

2000-N-NL-01-C-122

GPS/INS/CDMA 통신망 통합 복합 항법시스템

**Development of an Integrated Navigation
System using GPS/INS/CDMA Network**

GPS 시스템 연구실
건국대학교

과 학 기 술 부

제 출 문

과학기술부 장관 귀하

본 보고서를 “GPS/INS/CDMA통신망 통합 복합항법시스템 개발에 관한 연구” 과제의 보고서로 제출합니다.

2004. 8 . 30

주관연구기관명	: 건국대학교
주관연구책임자	: 지규인 교수
연구원	: 이영재 교수
	: 박찬국 교수
	: 최진호 교수
연구조원	: 홍진석
	: 이형근
	: 김현수
	: 이은성
	: 천세범
	: 조성윤
	: 김욱
	: 부성춘
	: 신준식
	: 이병기
	: 김대제
	: 고종명
	: 임성혁
	: 전우진
	: 최재혁
	: 이경민
	: 정우람
	: 유호
	: 이진현
	: 조현수
	: Francis Ghun Ngai CHAN

보고서 초록

과제관리번호	2000-N-NL-01-C-122	해당단계 연구기간	2001.9.1 ~ 2004.8.31	단계 구분	(2) / (2)
연구사업명	중 사업명				
	세부사업명	국가지정연구실사업			
연구과제명	중 과제명	GPS/INS/CDMA 통신망 통합 복합항법시스템 개발			
	세부(단위)과제명	GPS/INS/CDMA 통신망 통합 복합항법시스템 개발			
연구책임자	지 규 인	해당단계 참여연구원 수	총 : 23 명 내부 : 2 명 외부 : 21 명	해당단계 연구비	정부: 704,000 천원 기업: 천원 계: 704,000 천원
연구기관명 및 소속부서명	건 국 대 학 교		참여기업명		
국제공동연구	상대국명 :		상대국연구기관명 :		
위 탁 연 구	연구기관명 : 광운대학교		연구책임자 : 박 찬 국		
요약					보고서 면수
983					
<p>LBS, 텔레메틱스 등 위치정보를 요구하는 정보통신서비스를 위한 측위기술 개발을 위해 GPS, 관성 항법, 그리고 CDMA 이동통신 및 근거리 무선통신에 기반한 무선측위 기술들을 상호 보완적으로 결합하여 정확성, 가용성, 신뢰성, 연속성 면에서 보다 향상된 성능을 제공할 수 있는 복합 측위시스템 기술을 연구하였다.</p> <p>주요 연구결과는 다음과 같다:</p> <ul style="list-style-type: none"> ● GPS 측위 가용성 및 정확도 향상을 위한 기술 개발 ● GPS 신뢰성 및 완전성 향상을 위한 기법 연구 ● 전파항법 정확도 향상을 위한 다중경로 오차 극복기술 개발 ● 고정밀 측위를 위한 GPS RTK 기술 및 RTK/INS 통합기술 개발 ● SDR 기반 GPS 수신기 설계 기술 개발 및 FPGA 구현 ● MEMS/GPS 기반 휴대용 항법시스템 개발 및 시스템 구현 ● 초강결합 방식 GPS/INS 통합기법 및 비선형 오차추정 기법 개발 ● CDMA 파일럿 기반 무선측위 알고리즘 개발 ● GPS/CDMA통신망 혼합 무선측위 알고리즘 및 시스템 개발 ● IS-801 규격을 만족하는 AGPS 기술 및 PDE 개발 ● GPS 간섭 및 방해신호 제거를 위한 시공간 신호처리기법 개발 ● WLAN 무선통신망을 이용한 측위기술 개발 및 시스템 구현 ● 블루투스, UWB를 이용한 무선측위 가능성 분석 ● GPS/INS/CDMA 결합기술 개발 및 구현 					
색 인 어 (각 5개 이상)	한 글	지피에스, 관성항법, 무선측위, 코드분할다중접속, 도음방식지피에스, 전파방해대응, 개인위치추적, 무선랜			
	영 어	GPS, INS, CDMA, Wireless Location, AGPS, Anti-Jamming, Personal Navigation, Wireless LAN			

요 약 문

I. 제 목

GPS/INS/CDMA 통신망 통합 복합항법시스템 개발

II. 연구개발의 목적 및 필요성

이동하는 항체 및 사람의 위치와 속도에 관한 정보를 제공하는 항법기술의 발전과 이동통신 및 이동 컴퓨팅 기술의 발전에 더불어 현대 정보통신사회에서 위치정보에 관한 수요와 이의 응용분야가 점점 증대하고 있다. 이러한 서비스의 예로 현재 국내에서 활발히 개발되고 있는 정보통신 서비스인 텔레매틱스(Telematics), 위치기반서비스(LBS), 유비쿼터스 센서네트워크(Ubiquitous Sensor Network), 무선인식(RFID), 그리고 차세대 지능로봇 등을 들 수 있다.

위의 서비스들을 위해서는 소형, 저전력, 저가 그리고 정확한 위치정보를 제공하는 측위(Positioning) 장치 및 측위 기술이 필수적이다. 측위를 위한 방법으로 여러 가지 기술들을 고려할 수 있다. GPS(Global Positioning System)는 위성항법시스템으로 지구상 어느 곳에서나 자신의 위치를 측정할 수 있으나, 도심과 실내와 같이 위성신호 수신에 불리한 곳에서는 일반적으로 사용할 수 없다. 관성센서를 사용하는 관성항법시스템(INS: Inertial Navigation System)은 외부의 도움 없이 위치를 측정할 수 있으나, 사용시간에 따라 오차가 누적되고 무엇보다 항법용 관성센서가 일반적으로 고가이며 장치의 크기가 크다는 문제점이 있다. 이동통신시스템에서의 전파신호를 이용한 무선측위 기술을 통해 이동단말기 사용자의 위치를 측정할 수 있다. 그러나 복수 전파신호 수신 문제, 전파의 비가시성 등이 측위에 문제가 된다. 또한 최근에는 무선랜을 이용한 근거리 무선통신망이 도심 건물과 아파트 등에 많이 구축되어 서비스되고 있는데 이를 이용해서 무선측위를 할 수도 있으나 시각동기, 전파수신 범위 등 여러가지 문제점들이 아직도 많이 있다.

본 연구에서 각각의 측위 특성을 가지고 있는 위성항법시스템인 GPS, 관성항법, 그리고 CDMA 이동통신 및 근거리 무선통신에 기반한 무선측위 기술들을 상호 보완적으로 결합하여 정확성, 가용성, 신뢰성, 연속성 면에서 보다 향상된 성능을 제공할 수 있는 복합항법시스템(Integrated Navigation) 기술을 개발하는 것을 목표로 한다.

III. 연구개발의 내용 및 범위

1. GPS 측위 가용성 및 정확도 향상을 위한 기술 개발

GPS 신호검출 및 추적 성능을 개선하는 기법을 개발한다. GPS 코드 추적루프는 PLL과 FLL을 통해 구현한다. 고기동 환경에서 보다 정확한 신호추적을 위해서 PLL/FLL을 결합한 추적루프를 설계한다. 또한 GPS 신호의 신호대잡음비(SNR)가 낮은 경우 보다 나은 추적성능을 얻기 위하여 강인제어기를 이용한 강인추적루프를 설계한다. 스냅샷 방식의 GPS 신호수신을 위하여 신호획득 및 정밀도 향상 방법을 개발한다.

2. GPS 신뢰성 및 완전성 향상을 위한 기법 연구

GPS 신호의 무결성을 감시하기 위한 방법을 개발한다. GPS 수신기 스스로 신호의 이상을 감지하는 수신기 자체 무결성 감시(RAIM: Receiver Autonomous Integrity Monitoring)기법을 개발하며 실제 수신기에 구현한다. GPS 측정값의 최소검출 바이어스 오차값을 계산하여 GPS 신호의 이상을 감시하는 방법을 개발한다. 복수 안테나 사이의 기저선 정보를 이용하여 반송파 신호의 고장을 검출하는 기법을 개발한다.

3. 전파항법 정확도 향상을 위한 다중경로 오차 극복기술 개발

GPS와 무선측위 등 전파항법 시스템에서의 가장 큰 오차 요인은 다중경로이다. 다중경로 효과를 극복하기 위하여 우선 다중경로에 의한 오차특성을 파악한다. 다중경로 발생의 유무를 판단하여 다중경로에 의해 많이 훼손된 측정값을 제거하는 기법을 개발한다. 시간에 대한 차분을 통해 GPS 의사거리와 반송파 측정값에 존재하는 다중경로 성분을 추정하여 제거하는 기법도 개발한다. 다중경로 성분을 추정해내기 위하여 다중안테나를 사용하여 반송파 다중경로 성분 추정기법을 개발한다. CDMA에서의 무선측위를 위하여 파일럿 신호의 TDOA를 이용하여 거리를 추정하는 경우 비가시(Non-Line of Sight) 성분에 의한 오차가 크게 존재한다. 비가시 성분이 위치오차에 미치는 영향을 평가하며 삼단계 추정기법을 이용한 비가시성분 오차의 추정 및 완화 기법을 개발한다.

4. 고정밀 측위를 위한 GPS RTK 기술 및 RTK/INS 통합기술 개발

수 cm 정도의 높은 측위 정확도를 얻기 위해 GPS 반송파 위상을 이용하는 측위기술인 RTK(Real-Time Kinematic) 기술을 개발한다. 이를 위해 핵심 기술인 반송파의 미지정수 추정을 실시간으로 수행하기 위한 효과적인 기법을 개발한다. 미지정수 추정의 성공율을 높이기 위하여 기저선 정보를 이용한 미지정수 추정기법을 개발한다. 복수의 안테나로부터 측정되는 반송파정보를 이용한 실시간 자세추정 기법 및 시스템을 개발하며 이중차분 반송파 정보를 직접 이용하는 강결합 방식의 GPS/INS 자세추정 방법을 개발한다. GPS와 INS 측정치 간의 시각동기 기법을 개발한다. GPS와 RTK 결합시스템을 체계적으로 개발하기 위하여 HILS(Hardware In the Loop Simulation) 시스템을 연구한다.

5. SDR 기반 GPS 수신기 설계 기술 개발

GPS 수신기 신호처리 기술 및 수신기를 SDR 기술 기반으로 개발한다. 우선 GPS 기저대역 신호처리 기술을 개발하여 하드웨어 상관기를 이용하지 않고 소프트웨어 만을 이용하여 구현하고 이를 이용하여 PC Windows 환경에서 동작하는 실시간 소프트웨어 수신기를 개발한다. 다양한 항법시스템과의 연동과 다중모드 GNSS 수신기 개발에 용이하도록 상위레벨 시스템 설계 툴인 Matlab/Simulink를 이용하여 수신기를 설계한다. 설계된 수신기 상관기 Simulink 블록을 FPGA에 구현하여 SDR 기반 8채널 L1 C/A 코드 GPS 수신기를 개발한다.

6. MEMS/GPS 기반 휴대용 항법시스템 개발

소형 저가인 MEMS 기반 관성센서를 이용하여 개인이 휴대 가능한 관성항법 모듈을 개발하고 사람의 보행특성에 적합한 보행항법 알고리즘을 개발한다. 센서오차 보정 및 항법오차를 보정하기 위해서 GPS와 통합하는 결합기법을 개발한다. 프로토타입 보행항법시스템을 구현하여

성능을 실험 분석한다.

7. 향상된 GPS/INS 통합기법 개발

INS의 정보를 GPS 수신기 내부 신호추적부와 직접 결합하는 최적통합 방식인 초강결합 기법을 개발한다. GPS 의사거리와 수신기 내부의 비선형 특성을 효과적으로 처리하기 위해 비선형필터링 기법을 이용하여 GPS/INS을 통합한다.

8. CDMA Pilot 기반 무선측위 알고리즘 개발

파일럿신호 상관값을 이용한 TDOA를 측정방법을 개발하고 이를 CDMA모뎀 개발 보오드를 이용하여 구현하여 TDOA를 실측한다. 파일럿 위상의 측정 정밀도 향상을 위하여 MUSIC 기반의 고정밀 신호추정 알고리즘을 개발한다. TDOA 측정값에 존재하는 다중경로 및 비가시(Non-Line-of Sight) 성분에 의한 거리측정 오차 문제를 해결하는 방법을 개발한다.

9. GPS/CDMA통신망 혼합 무선측위 알고리즘 및 시스템 개발

망도움방식 GPS (Network Assisted GPS)기술을 개발하고 이를 PC와 인터넷 통신망을 통해 구현한다. GPS 신호를 획득하고 처리하여 의사거리를 측정하는 기술을 개발한다. 네트워크로부터 도움정보를 생성하고 이를 망을 통해 단말기로 전달하는 방식을 개발한다. 도움정보 전송 방식은 IS-801을 따르도록 한다. 동기망 과 비동기망에서의 전송시간 추정방법을 개발한다. 실내에서의 GPS 미약신호 획득을 위한 장시간 적산 신호처리 기법을 개발하고 오차요인을 분석한다. GPS와 CDMA TDOA 신호를 혼합하는 혼합 측위기법을 개발하고 실제 상용 GPS폰을 이용한 실험을 통하여 GPSOne과 성능을 비교한다. 비가시 오차를 야기시키는 CDMA 중계기 문제를 해결하기 위한 방법으로 중계기 위치추정 방법을 개발한다.

10. GPS 간섭 및 방해신호 제거를 위한 신호처리기법 개발

GPS 수신기가 다양한 간섭신호로부터 받는 영향을 분석한다. 안테나 배열을 이용한 GPS 간섭신호 제거기법을 개발한다. 다중경로와 같은 신호간섭을 제거하기 위하여 간섭신호 추정을 통한 간섭신호제거 기법을 개발한다. 안테나 배열 GPS 수신기와 INS를 강결합한 GPS/INS 통합항법시스템을 개발하고 이의 성능을 평가한다.

11. 근거리 무선통신망을 이용한 측위기술 개발

무선랜을 이용한 무선측위시스템을 개발하고 구현한다. 무선랜 신호를 측위에 이용하는 방법으로 신호세기와 시각정보를 이용하는 방법을 연구 개발한다. 무선랜 통신방식은 DSSS 방식의 IEEE 801.11.b와 OFDM 방식의 IEEE 802.11.a를 모두 고려한다. GPS 중계기를 이용한 실내 측위 방법을 새롭게 제안하여 이를 위한 기술을 개발한다. 측위를 위한 스위칭 GPS 중계기를 개발하고 중계기 GPS 신호처리 기법을 개발하여 실내 GPS 무선측위 시스템을 구현한다.

12. GPS/INS/CDMA 결합기술 개발 및 구현

GPS, INS 그리고 CDMA 무선측위 기술들을 통합하여 연속적인(Seamless) 측위정보를 제공하기 위한 결합구조에 대해 설계한다. 분산방식의 결합구조를 설계하여 이를 구현하고 시험 평가한다.

IV. 연구개발결과

1. GPS 측위 가용성 및 정확도 향상을 위한 기술 개발
 - 적응 PLL/FLL 추적루프 설계
 - H_{∞} 제어를 이용한 강인 추적루프 설계
 - DFT를 이용한 스냅샷 방식 신호획득 방법 개발
 - 내삽법 및 추적루프를 이용한 TDOA 정밀도 향상 기법 개발
 - MUSIC을 이용한 고해상도 TDOA 추정기법 개발
2. GPS 신뢰성 및 완전성 향상을 위한 기법 연구
 - RAIM 알고리즘 분석
 - 최소자승유수 기법을 통한 GPS RAIM 알고리즘 개발
 - 복수 고장이 있는 경우의 향상된 RAIM 알고리즘 개발
 - RAIM 알고리즘의 GPS 수신기 구현
 - MDB 계산방법 개발
 - GPS/INS 통합시스템에서의 MDB 분석
 - 기저선 제한 조건을 이용한 고장 검출기법 개발
3. 전파향법 정확도 향상을 위한 다중경로 오차 극복기술 개발
 - 다중경로 오차특성 파악
 - 최소자승유수 기법을 통한 다중경로 검출 기법 개발
 - 시계열 차분 기법을 이용한 다중경로 검출 및 제거기법 개발
 - 다중안테나를 이용한 다중경로 바이어스 추정 기법 개발
 - CDMA 비가시성분 오차 및 위치오차 특성 분석
 - 삼단계 추정기법을 이용한 비가시성분 추정기법 개발
4. 고정밀 측위를 위한 GPS RTK 기술 및 RTK/INS 통합기술 개발
 - RTK를 위한 미지정수 추정기법 개발
 - 기저선 정보를 이용한 향상된 미지정수 추정 기법 개발
 - 기저선 정보에 따른 성공률 향상 분석
 - 다중안테나 RTK를 이용한 정밀 자세추정 기법 개발
 - GPS/INS 시각동기 방법 및 시각지연 보상 기법 개발
 - GPS RTK/INS HILS 기술 연구
5. SDR 기반 GPS 수신기 설계 기술 개발
 - 소프트웨어 GPS 수신기 기술 개발
 - PC Windows 기반 실시간 소프트웨어(C언어) 수신기 개발
 - Matlab/Simulink FPGA block을 이용한 수신기 신호처리 알고리즘 설계
 - SDR 기반 GPS 수신기 FPGA 구현 및 성능검증

6. MEMS/GPS 기반 휴대용 항법시스템 개발
 - 초소형 저가 관성항법 장치(IMU) 개발
 - 초소형 IMU 오차보정 및 정렬기법 개발
 - 이동거리 측정기법 및 보행항법 알고리즘 개발
 - MEMS 나침반을 이용한 방향각 외란 보상기법 개발
 - 자이로를 대체할 수 있는 방향각 결정기법 개발
 - 센서고장을 고려한 신뢰성 향상 기법 개발
 - MEMS 기반 보행항법시스템 개발
 - WNS/GPS 통합 프로토타입 항법시스템 개발

7. 향상된 GPS/INS 통합기법 개발
 - VDLL 코드추적 루프 분석
 - 비선형 필터링 기법 분석: Unscented Kalman Filter, Particle Kalman Filter
 - GPS/INS Unscented Kalman Filter 설계 및 분석
 - GPS/INS Particel Kalman Filter 설계 및 분석
 - 초강결합 GPS/INS 연합칼만필터 설계
 - Unscented 연합칼만필터 구조 연구
 - 초강결합 추적루프 설계 및 성능분석
 - 관성항법도움 GPS 수신기 추적루프 설계기법 연구

8. CDMA Pilot 기반 무선측위 알고리즘 개발
 - CDMA시스템에서의 파일럿 위상 측정 기법 개발
 - CDMA Pilot 검출 수신기 및 CDMA모뎀을 이용한 TDOA 검출 실험
 - 파일럿 위상 측정 고정밀 신호추정기법 개발
 - TDOA 기반 무선측위 알고리즘 개발

9. GPS/CDMA통신망 혼합 무선측위 알고리즘 및 시스템 개발
 - GPS 신호획득 방법 개발
 - 상관 기법을 이용한GPS TDOA 정밀도 향상기법 개발
 - 네트워크 도움방식 GPS 기법 개발
 - 망도움 정보 생성 기법 개발 및 구현
 - IS-801 규격에 따른 망정보 전달 방식 개발
 - 측위서버 PDE 개발 및 구현
 - 동기/비동기식 구현방식 개발
 - 망도움방식 GPS 기술 구현 및 실험
 - GPS/CDMA TDOA 혼합측위 알고리즘 개발
 - 상용 GPS폰을 이용한 혼합측위 알고리즘 실험 및 GPSOne과의 성능비교

10. GPS 간섭 및 방해신호 제거를 위한 신호처리기법 개발
 - GPS 수신기의 간섭신호에 대한 영향 분석

- GPS 다중 안테나 수신 시스템 개발
- GPS 신호의 공간신호처리 알고리즘 개발
- 연속적 간섭신호 제거기법 개발
- 배열안테나 빔형성 기법을 이용한 GPS/INS 강결합 기법 연구

11. 근거리 무선통신망을 이용한 측위기술 개발

- 무선랜 신호세기 모델식과 삼각측량을 이용한 측위기법 개발
- 무선랜 신호세기 데이터베이스를 이용한 측위기법 개발
- 무선랜 신호 TDOA를이용한 거리정보 획득방법 개발
- 무선랜 TDOA를 이용한 측위기법 개발
- 블루투스를 이용한 실내측위 기법 연구
- UWB를 이용한 실내측위 기법 연구
- GPS 스위칭 중계기 개발 및 중계기 신호 수신기법 연구
- GPS 중계기를 이용한 실내측위 기법 개발

12. GPS/INS/CDMA 결합기술 개발 및 구현

- 분산방식 결합구조 설계
- 통합필터를 설계를 위한 요소 필터 모델링
- 통합시스템 성능분석

V. 연구개발결과의 활용계획

- LBS, 텔레메틱스 서비스를 위한 측위기술로 사용.
- GPSOne을 대체할 수 있는 무선측위 기술로 사용.
- 한국의 독자 항법시스템 개발을 위한 요소기술로 사용.
- 다중모드 GNSS 수신기 개발 기술로 사용.

SUMMARY

I. Title

Development of an Integration Navigation System Using GPS/INS/CDMA Network

II. Objectives and Needs for Research

Objectives of this research is development of an integrated navigation system using several kinds of navigation systems which have their own distinguished characteristics, such as GPS, INS, CDMA network, and WLAN. The final integrated system has better performance of accuracy, availability, reliability, and continuity.

III. Contents and Range of Research

1. Development of Technology for GPS Positioning Availability

GPS signal detection and tracking performance improvement technologies have been developed. A tracking loop with PLL/FLL integration has been developed for accurate signal tracking at high dynamic movement. A robust tracking loop has been developed for low SNR signal, and for GPS signal receiving signal acquisition and accuracy improvement methods have been developed.

2. Development of GPS Reliability and Integrity Improvement

Integrity monitoring method for GPS signal has been developed. RAIM (Receiver Autonomous Integrity Monitoring) algorithm has been developed and realized. MDB (Minimum Detectable Bias) method which detects GPS signal fault has also been developed. GPS signal fault can be detected by the proposed algorithm using a multiple array antenna.

3. Development of Multipath Mitigation Method for Accuracy Improvement of Radio Navigation

Multipath is the major source of radio navigation system. By detecting the existence of multipath, a mitigation method in the measurements has been developed. The estimation and mitigation methods of NLOS error have been developed using three-stage estimator.

4. Development of GPS RTK Technology and RTK/INS Integration

To achieve the centimeter level accuracy, a positioning method using GPS carrier, called RTK (Real-Time Kinematic), has been developed. For this purpose, efficient real-time integer resolution

method has to be developed. Time synchronization between GPS and INS measurements has been developed. For a systematic development of GPS and RTK, HILS (Hardware In the Loop Simulation) has been researched.

5. Development of SDR-Based GPS Receiver Design Technology

GPS signal processing technology and a SDR-based receiver has been developed. Designed receiver correlator Simulink block has been realized at FPGA, and L1 C/A code GPS receiver with 8 channels has been developed.

6. Development of MEMS/GPS-Based Portable Navigation System

Using small and low cost MEMS-based inertial sensors, algorithm for a portable navigation system has been developed. An integration method with GPS for compensating sensor and navigation errors has been developed. A prototype walking navigation system has been realized and its performance has been analyzed.

7. Improved GPS/INS Integration Method

INS information has been fed to GPS tracking loop for optimally integrated ultra-tightly coupled method. A nonlinear filter has been applied to solve the nonlinear problem in inside of GPS receivers.

8. Development of CDMA Pilot-Based Wireless Positioning Algorithm

A TDOA measurement method has been developed using correlation value of pilot signals, and TDOA has been measured using a CDMA development board. A MUSIC based algorithm has been developed to improve the positioning accuracy. Several solutions have been suggested to resolve multipath and NLOS errors.

9. Development of GPS/CDMA Network Integrated Positioning Algorithm

Network assisted GPS technology has been developed, and realized through PC and internet network. The assisted information is based on IS-801. Transmission delays of synchronized and asynchronous network have been estimated. To acquire GPS weak signals, long time signal accumulation processing has been developed. Results using a commercial GPS phone and GPSONe have been compared.

10. Development of Signal Processing for Mitigation of GPS Interference and Interfering Signal

Effects by various indirect signals have been analyzed. Using GPS array antenna, mitigation of signal interference has been developed. GPS/INS integrated system with array antenna has been developed, and the performance has been analyzed.

11. Development of Positioning Technology Using Wireless Network

A Wireless positioning system using WLAN has been developed. For WLAN, IEEE 801.11b by DSSS method and IEEE 802.11a by OFDM method have been considered. Indoor positioning method using GPS repeaters has been proposed, and the related technologies have been developed. Switching GPS repeaters have been developed and corresponding signal processing algorithm has been developed.

12. Development and Realization of GPS/INS/CDMA Integration Technology

Integrating structure for seamless positioning information using GPS, INS, and CDMA network has been designed. A distributed integrating method has been designed, and tested.

IV. Results of Research

1. Technology Development for GPS Positioning Availability and Accuracy Improvement

- Adaptive PLL/FLL Tracking Loop Design
- Robust Tracking Loop Design Using H_{∞} Controller
- Development of the Signal Acquisition with the Snapshot Method Using DFT
- Development of the TDOA Precision Improvement Using an Interpolation Method and Tracking Loop
- Development of High-Resolution TDOA Estimation Using MUSIC

2. Research on GPS reliability and Integrity Improvement

- RAIM Algorithm Analysis
- GPS RAIM Algorithm through Least-Square
- Development of the Improved RAIM Algorithm in case of Multiple Faults
- GPS Receiver Realization of RAIM Algorithm
- Development of the MDB Computation Method
- MDB Analysis in the Integrated GPS/INS
- Development of the Fault Detection Using Baseline Constraint

3. Technology Development of Multipath Error Reduction for the Accuracy Improvement of Radio Navigation

- Multipath Error Characteristic Analysis
- Development of the Multipath Detection through Least-Square
- Development of Multipath Detection and Isolation Using Time-Series Difference Method

- Development of Multipath Bias Estimation Using an Array Antenna
- Characteristics Analysis of the CDMA Non-Line-of-Sight Error and Position Error
- Development of Non-Line-of-Sight Estimation Using Three-Stage Estimator

4. Technology Development of GPS RTK and RTK/INS Integration for the Highly Precise Positioning

- Development of the Integer Ambiguity Estimation for RTK
- Development of the Improved Ambiguity Resolution Using Baseline Information
- Success Rate Analysis with Baseline Information
- Development of the Precise Attitude Estimation Using RTK in the Array Antenna
- Development of the GPS/INS Time Sync and Compensation of Time Delay
- Research on GPS RTK/INS HILS Technology

5. Design Technique Development of GPS Receiver based on SDR

- Development of the Software GPS Receiver Technology
- Development of the PC Windows based Real-Time Software Receiver
- Receiver Signal Process Algorithm Design Using Matlab/Simulink FPGA Block
- FPGA Realization and the Performance Verification of GPS receiver based on SDR

6. Development of the MEMS/GPS based Portable Navigation System

- Development of the Micro Size and Low cost IMU
- Development of the Error Calibration and Alignment Technology in the Micro IMU
- Development of the Pedestrian Navigation Algorithm and Distance Measurement
- Development of the Heading-Angle Noise Compensation Technology Using a MEMS Compass
- Development of the Heading-Angle Determination as an Alternative to a Gyro
- Development of the Reliability Improvement Considering Sensor Fault
- Development of the MEMS based Pedestrian Navigation System
- Development of the WNS/GPS Integrated Proto-Type Navigation System

7. Development of the Improved GPS/INS Integration Method

- VDLL Code Tracking Loop Analysis
- Nonlinear Filtering Method Analysis:
 - Unscented Kalman Filter, Particle Kalman Filter
- GPS/INS Unscented Kalman Filter Design and Analysis
- GPS/INS Particle Kalman Filter Design and analysis
- Federated Kalman Filter Design in the Ultra Tightly Coupled GPS/INS
- Research on the Unscented Federated Kalman Filter Structure

- Ultra Tightly Coupled Tracking Loop Design and Performance Analysis
- Research on Tracking Loop Design of GPS Receiver aided Inertial Navigation

8. Development of the Wireless Location Method Using CDMA Pilot

- Development of the Pilot Phase Measurement Method in CDMA System
- CDMA Pilot Detection Receiver and a TDOA Detection Experiment using CDMA Modem
- Development of the Pilot Phase Measurement Super Resolution Signal Estimation
- Development of the TDOA based Wireless Location Algorithm

9. Development of the Combination Wireless Location Method of GPS/CDMA Network System

- Development of the GPS Signal Acquisition Method
- Development of the GPS TDOA Resolution Improvement Using Correlation Method
- Development of the Network Aided GPS Method
- Development and Implementation of the Network Aided Information Generation Method
- Development of the Network Aided Information Transmission Method Using IS-801 Standard
- Development and Implementation of Location Server PDE
- Development of Synchronous and Asynchronous Implementation Method

10. GPS Interference and Multipath

- Analysis of Interference Effect on the GPS Receiver
- Development of the GPS Array Antenna Receiving System
- Development of the Spatial Signal Processing Algorithm on the GPS
- Development of the Continuous Wave Interference Nulling Method
- Tightly Coupled GPS/INS Using GPS Beamforming

11. Navigation Technology Using Wireless LAN

- Positioning Method Using Signal Strength Model and Triangulation
- Positioning Method Using the Data base of Signal Strength
- Development of the Ranging Method Using TDOA Algorithm in WLAN System
- Development of the Positioning Method Using TDOA Algorithm in WLAN System
- Indoor Positioning Method Using the Bluetooth
- Implementation of the GPS Switching Repeater and Development of the Repeater Signal Processing Algorithm
- Indoor Positioning Method Using the GPS Repeater

12. Development and Implementation of the GPS/INS/CDMA Integration Method

- Design of the Decentralized Integration Method on Multi-Sensor System
- Component Filter Modeling Method for Designing the Integration Filter
- Performance Analysis of Integration System

V. Plan for Application of Results

- Application to the Positioning Technology for LBS and Telematics Services
- Application to the Wireless Positioning Technology instead of GPS One
- Application to the Elementary Technology of the Independent Navigation System in Korea
- Application to the Development Technology of the Multimode GNSS Receiver

Table of Contents

Chapter 1. Introduction

Section 1. Objective of Research

Section 2. Necessity of Research

Section 3. Range of Research and Development

1. Technology Development for GPS Positioning Availability and Accuracy Improvement
2. Research on GPS Reliability and Integrity Improvement
3. Technology Development of Multipath Error Reduction for the Accuracy Improvement of Radio Navigation
4. Technology Development of GPS RTK and RTK/INS Integration for the Highly Precise Positioning
5. Design Technique Development of GPS Receiver based on SDR
6. Development of the MEMS/GPS based Portable Navigation System
7. Development of the Improved GPS/INS Integration Method
8. Development of the Wireless Location Method using CDMA Pilot
9. Development of the Combination Wireless Location Method of GPS/CDMA Network System
10. GPS Interference and Multipath
11. Navigation Technology Using Wireless LAN

Chapter 2. Current Status of Domestic and International Research and Development

Section 1. Current Status of International Research and Development

1. GPS Receivers and Hardware
2. GPS Navigation Algorithm
3. Navigation System Using GPS
4. DGPS
5. Wireless Mobile Location
6. INS (Inertial Navigation System)
7. GPS Modernization
8. Other Satellite Navigation Systems

Section 2. Current Status of Domestic Research and Development

1. GPS Receivers and Hardware
2. Navigation System Using GPS
3. DGPS
4. Wireless Mobile Location
5. INS (Inertial Navigation System)
6. Other Satellite Navigation Systems

Chapter 3. Research and Development and Their Results

Section 1. Introduction

Section 2. GPS Signal Detection and Development of the Tracking Performance Method

1. Adaptive PLL/FLL Loop Design
 - a. Signal Tracking Model
 - b. Tracking Loop Design
 - c. Tracking Loop Design for High Dynamic Receivers
 - d. Simulation
2. Tracking Loop Design using H_{∞} Controller
 - a. Problem Definition
 - b. System Modeling
 - c. Results of Nonlinear Model Simulation
3. Software GPS Receiver
 - a. GPS System and Signal
 - b. Software GPS Receiver
 - c. Signal Acquisition Algorithm
 - d. TDOA Precision Improvement Method
 - e. Experiments and Results
4. MUSIC (Multiple Signal Classification) Method
 - a. MUSIC Algorithm
 - b. Time Estimation Using MUSIC
 - c. TOA Estimation Using MUSIC
 - d. Results of MUSIC Simulation

Section 3. Development of the Precise Measurement of CDMA Pilot Phase

- 1. Development of CDMA Pilot Phase Measurement**
 - a. General Methods for TOA and TDOA Measurement**
 - b. TOA and TDOA Measurement Methods Using Measurement Equipment**
- 2. Development of the Pilot Phase Measurement Accuracy Improvement**
 - a. Algorithm for High Accuracy Pilot Phase Measurement**
 - b. Precise TDOA Estimation Algorithm by Simulation**
 - c. TDOA Estimation Using Experiments**

Section 4. Mitigation Methods for Multipath and Interference Errors

- 1. Development of GPS Multipath Mitigation Techniques**
 - a. Characteristics and Estimation of Multipath Error**
 - b. Multipath Estimation**
 - c. Multipath Mitigation for the Positioning Accuracy Improvement**
 - d. Non-Common GPS Satellite Ephemeris Error Cancellation**
- 2. Multipath Error Estimation**
 - a. Multipath Error Mitigation**
 - b. Channelwise Multipath Error Estimation**
- 3. Integrity Monitoring Methods of GPS Signal**
 - a. Introduction**
 - b. RAIM Algorithm**
 - c. RAIM Algorithm for GPS/GLONASS Receivers**
- 4. Multipath Error Mitigation in CDMA Pilot Phase**
 - a. NLOS and Its Effects on Position Solution**
 - b. Estimation and Mitigation of NLOS Error Using three-Stage Estimator**

Section 5. MEMS Based Portable Navigation Algorithm

- 1. Error Compensation Method for Estimation of Walking Distance**
 - a. Development of a Device for Walking Distance Measurement**
 - b. Error Estimation with Considering Installing Error**
- 2. Heading-Angle Disturbance Compensation Using MEMS Compass**
 - a. Characteristics of Magnetic Compass**
 - b. Tilt Error Compensation of Magnetic Compass**
- 3. Heading-Angle Determination Method for Replacement of Gyro**
 - a. Gyroless System**
 - b. Gyroless System Error Analysis**

- c. Experiments and Results
- 4. Reliability Improvement with Considering Sensor Faults
 - a. Inertia Measurement System
 - b. Performance Analysis with respect to Sensor Locations and Optimal Deployment of Sensors
 - c. Multiple Sensor System

Section 6. GPS RTK/INS Integration Algorithm

- 1. Results form Several GPS and INS Integration Types
 - a. INS
 - b. Comparison of Integration Methods
 - c. Summary of Experiments
 - d. Analysis of Experiments
- 2. Performance Improvement of Fine Alignment Using Carrier Phase Attitude and Position Information
 - a. Tightly Coupled Method and Attitude Estimation
 - b. Simulation Results
- 3. Performance Analysis of Position Solutions Using Carrier Attitude Information
- 4. Basic Research on HILSIM for GPS RTK/INS Application
 - a. Basic Theory on HILS
 - b. GPS/INS Coupled System Using HILS
 - c. Time Synchronization of HILS
 - d. Time Delay Errors
 - e. Measurement Delay of HILS
 - f. Time Delay Compensation

Section 7. Development of GPS/CDMA Coupled Navigation Algorithm

- 1. Introduction of Coupled Navigation Algorithms
 - a. Needs for Coupled Navigation Algorithms
 - b. Problems on Coupled Navigation Algorithms
- 2. Development of Adaptive Location Filtering Algorithm
 - a. Automatic Determination of Position Mode
 - b. Weighted Least Square Method
 - c. Positioning Mode Refining Process
 - d. Re-Computation Algorithm of Weighting Matrix
 - e. Optimal Position Determination Algorithm

- f. Multiple Problem Resolution Using ALFA
- 3. Performance Analysis of ALFA Using Simulation
 - a. Ideal Urban Environment
 - b. Simulation Results of Position Modes
 - c. Simulation Result Analysis
- 4. Performance Analysis of ALFA by Experimental Data
 - a. Experimental Environment
 - b. Application of Experimental Data

Section 8. Development of INS-Aided GPS Receiver Technology

- 1. Design of IMU-aided GPS Correlator/Tracking Loop Structure
 - a. Design of Vector Delay Loop Structure
 - b. Problems of Vector Delay Loop
 - c. Design of INS-aided Delay Loop Structure
- 2. Verification and Performance Analysis Using Simulator
 - a. INS-aided Simulator Design Using Matlab
 - b. Verification and Performance Analysis

Section 9. Development of GPS/CDMA Network Integration Method

- 1. Realization of Assist GPS
 - a. Software GPS
 - b. Signal Acquisition Algorithm
 - c. Limitation of Doppler Searching Time and Assisted Information
 - d. Precision Improvement Method of Correlators
 - e. Network Assisted GPS
 - f. Pseudorange Structure Algorithm
 - g. Realization of Asynchronized Method
 - h. Realization of Synchronized Method
 - i. Comparison Between Synchronized and Asynchronized Methods
- 2. Algorithm Development for Integration System of GPS Pseudorange and CDMA Pilot Pseudorange
 - a. Algorithm Development for Integration System of GPS/CDMA –TDOA
 - b. Performance Comparison and Analysis Using Commercial GPS Phone
 - c. Analysis of Network Repeater Problems and Error Mitigation Algorithm
- 3. Weak Signal Detection Method
 - a. Indoor Signal Strength

- b. Weak Signal Handling Method
- c. Weak Signal Detection Using Accumulation Method
- d. Factor on Weak Signal Acquisition
- e. Result of Signal Acquisition
- f. Performance Analysis

Section 10. Development and Realization of GPS/INS/CDMA Integration Technology

- 1. Integration Structure Design and Development of Distribution Method
 - a. Core Technologies for System Integration
 - b. Characteristics of System Integrations
 - c. Concept Design and Development of Distributed GPS/INS/CDMA Network Integration
- 2. Performance Analysis and Improvement of System Integration
 - a. Positioning Performance Analysis of Tightly Coupled GPS/INS/CDMA Network Integrated System
 - b. Performance Analysis of ALFA Using a Commercial GPS Phone

Section 11. Development of GPS/INS/CDMA Network Integration Simulator

- 1. Software Based Simulator
 - a. PC Based Simulator for GPS/INS/CDMA Network Integration
- 2. System Development for Integrity Monitoring
 - a. GPS Carrier Signal Generation Module
 - b. Position and Attitude Determination Module
 - c. Estimation of MDB
 - d. Success Rate Improvement for GPS Carrier Integer Ambiguity
 - e. Fault Detection Using Baseline Information

Section 12. Development of Real-Time Software GPS Receiver

- 1. Development of Real-Time Software Correlator
 - a. Generation of Map for C/A Code and Carrier Duplicated Signals
 - b. Error Analysis of C/A Code Duplicated Signal
 - c. Fast Signal Processing for Data Combination Method
- 2. Improvement of Signal Tracking Algorithm
 - a. Error Compensation Using Compensator
- 3. Development of a Software GPS Receiver Module and Performance Analysis
 - a. PC Based Software GPS Receiver Module

- b. Performance Analysis of a Software GPS Receiver
- 4. FPGA-Based Software Receiver Using Matlab Simulink
 - a. Realization and Test of a Single Channel Receiver
 - b. Realization of Multiple Channel Receiver

Section 13. Development of MEMS INS and GPS Algorithms

- 1. Development of Hardware and Software for MEMS INS Based and Independent WNS
 - a. Hardware for MEMS Based Walking Navigation System
 - b. Algorithm for MEMS Based Walking Navigation System
- 2. Development of WNS/GPS Integrated Hardware and Software for a Portable Receiver
 - a. WNS/GPS Integrated Hardware
 - b. WNS/GPS Integrated Method

Section 14. Ultra-Tightly Coupled GPS/INS Integration

- 1. Design of Code Tracking Loop Structure of a GPS Receiver
 - a. Vector Delay Lock Loop
 - b. Problems in VDLL
- 2. GPS/INS Tightly Coupled Structure
 - a. Problems in Nonlinearity
 - b. Extended Kalman Filtering
 - c. Unscented Kalman Filtering
 - d. Particle Kalman Filtering
 - e. GPS/INS simulation Results
- 3. Federated Filter Design for Ultra Tightly Coupled GPS/INS
 - a. Federated Filter Structure
 - b. Local Filters
 - c. Master Filter
- 4. Unscented Federated Kalman Filter
 - a. Federated Filter
 - b. Unscented Kalman Filter
 - c. Transformation of Unscented Kalman Filter for Nonlinear Federated Construction
 - d. In Comparison with Centered Filter
- 5. Tracking Loop Simulator Design for Ultra Tightly Coupled Structure Using Matlab

6. Performance Analysis of Proposed Code Tracking Loop

Section 15. Development of Spatial Signal Processing Method for Mitigation of GPS Multipath Interference and Interfering Signals

1. Effect Analysis of Indirect Signal of GPS Receiver
 - a. Characteristics of Indirect Signal
 - b. Simulator Structure of GPS Receiver and Indirect Signal
 - c. Simulation and Analysis of Results
2. Development of GPS Receiver with Multiple Antennas
3. Development of Spatial Signal Processing Algorithm for GPS Signal
 - a. Antenna Array
 - b. Adaptive Beam-Forming Algorithm
 - c. Development of GPS Beam-Forming Simulation Tool Using Matlab
 - d. Simulation and Results
4. GPS/INS Tightly Coupled System Using LCMV Beam-Forming Algorithm
5. Time Delay Estimation of Superimposed Coherent Multipath Signals using EM Algorithm for Global Positioning systems
 - a. Introduction
 - b. The Expectation-Maximization (EM) Algorithm
 - c. GPS Signal Acquisition using the EM Algorithm
 - d. Simulation Results and Discussions

Section 16. Development of Wireless Positioning Technology Using WLAN

1. Indoor Positioning Using WLAN Signal Strength
 - a. Characteristics of WLAN Signal Strength
 - b. Position Determination Using Model Equation and Triangulation
 - c. Positioning Using Signal Strength Data Base
 - d. Indoor Positioning Result Analysis Using Signal Strength
2. Indoor Positioning Using WLAN Clock Information
 - a. Distance Estimation for WLAN Positioning
 - b. Problems and Solutions in Positioning Using Current WLAN
 - c. Positioning Using TDOA
 - d. Positioning Using Double Difference
 - e. Simulation Method and Results
 - f. Positioning Experiment Using Time Information
3. Indoor Positioning Using GPS Satellite Signal Repeaters
 - a. Introduction

- b. Positioning Method Using Pseudo-Clock Bias
 - c. Positioning Method Using GPS Satellite Strength
 - d. Indoor Positioning Using Switchable GPS Satellite Signal Repeaters
 - e. Conclusion
4. Indoor Positioning Using the Signal Strength of Bluetooth
 - a. Bluetooth
 - b. Bluetooth RSSI Experiment
 - c. Positioning Problems when Using RSSI at the Bluetooth
 - d. Conclusion
 5. Indoor Positioning Using a UWB Signal
 - a. Positioning Performance Test of UWB Signal
 - b. Error Reduced Algorithm
 - c. UWB Positioning System
 - d. Conclusion
 6. Indoor Positioning Using the Characteristic of OFDM
 - a. Characteristics of OFDM
 - b. Application to IEEE802.11a WLAN
 - c. Signal Detection Using FFT Window
 - d. Simulation Using FFT Window
 - e. Conclusion

Section 17. Realization and Performance Experiment of Prototype GIC-INS

1. GIC-INS System Structure
 - a. GPS Receiver
 - b. IMU Module
 - c. CDMA Mobile Communication Terminal
 - d. Computer for the Integrated Navigation
2. Performance Experiment of GIC-INS
 - a. Experiment Method
 - b. Experiment Place and Route
 - c. Experiment Data Process
3. Performance Analysis of GIC-INS
 - a. Analysis of GPS Data
 - b. Analysis of IMU Data
 - c. Analysis of CDMA Data
 - d. Analysis of WLAN Data
 - e. Positioning by the Encoder of Mobile Robot

- f. Result Analysis of GIC-INS
- 4. Upgraded Model of GIC-INS

Chapter 4. Achievement and Contribution to the Related Field

Section 1. A Target Achievement

- 1. Range of Research of 1st Year
- 2. Range of Research of 2nd Year
- 3. Range of Research of 3rd Year

Section 2. Contribution to the Related Field

- 1. Development of the GPS Signal Detection and Tracking Performance
 - a. Development of the GPS Signal Sensitivity Improvement
- 2. Development of Precise Measurement of CDMA Pilot Phase
 - a. Development of CDMA Pilot Phase Measurement
 - b. Development of Pilot Phase Measurement Accuracy Improvement
- 3. Mitigation Methods for Multipath and Interference Errors
 - a. Development of GPS Multipath Mitigation Techniques
 - b. Multipath Error Mitigation in CDMA Pilot Phase
- 4. MEMS Based Portable Navigation Algorithm
 - a. Error Compensation Method for Estimation of Walking Distance
 - b. Disturbance Compensation Using MEMS Compass
 - c. Determination Method for Replacement of Gyro
 - d. Reliability Improvement with Considering Sensor Faults
- 5. GPS RTK/INS Integration Algorithm
 - a. Results form Several GPS and INS Integration Types
 - b. Performance Improvement of Fine Alignment Using Carrier Phase Attitude and Position Information
 - c. Performance Analysis of Position Solutions Using Carrier Attitude Information
 - d. Basic Research on HILSIM for GPS RTK/INS Application
- 6. Development of GPS/CDMA Coupled Navigation Algorithm
 - a. Introduction of Coupled Navigation Algorithms
 - b. Development of the Adaptive Location Filtering Algorithm

- c. Performance Analysis of ALFA Using Simulation
 - d. Performance Analysis of ALFA by Experimental Data
- 7. Development of INS-Aided GPS Receiver Technology
 - a. Design of IMU-aided GPS Correlator/Tracking Loop Structure
 - b. Verification and Performance Analysis Using Simulator
- 8. Development of GPS/CDMA Network Integration Method
 - a. Realization of Assist GPS
 - b. Algorithm Development for Integration System of GPS Pseudorange and CDMA Pilot Pseudorange
 - c. Weak Signal Detection Method
- 9. Development and Realization of GPS/INS/CDMA Integration Technology
 - a. Integration Structure Design and Development of Distribution Method
 - b. Performance Analysis and Improvement of System Integration
- 10. Development of GPS/INS/CDMA Network Integration Simulator
 - a. Software Based Simulator
 - b. Hardware Based Simulator
 - c. System Development for Integrity Monitoring
- 11. Development of Real-Time Software GPS Receiver
 - a. Development of Real-Time Software Correlator
 - b. Improvement of Signal Tracking Algorithm
 - c. Development of a Software GPS Receiver Module and Performance Analysis
 - d. Conclusion
- 12. Development of MEMS INS and GPS Algorithms
 - a. Development of Hardware and Software for MEMS INS Based and Independent WNS
 - b. Development of WNS/GPS Integrated Hardware and Software for a Portable Receiver
- 13. Ultra-Tightly Coupled GPS/INS Integration
 - a. Design of Code Tracking Loop Structure of a GPS Receiver
 - b. GPS/INS Tightly Coupled Structure
 - c. Federated Filter Design for Ultra Tightly Coupled GPS/INS
 - d. Performance Analysis and Verification Using Simulator
- 14. Development of Spatial Signal Processing Method for Mitigation of GPS Multipath Interference and Interfering Signals
 - a. Development of GPS Receiver with Multiple Antennas
 - b. Development of Spatial Signal Processing Algorithm for GPS Signal
 - c. Development of LOS Signal Estimation and Interference Signal Reduction

- d. Experiment and Performance Analysis Using GPS Signal
- 15. Development of Wireless Positioning Technology Using WLAN
 - a. Introduction
 - b. Indoor Positioning Using Signal Strength of WLAN
 - c. Indoor Positioning Using WLAN Clock Information
- 16. Realization and Performance Experiment of the Proto-Type Federal Navigation System

Chapter 5. Plan on Application of Research Results

Chapter 6. The Collected Foreign Science Technology Information in the Process of Research

Section 1. Satellite Navigation Field

- 1. Change of GPS System
 - a. Turning Off SA
 - b. GPS Modernization
- 2. Galileo
- 3. JRANS in Japan
- 4. Beidou Navigation System in China
- 5. GLONASS in Russia
- 6. GAGAN in India
- 7. WAAS in USA
- 8. NDGPS in USA
- 9. RTG and WADGPS
 - a. RTG (Real Time GIPSY)

Section 2. Wireless Navigation Field

- 1. The Position Determining Technology in the Wireless Navigation
 - a. A-GPS
 - b. TDOA
 - c. The Position Determining Technology in the Indoor Wireless Network

Section 3. INS Field

- 1. Micro Gyroscope
 - a. Research Tendency in USA
 - b. Research Tendency in Japan
 - c. Improvement of the Structure Production Method

- d. Performance Improvement by Transforming Structure
- e. Application to Servo Controller Method
- 2. Micro Accelerometer
 - a. Vibration Beam Accelerometer.
 - b. Servo Accelerometer
 - c. JPL/NAWC Accelerometer
 - d. Accelerometer made in Litton Corp.
 - e. Research Tendency in Japan
- 3. Inertial Navigation System Technology
 - a. LITTON
 - b. HONEYWELL
 - c. KEARFOTT
 - d. SAGEM
 - e. SFIM
 - f. BASE (British Aerospace Systems and Equipment)
 - g. FERRANTI

Chapter 7. References

목 차

제1장 연구개발과제의 개요	1
제1절 연구개발의 목적	1
제2절 연구개발의 필요성	3
제3절 연구개발의 내용 및 범위	6
제2장 국내외 기술개발 현황	13
제1절 국외 기술개발 현황	13
제2절 국내 기술개발 현황	16
제3장 연구개발수행 내용 및 결과	18
제1절 서론	18
제2절 GPS 신호 검출 및 추적 성능개선 기법 개발	19
1. 적응 PLL/FLL 루우프 설계	19
가. GPS 신호 추적 모델	19
(1) 상관기 출력 모델	20
(2) 코드 추적 루프 모델	21
(3) 반송파 추적 루프 모델	22
나. 추적 루프 설계	24
(1) 추적 루프 모델	24
(2) 비선형 추적 루프 모델	26
(3) 선형 추적 루프 모델	26
(4) 추적 루프 필터 설계	27
다. 고기동 수신기를 위한 추적 루프 설계	29
(1) FLL Assist PLL	29
(2) FLL Assist DLL	30
라. 시뮬레이션	30
2. H_{∞} 제어를 이용한 추적루프 설계	38
가. 문제의 정의	39
나. 시스템 모델의 유도	39
다. 비선형 시뮬레이션 결과	42

(1) 루프 필터 특성	44
(2) 추적루프 성능 분석	47
3. 소프트웨어 GPS 수신기	52
가. GPS 시스템 및 신호	52
(1) GPS위성 신호 및 특성	52
(2) 일반적인 GPS 수신기	64
나. 소프트웨어 GPS 수신기	68
다. 신호 획득 알고리즘	70
(1) 신호 획득을 위한 복사 신호의 생성	71
(2) 도플러 보상	71
(3) DFT Circular Correlation	71
(4) DFT 계산량 감소	72
라. TDOA 정밀도 향상 기법	73
(1) 내삽법	73
(2) 신호 추적 알고리즘	74
마. 실험 및 처리 결과	75
4. MUSIC	79
가. MUSIC 알고리즘	79
나. MUSIC을 이용한 시간 추정	81
다. MUSIC을 이용한 TOA 추정	82
라. MUSIC 시뮬레이션 결과	84
제3절 CDMA 파일럿 위상 정밀 측정기법 개발	87
1. CDMA 시스템에서의 파일럿 위상 측정 기법 개발	87
가. 일반적인 TOA? TDOA 측정 방법	87
(1) TOA 측정 방법	87
(2) TDOA 측정 방법	89
나. 실측 장비를 이용한 TOA? TDOA 검출 기법	89
(1) CDMA 전파 수신기(한국통신)를 이용한 TOA 검출	89
(2) CDMA 모뎀 테스트 보드(삼성전자)를 이용한 TDOA 검출	99
2. 파일럿 위상 측정 정밀도 향상 기법 개발	101
가. 고 정밀 파일럿 위상 측정 알고리즘 개요	101
(1) 고 정밀 신호 추정 알고리즘의 필요성	101
(2) MUSIC (Multiple Signal Classification) Method	103
나. 시뮬레이션을 이용한 정밀 TDOA 검출 알고리즘	107
(1) 시뮬레이션을 위한 IF 데이터 생성	108
(2) 다중경로 신호 생성	110

(3) 상관법에 의한 다중경로 분석	111
(4) MUSIC에 의한 다중경로 검출	113
다. 실측 신호를 이용한 TDOA 검출	117
(1) 실제 데이터 측정을 위한 절차	117
(2) 실제 데이터를 이용한 경우의 문제점	119
(3) 해결 방안	122
제4절 다중경로, 전파간섭 오차 극복기술 개발	125
1. GPS 다중경로 극복기술 개발	125
가. 다중경로(Multipath) 오차 특성 파악 및 추정	125
(1) 다중경로의 일반적인 특성	125
(2) 세부특성	127
나. 다중경로 발생 유무 판단	131
(1) Least Square Residual Method	131
(2) 검출 이론	133
(3) DGPS 실험 결과	135
(4) 실제 데이터를 이용한 오류 제거	137
(5) 반송파 측정값의 분석	139
다. 위치 정확도 향상을 위한 추정된 다중 경로 제거	141
(1) 반사에 의한 경로 증가 추정	143
(2) 시뮬레이션	146
라. 비공통 GPS 위성의 궤도 정보 오차 소거	150
(1) GPS 위성의 궤도 오차	150
(2) GPS 위성의 시계 오차	151
(3) IGS 소개	151
(4) IGS 데이터를 이용한 GPS 위성의 궤도 및 오차 분석	152
2. 다중경로 오차 검출 기법	156
가. 다중경로 오차 감쇠기법	156
나. 채널별 다중경로 오차 검출기법	157
(1) STDD 순열	158
(2) OSTDD 순열	160
(3) 다중경로 판단변수	161
3. GPS 신호 무결성 감시 기법 연구	165
가. 개요	165
나. RAIM 알고리즘	168
(1) 기존 RAIM 알고리즘 분석	169
(2) 성능 지표 분석	175

(3) 시뮬레이션	182
다. GPS/GLONASS 수신기에서의 RAIM 알고리즘	188
(1) 가중 최소자승 유수 방법	188
(2) 파라미터 설정	191
(3) 정확한 고장분리를 위한 RAIM 알고리즘	193
(4) 수신기에서의 RAIM 알고리즘 구현	195
4. CDMA 파일럿 위상 다중경로 오차 극복기술 개발	203
가. NLOS 오차 및 위치 해에의 영향	203
(1) NLOS 오차	203
(2) 다중경로 오차	205
(3) 편향된 측정오차의 위치 결정에의 영향 분석	207
나. 삼단계 추정자에 의한 NLOS 오차의 추정 및 완화	211
(1) 편향오차의 관측방정식의 유도	212
(2) Interior-Point 최적화 기법에 의한 제한된 측정 편향오차의 추정	213
(3) 삼단계 추정자 구조의 위치결정 필터	216
제5절 MEMS 기반 휴대용 항법 알고리즘 개발	219
1. 이동거리 측정이 가능한 오차보정 기법 개발	219
가. 사람의 이동거리 측정 장치 개발	219
(1) 이동거리 측정장치 설계 및 제작	219
(2) 사람의 걸음 특성 분석	221
나. 장착 오차를 고려한 오차보정 기법 개발	222
(1) 장착 오차 및 경사를 고려한 이동 거리 측정 알고리즘과 오차보정 기법개발	223
(2) 실험을 통한 성능 검증	228
2. MEMS 컴파스를 이용한 방향각 외란 보상기법 개발	231
가. Magnetic Compass의 특성 분석	231
(1) 지구 자기장	231
(2) Magnetic Compass	233
(3) 실험용 Magnetic Compass 센서 모듈 제작 및 시험	235
나. Magnetic Compass의 Tilt 오차 보상 기법 개발	239
(1) Magnetic Compass의 Tilt 오차 보상 기법 개발	239
(2) 실험용 Magnetic Compass 센서 모듈을 이용한 오차 보정 기법 성능 검증	244
3. 자이로를 대체할 수 있는 방향각 결정기법 개발	246
가. Gyroless System	246
나. Gyroless System의 오차 분석	247
(1) 가속도계 바이어스 오차 및 Baseline 길이에 따른 영향	247
(2) 회전축이 Baseline 위에 있지 않은 경우	250

(3) Tilt 및 선형 가속도에 의한 영향	252
다. 시험	253
4. 센서 고장을 고려한 신뢰성 향상 기법 개발	256
가. 일반적인 관성 측정장치의 구성	256
(1) 일반적인 IMU 구성	256
(2) 일반적인 IMU의 문제점	257
나. 센서의 배치에 따른 성능 분석과 최적 배치	258
(1) 센서의 중첩 배치에 따른 성능 지수	258
(2) 센서의 중첩 배치 방법	263
다. 중첩 센서 시스템 구성	266
제6절 GPS RTK/INS 통합 알고리즘 개발	270
1. GPS 및 INS의 정보 통합 형태에 따른 변화 비교	270
가. INS	270
나. 결합방식 비교	270
다. 실험 개요	270
라. 실험 분석	271
(1) Pure INS	271
(2) Loosely Coupled INS	272
(3) Tightly Coupled INS	274
2. 반송파 자세 및 위치 정보에 의한 Fine Alignment 성능 향상	275
가. 강결합 방식과 자세추정	275
(1) SDINS 오차 모델	276
(2) GPS의 이중 차분 반송파 위치 측정치 모델	278
나. 시뮬레이션 결과	280
3. 반송파 자세 정보에 의한 위치해의 성능 변화 분석	283
4. GPS RTK/INS 응용을 위한 HILSIM 기초 연구	286
가. HILS (Hardware In the Loop Simulation) 기초 이론	286
나. HILS를 이용한 GPS/INS 결합 시스템	287
(1) Motion Generator Module	288
다. HILS의 시각동기 방법	289
(1) GPS를 이용한 시각동기	289
(2) GPS를 이용한 시각동기 결과	292
라. 시각 지연 오차	298
(1) GPS/INS 결합 시스템에서의 시각지연	298
(2) 측정치 지연	299
(3) 계산 시간 지연	300

(4) 측정치 지연에 대한 오차 분석	300
마. HILS에서의 측정치 지연	302
(1) 항법 정보 전송 시간	302
(2) 항법 정보 전송 지연에 따른 오차	304
(3) 계산 시간 지연에 따른 오차	304
바. 시각 지연 보상	305
(1) 측정치 예측에 의한 오차 보상	305
(2) HILS에서의 시간 지연 보상	308
제7절 GPS/CDMA 망 혼합항법 알고리즘 개발	311
1. 혼합항법 알고리즘 개요	311
가. 혼합항법 알고리즘의 필요성	311
나. 혼합 측위의 문제점	313
(1) 다중해 문제	313
(2) GPS와 CDMA에서의 오차 특성 차이	314
2. Adaptive Location Filtering Algorithm (ALFA) 개발	315
가. 측위 모드 자동판단 알고리즘	315
나. 가중치 최소 자승법	316
(1) TOA 의사거리 모델링	317
(2) 가중치 행렬	317
(3) Cost Function	317
다. 측위 모드 세분화 과정	318
라. 가중치 행렬 재계산 알고리즘	320
마. 최적 위치해 결정 알고리즘	322
(1) 최소 위치 변화량 선택법	322
(2) 위치 변화량 평균법	323
(3) 이전 위치 정보와 가장 가까운 좌표 선택법	323
(4) 최대값 소거법	323
바. ALFA를 이용한 다중해 문제 해결	324
3. 시뮬레이션을 이용한 ALFA 성능 분석	326
가. 이상적 도심 환경	326
나. 측위 모드별 시뮬레이션 결과	328
다. 시뮬레이션 결과 분석	331
4. 실제 측정 정보를 이용한 ALFA 성능 분석	332
가. 실제 실험 환경	332
나. 실험 데이터의 적용	333
제8절 INS-aided GPS 수신기 기술 개발	337

1. IMU-aided GPS 상관기/추적루프 구조 설계	338
가. 벡터방식 지연루프 구조 설계	340
나. 벡터방식 지연루프의 문제점	345
다. INS-aided 지연루프 구조설계	347
2. 시뮬레이터를 이용한 기능 검증 및 성능 분석	349
가. Matlab을 이용한 INS-aided 시뮬레이터 설계	349
나. 기능 검증 및 성능 분석	351
제9절 GPS/CDMA 통신망 통합 방식 개발	356
1. Assist GPS구현	356
가. 소프트웨어 GPS	356
나. 신호 획득 알고리즘	357
(1) 일반적인 GPS 상관기 구조 및 신호획득	357
(2) 순환 상관기를 통한 신호 획득	359
다. 도플러 검색 횟수 감소 및 도움 정보의 한계	361
라. 상관기 정밀도 향상 기법	362
(1) 일반적인 정밀도	362
(2) 변별기 알고리즘	362
(3) 다중 상관기	362
(4) 내삽법	363
마. 네트워크 도움방식 GPS	363
(1) 네트워크 도움방식 GPS 개요	364
(2) 네트워크 도움 정보	366
바. 의사거리 구성 알고리즘	368
사. 비동기식 구현	371
(1) 비동기망에서 항법해를 구하기 위한 Tx 추정	372
(2) 시뮬레이션 결과	373
아. 동기식 구현	375
자. 동기식, 비동기식 비교	377
2. GPS 의사거리와 CDMA 파일럿 의사거리를 통합한 혼합 측위 알고리즘 개발	380
가. GPS/CDMA-TDOA 혼합측위 알고리즘 개발	380
(1) GPS와 이동통신망 통합의 개요	380
(2) GPS와 이동통신망의 통합 방법	381
(3) GPS/TDOA 혼합 위치결정 알고리즘	382
(4) NLOS 오차 완화 알고리즘	384
(5) 시뮬레이션 및 성능 분석	387
나. 상용 GPS 폰을 이용한 성능 비교 분석	392

(1) 실험개요	392
(2) TDOA 측정 및 분석	393
(3) GPS/TDOA 혼합 위치결정	395
다. 통신망 중계기 문제 해석 및 오차제거 알고리즘	398
(1) 중계기 위치결정	399
(2) 중계기 오차 보상을 이용한 단말기 위치 결정	403
(3) 중계기 위치 결정을 위한 두 단말기의 선택	403
(4) 시뮬레이션 및 성능 분석	405
3. 미약신호 검출 기법	407
가. 실내에서의 신호의 세기	407
나. 미약신호 처리 방법	409
다. 미약신호 검출을 위한 적산 방법	410
라. 미약신호 획득에 영향을 주는 요인들	411
(1) 코드 주파수 에러	411
(2) 반송파 주파수 에러	415
(3) 데이터 비트	416
(4) Squaring loss	417
(5) 클럭 안정도	417
(6) 사용자의 움직임에 의한 에러	420
(7) C/A코드의 상호상관 간섭현상	421
마. 신호 획득 결과	421
바. 성능 분석	421
제10절 GPS/INS/CDMA 결합기술 개발 및 구현	424
1. 분산 방식의 결합구조 설계 및 개발	424
가. 시스템 간 결합을 위한 요소 기술	425
(1) GPS와 타 시스템간 결합을 위한 요소 기술	425
(2) INS와 타 시스템간 결합을 위한 요소 기술	425
(3) 무선측위와 타 시스템간 결합을 위한 요소 기술	425
나. 각 시스템의 결합 특성	426
(1) GPS와 INS의 결합 특성	427
(2) GPS와 CDMA망의 결합 특성	427
다. 분산 방식의 GPS/INS/CDMA망 결합 구조 개념 설계 및 개발	428
(1) 통합 필터의 개념	428
(2) 통합 필터의 구조	429
2. 통합 시스템 성능 분석 및 개선	
가. 강결합 된 GPS/INS/CDMA망 통합시스템의 위치 결정 성능 분석	440

(1) 이동 경로 별 측위 성능 분석	440
(2) 미약신호 환경에서의 성능 분석	442
(3) GPS 코드 추적 루프 성능 분석	444
나. 상용 GPS폰을 이용한 ALFA의 성능 분석	447
(1) 상용 GPS 폰의 측위 원리	447
(2) 측정 데이터 획득 절차	447
(3) 실험 데이터를 이용한 측위 결과	448
제11절 GPS/INS/CDMA망 통합 시뮬레이터 개발	453
1. 소프트웨어 기반 시뮬레이터	453
가. PC 기반 GPS/INS/CDMA망 통합 시뮬레이터 개발	453
(1) 사용자 궤적 생성	453
(2) 각 센서 및 시스템 데이터 생성	453
(3) 통합 필터 모듈	456
2. 완전성감시 및 모니터링 시스템 개발	456
가. GPS 반송파 신호 발생 모듈 제작	456
(1) 입력 데이터	457
(2) 출력 데이터	457
(3) PC 사양	457
(4) 오차	457
(5) 성능 비교	457
나. 위치 및 자세 결정 모듈 제작	460
다. MDB(Minimal Detectable Bias) 계산	464
(1) Internal/External reliability	464
(2) 기저선 정보 이용 시 고장 검출 성능 향상 분석	465
(3) INS/GPS 통합 시스템에서의 MDB 분석	467
라. GPS 반송파 미지정수 성공률 향상	470
(1) 기저선 모델의 비선형성	471
(2) 기저선 정보를 이용한 자세 정보 향상	473
(3) 성공률 향상	475
마. 기저선 제한조건을 이용한 고장 검출	476
(1) 반송파 측정방정식에서 검정통계량	476
(2) 기저선 길이 제한 조건 이용	478
(3) 반송파 측정치에 적용	479
제12절 실시간 소프트웨어 GPS 수신기 개발	484
1. 실시간 소프트웨어 상관기 개발	484
가. C/A-코드와 반송파 복사신호 맵(Map) 생성	484

나. C/A-코드 복사신호의 오차 요인	485
다. 빠른 신호처리를 위한 데이터 조합 기법	487
(1) 비트 조합기를 이용한 샘플데이터의 병렬화	487
(2) 비트단위 알고리즘을 이용한 소프트웨어 상관기 구현	487
(3) 의사 코드 DCO와 반송파 DCO	489
2. 신호추적 알고리즘 개선	489
가. 보상기를 이용한 오차 보상	489
3. 소프트웨어 GPS 수신기 모듈 개발 및 성능 분석	490
가. PC 기반의 소프트웨어 GPS 수신기 모듈 제작	490
(1) RF front-end	490
(2) 비트 조합기/ PC 인터페이스	491
(3) PC의 사양 및 구조	491
나. 소프트웨어 GPS 수신기의 성능 분석	492
(1) 항법해 성능 분석	492
(2) 클럭 오차 추정 성능	493
(3) 성능 분석 결과	493
4. Matlab 시뮬링크를 이용한 FPGA 기반의 소프트웨어 수신기	494
가. 1채널 수신기 구현 및 테스트	495
(1) 코드 NCO 및 코드 생성기	495
(2) 반송파 NCO 및 반송파 생성기	495
(3) 1채널 수신기	496
나. 다채널 수신기 구현	497
(1) 인터페이스 구현	498
(2) 8채널 수신기	498
제13절 MEMS INS 특정 알고리즘과 GPS 알고리즘 통합 기법 개발	500
1. MEMS INS 기반의 독립된 WNS 구현을 위한 하드웨어 및 소프트웨어 개발	500
가. MEMS 기반의 보행항법장치 구현을 위한 하드웨어	500
나. MEMS 기반의 보행항법장치 구현을 위한 알고리즘	501
(1) 걸음 검출	501
(2) 보폭 추정	504
(3) 방위각 계산	512
(4) 실험에 의한 분석	512
2. 휴대용 단말기에 탑재 가능한 WNS/GPS 통합 하드웨어 및 소프트웨어 개발	515
가. WNS/GPS 통합 하드웨어	515
나. WNS/GPS 결합 기법	517
(1) LKF의 이산시간 시스템 형태	518

(2) RHLKF 필터	520
(3) RHLKF 필터의 일괄처리 형태	527
(4) WNS 오차 모델	528
(5) RHLKF 필터를 사용한 WNS/GPS 결합 시스템	531
(6) 실험에 의한 분석	535
제14절 초강결합 GPS/INS 통합방법 개발	538
1. 일반적인 GPS 수신기의 코드 추적 루프 구조 설계	539
가. 벡터 방식 코드 추적루프 (VDLL)	541
나. VDLL의 문제점	546
2. GPS/INS 강결합 구조 설계	549
가. 비선형 문제점	549
나. Extended Kalman Filtering 기법	551
다. Unscented Kalman Filtering 기법	552
라. Unscented Particel Kalman Filtering 기법	556
(1) 퍼펙트 몬테카를로 시뮬레이션(Perfect Monte Carlo Simulation)	556
(2) 베이즈 중요도 표본추출(Bayesian Importance Sampling)	557
(3) 연속적 중요도 표본추출 (Sequential Importance Sampling, SIS)	559
(4) 재 표본추출 (Resampling)	560
(5) Unscented Particle Filter (UPF)	561
마. 필터에 따르는 GPS/INS 강결합 시스템 성능 분석	561
(1) UKF와 EKF의 성능 비교	561
(2) UPF의 성능 분석	566
3. GPS/INS 초강결합을 위한 연합 칼만 필터설계	569
가. 연합 칼만 필터의 구조	569
나. 로컬 필터 (Local Filters)	571
다. 마스터 필터 (Master Filter)	573
4. 분산형 필터 구성을 위한 Unscented Kalman filter 확장	574
가. 연합형 필터	575
(1) 중앙 집중형 칼만 필터와 분산형 칼만 필터 비교	575
(2) 연합형 칼만필터	575
나. Unscented Kalman Filter	576
다. 비선형 연합형 구성을 위한 Unscented Kalman Filter의 변형	578
라. 중앙 집중형 필터와의 성능 비교	581
5. Matlab을 이용한 초강결합 구조의 추적루프 시뮬레이터 설계	583
6. 제안된 코드 추적루프의 성능 분석	584
제15절 GPS 다중 경로 간섭 및 방해신호 제거를 위한 공간신호처리 기법 개발	

1. GPS 수신기의 간섭신호에 대한 영향 분석	591
가. 간섭신호의 특성	591
(1) 간섭신호의 종류	591
(2) 간섭신호와 GPS 신호의 비율(J/S [dB])	592
(3) 간섭신호원과 거리와의 관계	593
나. GPS 수신기와 간섭신호 시뮬레이터 구조	594
(1) 일반적인 GPS 수신기 구조	594
(2) 시뮬레이터 제작 및 사양	595
다. 시뮬레이션 수행 및 결과 분석	597
(1) 시뮬레이션 설정	597
(2) 시뮬레이션 결과 분석 방법	598
(3) 시뮬레이션 결과	598
2. GPS 다중 안테나 수신 시스템 개발	612
3. GPS 신호의 공간신호처리 알고리즘 개발	614
가. 안테나 배열	615
나. 적응형 빔-형성 알고리즘	615
(1) 빔-형성 방법	616
(2) 적응형 알고리즘	619
다. Matlab을 이용한 GPS 빔-형성 시뮬레이션 툴 개발	621
라. 시뮬레이션 및 결과	621
4. LCMV 빔-형성 알고리즘을 이용한 GPS/INS 강결합 시스템 구현	626
5. Time Delay Estimation of Superimposed Coherent Multipath Signals using EM Algorithm for Global Positioning systems	635
가. Introduction	635
나. The Expectation-Maximization (EM) Algorithm	636
(1) The outline of the EM algorithm	637
(2) Convergence of the EM algorithm	638
다. GPS Signal Acquisition using the EM Algorithm	639
(1) System Model	640
(2) Time Delay Estimation of Multipath Signals	642
(3) Successive Multipath Suppression using the EM Algorithm	644
라. Simulation Results and Discussions	649
제16절 WLAN을 이용한 무선 측위 기술개발	654
1. 무선랜의 신호세기를 이용한 실내 측위	654
가. 무선랜 신호 세기 특성	654
나. 모델식과 삼각측량법을 이용한 위치 결정	657

(1) 경로 손실 모델식	657
(2) 정지위치 측위	660
(3) 이동 위치 측위	663
(4) 보조 센서를 이용한 위치 결정	666
다. 신호세기 데이터베이스를 이용한 위치 결정	672
(1) 데이터베이스의 생성	672
(2) Euclidean distance를 이용한 측위	673
(3) 확률모델에 기반한 MLE를 이용한 측위방법	676
(4) Gaussian 확률 분포를 이용한 MLE	681
라. 신호세기를 이용한 실내 측위 결과 분석	689
2. 무선랜의 시각정보를 이용한 실내측위	690
가. 무선랜 신호에서의 측위를 위한 거리획득 방법	690
(1) 거리정보 획득 위한 무선랜의 신호	691
(2) 상호상관법(autocorrelation)을 이용한 거리정보 획득	692
나. 측위를 위한 현재 무선랜 시스템의 문제점 및 해결 방법	694
(1) 시각 동기	694
(2) AP의 시각 동기화 방법 및 요구되는 정확도	694
다. TDOA 계산법 및 오차요인	695
(1) 측정(TDOA/TOA) 데이터의 모델링	695
(2) 시각 동기과정 중 네트워크상의 시간지연과 시계오차	709
(3) 다중경로 오차	710
(4) MUSIC을 이용한 다중경로 오차 완화	712
(5) NLOS로 인한 오차	716
(6) 상관기의 분해능으로 인한 오차	716
라. Double Difference 이용한 측위	717
(1) Double Difference 계산법	717
(2) Double Difference을 이용한 상대 위치 결정 방법	720
마. Simulation 방법과 결과	722
(1) TDOA	722
(2) Double Difference	730
바. 시각정보를 이용한 측위 실험	735
(1) 실험장비	735
(2) 실험 방법 및 환경	738
(3) 획득된 데이터 및 신호처리 결과	739
(4) Double difference를 이용한 차분된 거리 측위 결과	741
(5) Double difference를 이용한 거리 측위 결과 분석	744

3. GPS 위성신호 중계기를 이용한 실내 측위	745
가. 개요	745
(1) GPS 위성신호 중계기	745
(2) 측위 방법 제안	746
나. 의사 클럭 바이어스를 이용한 측위 방법	746
(1) 이론적 배경	746
(2) 실험 환경	749
(3) 실험결과	752
다. GPS 위성 신호의 세기를 이용한 측위 방법	754
(1) 이론적 배경	754
(2) 실험 방법	755
(3) 실험 결과	756
라. 스위칭 가능한 GPS 위성신호 중계기를 이용한 실내 측위	762
(1) 이론적 배경	762
(2) 스위칭 가능한 GPS 위성신호 중계기를 이용한 실내 측위 알고리즘	762
(3) 스위칭 가능한 GPS 위성신호 중계기를 이용한 실내 측위	765
마. 결론	771
4. 블루투스의 신호세기를 이용한 실내측위	772
가. 블루투스(Bluetooth)	772
(1) 기술적 특성	772
나. 블루투스 RSSI 측정실험	773
(1) 실험장비	774
(2) 실험결과	775
다. Bluetooth에서 RSSI를 이용한 측위의 문제점	776
(1) Golden Receive Power Range	776
(2) RSSI 의 절대치 획득의 어려움	776
(3) GRPR threshold의 부정확성	777
라. 결론	777
5. UWB 신호를 이용한 실내 측위	777
가. UWB 신호의 측위 성능 테스트	777
(1) UWB 신호의 측위 관련 특성	777
(2) NLOS와 다중경로 오차 테스트 시뮬레이션	778
나. 오차 완화 알고리즘	788
(1) Direct-Path Estimation Algorithm	788
다. UWB 측위 시스템	792
(1) Two-Way Ranging scheme	792

라. 결론	793
6. OFDM의 특성을 이용한 실내측위	794
가. OFDM 방식의 특징	794
(1) OFDM 방식의 다중경로 채널에 대한 강인성	794
(2) OFDM 심볼의 생성	795
(3) 전송 data의 복원	797
(4) OFDM 심볼의 생성과 IDFT와의 관계	798
(5) 전송 data의 복원과 DFT와의 관계	800
나. IEEE802.11a WLAN에의 적용	801
(1) OFDM 심볼 생성과 복원	801
(2) preamble structure	804
다. Signal Detection Using FFT window	804
라. FFT Window를 이용한 Simulation	805
(1) Unit Path Delay Test(Resolution에 의한 영향)	805
(2) Multipath Delay Test	807
마. 결론	813
제17절 프로토타입 복합항법시스템 구현 및 성능실험	815
1. GIC-INS 시스템 구성	816
가. GPS 수신기	818
나. IMU 모듈	819
다. CDMA 이동통신 단말기	819
라. 복합 항법용 컴퓨터	820
2. GIC-INS 성능 실험	821
가. 실험 방법	821
나. 실험 장소 및 경로	822
다. 실험 데이터 처리 과정	824
3. GIC-INS 성능 분석	826
가. GPS 데이터의 분석	826
나. IMU 데이터의 분석	827
다. CDMA 데이터의 분석	829
라. WLAN 데이터의 분석 (RSSI 데이터 분포)	833
마. 모바일 로봇의 Encoder에 의한 측위	833
바. GIC-INS 결과 분석	834
4. GIC-INS의 발전 모델	837

제4장 목표달성도 및 관련분야에의 기여도	838
제1절 목표달성도	838
1. 1차년도 연구 목표 달성도	838
2. 2차년도 연구 목표 달성도	839
3. 3차년도 연구 목표 달성도	841
제2절 관련분야에의 기여도	843
1. GPS 신호검출 및 추적 성능개선 기법 개발	843
가. GPS 신호처리 감도개선 기법 개발	843
2. CDMA 파일럿 위상 정밀 측정기법 개발	844
가. CDMA 시스템에서의 파일럿 위상 측정기법 개발	844
나. 파일럿 위상 측정 정밀도 향상 기법 개발	844
3. 다중경로, 전파간섭 오차 극복기술 개발	845
가. GPS 다중경로 극복기술 개발	845
나. CDMA 파일럿 위상 다중경로 오차 극복기술 개발	846
4. MEMS 기반 휴대용 항법 알고리즘 개발	846
가. 이동거리 측정이 가능한 오차보정 기법 개발	846
나. MEMS 컴파스를 이용한 방향각 외란 보상기법 개발	846
다. 자이로를 대체할 수 있는 방향각 결정기법 개발	847
라. 센서 고장을 고려한 신뢰성 향상 기법 개발	847
5. GPS RTK/INS 통합 알고리즘 개발	847
가. GPS 및 INS의 정보 통합 형태에 따른 변화 비교	847
나. 반송파 자세 및 위치 정보에 의한 Fine Alignment 성능 향상	848
다. 반송파 자세 정보에 의한 위치해의 성능 변화 분석	848
라. GPS RTK/INS 응용을 위한 HILSIM 기초 연구	848
6. GPS/CDMA 망 혼합항법 알고리즘 개발	849
가. 혼합 항법 알고리즘 개요	849
나. Adaptive Location Filtering Algorithm 개발	850
다. 시뮬레이션을 이용한 ALFA 성능 분석	850
라. 실제 측정 정보를 이용한 ALFA 성능 분석	851
7. INS-aided GPS 수신기 기술 개발	851
가. IMU-aided GPS 상관기/추적루프 구조 설계	851
나. 시뮬레이터를 이용한 기능 검증 및 성능 분석	851
8. GPS/CDMA 통신망 통합 방식 개발	852
가. Assist GPS구현	852
나. GPS 의사거리와 CDMA 파일럿 의사거리를 통합한 혼합 측위 알고리즘 개발	852
다. 미약 신호 검출 기법	853

9. GPS/INS/CDMA 결합기술 개발 및 구현	853
가. 분산방식의 결합구조 설계 및 개발	853
나. 통합시스템 성능분석 및 개선	854
10. GPS/INS/CDMA망 통합 시뮬레이터 개발	855
가. 소프트웨어 기반 시뮬레이터	855
나. 하드웨어 기반 시뮬레이터	855
다. 완전성감시 및 모니터링 시스템 개발	856
11. 실시간 소프트웨어 GPS 수신기 개발	857
가. 실시간 소프트웨어 상관기 개발	857
나. 신호추적 알고리즘 개선	857
다. 소프트웨어 GPS 수신기 모듈 개발 및 성능 분석	858
12. MEMS INS 특정 알고리즘과 GPS 알고리즘 통합 기법 개발	858
가. MEMS INS 기반의 독립된 WNS 구현을 위한 하드웨어 및 소프트웨어 개발	858
나. 휴대용 단말기에 탑재 가능한 WNS/GPS 통합 하드웨어 및 소프트웨어 개발	858
13. 초강결합 GPS/INS 통합항법 개발	859
가. 일반적인 GPS 수신기의 코드 추적 루프 구조 설계	859
나. GPS/INS 강결합 구조 설계	859
다. GPS/INS 초강결합을 위한 연합 칼만 필터설계	859
라. 시뮬레이터를 이용한 기능 검증 및 성능 분석	860
14. GPS 다중경로간섭 및 방해신호 제거를 위한 공간신호처리기법 개발	860
가. GPS 수신기의 간섭신호에 대한 영향 분석	860
나. GPS 다중 안테나 수신 시스템 개발	861
다. GPS 신호의 공간신호처리 알고리즘 개발	861
라. LCMV 빔-형성 알고리즘을 이용한 GPS/INS 강결합 시스템 구현	862
15. WLAN을 이용한 무선 측위 기술개발	862
가. 서론	863
나. 무선랜의 신호세기를 이용한 실내 측위	863
다. 무선랜의 시각정보를 이용한 실내측위	863
16. 프로토타입 복합항법시스템 구현 및 성능실험	865
제 5 장 연구개발결과의 활용계획	866
제1절 추가연구의 필요성	866
제2절 연구의 응용분야	866

제 6 장 연구개발과정에서 수집한 해외과학기술정보	870
제1절 위성 항법 분야	870
1. GPS 시스템의 변화	870
가. SA의 해제	870
나. GPS 현대화	871
2. Galileo	873
3. 일본의 JRANS	874
4. 중국의 복두항법 시스템	874
5. 러시아의 GLONASS	875
6. 인도의 GAGAN	875
7. 미국의 WAAS	875
8. 미국의 NDGPS	876
9. RTG와 WADGPS	876
가. RTG (Real Time GIPSY)	876
제2절 무선 측위 분야	879
1. 무선측위에서의 위치결정기술	880
가. A-GPS	880
나. TDOA	880
다. 실내 무선통신망 위치결정기술	881
제3절 INS 분야	882
1. 마이크로 자이로스코프	882
가. 미국의 연구동향	882
나. 일본의 연구동향	883
다. 구조물 제작 기법의 향상	883
라. 구조를 변형하여 성능 향상	884
마. 서보 제어기 기법 적용	884
2. 마이크로 가속도계	885
가. 진동 빔 가속도계	885
나. 서보 가속도계	886
다. JPL/NAWC 가속도계	886
라. Litton사의 가속도계	887
마. 일본의 연구 동향	887
3. 관성항법 장치 기술	887
가. LITTON	887
나. HONEYWELL	889
다. KEARFOTT	889

라. SAGEM	889
마. SFIM	889
바. BASE (British Aerospace Systems and Equipment)	890
사. FERRANTI	890
제 7 장 참고문헌	891

제1장 연구개발과제의 개요

제1절 연구개발의 목적

이동하는 항체 및 사람의 위치와 속도에 관한 정보를 제공하는 항법기술의 발전과 이동통신 및 이동컴퓨팅 기술의 발전에 더불어 현대 정보통신사회에서 위치정보에 관한 수요와 이의 응용분야가 점점 증대하고 있다. 이러한 서비스의 예로 현재 국내에서 활발히 개발되고 있는 정보통신 서비스인 텔레메틱스 (Telematics), 위치기반서비스 (LBS), 유비쿼터스 센서네트워크 (Ubiquitous Sensor Network), 무선인식 (RFID), 그리고 차세대 지능로봇 등을 들 수 있다. 특히 위치기반서비스는 M-커머스 (Mobile Commerce)를 가능하게 하고 향후 급성장이 예상되는 자동차 텔레메틱스 시장을 이끌어 갈 핵심기술이다.

위의 서비스들을 위해서는 소형, 저전력, 저가 그리고 정확한 위치정보를 제공하는 측위 (Positioning) 장치 (단말기 혹은 센서모듈) 및 측위 기술이 필수적이다. 측위를 위한 방법으로 여러 가지 기술들을 고려할 수 있다. GPS (Global Positioning System)는 위성항법시스템으로 사용자는 소형 휴대용 수신기만 있으면 지구상 어느 곳에서도 자신의 위치를 측정할 수 있으나, 도심과 실내와 같이 위성신호 수신에 불리한 곳에서는 일반적으로 사용할 수 없다. 관성센서를 사용하는 관성항법시스템 (INS: Inertial Navigation System)은 외부의 도움 없이 위치를 측정할 수 있으나, 사용시간에 따라 오차가 누적되고 무엇보다 항법용 가속도계와 자이로 등 관성센서가 일반적으로 고가이며 장치의 크기가 크다는 문제점이 있다. 이동통신시스템에서의 전파신호를 이용한 무선측위 기술을 통해 이동단말기 사용자의 위치를 측정할 수 있다. 그러나 복수 전파신호 수신 문제 (가청성: Hearibility), 전파의 비가시성 등이 측위에 문제가 된다. 또한 최근에는 무선랜을 이용한 근거리 무선통신망이 도심 건물과 아파트 등에 많이 구축되어 서비스되고 있는데 이를 이용해서 무선측위를 할 수도 있으나 통신을 위해 설계된 통신시스템이기 때문에 측위를 위해 사용할 때에는 시각동기, 전파수신 범위 등 여러가지 문제점들이 아직도 많이 있다.

본 연구에서 각각의 측위 특성을 가지고 있는 위성항법시스템인 GPS, 관성항법, 그리고 CDMA 이동통신 및 근거리 무선통신에 기반한 무선측위 기술들을 상호 보완적으로 결합하여 보다 향상된 성능을 제공할 수 있는 복합항법시스템(Integrated Navigation) 기술을 개발하는 것을 목표로 한다.

항법 혹은 측위시스템의 성능은 정확성 (Accuracy), 가용성 (Availability), 무결성 (Integrity), 연속성 (Continuity) 등의 여러가지 면에서 평가할 수 있다. 정확성은 측위 결과가 얼마나 실제 위치와 일치하는가를 말하는 지표로 많은 경우 측위시스템의 성

능을 대표적으로 표시한다. 가용성은 위치정보를 획득할 수 있는 정도를 말하는 지표로 예를 들어 GPS의 경우 위성신호가 수신되지 않는 경우에는 위치정보를 제공할 수 없다. 무결성은 위치정보의 결합여부를 이야기 하며 특히 전파항법의 경우 전파신호에 이상이 발생하면 이에 따라 측위 정보에 큰 오류가 생기게 되어 정상적인 측위성능을 제공할 수 없는 경우가 발생할 수 있다. 연속성은 사용자가 측위정보를 요구하는 경우 항상 측위정보를 제공할 수 있는 성질을 이야기 한다.

텔레메틱스, LBS 등 위치정보를 필요로 하는 제반 정보통신 응용서비스에서는 보다 정확하며 신뢰할 수 있는 측위정보를 언제나 획득할 수 있기를 요구한다. 본 연구의 목적은 GPS/INS/CDMA/무선통신망의 통합을 통해 이러한 요구사항에 적합한 연속적 측위(Seamless Positioning) 기술을 개발하는데 있다.

그림 1-1-1은 본 연구의 대상이 되는 GPS/INS/CDMA/무선통신망 통합 복합항법시스템 개념도를 나타내고 있다.

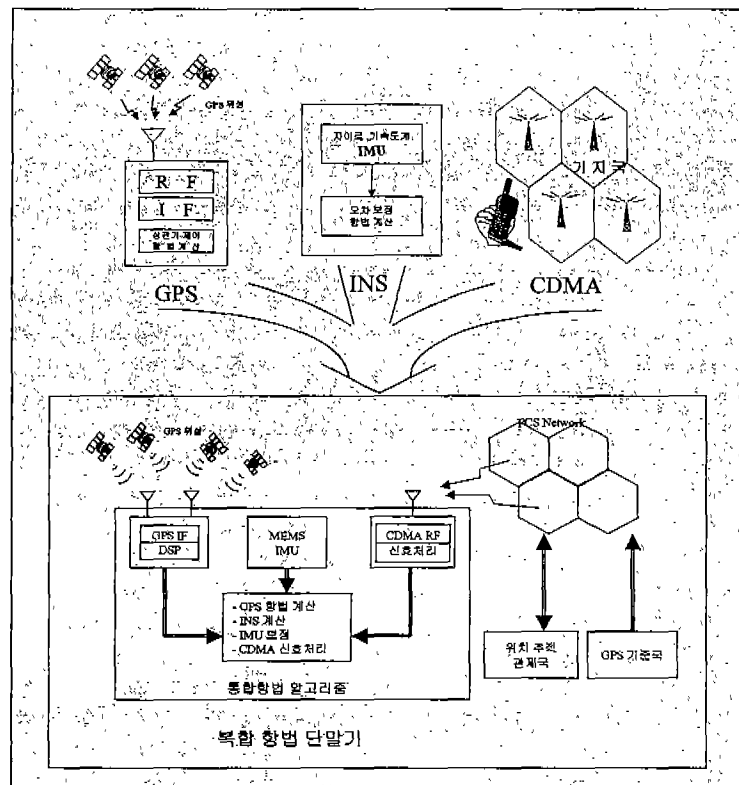


그림 1-1-1 GPS/INS/CDMA/무선통신망 통합 복합항법시스템 개념도

제2절 연구개발의 필요성

항법 혹은 측위시스템의 성능은 정확성 (Accuracy), 가용성 (Availability), 무결성 (Integrity), 연속성(Continuity) 등의 여러가지 면에서 평가할 수 있다. 정확성은 측위 결과가 얼마나 실제 위치와 일치하는 가를 말하는 지표로 많은 경우 측위시스템의 성능을 대표적으로 표시한다. 현재 가장 높은 수준의 측위 정확도를 얻을 수 있는 방법은 GPS의 반송파를 이용하는 방법으로 2-20cm 정도의 정확도를 얻을 수 있다. 그러나 이를 위해서는 두 곳 이상에서 동시에 반송파를 측정해야 하며 또한 반송파 측정값에 존재하는 정수 모호성 (Integer Ambiguity)을 정확히 해결해야 한다. 실제 응용서비스 환경에서 이러한 요구조건은 반송파 사용을 아직까지 어렵게 한다. GPS 코드를 이용하는 경우 위성 시야가 확보된 열린 공간에서 3-10m 정도의 정확도를 얻을 수 있다. 그러나 도심과 실내에서는 다중경로에 의해 측위오차가 커지며, 신호수신이 더욱 불량하게 되면 GPS를 이용한 측위가 불가능하다. GPS는 어떤 항법장치에 비해 정확도면에서는 우수하지만 측위정보를 얻을 수 있는 가용성면에서는 문제가 있다. 텔레메틱스와 LBS와 같은 서비스를 위해서는 실외와 실내 또는 도심이나 교외 등을 구분하지 않고 사용자가 원하는 경우 언제나 일정한 정도의 정확도를 보장하는 측위정보를 제공할 수 있어야 한다. 이러한 관점에서 보았을 때 GPS만을 이용하는 측위방식에는 문제가 있다.

가용성 입장에서 본다면 관성항법이 가장 확실한 측위방법이다. 관성항법은 가속도와 각속도의 관성정보를 이용하며 이는 가속도계와 자이로를 통해 사용자의 주변 환경에 관계없이 언제나 측정할 수 있다. 그러나 수십m 정도의 측위 정확도를 항상 유지하기 위해서는 아주 높은 정확도의 관성센서가 필요하며 아직까지 이를 만족하는 소형, 저가의 관성센서는 상용화되어 있지 않다. MEMS 기술에 기반한 소형, 저가의 관성센서의 성능이 점점 좋아지고 있으며 이를 이용하여 텔레메틱스, LBS에 적합한 측위시스템을 구성할 수 있다. 그러나 시간에 따른 오차의 누적 및 절대 위치좌표를 얻기 위해 필요한 초기위치 제공의 필요 등은 피할 수 없으며 이를 해결하기 위해 기존의 관성항법 방식과는 다른 형태의 측위기법과 GPS와 같은 측위시스템과의 연동이 필요하다.

이동전화를 통한 응급구난에 대응하기 위한 필요성으로 인해 미국 FCC E911에 의해 제기된 이동통신시스템에서의 사용자 위치추적 기능 요구는 무선측위 (Wireless Location) 기술의 개발을 촉진시켰다. 부가적인 장치의 추가 없이 현재 이동통신시스템의 최소한의 수정만으로 측위정보를 제공할 수 있는 방법이 무선측위 분야에서 가장 원하는 측위 기술이다. 이를 위해 CDMA시스템의 경우 파일럿 채널 신호를 사용하여 단말기의 위치를 결정하는 방법들이 제시되었다. 그러나 파일럿 신호만을 이용하는 경우 측위 정확도면에서 E911에서 요구하는 수준을 만족하지 못한다. 특히 국내의 경우 중계기가 도심지역에

많이 설치되어 있고 이에 의한 비가시 오차가 커다란 위치오차를 야기한다. 이를 해결하기 위해 GPS와 CDMA 신호를 함께 사용하는 혼합 측위기술이 제시되었다. 그러나 아직도 GPS 신호가 미약한 실내에서는 GPS를 이용한 정확한 측위가 어려운 상황이다.

GPS와 CDMA에 기반한 무선측위 기술은 이미 미국 켈컴사가 GPSOne이라 불리는 기술로 상용하여 현재 국내 이동통신망에서 측위서비스 기술로 사용되고 있다. 한국은 CDMA방식의 이동통신서비스를 위해 켈컴사에 막대한 기술료를 지불하고 있으며 기술적 종속을 탈피하지 못하고 있다. 무선측위 분야에서도 켈컴의 GPSOne 기술에 종속될 가능성이 있다. 그러나 GPS와 CDMA를 통합한 무선측위 기술은 국내에서도 기술 개발이 가능하며 통신망 및 서비스에 따라 적합한 형태로 개발되어야 하기 때문에 국내 환경에 적합한 무선측위 기술을 자체적으로 개발해야 한다.

실내에서의 측위는 LBS 분야에서 주로 요구되고 있는데 GPS와 CDMA를 이용한 방법으로는 요구되는 정확도를 충분하게 만족하지 못하고 있기 때문에 이에 대한 대안으로 실내에 설치된 무선랜, 블루투스 (Bluetooth), 초광대역통신 (UWB) 등 근거리무선통신 신호들을 이용한 측위방법들이 제안되고 있으나 아직 상용화된 단계는 아니다. 한국에는 이미 아주 높은 비율로 무선랜 AP가 설치되어 있는 등 무선통신 인프라가 잘 갖추어져 있다. 또한 최근에는 유비쿼터스 센서네트워크 및 RFID 등의 개발이 국가적으로 추진되고 있다. 국가적으로 잘 갖추어진 무선통신 인프라에 기반한 무선측위 기술의 필요하다.

아직까지 GPS에 견줄 만큼의 항법시스템이 존재하지 않는다. 러시아의 GLONASS는 개발이 되었으나 러시아의 경제 사정에 의해 현재 제대로 된 항법정보를 제공하지 못하고 있다. 유럽은 GPS의 독주를 막기 위해 Galileo의 개발은 진행 중에 있으나 2010년 경에나 상용화될 예정이다. 결국 전세계적으로 측위정보를 위한 GPS에 대한 의존도가 절대적인 실정이다. 그러나 GPS는 미국에 의해 독점적으로 운영되고 있기 때문에 비록 미국이 민간 신호인 C/A신호의 이용 및 성능을 보장해준다고 하지만 GPS의 항공운항과 차량제어 등 높은 신뢰도와 정확도를 요구하는 응용분야, 특히 군사적인 목적 및 공공안녕을 위해 사용될 경우에는 GPS 신호의 수신과 측위 품질을 보장하기 위한 자체적인 방책이 강구되어야 한다. GPS 신호는 위성에서 전달되는 미약신호이기 때문에 간섭과 고의적인 방해에 취약하다. 이에 대응할 수 있는 기술의 개발이 신뢰할 수 있는 위치정보를 얻기 위해 필요하다.

향후 위성항법은 현재 GPS의 독점적 상태에서 벗어나 Galileo, GLONASS, QZSS 그리고 GPS 현대화 신호 등으로 다원화될 것이다. 이에 따라 현재 L1 C/A코드의 단순한 일반적인 수신기에서부터 다중모드, 다기능, 특성화 기능을 제공하는 수신기로 수신기가 다양화 될 것이다. 국내에서도 지역적이지만 독자적인 위성항법시스템이 개발될 것으로 예상된다. 이러한 기술 발전 방향에서 보았을 때 현재 대부분 외국에서 개발된 GPS 칩셋을

이용한 엔진보오드를 단순 이용하는 국내 GPS 수신기 기술 수준에서 탈피하여 다양한 형태의 수신기를 개발할 수 있는 수신기 신호처리 기술의 개발이 필요하다. 특히 GPS는 다양한 정보통신 단말기들과 연계하여 사용될 것이기 때문에 유연한 형태로 통합이 가능한 SDR (Software Defined Radio) 형태의 수신기 기술개발이 필요하다. 또한 텔레메틱스, LBS 등 서비스 요구사항에 따라 SOC (System on Chip) 형태로도 통합될 수 있기 때문에 시스템 개발이 용이한 상위레벨 시스템 개발 툴을 이용한 수신기 설계 및 개발기술이 연구되어야 한다.

GPS는 현재 무료로 사용되고 있다. 그러나 언젠가는 미국에 의해 유료화가 되거나 혹은 간접적인 방법으로 사용에 제약이 가해지리라 예상되고 있다. 한국의 입장에서는 이를 대비하여, GPS를 대신할 수 있는 대체항법수단이 있어야 하는데, INS와 CDMA/무선통신망을 이용한 항법시스템의 개발이 이를 위한 하나의 대체수단이 될 수 있다.

제3절 연구개발의 내용 및 범위

GPS/INS/CMDA/무선통신망을 연계하여 연속적인 측위정보를 제공할 수 있는 측위기술을 개발하기 위하여 다음과 같은 내용의 기술들을 연구한다.

1. GPS 측위 가용성 및 정확도 향상을 위한 기술 개발

GPS 측위를 위해서는 수신기가 최소 4개 이상의 위성신호를 획득하여야 한다. 그러나 전파전달 환경이 취약한 도심에서나 혹은 차량과 같이 항체가 빠른 움직임을 가질 때 GPS 수신기는 종종 위성 신호를 추적하지 못하는 경우가 있다. 이를 해결하기 위해서 GPS 신호검출 및 추적 성능을 개선하는 기법을 개발한다. GPS 코드 추적루프는 PLL과 FLL을 통해 구현한다. 고기동 환경에서 보다 정확한 신호추적을 위해서 PLL/FLL을 결합한 추적루프를 설계한다. 또한 GPS 신호의 신호대잡음비 (SNR)가 낮은 경우 보다 나은 추적성능을 얻기 위하여 강인제어기를 이용한 강인추적루프를 설계한다. 스냅샷 방식의 GPS 신호수신을 위하여 신호획득 및 정밀도 향상 방법을 개발한다.

- 적응 PLL/FLL 추적루프 설계
- H_{∞} 제어기를 이용한 강인 추적루프 설계
- DFT를 이용한 스냅샷 방식 신호획득 방법 개발
- 내삼법 및 추적루프를 이용한 TDOA 정밀도 향상 기법 개발
- MUSIC을 이용한 고해상도 TDOA 추정기법 개발

2. GPS 신뢰성 및 완전성 향상을 위한 기법 연구

GPS 신호는 GPS 위성에서 전송되는 신호로 위성의 이상 및 고장으로 인해 항법시스템이 비정상적으로 작동될 수 있다. 이에 대비하기 위해 GPS 신호의 무결성을 감시하기 위한 방법을 개발한다. GPS 수신기 스스로 신호의 이상을 감지하는 수신기 자체 무결성 감시 (RAIM: Receiver Autonomous Integrity Monitoring)기법을 개발하며 실제 수신기에 구현한다. GPS 측정값의 최소검출 바이어스 오차값을 계산하여 GPS 신호의 이상을 감시하는 방법을 개발한다. 복수 안테나 사이의 기저선 정보를 이용하여 반송파 신호의 고장을 검출하는 기법을 개발한다.

- RAIM 알고리즘 분석
- 최소자승유수 기법을 통한 GPS RAIM 알고리즘 개발
- 복수 고장이 있는 경우의 향상된 RAIM 알고리즘 개발

- RAIM 알고리즘의 GPS 수신기 구현
- MDB 계산방법 개발
- GPS/INS 통합시스템에서의 MDB 분석
- 기저선 제한 조건을 이용한 고장 검출기법 개발

3. 전파항법 정확도 향상을 위한 다중경로 오차 극복기술 개발

GPS와 무선측위 등 전파항법 시스템에서의 가장 큰 오차 요인은 다중경로이다. GPS의 경우 반송파 측정값에 존재하는 다중경로에 의한 바이어스 성분을 효과적으로 제거하지 못하면 높은 정확도의 측위 성능을 얻을 수 없다. 다중경로 효과를 극복하기 위하여 우선 다중경로에 의한 오차특성을 파악한다. 다중경로 발생의 유무를 판단하여 다중경로에 의해 많이 훼손된 측정값을 제거하는 기법을 개발한다. 시간에 대한 차분을 통해 GPS의 사거리와 반송파 측정값에 존재하는 다중경로 성분을 추정하여 제거하는 기법도 개발한다. 다중경로의 존재만을 검출하는 것이 아니라 다중경로 성분을 추정해내기 위하여 다중안테나를 사용하여 반송파 다중경로 성분 추정기법을 개발한다.

CDMA에서의 무선측위를 위하여 파일럿 신호의 TDOA를 이용하여 거리를 추정하는 경우 비가시 (Non-Line of Sight) 성분에 의한 오차가 크게 존재한다. 비가시 성분은 기지국과 단말기 사이의 전파신호 전달이 직선 경로가 아니기 때문에 거리측정에 양의 크기를 갖는 편향오차를 갖게 한다. 비가시 성분이 위치오차에 미치는 영향을 평가하며 삼단계 추정기법을 이용한 비가시 성분 오차의 추정 및 완화 기법을 개발한다.

- 다중경로 오차특성 파악
- 최소자승유수 기법을 통한 다중경로 검출 기법 개발
- 시계열 차분 기법을 이용한 다중경로 검출 및 제거기법 개발
- 다중안테나를 이용한 다중경로 바이어스 추정 기법 개발
- CDMA 비가시성분 오차 및 위치오차 특성 분석
- 삼단계 추정기법을 이용한 비가시성분 추정기법 개발

4. 고정밀 측위를 위한 GPS RTK 기술 및 RTK/INS 통합기술 개발

수 cm 정도의 높은 측위 정확도를 얻기 위해 GPS 반송파 위상을 이용하는 측위기술, 즉 RTK (Real-Time Kinematic) 기술을 개발한다. 이를 위해 핵심 기술인 반송파의 미지정수 추정을 실시간으로 수행하기 위한 효과적인 기법을 개발한다. 고정밀 측위를 위해서는 반송파 미지정수의 정확한 추정이 필수적이며 미지정수 추정의 성공률을 높이기 위

하여 기저선 정보를 이용한 미지정수 추정기법을 개발한다. 위치정보 만이 아니라 자세 정보를 보다 정확히 얻기 위하여 복수의 안테나로부터 측정되는 반송파 정보를 이용한 실시간 자세추정 기법 및 시스템을 개발한다. GPS 반송파 자세정보와 INS를 통합하기 위한 효과적인 방법으로 이중차분 반송파 정보를 이용한 강결합 방식의 자세추정 방법을 개발한다. GPS와 INS를 결합하기 위해서는 각 측정치 간의 시각동기가 이루어져야 하다. 특히 반송파를 이용하는 RTK의 경우 측정값의 시각동기는 높은 정확도를 얻기 위해 반드시 필요하다. GPS와 RTK 결합시스템을 체계적으로 개발하기 위하여 HILS (Hardware In the Loop Simulation) 시스템을 연구하였다.

- RTK를 위한 미지정수 추정기법 개발
- 기저선 정보를 이용한 향상된 미지정수 추정 기법 개발
- 기저선 정보에 따른 성공률 향상 분석
- 다중안테나 RTK를 이용한 정밀 자세추정 기법 개발
- GPS/INS 시각동기 방법 및 시각지연 보상 기법 개발
- GPS RTK/INS HILS 기술 연구

5. SDR 기반 GPS 수신기 설계 기술 개발

GPS 수신기 신호처리 기술 및 수신기를 SDR 기술 기반으로 개발한다. 우선 GPS 기저대역 신호처리 기술을 개발하여 하드웨어 상관기를 이용하기 않고 소프트웨어 만을 이용하여 구현하고 이를 이용하여 PC Windows 환경에서 동작하는 실시간 소프트웨어 수신기를 개발한다. 항법 계산이 가능하도록 최소 8채널 이상으로 구현한다. 다양한 항법시스템과의 연동과 다중모드 GNSS 수신기 개발에 용이하도록 상위레벨 시스템 설계 툴인 Matlab/Simulink를 이용하여 수신기를 설계한다. 설계된 수신기 상관기 Simulink 블록을 FPGA에 구현하며 신호처리 제어부와 항법계산부는 PC에 구현하도록 한다. SDR 기반 8채널 L1 C/A 코드 GPS 수신기를 FPGA와 PC를 통해 최종 개발한다.

- 소프트웨어 GPS 수신기 기술 개발
- PC Windows 기반 실시간 소프트웨어 (C언어) 수신기 개발
- Matlab/Simulink FPGA block을 이용한 수신기 신호처리 알고리즘 설계
- SDR 기반 GPS 수신기 FPGA 구현 및 성능검증

6. MEMS/GPS 기반 휴대용 항법시스템 개발

소형 저가인 MEMS 기반 관성센서를 이용하여 개인이 휴대 가능한 관성항법 모듈을 개

발하고 사람의 보행특성에 적합한 보행항법 알고리즘을 개발한다. 센서오차 보정 및 항법오차를 보정하기 위해서 GPS와 통합하는 결합기법을 개발한다. 프로토타입 보행항법시스템을 구현하여 성능을 실험 분석한다.

- 초소형 저가 관성항법 장치 (IMU) 개발
- 초소형 IMU 오차보정 및 정렬기법 개발
- 이동거리 측정기법 및 보행항법 알고리즘 개발
- MEMS 나침반을 이용한 방향각 외란 보상기법 개발
- 자이로를 대체할 수 있는 방향각 결정기법 개발
- 센서고장을 고려한 신뢰성 향상 기법 개발
- MEMS 기반 보행항법시스템 개발
- WNS/GPS 통합 프로토타입 항법시스템 개발

7. 향상된 GPS/INS 통합기법 개발

위성신호를 수신하는 할 수 있는 한 일정한 측위 성능을 갖는 GPS와 언제나 연속적인 측위정보를 제공할 수 있으나 시간에 따라 오차가 누적되는 INS의 결합은 현재 가장 널리 사용되고 있는 통합 항법시스템이다. GPS와 INS를 결합하는 방식은 약결합, 강결합, 초강결합 등 다양한 형태를 가지고 있다. 특히 초강결합 방식은 INS의 정보를 GPS 수신기 내부 신호추적부와 직접 결합하는 방식으로 가장 최적의 통합 방식으로 알려져 있다. 또한 오차를 추정하는 추정기법으로 통상적으로 확장칼만필터가 사용되고 있지만 GPS 측정값과 수신기 내부의 비선형성에 때문에 비선형필터링 기법을 이용한 추정기법이 보다 우수한 성능을 얻을 수 있다. 보다 정확하고 신뢰할 수 있는 GPS/INS 통합을 위해 초강결합 통합방식과 비선형 오차추정 기법을 개발한다.

- VDLL 코드추적 루프 분석
- 비선형 필터링 기법 분석: Unscented Kalman Filter, Particle Kalman Filter
- GPS/INS Unscented Kalman Filter 설계 및 분석
- GPS/INS Particle Kalman Filter 설계 및 분석
- 초강결합 GPS/INS 연합칼만필터 설계
- Unscented 연합칼만필터 구조 연구
- 초강결합 추적루프 설계 및 성능분석
- 관성항법도움 GPS 수신기 추적루프 설계기법 연구

8. CDMA Pilot 기반 무선측위 알고리즘 개발

CDMA 통신망의 Pilot 신호는 GPS와 같이 PN 코드로 이루어져 있기 때문에 상관 기법을 이용하여 TDOA (Time Difference of Arrival) 정보를 얻을 수 있다. GPS와 마찬가지로 4개 이상 복수 기지국과 단말기 사이의 TDOA를 측정하면 삼변측량 방법을 통해 단말기의 위치를 결정할 수 있다. CDMA 통신망의 Pilot 신호로부터 기지국과 단말기 사이의 TDOA를 보다 정확하게 결정하는 방법 그리고 다중경로 및 비가시 (Non-Line-of Sight) 성분 에 의한 거리측정 오차 문제를 해결하는 방법을 연구하여 CDMA Pilot 기반 무선측위 알고리즘 개발을 개발한다. 파일럿신호 상관값을 이용한 TDOA를 측정방법을 개발하였고 이를 특별히 제작된 CDMA 전파수신기와 CDMA모뎀 개발 보오드를 이용하여 구현하여 TDOA를 실측하였다. 파일럿 위상의 측정 정밀도 향상을 위하여 MUSIC 기반의 고정밀 신호추정 알고리즘을 개발하였다.

- CDMA시스템에서의 파일럿 위상 측정 기법 개발
- CDMA Pilot 검출 수신기 및 CDMA모뎀을 이용한 TDOA 검출 실험
- 파일럿 위상 측정 고정밀 신호추정기법 개발
- TDOA 기반 무선측위 알고리즘 개발

9. GPS/CDMA통신망 혼합 무선측위 알고리즘 및 시스템 개발

CDMA 신호만을 이용한 무선측위 방법만으로는 LBS에서 요구하는 측위 정확도 및 가용성을 만족할 수 없기 때문에 일반적으로 GPS를 함께 사용하는 혼합 무선측위 방법을 사용한다. 실내에서의 측위를 위해 GPS를 사용하기 위해서는 GPS 미약신호를 획득할 수 있어야 하며 또한 이동통신단말기가 GPS 신호처리를 위해 필요한 계산부담을 줄이기 위해서 단말기와 통신망 상의 측위서버가 GPS 측위를 위한 신호처리를 분담하는 분산방식의 측위기법을 사용한다. 이러한 통신망으로부터의 신호획득을 위한 도움과 분산 측위방법을 사용하는 기법을 망도움방식 GPS (Network Assisted GPS)기술이라 부르며 이를 위한 통신 규격이 IS-801로 규정되어 있다. 망도움방식 GPS 기술을 개발하기 위해 우선 GPS 신호를 획득하고 처리하여 의사거리를 측정하는 기술을 개발한다. 네트워크로부터 도움 정보를 생성하고 이를 망을 통해 단말기로 전달하는 방식을 개발한다. 이때 도움정보 전송방식은 IS-801을 따르도록 한다. 망과 단말기 사이의 시각동기가 이루어졌을 때와 이루어지지 않았을 때 위치결정을 계산하기 위한 전송시간 추정방법을 개발한다. 이를 바탕으로 IS-801 규격의 통신방식을 따르는 망도움방식의 GPS 기법을 개발하고 PC와 Internet 통신망을 통해 구현한다. 실내에서의 GPS 미약신호 획득을 위한 장시간 적산

신호처리 기법을 개발하고 오차요인을 분석한다. GPS와 CDMA TDOA 신호를 혼합하는 혼합 측위기법을 개발하여 실제 상용 GPS폰을 이용하여 실험하여 GPSOne과 성능을 비교한다. CDMA 신호를 이용할 때 현실적으로 가정 문제가 되는 CDMA 중계기 문제를 해결하기 위한 방법으로 중계기 위치추정 방법을 개발한다.

- GPS 신호획득 방법 개발
- 상관 기법을 이용한 GPS TDOA 정밀도 향상기법 개발
- 네트워크 도움방식 GPS 기법 개발
- 망도움 정보 생성 기법 개발 및 구현
- IS-801 규격에 따른 망정보 전달 방식 개발
- 측위서버 PDE 개발 및 구현
- 동기/비동기식 구현방식 개발
- 망도움방식 GPS 기술 구현 및 실험
- GPS/CDMA TDOA 혼합측위 알고리즘 개발
- 상용 GPS폰을 이용한 혼합측위 알고리즘 실험 및 GPSOne과의 성능비교

10. GPS 간섭 및 방해신호 제거를 위한 신호처리기법 개발

GPS는 미약신호로 간섭과 방해신호에 취약하다. GPS를 이용한 측위의 신뢰성을 높이기 위해서는 이러한 신호 간섭 및 방해에 대응하는 기술을 개발한다. 우선 GPS 수신기가 간섭신호로부터 어떠한 영향을 받는지를 분석한다. 안테나 배열을 이용한 공간신호처리 기법은 광대역 간섭에 대해 좋은 성능을 갖기 때문에 안테나 배열을 이용한 GPS 간섭신호 대응기법을 개발한다. 다중경로와 같은 신호간섭을 제거하기 위하여 간섭신호 추정을 통한 간섭신호제거 기법을 개발한다. 공간신호처리 기법을 이용한 GPS와 INS를 통합하면 보다 방해신호에 강인한 항법성능을 얻을 수 있기 때문에 안테나 배열 GPS 수신기와 INS를 강결합한 GPS/INS 통합항법시스템을 개발하고 이의 성능을 평가한다.

- GPS 수신기의 간섭신호에 대한 영향 분석
- GPS 다중 안테나 수신 시스템 개발
- GPS 신호의 공간신호처리 알고리즘 개발
- 연속적 간섭신호 제거기법 개발
- 배열안테나 빔형성 기법을 이용한 GPS/INS 강결합 기법 연구

11. 근거리 무선통신망을 이용한 측위기술 개발

실내에서의 측위를 위한 방법으로 무선랜, 블루투스, UWB 등 근거리 무선통신망을 사용할 수 있다. 무선랜은 이미 많은 접속포인트 (AP)가 건물들에 설치되어 있고 무선랜카드도 상용화 되어 있기 때문에 우선 무선랜을 이용한 무선측위시스템을 개발하고 구현한다. 무선랜 신호를 측위에 이용하는 방법으로 신호세기과 시각정보를 이용하는 방법을 연구 개발한다. 무선랜의 시각정보를 이용하기 위해서는 각 AP와 무선모뎀 사이의 시각동기가 필수적인데 이를 위한 방법을 연구한다. 무선랜 통신방식은 DSSS 방식의 IEEE 801.11.b와 OFDM 방식의 IEEE 802.11.a를 모두 고려한다. 이밖에 GPS 중계기를 이용한 실내측위 방법을 새롭게 제안하여 이를 위한 기술을 개발한다. GPS 중계기를 측위에 사용하기 위해서는 시간에 따라 송신안테나를 변경하는 스위칭 GPS 중계기가 필요하다. 스위칭 GPS 중계기를 개발하고 중계기 GPS 신호처리 기법을 개발하여 실내 GPS 무선측위 시스템을 구현한다.

- 무선랜 신호세기 모델식과 삼각측량을 이용한 측위기법 개발
- 무선랜 신호세기 데이터베이스를 이용한 측위기법 개발
- 무선랜 신호 TDOA를 이용한 거리정보 획득방법 개발
- 무선랜 TDOA를 이용한 측위기법 개발
- 블루투스를 이용한 실내측위 기법 연구
- UWB를 이용한 실내측위 기법 연구
- GPS 스위칭 중계기 개발 및 중계기 신호 수신기법 연구
- GPS 중계기를 이용한 실내측위 기법 개발

제2장 국내외 기술개발 현황

제1절 국외 기술개발 현황

1. GPS 수신기 및 하드웨어

- Trimble, Magellan, Ashtech, Novatel 등과 같은 업체에 의해 저가용 보급형 모델부터 고성능 관측용 모델 등 다양한 형태의 GPS 수신기 제품이 상용화.
- 이동통신 및 이동컴퓨팅 분야로의 GPS의 응용범위 확대에 따라 SiRF, SGS Thomson, Mitel 등의 업체에 의해 소형, 저전력 GPS Chip Set이 상용화.
- CDMA 원천기술 보유회사인 미국 Qualcomm은 CDMA 단말기 칩에 GPS기능을 통합한 GPSOne을 개발하여 휴대폰에 GPS 기능 장착.
- 전자 기술의 발전에 따라 소형, 고기능, 저가의 수신기 엔진보오드 상용화.
- SiRF, Mitel 등 GPS Chip Set전문 업체와 Trimble, Ashtech, Novatel, Navcom 등 수신기 전문 업체로 회사별로 사업 영역 구분.
- 12 Channel, 저전력, 고기능 수신기 상품화
- 실내측위를 위한 실내 GPS 수신기 기술 상용화
- 망도움 GPS 수신기 기술 상용화
- 군용 Anti-Jamming 수신기 상용화
- GPS/DR을 통합한 텔레메틱스용 소형 GPS 수신기 상용화

2. GPS 항법 알고리즘

- C/A, P 코드 및 L1, L2 반송파 신호를 이용한 항법계산 알고리즘은 실시간으로 개발되어 Trimble, Novatel, Ashtech 등 고기능 GPS 수신기에 구현
- L1, L2 반송파를 이용하는 고정밀 측위방식인 RTK (Real-Time Kinematic) 알고리즘은 캐나다의 Calgary대학, 네덜란드의 Delft 대학, 미국의 Maine대학 등에서 새로운 알고리즘들이 계속 개발
- GPS와 INS를 이용하는 복합항법시스템은 주로 군용 항법에서 새로운 항법시스템으로 개발되고 있으며, Honeywell, IEC 등에서 군용시스템으로 상품화
- GPS의 반송파를 이용한 자세측정이 가능한 수신기가 Trimble, Ashtech, Novatel 등에 의해 상용화

3. GPS 응용항법시스템

- GPS를 이용한 차량항법시스템은 일본, 유럽, 미국의 기업들 (Sony, Panasonic,

Zexel, Etak, Pioneer, ..)에 의해 상용화

- GPS가 ITS (Intelligent Transportation System)를 위한 주요한 항법수단으로 사용되어, 차량위치추적시스템, 차량관제시스템 등이 현장에서 사용

4. DGPS

- RTCM에 의해 기준 규격화
- 1999년 3월 15일 미국은 해안경비대에 의해 미국 전역에 DGPS 서비스
- 미국 FAA에 의해 항공용 WAAS 시스템 개발 진행 중이며 일부 지역에서 WAAS 시범 서비스 중.
- 미국 Stanford 대학에서 WAAS 기본 알고리즘 개발
- 미국은 공군의 GWEN (Ground Wave Emergency Network) 사이트를 통해 기준국을 설치하는 등의 확장을 통해 2007년 약 137개의 NDGPS 기지국 설치 예정
- 미국 Navcom 사의 StarFire는 WADGPS와 RTG를 이용해서 20cm이하의 위치정보 제공

5. 무선측위 (Wireless Mobile Location)

- 미국 FCC의 규정에 의해, 이동통신사업자는 2001년 11월까지 이동통신 사용자의 위치를 125m의 정확도로 제공하여야 함 (E911).
- Lucent, Motorola, SnapTrack, TruePosition 등 미국의 통신업체들에 의해 GPS와 이동통신망을 이용한 측위 방식들이 개발
- Qualcomm과 Snaptrack의 결합으로 인하여 더욱 효율적이고, 비용이 덜 드는 A-GPS 방식이 개발되어 표준화.
- Snaptrack 시스템의 채택은 기술적인 우월성보다는 시장의 원리에 의해 더욱 가속화
- Cell-Loc과 TruePosition에 의해 채택되어진 TDOA를 이용한 위치 결정 기술은 넓은 지역에 있는 많은 송신장비들을 이용하여 수신기의 위치를 결정
- 미 연방통신위원회가 2004년 2월 UWB (Ultra Wide-Band)의 상업적 사용을 허가, 본격적으로 상용화가 가능

6. INS (Inertial Navigation System)

- Honeywell, Litton 등 기업들에 의해 군용 INS 및 GPS/INS 항법장치 개발
- MEMS 관성센서를 이용한 개인위치추적 시스템 개발
- GPS와 MEMS 관성센서를 이용한 GPS/INS 항법장치 상용화

- 미국 국방성의 지원으로 초강결합 GPS/INS를 이용한 Aniti-Jamming 기술개발 진행

7. GPS 현대화 (GPS Modernization)

- 현재 CA코드를 1227.6MHz L2 신호에 전송
- 새로운 민간용 코드를 L5라고 불리는 1176.45MHz 주파수에 전송
- 군 전용 코드인 M 코드를 기존의 L1 및 L2 주파수에 실어서 전송
- GPS의 현대화는 새로운 기능의 위성들을 제작하여 궤도에 올림으로서 진행되는데 대략 2010년까지 진행될 예정

8. 기타 위성항법 시스템

- 러시아의 GLONASS는 현대화를 위하여 GLONASS-M 위성을 2007년까지 24대 발사하고 그 후에는 GLONASS-K 위성을 발사할 예정.
- 호주의 경우 GBAS와 SBAS의 절충형인 GRAS (Ground Based Regional Augmentation System)을 제안하여 ICAO의 의해 항행 수단으로 채택.
- 유럽의 Galileo 시스템이 2008년을 목표로 EU 15개국에서 공동 추진 중이며, 중국과 인도도 Galileo에 투자를 결정 .
- 일본은 JRANS (Japanese Regional Advanced Navigation System)을 자국 내 GPS정밀도 보완책으로 추진 중.
- 중국도 현재 3대의 항법위성을 궤도에 올려놓아 자체 위성항법시스템인 북두항법 시스템 (Beidou Navigation System)을 갖추고 있음. 2010년까지 중국 자체의 위성항법과 관련된 응용산업 및 인프라 구축을 목표.

제2절 국내 기술개발 현황

1. GPS 수신기 및 하드웨어

- 삼성전자에 의해 프로토 타입 GPS/GLONASS chip set 개발 (1998)
- ETRI에 의해 GPS용 RF 및 신호처리 ASIC 개발 (1998)
- 네비콤이 GPS 및 GLONASS 용 chip set 개발
- 기륭전자/건국대, 네비콤, 네브트론 등에 의해 Mitel GPS chip set을 이용한 GPS 엔진 보오드 상용화
- 국내 기업들에 의해 SiRF 칩을 이용한 GPS 엔진보오드 상용화
- MI, 네비콤 등에 의해 GPS/DR 수신기 상용화

2. GPS 응용항법시스템

- 국내의 자동차 회사들에 의해 GPS를 이용한 차량항법시스템이 개발되었으나, 주로 외국의 기술을 도입
- 국내의 군소 정보통신업체에 의해 GPS와 통신망을 이용한 차량위치 추적 시스템들이 개발, 본격적으로 상용화
- Open4U 등에 의하여 GPS 수신기를 이용한 과속감지 시스템 상용화
- 2002년 2월 KTF는 GPS를 통한 미아 방지 시스템인 엔젤아이 사용서비스 시작
- Sktelecom의 NATE Drive는 기존의 네비게이션 서비스와는 달리 무선망과 인공지능 위치추적장치 (GPS : Global Positioning System)를 통해 변화하는 교통상황을 실시간으로 수집하며 2002년 2월 상용화
- KTF는 기륭전자, 카엔텍과 함께 휴대폰을 이용한 도로위험 정보 및 안전운행 정보를 제공하기 위한 서비스인 굿 GPS를 2004년 4월 출시
- LG텔레콤은 2004년 2월 GPS 기능을 탑재한 카메라폰 '알라딘'을 출시하며 신변 보호 기능 추가
- 2004년 4월 보안전문업체인 에스원 (www.s1.co.kr)은 GPS를 이용한 단말기 '애니가드'를 출시
- 2004년 8월 LG텔레콤과 현대/기아차는 에쿠스를 비롯한 10여종의 승용차에 GPS 수신기를 포함한 텔레매틱스 단말기를 장착해 올초부터 '모젠'이라는 브랜드로 서비스

3. DGPS

- 건국대에서 항공시스템을 위한 DGPS 시스템 연구 진행 중.

- 서울대에서 WAAS를 위한 연구 수행
- 항우연에서 항공기 이착륙 및 관제를 위한 DGPS 시스템 개발 진행 중.
- 2003년부터 한국형 NDGPS의 구축 및 운영이 시작, 2004년 4월 현재 무주에 내륙 기준국 완공
- NDGPS용으로 2003년 기준 11개의 해상 기준국과 5개의 감시국 설치

4. 무선측위 (Wireless Mobile Location)

- LG정보통신, SK 텔레콤, KTF 등의 이동통신 사업자들이 LBS 서비스를 위하여 셀 컴의 GPSOne을 도입하여 서비스 중
- 넥스파일럿, MSP 등에서 CDMA 중계기 문제를 해결하기 위한 솔루션 개발
- 이동통신 사업자들이 외국의 무선측위 기술 도입을 진행 중

5. INS (Inertial Navigation System)

- ADD, 서울대, 광운대와의 지속적인 협동연구를 통해 INS에 관한 기술 축적: 스트랩다운 관성항법시스템을 개발, 자유운항모형을 위한 관성항법시스템 개발, 조건경 센서를 이용한 간이 지상항법시스템 개발, 동조 자이로 개발, GPS/INS 결합
- 마이트로인피티에서 MEMS 기술을 이용한 소형 저전력 자이로인 MI DiGyro 와 가속도계인 MI DiXL 대량생산
- 마이크로인피티니, 네비콤 등이 GPS/INS 통합항법모듈 상용화
- 항공우주연구소와 국내 대학들에서 무인항공기를 위한 GPS/INS 항법시스템 개발 진행 중

6. 기타 위성항법 시스템

- 유럽연합의 Galileo 개발 참여에 관한 한국의 대응을 위한 논의가 진행 중

제3장 연구개발수행 내용 및 결과

제1절 서론

GPS/INS/CMDA/무선통신망을 연계하여 연속적인 측위정보를 제공할 수 있는 측위기술을 개발하기 위하여 수행한 연구내용 및 결과를 연차별로 정리하여 각 절에 서술하였다.

2절에서는 GPS 신호 검출 및 추적 성능개선 기법 연구결과인 적응 PLL/FLL 설계, 강인제어기를 이용한 추적루프 설계, 소프트웨어 GPS 수신기 개발에 대해 서술하였다. 3절에서는 CDMA 파일럿 위상 정밀측정 기법개발 및 CDMA 모뎀을 이용한 실측실험에 대해 서술하였다. 4절은 다중경로 극복 및 이상신호 감시에 관한 연구결과를 서술하였다. 5절에서는 저급 소형 MEMS를 이용한 휴대용 항법시스템을 개발하기 위한 이동거리 측정에 관한 방법을 서술한다. 6절에서는 GPS 반송파 RTK 기술 및 자세추정에 관한 연구결과를 서술한다. 7절에서는 GPS/CDMA 혼합 무선측위 알고리즘 개발 결과를 서술한다. 8절에서는 관성센서 도움방식의 GPS 수신기 기술개발 결과를 서술한다. 9절에서는 AGPS 기술 개발 및 PDE 구현 그리고 상용 GPS폰을 이용한 실측 실험 결과에 대한 연구 내용을 서술한다. 10절에서는 분산방식의 연함칼만필터를 이용한 GPS/INS/CDMA 결합구조 설계 및 성능분석에 관한 내용을 서술한다. 11절에서는 GPS 안전성 감시 및 기저선 정보를 이용한 고장검출 기법에 대한 연구 결과를 서술한다. 12절에서는 PC 기반 실시간 소프트웨어 GPS 수신기 개발 및 FPGA 기반 GPS 수신기 개발에 관한 내용을 서술한다. 13절에서는 MEMS/GPS 기반 보행항법 알고리즘 및 휴대 항법장치 구현에 관한 연구 결과를 서술한다. 14절에서는 새로운 GPS/INS 통합 방법인 초강결합 통합필터 설계 및 비선형 칼만필터를 이용한 오차추정 방법에 관한 연구결과를 서술한다. 15절에서는 GPS 다중경로 제거 및 전파방해 대응기법에 관한 새로운 연구 결과를 서술한다. 16절에서는 무선랜, 블루투스, UWB 등 근거리 무선통신망을 이용한 실내측위 기술 개발에 관한 연구 결과를 서술한다. 17절에서는 프로토타입 복합항법시스템 구현 및 실험에 관한 내용을 서술한다.

제2절 GPS 신호 검출 및 추적 성능개선 기법 개발

1. 적응 PLL/FLL 루우프 설계

GPS는 전세계적으로 위치, 시간, 기상 등에 관계없이 항법정보를 제공할 수 있기 때문에 수많은 응용분야에 사용되고 있다. 그러나 GPS 수신기는 위성 신호를 수신할 수 없거나 수신이 어려운 환경에서는 동작하지 못하는 단점을 가지고 있을 뿐만 아니라 GPS 위성 신호를 수신 가능한 환경에서도 항체의 움직임에 따라 신호를 적절히 추적하지 못해 항법정보를 제공하지 못하는 경우가 발생한다.

최근 들어 미사일, 우주 발사체 등과 같이 빠른 움직임을 가지는 항체에 GPS를 적용하려는 시도가 많이 진행되고 있다. 그러나 일반 상용 GPS 수신기를 빠른 움직임을 가지는 항체에 적용한 경우 수신기 내부의 추적루프가 이를 위해 설계 되지 않았기 때문에 신호 추적이 불가능 하며 적절한 항법 정보를 제공하지 못하는 경우가 발생한다.

GPS 수신기가 빠른 동특성을 가지는 항체에 설치되어 항법 정보를 제공하기 위해 사용되는 첫 번째 방법은 관성센서와 같이 외부 정보에 의존하지 않으며 항체 움직임에 관한 정보를 제공하는 센서를 수신기 추적루프에 이용하는 것이다. 이러한 방법은 전파환경과 무관한 센서를 이용함으로써 전파간섭환경에 대한 영향을 줄일 수 있으며 항체의 움직임과 관련된 정보를 직접 이용할 수 있기 때문에 수신기의 가용도와 동특성을 높일 수 있는 확실한 방법이다. 그러나 수신기에 외부 센서를 추가해야 하고 알고리즘의 복잡도가 증가하고 부피가 커지는 등의 단점을 가진다. 또한 빠른 동특성에 적합한 관성센서는 현재까지 고가이기 때문에 다양한 응용분야에 적용하기에는 아직까지 어려움이 있다.

두 번째 방법은 수신기 내부의 추적루프를 빠른 움직임에 의한 신호변화를 적절히 추적하도록 설계하는 것이다. 일반적인 통신시스템의 추적루프필터는 추적루프의 잡음을 줄이는 것을 목적으로 설계된다. 그러나 빠른 동특성을 가지는 응용분야에 사용되는 수신기의 추적루프는 잡음 성능 보다 사용자와 위성의 움직임을 추적하는 것을 기본적인 목적으로 설계할 수 있다. 이 경우 수신기 잡음 특성이 나빠지는 경우가 발생한다.

본 장에서는 GPS 수신기 추적루프를 위한 신호 모델을 살펴본 후 잡음 성능을 유지하며 동특성을 개선할 수 있는 몇 가지 추적루프 설계 기법들을 소개하고 시뮬레이션을 이용한 성능 분석 결과를 보여준다.

가. GPS 신호 추적 모델

GPS 수신기에서는 상관기를 이용하여 대략적인 코드 위치와 도플러 정보를 일치시키는

신호 획득이 이뤄진 후 코드와 반송파 신호 추정의 오차를 줄이기 위하여 신호 추적이 시작된다[1]. 이때 신호 획득을 위하여 사용되었던 상관기 구조가 신호 추적을 위해 사용된다. GPS 수신기에서 사용되는 추적루프는 코드를 추적하는 지연 동기 루프 (DLL : Delay Lock Loop)와 반송파 정보를 추적하는 반송파 추적 루프 (CTL : Carrier Tracking Loop)로 구성된다. 일반적인 추적루프의 구성도는 그림 3-2-1과 같다[2].

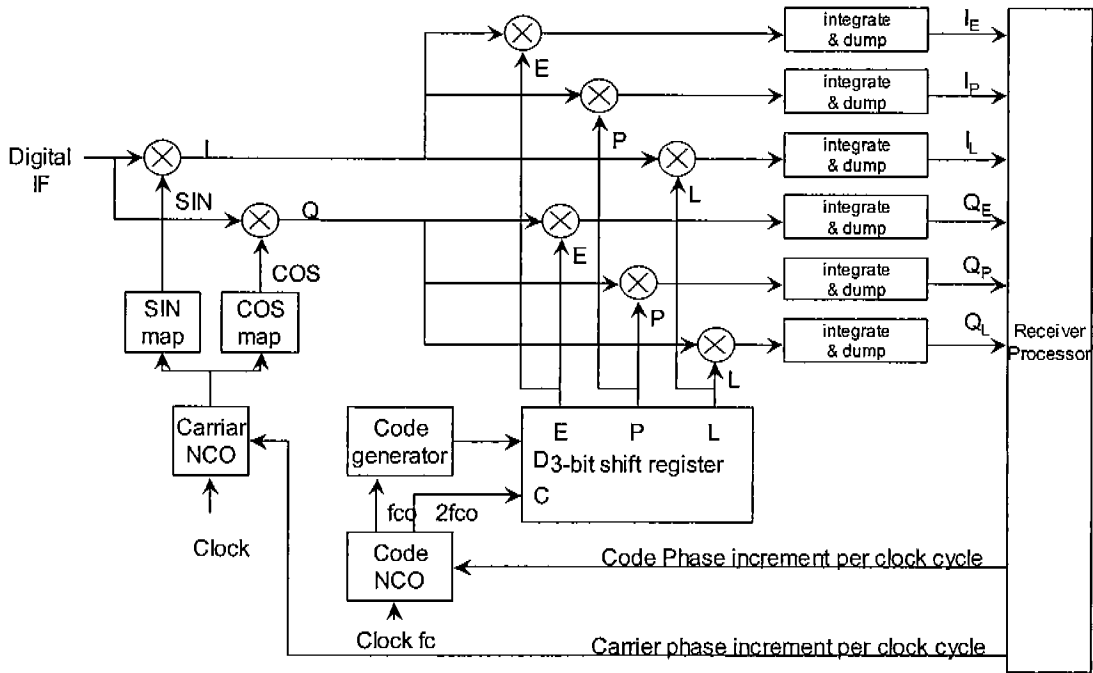


그림 3-2-1 추적 루프 시스템의 구조

(1) 상관기 출력 Model

GPS 안테나 및 RF 초단을 통하여 입력된 신호는 중간 주파수 영역에서 디지털 신호로 변환된 후 상관기를 통과하게 된다. 중간 주파수 입력신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sqrt{P_c} D(t-\tau) c(t-\tau) \exp j(2\pi\Delta f_D t + \Delta\theta) \tag{3.2.1}$$

여기서 P_c 는 입력 신호의 세기, τ 는 코드 지연, Δf_D 는 도플러, $\Delta\theta$ 위상이 된다. 상관기는 입력신호와 내부 복사 신호를 곱한 후 더하는 구조를 가진다. 복소 상관기 구조에서 입력신호를 처리한 결과를 나타내면 다음과 같이 된다. 여기서 P, E, L 첨자는 Prompt, Early, Late을 의미한다.

$$\begin{aligned}\tilde{Z}_P &= \sqrt{P_c} D_k \exp(j\Delta\theta) R(\Delta\tau, \Delta f_D) + N_P \\ &= \tilde{S}_P + N_P\end{aligned}\quad (3.2.2)$$

$$\begin{aligned}\tilde{Z}_E &= \sqrt{P_c} D_k \exp(j\Delta\theta) R(\Delta\tau - \frac{T_c}{2}, \Delta f_D) + N_E \\ &= S_E + N_E\end{aligned}\quad (3.2.3)$$

$$\begin{aligned}\tilde{Z}_L &= \sqrt{P_c} D_k \exp(j\Delta\theta) R(\Delta\tau + \frac{T_c}{2}, \Delta f_D) + N_L \\ &= \tilde{S}_L + N_L\end{aligned}\quad (3.2.4)$$

(2) 코드 추적 루프 모델

확산 스펙트럼 통신에서는 송신기와 수신기가 사용하는 코드가 서로 동기가 되어 있어야 한다. 송신기와 수신기에서 사용하는 코드 사이에 한 칩 이상의 차이가 발생하면 두 신호 사이의 상관함수 값이 낮아 지기 때문에 신호를 복조 할 수 없게 된다[1,2].

코드 추적은 기본적으로 위상동기루프 (Phase Lock Loop) 기법과 매우 유사하다. 반송파 위상동기루프와 코드추적 지연동기루프 (Delay Lock Loop)의 기본적인 차이는 변별기에 있다. 입력 신호의 코드 지연 오차를 추정하기 위해 일반적으로 다수개의 상관기로 구성된 방식을 이용한다. 즉, 지연 동기 루프는 한 개의 상관기 출력은 앞섬 부분에 위치 시키고 또 다른 하나는 뒤섬 부분에 위치 시키는 구조를 갖는다. 변별기는 이들 상관기 출력으로부터 지연오차를 추출한다. 이때 중간 주파수와 데이터 비트의 값에 상관없이 코드 지연오차를 추출하기 위하여 일반적으로는 앞섬상관기와 뒤섬상관기 출력의 포락선 크기 차이를 이용하는 비동기 검출 (Noncoherent Detection) 방식을 이용한다[3].

$$\begin{aligned}\tilde{Z}_{\Delta\tau} &= |\tilde{Z}_E|^2 - |\tilde{Z}_L|^2 = |\tilde{S}_E + \tilde{N}_E|^2 - |\tilde{S}_L + \tilde{N}_L|^2 \\ &= |\tilde{S}_E|^2 - |\tilde{S}_L|^2 + \tilde{\eta}_\tau\end{aligned}\quad (3.2.5)$$

작은 지연 오차에 대하여 변별기 출력을 유도하면 다음과 같다.

$$\tilde{Z}_{\Delta\tau} = \frac{2P_c}{T_c} \Delta\tau + \tilde{\eta}_\tau\quad (3.2.6)$$

지연오차 크기로 변별기 출력을 정규화 하면 다음과 같이 된다.

$$Z_{\Delta\tau} = \tilde{Z}_{\Delta\tau} \frac{T_c}{2P_c} \approx \Delta\tau + \eta_\tau \quad (3.2.7)$$

이때 변별기 출력의 잡음 수준은 다음과 같이 된다.

$$\text{var}\{\eta_\tau\} = \frac{T_c^2}{4 \frac{P_c}{N_0} T_D} \left[1 + \frac{2}{\frac{P_c}{N_0} T_D} \right] \text{sec}^2 \quad (3.2.8)$$

1차 추적루프를 이용한 경우 지연 동기 루프의 측정값 잡음은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{var}\{\Delta\hat{\tau}\} = \frac{B_\tau dT_c^2}{2 \frac{P_c}{N_0}} \left[1 + \frac{2}{\frac{P_c}{N_0} T_D} \right] \text{sec}^2 \quad (3.2.9)$$

(3) 반송파 추적 루프 모델 (CTL : Carrier Tracking Loop)

코드를 추적하는 DLL과 마찬가지로 CTL도 대상시스템의 행동을 제어하는 피먹임 구조의 제어시스템으로 모델 된다. CTL에서는 국부 중간 주파수 발생기가 (NCO : Numerically Controlled Oscillator) 제어를 위한 대상 시스템이 된다. 이때 NCO의 출력을 복소 형식으로 표현하면 다음과 같이 모델 된다.

$$2 \exp\left\{-j\left[2\pi(f_{IF} + \hat{f}_D)t + \hat{\theta}\right]\right\} \quad (3.2.10)$$

CTL은 NCO를 제어하여 도플러 추정값인 \hat{f}_D 값이 입력신호의 도플러인 f_D 가 되도록 하거나 위상의 추정값인 $\hat{\theta}$ 이 입력신호의 위상 θ 가 되도록 한다. 이러한 목적을 달성하기 위하여, CTL은 입력 신호와 내부 생성 신호 사이의 주파수 또는 위상의 차이를

만들어 내고 이를 이용하여 NCO를 증가 또는 감소 시키는 명령을 만들어 낸다.

(가) 주파수 추적 루프 (FLL : Frequency Lock Loop)

현재 내부 생성 신호의 주파수 오차를 만들어 내기 위해 주파수 변별기는 앞섬 상관기와 뒤섬 상관기 사이에 위치하는 프롬프트 상관기 출력을 이용한다. 코드 위상 변별기와 마찬가지로 주파수 변별기도 몇 가지 형태가 존재한다. 주파수만을 추적한다면 다음과 같은 형태를 이용할 수 있다[3].

$$\tilde{Z}_{\Delta f} = \tilde{Z}_{I,P}(t_1)\tilde{Z}_{Q,P}(t_2) - \tilde{Z}_{Q,P}(t_1)\tilde{Z}_{I,P}(t_2) \quad (3.2.11)$$

짧은 시간 동안 코드 추적 오차와 주파수 오차가 작다고 가정하면 다음과 같이 된다.

$$\tilde{Z}_{\Delta f} \approx 2P_c\pi T_D\Delta f + \tilde{\eta}_f \quad (3.2.12)$$

주파수 오차 출력이 되도록 변별기 출력을 정규화 하면 다음과 같이 된다.

$$Z_{\Delta f} = \tilde{Z}_{\Delta f} \frac{1}{2P_c\pi T_D} + \eta_f \quad (3.2.13)$$

이때 변별기 출력의 잡음 수준은 다음과 같이 된다.

$$\text{var}\{\eta_f\} = \frac{1}{2\pi^2 \frac{P_c}{N_0} T_D^3} \left[1 + \frac{1}{2 \frac{P_c}{N_0} T_D} \right] \quad (3.2.14)$$

(나) 반송파 위상 추적 루프 (PLL : Phase Lock Loop)

반송파 주파수를 추적하는 또 다른 방법은 반송파 위상을 이용하는 것이다. 입력신호와 내부 생성 신호 사이의 위상 차이를 이용하여 반송파 주파수를 추적하는 방법은 정밀한 반송파 위상을 측정할 수 있는 장점을 가지지만 위성과 사용자의 빠른 움직임을 추종하지 못한다는 단점을 가진다. 반송파 위상 정보를 추출하는 변별기도 이전의 DLL, FLL 과 마찬가지로 몇 가지 형태가 존재한다. 그러나 항법 데이터 비트와

무관하게 사용하기 위해 일반적으로는 다음과 같은 코스타스 변별기를 사용한다.

$$\begin{aligned}
 \tilde{Z}_{\Delta\theta} &= \text{Re}\{\tilde{Z}_P\} \text{IM}\{\tilde{Z}_P\} = S_{I,P} S_{Q,P} + \tilde{\eta}_\theta \\
 &= P_c R^2 (\Delta\tau) \frac{\sin 2\Delta\theta}{2} + \tilde{\eta}_\theta \\
 &= P_c \Delta\theta + \tilde{\eta}_\theta
 \end{aligned} \tag{3.2.15}$$

변별기 출력이 위상 오차 출력이 되도록 정규화 하면 다음과 같이 된다

$$Z_{\Delta\theta} = \tilde{Z}_\theta \frac{1}{P_c} \approx \Delta\theta + \eta_\theta \tag{3.2.16}$$

변별기 출력의 잡음 수준은 다음과 같이 된다

$$\text{var}\{\eta_\theta\} = \frac{1}{2 \frac{P_c}{N_0} T_D} \left[1 + \frac{1}{2 \frac{P_c}{N_0} T_D} \right] \tag{3.2.17}$$

나. 추적 루프 설계

대부분의 통신 시스템에서 사용하는 신호 추적 알고리즘은 되먹임 구조를 이용한다. 신호를 추적하는 기본적인 방법은 입력신호만이 통과 할 수 있는 협대역필터 (Narrow Band Pass Filter)를 만들어 잡음을 제거하여 신호 성분만을 추적하도록 하는 것이다. 즉, 입력신호의 주파수가 시간에 따라 변화하는 것을 추적하여 국부 발진기의 중심주파수가 입력 신호 주파수를 따라가도록 만드는 것이다. 입력신호와 국부 발진기 신호의 주파수 또는 위상의 차이는 변별기를 통해 비교되고 변별기의 출력은 루프 필터를 통과하여 국부 발진기를 제어하게 된다. 되먹임 구조를 이용하는 추적 루프 시스템은 좁은 대역폭을 갖기 때문에 신호획득과정에 비해 상대적으로 감도가 높고 정밀한 측정값을 얻을 수 있다.

(1) 추적 루프 모델

대역확산 스펙트럼 시스템에서 사용되는 DLL과 CTL은 복잡한 시스템 구조를 가지지만 대상 시스템을 제어하는 되먹임 구조로 간략화 하여 나타낼 수 있다. 이는 일반적인

제어 시스템 문제 중 속도제어와 유사한 구조를 가지게 된다. 속도 제어기는 대상 시스템에 외란의 영향이 있어도 명령 속도를 유지하도록 만든다. 마찬가지로 신호 추적루프도 외부 잡음 등의 영향을 줄이고 변하는 입력 신호를 추종하게 만든다.

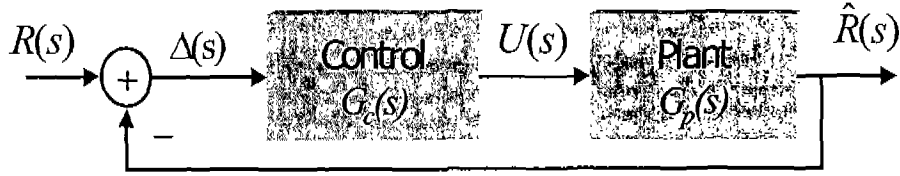


그림 3-2-2 추적 루프 시스템

DLL에서는 코드 생성기가 제어 대상 시스템이 된다. 내부 코드 생성기를 제어하기 위해 DLL에서 만들어지는 $\Delta(s)$ 는 입력 코드의 위상과 내부 생성 코드 위상의 차이가 된다. DLL 제어기는 $\Delta(s)$ 에 따라 지연 동기 루프의 내부 코드 발생기를 조정하여 생성된 복사 코드가 입력 신호의 코드와 일치되도록 만든다. CTL에서는 주파수 발생기 NCO (Numerically Controlled Oscillator)가 제어를 위한 대상 시스템이 된다. CTL에서 $\Delta(s)$ 는 입력 신호와 내부 생성 신호의 주파수 또는 위상의 차이가 되고 제어기는 주파수 또는 위상의 차이를 최소화 하도록 동작하게 된다. 추적 루프 시스템의 폐루프 전달 함수를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{R}(s) = G_c(s)G_p(s)\Delta(s) \quad (3.2.18)$$

여기서, $G_p(s)$ 는 대상 시스템으로 주파수와 코드 신호 발생기가 이고 $G_c(s)$ 는 제어기이다. 이때 입력 신호와 내부 생성 신호 사이의 차이는 다음과 같이 된다.

$$\Delta(s) = R(s) - \hat{R}(s) \quad (3.2.19)$$

따라서 다음과 같이 전체 시스템의 전달 함수를 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\frac{\hat{R}(s)}{R(s)} = H(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} \quad (3.2.20)$$

유도된 DLL, CTL 모델과 전체 추적루프 시스템 전달함수로부터 시스템의 동특성과 잡음 성능을 유도 할 수 있다. 좋은 동특성은 위성과 사용자 움직임을 적절히 추종하는 것을 의미하며 좋은 잡음 특성은 추적루프에서 생성된 측정값의 잡음이 적다는 것을 의미한다. 일반적으로 해석적으로 동특성을 유도하는 경우에는 시스템에 인가된 잡음이 없다고 가정하여 신호 추적 성능을 분석하며 잡음성능을 분석하는 경우에는 동특성이 없다고 가정하고 잡음만의 성능을 유도하게 된다.

(2) 비선형 추적 루프 모델

코드 추적과 반송파 추적을 위해 변별기 출력을 이용하는 추적루프 시스템을 구성하면 그림 3-2-3과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 D_{Δ} 는 비선형 변별기 형태를 나타내며 구성 방식에 따라 다른 특성을 가진다. 변별기는 입력신호와 내부 복사 신호 사이의 차를 구하며 변별기 이득 K_0 이 곱해진 후 잡음이 추가되는 형태로 나타낼 수 있다.

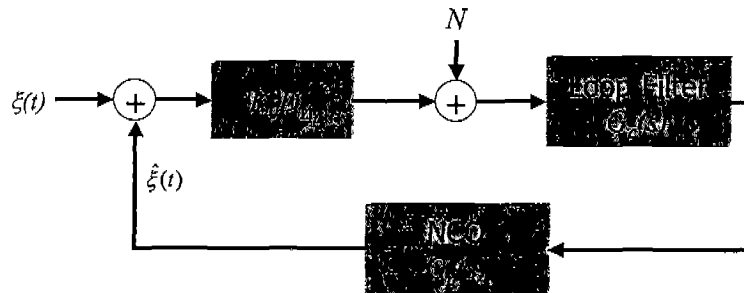


그림 3-2-3 비선형 추적루프 모델

(3) 선형 추적 루프 모델

비선형 추적루프모델로부터 변별기 출력이 입력 오차에 대하여 선형이라고 가정하면 선형 추적 루프모델을 유도할 수 있다. 이때 잡음 성분은 변별기 이득으로 정규화 하여 입력 신호에 더해진 형태로 표현된다. 위상을 일치시키는 방식의 추적 루프 시스템의 기본적인 구조를 그림 3-2-4에 나타냈다. 여기서 K_v 는 국부 발진기 이득이 된다.

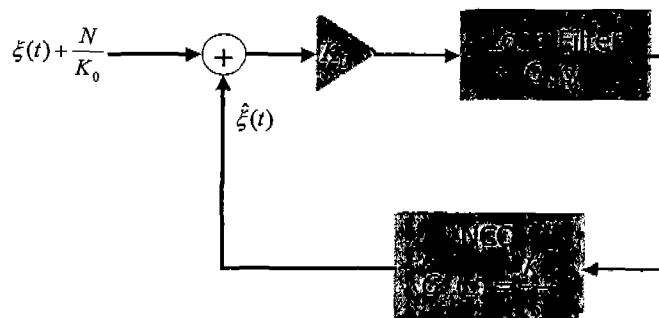


그림 3-2-4 선형 추적 루프 모델

(4) 추적 루프 필터 설계

추적루프의 목표는 국부 발진기의 주파수를 입력신호의 주파수와 맞추는 것이다. 이때 잡음 성능과 동특성의 균형을 이뤄야 한다. 전체 시스템의 전달함수를 구하면 다음과 같이 된다.

$$H(s) \equiv \frac{\hat{\xi}(s)}{\xi(s)} = \frac{K_0 K_v G_c(s)}{s + K_0 K_v G_c(s)} \quad (3.2.21)$$

오차함수는 다음과 같이 정의 된다.

$$\begin{aligned} H_e(s) &= \frac{\varepsilon(s)}{\xi(s)} = \frac{\xi(s) - \hat{\xi}(s)}{\xi(s)} \\ &= 1 - G_c(s) = \frac{s}{s + K_0 K_v G_c(s)} \end{aligned} \quad (3.2.22)$$

또한, 등가 루프 대역폭은 다음과 같이 정의 된다.

$$B_n = \int_0^{\infty} |H(j\omega)|^2 df \quad (3.2.23)$$

(가) 2차 추적 루프 시스템

앞에서 설명된 전체 시스템의 전달함수를 이용하여 2차 추적루프 시스템을 설계하는 방법을 설명한다. 본 절에서 소개될 방법은 다차 루프 필터 설계에 확장 적용이 가능하다.

2차 추적루프 시스템은 전체 시스템의 전달함수가 2차 임을 의미한다. 2차 시스템을 구현하기 위한 루프 필터의 형태 중 하나는 다음과 같은 진상제어기 구조를 이용하는 것이다.

$$F(s) = \frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1} \quad (3.2.24)$$

전달함수는 다음과 같이 된다.

$$H(s) = \frac{\frac{K_0 K_v \tau_2 s}{\tau_1} + \frac{K_0 K_v}{\tau_1}}{s^2 + \frac{K_0 K_v \tau_2 s}{\tau_1} + \frac{K_0 K_v}{\tau_1}} = \frac{2\zeta \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.2.25)$$

여기서 ω_n 과 ζ 는 고유주파수와 감쇠비로 다음과 같이 된다.

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_0 K_v}{\tau_1}} \quad (3.2.26)$$

$$2\zeta \omega_n = \frac{K_0 K_v \tau_2}{\tau_1} \quad \text{or} \quad \zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2} \quad (3.2.27)$$

이때 등가 잡음 대역폭은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$B_n = \int_0^\infty |H(\omega)|^2 df = \frac{\omega_n}{2} \left(\zeta + \frac{1}{4\zeta} \right) \quad (3.2.28)$$

오차전달함수는 다음과 같다.

$$H_e(s) = 1 - H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.2.29)$$

따라서, 전체 시스템의 차수를 2차로 결정한 경우, 필터 설계는 원하는 대역폭, 고유주파수 및 감쇠비를 지정함으로써 구성할 수 있다.

다. 고기동 수신기를 위한 추적 루프 설계

GPS 수신기는 사용되는 응용분야에 따라 사용자의 움직임 크기를 결정한 후 루프 필터의 대역폭을 결정하여 필터를 설계한다. 지상 차량 항법 시스템의 응용의 경우에는 4g 정도의 가속도를 추적할 수 있도록 추적루프가 설계된다.

고기동 수신기에서는 10g 이상의 움직임을 가지기 때문에 수신기 추적 루프 시스템의 설계는 일차적으로 시스템의 동작을 유지하는데 중점을 두게 된다. 잡음 성능을 향상시키기 위하여 설계된 작은 대역폭의 루프 필터는 빠른 동특성을 추종할 수 없기 때문에 전체 시스템 동작을 방해하게 된다. 따라서 고기동 항체에 사용될 GPS 수신기의 추적루프는 대역폭을 크게 설계하여 사용자 움직임에 따라 빠르게 변하는 신호를 추적하도록 하는 것이 중요하다. 그러나 대역폭을 크게 설계한 경우에는 잡음이 커지기 때문에 시스템의 잡음 성능이 저하되는 단점이 있게 된다. 이러한 두 가지 설계 조건을 만족시키기 위해 본 논문에서는 반송파 추적루프의 정보를 이용하는 방식을 이용하여 추적 루프 시스템의 동특성과 잡음 특성을 만족시키는 방법을 이용하였다[3].

(1) FLL Assist PLL

GPS 수신기에서 반송파 추적을 위해 사용하는 일반적인 방법은 FLL을 이용하여 신호의 주파수 오차를 줄이고 PLL 형태로 전환하여 정밀한 위상을 맞추는 방식을 사용한다. 그림 3-2-5 주파수 동기를 위해 사용하는 3차 PLL에 FLL 도움 정보를 이용하는 추적루프 시스템의 구조를 나타낸다. 이러한 구조에서 입력 주파수 오차가 작으면 전체 필터는 PLL 형태로 동작하며 위상 오차가 작은 경우에는 FLL 동기 루프 형태로 동작하게 된다. 이러한 구조의 장점은 빠르게 변하는 신호에 대해서는 FLL로 동작하여 신호의 주파수를 추적하고 신호의 주파수 추적이 원활히 이뤄지면 PLL 형태로 동작하게 된다는 것이다. FLL과 PLL은 독립적인 설계방식을 이용하여 설계되며 두 시스템은 서로 상호보완적으로 동작하게 된다[2,3].

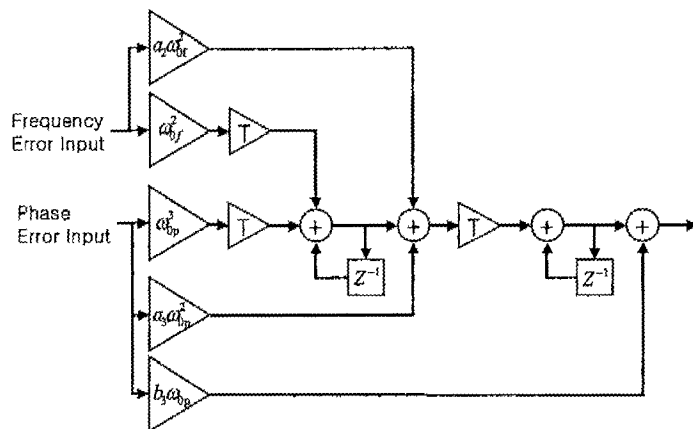


그림 3-2-5 FLL 도움정보를 이용하는 PLL 구조

(2) FLL Assist DLL

반송파 주파수 정보를 이용하는 1차 DLL 루프 필터 구조를 그림에 나타내었다. 코드 성분의 변화는 반송파 주파수 변화와 비례 관계를 가지기 때문에 반송파 추적루프의 주파수 정보를 코드 추적 루프에 직접 이용할 수 있다. 또한 빠르게 변하는 반송파를 추적할 수 있도록 설계된 반송파 추적루프의 출력 정보를 이용하여 코드 위상의 정보를 추적할 수 있기 때문에 지연오차를 추정하는 DLL 루프 필터의 대역폭을 줄일 수 있다. 즉, 변화하는 코드 위상의 정보는 CTL로부터 추적되며 추적루프 전체의 편향 오차만이 DLL에서 추적되는 구조로 동작하게 된다[1].

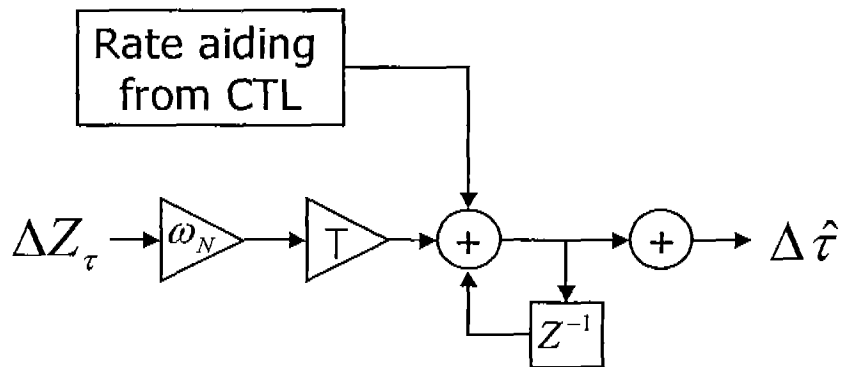


그림 3-2-6 반송파 주파수 정보를 이용하는 DLL

라. 시뮬레이션

시뮬레이션을 이용하여 추적루프의 성능을 분석하였다. 시뮬레이션에 이용된 GPS 수신기 모델은 Zarlink 사의 GP4020을 기본으로 구현했다. 상관기 출력은 각 채널에 E, P, L 모두 이용 가능하다고 가정했으나 실제 GP4020은 E, P, L 모두를 사용할 수는 없고 모드에 따라, E-L 과 P 또는 E, L만이 이용가능 하다. 수신기 추적 루프의 코드 갱신은 40ms 마다 그리고 반송파 추적루프는 1ms 단위로 이뤄진다. 시뮬레이션은 직선운동을 하는 선형 가속도와 회전운동을 하는 각가속도를 생성하여 수행하였다. 사용된 움직임은 0g, 1g, 5g, 10g, 15g 및 20g에 대하여 30초 동안 시뮬레이션을 수행하였으며, 코드 추적을 위해 2차 DLL과 반송파 추적을 위해 2차 FLL을 결합한 경우, 2차 DLL과 3차 PLL을 사용한 경우, 반송파 2차 DLL과 반송파 도움 2차 PLL을 결합한 경우, 그리고 반송파 도움 2차 DLL과 반송파 도움 3차 PLL을 이용한 경우, 4가지로 구분하여 성능을 분석하였다. 또한 모든 시뮬레이션 상황에서 추적 루프의 대역폭은 코드 추적루프 5Hz, 주파수 추적루프 10Hz, 반송파 위상 추적 루프 30Hz로 고정하였다.

시뮬레이션에 사용된 사용자 움직임 중 10g인 경우를 그림 3-2-7과 그림 3-2-8에 나타내었다. 직선운동인 경우 10g 상황에서 30초 순간에 사용자 속도는 약 3Km/sec정도가 되고 20g 상황에서는 약 5.9Km/sec 정도가 된다. 원운동인 경우 10g

상황에서 사용자의 속도는 171m/sec , 가속도는 980m/sec^2 , 저크는 56m/sec^3 이다.

신호대 잡음비가 45dB이고 사용자가 정지한 경우 2차 DLL과 2차 FLL을 이용한 추적 루프의 성능을 그림 3-2-10에 나타냈다. 이때 추적루프가 정상상태에 도달했다고 가정할 수 있는 10초 이후의 측정값에 대해 성능을 분석하면 의사거리 측정 오차의 분산은 23.2m^2 이며 신호 추적의 주파수 오차의 분산은 7.8Hz 이다. 모든 시뮬레이션에서 성능 평가는 10초 이후의 값만을 이용하여 구했다. 전체 시뮬레이션은 신호대 잡음비를 30dB 부터 45dB까지 1dB 단위로 증가시키며 의사거리 측정값의 분산으로 추적루프의 성능을 분석하였다.

추적 루프 구조를 2차 DLL과 2차 FLL을 이용하고 원운동 상황에서 신호대 잡음비에 대하여 의사거리 측정값의 분산과 평균을 나타낸 결과를 살펴보면 10g 이상의 가속도를 가지는 경우 신호 추적이 이뤄지지 않는 것을 알 수 있다. 그러나 신호 추적의 잡음 성능은 신호 추적이 이뤄진 상황에서는 가속도 변화에 따라 큰 차이가 없는 것을 알 수 있다. 신호대 잡음비가 45dB이고 10g 가속도 상황에서의 상관기 I&Q 출력을 그림 3-2-11에 나타냈다. FLL이 사용되었기 때문에 입력신호의 위상을 추적하지 못하는 것을 알 수 있다. 사용자 움직임을 직선운동으로 가정한 경우의 시뮬레이션 결과는 그림 3-2-13에 나타내었다. 직선운동의 경우에는 시뮬레이션에 사용된 모든 사용자 움직임에 대하여 추적루프가 동작하였으나 속도크기에 따라 의사거리 출력에 편향오차가 더해지는 것을 볼 수 있다. 2차 DLL과 3차 PLL을 이용하고 사용자 움직임이 원운동인 경우를 그림 3-2-14에 나타냈다. 5g 이상의 가속에 대해 추적루프가 동작하지 않는 것을 알 수 있다.

그림 3-2-15에 직선운동의 결과를 나타냈다. 직선운동의 경우에는 15g 이상에서 추적루프가 동작하지 않으며 속도가 증가함에 따라 편향오차 역시 증가하는 것을 알 수 있다. 그림 3-2-16에 10g 가속도를 가지는 직선 운동인 경우의 추적루프 I&Q 출력을 나타냈다. PLL을 이용하기 때문에 FLL 경우와 달리 위상 동기를 이루고 있음을 알 수 있다. 반송파 추적루프의 주파수 출력 정보를 이용하는 2차 DLL과 2차 FLL 도움 PLL을 이용하는 경우 원운동 상황에서의 결과는 그림 3-2-17과 같다. 5g 이하의 신호를 추적할 수 있는 것을 알 수 있으며 같은 차수의 반송파 정보를 이용하지 않는 경우에 비하여 성능이 향상된 것을 알 수 있다. 직선 운동인 경우는 그림 3-2-18과 같이 20g 가속 상황에서도 추적루프가 동작 가능하며 의사거리 측정의 편향오차도 감소 했음을 알 수 있다. 반송파 추적루프 정보를 이용하는 2차 DLL과 3차 FLL 도움 PLL을 이용하는 경우의 결과는 그림 3-2-19와 그림 3-2-20에 나타내었다. 원운동의 경우 10g까지 직선운동의 경우 20g까지 동작하는 것을 알 수 있다. GPS 수신기 추적루프를 위한 신호 모델을 유도한 후 잡음 성능을 유지하며 동특성을 개선할 수 있도록 반송파 추적루프의 주파수 출력을 이용하는 코드 및 반송파 추적루프를 설계하였으며 시뮬레이션을 이용하여 고기동 환경에서의 의사거리 측정 성능을 분석하였다.

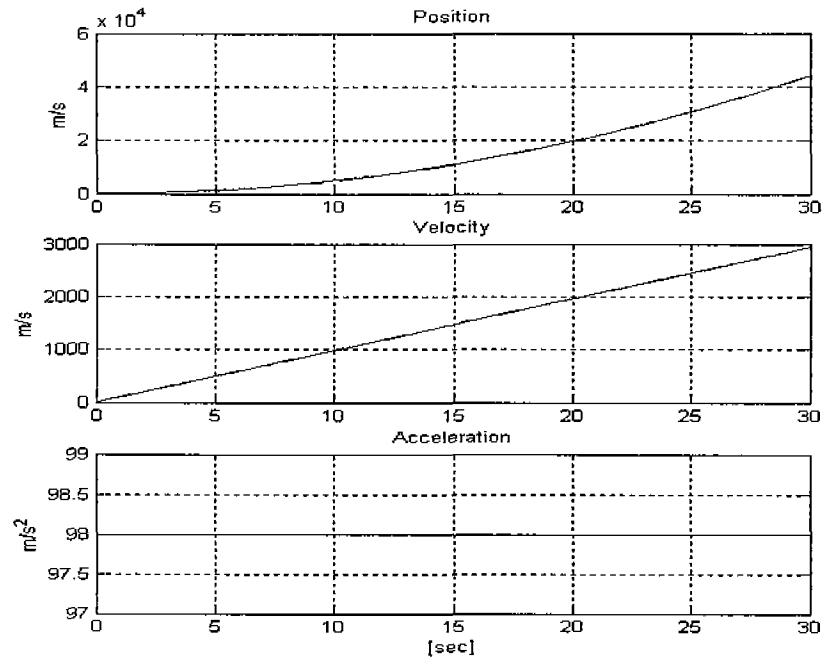


그림 3-2-7 직선 운동의 사용자 움직임

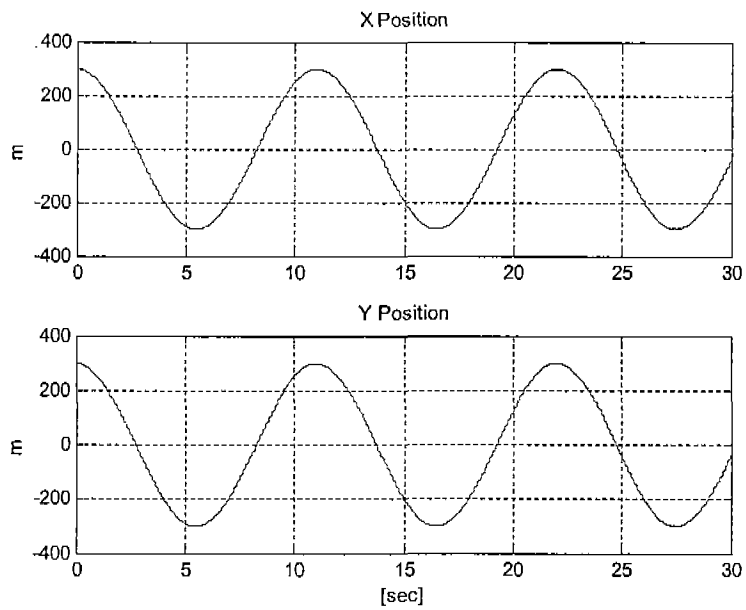


그림 3-2-8 원운동의 사용자 움직임

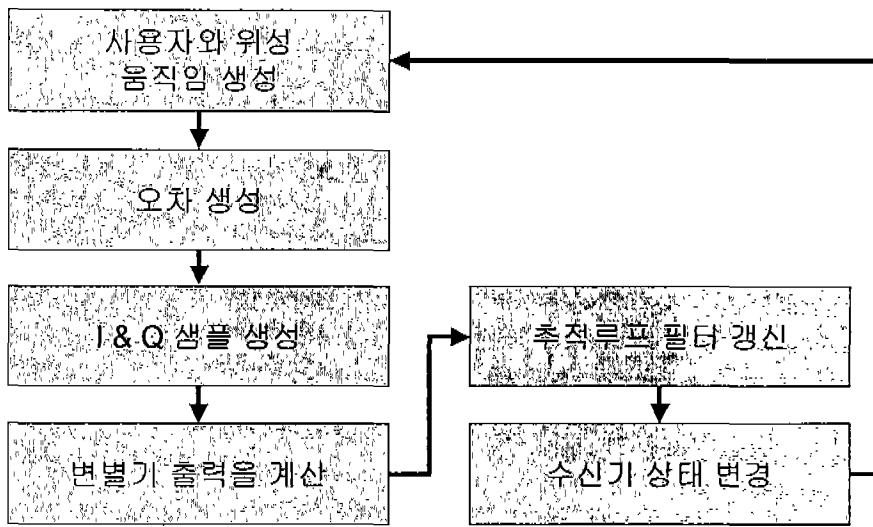


그림 3-2-9 시뮬레이션 흐름도

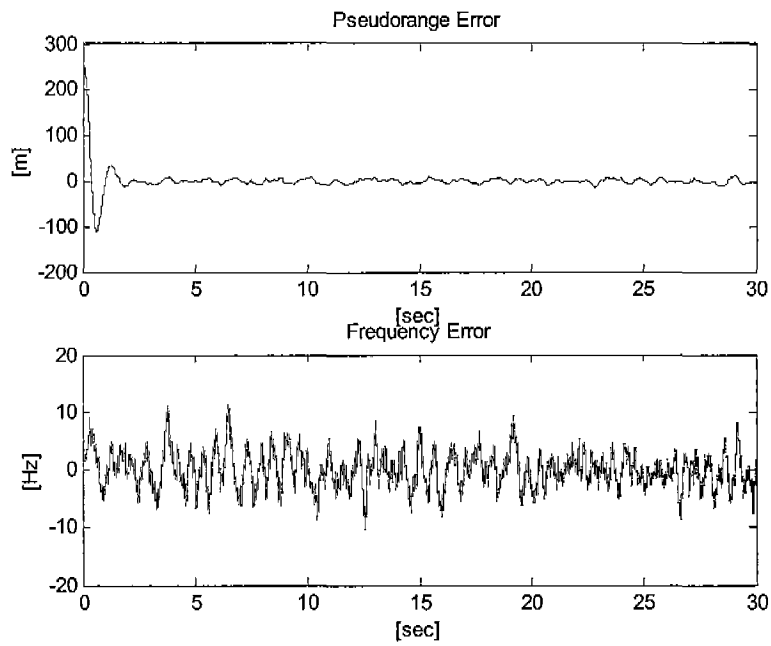


그림 3-2-10 정지상태의 2차 DLL, 2차 FLL 측정값 특성

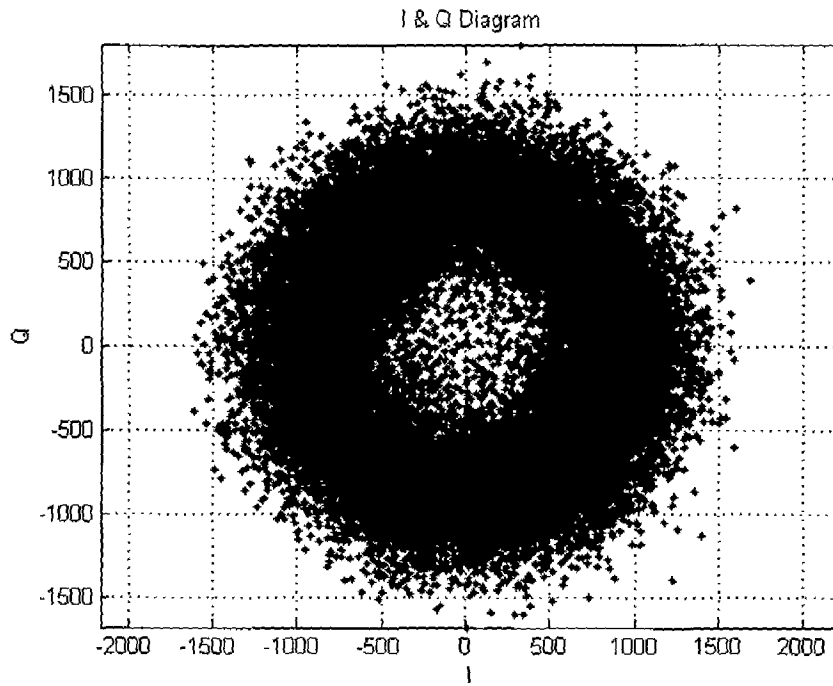


그림 3-2-11 2차 DLL과 2차 FLL I&Q 출력 : 10g 직선운동

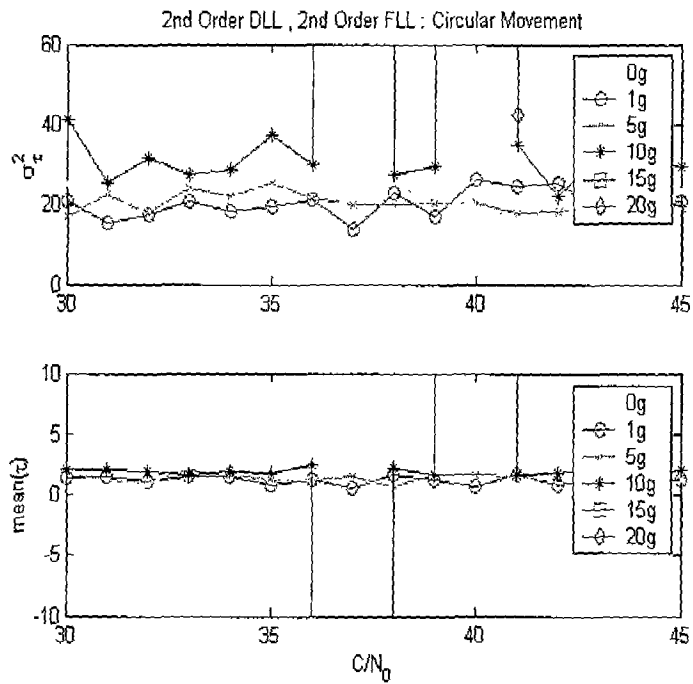


그림 3-2-12 2차 DLL과 2차 FLL 특성 : 원운동

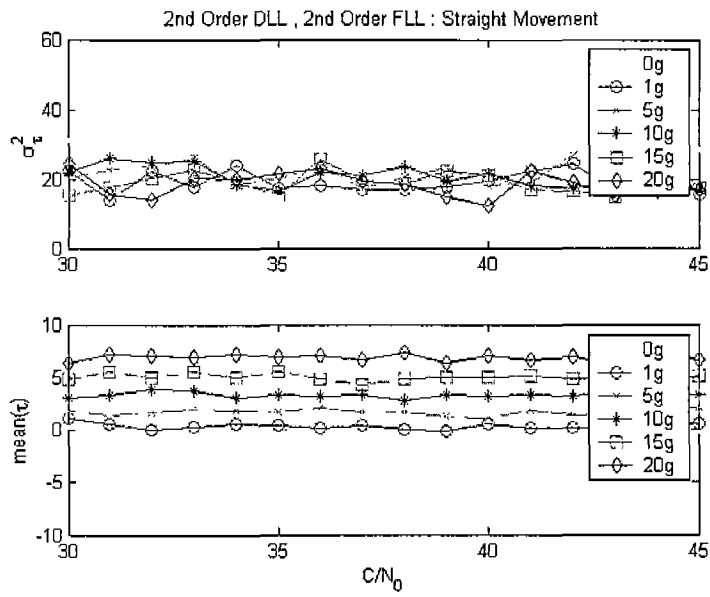


그림 3-2-13 2차 DLL과 2차 FLL 특성 : 직선운동

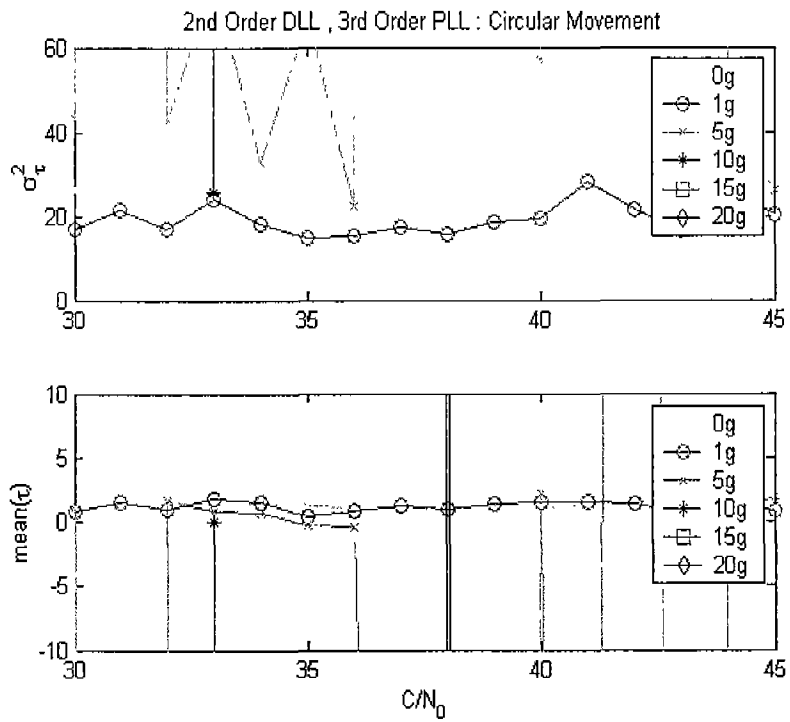


그림 3-2-14 2차 DLL과 3차 PLL 특성 : 원운동

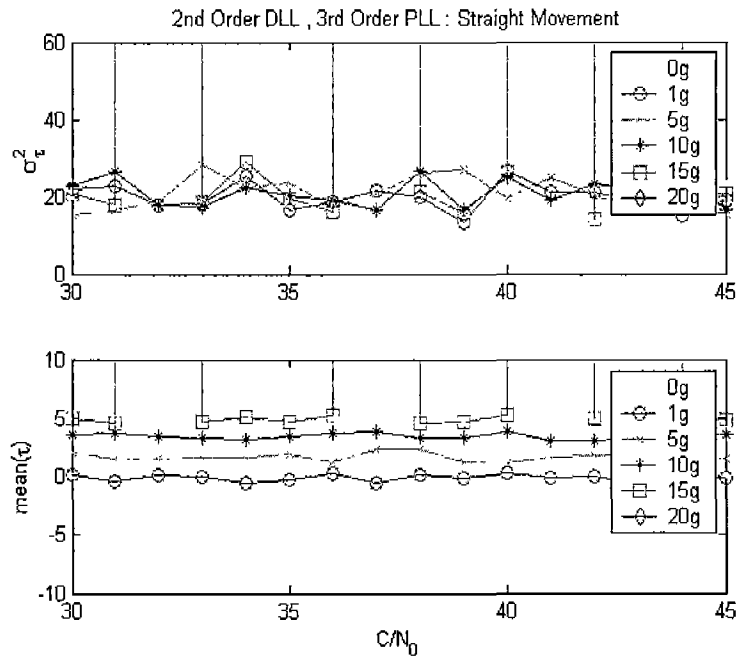


그림 3-2-15 2차 DLL과 3차 PLL 특성 : 직선운동

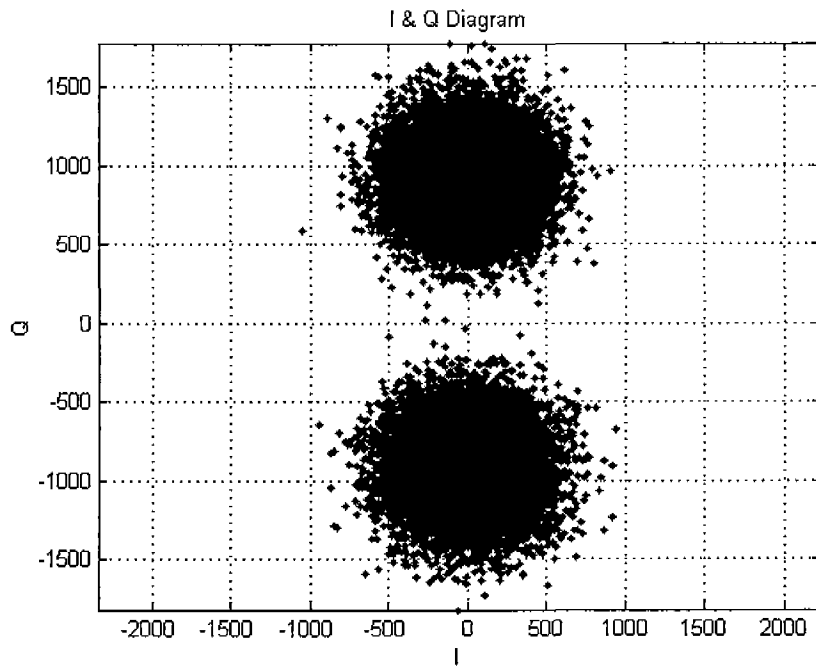


그림 3-2-16 2차 DLL과 3차 PLL I&Q 출력 : 10g 직선운동

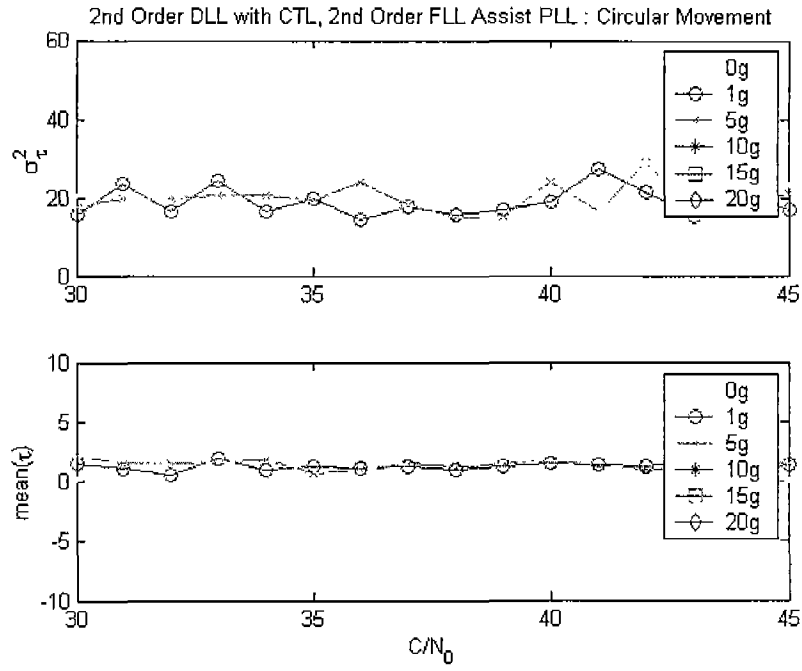


그림 3-2-17 2차 CTL 도움 DLL과 2차 FLL assist PLL 특성 : 원운동

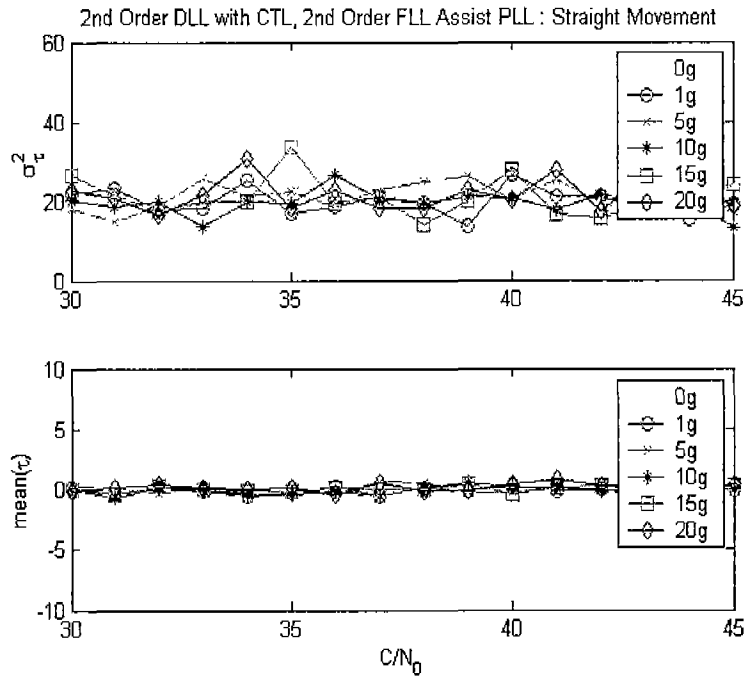


그림 3-2-18 2차 CTL 도움 DLL과 2차 FLL Assist PLL : 직선운동

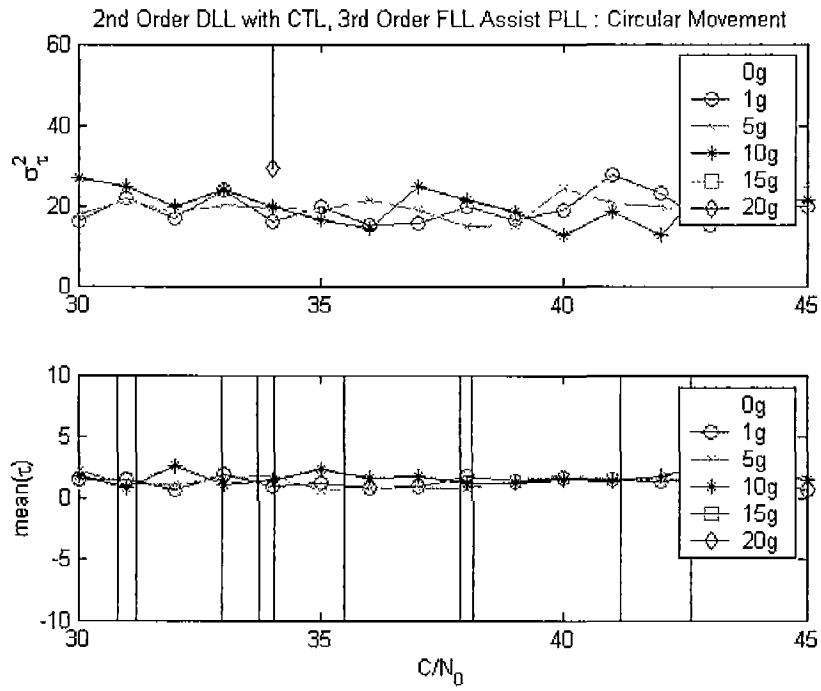


그림 3-2-19 2차 CTL 도움 DLL과 3차 FLL Assist PLL 특성 : 원운동

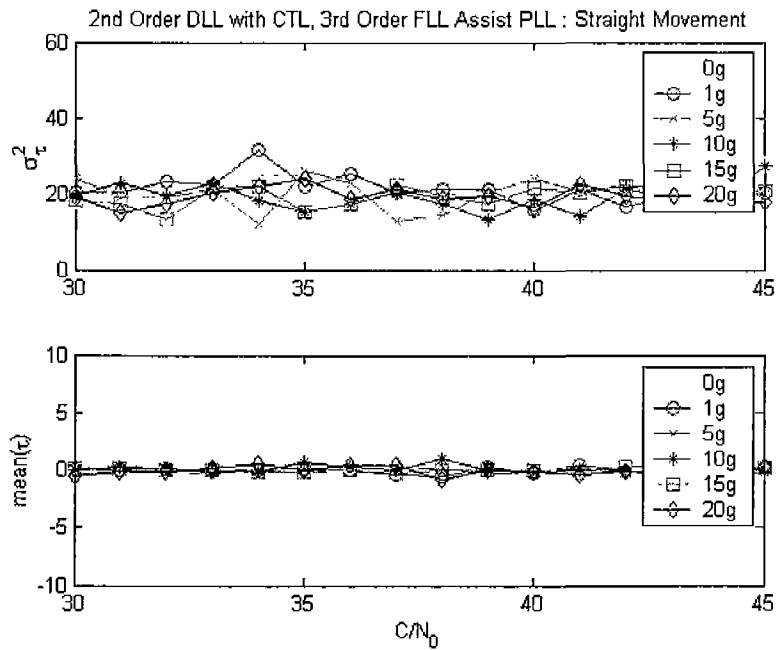


그림 3-2-20 2차 CTL 도움 DLL과 3차 FLL Assist PLL : 직선운동

2. H_∞ 제어를 이용한 추적루프 설계

유도된 추적 루프 모델로부터 GPS 수신기 추적루프필터를 응용 분야에 따라 설계할 수 있다. 정밀측위를 위한 추적루프필터로 설계하는 경우에는 측정값의 잡음을 최소화 하는

루프필터를 설계해야 하며, 사용자의 움직임이 존재하고 신호의 상태가 열악한 상황에서 동작하는 추적루프를 설계하는 경우에는 신호의 동기를 잃지 않고 연속적으로 추적하도록 설계해야 한다. 열악한 상황에서도 수신기가 동작할 수 있도록 현대 제어기법 중 강인제어 기법을 이용하여 수신기 추적루프필터를 설계하였다.

가. 문제의 정의

H_{∞} 제어문제는 그림 3-2-21 과 같은 2입력 시스템에서 주어진 시스템 $P(s)$ 에 대해 전체 폐루프 전달함수의 ∞ -노름이 주어진 양의 상수 γ 보다 작게 되는 안정된 제어기 $K(s)$ 를 설계하는 것이다. 이러한 문제를 표준 H_{∞} 제어문제라고 부른다. 최적 H_{∞} 제어문제는 ∞ -노름이 최소가 되도록 제어기를 설계하는 것이다[4].

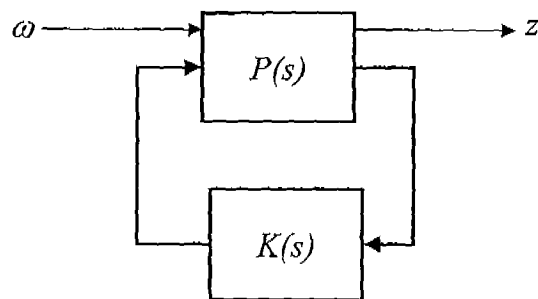


그림 3-2-21 H_{∞} 제어를 위한 2입력 블록선도

수신기의 추적루프에 H_{∞} 제어를 사용하기 위해 유도된 선형모델로부터 외란을 입력으로 하는 그림 3-2-22 형태의 2입력 모델을 구성하였다[5].

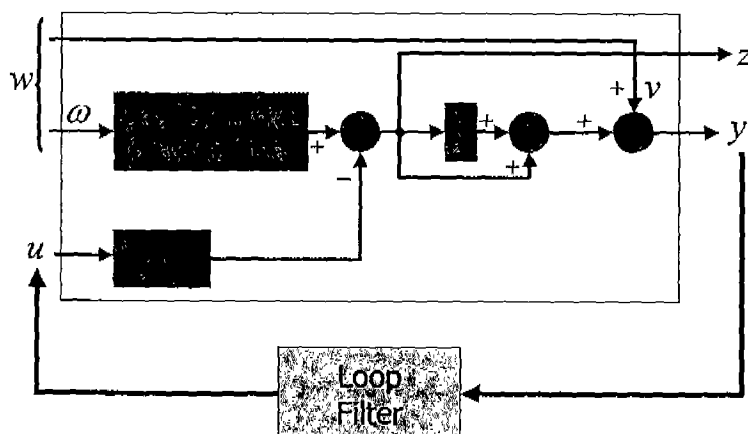


그림 3-2-22 H_{∞} 제어를 위한 추적루프모델

나. 시스템 모델의 유도

추적루프를 설계하기 위해서는 그림 3-2-22에 대한 2입력 2출력 모델식이 필요하다.

사용자와 위성의 움직임에 의한 위상 변화에 대한 부분은 백색잡음을 입력으로 가지고 출력은 신호의 위상변화로하는 형상필터 (Shaping Filter)를 이용하여 다음과 같이 모델하였다.

$$\begin{bmatrix} p_{n+1} \\ v_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_n \\ v_n \end{bmatrix} + q \begin{bmatrix} \frac{\Delta t^2}{2} \\ \Delta t \end{bmatrix} \quad (3.2.30)$$

필터 설계과정에서는 시스템의 안정도를 향상시키기 위하여 사용자 움직임에 대한 모델 부분을 다음과 같이 수정하여 사용하였다.

$$\begin{bmatrix} p_{n+1} \\ v_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.99 & \Delta t \\ 0 & 0.99 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_n \\ v_n \end{bmatrix} + q \begin{bmatrix} \frac{\Delta t^2}{2} \\ \Delta t \end{bmatrix} \quad (3.2.31)$$

위상변화에 해당하는 출력은 다음과 같다.

$$\tau_n = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ cT_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_n \\ v_n \end{bmatrix} \quad (3.2.32)$$

여기서 c 는 광속, T_c 는 한 개의 코드 칩에 대한 시간으로 모델의 출력을 코드 위상단위 형태로 변환하게 된다. 변별기의 입력 중 내부 코드 위상을 추정 부분은 루프필터의 출력으로부터 다음의 적분식으로 나타낼 수 있다.

$$\tau_{n+1} = \hat{\tau}_n + \hat{\dot{\tau}}_n \Delta t \quad (3.2.33)$$

변별기 출력은 입력 위상과 추정 위상의 차로 다음과 같이 모델 된다.

$$e_n = \tau_n - \hat{\tau}_n \quad (3.2.34)$$

코드 위상오차 추정식은 변별기 출력과 위상의 동적 모델을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$e_{n+1} = e_n + \frac{v_n}{cT_c} \Delta t + \frac{q\omega_n}{2cT_c} \Delta t^2 - \hat{t} \Delta t \quad (3.2.35)$$

시스템 모델의 안정도를 향상시키기 위하여 변별기 출력을 현재의 출력과 이전 출력의 평균으로 다음과 같은 형태로 모델링 한다.

$$y_n = 2 \left(\frac{e_{n-1} + e_n}{2} \right) + v_n \quad (3.2.36)$$

따라서 변별기 출력을 기억하기 위한 새로운 상태변수가 필요하게 되며 다음과 같이 모델 된다.

$$\eta_{n+1} = e_n = \tau_n - \hat{t}_n \quad (3.2.37)$$

전체 변별기 출력은 다음과 같다.

$$y_n = e_n + \eta_n + \sigma_v v_n \quad (3.2.38)$$

여기서 σ_v 은 변별기 출력에서의 잡음성분에 대한 표준편차 값이다. 2입력 2출력에 대한 상태변수를 다음과 같이 정의 할 수 있다.

$$x_n = [v_n \quad e_n \quad \eta_n]^T \quad (3.2.39)$$

전체 시스템에 대한 모델식을 다음과 같이 된다.

$$x_{n+1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \frac{\Delta t}{cT_c} & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} x_n + \begin{bmatrix} q\Delta t & 0 \\ \frac{q\Delta t^2}{2cT_c} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_n \\ \nu_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\Delta t \\ 0 \end{bmatrix} u_n \quad (3.2.40)$$

$$e_n = [0 \quad 1 \quad 0] x_n + [0 \quad 0] \begin{bmatrix} \omega_n \\ \nu_n \end{bmatrix} + [0] \hat{t}_n \quad (3.2.41)$$

$$y_n = [0 \quad 1 \quad 1] x_n + [0 \quad \sigma_v] \begin{bmatrix} \omega_n \\ \nu_n \end{bmatrix} + [0] \hat{t}_n \quad (3.2.42)$$

다. 비선형 시뮬레이션 결과

고전제어 기법을 이용하여 설계된 루프필터와 H_∞ 제어기법을 이용하여 설계된 루프필터의 성능을 시뮬레이션을 통하여 비교 분석 하였다. 시뮬레이션은 중간주파수 샘플을 모델링 하여 상관기 처리를 한 후 I&Q 값을 생성하여 추적루프를 수행할 수 있으나 이 경우 엄청난 계산량을 필요로 하기 때문에 루프필터를 설계하고 성능을 확인하기에는 너무나 많은 비용과 시간을 낭비하게 된다. 따라서 시뮬레이션은 1KHz의 출력을 가지는 I&Q 모델을 이용하여 수행하였으며 전체 시뮬레이션 수행에 대한 흐름도는 그림 3-2-23에 나타내었다. 또한 시뮬레이션에 사용된 설정값을 표 3-2-1에 나타내었다. 여기서 수신기의 등가 잡음 수준을 나타내는 열잡음 수준은 최악상황을 가정하여 290°K로 설정하였다[6].

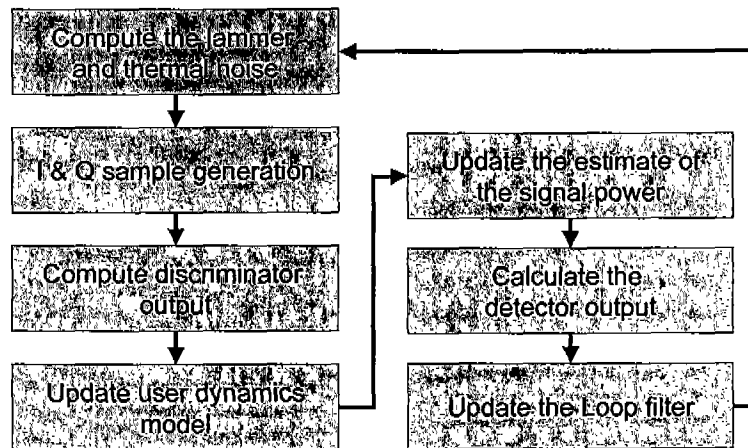


그림 3-2-23 시뮬레이션 흐름도

표 3-2-1 시뮬레이션 환경 설정

Signal Power	$1 \times 10^{-16} \text{W} (-160 \text{dBW})$
Jamming to Signal Ratio	10dB
Receiver Equivalent Temp.	290K
LOS Dynamics Gain	1g
Code Loop Update Period	40ms
Correlator Predetection Integration Time	1ms
A/D Sampling Time	$9.775 \times 10^{-7} \text{s}$

시뮬레이션에 사용된 사용자 움직임에 의한 코드 위상의 변화에 대한 동적 특성의 시뮬레이션 결과는 그림 3-2-24와 그림 3-2-25에 나타내었다. 사용자 움직임에 의한 위상변화는 주파수 성분변화의 적분으로 나타난다.

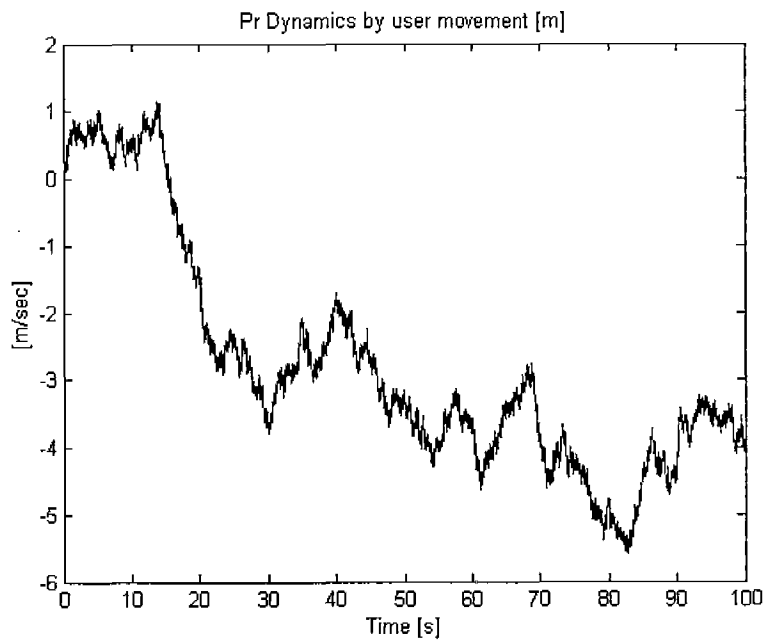


그림 3-2-24 사용자 움직임에 의한 주파수 모델

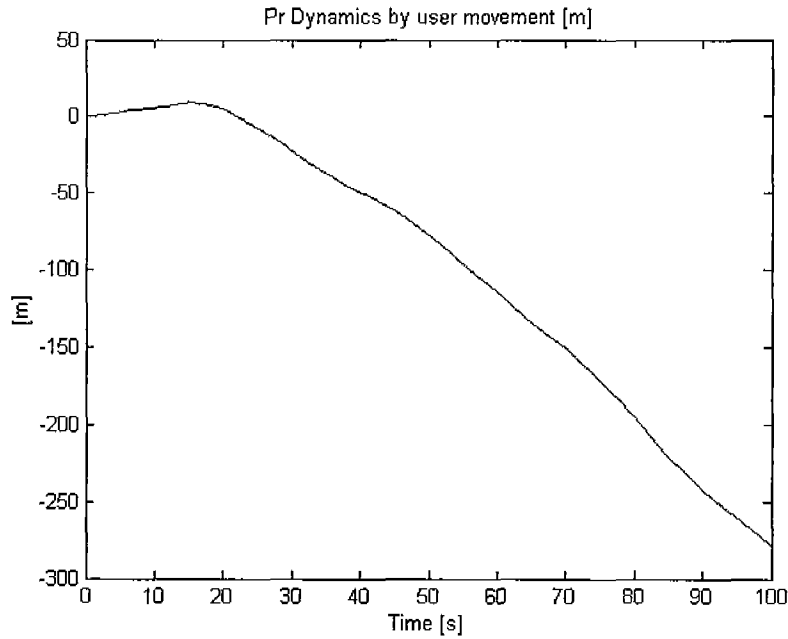


그림 3-2-25 사용자 움직임에 의한 위상 모델

(1) 루프 필터 특성

설계된 루프필터의 특이값과 전체 시스템에 대한 특이값을 그림 3-2-26과 그림 3-2-27에 나타내었다. 고전제어 기법의 진상제어기를 사용한 경우에는 낮은 주파수에 대하여 높은 이득을 가지고 높은 주파수에 대하여 낮은 이득을 가지는 저역통과 필터형태를 나타낸다. H_{∞} 제어기를 이용한 경우에는 저역통과 필터와 유사한 형태를 가지지만 사용자 움직임의 모델에 근거한 코드위상이라고 여겨지는 부분에 대해서는 일정한 이득을 가지며 정상이 아닌 높은 주파수 움직임에 대해서는 제거해 버리는 특성을 가지고 있음을 알 수 있다. 전체 루프 필터의 특징은 고전제어기법을 이용한 경우나 H_{∞} 제어기를 이용한 경우 모두 거의 같은 특성을 가지지만 H_{∞} 제어기가 저주파 부분에는 진상제어기에 비하여 약간 높게 그리고 고주파 성분에 대해서는 낮게 나타난다. 즉, 이상 움직임이라 여길 수 있는 고주파 성분에 대해서는 고전제어 기법에 비하여 H_{∞} 제어기가 명확히 제거해 버리는 특징을 가지고 있음을 알 수 있다.

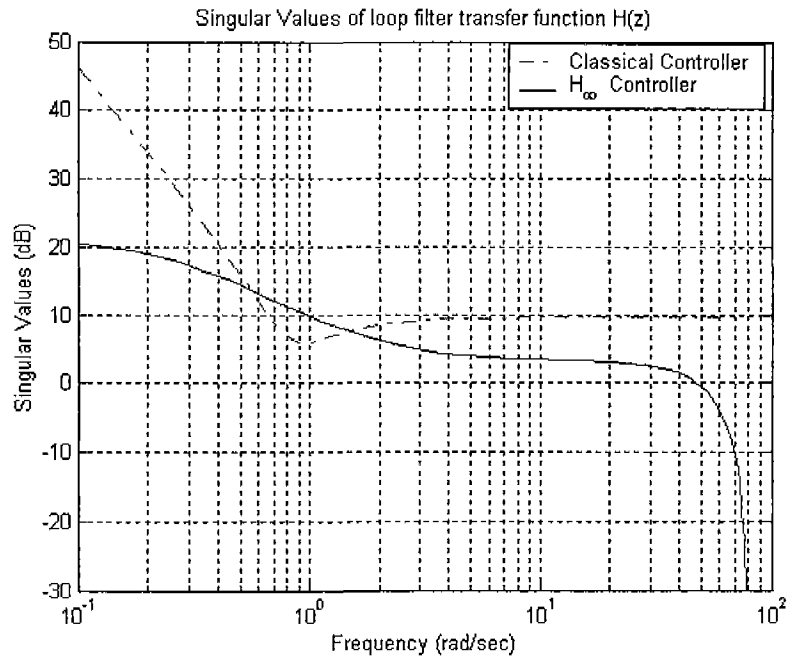


그림 3-2-26 루프 필터의 특이값

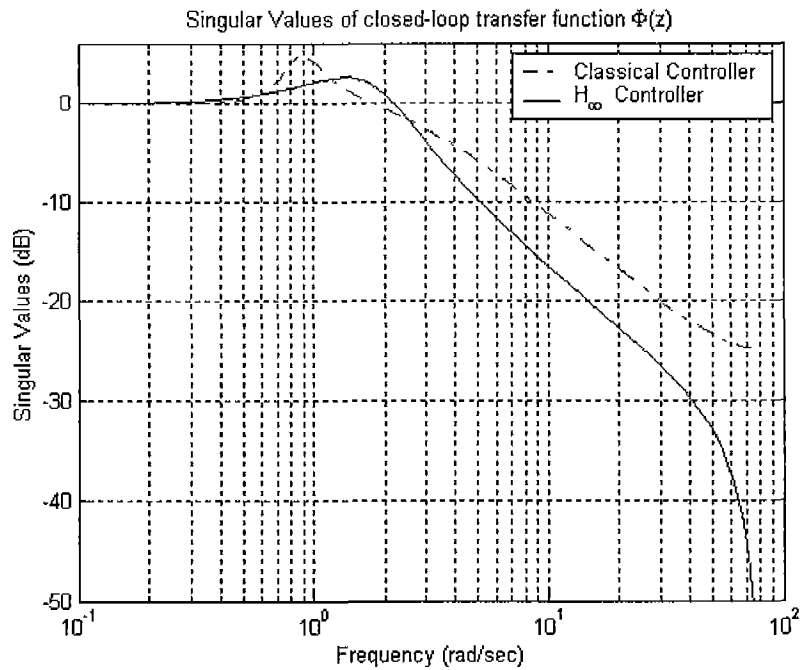


그림 3-2-27 시스템의 특이값

추적루프의 과도응답 특성을 그림 3-2-28과 그림 3-2-29에 나타내었다. 시뮬레이션은 정지된 사용자를 가정하였고 위성의 움직임에 의한 위상오차가 발생하도록 하였다. 그림에서 H_{∞} 제어가 진상제어를 사용하는 경우보다 빠르게 정상상태에 도달하는 것을 알 수 있다. 그러나 정상상태에 도달한 후 잡음 특성은 진상제어기가 보다 좋은 것을 알 수 있다.

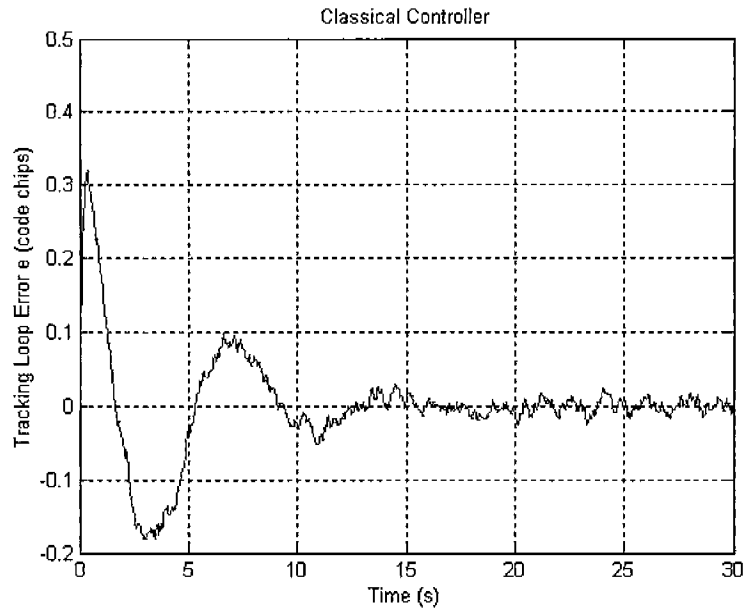


그림 3-2-28 고전제어 기법을 이용한 경우 추적루프 오차

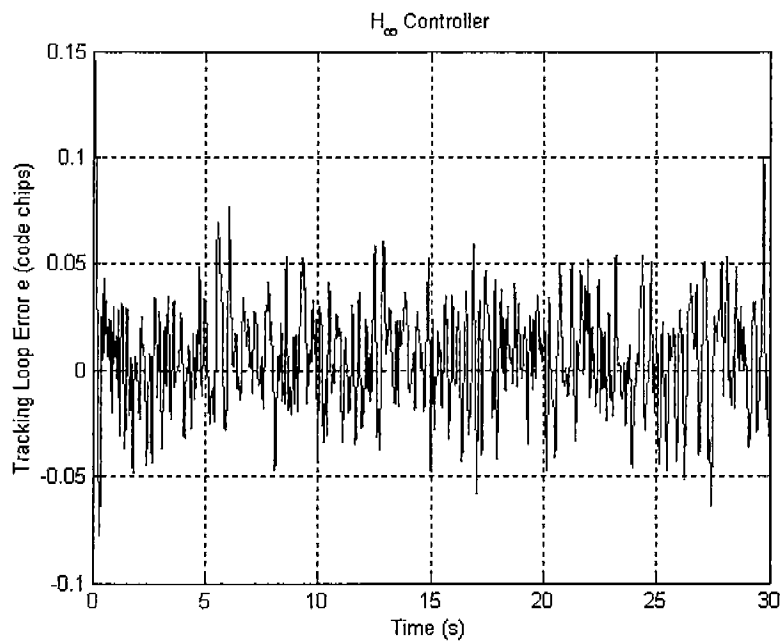


그림 3-2-29 H_{∞} 제어기를 이용한 경우 추적루프 오차

(2) 추적루프 성능 분석

전체 추적 루프의 성능은 기본적으로 입력 위상과 내부 복사 위상 사이에서 오차를 만들어 내는 변별기에 의하여 1차적인 영향을 받게 된다. 변별기의 확률적 특성을 시뮬레이션을 통하여 분석하였다. 해석적인 변별기 출력의 잡음신호 분산은 식 (3.2.43)과 같이 결정된다. 즉 신호대 잡음비가 크면 잡음 수준도 커진다. 그러나 변별기 기울기 특성 역시 신호대 잡음비에 따라 좋아지기 때문에 상대적인 잡음 수준은 신호대 잡음비가 좋아지면 떨어지게 된다.

$$\sigma_{DLL}^2 = \frac{8N_{var}^2 + 4PN_{var}M_E^2}{N_{EML}} \quad (3.2.43)$$

시뮬레이션을 통하여 변별기의 잡음수준의 변화를 그림 3-2-29와 그림 3-2-30에 변별기 기울기 특성을 정규화 하여 나타내었다. 그림 3-2-29는 열화신호가 20dB이고 신호의 세기가 일반적인 GPS에 비하여 10dB낮은 경우의 그림이다. 전체적으로 신호의 세기가 좋고 열화의 영향이 적은 그림 3-2-30에 비하여 나쁜 특성을 가지지만 신호 추적 루프가 동작할 수 있을 정도의 오차 특성이 나타나는 것을 볼 수 있다. 신호대 잡음비가 나빠지고 열화의 영향이 커지면 잡음의 영향으로 변별기 변화의 표준편차가 커져 추적루프는 발산하게 된다.

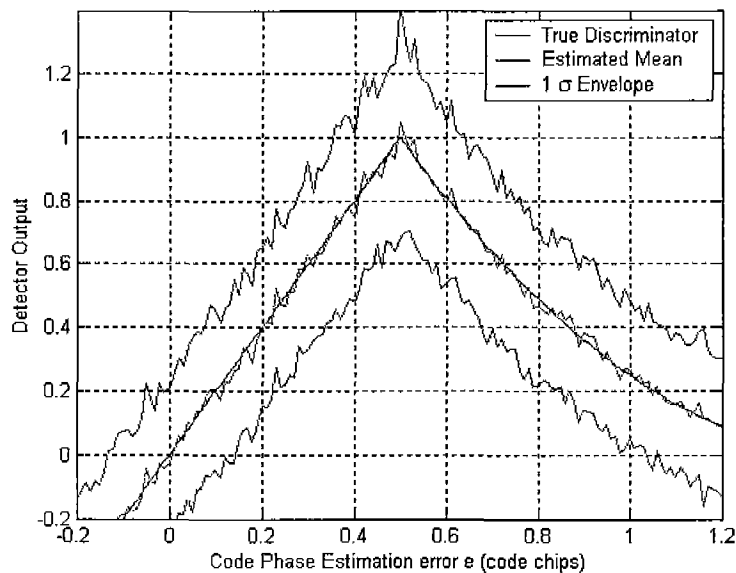


그림 3-2-30 변별기 특성 J/S=20dB , C/N0=34dB

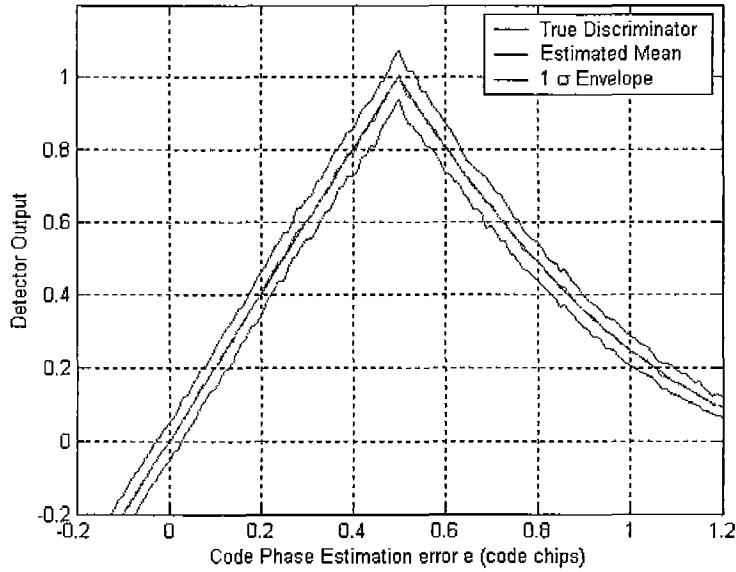


그림 3-2-31 변별기 특성 $J/S=10\text{dB}$, $C/N_0=44\text{dB}$

사용자 움직임에 의해 위상 오차가 발생하는 경우의 추적루프의 성능을 분석하기 위하여 비교의 대상으로 정지한 경우의 성능을 신호대 잡음비를 변화시키며 분석하였다. 정지한 경우의 시뮬레이션 결과를 그림 3-2-32에 나타내었다. 신호대 잡음비가 33dB이상인 경우에는 진상제어기를 사용하는 것이 전체 오차 특성이 좋게 나타난다. 그러나 34dB이하에서 진상제어기는 성능이 나빠지며 동기를 잃어버리게 된다. 그러나 Hoo 제어기를 사용하는 경우에는 진상제어기에 비하여 3dB더 낮은 신호도 추적하는 것을 알 수 있다.

사용자가 움직이는 경우는 그림 3-2-33과 그림 3-2-34에 동적 이득을 달리하여 시뮬레이션을 수행하여 나타내었다. 사용자의 움직임이 발생하여도 정지상태에 비하여 양쪽 필터 모두 성능의 변화가 크지 않은 것을 알 수 있으며 진상 제어기가 동기를 잃어버리는 신호 대 잡음비 역시 같다는 것을 알 수 있다. 또한 동적 이득이 1g인 경우와 10g인 경우의 차이를 그림 3-2-35에 나타내었는데 동적 이득에 의한 차이 역시 크지 않은 것을 알 수 있다. 이는 사용자 움직임에 의한 위상 변화가 주파수 점프인 경우 2차 이상의 루프 필터에 대하여 모두 정상상태 오차를 가지지 않기 때문이다.

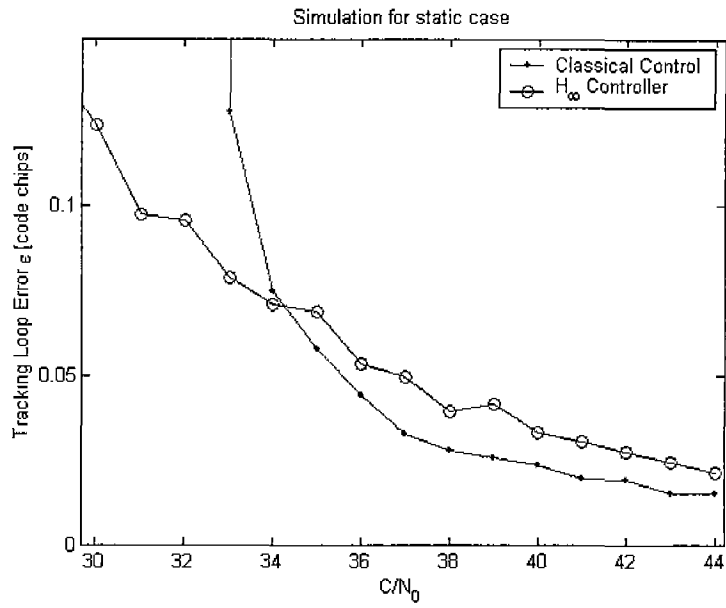


그림 3-2-32 사용자가 정지한 경우 추적루프 성능 비교

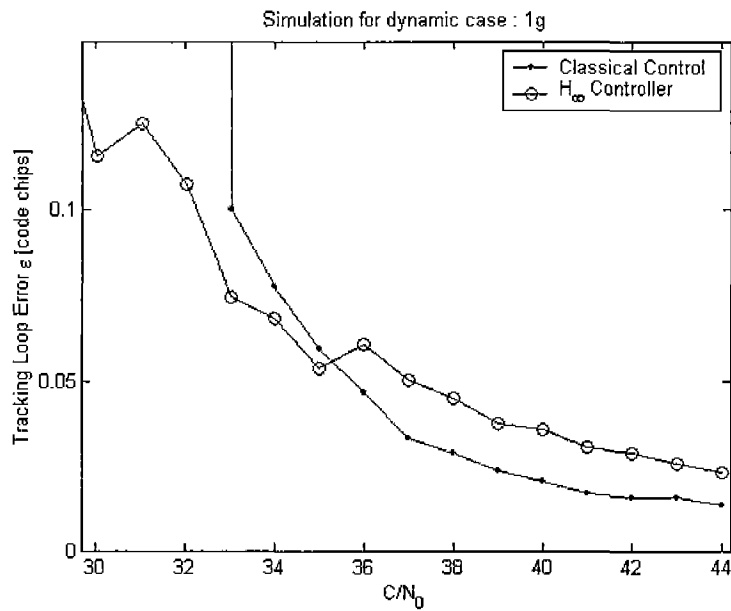


그림 3-2-33 사용자 움직임 (1g)이 있는 경우 추적루프 오차 비교

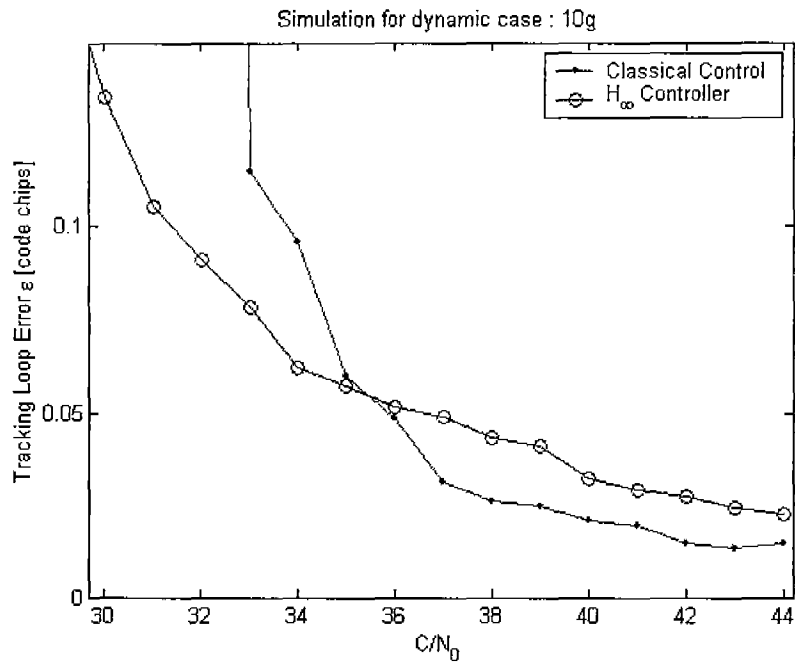


그림 3-2-34 사용자 움직임 (10g)이 있는 경우 추적루프 오차 비교

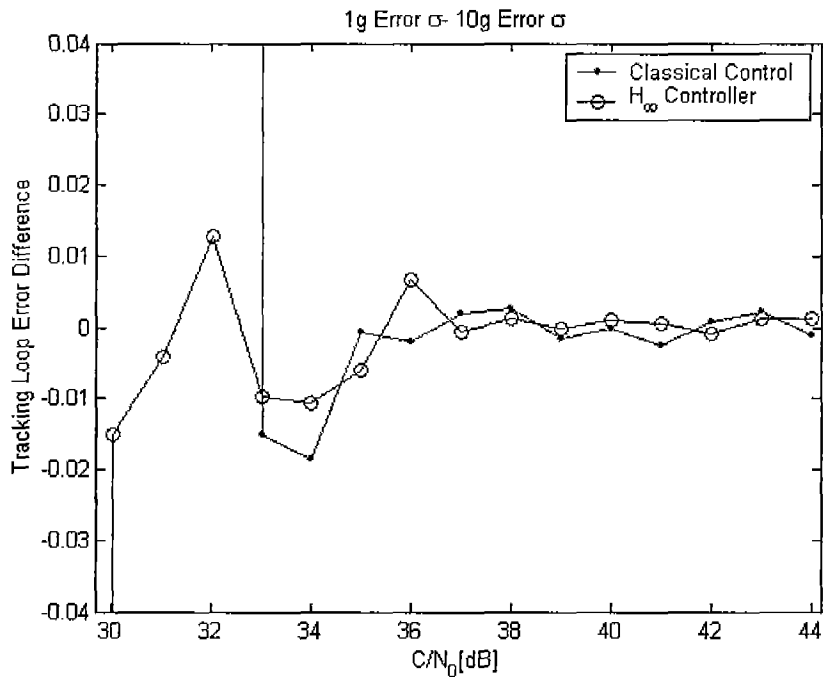


그림 3-2-35 움직임에 의한 성능 차이 비교

열화에 의한 진상제어기와 H_∞ 제어기의 성능을 신호 대 잡음비를 44dB로 고정시키고 열화대 잡음비를 0dB부터 40dB까지 변화 시키며 성능을 분석하였다. 사용자가 정지한 경우와 사용자의 움직임이 있는 경우로 나눠서 시뮬레이션을 수행하였으며 결과는 그림 3-2-36과 그림 3-2-37에 나타내었다. 정지한 경우에는 진상제어기의 경우에는 열화 대 신호비가 31dB이상인 경우 신호의 동기를 잃어 버렸으나 H_∞ 제어기의 경우에는

36dB이상에서 신호의 동기를 잃어 버렸다. 즉 정지한 경우에는 H_{∞} 제어기가 진상제어기에 비하여 약 5dB 정도 더 열화에 강한 것을 알 수 있다. 그러나 사용자의 움직임과 열화의 효과를 공통으로 추가한 시뮬레이션에서는 진상제어기는 31dB의 열화 대 잡음비에서 동기를 잃어 버렸고 H_{∞} 제어기는 33dB에서 동기를 잃어 버렸다. 즉 사용자의 움직임 효과가 커지는 경우 열화 대 잡음비의 성능이 떨어지는 것을 알 수 있다. 그러나 전체적으로 열화가 있는 경우에는 진상제어기를 이용한 경우보다 H_{∞} 제어기를 이용한 것이 향상된 성능을 나타내 것을 알 수 있다.

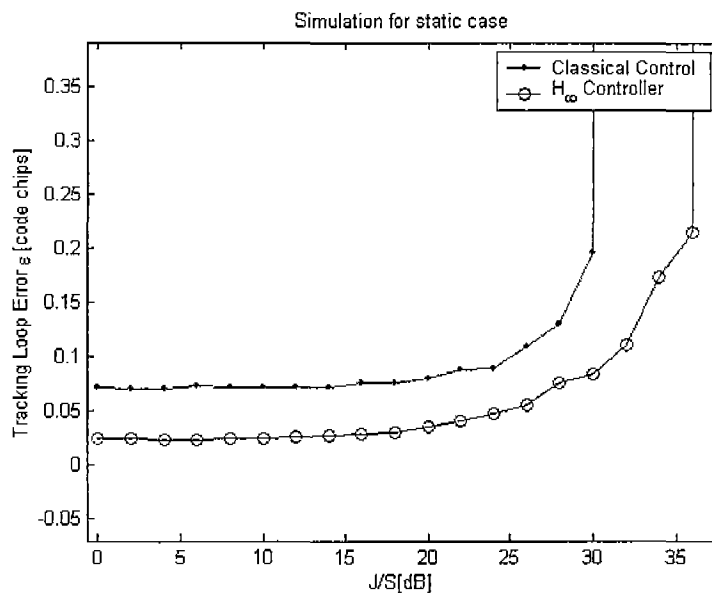


그림 3-2-36 정지한 경우 열화에 의한 추적루프 오차 비교

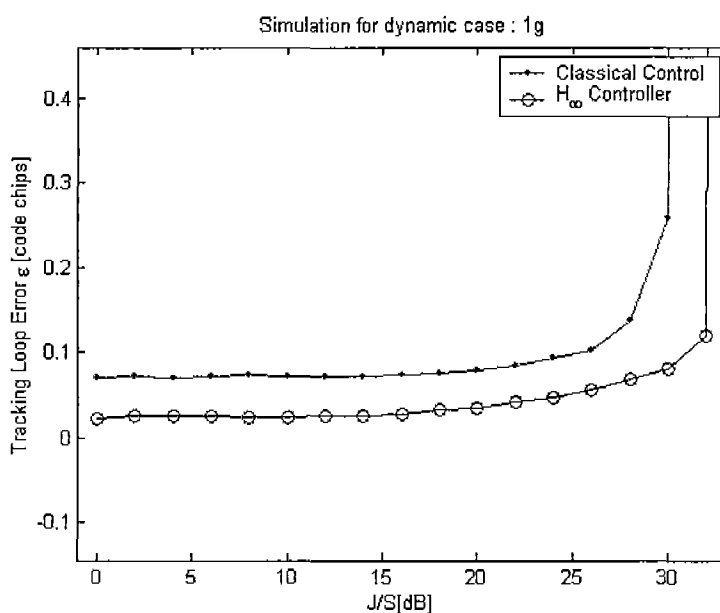


그림 3-2-37 움직이는 경우 열화에 의한 추적루프 오차 비교

3. 소프트웨어 GPS 수신기

가. GPS 시스템 및 신호

(1) GPS 위성 신호 및 특성

이번 절에서는 GPS신호에 대한 설명과 DSSS (Direct sequence spread spectrum)에 대해 설명하고자 한다. 또한 신호의 파워에 대한 설명과 신호의 특성, 그리고 일반적인 수신기 설계와 신호 처리 방법에 대해 설명한다.

(가) GPS 신호 특성

GPS위성에서 발사되는 신호는 코드분할 다중접속방식 (CDMA : Code Division Multiple Access)기술을 이용하여 설계되었으며 GPS 위성은 L1,L2 두 개의 반송파를 지상의 사용자에게 전파한다. 반송파는 위성마다 할당된 고유한 의사 잡음 신호 (PRN : Pseudorandom Noise)와 항법 메시지에 의하여 변조된다. L1 반송파에는 C/A와 P 코드 두 개의 의사잡음 코드가 변조되고 L2 반송파에는 P코드 만이 변조된다. 한 개의 위성이 2개의 신호를 동시에 전송하기 때문에 사용되는 두 신호 사이의 간섭을 적게 하기 위하여 변조되는 코드는 상관관계가 적게 설계되어 있다. 또한 각각의 위성에 할당된 의사잡음코드 역시 코드 사이의 상관관계가 적게 설계되어 있기 때문에 위성간의 신호 간섭은 적게 되고 위성 신호는 CDMA기술을 이용하여 서로 분리되고 검출할 수 있다. 위성의 신호를 수신기에서 복조하기 위해서는 위성에서 보낸 것과 같은 의사잡음코드에 해당되는 복사신호를 만들고 예상되는 도플러 효과를 보정한 신호를 생성해야 한다

(나) GPS신호 구성

GPS 위성에서 전파되는 신호는 그림과 같이 구성된다. 위성에서 발사되는 모든 신호를 만들기 위해 사용되는 기본주파수는 지상에서 10.23MHz로 관측될 수 있도록 상대효과를 고려하여 10.22999999543MHz로 설정된다. L1 신호는 기본주파수 f_0 의 154배로 1575.42MHz이고 C/A코드와 P코드 두 개의 코드가 변조된다. L2신호는 기본주파수 f_0 의 120배로 1227.6MHz이고 P코드만이 변조된다. 50Hz의 항법데이터는 L1주파수의 C/A 코드와 P(Y) 코드 모두에 변조된다. C/A 코드와 P(Y) 코드 사이에는 90° 위상차가 존재하게 되고 이를 그림으로 나타내면 그림 3-2-39와 같다. 한 개의 데이터 비트에는 204,600개의 P(Y)코드 칩이 존재하게 되고 20,460개의 C/A 코드 칩이 존재하게 된다. P(Y) 코드에는 154개의 반송파 사이클이 존재하게 되고 C/A 코드에는 1540개의 반송파 사이클이 존재하게 된다. L2 주파수에는 P(Y)코드 \otimes 데이터 또는 C/A코드 \otimes 데이터 또는 P(Y)코드만이 제어 부분의 선택에 따라 변조된다. 그림 3-2-38은 L1 주파수에 데이터와

의사잡음 신호가 변조되는 과정을 나타낸다. 위성에는 한 개 이상의 원자 시계가 안정도를 향상시키기 위하여 여분으로 준비되어 있지만 한 개만이 선택되어 동작하게 된다.

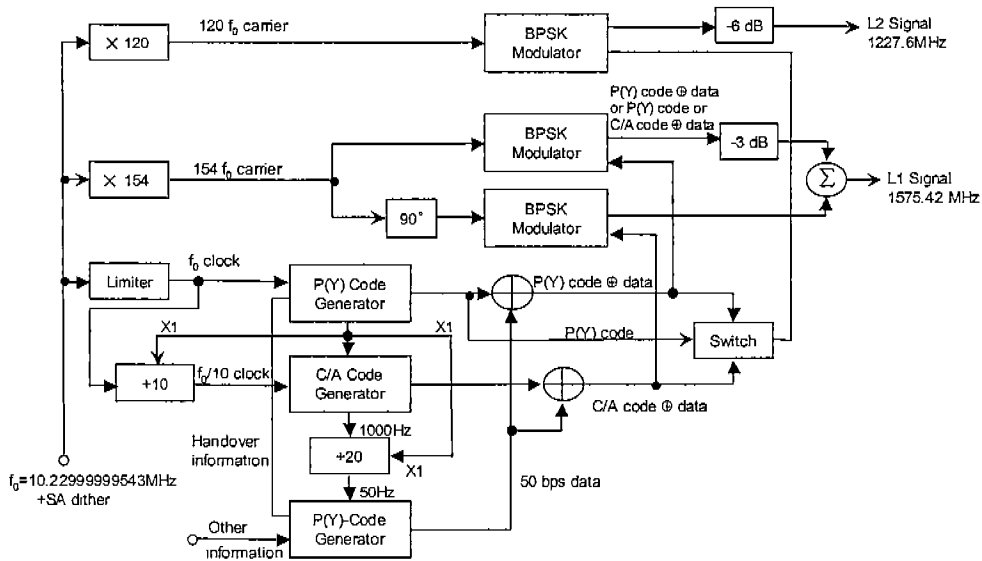


그림 3-2-38 GPS 위성 신호의 구조

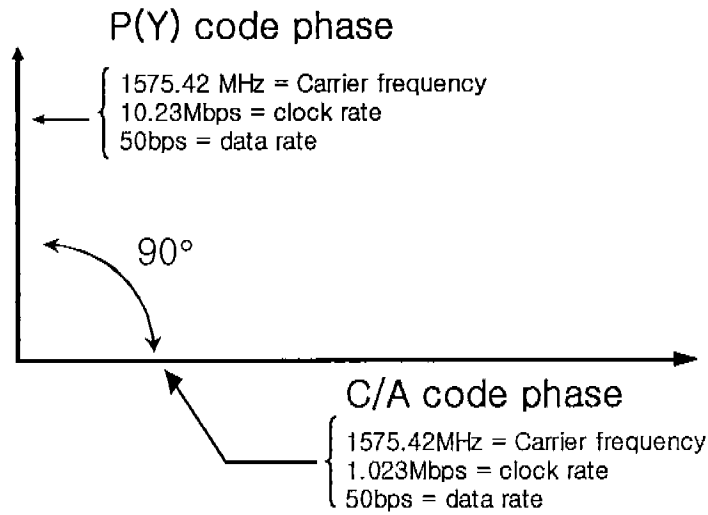


그림 3-2-39 L1 신호 구조

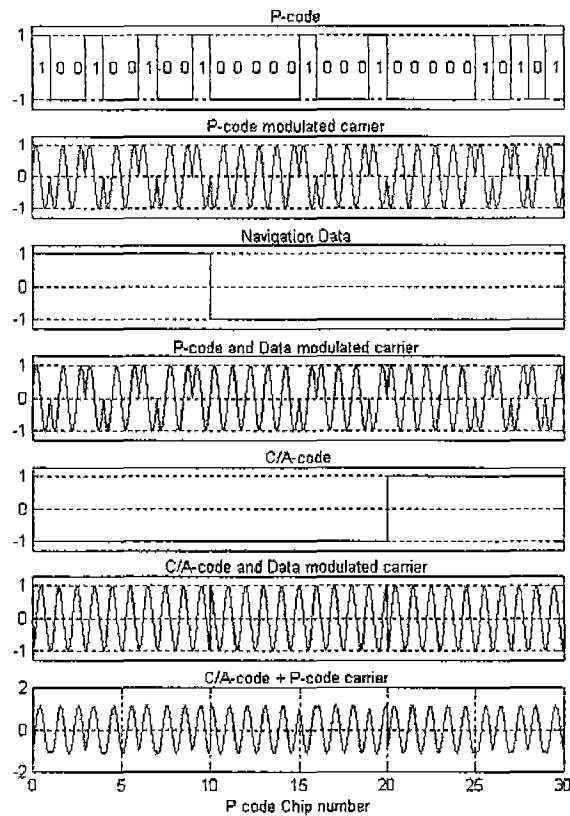


그림 3-2-40 GPS L1 신호의 변조 과정

(다) 대역 확산의 특성과 Anti Jamming 특성

위성전파항법을 사용하여 수신기에서 항법해를 구하기 위해서는 다수의 위성신호를 필요로 하기 때문에 각각 위성신호의 간섭을 줄이고 여러 위성을 동시에 사용하기 위한 기법이 필요하다. 이러한 기법에는 주파수분할 다중접속방식, 시분할 다중접속방식 그리고 코드분할 다중접속방식이 있다. GPS가 사용하는 방식은 코드분할 다중접속방식으로 의사잡음 코드를 이용하여 신호를 대역확산(DSSS : Direct Sequence Spread Spectrum)을 한다[2,6]. 이때 GPS 위성들은 동일한 주파수 대역을 공유하고 연속적으로 동시에 신호를 송출하기 때문에 같은 주파수 영역을 사용하지만 코드 공간에서는 직교성을 유지하기 때문에 각 위성의 신호를 분리 검출 할 수 있다. DSSS의 중요한 특징 중 하나는 의사잡음 신호를 이용하여 신호의 전달시간 차이를 측정할 수 있다는 것으로 GPS의 측정값인 의사거리를 구하는데 이용된다. 대역확산을 통하여 얻을 수 있는 또 다른 장점은 그림 3-2-41과 같이 열화신호에 의한 신호 왜곡현상을 감소시킬 수 있다는 것이다. 이는 대역 확산에 사용된 확산 코드가 원래 신호를 복원하고 역확산하는 반면 확산 코드에 변조되지 않은 신호는 역확산 과정에서 확산이 되어 노이즈처럼 되어 버린다. 그림 3-2-42는 DSSS의 기본적인 세가지 구성 요소인 반송파, 데이터 그리고 대역확산을 위한 의사잡음 코드를 나타낸다. 여기서 반송파 신호는 위상편이변조기법(PSK : Phase Shift Keying)을 이용하여 의사잡음 신호와 데이터에

의하여 변조 된다[2,6].

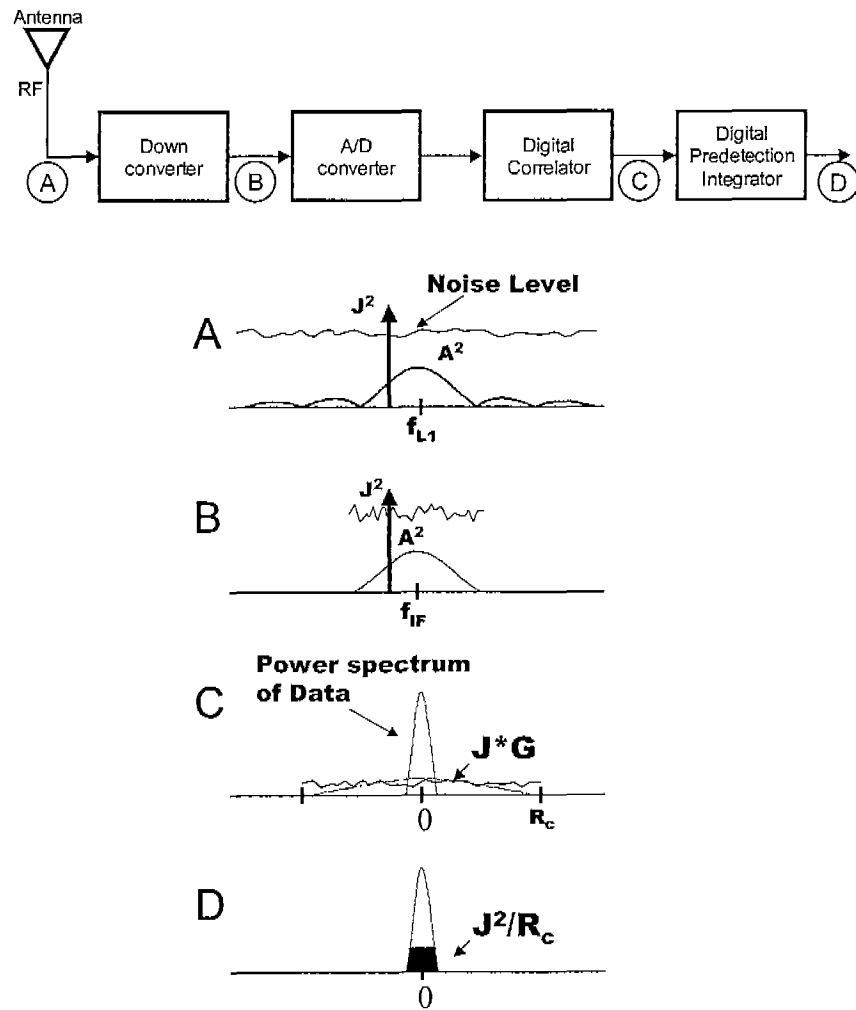


그림 3-2-41 GPS 수신기에서의 열화신호 스펙트럼

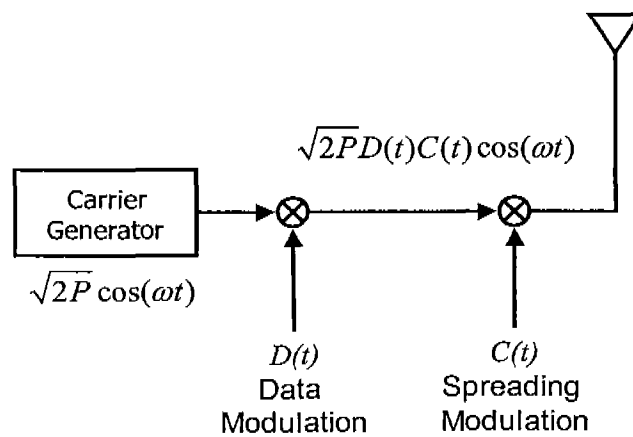


그림 3-2-42 기본적인 대역확산 시스템의 송신기

(라) 의사 잡음 코드 생성

잡음 코드 (Random Binary Code)는 자기자신과 한 개의 위치에서 상관이 있고 다른 코드와는 상관 없는 코드이다. GPS 위성에서 사용하는 코드는 일반적인 잡음 코드와 자기상관과 파워 스펙트럼은 비슷한 성질을 가지고 있지만 순수한 잡음코드와 달리 주기적이며 예측가능하며 모사할 수 있기 때문에 의사잡음코드 (Pseudo Random Code)라 불리 운다.

GPS 위성의 의사잡음코드는 그림 3-2-43와 같이 두 개의 코드 발생기로부터 생성된다. C/A 코드와 P코드 발생기는 모두 2개의 의사잡음 코드 생성기로 구성되며 두 번째 코드 발생기는 첫 번째의 코드 발생기에 비하여 지연을 가지게 되고 생성된 두 개의 코드는 EX-OR 회로에 의하여 합성된다. 두 번째 코드의 지연시간은 위성에 할당된 의사잡음 번호에 따라 서로 다르게 설정된다. P코드의 경우에는 위성번호만큼 지연된다. C/A 코드 발생기의 구성도를 그림 3-2-44에 나타내었다. C/A 코드 발생기는 1023 비트 길이의 코드를 발생하는 두 개의 10 비트 천이 레지스터 G1 과 G2에 의하여 발생된다. 첫 번째 G1 레지스터는 3번과 10번 레지스터의 출력이 EX-OR 되어 1번 레지스터의 입력으로 되먹임 된다. G2레지스터의 출력은 지연회로를 생략하고 레지스터 부분 중 2개의 출력을 이용하는 등가회로를 이용하여 만들어진다. C/A 코드의 칩 발생 주파수는 1.023MHz 이므로 한 주기의 C/A 코드는 $1023/1.023E6 = 1ms$ 이 된다. 위성마다의 C/A 코드와 P 코드의 선택사양을 표로 정리하면 표 3-2-2와 같다[2].

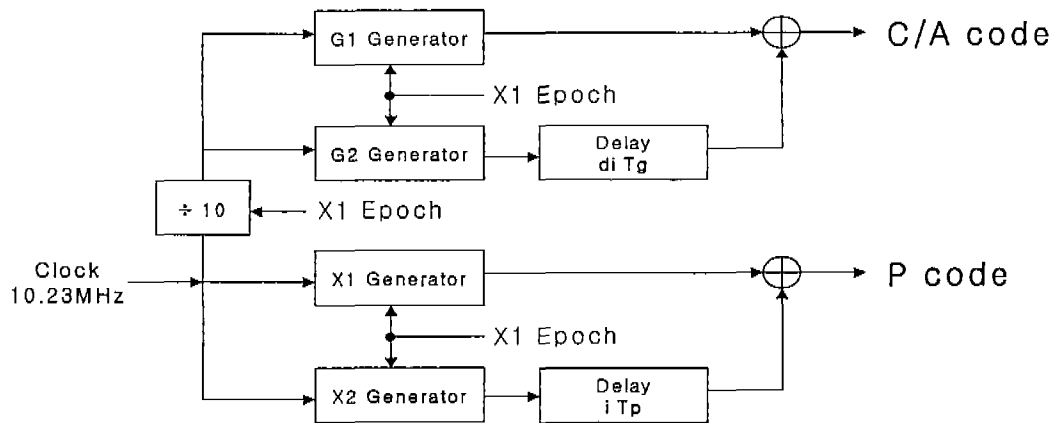


그림 3-2-43 GPS 의사잡음 코드 발생기

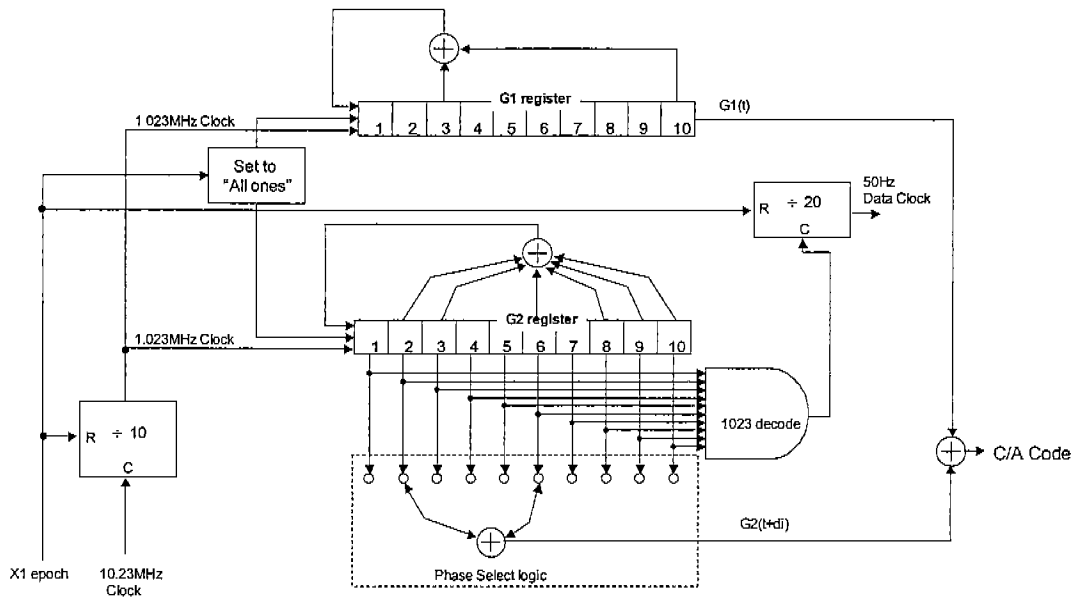


그림 3-2-44 C/A 코드 발생기

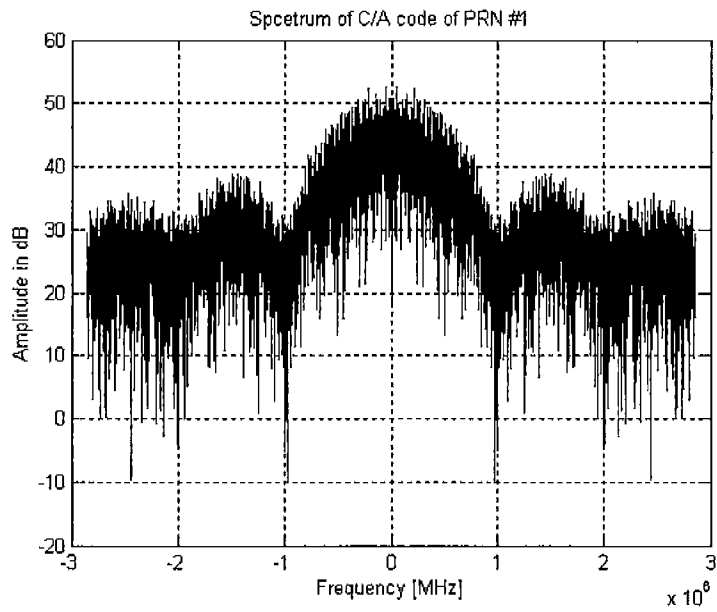


그림 3-2-45 C/A 코드의 스펙트럼

표 3-2-2 C/A 코드와 P 코드 생성을 위한 초기 레지스터 설정

<i>SV</i>	<i>C/A</i>	<i>C/A Code</i>	<i>P Code</i>	<i>First 10</i>	<i>First 12</i>
<i>PRN</i>	<i>Code</i>	<i>Delay</i>	<i>Delay</i>	<i>C/A Chips</i>	<i>P Chips</i>
<i>Number</i>	<i>Tap</i>	<i>(Chips)</i>	<i>(Chips)</i>	<i>(Octal)</i>	<i>(Octal)</i>
<i>Selection</i>					
1	2⊕6	5	1	1440	4444
2	3⊕7	6	2	1620	4000
3	4⊕8	7	3	1710	4222
4	5⊕9	8	4	1744	4333
5	1⊕9	17	5	1133	4377
6	2⊕10	18	6	1455	4355
7	1⊕8	139	7	1131	4344
8	2⊕9	140	8	1454	4340
9	3⊕10	141	9	1626	4342
10	2⊕3	251	10	1504	4343
11	3⊕4	252	11	1642	4343
12	5⊕6	254	12	1750	4343
13	6⊕7	255	13	1764	4343
14	7⊕8	256	14	1772	4343
15	8⊕9	257	15	1775	4343
16	9⊕10	258	16	1776	4343
17	1⊕4	469	17	1156	4343
18	2⊕5	470	18	1467	4343
19	3⊕6	471	19	1633	4343
20	4⊕7	472	20	1715	4343
21	5⊕8	473	21	1746	4343
22	6⊕9	474	22	1763	4343
23	1⊕3	509	23	1063	4343
24	4⊕6	512	24	1706	4343
25	5⊕7	513	25	1743	4343
26	6⊕8	514	26	1761	4343
27	7⊕9	515	27	1770	4343
28	8⊕10	516	28	1774	4343
29	1⊕6	859	29	1127	4343
30	2⊕7	860	30	1453	4343
31	3⊕8	861	31	1625	4343
32	4⊕9	862	32	1712	4343
33	5⊕10	863	33	1745	4343
34	4⊕10	950	34	1713	4343
35	1⊕7	947	35	1134	4343
36	2⊕8	948	36	1456	4343
37	4⊕10	950	37	1713	4343

(마) 의사 잡음 코드의 자기 상관특성

GPS 의사잡음 코드의 자기상관 (Autocorrelation) 특성은 신호의 복조 과정에서 중요한 역할을 하며 의사잡음 코드의 파워 스펙트럼은 확산 스펙트럼 신호를 전송하고 수신하는데 필요한 채널의 대역폭을 결정하는데 중요한 역할을 한다. 일반적인 신호의 파워스펙트럼을 직접 푸리에 변환을 수행하여 구하기 어려운 경우가 있는데 이때에는 자기상관함수로부터 다음 식을 이용하여 파워스펙트럼을 구할 수 있다[6].

$$\begin{aligned} R_x(\tau) &= E\{X(t)X(t+\tau)\} \\ G_x(f) &= F[R_x(\tau)] \end{aligned} \quad (3.2.44)$$

f_d bps의 데이터 $D(t)(=\pm 1)$ 가 P_d 의 전력의 반송파에 변조되었다면 협대역 (Narrow Bandwidth)의 신호는 식 (3.2.45)와 같이 나타낼 수 있다.

$$d(t) = D(t)\sqrt{2P_d} \cos \omega_0 t \quad (3.2.45)$$

이 신호는 칩 발생률 f_c 의 의사잡음 신호 $s(t)(=\pm 1)$ 에 의하여 변조되고 칩 발생률은 데이터 비트 발생 비율에 비해 크다고 가정하면 데이터 $D(t)$ 와 확산신호 $s(t)$ 의 파워 스펙트럼 밀도는 식 (3.2.46), 식 (3.2.47)과 같이 된다.

$$G_d(f) = \frac{1}{f_d} \left[\left(\frac{\sin \frac{\pi f}{f_d}}{\pi f / f_d} \right) / (\pi f_d) \right]^2 \quad (3.2.46)$$

$$G_s(f) = \frac{1}{f_c} \left[\left(\frac{\sin \frac{\pi f}{f_c}}{\pi f / f_c} \right) / (\pi f_c) \right]^2 \quad (3.2.47)$$

데이터와 확산신호는 서로 동기 되어 변조되어있기 때문에 데이터와 확산신호가 곱해진 $D(t)s(t)$ 신호의 파워 스펙트럼은 확산신호의 스펙트럼과 같게 된다. 여기서 코드 발생율에 대한 칩 발생률의 비율 f_c/f_d 는 확산 스펙트럼 시스템의 처리 이득 (Processing Gain)이 된다. 그림 3-4-45는 1번 C/A 코드를 5.714MHz로 샘플링 한 경우의 스펙트럼을 나타낸다.

(바) 의사 잡음 코드의 상호 상관 특성

GPS의 변복조 과정은 코드 분할 다중 접속 방식의 확산 스펙트럼 기술을 사용한다. 각각의 위성은 같은 칩 발생률과 같은 주파수를 사용하지만 다른 의사 잡음 코드를 사용하는 것을 기본으로 하고 있다. 위성에서 사용하는 의사 잡음 코드는 서로 적은 상관관계를 가져야 좋은 성능을 얻을 수 있다. 이상적인 두 개 의사 잡음 신호의 상관관계식은 다음과 같이 나타낼 수 있다[2].

$$R_{ij}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} PN_i(t)PN_j(t+\tau)d\tau = 0 \quad (3.2.48)$$

위 식은 2개의 의사 잡음 신호의 상관관계가 없음을 나타낸다. 그러나 실제 시스템에서 이를 구현하는 것은 불가능 하며 실제로는 특정 수준 이하의 상관 관계를 가지도록 신호를 설계하게 된다. P(Y)코드의 경우 긴 코드 주기로 인하여 자기 상관계수에 비하여 약 -127dB의 상관 관계 값을 가지게 된다. 그러나 C/A코드의 경우 1,023개의 짧은 주기를 가지고 있기 때문에 상호 상관 관계 값이 P(Y)코드에 비해 크게 된다. 만약 의사잡음 코드가 직교성을 가진다면 상호 상관 함수의 값이 0이 되지만 GPS에서 사용하는 C/A코드는 Gold코드의 성질을 가지며 완벽한 직교성을 가지지 않기 때문에 상호 상관 함수 값들이 영이 아닌 낮은 값들이 된다. 그림 3-2-46과 그림 3-2-47은 C/A코드 중 1번 의사 잡음 코드의 자기 상관 특성과 1번과 2번 의사 잡음 코드의 상호 상관 특성을 나타낸다. 아래의 표 3-2-3은 C/A코드의 상관 관계 함수가 도플러가 없는 경우에도 자기상관계수에 비하여 -24dB의 값이 0.001정도의 확률로 나타날 수 있음을 나타낸다. 초기 신호 획득과정에서 낮은 양각에 있는 위성은 양각이 높은 위성에 비하여 -7dB 이상 신호가 약하게 되며, 다중경로에 의한 신호의 감쇠가 더욱 크게 일어나며 안테나의 이득이 낮게 가진다. 높은 양각에 있는 위성은 대기에 의한 신호의 감쇠가 적고 안테나의 이득을 크게 얻을 있으므로 이런 경우 상관관계에서의 차이는 약 5dB정도 있을 수 있고 수신기에서는 잘못된 신호 획득을 할 확률이 증가하게 된다. 그러나 잘못된 위성의 신호는 오랫동안 추적되지 않기 때문에 곧 동기를 잃어 버리며 수신기는 재 획득 과정을 수행하게 된다. 본 논문에서 사용하는 방법에서는 신호 추적과정이 생략되고 신호 획득과정에서 TOA성분을 찾아 내기 때문에 C/A코드의 상호 상관 특성은 측정값에 큰 영향을 줄 수가 있다.

표 3-2-3 C/A코드의 최대 상호상관함수 크기 (Zero Doppler)

Cumulative Probability of Occurrence	Cross-Correlation for Any Two Codes (dB)
0.23	-23.9
0.5	-24.2
1.00	-60.2

표 3-2-4 C/A코드의 최대 상관 함수 크기 (Non-Zero Doppler)

Cumulative Probability of Occurrence	Cross-Correlation 1kHz (dB)	Cross-Correlation 2kHz (dB)	Cross-Correlation 3kHz (dB)	Cross-Correlation 4kHz (dB)	Cross-Correlation 5kHz (dB)
0.001	-21.1	-21.1	-21.6	-21.1	-21.9
0.02	-24.2	-24.2	-24.2	-24.2	-24.2
0.1	-26.4	-26.4	-26.4	-26.4	-26.4
0.4	-30.4	-30.4	-30.4	-30.4	-30.4

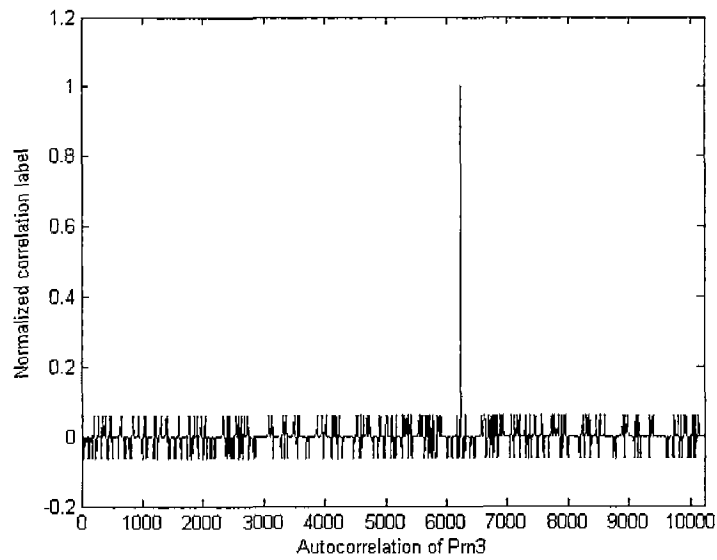


그림 3-2-46 자기 상관

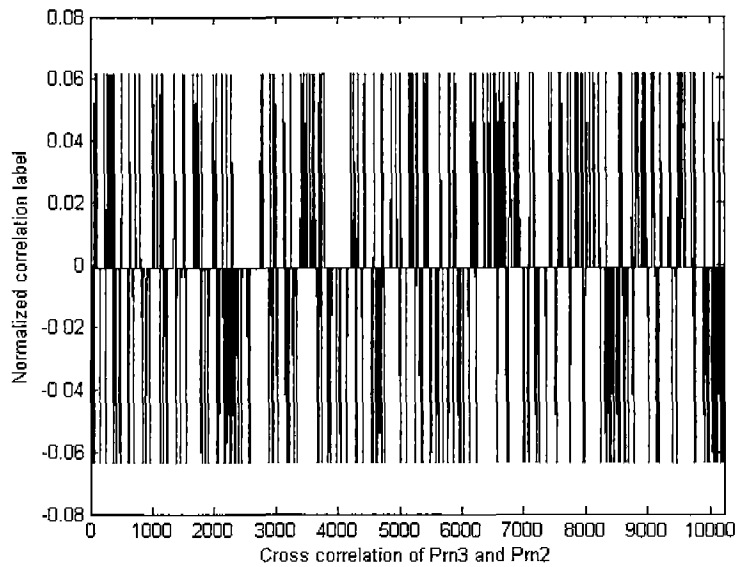


그림 3-2-47 상호 상관

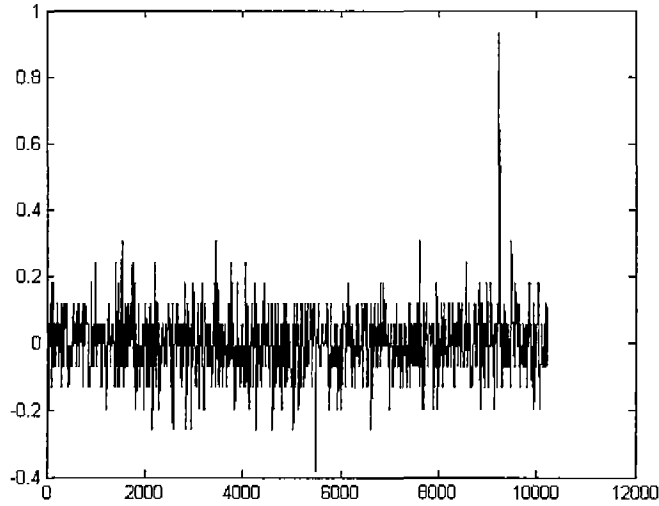


그림 3-2-48 다른 코드가 존재 시 자기 상관

(사) Processing Gain

DSSS의 처리 이득은 간섭 신호에 강하게 하는 이유이다. 이전 설명에서 Jammer에 대한 설명에서와 같이 전체 Jammer의 파워의 양은 신호의 데이터 전송률에 따라 달라지게 된다. 데이터 전송률은 신호의 역 확산 후의 대역폭을 결정한다. Chipping Rate가 데이터 전송률보다 높는데 데이터 대역 필터를 통과한 Jammer의 파워는 확산된 Jammer의 파워이다[7].

$$P_{JAMMER_EFF} = P_{JAMMER_RECYD} \cdot T_C \cdot BW_{DATA} \quad (3.2.49)$$

여기서

P_{JAMMER_EFF} : 효과적인 Jammer의 파워

P_{JAMMER_RECYD} : 수신기가 받은 Jammer 파워

T_C : 확산코드 칩 길이 (Seconds)

BW_{DATA} : 데이터 대역폭 (Hz), 일반적으로 데이터 전송률의 두 배

처리 이득(G_p)은 데이터 비트 주기와 칩 주기 사이의 비율로써 정의 된다.

$$G_p = \frac{T_c}{T_d} \quad (3.2.50)$$

(아) GPS 신호 세기 측정값과 표기

신호세기 측정값은 일반적으로 노이즈에 상대적인 값이나 1Watt를 기준으로 계산된다. 수신기가 받는 파워의 범위를 표 3-2-5에 나타내었다.

표 3-2-5 L1, L2 최소/최대 수신 파워

	L1 C/A Code	L1 P-Code	L2 (P-Code or C/A Code)
Minimum received power	-160.0dBw	-163.0dBw	-166.0dBw
Maximum expected power	-153dBw	-155.5dBw	-158dBw
Max.Expected Variation	7.0dB	7.5dB	8.0dBw

이들 측정값은 1Watt를 기준으로 계산 된다. 그러나 이는 노이즈 파워를 고려하지 않았기 때문에 절대적인 신호 파워는 의미가 없다. 수신기의 성능은 절대적인 파워보다는 노이즈 파워와의 상대적인 비율에 더 영향을 받는다. 효과적으로 수신된 C/N_0 를 계산하는 방법은 식 (3.2.51)에 나와 있다.

$$\frac{C}{N_0} = S_r + G_a - 10 \log(kT_0) - N_f - L \quad (dB-Hz) \quad (3.2.51)$$

여기서

S_r : 수신된 GPS 신호의 파워 (dBw)

G_a : 위성을 향한 안테나 이득 (dB)

$10 \log(kT_0)$: 열 잡음 밀도, -204dBw-Hz

k : 볼츠만 상수, $1.38E-23$ (Watts-Second/k)

T_0 : 열잡음 기준 온도 = 290K

N_f : 안테나와 케이블 손실을 고려한 노이즈 특성 (dB)

L : 구현시 발생한 손실 + A/D 변환기 손실

C : 전체 받은 신호 파워

N_0 : 1Hz 대역폭에서의 노이즈의 파워

신호의 파워의 가장 많이 쓰이는 값은 수신된 신호와 노이즈의 비율 (S/N)이다. 이 비율은 같은 대역폭 내에서의 신호대의 노이즈의 파워를 의미한다. 일반적으로 BPSK에서 C/NO와 S/N과의 관계는 식 (3.2.52)와 같다[7].

$$\frac{S}{N} = \frac{C}{N_0} - B_n(dB) \quad \frac{S}{N} = \frac{C}{N_0} - B_n(dB) \quad (3.2.52)$$

여기서

B_n : 노이즈를 제거하기 위한 수신기 필터의 대역폭

S : B_n 대역폭 내에서의 신호의 파워

N : B_n 대역폭 내에서의 노이즈의 파워

(2) 일반적인 GPS수신기

수신기는 처음으로 설계된 이후 20년 이상의 개발되고 발전해 오고 있다. 많은 GPS응용 영역이 다양한 GPS수신기의 개발을 가져왔다. 여기서 일반적인 GPS는 신호를 신호 처리 전에 저주파대역으로 옮겨진 신호를 양자화 샘플하고 동시에 여러 GPS신호를 추적하는 형태를 말한다. 아래 그림 3-2-49는 수신기를 블록도로 나타낸 것이다. 이 블록도는 단지 GPS 위치측위에 필요한 기본 항목만을 나타내었다. 따라서 대부분의 GPS수신기의 가장 일반적인 구성 요소만을 포함하고 있다.

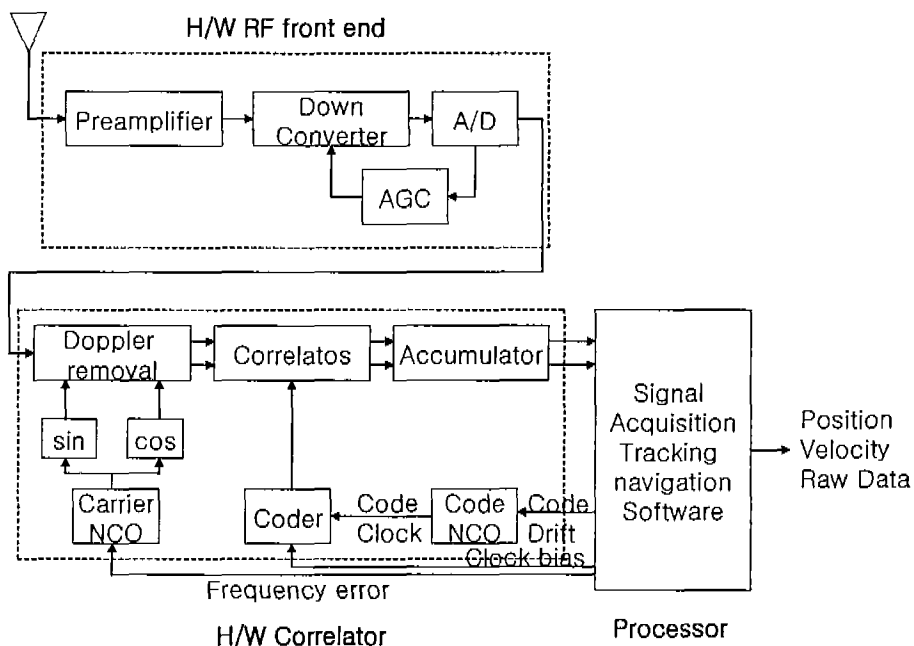


그림 3-2-49 일반적인 수신기 블록도

(가) 신호의 다운 컨버전과 샘플링

고주파수의 반송파는 신호와 우주로부터 대기로 전송되기 위해 필요하다. 그러나 고주파수는 필터링을 하거나 복조하는 것이 쉽지 않다. 코사인을 통하여 다운 컨버전하는 것은 반송파의 주파수를 수신기가 사용 가능한 주파수대역으로 낮춰주는데

사용한다. 일반적으로 여러 번의 다운 컨버전 되어 마지막 IF (Intermediate Frequency)가 만들어 진다. 식 (3.2.53)은 이런 과정과 이런 과정에서 생길 수 있는 에러를 나타낸다.

$$\begin{aligned}
 S_{IF1} &= S_{GPS} \cos(w_{L1}t) \cdot 2 \cos(w_{LO}t) \\
 S_{IF1} &= 2S_{GPS} \left(\frac{1}{2} \cos((w_{L1} + w_{LO})t) + \frac{1}{2} \cos((w_{L1} - w_{LO})t) \right) + \quad (3.2.53) \\
 &\quad \text{harmonics} + LO \text{ feedthrough} + \text{image noise}
 \end{aligned}$$

여기서

S_{IF1} : 믹싱과 필터링 후 IF_1 의 주파수 신호

S_{GPS} : GPS 신호

신호가 원하는 신호로 다운 컨버전 되었을 때 특정 주파수로 낮아지게 되고 그런 다음 신호로부터 다른 주파수 성분을 제거하기 위해 필터링 된다. Harmonic 주파수는 믹싱 과정의 비선형 때문에 생기는데 일반적으로 IF주파수 보다 고주파수에 존재한다. 따라서 쉽게 필터링 될 수가 있다. 수신기 시계의 Feed Through는 변조과정에서 생기는 작은 수신기 클럭 주파수 성분이다. Image Noise는 믹싱 과정의 Image 주파수의 노이즈 에너지에 의해 생긴다. 이 성분은 $w_{L1} - 2w_{LO}$ 와 $w_{L1} - 2w_{IF}$ 에 존재한다. 이런 이미지 주파수가 믹싱 간섭을 통하여 어떻게 전파되는지에 대한 유도가 아래 설명되어 있다. 마지막 Image Noise 성분은 식 (3.2.58)로 주어진다. S_{IN2} 는 음의 주파수이다. 이 주파수는 Aliased된 IF주파수로 여겨질 수 있다. 신호가 다운 컨버전 되었을 때 IF주파수 신호는 다음과 같이 정의 된다[7].

$$w_{IF} = w_{L1} - w_{LO} \quad (3.2.54)$$

위에서 언급한 Image 주파수 노이즈의 크기를 n_1, n_2 로 정의하자 수신기 시계가 가지는 이런 노이즈는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned}
 S_{IN1} &= n_1 \cos((w_{L1} - 2w_{LO})t) \cdot 2 \cos(w_{LO}t) \\
 S_{IN2} &= n_2 \cos((w_{L1} - 2w_{IF})t) \cdot 2 \cos(w_{LO}t)
 \end{aligned} \quad (3.2.55)$$

다음 삼각함수의 특성을 이용하여 믹싱 된 노이즈로 표현으로 확장한다.

$$\begin{aligned}
S_{IN1} &= 2n_1 \left(\frac{1}{2} \cos((w_{L1} - 2w_{LO} + w_{LO})t) + \frac{1}{2} \cos((w_{L1} - 2w_{LO} - w_{LO})t) \right) \\
S_{IN2} &= 2n_2 \left(\frac{1}{2} \cos((w_{L1} - 2w_{IF} + w_{LO})t) + \frac{1}{2} \cos((w_{L1} - w_{LO} - 2w_{IF})t) \right)
\end{aligned} \tag{3.2.56}$$

다음 식 (3.2.54)을 대입하면 다음과 같이 간단히 된다.

$$\begin{aligned}
S_{IN1} &= n_1 \left(\cos((w_{IF})t) + \cos((w_{L1} - 3w_{LO})t) \right) \\
S_{IN2} &= n_2 \left(\cos((-w_{L1} + 3w_{LO})t) + \cos((-w_{IF})t) \right)
\end{aligned} \tag{3.2.57}$$

그런 후 대역 필터를 거치면 고 주파수 성분은 제거가 되어 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
S_{IN1} &= n_1 \cos(w_{IF}t) \\
S_{IN2} &= n_2 \cos(-w_{IF}t)
\end{aligned} \tag{3.2.58}$$

Image 노이즈는 믹싱하기 전에 이미지 주파수에 대해 필터링을 함으로써 제거 가능하다. 수신기의 주파수 설계는 앞에서 언급했던 주파수들 (LO, IF, Carrier, Image, Harmonic Frequency)을 가지고 설계 된다. 따라서 설계되어 사용될 주파수만 남고 나머지 주파수는 필터링에 의해 제거된다. 주파수 설계 계획은 마지막 IF주파수의 신호의 질을 결정하는 중요한 요소이다. 다운 컨버전에 사용된 필터의 성능들은 대역 밖의 간섭 신호를 제거하는 역할을 하며 마지막 IF주파수 신호의 SNR에 영향을 준다[7].

신호가 다운 컨버전된 후 필터링되면 샘플링을 한다. 샘플링은 GPS신호를 아날로그에서 디지털로 바꾸는 역할을 하게 된다. 아날로그 신호는 일반적으로 1에서 5비트 해상도를 가진다. 5비트 해상도의 샘플링은 단지 0.5dB 신호의 감쇄를 일으킨다. 또한 그 이상의 비트 해상도를 사용해도 성능향상이 크지 않다. AGC (Automatic Gain Control)회로는 샘플링 해상도를 최소화하기 위해 사용된다. 노이즈에 의해 들어오는 신호가 흔들리므로 들어오는 신호의 스펙트럼을 크기를 조정하여 A/D 변환기의 해상도를 최대한으로 활용하게 해준다. 샘플링 주파수는 IF주파수를 기저대역 대역이나 약간의 여분의 주파수를 남기도록 샘플링한다. 또한 플링 주파수는 나이퀴스트 주파수보다 낮게 하여 마지막 IF주파수를 낮출 수가 있다. 이런 샘플링 방법은 주파수와 위상의 반전을 일으키게 된다. 예로 이런 방법은 Zarlink사의 칩셋에 사용된다.

(나) 신호의 복조

다운 컨버전을 하고 샘플링 후에 디지털화된 신호는 거의 0에 가까운 IF주파수에서 확산신호와 항법 데이터를 가지고 있다. 변조는 이런 나머지 반송파 주파수를 제거하고 코드 상관을 통하여 신호를 역확산하는 것이다. 일반적으로 신호는 I (Inphase)와 Q (Quadrature Phase)성분으로 분리된다. I&Q 샘플은 신호의 추적 알고리즘을 구현하기 위해 사용한다.

반송파 제거는 일반적으로 두 가지 방법 중 하나를 사용한다. 즉 코사인을 곱하는 것과 위상 회전방법이 있다. 코사인을 곱하는 것은 신호의 다운 컨버전과 같은 과정이다. 단지 디지털로 하는 것만 다르다. 위상 회전은 코사인의 곱으로부터 생기는 고주파 성분을 제거하는 알고리즘이다. 두 가지 모두 디지털로 추정도나 IF 신호의 위상이나 주파수에 해당하는 코사인 파형을 생성한다. 이 코사인 파형은 일반적으로 DCO (Digitally Controlled Oscillator)에 의해 생성된다.

코드 상관은 DSSS에서처럼 신호를 역 확산하는 과정이다. 여기서 PRN (Pseudo-Random Noise)코드 수신기내에서 생성되어 들어오는 신호와 상관을 하게 된다. 수신기에서 생성된 신호열이 들어오는 신호와 일치하면 GPS신호는 역확산이 된다. 이런 확산 코드 또한 DCO에 의해 생성된다. 코드의 역확산 과 반송파가 제거된 신호는 누적되어 일정한 주기로 내보내지게 된다. 주기는 일반적으로 1ms이다. 반송파 제거와 코드의 역확산 과정은 샘플 된 IF신호에 대해 행해지게 된다.

(다) 신호의 획득

GPS신호를 추적하기 전에 GPS신호를 획득해야 한다. 신호획득은 3가지를 모두 검색해야 한다. 위성 신호에 맞는 PRN검색과 그 다음에는 코드 위상에 대한검색 마지막으로 도플러 주파수에 대한 검색을 해야 한다. 보통 한 개의 코드를 정한 후 코드 위상은 1/2칩씩 밀면서 도플러를 같이 검색하게 된다. 보통 1ms적당한 값으로 도플러 검색 시 도플러 검색 단위는 500hz이며 0hz부터 양과 음의 주파수로 교차하면서 검색해 나가게 된다. 보다 자세한 내용은 3장에서 언급하겠다.

(라) 신호 추적

GPS수신기의 신호 추적 방법은 수신기의 강인성과 정확도를 결정한다. 수신기가 위치를 계산하는 것은 신호 추적루프에서 연속적으로 의사거리와 반송파 위상을 주기 때문이다. 불행히도 신호 추적루프의 강인성과 정확도를 동시에 좋게 할 수는 없다. 즉 이 둘 배반관계이다. 많은 연구가 정확도와 강인성 둘 다 높이기 위해 신호 추적 루프에 연구를 하고 있다.

수신기에는 반송파, 코드 두 개의 신호 추적 루프가 필요하다. 만약 코드나 반송파 둘

중하나라도 신호를 놓치면 신호를 다시 획득해야 될 것이다. 두 개 신호 성분중에서 코드에 대한 추적인 동적 환경에 더 강하다. 그 이유는 1칩이 293미터 정도 거리이기 때문이다. 이와 반대로 반송파의 신호 추적은 코드의 신호 추적보다 어렵다. 반송파 위상락은 가장 유지하기가 힘들다. 많은 도플러 천이가 일어나는 환경에서 신호의 위상 추적을 유지하는 것은 힘들다. 그 결과 위상 유지는 신호 추적과정에서 가장 약한 부분이다. 코드 신호 추적은 입력된 신호와 수신기에서 생성된 코드와의 정렬을 유지하는 위한 것인데 PN 코드열의 자기 상관 함수를 사용한다. 일반적으로 DLL (Delay Locked Loop)이 사용되는데 이는 다른 Delay를 갖는 두 개의 상관기의 값을 가지고 코드를 맞춰 나가게 된다. 코드 추적 루프에는 동기식과 비동기식이 있을 수 있다. 이것은 반송파의 위상이 일치하는지 안 하는지에 따라 달라지게 된다. 여러 상관기로부터 상관값을 비교하여 입력 신호와 수신기에서 생성한 신호가 일치하는지 일치하지 않는지를 알아내고 얼마나 틀어 졌는지에 대한 에러 정보를 준다. C/A 코드 수신기의 경우 1ms마다 적산값이 나오므로 1ms마다 이에 대한 정보를 얻을 수 있다.

(마) 항법해

수신기는 이제 추적 루프를 통해 항법 데이터를 얻어 낼 수가 있게 된다. 또한 신호의 추적을 통해 의사거리와 반송파 위상 정보를 연속적으로 획득할 수 있게 된다. 이렇게 획득한 항법 데이터를 통하여 위성의 위치를 계산할 수 있게 된다. 따라서 의사거리를 가지고 사용자의 위치와 속도 가속도 성분을 구할 수 있게 된다. 이 과정은 일반적으로 최소 자승법이나 칼만 필터를 통해 구해질 수가 있다.

나. 소프트웨어 GPS 수신기

소프트웨어 GPS 수신기의 목표는 하드웨어를 줄이고 직접 신호를 샘플하여 마이크로 프로세서에서 모든 신호처리를 하도록 하는 것이다. 소프트웨어 GPS 수신기는 일반적 하드웨어 수신기와 같이 연속적인 항법해를 제공할 수 있도록 설계할 수도 있으며, 일정량의 데이터를 샘플링 하여 저장하여 처리한 후 기준국의 도움을 받아 해를 구하는 구조로 설계할 수도 있다. 궁극적인 소프트웨어 GPS의 목표는 프로세서를 안테나에 가깝게 만드는 것이다. 그림 3-2-50에 본 연구에서 구현한 소프트웨어 GPS 수신기의 구조를 나타냈다. 사용자의 위치가 필요한 순간 GPS 중간 주파수 신호를 샘플링 한 후 신호처리 방법을 이용하여 의사거리 정보를 계산한 후 항법해를 얻는 구조이다. 이러한 구조는 다 채널 상관기 부분의 하드웨어를 없앤 구조로 적용성 (flexibility)면에서 뛰어난 장점을 가진다. 그러나 프로세서는 소프트웨어를 이용하여 모든 처리를 하기 때문에 일반 수신기에 사용되는 능력보다 뛰어나야 한다.

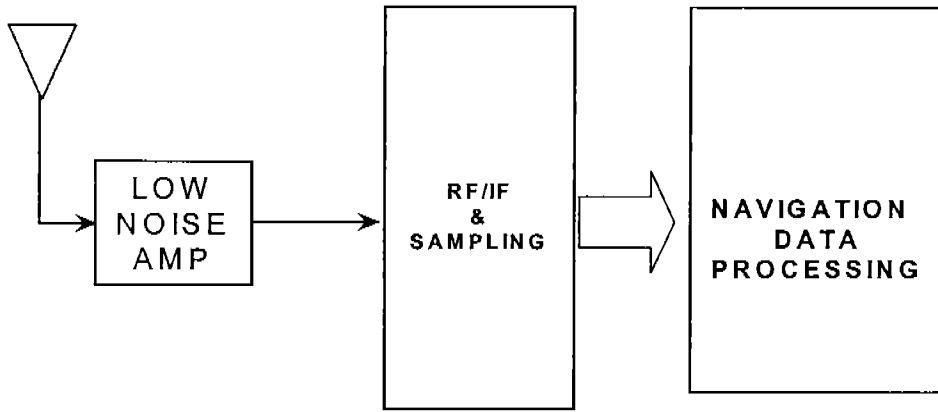


그림 3-2-50 소프트웨어 GPS 수신기 구조

상용 GPS 칩셋인 Mitel사의 GP2015와 Altera FPGA를 이용하여 중간 주파수를 샘플 저장하는 중간 주파수 샘플러를 개발한 후 이 구조를 기본으로 하여 알고리즘을 개발하였다. 설계된 시스템의 구성도와 구현된 하드웨어를 그림 3-2-51과 그림 3-2-52에 나타내었다. 기존 수신기로부터는 중간 주파수 샘플러의 동기를 위한 1PPS 신호와 항법해를 구하기 위한 정보를 얻는다[11].

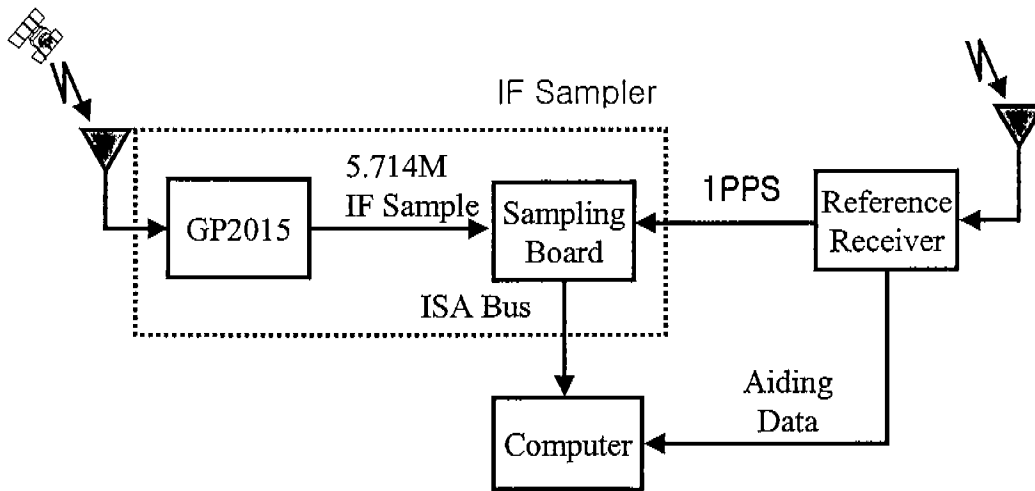


그림 3-2-51 중간주파수 샘플러의 구조

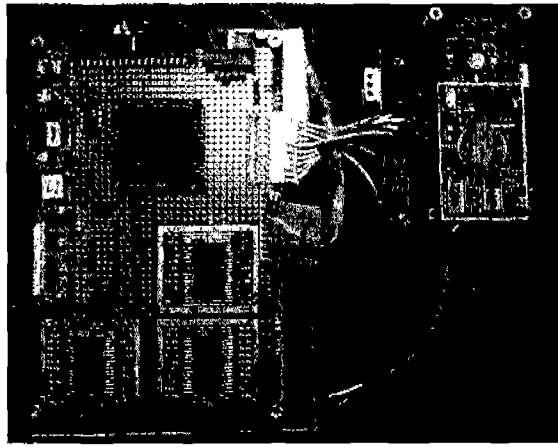


그림 3-2-52 구현된 중간 주파수 샘플러

다. 신호 획득 알고리즘

일반적인 하드웨어 수신기에서는 상관기를 이용하여 신호를 순차 검색하는 방법을 사용한다. 이 경우 신호 획득을 위해서는 주파수와 코드로 나뉘어지는 2차원 검색 영역을 검색하여야 하며, 입력신호에 해당되는 검색공간이 초기 추정부분과 차이가 많이 나는 경우 시간이 많이 소모 된다는 단점이 있다. 소프트웨어 방법을 이용하여 신호 획득을 하는 경우에는 시간과 계산량을 줄이기 위하여 병렬 코드 검색 알고리즘을 사용한다. 병렬 코드 검색 알고리즘은 DFT를 이용하여 입력신호샘플과 복사신호 샘플 사이의 가능한 모든 조합에 대한 검색을 한 번에 수행하는 것으로 코드영역의 검색공간은 사라지고 주파수 영역의 1차원 검색공간만이 남게 된다[8,9,10].

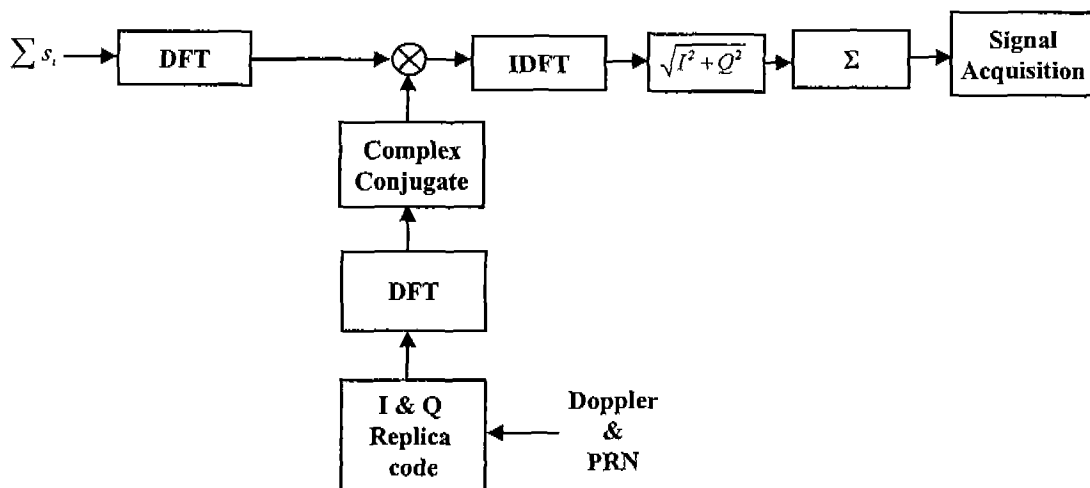


그림 3-2-53 DCO를 이용한 신호 획득 과정

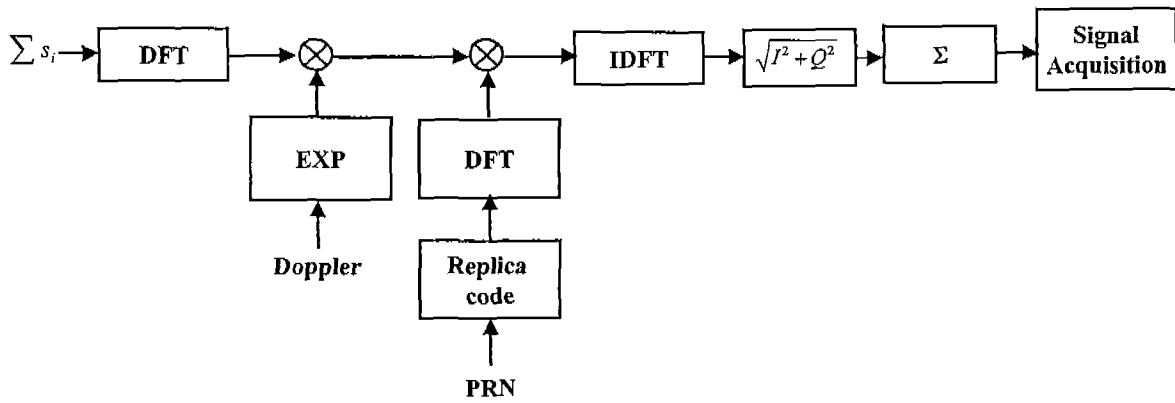


그림 3-2-54 주파수영역 도플러 보상 방법에 의한 신호획득

(1) 신호 획득을 위한 복사 신호의 생성

샘플 된 신호는 4.309MHz의 중간주파수 신호를 5.714MHz로 샘플링 한 신호 형태로 복사 신호 역시 샘플신호와 같은 형태가 되어야 상관기 처리에서 절정부분이 나타나게 된다. 복사 신호는 4.309MHz영역에서 만들 수 있으나 샘플신호와 중간주파수의 차 주파수에 해당되는 1.405MHz 신호로 만들어도 같은 성능을 얻을 수 있기 때문에 1.405MHz 영역의 복사 신호를 만들어 신호처리 하였다.

(2) 도플러 보상

수신된 신호에는 도플러 효과에 의한 신호의 변화가 있기 때문에 이를 보상하여야 한다. 주파수 영역에서 도플러 보상을 수행하는 경우에는 DFT의 다음 성질을 이용하여 수신된 신호에 도플러 천이를 보상할 수 있다[9,10].

$$\exp^{-j\frac{2\pi f_d n}{N}} \tilde{x}[n] \xrightarrow{DFT} \tilde{X}[k - f_d] \quad (3.2.59)$$

복사코드를 DCO를 이용하여 만드는 경우에는 입력 도플러에 대한 복사 코드를 바로 만들어 수신된 신호와 상관함수 처리를 하게 된다. DCO 구조를 이용하여 복사 신호를 만들면 실수 연산 없이 복사신호를 만들 수 있으며, 추적 알고리즘에서도 이용할 수 있다.

도플러를 보정한 후 보다 정확한 신호 검출을 위하여 상관함수 값의 신호의 세기를 증가시키기 위하여 C/A코드의 한 주기 마다 덧셈을 수행한다.

(3) DFT Circular Correlation

입력신호와 복사 신호 사이의 상관함수 값은 DFT를 이용한 순환 상관 함수식을

이용하여 가능한 모든 조합의 상관함수 값을 얻는다. 샘플 된 두 신호의 덧셈과 곱셈으로 이루어진 상관함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 r_{xy} &= \text{corr}\{x_k, y_k\} \\
 &= \sum_{k=0}^{M-1} x_k \tilde{y}_{k+n}
 \end{aligned}
 \tag{3.2.60}$$

상관함수를 주파수 영역에서 계산하게 된다면 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 X_m^* Y_m &= \text{DFT}[r_{xy}] \\
 r_{xy} &= \text{IDFT}[X_m^* Y_m]
 \end{aligned}
 \tag{3.2.61}$$

(4) DFT 계산량 감소

M길이의 이산신호열의 DFT를 계산하는 경우 계산량은 M^2 만큼의 계산량을 필요로 한다. 그러나 M이 2의 거듭제곱 수이면 2를 기수로 하는 DFT방법을 사용할 수 있기 때문에 계산량은 $M \times \log_2 M$ 으로 감소하게 된다. 설계된 시스템의 중간 주파수 샘플링 보드는 1ms 한 주기 C/A 코드를 5.714MHz로 샘플링하기 때문에 5714개의 샘플을 얻게 된다. 이는 2의 거듭제곱 꼴이 아니기 때문에 빠른 DFT알고리즘을 사용할 수 없다. 그러나 샘플 된 신호열 길이의 2배 이상과 가장 가까운 2의 거듭제곱의 길이 N을 갖도록 신호열을 복사 확장 하면 2의 거듭제곱의 길이를 가지게 되기 때문에 빠른 DFT 알고리즘을 사용할 수 있다. 5714개의 데이터를 DFT를 이용하여 상관함수 값을 계산하면 I&Q 채널에의 2번의 DFT와 입력 신호의 DFT 그리고 IDFT로 총 계산량은 4×5714^2 의 계산을 필요로 한다. 그러나 직접 모든 조합의 상관함수 값을 시간영역에서 구하게 되면 5714^2 의 계산량을 필요로 한다. 2의 거듭제곱 꼴이 되도록 확장 신호열을 만들면 길이는 16384가 되며 DFT계산을 통하여 상관함수 값을 구하면 $4 \times 16384 \times \log_2(16384)$ 만큼의 계산량을 필요로 한다. 따라서 시간영역에서 바로 계산하는 것에 비하여 약 36배의 계산량 이득을 얻을 수 있다. 또한 I&Q 실수 신호열이기 때문에 이를 한번의 DFT로 계산할 수 있으므로 이 경우 약 47배의 계산량 이득을 얻을 수 있다[9,10].

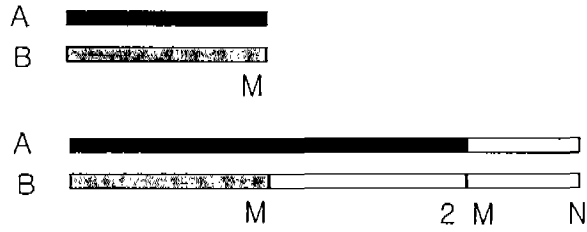


그림 3-2-55 신호열 길이 확장에 의한 DFT

라. TDOA 정밀도 향상 기법

병렬 코드 검색에 의한 상관함수 값의 최고치 부분은 수신된 위성신호의 출발 시간에 대한 정보이므로 이를 바탕으로 의사거리를 구하기 위한 정보를 얻을 수 있다.

신호획득에 의한 의사거리 측정의 정밀도는 신호의 샘플링 주파수에 의하여 결정되며 샘플링 주파수가 낮은 경우 측정의 정밀도가 낮게 된다. 이를 해결하기 위해 샘플링 주파수를 높여서 정밀한 측정값을 얻거나, 신호획득 값에 내삽법을 사용하거나 또는 추적 알고리즘을 사용할 수도 있다. 본 논문에서는 주파수영역의 도플러 보상을 하여 신호획득을 한 후 내삽법을 이용한 방법과 DCO를 이용하여 시간영역의 도플러 보상을 한 후 추적알고리즘을 수행하는 방법 2가지를 이용하여 측정값을 얻었다.

(1) 내삽법

내삽법을 이용한 정밀 측정은 주파수 영역의 도플러 보상을 하여 얻어진 순환 상관함수 결과의 최대값 부분의 값들에 대하여 처리되었다[9,10].

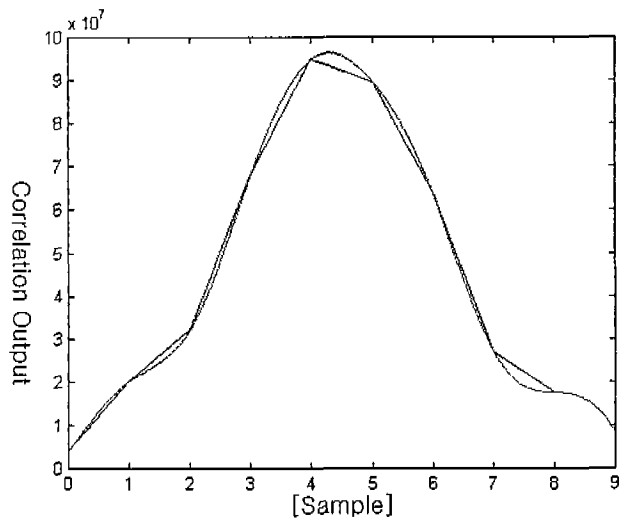


그림 3-2-56 내삽법을 이용한 정밀도 향상

(2) 신호 추적 알고리즘

DCO를 이용한 검색의 최대 도플러 오차는 신호획득 과정에서의 검색의 주파수 검색공간의 크기로 결정이 되며 본 논문에서는 100Hz 단위의 검색을 수행 하였기 때문에 최대 100Hz의 도플러 오차가 있을 수 있게 된다.

추적알고리즘은 도플러 효과를 보상하기 위한 반송파 추적 부분과 정밀한 신호의 측정값을 얻기 위한 코드 추적알고리즘으로 구성된다. FLL과 DLL 추적 알고리즘의 루프필터는 1차 루프필터가 사용되었다.

추적 루프에 사용된 FLL의 변별기 식은 다음과 같으며 특성은 그림 3-2-57에 나타내었다.

$$f_k = Q_k I_{k-1} - I_k Q_{k-1} \quad (3.2.62)$$

DLL의 변별기는 다음과 같이 구성하였으며 특성은 그림 3-2-58과 같다.

$$EML = \sum (I_E - I_L) I_{PS} + \sum (Q_E - Q_L) Q_{PS} \quad (3.2.63)$$

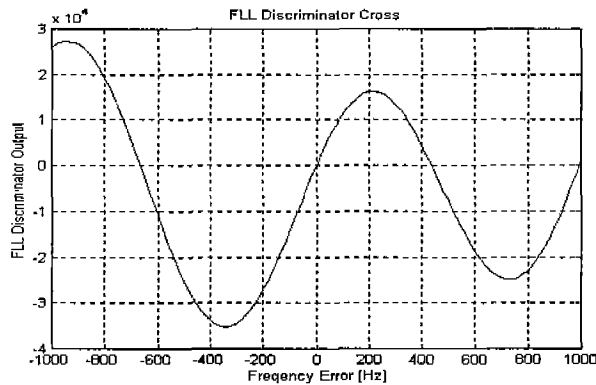


그림 3-2-57 FLL 변별기 특성

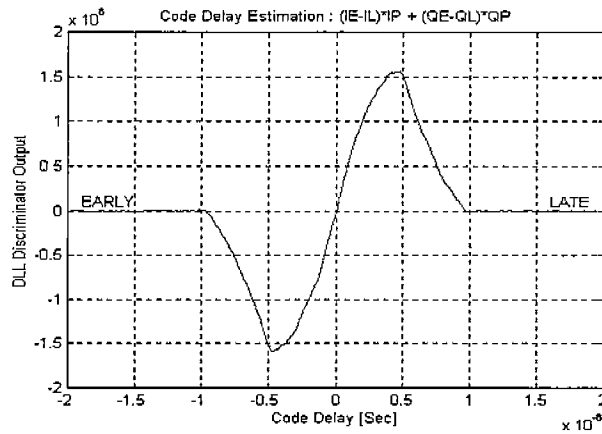


그림 3-2-58 DLL 변별기 특성

마. 실험 및 처리 결과

개발된 알고리즘의 성능을 실험을 통하여 분석하였다. 실험은 5월17일 이뤄졌으며 데이터는 997ms 동안 샘플 되었다. 실험 데이터는 주파수 영역의 도플러 보상과 내삽법을 이용하는 방법과 시간영역에서의 추적 알고리즘 수행하는 2가지 방법을 이용하여 측정값을 얻었으며 TDOA 측정값을 구성하여 최소 자승법을 이용하여 처리하였다.

실험중 보인 6개 위성에 대하여 주파수 영역의 도플러 보상 방법을 이용하여 1Hz 단위의 검색을 수행하여 획득된 데이터와 기준국 정보를 이용하여 예측된 도플러 값은 표 3-2-6과 같다. 이때 얻어진 데이터를 내삽법을 이용하여 구한 TDOA 측정값은 표 3-2-7과 같다. 도플러의 예측값과 검색값 사이에는 수신기 시계 오차로 인한 일정한 차이가 존재 한다. 입력 신호의 중간주파수는 4.309MHz 이지만 검색은 1.405MHz 영역에서 이뤄졌기 때문에 도플러 주파수의 방향이 반대가 된다. 따라서 검색값과 예측값 사이의 차이는 덧셈으로 나타나게 된다. 표 3-2-6의 결과를 살펴보면 측정잡음과 위성 자체의 오차로 공통된 값으로 나타나지 않지만 수정 발진기를 수신기 시계로 사용하는 경우 600Hz 이상의 도플러 차이가 예측값과 있음을 알 수 있다.

DCO를 이용한 신호획득은 100Hz 단위로 이뤄 졌으며 그림 3-2-58에 10번 위성의 획득된 상관함수 처리 결과를 나타내었다. 신호의 획득 후 추적알고리즘을 적용한 상태는 그림 3-2-59부터 그림 3-2-60에 나타내었다.

주파수영역에서의 도플러 보상과 내삽법을 사용하여 측정값을 얻은 경우의 항법해는 데이터의 앞부분 (경우1)과 뒷부분 (경우2) 10ms 데이터를 이용하였다. 또한 DCO를 이용하여 신호를 획득 후 항법해 (경우3)를 구했으며 추적알고리즘을 이용하여 997ms 동안의 데이터를 처리한 후 항법해 (경우4)를 구하였다. 각 경우의 성능을 살펴 보면 주파수 영역의 도플러 보상과 내삽법을 이용하여 정밀한 측정값을 얻는 것이 DCO를 이용한 방법에 비하여 우수한 성능을 나타내는 것을 알 수 있다. DCO 형태를 이용하여

도플러 효과를 보상하는 경우 초기 획득만으로는 주파수 영역의 보정에 비해 좋은 항법해 성능을 얻을 수 없었다. 그러나 추적 알고리즘을 적용하여 정밀한 측정값을 얻은 경우 주파수 영역의 도플러 보상과 내삽법을 사용한 경우와 비슷한 성능을 나타내는 것을 알 수 있다.

임의의 순간 GPS 신호의 중간 주파수를 샘플링하여 신호처리 기법을 사용하여 정밀한 TDOA를 구하는 기법에 관하여 살펴 보았다. 짧은 순간의 데이터를 이용하여 입력 신호의 도플러 효과를 보상하고 정밀한 측정값을 얻는 경우에는 주파수 영역의 도플러 보상과 내삽법을 이용하는 것이 적합함을 알 수 있다. 그러나 연속적인 항법해가 필요한 경우, 주파수 영역의 도플러 보상과 내삽법을 계속해서 사용하는 것은 계산량의 부담이 크다. 이런 경우 DCO 형태를 이용하여 도플러 효과를 보상하고 추적 알고리즘을 사용하여 정밀한 측정값을 얻는 것이 계산량과 정밀도 면에서 이로운 것이다.

보다 향상된 성능의 측정값을 얻기 위해서는 뛰어난 성능의 알고리즘 개발이 필요하며 성능 분석을 위한 시뮬레이션 및 실험이 이뤄져야 한다.

표 3-2-6 주파수 영역 도플러 보상에 의한 검색 결과

PRN	예측된 Doppler	검색된 Doppler	예측+검색
8	421.617	-1090	-668.383
26	2489.889	-3171	-681.111
24	-1782.380	1104	-678.380
6	193.194	-867	-673.806
13	-2503.040	1823	-680.040
10	-646.232	-26	-672.232

표 3-2-7 TDOA 측정값의 구성

PRN	Tx (lms)	lms N	TDOA 측정값
8	0.90021225000000		
26	0.24413113000000	1	9560.914
24	0.90845825000000	6	1369375.129
6	0.20053950000000	6	1579983.258
13	0.17190512000000	0	-437125.835
10	0.12534813000000	4	538927.666

표 3-2-8 항법해 성능 비교

	East	North	Up
경우 1	-2.54	0.80	4.30
경우 2	-14.20	-5.27	65.46
경우 3	39.25	-2.82	-130.98
경우 4	-17.30	-69.53	-66.08

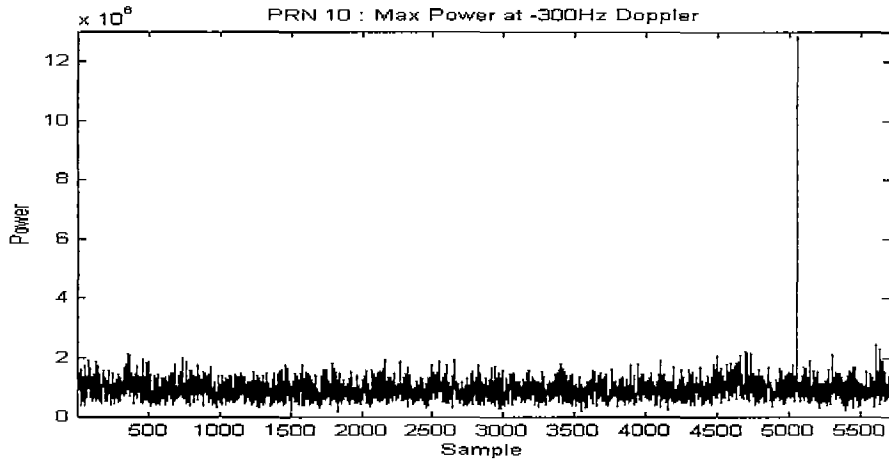


그림 3-2-59 10번 위성의 신호 획득 결과

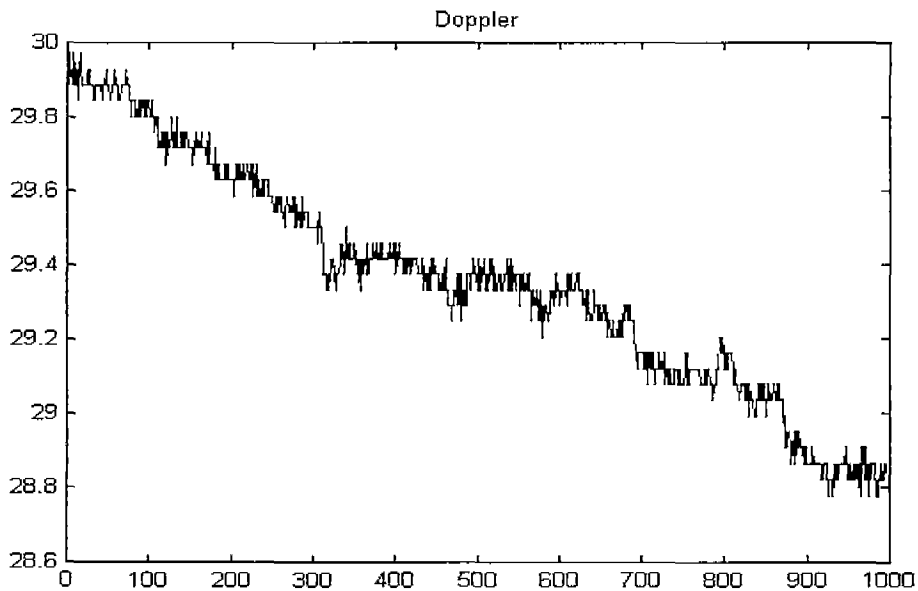


그림 3-2-60 추적 알고리즘에서의 도플러 변화

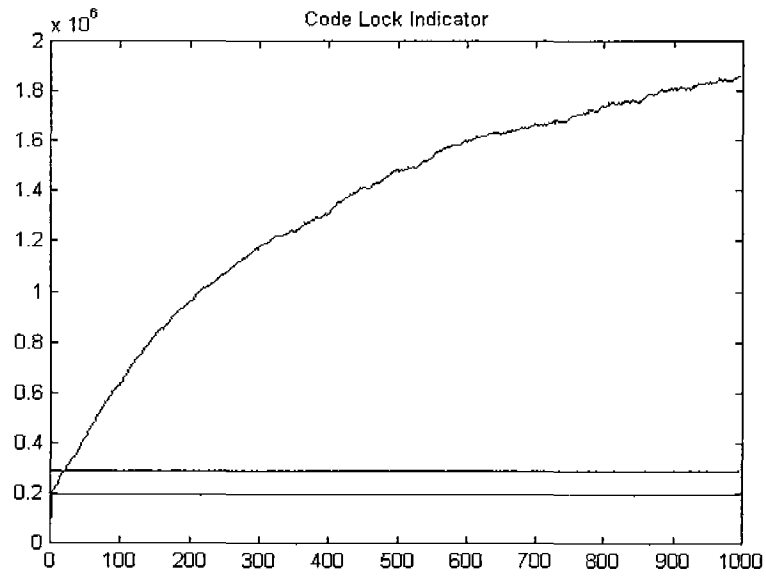


그림 3-2-61 코드 동기 표시기

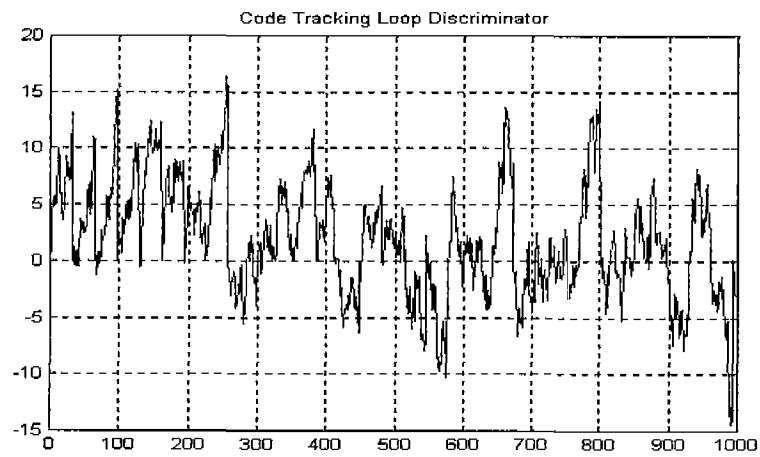


그림 3-2-62 코드 추적 루프 변별기

4. MUSIC

가. MUSIC 알고리즘

MUSIC은 주파수나 신호의 도착방향을 알아내기 위한 고유벡터를 기반으로 한 고정밀도 알고리즘이다. MUSIC은 주파수 영역에 있는 데이터가 노이즈 속에 점으로 구성된 데이터로 모델 한다. 따라서 시간영역의 데이터는 노이즈를 포함한 사인 함수로 구성된다[17].

평균값이 0이고 분산이 σ^2 화이트 노이즈가 더해진 L개의 상관되지 않는 사인 신호로 구성되어있는 신호를 고려해 보자. R을 행과 열이 (M+1)개인 신호의 양상불 평균된 상관 행렬이라고 하자. 다음과 같이 표현할 수가 있을 것이다[11,12].

$$R = SDS^H + \sigma^2 I \quad (3.2.64)$$

H는 Hermitian Transpose를 의미 한다. I는 (M+1)*(M+1) 단위 행렬이다.

$$S = [s_1, s_2, s_3] \\ = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-jw_1} & e^{-jw_2} & \dots & e^{-jw_L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-jMw_1} & e^{-jMw_2} & \dots & e^{-jMw_L} \end{bmatrix} \quad (3.2.65)$$

S 행렬은 주파수 검색 행렬이다. D행렬은 사인 신호의 상관 행렬이다. 따라서 행렬은 L*L의 차원을 가진다. 사인 신호들이 서로 상관이 없다고 가정하였기 때문에 D행렬은 대각 행렬이고 랭크가 L이고 특이해를 가지지 않는다.

SDS^H 의 고유값이 $\{u_1 \geq u_2 \geq \dots \geq u_{M+1}\}$ 이고 R의 고유값은 $\{\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{M+1}\}$ 이다. 따라서 식 (3.2.64)에 따르면

$$\lambda_i = u_i + \sigma^2, \quad i=1,2,\dots,M+1 \quad (3.2.66)$$

L개의 사인 신호가 다른 주파수를 가진다면 S의 랭크는 L이 될 것이다. 따라서 SDS^H 는 랭크가 L이 될 것이고 L개의 0이 아닌 고유값을 가지게 된다. 그러므로 R의 고유값은 다음과 같다.

$$\lambda_i = \begin{cases} \nu_i + \sigma^2, & i=1, \dots, L \\ \sigma^2, & i=L+1, \dots, M+1 \end{cases} \quad (3.2.67)$$

식 (3.2.67)에 따라서 고유값은 두 부분으로 나눌 수가 있는데 하나는 신호에 대한 부분과 다른 하나는 노이즈에 대한 부분이다. 고유벡터도 비슷하게 나뉘어 진다. R의 고유 벡터를 $\{v_1, v_2, \dots, v_{M+1}\}$ 라고 하자.

$$(R - \sigma^2 I)v_i = 0, \quad i=L+1, \dots, M+1 \quad (3.2.68)$$

$$s_l^H v_i = 0, \quad i=L+1, \dots, M+1 \\ l=1, 2, \dots, L \quad (3.2.69)$$

신호의 주파수를 결정하기 위하여 식 (3.2.69)를 이용한다. 관측 영역은 두 개의 영역으로 구성되는데 서로 직교한다. 노이즈가 추가된 신호의 영역과 노이즈 영역으로 구성된다. M+1-L의 가장 작은 고유값과 일치하는 고유 벡터는 노이즈 영역구간이다. S행렬의 열은 노이즈를 포함한 신호의 구간이다. 식 (3.2.69)에 따라 노이즈 영역과 직교성을 가진다. s(w)를 다음과 같은 형식으로 주파수 검색 벡터로 놓자.

$$s^T(w) = [1, e^{-jw}, \dots, e^{-jMw}] \quad (3.2.70)$$

노이즈 영역으로 사상되었을 때, L개의 신호중 하나의 주파수와 일치하는 특정 s(w)는 0의 값을 가지게 될 것이다. MUSIC을 가지고 주파수 추정하는 것은 식 (3.2.70)을 이용하여 가능한 모든 주파수를 검색하고 노이즈 영역으로 사상됨으로써 주파수를 추정한다. MUSIC 스펙트럼은 다음과 같이 계산된다.

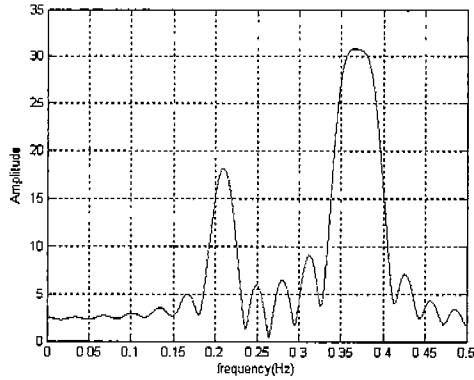
$$\hat{S}_{MUSIC}(w) = \frac{1}{s^H(w) V_N V_N^H s(w)} \quad (3.2.71) \\ \text{where } V_N = [v_{L+1}, \dots, v_{M+1}]$$

간단한 예로 다음과 같은 신호를 만들어본 후 FFT와 MUSIC를 이용하여 주파수 추정을 해보았다.

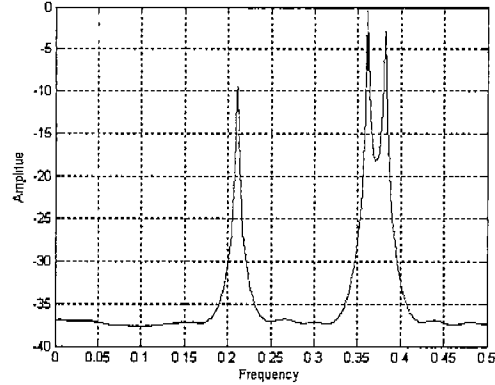
$$X = \cos(2\pi * 0.21 * t + 0.1) + 2 * \cos(2\pi * 0.36 * t) + 1.9 * \cos(2\pi * 0.38 * t) \quad (3.2.72)$$

32개의 샘플 된 신호 생성 후 Zero Padding하여 4096FFT를 이용하여 주파수를 추정한

결과와 32샘플만 가지고 MUSIC을 이용하여 추정한 결과를 비교해 보았다. 보시는 것과 같이 FFT를 이용할 때 주파수의 간격이 너무 커서 Zero Padding을 하여 FFT를 하였지만 근접해있는 두 신호를 분리해 내지 못하였다. 반면 MUSIC의 경우 정확히 분리해 내는 것을 볼 수가 있다[14].



(가) FFT를 이용한 주파수 추정



(나) MUSIC을 이용한 주파수 추정

그림 3-2-63 FFT와 MUSIC 주파수 추정

나. MUSIC을 이용한 시간 추정

MUSIC이 주파수 추정문제에 적용된 것처럼 시간 추정에도 똑같이 적용 될 수가 있다[13,15]. Yamada(1991)는 이런 방법을 처음으로 사용한 사람이다. 다음과 같은 샘플 된 시간 영역 신호가 있다고 하자.

$$x(i) = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{jw_l i} + v(i), \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.2.73)$$

여기서

L : 복소 사인신호의 수

α_l : l 번째 복소 신호의 크기

w_l : $r(i) = \sum_{k=1}^L l$ 번째 사인 신호의 각 주파수

$v(i)$: l 번째 샘플링 타임에서의 복소 노이즈 값

식 (3.2.73)에서 각 주파수 w_l 는 추정 될 파라 미터이다. 그리고 데이터 $x(i)$ 는 시간에 대해서 서로 다르다. 식 (3.2.73)에 의해 표현된 데이터는 데이터 행렬식으로 만들어 지고 각 주파수는 MUSIC에 의해 추정될 수 있다.

이와 비슷하게 네트워크 분석기로 수집된 주파수 영역의 데이터를 가지고 시간 영역의 지연을 추정하는 문제를 생각해 보자. 다음은 네트워크 분석기에 의해 획득한 데이터를

나타낸다.

$$r(i) = \sum_{k=1}^L s_k \cdot e^{-j2\pi f(i)t_k} + n(i), \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.2.74)$$

L : 반사 신호 수

s_k : k번째 반사 계수

t_k : k번째 반사의 지연

$n(i)$: 주파수 영역에서의 화이트 노이즈

식 (3.2.74)은 주파수 영역 데이터를 나타낸다. 시간 지연 t_k 는 추정될 파라미터 이다. 데이터는 $f(i)$ 에 의해서 인덱스 되는 주파수 데이터 이다. 시간영역의 시간 지연을 추정하기 위해서는 주파수 검색 벡터와 비슷한 시간 검색 벡터가 필요하게 된다. 다음과 같다.

$$s^T(t) = [1, e^{jt}, \dots, e^{jMt}] \quad (3.2.75)$$

M은 서브 배열에서 사용될 주파수 데이터 개수이다. 데이터 행렬과 상관 행렬 값은 N개의 주파수 데이터를 가지고 구성된다. 그런 후 상관 행렬의 고유 분해과정을 거친 후 MUSIC알고리즘이 $s(w)$ 대신에 $s(t)$ 를 가지고 식 (3.2.70)를 이용해서 계산된다.

따라서 시간영역데이터를 가지고 주파수를 추정하는 것처럼 주파수데이터를 가지고 시간영역의 지연을 추정할 수가 있다. 두 과정 모두 추정할 파라미터는 노이즈 속에 점 데이터를 가진다고 모델 된다. 주파수 추정을 위해 신호가 사인의 함수로 구성된다는 가정이 있었던 것처럼 신호의 시간 추정을 위해서는 시간영역에서 데이터가 임펄스로 구성되어야 한다. 그러므로 TOA추정 문제는 채널의 임펄스 응답을 추정하는 것이다.

다. MUSIC을 이용한 TOA추정

MUSIC을 이용한 TOA추정 과정을 그림 3-2-64에 그려 보았다. 먼저 FFT를 이용하여 상관을 취하고 그 상관된 값 중에서 피크 주위로 윈도우를 취하게 된다. $W(f)$ 함수는 정확한 상관을 위해 필터링 효과와 자기 상관 스펙트럼을 제거해 준다. 이렇게 해서 남은 것은 대역 제한이 된 채널의 임펄스 응답이 되게 된다. 따라서 이렇게 구성된 데이터를 MUSIC을 써서 다시 시간영역으로 옮기면 TOA값을 추정할 수가 있게 된다[11, 12, 15].

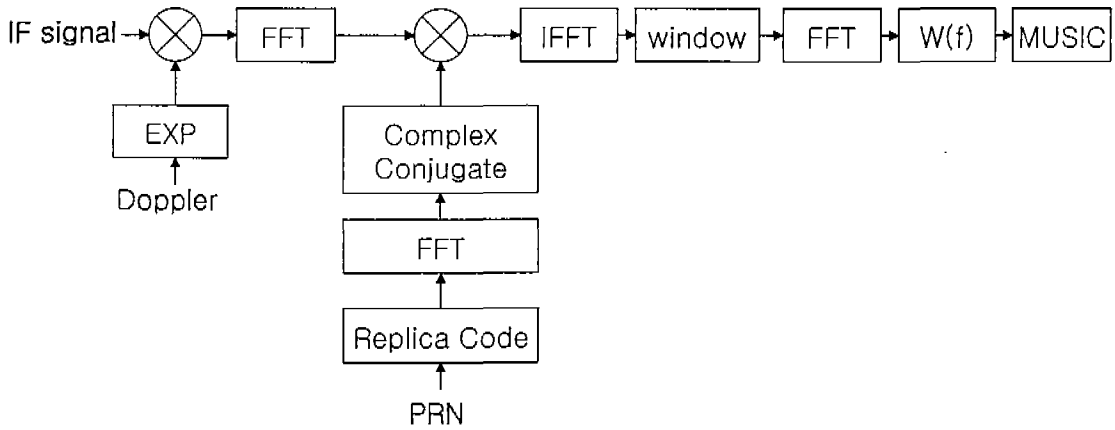


그림 3-2-64 TOA추정 블록도

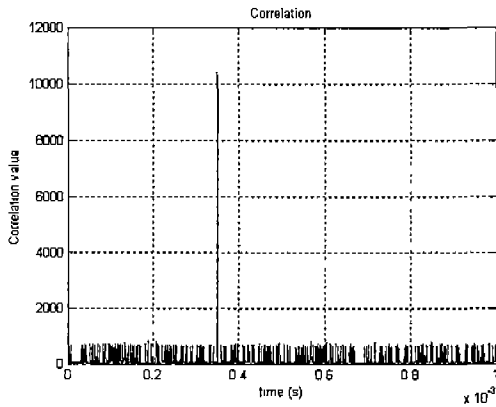


그림 3-2-65 상관 결과

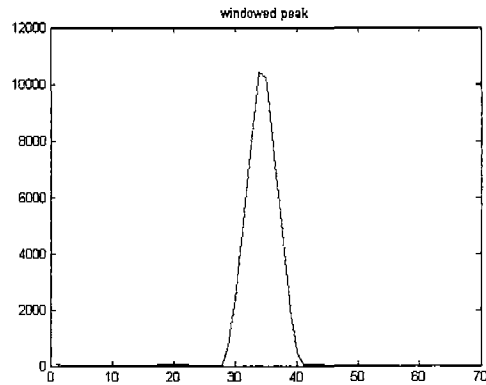


그림 3-2-66 윈도우로 자른 상관값

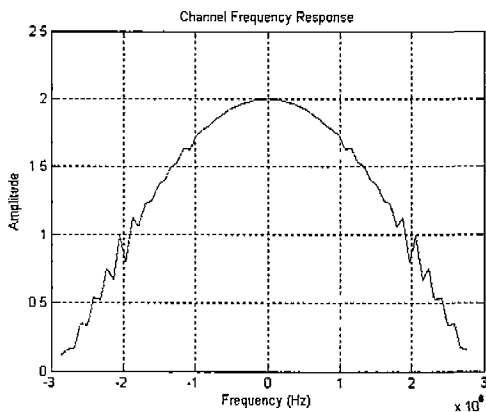


그림 3-2-67 채널 주파수 응답

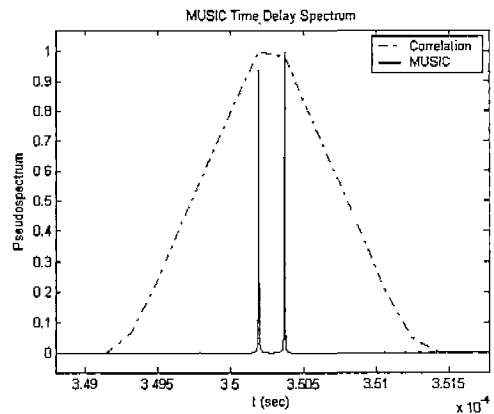


그림 3-2-68 MUSIC과 상관기 비교

그림 3-2-64은 샘플 된 IF신호를 코드에 대해 샘플간격마다 검색해준 결과이다. 이 결과는 FFT를 이용한 상관 알고리즘을 이용하였으며 이는 이전 장에서 설명하였다. 그림 3-2-66은 상관값 주위에서 피크주위를 윈도우를 취하여 잘라낸 것이다. 이제 MUSIC에

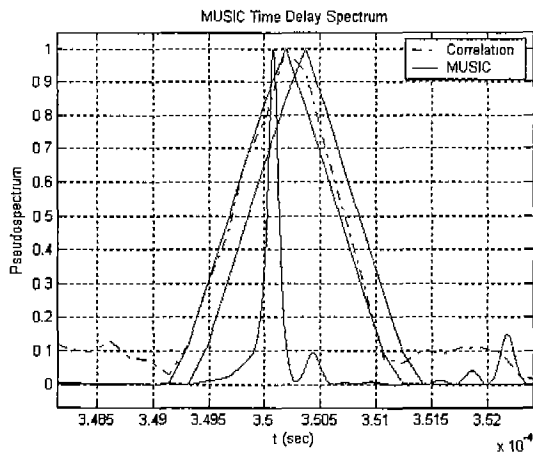
들어갈 입력 형식을 맞춰주기 위해 다시 FFT를 취하게 된다. 이렇게 FFT를 취한 값과 상관기의 자기 상관 특정을 제거하기 위해 다시 자기 상관값의 주파수영역에서의 값으로 나눠주게 되는데 이렇게 하면 이제 시간영역에서의 값은 노이즈 속에 임펄스 응답만이 남게 된다. 따라서 MUSIC을 통하여 시간영역으로 바꾸게 되면 채널의 임펄스 응답을 얻게 된다. 그림 3-2-68이 MUSIC을 통해 채널을 추정된 결과와 상관기를 통하여 채널을 추정된 결과를 비교한 것이다. 상관기 알고리즘으로 한 칩 이내의 신호는 분리해 낼 수가 없었다. 그러나 보시는 것과 같이 MUSIC을 사용한다면 한 칩 이내 신호를 분리해 낼 수가 있다. 이 시뮬레이션은 1개의다중경로 신호로 구성되어 있고 다중 경로 신호는 1샘플 뒤쳐진 직접 신호 보다 1샘플 뒤의 신호이다. 즉 1/5.7Chip정도이다. 또한 다중경로 신호의 세기를 직접 신호와 같다고 하고 시뮬레이션 하였다. 보통 시뮬레이션 시 다중경로 신호가 직접신호보다 작다고 하고 비율을 0.8에서 0.4정도로 보고 있다. 그러나 실제로는 직접신호가 다중경로 신호보다 작을 수도 있다.

라. MUSIC 시뮬레이션 결과

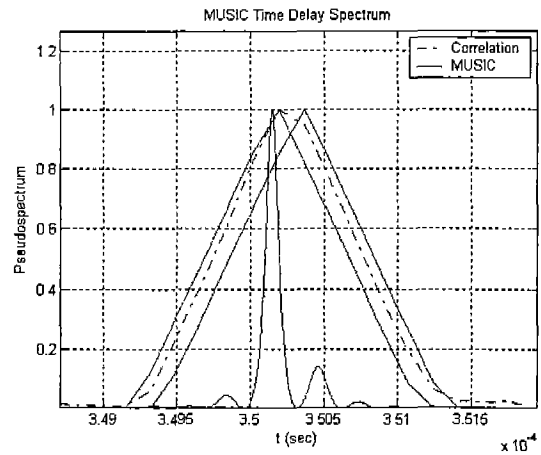
본 논문에서는 MUSIC의 시뮬레이션을 하기 위하여 직접 신호와 다중경로 신호 2개의 신호가 들어온다고 가정하였다. 또한 다중경로 신호는 직접 신호에 비해 크기가 0.8의 비율이라고 가정하였다. 다중경로 신호의 지연은 샘플단위로 지연 되어 들어 온다고 가정 하였다. 따라서 1칩 이내에서 성능을 평가하기 위해 1, 3, 5샘플을 지연시켜서 시뮬레이션을 해보았다. SNR은 10, 20, 30, 40dB로서 상관후의 SNR값을 의미한다. 따라서 상관 전 SNR은 상관이득을 30을 빼 값이 될 것이다. 보통 GPS의 경은 1ms 적산 시 상관 후 이득은 12-15dB정도된다. 또한 보통 AGPS에서 미약신호가 아닌 경우 약 10ms적산을 한다면 10dB의 이득을 얻으므로 약 25dB가 되게 된다. 그러나 미약신호의 경우 1초 적산으로 30dB의 이득을 얻는다고 하더라도 실내에서의 파워가 약 -30dB감쇄 되기 때문에 신호의 약 10-15dB정도의 이득을 가지고 다중 경로 오차를 판별해야 한다. 그러나 MUSIC의 경우 신호의 SNR에 성능이 크게 떨어지므로 문제가 될 수가 있다. 다음은 SNR과 지연을 조절하여 시뮬레이션 한 결과이다. 시뮬레이션은 각각에 대해 100번 반복하였다.

표 3-2-9 SNR과 지연에따른 MUSIC 성능

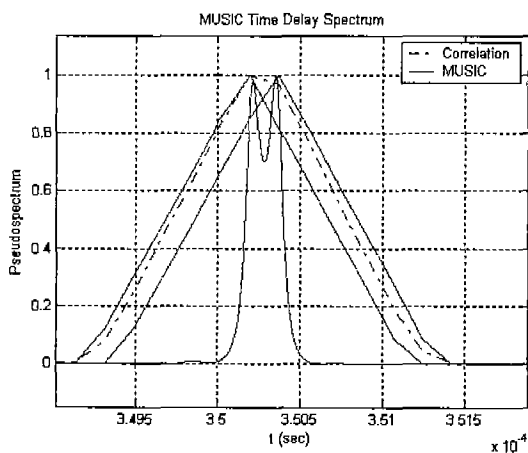
SNR	Delay (Sample) 약 1/5.7Chip	Zero Components Resolved	One Components Resolved	Two Components Resolved
10	1	86%	13%	1%
	3	66%	32%	2%
	5	60%	36%	4%
20	1	1%	66%	33%
	3	0%	22%	78%
	5	0%	11%	89%
30	1	0%	1%	99%
	3	0%	0%	100%
	5	0%	0%	100%
40	1	0%	0%	100%
	3	0%	0%	100%
	5	0%	0%	100%



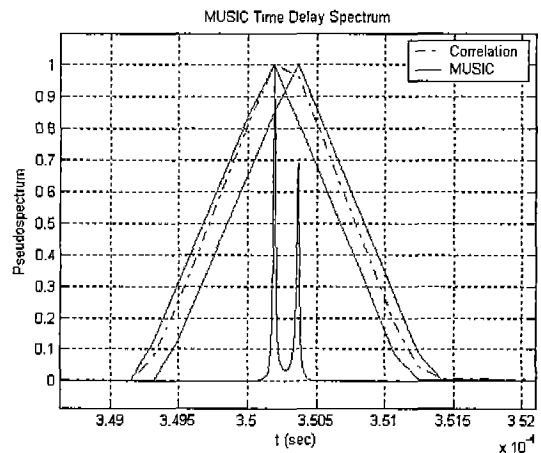
가) SNR 10dB, 1 Sample 지연



나) SNR 20dB, 1 Sample 지연



다) SNR30dB, 1 Sample 지연



라) SNR 40dB, 1 Sample 지연

그림 3-2-69 MUSIC 시뮬레이션 결과

위 표 3-2-9에서 보듯이 SNR이 떨어짐에 따라 MUSIC에 의해 다중경로 신호를 분리해내는 것도 힘들어지게 된다 또한 SNR이 20dB이하로 떨어지게 되면 신호가 없는 곳에서 피크를 찾아내게 된다. 이럴 경우 일반적인 상관기로 구한 값보다 큰 에러를 유발할 수가 있게 된다. 또한 5dB이하의 신호에 대해서는 정확한 추정을 못하게 된다. 시뮬레이션 결과 미약신호 환경에서 사용하기에는 SNR에 따른 성능저하가 크기 때문에 문제가 될 수는 있지만 앞으로 이 알고리즘을 기반으로 외부환경에서 다중경로 오차를 완화 시킬 수 있을 것으로 사료 된다. 특히 GPS 리피터를 이용한 경우 일반적인 신호 레벨을 가지고 실내에서 측위를 하는 경우 아주 유용하게 사용될 수 있을 것이다.

제3절 CDMA 파일럿 위상 정밀 측정기법 개발

1. CDMA 시스템에서의 파일럿 위상 측정 기법 개발

가. 일반적인 TOA, TDOA 측정 방법

통상적으로 전파항법을 이용하여 사용자의 위치를 결정하기 위해서는 전파의 전달시간을 이용하여 기지국과 이동국간 거리 정보를 측정할 수 있어야 위치 계산이 가능해진다. CDMA 통신망 시스템의 파일럿 위상 측정값은 기지국과 이동국 간의 거리 정보로 이용된다. 즉 기지국이 이동국에 전파하는 일정한 포맷의 파일럿 위상을 측정함으로써 기지국과 이동국 사이에 전파되는 신호의 전파시간을 알 수 있게 되는 것이다[1].

파일럿 위상 측정값으로부터 추출할 수 있는 정보는 크게 두 가지 이다. 하나는 TOA (Time-of-Arrival)이고 다른 하나는 TDOA (Time Difference of Arrival)이다. TOA는 일반적으로 전파항법에서 사용되는 측정 량으로써 기지국과 이동국 간의 직선거리를 나타내는 정보를 나타내며, TDOA는 주 기지국 (Serving BS)의 TOA를 기준으로 주변 기지국의 TOA 정보에 대한 차분으로 나타내는 값이다[2]. 따라서 TOA를 이용한 측위 방법은 기지국들과 이동국간 거리를 나타내는 TOA를 반지름으로 하는 원의 교점을 찾음으로써 이동국의 위치를 결정하는 방법이고, TDOA는 TOA의 차분이므로 기지국과 이동국 사이에 형성되는 거리에 의한 쌍곡선들의 교점을 찾음으로써 이동국의 위치를 결정하는 방법이다[2,4].

(1) TOA 측정 방법

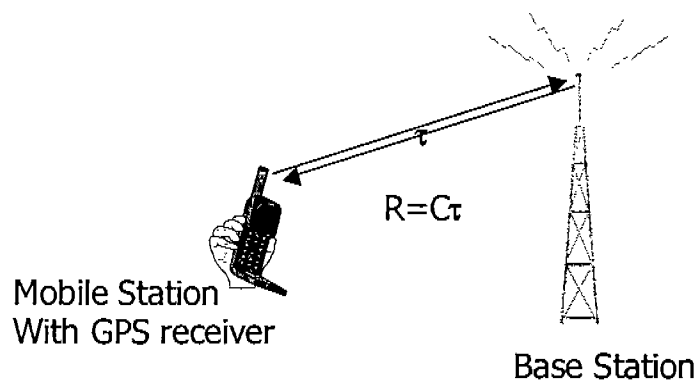


그림 3-3-1 TOA 측정 방법

기지국과 이동국사이의 전파 지연 시간(t)을 측정하면 그 값에 광속 (Speed of

Light)을 곱함으로써 TOA를 알 수 있다.

기지국이 이동국 간의 TOA를 알고자 할 경우에는 기지국이 전송한 파일럿 신호를 이동국이 수신한 뒤에 수신된 시간 정보와 이동국 자신의 시간 정보를 자신의 송신 신호를 이용하여 기지국에 전파하면 그 정보를 다시 기지국이 받아서 최초 기지국이 전송한 시각과 마지막 이동국 신호 수신 시각과의 차분을 계산하여 양방향 신호 전파시간 (Round-Trip Time)을 계산한다. 이때 이동국이 기지국의 신호를 수신한 뒤 다시 이동국이 송신 신호를 기지국에 보낸 시점까지의 지연 시간은 보상을 한다. TOA는 이 양방향 신호 전파시간을 2로 나눈 값에 광속을 곱함으로써 계산된다.

$$T_{BS2} = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta T_{MS} + T_{BS1} \quad (3.3.1)$$

$$dT = T_{BS2} - T_{BS1} - \Delta T_{MS} \quad (3.3.2)$$

여기서,

T_{BS1} : 기지국의 파일럿 신호 출발 시간

T_{BS2} : 기지국이 이동국의 응답신호를 수신한 시간

Δt_1 : 기지국으로부터 출발한 파일럿 신호가 이동국에 도달하는데 걸리는 시간

Δt_2 : 이동국으로부터 출발한 응답신호가 기지국에 도달하는데 걸리는 시간

ΔT_{MS} : 기지국 신호를 수신한 후 이동국이 신호를 보낼 때까지 걸리는 시간.

τ : 기지국과 이동국사이의 TOA 측정값

이때 $\Delta t_1 = \Delta t_2$ 라고 가정하면 다음과 같이 유도가 가능하다.

$$\tau = \frac{dT}{2} = \frac{(\Delta t_1 + \Delta t_2)}{2} \quad (3.3.3)$$

이동국이 자신의 위치를 계산하기 위해 필요한 TOA는 기지국으로부터 전송되는 파일럿 정보의 위상 지연 값을 측정해야 한다.

기지국의 정확한 신호 출발시간과 그 신호가 이동국에 도달한 시간을 알기 위해서는 기지국과 이동국의 시계가 일정 수준 이하로 정밀하게 동기 되어 있어야 한다. 그러나 현실적으로 이런 정확도의 시각 동기가 불가능하기 때문에 통신 기지국에서 널리 사용하는 GPS의 정밀 시각 정보와 비슷한 성능의 GPS 수신기를 이동국에 사용하여 시각동기를 맞추는 방법을 이용할 수 있다[1].

(2) TDOA 측정 방법

기지국의 파일럿 위상 정보를 이용하여 TDOA를 측정하는 가장 간단한 방법은 이동국이 통신하고 있는 주 기지국(Serving BS)의 정보를 이용하여 주변의 다른 기지국의 파일럿 위상 정보에 대해 차분을 취하는 방법이다.

이동국과 기지국간 거리 정보에 대한 차분을 이용하는 이유는 기지국간 동기화 문제가 명확하지 않은 시스템 특성이기도 하지만 이런 비동기 오차로 인한 문제를 간단히 해결할 수 있는 제안인 것이다.

실제 통신 데이터로부터 TDOA를 추출하는 방법은 주 기준국 신호를 기준 신호로 이용하여 중간주파수(IF) 대역의 신호 레벨에서 상호 상관법 (Cross-Correlation Method)으로 상대적인 피크를 잡아내는 방법이다. 이 방법의 경우 세 개의 기지국 파일럿 신호가 반드시 있어야 차분을 취한 두 개의 측정값을 얻을 수 있고 위치를 계산할 수 있게 된다[1,2].

직관적인 TDOA 산출 법은 아래와 같다.

$$\tau_1 = \Delta t_{BS2} - \Delta t_{BS1} \quad (3.3.4)$$

$$\tau_2 = \Delta t_{BS3} - \Delta t_{BS1} \quad (3.3.5)$$

여기서,

Δt_{BS1} : 주 기지국(Serving BS)과의 TOA 성분

Δt_{BSi} : 주변 기지국과의 TOA 성분

τ_i : 측정된 TDOA 측정값

위 식에서 주 기지국 BS1에 대한 차분이므로 이 값을 빼준다.

나. 실측 장비를 이용한 TOA, TDOA 검출 기법

(1) CDMA 전파 수신기 (한국통신)를 이용한 TOA 검출

CDMA 전파 수신기는 이전에 사용되었던 1/2칩 해상도의 HP VIPER 장비보다 칩 해상도가 훨씬 향상된 1/8칩 해상도를 가진다. 이 전파수신기는 한 번에 8개의 샘플 데이터를 출력하는데, 각 샘플 데이터는 해당 PN의 Chip Delay와 Energy 정보를 갖고 있다.

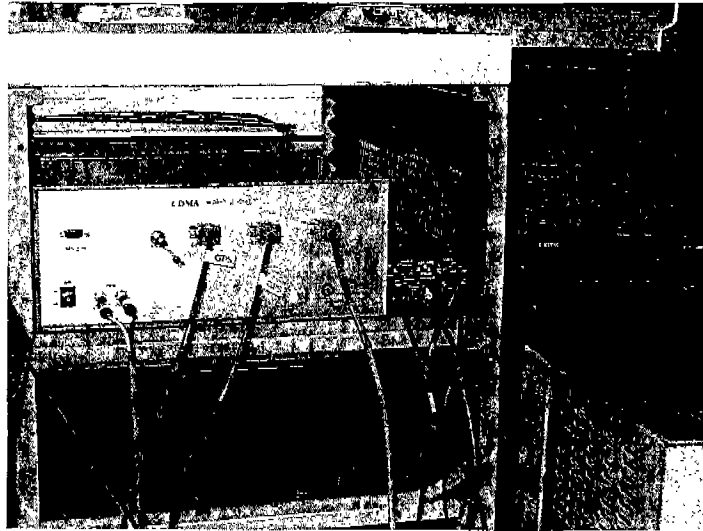


그림 3-3-2 사용된 CDMA 전파수신기

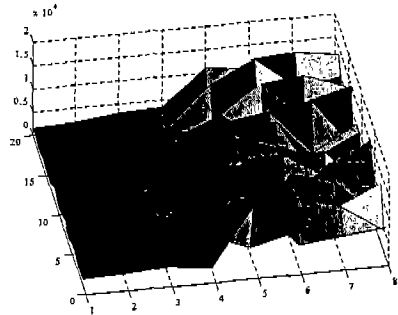
(가) 전파 수신기의 출력 정보 분석

아래 그림은 CDMA 전파 수신기로부터 획득한 어떤 PN의 Chip Delay (왼쪽 그림)와 Energy (오른쪽 그림)를 도시한 것이다. 그림에서 가로 축은 같은 시간에 출력되는 8개의 샘플 순서를 의미하고, 세로축은 데이터가 출력된 시간 순서를 가리킨다. 이때 높이는 왼쪽의 경우 칩 수를 가리키고, 오른쪽의 경우는 dB 단위의 에너지 크기이다.

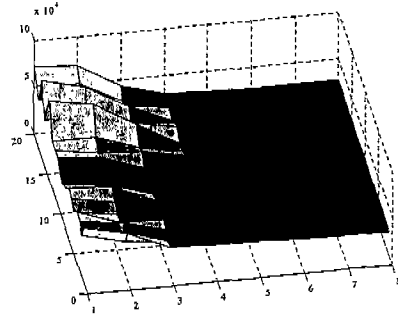
그림에서 (a)와 (b)를 보면 오른쪽(a)의 에너지가 높을수록 왼쪽(b)의 칩 수가 작은 것을 볼 수 있다. 이런 수치가 정상적인 경우로써, 에너지가 높을수록 좋은 정보를 제공하는 특성을 가지는 것이다.

그 아래의 (c)와 (d)는 다른 PN의 Chip Delay와 Energy를 나타내고 있는데 이 경우는 전체적으로 고르게 분포하지 못하고 분포의 경향이 랜덤한 것을 보이고 있다.

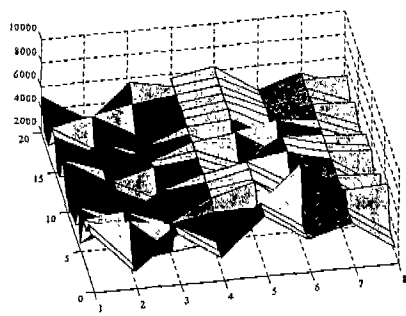
이런 경우는 바로 수신상태가 좋지 않은 환경에서 수신된 신호로써 측정된 Chip Delay가 비정상적으로 매우 높은 수치를 나타내기 때문에 정상적인 경우와 구분이 가능한 것을 보이고 있다.



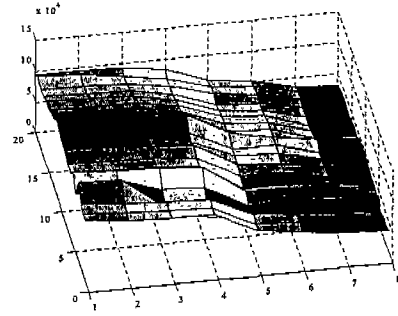
(a)



(b)



(c)

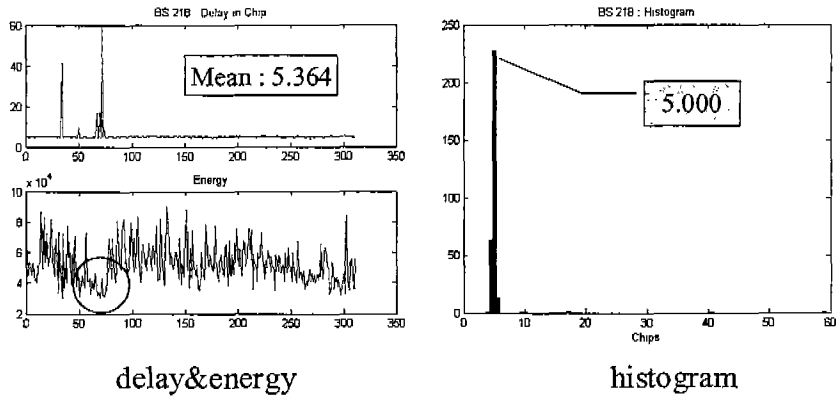


(d)

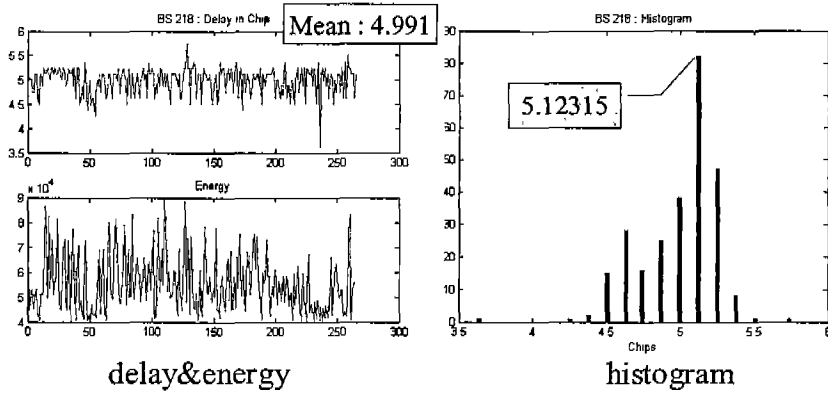
그림 3-3-3 CDMA 전파수신기의 출력 정보: Chip Delay (왼쪽), Energy (오른쪽)

위의 수신 데이터 문제를 해결하기 위한 하나의 방법은 바로 신호 데이터를 누적함으로써 신호 대 잡음 비를 높이는 것이다. 신호세기는 누적에 따라 커지지만 잡음은 누적에 의해서 그 세기가 커지지 않는 특성을 이용하는 것이다.

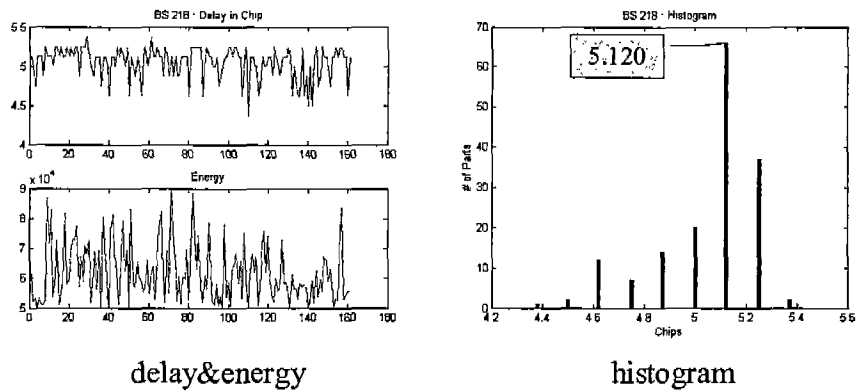
단 이 방법을 이용하는 조건은 측정 시간이 충분히 짧고 정지 상태이어야 한다는 것이다. 아래 그림은 위의 실험 데이터를 모두 누적하여 에너지 제한을 적용했을 경우의 Chip Delay 측정치 변화를 나타낸다.



(a)



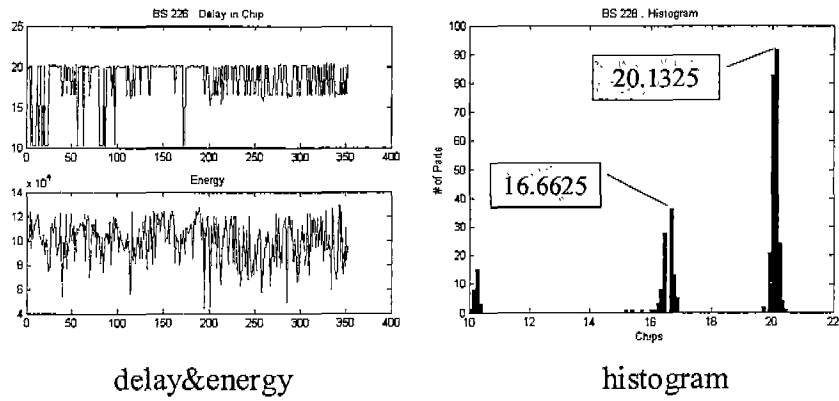
(b)



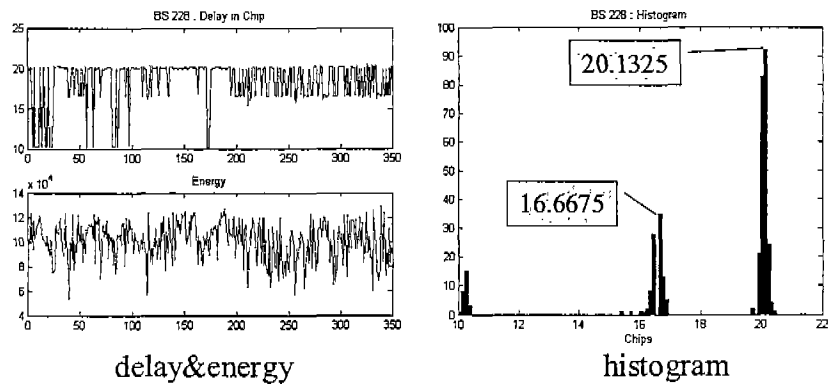
(c)

그림 3-3-4 에너지 제한치 적용한 경우: (a) >50000, (b) >40000, (c) >30000

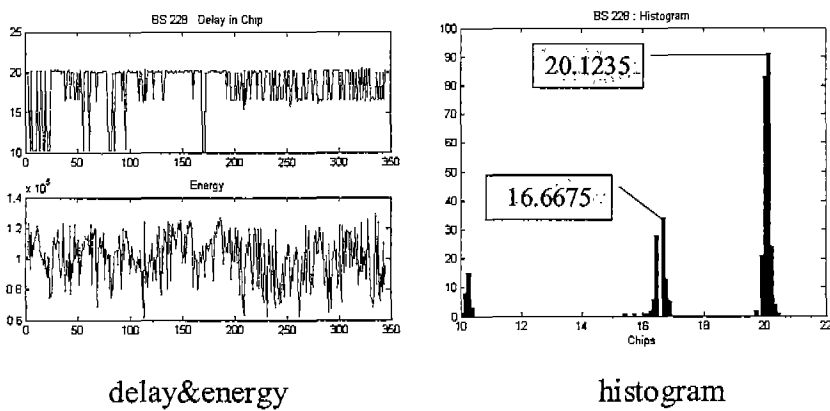
아래 그림은 다른 PN의 Chip Delay와 Energy를 보이고 있는데 일정한 패턴을 나타내지 않고 여러 군데로 분산되어 있으므로 이는 데이터의 신뢰도가 매우 낮은 것임을 보이고 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 3-3-5 에너지 제한치 적용한 경우: (a) >50000, (b) >40000, (c) >30000

전파 수신기로부터 획득한 정보를 이용하여 위의 그림처럼 분석할 경우는 에너지 제한의 크기에 따라서 Chip Delay가 크게 변하는 것을 알 수 있다 결국 평균적으로 가장 빈도가 높은 Chip 값을 채택하는 방식으로 Chip Delay를 알아내야 하는데 이는 상당한 오차를 내포하고 있는 정보임을 알 수 있다. 또한 한 PN 정보가 출력된 뒤, 다시 같은 PN 정보가 출력될 때까지 걸리는 시간이 수십 초에 이르기 때문에 정보 획득 시간이 매우 긴 단점이 있다.

(나) TOA 추출 방법

전파수신기로부터 획득된 Chip Delay는 그때의 Energy에 따라 그 정확도가 달라짐을 앞에서 보였다. 본 데이터는 정지상태에서 움직임이 전혀 없이 일정 기간 동안 수신된 것이므로 같은 PN의 정보의 Chip Delay별 Energy 누적 방법을 사용할 수 있다. 즉, Chip당 Energy 정보가 누적된 형태로 나타내어질 수 있으며, 이런 누적 방법으로 좀더 정확한 Chip Delay를 알아낼 수 있다.

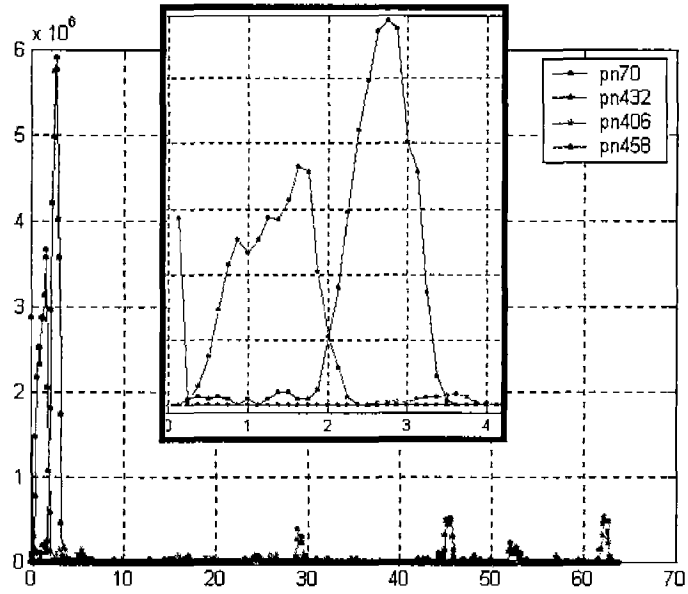
다시 말하면, 한 장소에서 취득된 데이터를 PN별로 Chip Delay별 Energy 누적을 취하면 정상적으로 수신된 PN 정보는 특정한 Chip을 중심으로 뾰족하게 솟아오르는 형태의 Energy 분포를 가짐을 여러 데이터 실험을 통하여 알 수 있다.

이러한 분포는 일정한 주기에 대해서 연속적으로 한 PN의 자기 상관을 취했을 때 나타나는 자기 상관 함수의 결과와 일치할 가능성이 높다. 이 결과로부터 최대 Energy 값을 나타낼 때의 Chip 정보를 그때의 TOA 정보로 사용한다. 이 방법의 단점은 한 장소에서 취득한 장시간의 데이터로 한 개의 Chip Delay 정보 밖에 얻을 수 없다는 것이다.

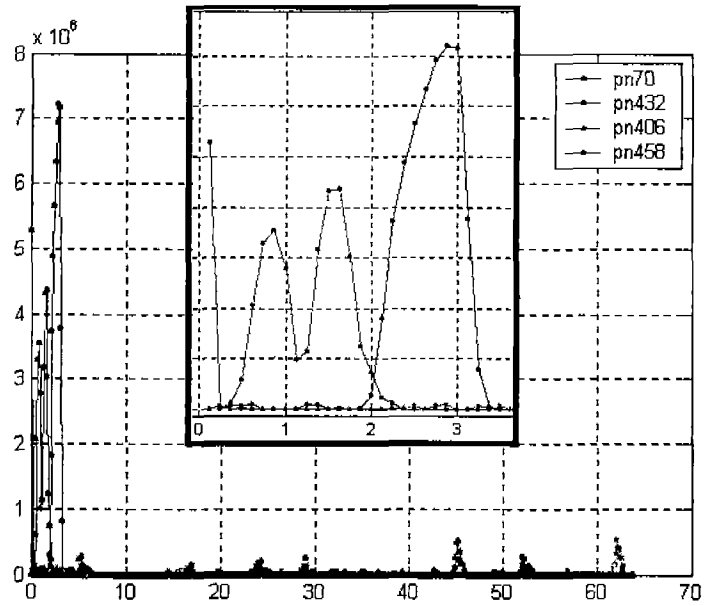
따라서 통계적으로 한 장소에서의 한 PN에 대해서 충분히 큰 Energy Peak 정보를 얻어내려면 약 100개 정도의 데이터 셋을 필요로 하며, 이 실험에서 사용된 TOA 측정 장비는 각 PN당 데이터 출력 주기가 매우 길기 때문에 실시간으로 사용하기 어려운 단점을 갖고 있다.

이 장비가 약 100개의 데이터 셋을 얻어서 충분히 큰 Energy Peak 정보를 수신하는데 걸리는 시간은 약 30분 정도이다.

① Chip별 Energy 누적 결과 I



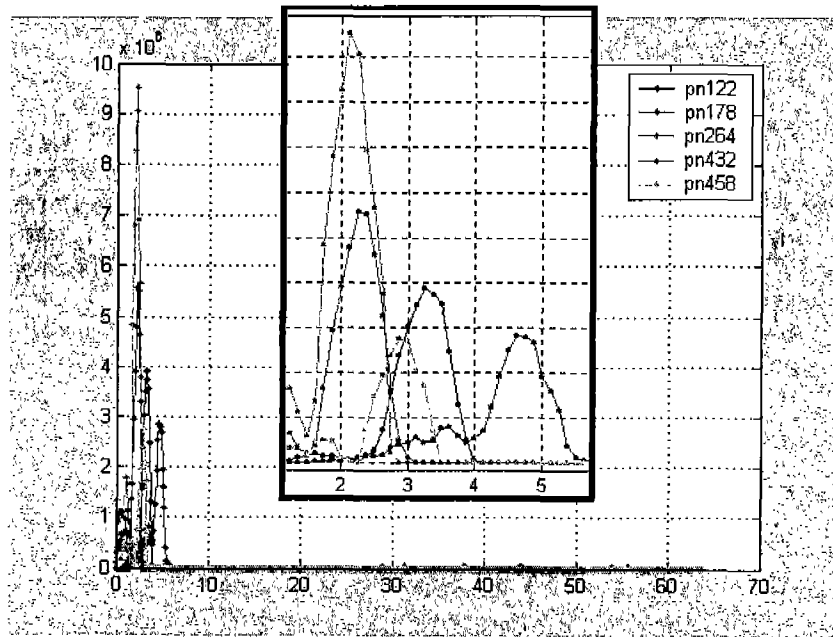
(a) Energy Peak Point : 2.75 Chip (PN70)



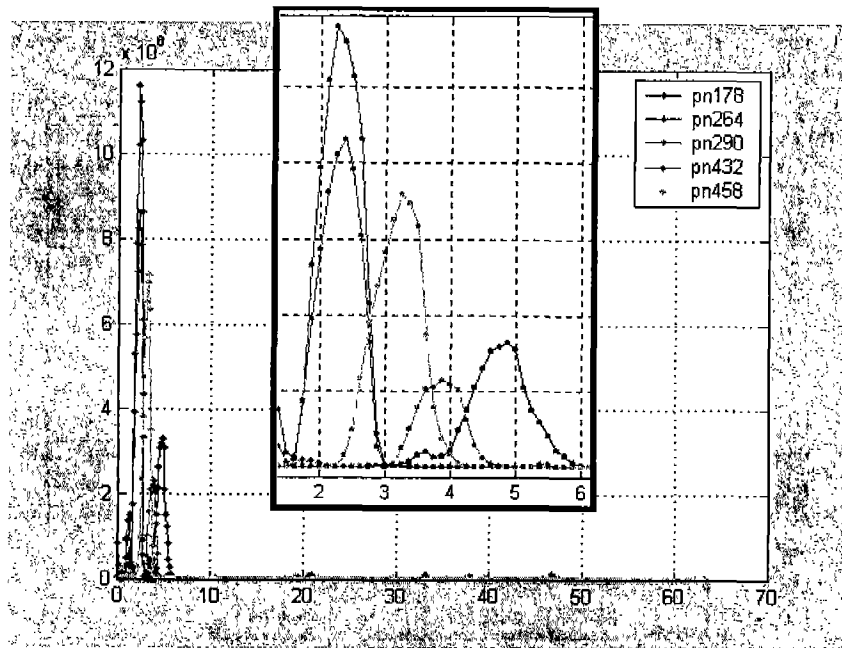
(b) Energy Peak Point: 2.875 Chip (PN70)

그림 3-3-6 같은 장소, 다른 시간의 TOA 추정 결과

② Chip별 Energy 누적 결과 II



(a) Location A



(b) Location B

그림 3-3-7 다른 장소에서의 TOA 추정 결과

위 그림의 결과에서 알 수 있듯이 제시된 누적 방법을 이용한 TOA 추정이 예상보다 매우 정확한 정보를 제공할 수 있음을 보였다. 그러나 문제점은 어느 한 Chip에서 매우 큰 Energy Peak가 나타나는 것이 아니라 1/8 Chip 주변으로 부드러운 곡선 형태를 가지므로 최대 Peak를 찾아내는데 모호성이 존재한다는 것이다.

이론적으로 이런 결과가 나타내는 이유는 수신 전파의 가시경로 (Line-of-Sight) 주변에 건물 등에 의해 반사되어 들어오는 다중경로 성분이 유입되기 때문에 원 신호보다 지연되어 나타나는 다중경로 성분과 혼합되어 원래의 Peak Point가 지연 방향으로 이동하는 현상이 나타나고 Peak Point 주변이 부드러운 곡선 형태를 띄게 된다. 이보다 신호 세기가 낮거나 다중경로 오차가 심한 경우는 Energy Peak가 여러 곳에서 발생하기 때문에 최대 Energy Peak를 알아내기 어렵다.

또 한가지 이유로는 CDMA 전파수신기의 최대 샘플링 해상도가 1/8 Chip 이므로 1/8 Chip 이내의 Peak Point는 알아내기 어렵기 때문에 약간의 차이로 1/8 Chip 오차가 쉽게 발생하게 된다. 이러한 예가 위의 그림에 나타나 있다.

아래 도시된 그림은 실험 지역의 기지국 배치와 섹터 별 기지국 번호를 나타낸 것이다. 여기에는 위의 실험 결과로부터 해당 위치에서 수신되고 있는 기지국을 좌우에 확대한 그림에 표시하였다. 이 그림에서는 같은 기지국에서 두 개의 섹터로부터 신호가 수신되는 경우도 있음을 보여주고 있다.

같은 기지국에서 다른 섹터의 기지국 신호가 수신될 경우는 상대적으로 신호 세기가 더 큰 섹터의 기지국 신호를 선택하도록 하였다[3].

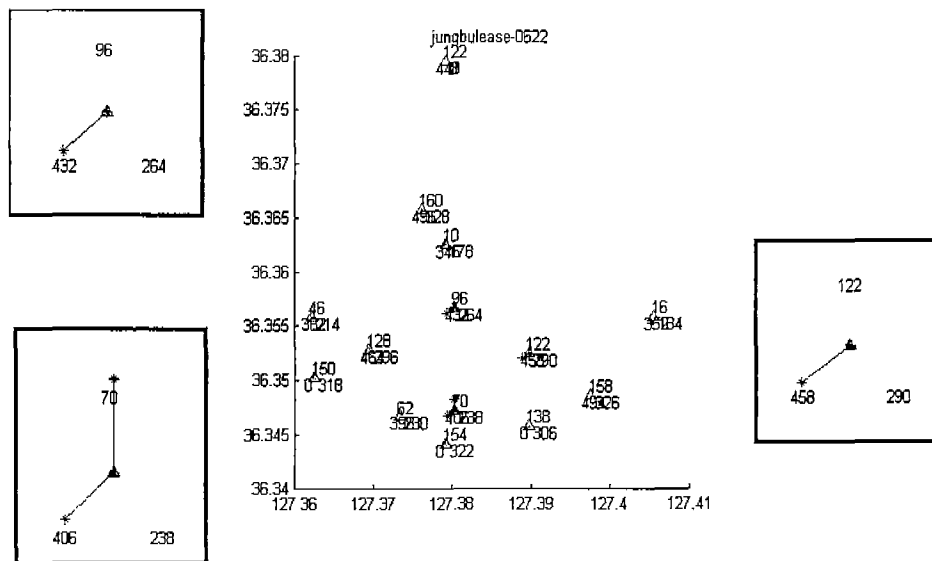


그림 3-3-8 기지국 배치 및 수신된 기지국 정보: Location A

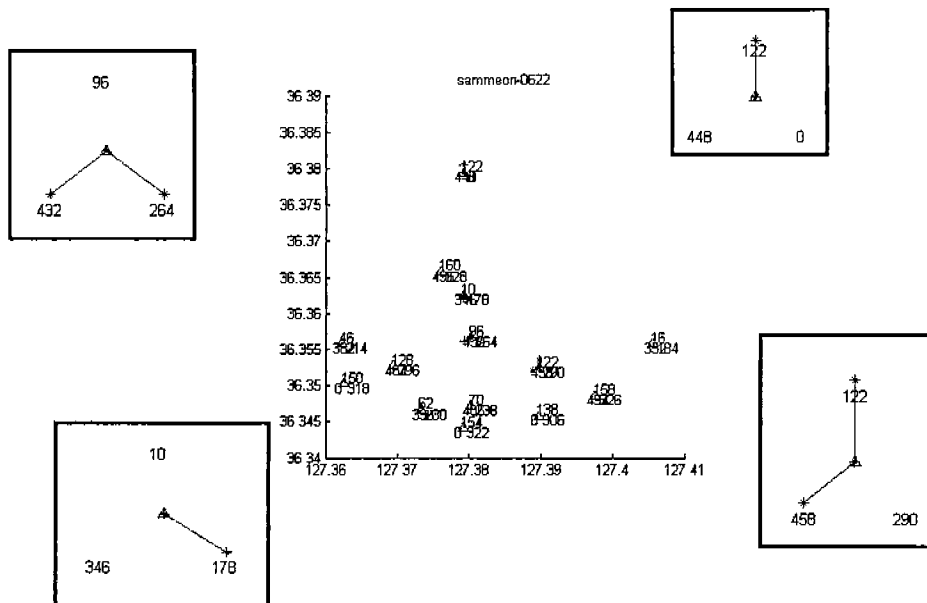


그림 3-3-9 기지국 배치 및 수신된 기지국 정보: Location B

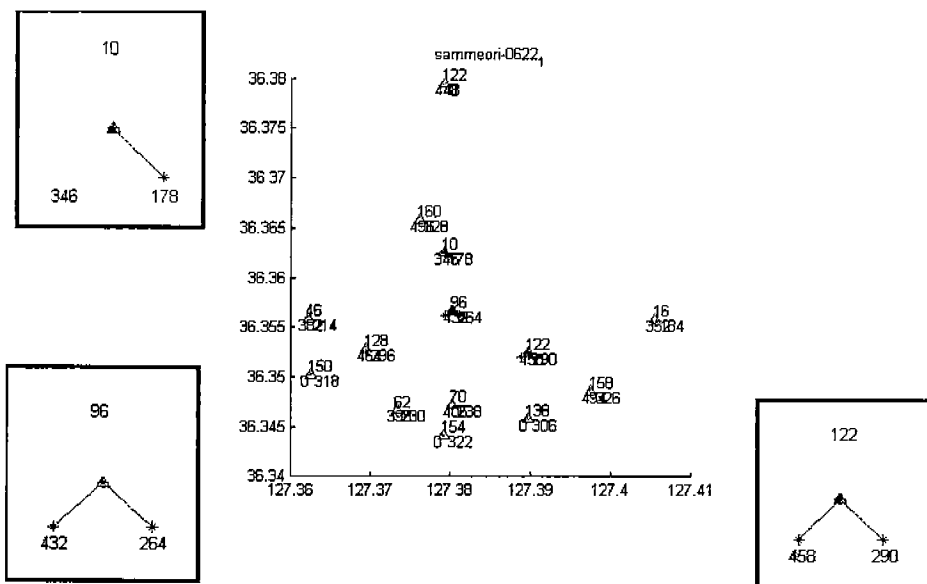


그림 3-3-10 기지국 배치 및 수신된 기지국 정보: Location C

Location A의 경우는 PN 70번과 406번이 동일한 기지국의 다른 섹터를 나타내고, Location B는 PN 264와 432번, PN 122와 458번이 같은 기지국이고, Location C는 PN 264와 432, PN 290과 458번이 같은 기지국의 다른 섹터들이다.

(2) CDMA 모뎀 테스트 보드 (삼성전자)를 이용한 TDOA 검출

(가) I & Q Baseband signal 측정

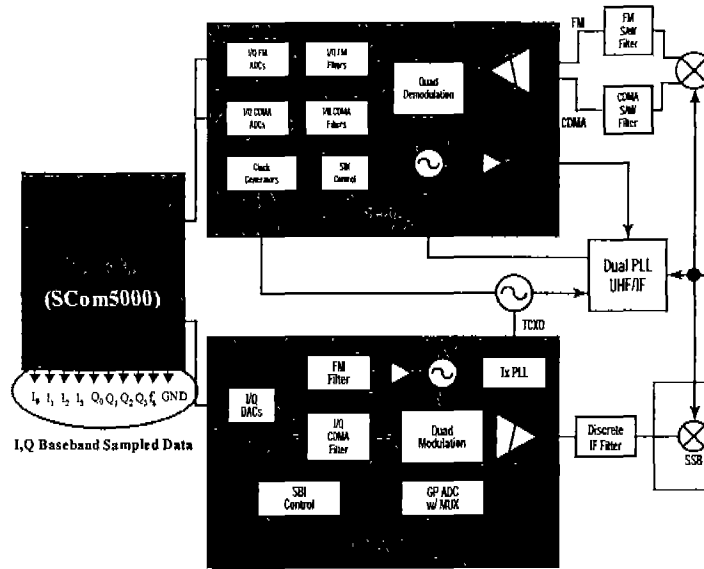


그림 3-3-11. 이동통신 단말기내에서의 I, Q 데이터 측정

그림에 도시한 블록도는 현재 보편적으로 사용중인 이동통신 단말기의 내부 구조로써 위쪽은 수신부, 아래쪽은 송신부의 칩과 구조를 나타내고 있다. 오른쪽의 RF 입력단으로부터 수신한 원 신호는 위쪽의 수신부를 거쳐 중파(IF)로 Fown-conversion되고 이 신호가 다시 I, Q로 분리되어 ADC를 거쳐 샘플링 된다. 샘플링 된 중파의 I&Q 데이터는 최종 Baseband 처리부가 있는 MSM3000으로 전달된다.

MSM3000 하단부에는 반송파 성분이 제거된 I&Q 데이터를 출력할 수 있는 포트가 나와 있으며 이를 이용하여 Baseband 레벨의 I&Q pilot 신호를 얻을 수 있게 된다. 위 과정에서 측정된 I&Q 데이터는 외부의 Searcher S/W를 이용하여 자기 상관 또는 상호 상관법으로 내부의 PN 신호 정보의 유무를 파악하고, 최대 Peak를 가리키는 시점과 해당 PN Offset 지점간 차이로부터 해당 PN 번호의 시간 지연을 측정할 수 있게 된다. 이때의 측정 해상도는 현재 최대 1/8 Chip 수준인데, 이는 약 30m의 거리오차를 내포하고 있다. 이 측정 데이터를 이용하는데 있어서의 장점은 하드웨어적으로 제약을 받는 측정 해상도의 한계라는 단점을 보완하기 위해 효율적이면서 고 해상도를 구현할 수 있는 자기 상관 S/W를 이용할 수 있다는 점이다. 또한 신호에 내재된 다중경로 오차, 경로 손실에 의한 오차 등에 대한 보정 알고리즘을 탄력적으로 적용할 수 있으며, 이론적으로는 무한정 이용이 가능한 Searcher의 구현이 가능하므로 원하는 측정 데이터의 Acquisition Rate를 늘릴 수 있는 반면, 현실적으로는 그로 인한 S/W상의

엄청난 계산 부하가 따르며 이의 구현을 위한 하드웨어 상의 제약을 받는다는 단점이 있다. 즉, 엄청난 계산 부하를 견디기 위한 특별한 하드웨어 사양을 요구하므로 비용효과에 대한 분석이 요구된다.

(나) DM (Diagnostic Monitoring) Port로부터 PN 신호 Peak 추출

가장 일반적으로 손쉽게 측정할 수 있는 방법은 이동통신 단말기가 기본적으로 제공하는 DM 포트를 통해 원하는 정보를 얻는 것이다. 그림 3-3-12는 그 구성도를 나타내고 있으며, PC와 연결되는 DM 포트의 출력은 일반적인 핸드프리 모드가 아닌 진단 모드에서 동작이 가능하다. 현재 시중에 공급되는 2G 계열의 이동통신 단말기는 DM 포트의 진단모드를 통해 단말기가 수신하는 기지국의 PN 번호와 해당 PN 번호의 자기 상관 Peak의 최대값과 이때의 칩 정보를 제공하고 있다.

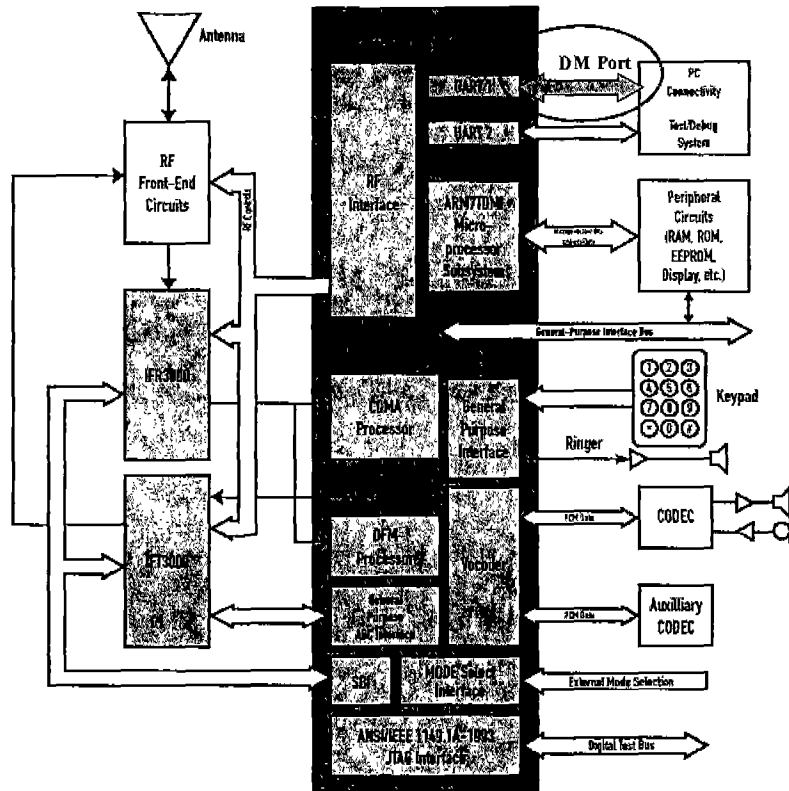


그림 3-3-12 이동통신 단말기 DM 포트에서의 PN 최대값 측정

DM 포트를 통해 출력되는 해당 PN 번호의 칩 정보는 간단한 연결 케이블과 프로그램만으로 쉽게 측정이 가능하지만 Baseband 레벨의 I&Q 데이터가 제공하는 1/8 Chip 해상도에 비해 현저히 낮은 반 칩의 해상도만을 지원한다. 이를 측정 거리 값으로 환산하면 약 245미터를 나타내는 것으로 반 칩 오차로 인해 거의 250미터의 거리오차를 나타내므로 정밀한 위치 계산은 불가능하다.

이 방법으로 얻을 수 있는 정보는 단말기와 기지국간의 TOA 측정값이며, 이를 이용한 별도의 처리과정이 불필요하다. 다만 정지상태의 TOA 정보를 최대한 짧은 주기로 얻을 수 있으면 해당 PN 번호로부터 측정된 TOA의 칩 별 누적법을 이용할 수 있다. 칩 별 누적법을 이용하면 시간은 오래 걸리지만 Baseband 처리과정에서 측정되는 자기 상관 신호와 유사한 신호 성분을 만드는 것이 이론적으로 가능하다. 이 방법을 이용하면 마찬가지로 시간 지연 측정 해상도를 향상시키기 위한 여러 알고리즘의 적용이 가능하다.

2. 파일럿 위상 측정 정밀도 향상 기법 개발

가. 고 정밀 파일럿 위상 측정 알고리즘 개요

CDMA 통신망에서 이동국에서 기지국으로부터 전송되는 파일럿 신호로부터 신호 도달 시간을 측정하는 일반적인 모델은 아래 그림과 같다[1].

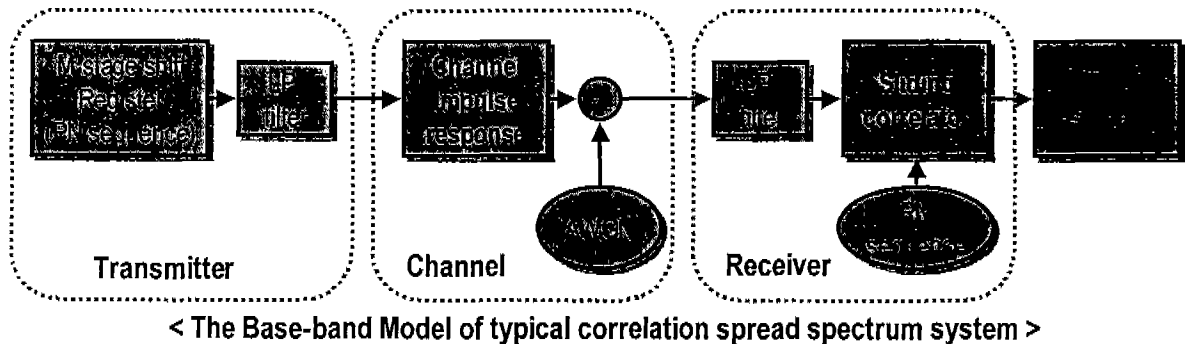


그림 3-3-13 일반적인 신호 검출 블록도

이 그림에서 Receiver 부분을 보면, 통상적으로 기지국과의 통신을 통해서 이미 알고 있는 기지국의 PN Offset 정보를 이용하여 PN Sequence를 생성하여 이를 수신 신호와 상호 상관을 통해 신호 전달 시간을 계산하는 구조로 이루어져 있다.

(1) 고 정밀 신호 추정 알고리즘의 필요성

일반적으로 수신된 통신 신호에서 알고 있는 신호를 추출하기 위해 상관법(Correlation Method)을 이용한다. 기지국으로부터 수신된 파일럿 신호의 샘플된 데이터에서 파일럿 신호를 추출하고 이 신호의 위상 값과 이로부터 TOA/TDOA를 추정하는데도 대부분 상관법을 이용하고 있다. 즉, TOA를 추출하기 위해서는 수신된 신호와 자체적으로 알고 있는 신호와 똑같이 생성된 신호 사이의 상호 상관법을 이용하고, TDOA를 추출하기 위해서는 주 기지국(Serving BS) 신호와 주변 기지국의 파일럿 신호를 상호 상관법으로 추정한다[9].

그러나 이 방법의 단점은 신호의 주어진 샘플 주기가 그대로 반영되므로 상관된 신호의 해상도에는 변화가 없으므로 낮은 해상도로 샘플링 된 신호로부터 정밀한 신호 검출을 기대하기 어렵다는 것이다.

또 하나의 단점은 다중경로에 의해 같은 신호가 주변의 빌딩과 숲과 같은 장애물에 의해 반사되어 크고 작은 시간지연을 갖는 여러 개의 신호로 섞여 들어오는 경우 원래 신호와 다중경로 신호들을 구분하기가 어렵다. 이로 인해 최대 피크 값을 찾아 이용하는 원리인 상관법으로는 신호가 존재하는 경우의 피크가 다중경로 신호에 의해 뒤로 밀리는 현상이 발생하고 이는 바로 신호 추정 오류가 되는 것이다.

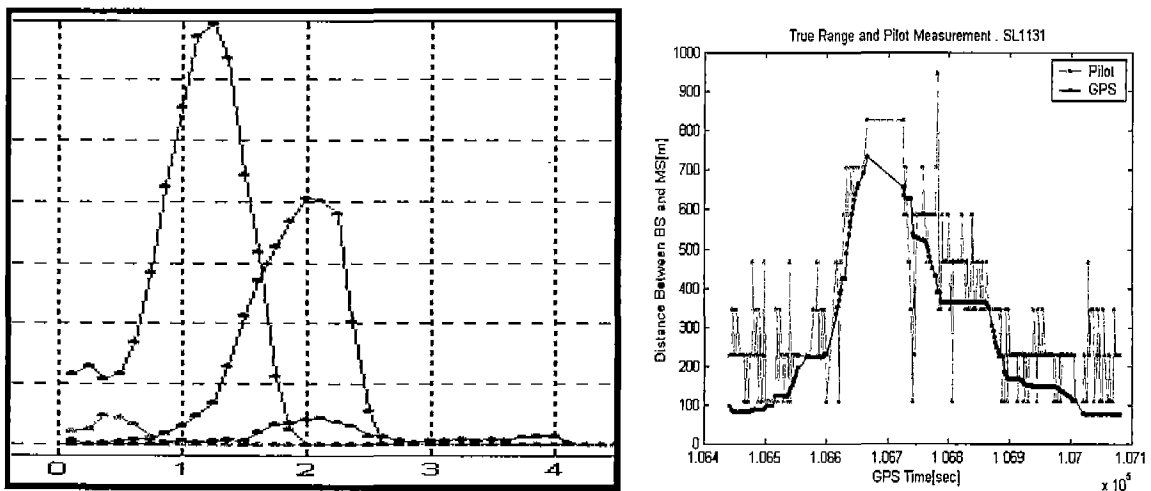


그림 3-3-14 상관법으로 검출한 신호의 특징

최근 들어 다중경로 (Multi-Path)에 의한 신호의 특성 손실 문제를 해결하기 위해 다중신호를 정밀하게 분리하기 위한 알고리즘이 활발히 진행되고 있다. 이런 알고리즘을 초 분해능 (Super-Resolution) 신호 추출 알고리즘 (Signal Detection Algorithm)이라고 부른다[6].

이런 초 분해능 알고리즘은 공통적으로 스펙트럼 추정 방식 (Spectral Estimation Method)에 기초를 두고 있다. 초 분해능 알고리즘에 대표적인 알고리즘은 J. Capon의 MLM (Maximum Likelihood Method)이고 J. P. Burg의 MEM (Maximum Entropy Method), R. Roy의 ESPRIT (Estimation of Signal Parameters by Rotational Invariance Techniques) Method, 그리고 R. O. Schmidt의 MUSIC (Multiple Signal Classification) Method 등이 있다.

MLM이나 MEM의 경우는 신호 검출 성능은 좋으나 시간 지연 (Time Delay)이 줄어들수록 계산량이 증가하는 단점을 갖고 있다. 즉, 시간 지연을 정밀하게 검출하기 위해 해상도를 높이면 Delay가 작아질 경우 많은 계산량을 요구하는 것이다.

ESPRIT와 MUSIC은 고유치 분해방식을 이용한 방법으로써 원래는 도래각 (Angle of

Arrival) 검출을 위해 사용하는 알고리즘이었으나 최근에는 다중경로 오차를 추정하는 문제에 적용하는데 이용되고 있다.

이 중에서 고유치 분해방식 (Eigen-Value Analysis)을 이용한 MUSIC을 이용한 TDOA 측정 알고리즘에 대해 연구하였다. 고유치 분해방식은 표적 신호에 대한 고유벡터 (Eigen-Vector)와 잡음신호에 의한 고유벡터가 서로 직교한다 (Orthogonal)는 성질을 이용하여 신호를 추정하는 방식으로 그 분해능이 매우 뛰어나다[6]. 그러나 뛰어난 추정능력에도 불구하고 서로 주파수와 위상이 같은 간섭성의 신호에 대해서는 분해능이 현저히 떨어지는 커다란 결점을 가지고 있다. 또한 실시간 신호에 적용하는데 있어서 다중경로 신호의 개수와 크기를 알 수 없기 때문에 이를 추정하는데 어려움이 있으므로 본 연구에서는 이를 해결하기 위한 방법을 제시하고자 한다.

(2) MUSIC (Multiple Signal Classification) Method

MUSIC 알고리즘은 신호의 상관 행렬로부터 신호성분과 잡음성분으로 구성된 고유 값을 분석하여 신호성분과 잡음성분은 서로 직교한다는 성질을 적용해서 신호검출을 하는 대표적인 고 정밀 신호검출 기법이다.

먼저 수신 단에서 관측되는 입력 신호를 아래와 같이 모델링 할 수 있다.

$$r(i) = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\omega_l i} + v(i) \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.3.6)$$

$\{r(i)\}_{i=0}^{N-1}$: the received signal

$\{\alpha_l\}_{l=1}^{L}$: the complex amplitudes

$\{\omega_l\}_{l=1}^{L}$: the normalized angular frequencies

$\{v(i)\}_{i=0}^{N-1}$: the additive, white, zero mean received noise

L : the number of complex sinusoids

N : the length of the data record

수신된 신호를 이용하여 상관 행렬 (Correlation Matrix)을 아래와 같이 수식화 한다.

$$R = E\{rr^H\} = SDS^H + R_{noise} \quad (3.3.7)$$

이때 $R_{noise} = \sigma^2 I$ 의 특성을 이용하여 다시 아래와 같이 정리가 가능하다.

$$R = SDS^H + \sigma^2 I \quad (3.3.8)$$

이때 Singular Value Decomposition에 의해 생성된 행렬 D는 상관 행렬 R의 고유 값을 대각 성분으로 갖는 대각 행렬을 나타내고 S는 아래의 구조를 갖는 주파수 행렬이다.

$$S = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{(-j\omega_1)} & e^{(-j\omega_2)} & \dots & e^{(-j\omega_L)} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ e^{(-jM\omega_1)} & e^{(-jM\omega_2)} & \dots & e^{(-jM\omega_L)} \end{bmatrix} \quad (3.3.9)$$

이때 R 행렬의 고유 값과 고유벡터는 아래와 같다. 구해진 고유 값은 Transversal Filter의 Stage 개수인 M개로 계산되며, 각 고유 값은 잡음의 분산 값보다 크거나 같으면서 크기가 점점 작아지는 순서로 나타난다.

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{M+1} \geq \sigma^2 : \text{고유 값} \quad (3.3.10)$$

$$q_1, q_2, \dots, q_{M+1} : \text{고유 벡터} \quad (3.3.11)$$

고유 값의 구성은 신호성분과 잡음성분으로 이루어져 있으며 그 특성은 다음과 같은 수식으로 요약된다. 즉, 신호성분은 총 L개이며, 나머지는 잡음 성분이다.

$$\lambda_i = \begin{cases} \nu_i + \sigma^2, & i = 1, \dots, L \\ \sigma^2, & i = L+1, \dots, M+1 \end{cases}, \quad \nu_1 \geq \nu_2 \geq \dots \geq \nu_{M+1} \geq 0 \quad (3.3.12)$$

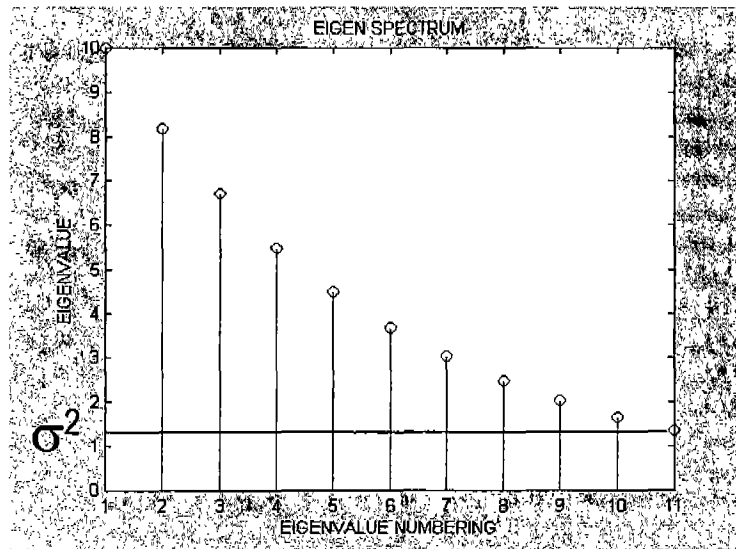


그림 3-3-15 고유 값 분포

고유 값과 고유 벡터로 상관 행렬을 다시 표현하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{R} \propto A^H A \quad (3.3.19)$$

이 행렬을 Singular Value Decomposition하여 고유 값과 고유 벡터를 계산한 뒤, 고유벡터를 신호성분과 잡음성분으로 다음과 같이 구분한다.

$$V_N = [v_{L+1} \quad v_{L+2} \quad \cdots \quad v_{M+1}] : \text{Signal Plus Noise (SPN)} \quad (3.3.20)$$

$$V_S = [v_1 \quad v_2 \quad \cdots \quad v_L] : \text{Noise} \quad (3.3.21)$$

여기서 사용할 주파수 행렬은 아래의 주파수 벡터로 구성되어 있다.

$$s^T(\omega) = [1 \quad e^{-j\omega} \quad \cdots \quad e^{-j\omega M}] \quad (3.3.22)$$

위에서 추출한 고유벡터의 잡음성분과 주파수 행렬을 이용하여 MUSIC Spectrum을 구성하면 다음과 같다.

$$\hat{S}_{MUSIC}(\omega) = \frac{1}{s^H(\omega) V_N V_N^H s(\omega)} \quad (3.3.23)$$

이 값은 주파수 행렬 S에 있는 신호성분이 잡음성분만을 갖고 있는 고유벡터에 정사영(Projection)되는 형태를 보인다. 즉, 신호성분에 해당하는 주파수 성분과 잡음성분이 겹치면 0이 되므로 이 값을 분모로 갖는 MUSIC Spectrum에서는 반대로 날카로운 피크가 솟게 된다. 최대 피크가 검출되는 지점의 Time 정보가 본 연구에서 사용할 정보가 된다. 그리고 다중경로 성분을 확연히 구분할 수 있으므로 다중경로에 의한 최대 피크 이동 현상을 제거할 수 있다. 아래 그림은 MUSIC Spectrum의 일반적인 형태를 보이고 있다.

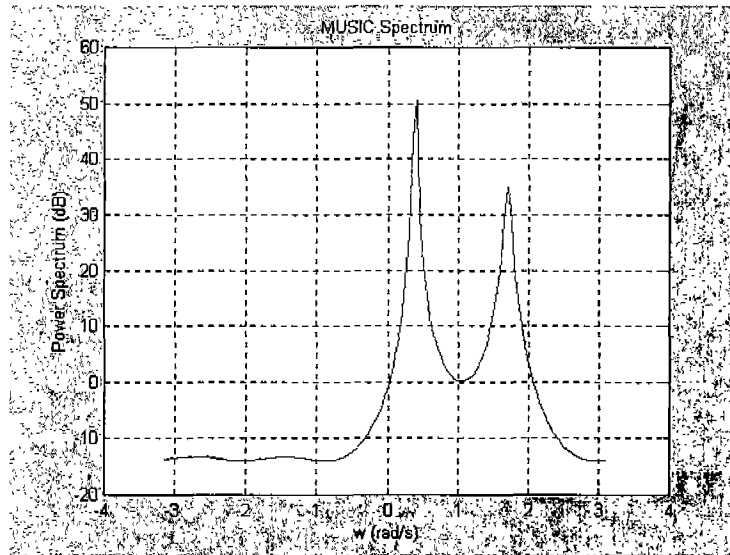


그림 3-3-16 MUSIC Spectrum 예제

나. 시뮬레이션을 이용한 정밀 TDOA 검출 알고리즘

본 연구에서는 알고리즘 시험 및 적용을 위한 하드웨어의 이용에 있어서 관련회사의 제약이 있기 때문에 CDMA 망 시험을 위한 시뮬레이터를 개발하였다. 아래 그림은 개발 시뮬레이터의 개념도로써, 최초로 수신기에 수신되는 RF신호를 중간주파수 (IF) 대에서 고속 샘플링 하여 데이터를 취득하는 개념으로 이에 해당하는 데이터를 생성하도록 설계하였다. 설계 개념은 알고리즘에 대한 시뮬레이션을 필요로 할 경우와 실측 데이터를 이용하는 경우에 있어서 알고리즘 적용이 동일하도록 하기 위함이다.

시뮬레이션 수행 과정을 간략히 설명하면 다음과 같다.

- IF 레벨의 수신 신호 생성
- 생성된 신호를 이용한 다중경로 신호 생성
- 다중경로 신호를 이용한 일반적인 상관법 적용
- 다중경로 신호에 대한 MUSIC 적용
- 정밀도 개선 성능 평가

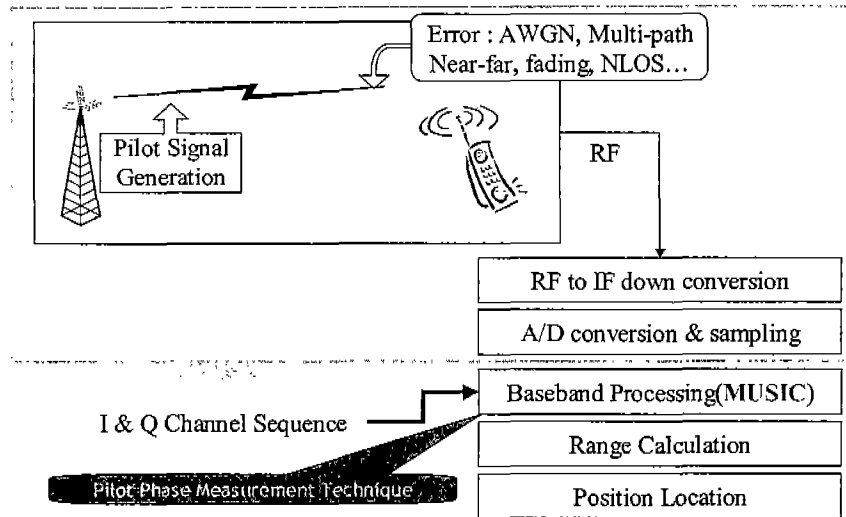


그림 3-3-17 시뮬레이션 개념

(1) 시뮬레이션을 위한 IF 데이터 생성

시뮬레이션을 위한 신호 생성 규칙은 다음과 같은 실제 신호의 구성과 환경을 그대로 이용하였다. 실제 확보 가능한 수신 신호의 샘플링 해상도는 1/8칩이다.

- 모든 기지국은 같은 PN을 이용하고, 다른 offset을 갖고 있다.
- PN코드의 전송속도는 약 1.2288MHz이다.
- PN 코드 주기는 32768 Chip (약 26.67ms)이고, 한 칩은 약 244미터를 나타낸다.
- In-Phase/Quad-Phase 신호를 구성하는 15-Stage Shift Register를 이용한다.

$$P_I(x) = x^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + 1 \quad (3.3.24)$$

$$P_Q(x) = x^{15} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1 \quad (3.3.25)$$

실제 확보 가능한 수신 신호의 샘플링 해상도는 1/8칩이므로 시뮬레이터에서 생성되는 신호의 해상도도 1/8칩으로 설계되었다. IF 신호에 대한 분석이므로 Carrier 주파수 성분은 배제되었다.

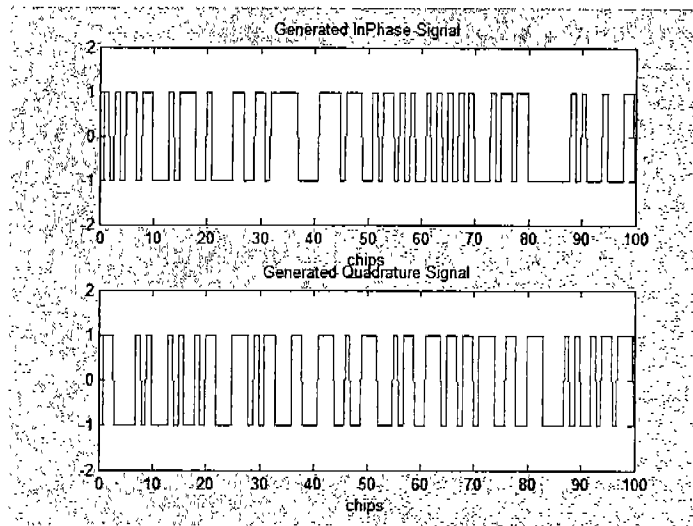


그림 3-3-18 생성된 IF 신호

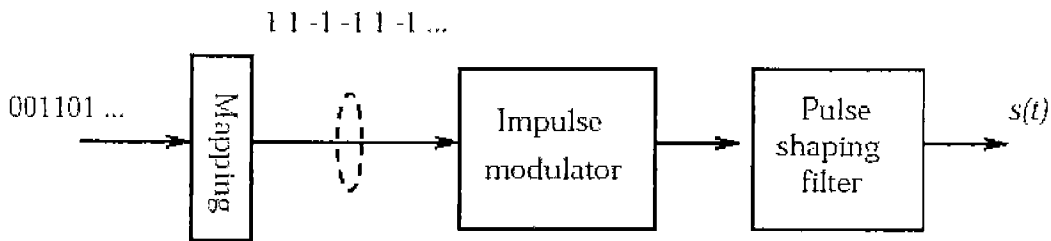


그림 3-3-19 송신 신호 모델링

위 그림은 송신 단에서의 모델로써, 생성된 한 주기의 PN 비트 데이터를 Impulse Modulator에 통과시켜 임펄스 모델로 변환한 뒤에 Pulse Shaping Filter를 거쳐서 실제 송신 신호로 변환된다. 이때 사용된 PSF (Pulse Shaping Filter)는 'Root Raised-Cosine Filter' 로 설계되었다[1]. PSF의 기본 모델 전달함수 수식은 다음과 같다.

$$G(f) = \begin{cases} T, & |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ T \cos^2 \left[\frac{\pi}{4\alpha} (|2fT| - 1 + \alpha) \right], & \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.3.26)$$

PSF의 특징을 결정짓는 파라미터는 Roll-Off Factor로써 이 값이 0.3보다 크면 클수록 신호의 ISI (Inter-Symbol Interference) 성분이 크게 줄어들게 된다. 특히 T주기 이상의 신호 크기가 빨리 가라앉는다.

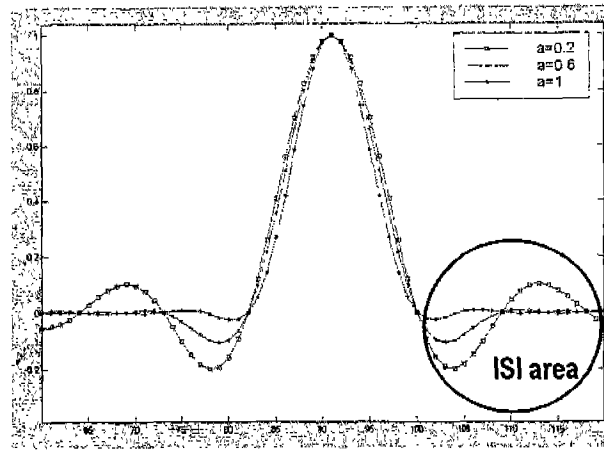


그림 3-3-20 PSF의 신호 특성

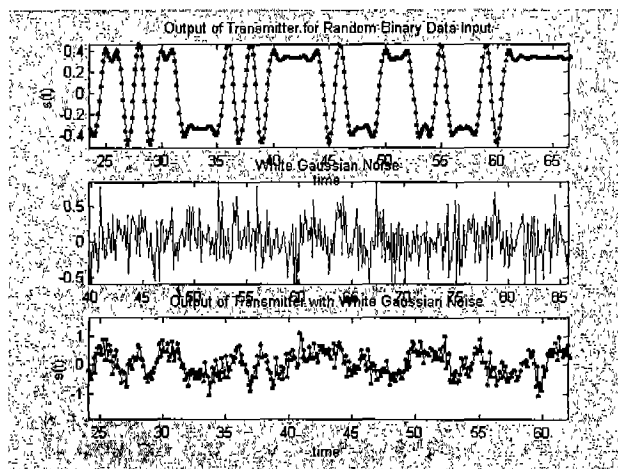


그림 3-3-21 생성된 IF 수신 신호 성분

생성된 PN의 비트와 PSF를 통과한 뒤 백색잡음이 섞인 수신 신호 $s(t)$ 를 위의 그림에 도시하였다.

(2) 다중경로 신호 생성

다중경로 시뮬레이션을 위한 다중경로 수신신호는 주어진 Delay Profile에 의해 지연성분을 갖도록 설계되었다. 시뮬레이션에서는 원래 신호에 2개의 다중경로가 있다고 가정하였으며, 다중경로 성분은 원래 신호 $s(t)$ 의 크기와 지연 성분에 대해서 상대적으로 작은 크기와 시간 지연을 갖도록 생성된다.

$$r(t) = [As(t) + Bs(t + \Delta\tau_1) + Cs(t + \Delta\tau_2)] \times G_{agc} \quad (3.3.27)$$

여기서 A는 원래 신호의 크기이고 B는 첫 번째 다중경로의 크기, C는 두 번째

다중경로의 크기를 나타낸다. 그리고 $\Delta\tau_1, \Delta\tau_2$ 는 각각 원래 신호에 대한 첫 번째와 두 번째의 시간 지연 성분을 가리킨다. 시간 지연은 칩 단위이며, 한 칩은 약 0.8138 us 범위이고 칩 이하의 시간 지연도 가능하도록 하였다.

다중경로 성분의 크기와 시간지연에 대한 Profile은 세가지 정밀도에 대해서 시험을 하기 위해 다음과 같이 구성하였다.

표 3-3-1. Delay Profile

	LOS Signal	First Multi-path	Second Multi-path
Amplitude	1.0	0.9	0.8
Delay Profile #1	0	3 Chips	6 Chips
Delay Profile #2	0	1 Chips	2 Chips
Delay Profile #3	0	0.5 Chips	1 Chips

이때 원래 신호의 시간 지연은 10 Chips으로 가정하였으므로 첫 번째, 두 번째 다중경로의 실제 시간 지연은 위 표에서의 값에서 모두 10 Chips을 더한 값이 된다.

(3) 상관법에 의한 다중경로 분석

생성된 다중경로에 대해서 일반적인 상관법을 적용하여 다중경로 신호의 특성을 알아보았다. Delay Profile #1에 대한 상관법 결과는 그림처럼 확연히 다중경로의 구분이 가능함을 볼 수 있다. 크기도 점점 계획된 대로 원 신호에 비해 작아지고 있다.

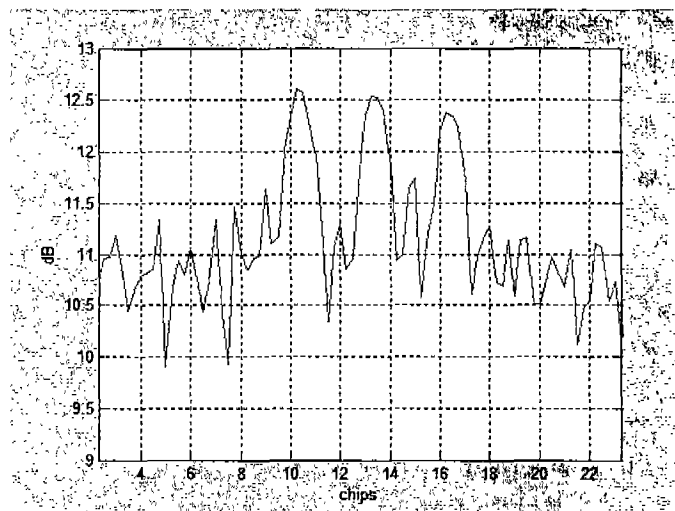


그림 3-3-22 Delay Profile #1

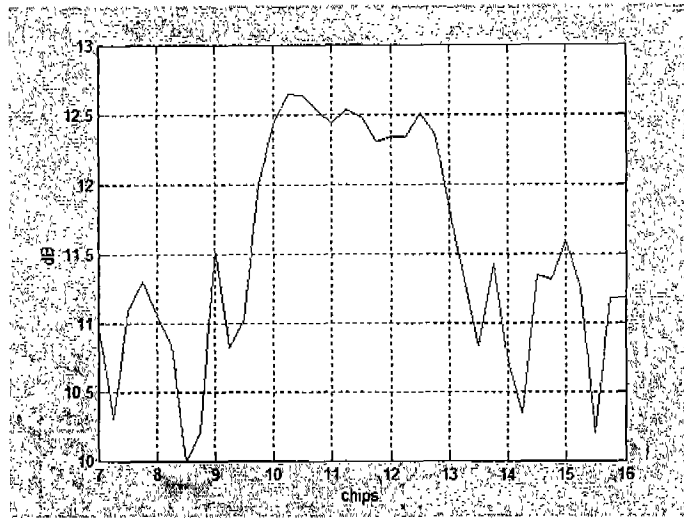


그림 3-3-23 Delay Profile #2

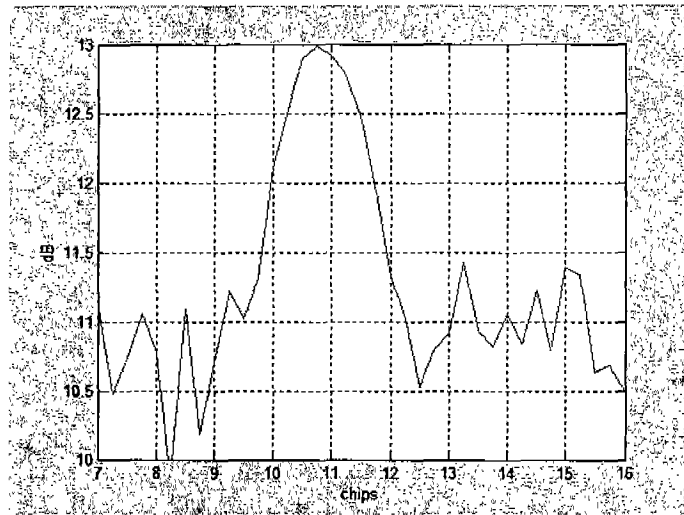


그림 3-3-24 Delay Profile #3

Delay Profile #2에서는 한 칩 단위의 시간 지연이 상관법에 의해 구분이 명확히 되지 않는다. 세 부분에서 피크가 발생하지만 다중경로 성분이 가까이 붙어 있기 때문에 서로 영향을 미치기 때문에 first 피크로 원래 신호를 구분하기에는 어려움이 있다.

Delay Profile #3에서는 1 Chips 이내에 세 신호 성분이 모두 모여 있는 경우이며, 세 성분이 섞여 있다는 것을 전혀 알 수 없는 신호가 검출된다 이 경우 최대 피크가 가리키는 점을 신호의 지연이라고 판단을 하게 된다.

위의 세 경우에 있어서 차이점은 신호가 가까이 붙어 있어서 구분이 어려운 경우는 신호의 세기가 커지고 있음을 볼 수 있다는 것이다. 만약 신호 세기에 대한 예측이 가능하다면 다중신호의 유무 여부를 판단할 수 있을 것이다.

(4) MUSIC에 의한 다중경로 검출

MUSIC 알고리즘은 다중경로 예측이 전혀 되지 않는 경우에 대해서 상당히 좋은 결과를 나타내므로 여기서는 한 칩 이하의 다중경로 성분에 대한 검출만 시도하였다. 또한 실제 데이터에서는 시간 지연이 어느 정도 수준인지 알 수 없으므로 다양한 시간 지연 실험을 수행하였다. 따라서 다양한 시간 지연 Delay Profile 실험을 위해서는 다양한 해상도에 대한 시뮬레이션 및 다양한 Transversal Filter Stage에 대한 실험도 필요하다. 그리고 실제 신호를 가정할 경우 발생할 수 있는 문제점을 해결하기 위한 검출 알고리즘을 제시하였다. 전개 과정을 정리하면 다음과 같다.

- 임의의 Delay Profile과 해상도를 이용한 MUSIC 시뮬레이션
- 시뮬레이션 시 문제점 파악 및 원인 분석
- 문제점 해결을 위한 방안 제시
- 실측 데이터를 고려한 검출 알고리즘 제시

(가) 임의의 Delay Profile 설정

우선 한 칩 이하의 Delay Profile과 해상도의 관계에 대해서 결과를 보면 아래와 같다. 그림에서 각 피크를 세로로 지나가는 실선은 설계된 True Peak를 나타내는데 주어진 Delay Profile이 각 해상도에 대해서 정상적으로 검출되고 있는 것을 볼 수 있다.

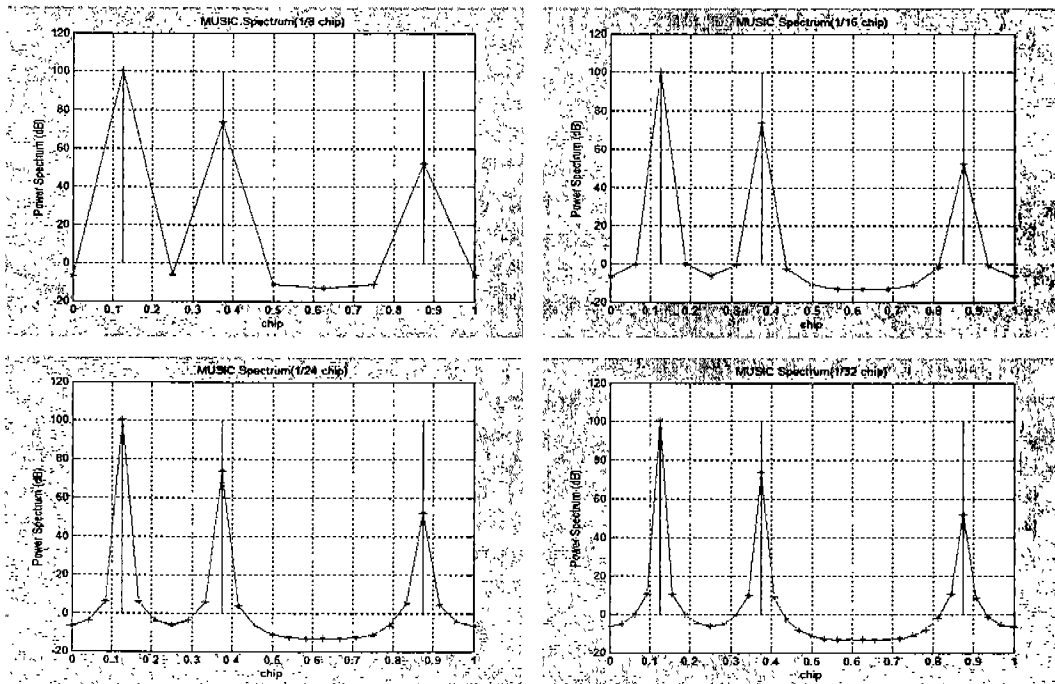


그림 3-3-25 Delay: 1/8, 3/8, 7/8 Chip, Resolution: 1/8, 1/16, 1/24, 1/32 Chips

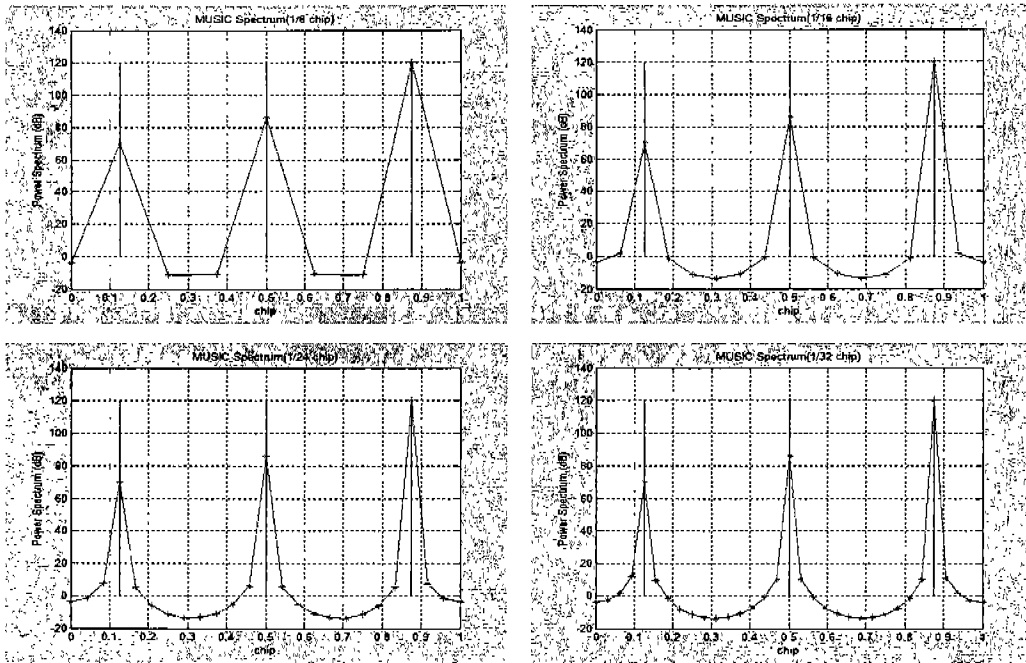


그림 3-3-26 Delay: 1/8, 4/8, 7/8 Chip, Resolution: 1/8, 1/16, 1/24, 1/32 Chips

위의 경우는 Delay Profile이 해상도보다 낮은 경우에 해당되고 해상도의 정수 배로 Delay가 설계되었기 때문에 True를 정확히 검출할 수 있었다. 그러나 실제 데이터는 해상도에 관계없는 임의의 Delay이므로 Delay에 약간의 오차를 섞었더니 이전과는 다른 결과가 검출되었다. 특히 1/8 Chips 해상도에서는 검출이 되지 않음을 보이고 있다.

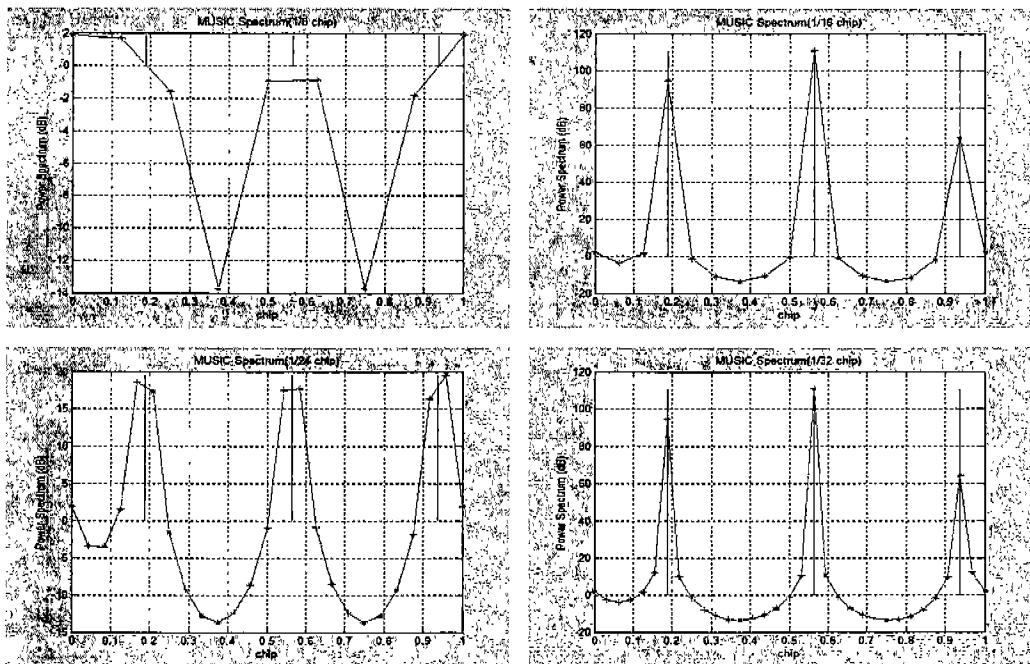


그림 3-3-27 Delay: (1/8, 3/8, 7/8)+1/16,
Resolution: 1/8, 1/16, 1/24, 1/32 Chips

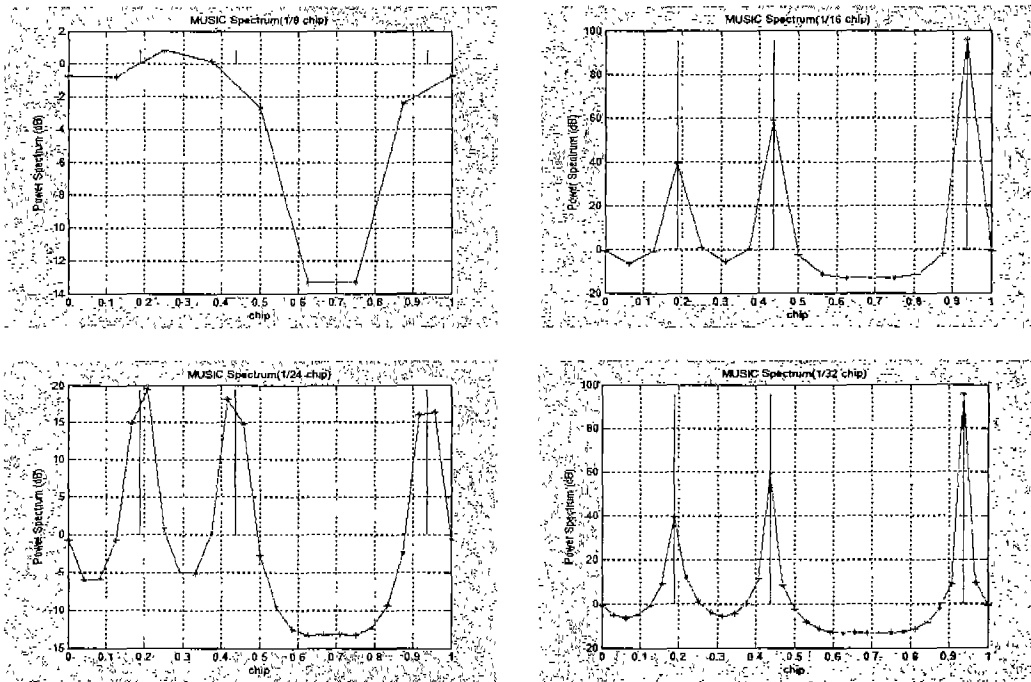


그림 3-3-28 Delay: $(1/8, 4/8, 7/8)+1/16$,
 Resolution: $1/8, 1/16, 1/24, 1/32$ Chips

위의 경우 $1/8$ 칩 해상도에서는 거의 검출이 되지 않은 결과를 보이고 있으며 왼쪽 아래 그림에 있는 $1/24$ 칩 해상도에서는 피크는 검출되지만 True Peak를 정확히 가리키지 못하는 현상이 나타났다. True Peak를 가리키지 못하는 경우는 정확히 검출을 수행한 경우에 비해서 현저히 신호 세기가 낮아진다.

(나) 시뮬레이션 시 나타난 문제점

앞의 시뮬레이션을 적용한 결과 다음의 두 가지 문제점이 발견되었다. 한가지는 최대 피크 주변에 또 하나의 비슷한 세기를 가진 피크가 존재한다는 것이고, 다른 한가지는 알고리즘의 해상도에 의해 제약을 받아서 True Peak를 정확히 가리키지 못하는 것이다.

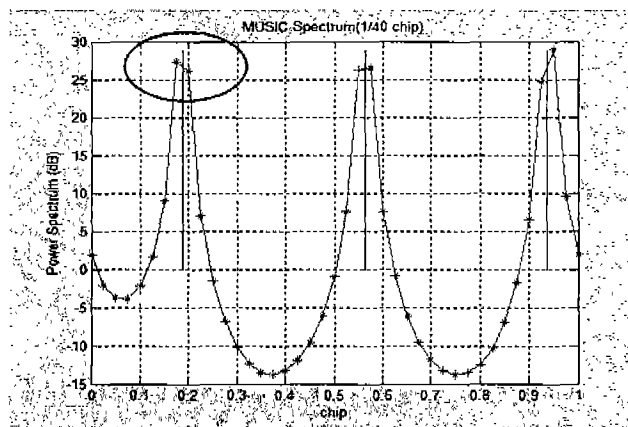


그림 3-3-29 Problem 1: Double Closed Peaks

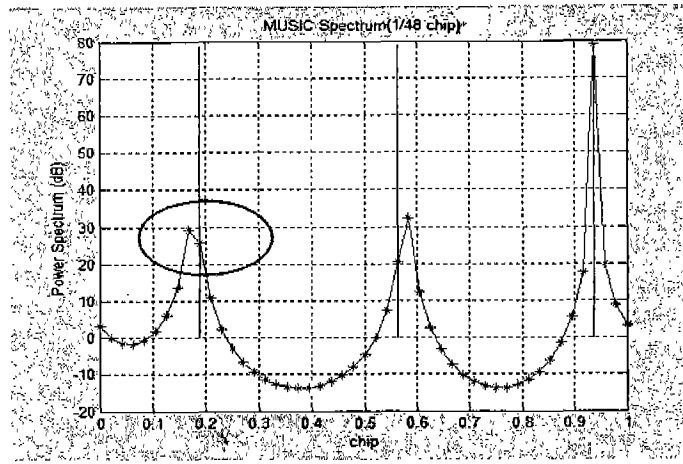


그림 3-3-30 Problem 2: The Detected Peak is NOT True

(다) 문제점 해결 방법: 해상도 가변 및 최적 해상도 설정

검출된 Peak가 True인지 아닌지 판단할 방법이 없지만 두 가지의 직관적인 방법으로 해결하고자 한다. 첫 번째는 그림 3-3-29에 나타나 있는 경우처럼 검출된 최대 피크 앞뒤로 한 칩 내에서 2개 이상의 검출 포인트가 존재하는 경우에 이 구간에 대해서만 해상도를 높이는 방법이다. 또 한가지 방법은 에너지 레벨이 충분히 높지 않은 경우에는 아무리 해상도를 높여도 True를 가리키지 못하는 현상 (그림 3-3-30) 때문에 정확한 피크를 검출해 내기 어렵다. 첫 번째 방법과 공통으로 해상도를 특정 영역에 대해서만 높이는 방법으로 MUSIC을 여러 번 수행하도록 함으로써 위의 문제점을 해결하고자 하였다.

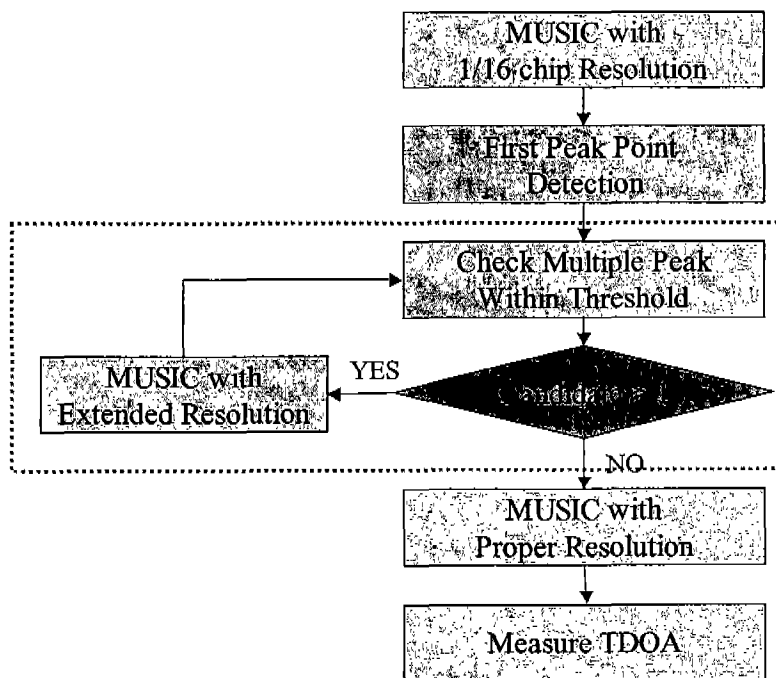


그림 3-3-31 제안된 문제점 해결 방법

그림에 나타난 해결 방법은 위에서 설명한 것을 토대로 설계된 흐름도이다. 여기에서는 기본으로 1/16칩의 해상도로 MUSIC을 수행한 뒤에 피크의 검출 정도를 보고 문제점이 나타난 부분이 있는지 여부를 판단한 다음에 해당 문제점이 발생하였을 경우에는 반복 루프를 통해 오차를 최소화하는 방법이다. 최대 해상도는 1/80칩으로 제한을 주었고 해상도 확대에 따른 계산 부하를 줄이기 위해 계산 영역이나 계산 량에 대한 제한을 두었다. 또한 두 개의 근접 피크 문제에서는 최대 피크에서 10% 범위 이내에 또 다른 피크가 있을 경우에 해당하도록 제한하였다.

다. 실측 신호를 이용한 TDOA 검출

아래 그림은 시뮬레이션과 실측 신호에 대해서 호환성 있게 이용하기 위해 설계된 시뮬레이터이다. 시뮬레이터에서는 해당하는 모든 신호를 생성해서 이용하지만 실측 데이터를 이용한 경우는 신호 측정 장비로부터 취득된 데이터를 파일로 가져와서 실행하는 것이므로 두 가지가 서로 호환성을 가지려면 생성된 신호가 실제 수신되는 신호와 동일한 단위와 특성을 갖고 있도록 설계되어야 한다. 아래 블록에 표시되어 있는 시뮬레이터의 일부 부분은 이미 과년도 선행과제로부터 개발된 부분이다.

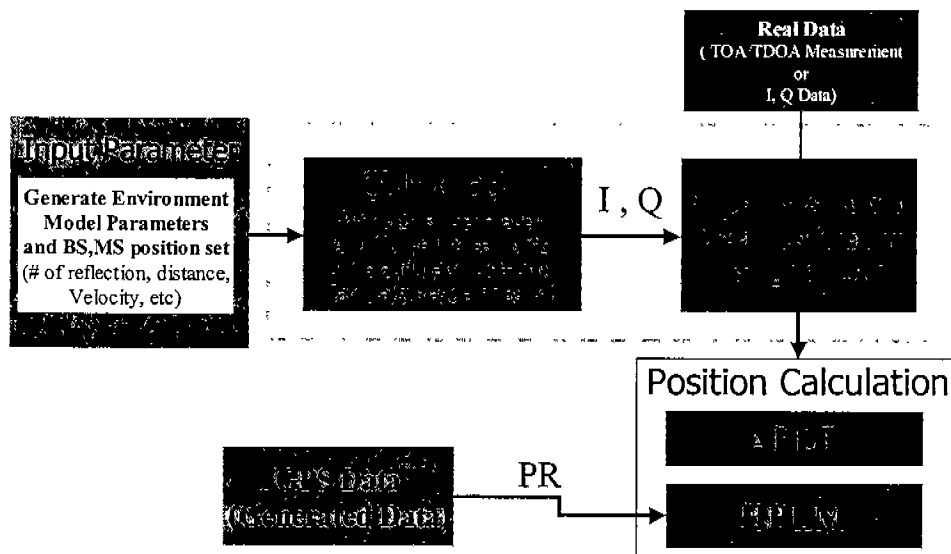


그림 3-3-32 시뮬레이터와 실측 신호 이용을 위한 혼합 구조

(1) 실제 데이터 측정을 위한 절차

실제 데이터를 이용하여 위치 계산을 위한 절차는 다음 과정을 따르도록 하였다. 먼저 중간 주파수대의 IF 신호를 1/8칩 해상도로 샘플링을 수행한 뒤에, 단말기로부터 제공된 Active PN을 Reference PN으로 설정하여 일반 상관법으로 피크를 찾아낸다.

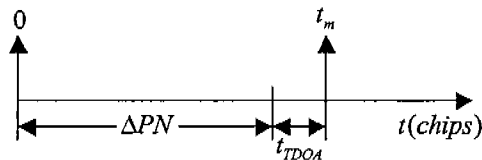
효율적인 데이터 처리를 위하여 최대 5칩까지의 계산 범위(Windowing)를 결정한 다음에 MUSIC 알고리즘을 적용한다. 이때 Windowing Data의 시작 위치를 저장하고

MUSIC으로부터 새로이 계산된 최대 피크 위치를 여기에 더함으로써 첫 번째의 정밀한 TDOA를 결정하게 된다.

- 1/8칩 해상도의 IF 신호 샘플링
- Reference PN을 이용한 PN 검색: Correlation
- Maximum Peak를 가리키는 PN 번호 검출
- Active & Neighbor PN 검출 및 Reference PN 교체
- 수신 데이터의 해당 PN 주변 Windowing: ± 5 Chips
- MUSIC 파라미터 초기화
- 기본 해상도의 MUSIC 적용
- 다중 경로 성분 검출 및 제거: First Peak 선택
- Precise Peak Position 결정

이 과정에서 중요한 요소는 IF 신호를 이용한 TDOA 검출이므로 기준 PN을 정하고 기준 PN으로부터 다른 PN과의 상대적인 Offset을 추정하여 반드시 제거해야 한다. 결정된 기준 PN 정보로부터 한 Neighbor PN 사이의 TDOA 검출 과정을 요약하면 다음과 같다. 기준 PN과 Neighbor PN의 차분은 $\Delta PN = PN_n - PN_r$ 이므로 이를 적용한다.

$$t_{TDOA} = t_m - \Delta PN \quad (3.3.28)$$



여기서

t_{TDOA} : 측정된 TDOA 정보

t_m : MUSIC으로 추정된 최대 피크 시간

PN_r : 기준 PN의 Offset($PN_r \times 64$ Chips)

PN_n : Neighbor PN의 Offset($PN_n \times 64$ Chips)

ΔPN : 기준 PN과 Neighbor PN사이의 차분

(2) 실제 데이터를 이용한 경우의 문제점

앞에서 제시한 실제 데이터 처리 과정을 수행하여 다음의 결과를 얻었다.

(가) 실제 데이터 처리 과정

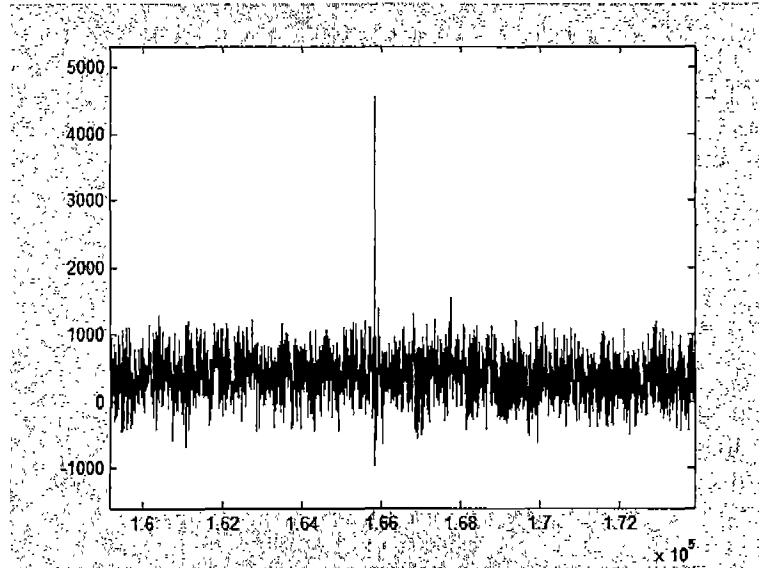


그림 3-3-33 상호 상관법에 의한 피크 검출

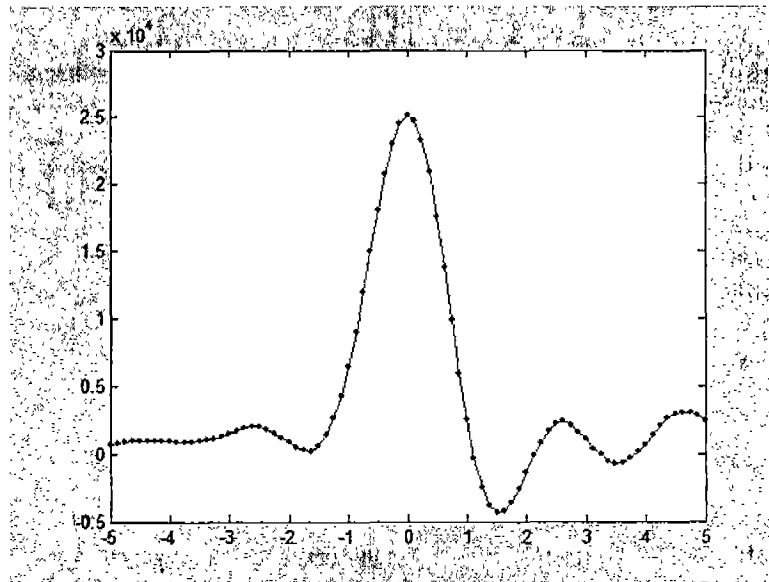


그림 3-3-34 피크 주변에 대한 Windowing: ± 5 Chips

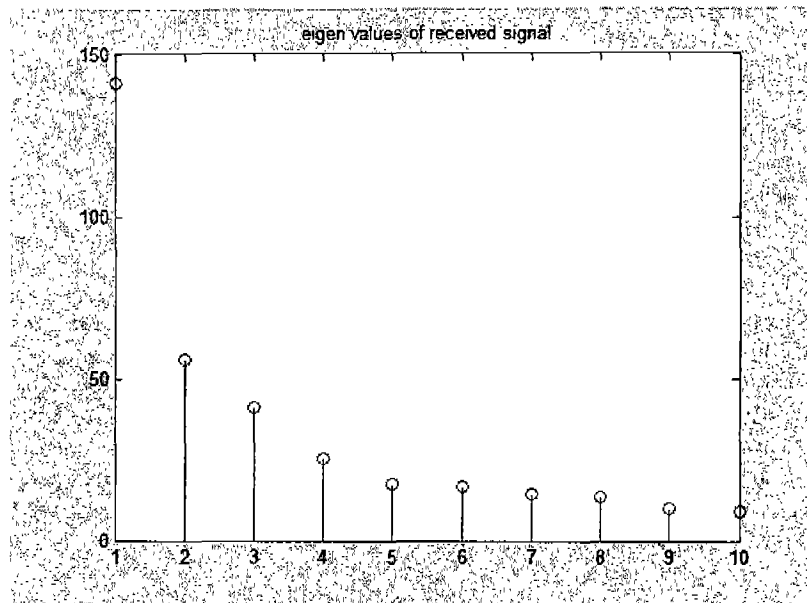


그림 3-3-35 고유 값 검출 결과

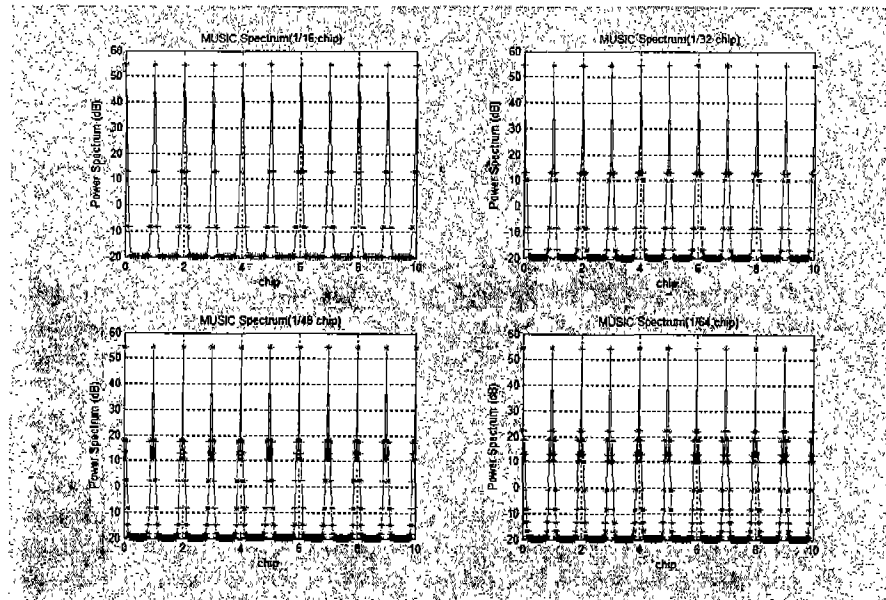


그림 3-3-36 피크 검출 실패: 해상도 가변

위의 결과에서 보면 고유 값 검출이 되었지만 몇 개의 다중경로 성분이 있는지 정확히 파악이 되지 않았고 여러 개의 피크가 발생하였지만 이 개수는 결국 Transversal Filter의 Stage개수와 일치함을 알게 되었다. 상관 행렬로부터 검출된 고유 값은 신호에 해당하는 고유 값과 잡음성분만 있는 경우의 고유 값으로 구분될 수 있다.

(나) 고유 값 검출 오류

위의 결과는 결국 고유 값 검출이 정확하지 않기 때문이라고 판단된다. 실제 신호로부터 고유 값을 계산하였지만 그들 중에서 신호에 해당하는 고유 값을 알기

위해서는 잡음 성분의 분산 값을 정확히 알아야 하는데 결과에서는 그 구분이 명확하지 않기 때문에 신호와 잡음의 경계에 해당하는 Threshold를 결정하는 것이 중요한 핵심이 되었다.

신호 레벨과 잡음 레벨의 정확한 구분을 위한 Threshold는 실제 수신 데이터에 들어 있는 다중경로 신호 성분의 개수를 결정하며 이는 곧 MUSIC 스펙트럼에서의 정확한 피크 검출을 돕는다.

(다) 고유 값 검출을 위한 시뮬레이션

MUSIC에서의 또 하나의 가변 요소는 Transversal Filter의 Stage 수를 늘림으로써 검출의 정확성을 높이는 것이다.

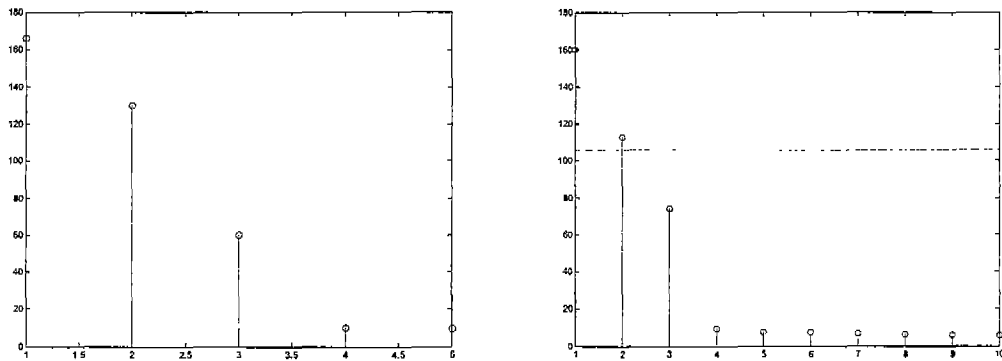


그림 3-3-37 5 Stage(왼쪽)와 10 Stage(오른쪽)의 비교: 구분이 명확해짐.

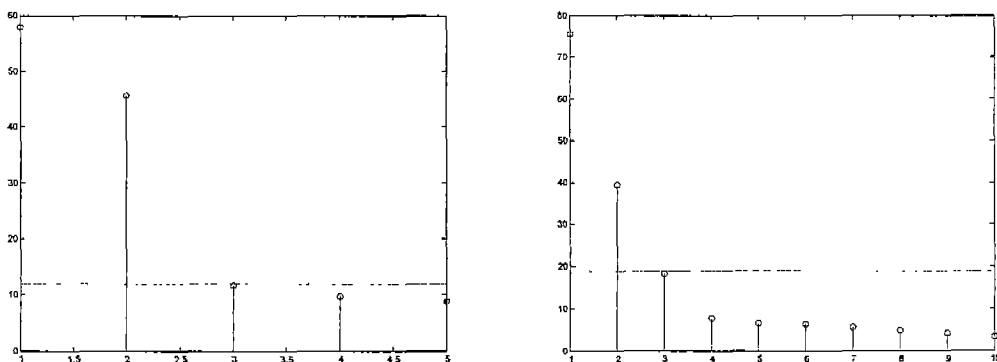


그림 3-3-38 5 Stage(왼쪽)와 10 Stage(오른쪽)의 비교: 검출 정확도 향상

일반적으로 문헌에 의하면 Stage의 개수 M 은 다중경로 신호의 개수 L 에 대해서 $M=3L/2$ 의 관계식을 갖는 것으로 되어 있다. 위의 결과에서 그림 3-37과 3-38의 왼쪽 그림들은 시뮬레이션 시 $L=3$ 인 경우에 대해서 수행하였으므로 $M=3*3/2=5$ 로 설정한 결과이다. 그림 3-3-37은 신호의 개수 3개가 정확히 나오지만 구분이 아주 뚜렷하진

않았었다. 그러나 Stage 개수를 두 배로 늘림으로써 신호와 잡음의 경계가 명확해진 결과를 보여주었다. 그림 3-3-38의 경우는 오류로 인해 신호가 두 개만 나타났다. 그러나 Stage 개수를 두 배로 늘림으로써 신호 개수 3개가 모두 검출되는 결과를 나타내었다.

위의 결과로부터 실제 신호의 경우에 대해서는 신호 개수를 정확히 알지 못하므로 우선 M의 개수를 늘림으로써 신호와 잡음의 구분을 명확히 해보기로 하였다. 아래 그림은 그 결과를 나타내는데 각각 M값을 10, 20, 30, 40으로 늘려 보았지만 신호와 잡음의 구분은 여전히 명확하지 않고 고유 값의 개수만 늘었을 뿐, 크기에 대한 변화는 전혀 없음을 보이고 있다. 이것이 실제 데이터와 시뮬레이션의 가장 큰 차이점이라고 볼 수 있다. 아래의 결과로부터는 어떤 형태의 피크가 구분되어 나타나지 않았다.

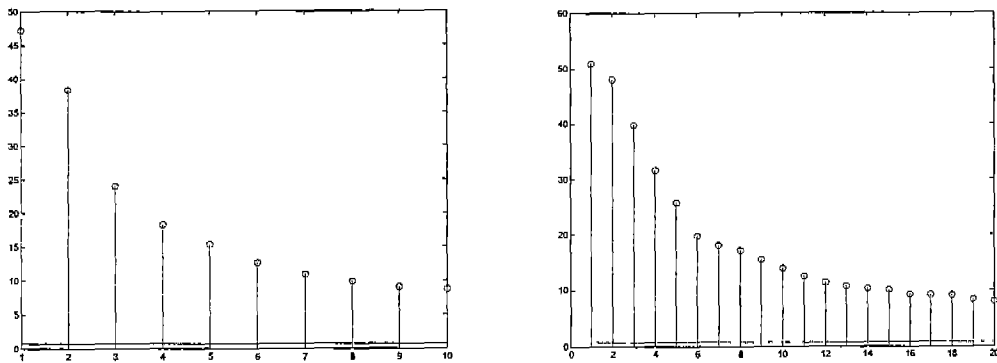


그림 3-3-39 실제 데이터의 처리 결과(10, 20 Stages)

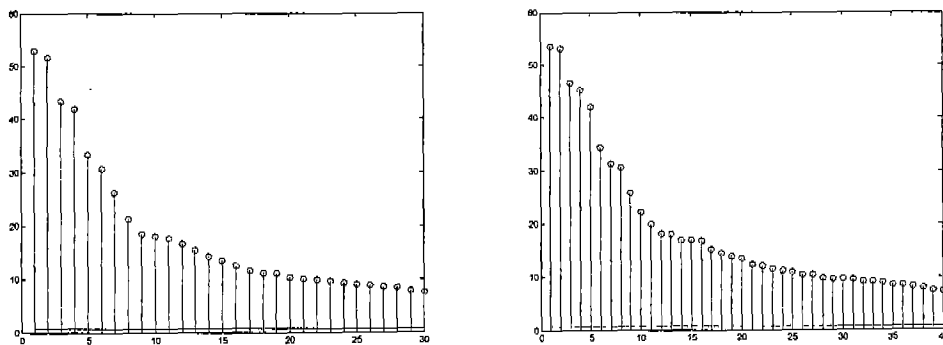


그림 3-3-40 실제 데이터의 처리 결과(30, 40 stages)

(3) 해결 방안

실제 데이터로부터 검출된 고유 값으로부터 시뮬레이션에서처럼 신호와 잡음을 구분하는 것이 어렵다는 것을 앞의 시뮬레이션으로부터 확인하였다. 여기서 이 문제를 해결하기 위해 제시한 방법은 고유 값의 최소값을 잡음의 분산으로 가정하고 고유 값의 개수를 한정시키는 것이다.

아래 그림은 그 예를 보여주는 것으로써 Transversal Filter의 Stage 개수를 최대한 늘린 후에 그때 나타나는 최소 고유 값을 잡음의 분산으로 지정하고 다시 여기에 공분산 오차를 Tolerance로 더해서 최종적인 잡음의 분산을 설정한다. 이 값이 결정되면 Stage 개수를 시뮬레이션에서 나타난 것처럼 $M=3L$ 로 지정하여 이를 이용한 실제 신호의 고유 값을 계산한다. 이를 정리하면 Threshold는 아래 수식처럼 정리된다.

$$Threshold = \sigma^2 + \delta\sigma^2 \quad (3.3.29)$$

여기서

$$\sigma^2 = \min(\text{eigenvalue})$$

$\delta\sigma^2$: 분산의 오차 Tolerance

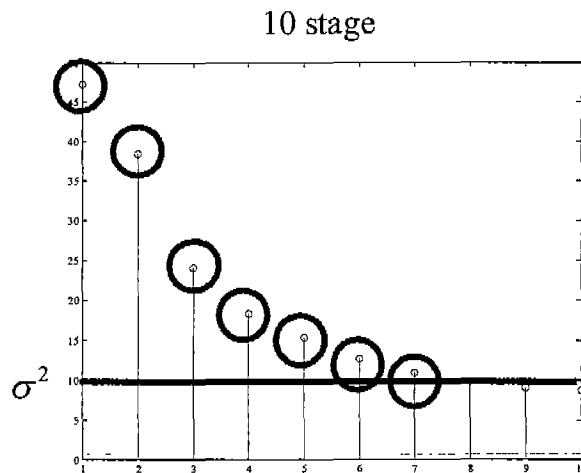


그림 3-3-41 실제 데이터 고유 값에서의 신호와 잡음 구분

아래 그림은 위의 전 과정을 적용하여 시뮬레이션으로 검출한 TDOA의 한 예이다. 반복법으로 적용된 해상도는 $1/48$ 칩이므로 검출 정밀도는 약 5.8미터가 된다. 실제 데이터에 대한 결과는 피크가 정확히 검출되지 않는 문제로 인해서 시뮬레이션 데이터로 대체하였다.

아래의 결과는 다음 과정이 처리된 후의 결과이다.

- 상관법에 의한 초기 피크 값 검출
- MUSIC을 위한 데이터 검색 범위 조정
- 가변 해상도 적용에 의한 검출 정밀도 향상
- 필터 stage 가변에 의한 신호와 잡음 구분

- 최소 고유 값으로부터 threshold 결정법 이용
- Threshold를 만족하는 하는 반복법에 의한 최적 피크 검출

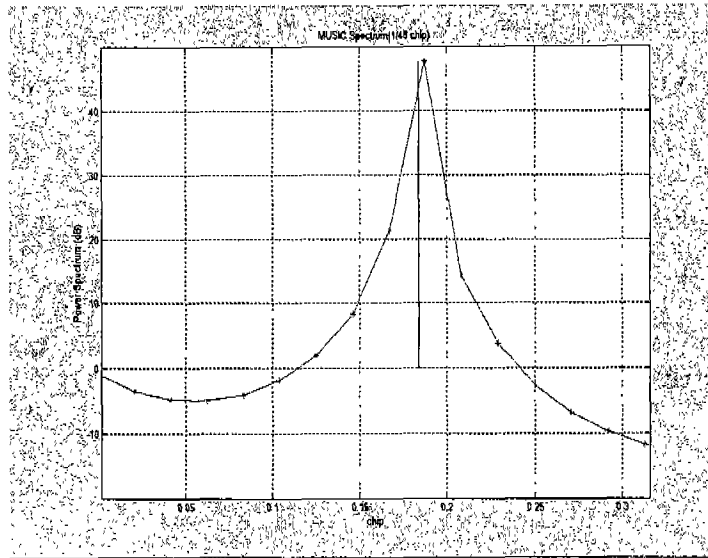


그림 3-3-42 시뮬레이션 데이터의 MUSIC 적용 결과

제4절 다중경로, 전파간섭 오차 극복기술 개발

1. GPS 다중경로 극복기술 개발

가. 다중경로 (Multipath) 오차 특성 파악 및 추정

GPS 측위 방법은 정확한 위치를 알고 있는 GPS 위성에서 전송되는 위성신호를 사용자 수신기에서 수신하여 전파도달시간을 측정하여 사용자의 위치를 얻는 TOA (Time Of Arrival)방법이다. 수신기의 코드정보를 이용하여 위성과 수신기간의 거리를 측정할 때 각각의 위성에서 전송한 코드와 동일한 코드를 수신기에서 위성별로 생성을 한다. 이때 수신된 코드정보를 이용하여 위성과 수신기에서 생성한 코드정보를 서로 비교하면 Δt 만큼의 시간 차이가 있다. 이 시간 차에는 실제의 위성과 사용자간의 거리 이외에 위성과 수신기의 시계오차와 전리층 지연오차, 대류권 오차, 위성궤도 오차 등이 포함된다. 이런 오차 중에서 전리층과 대류권 지연오차는 여러 가지 모델링과 차분법에 의하여 소거 가능하다. 그러나, 다중경로 오차는 비공통 오차로서 차분에 의해서 소거되지 않는다. 이는 반송파를 이용한 위치 결정 알고리즘의 미지정수 결정에 영향을 주어 위치 정확도를 떨어뜨리고, 특히 도심지역에서는 주변환경 여하에 따라 다중경로 발생 가능성이 높아져 정확한 위치정보와 RTK (Real-Time Kinematics)를 구성하기 위해서는 이를 제거하거나 감소시키는 방법이 모색되어야 한다. 이에 GPS 신호의 다중경로에 의한 일반적인 특성을 파악한다.

(1) 다중경로의 일반적인 특성

GPS 오차들은 전리층 지연 오차, 대류권 지연 오차, 다중경로, 위성궤도 오차, 시계오차, 수신기 오차 등 다양하다. GPS를 이용한 정밀 위치결정 시 데이터 수집 과정에서 안테나의 위치에 따라 이들 오차 중 다중경로 오차가 가장 큰 영향을 미치는데 이는 주로 초크링을 이용하여 해결하고 있으나 그 오차의 실제 특성을 파악하기란 무척 어려운 점이 많다. RTK를 구현하기 위해 GPS이용이 활발해지면서 전리층 지연 오차 및 대류권 지연 오차에 관한 모델이 계속 발전되어 왔고 다중경로오차를 추정하기 위한 노력이 계속 되고 있다. 다중경로의 특성에 대해 알아보자.

(가) 일반적인 특성

다중경로는 GPS 위성을 출발한 전파가 반사와 회절을 통해 직접 수신기에 도달하지 않고 안테나 주위 물체에 반사되어 여러 경로를 거쳐 수신기에 도달하는 현상을 말한다. 다중경로는 수신기 환경에 따라 매우 다르게 나타나므로 공통오차로 소거 시키기

불가능하다. 또한 다중경로 발생 시 신호의 4가지 특징이 변하게 되는데 진폭, 시간 지연, 위상, 위상 변화율이 바뀌게 된다[1].

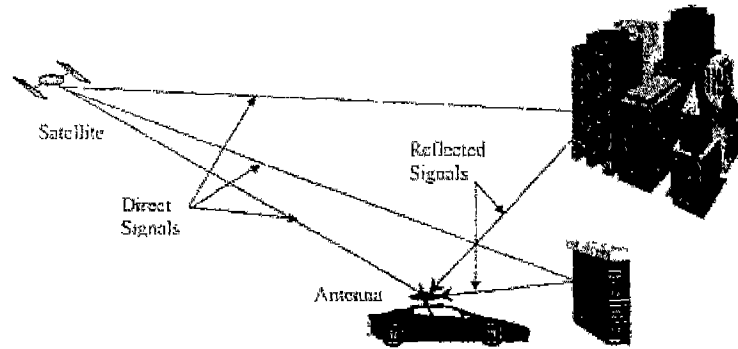


그림 3-4-1 GPS 신호의 다중경로

다중경로에 의한 다중경로 오차는 다음과 같은 특징을 가지게 된다.

① 수신기에 도달하는 신호의 시간차로 인한 Offset의 발생으로 위치 특정 오차 발생.
 GPS를 이용하여 위치를 구하기 위해서는 위성의 위치와 위성으로부터 수신기까지의 거리를 알아야 한다. 위성과 수신기까지의 거리는 전파의 전달시간을 측정하여 구해지며 이를 위해서 위성과 수신기까지의 시각이 정확히 동기화 되어져야 하지만 수신기에 사용되는 시계는 저가의 발진기를 사용하므로 측정된 거리는 시계오차 바이어스를 포함하게 된다. 다중경로 오차는 위성을 출발한 전파가 반사와 회절을 통해 여러 경로로 수신기에 도달하기 때문에 발생하는 오차이다. 수신기에 도달하는 신호의 시간차로 인한 오프셋(Offset)의 발생으로 위치 측정 오차가 발생하게 된다[2].

② 신호 Locking 방해

위성의 GPS 신호에서 Data를 얻기 위해서는 수신기에서 신호를 Locking하여야 한다. 하지만 다중경로가 발생하면 수신기의 DLL (Delay Lock Loop)의 수행을 중지 시킬 뿐 아니라 신호 락킹 (Locking)이 안 될 수 있다. 코드로 위치정보를 얻기 위해서는 적어도 4개의 위성이 보장되어야 하지만 신호 단절로 인하여 이를 보장받을 수 없게 되고, 반송파로 위치정보를 얻기 위해서는 미지정수의 결정이 필요하지만 신호 단절로 인해서 미지정수 검색을 실패할 수 있다. GPS 수신기는 Direct Signal과 Reflected Signal을 구분하지 않는다. 그래서 수신기의 Tracking Loop는 Direct Signal 대신 Multipath Error가 포함된 Reflected Signal을 따라갈 수도 있다.

(나) 오차크기

코드에 의한 의사거리 측정 시 발생하는 다중경로 오차는 일반적으로 넓은 지역에 분포된 금속성 물체에 대해서는 약 10m, 안테나 주변에 잘 반사되는 물체에 대해서는 약 2~6m, 서서히 요동치는 물체에 대해서는 약 10m정도의 오차 크기를 보인다. 다음 표는 코드와 반송파 다중경로 오차 특징을 비교한다[1].

표 3-4-1 코드와 반송파 다중경로 오차 특징

C/A 코드에 의한 오차	<ul style="list-style-type: none"> - 최대오차는 1.5chip 정도의 오차 (약440m) - 보통 1.2~1.4m 정도 오차 크기
반송파에 의한 오차	<ul style="list-style-type: none"> - 최대 1/4 사이클의 오차 : 수 cm 정도 (L1 경우: 약 4cm) - 관측 환경이 좋은 경우 보통 1cm정도

따라서, GPS를 이용한 위치를 결정 할 때 안테나 주변 환경을 충분히 고려하여 위성 데이터를 수집하고, 안테나 중심 이동을 맞추는 노력도 필요하다. 또한 안테나 Gain Pattern을 조절하여 고각이 낮은 신호를 무시하며, 위성 신호 수신 시 저 각도의 신호를 받지 않도록 설정하며, 초크링 (Choke Ring)을 사용하여 낮은 각도로 안테나에 접근하는 신호를 차단하는 방법을 고려하여 위치 결정 시의 다중경로에 의한 오차 요인을 완화시키는 것이 정확도 향상을 높일 수 있다.

(2) 세부특성

(가) SNR (Signal to Noise Ratio)

SNR (Signal to Noise Ratio)이란 아날로그와 디지털 통신에서 신호 대 잡음 비를 나타낸 척도로 신호 대 잡음의 상대적인 크기를 로그 스케일로 나타낸다. 여기서 들어오는 신호의 세기를 V_s 라하고, 잡음을 V_n 이라 하면 (단위는 μV) SNR은 아래와 같은 식으로 표현된다.

$$SNR = 20 \log_{10}(V_s / V_n) \tag{3.4.1}$$

이때 만약 $V_s = V_n$ 이면, $SNR = 0$ 이 된다. 이 경우에는 잡음의 수준이 신호와 심하게 맞서기 때문에, 신호경계를 읽을 수 없게 된다. 따라서, 디지털 통신에서는 이 경우에

데이터 속도의 저하가 생기게 되는데 그 이유는 빈번한 에러로 인해 데이터 패킷 중 일부를 재 전송해야 하기 때문이다. 가장 이상적인 것은, V_s 가 V_n 보다 커서 SNR이 양수가 되는 경우이다. 한 예로서 $V_s=10$ 이고 $V_n=1$ 이라고 가정하면, $SNR = 20\log_{10}(10/1) = 20dB$ 가 되어 신호를 명확하게 읽을 수 있게 된다.

신호가 약하더라도 잡음보다 우위에 있다면, 예를 들어 $1.3 \mu V$ 일 때 $SNR = 20\log_{10}(1.3) = 2.28dB$ 로 한계 상황에 이르게 되는데 이 때 어느 정도의 데이터 속도 저하가 일어날 수 있다.

만약 V_s 가 V_n 보다 작으면, SNR은 음수가 되는데 이 경우에 수신하는 컴퓨터나 터미널에서 신호 수준을 증가시키거나 또는 잡음 수준을 감소시키는 조치를 취하지 않으면 신뢰성 있는 통신이 불가능하다. 따라서, SNR 비율을 최대화 시키는 방법이 필요하다. 전통적으로는 원하는 데이터 속도에 수신시스템의 대역폭을 최대한으로 일치 시키는 방법을 이용하였다. 또 다른 방법으로는 대역확산 기술로 시스템의 성능을 증가 시켰고, 원천 신호에 더 높은 신호 출력을 제공하여 SNR을 증가 시켰다. 전파 망원경과 같은 고 수준의 시스템에서는 수신회로의 온도를 절대온도 ($-273^{\circ}C$)에 근접하게 하여 내부 잡음을 최소화 시킨다. GPS 수신기도 이와 같은 방법을 이용하여 내부 잡음을 줄이는 방법으로 SNR을 증가 시키고 있다. GPS 수신 데이터에서 제공되는 SNR은 C/N_0 로 C/N_0 (Carrier to Noise)는 반송파 출력 대 잡음 출력의 밀도 비를 식 (3.4.2)와 같이 로그 스케일로 표시한 것이다[3].

$$C/N_0 = 10\log(c/n_0) (dB-Hz) \quad (3.4.2)$$

GPS 위성에서 전송되는 출력 레벨은 C/A 코드의 L1 Signal 경우 +28.8dBW이고 P 코드의 L1 경우 +23.8dBW, L2 경우 +19.7dBW 이다. 지구 상에 도달하는 신호 출력 레벨은 C/A 코드의 L1 Signal 경우 -160dBW이고 P 코드의 L1 경우 -163dBW, L2 경우 -166dBW 이나 실제 수신된 신호들의 출력 레벨은 위의 값보다는 크다. 보통, 수신기에서 출력되는 C/N_0 값이 35~55 (dB-Hz)정도이다.

NovAtel 수신기는 45 ~55(dB-Hz)일 때가 안정적인 수신 신호 상태를 의미한다. (dB-Hz : 1Hz의 대역에서의 반송파 출력 대 잡음출력 비)

SNR은 양각에 따라 그 값이 변하는데 저 양각 ($0\sim 15^{\circ}$)의 위성은 35~38(dB-Hz)로 낮은 값을 나타내고 고 양각 ($20\sim 90^{\circ}$)의 위성은 대체로 40~50(dB-Hz) 값을 나타낸다.

(나) 반사각을 이용한 반송파 다중경로 오차 추정

반사각을 이용한 반송파 다중경로 오차 추정은 위성에서 송출된 신호가 안테나에

수신될 때 이루는 양각과 반사판에 의해 반사 신호의 반사각은 그림 3-4-2와 같은 기하학적인 관계와 반사판의 반사율, 반사판과 안테나 사이의 거리 함수로 표현 될 수 있다.

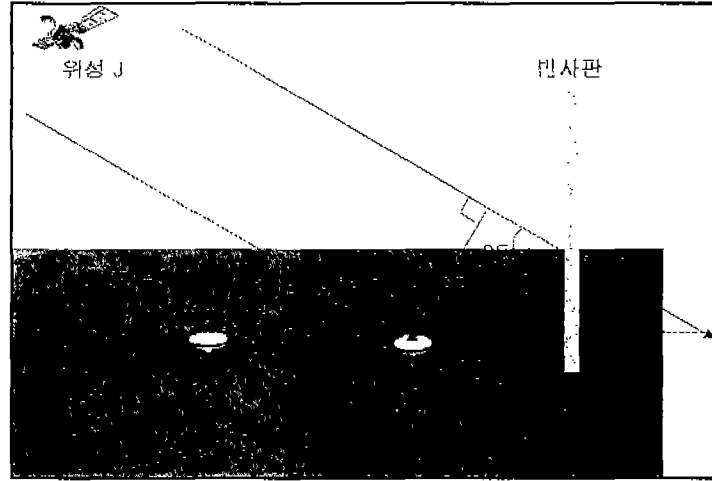


그림 3-4-2 반사판에 의한 GPS 신호의 기하학적인 반사

반사각은 양각과 안테나 사이의 거리 함수로 다음식과 같이 표현 할 수 있다.

$$2E = \theta_{k,1}^j = \frac{4\pi d}{\lambda_1} \cos E_k^j \quad (3.4.3)$$

위식의 반사각을 이용하여 반송파 다중경로 지연은 식 (3.4.4)와 같이 표현되며, 식 (3.4.4)를 이용하여 반송파 다중경로 오차를 식 (3.4.5)와 같이 추정 할 수 있다.

$$\psi_k^j(\alpha_k^j, \theta_k^j) = \tan^{-1} \left(\frac{\alpha_k^j \sin \theta_k^j}{1 + \alpha_k^j \cos \theta_k^j} \right) \quad (3.4.4)$$

$$\begin{aligned} \phi_{k,MP}^j &= \psi_{k,1}^j - \frac{f_1}{f_2} \psi_{k,2}^j \\ &= \frac{1}{2\pi} \left[\tan^{-1} \left(\frac{\alpha_k^j \sin \theta_{k,1}^j}{1 + \alpha_k^j \cos \theta_{k,1}^j} \right) - \frac{f_1}{f_2} \tan^{-1} \left(\frac{\alpha_k^j \sin \theta_{k,2}^j}{1 + \alpha_k^j \cos \theta_{k,2}^j} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.4.5)$$

이때, α_k^j : 반사판의 반사율 (상수)

θ_k^j : 반사각

d : 안테나와 반사판 사이의 거리

E_k^j : 양각 (Elevation Angle)

$\psi_k^j(\alpha_k^j, \theta_k^j)$: 다중경로 지연

$\varphi_{k,MP}^j$: 다중경로 오차

그림 3-4-3과 그림 3-4-4는 반사판 재질을 알루미늄으로 사용하고 안테나와 반사판 사이 거리를 50cm로 실험한 실제 데이터로 가지고 SNR분석 결과 다중경로가 발생된 것으로 보이는 위성의 반송파와 다중경로를 추정한 결과이다. 이때 반사판의 반사율은 0.6 (알루미늄의 반사율이 0.6~0.85)으로 상수 처리 되었다.

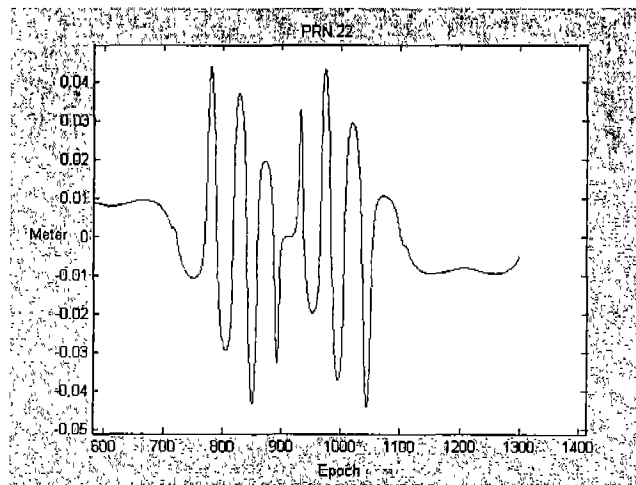


그림 3-4-3 반사각에 의한 반송파와 다중경로 오차 (PRN 22)

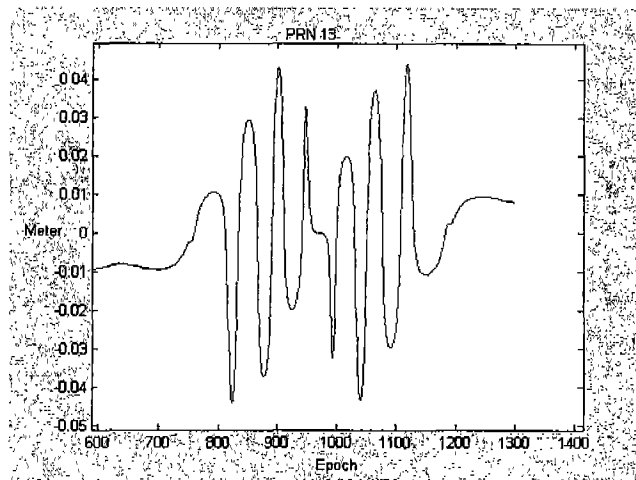


그림 3-4-4 반사각에 의한 반송파와 다중경로 오차 (PRN 13)

나. 다중경로 발생 유무 판단

(1) Least Square Residual Method

$$z = Hx + v \quad (3.4.6)$$

여기서 z 는 측정값, H 는 측정행렬, x 는 추정할 상태변수, v 는 측정오차

식 (3.4.6)의 추정값을 추정하여 측정치들의 예측값을 구하면 다음과 같다.

$$\hat{z} = H\hat{x} \quad (3.4.7)$$

$$= H(H^T H)^{-1} H^T z \quad (3.4.8)$$

$$= Pz \quad (3.4.9)$$

식 (3.4.9)에서 P 는 멱등 행렬 (Idempotent Matrix)이다. 멱등 행렬은 다음과 같이 거듭 제곱을 행도 자기 자신이 나오는 성질을 가지는 행렬이다[4].

$$P^2 = P \quad (3.4.10)$$

$(I-P)$ 도 역시 멱등 행렬이다.

$$(I-P)^2 = I-P \quad (3.4.11)$$

식 (3.4.11)을 가지고 측정치의 잔차 (Residual)을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{v} &= z - \hat{z} \\ &= z - Pz \end{aligned} \quad (3.4.12)$$

$$\hat{z} = H\hat{x} \quad (3.4.13)$$

$$= (I-P)(Hx + v) \quad (3.4.14)$$

$$= (I-P)v \quad (3.4.15)$$

여기서 오차의 제곱합 (SSE, Square Sum of Error)을 다음과 같이 정의한다.

$$SSE = \hat{v}^T \hat{v} = z^T (I - P)^T (I - P) z \quad (3.4.16)$$

$$= z^T (I - H(H^T H)^{-1} H^T)^T (I - H(H^T H)^{-1} H^T) z \quad (3.4.17)$$

$$= z^T (I - P) z \quad (3.4.18)$$

$$= v^T (I - P) v \quad (3.4.19)$$

이 때 식 (3.4.18)의 z 에 식 (3.4.6)를 대입하면 식 (3.4.19)의 결과가 나온다.

여기서 P 의 랭크를 구하면 다음과 같이 된다.

$$\text{rank}(P) = \text{trace}(P) = \text{tr} \left[H (H^T H)^{-1} H^T \right] = \text{tr} \left[(H^T H)^{-1} H^T H \right] = 4 \quad (3.4.20)$$

또한 $I - P$ 의 랭크를 구하면 다음과 같이 된다.

$$\text{rank}(I - P) = \text{trace}(I - P) = n - 4 \quad (3.4.21)$$

($I - P$)는 고유치 (Eigenvalue)가 모두 1이나 0인 대칭 행렬 (Symmetric Matrix)이고 랭크가 $n - 4$ 이기 때문에 ($I - P$)를 Singular Value Decomposition 하면 다음과 같다.

$$v = K^T u \quad (3.4.22)$$

이 때 행렬 K 는 직교 변환 행렬 (Orthogonal Transform Matrix)이다. 따라서 식 (3.4.22)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$u = K v \quad (3.4.23)$$

여기서 SSE (Square Summed Error)를 구하면 다음과 같다.

$$SSE = \hat{v}^T \hat{v} = u_1^2 + u_2^2 + \cdots + u_{n-4}^2 \quad (3.4.24)$$

여기서 u_i 는 $N(\mu_i, \sigma_i)$ 분포를 갖는 확률변수가 된다.

식 (3.4.25)의 형태를 보면 SSE는 $n - 4$ 의 자유도를 갖는 비정규 χ^2 분포를 따른다는

것을 알 수 있다.

이 문제를 단순화 하기 위해 식 (3.4.6)의 측정오차의 평균이 모두 0이고 표준편차가 모두 σ 라고 하면, 다음과 같이 정규화할 수 있다.

$$s^2 = \frac{SSE}{\sigma^2} \quad (3.4.25)$$

이러한 s^2 는 정규화된 χ^2 분포를 따른다.

(2) 검출 이론

고장 검출 (Fault Detection)은 가설 검정 (Hypothesis Testing)을 통해 이루어 진다. H_0 는 귀무가설 (Null Hypothesis)이라고 하고 이 가설은 위성에 고장이 존재 하지 않는다는 가설이다. H_1 은 귀무가설에 대립되는 가설로 고장이 존재한다는 가설이고 대립 가설 (Faulty Hypothesis)이라고 한다. 고장이 존재하는지에 대한 판단은 귀무 가설이 참이라고 가정한 상태에서 판단 변수 (Decision Variable)를 계산해서 판단 변수가 기각역에 존재하지 않으면 귀무 가설을 채택하게 되고 기각역에 존재하게 되면 귀무 가설을 기각함으로써 고장이 있다고 판단하게 되는 것이다. 현재 상태가 어떤 가설의 상태에 해당되는지 판단하는데 사용되는 변수인 판단 변수를 D라고 정의하고 가설의 기각역의 범위를 설정하는 기준값 (Threshold)를 T라고 한다. 이 때 $D > T$ 이면 판단 변수가 기각역에 들어가기 때문에 고장이 있다고 판단한다.

가설 검정의 성능은 오경보율 (P_{FA} , the Probability of False Alarm)과 고장 검출 실패율 (P_{MD} , the Probability of Missed Detection)으로 평가된다. 오경보율은 다음과 같이 정의 되고, 실제로는 고장이 없는데 판단 변수가 기각역에 들어가서 고장이 검출되는 경우의 확률을 말한다[5].

$$P_{FA} = P[D > T | H_0] \quad (3.4.26)$$

고장 검출 실패율은 이와 반대로 실제로 고장이 존재하는데도 불구하고 판단변수가 기준값 보다 작아서 고장이 검출되지 않는 확률을 말한다.

$$P_{MD} = P[D < T | H_1] \quad (3.4.27)$$

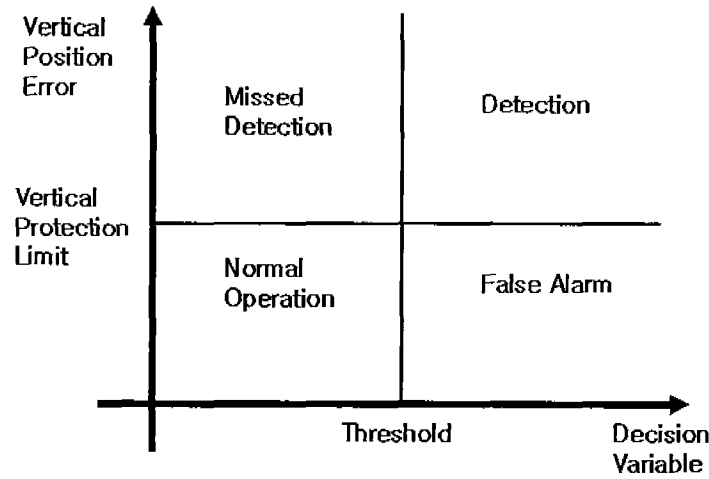


그림 3-4-5 판단변수 수직오차 평면

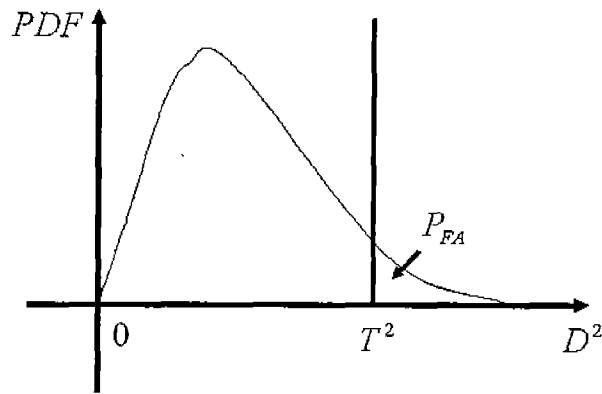


그림 3-4-6 기준값의 설정

기각역을 설정할 때는 오경보율을 일정하게 유지하도록 하는 CFAR (Constant False Alarm Rate) 방법을 사용한다. 고장이 없을 Eos의 판단 변수의 제곱이 x^2 분포를 따르므로 그림 3-4-6과 같이 확률 밀도 함수를 그릴 수 있다. 이 때 그림에서와 같이 $D > T$ 일 확률이 오경보율과 같도록 하는 기준값 T 를 잡게 된다. $P(x^2 | r)$ 를 r 자유도 (Degree of Freedom)의 x^2 분포의 적률 분포 함수 (Cumulative Distribution Function)로 정의하면 식 (3.4.28)과 같이 되고

$$P(x^2 | r) = \left[2^{r/2} \Gamma\left(\frac{r}{2}\right) \right]^{-1} \int_0^{x^2} t^{r/2-1} e^{-t/2} dt \quad (3.4.28)$$

Q 함수를 다음과 같이 정의하면

$$Q(x^2 | n-4) = 1 - P(x^2 | n-4) \quad (3.4.29)$$

$P_{FA} = Q(T^2 | n-4)$ 가 되도록 T를 결정해야 하므로

$$T^2 = Q^{-1}(P_{FA} | n-4) \quad (3.4.30)$$

식 (3.4.30)에서 기준값을 구할 수 있다.

(3) DGPS실험 결과

가설검증에 앞서 DGPS를 이용한 위치결정을 수행 하였다. 관측 시간은 다음의 표와 같다.

표 3-4-2 관측시간

GPS Week	37 주
GPS Sec	185466 ~ 186465
기간	1000초

표 3-4-2의 시간 동안 DGPS결과를 나타내면 수평오차는 그림 3-4-7과 같고 수직오차는 그림 3-4-8과 같다. 이 때 수평오차는 2drms로 0.98m가 발생하는 것을 확인 할 수 있다. 수직오차는 표준편차 2.48m 발생하며 수평오차에 비하여 상대적으로 큰 값을 갖는 것을 확인 할 수 있다.

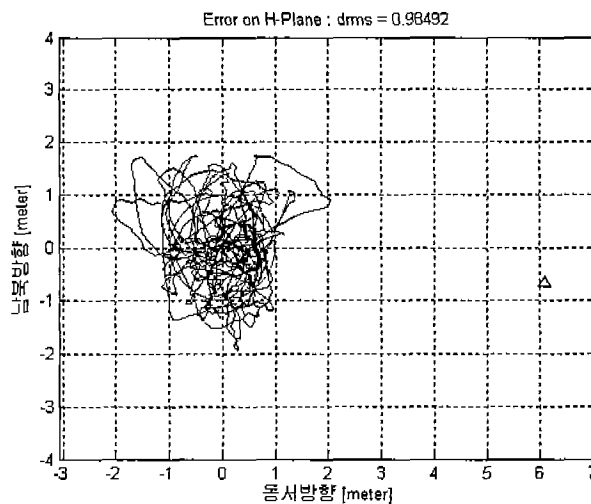


그림 3-4-7 DGPS실험에서 수평오차

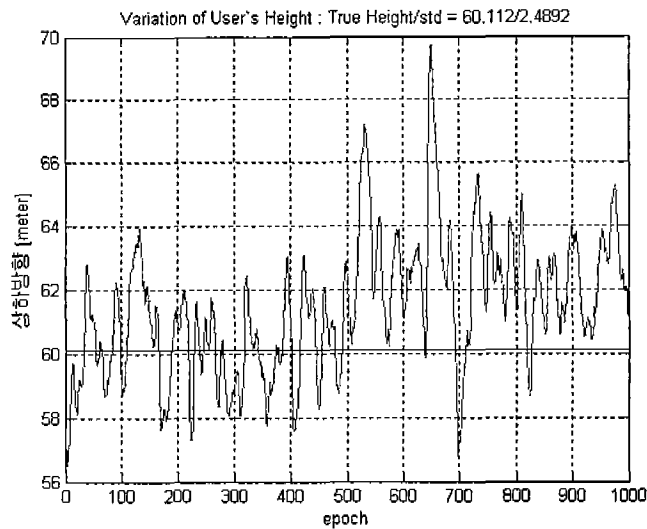


그림 3-4-8 DGPS실험에서 수직오차

DGPS실험 기간 동안 측정값의 특성을 분석하였을 경우 어떻게 나타나는지 확인하였다. 측정값을 이용하여 사용자의 위치를 결정하고 이를 기반으로 측정값의 잔차를 구하여 그 측정값의 통계적 특성을 파악하였다. 이때 통계적 특성의 파악은 이론적인 값과 비교 분석되었는데, 그 결과는 그림 3-4-9와 그림 3-4-10과 같이 나타난다.

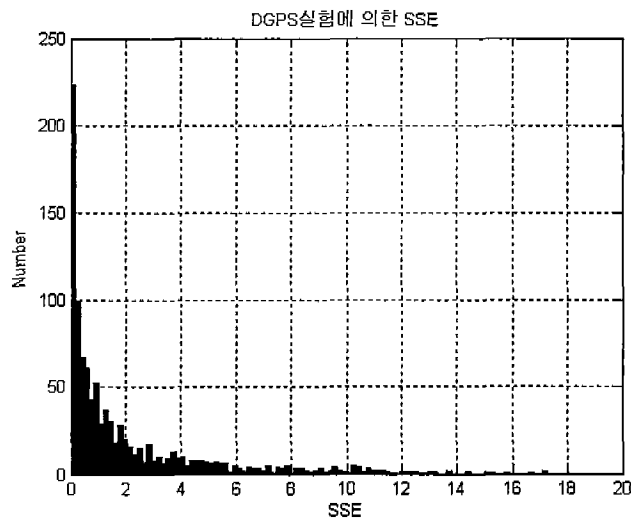


그림 3-4-9 DGPS실험에 의한 SSE

그림 3-4-9는 DGPS에 의한 측정값의 오차 표준편차를 2m로 하여 측정값의 SSE를 계산한 것이다. 이때 이론적인 SSE의 분포는 그림 3-4-10과 같다.

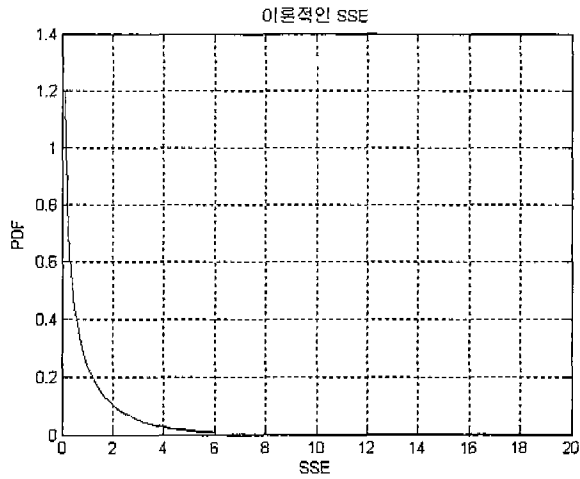


그림 3-4-10 이론적인 SSE

실험기간 동안 가시위성의 개수가 5개였으므로 이론적인 SSE는 자유도가 1인 χ^2 분포를 따르게 된다. 실제 측정값을 이용한 경우의 잔차의 통계적 특성과 이론적인 통계적 특성이 비교적 비슷한 것을 확인할 수 있다.

(4) 실제 데이터를 이용한 오류 제거

가설검증을 통하여 오류 신호를 확인하고, 이 오류 신호를 제거하는 일련의 과정을 실제 데이터를 적용하여 수행하였다. 표 3-4-3은 이때 사용된 측정값의 관측 시간을 나타낸다. 이 실험 시간 동안 관측된 GPS위성의 수는 8개이다.

표 3-4-3 관측시간

GPS Week	37 주
GPS Sec	315000 ~ 316000
기간	1000초

위치해를 구하는 일련의 과정 뒤에 측정값의 잔차를 구하면 그림 3-4-11과 같다. 그림 3-4-11은 이론적인 값과 실제 측정값의 통계적 특성을 한 그래프에 표현한 것이다. 이론적인 통계적 특성은 붉은색의 별표로 나타나는 선이며, 실제 측정값을 나타낸 것은 푸른색의 연속적으로 나타나는 선이다.

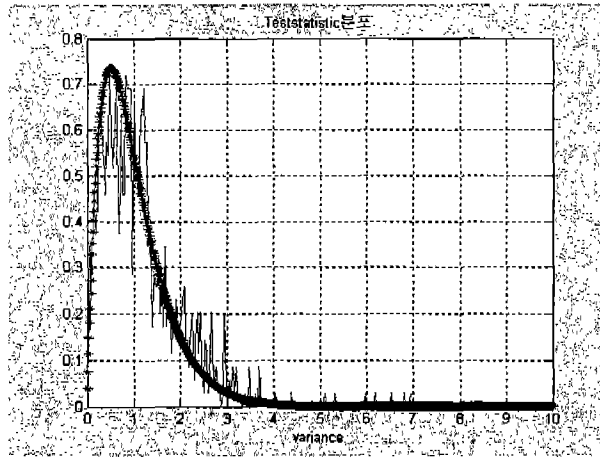


그림 3-4-11 측정값의 통계적 특성

이 측정값을 이용하여 유의 수준을 0.05인 가설검증을 통한 위치해 구하기를 수행하였다. 이때 유의수준과 기각역을 나타낸 것이 그림 3-4-12이다. 좌측으로 나타낸 화살표는 가설검증을 통하여 측정값에 오류가 없어 채택되는 구간을 나타내고 있으며, 우측으로 나타낸 화살표는 가설검증을 통하여 측정값에 오류가 존재하여 기각되는 구간을 나타내고 있다.

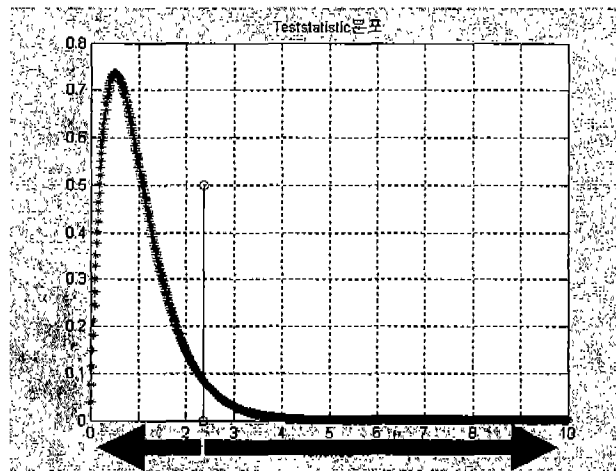


그림 3-4-12 유의수준과 기각역

이 경우 기각치는 2.327이되며, 이를 이용하여 위치해를 구하며 그림 3-4-13과 같이 된다.

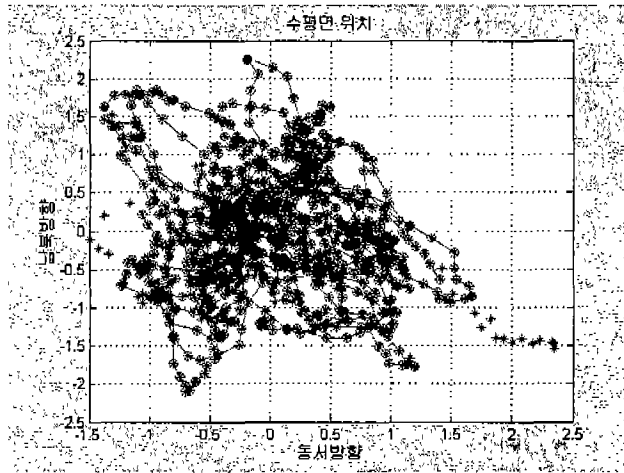


그림 3-4-13 위치해의 분포

그림 3-4-13에서 파란색의 별모양의 점들은 가설검증을 통하지 않은 위치해의 결과값들이며, 빨간색의 원모양의 점들은 가설검증을 통하여 얻은 위치해의 결과값들이다. 그 차이를 각각의 3차원 좌표계에서 확인하면 다음과 같다.

표 3-4-4 가설검증 전후의 성능분석

	오류 제거 전	오류 제거 후
X축 분산	0.51	0.51
Y축 분산	1.21	1.09
Z축 분산	1.12	1.09

(단위 m^2)

(5) 반송파 측정값의 분석

반송파 측정값의 통계적 특성을 파악하기 위하여 반송파 측정값의 변화를 확인하였다. 반송파 측정값의 측정방정식은 식 (3.4.31)과 같다.

$$l = H\delta x + \lambda N + w, w \sim N(0, Q) \quad (3.4.31)$$

좌변의 측정값은 GPS 수신기에서 얻은 정보를 이중차분하고, 선형화 기준점을 중심으로 변화된 형태의 모습이다. 좌변의 이러한 관계를 나타내는 것이 식(3.4.31)이다.

$$l_{AB}^{jk} = \lambda \Phi_{AB}^{jk} - \left\{ (\rho_{B0}^k - \rho_{B0}^j) - (\rho_A^k - \rho_A^j) \right\} \quad (3.4.32)$$

식 (3.4.31)을 이용하여 이중차분된 반송파 측정값의 변화된 모습을 확인하면 다음과

같다. 그림 3-4-14와 그림 3-4-15는 각각 1번 위성과 2번 위성과의 이중차분된 측정값의 변화와 5번 위성과 6번 위성의 이중차분된 측정값의 변화를 나타낸다. 일정한 값을 중심으로 Random오차의 형태를 보이고 있으며, 이 일정한 값은 미지정수의 영향으로 나타난 것이다. 그러나 아직 위치와 미지정수의 추정과정을 통과하지 않아 그 측정값의 변화가 큰 것을 알 수 있다.

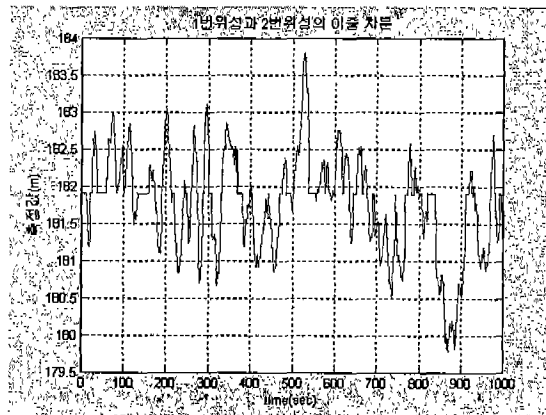


그림 3-4-14 측정값의 변화

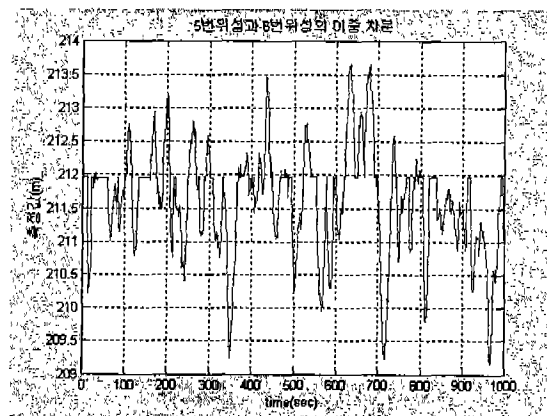


그림 3-4-15 측정값의 변화

실수 미지정수를 일괄처리 (Batch)방법으로 구하여 반송파 측정값의 잔차를 구하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다. 그림 3-4-16은 1번 위성과 2번 위성의 이중차분된 측정값의 잔차를 구한 것이다. 이 경우 잔차의 평균은 $-9.68 \times 10^{-7} \text{m}$, 표준편차는 0.0034 m이 나왔다. 그림 3-4-17의 경우 평균은 $3.83 \times 10^{-6} \text{m}$ 이며, 표준편차는 0.0046 m이 나왔다.

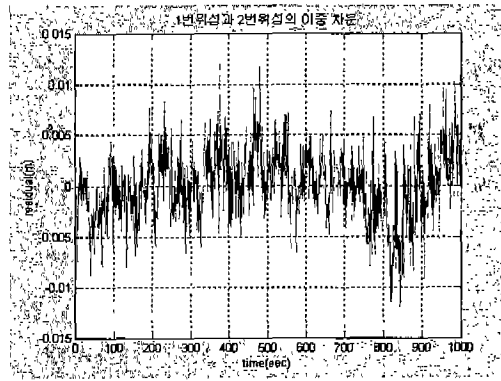


그림 3-4-16 측정값의 변화

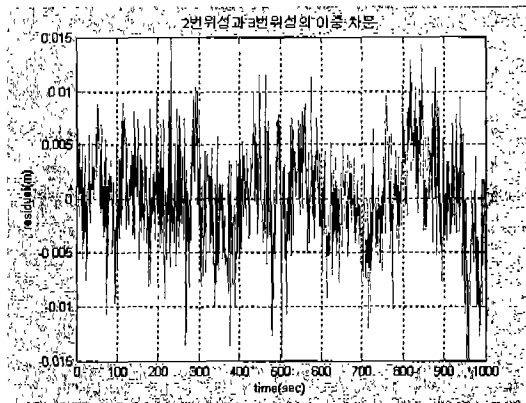


그림 3-4-17 측정값의 변화

다. 위치 정확도 향상을 위한 다중 경로의 제거

전자기파의 전기장과 자기장은 공간을 진행할 때 상호 연관성을 가지고 있다. 파장이 진행되는 동안에 전기장과 자기장은 빛의 속도로 공간을 진행한다. 다중경로 오차는 GPS 위성으로부터 송신된 신호가 둘 이상의 경로를 통하여 반사 및 굴절되어 수신기로 들어오기 때문에 발생한다. 주로 수신기 주변의 반사되는 물체로 인하여 발생하며 다중경로 오차의 일반화된 모델링은 현재까지 없는 상태이다. 다중경로 오차의 영향을 알기 위해서는 GPS 신호의 전자기학적 성질과 반사 및 굴절 시에 생기는 변화에 관하여 파악하는 것이 매우 중요하다[6].

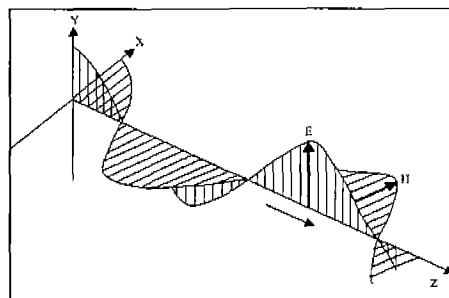


그림 3-4-18 전파의 전파

그림 3-4-18은 자기장 (E)과 전기장 (H)에서 진행되는 파장이 모든 부분에서 서로 직각임을 보여준다. 전기장과 자기장은 한 방향으로 진행하지만 전기장과 자기장면 벡터는 서로 직각으로 함께 진행되는 것이다. 한 파장에서 한 방향으로 직각을 이루며 함께 진행되는 전자기장 벡터면을 Transverse Electromagnetic (TEM)이라 한다.

GPS 반송파 신호는 오른손 원형 TEM 파장이다. 선형 분극 신호는 전리층을 통과할 때에 그 극성이 변하기 때문에 위성의 신호는 보통 원형 분극의 방법을 이용한다.

신호가 표면으로부터 반사되거나 분산되는 현상은 반사와 확산이라는 두 가지 요소로 구분할 수 있다. 반사는 전자기 파장이 매끄러운 면에 의하여 반사될 때 일어난다. 이때 생긴 파장은 매우 적은 위상과 크기의 분산을 가져온다. 반대로 표면이 울퉁불퉁한 면일 경우 반사된 신호는 산란되어 버린다.

다중경로 오차의 주된 요소는 GPS 위성으로부터 직접 수신된 전파 이외에 부가적으로 주위의 지형 지물에 의해 반사된 (Reflected) 전파로 인해 발생하는 오차이다. 다중경로 오차는 코드에 의한 의사 거리 측정값에서는 20m 이내, 반송파 위성 측정값에서는 5cm 이내의 크기를 갖는 것으로 알려져 있다. 다중 경로 오차는 전파의 반사 요인에 의해 성질이 결정되므로 차분 기법에 의해 상쇄되지 않는다. 반사된 GPS 반송파 신호를 기하학적으로 표현하면 그림 3-4-19와 같다

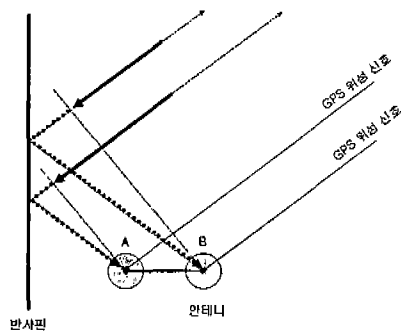


그림 3-4-19 반사된 GPS 위성 신호

GPS 안테나 사이의 길이가 가깝고, 반사면에 투영된 GPS 위성 신호가 같은 반사각을 갖는다면 그림 3-4-19에서 보는 바와 같은 기하학적 관계가 성립한다. 반사된 GPS 반송파 신호의 경로는 직접 위성에서 받는 경우보다 길어지며, 안테나의 위치에 따라 길어지는 경로가 다르게 나타나는 것을 알 수 있다. 따라서 안테나 A에서 관측되는 GPS 반송파 신호는 식 (3.4.33)과 같은 관계식을 갖는다.

$$\Phi_A^i = R_A^i + d_{ion} + d_{trop} + \lambda N_A^i + \delta^i + \delta_A + M_A^i + w_A^i \quad (3.4.33)$$

여기서,

- Φ_A^i : 반송파 측정값
- R_A^i : 위성파 수신기간의 실제거리
- d_{ion} : 전리층 오차
- d_{trop} : 대류권 오차
- λ : 반송파 파장
- N_A^i : 미지정수
- δ^i : 위성 오차
- δ_A : 수신기 오차
- M_A^i : 반사로 증가된 경로
- w_A^i : 측정 오차, $w_A^i \sim N(0, Q)$
- Q : 측정 오차의 공분산
- i : 위성 번호
- A : 안테나 번호

(1) 반사에 의한 경로 증가 추정

반송파의 반사에 의한 다중 경로에 의한 바이어스 증가량을 추정하기 위하여 다중 안테나의 배열을 그림 3-4-19와 같이 구성하였다. 사용자 안테나군은 4개의 안테나를 사면체 모양으로 설정하였다. 이 경우 사용자의 안테나 사이의 수신기 오차는 같은 오차를 공유하는 것으로 가정하였다. 사용자 안테나군의 정확한 위치 결정을 위하여 이중 차분된 측정값을 사용하게 되는데, 이때 사용되는 기준국의 안테나는 다중경로 오차가 없다고 가정한다.

그림 3-4-20에서 기준국의 수신기와, 사용자 수신기 중 A를 사용하고 GPS 위성 i, j 를 사용하여 선형화된 이중차분 측정식을 만들면 식 (3.4.34)와 같다.

$$l_{RA}^{ij} = h_{RA}^{ij} dx_A + \lambda N_{RA}^{ij} + M_{RA}^{ij} + w_{RA}^{ij} \quad (3.4.34)$$

여기서,

- l_{RA}^{ij} : 선형화된 이중차분된 반송파 측정값
- h_{RA}^{ij} : 측정 행렬
- dx_A : 위치 벡터
- λ : 반송파 파장
- N_{RA}^{ij} : 이중차분된 미지정수

- M_{RA}^i : 이중차분된 반사 경로 증가량
- w_{RA}^i : 측정 오차, $w_{RA}^i \sim N(0, Q)$
- Q : 측정 오차의 공분산

식 (3.4.34)를 안테나, B, C, D에 대해서 확장하고 측정되는 위성에 대하여 이중차분된 값을 벡터형태로 합하여 식 (3.4.35)를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 l_{RA} &= h_{RA}dx_A + \lambda N_{RA} + M_{RA} + w_{RA} \\
 l_{RB} &= h_{RB}dx_B + \lambda N_{RB} + M_{RB} + w_{RB} \\
 l_{RC} &= h_{RC}dx_C + \lambda N_{RC} + M_{RC} + w_{RC} \\
 l_{RD} &= h_{RD}dx_A + \lambda N_{RD} + M_{RD} + w_{RD}
 \end{aligned} \tag{3.4.35}$$

그림 3-4-20에서 기준국의 수신기에는 다중경로의 바이어스가 없다고 가정하고, 안테나 A, B, C, D의 기하학적 관계를 이용하면, 다음의 관계식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 l_{RA} &= h_{RA}dx_A + \lambda N_{RA} + M_{RA} + w_{RA} \\
 l_{RB} &= h_{RB}(dx_A + dx_{AB}) + \lambda(N_{RA} + N_{AB}) + M_{RB} + w_{RB} \\
 l_{RC} &= h_{RC}(dx_A + dx_{AC}) + \lambda(N_{RA} + N_{AC}) + M_{RC} + w_{RC} \\
 l_{RD} &= h_{RD}(dx_A + dx_{AD}) + \lambda(N_{RA} + N_{AD}) + M_{RD} + w_{RD}
 \end{aligned} \tag{3.4.36}$$

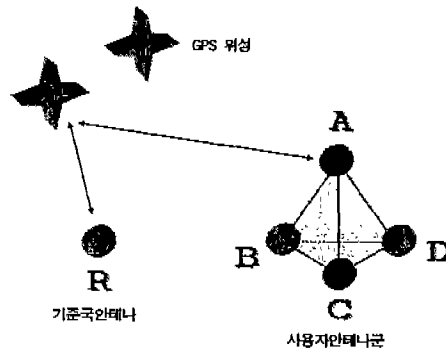


그림 3-4-20 다중 안테나

그림 3-4-21은 안테나 두 개의 기하학적 조건을 이용하여 두 안테나 사이의 단일차분된 미지정수 값을 추정하는 것을 나타낸다. 두 개의 안테나가 모두 같은 수신기 오차를 갖는다면, 식 (3.4.37)이 성립한다.

$$\Phi_{AB}^i = R_{AB}^i + \lambda N_{AB}^i + M_{AB}^i \tag{3.4.37}$$

여기서,

- Φ_{AB}^i : 단일차분된 반송파 측정값
- R_{AB}^i : 위성과 수신기간 상대 거리의 차이
- λ : 반송파 파장
- N_{AB}^i : 단일차분된 미지정수
- M_{AB}^i : 단일차분된 반송파 바이어스

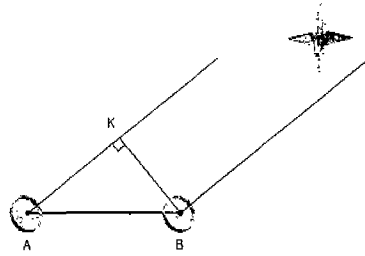


그림 3-4-21 미지 정수 획득

식 (3.4.37)에서 반송파 파장으로 양변을 나누면 식 (3.4.38)과 같은 결과를 얻을 수 있으며, 안테나 사이의 길이 값을 $\lambda/2$ 로 정하면, 단일 차분된 미지정수 N_{AB}^i 의 값은 좌변 Φ_{AB}^i/λ 의 정수값으로 결정 되어 진다. 이와 같은 방법으로 단일 차분된 측정값에서 미지정수는 검색의 과정 없이 얻어지게 된다.

$$\Phi_{AB}^i / \lambda = R_{AB}^i / \lambda + N_{AB}^i + M_{AB}^i / \lambda \quad (3.4.38)$$

안테나 군에서 발생하는 반사에 의한 다중경로 바이어스 증가량을 추정하려면 추정값의 개수보다 측정값의 개수가 모자라는 문제가 발생한다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 안테나 군의 기하학적 조건을 활용하여야 한다. 안테나 사이의 거리를 이용한 제한 조건을 정리하면 식 (3.4.39)가 되며, 안테나 사이의 각도를 이용한 제한 조건을 정리하면 식 (3.4.40)이 된다.

$$dx_{AB}^T \cdot dx_{AB} = d^2, \quad dx_{AB}^T \cdot dx_{AB} = d^2, \quad dx_{AB}^T \cdot dx_{AB} = d^2 \quad (3.4.39)$$

여기서, d 는 안테나 사이의 거리이다.

$$dx_{AB}^T \cdot dx_{AC} = d^2 \times \cos(60^\circ), \quad dx_{AB}^T \cdot dx_{AD} = d^2 \times \cos(60^\circ) \quad (3.4.40)$$

(2) 시뮬레이션

제안된 알고리즘의 타당성을 확인하기 위하여 시뮬레이션을 수행 하였다. 위치는 건국대학교 옥상의 위치로 설정하였으며, 기준국의 위치 좌표는 위도 37.5411도, 경도 127.07974도, 고도 60.116m, 사용자 안테나 A의 초기 위치 좌표는 위도 37.5411도, 경도 127.07967도, 고도 60.112m로 설정하였으며, x 축을 따라 1초에 2m를 이동하는 것으로 설정하였다. 기준국과 사용자 안테나 사이의 초기 거리는 6.13m이다. 본 연구에서는 반송파의 다중경로 바이어스가 안테나 D에만 있는 것으로 가정 하였다.

100초 동안 GPS 위성을 관측하는 것으로 설정하였으며, 반송파 측정값의 오차는 표준편차 0.003m를 갖는 가우스 분포로 설정하였다. 시뮬레이션 수행 동안 가시위성의 개수는 9개였다. 위성 분포를 표현하면 그림 3-4-22와 같고, 이때 GDOP을 표현하면 그림 3-4-23과 같다. 시뮬레이션 수행 동안 DGOP의 평균은 1.7144이었다.

그림 3-4-24는 사용자의 시뮬레이션에 사용된 안테나군의 배열된 모습을 나타낸다. 정사면체의 윗부분에 있는 안테나를 안테나 A라고 하며, 아랫부분에 안테나를 차례로 B, C, D라고 한다. 그림 3-4-24은 안테나 A를 기준으로 다른 안테나들이 좌표축 상에서 어떻게 배열되고 있는 지를 알려주는 그림이다.

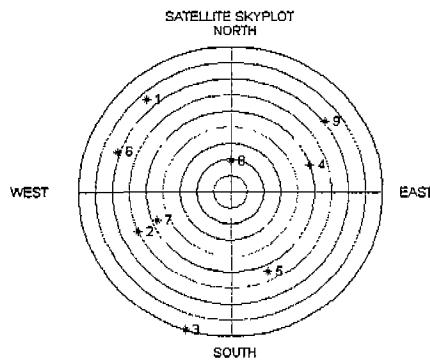


그림 3-4-22 가시 위성 분포

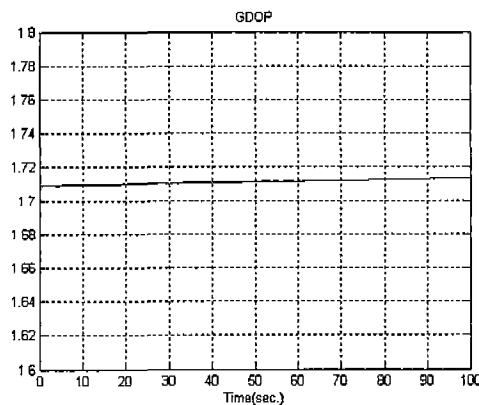


그림 3-4-23 GDOP

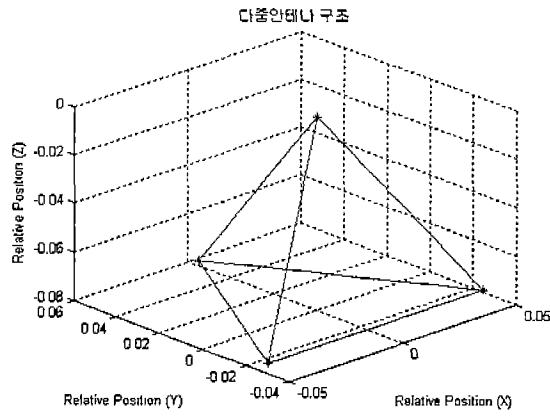


그림 3-4-24 기하학적 조건

제안된 알고리즘을 이용하여 사용자 안테나 A의 위치를 추정하고 그 오차 표준 편차를 구하면 표 3-4-5와 같이 얻을 수 있다. 또한 사용자의 안테나군에서 각각의 안테나 사이의 상대벡터를 추정하면 표 3-4-6과 같다.

표 3-4-5 A의 위치 오차

	표준편차
X축	0.00190
Y축	0.00150
Z축	0.00204

(단위 m)

표 3-4-6 추정된 상대벡터의 크기

	실제값	추정값 평균	표준편차
dxAB	0.00000	-0.00004	0.00162
dyAB	0.05485	0.05485	0.00115
dzAB	-0.07757	-0.07755	0.00077
dxAC	-0.04750	-0.04752	0.00121
dyAC	-0.02742	-0.02728	0.00124
dzAC	-0.07757	-0.07755	0.00072
dxAD	0.04750	0.04759	0.00123
dyAD	-0.02742	-0.02788	0.00134
dzAD	-0.07757	-0.07744	0.00089

(단위 m)

시뮬레이션 설정에서 사용자 안테나 D에만 바이어스가 존재 하는 것으로 되어있으므로, 사용자 안테나 A와 D의 차분된 바이어스가 표 3-4-7과 같이 나타나는 것을 확인할 수 있다.

표 3-4-7 추정된 바이어스의 크기

	실제값	추정값 평균	표준편차
M1_AD	0.05000	0.05005	0.00383
M2_AD	0.01000	0.00912	0.00363
M3_AD	0.05000	0.04952	0.00384
M4_AD	0.01000	0.01004	0.00401
M5_AD	0.05000	0.004986	0.00368
M6_AD	0.01000	0.00957	0.00343
M7_AD	0.05000	0.04987	0.00395
M8_AD	0.01000	0.01047	0.00418
M9_AD	0.05000	0.05067	0.00382

(단위 m)

사용자의 안테나군이 이동하는 위치를 추정하여 그 오차를 그리면 그림 3-4-25와 같다. 각 좌표 성분에 대하여 수 mm의 오차가 발생하는 것을 확인 할 수 있다.

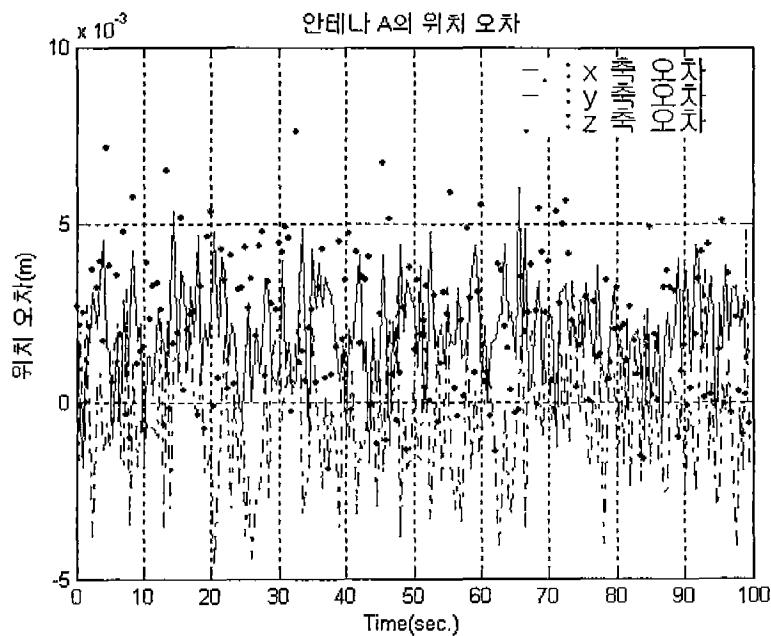


그림 3-4-25 안테나 A의 위치 오차

사용자의 안테나군 A와 D의 단일 차분에 의하여 만들어지는 반사에 의한 다중경로의 바이어스를 추정하고, 이 추정값의 오차를 그려보면 그림 3-4-26, 그림 3-4-27, 그림 3-4-28과 같다. 그림 3-4-26은 1, 2, 3번 위성에서 발생하는 단일 차분된 반사에 의한 다중경로 바이어스의 추정값 오차를 그린 것이며, 그림 3-4-27은 4, 5, 6번 위성에서 발생하는 단일 차분된 반사에 의한 다중경로 바이어스의 추정값 오차를 그린 것이며, 그림 3-4-28은 7, 8, 9번 위성에서 발생하는 단일 차분된 반사에 의한 다중경로 바이어스의 추정값 오차를 그린 것이다.

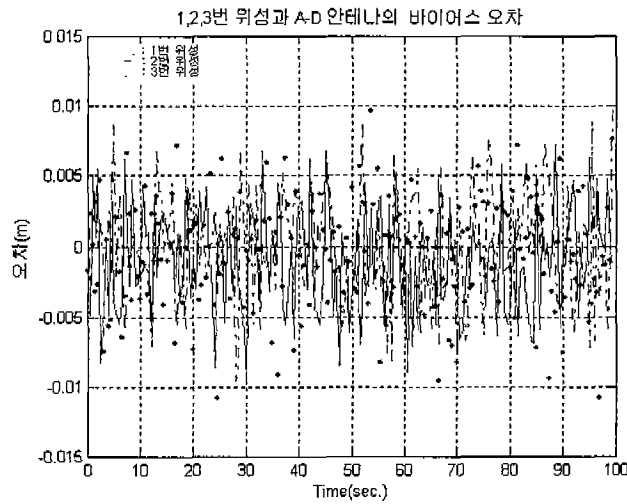


그림 3-4-26 안테나 AD의 바이어스 오차

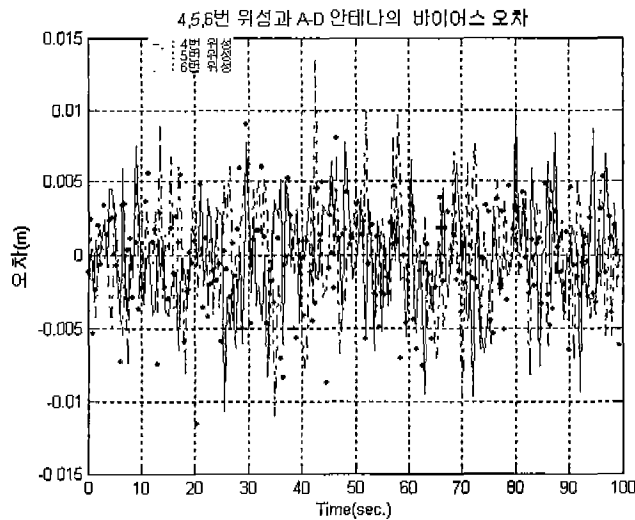


그림 3-4-27 안테나 AD의 바이어스 오차

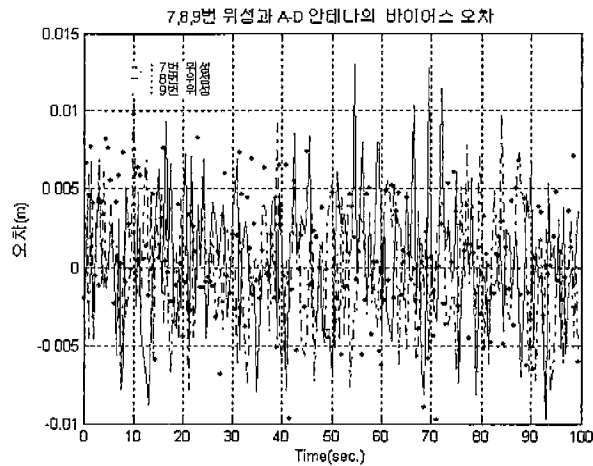


그림 3-4-28 안테나 AD의 바이어스 오차

다중 안테나를 이용하여 반송파의 바이어스 성분 중 반사된 다중경로의 증가량을 추정하는 알고리즘을 제시하였으며, 알고리즘의 타당성 확인을 위하여 시뮬레이션을 수행 하였다. 바이어스 성분과 사용자 안테나군의 위치, 사용자 안테나군의 안테나 사이의 상대거리 등을 추정하기 위하여 이중차분된 측정값과 단일차분된 측정값을 사용하였다. 또한 측정값의 부족을 해결하기 위하여 다중 안테나의 기하학적 배열을 이용하였다.

제안된 알고리즘을 이용하여, 사용자의 위치와 함께 사용자의 안테나군에서 발생하는 반사에 의한 다중경로의 바이어스 성분을 추정해낼 수 있었다.

사용자 안테나 군의 위치 결정 결과에서 위치 결정의 오차는 표준편차 $1.90mm$, $1.50mm$, $2.04mm$ 로 나타났으며, 사용자 안테나 군의 단일 차분된 바이어스 성분의 추정 결과 오차는 $3.42mm$ 에서 $4.18mm$ 까지 나타나는 것을 확인할 수 있었다.

라. 비공통 GPS 위성의 궤도 정보 오차 소거

(1) GPS 위성의 궤도 오차

GPS 위성 궤도 오차의 경우 위성의 방송 궤도력 (Broadcast Ephemeris)의 부정확성 때문에 생기는 오차이다. GPS 위성의 위치는 미국 콜로라도에 있는 GPS 주관제국에서 계산된다. 주관제국은 지구의 경로 상에 고루 분포된 5개의 GPS 위성 추적소에서 취득한 의사거리와 반송파 위상 관측치를 수집하여 매우 정교하고 복잡한 소프트웨어로 위성의 향후 궤도를 예측하여 해당 위성에 공급한다. GPS 위성은 이 궤도력 정보를 항법 메시지 형태로 1시간마다 새로운 값으로 갱신하면서 사용자에게 끊임없이 방송한다. 방송 궤도력의 오차는 약 $3m$ 정도이다. 정확한 위치해를 요구하는 경우에는 방송 궤도력보다 정확한 정밀 궤도력 (Precise Ephemeris)이 필요하다. 이러한 정밀 궤도력을 산출하기

위한 국제적인 공동연구가 그동안 활발히 진행되어 왔다. 즉 전세계 약 200개 GPS 관측소 (Tracking Site)가 참여하고 있는 International GPS Service (IGS)이 1994년 1월 발족하여 GPS 위성의 정밀 궤도력을 산출하여 공급하고 있다. 이러한 정밀 궤도력은 실시간으로 50 cm, 2일 후에 10 cm, 2주 후에 5 cm의 정확도를 가지고 있다. 실시간에 적용하기 위해서는 인터넷 상으로 서비스되는 실시간 정보를 사용하면, 실질적으로 최고 10cm정도 정밀도로 서비스를 받을 수 있다[7].

일반적으로 GPS 위성의 궤도 오차 성분은 지구 중심 방향 (Radial Component)으로 가장 작은 값을 가지고 있으며, 위성의 진행 방향 (Tangential Component)과 교차 방향 (Cross Component)은 중심 방향 오차에 비하여 한 차수 높은 오차를 가지고 있다. 다행스럽게도 큰 값을 가지고 있는 오차 성분은 사용자가 위치 결정을 하는데 영향을 미치지 못한다. 그 이유는 사용자의 위치를 결정하는데 필요한 위성의 의사거리는 지구 중심 방향 성분에 의해서만 변화되기 때문이다. 지구 중심 방향 성분이 위성과 사용자 사이의 의사거리에 영향을 미치게 되고 이것은 다시 사용자의 위치 에러에 투영된다.

그러나 위성의 오차는 위치 예측에 영향을 미치게 되고 이것은 지상국 (Control Station)에서 업로드 (Upload) 시킨 궤도력 정보의 오차가 시간이 지남에 따라 증가되도록 한다. 1984년 GPS 위성의 운용 단계 (Phase) I에서는 24시간 동안의 관측 결과 궤도 오차에 의한 위치 오차는 RMS 거리로 2.1 m 인 것으로 알려져 있다. 또한 이 오차는 위성의 시계 오차에 밀접하게 관계되어 있다. 또한 이 오차 성분은 P 코드와 C/A 코드 모두 동일하게 적용된다.

(2) GPS 위성의 시계 오차

GPS를 이용한 위치 결정의 기초 이론은 위성과 사용자의 거리 정보를 이용하여 위치 정보를 얻는 것이며 이것은 전적으로 위성의 시계 예측성에 전적으로 의존한다. 이러한 위성 시계 오차는 P 코드와 C/A 코드 사용자 모두에게 같이 영향을 미친다. 이러한 오차는 위성의 방향에 영향을 받지 않으며 DGPS를 사용하는 데 중요한 이유가 된다. 모든 사용자와 기지국은 같은 위성의 시계 오차를 측정하게 된다. 위성의 시계 오차로 거리에 발생하는 오차는 대략 3.5 m 이다. 또한 실험에 의하여 나타나는 오차는 24시간 관측에서 4.1 m인 것으로 알려져 있다[1].

(3) IGS 소개

IGS는 International Association of Geodesy (IAG) 에 의해서 만들어진 단체이며, 공식적인 활동은 1994년 1월 1일에 시작 되었다. 1999년 1월 1일, IGS 역할이 확장됨으로써 그 명칭은 International GPS Service for Geodynamics에서 현재의 International GPS Service로 변화였다. 1992년 6월부터 9월까지 3개월 동안 시범적으로

지구 역학 (Geodynamics)을 위한 국제적인 GPS 서비스의 개념의 증명을 위해 운영되었다. 이후 IAG에 의해 1993년 IGS 설립까지 시범적 운영은 계속 되었다. 1994년 1월 IGS는 정식으로 Federation of Astronomical and Geophysical Data Analysis Services (FAGS)의 회원이 되었으며, 이로써 International Earth Rotation Service (IERS)와 관계가 가까워 지게 되었다.

IGS는 전 세계 대략 200개의 상시 GPS 관측소 (Tracking Site)로 구성되어 있으며, 3개의 Global Data Center, 21개의 Operational 혹은 Regional Data Center, 7개의 Analysis Center, 1개의 Analysis Center Coordinator, 1개의 IGS Reference Frame Coordinator, 1개의 Central Bureau로 구성된다. IGS는 이러한 기관들을 이용하여 프로젝트들을 수행하고 있다. 또한 연구 주제로는 대류권 연구, 전리층 연구, 정밀 시각 연구, 저궤도 위성의 궤도 연구 등이 있으며, 국제 GLONASS 서비스 프로젝트 등을 수행하고 있다. IGS는 일상적으로 10 cm 이하의 오차를 갖는 모든 GPS 위성의 궤도 정보를 생성하며, 지구 회전 파라미터를 제공하고, International Terrestrial Reference에서의 GPS 관측소의 좌표 결정을 제공하고, 각 IGS 관측소에서 매일 Receiver Independent Exchange Format (RINEX) 형식으로 반송파, 의사거리 측정값을 제공한다.

위성의 관측 정보는 다양한 Data Center에서 얻을 수 있으며, 위성 각각의 궤도는 Global Data Center에 있는 Analysis Center에서 결정되어 진다. 공식적인 IGS 궤도 정보는 스위스의 베른 (Bern) 대학에 위치한 Astronomical Institute의 Analysis Center에 의해 만들어 진다. Central Bureau는 매일 매일의 IGS의 관리에 대한 책임을 지며, 미국 캘리포니아의 Pasadena의 Jet Propulsion Laboratory에 위치하고 있다. 재원은 National Aeronautics and Space Administration (NASA) 에서 부담하고 있다.

(4) IGS 데이터를 이용한 GPS 위성의 궤도 및 오차 분석

2004년 4월 10일 2시 GPS 수신기로부터 얻은 항법해를 이용하여 PRN 3번 GPS 위성의 궤도를 계산하면 그림 3-4-29와 같다. 이것은 GPS 수신기로부터 직접 얻은 항법해를 사용한 궤도이기 때문에 GPS위성의 궤도 오차를 포함한다. 따라서 보다 정확한 GPS 위성의 궤도 정보를 얻기 위해서는 IGS에서 제공하는 항법해를 이용하여 GPS위성의 궤도를 얻어야 한다.

그림 3-4-29는 GPS 위성의 궤도를 ECEF좌표계로 계산하였기 때문에 구불어진 타원이 되지만 실제 GPS 위성의 궤도는 원형궤도에 가깝다. 그림 3-4-30에서 그림 3-4-35는 2004년 4월 10일 0시부터 22시까지의 PRN 3번 위성의 궤도를 분석한 결과이다. 궤도 분석에는 2개의 데이터가 사용되었으며, 첫번째 PRN 3번 GPS 위성의 궤도를 만드는 데이터는 직접 항법해를 받은 것이다. 두번째 첫번째 PRN 3번 GPS 위성의 궤도를 만드는

데이터는 2004년 4월 10일 이후 2주가 지난 4월 25일에 IGS에서 획득한 데이터이다. 두 개의 데이터를 이용해 각각 PRN 3번 GPS 궤도를 생성하고 그 차이를 비교하였다. IGS에서 얻은 데이터를 참이라고 가정하고 그 오차를 22시간 동안 그린 것이 그림 3-4-30, 그림 3-4-31, 그림 3-4-32이고, 5시간 동안 그린 것이 그림 3-4-33, 그림 3-4-34, 그림 3-4-35이다. 항법해를 직접 받아 계산한 후 시간이 지남에 따라 GPS 궤도 오차가 크게 발산하는 것을 확인할 수 있었다. 따라서 적절한 항법해를 사용해야 사용자가 적절한 위치해를 확보할 수 있음을 확인할 수 있었다.

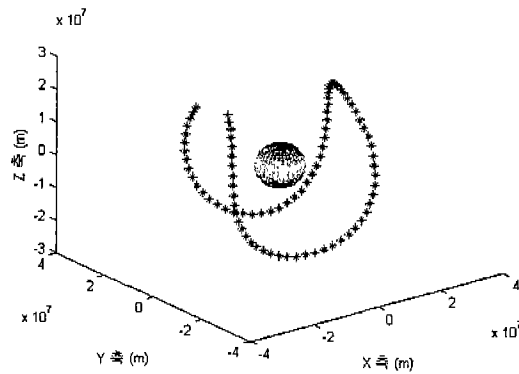


그림 3-4-29 PRN 3번 GPS 위성의 궤도 (ECEF)

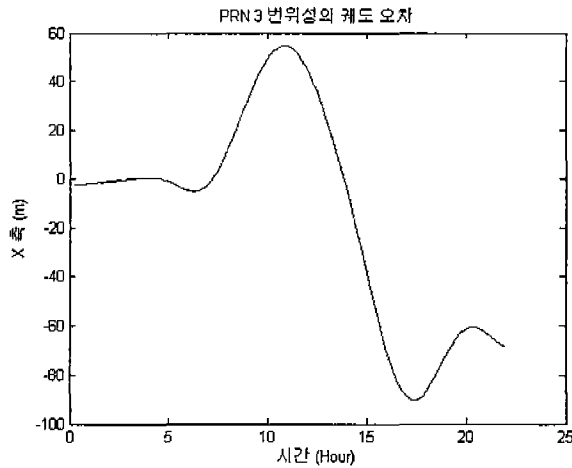


그림 3-4-30 PRN 3번 GPS 위성의 X축 궤도 오차

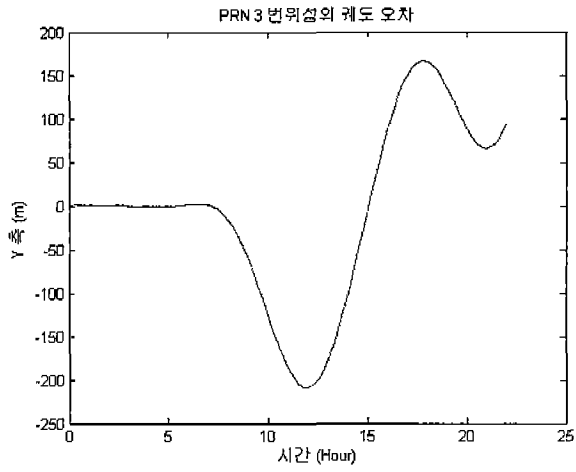


그림 3-4-31 PRN 3번 GPS 위성의 Y축 궤도 오차

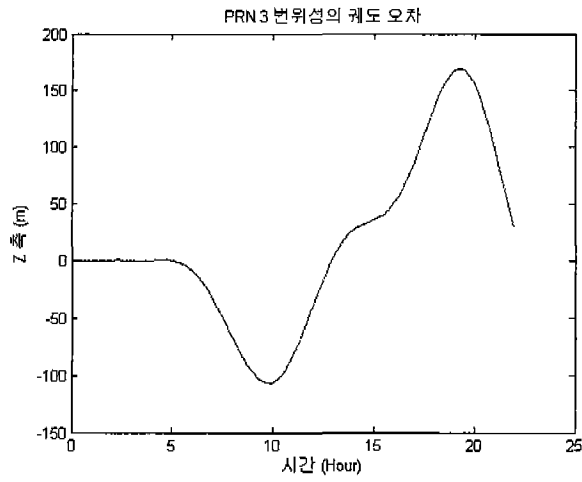


그림 3-4-32 PRN 3번 GPS 위성의 Z축 궤도 오차

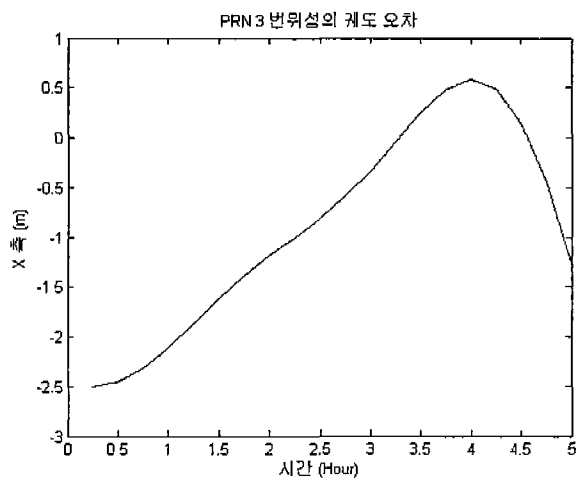


그림 3-4-33 PRN 3번 GPS 위성의 X축 궤도 오차

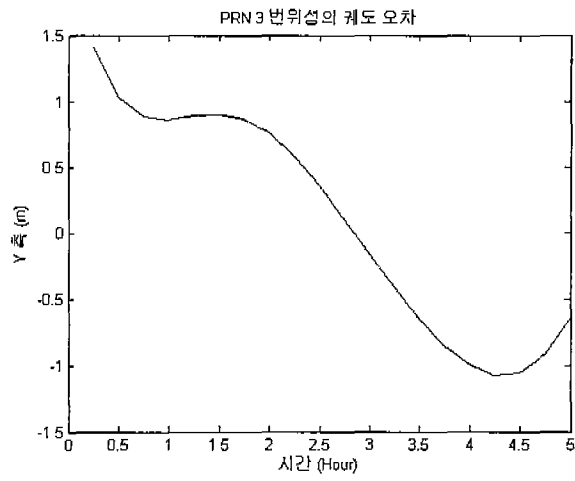


그림 3-4-34 PRN 3번 GPS 위성의 Y축 궤도 오차

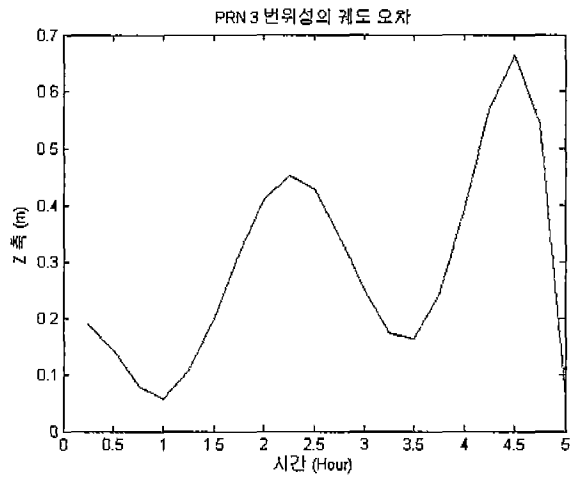


그림 3-4-35 PRN 3번 GPS 위성의 Z축 궤도 오차

2. 다중경로 오차 검출기법

가. 다중경로 오차 감쇠기법

다중경로의 영향을 감소시키기 위하여 지금까지 연구된 기법들은 크게 신호추적부 방식 (Signal Tracking Loop Approach), 다중경로 식별방식 (Multipath Identification and Compensation Approach), 그리고 다중경로 검출 및 분리방식 (Multipath Detection and Isolation Approach)으로 분류한다.

신호추적부 방식은 수신기 내부의 상관기와 밀접한 관련을 가진다. 상관기에 사용된 칩 (Chip)의 크기와 수신신호가 내부신호 사이의 상관값에 대한 최대치를 찾는 방법을 설계함에 따라 다중경로에 대한 민감도를 조절하게 된다. 신호추적부 방식의 대표적인 예로서 MEDLL (Multipath Estimating Delay Lock Loop)[8], Narrow Correlator, 그리고 MET (Multipath Elimination Technology)[9] 등을 들 수 있다. 또한 신호추적부 방식에 대한 전반적인 정리에서 찾을 수 있다[10].

다중경로 식별방식은 고정된 안테나의 위치, 이중 주파수에 의한 누적위상 측정치의 획득, 신호대잡음비율 (Signal to Noise Ratio), 그리고 다수개의 안테나 등의 부가적인 정보를 이용하여 다중경로의 계수를 식별하고 제거하는 방법이다[3]. 고정된 안테나의 위치는 Kee와 Parkinson에 의하여, 이중 주파수에 의한 누적위상 측정치는 Georgiadou와 Kleusberg에 의하여, 신호대비잡음비율은 Axelrad와 Comp에 의하여, 그리고 다수개의 안테나에 의한 측정치는 Ray와 Farret에 의하여 연구되었다[11].

다중경로 검출 및 분리방식은 다중경로가 포함된 위성채널의 측정치를 검출하고 이를 위치해의 생성에 이용하지 않거나 제약을 가하는 방법이다. 다중경로 검출의 성능은 일반적으로 정상적인 상황과 비정상적인 상황을 판별하도록 하여주는 판단변수 (Test Statistic)의 효율성에 크게 영향을 받게 된다. 이를 위하여 거리비교 방법과 최소자승 유수 방법 및 패러티 공간 방법 등의 기존 RAIM 방법이 사용될 수 있다. 또한 누적위상 측정치에 비하여 의사거리 측정치에 더 큰 측정오차를 유발하는 다중경로의 특성을 이용한 의사거리와 누적위상 측정치의 순간차분, 의사거리측정치 및 L1/L2이중 주파수 측정치의 선형 조합, 그리고 거리환산 측정오차와 간접적인 관련성을 가진 신호대비잡음비율 등을 다중경로에 대한 식별성을 향상시키는 판단변수로 사용한다.

하나의 수신기를 이용한 실시간 동적 위치결정 (Real-time Kinematic Positioning)은 의심할 여지없이 GPS의 활용에 있어서 가장 넓은 응용 분야를 가진다. 실시간 동적 위치결정을 위하여 기존의 다중경로 관련 연구결과를 검토하여 보면 몇 가지 기존의 방법들

이 활용 가능하나 다소의 제약 조건들이 부과됨을 알 수 있다. 기존의 신호추적부 방식, 이중 주파수 방식, 그리고 다수개의 안테나에 의한 방식 등은 실시간 동적 환경에 적용 가능하나 이를 이용하기 위해서는 고가의 하드웨어가 필요하다.

나. 채널별 다중경로 오차 검출기법

그림 3-4-36은 의사거리 측정치의 유수를 다중경로 발생 유무에 따라 비교한 것이다. 그림에 나타난 바와 같이 다중경로에 의하여 의사거리 측정오차는 큰 범위 내에서 불규칙적으로 열잡음 성분보다 느리게 이동하는 약고장 (Soft Fault) 특유의 특성을 가짐을 알 수 있다. 일반적으로 고장의 징후가 빠르게 나타나는 강고장 (Hard Fault)에 비하여 고장의 징후가 느리게 나타나는 약고장은 검출 및 분리에 난점이 있다. 검출되지 못한 다중경로는 큰 의사거리 오차를 유발하며 이는 다시 위치 오차를 증폭하는 결과로 나타나게 된다.

다중경로와 같은 비정상적인 상황에서 GPS 측정치의 시계열은 정상적인 상황에 비하여 크게 요동치게 된다. 제안된 다중경로 판단변수는 일종의 에너지 식별자로서 수신기의 오동작에 의하여 발생하는 측정오차의 순간적인 증가, 점진적인 증가, 그리고 다중경로에 의하여 발생하는 측정오차의 요동현상을 효율적으로 감지하여 준다.

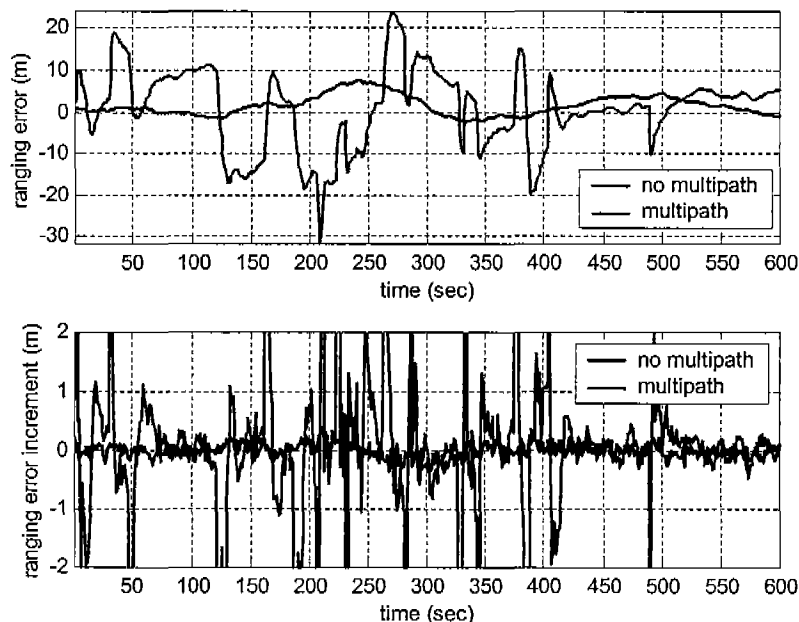


그림 3-4-36 다중경로 발생 유무에 따른 의사거리 유수와 의사거리 유수 변화량의 비교

제안된 다중경로 판단변수의 유도를 위해서는 네 단계의 선행 과정이 필요하다. 첫째, 수신기 각 채널별 의사거리 시간증분과 누적위상 시간증분의 차를 이용하여 연속시간 이중차분인 STDD (Successive-Time Double Difference) 순열과 이의 공분산 행렬을 생성한다. 둘째, STDD 순열에 존재하는 상관성을 제거하기 위하여 확률적 직교화 (Stochastic Orthogonalization)를 수행하여 OSTDD (Orthogonalized STDD) 순열과 이의 공분산 행렬을 생성해 낸다. 셋째, OSTDD 순열에 포함되는 연속적인 값들은 직교화에 의하여 상호 독립적인 가우시안 구조를 가지므로 이를 이용하여 χ^2 분포를 가지는 채널별 다중경로 판단변수를 유도한다. 마지막으로, STDD 순열과 OSTDD 순열 사이의 관계와 OSTDD 순열과 다중경로 판단변수 사이의 관계를 이용하여 STDD 순열로부터 다중경로 판단변수를 계산 가능하게 하여 주는 순간 행렬식을 유도하게 된다.

(1) STDD (Successive-time Double Difference) 순열

하나의 GPS 수신기가 매 단위시간 각 위성에 대한 채널별로 제공하는 의사거리 측정치는 다음과 같은 오차요인들을 포함한다.

$$\tilde{\rho}_k^j = r_k^j + B_k + E_k^j + I_k^j + T_k^j + M_k^j + N_k^j \tag{3.4.41}$$

여기서

$\tilde{\rho}_k^j$: k -번째 시간에서 j -번째 위성과 수신기 사이의 의사거리 측정치

r_k^j : k -번째 시간에서 j -번째 위성과 수신기 사이의 참 거리

B_k : k -번째 시간에서의 수신기 시계오차

E_k^j : k -번째 시간에서 j -번째 위성의 시계오차 및 궤도오차

I_k^j : k -번째 시간에서 j -번째 위성 측정치의 전리층 지연

T_k^j : k -번째 시간에서 j -번째 위성 측정치의 대류권 지연

M_k^j : k -번째 시간에서 j -번째 위성에 대한 의사거리 측정치에 포함된 다중경로 및 기타 오차

N_k^j : k -번째 시간에서 j -번째 위성에 대한 의사거리 측정치의 열잡음

또한, 수신기가 매 순간 제공하는 j -번째 위성 채널의 누적위상 측정치는 미지정수 N^j 를 비롯하여 다음과 같은 오차요인들을 포함한다.

$$\tilde{\Phi}_k^j = r_k^j + B_k + E_k^j - I_k^j + T_k^j + m_k^j + n_k^j - \lambda N^j \quad (3.4.42)$$

여기서

λ : L1 반송파 (Carrier)의 단위 파장 길이

$\tilde{\Phi}_k^j$: k -번째 시간에서 j -번째 위성에 의한 누적위상 측정치

m_k^j : k -번째 시간에서 j -번째 위성에 대한 누적위상 측정치에 포함된
다중경로 및 기타 오차

n_k^j : k -번째 시간에서 j -번째 위성에 대한 누적위상 측정치에 포함된 열잡음
위의 식들에서 의사거리와 누적위상 측정치에 나타나는 열잡음은 다음과 같은 가우시안 분포를 가지며 서로 상관성이 없다고 가정한다.

$$\begin{bmatrix} N_i^j \\ N_l^j \\ N_i^a \\ n_i^j \\ n_l^j \\ n_i^a \end{bmatrix} \sim O, \begin{bmatrix} r_\rho & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_\rho & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_\rho & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_\phi & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_\phi & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_\phi \end{bmatrix} \quad (3.4.43)$$

$i \neq l, j \neq a$

$i, l = k - B + 1, k - B + 2, k - B + 3, \dots, k$

$j, a = 1, 2, 3, \dots, J$

B : 다중경로 판단변수에 이용되는 연속적인 GPS 측정치의 개수

J : 가시위성의 개수

GPS 측정치가 포함하는 수신기 시계 바이어스, 위성궤도 오차, 전리층 지연, 그리고 대류층 지연은 일반적으로 다중경로 오차와 열잡음에 비하여 순간적인 변화량이 미비하다.

이를 이용하면 STDD d_i^j 는 다음의 식을 만족한다.

$$d_i^j = (\tilde{\rho}_i^j - \tilde{\rho}_{i-1}^j) - (\tilde{\Phi}_i^j - \tilde{\Phi}_{i-1}^j) = \mu_i^j + v_i^j \quad (3.4.44)$$

$$i = k - B + 1, k - B + 2, \dots, k$$

$$j = 1, 2, 3, \dots, J$$

여기서

$$\mu_i^j := M_i^j - M_{i-1}^j - m_i^j + m_{i-1}^j \quad (3.4.45)$$

$$v_i^j := N_i^j - N_{i-1}^j - n_i^j + n_{i-1}^j \quad (3.4.46)$$

$$\begin{bmatrix} v_i^j \\ v_i^j \end{bmatrix} \sim \left(O, \begin{bmatrix} \Lambda_\rho & -\frac{1}{2}\Lambda_\rho \\ -\frac{1}{2}\Lambda_\rho & \Lambda_\rho \end{bmatrix} \right) \text{ if } l = i \pm 1 \quad (3.4.47)$$

$$\sim \left(O, \begin{bmatrix} \Lambda_\rho & 0 \\ 0 & \Lambda_\rho \end{bmatrix} \right) \text{ if } l \neq i \pm 1$$

$$\Lambda_\rho := 2(r_\rho + r_\Phi). \quad (3.4.48)$$

일반적인 GPS 수신기가 제공할 수 있는 측정치로는 의사거리, 누적위상, 그리고 도플러 천이 등의 세 종류가 있다. 제안된 방법은 식 (3.4.44)에 나타난 바와 같이 이들 중 두 종류의 측정치를 이용한다. 상황에 따라, 각 위성별 시선방향 거리 변화량 $(r_i^j - r_{i-1}^j)$ 의 근사화에 식 (3.4.44)에 나타난 누적위상의 시차분 $(\tilde{\Phi}_i^j - \tilde{\Phi}_{i-1}^j)$ 대신 도플러 천이와 시간 증분의 곱을 이용할 수 있다. 그러나, 도플러 천이를 이용하여 시선방향 거리 변화량 $(r_i^j - r_{i-1}^j)$ 을 근사화 할 경우 수신기의 운동에 따른 근사화 오차가 증폭될 가능성을 내재한다.

(2) OSTDD (Orthogonalized STDD) 순열

식 (3.4.43)과 (3.4.48)에 나타난 바와 같이 잡음성분인 v_i^j 과 v_{i+1}^j 에 의하여 STDD d_i^j 과 d_{i+1}^j 사이에는 식 (3.4.47)에 나타난 바와 같이 상관성이 존재하므로 연속적인 STDD d_i^j 과 d_{i+1}^j 사이의 상관성을 제거하기 위하여 다음과 같은 확률적 직교화를 수행하여

OSTDD 순열 $\{\bar{d}_i^j\}_{i=k-B+1, k-B+2, \dots, k}$ 를 얻는다.

$$\bar{d}_{k-B+1}^j = d_{k-B+1}^j \quad (3.4.49)$$

$$\bar{d}_i^j = d_i^j + \frac{1}{2} \frac{\Lambda_\rho}{\bar{\Lambda}_{i-1}^j} \bar{d}_{i-1}^j, \quad i = k-B+2, k-B+3, \dots, k \quad (3.4.50)$$

서로 상관된 STDD 순열 $\{d_i^j\}_{i=k-B+1, k-B+2, \dots, k}$ 에 비하여 OSTDD 순열 $\{\bar{d}_i^j\}_{i=k-B+1, k-B+2, \dots, k}$ 은 다음과 같이 상호 독립적인 가우시안 분포를 가진다.

$$\begin{bmatrix} \bar{d}_k^j \\ \bar{d}_{k-1}^j \\ \bar{d}_{k-2}^j \\ \vdots \\ \bar{d}_{k-B+1}^j \end{bmatrix} \sim \left(\begin{bmatrix} \bar{\Lambda}_k^j & & & & 0 \\ & \bar{\Lambda}_{k-1}^j & & & \\ 0, & & \bar{\Lambda}_{k-2}^j & & \\ & & & \ddots & \\ 0 & & & & \bar{\Lambda}_{k-B+1}^j \end{bmatrix} \right) \quad (3.4.51)$$

여기서

$$\bar{\Lambda}_{k-B+1}^j = \Lambda_\rho \quad (3.4.52)$$

$$\bar{\Lambda}_i^j = \Lambda_\rho - \frac{1}{4} \frac{\Lambda_\rho^2}{\bar{\Lambda}_{i-1}^j}, \quad i = k-B+2, k-B+3, \dots, k. \quad (3.4.53)$$

(3) 다중경로 판단변수

식 (3.4.51)에 나타난 통계적 특성을 고려하여 가장 최근의 B 개의 GPS 측정치들을 이용한 j -번째 수신기 채널의 다중경로 판단변수 $T_{k-B+1/k}^j$ 를 다음과 같이 정의하면

$$T_{k-B+1/k}^j \equiv \sum_{i=k-B+1}^k \frac{(\bar{d}_i^j)^2}{\bar{\Lambda}_i^j}. \quad (3.4.54)$$

판단변수 $T_{k-B+1/k}^j$ 는 다중경로 유무에 따라 다음과 같은 χ^2 분포를 각각 가지게 된다.

$$H_0 \text{ (No Failure)} : T_{k-B+1/k}^j \sim \chi^2(B, 0) \quad (3.4.55)$$

$$H_1 \text{ (Failure)} : T_{k-B+1/k}^j \sim \chi^2(B, \lambda_{k-B+1/k}^j) \quad (3.4.56)$$

위의 식에서 $\chi^2(n, \lambda)$ 은 자유도 n 과 비대칭 변수 λ 에 의하여 특정 지워 지는 χ^2 분포를 나타낸다. 다중경로가 존재하는 경우에 j -번째 수신기 채널의 비대칭 변수 $\lambda_{k-B+1/k}^j$ 은 식 (3.4.45)에 나타난 다중경로 오차 순열 $\{\mu_i^j\}_{i=k-B+1, k-B+2, \dots, k}$ 의 순열과 다음과 같은 관계를 만족한다.

$$\lambda_{k-B+1/k}^j \equiv \sum_{i=k-B+1}^k \frac{(\bar{\mu}_i^j)^2}{\bar{\Lambda}_i^j} \quad (3.4.57)$$

$$\bar{\mu}_{k-B+1}^j = \mu_{k-B+1}^j \quad (3.4.58)$$

$$\bar{\mu}_i^j = \mu_i^j + \frac{1}{2} \frac{\Lambda_\rho}{\bar{\Lambda}_{i-1}^j} \bar{\mu}_{i-1}^j, \quad i = k-B+2, k-B+3, \dots, k \quad (3.4.59)$$

여기서 순열 $\{\bar{\mu}_i^j\}_{i=k-B+1, k-B+2, \dots, k}$ 는 식 (3.4.49)와 식 (3.4.50)에 나타난 확률적 직교화 과정에 의하여 변환된 다중경로 오차 성분을 나타낸다. 즉, $T_{k-B+1/k}^j$ 는 수신기 각 채널의 기본적인 GPS 측정치들이 시간에 따라 요동치는 정도를 나타내 준다. 따라서, 다중경로오차, 급격한 점프, 그리고 점진적인 오차의 증가와 같은 GPS 측정치 시계열의 비정상적인 상황을 위치해의 선계산 없이 감지할 수 있도록 하여 준다.

주기적인 위치해의 생성에 유리한 재귀적인 형태의 식 (3.4.49), (3.4.50), (3.4.52), 그리고 (3.4.53) (3.4.56)과는 달리 매 순간 별 위치해의 생성을 위하여 제안된 판단변수 $T_{k-B+1/k}^j$ 의 블록 단위의 순간 연산이 가능하다. 다음의 식들은 원래의 STDD 순열 $\{d_i^j\}_{i=k-B+1, k-B+2, \dots, k}$ 와 직교화된 OSTDD 순열 $\{\bar{d}_i^j\}_{i=k-B+1, k-B+2, \dots, k}$ 사이의 관계를 나타낸다.

$$\bar{d}_i^j = d_i^j + \frac{i-1}{i} d_{i-1}^j + \frac{i-2}{i} d_{i-2}^j + \frac{i-3}{i} d_{i-3}^j + \dots + \frac{1}{i} d_1^j \quad (3.4.60)$$

$$\bar{\Lambda}_i^j = \frac{(i+1)}{2i} \Lambda_\rho \quad (3.4.61)$$

$d_{k-B+1/k}$ 와 $\bar{d}_{k-B+1/k}$ 를 각각 원래의 STDD 순열 $\{d_i^j\}_{i=k-B+1, k-B+2, \dots, k}$ 와 직교화된 OSTDD 순열 $\{\bar{d}_i^j\}_{i=k-B+1, k-B+2, \dots, k}$ 이 누적된 벡터로 다음과 같이 정의한다.

$$d_{k-B+1/k} \equiv \begin{bmatrix} d_k \\ d_{k-1} \\ d_{k-2} \\ \vdots \\ d_{k-B+1} \end{bmatrix}, \quad \bar{d}_{k-B+1/k} \equiv \begin{bmatrix} \bar{d}_k \\ \bar{d}_{k-1} \\ \bar{d}_{k-2} \\ \vdots \\ \bar{d}_{k-B+1} \end{bmatrix} \quad (3.4.62)$$

식 (3.4.60)과 식 (3.4.62)에 의하여 정의된 $d_{k-B+1/k}$ 와 $\bar{d}_{k-B+1/k}$ 사이에는 다음의 관계가 성립한다.

$$\bar{d}_{k-B+1/k} = G_B d_{k-B+1/k} \quad (3.4.63)$$

$$G_B \equiv \begin{bmatrix} 1 & \frac{B-1}{B} & \frac{B-2}{B} & \dots & \frac{1}{B} \\ & 1 & \frac{B-2}{B-1} & \dots & \frac{1}{B-1} \\ & & 1 & & \frac{1}{B-2} \\ & & & \ddots & \vdots \\ & & & & 1 \end{bmatrix} \quad (3.4.64)$$

식 (3.4.49)과 식 (3.4.50), 그리고 식 (3.4.52)와 식 (3.4.54)에 의하여 판단변수 $T_{k-B+1/k}^j$ 와 누적벡터 $\bar{d}_{k-B+1/k}$ 는 다음의 식들을 만족한다.

$$T_{k-B+1/k}^j = (\bar{d}_{k-B+1/k})^T (\bar{\Lambda}_B)^{-1} \bar{d}_{k-B+1/k} \quad (3.4.65)$$

$$\bar{\Lambda}_B \equiv \frac{\Lambda_p}{2} \begin{bmatrix} \frac{B+1}{B} & & & & 0 \\ & \frac{B}{B-1} & & & \\ & & \frac{B-1}{B-2} & & \\ & & & \ddots & \\ 0 & & & & \frac{2}{1} \end{bmatrix}. \quad (3.4.66)$$

식 (3.4.63)과 식 (3.4.65) 를 조합하면 제안된 판단변수 $T_{k-B+1/k}^j$ 와 누적벡터 $d_{k-B+1/k}$ 사이의 관계식을 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$T_{k-B+1/k}^j = (d_{k-B+1/k})^T (\Lambda_B)^{-1} d_{k-B+1/k} \quad (3.4.67)$$

$$\Lambda_B \equiv [(G_B)^T (\bar{\Lambda}_B)^{-1} G_B]^{-1} \quad (3.4.68)$$

여기서 행렬 G_B 는 식 (3.4.64)에 나타난 바와 같이 $d_{k-B+1/k}$ 의 차수 B 에만 영향을 받으며, 행렬 $\bar{\Lambda}_B$ 는 식 (3.4.48)과 (3.4.66)에 나타난 바와 같이 $d_{k-B+1/k}$ 의 차수 B 와 GPS 측정치의 열잡음 성분들의 오차공분산에만 영향을 받는다.

제안된 다중경로 판단변수 $T_{k-B+1/k}^j$ 는 운용에 있어서 많은 장점을 가진다. $T_{k-B+1/k}^j$ 의 계산에는 일반적인 GPS 수신모듈이 제공하는 기본적인 측정치만을 사용하므로 하드웨어에 의한 제약이 크지 않다. $T_{k-B+1/k}^j$ 는 위치해의 선계산 없이 수신기 운동을 고려하므로 정적인 환경과 동적인 환경 모두에 적용 가능하다. 기존의 RAIM 방법과는 달리 가시위성의 개수가 판단변수의 계산에 제한을 가하지 않는다. 판단변수 $T_{k-B+1/k}^j$ 는 큰 차수의 필터를 요구하지 않으므로 많은 연산량을 요구하지 않고 표준화된 χ^2 분포를 가지며 이의 자유도는 $T_{k-B+1/k}^j$ 의 계산에 사용되는 STDD 순열의 개수 B 로써 조절이 가능하다. 그림 3-4-37은 제안된 $T_{k-B+1/k}^j$ 를 이용한 다중경로 검출 결과를 매 순간별 위치해의 계산에 사용하는 흐름도를 나타낸다. 그림에 나타난 바와 같이 STDD 순열은 매 순간 이동 및 저장되며, 저장된 STDD 순열은 식 (3.4.67)과 식 (3.4.68)에 의하여 매 순간 다중경로 판단변수의 계산을 가능하게 하여 준다. 식 (3.4.68)에 나타난 행렬은 선 계산 된 후 변화하지

않으므로 이후 별도의 계산을 필요로 하지 않는다.

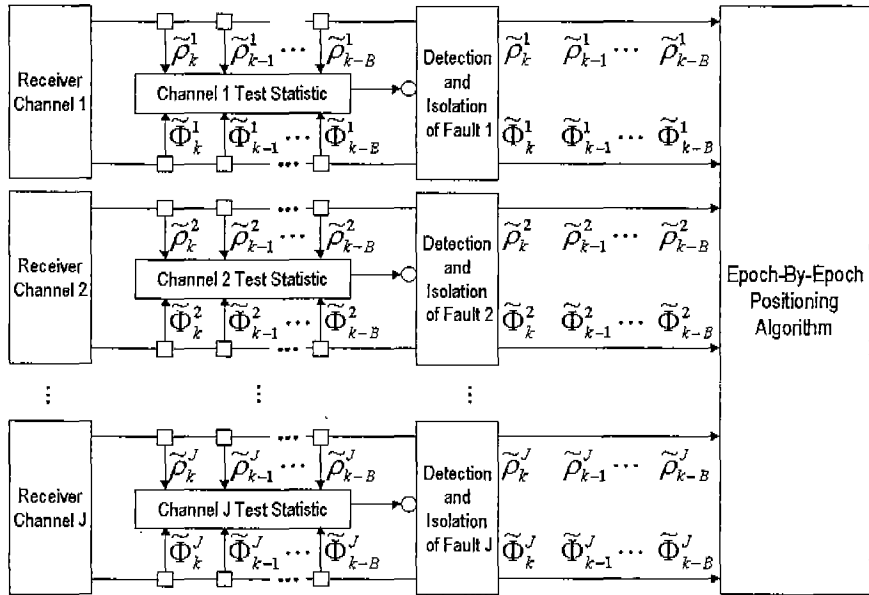


그림 3-4-37 다중경로 판단변수를 순간 위치해의 생성에 이용한 흐름도

3. GPS 신호 무결성 감시 기법 연구

가. 개요

항법시스템의 요구 성능을 살펴보면, 정확성은 정상상태에서 실제 사용자 위치와 항법 시스템으로부터 구해진 위치 사이의 오차를 나타내는 말이다. 일반적으로 95%의 확률을 가지는 위치오차로 나타내진다. 정확성은 가장 간단히 계산이 가능하며, 가장 널리 사용되는 성능지표이다. 가용성은 항법시스템이 주어진 임무에 따른 요구조건을 만족시키며 이용하는 것을 말한다. 가용성의 상실은 항법장치의 작동이 중단된 경우나, 가시성의 결여로 인하여 위치추정이 불가능한 경우 또는 무결성의 검증의 과정을 거치는 경우 시스템의 고장을 검출하였으나 이를 제거하지 못하는 경우 등을 포함한다. 연속성은 항법시스템이 주어진 역할을 수행하는 동안 중단 없이 기능을 발휘하는 기능을 말한다. 연속성의 상실은 주어진 역할을 수행하는 중 기능을 발휘할 수 없게 되어 사용이 중단된 경우를 포함하며 무결성 검증의 결과 항법시스템의 고장이 발견된 경우 항법시스템이 중단된 경우도 포함한다. 마지막으로 무결성은 항법시스템의 고장에 의해 항법 정보에 오류가 발생할 경우 이를 사용자에게 적절한 시기에 경보해 줄 수 있는 능력을 말한다. 무결성은 항법시스템으로부터 얻어진 항법해를 신뢰할 수 있는지에 관한 문제로서 가용성과 연속성

문제와 밀접한 관련이 있다. 따라서 사용자의 안전을 보장하는데 매우 중요한 요구 성능이다.

GPS는 기본적으로 무결성에 관한 정보를 위성의 항법 메시지에 담아서 사용자에게 제공한다. GPS 위성은 자체적으로 몇 가지 사항 (항법 데이터, A/S (Antispoof), 위성 시계 등)에 대해 검사하도록 구성되어 있으며, 위성의 내부검사에서 오동작이 발견될 경우 위성은 사용자에게 6초 이내에 알리도록 되어 있다. GPS 위성이 우주에서 비행하고 있으므로 많은 외부로부터의 충격을 받게 되고, 우주에 존재하는 수많은 전자기적 에너지를 지닌 물체와의 접촉으로 인해 내부의 데이터에 이상이 생길 소지가 있다. 이로 인한 위성 데이터 비트의 변화는 항법해의 오차를 유발할 수 있으므로 이를 예방하기 위해 GPS 위성은 매 6초마다 항법 데이터를 점검하고 위성의 오동작을 막기 위해 매 24시간마다 위성의 프로세서를 재기동시키며 자체검사에서 고장이 발견되었을 경우 항법메시지를 통해 사용자에게 오동작을 알려준다. 하지만 이 때 제공되는 정보가 모든 응용분야에 항상 시기적절하게 제공되지 못한다는데 문제점이 있다. 따라서 관제국 및 사용자 입장에서 이를 보완하기 위한 연구가 진행되었다.

관제국에서는 GPS의 무결성을 검증하기 위해 기본적으로 위성을 감시한다. 전세계에 퍼져있는 5개의 감시국으로부터의 정보를 받아 측정된 의사거리 검사 등을 통해 매 15분마다 GPS의 성능을 평가한다. 이렇게 수집된 정보는 GIC (GPS Integrity Channel)이라는 무선망을 통해 사용자에게 제공된다.

사용자 입장에서의 GPS의 무결성 검토는 현재 RAIM (Receiver Autonomous Integrity Monitoring)이 그 기능을 하고 있다. RAIM은 가용한 측정치로부터 자체적인 일관성 검증에 기반을 두는 형태로 제안되었고, 알고리즘이 효율적이기 위해서는 정보들 중에 중복성이 요구되어진다. RAIM에 관한 연구는 1980년대 중반 이후에 시작되었으며, 이후 많은 논문들이 발표되었다. 초기 RAIM 알고리즘으로 주목을 받은 것은 1986년 ION에 발표된 이영창 박사가 제안한 거리비교 기법과 Brown & Hwang이 제안한 기법이다. 전자의 기법은 현재의 정보만을 이용하는 스냅샷 (Snap-shot) 방식이었고 후자의 기법은 항체의 운동에 의존하여 과거의 정보와 현재의 정보를 모두 이용하는 방식이라는 점에서 크게 달랐다. 스냅샷 방식은 시스템이 어떻게 현재 상태에 도달했는지에 대한 가정이 필요 없으며, 단지 '현재 시스템이 어떤 상태에 있는가?'만을 고려하는 기법으로, 현재 고장발생 여부는 현재 측정치에 의해서만 결정된다. 스냅샷 방식은 이후 지속적인 연구를 거쳐 현재 보편화된 RAIM 알고리즘으로 자리 잡았다.

RAIM 알고리즘의 구조는 기본적으로 확률론에 의존하며 통상 오동작 위성이 동시에 2

개 이상일 확률이 요구되어지는 무결성 확률보다 작기 때문에 오동작 위성은 1개라는 가정 하에서 "오동작 위성이 존재하는가?"와 "존재한다면 어떤 위성인가?"라는 가설에 대한 검증을 하게 된다. GPS가 보조항법 시스템의 역할이라면 오동작 위성의 유무판단만으로 RAIM의 기능은 충분하지만 GPS가 단독으로 사용되는 경우라면 오동작 위성의 유무만이 아니라 오동작 위성을 검출하여 제거하는 기능이 추가되어야만 한다. 오동작 위성을 제외한 위성군으로 항법해를 구하여 항체가 안전하게 운항할 수 있도록 보장해야만 한다. RTCA (Radio Technical Commission for Aeronautics)에서는 1991년 MOPS (Minimum Operational Performance Standards)를 발표해 GPS 위성항법 시스템이 보조항법 시스템으로 사용되는 경우에 GPS의 무결성에 관한 사양을 제시하였다. 이 문헌에서는 비행 모드에 따른 허용가능 평면오차를 제시하였으며, RAIM 알고리즘은 의사거리의 오차를 평면오차로 변환하여 각 비행 모드에서의 무결성을 판단하는 형태로 개발되었다.

GPS 신호에는 전리층 지연 (Ionospheric Delay), 대류권 지연 (Tropospheric Delay), 수신기 시계 바이어스 (Receiver Clock Bias), 열잡음 (Thermal Noise) 그리고 다중경로 (Multipath)에 의한 다양한 오차성분이 포함된다. 이중 전리층 지연, 대류권 지연, 시계 바이어스, 그리고 열잡음에 의한 오차 성분은 GPS가 정상적으로 동작하는 경우에도 항상 포함되며 이의 영향을 완화하기 위하여 많은 연구가 있었다. 이에 의하면 전리층 지연 및 대류권 지연은 모델링에 의한 근사화에 의하여 그 영향을 감소시킬 수 있다. 수신기 시계 바이어스의 경우에는 위성이 4개 이상 관측되는 경우 수신기의 위치와 더불어 미지 변수로서 다루는 방법에 의하여, 그리고 열잡음은 다양한 저역 필터 (Low-pass Filter)에 의하여 그 영향을 크게 감소시킬 수 있다. 또한 두개의 수신기를 이용한 DGPS (Differential GPS)를 이용하게 되면 전리층 지연, 대류권 지연, 그리고 시계 바이어스등에 의한 오차 성분들 또한 혁신적으로 감소시킬 수 있다.

GPS 이상신호 중 다중경로오차는 위성에서 송출되어 주변의 반사물질을 거친 후 수신기에 도달한 신호와 위성에서 직접 도달한 신호가 수신기 내부의 신호추적부에 복합적으로 작용하여 발생하는 비정상적인 오차요인이다. 따라서 DGPS와 저역 필터링을 이용한 기존의 방법으로는 분리 및 제거가 불가능하기 때문에 이를 해결할 연구가 필요하다. 그리고 다중경로오차뿐만이 아니라 임의의 이상신호가 존재할 때의 검출하는 방법과 분리 및 제거하는 방법에 대한 연구가 필요하다.

현대의 밀집된 전파환경과 고의적인 간섭신호 (Jammer)로 인하여 GPS 수신기의 무결성과 연속성을 위협받을 수 있는 가능성이 제기되어 이에 대한 연구가 부각되기 시작하였다. 따라서 어떤 종류의 간섭신호가 GPS 수신기에 어떤 형태로 얼마만큼 영향을 주는

지에 관한 연구가 가장 우선적이다.

본 연구에서는 GPS/GLONASS 수신기를 위한 RAIM 알고리즘을 개발하였다. 의사거리 추정오차의 제곱의 합을 판단변수로 사용하였으며, 항법정보 정확도의 지표로 수평오차입계 (HPL)를 사용하였다. GPS와 GLONASS 위성을 사용하는 경우, 시스템의 고장여부를 결정하는 판단경계값을 이론적으로 계산하여 제시하였고, 이를 Matlab으로 시뮬레이션 하였다. 이를 기반으로 시뮬레이션에 의해 RAIM 알고리즘의 성능을 분석하고 GPS 수신기에서 구현 가능하도록 C언어로 변환하였다. 또한 구현된 RAIM 알고리즘의 수치적 안정성을 보장하기 위해서 수치계산방법을 이용하여 RAIM 알고리즘을 구현하였으며 다양한 환경에서의 시뮬레이션을 통하여 안정성을 분석하였다. 그리고 도심과 같은 빈번한 다중경로 환경 하에서 하나의 GPS 수신기를 이용한 실시간 동적 위치결정에 효율적으로 이용할 수 있는 채널별 이상신호 검출기법을 제안하고자 한다. 제안된 기법은 기존의 기법들과는 달리 수신기 하드웨어에 특별한 사양을 요구하지 않고 계산이 간편하며 다중경로 검출의 신뢰도를 가시위성 수에 관계없이 편리하게 조절할 수 있는 장점을 가진다. 마지막으로 위성의 고장이 아닌 GPS 간섭현상 영향 분석을 위한 원인과 종류를 기술하였다. 간섭신호 의해서 GPS 수신기가 받는 영향을 분석하기 위하여 존재할 수 있는 간섭신호의 종류를 정의하고 각각의 간섭신호와 GPS신호의 세기의 비율에 따라 GPS 수신기가 어떤 영향을 받을 수 있는가에 대해서 기술하였다. 영향 분석을 위하여 소프트웨어 시뮬레이터를 이용하였으며, 이 연구를 통하여 간섭신호가 GPS 수신기에 어떤 형태의 영향을 주는지에 관하여 정의하고 이를 극복할 수 있는 방안에 활용한다.

나. RAIM 알고리즘

RAIM의 목적은 위성항법 시스템의 고장으로 인하여 항법해의 오차가 일정한 수준의 오차 한계를 넘기 전에 고장을 검출하려는 것이다. 또한 고장 검출로 인해 사용자에게 일정시간 내에 경보하여 주는 과정을 의미한다. 시스템의 고장이란 위성항법 시스템의 구성요소인 위성 부분과 관제국 부분 및 사용자 부분의 오동작 뿐만 아니라 정상작동 상태에서도 발생할 수 있는 큰 위치오차까지 포함한다. GPS를 이용하여 항법해를 구할 때 매우 큰 오차를 가져올 수 있는 위성의 고장은 대략 1시간에 10^{-4} 정도의 확률을 가진다고 알려져 있다. 이러한 큰 확률 때문에, 램프 형태의 위성시계 오차와 같은 위성의 고장을 검출하려는 RAIM 방법들이 제안되었다.

GPS의 경우에는 기본적으로 항법 메시지를 통하여 사용자에게 무결성 정보를 제공하여 준다. 그러나 실시간 고장검출을 필요로 하는 분야의 경우, 이 정보만으로는 고장 발

생시 GPS를 이용하는 사용자에게 시기적절한 경보를 제공할 수 없다. 따라서 RAIM은 무결성 정보를 제공하기 위해 위성항법 시스템의 고장검출 및 제거의 기능을 수행한다. 결국 효율적인 항법시스템의 전체적인 정확성과 신뢰성을 높이는 것이다.

RAIM 알고리즘은 측정치의 중복성을 이용하여 측정치간의 무결성을 검사한다. RAIM 알고리즘의 기본적인 가정은 다음의 두 가지이다.

- 한 순간에 오직 하나의 위성의 고장만이 발생할 수 있다.
- 일련의 위성의 고장은 서로 상관되지 않는다.

(1) 기존 RAIM 알고리즘 분석

RAIM에 관한 연구는 1980년대 중반 이후부터 시작되었다. RAIM의 접근 방법으로는 이영창 박사가 제안한 현재 측정치의 중첩성만을 이용하여 스스로 무결성을 검사하는 스냅샷 방식과 Brown과 Hwang이 제안한 항체의 움직임에 대한 사전 가정과 과거와 현재의 측정치로부터 무결성 검증을 하는 방식 등 두 가지가 있다[4]. 현재는 알고리즘의 구현이 쉽고 간단한 스냅샷 방식이 보편적으로 RAIM 방법으로 통용되는 추세이다.

스냅샷 방식은 시스템이 어떻게 현재 상태에 도달했는지에 대한 가정이 필요 없으며, 단지 "현재시스템이 어떤 상태에 있는가?" 만을 고려하는 방식이다. 현재 위성항법 시스템의 고장발생 여부는 현재 측정치에 의해서만 결정된다.

스냅샷 방식에는 세 가지가 있다. 거리비교 기법 (Range Comparison Method), 최소자승 유수 기법 (Least Squares Residual Method), 패리티 공간 기법 (Parity Space Method) 이 있으며, 세 가지 기법은 모두 수학적으로 동치이다[12].

위 세 가지 기법은 C/A 코드를 이용한 선형화 된 기본적인 GPS 측정방정식을 이용한다.

$$y = Hx + \epsilon \tag{3.4.69}$$

(가) 거리비교 기법

거리비교 기법의 개요는 그림 3-4-38과 같다. 먼저 n개의 위성에서 의사거리를 측정 한 후, 4개의 의사거리에 잡음이 없다고 가정하고 해를 구한다. 이렇게 구한 해를 가지고 나머지 n-4개의 측정치를 예상할 수 있으며, 이 예상 측정치를 실제 측정치와 비교한다. 그리고 이 예상 측정치와 실제 측정치의 차들이 "작다"면 측정치간의 무결성이 있다고 볼 수 있으므로 "고장이 발생하지 않았다"라고 판단하고, 만약 그렇지 않다면 "고장이 발생했다"라고 판단한다. 여기서 "작다"라는 말은, 원하는 오경보율로부터 정량화 할 수 있으

며 정해진 판단규칙으로부터 RAIM을 수행한다.

예를 들어, 6개의 위성이 보이는 경우 거리비교 기법에 의해 두 개의 예상 측정치와 실제 측정치간의 차를 구할 수 있으며, 이는 그림 3-4-39에서와 같이 2차원 평면 위에 한 점으로 표시될 수 있다. 그리고 원하는 오경보율로부터 정해진 판단규칙은, 이 판단공간을 판단경계를 기준으로 "고장이 발생했다"라는 가설에 해당하는 부분과 "고장이 발생하지 않았다"라는 가설에 해당하는 부분으로 나눈다. 즉 그림 3-4-39에서 판단경계를 나타내는 타원 안의 공간은 "고장이 발생하지 않았다"고 판단하는 공간이고 타원 밖의 공간은 "고장이 발생했다"고 판단하는 공간이다.

만약 식 (3.4.43)에서 잡음의 통계적 특성이 정규분포를 따른다고 가정하면, 이 두 부분의 경계선에 해당하는 판단경계는 그림 3-4-39와 같이 타원형을 이룬다. 따라서 예상 측정치와 실제 측정치간의 차가 나타내는 2차원 평면 위의 점이 타원 외부에 있는지 또는 내부에 있는지가 고장 발생 여부를 의미하게 된다.

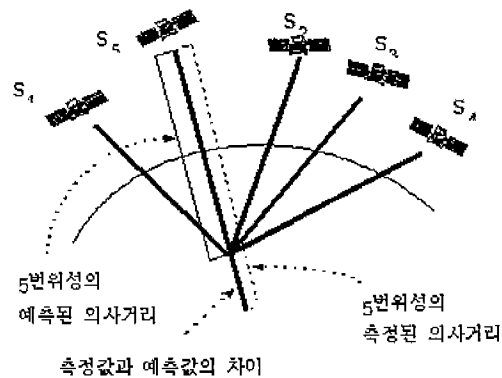


그림 3-4-38 거리비교 기법의 개요
(가시 위성이 5개인 경우)

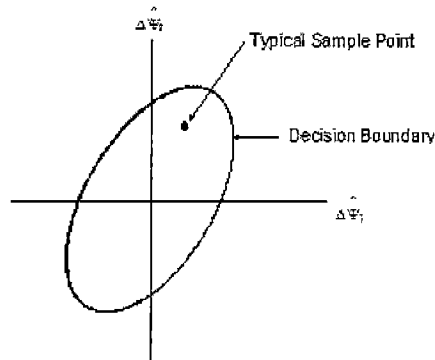


그림 3-4-39 판단공간 및 판단경계 (가시 위성이 6개인 경우)

(나) 최소자승 유수 기법

최소자승 유수 기법은 Parkinson과 Axelrad가 제안한 방법이다. 먼저, 위성 n 개로부터의 측정치로 이루어진 기본 측정식으로부터 최소자승 기법에 의한 해를 구한다.

$$\hat{x}_{LS} = (H^T H)^{-1} H^T y = Ay \quad (3.4.70)$$

이 해로부터 예상 측정치를 구하고,

$$\hat{y} = H \hat{x}_{LS} \quad (3.4.71)$$

예상 측정치와 실제 측정치간의 차로부터 유수 w 를 얻는다.

$$w = y - \hat{y} = [I - H(H^T H)^{-1} H^T] y = Sy = S\epsilon \quad (3.4.72)$$

만일, 측정잡음을 서로 독립이고 평균이 0이며 분산이 모두 같은 정규분포라고 가정하면, 위 식에서 주어지는 유수의 자승합 (SSE, Sum of Squared Errors)은 그림 3-4-40과 같이 $n-4$ 의 자유도를 가지는 χ^2 분포를 따른다.

$$SSE = w^T w \quad (3.4.73)$$

위 식에서 SSE는 음이 아닌 스칼라 양이며, 이 성질로 인하여 반직선 실수축 $[0, \infty)$

위에서 SSE와 판단경계값의 대소 여부를 결정하여 고장발생 여부를 판단하는 간단한 판단규칙이 가능하다. 측정잡음이 서로 독립이고 평균이 0이며 분산이 모두 같은 정규분포라면, SSE는 위성의 기하학적 배치와 무관하다. 따라서, 이 알고리즘의 실시간 구현은 결국 보이는 위성의 개수와 원하는 오경보율에 의한 판단경계값의 결정 및 그에 따른 판단규칙의 수행으로 구성할 수 있다.

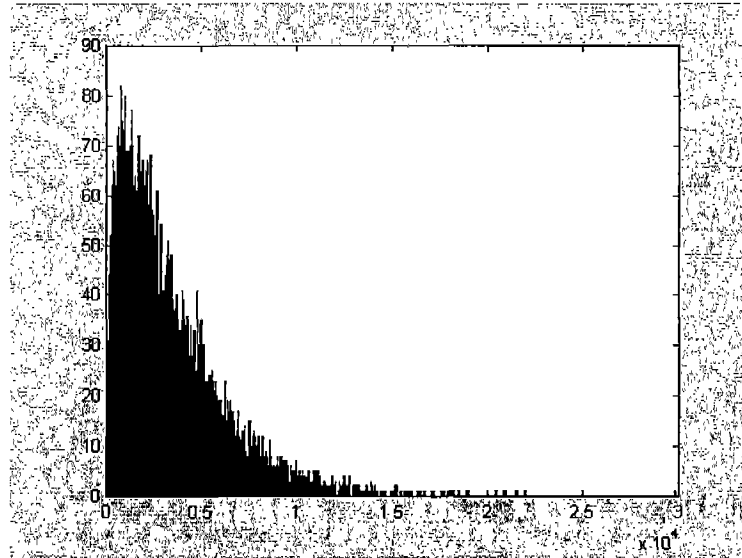


그림 3-4-40 SSE의 분포(가시 위성이 7개인 경우)

\sqrt{SSE} 를 판단변수로 사용하여 위성항법 시스템의 오동작 유무를 검사하는 경우 1개의 위성에만 오차가 존재한다면, 판단변수는 평면위치오차의 증가에 대해 선형적으로 증가하는 형태를 취하므로 임의의 위성에 고장 바이어스 형태의 오차가 발생하였을 경우 평면 오차와의 비를 알면 평면위치 오차를 추정할 수 있다. 각 위성에 대한 \sqrt{SSE} 와 평면오차와의 비를 각 위성의 특성기울기라 하며, 같은 크기의 \sqrt{SSE} 에 대해 기울기의 크기에 따라 서로 다른 평면오차를 나타낸다. 따라서 \sqrt{SSE} 의 크기만으로 오동작 유무를 판별하는 경우에는 판단경계에 따른 특성기울기의 판단경계값을 정하고 내부에서 판단을 수행하여야 한다.

(다) 패러티 공간 기법

패러티를 이용한 RAIM 방법은 Sturza에 의하여 제안되었으며, 이 방법은 먼저 아래 식과 같이 측정치에 대한 선형사상을 구성하는 것에서부터 시작된다.

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_{LS} \\ \vdots \\ p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (H^T H)^{-1} H^T \\ \vdots \\ V \end{bmatrix} [y] \quad (3.4.74)$$

여기서, \hat{x}_{LS} , V , p 는 각각 4×1 , $(n-4) \times n$, $(n-4) \times 1$ 행렬이며, V 행렬은 모든 행이 상호 정규직교 (Mutually Orthonormal)하고 H 의 열들과 상호직교 (Mutually Orthogonal)하는 행렬이며, H 행렬을 QR 분해함으로써 항상 구할 수 있다. 그리고, p 벡터는 패러티 벡터라고 불리는 것으로서, 다음과 같이 정의된다.

$$p = Vy = Vw = V\epsilon \quad (3.4.75)$$

여기서 측정잡음의 특성을 서로 독립이고 평균이 0이며 각 원소의 분산의 크기가 σ^2 로 일정한 정규분포로 가정하면, 패러티 벡터는 아래 두 식을 만족한다.

$$E [p] = 0 \quad (3.4.76)$$

$$E [p p^T] = \sigma^2 I \quad (3.4.77)$$

이와 같은 성질을 만족하면, 최소자승 유수 기법에서처럼 패러티 벡터의 각 원소의 자승합을 구하여 간단한 판단규칙을 적용할 수 있다. 즉, 패러티 벡터의 각 원소의 자승합은 스칼라 양이므로, 이 자승합이 판단경계값보다 큰 지 작은 지를 비교하여 고장발생 여부를 알아내게 된다.

예를 들어 그림 3-4-41처럼 6개의 위성이 보이는 경우의 패러티 공간에서 판단경계값은 2차원 평면에 나타난 원의 반경을 나타내게 되며, 개념적으로 원의 내부와 외부가 각각 고장이 발생하지 않았다는 가설과 고장이 발생했다는 가설에 해당하는 부분이 된다. 이 패러티 벡터의 각 원소의 자승합은 최소자승 유수 기법에서 정의한 SSE와 크기가 같다.

$$p^T p = w^T w = SSE \quad (3.4.78)$$

V 행렬은 각 위성의 오차와 패러티 벡터의 비를 나타내는 척도가 되며, 이 행렬을 이

용하여 패러티 공간상에 각 위성만의 기울기를 표시할 수 있다. 이를 각 위성의 특성 바이어스선이라 한다. 임의의 1개 위성에 고장 바이어스 형태의 오차가 존재하게 되면, 패러티 벡터는 크기와 방향을 가진 값으로서 n-4 차원의 패러티 공간상에서 해당 위성의

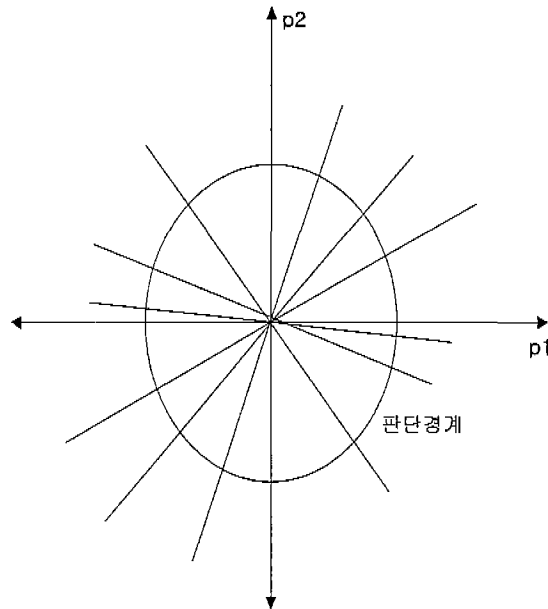


그림 3-4-41 패러티 공간에서의 판단경계 및 각 위성의 특성 바이어스선
(가시 위성이 6개인 경우)

특성 바이어스선 위에 나타난다. 이 때 패러티 벡터의 크기로 오동작 위성의 유무를 판별할 수 있고, 벡터의 방향으로 오동작 위성을 검출할 수 있다. 패러티 공간상에 검출하려는 오차의 크기를 판단경계값으로 설정하고 패러티 벡터의 크기가 이 판단경계값을 넘는 경우에 오동작 위성이 있다는 것을 알고 패러티 벡터와 일치하는 특성 바이어스 선을 갖는 위성을 오동작 위성으로 판단한다. 패러티 벡터의 크기는 \sqrt{SSE} 와 같은 값을 가지므로 판단 경계는 \sqrt{SSE} 를 판단변수로 사용할 때와 같게 설정할 수 있다.

각 위성의 특성 바이어스 선은 V 행렬의 각 위성과 관련된 요소로부터 구할 수 있다. 이 행렬의 열은 각 위성을 의미하고 있으며, n번째 위성의 특성 바이어스 선은 V 행렬의 n번째 열의 요소들로 계산되는 기울기를 가진다. 가시위성의 개수가 6개인 경우 각 위성의 특성 바이어스선의 기울기는 $\frac{v_{2i}}{v_{1i}}$ ($i=1,2,\dots,6$)와 같다. 여기서 v_{ij} 는 V 행렬의 i번째 행의 j번째 열에 위치한 요소를 의미한다.

(라) 세 기법의 동치성

식 (3.4.78)에서 최소자승 유수 기법과 패러티 공간 기법의 판단변수가 서로 같기 때문에 결국 동일한 결과를 나타냄을 알 수 있다. 그리고 그림 3-4-42에서와 같이, 거리비교 기법에서 구한 $n-4$ 개의 예상 측정치와 실제 측정치의 차들이 나타내는 벡터를 패러티 벡터로 변환하는 선형 사상이 존재한다고 알려져 있다. 따라서, 그림에서 나타난 판단경계가 동일한 오경보 확률로부터 구해진 것이라면, 거리비교 기법 역시 패러티 공간 기법과 동일함을 알 수 있다.

위의 두 가지 결과로부터 고장 검출을 위한 세 가지 스냅샷 RAIM 방법은 서로 동치임을 알 수 있다.

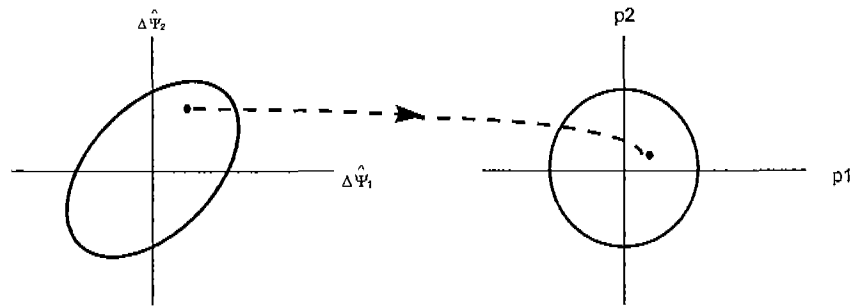


그림 3-4-42 거리비교 기법과 패러티 공간 기법에서의
판단공간 및 판단경계
(가시 위성이 6개인 경우)

(2) 성능지표 분석

(가) RAIM 알고리즘 파라미터

기본적인 RAIM 알고리즘의 효율을 나타내는 파라미터로는, 일반적으로 다음의 4 가지가 사용된다.

- Horizontal Alarm Limit (HAL) : 수평면 상에서의 항법시스템의 오차의 한계를 말한다. RAIM 알고리즘의 가용성 여부를 살펴보려면, Horizontal Protection Level (HPL)이 HAL 보다 작아야 한다.
- Minimum Detection Probability : 위성 시스템의 고장이 발생한 경우 이를 검출할 확률을 말한다. RTCA SC-159 에는 99.9%로 규정하고 있다.
- False Alarm Rate : 위성의 고장이 발생하지 않았음에도 불구하고 고장이 발생했다

고 잘못 검출할 확률을 말한다.

- Time To Alarm : 고장을 검출할 경우, RAIM 알고리즘이 얼마나 빨리 사용자에게 경보를 알릴 수 있는지를 나타낸다.

(나) 판단변수 및 판단경계

감시 시스템의 역할은 항법해의 오차가 정해진 허용 오차범위를 벗어났을 경우에 사용자에게 알려주는 것이다. 하지만 수신기에서 자체의 정보만으로는 현재의 항법해가 얼마만큼의 오차를 가지고 있는지 알 수 없다. 따라서 수신기에서 측정하는 값만으로 항법해의 오차를 판단하기 위해서는 오차의 크기를 반영하여 판단의 근거로 사용할 수 있는 값이 필요하다. 이 값을 시험 통계량 (Test Statistic) 또는 판단변수라 부르며 SSE 또는 패러티 벡터의 크기를 사용한다. SSE와 패러티 벡터의 크기는 위성의 기하학적 배치 및 의사거리 오차와 직접적으로 관련이 있으며, 따라서 위성의 기하학적 배치를 알면 SSE와 패러티 벡터로부터 각 위성의 바이어스 및 평면오차의 정도를 유추할 수 있다.

판단변수와 평면오차의 관계로부터 그림 3-4-41과 같이 정상상태 (Normal Condition: 경보발생 안함, 평면오차 판단경계 이하의 평면오차), 오경보 (False Alarm: 경보발생, 평면오차 판단경계 이하의 평면오차), 검출 실패 (Missed Detection: 경보발생 안함, 평면오차 판단경계 이상의 평면오차), 정상검출 (Successful Detection: 경보발생, 평면오차 판단경계 이상의 평면오차)의 4가지 영역이 나온다.

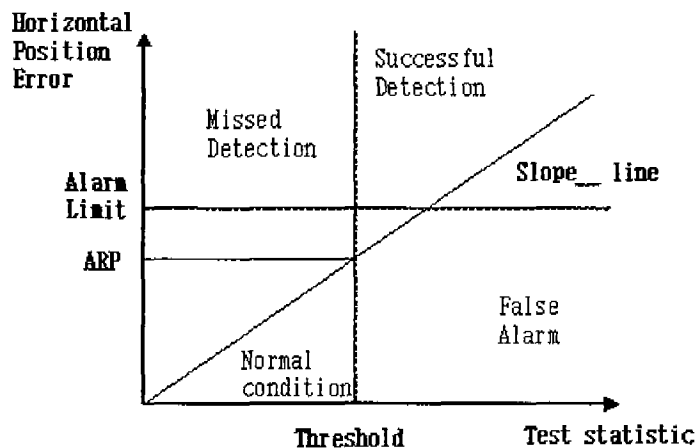


그림 3-4-43 판단변수 및 판단영역

판단변수가 정해지면 판단변수의 분포특성으로부터 그에 따른 판단경계를 설정한다. SSE를 판단변수로 사용하는 경우에는 SSE가 χ^2 분포를 가진다는 것을 근거로 산출한다. 위성의 오동작 유무를 판별하는 판단경계는 RTCA MOPS에서 정의된 조건들을 만족시키도록 오경보율은 3.33×10^{-7} 로, 고장검출 실패율은 0.001로 각각 설정한다. 판단경계는 고장 바이어스가 없는 경우의 central χ^2 분포에서 오경보율을 만족하는 지점을 판단경계로 설정하고, 고장 바이어스가 있는 경우의 Noncentral χ^2 분포에서 판단경계 점에서 고장검출 실패율을 만족시키는 잠음성분을 제외한 패러티 벡터상의 바이어스의 크기를 p_{bias_B} 라 한다. 이 설정 값들은 아래와 같이 확률식을 이용해 구할 수 있다.

자유도 k의 Central χ^2 분포를 갖는 확률변수 x의 확률밀도함수는 아래 식으로 나타난다.

$$f(x) = \begin{cases} \frac{x^{(k/2)-1} e^{-x/2}}{2^{k/2} \Gamma(k/2)}, & x > 0, \\ 0, & x \leq 0. \end{cases} \quad (3.4.79)$$

여기서 Γ 함수는 다음 특성을 갖는다.

$$\begin{aligned} \Gamma(\alpha+1) &= \alpha \Gamma(\alpha) \\ \Gamma(\alpha) &= (\alpha-1)!, \quad (\alpha=1, 2, 3, \dots) \\ \Gamma(1/2) &= \sqrt{\pi} \end{aligned} \quad (3.4.80)$$

고장난 위성이 없는 경우, 즉 일반적으로 주어지는 오차 (대류권 오차, 전리층 오차 등) 이상의 고장 바이어스가 존재하지 않는 경우 판단변수의 확률 분포는 위 식과 같게 나타내며 이때 자유도 k는 (위성개수-4)이다. 위 식은 수학적으로 적분 가능하며, 따라서 이 수식을 이용하여 누적확률분포함수를 구할 수 있다.

가시위성의 개수에 따라 주어진 오경보율을 만족하는 판단변수 값을 식 (3.4.79)으로부터 계산하여 이 값을 판단경계로 설정한다. 가시위성의 개수가 n일 때 $\sqrt{\frac{SSE}{n}}$ 를 판단변수로 사용한다면, 가시위성 개수에 따른 판단경계는 표 3-4-8과 같다.

표 3-4-8 위성개수에 따른 판단경계

가시위성 개수	자유도	판단경계(m)
5	1	18.260
6	2	17.838
7	3	17.352
8	4	16.901
9	5	16.497
10	6	16.138
11	7	15.818
12	8	15.531
13	9	15.273
14	10	15.039

$$\text{(판단변수} = \sqrt{\frac{SSE}{n}}, \text{잡음} = 8\text{m}, \text{오경보율} = 3.43 \times 10^{-7} \text{)}$$

고장검출 실패율을 만족하는 판단지점은 위에서 Central χ^2 분포함수를 계산하여 얻은 판단경계를 사용한다. 다음으로 판단경계까지의 적분값이 고장검출 실패율 이하가 되도록 Noncentral χ^2 분포함수의 Noncentrality 파라미터 λ 를 크게 하고 이때의 $\sqrt{\lambda}$ 값을 pbias_B 라 한다.

자유도 k 와 Noncentrality 파라미터 λ 의 Noncentral χ^2 분포를 갖는 확률변수 x 의 확률밀도함수는 아래와 같은 식으로 나타난다.

$$f(x) = \{e^{-(x+\lambda)/2} / 2^{k/2}\} \sum_{j=0}^{\infty} \{\lambda^j x^{(k/2)+j-1} / [\Gamma((k/2)+j) \cdot 2^{2j} \cdot j!]\}, x > 0, \\ = 0, x \leq 0 \tag{3.4.81}$$

여기서 λ 는 정규화 평균 m 과 자유도 k 로부터 다음과 같이 정의된다.

$$\lambda = km^2 \tag{3.4.82}$$

식을 보기 편하게 $\frac{k}{2} = a$ 라 하고 Noncentral χ^2 분포 확률밀도함수를 다시 정리

하면,

$$f(\mathbf{x}) = \begin{cases} \{e^{-(\mathbf{x}+\lambda)/2} / 2^\alpha\} \sum_{j=0}^{\infty} \{\lambda^j \mathbf{x}^{\alpha+j-1} / [\Gamma(\alpha+j) \cdot 2^{2j} \cdot j!]\}, & \mathbf{x} > 0, \\ = 0, & \mathbf{x} \leq 0 \end{cases} \quad (3.4.83)$$

이 함수는 central χ^2 분포 확률밀도함수와 달리 시뮬레이션을 반복 수행하여 누적 확률분포함수를 얻어야 한다.

그림 3-4-44에 χ^2 함수와 주어진 오경보율 P_{FA} 와 고장검출 실패율 P_{MD} 및 판단경계 값 Threshold를 나타냈고, 표 3-4-9에 위성 개수에 따른 p_{bias_B} 값을 보였다.

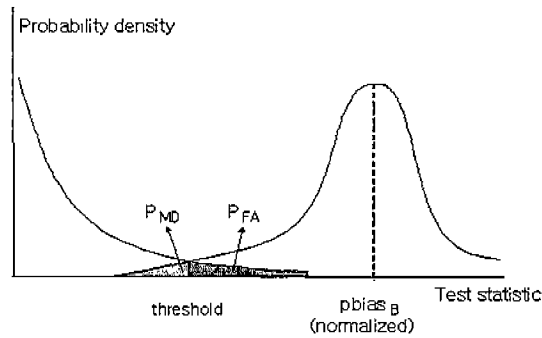


그림 3-4-44 판단경계 설정

표 3-4-9 위성개수에 따른 p_{bias_B}

가시위성 개수	자유도	$p_{bias_B}(m)$
5	1	29.316
6	2	27.692
7	3	26.269
8	4	25.060
9	5	24.025
10	6	23.129
11	7	22.345
12	8	21.651
13	9	21.032
14	10	20.475

(판단변수 = $\sqrt{\frac{SSE}{n}}$, 잡음 = 8m, 오경보율 = 3.43×10^{-7} , 고장검출 실패율 = 0.001)

(다) 위성의 특성 기울기

판단변수로부터 평면위치오차의 정도를 유추하기 위해서는 둘 사이의 비로 계산되는 기울기를 사용한다. 이 기울기는 위성의 기하학적 배치만으로 계산할 수 있으며, 각 위성은 서로 다른 기울기를 갖는다. 각 위성의 기울기는 GPS의 기본적인 측정식으로부터 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\text{SLOPE}(i) = \frac{\sqrt{A_{1i}^2 + A_{2i}^2}}{\sqrt{S_{ii}}}, \text{ for } i=1,2,3,\dots,n \quad (3.4.84)$$

그림 3-4-45의 위성배치를 가질 때 판단변수와 평면위치오차를 두 축으로 하는 평면에 서 그림 3-4-46과 같이 각 위성은 각각의 기울기를 갖는 직선을 가지며, 특정 위성의 의사거리에 바이어스가 존재할 경우 오차는 바이어스가 존재하는 위성의 직선을 따라 분포하게 된다. 특정 위성의 의사거리에 바이어스를 증가시켜가며 추가하고 각각의 바이어스에 대해 평면 오차와 판단변수가 만나는 점을 표시하면 아래 그림 3-4-47과 같이 위성의 특성을 나타내는 직선 주위에 분포한다.

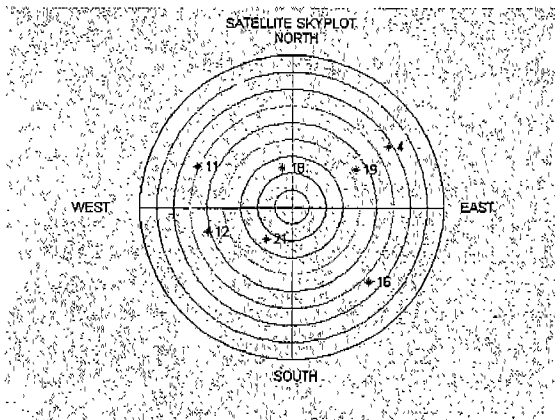


그림 3-4-45 위성 배치 1
(가시 위성이 7개인 경우)

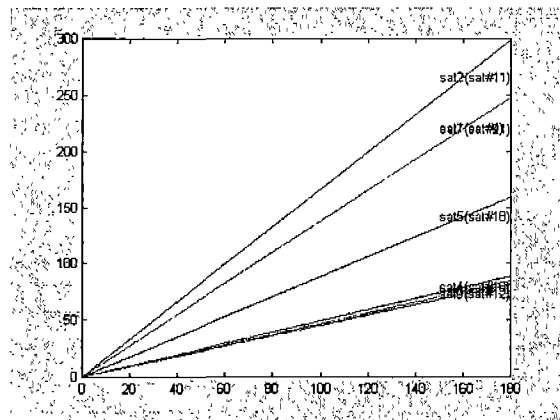


그림 3-4-46 각 위성의 특성 기울기
(가시 위성이 7개인 경우)

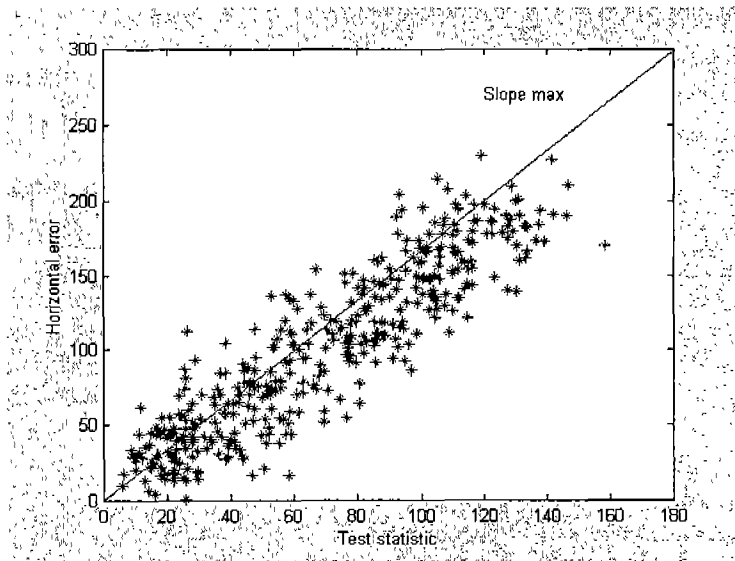


그림 3-4-47 바이어스 증가에 따른 SSE의 분포

평면오차와 판단변수와의 관계를 보면 각 위성의 기울기가 중요한 요인으로 작용함을 알 수 있다. 같은 크기의 바이어스가 추가되더라도 기울기가 큰 위성의 경우에는 작은 판단변수에 대해 큰 평면오차를 갖는 반면 기울기가 작은 위성의 경우에는 큰 판단변수에 대해서도 비교적 작은 평면오차를 나타낸다. 그러므로 최대 기울기를 갖는 위성에 오차가 포함되어있을 경우 오동작 여부의 판단이 가장 힘들어진다. RAIM의 목적에 비취 볼 때 정상상태를 고장상태로 잘못 판단하는 것은 고장상태를 정상상태로 오판하는 경우에 비해 중요도가 낮다고 볼 수 있다. 따라서 시스템의 고장 유무를 검출하는 과정에서는 최대 기울기를 갖는 위성에 고장 바이어스를 추가하여 검증한다.

(라) 가용성

RAIM 알고리즘은 오차를 직접 판별하는 형태가 아니라 오차를 나타낼 수 있는 측정값을 척도로 사용한다. 이 척도가 의미하는 평면오차는 위성의 기하학적 배치에 따라 달라지기 때문에 주어진 확률인 오경보율과 고장검출 실패율을 만족시키며 오동작을 검출하는데 한계가 있다. 따라서 RAIM 알고리즘을 적용하기 전에 사용가능 여부에 대한 검사가 필요하다. 가용성 검사는 크게 ARP (Approximate Radial-error Protected) 값을 이용한 검사와 최악상황 바이어스를 이용한 검사방법 두 가지가 사용된다.

두 방법 모두 판단변수와 평면오차의 비를 검사하는 형태를 띠고 있으며, ARP 값을 이용하는 경우는 매 순간의 위성의 특성 기울기를 구한 후 ARP 값을 계산하고, 다시 평

면오차 판단경계를 얻어서 $ARP_{ceiling}$ 값과 비교하여 가용성 여부를 결정한다. 여기서 $ARP_{ceiling}$ 값은 ARP 값을 이용하여 구한 평면오차 판단경계의 최대값으로 시뮬레이션에 의하여 얻는다. 최악상황 바이어스를 이용하는 경우는 최대기울기에 최악상황 바이어스를 고려하여 평면오차 판단경계를 계산하고 이를 주어진 HAL과 비교하여 가용성 여부를 판단한다.

ARP 및 각 경우의 평면오차 판단경계는 다음 수식으로부터 구할 수 있으며, 표 3-4-10과 표 3-4-11에 위성 개수에 따른 $ARP_{ceiling}$ 값과 HAL을 나타냈다.

$$ARP = SLOPE_{max} \times threshold \quad (3.4.85)$$

$$HPL \approx 1.7 \times ARP \quad (3.4.86)$$

$$HPL = SLOPE_{max} \times pbias_B \quad (3.4.87)$$

표 3-4-10 위성개수 및 비행 모드에 따른 $ARP_{ceiling}$ 값(m)

비행 모드	HAL
Nonprecision Approach	556
Terminal	1582
En Route	3704

표 3-4-11 비행모드에 따른 HAL값(m)

비행 모드	가시위성 개수		
	5	6	7
Nonprecision Approach	328	339	352
Terminal	1077	1135	1135
En Route	2159	2262	2262

(3) 시뮬레이션

거리비교 기법은 정상 동작하는 4개의 위성을 알고 있다는 가정에서 출발한다. 4개의 위성을 이용하여 위치해를 구한 후 n-4개의 위성의 추정치와 측정치를 비교하는 방법으로 거리오차를 그대로 나타내기는 하지만 초기 위치해를 구하는 4개의 위성을 오동작 위

성이 아닌 위성으로 설정해야 하는데 문제점이 있다. 따라서 실제 수신기에 적용하기에 문제가 있다고 판단되어 시뮬레이션에서는 최소자승 유수 기법과 패러티 공간 기법을 사용하여 오동작 판단과 오동작 위성 검출 시뮬레이션을 수행하였다.

위성을 이용한 측위 시스템에는 표 3-4-12와 같은 여러 가지 오차요인이 존재하며, 모든 오차는 시스템에서 의사거리의 오차로 나타난다. 따라서 본 시뮬레이션에서는 각각의 오차를 따로 생성하지 않고 전체 오차와 같은 크기의 랜덤변수를 발생시켜 각 위성의 의사거리에 고장을 바이어스 형태로 추가하여 수행하였다.

(가) 최소자승 유수 기법을 이용한 오동작 판단

최소자승 유수 기법은 오동작 위성의 유무 판단을 목적으로 한다. 임의의 위성 하나가 오동작 한다는 상황을 가정하여 알고리즘이 주어진 확률을 만족하는가에 대해 검사하였다. 오동작 유무를 가장 판단하기 힘든 경우가 최대 기울기를 갖는 위성에 최악 상황 바이어스가 존재할 때이므로 본 시뮬레이션에서는 임의의 한 순간에서 각각의 위성의 기울기를 구한 후 최대 기울기를 갖는 위성에 최악상황 바이어스를 유발하는 의사거리 오차를 추가하여 수행하였다.

표 3-4-12 GPS C/A 코드를 이용한 위치측정에서의 오차요인

Segment Source	Error Source	1σ error(m)
Space	Satellite clock stability	3.0
	Satellite perturbation	1.0
	Other(thermal radiation, etc.)	0.5
Control	Ephemeris prediction error	4.2
	Other(thruster performance, etc.)	0.9
User	Ionospheric delay	5.0
	Tropospheric delay	1.5
	Receiver noise and resolution	1.5
	Multipath	2.5
	Other(interchannel bias, etc.)	0.5
System UERE	Total	8.0

① 오경보율 검사

먼저 오경보율로부터 미리 계산한 판단경계값이 적절한지를 확인하기 위하여 GPS 위성만을 사용하는 경우를 가정해 각 위성에 고장이 없을 때 1000000번의 반복 실험을 한 후, 각각에 대해 나온 회수가 주어진 오경보율을 만족하는지를 검토하였다. 이때 가시위성의 개수는 7개이고 오경보 영역을 만족하는 회수를 표 3-4-13에 정리하였다.

표 3-4-13에서 보듯이 두 경우가 약간의 차이는 있지만 실험에 의한 오경보 영역 검출 회수로 정해지는 오경보율이 미리 정해진 오경보율보다 작아서 판단경계값이 정상적으로 동작함을 알 수 있다. 따라서 알고리즘이 오경보율에 대하여 수치적으로 안정되어 있다는 것을 알 수 있다.

표 3-4-13 오경보 영역 검출회수(1000000번 실험)

P_{FA}	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}
N	99901	9880	992	98	7

② 고장검출 실패율 검사

GPS 위성만을 사용하는 경우를 가정해 최대기울기를 가진 위성에 최악상황 바이어스를 추가하고 10000번의 반복 실험을 한 후, 이때 의사거리 판단 경계로 ARP 및 p_{biasB} 를 사용한 경우 각각에 대해 나온 회수가 주어진 고장검출 실패율을 만족하는지를 검토하였다.

이때 가시위성의 개수는 7개이며, 최대기울기는 1.66, ARP는 149.54($HPL_{ARP} = 254.22$), p_{biasB} 는 146.17($HPL_{p_{biasB}} = 242.87$)이다.

그림 3-4-48과 그림 3-4-49에 시뮬레이션 결과를 보였으며, ARP를 사용한 경우와 p_{biasB} 를 사용한 경우의 HPL에 대하여 각 판단 영역을 만족하는 회수를 표 3-4-14에 정리하였다.

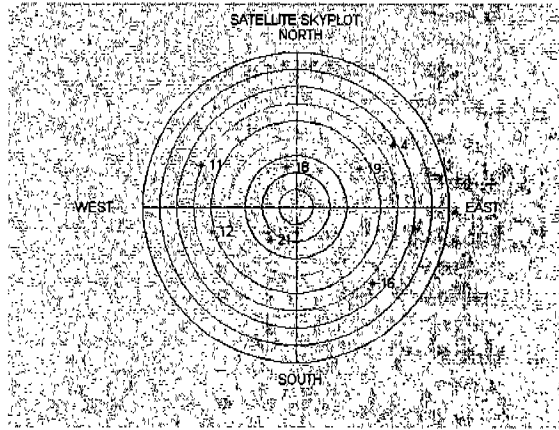


그림 3-4-48 위성 배치 2

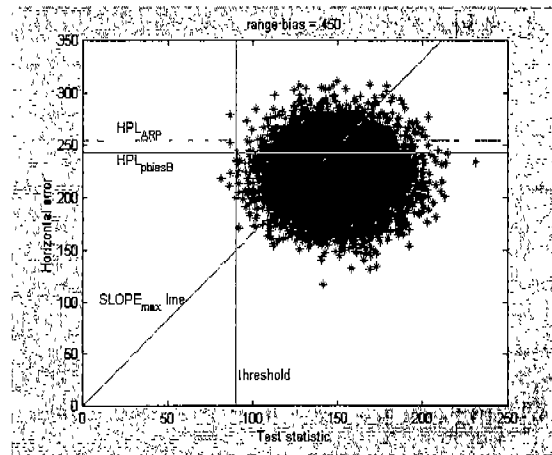


그림 3-4-49 판단변수와 평면오차 간의 분포

표 3-4-14 판단 영역별 검출회수(10000번 실험)

판단 영역 \ HPL	HPL _{ARP}	HPL _{pbiasB}
정상상태	4	3
정상검출	963	1925
오경보	9032	8070
검출실패	1	2

표 3-4-14에서 보듯이 두 경우가 약간의 차이는 있지만 모두 각각의 평면오차 판단경계에 대해 고장검출 실패율이 미리 정해진 0.001보다 작아서 고장검출이 정상적으로 동작함을 알 수 있다. 따라서 판단 영역의 어느 부분을 중요시하는가에 따라 두 가지 중 선

택하여 적용 가능하다. 그러나 RTCA MOPS에서는 p_{biasB} 를 사용한 $HPL_{p_{biasB}}$ 을 이용한 방법을 권유하고 있다. 이는 위의 결과에서도 알 수 있듯이 두 경우 다 고장검출 실패율을 만족시키면서 오경보보다 정상검출이 더 많은 방법인 $HPL_{p_{biasB}}$ 이 더 나은 방법이라는 것을 확인할 수 있는 것으로부터 알 수 있다. 또한 알고리즘이 고장검출 실패율에 대하여 수치적으로 안정되어 있다는 것을 알 수 있다.

(나) 패러티 공간 기법을 이용한 오동작 위성 분리

패러티 공간 기법은 오동작 위성의 분리를 위주로 시뮬레이션을 수행하였다. 최소자승 유수 기법과 달리 패러티 공간 기법은 오동작 위성의 유무를 검출함과 동시에 오동작 위성의 분리가 가능하다. 본 시뮬레이션에서는 패러티 벡터의 분포형태로부터 오동작 위성의 검출 및 분리를 수행하였다.

① 고장 바이어스가 램프인 경우

패러티 벡터에 최악상황 바이어스를 추가하여 고장난 위성을 제대로 나타내는가를 검토하기 위해 그림 3-4-50과 같이 6개의 위성이 보이는 임의의 상황을 설정하여 임의의 위성에 고장 바이어스 오차를 증가시키며 추가하였다. 이때 평면상의 위치오차를 그림 3-4-51에 나타냈다. V 행렬로부터 각 위성의 특성 바이어스선을 얻고 그 위에 패러티 벡터를 도시하여 보면 그림 3-4-52에서 고장 바이어스가 추가된 위성에 겹쳐서 나타나는 것을 볼 수 있다.

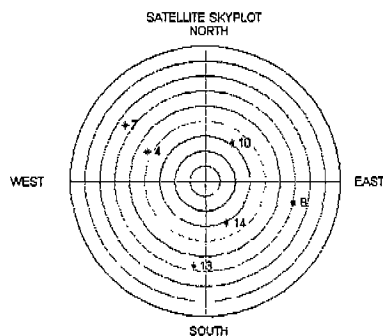


그림 3-4-50 위성 배치 3

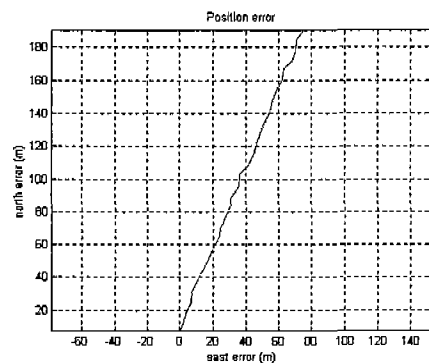


그림 3-4-51 평면위치오차

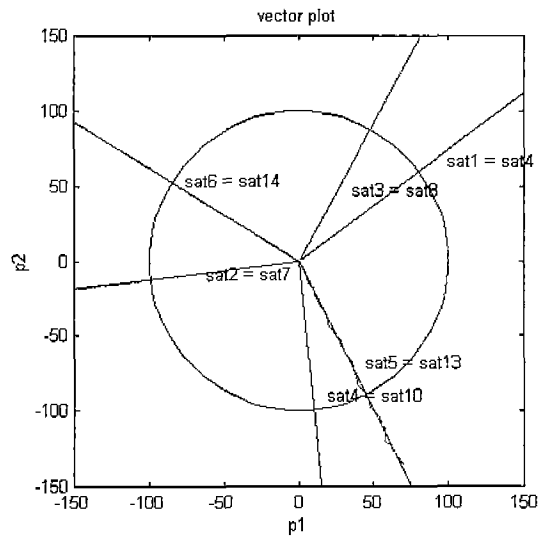


그림 3-4-52 패러티 벡터의 분포

② 고장 바이어스가 일정한 경우

오동작 위성의 판별은 그림 3-4-53에서와 같이 GPS위성 6개, GLONASS위성 5개가 보인다는 가정 하에 수행하였다. 먼저 각 위성을 제외한 HDOP를 구하고, HDOP에 가장 큰 영향을 미치는 위성의 의사거리에 고장 바이어스를 추가한 후 1000회 반복 시뮬레이션을 수행한 후, 패러티 벡터와 가장 근접한 특성 바이어스선을 갖는 위성을 오동작 위성으로 판별하였다.

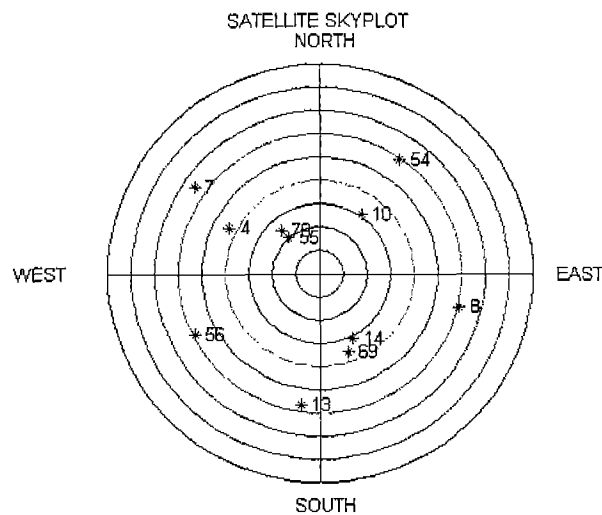


그림 3-4-53 위성 배치 4

그림 3-4-54에서 보면 0.2% 정도만이 잘못된 판단을 하고 있음을 알 수 있다. 본 시뮬레이션에서는 비교적 양호하게 판단하고 있으나, 위성의 특성 바이어스선이 근접하게 위치하고 있는 경우에는 판단이 힘들어 지고, 정확한 오동작 위성을 판단할 확률이 50% 이하로 떨어지는 경우가 발생하기도 한다. 오동작 위성 판단 확률을 높이기 위해 수 초 동안 패러티 벡터의 분포를 살펴본 후 결정하는 것이 효과적인 것으로 제시되고 있으며, 이런 경우 경보발생시간과 적절하게 조화를 맞춰야 한다.

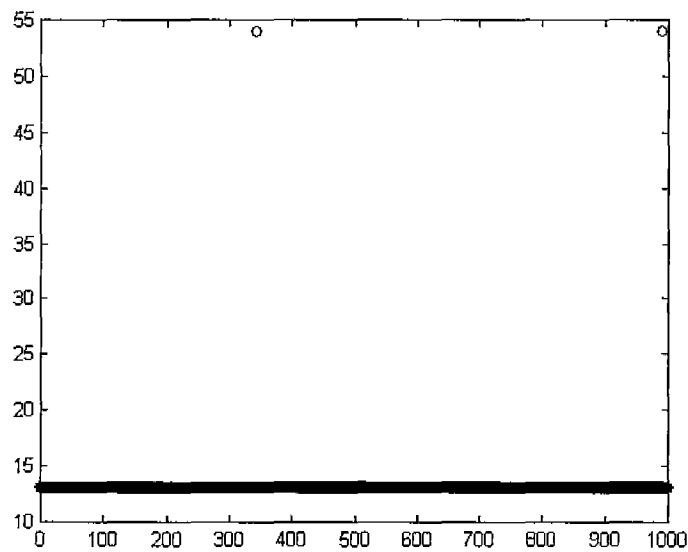


그림 3-4-54 오동작 위성 판별

다. GPS/GLONASS 수신기에서의 RAIM 알고리즘

GPS 위성만을 사용하는 경우와 다르게 GLONASS 위성이 동시에 사용될 경우 두 시스템의 오차특성이 다르므로 각 측정치에 가중치를 두어야 한다. GPS의 RMS 오차가 8m인 반면 GLONASS의 오차는 10m로 알려져 있다.

본 장에서는 서로 다른 오차를 갖는 시스템의 측정값을 동시에 사용하기 위한 수식을 유도하고 이를 바탕으로 RAIM 알고리즘에 필요한 파라미터를 설정한다.

(1) 가중 최소자승 유수 방법

측정식 (3.4.69)로부터 추정값 \hat{x} 을 사용하여 y 의 추정모델식을 나타내면

$$\hat{y} = H\hat{x} \quad (3.4.88)$$

가 된다. 이때 추정 오차와 측정 오차는 다음 식을 만족한다.

$$\tilde{x} = x_{\text{true}} - \hat{x} \quad (3.4.89)$$

$$\tilde{y} = y_{\text{true}} - \hat{y} \quad (3.4.90)$$

$$\tilde{y} = H\tilde{x} + \varepsilon \quad (3.4.91)$$

측정식에서 위성의 수가 4이면 H^{-1} 가 존재하고 따라서 항법해를 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$x = H^{-1}y - H^{-1}\varepsilon \quad (3.4.92)$$

위성의 수가 4 이상이면 4개를 제외한 나머지 위성은 오차를 줄이는데 사용될 수 있다. \hat{x} 을 구하는 직접적인 방법은 오차의 자승합을 최소화하는 것이다. 하지만 x 의 참값을 알 수 없으므로 측정값 y 를 이용하여 측정값의 오차가 최소가 되도록 목적함수를 다시 만들면

$$\begin{aligned} J[\hat{x}] &= w(1)\tilde{y}(1)^2 + w(2)\tilde{y}(2)^2 + w(3)\tilde{y}(3)^2 + \dots \\ &= \tilde{y}^T W \tilde{y} \\ &= [y_{\text{true}} - \hat{y}]^T W [y_{\text{true}} - \hat{y}] \end{aligned} \quad (3.4.93)$$

여기서 W 는 가중치 행렬이며 주로 공분산 행렬의 역행렬을 사용한다. $\hat{y} = H\hat{x}$ 를 대입하여 목적함수를 정리하고, 2차함수 형태의 최소값을 구하기 위해 미분값이 '0'이 되는 부분을 찾는다.

$$\frac{dJ[\hat{x}]}{d\hat{x}} = -2(y^T W H)^T + 2H^T W H \hat{x} = 0 \quad (3.4.94)$$

\hat{x} 에 대해 정리하면,

$$\hat{x}_{\text{WLS}} = (H^T W H)^{-1} H^T W y \quad (3.4.95)$$

가 되고, 평면상에서의 위치오차는,

$$\begin{aligned}
 \mathbf{e} &= \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x} \\
 &= (\mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{y} - \mathbf{x} \\
 &= (\mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{W} (\mathbf{H} \mathbf{x} + \boldsymbol{\varepsilon}) - \mathbf{x} \\
 &= (\mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{H})^{-1} (\mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{H}) \mathbf{x} + (\mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{W} \boldsymbol{\varepsilon} - \mathbf{x} \\
 &= (\mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{W} \boldsymbol{\varepsilon}
 \end{aligned} \tag{3.4.96}$$

로 나타난다.

임의의 위성에 고장 바이어스 오차 'B'가 포함되었을 경우 고장 벡터 f로 나타내어지고

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{f} + \boldsymbol{\varepsilon}' = [0 \cdots 1 \cdots 0]^T B + \boldsymbol{\varepsilon}' \tag{3.4.97}$$

위치 오차는,

$$\mathbf{e} = (\mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{W} (\mathbf{f} + \boldsymbol{\varepsilon}') \cong (\mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{W} [0 \cdots B \cdots 0] \tag{3.4.98}$$

가 되며 같은 크기의 고장 바이어스라도 위성에 따라 평면오차는 다르게 나타난다. 실질적으로 위성의 오동작 유무를 판별하는데 필요한 값은 위에서 구한 평면오차값이지만 이 값은 직접적으로 구할 수 없다. 따라서 오차의 유수를 사용하여 평면오차를 추정한다. 측정식으로부터 의사거리 오차식을 계산하면,

$$\begin{aligned}
 \mathbf{w} &= \mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}} \\
 &= \mathbf{y} - \mathbf{H} \hat{\mathbf{x}} \\
 &= [\mathbf{I} - \mathbf{H} (\mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{W}] \mathbf{y} \\
 &= [\mathbf{I} - \mathbf{P}] \mathbf{y}
 \end{aligned} \tag{3.4.99}$$

여기서,

$$\mathbf{P} = \mathbf{H} (\mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{W} \tag{3.4.100}$$

위 식을 이용하여 WSSE (Weighted Sum of Squared Errors)를 구하면,

$$\begin{aligned}
 \text{WSSE} &= \mathbf{w}^T \mathbf{W} \mathbf{w} \\
 &= [(\mathbf{I} - \mathbf{P}) \mathbf{y}]^T \mathbf{W} [(\mathbf{I} - \mathbf{P}) \mathbf{y}]
 \end{aligned} \tag{3.4.101}$$

다시 정리하면,

$$\begin{aligned}
\text{WSSE} &= [\mathbf{y}^T(\mathbf{I}-\mathbf{P})^T]\mathbf{W}[(\mathbf{I}-\mathbf{P})\mathbf{y}] \\
&= [\mathbf{y}^T\{\mathbf{I}-\mathbf{H}(\mathbf{H}^T\mathbf{W}\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^T\mathbf{W}\}^T]\mathbf{W}[(\mathbf{I}-\mathbf{P})\mathbf{y}] \\
&= [\mathbf{y}^T\{\mathbf{I}-\mathbf{W}^T\mathbf{H}(\mathbf{H}^T\mathbf{W}\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^T\}]\mathbf{W}[(\mathbf{I}-\mathbf{P})\mathbf{y}] \\
&= \mathbf{y}^T\mathbf{W}[(\mathbf{I}-\mathbf{P})\mathbf{y}] - [\mathbf{W}^T\mathbf{H}(\mathbf{H}^T\mathbf{W}\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^T]\mathbf{W}[(\mathbf{I}-\mathbf{P})\mathbf{y}]
\end{aligned} \tag{3.4.102}$$

가 되고, 뒷부분만 다시 정리해 보면,

$$\begin{aligned}
& -[\mathbf{W}^T\mathbf{H}(\mathbf{H}^T\mathbf{W}\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^T]\mathbf{W}[(\mathbf{I}-\mathbf{P})\mathbf{y}] \\
&= -\mathbf{W}^T\mathbf{H}(\mathbf{H}^T\mathbf{W}\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^T\mathbf{W}\mathbf{y} + \mathbf{W}^T\mathbf{H}(\mathbf{H}^T\mathbf{W}\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^T\mathbf{W}\mathbf{H}(\mathbf{H}^T\mathbf{W}\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^T\mathbf{W}\mathbf{y} \\
&= -\mathbf{W}^T\mathbf{H}(\mathbf{H}^T\mathbf{W}\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^T\mathbf{W}\mathbf{y} + \mathbf{W}^T\mathbf{H}(\mathbf{H}^T\mathbf{W}\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^T\mathbf{W}\mathbf{y} \\
&= 0
\end{aligned} \tag{3.4.103}$$

따라서 WSSE는 아래 수식으로 간략화된다.

$$\text{WSSE} = \mathbf{y}^T\mathbf{W}[(\mathbf{I}-\mathbf{P})\mathbf{y}] \tag{3.4.104}$$

평균 위치오차와 WSSE의 기대값은 다음과 같다.

$$\mathbf{E}\{\mathbf{e}\} = [(\mathbf{H}^T\mathbf{W}\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^T\mathbf{W}]\mathbf{B} \tag{3.4.105}$$

$$\mathbf{E}\{\text{WSSE}\} = \mathbf{E}\{\mathbf{y}^T\mathbf{W}[(\mathbf{I}-\mathbf{P})\mathbf{y}]\} = \frac{B^2(\mathbf{I}-\mathbf{P})}{\sigma^2} \tag{3.4.106}$$

식 (3.4.105) 와 (3.4.106) 을 이용하여 각 위성의 기울기를 계산하면 다음과 같다.

$$\text{SLOPE}(i) = \frac{\sqrt{\mathbf{A}_{1i}^2 + \mathbf{A}_{2i}^2} \cdot \sigma_i}{\sqrt{\mathbf{S}_{ii}}}, \text{ for } i=1,2,3,\dots,n \tag{3.4.107}$$

여기서,

$$\mathbf{A} = (\mathbf{H}^T\mathbf{W}\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^T\mathbf{W} \tag{3.4.108}$$

$$\mathbf{S} = \mathbf{I}_n - \mathbf{H}(\mathbf{H}^T\mathbf{W}\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^T\mathbf{W} \tag{3.4.109}$$

와 같다.

(2) 파라미터 설정

파라미터의 설정은 각각의 의사거리 오차가 표준정규분포를 따르고, WSSE가 χ^2 분

포를 갖는다는 가정에서 한다. 따라서 가시위성의 개수에 따른 판단경계와 $pbias_B$ 는 GPS 위성만 사용하는 경우와 마찬가지로 χ^2 분포함수를 적분하여 구할 수 있다. 표 3-4-15와 표 3-4-16에 오경보율과 위성의 개수에 따른 판단경계와 $pbias_B$ 를 나타냈다.

표 3-4-15 위성개수와 오경보율에 따른 판단경계

$n \setminus P_{FA}$	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}
5	2.5758	3.2905	3.8906	4.4172	4.8916	5.3257
6	3.0349	3.7169	4.2919	4.7985	5.2565	5.6777
7	3.4682	4.0331	4.5943	5.0894	5.5376	5.9903
8	3.6437	4.2973	4.8490	5.3360	5.7773	6.1838
9	3.8841	4.5293	5.0739	5.5548	5.9907	6.3924
10	4.1002	4.7390	5.2779	5.7539	6.1853	6.5831
11	4.2983	4.9317	5.4660	5.9379	6.3657	6.7602
12	4.4822	5.1112	5.6416	6.1110	6.5346	6.9262
13	4.6547	5.2799	5.8069	6.2722	6.6941	7.0832
14	4.8179	5.4395	5.9636	6.4262	6.8457	7.2325

(판단변수 = \sqrt{SSE})

표 3-4-16 위성개수와 오경보율에 따른 $pbias_B$

$n \setminus P_{FA}$	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}
5	5.6661	6.3808	6.9808	7.5074	7.9819	8.4170
6	6.0091	6.7077	7.2933	7.8075	8.2713	8.6971
7	6.2418	6.9353	7.5151	8.0238	8.4824	8.9036
8	6.4254	7.1174	7.6946	8.2002	8.6560	9.0744
9	6.5810	7.2722	7.8481	8.3522	8.8062	9.2228
10	6.7152	7.4083	7.9839	8.4871	8.9400	9.3554
11	6.8360	7.5306	8.1064	8.6092	9.0615	9.4762
12	6.9458	7.6421	8.2185	8.7214	9.1734	9.5875
13	7.0486	7.7451	8.3223	8.8254	9.2773	9.6911
14	7.1407	7.8410	8.4191	8.9226	9.3746	9.7884

(판단변수 = \sqrt{SSE} , 고장검출실패율=0.001)

(3) 정확한 고장분리를 위한 RAIM 알고리즘

GPS/GLONASS 수신기에서 RAIM 알고리즘은 항법해를 구하는 루틴의 일부분으로 동작하게 된다. 항법해 루틴이 측정값들로부터 항법해를 구하기 바로 전에 이때 계산된 H 행렬을 얻는 것으로부터 RAIM 알고리즘이 시작된다. 일단 H 행렬이 얻어지면, 우선적으로 RAIM 알고리즘의 적용여부를 판단하기 위해 가용성 검토를 수행한다. 가용성 검토는 각 위성의 기울기를 계산한 후, 이 중 최대기울기와 미리 계산되어 입력되어 있는 $pbias_B$ 값을 이용하여 평균오차 판단경계를 구하고, 비행 모드 및 위성의 개수에 따라 제시되어 있는 HAL과의 비교를 통해 적용 가능여부를 결정한다. 이때 $pbias_B$ 값은 위성의 개수에만 의존하는 값으로 판단변수의 확률분포 형태로부터 미리 계산 가능하다. 따라서 실시간으로 계산할 필요가 없고, 미리 계산된 값을 메모리에 저장하여 사용한다. 적용불가 판단이 나온 경우는 RAIM 알고리즘이 주어진 오경보율과 고장검출 실패율을 만족시키면서 시스템을 감시할 수 없는 상태이므로 사용자에게 경보를 보낸 후 이후의 단계는 처리하지 않고 다음 항법해가 계산될 때까지 대기한다. 적용가능 판단이 나온 경우에는 다음 단계인 오동작 위성의 유무 판단을 수행한다.

시스템의 오동작 유무를 판단하기 위한 첫번째 단계로 판단변수를 계산한다. 판단변수는 항법해 계산에서 얻어진 H 행렬만을 사용하여 구할 수 있으며, 위성의 개수에 따른 판단경계값과의 비교를 통해 시스템의 오동작 유무를 판단한다. 이 때 사용되는 판단경계값도 위성의 개수에만 의존하는 값으로 미리 계산된 값을 메모리에 저장하여 사용한다. 시스템이 정상적으로 동작한다고 판단된 경우, 평균오차 판단경계값을 출력하여 최대오차가 평균오차 판단경계값 이하인 상태에서 시스템이 정상동작하고 있음을 사용자에게 알려준다. 시스템이 비정상적으로 동작하고 있다고 판단되는 경우, 보조항법 시스템으로 사용되고 있다면 RAIM 알고리즘은 시스템의 오동작을 사용자에게 알리고 항법해를 제공하지 않는다. 만일 단독으로 사용되는 경우라면 항법해를 제공하기 위해 오동작 위성의 분리 및 제거 루틴을 수행하게 된다.

오동작 위성의 분리 및 제거는 패러티 벡터의 방향과 각 위성의 특성 바이어스선의 방향을 비교하여 이루어진다. H 행렬로부터 V 행렬을 계산하고 각 위성의 특성 바이어스선의 방향을 구하여 패러티 벡터의 방향과 가장 가까운 위성을 오동작 위성으로 판단한다. 오동작 위성이 판단되면 오동작 위성을 제외한 나머지 위성들로 항법해를 계산하여 사용자에게 제공한다.

GPS/GLONASS 수신기에 적용될 RAIM 알고리즘의 흐름을 정리하면 그림 3-4-55와 같다. 가용성 검토는 $pbias_B$ 로 계산되는 HPL을 이용하였고, 오동작 유무를 판단하는 부

분에서는 사용되는 경우에 따라 두 가지로 분류하였다. 첫째, GPS/GLONASS 수신기가 보조 항법 시스템으로 사용되는 경우에는 오동작 유무만 검사하는 형태로 최소자승 유수 기법을 사용하여 계산량을 줄였다. 두번째 경우로 GPS/GLONASS 수신기가 단독으로 사용되는 경우에는 패러티 기법을 사용한다. 패러티 기법이 최소자승 유수 기법에 비해 계산량은 다소 많아지지만 한번에 시스템의 오동작 유무와 오동작 위성을 검출할 수 있다는 장점이 있다. 패러티 기법을 사용하여 오동작 위성이 검출되었을 경우에는 오동작 위성을 제외한 위성군으로 항법해를 다시 구하도록 항법해를 계산하는 루틴에 요청하는 방식을 취했다.

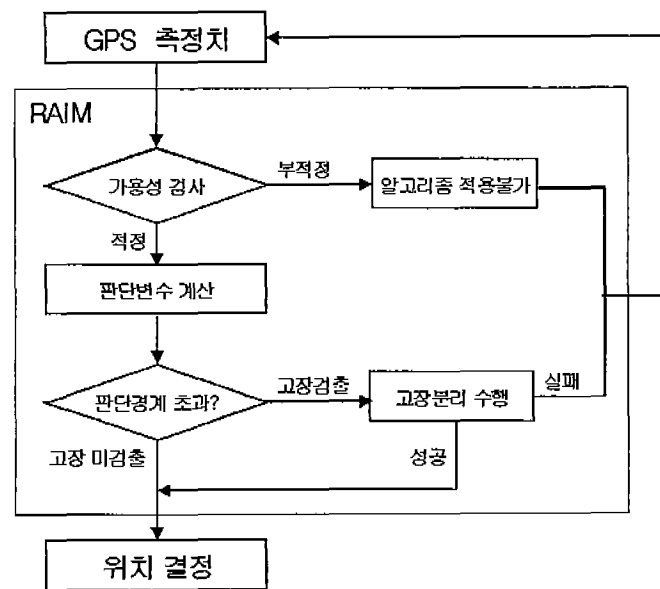


그림 3-4-55 GPS 수신기에서의 RAIM 알고리즘의 흐름도

고장분리의 대표적 방법은 모든 위성에 대해 하나의 고장 후보위성을 제외한 위성군으로 고장분리용 판단변수를 계산한 후 가장 작은 크기의 판단변수를 찾아 그 판단변수를 계산하는데 사용되지 않은, 즉 위성군에서 제외된 위성을 고장 위성으로 분리하는 것이다. 정확한 고장분리의 확률을 증가시키기 위해서는 위성의 기하학적 배치를 고려해야 한다. 왜냐하면 하나의 고장 후보위성을 제외한 위성군을 모든 위성에 대해 조합하면 위성군들마다 위성의 기하학적 배치가 달라지기 때문이다. 위성의 기하학적 배치가 달라지면 DOP (Dilution Of Precision)의 값도 달라져 결국 정확도에 영향을 준다.

그림 3-4-56은 정확한 고장분리의 확률을 증가시키는 RAIM 알고리즘의 흐름도를 나

타낸다. 그 방법은 기존 RAIM 알고리즘인 패러티 공간 기법의 고장검출과 고장분리 후 보완과정에 의해 이루어진다. 보완과정은 먼저 고장가능성이 높은 두 개의 위성을 선택한다. 하나는 기존 기법에 의해 고장분리된 위성이고 다른 하나는 고장분리된 위성을 제외하고 고장가능성이 높은 위성이다. 고장가능성이 높은 두 개의 위성 각각에 대해 위성의 기하학적 배치를 고려하여 고장분리용 판단변수를 계산하고 서로 비교하여 최종 고장위성을 판단하게 된다.

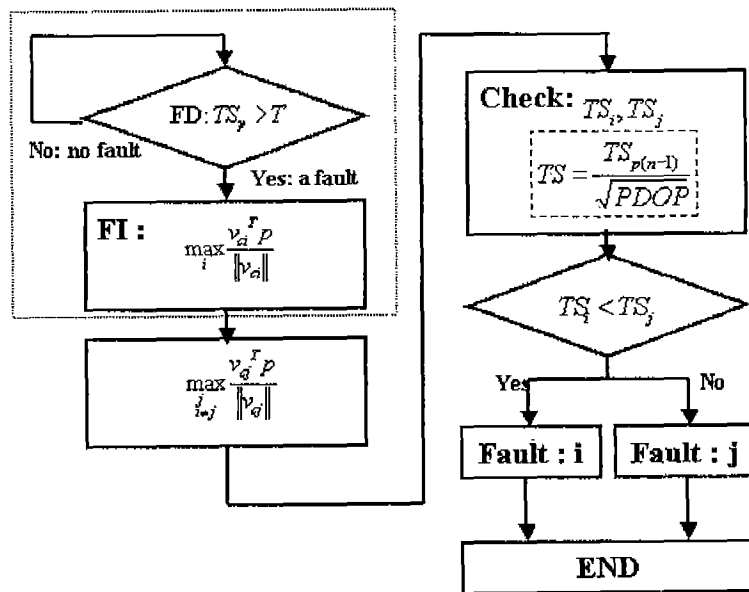


그림 3-4-56 정확한 고장분리의 확률을 증가시키는 RAIM 알고리즘의 흐름도

(4) 수신기에서의 RAIM 알고리즘 구현

현재까지의 대부분의 RAIM 알고리즘은 거의 GPS만을 사용한 경우에 대해서만 언급하고 있다. 같은 크기의 오차를 가진다고 가정하고 GLONASS 위성을 추가하여 기존의 RAIM 알고리즘을 그대로 적용할 수도 있지만, 성능 향성을 위해 각각의 위성에 가중치를 두어 알고리즘을 재구성 하였다.

GPS/GLONASS RAIM 알고리즘이 항법위성의 이상상태 발생 시 적절한 기능을 제공하는가를 실험하며 Horizontal Alarm Limit, Minimum Detection Probability, False Alarm Rate, Time To Alarm 등의 항목을 평가 하였다.

RAIM 알고리즘이 제대로 작동하는지 알기 위해서는 실제 위성의 고장이 발생해야 하는데, 실제 위성을 사용하여 시험하기 위해서는 이러한 상황을 실제로 갖기에는 어려움이

있다. 수신기 RAIM 알고리즘의 실제 성능 평가를 위해서 초기 값 y 입력 시 임의의 큰 바이어스를 설정 해 줌으로서 위성의 고장을 인위적으로 만든 후 수신기의 RAIM 기능을 평가한다.

(가) 하드웨어 구성

수신기는 GPS Test Kit를 사용하였다. 그림 3-4-57의 GPS Test Kit은 12개의 GPS 채널을 수신하여 정확한 시간, 장소 및 속도 등을 처리할 수 있는 GPS Engine Module 이다.



그림 3-4-57 GPS Test Kit 수신기 부분

수신기 하드웨어 구성을 살펴보면, Correlator 부분은 자링크사의 GP-2021 Chip을 사용하였고, RF 단은 자링크사의 GP-2015 chip을 사용하였다. 프로세서로는 빠른 처리 속도를 자랑하는 RISC 계열의 ARM7 Chip 으로 구성되어 있다.

GPS/GLONASS 수신기의 기본 구성을 살펴보면, GPS 수신기와 안테나, 알고리즘을 처리하는 소프트웨어로 구성되어 있다. GPS/GLONASS 위성으로부터 신호를 수신하여 수신 지점의 위치와 속도 및 시각을 알 수 있다. 이런 수신기에 영향을 미치는 주요 변수로는 최대 추적 가능 위성 수, 위치와 시각의 정확도, 위치, 시각, 속도, PDOP 등이 있다.

이런 오차 요인들은 RAIM 알고리즘 기능을 수행하는 수신기에 위성의 고장을 발생시킨다.

위성의 고장 유무를 판단할 수 있는 RAIM 알고리즘 기능을 수신기 내부에 포함시킬 경우 수신기의 사용상의 안전성을 확보할 수 있다. 그림 3-4-58은 일반적인 수신기 하드웨어의 구성도이다.

고주파부는 안테나로 수신된 1.2~1.5GHz의 신호를 취급하기 쉬운 낮은 주파수로 변환한다. 신호처리부는 스펙트럼 역 확산하여, 항법 메시지와 의사 거리를 얻는다. 마이크로 프로세서부는 신호처리부에서 얻어진 메시지와 의사거리로부터 현재의 위치를 구하는 연산을 행한다. 보통 16Bit 이상의 처리 능력을 가진 것이 사용된다.

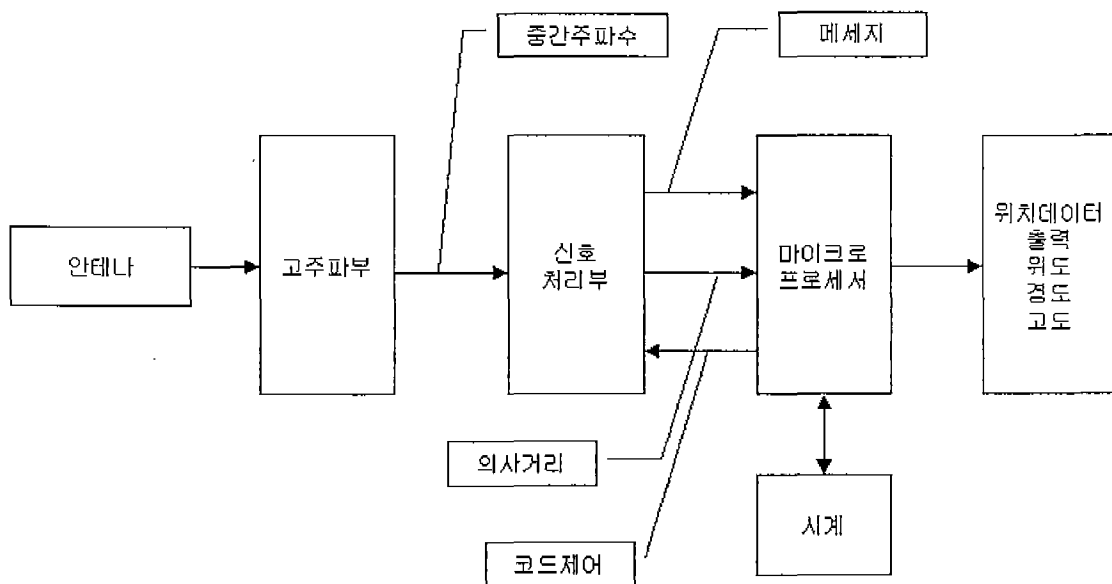


그림 3-4-58 일반적인 수신기 하드웨어 구성도

(나) 구현된 RAIM 알고리즘

위성항법 시스템이 보조항법으로 사용될 경우 오동작 위성의 검출만을 필요로 하므로 RAIM 알고리즘 중 가장 간단하게 구현 가능한 최소자승 유수 기법을 사용하고, 위성항법 시스템이 단독항법으로 사용될 경우 오동작 위성의 검출뿐만 아니라 분리 및 제거까지 필요로 하므로 위성의 검출 및 분리가 동시에 가능한 패러티 공간 기법을 사용한다. 그러나 패러티 공간 기법의 구현 시 최소자승 유수 기법과 비교하여 단점으로 기술된 V행렬 계산 과정이 QR 분해를 거치는 복잡한 계산 과정이므로 수행시간 절감 및 구현에

어려움이 따르게 된다. 따라서 수행시간을 절감하면서 구현을 쉽게 할 수 있는 오동작 위성의 분리 및 제거 방안을 찾는 것이 필요하게 된다.

① MLE (Maximum Likelihood Estimation)을 이용한 패러티 공간 기법

위성의 고장이 있을 경우 고장을 나타내는 바이어스가 f 일 때 패러티 벡터는 Vf 를 평균으로 하고 각 원소의 분산의 크기가 σ^2 인 정규분포를 가진다. 즉 위성의 고장이 있을 경우의 패러티 벡터의 확률은

$$P(p|f_i) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{\frac{n-1}{2}}} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2}(p-Vf_i)^T(p-Vf_i)\right] \quad (3.4.110)$$

로 나타내어진다. 여기서 f_i 는 i 번째 위성이 고장위성일 때의 고장을 나타내는 바이어스 벡터이다. 위의 확률을 가장 크게 하는 i 를 찾으면 오동작 위성을 분리할 수 있는 것이다. 그리고 $P(p|b_i)$ 를 가장 크게 하는 것은

$$-(p-Vf_i)^T(p-Vf_i) = -p^T p + 2f_i^T V^T p - f_i^T V^T V f_i \quad (3.4.111)$$

를 가장 크게 하는 것과 동치이다. $-p^T p$ 는 i 와 상관없이 없으므로 나머지 두 항에 대해서만 다루도록 한다. f_i 는 i 번째 원소만 위성의 고장을 나타내는 바이어스 성분인 스칼라 B 를 가지고 있고 이외의 원소는 0으로 이루어진 벡터이다. 따라서 f_i 의 구조와 $p = Vy$, $S = V^T V$ 의 관계를 이용하면

$$2BS_i y - B^2 S_{ii} \quad (3.4.112)$$

으로 된다. 여기서 S_i 는 S 의 i 번째 행을 나타낸다.

이때, 식 (3.4.112)의 최대값은 $\hat{B} = \frac{S_i y}{S_{ii}}$ 일 때 $\frac{(S_i y)^2}{S_{ii}}$ 을 얻을 수 있다. 그리고 $w_i = S_i y$ 이므로 $\frac{w_i^2}{S_{ii}}$ 을 얻을 수 있다. 따라서 $\frac{w_i^2}{S_{ii}}$ 의 최대값을 가지는 i 를 찾으면 오동작 위성을 분리할 수 있는 것이다. 즉 복잡한 V 행렬 계산 과정이 필요하지 않는 동시에 오동작 위성을 분리할 수 있는 것이다. 정리하면 패러티 벡터를 직접 계산하지 않고 최소자승 유수 기법

에서의 고장검출 방법을 그대로 이용하고 고장 분리 및 제거는 $\frac{w_i^2}{s_i}$ 를 가장 크게 하는 i 를 찾으면 되는 것이다.

② 두 패러티 공간 기법간의 시뮬레이션 비교

기존의 패러티 공간 기법과 MLE를 이용한 패러티 공간 기법의 성능을 비교하기 위하여 위성의 고장을 최악상황 바이어스인 150m로 나타내고 양각이 5도, 가시위성이 7개인 경우에 대하여 10000번의 반복 실험을 수행하고 그 결과를 표 3-4-17에 나타내었다. 이때 위성의 최대기울기를 가지는 위성은 3번째 위성이었다.

결과로부터 두 패러티 공간 기법 간에 성능이 서로 비슷함을 확인할 수 있다. 두 방법에서 고장검출 회수는 서로 같음을 확인할 수 있다. 이는 패러티 방법의 판단변수와 최소자승 유수 방법의 판단변수가 서로 같다는 것에서부터 알 수 있다. 그러나 정확한 고장분리의 회수에서는 약간 차이가 남을 확인할 수 있다. 이는 잡음이 각각의 방법에 미치는 영향이 달라지기 때문에 일어난 것으로 그 차이가 거의 없어 동등한 성능을 나타낸다는 것을 확인할 수 있다. 그리고 최대기울기를 가지는 위성인 3번째 위성에 고장을 줄 경우 성능이 가장 안 좋게 나왔는데 이 역시 예상한 대로 결과를 나옴을 확인할 수 있다.

표 3-4-17 위성 고장이 하나일 때의 시뮬레이션 결과

고장위성	고장검출	정확한 고장분리
1	10000	9913
2	10000	10000
3	3845	3396 - 3440
4	10000	10000
5	10000	10000
6	10000	10000
7	10000	10000

(다) 소프트웨어 구현

RAIM 알고리즘을 수신기에 탑재 시키기 위해서 ARM SDT 2.11 버전의 소프트웨어를 사용하였다. ARM Project Manager 라는 프로그램을 이용하여, 수신기 내부 알고리즘

에 RAIM 내용을 첨가 하였다.

RAIM 알고리즘 수행 여부를 실험 하기 위해서 실시간으로 위성 데이터를 GPS test kit 로 수신하여 실험하여 보았다. 실험 날짜는 2002년 1월 4일 실시 하였고, 실험 장소는 건국대학교 제어시스템 연구실 기준국 좌표에서 실험 하였다. 다음은 소프트웨어 동작 과정이다.

그림 3-4-59는 ARM Project Manager를 실행시키는 장면이고, 완성된 GPS/GLONASS RAIM 알고리즘을 컴파일 하는 과정이다.

그림 3-4-60은 ARM Project Manager 으로 컴파일 하는 장면이다. 컴파일 한 후 생성되는 *.cfg 파일이 생성된다. 이 *.cfg 파일을 GPS Test Kit 수신기에 다운로드 시키면 수신기가 RAIM 알고리즘이 첨가된다.

그림 3-4-61은 컴파일된 RAIM 알고리즘을 수신기 내부로 다운로드 시키는 화면이다. 그림 3-4-62는 GPS/GLONASS 위성 데이터를 수신하여 위성 시스템의 상태를 표시해주는 디스플레이 화면이다. 이 디스플레이된 내용을 보면 위성의 Position, Plan, Velocity 등을 알 수 있다.

그림 3-4-63은 최종적인 GPS/GLONASS 위성의 RAIM 기능 수행 여부를 확인 할 수 있다. 수신기에서 실시간으로 나오는 NMEA 형식의 데이터중 GPGGA 포맷 뒤에 RAIM 기능 여부를 추가하여 확인할 수 있게 하였다.

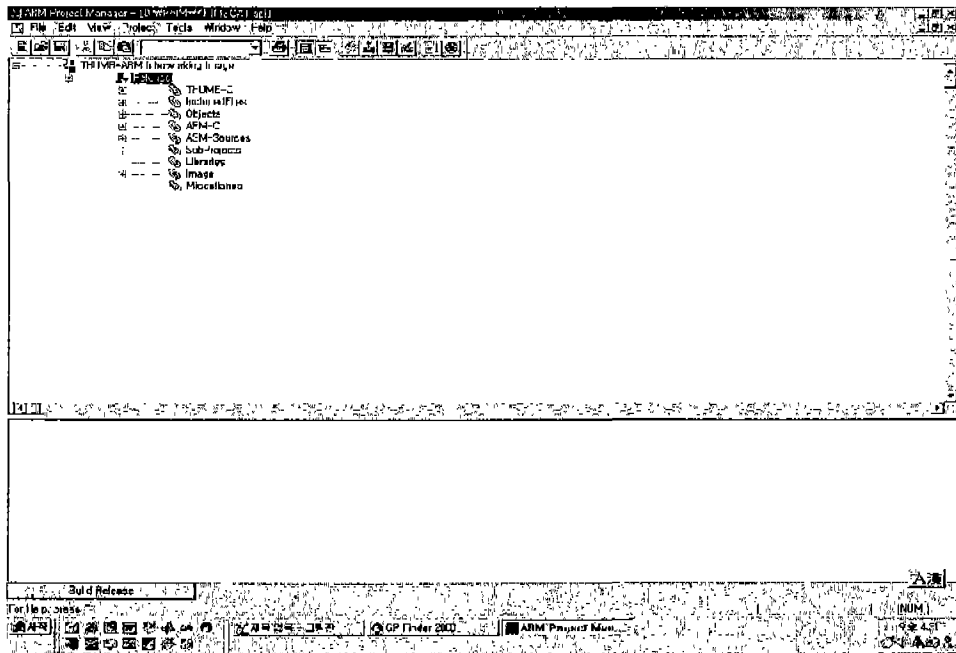


그림 3-4-59 ARM 프로젝트 매니저 실행 화면

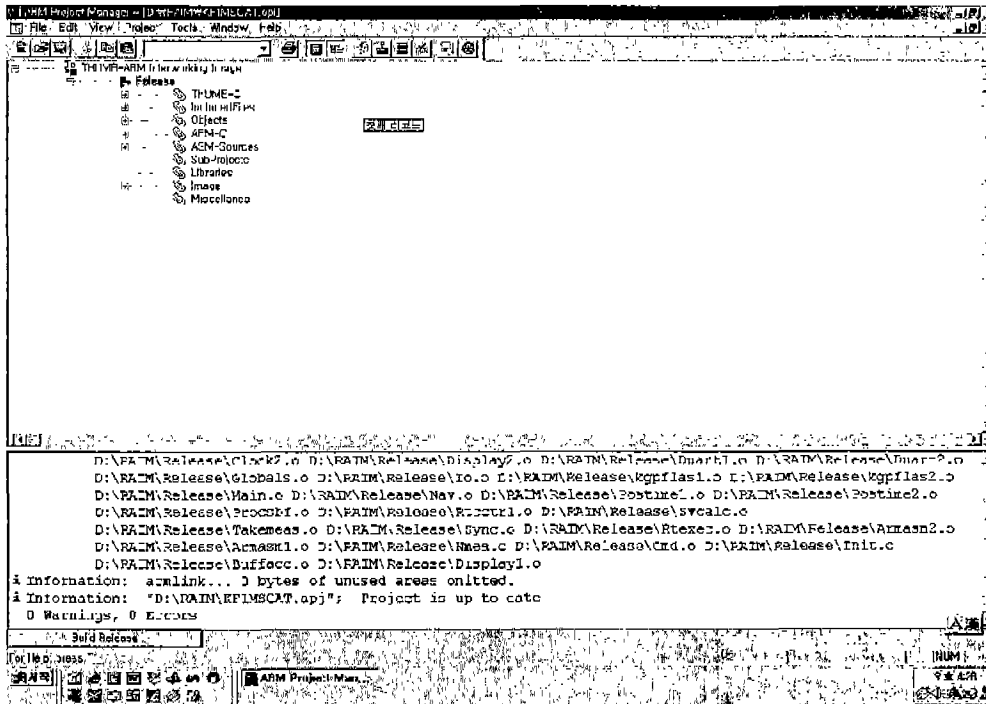


그림 3-4-60 ARM 프로젝트 매니저 컴파일 화면

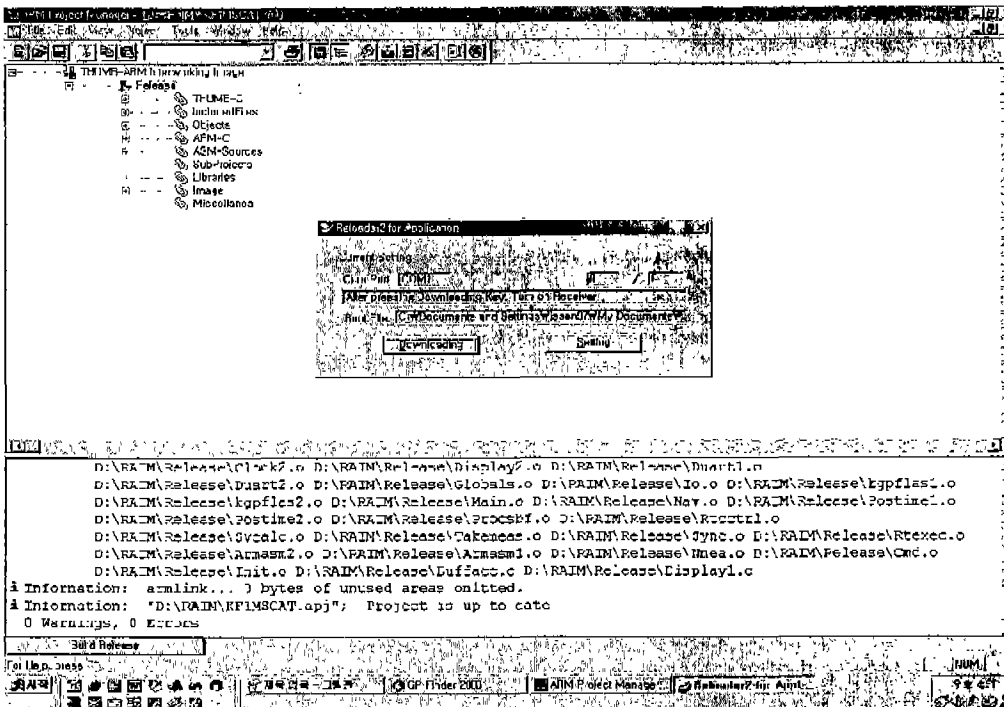


그림 3-4-61 GPS Test Kit 수신기로의 다운로드 화면

4. CDMA 파일럿 위상 다중경로 오차 극복기술 개발

가. NLOS (Non-Line-Of-Sight) 오차 및 위치 해에의 영향

무선 측위시스템의 위치 정확도에 가장 큰 영향을 주는 요인은 NLOS 오차와 다중경로로 인하여 발생하는 편향오차이다. NLOS 오차는 전파의 전달과정에서 직접 도달할 수 있는 전달경로가 존재하지 않기 때문에 발생하는 장거리 페이딩오차이고, 다중경로는 수신기 주변의 건물 및 산란자들로 인하여 신호가 난반사하여 발생하는 단거리 페이딩오차에 해당한다. 다중경로와 같은 단거리 페이딩은 DLL (Delayed-Lock-Loop) 내부에서의 평균화를 통하여 극복하려고 하나, NLOS 오차와 같은 장거리 페이딩의 경우, 필터의 적용에도 불구하고 편향오차로 계속 남아있게 된다. 그림 3-4-64는 이와 같은 전파의 전달 오차를 보여주고 있다.

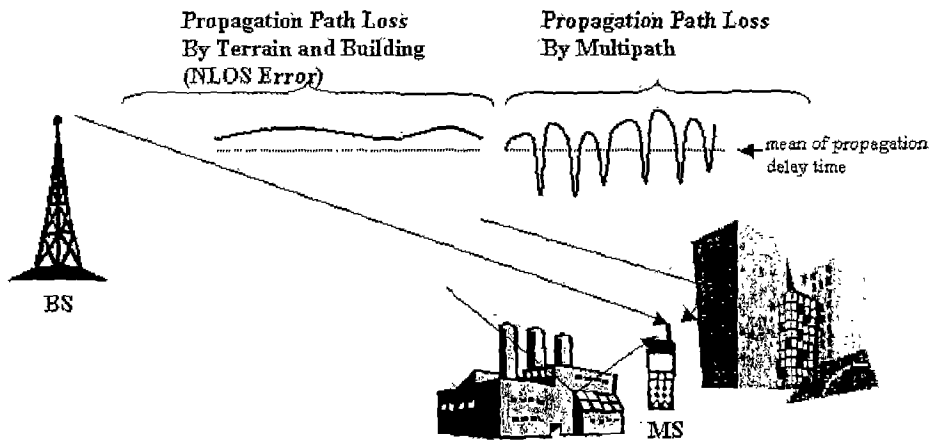


그림 3-4-64 전파전달에 따른 오차

(1) NLOS (Non-Line-Of-Sight) 오차

이동통신망을 이용하는 시각기반의 무선 측위에서 위치정확도에 가장 큰 영향을 주는 오차요인은 NLOS 오차이다[13,14]. NLOS 오차는 기지국과 이동국 사이에 놓여 있는 지형이나 건물의 구조물로 인하여 전파의 가시선이 확보되지 않기 때문에 발생하는 현상이다. 즉, 전파가 최단 경로로 도달하지 못하고, 회절 및 반사에 의하여 우회하여 도달하기 때문에 전달 지연 시간이 늘어나게 된다. NLOS 오차는 CDMA 방식뿐만 아니라, 모든 종류의 이동통신 방식 (TDMA, FDMA)에 공통으로 영향을 주는 오차가 된다. 현재까지 개발된 대부분의 측위알고리즘들은 이동국 (MS)과 각 기지국 (BS)사이에 직접적인 LOS 경로가 존재한다고 가정하여 개발되었으나, 실제의 경우, 기지국의 바로 옆을 제외하고는 LOS 경로는 거의 존재하지 않아 반사, 회절된 신호를 수신하게 되어, 측정된 시간지연은 이동국과 기지국간의 실제 거리보다 더 긴 거리를 반영하여 양의

부호를 갖는 편향오차로 나타나게 된다. 따라서, NLOS 오차에 의한 측정 편향오차는 그 크기에 따라서 측위 알고리즘이 실제위치에서 동떨어진 위치 추정치를 초래하게 된다. GSM 시스템에서 실험적으로 관찰된 NLOS에 의한 의사거리의 오차는 500~700m에 이른다[13].

실험적으로 관찰되는 NLOS 오차는 다음의 확률적 특성을 지닌다.

- NLOS 오차는 항상 양수이다.

$$v_i(t) > 0 \tag{3.4.113}$$

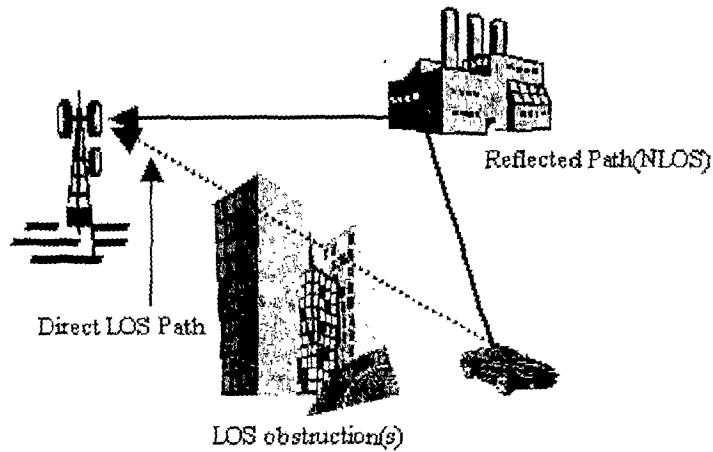
- NLOS 오차의 표준편차는 LOS 신호에 비하여 크다.

$$\sigma\{v_i\} > \sigma\{v_{i,los}\} \tag{3.4.114}$$

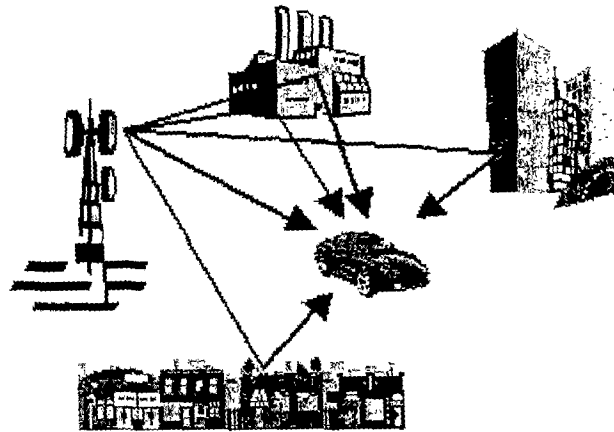
- NLOS 오차는 지엽적으로 Lognormal 분포를 갖는다.

$$p(v_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp(-(\log v_i - \log v_m)^2 / 2\sigma^2) \tag{3.4.115}$$

NLOS 오차는 적어도 하나 이상의 파일럿 신호에 포함되어 있기 때문에 이동통신망을 이용한 측위시스템에서 정확한 위치 결정을 하기 위해서는 반드시 제거되거나 고려하여야 한다. 일반적으로 NLOS 오차는 건물이 많은 도심에서 그 영향이 크며, 이는 Ray-Tracing의 방법을 이용하여 지역적으로 모델링이 가능하다. 그러나, 위치 결정을 하기 위하여 이러한 3차원 지형도를 실시간으로 처리하는 것은 비효율적인 방법이 되기 때문에 단순한 모델 방법이 제시되어야 한다. NLOS 오차를 고려한 측위 알고리즘으로는 Wylie & Holtzmann에 의해 제시된 LOS 재계산의 방법과 Chen에 의한 유수 가중치의 방법이 있다. LOS 재계산 방법의 경우, 의사거리를 연속적으로 측정하여 NLOS의 통계적 특성을 이용하여 NLOS 편향오차를 빼줌으로써 LOS를 계산하는 방법을 이용하고 있으나, NLOS의 통계적 특성이 미리 알려져 있음을 가정하고 있다.



(a) NLOS 오차



(b) 다중경로

그림 3-4-65 전파환경에 따른 NLOS 오차와 다중 경로 오차의 개념도

NLOS 오차는 대단히 지엽적이고 추정하기 어려운 편향오차이다. 아직까지는 의사거리기반의 NLOS 오차의 모델이 제시되지 않았기 때문에 이에 대한 효율적인 모델링의 방법과 NLOS 오차를 고려한 측위 알고리즘이 요구된다.

(2) 다중경로 오차

다중경로는 전파가 도심에서 전파될 때, 수신기 주변의 산란자 및 지상의 건물로 인한 반사로 인하여 하나의 신호가 서로 다른 진폭, 위상, 시간지연을 갖고 수신기에 여러 번 도달함으로써 발생하는 오차이다. 동일한 신호의 왜곡된 수신으로 인하여 신호의 세기, AOA, TOA, TDOA의 크기를 정확히 결정하지 못하게 된다. 시간 지연을 측정하는 장치는 보통 상관기를 이용하여 시간지연을 측정하게 된다. 이 때, 다중경로가 존재하는 경우, 나중에 반사되어 들어오는 신호가 처음 도달한 신호에 비해 진폭이 크고 한 칩 이내의

시간지연을 갖고 수신되게 되면 상관기는 정확히 시간 지연을 추정하지 못하게 된다.

다중경로로 인하여 식 (3.4.116)으로 표현된 송출 신호는 식 (3.4.117)에서 보듯이 수신기에 L개의 시간지연을 갖고 수신된다. 일반적으로 기지국에서 송출되는 파일럿 신호 $s(t)$ 는 식 (3.4.116)과 같다.

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} p(t - kT_c) [s_{I_k} \cos(2\pi f_c t) + s_{Q_k} \sin(2\pi f_c t)] \quad (3.4.116)$$

여기서, s_{I_k}, s_{Q_k} 는 I-채널과 Q-채널에서의 PN 시퀀스의 값, $p(\cdot)$ 는 Pulse-Shaping 필터, f_c 는 반송주파수이다. 위에서 언급된 다중경로에 의하여 이동국에서는 다음과 같이 이동경로를 달리하는 여러 개의 신호가 각각의 지연시간을 가지고 수신되게 된다.

$$r(t) = \sqrt{E_c} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=1}^L a_l \cdot p(t - kT_c - \delta_l) \times [s_{I_k} \cos(2\pi f_c(t - \delta_l) + \phi_l) + s_{Q_k} \sin(2\pi f_c(t - \delta_l) + \phi_l)] \quad (3.4.117)$$

여기서, a_l 은 l-번째 경로를 통한 신호의 진폭이고, δ_l 은 전파 전달 지연 시간이다. a_l, δ_l 은 모두 Rayleigh 분포를 갖는다. 위의 측정치를 복조한 후 상관기를 이용함으로써, 이동국에서는 i-번째 기지국으로부터의 전파의 전달시간 $d_i(t)$ 을 결정하게 된다. 다중경로는 셀의 크기에 따라 다른 확률적 특성을 가지게 된다. 매크로 셀의 경우, 이동국은 지엽적인 산란자에 의해 둘러 쌓여 있기 때문에, 특별히 지배적인 신호의 크기가 존재하지 않아 다중경로에 의한 전파 전달시간 및 진폭의 분포는 Rayleigh 분포를 따른다. 반면, 마이크로 셀에서는 가까이에 있는 기지국의 강한 신호로 인하여 진폭의 분포는 Rician 분포를 따른다.

코드 획득에 미치는 다중경로의 영향[15]과 코드 추적 방법[16]에 대하여 지금까지 상당히 많은 연구가 수행되어졌다. 다중경로의 각 요소는 DLL의 코드 추적부를 편향되게 하기 때문에, 시간지연 추정자의 다중경로의 영향을 완화시키기 위하여 여러 방법이 고안되어 졌다. 고분해 주파수 추정자, LMS 추정, MUSIC, Root-MUSIC 그리고, TLS-ESPRIT과 같은 초정밀 분해기법들이 다중경로를 감지하기 위하여 이용되어졌다. 또한, 확장 칼만필터를 이용한 시간지연 추정의 기법도 개발되어졌다. 다중경로 오차는 변조된 신호를 왜곡시키고, 그 추정의 정확도를 떨어뜨리게 한다. 1970년대 초반 이후로 다중경로가 PRN (Pseudorandom Noise) 거리 측정에 미치는 영향에 대하여도 꾸준히 연구되어 왔다. 1980년에 한 보고서에 따르면 다중경로는 한 시간 이상의 평균화에 의해서 그 오차가 크게 줄어든다고 발표하였으나, 1991년에 van. Nee는 그 평균이

영평균을 갖지 않음을 밝혔다[17].

DLL에서 추적되는 다중경로오차의 특성은 그림 3-4-66과 같다. 실험적으로 $f_c = 1.5\text{GHz}$ 일 때, 그림에서와 같이 의사거리에 반영되는 오차의 크기가 $-60\text{m}\sim 20\text{m}$ 에 이른다. 이를 완화시키기 위하여 Van. Nee는 MEDLL (Multipath Estimation DLL)을 제시하였다.

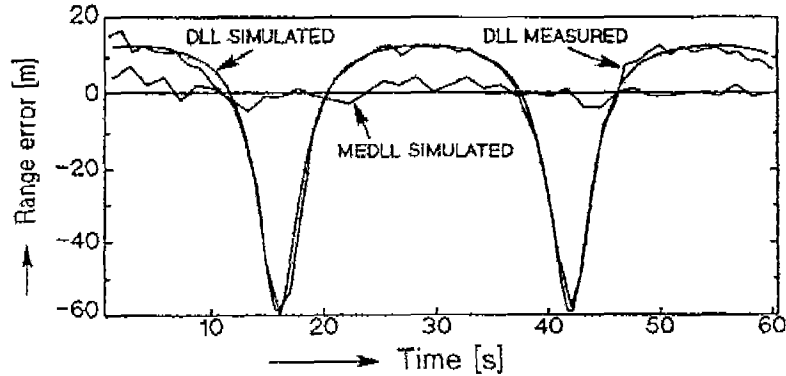


그림 3-4-66 Van. Nee에 의해 제시된 MEDLL을 이용 시 다중경로 오차의 완화

(3) 편향된 측정오차의 위치 결정에의 영향 분석

GPS와 이동통신망을 이용한 무선 측위는 이동국과 기지국간의 TOA 또는 TDOA 를 측정하여 삼각측량법을 기반으로 한 위치 결정 시스템들이다. 측정된 의사거리를 이용하여 위치 결정을 하기 위하여, 다음과 같은 비선형 측정방정식을 고려할 수 있다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) + \mathbf{b}(\mathbf{x}) + \mathbf{v} \quad (3.4.118)$$

여기서,

- $\mathbf{x} \in \mathcal{R}^n$ 추정되어야 하는 사용자의 위치
- $\mathbf{r} \in \mathcal{R}^m$ m 개의 측정의사거리
- $\mathbf{h}(\mathbf{x})$ 기지국과 단말기간의 실제 거리 ($h_i(\mathbf{x}) = \|\mathbf{x} - \mathbf{x}_i\|$, \mathbf{x}_i 는 i -번째 기지국)
- $\mathbf{b}(\mathbf{x})$ 측정치에 포함되는 편향오차
- \mathbf{v} 영평균을 갖고 공분산이 R 인 측정 백색잡음

따라서, 비선형 방정식 식 (3.4.43)을 풀어 단말기의 위치를 구하게 된다. 보통 편향오차를 무시하거나, 편향오차가 존재하지 않는다고 가정하여, 비선형 방정식을 직접 풀거나, $\mathbf{h}(\mathbf{x})$ 를 선형화하여 최소자승법을 적용한 반복적인 LS (ILS)를 사용할 수 있다.

Fang과 Abel은 식 (3.4.115)를 대수적으로 직접 푸는 방법을 제안하였다[18]. 그러나, 실제적인 환경에서는 측정 편향오차는 무시할 수 없을 정도로 위치 정확도에 미치는 영향이 매우 크다. GPS의 경우, 대기권 지연오차와 다중경로 오차가 존재하고, 무선 측위의 경우, 지상에서의 전파환경으로 인하여 기지국과 단말기간의 가시선이 확보되지 않기 때문에 발생하는 NLOS 오차의 영향이 매우 크다. 이와 같은 경로지연오차는 실제 거리에 비하여 TOA를 항상 더 길게 하므로, 이러한 제한조건을 고려한 위치 계산 방법이 요구된다.

경로지연오차의 영향을 완화시키기 위하여 측정치를 평균하는 방법 및 LOS 재계산과 같은 방법이 제안되었으나, 효과적으로 편향오차의 영향을 제거하지는 못한다. 또한, 1969년에 Friedland에 의해 제시된, 시스템과 측정식에 편향오차를 포함한 시스템에서 편향오차와 상태변수를 동시에 추정하는 이단계 칼만 필터를 적용할 수 있으나, 이는 초기 상수 설정의 어려움과 편향오차의 제한조건을 포함하지 못하므로 성능의 제한을 갖는다. 필터링 방법 이외에 편향오차의 모델링방법을 사용할 수 있다. GPS의 경우,

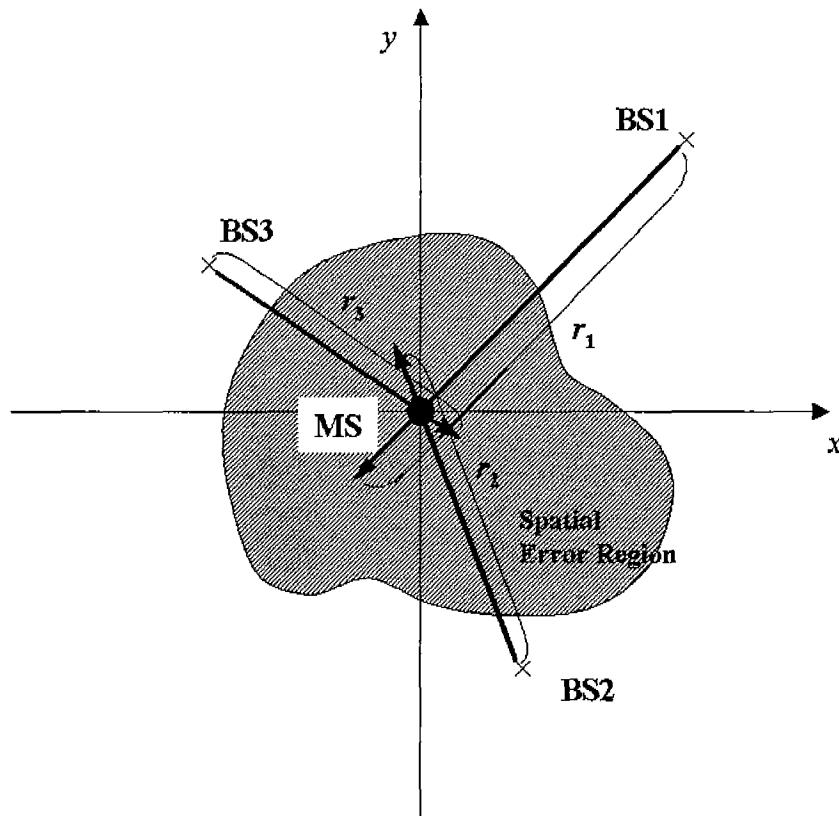


그림 3-4-67 측정편향오차를 포함한 의사거리의 기하학

전리층 및 대기권오차의 모델을 채용하고 있으나, NLOS와 같은 편향오차는 모델링하기 매우 어렵다.

의사거리를 측정하였을 때의, 기본 측정식은 식 (3.4.118)과 같이 비선형 방정식이

된다. 따라서, 비선형 방정식을 풀기 위하여 Newton-Rhapson 방법을 이용하거나, 선형화 한 후, 반복적인 최소자승법을 적용하여 해를 풀게 된다. 본 연구에서는 편향오차의 관측방정식을 유도하고, 이를 추정하기 위한 구조를 설계하기 위하여 선형화 한 후 주어진 방정식을 풀게 된다. 먼저, 문제를 간단히 하기 위하여 편향오차 $\mathbf{b}(\mathbf{x})$ 가 관심의 범위에서 상수 \mathbf{b} 인 경우를 살펴보자. 측정식 식 (3.4.118)에 대하여 측정편향오차 \mathbf{b} 를 알고 있다고 가정할 경우에, 다음의 비용함수를 최소화하는 \mathbf{x} 가 LS (Least Square) 추정치가 된다.

$$\min J(\mathbf{x}) = (\mathbf{r} - \mathbf{h}(\mathbf{x}) - \mathbf{b})^T R^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{h}(\mathbf{x}) - \mathbf{b}) \quad (3.4.119)$$

여기서, $\mathbf{h}(\mathbf{x})$ 는 비선형의 함수이므로, 위의 해를 얻기 위하여 Taylor 시리즈를 이용하여 기준점 \mathbf{x}_0 에 대하여 선형화한다. 고차항을 무시하고 전개하면 $\mathbf{h}(\mathbf{x})$ 는 다음과 같이 된다.

$$\mathbf{h}(\mathbf{x}) \approx \mathbf{h}(\mathbf{x}_0) + H_0(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) \quad (3.4.120)$$

여기서, H_0 는 기준점 \mathbf{x}_0 에 대한 $\mathbf{h}(\mathbf{x})$ 의 Jacobian 행렬이다.

$$H_0 = \left[\begin{array}{ccc} \frac{\partial h_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial h_1}{\partial x_n} \\ \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial h_m}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial h_m}{\partial x_n} \end{array} \right]_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_0}$$

식 (3-4-120)이 의미가 있기 위해서는 기준점 \mathbf{x}_0 는 실제의 위치에 충분히 가까워야 한다. $\mathbf{b}(\mathbf{x})$ 가 상수행렬인 경우, $\nabla_x \mathbf{b} = \mathbf{0}$ 이므로, 따라서, 측정방정식과 비용함수는 다음과 같이 변형할 수 있다.

$$\mathbf{y} = H_0 \mathbf{x} + \mathbf{b} + \mathbf{v} \quad (3.4.121)$$

$$\min J(\mathbf{x}) = (\mathbf{y} - H_0 \mathbf{x} - \mathbf{b})^T R^{-1} (\mathbf{y} - H_0 \mathbf{x} - \mathbf{b}) \quad (3.4.122)$$

여기서, $\mathbf{y} = \mathbf{r} - (\mathbf{h}(\mathbf{x}_0) - H_0 \mathbf{x}_0)$ 이다. $J(\mathbf{x})$ 를 최소화 하기 위하여, 다음을 계산하고, $\nabla_x J(\mathbf{x}) = \mathbf{0}$ 를 만족하는 \mathbf{x} 를 구하면 된다. $\frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} (A\mathbf{x}) = A, \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} (\mathbf{x}^T B) = B^T$ 의 두 관계식을 이용하여 미분함수를 구하게 된다.

$$\nabla_{\mathbf{x}} J(\mathbf{x}) = \left[\frac{\partial J}{\partial x_1} \quad \frac{\partial J}{\partial x_2} \quad \dots \quad \frac{\partial J}{\partial x_n} \right] \quad (3.4.123)$$

따라서, $J(\mathbf{x})$ 를 최소화하는 추정치 $\hat{\mathbf{x}}$ 는 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}} &= (H_0^T R^{-1} H_0)^{-1} H_0^T R^{-1} \mathbf{y} - (H_0^T R^{-1} H_0)^{-1} H_0^T R^{-1} \mathbf{b} \\ &= (H_0^T R^{-1} H_0)^{-1} H_0^T R^{-1} (\mathbf{h}(\mathbf{x}) - \mathbf{h}(\mathbf{x}_0) - H_0(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) + \mathbf{v}) + \mathbf{x} \end{aligned} \quad (3.4.124)$$

표 3-4-18 편향오차가 존재에도 불구하고 고려하지 않은 경우의 추정치

항목	
추정치	$\hat{\mathbf{x}} = (H_0^T R^{-1} H_0)^{-1} H_0^T R^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{h}(\mathbf{x}_0)) + \mathbf{x}_0$
평균	$E[\hat{\mathbf{x}}] = (H_0^T R^{-1} H_0)^{-1} H_0^T R^{-1} (\mathbf{h}(\mathbf{x}) - \mathbf{h}(\mathbf{x}_0) - H_0(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) + \mathbf{b}) + \mathbf{x}$
공분산	$P = E[(\hat{\mathbf{x}} - E[\hat{\mathbf{x}}])(\hat{\mathbf{x}} - E[\hat{\mathbf{x}}])^T] = (H_0^T R^{-1} H_0)^{-1}$
편향오차	$\mathbf{b}_x = E[\hat{\mathbf{x}}] - \mathbf{x} = (H_0^T R^{-1} H_0)^{-1} H_0^T R^{-1} (\mathbf{h}(\mathbf{x}) - \mathbf{h}(\mathbf{x}_0) - H_0(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) + \mathbf{b})$
MSE (위치 정확도)	$\begin{aligned} Q_{MSE} &= E[(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x})(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x})^T] \\ &= (H_0^T R^{-1} H_0)^{-1} + (H_0^T R^{-1} H_0)^{-1} H_0^T R^{-1} (\mathbf{h}(\mathbf{x}) - \mathbf{h}(\mathbf{x}_0) - H_0(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) + \mathbf{b}) \\ &\quad (\mathbf{h}(\mathbf{x}) - \mathbf{h}(\mathbf{x}_0) - H_0(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) + \mathbf{b})^T R^{-1} H_0 (H_0^T R^{-1} H_0)^{-1} \end{aligned}$

편향오차가 알려졌을 때에는 위와 같이 오른쪽의 두 번째 항에 편향오차 \mathbf{b} 를 고려함으로써, 추정치를 얻을 수 있다. 그러면 선형화 오차만이 남는다. 그러나, 실제의 경우, 편향오차의 정보가 부족하거나 고려하지 않게 되므로 그 추정치가 편향되어 있고, 정확한 해를 얻지 못하게 된다. 편향오차를 고려하지 않고 풀었을 때의 해의 오차와 공분산 등 오차의 영향을 표 3-4-18에 정리하였다. 편향오차를 고려하지 않고, 식 (3.4.124)를 풀게 되면, 추정된 위치는 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{x}} = (H_0^T R^{-1} H_0)^{-1} H_0^T R^{-1} (\mathbf{h}(\mathbf{x}) - \mathbf{h}(\mathbf{x}_0) - H_0(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) + \mathbf{b} + \mathbf{v}) + \mathbf{x} \quad (3.4.125)$$

윗 식에서 보듯이 편향오차의 영향이 추정치에 더해졌음을 보여주고 있다. 선형화에 따른 오차와 편향오차로 인하여 위치 추정치에는 편향오차가 존재하고 식 (3.4.54)와 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_x &= E[\hat{\mathbf{x}}] - \mathbf{x} = (H_0^T R^{-1} H_0)^{-1} H_0^T R^{-1} (\mathbf{h}(\mathbf{x}) - \mathbf{h}(\mathbf{x}_0) - H_0(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) + \mathbf{b}) \\ &= (H_0^T R^{-1} H_0)^{-1} H_0^T R^{-1} (\mathbf{b} + \varepsilon_t) \end{aligned} \quad (3.4.126)$$

여기서, ε_t 은 선형화 오차로 기준점 \mathbf{x}_0 가 실제의 \mathbf{x} 에 충분히 가까우면 무시할 수 있다. 따라서, 편향오차는 DOP (Dilution of Precision)를 나타내는 값에 의해 확대되게 된다. 그리고, 공분산을 얻는 데 있어서, 편향오차에 대한 고려가 없고, 그 평균이 영이라고 가정하는 것은 공분산을 변화시키지 않는다. 그러나, 편향오차는 추정치의 정확도에 영향을 준다. MSE (Mean-Squared Error)를 사용하여 위치 정확도를 설명할 수 있다. 식 (3.4.126)을 이용하여 MSE를 나타내는 공분산은 다음과 같이 놓을 수 있다.

$$\begin{aligned} Q_{MSE} &= E[(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x})(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x})^T] \\ &= (H_0^T R^{-1} H_0)^{-1} + (H_0^T R^{-1} H_0)^{-1} H_0^T R^{-1} (\mathbf{h}(\mathbf{x}) - \mathbf{h}(\mathbf{x}_0) - H_0(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) + \mathbf{b}) \cdot \\ &\quad (\mathbf{h}(\mathbf{x}) - \mathbf{h}(\mathbf{x}_0) - H_0(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) + \mathbf{b})^T R^{-1} H_0 (H_0^T R^{-1} H_0)^{-1} \end{aligned} \quad (3.4.127)$$

두 번째 항에서 보듯이 선형화 오차와 편향오차, 그리고, 측정치의 기하학을 나타내는 행렬 H_0 에 의하여 MSE가 크게 증가하게 됨을 알 수 있다. 결론적으로 편향오차를 포함하고 있을 때의 위치 결정은 그 오차가 증가하므로, 편향오차에 대한 정확한 정보가 요구된다 할 수 있다.

본 절에서는 무선 측위에서 가장 큰 오차요인이 되는 경로지연오차를 측정편향오차로 간주하였을 때, 편향오차가 위치 결정에 미치는 영향을 알아보았다. 표 3-4-17에서의 추정치의 평균과 위치 정확도와 같이 선형화에 따른 오차와 편향오차에 의하여 추정치의 부정확성이 발생하게 된다. 결론적으로 편향오차에 대한 정확한 정보를 이용하거나, 또는 이에 대한 모델링 및 최적의 추정이 이루어져야 한다. 편향오차에 대한 정보를 가지고 있는 경우는 다음의 형태의 추정치를 갖게 된다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{x}_0 - V(\mathbf{r} - \mathbf{h}(\mathbf{x}_0)) + V\mathbf{b}(\mathbf{x}_0) \quad (3.4.128)$$

윗 식에서 알 수 있듯이 정확한 추정치를 얻기 위해서는 $\mathbf{h}(\cdot)$ 는 알려진 함수이므로, $\mathbf{x}_0, V, \mathbf{b}$ 의 세 개의 벡터와 행렬에 대한 결정이 이루어져야 한다.

나. 삼단계 추정자에 의한 NLOS 오차의 추정 및 완화

본 절에서는 측정 편향오차의 영향을 최소화하기 위한 방법으로, 측정편향오차의 범위를 제한된 최적화기법 (Constrained Optimization)과 통합된 새로운 필터 구조를

제시하고 위치 정확도를 향상시키게 된다.

측정치의 편향오차를 추정하기 위하여 먼저, 편향오차의 측정모델식을 세우고, 이에 최적화 기법을 적용함에 의해서 측정편향오차의 제한 조건을 고려한 최적의 추정을 하도록 설계한다. 1984년에 Karmarker가 최적화기법으로 Interior-Point 방법을 발표한 이후, 부등식의 제한조건을 갖는 최적화 기법에 대한 연구 및 응용이 활발하게 수행되고 있다[19]. 본 연구는 Interior-Point 최적화 기법을 GPS나 무선 측위와 같은 의사거리를 이용한 위치 결정에 도입함에 의해서 측정에 유도되는 편향오차의 영향을 최소화함으로써, 위치 정확도를 향상시키게 된다.

(1) 편향오차의 관측방정식의 유도

최소자승법을 이용하여 편향오차를 고려하지 않고 풀었을 때의 해를 $\tilde{\mathbf{x}}$ 로 놓으면, 이미 보여졌듯이 식 (3.4.128)의 최적해는 다음의 관계를 만족한다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \tilde{\mathbf{x}} + V\mathbf{b} \tag{3.4.129}$$

여기서,

- $\hat{\mathbf{x}}$: 편향오차를 고려하였을 때의 최적 추정치
- $\tilde{\mathbf{x}}$: 편향오차를 고려하지 않았을 때의 추정치
- V : 편향오차의 보정 행렬 ($V = -(H_0^T R^{-1} H_0)^{-1} H_0^T R^{-1}$)
- \mathbf{b} : 추정되어야 하는 편향오차

따라서, 식 (3.4.125)와 식 (3.4.129)에 의해, 편향오차를 고려하지 않고 계산된 상태변수 $\tilde{\mathbf{x}}$ 를 이용하여 편향오차의 관측방정식을 세울 수 있게 된다. 즉, 측정치와 추정치의 차에 해당하는 유수가 편향오차 관측방정식의 측정치가 된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= \mathbf{y} - H_0 \tilde{\mathbf{x}} = (H_0 \mathbf{x} + \mathbf{b} + \mathbf{v}) - H_0 (\tilde{\mathbf{x}} + V\mathbf{b}) \\ &= (I + H_0 V)\mathbf{b} + H_0 (\mathbf{x} - \tilde{\mathbf{x}}) + \mathbf{v} \\ &= S \cdot \mathbf{b} + \mathbf{w} \end{aligned} \tag{3.4.130}$$

여기서, $S = I + H_0 V$ 이고, \mathbf{w} 는 편향오차를 정확히 안다고 가정했을 때의 측정 유수가 된다. 따라서, \mathbf{w} 는 다음을 만족한다.

$$E(\mathbf{w} \cdot \mathbf{w}^T) = H_0 P_1 H_0^T + R \tag{3.4.131}$$

측정오차 \mathbf{v} 는 순수한 백색잡음이므로, 추정치 $\hat{\mathbf{x}}$ 와 비상관임은 명백하다. 또한, 행렬 S 는 full rank가 아니기 때문에 편향오차를 추정하기 위해서는 측정편향오차에 대한 추가조건이 요구된다. 따라서, 편향오차를 추정할 수 있기 위해서는 식 (3.4.130)의 편향오차의 관측방정식과 더불어 편향오차에 대한 추가조건이 요구된다. S 가 영행렬이 아니기 위한 조건은 상태변수의 차수보다 측정방정식의 개수가 더 크고 ($m > n$), 지지국으로의 LOS 벡터를 서로 달리해야 한다. 결론적으로, 편향오차를 무시한 상태변수의 추정치의 유수는 편향오차를 추정하도록 하는 관계식을 주나, 단독 정보에 의해서는 편향오차를 추정할 수 없다.

(2) Interior-Point 최적화 기법에 의한 제한된 측정 편향오차의 추정

의사거리를 이용한 위치 결정에서, 편향오차를 고려하지 않고 반복적인 최소자승법에 의해 추정된 상태변수의 유수는 편향오차의 관측방정식을 생성할 수 있었다. 그러나, 측정방정식에 사용된 측정행렬 $S = I + H_0V$ 는 $\det(S) = 0$ 이므로, 방정식 자체만으로 편향오차를 계산할 수 없다. 편향오차에 대한 허용가능한 집합이 정의되면, 최적화 기법을 사용함으로써, 허용가능한 집합 내에서 편향오차를 최적으로 추정하게 된다. 즉, 다음과 같이 제한된 최적화 문제를 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} \min J(\mathbf{b}) &= (\mathbf{z} - S \cdot \mathbf{b})^T Q_w^{-1} (\mathbf{z} - S \cdot \mathbf{b}) \\ \text{subject to } & b_i \in B_i, \quad i = 1, 2, \dots, m \end{aligned} \tag{3.4.132}$$

여기서, $S \in \mathbb{R}^{m \times m}$, $Q_w = E(\mathbf{w} \cdot \mathbf{w}^T)$ 이고, $B_i = (l_i, u_i)$ 와 같이 측정 편향오차의 범위를 나타내는 집합이다. 의사거리를 이용한 위치 결정에서 편향오차는 항상 양수이다. 또한, LOS 신호 또는 NLOS 신호에 따라, 상한의 범위를 정할 수 있다. 즉, 항상 하한은 $l_i > 0$ 이고, 상한은 $u_i \leq K < \infty$ 를 만족한다. 따라서, 부등식의 제한조건을 갖는 최적화 문제로 귀결된다.

선형제한조건을 만족하고, 주어진 선형함수를 최적화하기 위하여 선형 계획법이 적용되어 왔다. 기본적으로 Simplex 방법을 많이 이용되어져 왔으나, 1984년에 Karmarker가 Interior-Point 기법을 발표한 후, 부등식의 제한조건을 갖는 최적화 문제에 많이 적용되어 다양한 변형의 Interior-Point 기법이 연구되었다. 고전의 Simplex 방법과의 가장 큰 차이점은 최적해를 구하는 데 있어서, Simplex 방법은 그 최저점을 허용가능한 집합에 해당하는 볼록 다각형의 경계를 따라 찾는 반면에, Interior-Point 기법은 볼록 다각형의 내부의 점에서부터 그 최저점을 찾기 시작한다. 또한, 알고리즘의 반복회수가 미지수의 차수에 의존하지 않는 장점을 갖는다. Interior-Point 기법은 그 이론적인 토대를 다음의 세 가지로 하여 구성된다.

- Issac Newton' s Method : 일반적인 최적화문제에 있어서 비선형 방정식의 해를 구한다.
- Joseph Lagrange' s Method : 등식의 제한조건을 갖는 최적화문제를 푼다.
- Fiacco와 McCormick의 Barrier Method : 부등식의 제한조건을 가진 최적화 문제를 푼다.

일반적인 비선형방정식의 최적해를 푸는 Newton의 방법과 제한조건을 갖는 최적해를 푸는 Barrier Method를 함께 사용함으로써, Interior-Point 기법은 최적화 문제와 부등식의 제한조건을 효율적으로 결합하므로 많은 응용범위를 가지고 있다. 본 절에서는 Interior-Point 최적화기법을 적용함에 의해서 제한조건을 갖는 측정 편향오차를 추정한다. Interior-Point 최적화 기법을 채택한 이유는 두 가지이다. 첫째로, 항상 양수 또는 특정 제한 범위를 갖는 측정 편향오차의 부등식의 제한조건을 고려할 수 있고, 둘째로, 경계값이 아닌 집합의 내부에서 편향오차를 추정하기 때문에 편향오차의 값이 정확히 알려지지 않은 경우의 추정에 적합성을 지니기 때문이다.

최적문제는 경계 함수 $g(b_i)$ 와 이완변수를 도입함에 의해서 다음과 같이 변형한다.

$$\begin{aligned} \min J(\mathbf{b}) &= (\mathbf{z} - \mathbf{S} \cdot \mathbf{b})^T \mathbf{Q}_w^{-1} (\mathbf{z} - \mathbf{S} \cdot \mathbf{b}) \\ \text{subject to } & g_i(b_i) - s_i = 0, \quad i = 1, 2, \dots, m \\ & s_i > 0 \end{aligned} \quad (3.4.133)$$

여기서, 경계 함수 $g(b_i)$ 는 $g(b_i) > 0$ for all $b_i \in (l_i, u_i)$ 를 만족하도록 정의된다. 일반적으로, $g(b_i)$ 는 연속인 이차함수 $g(b_i) = (u_i - b_i)(b_i - l_i)$ 로 놓는다. Interior-Point 기법은 Lagrange Multiplier와 경계함수를 통합하여 제한 조건을 갖는 편향오차 추정의 최적해 문제를 다음과 같이 제한조건을 갖지 않는 최적해 문제로 만든다.

$$L(\mathbf{b}, \boldsymbol{\lambda}, \mathbf{s}) = (\mathbf{z} - \mathbf{S} \cdot \mathbf{b})^T \mathbf{Q}_w^{-1} (\mathbf{z} - \mathbf{S} \cdot \mathbf{b}) - \mu \cdot \sum_{i=1}^m \ln s_i - \boldsymbol{\lambda}^T \cdot (\mathbf{g}(\mathbf{b}) - \mathbf{s}) \quad (3.4.134)$$

여기서, $\mathbf{g}(\mathbf{b}) = [g(b_1) \ g(b_1) \ \dots \ g(b_m)]^T$, $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_m]^T$ 이고, $\mu > 0$ 인 경계 상수이다. 위의 Lagrangian 식 (3.4.32)의 해를 구하기 위하여 주 변수, 보조 변수, 이완 변수에 대하여 각각 $\frac{\partial L}{\partial \mathbf{b}} = 0$, $\frac{\partial L}{\partial \boldsymbol{\lambda}} = 0$, $\frac{\partial L}{\partial \mathbf{s}} = 0$ 을 만족하는 해를 얻는다. 이는 Karush-Kuhn-Tucker 이론에 의하여 찾아질 수 있다.

$$\text{(primal condition)} \quad S^T Q_w^{-1}(\mathbf{z} - S\mathbf{b}) + \frac{1}{2} G^T \boldsymbol{\lambda} = 0 \quad (3.4.135)$$

$$\text{(dual condition)} \quad \mathbf{g}(\mathbf{b}) - \mathbf{s} = 0 \quad (3.4.136)$$

$$\text{(dual-slack condition)} \quad \Sigma \boldsymbol{\lambda} - \mu \cdot \mathbf{e} = 0 \quad (3.4.137)$$

여기서, $G = \frac{\partial \mathbf{g}(\mathbf{b})}{\partial \mathbf{b}}$, $\Sigma = \text{diag}\{s_1, s_2, \dots, s_m\}$ 이고, $\mathbf{e} = [1, 1, \dots, 1]^T$ 이다. 위 식은 비선형의 경계함수를 가지므로, 비선형방정식이 된다. 따라서, 비선형시스템을 위한 Newton의 방법을 이용하여 위의 해를 풀게 된다. 즉, 각 변수의 증분은,

$$\begin{bmatrix} -S^T Q_w^{-1} S + \frac{1}{2} \frac{\partial G}{\partial \mathbf{b}} \Big|_{\mathbf{b}=\mathbf{b}_0} \cdot \Lambda_0 & \frac{1}{2} G_0^T & 0 \\ G_0^T & 0 & -I \\ 0 & \Sigma_0 & \Lambda_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \mathbf{b} \\ \delta \boldsymbol{\lambda} \\ \delta \mathbf{s} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} S^T Q_w^{-1}(\mathbf{z} - S\mathbf{b}_0) + \frac{1}{2} G_0^T \boldsymbol{\lambda}_0 \\ \mathbf{g}(\mathbf{b}_0) - \mathbf{s}_0 \\ \Sigma_0 \boldsymbol{\lambda}_0 - \mu \cdot \mathbf{e} \end{bmatrix} \quad (3.4.138)$$

을 이용하여 증분 $[\delta \mathbf{b} \ \delta \boldsymbol{\lambda} \ \delta \mathbf{s}]^T$ 을 계산하게 된다. 여기서, $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m\}$ 이다. Newton 스텝 $[\mathbf{b} + \delta \mathbf{b} \ \boldsymbol{\lambda} + \delta \boldsymbol{\lambda} \ \mathbf{s} + \delta \mathbf{s}]$ 이 항상 허용집합의 내부에 존재한다는 성질을 만족하는 것이 아니기 때문에, 아래와 같은 관계식을 이용하여 각 변수를 갱신한다.

$$\mathbf{b}^{k+1} = \mathbf{b}^k + \alpha_p \delta \mathbf{b}^k \quad (3.4.139)$$

$$\boldsymbol{\lambda}^{k+1} = \boldsymbol{\lambda}^k + \alpha_D \delta \boldsymbol{\lambda}^k \quad (3.4.140)$$

$$\mathbf{s}^{k+1} = \mathbf{s}^k + \alpha_p \delta \mathbf{s}^k \quad (3.4.141)$$

여기서, 주 변수와 보조 변수의 스텝의 길이, α_p, α_D 는 편향오차의 추정치가 허용계치에 너무 가까이 가는 것을 막아 준다.

$$\alpha_p = 0.995 \min_j \left\{ -\frac{s_j}{\delta s_j} \mid \delta s_j < 0 \right\} \quad (3.4.142)$$

$$\alpha_D = 0.995 \min_j \left\{ -\frac{\lambda_j}{\delta \lambda_j} \mid \delta \lambda_j < 0 \right\} \quad (3.4.143)$$

Interior-Point 최적화 기법을 적용하여 편향오차를 추정하기 위해서는 편향오차의 초기값이 취해져야 한다. 대개, \mathbf{b}_0 는 이전 추정치를 이용하거나, 주어진 편향오차의 조건부등식을 만족하도록 놓는다. 이완 변수와 보조 변수는 각기 $\mathbf{s}_0 = \mathbf{g}(\mathbf{b}_0) > 0$ 를

만족하도록 설정하고, 보조 변수에 대하여는 그 초기값을 $\lambda_0 = \mu \cdot \Sigma^{-1} \mathbf{e}$ 로 놓는다.

Fiacco와 McCormick이 보였듯이 경계 상수는 $\mu \rightarrow 0$ 일 때, 우리가 원하는 해를 얻을 수 있으므로, 경계 상수는 매 반복할 때마다, 다음의 관계식을 이용하여 갱신하게 된다[20].

$$\mu = \frac{\lambda^T \mathbf{s}}{(n+m)^2} \quad (3.4.144)$$

식 (3.4.145)의 반복적인 계산은 다음의 두 조건이 만족될 때, 루프를 그만두게 된다.

$$\|\delta \mathbf{b}\| < \varepsilon_1, \quad \left\| \frac{\lambda^T \mathbf{s}}{m} \right\| < \varepsilon_2 \quad (3.4.145)$$

(3) 삼단계 추정자 구조의 위치결정 필터

편향오차를 추정하는 식 (3.4.146)은 Newton의 방법과 Barrier Method를 이용함에 의해서 최적계산이 이루어진다. 결론적으로 의사거리를 이용하여 수신기의 위치를 결정하는 알고리즘은 다음의 3단계로 이루어진다. 위치 추정은 이단계의 필터와 보정 부분으로 구성되어 있다. 순환형 LS를 적용하거나 동역학을 고려할 수 있는 경우는 칼만필터를 적용하여 먼저, 편향오차를 무시한 추정치를 구한다. 앞 단의 Bias-Free 필터로부터의 유수와 측정행렬로부터 편향오차의 관측방정식을 계산하여 편향오차를 추정하는 편향오차 추정 필터를 구성한다. 편향오차의 범위에 대한 제한조건을 가지고 있기 때문에, 부등식의 제한조건을 갖는 최적화 문제로 귀결되므로, Karmarker에 의해 제시된 Interior-Point 최적화기법을 이용하여 편향오차를 최적으로 추정하게 된다. 3단계에서는 추정된 편향오차를 이용하여 상태변수를 보정하게 된다. 그림 3-4-68에서 전체 알고리즘의 구조를 보인다.

1단계. $\tilde{\mathbf{x}} = (H_0^T R^{-1} H_0)^{-1} H_0^T R^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{h}(\mathbf{x}_0) + H_0 \mathbf{x}_0)$

2단계. $\hat{\mathbf{b}} = \arg \min J(\mathbf{b}, \lambda, \mathbf{s}) = (\mathbf{z} - S \cdot \mathbf{b})^T Q_w^{-1} (\mathbf{z} - S \cdot \mathbf{b}) - \mu \cdot \sum_{i=1}^m \ln s_i - \lambda^T \cdot (\mathbf{g}(\mathbf{b}) - \mathbf{s})$

3단계. $\hat{\mathbf{x}} = \tilde{\mathbf{x}} + \mathcal{V} \hat{\mathbf{b}}$

Interior-Point 최적화 기법은 오차를 포함한 의사거리를 이용하여 위치 결정을 할 때의 편향오차를 최적으로 추정하여 제거하게 된다. 그림 3-4-41은 세 개의 기지국 신호

(BS#2는 50~400m의 NLOS오차를 포함)를 이용하여 이동국의 위치를 추정한 결과이다. NLOS 오차를 포함한 측정편향오차가 보정되어 이동국의 실제의 위치에 가까운 결과를 준다. 그림 3-4-70은 같은 실험에 대하여 앞서 제시된 ILS 방법, LOS 재계산 방법, 유수가중치필터와 본 장에서 제시된 삼단계 추정자의 50회 시험을 통하여 얻어진 Monte-Carlo 시험 결과의 비교이다.

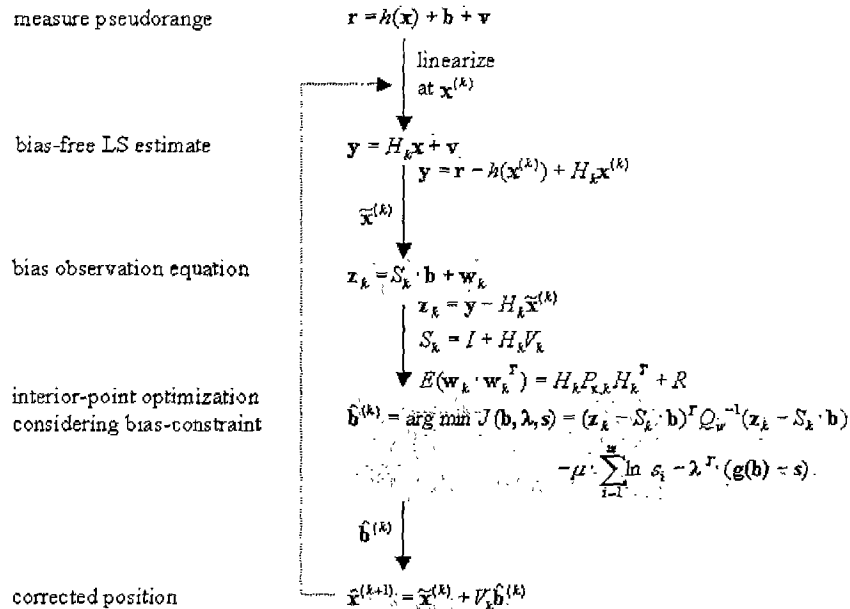


그림 3-4-68 ILS와 Interior-Point 최적화 기법을 이용한 의사거리 위치결정의 3단계 구조

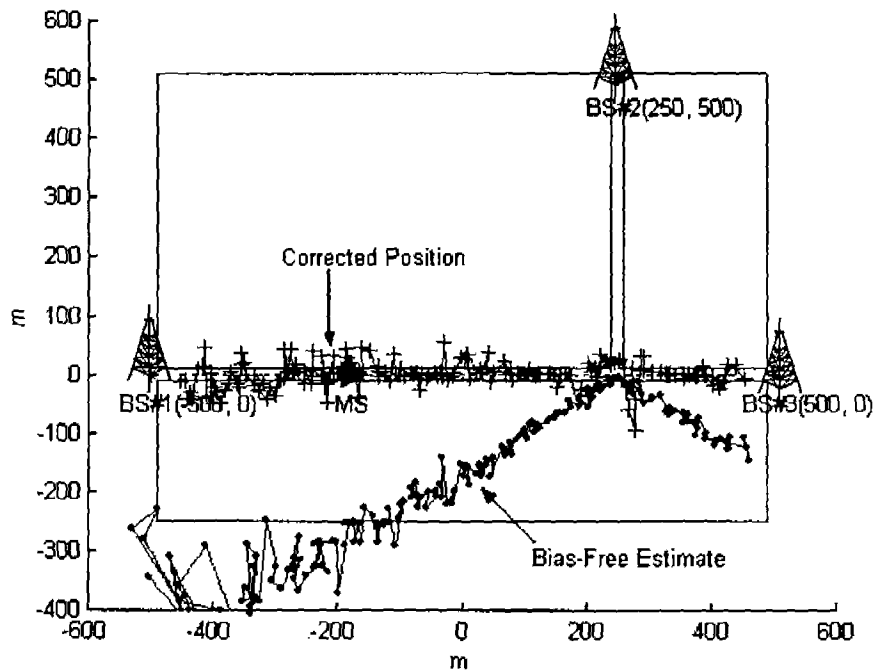
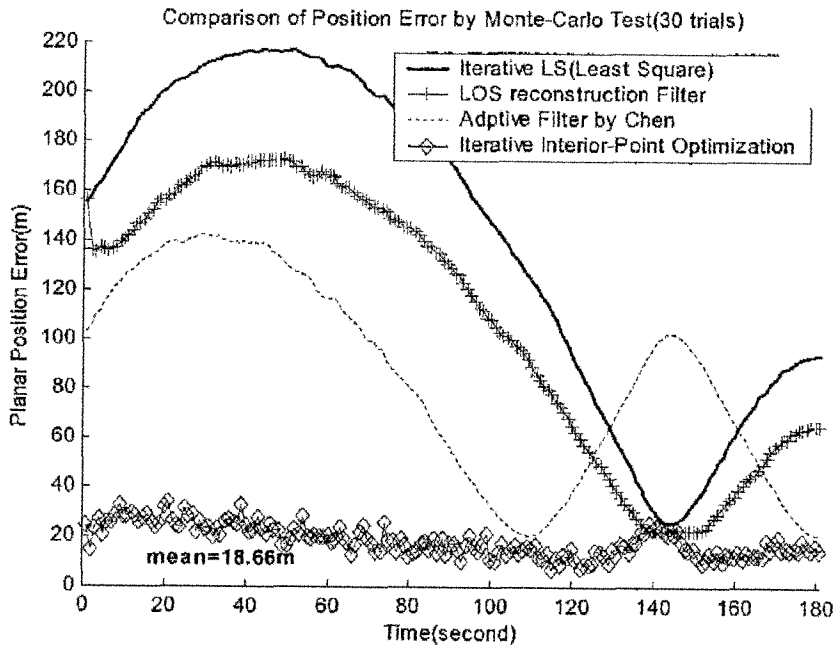
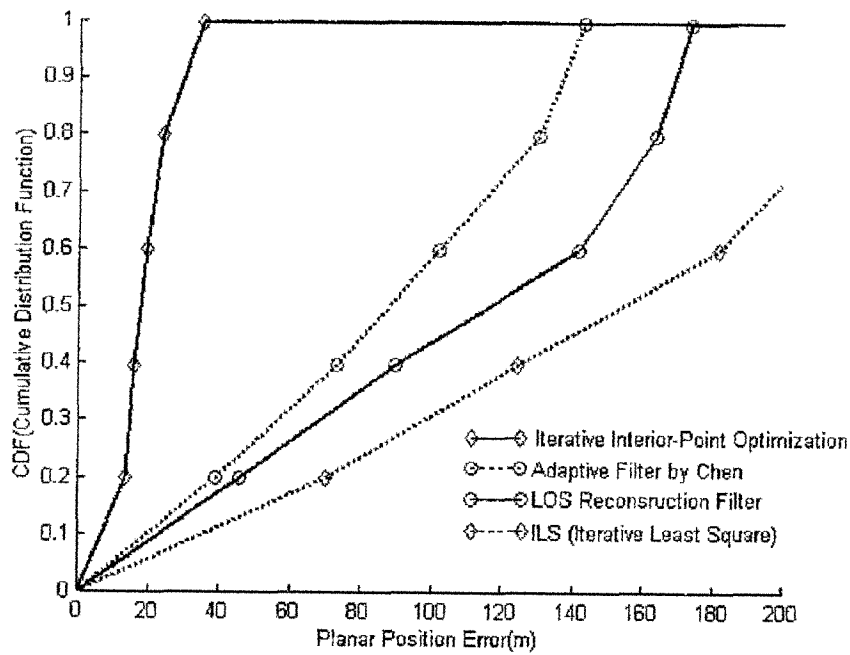


그림 3-4-69 삼단계 추정자 구조에 의한 이동국의 위치 추정 결과



(a) 위치 오차



(b) 실험적 CDF (Cumulative Distribution Function)

그림 3-4-70 Monte-Carlo 시험에 의한 위치 정확도의 비교

제5절 MEMS 기반 휴대용 항법 알고리즘 개발

1. 이동거리 측정이 가능한 오차 보정 기법 개발

가. 사람의 이동거리 측정 장치 개발

관성센서를 사용하여 휴대용 항법장치를 구성하는 경우 사람의 걸음 수와 보폭을 이용하여 사람의 이동거리를 계산하는 보행 항법 장치 (WNS: Walking Navigation System)를 구성할 수 있으며 본 연구의 1단계에서 개발한 보행항법 알고리즘을 기본 알고리즘으로 사용할 수 있다[1,2]. 보행항법 알고리즘의 주요 개념은 사람의 걸음 특성을 이용하여 걸음을 검출하고 보폭을 결정함으로써 검출된 걸음의 수와 보폭을 곱하여 사람의 이동 거리를 계산하는 것이다. 따라서 보행항법장치를 위한 하드웨어 및 알고리즘을 개발하기 위해서는 사람의 걸음을 검출하고 보폭을 결정하는 것이 가장 중요하다[3]. 특히 사람의 몸에 항법장치를 장착하는 경우 장치의 크기와 무게를 고려해야 하기 때문에 제한된 관성센서만을 사용하여 하드웨어를 구성하는 것을 반드시 고려해야 한다[4]. 따라서 제한된 관성센서만으로 구성된 항법장치를 이용하여 걸음을 검출하고 보폭을 결정하는 방법 연구가 필요하다. 본 절에서는 이런 개념을 바탕으로 사람의 이동거리 측정장치를 개발한다[5,6].

(1) 이동거리 측정장치 설계 및 제작

1단계 연구 결과를 통하여 사람의 걸음 검출을 하기 위하여 관성센서 모듈을 발에 장착하는 것이 가장 효율적인 것을 알 수 있다. 또한 본 연구에서 개발한 오차 보정 기법을 적용하기 위해서 걸음에 따른 발의 움직임 특성을 이용해야 하기 때문에 본 연구에서 개발하는 사람의 이동거리 측정장치는 신발에 장착하는 것으로 한다. 본 연구에서 개발한 사람의 이동거리 측정장치의 구성도는 그림 3-5-1과 같다.

이동거리 측정장치는 크게 두 개의 모듈 (센서모듈, 데이터 저장 모듈)로 이루어진다. 센서모듈은 신발에 장착되어 걸음에 따른 발의 가속도 정보를 측정하기 위한 것이다. 발의 가속도를 측정하기 위하여 MEMS형 가속도계인 Analog Device사의 ADXL-202를 사용하였다. 이 가속도계는 크기가 작으며 (9.9×7.3 mm), 두 축의 가속도를 측정할 수 있어 소형 센서 모듈을 제작하기 위한 가속도계로 적합하다. 이 가속도계는 측정되는 가속도의 크기에 비례하는 펄스 폭을 갖는 펄스 신호를 출력한다. 이 펄스 폭을 계산하기 위하여 펄스의 Edge를 검출할 수 있는 캡션 기능과 카운트 기능을 갖는 마이크로프로세서인 PIC16F873-20Mhz를 사용하였다. 이 마이크로프로세서는 20Mhz로 동작하는 RISC형 컨트롤러로써 캡션 기능과 카운트 기능 이외에 내부 메모리를 내장하고

있으며 직렬통신 포트와 인터럽트 기능 등을 가지고 있어 센서 데이터 처리 및 데이터 전송에 유용한 마이크로프로세서이다. 센서모듈에서 측정된 발의 가속도 정보는 418MHz의 대역폭을 갖고 무선 데이터 송수신할 수 있는 RF모듈 (BIM-418-F)을 통해 데이터 저장모듈로 전송된다.

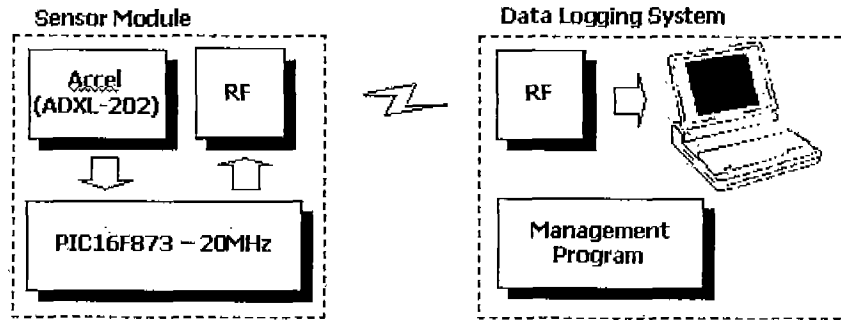


그림 3-5-1 이동거리 측정장치 구성도

데이터 저장모듈은 센서모듈에서 전송된 가속도 데이터를 수신하기 위한 RF 모듈과 전송된 데이터를 저장하고 분석 및 이동거리 계산을 하기위한 노트북으로 구성된다. 그리고 노트북에는 데이터 분석 및 계산을 위한 데이터 관리 프로그램을 탑재하였다. RF 모듈은 노트북의 직렬 포트를 통해서 데이터를 전송한다. 본 연구에서 개발한 이동거리 측정장치는 그림 3-5-2와 같으며 데이터 관리 프로그램은 그림 3-5-3에 나타내었다.

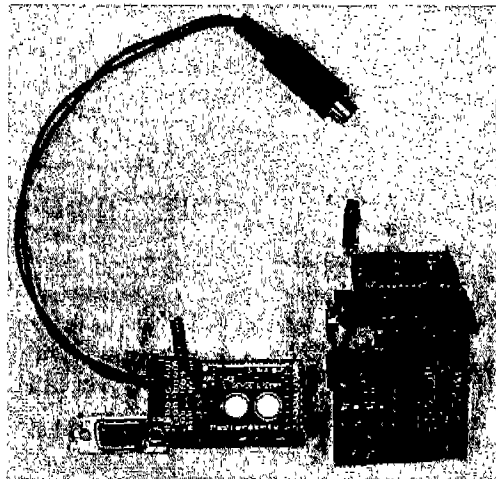


그림 3-5-2 이동거리 측정장치

데이터 관리 프로그램에서 좌측 위의 창은 발의 전진 방향의 가속도계 출력을 나타낸 것이며 오른쪽 위의 창은 발의 수직 아래 방향의 가속도를 나타낸 것이다. 그리고 좌측 아래의 창은 보행 단계 중 Stance-Phase를 검출하여 표시한 것이며 오른쪽 아래 창은 계산된 여러 정보를 텍스트로 출력한 것이다. 이 프로그램에 의하여 실시간으로 보행

형태를 확인하며 걸음의 특성을 분석할 수 있으며 하드 디스크에 데이터를 저장할 수 있다. 저장된 데이터는 MATLAB을 이용하여 이동거리 측정 알고리즘에 이용된다

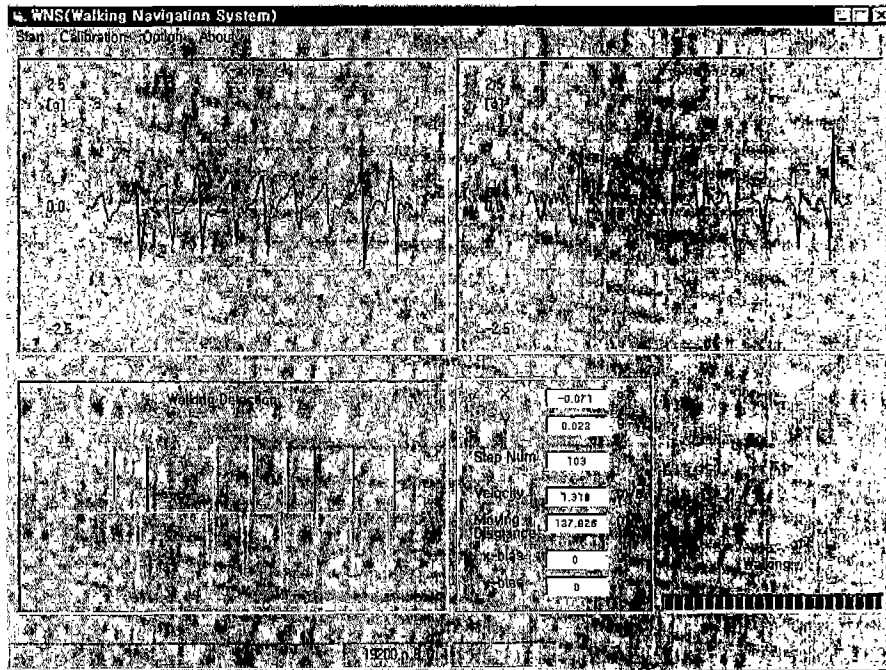


그림 3-5-3 데이터 관리 프로그램

(2) 사람의 걸음 특성 분석

사람의 정상적인 걸음은 각 걸음마다 유사한 패턴을 갖는다. 그림 3-5-4에서 나타낸 것과 같이 4단계의 보행 단계를 갖고 한 걸음이 형성된다. 이 4단계 중에서 걸음의 특성을 파악하는데 가장 중요한 단계는 Stance-Phase와 Swing-Phase이다. 걸음에 의한 보폭은 대부분 Swing-Phase에서 발생한다. 그리고 본 연구에서 오차 보정에 사용할 중요한 정보는 Stance-Phase에 존재한다. 즉 Stance-Phase에서 발의 속도는 0이다. 이런 정보들을 종합하여 본 연구에서 이동 거리를 계산한다.

보행 단계 중 Stance-Phase를 구별하는 것이 중요하다. 사람의 걸음에 따른 발의 가속도 신호 특성을 분석하기 위하여 본 연구에서 제작한 센서모듈을 신발에 장착하고 실 시험을 하였다. 그림 3-5-5는 발의 X축 (발의 앞쪽) 가속도 신호의 샘플을 나타낸 것이다. 그리고 화살표로 가리키는 부분이 Stance-Phase이다. 발이 지면에 닿아있을 때에는 발의 움직임이 없으므로 가속도계 출력은 일정하게 나온다. 그러나 지면의 경사에 따른 중력 가속도의 영향이 가속도계에 미치므로 지면이 수평이 아닌 경우 가속도계의 출력은 0이 되지 않는다. Stance-Phase후 가속도는 갑자기 크게 나타난다. 이것은 Heel-Off-Phase와 Swing-Phase가 연속적으로 이어지며 발이 앞으로 나아감에 따라 발생하는 발의 가속도이다. 그리고 Stance-Phase전의 음의 방향으로 나타나는 가속도는 Heel-Strike-Phase에서 발이 급하게 지면에 닿으면서 발생하는 감속을 위한

가속도와 충격에 의한 것이다.

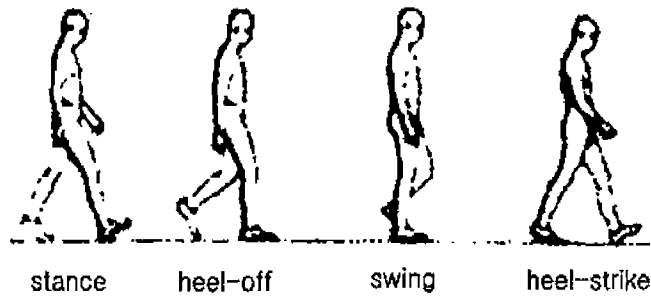


그림 3-5-4 보행 단계

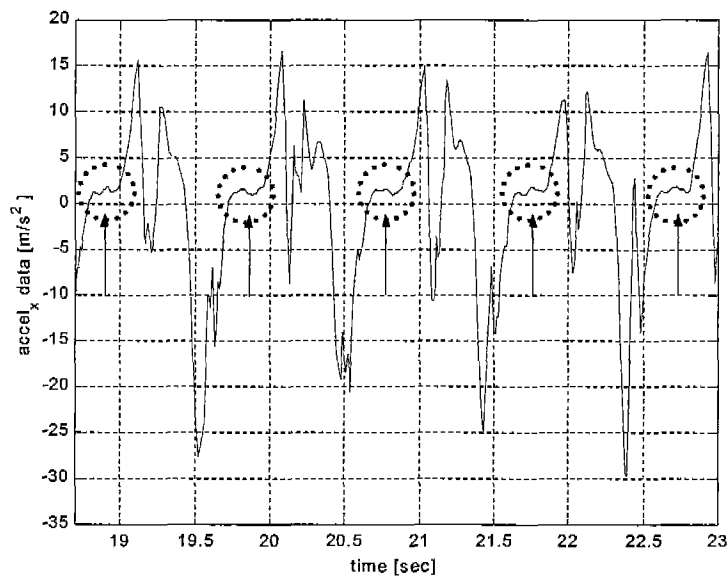


그림 3-5-5 걸음에 따른 발의 가속도 신호

그림 3-5-5를 통해서 한 걸음 구간의 발의 가속도계 출력 패턴은 거의 일정하게 나오는 것을 확인할 수 있다. 사람의 걸음은 그림 3-5-4에서 나타낸 것과 같이 보행 4단계를 갖기 때문에 정상적인 걸음을 걷는 동안 발의 가속도 신호는 같은 패턴을 갖게 되는 것이다.

나. 장착 오차를 고려한 오차 보정 기법 개발

앞서 개발된 이동거리 측정장치 센서모듈은 신발에 장착하여 발의 가속도를 측정하는 장치이다. 가속도계를 통하여 측정된 발의 가속도를 이용하여 보행 단계를 구별하고 이를 이용하여 발의 이동 거리를 계산한다. 본 연구에서는 제한된 관성센서만을 사용하여 이동 거리를 측정하기 때문에 발의 회전은 감지할 수 없다. 또한 센서모듈이 신발에 장착되었을 때 비정렬과 수평이 아닌 지면에 의한 중력 가속도는 센서모듈에

그대로 영향을 미친다. 따라서 여러 가지 보행 상태를 고려하여 오차 보정을 통해 정확한 발의 이동 거리를 계산하는 것이 본 절의 목표이다.

(1) 장착 오차 및 경사를 고려한 이동 거리 측정 알고리즘과 오차 보정 기법 개발

보행항법 및 의학에서 일일 활동량 계산 등의 분야에서 보폭을 계산하기 위한 연구가 많이 진행되어 왔다. 그리고 오차 보상을 위한 연구 또한 이루어져 왔으며 지금도 계속 연구되고 있다. 지금까지 연구되어 온 보폭 계산 및 오차 보정 기법은 다음과 같다.

- 보폭 모델: 보폭은 주로 걸음 주파수에 비례한다는 기존 연구를 바탕으로 보폭 모델을 세우고 GPS를 사용할 수 있는 곳에서 모델의 파라미터를 갱신하고 GPS를 사용할 수 없는 곳에서는 이전에 만들어진 모델을 이용하여 보폭을 계산한다[5].
- 신경 회로망 (Neural Network): 걸음 주파수와 한 걸음 구간의 가속도계 출력의 분산 등을 신경 회로망의 입력으로 하고 학습구간 (예비 보행 구간, GPS를 사용할 수 있는 구간)에서 역전파(Back Propagation) 기법을 이용하여 신경 회로망의 가중치와 바이어스를 학습함으로써 보폭을 계산한다[2].
- 발에 장착한 IMU를 이용: 발에 IMU를 장착하고 기존의 항법 알고리즘 및 오차 보정 알고리즘을 이용하여 발의 이동 거리를 계산한다[7].

이런 보폭 계산 및 오차 보정 기법들의 단점은 하드웨어의 크기가 크고 필요한 계산양이 많다는 것이다. 따라서 실시간 보행항법에서 사용하기에는 다소 무리가 있다. 본 연구에서는 제한된 관성센서만을 사용하여 계산양이 작은 알고리즘을 통하여 이동 거리를 계산하는 기법을 연구하는 것에 목표를 둔다.

그림 3-5-6은 본 연구에서 개발한 이동 거리 계산 알고리즘의 흐름도를 나타낸 것이다. 알고리즘의 구성은 크게 경사각 계산, 걸음 검출 기법, 구간 고정 바이어스 추정 기법, 그리고 이동 거리 계산으로 나누어진다. 본 연구에서 개발된 이동 거리 측정장치 센서 모듈은 제작된 후 가속도계의 바이어스를 추정, 보정한 뒤 이 알고리즘의 네 단계를 반복 수행함으로써 보폭을 계산한다.

센서모듈을 신발에 장착하고 발을 지면에 닿은 상태에서 센서모듈의 각 축과 수평면과의 각을 지면 경사로 한다. 이 각에는 센서모듈과 신발 사이의 비정렬 각과 지면과 수평면 사이의 경사각을 포함한다. 이 각이 0도가 아닌 경우 지구 중력 가속도가 센서모듈에 장착된 가속도계에 영향을 미치므로 이 가속도를 보상하지 않는 경우 가만히 서 있는 경우에도 발은 일정한 가속도로 계속 움직이고 있는 것으로 계산되므로 경사각을 계산한 후 반드시 중력 가속도 성분을 제거해 주어야 한다. 경사각은 센서모듈에 장착된 두 축 가속도계를 이용하여 다음과 같이 계산할 수 있다.

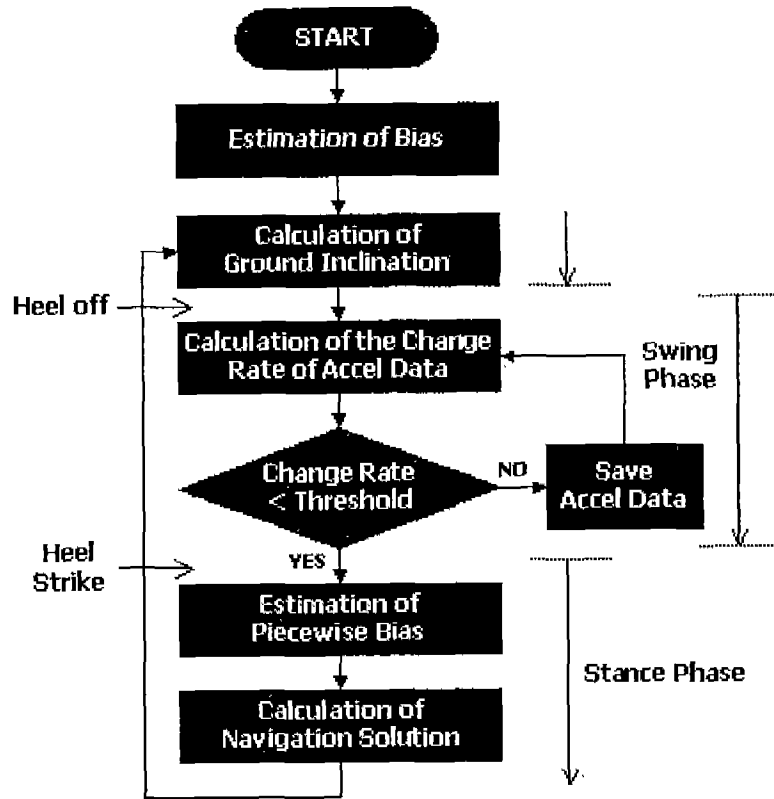


그림 3-5-6 이동 거리 계산 알고리즘

$$\theta_0 = \tan^{-1}\left(\frac{f_x}{f_y}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{-g \sin \theta_0}{-g \cos \theta_0}\right) \quad (3.5.1)$$

여기서 f_x 는 X축 (발의 앞쪽) 가속도계의 출력 값이며, f_y 는 Y축 (발의 수직 아래쪽) 가속도계의 출력 값을 나타낸 것이다.

이렇게 경사각을 계산하여 중력 가속도의 영향을 제거한 후 본 연구에서 제안하는 오차 보정 기법을 수행하기 위하여 발의 보행 단계 중 Stance-Phase와 Swing-Phase를 구분하는 걸음검출 기법을 수행한다. 걸음마다 발의 가속도는 유사한 패턴을 가지고 나타나는 것을 그림 3-5-5를 통해 알 수 있었다. 이런 패턴을 이용하여 걸음을 검출하는 기법은 지금까지 많이 연구되어 오고 있다. 그 중 가장 많이 사용되어 온 것은 일정한 경계값 (Threshold)을 정한 후 발의 가속도 신호가 그 경계값을 넘는 시점에서 걸음을 검출하는 것이다. 그러나 이 방법은 보행 형태에 따라 발의 가속도 신호의 크기가 달라짐으로써 오차가 발생할 수 있으며 보행 단계를 나눌 수 없는 단점이 있다. 본 연구에서는 가속도계 출력의 변화율을 이용하여 걸음을 검출하는 방법을 제시한다. 그림 3-5-5에서 발이 Stance-Phase에 있을 때 발의 가속도 신호가 일정하게 출력되는 것을 볼

수 있다. 따라서 발의 가속도 변화율은 이 구간에서 0에 가까운 값이 될 것을 짐작할 수 있다.

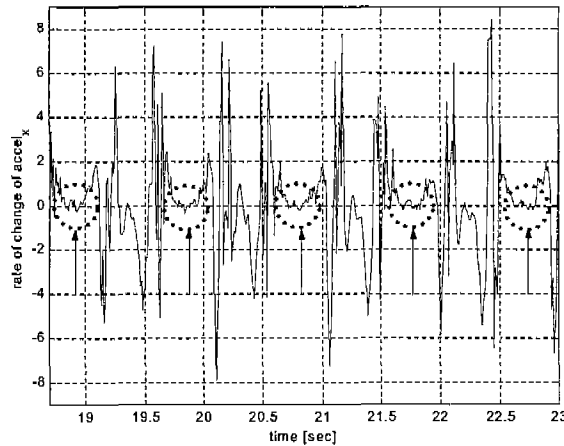


그림 3-5-7 걸음에 따른 발의 가속도 변화율

그림 3-5-7에서 그 사실을 확인할 수 있다. 화살표가 가리키는 구간이 Stance-Phase이다. 보행 형태가 달라지더라도 Stance-Phase에서 발의 가속도 변화율은 0에 가까운 값이 되는 사실은 변하지 않는다. 따라서 발의 가속도 변화율이 실험을 통하여 설정된 경계값 보다 큰 경우 현재 보행 단계가 Swing-Phase이며 그 반대의 경우가 Stance-Phase인 것이다. 본 연구에서는 Swing-Phase 구간에서는 발의 이동 거리를 계산하지 않고 가속도계 출력을 메모리에 저장한다. 그 다음 보행 단계가 Stance-Phase가 되면 저장된 가속도계 출력값을 이용하여 오차를 추정하고 보상하여 보폭을 계산한다.

Stance-Phase에서 발의 속도는 0이다. 그러나 Stance-Phase에서 다음 Stance-Phase까지 가속도계 출력을 적분하여 속도를 계산하면 Stance-Phase에서 속도가 0이 되지 않는다. 그 이유는 발의 회전각을 알지 못하므로 생기는 오차와 보행 환경 등에 의한 오차 때문이다. 그리고 그 오차는 각 걸음마다 크기가 달라진다. 본 연구에서는 이 오차를 보상하기 위한 방법을 제안한다. 이를 위해서 우선 Swing-Phase에서 발의 동역학을 분석하여야 한다. 그림 3-5-8은 이를 나타낸 것이며 각 파라미터의 의미는 다음과 같다[1,2].

- α : 발의 가속도
- ϕ : 발의 가속도 벡터와 수평 벡터 사이의 각
- θ_0 : 지면 경사도

- θ_1 : 지면과 발의 X축 벡터 사이의 각
- f_s : 지면을 따른 발의 가속도
- f_x, f_y : X축, Y축 가속도계 출력
- g : 중력 가속도

지면을 따른 발의 가속도와 X축 가속도계의 출력은 다음과 같다.

$$f_s = a \cos(\phi + \theta_0) \quad (3.5.2)$$

$$f_x = a \cos(\phi + \theta_0 + \theta_1) - g \sin(\theta_0 + \theta_1) \quad (3.5.3)$$

발의 이동 거리를 정확하게 계산하기 위해서는 f_s 를 정확하게 계산해야 한다. 그러나 ϕ 를 알 수 없으므로 정확한 값을 알 수 없다. 본 연구에서 비교적 정확한 f_s 를 계산하기 위하여 새로운 변수 \tilde{f}_s 를 다음과 같이 정의한다.

$$\tilde{f}_s = f_x + g \sin \theta_0 \quad (3.5.4)$$

식 (3.5.4)는 X축 가속도계 출력에서 지면 경사에 따른 중력 가속도 성분을 제거한 것이다. 이 식에 식 (3.5.2)와 (3.5.3)을 대입하면 다음과 같이 정리된다.

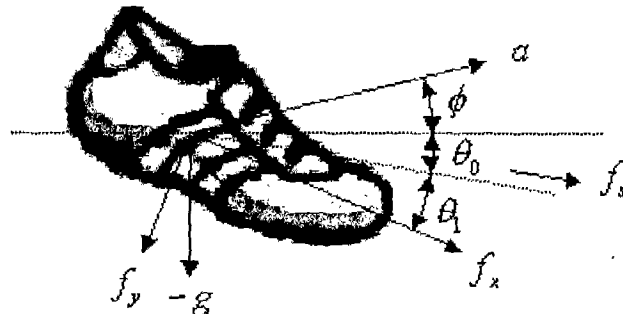


그림 3-5-8 Swing-Phase에서의 발의 동역학

$$\begin{aligned}
\tilde{f}_s &= a \cos(\phi + \theta_0 + \theta_1) - g \sin(\theta_0 + \theta_1) + g \sin \theta_0 \\
&= a \{ \cos(\phi + \theta_0) \cos \theta_1 - \sin(\phi + \theta_0) \sin \theta_1 \} \\
&\quad + g \{ \sin \theta_0 - \sin \theta_0 \cos \theta_1 - \cos \theta_0 \sin \theta_1 \}
\end{aligned} \tag{3.5.5}$$

실제 걸음을 걷는 발의 움직임을 관찰해 보면 Swing-Phase에서 θ_1 의 크기는 크지 않음을 알 수 있다. 따라서 θ_1 을 작은 값으로 가정하면 식 (3.5.5)는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
\tilde{f}_s &\cong a \cos(\phi + \theta_0) - \theta_1 \{ a \sin(\phi + \theta_0) + g \cos \theta_0 \} \\
&= f_s + \Delta
\end{aligned} \tag{3.5.6}$$

여기서 Δ 는 $-\theta_1 \{ a \sin(\phi + \theta_0) + g \cos \theta_0 \}$ 을 나타낸 것으로 Swing-Phase에서 계산한 f_s 의 오차가 된다. 한 걸음 구간 동안 Δ 의 평균값을 일정한 값이므로 본 연구에서는 각 걸음마다 Δ 의 평균값을 추정한다. 이를 위하여 식 (3.5.6)을 다음과 같이 나타낸다.

$$\tilde{f}_s = f_s + \delta f \tag{3.5.7}$$

여기서 δf 는 Δ 의 평균값으로 추정해야 할 변수를 나타낸 것이다. δf 를 추정하기 위하여 Swing-Phase동안 저장된 가속도계 출력값을 이용하여 Stance-Phase에서 속도를 계산한다. 식 (3.5.4)를 적분함으로써 다음과 같이 속도를 계산한다.

$$\tilde{V}_i = \sum_{k=1}^N \tilde{f}_{si_k} dt \tag{3.5.8}$$

여기서 i 는 i 번째 걸음을 의미하며, N 은 Swing-Phase동안 출력된 가속도계 출력의 개수를 나타낸다. 그리고 dt 는 가속도계 출력의 주기를 뜻한다. 식 (3.5.7)을 식 (3.5.8)에 대입하면 다음과 같이 된다.

$$\tilde{V}_i = \sum_{k=1}^N (f_{si_k} + \delta f_i) dt = 0 + \delta f_i N dt \tag{3.5.9}$$

따라서 한 걸음 구간 동안의 구간 고정 바이어스는 다음과 같이 계산된다.

$$\hat{\delta f}_i = \tilde{V}_i / Ndt \quad (3.5.10)$$

이렇게 추정된 구간 고정 바이어스를 이용하여 식 (3.5.7)에서 δf 를 보상하고 다시 속도를 계산한 후 이동 거리를 계산하면 다음과 같이 된다.

$$stride_i = \sum_{k=1}^N V_{i_k} dt \quad (3.5.11)$$

여기서 $V_{i_k} = \sum_{j=1}^k (\tilde{f}_{si_j} - \hat{\delta f}_i) dt$ 이며 $stride_i$ 는 i 번째 걸음 보폭을 의미한다.

(2) 실시험을 통한 성능 검증

본 연구에서 개발한 이동 거리 측정장치 및 알고리즘의 성능을 검증하기 위하여 실시험을 수행하였다. 그림 3-5-6의 Threshold는 실험을 통해 얻은 결과 그림 3-5-7을 분석함으로써 2.3×10^{-3} [m/s³]으로 설정하였다. 그리고 발의 가속도 변화율이 설정된 경계값보다 작은 경우가 6번 연속으로 만족되는 경우 보행단계가 Stance-Phase로 되었음을 인식하였다.

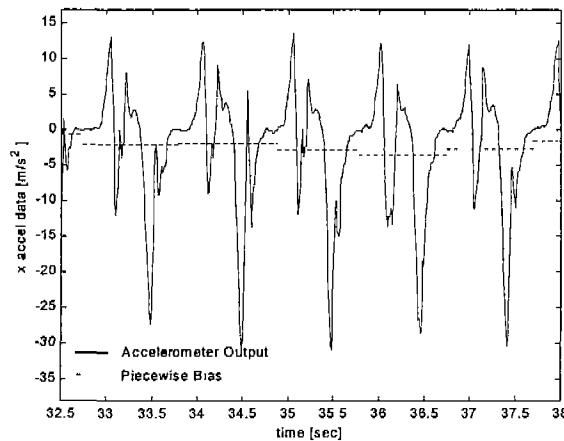


그림 3-5-9 가속도계 출력과 추정된 구간 고정 바이어스

그림 3-5-9는 가속도계 출력과 추정된 구간 고정 바이어스를 나타낸 것이다. 여기서 실선은 가속도계 출력이며 점선은 식 (3.5.10)을 통하여 추정된 구간 고정 바이어스이다. 가속도계 출력의 패턴은 각 걸음마다 유사하다. 그러나 동일하지는 않다. 그것은 각

걸음마다 발의 이동 경로가 다르기 때문이다. 그러므로 각 걸음마다 추정된 구간 고정 바이어스는 다르게 나타난다. Stance-Phase 동안 계산된 속도는 추정된 바이어스를 사용하여 보상함으로써 0이 됨을 그림 3-5-10을 통하여 확인할 수 있다.

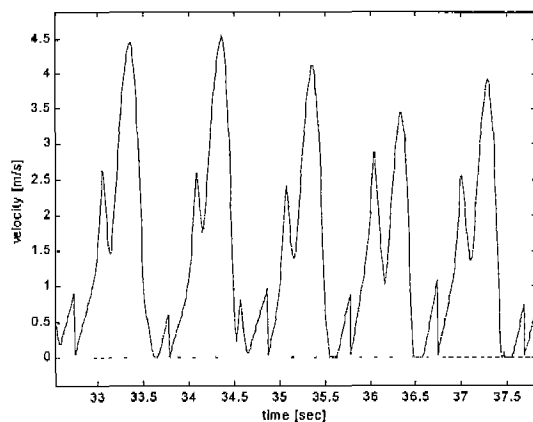


그림 3-5-10 보상 후 계산된 속도

바이어스를 보상하지 않고 속도를 계산하면 한 걸음 후 Stance-Phase에서 속도가 0이 되지 않는다. 이로 인하여 걸음을 걷고 있지 않는 경우에도 발은 계속 앞으로 나아가고 있는 것으로 계산되므로 보폭 오차는 2차 함수를 가지고 발산하게 된다.

그림 3-5-10에서 나타낸 속도는 발의 속도를 나타낸 것이며 걸음에 따른 사람의 걸음 속도는 식 (3.5.12)을 통하여 계산되며 그림 3-5-11과 같이 나타난다.

$$V_w = stride \cdot f_w \tag{3.5.12}$$

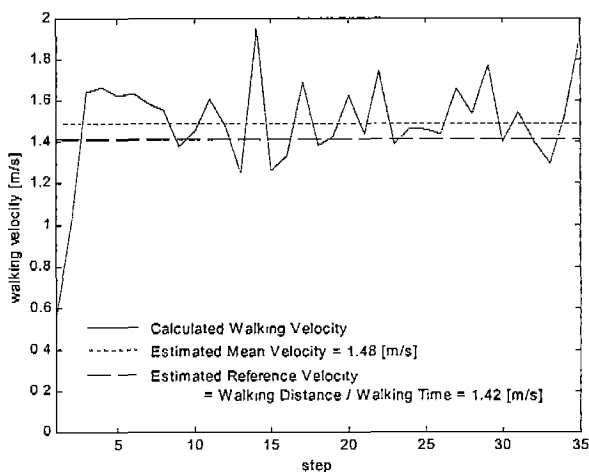


그림 3-5-11 걸음 속도

여기서 f_w 는 걸음 주파수를 의미하며 걸음 검출 시간적 간격을 통하여 계산된다. 그림 3-5-11에서 실선은 계산된 걸음 속도를 나타내며, 작은 점선은 실험에 의한 계산된 걸음 속도의 평균값을 의미한다. 그리고 굵은 점선은 기준 속도를 나타낸 것이다. 이 경우 계산된 평균 속도의 오차는 약 0.07[m/s]가 되며 이것에 의하여 4.2[m/min]의 위치 오차를 발생시킬 수 있다. 이 것은 10[mg]정도의 바이어스를 가지고 있는 가속도계를 갖는 저급 IMU를 사용하여 기존의 관성항법 알고리즘을 통해 이동 거리를 계산하는 경우 발생하는 176.6[m/min]의 위치 오차와 비교하면 성능이 월등히 향상된 것을 알 수 있다.

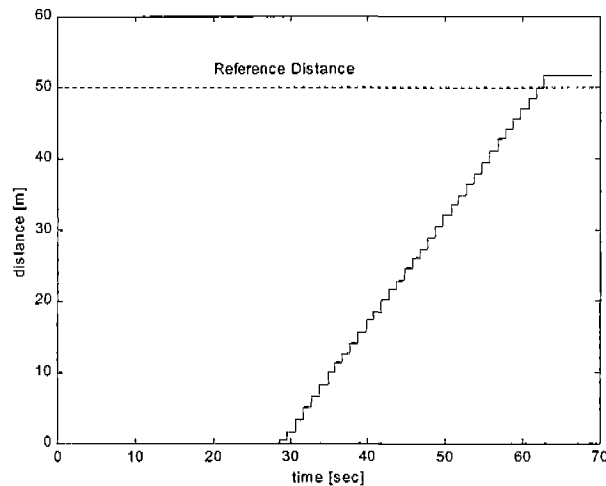


그림 3-5-12. 계산된 이동 거리

표 3-5-1 실험 결과

	Distance [m]	Stride [m]	Walking Detection
Normal	51.8 (50)	1.51	35 (35)
	49.7 (50)	1.46	35 (35)
	50.3 (50)	1.46	35 (35)
Slow	51.3 (50)	1.37	38 (38)
	53.3 (50)	1.39	38 (38)
	51.9 (50)	1.35	39 (39)
Ascending Slope	29.4 (30)	1.60	19 (19)
	28.7 (30)	1.52	19 (19)

그림 3-5-12는 계산된 걸음 거리를 나타낸 것이다. 여기서 실선은 계산된 보폭의 합을 나타낸 것이며 점선은 실제 걸은 거리를 표시한 것이다. 이 그림을 통하여 계산된 걸음 거리의 최종 결과가 실제 거리와 거의 일치하는 것을 볼 수 있다. 이것은 성공적인 걸음 검출과 구간 고정 바이어스의 좋은 추정 성능을 통한 결과이다.

실험 결과를 표 3-5-1에 정리하였다. 실험은 평평한 구간은 50[m] 보행하고 경사면은 30[m] 보행하였고 평평한 구간에서는 보통 속도와 느린 속도 두 가지의 경우로 나누어서

실험하였다. 그 결과 걸음 검출은 100% 검출되었음을 알 수 있다. 이를 통하여 본 연구에서 제시한 걸음 검출 알고리즘의 우수함을 확인할 수 있다. 계산된 이동 거리의 평균값은 평평한 구간을 보통 속도로 걸을 때 50.6[m]이며, 느린 속도로 걸을 때 52.16[m]로 나왔다. 그리고 경사면을 보통 속도로 걸은 경우 29.05[m]의 평균 이동 거리로 계산되었다. 오차로 계산하면 각각 1.2%, 4.3%, 그리고 3.16%가 된다. 이 결과를 통하여 계산된 걸음 거리의 정확도는 걸음 속도와 지면의 경사에 의존한다는 것을 알 수 있다.

2. MEMS 컴파스를 이용한 방향각 외란 보상 기법 개발

가. Magnetic Compass의 특성 분석

(1) 지구 자기장

지구의 외핵은 전기 전도도가 아주 높은 용융된 철과 니켈로 이루어져 있으며, 지구 자전 운동과 외핵 내의 대류 운동으로 발생하는 전류가 거대한 지구 자기장을 형성한다. 지구상에 존재하는 이 자기장의 세기는 지역에 따라 달라지며 0.3 ~ 0.7 가우스의 크기를 가지고 있다. 그리고 자기장의 세기는 고도가 높아질수록 약해지는 특성을 가지고 있다[8]. 지구 자기장의 형태는 그림 3-5-13과 같으며 지구 자기장의 북극은 지리적으로 북극에서 약 1800km 떨어진 캐나다 북부 허드슨만 근처이다. 지구 자기장의 자기력선은 자남 (Magnetic South)에서 나와서 자북 (Magnetic North)으로 흘러 들어간다. 그 형상은 그림 3-5-13과 같이 자남이 N극이고 자북이 S극인 자석과 같다.

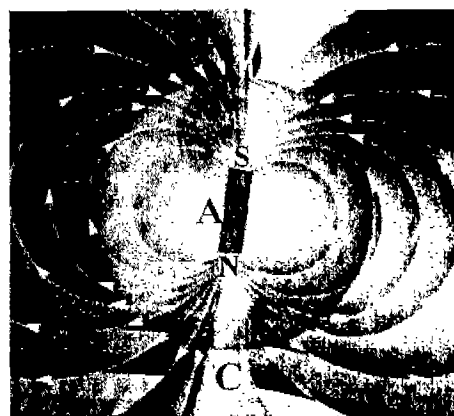


그림 3-5-13 지구 자기장

- A : 자기장의 형성 ← 외핵 물질의 운동
- B : 북각이 0도인 곳

- C : 북각이 90도인 곳
- D : 자기력선

그림 3-5-14는 지구 자기장의 자침의 북각 현상을 나타낸 것이다. 지구상에서 나침반의 조향 운동은 평형을 유지하고 있는 자침의 운동이다. 부침 (浮沈)은 자화된 철이 평형을 깨고 지구의 중심을 향하는 성질에 의한 운동이다. 이 부침에 의한 각 β , 즉 북각이 생기며 이 각은 위도에 따라 다르게 나타난다. 부침은 지구의 적도 이외의 지역에 있을 때 발생한다[8].

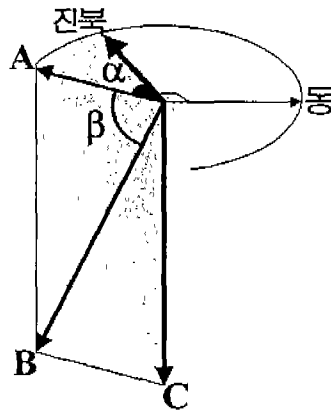


그림 3-5-14 자침의 북각 현상

- α : 편각 - 진북과 자북 사이의 각
- β : 북각 - 수평면과 자침의 각
- A : 수평 자기력(자북) - 전자기력선의 수평 성분
- B : 전자기력
- C : 연직 자기력 - 전자기력의 수직 성분

그림 3-5-15은 위도에 따른 북각의 변화를 나타낸 것이다. 적도인 A지점에서는 전자기력선이 지면과 평행하게 지나가기 때문에 북각이 나타나지 않는다. 자북극인 B지점에서는 그림 3-5-13에 나타난 것과 같이 전자기력선이 지구 중심방향으로 나아가므로 북각이 90도로 나타난다. 그리고 적도와 북극 사이에서는 0도~90도 사이의 북각이 나타나며 위도 45도 (L)에서는 그림 3-5-15에 나타난 것과 같이 북각이 L과 F를 잇는 선과 지표면이 이루는 각으로 나타난다. G와 L지역 사이에서는 북각의 변화가 빠르게 나타나며 L과 B지역 사이에서는 북각의 변화가 느리게 나타난다.

위도 37.5도에 위치한 서울의 북각은 53도이다.

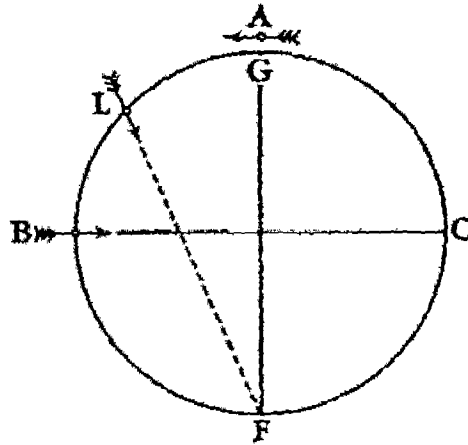


그림 3-5-15 위도에 따른 북각

(2) Magnetic Compass

Magnetic Compass는 지구 자기장의 세기를 측정하는 장치이다. Magnetic Compass는 여러 가지 원리로 구현할 수 있으며 이 중 Fluxgate 센서, Magneto-resistive (MR) 센서, Magnetoinert-Active 센서 등이 많이 사용된다.

Fluxgate 센서는 1 Milligauss보다 더 작은 분해능으로 자장을 측정할 수 있는 여자회로 (Excitation Circuit)를 갖는 코어에 코일이 감겨져 있다. 이 센서는 저가로 자장을 측정하는데 주로 사용된다. 그러나 이 센서는 덩치가 크고 (Bulky), 깨지기 쉽고 (Somewhat Fragile), 응답속도가 늦다 (Slow Response Time). 가끔 Fluxgate 센서는 2~3초의 응답 시간을 갖기도 한다. 이 응답 지연은 큰 속도로 움직이는 항체나 무인 비행기와 같은 항법을 하는 경우에는 사용하기 어렵다.

MR 센서는 자장의 변화에 전기적인 저항이 변하는 성질을 갖는 Permalloy (Ni-Fe 합금)의 얇은 조각으로 되어 있다. 최근의 MR 센서는 0.1 Milligauss 보다 작은 분해능을 갖고 작은 패킷에 들어가며, 1 Microsecond 보다 작은 응답시간을 갖는다.

일반적으로 Magnetic Compass는 직각으로 배치된 3축의 센서로 구성하여 센서가 탑재된 항체 (Vehicle)의 방위각 (Azimuth)을 측정하는데 사용된다. 항체가 항상 지표에 레벨링되어 운항한다면 수평으로 배치된 2축의 Magnetic Compass 만으로 방위각을 측정할 수 있다. 그러나 그렇지 않는 경우에는 자세 (롤, 피치각)에 따른 영향을 고려해야 하기 때문에 3축 Magnetic Compass를 사용하여야 한다.

그림 3-5-16은 방위에 따라 측정되는 지구 자기장의 크기를 나타낸 것이다. 여기서 X축과 Y축은 지면과 평행하게 서로 90도의 각을 이루고 배치된 Magnetic Compass의 축을 의미한다. Magnetic Compass가 자북을 향하고 있을 때 측정되는 지구 자기장의 크기를 100으로 하였을 때 Magnetic Compass의 방향이 동, 서를 향할 때와 남쪽을 향할 때에 측정되는 값의 크기는 각각 0, 0, -100이 되며 360도 회전 하였을 경우 측정되는 값의

형태는 그림 3-5-16와 같이 코사인 파의 형태로 나타난다[9].

그림 3-5-16을 통하여 직각으로 배치된 두 Magnetic Compass가 측정하는 지구 자기장의 크기는 90도의 위상차를 가지고 나타나는 것을 알 수 있으므로 이 현상을 이용하여 다음과 같이 방위각을 계산할 수 있다.

$$\psi = \tan^{-1}\left(\frac{MC_y}{MC_x}\right) \quad (3.5.13)$$

여기서 MC_x 와 MC_y 는 각각 Magnetic Compass의 X축과 Y축 출력값을 나타내며 ψ 는 방위각을 표시한 것으로 X축이 자북과 이루는 각을 의미한다.

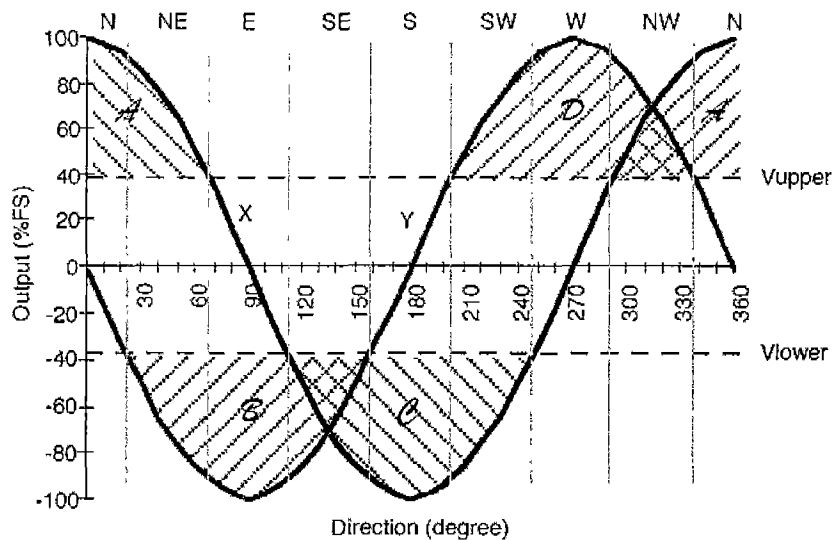


그림 3-5-16 방위에 따라 측정되는 지구 자기장의 크기

2축으로 구성된 Magnetic Compass 모듈이 지면과 레벨링을 이루고 있을 때 식 (3.5.13)를 이용하면 방위각을 계산할 수 있다. 그러나 항체가 물과 피치축으로 자세변화를 가지는 경우에는 자세의 영향이 Magnetic Compass에 미치므로 식 (3.5.13)를 통하여 방위각을 계산하는 경우에는 큰 오차를 가지게 된다. 따라서 자세에 따른 방위각의 오차 보상 기법이 필요하다.

Magnetic Compass를 이용하여 계산된 방위각은 자북과 센서 사이의 각을 계산한 것이다. 그러나 항법 등에서 사용되는 방위각은 진북과 항체 사이의 각을 의미하므로 자북과 진북 사이의 편차를 보정해 주어야 한다. 이 두 극 사이의 각은 지구상의 지역마다 다르게 나타나며 특히 경도에 따라 다르게 나타난다. 그림 3-5-17은 이 편차의 예를 보여주는 것이다.

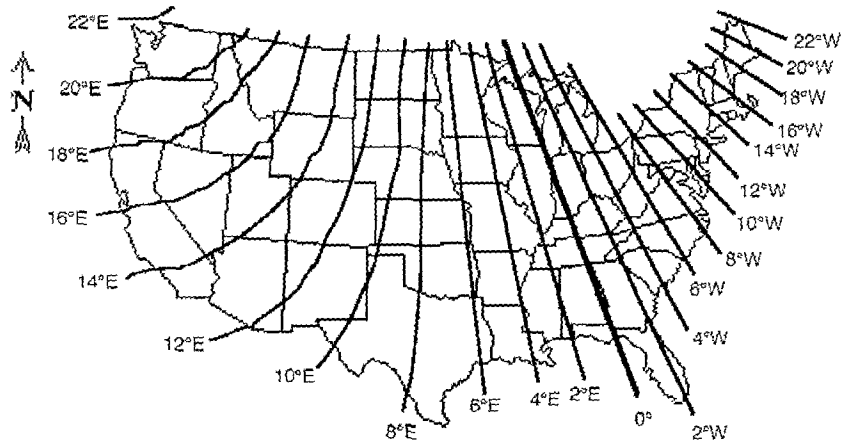


그림 3.5.17. 자북과 진북 사이의 편차

(3) 실험용 Magnetic Compass 센서 모듈 제작 및 시험

본 연구에서는 저가의 Fluxgate 센서를 사용하여 방위각에 따른 지구 자기장의 변화를 분석하고 이를 이용한 방위각 계산 센서 모듈을 제작하였다. 제작한 Fluxgate 센서 모듈의 구성도는 그림 3-5-18과 같다. 여기서 사용된 Magnetic Compass는 Tokin사의 2축 Fluxgate 센서 TMC3000NF이며, 자세를 측정하기 위해 Analog Device사의 2축 가속도계 ADXL202E를 사용하였다. 그리고 센서 인터페이스를 위해 PIC 마이크로 컨트롤러를 사용하였다. Fluxgate 출력은 1.5-3.5V의 전압 형태의 아날로그로 출력되고 가속도계는 PWM 형태로 출력된다. 따라서 센서들의 변환을 위해서 마이크로 컨트롤러에 내장된 10비트 ADC와 Capture 기능을 사용하였다.

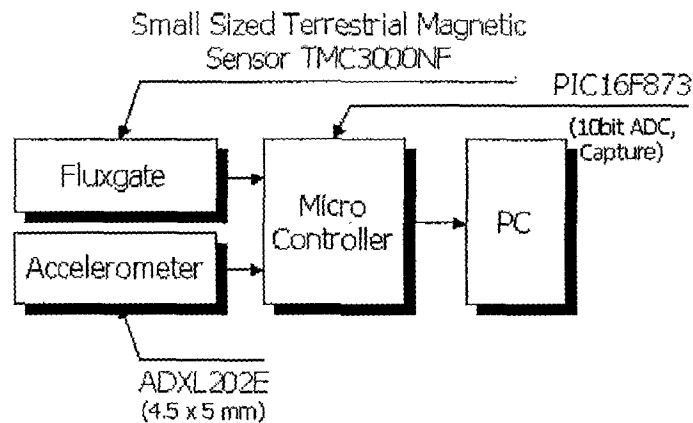
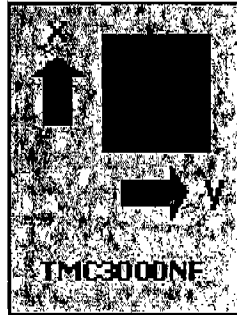
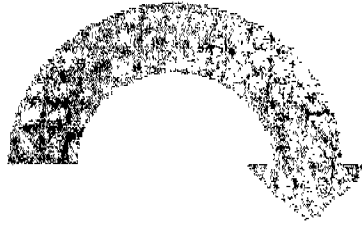
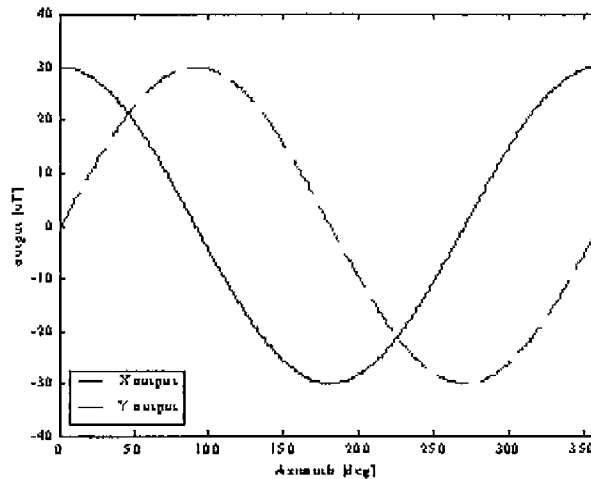


그림 3-5-18 Fluxgate 센서 모듈 구성도



(a) TMC3000NF



(b) 360도 회전 시 센서 출력

그림 3-5-19 Fluxgate 센서 사양

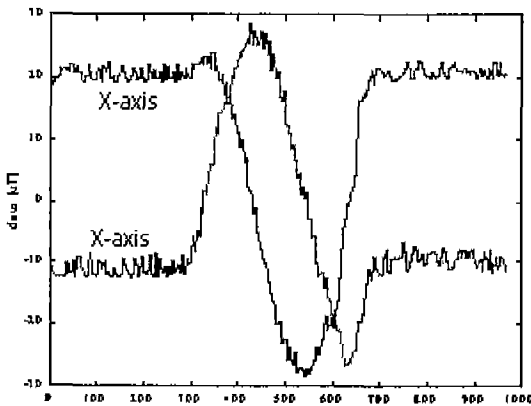
그림 3-5-19는 TMC3000NF의 센서 사양이다. 이 Fluxgate를 360도 회전시켰을 경우 $-30 \sim 30[\text{uT}]$ 의 지구 자기장을 측정하여 $1.5 \sim 3.5\text{V}$ 의 전압을 출력한다. 이 센서로 구성된 센서 모듈을 이용하여 실 시험을 수행하였다. 그림 5-20은 시험 결과를 나타낸 것이다. 그림 3-5-20의 (a)는 센서 모듈을 360도 회전시켰을 경우에 출력되는 두 축의 결과로 두 축의 출력이 90도의 위상차를 가지고 사인파의 형태로 나오는 것을 확인할 수 있다. 그리고 (b)는 이 센서 출력을 이용하여 식 (3.5.13)를 통하여 계산된 방위각을 나타낸 것이다. 센서 모듈이 지면에 레벨링이 유지된 상태에서 360도 회전하였을 경우 $0 \sim 360$ 도의 계산 결과를 얻을 수 있음을 확인할 수 있다. 그러나 센서의 출력에는 바이어스를 포함한 오차가 존재하므로 다음과 같은 Calibration 기법이 필요하다.

$$offset_x = \frac{(FG_{x_MAX} + FG_{x_MIN})}{2} \quad (3.5.14)$$

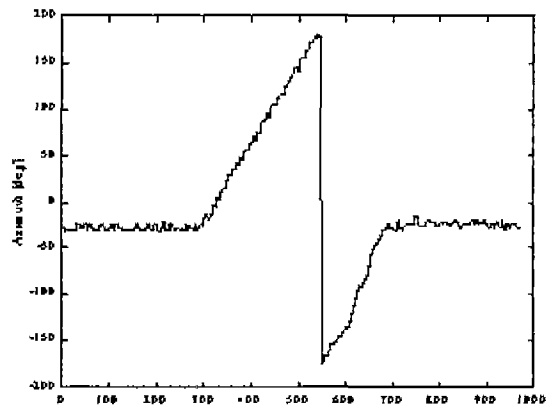
$$SF_x = \frac{(FG_{x_MAX} - FG_{x_MIN})}{2} \quad (3.5.15)$$

여기서 FG_{x_MAX} 와 FG_{x_MIN} 은 Fluxgate 센서를 360도 회전시켰을 때 X축의 최고값과 최저값을 각각 가리키는 것이다. 그리고 $offset_x$ 은 X축의 Offset 바이어스를 나타내며, SF_x 는 X축의 환산계수를 의미한다. 이렇게 구해진 바이어스와 환산계수를 이용하여 X축 Fluxgate 센서를 보상하면 식 (3.5.16)와 같이 된다.

$$FG_{x_calibration} = (FG_x - offset_x)SF_x \quad (3.5.16)$$



(a) 센서 출력



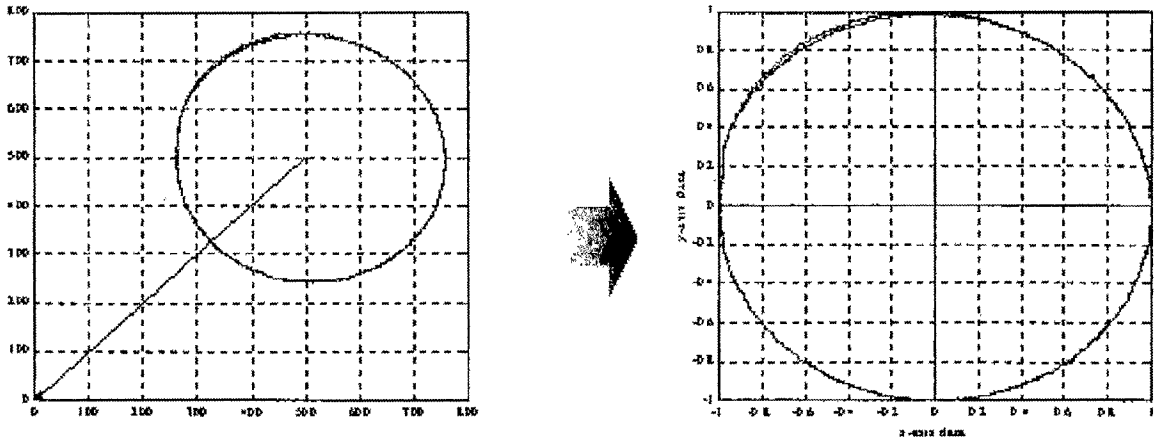
(b) 계산된 방위각

그림 3-5-20 Fluxgate 센서 출력 시험

이렇게 Fluxgate 센서를 Calibration한 후의 결과를 그림 3-5-21에 나타내었다. 이 그림의 수평축과 수직축은 각각 Fluxgate 센서의 Y축과 X축을 가리킨다. 식 (3.5.14) ~ 식 (3.5.16)를 이용하여 Calibration하면 그림 3-5-21의 (b)와 같이 Fluxgate를 360도 회전시켰을 때 ± 1 의 크기를 갖는 정사각형 안에 (FG_y , FG_x)의 값이 들어오게 된다.

본 연구에서는 자세 변화가 있는 경우의 Fluxgate 센서의 오차를 보상하는 기법을 연구하는 것이 목적이다. 자세에 따른 영향을 보상하기 위해서는 3축의 Fluxgate 센서가 각각 직각을 유지하는 센서 모듈을 구성하여야 한다. 따라서 본 연구에서 제작한 센서 모듈은 그림 3-5-18의 구성을 갖고 3축의 Fluxgate 센서를 포함하고 있다. 제작한 센서

모듈의 사진을 그림 3-5-22에 나타내었다.



(a) Calibration 전

(b) Calibration 후

그림 3-5-21 Fluxgate 센서 Calibration 전후

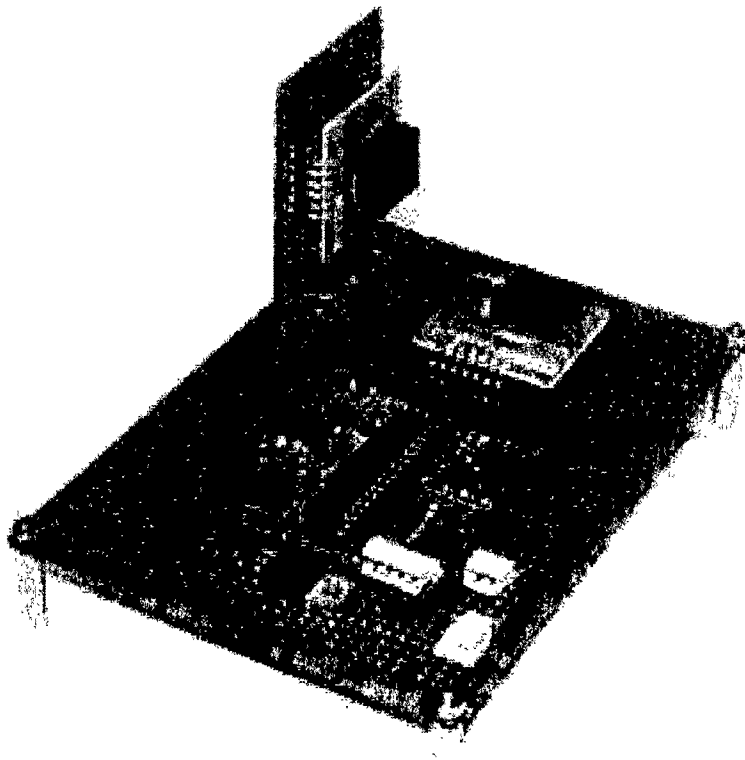


그림 3-5-22 제작한 3축 Fluxgate 센서 모듈

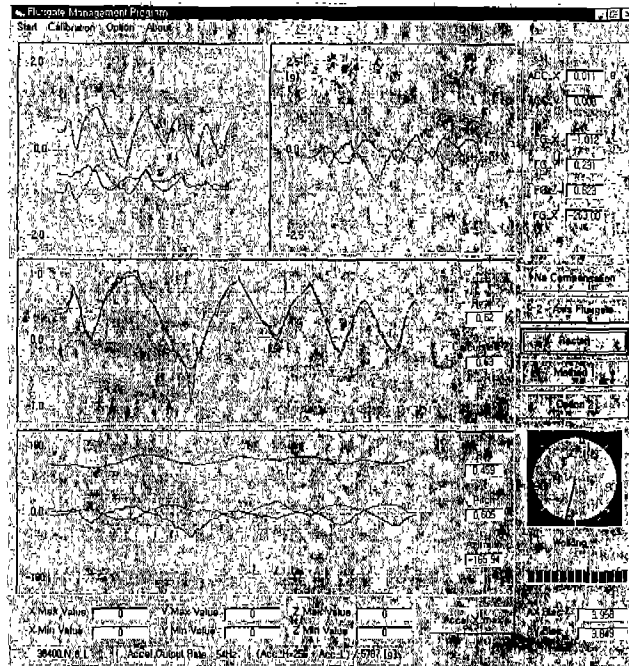


그림 3-5-22 Fluxgate 센서 데이터 관리 프로그램

이렇게 제작된 센서 모듈은 Serial 통신을 이용하여 Pc와 연결한다. 57600bps의 속도로 센서 데이터는 PC로 전송되고, PC에서는 전송된 센서 데이터를 저장하고 방위각을 계산하며 오차 보상 기법을 수행한다. 이런 과정은 그림 3-5-23에 나타난 데이터 관리 프로그램에서 수행한다. 이 프로그램은 Visual Basic 6.0으로 제작되었다. 데이터 관리 프로그램을 통해 실시간으로 센서 데이터를 분석할 수 있으며, 이로 인하여 자세에 따른 오차 보상기법을 편리하게 연구할 수 있다.

나. Magnetic Compass의 Tilt 오차 보상 기법 개발

(1) Magnetic Compass의 Tilt 오차 보상 기법 개발

지구 자기장의 크기를 측정함으로써 방위각을 측정하는 Magnetic Compass 센서 모듈은 지구 자기장의 전자기력선에 평행하게 유지해야만 정확하게 방위각을 계산할 수 있다. 그러나 이 센서 모듈을 장착하고 있는 항체는 방위각 뿐 아니라 롤, 피치각으로 항상 변화를 가지므로 자세에 대한 영향을 고려하지 않고 방위각을 계산하는 경우 큰 오차를 유발하게 된다.

본 연구에서는 Magnetic Compass의 Tilt에 의한 방위각 오차를 보상하기 위하여 좌표계를 분석함으로써 오차 보상 기법을 개발한다. 여기서 사용되는 좌표계는 다음과 같다.

- 동체 좌표계 (Body Frame, X_{mc} , Y_{mc} , Z_{mc}) : 3축의 Magnetic Compass를

구성하는 좌표계이다.

- 수평 좌표계 (Horizontal Frame X_h, Y_h, Z_h) : 지표면에 평행한 좌표계로 동체 좌표계에서 롤, 피치각이 모두 0도일 때 동일하다.
- 지역 수평 좌표계 (Local Level Frame N_l, E_l, D_l) : 항법 좌표계로 센서 모듈이 위치한 곳에서 북쪽, 동쪽, 그리고 수직 아래쪽으로 가리키는 좌표계이다.
- 지자계 좌표계 (Magnetic Field Frame, N_m, E_m, D_m) : 전자기력선에 평행한 좌표계로 지역 수평 좌표계에서 북쪽으로 북각만큼 기울어져서 이루어지는 좌표계이다.

동체 좌표계와 수평 좌표계 사이의 관계는 그림 3-5-24에 나타내었으며 다음 식을 통해 좌표변환이 이루어진다.

$$\begin{bmatrix} X_{mc} \\ Y_{mc} \\ Z_{mc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\phi & \sin\phi \\ 0 & -\sin\phi & \cos\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 & -\sin\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\theta & 0 & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_h \\ Y_h \\ Z_h \end{bmatrix} = C_h^b \begin{bmatrix} X_h \\ Y_h \\ Z_h \end{bmatrix} \quad (3.5.17)$$

여기서 ϕ 와 θ 는 각각 롤, 피치각을 의미하며 식 (3.5.17)과 같이 역으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} X_h \\ Y_h \\ Z_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 & \sin\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\theta & 0 & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \sin\phi & \cos\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{mc} \\ Y_{mc} \\ Z_{mc} \end{bmatrix} = C_b^h \begin{bmatrix} X_{mc} \\ Y_{mc} \\ Z_{mc} \end{bmatrix} \quad (3.5.18)$$

식 (3.5.18)은 Magnetic Compass의 출력을 수평 좌표계로 변환하는 식이다. 이렇게 변환된 데이터는 식 (3.5.18)을 이용하여 지역 수평 좌표계로 변환할 수 있다.

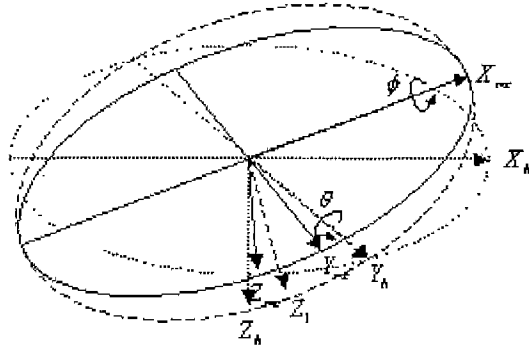


그림 3-5-24 등체 좌표계와 수평 좌표계 사이의 관계

여기서 ψ 는 방위각을 나타낸 것이다.

그림 3-5-25은 지역 수평 좌표계와 지자계 좌표계 사이의 관계를 나타낸 것으로 여기서 λ 는 북각을 의미한다. 즉 지자계 좌표계는 지역 수평 좌표계를 E_l 축으로 $-\lambda$ 만큼 회전한 좌표계이다. 따라서 두 좌표계 사이의 변환은 식 (3.5.19)와 같이 이루어진다.

$$\begin{bmatrix} N_m \\ E_m \\ D_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \lambda & 0 & \sin \lambda \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \lambda & 0 & \cos \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_l \\ E_l \\ D_l \end{bmatrix} = C_l^m \begin{bmatrix} N_l \\ E_l \\ D_l \end{bmatrix} \quad (3.5.19)$$

식 (3.5.16) ~ 식 (3.5.19)를 이용하여 Magnetic Compass의 출력을 지자계 좌표계로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} N_m \\ E_m \\ D_m \end{bmatrix} = C_l^m C_h^l C_b^h \begin{bmatrix} X_{mc} \\ Y_{mc} \\ Z_{mc} \end{bmatrix} = C_b^m \begin{bmatrix} X_{mc} \\ Y_{mc} \\ Z_{mc} \end{bmatrix} \quad (3.5.20)$$

식 (3.5.20)의 양변에 $(C_l^m)^{-1}$ 를 곱하면 다음과 같다.

$$(C_l^m)^{-1} \begin{bmatrix} N_m \\ E_m \\ D_m \end{bmatrix} = C_h^l C_b^h \begin{bmatrix} X_{mc} \\ Y_{mc} \\ Z_{mc} \end{bmatrix} \quad (3.5.21)$$

식 (3.5.17) ~ 식 (3.5.19)를 식 (3.5.21)에 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} c\lambda & 0 & -s\lambda \\ 0 & 1 & 0 \\ s\lambda & 0 & c\lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_m \\ E_m \\ D_m \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} y & -x & 0 \\ x & y & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c\theta & s\theta s\phi & s\theta c\phi \\ 0 & c\phi & -s\phi \\ -s\theta & c\theta s\phi & c\theta c\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{mc} \\ Y_{mc} \\ Z_{mc} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} yc\theta & ys\theta s\phi - xc\phi & ys\theta c\phi + xs\phi \\ xc\theta & xs\theta s\phi + yc\phi & xs\theta c\phi - ys\phi \\ -s\theta & c\theta s\phi & c\theta c\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{mc} \\ Y_{mc} \\ Z_{mc} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.5.22}$$

여기서 $x \equiv \sin \psi$, $y \equiv \cos \psi$, $s\lambda \equiv \sin \lambda$, $c\lambda \equiv \cos \lambda$ 로 정의한 것이다.

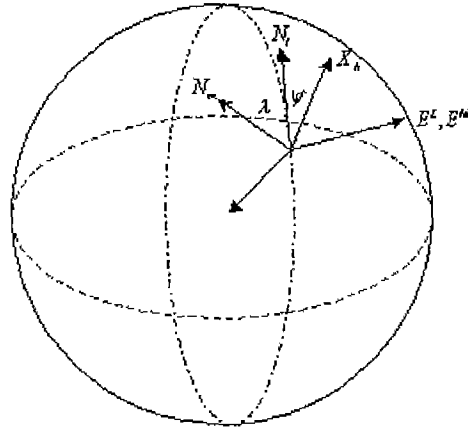


그림 3-5-25 지역 수평 좌표계와 지자계 좌표계 사이의 관계

식 (3.5.22)의 첫번째, 두번째 행을 x 와 y 에 대해서 정리하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} -Y_{mc}c\phi + Z_{mc}s\phi & X_{mc}c\theta + Y_{mc}s\theta s\phi + Z_{mc}s\theta c\phi \\ X_{mc}c\theta + Y_{mc}s\theta s\phi + Z_{mc}s\theta c\phi & Y_{mc}c\phi - Z_{mc}s\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \\
= \begin{bmatrix} N_m c\lambda - D_m s\lambda \\ E_m \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.5.23}$$

$[X_m \ Y_m \ Z_m]^T = [1 \ 0 \ 0]^T$ 이고 식 전개와 간략화를 위해 다음과 같이 정의하면 식 (3.5.23)은 식 (3.5.24)와 같이 정리된다.

$$\text{let } : a \equiv -Y_{mc}c\phi + Z_{mc}s\phi, \quad b \equiv X_{mc}c\theta + Y_{mc}s\theta s\phi + Z_{mc}s\theta c\phi, \quad \text{and} \quad c \equiv c\lambda$$

$$\begin{bmatrix} a & b \\ b & -a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.5.24}$$

따라서 식 (3.5.24)는 다음과 같이 해를 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \frac{1}{-(a^2 + b^2)} \begin{bmatrix} -ac \\ -bc \end{bmatrix} \quad (3.5.25)$$

그러므로 구하고자 하는 방위각은 식 (3.5.26)과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} \psi &= \tan^{-1}\left(\frac{x}{y}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{a}{b}\right) \\ &= \tan^{-1}\left(\frac{-Y_{mc} \cos \phi + Z_{mc} \sin \phi}{X_{mc} \cos \theta + Y_{mc} \sin \theta \sin \phi + Z_{mc} \sin \theta \cos \phi}\right) \end{aligned} \quad (3.5.26)$$

식 (3.5.18)을 통해 식 (3.5.26)은 다음과 같이 된다.

$$\psi = \tan^{-1}\left(\frac{-Y_h}{X_h}\right) \quad (3.5.27)$$

따라서 자세각 정보를 이용하여 Magnetic Compass의 출력을 수평 좌표계로 변환한 것을 이용하여 방위각을 계산할 수 있음을 알 수 있다.

Magnetic Compass 센서의 Tilt 오차를 보상하기 위해서는 자세 정보를 정확하게 알아야 한다. 본 연구에서 제작한 센서 모듈에는 자세를 계산하기 위한 2축 가속도계가 포함되어 있다. 서로 직각으로 배치된 2축 가속도계를 이용하여 다음과 같이 자세를 계산할 수 있다.

$$\phi = \sin^{-1}\left(\frac{a_x}{g}\right) \quad (3.5.28a)$$

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{a_y}{g}\right) \quad (3.5.28b)$$

여기서 ϕ 와 θ 는 각각 롤과 피치각을 나타내며, a_x 와 a_y 는 가속도계의 X축과 Y축의 출력각을 의미하며, g 는 중력 가속도를 나타낸 것이다. 식 (3.5.28)에서 자세각을 계산하기 위해 사인함수를 사용하였으므로 70도 이상의 각에서는 Round Off 오차가

발생하므로 70도 이하의 자세 변화만 있는 시스템에서 사용하여야 한다.

(2) 실험용 Magnetic Compass 센서 모듈을 이용한 오차 보상 기법 성능 검증

앞에서 개발된 Tilt 오차 보상 기법의 성능을 검증하기 위하여 본 연구에서 제작한 Magnetic Compass 센서 모듈을 이용하여 실험을 하였다. 먼저 자세에 따른 영향을 확인하기 위하여 4방위에서 롤, 피치각을 각각 ± 90 도씩 변화하면서 Magnetic Compass의 출력값을 분석하였다. 그림 3-5-26 ~ 그림 3-5-29는 방위각이 각각 0도, 90도, 180도, 그리고 270도인 자세에서 X축과 Y축을 차례로 90도, -90도 변화시키면서 Magnetic Compass의 X축과 Y축의 출력을 나타낸 것이다. 이를 통하여 자세변화에 따른 영향이 매우 크게 나타나는 것을 확인할 수 있다.

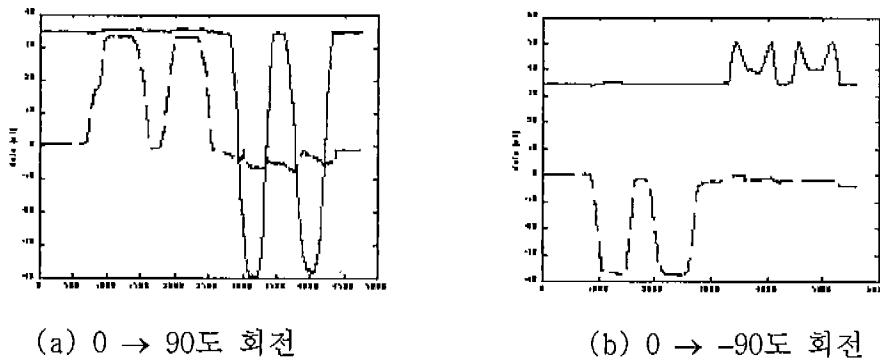


그림 5-26. 방위각=0도에서 자세 변화에 따른 영향

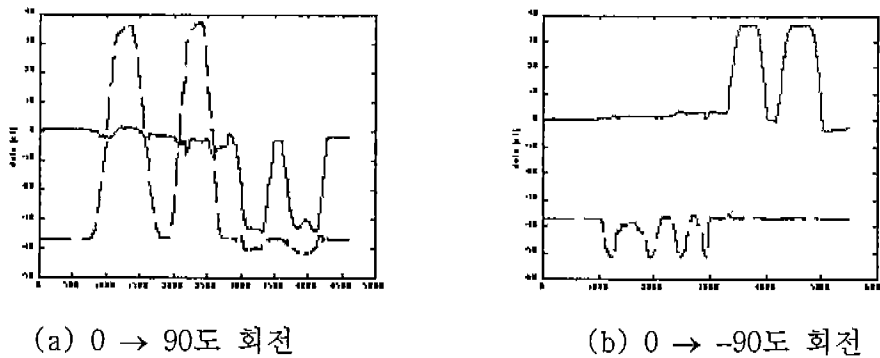


그림 5-27. 방위각=90도에서 자세 변화에 따른 영향

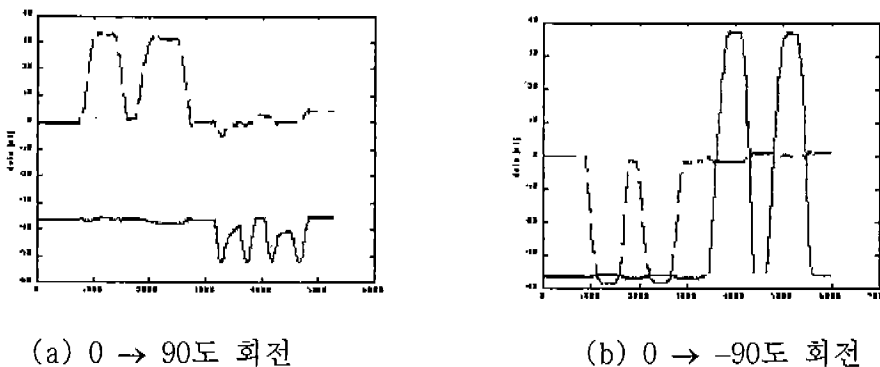
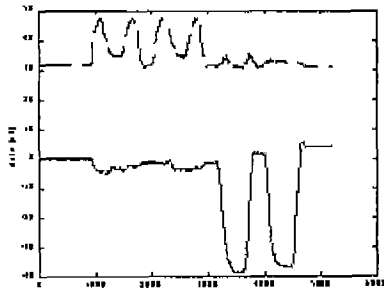
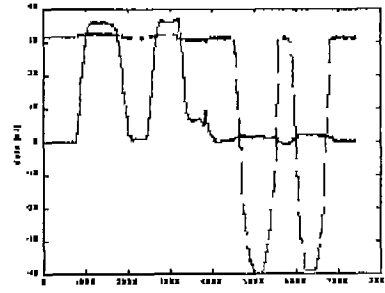


그림 3-5-28 방위각=180도에서 자세 변화에 따른 영향



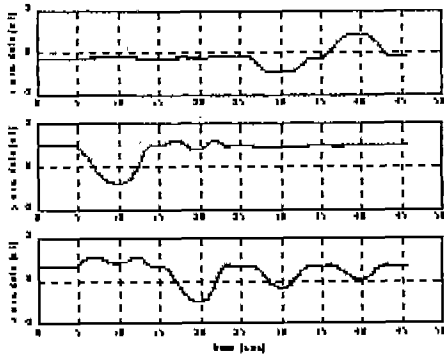
(a) 0 → 90도 회전



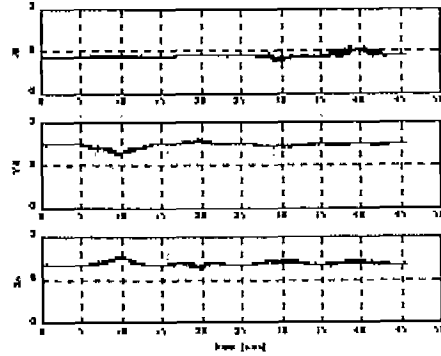
(b) 0 → -90도 회전

그림 3-5-29 방위각=270도에서 자세 변화에 따른 영향

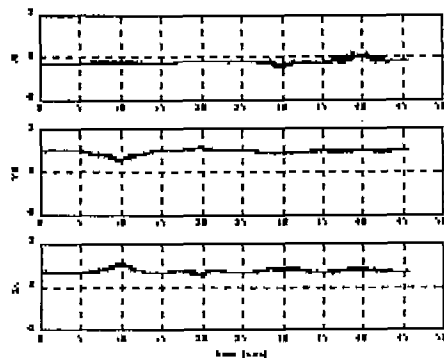
그림 3-5-26 (b) X축, 그림 3-5-27 (b)의 Y축, 그림 3-5-28 (a)의 X축, 그리고 그림 3-5-29 (a)의 Y축을 분석해 보면 Magnetic Compass 센서의 측정축이 북쪽에서 시작하여 지구 중심으로 향할 때와 남쪽에서 시작하여 하늘로 향하는 경우 Magnetic Compass 센서의 출력이 선형으로 변하지 않고 변화 방향이 중간에서 바뀌는 현상을 볼 수 있다. 이것은 앞에서 설명한 지구 자기장의 북각 현상에 의한 결과이다. 따라서 북각을 고려하지 않는 오차 보상 기법에서는 자세변화에 따른 보상에 문제가 발생하게 된다.



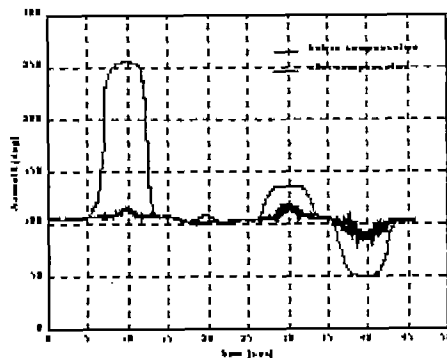
(a) 보상 전의 센서 출력 값



(b) 계산된 자세 정보



(c) 보상 후의 센서 출력 값



(d) 보상 전/후의 계산된 방위각

그림 3-5-30 Tilt 오차 보상

그림 3-5-30은 본 연구에서 제시한 Tilt 오차 보상 기법의 성능을 나타낸 것이다. (a)는 Magnetic Compass의 출력값을 나타낸 것이다. 방위각이 고정된 상태에서 롤과 피치각으로 변화가 있는 경우 센서의 세 축의 출력값은 변하게 된다. 이 영향에 의해서 (d)에서와 같이 큰 방위각 오차가 발생한다. 이 오차를 보상하기 위하여 먼저 식 (3.5.28)을 이용하여 (b)와 같이 자세를 계산한다. 이 정보와 식 (3.5.17) ~ 식 (3.5.27)을 이용하여 Tilt에 의한 영향을 보상하면 Magnetic Compass 센서의 출력은 (c)와 같이 된다. 여기서 확인할 수 있듯이 자세변화가 있는 경우에도 Magnetic Compass 센서의 출력값은 큰 변화가 없게 된다. 이렇게 보상된 센서 출력값을 이용하여 방위각을 계산하면 큰 방위각 오차가 작게 줄어드는 것을 (d)에서 확인할 수 있다.

3. 자이로를 대체할 수 있는 방향각 결정기법 개발

관성항법시스템을 구성할 때 항체의 회전을 측정하기 위하여 자이로를 사용하였다. 그러나 자이로는 다른 센서에 비하여 상대적으로 고가이기 때문에 저가의 관성항법장치를 구성하는데 어려움이 있었다. 따라서 자이로를 대체할 수 있는 기법이 필요하게 되었다. 센서를 포함하는 실시간 시스템에서는 센서의 고장 등에 의한 영향을 최소화 하기 위해 다중 센서 배치를 통한 신뢰성을 향상 시키는 기법이 이용되고 있다[10,11]. 따라서 센서의 Redundancy를 보장하는 가속도계 만으로 선형 가속도뿐 아니라 회전을 검출할 수 있는 기법의 연구가 필요하게 되었다. 본 연구에서는 저급 가속도계를 사용하여 회전량을 계산하는 기법을 연구한다. 그리고 개발된 기법의 성능을 검증하기 위하여 자이로를 이용하여 계산된 회전량을 기준값으로 하여 서로 비교한다[12].

가. Gyroless System

본 연구에서 개발하는 자이로 대체 시스템을 Gyroless System이라 한다. 그림 3-5-31은 Gyroless System의 개념 설명을 위한 구조를 나타낸 것이다. 여기서 A, B는 각각 a_1 , a_2 의 출력을 갖는 가속도계로 일정한 거리 l 을 두고 고정된다. 이 시스템이 C점을 중심으로 α 의 각가속도로 회전하면 두 가속도계는 각각 다음과 같은 출력을 갖는다.

$$\begin{aligned} a_1 &= k\alpha \\ a_2 &= -(l-k)\alpha = -l\alpha + a_1 \end{aligned} \quad (3.5.29)$$

이 식을 이용하여 다음과 같이 회전 각가속도를 계산할 수 있다.

$$\alpha = \frac{a_1 - a_2}{l} \quad (3.5.30)$$

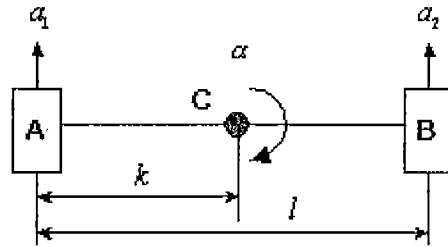


그림 3-5-31. Gyroless System 개념

따라서 이 식을 적분하여 식 (3.5.31)과 같이 Gyroless System의 회전 각속도를 계산할 수 있고, 이 식을 다시 적분하여 식 (3.5.32)와 같이 회전각을 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} \omega &= \int_{t_1}^{t_1+\Delta t} \alpha dt \\ &= \frac{1}{l} \int_{t_1}^{t_1+\Delta t} (a_1 - a_2) dt \\ &= \frac{a_1 - a_2}{l} \Delta t \end{aligned} \quad (3.5.31)$$

$$\begin{aligned} \theta &= \int_{t_1}^{t_1+\Delta t} \omega dt \\ &= \omega \Delta t \\ &= \frac{a_1 - a_2}{l} \Delta t^2 \end{aligned} \quad (3.5.32)$$

식 (3.5.30) ~ 식 (3.5.32)를 통하여 그림 3-5-31에서 나타낸 Gyroless System의 회전 각속도 및 회전각을 계산할 수 있음을 알 수 있다.

나. Gyroless System의 오차 분석

(1) 가속도계 바이어스 오차 및 Baseline 길이에 따른 영향

식 (3.5.32)를 이용하여 계산한 Gyroless System의 회전각은 가속도계의 바이어스에 의하여 오차를 포함하게 된다. 사용된 가속도계의 오차 사양에 따라 Gyroless System의 오차 사양이 정해진다. 식 (3.5.33)는 바이어스 오차를 포함한 가속도계의 출력을

나타낸 것이다.

$$\begin{aligned}\tilde{a}_1 &= a_1 + \delta a_1 \\ \tilde{a}_2 &= a_2 + \delta a_2\end{aligned}\tag{3.5.33}$$

바이어스 오차를 포함한 가속도계 출력을 식 (3.5.31)에 대입하면 다음과 같이 회전 각속도가 계산된다.

$$\begin{aligned}\tilde{\omega} &= \frac{\tilde{a}_1 - \tilde{a}_2}{l} \Delta t \\ &= \frac{a_1 + \delta a_1 - (a_2 + \delta a_2)}{l} \Delta t \\ &= \omega + \delta \omega\end{aligned}\tag{3.5.34}$$

이 식에 식 (3.5.31)을 대입하면 다음과 같이 각속도 오차를 계산할 수 있다.

$$\delta \omega = \frac{\delta a_1 - \delta a_2}{l} \Delta t\tag{3.5.35}$$

식 (3.5.34)과 같이 오차를 포함하여 계산된 회전 각속도를 이용하여 식 (3.5.32)를 통해 회전각을 계산하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\tilde{\theta} &= \int_{t_1}^{t_1 + \Delta t} \tilde{\omega} dt \\ &= \theta + \delta \theta\end{aligned}\tag{3.5.36}$$

따라서 가속도계 바이어스에 의하여 발생한 회전각 오차는 다음과 같다.

$$\delta \theta = \frac{\delta a_1 - \delta a_2}{l} \Delta t^2 \equiv \frac{\delta a}{l} \Delta t^2\tag{3.5.37}$$

두 가속도계가 다음과 같은 동일한 오차 사양을 가진다고 가정하자.

$$\begin{aligned}\underline{a} \leq \delta a_1 \leq \bar{a} \\ \underline{a} \leq \delta a_2 \leq \bar{a}\end{aligned}\tag{3.5.38}$$

식 (3.5.38)의 오차 사양에 의하여 식 (3.5.37)에서 나타낸 오차 δa 는 다음과 같이 한계값을 갖는다.

$$2\underline{a} \leq \delta a \leq 2\bar{a} \quad (3.5.39)$$

따라서 회전각 오차의 최대값은 다음과 같다.

$$\delta\theta = \frac{2\bar{a}}{l} \Delta t^2 \quad (3.5.40)$$

따라서 가속도계 바이어스 오차에 의하여 회전각 오차는 두 가속도계 바이어스의 차에 비례하고 시간의 제곱에 비례하는 것을 알 수 있다. 이 관계를 시뮬레이션을 통해 그림 3-5-32와 같은 결과를 얻을 수 있다.

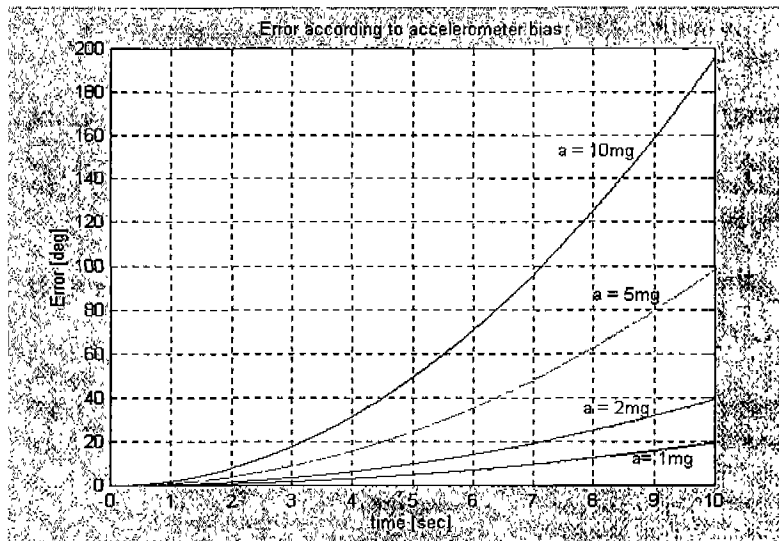


그림 3-5-32 가속도계 바이어스 오차에 의한 회전각 오차

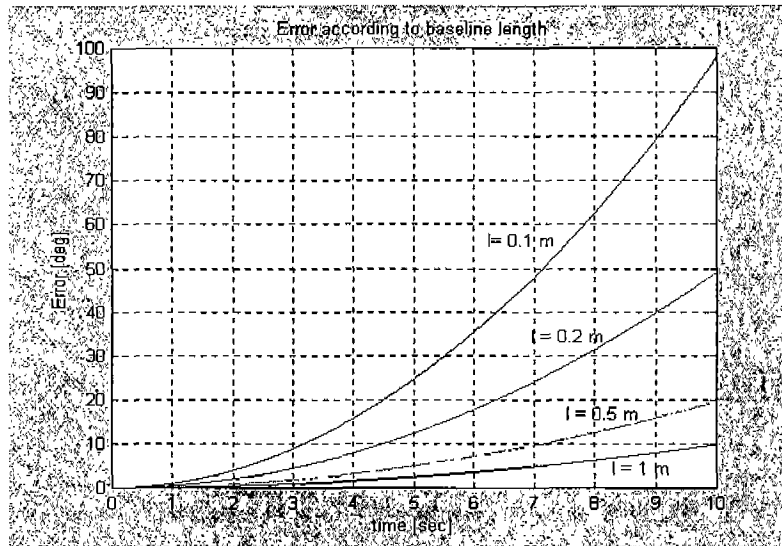


그림 3-5-33 Baseline 길이에 따른 회전각 오차

또한 회전각 오차는 Baseline 길이에 반비례 하는 것을 알 수 있다. 그 영향을 시뮬레이션을 통해 확인하기 위해 가속도계 바이어스 오차 \bar{a} 를 5mg로 하고 Baseline 길이에 따른 영향을 시뮬레이션 하였다 (그림 3-5-33).

(2) 회전축이 Baseline 위에 있지 않은 경우

회전축이 Baseline 위에 있지 않을 때 계산된 회전각이 식 (3.5.32)와 동일한 결과가 나오지 않는 경우 앞에서 제시한 회전각 계산식은 사용할 수 없다. 따라서 회전축이 Baseline 위에 있지 않는 경우 회전각에 영향을 분석해 본다.

그림 3-5-34는 회전축이 회전축이 두 가속도계 A, B 사이, Baseline 밖 0점에 있는 경우이다. 두 가속도계 A, B의 출력값은 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} a_1 &= a'_1 \cos \theta_1 \\ &= p\alpha \cos \theta_1 \end{aligned} \quad (3.5.41a)$$

$$\begin{aligned} a_2 &= a'_2 \cos \theta_2 \\ &= q\alpha \cos \theta_2 \end{aligned} \quad (3.5.41b)$$

여기서 $\cos \theta_1$ 과 $\cos \theta_2$ 는 그림을 통해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\cos \theta_1 = \cos(\angle OAB) = \frac{s}{p} \quad (3.5.42a)$$

$$\cos \theta_2 = \cos(\angle OBA) = \frac{l-s}{q} \quad (3.5.42b)$$

식 (3.5.42)를 식 (3.5.41)에 대입한 후 정리하면 다음과 같이 회전 각가속도를 계산할 수 있다.

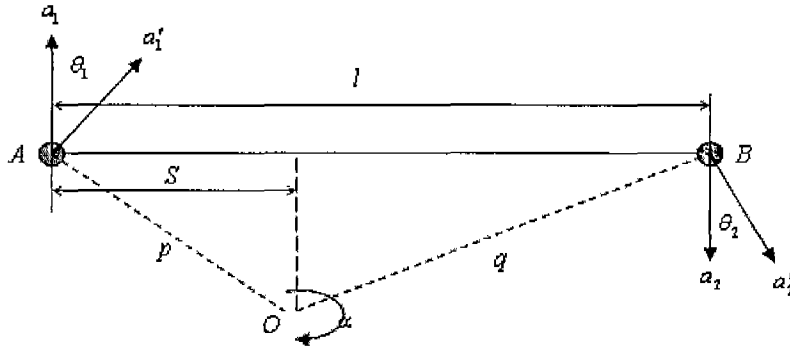


그림 3-5-34 회전축에 따른 영향 1

$$\begin{aligned} a_1 &= p\alpha \frac{s}{p} = s\alpha \\ a_2 &= q\alpha \frac{l-s}{q} = l\alpha - a_1 \\ \rightarrow \alpha &= \frac{a_1 + a_2}{l} \end{aligned} \quad (3.5.43)$$

그림 3-5-31과 3-5-34에서 가속도계의 방향을 고려하면 식 (3.5.43)는 식 (3.5.30)와 동일함을 알 수 있다. 따라서 회전축이 Baseline 위에 있는 않는 경우에도 두 가속도계의 출력값과 Baseline 길이를 이용하여 회전 각가속도를 계산할 수 있다.

그림 3-5-35는 회전축이 두 가속도계 A, B 밖에 있는 경우를 나타낸 것이다. 이 경우 두 가속도계의 출력값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} a_1 &= a_1' \cos \theta_1 \\ &= p\alpha \cos \theta_1 \end{aligned} \quad (3.5.44a)$$

$$\begin{aligned} a_2 &= -a_2' \cos \theta_2 \\ &= -q\alpha \cos \theta_2 \end{aligned} \quad (3.5.44b)$$

여기서 $\cos \theta_1$ 과 $\cos \theta_2$ 는 다음과 같다.

$$\cos \theta_1 = \cos(\angle OAB) = \frac{l+s}{p} \quad (3.5.45a)$$

$$\cos \theta_2 = \cos(\angle OBC) = \frac{s}{q} \quad (3.5.45b)$$

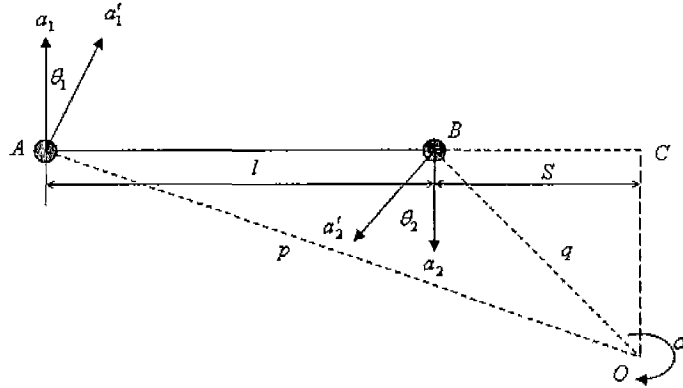


그림 3-5-35 회전축에 따른 영향 2

따라서 식 (3.5.45)을 (3.5.46)에 대입하여 정리하면 다음과 같이 회전 각가속도를 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} a_2 &= -q\alpha \frac{s}{q} = -s\alpha \\ a_1 &= p\alpha \frac{l+s}{p} = l\alpha - a_2 \\ \rightarrow \alpha &= \frac{a_1 + a_2}{l} \end{aligned} \quad (3.5.46)$$

그러므로 회전축의 위치에 관계없이 Gyroless System의 회전 각가속도는 두 가속도계의 출력값과 Baseline 길이만으로 계산할 수 있음을 알 수 있다.

(3) Tilt 및 선형 가속도에 의한 영향

Gyroless System이 지구 중력 가속도에 수직으로 배치되지 않는 경우 두 가속도계는 지구 중력 가속도의 영향을 받게 된다. 또한 Gyroless System이 선형 가속도를 가지고 움직이는 경우 이 가속도 또한 영향을 미치게 된다.

Baseline과 중력 가속도에 수직인 벡터와 이루는 각이 ϕ_1 이고 Baseline과 선형 가속도 벡터와 이루는 각이 ϕ_2 인 경우를 고려해보자. Gyroless System의 두 가속도계는 거리 l 을 두고 고정되므로 Tilt 및 선형 가속도에 의해 발생하는 외부 가속도와 이루는 각

ϕ_1, ϕ_2 가 두 가속도계에 동일하게 적용된다. 따라서 이 상황이 적용된 그림 1의 경우 두 가속도계의 출력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} a_1 &= k\alpha + g \sin \phi_1 + a \cos \phi_2 \\ a_2 &= -(l-k)\alpha + g \sin \phi_1 + a \cos \phi_2 = -l\alpha + a_1 \end{aligned} \quad (3.5.47)$$

여기서 a 는 Gyroless System에 가해지는 선형 가속도이다.

따라서 계산되는 회전 각가속도는 식 (3.5.30)과 동일하게 된다. 그 이유는 두 가속도계에 나타나는 선형 가속도는 동일하므로 두 가속도계 출력의 차에 의하여 소거되기 때문이다. 따라서 Gyroless System은 지구 중력 가속도와 선형 가속도에 영향을 받지 않음을 알 수 있다.

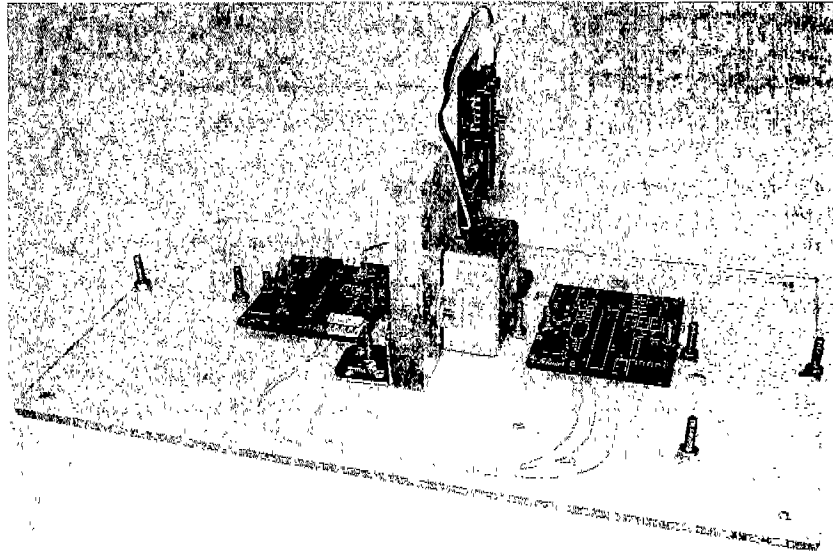


그림 3-5-36 Gyroless System 실험 장치

다. 시험

앞에서 제시한 두개의 가속도계를 이용한 회전각 계산 알고리즘의 성능을 알아보기 위하여 Gyroless System을 제작하고 실 시험을 하였다. 그림 3-5-36은 본 연구에서 제작한 Gyroless System의 실험 장치이다.

여기서 사용된 가속도계는 Analog Device사의 MEMS형 저급 가속도계 ADXL202이며, 기준값으로 사용될 자이로는 Murata사의 ENV-05D이다. 그리고 센서 데이터를 위해 Microchips사의 PIC16F873 마이크로 컨트롤러를 사용하였다. 실험 장치의 구성은 다음과 같다. 마이크로 컨트롤러 내부에 있는 Capture 기능과 ADC를 사용하여 가속도계와 자이로 데이터를 디지털 값으로 변환한 후 RS232C 통신을 이용하여 PC로 전송한다.

이렇게 전송된 센서 데이터는 앞에서 제시한 각 가속도 및 각속도, 각변위 계산 알고리즘을 이용하여 회전에 관련된 정보를 계산한다.

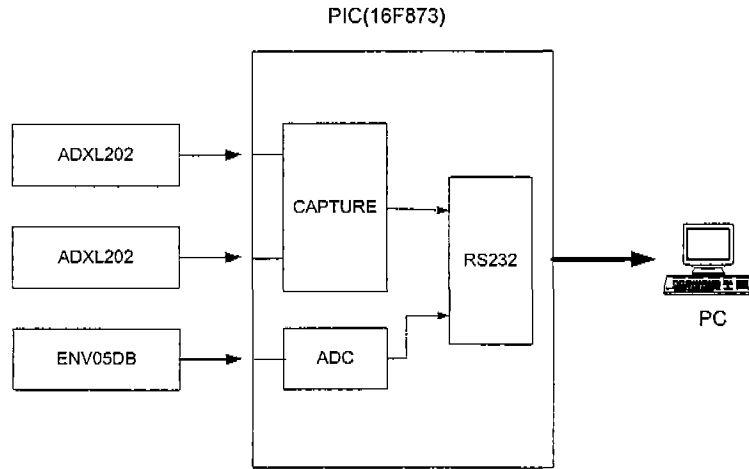
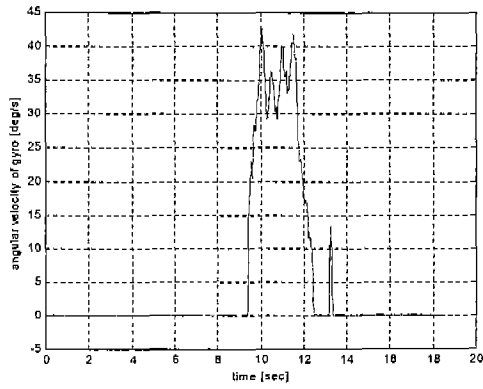


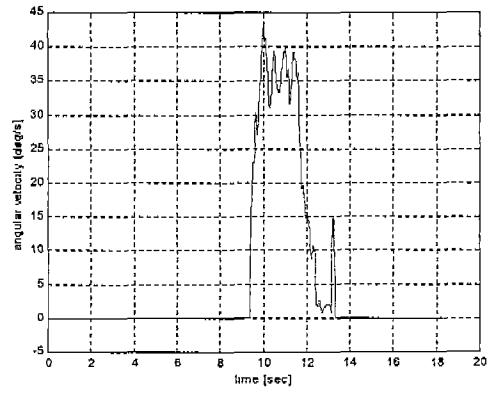
그림 3-5-37 Gyroless System 실험 장치 구성도

두 개의 가속도계를 이용하여 계산된 회전 각속도와 회전각을 자이로를 이용하여 계산된 정보와 비교, 분석하였다. 실험은 실험 장치를 90도 회전한 경우와 180도 회전한 경우 두 번을 수행하였다. 그림 3-5-38은 실험 장치를 90도 회전한 경우 계산된 각속도를 나타낸 것으로 자이로를 이용하여 계산된 값과 가속도계를 이용하여 계산된 값이 거의 유사하게 나오는 것을 알 수 있다. 그림 3-5-39는 회전각을 계산한 것으로 자이로를 이용하여 90.5도가 계산되었고, 가속도계를 이용하여 91.7도가 계산되었다. 이 결과를 통하여 Gyroless System은 큰 오차 없이 회전각을 계산할 수 있음을 알 수 있다. 그림 3-5-40과 그림 3-5-41은 실험 장치를 180도 회전한 경우의 결과를 나타낸 것으로 자이로의 결과는 181.5도이며 가속도계를 이용한 결과는 175.4도이다. 이 결과를 통하여 앞에서 분석한 오차에 의한 영향을 확인할 수 있다.

본 연구를 통해 가속도계만을 사용하여 회전각 계산하는 경우 저급 가속도계의 특성에 의해 오차는 있지만 큰 오차 없이 회전각을 계산할 수 있음을 확인하였다. 이 기법은 제한된 관성 센서만을 사용하는 시스템에서 회전각을 계산할 때 유용하게 사용될 수 있을 것이다.

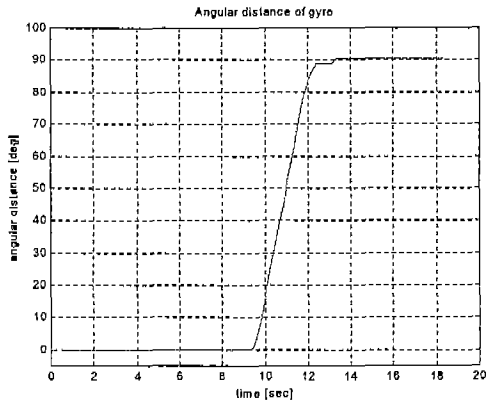


(a) 자이로를 이용한 계산

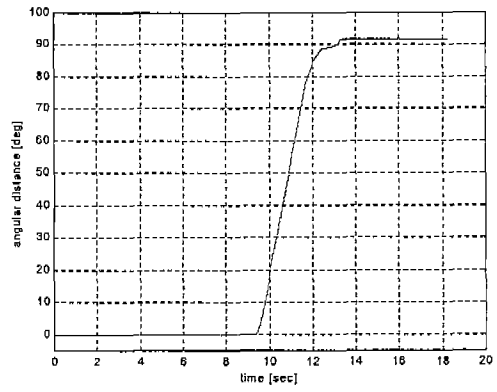


(b) 가속도계를 이용하여 계산

그림 3-5-38 90도 회전한 경우 계산된 각속도

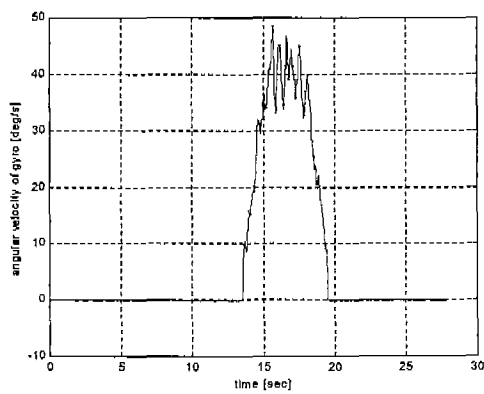


(a) 자이로를 이용한 계산

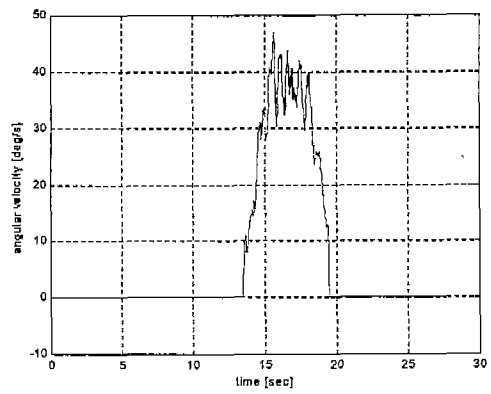


(b) 가속도계를 이용하여 계산

그림 3-5-39 90도 회전한 경우 계산된 회전각

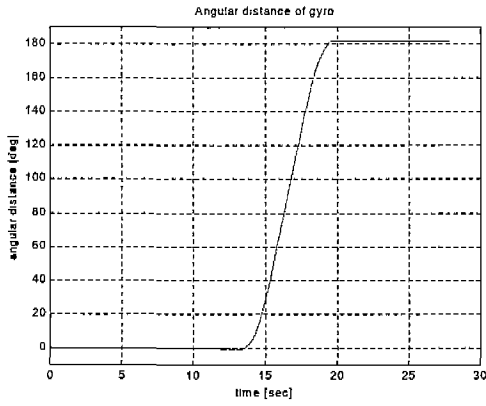


(a) 자이로를 이용한 계산

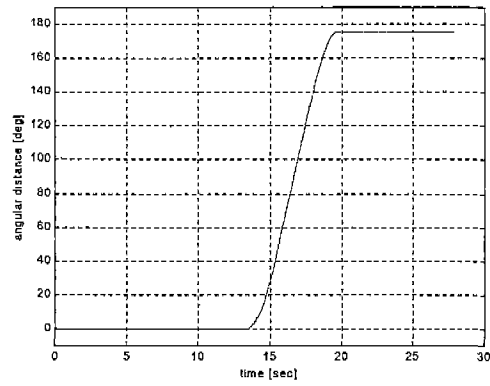


(b) 가속도계를 이용하여 계산

그림 3-5-40 180도 회전한 경우 계산된 각속도



(a) 자이로를 이용한 계산



(b) 가속도계를 이용하여 계산

그림 3-5-41 180도 회전한 경우 계산된 회전각

4. 센서 고장을 고려한 신뢰성 향상 기법 개발

가. 일반적인 관성 측정 장치의 구성

관성 측정 장치 (IMU: Inertial Measurement Unit)의 일반적인 구성은 동체 좌표계를 구성하는 각각 수직인 세 축에 가속도계와 자이로를 하나씩 배치한다. IMU는 자이로를 이용하여 항체의 자세 변화를 측정하고 계산된 자세 정보와 가속도계 출력을 이용하여 항법 좌표계상의 가속도를 계산함으로써 항체의 속도 및 이동거리 등을 계산한다. 따라서

IMU의 성능에 따라 INS의 성능이 결정된다. 그러므로 IMU를 구성하는 센서 중 하나라도 고장을 일으키거나 비 정상적인 동작을 하는 경우 IMU 출력값은 신뢰 할 수 없게 되며 INS의 정보는 사용할 수 없게 된다[13,14].

(1) 일반적인 IMU의 구성

IMU는 선형 가속도를 측정하기 위한 가속도계와 회전 각속도를 측정하는 자이로로 구성된다. 일반적으로 동체 좌표계는 X, Y, Z축으로 구성되며 그림 3-5-42와 같이 각각 세 개의 가속도계와 자이로가 사용된다. 관성 센서는 구성된 모듈에 따라 단축 (1자유도) 또는 다축 (2자유도, 3자유도)으로 구성되어 있으며 센서의 측정 정밀도와 측정범위에 따라 성능이 달라진다[15].

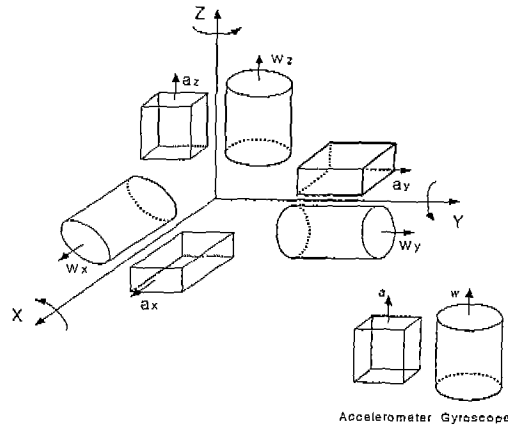


그림 3-5-42 일반적인 Imu의 구성

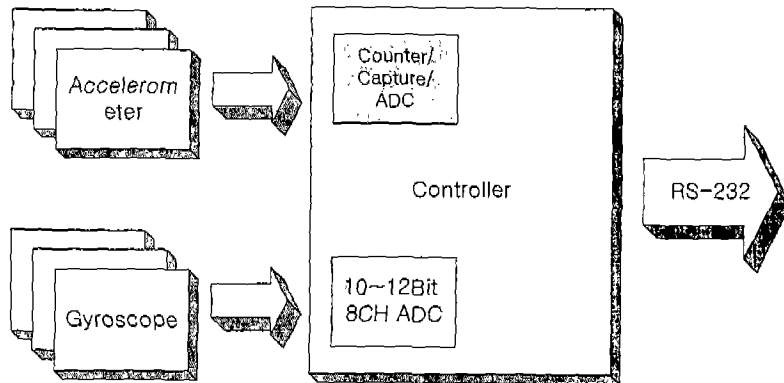


그림 3-5-43 일반적인 관성 측정 장치의 구성

서로 직각으로 배치된 관성 센서는 항체의 움직임을 세 축으로 측정하여 자세 및 속도, 위치를 계산할 수 있는 항법 컴퓨터로 전송된다. 이를 위해서 IMU는 관성 센서의 데이터 처리를 위한 인터페이스가 필요하다. 그림 3-5-43은 일반적인 IMU의 인터페이스 구성도를 나타낸 것이다. 최근에는 A/D 변환기가 내장된 소형, 고속 마이크로 콘트롤러를 사용하여 대부분의 주변 회로를 원칩화하여 구성의 단순화가 가능하다. 관성 센서의 변환된 데이터는 직렬통신 (RS-232C)을 통하여 주기적으로 항법 컴퓨터로 전송된다.

(2) 일반적인 IMU의 문제점

일반적인 IMU는 관성 센서의 고장에 취약한 단점이 있다. 특정 센서가 고장을 일으킬 경우 IMU의 측정 데이터는 신뢰할 수 없게 되며 고장 여부를 파악 하지 못한 상태에서 잘못된 정보를 이용한 항법 계산이 수행되므로 계산된 항법 정보는 사용할 수 없게 된다.

이런 단점을 보완하기 위하여 관성 센서를 다중으로 배치하는 방법이 연구되었다[16]. IMU의 구성시 관성 센서를 중첩하여 구성함으로써 관성 센서의 고장 검출 및 불리가 가능하며 신뢰성 또한 향상 시킬 수 있다. 관성 센서의 중첩 구성 방법은 매우 다양하며 구성에 따른 성능 또한 다르다[17].

나. 센서의 배치에 따른 성능 분석과 최적 배치

IMU를 구성하는 관성 센서의 고장에 따른 영향은 INS의 계산된 항법 정보의 정확성 및 이 정보를 이용한 제어 결과에 또한 나타난다. 여기서 고장 (Fault)이란 관성 센서에 발생하는 예상치 못한 변화로 시스템 전체의 성능을 저하시키는 주 요인이다. 시스템의 신뢰성을 향상 시키기 위해서는 IMU의 고장 검출 및 분리 (FDI: Fault Detection And Isolation) 기법에 대한 연구가 필요하다. 이러한 FDI기법은 하드웨어적 여분 (Hardware Redundancy)을 이용하는 방법과 해석적 여분 (Analytic Redundancy)을 이용하는 방법이 있다. 하드웨어적 여분을 이용하는 방법은 관성 센서의 출력값들을 비교하여 고장을 검출, 분리 하므로 이론적으로는 구현이 간단하지만 하드웨어적인 센서의 구성이 어렵다. 해석적 여분을 이용하는 방법은 시스템의 동특성을 이용하여 하드웨어적인 여분의 효과를 얻을 수 있지만 서로 다른 물리량을 측정하는 센서들 사이의 관계식을 이용해야 하므로 이러한 관계식을 구해야 하는 문제점이 있다[18,19,20].

신뢰성 보장이 필요한 INS에서는 FDI가 반드시 필요하며 이를 위해서 관성 센서의 중첩 구성을 통한 하드웨어적인 여분을 이용하는 방법이 적합하다. 본 연구에서는 관성 센서의 다양한 중첩 배치 방법 방법에 관한 연구를 수행하고 배치에 따른 항법 성능 및 FDI 성능에 관한 연구를 수행하였다. 또한 이를 바탕으로 관성 센서의 중첩 구성을 통한 신뢰성 있는 IMU를 설계, 제작하였다.

(1) 센서의 중첩 배치에 따른 성능 지수

하드웨어의 여분을 이용한 고장 검출 및 분리 기법은 관성 센서를 중복 배치하여 이들의 정보를 통해 고장을 검출하고 분리 하는 방법이다. 센서의 다양한 배치에 대한 항법 성능 비교를 위해서는 모든 배치에 적용 가능한 성능 측정 기준이 필요하다. 성능 측정 기준으로는 항법 성능과 FDI성능 지수가 있다[21,22,23].

(가) 항법 성능 지수

항법 성능 측정 기준을 가속도 혹은 각속도와 같은 입력값에 대한 추정자의 오차 공분산으로 정의한다. 센서 N개의 측정치는 다음과 같다.

$$m = Hx + \varepsilon \quad (3.5.48)$$

여기서, $m = [m_1 m_2 \dots m_n]^T$: N개의 센서 측정치(가속도 혹은 각속도)

H : N개의 각각 센서들의 동체 좌표축에 대한 방향코사인벡터로 구성된 측정 행렬

x : 동체 좌표축에 대한 입력 각속도 혹은 가속도

$\varepsilon = [\varepsilon_1 \varepsilon_2 \cdots \varepsilon_n]^T$: 센서의 측정 잡음

ε 의 통계치는 다음과 같이 가정할 수 있다.

$$E(\varepsilon) = 0, E(\varepsilon\varepsilon^T) = \sigma^2 I_n \quad (3.5.49)$$

x 의 최소 자승 추정 값은 다음과 같다.

$$\hat{x} = (H^T H)^{-1} H^T m \quad (3.5.50)$$

x 의 최소 자승 추정 오차 공분산 C 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$C = E[(x - \hat{x})(x - \hat{x})^T] = (H^T H)^{-1} \sigma^2 \quad (3.5.51)$$

여기서 C 는 H, σ 의 함수로써 센서 배치와 개수만을 고려한 항법 성능을 비교하기 위해서는 σ^2 을 정규화를 통해 배제하고 센서 측 방향 벡터로 구성된 H 만을 고려할 필요가 있다. 따라서 C 를 일반화한 식은 다음과 같다.

$$C = (H^T H)^{-1} \quad (3.5.52)$$

만약 ε 이 영평균 가우시안(Zero-Mean Gaussian)이라면 확률 밀도 함수는 다음과 같이 나타낸다.

$$P_\varepsilon(\eta) = (2\pi)^{-\frac{n}{2}} |C|^{-\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{1}{2} \eta^T C^{-1} \eta\right), \eta = x - \hat{x} \quad (3.5.53)$$

η 에 대하여 정의하면

$$\eta^T C^{-1} \eta = k, k \geq 0 \quad (3.5.54)$$

식 (3.5.54)는 일정한 확률 밀도 값을 갖는 타원체로 나타낼 수 있으며 이 타원체는

좌표 변환을 통해 반지름이 \sqrt{k} 인 구로 나타낼 수 있고 이러한 구의 체적을 나타내면 다음과 같다.

$$V = \frac{4}{3} k^{\frac{3}{2}} \pi \sqrt{|C|} \quad (3.5.55)$$

식 (3.5.55) 을 보면 이러한 구의 체적은 $\sqrt{|C|}$ 에 비례하며 구의 체적이 추정 오차의 크기를 나타내므로 구의 체적이 작을수록 추정 오차도 작아진다. 따라서 $\sqrt{|C|}$ 를 센서 배치 및 개수에 따른 항법 성능 기준으로 사용될 수 있다.

$$\text{항법 성능 지수 } F = \sqrt{|(H^T H)^{-1}|} \quad (3.5.56)$$

(나) FDI 성능 지수

다양한 고장 검출 및 분리 기법 중 FDI 성능 기준을 정하기 위해 사용한 방법은 하나의 패리티 식이 하나의 센서 고장을 감지하도록 패리티 식을 만드는 방법이다. 따라서 이 방법은 총 N개의 패리티 식을 만든다. 단순히 패리티 식은 N개의 출력의 선형 조합이므로 패리티 식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$p = V_n^T m \quad (3.5.57)$$

이러한 p 가 센서 입력 값인 x 에 대해 독립이기 위해서는 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$H^T V_n = 0 \quad (3.5.58)$$

N개의 패리티 식에서 i번째 패리티 식은 I번째 센서의 고장 여부를 감지하고 있다. 예를 들어, 센서 m_1 의 고장 여부를 감지하는 패리티 식은 다음과 같다.

$$p_1 = V_{1n}^T m \quad (3.5.59)$$

여기서,

$$V_{1n}^T = (v_{11}, v_{12}, \dots, v_{1n}) \quad (3.5.60)$$

$$v_{11} = 1, \min_{\{v_{1k}, \dots, v_{nk}\}} \sum_{k=2}^n v_{1k}^2 \quad (3.5.61)$$

만약 식 (3.5.60) 의 패리티 벡터 값이 식 (3.5.61)을 만족하면 측정치 m_1 에는 민감하게 작용하고 다른 측정치에는 민감하지 않은 p_1 을 구할 수 있다. 식 (3.5.61) 에 의해 한정된 조건의 패리티 식 계수 값을 식 (3.5.57)에 대입하면 다음과 같은 식이 만족된다.

$$H^T V_{1n} = 0 \quad (3.5.62)$$

$$H_{n-1}^T V_{1(n-1)} + h_1 = 0 \quad (3.5.63)$$

여기서 $V_{1(n-1)}$ 벡터는 V_{1n} 벡터에서 v_{11} 원소가 제외된 벡터를 뜻한다. 식 (3.5.61)과 식 (3.5.63) 의 조건을 만족하는 $V_{1(n-1)}$ 은 다음과 같다.

$$V_{1(n-1)} = -H_{n-1} (H_{n-1}^T H_{n-1})^{-1} h_1 \quad (3.5.64)$$

여기서

$$V_{1n}^T = (v_{12}, v_{13}, \dots, v_{1n}) \quad (3.5.65)$$

$$H_{n-1}^T = (h_2, h_3, \dots, h_n) \quad (3.5.66)$$

$v_{11} = 1$ 과 식 (3.5.64) 에 의해 식 (3.5.59) 는 다음과 같이 표현된다.

$$p_1 = m_1 - h_1^T (H_{n-1}^T H_{n-1})^{-1} H_{n-1}^T m_{n-1} = m_1 - \hat{m}_1 \quad (3.5.67)$$

여기서

$$m_{n-1}^T = (m_2, m_3, \dots, m_n) \quad (3.5.68)$$

\hat{m}_1 은 측정값 m_1 을 제외한 나머지 측정값을 이용해서 m_1 을 추정한 값이다. 따라서 식 (3.5.67)은 측정값 m_1 에 대해 민감하게 작용하는 패리티 식이다. 위와 같은 방법으로 나머지 N-1개의 패리티 식을 구하면 특정한 센서 배치에 대해서 N개의 패리티 식을 만들 수 있다.

센서가 고장일 경우와 그렇지 않을 경우의 패리티 식의 통계치는 다음과 같다.

[고장이 없을 때]

$$E(p_i) = 0, \sigma_{p_i}^2 = V_{in}^T V_{in} \sigma^2 \quad (3.5.69)$$

[고장이 있을 때]

$$E(p_i) = v_{ii} b_j, \sigma_{p_i}^2 = V_{in}^T V_{in} \sigma^2 \quad (3.5.70)$$

식 (3.5.69)와 식 (3.5.70)을 이용하면 고장이 있는 경우와 없는 경우의 오차 거리 (Distance Measure)를 의미하는 다음 식을 구할 수 있다.

$$J_{ij} = (V_{in}^T V_{in})^{-1} v_{ij}^2 \quad (3.5.71)$$

식 3.5.70에서 b_j 를 고려하지 않은 이유는 고장 검출 하는데 센서의 배치만을 고려하기 위함이다. 각각의 패리티 식에 대해서 식 5.4-24와 같은 식을 구하면 다음 식과 같은 행렬을 구할 수 있다.

$$J^T = (J_1, J_2, \dots, J_n) \quad (3.5.72)$$

각각의 패리티 식에서 가중치를 둔 센서는 오차 거리도 크게 나타나므로 하나의 패리티 식 중에서 가중치를 둔 센서에서 측정된 오차 거리가 가장 큰 값과 가중치를 두지 않은 나머지 N-1개의 센서에서 측정된 오차 거리 중에서 가장 크게 나온 값의 반영된 비를 구하면 가중치를 둔 센서가 해당 배치에서 얼마나 크게 반영 되는지를 알 수 있다.

$$\text{Fdi 성능 지수 } F = \min[J_{ii} / \max J_{ij}], i \neq j \quad (3.5.73)$$

(2) 센서의 중첩 배치 방법

관성 센서의 고장에 대비하여 6개의 관성 센서를 항체의 3축에 각각 2개씩 구성하는 경우 센서의 출력값을 비교하여 특정 축에 대한 고장은 검출할 수 있지만 분리는 불가능하다. 그리고 3축 각각에 대하여 3개의 자이로를 배치할 경우에는 2개의 센서 고장 검출과 1개의 고장 센서 분리가 가능 하지만 2개의 고장 센서 분리는 불가능하다. 하지만 6개의 관성 센서를 배치할 경우 3개의 센서를 모두 같은 평면에 놓이지 않게 배치하면 3개의 고장 검출과 2개의 고장 센서 분리가 가능하다. 이러한 관성 센서의 배치에 관한 연구는 지금까지 활발히 진행 되었으며 특정한 센서 개수에 대해서 특정한 배치들을 가정한 후에 배치에 관한 성능 평가를 결정하는 방식으로 진행되어왔다. 본 연구에서는 1자유도 센서를 이용한 배치와 2자유도 센서를 이용한 배치, 그리고 Imu수준에서의 센서 배치와 성능에 대해 알아본다.

(가) 1자유도 센서를 이용한 중첩 배치

1자유도 센서를 이용한 센서의 중첩 배치에는 대칭 (Symmetric), 원뿔 (Cone), 직교 (Orthogonal) 배치 등이 있다.

- 대칭 배치 : 1자유도 센서에서 센서간의 사이 각을 같도록 배치하는 것을 대칭 배치라 하며 정다면체에 센서를 배치하여 구성한다. 정 12면체의 면에 수직으로 배치하며 정 12면중 어느 면을 선택 하느냐에 따라 센서의 배치 형태가 달라진다.

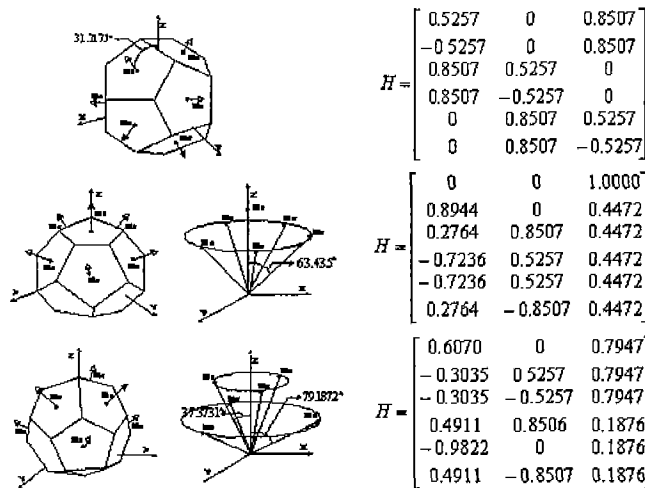


그림 3-5-44 1자유도 6개 관성 센서 대칭 배치

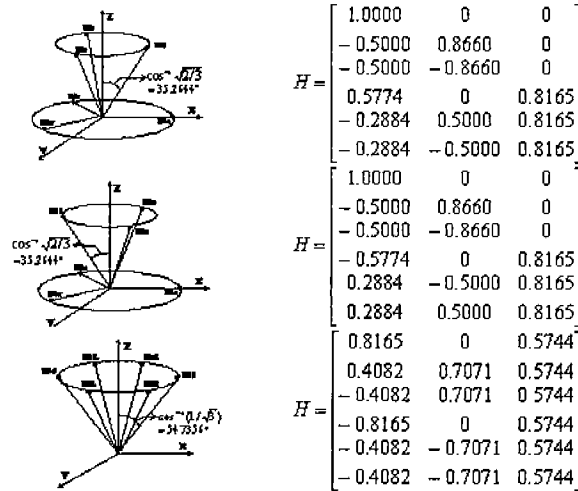
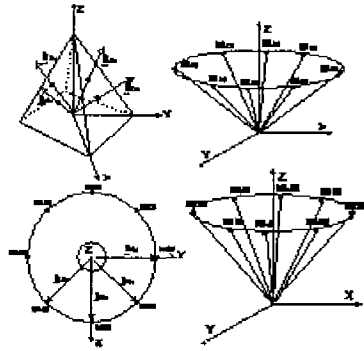


그림 3-5-45 1자유도 6개 관성 센서 원뿔 배치

- 원뿔 배치 : 모든 1자유도 센서가 한 축을 중심으로 서로 동일한 각을 유지하며 둘러 싸도록 구성하고 모든 센서와 그 중심 축 사이의 각이 모두 같을 때 이를 원뿔 배치라 한다. 그림 3-5-45와 같은 형태가 가능하다.

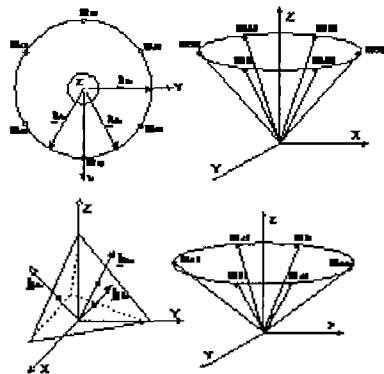
(나) 2자유도 센서를 이용한 중첩 배치

- 대칭 배치 : 2 자유도 센서는 한 센서 모듈 내부에 수직된 2개의 축이 존재하므로 2자유도 센서의 배치는 2개의 축에 수직하는 방향으로 하는 회전축을 기준으로 정의한다. 따라서 회전축 사이 각이 같은 경우를 대칭 배치라 정의한다.
- 원뿔 배치 : 모든 2 자유도 센서 회전축이 동일 평면 상에 존재하고 센서 회전축 사이 각을 일정한 값으로 유지할 때 이를 원뿔 배치라 한다. 이와 같은 배치를 동일 평면 배치라 하지만 센서 회전축을 동일 평면에 배치하는 경우 센서 배치 모양은 1자유도 센서의 원뿔 배치 조건을 만족하므로 원뿔 배치라 한다. 이 경우 모든 센서와 그 중심 축 사이의 각이 45°로 고정 된다.
- 직교 배치 : 센서 회전축이 서로 직교하는 배치를 직교 배치라 한다.



$$H = \begin{bmatrix} 0.7887 & -0.2113 & 0.5774 \\ -0.2113 & 0.7887 & 0.5774 \\ 0.2113 & 0.7887 & 0.5774 \\ -0.7887 & -0.2113 & 0.5774 \\ 0.7887 & 0.2113 & 0.5774 \\ 0.2113 & -0.7887 & 0.5774 \\ -0.2113 & -0.7887 & 0.5774 \\ 0.7887 & 0.2113 & 0.5774 \\ -0.7071 & 0 & 0.7071 \\ 0.7071 & 0 & 0.7071 \\ 0 & 0.7071 & 0.7071 \\ 0 & -0.7071 & 0.7071 \\ -0.5000 & 0.5000 & 0.7071 \\ 0.5000 & -0.5000 & 0.7071 \\ 0.5000 & 0.5000 & 0.7071 \\ -0.5000 & -0.5000 & 0.7071 \end{bmatrix}$$

그림 3-5-46 2자유도 4개 관성 센서의 배치



$$H = \begin{bmatrix} -0.7071 & 0 & 0.7071 \\ 0.7071 & 0 & 0.7071 \\ -0.3536 & 0.6124 & 0.7071 \\ 0.3536 & -0.6124 & 0.7071 \\ 0.3536 & 0.6124 & 0.7071 \\ -0.3536 & -0.6124 & 0.7071 \\ -0.3879 & 0.7071 & 0.5912 \\ -0.3879 & -0.7071 & 0.5912 \\ -0.4184 & -0.6895 & 0.5912 \\ 0.8063 & 0.0176 & 0.5912 \\ 0.8063 & 0.5000 & 0.5912 \\ -0.4184 & -0.5000 & 0.5912 \end{bmatrix}$$

그림 3-5-47 2자유도 6개 관성 센서의 배치

(다) IMU를 이용한 중첩 배치

IMU를 이용하여 관성 센서의 중첩을 구성 할 경우 IMU의 구조적 제한으로 인하여 설계에 어려움이 있다. 일반적으로 원뿔 모양의 배치가 FDI성능을 향상 시키므로 두개의 IMU를 사용한 구성을 고려한다. 5가지의 IMU를 이용한 센서의 중첩 배치를 알아보고 성능을 분석한다.

- 원뿔 배치 (Cone Configuration) : 두 개의 IMU가 Z축을 중심으로 균등하게 겹쳐져있는 구조이다. 전형적인 원뿔 모양을 형성 하고 있으며 각 센서들은 60° 간격으로 배치되어있고 Z축과의 끼인각(θ)은 54.74°이다.

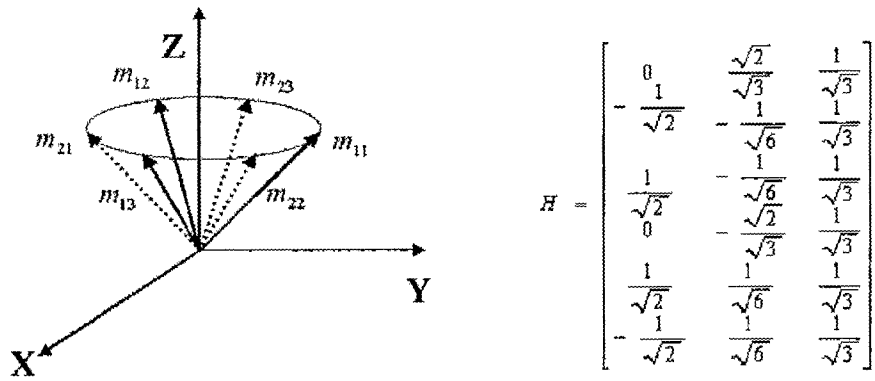


그림 3-5-48 원뿔 배치

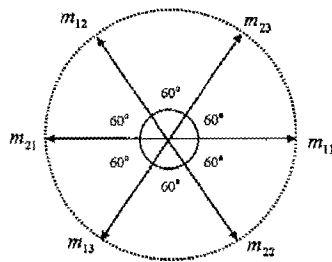


그림 3-5-49 위에서 본 원뿔 배치

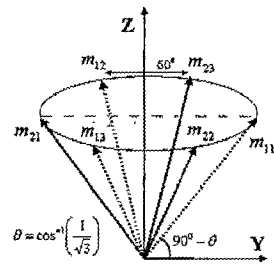


그림 3-5-50 끼인각

• 직교 배치 (Orthogonal Configuration)

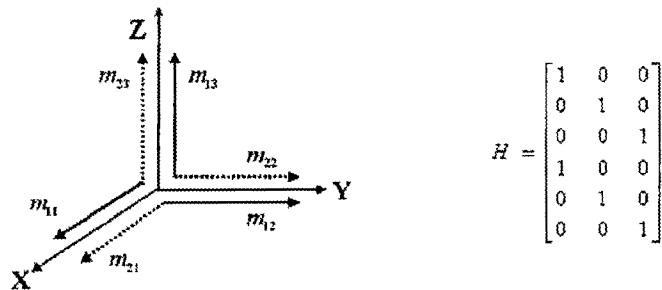


그림 3-5-51 직교 배치

다. 중첩 센서 시스템 구성

측정 범위가 다른 두 종류의 관성 센서를 사용하여 두 개의 IMU를 구성한다. IMU수준에서 센서의 중첩 결합이 가능 하도록 제작되었으며 그림 3-5-52와 같은 변형된 이중 원뿔 구조의 결합 형태를 갖는다.

IMU 구성에 사용된 관성 센서는 Analog Device사의 ADXL202E 가속도계와 Murata사의 ENV-05D, ENC-03J 자이로이다. 표 3-5-2와 표 3-5-3에 사용된 센서의 사양을 나타내었다.

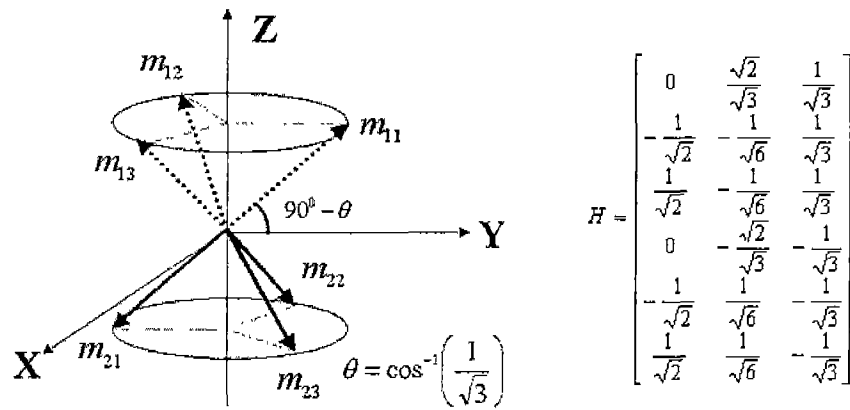


그림 3-5-52 제작된 중첩 센서 시스템의 구조

표 3-5-2 IMU 1을 구성하는 관성 센서 사양

자이로(ENV-05D)		가속도계(ADXL 105EM-3)	
Input Range	±80 Deg/Sec	Span	±4g
Scale Factor	22.2mv/Deg/Sec	Sensitivity	500mv/G
Resolution	0.1deg/Sec	Bandwidth	100hz
Bandwidth	7hz	Orientation	Tri Axial
Offset Drift	9 Deg/Sec	Nonlinearity	±0.2%Fs
Noise Level	20mv Rms	Alignment	±2 Degree

표 3-5-3 IMU 2를 구성하는 관성 센서 사양

자이로(ENV-03J)		가속도계(ADXL 202E)	
Input Range	±300 Deg/Sec	Span	±2g
Scale Factor	0.67mv/Deg/Sec	Resolution	2mg@60hz
Resolution	0.1deg/Sec	Bandwidth	500hz
Bandwidth	50hz	Orientation	2 Axis
Linearity	±5%Fs	Nonlinearity	±0.2%Fs
Bias Drift	±500° /Hour	Alignment	±1 Degree

사양이 다른 관성 센서를 사용하여 구성된 IMU는 그림 3-5-53과 같다. 각 IMU는 독립적으로 동작 가능하며 관성 센서의 중첩을 위해 기하학적 중첩 구조가 가능하도록 제작되었다. 인터페이스 보드는 ATMEL사의 AVR칩(Atmega163)을 두개를 사용하였다. AVR칩은 IMU 1, IMU 2에 각각 연결되어 관성 센서 데이터를 처리한다. AVR칩은

SPI(Serial Peripheral Interface)를 이용하여 다른 AVR칩으로 센서 데이터를 전송한다. IMU 1에 사용된 AVR은 변환된 센서 데이터 값을 IMU 2에 사용된 AVR에 전송하고 이 AVR은 측정된 관성 센서의 데이터와 SPI를 통하여 수신한 IMU 1의 센서 데이터를 RS-232를 통해 항법 컴퓨터로 전송한다. IMU의 모든 아날로그 센서 입력은 AVR에 내장된 10bit ADC를 이용하였으며 가속도계 ADXL202E의 신호는 타이머 Capture와 외부 인터럽트를 이용하여 디지털 값으로 변환하였다. 그림 3-5-54은 그림 3-5-43의 두 IMU를 결합한 중첩 IMU이다. 그리고 그림 3-5-55는 두 IMU와 인터페이스 보드가 연결된 사진이다. 이렇게 구성된 중첩 IMU는 앞에서 설명한 것처럼 관성 센서의 고장 검출 및 분리 기능을 가지며 실제 INS에 사용될 수 있을 것이며 차후에 센서 Calibration 기법 개발이 필요하다.



그림 3-5-53 제작된 원뿔 모양 구성 IMU

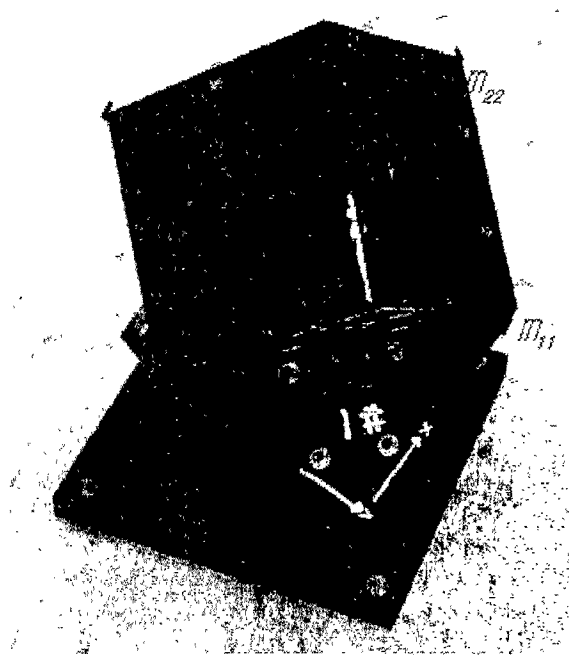


그림 3-5-54 중첩 결합된 IMU

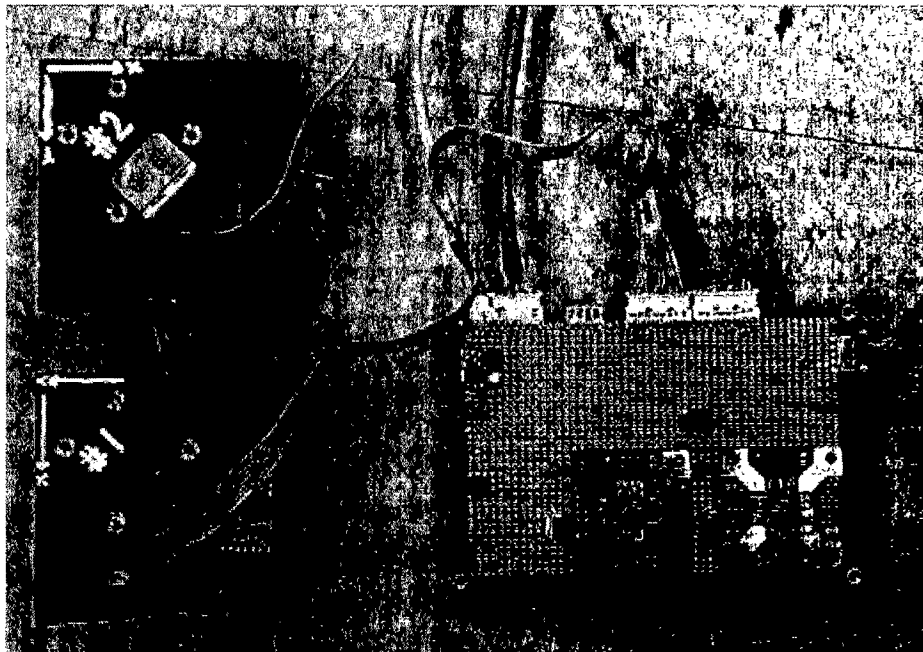


그림 3-5-55 IMU와 인터페이스 보드

제6절 GPS RTK/INS 통합 알고리즘 개발

1. GPS 및 INS의 정보 통합 형태에 따른 특성 변화 비교

가. INS (Inertial Navigation System)

관성항법시스템은 관성센서인 자이로와 가속도계의 정보를 이용하여 항체의 위치, 속도 및 자세를 외부의 도움 없이 연속적으로 계산할 수 있는 시스템으로 항공기, 잠수함, 유도탄 등의 군용 시스템의 항법장치로 많이 이용되어 왔다. 일반적인 관성항법 장치는 기계적인 안정대 구조의 유무에 따라 짐벌 방식과 스트랩다운 방식으로 분류된다. 최근 소형, 저가 및 저전력 등의 장점과 항법 컴퓨터의 발전 및 항법 알고리즘 개선으로 스트랩다운 방식이 널리 사용되는 추세이다.

나. 결합 방식 비교

강결합 방식은 GPS위성 데이터와 거리정보를 이용하여 INS와 결합하는 것이다. 약결합 방식의 경우 GPS의 위치해를 이용하기 때문에 가시위성이 4개 이상 확보되어야 하지만 강결합의 경우 확보된 가시위성만 사용을 하기 때문에 주변환경의 제약이 크지 않다. 아래의 표 3-6-1은 약결합 방식과 강결합 방식의 특성을 나타낸다.

표 3-6-1 약결합방식과 강결합방식 비교

	약결합 방식	강결합 방식
장점	알고리즘이 간단 위성변화에 따른 고려 제외	가시환경에 무관 가시위성을 선택적으로 사용가능 GPS와 INS의 최적 필터 구현
단점	가시위성이 4개 이상 요구 Sub-optimal 필터	연산량이 많음 가시위성 변화에 따른 변화 고려

다. 실험 개요

그림 3-6-1은 차량에 탑재된 INS장비와 GPS장비이다. INS장비는 OEM 4 수신기와 HG-1700으로 구성된 BDS (Black Diamond System)이며 GPS 장비는 Novatel사의 OEM-4 GPS receiver와 GPS-600 안테나를 사용하였다. 차량의 위쪽 패널에 안테나를 고정하고 INS장비는 차량 안쪽 고정대에 설치하였다. 그림 3-6-2는 실험장소 근처에 설치된 GPS 기준국이다. 기준국에 사용된 GPS장비는 이동국과 동일한 OEM-4 GPS receiver와 GPS-600 안테나이다.



그림 3-6-1 이동국의 INS와 GPS 장비

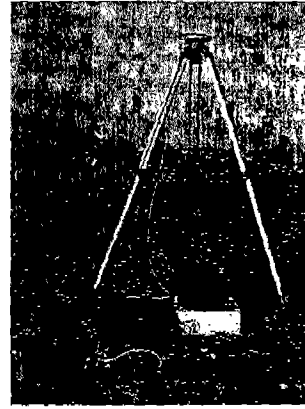


그림 3-6-2 기준국 GPS장비

실험은 300초 정지상태에서 INS의 초기정렬을 하고 10m/s 이내로 서서히 움직이면서 궤적을 2회 운행하였다. 대략 궤적 1회 운행시간은 3분 정도 소요되었다. 그림 3-6-3은 실험 중 가시위성 분포를 나타낸다. 기준국에서는 9개의 위성, 이동국에서는 7개의 위성 관측되었다.

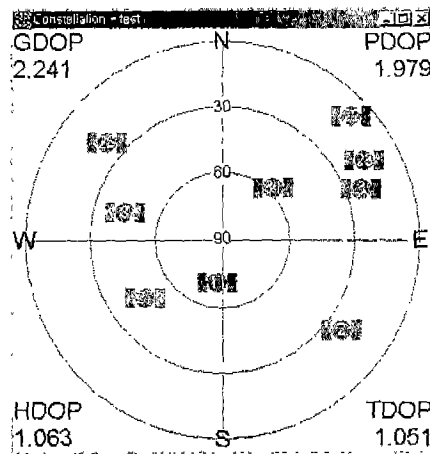


그림 3-6-3 Visible satellites at Reference Station

라. 실험분석

(1) Pure INS

관성력을 측정하여 항법이 이루어지는 INS 시스템의 특성상 오차누적의 단점이 있다. 외부의 도움 없이 INS를 통해 얻은 궤적의 결과는 그림 3-6-4와 같다. 시간에 따라 궤적의 오차가 증가하여 초기와는 다른 궤적을 생성하고 있다. 특히 운행 초기에 비해 항체의 회전각이 90° 보다 작게 회전되고 있으며, 항체의 속도가 실제보다 크게 추정되어 직선거리의 길이가 길어지고 있다. 그림 3-6-5는 자세각 변화를 나타내며, 그림 3-6-6은 속도를 나타낸다.

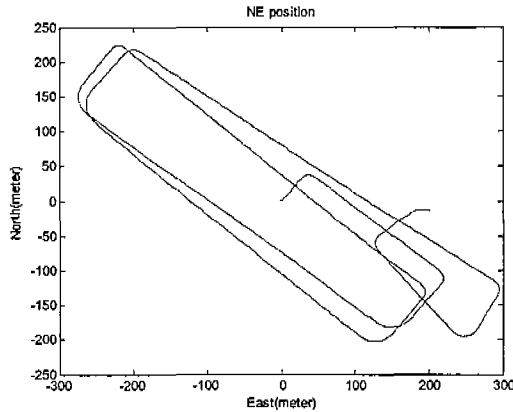


그림 3-6-4 Pure INS 궤적

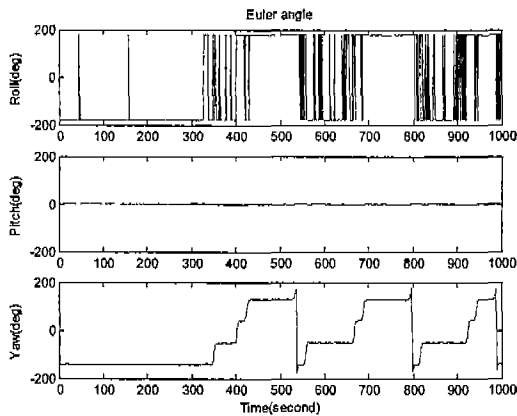


그림 3-6-5 Pure INS 자세각

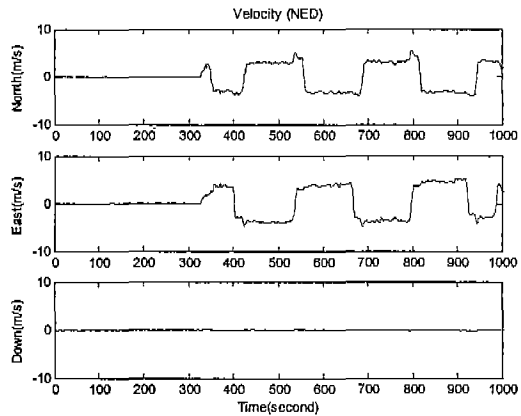


그림 3-6-6 Pure INS 속도

(2) Loosely Coupled INS

그림 3-6-7은 GPS의 위치정보를 이용하여 약결합 방식으로 통합시킨 GPS/INS의 궤적이다. INS에서 발생하는 오차값을 GPS를 통해 추정하여 보정한 결과이다. 그림 3-6-8은 GPS/INS에서 계산된 방위각과 INS의 방위각 차이이다. 그림 3-6-4의 궤적은 시간이 지날수록 90° 보다 작은 각으로 회전함으로써 전체 궤적이 변하였다. 반면 GPS/INS의 경우 시간에 관계없이 정확히 90° 회전이 이루어지고 있다. 그림 3-6-9는 GPS/INS와 INS의 속도 차이를 나타낸다. INS 단독 실행시 오차 누적에 의해 항체의 속도가 정확히 추정되고 있지 않았지만 GPS/INS경우 GPS의 정보를 통해 오차 누적을 제거하여 보다 정밀한 속도가 추정되고 있다. 그림 3-6-10과 그림 3-6-11은 속도, 자세오차 공분산 값을 나타낸다.

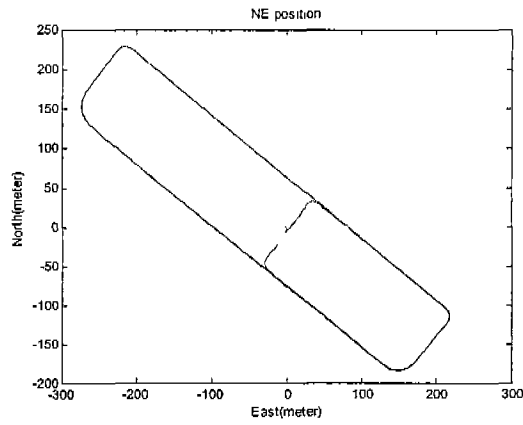


그림 3-6-7 Loosely Coupled INS 궤적

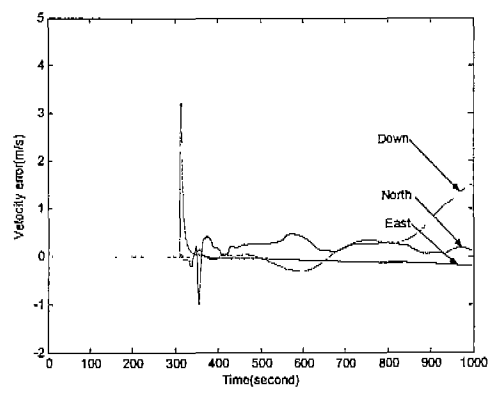
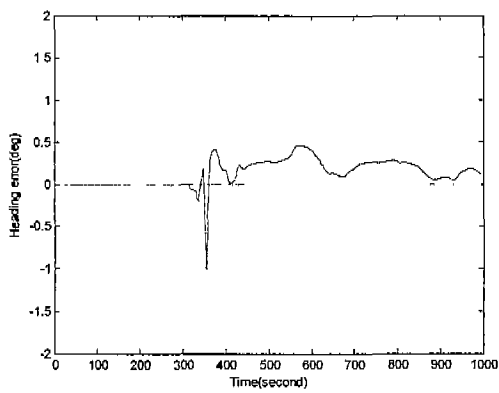


그림 3-6-8 Loosely Coupled INS 자세각

그림 3-6-9 Loosely Coupled INS 속도

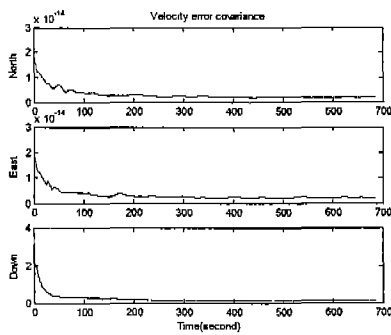


그림 3-6-10 속도오차 공분산

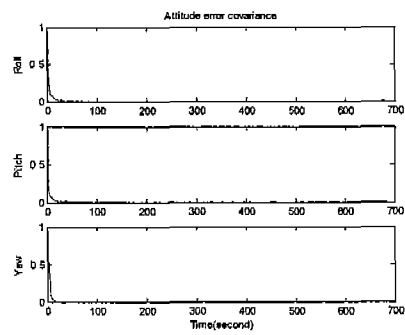


그림 3-6-11 자세오차 공분산

(3) Tightly Coupled INS

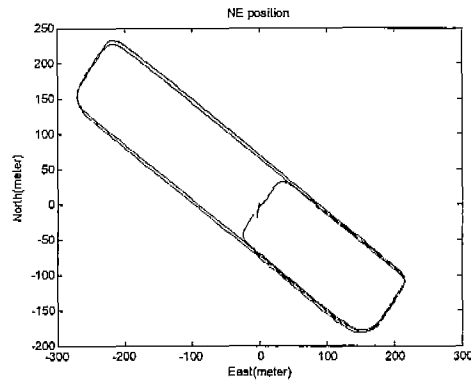


그림 3-6-12 Tightly Coupled INS 궤적

강결합 방식은 GPS의 위성위치정보와 각위성별 의사거리정보를 이용하여 INS와 통합시키는 방식이다. 각 GPS위치정보를 사용하지 않으므로 가시위성의 제약조건이 없지만 위성변화에 따른 변화를 고려하여야 한다. 각위성별 정보를 사용하기 때문에 약결합 방식에 비해 연산량이 많다. 그림 3-6-12는 강결합 방식을 통해 차량의 궤적을 생성한 것이다. 약결합 방식과 마찬가지로 GPS정보를 이용하여 오차 누적에 의한 항법해 발산을 억제하였다. 그러나 약결합 방식에 비교하여 누적오차를 정확히 추정하지 못하여 궤적이 약간 어긋나 있다. 이러한 이유는 아래의 그림에서 찾을 수 있다. 그림 3-6-13와 그림 3-6-14는 순수 INS의 항법정보와 강결합 방식의 항법정보의 차이를 나타낸다. 항체가 회전 시 자세각 추정은 실제 값보다 크게 추정이 이루어지고 있으며, 항체 속도 추정 시 항법 초기에 필터 수렴이 늦어져 정확한 속도 추정이 이루어지지 않았다. 그림 3-6-15와 그림 3-6-16는 속도, 자세오차 공분산 값을 나타낸다.

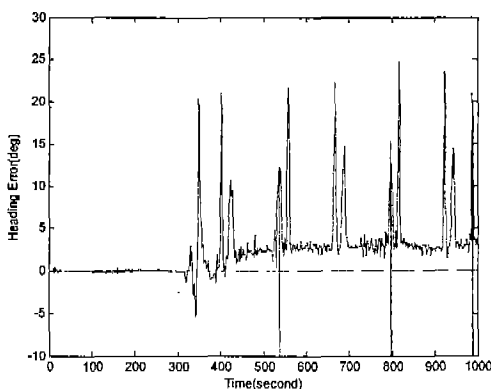


그림 3-6-13 Tightly Coupled INS 자세각
속도

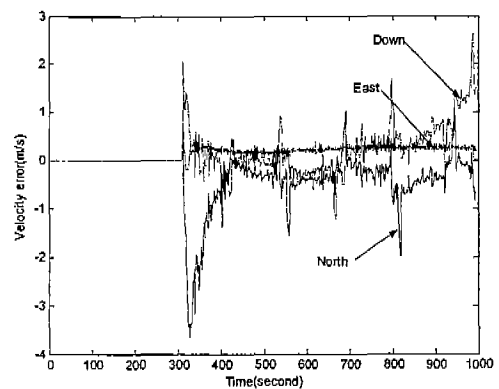


그림 3-6-14 Tightly Coupled INS

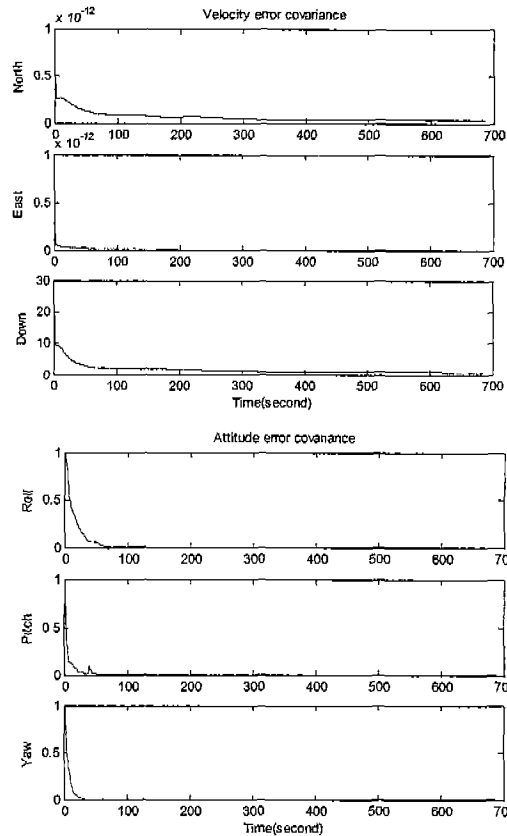


그림 3-6-15 속도오차 공분산

그림 3-6-16 자세오차 공분산

2. GPS 반송파와 위치 정보에 의한 Fine Alignment 성능 향상

MEMS IMU를 사용한 관성항법 시스템 (INS)의 경우 초기정렬이 끝난 후부터 연속적인 자세정보를 제공할 수 있지만, 항상, 고급 IMU와 비교될 정도의 정밀한 초기 정렬 결과를 얻기 위해서는 1분에서 수분간의 시간을 필요로 한다. 이를 향상시키기 위해서 3개의 GPS 수신기의 반송파에 이중 차분된 정보를 이용한다. 이중 차분된 반송파 위상과 INS 정보를 강결합 방식을 사용하여 결합하면 자세 추정 성능을 향상시킬 수 있다. 위의 방법은 이중 차분된 반송파 위상 측정치를 사용하여 자세 추정을 하는 대신, 이중 차분된 반송파 위상 측정치를 직접 칼만필터의 입력으로 사용한다. 칼만필터의 상태변수는 쿼터니온 변수, 위치, 속도, IMU의 바이어스 에러가 된다. 이와 같은 시스템 디자인은 GPS의 반송파 위상과 INS의 효율적이고 강한 결합을 통해 보다 향상된 자세 추정을 할 수 있다.

가. 강결합 방식과 자세추정

칼만필터를 사용하여 3개의 GPS 수신기와 저급의 MEMS IMU를 결합하여 지속적으로 정확도가 높은 자세정보 계산을 위해서는 반송파 위상 측정치의 미지정수는 결정되어

있어야 한다. 미지정수를 결정하는 방법은 여러가지가 있지만, 실시간으로 미지정수를 결정하기 위하여 LAMBDA 방법을 사용한다[7,8,9]. 기저선이 고정되어 있거나 항체의 기동과 같은 더 많은 정보가 주어지면 보다 빠르고 정확하게 미지정수를 계산하는 것이 가능하다. GPS 정보에 잡음이 있거나 사이클 슬립 때문에 모든 미지정수를 결정하지 못하는 경우에는 부분적인 미지정수 결정으로 수행할 수 있다. 이러한 방법은 부분적으로 미지정수가 결정 되어있고 나머지가 소수로 남아 있을 때에도 충분히 높은 성공율을 가진다. 칼만필터는 각 반송파 위상 측정치 벡터의 미지정수가 결정 되어있거나 소수에 있는 상태에 따라서 반송파 위상 측정치의 공분산 값을 조절한다. 이러한 방법은 자세 계산을 위한, GPS 반송파 위상과 INS의 결합을 효율적이고 강하게 만든다.

(1) SDINS 오차 모델

결합 필터를 설계하기 위해서는 SDINS의 수학적 오차 모델이 필요하다. INS 오차모델은 여러 형태로 발전 되어왔으며, 이러한 모델들이 실제 동등하고 단일하게 유도할 수 있다는 것이 알려져 있다[3]. 위치와 속도 오차 모델은 섭동 (Perturbation) 방법으로 유도 할 수 하였고 자세 오차 모델은 미소 비틀림각 (Tilt Angle)이나 쿼터니온으로 유도 할 수 있지만 본 논문은 선형적이고 모델링 되지 않는 오차 항이 없기 때문에 자세 오차 모델에 매우 유용한 합형 쿼터니온 오차 모델을 사용한다. 합형 쿼터니온 오차 모델은 상대적으로 큰 자세 오차 하에서 가장 적절한 자세 오차 모델이다[13]. 위와 같은 이유 때문에, MEMS IMU 기반의 자세 시스템을 위하여 합형 쿼터니온 오차 모델을 사용하였다. SDINS에서 항법 좌표계 NED (North-East-Down)를 기준으로 한 오차 방정식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\delta \dot{p} = \delta v^n \quad (3.6.1)$$

$$\begin{aligned} \delta \dot{v}^n = & -2[C_b^n f^b] \times R(q)^T \delta q - [2\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n] \times \delta v^n \\ & + C_b^n \delta f^b + v^n \times (2\delta \omega_{ie}^n + \delta \omega_{en}^n) + \delta g^n \end{aligned} \quad (3.6.2)$$

$$\delta \dot{Q} = \frac{1}{2} Q(q) \delta \omega_{ib}^b + \frac{1}{2} [\omega_{ib}^b] \delta Q - \frac{1}{2} R(q) \delta \omega_{in}^n - \frac{1}{2} [\omega_{in}^n] \delta Q \quad (3.6.3)$$

여기서 $\partial Q = [\partial q_0 \quad \partial q_1 \quad \partial q_2 \quad \partial q_3]$ 는 합형 쿼터니온 오차를 나타낸다. $\delta \dot{p}$ 와 δv^n 는 위치와 속도 오차를 나타낸다. $Q(q)$ 와 $R(q)$ 는 쿼터니온과 관련된 4x3 행렬이다. $Q(q)$, $R(q)$, $[\omega_{ib}^b]$ 및 $[\omega_{in}^n]$ 는 아래와 같다.

$$Q(q) = \begin{bmatrix} -q_1 & -q_2 & -q_3 \\ q_0 & -q_3 & q_2 \\ q_3 & q_0 & -q_1 \\ -q_2 & q_1 & q_0 \end{bmatrix} \quad R(q) = \begin{bmatrix} -q_1 & -q_2 & -q_3 \\ q_0 & q_3 & -q_2 \\ -q_3 & q_0 & q_1 \\ q_2 & -q_1 & q_0 \end{bmatrix} \quad (3.6.4)$$

$$[\omega_{ib}^b] = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_x & -\omega_y & -\omega_z \\ \omega_x & 0 & \omega_z & -\omega_y \\ \omega_y & -\omega_z & 0 & \omega_x \\ \omega_z & \omega_y & -\omega_x & 0 \end{bmatrix}, \quad [\omega_n^n] = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_N & -\omega_E & -\omega_D \\ \omega_N & 0 & -\omega_D & \omega_E \\ \omega_E & \omega_D & 0 & -\omega_N \\ \omega_D & -\omega_E & \omega_N & 0 \end{bmatrix} \quad (3.6.5)$$

여기서 ω_{ib}^b 는 스트랩다운 관성항법 장치의 자이로에서 측정되는 관성좌표계에 대한 동체 각속도이며, ω_n^n 는 항법 좌표계의 관성 좌표계에 대한 각속도이다.

가속도계와 자이로 오차는 랜덤상수와 백색잡음의 합으로 가정하고, GPS의 오차는 시계 바이어스와 드리프트 오차의 랜덤 워크로 가정한다. 위의 SDINS 오차 모델은 아래와 같은 상태 방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} F_{INS} & 0_{16 \times 2} \\ 0_{2 \times 16} & F_{clock} \end{bmatrix} x(t) + w(t) \quad (3.6.6)$$

상태 벡터 x 는 다음과 같이 구성된다.

$$\begin{aligned} x &= [x_f \quad x_a \quad x_{clk}] \\ x_f &= [\delta L \quad \delta l \quad \delta h \quad \delta v_N \quad \delta v_E \quad \delta v_D \quad \delta q_0 \quad \delta q_1 \quad \delta q_2 \quad \delta q_3] \\ x_a &= [\delta f_x^b \quad \delta f_y^b \quad \delta f_z^b \quad \delta \omega_x^b \quad \delta \omega_y^b \quad \delta \omega_z^b] \\ x_{clk} &= [\delta c_{bias} \quad \delta c_{drift}] \end{aligned} \quad (3.6.7)$$

여기서 δL , δl 와 δh 는 위치 오차이며, δv 와 δq 는 속도 오차와 쿼터니온 오차이다. 그리고 δf^b 와 $\delta \omega^b$ 가속도와 자이로 오차이다. 시스템 행렬은 아래와 같이 주어진다.

$$F_{INS} = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} & 0 & 0 & 0 \\ F_{21} & F_{22} & f^n \times R^T(q) & C_b^n & 0 \\ F_{31} & F_{32} & F_{33} & 0 & F_{35} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.6.8)$$

$$F_{clk} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

(2) GPS의 이중차분 반송파 위상 측정치 측정 모델

GPS 반송파 위상 신호에는 수신기 측정 잡음 이외에도 위성 및 수신기 시계 오차, 전리층 및 대류층 오차, 다중경로 오차가 포함되어 있다. 따라서 정밀한 상대위치 측정을 위하여 이중 차분된 GPS 반송파 위상 신호가 주로 쓰이며, 이중 차분 연산자를 이용하여 다음과 같이 이중 차분 과정을 수식으로 나타낼 수 있다[7].

$$\Phi_{RA}^{jk} = \{\Phi_R^j - \Phi_A^j\} - \{\Phi_R^k - \Phi_A^k\} \quad (3.6.9)$$

여기서 Φ 는 측정된 GPS 반송파 위상이며, j 와 k 는 위성을 표시하며, R 와 A 는 GPS 수신기를 나타낸다.

상대 위치 측정에는 2개 이상의 GPS 수신기가 사용되는데, 이중 하나를 기준 수신기로, 다른 나머지 수신기를 사용자 수신기로 정의한 후, 이중 차분 연산자를 적용하여 얻어지는 이중 차분된 GPS 반송파 위상 측정치는 다음과 같다.

$$\lambda\Phi_{RA}^{jk}(t) = r_{RA}^{jk}(t) + \lambda N_{RA}^{jk} + w_{RA}^{jk}(t) \quad (3.6.10)$$

여기서 λ 는 반송파의 파장을 나타내며, r 는 수신기에서 위성까지의 차분된 거리를 의미한다. N 은 미지 정수이며, w 는 이중 차분된 수신기 측정 잡음을 나타낸다. 식(3.6.10)에서 R 과 A 수신기와의 거리가 가까운 경우 다중경로 오차를 제외한 위성 및 수신기 시계 오차, 전리층 및 대류층 오차와 같은 공통오차는 상쇄된다. 식(3.6.10)을 R 에 대해 선형화 하면, 기준 안테나 R 로부터 안테나 A 로의 기저선 벡터 r_A 는 식(3.6.11)과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$I_{RA}^{jk} = h_R^{jk} r_A^e + \lambda N_{RA}^{jk} + w_{RA}^{jk} \quad (3.6.11)$$

$$h_R^{jk} = \left[-\frac{x^k - x_R}{\rho_R^k} + \frac{x^j - x_R}{\rho_R^j}, -\frac{y^k - y_R}{\rho_R^k} + \frac{y^j - y_R}{\rho_R^j}, -\frac{z^k - z_R}{\rho_R^k} + \frac{z^j - z_R}{\rho_R^j} \right] \quad (3.6.12)$$

여기서 x^{sv}, y^{sv}, z^{sv} 는 위성 j, k 의 ECEF 좌표에서 나타낸 위성의 위치이다. x_R, y_R, z_R 는 기준 수신기를 ECEF 좌표에서 나타낸 위치이다. ρ_R^i 는 기준 수신기와 위성 i 사이의 거리이다. 만약 미지정수가 계산되어 결정되었다면, 식(3.6.9)는 아래와 같이 다시 쓸 수 있다.

$$l_{RA}^{jk} - \lambda N_{RA}^{jk} = h_R^{jk} r_A^e + w_{RA}^{jk} \quad (3.6.13)$$

SDINS에서 계산한 값과 실제 값과의 차이를 오차로서 정의를 하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{C}_b^n &= C_b^n + \delta C_b^n \\ \tilde{Q} &= Q + \delta Q \\ \partial Q &= [\partial q_0 \quad \partial q_1 \quad \partial q_2 \quad \partial q_3] \end{aligned} \quad (3.6.14)$$

기저선 벡터 r^e 를 SDINS의 합형 쿼터니온 오차 항이 포함되어 있는 것으로 다시 쓰면 식(3.6.15)가 된다.

$$\begin{aligned} r^e &= C_b^e r^b \\ &= C_n^e C_b^n r^b \\ &= C_n^e (\tilde{C}_b^n - \delta C_b^n) r^b \\ &= C_n^e \tilde{C}_b^n r^b - C_n^e \delta C_b^n r^b \\ &= C_n^e \tilde{r}^n - C_n^e \frac{\partial C_b^n}{\partial Q} \delta Q r^b \\ &= C_n^e \tilde{r}^n - 2C_n^e (\tilde{r}^n \times) R^T(q) \delta Q \end{aligned} \quad (3.6.15)$$

여기서 r^b 는 동체 좌표계에 고정되어있는 알고 있는 기저선 벡터이고 \tilde{C}_b^n 는 SDINS에 의해 계산된 방향 코사인 행렬을 나타낸다. \tilde{r}^n 는 항법 좌표계에서 계산된 기저선 벡터이다.

$$\tilde{r}^n = \tilde{C}_b^n r^b = [\tilde{r}_N^n \quad \tilde{r}_E^n \quad \tilde{r}_D^n] \quad (3.6.16)$$

$(\tilde{r}^n \times)$ 는 \tilde{r}^n 의 왜대칭 행렬이다.

$$r^n \times = \begin{bmatrix} 0 & -\tilde{r}_D^n & \tilde{r}_E^n \\ \tilde{r}_D^n & 0 & -\tilde{r}_N^n \\ -\tilde{r}_E^n & \tilde{r}_N^n & 0 \end{bmatrix} \quad (3.6.17)$$

C_n^e 는 ECEF 좌표계로부터 항법좌표계로 좌표를 변환해주는 좌표 변환행렬이다.

$$C_n^e = \begin{bmatrix} \cos \phi & 0 & \sin \phi \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \phi & 0 & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \lambda & \sin \lambda & 0 \\ -\sin \lambda & \cos \lambda & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.6.18)$$

여기서 ϕ 와 λ 는 각각 기준수신기의 위도 경도를 나타낸다. 식(3.6.15)는 쿼터니온 오차에 선형방정식의 형태로 다시 쓸수 있다.

$$\tilde{r}^e = C_n^e \tilde{r}^n = r^e + 2C_n^e (\tilde{r}^n \times) R^T(q) \delta Q \quad (3.6.19)$$

GPS와 INS의 자세정보 강결합을 위하여, 이중 차분 반송파 위상 측정치를 사용하는 칼만필터의 측정치 벡터는 아래와 같은 구성을 따른다.

$$\begin{aligned} z_{RA}^{jk} &= h_{RA}^{jk}(r_{A,GPS}^e - \tilde{r}_A^e) \\ &= (\lambda \Phi_{RA}^{jk} - \lambda N_{RA}^{jk}) - h_{RA}^{jk} C_n^e \tilde{C}_b^n r_A^b \\ &= -2h_{RA}^{jk} C_n^e (\tilde{r}_A^n \times) R^T(q) \delta Q + v_{DDP} \end{aligned} \quad (3.6.20)$$

3개의 기저선과 모든 자세 정보를 사용한다고 생각하면, 의사거리와 의사거리 변화율과 이중차분 반송파 위상 측정치를 이용하는 칼만필터의 측정 행렬은 n개의 항시위성이 있을 때 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$H = \begin{bmatrix} \frac{\partial \rho_{SV1}}{\partial L} & \frac{\partial \rho_{SV1}}{\partial l} & \frac{\partial \rho_{SV1}}{\partial h} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 4} & 0_{1 \times 6} & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \rho_{SVn}}{\partial L} & \frac{\partial \rho_{SVn}}{\partial l} & \frac{\partial \rho_{SVn}}{\partial h} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 4} & 0_{1 \times 6} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_{SV1}^T C_n^e & 0_{1 \times 4} & 0_{1 \times 6} & 0 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & h_{SVn}^T C_n^e & 0_{1 \times 4} & 0_{1 \times 6} & 0 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0_{1 \times 3} & -2h_A^{SV1-2} C_n^e \tilde{r}_{AB}^n \times R^T(q) & 0_{1 \times 6} & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & -2h_A^{SVn-n-1} C_n^e \tilde{r}_{AB}^n \times R^T(q) & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & -2h_A^{SV1-2} C_n^e \tilde{r}_{AC}^n \times R^T(q) & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0_{1 \times 3} & -2h_A^{SVn-n-1} C_n^e \tilde{r}_{AC}^n \times R^T(q) & 0_{1 \times 6} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.6.21)$$

나. 시뮬레이션 결과

쿼터니온 기반의 강결합 방식의 자세추정성능을 시뮬레이션으로 결과를 보였다. 시뮬레이션 항체에는 3개의 GPS수신기와 MEMS IMU가 부착되어 있다고 가정하였다. GPS 신호는 L1 C/A코드를 사용하여 측정치를 만들었다. 3개의 안테나는 그림 3-6-17과 같이 항체의 동체 좌표계에 배치되었다. 여기서 A, B, C는 안테나의 위치이고, 각각의 기저선의 길이는 1m이다. 자세정보 톨, 피치, 요각은 3개의 안테나 구성에서 이중차분

위성 측정치로부터 계산할 수 있다.

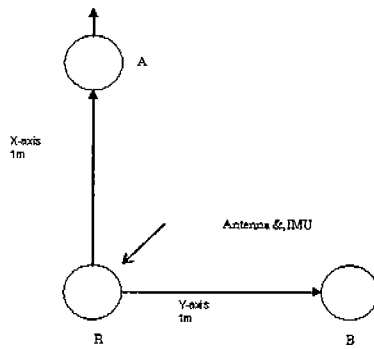


그림 3-6-17 3개 안테나 배치(동체좌표계)

MEMS 자이로 오차 모델의 100 deg/h 랜덤 상수 바이어스와 0.5 deg/h의 백색잡음이고, 가속도계 모델은 10 mg 랜덤 상수 바이어스와 50 μ g 의 백색잡음으로 가정하였다. 센서의 바이어스 수준은 시뮬레이션 동안 일정하게 유지된다고 가정하였다. 관측되는 GPS의 C/A 코드 측정치는 3m의 잡음 수준을 가지는 백색잡음과 전리층 오차 및 대류층 오차로 가정하였다. 가시위성이 n개일 때 칼만필터 입력은 n개의 의사거리와 의사거리 변화율, 그리고 2(n-1)개의 3개와 안테나와 위성사이의 이중 차분 반송파 위상 측정치가 있다.

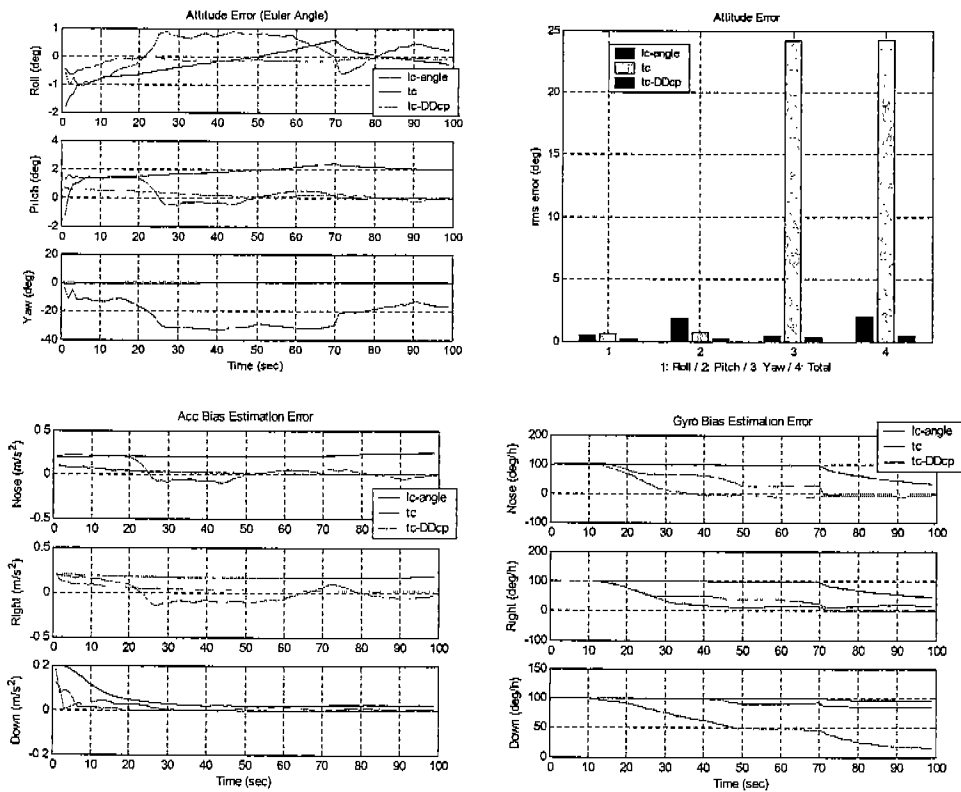


그림 3-6-18 정지 상태의 정렬 성능

성능비교를 위하여, 각각 다른 3개의 결합 방법을 같은 조건에서 시뮬레이션 했다. 첫번째는 자세정보를 가지는 GPS/INS 약결합 방식이다. 필터의 입력은 위치, 속도, 자세가 된다.

두번째는 의사거리와 의사거리 변화율을 입력으로 갖는 강결합 방식이다. 마지막은 이중 차분 반송파 위상 측정치를 가지는 강결합 방식이다. 그림 3-6-18은 정지상태에서의 자세추정성능을 보여주고 있다. 이 경우는 고정 점에서 초기정렬 상태를 보여주고 있다.

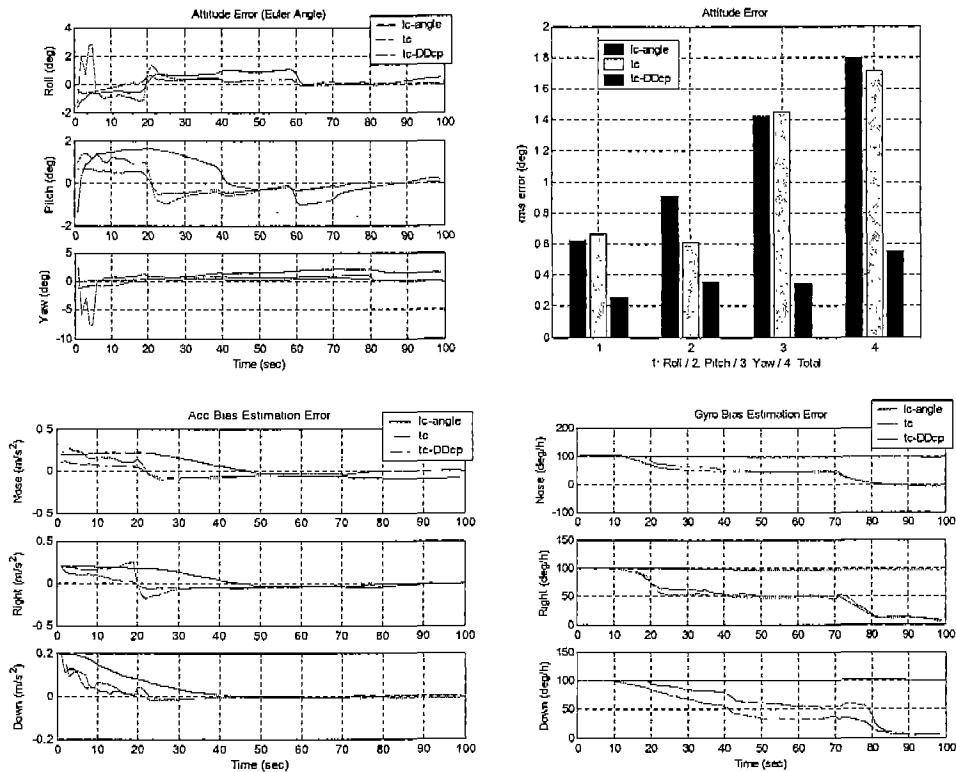


그림 3-6-19 회전이 있을 때 성능

그림 3-6-18로부터 우리는 직접적인 각도정보 없는 초기정렬이 수렴하기 위해서는 시간이 오래 걸린다는 것을 볼 수 있다. 또한 이중차분 반송파 위상을 사용한 강결합 방식이 3개의 방법 중에서 센서 오차 추정성능이 가장 좋으며 자세 추정성능이 우수한 것을 볼 수 있다.

항체가 급회전을 동반하는 움직임에서는 자세에 대한 가관측성이 증가하기 때문에 추정성능이 향상되는 것을 그림 3-6-19의 결과로부터 볼 수 있다. 이와 함께 강결합 방식의 자세오차가 상당히 줄어든다. 또한, 이중 차분 반송파 위상을 결합한 강결합 방식이 추정성능이 가장 좋은 것을 보여주고 있다.

3. GPS 반송파 자세 정보에 의한 위치 해의 성능 변화 분석

GPS는 세계 어느 곳에서나 높은 정밀도로 위치 정보를 제공 해 줄 수 있다. 특히 기존의 관성 항법 장치에 비해 상대적으로 낮은 가격으로 시스템 구성이 가능하기 때문에 그 활용도는 나날이 더 높아지고 있다. 그러나 GPS는 위성 관측 환경의 변화에 따라 위치 정밀도가 변화하거나 사용이 불가능해 지는 경우도 있기 때문에 고 신뢰도의 항법 시스템 구성을 위해서는 추가적인 센서와의 통합이 필수적이다. 이러한 통합의 방식으로 흔히 사용되는 것이 GPS와 INS의 통합으로 두 시스템이 가지고 있는 상호 보완적인 특성으로 인해 최상의 조합으로 알려져 있다.

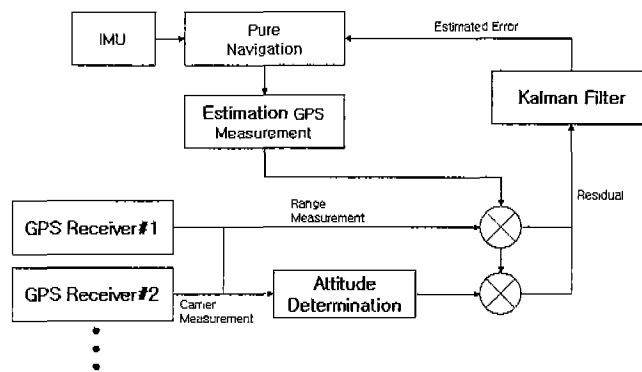


그림 3-6-20 Attitude GPS/INS 시스템의 구성

일반적인 GPS/INS 통합 시스템에서는 GPS의 위치 정보와 INS의 위치 정보를 통합하여 사용하나 항체에 부착된 복수의 GPS 안테나에서 수신된 반송파 정보를 이용할 경우 자세 정보를 이용하는 것도 가능하다. 이러한 경우 INS의 자세 정밀도가 향상되면서 전체적인 항법 정보의 질이 향상 될 것을 예측 할 수 있다. GPS 반송파 자세 정보와 INS 정보를 통합한 시스템은 그림 3-6-20과 같다.

그림 3-6-20에서 볼 수 있듯이 IMU에서 측정된 정보를 이용하여 단독으로 관성 항법을 수행한 뒤 이를 이용하여 GPS 치를 생성해 내고 INS 오차 모델을 이용한 Kalman filter에서 INS의 오차를 추정해 낸다. 일반적인 GPS 위치 정보를 이용하는 시스템과 큰 차이가 없으나 복수의 GPS 수신기에서 얻어낸 자세 정보를 이용한다는 점에서 차이를 보인다. 위치 해를 이용하는 경우 GPS의 위치 및 속도 해는 INS 항법 정보의 위치 및 속도 해에 영향을 주어 각종 항법 오차를 보정한다. 그러나 이러한 방법은 항체의 움직임에 따라 가관측하지 않은 상태변수들이 생기게 된다. 반면 GPS 반송파 정보에서는 직접 자세 정보를 제공하기 때문에 이러한 가관측성 문제가 위치해 만을 이용하는 경우보다 적다고 할 수 있다.

이러한 통합 시스템에서의 성능 향상 정도를 파악하기 위해 항공기에 올려진 항법

시스템을 시뮬레이션을 수행하였다. 다음 결과는 INS와 GPS 반송파 자세 정보를 동시에 사용했을 경우의 항법 시스템의 성능을 비교해본 것이다. 항법 시스템은 적절한 롤/피치/요 모션을 만들어 내기 위해 항공기 위에 장착된 시스템으로 가정하였으며 시뮬레이션에서 사용된 입력과 항체의 움직임은 그림 3-6-21, 그림 3-6-22와 같다.

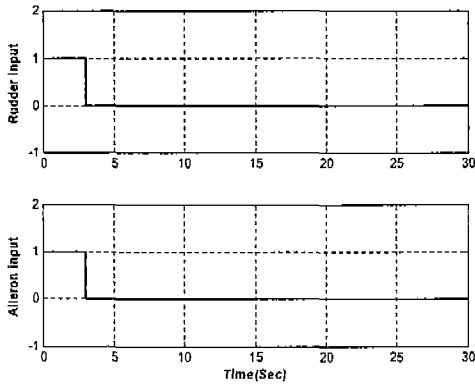


그림 3-6-21 조종 입력

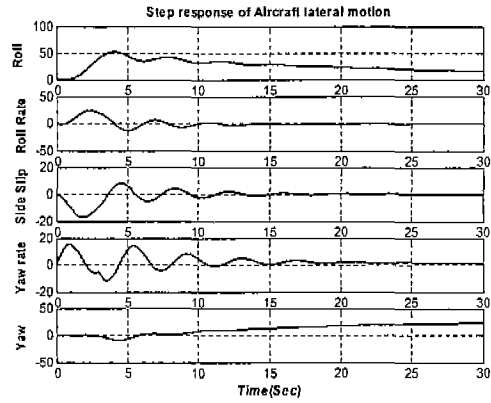


그림 3-6-22 횡방향 운동 변화

위와 같은 항공기의 움직임을 추정하기 위해 IMU/GPS 등을 이용해 필터를 구성하였으며 전체 필터는 연합형 필터로 구성되었다. 시스템 모델은 선형화된 INS 오차 모델과 항공기의 동적 모델을 사용하였다. 필터의 구성은 그림 3-6-23과 같다.

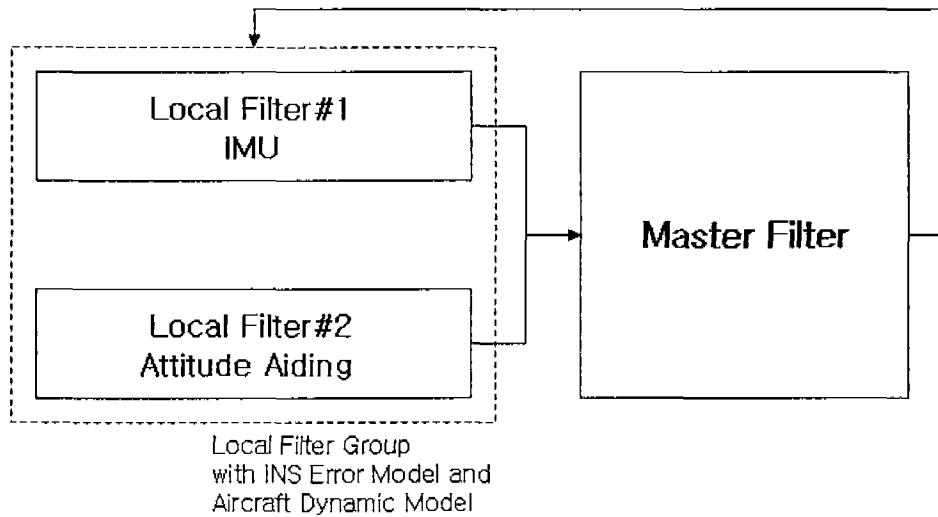


그림 3-6-23 자세 오차 추정을 위한 연합형 필터 구조

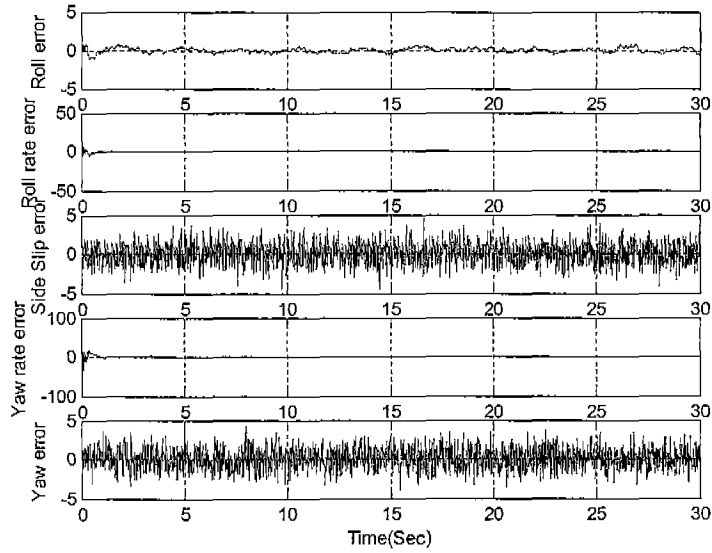


그림 3-6-24 GPS 반송파 자세 정보를 사용한 경우 추정 오차

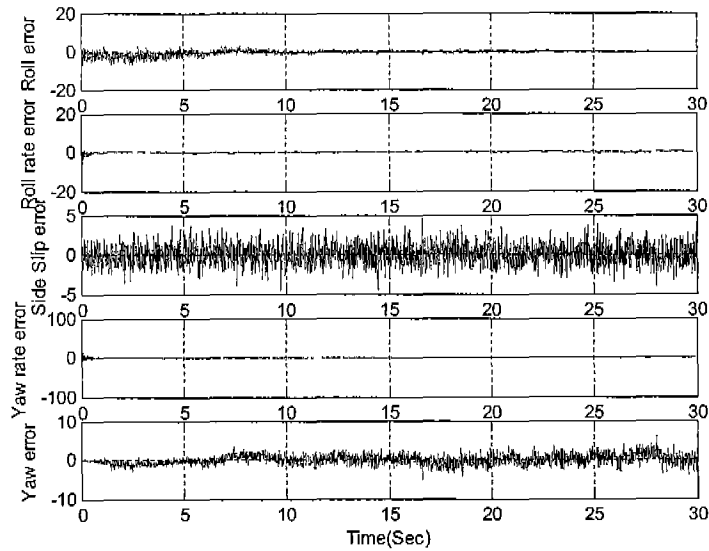


그림 3-6-25 GPS 반송파 자세 정보를 사용하지 않았을 때의 추정 오차

위의 두 그림에서 볼 수 있듯이 반송파 자세 정보를 사용하지 않은 경우 헤딩 오차나 롤각 오차가 상대적으로 커지는 것을 볼 수 있다. 본 결과에서는 항공기의 움직임이 크지 않은 관계로 가관측성의 변화가 크지 않으나 실제의 경우 가관측성의 변화가 매우 크므로 이러한 성능의 차이는 더욱 클 것으로 예상된다.

4. GPS RTK/INS 응용을 위한 HILSIM 기초 연구

가. HILS (Hardware In the Loop Simulation) 기초 이론

HILS (Hardware In the Loop Simulation)는 기존의 시뮬레이션 속에 실제 하드웨어를 삽입하여 전체가 하나의 루프를 이루는 시뮬레이션을 의미하는데 시스템 모델과 실제 하드웨어 중 일부를 결합하여 실시간 시뮬레이션 (Real Time Simulation)을 구현하며 크게 두 가지 목적으로 사용된다.

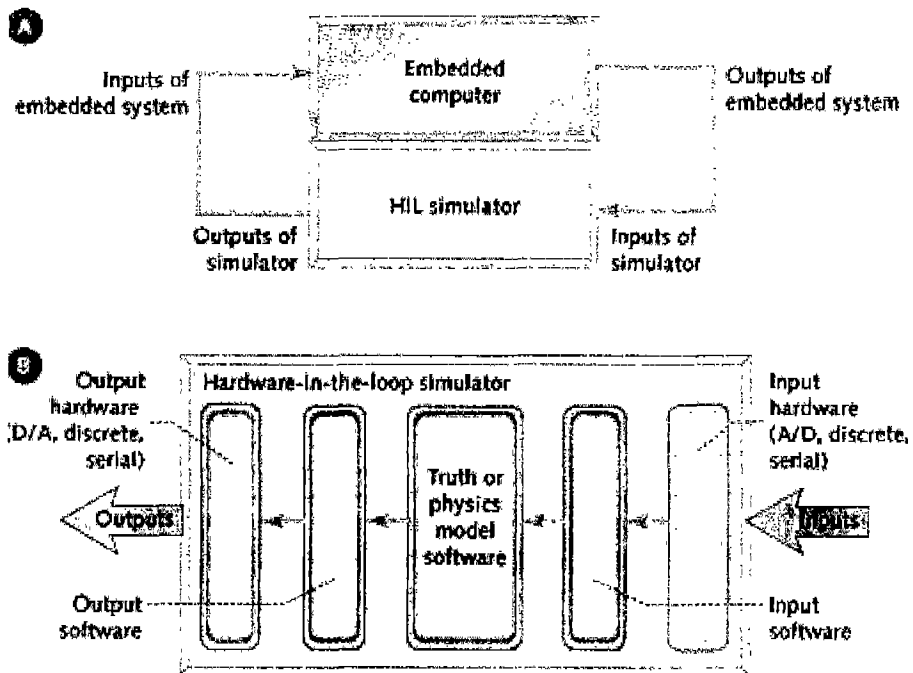


그림 3-6-26 HILSIM 구성도

첫째로, 정확한 모델링이 어려운 부분을 시스템의 Loop 상에 Hardware 그대로 연결하여 시뮬레이션을 수행함으로써 순수한 컴퓨터 시뮬레이션을 갖는 부정확성을 개선하는데 이용되고 있다. 이는 하드웨어에 실제 작동조건과 같은 입력을 가하여 그 출력을 동역학 모델의 해를 구하는데 사용하는 방법으로, 실제 하드웨어의 동적 특성을 시뮬레이션에 직접 사용하므로 동역학 모델만을 사용하는 디지털 컴퓨터 시뮬레이션보다 실제 시스템에 가깝다고 볼 수 있으며, 하드웨어를 실제 상황과 유사한 조건하에 반복적으로 실험실에서 실험할 수 있는 장점이 있다.

둘째로, 기 개발된 혹은 개발중인 단품을 테스트하기 위해 실제 장착 실험할 경우 생길 수 있는 복잡성이나 위험성 등을 해결하는데 사용되고 있다.

지금까지 이러한 HILS 시스템을 실제로 구현하는데 가장 큰 문제는 실제 하드웨어의 동작과 보조를 맞추기 위한 실시간 시뮬레이션이 필요하다는 점이었다.

따라서 모델의 차수가 높고 비선형성이 강한 시스템의 경우 실시간 연산이

불가능하므로 HILS 시스템을 구성하는 것이 불가능하였다. 그러나 최근 DSP의 성능이 날로 향상됨에 따라 HILS의 적용 분야가 넓어지고 있는 실정이다.

HILS는 실험장치의 동적 성능조건과 실험장치의 동역학적 특성이 HILS의 결과에 미치는 영향을 고려하여 HILS 시스템을 설계하는 것이 중요하며, 대상 시스템의 작동영역에서 HILS의 결과의 정확성 및 신뢰도가 확보되었을 때에만 의미 있는 결과로 활용될 수 있다.

최근 자동차 산업에서는 새로운 제품을 얼마나 단 기간에, 적은 비용으로 개발하는가가 중요한 문제로 대두되고 있는데, 이러한 측면에서 시스템 및 부품개발 기간의 단축, 여러 단계의 설계 과정에서의 실패로 인한 비용 증가 방지 등의 이유로 HILS의 사용이 증가하는 추세이다[14].

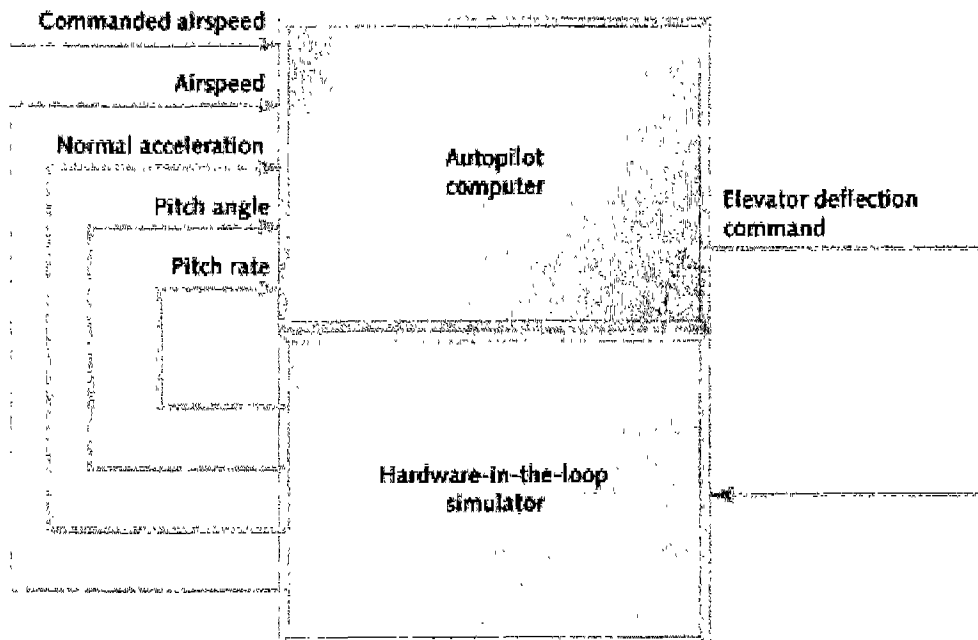


그림 3-6-27 HILSIM을 적용한 Autopilot

나. HILS를 이용한 GPS/INS 결합 시스템

GPS/INS 결합 시스템을 위한 HILS는 총 4개의 모듈로 구성되며 각 모듈은 모듈간 시각동기를 위한 펄스 (Pulse) 신호를 실제 GPS 수신기로부터 받아 처리한다. 각 모듈은 펄스 신호를 패러렐 포트에 입력 받아 내부적으로 인터럽트를 발생시켜 시각을 동기화한다. PC 기반으로 만들어진 각 모듈은 각종 결과 데이터나 사용자 명령을 송, 수신할 수 있도록 100M bps급 랜이 허브를 통해 연결되어 있다. 또한 Serial Port를 이용하여 Test 모듈과 연결함으로 각 모듈은 유기적으로 연결되어 하나의 시스템을 이루고 있다.

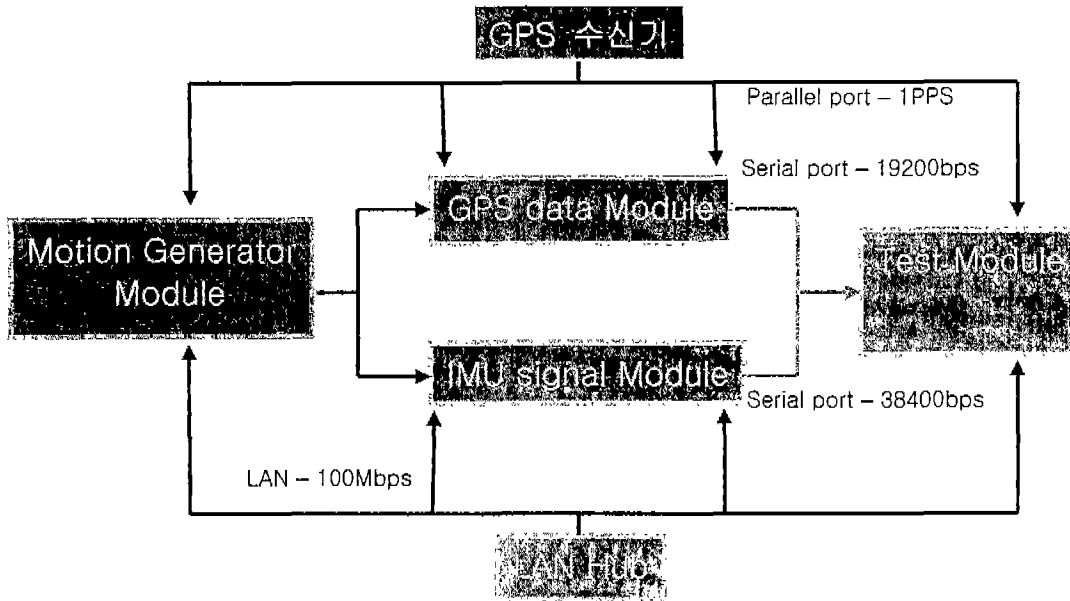


그림 3-6-28 GPS/INS 결합 시스템을 위한 HILS의 구조

(1) Motion Generator Module

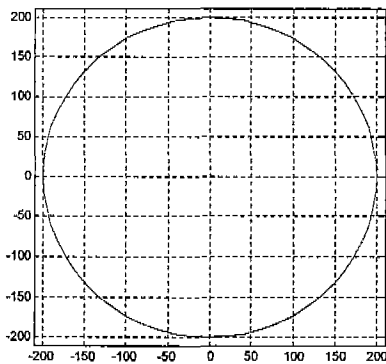


그림 3-6-29 Circle Path

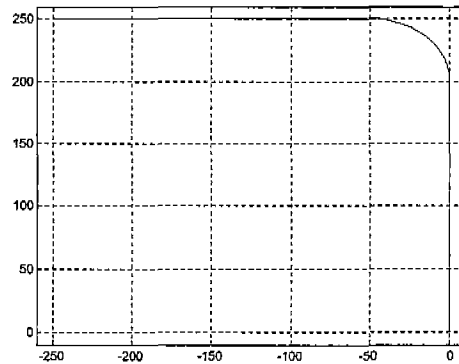


그림 3-6-30 Straight & Curve Path

MGM (Motion Generator Module)에서는 비행체의 Motion Dynamic 정보를 이용한다. Motion Dynamic은 비행체 고유의 Aero Dynamic 정보를 기반으로 Elevator, Rudder, Flap, Aileron, 속도의 비행체 컨트롤 값과 고도, 온도에 따른 대기의 정보를 이용하여 ENU 좌표계에서의 3축 위치 정보, 3축 가속도, 3축 각속도 정보를 생성한다. 생성된 3축 위치 정보는 GPS 모듈의 입력값이 되며, 3축 가속도, 각속도 정보는 IMU 모듈의 True 입력값이 된다. 그림 3-6-29과 그림 3-6-30은 MGM에서 생성된 위치 정보를 나타낸 그림이다.

(2) 모듈간 실시간 통신을 위한 통신 모듈 개발

HILS의 통신은 실제와 비슷한 환경으로 설정하였다. 각 모듈간의 출력 데이터와 사용자의 명령 송, 수신은 100M bps급 랜으로 전달이 되고, 실제 시스템과 유사하게 Serial Port를 이용하여 연결하였다.

각 모듈간 통신에 있어서 입력값과 출력값의 전달, 데이터의 처리 과정 동안 시각 지연 오차가 발생하게 된다. 각 모듈간 시각이 정확히 일치되지 않는다면, 누적 된 항법해는 오차를 유발하게 된다.

다. HILS의 시각 동기 방법

시각 동기 방법은 두 가지로 나눌 수 있다. 첫 번째 방법은 시각을 발생시키는 수정 발진자를 더 좋은 성능의 발진자로 교체하는 것이다. 하지만 이럴 경우 비용이 과도하게 지출되게 되며 추가적인 하드웨어 설정도 필요하게 된다. 두 번째 방법은 시각을 외부 시각원에 동기 시키는 방법이다. 이는 신뢰할 수 있는 외부 시각원으로부터 일정 시간간격으로 시각 정보를 제공받아 이를 기준으로 모듈의 지역 시간을 동기 시켜 나가는 방법이다. 이 방법은 일반적으로 쉽게 구할 수 있는 GPS 장비를 이용하거나 NTP (Network Time Protocol)를 사용하여 시각을 동기 한다. 외부 시각원을 이용한 방법은 비용 면에서 장점이 있으나 외부 시각 정보에 지역 시간을 맞춰야 하는 추가적인 알고리즘이 필요하게 된다[15,16,17].

(1) GPS를 이용한 시각 동기

외부 시각원으로 서의 GPS는 주기적으로 펄스를 출력한다. 이 펄스는 오차 50ns로 알려져 있으며 이 펄스는 각 모듈의 패러럴 포트를 통해 입력되어 인터럽트로서 작용하게 된다. 이 펄스에는 아무런 정보는 담겨있지 않으며 단지 시각 주기를 나타낼 뿐이다. 따라서 이 펄스에 맞춰 주기적으로 작동하는 알고리즘을 수행해야만 모듈은 GPS 시각에 동기된다.

동기 방법에는 GPS 동기 신호에 PC 지역 시각을 동기 시켜 PC 내부 틱에 주기적으로 프로세스를 작동시키는 방법과 PC 지역 시간과는 무관하게 GPS 동기 신호에 맞춰 주기적으로 프로세스를 작동시키는 방법이 있다. 이 외에 동기 신호를 제공하지 않는 GPS 수신기의 경우에 주기적으로 보내오는 데이터의 첫 번째 비트 (Bit)를 펄스로 간주하여 시각을 동기 시킬 수 있다.

NCT-2000D GPS 수신기는 1PPS를 제공하는 단자를 가지고 있는데 1PPS는 UTC (Universal Time Coordinated)에 동기 되어 50ns 이하의 오차를 가진 신호이다. 이 신호의 주기에 따라 PC의 지역 시각을 재 설정함으로써 HILSIM의 각 모듈간 시각 동기를 이루어낼 수 있다. 지역 시각의 재 설정에는 점증적인 시각 동기 방법과 즉각적인 시각

동기 방법 두 가지로 나눌 수 있다. PC 시각의 재 설정 주기는 기준이 된 신호가 1Hz의 신호이므로 1초를 주기로 재 설정이 이루어 진다.

(가) 즉각적인 시각동기

즉각적인 시각동기 방법은 임의의 시간으로 커널 시계를 맞추는 방법이다. 즉, 사용자가 원하는 시간으로 커널 시계를 맞춤으로써 시각 동기를 구현하는 것이다. 이 방법은 LINUX의 `Settimeofday()`라는 함수를 통해 이루어 지는데 이 함수를 통해 임의의 시각으로 맞추는 것은 그 만큼의 시각 점프가 커널에서 일어난다. 따라서 짧은 시각 차 만큼의 점프라면 무리 없이 커널이 작동하겠지만 시각 차 큰 점프라면 커널에서 이상 신호를 접하게 된다. 따라서 즉각적인 시각동기 방법은 최소한의 시각 점프만이 발생하도록 선택적으로 사용되어야 한다. `Settimeofday()` 함수에서의 설정할 수 있는 시각 해상도는 $1\mu s$ 이다. 하지만 이 시각측정에도 오차가 포함되어 있으므로 실질적인 해상도는 $20\mu s$ 라 할 수 있다[18].

(나) 점증적인 시각동기

점증적인 시각동기 방법은 `adjtime()` 함수를 통해 이루어 진다. 그림 3-6-31에서 보는 바와 같이 `adjtime()` 함수는 지역 시각의 흐름을 바꿀 수 있다. `Settimeofday()`함수에서는 필연적으로 시각의 점프가 발생하지만 `adjtime()` 함수를 사용하면 시각의 점프는 발생하지 않는 장점이 있다. 시각 보정은 여러 틱에 걸쳐 보정함으로써 커널에 무리가 가지 않는 방법을 사용하는 것이 좋으므로 `adjtime()` 함수의 사용은 효과적인 방법이라 하겠다. 하지만 즉각적인 시각의 보정을 기대하기는 어려운 만큼 시스템 요구사항에 맞는 설계가 필요하게 된다.

그림 3-6-31에서 보여주는 것은 UTC와 PC 지역 시각의 흐름이다. 실선의 경우 PC 지역 시각이고 점선이 GPS 시각이다. 기본적으로 지역 시각과 GPS 시각은 시간이 지나면 지날수록 서로 멀어진다. 이 표류의 정도는 PC마다 틀리며 이를 보정해 주어 서로 평행하게 시간이 흘러가는 것이 시각 동기의 목표이다. `Settimeofday()` 함수를 사용한 그래프에서 보는 바와 같이 이 함수의 사용은 시간을 불연속적으로 만든다. 따라서 어떤 프로세스가 두 번 실행되거나 아예 실행되지 않을 가능성을 내제하고 있다. 따라서 이 함수의 사용은 최소로 해야 한다.

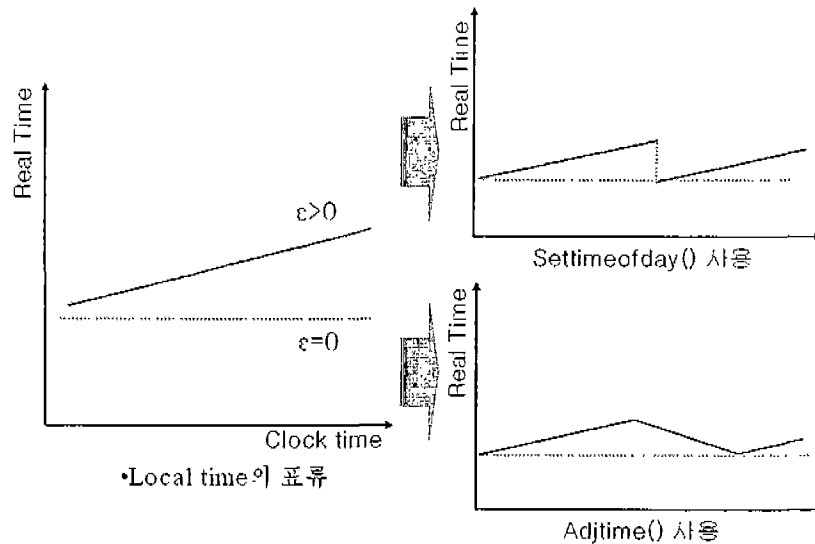


그림 3-6-31 지역 시간의 보정 방법

Adjtime() 함수의 경우 지역 시각의 클럭 수를 조정함으로써 시각 흐름을 조절한다. 따라서 시각의 불연속은 발생하지 않으나 원하는 시각의 흐름을 맞추기 위해서는 많은 시행착오를 거쳐 최적의 시각 흐름 값을 계산해 내야 하는 어려움이 있다. 따라서 GPS 시각에 정확한 동기를 이루기 위해서는 오랜 시간 측정된 시각 정보로써 시각 흐름 값을 유추해낼 필요가 있다[19].

(다) GPS 동기 신호에의 동기

Novatel사의 GPS 수신기의 경우 1PPS의 신호 외에 가변 주파수 (Variable Frequency) 출력 단자를 가지고 있다. 이 출력 단자에서는 200Hz~40MHz 의 펄스를 제공하는데 이 펄스는 1PPS와 마찬가지로 UTC에 50ns 이하의 오차로 동기 되어 있다. 이 가변 주파수의 사용은 PC 지역 시각과는 무관하게 모듈간 시각동기를 이루어 낼 수 있는 장점이 있다. PC 내부에는 틱이라는 주기적인 인터럽트를 통해 문맥전환이 이루어진다. 이 틱에 의해 프로세스는 주기적으로 실행될 수 있는데 이 틱 대신 GPS 수신기가 제공하는 200Hz의 신호를 인지하여 프로세스를 주기적으로 실행시킬 수 있다.

(라) GPS 데이터 첫 번째 비트를 이용한 시각동기

본 HILSIM에서 외부 시각원으로 사용하고 있는 GPS의 수신기의 경우 시각 동기용 신호를 제공한다. 하지만 저가 GPS 수신기의 경우 이러한 시각 동기용 신호는 제공하지 않고 계산된 위치 정보만을 시리얼 포트를 통해 전송한다. 이러한 저가 수신기는 통상 NMEA (National Marine Electronics Association) 표준 정보를 1Hz의 주기로 제공한다. 따라서 이 정보 데이터의 첫 번째 비트 역시 1Hz의 주기를 가지고 있으므로 이 첫 번째 비트를 GPS가 제공하는 1PPS 신호로 간주하여 PC 지역 시각을 재 설정함으로써 GPS

시각과의 동기를 이룰 수 있다.

(2) GPS를 이용한 시각동기 결과

이전 절에서 GPS를 이용한 시각동기의 방법에 대해 알아 보았다. 이번 절에서는 제시된 3가지 방법을 이용하여 HILSIM 각 모듈의 시각 동기를 구현해 보고 각각의 방법에 대한 장단점을 논의하도록 하겠다.

(가) PC 지역 시각에 의한 시각동기

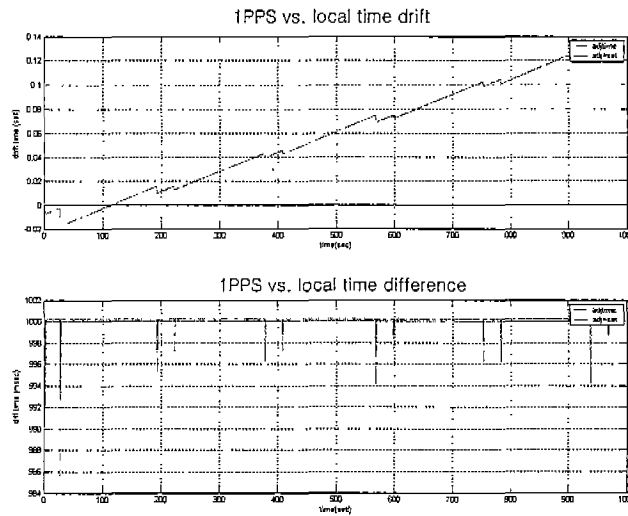


그림 3-6-32 GPS 모듈에서의 시간 흐름

이 방법은 GPS 수신기로부터 1Hz의 펄스를 제공받아 그 주기에 맞춰 PC 지역 시각을 조절하는 방법이다. 따라서 각 모듈의 지역 시각 흐름이 모두 일치 하여야만 목표로 하는 모듈간 시각동기를 구현하게 된다. 그림 3-6-32은 각 모듈 별 지역 시각을 측정된 결과이다.

그림 3-6-32은 GPS 모듈에서 앞서 설명한 시각 동기 방법을 통해 모듈간 시각 동기가 이뤄진 후 모듈의 지역시간을 도시한 것이다. 그림 3-6-32의 위쪽 그래프는 그래프의 기울기가 0이면 GPS 시간과 지역 시간이 동기 된 것이다. 이는 GPS 시간과 PC의 지역 시간의 흐름이 같다는 이야기와 상통한다. 그림 3-6-32의 첫 번째 그림에서와 같이 Adjtime()함수와 Settimeofday() 함수를 사용하기 전 나타나던 시각의 표류가 두 함수를 사용함으로써 기울기가 0이 됨으로써 GPS 수신기가 제공하는 시각 정보에 정확히 동기 됐음을 확인할 수 있다. 그림 3-6-32의 두 번째 그래프는 GPS 수신기가 제공하는 시각을 기준으로 1초 동안 PC 지역 시간이 흘러간 정도를 나타낸 것으로 그래프가 1000ms 즉, 1sec에 위치해야 시각 동기가 이루어진 것이다. 그래프에서 주기적으로 그래프가 튀는

현상은 PC 내부적으로 우선 순위가 높은 프로세서의 점유에 의한 현상이라 하겠다. 따라서 이러한 프로세서를 우선 순위를 낮추거나 실행을 중지시켜 시각 동기가 유지될 수 있도록 시스템을 정비하는 작업이 필요하다. 이런 정비 작업 후의 결과는 다른 모듈의 결과에서 확인할 수 있을 것이다.

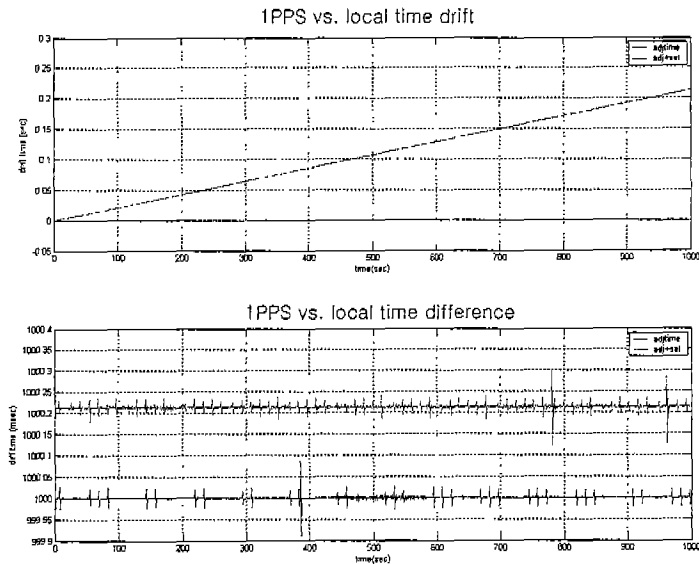


그림 3-6-33 IMU 모듈의 시각동기 정보에 따른 시간 흐름

그림 3-6-33은 IMU 모듈에서의 지역 시각의 흐름을 나타낸 것이다. 첫 번째 그림에서 보는 바와 같이 Adjtime() 함수의 사용은 1000초 동안 0.22초 시각 오차를 발생시킨다. 이는 더 오랜 시간 동안의 측정 결과를 바탕으로 보정 값을 산출해야 하는 숙제를 남겨 놓았다. 따라서 추가적으로 Settimeofday() 함수를 사용함으로써 GPS 시각과 동기 되는 결과를 볼 수 있다. 두 번째 그래프에서 Adjtime()함수의 사용은 PC 지역 시각을 초당 0.22ms의 오차를 가진다는 것을 확인할 수 있다. 여기에 추가적으로 Settimeofday() 함수를 실행하여 정확한 1000ms의 시간 간격이 형성되는 것을 볼 수 있다. 따라서 INS 모듈은 GPS 시각과 정확한 동기가 이루어 졌다고 할 수 있다.

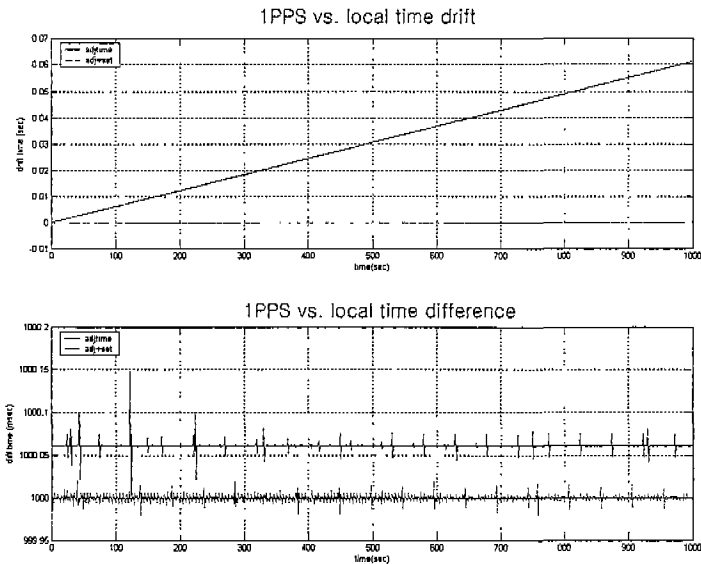


그림 3-6-34 Test 모듈의 시각동기 정보에 따른 시간 흐름

Test 모듈의 경우 INS 모듈과 비슷한 결과를 보여준다. Adjtime()함수를 사용했을 때의 초당 표류량은 0.06ms 정도로 정확하지만 다른 모듈과의 동기를 위해서 Settimeofday()함수를 통한 시각 설정을 하였다. 이렇게 세 개의 모듈이 단일 GPS 수신기가 발생시키는 1PPS 신호에 정확히 동기 되게 시스템을 설계함으로써 GPS 수신기를 기준하는 모듈간의 시각동기를 구현하였다.

(나) GPS 신호에 의한 시각동기

Novatel사의 GPS 수신기는 1PPS의 신호 외에 200Hz~40MHz의 펄스를 제공한다. 따라서 이 펄스를 기준으로 프로세스를 작동시킴으로써 각 PC 지역 시각과는 무관한 시각 동기를 구축할 수 있다. 이것은 지역 시각의 흐름은 관심의 대상이 되지 않으므로 수신기가 제공하는 펄스를 정확히 카운트 (Count)해야 하는 과제가 있다. 그러므로 ISR (Interrupt Service Routine)의 설계가 충실해야 한다. 만에 하나 카운트 실수가 발생한다면 그만큼의 오차가 수반된 항법 정보를 발생시킬 수 있다[19].

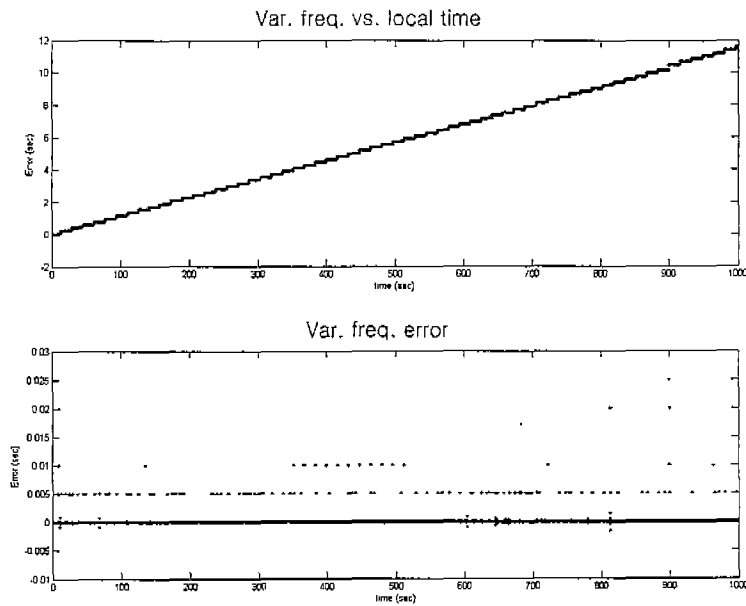


그림 3-6-35 가변 주파수에 대한 지역시간의 흐름

그림 3-6-35는 가변 주파수가 인터럽트로 인식될 때 PC의 지역 시각을 측정하여 도시한 그림이다. 위 그림에서 1PPS의 신호에 맞춰 지역 시각을 측정했을 때와 마찬가지로 시각이 표류하는 것을 볼 수 있으며 그 표류량 또한 크게 측정되었다. 그림 3-6-35의 아래 그림은 200Hz의 펄스가 들어온 시간 간격을 나타낸 그래프로써 시간 간격이 0.05sec로 측정되어야 하나 많은 점들이 0에 가까운 시간을 나타내고 있다. 이것은 200Hz의 인터럽트 루틴을 수행하기에 PC 시스템에 무리가 따른다는 것을 나타낸다. 따라서 이 방법은 최적화된 ISR의 구축과 높은 사양의 PC 성능이 요구되는 방법이라 하겠다. 더욱이 정확한 UTC에 동기 된 시각을 필요로 하지 않고 HILSIM 모듈간의 시각동기에 목적이 있는 즉, PC 지역 시각에는 무관한 시각 동기 방법의 좋은 예라 할 수 있을 것이다.

(다) GPS 데이터에 의한 시각동기

고가의 GPS 장비의 경우 I/O 포트를 통해 1PPS를 제공하지만, 저가 수신기의 경우 이러한 외부 출력 단자는 지원하지 않는다. 따라서 저가 수신기의 경우는 1Hz로 제공되는 GPS 데이터의 첫 번째 bit를 통해 시각 동기 신호를 습득하게 된다.

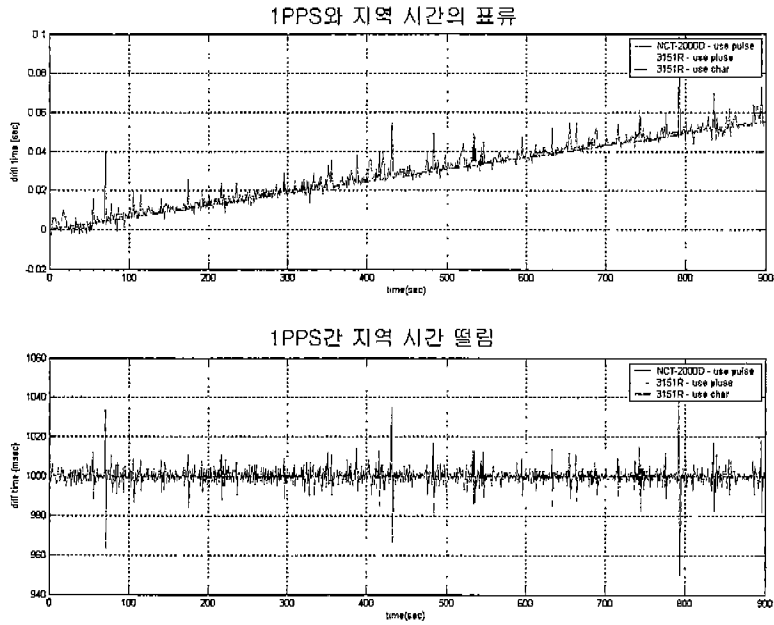


그림 3-6-36 GPS의 시각동기 정보에 따른 시간 흐름

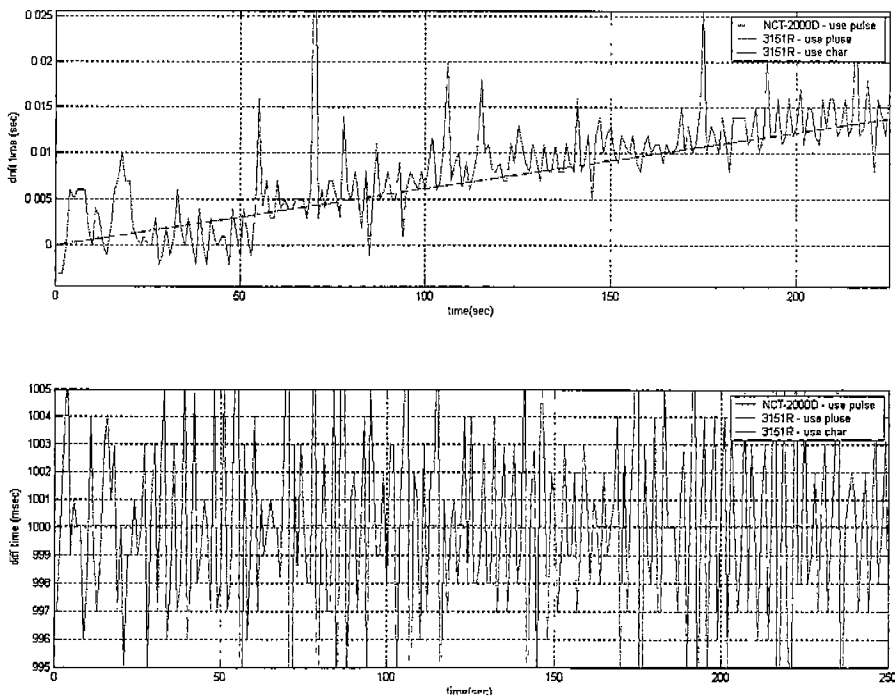


그림 3-6-37 GPS의 시각동기 정보에 따른 시간 흐름(확대)

그림 3-6-36은 GPS를 시각원으로 하여 1PPS가 주어졌을 때와 첫 번째 데이터 비트를 사용할 때의 시간 흐름을 나타낸 것이다. 그림과 같이 첫 번째 데이터 비트를 사용할 경우 지역 시간에 비해 GPS 시각 정보가 많이 흔들리고 있는 것을 알 수 있다. 따라서 첫 번째 데이터 비트를 사용한 시각 동기는 그 오차가 크기 때문에 정확한 시각 동기를 위한 도구로서는 부적당하다 할 수 있다. 그림 3-6-37은 그림 3-6-36의 처음 부분을

확대한 그림이다. 보는 바와 같이 첫 번째 데이터 비트를 사용할 경우 5ms 이상의 오차를 관찰할 수 있다. 따라서 5ms 정밀도의 시각 동기를 위한 도구로써 GPS 데이터를 이용한 시각 동기는 구현 가능하나 5ms 이하의 정밀도를 요구하는 시스템에서는 시각 동기용 신호를 제공하는 GPS 수신기의 사용이 필수적이다.

(라) 사용된 GPS 수신기

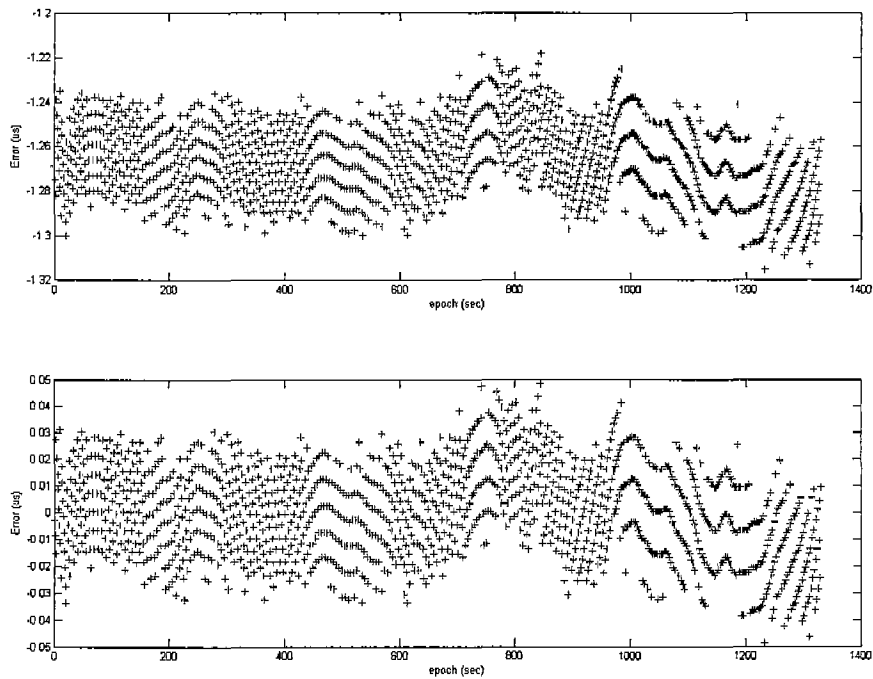


그림 3-6-38 NCT-2000D/3151R 수신기의 시각 차

외부 시각원으로 쓰인 GPS 수신기는 Navcom사의 NCT-2000D 수신기와 Novatel사의 OEM4수신기로 NTC-2000D 수신기는 1PPS의 펄스를 출력하는 단일 포트를 제공하고 있다. OEM4수신기는 9핀 I/O 포트를 통해 가변 주파수 펄스를 제공한다. NCT-2000D의 1PPS 신호의 정확도를 알아보기 위해 Novatel사의 3151R 수신기의 지역 시각과의 비교를 해 보았는데 결과는 그림 3-6-38에서 확인할 수 있다. 그림 3-6-38의 위 그림은 두 수신기간 시각차를 나타낸 그림으로 평균 오차 1.26 μ s라는 것을 나타내고 있다. 밑의 그림은 위 그림에서 평균 시각차를 뺀 데이터를 도시한 것으로서 표류시각은 ± 30 ns 정도라는 것을 나타낸다. 따라서 GPS 수신기가 제공하는 1PPS의 신호는 그 정밀도가 30ns 라는 것을 증명하고 있다.

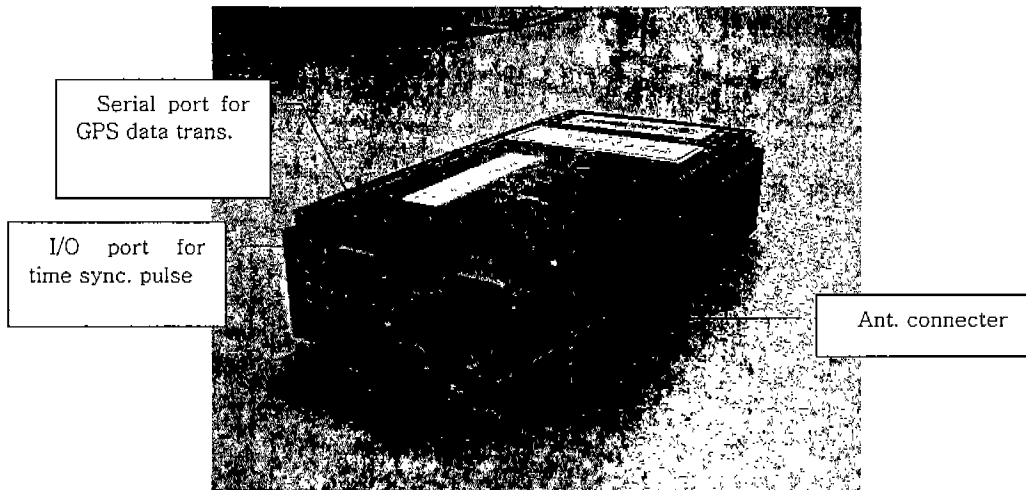


그림 3-6-39 Novatel사의 3151R GPS 수신기

라. 시각 지연 오차

앞에서는 각 모듈간 시각동기를 실제 시스템으로 구현하였으므로 GPS/IMU 결합 시스템에서 발생하는 시각 오차에서 항법 정보 발생원의 시각 비동기에 의한 오차는 제거되었다. 따라서 남아 있는 시각 비동기에 의한 오차는 항법 정보 전송에 따른 시각 지연에 의한 오차와 항법 정보 결합에 따른 계산 시간에 의한 시각 지연에 대한 오차가 있다.

(1) GPS/INS 결합 시스템에서의 시각지연

칼만필터를 사용하여 GPS와 INS를 결합할 때 고려해야 할 문제가 여러 가지 있다. Flexibility, lever-arm effect 및 시각동기 등의 문제점은 GPS/INS 결합 시스템의 성능에 큰 영향을 미치므로 반드시 해결해야 될 과제이다. 이번 절에서는 GPS와 INS의 칼만 필터를 이용한 결합에서 발생하는 시각동기 오차를 정의한다.

그림 3-6-40에서 시각 동기의 관계를 타이밍도로 나타낸 것이다. 여기서 t_k 와 t_{k+1} 은 GPS 수신기가 위성으로부터 데이터를 받는 시점이며, 두 시간 간격은 GPS데이터의 출력 주기가 된다. GPS 수신기는 t_k 에서 항법 데이터 (위도, 경도, 고도 및 시각정보 등)의 계산을 시작하고, 계산된 데이터는 $t_{k(1)}$ 에서 항법 컴퓨터로 전송되며, 항법 컴퓨터에서는 전송 받은 데이터를 이용하여 $t_{k(2)}$ 에서 칼만필터를 시작하게 된다. 칼만필터는 $t_{k(3)}$ 에서 계산이 끝나며, 칼만필터에서 추정된 데이터는 $t_{k(4)}$ 에서 INS오차 보상에 사용된다[17].

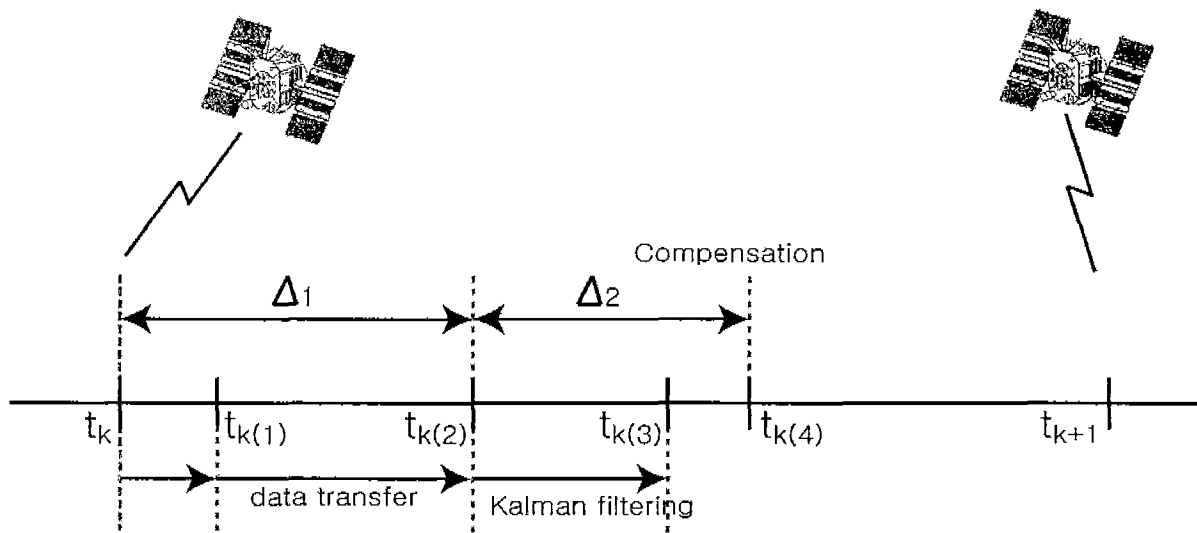


그림 3-6-40 GPS/INS 결합 시스템의 타이밍도

(2) 측정치 지연

GPS와 INS를 칼만필터로 결합할 때 주로 INS의 오차를 칼만필터의 상태변수로 하는 간접 방식이 사용되며, GPS를 보조 센서로 하여 INS의 오차를 추정하고 보상한다. 이 때 칼만필터의 측정치는 INS와 GPS의 위치 데이터의 차가 된다. INS는 100Hz의 빠른 주기로 항법 정보를 갱신할 수 있다. 그러나 보조센서로 사용되는 GPS 수신기는 주로 1초 주기 ($t_{k+1} - t_k = 1\text{sec}$)를 가지고 있다. 따라서 칼만필터의 갱신 및 전파의 주기는 GPS의 데이터 출력주기를 사용한다. 각 주기마다 GPS 수신기는 위성에서 데이터를 받아서 필요한 항법 데이터 계산을 수행하게 되고, 계산이 끝나면 시리얼 포트를 통해 데이터를 항법 컴퓨터로 전송하게 된다. 이렇게 전송된 GPS 위치 데이터는 항법 컴퓨터에서 INS의 위치 데이터와의 차를 통해 칼만필터의 측정치로 주어지고 그 측정치를 이용하여 INS의 오차를 추정하게 된다. 여기서 INS 데이터와 GPS 데이터는 칼만필터가 시작되는 동일한 시점의 데이터이어야 한다. 즉 이상적인 경우 그림 3-6-40에서 Δ_1 은 0이 되어 칼만필터의 측정치는 식 (3.6.22)와 같이 동기화 되어야 한다.

$$z(t_{k(2)}) = p_{INS}(t_k) - p_{GPS}(t_k) \quad (3.6.22)$$

그러나 GPS 수신기의 계산시간 및 데이터 전송시간은 실시간 구현에서는 반드시 생기는 시간이다. 그림 3-6-40을 통해 그 시간 관계를 확인할 수 있듯이 Δ_1 만큼의 시간 지연에 의해 칼만필터는 $t_{k(2)}$ 시점에서 시작하게 되고 따라서 칼만필터의 측정치는 다음과 같이 된다.

$$z(t_{k(2)}) = P_{INS}(t_{k(2)}) - P_{GPS}(t_k) \quad (3.6.23)$$

이와 같이 실시간으로 GPS와 INS를 결합하는 시스템의 경우 측정치 지연에 의한 데이터 비동기에 의해 전체 시스템에서는 뜻하지 않은 오차가 발생한다.

(3) 계산 시간 지연

실시간 구현 시 발생하는 시각 동기 문제에서 측정치 지연에 의한 문제 외에 칼만필터의 계산 시간에 의해 발생하는 보상 지연에 의한 문제 또한 발생하게 된다. 이를 그림 3-6-24를 통해 확인할 수 있다. 그러나 추정하는 INS의 오차는 Δ_2 라는 짧은 시간 이므로 변화는 매우 작아 보상 지연에 의한 오차는 시스템에 크게 영향을 주지는 않는다. 그러나 동적 움직임이 크고 저가의 관성 센서를 사용하여 그 오차가 큰 경우 다음과 같이 오차의 전과과정의 수행함으로써 보상 지연에 의한 오차는 해결할 수 있다.

$$\hat{x}^-(t_{k(4)}) = \phi_{\Delta_2}(t_{k(2)}) \hat{x}(t_{k(2)}) \quad (3.6.24)$$

여기서 $\phi_{\Delta_2}(t_{k(2)}) = e^{F(t_{k(2)}\Delta_2)} \cong I + F(t_{k(2)})\Delta_2$

(4) 측정치 지연에 대한 오차 분석

GPS와 INS를 결합한 복합항법시스템은 칼만 필터를 사용하여 두 시스템의 위치 차를 이용하여 INS의 오차를 보정하는 방식을 사용한다. 이 때 두 시스템의 항법 정보 도달 시간 차이에 의한 시각 비동기 때문에 예상치 못한 오차가 발생하게 된다. 본 절에서는 GPS/INS 결합 시스템에서 측정치의 시각 비동기에 의한 영향 분석한다.

(가) 해석적 방법을 통한 오차분석

GPS 수신기는 일정한 주기로 위성으로부터 GPS데이터를 수신하여 필요한 항법데이터를 계산하고 계산된 항법 데이터 또한 주기적으로 GPS 수신기 밖으로 출력된다. 칼만필터를 이용한 GPS/INS 결합시스템에는 일반적으로 GPS 수신기의 데이터 출력주기를 칼만필터의 갱신 (Update)과 전파 (Propagation)의 주기로 사용한다. 그리고 그 주기로 INS와 GPS의 위치 데이터를 이용하여 칼만필터를 운용하고 항법 컴퓨터로 그 데이터를 전송하는 데는 시간이 소요된다. 그러므로 GPS 수신기가 위성으로부터 데이터를 받는 시점과 항법 컴퓨터에서 GPS항법 데이터를 사용하는 시점 사이에는 그림 3-6-40에서 나타난 것처럼 일정한 시간 간격이 존재한다. GPS 항법 데이터의 이 시간 지연에 의해 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$\begin{aligned}
P_{GPS}(t_{k(2)}) &= P_{True}(t_{k(2)}) + \delta P_{GPS}(t_{k(2)}) \\
&= P_{True}(t_k + \Delta_1) + \delta P_{GPS}(t_{k(2)}) \\
&= P_{True}(t_k) + \dot{P}_{True}(t_k)\Delta_1 + \delta P_{GPS}(t_{k(2)})
\end{aligned} \tag{3.6.25}$$

$$\text{즉 } P_{True}(t_k) = P_{True}(t_{k(2)}) - \dot{P}_{True}(t_k)\Delta_1$$

따라서 칼만필터의 측정치는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
z(t_{k(2)}) &= P_{INS}(t_{k(2)}) - P_{GPS}(t_k) \\
&= [P_{True}(t_{k(2)}) + \delta P_{INS}(t_{k(2)})] - [P_{True}(t_k) + \delta P_{GPS}(t_k)] \\
&= \delta P_{INS}(t_{k(2)}) - \delta P_{GPS}(t_k) + \dot{P}_{True}(t_k)\Delta_1
\end{aligned} \tag{3.6.26}$$

여기서 $P_{GPS}(t)$ 및 $P_{INS}(t)$, $P_{True}(t)$ 는 각각 t 시점에서의 INS 위치 출력치, GPS의 위치 출력치, 그리고 오차가 없는 실제 위치를 나타낸다. 그리고 $\delta P_{GPS}(t)$ 와 $\delta P_{INS}(t)$ 는 또한 그 시점에서의 GPS 위치오차와 INS 위치 오차를 나타낸 것이다. 식 (3.6.25)에서 보듯이 GPS 항법 데이터의 시간 지연에 의해 칼만필터의 측정치에 $\dot{P}_{True}(t_k)\Delta_1$ 만큼의 예상치 못한 오차 포함됨을 알 수 있다. 이 오차에 의해 계산되는 항법 정보는 영향을 받게 된다. 이 때 항법 정보에 나타나는 영향은 시스템의 구성에 따라 다르게 나타나게 된다.

(나) 간접 되먹임 방식의 측정치 지연 오차

간접 되먹임 방식으로 구성된 GPS/INS 결합 칼만필터는 측정치 주기에 맞추어 추정된 오차가 시스템에 되먹임 되어 INS의 변수를 보상하며, 되먹임 과정 후 시스템 모델에 의한 상태 변수의 시간전과 과정을 수행하지 않고 필터의 상태변수를 0으로 재설정한다.[13] 따라서 간접 앞먹임 방식과는 다르게 모든 측정치 주기마다 칼만필터의 측정치에 GPS 측정치 지연오차가 그대로 나타나지 않고 다음과 같이 나타나게 된다.

$$\delta p_{INS}(t_{k(2)}) = \hat{x}(t_{k(2)-1}) = -\dot{P}_{True}(t_k)\Delta_1 \tag{3.6.27}$$

여기서 $\hat{x}(t_{k(2)-1})$ 는 전 시퀀스에서 추정된 위치 오차 상태변수이다. 추정된 오차를 보정한 영향은 그 다음 시퀀스에서 식 (3.6.27)과 같이 나타난다. 이 추정된 오차는 참

INS 오차와 GPS측정치 지연오차로 나누어서 식 (3.6.28)과 같이 나타낼 수 있으며 식 (3.6.27)는 식 (3.6.29)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\hat{x}(t_{k(2)-1}) &= K(t_{k(2)-1})(p_{INS}(t_{k(2)-1}) - p_{GPS}(t_{k-1})) \\ &= K(t_{k(2)-1})(\delta p_{INS}(t_{k(2)-1})) + K(t_{k(2)-1})(\dot{p}_{True}(t_{k-1})\Delta_1)\end{aligned}\quad (3.6.28)$$

$$\begin{aligned}&= \hat{x}_{INS}(t_{k(2)-1}) + \hat{x}_{delay}(t_{k(2)-1}) \\ \delta p_{INS}(t_{k(2)}) - \hat{x}_{INS}(t_{k(2)-1}) &= -(I - K(t_{k(2)-1}))\dot{p}_{True}(t_k)\Delta_1\end{aligned}\quad (3.6.29)$$

여기서 $\hat{x}_{delay}(t_{k(2)-1})$ 에 의해 INS의 변수는 뜻하지 않은 오차를 포함하게 되며 그 크기는 측정치 지연오차 $\dot{p}_{True}(t_{k-1})\Delta_1$ 와 관계가 있음을 알 수 있다.

마. HILS에서의 측정치 지연

측정치 지연은 시리얼 포트를 통해 항법 정보를 제공받는 시스템이라면 고려되어야 할 오차 중의 하나이다. 이것은 시리얼 포트가 대용량의 데이터 전송에는 부적합하다는 것을 의미한다. 따라서 오차 보정이라는 도구를 사용하기에 앞서 그보다 본질적인 문제인 데이터 전송의 속도를 높여 측정치 지연에 따른 오차를 원초적으로 줄이는 방안을 모색해야 할 것이다.

이번 절에서 보여줄 결과는 이미 구축한 HILSIM을 이용, 실제 데이터 전송을 통해 측정한 결과이다. 시각 측정 도구는 Linux가 지원하는 `gettimeofday()` 함수로써 20 μ s 정도의 오차를 가진다.

(1) 항법 정보 전송 시간

HILSIM의 각 모듈은 그 시각이 동기 되어 있다. 따라서 서로 다른 모듈간에 항법 정보가 전송되기 시작한 시각부터 전송된 후 시각까지의 시각 측정이 가능해 진다. 그 측정한 결과가 그림 3-6-41 이다.

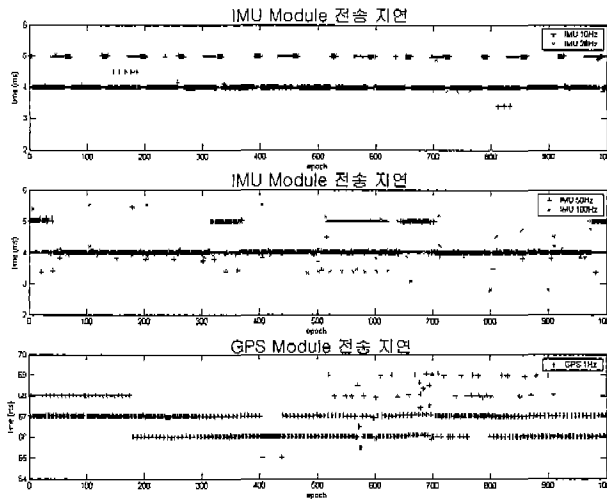


그림 3-6-41 항법 정보 전송에 걸린 시간

IMU 모듈에서 한 에폭 (Epoch)당 전송된 양은 18bytes이며, GPS 모듈의 경우 120bytes이다. IMU 모듈의 경우 6개의 센서에서 측정된 값이 2bytes 형태의 디지털 데이터로 변환되어 전송되는데 이 6개의 센서 값에 대한 데이터가 12bytes이며 여기에 시각 정보 2bytes, 온도 센서 정보 2bytes, 체크섬 (Checksum) 2bytes가 포함되어 총 18bytes가 전송된다. GPS 모듈의 경우 항체의 3축 위치 정보가 담겨 있는 BESTPOS 포맷을 전송하였는데, 이 포맷은 총 120bytes로 구성된 데이터 로그 (Log) 파일이다.

그림 3-6-41에서 첫 번째 그림과 두 번째 그림은 IMU 데이터 18bytes를 전송시켰을 때 걸린 전송시간을 측정한 것이다. 첫 번째 그림에서는 IMU 데이터를 10Hz와 20Hz로 전송시켰을 때의 지연 시간을 도시한 것이고, 두 번째 그림은 50Hz와 100Hz로 전송시켰을 때의 지연 시간을 도시한 것이다. 4가지 경우 모두 4ms~5ms의 전송 속도를 보이고 있다. IMU 데이터는 38400bps로 연결된 시리얼 포트를 통해 전송되므로 18bytes를 전송시키는데 이론적으로 3.75ms 걸린다. 하지만 실제로 전송시켜본 결과 4ms를 넘는 속도를 보이고 있다. 경우에 따라 5ms의 전송 시간을 보이기도 한다는 것을 그림 3-6-41는 잘 보여주고 있다. 또한, IMU 데이터 전송에 있어 전송 주기가 달라지더라도 전송 지연 시간이 달라지지 않으므로 전송 주기는 전송 지연 시각에 영향을 미치지 못한다는 것을 알 수 있다.

GPS 모듈의 경우 120bytes를 전송하는데 이론적으로 50ms가 소요되나 실제 측정 결과 66ms 이상의 전송 시간을 보이고 있다. 따라서 이 시간만큼의 오차를 가진 정보를 항법 계산 컴퓨터는 받아 들이게 되고 그 만큼의 오차를 수반한 항법 정보를 사용자에게 제공할 수 밖에 없다.

(2) 항법 정보 전송 지연에 따른 오차

GPS/IMU의 항법 정보가 지연되면 동적 움직임이 큰 항체일수록 오차가 늘어나게 된다. 다음 그림 3-6-42은 고도 40,000ft 상공에서 600ft/sec (=182.88m/s)로 등속 직선 운동을 하는 제트 여객기를 모델로 하여 측정치 지연에 의한 위치 오차를 나타낸 그림이다. 첫 번째 그림의 경우 GPS 항법 정보의 전송 지연에 의한 위치 오차를 나타낸 그림이다. GPS 데이터는 66ms 정도의 전송 지연이 측정되는데 이로 인해 평균 12.1m 의 오차가 발생한다는 것을 알 수 있다.

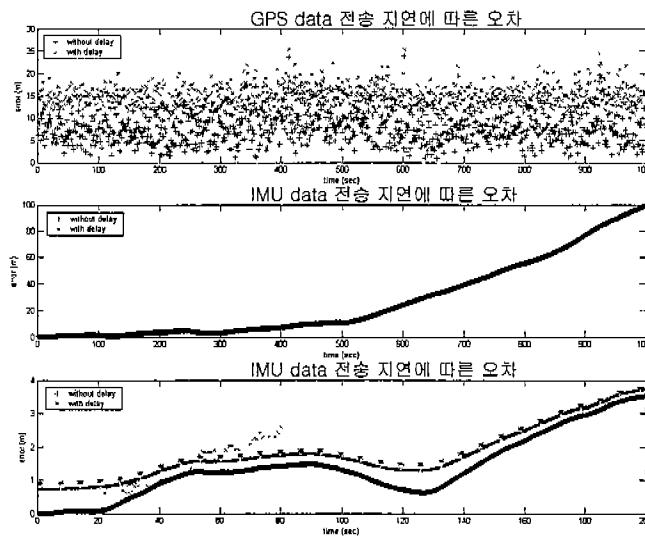


그림 3-6-42 항법 정보 전송 지연에 의한 위치 오차

그림 3-6-42의 두 번째와 세 번째 그림은 IMU 항법 정보의 전송 지연에 따른 위치 오차를 나타낸 그림으로 평균 0.7m의 오차를 나타내고 있다. 세 번째 그림은 위 두 번째 그림의 처음 부분을 확대한 그림으로 초기에 1m 정도의 오차가 IMU 데이터 전송 지연에 따라 발생하지만 시간이 지날수록 전송 지연에 따른 오차는 상대적으로 줄어든다는 것을 알 수 있다. 이것은 IMU의 경우 시간이 지날수록 측정치 발산에 의한 오차가 커지므로 시간에 대해 동일한 오차를 가진 측정치 지연에 대한 오차의 영향이 적어 진다는 것을 의미한다. 따라서 IMU 전송 지연에 따른 오차보다 GPS 데이터 전송 지연에 의한 영향이 더욱 크기 때문에 오차 보정은 GPS 데이터를 중심으로 보정해야 한다는 사실을 말해주고 있다.

(3) 계산 시간 지연에 따른 오차

그림 3-6-43은 계산 지연 시간을 측정된 그림이다. GPS 항법 정보는 1Hz로 입력되고 IMU의 항법 정보는 20Hz로 입력된다. 따라서 이론적으로 0.05초 마다 IMU 항법 정보를 처리하며 1초마다 GPS/INS 통합을 위한 칼만필터가 수행된다고 할 수 있다. 그림 3-6-

43에서와 같이 IMU 정보를 처리하는데 걸린 시간은 0.08ms이며 통합을 위한 칼만필터의 수행에 걸린 시간은 0.37ms로 측정되었다. 이 결과는 계산 시간 지연에 의한 오차는 데이터 전송 시간에 따른 오차의 10% 수준에도 미치지 못하므로 계산 시간 지연은 무시해도 무방하다는 걸 뜻한다. 더욱이 항법 계산 컴퓨터의 성능을 높인다면 계산 시간은 더욱 짧아질 것이므로 계산 시간 지연 오차는 더욱 줄어들게 될 것이다. 하지만 시리얼 포트를 이용한 데이터 전송은 그 속도가 고정되어 있고 그 속도 또한 다른 전송 포트에 비해 느리기 때문에 시리얼 포트에 의한 데이터 전송 지연은 필히 보상해주어야 할 오차 값이다.

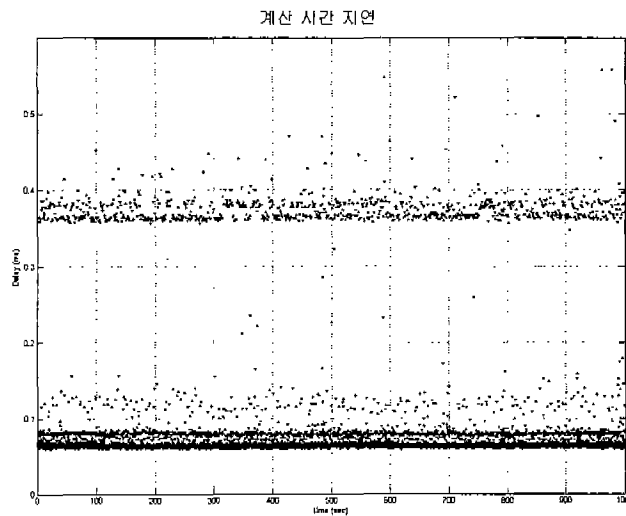


그림 3-6-43 항법정보 생성에 걸린 시간

바. 시각 지연 보상

GPS 측정치의 지연에 의해 발생하는 오차는 동적 움직임 (Dynamic)이 큰 항체의 경우 크게 영향을 받으며 반드시 보상되어야 한다. 오차 보상은 세가지로 생각할 수 있다. 그 중 하나는 GPS 측정치가 지연되기 전의 INS 데이터를 저장하여 칼만필터하는 방법이다. 두 번째는 측정치를 예측하는 것으로 칼만필터의 동작시점에 맞추어 측정치의 비교환 오차를 보상하는 방법이다. 마지막 방법은 사용되는 칼만필터에 측정치 지연오차를 모델링하여 상태변수로 확장하는 것이다. 이 세가지 방법 중 측정치의 비교환 오차를 이용한 측정치를 예측하는 방법을 적용하여 오차를 보상한다.

(1) 측정치 예측에 의한 오차 보상

항체가 움직이는 경우 GPS 측정치가 지연되는 동안 항체의 위치는 변하게 된다. INS 오차 보정을 위한 기준 위치로 GPS를 사용하는 GPS/INS 복합 항법시스템은 기준 위치를 바르게 보정해야 한다. 일반적으로 센서 데이터 샘플링 시간 사이에 일어난 항체의

움직임은 감지하지 못하므로 비교환 오차의 보상을 하게 된다. 이처럼 GPS의 데이터 수신 시간 사이에 움직인 항체에 대한 비교환 오차는 보상해 주어야 한다. 비교환 오차를 고려한 측정치 보상법을 이 전 GPS데이터의 조합을 사용하는 외삽법과 INS의 속도 정보를 이용하는 방법 두 가지를 제시하며, 다음과 같은 형식으로 보상된다.

$$\hat{p}_{GPS}(t_{k(2)}) = p_{GPS}(t_k) + p_{ne(t_k)} \quad (3.6.30)$$

여기서, $p_{ne(t_k)}$ 는 비교환 오차 보상 부분이다.

(가) 외삽법 (Extrapolation Method)

외삽법은 이 전의 데이터를 이용해 이 후의 데이터를 예측하는 기법으로 GPS 측정치의 이 전 데이터를 이용하여 지연된 후의 시간에서의 데이터를 예측하는데 사용한다. 그림 6.1에서 t_k 와 t_{k-1} 은 GPS 수신기가 위성으로부터 항법데이터를 수신하는 시점이며 그 주기는 dt 이다. t_k 시점에서 Δ_1 만큼 지연된 $t_{k(2)}$ 시점에서의 GPS 데이터는 외삽법을 통해 다음과 같이 예측할 수 있다.

$$\hat{p}_{GPS}(t_{k(2)}) = p_{GPS}(t_k) + \frac{\Delta_1}{dt} (p_{GPS}(t_k) - p_{GPS}(t_{k-1})) \quad (3.6.31)$$

여기서, dt 는 주로 1초가 된다. 식 (3.6.31)는 그림 3-6-44의 측정치 시간 관계와 테일러 급수 전개에 의해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{p}_{GPS}(t_{k(2)}) &= p_{True}(t_{k(2)}) - \Delta_1 (\dot{p}_{GPS}(t_k) - \dot{p}_{GPS}(t_{k-1})) \\ &\quad + \delta p_{GPS}(t_k) + \Delta_1 (\delta p_{GPS}(t_k) - \delta p_{GPS}(t_{k-1})) \end{aligned} \quad (3.6.32)$$

그러므로 칼만필터의 측정치는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} z(t_{k(2)}) &= p_{INS}(t_{k(2)}) - \hat{p}_{GPS}(t_{k(2)}) \\ &= \delta p_{INS}(t_{k(2)}) + \Delta_1 (\dot{p}_{True}(t_k) - \dot{p}_{True}(t_{k-1})) \\ &\quad - \delta p_{GPS}(t_k) - \Delta_1 (\delta p_{GPS}(t_k) - \delta p_{GPS}(t_{k-1})) \end{aligned} \quad (3.6.33)$$

외삽법에 의한 보상은 GPS 오차에 더 많은 영향을 받는다. 그러나 DGPS나 반송파 등을 이용한 정확한 위치 해를 사용할 경우에는 이 오차는 무시할 수 있게 된다. 그리고 측정치 지연에 의한 오차는 선형 등속도로 운항하는 경우에는 완전히 보상된다.

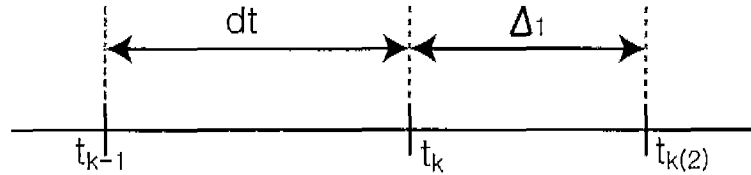


그림 3-6-44 측정치 타이밍도

(나) INS 속도 정보를 이용

INS는 시간이 지남에 따라 항법 정보가 발산하는 단점이 있다. 그러나 항법모드 진입 후 처음엔 매우 정확한 항법 정보를 제공하는 장점이 있다. 이런 INS의 장점을 이용하여 INS의 속도 정보를 이용한 GPS의 측정치 보상 방법을 제시한다. t_k 시점에서 INS의 속도 $V_{INS}(t_k)$ 를 저장하여 다음과 같이 GPS 측정치를 보상한다.

$$\hat{p}_{GPS}(t_{k(2)}) = p_{GPS}(t_k) + V_{INS}(t_k)\Delta_1 \quad (3.6.34)$$

여기서 INS의 속도는 $V_{INS}(t_k) = V_{True}(t_k) + \delta V_{INS}(t_k)$ 이므로 테일러 급수 전개에 의해 식 (3.6.35)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{p}_{GPS}(t_{k(2)}) = p_{True}(t_{k(2)}) + \delta p_{GPS}(t_k) + \delta V_{INS}(t_k)\Delta_1 \quad (3.6.35)$$

따라서 INS의 속도 정보를 이용하여 측정치를 보상한 경우 칼만필터의 측정치는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} z(t_{k(2)}) &= p_{INS}(t_{k(2)}) - \hat{p}_{GPS}(t_{k(2)}) \\ &= \delta p_{INS}(t_{k(2)}) - \delta V_{INS}(t_k)\Delta_1 - \delta p_{GPS}(t_k) \end{aligned} \quad (3.6.36)$$

GPS 측정치 지연 오차는 항체의 동적 움직임에 비례하며 그 특성을 나타낸다. INS의 속도는 항체의 동적 움직임을 그대로 반영하기 때문에 INS의 속도 정보를 이용하여 GPS의 측정치의 비교환 오차를 보상한 결과 완전히 이 오차는 보상됨을 알 수 있다. 그러나 INS 속도 오차가 큰 경우는 보상률이 줄어든다. 그러나 필터에 의해 오차는

보정되므로 이 방법의 성능은 우수함을 알 수 있다.

(2) HILS에서의 시간 지연 보상

이번 절에서는 앞 절에서 설명한 두 가지 보상 방법을 통해 시간 지연을 보상하고 결과를 분석하도록 하겠다. 운항 궤적은 고도 40,000ft 상공에서 600ft/sec로 등속 직선 운동을 하는 제트 여객기를 모델로 하였다.

(가) 외삽법을 이용한 지연 보상

GPS/INS 통합에 따른 에러와 데이터 전송 지연, 계산 시간 지연에 의해 위치 오차는 10.5m가 발생했다. GPS 데이터 전송 지연에 의해 11m, INS 데이터 전송 지연에 의해 0.7m의 오차가 발생한다고 확인하였으므로 10.5m의 위치 오차는 대부분 GPS 데이터 전송 지연에 의한 오차라 할 수 있다. 항체의 궤적이 등속 직선 운동이므로 급격한 항체의 동적 움직임은 없으므로 전송 지연에 의한 오차는 대부분 제거되어야 한다. 하지만 데이터 전송 지연과 계산 지연에 의한 오차를 제거한 후에도 여전히 3.8m의 오차가 존재하고 있다. 이는 GPS 위치 데이터의 오차에 기인하는데 DGPS 또는 반송파를 이용한 정밀한 위치해를 구함으로써 해결될 수 있는 문제이다.

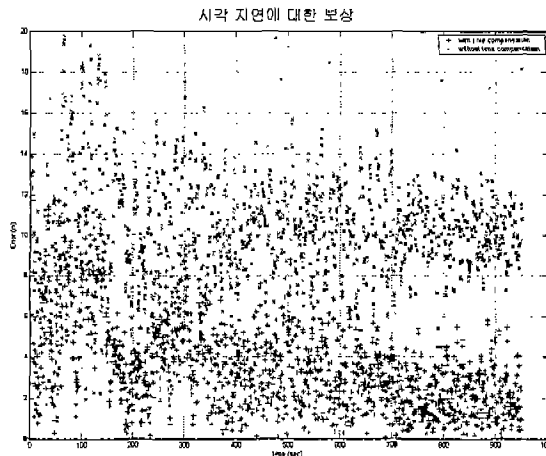


그림 3-6-45 외삽법을 이용한 시간 지연 보상

(나) INS 속도 정보를 이용한 지연 보상

INS 속도 정보를 이용하여 데이터 전송 지연과 계산 시간 지연을 보상하였을 때 오차는 2.3m로 줄어들었다. 이는 짧은 시간 동안의 항법 데이터는 GPS 보다 INS가 더 정밀 하기 때문이다. 특히 보정에 이용한 INS 속도 정보는 위치 정보보다 적분 과정이 한 단계 덜 수행하므로 그만큼의 오차는 줄어들게 된다.

시각 지연에 대한 보상

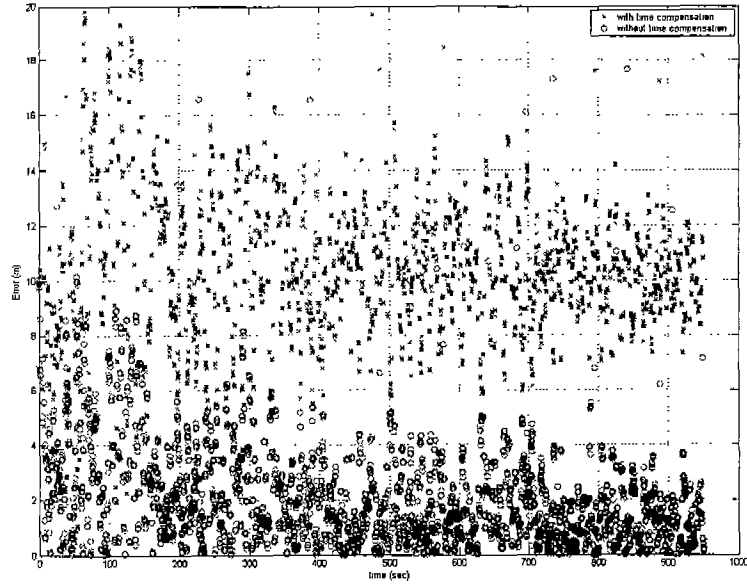


그림 3-6-46 INS 속도 정보를 이용한 시간 지연 보상

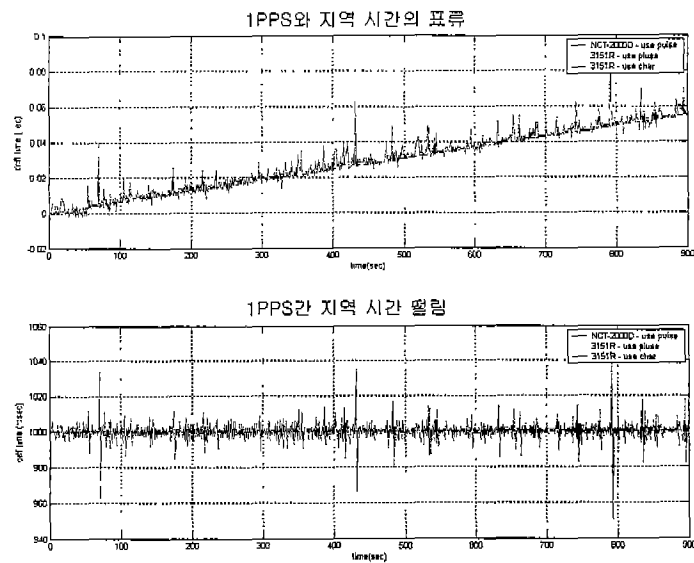


그림 3-6-47 GPS의 시각동기 정보에 따른 시간 흐름

그림 3-6-47은 GPS를 시각원으로 하여 1PPS가 주어졌을 때와 첫 번째 데이터 비트를 사용할 때의 시간 흐름을 나타낸 것이다. 그림과 같이 첫 번째 데이터 비트를 사용할 경우 지역 시간에 비해 GPS 시각 정보가 많이 흔들리고 있는 것을 알 수 있다. 따라서 첫 번째 데이터 비트를 사용한 시각 동기는 그 오차가 크기 때문에 정확한 시각 동기를 위한 도구로서는 부적당하다 할 수 있다.

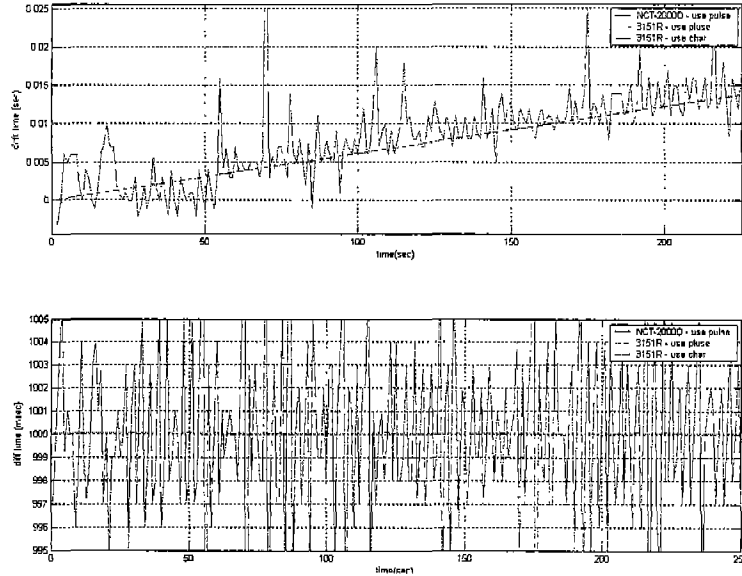


그림 3-6-48 GPS의 시각동기 정보에 따른 시간 흐름(확대)

그림 3-6-48는 그림 3-6-47의 처음 부분을 확대한 그림이다. 보는 바와 같이 첫 번째 데이터 비트를 사용할 경우 5ms 이상의 오차를 관찰할 수 있다. 따라서 5ms 정밀도의 시각 동기를 위한 도구로써 GPS 데이터를 이용한 시각 동기는 구현 가능하나 5ms 이하의 정밀도를 요구하는 시스템에서는 시각 동기용 신호를 제공하는 GPS 수신기의 사용이 필수적이다.

제7절 GPS/CDMA 망 혼합항법 알고리즘 개발

S/A가 없어진 현재의 GPS 수신기 성능은 이동통신에 대한 FCC E-911 정확도 요구사항을 만족할 만한 측위 성능을 제공할 수 있다. 그러나 도심지의 빌딩 숲이나 실내에서는 GPS의 가시위성의 수가 부족하여 별도의 알고리즘을 내장하지 않으면 측위가 불가능 할 수 있다는 문제점이 있다. 한편 통신망 기반 측위 방식의 경우, 도심에서는 측위 신호의 확보가 용이하지만 신호의 비가시경로 전파로 인해 측위의 정확도가 낮아질 요인을 포함하고 있고, 도시 외곽지역에서 측위 신호의 확보가 어려워 측위에 어려운 점을 포함하고 있다[1].

위의 두 측위 시스템에서의 문제점은 위성항법 시스템 단독 또는 망 기반 측위 시스템 단독 방식의 측위를 불가능하게 하고, 이는 바로 FCC의 요구사항을 항상 만족시키지 못하는 결과를 가져온다. 따라서 이 절에서는 두 시스템간의 장단점을 보완하여 각 측위 시스템이 단독으로 동작하지 못하는 상황에서도 측위를 가능하게 하고, 경우에 따라서는 측위 정확도도 향상시킬 수 있게 하기 위해 GPS 정보와 망에서의 측정 신호를 결합한 혼합항법 알고리즘을 제안하고 시뮬레이션을 통해 성능을 평가한다.

1. 혼합 항법 알고리즘 개요

가. 혼합 항법 알고리즘의 필요성

위성항법 시스템의 도심지, 단말기 환경에서의 측위 성능은 GPS 수신기가 단독으로 자동차항법시스템이나 그 밖의 항법 시스템용으로 적용될 때의 성능보다 상당히 좋지 않은 결과를 나타냄을 보였다. 더욱이, 보행운동 (Walking Dynamics)이라는 저속 운동에서의 GPS 성능은 거의 항법용으로 적용이 불가능할 정도로 오차가 커지는 것을 확인하였다. 즉, 이동통신 단말기에 내장된 GPS 수신기 만을 이용한 단독 측위는 일반적인 GPS 수신기가 보이는 성능을 그대로 보여주지 못하는 악조건의 상황이 된다는 것이며, 이는 곧 단말기가 제공하게 될 측위 서비스의 질 (QoS)를 악화시키는 주요 요인이 되고 만다.

망 기반 측위 시스템의 경우는 측위를 위해서 필요한 최소 3 개 이상의 기지국 정보를 확보하는 것이 관건인데, 이동통신 단말기의 주요 기능은 통화에 있으므로 보이는 기지국이 하나만 되어도 문제가 되지 않았으므로 측위 관점에서는 보다 많은 기지국 정보를 얻는 것이 매우 중요한 문제이다.

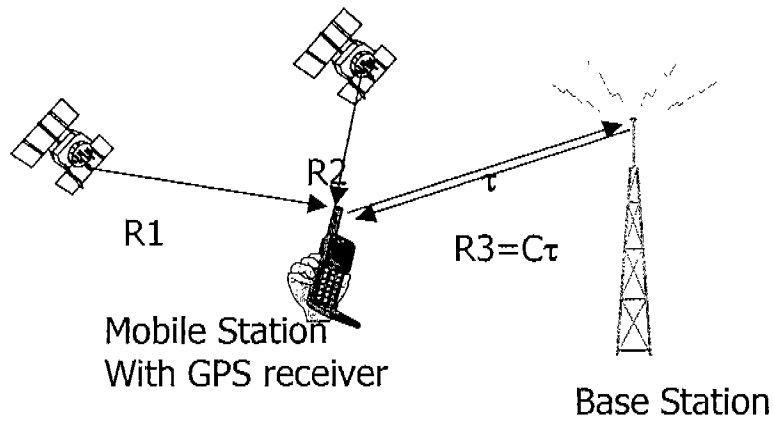


그림 3-7-1 혼합 측위 개념도

도심지에서는 설치된 기지국 수가 많긴 하지만 통신망의 원근 문제나, 전력제어에 의해 수신되는 신호의 수가 측위를 위해 필요한 수보다 부족할 수 있으며, 이러한 문제는 기지국 수가 적은 도시 외곽지역이나 교외 지역에서는 더욱 심각하다. 이러한 문제를 Hearability 문제라고 한다. 또한 단말기가 기지국의 중심에 가까이 접근하여도 충분한 수의 신호를 수신할 수 없다. 아래의 표는 위의 문제점을 나타내는 실험 데이터이다.

표 3-7-1 도심지에서 측정된 GPS 위성수와 BS수

<i>Modes</i>	<i>Probability</i>
GPS 3, BS 1	9.10 (35.7%)
GPS 2, BS 2	3.43 (13.5%)
GPS 2, BS 1	6.33 (24.8%)
GPS 1, BS 2	3.30 (13.0%)
Cannot Fix	3.30 (13.0%)

사람이 많은 도심지에서 동시에 수신되는 GPS 위성수와 기지국수의 분포를 표시한 것인데 전체 시험시간 중에 약 30% 정도 (표의 Probability 합: 괄호는 모드별 발생 빈도)가 GPS 단독, 또는 망 기반 단독으로 위치를 계산하지 못하는 결과를 보이고 있다. 다시 말하면, 위치 정보를 요구하였을 때 위치 정보를 제공할 수 있는 상태가 70% 정도 된다는 것이다. 표의 결과는 단지 위치를 계산할 수 있는가 만을 분석한 것이고 여기에 위치 정확도가 요구범위 이내에 있는가를 조건으로 부여하면 그 확률은 더욱 떨어질 것이 확실하다.

본 연구에서 제시하는 혼합 항법 알고리즘은 두 측위 시스템이 단독으로 측위를 할 수 없는 경우에 두 측위 시스템의 측정 정보를 적절히 혼합하여 측위가 가능하도록 하는

알고리즘을 말한다. 혼합된 측정 정보를 이용하여 측위가 가능하도록 하기 위해서는 두 측위 시스템이 측정한 정보의 합이 최소한 두 개 이상이어야 한다. 이런 경우를 위의 표에 대해서 적용하면 측위율은 97% 가까이 향상될 수 있음을 기대할 수 있다.

나. 혼합 측위의 문제점

혼합 측위 알고리즘의 효과를 단적으로 보여주는 요소는 단연 측위율 개선이라 할 수 있다. 그러나 측위가 가능하다고 하여 충분한 측위의 정확도를 확보하였다고 할 수는 없다. 제공될 위치 정보가 수백미터의 오차를 가진다면 정보를 주지 않는 경우보다 못하는 경우도 발생할 수 있기 때문이다.

(1) 다중해 문제 (Multiple Solution Problem)

혼합 측위 알고리즘을 이용함으로써 발생하는 문제점의 대표적인 것은 측정 의사거리가 긴 GPS 와 상대적으로 측정 의사거리가 매우 짧은 기지국과 단말기 간의 기하학적 구조에 기인한다.

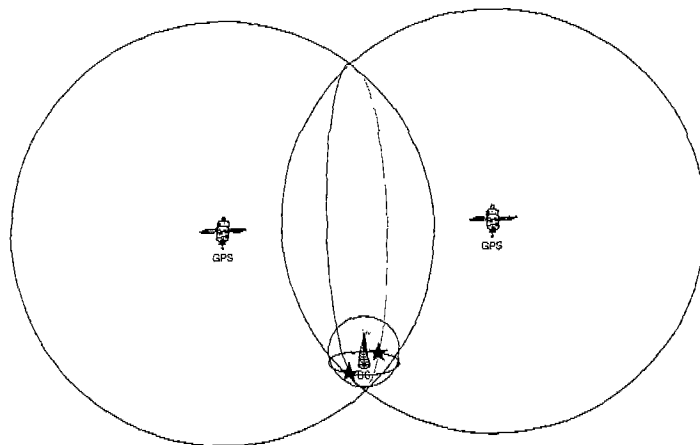


그림 3-7-2 다중해 문제가 발생하는 경우의 기하학적 구성

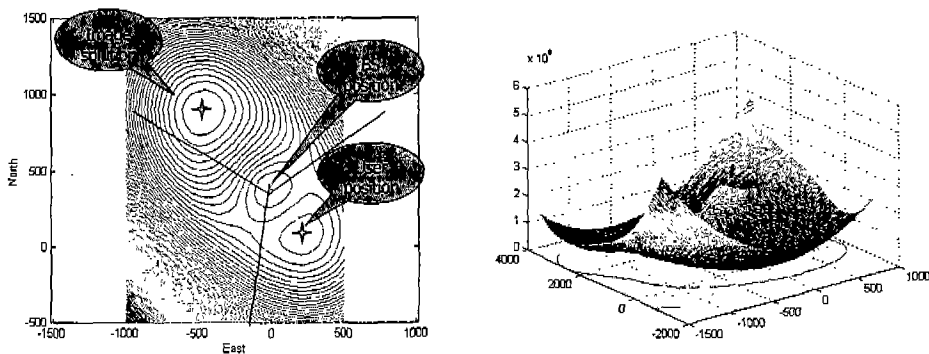


그림 3-7-3 다중해가 발생하는 경우의 Cost Function 분포

이런 문제점은 GPS 위성이 두 개 보이고 기지국이 한 개가 보일 때 자주 발생하게 된다. 기하학적 구조에 의하면 두 개의 GPS 의사거리는 그림처럼 두 GPS 위성을 중심으로 두 개의 커다란 구(求)를 형성하고, 이때 두 구가 만나는 교점(交点)을 이으면 다시 하나의 커다란 원이 형성된다. 이 지점들이 바로 단말기가 존재할 가능성이 있는 곳을 말한다. 이제 단말기와 기지국간의 거리를 이용하여 기지국을 중심으로 원을 그리면 위의 커다란 원과 기지국 중심의 원이 두 군데에서 만날 수 있음을 알 수 있다. 이 두 점 중의 하나가 바로 단말기의 실제 위치가 된다.

이 두 점이 기하학적 구조에 의해 발생하는 다중해(Multiple Solution)가 된다. 수학적으로 이 두 점 중에서 하나가 항법해가 되어야 하는데 공교롭게도 두 점의 Cost Function 이 거의 같게 나온다. 이러한 경우의 잘못된 해를 Image Solution, Mirror Solution 또는 Ambiguous Solution 이라고 부른다.

실제 위치와 잘못된 위치 사이를 가르는 중심은 기지국 위치가 되고, 해를 구하기 위해 사용되는 초기 위치가 기지국을 중심으로 Image Solution (그림의 왼쪽 위)에 가까이 설정되거나 그 쪽 면상의 한 점을 지정하면 마치 구슬이 중력에 의해 그릇 속에 빠지듯 Image Solution 의 최소 Cost Function 을 가지게 되며, 반대로 초기 위치가 기지국을 중심으로 실제 위치 (그림의 오른쪽 아래)에 더 가까이 설정되면 우리가 원하는 실제 위치에 수렴하게 된다.

이런 다중해 문제를 해결할 수 있는 방법 중의 하나는 기지국이 제공하는 정보 중에서 섹터 정보를 이용하여 단말기가 속해 있는 섹터를 알아내어 그 안에 포함된 위치해를 실제 위치로 결정하는 방법이다. 그러나 이 방법에 의해 다중해 문제가 해결될 수 있는 확률은 약 67%에 해당되며 나머지에 대해서는 결국 해결이 불가능하게 된다.

(2) GPS 와 CDMA 에서의 오차 특성 차이

혼합 측위 알고리즘에 있어서 또 다른 문제점은 두 측위 시스템의 오차 특성의 차이로 인한 오차 모델의 차이이며, 이는 위치 계산에 있어서 두 측위 시스템에 대한 가중치를 달리 하도록 하는 원인을 제공한다. GPS 의 경우는 측정 의사거리의 오차 범위가 대략 수십 미터 이내에서 결정되지만 CDMA 망에서의 기지국간 측정 의사거리는 경우에 따라서 수백 미터의 측정 의사거리를 보이기도 한다. 이로 인해 두 측위 시스템으로부터 확보된 측정 의사거리에 대해 적절한 가중치를 부여하지 못하면 혼합 측위 알고리즘에 의한 측위 정확도는 크게 달라진다. 따라서 혼합 측위 알고리즘에 있어서 경우에 따라 제대로 된 가중치를 부여하는 문제는 측위 정확도를 가늠하는 중요한 요소가 된다.

혼합 측위 알고리즘을 적용하는데 있어서 또 하나의 문제점으로 대두되는 것은 혼합 측위를 위한 측정 의사거리를 확보하는 문제이다. 별개의 두 측위 시스템으로부터

정밀한 측정 의사거리를 측정하기 위해서는 두 시스템이 사용하는 내부 시계가 아주 정밀하게 동기가 되어 있어야 한다. CDMA 망에서 사용하는 기준 시각은 GPS 의 표준 시간을 따르고 있는데 이는 GPS 가 제공하는 정밀한 GPS 시간에 모든 기지국과 단말기가 동기가 되어 있다는 것을 의미한다. 마찬가지로 GPS 가 내부적으로도 이 시간과 동기가 되어 있어야 한다.

그러나 GPS 수신기가 충분히 위성 정보를 확보하지 못하거나 측위를 하지 못하는 경우가 오래 지속되면 시각 동기를 맞추지 못하게 된다. 시각 동기가 되어 있지 않은 두 측위 시스템으로부터 확보된 측정 정보는 많은 오차를 포함하게 되고, 이를 이용한 측위 정보는 신뢰성 없는 정보가 될 가능성이 높다. 혼합 측위의 문제점은 이런 경우의 측정 정보를 이용하여 정확한 측위를 해야 하는데 이런 경우의 측정 정보는 매우 오차가 크다는 것이다.

2. Adaptive Location Filtering Algorithm 개발

본 연구과제를 통해 개발된 혼합 측위 알고리즘은 Adaptive Location Filtering Algorithm (ALFA)이다. ALFA 는 GPS 의 측정 의사거리 개수와 CDMA 망의 기지국 의사거리 개수에 따라 자동으로 측위 모드를 판별하는 알고리즘을 시작으로, 가중치 최소자승법 (Weighted Least Square Method)을 이용한 항법해 연산 과정, 기본 측위 모드에서 세부 측위 모드로의 전환, 세부 측위 모드에서 계산된 측위 정보들을 이용한 새로운 가중치의 계산, 새로운 가중치를 이용한 새로운 위치 계산 과정으로 구성되었다 [2,3].

본 알고리즘의 장점은 두 측위 시스템이 단독으로 측위를 하지 못하는 경우에 측위가 가능하게 하여 측위율을 향상시킬 수 있을 뿐만 아니라, 혼합 측위 방식에 의해 발생하는 다중해 문제를 해결할 수 있다는 데 있다.

가. 측위 모드 자동 판단 알고리즘

GPS 와 CDMA 망에서의 혼합 측위를 위한 기본 과정은 GPS 수신기가 수신한 위성 신호 개수와 CDMA 망으로부터 단말기가 수신한 기지국 신호의 개수를 이용하여 측위 모드를 판단하는 것이다. 측위 모드를 판단하는 문제는 가중치 행렬의 구성뿐만 아니라 각 측위 모드마다 다른 형태의 측위 방법을 적용하기 위한 기본 과정으로써, GPS 의 위성 신호 수신 개수는 최대 3 개부터 시작하고, CDMA 망으로부터 단말기가 수신하는 기지국 신호의 개수는 최대 2 개부터 조합을 시작한다. 이로부터 적용 가능한 측위 모드를 구분하면 다음과 같다.

측위 모드의 종류

- Mode 1 : 3 개의 GPS 위성 + 1 개의 BS 정보가 관측되는 모드
- Mode 2 : 2개의 GPS 위성 + 2개의 BS 정보가 관측되는 모드
- Mode 3 : 2개의 GPS 위성 + 1개의 BS 정보가 관측되는 모드
- Mode 4 : 1개의 GPS 위성 + 2개의 BS 정보가 관측되는 모드
- Mode 5 : 1개의 GPS 위성 + 1개의 BS 정보가 관측되는 모드

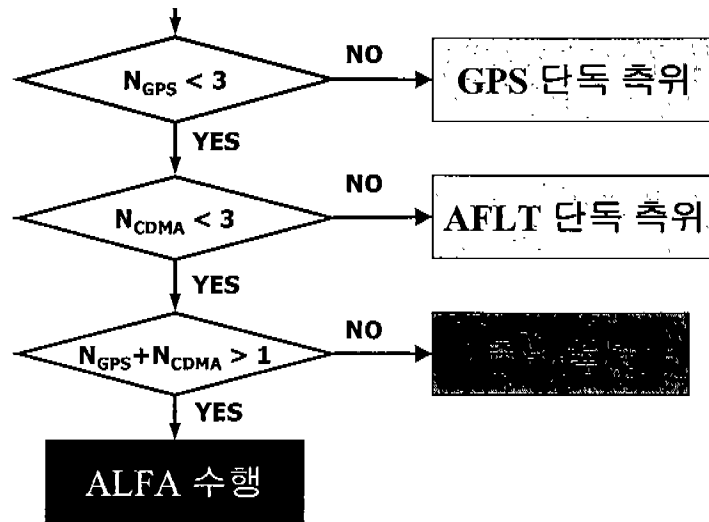


그림 3-7-4 측위 모드 자동 판별 알고리즘

위의 각 측위 모드를 자동으로 판별하는 알고리즘을 측위 모드 자동 판단 알고리즘 (Autonomous Location Mode Selection Algorithm)이라고 하여 그림과 같은 판별 과정을 거친다. 먼저 GPS의 위성 측정 개수를 판단하여 혼합 측위를 할 것인지, GPS 단독 측위를 수행할 것인지 판별한다. 다음 과정은 CDMA 망에서의 기지국 의사거리 정보 개수를 판단하여 혼합 측위를 수행할 것인지, AFLT 단독 측위를 수행할 것인지를 판별한다. 이 두 단계를 거친 뒤에 남은 측정 정보 개수의 합이 최소한 1개보다 많으면 혼합 측위 모드를 수행한다.

나. 가중치 최소자승법

본 알고리즘에서 채용한 항법해를 구하는 알고리즘은 가중치 최소자승법이다. GPS와 CDMA 망 정보의 혼합에 있어서 가중치 최소자승법을 적용한 이유는 GPS와 CDMA 망 정보로부터 얻은 의사거리 측정값에 있어서 오차 성분과 크기가 통계적으로 다르게 나타나기 때문이다. 가중치 최소자승법을 적용하기 위해서는 먼저 의사거리 측정 모델을 설정하고, 가중치 벡터를 적용해야 한다.

(1) TOA 의사거리 모델링

단말기 MS 와 I 번째 기지국 BS 와의 거리를 아래와 같이 수식으로 모델링할 수 있다.

$$R_i(t) = L(t) + e_{NLOS}(t) + e_m(t) \tag{3.7.1}$$

여기서, $L(t)$: LOS range

$e_{NLOS}(t)$: NLOS error

$e_m(t)$: Measurement error

실제 측정 의사거리는 측정된 chip delay 에 chip 당 시간을 곱하고 여기에 다시 광속을 곱함으로써 얻어질 수 있다.

(2) 가중치 행렬

혼합 측위를 위해 부여되는 가중치 행렬은 아래와 같다.

$$W_{FIX} = [W_{GPS} \quad W_{CDMA}] \tag{3.7.2}$$

(3) Cost Function

가중치 행렬을 적용한 최소자승법에서 최적해를 구하기 위해서는 아래와 같은 Cost Function 을 먼저 계산하게 된다.

$$\begin{aligned} J_W &= \varepsilon^T W_{FIX} \varepsilon \\ &= (y - HX)^T W_{FIX} (y - HX) \end{aligned} \tag{3.7.3}$$

이런 Cost Function 을 이용하여 얻고자 하는 것은 아래와 같이 Cost Function 을 최소화하는 X 를 구하는 것이 목적이다.

$$\min(J_W) \approx (J_W \leq J_{threshold}) \tag{3.7.4}$$

Cost Function 을 최소화하는 최적해를 구하는 관계식은 아래와 같다.

$$\hat{X}_W = (H^T W_{FIX} H)^{-1} H^T W_{FIX} y \tag{3.7.5}$$

이때 형성되는 천이행렬(Transition Matrix)은 아래와 같은 구성을 갖는다.

$$H = \begin{bmatrix} \frac{(X_1-x)}{\rho_1} & \frac{(Y_1-y)}{\rho_1} & \frac{(Z_1-z)}{\rho_1} & 1 \\ \frac{(X_n-x)}{\rho_n} & \frac{(Y_n-y)}{\rho_n} & \frac{(Z_n-z)}{\rho_n} & 1 \\ \frac{(x_1-x)}{R_1} & \frac{(x_2-x)}{R_2} & \frac{(y_1-y)}{R_1} & \frac{(y_2-y)}{R_2} & \frac{(z_1-z)}{R_1} & \frac{(z_2-z)}{R_2} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{(x_1-x)}{R_1} & \frac{(x_m-x)}{R_m} & \frac{(y_1-y)}{R_1} & \frac{(y_m-y)}{R_m} & \frac{(z_1-z)}{R_1} & \frac{(z_m-z)}{R_m} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.7.6)$$

위에서 적용된 최소자승법에서는 고정된 가중치 행렬값을 이용하였다.

다. 측위 모드 세분화 과정

위의 단계에서 측위 모드 자동 판별을 통해 고정된 가중치를 이용한 최소자승법으로 구한 해는 측정 의사거리가 측정된 그때의 상태에 대한 고려없이 무조건 같은 가중치를 적용하였기 때문에 오차를 포함할 가능성이 높다.

본 연구과제에서 제안한 최적해를 구하는 과정은 아래와 같이 이미 계산한 측위 모드와 항법해에 대해서 보다 세부 모드로 분리하여 내포된 오차를 구분하고 가중치를 새로이 계산하는 과정이다.

본 알고리즘에서 고려하고 있는 세분화 과정은 아래의 세 경우처럼 가장 흔하게 발생하는 측위모드에 대해서 세분화 과정을 펼칠 수 있음을 보였다.

Case I : GPS 2, BS 1	Case II : GPS 1, BS 2
$G_1+G_2+B_1=X_1$	$G_1+B_1+B_2=X_1$
$G_1+B_1=X_2$	$G_1+B_1=X_2$
$G_2+B_1=X_3$	$G_2+B_2=X_3$
$G_1+G_2=X_4$	$B_1+B_2=X_4$

위의 두 경우는 측정치 개수의 합이 3 개인 경우이며, 세 개의 측정치가 있는 경우는 3 차원 좌표 계산이 가능한 모드인데, 여기서는 고도 고정방식을 적용하여 2 차원 좌표 계산 방식을 적용하였다.

2 차원 좌표 계산 방식으로 항법해의 연산이 가능하므로 측정열은 다시 2 개식의 조합이 가능한 것이다. 이렇게 조합을 이루어 새로이 각 경우에 대해서 항법해를 구하면 위의 경우처럼 4 개의 새로운 항법해 연산이 가능하다. 새롭게 계산된 여러 개의 항법해는 하나의 최적해를 구하기 위한 근거가 된다[5].

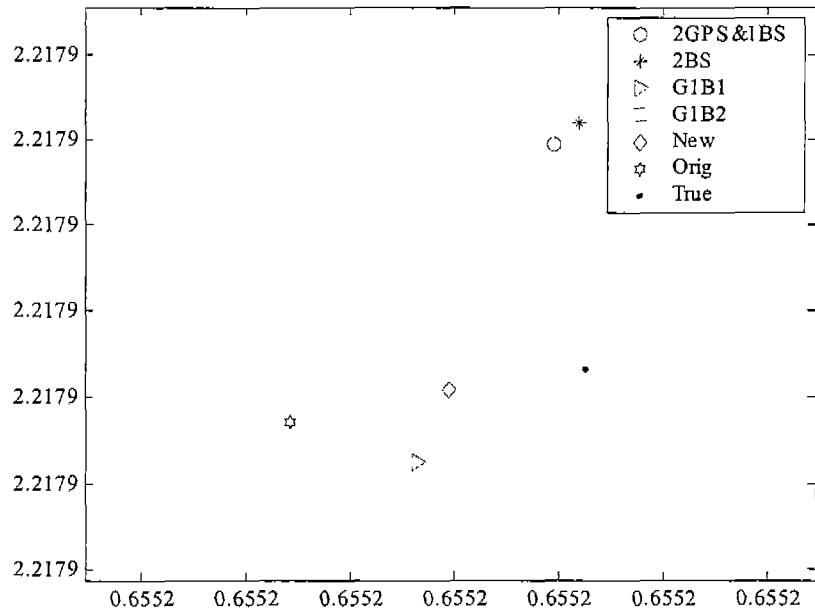


그림 3-7-5 세분화 과정에 의해 계산된 다수의 항법해

새롭게 세분화 고정에 의해 계산된 항법해들은 그림처럼 자동모드에 의해 계산된 위치값(○표시)과 실제 위치값(● 표시) 주변에 몰려 있음을 알 수 있다. 이렇게 여러 개의 위치해로부터 실제 위치값에 가까운 최적해를 계산해 내는 것이 본 혼합 항법 알고리즘의 최대 목표이다. 그림 3-7-5 에서 가로축과 세로축은 각각 경도(Radian), 위도(Radian)를 가리킨다. 그리고 2GPS, 2BS 모드처럼 측정치 개수의 합이 4 개가 되는 경우에 대한 세분화 과정은 아래에 나타내었다. 여기서는 시각 동기가 되어 있다는 가정하에 3 차원 측위가 가능하고, 여기에 고도 고정방법을 적용하면 2 차원 측위가 가능하므로 아래의 경우처럼 최대 11 개까지의 새로운 항법해를 뽑아낼 수가 있게 된다.

Case III : GPS 2, BS 2

$$\begin{aligned}
 G_1 + G_2 + B_1 + B_2 &= X_1 \\
 G_1 + G_2 + B_1 &= X_2 \\
 G_1 + G_2 + B_2 &= X_3 \\
 G_1 + B_1 + B_2 &= X_4 \\
 G_1 + B_1 + B_2 &= X_5 \\
 G_1 + G_2 &= X_6 \\
 B_1 + B_2 &= X_7 \\
 G_1 + B_1 &= X_8 \\
 G_1 + B_2 &= X_9 \\
 G_2 + B_1 &= X_{10} \\
 G_2 + B_2 &= X_{11}
 \end{aligned}$$

위와 같이 세분화된 모드에서의 항법해 11 가지 중에서 실제 위치에 가까운 점들만 표시한 것이 아래 그림에 있다. (가로축은 경도, 세로축은 위도: Radian)

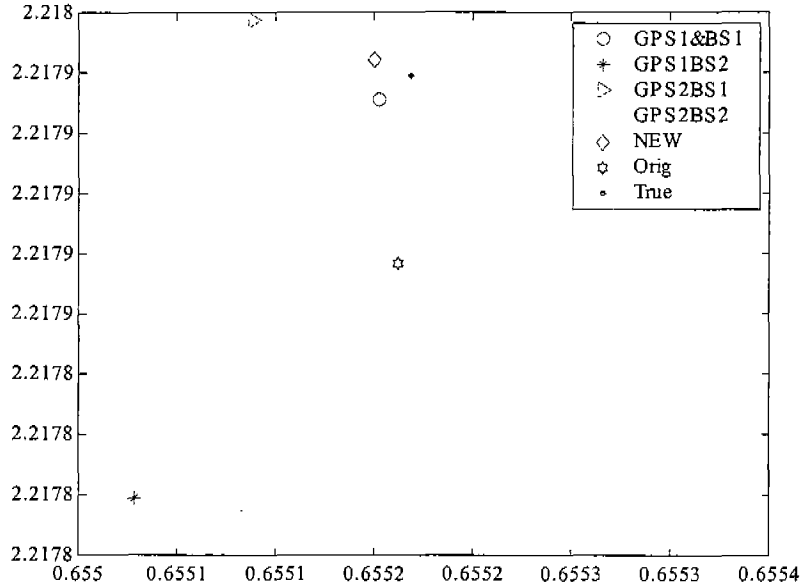


그림 3-7-6 2GPS, 2BS 경우의 세분화된 항법해 일부

위의 결과들로부터 세분화 된 여러 개의 항법해들의 배치를 보면 실제 위치에 가깝게 항법해가 구해지는 경우가 있으며, 이 결과는 자동 측위 모드 판단에 의해 계산된 항법해보다 훨씬 실제 위치에 가깝게 구해지는 것이 있음을 알 수 있다.

이 결과를 이용하여 해결해야 하는 문제는 여러 개의 항법해들 중에서 실제 위치에 근접한 최적의 해를 구해야 하는 것이다.

라. 가중치 행렬 재계산 알고리즘

측위 모드 세분화 과정이 가져온 새로운 접근법은 새로운 가중치 행렬을 계산할 수 있는 새로운 측정 정보를 제공하는 계기가 된다.

아래 그림들이 보여주고 있는 것은 각 세부 측위 모드에서 추출된 오차 공분산값의 상대적인 크기 (세로축)를 나타내고 있다.

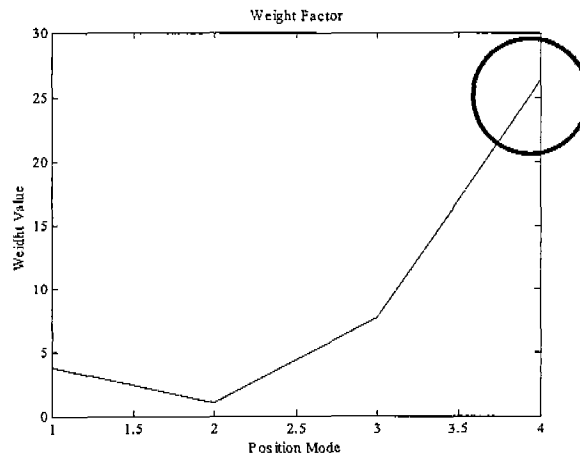


그림 3-7-7 Case I : 2 GPS, 1 BS

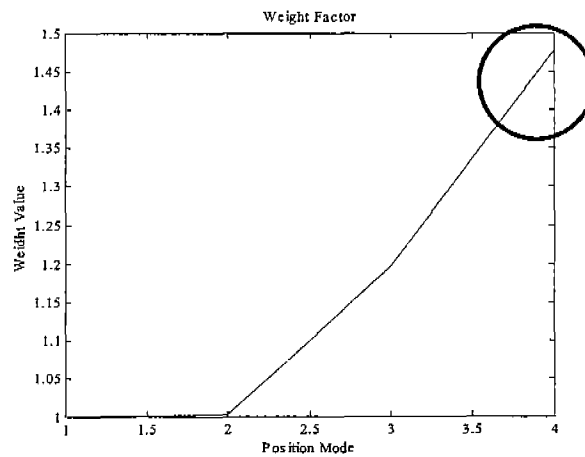


그림 3-7-8 Case II : 1 GPS, 2 BS

위의 두 가지 경우에 있어서 오차 공분산 값은 세분화된 측위 모드마다 다른 값을 나타내고 있으며 경우에 따라서는 매우 큰 편차를 보임을 알 수 있다.

샘플로 보여주고 있는 Case I 과 Case II, 그리고 Case III 의 경우는 오차 공분산 값이 매우 다른 경향을 보이고 있다. Case I 는 측위 모드 3 과 4 에서 매우 큰 오차 공분산을 나타내고 있다. 이는 어느 측정열이 매우 큰 오차를 갖고 있으며, 그것이 오차 계산에 자주 이용되고 있음을 나타낸다고 볼 수 있다.

Case II 의 경우는 상대적인 수치는 매우 작게 보여 Case I 과 같은 결과를 보이는 것처럼 보이지만 오차 공분산 값이 적은 범위 내에서 상대적인 값을 나타내기 때문에 측위 오차에 매우 긍정적인 결과를 제공할 가능성이 크다.

반대로, 이 경우는 오차 보정 효과가 거의 없음을 알 수 있다.

Case III 의 경우는 2GPS, 2BS 의 측정 정보를 이용하여 측위를 하였을 때 발생하는 세부 측위 모드에서의 오차 공분산을 나타낸다.

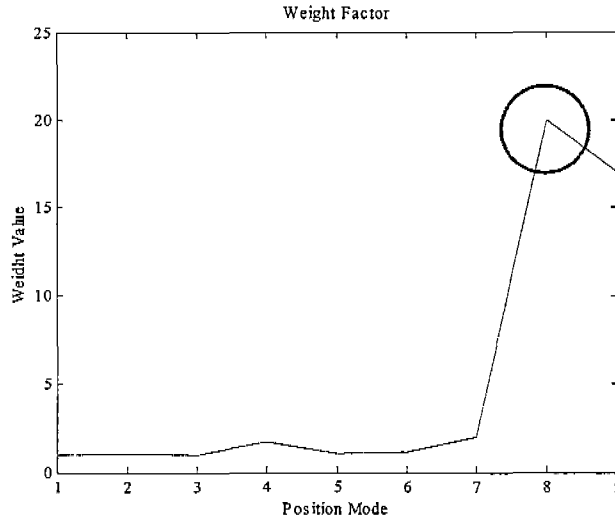


그림 3-7-9 Case III : 2 GPS, 2 BS

Case III 의 결과를 이용하여 유추가 가능한 것은 다른 세부 측위 모드에 비해 8 번째의 세부 측위 모드에서의 오차 공분산이 매우 크게 나타나는데, 그 이유중의 하나는 이때 사용된 기지국 정보에 매우 큰 측정 오차가 들어 있을 수 있다는 것이고 다른 이유는 이때의 측위모드가 다중해가 발생하는 경우임을 나타낸다. 본 알고리즘에서 채택하고 있는 가중치 행렬 재계산 방식은 바로 이러한 오차 공분산의 상대적인 크기를 이용한 것이다. 그림에서 나타났듯이 오차 공분산 크기가 상대적이므로 가중치에 대해서도 같은 방식으로 오차 공분산을 역산한 값을 적용한다.

상대적인 가중치 변화는 CDMA 망 정보에 대해서 이루어진다. 그 이유는 GPS 측정 정보의 오차 편차가 그다지 크지 않지만 CDMA 망에서의 신호 측정치는 경우에 따라서 매우 큰 거리 오차를 포함하고 있기 때문이다.

$$W_{new} = \left[W_{GPS} \frac{P_{PosMod}(BS_i)}{\min(P_{PosMod})} \right] \quad (3.7.7)$$

마. 최적 위치해 결정 알고리즘

본 연구과제에서 제시한 최적해를 구하는 방법을 정리하면 다음과 같다.

(1) 최소 위치 변화량 선택법

$$dX = \min(dX_1, dX_2, dX_3) \quad (3.7.8)$$

$$X_k = X_{k-1} + dX_k \quad (3.7.9)$$

이 방법은 여러 개의 항법해 계산 과정에서 발생한 초기 위치로부터의 위치 변화량을 서로 비교하여 최소값을 나타내는 경우의 항법해를 최종 항법해로 선택하는 방법이다. 이 방법에 의하면 그 효과가 경우에 따라 다르게 나타나고 특히, 초기값의 설정 방식에 의해 그 결과가 매우 다르게 나타나는 것을 알 수 있다.

(2) 위치 변화량 평균법

$$X_k = \text{mean}(X_1 X_2 X_3) \quad (3.7.10)$$

이 방법은 최소 위치 변화량 선택법과는 달리 세분화된 항법해들의 위치 변화량을 평균하여 최적해를 계산해 내는 방법이다. 이 방법을 적용한 결과는 그다지 좋은 결과를 보이지 않는데, 그 이유는 오차가 포함된 측정 정보를 그대로 이용하여 계산하였기 때문에 자동 측위 모드에 의해 계산된 항법해와 크게 달라지지 않으며 오차가 보정되지 않고 그대로 포함되어 있다.

(3) 이전 위치 정보와 가장 가까운 좌표 선택법

이 방법이 가장 현실적인 방법인 이유는 측정 정보의 오차가 매우 크게 나타나기 때문에 그런 오차가 포함되어 있는 항법해 중에서 이전에 계산된 위치해에 가장 가까운 해를 선택하는 것은 자동으로 오차를 보정하는 효과를 보이기 때문이다. 그러나 이 방법이 적용되기 위해서는 단말기가 연속적인 측위가 가능해야 한다는 전제가 있다. 이전 위치 정보를 모른다면 새로운 해를 구하는 데 있어서 보정된 위치해를 구하기란 어렵다. 이 방법은 연속 측위가 가능한 단말기 측위 모드에서는 최상의 해를 나타낸다는 것을 알 수 있다.

(4) (dX1 dX2 dX3) 최대값 소거법

max (dX1 dX2 dX3)를 나타내는 Case와 다른 Case와의 비율 계산 :

$$dX_2/dX_3 = \text{Kratio}, \quad W_{\text{new}} = W \times \text{Kratio} \quad (3.7.11)$$

이 방법은 위치 변화량이 가장 큰 경우의 해를 소거하는 방법으로써 흔히 여러 개의 측정값들 중에서 가장 나쁜 상태를 가려내기 위한 방법이라고 볼 수 있다. 가장 상태가 나쁜 경우에 대해서 소거하는 방법을 이용하여 나머지 항법해들만을 이용한 측위를 수행하므로 오차 보정 효과를 약간 볼 수 있게 된다. 또 다른 방법은 가장 큰 위치

변화량을 가지는 경우를 제외한 뒤에 남아 있는 항법해의 위치 변화량의 상대적인 오차율을 계산하여 가중치를 변화시키는 것이다. 이 방법은 매우 독특한 접근법으로써 오차가 포함되어 있는 경우의 항법해에 상대적으로 오차에 대한 가중치를 높인다는 개념이 포함된 것으로 본 연구의 최종 결과물에 적용된 알고리즘이다.

Adaptive Location Filtering Algorithm의 동작 흐름도는 아래와 같다.

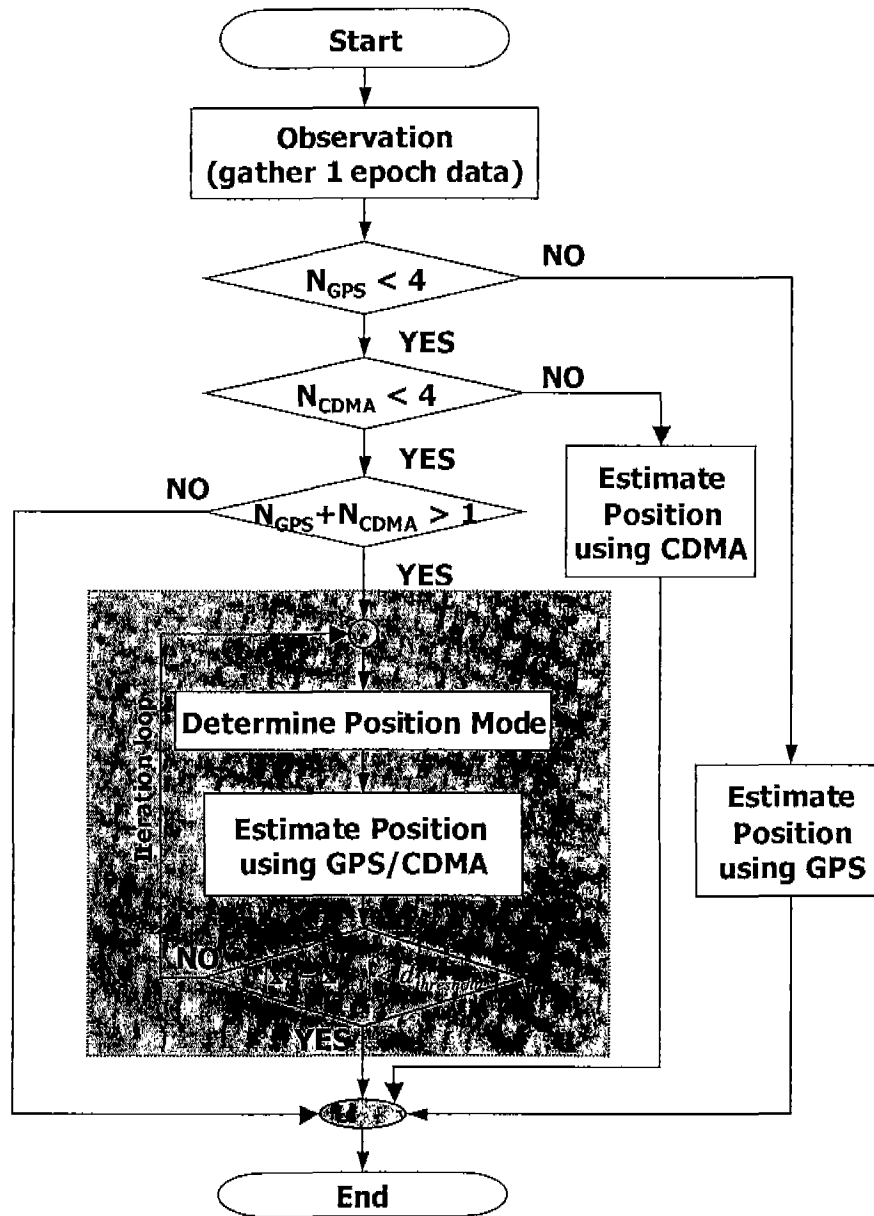
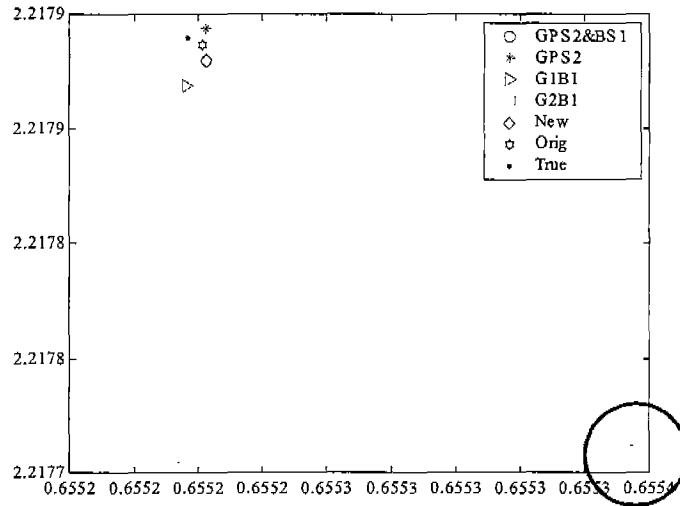


그림 3-7-10 ALFA 동작 흐름도

바. ALFA를 이용한 다중해 문제 해결

본 연구과제를 통하여 개발된 ALFA의 최대 장점은 바로 다중해 (Multiple Solution) 문제의 해결에 있다. Case I에 해당하는 2개의 GPS, 1개의 BS가 확보되었을 때를 가정한 시뮬레이션에 의하면 아래 그림과 같이 여러 개의 항법해를 계산해 낼 수가 있다.

여기에서 특이한 점은 보통 일정 범위 이내에서 항법해들이 몰려 있어야 함에도 아래의 결과에서는 한 점만이 상당히 먼 위치에서 항법해가 나타나고 있음을 볼 수가 있다. 이 경우는 두 번째 GPS 와 하나의 BS 를 이용하여 계산한 결과를 나타내는 것으로 같은 BS 를 이용하여 다른 위성 정보를 이용하여 계산한 결과와 차이가 있음을 알 수 있다.



(가로축은 경도, 세로축은 위도: Radian)

그림 3-7-11 다중해 문제가 발생한 경우의 측위 결과

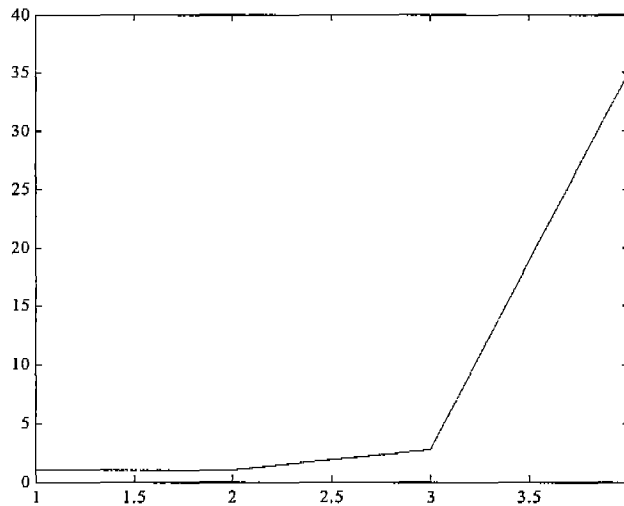


그림 3-7-12 다중해가 발생한 경우의 오차 공분산

세부 측위 모드의 측위 결과와 그때의 오차 공분산을 표시한 그림을 보면 네 번째에 해당하는 측위 모드(측위 결과에서 □ 위치)에서 다른 세부 측위 모드에 비해 상대적으로 오차 공분산이 매우 크게 나타나는 것을 보이고 있다.

이러한 다중해 문제는 발생하는 경우를 예측하기가 불가능하지만 세부 측위 모드를 이용한 항법해 세분화 과정을 통하여 다중해 문제가 발생하는 경우를 판별해 낼 수 있음을 알게 되었다[5].

이렇게 검지된 다중해 문제를 해결하는 방법은 두 가지를 제시하였다. 한가지는 오차 공분산에 대한 최대값을 지정하여 공분산 값이 그 이상이 되는 측위 결과를 소거하는 방법이다. 이 방법은 다중해 문제뿐만 아니라 전체적으로 오차 공분산이 큰 결과에 대해서도 만족스러운 결과를 보일 수 있다.

다른 한가지는 ALFA 에 적용한 방법으로써 다중해 문제에 상관없이 상대적인 가중치를 계산하여 항법해 계산에 적용하는 방법이다. ALFA 를 적용하여 새롭게 위치를 계산한 결과는 다중해 문제를 완전히 해결한 것을 결과로부터 알 수 있게 된다. 다중해 문제가 해결된 측위 결과(◇ 표시)는 측위 결과 그림에 나타나 있다.

3. 시뮬레이션을 이용한 ALFA 성능 분석

본 연구과제에서 제안한 혼합측위 알고리즘인 ALFA 의 성능 분석을 위해서는 시뮬레이션을 이용한 방법과 실제 측정 정보를 이용한 방법을 적용하였다. 본 절에서는 시뮬레이션을 이용하여 ALFA 의 성능 평가를 수행한 결과를 보이고자 한다.

가. 이상적 도심 환경

본 시뮬레이션에 적용한 이상적 (Ideal) 도심 환경이란 가상으로 기지국과 실험 위치를 설정하고, 기지국으로부터 단말기 위치에 해당하는 기준 실험 위치까지의 의사거리를 이상적인 경우를 가정하여 설정한 뒤에 일정한 오차 성분을 부여하여 측위를 수행하는 환경을 말한다.

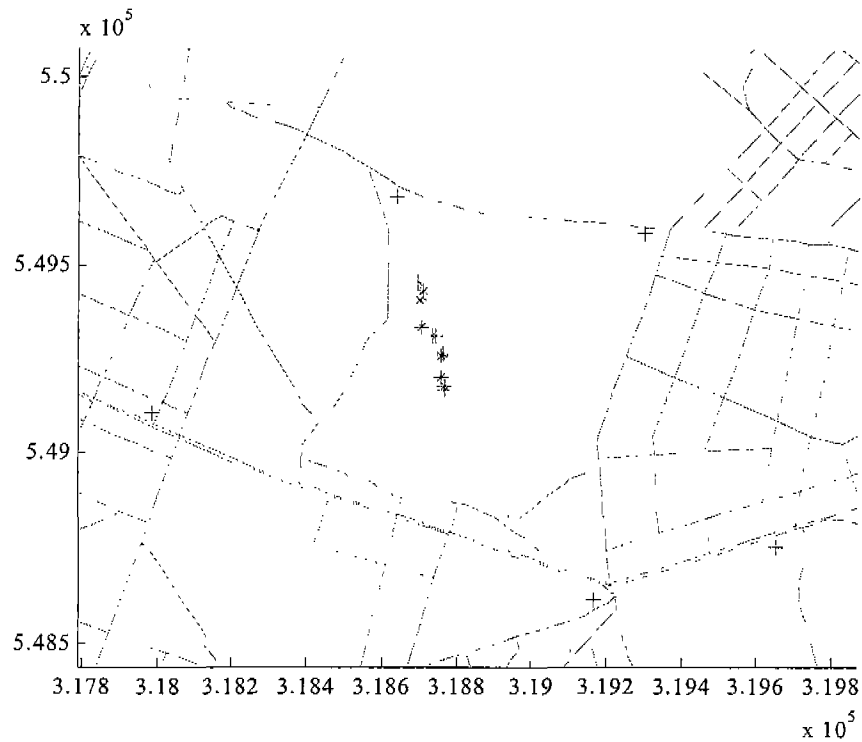


그림 3-7-13 시뮬레이션을 위한 기지국과 기준 실험 위치

본 연구과제 수행을 위해 설정된 기지국은 건국대 주변의 다섯개 기지국이고, 기준 실험 위치는 실제로 실험을 통해 계산한 기지국에 대한 상대적인 위치를 지정하였다. 아래의 표는 본 시뮬레이션에 사용된 기지국의 위치 좌표를 나타내고 있다.

표 3-7-2 시뮬레이션을 위한 건대 기지국 좌표와 11개 기준 실험 위치

BS Positions		
37.536194	127.08315	34
37.540528	127.06971	48
37.545778	127.07703	30
37.544961	127.08456	20
37.537464	127.08862	30
37.54114	127.0786	47.757
37.54122	127.0785	38.629
37.54147	127.0785	43.861
37.54196	127.0784	53.32731
37.54204	127.0785	39.208
37.54245	127.0783	70.08313
37.54244	127.0782	56.155
37.54265	127.0778	66.514
37.54331	127.0778	66.85353
37.5435	127.0779	61.641
37.54375	127.0777	64.864

* 왼쪽부터 위도(Degree), 경도(Degree), 고도(Meter)

시뮬레이션을 위해 이상적인 무선통신 시스템 환경 상의 오차 요인을 고려하였으며, GPS 를 위한 오차 요인으로서는 다중경로, 이온층 오차, 대류권 지연 오차, 수신기 잡음 등을 추정오차로 환산하여 적용하였다. GPS 의 위성정보와 사용자 위치에서의 의사거리

추정은 MATLAB 의 SATNAV Toolbox 를 이용하였다. CDMA 망에서의 오차요인으로는 Positive Gaussian Noise 특성을 가지는 NLOS 성분과 AWGN 경향을 갖는 랜덤 성분의 측정 잡음을 반영하였다. NLOS 오차 성분은 Zero Mean 과 100 미터의 분산을 가지도록 설정하였으며, 측정 잡음을 위한 랜덤 성분은 역시 Zero Mean 과 50 미터의 분산을 가지도록 설정하였다.

나. 측위 모드별 시뮬레이션 결과

(1) Case I : 2 GPS, 1 BS

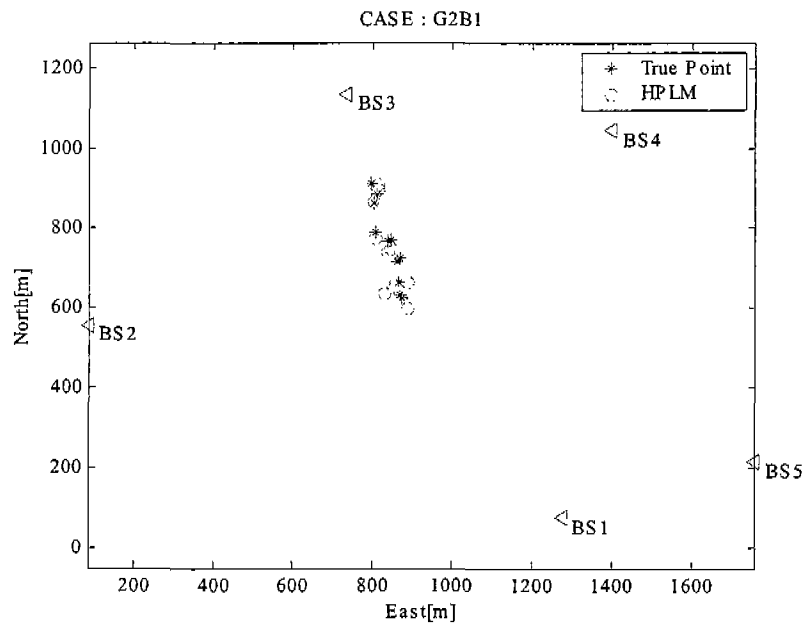
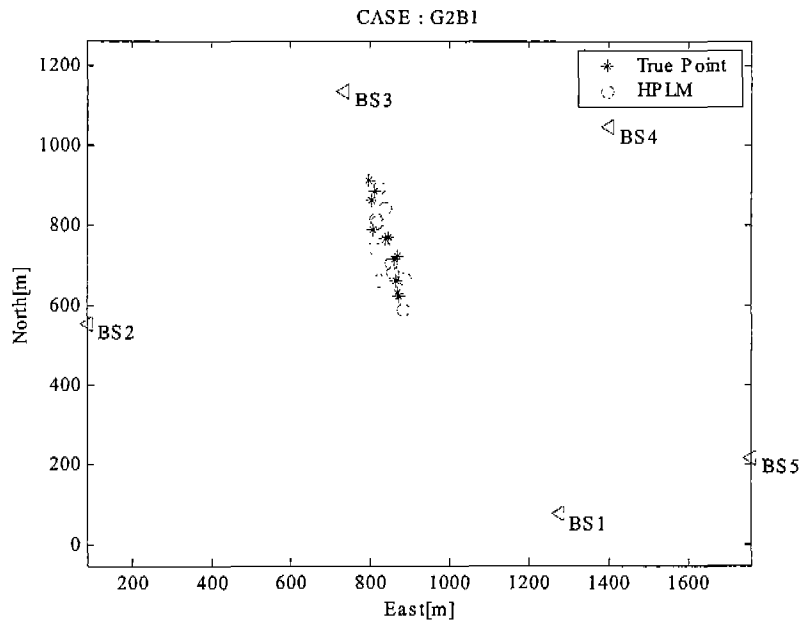


그림 3-7-14 일반적인 가중치 최소자승법 적용 결과



mode	WLS	HPLM	Improved
2GPS-1BS	41.43	44.55	-3.12

그림 3-7-15 HPLM : ALFA 적용 결과

(2) Case II : 1 GPS, 2 BS

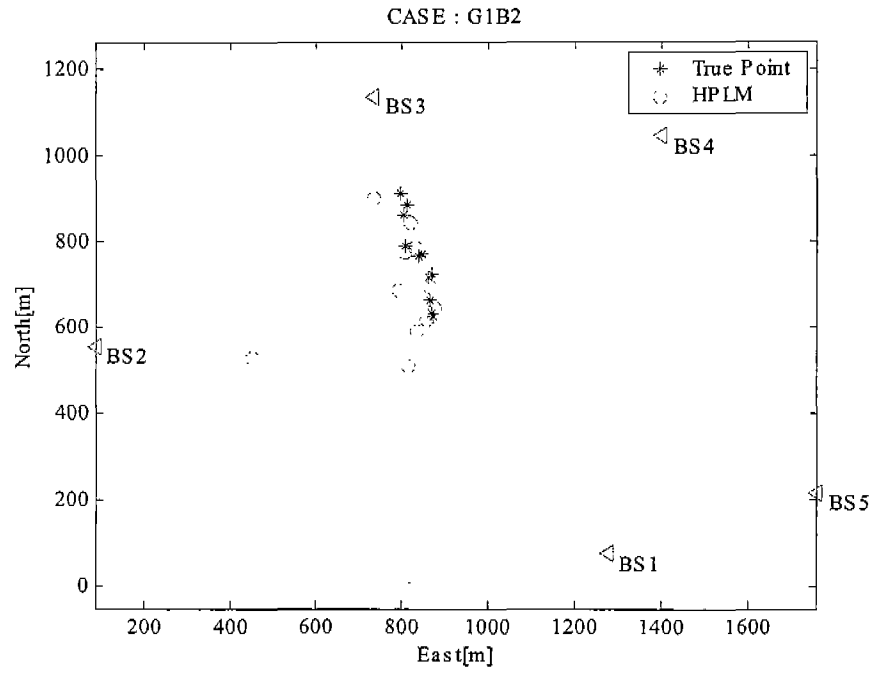
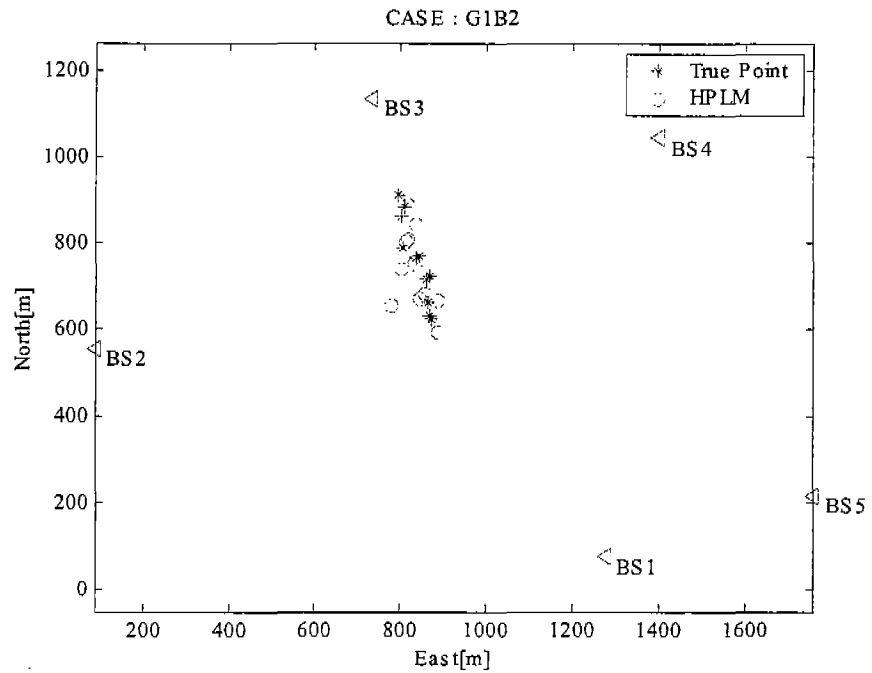


그림 3-7-16 일반적인 가중치 최소자승법 적용 결과



mode	WLS	HPLM	Improved
1GPS-2BS	158.37	50.85	107.52

그림 3-7-17 HPLM : ALFA 적용 결과

(3) Case III : 2 GPS, 2 BS

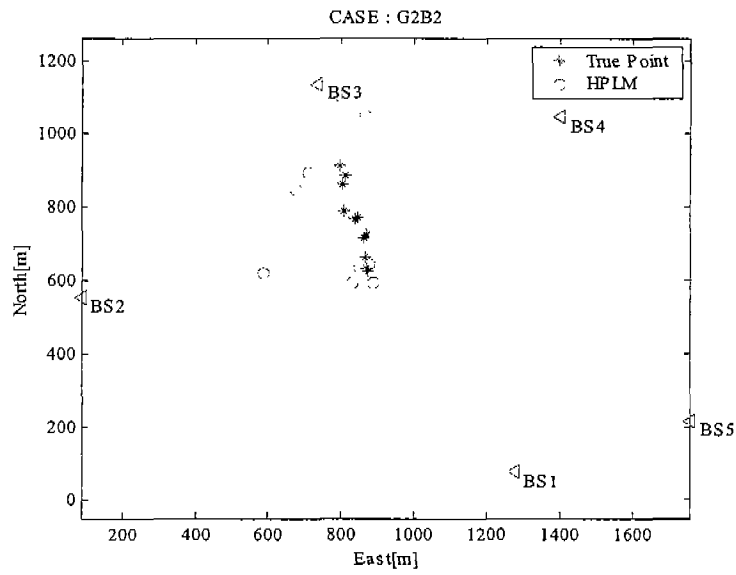
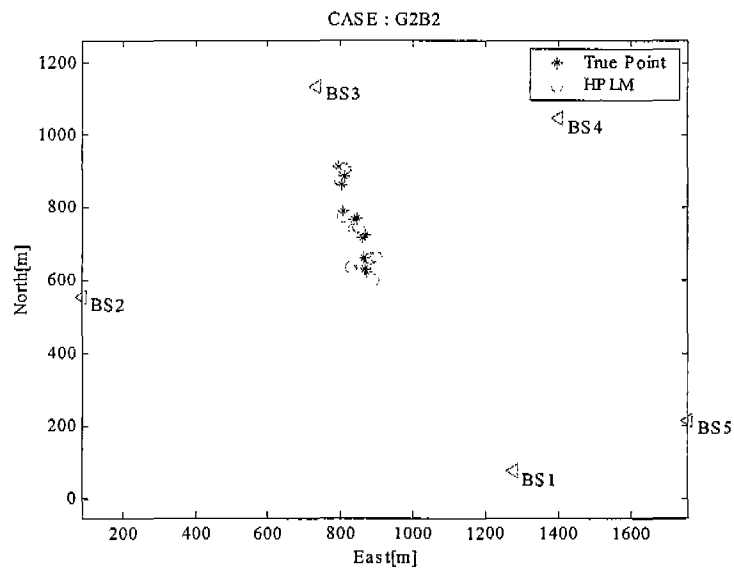


그림 3-7-18 일반적인 가중치 최소자승법 적용 결과



mode	WLS	HPLM	Improved
2GPS-2BS	174.25	42.18	132.07

그림 3-7-19 HPLM : ALFA 적용 결과

다. 시뮬레이션 결과 분석

CASE 별 측위 결과에서 *표시는 기준 실험 위치이고, O 표시는 시뮬레이션을 통해 계산된 위치 좌표를 가리킨다. ∇ 표시는 기지국의 위치를 표시하고 있다. 일반적인 고정된 가중치를 이용한 최소자승법을 이용했을 경우를 위에 표시하였고 본 연구과제에서 제안한 혼합 항법 알고리즘 (HPLM)인 ALFA 를 적용한 결과를 아래에

표시하여 두 경우를 비교하였다.

CASE I 의 경우는 ALFA 가 오히려 나빠진 것으로 나오는데 그 정도가 매우 적고 요구되는 측위 오차 범위 내에 있으므로 문제가 없는 것으로 판단된다. 특히 이 측위 모드의 경우는 다중해 문제가 발생할 수도 있는데 이 문제가 전혀 발생하지 않은 것은 고무적이라 할 수 있다.

CASE II 의 경우는 BS 정보를 두 개 이용하기 때문에 BS 의 측정치에 포함된 큰 거리오차가 위치오차에 크게 영향을 미쳐서 일반 WLS 에 의한 결과는 150 미터가 넘는 위치오차를 보였지만 ALFA 를 적용한 결과는 약 100 미터가 개선된 50 미터 정도의 오차를 보이고 있다.

CASE III 의 경우는 측정열의 개수가 3 차원 좌표를 계산할 수 있는 최소 3 개 이상의 측정값을 확보할 수 있는 상황에서 오차가 포함된 기지국 정보를 이용하였기 때문에 WLS 의 결과는 약 170 미터라는 매우 큰 오차를 보였다. 그러나 ALFA 를 적용함으로써 최대 132 미터 정도의 측위 오차 개선 효과를 보였다.

CASE 별 측위 결과를 통해 알 수 있는 것은 본 연구과제에서 제안한 ALFA 가 CASE 별로 상당한 위치 오차 개선 효과를 보이므로 위치 정확도를 만족하면서 측위율을 개선할 수 있는 이중의 개선 효과를 나타냄을 증명하였다.

4. 실제 측정 정보를 이용한 ALFA 성능 분석

가. 실제 실험 환경

앞의 경우는 시뮬레이션을 위해 GPS 의 시뮬레이터와 가상의 CDMA 망 정보를 이용하였다. 그러나 이런 이상적인 환경은 실제 신호 수신 환경과 매우 다르다. 따라서 본 장의 목적은 이상적인 환경에서 검증된 알고리즘을 실제 환경과 유사한 실험 환경을 모델로 적용하여 실제 환경에서 혼합 측위 알고리즘의 성능 평가를 수행하고자 하는 것이다.

실제 실험 환경을 구축하기 위해 건국대 주변의 기준 실험 위치를 설정하는 실험을 수행하였다. 그리고 해당 실험 위치에서 GPS 수신기와 CDMA 전파 수신기를 이용하여 동시에 데이터를 수신하였다.



● 실험 장소

그림 3-7-20 기준 실험 위치 결정 및 혼합 데이터 수신 실험 장소

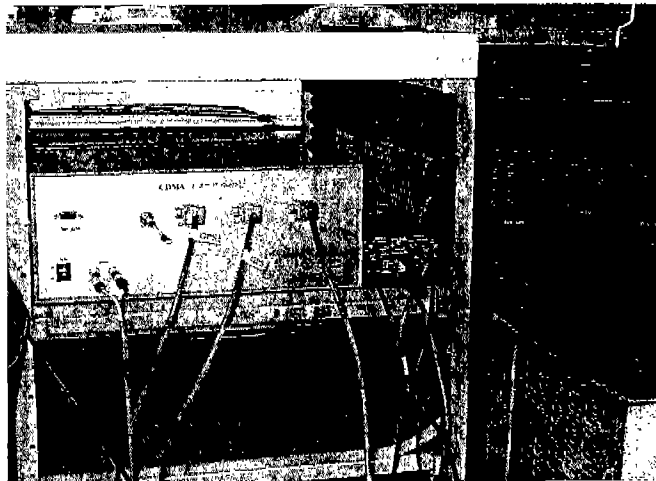


그림 3-7-21 실험에 사용된 GPS 수신기(가운데)와 CDMA 전파수신기(왼쪽)

나. 실험 데이터의 적용

본 실험을 통하여 각 실험 위치에서의 기지국과 단말기간 실제 거리 오차(Real Range Error)를 환산하였으며, 이 값을 아래의 수식 관계로 시뮬레이션에 적용하였다.

$$\text{Test Range}(i) = \text{True Range}(i) + \text{Real Range Error}(i) \quad (3.7.12)$$

여기서 i 는 해당 기지국 번호를 가리킨다. 실험적으로 계산한 실제 거리 오차는 해당 실험 위치에서 실제 수신되는 기지국 신호를 추출하여 이로부터 가장 신호 세기가 센 기지국의 정보를 순서대로 2 개씩 선정하였다. 해당 위치와 해당 기지국간 위치를 이용한 실제 거리를 계산하여 측정된 TOA 에서 이를 뺀 값을 해당 위치별 실제 측정

거리 오차로 설정하였다. 그리고 해당 실험 위치에서 수신할 수 있는 기지국 신호가 2 개라고 가정하고, 해당 위치에서 수신한 실제 기지국을 시뮬레이션에 적용하였다. 그림에는 각 실험 위치별 첫 번째 및 두 번째 세트의 기지국 번호가 BAR 그래프의 위에 표시되어 있다.

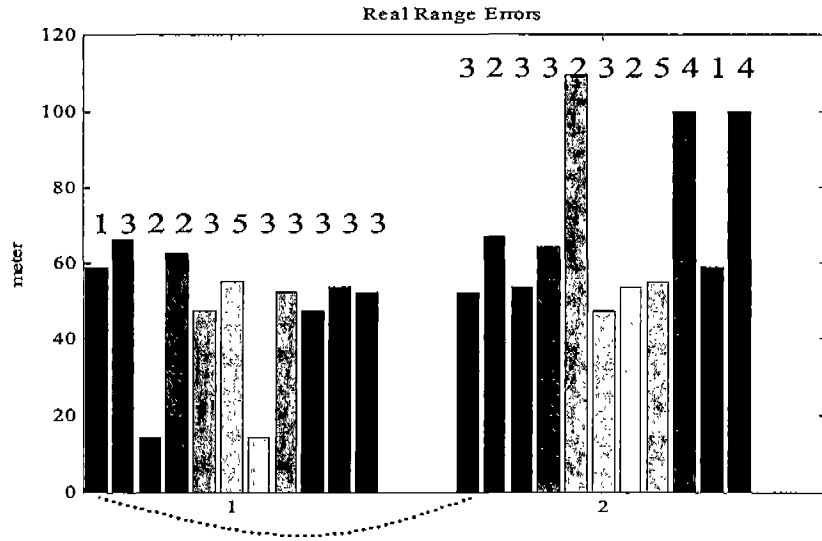


그림 3-7-22 실험 위치에서의 실제 의사거리 오차 성분

기지국과 단말기간 실제 의사거리 오차 성분을 보면 첫 번째 세트에서 세 번째와 일곱 번째의 값이 매우 적은 것을 알 수 있다. 위에 선정된 값은 실제 수신된 기지국의 chip delay 데이터 중에서 가장 좋은 값들 만을 선택하였으며 실험 위치에 따른 특성이 눈에 띄게 보이지 않고 있다.

첫 번째 세트와 두 번째 세트를 같이 비교해 보면 실험 위치 1, 2, 3, 4 와 6, 7, 8, 10 에서의 거리 오차가 70 미터 이내이고 나머지는 두 번째에서 매우 큰 거리 오차를 나타내고 있다. 실험 위치에서의 기지국과 주변 건물, LOS 확보성 등을 고려해 볼 때 위의 결과가 나올 것으로 예상되는 지점은 1, 2, 3, 7, 8, 10 정도이며, 아주 좋은 정보만 취득할 경우라면 예상보다 좋은 정보를 제공할 수 있다는 것을 볼 수 있다.

아래에는 앞의 시뮬레이션 조건에서 기지국간 거리 오차 성분을 실제 의사거리 오차로 대체하여 시뮬레이션을 수행한 결과를 보이고 있다.

(1) Case I : 2 GPS, 1 BS

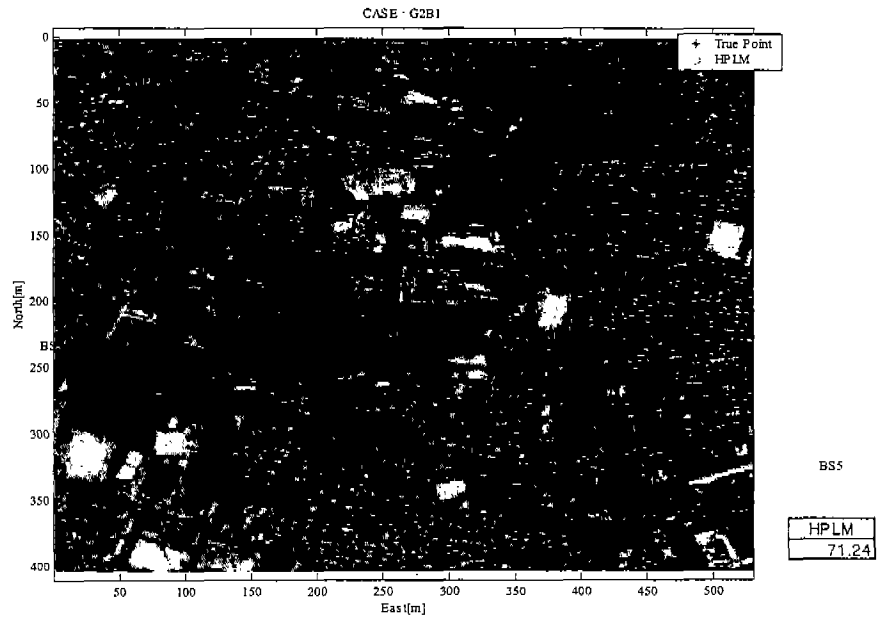


그림 3-7-23 Case I : 실제 실험 환경을 적용한 결과

(2) Case II : 1 GPS, 2 BS

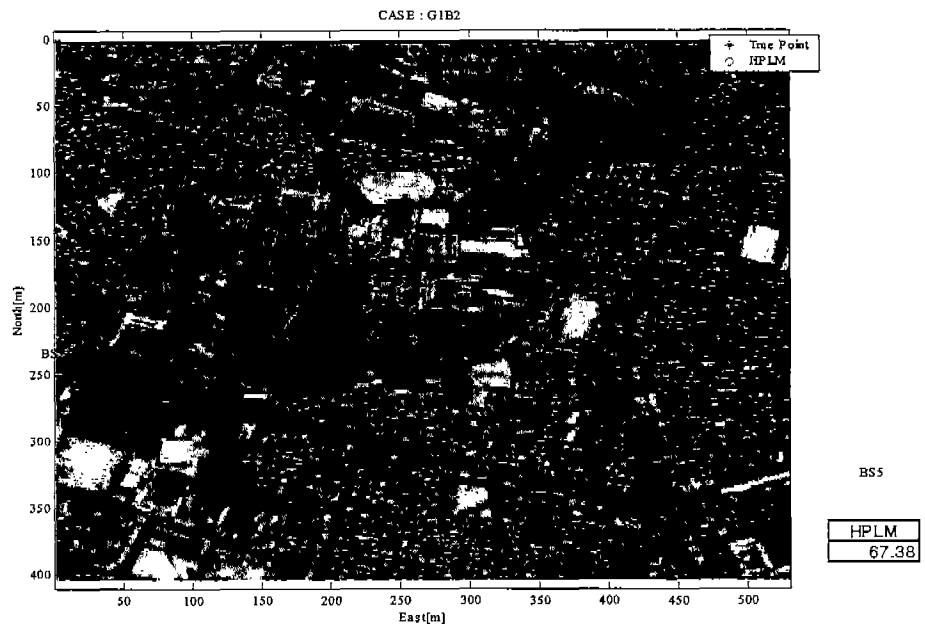


그림 3-7-24 Case II : 실제 실험 환경을 적용한 결과

(3) Case III : 2 GPS, 2 BS

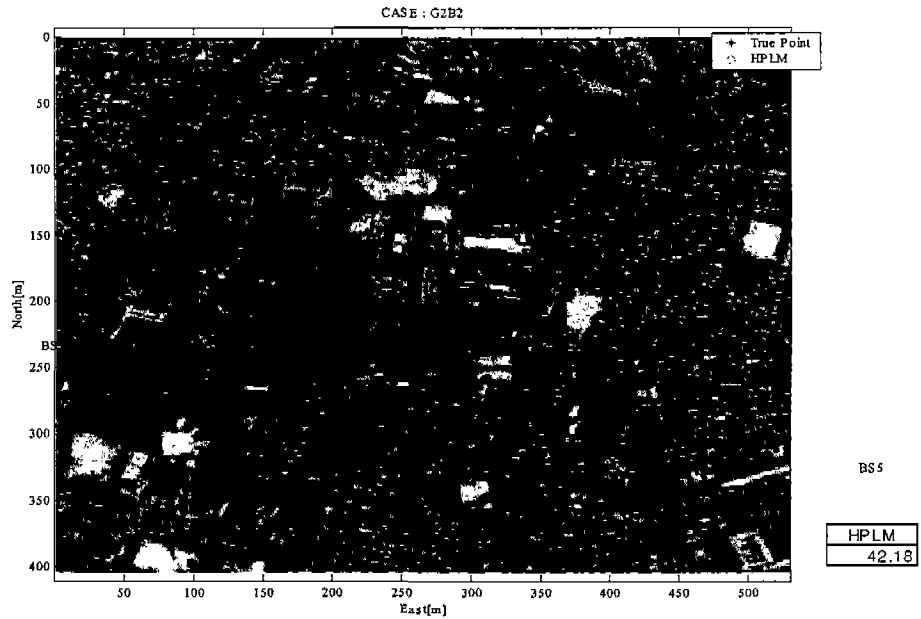


그림 3-7-25 Case III : 실제 실험 환경을 적용한 결과

각 경우의 실험 결과에서 파란색(*) 점은 실제 기준 실험 위치이고, 녹색(O) 점이 ALFA 로부터 계산된 측위 결과이다. 여기서 빨간색(∇)은 기지국의 실제 위치를 가리킨다. 이 기지국의 위치는 정확한 결과를 얻기 위해 측량 전문 장비를 이용하여 측량한 값으로써 오차범위 5미터 이내를 보장한다.

위의 결과로부터 CASE I 이 CASE II, CASE III 보다 제일 오차가 크게 나타나고 있다. CASE III 의 측위 오차는 50 미터 이하의 좋은 결과를 보이고 있다. 그러나 세 경우의 측위 오차가 모두 100 미터 이내임을 확인할 수 있다.

제8절 INS-aided GPS 수신기 기술 개발

GPS와 INS의 결합은 기존에 이미 약결합 방식이나 강결합 방식과 같이 다양한 결합 형태가 있음을 많은 문헌에서 찾아볼 수 있다. 기존에 제시된 이런 결합 방식의 주된 목적은 두 시스템을 결합으로써 측위 정확도를 향상시키는 것이며, 약결합 방식은 위치해를 결합하여 측위 정확도를 개선하는 결합 형태이고 강결합 방식은 GPS의 의사거리 영역과 INS의 측정정보를 결합하여 측위 정확도와 데이터 가용율을 높이기 위한 결합이라 할 수 있다. 그러나 GPS 위성 신호가 미약한 환경에서 이 두 가지 결합은 모두 그 효과를 얻는 것이 불가능하다. 따라서 이런 환경에서도 신호추적이 정상적으로 수행되고 측위가 가능하도록 하기 위해서는 GPS 수신기의 추적루프 레벨에서의 결합이 요구되었으며 이것이 초강결합 방식이다.

GPS 수신기는 반송파 추적 루프와 코드 추적루프를 가지고 있으며, 여기서 지연시간, 즉 의사거리를 측정하는 것은 코드 추적루프이다. 일반적인 코드 추적루프는 각 채널 별로 독립적이고 병렬로 구성되어 있으며 다른 위성 신호 추적이 다른 채널에서의 위성 신호 추적에 영향을 주지 않는다. 그러나 실제로 사용자가 움직이게 되면 모든 채널의 의사거리 추정에 영향을 미치기 때문에 각 채널이 완전히 독립적으로 신호 추정을 한다는 것은 모순이다.

따라서 본 연구에서는 이런 현재까지의 GPS 수신기 구조가 채택하고 있는 독립적이고 병렬적인 구조의 일반 코드 추적루프를 버리고 각 채널의 신호 추적루프는 상호 연관되어 있다는 사실에 입각하여 벡터 방식의 코드 추적루프 알고리즘을 채용하였다. 벡터 방식의 코드 추적루프는 추측이 가능한 위성의 움직임보다는 사용자의 움직임에 의해 변화하는 양을 추정하는 것이 목적이므로 각 채널의 위성 코드 추적루프는 다른 코드 추적루프와 상호 연관되어 있을 수 밖에 없는 원리를 이용하여 확장 칼만필터 방식으로 위치해를 구하고 이를 이용한 각 채널의 지연시간 성분을 추정하는 구조를 갖고 있다. 이런 구조는 일부 위성 신호가 상대적으로 미약하더라도 위치해로부터 정확한 신호의 지연시간 성분을 피드백 받기 때문에 신호 추적을 정상적으로 할 수 있게 되는 장점이 있다. 하지만 확장 칼만필터 구조를 가지고 있는 벡터 방식의 코드 추적루프는 각 채널을 각각 하나의 센서라고 가정한다면 특정 위성에서 오류가 발생하거나 모든 채널의 지연시간 성분을 좌우하는 순간 위치해에 오류가 발생할 경우는 모든 채널에 그 오류가 퍼지게 되는 최악의 단점을 갖고 있다.

1. IMU-aided GPS 상판기/추적루프 구조 설계

일반적으로 GPS 수신기의 한 채널의 코드 추적루프는 그림 3-8-1의 구조를 가진다. 코드 추적루프는 위성과 사용자 사이의 지연 시간을 추정하는 기능이 있기 때문에 이를 Delay Lock Loop (이하 DLL)라고 부른다. 코드 추적 루프는 결맞음 (Coherent) 추적루프와 비 결맞음 (Non-coherent) 추적루프로 구분할 수 있는데 결맞음 추적루프를 이용하기 위해서는 입력되는 신호와 완벽하게 일치하는 반송파 신호를 생성할 수 있어야만 가능하다. 그러나 실제로 GPS 수신기는 아주 낮은 신호 대 잡음비 (이하 SNR)를 갖는 환경에서 동작하고 이렇게 낮은 SNR 상태에서 완벽한 기준 반송파 신호를 생성하는 것은 어려운 일이다. 따라서 일반 GPS 수신기들은 대부분 비 결맞음 추적 루프를 채용하고 있다.

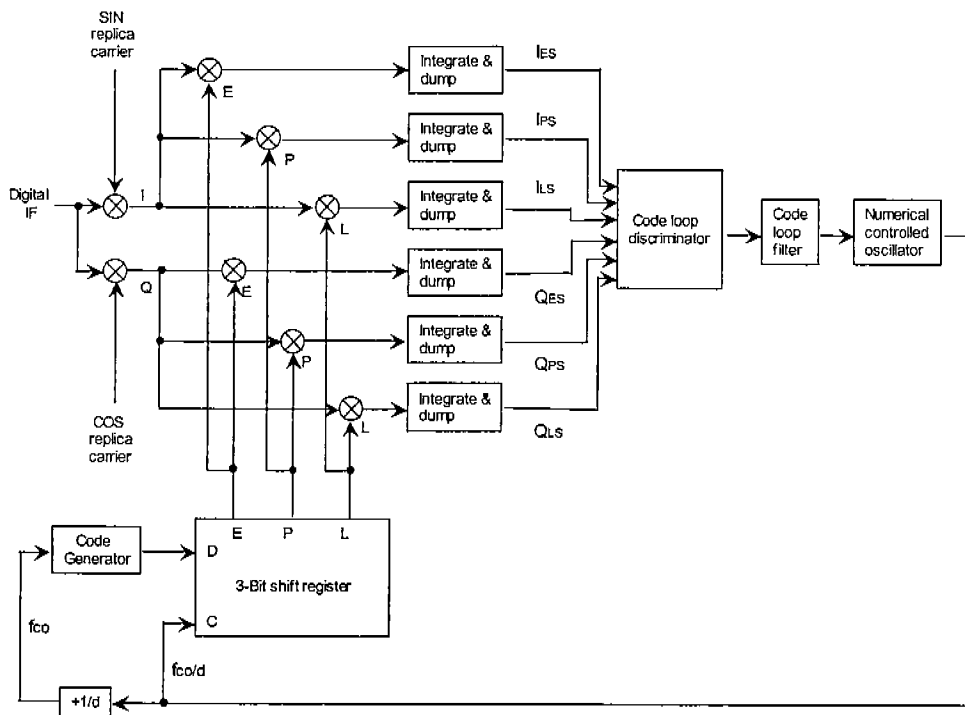


그림 3-8-1 일반 코드 추적루프 구조

일반 GPS 수신기의 동작은 크게 두 단계로 나눈다. 첫번째는 독립적이고 병렬로 구성된 코드 추적루프를 이용하여 각 위성 신호의 지연 시간을 독립적으로 추정하는 단계와 이 지연 시간 성분을 측정값으로 받아 의사거리로 변환하여 위치를 추정하는 단계이다. 그림 3-8-2는 두 단계로 구성된 GPS 수신기의 동작 구성도이다.

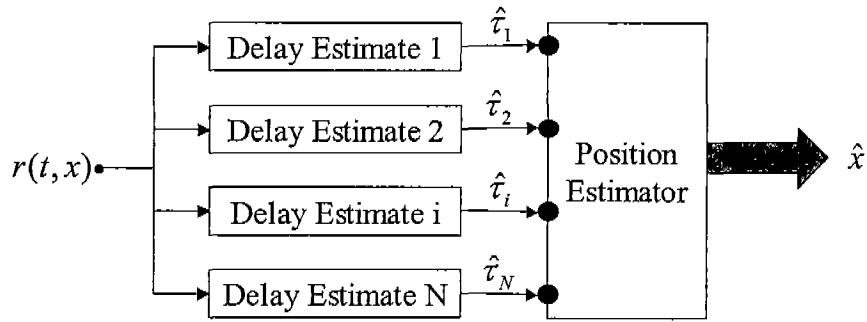
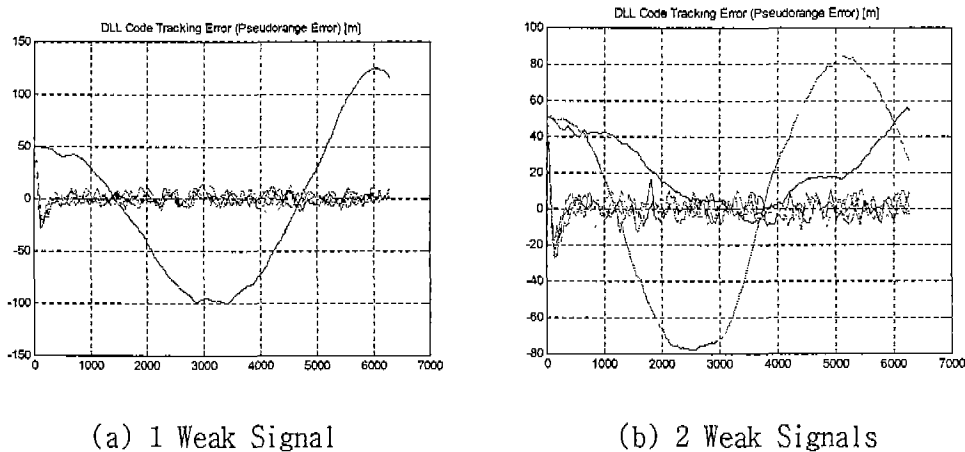


그림 3-8-2 일반적인 GPS 수신기의 동작 구성도

즉, 일반화된 GPS 수신기의 위치 추정은 독립적이고 병렬 구조를 가지는 지연시간 추정기를 가지고 있으며 이것은 위성들과 사용자의 기하학적 연관성으로 인해 지연시간 τ_i 가 서로 상관관계가 있다는 사실을 이용하지 않는 구조를 말한다. 대부분의 GPS 수신기는 이런 범주에 속한다. 따라서 개별 위성 신호의 SNR이 독립적으로 추적되기에 너무 낮을 경우에 일반 수신기는 쉽게 신호 추적을 놓치는 경향을 보이게 된다. 이런 현상은 간단한 시뮬레이션으로 증명을 할 수가 있다[1]. 특정 위성신호가 다른 위성신호들에 비해 상대적으로 낮은 SNR을 가지는 경우를 모사하여 독립적으로 구성된 코드 추적루프에서 이 신호들을 추적해 보면 낮은 SNR을 갖고 있는 특정 위성신호의 추적 오차는 다른 위성신호의 추적오차에 비해 매우 크거나 발산을 하는 현상을 그림 3-8-3에 도시하였다.



(a) 1 Weak Signal

(b) 2 Weak Signals

그림 3-8-3 일반 GPS 추적루프의 추적 오차

위의 시뮬레이션 결과로부터 다른 위성신호들이 안정적인 추정상태를 보인 반면, 1개 또는 2개의 미약신호는 정상적으로 추적되지 못하고 발산하는 것을 확인할 수 있다.

가. 벡터 방식 지연루프 구조 설계

일반적인 GPS 수신기 동작과는 달리 각 채널에서 추정하는 지연시간 성분은 사용자의 움직임에 의해 크게 영향을 받고 이런 움직임은 각 채널의 지연시간 성분들이 서로 상관되어 있는 기하학적 구조로 되어 있다는 사실을 바탕으로 하면 아래 그림처럼 지연시간 추정과 이를 이용한 위치 추정을 동시에 수행하는 동작 구조를 생각해 볼 수 있다.

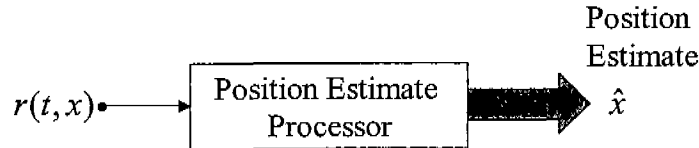


그림 3-8-4 일괄 처리 형태의 GPS 수신기 동작 구성도

위 그림의 수학적 표현은 아래 수식처럼 간단하게 표현이 가능하다.

$$\hat{x}_a = F_a[r(x)] \tag{3.8.1}$$

기존에는 측정된 각 채널에서의 의사거리가 추정하고자 하는 사용자의 위치의 함수였지만 그 의사거리는 수신기에서 수신되는 신호 (r)로부터 측정된 것이므로 엄밀하게 얘기하면 수신된 신호 r(t,x)은 사용자의 움직임 벡터에 의한 함수가 되는 것이므로 위의 수식관계가 성립되는 것이다.

우리가 잘 아는 사실이지만 위성과 사용자간 전파 경로는 위성과 사용자의 움직임에 좌우되기 때문에 모든 지연 시간 측정값은 독립이 될 수 없다. 다시 말하면 각 채널의 지연 시간은 사용자의 움직임에 의해 동시에 변화하므로 사용자의 동적 특성에 상관되어 있음을 나타낸다. 이런 사실은 각 채널의 코드 추적을 동시에 한 벡터 처리 루프에서 수행해야 하는 근거가 된다. 이 기법을 벡터 방식 코드 추적루프 (Vector Delay Lock Loop: 이하 VDLL)라고 칭한다. 이 루프는 사용자의 위치 벡터 추정과 지연시간 추정을 동시에 수행하는 구조를 갖고 있다. 본 연구에서는 이 벡터 방식 코드 추적루프의 구현에 있어서 확장형 칼만필터 구조를 택하였으며 이는 준 최적 솔루션을 제공하는 특징이 있다[1].

VDLL은 의사거리 측정값 $\rho(x_k)$ 를 관측하지 않는다는 사실에 근거를 두고 있다. 대신에 수신된 신호는 단일 스칼라 관측 성분이고, 위성과 수신기간 신호 성분 $s_i[t - \tau_i(x(t))]$ 는 두 단계의 비선형성; 즉, $s_i[\tau_i]$ 와 $\tau_i(x_k)$ 을 갖고 있다. 여기서 Baseband 레벨의 스칼라 측정 신호는 다음과 같다.

$$r_k = \sum_{i=1}^N a_i s_i [k - \tau_i(x_k)] + n_k \quad (3.8.2)$$

여기서 잡음 성분은 독립이고 영평균을 갖는 가우시안이다. VDLL의 목표는 이 스칼라 측정값으로부터 사용자 위치 벡터 x_k 를 추정하기 위한 준최적 보완된 확장 칼만 필터를 수행하는 것이다. VDLL 형태를 유도하기 위해서 먼저 위성 i 에서 수신된 신호에 대한 Taylor 급수를 전개한다.

$$s_i [t - \tau_i(x(t))] = s_i(t - \tau_i(\hat{x})) + s_i'(t - \tau_i(\hat{x}))g_i^T(t)(x - \hat{x}) + \dots \quad (3.8.3)$$

여기서

$$g_i^T \triangleq \left(\frac{\partial \tau_i}{\partial x}, \frac{\partial \tau_i}{\partial y}, \frac{\partial \tau_i}{\partial z}, \frac{\partial \tau_i}{\partial B} \right), \quad \frac{\partial s_i}{\partial x} = s_i' [t - \tau_i(x)] \frac{\partial \tau_i}{\partial x}, \quad s_i'(t - \tau_i) = \frac{\partial s_i}{\partial \tau_i} (t - \tau_i)$$

벡터 $g_i(t)$ 는 위성과 사용자간 기하학적 배열의 변화에 따라 시간에 대해서 천천히 변하는 성분이다. 관측 벡터 (Observation Vector)를 얻기 위해 수신된 신호 $r(t)$ 와 N 개의 미분된 신호 파형 $s_i' [t - \tau_i(\hat{x})]$ 과의 곱을 수행한다. 이것은 early-late 파형과 유사하다.

$$v(t) = \begin{bmatrix} r(t)s_1'(t - \hat{\tau}_1) \\ r(t)s_2'(t - \hat{\tau}_2) \\ \dots \\ \dots \\ r(t)s_N'(t - \hat{\tau}_N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 D(\Delta \tau_1) \\ a_2 D(\Delta \tau_2) \\ \dots \\ \dots \\ a_N D(\Delta \tau_N) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \dots \\ \dots \\ n_N(t) \end{bmatrix} \cong AP_d \begin{bmatrix} \Delta \tau_1 \\ \Delta \tau_2 \\ \dots \\ \dots \\ \Delta \tau_N \end{bmatrix} + n \quad (3.8.4)$$

여기서

$$\Delta \tau_i = \tau_i - \hat{\tau}_i = \Delta \tau_i(x), \quad R_s''(0) = D'(0) = -P_d$$

$$D(\Delta \tau_i) = E[s(t)s'(t + \Delta \tau_i)] = R_s'(\Delta \tau_i) \cong R_s''(0)\Delta \tau \quad \text{for } \Delta \tau \ll T$$

$D(\Delta \tau)$ 는 Delay Lock Discriminator Characteristic이고, P_d 는 미분된 신호의 세기를 나타낸다. 신호 성분 $r(t_k)$ 와 $s(t_k)$ 는 $f_s > 2B$ 의 속도로 고속 샘플링된다. GPS의 경우

수 MHz에서 수십 MHz의 샘플링 속도를 가져야 한다. 이런 샘플링 속도는 일반적으로 사용자의 위치, 속도 벡터를 위해 필요로 하는 속도보다 빠른 것이다.

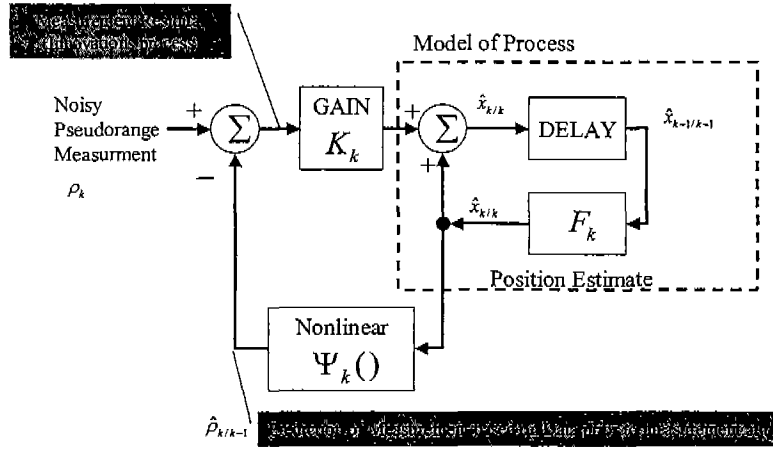


그림 3-8-5 EKF 기반 VDLL의 수학적 구성

측정 벡터 $v(t)$ 의 근사값을 구하기 위해 Jacobian의 기하학 행렬 (Geometric Matrix) $\partial\tau_i/\partial x_j = G$ 을 이용하면 다음의 선형화된 행렬 수식을 얻게 된다.

$$\begin{aligned}
 v(t) &= \begin{bmatrix} r(t)s'_1(t-\hat{\tau}_1) \\ r(t)s'_2(t-\hat{\tau}_2) \\ \dots \\ r(t)s'_N(t-\hat{\tau}_N) \end{bmatrix} \cong A_k P_d \begin{bmatrix} g_1(t_k) \\ g_2(t_k) \\ \dots \\ g_N(t_k) \end{bmatrix} \varepsilon + n + \dots, \\
 &\cong A_k P_d \begin{bmatrix} \frac{\partial\tau_1}{\partial x} & \frac{\partial\tau_1}{\partial y} & \frac{\partial\tau_1}{\partial z} & \frac{\partial\tau_1}{\partial b} \\ \frac{\partial\tau_2}{\partial x} & \frac{\partial\tau_2}{\partial y} & \frac{\partial\tau_2}{\partial z} & \frac{\partial\tau_2}{\partial b} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial\tau_N}{\partial x} & \frac{\partial\tau_N}{\partial y} & \frac{\partial\tau_N}{\partial z} & \frac{\partial\tau_N}{\partial b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x - \hat{x} \\ y - \hat{y} \\ z - \hat{z} \\ b - \hat{b} \end{bmatrix} + n \\
 &\cong P_d A_k G(t_k) \varepsilon_k + n_k
 \end{aligned} \tag{3.8.5}$$

여기서 $\varepsilon_k = x_k - \hat{x}_{k/k-1}$ 이고 사용자 위치 벡터의 오차를 나타내고, 크기 벡터 A는 시간에 따라 변할수 있다는 가정을 한다. G_k 는 x_k 에 따라 변할 수 있으므로 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$v(t) = \begin{bmatrix} r(t)s'_1(t-\hat{\tau}_1) \\ r(t)s'_2(t-\hat{\tau}_2) \\ \dots \\ r(t)s'_N(t-\hat{\tau}_N) \end{bmatrix} \cong P_d A_k G(t_k)[x_k - \hat{x}_{k/k-1}] + n_k \quad (3.8.6)$$

여기서 잡음 성분은 시간에 대해서 독립이고 공분산 행렬 $E[n_k^T n_j] = R_k \delta_{jk}$ 를 갖는다. 크기 벡터 A_k 는 수신된 각 신호의 상대적인 신호 세기를 나타내는 $[a_i]$ 를 구성요소로 갖는 대각행렬이다. 이 값은 VDLL의 한 부분으로 추정될 수도 있다. 각 위성의 신호 레벨도 x 에 따라 변화하지만 여기서는 A 가 x 와 시간에 대해서 아주 작게 변화한다고 가정한다. 위에서 유도된 수식은 다음의 Process Equation과 Measurement Equation을 가정함으로써 일반적인 칼만 추정기를 쉽게 생성할 수 있는 구조를 갖고 있다.

$$\begin{aligned} x_k &= F_k x_{k-1} + w_k \\ v_k &= P_d A_k G_k [x_k - \hat{x}_{k/k-1}] + n \\ &= H_k x_k + n_k - H_k \hat{x}_{k/k-1} \end{aligned} \quad (3.8.7)$$

여기서 $P_d A_k G_k = H_k$ 라고 정의하면 칼만 추정 방정식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\text{Predictor:} \quad \hat{x}_{k+1/k} = F_k \hat{x}_{k/k} \quad (3.8.8)$$

$$\text{Correction Update:} \quad \hat{x}_{k/k} = \hat{x}_{k/k-1} + K_k [v_k - H_k \hat{x}_{k/k-1}] \quad (3.8.9)$$

여기서 K_k 는 일반적인 칼만 이득이며 다음의 수식으로 표현된다.

$$K_k = P_{k/k-1} + H_k^T [R_k + H_k P_{k/k-1} H_k^T]^{-1} \quad (3.8.10)$$

그리고 P_k 와 R_k 는 각각 오차 공분산 행렬과 잡음 공분산 행렬을 나타낸다. 이것을 구현한 것이 아래 그림에 있다. 여기서 NCO는 적분기 (Integrator)의 역할을 수행한다. VDLL의 장점은 관측되는 위성의 수가 추정해야 할 사용자 벡터의 개수인 4보다 많을 경우 여러 가지 장점을 가지게 된다. 원리적으로 동시에 4개 이상의 위성 신호를

사용하게 되면 개별적으로 동작하는 DLL이 전혀 위성 신호를 추적하지 못할 정도로 위성으로부터의 신호 세기가 낮은 환경에서도 VDLL에게는 신호를 성공적으로 추적하고 사용자의 정확한 위치를 추정하는데 충분한 전체 신호 세기를 제공할 수 있게 된다.

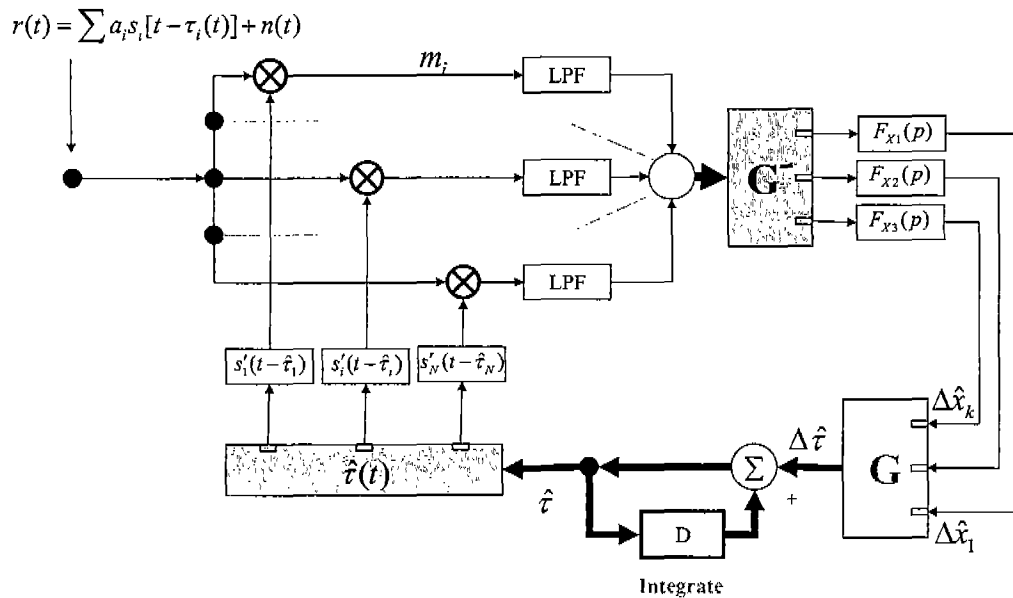
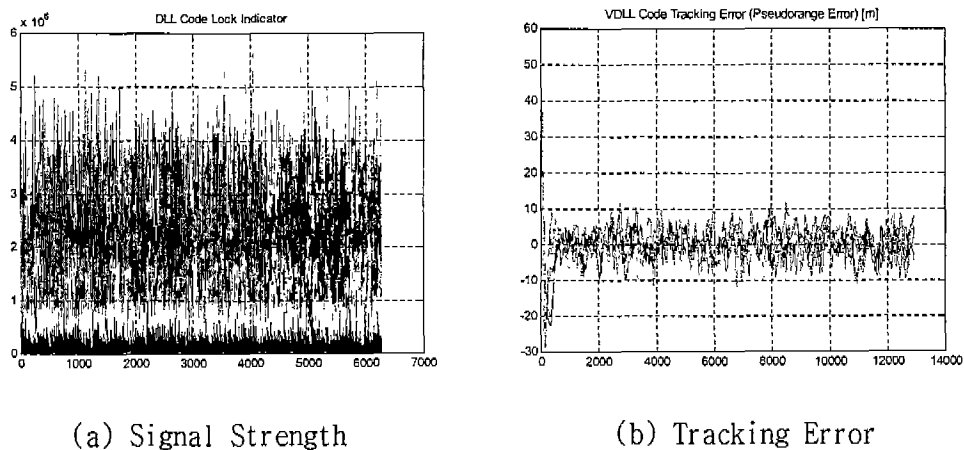


그림 3-8-6 Baseband 신호 레벨의 VDLL 신호처리 구성도

일반적인 독립형 DLL 방식이 완전히 신호 추적을 실패할 때, VDLL 시스템은 성공적으로 동작할 수 있다는 것을 시뮬레이션으로 보이는 것이 가능하다.

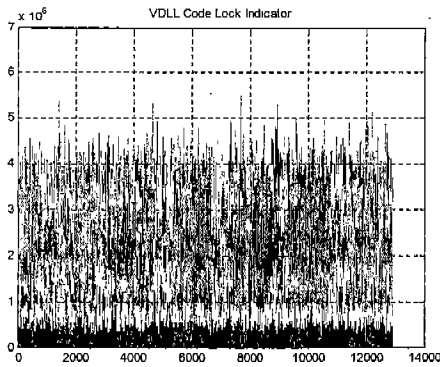
아래 그림 3-8-7과 3-8-8은 그런 결과를 보여주고 있다. 다른 위성 신호에 비해서 상대적으로 미약한 신호가 존재하는 경우에도 VDLL은 미약 신호와 정상 신호의 구분 없이 일정한 오차 특성을 가짐을 알 수 있다. 미약 신호 두 개가 존재하는 경우에도 같은 경향의 결과를 관찰할 수 있다[1].



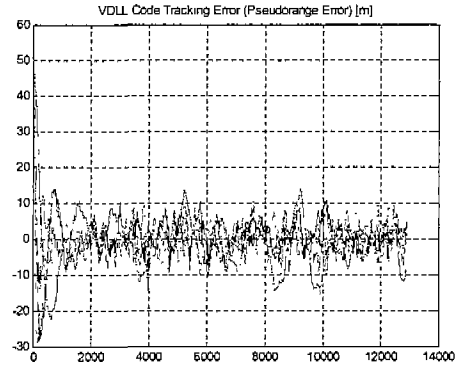
(a) Signal Strength

(b) Tracking Error

그림 3-8-7 Case I: 1 Weak Signal Exists



(a) Signal Strength



(b) Tracking Error

그림 3-8-8 Case II: 2 Weak Signals Exist

그러나 추적루프에 존재하는 추적오차를 완벽하게 없애는 것은 불가능하고 VDLL 기법을 이용한 최대 장점이 사용자 움직임 정보가 비교적 정확하다는 가정하에 이를 이용한 각 채널의 지연 오차 성분을 정확하게 추정할 수 있다는 것이며, 이는 곧 일반 GPS의 독립적인 DLL이 어떤 신호를 지속적으로 추적하지 못하는 상황에서도 VDLL은 이를 정상적으로 추적하고 위치 정보를 제공할 수 있다는 것이다[1].

나. 벡터 방식 지연루프의 문제점

EKF 구조를 가지는 VDLL은 그 특성상 잘못된 위치오차를 믿고 각 채널에 반영을 해야 하기 때문에 이로 인한 전체 시스템의 추적 상태가 영향을 받게 되는 것을 우려하지 않을 수 없다. 이런 우려는 시뮬레이션을 통해서도 쉽게 검증할 수 있다.

앞 절에서 VDLL의 장점이 일반 DLL에 비해 우수한 장점을 갖고 있음을 시뮬레이션을 통해서 보였음에도 불구하고 간과할 수 없는 사실은 GPS 위성으로부터 출발한 위성 신호는 엄밀하게는 다른 위성신호와는 완전히 독립적이다. 그러나 VDLL은 이런 위성간 독립성을 무시한 형태를 가지고 있기 때문에 안정적인 시스템 구현이 어려운 점을 내포하고 있다. 즉, 위성의 움직임과 사용자의 움직임은 완전히 별개의 동적 특성을 갖고 있으면서도 사용자 입장에서는 사용자의 움직임으로 인한 의사거리 측정치 변화가 매우 민감하다는 것이다. 이런 연관 관계를 그림으로 표현하면 다음과 같다. 즉, 한 위성이 이동을 하는 것은 수신기 쪽에서 다른 위성들을 추적하는데 전혀 영향을 주지도 않고 상호 상관 관계가 전혀 없으므로 비상관 운동이라고 할 수 있다. 그러나 오른쪽 그림처럼 수신기가 이동을 하게 되면 수신기가 추적하고 있는 모든 위성의 의사거리가 상관 관계를 갖고 변하게 된다. 여기서 상관 관계라 함은 수신기가 움직인 크기는 해당 시간에 각 위성과 사용자간의 기하학적 배치에 따라 그 크기가 분배되는 관계를 말한다.

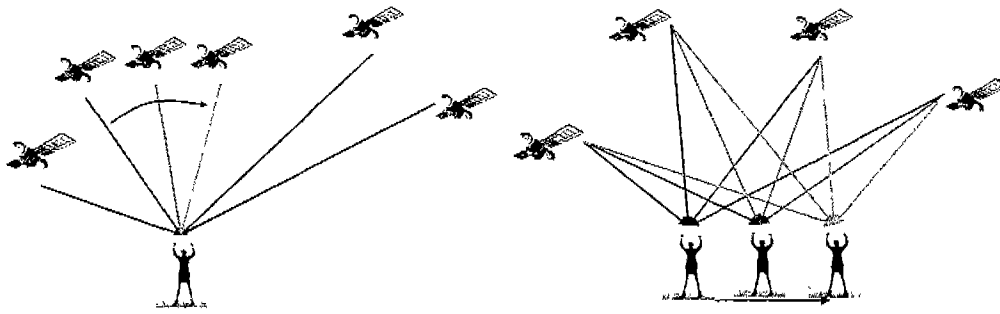
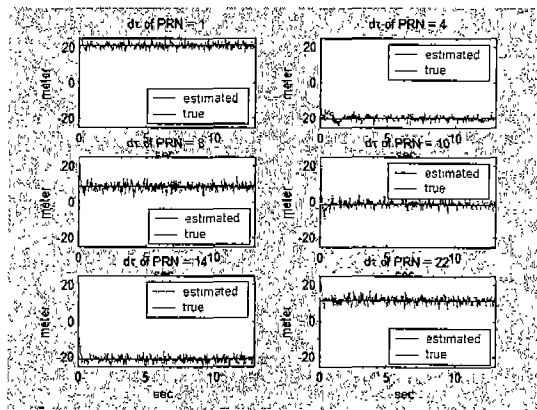
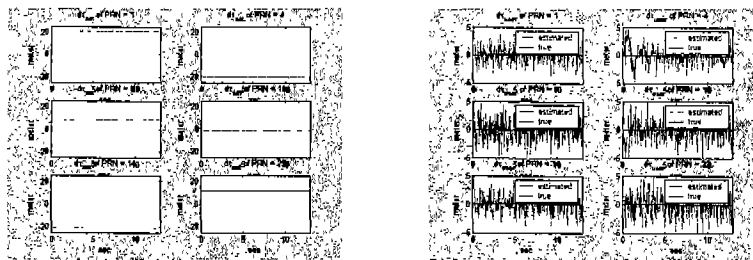


그림 3-8-9 위성 움직임 (비상관 운동)과 사용자 움직임 (상관 운동)

이런 관계를 시뮬레이션을 통해 알아보면 다음과 같다. 그림에서 (a)는 수신기의 지연 추적루프에서 획득한 각 위성별 지연 시간 성분이며 여기서 위성의 움직임에 의한 성분과 사용자의 움직임에 의한 성분을 분리하면 각각 (b)와 (c)와 같이 된다.



(a) 수신기가 추정한 각 위성별 지연 시간 (위성과 사용자 움직임 포함)



(b) 위성에 의한 움직임 성분 (c) 사용자의 움직임 성분

그림 3-8-10 수신기의 변별기가 추정한 위성과 사용자의 움직임

위성에 의한 움직임 성분은 이전 의사거리 정보와 실시간으로 수신되는 Ephemeris 정보를 이용하여 매 순간 추측이 가능하므로 이를 제외하고 나면 사용자의 움직임에 의한 성분만 남게 된다.

본 결합에서 이루고자 하는 목표를 다시 살펴보면 일반 GPS 수신기의 코드 추적루프 성능 개선이며 이는 곧 추적루프의 오차 개선과 관련이 있다. 일반적으로 추적루프의 오차는 다음 수식과 같이 표현한다.

$$\sigma_{DLL} = \sqrt{\sigma_T^2 + \sigma_A^2 + \sigma_V^2} + \frac{R(t)}{3} \quad (3.8.11)$$

여기서 σ_T 는 열잡음 오차, σ_A 는 앨런 분산 오실레이터 오차, σ_V 는 오실레이터 진동 오차, 그리고 $R(t)$ 는 Dynamic Stress 오차를 나타낸다. INS의 도움으로 추적루프의 오차를 개선한다는 것은 Dynamic Stress 오차를 없애므로써 사용자의 동적 움직임에 관계없이 항상 일정한 추적루프 오차를 유지하도록 하는 것이다. 여기서 오실레이터 관련 오차 성분은 다른 오차에 비해 무시할 정도로 작기 때문에 고려하지 않는다. 이때 열잡음 오차 성분과 Dynamic Stress 오차는 다음의 수식으로 계산된다.

$$\sigma_{TDLL}^2 = \frac{B_L}{2C/N_0} \left(1 + \frac{2}{T_C C/N_0} \right) T_C^2 \quad (meters) \quad (3.8.12)$$

$$R(t) = \frac{1}{\omega_L^2} \ddot{x}_0$$

여기서 B_L 은 루프의 대역폭, T_C 는 코드 한 칩의 시간 간격, C/N_0 는 신호 대 잡음비, ω_L 은 루프 필터의 이득 ($=K_0 K_d$), 그리고 \ddot{x}_0 는 사용자의 가속도 성분을 나타낸다. 결국 추적루프의 성능은 위의 두 오차 성분의 합으로 표현될 수 있다. 여기서 Dynamic Stress 오차는 순전히 사용자의 움직임에 의해 발생하는 오차로써 사용자 움직임 정보를 비교적 정확하게 알 수 있다면 발생하지 않을 오차 성분임을 알 수 있다. 이는 곧 열잡음에 의한 오차 성분만을 가지는 추적루프의 설계가 가능함을 의미한다.

따라서 알려진 VDLL이 갖고 있는 근본적인 문제점을 해결하면서 추적 성능이 개선된 추적 루프를 설계하기 위해서는 각 채널을 독립적인 센서로 간주하고 사용자의 움직임을 INS로 추정하고, 그 결과를 이용하여 지연 시간과 위치해를 추정할 수 있는 형태의 INS-aided 지연루프를 제안하고자 한다.

다. INS-aided 지연루프 구조 설계

앞 절에서 언급했듯이 본 연구에서는 벡터 방식을 채용한 GPS/INS 초강결합 구조의 코드 지연 추적루프를 제안하였다.

제안된 구조는 비 결맞음 (Non-Coherent) Early Minus Late 변별기를 이용하여 지연 시간 측정값을 계산한다. 아래 식은 변별기의 출력 모델식을 나타낸다.

$$\begin{aligned}\Delta_{DLL}(\tau) &= [(I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2)] \\ &= K_{DLL} D_{DLL}(\tau)\end{aligned}\quad \Delta\tau_{disc} = \frac{D_{DLL}(\tau)}{K_{DLL}} \quad (3.8.13)$$

여기서 K_{DLL} 은 변별기 이득이고, $D_{DLL}(\tau)$ 은 지연 시간의 함수이며, $\Delta\tau_{disc}$ 는 측정된 지연 시간 성분을 나타낸다. 위성과 사용자간 전송 경로에서 발생하는 도플러 천이를 지연시간에 의한 함수로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\Delta f_{dopp}^{disc} &= F(\Delta\tau_{disc}) = \Delta f_{sat} + \Delta f_{user}^{disc} \\ \Delta f_{user}^{disc} &= \Delta f_{dopp}^{disc} - \Delta f_{sat}, \quad \Delta f_{user}^{disc} = \Delta f_{user}^{true} + \Delta f_n^{disc}\end{aligned} \quad (3.8.14)$$

이 모델식에는 예측이 가능한 위성의 움직임에 의한 도플러 성분도 포함하고 있으므로 제거될 수 있다. 여기서 INS로부터 획득한 사용자 움직임 정보를 $\vec{a}_R = \Delta V$ 라고 하면 이 값을 이용한 도플러 추정치는 다음 식으로 계산이 가능하다.

$$\Delta f_{dopp}^{INS} = \frac{1}{\lambda} H^S (\Delta V_{INS}^T + n) = \Delta f_{user}^{true} + \Delta f_n^{INS} \quad (3.8.15)$$

여기서 잡음 성분 $\Delta f_n^{disc}, \Delta f_n^{INS}$ 은 영평균을 갖는 백색잡음 성분이다. 위의 관계식을 이용하며 필터를 위한 측정값은 아래 식으로 유도될 수 있다.

$$z = \Delta f_{user}^{disc} - \Delta f_{user}^{INS} \quad \text{or} \quad z = \Delta\tau_{user}^{disc} - \Delta\tau_{user}^{INS} \quad (3.8.16)$$

위 식에서 유도된 측정값을 이용하여 칼만 필터를 유도하면 다음과 같다[5,6].

State Time Propagation:

$$\hat{x}_k = \Phi_k \hat{x}_{k-1|k-1} \quad (3.8.17)$$

Covariance Time Propagation:

$$P_k = \Phi_k P_{k-1|k-1} \Phi_k^T + G Q G^T \quad (3.8.18)$$

Kalman Gain Calculation:

$$K = P_k H^T [H P_k H^T + R]^{-1} = P_k H^T R^{-1} \quad (3.8.19)$$

State Measurement Update:

$$\hat{x}_{k|k} = [I - K H] \hat{x}_k + K z \quad (3.8.20)$$

Covariance Measurement Update:

$$P_{k|k}^{-1} = P_k^{-1} + H^T R^{-1} H \quad (3.8.21)$$

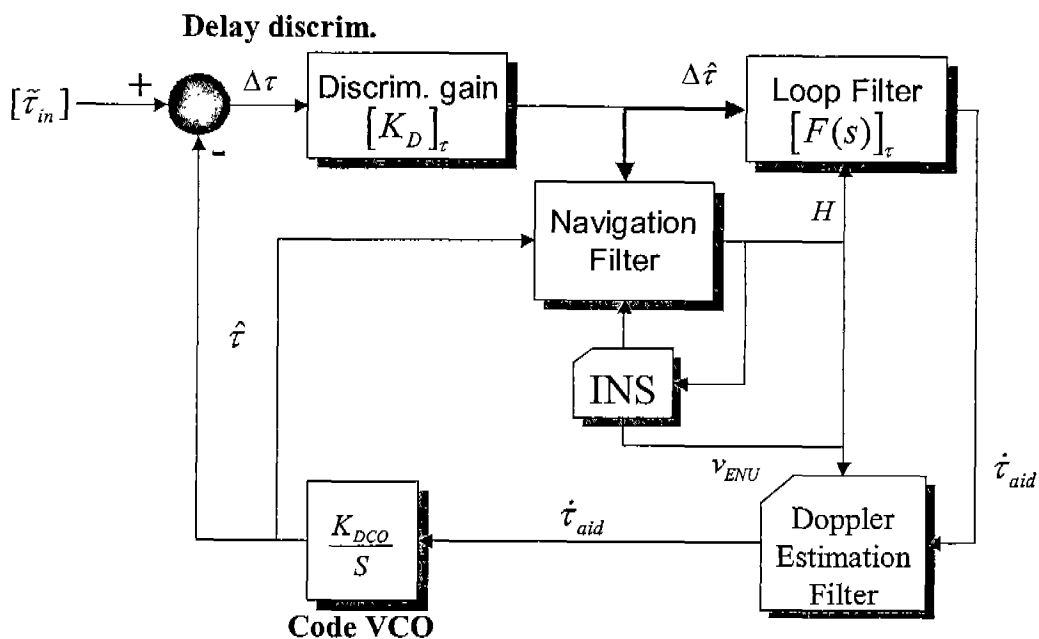


그림 3-8-11 제안된 지연루프 구조

제안된 지연루프는 변별기로부터 위성과 사용자간 지연 시간 성분과 INS로부터 사용자 움직임 성분을 입력으로 갖는다.

지연 추적 루프는 자신이 추정한 사용자 위치와 속도 벡터를 이용하여 INS의 바이어스와 드리프트 오차를 기존에 알려진 강결합 방식으로 보정하는 기능을 갖게 된다.

2. 시뮬레이터를 이용한 기능 검증 및 성능 분석

가. Matlab을 이용한 INS-aided 시뮬레이터 설계

제안된 초강결합 구조의 GPS/INS 결합 필터의 성능을 검증하기 위해 본 연구에서는 상용 GPS 수신기 중에서 비교적 잘 알려진 시스템 내부 파라미터를 이용하여 추적

루프를 설계하였다.

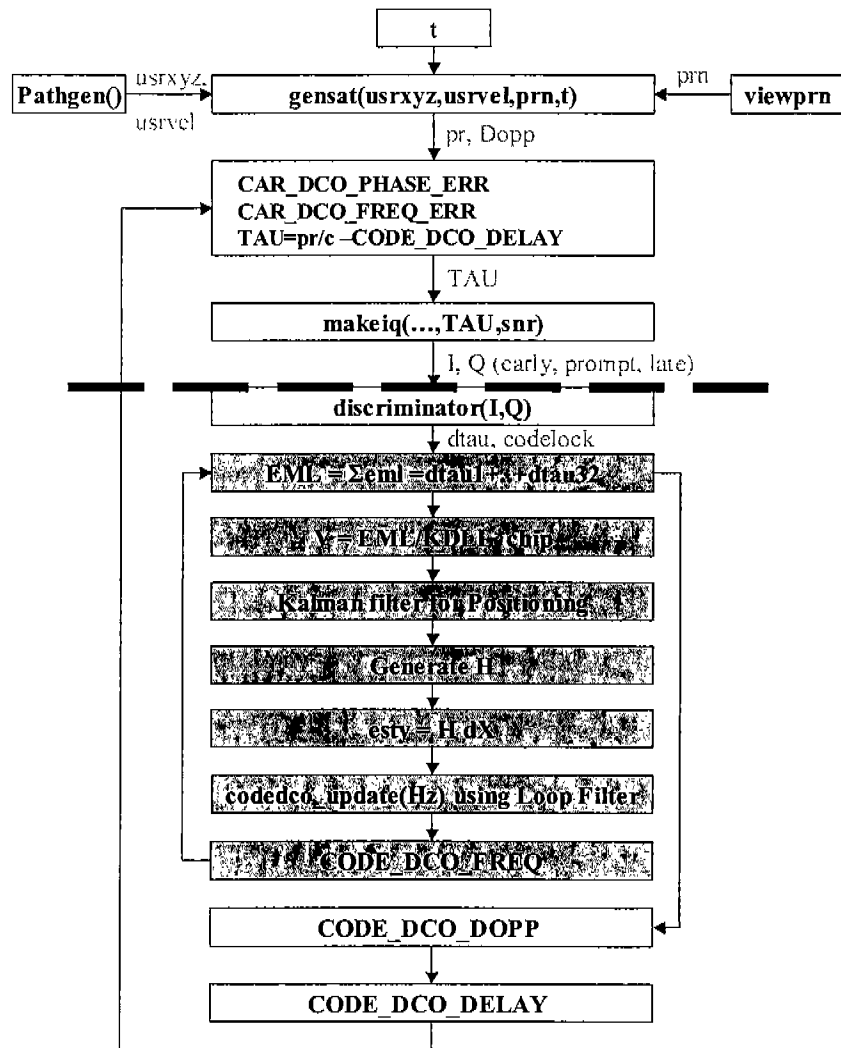


그림 3-8-12 설계된 시뮬레이터 동작 흐름도

시뮬레이터 기본 모델은 Mitel사의 GPS Architect와 GPS Builder를 고려하였으며, 본 연구에서 채용한 변별기로는 Early-Late Power를 채용하였다. 추적루프에서 사용한 루프 필터는 2차 폐루프 구조를 채용하였으며 코드 생성기를 위한 코드 DCO는 1차의 적분기로 구성하였다[28].

시뮬레이터 1단계는 설계된 사용자의 궤적과 동적 특성을 고려하여 위치와 속도 정보를 생성한다. 2단계에서는 미리 생성된 사용자 궤적 데이터와 동 시간대의 위성 데이터를 생성하여 두 데이터를 이용하여 채널 잡음이 부가된 위성 신호를 생성한다. 생성된 위성 신호는 GPS 수신기의 Baseband 수신 신호로 변환되어 설계된 추적 루프의 입력 신호로 이용한다.

기본적인 획득 과정을 거쳐 추적 루프로 들어간 신호는 추적 과정을 통해 지정된 샘플 간격으로 신호 추적을 수행한다. 신호 추적 과정에서 검지되는 지연 시간 성분을

의사거리 정보로 변환하여 위치 계산부에서 사용자 위치를 추정한다.

나. 기능 검증 및 성능 분석

지연 추적 루프의 성능은 신호 추적 오차 크기와 경향을 분석하여 평가를 할 수 있으며, 추적 오차는 Tracking Jitter와 의사거리 추적 오차로 표현할 수 있다.

Tracking Jitter의 성분은 열잡음 오차 성분과 Dynamic Stress 오차 만을 고려하였으며, 그 성능을 일반 DLL의 추적 성능과 비교하여 성능을 분석하였다. 시뮬레이션을 위한 사용자의 궤적은 단순 직선 주행과 직각 주행, 그리고 회전 주행을 고려하였으며, 각 주행에는 등속도 운동, 등가속도 운동 등을 포함하도록 설계하였다. 설계된 추적 루프의 특성은 주어진 대역폭과 신호 대 잡음비에 따라 예측이 가능하며 정상적인 추적 성능을 위한 임계값 범위 내에 존재하는지를 알아보면 다음과 같다.

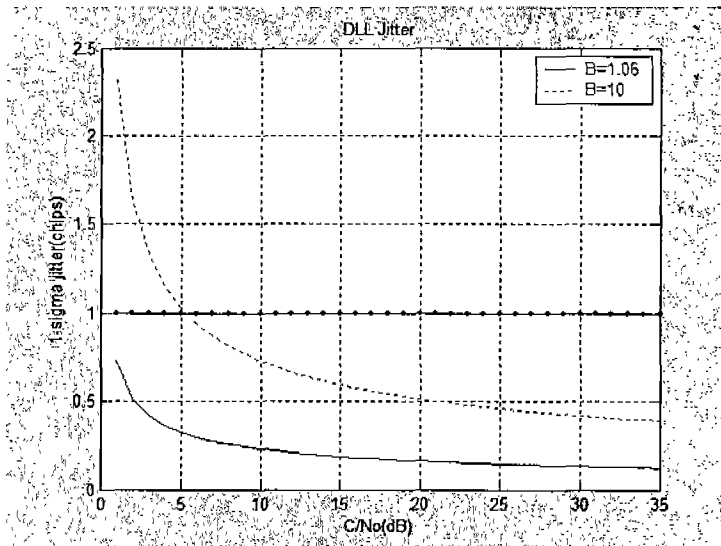


그림 3-8-13 임계값 범위내의 Tracking Jitter 특성

설계된 추적 루프의 대역폭은 5Hz 내에서 설계되었으며 시뮬레이션에 의한 결과는 임계값 범위 내에서 주어진 최소값 (실선)과 최대값 (점선) 사이에 존재함을 증명하였다. 아래 그림은 추적 루프에서 발생한 추적 오차의 확률 분포와 각 위치벡터별 오차 크기를 도시한 것이다. 6개의 위성이 개별적으로 추적되는 방식인 일반 DLL의 경우 오차 범위 5미터 이내에서, 최고 약 18%의 오차가 포함되어 있고 측위 오차의 크기는 수평방향의 경우 10미터 이내에 95% 이상이 포함되는 특성을 보이고 있다.

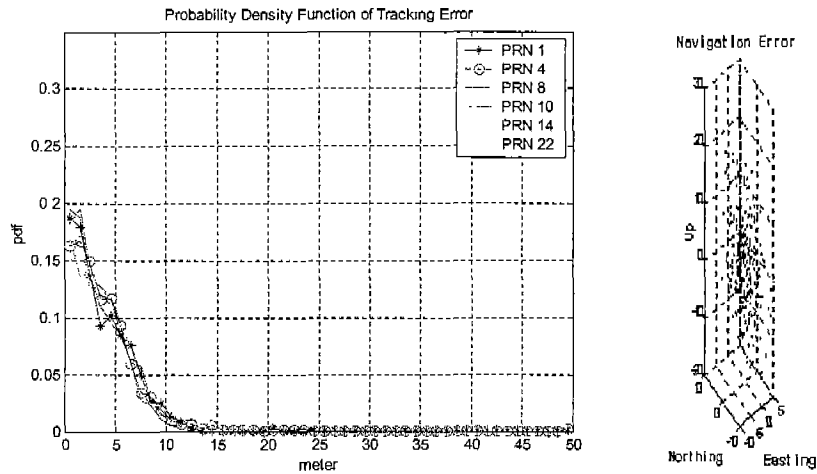


그림 3-8-14 일반 DLL의 추적 오차의 확률 분포와 측위 오차

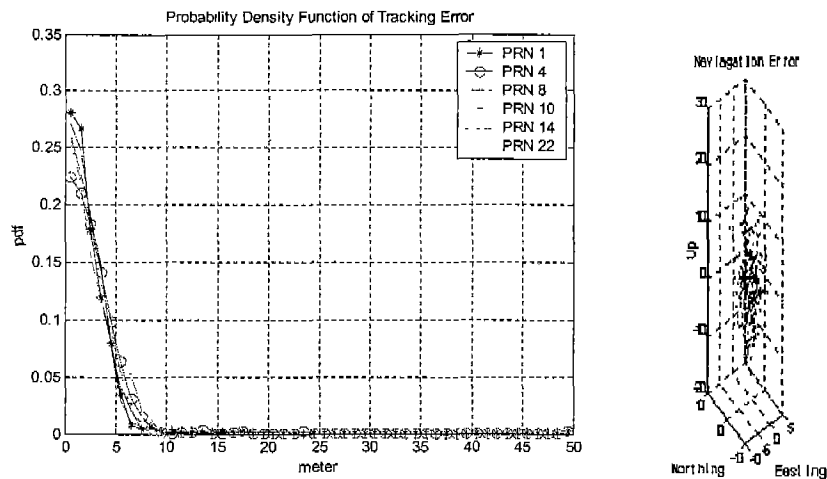
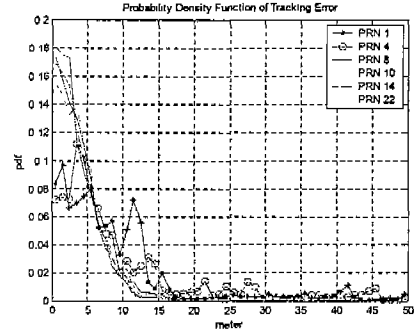
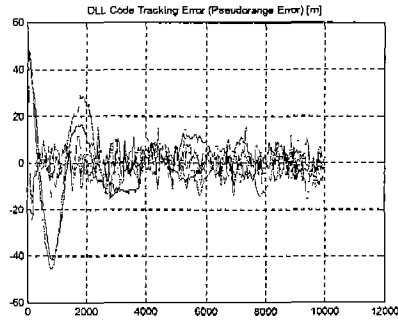


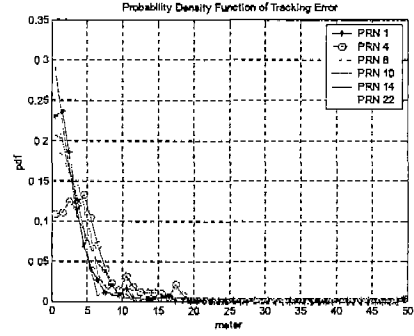
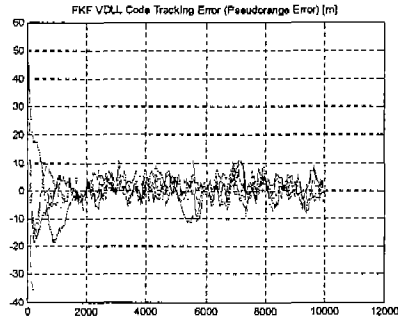
그림 3-8-15 제안된 지연 루프의 추적 오차의 확률 분포와 측위 오차

제안된 추적 루프의 오차 특성은 그림 3-8-15에 도시하였다. 이 경우는 오차 범위 5미터 이내에서 최고 약 28%가 분포되어 있는 특성으로써, 측위 오차는 5미터 이내에 95%가 들어오는 수준이므로 이는 일반 DLL에 비해 오차 크기가 절반 정도에 해당하는 성능을 나타낸다.

제안한 추적 루프의 성능을 검증하기 위해 다른 신호에 비해서 미약한 신호를 가정했을 때의 추적 오차를 시뮬레이션 한 결과는 다음과 같다.

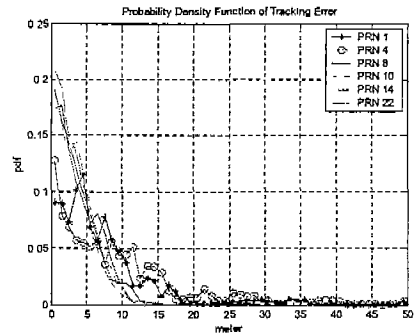
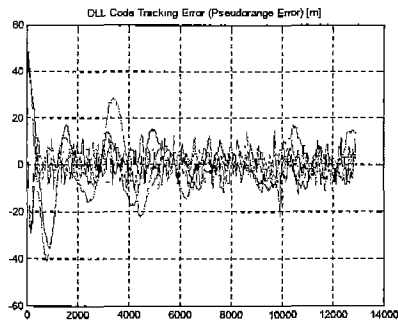


(a) 일반 DLL의 의사거리 추적 오차

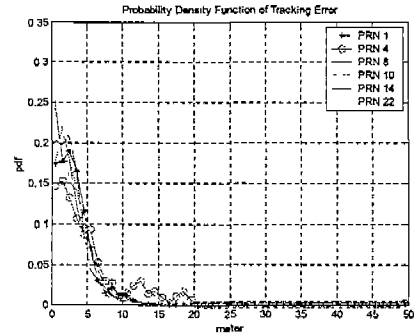
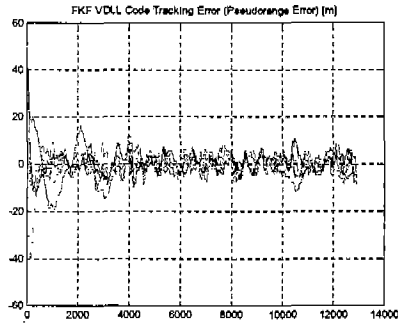


(b) 제안된 DLL의 의사거리 추적 오차

그림 3-8-16 직선 주행시 의사거리 추적 결과

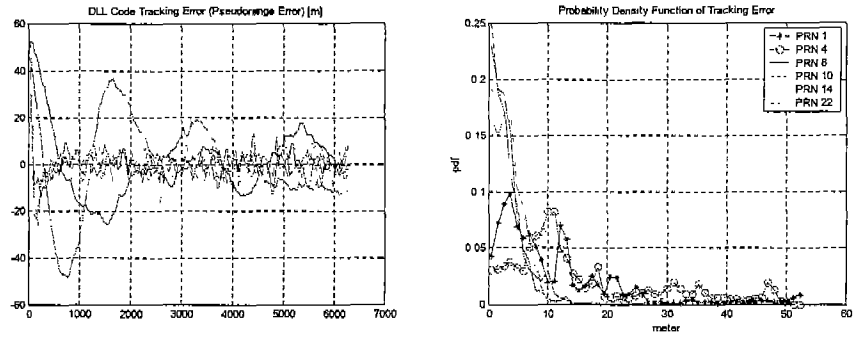


(a) 일반 DLL의 의사거리 추적 오차

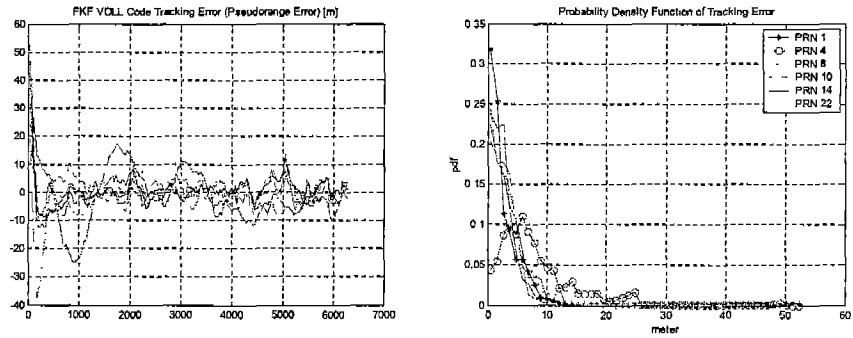


(b) 제안된 DLL의 의사거리 추적 오차

그림 3-8-17 직각 주행시 의사거리 추적 결과



(a) 일반 DLL의 의사거리 추적 오차



(b) 제안된 DLL의 의사거리 추적 오차

그림 3-8-18 회전 주행시 의사거리 추적 결과

시뮬레이션 결과에서 고속 회전이 연속으로 발생하는 경우는 INS의 도움이 없는 상황에서 추적 오차가 효과적으로 감소하지 않는 경우를 볼 수 있다.

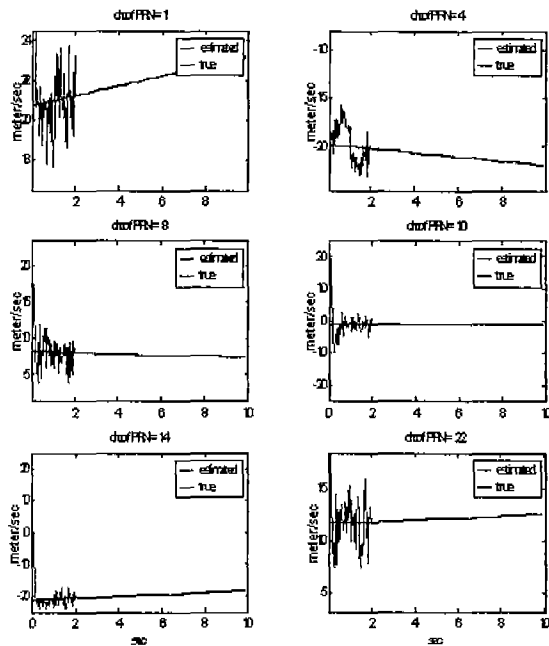


그림 3-8-19 INS가 결합된 시뮬레이션

위 결과는 INS 정보가 제안된 추적 루프에 반영된 경우의 추적 루프 특성을 나타내는 것으로 2초 이후에 INS 정보가 반영되어 True와 거의 일치하는 추적 성능을 나타내고 있다.

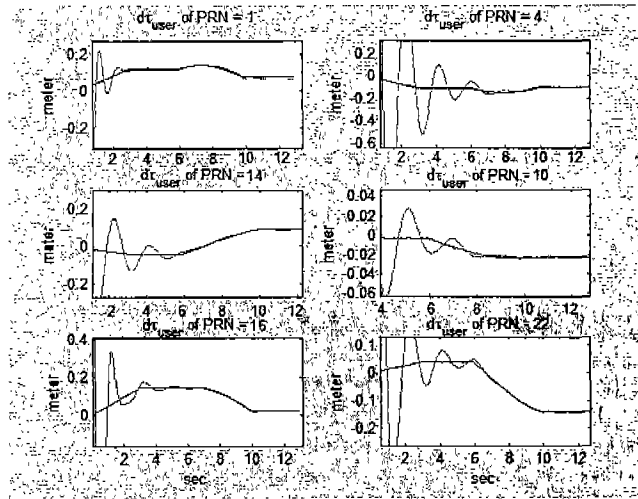


그림 3-8-20 제안된 추적 루프의 지연 시간 추정 결과

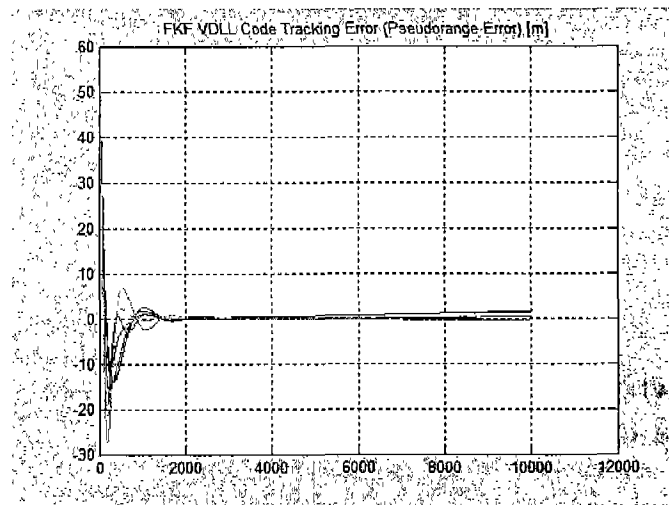


그림 3-8-21 제안된 추적 루프의 의사거리 추적 오차

제9절 GPS/CDMA 통신망 통합 방식 개발

1. Assist GPS구현

가. 소프트웨어 GPS

소프트웨어 GPS 수신기는 기존 수신기의 하드웨어 부분 중 신호처리로 처리 가능한 하드웨어의 부분을 생략하여 적은 수의 하드웨어로 수신기를 구성하는 것을 목표로 한다. 소프트웨어 GPS 수신기는 아날로그 부분의 하드웨어를 제거하고 샘플 된 디지털 데이터를 직접 신호처리 하기 때문에 아날로그 부품이 겪는 부품의 비선형성, 온도 특성 변화, 시간에 따른 성능 변화 등의 영향을 받지 않기 때문에 기존의 수신기에 비하여 안정적이다. 또한 시뮬레이션을 통하여 개발된 알고리즘을 바로 실제 수신기에 적용할 수 있기 때문에 시스템 개발 시간을 단축 시킬 수 있으며 알고리즘의 변화를 하드웨어의 수정 없이 바로 적용할 수 있기 때문에 시스템의 성능 개선도 용이하게 할 수 있다. 그러므로, 유통성 측면에서도 기존의 수신기에 비하여 강점을 가진다. 다른 시스템과의 결합하는 경우에도 중복 가능한 하드웨어 수를 줄이고 두 시스템의 가공되지 않은 순수한 A/D 변환된 값만을 이용하여 결합 알고리즘을 구현 할 수 있기 때문에 보다 강력하고 안정한 형태의 결합을 이룰 수 있다. 이밖에 하드웨어 수신기로는 구현 하기 어려운 복잡한 알고리즘을 적용할 수도 있기 때문에 소프트웨어 GPS 수신기는 궁극적인 수신기의 구현이라고 할 수 있다. 그러나 하드웨어 부분의 신호처리와 성능향상을 위한 복잡한 신호처리를 하기 위해서는 강력한 처리능력을 가진 중앙처리장치를 요구한다.

그림 3-9-1에 본 논문에서 구현한 소프트웨어 GPS 수신기의 구조를 나타냈다. 사용자는 위치가 필요한 순간 GPS 중간 주파수 신호를 샘플링 한 후 신호처리 방법을 이용하여 상관기 처리를 하여 의사거리 정보를 계산한 후 항법해를 얻는 구조이다. 이런 구조는 다채널 상관기 부분의 하드웨어를 없앤 구조로 적응성 (Flexibility)면에서 뛰어난 장점을 가진다.

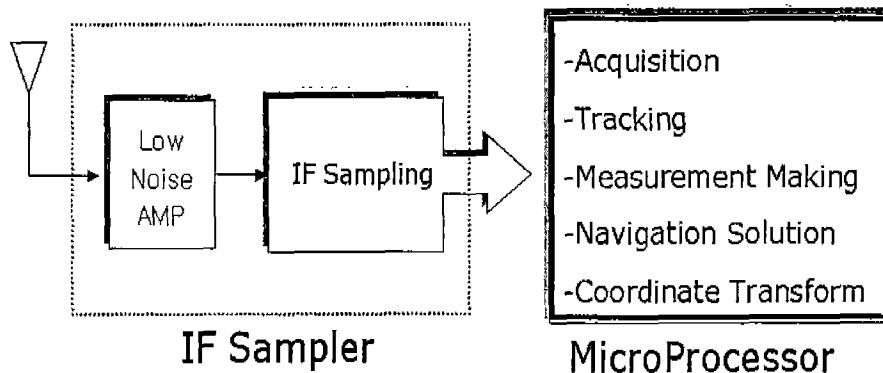


그림 3-9-1 소프트웨어 GPS 수신기 구조

나. 신호 획득 알고리즘

신호 획득 방법에는 일반적으로 하드웨어수신기에서 사용하는 방법인 코드를 1/2칩씩 밀고 도플러 영역을 검색하여 신호를 획득하는 방법이 있다. 이런 방법 외에 코드에 대한 검색을 할 수 있는 순환 상관기 알고리즘이 있다. 본 논문에서는 순환 상관기를 이용하여 신호를 검색하였다. 순환 상관기에 대한 설명에 앞서 일반적인 상관기 구조 및 신호 획득에 대해 설명하고자 한다.

(1) 일반적인 GPS 상관기 구조 및 신호획득

신호를 획득하는 방법은 모든 위성에 대해 그림 3-9-2와 같이 주파수와 코드로 이루어진 검색 공간을 순차적으로 검색하는 것이다. 만약 사용자 위치와 시간을 근사적으로 알 수 있다면, 이 정보와 위성의 궤도정보를 이용하여 현재 사용자의 위치에서 보이는 위성의 번호와 도플러 천이 값을 예측할 수 있기 때문에 검색해야 할 위성의 개수를 줄일 수 있다. 또한 사용자 위치와 현재의 시각정보는 없지만 현재 동작하고 있는 위성의 번호를 알고 있다면 검색해야 할 위성의 개수를 줄일 수 있다. 그러나 아무런 정보가 없다면 32개의 위성을 검색해야만 한다. 하드웨어 수신기에서 이뤄지는 일반적인 신호획득 방법은 시간영역에서 신호를 검색하는 방법이다. 샘플링 된 입력신호에 대해 시간영역에서 연속적인 상관기 처리를 한 후 상관기 처리를 한 값이 미리 설정된 문턱 값 이상인지를 비교하여 신호를 획득하는 것이다. 최근의 수신기에서는 다채널을 이용하여 여러 개의 위성에 대하여 병렬로 검색과정을 수행한다. 그림 3-9-3에 일반적인 하드웨어 수신기의 신호획득 과정을 나타내었다. 신호획득을 위한 제어 알고리즘 부분은 내부복사 신호를 생성하는 부분의 주파수와 위상을 조절한다. 내부에서 만들어진 신호는 입력신호와 곱해진 후 필터를 통과하여 신호가 있는지 없는지를 판단하게 된다. 신호가 있다고 판단되면 추적루프로 획득된 데이터를 전달하지만 신호가 없다고 판단되면 다른 주파수와 위상을 가지는 내부 신호를 생성하여 입력신호를 반복 검사하게 된다.

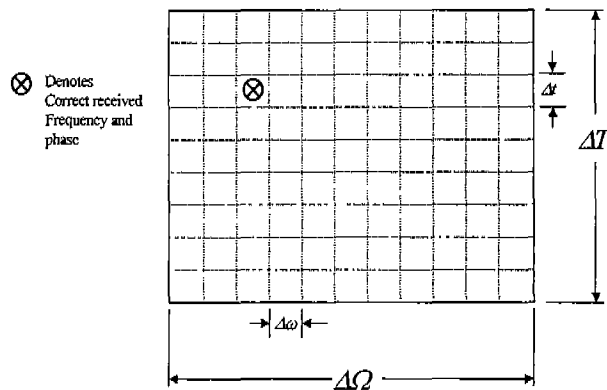


그림 3-9-2 신호획득을 위한 검색 영역

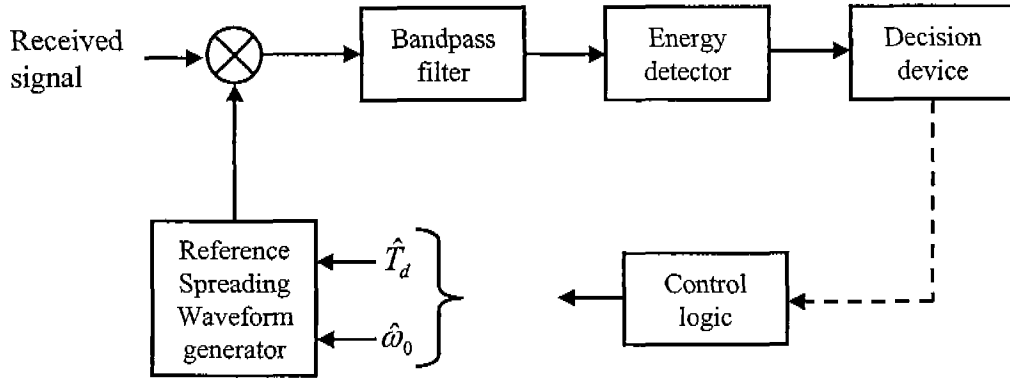


그림 3-9-3 일반적인 하드웨어 수신기 신호획득 과정

만약 소프트웨어 GPS 방법을 이용하는 수신기라면 신호획득은 데이터 블록에 대하여 처리된다. 만약 소프트웨어 GPS 수신기가 실시간으로 동작한다면 획득된 데이터는 추적루프로 전달되게 된다. 따라서 블록데이터를 처리하여 신호획득에서 추적 알고리즘으로 전환되는데 걸리는 시간이 중요하게 된다. 신호획득과정이 오랜 시간을 소비하게 된다면 획득의 정보가 추적루프를 동작시키기에는 적절하지 않기 때문에 추적루프는 동작하지 않을 것이다. 따라서 실시간 연속동작을 원하는 경우에는 신호획득의 시간을 줄이는 것이 중요하다. 그러나 연속동작을 원하지 않는 경우에는 빠른 신호획득 보다는 정확한 신호획득이 더 중요하다.

신호획득을 위하여 많은 양의 데이터를 사용하게 되었다면 낮은 신호 대 잡음 비를 가지는 신호도 획득 할 수 있게 된다. 그러나 긴 시간 동안의 데이터를 이용하는 것은 많은 계산 량을 요구하며 하드웨어로 구현하는 경우에는 복잡한 설계를 필요로 하게 된다. 이용하는 데이터 길이를 제한 하는 두 가지 요소가 있다. 첫 번째 요소는 항법 메시지 이고 두 번째 요소는 코드 도플러이다. 항법 메시지의 길이는 20ms 이고 20개의 C/A 코드가 반복된다. 따라서 최대 이용할 수 있는 데이터의 길이는 10ms이 된다. 만약 처음 처리한 데이터가 데이터 반전이 있었다면 다음 번의 데이터는 반전이 없게 되는 최대한의 길이이기 때문이다. 그러나 신호획득을 시간영역이 아닌 주파수 영역에서 처리하면 이러한 길이 제한을 피할 수 있다. 처리 데이터의 길이를 제한 하는 두 번째 요소는 코드 도플러의 크기 이다. 사용자가 정지인 경우 위성의 움직임에 의한 최대 코드 도플러는 약 3.2Hz정도 되고 사용자의 움직임이 큰 경우에는 6.4Hz정도 된다고 가정할 수 있다. 이 경우 1.023MHz의 코드 신호에서 한 개의 코드 위상이 어긋나기 위한 시간은 다음 식을 이용하여 구할 수 있다.

$$\delta\phi = \delta f \times t, \quad t = \frac{\delta\phi}{\delta f} \quad (3.9.1)$$

따라서 도플러가 6.4Hz인 경우 걸리는 시간은 약 156ms 정도가 된다. 이 값은 일반적인 항법메시지에 의한 10ms제한에 비해 큰 값이기 때문에 처리 데이터의 길이 제한은 항법 메시지 복조에 의한 값으로 설정된다.

(2) 순환 상관기를 통한 신호 획득

(가) 병렬 코드 검색을 이용한 신호 획득

소프트웨어 방법을 이용하여 신호획득을 하는 경우에는 시간과 계산량을 줄이기 위하여 병렬 코드 검색 알고리즘을 사용할 수 있다. 병렬 코드 검색 알고리즘은 DFT를 이용하여 입력신호샘플과 복사신호 샘플 사이의 가능한 모든 조합에 대한 검색을 한번에 수행하는 것으로 코드영역의 검색공간은 사라지고 주파수 영역의 1차원 검색공간만이 남게 된다. 그림 3-9-4에 병렬 코드 검색에 의한 주파수 획득 알고리즘을 나타내었다.

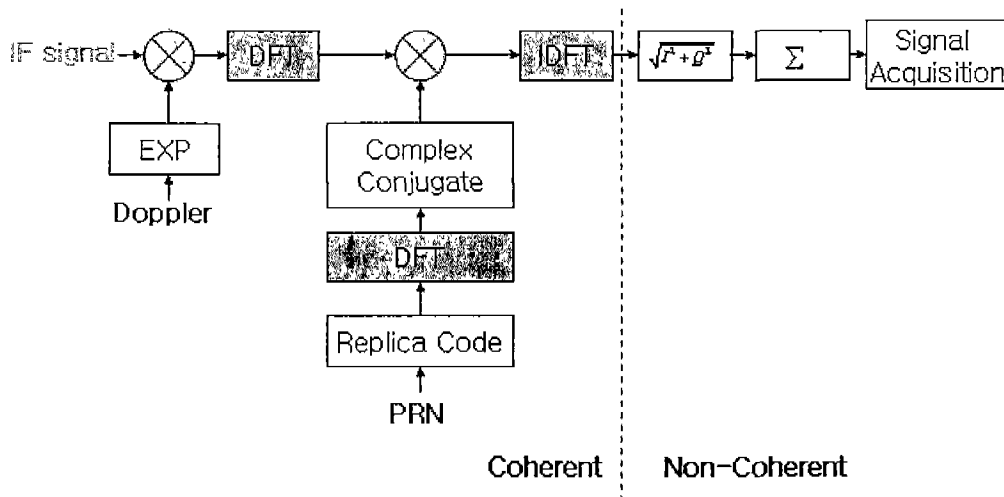


그림 3-9-4 DFT 방법에 의한 신호 획득

먼저 IF Signal이 들어오면 이 들어온 신호를 기저대역 신호로 만들어야 한다. 이때 IF Center Frequency와 도플러를 고려하여야 한다. 이렇게 기저대역 신호에 미리 만들어놓은 Replica Code의 DFT의 Complex Conjugate와 곱하여 IFFT를 하여 Correlation을 수행하게 된다. 이렇게 만들어진 신호를 가지고 Coherent적산을 수행할 수 있다. 물론 Coherent 적산은 이전단계에서 이루어져도 된다. Coherent 적산은 2가지 방법으로 구현될 수가 있는데 첫 번째는 IDFT후에 하는 방법과 두 번째는 DFT전에 하는 방법이 있다. 보통 계산 시간을 줄이기 위해 DFT전에 하게 된다. 이렇게 일정 시간 N ms 동안 Coherent Integration을 수행한 후 Envelope를 구한 후 Non-Coherent 적산을 K번 수행할 수가 있다. 이렇게 얻어진 신호를 정해놓은 Threshold와 비교하여 신호의 유무를 결정할 수 있게 된다.

(나) DFT Circular Correlation

입력신호와 복사 신호 사이의 상관함수 값은 DFT를 이용한 순환 상관함수를 이용하여 가능한 모든 조합의 상관함수 값을 얻는다. 샘플 된 두 신호의 덧셈과 곱셈으로 이루어진 상관함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 r_{xy}(n) &= \text{CORR}\{x_m, y_{n+m}\} \\
 &= \sum_{m=0}^{N-1} x_m \tilde{y}_{n+m}
 \end{aligned}
 \tag{3.9.2}$$

여기서 N 은 샘플 데이터의 길이, 기호 \sim 는 샘플 데이터 열의 순환 (Circular Sequence)을 의미한다. 순환상관함수를 주파수 영역에서 계산하게 된다면 다음과 같이 계산할 수 있다. 식 (3.9.2)를 DFT를 취하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 R_{xy} &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} x_m y_{n+m} e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \sum_{m=0}^{N-1} x_m \left[\sum_{n=0}^{N-1} y_{n+m} e^{-j2\pi(n+m)k/N} \right] e^{j2\pi mk/N} \\
 &= Y_k \left[\sum_{m=0}^{N-1} x_m e^{j2\pi mk/N} \right] \\
 &= Y_k X_k^{-1}
 \end{aligned}
 \tag{3.9.3}$$

따라서 순환 상관함수 처리가 된 $r_{xy}(n)$ 의 크기는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$|r_{xy}(n)| = |IDFT[Y_k X_k^{-1}]|
 \tag{3.9.4}$$

(다) DFT 계산량 감소

M길이의 이산신호열의 DFT를 계산하는 경우 계산량은 M^2 만큼의 계산량을 필요로 한다. 그러나 M이 2의 거듭제곱 수이면 2를 기수로 하는 DFT방법을 사용할 수 있기 때문에 계산량은 $M \times \log_2 M$ 으로 감소하게 된다. 설계된 시스템의 중간 주파수 샘플링 보드는 1ms 한 주기 C/A 코드를 5.714MHz로 샘플링하기 때문에 5714개의 샘플을 얻게 된다. 이는 2의 거듭제곱 꼴이 아니기 때문에 빠른 DFT알고리즘을 사용할 수 없다. 그러나 샘플 된 신호열 길이의 2배

이상과 가장 가까운 2의 거듭제곱의 길이 N을 갖도록 신호열을 복사 확장 하면 2의 거듭제곱의 길이를 가지게 되기 때문에 빠른 DFT 알고리즘을 사용할 수 있다. 5714개의 데이터를 DFT를 이용하여 상관함수 값을 계산하면 I와 Q 채널에의 2번의 DFT와 입력 신호의 DFT 그리고 IDFT로 총 계산량은 4×5714^2 의 계산을 필요로 한다. 그러나 직접 모든 조합의 상관함수 값을 시간영역에서 구하게 되면 5714^2 의 계산량을 필요로 한다. 2의 거듭제곱 꼴이 되도록 확장 신호열을 만들면 길이는 16384가 되며 DFT계산을 통하여 상관함수 값을 구하면 $4 \times 16384 \times \log_2(16384)$ 만큼의 계산량을 필요로 한다. 따라서 시간영역에서 바로 계산하는 것에 비하여 약 36배의 계산량 이득을 얻을 수 있다. 또한 I 와 Q는 실수 신호열이기 때문에 이를 한번의 DFT로 계산할 수 있으므로 이 경우 약 47배의 계산량 이득을 얻을 수 있다.

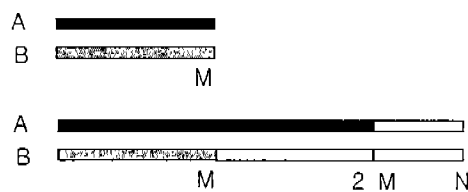


그림 3-9-5 신호열 길이 확장에 의한 DFT

다. 도플러 검색 횟수 감소 및 도움 정보의 한계

입력의 시간에 짧은 양의 샘플 데이터를 이용하여 신호의 획득을 하기 위해서는 모든 위성에 대한 가능한 도플러 구간의 검색을 수행하여야 한다. 그러나 기준국의 위성정보를 이용할 수 있는 경우에는 기준국의 가시위성 정보와 도플러 예측값을 샘플 데이터의 도플러 검색의 기준값으로 이용하여 도플러 검색 위성과 주파수 범위를 감소시킬 수 있다. 이때 기준국의 도플러 정보가 사용자에게 적용되기 위해서는 기준국과 사용자의 클럭이 동기되어져 있어야 한다.

이런 도플러 도움 정보의 유용성은 기준국과 사용자 사이의 거리, 보정정보의 시간 지연, 사용자의 움직임에 의하여 영향을 받게 된다. 첫 번째로 기준국과 사용자 사이의 거리의 영향을 알아보기 위하여 정지된 사용자를 가정하고 위성에서 보내지는 신호의 도플러 변화를 구하면 위성의 위치에 따라 0Hz부터 5kHz까지의 변화 범위를 가지게 된다. 약 사용자의 위치가 위도변화 1° 에 따라 약 55Hz정도 변하게 된다. 두 번째로 보정 정보의 시간 지연에 따른 영향을 살펴보면 위성이 0주파수에서 5kHz까지 변하는 시간은 약 9000sec정도가 된다. 따라서 1초 동안의 도플러 변화는 약 0.55Hz/sec정도가 된다. 마지막으로 기준국과 사용자의 동특성 차이에 의한 영향을 살펴보면 사용자의 움직임에 의해 사용자 사이의 시선각 방향으로 $1g$ 의 가속도 차이가 발생한다면 $1g \times f_r / c$ 에 의하여 약 51Hz뒤 도플러 차이가 발생한다. 따라서 10ms 데이터를 이용하여 100Hz단위의 신호 검색을 한다면 기준국 정보가 유용하기 위해서는 100km미만의 거리 내에서

사용자의 위성과의 시선각 가속도가 1g미만이어야 하고 100초 이전의 보정 정보를 사용하여야 한다.

라. 상관기 정밀도 향상 기법

병렬 코드 검색에 의한 상관함수 값의 최고치 부분은 수신된 위성신호의 출발 시간에 대한 정보이므로 이를 바탕으로 의사거리를 구하기 위한 정보를 얻을 수 있다. 신호획득에 의한 의사거리 측정의 정밀도는 신호의 샘플링 주파수에 의하여 결정되며 샘플링 주파수가 낮은 경우 측정의 정밀도가 낮게 된다. 이를 해결하기 위해 샘플링 주파수를 높여서 정밀한 측정값을 얻거나, 신호획득 값에 내삽법을 사용할 수 있다. 본 논문에서는 주파수영역의 도플러 보상을 하여 신호획득을 한 후 내삽법과 Muticorrelator Method, 그리고 Code Discrimator를 이용한 방법이 있을 수 있다.

(1) 일반적인 정밀도

일반적으로 FFT를 이용하여 신호 획득을 할 경우 샘플단위 정밀도밖에 얻을 수가 없다. 이는 약 26m의 정밀도를 가지고 있다. 그러나 노이즈가 있을 경우 최대 52m까지 오차가 생길 수 있기 때문에 위치해의 정밀도가 떨어지게 된다.

(2) 변별기 알고리즘

일반적으로 코드의 지연을 알아내기 위한 방법으로 수신기에서는 판별기를 사용한다. 즉 판별기가 사용하는 Early, Late신호를 이용하여 코드의 지연을 추정할 수가 있다. 이 방법의 해는 다음과 같이 구해질 수가 있다.

$$\begin{aligned} \text{CodePhase} &= \text{CodeIndex} - \Delta_{EML} \\ \Delta_{EML} &= \frac{\sum (I_{ES}^2 + Q_{ES}^2) - \sum (I_{LS}^2 + Q_{LS}^2)}{\sum (I_{ES}^2 + Q_{ES}^2) + \sum (I_{LS}^2 + Q_{LS}^2)} \end{aligned} \quad (3.9.5)$$

(3) 다중 상관기

다중 상관기 방법은 실제로 상관값이 일정한 샘플링 주파수로 샘플링이 되어있고 로컬 신호 또한 일정한 샘플링을 가지고 샘플 되어있기 때문에 샘플과 샘플 사이의 값을 알 수가 없게 된다. 따라서 상관값의 정밀도가 정해져 있다. 그러나 이런 로컬 신호를 만들 때 미리 만들어놓은 Delay값을 가지고 상관을 시켜 값을 구함으로써 원하는 정밀도까지 의사거리를 구할 수 있게 된다. 이 방법은 각각의 Delay를 가지는 신호에 대하여 다시 상관을 하기 때문에 내삽법이나 변별기보다 보다 많은 연산을 필요로 한다. 하지만

추정값이 아닌 실제 측정값의 상관값으로 코드 위상을 찾아 내게 된다.

본 논문에서는 1샘플에 대해 11개의 Delay를 가지는 로컬 신호를 만들어서 의사거리를 계산하였다. 이로 인해 생길 수 있는 의사거리 에러는 약 2.3847m 정도 된다.



그림 3-9-6 다중 상관기에 사용되는 코드 샘플 생성

(4) 내삽법

내삽법은 저역통과 필터를 이용하여 얻어진 데이터 보다 빠른 샘플 주파수의 데이터를 얻는 방법이기 때문에 이 방법을 이용하면 보다 정밀한 데이터를 얻을 수 있다. 내삽법을 이용한 정밀 측정을 순환상관함수 처리결과의 전체 데이터에 대하여 적용하면 많은 계산량을 필요로 하기 때문에 최대값 부분의 데이터 값들에 대해서만 처리되었다. 이 상관함수 처리 결과 얻어지는 최대값 부분의 값들에 내삽법을 적용하여 200배의 정밀도를 얻는 과정을 나타내었다.

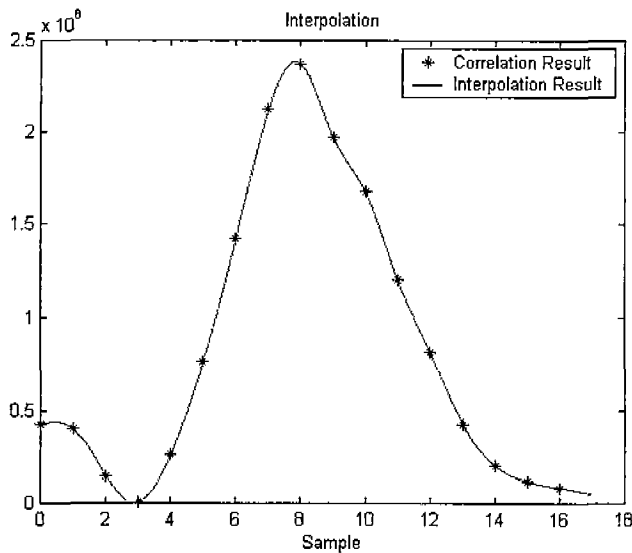


그림 3-9-7 코드 신호 획득에 대해 내삽법을 적용한 결과

마. 네트워크 도움방식 GPS

일반적인 이동통신 단말기에 적합한 GPS 안테나의 발달과 상용 GPS 칩셋의 초소형화에도 불구하고, GPS 수신 칩셋을 직접적으로 단말기에 내장하기 위해서는 몇 가지 문제점이 있다. 첫째, 항법 메시지를 복조하는 데는 최소 30초에서 몇 분이

소요되므로 상대적으로 긴 신호획득 시간이 요구된다. 둘째, 작아진 안테나 크기뿐만 아니라 도심지 및 실내환경에서 미약해진 GPS 신호 수신 시 신호검출 (Weak Signal Detection)이 힘들다. 셋째, 도움정보를 사용하지 않는 경우 주로 항법 메시지를 복조하기 위한 긴 신호획득 시간 동안 전력소모가 매우 크다. 이러한 문제들을 해결하기 위해 제안된 것이 네트워크 도움방식 GPS (Network-assisted GPS) 또는 망 도움방식 GPS이다.

(1) 네트워크 도움방식 GPS 개요

네트워크 도움방식 GPS의 기본 개념은 높은 곳에 설치된 GPS 기준국 또는 DGPS 기준국을 이용하는 것이다. 이러한 기준국들은 기존 무선 전화망 시설 (Infrastructure)과 연결되어, 실시간 위성들의 상태를 감시하고 현재시간에 보이는 위성 (Satellite Visibility), 위성 궤도정보 (Ephemeris), 시계 보정 정보 (Clock Correction), 도플러 (Doppler) 등의 정밀한 정보를 제공한다. 사용자 단말기는 기존의 이동통신 단말기의 통신 부분과 GPS의 RF부분을 통합하고 나머지 디지털 신호처리 부분을 공유하는 구조를 가지게 된다. 이러한 시스템 구조는 단말기내의 GPS 신호 획득과 추적 성능 개선을 위해 외부로부터 도움정보 (Aiding Information)를 받아 활용할 수 있는 토대가 된다. 즉, GPS 수신기를 항상 운영하고 있는 기지국 또는 측위 서버 (Positioning Server or AGPS Server)로부터 이동통신 단말기에 내장된 GPS 수신기의 성능 개선을 위한 기초 정보를 무선 통신망을 통해 수신하여 이를 활용하는 것이 가능한 것이다. 이러한 방식을 이용한 이동통신 단말기내의 GPS 수신기는 일반 GPS 수신기보다 훨씬 빠른 초기위치 결정시간을 가질 수 있으며, 신호 감도의 개선과 보다 좋은 신호수신 환경을 구축할 수 있게 된다.

(가) 네트워크 도움방식 GPS 구조

네트워크 도움방식 GPS 수신기 시스템을 구성하기 위해서는, 단말기가 빠르고 손쉽게 위성신호를 추적하기 위해 필요한 유용한 정보들을 중앙의 측위 서버 (Positioning Server or AGPS Server)가 단말기에게 제공하여야 한다. 이러한 정보가 제공되지 않을 경우, 신호획득 후 의사거리를 측정하는데 많은 시간이 소요된다. 측위 서버와 단말기 사이의 정보 전송량을 줄이고 보다 정확한 측위 성능을 얻기 위한 구성도는 그림 3-9-8과 같다. 그림 3-9-8과 같이 네트워크 도움방식 GPS의 구성은 부분적인 GPS 수신기 모듈이 내장된 사용자 단말기, 사용자 단말기와 가까운 곳에 위치하여 현재 위성들의 정보를 실시간 제공 가능한 GPS 기준국을 가진 측위서버, 무선 망 인프라의 3가지 부분으로 나뉘어 질 수 있다. 그림 3-9-8을 보면 사용자 단말기는 측위 서비스를 받기 위해 무선 망을 통해 자신의 위치를 계산하기 위한 정보를 측위 서버에 의뢰하고, 측위

서버는 GPS 기준국으로부터 상관함수 검색에 필요한 위성정보를 제공 받아 단말기에 제공한다. 단말기는 제공받은 정보를 가지고 신호획득을 수행한다. 이후 사용자 단말기 위치를 계산하는 방식에는 사용자 단말기 자체에서 신호획득 결과를 가지고 의사거리를 구성하여 항법해를 구하거나, 신호획득의 결과를 측위 서버로 전송하여 측위 서버에서 단말기 위치를 계산하는 두 가지 방식이 있다.

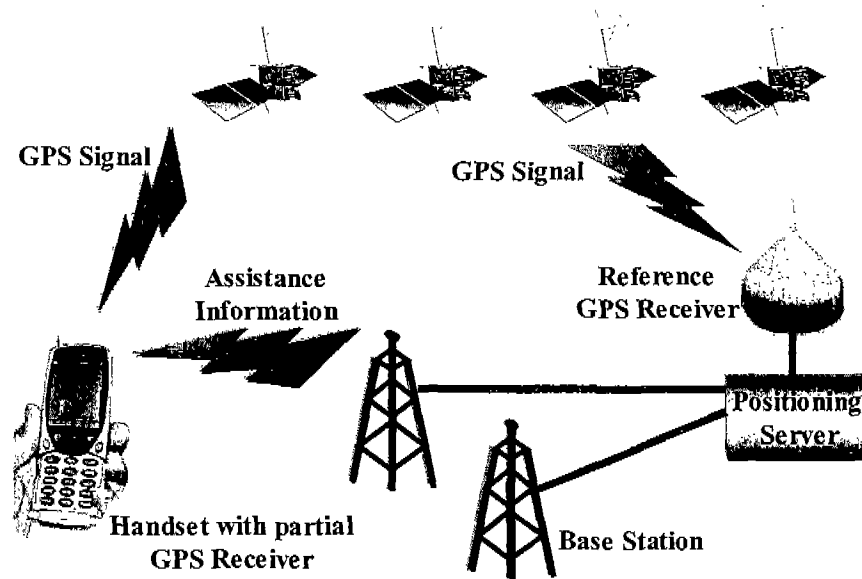


그림 3-9-8 네트워크 도움방식 GPS 수신기 구성도

(나) 네트워크 도움방식 GPS의 장점

네트워크 도움방식 GPS의 장점은 우선 TTFF (Time-to-First-Fix) 시간의 감소 (초기위치 결정시간의 감소)이다. 기존의 하드웨어 수신기들은 위성신호를 획득하고 추적하는데 30초~수분의 시간이 소요된다. 이러한 시간의 변화는 GPS 수신기가 이전에 가지고 있던 정보들이 얼마나 많은가에 따라 달라지게 된다. 기준국의 도움정보는 신호획득을 위한 검색공간을 감소시킨다. 일반적인 GPS수신기에서의 검색공간은 도플러 영역과 코드 위상 영역으로 나뉘어 지고 전구간 검색을 이용하는데 반해 도움방식 GPS는 기준국 정보로부터 제공된 예측된 정보를 가지고 검색공간을 확연히 줄 일수 있다. 이것은 빠른 검색을 가능케 하고, 감도를 증가시킬 수 있는 아주 좁은 신호 검색 대역폭을 사용할 수 있게 만든다.

두 번째는 높은 감도 (High Sensitivity)를 가진다는 것이다. 일반적인 GPS 수신기는 신호의 감쇠가 5~10dB를 넘어가면 신호획득에 있어 매우 어렵게 된다. 신호 획득의 감도를 높이는 것은 GPS 위성신호가 미약한 지역, 즉 도심의 빌딩들 사이, 차량내부, 울창한 숲 속에서도 동작할 수 있게 한다. 기존의 하드웨어 수신기는 이러한 지역에서 사용할 수 없거나 신뢰할 수 없는 정보를 주게 된다. 신호 감도를 높이는 예로서 GPS

항법 메시지의 비트변화 (Bit Transition)를 도움 정보로 받을 수 있다. 이는 GPS 신호의 변조를 예측할 수 있게 한다. 즉, 사용자 단말기는 동기 적산 (Coherent Integration)에 앞서 수신 GPS 신호의 비트 변조를 효과적으로 제거할 수 있게 된다. 그럼으로써, 항법 메시지 주기인 20ms이상의 긴 적산이 가능하게 되고, 적산시간에 따라 SNR의 증대 효과를 가져올 수 있게 된다. TIA/EIA-95 CDMA 시스템들에서는 이와 같은 성능개선을 얻기가 수월하다. 왜냐하면, 기지국과 사용자의 시계가 GPS 시간에 동기 되어 있기 때문이다. 하지만, GSM (Global System for Mobile Communication), TDMA (Time Division Multiple Access) 또는 AMPS (Advanced MobilePhone Service)와 같은 비동기 망에서는 그러한 시각동기가 이루어지지 않았으므로 시각동기를 이루기 위한 새로운 방법이 모색되어야 한다.

세 번째는 낮은 전력소모의 장점을 가진다. 현재 본 논문에서 구현하는 GPS 항법시스템은 사용자가 원하는 시점에서 순간데이터 (10~100ms data)를 이용하여 항법해를 계산하기 때문에 사용자가 요구하는 시간외에는 전력을 소모하지 않는다. 더욱이 최소한의 하드웨어를 사용하고 나머지 부분은 소프트웨어 신호처리 방법을 이용하여 수신기를 구현하기 때문에 기존의 하드웨어 수신기에 비해 전력소모가 적다.

(2) 네트워크 도움 정보

GPS 수신기의 응용분야에 따라 연속적인 항법해 보다는 E911 서비스와 같이 필요한 순간에만 항법해를 요구하는 경우가 종종 발생한다. 일반적 수신기에서는 신호획득 과정에서 부터 최초 항법해를 제공하기까지 약 1분 정도의 시간을 소비하게 되기 때문에 필요한 순간의 항법해를 얻기 위해서는 1분 정도의 시간을 기다리거나 빠른 정보를 얻기 위해 수신기를 연속적으로 동작시켜야 한다. 그러나 1분의 시간은 사용자가 기다리기에는 너무 긴 시간이며 연속적으로 수신기를 계속해서 동작시키는 것은 휴대용 수신기의 경우 전원의 낭비가 심하게 된다. 그러나 무선 망 안에서 측위 서버를 이용하면 GPS 수신기의 신호획득 시간을 감소시킬 수 있으며 항법해 역시 보다 빠르게 얻을 수 있다. 측위 서버는 단말기의 서비스 요구에 따른 특정 데이터를 제공하게 된다.

단말기와 측위 서버의 데이터 통신 과정을 그림 3-9-9에 나타내었다. 도움정보 데이터는 사용자가 자신의 위치를 요구할 경우 측위 서버로부터 각각의 사용자에게 전송된다. 도움정보는 서비스의 요구 수준에 따라 사용자가 현재 볼 수 있는 위성 PRN (Pseudo Random Number) 목록, 위성의 도플러 오프셋 (Doppler Offset) 정보, 궤도정보 (Ephemeris) 그리고 선택적인 정보로서 DGPS 정보로 나눌 수 있다. 이러한 데이터 제공 시 네트워크 지연을 최소한으로 하기 위해 전송 데이터량을 최소한으로 해야 하고 이 데이터를 바탕으로 사용자는 아주 짧은 GPS 신호데이터를 가지고도 의사거리 측정치를 추출해 낼 수 있게 된다.

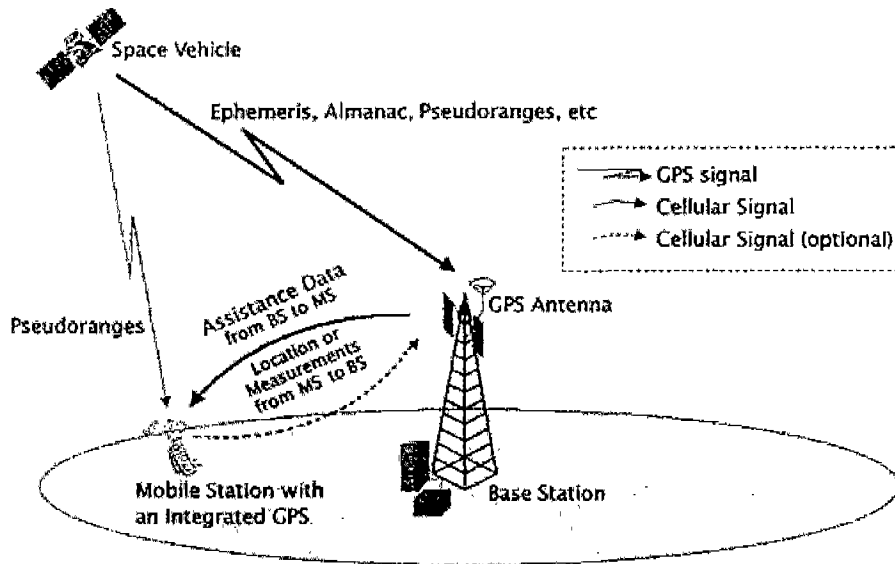


그림 3-9-9 단말기와 측위 서버의 데이터 통신 과정

이러한 도움정보가 없을 경우는 일반적인 하드웨어 수신기에서와 마찬가지로 모든 GPS 위성의 PRN과 모든 도플러 영역을 검색범위로 하기 때문에 많은 신호획득 시간이 소요되고, 또한 항법해를 구하기 위해서는 항법 메시지를 얻기 위해 오랜 시간의 위성 데이터를 복조해야 한다. 하지만 도움정보를 이용하면 다르다. 첫 번째로 가시위성 정보와 각 위성의 도플러 읍셋을 제공받을 경우에는 기준국 가시위성 정보와 도플러 예측값을 샘플 데이터의 도플러 검색 기준값으로 이용하여 도플러 검색 위성과 주파수 범위를 감소시킬 수 있다. 이때 기준국의 도플러 정보가 사용자에게 적용되기 위해서는 기준국과 사용자의 클럭이 동기 되어져 있어야 한다.

네트워크의 동기란 이상적으로는 망을 구성하는 모든 디지털 장치들이 하나의 기준 동기 클럭원에 동기 되는 것을 의미한다. 이러한 동기 네트워크 망에서는 기준국과 사용자의 클럭이 동기 되어 있기 때문에 기준국의 정보가 유용하다. 그러나 비동기 망에서는 사용자의 클럭이 기준국과 동기 되어 있지 않기 때문에 사용자의 시계오차가 도플러 오차로 작용하게 되어 기준국의 정보를 이용할 수 없게 된다. 따라서 위성의 동특성에 기인한 가능한 도플러 전 구간을 검색하여야 한다. 그러나 사용자 시계오차는 모든 위성에 대하여 공통이기 때문에 사용자 시계오차를 한 개의 위성에 대하여 검색을 통하여 결정하면 다른 위성의 도플러 검색과정에서 이를 사용할 수 있게 된다.

두번째로 위성 궤도 정보 (Ephemeris)를 제공받을 경우에는 항법해를 구하기 위해 항법 메시지를 복조하는 과정이 사라진다. 그러므로 짧은 데이터를 가지고 신호 획득한 후 기준국에서 제공받은 위성궤도정보 (Ephemeris)를 가지고 바로 항법해를 구할 수 있다.

바. 의사거리 구성 알고리즘

적은 양의 위성신호를 샘플하여 의사거리를 측정하기 위해서는 기준국으로 부터 원하는 정보를 제공 받아야만 한다. 왜냐하면, 위성과 수신기 사이에 몇 개의 C/A 코드가 존재하는지 알아내기 위해서 이다. 항법 메시지를 복조 할 수 있는 데이터량이 아닌 적은 양의 데이터를 가지고는 1ms단위의 C/A 코드 수를 알아낼 수 없다. 이 같은 신호의 추적과정 없이 신호획득 후 바로 항법해를 구하는 방식에서는 샘플 된 데이터를 상관기 처리 후 측정된 1ms 이하의 의사거리 측정값과 기준국에서 제공한 1ms단위의 의사거리 측정값을 가지고 의사거리를 구할 수 있게 된다.

사용자 의사거리

$$= [1\text{ms} \times N (\text{기준국 제공정보}) + \text{사용자 측정 } 1\text{ms} \text{ 이하 의사거리}] \times C (\text{광속})$$

그러나, 사용자에게 기준국이 1ms단위의 의사거리 정보를 제공 할 경우 기준국과 사용자의 거리에 따라 제공정보를 그대로 사용할 수 없는 경우가 발생한다. 그림 3-9-10은 그런 경우의 한 예를 보여 준다.

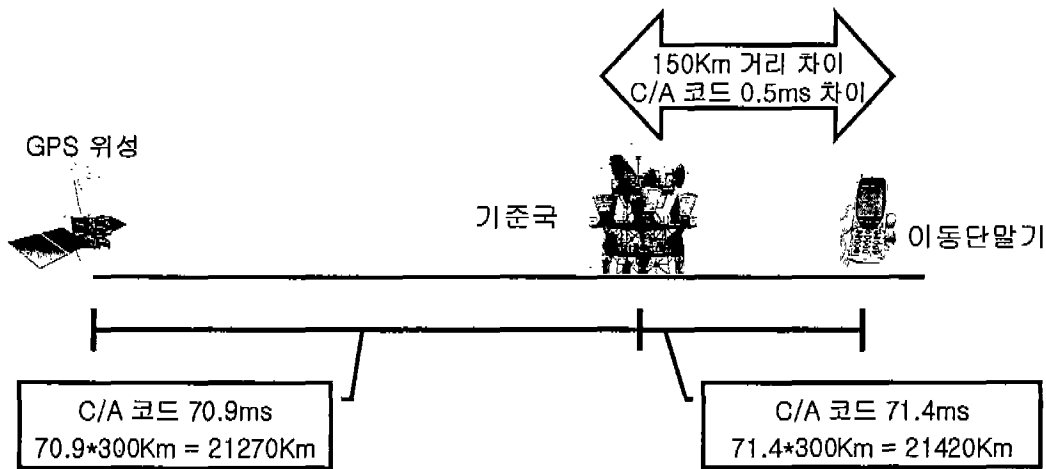


그림 3-9-10 기준국 제공 정보 보정의 예

그림 3-9-10과 같이 기준국으로 부터 GPS 위성이 21270km 상공에 있을 경우 즉, 코드 주기로 70.9ms이다. 여기서 기준국과 사용자의 거리 차이를 150km라 가정하면 위성과 사용자의 거리는 21420km가 되고 코드 주기로 71.4ms이 된다. 만일 사용자가 측정된 1ms이하 측정값인 0.4ms 과 기준국에서 제공해준 70ms을 더해 의사거리를 구성한다면 70.4ms, 즉 1ms의 오차가 발생한다. 결국 기준국으로 부터 제공한 1ms 단위의 의사거리는 의사거리 보정 알고리즘을 반드시 사용하여 문제를 해결해야 한다. 보정 알고리즘은 또한 다음과 같은 수식으로 나타낼 수 있다.

$$N_{BS} - 1 \leq N_{MS} \leq N_{BS} + 1$$

$$PR_{MS} = (N_{BS} + \text{사용자 } 1\text{ms 상관계 측정치}) * C * 0.001$$

$$\text{delta} = (PR_{BS} - PR_{MS}) / (C * 0.001)$$

case one $\text{delta} \geq 0.5\text{ms}$

$$\text{Corrected User Pseudorange} = PR_{MS} + 1\text{ms } C / A \text{ code length}$$

case two $\text{delta} < -0.5\text{ms}$

$$\text{Corrected User Pseudorange} = PR_{MS} - 1\text{ms } C / A \text{ code length}$$

여기서 N_{MS} = 사용자 1ms단위 의사거리

N_{BS} = 기준국 1ms 단위 의사거리

PR_{BS} = 보정 되지 않은 사용자 의사거리

PR_{MS} = 보정 되지 않은 사용자 의사거리

delta = 기준국 의사거리와 사용자 의사거리의 차

위 식이 성립하기 위한 가정으로는 사용자가 기준국에게 정보제공을 요구 했을 때 시간지연 없이 정보를 제공 받을 수 있을 경우 성립한다. 시간 지연이 생길 경우 지연시간에 따라 제공정보의 유효거리는 달라진다.

그림 3-9-11은 그림 3-9-10의 예를 위 식을 이용하여 보정하는 방법을 보인다. 기준국 의사거리 정보를 70.9ms이라 할 때 이를 가지고 복원한 사용자 의사거리 정보는 두 번째 줄의 눈금이다. 여기서 두 가지 정보의 차이가 0.5ms이상인 0.9, 0.8, 0.7, 0.6, 0.5의 경우는 모두 1ms의 보정이 더해지게 된다.

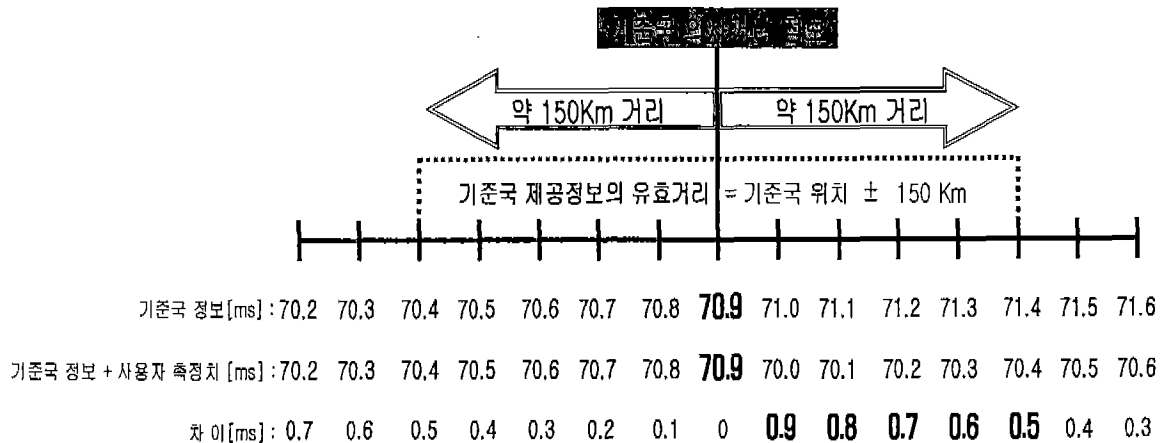


그림 3-9-11 기준국 제공 정보 보정의 예

그림 3-9-12는 보정 알고리즘을 적용 전과 후의 의사거리 차이를 시뮬레이션으로 보인 것이다. 보정을 하지 않은 경우 C/A 코드 한 주기 만큼의 오차가 여러 군데 보이는 것을 볼 수 있다. 또한 기저선 길이에 따른 알고리즘 적용 시 오차는 그림 3-9-13과 그림 3-9-14에 나타내었다. 이 시뮬레이션은 실제 의사거리와 보정 후 복원된 의사거리의 차를 보인 것인데 기저선이 C/A 코드 반주기 거리인 약 150km내일 때와 반주기 이상의 거리일 경우에 대해 나타낸 것이다. 시뮬레이션에서 보인 것과 같이 약 150km내의 기저선의 경우 사용자의 참 의사거리와 생성한 의사거리가 동일하다고 볼 수 있을 정도의 오차를 가지고 기저선의 길이가 C/A코드 반주기인 ($0.5\text{ms} \times \text{빛의 속도}$) 149.9km를 벗어난 경우 보정이 안되고 거리오차가 C/A 코드 한 주기 만큼인 299.79km 임을 볼 수 있다. 이와 같은 현상으로 C/A 코드 반 주기 내에서만 보정이 가능할 뿐 벗어난 경우는 1ms의 오차가 더 부가 되는 경우가 발생하므로, $\pm 1, \pm 2\text{ms}$ 의 보정이 이루어져야 하는데 여기서 문제는 4가지 경우 중 어느 경우에 속하는지 알 수 없게 되는 문제가 발생하여 C/A 코드 반주기 거리 이상의 기저선에서는 의사거리 보정이 불가능하다. 또한 위에 언급한 것과 같이 사용자와 기준국 간의 정보 지연시간이 생기면 유효거리는 지연시간이 길어짐에 따라 더욱 짧아지게 된다.

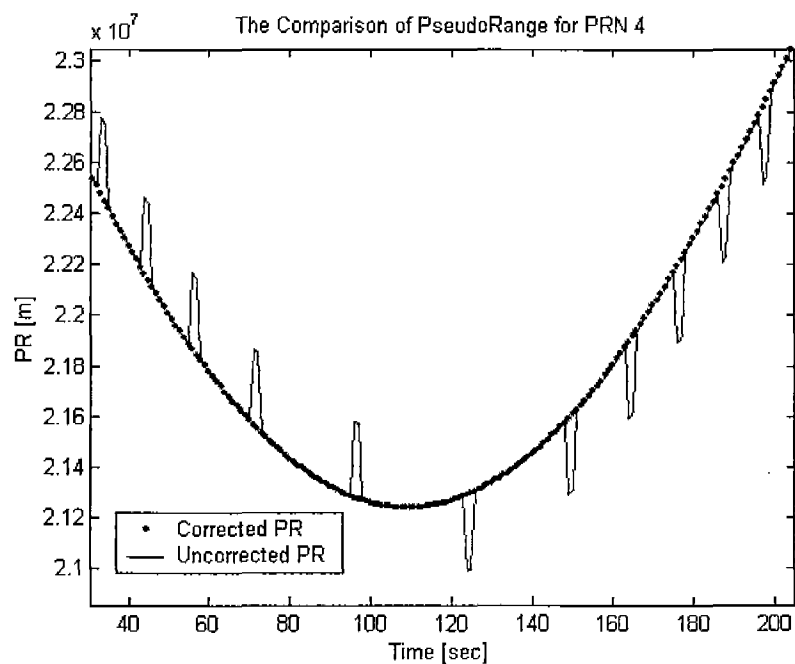


그림 3-9-12 보정 의사거리와 보정하지 않은 의사거리의 차이

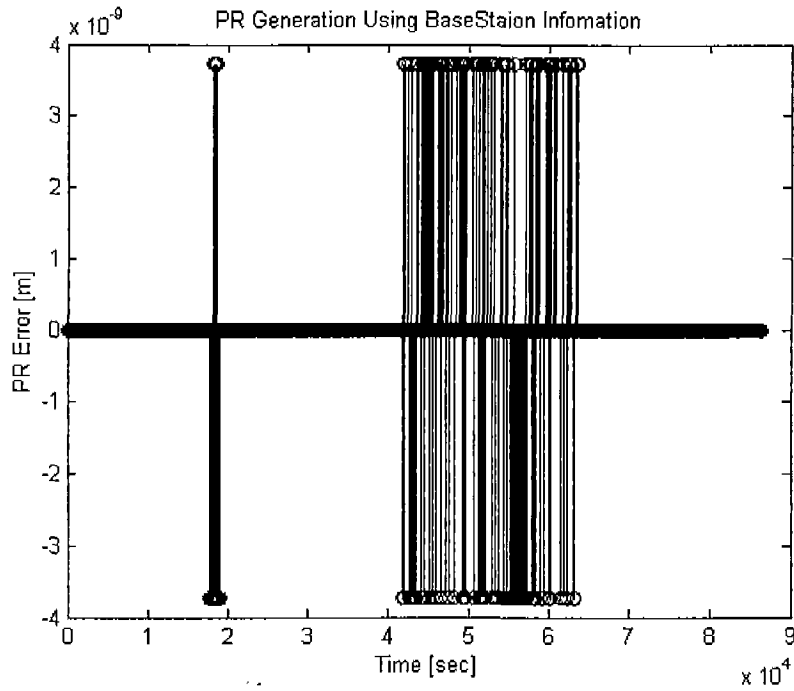


그림 3-9-13 복원의사거리 오차 (기저선 : 111km, PRN : 3)

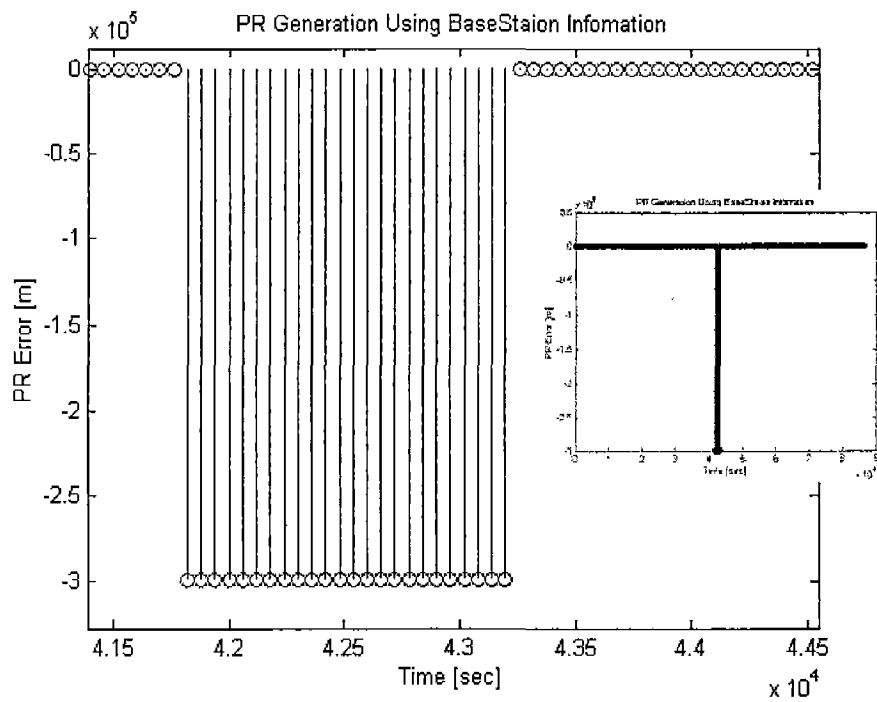


그림 3-9-14 복원의사거리 오차 (기저선 : 155km, PRN : 3)

사. 비동기식 구현

기준국 정보를 제공받아 활용하게 될 때 둘 간의 시각동기는 중요한 문제로 자리잡는다. 즉, 사용자 시계가 GPS 시간과 정확히 동기 되지 않은 상태에서 항법해를 구하게 될 때 항법해 오차는 더 커지는 현상을 보인다. 이는 사용자 시계가 GPS시각과

정확히 동기 되지 않아 기준국 제공 정보로부터 위성위치를 받아 그대로 항법해를 구할 경우 오차가 매우 커진다는 말과 동일하다. 결국 사용자는 자기 시계의 오차를 추정하여 새로운 Tx (GPS Signal Transmission Time) 즉, 위성으로부터 신호가 출발한 시각을 다시 정밀하게 추정하게 되며 그 순간의 위성위치를 다시 계산하여 항법해를 구하여야 한다.

(1) 비동기망에서 항법해를 구하기 위한 Tx추정

Tx 추정 알고리즘을 적용한 최소자승법의 모델은 다음과 같이 변형된다.

만일 근사적인 사용자의 위치를 알고 있다면, 실제 사용자의 위치와 근사 위치와의 차이를 $(\Delta x_u, \Delta y_u, \Delta z_u)$ 라 표시 할 수 있다. 또한 가장 중요한 파라미터인 t_{im} (위성신호 전송시간)을 추가하여 기존 최소자승법 모델을 변형 시켰다.

단일 의사거리와 대략적인 사용자 위치에 대한 의사거리 식은 다음과 같이 달라진다.

$$\rho_i = \sqrt{(x_j(t_{im}) - x_u)^2 + (y_j(t_{im}) - y_u)^2 + (z_j(t_{im}) - z_u)^2} + ct_u = f(x_u, y_u, z_u, t_u, t_{im}) \quad (3.9.6)$$

여기서 t_{im} : 위성신호 전송시간

$$\hat{\rho}_j = \sqrt{(x_j(\hat{t}_{im}) - \hat{x}_u)^2 + (y_j(\hat{t}_{im}) - \hat{y}_u)^2 + (z_j(\hat{t}_{im}) - \hat{z}_u)^2} + c\hat{t}_u = f(\hat{x}_u, \hat{y}_u, \hat{z}_u, \hat{t}_u, \hat{t}_{im}) \quad (3.9.7)$$

여기서 $\hat{x}_u, \hat{y}_u, \hat{z}_u$: 근사적인 사용자위치

\hat{t}_u : 근사적으로 추정된 사용자 시계오차

$$x_u = \hat{x}_u + \Delta x_u, \quad y_u = \hat{y}_u + \Delta y_u, \quad z_u = \hat{z}_u + \Delta z_u, \quad t_u = \hat{t}_u + \Delta t_u, \quad t_{im} = \hat{t}_{im} + \Delta t_{im} \quad (3.9.8)$$

그러므로,

$$f(x_u, y_u, z_u, t_u, t_{im}) = f(\hat{x}_u + \Delta x_u, \hat{y}_u + \Delta y_u, \hat{z}_u + \Delta z_u, \hat{t}_u + \Delta t_u, \hat{t}_{im} + \Delta t_{im}) \quad (3.9.9)$$

위 식의 뒷부분은 테일러 급수 (Taylor Series)을 이용하여

$\hat{x}_u, \hat{y}_u, \hat{z}_u, \hat{t}_u$ 에 관해 확장하여 선형화시키면 최종적으로 최소자승법 모델은 다음과 같이 변형된다.

$$\begin{aligned}
\Delta\rho_1 &= a_{x1}\Delta x_u + a_{y1}\Delta y_u + a_{z1}\Delta z_u - c\Delta t_u + a_{t_{x1}}\Delta t_x \\
\Delta\rho_2 &= a_{x2}\Delta x_u + a_{y2}\Delta y_u + a_{z2}\Delta z_u - c\Delta t_u + a_{t_{x2}}\Delta t_x \\
\Delta\rho_3 &= a_{x3}\Delta x_u + a_{y3}\Delta y_u + a_{z3}\Delta z_u - c\Delta t_u + a_{t_{x3}}\Delta t_x \\
\Delta\rho_4 &= a_{x4}\Delta x_u + a_{y4}\Delta y_u + a_{z4}\Delta z_u - c\Delta t_u + a_{t_{x4}}\Delta t_x \\
\Delta\rho_5 &= a_{x5}\Delta x_u + a_{y5}\Delta y_u + a_{z5}\Delta z_u - c\Delta t_u + a_{t_{x5}}\Delta t_x
\end{aligned} \tag{3.9.10}$$

$$\begin{aligned}
\Delta\rho_j &= \hat{\rho}_j - \rho_j, \quad a_{x1} = \frac{x_j(t_x) - \hat{x}_u}{\hat{r}_j}, \quad a_{y1} = \frac{y_j(t_x) - \hat{y}_u}{\hat{r}_j}, \quad a_{z1} = \frac{z_j(t_x) - \hat{z}_u}{\hat{r}_j}, \\
a_{t_x} &= -\frac{(x_j(t_x) - \hat{x}_u) \times \dot{x}_j(t_x) + (y_j(t_x) - \hat{y}_u) \times \dot{y}_j(t_x) + (z_j(t_x) - \hat{z}_u) \times \dot{z}_j(t_x)}{\hat{r}_j}
\end{aligned} \tag{3.9.11}$$

(2) 시뮬레이션 결과

이 시뮬레이션은 Tx 추정 알고리즘의 필요성에 대한 근거를 보인다. 시뮬레이션은 정지한 사용자로 가정하였고, 위성위치와 의사거리를 구하여 최소 자승법을 통한 항법해 결과를 나타내 보았다. 이때 Tx 오차에 대한 항법해 오차를 분석하기 위해 약 2시간 동안 각각의 시간에 0~1초 사이의 오차를 두고 항법해 결과를 평균과 표준편차를 통해 분석하였다. 그 결과는 다음과 같다.

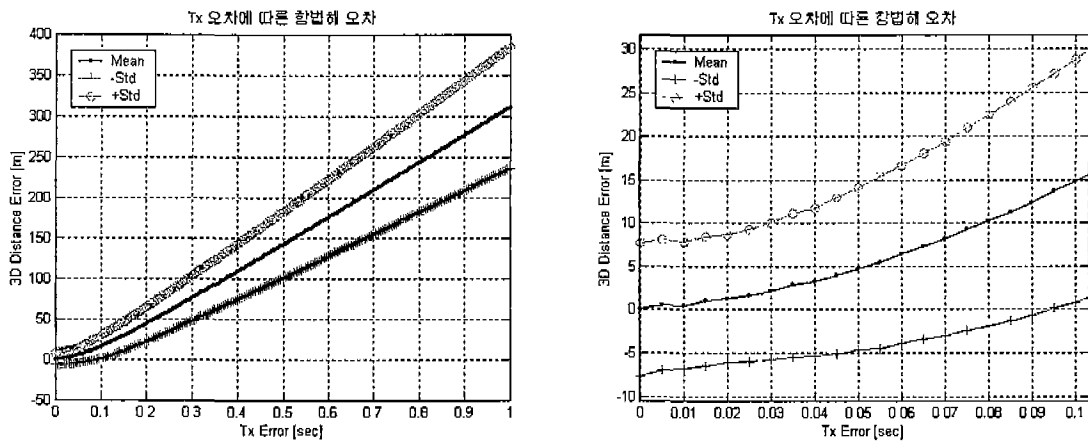


그림 3-9-15 Tx 시간 오차에 따른 항법해 오차

위 그림에서와 같이 정확한 시간의 동기가 이루어 지지 않아 사용자가 측정된 GPS 위성신호 샘플 시간에 오차가 많이 생길수록 항법해 오차도 커진다는 것을 볼 수 있다. 결과적으로, 왼쪽에 보이는 확대한 그림을 보면 50ms의 측정오차에도 평균 5m의 오차가 발생함을 알 수 있다. 그림 3-9-16는 오차를 1초 넣고 알고리즘을 통해 이를 추정 했을 때 실제 시간과의 차이를 시뮬레이션을 통해 나타내었다.

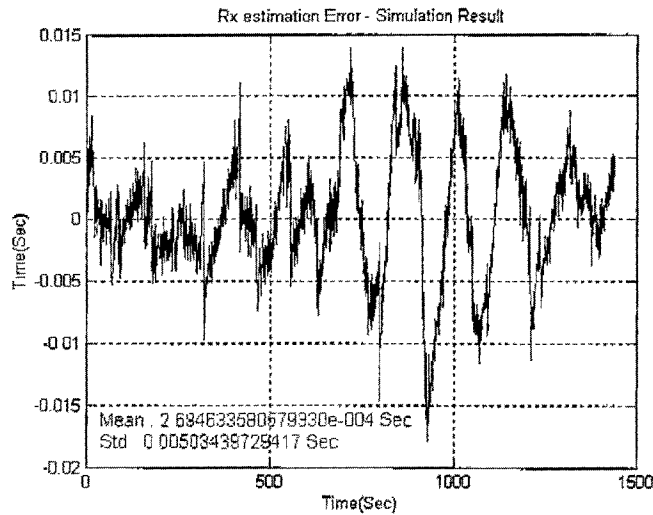


그림 3-9-16 추정 알고리즘을 통한 오차시간 추정 후 결과

실제와의 차이는 평균 0.2694ms 정도의 오차를 보였다. 그러므로, 항법해의 성능에 많은 영향을 주지 않고 거의 정확히 추정함을 알 수 있었다. 이는 곧 GSM과 같은 비동기 방식에서도 다른 시각동기 장치 없이 항법해를 구할 수 있다는 장점을 가진다. 그대신 위치해를 구하기 위해서는 위성이 한 개 더 필요 하게 된다.

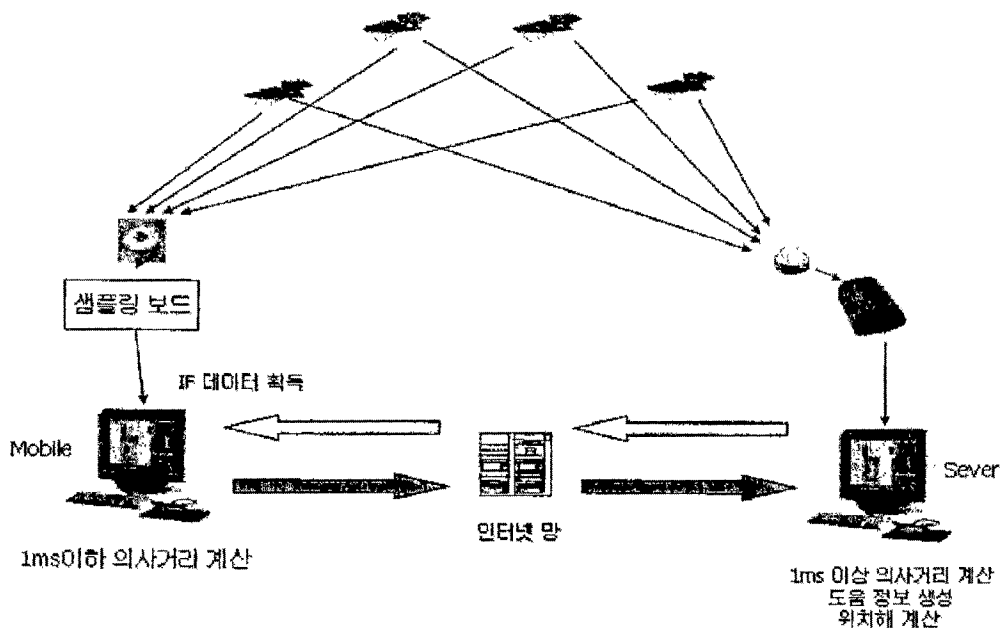


그림 3-9-17 비동기식 구현도

비 동기 망에서는 동기 된 데이터를 받을 수 없다. 따라서 위성의 보낸 시간 정보 얻을 수가 없게 된다.

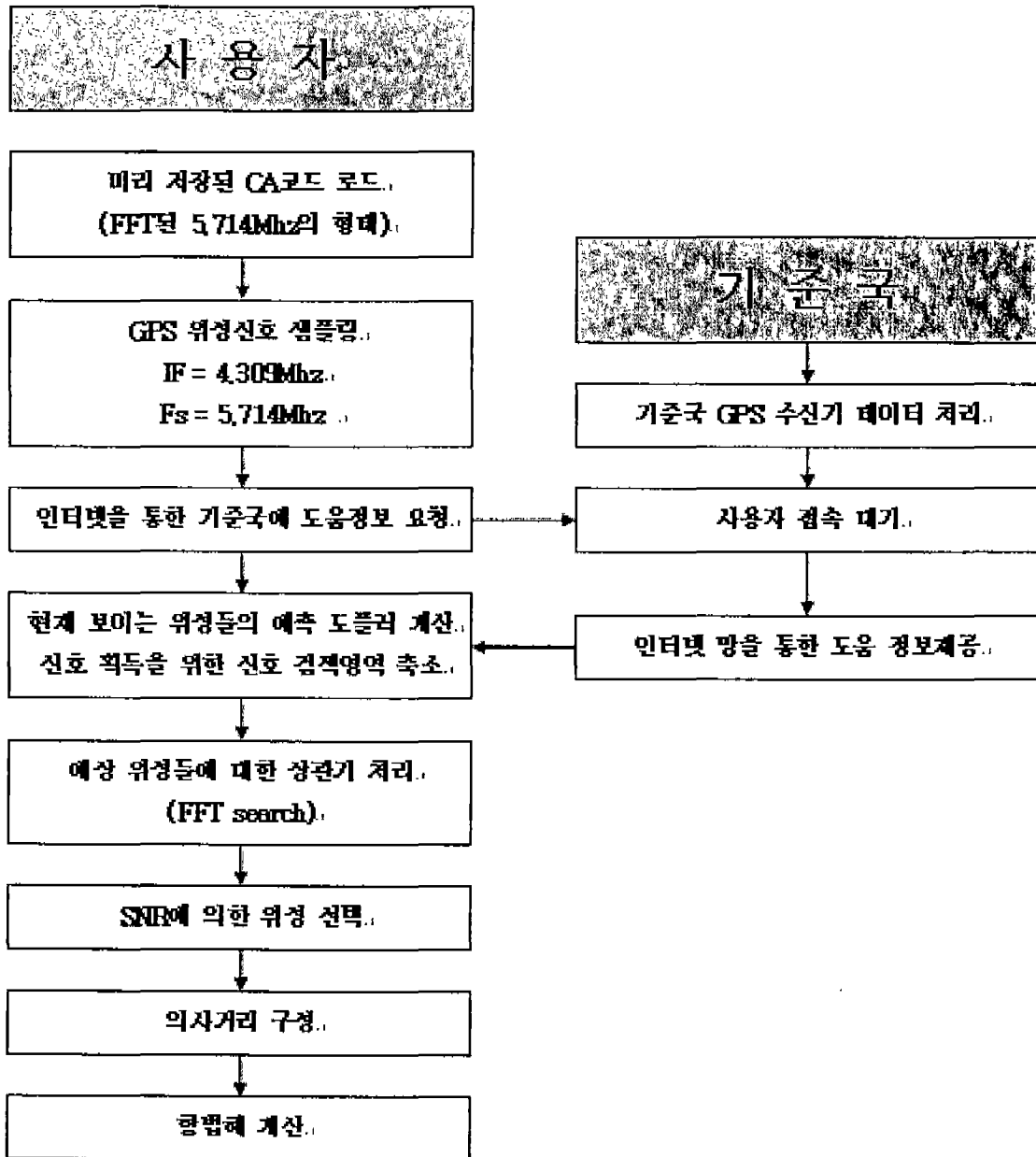


그림 3-9-18 비동기식 PDE알고리즘 구성도

아. 동기식 구현

동기망에서의 항법해는 위 비동기 망에서처럼 Tx를 추정할 필요가 없다. 즉 GPS신호를 동기 된 클럭에 맞추어서 데이터를 획득하기 때문에 실제로 기준국에서 사용하는 데이터를 그대로 사용할 수 있게 된다. 또한 동기망에서는 시계가 GPS Time과 일치하고 사용자도 동기 된 클럭에 맞추어서 IF데이터를 획득한다면 기준국에서 제공하는 위성의 좌표를 사용해도 된다. 이렇게 얻어진 위성의 좌표와 사용자에서 구한 1ms이하 의사거리를 가지고 위치해를 계산하게 된다. Tx를 추정해야 한다는 것을 제외하고는 나머지 알고리즘은 비동기 식과 똑 같은 방법을 적용할 수가 있다. 이렇게 동기식

방법의 유용성은 비동기 보다 1개 적은 위성을 가지고 즉 일반적인 GPS 수신기처럼 4개의 위성을 가지고 위치해를 구할 수 있다는 장점이 있고 DGPS보정 정보를 이용할 수도 있게 되어 위치해 성능의 개선을 얻을 수도 있다. 또한 실제로 AGPS의 경우 실내환경에서의 목적을 위해 개발 되어 지기 때문에 실제로 데이터 비트의 동기가 필요하다. 비동기 방식의 경우 데이터 비트를 동기 시킬 수 없지만 동기식 방법을 이용하면 실내 환경에서 위치 측위를 할 수 있는 장점을 가지게 된다.

특히 비트 동기 문제는 사용자와 망과의 거리가 중요한데 0.5ms정도의 거리 즉 약 150km정도 내의 사용자의 경우 데이터 비트 동기시 20ms 중 최대 1ms에 대해 손실이 생길 수는 있다. 하지만 나머지 19ms에 의해 적산의 효과를 얻을 수 있기 때문에 큰 문제가 되지는 않는다.

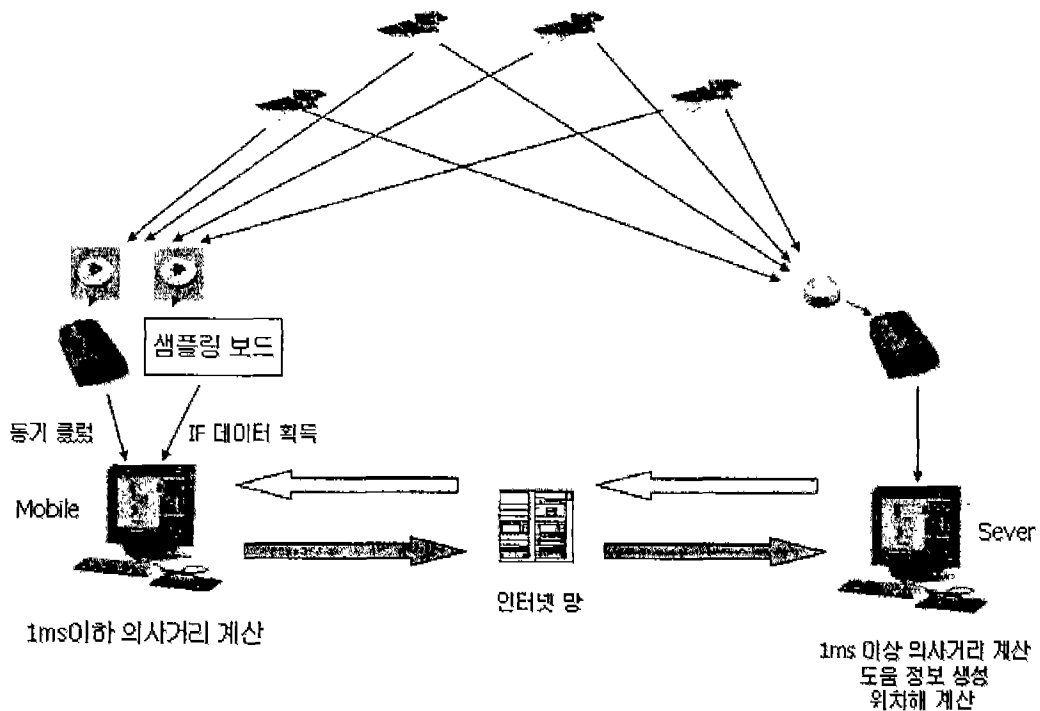


그림 3-9-19 동기식 구현도

여기서는 망에 동기 되어있는 상태에서 데이터를 받기 때문에 동기 클럭을 사용하였다. 실제 망과 사용자가 동기가 되어있기 때문에 실제 시스템에서 측정값을 동기 시켜 받는 것과 같다고 볼 수 있다. 동기서버에서 PDE알고리즘 구성도는 다음과 같다

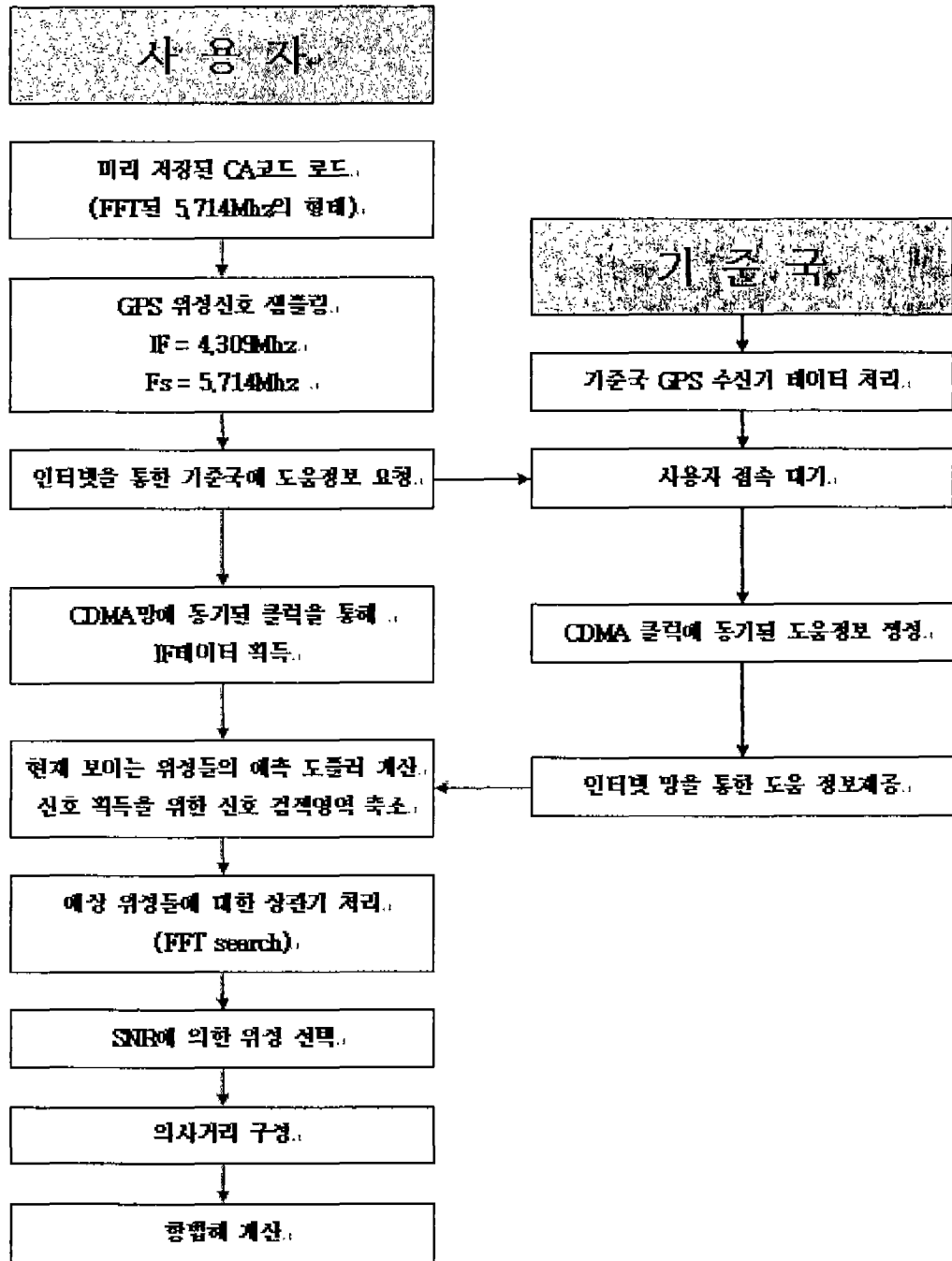


그림 3-9-20 동기식 PDE알고리즘 구성도

자. 동기식, 비동기식 비교

동기식 방법과 비동기식 방법을 비교하기 위해 건국대학교 옥상에 설치된 안테나를 이용하였다. 수신기 2대가 사용되었는데 한대는 기준국 데이터를 생성하기 위해 사용되었고 나머지 한대는 동기식의 경우 IF데이터에 대해 동기 시키기 위해 사용되었다. 실험은 총 3번에 걸쳐 100개 데이터 셋에 대해 처리가 이루어 졌다. 데이터는 약 10ms 데이터에 대해 처리를 하였으며 사용된 데이터는 그 SNR이 6dB이상인 것을 사용하였다.

비동기식과 동기식 위치해를 비교하여 보면 거의 그 정확도가 비슷하게 나오는 것을

볼 수가 있다. 위치해를 구할 시에 총 11개의 위성 중 100 Epoch동안 평균 8.69개의 위성에 대해 처리를 하였다. 동기식과 비동기식 항법해의 성능은 알고 있는 기준점 좌표를 기준으로 ENU좌표를 사용한 평면 오차와 각 epoch에 대해 2DRMS값을 그림 3-9-22에 나타냈다. 결과에서 보듯이 위치해는 실제 위치를 중심으로 오차분포가 넓게 퍼져있는데 이는 정밀도가 큰 측정치를 가지고 위치해를 계산하기 때문이다. 따라서 이런 방식은 실제 수신기 추적루프에서 이루어지는 정밀함 정도를 따라가지는 못한다. 이런 경우에 대해 시뮬레이션을 해보면 그림 3-9-21와 같은 결과를 얻을 수 있다. 약 평균 오차가 14m정도 나오는 것을 볼 수가 있다. 그림 3-9-21에서와 같이 이런 오차의 특성은 유한한 샘플 유한한 정밀도를 가지고 하는 AGPS의 위치 해의 한계로 볼 수가 있을 것이다. 또한 일반적인 GPS가 가지는 오차는 이런 샘플단위의 정밀도에 오차가 포함 되어 거의 영향을 미치지 않게 된다.

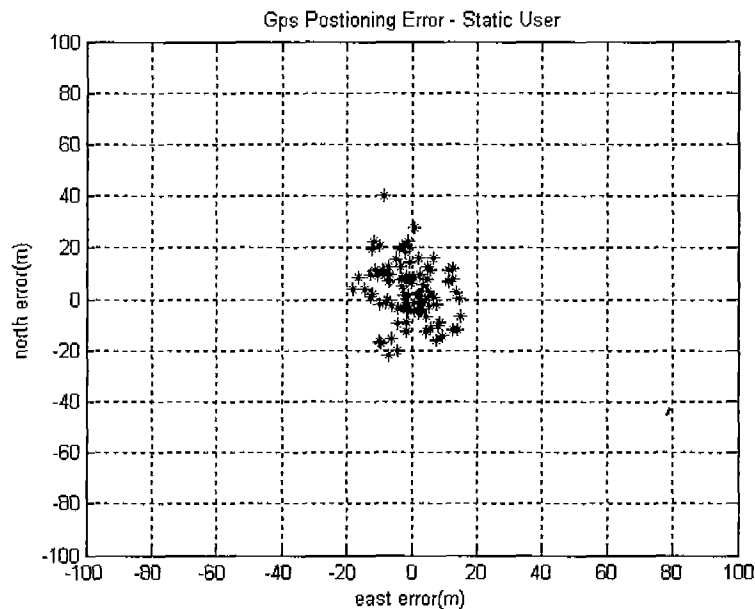


그림 3-9-21 위치오차 시뮬레이션

샘플단위보다 더 정확도를 향상 시키기 위해서 여러 가지 방법이 사용 되어 졌는데 표 3-9-1에 그 결과를 나타내었다. Interpolation Method와 Multicorrelator Method가 거의 동일한 성능을 보여 주고 있고 또한 제일 좋은 성능을 보여 주고 있다.

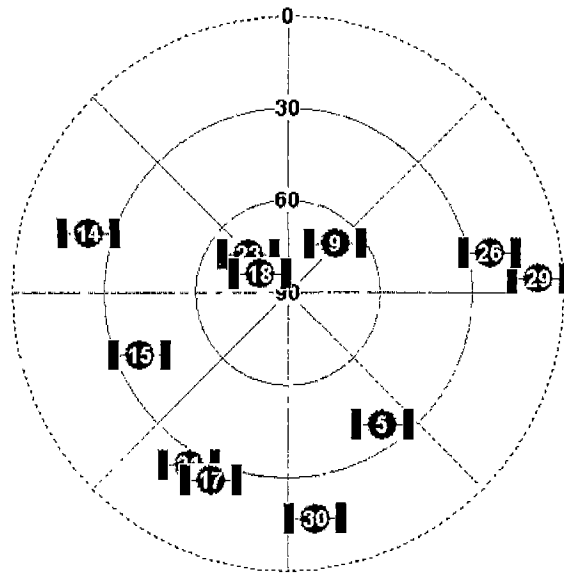


그림 3-9-22 위성 배치

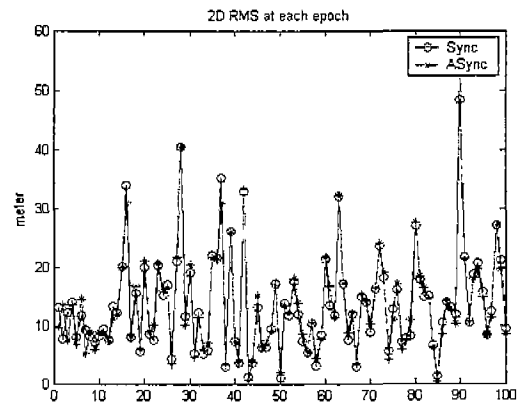
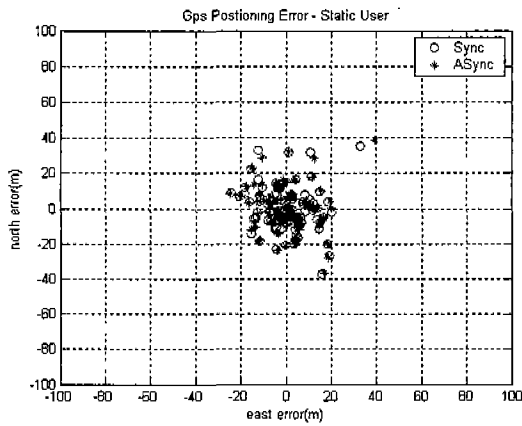


그림 3-9-23 위치 오차 (2DRMS)

표 3-9-1 동기식 비동기식 비교

Method	동기식		비동기식	
	2DRMS	3DRMS	2DRMS	3DRMS
No processing	21.1536788	43.9646161	21.5662741	44.16461853
Interpolation	15.9702385	33.0077444	16.13675344	33.0886307
Multicorrelator	16.0923560	32.21674277	16.175084951	32.2581457
Discriminator	19.44437313	40.207313928	19.79082328	40.37599698

2. GPS 의사거리와 CDMA 파일럿 의사거리를 통합한 혼합 측위 알고리즘 개발

가. GPS/CDMA-TDOA 혼합측위 알고리즘 개발

(1) GPS와 이동통신망 통합의 개요

GPS는 개방된 실외에서는 매우 정확한 측위가 가능하다. 그러나 건물이 밀집된 도심이나 실내와 같은 음영지역에서는 GPS로 위치를 결정하기 위해 필요한 4개 이상의 가시위성을 확보하기가 어렵고, TTFF (Time to First Fix)가 길기 때문에 GPS 단독으로 위치를 결정하는데 어려움이 있다. 이동통신망의 신호를 이용할 경우 통화가 가능한 대부분의 지역에서 위치 결정이 가능하고 GPS 방식에 비하여 TTFF가 짧다는 장점이 있다. 그러나 NLOS (Non Line of Sight) 오차 등의 영향으로 위치 오차가 크다는 단점이 있다. 따라서 두 방식을 서로 혼합하여 상호보완적으로 사용하면 향상된 성능의 위치결과 제공이 가능하다.

GPS의 경우 위성의 신호를 획득하기 위해 위성으로부터 수신된 코드와 수신기에서 생성된 코드의 상관을 수행한다. 마찬가지로 CDMA 이동통신망에서 기지국의 신호를 획득하기 위하여 기지국으로부터 수신된 코드와 단말기에서 생성한 코드의 상관을 수행한다. 두 방식 모두 PN 코드의 상관을 통해 신호를 획득하기 때문에 단말기내에 하나의 칩으로 구성하기가 용이하다. 그리고 삼각측량법을 이용하여 위치를 결정하는 공통점을 가지고 있다. 그리고 CDMA 단말기 내에서 신호획득을 위한 탐색기에서 항상 주변기지국의 파일럿 신호에 대하여 탐색을 수행하기 때문에 기존의 단말기로도 TDOA의 획득이 가능하다. 그러므로 그림 3-9-24와 같이 도심이나 실내에서 GPS의 위성이 부족한 경우 보조적으로 이동통신망의 신호를 혼합하여 사용하는 것이 가능하다. 여기서는 단말기의 정확한 동기를 필요로 하지 않고 현재 사용 되어지고 있는 단말기에서 획득이 가능한 TDOA를 이용한다.

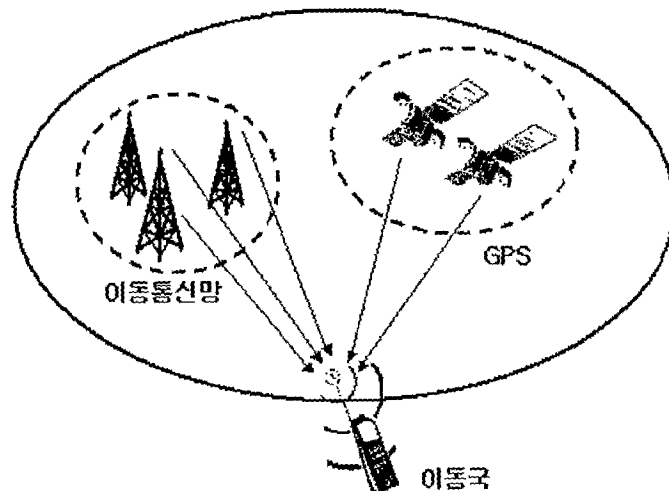


그림 3-9-24 GPS와 이동통신망의 통합을 이용한 위치결정

(2) GPS와 이동통신망의 통합 방법

여기서는 GPS와 이동통신망의 신호를 혼합하여 이동국의 위치를 결정하고, 이때 이동통신망 신호의 NLOS 오차를 완화하여 위치 정확도를 향상시키는 방법에 대해 설명한다. 그림 3-9-25은 GPS와 이동통신망의 TDOA를 혼합하여 이동국의 위치를 결정하기 위한 알고리즘의 구조이다. 제안된 방법은 TDOA 수신부, GPS 수신부, NLOS 오차 완화를 위한 칼만필터 그리고 GPS의 의사거리와 TDOA 측정치 혼합을 이용한 위치 결정부분으로 나누어 진다.

TDOA 수신부는 현재의 위치에서 인접한 기지국들의 신호를 수신하여 TDOA 측정치를 생성한다. TDOA는 두 기국으로부터 전송된 신호의 전달 지연 시간의 차를 나타내고, 여기에 광속을 곱하여 사용자의 위치에서 두 기지국간의 거리의 차를 측정할 수 있다. 여기서는 거리로 변환된 값을 TDOA라고 가정한다.

GPS 수신부는 GPS위성의 신호를 수신하고, 의사거리정보를 제공하는 역할을 한다. 가시위성의 수가 3개 이상인 경우 이동국의 위치를 계산하고, 이동국의 위치와 주변 기지국의 위치를 이용하여 각 채널에 대해 TDOA 정보를 생성한다. 이렇게 만들어진 TDOA는 NLOS 오차가 포함되어 있지 않은 반면, TDOA 수신부에서 획득한 TDOA는 NLOS 오차를 포함하고 있다. 따라서 이 두 TDOA의 차를 취하면 NLOS 오차의 측정값을 얻을 수 있다.

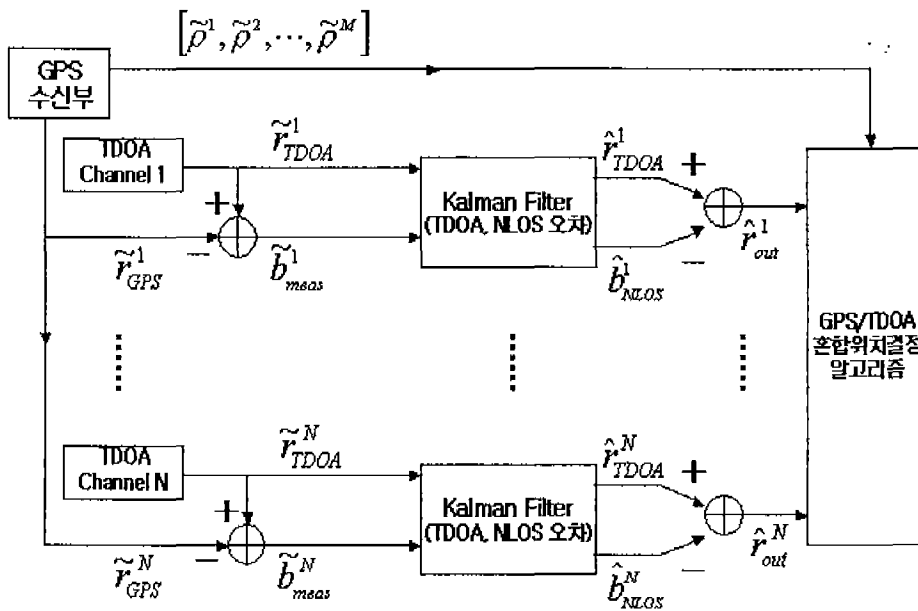


그림 3-9-25 GPS와 TDOA 혼합 방법의 구조

칼만필터는 통신망의 TDOA와 GPS에 의해 생성된 TDOA의 차에 의해 얻어진 NLOS 오차 정보를 이용하여 NLOS 오차를 추정하고, 동시에 통신망으로부터 획득한 TDOA를 추정한다. 만약, GPS 가시위성의 수가 3개 미만인 경우 GPS로 위치결정이 불가능하기 때문에 앞서 설명한 NLOS 정보를 제공하지 못하게 된다. 이러한 경우, 칼만필터의 시갱신 (Time-update)을 수행하여 NLOS 오차를 예측 (Prediction)하고 이를 TDOA의 오차 완화에 이용한다. 또한 실제 통신망의 환경에서 특정 기지국의 신호를 연속적으로 받는 것은 불가능하다. 그러므로 TDOA가 일시적으로 수신되지 않을 경우에는 칼만필터의 시갱신에 의해 예측된 TDOA를 이용하여 위치를 연속적으로 결정할 수 있다.

GPS/TDOA 혼합 위치 결정부분은 GPS 의사거리의 수와 TDOA 측정치의 수에 따라 GPS 단독, GPS/TDOA 혼합, TDOA 단독 방법으로 이동국의 위치를 결정한다. 이때 칼만필터에 의해 추정된 NLOS 오차 정보에 의하여 TDOA의 NLOS 오차가 제거되기 때문에, TDOA를 사용하여 위치를 결정할 때 효과적으로 NLOS 오차의 영향을 줄일 수 있다.

(3) GPS/TDOA 혼합 위치결정 알고리즘

GPS와 이동통신망의 TDOA를 혼합하여 위치를 결정할 때 이동국은 그림 3-9-26와 같이 각 기지국을 초점으로 하는 쌍곡선과 각 위성을 중심으로 하는 원상의 교점에 놓이게 된다. M개의 GPS 의사거리와 N개의 TDOA를 사용하여, 이동국의 위치를 결정하기 위해 다음과 같이 반복적인 최소자승법 (Least Square Method)을 사용한다. 즉

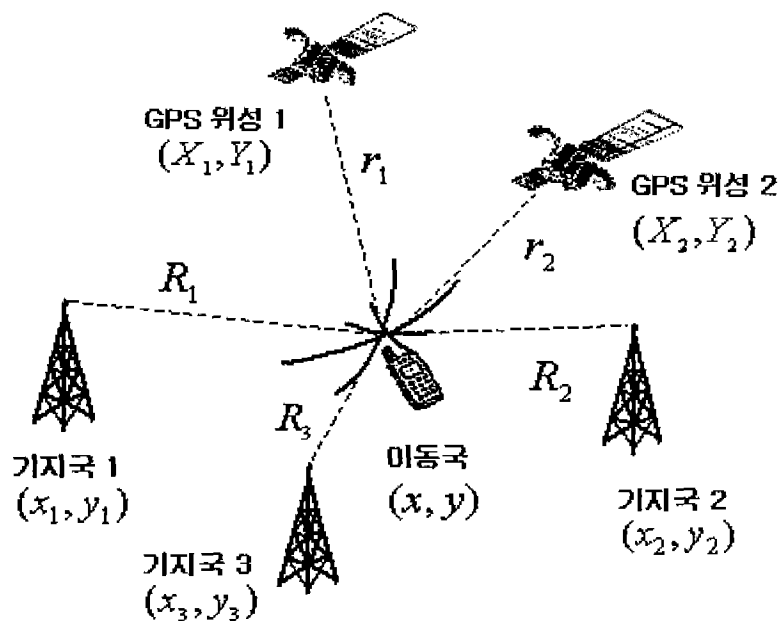


그림 3-9-26 GPS/TDOA 혼합 위치결정

$$\hat{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{x}}_0 + \Delta \hat{\mathbf{x}} \quad (3.9.12)$$

$$\Delta \hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{z} \quad (3.9.13)$$

여기서,

$$\hat{\mathbf{x}} = [x, y, b]^T$$

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} \rho_1 - \hat{\rho}_1 \\ \vdots \\ \rho_M - \hat{\rho}_M \\ \hline R_{2,1} - (R_2 - R_1) \\ \vdots \\ R_{N+1,1} - (R_{N+1} - R_1) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \frac{(X_1 - x)}{r_1} & \frac{(Y_1 - y)}{r_1} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{(X_M - x)}{r_M} & \frac{(Y_M - y)}{r_M} & 1 \\ \hline \frac{(x_1 - x)}{R_1} & \frac{(x_2 - x)}{R_2} & \frac{(y_1 - y)}{R_1} & \frac{(y_2 - y)}{R_2} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{(x_1 - x)}{R_1} & \frac{(x_{N+1} - x)}{R_{N+1}} & \frac{(y_1 - y)}{R_1} & \frac{(y_{N+1} - y)}{R_{N+1}} & 0 \end{bmatrix}$$

(x, y) = 이동국의 2차원 위치

b = GPS 수신기 시계오차

(X_i, Y_i) = GPS 위성의 위치, $i=1, \dots, M$.

ρ_i = GPS 의사거리 측정치, $i=1, \dots, M$.

$\hat{\rho}_i$ = GPS 의사거리 추정치, $i=1, \dots, M$.

r_i = GPS 위성과 이동국 간의 거리, $i=1, \dots, M$.

(x_j, y_j) = 기지국의 위치, $j=1, \dots, N+1$.

R_j = 기지국과 이동국 간의 거리, $j=1, \dots, N+1$.

$R_{j,i}$ = 기준 기지국 (1)과 인접 기지국 (j)의 TDOA 측정치, $j=2, \dots, N+1$.

표 3-9-2는 GPS 가시위성의 수에 따른 위치결정 방법을 나타낸다. GPS 가시위성의 수가 3개 이상인 경우, GPS 단독으로 위치를 결정한다. 일반적으로 이동통신 사용자는 지표면 위에서 이동한다고 가정할 수 있으므로, GPS 위성이 3개일 때는 고도를 지표면으로 고정하여 위치를 계산하게 된다. 가시위성의 수가 1~2개일 때는 GPS 단독에 의해 위치를 결정하지 못하므로, TDOA 신호와 혼합하여 위치를 결정한다. GPS 신호가 수신되지 않은 경우, TDOA만을 이용하여 위치를 결정하게 된다.

표 3-9-2 가시위성의 수에 따른 위치결정방법

가시위성의 수	위치결정방법
3개 이상	GPS 단독
1~2	GPS/TDOA 혼합
0	TDOA 단독

(4) NLOS 오차 완화 알고리즘

GPS/TDOA 혼합 알고리즘의 성능은 TDOA의 NLOS 오차에 크게 의존한다. NLOS는 이동통신망의 환경적 요인에 의해 발생하는 것으로, 건물과 같은 장애물에 의해 기지국과 이동국 사이의 LOS가 차단되는 것을 말한다. NLOS 환경에서는 전파가 우회하여 들어오기 때문에 전파가 직접적으로 도달하는 LOS에 비해 전파의 전달 시간이 지연된다. 따라서 시각을 기반으로 하는 TOA 또는 TDOA 방식에서 수십에서 수백 미터의 오차가 발생한다. 또한 실제 이동통신망에서 중계기에 의한 시간지연 오차도 상당히 크다. 여기서는 칼만필터를 이용하여 TDOA의 NLOS 오차를 추정하는 방법을 제안한다. 제안된 방법은 TDOA의 NLOS오차와 함께 중계기에 의한 오차, 다중경로 오차 및 기타 여러 오차요인을 모두 포함하여 추정하고 완화할 수 있다.

먼저, 쉬운 이해를 위하여 TOA의 경우에 있어서 NLOS 오차를 관측하기 위한 방법을 그림 3-9-27에 나타내었다. GPS 위성이 4개 이상인 경우, GPS에 의해 이동국의 위치 결정이 가능하다. 대부분의 경우에 있어서 단말기 사용자는 지표면상에서 이동한다고 가정할 수 있으므로, 가시위성이 3개인 경우에도 사용자의 고도를 지표면으로 고정하여 위치 결정이 가능하다. 기지국의 위치에 대한 정보를 알고 있기 때문에, 이동국의 위치가 결정되면 기지국과 이동국 사이의 TOA를 계산할 수 있다. GPS에 의해 계산된 TOA (\tilde{r}_{GPS})는 NLOS 오차를 포함하고 있지 않다. 반면, 이동통신망으로부터 획득한 TOA (\tilde{r}_{TOA})는 수십에서 수백 미터의 NLOS 오차를 가지고 있다. 그러므로 그림 3-9-27와 같이 두 TOA의 차로부터 NLOS 오차의 측정값 (\tilde{b}_{meas})을 얻을 수 있다.

같은 방법으로 TDOA의 NLOS 오차를 계산할 수 있다. TDOA의 NLOS 오차는 식 (3.9.14)와 같이 표현 가능하다.

$$\tilde{b}_{meas} = \tilde{r}_{TDOA} - \tilde{r}_{GPS} \quad (3.9.14)$$

여기서,

\tilde{b}_{meas} = TDOA의 NLOS 오차

\tilde{r}_{TDOA} = 이동통신망의 신호로부터 획득한 TDOA 측정치

\tilde{r}_{GPS} = GPS에 의해 계산된 TDOA

TDOA의 NLOS 오차를 효과적으로 완화하기 위해 각 TDOA 채널마다 칼만필터 (Kalman Filter)를 적용하여 NLOS 오차를 추정한다. 모든 채널마다 칼만필터를 적용하기 때문에 NLOS를 포함하는 기지국의 수에 관계없이 측위 성능이 유지되고, LOS 신호와 NLOS 신호의 구별이 요구되지 않는다.

제안된 방법에서 사용된 이산칼만필터 (Discrete-time Kalman Filter) 모델은 다음과 같다. 식 (3.9.15)는 시스템 모델 (System Model)이고, 식 (3.9.16)은 측정 모델 (Measurement Model)이다.

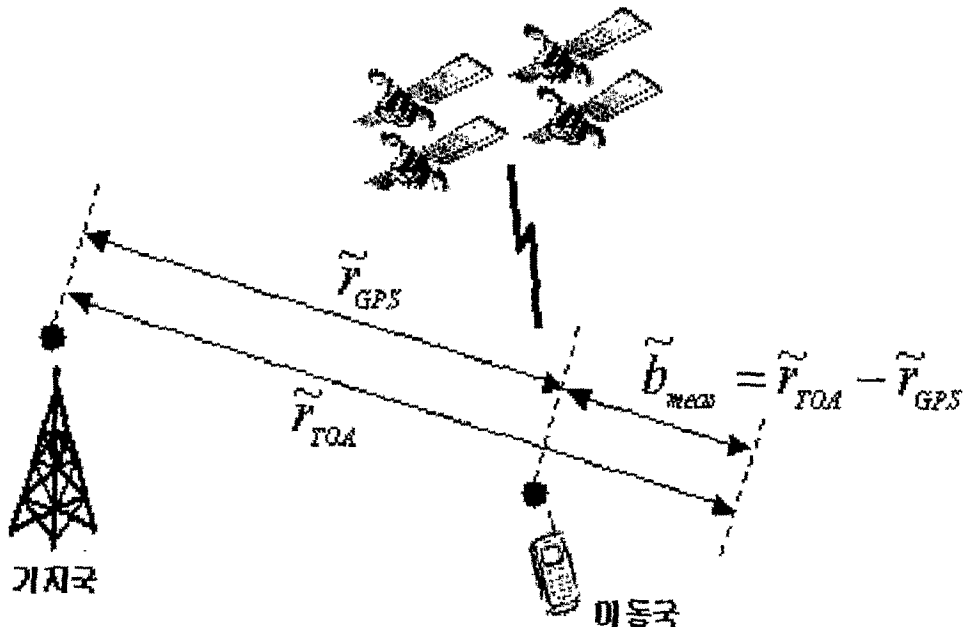


그림 3-9-27 이동통신망에서 TDOA의 NLOS 오차

$$\mathbf{x}_k = \Phi_{k-1} \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{w}_{k-1} \quad , \quad \mathbf{w}_k \sim N(\mathbf{0}, \mathbf{Q}_k) \quad (3.9.15)$$

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \quad , \quad \mathbf{v}_k \sim N(\mathbf{0}, \mathbf{R}_k) \quad (3.9.16)$$

여기서,

$$\mathbf{x} = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4]^T$$

$$x_1 = \text{TDOA}$$

$$x_2 = \text{TDOA의 변화율}$$

$$x_3 = \text{NLOS 오차}$$

$$x_4 = \text{NLOS 오차의 변화율}$$

$$\mathbf{w}_k = \text{공정잡음 (Process Noise)}$$

$$\mathbf{v}_k = \text{측정잡음 (Measurement Noise)}$$

상태전이행렬 (State Transition Matrix) Φ_k 와 관측행렬 (Observation Matrix) \mathbf{H}_k 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\Phi_k = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.9.17)$$

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.9.18)$$

여기서 T는 샘플링 시간 (Sampling Time)이다.

식 3.9.19~3.9.20는 일반적인 칼만필터의 시갱신 (Time-update)과 측정치갱신 식을 나타낸다.

Time-update

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \Phi_{k-1} \hat{\mathbf{x}}_{k-1} \quad (3.9.19)$$

$$\mathbf{P}_k^- = \Phi_{k-1} \mathbf{P}_{k-1} \Phi_{k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1} \quad (3.9.20)$$

Measurement-update

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k)^{-1} \quad (3.9.21)$$

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- \quad (3.9.22)$$

$$\hat{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k (\mathbf{z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k^-) \quad (3.9.23)$$

칼만필터는 GPS 가시위성의 수가 3개 이상인 경우에는 이동통신망으로부터의 TDOA와 GPS에 의해 생성된 TDOA의 차를 NLOS 오차의 측정치로 사용하여 TDOA의 오차를 추정하고, GPS 가시위성의 수가 3개 미만인 경우에는 칼만필터의 시갱신 (Time-update)만을 수행하여 예측된 (Predicted) TDOA의 오차를 위치결정에 사용한다. 그리고 TDOA가 측정되지 않은 경우에도 시갱신에 의해 예측된 TDOA 값을 측정치로 사용하여 연속적으로 위치를 결정할 수 있도록 한다.

(5) 시뮬레이션 및 성능 분석

여기서는 GPS와 이동통신망의 통합 방법의 성능을 분석하기 위하여 시뮬레이션을 수행하고 그 결과를 분석하였다.

(가) 시뮬레이션 환경

시뮬레이션을 위하여 그림 3-9-28과 같은 도심의 마이크로 셀 (Microcell)을 가상으로 구성하였다. 도심의 밀집된 여러 건물을 도로를 경계로 3개의 블록 (Block)으로 묶어서 모델을 간단히 하였다. 총 3개의 기지국이 존재하며 BS#1의 좌표는 (500,0), BS#2의 좌표는 (250, 500) 그리고, BS#3의 좌표는 (500,0)이다. 이동국은 5m/s의 속력으로 BS#1에서 BS#3의 방향으로 도로 위를 이동하고 있다고 가정한다. 3개의 기지국이 존재하므로 2개의 TDOA를 측정하는 것이 가능하다.

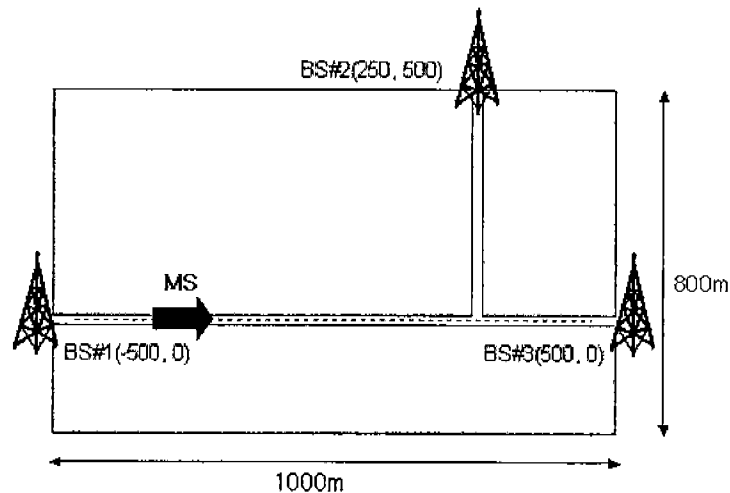


그림 3-9-28 도심의 마이크로셀 (Microcell) 환경 모델

모든 전파 경로에 대하여 시간 지연을 고려하는 것은 어려운 일이므로 블록 단위의 환경을 고려하여 경로지연 상수를 도입하는 단순 블록 모델 (Simplified Block Model)을 사용하였다. 각 기지국에 대하여 TOA를 모델링하고 이들의 차분을 취하여 TDOA를 생성한다. TOA 모델은 식 (3.9.24)와 같다.

$$\zeta^j = \sqrt{(x_u - x_{BS}^j)^2 + (y_u - y_{BS}^j)^2 + (z_u - z_{BS}^j)^2} + c \cdot \Delta\tau_{BS}^j + c \cdot \Delta\tau_u + \mu_u^j + \nu_u^j + n_u \quad (3.9.24)$$

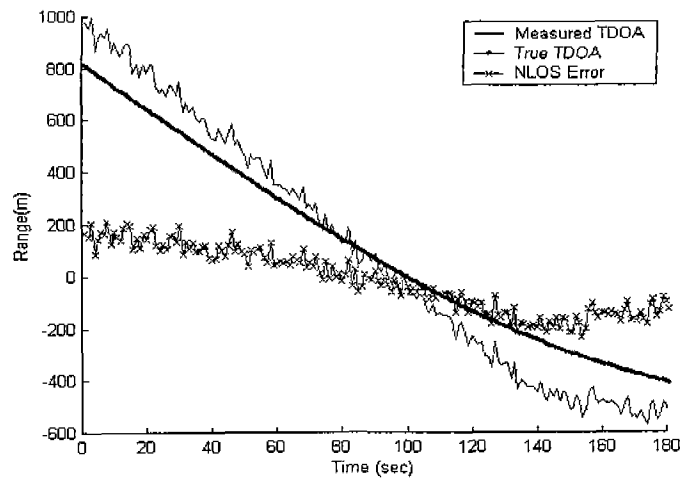
여기서 $(x_{BS}^j, y_{BS}^j, z_{BS}^j)$ 는 j번째 기지국 좌표, (x_u, y_u, z_u) 는 이동국의 좌표이다. $\Delta\tau_{BS}^j$ 와 $\Delta\tau_u$ 는 각각 j번째 기지국의 시계오차와 이동국의 시계오차이다. 여기서는 기지국과 이동국 모두 GPS로 동기 되어 있다고 가정하였다. μ_u^j 와 ν_u^j 는 전파환경에 의한 다중경로 오차와 NLOS오차 이고, n_u 는 상관기의 분해능 오차를 포함한 수신기 잡음을 나타낸다.

이동국은 항상 3개의 기지국으로부터 수신된 파일럿 신호를 이용하여 2개의 TDOA 채널을 확보하고 있다고 가정하였다. 그림 3-9-29은 BS#1을 기준으로 하여 BS#2와 BS#3에 대한 실제 TDOA 및 TDOA 측정값 그리고 TDOA 오차의 크기를 나타낸다.

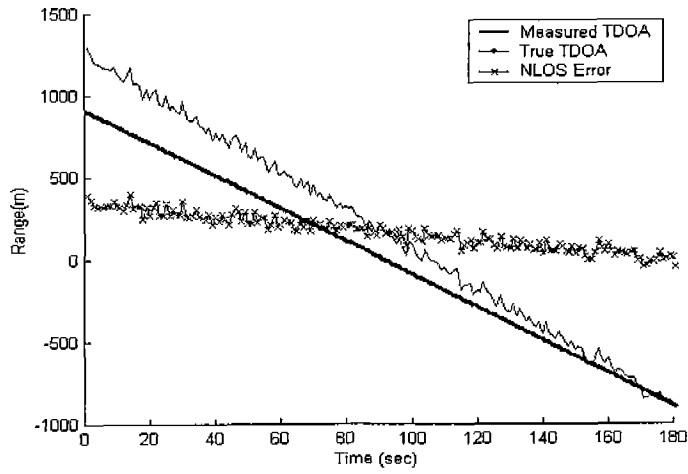
실제 도심의 환경에서는 실외라 하더라도 빌딩과 같은 구조물에 의해 GPS 신호가 차단되어, GPS 단독으로 위치를 결정하기 위해 필요한 가시위성의 수가 부족한 경우가 발생한다. 도심에서 GPS 가시위성의 수가 부족할 때 TDOA 혼합 방법의 측위 성능을 평가하기 위하여 그림 3-9-30과 같이 GPS 가시위성의 수를 0~4개로 불규칙하게 수신되도록 하였다.

표 3-9-3 신호 생성을 위한 파라미터

오차요인	오차범위	기 타
다중경로	평균 9.6m 표준편차 32.00m	다중경로오차[36]
NLOS	0.00~400.00m	Simplified Block Model 경로지연상수 (0.1~0.8)
시계오차	0.00m	GPS 시각동기
수신기 잡음	표준편차 2.44m	1칩의1.0% (1.2288Mcps)



(a) TDOA 채널 1 (BS#1, BS#2)



(b) TDOA 채널 2 (BS#1, BS#3)

그림 3-9-29 TDOA 신호의 생성

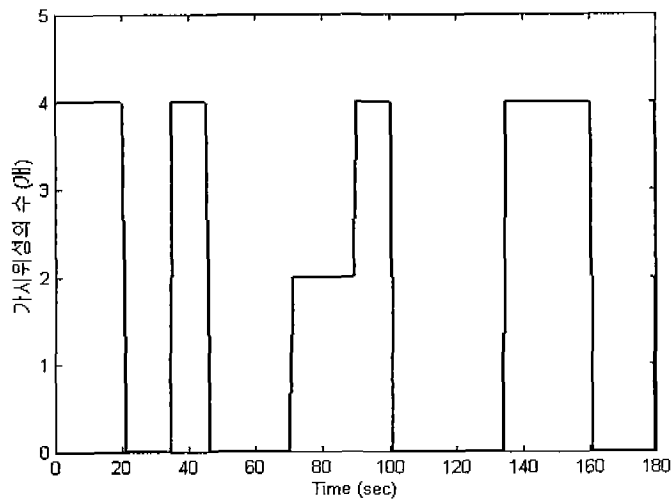


그림 3-9-30 GPS 가시위성 수의 변화

(나) NLOS 오차의 추정 성능

그림 3-9-31는 각 TDOA 채널에 대하여 실제 TDOA의 오차와 칼만필터에 의해 추정된 TDOA의 오차를 나타낸다. 각 TDOA의 오차는 약 200m~200m, 0m~400m로 나타나고, 이 오차의 대부분은 NLOS에 의해 발생한다. 본 논문에서 제안된 칼만필터를 이용한 NLOS 오차 완화 방법은 NLOS뿐만 아니라 다른 오차 요인에 의해 발생하는 오차를 모두 추정할 수 있다. 특히 GPS 가시위성의 수가 부족한 경우에도 TDOA의 오차를 추정하기 때문에 TDOA를 사용하여 위치를 결정함에 있어 향상된 측위 성능을 기대할 수 있다.

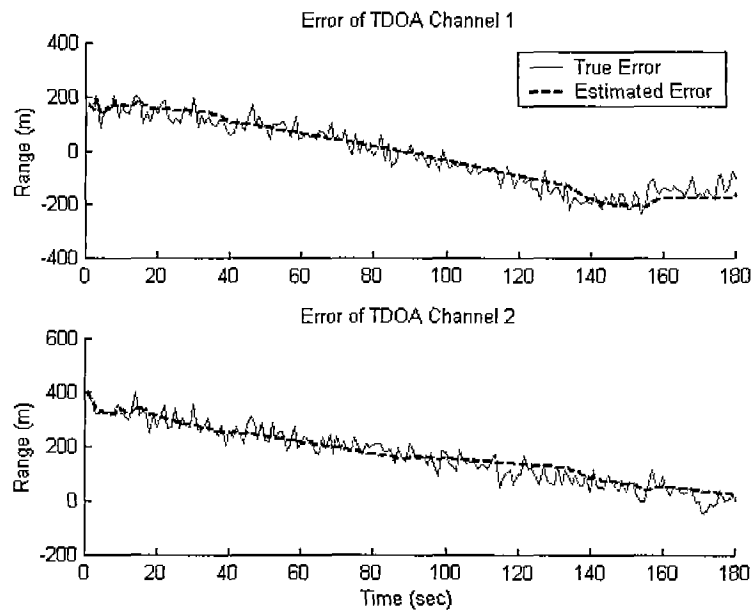


그림 3-9-31 TDOA 오차의 추정 성능

(다) 측위 결과 비교

칼만필터에 의한 NLOS 오차 완화 방법의 성능을 평가하기 위하여 NLOS 오차 완화방법을 적용한 경우 (O)와 적용하지 않은 경우 (+)에 대하여 GPS/TDOA 혼합 알고리즘으로 이동국의 위치를 결정하였다. 그림 3-9-32은 위치해의 결과이고, 그림 3-9-33는 30회 몬테카를로 시뮬레이션 (Monte Carlo Simulation)에 의한 평면 위치오차이다. GPS 위성이 4개인 경우 GPS에 의해 위치 결정이 가능하므로 위치 오차가 매우 작다. GPS 가시위성의 수가 2개인 경우 TDOA 측정치와 혼합하여 위치를 결정하였다. GPS 가시위성의 수가 0개 일 때, TDOA의 NLOS 오차 완화 알고리즘을 적용하지 않은 경우 위치오차가 매우 크게 나타나지만, NLOS 오차 완화 알고리즘을 적용하면 위치오차가 줄어든다. 따라서 제안된 방법에 의해 NLOS 오차가 적절히 완화됨을 알 수 있다. 표 3-9-4에 67% RMS (Root Mean Square) 오차를 비교하였다.

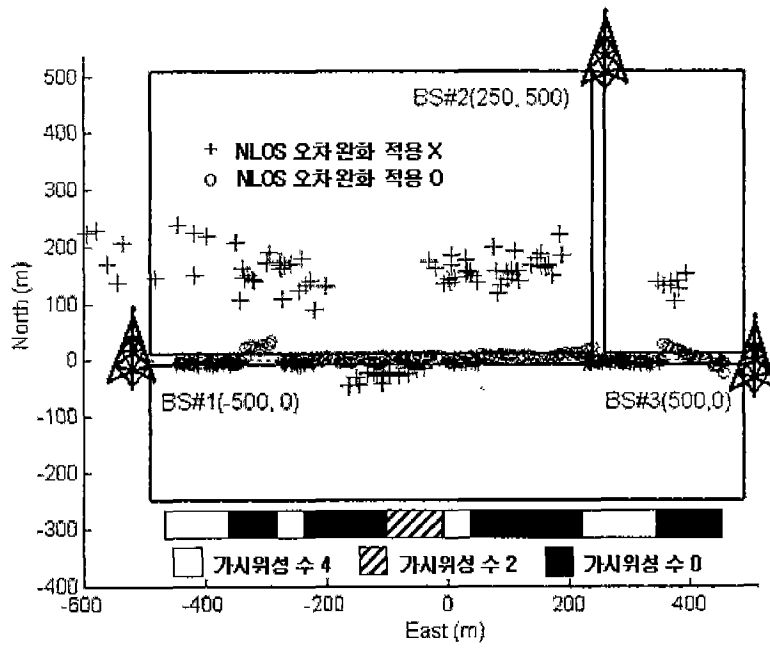


그림 3-9-32 측위 결과 비교

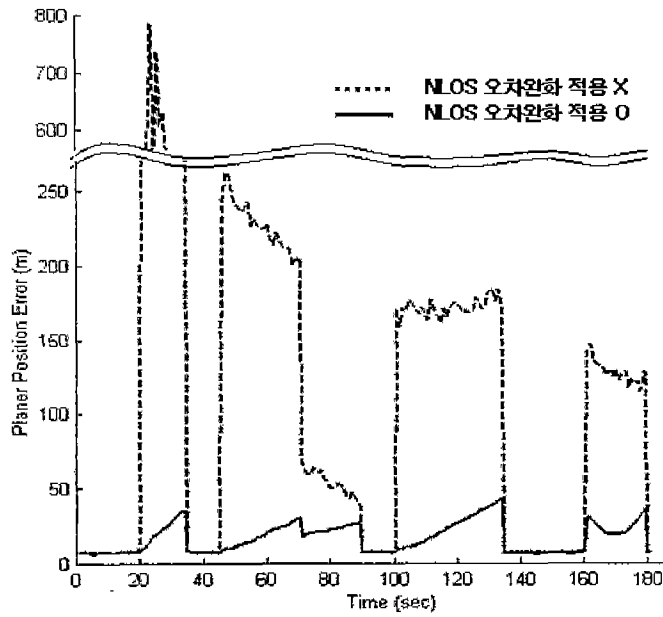


그림 3-9-33 평면 위치 오차 비교 (30회 몬테카를로 시뮬레이션)

표 3-9-4 오차 비교

NLOS 오차완화	67% RMS 오차
적용 X	170m
적용 O	22m

나. 상용 GPS 폰을 이용한 성능 비교 분석

(1) 실험개요

실제 이동통신망에서 제안된 혼합위치결정 방법의 성능을 검증하기 위하여 실험을 수행하였다. 그림 3-9-34는 실험 지역의 지도와 기지국의 배치를 보여준다. 표 3-9-5는 주변 기지국의 좌표이다. 본 논문에서 기지국은 PN 시퀀스 (Pseudo Random Noise Sequence)의 오프셋 (Offset) 값을 이용하여 표시한다. 예를 들어 PN 시퀀스 오프셋으로 284를 가지는 기지국은 PN284라 정의한다. 실험지역 주변에는 여러 기지국이 존재하며, 대표적으로 PN284, PN102, PN272, PN422, PN46이 있다. PN46 기지국은 먼 거리에 위치하기 때문에 표시를 생략하였다. PN102와 PN272는 동일한 좌표에 위치하고 있다. 통화가 이루어지고 있는 서빙 기지국 (Serving Base Station)은 PN284이며 이를 기준으로 하여 주변 기지국에 대해 TDOA의 측정이 이루어진다.

표 3-9-5 기지국 좌표

기지국 PN	위도	경도
284	37도 32분 26초	127도 04분 10초
102, 272	37도 32분 44초	127도 04분 37초
422	37도 32분 20초	127도 05분 01초
46	37도 32분 56초	127도 04분 31초

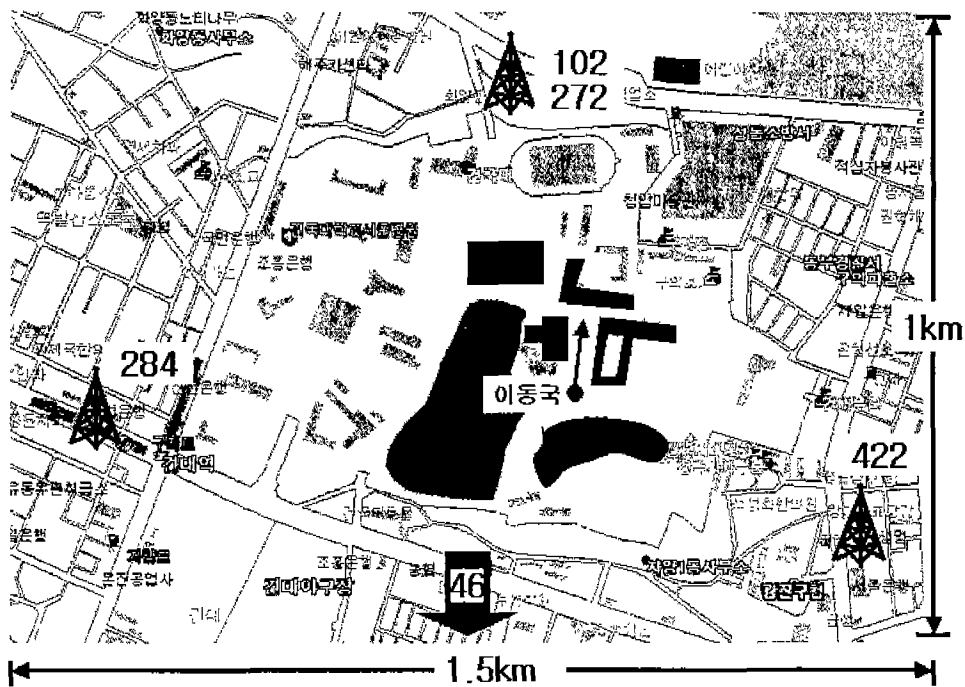


그림 3-9-34 실험 지역의 지도와 기지국 배치

TDOA는 삼성전자의 SCH-X650 단말기를 이용하여 측정하고, GPS 수신기는 Novatel사의 RT-2를 사용하였다. 총 110개의 지점에서 TDOA를 측정하였고, 사용자가 이동 중에도 서빙 기지국의 변화는 없다. 실험지역의 주변은 5~7층 사이의 건물과 낮은 산에 의해 둘러 쌓여 있기 때문에 GPS 신호의 음영지역이 발생하기도 하며, TDOA의 NLOS 오차가 크게 나타날 수 있다. 실험 지역 가까이에 기지국이 없기 때문에 중계기가 설치되어 있을 가능성이 높다. 또한 실험지역은 각 기지국의 셀 반경의 가장자리이므로 다수의 TDOA를 확보하기가 용이하다.

(2) TDOA 측정 및 분석

TDOA는 삼성전자의 SCH-X650 단말기를 이용하여 측정하였다. TDOA측정치는 단말기의 DM포트 (Diagnostic Monitor Port)를 통해 IS-801 규약으로 제공된다. IS-801 규약은 위치결정서비스를 위한 이동국과 기지국 사이의 메시지 형태를 정의한 것이다. IS-801 표준은 Dual-mode Spread Spectrum System을 위한TIA/EIA-95-B 및 CDMA2000 Spread Spectrum System을 위한 TIA/EIA/IS-2000-5에 모두 적용된다. 이동국이 기지국에 제공하는 역방향 링크 (Reverse Link) 메시지에서부터 기준 기지국 PN과 인접 기지국 PN 및 TDOA의 획득이 가능하다. TDOA 측정에 기준이 되는 기준 기지국의 PN은 IS-801의 REF_PN 필드 (Field)를 통해 획득하고, PILOT_PN_PHASE 필드로부터 해당 기지국의 PN과 TDOA를 얻을 수 있으며 변환방법은 다음과 같다.

- $PN = PILOT_PN_PHASE / 16$ 을 64로 나누었을 때의 몫
 - $tdoa$ (Chip단위) = $PILOT_PN_PHASE/16$ 을 64로 나누었을 때 나머지
 - $TDOA$ (m단위) = $tdoa$ (Chip단위) $\times (1/1.2288Mcps) \times c$
- c : 광속 (m/s)

그림 3-9-35은 실험 지역에서 측정된 TDOA 수의 변화이다. 0~4개까지 다양하게 분포하고 있다. PN284를 기준으로 하여 PN46, PN102, PN272, PN422에 대한 TDOA가 측정되었다. 전체 실험 구간에서 각 기지국에 대하여 TDOA가 측정된 개수와 TDOA 오차의 평균과 표준편차를 표 3-9-6에 정리하였다. 그림 3-9-36, 37는 각 TDOA의 측정값과 실제 TDOA 값을 보여준다. TDOA가 0인 값은 해당되는 순간에 TDOA가 측정되지 않았음을 의미한다. 실험결과 측정된 TDOA의 오차가 매우 크다는 것을 알 수 있다.

표 3-9-6 TDOA 오차의 확률 특성 및 측정 개수

기지국 PN	오차의 평균	오차의 표준편차	측정 개수
46	1676.55m	92.84m	73/110 (66.4%)
102	2221.51m	98.14m	78/110 (70.9%)
272	1029.26m	136.52m	85/110 (77.3%)
422	1018.70m	89.67m	77/110 (70.0%)

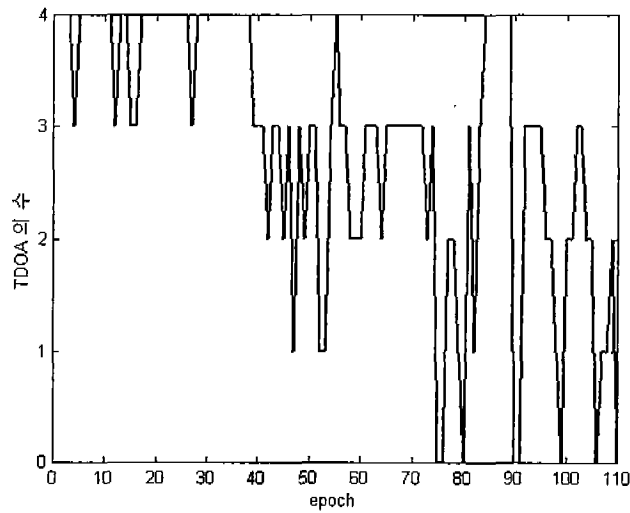
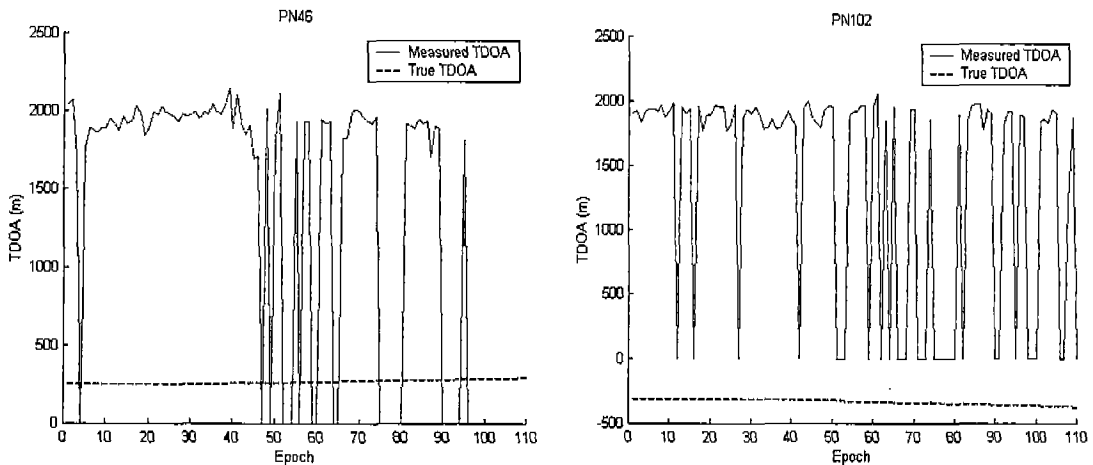


그림 3-9-35 TDOA 의 수



(a) PN46

(b) PN102

그림 3-9-36 각 기지국의 TDOA 측정치

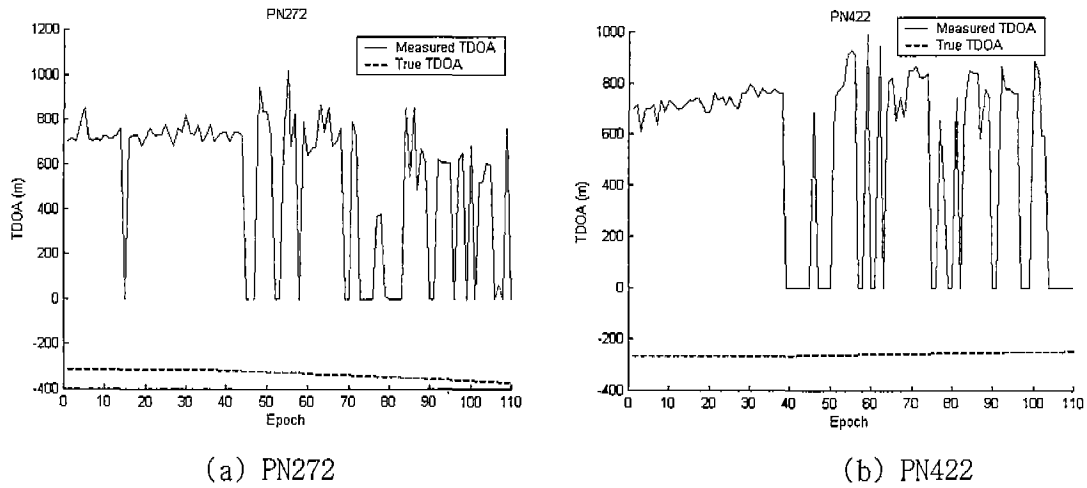


그림 3-9-37 각 기지국의 TDOA 측정치

(3) GPS/TDOA 혼합 위치결정

실험 지역은 건물과 산에 의해 둘러 쌓인 주위 환경으로 인하여 GPS 위성 신호가 확보되지 않을 가능성이 높다. 그림 3-9-38는 실험 중에 확보된 GPS 가시위성의 수를 나타낸다. 실제로 일부 구간에서 가시위성의 수가 0~2개인 경우가 발생하였다. 이러한 구간에서는 GPS 단독으로 위치를 결정할 수 없기 때문에 TDOA를 혼합하여 위치를 결정하여야 한다. 그러나 앞에서 측정된 TDOA는 그 오차가 매우 크다는 것을 확인하였다. 그러므로 오차가 포함된 TDOA를 그대로 사용하여 위치를 결정하였을 때 위치오차가 매우 크게 나타날 것이다. 따라서 제안된 칼만필터를 이용한 TDOA 오차완화 방법을 이용하여 TDOA의 오차를 추정 및 완화한 후 위치 결정에 사용하도록 한다.

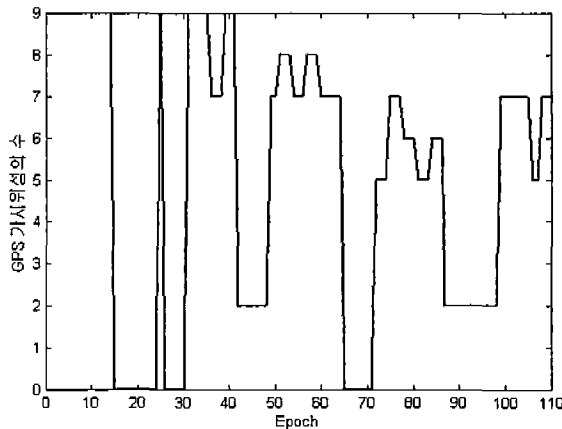


그림 3-9-38 GPS 가시위성의 수

(가) TDOA의 NLOS 오차 추정 및 완화

그림 3-9-39은 칼만필터를 이용한 NLOS 오차 완화 방법으로 TDOA의 오차를 추정하고 완화한 결과이다. 그림에서 TDOA 측정치가 0m인 것은 해당 구간에서 TDOA 측정치를 얻을

수 없었음을 의미하고, GPS에 의해 계산된 TDOA가 0m인 것은 GPS의 가시위성 수가 3개 미만이기 때문에 GPS로 TDOA를 계산하지 못했다는 것을 의미한다. 측정된 TDOA (가는 실선)와 NLOS 오차가 제거된 TDOA (굵은 실선)을 비교해 보면, 제안된 방법을 적용하여 GPS 가시위성이 3개 이상인 구간뿐만 아니라, GPS 가시위성이 부족한 경우에도 TDOA의 NLOS 오차가 적절히 완화됨을 알 수 있다. 그리고 TDOA 측정치가 없는 구간에서 칼만필터를 통해 TDOA를 추정하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 GPS 가시위성의 수가 0~2개인 구간에서 NLOS 오차가 완화된 TDOA를 혼합하여 향상된 위치결정을 수행할 수 있다.

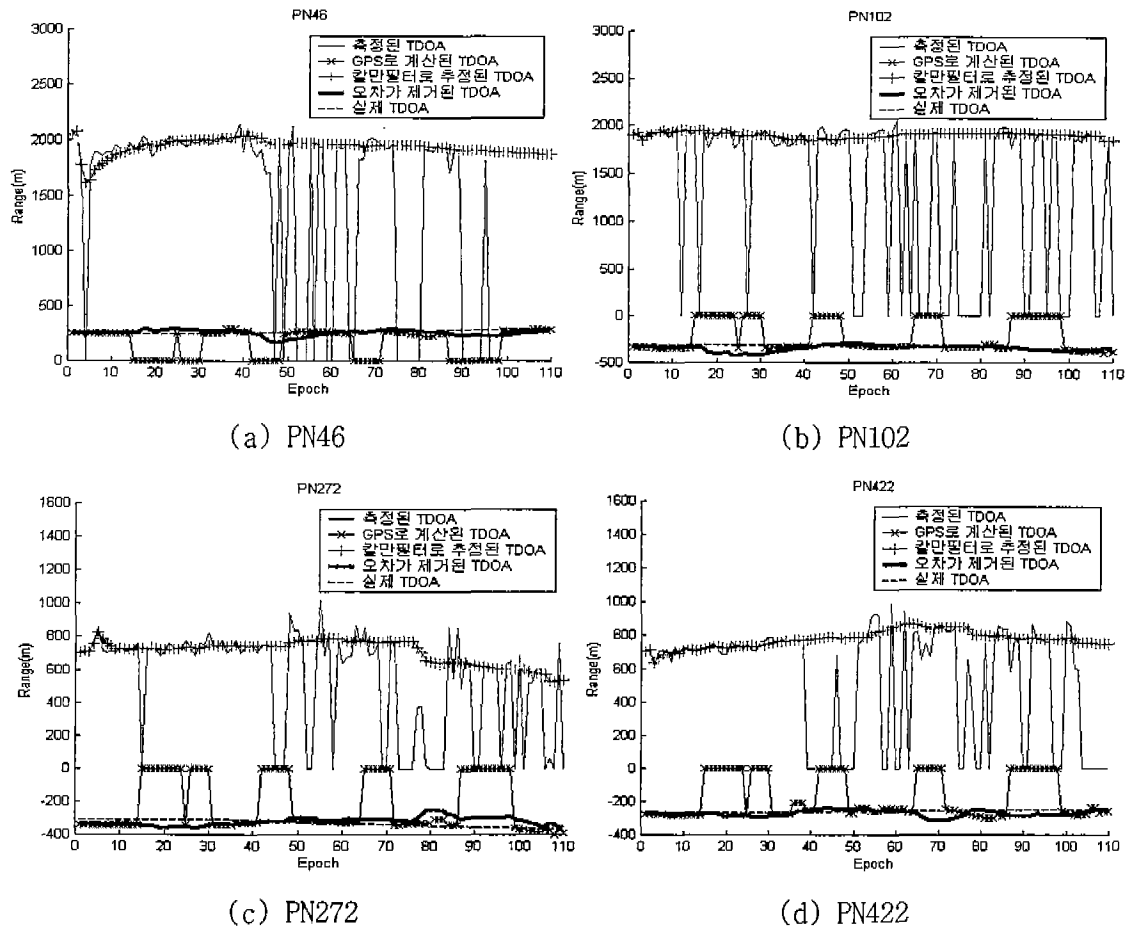
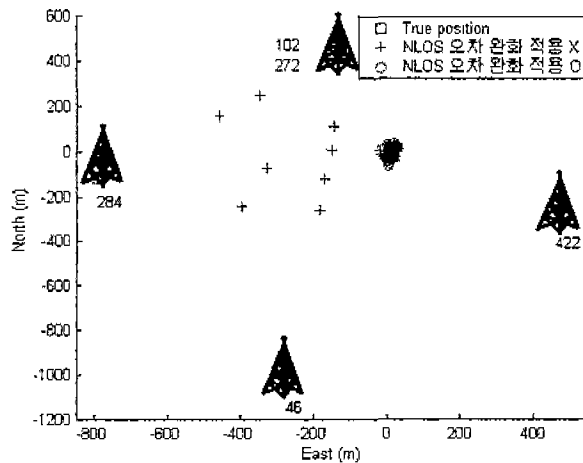


그림 3-9-39 TDOA 오차 추정 결과

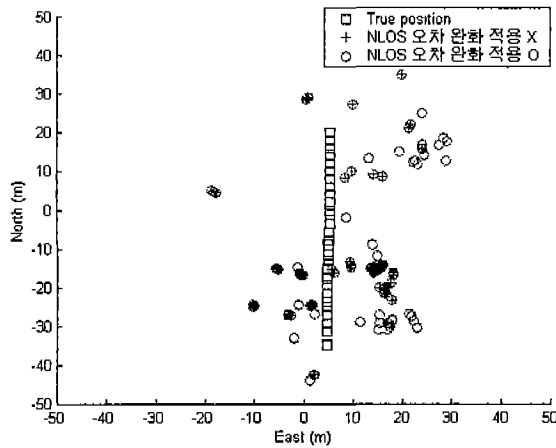
(나) 위치결정 결과

제안된 방법의 성능을 검증하기 위하여, TDOA 오차 완화 방법을 사용한 경우와 사용하지 않은 경우에 대하여 혼합 위치결정을 수행하였다. TDOA 오차 완화 방법을 사용하지 않고 위치결정시에 TDOA의 큰 오차로 인하여 위치를 결정하지 못하고 발산하는 경우가 발생한다. 일반적으로 사용자는 신호를 보내는 기지국셀 반경 내에 있을 가능성이 높으므로, 위치를 결정하지 못하는 경우에 TDOA가 수신된 기지국 좌표들의

평균값으로 이동국의 위치를 제공한다. 그림 3-9-40 (a)는 주변 기지국의 위치와 이동국의 위치해 결과이고, 그림 3-9-40 (b)는 확대한 그림이다. 그림 3-9-41은 2차원 평면 위치 오차를 비교한 결과이다. GPS 가시위성이 부족하여 GPS 단독으로 위치결정이 불가능한 구간에서 제안된 GPS/TDOA 혼합 위치결정 알고리즘과 오차 추정 방법을 적용하여 향상된 성능의 위치결정이 가능하였다. 표 3-9-7에 RMS 오차를 비교하였다. 제안된 방법에 의해 67% RMS 오차가 195m에서 24m로 줄어들어 위치 정확도가 개선됨을 알 수 있다.



(a) 위치해 결과 비교



(b) 위치해 결과 비교 (확대)

그림 3-9-40 위치해 결과 비교

표 3-9-7 오차 비교

NLOS 오차 완화	67% RMS 오차	95% RMS 오차
적용 X	195m	498m
적용 O	24m	55m

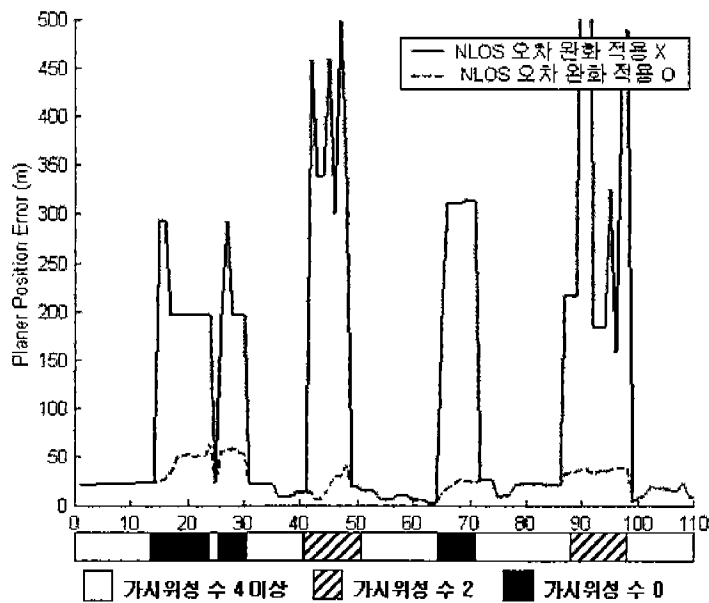


그림 3-9-41 평면 위치 오차 비교

다. 통신망 중계기 문제 해석 및 오차제거 알고리즘

이동통신의 발달과 함께 이용자들의 이용형태와 요구 또한 다양해져 시간과 공간에 제약을 받지 않고 통신하기를 원한다. 그런데 기지국에서 방사되는 전파는 대형빌딩의 내부 혹은 산이나 언덕 뒤편, 터널이나 지하철 등의 지역에는 도달하기 어려워 불통지역이 되기 쉽다. 이를 해결하기 위해 고가의 기지국을 설치하는 대신 기지국과 같은 역할을 하면서 경제적으로 저렴한 중계기를 사용한다.

중계기는 기지국과 단말기 사이에 설치되어 동작 운용되며 기지국의 전파를 수신 증폭한 후 재송신하여 전파도달 지역을 확장함으로써 서비스 영역을 확장하거나 전파 음영지역에서의 감쇄 신호를 효과적으로 증폭하여 이동전화의 송수신이 가능하게 한다.

○ 중계기 특성

- 중계기는 기지국보다 저렴하다. (약 1/10 가격)
- 중계기는 기지국 제어기 또는 교환기를 설치할 포트가 필요 없다.
- 중계기는 작고 가볍기 때문에 장소 확보 및 설치가 용이하다.
- 전력비용과 설치비용이 절감된다.

○ 중계기 설치 지역

- 통화량이 적은 소단위 인구 밀집 지역, 유원지, 산골짜기
- 주위에 산, 빌딩 등 지형물에 의해 전파가 수신되지 못하는 빌딩지하, 지하철, 터널, 아파트단지

○ 중계기 위치 선정

중계 시스템은 기지국과 가급적 LOS가 되도록 한다. 그래야 선택된 기지국 신호만이 증폭될 수 있다. 만약 다른 기지국 신호를 증폭하게 되면 순방향 측면에서는 신호대 잡음비를 증가시켜 통화채널에 나쁜 영향을 미치며, 역방향 측면에서는 불필요한 신호를 다른 기지국에 전달하게 되어 주변 기지국 성능을 저하시키게 된다.

커버리지 안테나는 가급적 도너 안테나 방향과 반대가 되도록 선정하여 송수신 안테나간의 간섭을 없애야 한다. 그리고 기지국과 중계기 커버리지는 중첩되지 않도록 함으로써 동일한 신호가 기지국과 중계기를 통하여 전달되는 경로 시간차에 의한 품질 저하를 방지하여야 한다.

중계기는 비용이 많이 드는 기지국 대신에 설치하여 통화 커버리지를 늘리고 통화 품질을 개선함으로써 소비자에게 편리함을 제공하고 있다. 하지만 기지국에서 단말기로의 신호가 중계기를 통해 전달 될 경우 중앙 서버에서 정확한 위치 파악이 어려워지는 단점이 있다. 중계기 정보를 무시하고 위치를 파악해 낼 수는 있지만 정밀한 위치를 파악해야 하는 경우에는 중계기가 큰 위치 오차의 원인이 된다.

(1) 중계기 위치결정

이동통신망에는 통화영역의 확대와 더 나은 통화 품질을 제공하기 위해서 중계기가 설치되어 있다. 그러나 신호가 중계기를 통해 전달 될 경우에는 단말기의 측위를 위해 획득하게 되는 TDOA/TOA 값에 큰 오차 값을 가지게 된다. 그래서 중계기 정보를 무시하고 측위를 하게 되면 단말기의 정확한 위치 정보를 획득할 수 없게 된다. 현재 여러 이동통신 사업자들에 의해 설치된 중계기는 정확한 위치 파악이 어려워 측위를 위한 어려움이 발생하고 있다. 이러한 문제를 해결하기 위한 중계기 위치를 결정하는 방법과 보상 방법에 대해서 제안한다.

위치를 알고자 하는 단말기 (사용자)가 있는 동일한 섹터 (서울과 같은 대도시는 하나의 셀을 3개의 섹터로 나누어 서비스 제공) 내에 존재하는 다른 단말기들이 GPS 신호를 획득하여 위치 정보를 알고 있을 경우 이 정보를 이용하여 중계기 위치를 결정하게 된다. 다른 두 단말기가 중계기를 통해 TOA 신호를 획득하게 된 경우, 측정된 TOA는 아래와 같은 식으로 표현 되어질 수 있다.

$$R_{i,1} = c \cdot \tau_{TOA} = R_i + R_1$$
$$= \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} + \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2} \quad (3.9.25)$$

여기서,

$R_{i,1}$ = 측정된 TOA

R_1 = 기지국과 중계기 사이의 거리

R_i = 중계기와 단말기 사이의 거리

(x, y) = 중계기 위치

(x_i, y_i) = 단말기 위치, $i=2,3,\dots$.

(x_1, y_1) = 기지국 위치

통화 채널의 경우는 순방향 전력제어에 의해 신호의 세기가 20msec 단위로 변화해 되지만 파일럿, 동기, 호출 채널의 경우는 운용자에 정적으로 지정되어지며 전력제어 및 데이터 속도에 따른 신호세기 변화가 발생하지 않는다. 그러므로 측정된 파일럿 신호의 세기와 TOA 값을 통해 신호의 중계기 통과 유무를 알 수 있게 된다.

그림 3-9-42과 같이 중계기는 기지국과 단말기를 초점으로 하는 두 타원의 교점에 위치하게 된다. 중계기 위치를 결정하는 방법으로는 최소자승법과 직접해의 방법이 있다.

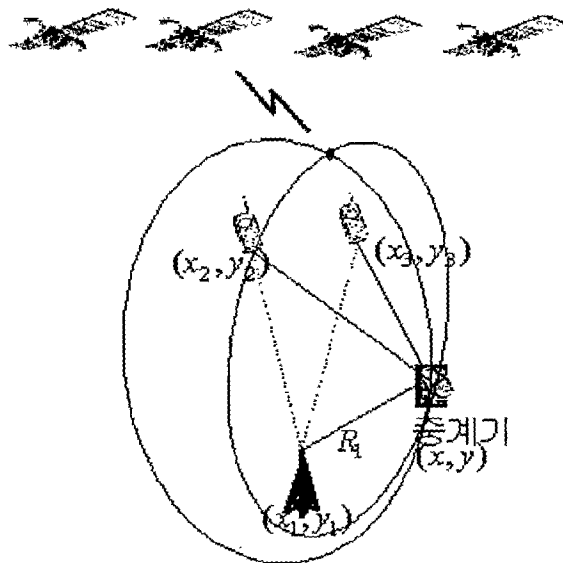


그림 3-9-42 중계기 위치 결정

(가) 직접해 (DSM : Direct Solution Method)를 이용한 중계기 위치결정

Fang이 단말기의 위치 결정을 위해 제안한 방법을 이용하여 중계기 위치를 결정한다. 식 (3.9.25)는 중계기의 위치를 구하는 비선형방정식의 집합을 이루게 된다. 이 식을 푸는 것은 어렵기 때문에 일반적으로 선형화 기법을 이용하게 되지만 Fang은 아래와 같이 식을 전개하여 방정식을 해를 구한다.

$$(R_{i,1} - R_1)^2 = R_i^2 \tag{3.9.26}$$

$$R_{i,1}^2 - 2R_1R_{i,1} + R_1^2 = x_i^2 + y_i^2 - 2x_i x - 2y_i y + x^2 + y^2$$

$R_1^2 = x_1^2 + y_1^2 - 2x_1 x - 2y_1 y + x^2 + y^2$ 이므로, 이를 식 (3.9.26)에 대입하면 최종적으로 식 (3.9.27)과 같은 (x, y, R_1) 세 개의 미지수에 대한 선형식으로 나타나게 된다.

$$R_{i,1}^2 - 2R_1R_{i,1} = x_i^2 - x_1^2 + y_i^2 - y_1^2 - 2(x_i - x_1)x - 2(y_i - y_1)y \tag{3.9.27}$$

$$= (x_{i,1} + 2x_1)x_{i,1} + (y_{i,1} + 2y_1)y_{i,1} - 2x_{i,1}x - 2y_{i,1}y$$

여기서, $x_{i,1} = x_i - x_1$, $y_{i,1} = y_i - y_1$ 을 만족한다. 식을 간단히 하기 위하여 기지국의 위치를 원점으로 가정한다. 그러면, 식 (3.9.28)을 얻을 수 있고 이 식에 대하여 $R_1^2 = x^2 + y^2$ 을 만족하도록 풀게 된다.

$$2x_{i,1}x + 2y_{i,1}y - 2R_{i,1}R_1 = x_{i,1}^2 + y_{i,1}^2 - R_{i,1}^2, \quad i = 2, 3 \tag{3.9.28}$$

결국, 중계기의 위치는 $(\hat{x} + x_1, \hat{y} + y_1)$ 가 된다. 이 방법은 이차방정식을 푸는 것으로 인하여 두 근 중에서 하나를 선택해야 하는 모호성이 발생한다. 이는 다른 정보를 이용하여 해결하여야 한다.

그림 3-9-43은 거리 측정치 오차 ($\sim N(0, 20^2 m)$)와 단말기 위치오차 ($\sim N(0, 10^2 m)$)가 존재할 경우 직접해 방법을 이용한 중계기 위치 결정 결과를 보여준다.

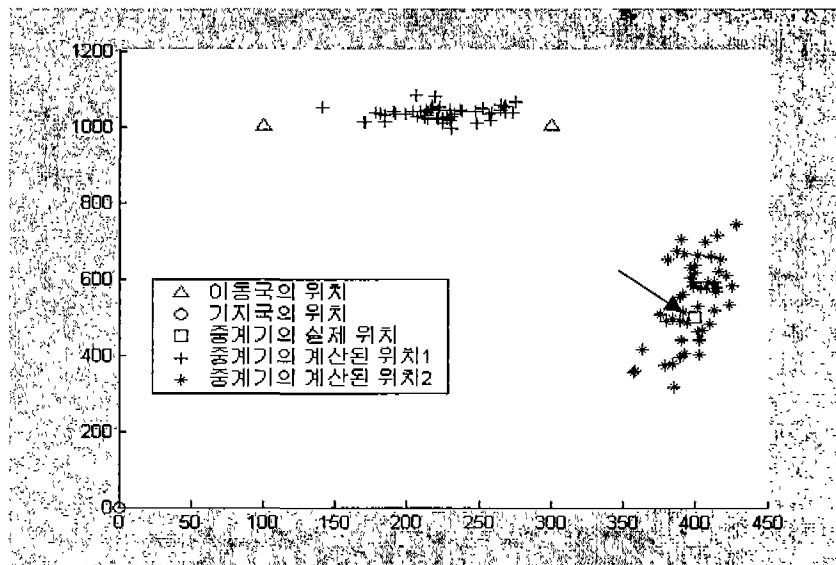


그림 3-9-43 직접해 방법을 이용한 중계기 위치 결정

(나) 최소자승법 (LSM : Least Square Method)을 이용한 중계기 위치결정

Taylor 시리즈를 이용하여 식 (3.9.25)를 선형화하고 이 선형식을 풀기 위해서 최소자승법을 이용한다. 초기 중계기 위치 추정치 (x_0, y_0) 에 대한 위치 변화량 $(\Delta x, \Delta y)$ 을 계산하여 이 값이 충분히 작아질 때까지 계산을 반복하여 최종적으로 중계기 위치를 결정하게 된다.

기지국, 중계기, 단말기간의 Baseline이 짧기 때문에 중계기 위치 값은 초기 중계기 위치 추정치에 영향을 많이 받게 된다. 그러므로 최소자승법을 이용하여 중계기 위치결정을 할 경우에는 적절한 초기값을 결정하는 것이 중요하다.

$$\begin{bmatrix} R_{2,1} \\ R_{3,1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_2 + R_1 \\ R_3 + R_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{x_1 - x_0}{R_1} + \frac{x_2 - x_0}{R_2}\right) & -\left(\frac{y_1 - y_0}{R_1} + \frac{y_2 - y_0}{R_2}\right) \\ -\left(\frac{x_1 - x_0}{R_1} + \frac{x_3 - x_0}{R_3}\right) & -\left(\frac{y_1 - y_0}{R_1} + \frac{y_3 - y_0}{R_3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x - x_0 \\ y - y_0 \end{bmatrix} \quad (3.9.29)$$

$$\mathbf{Z} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{bmatrix} \quad (3.9.30)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{bmatrix} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{Z} \quad (3.9.31)$$

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{bmatrix} \quad (3.9.32)$$

그림 3-9-44는 거리 측정치 오차 ($\sim N(0, 20^2 m)$)와 단말기 위치오차 ($\sim N(0, 10^2 m)$)가 존재할 경우 최소자승법을 이용한 중계기 위치 결정 결과를 보여준다.

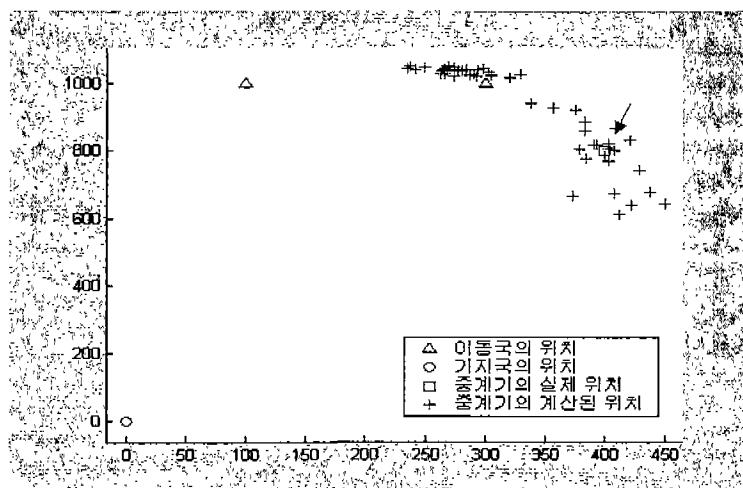


그림 3-9-44 최소자승법을 이용한 중계기 위치 결정

(2) 중계기 오차 보상을 이용한 단말기 위치 결정

위치를 알고자 하는 단말기 (사용자)가 있는 동일한 섹터 내에 존재하는 다른 단말기들이 GPS 신호를 획득하여 얻은 자신의 위치와 이동통신망을 통해 획득한 TOA를 이용하여 중계기 위치를 결정할 수 있음을 앞에서 확인하였다.

추정된 중계기의 위치 (x', y') 를 새로운 기지국으로 대체하고 보상된 TOA ($TOA_comp(j)$)를 식 (3.9.33)과 같이 생성한다.

$$TOA_comp(j) = TOA_meas(j) - e_{rep}(j) \quad , j = 1, 2, 3 \dots$$

$$e_{rep}(j) = \sqrt{(x_1^j - x^j)^2 + (y_1^j - y^j)^2} \quad (3.9.33)$$

여기서, $TOA_meas(j)$ 는 사용자가 측정된 TOA값이다. 그러면 사용자는 중계기를 원점으로 하고 $TOA_comp(j)$ 가 반지름인 원들의 교점에 위치하게 된다.

$$TOA_comp(j) = \sqrt{(X - x^j)^2 + (Y - y^j)^2} \quad , j = 1, 2, 3 \dots \quad (3.9.34)$$

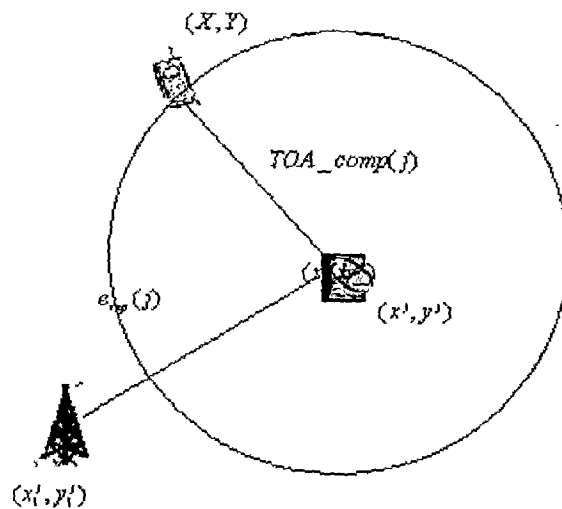
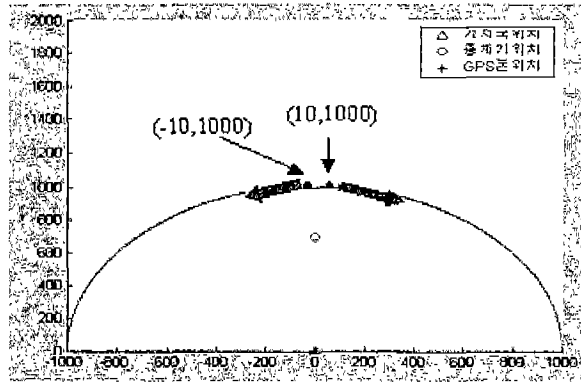


그림 3-9-45 중계기 오차 보상을 이용한 사용자 위치 결정

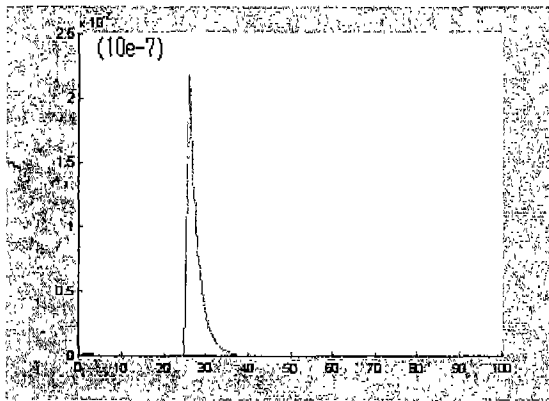
(3) 중계기 위치 결정을 위한 두 단말기의 선택

추정된 중계기의 위치의 정확도는 단말기와 중계기의 기하학적인 배치에 좌우되므로 중계기 위치 결정을 위한 두 단말기의 선택이 중요하다. 그러나 중계기의 위치를 모르는 상태에서 두 단말기를 선택해야 하므로 다음의 시뮬레이션 결과들에서 보는 바와 같이 가능한 넓게 퍼진 두 단말기를 선택한다. 단, 두 단말기는 위치를 알고자 하는 사용자와 동일한 섹터 내에 존재하여야 한다.

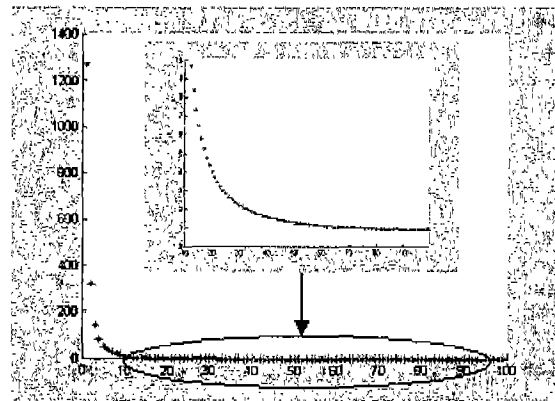
그림 3-9-46는 두 단말기가 (-10,1000), (10,1000)의 처음 위치에서 양쪽으로 원을 따라 10m/s의 속도로 움직일 때 추정된 중계기 위치오차 (b)와 DOP (c)를 나타낸다.



(a) 두 단말기의 위치



(b) 추정된 중계기 위치오차

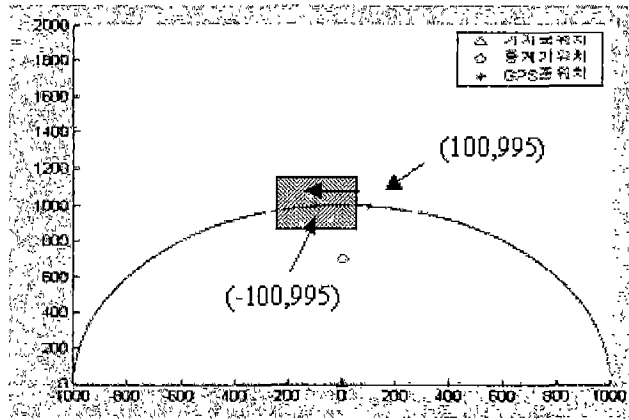


(c) DOP (Dilution of Precision)

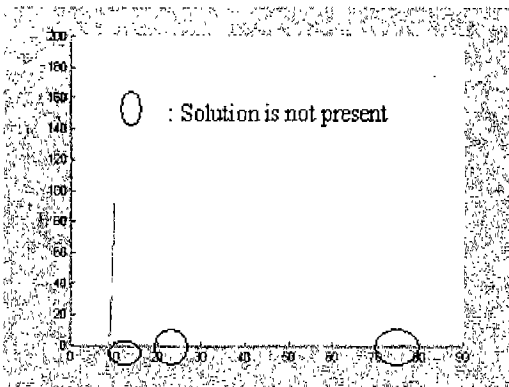
그림 3-9-46 10m/s의 속도로 움직일 때 추정된 중계기 위치오차

그림 3-9-47는 두 단말기가 (-100,995), (100,995)의 처음 위치에서 (100,995)에 위치한 단말기만 x방향으로 원을 따라 10m/s의 속도로 움직일 때 추정된 중계기 위치오차 (b)와 DOP (c)를 나타낸다. 두 단말기의 위치가 거의 동일한 경우 (파란블록)에는 중계기의 위치를 찾지 못하게 된다. 이런 경우 중계기의 위치 해를 제공하더라도 추정된 중계기 위치 오차 값이 아주 큼을 알 수 있다. 그리고 두 단말기의 위치가 중계기의 위치에 대해서 한쪽으로 치우친 경우에도 중계기 위치를 찾지 못하는 경우가 발생한다.

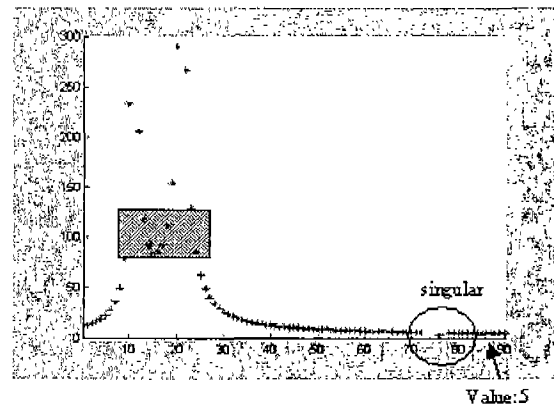
중계기 위치 결정을 위한 두 단말기를 선택할 때는 같은 섹터 내에 존재하면서 가능한 넓게 퍼진 두 개를 선택하고, 중계기 위치 결정 알고리즘을 수행하고 난 후 위치 해를 제공하지 못하거나 DOP가 큰 경우에는 다른 두 단말기를 선택하여 중계기 위치를 다시 결정한다. 그림 3-9-47에서 DOP값이 크면 추정된 중계기 위치 오차 값이 크거나 위치 해를 제공하지 못함을 보여준다.



(a) 두 단말기의 위치



(b) 추정된 중계기 위치오차



(c) DOP (Dilution of Precision)

그림 3-9-47 DOP값이 큰 경우 추정된 중계기 위치 오차

(4) 시뮬레이션 및 성능 분석

중계기 오차 보상 알고리즘의 성능을 확인하기 위하여 다음과 같은 가상환경을 구성하여 시뮬레이션을 수행한다. 그림 3-9-49와 같이 4개의 기지국이 존재하고 각 기지국이 속한 셀의 반경은 1km이다. 그리고 각 셀은 세 개의 섹터로 이루어져 있으며 사용자는 1번 셀의 1번 섹터에 존재한다.

그림 3-9-49와 같이 중계기는 2번 셀의 2번 섹터와 3번 셀의 3번 섹터에 랜덤하게 매번 각 섹터에 하나씩 존재한다. 그림 3-9-49는 (500, 866), (500, -866)에 위치하는 두 단말기를 선택하여 중계기 위치를 결정한 중계기 위치 오차와 DOP를 나타낸다. 중계기로 인한 오차성분 외에 다른 오차성분이 존재하지 않을 경우에는 중계기 오차 성분을 보상함으로써 아주 정확한 사용자의 위치를 제공할 수 있다.

그림 3-9-50은 사용자가 1번 셀 내에서 녹색 선을 따라 5m/s의 속도로 움직일 때 중계기 오차 보상 전, 후의 측위 결과를 보여준다. 중계기 위치 결정을 위해 선택되어진 단말기는 거리 측정치 오차 ($\sim N(0, 20^2 m)$)와 단말기 위치오차

($\sim N(0,10^2m)$)를 가지고, 사용자는 기준국에 대한 거리 측정치 오차 ($\sim N(0,20^2m)$)와 2,3번 기지국에 대한 거리 측정치 오차 ($\sim N(0,50^2m)$)를 가진다. 여기서, 기준국의 신호는 중계기를 지나지 않음을 가정한다.

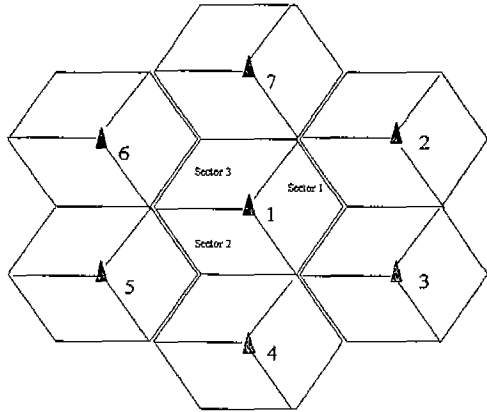


그림 3-9-48 기지국과 셀의 배치

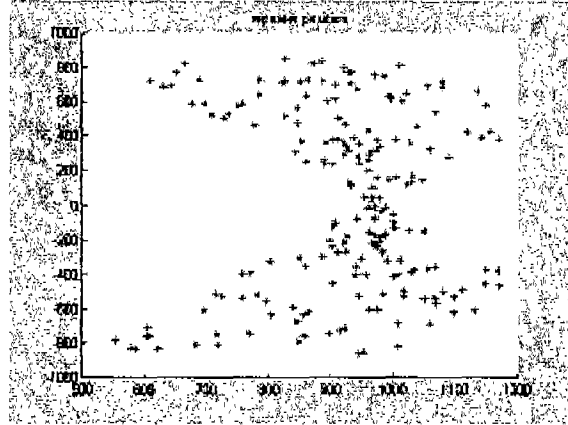


그림 3-9-49 중계기의 위치

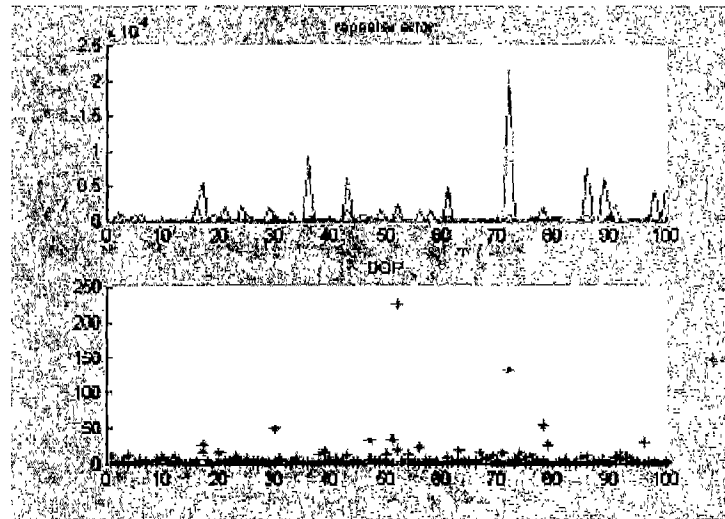


그림 3-9-50 중계기 오차 보상 후 사용자 위치 오차 및 DOP

2번과 3번 기지국에 대한 중계기는 그림 3-9-51에서는 (1100,700)과 (1200,-600)에 존재하고, 그림 3-9-52에서는 (900,800)과 (900,-600)에 존재한다. 그림 3-9-50에서 중계기 보상 전 사용자 위치오차 평균은 42m이고, 보상 후 사용자 위치오차 평균은 28m이다. 그림 3-9-52에서 중계기 보상 전 사용자 위치 오차는 114m이고, 보상 후 사용자 위치 오차는 32m이다. 결과적으로 중계기 보상 후 사용자의 위치 측위 성능이 향상됨을 알 수 있다. 이 결과는 표 3-9-8에 나타내어진다.

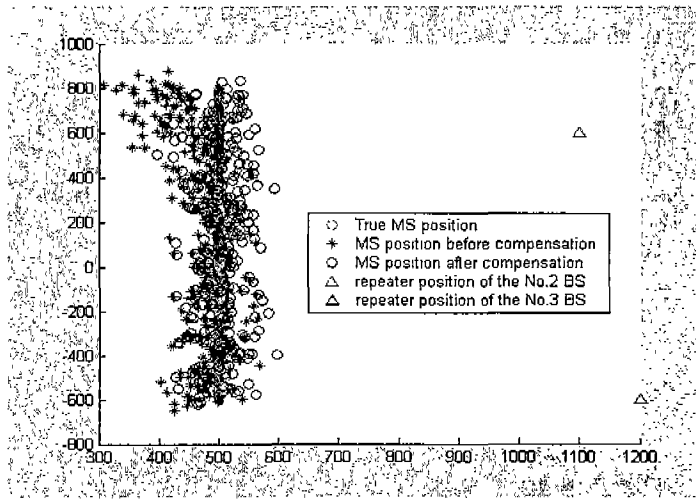


그림 3-9-51 중계기 오차 보상 전,후의 사용자 위치

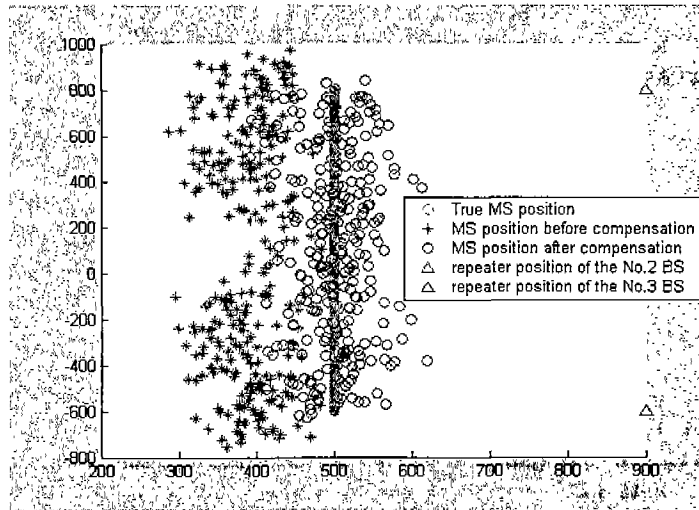


그림 3-9-52 중계기 오차 보상 전,후의 사용자 위치

표 3-9-8 중계기 오차 보상 전,후의 사용자 위치 오차

	시뮬레이션 1	시뮬레이션 2
보상 전 (미터)	42	114
보상 후 (미터)	28	32

3. 미약 신호 검출 기법

가. 실내에서의 신호의 세기

그림 3-9-53는 GPS-SPS 신호파워를 나타낸다. 시야가 보장된 곳에서 ICD-GPS 200에 보장된 GPS 수신 파워는 130dBm이다. 이 파워의 90%는 신호의 2MHz 밴드 폭 내에 존재하고, 위성의 상태에 따라 이 신호의 파워레벨은 최대 -125.5dBm를 갖는다.

시뮬레이션에서 사용된 데이터는 표 3-9-9에 나타난 사양의 데이터 즉, -126dBm의 GPS 신호 데이터와 이로부터 30dB 감쇄된 -156dBm의 GPS 신호 데이터 두 가지로 신호감도 (Sensitivity)를 증가시키는 방법을 보인다. 위에 설명한 바와 같이 첫 번째 데이터는 일반적으로 야외에서 GPS 수신기가 받을 수 있는 환경의 데이터이고, 이로부터 30dB 감쇄된 신호는 실내나 복잡한 도심지에서 수신할 수 있는 GPS 데이터이다. 시뮬레이션은 긴 상관기 계산 시 문제점으로 지적된 신호이동 원인들의 현상을 분석하고 보정 후 결과를 보인다.

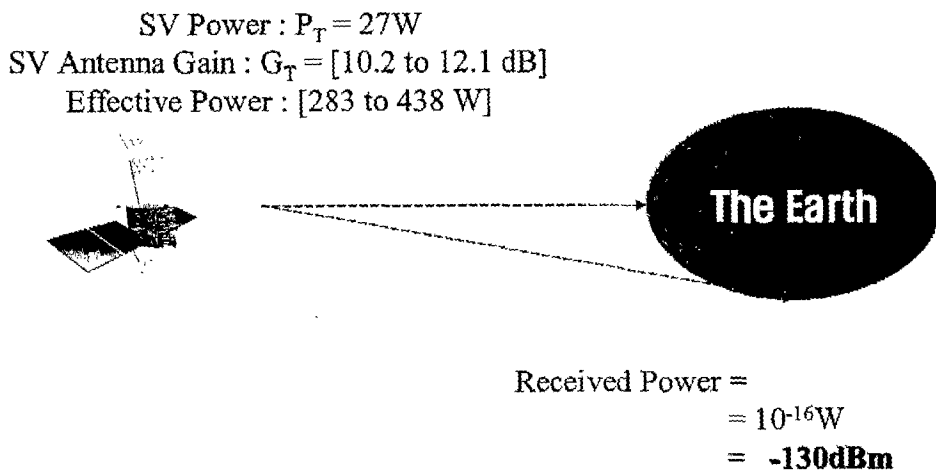


그림 3-9-53 일반적인 GPS 수신신호의 파워

	SNR Spreadsheet	SS to SNR	Units	
1	Signal strength at antenna	-126.0	dBm	
2	IF Bandwidth	2.4	MHz	
3	Teff	363.0	Kelvin	From Teff worksheet
4	Noise power	-109.2	dBm	$K \cdot T_{eff} \cdot BW$
5	IF SNR	-16.8	dBm	
6	End of analog, beginning of digital			
7	Coherent addition			
8	Sample rate	2.0	MHz	
9	Coherent interval	1.0	Milliseconds	
10	Number of points in coherent integration	2,046		
11	Perfect coherent gain (ratio)	45.2		$\sqrt{\text{\# of samples}}$
12	Perfect coherent gain (dB)	33.1	dB	$20 \log_{10}(\text{ratio})$
13	Sum of all implementation losses	2.0	dB	
14	Actual coherent addition	31.1	dB	
15	SNR after coherent addition	14.3	dB	
16	SNR (ratio) (peak signal/noise)	5.19	Peak/sigma ratio	$10^{dB/20}$

표 3-9-9 SNR Worksheet

나. 미약신호 처리 방법

일반적으로 -30dB까지 낮은 신호를 획득하기 위해서는 같은 신호를 적산하여 신호의 SNR을 높이는 방법을 사용해야 될 것이다. 이렇게 신호의 이득을 높이기 위해 적산 시 적산하는 방법과 에러에 대한 보상이 적절히 이루어지지 않으면 긴 시간의 적산시간에 대한 이득을 얻을 수 없게 된다. 단적인 예로 GPS신호는 도플러 성분을 가지고 있게 된다. 따라서 주파수가 위성과 사용자의 움직임에 따라서 계속 변하기 때문에 이에 대한 적절한 보상이 필요하다. 아래 그림은 이런 코드 쪽에 대한 도플러에 대한 고려를 하여 보상한 결과와 보상하지 않았을 때 결과를 보여준다. 이 시뮬레이션에서는 10ms데이터를 동기식 적산하고 다시 10ms데이터를 10,50,100번 비 동기식 적산한 결과이다. 보시는 것과 같이 코드 쪽의 도플러 성분 때문에 생기는 피크의 이동을 보상하지 않으면 신호를 획득할 수 없게 된다. 이외에도 반송파의 도플러 변화나 제곱에러 사용자의 움직임이나 수신기 클럭 에러가 미약신호 획득에 영향을 주게 된다.

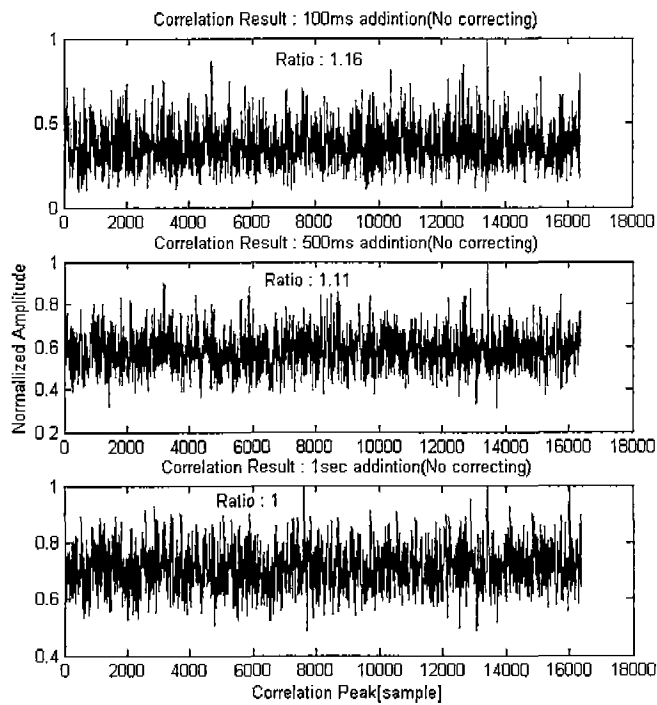


그림 3-9-54 상관기 처리결과 (PRN 4 , -15dB GPS Signal, 보정전)

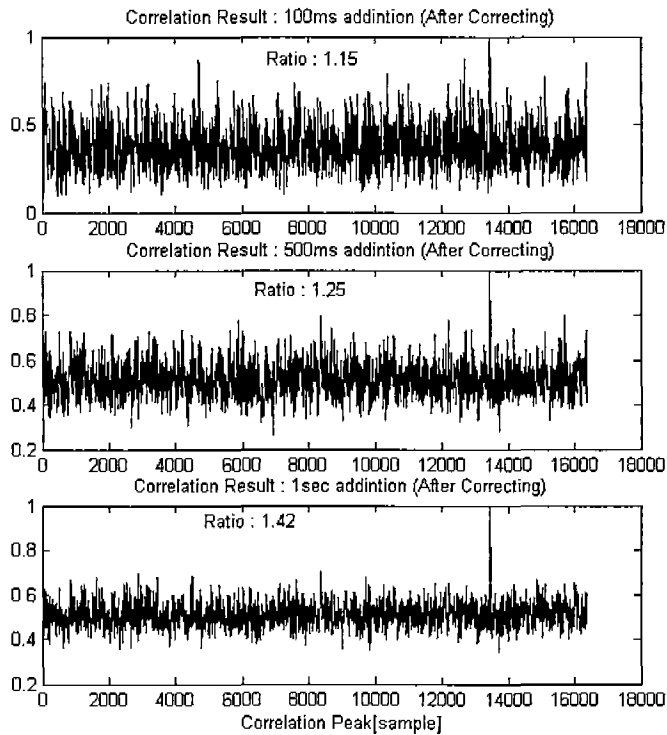


그림 3-9-55 상관기 처리결과 (PRN 4 , -15dB GPS Signal, 보정후)

또한 적산 방법에 따라 획득할 수 있는 신호 레벨이 달라지게 된다. 따라서 적절한 적산 방법을 선택하여 최적의 이득을 얻어내야 한다.

다. 미약 신호 검출을 위한 적산 방법

GPS신호를 적산하는 방법에는 두 가지가 있을 수 있다 하나는 동기식 (Coherent) 적산과 다른 하나는 비동기식 (Non-Coherent) 적산이다. C/A코드가 1ms마다 반복되기 때문에 1ms데이터를 적산을 할 수 있게 된다. 이렇게 1ms마다 C/A코드가 반복되는 성질을 이용하여 적산하는 것을 동기식 적산이라고 한다. 하지만 실제로 위성과 사용자 사이의 도플러와 클럭의 에러로 반송파의 위상이 적산시간 동안 계속 같게 유지되지 않기 때문에 I와 Q신호를 제공하여 위상에 대한 고려를 하지 않게 하여 적산을 해야 한다. 이렇게 제공을 한 후에 적산을 하는 것을 비동기식 적산이라고 하고 이런 제공 전에 신호를 적산하는 것을 동기식 적산이라고 한다. 아래 그림은 비동식 적산과 동기식 적산이 이루어지는 구간을 나타내고 있다. 일반적으로 동기식 적산은 신호의 이득이 비동기식보다 좋다. 그 이유는 비동기식 적산의 경우 제공을 할 경우 노이즈 또한 제공이 되기 때문에 더 이상 노이즈의 평균값이 0이 아니게 된다. 따라서 적산이득이 낮아지게 된다. 반면 동기식 적산은 적산이득은 좋지만 도플러에 의한 위상의 변화에 민감할 뿐 아니라 도플러 검색구간에 대한 부하가 커지게 된다.

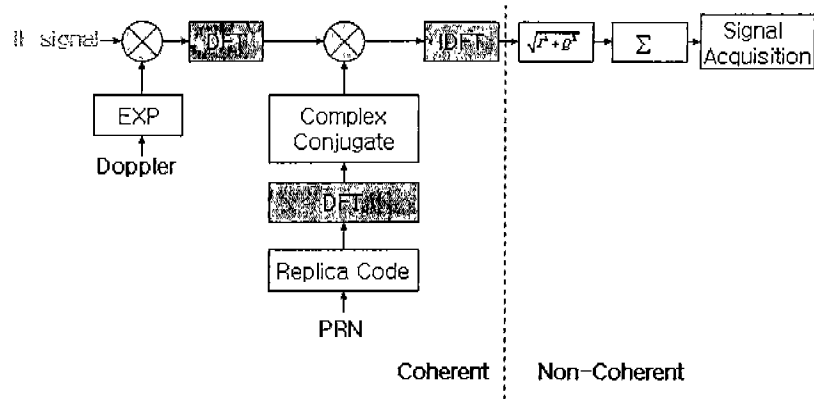


그림 3-9-56 동기식 적산과 비동기식 적산 구간

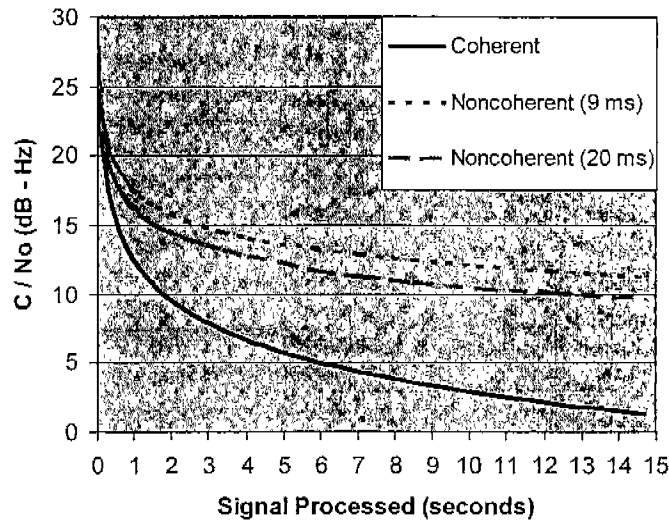


그림 3-9-57 동기식과 비동기식 신호 획득 성능 (Enuvis Report)

라. 미약신호 획득에 영향을 주는 요인들

미약신호를 검출하기 위해서는 여러 가지 에러를 보상해주어야 된다. 앞에서 간단히 얘기했듯이 이런 에러를 보상해주지 않으면 실제로 최대 이득을 얻을 수 없고 심지어 신호 획득을 못할 수가 있게 된다. 따라서 이런 에러를 분석하고 보상 할 수 있는 방법을 제시를 하려 한다.

(1) 코드 주파수 에러

위성과 수신기 사이에 도플러가 존재 하기 때문에 입력 신호의 코드에도 이런 도플러 성분이 존재하게 된다. 하지만 반송파 주파수보다는 심하지 않기 때문에 일반적인 수신기에서는 코드의 신호 추적루프가 반송파의 신호 추적 루프보다 더 긴 주기를 가지게 된다. 그러나 미약신호 검출 시 이런 코드 쪽에 생긴 반송파에 의해 신호의 획득 시 피크가 밀리게 된다. 아래 결과는 16.384MHz로 샘플링 했을 때 대한 신호 처리 결과이다.

표 3-9-10 상관기 처리결과 (14.3dB GPS Signal Data)

PRN	Correlation Peak Movement	Estimation Doppler	PRN	Correlation Peak Movement	Estimation Doppler
1	-35	3404.7	13	38	-3623.9
4	33	-3245.7	14	35	-3489.1
7	28	-2776.3	15	-27	2678.9
8	-14	1332.8	22	-20	1909.7
10	2	-197.7			

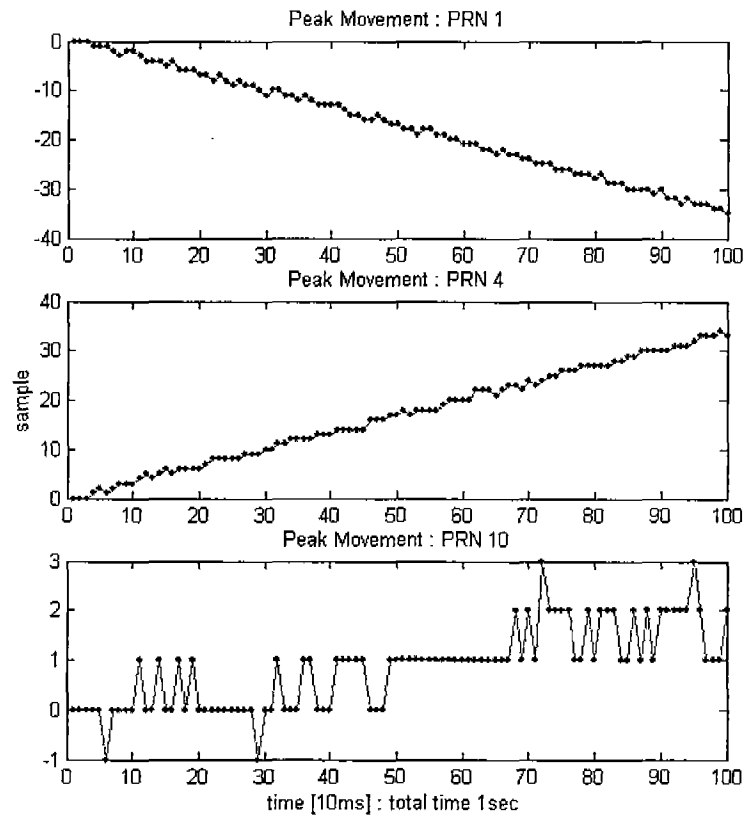


그림 3-9-58 상관기 피크 이동 : PRN 1, 4 10

따라서 이런 상관기 피크 이동에 대한 보상을 해주지 않으면 미약신호 환경에서 신호를 획득할 수 없게 된다. 주의 해야 할 것은 도플러 성분이 위성과 사용자사이의 도플러뿐만 아니라 클럭의 도플러 성분도 포함하고 있다는 것이다. 다음 수식은 도플러 성분을 가지고 피크의 이동을 계산하는 수식이다.

$$pt = pt_0 + \left(-\frac{F_s}{F_c} \times T_{CIA} \times F_D + err \right) \times t \quad (3.9.35)$$

여기서,

pt : 예상되는 코드의 피크 위치

pt_0 : 초기 피크의 위치

F_s : 샘플링 주파수

F_c : IF 주파수

T_{CIA} : 코드 chipping rate

F_D : 위성파 사용자사이의 도플러

err : 클럭 에러

식 (3.9.35)를 가지고 실제 도플러에 의한 코드의 피크 이동치를 계산해 보상하여 적산시 이런 피크 이동을 방지할 수가 있게 된다. 하지만 샘플단위의 계산이 되기 때문에 어느 정도 오차는 감수해야 한다.

그림 3-9-59의 결과와 같이 사용자 수신기 시스템 클럭의 오차를 고려하지 않은 환경에서는 위와 같이 도플러의 변화에 따라 선형적인 상관기 피크 이동의 추정이 가능하다. 이로서 예측된 도플러 값에 따라 적절한 보상을 가하여 긴 시간 동안의 적산을 동기 되도록 맞추어 나갈 수 있다. 그림 3-9-60과 같이 이동하는 피크를 추정하여 쫓아감으로써 이동에 대한 보상을 취하고 그림 3-9-61, 그림 3-9-62에 그 결과를 나타내었다. 각각의 그림은 100ms, 500ms, 1sec 간의 상관기 처리 후 결과를 나타내며 보정 전과 후를 비교한다. 그림에 나타난 Ratio는 최고 피크 치와 다음 피크 치 간의 비율을 나타내는 지표로서 항상 1보다 크며 1에 가까울수록 신호검출에 대한 신뢰도는 떨어진다. 보정하지 않고 모두 더한 신호는 1초간의 긴 적산 시간에도 불구하고 전혀 신호를 검출할 수 없는 반면 보정 알고리즘을 적용한 결과는 1초간의 적산이 이루어지고 나서야 신뢰성 있는 검출 비율을 나타낼 수 있다.

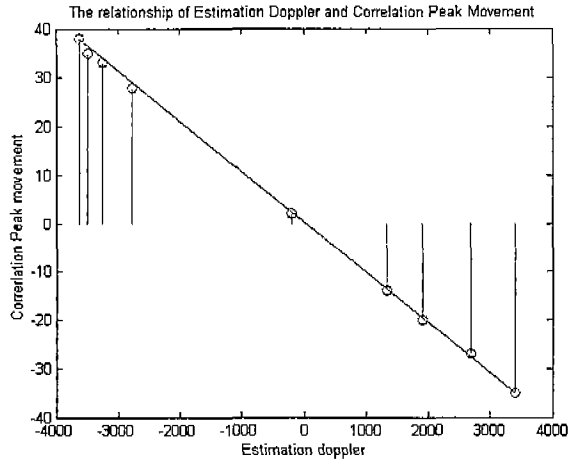


그림 3-9-59 예측 도플러와 상관기 피크 이동과의 관계

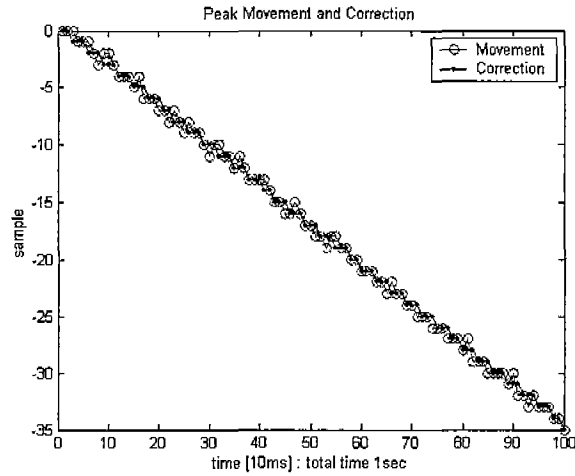


그림 3-9-60 상관기 피크 이동과 보정

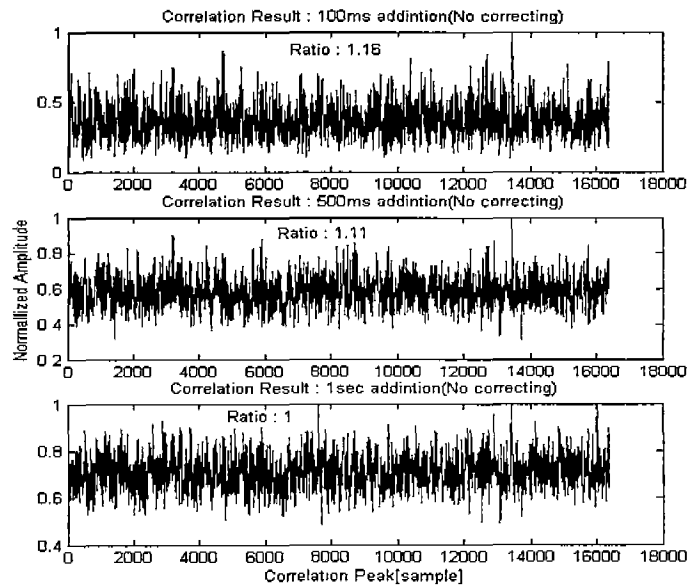


그림 3-9-61 상관기 처리결과 (PRN 4 , -15dB GPS Signal, 보정전)

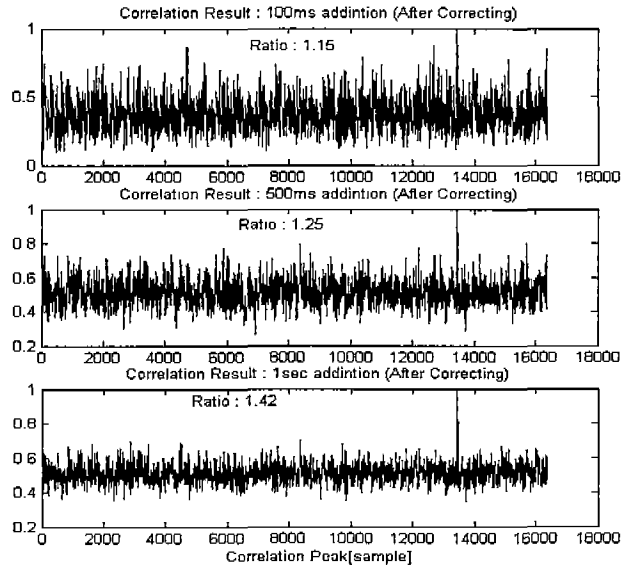


그림 3-9-62 상관기 처리결과 (PRN 4 , -15dB GPS Signal, 보정후)

(2) 반송파 주파수 에러

반송파의 주파수 에러 또한 위성과 사용자의 움직임 때문에 생기는 것인데 이는 코드에서의 피크를 이동시키지는 않는다. 다만 주파수 에러가 존재 시 피크의 부호가 반전되는 현상이 나타나게 된다. 따라서 적산을 오래해도 반전된 값과 더해지기 때문에 신호 획득을 할 수가 없게 된다. 도움정보를 이용하여 기저대역으로 신호를 낮추어도 에러 도플러가 생기게 된다. 이를 w_{error} 라고 하면 I 채널과 Q채널은 이 w_{error} 에 의해 곱해져서 신호가 그림 3-9-63처럼 되게 된다. 즉 동기식 적산을 수행 할 시 신호 획득을 할 수 없게 된다. 따라서 비동기식 적산이 필요하게 된다.

그러나 사용자가 정지 시 보통 1초 동안 최대 도플러 변화량은 0.936Hz정도이다. 보통 이 값보다 작기 때문에 1초 적산하는 데는 문제가 없다. 하지만 본 논문에서는 위성의 속도를 계산하여 도플러를 보상하였다.

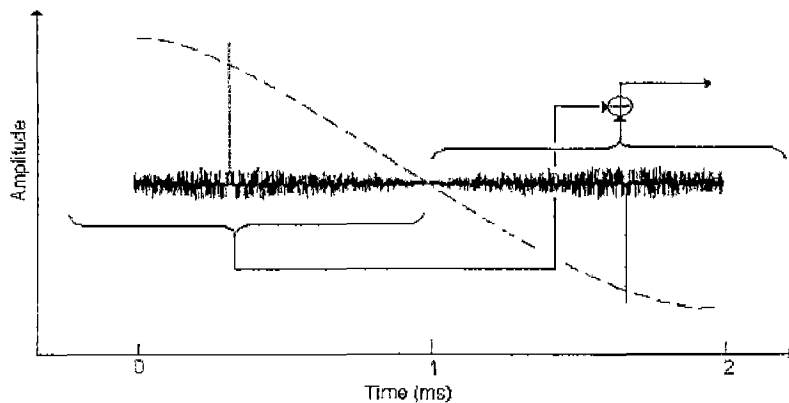


그림3-9-63 주파수 에러 때문에 생기는 피크의 반전

표 3-9-11 도플러 보상 효과

PRN	보정전	보정후 (경우1)	보정후 (경우2)
13	21.91	23.23 (+1.32)dB	23.30 (+1.39)dB
24	21.13	22.24 (+1.11)dB	22.32 (+1.19)dB
4	22.43	23.75 (+1.32)dB	23.80 (+1.38)dB
24	19.67	20.59 (+0.92)dB	20.73 (+1.06)dB
10	23.91	25.87 (1.96)dB	26.13 (+2.22)dB

먼저 (경우1)은 위성의 도플러가 1초 동안 선형이라고 가정하고 보정한 결과이고 (경우2)는 위성의 도플러를 100ms동안 선형이라고 가정하고 보정한 결과이다. 도플러를 보정함에 따라 어느 정도 신호 SNR이 상승하게 된다. 그러나 추가적인 신호 생성에 필요한 부담이 커지게 된다.

(3) 데이터 비트

GPS신호에는 코드뿐 아니라 항법데이터 또한 들어 있기 때문에 이 항법데이터의 부호가 반전 시 상관값의 부호도 바뀌게 된다. 항법 데이터는 50Hz이기 때문에 1비트당 20ms이 된다. 따라서 비트부호를 알고 있지 않다면 최대 20ms까지 동기식 적산을 할 수가 있다. 그러나 이 경우도 비트의 반전이 일어나는 지점을 알고 있어야 된다. 따라서 적산 시 최대 이득을 얻기 위해서는 항법데이터를 미리 알고 있어야 한다. 데이터 비트를 알고 있다면 이 데이터 비트를 입력 신호와 곱함으로써 데이터 비트를 제거하게 된다. 또한 중요한 것은 비트 도움정보의 시각 동기이다. 만약 비트 도움정보가 10ms이상 차이가 나면 데이터비트 도움 정보는 사용 할 수 없게 된다.

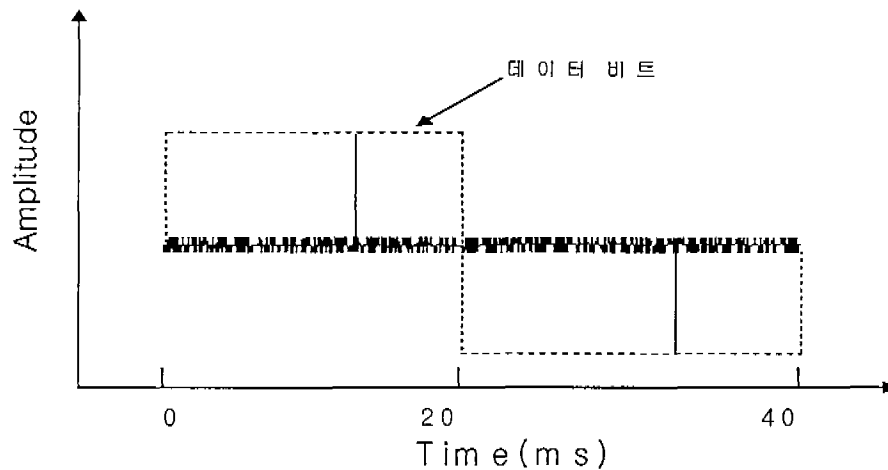


그림 3-9-64 데이터 비트 때문에 생기는 피크 반전

(4) Squaring Loss

반송파의 주파수 에러를 감쇄 시키기 위해서 비동기식 적산을 하게 되는데 비동기식 적산하는 과정에서 신호의 감쇄가 생길 수도 있다. 적산된 신호의 제곱의 결과 SNR이 낮은 신호에 대해서는 신호의 감도가 떨어지게 된다. 즉 노이즈의 평균이 0가 아니게 되기 때문에 이런 현상이 나타나게 된다. 따라서 이를 해결하기 위해서는 최대한 동기식 적산을 통하여 신호의 감쇄가 일어나지 않는 범위까지 신호를 끌어 올린 후, 즉 최대한의이득을 만든 후에 비동기식 적산을 해야 한다. 다음 그림 3-9-65은 SNR에 따른 비동기식 적산 시 나타나는 제곱 신호 손실을 나타내고 있다.

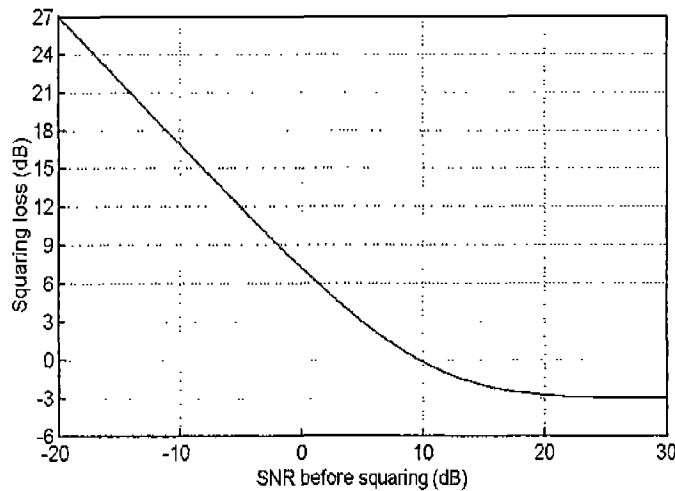


그림3-9-65 Squaring Loss

(5) 클럭 안정도

실제로 수신기가 측정하는 도플러에는 사용자와 수신기사이의 상대적인 이동뿐 아니라 클럭의 드리프트에 의한 영향도 포함되어 있다. 일반적인 수신기의 경우 클럭의 안정도가 5ppm정도의 수신기를 사용한다. 저급의 클럭을 사용 할 경우 적산시 나타나는 문제점을 간단히 시뮬레이션 해보았다. 이 시뮬레이션은 앞서 말한 도플러 오차는 그대로 남아있는 상태에서 로컬 클럭에 대한 오차가 더해진 경우이다. 그림 3-9-66, 그림 3-9-67는 각각 로컬 클럭이 느려지는 오차를 발생하거나 빨라지는 오차를 발생하는 경우 1초간의 상관기 피크 값의 이동을 나타낸 그림이다. 그림 3-9-66는 로컬 클럭이 실제보다 느려지는 오차를 발생할 때의 그림이다. 도플러 오차와 같은 방향으로 오차가 작용하므로 같은 방향으로 더욱 이동하는 오차가 커지는 경향을 볼 수 있다. 하지만, 그림 3-9-67의 경우는 다르다. 로컬 클럭 주파수가 빨라지는 오차를 보이면서 -방향으로 증가했던 도플러 오차를 역행하여 +방향으로 오차가 증가 함을 볼 수 있다. 결국 로컬 클럭이 불안정한 경우는 GPS 위성의 움직임으로 인한 효과보다 더 우세한 효과를

나타내게 된다. 로컬 클럭의 오차를 알고 있다는 가정 하에 그림 3-9-68, 그림 3-9-69은 이런 데이터를 상관기 처리한 후의 결과이다. -15dB의 신호는 앞선 결과와 같이 보정 후 1초 정도의 적산 시간 후에야 검출 가능함을 알 수 있다. 사용자 로컬 클럭의 에러를 알 수 있는 방법으로는 로컬 클럭을 정확하게 모니터 할 수 있는 특정 시스템으로부터의 정보를 얻거나 검색방법을 이용하여 구할 수 있다.

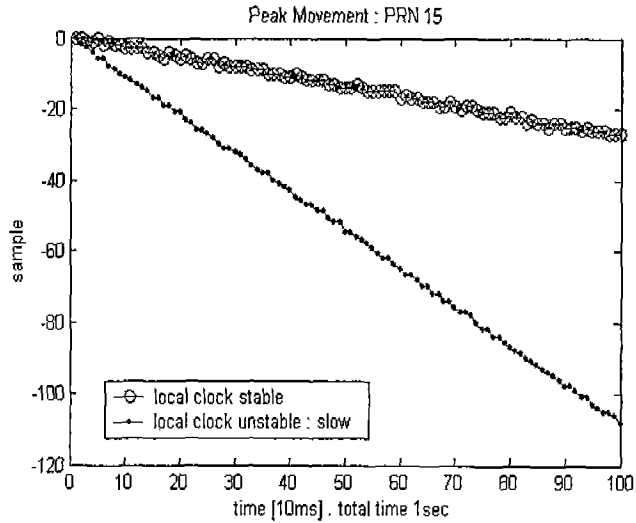


그림 3-9-66 상관기 피크이동 (PRN 15 , 10dB Signal, 느린 로컬 클럭)

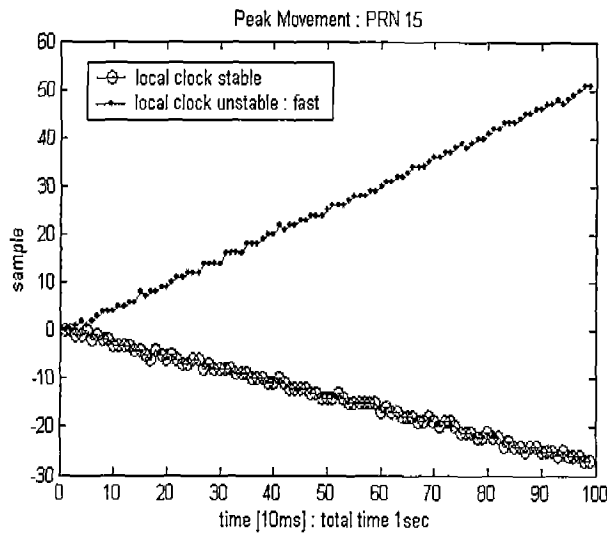


그림 3-9-67 상관기 피크이동 (PRN 15 , 10dB Signal, 빠른 로컬 클럭)

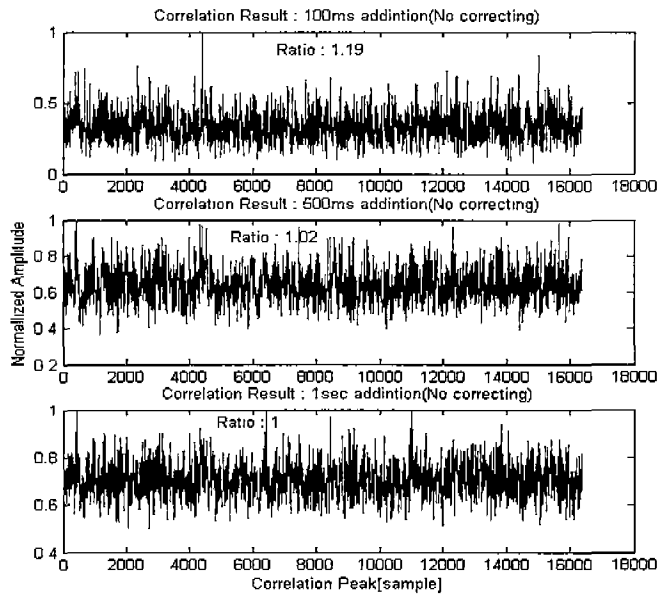


그림 3-9-68 상관기 처리결과 (PRN 15 , -15dB GPS Signal, 보정전)

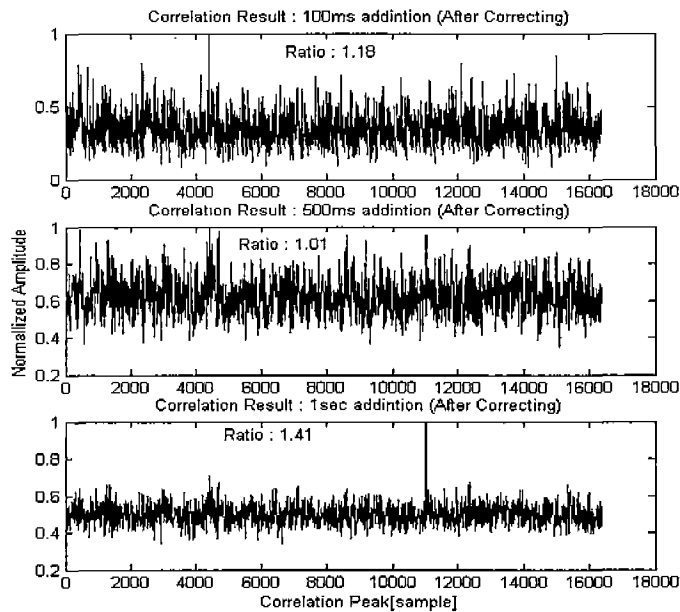


그림 3-9-69 상관기 처리결과 (PRN 15 , -15dB GPS Signal, 보정후)

클럭의 드리프트가 도플러에 영향을 주기 때문에 클럭의 안정도 또한 미약신호 검출 성능에 큰 영향을 준다. 일반적으로 상용중인 AGPS의 경우 0.1ppm정도 이상의 클럭을 사용한다고 한다. 따라서 본 논문에서는 클럭의 오차를 무시하기 위해 정밀 클럭인 류비덤 클럭을 사용하였다. 일반적인 GPS수신기에서 사용하는 TCX0급의 클럭은 약 5ppm정도의 안정도를 가지지만 본 논문에서 사용한 클럭은 0.01ppb정도의 정확도를 가지고 있다. 따라서 클럭의 에러는 거의 무시할 수가 있게 된다. 따라서 식 (3.9.35)에서 클럭의 에러는 이제 무시하고 도플러만으로 코드의 피크 이동을 계산하여

보상할 수 있게 된다. 표 3-9-12와 표 3-9-13은 TCXO와 류비듬 클럭을 사용하였을 때 코드 피크에 영향을 주는 정도를 실험해본 결과이다. 표에서 보듯이 TCXO급의 클럭의 경우 클럭 에러가 작용하여 계산된 값가 틀린 경우가 발생하게 된다. 이럴 경우 적산시 피크가 이동하게 되어 효과적으로 SNR을 올릴 수가 없게 된다. 하지만 류비듬 클럭의 경우 클럭이 안정되어 계산된 결과와 일치하여 도플러만으로 보정이 가능하게 된다.

표 3-9-12 TCXO 클럭을 이용했을 때 코드 피크의 이동

PRN	Code Phase	1초후 Code Phase	도플러 (Hz)	계산된 Code Phase
17	1066	1061 (-5)	1400	-5.69
18	1722	1712 (-10)	2900	-11.794
23	4818	4817 (-1)	600	-2.44
29	1401	1397 (-4)	1500	-6.1
9	4014	4001 (-11)	3400	-13.827
10	5621	5629 (+8)	-2100	8.54
15	1076	1070 (-6)	2000	-8.133

표 3-9-13 류비듬 클럭을 이용했을 때 코드 피크 이동

PRN	Code Phase	1초후 Code Phase	도플러 (zZ)	계산된 Code Phase
31	5503	5513 (+10)	-2513	10.22
28	5506	5499 (-6)	1703	-6.914
8	5449	5459 (+10)	-2611	10.61
20	1312	1302 (-10)	2580	-10.49
11	2804	2810 (+6)	-1439	5.85

(6) 사용자의 움직임에 의한 에러

일반적으로 사용자의 움직임은 예상하기 힘들다. 하지만 수신기 알고리즘을 구현 시 사용자의 최대 이동속도를 고려하고 동기식 적산 시간을 적절히 조절하면 수송 범위 내에서 구현이 가능하다. 즉 동기식 적산시간과 사용자의 움직임에는 반비례 관계에 있다. 본 논문에서는 사용자의 움직임을 고려하지는 않았다.

(7) C/A코드의 상호상관 간섭현상

C/A코드의 경우 짧은 주기를 가지고 있고 이에 대해 긴 주기를 갖는 P코드보다는 높은 상호 상관값을 가지고 있다. 이런 상호 상관값은 자기 상관값에 비하여 24dB이하라고 명시되어 있지만 실제로 코드가 여러 개 섞여 있는 경우 또한 도플러와 노이즈가 같이 포함되어 있는 경우 이 값은 더욱 상승하게 된다. 따라서 신호의 상호 상관값은 미약신호 환경에서 문제가 될 수가 있다. 강한 신호와 미약신호가 같이 섞여서 들어오는 경우 미약신호의 자기 상관값이 강한신호의 상호 상관값에 마치 다중경로 오차처럼 영향을 줄 수가 있게 된다. 그러나 이런 상호 상관값은 동기식 적산이 길게 할수록 그 영향을 줄일 수가 있게 된다. 즉 데이터비트 제거 과정 시 데이터가 각 위성신호마다 다르게 들어 오기 때문이다.

마. 신호 획득 결과

이론적으로 1초 적산의 이득을 계산하면 30dB이다. 실제 외부 신호에 대해 1초 동안 적산한 결과가 표 3-9-14에 나와 있다. 1초 적산 후 얻은 최고 이득은 약22.91dB이다. 30dB까지 이득이 나오지 않은 가장 큰 이유는 실제로 코드의 피크의 이동이 도플러에 의해서만 생기는 것뿐 아니라 샘플링 주파수의 누적되는 오차로 인해 나온 것이다. 실험 및 시뮬레이션에서 사용된 샘플링 주파수는 40/7MHz로써 정수배로 떨어지는 주파수가 아니기 때문에 코드의 적산 시 10ms마다 2-3샘플 계속 Delay가 존재 하게 되는데 이를 보상을 한다고 해도 샘플단위로 보상을 할 수밖에 없기 때문에 SNR의 손실이 크게 된다. 물론 샘플링 주파수를 정수배로 한다면 이런 에러가 생기지 않게 할 수 있다.

표 3-9-14 적산결과 적산 이득

위성 번호	1ms (SNR)	10ms (SNR)	100ms (SNR)	1000ms (SNR)
13번 위성	11.225dB	18.46 (+7.235)dB	26.117 (+7.67)dB	32.30 (6.183)
24번 위성	11.3157dB	15.54132 (4.22)dB	23.88 (+8.34)dB	30.48 (+8.42)
30번 위성	10.23dB	11.205dB	15.448 (4.243)dB	22.88 (+7.432)
4번 위성	13.0084dB	21.308 (8.308)dB	28.026 (6.71)dB	34.43 (6.404)
24번 위성	15.98dB	22.24 (6.26)dB	28.34 (6.1)dB	34.66 (6.32)
10번 위성	11.23dB	19.55 (8.32)dB	27.88 (8.33)dB	34.14 (6.26)

바. 성능 분석

미약 신호에 대한 성능을 평가하기 위해 상용중인 GPS폰과 같은 환경에서 실험을 하였다. 사용된 GPS폰은 삼성에서 만든 폰으로 이 논문에서 제시한 것과 같이 비슷한

구조로 되었다. 단지 다른 점이 있다면 상관기에 대한 구조가 약간 다르다. 폰에서 사용한 상관기는 일반적으로 사용되는 GPS수신기의 상관기와 같은 구조를 가지며, 다만 상관기 수를 늘려 여러 개의 상관기를 이용한 것처럼 신호를 획득하여 이 측정값을 가지고 위치 해를 추정하게 된다.

반면 논문에서 제시한 상관기는 단지 순환 상관방법을 사용하여 여러 개의 상관기를 통한 신호 획득을 하는 것처럼 구현되어 있다. 이는 하드웨어의 추가적인 비용 없이 여러 대의 상관기를 사용한 효과를 가지게 된다. 반면 샘플단위의 정확도밖에 확보할 수 없다는 점에서 정확도 면에서 성능저하가 있게 된다.

현재 상용중인 GPS폰과의 성능 비교는 좋은 비교 대상이 될 것이다. 실험은 5층 실험실 내부에서 실행하였으며 위치해 성능과 가시위성 수에 대해 비교를 해보았다.

그림 3-9-70은 실험 환경에 대한 그림이다. 실험실위로 천장이 2개가 존재하게 되고 또한 이 바로 위층은 컴퓨터 실로 이용되기 때문에 GPS신호를 방해하는 다른 물체들이 존재하게 된다.

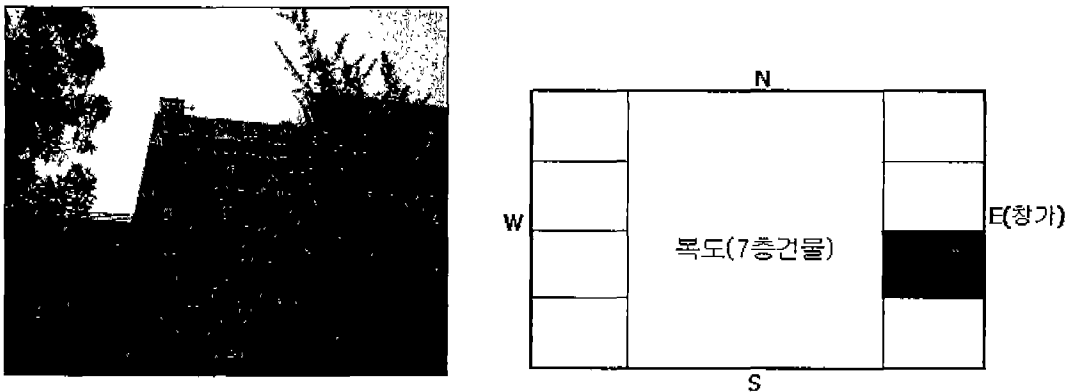


그림 3-9-70 실험 장소

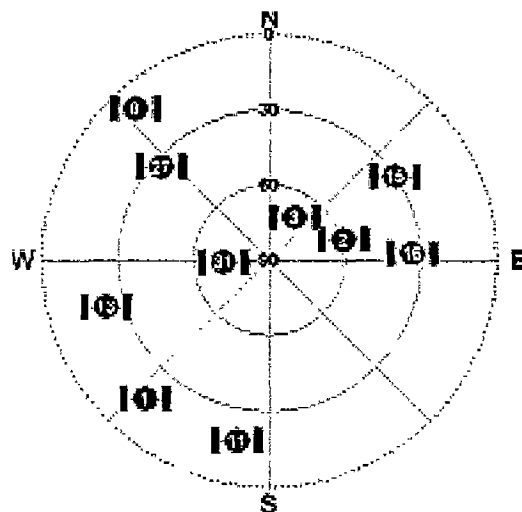


그림 3-9-71 실험 시 가시 위성수

실험은 30번의 위치 측위를 하였다. 결과 에서 보듯이 구현된 방법이 GPS폰 보다 좋은 성능을 가지고 있는 것을 볼 수가 있다. 가시위성개수가 GPS폰의 경우 1.96인 반면 구현된 방법에서는 약 5.8로 훨씬 더 많은 위성의 신호를 획득하였음을 알 수가 있다. GPS의 위치 측위가 가능하기 위해서는 4개 이상의 위성이 필요하기 때문에 제안된 알고리즘은 100% 성능을 발휘하고 있다. 반면 GPS폰 같은 경우 3개일 경우에도 위치 해를 주는 경우가 존재 하기도 한다. 즉 고도를 고정시켜서 위치해를 주기도 하기 때문에 위치해가 결과에 나온 것이다. 나머지 위치해는 모두 현재 폰과 연결중인 기준국 좌표를 주게 된다. 여기서 기준국의 위치는 (-300,400)에 위치한다.

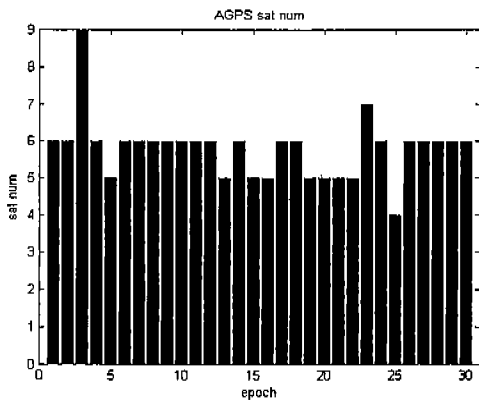


그림 3-9-72 AGPS 가시 위성수

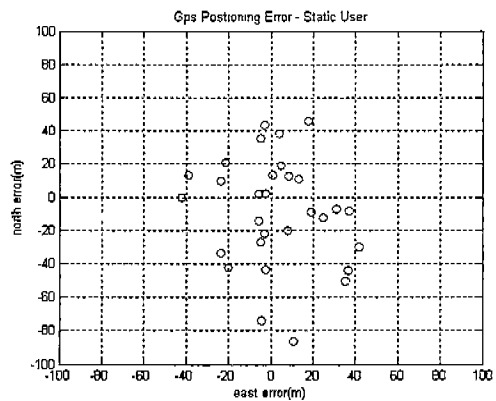


그림 3-9-73 AGPS의 위치 오차

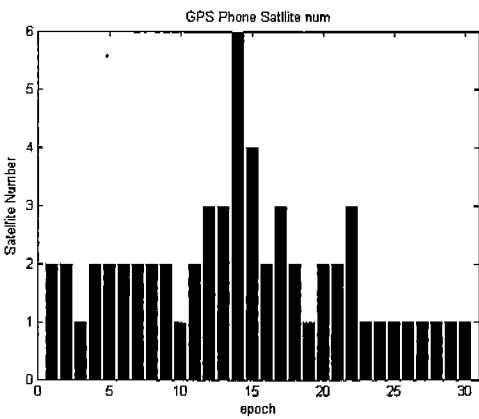


그림 3-9-74 GPS폰의 가시 위성수

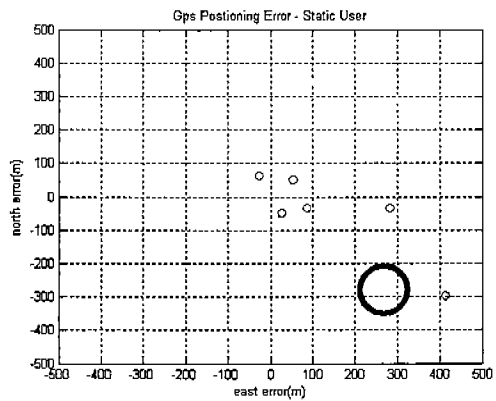


그림 3-9-75 GPS폰의 위치 오차

표 3-9-15 구현된 알고리즘과 GPS폰 비교

	평균 위성개수	측위 성공률	2DRMS (Meter)
구현된 방법	5.8	100%	39.7876
GPS Phone	1.96	16.6%	143.01

제10절 GPS/INS/CDMA 결합기술 개발 및 구현

본 연구에서 지향하는 GPS/INS/CDMA망 통합을 위해서는 세가지 독립적인 항법 시스템을 유기적으로 결합할 수 있는 결합 기술을 바탕으로 설계되어야 한다. 앞 장에서 언급된 각 시스템의 특성과 장단점은 상호 결합을 통해서 새로운 장점과 단점을 유발하기 때문에 시스템 간 결합 기술을 선택하고 설계하는데 있어서 예측되는 문제점을 해결하는 것이 주요 과제가 된다. 따라서 본 연구에서는 세 시스템의 결합을 위해 필연적으로 수반되는 요소 기술과 해결해야 할 문제점을 나열하고 이를 해결하기 위해 설계된 아이디어와 필터 구조에 대해서 설명하고자 한다.

그림 3-10-1은 독립적인 세가지 항법시스템을 결합하기 위한 통합 필터의 개념적 구조를 나타낸다.

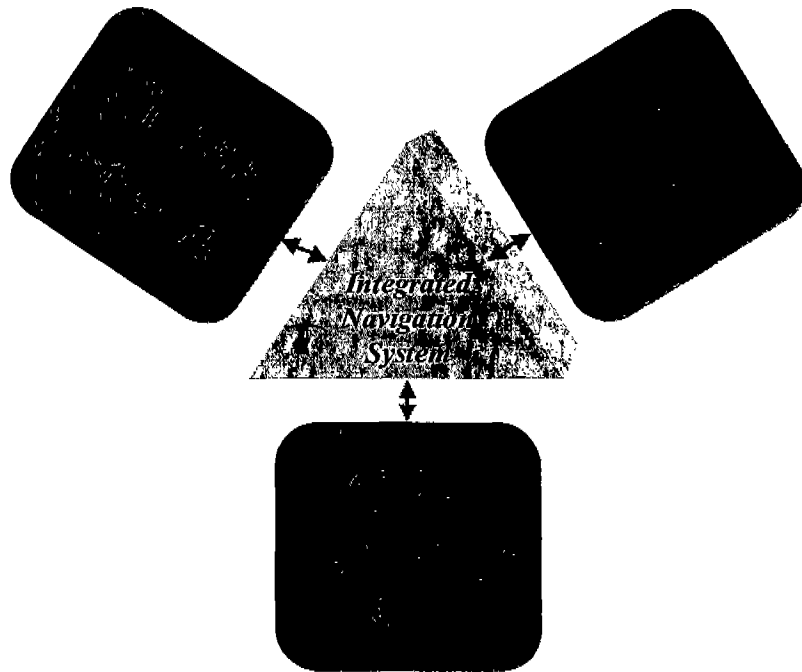


그림 3-10-1 독립적인 시스템간 결합 개념

1. 분산 방식의 결합구조 설계 및 개발

본 연구에서 지향하는 결합구조는 분산 방식을 채용하고자 한다. 분산 방식이란 각 시스템의 센서 특성을 유지할 수 있도록 개별적인 필터를 설계한 뒤, 이를 연합하는 방식을 말하는 것으로 본 연구에서 채용한 분산 방식의 결합 구조는 연합 칼만 필터의 구조를 따른다.

가. 시스템 간 결합을 위한 요소 기술

(1) GPS와 타 시스템간 결합을 위한 요소 기술

GPS는 현재 가장 보편적으로 알려진 절대 위치를 결정하는데 필요한 필수 요소이며, 독립적인 동작만으로도 상당한 정확도의 측위 정보를 제공할 수 있다. 그러나 전파 방법의 고전적인 문제점이라 할 수 있는 수신 불량시의 측위 불량은 타 시스템의 도움이 없이는 해결되기 어려운 단점을 갖고 있다. 또한 시스템의 동작이 정상적인 상태가 되기까지 필요한 일련의 신호 획득 및 추적 과정은 초기에 많은 시간을 기다리게 하는 단점이 되고 있다. 이런 문제점을 해결하기 위해 필요한 요소 기술을 나열하면 다음과 같다.

(가) GPS 위성추적 기능 개선을 위한 A-GPS 기술

(나) 미약신호 환경에서 신호 추적 성능 향상을 위한 추적루프 기술

(다) 정밀 자세 결정을 위한 GPS RTK 기술

(라) 기능 및 성능 개선을 쉽게 구현하기 위한 소프트웨어 GPS 기술

(2) INS와 타 시스템간 결합을 위한 요소 기술

관성항법시스템으로 알려진 INS는 사용자의 순간 동적 움직임 정보를 매우 정밀하고 안정하게 측정할 수 있는 시스템으로써 3차원 위치, 속도 및 자세 정보를 연속적으로 제공하는 기본 기능을 갖고 있으나 시스템 원리 상 시간에 대해 오차가 누적되는 단점과 정밀한 초기 정렬과 지속적인 센서의 바이어스 및 드리프트 보정을 수행해야만 고급 자세 정보를 획득할 수 있는 시스템이라 할 수 있다[1]. 따라서 INS를 위해 타 시스템과 결합을 위해 필요한 기술은 다음과 같이 요구된다.

(가) 초기 위치 및 자세 정렬을 위한 GPS와의 보정 기술

(나) 지속적인 관성 센서의 오차 보정을 위한 GPS와의 결합 기술

(다) 정밀 위치 및 자세 결정을 위한 GPS RTK와의 결합 기술

(라) GPS 신호 추적루프와의 강결합, 초강결합 기술

(마) 휴대 항법시스템을 위한 MEMS INS 활용 기술 및 보정 기술

(3) 무선측위와 타 시스템간 결합을 위한 요소 기술

이동통신망인 CDMA망 정보를 이용한 무선 측위는 사회적으로 이슈가 되고 있는 위치기반 서비스 혜택을 받은 측위 분야로써, 시스템 자체만을 이용한 측위는 거의 서비스가 불가능한 수준의 오차 특성을 갖고 있다[2]. 그러나 통신 기능을 필요로 하는

GPS와 같은 항법시스템과의 결합은 무선측위 기술을 발전시키는데 이바지 하여 최근에는 새로운 대체 항법시스템으로서의 역할을 할 수 있는 시스템으로 발전하였다[2]. 무선측위의 최대 장점이자 단점은 통신을 위한 규약에 의해 만들어지고 움직이기 때문에 한번 시스템이 확정되고 나면 어디서든 누구나 바로 기능을 이용할 수 있는 반면에 그런 규약과 표준을 마련하고 확정하는데 드는 시간과 비용이 지나치게 소모적이고 경쟁적이어서 많은 문제점을 나타내고 있다. 특히 이 시스템은 통신을 위한 신호의 분배와 처리가 우선이기 때문에 측위 관점에서 시스템에 접근하는 데 있어서 많은 어려움을 대면하게 한다[3]. 그럼에도 불구하고 계속되는 3세대, 4세대 통신망으로의 발전 방향에는 측위 서비스가 기본 기능으로 구비되어야 함을 잊지 않고 있기 때문에 타 시스템과의 유기적인 결합은 무선측위 기술의 발전을 앞당기는 기폭제가 되고 있다. 하지만 통신 지향적인 시스템을 이용한 측위에 있어서 해결해야 할 문제점이 지나치게 크고 쉽게 드러나기 때문에 해결해야 할 문제점은 기본적인 기술에 해당한다고 볼 수 있다.

- (가) 측위에 필요한 TOA/TDOA를 정밀하게 측정하는 기술
- (나) 파일롯 위상에 포함된 비 가시경로 오차를 제거하는 기술
- (다) 저전력 방식의 측위를 위한 타 항법시스템과의 연계 기술

나. 각 시스템의 결합 특성

이전에 한번도 시도된 적이 없는 GPS와 INS 그리고 CDMA망 무선측위 기술의 통합은 기본적으로 두 시스템간의 유기적인 결합을 바탕으로 이루어져야 한다. 원천적으로 GPS는 신호가 불량하거나 미약한 경우에 문제가 되고 있기 때문에 이를 해결하기 위한 타 시스템간의 결합이 매우 활발한 경우에 해당된다. GPS 전파 항법시스템의 장점으로 부각되는 수 미터에서 수십 미터 이내의 절대 위치 결정 능력은 INS나 CDMA망보다 비교 우위의 시스템 성능을 갖는다. 이런 장점은 INS와의 결합이나 CDMA망과의 결합에 있어서 중추적인 역할을 해야 한다는 당위성을 나타낸다고 볼 수 있다.

따라서 세가지 측위 시스템의 결합에 있어서 GPS가 주된 항법 시스템으로서의 역할을 해야 한다는 사실은 쉽게 받아들여 질 수 있다고 판단된다. 그렇다면 세가지 시스템의 결합에 있어서 통합 항법 시스템의 주요 성능 지표가 되는 것은 GPS의 성능 향상에 있다고 해도 과언이 아닐 것이다.

GPS와 유사한 전파 항법이라고 할 수 있는 CDMA망은 전적으로 항법 시스템이 아니라는 사실은 통신을 위해 설계된 시스템의 신호 추적부를 수정하는 것이 쉽지 않다. 이 사실은 곧 GPS처럼 INS와의 결합을 통해 신호 추적부의 성능과 기능을 향상시키기 위한 적극적인 결합 기술을 기대하기가 어렵다는 결론을 내리게 한다.

본 연구에서는 이런 사실에 입각하여 GPS와 INS와의 결합 기술, 그리고 GPS와 CDMA망과의 결합 기술에 초점을 맞추어 세가지를 통합 하기 위한 통합 필터를 설계하는데 있어서 INS와 CDMA망의 결합은 배제하였고 INS에 의한 CDMA망에서의 오차 보정 역할은 GPS를 통해 간접적으로 결합되는 방향을 설정하게 되었다.

(1) GPS와 INS의 결합 특성

GPS와 INS의 결합은 아주 오래 전부터 시도되어온 고전적인 결합에 해당한다. 위치와 속도 레벨의 약결합부터, 의사거리 영역과 도플러 천이 원리를 활용한 강결합까지 다양한 결합 기술과 필터 기술이 개발되어 왔다[4]. 그러나 GPS의 특성이 위성 신호의 수신에 불량하거나 미약한 환경에서 제 기능을 못하는 것이라는 점은 약결합이나 강결합이나 GPS의 원천적인 오차를 제거하기에는 부족한 결합 기술이라는 것을 직감적으로 판단할 수 있다. 또한 GPS가 제대로 된 성능을 발휘하지 못하는 상황에서 INS와의 결합이 이루어지는 것은 시스템의 성능에 치명적인 오차를 갖게 하는 요인이 되므로 GPS가 최고의 성능을 발휘할 수 있도록 하는 결합 기술이 필요하다고 볼 수 있다.

따라서 본 연구에서는 GPS와 INS의 결합에 있어서 GPS의 신호 추적 성능을 개선하는 것을 최우선 과제로 판단하였으며 이를 달성하기 위한 결합 구조는 GPS의 신호 추적루프 레벨에서 INS와의 초 강결합 (Ultra Tightly-Coupled Integration: 이하 uTCGI)이 최선이라는 결론을 내리게 되었다.

(2) GPS와 CDMA망의 결합 특성

GPS와 CDMA망의 결합은 INS와의 결합과는 달리 비슷한 특성을 가지는 전파 항법 시스템간의 통합에 해당된다. 이런 특징은 두 시스템의 측정열을 공유할 수 있는 근거가 되는 것으로서 이러한 결합 기법을 혼합 항법 (Hybrid Navigation) 기법이라고 한다. 특성이 비슷한 두 시스템의 결합에 있어서 두드러진 특징은 지구 밖에 있는 수만 킬로미터 떨어져 있는 GPS 위성으로부터 신호를 수신하는 시스템과 지구 위에 존재하는 수 킬로미터 이내의 기지국으로부터 신호를 수신하는 시스템이라는 점이며, 이런 차이점은 두 시스템을 결합하는데 큰 장애 요인이 될 수 있음을 직관적으로 판단할 수 있다. 수만 킬로미터 밖에 떨어져 있는 GPS의 거리 측정 데이터에는 실제 측정된 거리에 비해서 상대적으로 매우 작은 다중경로 오차나 측정 오차만을 가지지만, 수 킬로미터 이내에 존재하는 기지국으로부터 수신하는 파일럿 위상 데이터를 이용하여 측정된 이동국 간의 거리 데이터는 원래 가지 경로보다도 수 배에서 수십 배에 달하는 거리 오차를 가질 수 있다는 점이 가장 취약한 부분이다. 또한 통신 품질을 향상시키기 위한 중계기 문제와 다중경로 오차는 GPS에 비해서 측위 시스템으로서의 기능 구현에 큰 장애물이 되고 있다[5,6]. 이런 문제점은 곧 GPS와 CDMA망 결합 기술에 있어서 GPS가

주된 항법 시스템으로서의 역할을 해야 함을 암시하는 것이고 또한 CDMA망의 통신 기능을 이용한 정보 교환 능력은 GPS의 신호 추적 성능 개선뿐만 아니라 측위 정확도 개선에 상당한 기여를 할 수 있는 장점을 부가적으로 갖고 있다. 더불어 GPS가 단독으로 측위를 할 수 없는 상황에서 CDMA망에서 측정이 가능한, 부정확하지만 측위를 항상에도움이 되는, 거리 측정 정보를 이용한 혼합항법은 GPS가 해결할 수 없는 음영지역을 대신하는 항법 시스템으로 이용될 수 있다.

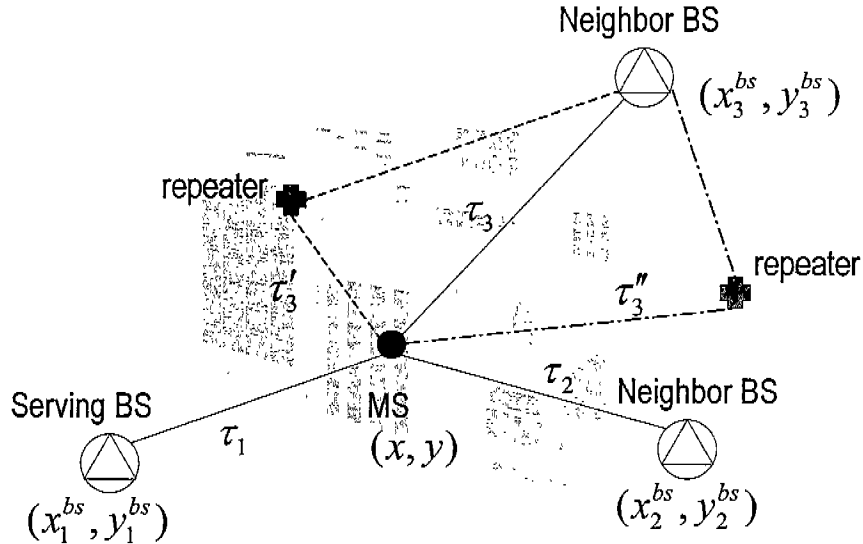


그림 3-10-2 CDMA망에서의 거리 측정 오차 요인

다. 분산 방식의 GPS/INS/CDMA망 결합 구조 개념 설계 및 개발

(1) 통합 필터의 개념

앞에서 언급한 GPS와 INS, 그리고 GPS와 CDMA망의 결합에 있어서의 특징을 고려하면 이상적으로 세가지 시스템이 동등한 레벨에서 결합되는 구조가 무모한 것임을 알 수 있다. 결국 그림 3-10-1에서와 같은 결합 개념보다는 INS와 CDMA망 같이 부가 기능이 있는 다른 시스템의 도움으로 상당한 성능 향상을 기대할 수 있는 GPS를 주 항법시스템으로 하는 통합 필터의 설계가 타당하다는 판단에 이르게 되었다. 그림 3-10-3은 바로 이런 판단에 근거하여 GPS가 주 항법시스템이 되고 INS와 CDMA망이 보조 개념의 항법 시스템으로 결합되는 구조를 그려내고 있다. 자세가 아닌 개인의 위치 파악이 주된 관심인 개인휴대 항법시스템을 위해서는 이런 개념의 통합이 바람직하다.

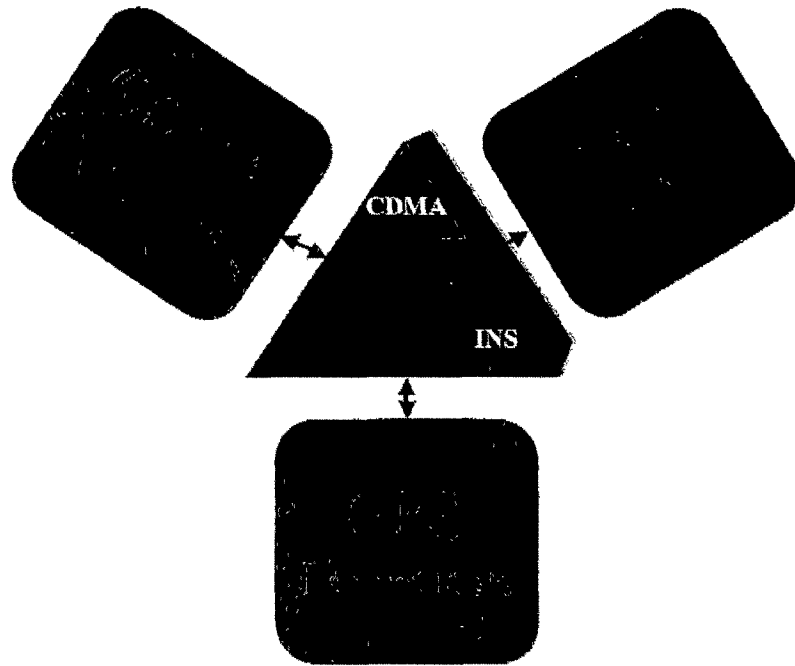


그림 3-10-3 제안된 GPS/INS/CDMA망 통합 필터의 개념

(2) 통합 필터의 구조

앞에서 정립된 통합 필터 개념에 근거하여 GPS를 주 항법시스템으로 하는 통합 필터를 다음과 같이 제안하였다. 설계된 통합 필터는 GPS와 INS의 결합 및 GPS와 CDMA망의 결합에 있어서 요소 기술로 지목된 아래의 기술들을 포함하고 있으며 시스템 간 결합에 의해 해결되어야 했던 주요 문제점들을 해결하는 기능이 있음을 시뮬레이션을 이용하여 검증하였다.

(가) 통합 필터의 요소 기술

- 미약신호 환경에서 신호 추적 성능 향상을 위한 추적루프 기술
- INS와 GPS 신호 추적루프와의 강결합, 초강결합 기술
- 파일럿 위상에 포함된 비 가시경로 오차를 제거하는 기술
- 저전력 방식의 측위를 위한 다 항법시스템과의 연계 기술

- ③ 다중해 (multiple solutions) 문제를 제거
- ④ 적응형 측위 필터 알고리즘 (ALFA) 개발

(다) 통합 필터 모델링

- ① GPS 수신기의 I & Q 데이터 모델링

I & Q 모델을 유도하기 위한 입력 신호의 샘플링 모델은 다음과 같다.

$$\sqrt{2P}C_k D_k \sin((\omega_{IF} + \Delta\omega)t_k + \phi_0) \quad (3.10.1)$$

내부 복사 신호 모델은 Inphase와 Quadrature Phase에 대해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$AC_{r,k} \sin(\omega_{IF}t_k + \phi_r) \quad (3.10.2)$$

$$AC_{r,k} \cos(\omega_{IF}t_k + \phi_r) \quad (3.10.3)$$

따라서 Inphase의 상관기 출력은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} & \sqrt{2P}AC_k C_{r,k} D_k \sin((\omega_{IF} + \Delta\omega)t_k + \phi_0) \sin(\omega_{IF}t_k + \phi_r) \\ &= \frac{\sqrt{2P}}{2} AC_k C_{k,r} D_k \cos(\Delta\omega t_k + \Delta\phi) \end{aligned} \quad (3.10.4)$$

또한 Quadrature Phase의 상관기 출력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & \sqrt{2P}AC_k C_{r,k} D_k \sin((\omega_{IF} + \Delta\omega)t_k + \phi_0) \cos(\omega_{IF}t_k + \phi_r) \\ &= \frac{\sqrt{2P}}{2} AC_k C_{k,r} D_k \sin(\Delta\omega t_k + \Delta\phi) \end{aligned} \quad (3.10.5)$$

여기서 A가 2이면 다음과 같이 Accumulator 출력의 평균값을 구할 수 있다.

$$I_p = \sqrt{2P}M_E R(\tau) D_k \sin(\pi\Delta f T + \Delta\phi) \text{sinc}(\Delta f T) \quad (3.10.6)$$

$$Q_p = \sqrt{2P}M_E R(\tau) D_k \cos(\pi\Delta f T + \Delta\phi) \text{sinc}(\Delta f T) \quad (3.10.7)$$

$$I_E = \sqrt{2P}M_E R(\tau - \frac{d}{2}) D_k \sin(\pi\Delta f T + \Delta\phi) \text{sinc}(\Delta f T) \quad (3.10.8)$$

$$Q_E = \sqrt{2PM_E} R\left(\tau - \frac{d}{2}\right) D_k \cos(\pi\Delta fT + \Delta\phi) \text{sinc}(\Delta fT) \quad (3.10.9)$$

$$I_L = \sqrt{2PM_E} R\left(\tau + \frac{d}{2}\right) D_k \sin(\pi\Delta fT + \Delta\phi) \text{sinc}(\Delta fT) \quad (3.10.10)$$

$$Q_L = \sqrt{2PM_E} R\left(\tau + \frac{d}{2}\right) D_k \cos(\pi\Delta fT + \Delta\phi) \text{sinc}(\Delta fT) \quad (3.10.11)$$

잡음수준은 신호가 없는 경우의 출력에 대한 평균값으로 다음 식으로 결정된다.

$$E\left[\sum_{i=1}^{M_E} I_i^2 + \sum_{i=1}^{M_E} Q_i^2\right] \quad (3.10.12)$$

두 채널 사이에 상관관계가 없고 I 와 Q값이 같은 확률 분포를 가진다면 다음과 같이 식을 나타낼 수 있고, M_E 개의 덧셈으로 이루어진 잡음 신호의 분산을 구할 수 있다.

$$2\sum_{i=1}^{M_E} E\{I_i^2\} = M_E \cdot E\{I^2 + Q^2\} = 2 \cdot M_E \cdot 8.5 \quad (3.10.13)$$

따라서 I와 Q 각각의 채널에 인가되는 잡음수준의 분산은 다음과 같이 결정된다.

$$N_{\text{var}} = E(I^2) = M_E \cdot 8.5 = 48569 \quad (3.10.14)$$

P는 입력신호의 크기로 주어진 신호대 잡음비로부터 다음과 같이 결정된다.

$$\begin{aligned} \sqrt{P} &= \sqrt{\text{Var}_{\text{signal}} \times \text{SNR}} \\ P &= \text{Var}_{\text{signal}} \times \text{SNR} \\ &= 3.4 \times 10^{\frac{\text{SNR}[\text{dB}]}{10}} \end{aligned} \quad (3.10.15)$$

② 변별기 출력의 모델링

Early 코드와 Late 코드의 파워 차를 이용하는 비동기 지연추적 루프 변별기 (Non-coherent DLL Discriminator)를 사용하는 경우 모델 계수를 유도하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
\Delta_{DLL}(\tau) &= \left[(I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2) \right] \\
&= PM_E^2 \text{sinc}^2[\pi\Delta f T] \left[R^2\left(\tau - \frac{d}{2}\right) - R^2\left(\tau + \frac{d}{2}\right) \right] \\
&= K_0 D_{DLL}(\tau)
\end{aligned} \tag{3.10.16}$$

여기서 주파수 오차가 작다면 변별기의 이득 K_0 는 다음식과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
K_{DLL} &= 4PM_E^2 \text{sinc}^2(\pi\Delta f T) \\
&\cong 4PM_E^2
\end{aligned} \tag{3.10.17}$$

여기서 Early 코드와 Late 코드 사이의 간격 d 는 1칩 이며 $D_\Delta(\tau)$ 는 영점에서의 기울기가 1인 변별기의 출력을 의미한다.

③ GPS 의사거리 측정 데이터 모델링

i 번째 채널에서 측정된 지연 시간은 위성의 이동에 의한 변화량과 이동국의 이동에 의한 변화량의 합이므로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\tau_i = \tau_i^s + \tau_i^u \tag{3.10.18}$$

이런 관계로부터 실제로 측정되는 지연 시간 변화량은 다음과 같이 표현이 가능하다.

$$\Delta\tau_i = \Delta\tau_i^s + \Delta\tau_i^u \tag{3.10.19}$$

여기서 위성의 이동에 의한 성분은 위성의 Ephemeris로부터 예측이 가능한 값이므로 이 값을 이동국의 이동에 의한 변화량으로 정리하면 다음과 같다.

$$\Delta\tau_i^u = \Delta\tau_i - \Delta\tau_i^s \tag{3.10.20}$$

이동국이 이동할 때 이동국에 장착된 관성센서로부터 측정된 속도 성분을 각각 v_x, v_y, v_z 라고 하면 이의 지연시간 성분은 다음과 같다.

$$v_x = \Delta f_x \lambda_{code}, \quad v_y = \Delta f_y \lambda_{code}, \quad v_z = \Delta f_z \lambda_{code} \tag{3.10.21}$$

$$\Delta\tau_x = \frac{1}{\Delta f_x} = \frac{\lambda_{code}}{v_x}, \quad \Delta\tau_y = \frac{1}{\Delta f_y} = \frac{\lambda_{code}}{v_y}, \quad \Delta\tau_z = \frac{1}{\Delta f_z} = \frac{\lambda_{code}}{v_z} \quad (3.10.22)$$

이때 λ_{code} 는 코드의 한 주기를 나타낸다.

이 데이터는 이동국의 이동에 대한 움직임 정보를 나타내므로 이를 위성별 움직임으로 변환하기 위해서는 이동국과 위성간 방향벡터를 이용하여 정사영 (Projection)을 해야 한다. 이동국과 위성간 방향벡터를 \vec{H} 라고 하면 이동국의 이동에 의한 움직임을 정보를 다음과 같이 변환할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta\tau_1^I \\ \Delta\tau_2^I \\ \vdots \\ \Delta\tau_n^I \end{bmatrix} = \vec{H} \begin{bmatrix} \frac{\lambda_{code}}{v_x^I} \\ \frac{\lambda_{code}}{v_y^I} \\ \frac{\lambda_{code}}{v_z^I} \end{bmatrix} = \vec{H} \begin{bmatrix} \Delta\tau_x^I \\ \Delta\tau_y^I \\ \Delta\tau_z^I \end{bmatrix} \quad (3.10.23)$$

여기서 $\Delta\tau_x^I, \Delta\tau_y^I, \Delta\tau_z^I$ 는 이동국의 이동을 관성센서로 측정한 각 축별 지연 시간 성분이고, $\Delta\tau_1^I, \dots, \Delta\tau_n^I$ 은 위의 이동국 좌표축 별 지연 시간 성분을 각 위성별 지연 시간 성분으로 변환한 값이다.

④ GPS/INS 초강결합을 위한 로컬 필터 모델링

초강결합을 위한 연합칼만 필터의 구조에서 로컬 필터는 GPS의 각 채널에서의 지연 시간 추정을 위한 것으로 로컬 필터를 위한 측정 데이터는 사용자의 움직임 정보를 반영하고 있는 변별기의 출력과 관성센서의 값이다.

위에서 설계된 지연 시간 모델을 이용하여 로컬 필터를 위한 측정 데이터를 아래 식으로 설정할 수 있다.

$$z_i = \Delta\tau_i^u - \Delta\tau_i^I \quad (3.10.24)$$

로컬 필터에서 추정하는 상태변수는 지연 시간의 변화량 성분에 해당하고 이는 랜덤 워크 (Random Walk) 모델을 적용하였다. 여기서 시스템 모델은 관성센서의 운동 모델을 고려하였고 실제 측정 데이터가 측정 잡음을 포함하고 있는 변별기의 출력을 나타내는 것이라면 시스템 모델은 시스템 잡음을 관성센서의 측정 오차로 간주하는 관성센서의

측정 데이터로 간주한다. 따라서 로컬 필터의 측정 데이터가 식 (3.10.24)이면 이를 이용한 새로운 상태 변수의 추정식은 다음과 같이 주어진다.

$$\tilde{x}_{i,k|k} = [I - K_i H_i] \tilde{x}_{i,k} + K_i z_i \quad (3.10.25)$$

이 결과로부터 추정된 상태변수 값은 지연 시간의 변화량을 나타내는 것이므로 기존 지연 시간 변화량 성분을 다음과 같이 갱신하게 된다.

$$\Delta \tilde{\tau}_i^u = \Delta \tau_i^u + \tilde{x}_{i,kk} \quad (3.10.26)$$

로컬 필터를 통해서 추정된 사용자의 움직임에 의한 지연 시간 성분은 다시 이전에 분리되었던 위성 움직임 성분을 추가함으로써 완성된다.

$$\Delta \tilde{\tau}_i = \Delta \tau_i^s + \Delta \tilde{\tau}_i^u \quad (3.10.27)$$

⑤ GPS/INS 초강결합을 위한 마스터 필터 모델링

마스터 필터의 측정 방정식에 대한 모델링은 다음과 같다. 마스터 필터의 입력은 알려진 대로 연합칼만 필터 구조에서 각 채널의 로컬필터에서의 지연 시간 성분 추정값 $\Delta \tilde{\tau}_i$ 가 된다.

$$v(t) = \begin{bmatrix} \Delta \tilde{\tau}_1 \\ \vdots \\ \Delta \tilde{\tau}_n \end{bmatrix} \quad (3.10.28)$$

로컬 필터로부터 추정된 지연 시간 변화량은 다음과 같은 신호 모델링이 가능하다. 이는 벡터 방식의 지연 추적 루프를 설계하는 방식과 동일하다.

마스터 필터에 입력된 신호 성분은 결국 사용자의 움직임 벡터에 의한 함수로 표현이 가능하며 이를 표현한 식이 아래와 같다.

$$v(t) = \begin{bmatrix} r(t)s'_1(t-\hat{\tau}_1) \\ r(t)s'_2(t-\hat{\tau}_2) \\ \dots \\ \dots \\ r(t)s'_n(t-\hat{\tau}_n) \end{bmatrix} \cong P_d A_k G(t_k) [x_k - \hat{x}_{k/k-1}] + n_k \quad (3.10.29)$$

이 수식을 다시 변별기의 출력과의 관계로 정리하면 다음과 같이 된다.

$$v(t) = \begin{bmatrix} r(t)s'_1(t-\hat{\tau}_1) \\ r(t)s'_2(t-\hat{\tau}_2) \\ \dots \\ \dots \\ r(t)s'_n(t-\hat{\tau}_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 D(\Delta\tau_1) \\ a_2 D(\Delta\tau_2) \\ \dots \\ \dots \\ a_n D(\Delta\tau_n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \dots \\ \dots \\ n_n(t) \end{bmatrix} \cong AP_d \begin{bmatrix} \Delta\bar{\tau}_1 \\ \Delta\bar{\tau}_2 \\ \dots \\ \dots \\ \Delta\bar{\tau}_n \end{bmatrix} + n \quad (3.10.30)$$

위의 측정식은 다시 마스터 필터의 필터 갱신 식에 들어간다.

$$\hat{x}_{k/k} = \hat{x}_{k/k-1} + K_k [v_k - H_k \hat{x}_{k/k-1}] \quad (3.10.31)$$

여기서 k 는 시간에 대한 샘플 인덱스이고, 추정된 상태 벡터는 사용자 움직임에 해당하는 위치 벡터이다. 이 값은 시간 k 에서의 위치 변화량이므로 위성과 사용자간 방향 벡터를 이용하면 다음과 같은 각 채널별 최적 지연 시간 추정값을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta\hat{\tau}_1 \\ \Delta\hat{\tau}_2 \\ \vdots \\ \Delta\hat{\tau}_n \end{bmatrix} = \vec{H} \begin{bmatrix} \hat{x}_k(x) \\ \hat{x}_k(y) \\ \hat{x}_k(z) \end{bmatrix} = \vec{H} \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \end{bmatrix} \quad (3.10.32)$$

코드 추적 루프에서의 의사거리는 위의 값이 반영된 루프 필터의 출력값에 해당된다.

$$\Delta CodeDCO = C_1(\hat{\tau}_k - \hat{\tau}_{k-1}) + C_2 \hat{\tau}_k \quad (3.10.33)$$

여기서 C_1, C_2 는 2차 페루프 구조를 가지는 루프 필터의 계수를 나타내며, 이 값은 코드 DCO의 변화량을 추정하기 위한 갱신값이므로 실제 코드 DCO 주파수는 다음과 같이 갱신된다.

$$CodeDCO_k = CodeDCO_{k-1} + \Delta CodeDCO_k = f_{DCO} \quad (3.10.34)$$

이렇게 추정된 각 채널별 코드 DCO 주파수를 이용하여 순간 순간 변화하는 코드의 도플러 주파수를 다음 식과 같이 계산할 수 있다.

$$\Delta f_{doppler} = f_{DCO} - f_{ZeroDoppler} \quad (3.10.35)$$

위 수식에서 구한 코드의 도플러 주파수는 결국 위성과 사용자 사이의 거리 변화 정보를 나타내는 값이므로 이를 이용하여 최종적으로 위성과 사용자 사이의 실제 지연 시간 성분은 다음과 같이 계산할 수 있게 된다.

$$\tau_k = \tau_{k-1} - \frac{\Delta f_{doppler}}{f_0} \times \Delta t \quad (3.10.36)$$

여기서 f_0 는 코드의 기본 주파수에 해당하고, Δt 는 Pre-integration Time에 해당된다. 이 값에 전파의 전파 속도인 광속을 곱함으로써 GPS의 의사거리가 측정된다.

⑥ GPS/CDMA망 결합 모델링

추정된 각 위성별 지연 시간(τ_i)에 광속을 곱한 GPS의 의사거리를 ρ_i 라고 하면 GPS와 CDMA의 각 의사거리 측정 벡터는 아래와 같이 표시할 수 있다.

$$[\rho_1 \ \cdots \ \rho_n \ R_1 \ \cdots \ R_m] \quad (3.10.37)$$

여기서 n 은 GPS의 의사거리 측정 벡터 개수이고 m 은 CDMA망에서 측정된 기지국과 이동국간 TOA의 개수를 나타낸다. 이때 측정된 기지국과 이동국간 TOA는 다음과 같은 모델 특성을 갖고 있다.

$$R_j = R_j^{true} + B_j + n_j \quad (3.10.38)$$

또는 바이어스가 순전히 비 가시경로 성분만일 경우는 다음과 같다.

$$R_j(t) = L_j(t) + e_{NLOS}(t) + e_m(t) \quad (3.10.39)$$

여기서 R_j^{true} 는 기지국과 이동국 사이의 실제 거리를 나타내고, B_j 는 다중경로 성분, 비 가시경로 성분($e_{NLOS}(t)$) 및 증계기 등에 의한 바이어스 특성을 갖는 모든 오차를 나타낸다. 그리고 두번째 수식에서 $L_j(t)$ 는 True에 해당하는 가시경로 성분이며, 마지막으로 n_j 및 $e_m(t)$ 는 측정 오차를 가리킨다.

본 연구에서 제안한 NLOS (비 가시경로) 오차 성분 제거 기법은 이전에 추정된 연속적인 특성의 위치 추정치를 이용하여 바이어스를 추정하고 제거하는 기법이다. 이 값은 기지국의 위치좌표, 사용자 또는 이동국의 이전 위치 정보로부터 계산된다. 여기서 이동국의 위치좌표가 앞 단의 추정에 의해 True에 가깝다면 다음과 같은 유도가 가능하다.

$$\hat{R}_j^{true} = \sqrt{(x_{BS}^j - \hat{x}_{MS})^2 + (y_{BS}^j - \hat{y}_{MS})^2} \quad (3.10.40)$$

이 수식으로부터 바이어스 성분은 다음과 같이 추정된다.

$$\hat{B}_j = R_j - \hat{R}_j^{true} \quad (3.10.41)$$

바이어스 추정값은 추정되는 사용자의 위치, 측정 데이터, 그리고 비 가시경로 등의 오차 성분에 대한 1차 모델을 적용하여 매순간 추정되는 값이다.

추정된 바이어스를 이용하여 GPS와 CDMA망의 혼합항법을 위한 알고리즘 ALFA에 적용하기 위해서는 다음과 같은 새로운 측정값을 필요로 한다.

$$[\rho_1 \quad \cdots \quad \rho_n \quad \hat{R}_1 \quad \cdots \quad \hat{R}_m] \quad (3.10.42)$$

여기서 초기값을 주어지는 두 시스템의 가중치 행렬은 다음과 같다.

$$W_{FIX} = [W_{GPS} \quad W_{CDMA}] \quad (3.10.43)$$

혼합된 두 측정 벡터를 위한 천이 행렬 (Transition Matrix)은 다음과 같이 혼합 형태이다.

$$H = \begin{bmatrix} \frac{H_{GPS}}{H_{TOA}} \\ \frac{H_{GPS}}{H_{TOA}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(X_1-x)}{\rho_1} & \frac{(Y_1-y)}{\rho_1} & \frac{(Z_1-z)}{\rho_1} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{(X_n-x)}{\rho_n} & \frac{(Y_n-y)}{\rho_n} & \frac{(Z_n-z)}{\rho_n} & 1 \\ \frac{(x_1-x)}{R_1} & \frac{(y_1-y)}{R_1} & \frac{(z_1-z)}{R_1} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{(x_m-x)}{R_m} & \frac{(y_m-y)}{R_m} & \frac{(z_m-z)}{R_m} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.10.44)$$

본 연구에서 제안한 ALFA는 GPS의 측정렬 개수와 CDMA망의 기지국 관측렬 개수를 이용한 측위 모드 판별 및 세부 측위 모드 판별을 통해 새로운 측정렬을 구성하는 알고리즘이다. 이때 구성된 새로운 측정렬은 측정렬의 가능한 조합에 의해 이루어진다. 여기서 세부모드를 위한 조합 순서를 q 라고 하면 다음과 같은 세부 모드 조합이 생성된다.

$$[\rho_1^q \ \cdots \ \rho_i^q \ \hat{R}_1^q \ \cdots \ \hat{R}_j^q] \quad (3.10.45)$$

이렇게 생성된 세부 모드 조합은 각 모드별로 다음과 같은 위치해와 오차 공분산 결과를 가지게 할 수 있다.

$$[(\tilde{x}, \tilde{y}, \tilde{z})_q, P_q] = SMFunction(\rho_i^q, R_j^q) \quad (3.10.46)$$

각 측위 모드 별로 추정된 새로운 좌표와 오차 공분산을 이용하여 다음과 같은 가중치 행렬 재계산을 수행한다. 이때 가중치 행렬의 재계산은 오차 성분이 상대적으로 큰 CDMA망의 기지국 별 TOA에 대해서만 적용하였다.

$$W_{new} = \begin{bmatrix} W_{GPS} & \frac{P_{PosMod}(BS_i)}{\min(P_{PosMod})} \end{bmatrix} \quad (3.10.47)$$

이 가중치 행렬을 적용하여 가중치 최소 자승법을 수행하면 최종 혼합된 위치 해를 다음과 같이 얻게 된다.

$$\hat{X}_{new} = (H^T W_{new} H)^{-1} H^T W_{new} y \quad (3.10.48)$$

⑦ GPS/INS/CDMA망 결합 시 측위 결과 비교

GPS와 INS, 그리고 CDMA망의 측위 시스템을 결합하는 과정에서 항상 결합과 혼합이 일어나는 것은 아니므로 이에 대응한 측위 결과를 비교하면 다음과 같다.

- GPS의 단독 위치해: $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})^{GPS}$
- CDMA망 단독 위치해: $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})^{AFLT}$
- INS의 단독 위치해: $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})^{INS}$
- GPS와 INS의 결합에 의한 위치해: $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})^{GPS/INS}$
- GPS와 CDMA망 결합에 의한 위치해: $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})^{ALFA}$
- GPS/INS/CDMA망 통합 필터의 위치해: $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})^{GIC}$

2. 통합 시스템 성능 분석 및 개선

가. 강결합 된 GPS/INS/CDMA망 통합시스템의 위치 결정 성능 분석

설계된 시뮬레이터를 이용한 성능 분석을 위해 사용자의 이동 경로에 따른 측위 성능 분석, 미약신호 환경에 따른 성능 분석과 GPS 수신기의 코드 추적루프의 성능 분석 등을 수행하였다.

(1) 이동 경로 별 측위 성능 분석

(가) 직선 이동 경로

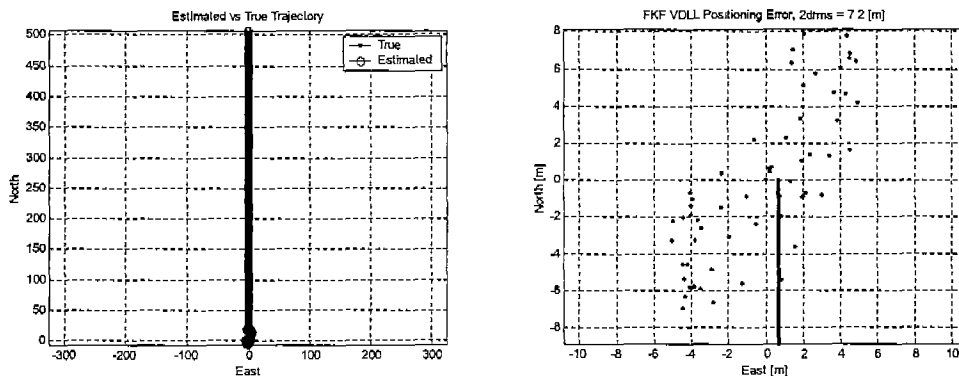


그림 3-10-5 추정된 이동 경로와 오차 크기(직선 이동)

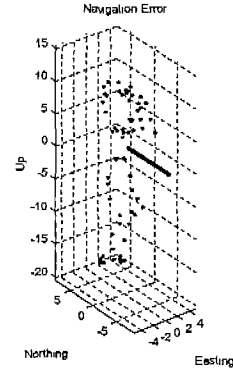
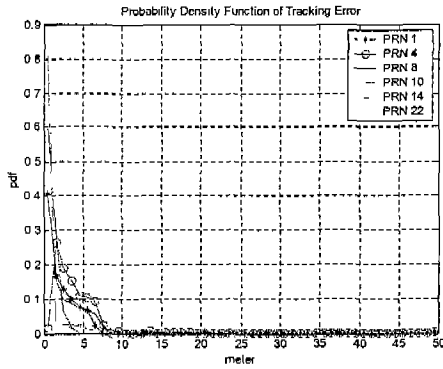


그림 3-10-6 의사거리 추정 오차와 축별 측위오차(직선 이동)

(나) 꺾자 이동 경로

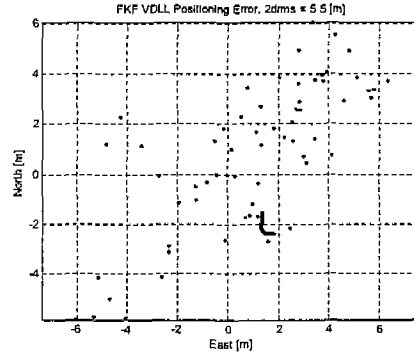
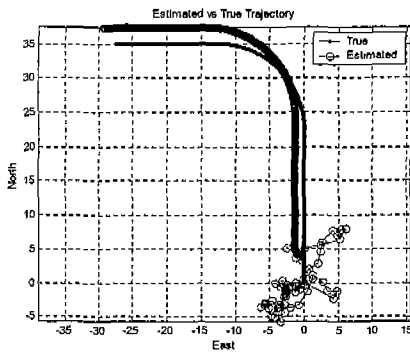


그림 3-10-7 추정된 이동 경로와 오차 크기(꺾자 이동)

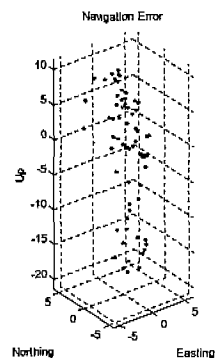
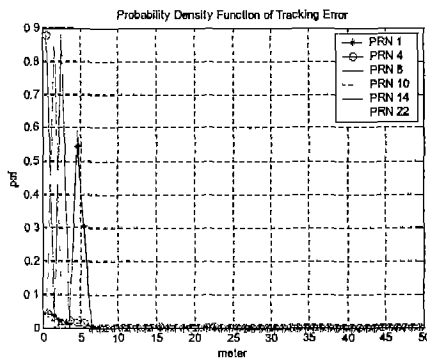


그림 3-10-8 의사거리 추정 오차와 축별 측위오차(꺾자 이동)

이동 및 회전이 포함되어 있는 이 시뮬레이션의 결과는 단순히 이동의 변화량만 존재하는 경우에 비해서 일부 위성 신호의 추적오차가 바이어스처럼 존재하는 특성을 나타내고 있다. 이는 특정 위성방향으로의 오차 성분이 바이어스처럼 남아 있는 경우로 판단된다.

(다) 회전 이동 경로

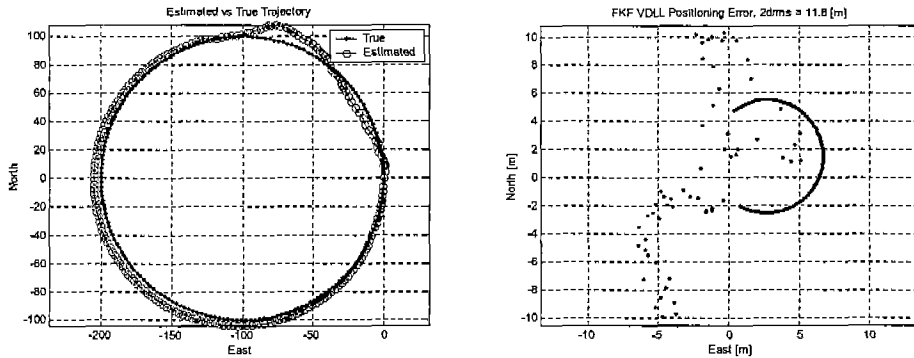


그림 3-10-9 추정된 이동 경로와 오차 크기(회전 이동)

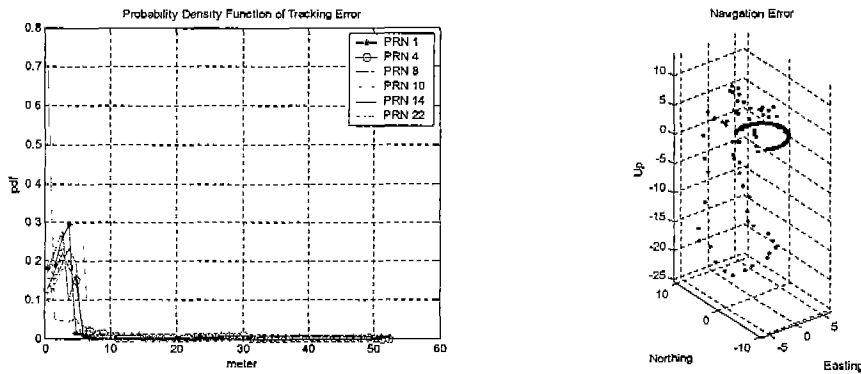


그림 3-1-10 의사거리 추정 오차와 축별 측위오차(회전 이동)

이 시뮬레이션은 회전 이동이 지속적으로 발생하는 경우로써, 앞의 다른 시뮬레이션 결과와는 추적 오차 형태가 다르게 나타나고 있다. 회전 이동 속도는 초당 100미터 정도의 고기동 움직임으로 시뮬레이션 되었으며 다수의 위성 신호 추적오차가 균일하게 비슷한 오차 크기를 나타내는 것이 특징이다.

(2) 미약신호 환경에서의 성능 분석

(가) 미약신호 한 개가 존재하는 경우

일반 GPS의 신호 추적은 미약한 신호의 추적을 정상적으로 수행하지 못하지만 통합 필터의 결과는 측위에 사용할 수 있는 정도의 추적을 수행하고 있다.

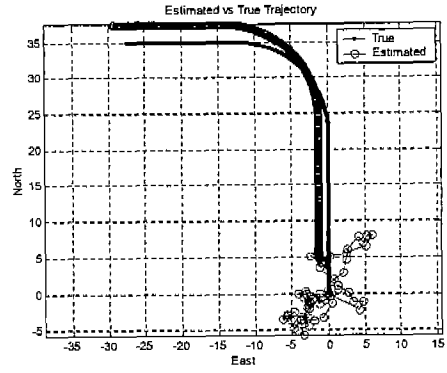
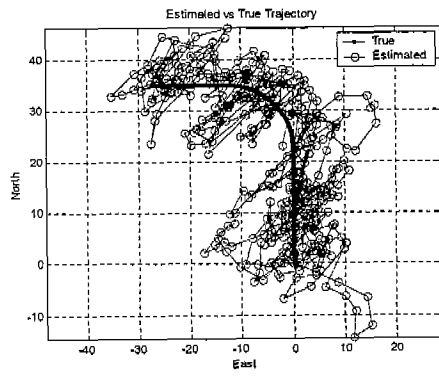


그림 3-10-11 1개 미약신호: 측위 결과 비교(일반 GPS vs. 통합 필터)

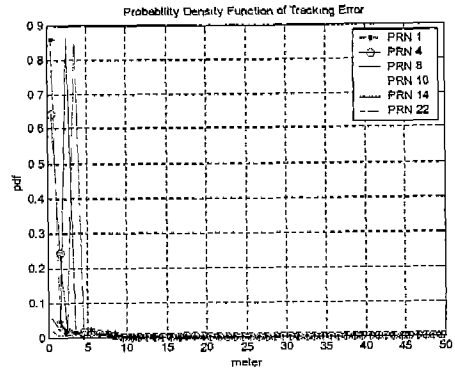
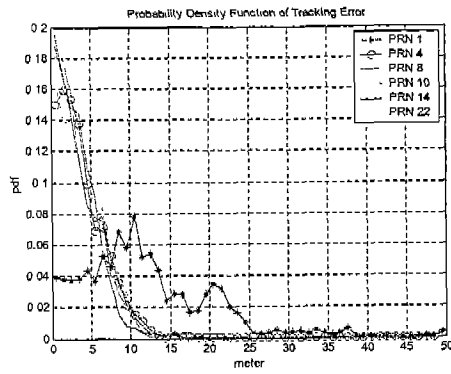


그림 3-10-12 1개 미약신호: 추적 오차 비교(일반 GPS vs. 통합 필터)

(나) 미약신호 두 개가 존재하는 경우

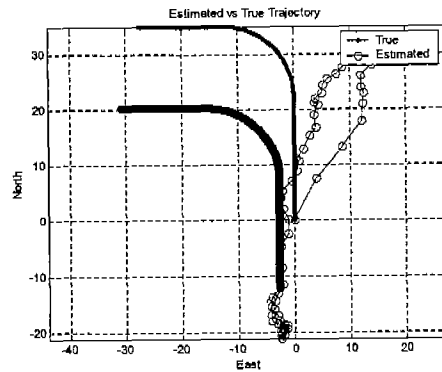
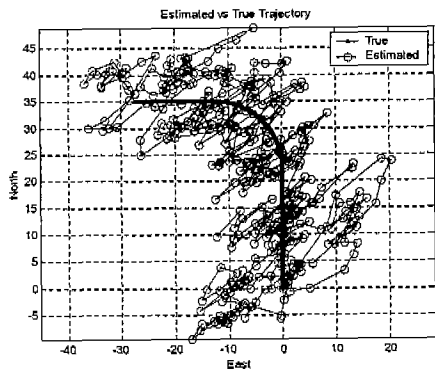


그림 3-10-13 2개 미약신호: 측위 결과 비교(일반 GPS vs. 통합 필터)

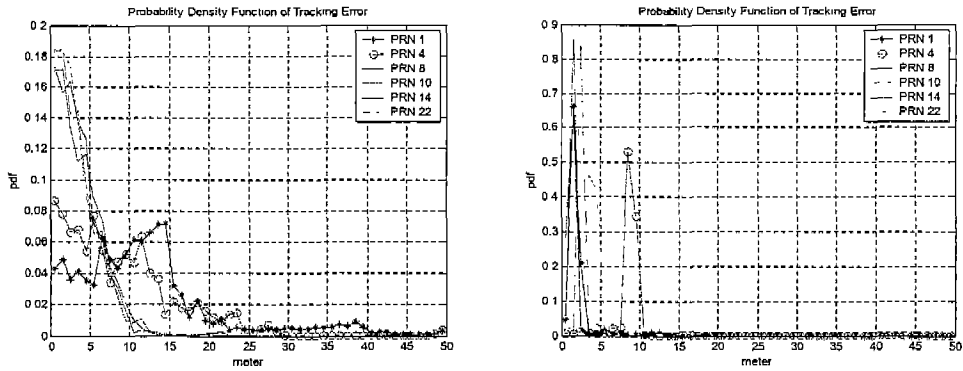


그림 3-10-14 2개 미약신호: 추적오차 비교(일반 GPS vs. 통합 필터)

미약한 신호가 두 개 존재하여 정상 신호는 4개뿐인 상태에서 통합 필터에서는 미약한 신호의 추적에 있어서 약간의 어려움을 보이고 있다. 즉, 미약한 신호에 의해 특정 방향으로 편향된 결과를 보이는 특징이 있다. 그럼에도 불구하고 이 결과는 일반 GPS의 신호 추적 및 측위 결과에 비해 우수한 결과를 나타내고 있다.

(3) GPS 코드 추적 루프 성능 분석

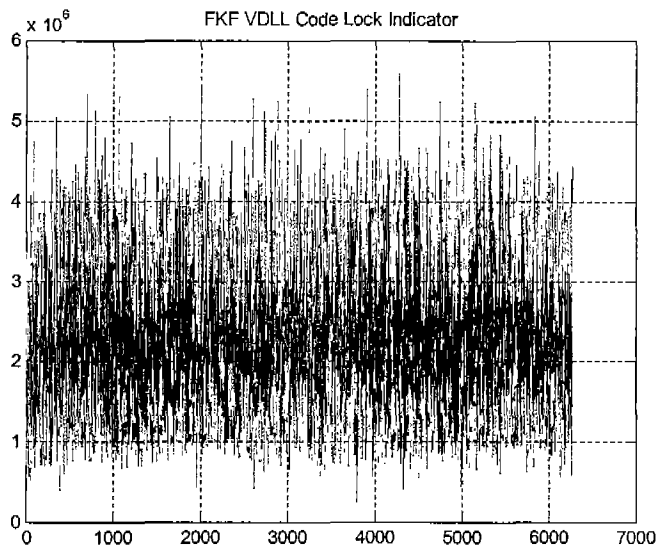


그림 3-10-15 수신 신호의 Lock Indicator 환산값

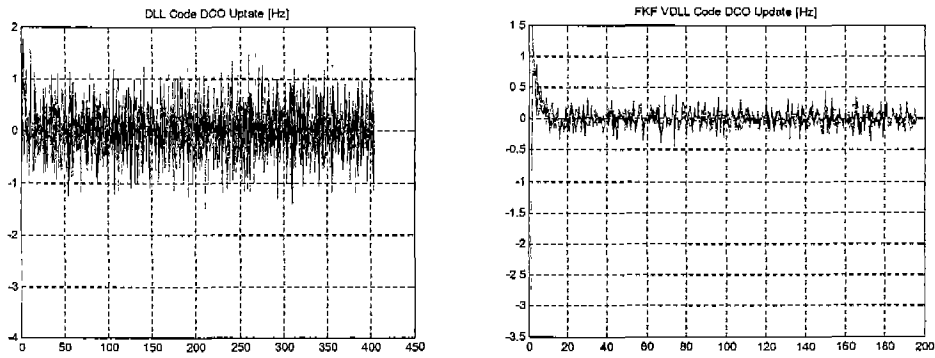


그림 3-10-16 Code DCO Update 비교(일반 GPS vs. 통합 필터)

통합 필터의 코드 DCO 갱신값의 변화가 0.5칩 이내로 안정적인 상태이므로 Pull-Out Region의 개선을 기대할 수 있다.

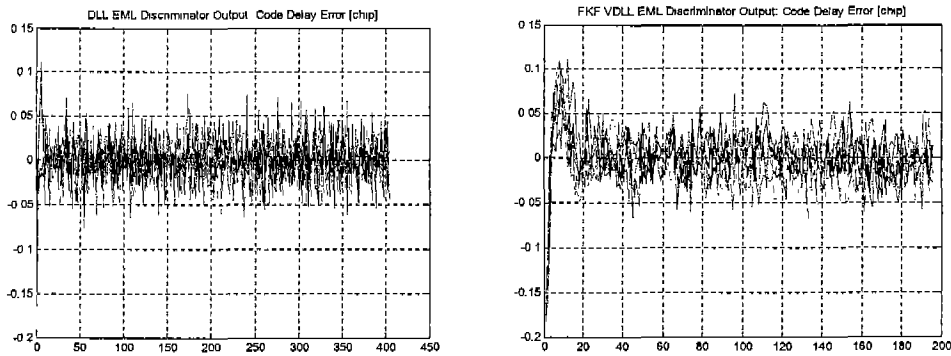


그림 3-10-17 변별기 출력(일반 GPS vs. 통합 필터)

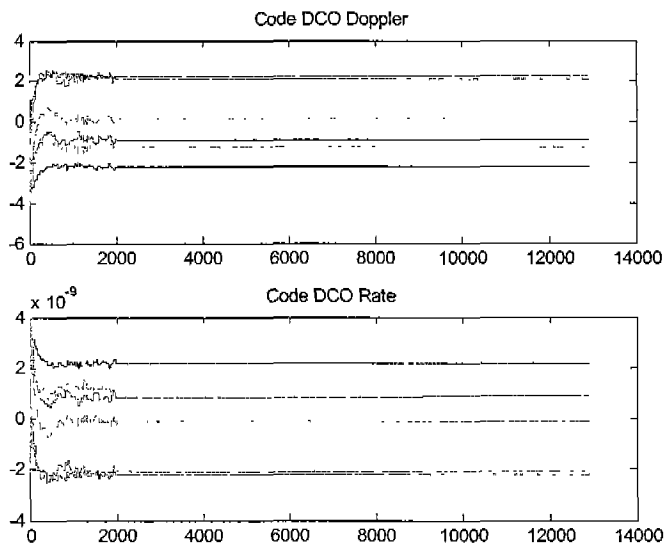


그림 3-10-18 Code DCO 도플러 값과 DCO 변화량

변별기의 출력에는 큰 변화가 눈에 띄지 않지만 고주파 영역의 잡음 성분이 사라진 것으로 판단되며 Code DCO 도플러 추정치와 변화량은 정확하게 사용자와 위성의 움직임에 의한 변화를 가리키고 있음을 그림으로부터 알 수 있다.

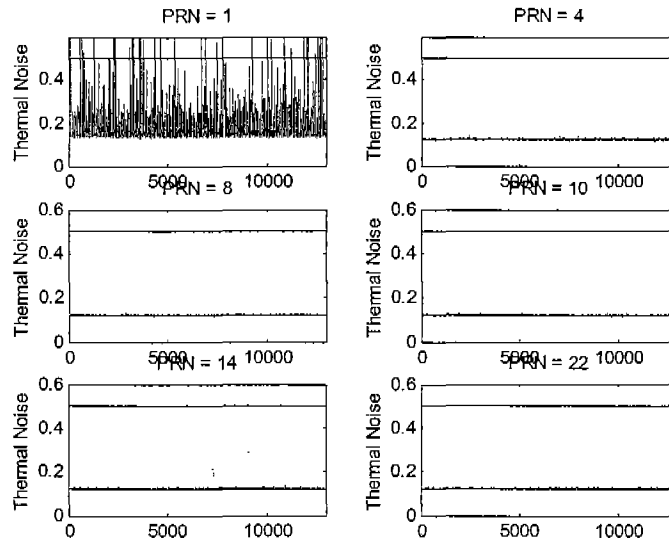


그림 3-10-19 추적루프 열잡음 특성 (PRN 1은 미약신호)

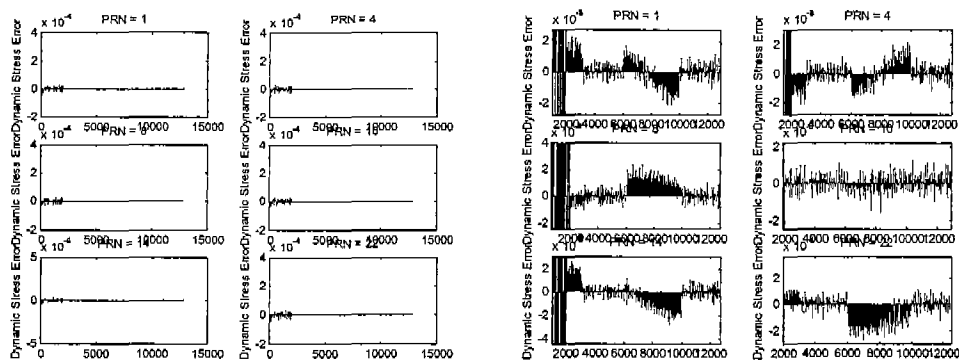


그림 3-10-20 Dynamic Stress Error (오른쪽은 확대 그림)

추적루프의 열잡음 오차와 Dynamic Stress 오차는 임계값보다 낮은 수준을 잘 유지하고 있으며 미약신호 (PRN 1)의 열잡음 오차는 SNR에 비례하여 임계값까지 상승하는 것을 볼 수 있다. 여기서 통합필터의 두드러진 특징은 Dynamic Stress 오차가 INS의 결합으로 거의 발생하지 않는 결과를 보여주고 있다.

나. 상용 GPS폰을 이용한 ALFA의 성능 분석

(1) 상용 GPS 폰의 측위 원리

상용 GPS 폰은 벨컴에서 상용화 한 GPSOne 모듈을 내장하고 있으며, 전화 사용자가 요구하는 순간에만 자신의 위치를 계산하기 위한 GPS 신호를 획득하는 구조를 갖고 있다. 그리고 CDMA망의 파일럿 정보를 이용한 무선 측위를 수행하기 위해 주변 기지국들의 파일럿 위상 측정 정보인 TDOA를 수집하는 기능도 갖추고 있다. 전화기에서의 GPS 기능은 망 도움방식 GPS 동작 원리가 구현되어 있는 것으로써 초기 신호 획득 및 추적을 빠르게 수행하기 위한 도움 정보를 측위 서버에 요청하여 망을 통해 수신하도록 되어 있다[2,7].

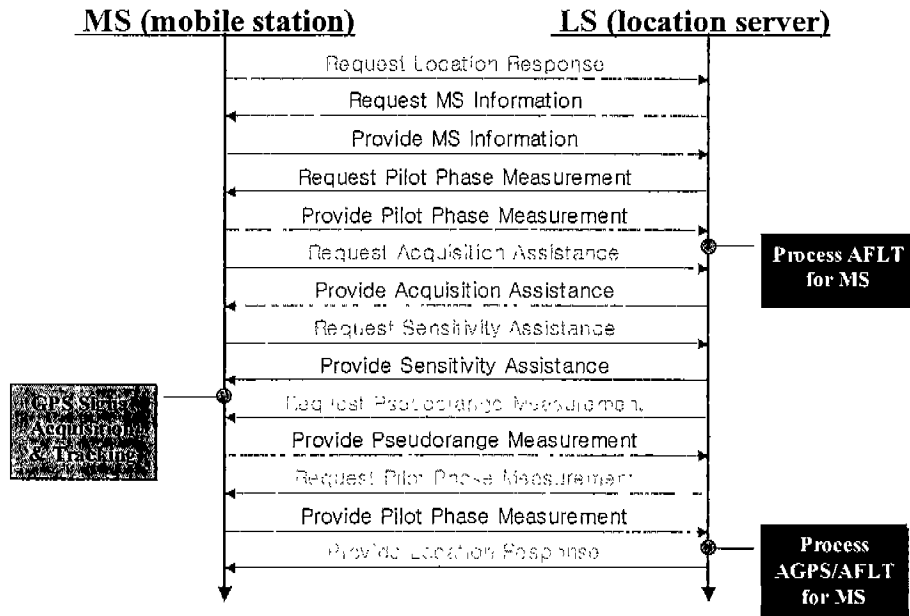


그림 3-10-21 측위를 위한 메시지 교환 내용 및 절차

위 그림은 사용자의 위치를 결정하기 위해 사용자가 휴대한 이동국과 기지국 및 측위 서버 사이에서 교환하는 메시지 내용과 절차를 도식화 한 것으로 교환되는 메시지는 IS-801 표준에 근거한 Position Determination Data Messages (PDDM)을 교환한다[7]. 현재 상용화 된 GPS 전화기의 위치 계산 방식은 망 도움 방식이고 사용자의 이동 단말기에서 측위를 하지 않고 측위 서버에서 측위 알고리즘을 수행하도록 되어 있다.

(2) 측정 데이터 획득 절차

GPS 폰으로부터 의사거리와 파일럿 측정 데이터인 TDOA를 얻기 위해서는 의사거리 전달 메시지와 파일럿 위상 측정 정보 전달 메시지를 분석해야만 얻을 수 있게 된다[7].

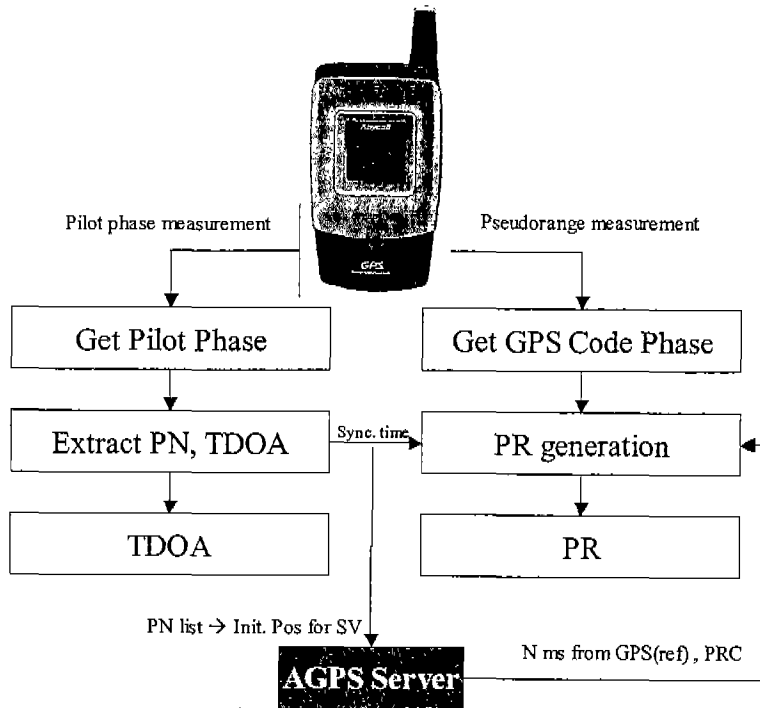


그림 3-10-22 GPS 폰 정보를 이용한 데이터 추출 과정

(3) 실험 데이터를 이용한 측위 결과

알고리즘을 검증하기 위한 시험 장소는 실외와 실내를 모두 포함하고 있으며 측위 결과는 상용 GPS 폰이 제공하는 사용자의 위치 정보와 본 연구에서 제안한 ALFA 알고리즘을 적용한 결과를 비교하였다.

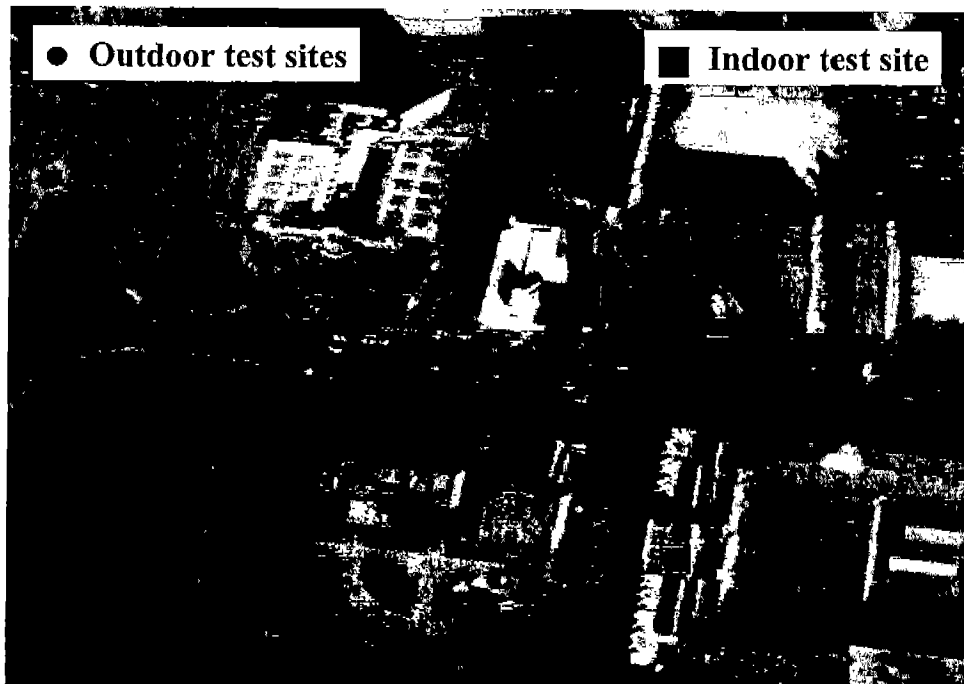


그림 3-10-23 실외 및 실내 실험 장소

(가) 실외 측위 실험 결과

GPS 모듈을 위해서 실외가 항상 좋은 결과를 주는 것은 아니다. 높은 빌딩이 밀집되어 있거나 외부 요인에 의해 GPS 수신 신호가 차단되는 경우가 매우 빈번하게 발생하기 때문이다.

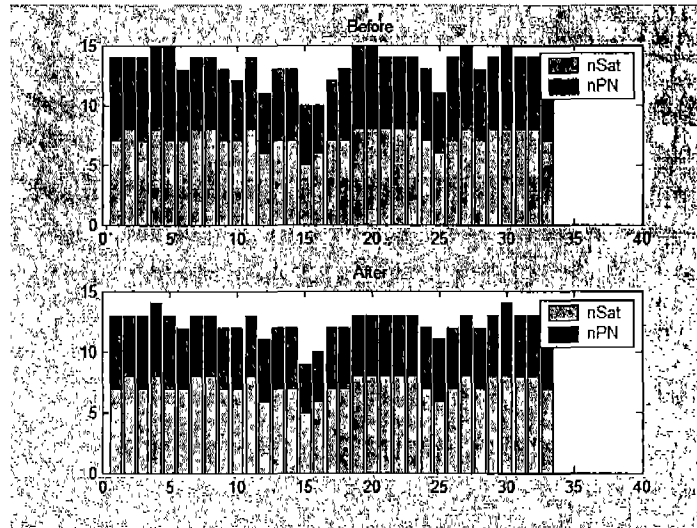


그림 3-10-24 실외에서의 측정 데이터 개수 비교

측정 데이터 개수의 비교에 있어서 ‘before’ 와 ‘after’ 의 차이는 SNR과 측정 오차의 크기를 고려하고 중복된 기지국 좌표를 갖는 PN을 제거하지 않은 경우와 한 경우를 말하는 것으로 측위에 사용되는 측정 데이터의 수준과 개수를 결정하는 중요한 척도가 된다. 여기서 ‘nSat’ 은 GPS 관측위성 개수이고, ‘nPN’ 은 PN 또는 TDOA의 관측 개수를 의미하다. 결과적으로 GPS는 평균 6.3개의 위성을 관측하였고 파일럿 관측 개수는 평균 5.9개를 기록하였다.

이 결과가 나타내는 것처럼 실외에서는 GPS의 관측위성 개수는 항상 GPS 단독으로 측위가 가능한 4개 이상임을 보여주고 있으므로 실외에서의 측위 결과는 거의 GPS에 의해 측위가 수행된 결과를 나타내는 것이다. 따라서 측위 결과는 실외의 경우 상용 GPS 폰이 제공하는 측위 결과와 제안된 ALFA가 수행한 측위 결과가 거의 비슷한 결과를 보여주고 있다는 것을 아래의 측위 결과 비교 그림으로부터 판단할 수 있다.

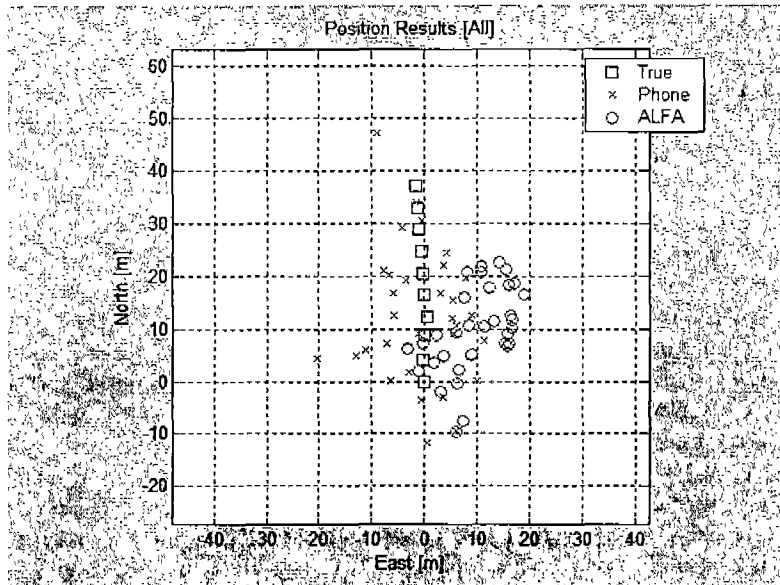


그림 3-10-25 실외에서의 측위 결과

(나) 실내 측위 실험 결과

실내에서의 측위 실험은 제안된 알고리즘에 있어서 매우 중요한 결과를 안겨준다. 실내에서는 대부분의 시스템이 측위가 불가능한 상태에 놓이게 되는데 이는 측위를 위해 필요한 측정 데이터를 충분히 확보하지 못하기 때문인 것이다. 그러나 상용 GPS 폰과 제안된 ALFA는 모든 경우에 대해서 위치를 계산한 결과를 제공할 수 있음을 결과에서 보여주게 되는데 두 알고리즘의 결과적인 차이점은 요구되는 측위 정확도를 만족시키는 경우가 얼마나 되는가가 관건이라 할 수 있다.

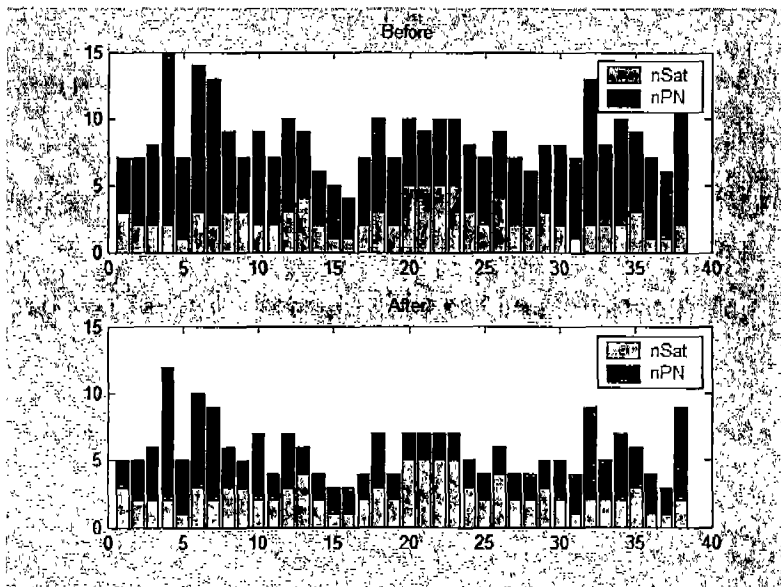


그림 3-10-26 실내에서의 측정 데이터 개수 비교

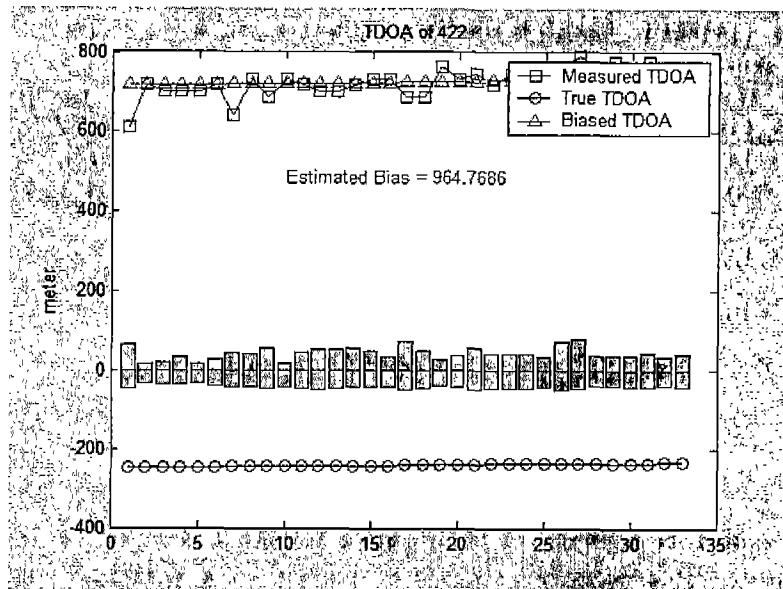


그림 3-10-27 PN 422의 TDOA 측정값 추정된 바이어스

위 결과는 실외 실험과 어떻게 다른지를 극명하게 나타내는 그림이다. 실외에서는 GPS나 CDMA망이 단독으로도 측위가 가능한 정도의 측정열을 획득할 수 있으나 실내에서는 그런 기본적인 측정량을 확보하기 어렵다는 점이다. 결과에 의하면 GPS의 경우 평균 2.5개의 위성을 관측할 수 있으며, CDMA망의 파일럿 수신 개수는 평균 6.08개를 나타내고 있다. 여기서 중복되는 좌표 정보를 가지는 동일 위치의 기지국 정보를 제거하고 나면 평균 약 3.28개가 되므로 GPS나 CDMA망의 무선측위나 단독으로 측위를 할 수 있는 정도가 되지 못하므로 ALFA와 같은 알고리즘이 절실히 요구되는 적절한 상황임을 알 수 있다.

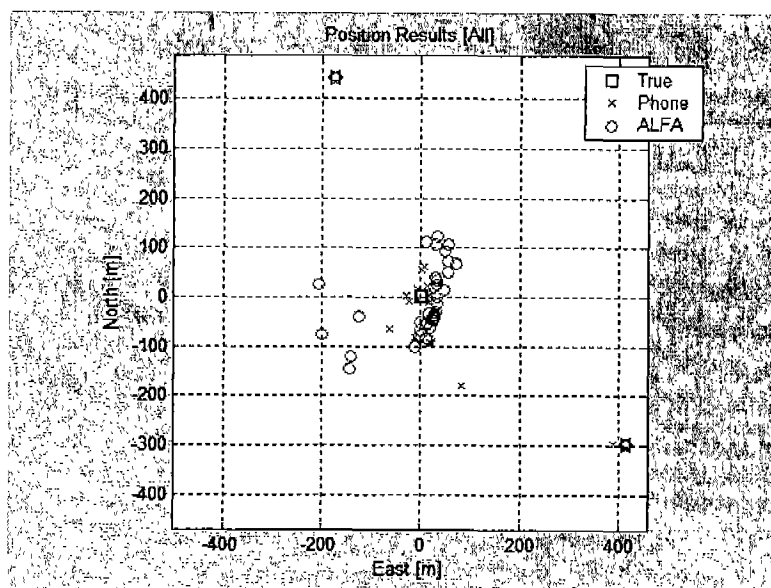


그림 3-10-28 실내에서의 측위 결과

두 시스템이 똑 같은 측정 데이터를 이용하여 측위한 결과를 비교해 보면, 우선 실외보다 상당히 측위 오차가 커진 것이 눈에 띄고 수 십 미터 이내에서의 위치 확인은 불가능한 수준이다. 그러나 망 기반 측위 요구 정확도를 기준으로 결과를 판단해 보면 제안한 알고리즘인 ALFA의 측위 오차는 2D rms가 97미터를 나타내었고 이는 요구되는 측위 정확도 100미터 이내를 만족한다. 반면 상용 GPS 폰의 측위 오차는 평균 380미터를 나타내는 의외의 결과를 볼 수 있었는데 이에 대한 원인은 측위 오차의 히스토그램 분석을 통해 파악이 되었다. 즉, 측위 결과의 히스토그램에 의하면 ALFA의 경우 모든 경우에 대해서 완벽하게 혼합 측위를 수행한 반면 상용 GPS 폰은 GPS에 의존하여 관측 가능한 GPS의 위성 개수가 3개 이하로 떨어지는 경우는 ALFA 처럼 혼합측위를 수행하기 보단 주 기지국 좌표의 근처에 위치해줄 주고 있음을 알 수 있다. 이 결과는 측위 결과 비교에서 상대적인 좌표 점인 (x: 400, y: -300) 위치에 거의 모든 상용 GPS 폰의 측위 결과가 몰려 있음을 알 수 있다.

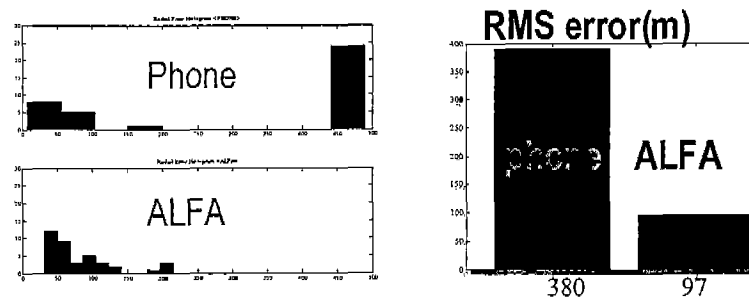


그림 3-10-29 상용 GPS폰과 ALFA의 측위 결과 비교

위의 측위 결과에 대해서 측위 정확도 요구사항인 100미터 이내 기준을 적용해 보면 상용 GPS 폰의 경우 이를 만족하는 확률이 34.21%에 불과한 반면 제안된 ALFA 알고리즘은 이의 약 두 배에 해당하는 68.42%가 되는 것으로 분석되었다. 이 결과를 다시 가용율로 따져 보면 ALFA는 100% 유효한 정보로 이용할 수 있는 반면에 상용 GPS 폰은 위의 34.21%이외의 나머지 결과는 전혀 유용한 정보로 이용이 불가능할 정도로 오차 범위가 큰 것으로 분석되었다[5].

제11절 GPS/INS/CDMA망 통합 시뮬레이터 개발

1. 소프트웨어 기반 시뮬레이터

가. PC 기반 GPS/INS/CDMA망 통합 시뮬레이터 개발

제안된 GPS/INS/CDMA망 통합 필터의 성능을 PC에서 검증하기 위해 Matlab 툴 기반의 시뮬레이터를 설계하였다. 여기서는 이의 설계 과정과 이를 이용한 성능 분석 결과를 보인다.

(1) 사용자 궤적 생성

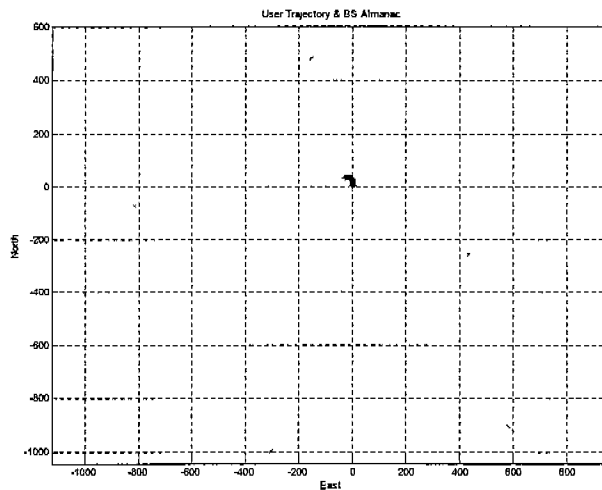
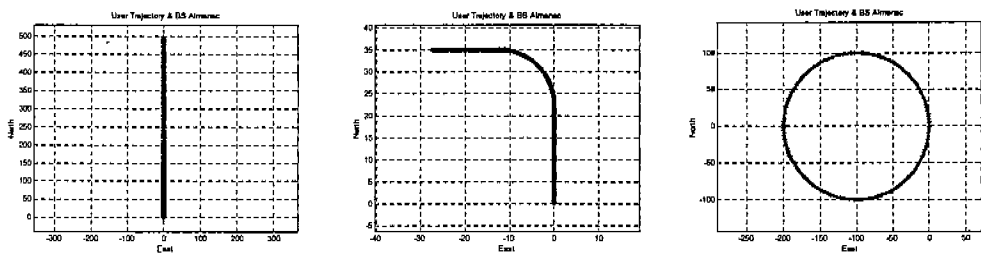


그림 3-11-1 사용자 궤적 및 기지국 배치



(a) 직선 이동

(b) 꺾자 이동

(c) 회전 이동

그림 3-11-2 사용자 이동 경로

(2) 각 센서 및 시스템 데이터 생성

각 시스템의 설계를 위한 파라미터는 다음과 같다.

- GPS의 가시 위성 개수 : 6개 (1, 4, 8, 10, 14, 22)
- GPS 위성 신호의 초기 신호 대 잡음비 : -20 Db
- GPS 수신 데이터 샘플링 주파수 : 40/7 MHz (5.714 MHz)
- IMU의 센서 잡음 수준 : LN-1700급
- IMU 데이터의 샘플링 주파수 : 100 Hz
- CDMA망 기지국 개수 : 8개
- CDMA망 파일럿 측정 데이터의 유형 : Time-Of-Arrival (TOA)
- 각 PN의 NLOS 수준 : GPS 폰의 실측 데이터에서 추정 (All NLOS)
- 각 PN의 측정잡음 수준 : 1/32 Chip x 랜덤 변수
- CDMA망 TOA 데이터 샘플링 주파수 : 1000 Hz

(가) GPS의 Baseband I & Q

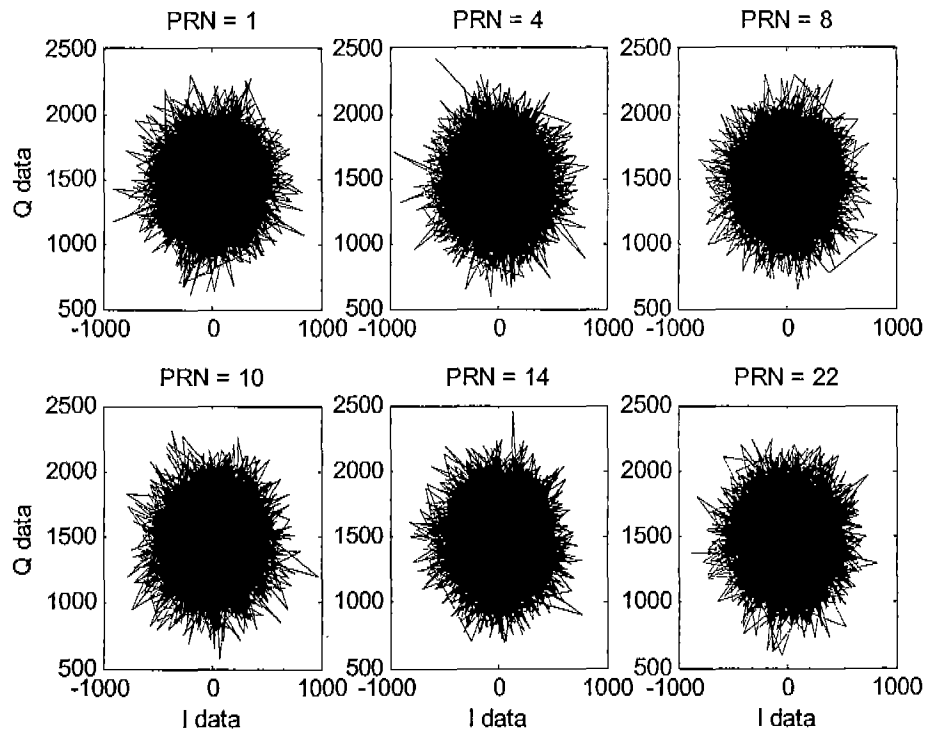


그림 3-11-3 GPS의 Baseband 레벨 In-phase & Quadrature-phase

(나) IMU의 가속도 데이터

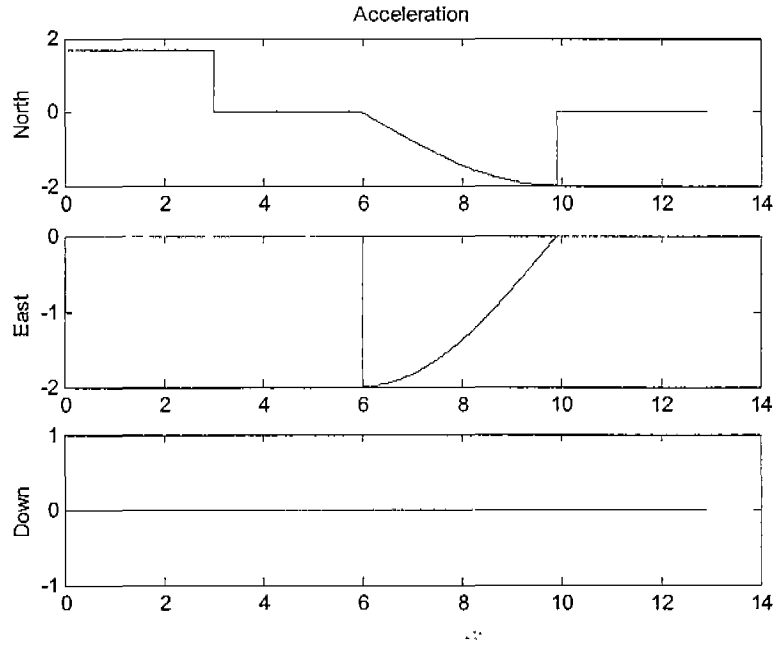


그림 3-11-4 IMU의 센서 축별 가속도 성분

(다) CDMA망의 TOA

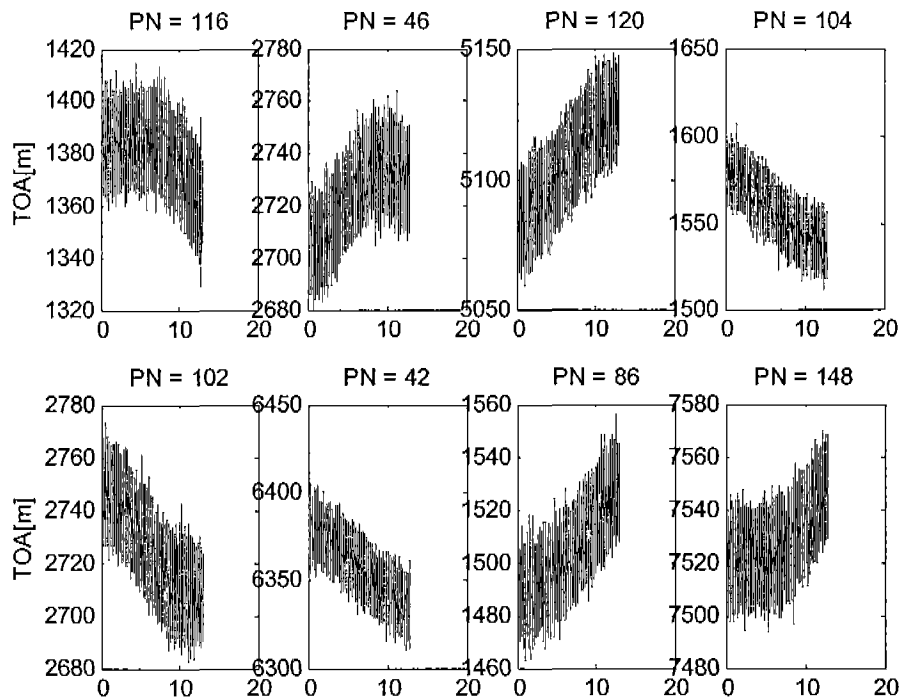


그림 3-11-5 각 기지국 PN별 TOA 측정값

(3) 통합 필터 모듈

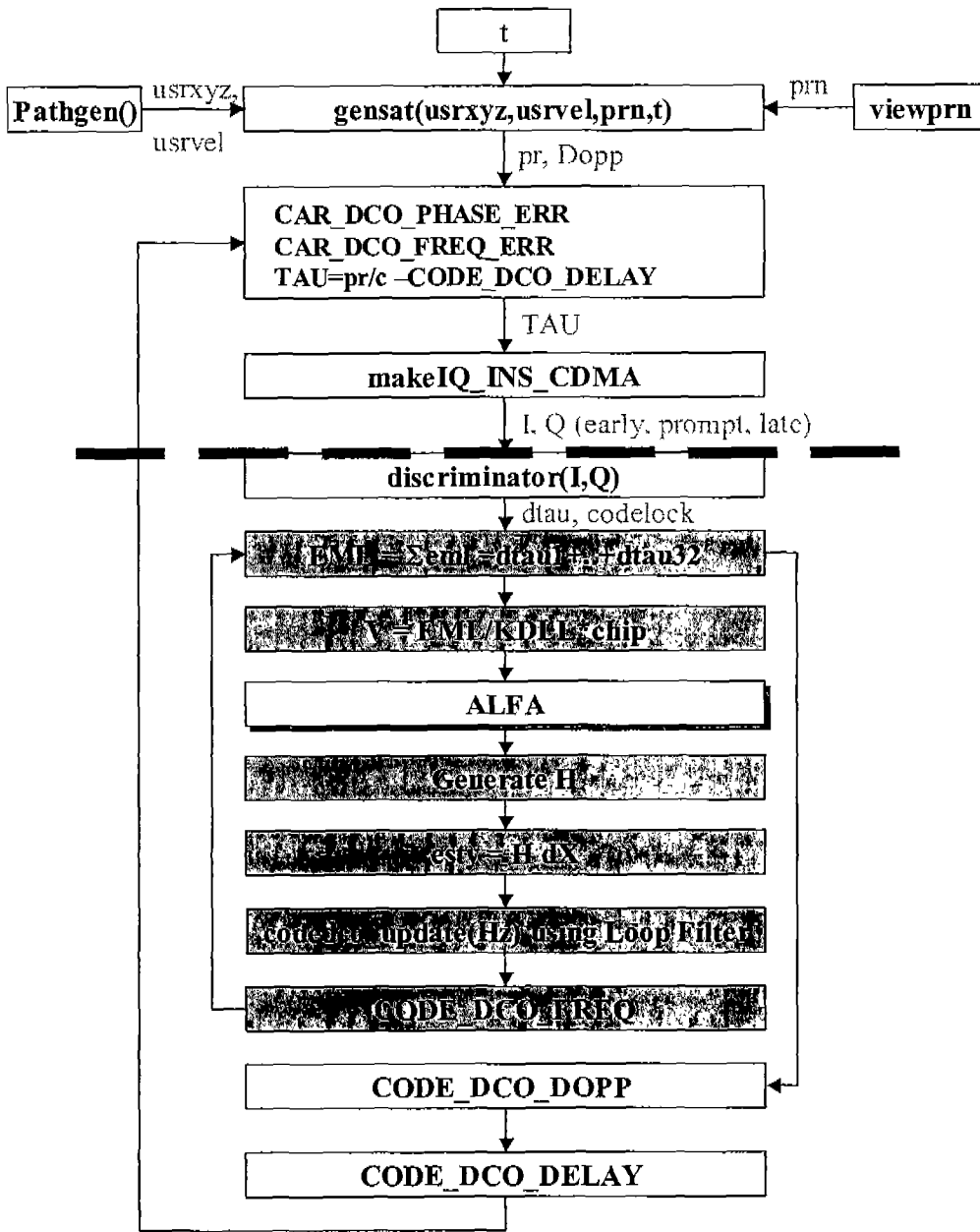


그림 3-11-6 통합 필터 시뮬레이터 흐름도

2. 완전성감시 및 모니터링 시스템 개발

가. GPS 반송파 신호 발생 모듈 제작

GPS/INS 결합 시스템의 GPS 부분을 담당하는 모듈로써 GPS 정보를 제공하도록 제작되었다. 이 모듈은 NovAtel 사의 OEM4 GPS 수신기를 기본으로 하여 제작되었는데 OEM4 수신기는 L1/L2의 반송파를 이용한 위치 측정까지 가능한 수신기이지만 통상 반송파를 이용한 위치 측지에서는 두 대의 수신기를 이용한 이중차분이 필요하다.

따라서, 본 연구에서는 단일 수신기를 기본으로 제작하였으므로 단일 측위만 가능하게 제작되었다.

(1) 입력 데이터

GPS 모듈이 필요로 하는 정보는 GPS 시간과 항체의 ENU 좌표계에서의 3축 위치 정보이다. 이 정보는 Motion Generator Module (이하 MGM)에서 생성되어 랜을 통해 GPS 모듈로 송신된다. 이 정보를 바탕으로 해서 GPS 관련 데이터를 생성해 낸다. 이를 위해서는 필수적으로 GPS 위성 데이터가 필요로 하게 되는데 이는 이미 GPS 모듈내에 삽입 되어 있고 GPS 시간만의 입력으로 계산할 수 있다. 정보 제공 주기는 현재 1Hz를 기본으로 하며, 프로그램 여하에 따라 더 많은 주기로 정보를 제공해 줄 수 있도록 되어 있다.

(2) 출력 데이터

출력 데이터는 크게 3가지로 나뉜다. 첫번째는 SATXYZ 정보, 두번째는 RANGE 정보, 마지막으로 세번째가 BESTPOS 정보이다.

첫번째, SATXYZ 정보에는 GPS 위성의 ECEF좌표계 상의 x, y, z 정보가 담겨 있으며 또한, 전리층 지연 보정 정보, 대류권 지연 보정 정보, 위성 시계 오차 보정 정보가 담겨 있다. 두번째, RANGE 정보에는 각 위성과 GPS 안테나 사이의 의사 거리 정보가 담겨 있다. 이 정보에는 반송파 정보인 ADR값을 위한 필드가 담겨 있으나 본 HILSIM에서는 반송파를 지원하지 않으므로 데이터 필드의 값은 NULL이다.

GPS를 이용한 단일 측위에서 위치해를 구하기 위한 정보는 위의 두 데이터 SATXYZ와 RANGE이다. 이것은 직접적인 GPS 안테나의 위치 정보를 제공해 주지는 않는다. 안테나의 위치 정보는 세번째 데이터 BESTPOS에서 알 수 있다. BESTPOS에는 GPS 안테나의 ECEF 상의 3차원 위치 정보가 담겨 있다. 따라서 이 정보만 수신하게 되면 사용자의 위치를 알 수 있게 된다.

이렇게 생성된 GPS 정보는 19200bps의 속도를 가진 시리얼 포트를 통해 출력된다. GPS 수신기는 통상 9600bps의 속도로 위치 정보를 제공하나 GPS 모듈이 모방하고 있는 OEM4 수신기의 경우 115200bps까지 정보를 제공할 수 있다. 따라서 프로그램 여하에 따라 115200bps까지 지원하게 제작되었으며 본 연구에 사용된 속도는 통상 속도보다 높은 19200bps로 하였다.

(3) PC 사양

GPS 모듈에 사용된 PC의 사양은 다음과 같다.

- CPU : Celeron 266MHz
- RAM : 96M
- HDD : 4G
- OS : Redhat Linux 7.3 + RTLinux 3.2 pre1
- Ethernet : Realtek 100Mbps
- IP : 192.168.0.23
- Serial Port : Com1 - 19200bps
- Parallel Port : 10Pin, IRQ 7

(4) 오차

표 3-11-1 GPS 모듈에 삽입된 GPS 오차

	GPS Module	
	평균	표준편차
대류권 오차	5.14	2.80
전리층 오차	10.63	3.27
위성 궤도 오차	0	0.5
시계 오차 등	1	2

GPS 측정 오차에는 6가지가 있다. GPS Module에서는 그 중 5가지 오차를 삽입해서 GPS 데이터를 생성한다. 나머지 하나의 오차는 다중 경로 오차로써 이는 GPS 안테나 주위의 환경에 의한 요인이 크게 작용하므로 모델링이 거의 불가능하다. 따라서 본 모듈에서는 이를 제외한 나머지 5가지 오차를 삽입하였다. 오차에 대한 수치상의 데이터는 표 3-11-1과 같으며 위성 시계 오차 및 수신기 시계 오차는 백색잡음의 성격이 짙으므로 합산해서 삽입하였다.

(5) 성능 비교

본 모듈의 성능을 파악하기 위해 OEM4 수신기로 정적 위치 정보와 비교하였다.

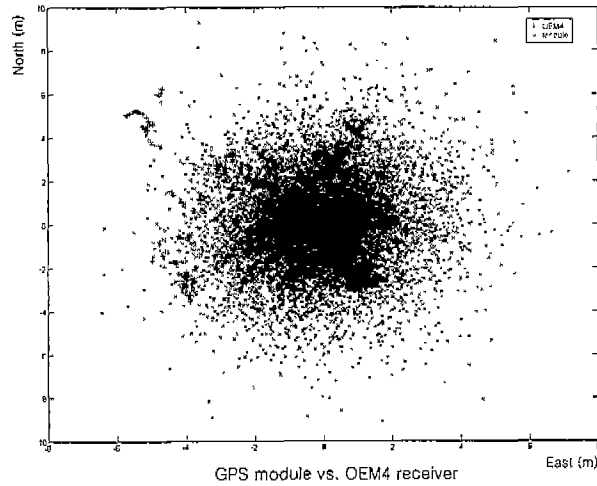


그림 3-11-7 GPS 모듈과 OEM4수신기의 평면 오차 비교

그림 3-11-7은 GPS 모듈에서 생성된 정적 위치와 OEM4 수신기가 측정한 정적 위치를 평면 방향으로만 비교한 그림이다. 비교 대상인 OEM4 수신기에 비해 GPS 모듈의 성능이 떨어지는 것으로 보이나 통상의 GPS 수신기 평면 오차가 10m 이므로 이보다 훨씬 좋은 성능의 수신기임을 알 수 있다. 따라서 삽입된 오차 값을 수정함으로써 OEM4에 상응하는 위치 정밀도를 구현할 수 있음에도 본 연구에서는 통상의 GPS 수신기 보다 높은 정도의 정확도를 구현하는 정도의 정밀도로 모듈의 정밀도를 구현하였다.

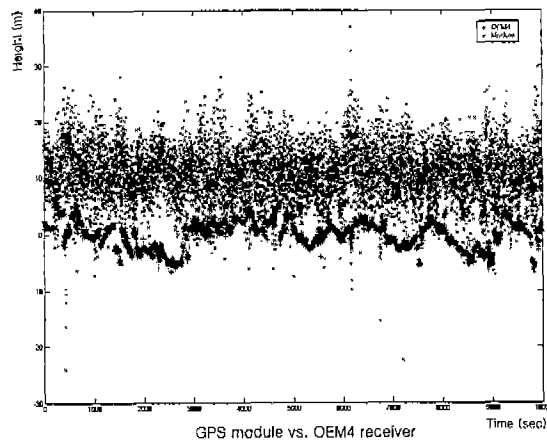


그림 3-11-8 GPS 모듈과 OEM4수신기의 고도 오차 비교

그림 3-11-8은 GPS 모듈과 OEM4수신기의 정적 위치 정보에서 고도 정보만 표시한 그림이다. OEM4 수신기의 경우 고도 방향 편차가 크지 않으나 GPS 모듈의 경우 백색잡음의 영향으로 고도 방향 편차가 크다는 것을 알 수 있다. 하지만 통상 GPS 수신기의 경우 보다 성능은 우월하므로 GPS 수신기를 모방하는 것에는 별 무리가 없다는

것을 확인할 수 있다.

표 3-11-2 GPS 모듈의 오차 분석

	GPS Module			
	평균	표준편차	1σ	2σ
평면 오차	2.263	1.342	2.748	4.802
3차원 오차	7.996	3.531	9.308	14.766

나. 위치 및 자세 결정 모듈 제작

본 연구에서는 비행체의 위치 및 자세를 측정하는 방법으로 GPS를 이용한다. GPS를 이용하여 위치를 구하는 방법은 크게 코드를 이용하는 방법과 반송파를 이용하는 방법으로 나눌 수 있다. 코드를 이용하여 위치를 구하는 경우의 오차는 약 10m이상으로 자세를 구하기엔 그 정확도가 부족하다. 반면에 반송파를 이용하는 경우 1~2cm이하의 정확도를 얻을 수 있으므로 두 개 이상의 수신기를 이용한다면 자세를 측정할 수 있다.

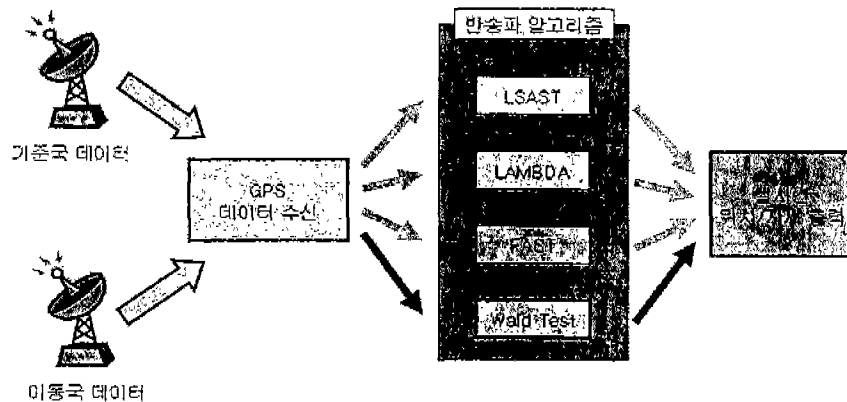


그림 3-11-9 GPS반송파를 이용한 위치결정

GPS반송파를 자세측정에 이용하는 경우 기저선을 이용할 수 있으므로 보다 정확하고 빠르게 자세를 측정할 수 있다. GPS수신기 2개를 이용할 경우 Pitch와 Yaw를 측정할 수 있으며, 3개를 사용할 경우 Pitch와 Yaw, Roll 모두를 측정할 수 있다.

(1) 실시간 반송파 프로그램[1,2]

실시간 반송파 프로그램의 구조는 크게 6단계로 나눌 수 있다. 가장 기본적인 단계는 GPS수신기로부터 데이터를 수신하는 부분이다. 이 단계에서는 완벽한 데이터를 분리해내야 하며, 불량 데이터를 일차적으로 걸러낸다.

미지정수 후보를 결정하는 단계는 실수미지정수로부터 일정한 범위를 설정하여 구한다.

이 단계는 위성 또는 수신기에 고장이 발생하기 전까지는 한번만 수행한다.

미지정수 결정단계는 가장 중요한 단계로 미지정수를 결정하는 다양한 알고리즘이 있다. 고장검출 단계는 미지정수를 결정하였더라도 사이클슬립과 같은 문제가 발생할 경우 매우 큰 오차를 갖게 되므로 고장을 검출하는 모듈이 필요하다. 위치 및 자세 결정 단계는 앞에서 구한 결과를 가지고 위치와 자세를 결정하게 된다.



그림 3-11-10 RTK프로그램의 구성

그림 3-11-11은 본 연구에서 제작한 프로그램의 개략적인 순서도이다. 데이터를 수신하게 되면 데이터를 분석하고 미지정수 후보를 결정한 후 위치를 결정하여 Wald 테스트를 수행한 후 결과를 출력하는 단계로 이루어진다.

알고리즘은 다음과 같다.

- (가) 데이터가 수신되면 필요한 데이터를 추출하여 정렬한다.
- (나) 미지정수 후보가 있으면 (라)를 실행한다.
- (다) 주위성을 검색하고 주위성의 미지정수 후보를 결정한다.
- (라) 부위성의 미지정수 후보를 결정한다.
- (마) 각 후보에 대한 위치를 결정한다.
- (바) 각 후보의 잔차를 구하여 Wald 테스트를 수행한다.
- (사) 잔차가 매우 클 경우 고장으로 판단하여 (다)부터 다시 수행한다.
- (아) 결과를 출력한다.
- (자) 다음 데이터를 수신하고 (가)를 수행한다.

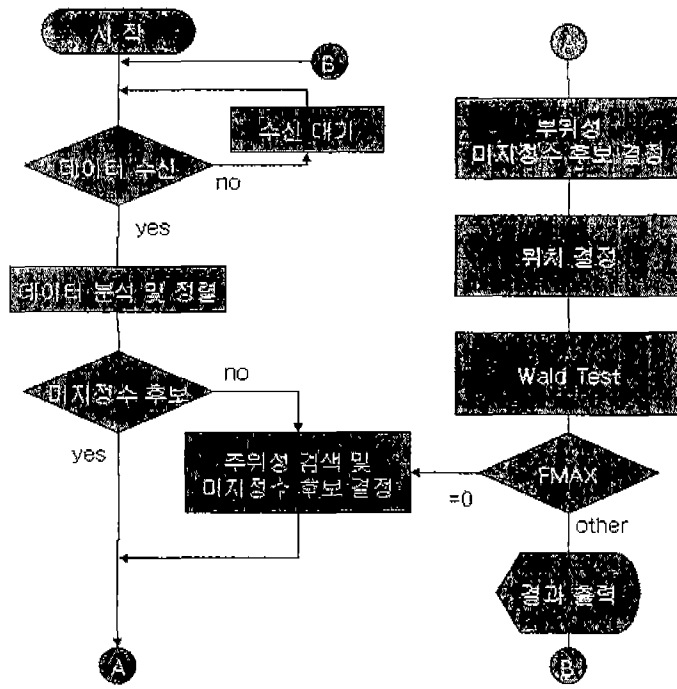


그림 3-11-11 RTK 프로그램 개요도

그림 3-11-12는 3000에폭(50분)동안 1초 간격으로 데이터를 수신하여 위치오차(위)와 Wald테스트 결과(중간), 위성수(아래)를 나타낸 결과이다. 보이는 결과와 같이 위치

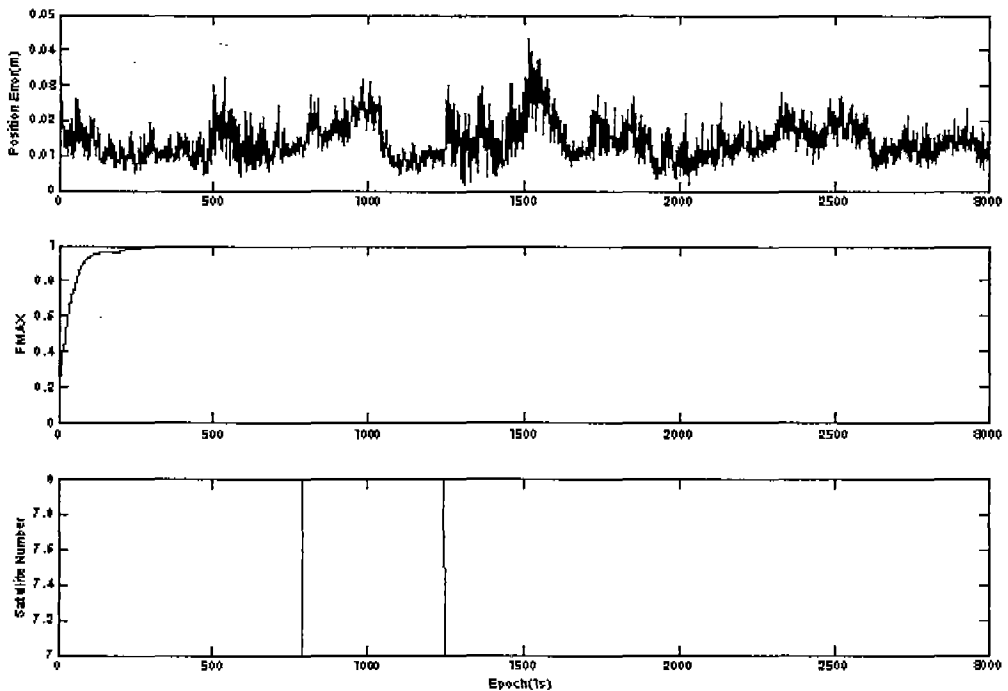


그림 3-11-12 RTK프로그램 수행 결과 (실시간 3000에폭)

표준편차가 0.0141m정도이다. 따라서 자세정확도는 기저선 길이에 따라 정해지므로 아래 식으로 구하면 기저선 1m일 경우 0.0141rad (0.808°) 이하의 정확도로 자세를 구할 수 있다.

그림 3-11-13은 실제 윈도우 상에서 돌아가는 프로그램의 모습이다.

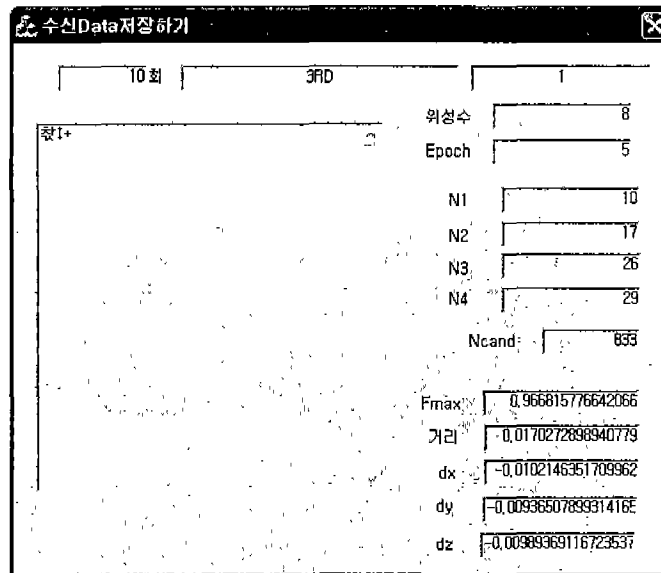


그림 3-11-13 RTK 프로그램

그림 3-11-14는 50000에폭(약 14시간)동안 1초 간격으로 데이터를 수신하여 위치오차(위)와 Wald테스트 결과(중간), 위성수(아래)를 나타낸 결과이다. 위성 개수와 관계 없이 전반적으로 매우 정확한 결과를 얻는 것을 확인할 수 있다. 부분적으로 사이클슬립이 발생하는 경우에, 기저선을 이용하여 프로그램이 검출하고 수정하여 다시 정확한 위치를 찾는 것을 확인할 수 있다.

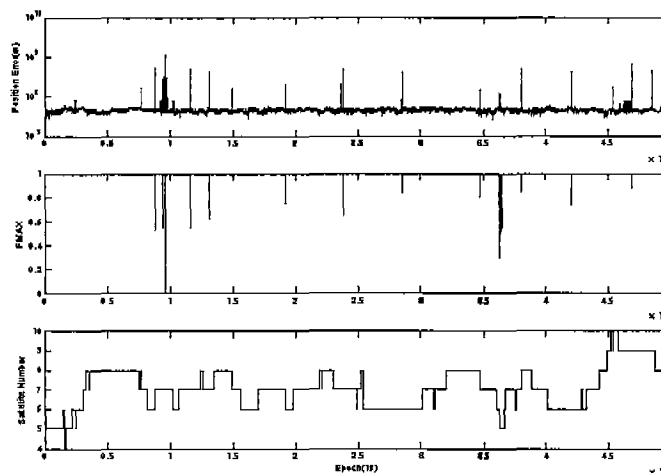


그림 3-11-14 RTK프로그램 수행 결과 (실시간 50000에폭)

다. MDB (Minimal Detectable Bias) 계산[3,4,5]

GPS는 위성을 기반으로 한 전파 항법 시스템으로 지구상 어느 곳에서나 GPS 위성이 관측 가능하다면 일정한 수준 이상의 정밀도로 위치 해를 제공 해 줄 수 있다. 더욱이 GPS 반송파의 직접적인 이용은 수 cm에서 수 mm 정밀도로 항법 해를 제공 해 줄 수 있다. 그러나 GPS는 외부의 전파원에 의존해야 한다는 단점을 가지고 있어, 관측 환경이나 고의적인 방해 (Jamming)에 의해 정상적인 사용이 방해 받을 수 있다. 이러한 단점을 보완하기 위해 추가적인 측정치나 센서 정보를 이용하는 것이 필요하다. 본 연구에서는 신호의 오차에 민감한 GPS 시스템에서 고장 검출을 수행 할 때 기저선 길이 제한 조건과 INS 정보를 항상 시키는 방안에 대해 연구하였으며 이러한 방법을 적용하였을 때의 성능 변화를 최소 검출 가능 바이어스 (Minimal Detectable Bias, 이하 MDB) 분석을 통해 비교하였다.

(1) Internal/External Reliability

Internal Reliability는 임의의 검정 통계량에 의해 검출 될 수 있는 바이어스의 크기를 말하는 MDB에 의해 표현 될 수 있다. MDB는 정해져 있는 유의 수준 (Level of Confidence)과 검출력 (Detecting Power)에 의해 결정 될 수 있다.

측정치에서의 바이어스 발생 여부를 검정하기 위해 식 (3.11.1)과 같은 두 가지 가설을 세울 수 있다.

$$H_0 : y = Ax, H_A : y = Ax + c \nabla \tag{3.11.1}$$

식 (3.11.1)의 가설은 각각 검정 통계량 T 에 대해 식 (3.11.2)와 같은 확률 분포를 갖는다.

$$T_q = \frac{1}{q} e^T Q_y^{-1} C [C^T Q_y^{-1} Q_e Q_y^{-1} C] C^T Q_y^{-1} e$$

$$H_0 : T_q \sim F(q, \infty, 0), H_A : T_q \sim F(q, \infty, \lambda)$$

$$\lambda = \nabla^T C^T Q_y^{-1} Q_e Q_y^{-1} C \nabla \tag{3.11.2}$$

λ : Non-centrality Parameter
 α : Significance Level

바이어스가 실제로 발생했을 때 오차를 검출 해 내는 확률을 식 (3.11.3)과 같이 정의하자.

$$\gamma = \gamma(\alpha, q, \lambda) \tag{3.11.3}$$

$\gamma: H_0$ 가 true일때 H_0 를 거부할 확률

일반적인 측지 및 자세 측정에서는 오차가 발생했을 때 이를 검출 해 내는데 관심을 갖는다. 그러므로 오차 검출 확률은 식 (3.11.4)와 같이 기준 값을 갖게 한다.

$$\begin{aligned} \lambda_0 &= \lambda(\alpha, q, \gamma = \gamma_0) \\ \lambda_0 &= \nabla^T C^T Q_y^{-1} Q_e Q_y^{-1} C \nabla \end{aligned} \tag{3.11.4}$$

측정치중 단 하나의 값에서만 오차가 발생하였다고 가정하고 $\alpha_0 = 0.001$, $\gamma_0 = 0.80$ 으로 적용한다면 최소 검출 가능 바이어스는 식 (3.11.5)에서 계산 해 낼 수 있다.

$$|\nabla| = \sqrt{\frac{\lambda_0}{c^T Q_y^{-1} Q_e Q_y^{-1} c}} \tag{3.11.5}$$

External Reliability는 MDB의 크기를 갖는 검출 되지 않은 오차가 최종적인 추정치에 미치는 영향을 의미한다. External Reliability는 식 (3.11.6)과 같이 표현된다.

$$\nabla x = (H^T Q_y^{-1} H)^{-1} H^T Q_y^{-1} c \nabla \tag{3.11.6}$$

(2) 기저선 정보 이용 시 고장 검출 성능 향상 분석

항체에 부착된 두 개 이상의 GPS 안테나에서 상대적인 위치를 측정하면, 항체의 자세를 측정 해 낼 수 있다. 몇 가지 경우를 제외하고 두 안테나 사이의 거리가 수 미터 이내로 제한되는 경우가 대부분이기 때문에 코드를 이용한 위치 해의 경우는 자세를 계산 해 낼 수 없으며 이러한 이유로 GPS 반송파의 적용은 필수적이다. 이러한 경우 고정된 안테나 사이의 기저선 길이는 미지 정수 결정은 물론 신호의 오차 발생 검출에도 도움을 줄 수 있다.

항체의 자세를 결정하기 위해 그림 3-11-15 와 같은 안테나 배열을 이용한다고 하자.

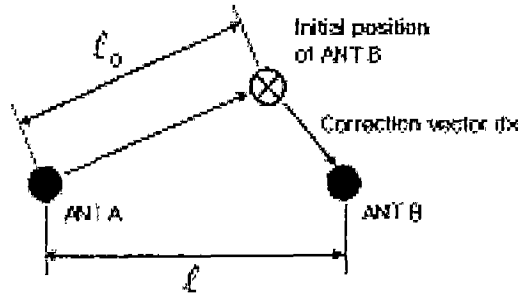


그림 3-11-15 2 개의 안테나를 이용한 자세 결정

이때 기저선 길이 관측식을 테일러 시리즈로 전개하면 식 (3.11.7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\ell_{BL} - \ell_0 = \left[-\frac{x_A - x_{B0}}{\ell_0} \quad -\frac{y_A - y_{B0}}{\ell_0} \quad -\frac{z_A - z_{B0}}{\ell_0} \right] \cdot dx + H.O.T \quad (3.11.7)$$

$$y_{BL} = H_{BL} \cdot dx + v_{BL}$$

기저선 길이 관측식에 일반적인 GPS 반송파의 관측식을 포함하면 식 (3.11.8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$y = H \cdot dx + \lambda N + v \quad (3.11.8)$$

$$\begin{bmatrix} y_{BL} \\ y_{GPS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{BL} \\ H_{GPS} \end{bmatrix} \cdot dx + \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{BL} \\ v_{GPS} \end{bmatrix}$$

이때 최종 추정치의 공분산은 다음과 같다.

$$Q_{dx} = \left(H_{GPS}^T \cdot Q_{\Phi}^{-1} \cdot H_{GPS} \right)^{-1} \quad (3.11.9)$$

→ without Baseline Length Constraint

$$Q_{dx} = \left(H_{BL}^T \cdot Q_{BL}^{-1} \cdot H_{BL} + H_{GPS}^T \cdot Q_{\Phi}^{-1} \cdot H_{GPS} \right)^{-1}$$

→ with Baseline Length Constraint

이때의 MDB (Internal Reliability)의 변화는 다음과 같이 계산된다.

표 3-11-3 MDB 감소율 비교

PRN	기저선 미사용	기저선 사용	감소율(%)
29-25	0.2389	0.2387	0.1
25-14	0.6903	0.1501	78.3
14-6	0.3321	0.2061	37.9
6-22	0.3548	0.2188	38.4
22-30	0.3738	0.1831	51.1
30-20	0.4340	0.3388	21.9

그림 3-11-16은 수평면 상에서의 External Reliability 변화를 나타낸 것이다.

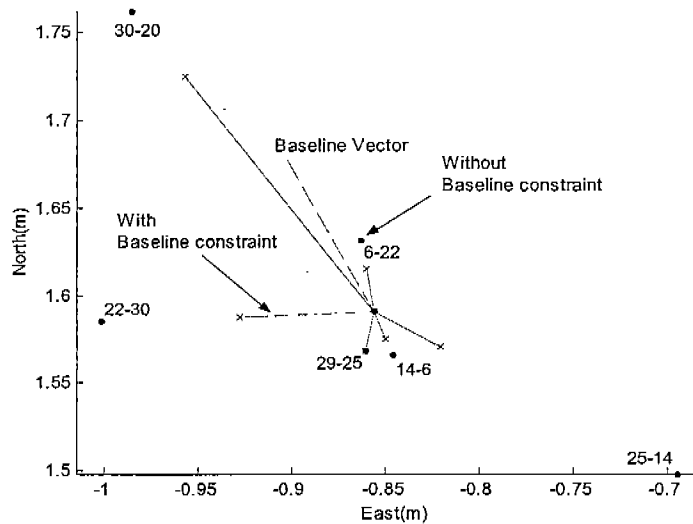


그림 3-11-16 External Reliability 변화 비교

PRN 22, 33 위성의 측정치를 이중 차분한 경우는 기저선 길이 제한 조건의 사용 여부에 따라 MDB의 변화가 매우 큰 것을 볼 수 있다. 반면 PRN 29, 25의 경우는 MDB의 차이가 거의 없는 것을 볼 수 있다. 두 경우의 MDB 변화율이 다른 것은 위성 배열의 차이 때문이다. 이러한 결과로 볼 때 반송파 측정치에 포함되어 있는 바이어스는 기저선 벡터와의 기하학적인 관계가 존재한다는 것을 확인 할 수 있다.

(3) INS/GPS 통합 시스템에서의 MDB 분석

INS/GPS 통합 항법 시스템에서는 INS에서 얻을 수 있는 추가적인 항법 정보를 이용하여 고장 검출 성능을 GPS 단독 시스템에 비해 향상 시킬 수 있다. 본 연구에서는 GPS 코드 정보와 INS의 정보를 통합하여 이용하는 시스템에서 제공하는 위치 정보를

이용할 때 반송파의 신호 고장 검출 성능을 어느 정도 향상시킬 수 있는지 분석하는데 초점을 맞추었다.

INS/GPS 통합 시스템은 약결합 방식의 통합 구조를 가지고 있다고 가정 했으며 여기서 INS/GPS 통합 시스템에서 추정된 위치 정보를 이용하여 새로운 거리 측정 정보를 생성하게 된다. 그림 3-11-17은 INS/GPS 통합 시스템 항법 정보를 이용한 반송파 신호의 고장 검출 절차를 나타낸 것이다.

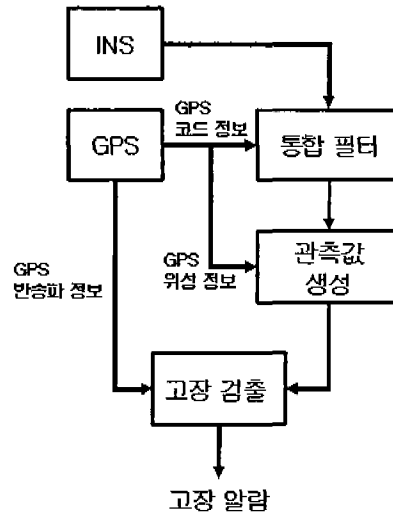


그림 3-11-17 INS/GPS 통합 시스템의 고장 검출

MDB의 분석은 표 3-11-4와 표 3-11-5는 각각 분석 대상으로 정한 IMU와 GPS의 사양이다.

표 3-11-4 분석 대상 IMU의 사양

Bias Uncertainty (Net Bias Accuracy)	50 mGal
Short Term Bias Stability	5mGal
Scale Factor Repeatability	50 ppm
Maximum Acceleration	+/- 25 g (245 m/s ²)

표 3-11-5 분석 대상 GPS의 사양

코드 의사거리 오차	1m(표준 편차)
반송파 오차	0.002m(표준 편차)

GPS 코드 및 반송파는 모두 이중 차분된 형태로 사용되었으며 실제 상황에서 수신된 위성 배열을 이용하여 분석을 진행하였다. MDB의 분석은 INS/GPS 통합 필터가 완전히 수렴한 시점을 기준으로 수행 되었다.

그림 3-11-18은 GPS만 사용한 경우(O 표시)와 INS/GPS 통합 항법 시스템에서 제공한 항법 정보를 이용하였을 경우(X 표시)의 반송파의 정보의 MDB 변화를 나타낸 것이다. 이 그림에서 위성 번호는 양각이 높은 순으로 결정되었다.

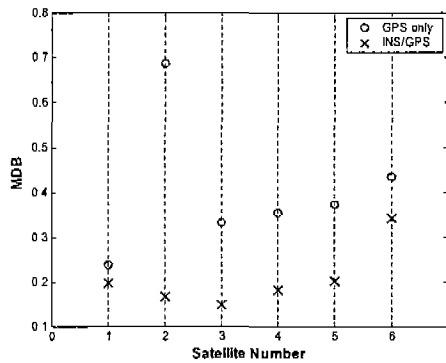


그림 3-11-18 MDB 비교

위의 결과에서 볼 수 있듯이 INS 정보의 사용으로 인해 MDB의 크기가 크게 줄어드는 것을 확인 할 수 있다. MDB의 크기가 줄어드는 것은 동일한 유의 수준과 검출력에서 검출 할 수 있는 바이어스의 크기가 더욱 줄어들어 든다는 것을 의미하므로 시스템 신뢰도의 향상 됨을 알 수 있다. 표 3-11-6는 두 가지 경우에서의 반송파 MDB 변화량을 나타낸 것이다.

표 3-11-6 MDB 감소

위성 조합	GPS only	INS/GPS	감소율(%)
1-2	0.2389	0.1974	17.3625
2-3	0.6871	0.1671	75.6742
3-4	0.3318	0.1485	55.2387
4-5	0.3543	0.1811	48.8990
5-6	0.3735	0.2016	46.0151

External Reliability는 앞서 구해진 MDB를 기반으로 구해 졌다. 그림 3-11-19는 두 가지 경우의 MDB를 ENU 좌표계에서 표시하고 이를 위성의 고도 및 방위각과 비교한 것이다.

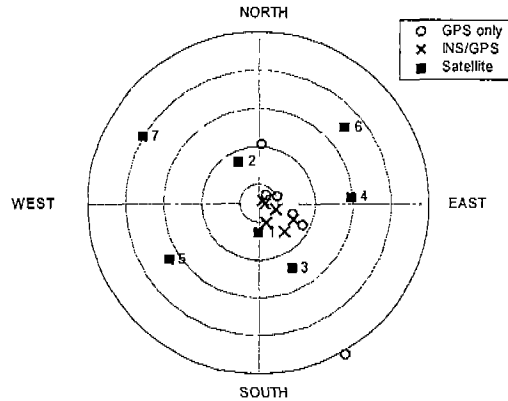


그림 3-11-19 External Reliability와 가시 위성의 위치

위의 그림에서 볼 수 있듯이 위성 배열이 좋지 않은 북서/남동 방향의 바이어스들의 감소량이 매우 적거나 상대적인 크기가 매우 큼을 알 수 있다. 위의 결과로 MDB나 External Reliability는 관측 위성의 기하학적 배열 형태에 의해 그 크기가 좌우 됨을 알 수 있다.

라. GPS 반송파 미지정수 성공률 향상

GPS 의 코드를 이용하여 항법해를 구하기 보다는 반송파 주파수의 파장이 19cm 인 점을 이용하여 반송파 위상을 측정하고 이로부터 정밀한 측위를 하는 기법이 있다. GPS 반송파 위상을 이용하는 기법인데, 이를 이용하면 수 cm 의 높은 정확도로 상대위치를 측정할 수 있다. GPS 반송파를 이용하는 정밀측위에서 반송파 정보를 이용하기 위해서는 반송파 위상에 포함되어 있는 미지정수를 반드시 결정해줘야 한다. 미지정수의 정확도를 검증하는 방법으로 성공확률 (Success Rate)을 사용하게 되는데, 성공확률은 실제 측정값과 무관하게 미지정수를 선택한 때의 관측환경으로 결정된다. 자세를 측정하는 경우 항체에 고정된 안테나의 상대 위치를 사전에 측정 해 낼 수 있기 때문에 안테나 사이의 기저선 길이 정보도 하나의 추가적인 정보로써 이용 될 수 있다[2].

본 연구에서는 기저선 적용에 따른 성공률의 변화를 분석해 보았다. 이때 기저선 관측 모델이 가진 비선형성 등을 극복하기 위해 기존의 방법들과 Unscented Kalman Filter 를 적용하여 자세 결정 성능을 비교 분석 하였다.

(1) 기저선 모델의 비선형성

항체의 자세를 결정하기 위해 아래 그림 3-11-15 와 같은 안테나 배열을 이용한다고 하자. 이때 기저선 길이 관측식을 테일러 시리즈로 전개하면 식 (3.11.10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \ell_{BL} - \ell_0 &= \left[\begin{array}{ccc} \frac{x_A - x_{B0}}{\ell_0} & \frac{y_A - y_{B0}}{\ell_0} & \frac{z_A - z_{B0}}{\ell_0} \end{array} \right] \cdot \mathbf{dx} + v_{BL} \\ &= H_{BL} \cdot \mathbf{dx} + v_{BL} \end{aligned} \quad (3.11.10)$$

기저선 길이 관측식에 일반적인 GPS 반송파의 관측식을 포함하면 식 (3.11.11)과 같이 나타 낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{Hdx} + \lambda \mathbf{N} + \mathbf{v} \\ \begin{bmatrix} l_{BL} \\ l_{GPS} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} H_{BL} \\ H_{GPS} \end{bmatrix} \mathbf{dx} + \lambda \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda \mathbf{N} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{BL} \\ v_{GPS} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.11.11)$$

최종 추정치의 공분산은 식 (3.11.12)에서와 같이 기저선 길이 정보를 추가 정보로 사용 하였을 경우 감소하는 것을 확인 할 수 있다[4].

$$\begin{aligned} Q_{dx} &= \left(H_{GPS}^T \cdot Q_{\Phi}^{-1} \cdot H_{GPS} \right)^{-1} \\ &\rightarrow \text{기저선 제한조건 미적용시} \\ Q_{dx} &= \left(H_{GPS}^T \cdot Q_{\Phi}^{-1} \cdot H_{GPS} + H_{BL}^T \cdot Q_{BL}^{-1} \cdot H_{BL} \right)^{-1} \\ &\rightarrow \text{기저선 제한 조건 적용시} \end{aligned} \quad (3.11.12)$$

기저선 관측 모델은 테일러 시리즈 전개를 통해 선형 방정식으로 정리되게 된다. GPS 관측 모델의 경우는 이러한 선형화 과정에서의 오차가 매우 작기 때문에 문제가 없으나 기저선 관측 모델의 경우는 두 안테나 사이의 거리가 매우 짧은 관계로 이러한 오차가 커지게 된다. 그림 3-11-20 은 참 위치에 임의의 오차를 더한 뒤 이를 선형화 기준점으로 두고 최소 자승법을 수행한 뒤의 위치 오차를 나타낸 것이다. 이 결과에서 선형화 기준점의 정확도에 의해 선형화 오차가 크게 영향을 받는 것을 알 수 있다[7].

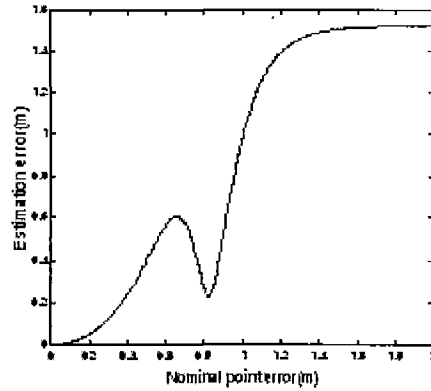


그림 3-11-20 선형화 기준점 오차에 따른 최소자승법 추정치 오차의 변화

일반적으로 이러한 선형화 오차의 영향을 최소화하기 위해 반복 계산 (Iteration) 방법을 사용한다. 그러나 이러한 방법을 사용하는 경우도 일정한 크기 이상이 되면 그림 3-11-21 에서처럼 참 값에 수렴하지 않고 바이어스 된 값에 수렴하는 것을 볼 수 있다.

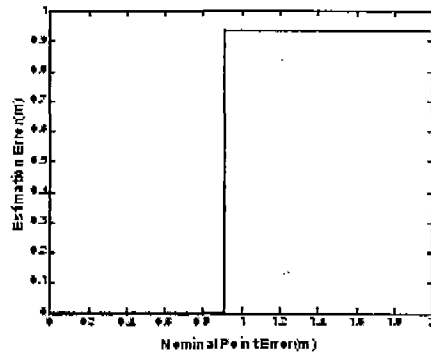


그림 3-11-21 반복 계산 방법을 적용 했을 때의 최소 자승법 추정치 오차

기저선 관측 모델의 선형화 오차는 최종 추정치의 정밀도에도 영향을 미친다. 표 3-11-7 은 최소자승법만을 사용하는 경우 기저선 제한 조건의 사용 여부에 따른 추정치 분산을 나타낸 것이다.

표 3-11-7 최소 자승법에 의한 오차 비교

	기저선 조건 미적용(RMS)	기저선 길이 제한 조건 적용(RMS)
최소자승법 결과	0.00430	0.00465

(RMS 오차, 단위: m)

위의 결과에서 볼 수 있듯이 기저선 길이 제한 조건을 적용하지 않은 경우 오히려 더 나은 결과를 얻는 것을 볼 수 있다. 이러한 결과는 기저선 관측 모델의 비선형성 때문에 얻어진 결과로 추정된다.

(2) 기저선 정보를 이용한 자세 정보 향상

기저선 관측 모델을 사용 할 경우 추정치의 성능 변화를 비교해 보기 위해 약 기준 안테나와 의 사이 거리가 약 1m 인 측정 결과를 이용하여 최소 자승법과 EKF, UKF 에 대해서 결과를 비교 분석하였다.

(가) 정적 환경

기준 안테나와 부 안테나를 약 1m 정도의 거리로 고정 해 놓은 상태에서 데이터를 수신 하였다. 표 3-11-8 은 이러한 정적 환경에서 측정 결과이다.

표 3-11-8 추정방법에 따른 추정치 비교(정적)

기저선미적용	기저선 적용		
	최소자승법	EKF	UKF
0.2451	0.2456	0.17505	0.1453

(표준 편차, 단위: Deg)

위의 결과에서 볼 때 비선형 모델을 사용한 UKF 의 경우 최종 추정치의 분산이 가장 작음을 알 수 있다. EKF 의 경우는 초기치가 정확할 경우는 UKF 이상의 결과를 제공하였으나 동등한 수준의 초기치를 주었을 때는 UKF 가 상대적으로 더 나은 결과를 제공하는 것을 확인 할 수 있었다.

(나) 동적 환경

정적 환경에서는 1 회 수렴 후 같은 위치가 유지 되기 때문에 비선형식에 대한 영향이 잘 드러나지 않는다. 이러한 이유로 동적인 경우에 대해서도 분석을 수행하였다. 동적인 경우는 시뮬레이션을 통해 수행하였으며 기준 안테나와 50cm 의 간격을 가지고 있는 것으로 가정하였다. 표 3-11-9 는 동적인 경우의 최종 추정치를 비교 한 것이다.

표 3-11-9 추정방법에 따른 추정치 비교(동적)

기저선미적용	기저선 적용		
최소자승법	최소자승법	EKF	UKF
0.2398	0.2397	0.3140	0.1964

(표준 편차, 단위: Deg)

그림 3-11-22 는 EKF 와 UKF 의 결과로 UKF 의 적용에 의해 선형화 오차가 큰 비율로 줄어들었음을 확인 할 수 있다.

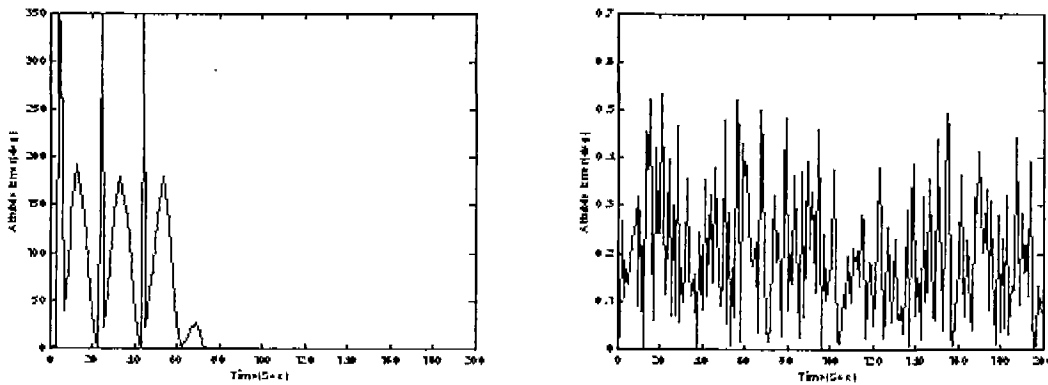


그림 3-11-22 시간에 따른 자세 오차 비교(좌: EKF, 우: UKF)

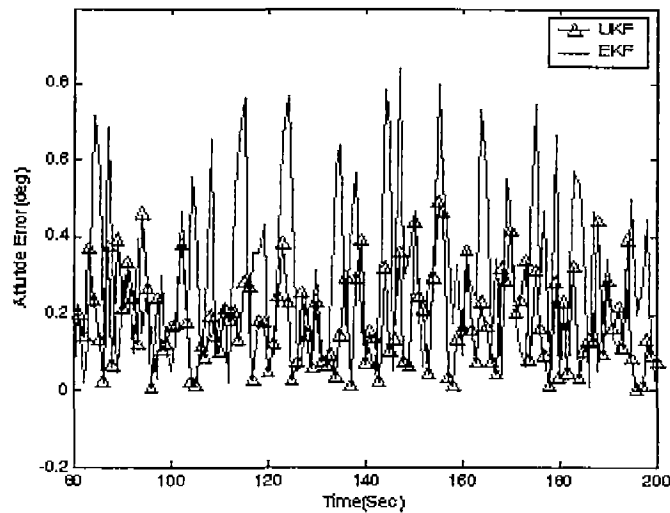


그림 3-11-23 수렴 이후의 자세 정밀도 비교

지금까지의 결과에서 정적인 경우나 동적인 경우 모두 비선형 모델을 선형화 과정 없이 직접 사용하는 UKF 의 경우가 최종 추정치의 정밀도가 더 높으며 특히 동적인 경우 선형화 기준점 문제로 인해 EKF 보다 월등히 성능이 향상 됨을 확인 할 수 있었다.

(3) 성공률 향상

그림 3-11-24 는 기저선 정보를 사용하지 않고 칼만필터를 통했을때, 성공률을 분석해 본것이다. 또한 그림 3-11-25 는 기저선정보를 사용하였으며, UKF 를 통해 추정치를 구했을때의 결과 이다.

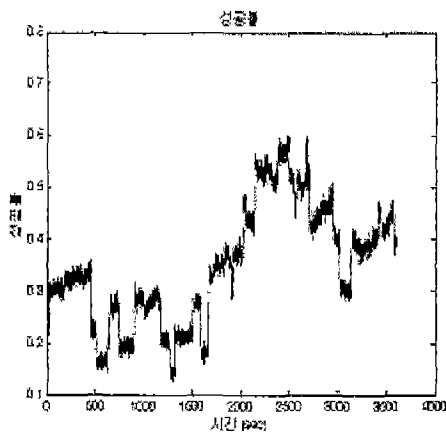


그림 3-11-24 기저선정보 미적용시 성공률

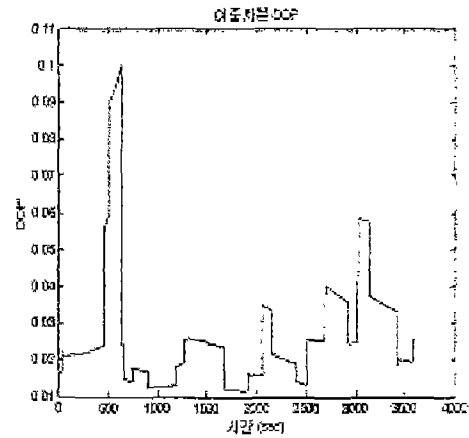


그림 3-11-25 기저선정보 미적용시 이중차분 DOP

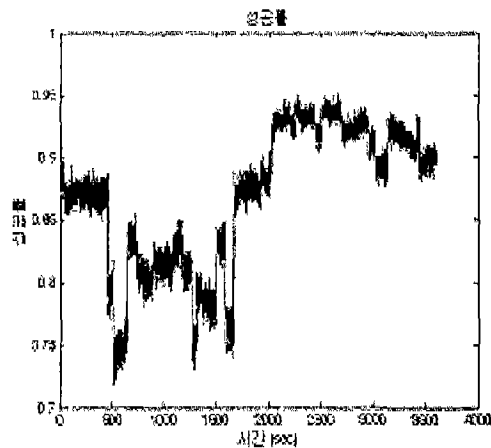


그림 3-11-26 기저선정보 적용시 성공률

이와 같은 결과에서 알 수 있듯이 기저선 정보를 이용하여 추정치의 값이 더욱 정확해진다는 것을 알 수 있으며, 기저선 정보 사용시 비선형성을 극복하기 위해 UKF 를 사용하여 성능이 향상된 추정치를 이용할 경우에는 성공률이 더욱 커지는 것을 확인 할 수 있었다.

마. 기저선 제한조건을 이용한 고장 검출

GPS 반송파 위상을 이용하면 수 cm의 높은 정확도로 상대위치를 측정할 수 있다. 그러나 반송파 정보를 이용하기 위해서는 반송파 위상에 포함되어 있는 미지정수를 반드시 결정해주어야 한다. 미지정수를 결정하는 과정에는 미지정수를 검증(Validation)하는 과정이 필요하며, 이 검증을 통과한 미지정수가 참 미지정수의 자격을 얻게 된다. 이러한 미지정수를 검증하는 과정은 신호의 고장 혹은 오류를 판별하는 과정과 같다. 본 연구에서는 참 미지정수를 검증하고 신호의 고장을 판별하는 과정에 기저선 길이 제한 조건을 사용하여 정확한 미지정수를 검증하는 방법을 제시하고 통계적인 특성을 파악하려 한다

(1) 반송파 측정방정식에서 검정통계량

반송파 측정값을 이용하여 미지정수를 검증하는 기존 과정은 반송파 측정값의 잔차(Residual)를 이용하여 수행되었다. 이 때 사용되는 검정통계량은 GPS 반송파 측정방정으로부터 얻어 낼 수 있다. GPS 반송파 측정방정식은 선형화 과정을 통해 식 (3.11.13)과 같이 된다[10].

$$l = Hdx + \lambda N + w, \quad w \sim N(0, Q) \tag{3.11.13}$$

여기서, l = 선형화된 이중차분 반송파 측정값

H = 측정행렬

dx = 기저선 벡터

λ = GPS 반송파 파장

N = 미지정수

w = 측정오차

Q = 측정오차의 공분산

반송파의 측정방정식에서 추정된 후보 미지정수를 이용하여 측정오차의 공분산을 고려하지 않고 위치해를 구하면 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$d\hat{x} = (H^T H)^{-1} H^T z \tag{3.11.14}$$

여기서, $d\hat{x}$ = 추정된 기저선 벡터

\hat{N} = 추정된 미지정수

$$z = I - \lambda \hat{N}$$

측정오차의 공분산을 고려하여 가중최소자승해 (Weighted Least Square Solution)을 계산하면 다음과 같다.

$$d\hat{x} = (H^T Q^{-1} H)^{-1} H^T Q^{-1} z \quad (3.11.15)$$

여기서, $d\hat{x}$ = 추정된 기저선 벡터

\hat{N} = 추정된 미지정수

$$z = I - \lambda \hat{N}$$

Q = 측정오차의 공분산

검정 통계량을 설정하는 것은 가설 검증에서 매우 중요하며, 가중 최소자승해에 의한 측정치의 추정값을 계산하고 실제 측정치와의 차이를 이용하여 잔차를 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{z} &= H d\hat{x} \\ &= H (H^T Q^{-1} H)^{-1} H^T Q^{-1} z \end{aligned} \quad (3.11.16)$$

$$\hat{v} = z - \hat{z} \quad (3.11.17)$$

이와 같이 정의한 잔차를 이용하여 WSSE (Weighted Square Sum of Error)와 검정통계량 D 를 다음과 같이 정의한다[8,9].

$$WSSE = \hat{v}^T Q^{-1} \hat{v} \quad (3.11.18)$$

$$D = \sqrt{WSSE} \quad (3.11.19)$$

n 개의 위성이 관측되고, 이중차분 된 반송파 측정치의 측정방정식에서 WSSE를 정의할 때, $n-4$ 의 자유도를 가지는 χ^2 분포를 따르게 된다.

이중차분된 반송파 측정값이 바이어스 되지 않은 값이고, 미지정수가 바르게 구해졌다면, 잔차의 기대값은 0이 되어야 한다. 이것을 귀무가설과 대립가설로 설정하면 다음과 같다.

$$H_0 : E(v) = 0$$

$$H_1 : E(v) \neq 0$$

이 경우 검정통계량은 D 가 되며, 적당한 기각역 C 를 설정하여 가설 검증을 수행하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$D < C$ 이면 H_0 채택,

$D > C$ 이면 H_1 기각

(2) 기저선 길이 제한 조건 이용

기저선 길이 제한 조건을 이용하는 경우 다음과 같은 귀무가설과 대립가설을 설정할 수 있다.

$$H_0 : a = a_0$$

$$H_1 : a \neq a_0$$

여기서 a 는 추정된 기저선의 길이이며, a_0 는 이미 정밀하게 측정된 기저선의 길이이다. 제 1종 오류가 유의수준 α 와 같게 되는 기각력 c 를 결정하기 위해서 다음의 확률 계산을 수행하여야 한다.

$$P_{a_0} \{ |a - a_0| > c \} = \alpha \quad (3.11.20)$$

여기서, P_{a_0} 는 $a = a_0$ 라는 조건에서의 확률

이 경우 a 는 다음과 같은 표준 정규분포로 일반화할 수 있다.

$$Z = \frac{a - a_0}{\sigma} \quad (3.11.21)$$

Z 가 표준 정규 확률변수 일 때, $P_{a_0} \left\{ Z > \frac{c}{\sigma} \right\} = \alpha$ 가 된다. $P_{a_0} \{ Z > z_{\sigma/2} \} = \alpha$ 이므로,

$\frac{c}{\sigma} = z_{\sigma/2}$ 혹은 $c = z_{\sigma/2} \sigma$ 이다. 따라서 유의 수준 α 검정은 $|a - a_0| > z_{\sigma/2} \sigma$ 일 때, H_0 를

기각하고, 그렇지 않으면 채택한다. 이것을 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\text{채택 } H_0, |a - a_0| \leq z_{\sigma/2} \sigma$$

$$\text{기각 } H_0, |a - a_0| > z_{\sigma/2} \sigma$$

(3) 반송파 측정치에 적용

반송파 측정치를 특성 분석을 위하여 1500초 동안, 0.5초 간격으로 측정값을 얻도록 시뮬레이션을 수행하였다. 자세결정을 위하여 GPS 안테나가 2개 있는 경우를 가정하였으며, 안테나 1과 안테나 2의 사이의 거리는 1m로 하였으며, 그 때의 가시위성의 개수는 그림 3-11-28과 같고 GDOP (Geometric Dilution of Precision)은 그림 3-11-29와 같다.

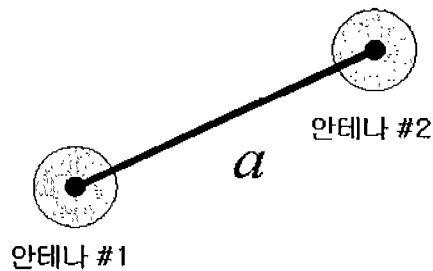


그림 3-11-27 기저선 길이 제한

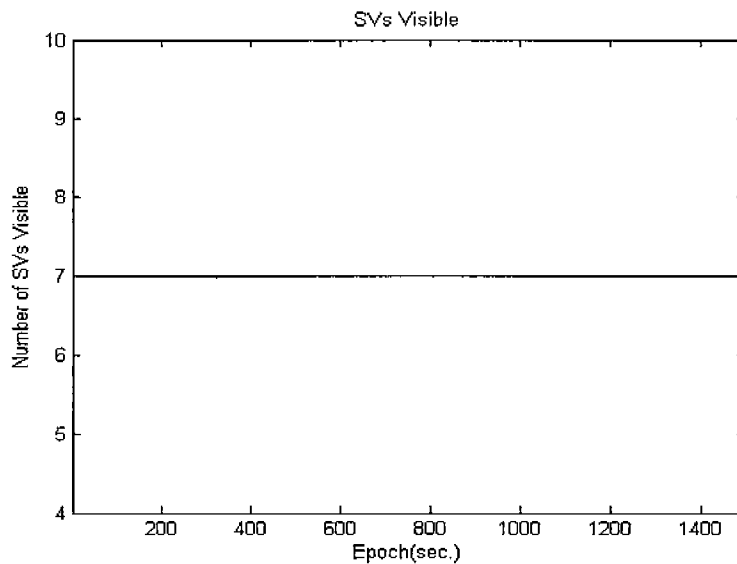


그림 3-11-28 가시위성의 수

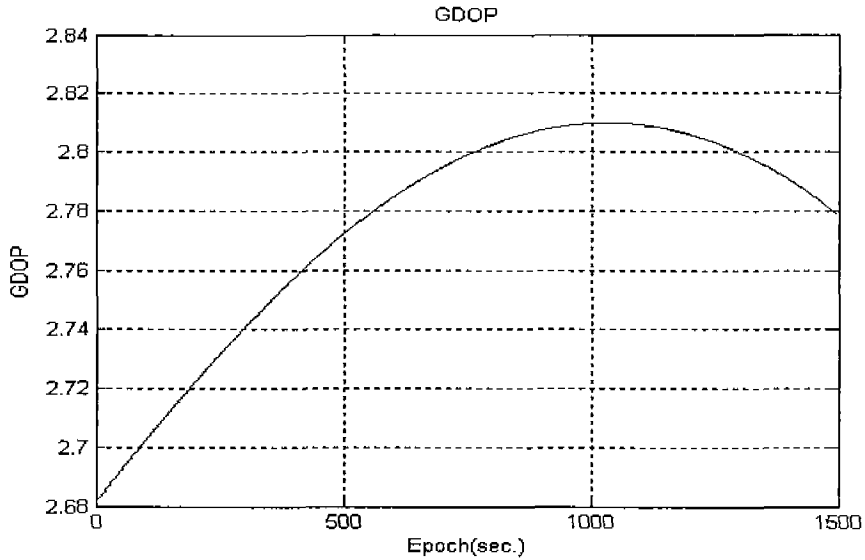


그림 3-11-29 GDOP

GPS 반송파 측정치의 오차의 표준편차는 3mm로 가정하였으며, 자세결정을 위한 입력 값으로는 이중 차분된 반송파 측정치를 사용하였다. 기저선 길이 제한 조건을 사용하지 않는 경우에 검정통계량의 통계적 특성은 자유도 3인 카이 제곱 분포를 따르게 된다. 시뮬레이션 된 측정값의 통계적 분포와 이론적인 통계적 분포를 살펴보면 그림 3-11-30과 같고 이론값과 측정값의 경향이 같음을 확인 할 수 있다. 기저선 길이 제한 조건을 사용하는 경우 검정통계량의 통계적 특성은 정규분포를 따르게 되며, 그림 3-11-31과 같다.

유의수준을 5%로 설정한 경우 측정값의 잔차를 이용하게 되면, 측정값 중에 2838개가 적정한 미지정수로 선택된다. 기저선 제한 조건을 이용하게 되면 측정값의 통계적 분포가 평균 1.0001m, 표준편차 0.004m가 되며, 이를 기준으로 적정한 미지정수를 선정하면 2711개가 적정한 미지정수를 선택한 것으로 검증된다.

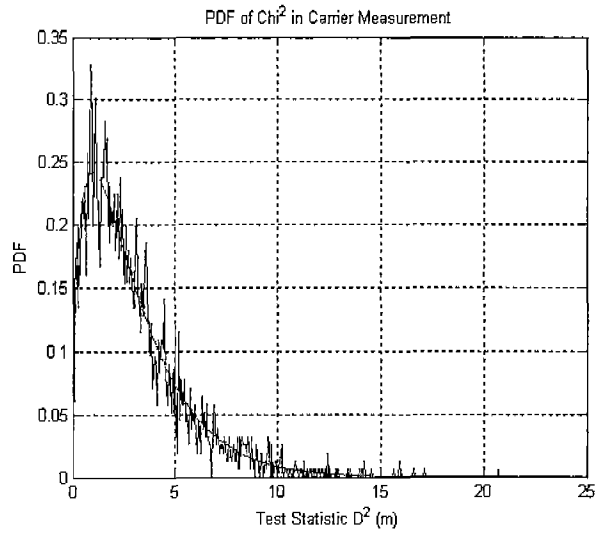


그림 3-11-30 측정값 영역 검정통계량의 통계적 특성

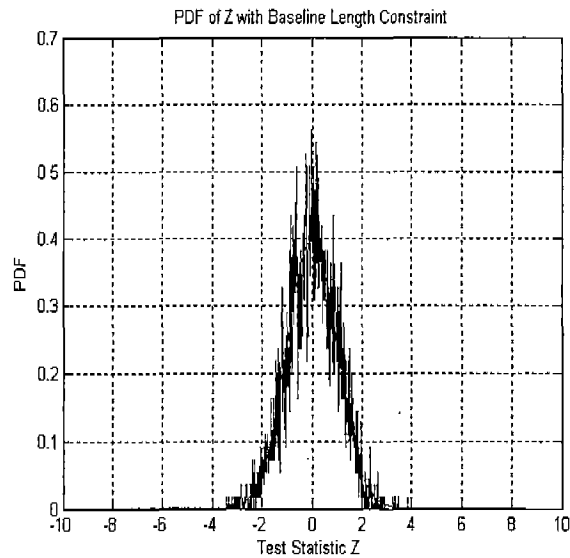


그림 3-11-31 길이 영역 검정통계량의 통계적 특성

기저선 길이를 정확히 알고 있는 사용자는 엄격한 제한 조건을 사용할 수 있으며, 이것은 정확한 위치 결정을 해야 하거나, 정확한 자세 결정을 해야 할 때 미지정수 검증조건으로 사용될 수 있다. 기저선의 길이를 정확히 알고 있으며, 사용자의 기저선 길이의 추정의 오차를 표준편차 0.001m로 제한하는 경우, 그림 3-11-32와 같고, 측정값을 이용한 검정통계량의 통계적 특성과 제한 조건의 통계적 특성을 확인할 수 있다. 이 경우 적절한 측정값의 개수는 3000개의 측정값 중에 972개가 된다.

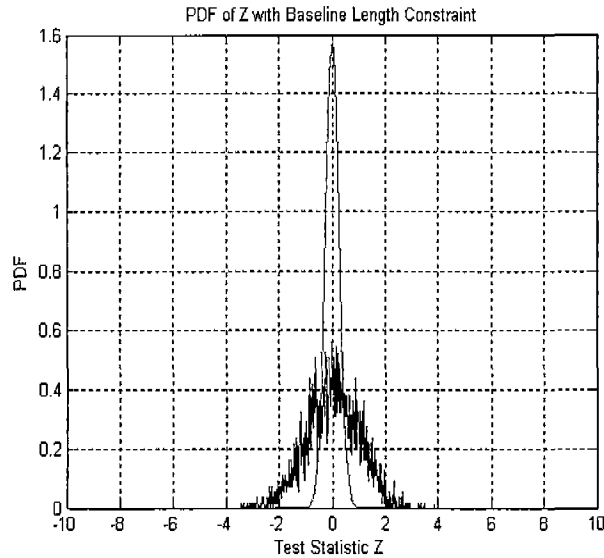


그림 3-11-32 제한 조건을 이용한 특성 (Sigma=0.001)

사용자의 기저선 길이의 추정의 오차를 표준편차 0.0005m로 제한하는 경우, 적절한 측정값의 개수는 3000개의 측정값 중에 500개가 된다. 추정의 오차를 표준편차 0.0001m로 제한하는 경우, 113개가 적절한 미지정수로 선택이 되며, 이를 나타낸 것이 그림 3-11-33이다. 그림에 해당하는 결과에서 기저선 길이 제한 조건을 사용하지 않은 경우 측정값의 좌표축 성분의 표준편차를 구하면 x축 0.0040m, y축 0.0067m, z축 0.0065m이다. 기저선 길이 제한 조건을 사용하는 경우 x축 0.0001m, y축 0.0050m, z축 0.0056m이다. 이 경우 기저선의 방향이 x축 위에 놓여 있어서 x축의 표준편차가 다른 축에 비하여 월등히 향상된 것으로 나타났다.

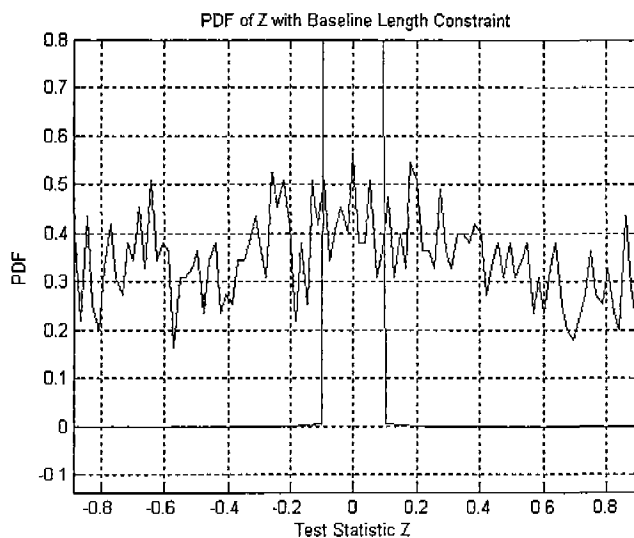


그림 3-11-33 제한 조건을 이용한 특성 (Sigma=0.0001)

기저선 길이 제한조건을 이용한 GPS 반송파 신호의 고장 검출과 그 통계적 특성을 정리하고 이를 시뮬레이션 데이터를 통해 확인하였다. 기저선 제한 조건을 고장검출에 이용하여 동일한 유의 수준에 대하여 정확한 기저선 벡터의 값을 얻을 수 있었다. 다중 기준국 혹은 자세 결정의 경우 안테나의 개수를 증가시켜 더욱더 정확하고 안정한 신호의 검출을 수행할 것으로 예상된다[6].

제12절 실시간 소프트웨어 GPS 수신기 개발

실시간 소프트웨어 GPS 수신기 구조는 GPS 사용자 장비의 유연성을 제공할 수 있다. 일반적인 하드웨어 상관기 칩을 사용하는 GPS 수신기는 새로운 GNSS 신호를 이용하기 위해서 하드웨어 칩의 교체가 필요하다. 소프트웨어 GPS 수신기는 하드웨어 칩의 교환 없이 L2, L5, M-code와 같은 새로운 GNSS 신호를 이용할 수 있다. 즉, 소프트웨어의 변경만으로도 소프트웨어 GPS 수신기를 새로운 신호를 추적할 수 있다.

1. 실시간 소프트웨어 상관기 개발

실시간 소프트웨어 GPS 수신기를 구현하는데 있어서 가장 어려운 부분은 하드웨어 상관기 칩을 대신하여 소프트웨어를 이용하여 복사 신호를 생성하고 양자화된 중간주파수 입력신호와 연산을 하는 것이다. 따라서, 입력신호와 복사신호 사이의 상관 값을 실시간으로 연산할 수 있도록 기존의 하드웨어 칩에 탑재되어 있는 복사신호 생성부분을 제거하고 입력되는 신호를 병렬화하여 간단한 비트조작으로 상관 연산을 수행하도록 하였다.

가. C/A-코드와 반송파 복사신호 맵 (Map) 생성

신호추적을 위하여 수신기는 1/2칩의 간격을 갖는 C/A Early 코드와 Late 코드를 생성하여야 한다. C/A 코드는 1비트의 이진코드 형태로 저장된다. 1은 +1을 의미하며, 0은 -1을 의미한다. 수신기는 이러한 C/A Early와 Late 코드를 각각의 PRN에 대해서 생성하여야 한다. 구현된 소프트웨어 GPS 수신기는 약 5.714MHz의 샘플링 주파수를 갖는다. 따라서, 1밀리초 구간의 샘플의 수는 약 5714샘플이 된다. 5714샘플을 32비트의 블록으로 만들면 1밀리초 구간에서 180개의 32비트 블록이 필요하게 된다. 따라서, 1개의 PRN에 대한 1밀리초의 C/A 코드 맵을 생성하면 요구되는 메모리량은 720Byte이다. 또한, 32비트 블록안에서 코드의 시작점을 결정하기 위해서 32배의 맵을 위한 메모리가 증가되면, 샘플과 샘플 사이에 위치되는 코드의 시작 위치를 결정하기 위하여 수배의 메모리가 증가하게 된다. 요구되는 메모리량은 표 3-12-1과 같다.

표 3-12-1 C/A 코드 맵을 위한 메모리 요구량

샘플 사이의 코드 해상도	요구되는 메모리 (Byte)	비 고 (Block)×(PRN)×(Sample)×(Resolsution)
1	1,474,560	720 × 32 × 32 × 1 × 2(Early, Late)
1/2	2,949,120	720 × 32 × 32 × 2 × 2(Early, Late)
1/4	5,898,240	720 × 32 × 32 × 4 × 2(Early, Late)
1/8	11,796,480	720 × 32 × 32 × 8 × 2(Early, Late)
1/16	23,592,960	720 × 32 × 32 × 16 × 2(Early, Late)
1/32	47,185,920	720 × 32 × 32 × 32 × 2(Early, Late)

반송파 복사신호는 부호 1비트와 크기 1비트인 총 2비트로 구성되어 있다. 앞에서 말한 C/A 코드 복사신호와 동일하게 5714샘플을 위해서 180개의 32비트 블록을 필요로 하게 된다. 그러나, 180개의 블록으로 생성할 경우 위상을 일치시키지 못한다. 신호추적루프에서 일치되지 못한 부분을 보상할 수는 있으나, 잠재적인 오차 요인을 가지고 있게 된다. 따라서, 본 논문에서는 360개의 블록을 만들어 최대오차가 3도 이하로 위상을 일치시키도록 맵을 생성하였다. 또한, 반송파 복사신호는 In-phase 신호와 Quadrature-phase 신호로 구성되어 있다. 그러므로, 1개의 주파수 영역에 대한 메모리 요구량은 5760Byte이다. 주파수를 일치하기 위해서 최대 도플러를 ±10kHz로 가정한 후 해상도를 결정하여 전체 반송파 복사신호 맵을 생성하게 된다. 반송파 복사신호 맵을 위한 메모리 요구량은 표 3-12-2와 같다

표 3-12-2 반송파 복사신호 맵을 위한 메모리 요구량

주파수 해상도	요구되는 메모리 (Byte)	비 고 (Block)×(Frequency Resolution)
2Hz	57,605,760	5760 × 10001
10Hz	11,525,760	5760 × 2001
20Hz	5,765,760	5760 × 1001
40Hz	2,885,760	5760 × 501
100Hz	1,157,760	5760 × 201

나. C/A-코드 복사신호의 오차 요인

입력되는 C/A 코드 신호와 복사신호의 관계는 그림 3-12-1과 같이 설명될 수 있다. 입력되는 양자화된 중간주파수 샘플과 샘플의 간격은 175ns이다. GP-2015의 샘플링 주파수

는 대략 5.714285MHz이다. 따라서, 5714샘플을 처리한 후 약 0.285 샘플만큼의 위상의 이동현상이 발생한다. 이 원리는 그림 3-12-2에서 보여진다. 따라서, 위상의 오차는 1밀리초의 데이터를 처리할 때마다 약 50ns씩 이동되면서 발생하게 된다. 이와 같은 현상에 의해서 그림 3-12-3과 같이 위상오차가 발생한다. 그러나, C/A코드의 신호추적 루프는 40밀리초를 적산한 후 신호추적을 수행한다. 이 과정에서 이런 오차요인은 완화될 수 있다. 또한, C/A코드는 코드 DCO (Digitally Controlled Oscillator)에 의해서 구동된다. Early 코드와 Late 코드에 의해서 DCO가 구동되며, 위상의 오차는 Early와 Late 코드에 동일하게 발생하게 된다. 이런 효과에 의해서도 오차 요인은 완화된다

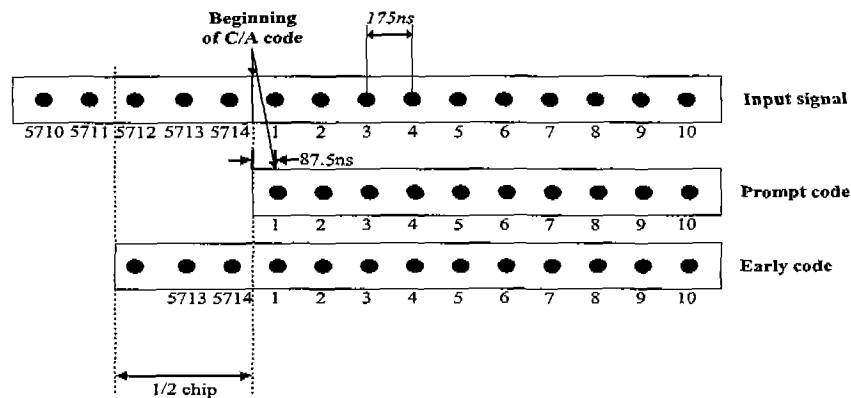


그림 3-12-1 입력신호와 코드 복사신호의 관계

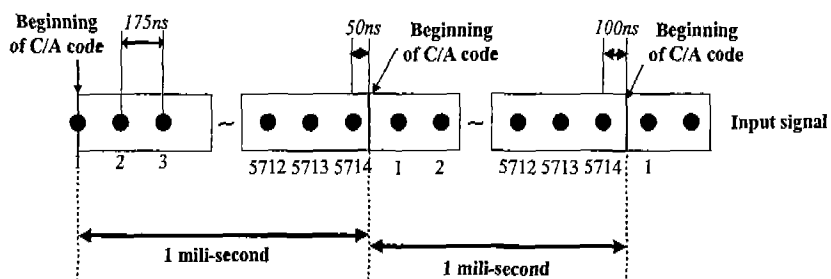


그림 3-12-2 샘플에 대한 코드 위상의 쉬프트 현상

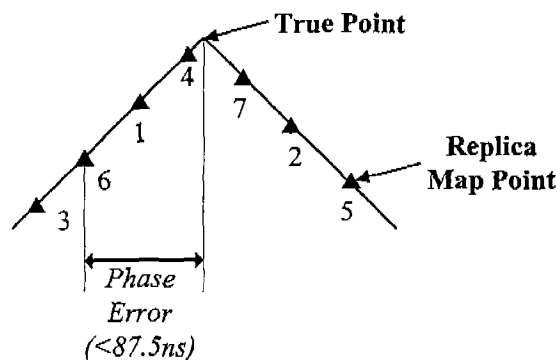


그림 3-12-3 순차적인 위상 오차

다. 빠른 신호처리를 위한 데이터 조합 기법

(1) 비트 조합기를 이용한 샘플데이터의 병렬화

소프트웨어 GPS 시스템의 한 부분은 비트조합기이다. 이 비트 조합기는 ZARLINK GP-2015 RF Front-end를 사용하고 PLD (Programmable Logic Device)를 이용하여 구성되었다. Front-end는 A/D 변환을 수행한다. 양자화된 신호 2비트는 부호 1비트와 크기 1비트로 구성되어 있다. 2비트로 구성된 양자화된 중간주파수 신호를 32비트로 구성된 2개의 블록으로 재구성하는 역할을 PLD가 수행한다. 그림 3-12-4는 양자화된 중간주파수 비트 조합기를 이용하여 병렬화 하는 과정을 나타낸다.

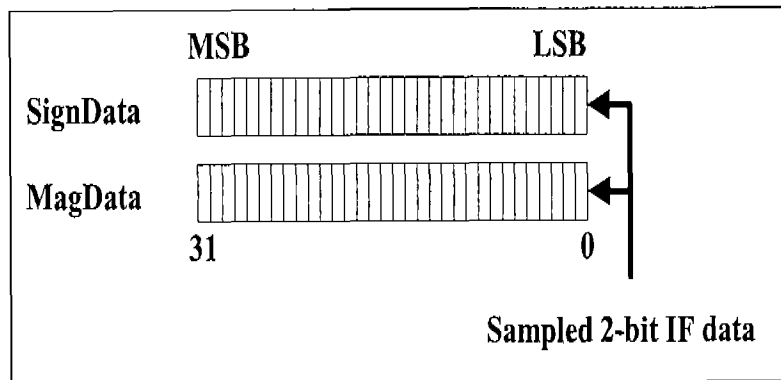


그림 3-12-4 양자화된 중간주파수 신호의 병렬화

(2) 비트단위 알고리즘을 이용한 소프트웨어 상관기 구현

소프트웨어 상관기의 구조는 그림 3-12-5와 같다. 각각의 DCO에 의해서 맵을 선택하고 1밀리초 단위로 연산 후 적산된 값을 신호추적 루프에 보낸다.

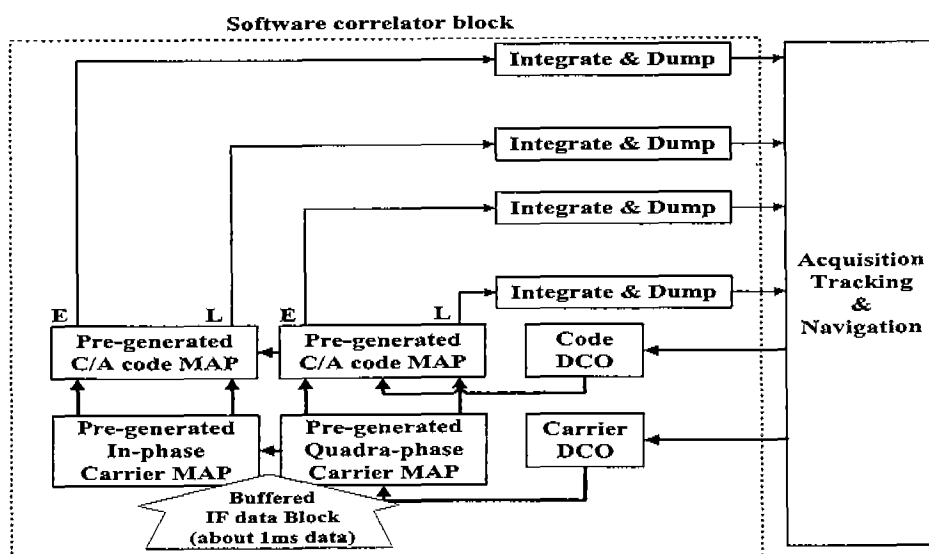


그림 3-12-5 소프트웨어 상관기 구조

복사신호가 곱해진 최종적인 입력신호는 -1, -2, -3, -6, 1, 2, 3과 6으로 구성된 유한한 숫자를 갖게 된다. 비트단위 병렬 방법은 다음과 같다. 식 (3.12.1) ~ 식 (3.12.5)는 Early 코드의 적산을 표현하고 식 (3.12.6)과 식 (3.12.7)은 Late 코드의 적산을 표현한다. Early 코드의 적산이 완료되면 Late 코드의 연산은 추가적인 계산 없이 한번의 AND연산에 의해서 얻어질 수 있다.

$$\begin{aligned}
S_{CA,exor} &= S_{CA,e,sign} \oplus S_{CA,l,sign} \quad (\text{not computed}) \\
\bar{S}_{Carrier,i,mag} &= \text{inverse}(S_{Carrier,i,mag}) = S_{Carrier,q,mag} \quad (\text{not computed}) \\
I_{e,sign} &= S_{IF,sign} \oplus S_{CA,e,sign} \oplus S_{Carrier,i,sign} \quad (2 \text{ exclusive-or}) \\
Q_{e,sign} &= S_{IF,sign} \oplus S_{CA,e,sign} \oplus S_{Carrier,q,sign} \quad (2 \text{ exclusive-or}) \\
\bar{I}_{e,sign} &= \text{inverse}(I_{e,sign}) \quad (1 \text{ inverse}) \\
\bar{Q}_{e,sign} &= \text{inverse}(Q_{e,sign}) \quad (1 \text{ inverse})
\end{aligned} \tag{3.12.1}$$

$$\begin{aligned}
I_{e,mag} &= S_{Carrier,q,mag} \& \bar{S}_{IF,mag} \\
Q_{e,mag} &= S_{Carrier,i,mag} \& \bar{S}_{IF,mag} \\
\bar{I}_{e,mag} &= S_{Carrier,q,mag} \& S_{IF,mag} \\
\bar{Q}_{e,mag} &= S_{Carrier,i,mag} \& S_{IF,mag} \quad (4 \text{ AND operation})
\end{aligned} \tag{3.12.2}$$

$$\begin{aligned}
I_{e,-1} &= \bar{I}_{e,sign} \& I_{e,mag}, \quad I_{e,-2} = \bar{I}_{e,sign} \& Q_{e,mag} \\
I_{e,-3} &= \bar{I}_{e,sign} \& \bar{I}_{e,mag}, \quad I_{e,-6} = \bar{I}_{e,sign} \& \bar{Q}_{e,mag} \\
I_{e,1} &= I_{e,sign} \& I_{e,mag}, \quad I_{e,2} = I_{e,sign} \& Q_{e,mag} \\
I_{e,3} &= I_{e,sign} \& \bar{I}_{e,mag}, \quad I_{e,6} = I_{e,sign} \& \bar{Q}_{e,mag} \quad (8 \text{ AND})
\end{aligned} \tag{3.12.3}$$

$$\begin{aligned}
Q_{e,-1} &= \bar{Q}_{e,sign} \& Q_{e,mag}, \quad Q_{e,-2} = \bar{Q}_{e,sign} \& I_{e,mag} \\
Q_{e,-3} &= \bar{Q}_{e,sign} \& \bar{Q}_{e,mag}, \quad Q_{e,-6} = \bar{Q}_{e,sign} \& \bar{I}_{e,mag} \\
Q_{e,1} &= Q_{e,sign} \& Q_{e,mag}, \quad Q_{e,2} = Q_{e,sign} \& I_{e,mag} \\
Q_{e,3} &= Q_{e,sign} \& \bar{Q}_{e,mag}, \quad Q_{e,6} = Q_{e,sign} \& \bar{I}_{e,mag} \quad (8 \text{ AND})
\end{aligned} \tag{3.12.4}$$

$$\begin{aligned}
I_e &= \text{SUM}\{I_{e,-1}\} + \text{SUM}\{I_{e,-2}\} + \text{SUM}\{I_{e,-3}\} + \text{SUM}\{I_{e,-6}\} \\
&\quad + \text{SUM}\{I_{e,1}\} + \text{SUM}\{I_{e,2}\} + \text{SUM}\{I_{e,3}\} + \text{SUM}\{I_{e,6}\} \\
Q_e &= \text{SUM}\{Q_{e,-1}\} + \text{SUM}\{Q_{e,-2}\} + \text{SUM}\{Q_{e,-3}\} + \text{SUM}\{Q_{e,-6}\} \\
&\quad + \text{SUM}\{Q_{e,1}\} + \text{SUM}\{Q_{e,2}\} + \text{SUM}\{Q_{e,3}\} + \text{SUM}\{Q_{e,6}\}
\end{aligned} \tag{3.12.5}$$

$$\begin{aligned}
I_l &= I_e - \text{SUM}\{I_{e,-1} \& S_{CA,exor}\} + \text{SUM}\{I_{e,-2} \& S_{CA,exor}\} \\
&\quad + \text{SUM}\{I_{e,-3} \& S_{CA,exor}\} + \text{SUM}\{I_{e,-6} \& S_{CA,exor}\} \\
&\quad + \text{SUM}\{I_{e,1} \& S_{CA,exor}\} + \text{SUM}\{I_{e,2} \& S_{CA,exor}\} \\
&\quad + \text{SUM}\{I_{e,3} \& S_{CA,exor}\} + \text{SUM}\{I_{e,6} \& S_{CA,exor}\} \quad (8 \text{ AND})
\end{aligned} \tag{3.12.6}$$

$$\begin{aligned}
Q_i = & Q_e - \text{SUM}\{Q_{e,-1} \& S_{CA,exor}\} + \text{SUM}\{Q_{e,-2} \& S_{CA,exor}\} \\
& + \text{SUM}\{Q_{e,-3} \& S_{CA,exor}\} + \text{SUM}\{Q_{e,-6} \& S_{CA,exor}\} \\
& + \text{SUM}\{Q_{e,1} \& S_{CA,exor}\} + \text{SUM}\{Q_{e,2} \& S_{CA,exor}\} \\
& + \text{SUM}\{Q_{e,3} \& S_{CA,exor}\} + \text{SUM}\{Q_{e,6} \& S_{CA,exor}\} \text{ (8 AND)}
\end{aligned}
\tag{3.12.7}$$

여기에서,

- $S_{IF,sign}$: 샘플된 신호의 부호 비트
- $S_{IF,mag}$: 샘플된 신호의 크기 비트
- $S_{CA,e,sign}$: C/A-코드 복사신호의 부호 비트 (Early)
- $S_{CA,l,sign}$: C/A-코드 복사신호의 부호 비트 (Late)
- $S_{Carrier,i,sign}$: In-phase 반송파 복사신호의 부호 비트
- $S_{Carrier,i,mag}$: In-phase 반송파 복사신호의 크기 비트
- $S_{Carrier,q,sign}$: Quadrature-phase 반송파 복사신호의 부호 비트
- $S_{Carrier,q,mag}$: Quadrature-phase 반송파 복사신호의 크기 비트
- \oplus : 배타적 OR 연산
- $\&$: 비트 AND 연산

적산 과정은 1 비트의 개수의 합으로 표현된다. 이 연산은 식 (3.12.6)과 (3.12.7)에 잘 표현되어 있다. 합을 계산할 때에는 Look-up 테이블을 이용한다. 이 값들은 메모리 테이블에 저장되어 있고, 16비트 값에 의해서 지정된다. 이 메모리 테이블의 크기는 64Kbyte이다. 이 연산은 SUM{}이라는 기호로 표현된다.

(3) 의사 코드 DCO와 반송파 DCO

코드와 반송파 DCO는 가상적으로 존재할 수 있다. DCO는 27비트 레지스터로 구성되어 있다. 대략 1밀리초의 샘플 수는 5714개이다. 따라서, DCO의 위상을 계산할 때에 5714를 곱하면 32비트의 범위를 벗어난다. 그러므로, 상위 16비트와 하위 16비트를 나누어 단 두 번의 곱셈으로 하드웨어 상관기에서 DCO가 하는 역할을 동일하게 구현할 수 있다.

2. 신호추적 알고리즘 개선

연속적으로 복사신호를 생성하지 않고 미리 생성된 복사신호를 사용할 경우 다양한 오차가 발생한다. 따라서, 이러한 오차를 보상하여 실제 하드웨어 수신기와 동일한 동작을 하도록 개선한다.

가. 보상기를 이용한 오차 보상

복사신호 맵을 미리 생성할 때, 이에 대한 오차를 계산할 수 있다. 따라서, 이 오차를

(2) 비트 조합기/ PC 인터페이스

비트 조합기는 PLD (Programmable Logic Device) 또는 쉬프트 레지스터를 이용하여 구현할 수 있다. Front-end로부터 입력되는 2비트의 데이터를 32비트 부호 블록과 크기 블록으로 조합 (병렬화)하는 역할을 수행한다.

병렬화된 신호를 PC로 전송하기 위하여 내셔널 인스트루먼트 (National Instrument : NI)사의 NI-653x Digital I/O Card를 사용하였다. NI-653x DAQ는 20메가바이트의 32비트 I/O 인터페이스를 제공한다. DAQ 소프트웨어는 C++와 NI에서 제공하는 API함수를 사용하여 프로그래밍하였다.

(3) PC의 사양 및 구조

본 시스템을 위해 선택한 PC (Personal Computer)의 사양은 다음과 같다. 1.67GHz (AMD)프로세서를 사용하는 윈도우 2000 O/S 기반에서 동작한다. 전체 시스템의 구조는 그림 3-12-8과 같다.

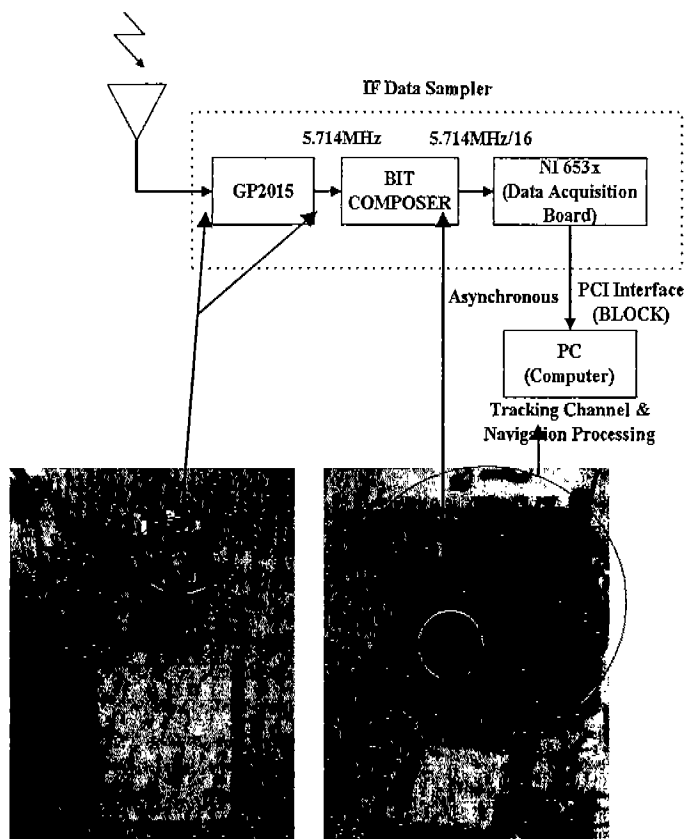


그림 3-12-8 구현된 소프트웨어 GPS 하드웨어 및 구조

프로그램을 위해서 사용된 코드는 ANSI C기반으로 작성되어 있으며, 프로세서 전용 언어를 사용하지 않았다.

나. 소프트웨어 GPS 수신기의 성능 분석

(1) 항법해 성능 분석

항법해 성능을 평가하기 위하여 약 3분 가량의 데이터를 이용하여 위치를 구한 결과이다. 그림 3-12-9는 C/A 코드의 샘플에 대한 각각의 해상도에 대한 결과이다. 사용된 코드 맵의 해상도는 1~1/16 샘플이다. 코드 맵의 해상도에 따른 성능을 분석하기 위하여 반송파 복사신호의 주파수 해상도는 10Hz로 설정하였다.

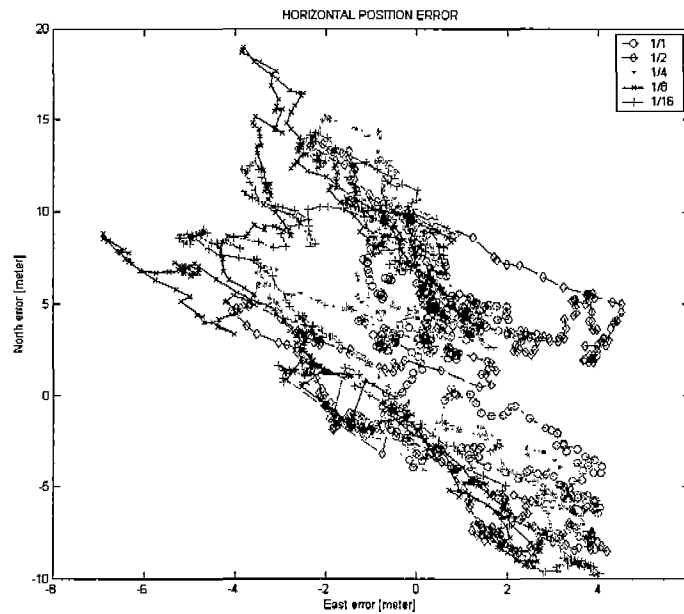


그림 3-12-9 항법해 오차 대 코드 맵의 해상도

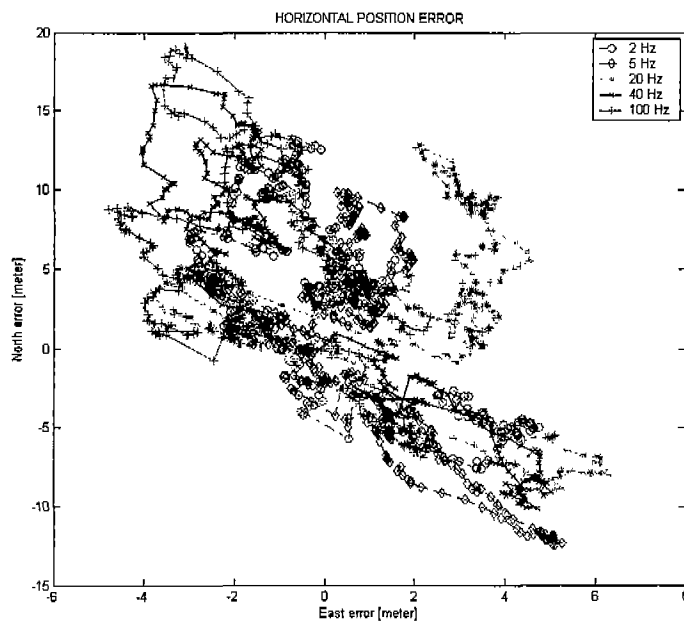


그림 3-12-10 항법해 오차 대 반송파 주파수 해상도

그림 3-12-10은 반송파 복사신호의 주파수 해상도에 따른 항법해 성능이다. 성능 분석을 위하여 코드 맵의 해상도는 1/16으로 고정하였다.

(2) 클럭 오차 추정 성능

그림 3-12-11과 그림 3-12-12는 소프트웨어 GPS 수신기가 구한 클럭 오차이다. 각각의 경우에 대하여 약간의 차이는 있으나, 해상도에 따른 큰 변화는 보이지 않음을 확인할 수 있다.

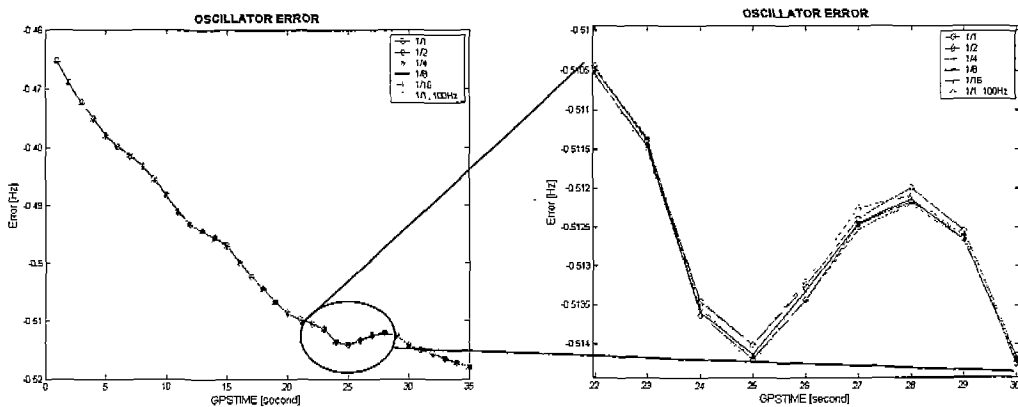


그림 3-12-11 클럭 오차 대 코드 맵의 해상도

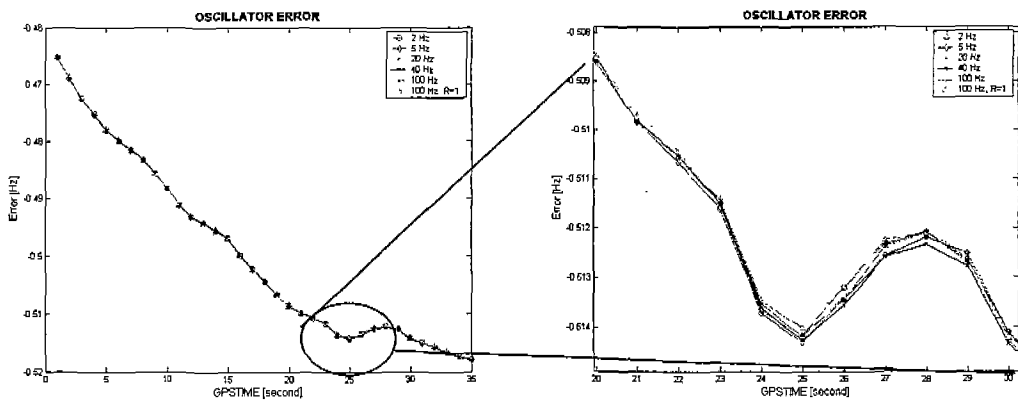


그림 3-12-12 클럭 오차 대 반송파 주파수 해상도

(3) 성능 분석 결과

각각의 경우에 대하여 분석한 결과 소프트웨어 GPS 수신기를 구현할 때, 복사신호의 해상도는 분석에 사용된 모든 해상도를 사용하여도 항법해 성능에는 큰 오차가 발생하지 않았다. 신호추적 알고리즘은 Architect 코드를 사용하였다. 이 알고리즘은 SA (Selective Availability)가 동작함을 가정하고 설계되어 약 9미터 오차를 가정하고 사용되었다. 따라서, 맵의 해상도가 크게 낮아지지 않는 한 맵에 의한 오차는 신호추적 오

차로 거의 반영이 되지 않는다. 따라서, 소프트웨어 상관기를 사용하는 GPS 수신기는 2DRMS가 10미터 내외의 성능을 나타내었다.

실시간으로 동작하는 소프트웨어 GPS 수신기를 구현하여 성능을 분석하였다. C/A 코드와 반송파 복사신호 맵을 생성하는 방법에서 해상도의 선택문제는 시스템의 메모리 요구량과 일치한다. 분석된 최상의 해상도를 이용할 경우 맵을 위해 요구되는 메모리량은 약 80Mbyte이며, 가장 낮은 해상도를 이용할 경우의 요구량은 약 2.7Mbyte이다. 두 경우의 수평면 오차는 10미터 보다 작다. 따라서, 두 경우에서 성능차이가 크게 발생하지 않음을 알 수 있다. 그러므로, 활용가능 메모리의 크기에 따라 해상도를 선택하여 적용하여도 수신기 성능에 큰 영향을 미치지 않음을 알 수 있으며, 소량의 메모리를 탑재한 범용 DSP에서의 구현 또한 가능하다. 향후 기존의 상관기 알고리즘이 아닌 소프트웨어 GPS 수신기에 적합한 알고리즘의 개발이 필요할 것이다.

4. Matlab 시뮬링크를 이용한 FPGA 기반의 소프트웨어 수신기

소프트웨어적으로 수신기 알고리즘 구현 시 계산 시간을 단축 시키기 위해 맵방식을 이용하여 Code와 Carrier를 만들어 내었다. 하지만 이럴 경우 일반 수신기 보다 정확도가 떨어지게 된다. 따라서 소프트웨어적인 면을 그대로 유지 하고 더 빠르게 수신기를 구현하기 위해 FPGA를 이용하여 수신기를 구현하여 보았다. 이런 작업은 이전에도 진행되었지만 시뮬링크를 이용한다는 면에서 많은 부분이 좀더 쉽게 구현 되어 질 수 있다. 시뮬링크 블록을 이용하여 시뮬레이션을 쉽게 해 볼 수가 있으면 검증된 알고리즘을 별도의 VHDL코딩 없이 쉽게 Xilinx XtremeDSP보드로 다운 로드 시킬 수가 있다. 또한 처리 능력 또한 소프트웨어 방법보다 뛰어 날 뿐 아니라 쉽게 수신기를 수정할 수 있다는 소프트웨어적인 측면도 가지게 된다. 기본 구성은 소프트웨어 GPS와 같다. 그림 3-12-13은 Matlab과 시뮬링크 보드간에 서로 어떻게 구성되어 있는지를 보여 준다[17,19].

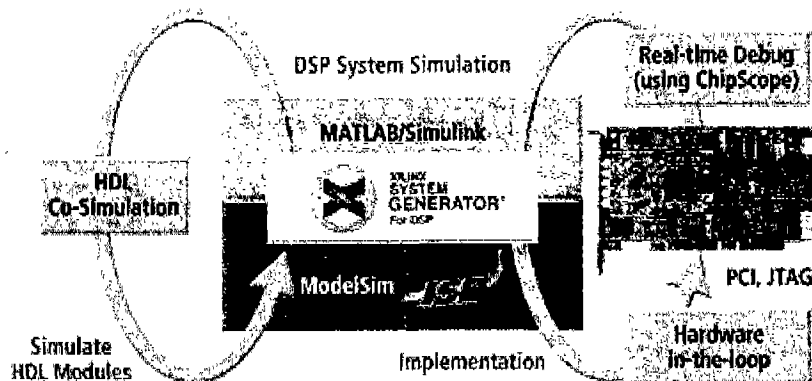


그림 3-12-13 System Generator의 개념도

가. 1채널 수신기 구현 및 Test

전체적인 수신기를 구현하기 전에 수신기 IF 프로세서의 핵심인 상관기를 구현하여 성능을 검증하여 보았다. 상관기는 코드 NCO와 코드 생성기, 반송파 NCO와 반송파 생성기, 상관하는 부분과 GPS 측정값을 생성하는 부분으로 구성되어 있다.

(1) 코드 NCO 및 코드 생성기

먼저 시플링크로 구성된 1채널 수신기는 그림 3-12-14과 같다. 일반적으로 GPS수신기의 경우 CA코드를 직접 생성하는 방식을 사용한다. 하지만 여기서는 FPGA의 자원을 효율적으로 사용하기 위하여 미리 만들어진 2배 샘플링 된 코드를 사용하여 코드를 생성하였다. 이렇게 생성된 코드는 내부 Block Ram에 저장된다. 이 램을 사용시 1샘플 딜레이가 생기게 되는데 이를 고려하여 Dump 타이밍과 측정과 타이밍을 1샘플 늦춰 주었다. 1ms마다 Dump를 내보내주게 되어 있고 Prompt코드와 Early-Late코드를 내보내 준다. 또한 측정값으로 1/2코드 위상값과 1/2이하 위상값을 주게 된다.

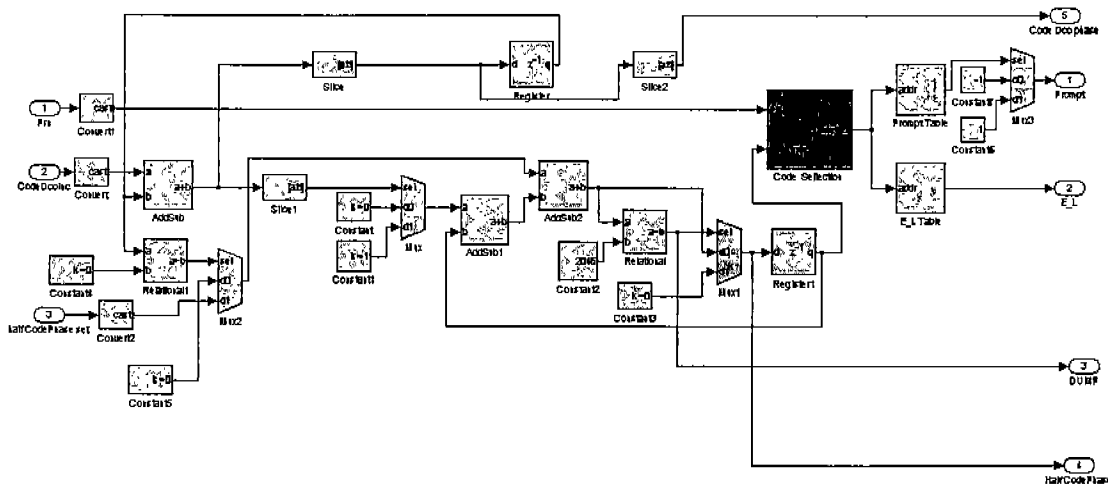


그림 3-12-14 코드 NCO 및 코드 생성기

(2) 반송파 NCO 및 반송파 생성기

반송파 NCO와 반송파 생성기는 그림 3-12-15와 같다. 반송파 NCO에서 각각의 위상값을 결정해주게 되면 I와 Q에 해당하는 반송파를 인덱싱하여 만들어 주게 되어 있다. 이 인덱싱 값은 1사이클 동안 8Phase로 나누어 구성되어 있다. 측정값으로 반송파 사이클과 반송파 위상값을 주게 되어 있다.

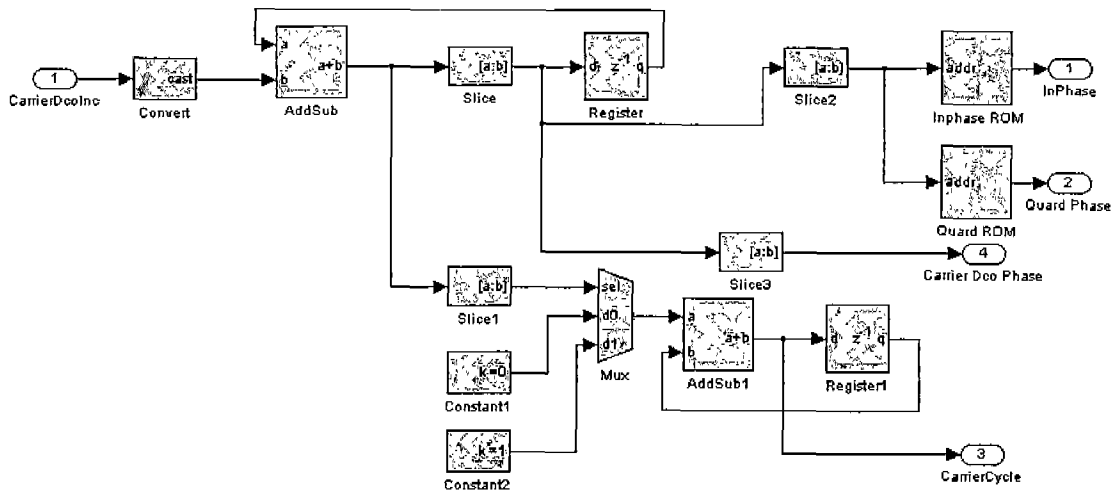


그림 3-12-15 반송파 NCO 및 반송파 생성기

(3) 1채널 수신기

1채널 수신기는 코드 생성기 반송파 생성기와 1ms동안 적산하는 적산기 그리고 Epoch을 카운트하는 Epoch 카운트로 구성되어 있다. 위치해를 구할 때 사용되는 측정값은 Tic에 맞추어 Latch되어지는데 이 주기는 약 100ms정도이다. 그림 3-12-16은 전체 1채널 수신기를 보여준다.

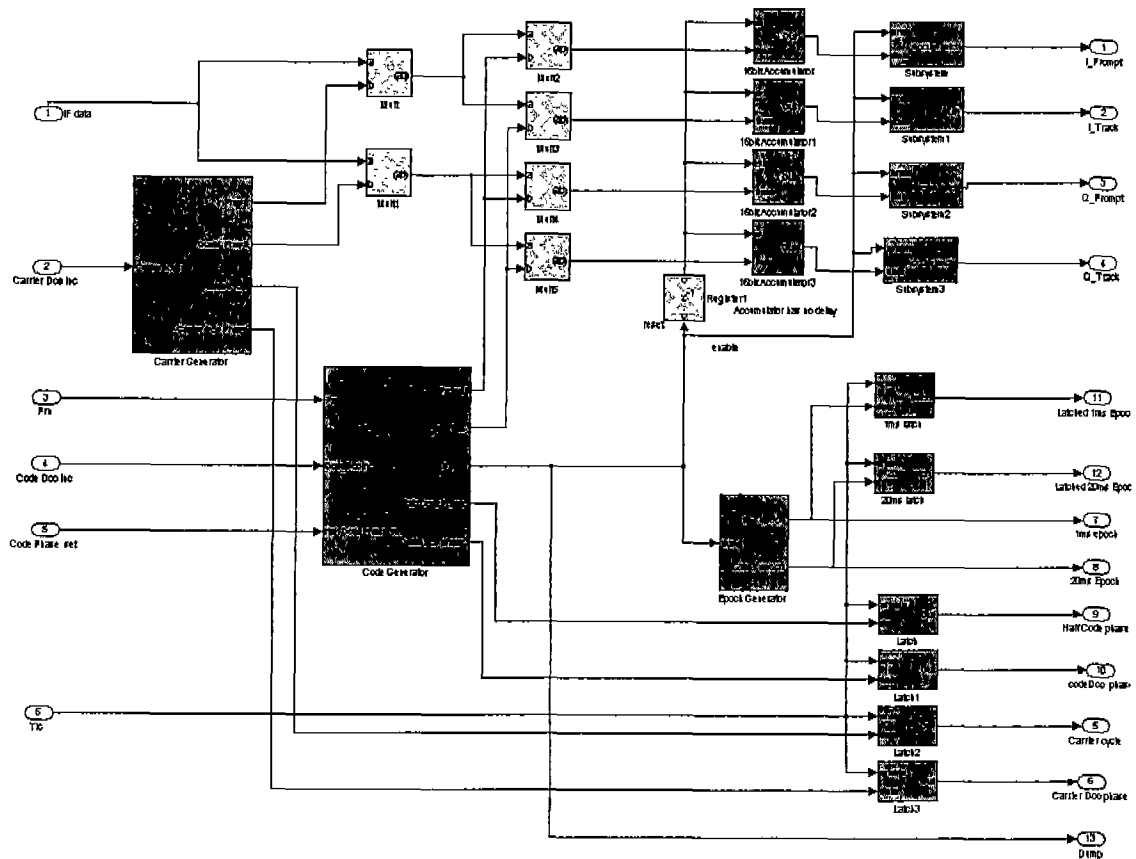


그림 3-12-16 1채널 수신기

미리 수신기의 IF데이터를 저장소에 저장한 후 한 채널 수신기의 성능을 검증해 보았다. 그 결과 GPS신호를 제대로 추적하고 있음을 알 수가 있었다. 그림 3-12-17는 1채널 수신기의 신호 추적 결과를 나타낸다. GPS는 BPSK인데 Phase Lock이 안되었기 때문에 위상이 계속 원을 그리며 도는 것을 볼 수가 있다. 이는 신호 추적 루프는 FLL을 사용하였기 때문이다. 만약 PLL을 사용하였다면 Inphase쪽에 신호가 몰려 있게 된다. 보통의 GPS의 수신기의 경우 동적 특성이 좋은 FLL을 사용하고 있다. 그림 3-12-19는 코드의 Lock Indicator를 나타낸다. 만약 이 값이 Threshold값보다 작게 내려가면 신호를 잃은 것으로 간주 하게 되어 있다. 결과에서 보듯이 실제 신호를 받아 처리한 결과 정확히 신호를 추적하고 있음을 알 수가 있다. 이 결과를 바탕으로 다채널 수신기를 구현하였다.

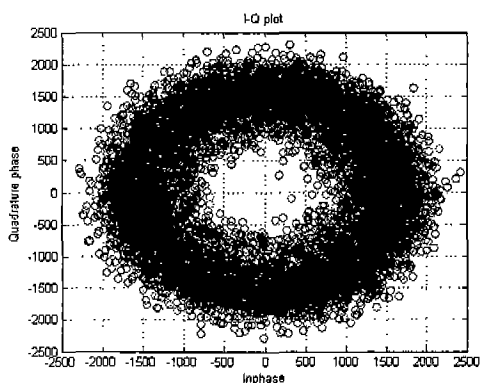


그림 3-12-17 I Q Plot (2D)

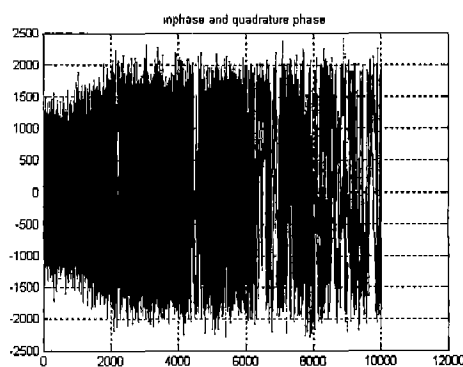


그림 3-12-18 I Q Plot (1D)

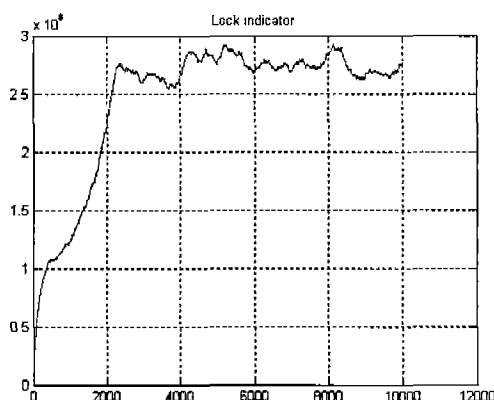


그림 3-12-19 Lock Indicator

나. 다채널 수신기 구현

다채널 수신기의 경우 1채널 수신기를 여러 개 붙이는 과정과 이에 해당하는 측정값을 얻어낼 때 약간의 인터페이스 부분의 변경이 필요 하다. 또한 실시간 동작을 위해 사용자 FPGA와 인터페이스 FPGA사이의 인터페이스를 직접 VHDL코드로 작업하여 System

Generator를 이용하여 생성된 코어 블록과 연결 시켜 주어야 한다[18].

(1) 인터페이스 구현

인터페이스를 구현하기 위해 인터페이스 FPGA에서 나오는 신호를 이용하여 데이터를 주고 받을 방법을 결정해야 한다. XtremeDSP보드의 경우 Memory Map방식과 DMA 두 가지 방식을 이용할 수가 있는데 GPS수신기의 경우 대용량의 데이터의 전송이 필요 하지 않기 때문에 Memory Map 방식을 이용하여 구현 하였다. 인터페이스 VHDL코드의 상태도는 다음과 같다.

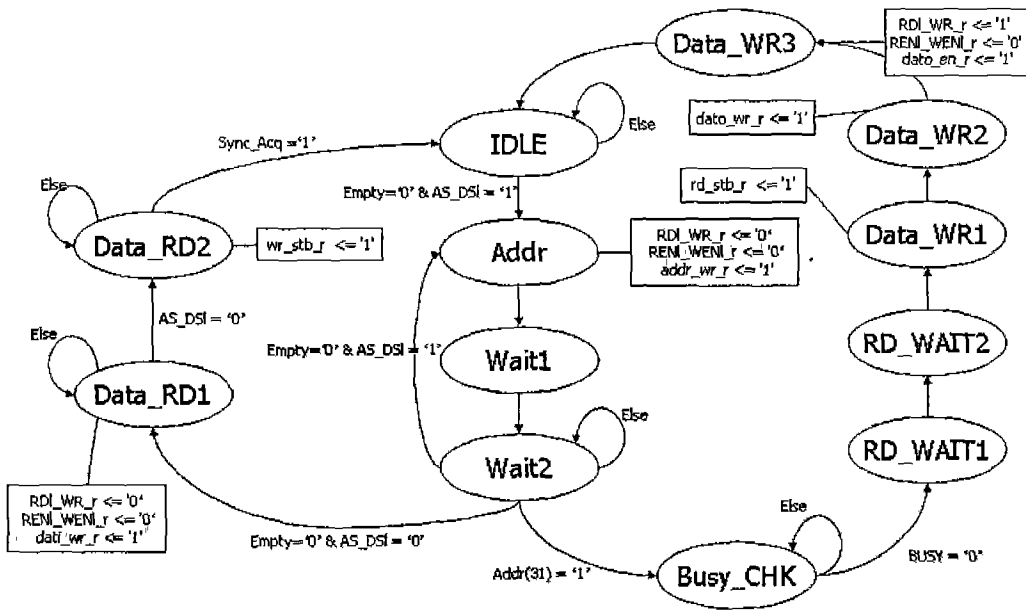


그림 3-12-20 인터페이스 VHDL코드 상태도

(2) 8채널 수신기

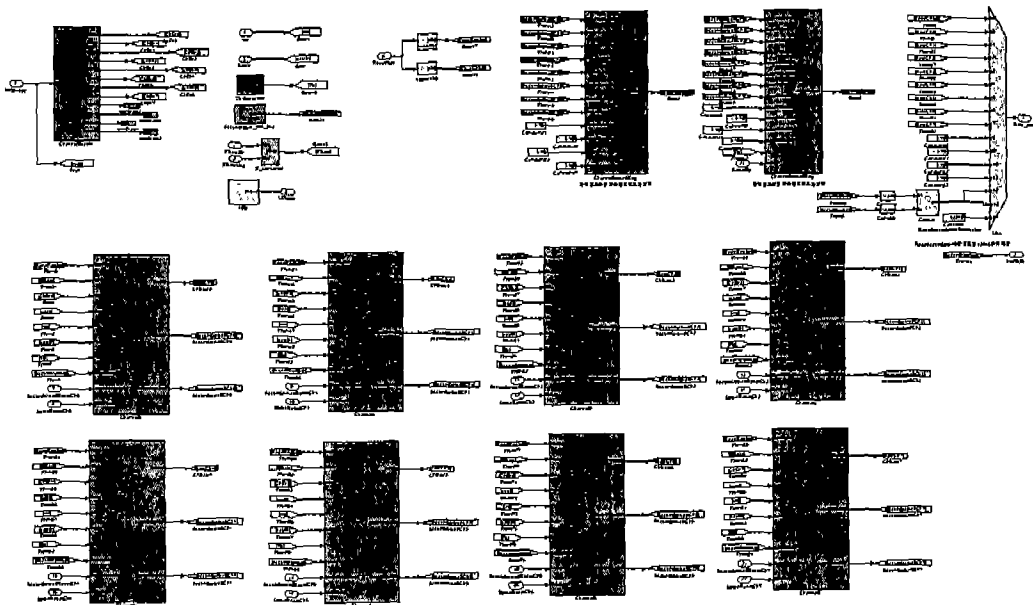


그림 3-12-21 8채널 수신기

그림 3-12-20에서 추가된 부분은 여러 개의 상관기와 인터럽트 생성기, IF데이터 수신부분 그리고 상태 레지스터 구성부분과 PC와 인터페이스 하기 위한 레지스터 블록으로 구성된다. 이 블록들은 사용자 FPGA에 구현이 된다.

전체 수신기 구성도는 그림 3-12-22와 같다. GPS 수신기에서 IF 신호를 획득하게 되어 있고 이를 처리하는 부분이 사용자 FPGA에 들어 가게 된다. 또한 인터페이스 FPGA와 인터페이스 할 수 있게 사용자 FPGA에 인터페이스 VHDL코드가 들어 가게 된다. 사용자 컴퓨터는 인터럽트 신호에 맞춰 데이터를 주고 받고 신호를 추적하기 위해 각각의 NCO값들을 업데이트 해주게 된다.

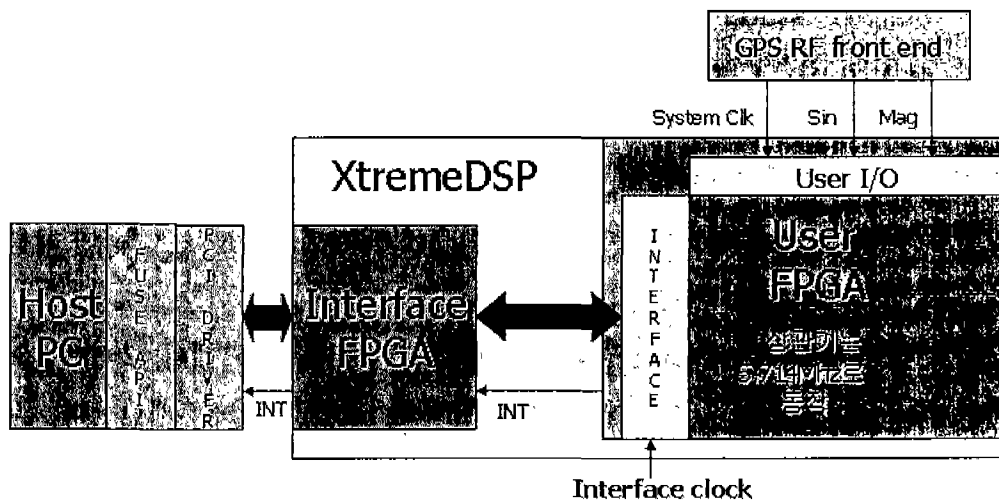


그림 3-12-22 전체 시스템 구성

PostSoftwareGPS_KGP - PostSol

파일(F) 편집(E) 보기(V) XtremeDSP Receiver Setting Receiver Monitor DataSaveSelection: 형(Y) 도움말(H)

PostSol

CH	SV	ELV	AZI	DOPP	NCO	UERE	SF	PRerr	IPRRerr	ICPerr	DirC	LOCK	SNR
1	3	77	25	-785	1532	2	5	+2.4	+0.1	0.0	0.0	CCBF	18.1
2	13	28	260	-1317	1000	2	5	+3.3	+0.0	0.0	0.0	CCBF	10.7
3	15	38	83	460	2776	4	5	+1.0	-0.2	0.0	0.0	CCBF	12.9
4	16	42	74	-1724	593	2	5	+6.0	-0.2	0.0	0.0	CCBF	14.7
5	19	61	234	1529	3846	2	5	+3.6	-0.4	0.0	0.0	CCBF	15.8
6	21	0	0	0	5316	0	0	0.0	0.0	0.0	0.0		3.0
7	23	-57	262	1342	650	0	0	0.0	0.0	0.0	0.0		3.0
8	27	23	315	3171	5493	2	5	+3.1	-0.2	0.0	0.0	CCBF	7.6
9													
10													
11													
12													

Latitude	37.541720	SV Num	6
Longitude	127.078897	Solution Type	3D Fbx
Height	62.626472	DGPS Using	No DGPS
Speed	0.800865	HE	13183123.695616
Heading	350.938532	VE	62.626472
Rate of Climb	0.232390	DO	2318.163464
GDOP	3.637401	Date	19/8/4
PDOP	3.114623	UTC	11:33:4
VDOP	2.509213	OscErr[ppm]	-1.471457

10Tic: 270
miss accum number: 105

그림 3-12-23 실시간 구현 결과

제13절 MEMS INS 특성 알고리즘과 GPS 알고리즘 통합 기법 개발

1. MEMS INS 기반의 독립된 WNS 구현을 위한 하드웨어 및 소프트웨어 개발

가. MEMS 기반의 보행항법장치 구현을 위한 하드웨어

지금까지 여러 형태의 보행항법장치들이 관련 연구 및 특허에서 제안되었다. 일반적으로 보행항법장치는 허리, 가슴, 등, 신발, 주머니 등에 장착된다. MEMS 기반의 보행항법장치는 사람의 이런 특정 부위에 장착되어 보행중 몸의 반복되는 특정 움직임을 측정하여 걸음을 검출한다.

기존의 보수계 (Pedometer)는 스프링이 달린 기계적인 추 (Pendulum)를 사용하여 보행자의 걸음을 검출하였다. 이 보수계는 추의 상하 운동을 스위치 형태로 감지하고 내부 전자회로에서 카운터한다. 그러나 기계적인 구조에 의하여 추의 진동 등이 발생할 수 있으므로 오차를 발생시킨다. 또한 수동 보정과 인터페이스의 불가 등에 의해 보행항법장치에서는 사용할 수 없다. 이런 이유에 의하여 최근에는 가속도계를 사용하여 걸음을 검출하는 방법들이 제안되고 있다.

본 연구에서 제안하는 보행항법장치는 MEMS형 2축 가속도계와 2축 지자계 센서를 사용하여 걸음을 검출하고 보폭을 추정하며 또한 보행 방향을 계산한다. 따라서 2축 가속도계와 지자계 센서를 사용하여 소형 보행항법장치를 구성할 수 있다. 이렇게 구성된 시스템은 신발에 장착된다.

그림 3-13-1은 구현된 보행항법장치의 하드웨어 및 장착된 사진이다. 그림에서 보듯이 보행항법장치의 하드웨어는 2축 가속도계인 Analog Device사의 ADXL202E와 2축 지자계 센서인 Tokin사의 TMC3000NF, 그리고 마이크로 프로세서는 Atmel사의 8bit AVR인 Atmega163, 그리고 데이터 전송을 위한 RF 전송기인 BIM-418-F로 구성되며 사양은 표 3-13-1과 같다.

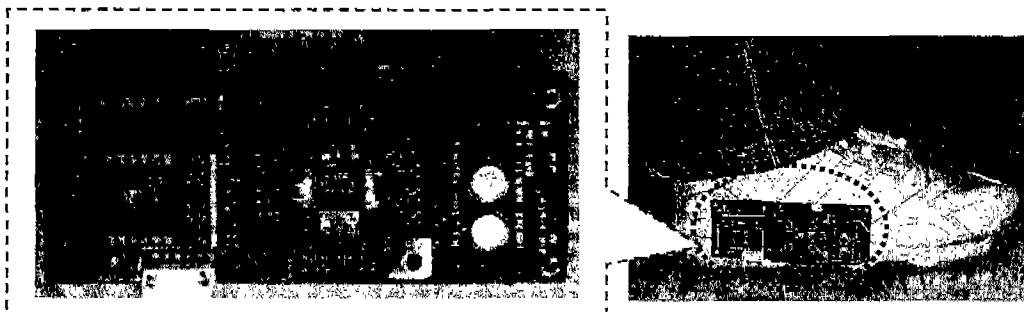


그림 3-13-1 구현된 보행항법장치 하드웨어

표 3-13-1 하드웨어 사양

가속도계 (ADXL202E)	온도에 의한 drift	2mg/deg
	비선형성	0.2% FS
	측정범위	2g
	민감도	312mV/g
지자기 센서 (TMC3000NF)	선형성	2% FS
RF 모듈	주파수 대역	418MHz

나. MEMS 기반의 보행항법장치 구현을 위한 알고리즘

보행항법장치는 몸에 장착된 센서의 출력을 사용하여 보행자의 위치 및 보행 정보를 제공하는 장치로 이를 통한 항법정보 계산을 위한 알고리즘은 그림 3-13-2에서 나타낸 것과 같이 걸음 검출, 보폭 추정, 그리고 방위각 계산 알고리즘으로 구성된다. 지금까지 이와 관련된 알고리즘들이 많이 연구되어 왔다. 본 연구에서는 보행 환경을 고려하여 걸음 형태 및 보행 환경에 보다 강인한 보행항법 알고리즘들을 개발한다[1].

(1) 걸음 검출

최근, 가속도계를 사용한 걸음검출 기법들이 제안되고 있다. 지금까지 Peak Detection[1~5], Zero Crossing Detection[6,7] 그리고 Flat Zone Detection[8] 등의 기법들이 제안되었다. Peak Detection과 Zero Crossing Detection 기법들은 가속도계 신호 오차와 센서 장착 오차에 의하여 중복 검출 또는 미검출의 가능성이 높다. 반면 Flat Zone Detection은 걸음 패턴에 따라 오차를 가질 수 있다. 걸음 검출 오차는 보폭 추정과 방위각 계산에 영향을 미치게 되므로 정확한 걸음 검출은 보행항법장치에서 가장 기본이 되는 것이다.

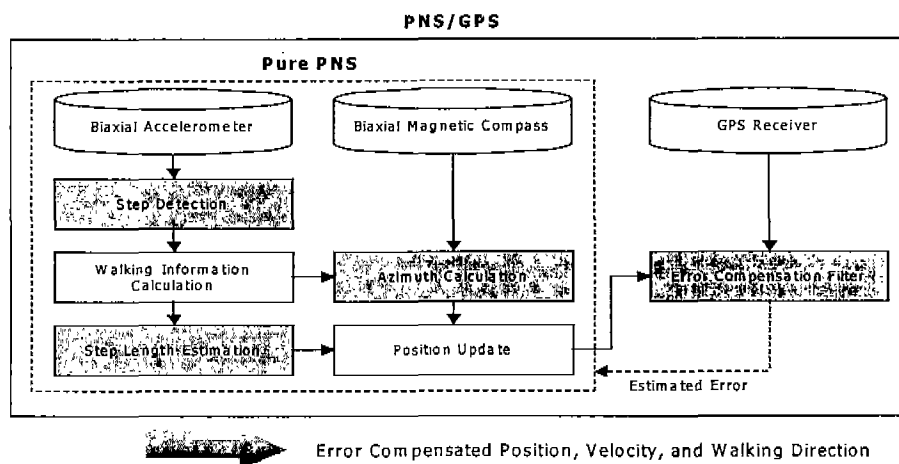


그림 3-13-2 보행항법장치 및 보행항법장치/GPS 구성도

본 연구에서는 수정된 Flat Zone Detection 기법을 제안한다. Flat Zone Detection은 걸음 단계 중 Stance Phase를 검출하는 것으로 그 외의 구간에서 발생하는 Flat Zone을 제거한다.

발에 장착된 가속도계의 출력은 걸음에 의한 발의 가속도 뿐 아니라 중력 가속도를 포함한다. 중력 가속도는 지면 경사와 센서의 장착각에 의하여 발생하며 계속 변하게 된다. 이 영향을 제거하지 않으면 걸음 검출에 오차를 발생시키게 된다. 그러나 발의 자세를 정확하게 알지 못하는 한 이 영향은 제거할 수 없다. 본 연구에서는 가속도계 신호의 시간 차분을 통하여 중력 가속도를 제거한다. 가속도계 출력은 다음과 같이 나타낸다.

$$a_o(t) = a_f(t) + a_g(t) \quad (3.13.1)$$

여기서 a_o 는 가속도계 출력을, a_f 는 발의 가속도, 그리고 a_g 는 중력 가속도를 나타낸다.

Stance Phase 동안 발의 가속도는 0이다. 게다가 중력 가속도의 변화 또한 거의 없게 된다. 따라서 중력 가속도는 다음과 같이 가속도계 신호의 시간 차분을 통하여 Stance Phase 동안 제거될 수 있다.

$$\Delta a_o(t) = a_o(t) - a_o(t-1) \cong 0 \quad (3.13.2)$$

그러므로 걸음은 가속도계 신호 차분값이 Stance Phase 동안 실험에 의해 정해진 문턱값 (Threshold)보다 작다는 조건을 사용하여 검출될 수 있다. 그러나 이 조건은 Swing Phase 동안에도 발의 가속과 감속이 교차되는 시점에서 가끔 발생할 수 있다. 이런 영향에 의하여 한 걸음 구간동안 두 번의 걸음이 검출될 수 있다. 이 영향을 제거하기 위하여 다음과 같은 이동 구간 합 (Sliding Window Summing)을 한다.

$$SWS(t) = \sum_{k=t-N+1}^t \Delta a_o(k) \quad (3.13.3)$$

여기서 SWS 는 이동 구간 합을 의미하며, N 은 구간의 크기를 나타내며 Stance Phase의 크기보다 작게 설정한다.

이동 구간 합 결과 Stance Phase에서는 0에 가까운 값으로 유지되지만 그 외의 구간에서는 식 (3.13.2)의 조건이 사라진다. 그러므로 다음과 같은 과정을 통해 stance

Phase는 검출될 수 있다.

- i) $Num = 0$
- ii) if $|SWS| < \delta_{StP}$ then $Num = Num + 1$ (3.13.4)
- iii) if $Num > num_{StP}$ then 이 시점이 stance phase이다.

여기서 δ_{StP} 은 Stance Phase 검출을 위한 문턱값이고 num_{StP} 은 실험을 통해 적절하게 설정된 수이다.

그림 3-13-3은 제안된 걸음 검출 알고리즘의 흐름도를 나타낸 것이다. 여기서 δ_{SwP} 는 Swing Phase 검출을 위한 문턱값이다. 만약 가속도계 신호의 시간 차분값이 δ_{SwP} 보다 크면 걸음 검출 알고리즘이 시작된다. 그 다음 걸음 검출 구간 (Horizon)이 설정된다. 이 구간내에서 단 한 번의 걸음이 검출된다.

제안된 걸음 검출 알고리즘의 성능을 검증하기 위하여 가속도계 신호를 그림 3-13-4에서 분석하였다. 그림 3-13-4(a)는 순수 가속도계 신호를 나타낸 것이며 그림 3-13-4(b)는 이 신호의 시간 차분을 나타낸 것이다. 여기서 가속도계 신호가 Stance Phase에서도 0이 되지 않는 것을 볼 수 있다. 그 이유는 중력 가속도에 의한 영향이다. 그리고 그림 3-13-4(b)에서 가속도계 신호 차분값이 Stance Phase에서 거의 0이 되는 것을 볼 수 있다. 그러나 화살표로 표시한 곳과 같이 Swing Phase에서도 유사한 현상이 나타나는 것을 볼 수 있다. 이 현상에 의하여 한 걸음을 걷는 동안 두 걸음이 검출될 수 있다. 이 문제를 제거하기 위하여 가속도계 출력의 차분값이 선행 설정된 이동 구간동안 합을 한 것이 그림 3-13-4(c)에 나타나 있다. 그 결과 Stance Phase 에서만 0에 가까운 값으로 나타나는 것을 알 수 있다.

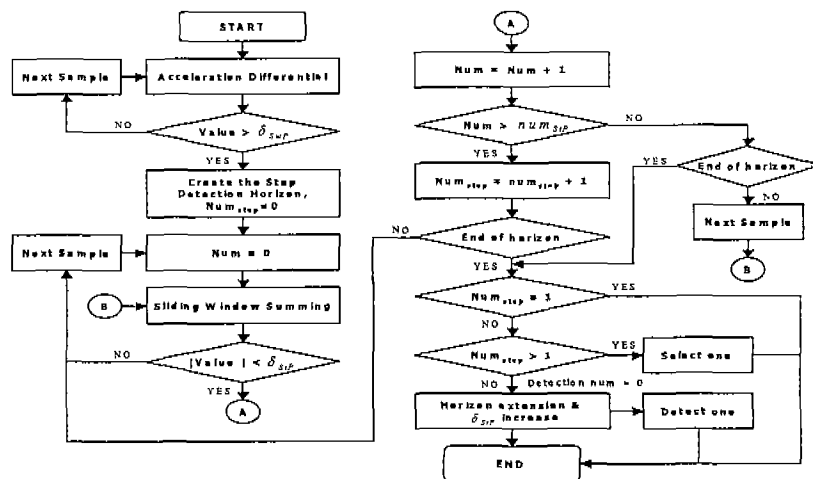


그림 3-13-3 걸음 검출 알고리즘의 흐름도

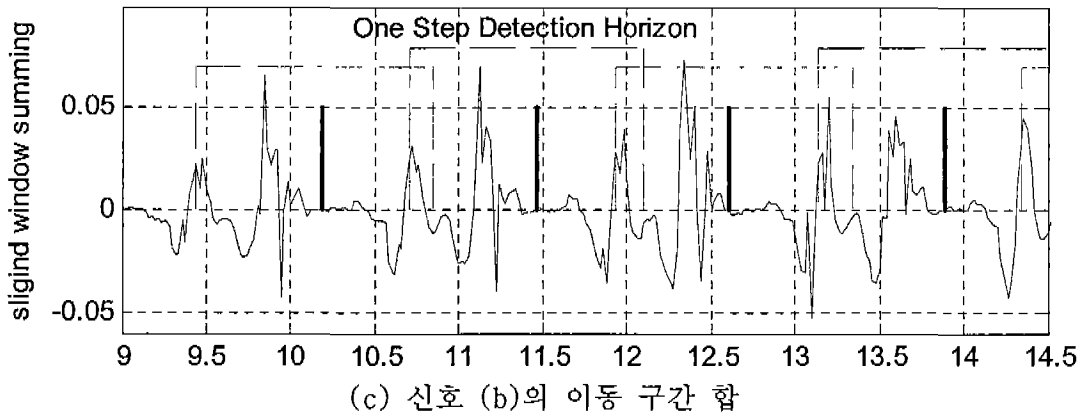
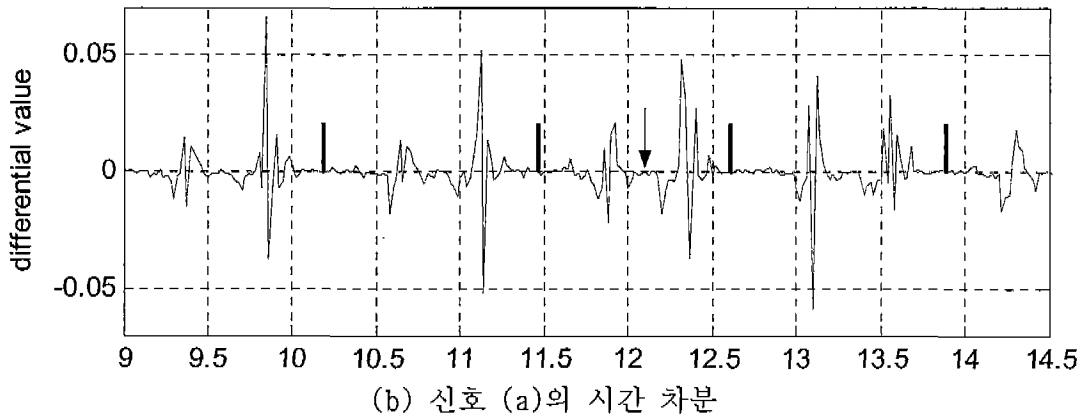
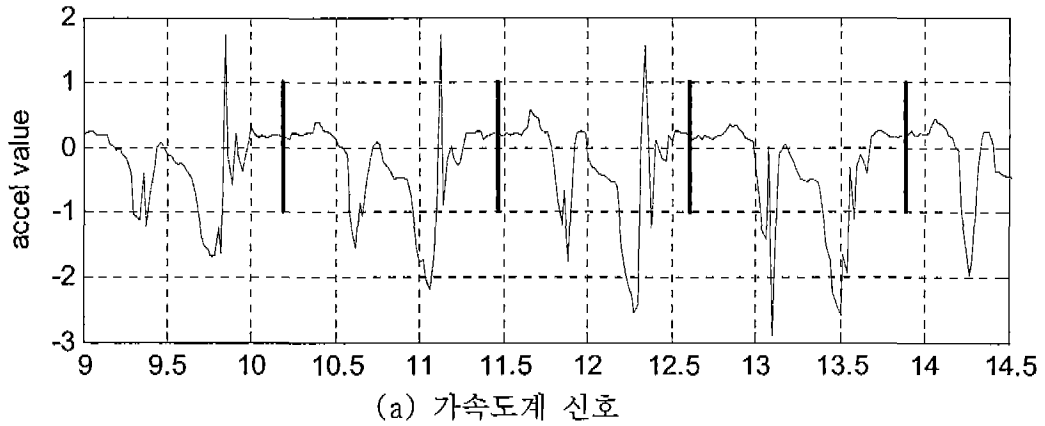


그림 3-13-4 가속도계 신호 분석

(2) 보폭 추정

보행항법장치에서 보폭은 INS에서 가속도계 출력의 이중 적분을 통해 계산된 이동 거리와 같다. 따라서 보폭은 보행항법장치에서 매우 중요한 항법 파라미터이며 지금까지 여러 보폭 추정 기법들이 제안되었다.

첫째, 보폭은 선형 결합 (Linear Combination)으로 모델링 되었다. 이 선형 결합은 걸음 주파수, 가속도계 신호 분산 등과 같이 보폭 변화에 영향을 주는 파라미터들로

구성되어있다. *Levi*는 상수와 걸음 주파수로 모델링 하였다[1]. *Ladetto*는 상수와 걸음 주파수, 그리고 가속도계 신호 분산으로 모델링 하였다[3]. *Kappi*는 가속도 크기와 수직 속도, 그리고 가속도계 신호 분산으로 모델링 하였다[6]. 그리고 *Lee*는 2차 모델로 보폭을 모델링 하였다[4,5].

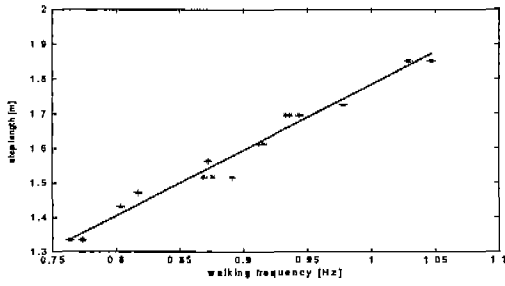
둘째, 걸음 속도를 모델링 하였다. *Gabablio*는 상수와 가속도 변화에 대한 함수로 걸음 속도를 모델링 하였다[9]. 그리고 *Aminian*은 신경 회로망으로 걸음 속도를 모델링 하였다[10,11].

셋째, 보폭은 신발에 장착된 가속도계의 이중 적분과 제한된 발의 움직임에 의한 오차 보상으로 계산될 수 있다. *Fyfe*는 세 개의 가속도계와 gyroless 기법을 통해 발의 회전각을 계산하여 보폭을 계산하였다[12]. *Sagawa*는 6-DOF IMU를 사용하여 보폭을 계산하였다[13]. 그리고 *Cho*는 하나의 가속도계와 발의 동적 움직임 분석을 통해 보폭을 계산하였다[8].

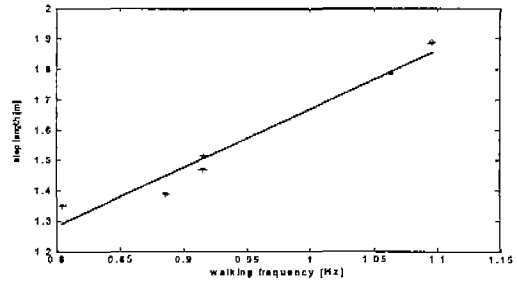
첫 번째와 두 번째 방법은 보폭을 간단하게 모델링 되는 장점을 가지고 있다. 그러나 비선형 특성을 제대로 고려할 수 없다. 세 번째 방법은 Stance Phase에서 발의 속도가 0이라는 사실을 사용하여 오차를 보상한다. 그러나 저급 가속도계를 사용하는 경우 시간이 지남에 따라 큰 오차를 여전히 가지게 되는 단점을 가지고 있다.

지금까지 보폭 계산 방법은 평지에서 보행한다는 것을 전제로 구성되었다. 그러나 경사지에서는 큰 오차를 가질 수 있으므로 제대로 사용할 수 없다. 우선 경사에 따른 영향을 그림 3-13-5에서 분석해 보았다. 그림 3-13-5에서 실선은 Curve Fitting의 결과이다. 그림에서 보폭은 걸음 주파수에 비례하는 현상을 볼 수 있다. 그러나 그림 3-13-5의 (a), (b), (c)에서 볼 수 있듯이 평지에서의 근사화된 식은 상승 경사와 하강 경사에서의 각각 근사화된 식들과 다르다. 따라서 경사에 따라 간단한 식으로 나타낼 수 없음을 알 수 있다.

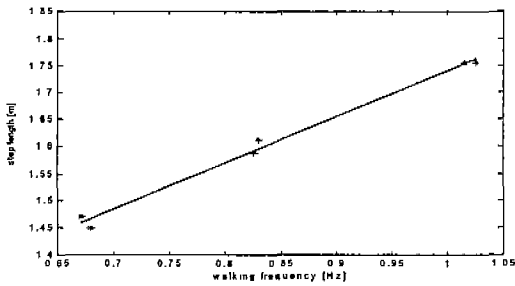
보폭은 그림 3-13-5(d)에서 볼 수 있듯이 평지에서는 가속도계 신호 분산에 비례한다. 그림 3-13-5(e)와 (g)는 각각 하강 경사와 상승 경사에서의 가속도계 신호 분산의 1차 근사를 나타낸 것이다. 그리고 그림 3-13-5(f)와 (h)는 2차 근사를 나타낸 것이다. 이 그림에서 볼 수 있듯이 하강 경사에서는 가속도계 신호 분산은 1차 근사로 나타낼 수 있지만 상승 경사에서는 1차 경사로는 정확하게 나타낼 수 없다. 따라서 보행자가 평지를 걷는 경우에는 앞에서 제안된 선형 결합으로 모델링 할 수 있지만 경사지에서는 간단하게 모델링 하기 어렵다. 이런 경사에 대한 비선형 문제는 퍼지나 신경 회로망과 같은 방법으로 풀어야 한다. 본 연구에서는 평지 및 경사에서 모두 사용할 수 있는 보폭 추정 신경 회로망을 연구하였다.



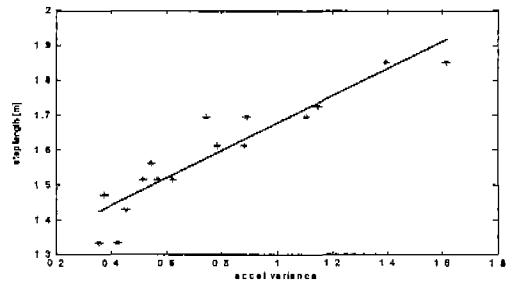
(a) 평지, 걸음 주파수
($1.9037f - 0.1199$)



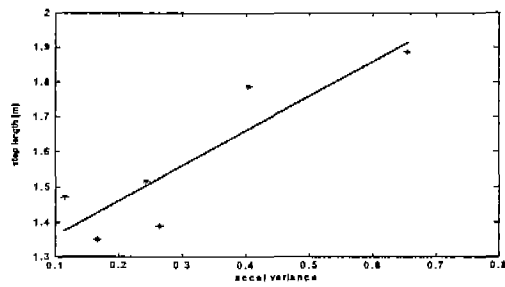
(b) 하강 경사, 걸음 주파수
($1.9376f - 0.2685$)



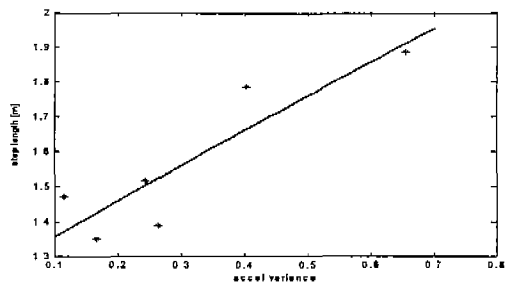
(c) 상승 경사, 걸음 주파수
($0.8483f + 0.891$)



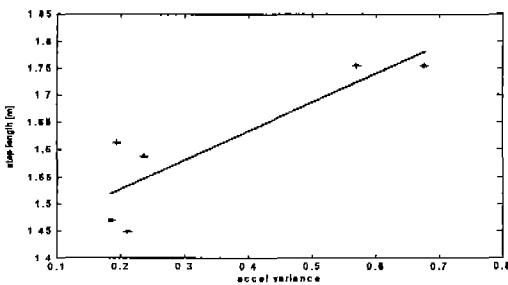
(d) 평지, 가속도계 신호 분산
($0.3926V + 1.2835$)



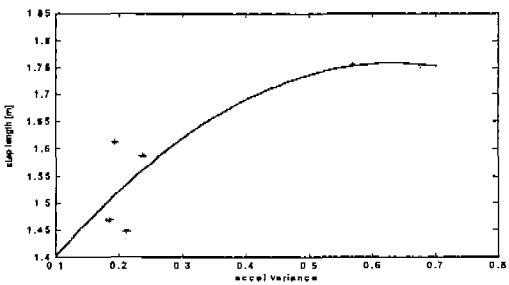
(e) 하강 경사, 가속도계 신호 분산 1차
($0.9971V + 1.2585$)



(f) 하강 경사, 가속도계 신호 분산 2차
($-0.0466V^2 + 1.0337V + 1.253$)



(g) 상승 경사, 가속도계 신호 분산 1차
($0.5295V + 1.4215$)



(h) 상승 경사, 가속도계 신호 분산 2차
($-1.2551V^2 + 1.5879V + 1.255$)

그림 3-13-5 경사에 따른 보폭의 영향 분석

걸음 주파수, 가속도계 신호 분산, 그리고 경사에 영향을 받아 변하는 보폭을 추정하기 위하여 신경 회로망을 설계하였다. 신경 회로망의 입력은 걸음 주파수, 가속도계 신호 분산, 그리고 경사로 하였고 학습은 역전파 (Back-propagation) 알고리즘을 사용하였다. 제안된 신경회로망은 그림 3-13-6과 같다.

신경 회로망의 입력은 다음과 같이 계산된다.

$$f(t_k) = 1/(t_k - t_{k-1}) \quad (3.13.5)$$

$$Var(t_k) = \sum_{i=t_k-1}^{t_k} \frac{(a(t) - \bar{a}(t_k))^2}{n} \quad (3.13.6)$$

$$\theta(t_k) = \sin^{-1}(\hat{a}(t_k)/g) \quad (3.13.7)$$

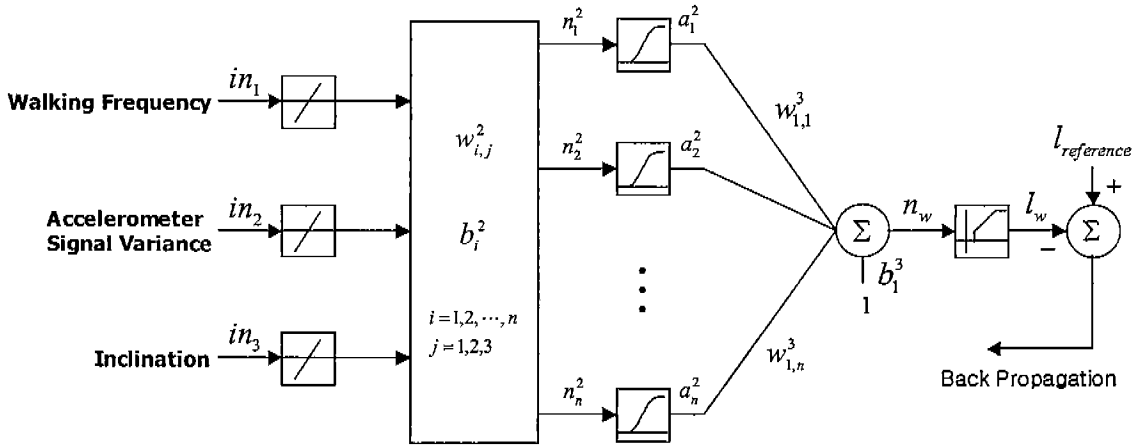


그림 3-13-6 보폭 추정을 위한 신경 회로망

여기서

- $f(t_k)$: t_k 에서의 걸음 주파수
- $Var(t_k)$: 한 걸음동안 가속도계 신호 분산
- $\theta(t_k)$: 지면 경사
- t_k : k 번째 보행 시간
- $a(t)$: 가속도계 신호
- $\bar{a}(t_k)$: 한 걸음동안 가속도계 신호의 평균
- n : 한 걸음동안 가속도계 출력의 개수
- $\hat{a}(t_k)$: Stance Phase동안 가속도계 신호의 평균

은닉층 (Hidden Layer)의 활동 함수 (Activation Function)는 다음과 같은 Log-sigmoid 함수이고 출력층의 활동 함수는 식 (3.13.9)와 같이 선형 함수이다.

$$\alpha = \frac{1}{1 + e^{-n}} \quad (3.13.8)$$

$$l_w = \begin{cases} 0, & n_w > th \\ n, & otherwise \end{cases} \quad (3.13.9)$$

여기서 th 는 제자리걸음과 같은 불필요한 행동을 제거하기 위해 필요한 문턱값이다.

신경 회로망의 학습은 두 단계로 나누어진다. 순방향 단계는 회로망 입력으로부터 출력까지 입력 신호를 전파 (Propagation)한다. 역방향 단계는 회로망을 통해 가중치 (Weight)와 바이어스 (Bias)를 조정하기 위하여 계산된 오차 신호를 역방향으로 전파한다. 먼저, 역전파 알고리즘이 출력층의 가중치를 조정한다. 그림 3-13-6의 신경 회로망의 출력은 목적 값 (Target Value)과 차를 한 후 제곱을 한다.

$$\varepsilon^2 = (l_{reference} - l_w)^2 \quad (3.13.10)$$

가중치의 변화율은 다음과 같이 오차 제곱의 변화율에 비례한다.

$$\Delta w_{1,k}^3 = -\alpha \frac{\partial \varepsilon^2}{\partial w_{1,k}^3} \quad (3.13.11)$$

여기서 α 는 학습률 (Learning Rate)이다. 식 (3.13.11)을 계산하기 위해 다음과 같이 Chain rule을 사용한다.

$$\frac{\partial \varepsilon^2}{\partial w_{1,k}^3} = \frac{\partial \varepsilon^2}{\partial l_w} \frac{\partial l_w}{\partial n_w} \frac{\partial n_w}{\partial w_{1,k}^3} \quad (3.13.12)$$

이 식의 각각의 항은 다음과 같이 계산된다.

$$\frac{\partial \varepsilon^2}{\partial l_w} = -2\varepsilon \quad (3.13.13a)$$

$$\frac{\partial l_w}{\partial n_w} = 1 \quad (3.13.13b)$$

$$\frac{\partial n_w}{\partial w_{1,k}^3} = a_k^2 \quad (3.13.13c)$$

식 (3.13.12)와 (3.13.13)을 (3.13.11)에 대입하면 다음과 같다.

$$\Delta w_{1,k}^3 = 2\alpha\epsilon a_k^2 \quad (3.13.14)$$

출력층의 가중치와 바이어스는 다음과 같이 갱신된다.

$$w_{1,k}^3(t+1) = w_{1,k}^3(t) + \gamma\Delta w_{1,k}^3(t) + (1-\gamma)2\alpha\epsilon a_k^2 \quad (3.13.15a)$$

$$b_1^3(t+1) = b_1^3(t) + \gamma\Delta b_1^3(t) + (1-\gamma)2\alpha\epsilon \quad (3.13.15b)$$

여기서 γ 는 모멘텀 계수 (Momentum Coefficient)이며 다음을 만족한다.

$$0 \leq \gamma < 1 \quad (3.13.16)$$

그 다음, 역전파 알고리즘은 은닉층을 학습한다. 은닉층의 오차 항은 목적값 없이 생성된다는 점을 제외하고는 은닉층을 위한 식들은 출력층을 위한 식들과 동일하다. 가중치의 변화량은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta w_{i,j}^2 &= -\alpha \frac{\partial \epsilon^2}{\partial w_{i,j}^2} \\ &= -\alpha \frac{\partial \epsilon^2}{\partial l_w} \frac{\partial l_w}{\partial n_w} \frac{\partial n_w}{\partial a_i^2} \frac{\partial a_i^2}{\partial n_i^2} \frac{\partial n_i^2}{\partial w_{i,j}^2} \end{aligned} \quad (3.13.17)$$

처음 두 항은 식 (3.13.13)과 동일하다. 나머지 항들은 다음과 같이 계산된다.

$$\frac{\partial n_w}{\partial a_i^2} = w_{1,i}^3 \quad (3.13.18a)$$

$$\frac{\partial a_i^2}{\partial n_i^2} = e^{-n_i^2} a_i^2 \quad (3.13.18b)$$

$$\frac{\partial n_i^2}{\partial w_{i,j}^2} = in_j \quad (3.13.18c)$$

은닉층을 위한 가중치와 바이어스는 다음과 같이 갱신된다.

$$w_{i,j}^2(t+1) = w_{i,j}^2(t) + \gamma \Delta w_{i,j}^2(t) + (1-\gamma)2(\rho\alpha)\epsilon w_{i,j}^3 e^{-n} a_i^2 in_j \quad (3.13.19a)$$

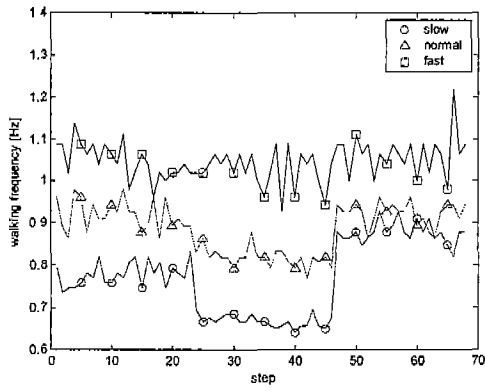
$$b_i^2(t+1) = b_i^2(t) + \gamma \Delta b_i^2(t) + (1-\gamma)2(\rho\alpha)\epsilon w_{i,j}^3 e^{-n} a_i^2 \quad (3.13.19b)$$

여기서 ρ 는 학습함에 따라 학습율을 감소시키기 위한 파라미터로 다음과 같이 설정한다.

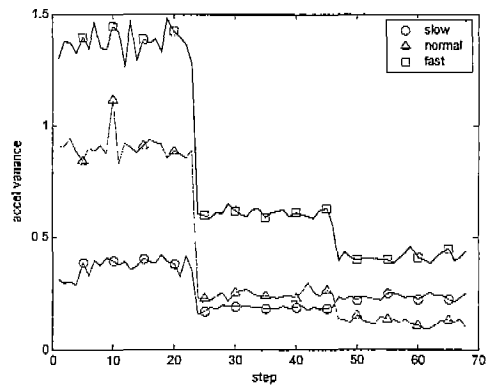
$$0 < \rho < 1 \quad (3.13.20)$$

그림 3-13-7은 신경 회로망을 위해 입력값을 분석한 것이다. 그림들은 각각 보통 걸음, 빠른 걸음, 그리고 느린 걸음으로 되어있다. 그리고 각각의 신호들은 평지 (1-23), 상승 경사 (24-46), 그리고 하강 경사 (47-68)로 나눌 수 있다. 그림 3-13-7(a)는 보행자가 세 가지 걸음 속도로 평지 및 경사지를 걷는 경우의 걸음 주파수를 나타낸 것이다. 이 그림으로부터 보행자가 보통 걸음으로 걸을 때 상승 경사에서의 걸음 주파수가 평지를 걷는 경우보다 낮게 나오는 것을 볼 수 있다. 그러나 하강 경사의 경우에는 평지 보행과 유사하게 나온다. 느린 속도로 걷는 경우 상승 경사에서의 걸음 주파수는 평지를 걷는 경우와 유사한 경향을 보인다. 그러나 빠른 걸음을 걷는 경우에는 경사에 관계없이 일정한 것을 볼 수 있다.

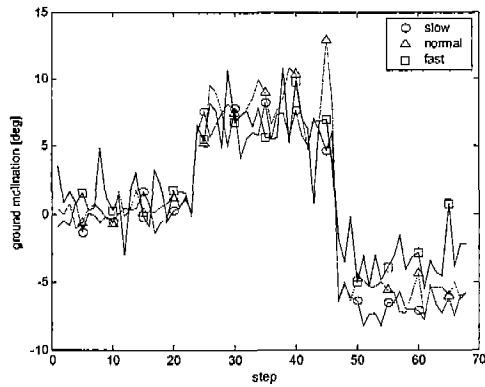
그림 3-13-7(b)는 걸음 속도와 경사에 따른 가속도계 신호의 분산을 나타낸 것이다. 분산은 경사가 높아질수록 감소한다. 보통 걸음과 빠른 걸음인 경우 하강 경사에서의 분산은 상승 경사인 경우보다 작게 나타난다. 반면, 느린 걸음인 경우에는 하강 경사에서의 분산이 상승 경사인 경우보다 조금 크게 나타난다. 그림 5-7(d)는 보폭을 나타낸 것이다. 보통 걸음인 경우 보폭은 경사가 커질수록 줄어든다. 그리고 하강 경사인 경우 보폭은 상승 경사인 경우보다 작아진다. 이런 현상은 몸의 균형 유지에 의해 발생하는 것이다. 보행자가 느린 걸음으로 걸을 때 상승 경사에서의 보폭은 평지인 경우보다 커진다. 빠른 걸음인 경우 상승 경사에서의 보폭은 보통 걸음인 경우와 같은 경향을 보인다. 그러나 하강 경사인 경우에는 상승 경사인 경우보다 약간 커지는 경향을 보인다.



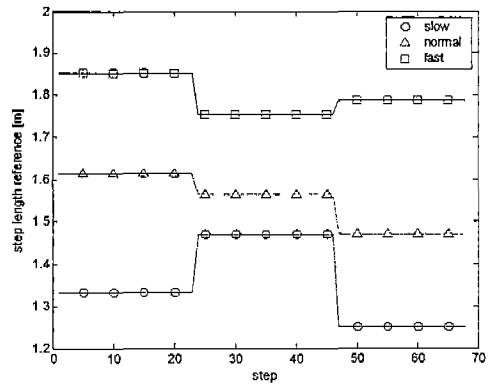
(a) 걸음 주파수



(b) 가속도계 신호 분산



(c) 지면 경사



(d) 보폭

그림 3-13-7 신경 회로망을 위한 입력 분석

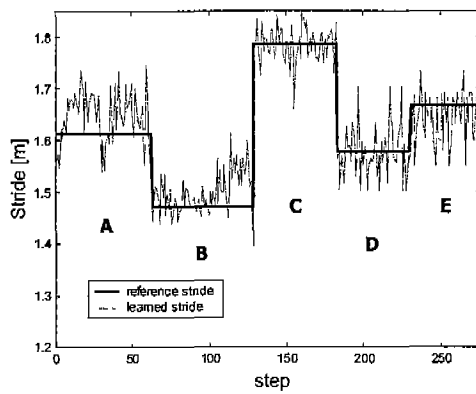


그림 3-13-8 신경 회로망의 학습 결과

제안된 신경 회로망을 사용한 보폭 추정의 성능을 실시험으로 분석해 보았다. 먼저 신경 회로망의 입력과 목적값의 데이터를 사용하여 신경회로망을 학습하였다. 그 다음 보행을 통해 신경 회로망의 출력을 분석해 보았다.

그림 3-13-8은 역전파 알고리즘을 사용하여 학습된 신경 회로망의 출력을 나타낸

것이다. 구간 A, B, C는 평지를 각각 보통 걸음, 느린 걸음, 그리고 빠른 걸음으로 걸은 경우이다. 구간 D는 보통 속도로 하강 경사지를 걸음 경우이며 구간 E는 보통 걸음으로 상승 경사지를 걸음 경우이다. 이 결과를 통해 제안한 신경 회로망이 보폭을 잘 추정하는 것을 볼 수 있다.

(3) 방위각 계산

방위각은 보행 방향과 북쪽 사이의 각을 의미한다. 방위각은 자이로, 지자계 센서, 다중 GPS 수신기 등을 사용하여 계산할 수 있다. 자이로를 사용하여 방위각을 계산하는 경우 시간에 따라 오차가 증가하므로 오차 보정 필터가 필요하다[14~16]. 반면 지자계 센서를 사용하는 경우 시간에 따라 오차는 증가하지 않지만 경사에 따른 오차를 보정해 주어야 한다. 경사가 오차 보정은 3차년도에 수행된 ‘MEMS Compass를 사용하여 방향각을 찾을 수 있는 외란 보상 기법 개발’ 연구에서 제안된 방법으로 보정된다. 그러나 센서 모듈을 신발에 장착하고 보행하는 경우 오차 보상 시점의 검출이 중요하다. 경사각을 계산하는 가속도계는 중력 가속도 뿐 아니라 발의 가속도 또한 포함하므로 경사각을 계산하는 경우 발이 가속도가 0이되는 시점에 계산해야 한다. 앞에서 제시한 걸음 검출 기법은 발이 지면에 닿아있는 Stance Phase를 검출하는 것으로 이 구간에서 발의 가속도는 0이 된다. 따라서 걸음이 검출된 시점의 지자계 센서 데이터만 저장하여 경사각을 계산하고 또한 이 시점에서의 안정된 지자계 센서 데이터를 저장하여 경사각 오차를 보정한다.

(4) 실험에 의한 분석

제안된 알고리즘의 성능을 검증하기 위하여 서울대의 순환도로에서 보행 실험을 수행하였다. 먼저 제작된 센서 모듈을 오른쪽 신발에 장착한 후 신경 회로망의 선 학습을 위해 적당한 궤적에서 보행하였다. 이 궤적은 지면 경사가 보폭 추정에 미치는 영향을 고려하기 위하여 평지, 상승 경사, 그리고 하강 경사를 포함하고 있다. 그 다음 정확한 디지털 지도를 가진 서울대의 순환도로에서 보행하였다. 보행 궤적은 평지 및 경사지를 포함하고 있으며 총 보행 거리는 3,730m이다. 보행 결과 2,299걸음으로 궤적을 한바퀴 보행하였다. 본 연구에서는 오른쪽 발의 걸음만을 감지하므로 두 걸음을 한 걸음으로 가정한다. 제안된 걸음 검출 알고리즘을 사용하여 검출된 걸음의 수는 정확하게 2,299걸음이었다. 보폭은 제안된 신경 회로망으로 추정했으며 방위각은 지자계 센서를 사용하여 경사각을 보행한 후 계산하였다. 그림 3-13-9는 계산된 위치의 결과를 나타낸 것이다. 이 그림에서 볼 수 있듯이 부분적으로 방위각 오차가 존재한다. 그 이유는 지역에 따라 달라지는 주위 자장의 영향에 의한 것이다. 그러나 계산된 위치는

보행 궤적에서부터 조금씩 벗어나는 것을 볼 수 있다. 그 이유는 추정된 보폭이 비교적 정확하기 때문이다.

그림 3-13-10은 계산된 거리 오차의 전파를 나타낸 것이다. 실선은 제안된 신경 회로망으로 보폭을 추정한 경우의 이동 거리 오차를 나타낸 것이며, 점선은 선형 결합식으로 보폭을 추정한 경우를 나타낸 것이다. 그리고 일점쇄선은 보폭 추정 바이어스가 0.03m인 경우의 거리 오차이다. 2,299 걸음을 보행한 후 신경 회로망과 선형 결합식으로 계산된 보폭의 최종 오차는 각각 45.02m와 100.95m이다.

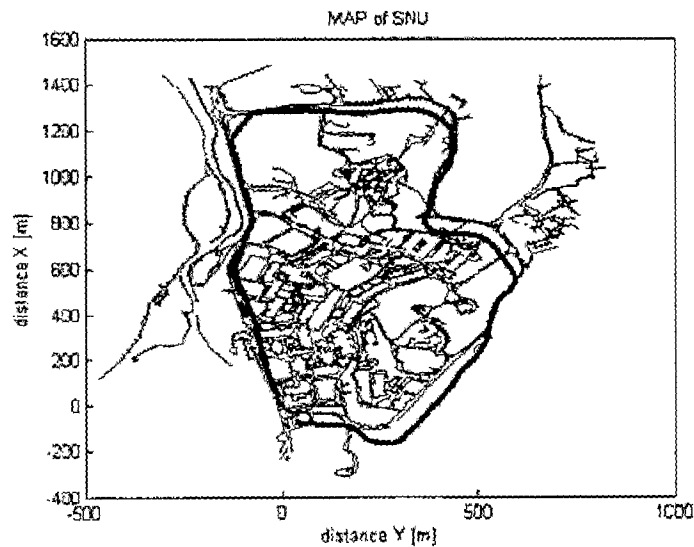


그림 3-13-9 순수 보행항법장치의 추정된 위치

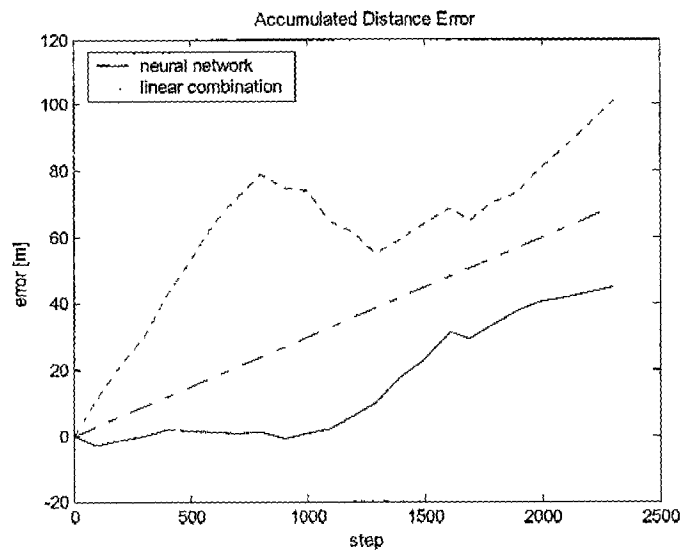
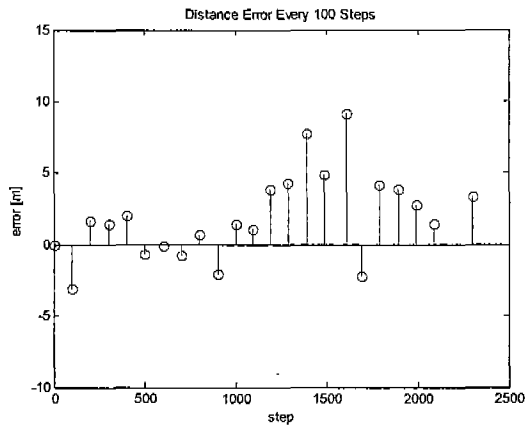
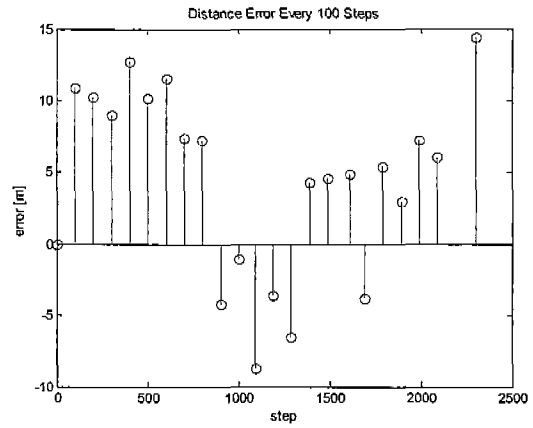


그림 3-13-10 보행 거리 오차 (Neural Network vs. Linear Combination)



(a) 신경 회로망



(b) linear combination

그림 3-13-11 100 걸음마다 계산된 보폭 오차의 합

그림 3-13-11은 100 걸음마다 발생한 보행 거리 오차의 합을 나타낸 것이다. 보폭이 신경 회로망으로 계산된 경우 평균 보폭 오차는 1.9573m이며 표준 편차는 2.9989m이다. 그리고 보폭을 선형 결합식으로 계산된 경우 평균 보폭 오차는 4.3892m이고 표준 편차는 6.4783m이다. 이 결과를 통하여 신경 회로망으로 추정된 보폭이 선형 결합식으로 계산된 보폭보다 더 나은 성능을 가지는 것을 알 수 있다. 그 이유는 신경 회로망은 선형 결합식에서 다룰 수 없는 경사에 대한 영향을 고려했기 때문이다.

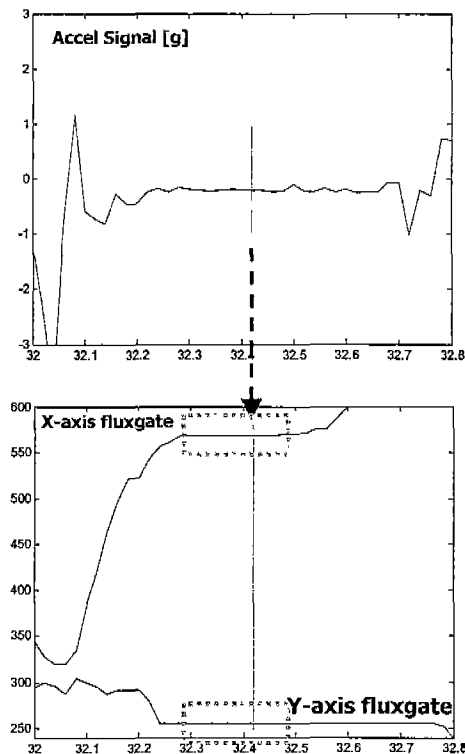


그림 3-13-12 보행 중 지자계 센서의 데이터 획득 타이밍

그림 3-13-12는 방위각 계산을 위해 분석된 신호를 나타낸 것이다. 지자계 센서의 신호는 보행하는 중 복잡하게 나타난다. 다행히, 지자계 센서의 신호는 Stance Phase 동안에는 그림 3-13-12에서와 같이 일정하게 (Stationary) 나타난다. 따라서 경사각 오차 보상 및 방위각 계산은 걸음이 검출된 Stance Phase에서 계산될 수 있다.

표 3-13-2는 보행항법 시험 결과를 요약한 것이다. 총 보행 거리는 3,730m이며 계산된 보행 거리는 3,775m이다. 각 100걸음마다 보행 거리의 %오차는 최소 0.04%에서 최대 4.87%가 되는 것을 볼 수 있다. 그리고 보행 거리의 평균의 거리 오차는 1.2%가 된다. 그러므로 제안된 알고리즘의 성능은 기존의 연구 결과보다 우수한 것을 확인할 수 있다.

표 3-13-2 보행항법 시험 결과

Section	Steps	Detected Steps	Distance [m]	Calculated Distance [m]	Error [%]
1	100	100	164.7	161.6170	-1.87
2	100	100	160.4	162.0429	1.02
3	100	100	158.3	159.7547	0.91
4	100	100	161.0	162.9892	1.23
5	100	100	164.2	163.5205	-0.41
6	100	100	161.0	160.9363	-0.04
7	100	100	162.0	161.2612	-0.45
8	100	100	162.0	162.7359	0.45
9	100	100	166.3	164.2182	-1.25
10	100	100	163.0	164.4420	0.88
11	90	90	146.4	147.4787	0.73
12	100	100	161.4	165.2769	2.4
13	100	100	160.9	165.1653	2.65
14	100	100	158.6	166.3291	4.87
15	100	100	160.9	165.7625	3.02
16	120	120	190.4	199.5402	4.80
17	80	80	135.4	133.2058	-1.62
18	100	100	163.5	167.6628	2.54
19	100	100	163.9	167.7836	2.37
20	100	100	162.0	164.7895	1.72
21	100	100	162.7	164.1407	0.88
22	209	209	341.0	344.3659	0.99
Total	2,299	2,299	3,730.0	3,775.0189	1.20

2. 휴대형 단말기에 탑재 가능한 WNS/GPS 통합 하드웨어 및 소프트웨어 개발

가. WNS/GPS 통합 하드웨어

보행항법장치는 2축 가속도계와 2축 지자계 센서로 구성되며 신발에 장착된다. 보행항법장치에 GPS를 결합하고자 하는 경우 GPS 수신기에 안테나가 장착되어야 하고 안테나는 GPS 위성으로부터 데이터를 잘 수신할 수 있도록 장착되어야 한다. 본

연구에서는 센서 모듈과 항법 컴퓨터 모듈을 분리하여 센서 모듈은 신발에 장착하고 GPS 수신기는 항법 컴퓨터 모듈에 장착되어 손에 드는 형태로 구성하였다. 그리고 두 모듈 사이의 데이터 통신은 RF 모듈을 사용하여 무선으로 구성하였다. 시스템 전체 구성도는 그림 3-13-13과 같다. GPS 수신기는 Axiom사의 Swift-b2를 사용하였고 GPS 신호 처리 및 센서 모듈에서 전송된 데이터의 처리를 위해 Atmel사의 4MHz AVR Atmega161을 사용하였다. 그리고 RF 모듈은 BIM-418-F로 418MHz로 데이터 전송하는 모듈을 사용하였다. 그리고 장착된 후의 전체 시스템의 형태는 그림 3-13-14와 같다.

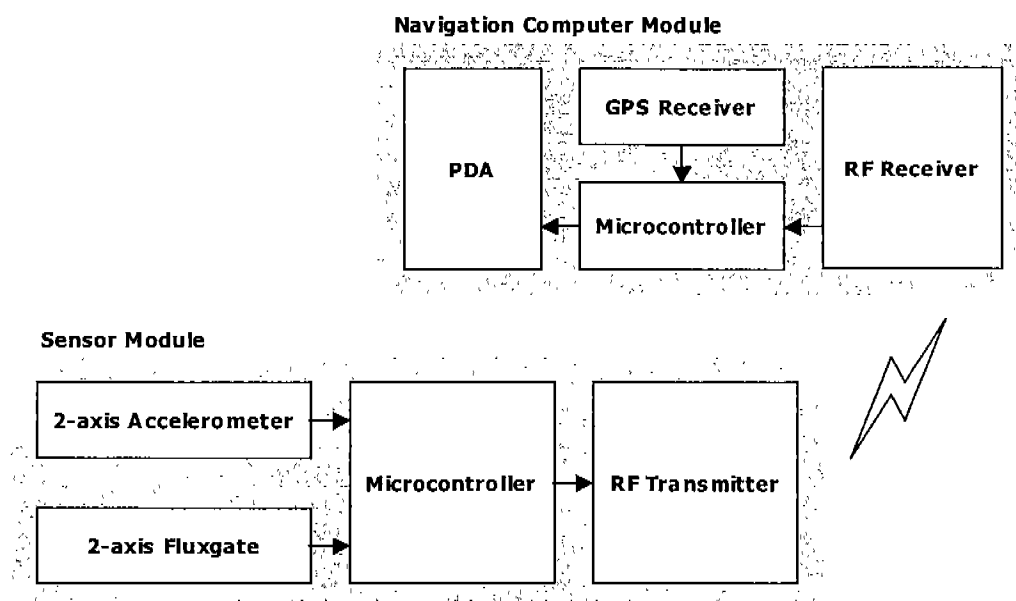


그림 3-13-13 WNS/GPS 구성도

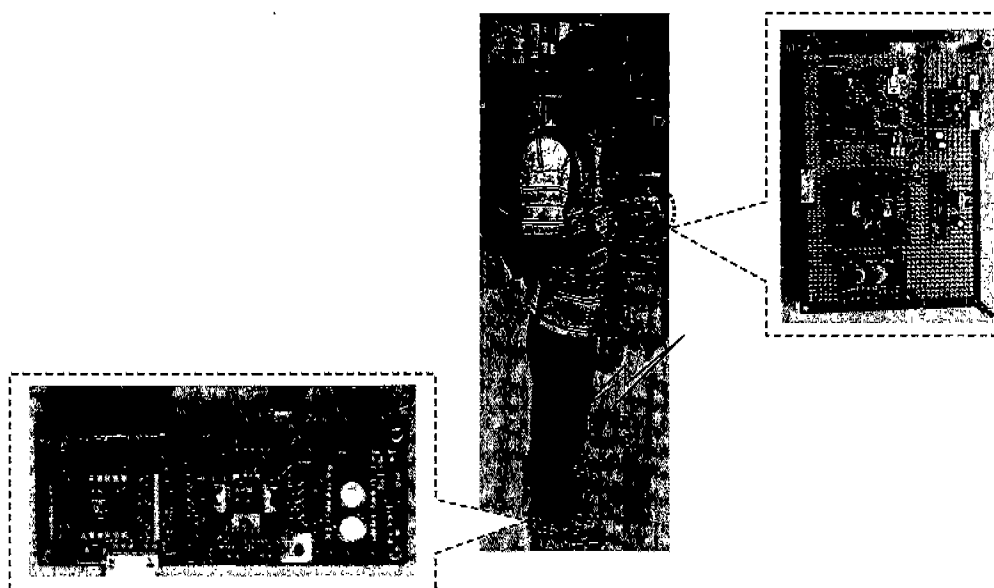


그림 3-13-14 WNS/GPS 전체 시스템 구성

나. WNS/GPS 결합 기법

보행항법장치는 INS와 같이 DR (Dead Reckoning) 구조로 되어 있으므로 시간이 지남에 따라 오차가 증가하는 특성을 가지고 있다. 따라서 오차의 크기가 증가하지 않는 비관성세서를 사용하여 주기적인 오차 보정이 필요하다. 복합항법장치에서 INS 또는 WNS의 오차 보정을 위해 GPS가 주로 사용되어지며 본 연구에서도 보행항법장치와 GPS의 결합을 통해 시간에 따라 오차가 증가하지 않는 복합항법시스템을 구성한다. 이를 위해 오차 보정 필터가 필요하며 본 연구에서는 FIR 구조를 갖는 이동구간 필터를 사용한다.

유한 임펄스 응답 (FIR) 구조를 갖는 이동 구간 (RH : Receding Horizon, Moving Horizon, or Moving Window) 필터는 최근 시간 구간의 측정치만을 사용하여 현 시점의 상태변수를 추정한다. 일반 무한 임펄스 응답 (IIR) 필터는 상태변수 초기값을 포함하지만 FIR 필터는 초기값을 필요로 하지 않으며 이득 또한 초기값에 무관하게 계산되는 특징을 가지고 있다. 또한 FIR 구조의 특징에 의하여 RH 필터는 IIR 구조를 갖는 일반 칼만 필터 (CKF : Conventional KF)에 비해 계산량은 증가하지만 구간 $[k-N, k]$ 내의 측정치만 사용함으로써 일시적인 모델 불확실성을 포함한 수치적인 오차에 강인하다고 알려져 있다.

이런 이유로 인하여 최근 FIR 구조를 갖는 필터가 많이 연구되고 있으며 특히 신호 처리 및 제어 분야에서 많은 연구 결과가 발표되고 있다. Kwon et al.은 선형 상태공간 모델에서 오차 공분산의 최소화를 통해 상태 추정을 위한 최적 FIR 필터를 제시하였다[17,18]. 이 FIR 필터는 CKF의 수정을 통해 FIR 구조의 RH 필터를 유도한 것과 무편향 (Unbiased) 제한을 직접 고려하여 FIR 필터를 유도한 것이 있다. Ling과 Lim은 결정론적 (Deterministic) 최소 자승 구조를 이용하여 RH 관측기를 유도하고 안정성을 위한 구간의 크기 조건을 제시하였고[19], Danyand와 Xuanhuang은 초기 상태에 대한 정보 없이 시스템의 BLUE (Best Linear Unbiased Estimate) 필터를 제시하였다. 그리고 Kim et al.은 RH 기법을 제어에 이용한 연구 결과를 제시하였다[20,21]. 그리고 Michalska와 Mayne는 시스템 출력과 추정기 출력의 차이를 최소화하는 방법을 이용하여 비선형 시스템을 위한 동적 구간 관측기를 제시하였다. 지금까지는 선형 시스템에 한정된 FIR 필터의 연구가 주를 이루었다. 그러나 실제 환경에서 많은 시스템들은 비선형으로 모델링 되므로 비선형 시스템을 위한 FIR 필터의 연구가 필요하다[22~24].

상태변수 추정에 가장 많이 쓰이는 칼만 필터는 선형 시스템에 최적이다. 비선형 시스템의 상태변수 추정을 위해 선형화된 칼만 필터 (LKF)와 확장 칼만 필터 (EKF)가 있으며 일반적으로 점근 안정성의 보장을 위한 제한 조건이 요구된다. 비선형 가관측 계수 (Rank) 조건이 만족되고 초기 추정 오차와 외란 오차가 충분히 작은 조건이

만족되어야만 필터의 추정 오차가 유계 (Bound) 된다. 이런 조건에 좀더 강인한 필터를 설계하기 위한 연구가 많이 진행되었다. 초기 추정 오차가 큰 경우에도 필터가 발산하지 않도록 특정 시스템의 오차 모델 비선형성을 고려하여 재모델링 하는 방법이 연구되었다. 그리고 외란 및 모델 불확실성을 고려하여 강인한 H_∞ 필터 연구가 진행되었다. 그러나 이런 접근 방법들은 식의 유도가 복잡하여 처음 접하는 사람들이 이해하기 어렵고 실제 구현에 어려움이 있다. RH FIR 필터는 이런 조건들에 대하여 강인한 특성을 가지며 또한 식의 유도과정이 이해하기 쉽다.

본 연구서는 비선형 시스템에 적용할 수 있는 RH 필터를 설계하였다. RH 필터는 구간내에서 앞먹임 (Feedforward)의 구성을 가지므로 LKF에 FIR 구조를 접목하여 FIR 필터를 설계하였다. 이 필터를 이동 구간 선형화된 칼만 FIR (RHLKF : Receding Horizon Linearized Kalman FIR) 필터라고 부른다. RHLKF 필터는 구간 $[k-N, k]$ 내의 측정치를 이용하여 시간 k 에서의 상태변수 x_k 를 추정한다. 구간 이전의 정보는 제외하고 구간 초기 상태변수는 모르는 것으로 한다. 따라서 초기 오차 공분산 행렬의 크기는 무한대가 된다. 그러나 CKF에서는 무한대의 오차 공분산은 사용할 수 없으므로 칼만 필터의 역공분산 형태 (Inverse Covariance Form)가 사용된다.

(1) LKF의 이산시간 시스템 형태

다음과 같은 비선형 이산시간 상태변수 모델을 고려하자.

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= f_k(x_k) + G_k w_k \\ y_k &= h_k(x_k) + v_k \end{aligned} \quad (3.13.21)$$

여기서 $k \in N_0$ 는 이산시간을 의미하며, $x_k \in \mathbb{R}^n$ 은 상태변수, $y_k \in \mathbb{R}^q$ 는 출력을 나타낸다. 또한, $w_k \in \mathbb{R}^p$ 와 $v_k \in \mathbb{R}^q$ 는 각각 시스템 잡음과 측정치 잡음으로 영평균 (Zero-mean), 공분산 행렬은 각각 Q_k 와 R_k 인 백색 가우시안 분포를 가지며 서로 상관관계가 없다. G_k 는 크기 $n \times p$ 의 행렬이고 함수 f 와 h 는 C^1 -함수로 가정한다. 이때 \mathbb{R}^n 은 n -차원 벡터 공간, N_0 는 0을 포함하는 자연수의 집합, 그리고 C^1 은 연속 미분 가능한 함수를 나타낸다.

비선형 시스템을 선형 추정기에 그대로 적용할 수 없으므로 일반적으로 선형화된 모델을 사용하며, LKF 또는 EKF를 적용 시스템의 특성에 맞게 선택하여 사용한다. 본 연구에서 다루는 RH 칼만 필터는 구간 내에서 앞먹임의 성질을 가지므로 비선형 시스템의 적용을 위하여 LKF를 사용한다. LKF의 구성을 위해 다음과 같이 선형화

기준점을 설정한다.

$$x_k = x_k^* + \Delta x_k \quad (3.13.22)$$

여기서 x_k^* 는 비선형 함수를 선형화 하기위해 사용된 기준점이다. 그리고 Δx_k 는 선형화 기준점 오차를 나타낸 것이다.

$$x_k^* = f_{k-1}(x_{k-1}^*) \quad (3.13.23)$$

실제 환경에서 상태변수 초기 상태에 대한 정보가 없는 경우가 있다. 이런 경우를 위하여 x_k^* 의 초기값 x_0^* 는 임의로 선정한다. 따라서 초기 선형화 기준점 오차의 공분산은 무한대가 된다.

식 (3.13.21)은 식 (3.13.22)에 의해 다음과 같이 테일러 급수 전개를 통하여 선형화 할 수 있다.

$$\begin{aligned} x_{k+1}^* + \Delta x_{k+1} &= f_k(x_k^* + \Delta x_k) + G_k w_k \\ &= f_k(x_k^*) + \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=x_k^*} \Delta x_k + \varphi_k + G_k w_k \\ &\cong f_k(x_k^*) + F_k \Delta x_k + G_k w_k \end{aligned} \quad (3.13.24)$$

$$\begin{aligned} y_k &= h_k(x_k^* + \Delta x_k) + v_k \\ &= h_k(x_k^*) + \left. \frac{\partial h}{\partial x} \right|_{x=x_k^*} \Delta x_k + \chi_k + v_k \\ &\cong h_k(x_k^*) + H_k \Delta x_k + v_k \end{aligned} \quad (3.13.25)$$

여기서 φ_k 와 χ_k 는 테일러 급수 전개에서 생긴 2차 이상의 고차항으로 크기가 충분히 작은 것으로 가정하여 무시한다.

식 (3.13.21)의 선형화된 모델 식 (3.13.24)와 식 (3.13.25)에서 선형화 기준점 오차와 측정치 모델은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta x_{k+1} &= F_k \Delta x_k + G_k w_k \\ z_k &= y_k - h_k(x_k^*) = H_k \Delta x_k + v_k \end{aligned} \quad (3.13.26)$$

이때 Δx_k 는 다음과 같이 선형 추정기를 사용하여 추정한다.

$$\Delta \hat{x}_k = \Delta \hat{x}_k^- + K_k (z_k - H_k \Delta \hat{x}_k^-) \quad (3.13.27)$$

식 (3.13.27)의 양변에 x_k^* 를 더하면 다음과 같다.

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (z_k - H_k \Delta \hat{x}_k^-) \quad (3.13.28)$$

식 (3.13.26)에서 선형화된 모델의 상태변수는 선형화 기준점 오차 Δx 이다. 그러나 실제로 추정하고자 하는 것은 식 (3.13.21)에서 나타낸 것과 같이 x 이므로 식 (3.13.28)을 이용하여 x 를 추정한다. 그러나 오차 공분산과 칼만 이득은 식 (3.13.26)에서 나타낸 선형화된 식을 바탕으로 구성된다. 따라서 LKF 식을 정리하면 다음과 같다.

$$\text{칼만 이득} : K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \quad (3.13.29)$$

$$\text{상태변수 측정치 갱신} : \hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (z_k - H_k \Delta \hat{x}_k^-) \quad (3.13.30)$$

$$\text{오차 공분산 측정치 갱신} : P_k = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (3.13.31)$$

$$\text{오차 공분산 시간 전파} : P_k^- = F_{k-1} P_{k-1} F_{k-1}^T + G_{k-1} Q_{k-1} G_{k-1}^T \quad (3.13.32)$$

$$\begin{aligned} \text{상태변수 시간 전파} : \hat{x}_k^- &= x_k^* + \Delta \hat{x}_k^- \\ &= f_{k-1}(x_{k-1}^*) + F_{k-1} \Delta \hat{x}_{k-1} \end{aligned} \quad (3.13.33)$$

$$\text{선형화, } F_k = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=x_k^*} \quad (3.13.34)$$

$$H_k = \left. \frac{\partial h}{\partial x} \right|_{x=x_k^*} \quad (3.13.35)$$

여기서 선형화 기준점은 추정된 상태변수에 영향을 받지 않고 식 (3.13.23)에 의해서만 전파된다.

(2) RHLKF 필터

이산시간 비선형 시스템에 적용할 수 있는 RH FIR 구조의 RHLKF 필터가 제시된다. 이 필터는 식 유도 이해를 높이고 필터의 고유 특성을 보장하기 위하여 기존에 많이

알려진 LKF의 수정을 통해 설계된다.

앞에서 언급한 것과 같이 비선형 시스템을 위한 칼만 필터에서는 시스템의 선형화가 필요하며 반드시 선형화 기준점이 필요하다. 그러나 실제 적용에서 상태변수의 초기값을 정확하게 알지 못하는 경우가 대부분이므로 임의의 값으로 설정한다. 따라서 상태변수 초기 추정 오차는 무한대가 된다. 일반적인 LKF 또는 EKF는 큰 초기 추정 오차에 의하여 필터가 발산하는 특성을 가지고 있다. 따라서 상태변수 초기값을 모르는 경우에 사용할 수 있는 LKF의 역공분산 형태를 유도한다.

연구의 식 전개에서 사용된 두 개의 역행렬 보조 정리 (Lemma)는 다음과 같다.

$$(A+BC^T)^{-1}B = A^{-1}B(I+C^T A^{-1}B)^{-1} \quad (3.13.36)$$

$$(A+BC^T)^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B(I+C^T A^{-1}B)^{-1}C^T A^{-1} \quad (3.13.37)$$

먼저, 역공분산 행렬의 측정치 갱신식을 유도한다. 식 (3.13.29)를 식 (3.13.31)에 대입한 다음 역행렬 보조 정리 식 (3.13.37)을 이용하여 전개하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_k &= P_k^- - P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} H_k P_k^- \\ &= P_k^- - P_k^- H_k^T R_k^{-1} (I + H_k P_k^- H_k^T R_k^{-1})^{-1} H_k P_k^- \\ &= \left\{ (P_k^-)^{-1} + H_k^T R_k^{-1} H_k \right\}^{-1} \end{aligned} \quad (3.13.38)$$

역공분산 행렬을 식 (3.13.39)와 같이 정의하고 식 (3.13.38)의 양변을 역행렬하면 식 (3.13.40)과 같이 역공분산 행렬의 측정치 갱신식이 된다.

$$\Omega_k = P_k^{-1} \quad (3.13.39)$$

$$\Omega_k = \Omega_k^- + H_k^T R_k^{-1} H_k \quad (3.13.40)$$

그 다음, 역공분산 행렬의 시간 전파식을 유도한다. 식 (3.13.32)의 양변을 역행렬 한 후 역행렬 보조 정리 식 (3.13.37)을 이용하여 전개하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Omega_k^- &= (F_{k-1} P_{k-1} F_{k-1}^T + G_{k-1} Q_{k-1} G_{k-1}^T)^{-1} \\ &= (F_{k-1} P_{k-1} F_{k-1}^T)^{-1} - (F_{k-1} P_{k-1} F_{k-1}^T)^{-1} G_{k-1} Q_{k-1} \\ &\quad \times \left\{ I + G_{k-1}^T (F_{k-1} P_{k-1} F_{k-1}^T)^{-1} G_{k-1} Q_{k-1} \right\}^{-1} G_{k-1}^T (F_{k-1} P_{k-1} F_{k-1}^T)^{-1} \end{aligned} \quad (3.13.41)$$

식 (3.13.42)와 같이 새로운 변수를 정의하면 식 (3.13.41)은 식 (3.13.43)과 같이 된다.

$$\Psi_k = F_k^{-T} \Omega_k F_k^{-1}, \quad \Gamma_k = \Psi_k G_k (Q_k^{-1} + G_k^T \Psi_k G_k)^{-1} \quad (3.13.42)$$

$$\begin{aligned} \Omega_k^- &= \Psi_{k-1} - \Psi_{k-1} G_{k-1} Q_{k-1} (I + G_{k-1}^T \Psi_{k-1} G_{k-1} Q_{k-1})^{-1} G_{k-1}^T \Psi_{k-1} \\ &= \Psi_{k-1} - \Psi_{k-1} G_{k-1} (Q_{k-1}^{-1} + G_{k-1}^T \Psi_{k-1} G_{k-1})^{-1} G_{k-1}^T \Psi_{k-1} \\ &= \Psi_{k-1} - \Gamma_{k-1} G_{k-1}^T \Psi_{k-1} \\ &= (I - \Gamma_{k-1} G_{k-1}^T) \Psi_{k-1} \end{aligned} \quad (3.13.43)$$

칼만 이득은 다음과 같이 정리된다. 역행렬 보조 정리 식을 이용하면 다음과 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} K_k &= P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \\ &= P_k^- H_k^T R_k^{-1} (I + H_k P_k^- H_k^T R_k^{-1})^{-1} \\ &= \left\{ (P_k^-)^{-1} + H_k^T R_k^{-1} H_k \right\}^{-1} H_k^T R_k^{-1} \end{aligned} \quad (3.13.44)$$

식 (3.13.40)을 식 (3.13.44)에 대입하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} K_k &= (\Omega_k^- + H_k^T R_k^{-1} H_k)^{-1} H_k^T R_k^{-1} \\ &= (\Omega_k^- - H_k^T R_k^{-1} H_k + H_k^T R_k^{-1} H_k)^{-1} H_k^T R_k^{-1} \\ &= \Omega_k^{-1} H_k^T R_k^{-1} \end{aligned} \quad (3.13.45)$$

다음, 상태변수 측정치 갱신식을 정리한다. 식 (3.13.45)를 식 (3.13.30)에 대입하면 다음과 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_k &= \hat{x}_k^- + \Omega_k^{-1} H_k^T R_k^{-1} (z_k - H_k \Delta \hat{x}_k^-) \\ &= \hat{x}_k^- + \Omega_k^{-1} H_k^T R_k^{-1} \{ z_k - H_k (\hat{x}_k^- - x_k^*) \} \\ &= (I - \Omega_k^{-1} H_k^T R_k^{-1} H_k) \hat{x}_k^- + \Omega_k^{-1} H_k^T R_k^{-1} (z_k + H_k x_k^*) \\ &= \Omega_k^{-1} \{ (\Omega_k^- - H_k^T R_k^{-1} H_k) \hat{x}_k^- + H_k^T R_k^{-1} (z_k + H_k x_k^*) \} \end{aligned} \quad (3.13.46)$$

앞에서 언급한 것과 같이 초기 오차 공분산 행렬의 크기는 무한대 이므로 초기

역공분산 행렬은 0이다. 이로 인하여 식 (3.13.46)에서 Ω_k^{-1} 계산에서 특이성이 발생하므로 상태변수 측정치 갱신을 할 수 없다. 따라서 이 문제를 해결하기 위하여 다음과 같이 새로운 의사상태변수(Pseudo State)를 정의한다.

$$\hat{\xi}_k = \Omega_k \hat{x}_k \quad (3.13.47)$$

식 (3.13.46)을 식 (3.13.47)에 대입한 다음 식 (3.13.40)을 대입하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \hat{\xi}_k &= (\Omega_k - H_k^T R_k^{-1} H_k) \hat{x}_k^- + H_k^T R_k^{-1} (z_k + H_k x_k^*) \\ &= (\Omega_k^- + H_k^T R_k^{-1} H_k - H_k^T R_k^{-1} H_k) \hat{x}_k^- + H_k^T R_k^{-1} (z_k + H_k x_k^*) \\ &= \Omega_k^- \hat{x}_k^- + H_k^T R_k^{-1} (z_k + H_k x_k^*) \end{aligned} \quad (3.13.48)$$

$\hat{\xi}_k^-$ 를 식 (3.13.49)와 같이 정의하면 식 (3.13.48)는 식 (3.13.50)과 같이 된다.

$$\hat{\xi}_k^- = \Omega_k^- \hat{x}_k^- \quad (3.13.49)$$

$$\hat{\xi}_k = \hat{\xi}_k^- + H_k^T R_k^{-1} (z_k + H_k x_k^*) \quad (3.13.50)$$

식 (3.13.49)는 식 (3.13.43), (3.13.33), 그리고 (3.13.42)를 이용하여 다음과 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} \hat{\xi}_k^- &= (I - \Gamma_{k-1} G_{k-1}^T) \Psi_{k-1} \{f_{k-1}(x_{k-1}^*) + F_{k-1} \Delta \hat{x}_{k-1}\} \\ &= (I - \Gamma_{k-1} G_{k-1}^T) F_{k-1}^{-T} \Omega_{k-1} F_{k-1}^{-1} \{f_{k-1}(x_{k-1}^*) + F_{k-1} (\hat{x}_{k-1} - x_{k-1}^*)\} \\ &= (I - \Gamma_{k-1} G_{k-1}^T) F_{k-1}^{-T} \Omega_{k-1} \hat{x}_{k-1} + (I - \Gamma_{k-1} G_{k-1}^T) F_{k-1}^{-T} \Omega_{k-1} \{F_{k-1}^{-1} f_{k-1}(x_{k-1}^*) - x_{k-1}^*\} \\ &= (I - \Gamma_{k-1} G_{k-1}^T) F_{k-1}^{-T} \hat{\xi}_{k-1} + (I - \Gamma_{k-1} G_{k-1}^T) F_{k-1}^{-T} \Omega_{k-1} \{F_{k-1}^{-1} f_{k-1}(x_{k-1}^*) - x_{k-1}^*\} \end{aligned} \quad (3.13.51)$$

정의 1 : 시변 행렬 F_k , H_k , $k > 0$ 와 다음과 같이 주어진 가관측 그래미언 (Grammian)을 고려하자.

$$M_{k+N_0, k} = \sum_{i=k}^{k+N_0} \phi_{i,k}^T H_i^T H_i \phi_{i,k} \quad (3.13.52)$$

여기서, $i > k$,

$$\phi_{i,k} = \prod_{j=i-1}^k F_j \quad (3.13.53)$$

만약 다음 부등식을 만족하는 양수 $\underline{m}, \bar{m} > 0$ 와 $N_o > 0$ 가 존재하면, 행렬 $F_k, H_k, k > 0$ 는 완전 가관측한 조건을 만족한다고 말한다.

$$\underline{m}I \leq M_{k+N_o, k} \leq \bar{m}I \quad (3.13.54)$$

비선형 시스템 식 (3.13.21)의 선형화된 시스템 식 (3.13.26)은 완전 가관측하고, F_k 의 역행렬이 존재하며, 정의 1의 조건을 만족하는 N_o 가 존재한다고 가정하자. $k \geq N_o$ 이면 Ω_k^{-1} 를 계산할 수 있으므로 비선형 시스템의 상태변수는 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{x}_k = \Omega_k^{-1} \hat{\xi}_k \quad (3.13.55)$$

여기서 $\hat{\xi}_k$ 는 식 (3.13.51)과 식 (3.13.50)을 통해, Ω_k 는 식 (3.13.43)과 식 (3.13.40)을 통해 시간전파와 측정치 갱신을 한다.

이렇게 유도된 LKF의 역공분산 행렬 형태에 RH 개념을 결합하여 RHLKF 필터를 만든다. 제안된 RHLKF 필터는 크기가 $N \geq N_o$ 으로 설정된 구간 $[t_{k-N}, t_k]$ 내의 측정치만을 사용하여 현 시점의 상태변수를 추정한다. RHLKF 필터를 요약하면 다음과 같이 된다.

초기 설정 :

$$\Omega_{k-N} = 0 \quad (3.13.56)$$

$$\hat{\xi}_{k-N} = \Omega_{k-N} \hat{x}_{k-N} = 0 \cdot \hat{x}_{k-N} = 0 \quad (3.13.57)$$

시간전파 : $1 \leq i \leq N$

$$\begin{aligned} \hat{\xi}_{k-N+i}^- &= (I - \Gamma_{k-N+i-1} G_{k-N+i-1}^T) F_{k-N+i-1}^{-T} \hat{\xi}_{k-N+i-1} + (I - \Gamma_{k-N+i-1} G_{k-N+i-1}^T) \\ &\quad \times F_{k-N+i-1}^{-T} \Omega_{k-N+i-1} \{ F_{k-N+i-1}^{-1} f_{k-N+i-1}(x_{k-N+i-1}^*) - x_{k-N+i-1}^* \} \end{aligned} \quad (3.13.58)$$

$$\Omega_{k-N+i}^- = (I - \Gamma_{k-N+i-1} G_{k-N+i-1}^T) \Psi_{k-N+i-1} \quad (3.13.59)$$

여기서,

$$\Psi_{k-N+i-1} = F_{k-N+i-1}^{-T} \Omega_{k-N+i-1} F_{k-N+i-1}^{-1} \quad (3.13.60)$$

$$\Gamma_{k-N+i-1} = \Psi_{k-N+i-1} G_{k-N+i-1} \left(Q_{k-N+i-1}^{-1} + G_{k-N+i-1}^T \Psi_{k-N+i-1} G_{k-N+i-1} \right)^{-1} \quad (3.13.61)$$

측정치 갱신 :

$$\hat{\xi}_{k-N+i} = \hat{\xi}_{k-N+i}^- + H_{k-N+i}^T R_{k-N+i}^{-1} \left(z_{k-N+i} + H_{k-N+i} x_{k-N+i}^* \right) \quad (3.13.62)$$

$$\Omega_{k-N+i} = \Omega_{k-N+i}^- + H_{k-N+i}^T R_{k-N+i}^{-1} H_{k-N+i} \quad (3.13.63)$$

상태 추정 :

$$\hat{x}_k = \Omega_k^{-1} \hat{\xi}_k \quad (3.13.64)$$

그림 3-13-12은 RHLKF 필터의 기본 개념도를 나타낸 것이다. 설정된 크기 N 의 구간 $[t_{k-N}, t_k]$ 내의 측정치를 사용하여 시간 k 에서의 상태변수 x_k 를 추정한다. 이때 구간 초기 상태 x_{k-N} 는 모르는 것으로 한다. 그 다음 시간 $k+1$ 의 상태변수 x_{k+1} 을 추정하기 위해 구간 $[t_{k-N+1}, t_{k+1}]$ 내의 측정치를 사용한다. 여기서 또한 구간 초기 상태 x_{k-N+1} 는 모르는 것으로 한다. 그림 상단에서 점선은 추정해야 될 상태변수 이고, 일점 쇄선은 역공분산을 나타낸 것이다. 시스템이 가관측하여 필터가 정상상태에 이르면 공분산 행렬은 일정한 값으로 수렴하므로 그림 3-13-15과 같이 나타난다. 그리고 실선은 식 (3.13.47)에서 정의된 의사상태변수를 나타낸 것으로 이 변수는 역공분산 행렬과 상태변수에 같이 영향을 받으며 계산된다. 결국 계산하고자 하는 상태변수는 구간 마지막에 계산된 역공분산 행렬과 의사상태변수에 의하여 추정된다.

식 (3.13.56) ~ (3.13.64)에서 제시된 RHLKF 필터는 FIR 구조의 특성에 따라 장점 및 단점을 갖는다. RHLKF 필터는 IIR 구조를 갖는 CKF에 비하여 계산량은 많아진다. 그 이유는 CKF에서는 한 번 사용된 측정치를 반복 사용하지 않지만 RHLKF 필터에서는 한 개의 측정치를 N 번 반복 사용하기 때문이다. 그러나 RHLKF 필터는 일시적으로 나타나는 모델 불확실성에 대하여 CKF보다 강인한 특성을 가진다. 그림 3-13-16(a)에서 나타낸 것처럼 CKF에서는 모델 불확실성이 나타나는 시간 $[t_1, t_2]$ 내에서 오차가 계속 커지며 이 시간 이후에도 한동안 오염된 상태변수의 영향을 받아 오차가 남아있게 된다. 반면, RHLKF 필터는 설정된 구간 이전의 정보는 무시하므로 이 구간 내에서만 영향을 받게 된다. 따라서 그림 3-13-16(b)처럼 시간 $[t_1, t_2 + N]$ 에서만 오차가 발생하고 그 크기 또한 구간의 크기에 따라 유계 된다.

그림 3-13-17은 CKF와 RHLKF 필터의 오차 수렴 특성을 나타낸 것이다. 그림 3-13-17(a)에서 알 수 있듯이 CKF에서는 초기 추정 오차를 갖고 시간이 갈수록 점점 작아지는 특성을 보인다. 이에 비해 RHLKF 필터는 상태변수의 초기값을 필요하지 않으므로

처음부터 크기가 유계된 작은 오차를 갖는다. 그러나 CKF의 추정 오차는 시간이 갈수록 RHLKF 필터보다 작은 값으로 수렴하는 것을 그림 3-13-17(b)를 통해 확인할 수 있다.

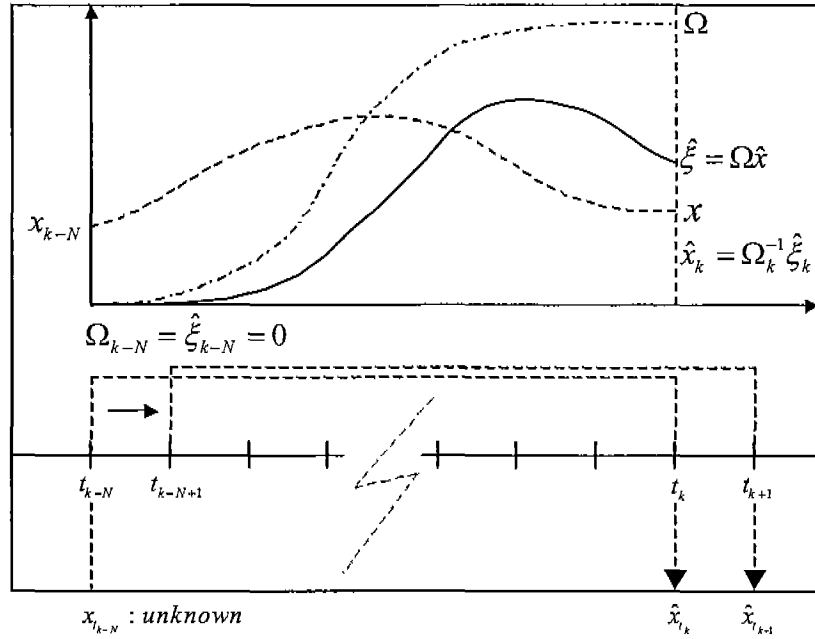


그림 3-13-15 RHLKF 필터의 개념도

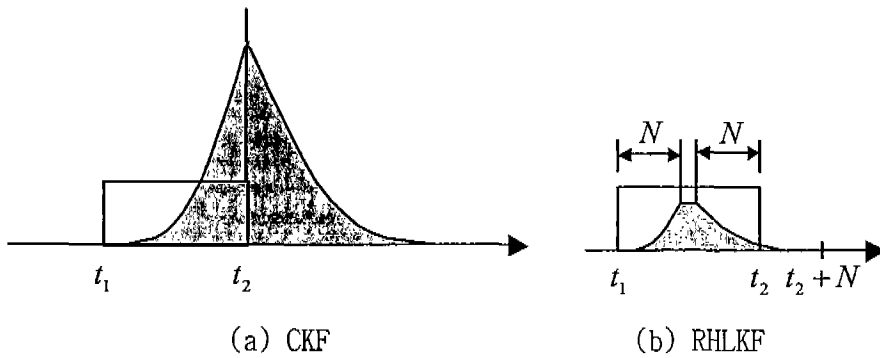


그림 3-13-16 모델 불확실성에 의한 오차 영향

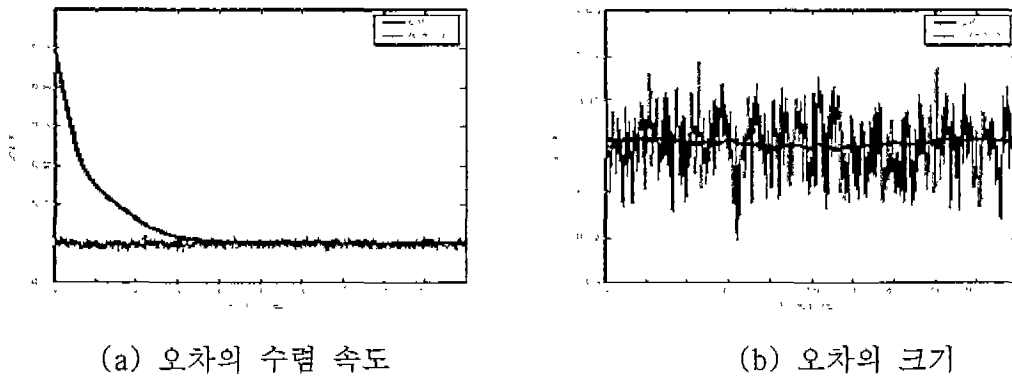


그림 3-13-17 오차의 수렴

(3) RHLKF 필터의 일괄처리 형태

앞 절에서 제시한 RHLKF 필터는 기존의 칼만 필터와 같이 반복 형태이다. 이 필터는 구간 $[t_{k-N}, t_k]$ 내의 측정치를 사용하여 일괄처리 (Batch Process) 형태로 나타낼 수 있다. 이 필터는 FIR 개념으로 설계되었으므로 FIR 구조로 나타낼 수 있으며, 선형 추정기로 구성되었으므로 선형 구조로 나타낼 수 있다.

식 구성의 편의를 위해 다음과 같은 새로운 변수를 정의한다.

$$A_{k-N+i} = (I - \Gamma_{k-N+i} G_{k-N+i}^T) F_{k-N+i}^{-T} \quad (3.13.65a)$$

$$B_{k-N+i} = H_{k-N+i}^T R_{k-N+i}^{-1} \quad (3.13.65b)$$

$$C_{k-N+i} = (A_{k-N+i-1} \Omega_{k-N+i-1} F_{k-N+i-1}^{-1} + B_{k-N+i} H_{k-N+i}) x_{k-N+i}^* - A_{k-N+i-1} \Omega_{k-N+i-1} x_{k-N+i-1}^* \quad (3.13.65c)$$

식 (3.13.58)과 식 (3.13.65)를 식 (3.13.62)에 대입하면 다음과 같이 된다.

$$\hat{\xi}_{k-N+i} = A_{k-N+i-1} \hat{\xi}_{k-N+i-1} + B_{k-N+i} z_{k-N+i} + C_{k-N+i} \quad (3.13.66)$$

구간 마지막에서 의사상태변수는 다음과 같이 추정된다.

$$\begin{aligned} \hat{\xi}_k = & \prod_{j=1}^N A_{k-j} \hat{\xi}_{k-N} + \sum_{n=1}^{N-1} \left(\prod_{j=1}^{N-n} A_{k-j} B_{k-N+n} z_{k-N+n} \right) + B_k z_k \\ & + \sum_{n=1}^{N-1} \left(\prod_{j=1}^{N-n} A_{k-j} C_{k-N+n} \right) + C_k \end{aligned} \quad (3.13.67)$$

따라서 상태변수는 식 (3.13.64)에 의하여 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_k = & \Omega_k^{-1} \prod_{j=1}^N A_{k-j} \hat{\xi}_{k-N} + \Omega_k^{-1} \sum_{n=1}^{N-1} \left(\prod_{j=1}^{N-n} A_{k-j} B_{k-N+n} z_{k-N+n} \right) + B_k z_k \\ & + \Omega_k^{-1} \sum_{n=1}^{N-1} \left(\prod_{j=1}^{N-n} A_{k-j} C_{k-N+n} \right) + C_k \end{aligned} \quad (3.13.68)$$

$\hat{\xi}_{k-N}$ 의 구간 초기값은 0이므로 식 (3.13.68)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{x}_k = \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{H}_m z_{k-m} + \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{L}_m C_{k-m} \quad (3.13.69)$$

여기서 마지막 항은 비선형 함수의 선형화 기준점의 시간 전파 과정에서 생긴 항이다.

$$\mathbf{L}_m = \Omega_k^{-1} A_{k-1} A_{k-2} \cdots A_{k-m} \quad (3.13.70)$$

$$\mathbf{H}_m = \mathbf{L}_m H_{k-m}^T R_{k-m}^{-1} \quad (3.13.71)$$

식 (3.13.69)는 다음과 같은 선형 구조로 나타낼 수 있다.

$$\hat{x}_k = \underline{\mathbf{H}}_k \underline{\mathbf{Z}}_k + \underline{\mathbf{L}}_k \underline{\mathbf{C}}_k \quad (3.13.72)$$

여기서,

$$\underline{\mathbf{H}}_k = [\mathbf{H}_0 \quad \mathbf{H}_1 \quad \cdots \quad \mathbf{H}_{N-1}] \quad (3.13.73a)$$

$$\underline{\mathbf{Z}}_k = [z_k^T \quad z_{k-1}^T \quad \cdots \quad z_{k-N+1}^T]^T \quad (3.13.73b)$$

$$\underline{\mathbf{L}}_k = [\mathbf{L}_0 \quad \mathbf{L}_1 \quad \cdots \quad \mathbf{L}_{N-1}] \quad (3.13.73c)$$

$$\underline{\mathbf{C}}_k = [C_k^T \quad C_{k-1}^T \quad \cdots \quad C_{k-N+1}^T]^T \quad (3.13.73d)$$

따라서, 비선형 시스템 식 (3.13.21)의 선형화된 시스템 식 (3.13.26)은 완전 가관측하고, F_k 의 역행렬이 존재하며, 정의 1의 조건을 만족하는 N_0 가 존재한다고 가정하면 설정된 구간이 $N \geq N_0$ 인 경우 제시한 RHLKF 필터는 식 (3.13.69), (3.13.72)와 같이 FIR 구조와 선형 구조를 갖는 일괄처리 형태로 나타낼 수 있다.

(4) WNS 오차 모델

복합 보행항법장치를 설계할 때 중요한 과정중의 하나는 보행항법장치의 오차 모델을 설정하는 것이다. 오차 모델을 정확하게 설정하는 것이 필터의 성능을 좌우하기 때문이다. 그러나 보행항법장치의 연구 역사가 짧기 때문에 아직 정형화된 오차 모델이 부재인 상태이다. 본 연구에서는 그림 3-13-18에서 나타낸 오차 전파과정을 바탕으로 보행항법장치의 오차 모델을 유도한다. 필터에서 측정치로 사용된 GPS 정보를 이산시간으로 구할 수 있으므로 오차 모델은 이산시간 모델로 나타낸다.

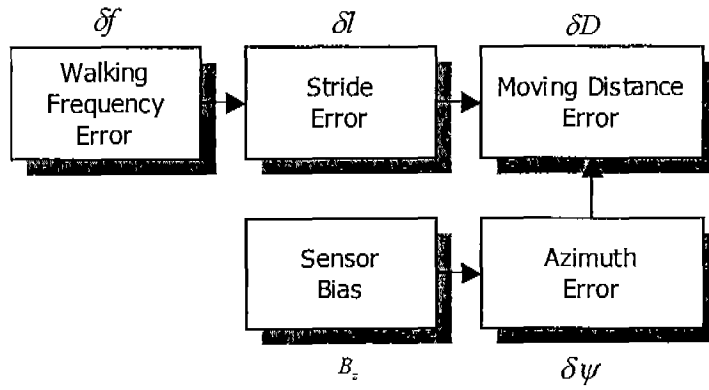


그림 3-13-18 보행항법장치 오차 전파

우선 걸음 주파수 오차는 마이크로프로세서의 시각오차와 걸음이 검출된 시점의 오차에 의하여 발생하므로 다음과 같이 백색 가우시안 잡음으로 나타낸다.

$$\delta f(k) = w_f(k), \quad w_f(k) \sim N(0, Q_f) \quad (3.13.74)$$

마이크로프로세서에서 RTOS (Real Time Operating System) 없이 다중 업무를 처리하는 경우 종종 시각오차가 발생할 수 있다.

신경 회로망에 의하여 추정되는 보폭은 걸음 주파수에 따라 변하는 바이어스 오차를 가질 수 있다. 그러므로 보폭 오차는 다음과 같이 바이어스 오차와 백색 잡음으로 나타낸다.

$$\delta l(k) = \nabla_l(k) + w_l(k) \quad (3.13.75)$$

여기서 은 오폭 오차의 랜덤 상수를 나타낸 것이며, 는 백색 잡음을 의미한다. 그리고 다음과 같은 특성을 갖는다.

$$\nabla_l(k+1) = \nabla_l(k), \quad \nabla_l(0) \sim N(0, P_l), \quad w_l(k) \sim N(0, Q_l) \quad (3.13.76)$$

보행항법장치에서 자세 오차는 단지 방위각 오차만을 갖는다. 이 오차는 방위각 정보를 계산하기 위해 사용되는 센서에 따라 다른 특성을 갖는다. 자이로를 사용하는 경우 방위각 오차는 다음과 같이 모델링 된다.

$$\delta \psi(k) = \nabla_{mc}(k) + w_{mc}(k) \quad (3.13.77)$$

여기서 $\delta w(k)$ 는 센서 데이터 측정치의 획득 시간간격을 나타내며, $\varepsilon_g(k)$ 는 자이로 바이어스로 다음과 같은 특성을 갖는다.

$$\delta w(k) = \varepsilon_g(k) + w_g(k) \quad (3.13.78)$$

$$\varepsilon_g(k+1) = \varepsilon_g(k), \varepsilon_g(0) \sim N(0, P_g), w_g(k) \sim N(0, Q_g) \quad (3.13.79)$$

지자기 센서를 사용하는 경우, 방위각 오차는 주위 자장에 영향을 받으며 다음과 같이 모델링 될 수 있다.

$$\delta \psi(k) = \nabla_{mc}(k) + w_{mc}(k) \quad (3.13.80)$$

$$\nabla_{mc}(k+1) = \nabla_{mc}(k), \nabla_{mc}(0) \sim N(0, P_{mc}), w_{mc}(k) \sim N(0, Q_{mc}) \quad (3.13.81)$$

마지막으로 지역 수평 항법 좌표계에서 계산되는 보행 거리는 보폭과 방위각 정보를 결합하여 다음과 같이 계산된다.

$$D^n(k+1) = D^n(k) + C_b^n(k) D^b(k) \quad (3.13.82)$$

보행 거리는 보폭 오차와 방위각 오차에 의하여 오차가 발생하며 다음과 같이 영향을 받는다.

$$\hat{D}^n(k+1) = \hat{D}^n(k) + \hat{C}_b^n(k) \hat{D}^b(k) \quad (3.13.83)$$

여기서 $\hat{D}^n(k)$, $\hat{D}^b(k)$, 그리고 $\hat{C}_b^n(k)$ 는 각각 계산된 거리, 보폭, 그리고 방위각 정보이다. 이런 파라미터들은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{D}^n(k) &= D^n(k) + \delta D^n(k) \\ \hat{D}^b(k) &= D^b(k) + \delta D^b(k) \\ \hat{C}_b^n(k) &= E_c(k) C_b^n(k) \end{aligned} \quad (3.13.84)$$

여기서 $D^n(k)$, $D^b(k)$, 그리고 $C_b^n(k)$ 는 실제 값이며 $\delta D^n(k)$, $\delta D^b(k)$, 그리고 $E_c(k)$ 는 거리 오차, 보폭 오차, 그리고 자세 오차이다. 자세 오차는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \hat{C}_b^n(k) &= \begin{bmatrix} \cos(\psi(k) + \delta\psi(k)) & -\sin(\psi(k) + \delta\psi(k)) & 0 \\ \sin(\psi(k) + \delta\psi(k)) & \cos(\psi(k) + \delta\psi(k)) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 &\cong \begin{bmatrix} \cos\psi(k) - \delta\psi(k)\sin\psi(k) & -\sin\psi(k) - \delta\psi(k)\cos\psi(k) & 0 \\ \sin\psi(k) + \delta\psi(k)\cos\psi(k) & \cos\psi(k) - \delta\psi(k)\sin\psi(k) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.13.85) \\
 &= \begin{bmatrix} 1 & -\delta\psi(k) & 0 \\ \delta\psi(k) & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\psi(k) & -\sin\psi(k) & 0 \\ \sin\psi(k) & \cos\psi(k) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 &\cong E_c(k)C_b^n(k)
 \end{aligned}$$

실제 거리를 계산된 거리와의 차를 통해 오차 전파식을 다음과 같이 나타낸다.

$$\delta D^n(k+1) = \delta D^n(k) + (E_c(k) - I)C_b^n(k)D^b(k) + E_c(k)C_b^n(k)\delta D^b(k) \quad (3.13.86)$$

이 식에 세부 항목들을 첨가하여 정리하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\delta D^n(k+1) = \delta D^n(k) + \begin{bmatrix} -l(k)\sin\psi(k) \\ l(k)\cos\psi(k) \\ 0 \end{bmatrix} \delta\psi + \begin{bmatrix} \cos\psi(k) \\ \sin\psi(k) \\ 0 \end{bmatrix} \delta l \quad (3.13.87)$$

(5) RHLKF 필터를 사용한 WNS/GPS 결합 시스템

WNS/GPS 결합 시스템은 INS/GPS 결합 시스템과 유사하게 설계된다. INS/GPS 결합 시스템은 측정치의 특성에 따라 약결합 기법 (Loosely Coupled Method), 강결합 기법 (Tightly Coupled Method), 그리고 초강결합 기법 (Ultra Tightly Coupled Method)으로 나누어 진다. 일반적으로 쉬운 결합을 위해 약결합 기법이 사용되며 본 연구에서도 그림 3-13-19와 같이 약결합 기법으로 보행항법장치와 GPS를 결합한다.

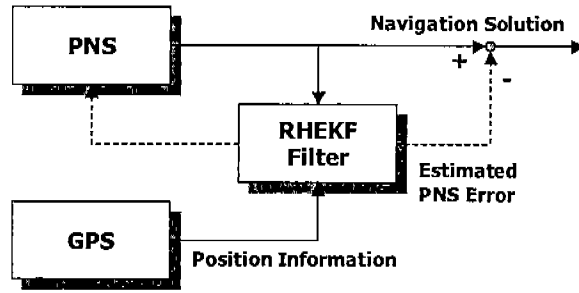


그림 3-13-19 약결합 WNS/GPS 시스템의 구성도

RHLKF 필터를 사용하여 약결합 WNS/GPS 결합 시스템을 구성하기 위해 먼저 시스템과 측정치 모델을 설계해야 하며 앞에서 제시한 보행항법장치의 오차 모델을 바탕으로 다음과 같이 설계할 수 있다.

$$x(k+1) = F(k)x(k) + w(k), \quad w(k) \sim N(0, Q) \quad (3.13.88)$$

$$z(k) = Hx(k) + v(k), \quad v(k) \sim N(0, R) \quad (3.13.89)$$

$$x(k) = [\delta D_N^n(k) \quad \delta D_E^n(k) \quad \nabla_{mc}(k) \quad \nabla_l(k)]^T \quad (3.13.90)$$

$$F(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -l(k)\sin\psi(k) & \cos\psi(k) \\ 0 & 1 & l(k)\cos\psi(k) & \sin\psi(k) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.13.91)$$

$$H = [I_{2 \times 2} \quad 0_{2 \times 2}] \quad (3.13.92)$$

여기서 δD_N^n 와 δD_E^n 는 각각 N축과 E축을 따라 나타내어지는 보행 거리 오차이다.

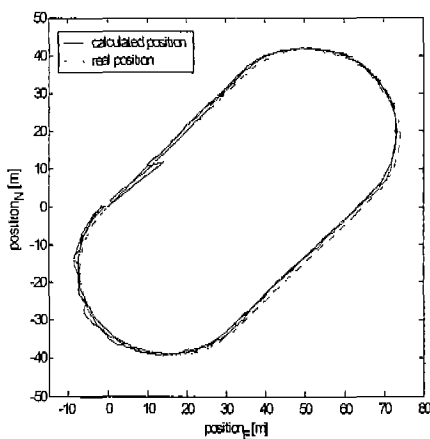
RHLKF 필터를 사용하는데 있어서 이동구간의 크기를 적절하게 설정하는 것이 중요하다. 구간 크기는 역공분산 행렬의 크기가 정상 상태에 도달하거나 역행렬을 구할 수 있도록 충분히 커질 수 있도록 크게 설정해야 한다. 그러나 구간 크기가 큰 경우 계산량이 많아지며 불확실성 요인에 많은 영향을 받는 단점이 있다. 그러므로 구간 크기는 적절하게 설정하여야 한다. 그리고 공정 잡음 공분산 행렬 Q 는 Q^{-1} 가 존재하도록 설정해야 한다.

제안된 WNS/GPS의 성능을 분석하기 위해 Monte-Carlo 시뮬레이션을 수행하였다. 보행 경로는 직선 도로와 회전 도록을 포함하도록 하였다. 전체 보행 걸음 수는 244로 하였다. 추정된 보폭과 지자기 센서로 계산되는 방위각 정보는 바이어스 오차를 갖는다. 시뮬레이션은 두 가지 경우로 수행되었다. 방위각 오차가 랜섬 상수인 경우와 시간에

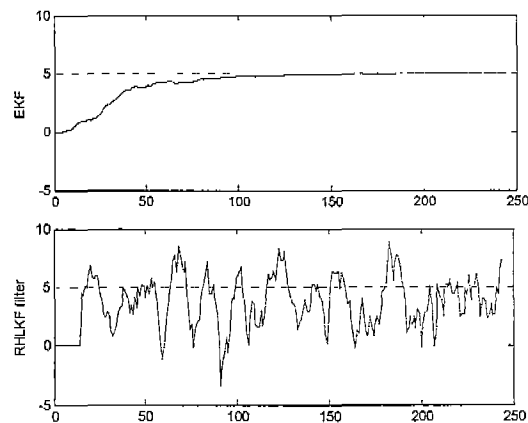
따라 변하는 것으로 하였다. 이 경우 기존의 EKF 필터와 제안된 RHLKF 필터의 성능을 비교하였다.

CASE 1 : 보폭 오차와 방위각 오차가 상수인 경우.

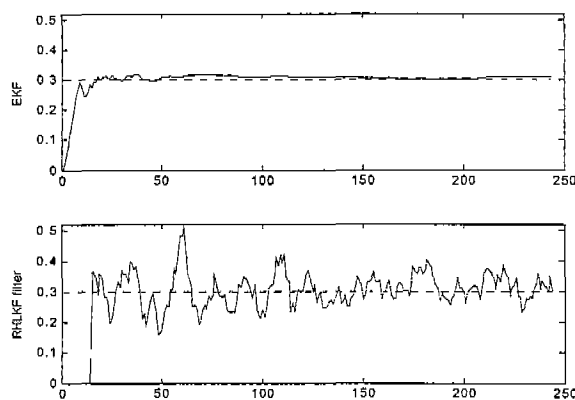
경우 1의 추정된 결과는 그림 3-13-20에 나타내었으며 표 3-13-3에서 요약하였다. 그림 3-13-20 (a)는 추정된 위치를 나타낸 것으로 EKF로 추정한 것과 RHLKF 필터로 추정한 것이 거의 유사한 것을 볼 수 있다. 이 시뮬레이션에서 RHLKF 필터의 이동 구간 크기는 15초로 설정하였다. 그림 3-13-20 (b)와 (c)는 추정된 바이어스들의 결과이다. EKF는 측정치를 연속적으로 측정함에 따라 바이어스를 정확하게 추정하는 것을 볼 수 있다. CASE 1의 경우 RHLKF 필터의 추정 성능은 EKF 보다 다소 떨어지는 것을 볼 수 있다. 그 이유는 EKF는 모든 측정치를 사용하는 반면 RHLKF 필터는 구간 내의 측정치만 사용하기 때문이다. 그러나 추정된 값들의 평균값은 실제 설정된 바이어스값과 유사함을 알 수 있다.



(a) 위치



(b) 방위각 바이어스



(c) 보폭 바이어스

그림 3-13-20 CASE 1의 추정 결과

표 3-13-3 CASE 1의 추정 오차

	Position Error [m]		Azimuth Bias [degree]		Step Length Bias [m]	
	mean	std	mean	std	mean	Std
EKF	1.1303	0.3480	0.1113	0.0988	0.0032	0.0022
RHLKF filter	1.2316	0.4448	1.1990	2.2075	0.0052	0.0530

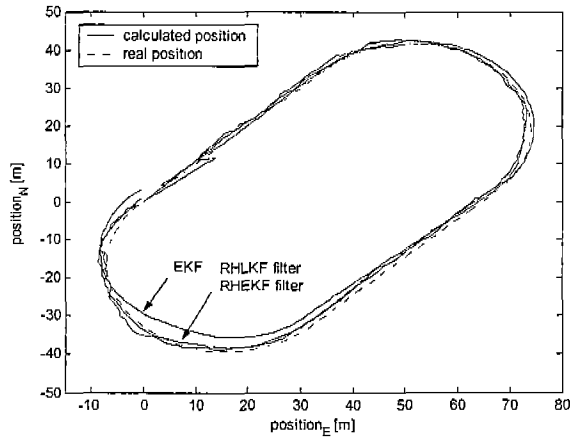
CASE 2 : 보폭 오차는 상수, 방위각 오차는 시간에 따라 변하는 경우.
 방위각 오차는 다음과 같이 변하는 것으로 설정하였다.

$$\begin{cases} bias_k = bias_{k-1} - 0.3^\circ & , \quad 50 \leq k < 80 \\ bias_k = bias_{k-1} + 0.3^\circ & , \quad 110 \leq k < 140 \\ bias_k = 15^\circ & , \quad 180 \leq k < 200 \\ bias_k = 5^\circ & , \quad otherwise \end{cases} \quad (3.13.93)$$

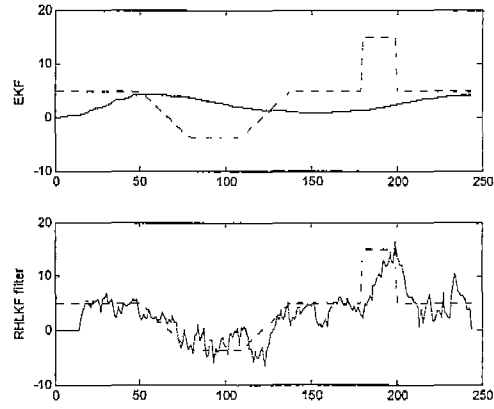
경우 2의 결과는 그림 3-13-21에 나타내었으며 표 3-13-4에서 요약하였다. 바이어스가 변할 때 EKF는 짧은 시간 안에 제대로 추정하지 못하는 것을 그림에서 확인할 수 있다. 그 이유는 EKF는 과거의 모든 측정치를 신뢰하므로 변하기 전의 바이어스에 대한 추정치의 영향을 계속 받기 때문이다. 그 결과 위치 오차 또한 실제 궤적에서 벗어나는 것을 그림 3-13-21(a)에서 볼 수 있다. 이 영향에 의하여 GPS 신호를 받을 수 없는 곳에서 잘못된 바이어스 추정에 의한 위치 오차 발산이 발생할 수 있다. 반면 RHLKF 필터는 최근의 측정치만 신뢰하여 빠른 추정 속도를 갖기 때문에 변하는 바이어스를 빠르게 추정하는 것을 확인할 수 있다. 실제 보행 환경에서 주위 자장의 영향에 의하여 방위각 바이어스가 종종 바뀌게 되므로 이런 영향은 RHLKF 필터에 의하여 감소할 수 있음을 알 수 있다.

표 3-13-4 CASE 2의 추정 오차

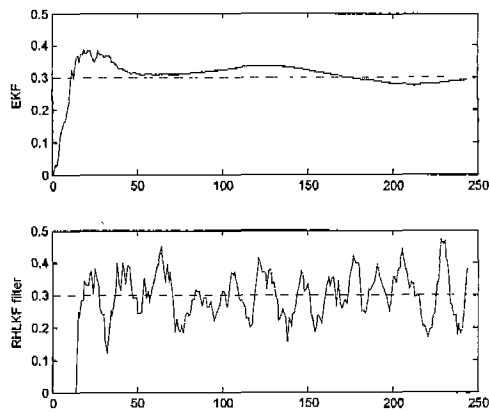
	Position Error [m]		Azimuth Bias [degree]		Step Length Bias [m]	
	mean	std	Mean	std	mean	Std
EKF	2.3001	1.2699	1.3974	5.1488	0.0077	0.0458
RHLKF filter	1.2191	0.4978	0.6234	2.8817	0.0009	0.0629



(a) 위치



(b) 방위각 바이어스



(c) 보폭 바이어스

그림 3-13-21 CASE 2의 추정 결과

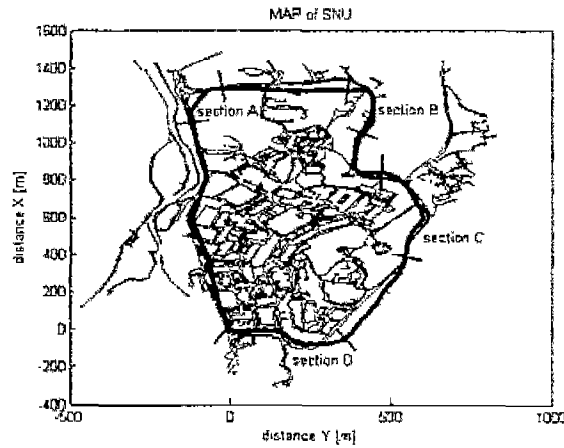
(6) 실험에 의한 분석

보행항법장치의 오차를 보정하기 위하여 WNS/GPS 결합 항법이 구성되었으며 본 연구에서 제시한 RHLKF 필터의 성능을 검증하기 위하여 EKF와 RHLKF 필터를 각각 적용한 다음 그 성능을 비교하였다.

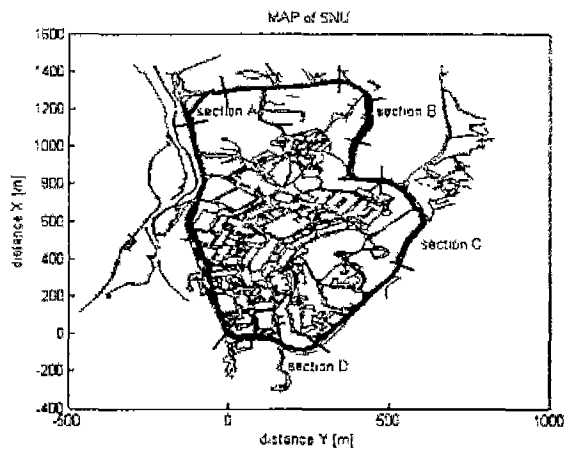
보행항법장치는 실내의 모두 사용할 수 있다. GPS 신호를 사용할 수 있는 경우에는 WNS/GPS 결합 필터에 의하여 보행항법장치의 오차를 보정한다. 그 후 GPS 신호를 사용할 수 없는 경우에 순수 보행항법장치의 성능은 WNS/GPS 이전 보다 향상된다. 그러나 신뢰할 수 없는 GPS 신호를 사용하여 WNS/GPS 결합 필터를 구동한 경우 보상 모드 이전 보다 성능이 더 나빠질 수 있다. 그 이유는 오차를 잘못 추정하기 때문이다. 따라서 GPS 신호의 신뢰성을 검사하여 그 신호의 사용 여부를 결정하는 과정이 반드시 필요하다.

그림 3-13-22(a)와 (b)는 각각 EKF와 RHLKF 필터를 사용하여 구성된 WNS/GPS 결합 시스템의 결과를 나타낸 것이다. GPS 신호는 구간 A, B, C, 그리고 D에서만 사용할 수 있다고 가정하였다. 그리고 이 구간 내의 GPS 신호는 신뢰할 수 있다고 가정하였다.

그림 3-13-22(a)에서 볼 수 있듯이 구간 A와 C 이후의 위치오차는 증가한다. 그 이유는 변하는 지자계 센서의 오차를 구간 A와 C 내에서 정확하게 추정하지 못하기 때문이다. 반면, 그림 3-13-22(b)에서의 위치 오차는 구간 A와 C 이후에 증가하지 않는 것을 볼 수 있다. 이와 같은 현상은 RHLKF 필터가 변하는 지자계 센서의 오차를 EKF와 달리 잘 추정하기 때문으로 해석할 수 있다. 이 결과로 보터 제안된 RHLKF 필터의 성능이 기존의 EKF 보다 우수함을 알 수 있다.



(a) EKF

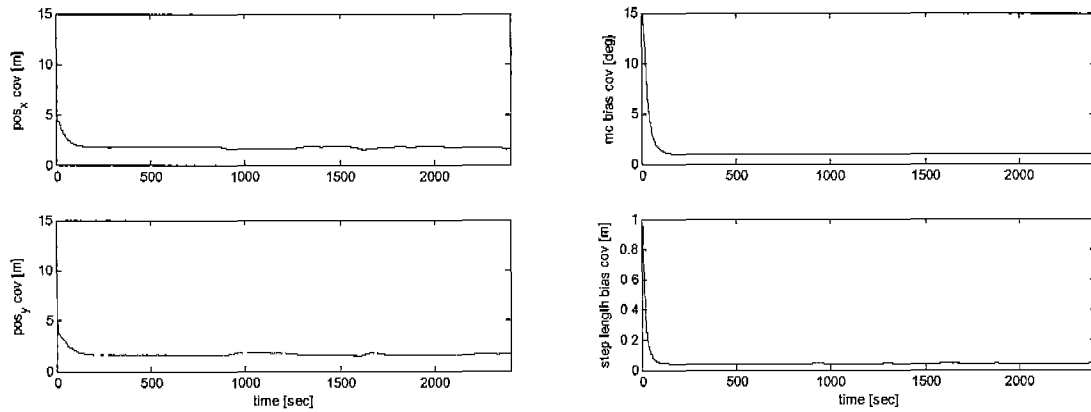


(b) RHLKF 필터

그림 3-13-22 WNS/GPS에 의한 위치 오차

그림 3-13-23은 EKF의 오차 공분산의 전파를 보여준다. 이 그림에서 볼 수 있듯이 가관측성의 정도는 좋다. 그러나 EKF는 IIR 구조를 갖기 때문에 빠르게 변하는 바이어스를 잘 추정하기 힘들다. EKF에서, 작은 오차 공분산은 작은 Kalman 이득을 계산하게 한다. 이것은 시간에 따라 오차 공분산의 크기가 작아지면, 과거의 측정치를 최근의 측정치보다 더 많이 신뢰하는 것을 의미한다. 그러므로 필터는 빠르게 변하는

바이어스를 제대로 추정하기 힘들어진다. 반면 RHLKF 필터의 오차 공분산은 매 추정 단계에서 새롭게 리셋되어 사용되어 지므로 빠른 추정 성능을 보인다. 그러므로 빠르게 변하는 바이어스를 제대로 추정할 수 있게 된다.



(a) 위치 오차

(b) 바이어스

그림 3-13-23 EKF에서의 오차 공분산의 전파

제14절 초강결합 GPS/INS 통합방법 개발

GPS/INS/CDMA망 통합 필터를 구성하는 첫 번째 단계로써 GPS와 INS의 결합을 위한 제안된 필터에 관한 내용을 다루었다. GPS와 INS의 결합은 기존에 이미 약결합 방식이나 강결합 방식과 같이 다양한 결합 형태가 있음을 많은 문헌에서 찾아볼 수 있다. 기존에 제시된 이런 결합 방식의 주된 목적은 두 시스템을 결합함으로써 측위 정확도를 향상시키는 것이며, 약결합 방식은 위치해를 결합하여 측위 정확도를 개선하는 결합 형태이고 강결합 방식은 GPS의 의사거리 영역과 INS의 측정정보를 결합하여 측위 정확도와 데이터 가용율을 높이기 위한 결합이라 할 수 있다. 그러나 GPS 위성 신호가 미약한 환경에서 이 두 가지 결합은 모두 그 효과를 얻는 것이 불가능하다. 따라서 이런 환경에서도 신호추적이 정상적으로 수행되고 측위가 가능하도록 하기 위해서는 GPS 수신기의 추적루프 레벨에서의 결합이 요구되었으며 이것이 초강결합 방식이다[1,2].

GPS 수신기는 반송파 추적 루프와 코드 추적루프를 가지고 있으며, 여기서 지연시간, 즉 의사거리를 측정하는 것은 코드 추적루프이다. 일반적인 코드 추적루프는 각 채널 별로 독립적이고 병렬로 구성되어 있으며 다른 위성 신호 추적이 다른 채널에서의 위성 신호 추적에 영향을 주지 않는다. 그러나 실제로 사용자가 움직이게 되면 모든 채널의 의사거리 추정에 영향을 미치기 때문에 각 채널이 완전히 독립적으로 신호 추정을 한다는 것은 모순이다[3].

따라서 본 절에서는 이런 현재까지의 GPS 수신기 구조가 채택하고 있는 독립적이고 병렬적인 구조의 일반 코드 추적루프를 버리고 각 채널의 신호 추적루프는 상호 연관되어 있다는 사실에 입각하여 벡터 방식의 코드 추적루프 알고리즘을 채용하였다. 벡터 방식의 코드 추적루프는 추측이 가능한 위성의 움직임보다는 사용자의 움직임에 의해 변화하는 양을 추정하는 것이 목적이므로 각 채널의 위성 코드 추적루프는 다른 코드 추적루프와 상호 연관되어 있을 수 밖에 없는 원리를 이용하여 확장 칼만필터 방식으로 위치해를 구하고 이를 이용한 각 채널의 지연시간 성분을 추정하는 구조를 갖고 있다. 이런 구조는 일부 위성 신호가 상대적으로 미약하더라도 위치해로부터 정확한 신호의 지연시간 성분을 피드백 받기 때문에 신호 추적을 정상적으로 할 수 있게 되는 장점이 있다. 하지만 확장 칼만필터 구조를 가지고 있는 벡터 방식의 코드 추적루프는 각 채널을 각각 하나의 센서라고 가정한다면 특정 위성에서 오류가 발생하거나 모든 채널의 지연시간 성분을 좌우하는 순간 위치해에 오류가 발생할 경우는 모든 채널에 그 오류가 퍼지게 되는 최악의 단점을 갖고 있다[4].

여기서 본 절에서는 벡터 방식의 처리기법으로 사용자 움직임에 의한 각 채널의 연관성을 해결하였지만 위성으로부터 전송되는 신호 자체는 위성끼리는 완전히

독립적이라는 점을 고려하지 않은 구조임을 간파하여 각 채널 별로 독립적인 위성 신호 추적을 보장하면서 사용자 움직임에 의한 채널간 연관성을 유지하기 위한 구조를 생각하지 않으면 안되었다.

따라서 본 절에서는 이런 문제점을 해결하기 위한 구조로써 연합 칼만 필터 구조를 제안하였다. 즉, 각 채널의 신호 추적루프는 독립이므로 각 채널에는 로컬 필터를 구성하고 각 채널의 측정값을 이용하여 위치해를 추정하고 이를 이용하여 각 채널의 지연성분을 다시 추정하는 것은 마스터 필터 구조를 가지도록 설계하였다. 이 과정에서 사용자의 움직임 정보를 안정적으로 측정할 수 있는 INS와의 결합을 로컬 필터와 마스터 필터에서 수행하도록 하였으며 이로써 특정 채널 또는 위치해의 오류를 감지하고 방지할 수 있는 최종 코드 추적루프 구조를 완성하였다. 제안된 코드 추적루프의 성능은 실제 이용되는 상용 GPS 수신기의 내부 구조를 그대로 모사한 시뮬레이터를 이용하여 수행하였고 그 결과를 다양하게 보이코자 한다.

1. 일반적인 GPS 수신기의 코드 추적 루프 구조 설계

일반적으로 GPS 수신기의 한 채널의 코드 추적루프는 그림 3-14-1의 구조를 가진다. 코드 추적루프는 위성과 사용자 사이의 지연 시간을 추정하는 기능이 있기 때문에 이를 Delay Lock Loop (이하 DLL)라고 부른다. 코드 추적 루프는 결맞음 (Coherent) 추적루프와 비 결맞음 (Non-coherent) 추적루프로 구분할 수 있는데 결맞음 추적루프를 이용하기 위해서는 입력되는 신호와 완벽하게 일치하는 반송파 신호를 생성할 수 있어야만 가능하다.

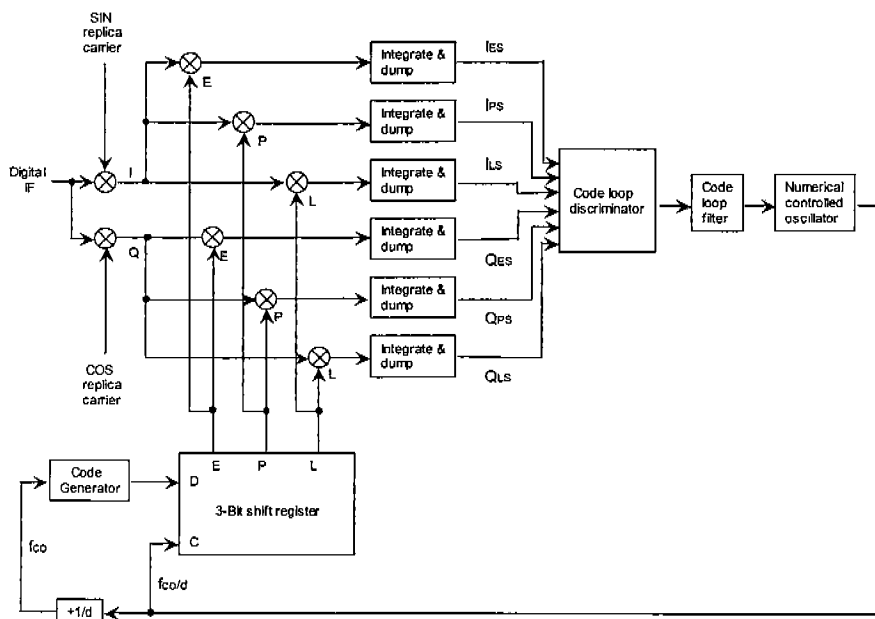


그림 3-14-1 일반 코드 추적루프 구조

그러나 실제로 GPS 수신기는 아주 낮은 신호 대 잡음비 (이하 SNR)를 갖는 환경에서 동작하고 이렇게 낮은 SNR 상태에서 완벽한 기준 반송파 신호를 생성하는 것은 어려운 일이다. 따라서 일반 GPS 수신기들은 대부분 비 결맞음 추적 루프를 채용하고 있다[3, 7].

일반 GPS 수신기의 동작은 크게 두 단계로 나눈다. 첫번째는 독립적이고 병렬로 구성된 코드 추적루프를 이용하여 각 위성 신호의 지연 시간을 독립적으로 추정하는 단계와 이 지연 시간 성분을 측정값으로 받아 의사거리로 변환하여 위치를 추정하는 단계이다. 그림 3-14-2는 두 단계로 구성된 GPS 수신기의 동작 구성도이다.

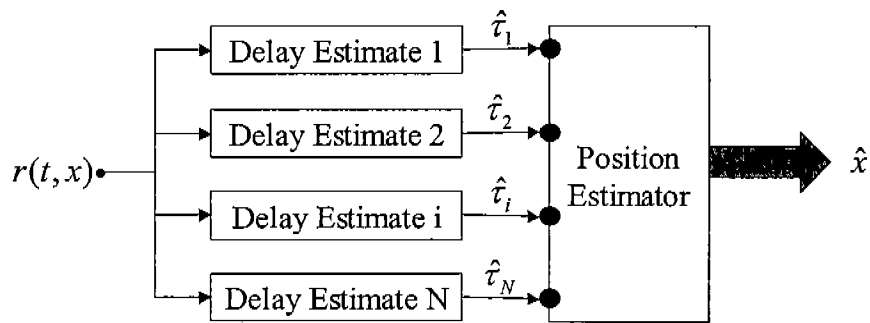
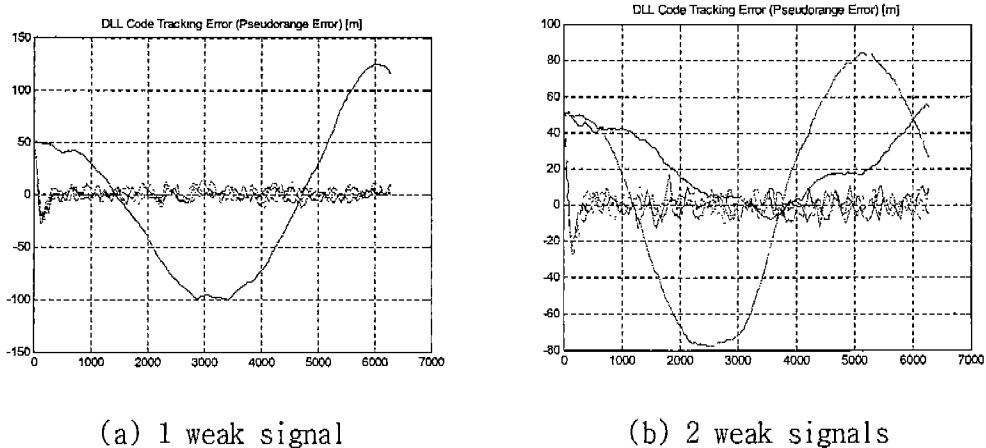


그림 3-14-2 일반적인 GPS 수신기의 동작 구성도

즉, 일반화된 GPS 수신기의 위치 추정은 독립적이고 병렬 구조를 가지는 지연시간 추정기를 가지고 있으며 이것은 위성들과 사용자의 기하학적 연관성으로 인해 지연시간 τ_i 가 서로 상관관계가 있다는 사실을 이용하지 않는 구조를 말한다. 대부분의 GPS 수신기는 이런 범주에 속한다. 따라서 개별 위성 신호의 SNR이 독립적으로 추적되기 때문에 너무 낮을 경우에 일반 수신기는 쉽게 신호 추적을 놓치는 경향을 보이게 된다. 이런 현상은 간단한 시뮬레이션으로 증명을 할 수가 있다[3].



(a) 1 weak signal

(b) 2 weak signals

그림 3-14-3 일반 GPS 추적루프의 추적 오차

위의 그림 3-14-3은 특정 위성신호가 다른 위성신호들에 비해 상대적으로 낮은 SNR을 가지는 경우를 모사하여 독립적으로 구성된 코드 추적루프에서 이 신호들을 추적해 보면 낮은 SNR을 갖고 있는 특정 위성신호의 추적 오차는 다른 위성신호의 추적오차에 비해 매우 크거나 발산을 하는 현상을 도시하였다.

위의 시뮬레이션 결과로부터 다른 위성신호들이 안정적인 추정상태를 보인 반면, 1개 또는 2개의 미약신호는 정상적으로 추적되지 못하고 발산하는 것을 확인할 수 있다.

가. 벡터 방식 코드 추적루프 (VDLL)

일반적인 GPS 수신기 동작과는 달리 각 채널에서 추정하는 지연시간 성분은 사용자의 움직임에 의해 크게 영향을 받고 이런 움직임은 각 채널의 지연시간 성분들이 서로 상관되어 있는 기하학적 구조로 되어 있다는 사실을 바탕으로 하면 아래 그림처럼 지연시간 추정과 이를 이용한 위치 추정을 동시에 수행하는 동작 구조를 생각해 볼 수 있다.

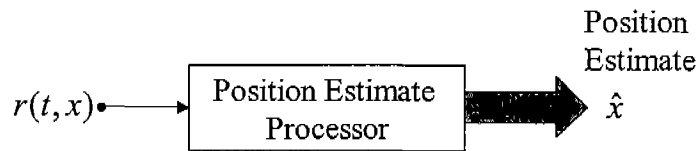


그림 3-14-4 일괄 처리 형태의 GPS 수신기 동작 구성도

위 그림의 수학적 표현은 아래 수식처럼 간단하게 표현이 가능하다.

$$\hat{x}_a = F_a[r(x)] \quad (3.14.1)$$

기존에는 측정된 각 채널에서의 의사거리가 추정하고자 하는 사용자의 위치의 함수였지만 그 의사거리는 수신기에서 수신되는 신호 (r)로부터 측정된 것이므로 엄밀하게 얘기하면 수신된 신호 r(t,x)은 사용자의 움직임 벡터에 의한 함수가 되는 것이므로 위의 수식관계가 성립되는 것이다.

우리가 잘 아는 사실이지만 위성과 사용자간 전파 경로는 위성과 사용자의 움직임에 좌우되기 때문에 모든 지연 시간 측정값은 독립이 될 수 없다. 다시 말하면 각 채널의 지연 시간은 사용자의 움직임에 의해 동시에 변화하므로 사용자의 동적 특성에 상관되어 있음을 나타낸다. 이런 사실은 각 채널의 코드 추적을 동시에 한 벡터 처리 루프에서 수행해야 하는 근거가 된다. 이 기법을 벡터 방식 코드 추적루프 (Vector Delay Lock Loop: 이하 VDLL)라고 칭한다. 이 루프는 사용자의 위치 벡터 추정과 지연시간 추정을 동시에 수행하는 구조를 갖고 있다. 본 절에서는 이 벡터 방식 코드 추적루프의 구현에

있어서 확장형 칼만필터 구조를 택하였으며 이는 준 최적 솔루션을 제공하는 특징이 있다[3].

VDLL은 의사거리 측정값 $\rho(x_k)$ 를 관측하지 않는다는 사실에 근거를 두고 있다. 대신에 수신된 신호는 단일 스칼라 관측 성분이고, 위성과 수신기간 신호 성분 $s_i[t-\tau_i(x(t))]$ 는 두 단계의 비선형성; 즉, $s_i[\tau_i]$ 와 $\tau_i(x_k)$ 을 갖고 있다. 여기서 Baseband 레벨의 스칼라 측정 신호는 다음과 같다.

$$r_k = \sum_{i=1}^N a_i s_i[k-\tau_i(x_k)] + n_k \quad (3.14.2)$$

여기서 잡음 성분은 독립이고 영평균을 갖는 가우시안이다. VDLL의 목표는 이 스칼라 측정값으로부터 사용자 위치 벡터 x_k 를 추정하기 위한 준최적 보완된 확장 칼만 필터를 수행하는 것이다. VDLL 형태를 유도하기 위해서 먼저 위성 i 에서 수신된 신호에 대한 Taylor 급수를 전개한다.

$$s_i[t-\tau_i(x(t))] = s_i(t-\tau_i(\hat{x})) + s'_i(t-\tau_i(\hat{x}))g_i^T(t)(x-\hat{x}) + \dots \quad (3.14.3)$$

여기서

$$g_i^T \triangleq \left(\frac{\partial \tau_i}{\partial x}, \frac{\partial \tau_i}{\partial y}, \frac{\partial \tau_i}{\partial z}, \frac{\partial \tau_i}{\partial B} \right), \quad \frac{\partial s_i}{\partial x} = s'_i[t-\tau_i(x)] \frac{\partial \tau_i}{\partial x}, \quad s'_i(t-\tau_i) = \frac{\partial s_i}{\partial \tau_i}(t-\tau_i)$$

벡터 $g_i(t)$ 는 위성과 사용자간 기하학적 배열의 변화에 따라 시간에 대해서 천천히 변하는 성분이다. 관측 벡터 (Observation Vector)를 얻기 위해 수신된 신호 $r(t)$ 와 N 개의 미분된 신호 파형 $s'_i[t-\tau_j(\hat{x})]$ 과의 곱을 수행한다. 이것은 Early-Late 파형과 유사하다.

$$v(t) = \begin{bmatrix} r(t)s'_1(t-\hat{\tau}_1) \\ r(t)s'_2(t-\hat{\tau}_2) \\ \dots \\ \dots \\ r(t)s'_N(t-\hat{\tau}_N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 D(\Delta\tau_1) \\ a_2 D(\Delta\tau_2) \\ \dots \\ \dots \\ a_N D(\Delta\tau_N) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \dots \\ \dots \\ n_N(t) \end{bmatrix} \cong AP_d \begin{bmatrix} \Delta\tau_1 \\ \Delta\tau_2 \\ \dots \\ \dots \\ \Delta\tau_N \end{bmatrix} + n \quad (3.14.4)$$

여기서

$$\Delta\tau_i = \tau_i - \hat{\tau}_i = \Delta\tau_i(x), \quad R_s''(0) = D'(0) = -P_d$$

$$D(\Delta\tau_i) = E[s(t)s'(t + \Delta\tau_i)] = R_s'(\Delta\tau_i) \cong R_s''(0)\Delta\tau \quad \text{for } \Delta\tau \ll T$$

$D(\Delta\tau)$ 는 Delay Lock Discriminator Characteristic이고, P_d 는 미분된 신호의 세기를 나타낸다. 신호 성분 $r(t_k)$ 와 $s(t_k)$ 는 $f_s > 2B$ 의 속도로 고속 샘플링된다. GPS의 경우 수 MHz에서 수십 MHz의 샘플링 속도를 가져야 한다. 이런 샘플링 속도는 일반적으로 사용자의 위치, 속도 벡터를 위해 필요로 하는 속도보다 빠른 것이다.

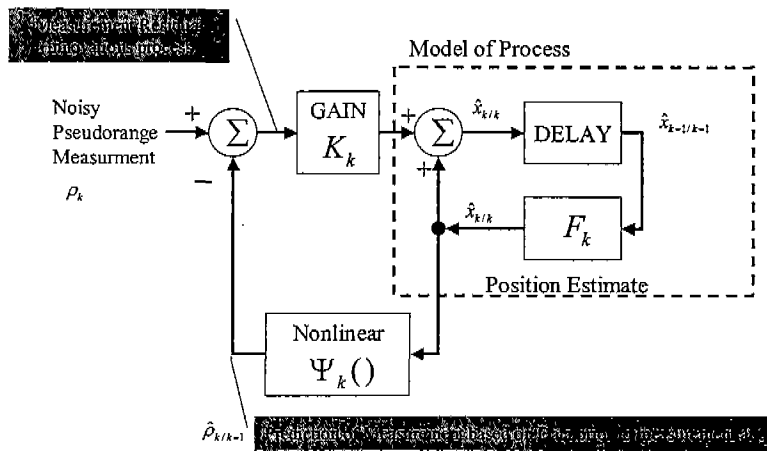


그림 3-14-5 EKF 기반 VDLL의 수학적 구성

측정 벡터 $v(t)$ 의 근사값을 구하기 위해 Jacobian의 기하학 행렬 (Geometric Matrix) $\partial\tau_i/\partial x_j = G$ 을 이용하면 다음의 선형화된 행렬 수식을 얻게 된다.

$$\begin{aligned}
 v(t) &= \begin{bmatrix} r(t)s'_1(t - \hat{\tau}_1) \\ r(t)s'_2(t - \hat{\tau}_2) \\ \dots \\ r(t)s'_N(t - \hat{\tau}_N) \end{bmatrix} \cong A_k P_d \begin{bmatrix} g_1(t_k) \\ g_2(t_k) \\ \dots \\ g_N(t_k) \end{bmatrix} \varepsilon + n + \dots, \\
 &\cong A_k P_d \begin{bmatrix} \frac{\partial\tau_1}{\partial x} & \frac{\partial\tau_1}{\partial y} & \frac{\partial\tau_1}{\partial z} & \frac{\partial\tau_1}{\partial b} \\ \frac{\partial\tau_2}{\partial x} & \frac{\partial\tau_2}{\partial y} & \frac{\partial\tau_2}{\partial z} & \frac{\partial\tau_2}{\partial b} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial\tau_N}{\partial x} & \frac{\partial\tau_N}{\partial y} & \frac{\partial\tau_N}{\partial z} & \frac{\partial\tau_N}{\partial b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x - \hat{x} \\ y - \hat{y} \\ z - \hat{z} \\ b - \hat{b} \end{bmatrix} + n \quad (3.14.5) \\
 &\cong P_d A_k G(t_k) \varepsilon_k + n_k
 \end{aligned}$$

여기서 $\varepsilon_k = x_k - \hat{x}_{k/k-1}$ 이고 사용자 위치 벡터의 오차를 나타내고, 크기 벡터 A 는 시간에 따라 변할 수 있다는 가정을 한다. G_k 는 x_k 에 따라 변할 수 있으므로 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$v(t) = \begin{bmatrix} r(t)s'_1(t - \hat{t}_1) \\ r(t)s'_2(t - \hat{t}_2) \\ \dots \\ \dots \\ r(t)s'_N(t - \hat{t}_N) \end{bmatrix} \cong P_d A_k G(t_k) [x_k - \hat{x}_{k/k-1}] + n_k \quad (3.14.6)$$

여기서 잡음 성분은 시간에 대해서 독립이고 공분산 행렬 $E[n_k^T n_j] = R_k \delta_{jk}$ 를 갖는다. 크기 벡터 A_k 는 수신된 각 신호의 상대적인 신호 세기를 나타내는 $[a_i]$ 를 구성요소로 갖는 대각행렬이다. 이 값은 VDLL의 한 부분으로 추정될 수도 있다. 각 위성의 신호 레벨도 x 에 따라 변화하지만 여기서는 A 가 x 와 시간에 대해서 아주 작게 변화한다고 가정한다. 위에서 유도된 수식은 다음의 Process Equation과 Measurement Equation을 가정함으로써 일반적인 칼만 추정기를 쉽게 생성할 수 있는 구조를 갖고 있다.

$$\begin{aligned} x_k &= F_k x_{k-1} + w_k \\ v_k &= P_d A_k G_k [x_k - \hat{x}_{k/k-1}] + n \\ &= H_k x_k + n_k - H_k \hat{x}_{k/k-1} \end{aligned} \quad (3.14.7)$$

여기서 $P_d A_k G_k = H_k$ 라고 정의하면 칼만 추정 방정식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

Predictor:

$$\hat{x}_{k+1/k} = F_k \hat{x}_{k/k} \quad (3.14.8)$$

Correction update:

$$\hat{x}_{k/k} = \hat{x}_{k/k-1} + K_k [v_k - H_k \hat{x}_{k/k-1}] \quad (3.14.9)$$

여기서 K_k 는 일반적인 칼만 이득이며 다음의 수식으로 표현된다.

$$K_k = P_{k/k-1} + H_k^T [R_k + H_k P_{k/k-1} H_k^T]^{-1} \quad (3.14.10)$$

그리고 P_k 와 R_k 는 각각 오차 공분산 행렬과 잡음 공분산 행렬을 나타낸다. 이것을

구현한 것이 그림 3-14-6이다. 여기서 NCO는 적분기 (Integrator)의 역할을 수행한다. VDLL의 장점은 관측되는 위성의 수가 추정해야 할 사용자 벡터의 개수인 4보다 많을 경우 여러가지 장점을 가지게 된다. 원리적으로 동시에 4개 이상의 위성 신호를 사용하게 되면 개별적으로 동작하는 DLL이 전혀 위성 신호를 추적하지 못할 정도로 위성으로부터의 신호 세기가 낮은 환경에서도 VDLL에게는 신호를 성공적으로 추적하고 사용자의 정확한 위치를 추정하는데 충분한 전체 신호 세기를 제공할 수 있게 된다.

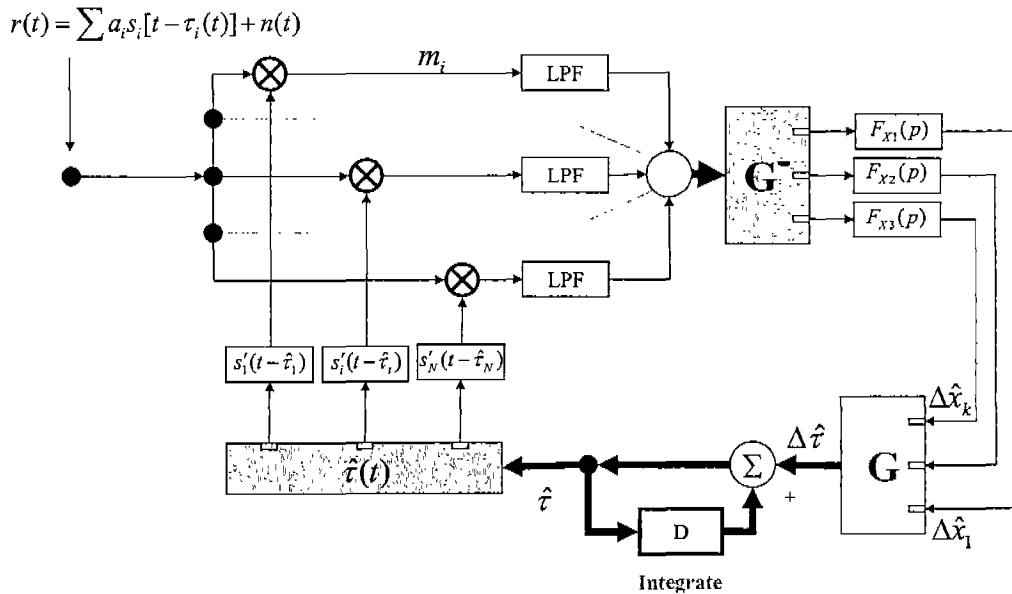
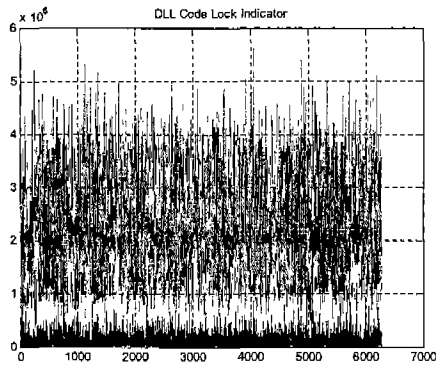


그림 3-14-6 Baseband 신호 레벨의 VDLL 신호처리 구성도

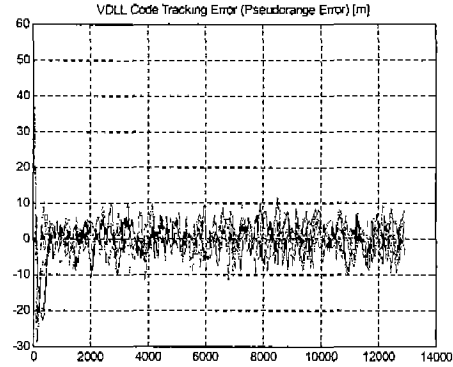
일반적인 독립형 DLL 방식이 완전히 신호 추적을 실패할 때, VDLL 시스템은 성공적으로 동작할 수 있다는 것을 시뮬레이션으로 보이는 것이 가능하다.

그림 3-14-7과 3-14-8은 그런 결과를 보여주고 있다. 다른 위성 신호에 비해서 상대적으로 미약한 신호가 존재하는 경우에도 VDLL은 미약 신호와 정상 신호의 구분없이 일정한 오차 특성을 가짐을 알 수 있다. 미약 신호 두 개가 존재하는 경우에도 같은 경향의 결과를 관찰할 수 있다[3].

그러나 추적루프에 존재하는 추적오차를 완벽 하게 제거하는 것은 불가능하고 VDLL 기법을 이용한 최대 장점이 사용자 움직임 정보가 비교적 정확하다는 가정하에 이를 이용한 각 채널의 지연 오차 성분을 정확하게 추정할 수 있다는 것이며, 이는 곧 일반 GPS의 독립적인 DLL이 어떤 신호를 지속적으로 추적하지 못하는 상황에서도 VDLL은 이를 정상적으로 추적하고 위치 정보를 제공할 수 있다는 것이다[3].

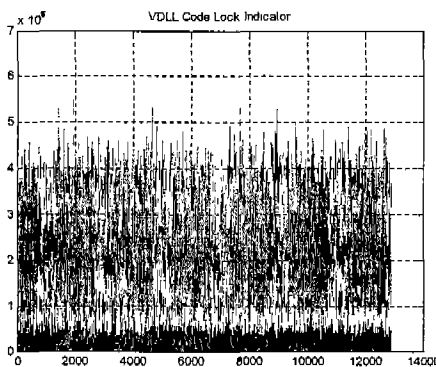


(a) Signal Strength

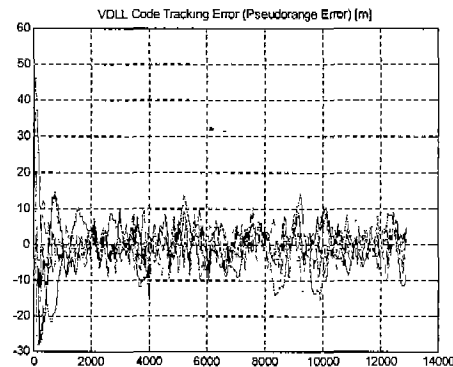


(b) Tracking error

그림 3-14-7 Case I: 1 weak signal exists



(a) Signal Strength



(b) Tracking error

그림 3-14-8 Case II: 2 weak signals exist

나. VDLL의 문제점

EKF 구조를 가지는 VDLL은 그 특성상 잘못된 위치오차를 믿고 각 채널에 반영을 해야 하기 때문에 이로 인한 전체 시스템의 추적 상태가 영향을 받게 되는 것을 우려하지 않을 수 없다. 이런 우려는 시뮬레이션을 통해서도 쉽게 검증을 할 수 있다.

앞에서 VDLL의 장점이 일반 DLL에 비해 우수한 장점을 갖고 있음을 시뮬레이션을 통해서 보였음에도 불구하고 간과할 수 없는 사실은 GPS 위성으로부터 출발한 위성 신호는 엄밀하게는 다른 위성신호와는 완전히 독립적이다. 그러나 VDLL은 이런 위성간 독립성을 무시한 형태를 가지고 있기 때문에 안정적인 시스템 구현이 어려운 점을 내포하고 있다. 즉, 위성의 움직임과 사용자의 움직임은 완전히 별개의 동적 특성을 갖고 있으면서도 사용자 입장에서는 사용자의 움직임으로 인한 의사거리 측정치 변화가 매우 민감하다는 것이다. 이런 연관 관계를 그림으로 표현하면 다음과 같다. 즉, 한 위성이 이동을 하는 것은 수신기 쪽에서 다른 위성들을 추적하는데 전혀 영향을 주지도 않고 상호 상관 관계가 전혀 없으므로 비상관 운동이라고 할 수 있다. 그러나 오른쪽

그림처럼 수신기가 이동을 하게 되면 수신기가 추적하고 있는 모든 위성의 의사거리가 상관 관계를 갖고 변하게 된다[7,8]. 여기서 상관 관계라 함은 수신기가 움직인 크기는 해당 시간에 각 위성과 사용자간의 기하학적 배치에 따라 그 크기가 분배되는 관계를 말한다.

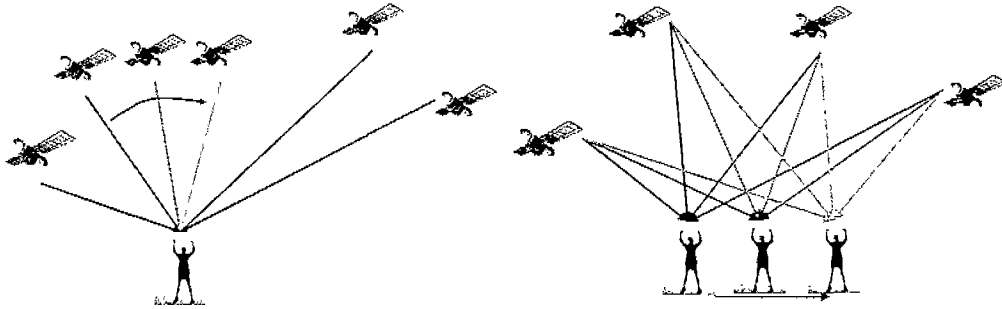
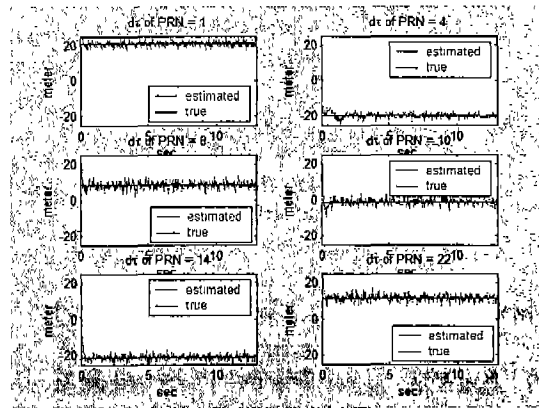
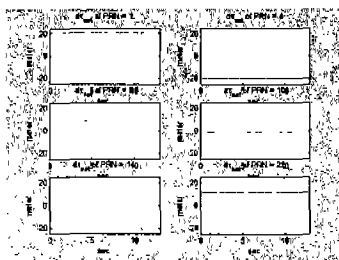


그림 3-14-9 위성 움직임 (비상관 운동)과 사용자 움직임 (상관 운동)

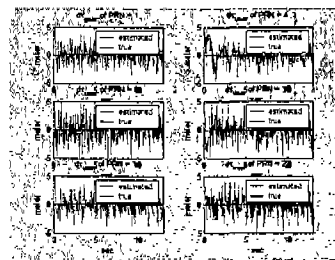
이런 관계를 시뮬레이션을 통해 알아보면 다음과 같다. 그림에서 (a)는 수신기의 지연 추적루프에서 획득한 각 위성별 지연 시간 성분이며 여기서 위성의 움직임에 의한 성분과 사용자의 움직임에 의한 성분을 분리하면 각각 (b)와 (c)와 같이 된다.



(a) 수신기가 추정한 각 위성별 지연 시간 (위성과 사용자 움직임 포함)



(b) 위성에 의한 움직임 성분



(c) 사용자의 움직임 성분

그림 3-14-10 수신기의 변별기가 추정한 위성과 사용자의 움직임

위성에 의한 움직임 성분은 이전 의사거리 정보와 실시간으로 수신되는 Ephemeris 정보를 이용하여 매 순간 추측이 가능하므로 이를 제외하고 나면 사용자의 움직임에 의한 성분만 남게 된다.

본 결합에서 이루고자 하는 목표를 다시 살펴보면 일반 GPS 수신기의 코드 추적루프 성능 개선이며 이는 곧 추적루프의 오차 개선과 관련이 있다. 일반적으로 추적루프의 오차는 다음 식과 같이 표현한다.

$$\sigma_{DLL} = \sqrt{\sigma_T^2 + \sigma_A^2 + \sigma_V^2} + \frac{R(t)}{3} \quad (3.14.11)$$

여기서 σ_T 는 열잡음 오차, σ_A 는 앨런 분산 오실레이터 오차, σ_V 는 오실레이터 진동 오차, 그리고 $R(t)$ 는 Dynamic Stress 오차를 나타낸다. INS의 도움으로 추적루프의 오차를 개선한다는 것은 Dynamic Stress 오차를 없앴으로써 사용자의 동적 움직임에 관계없이 항상 일정한 추적루프 오차를 유지하도록 하는 것이다. 여기서 오실레이터 관련 오차 성분은 다른 오차에 비해 무시할 정도로 작기 때문에 고려하지 않는다. 이때 열잡음 오차 성분과 Dynamic Stress 오차는 다음의 수식으로 계산된다.

$$\sigma_{TDLL}^2 = \frac{B_L}{2C/N_0} \left(1 + \frac{2}{T_C C/N_0} \right) T_C^2 \quad (meters) \quad (3.14.12)$$

$$R(t) = \frac{1}{\omega_L^2} \ddot{x}_0$$

여기서 B_L 은 루프의 대역폭, T_C 는 코드 한 칩의 시간 간격, C/N_0 는 신호 대 잡음비, ω_L 은 루프 필터의 이득 ($=K_0 K_d$), 그리고 \ddot{x}_0 는 사용자의 가속도 성분을 나타낸다. 결국 추적루프의 성능은 위의 두 오차 성분의 합으로 표현될 수 있다. 여기서 Dynamic Stress 오차는 순전히 사용자의 움직임에 의해 발생하는 오차로써 사용자 움직임 정보를 비교적 정확하게 알 수 있다면 발생하지 않을 오차 성분을 알 수 있다. 이는 곧 열잡음에 의한 오차 성분만을 가지는 추적루프의 설계가 가능함을 의미한다[7].

따라서 알려진 VDLL이 갖고 있는 근본적인 문제점을 해결하면서 추적 성능이 개선된 추적 루프를 설계하기 위해서는 각 채널을 독립적인 센서로 간주하고 사용자의 움직임에 INS로 추정하고, 그 결과를 이용하여 지연 시간과 위치해를 추정할 수 있는 형태의 FDI가 가능한 연합 칼만 필터 구조의 추적 루프를 제안하고자 한다. 이 결합 구조는 GPS와 INS의 초강결합을 위한 최적 구조로 판단된다.

2. GPS/INS 강결합 구조 설계

가. 비선형 문제점

GPS/INS 강결합 시스템을 구현하기 위해서는 측정치로 사용하는 GPS의 의사거리는 아래와 같이 비선형 특성을 가지기 때문에 측정모델을 선형화한 확장칼만 필터(Extended Kalman Filter, EKF)를 표준화된 기법으로 사용해왔다.

$$\rho_i = \sqrt{(x_i - x_u(L, l, h))^2 + (y_i - y_u(L, l, h))^2 + (z_i - z_u(L, l, h))^2} + c_{bias} + w_p \quad (3.14.13)$$

여기서, ρ_i 는 i 번째 위성과 사용자의 의사거리이며, $x_u(L, l, h)$ 는 사용자의 경위도 좌표계 위치를 지구고정 좌표계(ECEF)로 변환한 x 축 위치이다. c_{bias} 는 시계 바이어스이다.

위와 같이 비선형식을 바로 사용할 수 없기 때문에 GPS의 항법 정보를 사용하기 위해 INS의 항법 정보를 기준으로 선형화 과정이 필요하다. 일반적으로 선형화 된, 모델을 사용했을 경우, 적당한 동적 궤적이나 충분한 가시 위성이 있을 때의 상당히 좋은 추정 성능을 가진다. 그러나, 가시위성의 수가 4개 이하일 경우나, 높은 동적 궤적이나, 반복되는 회전, GPS 신호의 사용불능 상태가 자주 일어 날 경우에, EKF의 추정성능을 나쁘게 한다. 이것은 시스템의 동적 변화를 정확하게 관측 할 수 없는 선형화 문제 때문이다. 이 같은 문제점은 비선형 함수를 테일러 시리즈 고차항의 영향은 없다고 가정했을 때 나타난다. 이것은 종종 통계적으로 추정된 상태 변수의 사후 분포가 큰 에러를 가지게 하며, 특히 높은 비선형 모델이나 테일러 시리즈의 고차항의 영향이 현저하게 높아서 부분적으로 선형화 근사가 맞지 않을 경우 심각하게 나타난다.

선형화 문제점을 일반적인 상황에서 생각하면 다음과 같다. 랜덤변수 x 가 있을 때, 랜덤 변수 z 는 x 를 비선형 변환한 것이다. 랜덤 변수 x 의 평균은 \bar{x} , 공분산은 P_x 이며, 랜덤 변수 z 의 평균은 \bar{z} , 공분산은 P_z 이다. 랜덤변수 x 의 비선형 변환은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$z = h(x) \quad (3.14.14)$$

여기서 $h(\cdot)$ 는 비선형 전달함수 이다.

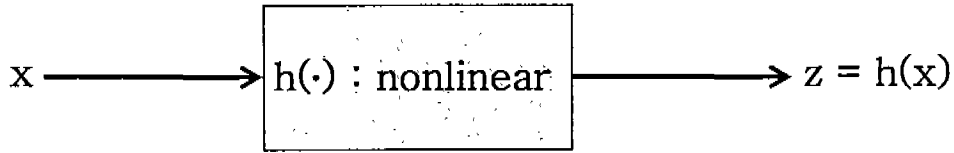


그림 3-14-11 랜덤변수 x 의 비선형 변환

랜덤변수 x 가 비선형 전달함수 $h(\cdot)$ 를 통해 비선형 변환을 하여 z 가 되었을 때, z 의 평균과 공분산을 정교하게 추정하는 것이 추정문제에서 중요한 문제가 된다. $h(\cdot)$ 를 정규화 값 \bar{x} 를 기준으로 테일러 시리즈를 전개하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 z &= h(\bar{x} + e) \\
 &= h(\bar{x}) + \left. \frac{\partial h(x)}{\partial x} \right|_{x=\bar{x}} e + \cdots + \frac{1}{(n-1)!} \left. \frac{\partial^{n-1} h(x)}{\partial x^{n-1}} \right|_{x=\bar{x}} e^{n-1} \quad (3.14.15)
 \end{aligned}$$

여기서 e 는 x 와 정규화 값 \bar{x} 의 오차를 나타낸다.

$$e = x - \bar{x}$$

위의 식 (3.14.15)에서 3차항 이상의 고차항의 영향을 무시한다면, 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$\bar{z} \approx h(\bar{x}) + \left. \frac{\partial h(x)}{\partial x} \right|_{x=\bar{x}} e = h(\bar{x}) + h'(\bar{x})e \quad (3.14.16)$$

추정오차의 평균은 영이라 가정하고 랜덤 변수 z 의 평균과 공분산을 유도하면 다음과 같다. 선형화된 관측 모델이 칼만필터의 측정치 갱신 알고리즘에 어떤 영향을 주는지 알 수 있다. 선형화한 측정 모델은 고차항에 의한 에러의 영향이 잠재되어 있는 것을 알 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \bar{z} &= h(\bar{x}) \\
 P_z &= E[h'(\bar{x})e (h'(\bar{x})e)^T] = A(x)P_x A^T(x) \quad (3.14.17)
 \end{aligned}$$

여기서 $A(x)$ 는 $h(\cdot)$ 의 자코비안 (Jacobian) 행렬이다.

위와 같이 테일러 시리즈의 고차항의 영향은 일반적인 상황에서는 무시할 수 있지만,

앞에서 설명한 특별한 상황에서는 필터의 추정 성능을 현저하게 떨어뜨릴 수 있다[9]. 이와 같은 선형화 문제점을 해결하는 방법으로 비선형 측정 모델을 선형화 없이 사용할 수 있는 Unscented Kalman Filter를 사용하여 추정 성능을 향상 시킬 것이다[10]. 또한 Unscented Particle Filter를 사용하여 상태변수 잡음을 가우시안 근사없이 추정하는 방법을 제안 할 것이다[11].

나. Extended Kalman Filtering 기법

칼만필터는 상태변수의 최적 추정치를 구하는 방법으로 구조가 선형적이고 실제 값의 평균치와 추정값의 평균치 사이에 바이어스가 없으며 상태변수와 추정 상태변수의 오차 분산을 최소화 하는 특성을 가지고 있다. 이러한 칼만 필터는 가우시안 (Gaussian)분포를 갖는 백색잡음에 의하여 구동 되며, 선형 시스템과 선형측정 모델을 가지는 시스템에 적용되는 경우 최적필터임이 알려져 있다[12]. 따라서 GPS/INS 시스템 통합에 칼만 필터를 이용하기 위해서는 비선형 항법 방정식을 갖는 INS의 특성을 고려할 때 선형화 (Linearization) 과정이 필요하다. 따라서, GPS/INS 강결합 시스템을 구현할 때, Extended Kalman filter (EKF)는 측정 모델의 비선형 함수를 테일러 시리즈 전개를 하여, 고차항이 제거된 후 선형화를 수행하게 된다[13].

GPS/INS의 강결합 시스템은 SDINS의 수학적 오차 모델이 필요하다. INS 오차모델은 여러 형태로 발전 되어왔으며, 이러한 모델들이 실제 동등하고 단일하게 유도할 수 있다는 것이 알려져 있다[14]. 위치와 속도 오차 모델은 섭동 (Perturbation) 법으로 유도 하였고 자세 오차 모델은 미소 비틀림각 (Tilt Angle) 모델을 사용하였다. SDINS에서 항법 좌표계 NED (North-East-Down)를 기준으로 한 오차 방정식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\delta \dot{p} = \delta v^n$$

$$\delta \dot{V} = f^n \times \psi + C_b^n \delta f^b - (2\delta\omega_{ie}^n + \delta\omega_{en}^n) \times V^n - (2\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n) \times \delta V^n \quad (3.14.18)$$

$$\dot{\psi} \approx -\omega_{in}^n \times \delta\psi + \delta\omega_{in}^n - C_b^n \delta\omega_{ib}^b$$

여기서 $\partial\psi = [\partial\alpha \ \partial\beta \ \partial\gamma]$ 는 미소 비틀림각 오차를 나타낸다. $\delta \dot{p}$ 와 δv^n 는 위치와 속도 오차를 나타낸다. ω_{ib}^b 는 스트랩다운 관성항법 장치의 자이로에서 측정되는 관성 좌표계에 대한 동체 각속도이며, ω_{in}^n 는 항법 좌표계의 관성 좌표계에 대한 각속도이다.

가속도계와 자이로 오차는 랜덤상수와 백색잡음의 합으로 가정하고, GPS의 오차는 시계 바이어스와 드리프트 오차의 랜덤 워크로 가정한다. 위의 SDINS 오차 모델은

아래와 같은 상태 방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} F_{INS} & 0_{15 \times 2} \\ 0_{2 \times 15} & F_{clock} \end{bmatrix} x(t) + w(t) \quad (3.14.19)$$

상태 벡터 x 는 다음과 같이 구성된다.

$$\begin{aligned} x &= [x_f \quad x_a \quad x_{clk}] \\ x_f &= [\delta L \quad \delta l \quad \delta h \quad \delta v_N \quad \delta v_E \quad \delta v_D \quad \delta \alpha \quad \delta \beta \quad \delta \gamma] \\ x_a &= [\delta f_x^b \quad \delta f_y^b \quad \delta f_z^b \quad \delta \omega_x^b \quad \delta \omega_y^b \quad \delta \omega_z^b] \\ x_{clk} &= [\delta c_{bias} \quad \delta c_{drift}] \end{aligned} \quad (3.14.20)$$

여기서 δL , δl 와 δh 는 위치 오차이며, δv 와 $\delta \alpha$, $\delta \beta$, $\delta \gamma$ 는 속도 오차와 자세 오차이다. 그리고 δf^b 와 $\delta \omega^b$ 가속도와 자이로 오차이다.

이렇게 구성된 GPS/INS 강결합 시스템에서의 칼만필터는 시스템 모델 및 초기값을 이용하여 실제 공분산 행렬을 시간 전파 (Time Propagation)시킨 후 필터에서 계산된 칼만 이득을 이용하여 측정치 갱신 (Measurement Update)을 수행한다[12]. 위의 단계를 수식으로 나타내보면 아래의 식 (3.14.21)와 같다. 이때 매 단계마다 INS의 오차가 보정된 후의 오차는 영이므로, 상태변수의 시간 전파는 수행 되지 않는다.

$$\begin{aligned} P_{t|t-1} &= \Phi_t P_{t-1} \Phi_t^T + Q_t \\ K_t &= P_{t|t-1} H_t^T [H_t P_{t|t-1} H_t^T + R_t]^{-1} \\ \hat{x}_t &= K_t [z_t - H_t \hat{x}_{t|t-1}] \\ P_t &= [I - K_t H_t] P_{t|t-1} \end{aligned} \quad (3.14.21)$$

여기서, Q 는 공적잡음 공분산 행렬이고, P 공분산 행렬, R 은 측정잡음 공분산 행렬, K 는 칼만이득을 나타낸다. 그리고 Φ 는 시스템 행렬을 테일러 전개하여 계산된 상태천이 행렬이다. H 는 측정치 비선형 모델에 대해 테일러 전개된 관측 행렬이다.

다. Unscented Kalman Filtering 기법

Unscented Kalman filter (UKF)는 임의의 비선형 함수를 테일러 시리즈 전개를 통해 1차항 만으로 선형화 하는 대신, 표본 포인트를 생성한 후 통계적으로 계산하여 실제

확률분포의 평균과 공분산을 보다 완벽하게 잡아 낼 수 있다. UKF는 Unscented transformation (UT)을 수행하여 선형화 과정을 거친 임의의 비선형 함수가 아니라, 표본 포인트와 비선형 모델을 이용하여 상태변수의 통계치 계산을 통하여 확률 분포를 쉽게 근사화하는 방법이다[10,15]. 먼저, 확률 분포를 근사화 하는 방법은 n 차원의 랜덤변수 x 인 경우에 $2n+1$ 가중치샘플 (Sigma point) χ_i 을 선택하여 상태변수 x 의 실제 평균과 공분산을 완벽하게 잡아 내는 것이다. 이 통계적 선택법은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \chi_0 &= \hat{x} \\ \chi_i &= \hat{x} + (\sqrt{(n+\lambda)P_{t|t-1}})_i, & i=1, \dots, n \\ \chi_i &= \hat{x} - (\sqrt{(n+\lambda)P_{t|t-1}})_{i-n}, & i=n+1, \dots, 2n \end{aligned} \quad (3.14.22)$$

여기서, $(\sqrt{(n+\lambda)P_{t|t-1}})_i$ 는 제곱근 행렬의 i 번째 열이고 λ 는 다음과 같이 정의 된다.

$$\lambda = \alpha^2(n+\kappa) - n \quad (3.14.23)$$

여기서, α 는 시그마 포인트의 퍼짐을 계산하는 스케일 파라미터이며 항상 작은 양의 값 ($1 \leq \alpha \leq 10^{-4}$) 이다. κ 는 2차 스케일 파라미터이고, $(\sqrt{(n+\lambda)P_{t|t-1}})_i$ 는 콜레스키 인수분해 (Cholesky Factorization)로 구할 수 있는 대칭이고 양으로 정의되는 행렬이다.

UKF를 이용한 GPS/INS 강결합 시스템을 설계하기 위한 초기치는 다음과 같다. 이때 매 단계마다 INS의 오차는 영이므로, 상태변수의 시간 전파는 수행 되지 않는다. 이 단계는 EKF와 동일하게 수행된다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_0 &= 0_{17 \times 1} \\ P_{x_0} &= E[(x_0 - \hat{x}_0)(x_0 - \hat{x}_0)^T] \end{aligned} \quad (3.14.24)$$

UKF는 공분산 행렬의 시간 전파 및 측정치 갱신의 순으로 진행된다. 다음은 UKF의 시간 전파부분을 나타낸 것이다. GPS/INS 시스템의 오차 시스템 모델은 충분히 선형화 되어 있다고 가정하여 공분산 행렬의 시간전파는 EKF와 동일하게 다음과 같이 수행한다.

$$P_{t|t-1} = \Phi_t P_{t-1} \Phi_t^T + Q_t$$

하지만, 식 (3.14.25)과 같이 GPS/INS 강결합 시스템의 측정치인 GPS의 의사거리

모델은 다음과 같은 비선형이다.

$$\rho_i = \sqrt{(x_i - x_u(L, l, h))^2 + (y_i - y_u(L, l, h))^2 + (z_i - z_u(L, l, h))^2} + c_{bias} + w_p \quad (3.14.25)$$

비선형 측정치를 계산하기 위하여, 아래와 같이 시그마 포인트 행렬을 생성한 후, 직접 비선형 측정함수를 계산하여 측정치의 확률분포의 평균을 계산하게 된다.

$$\chi_{t-1}^a = [0_{17 \times 1} \quad \gamma \sqrt{P_{t|t-1}} \quad -\gamma \sqrt{P_{t|t-1}}] \quad (3.14.26)$$

$$Y_{ut-1} = h(\chi_{t|t-1}^x, x_u(L, l, h)) \quad (3.14.27)$$

여기서, 의사거리와 의사거리변화율에 대한 비선형 측정함수는 아래와 같다. $\hat{\rho}_i$ 와 $\dot{\hat{\rho}}_i$ 의 계산은 식 (3.14.25)를 이용하여 생성된 시그마 포인트로 보정된 사용자의 위치와 속도 및 시계오차를 사용하여 계산된다.

$$\begin{aligned} \partial \rho &= \rho_i - \hat{\rho}_i \\ \partial \dot{\rho} &= \dot{\rho}_i - \hat{\dot{\rho}}_i \end{aligned} \quad (3.14.28)$$

식 (3.14.28)같이 간단히 시그마 포인트로 보정된 사용자의 항법해를 사용하여 비선형 측정모델을 사용할 수 있다.

측정치의 사전 상태 추정은 다음과 같이 계산된다. 이 단계는 가중치를 사용하여, 비선형 모델을 사용하여, 시그마 포인트로 생성된 $2n+1$ 개의 비선형 측정치들의 평균을 구하는 과정이다.

$$\bar{y}_{t|t-1} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^{(m)} Y_{i,t|t-1} \quad (3.14.29)$$

여기서, $W_i^{(m)}$ 는 평균에 대한 가중치이며, 정의는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} W_0^{(m)} &= \frac{\lambda}{n + \lambda} \\ W_i^{(m)} &= \frac{\lambda}{2(n + \lambda)}, \quad i = 1, \dots, 2n \end{aligned} \quad (3.14.30)$$

위의 부분 까지가 UKF의 시간전파 부분이다. 이 부분은 상태변수와 측정치를 예측하는 부분이다. 다음 부분의 UKF의 측정치 갱신 부분이다. 먼저 칼만 필터 이득을 아래와 같이 구하게 된다.

$$K_t = P_{x,y_t} P_{\bar{y},\bar{y}_t}^{-1} \quad (3.14.31)$$

여기서 P_{x,y_t} 와 $P_{\bar{y},\bar{y}_t}$ 는

$$\begin{aligned} P_{\bar{y},\bar{y}_t} &= \sum_{i=0}^{2n} W_i^{(c)} (Y_{i,t|t-1}^x - \hat{y}_{t|t-1}) (Y_{i,t|t-1}^x - \hat{y}_{t|t-1})^T + R \\ P_{x,y_t} &= \sum_{i=0}^{2n} W_i^{(c)} \chi_{i,t|t-1}^x (Y_{i,t|t-1}^x - \hat{y}_{t|t-1})^T \end{aligned} \quad (3.14.32)$$

여기서, $W_i^{(c)}$ 는 공분산에 대한 가중치이며, 정의는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} W_0^{(c)} &= \frac{\lambda}{n + \lambda} + (1 - \alpha^2 + \beta) \\ W_i^{(c)} &= \frac{\lambda}{2(n + \lambda)}, \quad i = 1, \dots, 2n \end{aligned} \quad (3.14.33)$$

여기서, β 는 상태변수의 확률분포에 대한 사전 지식을 나타내는 파라미터이며, 가우시안 (Gaussian) 분포는 $\beta = 2$ 가 최적이다[10,15].

위의 식 (3.14.31)으로 칼만이득을 계산하여 아래와 같이 상태변수와 공분산 행렬의 측정치 갱신을 한다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_t &= K_t (y_t - \hat{y}_{t|t-1}) \\ P_t &= P_{t|t-1} - K_t P_{\bar{y},\bar{y}_t} K_t^T \end{aligned} \quad (3.14.34)$$

UKF의 반복적인 추정 은 위와 같이 시간 전파 단계와 측정치 갱신이 반복적으로 이루어지면서 수행된다. 두 필터의 계산량을 비교하면 공분산 행렬의 시간전파 부분까지는 EKF와 계산량은 동일하며, 시그마 포인트 생성시 $2n+1$ 개의 샘플이 필요하다. 따라서 상태변수가 17개인, GPS/INS 강결합 시스템을 설계한다면, 총 35개의 샘플이 필요하며, 시그마 포인트 생성에 필요한 공분산 행렬의 제곱근 행렬을 구하기 위해 수행되는 콜레스키 인수분해 (Cholesky Factorization)의 계산량은 $n^3/6$ 의

계산량이 필요하다[15]. EKF는 공분산 행렬의 측정치 갱신을 위해서 복잡한 선형화된 측정모델 계산과정과 $2n^3$ 번의 곱을 계산하는 과정이 필요하다. 하지만, 비선형 측정모델을 직접 사용하는 UKF는 측정치의 공분산을 구하기 위해, 의사거리만을 측정치로 사용한다고 생각하면, 단순히 시그마 포인트로 보정된 항법 해를 이용하여 $2n+1$ 개의 의사거리 계산과 $(2n+1)^2$ 번의 곱으로 계산할 수 있다. 이는 EKF의 전체적인 계산량과 크게 차이가 없으며, 또한 측정모델의 직접적인 사용은 알고리즘 EKF보다 구현을 쉽게 할 수 있다.

라. Unscented Particle Filtering 기법

GPS 의사거리 측정치의 비선형성을 해결하기 위한 방법으로, 앞에서의 확장칼만필터 방식과 UKF방식을 사용하였다. 그러나, 이러한 두 가지 비선형 필터링 방법은 상태변수의 잡음을 가우시안 (Gaussian) 분포를 가지는 백색분포라는 가정이 필요하다. 그러나 Particle 필터 (Particle Filter, PF)는 비선형이며 Non-Gaussian 추정자이며 준 최적필터 이다. UKF의 사용으로 Importance Proposal 분포의 생성을 통해 표준 Particle 필터의 성능을 향상 시킬 수 있다[10,15].

최근에 통계학과 신호처리 분야에서 거의 동시에 다양한 종류의 particle 필터 (Particle Filter) 알고리즘이 나오고 있다. Sequential Monte Carlo (SMC) 방법을 기초로 하는 이러한 방법들은 연속적인 중요성 표본추출 (Sequential Importance Sampling)을 기반으로 하며, 이미 50년대에 물리학이나 통계학 분야에서 소개되었다. 이 방법들은 또한 60년대 후반 자동제어 분야에서도 소개 되었다. 70년대에 이 방법들에 대한 다양한 연구가 수행되었다. 그러나 모든 이 이전의 구현들은 시간에 따라 성능이 저하되는 것을 볼 수 있는, 전적으로 연속적인 중요성 표본추출에 기반으로 하고 있다. SMC 개발에 중요한 공헌은 90년대에 실제적으로 여러 분야에 사용할 수 있게 표본추출 단계를 알고리즘 포함한 것에 있다. 그 후 많은 새로운 향상 방법이 제시되고 있다[10,15].

(1) 퍼펙트 몬테카를로 시뮬레이션 (Perfect Monte Carlo Simulation)

몬테카를로 시뮬레이션은 사후분포 (Posterior Distribution)로 부터 도출 되어진 가중치 된 입자들의 세트가 이산 합들로 적산되어 맵핑 되기 위하여 사용된다. 더 자세히 말하면, 사후 분포는 다음과 같은 경험적인 추정에 의해 가정할 수 있다[10,15].

$$\hat{p}(x_{0:t} | y_{1:t}) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \delta_{x_{0:t}^{(i)}}(dx_{0:t}) \quad (3.14.35)$$

여기서, $\{x_{0,t}^{(i)}; i=1, \dots, N\}$ 은 이산 샘플이며, 사후 분포로부터 도출 되어지고 $\delta(d \cdot)$ 은 디랙 충격함수 (Dirac Delta Function) 이다. 결과적으로 기대값 (Expectation)은 다음과 같이 식 (3.14.36)의 형태가 된다.

$$E(g_t(x_{0,t})) = \int g_t(x_{0,t}) p(x_{0,t} | y_{1,t}) dx_{0,t} \quad (3.14.36)$$

그리고, 다음과 같은 추정에 의해 가정할 수 있다.

$$\overline{E(g_t(x_{0,t}))} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g_t(x_{0,t}^{(i)}) \quad (3.14.37)$$

여기서 샘플 $x_{0,t}^{(i)}$ 은 독립이고 분포가 같은 확률벡터 (Independent and Identically Distributed, i.i.d)로 가정된다. 대수법칙에 따르면, $\overline{E(g_t(x_{0,t}))} \xrightarrow[N \rightarrow \infty]{a.s.} E(g_t(x_{0,t}))$ 이다. 여기서 $\xrightarrow[N \rightarrow \infty]{a.s.}$ 는 N 이 무한히 커질 때 확실히 수렴됨을 나타낸다. 만약 $g_t(x_{0,t})$ 의 사후 분산이 바운드 된다면, 그 값은 $\text{var}_{p(\cdot|y_{1,t})}(g_t(x_{0,t})) < \infty$ 이다. 그리고 중심극한 정리 (Central Limit theorem)에 의해 다음과 같이 된다.

$$\sqrt{N} \left(\overline{E(g_t(x_{0,t}))} - E(g_t(x_{0,t})) \right) \xrightarrow[N \rightarrow \infty]{} N(0, \text{var}_{p(\cdot|y_{1,t})}(g_t(x_{0,t}))) \quad (3.14.38)$$

여기서 $\xrightarrow[N \rightarrow \infty]{}$ 는 분포의 수렴을 나타낸다.

(2) 베이즈 중요도 표본추출 (Bayesian Importance Sampling)

사후 확률 분포는 유한한 이산 샘플을 가지는 함수로 근사화 할 수 있다. 결과적으로 대수법칙 따르면 N 이 증가할 때 기대값 (Expectation)은 합들의 안에 맵핑 될 수 있다. 일반적으로 사후 분포로부터 직접적으로 표본화 하는 불가능하다. 그러나, 알고 있는 간단한 샘플로부터 표본화 함으로써 Proposal 분포 $q(x_{0,t} | y_{1,t})$ 를 사용하여 위의 어려운 점을 쉽게 회피할 수 있다. Proposal 분포 $q(x_{0,t} | y_{1,t})$ 는 다음과 같이 대입할 수 있다[10,15].

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}(g_t(x_{0:t})) &= \int g_t(x_{0:t}) \frac{p(x_{0:t} | y_{1:t})}{q(x_{0:t} | y_{1:t})} q(x_{0:t} | y_{1:t}) dx_{0:t} \\
&= \int g_t(x_{0:t}) \frac{p(x_{0:t} | y_{1:t}) p(x_{0:t})}{p(y_{1:t}) q(x_{0:t} | y_{1:t})} q(x_{0:t} | y_{1:t}) dx_{0:t} \\
&= \int g_t(x_{0:t}) \frac{w_t(x_{0:t})}{p(y_{1:t})} q(x_{0:t} | y_{1:t}) dx_{0:t}
\end{aligned} \tag{3.14.39}$$

여기서, 변수 $w_t(x_{0:t})$ 는 비정규화 되어 있는 중요도 가중치로 알려져 있다.

$$w_t = \frac{p(x_{0:t} | y_{1:t}) p(x_{0:t})}{q(x_{0:t} | y_{1:t})} \tag{3.14.40}$$

위의 식에서 알지 못하는 정규화 밀도 $p(y_{1:t})$ 를 다음과 같이 제거할 수 있다.

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}(g_t(x_{0:t})) &= \frac{1}{p(y_{1:t})} \int g_t(x_{0:t}) w_t(x_{0:t}) q(x_{0:t} | y_{1:t}) dx_{0:t} \\
&= \frac{\int g_t(x_{0:t}) w_t(x_{0:t}) q(x_{0:t} | y_{1:t}) dx_{0:t}}{\int p(y_{1:t} | x_{0:t}) p(x_{0:t}) \frac{q(x_{0:t} | y_{1:t})}{q(x_{0:t} | y_{1:t})} dx_{0:t}} \\
&= \frac{\int g_t(x_{0:t}) w_t(x_{0:t}) q(x_{0:t} | y_{1:t}) dx_{0:t}}{\int w_t(x_{0:t}) q(x_{0:t} | y_{1:t}) dx_{0:t}} \\
&= \frac{\mathbb{E}_{q(\cdot | y_{1:t})}(w_t(x_{0:t}) g_t(x_{0:t}))}{\mathbb{E}_{q(\cdot | y_{1:t})}(w_t(x_{0:t}))}
\end{aligned} \tag{3.14.41}$$

여기서, $\mathbb{E}_{q(\cdot | y_{1:t})}$ 기호는 Proposal 분포 $q(\cdot | y_{1:t})$ 의 기대값 (Expectation)을 나타낸다. 따라서 $q(\cdot | y_{1:t})$ 함수로부터 도출 되어진 샘플들로 다음과 같은 추정으로 근사화 할 수 있다.

$$\begin{aligned}
\overline{\mathbb{E}(g_t(x_{0:t}))} &= \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g_t(x_{0:t}^{(i)}) w_t(x_{0:t}^{(i)})}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N w_t(x_{0:t}^{(i)})} \\
&= \sum_{i=1}^N g_t(x_{0:t}^{(i)}) \tilde{w}_t(x_{0:t}^{(i)})
\end{aligned} \tag{3.14.42}$$

여기서, 정규화된 중요도 가중치 $\tilde{w}_t(x_{0:t}^{(i)})$ 는 아래와 같다.

$$\tilde{w}_t(x_{0:t}^{(i)}) = \frac{w_t^{(i)}}{\sum_{j=1}^N w_t^{(j)}} \quad (3.14.43)$$

따라서, N 이 무한히 증가할 때, 사후 밀도 함수는 다음과 같이 근사화 될 수 있다.

$$\hat{p}(x_{0:t} | y_{1:t}) = \sum_{i=1}^N \tilde{w}_t^{(i)} \delta_{x_{0:t}^{(i)}}(dx_{0:t}) \quad (3.14.44)$$

(3) 연속적 중요도 표본추출 (Sequential Importance Sampling, SIS)

이전 모의 상태인 $x_{0:t-1}$ 을 수정 없이 시간 t 에 대해 사후분포의 연속적인 추정을 위하여 Proposal 분포는 다음의 형태를 따른다.

$$q(x_{0:t} | y_{1:t}) = q(x_{0:t-1} | y_{1:t-1})q(x_t | x_{0:t-1}, y_{1:t}) \quad (3.14.45)$$

여기서 현재의 상태는 미래의 관측치들에 의해 좌우되지 않는 다고 가정을 한다. 위의 가정아래 상태들 (States)은 마르코프 과정 (Markov Process)과 일치하고 관측치들은 주어진 상태들과 조건부 독립이다. 이것을 아래와 같이 표현 할 수 있다[10,15].

$$p(x_{0:t}) = p(x_0) \prod_{j=1}^t p(x_j | x_{j-1}) \quad (3.14.46)$$

그리고,

$$p(y_{1:t} | x_{0:t}) = \prod_{j=1}^t p(y_j | x_j)$$

식 (3.14.45)와 식 (3.14.46)을 식 (3.14.40)에 대입하여 표현하며, 중요도 가중치들을 반복적으로 계산하기 위한 축차적 추정 (Recursive Estimate)식은 다음과 같이 유도 된다.

$$\begin{aligned} w_t &= \frac{p(y_{1:t} | x_{0:t}) p(x_{0:t})}{q(x_{0:t-1} | y_{1:t-1}) q(x_t | x_{0:t-1}, y_{1:t})} \\ &= w_{t-1} \frac{p(y_{1:t} | x_{0:t}) p(x_{0:t})}{p(y_{1:t-1} | x_{0:t-1}) p(x_{0:t-1}) q(x_t | x_{0:t-1}, y_{1:t})} \cdot 1 \\ &= w_{t-1} \frac{p(y_t | x_t) p(x_t | x_{t-1})}{q(x_t | x_{0:t-1}, y_{1:t})} \end{aligned} \quad (3.14.47)$$

식 (3.14.47)은 Proposal 분포 $q(x_t | x_{0:t-1}, y_{1:t})$ 의 적절한 선정을 통해 주어지는 중요도 가중치의 갱신을 연속적인 방법으로 제공하게 된다. 이 분포의 정확한 형태는 중요한 설계 문제이고 또한 항상 표본추출을 용이하게 근사화도 중요한 문제로 남아있다. Proposal 분포와 우도 (Likelihood)와 전이확률 (Transition Probability)을 계산하는 것으로부터 표본 추출이 가능하기 때문에, 표본들의 사전 세트와 중요도 가중치의 반복적인 계산을 필요로 한다. 이 절차는 식 을 계산 할 수 있게 한다.

(4) 재 표본추출 (Resampling)

이상적인 중요도 밀도 함수는 정확하게 사후 분포를 따라야 한다. 중요도 함수는 중요도 가중치의 분산이 시간이 증가하면 증가 할 수가 있다. 분산의 증가는 정확도에 유해한 영향을 주며 SIS Particle 필터의 공통의 문제 이르게 한다. 이것을 퇴화 현상 (Degeneracy Phenomenon)이라고 한다. 분산의 증가는 중요도 가중치의 상태를 체크함으로써 관찰할 수 있다. 정규화된 중요도 가중치들 중에 하나는 1을 가지는 것이 있고 남아있는 가중치들에서 0을 가진다. 그렇기 때문에, 다량의 샘플들이 있는 경우 수치적으로 무의미한 중요도 가중치들을 효과적으로 제거하는 것이 필요하다. 따라서, SIS의 퇴화를 피하기 위해서는 낮은 중요도 가중치들을 제거하고 높은 중요도 가중치들을 증가시키는 재 표본추출 (Resampling) 방법이 필요하다[10,15].

Sampling-importance Resampling (SIR)는 디랙 랜덤량 (Dirac Random Measure) $\{x_{1:t}^{(i)}, w_{1:t}^{(i)}\}$ 을 동일한 가중치 랜덤 량 $\{x_{1:t}^{(i)}, N^{-1}\}$ 으로 맵핑하는 것을 필요로 한다. 이것은 N 개의 새로운 표본들이 모두 N^{-1} 표본들이 동일한 가중치를 가지는 것을 의미한다. 이것은 $\{w_t^{(i)}; i=1, \dots, N\}$ 확률을 가지는 이산 세트 $\{x_{0:t}^{(i)}; i=1, \dots, N\}$ 로부터 균일한 표본추출을 함으로서 완수할 수 있다. 이 처리는 효과적으로 원본 $x_{0:t}^{(i)}$ 을 N_i 번 복사하는 것이다.

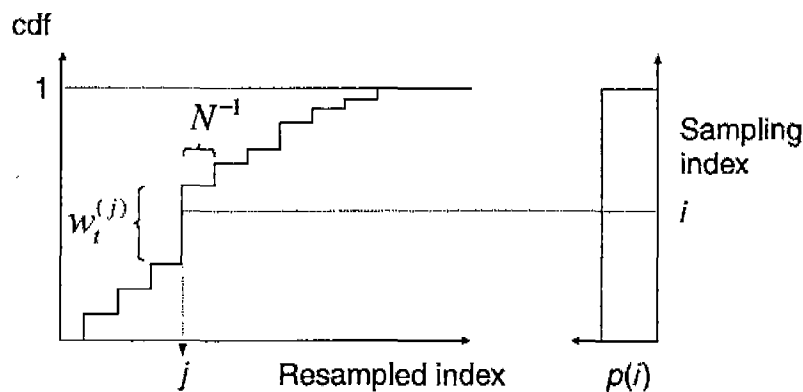


그림 3-14-12 재 표본추출 (Resampling) 과정

그림 3-14-12는 재 표본추출 (Resampling) 과정을 나타낸 그림이다. 여기서 $\{x_{i,t}^{(i)}, w_{i,t}^{(i)}\}$ 을 동일한 가중치 랜덤량 $\{x_{i,t}^{(i)}, N^{-1}\}$ 으로 맵핑하게 되며, 인덱스 i 는 균일한 분포 (Uniform Distribution)를 이용한다. 위의 방법은 Multinomial 재 표본추출법이다. 다른 방법으로는 Residual, Minimum Variance 재 표본추출 방법이 있다.

(5) Unscented Particle Filter (UPF)

Unscented Kalman Filter (UKF)는 상태 분포 (State Distribution)에 가우시안 근사한 평균과 공분산을 EKF보다 정확하게 전파 시킬 수 있었다. 이것은 비선형식을 사용하는 UKF가 1차항의 바이어스에 좌우되는 EKF보다 실제 공분산을 보다 정확하게 추정하는데 있다. 이러한 UKF장점은 Particle 필터의 Proposal 분포를 보다 정확하게 제공할 수 있다. 또한 UKF는 사후 분포의 고차항 모멘트에 근사 오차를 스케일 할 수 있는 능력을 가지고 있다[11]. 이것은 UKF가 시그마 포인트를 사용하여 사전 분포의 확실한 특성을 획득할 수 있기 때문이다. Unscented Particle Filter (UPF)는 Particle 필터의 구조를 가지며, Proposal 분포의 생성을 위해 UKF의 결과를 사용하게 되며, 위의 퍼펙트 몬테카를로 (Perfect Monte Carlo Simulation) 시뮬레이션과 중요도 표본추출 (Important Sampling)과정을 거친 재 표본추출 (Resampling)통해 상태변수의 사후분포를 정확하게 추정하게 된다.

마. 필터에 따른 GPS/INS 강결합 시스템 성능 분석

(1) UKF와 EKF의 성능 비교

UKF와 EKF의 비교 시뮬레이션은 비선형성이 증가하는 궤적과 위성 환경하에서 분석 및 평가 되었다. MEMS 자이로 오차 모델은 100 deg/h 랜덤 상수 바이어스와 0.5 deg/h의 백색잡음이고, 가속도계 모델은 10 mg 랜덤 상수 바이어스와 50 μ g 의 백색잡음으로 가정하였다. 그리고 환산계수 오차는 3000ppm이며, 비정렬 오차는 0.0005rad 이다. 센서의 바이어스 수준은 시뮬레이션 동안 일정하게 유지된다고 가정하였다. 관측되는 GPS의 C/A 코드 측정치는 3m의 잡음 수준을 가지는 백색잡음과 전리층 오차 및 대류층 오차로 가정하였다. 초기 자세 정밀정렬은 30초간 수행된다. 성능 비교를 위하여, UKF와 EKF를 같은 조건에서 시뮬레이션 했다. 강결합 시스템의 측정치는 의사거리와 의사거리 변화율이다. EKF는 선형화된 측정 모델을 사용하였고, UKF는 시그마 포인트를 이용한 비선형 모델을 사용하였다.

시뮬레이션의 기본궤적은 아래의 그림 3과 같다. 이 궤적은 4번의 회전구간을 가지고 있으며, 피치의 변화는 없으며, 항체가 등가속도와 등속도 운동을 하는 구간으로 이루어져 있다. 회전구간과 등가속도 운동은 비선형성이 증가하기 때문에 UKF와 EKF와

성능분석에 적합하다. 먼저 가시위성 수의 변화가 없는 상태에서 시뮬레이션을 실행 하였다.

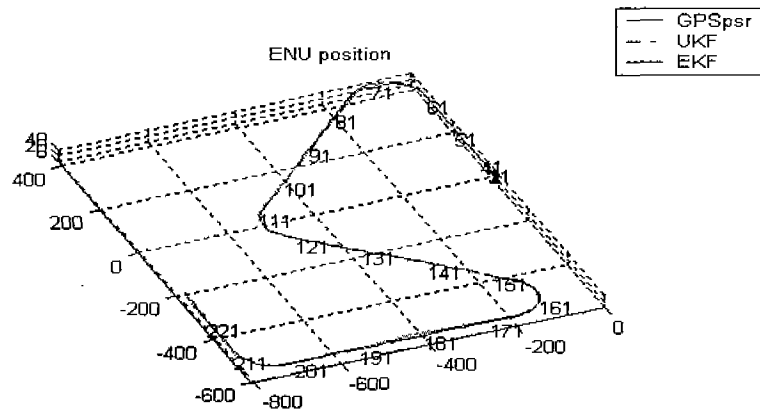
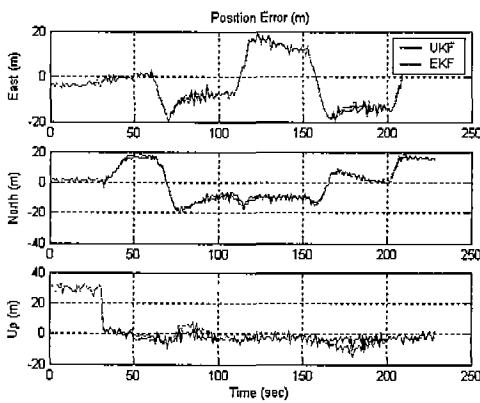
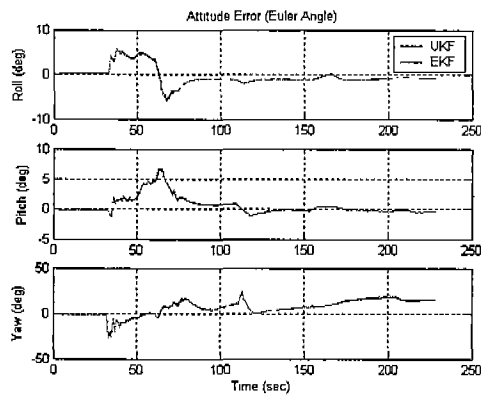


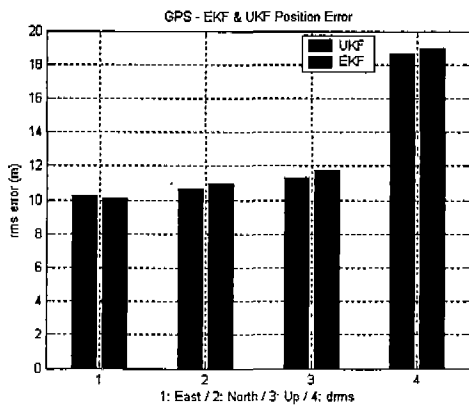
그림 3-14-13 시뮬레이션에 사용된 기준궤적



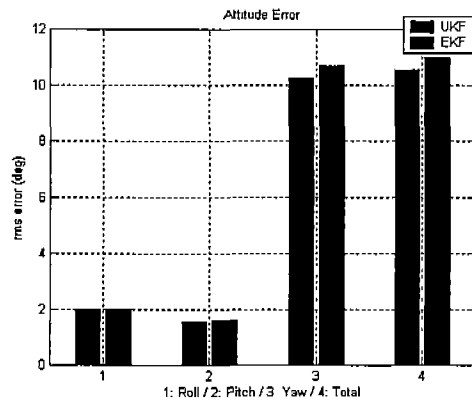
(a) 위치 오차



(b) 자세 오차



(c) 위치 RMS 오차

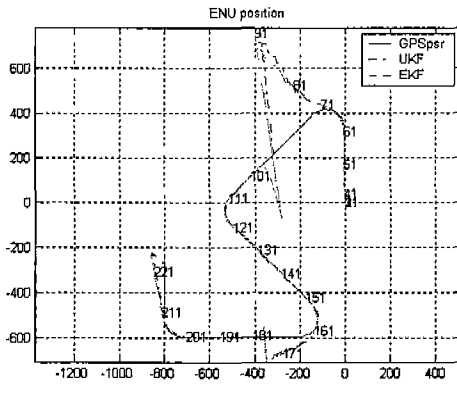


(d) 자세 RMS 오차

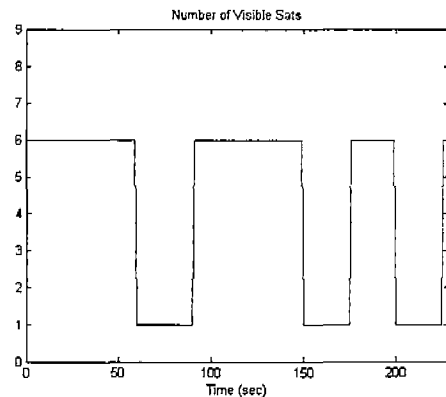
그림 3-14-14 충분한 가시위성이 있을 때의 오차 및 RMS 오차

그림 3-14-14는 가시위성 수가 6개로 유지되는 궤적에서 시뮬레이션을 실행하였다. 이

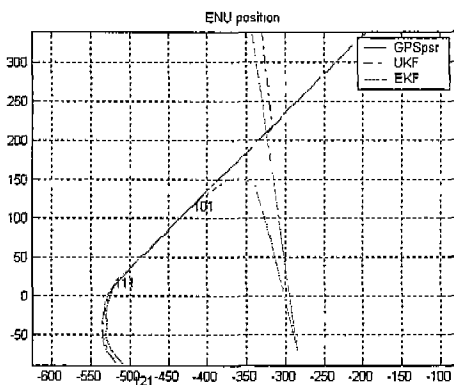
경우는 GPS의 가시위성 수에 변화 없이, 충분한 측정치가 유지 되는 일반적인 상황이다. 아래의 결과를 보면 위치나 자세오차의 RMS값을 보았을 때 정확도의 거의 없는 것을 확인 할 수 있다. 안정적인 환경하에서는 두 시스템간의 성능 차이는 거의 없다는 것을 알 수 있다.



(a) 항체의 궤적 (ENU)



(b) 가시위성 수의 변화



(c) 과도시간 동안의 확대한 항체의 궤적 (ENU)

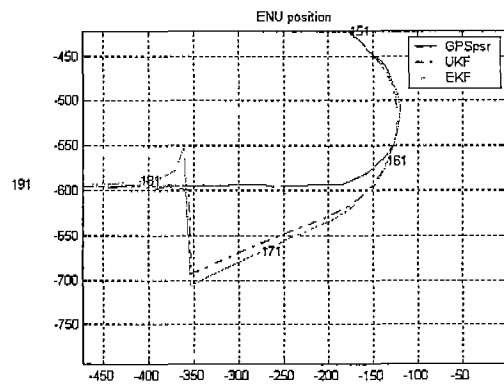
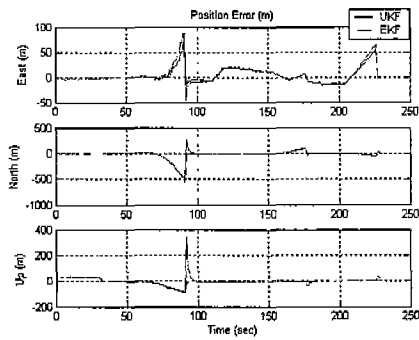


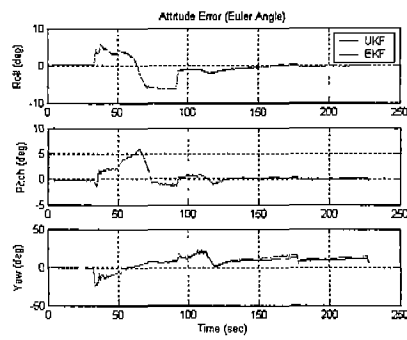
그림 3-14-15 가시위성 수가 4 개 이하로 떨어졌을 때의 항체의 궤적 비교

그림 3-14-15는 GPS의 가시위성수가 6개에서 1개로 변했을 때의 시뮬레이션 결과이다. 가시위성의수가 1개에서 6개로 충분한 측정치가 관측 된 경우 UKF는 실제 궤적으로 빠르게 수렴 하는 것을 볼 수 있지만, EKF는 과도상태 동안 추정치가 바이어스 된 상태에서 약 10초 후가 지난 다음에 실제 궤적으로 수렴하는 것을 볼 수 있다. 이것은 UKF가 상태 변수의 확률 분포를 정확하게 추정하기 때문에 측정치 변화에 따라 UKF가 오차 공분산을 정확 추정하기 때문에 EKF보다 INS오차를 정확하게 추정하게 된다.

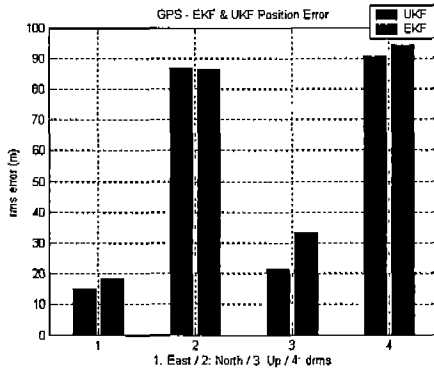
아래의 그림 3-14-16 을 보면 UKF 의 성능이 EKF 보다 좋은 것을 볼 수 있다. 과도상태에서의 느린 수렴 성능이 UKF 와 EKF 의 성능 차이로 나타나는 것을 볼 수 있다. 다음의 시뮬레이션은 보다 비선형성이 증가하는 환경에서 시뮬레이션을 실행하였다.



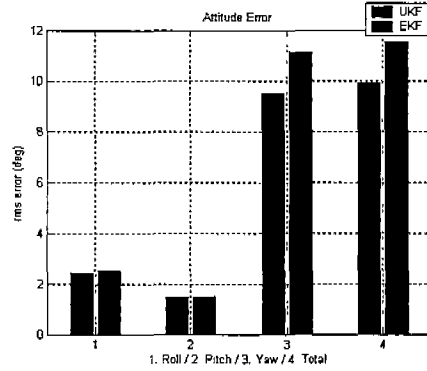
(a) 위치 오차



(b) 자세 오차

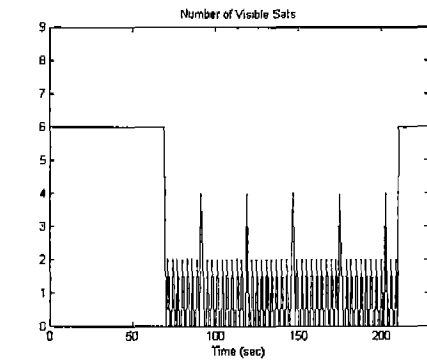


(c) 위치 RMS 오차

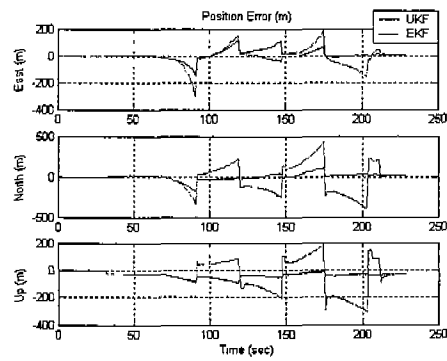


(d) 자세 RMS 오차

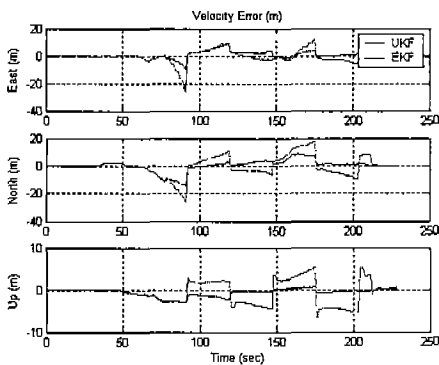
그림 3-14-16 가시위성 수가 4 개 이하로 떨어졌을 때의 오차 및 RMS 오차



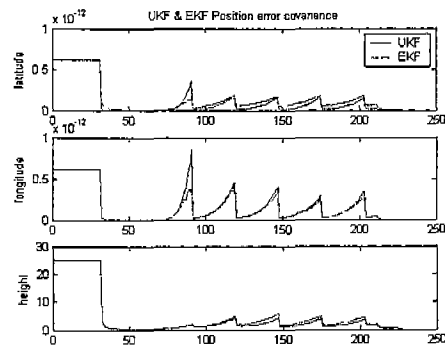
(a) 가시위성 수의 변화



(b) 위치 오차



(c) 자세 오차



(d) 위치 공분산

그림 3-14-17 가시위성 수의 급격한 변할 때에 오차 및 공분산

그림 3-14-17은 위와 동일한 궤적에서 항체가 운동할 때, 가시위성의 수와 가시위성이 바뀌는 비선형성이 높은 궤적에서 시뮬레이션을 실행하였다. UKF의 추정성능이 EKF의 추정성능 보다 눈에 띄게 좋은 것을 볼 수 있다. 아래의 위치오차 그래프로 보면, 가시위성이 4개가 보일 때마다 UKF시스템은 빠르게 위치 오차가 영으로 되는 것을 볼 수 있으며 속도 오차에서도 동일한 성능을 보이는 것을 볼 수 있다. 이것은 앞에서와 같이 UKF 시스템의 과도상태가 없는 빠른 수렴 성능과 정확한 추정성능을 보여주는 것이다. 속도오차를 보면 초기 가시위성의 급격히 변할 때, UKF의 속도오차가 EKF의 속도 오차보다 느리게 증가하는 것을 볼 수 있다. 이것은 UKF가 센서의 바이어스를 보다 정확하게 추정하고 있다는 것을 볼 수 있으며, 빠른 수렴성능이 추정성능의 향상을 가져오는 것이다.

위치 공분산 그래프를 보면 UKF와 EKF의 비슷한 형태를 띠고 있지만, 초기에 EKF의 공분산 값의 증가 정도가 위치 오차의 증가 정도를 정확하게 반영하지 못하는 것을 볼 수 있다. 다시 말해서 큰 위치 오차를 가지고 있으면서, 상대적으로 작은 위치 공분산 값을 가진다는 것을 알 수 있다. 다음의 UKF와 EKF의 칼만이득을 구하는 식을 보자.

$$K_t = P_{x_t, y_t} P_{y_t, y_t}^{-1} \quad (3.14.47)$$

$$K_t = P_{t|t-1} H_t^T [H_t P_{t|t-1} H_t^T + R_t]^{-1}$$

위의 식 (3.14.47)을 보면 칼만이득은 상태변수와 측정치의 교차 공분산 (Cross Covariance)을 측정치의 공분산으로 나눈 형태이다. 따라서 교차 공분산이 작다면 그만큼 작은 칼만이득 값을 가진다는 것이다. 또한 측정치의 공분산을 정확하게 계산하지 못한다면, 상대적으로 부정확하게 칼만이득을 계산할 수 있다. 그렇게 때문에 상태변수가 가지고 있는 오차를 정확하게 보정 할 수 없다는 것을 알 수 있다. INS시스템의 오차에 비례하게 공분산 값을 예측하지 못하기 때문에, EKF가 높은 정확도의 측정치의 도움을 다시 받을 수 있을 때, 과도상태에서 수렴하는데 오랜 시간이 걸리는 것이며, 과도시간 동안 부정확한 상태추정을 하게 되는 것이다. 위치오차와 위치 오차 공분산 그래프를 비교하면 그런 현상을 계속 발견할 수 있다. 그림 3-14-18의 위치, 속도, 자세의 RMS 오차값을 보면 UKF가 자세를 제외하고 상당히 높은 정확도를 가지는 것을 볼 수 있다.

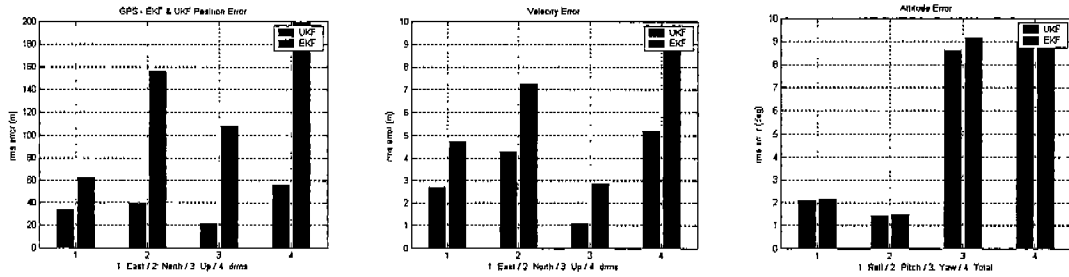


그림 3-14-18 가시위성 수의 급격한 변화 때의 위치, 속도, 자세의 RMS 오차

위와 같이 UKF 기반의 GPS/INS 강결합 시스템을 설계하여, 기존의 EKF기반의 결합 항법시스템이 갖는 측정치 관측 모델식의 선형화 문제점을 비선형 관측 모델식을 사용하여 선형화 문제점을 해결하는 방법을 제시하였다. 이 시스템은 비선형 성이 증가하는 구간에서 UKF를 기반으로 비선형 측정식 사용으로 EKF의 상대적으로 부정확한 선형화된 측정 모델식 사용보다 항체의 동적 움직임을 보다 정확하게 추정하게 되어 추정성능 및 정확도 향상을 가진다. UKF의 시그마 포인트로 계산되는 비선형 식은 테일러 시리즈 전개에 의해 고차항이 제거된 선형화된 식으로 구성된 선형화 모델 보다, 상태변수의 확률분포를 보다 정확하게 추정하여, 빠른 수렴성능을 제공한다.

이러한 빠른 수렴 성능은 측정치 변화에 빠른 응답성을 보장하게 때문에 측정치의 높은 정확도가 보장 된다면, UKF의 사용으로 보다 정확한 추정을 할 수 있다는 것을 알 수 있다. 하지만 GPS의 다중경로 오차가 발생했을 때에는 UKF의 빠른 수렴성능 때문에, 상대적으로 느린 수렴성능을 가진 EKF가 오히려 추정 성능이 좋게 보이는 상황이 발생할 수 있다. 그러나 그것은 EKF의 추정성능이 좋아서 나타나는 성능이 아니고, 선형화된 측정모델 때문에 측정치의ダイナ믹을 정확하게 예측하지 못하기 때문에 발생하는 성능이다. 따라서 GPS의 의사거리와 의사거리 변화율 같은 측정치의 높은 정확도를 보장하기 위하여 관성항법 시스템이 GPS에 도움을 주는 GPS/INS 초강결합 방법이 필요하다.

UKF는 시그마 포인트를 이용한 비선형 측정식의 사용으로 측정치의 다이내믹을 정확하게 반영할 수 있다는 강력한 이점이 있다. 이것은 고기동을 하는 항체에 매우 적합한 필터링 기법이며, 기존의 EKF와 거의 동일한 계산량으로 GPS/INS 강결합 시스템의 추정성능의 향상을 가져온다.

(2) UPF의 성능 분석

앞에서 Unscented Kalman Filter (UKF)는 상태 분포 (State Distribution)에 가우시안 근사한 평균과 공분산을 EKF보다 정확하게 전파 시킬 수 있었다. 이것은 비선형식을 사용하는 UKF가 1차항의 바이어스에 좌우되는 EKF보다 실제 공분산을 보다 정확하게 추정하는데 있다. 이러한 UKF장점은 Particle 필터의 Proposal 분포를 보다 정확하게

제공할 수 있다.

시뮬레이션 환경은 MEMS 자이로 오차 모델은 100 deg/h 랜덤 상수 바이어스와 0.5 deg/h의 백색잡음이고, 가속도계 모델은 10 mg 랜덤 상수 바이어스와 50 μ g의 백색잡음으로 가정하였다. 그리고 환산계수 오차는 3000ppm이며, 비정렬 오차는 0.0005rad 이다. 센서의 바이어스 수준은 시뮬레이션 동안 일정하게 유지된다고 가정하였다. 시뮬레이션에서 센서의 오차는 바이어스만 추정하게 된다. 따라서 비정렬오차와 환산계수 오차는 센서의 잡음에 포함되게 된다. 관측되는 GPS의 C/A 코드 측정치는 3m의 잡음 수준을 가지는 백색잡음과 전리층 오차 및 대류층 오차로 가정하였다. 초기 자세 정밀정렬은 30초간 수행된다. 강결합 시스템의 측정치는 의사거리와 의사거리 변화율이다. EKF는 선형화된 측정 모델을 사용하였고, UKF는 시그마 포인트를 이용한 비선형 모델을 사용하였다. UPF는 UKF으로부터 Proposal 분포를 제공받아 사용하였다. Unscented Particle Filter의 성능은 비선형 측정 모델을 사용하는 UKF의 성능을 기본적으로 갖추고 있다.

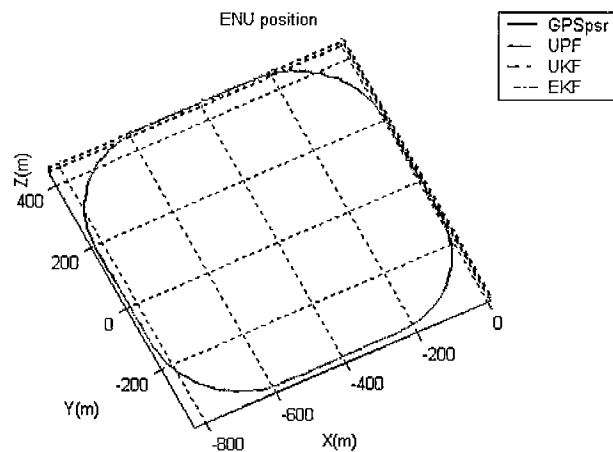


그림 3-14-19 UPF 성능분석에 사용된 기준궤적

시뮬레이션에 사용된, Particle 필터의 샘플 수는 6000 샘플을 사용하였다. 정확도의 비교는 UKF 와 EKF 를 함께 비교하였다. 아래의 RMS 오차 결과를 보면 UPF 필터를 사용한 GPS/INS 시스템이 가시위성의 수가 변하지 않고, 충분한 경우에 위치, 속도, 자세 정확도가 향상된 것을 볼 수 있다. 특히 Yaw 각의 정확도가 크게 향상된 것을 볼 수 있다.

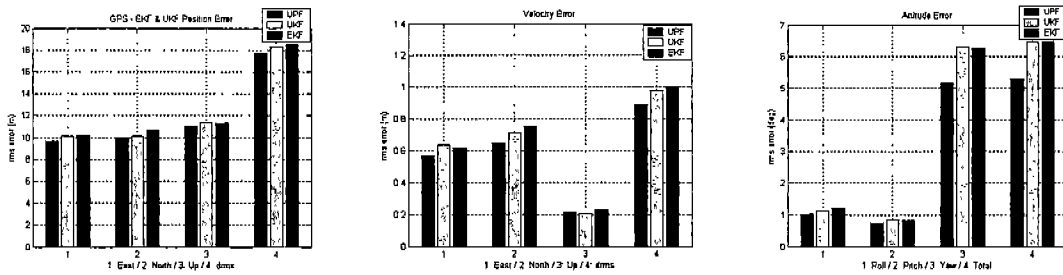


그림 3-14-20 위치, 속도, 자세의 RMS 오차 (UPF, UKF, EKF)

공정 잡음을 백색 잡음으로 가정하고 필터링을 수행하는 EKF 와 UKF 의 성능과 백색잡음이라는 가정 없이 수행되는 UPF 의 센서의 바이어스 추정 성능을 비교하기 위하여, 가시위성이 6 개가 유지된 상태에서 100 초 이후부터 GPS 의 도움 없이 시뮬레이션을 실행 하였다.

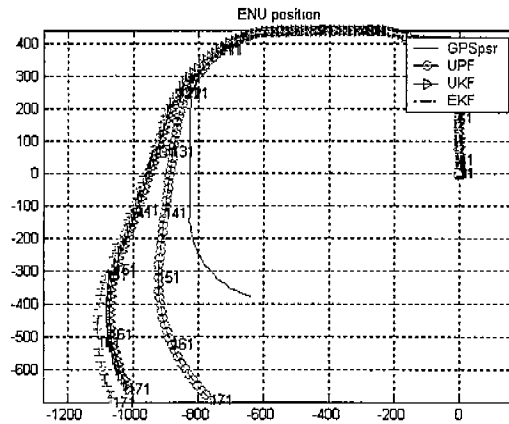


그림 3-14-21 GPS 도움 없는 환경에서 위치 추정 성능 (UPF, UKF, EKF)

그림 3-14-21 을 보면 UPF 의 성능이 가장 좋은 것을 볼 수 있으며, EKF 와 UKF 보다 위치해 발산 정도가 가장 작은 것을 알 수 있다. UPF 의 바이어스 추정 성능이 가장 우수한 것을 볼 수 있으며, 이것은 UPF 가 비정렬 오차와 환산계수 오차가 포함 되어있는 센서 잡음의 불확실성을 보다 정확하게 추정할 수 있다는 것을 보여준다. 기존의 시스템 보다 GPS 도움 없는 상황에서 더 오랜 시간 신뢰성 있는 항법해를 제공할 수 있다는 것을 보여준다. 아래에 위치, 속도, 자세의 RMS 오차를 통해서도 위의 성능을 확인 할 수 있다.

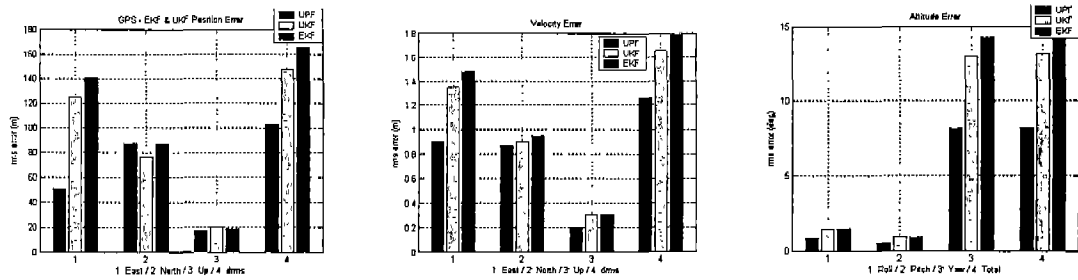


그림 3-14-22 위치, 속도, 자세의 RMS 오차 (UPF, UKF, EKF)

UPF 알고리즘은 샘플의 생성을 통한 퍼펙트 몬테카를로 (Perfect Monte Carlo Simulation)로 시뮬레이션과 중요도 표본추출 (Important Sampling) 과정을 거친 샘플의 재표본추출 (Resampling) 통해 상태변수의 사후분포를 정확하게 추정할 수 있다는 것을 보여준다. 하지만, 위의 시뮬레이션과 같이 6000 샘플을 생성하여 필터링을 한다는 것은 UKF 필터링을 6000 번 실행하는 것과 같은 계산량을 필요로 한다. 따라서 정확도를 극대화 할 수 있는 적절한 샘플수를 찾는 것이 필요하다.

3. 초강결합을 위한 연합 칼만 필터 설계

앞 절에서 언급했듯이 본 절에서는 연합 칼만 필터를 채용한 GPS/INS 초강결합 구조의 코드 추적루프를 제안하였다. 연합 칼만 필터는 독립적인 각 로컬 센서에 로컬 필터를 가지고 있으며 이의 출력 정보를 수집하여 최적의 위치해를 추정하는 마스터 필터를 이용한다. 제안된 구조에서 각 로컬 필터는 독립적인 채널로써 동작하며 각 로컬 필터에서 추정된 지연 시간 성분은 마스터 필터의 측정 벡터로 수집되어 벡터 방식의 지연 시간 추정과 측위를 수행하는 VDLL 구조의 마스터 필터를 거치게 된다. 마스터 필터는 추정된 지연 시간 정보를 이용하여 그때의 각 위성과 사용자간 방향 벡터에 정사영하여 해당 성분들을 개별 추적루프로 피드백하게 된다[27].

가. 연합 칼만 필터의 구조

일반적으로 서로 다른 센서로부터 측정된 데이터는 서로 상관관계가 없는 것으로 가정한다. 그러나 앞 절에서 VDLL을 설계하는 과정에서 지연 시간 τ_i 는 위성과 사용자간 전송 경로의 기하학적 구조에 의해 측정 데이터 사이에 상관관계가 있음을 보였다. 이것을 정확하게 얘기하면, 위성의 각 신호는 독립적인 잡음 분산값을 갖고 있으며 상관되어 있지 않다. 하지만 사용자가 움직이게 되면 사용자의 동적 특성에 따라 위성과 사용자간 전송 경로가 변하게 된다. 이러한 사실에 입각하여 기존의 확장형 칼만 필터 구조를 가지는 VDLL을 연합형 칼만 필터 모델로 변환할 수 있는 것이다. 연합 칼만

필터는 알려진 대로 필터의 상태변수를 줄이는 장점 뿐만아니라 로컬 필터와 마스터 필터로 분리되는 과정에서 계산 부하를 줄일 수 있는 장점을 갖고 있다. 또한 각 센서의 오류를 독립적으로 쉽게 검지 해낼 수 있는 특징이 있다.

이런 추적루프를 다루는 문제에 있어서 가장 적합한 필터 모드는 No-Reset 모드로 알려져 있다[27]. 각 로컬 필터는 수신되는 신호를 주기적으로 추적하고 그 값을 일정한 간격대로 누적하여 지연 시간 추정을 수행하기 때문에 독립적인 채널의 신호 추적 특성을 독립적으로 유지하기 위해서는 마스터 필터로부터 추정된 최종 지연 시간 추정 성분은 로컬 필터를 리셋하기 위해 바로 피드백 되지 않고 코드 DCO 값을 갱신하는데 이용된다. 제안된 연합 칼만 필터 구조는 아래 그림에 제시하였다.

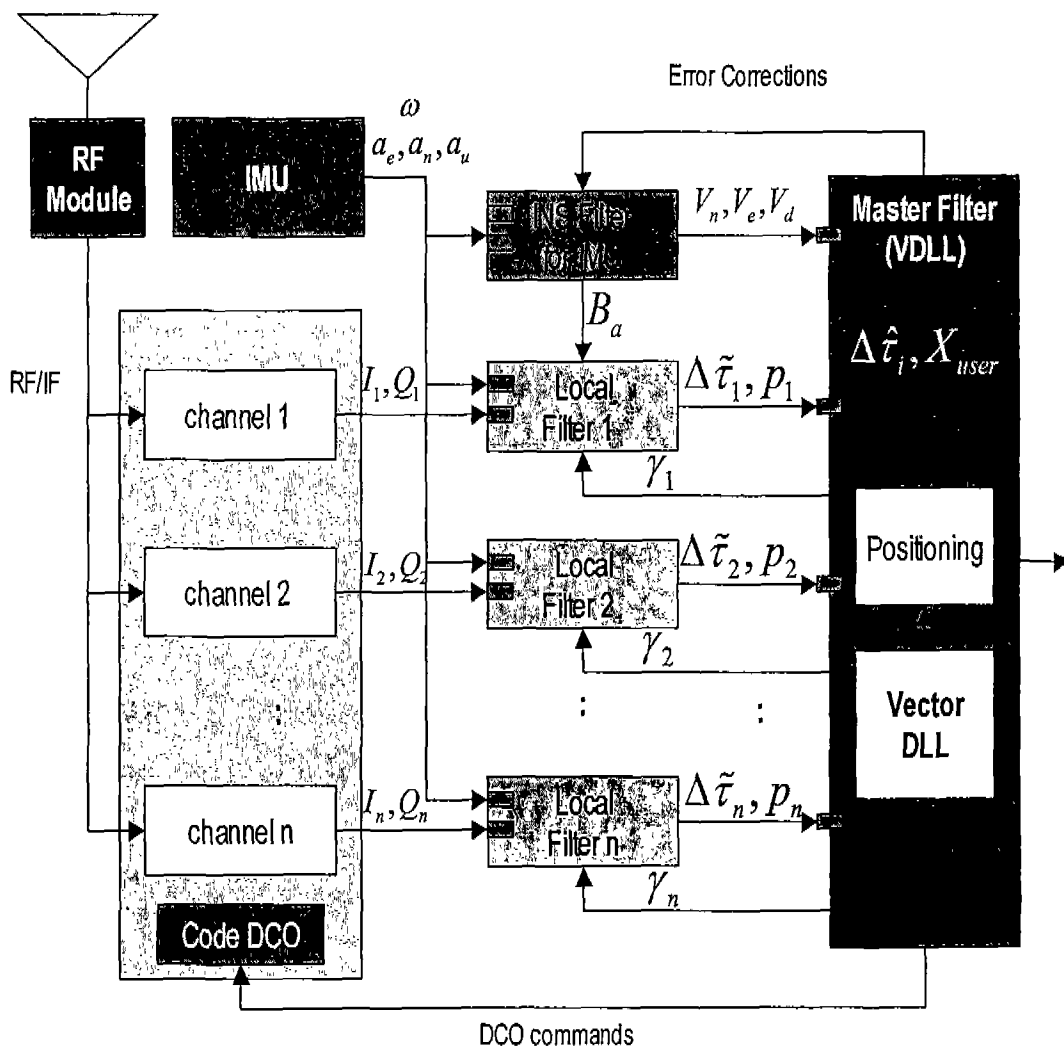


그림 3-14-23 제안된 연합 칼만 필터 구조의 GPS/INS 초강결합

이 모델에서 각 로컬 필터는 해당 채널의 Baseband 레벨의 I, Q 데이터와 INS 정보를 입력으로 이용하여 지연 시간 성분 $\Delta \tilde{\tau}_i$ 를 추정한다. 마스터 필터는 로컬 필터에서 추정한 $\Delta \tilde{\tau}_i$ 를 입력으로 이용하여 최종 지연 시간 $\Delta \hat{\tau}_i$ 와 사용자 위치를 추정한다.

나. 로컬 필터 (Local Filters)

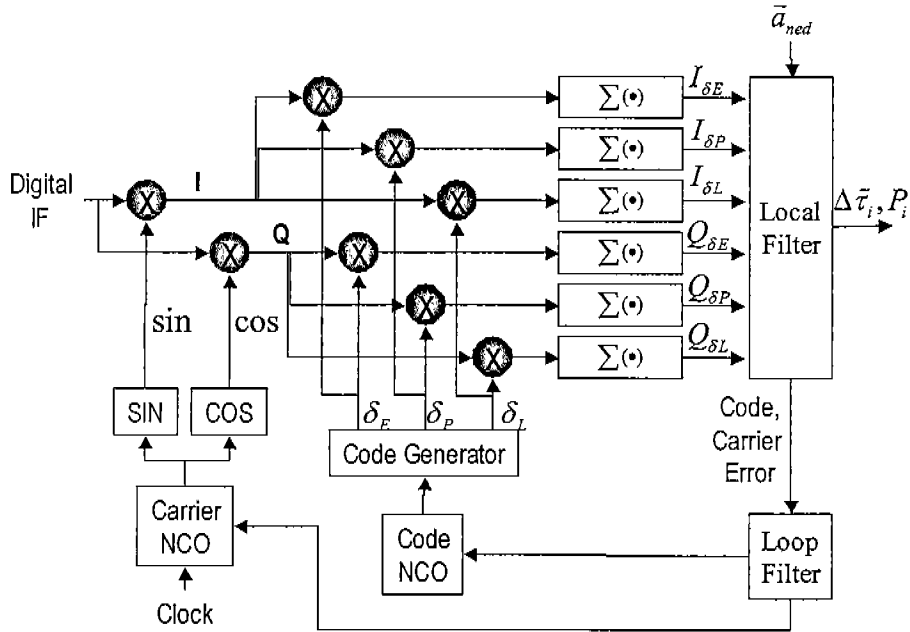


그림 3-14-24 제안된 로컬 필터 구조

제안된 각 채널은 기본 구조를 그대로 유지하고 그 끝단에 로컬 필터가 연결된 구조를 갖고 있다. 제안된 구조는 비 결맞음 (Non-coherent) Early Minus Late 변별기를 이용하여 지연 시간 측정값을 계산한다. 아래 식은 변별기의 출력 모델식을 나타낸다.

$$\Delta_{DLL}(\tau) = \left[(I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2) \right] \quad \Delta\tau_{disc.} = \frac{D_{DLL}(\tau)}{K_{DLL}} \quad (3.14.48)$$

$$= K_{DLL} D_{DLL}(\tau)$$

여기서 K_{DLL} 은 변별기 이득이고, $D_{DLL}(\tau)$ 은 지연 시간의 함수이며, $\Delta\tau_{disc.}$ 는 측정된 지연 시간 성분을 나타낸다. 위성과 사용자간 전송 경로에서 발생하는 도플러 천이를 지연시간에 의한 함수로 표현하면 다음과 같다.

$$\Delta f_{dopp.}^{disc.} = F(\Delta\tau_{disc.}) = \Delta f_{sat.}^{disc.} + \Delta f_{user}^{disc.}$$

$$\Delta f_{user}^{disc.} = \Delta f_{dopp.}^{disc.} - \Delta f_{sat.}^{disc.}, \quad \Delta f_{user}^{disc.} = \Delta f_{user}^{true} + \Delta f_n^{disc.} \quad (3.14.49)$$

이 모델식에는 예측이 가능한 위성의 움직임에 의한 도플러 성분도 포함하고 있으므로 제거될 수 있다. 여기서 INS로부터 획득한 사용자 움직임 정보를 $\vec{a}_R = \Delta V$ 라고 하면 이 값을 이용한 도플러 추정치는 다음 식으로 계산이 가능하다.

$$\Delta f_{dopp}^{INS} = \frac{1}{\lambda} H^S (\Delta V_{INS}^T + n) = \Delta f_{user}^{true} + \Delta f_n^{INS} \quad (3.14.50)$$

여기서 잡음 성분 $\Delta f_n^{disc.}, \Delta f_n^{INS}$ 은 영평균을 갖는 백색잡음 성분이다. 위의 관계식을 이용하며 로컬 필터를 위한 측정값은 아래 식으로 유도될 수 있다.

$$z = \Delta f_{user}^{disc.} - \Delta f_{user}^{INS} \quad or \quad z = \Delta \tau_{user}^{disc.} - \Delta \tau_{user}^{INS} \quad (3.14.51)$$

위 식에서 유도된 측정값을 이용하여 칼만 필터를 유도하면 다음과 같다[5,6].

State Time Propagation:

$$\hat{x}_{i,k} = \Phi_{i,k} \hat{x}_{i,k-1|k-1}, \quad i = 1, \dots, n \quad (3.14.52)$$

Covariance Time Propagation:

$$P_{i,k} = \Phi_{i,k} P_{i,k-1|k-1} \Phi_{i,k}^T + G Q_i G^T \quad (3.14.53)$$

Kalman Gain Calculation:

$$K_i = P_{i,k} H_i^T [H_i P_{i,k} H_i^T + R_i]^{-1} = P_{i,k} H_i^T R_i^{-1} \quad (3.14.54)$$

State Measurement Update:

$$\hat{x}_{i,k|k} = [I - K_i H_i] \hat{x}_{i,k} + K_i z_i \quad (3.14.55)$$

Covariance Measurement Update:

$$P_{i,k|k}^{-1} = P_{i,k}^{-1} + H_i^T R_i^{-1} H_i \quad (3.14.56)$$

여기서 i 는 i 번째 로컬 필터의 인덱스를 가리키고 상태 변수 $x_{i,k} = [\Delta \bar{\tau}]$ 는 마스터 필터의 입력이 된다.

다. 마스터 필터 (Master Filter)

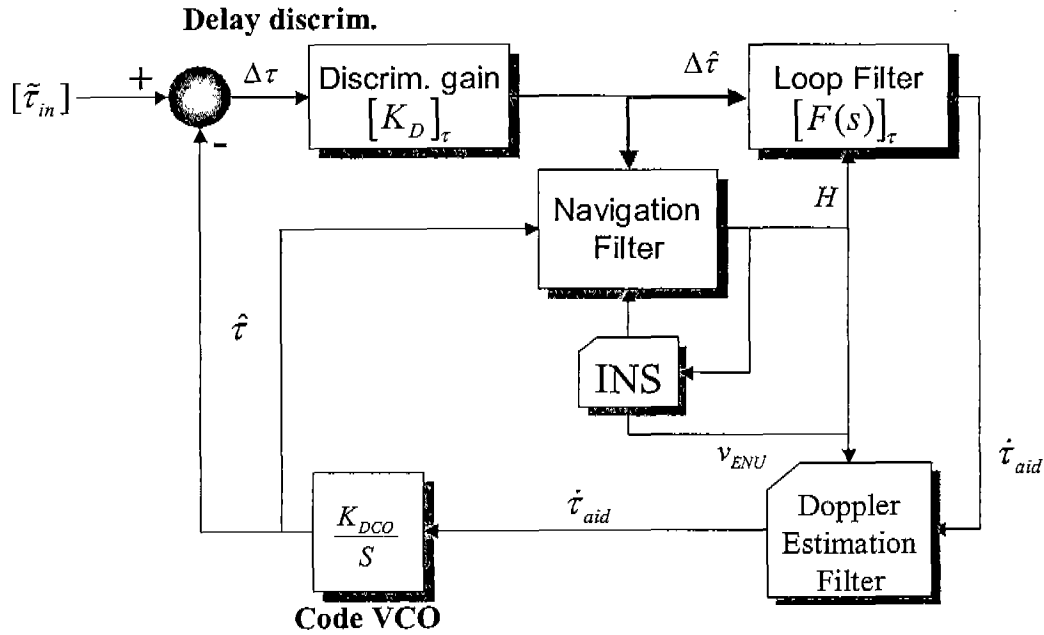


그림 3-14-25 제안된 마스터 필터 구조

제안된 마스터 필터는 로컬 필터로부터 추정된 지연 시간 성분과 로컬 필터와 결합된 INS로부터 사용자 움직임 성분을 입력으로 갖는다. 마스터 필터의 기본 구조는 VDLL의 확장 칼만 필터와 동일한 구조를 갖도록 설계되었다.

로컬 필터와 마스터 필터 사이의 정보 분배량 법칙을 이용하기 위해서는 분배량을 결정해야 한다. 알려진 대로 분배 비율 γ_i 은 아래 수식의 특징을 갖는다.

$$\sum_{i=0}^n \frac{1}{\gamma_i} = 1, \quad 0 \leq \frac{1}{\gamma_i} \leq 1 \quad (3.14.57)$$

여기서 분배 비율은 특정 시간 t_k 에 사용자와 위성간 방향 벡터가 주어져 있다면 단위 시간 동안 움직인 사용자의 움직임 정보는 시간과 움직임 크기에 관계없이 항상 1의 크기를 갖도록 하는 아래의 관계식을 유도할 수 있다.

$$\frac{\vec{V}_{t_k}^R \vec{1}_{t_k}^s}{|\vec{V}_{t_k}^R|} = \sum_{i=0}^n \frac{1}{\gamma_i} \quad (3.14.58)$$

이 수식은 마스터 필터에서 추정된 사용자 벡터를 이용하여 계산되며 매순간 변화하는 위성과 사용자 사이의 방향 벡터의 크기와 방향에 따라 변화량을 연산하여 해당 로컬

필터로 전달된다. 또한 마스터 필터는 자신이 추정한 사용자 위치와 속도 벡터를 이용하여 INS의 바이어스와 드리프트 오차를 기존에 알려진 강결합 방식으로 보정하는 기능을 갖게 된다.

마스터 필터에서 INS를 이용하여 사용자 움직임 정보로부터 각 위성 신호 추적 루프를 위한 도플러 천이를 추정하고 이를 이용하여 다시 최적의 지연 시간을 추정하는 과정은 로컬 필터를 위해 설계된 GPS/INS 결합 구조와 동일한 알고리즘을 갖는다[33,34].

4. 분산형 필터 구성을 위한 Unscented Kalman Filter 확장

시스템의 상태를 추정하기 위해서는 절절한 수준의 관측성을 확보 할 수 있는 센서의 설치가 우선되어야 한다. 이렇게 설치된 센서에서 제공된 측정 정보는 시스템의 동적 모델 및 관측 모델을 가지고 있는 필터를 통해 최적의 상태 추정치를 제공하게 된다.

이러한 과정에서 원하는 신뢰 수준의 추정치를 얻기 위해서는 적용된 센서가 적절한 수준의 정보를 제공하여야 한다. 그러나 고급 센서를 사용하는 것은 비용과 직접적인 관계가 있으므로 일정 수준 이상의 센서를 사용하는 것은 현실적으로 불가능한 경우가 많다. 이러한 이유로 다양한 종류의 센서를 동시에 사용하여 시스템의 상태를 추정하게 되는데 이때 센서들의 정보를 통합하여 최적의 상태 추정치를 얻기 위해서는 정보 통합을 위한 필터가 필요하게 된다.

정보 통합을 위해 시스템 모델과 관측 모델, 그리고 측정치의 통계적 특성을 적절히 이용 할 수 있는 Kalman Filter가 주로 사용된다. 센서 정보 통합을 위한 Kalman Filter의 구성에도 여러 가지 형태가 있다. 가장 일반적인 형태는 중앙 집중형의 필터로 모든 센서의 측정치를 단 하나의 필터로 처리하는 형태이다. 이러한 방법은 구현이 가장 단순하나 측정치에 문제가 생겼을 경우 대처가 곤란하고 측정치가 많아질 경우 측정치의 공분산 행렬이 커져서 연산 과정에 문제가 있다. 이러한 중앙 집중형 필터의 단점을 보완하고자 만들어진 형태가 분산형 구조이다. 분산형 구조는 상호 독립적인 센서들을 몇 개의 그룹으로 나누어 독립적인 로컬 필터에서 추정 과정을 수행한 뒤 마스터 필터에서 로컬 필터에서 제공된 정보를 통합하는 형태이다. 이러한 구조는 측정치에서 발생한 고장을 로컬 필터 수준에서 처리가 가능하고 고장이 발생한 상황에서도 지속적인 해를 제공 할 수 있기 때문에 고장에 강인한 특성을 가지고 있다. 이러한 분산형 필터에서 한 단계 더 발전한 형태가 연합형 필터로써 마스터 필터에서 추정된 상태 벡터를 다시 로컬 필터에 제공함으로써 각각의 로컬 필터가 좀더 정확한 추정치를 제공하도록 하여 고장에 강인한 특성을 갖도록 하는 구조이다.

분산형 구조의 필터들이 중앙 집중형에 비해 고장에 강인한 특성을 가지고 있으나 마스터 필터에서의 정보 통합의 형태가 단순히 최소 자승법을 이용하기 때문에 상태

변수 사이에 비선형성이 존재할 경우 중앙 집중형 구조의 필터에 비해 정확도가 떨어지거나 최악의 경우 발산하게 되는 경우도 있다. 특히 선형화 기준점의 오차가 상대적으로 큰 필터 수행 초기에서는 수렴 성능에 큰 영향을 미치게 된다. 이러한 시스템 모델 혹은 관측 모델의 비선형성을 극복하기 위해 Extended Kalman Filter, Unscented Kalman Filter 등 다양한 방법이 제시되어 왔으나 대부분 중앙 집중형 필터에만 초점이 맞춰져 있을 뿐 분산형 필터에 적합한 필터의 구조는 제시되어 있지 않다.

본 연구에서는 이러한 점에 착안하여 비선형 시스템의 추정을 위해 개발된 Unscented Kalman Filter를 변형하여 연합형으로 재구성하였으며 제시된 필터의 구조가 중앙 집중형 방식과 동일한 성능을 갖는다는 것을 파라미터 식별 예제를 통해 확인하였다.

가. 연합형 필터

다양한 센서가 사용되는 시스템의 상태 추정에 적용되는 필터 구조는 크게 중앙 집중형 구조와 분산형 구조로 나눌 수 있다[4,16,18].

(1) 중앙 집중형 칼만 필터와 분산형 칼만 필터 비교

중앙 집중형 필터는 일반적인 칼만 필터의 구조와 같으며 여러 종류의 센서를 하나의 필터에서 처리하는 방법으로 최적의 추정치를 계산해 낼 수 있지만 필터 차수 증가에 따라 연산량이 많고 센서 고장에 따른 강인성이 확보되지 않는 문제가 있어서 많이 사용되지는 않는다. 반면 분산형 칼만 필터는 각각의 독립적인 센서 그룹마다 로컬 필터가 존재하며 여기서 추정된 정보는 마스터 필터에 전달 된 후 융합되게 된다. 분산형 칼만 필터는 로컬 필터의 차수를 감소시켜 전체 필터의 연산량을 감소시키는 특징이 있다. 로컬 필터와 마스터 필터가 분리 되어 있는 구조적인 특징 때문에 각각의 센서에서 발생한 고장을 검출하고 대응하는 과정이 용이하다. 최근에는 구현의 편의를 위해 로컬 필터의 차수를 감소시키지 않고 사용하는 경우가 많으며 연산량 감소 보다는 고장 검출에 초점을 맞추어 연구되고 있다.

(2) 연합형 칼만 필터

분산형 칼만 필터에서는 마스터 필터의 출력 계산을 위해 로컬 필터의 전파된 상태 벡터와 공분산 행렬, 그리고 갱신된 상태 벡터와 공분산 행렬이 모두 필요하게 된다. 이러한 이유로 로컬 필터와 마스터 필터 사이의 통신량이 증가하게 된다는 문제가 있다. 이러한 점을 해결하기 위해 마스터 필터의 융합 식을 단순화 한 것이 연합형 칼만 필터이다. 연합형 칼만 필터는 정보량 분배 법칙을 기본으로 마스터 필터에서 융합된 상태 벡터와 공분산 행렬을 되먹임 하여 로컬 필터의 상태 변수를 초기화 한다. 이러한 과정에서 정보량 분배 계수를 사용한다.

나. Unscented Kalman Filter[9,11,19]

일반적으로 비선형 함수를 이용하여 임의의 랜덤 변수를 변환할 때 변환된 랜덤 변수 (이하 RV)의 값 자체를 추정하는 것 보다 RV의 평균과 분산을 추정하는 것이 더 용이하다. 이러한 용도로 제시된 방법이 Unscented Transform (이하 UT)으로, Gaussian 분포를 갖는 RV에 대해 비선형 변환을 수행하여 변환된 RV의 평균과 분산을 추정하는 방법이다. 그림 3-14-26는 UT의 개념을 간단히 나타낸 것이다. 여기서 볼 수 있듯이 Sigma Point는 Gaussian 분포를 갖는 RV의 평균과 분산을 1차 근사하고 있음을 알 수 있으며 각각의 Sigma Point들은 개별적인 값으로 비선형 함수에 의해 변환된다. 이렇게 변환된 Sigma Point들은 변환된 RV의 평균 및 분산을 알아내기 위해 사용된다.

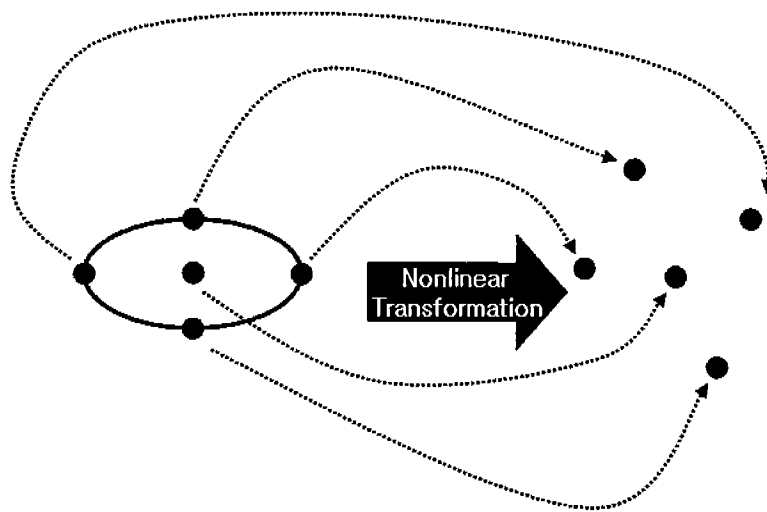


그림 3-14-26 Unscented Transform의 개념

이러한 UT는 다음과 같은 특징을 갖는다.

- i) 유한 개수의 Sigma Point를 사용하기 때문에 UT 모듈은 표준 모듈로써 비선형 함수의 형태와는 상관없이 적용 시킬 수 있는 표준 모듈화 시킬 수 있다.
- ii) 동일한 비선형 함수를 사용할 경우 연산량은 Extended Kalman Filter와 거의 동일하다.
- iii) RV의 평균과 분산을 정확히 표현하고 있는 Sigma Point는 미분을 수행할 필요 없이 변환된 RV의 분포를 2차로 정확히 표현해준다.
- iv) UT는 불연속 함수에도 적용 될 수 있다.

앞서 언급한 UT의 특징으로 인해 비선형 변환 부분만을 UT로 교체한 Kalman Filter의 구성이 가능하며 이러한 필터를 Unscented Kalman Filter (이하 UKF)라고 한다.

다음은 UKF의 구성을 나타낸 것이다.

- i) 초기 조건과 Sigma Point 설정

식 (3.14.59)는 Kalman Filter의 초기 상태와 확장된 상태 벡터를 나타내며 식 (3.14.60)는 Sigma Point를 나타낸다.

$$\begin{aligned}
\bar{\mathbf{x}}_0 &= E[\mathbf{x}_0] \\
\mathbf{P}_0 &= E[(\mathbf{x}_0 - \bar{\mathbf{x}}_0)(\mathbf{x}_0 - \bar{\mathbf{x}}_0)^T] \\
\bar{\mathbf{x}}_0^a &= E[\mathbf{x}_0^a] = E[\bar{\mathbf{x}}_0^T \quad \mathbf{v}_0 \quad \mathbf{n}_0]^T = E[\bar{\mathbf{x}}_0^T \quad 0 \quad 0]^T \\
\mathbf{P}_0^a &= E[(\mathbf{x}_0^a - \bar{\mathbf{x}}_0^a)(\mathbf{x}_0^a - \bar{\mathbf{x}}_0^a)^T] = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_0 & & \\ & \mathbf{Q} & \\ & & \mathbf{R} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.14.59}$$

$$\boldsymbol{\chi}_{t|t-1}^x = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{t-1}^a & \mathbf{x}_{t-1}^a \pm \sqrt{(n_a + \lambda) \mathbf{P}_{t-1}^a} \end{bmatrix} \tag{3.14.60}$$

ii) Time Propagation

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{\chi}_{t|t-1}^x &= \mathbf{f}(\boldsymbol{\chi}_{t-1}^x, \boldsymbol{\chi}_{t-1}^v) \\
\boldsymbol{\chi}_{t|t-1}^x &= \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{t-1}^a & \mathbf{x}_{t-1}^a \pm \sqrt{(n_a + \lambda) \mathbf{P}_{t-1}^a} \end{bmatrix} \\
\bar{\mathbf{x}}_{t|t-1} &= \sum_{i=0}^{2n_a} \mathcal{W}_i^{(m)} \boldsymbol{\chi}_{t|t-1}^x \\
\mathbf{P}_{t|t-1} &= \sum_{i=0}^{2n_a} \mathcal{W}_i^{(c)} \left[(\boldsymbol{\chi}_{t|t-1}^x - \bar{\mathbf{x}}_{t|t-1})(\boldsymbol{\chi}_{t|t-1}^x - \bar{\mathbf{x}}_{t|t-1})^T \right] \\
\boldsymbol{\Psi}_{t|t-1} &= \mathbf{h}(\boldsymbol{\chi}_{t|t-1}^x, \dot{\boldsymbol{\chi}}_{t|t-1}^n) \\
\bar{\mathbf{y}}_{t|t-1} &= \sum_{i=0}^{2n_a} \mathcal{W}_i^{(m)} \boldsymbol{\Psi}_{i,t|t-1}
\end{aligned} \tag{3.14.61}$$

iii) Measurement Update

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}_{\bar{\mathbf{y}}, \bar{\mathbf{y}}_t} &= \sum_{i=0}^{2n_a} \mathcal{W}_i^{(c)} \left[(\boldsymbol{\Psi}_{t|t-1} - \bar{\mathbf{y}}_{t|t-1})(\boldsymbol{\Psi}_{t|t-1} - \bar{\mathbf{y}}_{t|t-1})^T \right] \\
\mathbf{P}_{\bar{\mathbf{x}}, \bar{\mathbf{y}}_t} &= \sum_{i=0}^{2n_a} \mathcal{W}_i^{(c)} \left[(\boldsymbol{\chi}_{t|t-1} - \bar{\mathbf{x}}_{t|t-1})(\boldsymbol{\Psi}_{t|t-1} - \bar{\mathbf{y}}_{t|t-1})^T \right] \\
\mathbf{K}_t &= \mathbf{P}_{\bar{\mathbf{x}}, \bar{\mathbf{y}}_t} \mathbf{P}_{\bar{\mathbf{y}}, \bar{\mathbf{y}}_t}^{-1} \\
\bar{\mathbf{x}}_t &= \bar{\mathbf{x}}_{t|t-1} + \mathbf{K}_t (\mathbf{y}_t - \bar{\mathbf{y}}_{t|t-1}) \\
\mathbf{P}_{t|t-1} &= \mathbf{P}_{t|t-1} - \mathbf{K}_t \mathbf{P}_{\bar{\mathbf{y}}, \bar{\mathbf{y}}_t} \mathbf{K}_t^T
\end{aligned} \tag{3.14.62}$$

다. 비선형 연합형 구성을 위한 Unscented Kalman Filter의 변형

일반적으로 선형 시스템을 위한 연합형 필터의 마스터 필터에서는 로컬 필터에서 제공한 정보의 통합을 위해 최소 자승법을 사용한다. 그러나 상태 벡터 사이에 비선형성이 존재할 경우 최종적인 추정치의 정밀도가 감소하거나 최악의 경우 발산하는 문제가 생기게 된다. 본 연구에서는 이러한 문제를 극복하기 위해서 비선형 시스템의 추정이 가능한 UKF의 구조를 변경하여 마스터 필터의 역할을 수행할 수 있도록 하였다.

UKF의 연합형 구조는 시그마 포인트의 설정 문제로 인해 일반적인 선형 시스템의 연합형 필터 구조와는 차이를 갖는다. 가장 큰 차이로는 일반적인 선형 시스템의 연합형 필터가 각 로컬 필터의 상태 벡터를 마스터 필터에 제공하는데 반해 연합형 UKF의 경우는 각 로컬 필터의 게인과 이노베이션만을 제공한다. 그림 3-14-27은 연합형 UKF의 대략적인 구조이다.

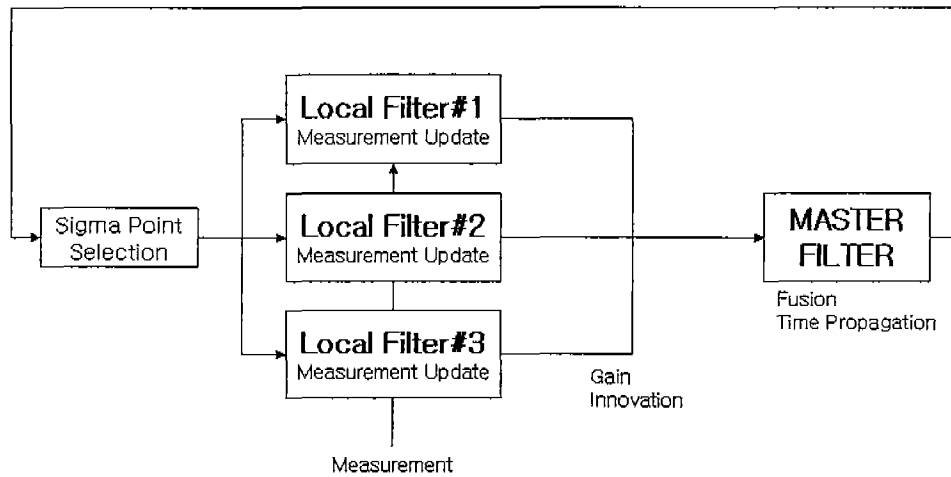


그림 3-14-27 연합형 UKF의 구조

위 그림에서 볼 수 있듯이 일반적인 연합형 구조의 필터와 달리 게인과 이노베이션을 직접 마스터 필터에 제공하고 있으며 피드백 단계에서는 마스터 필터에서 추정된 상태 벡터와 함께 시그마 포인트 정보를 함께 제공받는다. 이러한 구조의 특징은 마스터 필터에서 최소 자승법 형태의 퓨전 단계를 거치지 않음으로 인해 추정 성능이 떨어지는 것을 막을 수 있고 중앙 집중형 UKF와 수학적으로 동일하므로 성능 차이가 없다는 장점이 있다.

일반적인 연합형 필터와 연합형 UKF의 차이는 앞서 언급했다시피 마스터 필터에서의 퓨전 방식과 로컬 필터로의 피드백 단계에서 나타난다. 식 (3.14.63)은 전체 로컬 필터에 사용되는 측정치에 맞게 상태 벡터를 확장한 것이다. 각각의 로컬 필터에는 식 (3.14.64)과 같이 원래의 상태 벡터 x 와 각각의 로컬 필터에 맞는 확장된 상태 벡터인 v_i 가 제공된다. 식 (3.14.65)은 각 시그마 포인트의 가중치를 나타낸 것이다.

$$\mathbf{X}_{x,v} = [\mathbf{x} \quad \mathbf{v}_1 \quad \mathbf{v}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{v}_m]^T$$

$$\mathbf{P}_X = \begin{bmatrix} \mathbf{x} & & & & \\ & \mathbf{v}_1 & & & \\ & & \mathbf{v}_2 & & \\ & & & \ddots & \\ & & & & \mathbf{v}_m \end{bmatrix}$$

$$\chi = \left[\bar{\mathbf{X}}_{x,v} \quad \bar{\mathbf{X}}_{x,v} + \left(\sqrt{n_X \mathbf{P}_X} \right) \quad \bar{\mathbf{X}}_{x,v} - \left(\sqrt{n_X \mathbf{P}_X} \right) \right]$$

\mathbf{x} : State

\mathbf{v}_m : Measurement noise vector of m_{th} local filter

\mathbf{P}_X : Covariance matrix of \mathbf{X}

n_X : Dimension of \mathbf{X}

m : Number of measurement block

χ : Sigma point matrix

(3.14.63)

$$\mathbf{X}_{x,v_1} = [\mathbf{x} \quad \mathbf{v}_1]^T, \mathbf{X}_{x,v_2} = [\mathbf{x} \quad \mathbf{v}_2]^T, \cdots, \mathbf{X}_{x,v_m} = [\mathbf{x} \quad \mathbf{v}_m]^T$$

$$\chi^1 = \begin{bmatrix} \chi^x \\ \chi^{v_1} \end{bmatrix}, \chi^2 = \begin{bmatrix} \chi^x \\ \chi^{v_2} \end{bmatrix}, \cdots, \chi^m = \begin{bmatrix} \chi^x \\ \chi^{v_m} \end{bmatrix}$$

(3.14.64)

$$W_0 = 0$$

$$W_i = \frac{1}{2n_X}$$

(3.14.65)

로컬 필터에 적용되는 UKF는 측정치가 블록간 비 상관이라는 점과 제공된 상태 변수 및 시그마 포인트를 이용하여 식 (3.14.66)과 같이 로컬 필터 별로 추정된 측정치 벡터를 생성할 수 있다.

$$\Psi_{i,t|t-1} = \begin{bmatrix} \Psi_{i,t|t-1}^1 \\ \Psi_{i,t|t-1}^2 \\ \vdots \\ \Psi_{i,t|t-1}^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(\chi_{i,t|t-1}^x, \chi_{i,t|t-1}^{v_1}) \\ h_2(\chi_{i,t|t-1}^x, \chi_{i,t|t-1}^{v_2}) \\ \vdots \\ h_m(\chi_{i,t|t-1}^x, \chi_{i,t|t-1}^{v_m}) \end{bmatrix}$$

$$\bar{\mathbf{y}}_{t|t-1} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{y}}_{t|t-1}^1 \\ \bar{\mathbf{y}}_{t|t-1}^2 \\ \vdots \\ \bar{\mathbf{y}}_{t|t-1}^m \end{bmatrix} = \sum_{i=0}^{2n_X} W_i \Psi_{i,t|t-1} = \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{2n_X} W_i \Psi_{i,t|t-1}^1 \\ \sum_{i=0}^{2n_X} W_i \Psi_{i,t|t-1}^2 \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^{2n_X} W_i \Psi_{i,t|t-1}^m \end{bmatrix}$$

(3.14.66)

마찬가지로 같은 조건에서 칼만 계인은 식 (3.14.67~69)과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{P}_{\bar{y}\bar{y}} &= \sum_{i=0}^{2n_x} W_i \left[\left(\boldsymbol{\Psi}_{i,t|t-1} - \bar{\mathbf{y}}_{i,t|t-1} \right) \left(\boldsymbol{\Psi}_{i,t|t-1} - \bar{\mathbf{y}}_{i,t|t-1} \right)^T \right] \\
 &= \sum_{i=0}^{2n_x} W_i \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Psi}_{i,t|t-1}^1 - \bar{\mathbf{y}}_{i,t|t-1}^1 & \boldsymbol{\Psi}_{i,t|t-1}^1 - \bar{\mathbf{y}}_{i,t|t-1}^1 \\ \boldsymbol{\Psi}_{i,t|t-1}^2 - \bar{\mathbf{y}}_{i,t|t-1}^2 & \boldsymbol{\Psi}_{i,t|t-1}^2 - \bar{\mathbf{y}}_{i,t|t-1}^2 \\ \vdots & \vdots \\ \boldsymbol{\Psi}_{i,t|t-1}^m - \bar{\mathbf{y}}_{i,t|t-1}^m & \boldsymbol{\Psi}_{i,t|t-1}^m - \bar{\mathbf{y}}_{i,t|t-1}^m \end{bmatrix}^T \\
 &= \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{\bar{y}\bar{y}}^{1-1} & & \\ & \mathbf{P}_{\bar{y}\bar{y}}^{2-2} & \\ & & \mathbf{P}_{\bar{y}\bar{y}}^{m-m} \end{bmatrix} \\
 \mathbf{P}_{\bar{y}\bar{y}}^{a-b} &= \sum_{i=0}^{2n_x} W_i \left(\boldsymbol{\Psi}^a - \bar{\mathbf{y}}^a \right) \left(\boldsymbol{\Psi}^b - \bar{\mathbf{y}}^b \right)^T
 \end{aligned} \tag{3.14.67}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{P}_{\bar{x}\bar{y}} &= \sum_{i=0}^{2n_x} W_i \left[\left(\boldsymbol{\chi}_{i,t|t-1}^x - \bar{\mathbf{x}}_{t|t-1} \right) \left(\boldsymbol{\Psi}_{i,t|t-1} - \bar{\mathbf{y}}_{i,t|t-1} \right)^T \right] \\
 &= \sum_{i=0}^{2n_x} W_i \begin{bmatrix} \boldsymbol{\chi}_{i,t|t-1}^x - \bar{\mathbf{x}}_{t|t-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Psi}_{i,t|t-1}^1 - \bar{\mathbf{y}}_{i,t|t-1}^1 \\ \boldsymbol{\Psi}_{i,t|t-1}^2 - \bar{\mathbf{y}}_{i,t|t-1}^2 \\ \vdots \\ \boldsymbol{\Psi}_{i,t|t-1}^m - \bar{\mathbf{y}}_{i,t|t-1}^m \end{bmatrix}^T \\
 &= \left[\mathbf{P}_{\bar{x}\bar{y}}^1 \quad \dots \quad \mathbf{P}_{\bar{x}\bar{y}}^m \right] \\
 \mathbf{P}_{\bar{x}\bar{y}}^a &= \sum_{i=0}^{2n_x} W_i \left(\boldsymbol{\chi}_i^x - \bar{\mathbf{x}} \right) \left(\boldsymbol{\Psi}^a - \bar{\mathbf{y}}^a \right)^T
 \end{aligned} \tag{3.14.68}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{K} &= \mathbf{P}_{\bar{x}\bar{y}} \mathbf{P}_{\bar{y}\bar{y}}^{-1} \\
 &= \left[\mathbf{P}_{\bar{x}\bar{y}}^1 \left(\mathbf{P}_{\bar{y}\bar{y}}^{1-1} \right)^{-1} \quad \mathbf{P}_{\bar{x}\bar{y}}^2 \left(\mathbf{P}_{\bar{y}\bar{y}}^{2-2} \right)^{-1} \quad \dots \quad \mathbf{P}_{\bar{x}\bar{y}}^m \left(\mathbf{P}_{\bar{y}\bar{y}}^{m-m} \right)^{-1} \right] \\
 &= \left[\mathbf{K}^1 \quad \mathbf{K}^2 \quad \dots \quad \mathbf{K}^m \right]
 \end{aligned} \tag{3.14.69}$$

위에서 구해진 칼만 계인을 이용하여 Measurement Update는 식 (3.14.70)와 같이 이루어진다. 여기서 볼 수 있듯이 각각의 로컬 필터 계인 및 이노베이션이 블록으로 나누어져 있으므로 측정치 갱신은 각각의 로컬 필터에서 독자적으로 수행 될 수 있다.

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{x}}_t &= \bar{\mathbf{x}}_{t|t-1} + \mathbf{K}^1 (\mathbf{y}_t^1 - \bar{\mathbf{y}}_{t|t-1}^1) + \mathbf{K}^2 (\mathbf{y}_t^2 - \bar{\mathbf{y}}_{t|t-1}^2) + \dots + \mathbf{K}^m (\mathbf{y}_t^m - \bar{\mathbf{y}}_{t|t-1}^m) \\ \mathbf{P}_t &= \mathbf{P}_{t|t-1} - \mathbf{K}^1 \mathbf{P}_{\bar{\mathbf{y}}\bar{\mathbf{y}}}^1 (\mathbf{K}^1)^T - \mathbf{K}^2 \mathbf{P}_{\bar{\mathbf{y}}\bar{\mathbf{y}}}^2 (\mathbf{K}^2)^T - \dots - \mathbf{K}^m \mathbf{P}_{\bar{\mathbf{y}}\bar{\mathbf{y}}}^m (\mathbf{K}^m)^T\end{aligned}\quad (3.14.70)$$

이외에 Time Propagation은 마스터 필터에서 수행되며 중앙 집중형으로 구성된 UKF와 동일한 방식으로 수행된다.

라. 중앙 집중형 필터와의 성능 비교

제안된 방식과 기존의 중앙 집중형 UKF가 동일한 성능을 지니는 것을 확인하기 위해 비선형성이 강한 파라미터 식별 예제를 이용하여 중앙 집중형 UKF와 연합형 UKF의 성능을 비교하였다. 그림 3-14-28은 식별 대상으로 사용한 스프링-메스 시스템이다.

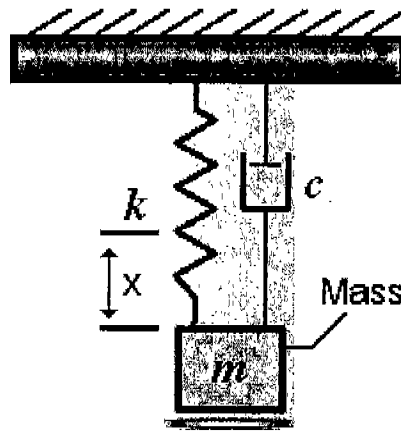


그림 3-14-28 식별 대상 스프링-메스 시스템

대상 모델의 다이내믹 모델은 식 (3.14.71)과 같다. 시스템 입력은 그림 3-14-27와 같으며 이에 대한 시스템의 반응은 그림 3-14-30과 같다.

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega^2 & -2\xi\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} u \\ \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + w \\ \omega &= 5 \text{ rad/sec} \\ \xi &= 0.1\end{aligned}\quad (3.14.71)$$

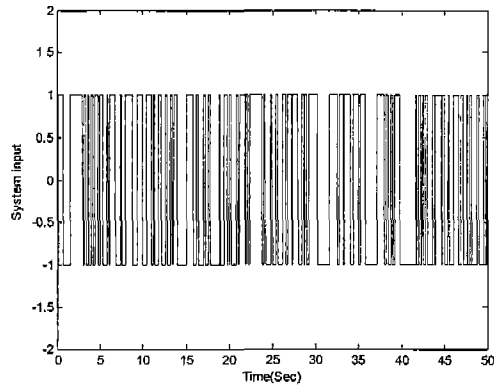


그림 3-14-29 시스템 입력

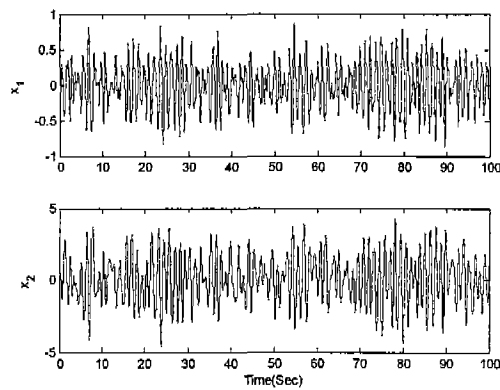


그림 3-14-30 시스템 출력

파라미터 식별을 위해 다이내믹 모델은 식 (3.14.72)와 같이 확장한다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{w} \\ \dot{\xi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -w^2 & -2\xi w^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ w \\ \xi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ w \\ \xi \end{bmatrix} + w$$

(3.14.72)

필터간 성능 비교를 위해 다른 조건은 모두 동일하게 한 상태에서 중앙 집중형과 연합형 UKF를 이용한 결과를 비교해 보았다.

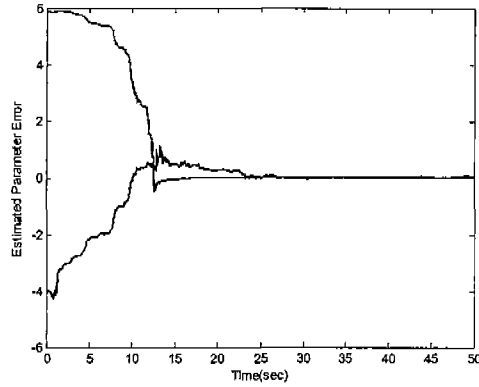


그림 3-14-31 중앙 집중형 UKF의 파라미터 추정 오차

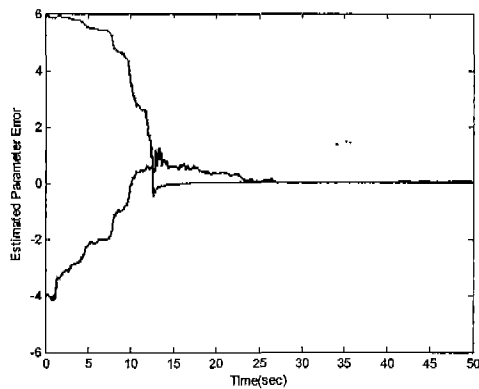


그림 3-14-32 연합형 UKF의 파라미터 추정 결과

그림 3-14-31은 중앙 집중형 UKF의 추정 결과로써 그림 3-14-32의 연합형으로 전개된 UKF와 비교해 볼 때 거의 차이를 발견 할 수 없는 것을 볼 수 있다. 이로서 두 개의 필터가 수학적으로 거의 차이가 없을 뿐 아니라 추정 결과에 있어서도 거의 확인 할 수 없을 정도의 차이만을 나타내는 것을 볼 수 있다

5. Matlab을 이용한 초강결합 구조의 추적루프 시뮬레이터 설계

제안된 초강결합 구조의 GPS/INS 결합 필터의 성능을 검증하기 위해 본 절에서는 상용 GPS 수신기 중에서 비교적 잘 알려진 시스템 내부 파라미터를 이용하여 추적 루프를 설계하였다.

시뮬레이터 기본 모델은 Mitel사의 GPS Architect와 GPS Builder를 고려하였으며, 본 연구에서 채용한 변별기로는 Early-Late Power를 채용하였다. 추적루프에서 사용한 루프 필터는 2차 페루프 구조를 채용하였으며 코드 생성기를 위한 코드 DC0는 1차의 적분기로 구성하였다[17].

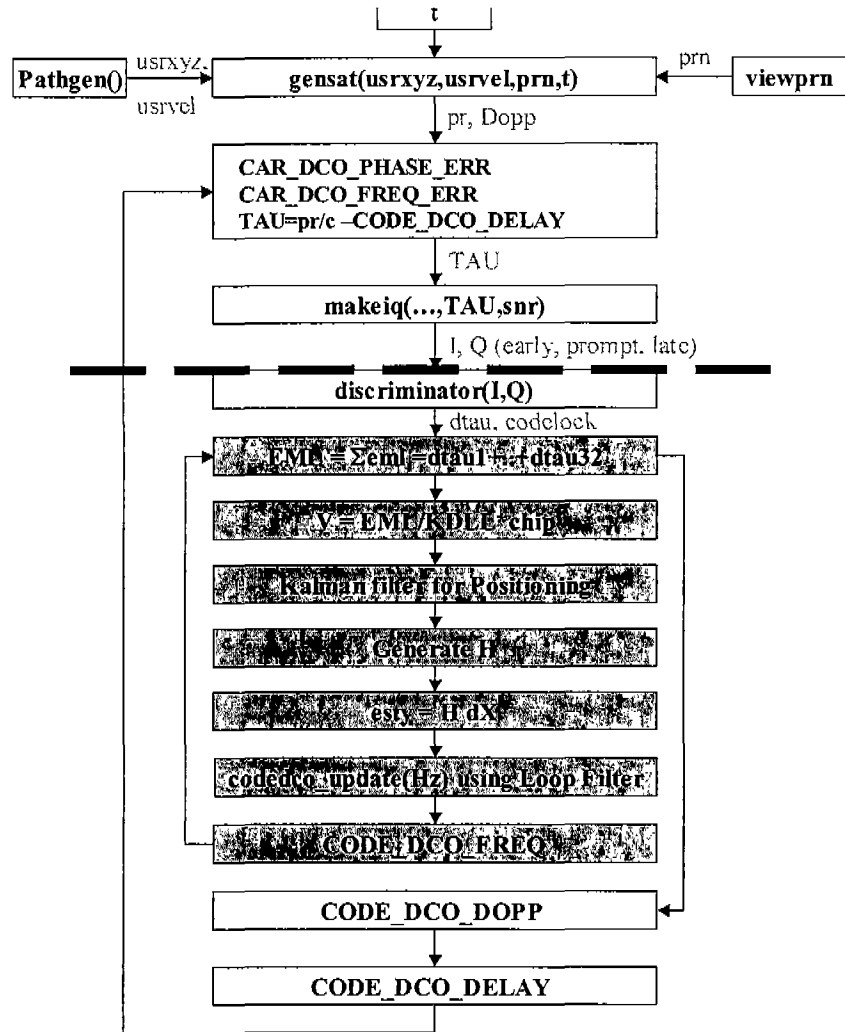


그림 3-14-33 설계된 시뮬레이터 동작 흐름도

시뮬레이터 1단계는 설계된 사용자의 궤적과 동적 특성을 고려하여 위치와 속도 정보를 생성한다. 2단계에서는 미리 생성된 사용자 궤적 데이터와 동 시간대의 위성 데이터를 생성하여 두 데이터를 이용하여 채널 잡음이 부가된 위성 신호를 생성한다. 생성된 위성 신호는 GPS 수신기의 Baseband 수신 신호로 변환되어 설계된 추적 루프의 입력 신호로 이용한다.

기본적인 획득 과정을 거쳐 추적 루프로 들어간 신호는 추적 과정을 통해 지정된 샘플 간격으로 신호 추적을 수행한다. 신호 추적 과정에서 검지되는 지연 시간 성분을 의사거리 정보로 변환하여 위치 계산부에서 사용자 위치를 추정한다.

6. 제안된 코드 추적루프의 성능 분석

지연 추적 루프의 성능은 신호 추적 오차 크기와 경향을 분석하여 평가를 할 수

있으며, 추적 오차는 Tracking Jitter와 의사거리 추적 오차로 표현할 수 있다.

Tracking Jitter의 성분은 열잡음 오차 성분과 Dynamic Stress 오차 만을 고려하였으며, 그 성능을 일반 DLL의 추적 성능과 비교하여 성능을 분석하였다. 시뮬레이션을 위한 사용자의 궤적은 단순 직선 주행과 직각 주행, 그리고 회전 주행을 고려하였으며, 각 주행에는 등속도 운동, 등가속도 운동 등을 포함하도록 설계하였다. 설계된 추적 루프의 특성은 주어진 대역폭과 신호 대 잡음비에 따라 예측이 가능하며 정상적인 추적 성능을 위한 임계값 범위 내에 존재하는지를 알아보면 다음과 같다.

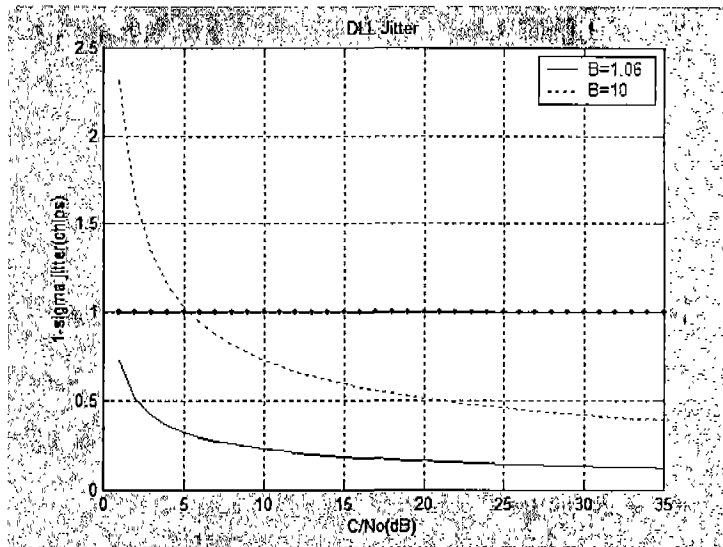


그림 3-14-34 임계값 범위내의 Tracking Jitter 특성

설계된 추적 루프의 대역폭은 5Hz 내에서 설계되었으며 시뮬레이션에 의한 결과는 임계값 범위 내에서 주어진 최소값 (실선)과 최대값 (점선) 사이에 존재함을 증명하였다. Dynamic Stress 오차 성분을 일반 DLL과 VDLL 그리고 제안된 연합 칼만 필터에 대해서 비교한 결과를 아래 그림에 도시하였다. 결과에 의하면 일반 DLL이 0에서 가장 멀리 분포되어 있으며, VDLL과 연합 칼만 필터 특성이 일반 DLL보다 오차가 적은 특성을 보이면서 서로 비슷한 특성을 보이고 있음을 알 수 있다.

이 결과로 예상할 수 있는 것은 INS의 도움 없이도 설계된 추적 루프가 일반 DLL보다 더 적게 Dynamic Stress 오차를 나타내는 것을 의미하며, VDLL과 연합 칼만 필터가 비슷한 성능을 보이는 것은 백터 방식의 추적 루프 구조를 채용함으로써 얻어지는 장점이라고 볼 수 있다. 이 특성은 곧 전체적인 추적 성능에 반영되는 것이므로 INS와 결합된 추적 루프의 오차 특성은 상당한 수준으로 축소될 수 있음을 암시하는 첫번째 결과가 된다.

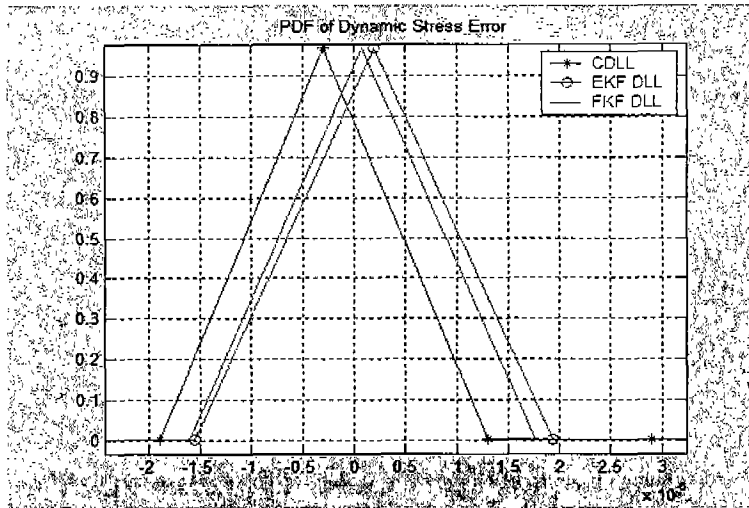


그림 3-14-35 Dynamic Stress 오차의 확률분포 특성

아래 그림은 추적 루프에서 발생한 추적 오차의 확률 분포와 각 위치벡터별 오차 크기를 도시한 것이다. 6개의 위성이 개별적으로 추적되는 방식인 일반 DLL의 경우 오차 범위 5미터 이내에서 최고 약 18%의 오차가 포함되어 있고 측위 오차의 크기는 수평방향의 경우 10미터 이내에 95% 이상이 포함되는 특성을 보이고 있다.

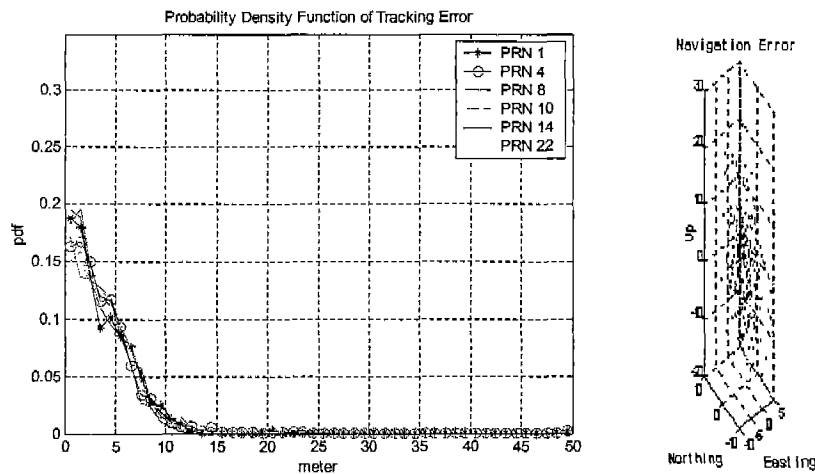


그림 3-14-36 일반 DLL의 추적 오차의 확률 분포와 측위 오차

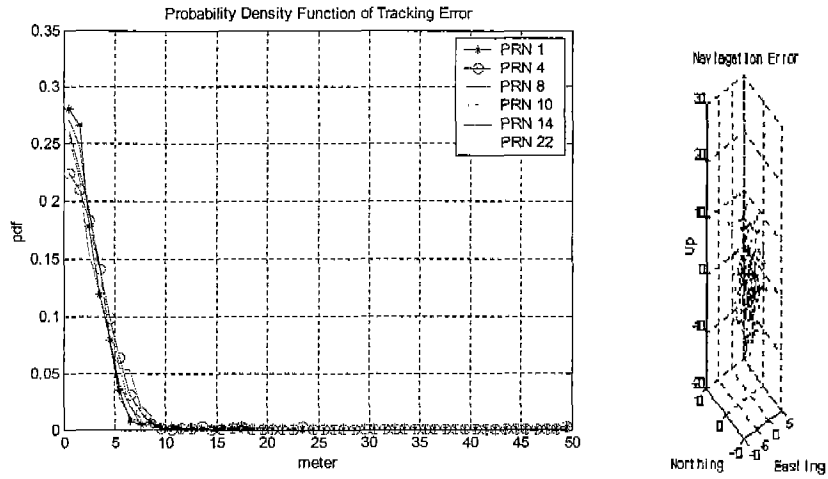


그림 3-14-37 FKF DLL의 추적 오차의 확률 분포와 측위 오차

제안된 추적 루프의 오차 특성은 그림 3-14-37에 도시하였다. 이 경우는 오차 범위 5미터 이내에서 최고 약 28%가 분포되어 있는 특성으로써, 측위 오차는 5미터 이내에 95%가 들어오는 수준이므로 이는 일반 DLL에 비해 오차 크기가 절반 정도에 해당하는 성능을 나타낸다.

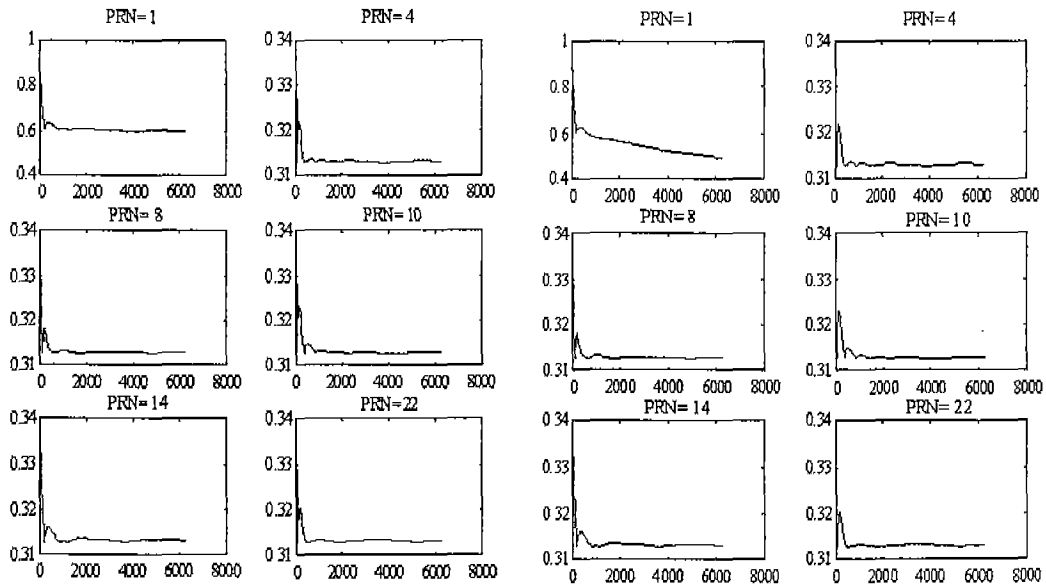
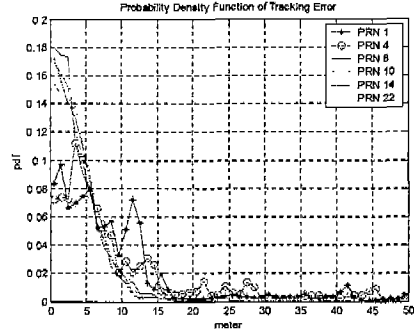
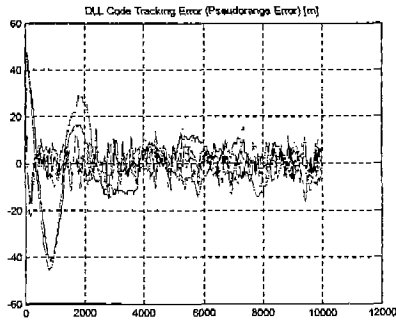
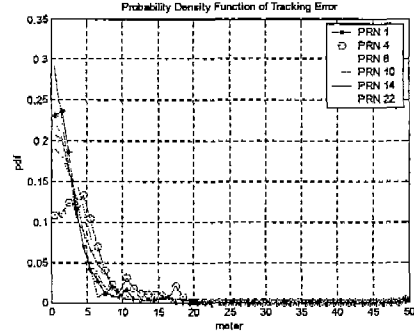
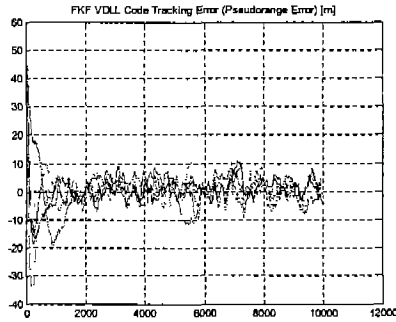


그림 3-14-38 Tracking Loop Jitters: VDLL (왼쪽), FKF based Model (오른쪽)

제안한 추적 루프의 성능을 검증하기 위해 다른 신호에 비해서 미약한 신호를 가정했을 때의 추적 오차를 시뮬레이션 한 결과는 다음과 같다.

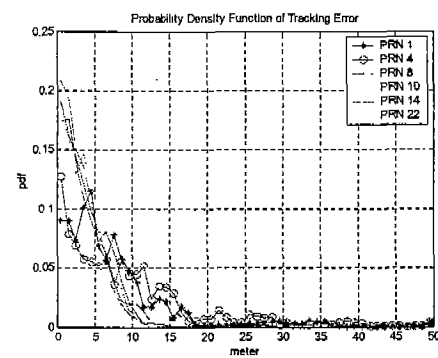
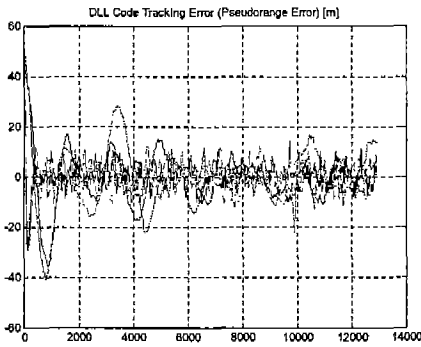


(a) 일반 DLL의 의사거리 추적 오차

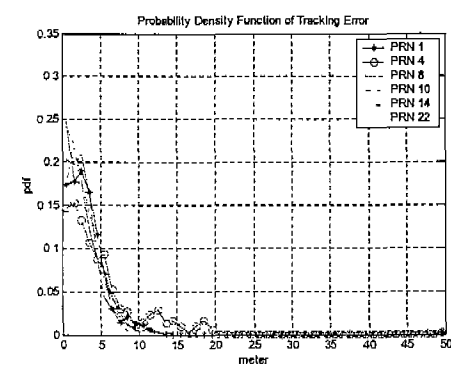
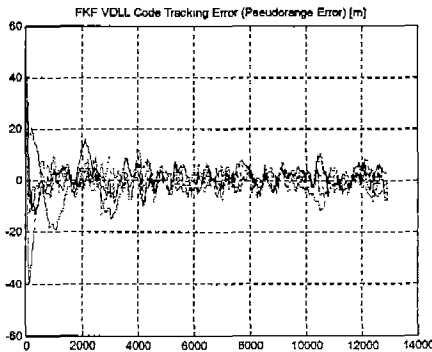


(b) 제안된 DLL의 의사거리 추적 오차

그림 3-14-39 직선 주행시 의사거리 추적 결과

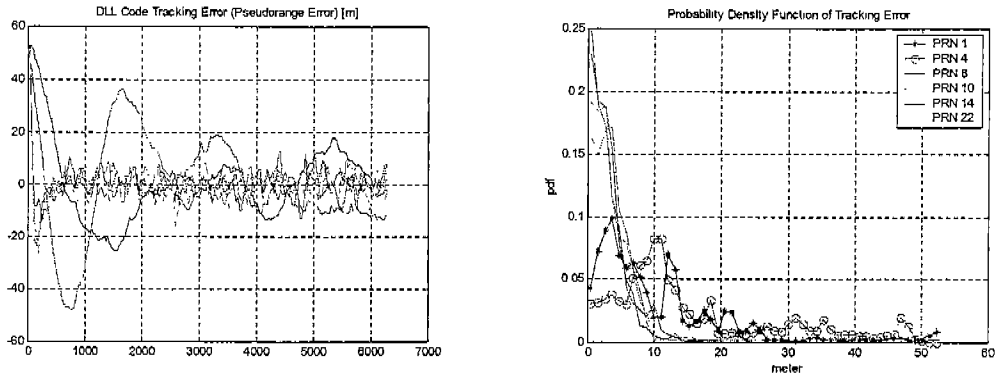


(a) 일반 DLL의 의사거리 추적 오차

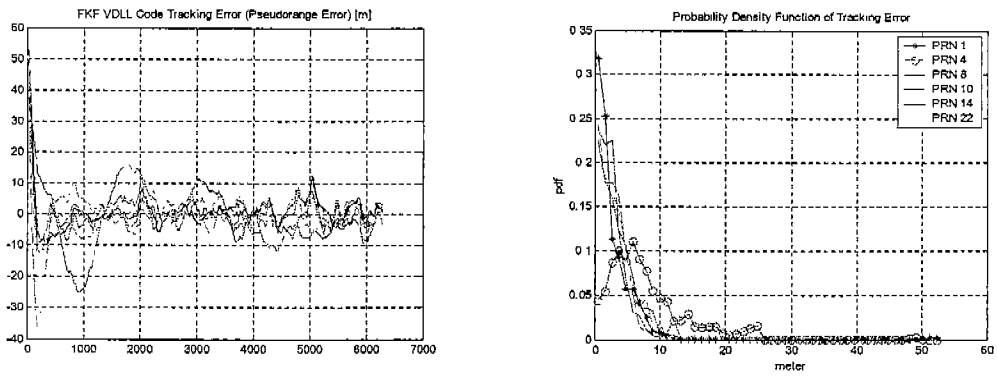


(b) 제안된 DLL의 의사거리 추적 오차

그림 3-14-40 직각 주행시 의사거리 추적 결과



(a) 일반 DLL의 의사거리 추적 오차



(b) 제안된 DLL의 의사거리 추적 오차

그림 3-14-41 회전 주행시 의사거리 추적 결과

시뮬레이션 결과에서 고속 회전이 연속으로 발생하는 경우는 INS의 도움이 없는 상황에서 추적 오차가 효과적으로 감소하지 않는 경우를 볼 수 있다.

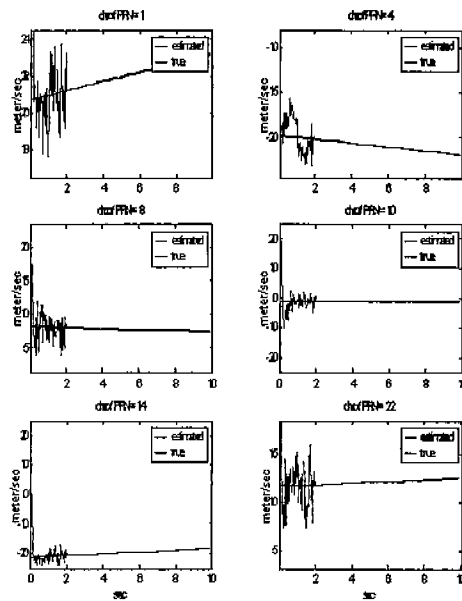


그림 3-14-42 INS가 결합된 시뮬레이션

위 결과는 INS 정보가 제안된 추적 루프에 반영된 경우의 추적 루프 특성을 나타내는 것으로 2초 이후에 INS 정보가 반영되어 True와 거의 일치하는 추적 성능을 나타내고 있다.

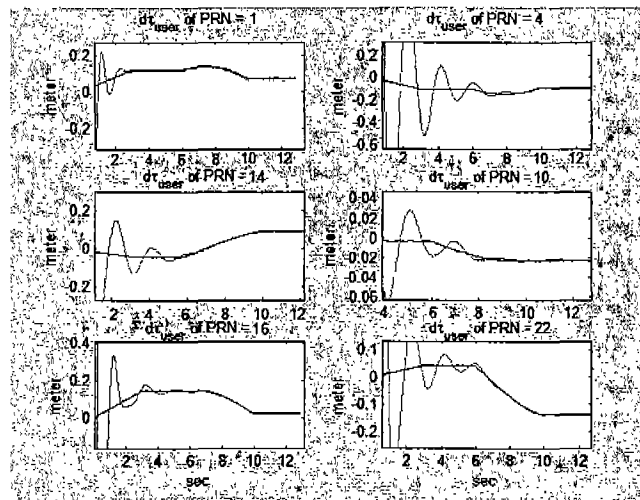


그림 3-14-43 제안된 추적 루프의 지연 시간 추정 결과

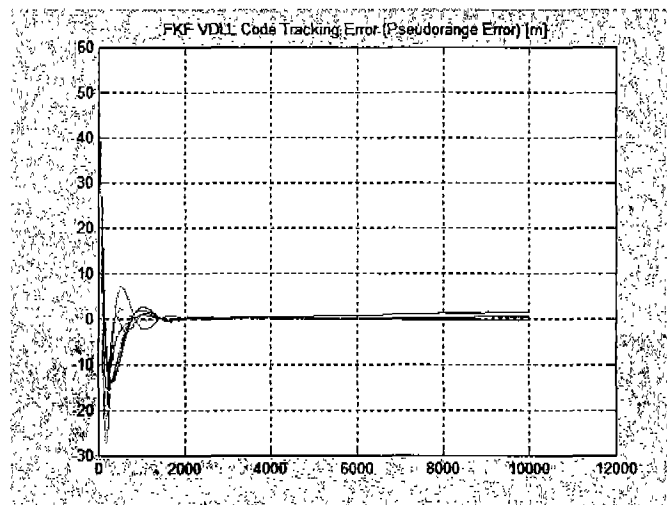


그림 3-14-44 제안된 추적 루프의 의사거리 추적 오차

제15절 GPS 다중 경로 간섭 및 방해신호 제거를 위한 공간신호처리 기법 개발

사용자의 위치를 아는 것은 많은 상황에서 매우 중요하다. 오늘날 많은 항법 시스템은 GPS를 대부분 이용하고 있다. 위성으로부터 매우 낮은 신호 세기로 사용자에게 도달하는 특성 때문에 간섭신호에 의하여 영향 받기 쉽다. 따라서, 다른 항법 시스템과의 결합 또는 진보된 수신 시스템의 개발을 통하여 시스템의 강인함을 증가시킬 수 있다. 최근 다중 안테나를 이용한 지능형 안테나를 사용하여 간섭신호로부터 GPS 신호를 보호하는 방법이 제기되었다. 다수의 안테나를 이용하여, 위성의 방향으로 높은 이득의 빔을 형성할 수 있다. 이것은 GPS 신호의 신호 대 잡음비 (Signal-to Noise Ratio)를 상당히 높일 수 있다. 다시 말하면, 큰 신호세기의 간섭신호 환경아래에서 GPS의 이용가능성을 높일 수 있다는 것이다. 따라서, 본 연구에서는 GPS 다중 안테나 수신 시스템을 개발하였으며, 다중 안테나를 이용한 빔-형성 (Beamforming) 알고리즘을 개발하였다. 또한, 간섭 신호의 종류인 다중 경로 오차를 완화하는 알고리즘을 개발하였다. 위의 알고리즘의 분석을 위하여 Matlab을 이용하여 GPS/INS 소프트웨어 시뮬레이터를 개발하여 성능 검증에 이용하였다.

1. GPS 수신기의 간섭신호에 대한 영향 분석

가. 간섭신호의 특성

(1) 간섭신호의 종류

간섭신호는 일반적으로 표 3-15-1과 같이 분류할 수 있으며, 전형적인 신호원은 다양하다.

표 3-15-1 간섭신호의 종류와 전형적인 신호원

Type	Typical Source
Wideband-Gaussian (AWGN)	Intentional noise jammer
Wideband phase/ frequency modulation (Wideband FM)	Television transmitter's harmonics
Wideband-spread spectrum	Intentional spread spectrum jammers or pseudolites
Wideband-pulse	Radar transmitters
Narrowband phase/frequency modulation	AM transmitter's harmonics
Narrowband-swept continuous wave	Intentional CW jammers or FM transmitter's harmonics
Narrowband-continuous wave	Intentional CW jammers

표 3-15-1 에 정의된 신호를 좀더 크게 분류하면 AWGN (Additive White Gaussian Noise), CW (Continuous Wave), FM (Frequency Modulation)로 분류할 수 있으며, 이 신호의 주파수 스펙트럼은 그림 3-15-1 과 같다[3,5,6,8]. 주파수 스펙트럼의 형태에 따라서 GPS 수신기에 주는 영향은 다르며 다음 절에서 이를 논할 것이다.

(2) 간섭신호와 GPS 신호의 비율 (J/S dB)

간섭신호는 일반적으로 아래 식 (3.15.1)과 같이 정의한다[1].

$$J/S = 10 \times \log \left(Q \times \frac{A_{jammer}^2}{A_{gps}^2} \right) [dB] \quad (3.15.1)$$

여기에서, J/S , Q , A_{jammer} 와 A_{gps} 는 각각 간섭신호와 GPS 신호의 비, 확산 스펙트럼 상수 (CW/FM = 1, AWGN = $1/\sqrt{2}$), 간섭신호의 진폭과 GPS 신호의 진폭이다. 다음 절의 시뮬레이션에서 이와 같은 식을 이용하여 수행한다.

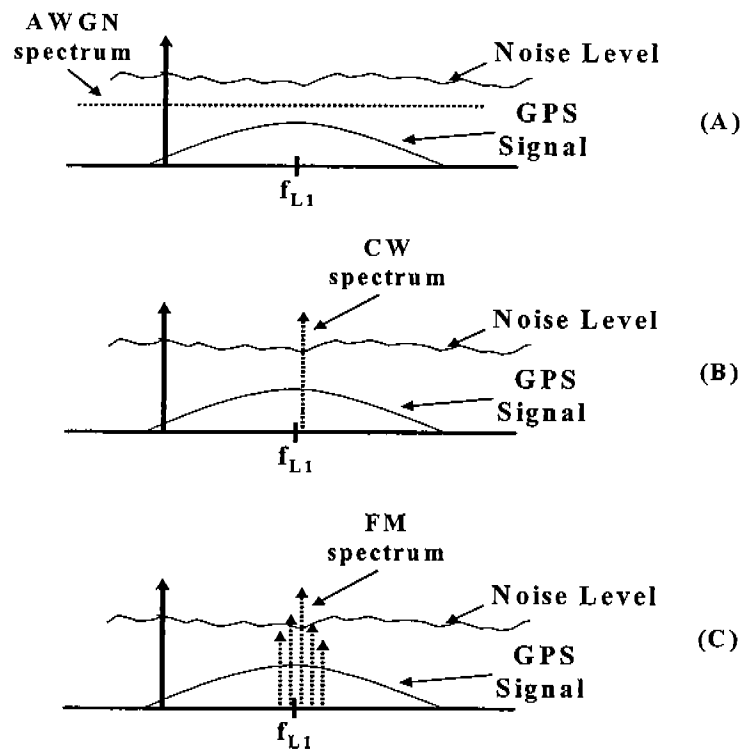


그림 3-15-1 간섭신호와 GPS 신호의 스펙트럼 (A) AWGN (Additive White Gaussian Noise) (B) CW (Continuous Wave) (C) FM (Frequency Modulation)

(3) 간섭신호원과 거리와의 관계

일반적으로 간섭신호의 세기 (P_j)의 척도로 사용하는 용어는 ERP (Effective Radiated Power)이다. ERP 는 간섭신호 송신안테나로부터 송신된 신호의 유효한 세기를 나타내며, ERP 를 이용하여 간섭신호가 영향을 줄 수 있는 거리를 예측할 수 있다. 예측 식은 아래와 같다[1].

$$L_p = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda_j} \right) \text{dB} \quad (3.15.2)$$

여기에서, L_p 와 λ_j 는 각각 자유공간 전파 손실과 간섭신호의 파장을 나타낸다. 그림 3-15-2 는 2W (3dBW)의 ERP 를 가진 간섭신호의 거리 대 신호의 세기를 나타낸다.

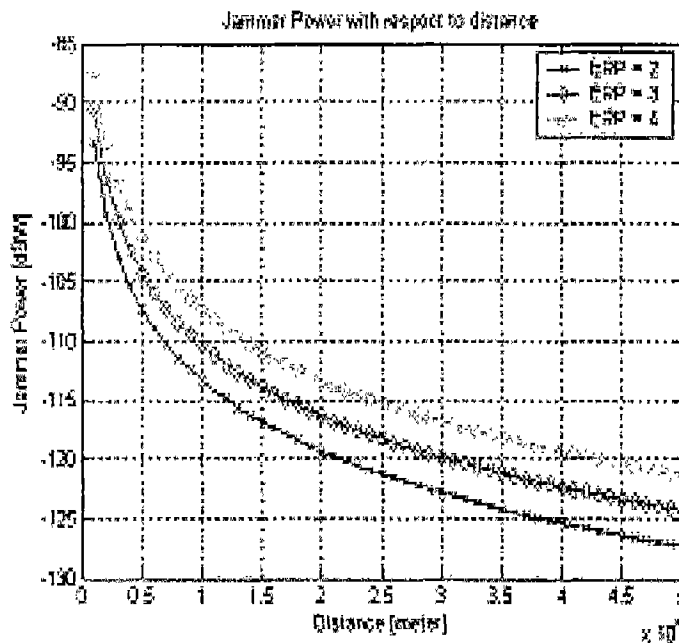


그림 3-15-2 간섭신호의 거리 대 신호의 세기

그림 3-15-2 에서와 같이 ERP 가 2W 인 간섭신호는 35Km 거리까지 전파되면 약 -125dBW 의 신호세기를 갖는다. GPS L1 C/A-code 의 신호세기가 약 -157dBW 라 하면 J/S (Jammer to Signal Ratio)는 약 32dB 를 갖는다. 실제적인 경우에는 이보다는 낮은 수치가 나오지만,

이를 통해서 소형의 낮은 신호세기를 갖는 간섭신호가 영향을 줄 수 있는 범위가 상당히 넓다는 것을 알 수 있다.

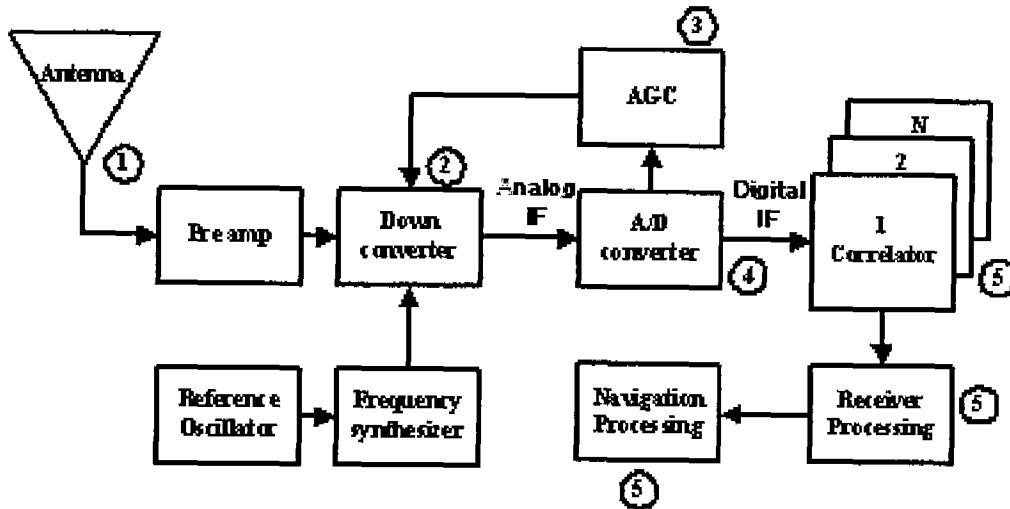


그림 3-15-3 일반적인 GPS 수신기의 구조

나. GPS 수신기와 간섭신호 시뮬레이터 구조

(1) 일반적인 GPS 수신기 구조[1]

(가) 안테나

그림 3-15-3의 ①은 수신기에서의 안테나 부분이다. 일반적인 GPS 수신기의 안테나는 안테나의 중심이 천정을 바라보고 있다고 가정하였을 때, 양각이 약 5도 이상에서 전파되는 신호에 대해서만 유효하다. 또한 단일 주파수 (L1 : 1.57542GHz) 안테나의 경우 통과 대역폭은 약 20MHz정도이다. 따라서 대역폭을 넘어서는 신호는 대부분 소실된다. 이로부터 지상으로부터 송신되는 간섭신호의 경우는 안테나에 의해서 효과적으로 차단될 수 있으나 공중으로부터 송신되는 간섭신호의 경우 안테나의 대역폭 안의 신호는 여과 없이 수신기 내부로 보내진다.

(나) AGC (Automatic Gain Controller)와 A/D 변환기

그림 3-15-3의 ③과 ④는 각각 AGC와 A/D 변환기를 나타낸다. AGC는 입력되는 신호를 A/D 변환하기 전에 최대의 변환 효율을 얻기 위하여 신호의 진폭을 조정하는 역할을 한다. 1비트 A/D 변환기를 가진 수신기의 경우 AGC가 없고 리미터가 존재한다. 따라서 간섭신호의

세기가 열잡음 수준 이상이 되면 신호가 유실될 수 있는 가능성이 있으며, AGC를 가진 다른 수신기에 비하여 간섭신호에 의해서 쉽게 영향을 받을 수 있다. 본 논문에서는 AGC와 2비트 A/D 변환기를 갖춘 GPS 수신기를 고려한다.

(다) 상관기 (Correlator)

GPS 수신기는 그림 3-15-3의 ⑤와 같이 역-확산을 위한 상관기를 가지고 있다. 그림 3-96에서와 같이 역-확산 과정을 통하여 열잡음 수준 아래에 있는 GPS 신호를 열잡음 수준 위로 올린다. 역-확산 과정에서 확산 이득을 얻게 되고 확산 이득에 의해서 이론적으로는 확산이득 (46dB)보다 작은 J/S를 갖는 간섭신호는 제거될 수 있다. 하지만 이런 확산이득은 AGC와 A/D 변환기의 효율에 의해서 영향을 받는다. 따라서 간섭신호의 종류에 따라 다소 차이가 있지만 실제로는 J/S가 46dB보다 낮은 간섭신호에 의해서 수신기는 GPS의 신호를 잃어버리게 된다. 또한, GPS C/A 코드의 확산신호는 그림 3-15-4와 같이 이상적인 스펙트럼을 갖지 않고 주파수 마다 다른 스펙트럼 크기를 갖는다. 그러므로 간섭신호의 주파수에 따라서 수dB이상의 확산이득 차이가 발생하게 된다. 그러나 이런 현상은 거의 발생하지 않는다. 왜냐하면 GPS 신호는 매 시간마다 도플러가 변하며 여러 개의 위성은 각기 다른 도플러를 가지고 있기 때문이다.

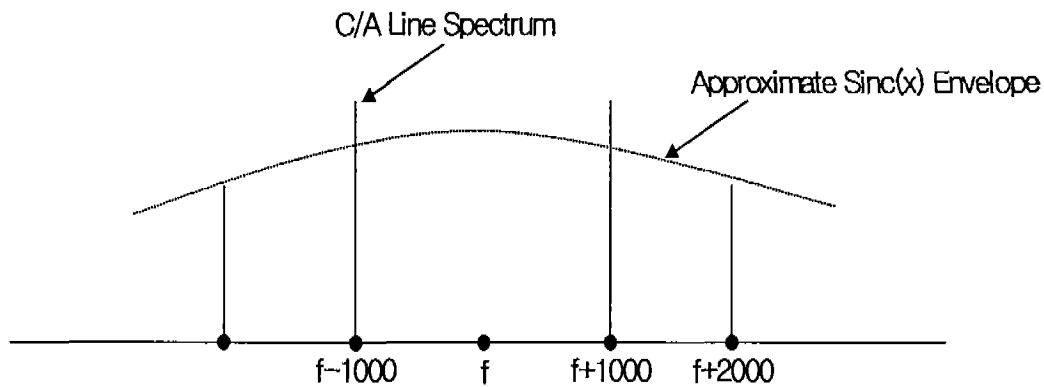


그림 3-15-4 C/A코드 스펙트럼

(2) 시뮬레이터 제작 및 사양

간섭신호 분석을 위하여 그림 3-15-5와 같이 시뮬레이터를 설계하였다. 시뮬레이션을 위한 소프트웨어 GPS 수신기는 GEC Plessy사의 GP-2015 (Front-End)와 GP-2021 (상관기)를 모델로 제작하였다. GP-2015와 GP-2021은 Orion 수신기에 탑재되는 칩이다. SPIRENT사의 STR4500 GPS 신호 시뮬레이터를 이용하여 GPS 신호 생성시 신호의 세기를 조정하였고,

시뮬레이터의 정확도를 조정하였다. 동시에 추적할 수 있는 채널은 10개로 제한하였다. 또한, 간섭신호는 AWGN, CW, AM, FM, GPS Signal Attenuation을 J/S dB로 설정할 수 있으며, 각각의 간섭신호에 대하여 펄스의 지속시간을 0~100%까지의 설정이 가능하다. 시뮬레이터 제작을 위하여 사용된 프로그래밍 언어는 C이며, 분석을 위해서는 Matlab을 사용하였다.

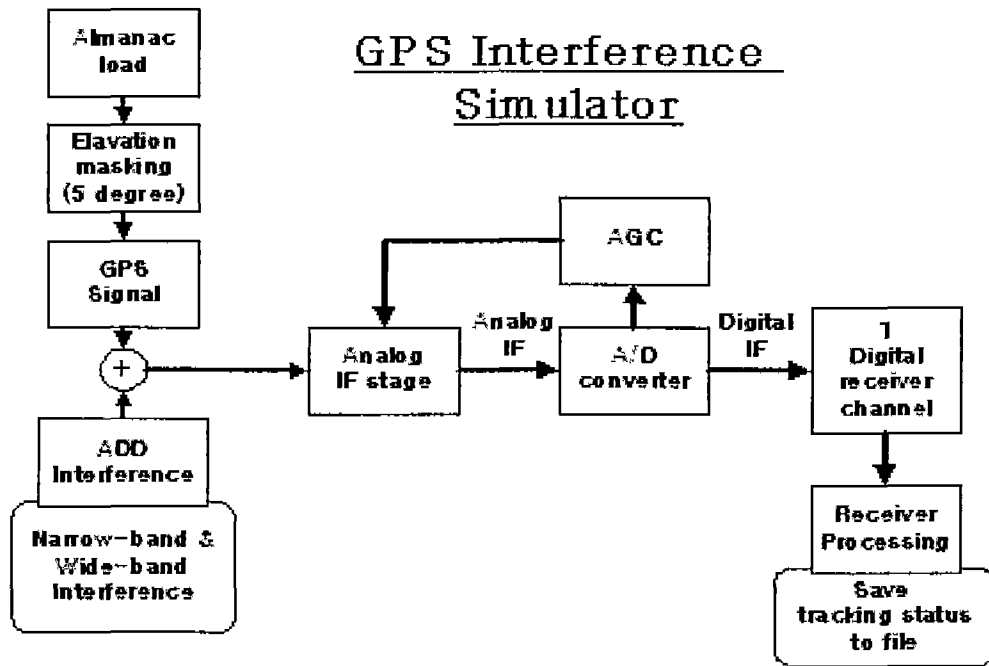


그림 3-15-5 간섭신호 분석용 시뮬레이터

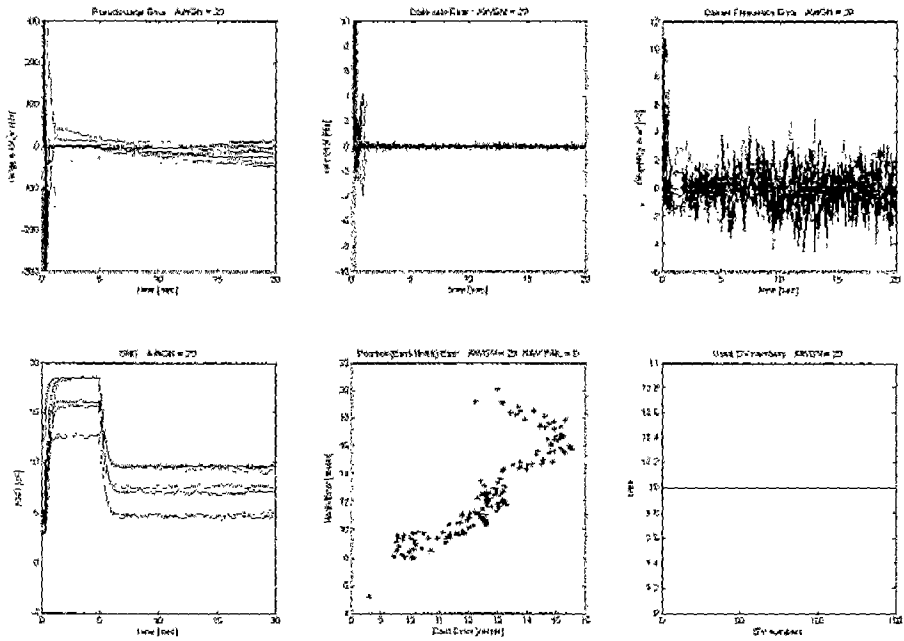


그림 3-15-6 분석 결과 형태 예 (AWGN, J/S = 29dB)

다. 시뮬레이션 수행 및 결과 분석

(1) 시뮬레이션 설정

시뮬레이션을 위하여 표 3-15-2와 같이 시뮬레이션 하였다. 각각의 경우에 대해서 5회 이상 시뮬레이션을 수행하였으며, 각각의 평균을 이용하여 결과를 분석하였다. 분석을 쉽게 할 수 있도록 위성의 수를 10개로 설정하였다. 위성의 배치는 그림 3-15-7과 같다.

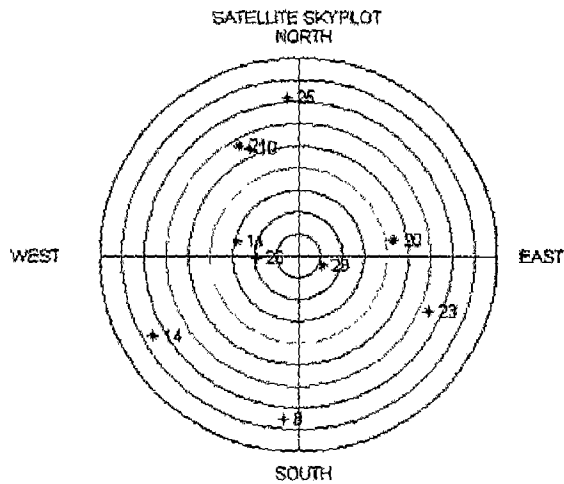


그림 3-15-7 시뮬레이션을 위한 위성 배치

표 3-15-2 시뮬레이션 설정

구분	간섭신호 형태	시뮬레이션 범위	위성수	중심주파수
CASE 1	AWGN	1 ~ 40dB	10	GPS L1
CASE 2	CW	1 ~ 40dB	10	GPS L1
CASE 3	FM (대역폭=1kHz)	1 ~ 40dB	10	GPS L1
CASE 4	AM	1 ~ 40dB	10	GPS L1
CASE 5	Pulsed AWGN	1 ~ 100%	10	GPS L1
CASE 6	Pulsed CW	1 ~ 100%	10	GPS L1
CASE 7	CW Doppler	-28 ~ 28kHz	10	-
CASE 8	GPS Signal Attenuation	-1 ~ -20dB	10	-

(2) 시뮬레이션 결과 분석 방법

간섭신호에 의한 GPS수신기의 영향을 분석하기 위하여 표 3-15-3과 같이 대표적인 7가지 파라미터를 시뮬레이션을 통하여 획득하였다. 각각의 파라미터는 간섭신호의 세기 별, 간섭신호의 종류별과 각 채널 별로 비교 분석하였다.

표 3-15-3 분석용 파라미터 설정

파라미터	파라미터의 의미	비고
AGC GAIN	RF 입력신호의 세기	각 채널 동일
Code Lock Indicator	코드획득의 성공 여부	각 채널 상이
Carrier Lock Indicator	주파수획득의 성공 여부	각 채널 상이
Pseudo-range Error	수신기와 위성간 거리 측정 오차	각 채널 상이
Frequency Error for SV	위성의 도플러 추정 오차	각 채널 상이
Signal-to-Noise Ratio	위성신호 대 잡음비	각 채널 상이
Position Error	항법해 오차	각 채널 동일
Others	-	-

(3) 시뮬레이션 결과

J/S의 계산은 신호가 획득된 위성신호 중 가장 강한 신호 대 간섭신호의 세기를 기준으로 계산하였다. 따라서 낮은 양각 (Elevation Angle)의 위성신호는 상대적으로 빨리 신호를 잃게 된다. 표 3-15-4는 간섭신호의 유형에 따른 항법해 계산 가능 한계점을 시뮬레이션을 통하여 산출하였다. 항법해 계산 한계점을 산출하는 방식은 Code & Frequency Lock

Indicator가 Enable로 셋팅 되고 의사거리 (Pseudorange) 오차가 300미터 (C/A 코드 1칩) 이하인 위성 (의사거리)만을 항법해 계산에 포함하였다.

표 3-15-4 J/S 대 항법해 계산 가능 (최소 4개의 위성 필요) 한계점

간 접 신호	dB%
AWGN (Additive White Gaussian Noise)	37dB
CW (Continuous Wave)	26dB
Pulsed AWGN (case 1)	30 dB 100%
Pulsed AWGN (case 2)	150dB 82%
Pulsed CW (case 1)	20dB 100%
Pulsed CW (case 2)	150dB 85%
Narrowband FM	28dB
Narrowband AM	28dB
Signal Attenuation	-18dB

(가) 간섭신호 대 위치오차

간섭신호의 종류에 따른 3차원 위치오차의 결과는 그림 3-15-8~13과 같다. 우선 그림 3-15-8의 AWGN, CW, FM과 AM신호를 비교하면 CW에 의해서 가장 큰 영향을 받음을 알 수 있다. 그러나, FM과 AM의 경우에는 낮은 J/S에서도 위치오차를 증가시키음을 알 수 있다. 그림 3-15-9는 CW에 도플러를 첨가한 경우이며, 도플러에 따른 위치해 오차가 큼을 알 수 있다. 이와 같은 항법해 오차는 영향 받는 위성과 위성의 배치에 의해서 결정되게 된다. 그림 3-15-10과 3-15-11의 경우 펄스 된 신호는 그렇지 않은 경우보다 위치해 오차를 증가시키지는 않는다. 따라서, 레이더의 펄스 된 신호에 GPS 수신기는 상대적으로 강함을 알 수 있다. 그림 3-15-12의 경우 GPS신호의 감쇄에 따른 항법에 오차를 나타내며 AWGN과 유사한 형태로 나타남을 알 수 있다. 그림 3-15-13~17의 경우도 마찬가지로 이러한 현상을 2차원 위치 오차로 나타내었다.

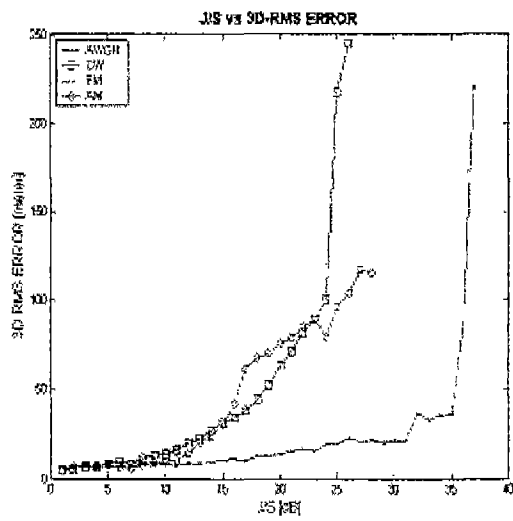


그림 3-15-8 3차원 위치 오차
(AWGN, CW, FM, AM 간섭신호)

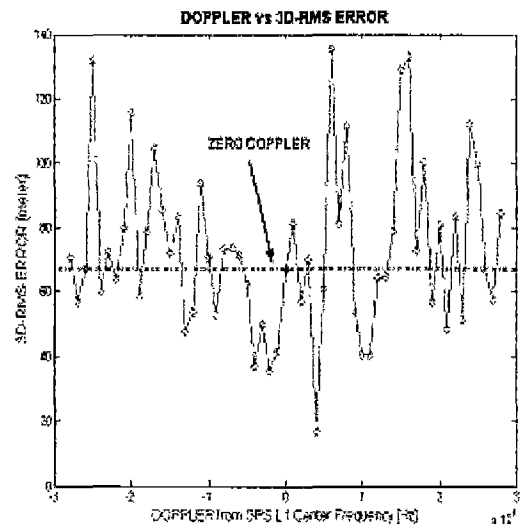


그림 3-15-9 3차원 위치 오차

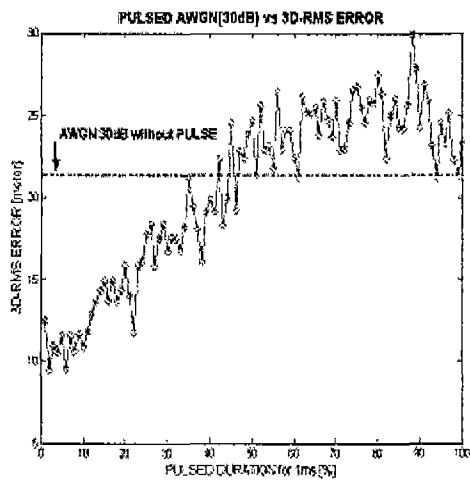


그림 3-15-10 3차원 위치 오차
(Pulsed AWGN)

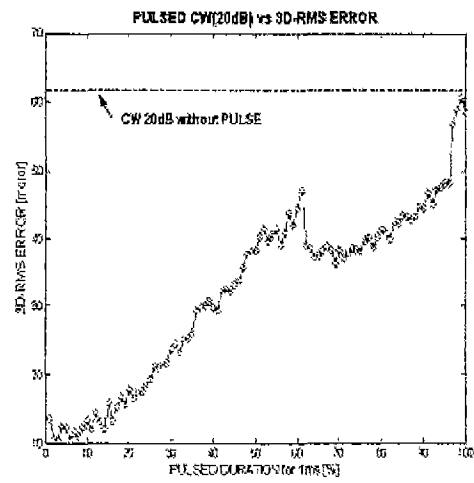


그림 3-15-11 3차원 위치 오차
(Pulsed CW)

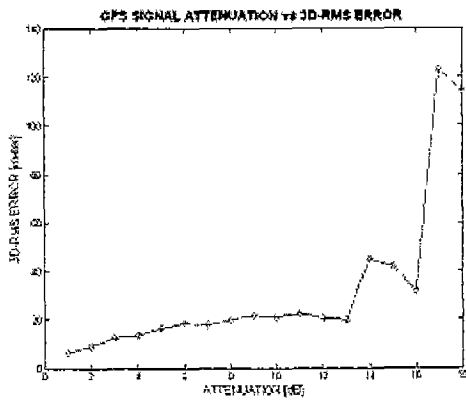


그림 3-15-12 3차원 위치 오차
(GPS Signal Attenuation)

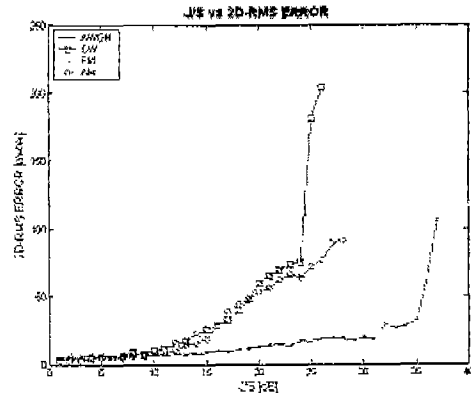


그림 3-15-13 3차원 위치 오차
(AWGN, CW, FM, AM)

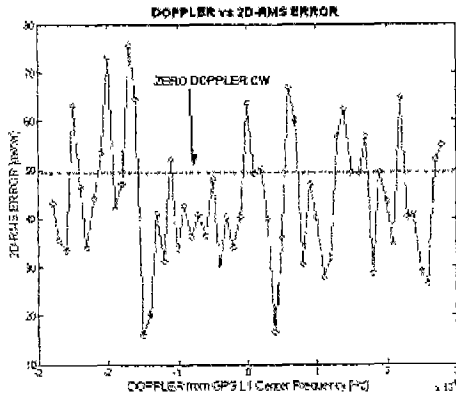


그림 3-15-14 수평면 오차
(CW Doppler)

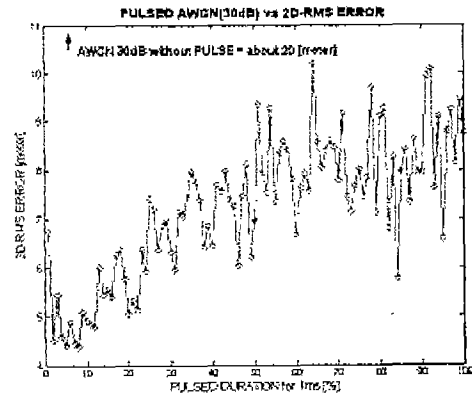


그림 3-15-15 수평면 오차
(Pulsed AWGN)

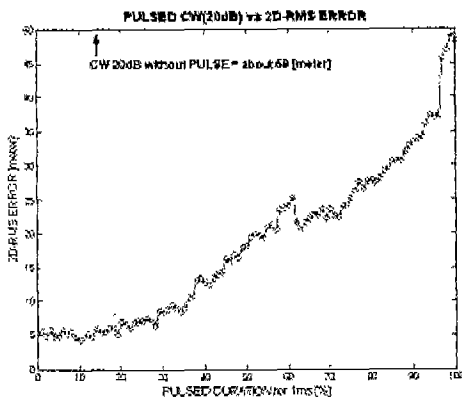


그림 3-15-16 수평면 오차
(Pulsed CW)

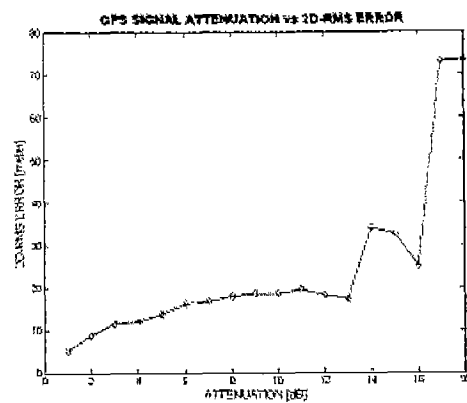


그림 3-15-17 수평면 오차
(GPS Signal Attenuation)

(나) 간섭신호 대 주파수 오차

간섭신호의 종류에 따른 주파수 오차는 그림 3-15-18~45와 같다. 그림 3-15-18~31은 각 위성 별 주파수 오차를 나타낸다. 각각의 간섭신호에 대해서 AWGN은 모든 위성에 동일한 정도의 주파수 오차를 야기시킨다. 그러나, CW 간섭신호는 특정 위성에 대해서 큰 영향을 미치고 있음을 알 수 있으며, FM과 AM 간섭신호는 모든 위성에 대해서 비슷한 정도로 영향을 주고 있다. 그림 3-15-28는 도플러가 있는 CW 간섭신호에 의한 주파수 오차를 나타내며, 도플러에 따라서 큰 편차로 주파수 오차가 나타남을 알 수 있다. 그림 3-15-29~30은 펄스 된 간섭신호에 의한 주파수 오차를 나타낸다. 펄스 된 신호는 그렇지 않은 경우보다 주파수 오차를 증가시키지는 않으며, 펄스의 지속구간이 30% 이상이 되는 구간부터 주파수 오차에 주는 영향이 커짐을 알 수 있다. 그림 3-15-31은 GPS 신호 감쇄에 의한 주파수 오차를 나타내며, AWGN과 현상이 비슷하고 이로부터 AWGN과 신호 감쇄는 주파수 오차에 영향이 거의 없음을 확인할 수 있다. 그림 3-15-32~45은 간섭신호에 의한 주파수 오차의 분산을 나타내었다. AWGN과 GPS 신호 감쇄를 제외한 대부분의 경우에서 주파수 오차의 증가와 함께 주파수 오차의 분산 또한 증가하여, 간섭 신호에 의하여 주파수 추적루프가 영향을 받을 경우 주파수 오차의 정도가 시간에 따라 변화가 큼을 확인할 수 있다. 주파수 오차는 협대역 (Narrow-Band) 간섭신호가 인가될 경우 커지는 경향을 나타내며, AWGN 또는 GPS 신호 감쇄와 다른 양상을 띤다. 따라서, 검출여부 판단을 위한 변수로 사용 가능하며, 특히 다음 장에 나오는 신호 대 잡음비와 주파수 오차를 이용한 판단변수를 사용할 경우 그 성능이 향상될 것으로 판단된다.

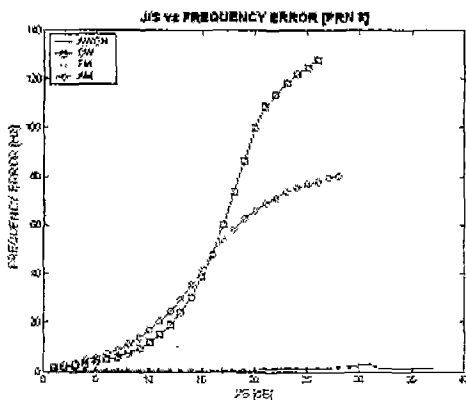


그림 3-15-18 주파수 오차
(PRN 8)

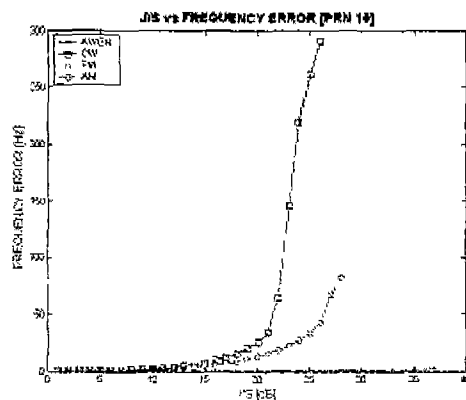


그림 3-15-19 주파수 오차
(PRN 10)

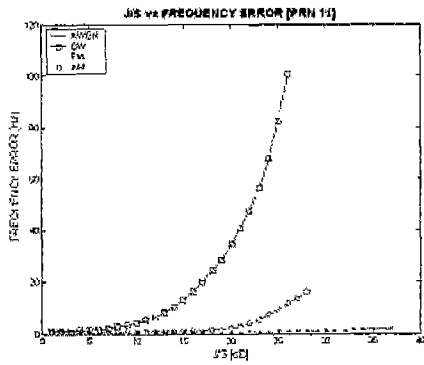


그림 3-15-20 주파수 오차
(PRN 11)

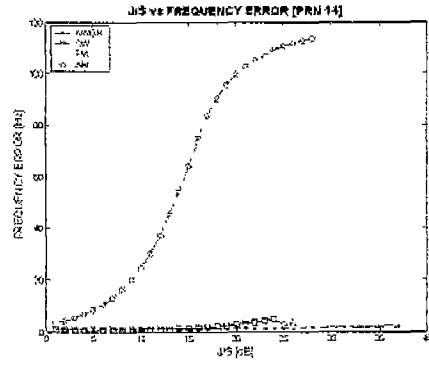


그림 3-15-21 주파수 오차
(PRN 14)

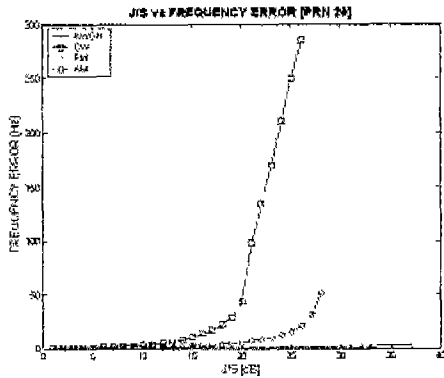


그림 3-15-22 주파수 오차
(PRN 20)

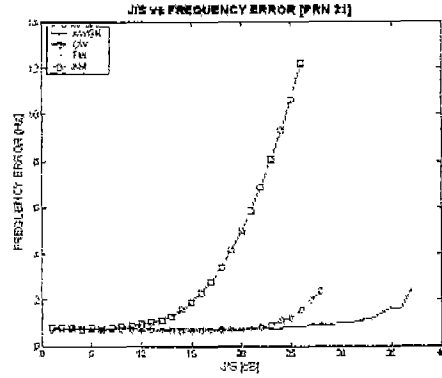


그림 3-15-23 주파수 오차
(PRN 21)

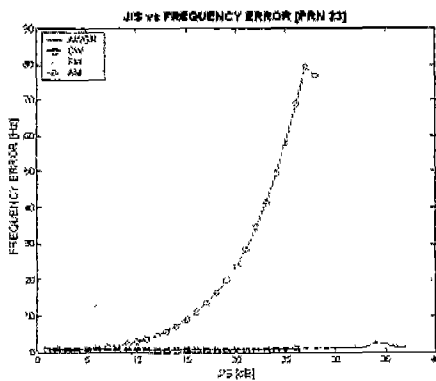


그림 3-15-24 주파수 오차
(PRN 23)

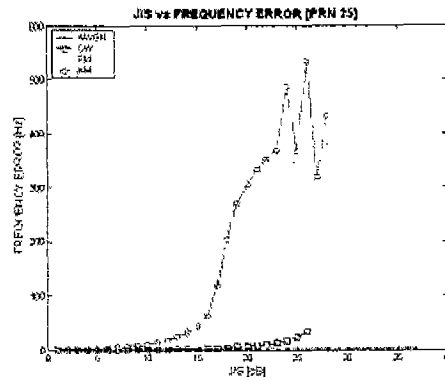


그림 3-15-25 주파수 오차
(PRN 25)

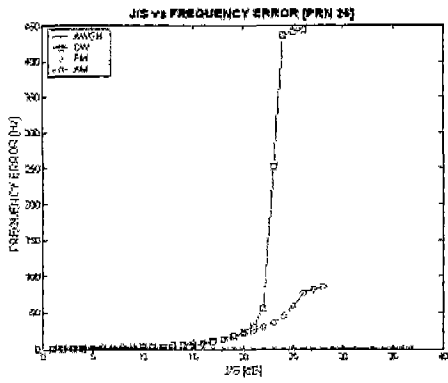


그림 3-15-26 주파수 오차
(PRN 26)

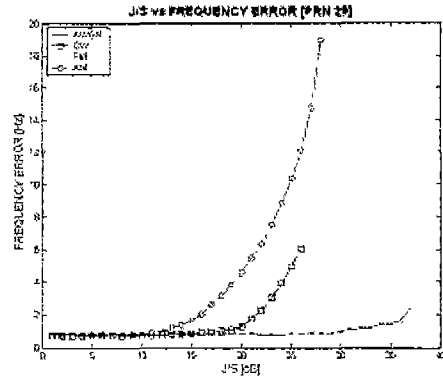


그림 3-15-27 주파수 오차
(PRN 29)

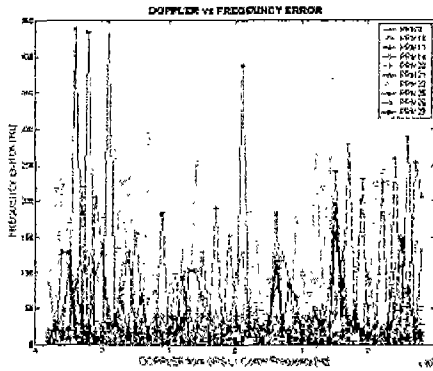


그림 3-15-28 주파수 오차
(CW Doppler)

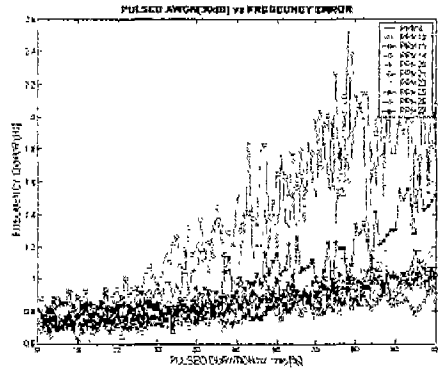


그림 3-15-29 주파수 오차
(Pulsed AWGN)

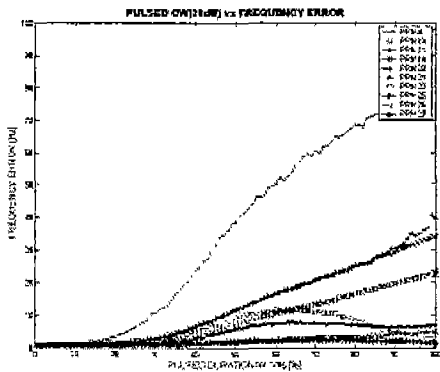


그림 3-15-30 주파수 오차
(Pulsed CW)

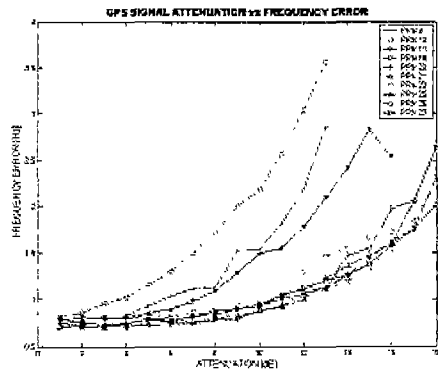


그림 3-15-31 주파수 오차
(GPS Signal Attenuation)

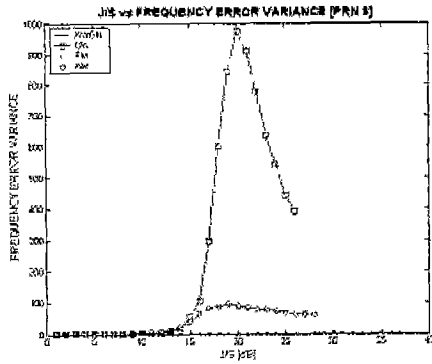


그림 3-15-32 주파수 오차의 분산
(PRN 8)

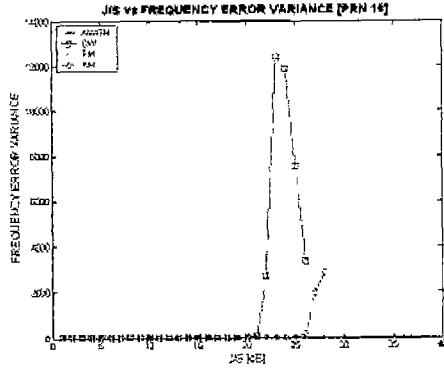


그림 3-15-33 주파수 오차의 분산
(PRN 10)

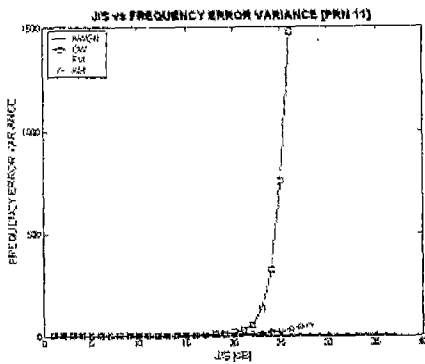


그림 3-15-34 주파수 오차의 분산
(PRN 11)

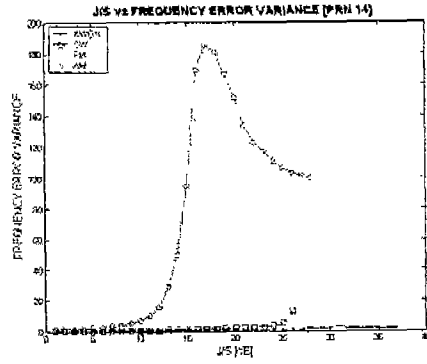


그림 3-15-35 주파수 오차의 분산
(PRN 14)

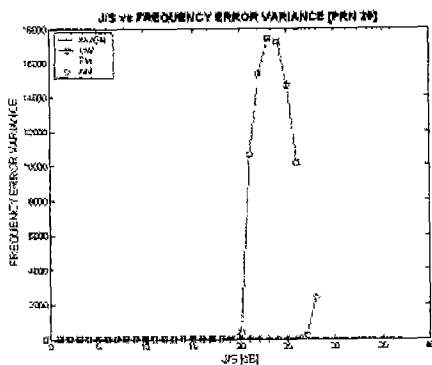


그림 3-15-36 주파수 오차의 분산
(PRN 20)

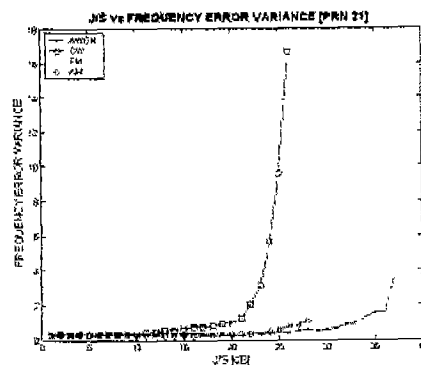


그림 3-15-37 주파수 오차의 분산
(PRN 21)

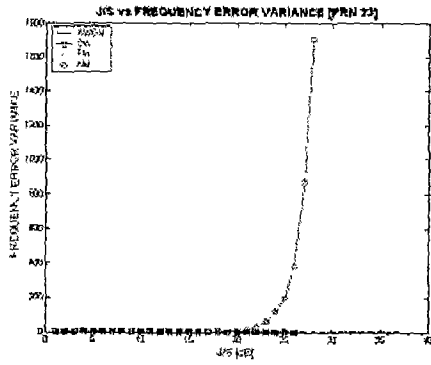


그림 3-15-38 주파수 오차의 분산
(PRN 23)

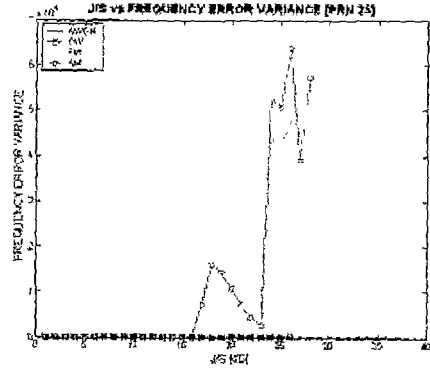


그림 3-15-39 주파수 오차의 분산
(PRN 25)

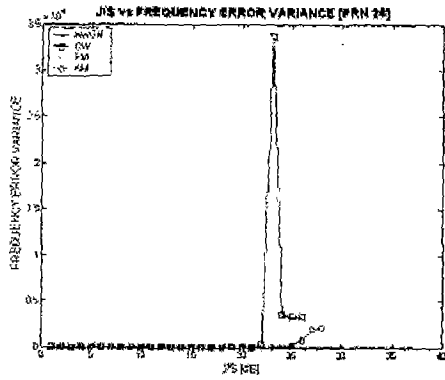


그림 3-15-40 주파수 오차의 분산
(PRN 26)

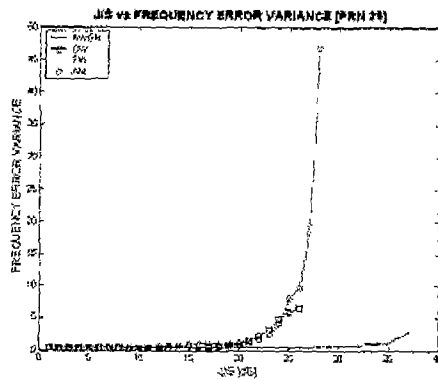


그림 3-15-41 주파수 오차의 분산
(PRN 29)

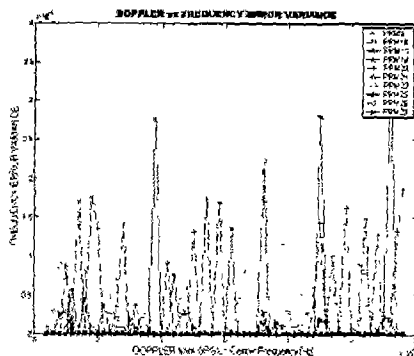


그림 3-15-42 주파수 오차의 분산
(CW Doppler)

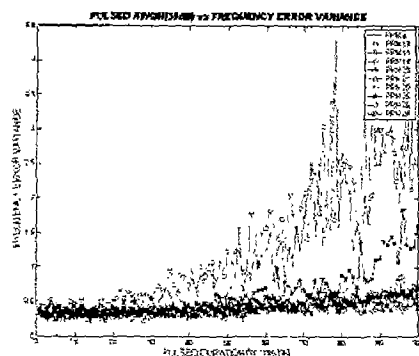


그림 3-15-43 주파수 오차의 분산
(Pulsed AWGN)

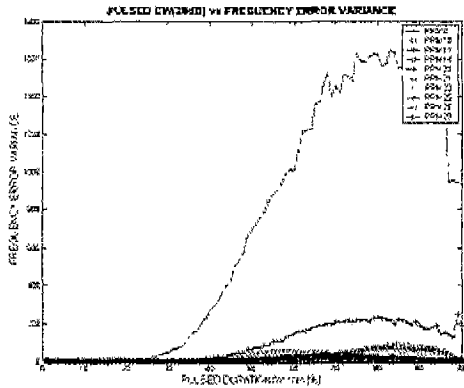


그림 3-15-44 주파수 오차의 분산
(Pulsed CW)

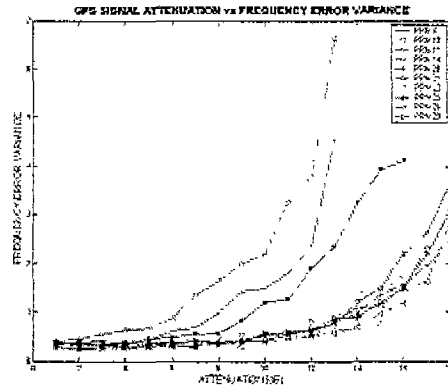


그림 3-15-45 주파수 오차의 분산
(GPS Signal Attenuation)

(다) 간섭신호 대 신호 대 잡음비 (SNR)

간섭신호의 종류에 따른 신호 대 잡음비 (SNR)는 그림 3-15-46-73과 같다. 신호 대 잡음비는 위성신호의 검출 여부를 나타내는 중요한 파라미터이다. 그러나, 간섭신호에 의해서 영향을 받았을 경우 신호 대 잡음비는 잘못된 GPS 신호의 검출 여부를 지시하게 된다. 그림 3-15-46-56은 간섭신호의 종류에 따른 각 위성 별 신호 대 잡음비를 나타낸다. 위성의 신호 유무를 확인할 때, 약 3dB를 기준으로 그 아래로 신호 대 잡음비의 값이 내려가면 GPS 신호를 잃었다고 판단한다. AWGN의 경우 J/S가 증가하면 SNR은 상대적으로 감소한다. 일반적인 수신기의 경우 신호 대 잡음비가 일정 정도 이하로 내려가게 되면 그 수신기 채널의 정보는 항법해를 구할 때 사용하지 않는다. 그러나 CW, FM, AM의 경우 이미 C/A 코드를 추적하는 오차는 한 칩 (Chip)이상이 되어서 신호 대 잡음비가 3dB이하로 내려가야 함에도 불구하고 GPS 신호의 유무에 대해서 정상적으로 나타내지 못하고 있으며, 그에 따라서 이상이 있는 의사거리 정보를 가진 수신기 채널을 항법해를 구하는데 사용하게 되고 오차를 증가시킨다. 그러므로 GPS 수신기가 간섭신호에 의하여 영향을 받는 경우 SNR은 실제 GPS 신호의 세기를 정상적으로 반영하지 못함을 확인할 수 있다. CW 간섭신호는 특정 위성에 대하여 이런 현상을 야기시키며, FM, AM 간섭신호는 모든 위성에 대하여 전반적으로 영향을 주고 있음을 확인할 수 있다. 또한 도플러를 갖고 있는 CW 간섭신호는 어떤 주파수의 도플러를 가지고 있는냐에 따라서 크기는 4~5dB 정도의 신호 대 잡음비의 차이가 있음을 확인할 수 있다. 신호 대 잡음비의 분산은 그림 3-15-59-73과 같고 대체로 SNR의 변화량은 크게 나타나지 않고 있다.

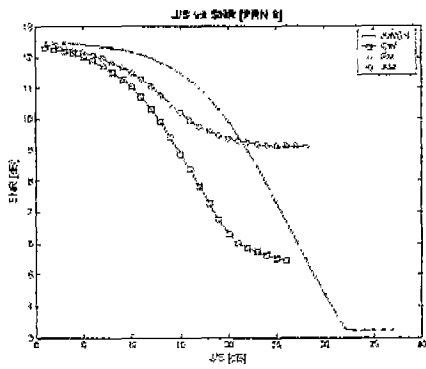


그림 3-15-46 신호 대 잡음비
(PRN 8)

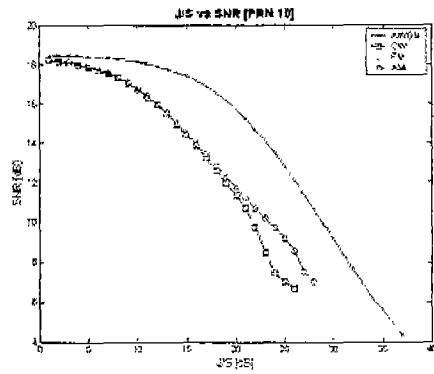


그림 3-15-47 신호 대 잡음비
(PRN 10)

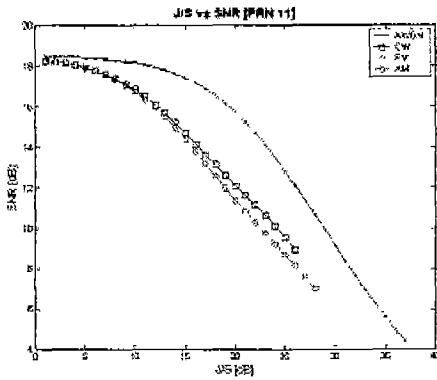


그림 3-15-48 신호 대 잡음비
(PRN 11)

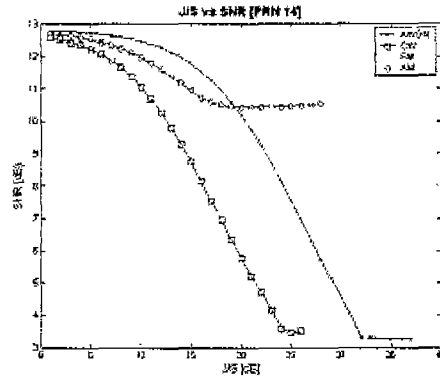


그림 3-15-49 신호 대 잡음비
(PRN 14)

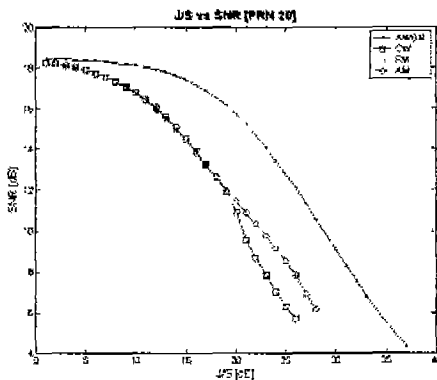


그림 3-15-50 신호 대 잡음비
(PRN 20)

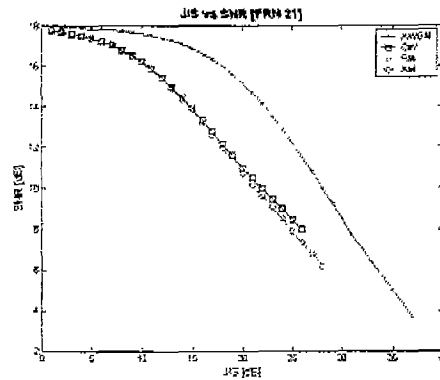


그림 3-15-51 신호 대 잡음비
(PRN 21)

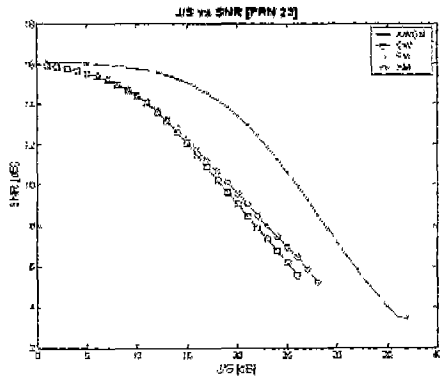


그림 3-15-52 신호 대 잡음비
(PRN 23)

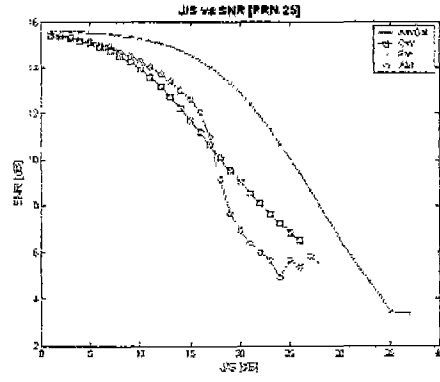


그림 3-15-53 신호 대 잡음비
(PRN 25)

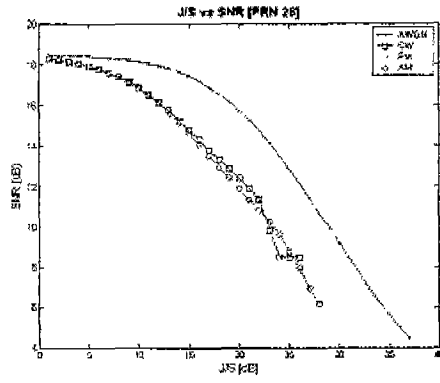


그림 3-15-54 신호 대 잡음비
(PRN 26)

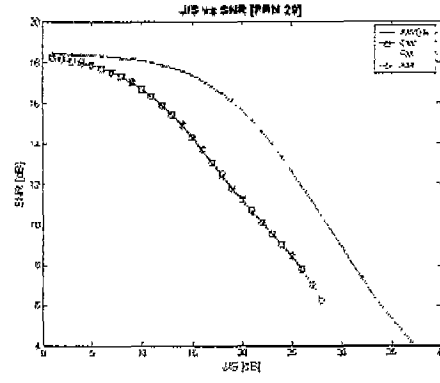


그림 3-15-55 신호 대 잡음비
(PRN 29)

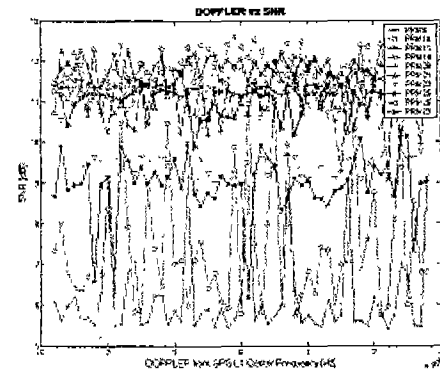


그림 3-15-56 신호 대 잡음비
(CW Doppler)

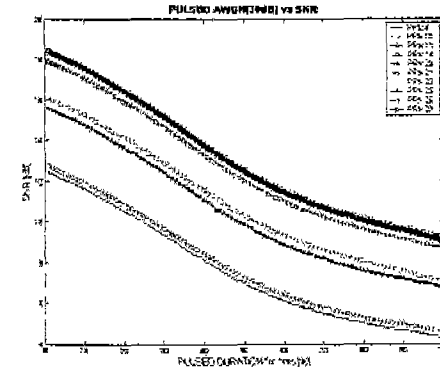


그림 3-15-57 신호 대 잡음비
(Pulsed AWGN)

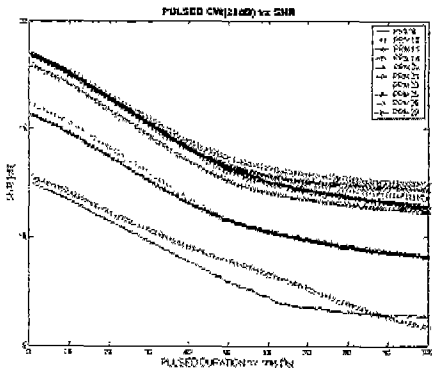


그림 3-15-58 신호 대 잡음비
(Pulsed CW)

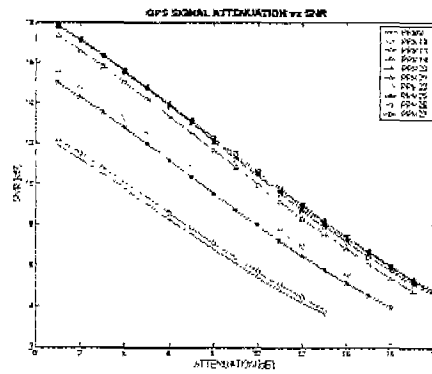


그림 3-15-59 신호 대 잡음비
(GPS Signal Attenuation)

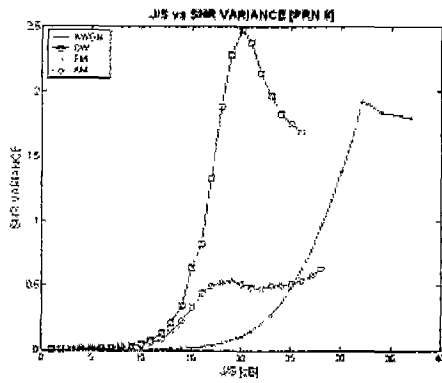


그림 3-15-60 신호 대 잡음비의 분산
(PRN 8)

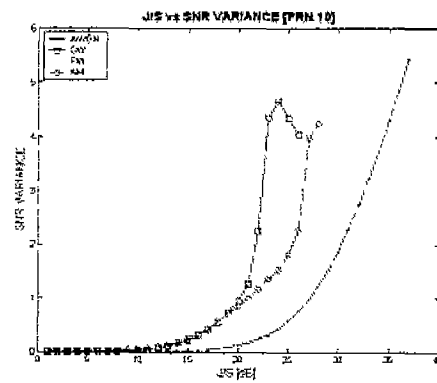


그림 3-15-61 신호 대 잡음비의 분산
(PRN 10)

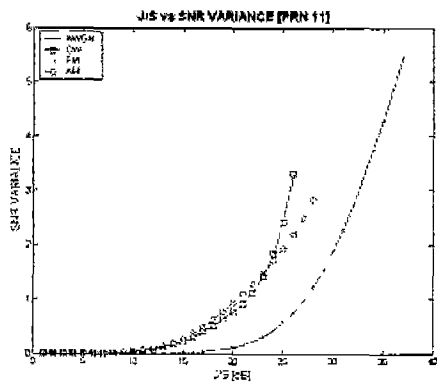


그림 3-15-62 신호 대 잡음비의 분산
(PRN 11)

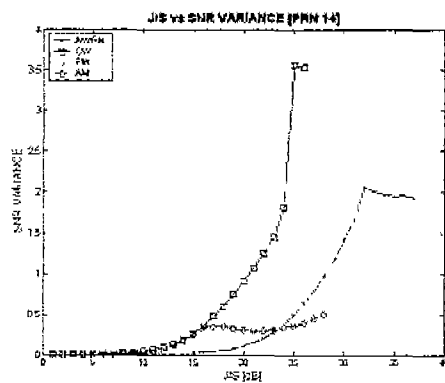


그림 3-15-63 신호 대 잡음비의 분산
(PRN 14)

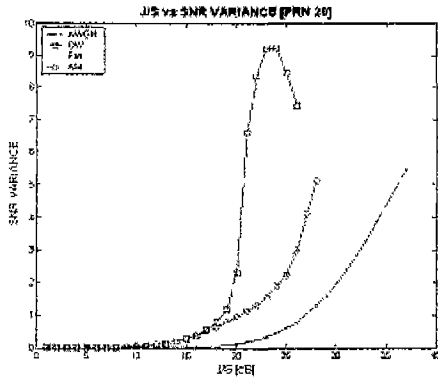


그림 3-15-64 신호 대 잡음비의 분산
(PRN 20)

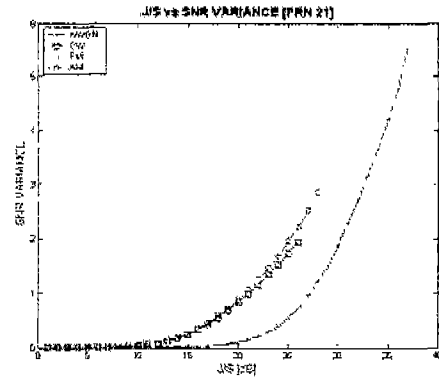


그림 3-15-65 신호 대 잡음비의 분산
(PRN 21)

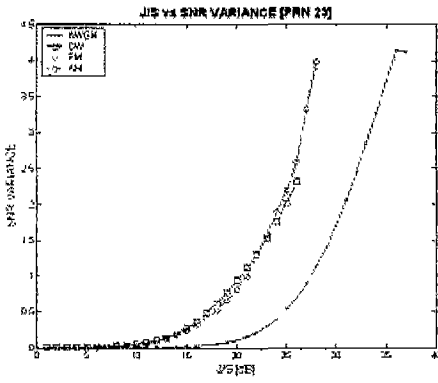


그림 3-15-66 신호 대 잡음비의 분산
(PRN 23)

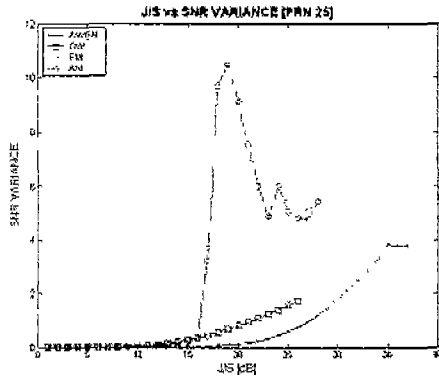


그림 3-15-67 신호 대 잡음비의 분산
(PRN 25)

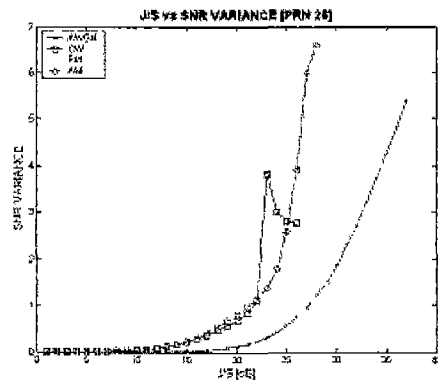


그림 3-15-68 신호 대 잡음비의 분산
(PRN 26)

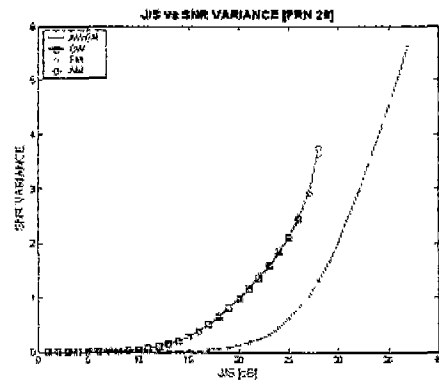


그림 3-15-69 신호 대 잡음비의 분산
(PRN 29)

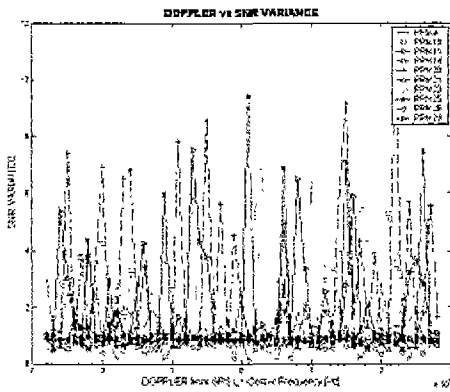


그림 3-15-70 신호 대 잡음비의 분산
(CW Doppler)

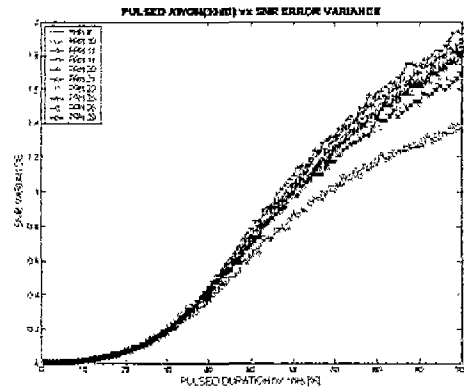


그림 3-15-71 신호 대 잡음비의 분산
(Pulsed AWGN)

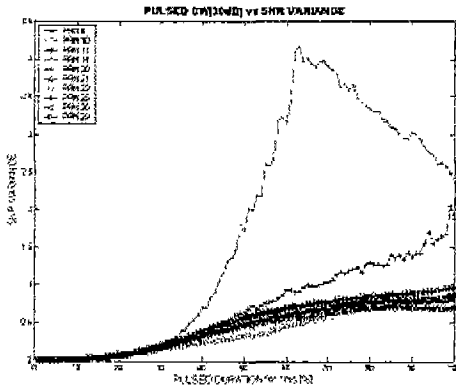


그림 3-15-72 신호 대 잡음비의 분산
(Pulsed AWGN)

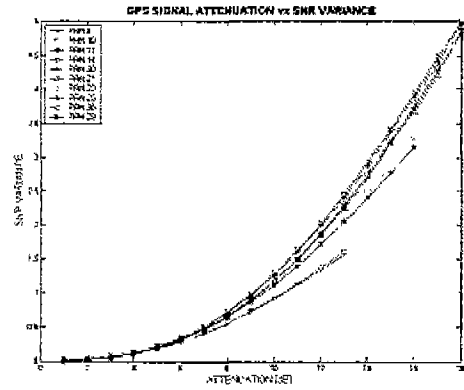


그림 3-15-73 신호 대 잡음비의 분산
(GPS Signal Attenuation)

2. GPS 다중 안테나 수신 시스템 개발

다중 안테나 수신 시스템의 개발에서 가장 중요한 것은 각각의 안테나로부터 입력되는 중간주파수 (Intermediate Frequency) 신호를 동시에 획득하는 것이다. 따라서, 다수의 수신기가 하나의 수정 발진자 (Crystal Oscillator)에 동기 되어서 동작되도록 만들어야 한다.

본 연구에서는 Zarlink사의 GP2015 (RF Front-end)보드 4대, 원자 클럭 발진자 (Atomic Clock Oscillator)와 내셔널 인스트루먼트사 (National Instrument)의 NI 653x (DAQ)보드를 이용하여 4대의 안테나로부터 입력되는 GPS 신호를 중간주파수 형태의 신호로 변환하여 PCI 인터페이스를 통하여 데스크탑 PC의 하드디스크에 실시간으로 저장하는 시스템을

구성하였다. 이 시스템을 이용하여 GPS 다중 안테나 신호를 저장한 후, 후처리 기법을 이용하여 본 연구에서 개발된 빔-형성 (Beamforming) 알고리즘 및 다중경로오차완화 기법을 검증하는데 사용하였다.

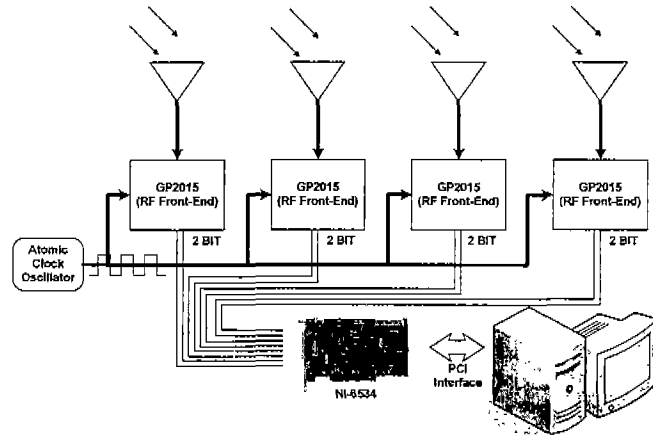


그림 3-15-74 GPS 다중안테나 수신 시스템 블록도

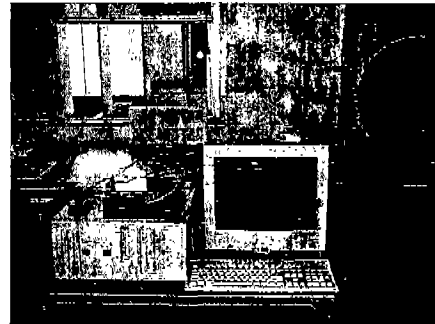


그림 3-15-75 GPS 다중안테나 수신 시스템

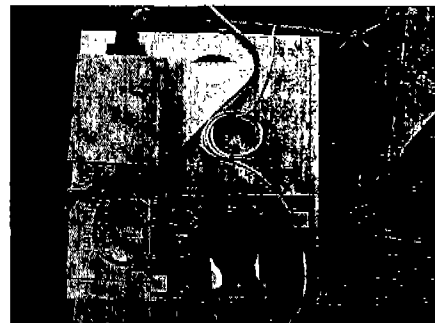
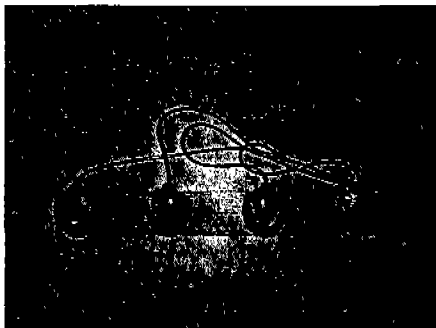


그림 3-15-76 배열 안테나 (좌) 및 Front-End Modul (우)

3. GPS 신호의 공간신호처리 알고리즘 개발

일반적으로 위성으로부터 보내지는 GPS 신호의 세기는 극도로 낮아서 고의적이거나 고의적이지 않은 간섭신호에 의해서 쉽게 영향 받는다. 보장되는 GPS 신호의 세기는 약 -160dBW이므로 간섭신호는 이 세기를 넘어서면 안된다.

그러나, 대부분의 간섭신호는 GPS 신호보다 수십 데시벨 (dB)정도 높은 세기를 갖는다. 따라서, 위성의 방향으로 좁은 빔을 형성하는 것만으로 충분하지 않을 수 있으므로 위성을 향한 빔 형성 대신에 간섭신호의 방향으로 빔의 이득형태 (Gain Pattern)의 널(Null)이 위치되도록 하는 것이 효과적일 수 있다.

간섭신호는 비고의적인 (Unintentional) 무선주파수 장비 또는 적대적인 방해전파 (Jammer)에 의해서 발생할 수 있다. 다중 안테나와 적응형 빔-형성 알고리즘의 사용을 통하여 이러한 문제들을 극복할 수 있다. 적응형 빔-형성 알고리즘은 현재의 신호 환경에 맞도록 안테나의 이득형태를 변화시키고 공간상에서 분리된 신호들을 변별할 수 있는 능력을 가졌다. 기본적인 개념은, 원하지 않는 간섭신호는 억제하고 원하는 신호인 GPS 신호는 증폭하는 것이다. 예를 들어, 그림 3-15-77은 이러한 이득형태를 나타낸다.

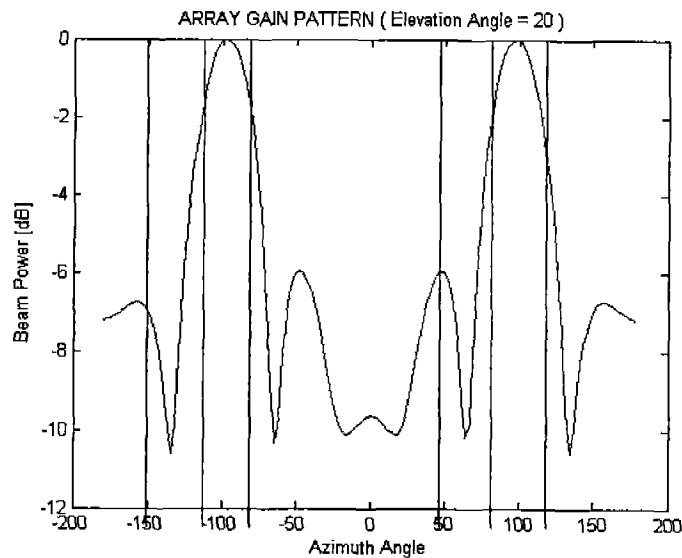


그림 3-15-77 적응형 안테나 이득형태

{적색선 : Null (간섭신호 방향), 갈색 : 무왜곡 (위성 방향)}

일반적인 단일 안테나와 비교했을 때, 다중 안테나는 더 복잡하고 부피가 크다. 그러나,

간섭신호가 존재하는 환경에서의 다중 안테나를 이용한 GPS 시스템은 단일 안테나 시스템과 비교할 때, 상당한 성능 향상을 나타낸다.

가. 안테나 배열 (Array Antenna)

안테나 배열은 다수의 안테나를 알려진 기하학적 구조로 배치하는 것이다. 일반적으로 배열은 대칭적인 구조를 갖는다. 널리 쓰이는 대표적인 배열의 구조는 다음과 같다. 등간격 선형 배열 (Uniform Linear Array), 등간격 입방 배열 (Uniform Rectangular Array)와 등간격 회전 배열 (Uniform Circular Array)이 있다[10].

안테나 배열에서 가장 작은 안테나 사이의 간격은 원하는 신호의 파장의 반 또는 다소 작은 값을 선택한다. 만약 안테나 사이의 간격을 파장의 반보다 크게 할 경우에 공간상에서의 저표본화 (Under-Sampling)로 이르게 된다. 반대로, 안테나 사이의 간격을 파장의 반보다 작게 할 경우에 상호결합 증가의 위험성이 있다. 이러한 요구와 더불어 안테나 배열의 물리적인 크기가 제한되며, 그에 따라서 배열을 구성하는 안테나의 수가 제한된다[10].

나. 적응형 빔-형성 알고리즘 (Adaptive Beamforming Algorithm)

적응형 빔-형성기의 성능은 안테나의 개수와 크게 연관되어 있다. 더 많은 수의 안테나를 사용할수록 더 좋은 성능을 나타내지만 계산량 또한 늘어나게 된다. 일반적으로 N 개의 안테나를 가진 배열은 N 개의 자유도 (Degree of Freedom)를 갖는다. 이 자유도는 빔의 형태를 날카롭게 할 수 있는 정도를 나타내거나 $N-1$ 개의 널 (Null)을 간섭신호의 방향을 놓을 수 있음을 나타낸다.

안테나에 입력되는 신호는 아날로그 전파이다. 빔-형성은 이산적이고 양자화된 형태로 수행된다. 그래서, 모든 처리는 이산 복소 기저대역 신호에서 처리된다.

빔-형성 이론에서 신호는 협대역 (Narrowband)으로 고려되며, 반송파 주파수의 1~2%를 넘지 말아야 한다. GPS C/A코드 신호는 협대역 신호로 정의될 수 있다. 일반적인 광대역 (Wideband) 신호의 경우에는 FIR 필터를 이용하여 특정 주파수의 선택 또는 제거하는 과정이 각각의 안테나에서 요구된다[10].

(1) 빔-형성 방법

(가) Linearly Constrained Minimum-Variance (LCMV)[12]

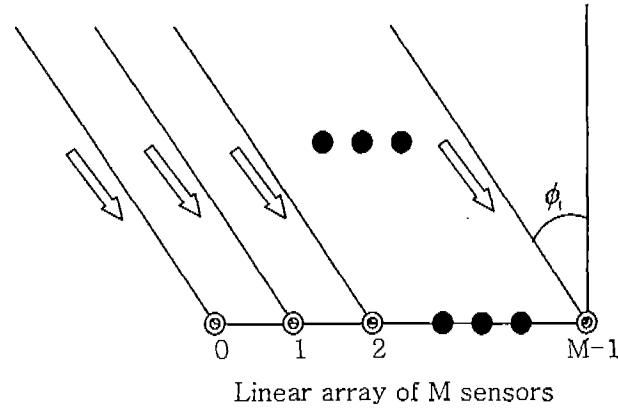


그림 3-15-78 등간격 선형 배열 안테나에 입사되는 신호

위의 그림 3-15-78의 빔-형성기 (Beamformer)의 출력은 아래와 같이 주어진다.

$$y(n) = u_0(n) \sum_{k=0}^{M-1} w_k^* e^{-jk\theta_0} \quad (3.15.3)$$

여기에서, θ_0 에 의해서 정의된 도달각 (DOA : Direction of Arrival)은 도달되는 실제 각도인 ϕ_0 와 연관되어 있다. $u_0(n)$ 은 0번 안테나에 들어오는 신호이며, 신호의 기준으로 사용된다. w_k 는 빔-형성기의 가중치를 의미한다.

제한된 최적화 (Constrained Optimization) 문제의 공간상의 표현은 아래와 같이 진술될 수 있다.

: 빔-형성기 출력이 평균제곱 (Mean-Square) 값을 최소화하는 안테나의 가중치 (Weights)의 최적조합 (Optimal Set)을 구한다.

$$\sum_{k=0}^{M-1} w_k^* e^{-jk\theta_0} = g \quad (3.15.4)$$

여기에서, θ_0 는 정해진 θ 의 값이며, g 는 복소 변수 (Complex Value)의 이득이다. 빔-형성기는 단일 주파수에서 제한조건을 요구하는 의미에서 협대역이다. 제한된 최적화

문제를 풀기 위하여, Lagrange Multipliers의 방법을 사용한다. 비용함수 (Cost Function) J 는 다음과 같다.

$$J = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{M-1} w_k^* w_i r(i-k) + \text{Re} \left[\lambda^* \left(\sum_{k=0}^{M-1} w_k^* e^{-j\theta_0 k} - g \right) \right] \quad (3.15.5)$$

여기에서, λ 는 복소 (Complex) Lagrange Multiplier이다.

k 번째 안테나의 Gradient Vector $\nabla_k J$ 는

$$\nabla_k J = 2 \sum_{i=0}^{M-1} w_i r(i-k) + \lambda^* e^{-j\theta_0 k} \quad (3.15.6)$$

w_{oi} 는 최적 가중치 벡터 \mathbf{w}_o 의 i 번째 원소이다. 그 때, 빔-형성기의 최적성을 위한 조건은 아래와 같이 묘사된다.

$$\sum_{i=0}^{M-1} w_i r(i-k) = -\frac{\lambda^*}{2} e^{-j\theta_0 k}, \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (3.15.7)$$

M 개의 전체 식은 빔-형성기의 각 안테나의 최적의 가중치를 정의한다.

분석의 관점에서, 행렬을 이용하여 표현하면 아래와 같다.

$$\mathbf{R} \mathbf{w}_o = -\frac{\lambda^*}{2} \mathbf{s}(\theta_0) \quad (3.15.8)$$

여기에서, \mathbf{R} 은 M -by- M 상관행렬 (Correlation Matrix)이고 \mathbf{w}_o 는 제한된 빔형성기의 M -by-1 최적 가중치 벡터 이다. M -by-1 조향벡터 (Steering Vector)는 아래와 같이 정의된다.

$$\mathbf{s}(\theta_0) = \left[1, e^{-j\theta_0}, \dots, e^{-j(M-1)\theta_0} \right]^T \quad (3.15.9)$$

식 (3.15.8)을 \mathbf{w}_o 에 대해서 풀면,

$$\mathbf{w}_o = -\frac{\lambda^*}{2} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s}(\theta_0) \quad (3.15.10)$$

여기에서, \mathbf{R}^{-1} 는 상관행렬의 역행렬 (Inverse Matrix)이며, \mathbf{R} 은 비특이행렬 (Nonsingular Matrix)이다.

이 표현으로부터 λ^* 를 제거하기 위하여, 식 (3.15.4)를 사용하여 쓰면

$$\mathbf{w}_o^H \mathbf{s}(\theta_0) = g \quad (3.15.11)$$

그러므로, 식 (3.15.10)의 양쪽에 Hermitian 전치 (Transpose)를 가지고, $\mathbf{s}(\theta_0)$ 를 곱한 후, 식 (3.15.11)를 이용하면 다음을 얻을 수 있다.

$$\lambda = -\frac{2g}{\mathbf{s}^H(\theta_0) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s}(\theta_0)} \quad (3.15.12)$$

여기에서, $\mathbf{R}^{-H} = \mathbf{R}^{-1}$ 가 사용된다. 증명은 생략한다.

그러므로, 식 (3.15.10)을 식 (3.15.12)를 사용하여 변환하면 최적 가중치 벡터는 아래와 같이 구해진다.

$$\mathbf{w}_o = \frac{g^* \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s}(\theta_0)}{\mathbf{s}^H(\theta_0) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s}(\theta_0)} \quad (3.15.13)$$

명백한 이유로, 가중치 벡터 \mathbf{w}_o 에 의해 특성화된 빔-형성기는 선형적으로 제한된 최소분산 빔-형성기 (Linearly Constrained Minimum-Variance (LCMV) Beamformer)로 언급될 수 있다. 입력과 출력의 평균이 '0' 일 때, 최소분산 (Minimum Variance)과 최소평균자승값 (Minimum Mean-Square Value)은 같다.

(나) Minimum-Variance Distortionless Response (MVDR)[12]

LCMV 빔-형성기의 g 를 1로 놓는 특별한 경우의 빔-형성 문제가 있다. 이런 경우, 식은 아래와 같이 감소된다.

$$\mathbf{w}_o = \frac{\mathbf{R}^{-1}\mathbf{s}(\theta_o)}{\mathbf{s}^H(\theta_o)\mathbf{R}^{-1}\mathbf{s}(\theta_o)} \quad (3.15.14)$$

최적 빔-형성기 출력의 최소평균자승값은 아래 식과 같이 이차식의 형태로 표현될 수 있다.

$$J_{\min} = \mathbf{w}_o^H \mathbf{R} \mathbf{w}_o \quad (3.15.15)$$

$$J_{\min} = \frac{1}{\mathbf{s}^H(\theta_o)\mathbf{R}^{-1}\mathbf{s}(\theta_o)} \quad (3.15.16)$$

MVDR (Spatial) Power Spectrum은 다음과 같이 정의된다.

$$S_{MVDR}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{s}^H(\theta)\mathbf{R}^{-1}\mathbf{s}(\theta)} \quad (3.15.17)$$

여기에서,

$$\mathbf{s}(\theta) = [1, e^{-j\theta}, \dots, e^{-j(M-1)\theta}]^T \quad (3.15.18)$$

(2) 적응형 알고리즘

(가) Frost Algorithm [11]

최적의 가중치를 구하기 위해서는 입력되는 상관 행렬 R_{XX} 를 알아야 한다. 그러나, 실제의 경우에는 R_{XX} 는 사전에 알려지지 않으며, 적응적인 기술에 의해서 찾아져야 한다. 상관행렬의 직접적인 대체는 최적의 가중치 방정식으로 추정하는 문제에 있어서, 각각의 순환마다 가중치 원소 개수의 제곱만큼의 곱셈을 필요로 한다. 복잡함은 입력 상관행렬의 역행렬에 의하여 발생한다. 적응적인 알고리즘은 저장공간과 곱셈의 수를 가중치 원소 개수의 비율적인 횟수로 요구한다.

제한된 경사하강 최적화 (Constrained Gradient-Descent Optimization)에서 가중치 벡터는 제한벡터에 의해서 제한된 $\mathbf{W}_o = C(C^T C)^{-1}$ 로 초기화되고, 각각의 반복에서 가중치 벡터는

제한된 경사 (Constrained Gradient)의 음의 방향으로 이동한다. 이동량의 길이는 제한된 경사 (Constrained Gradient)의 크기에 비례하고 상수 μ 에 의해서 조정된다. k 번째 반복 후의 $k+1$ 번째의 가중치 벡터는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} W_{m+1} &= W_m - \mu \nabla_W H[W_m] \\ &= W_m - \mu [R_{XX}W_m + C\lambda_m] \end{aligned} \quad (3.15.19)$$

Lagrange Multipliers는 제한조건을 만족시키는 W_{m+1} 를 요구하는 것에 의해서 선택되어진다.

$$\begin{aligned} 1 &= C^T W_{m+1} = C^T W_m - \mu C^T R_{XX} W_m - \mu C^T C \lambda_m \\ &= C W_m - \mu C^T R_{XX} W_m - \mu C^T C \left(-[C^T R_{XX} C]^{-1} \right) \end{aligned} \quad (3.15.20)$$

Lagrange Multipliers λ_m 를 풀고 가중치 반복 방정식으로 대체하면 아래와 같은 식을 얻게 된다.

$$W_{m+1} = W_m - \mu [I - C(C^T C)^{-1} C^T] R_{XX} W_m + C(C^T C)^{-1} [1 - C^T W_m] \quad (3.15.21)$$

$$F = C(C^T C)^{-1} \quad (3.15.22)$$

$$P = I - C(C^T C)^{-1} C^T = I - FC^T \quad (3.15.23)$$

알고리즘은 아래와 같이 쓰여진다.

$$W_{m+1} = P[W_m - \mu R_{XX} W_m] + F \quad (3.15.24)$$

m 번째 반복에서 R_{XX} 를 위한 간단한 추정치는 자신과 탭 전압 벡터의 외적이다.

통계적인 제한된 최소평균자승 (Constrained Least Mean Square) 알고리즘은 아래와 같다.

$$W_0 = F \quad (3.15.25)$$

$$W_{m+1} = P[W_m - \mu y_m X_m] + F \quad (3.15.26)$$

다. Matlab을 이용한 GPS 빔-형성 시뮬레이션 툴 개발

빔-형성 시뮬레이션을 수행하기 위하여 Matlab을 이용하여 중간주파수 단계의 GPS 배열 안테나 시뮬레이터를 개발하였다.

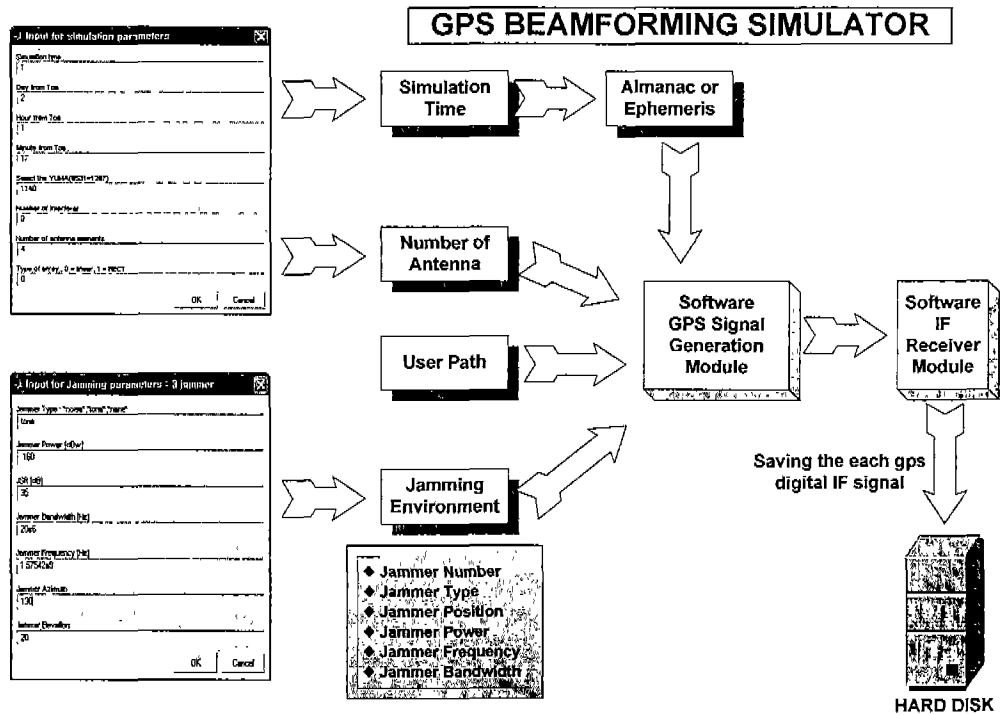


그림 3-15-79 GPS 빔-형성 소프트웨어 시뮬레이터

그림 3-15-79와 같이 사용자의 입력을 받아서 GPS 신호와 간섭신호를 설정한 후, 최종적으로 컴퓨터의 하드디스크에 양자화된 중간주파수 신호를 각각의 안테나 별로 저장한다. 이렇게 저장된 데이터는 소프트웨어 형태의 GPS 수신기를 이용하여 사용할 수 있다.

라. 시뮬레이션 및 결과

시뮬레이션은 그림 3-15-80과 같이 12개의 위성이 보이고 3개의 협대역 간섭신호원이 존재하는 환경으로 수행하였다.

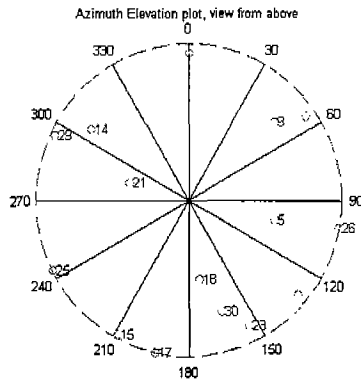


그림 3-15-80 시뮬레이션 환경

빔형성을 위해서 MVDR 알고리즘을 사용하였다. 시뮬레이션 시간은 1초 동안 수행되었으며, 거리오차와 주파수 추정 오차 신호 대 잡음비로 나누어 분석하였다.

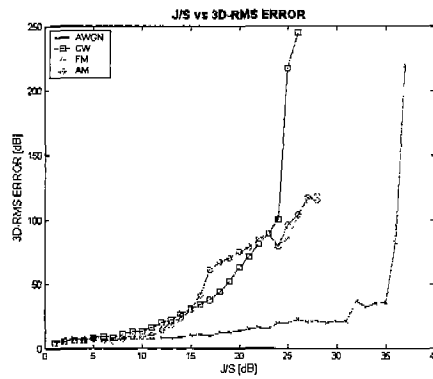


그림 3-15-81 J/S에 따른 위치 오차 (단일 안테나 수신기)

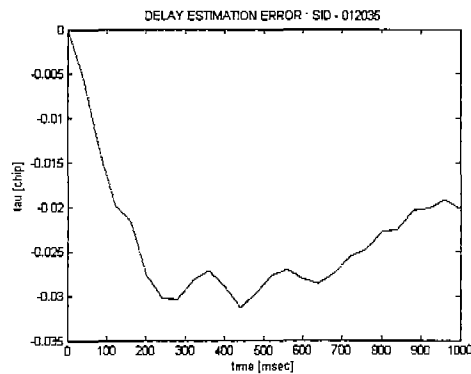


그림 3-15-82 거리 추정 오차 (No Constraint Error)

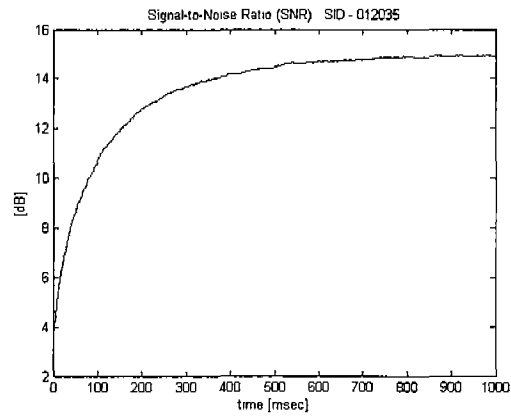


그림 3-15-83 신호 대 잡음비 (No Constraint Error)

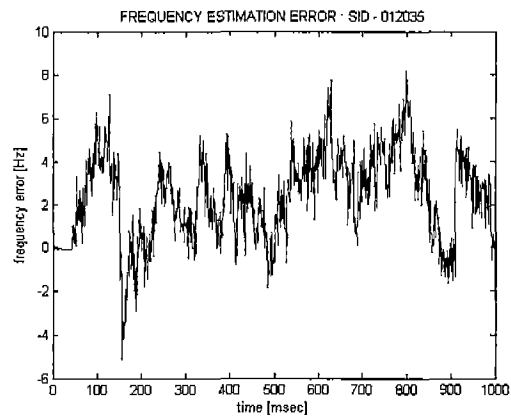


그림 3-15-84 주파수 추정 오차 (No Constraint Error)

그림 3-15-81은 단일 안테나를 사용하는 GPS 수신기의 간섭신호에 대한 성능을 나타낸 그래프이다. 협대역 간섭신호가 인가될 경우 J/S (Jammer to Signal Ratio) 25dB 이상이 되면, GPS 신호를 잃어버리고 위치오차는 급격히 증가하게 된다. 그러나, 그림 3-15-82~84에서와 같이 4개의 배열 안테나를 사용하면 35dB의 3개의 협대역 간섭신호가 안테나에 도달하여도 효과적으로 제거하는 것을 확인하였다. 다만, 주파수 추정 성능에서 분산이 증가하는 것을 확인 할 수 있다.

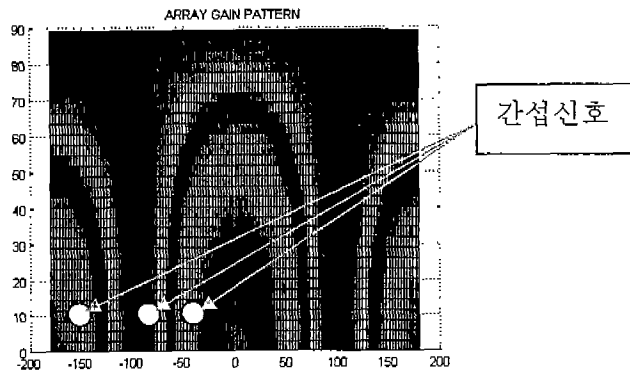


그림 3-15-85 안테나 이득 형태 (No Constraint Error)

위의 시뮬레이션은 위성의 위치를 안다고 가정하고 시뮬레이션을 한 결과이다. 실제, 시스템을 구현할 경우, 관성항법장치와 결합하여 시스템을 구성할 수 있다. 관성항법장치를 이용하여 안테나의 자세를 알고 그것을 바탕으로 위성의 도달각을 알 수 있다. 그러나, 간섭신호원이 존재하는 지역을 통과하는 시간이 지속될 때, 관성항법장치의 고유한 성능에 따라서 안테나의 자세를 추정할 수 있는 성능은 달라진다. 따라서, 도달각의 추정 정확도의 다른 빔-형성 알고리즘의 강인함에 대해서 연구하였다. 결과는 다음과 같다.

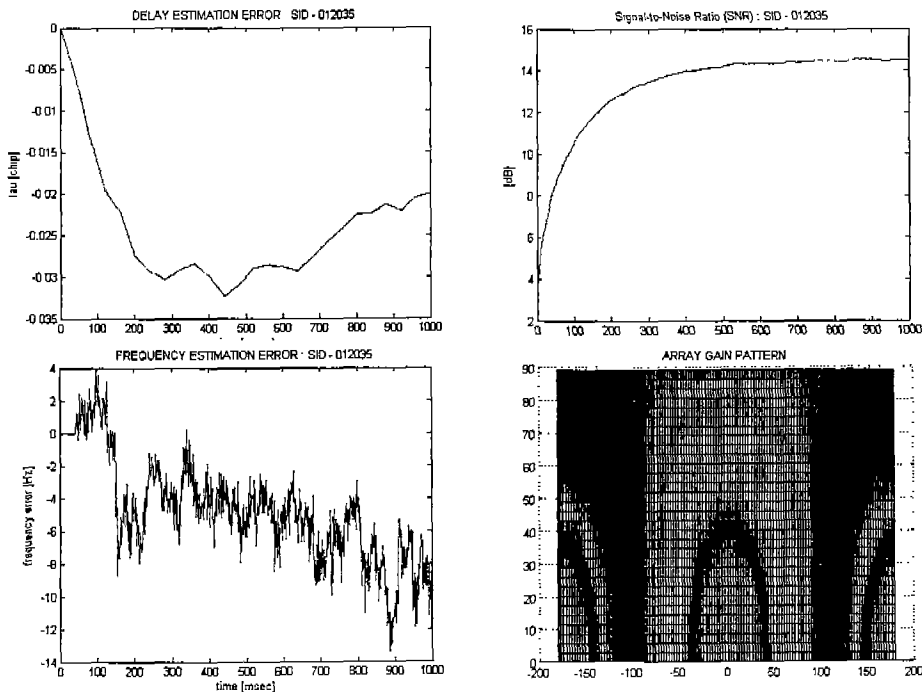


그림 3-15-86 방위각 5°의 제한 조건 (Constraint) 오차

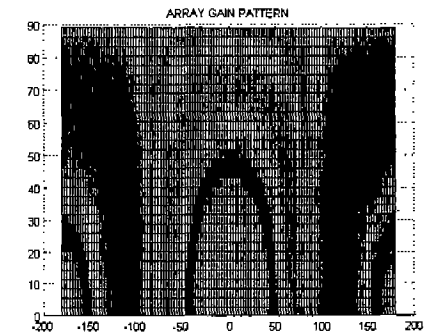
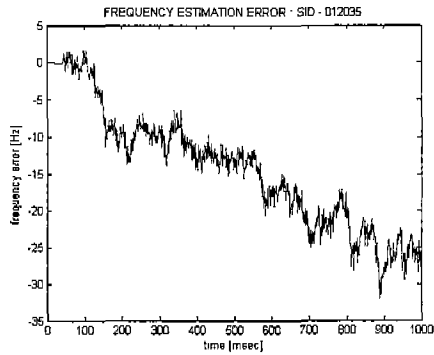
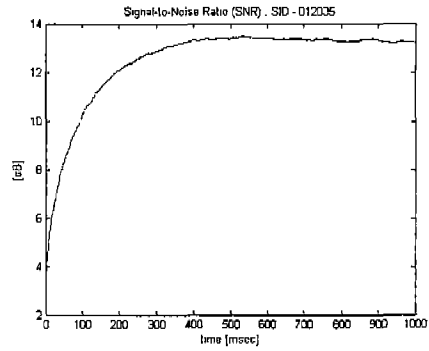
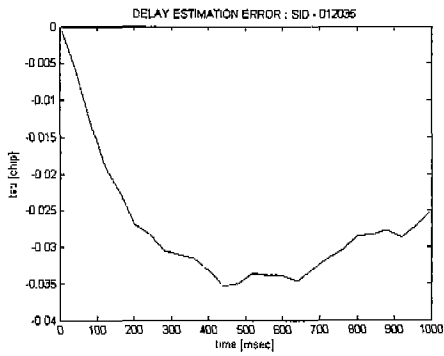


그림 3-15-87 방위각 10° 의 제한 조건 (Constraint) 오차

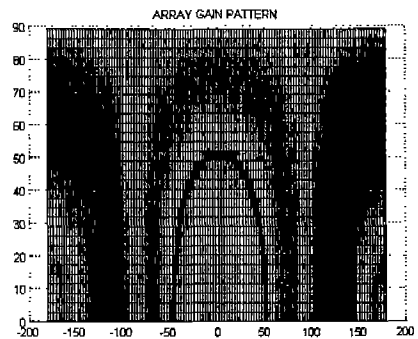
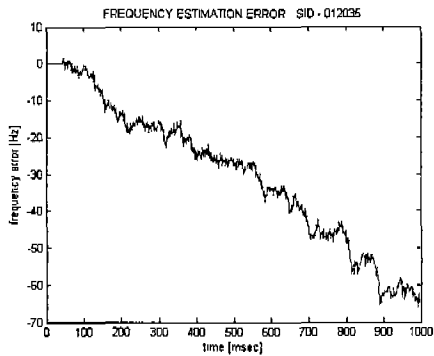
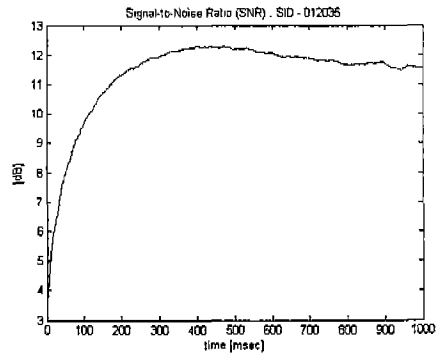
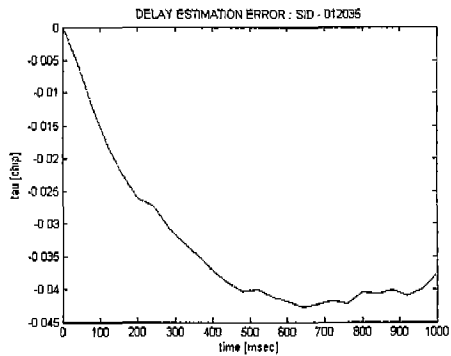


그림 3-15-88 방위각 15° 의 제한 조건 (Constraint) 오차

제한 조건의 오차에 대해서 얼마나 강인한지를 시뮬레이션 하였다. 약 10° 이하의 제한 조건 오차가 있을 경우 코드 오차는 변동이 거의 없음을 확인하였으나, 3° 이상의 제한 조건 오차가 있을 경우 주파수 오차는 급격히 증가함을 알 수 있었다. 따라서, FLL 도움방식의 DLL에서 3° 이상의 제한 조건 오차가 있을 경우 코드 오차는 급격히 증가할 수 있다. 본 연구에서 주요할 점은 GPS 빔-형성 알고리즘을 시뮬레이션 하기 위하여 Matlab을 이용하여 시뮬레이터를 구성하였다. 구성된 시뮬레이터를 이용하여 신호를 생성한 후 소프트웨어 기반의 수신기를 이용하여 빔-형성 알고리즘의 성능을 평가하였다. 제안된 MVDR 알고리즘은 간섭신호원의 위치를 모르는 상태에서 사용자의 자세를 알고 있다고 가정하고 35dB 이상의 협대역 간섭신호가 4개의 배열 안테나를 가지고 있는 수신기에 인가되었을 경우 단일 안테나를 사용하는 수신기와 비교하여 탁월한 간섭신호 완화 성능을 보임을 알 수 있다. 3항에서 관성항법장치와 결합된 형태의 배열 안테나 방법에 대해서 말할 것이다.

4. LCMV 빔-형성 (Beamforming) 알고리즘을 이용한 GPS/INS 강결합 시스템 구현

LCMV 빔-형성 (Beamforming) 알고리즘을 이용하여 GPS/INS 강결합 시스템을 구현하기 위하여, 먼저 Single LCMV, Multiple LCMV 알고리즘을 비교하였다. GPS/INS 강결합 시스템은 UKF 필터를 사용하였다. UKF 필터는 비선형 측정 모델을 사용하기 때문에 Jammer에 의해 가시위성 수가 변하는 환경에 적합한 필터라고 할 수 있다. 비선형 환경에서의 UKF의 빠른 수렴성과 높은 정확도는 제14절 3의 결과에서도 볼 수 있다. MEMS 자이로 오차 모델은 $100^\circ/h$ 랜덤 상수 바이어스와 $0.5^\circ/h$ 의 백색잡음이고, 가속도계 모델은 $10mg$ 랜덤 상수 바이어스와 $50\mu g$ 의 백색잡음으로 가정하였다. 그리고 환산계수 오차는 3000ppm이며, 비정렬 오차는 $0.0005rad$ 이다. 센서의 바이어스 수준은 시뮬레이션 동안 일정하게 유지된다고 가정하였다. 관측되는 GPS의 C/A 코드 측정치는 3m의 잡음 수준을 가지는 백색잡음과 전리층 오차 및 대류층 오차로 가정하였다. 초기 자세 정밀정렬은 20초간 수행된다.

위의 결과에서도 알 수 있듯이, 빔-형성 (Beamforming) 알고리즘을 사용하지 않고는 위성 신호를 전혀 획득 할 수 없다는 것을 알 수 있다. 따라서, GPS/INS의 강결합 시스템은 Single LCMV, Multiple LCMV 알고리즘을 적용하여 시뮬레이션 했다.

안테나 배열 간격은 L1신호보다 작은 반파장 $0.09m$ 를 사용하였고, 안테나는 등방성 안테나 (Isotropic Antenna)가 5×5 원소로 배열되었다고 가정하였다. GPS 신호를 받았을

때의 C/N_0 값은 -39.6dB 로 설정 하였으며, 시뮬레이션 시간은 250초간 수행되었다. 5×5 안테나 배열은 아래와 같은 형태로 동체 좌표계에서 정의 된다. 케이블과 수신기 손실을 각각 2dB 와 4dB 로 설정하였다. 신호 획득 경계 값은 33dB 이며, 신호 추적 경계 값은 28dB 이다. GPS 신호의 획득을 위해서는 추적을 위한 C/N_0 5dB 가 크다. 온도 잡음 세기는 295K 를 기준으로 하여 계산하였다. 이내용은 표 3-15-5에 명시 되어있다[1].

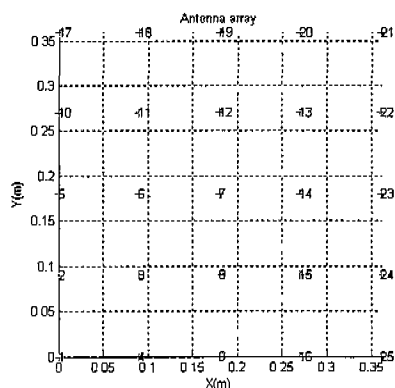


그림 3-15-89 5×5 안테나 배열

표 3-15-5 빔-형성 (Beamforming) 알고리즘을 위한 GPS 신호의 파라미터

L1 반송파 주파수	1575.42MHz
안테나에서 받은 위성 신호 세기	-159.6dB
신호 획득 경계 값	33dB
신호 추적 경계 값	28dB
수신기 손실	4dB
케이블 손실	2dB
온도 잡음 세기	-203.9030dB (295K)

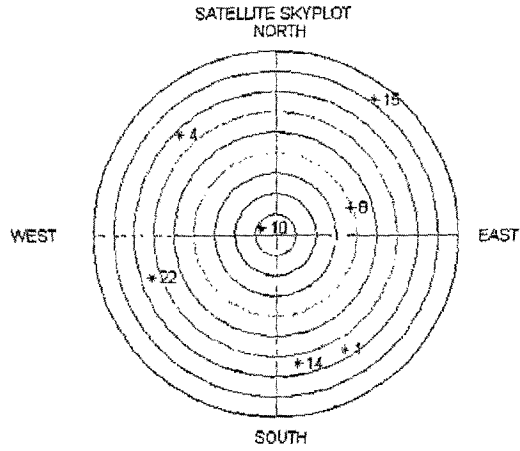


그림 3-15-90 시뮬레이션에 사용된 위성 배치 (가시위성 7개)

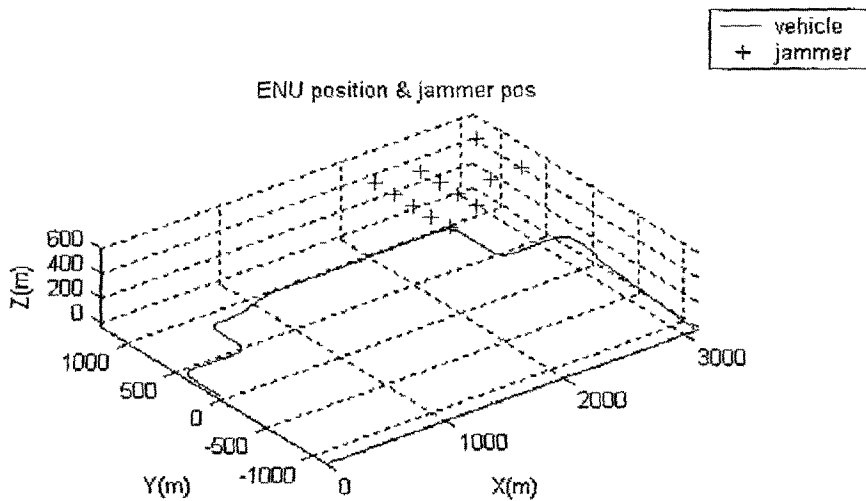


그림 3-15-91 항체의 기준 궤적과 Jammer의 위치

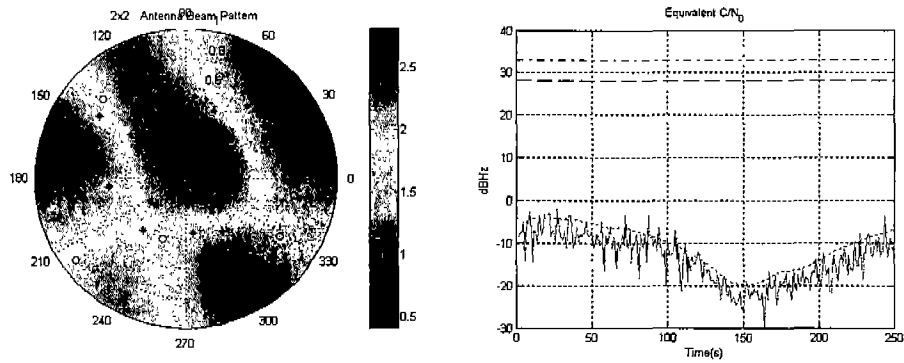
그림 3-15-91 에서 앞에 10개의 Jammer는 1W이며 뒤의 2개의 Jammer는 5W 파워를 가진다. Jammer가 배치된 고도는 320m ~ 600m 배치 되었다.

Single LCMV 빔-형성 알고리즘의 안테나 수에 따른 안테나 이득 형태와 C/N_0 정확도를 보면 다음과 같다. 아래의 시뮬레이션은 위와 같은 동일한 궤적에서 수행하였고, 안테나 이득 형태는 155초 때의 결과를 이용하여 그린 것이다. 아래의 결과들은 간섭신호의 영향을

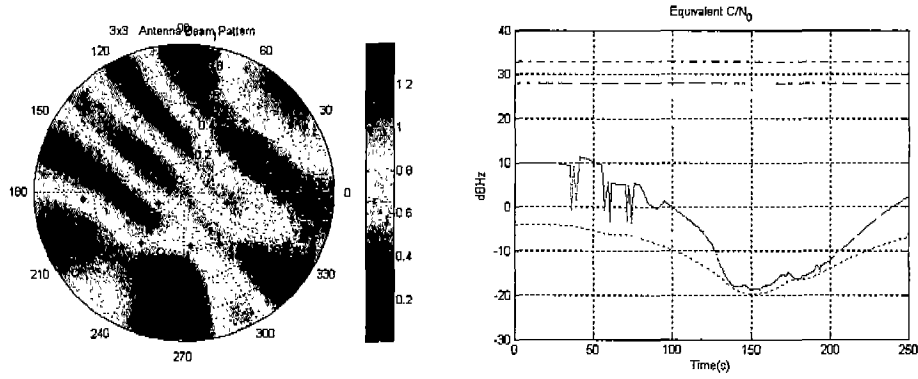
차단하기 위해서는 안테나 수를 최대한 늘리는 것이 필요한 것을 알 수 있다. 각각의 결과들을 보면 다음과 같다. 그림 3-15-92 (a)에서 Single LCMV는 2×2 에서는 C/N_0 값이 빔-형성을 하지 않았을 때의 결과와 거의 차이가 없다. 따라서, 전혀 Jammer신호를 차단할 수 없는 것을 알 수 있으며, (b)에서 3×3 이하에서도 Jammer 신호를 약간 밖에는 차단 할 수 없는 것을 볼 수 있다. Jammer의 위치와 세기 및 항체 위치와 자세가 영향을 주지만 4×4 이상 되어야 Jammer신호를 어느 정도 차단 할 수 있는 것을 볼 수 있다.

그림 3-15-90 궤적에서 Jammer 위치와 근접한 구간 (155초)에서 Single LCMV 안테나 이득 형태 분포를 나타낸 것이다. 위에서 보면 Jammer 안테나 이득은 거의 0에 가까운 것을 볼 수 있다. 반면에 GPS의 이득 값은 1에 가까운 것을 볼 수 있다.

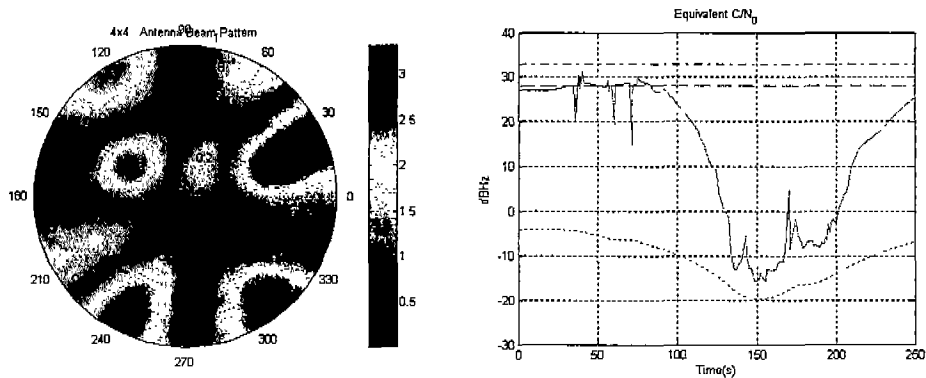
그림 3-15-91의 궤적에서 Jammer의 위치와 근접한 구간 (155)에서 Multiple LCMV 안테나 이득 형태 분포를 나타낸 것이다. 위에서 보면 Jammer의 안테나 이득은 거의 0에 가까운 것을 볼 수 있다. 반면에 GPS의 이득 값은 1에 가까운 것을 볼 수 있다.



(a) 2×2 안테나 이득 형태 평균 $C/N_0 = -13.6552\text{dB}$



(b) 3×3 안테나 이득 형태 평균 $C/N_0 = -3.5088\text{dB}$



(c) 4×4 안테나 이득 형태 평균 $C/N_0 = 13.4029\text{dB}$

그림 3-15-92 Single LCMV 빔-형성의 안테나 이득 형태 (GPS : o, Jammer : *)

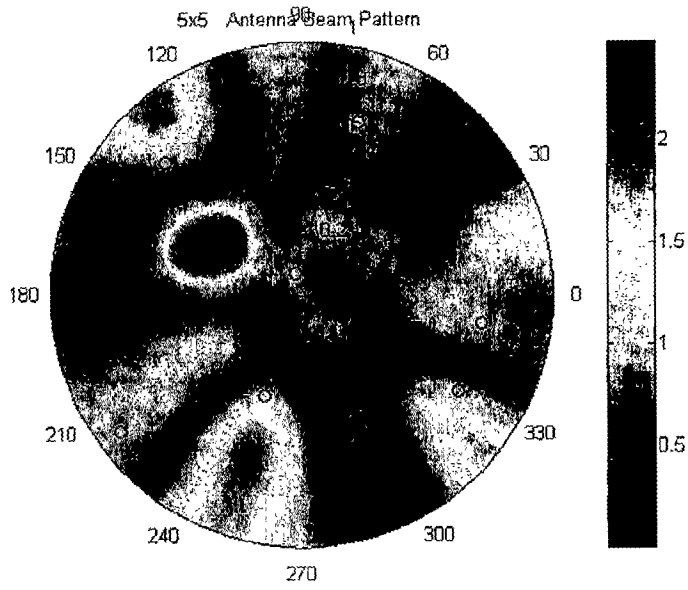
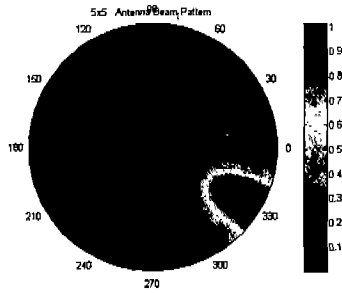
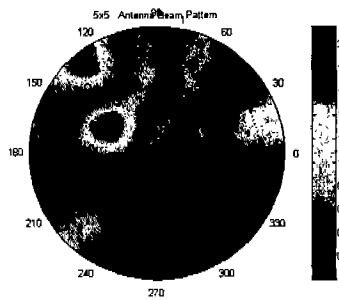


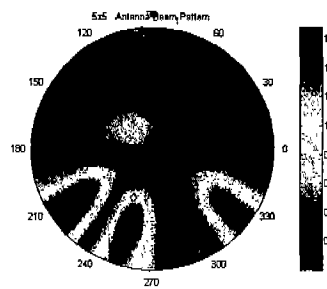
그림 3-15-93 Single LCMV의 5×5안테나 배열의 이득 형태 (GPS : o, Jammer : *)



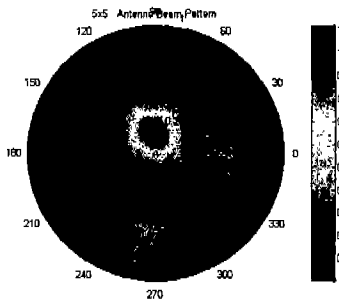
(a) SV ID #.1 위성



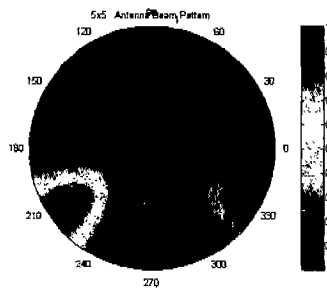
(b) SV ID #.4 위성



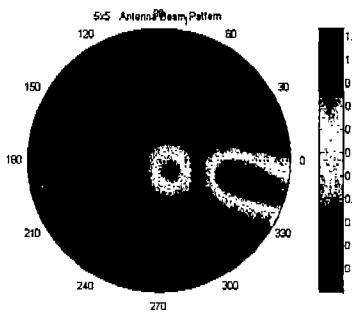
(c) SV ID #.8[



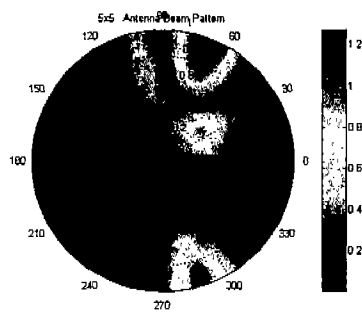
(d) SV ID #.10



(e) SV ID #.14



(f) SV ID #.15



(g) SV ID #.22

그림 3-15-94 Multiple LCMV의 5x5안테나배열의 이득 형태 (GPS : o, Jammer : *)

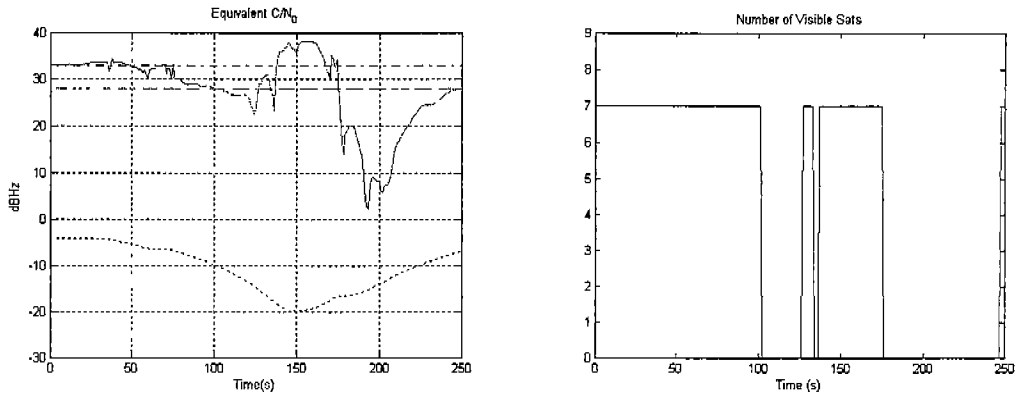


그림 3-15-95 Single LCMV 빔-형성 (Beamforming), 평균 $C/N_0 = 27.8156\text{dB}$

신호 획득 경계 값은 33dB이며, 신호 추적 경계 값은 28dB이다. GPS 신호의 획득을 위해서는 추적을 위한 C/N_0 5dB가 크다. 신호의 획득 이후에는 33dB이하에서도 신호의 추적이 가능하다. 위의 그림에서 점선으로 표현된 선은 GPS 신호가 전파방해를 받았을 때의 C/N_0 의 변화를 나타낸 것이며, 평균 C/N_0 는 -10.7566dB이다. Single LCMV 빔-형성 (Beamforming) 알고리즘에서 C/N_0 값은 Jammer의 위치에 가까이 갈수록 점점 작아지는 것을 볼 수 있으며, 그에 따라 GPS 신호를 잃어 버리고, 가시위성수가 없는 것을 볼 수 있다.

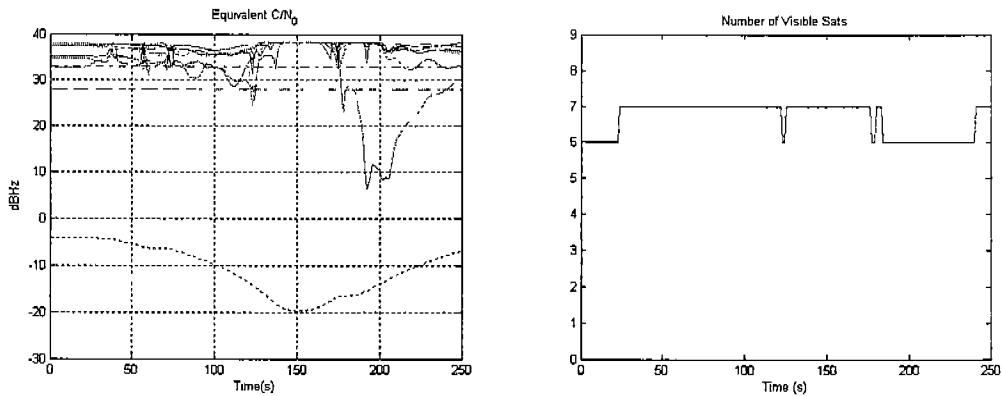


그림 3-15-96 Multiple LCMV 빔-형성 (Beamforming), 평균 $C/N_0 = 37.1198\text{ dB}$ 이다.

반면에 Multiple LCMV 빔-형성 (Beamforming) 알고리즘을 사용했을 경우 앞의 경우와 달리 높은 값의 C/N_0 를 유지하는 것을 볼 수 있다. 보다 향상된 성능을 볼 수 있으며, Jamming 신호에 대해 Single LCMV가 같이 모든 위성에 대해 신호를 잃어 버리는 것이

아니라 일부 위성만 신호를 잃어 버리기 때문에, 다른 양각과 방위각에 있는 위성에 대해서는 계속 신호를 추적 할 수 있다. 4개 이상의 가시위성을 유지하는 것을 볼 수 있다. 위의 결과를 통해 Multiple LCMV 빔-형성 (Beamforming) 알고리즘은 개별 위성에 대해서 빔-형성 알고리즘을 적용하기 때문에 위성의 방향을 정확하게 추정하는 것을 알 수 있다. 반면에 전체 위성에 대해서 빔-형성을 적용하는 Single LCMV 알고리즘 보다 더 Jamming 신호에 대한 안테나 이득을 떨어뜨릴 수 있다는 것을 알 수 있다. 보다 정확한 추정이 이루어진다는 것을 알 수 있다.

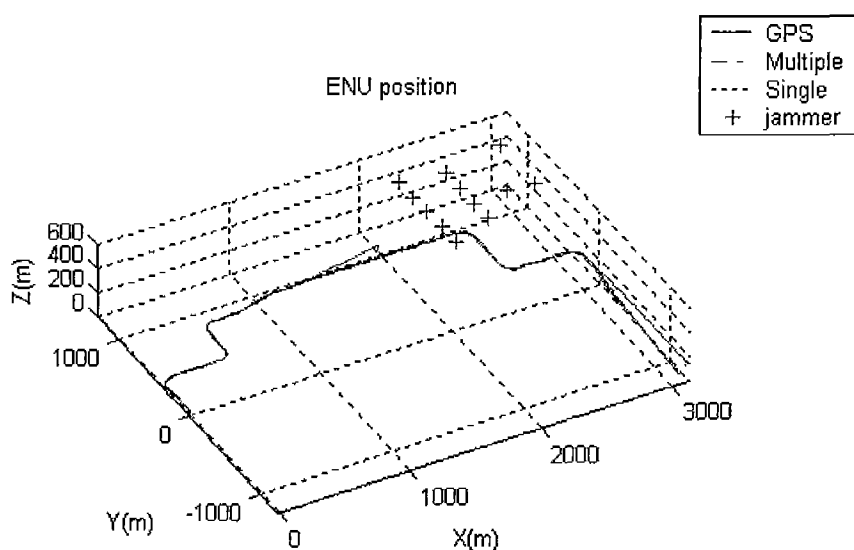


그림 3-15-97 Single LCMV 와 Multiple LCMV 빔-형성 (Beamforming) 알고리즘을 이용한 GPS/INS 강결합 시스템의 위치 궤적

위의 그림 은 ENU 좌표로 나타낸 위치 궤적이다. Single LCMV 알고리즘을 이용한 강결합 시스템은 가시위성이 없는 구간에서 위치해가 발산하는 것을 볼 수 있으며, Multiple LCMV 알고리즘을 이용한 강결합 시스템은 가시위성이 항상 4개 이상이 유지되기 때문에, 충분한 측정치가 확보 되어 높은 추정성능을 보이는 것을 알 수 있다. 이를 통해서 Multiple LCMV 알고리즘이 Jammer 신호를 완화 하는데 적합한 시스템이라는 것을 알 수 있다. 그림 3-15-98의 RMS 오차 결과에도 Multiple LCMV를 사용한 GPS/INS 강결합 시스템의 성능의 정확도가 높은 것을 볼 수 있다.

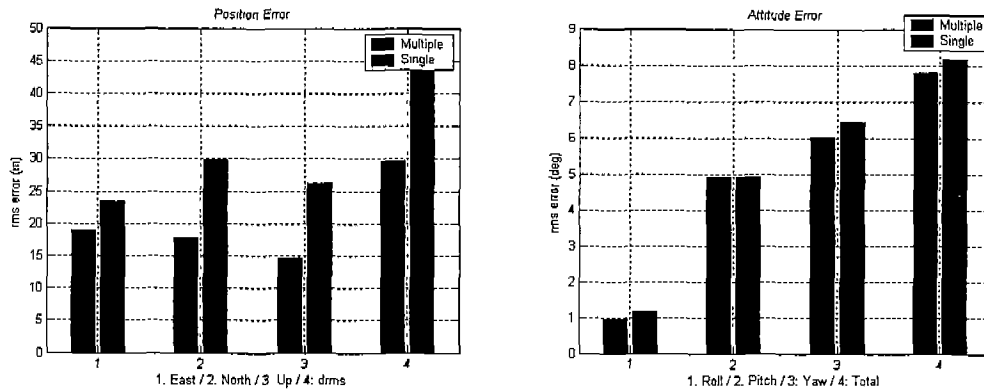


그림 3-15-98 GPS/INS 강결합 시스템의RMS 오차 (Multiple, Single)

LCMV 빔-형성 (Beamforming) 알고리즘 사용한 UKF 기반의 GPS/INS 강결합 시스템은 간섭신호에 대해 강인한 시스템이며, Multiple LCMV 알고리즘은 각각의 위성의 앙각과 방위각을 정확하게 추정하기 때문에 Jammer의 간섭신호의 영향을 완화하는데 적합한 방법이다.

5. Time Delay Estimation of Superimposed Coherent Multipath Signals using EM Algorithm for Global Positioning Systems

가. Introduction

The focus of our research project is on multipath mitigation of the received superimposed signals in Global Positioning Systems (GPS). The operating principle of radio navigation systems is based on the propagation time estimation of the broadcast signals from the constellation satellites. Since the signal velocity and the positions of the satellites are deterministic, the range between the user and the satellite can be determined by estimating the propagation delay of the direct line-of-sight signal. Because the clocks of the satellite and the receiver are not necessarily synchronized, the estimated distance, known as the pseudorange, is subject to be biased due to the clock offset. If the receiver has concise pseudorange information from at least four satellites, the three dimensional positioning unknowns (Observables) and the time offset uncertainty can then be resolved. In other words, the problem of positioning determination is equivalent to the time of arrival (TOA)

estimation problem of the received signals.

In practical wireless channel, the transmitted signals are propagated along various reflected paths to the receive antenna. These replicas of the received signals are known as the multipath signals. For Global Navigation Satellite Systems, the prime information in concern is the exact propagation time of the direct signal from the satellite to the receiver. The reflected signals arrived at the antenna not only convey no information about for the pseudorange measurement, but they also induce errors for the geometric distance determination. Although the GPS direct sequence spread spectrum (DS-SS) signal has inherent resistance to interference, however, the received superimposed multipath signals, which are possibly coherent, are the dominant source of the propagation delay estimation errors.

In our research project, the problem of multipath cancellation is tackled in terms of the parameter estimation point of view. Specifically, by estimating all the unknown phases, amplitudes and the time delays of the reflected signals, the effect of the undesirable multipath signals can be minimized. It is well-known from the estimation theory that, the maximum likelihood (ML) estimators are optimal and asymptotically efficient. However, the cost function of the ML estimator is a nonlinear function of the unknown time delays of the reflected signals. In addition, the joint estimation of all the unknown parameters is a multi-dimensional minimization problem which is computationally expensive.

In this report, an outline of the proposed GPS receiver endowed with the multipath mitigation capabilities is presented. The description of the EM algorithm is presented in Section 2. The acquisition architecture using the EM algorithm is presented in Section 3. The proposed C/A code acquisition system using the Expectation-Maximization (EM) algorithm [15] is an iterative maximum likelihood estimator. Essentially the acquisition system decomposes the multi-parameter estimation problem into a number of separate ML optimizations in an iterative manner. In Section 4, simulation results are presented to show the performance of the proposed receiver architecture.

4. The Expectation-Maximization (EM) Algorithm

The problem of GPS C/A code acquisition in a multipath fading environment using the

Expectation-Maximization (EM) Algorithm [15] is considered in this paper. The EM algorithm is an iterative computation routine of maximum likelihood estimates. The EM algorithm is closely related to estimation with missing data; it is particularly applicable to incomplete data problems. In the literature, the term complete data X generally refers to the parameter embedded data which lies on the sample space Ω . On the other hand, the term incomplete data Y refers to the sampled vector that lies on the observation space Y (i.e. $Y \in Y$). We assume that the unknown parameter θ lies on a measurable parameter space, which is denoted as Θ . Suppose that there exists a many-to-one transformation $T: \Omega \rightarrow Y$. The parameters to be estimated is not directly observed, but instead, it is observed from the range of the transformation $T(\Omega)$.

(1) The Outline of the EM Algorithm

Let $L(Y;\theta)$ and $L_c(X;\theta)$ be the likelihood function of the observed (Incomplete) data and the complete data, respectively. The maximum likelihood estimate $\hat{\theta}$ is the parameter which maximizes $L_c(X; \theta)$, i.e.

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta} L_c(X; \theta) \tag{3.15.27}$$

However, the complete data X is not observable under the transformation T and its probability density function $p(X;\theta)$ is unknown. Thus the ML estimate $\hat{\theta}$ cannot be evaluated directly, since only the likelihood function of the incomplete data, $L(Y;\theta)$, can be measured by the observer. Instead of evaluating the likelihood function $L_c(X;\theta)$ directly, the approach taken by the EM algorithm is, however, to obtain the estimate which maximizes the expected value of the complete data log likelihood function, given the observation and a preliminary guess of the unknown parameter θ' . Mathematically, the EM estimate $\hat{\theta}_{EM}$ is given by

$$\hat{\theta}_{EM} = \arg \max_{\theta} E[\log L_c(X; \theta) | Y, \theta'] \tag{3.15.28}$$

The EM algorithm is an iterated estimator, in the sense that, given an initial guess θ , the estimate $\hat{\theta}_{EM}$ can be obtained by evaluating Eq (3.15.28) iteratively. Essentially, the EM algorithm involves two main steps, for $k = 1, 2, \dots$

E-Step

$$U(\theta; \hat{\theta}^{(k)}) = E[\log L_c(X; \theta) | Y, \hat{\theta}^{(k)}] \quad (3.15.29)$$

M-Step

$$\hat{\theta}^{(k+1)} = \arg \max_{\theta} U(\theta; \hat{\theta}^{(k)}) \quad (3.15.30)$$

Under normal conditions, the estimate $\hat{\theta}_{EM}$ will eventually converge to the maximizer of the complete data log likelihood function. Although the convergence to the global maximizer is not guaranteed for multimodal cost functions, but if the initial guess is sufficiently close to the global maximum, in most cases, the convergence to the global maximum can be achieved.

(2) Convergence of the EM Algorithm

Note that the conditional density probability function is given by $p(X|Y; \theta) = p(X|\theta)/p(Y|\theta)$, the log likelihood of the incomplete data can be written as

$$\log L(Y; \theta) = \log L_c(X; \theta) - \log p(X|Y; \theta) \quad (3.15.31)$$

By taking the conditional expectation given the observation Y and a preliminary guess of the unknown parameter θ' , we have

$$\begin{aligned} \log L(Y; \theta) &= E[\log L_c(X; \theta) | Y, \theta'] - E[\log p(X|Y; \theta) | Y, \theta'] \\ &= U(\theta; \theta') - H(\theta; \theta') \end{aligned}$$

where

$$H(\theta; \theta') = E[\log p(X|Y; \theta) | Y, \theta']$$

$$U(\theta; \theta') = E[\log L_c(X; \theta) | Y, \theta']$$

By performing the E-step and M-step iteratively, we obtain a sequence of estimates $\{\hat{\theta}_k\}$, $k=1,2,\dots$. The difference of the log likelihood $L(Y; \theta)$ between two successive estimate can be written as

$$\begin{aligned} & \log L(Y; \theta^{(k+1)}) - \log L(Y; \theta^{(k)}) \\ &= \{U(\theta^{(k+1)}; \theta^{(k)}) - U(\theta^{(k)}; \theta^{(k)})\} - \{H(\theta^{(k+1)}; \theta^{(k)}) - H(\theta^{(k)}; \theta^{(k)})\} \end{aligned} \quad (3.15.32)$$

The first bracket in Eq (3.15.32) is the difference of conditional expectation of the complete data. It is chosen to be greater or equal to zero, this is essentially the M-Step of the EM algorithm, as stated in Eq (3.15.30). The second bracket in Eq (3.15.32), on the other hand, is the difference of the conditional expectation of the conditional probability density. It can be shown by using the Jensen's inequality that the difference is less than or equal to zero.

For any θ'

$$\begin{aligned} & H(\theta'; \theta^{(k)}) - H(\theta^{(k)}; \theta^{(k)}) \\ &= E[\log\{p(X | Y; \theta') / p(X | Y; \theta^{(k)})\} | Y, \theta^{(k)}] \\ &\leq \log[E\{p(X | Y; \theta') / p(X | Y; \theta^{(k)})\} | Y, \theta^{(k)}] \\ &= \log \int p(X | Y, \theta) dx \\ &= 0 \end{aligned}$$

The above integral is over the complete data X that lies on the range of the transformation mapping T . It shows that $\log L(Y; \theta^{(k+1)}) \geq \log L(Y; \theta^{(k)})$, hence the estimation sequence $\hat{\theta}_k$ progressively increases the log likelihood function.

□. GPS Signal Acquisition using the EM Algorithm

The performance measure of the accuracy of location positioning with GPS is the probability of signal detection, viz the time delay estimation, which is a function

of the carrier-to-noise power ratio C/N_0 . The typical effective noise power for a GPS receiver at room temperature (i.e. 513K) is about -138.5 dBW if the IF bandwidth is 2 MHz. In general, the received GPS signal power is much lower than the noise floor, the receive SNR is typically ranging from -20 dB to -30 dB. All the necessary range computation and signal acquisition are performed by the passive radio-navigation receiver. For a standalone GPS system without an inertial navigation system (INS) aiding nor other external navigation inputs, the C/A code phase detection has an accuracy of 5 meters under normal conditions.

The weak GPS signal is vulnerable to interfering signals. Generally, the received signal at the GPS receiver is a superimposed of distorted multipath signals and the external interference with channel noise. In particular, the close-in coherent multipath reflections of the direct signal are difficult to be distinguishable from the desired signal. It can cause serious contamination of the observable measurements. Conventional correlator-based detectors provide no protection from multipath and interference; these disturbances are generally regarded as Gaussian channel noise. In a wireless multipath environment, the navigation accuracy can be degraded significantly if the detector fails to combat the multipath reflections and interferences. There have been efforts devoted to improve the jamming immunity and apply special multipath rejection techniques at the GPS receivers.

In the literature, the Multipath Estimating Delay Lock Loop (MEDLL) [7,8] is a maximum likelihood estimator which is tailored to a multipath propagation environment. The weak power of the received GPS signals is highly susceptible to jamming signals and unintended interferences. The MEDLL is similar to a conventional correlator, except that it is optimized with respect to a multipath fading channel rather than a Gaussian noise channel. By simultaneously estimating the amplitudes, delays and phases of all the D identified multipath signals, the MEDLL can significantly reduce the measurement errors induced by the multipaths. The proposed EM iterative ML estimator is similar to the MEDLL in the sense that, it also has the multipath suppression capabilities.

(1) System Model

A GPS C/A code has a chip rate of $1/T_c = 1.023$ MHz, one period consists of $P = 1023$

chips, hence it spans in 1 millisecond. Suppose that a total number of D superimposed signals are detected at the receive antenna. Let T be the symbol transmission time, the C/A spreading waveform of the k th received superimposed signal during the l th signaling interval $[(l-1)T, lT]$ can be mathematically represented as

$$c_k(l) = \sum_{i=0}^{P-1} q_k(i)p(l-iT_c),$$

where $p(\square)$ is the chip waveform with duration T_c and $\{q_k(i)\}_{i=0}^{P-1} \in \{-1,1\}^P$ represents the chip sequence of the pseudo-random (PRN) code. The message transmission rate in GPS is $1/T = 50\text{Hz}$, so that the spreading factor is $T/T_c = 20460$. Suppose that the output waveform is sampled at rate Q/T_c , where Q is an integer which represents the oversampling factor.

Let τ_i be the unknown propagation time delay of the i th multipath signal. Without loss of generality, we assume $\tau_0 \leq \tau_1 \leq \dots \leq \tau_{D-1}$ so that τ_0 represents the propagation time of the line-of-sight signal. Since propagation delays of the transmitted waveforms are unknown, the received sequence is not synchronized. In other words, during the m th sampling bit interval at the receiver, it may span across the boundary of two transmitted data bits. In order to account for this fact, let us define $q_k^{(j)}$ and s_k to be the extended zero-padding sampled vectors of the C/A code waveform of the k th superimposed signal. Both $q_k^{(j)}$ and s_k are $2PQ \times 1$ real vectors, specifically they are defined as follows

$$q_k^{(j)} = [\underbrace{0, \dots, 0}_j, \underbrace{q_k(0), \dots, q_k(0)}_Q, \dots, \underbrace{q_k(P-1), \dots, q_k(P-1)}_Q, \underbrace{0, \dots, 0}_{PQ-j}]^t,$$

$$s_k = (1 - \delta_k Q/T_c)q_k^{(i_k)} + (\delta_k Q/T_c)q_k^{(i_k+1)},$$

where

$$i_k = \left\lfloor \frac{Q\tau_k}{T_c} \right\rfloor, \quad \text{and} \quad \delta_k = \tau_k - \frac{i_k T_c}{Q}, \quad k = 0, \dots, D-1$$

are the two scalars which account for the delay of the sampled signal. Let

$d_k(m) \in \{-1, 1\}$ be the data bit of the k th superimposed signal during the m th bit interval. Let

$$\begin{aligned} y(m) &= [y(mPQ + PQ), \dots, y(mPQ + 1)]' \in C^{PQ} & \text{and} \\ w(m) &= [w(mPQ + PQ), \dots, w(mPQ + 1)]' \in C^{PQ}, \end{aligned}$$

be the discrete received signal vector and the noise vector during the m th bit interval, respectively. The $PQ \times 1$ sampled received vector $y(m)$ during the m th bit interval can be represented as

$$y(m) = \sum_{k=0}^{D-1} \alpha_k (d_k(m-1)s_k^l + d_k(m)s_k^u) + w(m), \quad (3.15.33)$$

where $s_k^l = [0_{PQ} \quad I_{PQ}]s_k$, $s_k^u = [I_{PQ} \quad 0_{PQ}]s_k$. $\alpha_k \in C$ is the unknown complex channel coefficient of the k th superimposed signal detected at the sensor. If the m th bit sampling interval spans across two message data bits, the vector s_k^l corresponds to the chip sequence of the first data bit, i.e. $d_k(m-1)$, and s_k^u corresponds to the chip sequence of the second data bit $d_k(m)$. The channel is assumed to be slowly varying in the sense that the channel coefficient, α_k , is assumed to be an unknown deterministic constant during the observation time. The noise vector $w(m)$ is assumed to be Gaussian distributed with covariance matrix Σ_w .

(2) Time Delay Estimation of Multipath Signals

We assumed that the Doppler shift is known perfectly, so that the problem of signal acquisition is equivalent to estimating the code shift. The system model of the superimposed GPS spreading signals is shown in Eq (3.15.33). In order to mitigate multipath signals, the time delays $\tau = [\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_{D-1}]'$ and the channel coefficients $\alpha = [\alpha_0, \dots, \alpha_{D-1}]'$ for all D superimposed signals are required to be estimated.

The ML estimate of the time delay τ is a highly nonlinear multi-dimensional

optimization problem. In order to formulate the EM algorithm, the equation in Eq (3.15.33) is rewritten as follows

$$\begin{aligned}
y(m) &= \sum_{k=0}^{D-1} \alpha_k (d_k(m-1)s_k^l + d_k(m)s_k^u) + w(m) \\
&= \sum_{k=0}^{D-1} \alpha_k u_k(m; \tau) + w(m) \\
&= \sum_{k=0}^{D-1} (\alpha_k u_k(m; \tau) + w_k(m)) \\
&= T \cdot x(m; \theta),
\end{aligned} \tag{3.15.34}$$

where

$$\begin{aligned}
u_k(m; \tau) &= d_k(m-1)s_k^l + d_k(m)s_k^u, \\
w(m) &= \sum_{k=0}^{D-1} w_k(m), \\
x_k(m; \theta) &= \alpha_k u_k(m; \theta) + w_k(m), \\
x(m; \theta) &= [x_0(m; \theta), x_1(m; \theta), \dots, x_{D-1}(m; \theta)]^t, \\
T &= \begin{bmatrix} \underbrace{I_{PQ} \dots I_{PQ}}_D \end{bmatrix}.
\end{aligned}$$

Recall that Σ_w is the covariance matrix of the noise vector $w(m)$. We assume that the noise vectors $w_k(m)$, $k=1,2,\dots,D-1$ are statistically independent, zero-mean and Gaussian distributed with covariance matrix $E(w_k(m)w_k^H(n)) = \Sigma^{(k)}\delta(m-n)$, such that $\Sigma^{(k)} = \beta_k \Sigma_w$, where $\delta(\cdot)$ is the Kronecker delta function. The parameters β_k can be adjusted under the constraint

$$\sum_{k=0}^{D-1} \beta_k = 1.$$

The matrix T is a many-to-one transformation matrix. The parameters bearing data vector $x(\theta)$ is referred as the complete data and the observation vector $y(m)$ is known as the incomplete data. The navigation data message $d_k(m-1)$ and $d_k(m)$ are unknown to the receiver.

In this paper, two assumptions have been made for the formulation of the EM algorithm. Firstly, in CDMA multiple access channel, the data bits for each superimposed signal is generally modeled as independently distributed (e.g. [18]), so that the propagation delay can be estimated by using subspace methods, e.g. MUSIC [17]. However, the superimposed signals we considered in GPS are multipath signals, which are possibly coherent, especially for the close-in multipath signals that are reflected in the vicinity of the receiver. These close-in multipath signals which arrive only slightly later than the line-of-sight signal, usually also possess similar power as the line-of-sight signal. These are particularly harmful for positioning systems. Due to the coherence of the reflected signals, the data bits of the detected multipath signals are generally identical, i.e. $d_0(m) = d_1(m) = \dots = d_{D-1}(m)$. Hence the subspace methods are not applicable in this case, ML estimation has to be adopted instead.

Secondly, one period of C/A code spans a time of 1ms, the dwell time used for code searching using the conventional correlators is therefore a multiple of 1ms. A longer dwell time can be chosen to improve the acquisition of weak satellite signals. A high probability of detection and small probability of false alarm can also be achieved simultaneously by using a longer dwell time. However, the GPS navigation message is transmitted at a rate of 50Hz, hence there is a sign reversal at most once every 20ms. This sets the limit of the data length for acquisition. In practice, the dwell time ranges from 1ms to 4ms depending on the SNR of the received signal. Since the close-in multipath signals arrive only slightly later than the line-of-sight signal, we assume that there is no sign reversal occurs for all received multipath signals during the dwell time, i.e. $d_0(m) = d_1(m) = \dots = d_{D-1}(m)$.

(3) Successive Multipath Suppression using the EM Algorithm

Let us define $u(m; \tau) = [u_0(m; \tau), u_1(m; \tau), \dots, u_{D-1}(m; \tau)]^t$ and $\alpha = [\alpha_0, \dots, \alpha_{D-1}]^t$. By using

(8), the log-likelihood of the complete data $x(m; \theta)$ is given by

$$\log f_x(x; \theta) = C - (x(m; \theta) - \alpha^t u(m; \tau))^H \Lambda^{-1} (x(m; \theta) - \alpha^t u(m; \tau)) \quad (3.15.35)$$

where $\Lambda = \text{Diag}(\Sigma^{(0)}, \dots, \Sigma^{(D-1)})$ is a block diagonal matrix and C is a constant which is independent on the parameter Θ . However, the complete data $x(\theta)$ is unobserved; the actual distribution cannot be analytically derived. With an initial guess of the unknown parameters $\hat{\theta}^{(0)} = [\hat{\alpha}^{(0)}, \hat{\tau}^{(0)}]$, the algorithm iterates until the current estimate $\hat{\theta}^{(k)} = [\hat{\alpha}^{(k)}, \hat{\tau}^{(k)}]$ is sufficiently close to the previous estimate $\hat{\theta}^{(k-1)}$ i.e. $\|\hat{\theta}^{(k)} - \hat{\theta}^{(k-1)}\| < \varepsilon$, for an arbitrary small value ε . Let us denote the conditional expectation of the complete data as

$$U(\theta; \hat{\theta}^{(k)}) = E\{\log f_x(x; \theta) | y, \hat{\theta}^{(k)}\} \quad (3.15.36)$$

From Eq (3.15.34), it is clear that the received vector $y(m)$ and the complete data $x(m; \theta)$ are jointly Gaussian distributed. The complete and the incomplete data are related by the transformation T . In particular, the parameter bearing data $x(m; \theta)$ has mean $\alpha^t u(m; \tau)$ with covariance matrix $\Sigma^{(k)} = \beta_k \Sigma_w$.

The E-Step of the EM algorithm requires taking the conditional expectation of equation Eq (3.15.35) stated above. Hence, it is necessary to evaluate $\hat{x}(m; \theta) = E[x(m; \theta) | y(m)]$. From the classical estimation theory, the conditional expectation $\hat{x}(m; \theta)$ is given by

$$\hat{x}(m; \theta) = E[x(m; \theta)] + \Sigma_{xy} \Sigma_y^{-1} (y(m) - E[y(m)]) \quad (3.15.37)$$

where Σ_{xy} is the cross covariance matrix of $x(m; \theta)$ and $y(m)$, Σ_y is the covariance matrix of $y(m)$. Due to the diagonal structure of the covariance matrix Λ , and by using Eq (3.15.37), the conditional expectation of the j th multipath data signal can be written as

$$\hat{x}_j(m; \hat{\theta}^{(k)}) = \hat{\alpha}_j^{(k)} u_j(m; \hat{\tau}^{(k)}) + \beta_j (y(m) - \sum_{n=0}^{D-1} \hat{\alpha}_n^{(k)} u_n(m; \hat{\tau}^{(k)})), \quad j = 0, 1, \dots, D-1 \quad (3.15.38)$$

The E-Step of the EM algorithm involves taking the conditional expectation $U(\theta; \hat{\theta}^{(k)})$ in Eq (3.15.36), it can be expressed as

$$U(\theta; \hat{\theta}^{(k)}) = C - (\hat{x}(m; \hat{\theta}^{(k)}) - \alpha' u(m; \tau))^H \Lambda^{-1} (\hat{x}(m; \hat{\theta}^{(k)}) - \alpha' u(m; \tau)) \quad (3.15.39)$$

where the conditional expectation $\hat{x}(m; \theta)$ is given in Eq (3.15.38). On the other hand, the M-Step of the EM algorithm is to locate the parameter $\hat{\theta}$ which maximizes Eq (3.15.39), i.e.

$$\hat{\theta}^{(k+1)} = [\hat{\alpha}^{(k+1)}, \hat{\tau}^{(k+1)}] = \arg \max_{\theta} U(\theta; \hat{\theta}^{(k)})$$

Recall that $\Lambda = \text{Diag}(\Sigma^{(0)}, \dots, \Sigma^{(D-1)})$, $\Sigma^{(k)} = \beta_k \Sigma_w$. By using Eq (3.15.38), the j th multipath complex channel coefficient and its time delay estimation during the k th iteration is given by

$$\hat{\tau}_j^{(k+1)} = \arg \max_{\tau} \left| \hat{x}_j(m; \hat{\theta}^{(k)})^H u_j(m; \tau) \right| \quad (3.15.40)$$

and

$$\hat{\alpha}_j^{(k+1)} = \frac{\hat{x}_j(m; \hat{\theta}^{(k)})^H u_j(m; \hat{\tau}_j^{(k+1)})}{u_j(m; \hat{\tau}_j^{(k+1)})^H u_j(m; \hat{\tau}_j^{(k+1)})} \quad (3.15.41)$$

We note from Eq (3.15.40) that the time delay of the j th multipath signal $\hat{\tau}_j^{(k+1)}$ is obtained by correlating the estimated multipath signal $\hat{x}_j(m; \hat{\theta}^{(k)})$ with the C/A spreading code $u_j(m; \tau)$. This can be done by using the conventional non-coherent combining method [1] or the subspace method [17]. The channel coefficient estimate mimics to the Linear Minimum Mean Square Error (LMMSE). Note also that the

denominator of Eq (3.15.41) is the energy of the spreading code $u_j(m; \hat{\tau}^{(k+1)})$. It can be considered as a constant. $\hat{\alpha}_j^{(k+1)}$ is evaluated subsequently by using the updated time delay $\hat{\tau}^{(k+1)}$ obtained in Eq (3.15.40).

To summarize, the multipath time delay estimation using the EM algorithm involves the following steps:

Initialize $\hat{\theta}_0$ with an initial guess.

For $k = 1, 2, \dots$

E-Step

$$\hat{x}_j(m; \hat{\theta}^{(k)}) = \hat{\alpha}_j^{(k)} u_j(m; \hat{\tau}^{(k)}) + \beta_j (y(m) - \sum_{n=0}^{D-1} \hat{\alpha}_n^{(k)} u_n(m; \hat{\tau}^{(k)})), \quad j = 0, 1, \dots, D-1$$

M-Step

$$\hat{\tau}_j^{(k+1)} = \arg \max_{\tau} \left| \hat{x}_j(m; \hat{\theta}^{(k)})^H u_j(m; \tau) \right|$$

$$\hat{\alpha}_j^{(k+1)} = \frac{\hat{x}_j(m; \hat{\theta}^{(k)})^H u_j(m; \hat{\tau}^{(k+1)})}{u_j(m; \hat{\tau}^{(k+1)})^H u_j(m; \hat{\tau}^{(k+1)})}$$

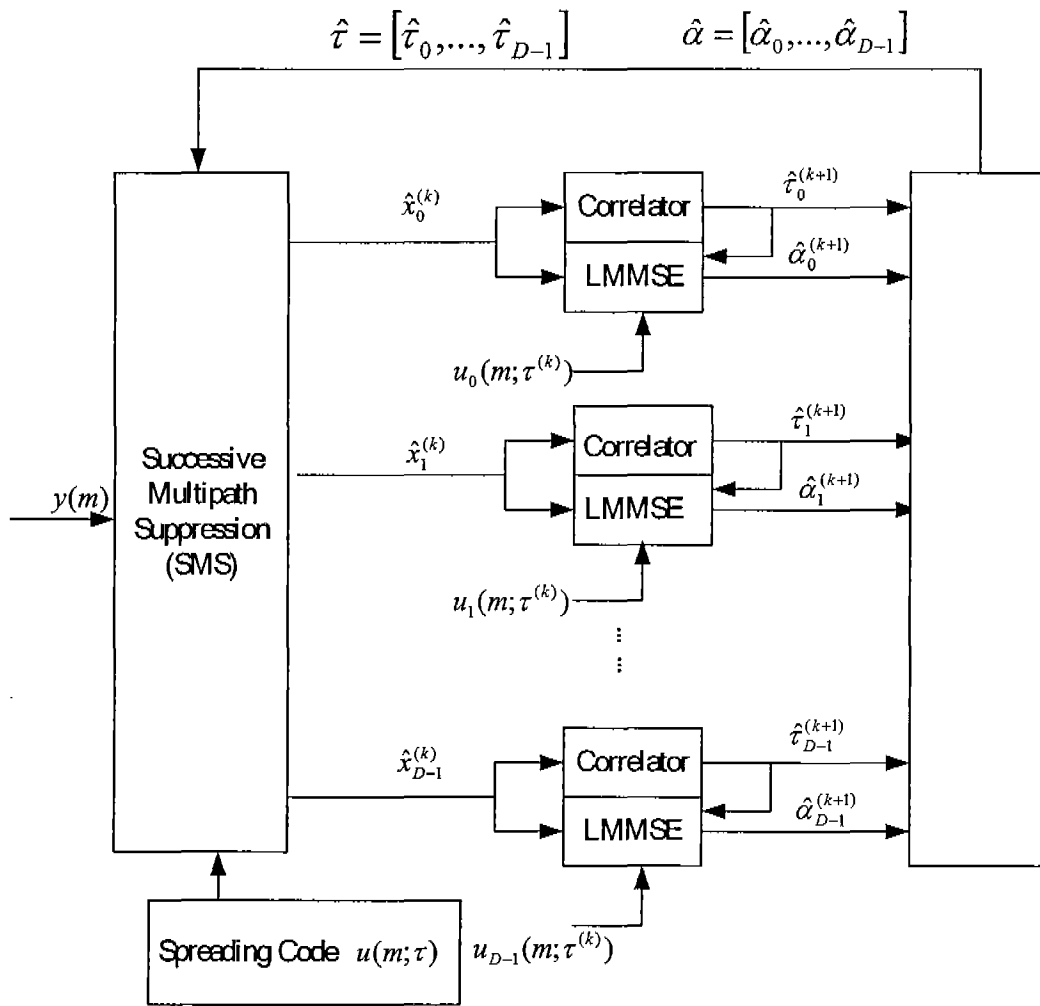


Fig. 3-15-99 Block Diagram of the Successive Multipath Suppression using the EM Algorithm

A block diagram of the time delay EM estimate is given in Fig. 3-15-99. The block "Correlator" in the figure corresponds to the non-coherent correlation in Eq (3.15.40). The block "LMMSE" refers to the LMMSE channel coefficient estimation as given in Eq (3.15.41). The block "SMS" corresponds to equation Eq (3.15.38), the resultant signal $\hat{x}_j(m; \hat{\theta}^{(k)})$ is the j th multipath signal estimated at the k th iteration.

Remark 1: The initial guess can be chosen randomly, for instance, in our simulation, the initial time delay $\hat{\tau}_0$ is randomly chosen in the range [0ms 1ms]. The initial

channel coefficient $\hat{\alpha}$ can be chosen arbitrary, the choice of $\hat{\alpha}$ depends highly on the actual SNR of the channel. However, a wise choice of $\hat{\alpha}$ significantly improves the convergence rate of the algorithm.

Remark 2: There are a total number of D distinct multipath time delays $\hat{\tau}_j$ ($j=0,1,\dots,D-1$) to be estimated. The cost function in Eq (3.15.40) is multimodal, convergence to the global maximum is not guaranteed. In some cases, we observed that the time delay estimate of two or more multipath signals give the same values (i.e. $\hat{\theta}_n^{(k)} = \hat{\theta}_m^{(k)}$, $m \neq n$), so that less than D multipath delay estimates are given by the algorithm. This is due to the fact that the resultant estimate falls into the same local convergence value. However, this can be alleviated by re-initialize the intermediate estimate $\hat{\theta}_j^{(k)}$ to an arbitrary value, so that it can follow another iterative path to converge to the desired time delay.

Remark 3: We can see from Eq (3.15.38) that $\hat{x}_j(m; \hat{\theta}^{(k)})$ is simply the estimated j th multipath signal obtained by subtracting all other estimated contributing multipath signals from the previous iteration.

4. Simulation Results and Discussions

In order to demonstrate and evaluate the proposed iterative signal acquisition algorithm, a number of simulations have been performed. Suppose that two close-in multipath signals along with the line-of-sight signal superimposed signals are detected at the receiver. The SNR of the received line-of-sight signal is -23dB, while the ratio of the line-of-sight signal to each multipath signal is 3dB. For each experiment, the observation time and the acquisition dwell time of the correlator is 2ms, the signal is oversampled by a factor of five (i.e. $Q = 5$), so that a total number of 10000 samples are received at the GPS receiver during the observation time. For the sake of illustrating the performance of the proposed algorithm, one of the experimental data is shown in Table. 3-15-6. The actual time delays for the direct signal and each multipath signal are $\tau_0 = 0.3412ms$, $\tau_1 = 0.5344ms$ and

$\tau_2 = 0.7272ms$ respectively. The real channel coefficients have values $\alpha_0 = 0.1001$ for the line-of-sight signal, and $\alpha_1 = \alpha_2 = 0.0709$ for the two multipath signals. The initial guess of the unknown parameters, α and τ are chosen randomly as: $\alpha_0 = [0.0136, 0.0104, 0.0099]'$, $\tau_0 = [0.4112, 0.3093, 0.8398]'$. Five iterations are performed and non-coherent combining is performed in parallel for each superimposed signal. It shows that both the estimation errors for the time delay estimate and the channel coefficient estimate gradually decreases with the number of iterations performed.

Note that during the first and second iterations, two or more delay estimates give the same values, (e.g. $\hat{\tau}_1^{(2)} = \hat{\tau}_2^{(2)} = 0.5344$) it is due to the fact the estimates converge to the same stationary points. This can be remedied by re-initializing the preliminary values (e.g. $\hat{\tau}_2^{(2)}$) of the trapped delay estimate at the next iteration, so that the next estimate relies on a new initial guess, rather than the previous stationary estimate $\hat{\tau}_2^{(2)}$. This has been discussed in Remark 2 of the previous Section.

Table. 3-15-6 Experimental Data of Time Delay Estimates of Two Multipath Signals with a Direct Signal.

Iteration	$\hat{\tau}_0$	$\hat{\tau}_1$	$\hat{\tau}_2$	$\hat{\alpha}_0$	$\hat{\alpha}_1$	$\hat{\alpha}_2$	$\ \tau - \hat{\tau}\ ^2$	$\ \alpha - \hat{\alpha}\ ^2$
1	0.341200	0.341200	0.341200	0.013602	0.010420	0.009897	0.18630	0.01486
2	0.341200	0.534400	0.534400	0.048723	0.010420	0.009897	0.03720	0.01002
3	0.341200	0.534400	0.698800	0.072219	0.027579	0.009897	0.00081	0.00638
4	0.341200	0.534400	0.698800	0.087977	0.045961	0.016689	0.00081	0.00371
5	0.341200	0.534400	0.698800	0.098534	0.058260	0.027845	0.00081	0.00202

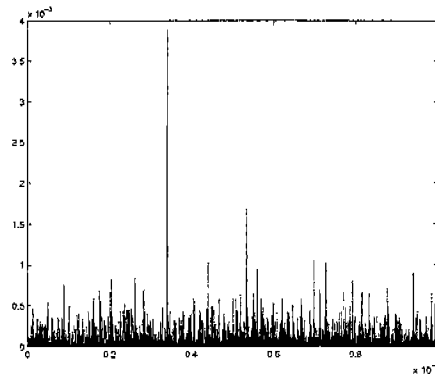


Fig. 3-15-100 Non-Coherent Combining with Conventional Sliding Correlator

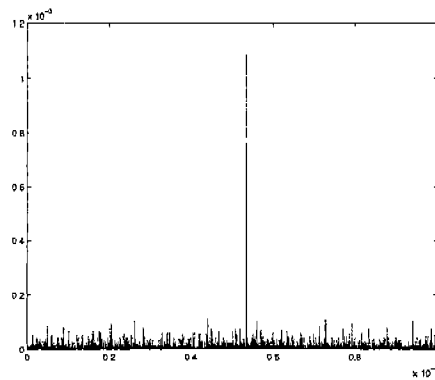


Fig. 3-15-101 Non-Coherent Combining using EM Algorithm. The Peak Corresponds to the Estimate of the First Multipath Signal

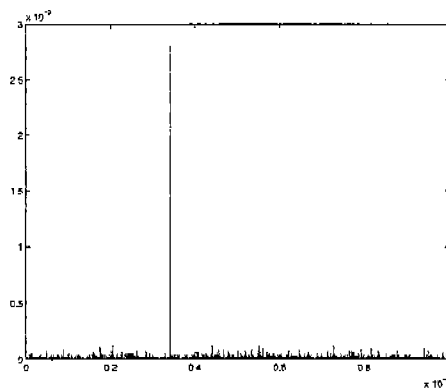


Fig. 3-15-102 Non-Coherent Combining using EM Algorithm. The Peak Corresponds to the Estimate of the Direct Signal

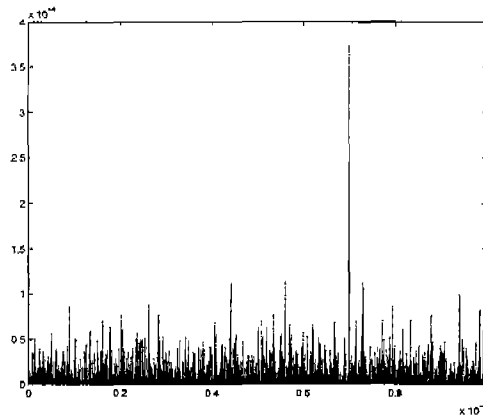


Fig. 3-15-103 Non-Coherent Combining using EM Algorithm. The Peak Corresponds to the Estimate of the Second Multipath Signal

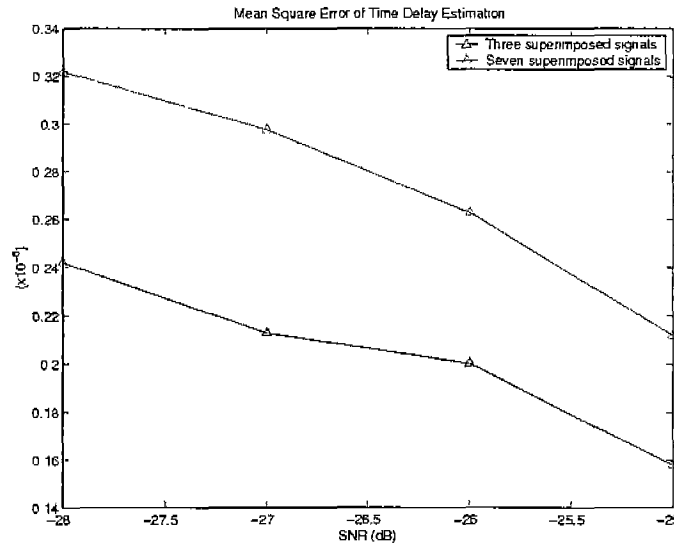


Fig. 3-15-104 Mean Square Error of Three and Seven Superimposed Signals

The correlator output with the conventional sliding correlator is shown in Fig. 3-15-100. The peaks correspond to the time delays of each multipath signal and the direct signal. The correlator output of the direct signal (i.e. $\hat{x}_0(\theta)$ in Fig. 1) using the proposed signal acquisition technique with the EM algorithm is shown in Fig. 3-15-101, we can see that the multipath signals have been suppressed substantially. Hence the probability of false alarm can be significantly reduced and the probability of detection can be increased simultaneously. Fig. 3-15-102, Fig. 3-15-103 show the correlator outputs for the other two multipath signals. The mean

square error of the multipath signal time delay estimate is depicted in Fig. 3-15-104. Our simulation results show that the proposed GPS signal acquisition system using the EM algorithm provide multipath suppression capabilities which is highly attractive in multipath propagation environment.

제16절 WLAN을 이용한 무선측위 기술개발

1. 무선랜의 신호세기를 이용한 실내 측위

가. 무선랜의 신호 세기 특성

무선랜의 신호세기를 실내 위치결정에 사용하기 위해서는 우선 신호세기와 거리 사이에 일정한 관계가 보장되어야 한다[6]. 무선랜의 전파 신호세기는 전파가 전달된 거리에 반비례 하는 관계가 있다. 이 성질을 이용하면 수신된 신호세기로부터 AP (Access Point)와 수신된 이동단말기 사이의 거리 정보를 얻을 수 있다.

무선랜의 신호 세기의 특성을 확인 하기 위해서 간단한 실험을 하였다.

무선랜의 신호세기가 실내 위치 결정에 사용되기 위해서는 신호세기 정보가 안정적 이어야 한다. 이것을 확인하기 위해서 한 지점에서 다른 지점에 위치한 두 개의 AP로부터 24시간동안 신호세기를 측정하였다. 그림 3-16-1, 3-16-2와 표 3-16-1은 이 실험의 결과를 나타낸다.

표 3-16-1 24시간 신호세기 평균값과 표준편차

	Signal Strength 평균값	Signal Strength 표준편차
AP1	-42.61dBm	2.2631
AP3	-41.75dBm	1.7355

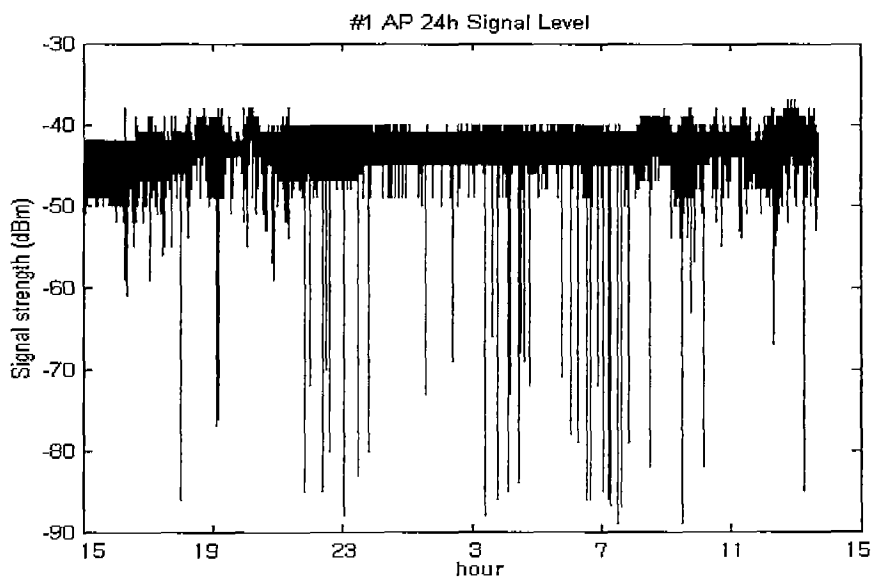


그림 3-16-1 24시간 신호세기 (AP1)

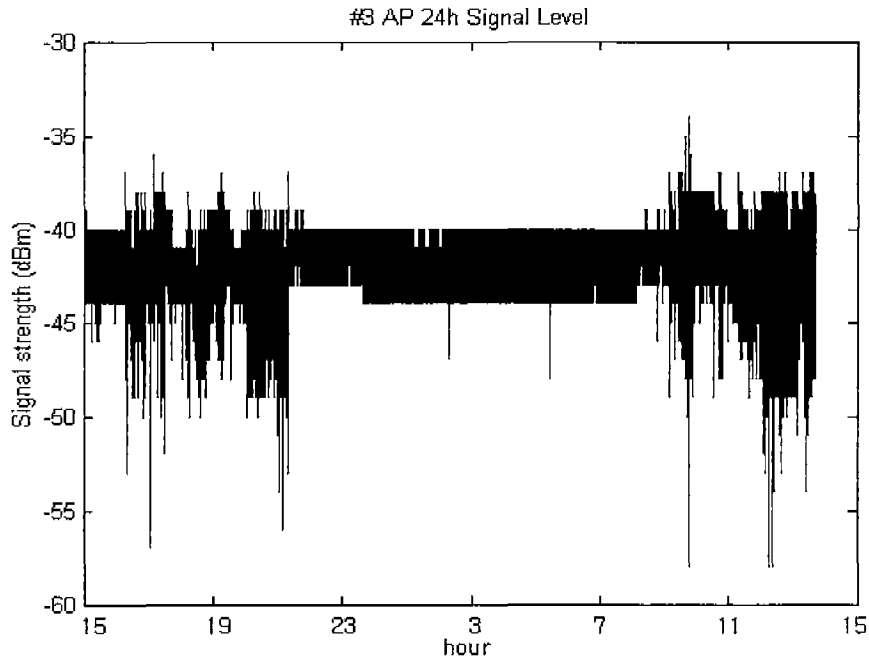


그림 3-16-2 24시간 신호세기 (AP3)

그림 3-16-1의 신호세기의 결과 무선랜의 신호 세기가 사람의 움직임, 다른 무선신호, 컴퓨터 노이즈 등 환경적인 영향에 의해 급격한 변화를 보이기도 한다. 그림 3-16-2 신호세기의 결과에서 상대적으로 주변의 환경의 영향이 적은 밤 시간에 신호세기가 낮 시간의 무선랜 신호세기 보다 안정함을 볼 수 있다.

무선랜의 신호는 벽과 벽, 층과 층 사이를 통과 한 후 신호세기 감쇄가 일어난다. 신호 세기 감쇄 특성을 알아보기 위해서 몇 가지 실험을 하였다. 결과는 각각 표 3-16-2와 표 3-16-3와 같다. 벽의 영향에 의한 신호감쇄 정도를 확인하기 위해서 그림 3-16-3과 같이 AP와 노트북을 설치하여 실험을 수행하였다.

표 3-16-2 벽에 의한 신호감쇄

	Laboratory	Lecture Room
벽을 통과하지 않은 신호	-41.33dBm	-39.42dBm
벽을 통과한 신호	-48.71dBm	-43.87dBm

표 3-16-3 층을 통과한 신호의 신호감쇄

1 층	2 층	3 층
-31.51dBm	-53.00 dBm	-66.59dBm

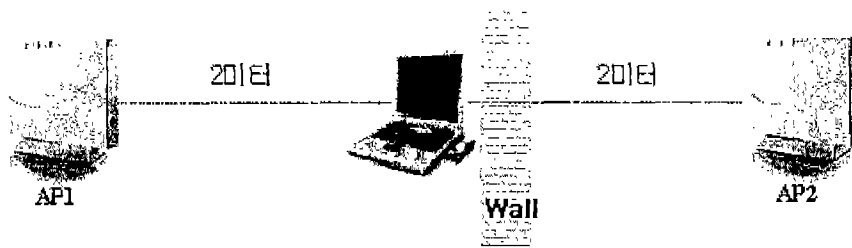


그림 3-16-3 AP와 노트북의 배치

표 3-16-4 사람에 의한 신호감쇄

	AP 1	AP 2
사람을 통과하지 않은 신호	-45.25dBm	-48.10dBm
사람을 통과한 신호	-48.71dBm	-51.39dBm

벽을 통과한 신호세기의 감쇄 정도는 건물의 구조, 건물의 재질에 따라 다르기 때문에 일반적인 모델링을 하는 것은 쉽지 않다.

층에 의한 신호세기 감쇄 정도를 확인하기 위해서는 AP를 1층에 설치하고 층 바로 위 2층과 3층에서 신호를 측정하였다. 이때 각층에서의 신호세기 측정 지점은 수직방향 위치만 서로 다르다. 실내 위치결정에서는 이동단말기의 고도 정보가 중요하므로 다른 층의 신호를 구별하거나 신호세기 감쇄를 보정하는 알고리즘이 필요하다.

실내에서 위치를 결정할 경우 가장 큰 오차요인은 실내에 존재하는 사람이 된다[6]. 사람에 의한 신호세기의 감쇄 정도를 확인하기 위해서 실험을 수행하였고 표 3-16-4는 이 결과를 나타낸다. 사람에 의한 신호감쇄 정도는 약 3.3dBm 정도이다. AP로부터 측정하게 되는 신호세기는 사람에 의한 영향만큼 차이가 발생하므로 무선랜의 신호세기를 이용한 이동단말기의 위치 결정시 방향과 주위 사람들에 의한 영향을 고려하여야 한다. 그러나 일반적인 신호감쇄 모델을 적용하여 이 값을 보상하기는 어렵다.

무선랜의 신호가 AP의 방향에 따라서 신호세기가 다른지 알아 보기 위해서 그림 3-16-4와 같이 실험을 하였다. 총 3번 90도 회전하여 총 4 가지의 방향에 대해서 신호 세기를 측정하였다.

무선랜의 신호가 기본적으로 같은 상황에서 신호세기를 측정 했을 때 표 3-16-5와 같이 1~2dBm 정도 차이가 있는 것을 보면 무선랜 카드의 측정 시 위치에 따라서 크게 변하는 것을 볼 수 없다.



그림 3-16-4 신호세기 방향성 특성 실험

표 3-16-5 신호 세기 방향성

방향	신호 세기 평균	신호 세기 표준 편차
회전 0°	49.32 dBm	3.045
회전 90°	50.76 dBm	3.783
회전 180°	52.45 dBm	1.778
회전 270°	49.25 dBm	1.546

나. 모델식과 삼각측량법을 이용한 위치 결정

(1) 경로 손실 모델식[7]

(가) A Simple Signal Propagation Model

$$p_{(r)}[dBm] = p_{(r_0)}[dBm] - 10\alpha \log\left(\frac{r}{r_0}\right) \quad (3.16.1)$$

$p_{(r)}$ = Power Received By a Given MS(Mobile Station)

$r_{(0)}$ = Reference Distance from the Transmitter

$P_{(r_0)}$ = The Signal Power at This Reference Point

α = Rate at Which the Path Loss Increases as Distance r

(나) An Empirical Signal Propagation Model

$$p_{(r)}[dBm] = p_{(r_0)}[dBm] - 10\alpha \log\left(\frac{r}{r_0}\right) - l * WAF \quad (3.16.2)$$

l = Number of Walls Between the Transmitter and Receiver

WAF = Wall Attenuation Factor

$$p_{(r)}[dBm] = p'_{(r_0)}[dBm] - 10\alpha' \log\left(\frac{r}{r_0}\right) - n * HAF \quad (3.16.3)$$

HAF = Humans Attenuation Factor

n = Number of Human Between the Transmitter and Receiver

= Orientations of the Transmitter and Receiver

$$n = \frac{(\alpha + \beta)}{\pi}$$

α, β = The Radians of the Orientations from the Line of Sight

이 방법은 거리에 따른 신호세기의 감쇄를 나타내는 모델식과 삼각측량법을 이용하여 이동단말기의 위치를 결정하는 방법이다[6]. 일반적으로 식 (3.16.1)을 사용하고 있으며 본 연구과제에서도 식(3.16.1)을 사용하여 위치 결정을 수행하였다.

이동단말기와 AP의 거리는 모델식에 의해 결정되고 세 개 이상의 AP로부터 신호를 획득하게 되면 삼각 측량법을 이용하여 이동단말기의 위치를 결정하게 된다.

무선랜의 신호세기를 이용하여 위치결정을 하기 위해서 먼저 신호세기와 거리와의 관계를 정의할 실험을 하였다.

AP를 삼각대에 고정시킨 후 1m씩 이동하면서 무선랜의 신호 세기를 측정하였다. 1m마다 1초에 4개의 신호세기 측정하였고 0~30m까지 측정하였다.

거리에 따른 신호 세기 감쇄 변화를 선형 근사화, Simple Signal Propagation Model Log식을 이용하여 신호세기 변화에 따른 거리 정보를 알아 내었다.

$$\text{Modeling 1. } SS = b3 \times X^3 + b2 \times X^2 + b1 \times X + b0$$

$$\text{Modeling 2. } SS = b0 + b1 \times \log_{10}(r)$$

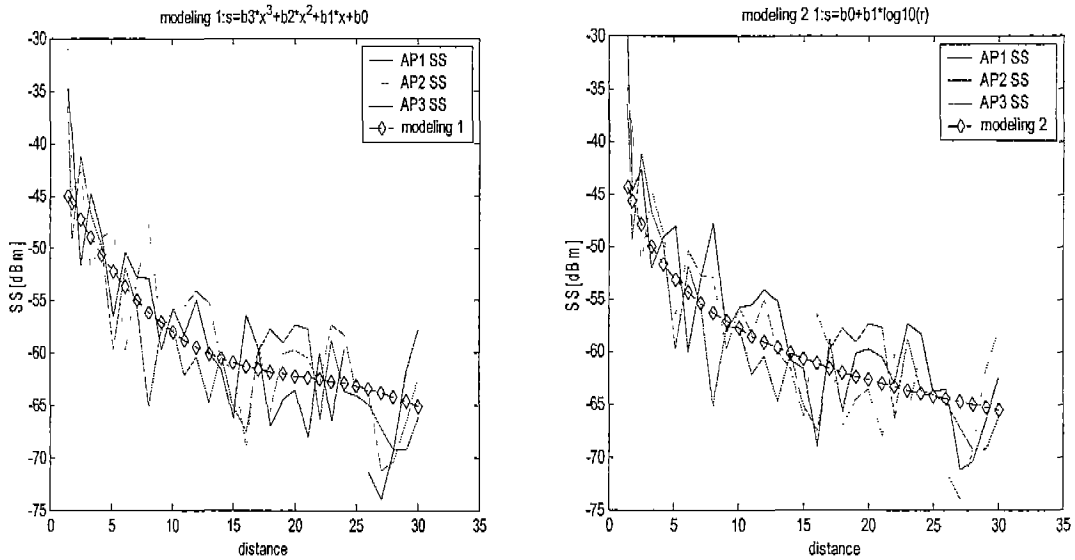


그림 3-16-5 거리에 따른 신호 감쇄

그림 3-16-5는 Modeling 1, Modeling 2에 대하여 거리에 변화에 따른 신호세기 변화를 알아 보았다. Polynomial Curve Fitting으로 구한 Modeling 1은 다시 신호세기 변화에 대한 거리 정보를 알아 내는 식으로 변환 할 때 높은 다항식을 버리고 그때의 신호 변화에 따라서 모델링 식이 변화하기 때문에 모델식으로 정의 시 오차가 많다. Modeling 2 식으로 신호세기 변화에 따른 거리 정보를 알아 내는 식으로 이용하였다.

Modeling 2을 거리 정보로 바꿀 때 식 (3.16.4)으로 나타낼 수 있다.

$$\text{Model Distance} = 10^{(SS-b_0)/b_1} \tag{3.16.4}$$

그림 3-16-6은 로봇을 이용하여 AP로부터 40m 떨어진 지점까지 이동하면서 거리 따른 신호 감쇄를 알아보는 실험이다. 그림 3-16-6의 결과를 확인해 보면 매 순간 신호세기의 편차가 크고 두번째 줄에 있는 그림 경우 중간에 사람이 움직였을 때 사람에 의한 영향을 받는 신호세기 그림이다.

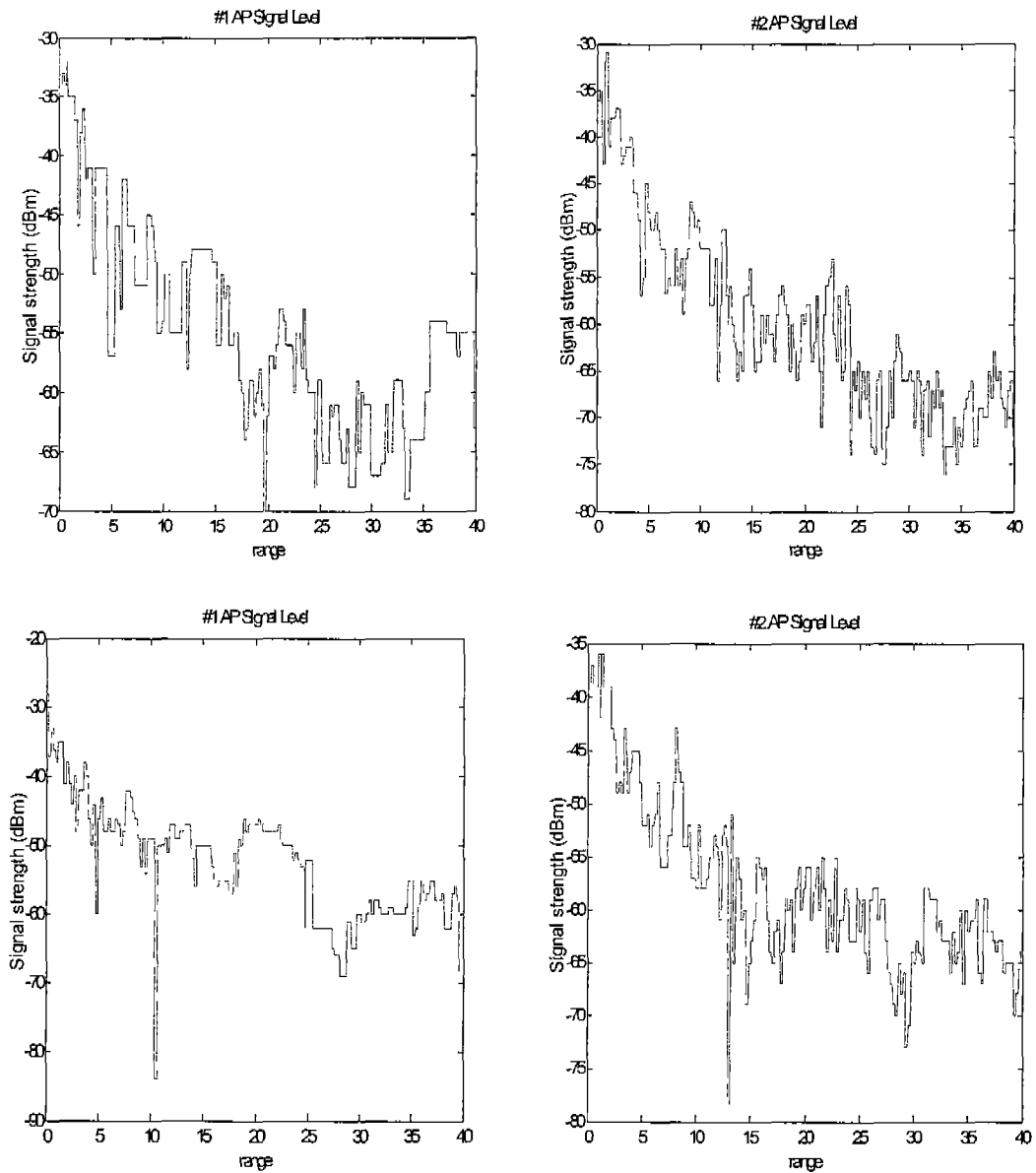


그림 3-16-6 이동시 거리에 따른 신호감쇄

(2) 정지위치 측위

모델링을 이용한 측위의 정확도를 알아보기 위해서 서울대학교 자동화연구소 1층에서 실험을 하였다. 실험 환경은 그림 3-16-7과 같고 1미터 간격으로 30초 동안 60개의 지점에서 데이터를 획득하였다. 모델식으로는 Modeling 2을 사용하였으며, 초기 계수값은 실험을 통해 얻은 데이터를 바탕으로 결정하였다. 그리고 AP 위치를 알고 있다고 가정하였고 삼각측량법과 직접해의 방법을 이용하여 위치를 구하였다.

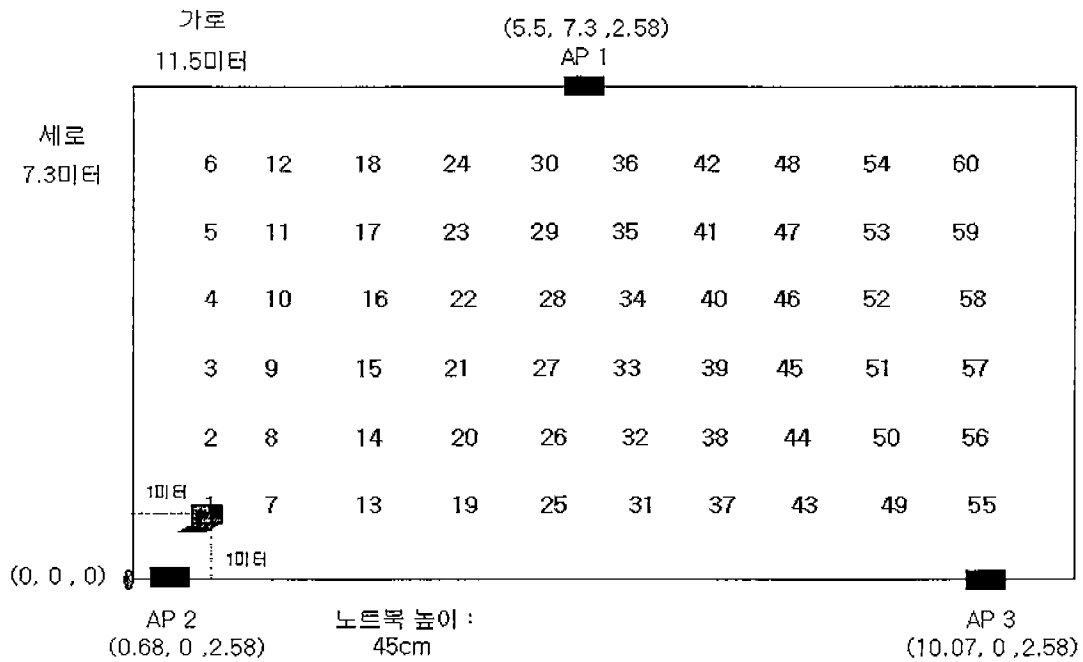


그림 3-16-7 실험 환경 (서울대학교 자동화 연구소 1층)

이후 모델링의 계수 값을 변화시키면서 위치오차와 표준편차를 구하였다.

위치오차를 보면 각 AP로부터 거리가 많이 떨어진 곳에서 오차 값이 크게 나타남을 볼 수 있다. 이는 거리가 멀어질수록 신호세기의 오차가 모델링을 이용하여 환산한 거리 값에 미치는 영향이 커지기 때문이다. 동일한 종류의 AP라고 하더라도 기준 신호 레벨에 차이가 나므로 모델링을 이용한 측위를 할 때는 각각의 AP에 대한 모델링으로 측위 해야 Error를 줄 일 수 있다.

표 3-16-6의 결과에서 30초 동안 획득한 신호의 평균값을 이용한 측위 결과가 초기값만을 이용한 것보다 더 나은 성능을 보인다. 이는 측위를 할 때 가능한 신호를 여러 번 획득하여 위치를 구하는 것이 좋음을 보여준다. 그러나 측위를 함에 있어 위치의 정확도 뿐만 아니라 초기 위치를 제공하는 시간 또한 중요하므로 서로의 절충이 필요하다.

이 실험의 환경은 이상적인 경우로 벽, 칸막이, 전자제품과 움직이는 사람 등이 존재하지 않는다. 이러한 환경이 아닌 다른 곳에서 모델링을 이용한 측위를 수행하게 된다면 여러 오차 요인에 대한 보상이 필요하게 되고, 보상 알고리즘이 구현되더라도 더 큰 위치오차가 나타나게 된다. 따라서 모델링을 이용한 방법은 시간과 장소에 따른 Signal Strength가 다르기 때문에 Signal Strength 특징을 정확하게 나타낼 수 없다. 따라서 정확한 실내 측위에 사용하기에는 새로운 알고리즘 연구가 필요 하다.

표 3-16-6 모델링의 기울기 값의 변화에 따른 측위 결과

	평균값을 이용한 측위		초기값을 이용한 측위	
	위치 오차 (m)	표준편차	위치 오차 (m)	표준편차
AP 1 : $P(r)=-36-27\log(r)$ AP 2 : $P(r)=-31-27\log(r)$ AP 3 : $P(r)=-34-27\log(r)$	2.833	1.411	3.198	1.749
AP 1 : $P(r)=-36-28\log(r)$ AP 2 : $P(r)=-31-28\log(r)$ AP 3 : $P(r)=-34-28\log(r)$	2.822	1.373	3.062	1.543
AP 1 : $P(r)=-36-29\log(r)$ AP 2 : $P(r)=-31-29\log(r)$ AP 3 : $P(r)=-34-29\log(r)$	2.839	1.343	2.982	1.427

무선랜 카드를 통해서 초당 4번의 신호를 획득할 수 있다. 따라서 초기 위치정보를 획득하는 시간을 줄이고 측위 성능을 향상 시키기 위하여 1초 동안 획득한 신호를 이용한다. 이 때 1초 동안 획득한 신호의 평균값을 이용하여 측위를 하게 되면 표 3-16-7에서 보는 것처럼 정확도 향상에 기여하지 못한다. 그래서 식 (3.16.5), (3.16.6)과 같이 가중치를 이용한 위치결정 방법을 제시한다. 신호세기의 평균값과 각 측정값의 차이의 역수값을 가중치로 두어 거리를 구하고 이 거리값을 이용하여 이동단말기의 위치를 최종적으로 결정한다. 짧은 시간 동안 급격히 변하게 되는 신호에 대해서 보상이 가능하므로 측위 성능을 향상시킬 수 있다. 표 3-16-7과 그림 3-16-8은 각 방법에 대한 위치오차를 나타낸다.

$$p_{res,i}(k) = p_{mean}(k) - p_i(k) \tag{3.16.5}$$

$$r(k) = \frac{\sum_{i=1}^4 r_i(k)(p_{res,i}(k))^{-1}}{\sum_{i=1}^4 (p_{res,i}(k))^{-1}} \tag{3.16.6}$$

여기서,

$p_i(k)$: #k AP로부터 i 번째 측정된 신호세기 ($i=1\sim 4$)

$p_{mean}(k)$: 1초 동안 측정된 신호세기의 평균

$r_i(k)$: i 번째 측정된 신호세기의 거리 환산값

표 3-16-7 모델링을 이용한 측위 결과

	평균값 (30초)	초기값	유수가중치 (1초)	평균값 (1초)
위치오차	2.822	3.062	2.912	3.221
표준편차	1.373	1.543	1.491	1.520

이 실험의 환경은 이상적인 경우이다. 이러한 환경이 아닌 다른 실내에서 모델식과 삼각측량법을 이용하여 측위를 수행하게 된다면 여러 오차 요인에 대한 보상이 필요하게 되고, 보상 알고리즘이 구현되더라도 큰 위치오차가 나타나게 된다. 따라서 이 방법은 시간과 장소에 따른 신호세기의 특징을 정확하게 나타낼 수 없기 때문에 정확한 위치정보를 제공하는 솔루션으로 이용하기에는 부적합하다.

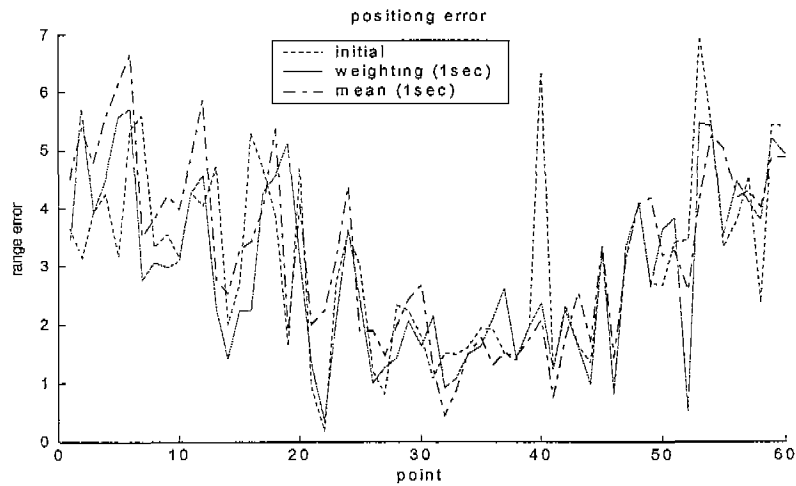


그림 3-16-8 모델링을 이용한 측위 위치오차

(3) 이동 위치 측위

이동 측위를 하기 위해서 동적인 칼만 필터의 모델식을 이용하여 위치 결정을 하였을 때 결과를 알아 보기 위해서 시뮬레이션과 실험을 하였다.

시뮬레이션 환경은 1초에 4개의 Sample Interval을 생성하고 1m/s의 속도로 이동하며 AP와 각 지점에서 절대적인 거리 값을 모델식을 이용하여 신호 세기 값을 생성 하였다. 위치결정 방법은 동적인 상황을 잘 반영하는 칼만필터를 사용하였다.

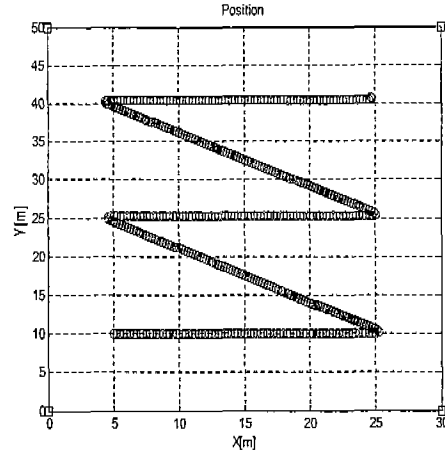
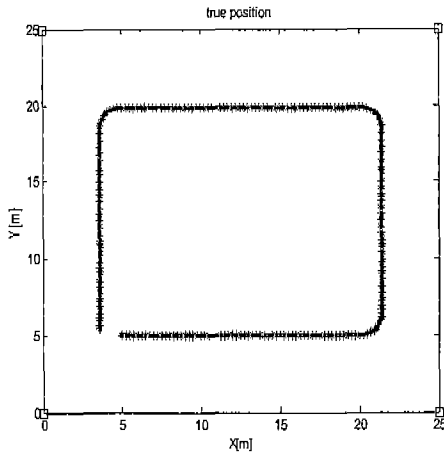
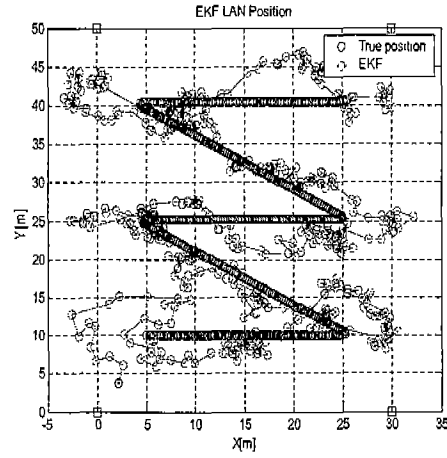
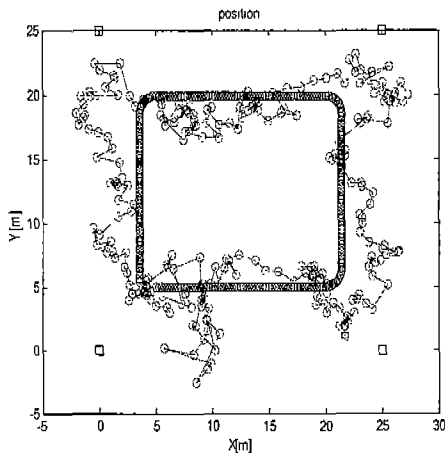


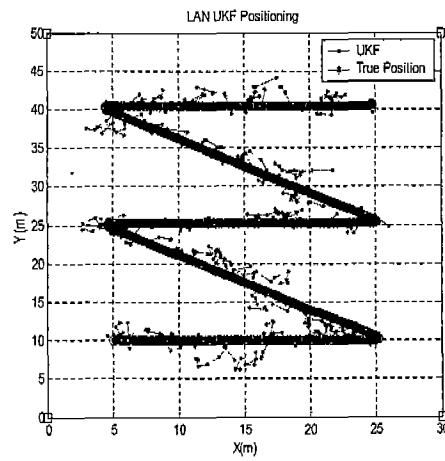
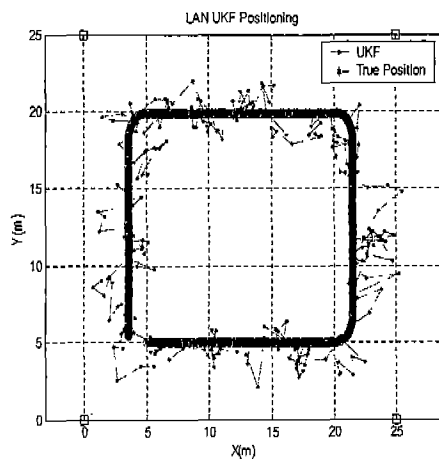
그림 3-16-9 시뮬레이션 환경



2D-RMS_Mean error : 2.9565m

2D-RMS_Mean error : 4.1021m

(a) EKF를 이용하여 Position



2D-RMS_Mean error : 1.6515m

2D-RMS_Mean error : 2.867m

(b) UKF를 이용하여 Position

그림 3-16-10 시뮬레이션 결과

이동시 측위를 사용할 경우 칼만필터 (EKF, UKF)를 사용하여 위치결정 가능성을 살펴 보았다. AP와 거리가 짧기 때문에 비선형 측정식의 값이 증가하여 비선형성이 크게 된다. 따라서 이런 비선형을 선형으로 바꾸는 과정에서 EKF, UKF를 사용하여 2차까지 선형화 시키는 UKF 가 더 좋은 성능을 보여 준다.

실제로 이동하면서 모델식과 삼각 측량법을 이용하여 위치 결정을 하는 실험을 하였다. 이 실험은 건국대학교 새천년관 1층 로비에서 실험하였다. 실험 환경은 사람이 벽과 같은 장애물이 없는 공간이지만 사람이 움직이는 실제 상황과 비슷한 환경이었다. 이동하면서 각 AP로부터 무선랜의 신호 세기를 측정하여 모델식을 이용하여 거리 값으로 변화하여 삼각측량법과 칼만필터를 이용하여 위치결정을 하였다.

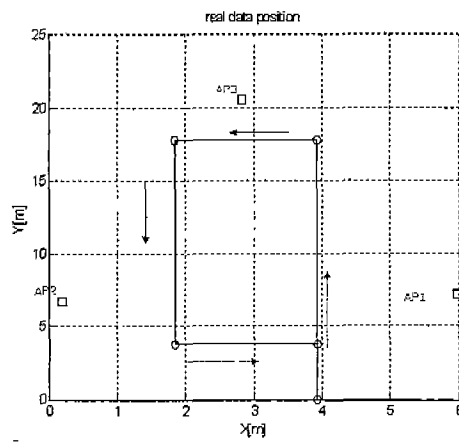


그림 3-16-11 실험 환경(건국대학교 새천년관 1층)

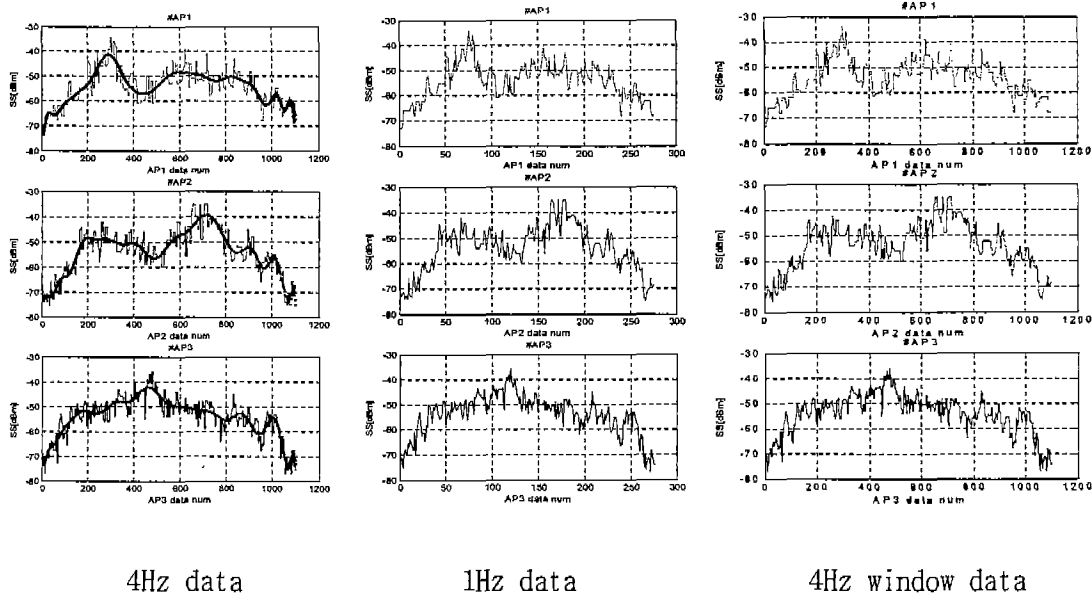


그림 3-16-12 이동 신호 세기 데이터

실제 무선랜의 신호 세기는 그림 3-16-12에서 보는 것과 같이 신호의 편차가 크다. 따라서 이런 신호의 편차가 크기 때문에 Data를 Fitting, 1초의 4개 데이터를 평균, Data 4개의 슬라이딩 윈도우 사용하여 Data의 편차를 줄여 보고자 데이터를 처리하였다.

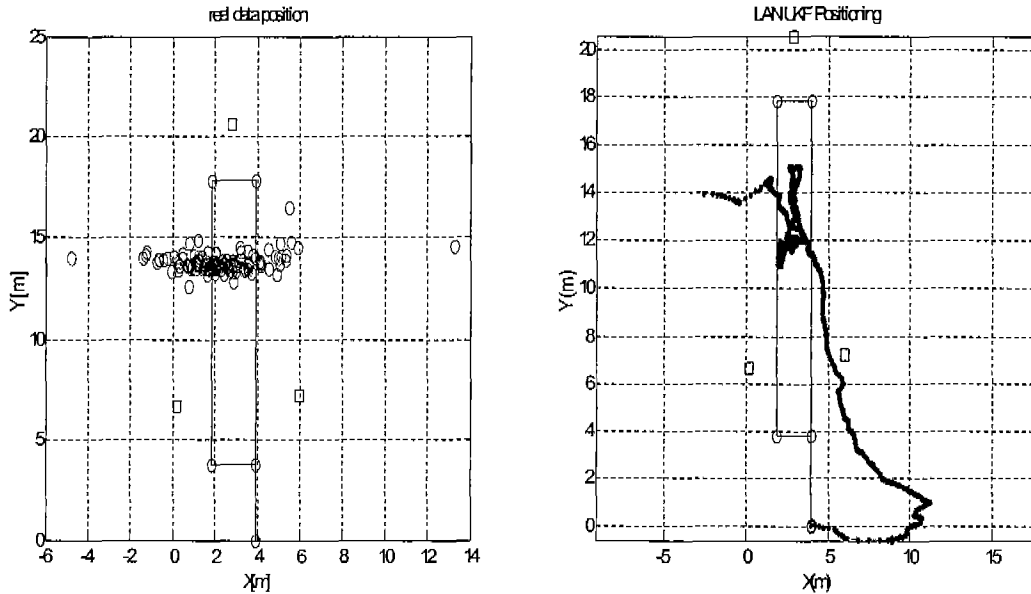


그림 3-16-13. 삼각 측량법과 UKF

이동 시 측정된 무선랜의 신호세기는 짧은 시간동안 급격히 변화 하게 된다. Modeling 식이 Log Scale이기 때문에 거리로 변환한 값이 실제 거리와 차이가 크다. Modeling 하여 거리 변환거리 값에 오차가 크다. 모델식이 환경에 영향을 많이 받기 때문에 실내의 다양한 신호 감쇄를 적용할 수 없다. 일반적인 모델 적용이 힘들다.

(4) 보조 센서를 이용한 위치 결정

보조 센서를 이용한 위치 결정방법은 이동단말기에서 획득되는 신호의 세기와 실내에 설치된 측위 보조센서에서 획득된 신호의 세기 및 거리에 따른 신호의세기 변화량을 나타내는 모델식을 결합하여 이동단말기의 위치 결정을 하는 방법이다.

실내에서 벽으로 닫힌 공간마다 AP (Access Point) 신호의 세기를 측정할 수 있는 센서를 중앙 천정에 설치하고, 이들의 위치와 AP와의 가시경로에 있는 벽의 수 및 AP의 위치를 중앙 측위서버에서 관리하고 신호의 세기를 전송 받아 위치를 계산한다. 이동국에서 측정된 신호의 세기와 측위 보조센서에서 측정된 신호의 세기를 이용하여 이동국에서 가장 가까운 측위 보조센서를 선택하여 이동국의 개략적인 위치를 추정한다. 이동국의 정밀한 위치를 추정하기 위하여 측위 보조센서에서 측정된 신호의 세기를 이용하고 AP별로 가시경로 벽의 수를 고려하여 거리에 따른 신호의 세기 변화량을

나타내는 모델식의 계수를 추정한다. 추정된 계수와 선택된 측위 보조센서에서 측정된 신호의 세기 및 하나의 AP와 선택된 측위 보조센서의 거리 그리고 이동국에서 측정된 신호의 세기를 이용하고 모델식에 적용하여 하나의 AP와 이동국의 거리를 계산한다. 나머지 AP에 대해서도 위와 같은 작업을 동시에 수행한 후 측위 알고리즘에 적용하여 이동국의 위치를 추정하게 된다.

측위 시스템 구성 초기단계에 데이터베이스의 구성 및 유지가 필요 없고, 실시간으로 신호 세기의 감쇄 모델식 계수를 추정하기 때문에 다양한 실내 환경의 변화에 상관없이 측위 시스템 구성이 가능하다. 그리고 측위 보조센서로부터 정보를 획득함으로써 주변의 변화에 민감하게 대응할 수 있어, 시간이 지나고, 주변상황이 변화한다 해도 정확한 측위가 가능할 것으로 예상된다. 따라서 현재 추진되고 있는 위치기반 서비스의 실내 확대로의 가능성을 예상할 수 있으며, 화재시 소방관에 대한 화재 진압방향을 유도하고, 군사적 용도로 이용시에는 보다 정확한 실내 측위로 인해 보다 신속한 전술 전개가 가능할 것으로 예상된다.

그림 3-16-14와 같이 3개의 AP가 설치된 실험환경에서 α 값을 계산하기 위해서 2개의 보조 센서를 사용하여 각 상황에 맞는 α 값을 계산하고 2개의 보조 센서 중 하나의 보조센서를 신호 세기와 각 AP와 거리 정보값을 이용하고 이동단말기의 신호 세기를 경로 손실 모델식에 적용하여 이동단말기의 위치를 결정한다.

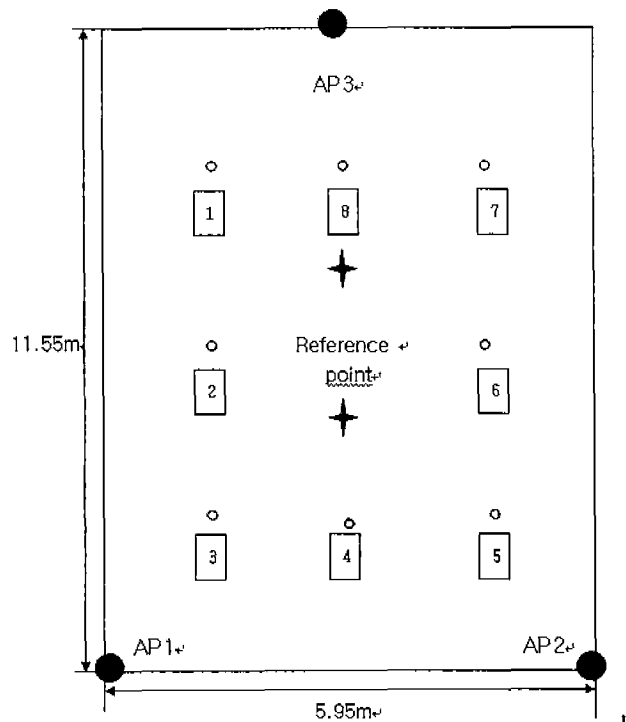


그림 3-16-14 실험 환경

그림 3-16-15는 총 8개의 측위점에 대하여 보조센서를 이용하여 추정된 측위결과를 나타낸다. 측위오차는 평균 2.2미터와 표준편차 0.7미터이다.

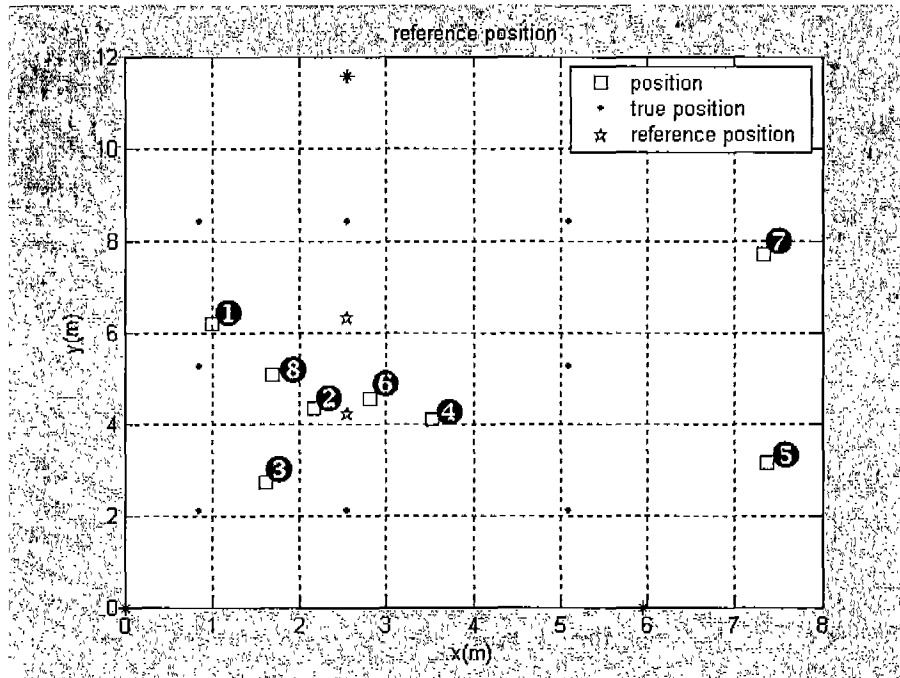


그림 3-16-15 보조 센서를 이용한 위치 결과

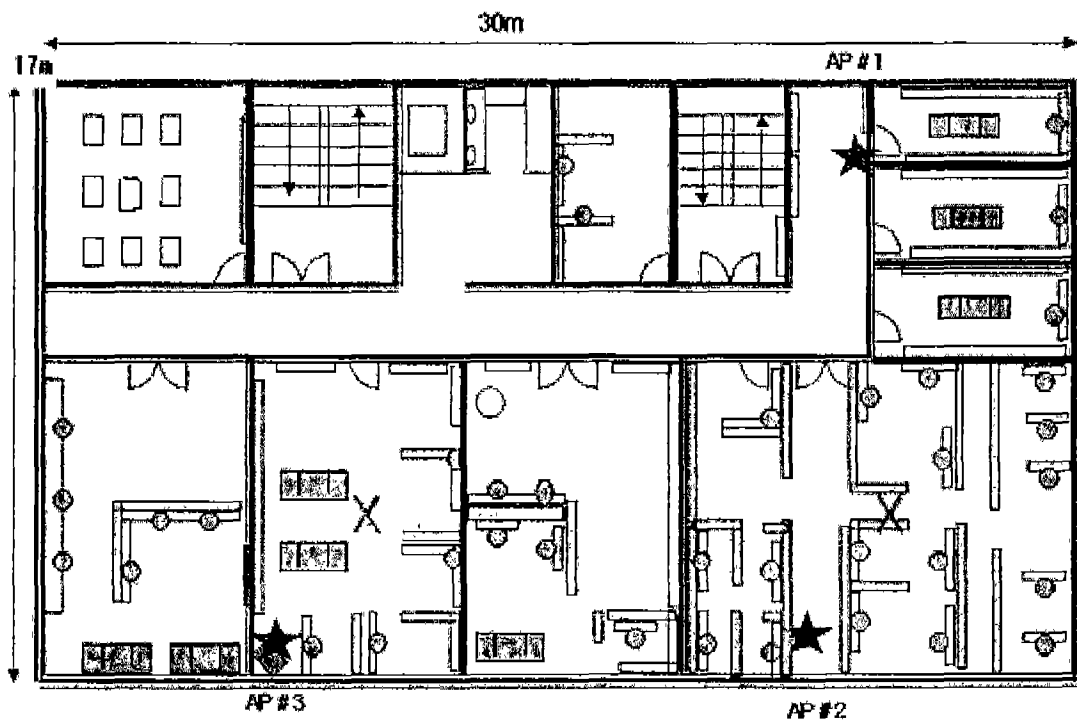


그림 3-16-16 실험 환경 1

그림 3-16-16과 같이 서울대학교 자동화연구소 6층을 실험환경으로 한다. 6층은 10개의 방과 복도로 구성되어 있으며 칸막이와 가구 등이 배치된 전형적인 실내환경을 나타낸다. 3개의 AP가 별로 표시되어 위치에 설치되었고 2개의 측위 보조센서를 X 표시 위치의 방에 설치하였다. 그림 3-16-17은 측위 보조센서가 설치된 총 8개의 측위점에 대하여 모델식 계수추정을 이용한 측위결과를 나타낸다. 측위오차는 평균 3.1미터와 표준편차 1.9미터이다. 그림 3-16-18은 모델식 계수를 -2.6 으로 고정된 값을 사용했을 때의 측위결과를 나타낸다. 측위오차는 평균 3.8미터와 표준편차 1.6미터이다.

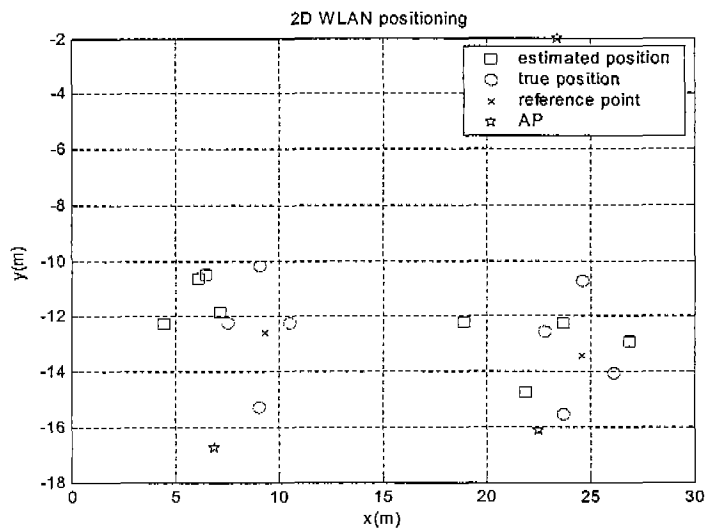


그림 3-16-17 모델식 계수추정을 이용한 측위결과 1

두 측위결과를 비교해보면 실내에서 사용되는 고정된 값인 모델식 계수값을 사용하는 것보다 측위 보조센서의 신호세기 정보와 위치 정보를 이용하여 모델식 계수를 추정하고

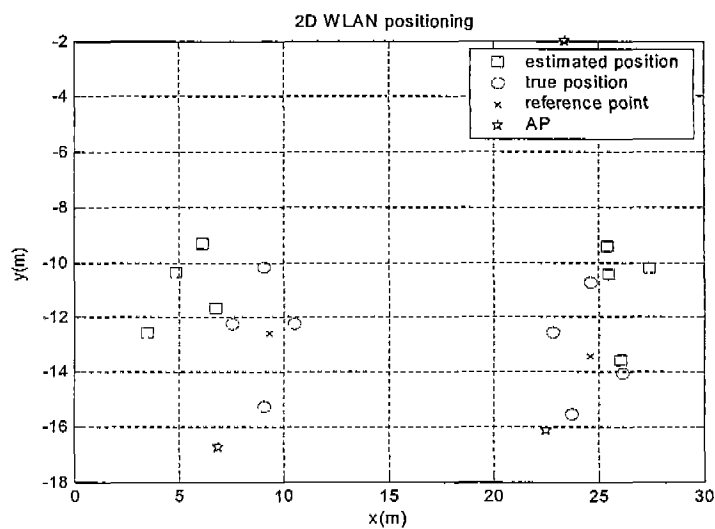


그림 3-16-18 모델식 계수 -2.6 을 이용한 측위결과

추정된 계수값을 사용하는 것이 실내에서의 측위오차를 줄일 수 있는 방법이라는 것을 확인할 수 있다.

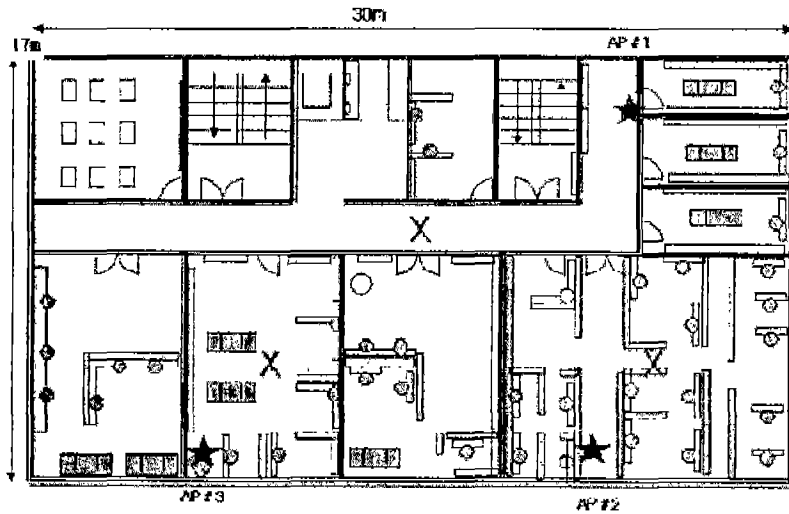


그림 3-16-19 실험 환경 2

그림 3-16-19와 같이 서울대학교 자동화연구소 6층을 실험환경으로 하고 3개의 AP가 별로 표시되어 있는 위치에 설치되었고 2개가 아닌 3개의 측위 보조센서를 X 표시 위치의 방에 설치하였다. 즉 그림 3-16-19의 실험환경에서 복도에 1개의 측위 보조센서를 추가 설치한 환경이다. 그림 3-16-20은 측위 보조센서가 설치된 총 8개의 측위점에 대하여 모델식 계수추정을 이용한 측위결과를 나타낸다. 측위오차는 평균 3.2미터와 표준편차 2.0미터이다. 그림 3-16-21은 모델식 계수를 -2.6으로 고정된 값을 사용했을 때의 측위결과를 나타낸다. 측위오차는 평균 4.4미터와 표준편차 2.5미터이다.

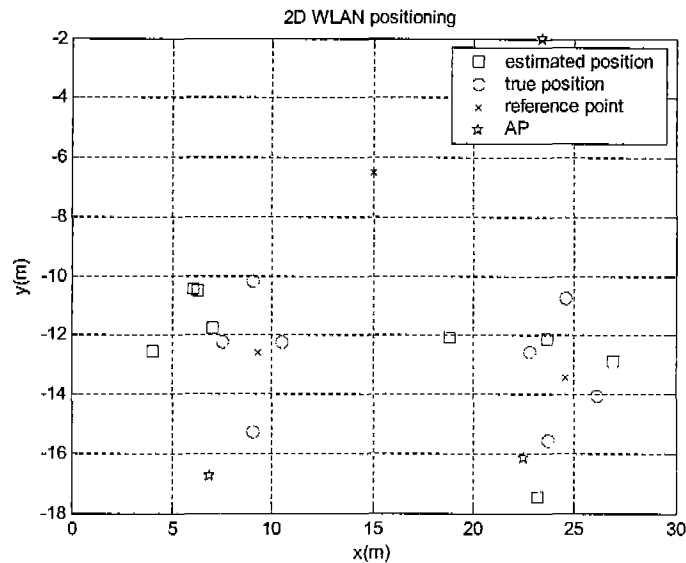


그림 3-16-20 모델식 계수추정을 이용한 측위결과 2

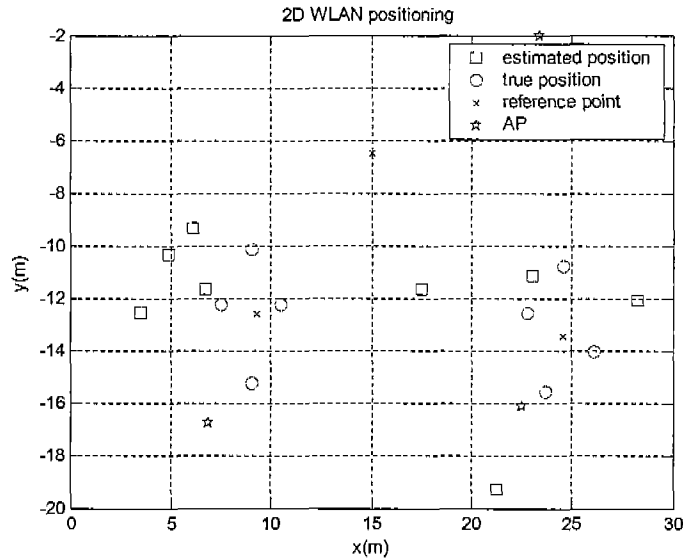


그림 3-16-23 벽감쇄모델식 계수 -2.6과 5를 이용한 측위결과

그림 3-16-22는 총 8개의 측위점에 대하여 벽감쇄모델식 계수추정을 이용한 측위결과를 나타낸다. 측위오차는 평균 1.9미터와 표준편차 1.2미터이다. 그림 3-16-23은 벽감쇄모델식 계수를 -2.6과 5으로 고정된 값을 사용했을 때의 측위결과를 나타낸다. 측위오차는 평균 4.1미터와 표준편차 2.0미터이다.

두 측위결과를 비교해보면 모델식을 벽 감쇄 모델식으로 대치하여 사용했을 경우에도 실내에서 사용되는 고정된 값인 벽 감쇄 모델식 계수값을 사용하는 것보다 측위 보조센서의 신호세기 정보와 위치 정보를 이용하여 벽 감쇄 모델식 계수를 추정하고 추정된 계수값을 사용하는 것이 실내에서의 측위 오차를 줄일 수 있는 방법이라는 것을 확인 할 수 있다.

다. 신호세기 데이터베이스를 이용한 위치 결정

이 방법은 미리 측정된 신호세기의 데이터베이스 (DataBase)와 이동단말기가 측정한 신호세기를 비교하여 이동단말기의 위치를 결정하는 방법이다[5,8]. 이때 DB에는 각각의 위치에서 모든 AP로부터 수신되는 신호의 특성이 저장된다. 이 방법은 측위전에 선행작업이 필요하므로 모델식을 이용하는 방법보다 시간과 비용이 많이 드는 단점이 있지만 위치 정확도는 향상된다. 본 장에서는 데이터베이스를 기반으로 하는 위치결정 알고리즘을 제안하고 실험을 통해서 결과를 보여준다.

(1) 데이터베이스의 생성

DB를 이용하여 위치 결정을 할 때 가장 중요한 요소는 DB의 정확도이다. 그러므로 DB를 생성할 경우 여러 차례 실험을 통해서 정확한 값을 생성하여야 하고 실내의 환경이

변할 경우 DB를 다시 생성하여야 한다. 그래서 이 방법은 정확한 위치 정보를 제공할 수 있지만 이러한 노력과 시간이 필요하다는 단점이 있다.

DB에 저장되는 값은 각 지점의 위치와 그 지점에서 측정되는 신호세기, 신호세기의 표준편차, 노이즈 등 신호의 특성들이 될 수 있다. 이러한 값들은 사용하는 알고리즘에 따라 달라지게 된다. DB를 이용한 위치결정 시 DB에 저장되는 지점의 그리드 간격 또한 위치 정확도에 영향을 주게 된다. 그리드 간격이 좁을수록 정확한 위치정보를 제공할 수 있지만 비용이 증가하는 단점이 있으므로 넓은 간격으로 신호를 측정하고 그 사이 지점에서는 인공적인 데이터를 생성하여 DB를 형성하는 방법을 사용할 수 있다. 위치결정에 사용되는 AP의 개수 또한 위치 정확도에 영향을 주게 된다. 보통 한 개의 AP당 15대의 이동단말기가 접속 가능하고 반경 20~100미터 영역에서 사용이 가능하다. 그러나 실제 무선랜을 위치결정에 사용하기 위해서는 더 많은 AP가 필요할 것이다. AP의 수를 증가시키면 위치 정확도는 향상되지만 측위 비용이 증가하므로 통신 목적이 아닌 측위 목적의 간단하고 저렴한 AP를 사용하는 방법을 생각할 수 있다.

(2) Euclidean distance를 이용한 측위

DB를 이용한 측위의 정확도를 알아보기 위해서 동일한 장소(자동화연구소 1층)에서 DB를 생성하고 측위를 수행하였다. 이 실험을 통해서 모델식을 이용한 방법과 DB를 이용한 방법의 위치 정확도를 비교할 수 있다.

DB는 식 (3.16.7)과 같이 각 지점(60개)의 x , y 좌표값과 세 개의 AP에 대한 신호세기로 구성된다.

$$(x_i, y_i, ss1_i, ss2_i, ss3_i) \quad i : 1 \sim 60 \quad (3.16.7)$$

이동단말기가 k 지점에서 측정한 신호세기와 DB의 신호세기는 식 (3.16.8)과 같이 비교되어 지고, 이동단말기의 위치는 이 값을 최소가 되게 하는 i 지점의 위치가 된다[8].

$$res_k(i) = \sqrt{(ss1_i - ss1'_k)^2 + (ss2_i - ss2'_k)^2 + (ss3_i - ss3'_k)^2} \quad (3.16.8)$$

여기서, $(ss1'_k, ss2'_k, ss3'_k)$: k 지점에서 이동단말기가 측정한 신호세기

표 3-16-8은 측위 결과를 나타낸다. 여기서도 1초 동안 획득한 신호를 이용하여 위치를 결정하였고, 모델식을 이용한 방법보다 위치 정확도가 향상되었다. 그러나

표준편차가 크게 나타나고 위치오차가 큰 지점이 여러 군데 나타난다. 그래서 식 (3.16.8)을 최소가 되게 하는 네 개의 지점을 선택하여 그 위치의 평균을 이동단말기의 위치로 결정하였고 그 결과는 그림 3-16-24과 같다. 이 방법은 하나의 지점을 선택하는 방법보다 평균 위치오차는 크게 나타나지만 표준편차와 최대 위치오차가 줄어들게 된다. 최소 지점을 선택하는 개수는 사용자에게 의해 선택 되어질 수 있다.

자동화연구소 6층의 97개 지점을 선택하여 각 지점에서 10분간 데이터를 받아서 DB를 형성하였다. 알고리즘은 자동화연구소 1층에서 실험한 것과 동일하다. 실험환경은 그림 3-16-25,26,27과 같고, 결과는 표 3-16-9와 그림 3-16-28에서 나타내어진다.

표 3-16-8 Euclidean distance을 이용한 측위 결과

	모델식	DB (한 지점 선택)	DB (네 지점 선택)
위치오차(m)	2.912	1.663	2.035
표준편차	1.491	2.037	1.164

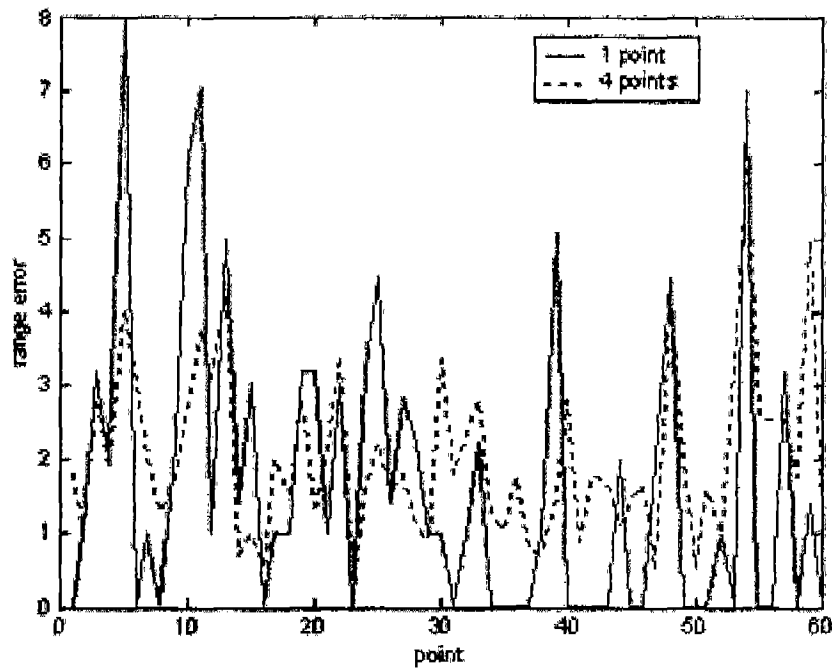


그림 3-16-24 Euclidean distance을 이용한 측위 위치오차

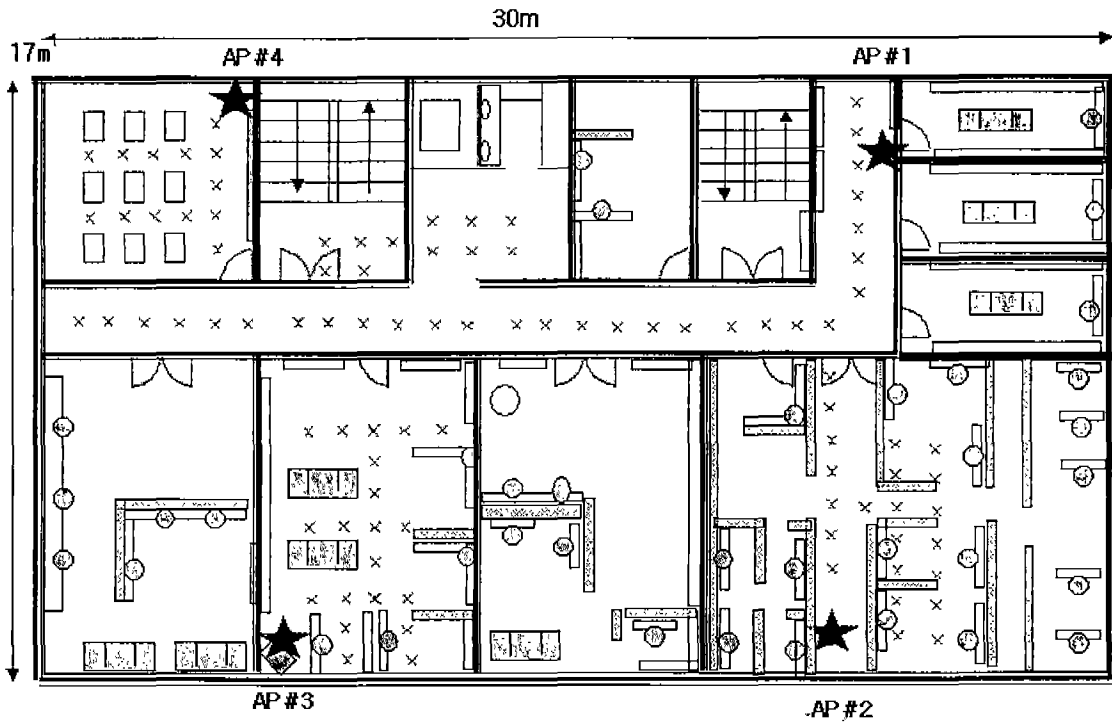


그림 3-16-25 실험 환경 (서울대학교 자동화 연구소 6층)

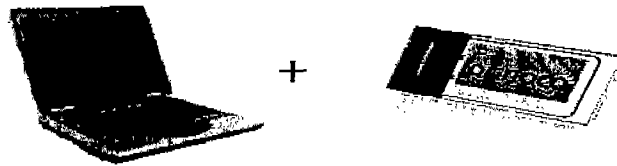


그림 3-16-26 이동단말기 (노트북과 무선랜 카드)



그림 3-16-27 3Com 2000AP(좌), 6000AP(우)

6층의 크기는 가로 30미터 세로 17미터 크기이고, 9개의 방으로 나뉘어져 있다. 별 모양은 AP를 나타내고, x 표시는 DB 생성을 위한 97개의 지점을 나타낸다. 회색 바는 1.5미터 정도의 칸막이를 나타내고 투명 바는 가구를 나타낸다. 6층의 경우 1층과는 달리 멀티패스와 신호감쇄의 요인이 되는 벽과 가구, 컴퓨터 등이 존재하고 40여명이 상주하는 관계로 사람에 의한 신호감쇄도 일어나는 곳이다. 이러한 곳에서 모델링을 이용한 측위를 한다는 것은 거의 불가능하다. 식 (3.16.8)을 최소가 되게 하는 하나의

지점을 선택할 경우 평균 오차는 2.304 미터이고 표준편차는 1.902이다. 그러나 이동 단말기가 측정한 신호세기가 급격히 변화할 경우 위치 오차가 커지는 단점이 있으므로 한 지점을 선택하는 대신에 네 개의 지점을 선택하고 평균을 취하여 향상된 위치를 결정하다. 단순히 평균을 취하는 대신에 식 (3.16.8)의 $res_k(i)$ 값을 가중치로 적용하여 위치를 구할 수 있다. 하지만 최대 위치 오차가 7.56미터로 우리가 원하는 3-4미터의 위치 정확도에는 크게 벗어난다. 그래서 우리는 위치 정확도를 향상시키기 위한 알고리즘 연구를 수행하여야 한다.

표 3-16-9 Euclidean distance를 이용한 측위 결과 비교

	위치오차(m)	표준편차	3m 위치오차(%)	4m 위치오차(%)
한 지점 선택	2.034	1.902	82.47	87.62
네 지점 선택	1.945	1.532	86.59	89.69
가중치이용	1.937	1.561	87.62	89.69

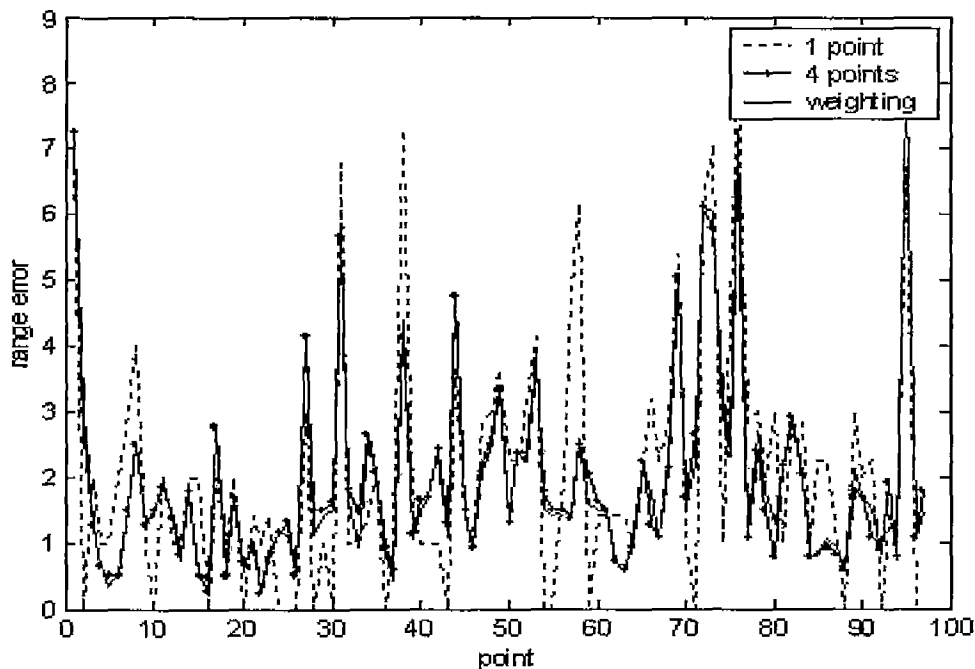


그림 3-16-28 Euclidean distance를 이용한 위치 오차

(3) 확률모델에 기반한 MLE를 이용한 측위방법

측정한 신호세기는 사람의 움직임과 공간 환경에 의해 편차가 발생하고 이러한 편차의 영향을 확률적으로 모델링하여 처리할 수 있다. 수신 신호세기의 확률분포를 이용하는

방법은 각 지점에서의 신호세기 편차를 고려하게 되어 최소 거리오차 방법보다 정확한 위치정보를 제공할 수 있다. 이동 단말기의 위치를 결정하기 위해서 수신신호세기의 확률모델에 기반한 MLE (Maximum Likelihood Estimation)을 이용한 위치측정 방법을 제안한다[5]. 데이터베이스는 식 (3.16.9)와 같이 각 지점의 x, y 좌표값과 네 개의 AP에 대한 신호세기의 평균값과 표준편차로 구성된다. 신호세기는 각 지점에서 Gaussian (식 (3.16.10)) 또는 Laplacian (식 (3.16.11)) 분포로 모델 할 수 있다. 그림 3-16-29는 한 지점에서 수신한 신호세기의 히스토그램을 나타낸다.

$$DB_i = (x_i, y_i, ssl_i, \sigma_1, ssl_2, \sigma_2, ssl_3, \sigma_3, ssl_4, \sigma_4) \quad (3.16.9)$$

$$\text{Gaussian : } f_{1,l}(ssl'_k | i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_l} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{ssl'_k - ssl_i}{\sigma_l}\right)^2\right) \quad (3.16.10)$$

$$\text{Laplacian : } f_{2,l}(ssl'_k | i) = \frac{bl_i}{2} \exp(-b|ssl'_k - ssl_i|) \quad (3.16.11)$$

여기서, $\sigma_l^2 = \frac{2}{bl_i^2}$, σ_l : i 지점에서의 l 번째 AP의 표준편차

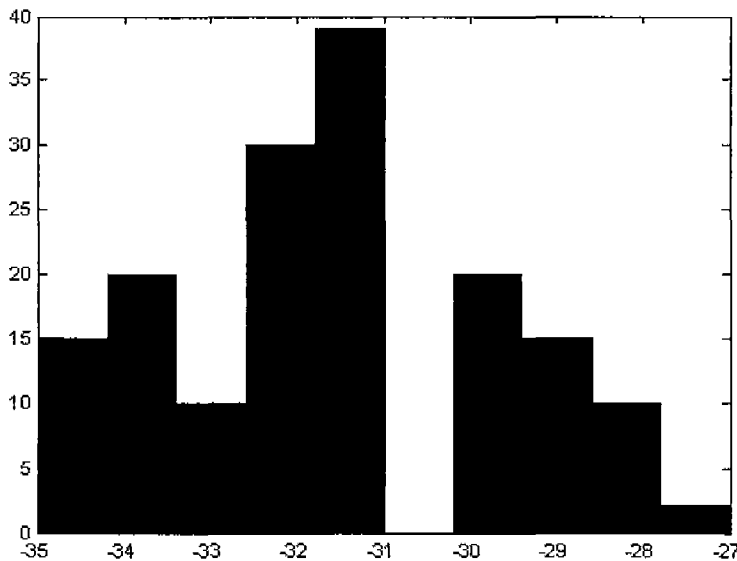


그림 3-16-29 신호세기의 히스토그램

데이터베이스 상의 측정값이 주어진 상태에서 임의의 위치에서 신호세기 측정값이 갖게 될 확률 즉, Likelihood 함수는 식 (3.16.12)와 같이 표현된다. 이때 각 AP는 서로 독립적으로 운영되므로 각 AP로부터 수신되는 신호세기의 확률분포는 서로 독립이라고 생각할 수 있다.

$$p(ss_k^l | i) = f1(ss_k^{1'} | i) \cdot f2(ss_k^{2'} | i) \cdot f3(ss_k^{3'} | i) \cdot f4(ss_k^{4'} | i) \quad (3.16.12)$$

그러므로 MLE 추정자를 이용하면 이동단말기의 위치는 식 (3.16.13), (3.16.14)와 같이 각 AP에 대한 신호분포의 곱을 최대로 하는 i 지점이 된다.

$$\arg \max f_{1,1}(ss_k^{1'} | i) f_{1,2}(ss_k^{2'} | i) f_{1,3}(ss_k^{3'} | i) f_{1,4}(ss_k^{4'} | i) \quad (3.16.13)$$

$$\arg \max f_{2,1}(ss_k^{1'} | i) f_{2,2}(ss_k^{2'} | i) f_{2,3}(ss_k^{3'} | i) f_{2,4}(ss_k^{4'} | i) \quad (3.16.14)$$

(가) 확률 분포와 신호세기의 평균값과 중간값을 이용한 측위

이 알고리즘을 적용한 결과는 표 3-16-10, 11과 같이 나타내어지고, 1층에서의 결과와는 다소 다르게 나온다. 확률 분포를 이용할 경우 신호의 특성을 반영하기 때문에 일반적으로 Euclidean Distance를 이용한 것보다 좋은 성능을 보인다. 그러나 여기서는 측위성능이 향상되지 않았다. 전반적으로 Gaussian 분포를 이용한 것이 더 좋은 성능을 보이고, 4개의 지점을 평균한 위치값 보다 하나의 위치를 정해서 결정하는 것이 더 좋은 성능을 보인다. 더 많은 실험과 연구를 통해서 이유를 규명하고 결과 분석을 통해 더 나은 알고리즘 제시가 절실히 요구되어 진다.

표 3-16-10 확률 분포와 신호세기 평균을 이용한 측위 결과 비교

	위치오차	표준편차	2m 위치오차	3m 위치오차	4m 위치오차
Laplacian (1 point)	2.495	2.334	54.63 %	73.19 %	82.47 %
Gaussian (1 points)	2.318	2.071	56.70 %	75.25 %	83.50 %
Laplacian (4 point)	2.756	2.212	51.54 %	67.01 %	76.28 %
Gaussian (4 points)	2.588	1.852	50.51 %	63.91 %	79.38 %

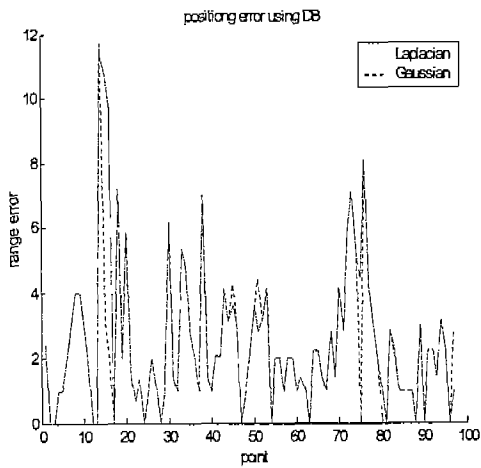


그림3-16-30 확률 분포와 신호세기평균을 이용한 위치오차(하나의 최대값 선택)

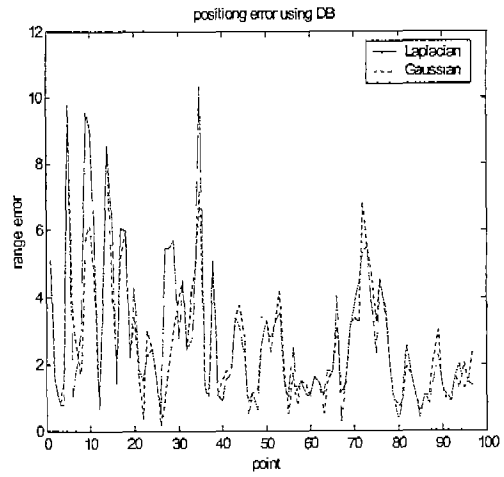


그림3-16-31 확률 분포와 신호세기평균을 이용한 위치오차(네 개의 지점 평균)

표 3-16-11 확률분포와 신호세기 중간값을 이용한 측위 결과 비교

	위치오차	표준편차	2m 위치오차	3m 위치오차	4m 위치오차
Laplacian (1 point)	2.409	2.382	58.76 %	76.28 %	82.47 %
Gaussian (1 points)	2.668	2.456	52.57 %	72.16 %	80.41 %
Laplacian (4 point)	2.633	1.883	49.48 %	64.94 %	76.28 %
Gaussian (4 points)	2.470	1.772	52.57 %	67.01 %	80.41 %

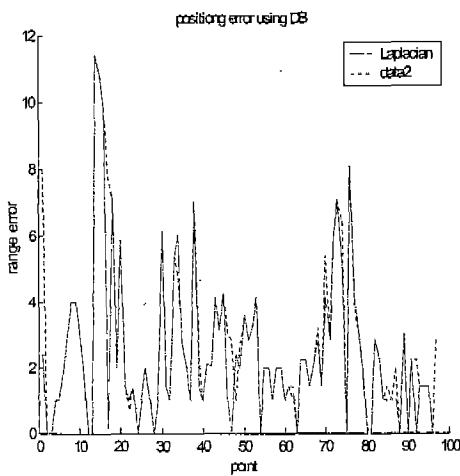


그림 3-16-32 확률분포와 신호세기 중간값을 이용한 위치 오차 (하나의 최대값 선택)

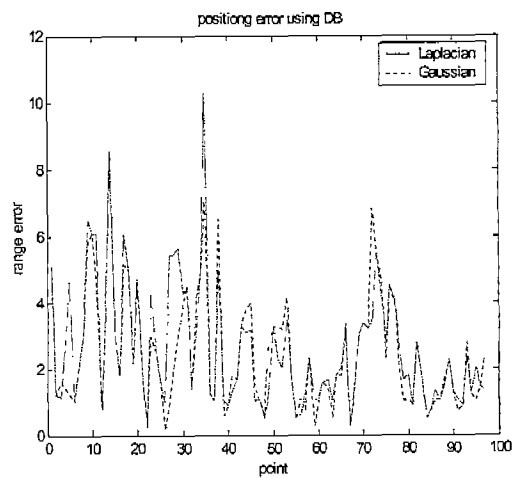


그림 3-16-33 확률분포와 신호세기 중간값을 이용한 위치 오차 (네개의지점 평균)

(나) 확률 분포와 Weighting 측위

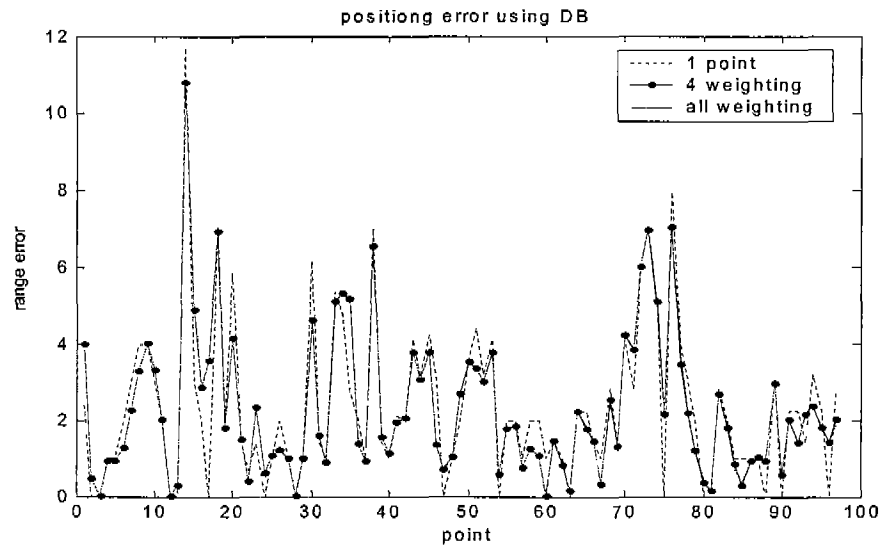


그림 3-16-34 Weighting Gaussian 분포를 이용한 위치 오차

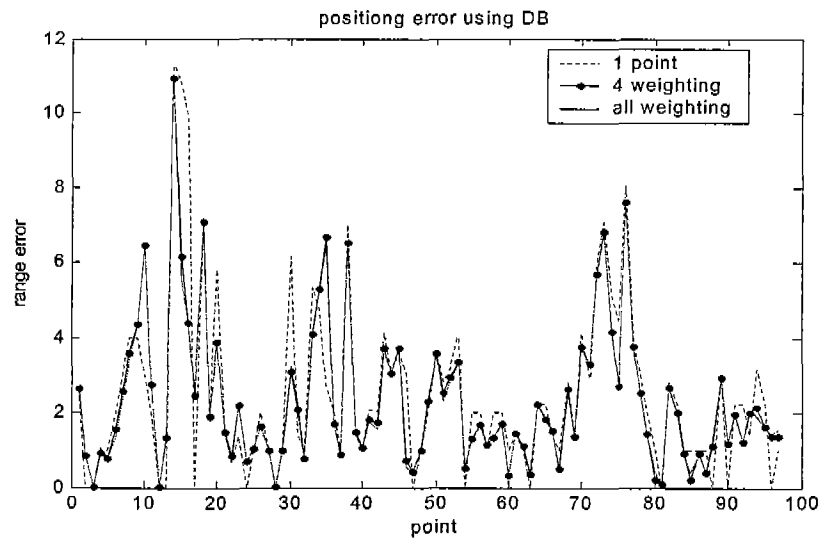


그림 3-16-35 Weighting Laplacian 분포를 이용한 위치 오차

Weighting 을 이용하여 Gaussian, Laplacian 분포를 이용한 측위 방식의 경우 거리 오차가 줄어 Weighting 을 주는 것이 더 정확한 측위를 할 수 있다. Weighting Laplacian 분포를 이용하는 것보다는 Weighting Gaussian 분포를 이용한 측위가 성능이 표 3-16-12와 그림 3-16-34, 3-16-35를 통해서 알 수 있다.

표 3-16-12 Weighting Gaussian, Laplacian 분포를 이용한 위치 오차

	위치오차	표준편차	2m 위치오차	3m 위치오차	4m 위치오차
Laplacian (1 point)	2.495	2.334	54.63 %	73.19 %	82.47 %
Gaussian (1 points)	2.318	2.071	56.70 %	75.25 %	83.50 %
Laplacian (4 point)	2.756	2.212	51.54 %	67.01 %	76.28 %
Gaussian (4 points)	2.588	1.852	50.51 %	63.91 %	79.38 %
Laplacian 4 points (weighting)	2.327	1.962	56.70 %	74.22 %	85.56 %
Gaussian 4 points (weighting)	2.295	1.916	54.63 %	71.13 %	84.53 %
Laplacian all (weighting)	2.308	1.940	57.73 %	74.22 %	85.56 %
Gaussian all (weighting)	2.290	1.913	55.67 %	71.13 %	84.53 %

(4) Gaussian 확률 분포를 이용한 MLE

표 3-16-13에서 보는 것처럼 Gaussian 분포를 이용한 측위 정확도와 Laplacian 분포를 이용한 측위 정확도에는 큰 성능차이가 없다. 표 3-16-14, 3-16-15와 그림 3-16-36, 3-16-37을 Gaussian 분포와 MLE를 이용한 알고리즘을 적용한 두 번의 측위 실험 결과를 나타낸다. 식 (3.16.13)이 최대가 되게 하는 한 지점을 선택하는 대신 복수의 지점을 선택하고 평균을 취하여 측위를 할 수도 있다. 복수 지점의 위치값의 평균을 취하는 대신에 $p_i(k)$ 를 가중치로 적용하여 위치를 구하게 되면 측위 성능이 향상될 수 있으므로 식 (3.16.15)와 같이 모든 지점에서 대해서 가중치를 적용하는 방법을 제안한다. 단 넓은 지역에 대해서 측위를 할 경우 모든 지점에 가중치를 적용하기 전에 블록화를 통해서 전체 가중치 적용 범위를 축소할 필요가 있다. 확률분포 모델에 기반한 MLE

알고리즘을 적용할 경우 4미터 이하의 위치오차가 90% 이상으로 향상됨을 확인할 수 있다.

$$\Phi(k) = \frac{\sum_{i=1}^{97} \theta(i) p_i(k)}{\sum_{i=1}^{97} p_i(k)} \quad (3.16.15)$$

여기서, $\theta(i) = (x_i, y_i)$: 데이터베이스에 저장된 각 지점의 위치값

$\Phi(k) = (x_k, y_k)$: 이동단말기의 계산된 k 위치값

$p_i(k) = f_{1,1}(ss1'_k | i) f_{1,2}(ss2'_k | i) f_{1,3}(ss3'_k | i) f_{1,4}(ss4'_k | i)$

$(ss1_i, ss2_i, ss3_i, ss4_i)$: 데이터베이스에 저장된 97개 지점에서의 각 AP의 신호세기

$(ss1'_k, ss2'_k, ss3'_k, ss4'_k)$: 이동단말기가 k 위치에서 측정한 각 AP의 신호세기

표 3-16-13 Gaussian과 Laplacian의 측위 결과 비교

	실험1		실험2	
	위치오차(m)	표준편차	위치오차(m)	표준편차
Gaussian	2.034	1.902	2.115	2.005
Laplacian	2.044	2.029	2.293	2.023

표 3-16-14 Gaussian 분포를 이용한 측위 결과 (실험1)

	위치오차(m)	표준편차	3m 위치오차(%)	4m 위치오차(%)
한 지점 선택	2.304	1.902	82.47	87.62
네 지점 선택	1.955	1.533	86.59	89.69
네 지점 가중치적용	1.907	1.562	86.59	90.72
전체 가중치적용	1.828	1.326	87.62	92.78

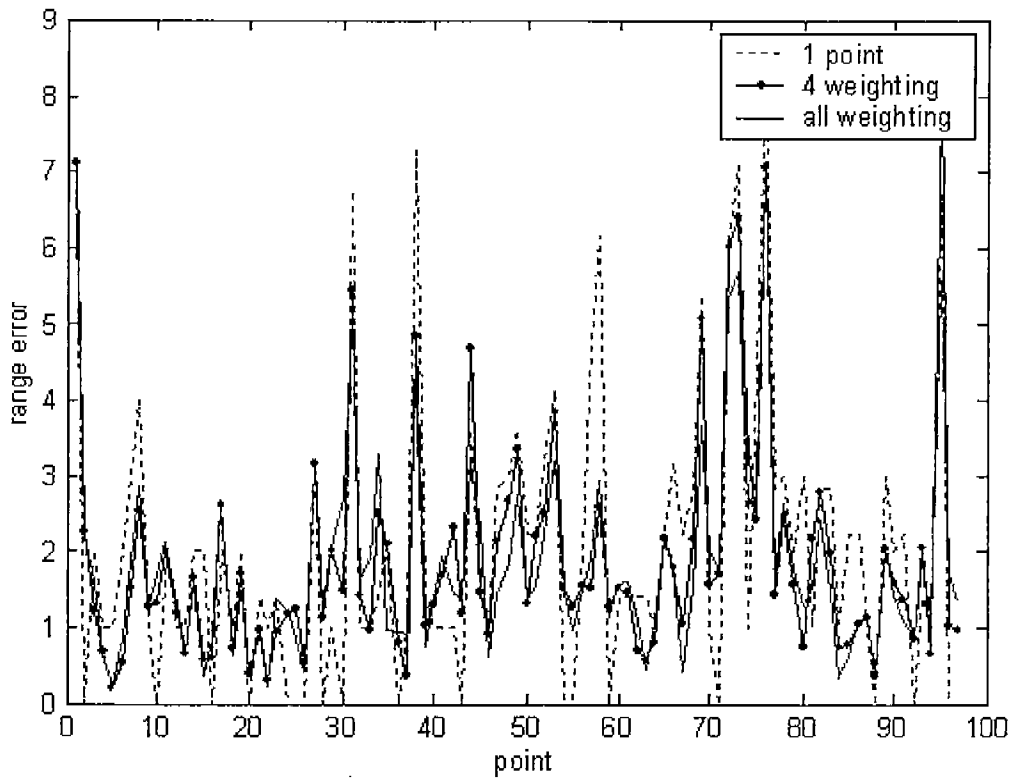


그림 3-16-36 각 지점에서 Gaussian 분포를 이용한 위치오차 (실험1)

표 3-16-15 Gaussian 분포를 이용한 측위 결과 (실험2)

	위치오차(m)	표준편차	3m 위치오차(%)	4m 위치오차(%)
한 지점 선택	2.115	2.005	82.47	85.56
네 지점 선택	1.889	1.496	84.53	90.72
네 지점 가중치적용	1.837	1.510	85.56	91.75
전체 가중치적용	1.723	1.308	90.72	95.87

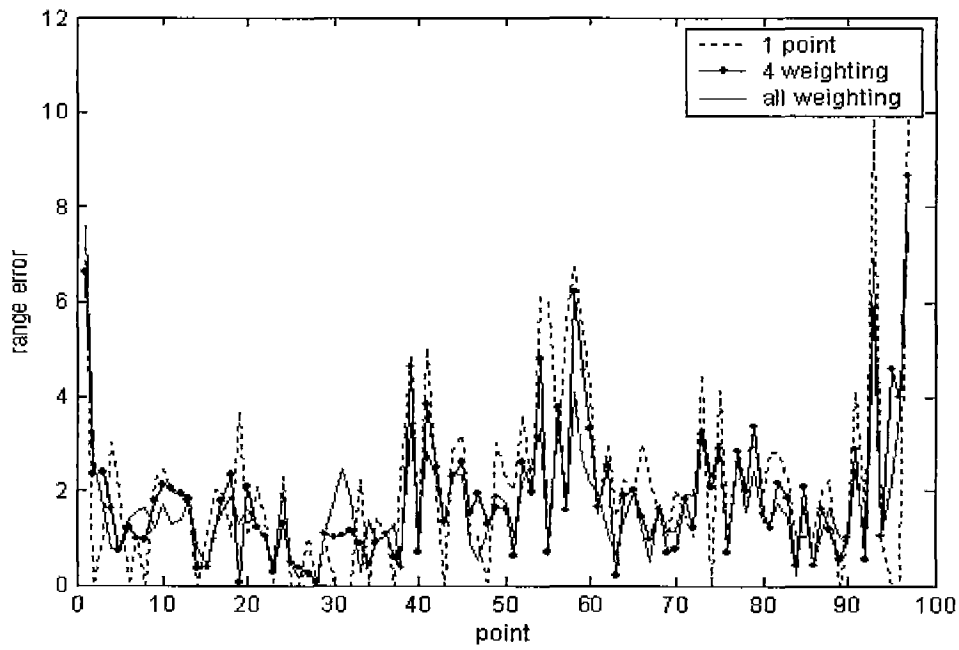


그림 3-16-37 각 지점에서 Gaussian 분포를 이용한 위치오차 (실험2)

DB 구성시 많은 지점에서 구성했기 때문에 그 만큼의 단점이 있다. 본 연구에서는 실제로 1m 간격으로 DB 구성하였다. 하지만 현실적으로 1m 간격으로 DB 구성하기 힘들기 때문에 DB 간격을 증가 시켜 결과를 비교 하였다.

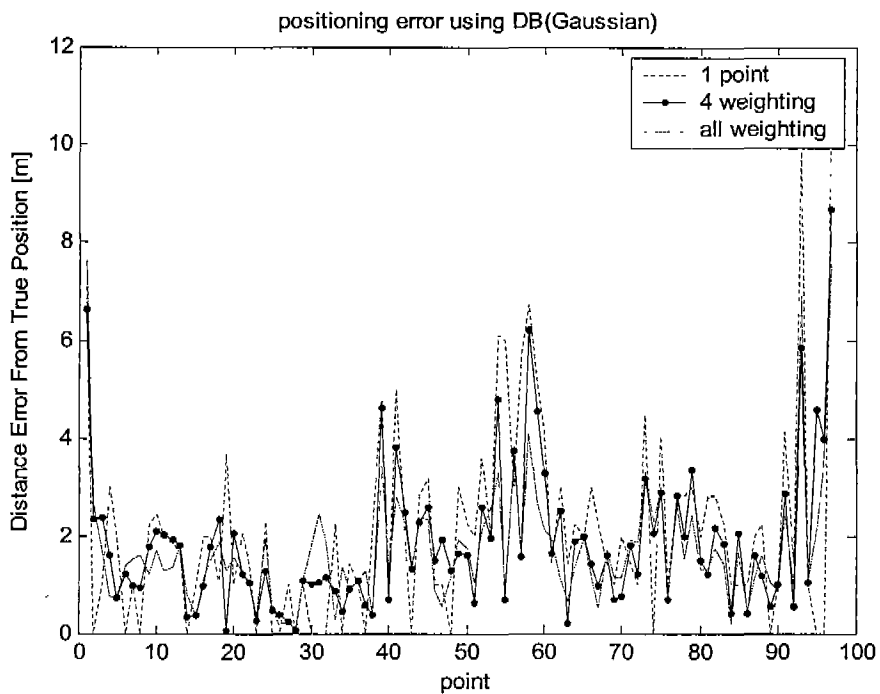


그림 3-16-38 DB Grid 간격 1m

전체 가중치 알고리즘을 적용할 경우 Grid 간격이 1~3m로 변화 하더라도 위치 정확도에는 큰 영향을 주지 않는다. 그러나 Grid 간격이 4m 일 경우는 정확도가 떨어진다. 데이터 베이스를 기반으로 하는 위치 결정시 가장 문제가 되는 데이터 베이스의 생성 비용과 시간을 줄이기 위해서 4m 간격으로 Grid를 생성하고 Grid 사이의 중간값은 레이어아웃을 참고로 생성하였다. 그림 3-16-42와 표 3-16-20에 결과를 나타내었다.

표 3-16-16. DB Grid 간격 1m

	위치오차(m)	표준편차	3m 위치오차(%)	4m 위치오차(%)
한 지점 선택	2.115	2.005	82.47	85.56
네 지점 선택	1.889	1.496	84.53	90.72
네 지점 가중치적용	1.837	1.510	85.56	91.75
전체 가중치적용	1.723	1.308	90.72	95.87

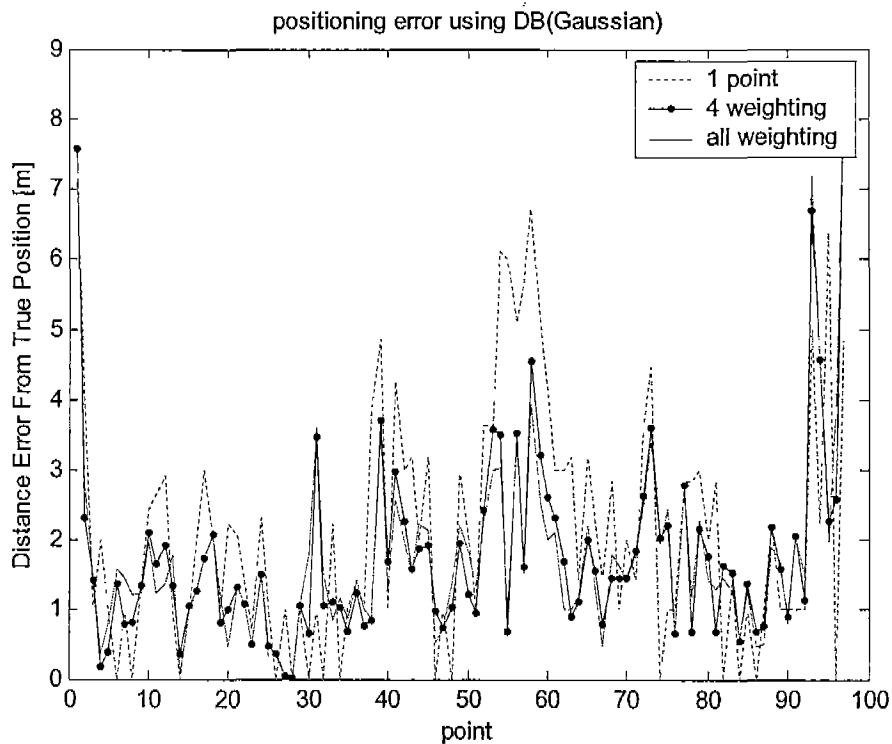


그림 3-16-39 DB Grid 간격 2m

표 3-16-17 DB Grid 간격 2m

	위치오차(m)	표준편차	3m 위치오차(%)	4m 위치오차(%)
한 지점 선택	2.422	2.038	74.22	80.41
네 지점 선택	1.954	1.320	85.56	93.81
네 지점 가중치적용	1.860	1.370	85.56	94.84
전체 가중치적용	1.807	1.294	88.65	95.87

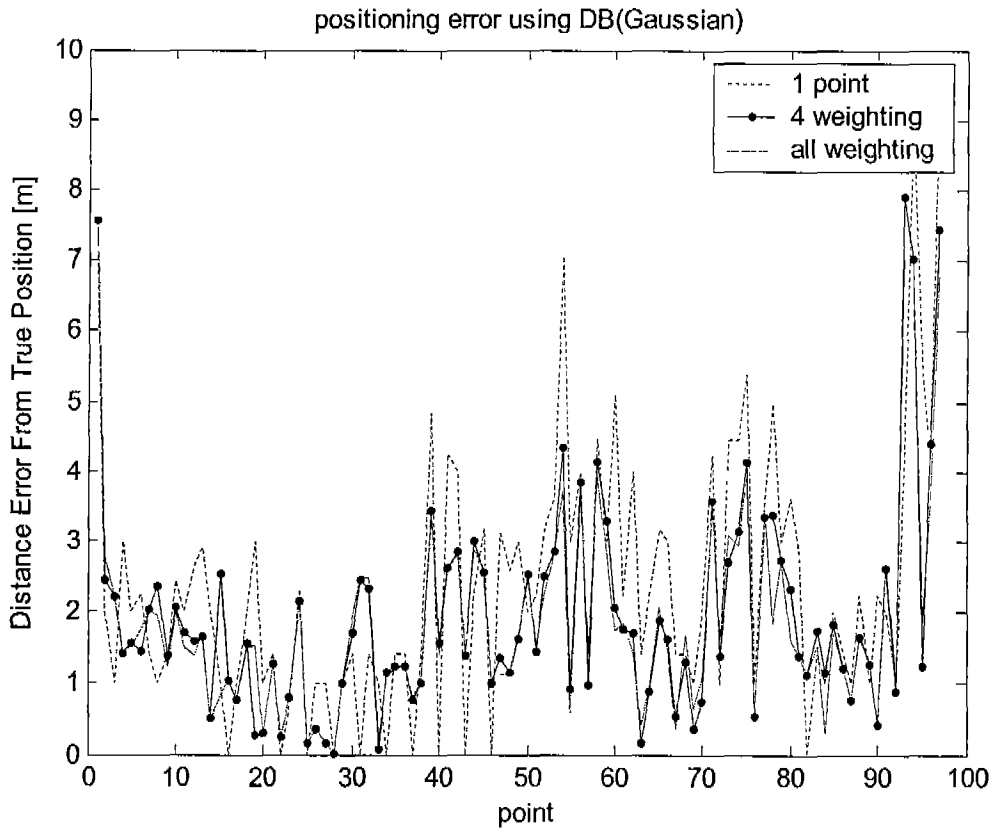


그림 3-16-40 DB Grid 간격 3m

표 3-16-18 DB Grid 간격 3m

	위치오차(m)	표준편차	3m 위치오차(%)	4m 위치오차(%)
한 지점 선택	2.374	1.857	73.19	84.53
네 지점 선택	2.261	1.500	77.31	91.75
네 지점 가중치적용	1.941	1.545	84.53	91.75
전체 가중치적용	1.874	1.438	86.59	95.87

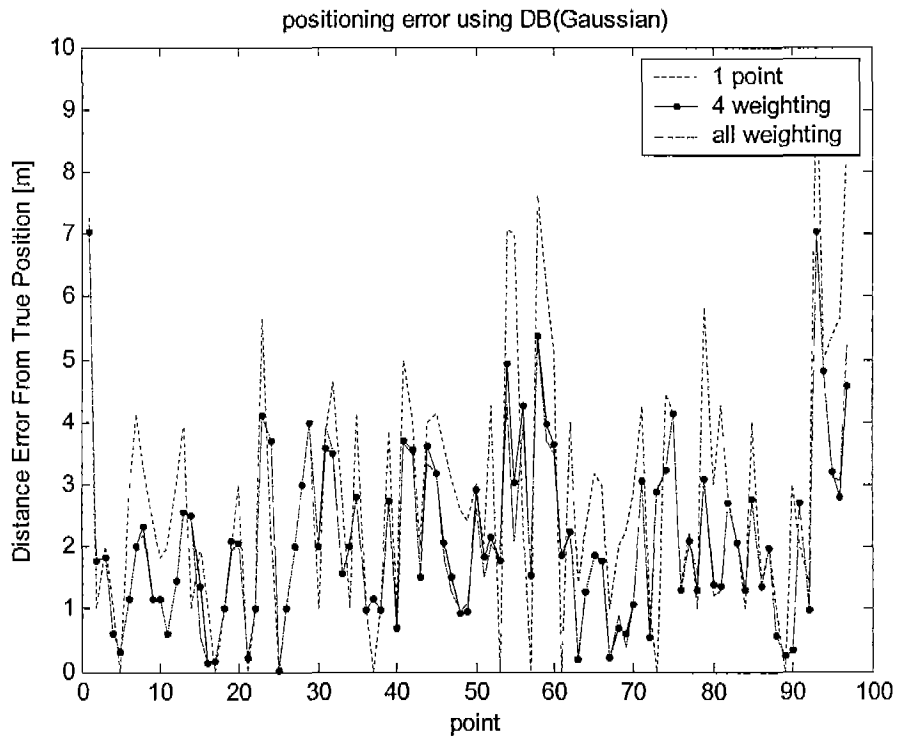


그림 3-16-41 DB Grid 간격 4m

표 3-16-19 DB Grid 간격 4 m

	위치오차(m)	표준편차	3m 위치오차(%)	4m 위치오차(%)
한 지점 선택	2.799	2.048	63.91	76.28
네 지점 선택	2.366	1.432	69.07	89.69
네 지점 가중치적용	2.123	1.434	75.25	90.72
전체 가중치적용	2.085	1.427	75.25	91.75

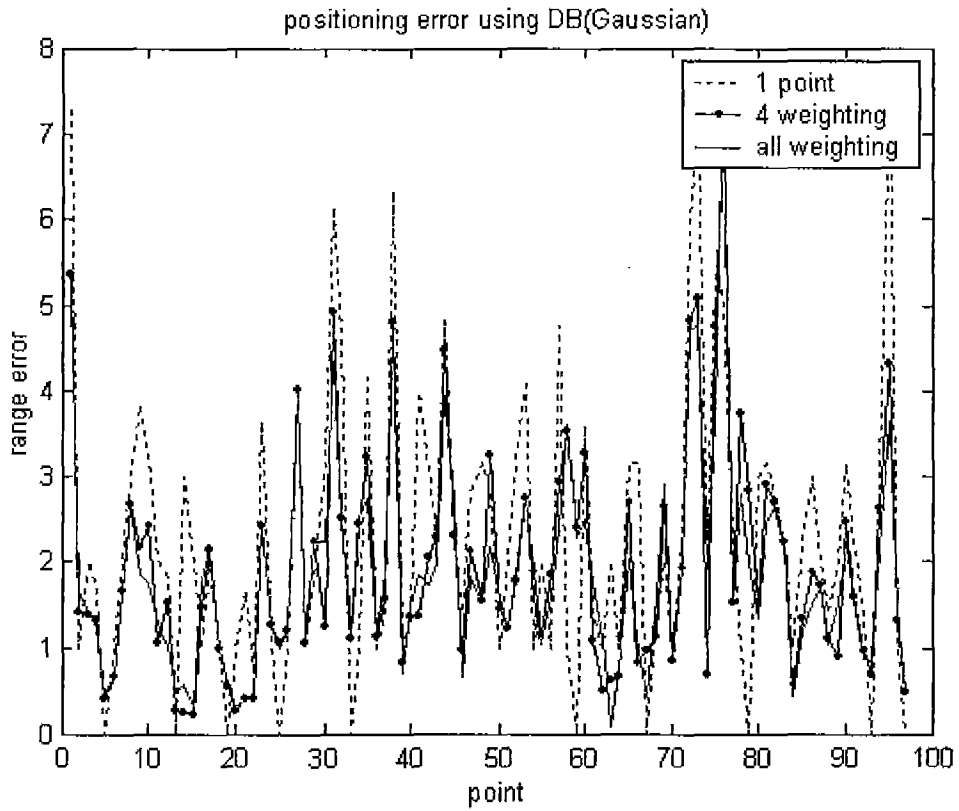


그림 3-16-42 DB Grid 간격 4m & 삽입

표 3-16-20 DB Grid 간격 4 m & 삽입

	위치오차(m)	표준편차	3m 위치오차(%)	4m 위치오차(%)
그리드 간격4m	2.051	1.418	76.28	91.75
그리드 간격4m&삽입	1.965	1.381	82.47	93.81
그리드 간격2m	1.807	1.294	88.65	95.87
그리드 간격 3m	1.874	1.438	86.59	95.87

라. 신호세기를 이용한 실내 측위 결과 분석

무선랜에서 측정되는 신호세기 측정치의 정확도는 신뢰할 수 있기 때문에 이 값을 측위에 이용할 수 있다. 신호세기를 이용한 방법은 크게 두 가지로 구분할 수 있다. 그 중 하나는 모델식과 삼각측량법을 이용하는 방법이고, 다른 하나는 데이터베이스를 이용하는 방법이다.

모델식과 삼각측량법을 이용한 위치결정 방법은 세 개 이상의 AP로부터 신호세기를 측정하고 그 값을 거리로 환산한 후 삼각측량법을 이용하여 이동단말기의 위치를 결정하는 방법이다. 이 방법을 적용하기 위해서는 먼저 신호세기 값을 거리 값으로 환산하기 위한 모델식을 결정하여야 한다. 그러나 실내 환경의 영향으로 일반적인 모델식을 결정하고 적용하는 어려움이 따르기 때문에 이 방법으로는 정확한 위치정보를 제공할 수 없다.

데이터베이스를 이용하는 방법은 미리 측정된 신호세기의 DB와 이동단말기가 측정한 신호세기를 비교하여 이동단말기의 위치를 결정하는 방법이다. 이때 DB에는 각각의 위치에서 모든 AP로부터 수신되는 신호의 특성이 저장된다. 이 방법을 이용한 측위시 가장 중요한 요소는 DB의 정확도이다. 그러므로 DB를 생성할 경우 여러 차례 실험을 통해서 정확한 DB를 생성하여야 하고 실내의 환경이 변할 경우 DB를 다시 생성하여야 한다. 그래서 이 방법은 정확한 위치 정보를 제공할 수 있지만 이러한 노력과 시간이 필요하다라는 단점이 있다.

무선랜의 신호세기를 이용한 위치결정의 정확도를 확인하기 위해서 서울대학교 자동화연구소 6층에서 DB를 생성하고 실험을 수행하였다. DB를 이용하는 방법에는 Euclidean Distance 알고리즘과 확률분포 & MLE (Maximum Likelihood Estimation) 알고리즘을 사용하였을 때 1~3m 정확한 위치 정보를 제공할 수 있다. 하지만 DB를

구성하여 위치 결정을 하는 방법에는 현실적으로 DB 구성하는 문제점이 따른다. 따라서 모델식을 이용한 방법으로 연구되어 져야 하지만 모델식을 이용할 경우 기본적인 에러 요인에 대한 연구가 더욱더 진행되어 져야 한다. 무선랜의 신호세기를 이용할 때 가장 기본적인 에러 요인은 다음과 같다. 무선랜의 신호세기를 측정하는 노트북이나 PDA 자체의 수신시스템 내부오차, 간섭현상, 전파채널의 다중경로 (Multipath), 비가시거리 (Non-Line of Sight) 등 거리 계산을 하는데 직접적인 오차 요인이다. 비선형 알고리즘을 사용하여 측위를 하기 때문에 위치 오차에 영향을 받게 된다. 따라서 이런 여러가지 오차 요인을 완화 시킬 수 있는 방법이 연구되어 져야 할 부분이고 근본적인 문제이다.

현재 이런 근본적인 오차 요인을 해결 할 수 있는 방법이 보조센서를 이용한 위치결정 방법이다. 보조센서라는 특정 무선랜 신호 측정이 필요하지만 각 시간과 상황에 맞는 무선랜의 신호세기 특성을 고려 할 수 있다. 하지만 이런 생각에서 근본적으로 해결해야 할 것이 무선랜의 신호세기를 측정하는 노트북에서 각 AP로부터 똑같은 무선랜의 신호세기가 측정이 되어져야 하지만 노트북 자체의 무선수신시스템 내부오차 때문에 그렇지 못하다. 이런 문제점을 완화시키고 현재 간단한 실험을 통해 확인 해 보았지만 더 많은 실험과 연구가 필요하다.

2. 무선랜의 시각정보를 이용한 실내측위

가. 무선랜 신호에서의 측위를 위한 거리획득 방법

무선랜을 이용한 실내 측위 시스템의 주류를 이루고 있는 신호의 세기를 이용한 실내 측위방법은 실내에 이미 정해진 지점에서 신호의 세기를 저장하는 데이터베이스 구축을 필요로 한다. 따라서 실내의 구조물의 변화, 낮과 밤의 신호 전파 환경의 변화, 유동인구의 변화 등 실내 전파특성을 변화시킬 수 있는 여러 요소에 대해서 민감하게 반응할 수 없다. 그리고, 데이터 베이스가 구축되어 있지 않은 상황에서 무선랜을 이용하여 측위하는 것은 불가능하기 때문에, 언제, 어디서나 적용될 수 있는 측위를 위한 신호의 필요성을 갖게 된다. TOA/TDOA 는 기존의 CDMA 망이나 GPS 에서 이미 다루고 있는 대표적인 측위 데이터로, CDMA 방식의 일종인 DSSS 변조 방식을 채택하고 있는 무선랜 802.11b 시스템으로의 적용가능성을 충분히 내포하고 있다고 할 수 있다. 따라서, 본 연구에서는 CDMA 망에서 활용되고 있는 TDOA 데이터를 이용한 측위 알고리즘의 적용가능성을 확인해 보고자 한다.

(1) 거리정보 획득 위한 무선랜의 신호

무선랜 시스템을 이용한 측위 알고리즘에서 다루는 방법으로 많이 알려진 방법은 중앙 측위서버에 각 샘플위치에서의 무선랜 신호의 세기를 저장하여 이용하는 방법이 주로 이용되었다. 신호의 세기가 아닌 시각정보를 이용하여 무선랜 실내 측위를 위한 TOA/TDOA의 데이터를 생성, 측위 알고리즘에 이용하기 위해서는 3개 이상의 AP에서 측위를 할 수 있는 신호를 찾아야 한다. 또, 무선랜 시스템은 측위를 위해 구성된 시스템이 아닌, 데이터 통신을 위한 시스템이므로 한 개의 AP와 무선랜 수신카드간에 통신이 이뤄지면, 나머지 AP와 통신을 이루지 않는다. 따라서 한 개의 AP가 무선랜 수신기와 통신이 이루어진 이후에도 통신을 하고 있는 AP이외에 나머지 2개 이상의 AP로부터 신호를 받을 수 있어야 한다. 따라서 본 연구에서는 이와 같은 측위를 위한 조건을 만족할 수 있는 신호로 Beacon 신호를 이용할 것이다. 무선랜 시스템은 사용자의 이동성을 보장하기 위해서 한 개의 BSS(Basic Service Set)에서 다른 BSS로 사용자가 이동할 경우 Roaming 과정을 수행하게 된다. 이때 각 AP에서 전송되는 Beacon 신호의 세기를 비교하여 채널을 형성하고자 하는 AP를 선정하는 과정을 수행하게 된다. 따라서, 항상 무선랜 카드는 그림 3-16-43과 같이 주기적으로 AP에서 전송되는 Beacon 신호를 수신하며, 만일 3개 이상의 AP신호를 받을 수 있다면, Beacon 신호를 측위에 이용할 수 있게 된다. Beacon 신호는 총 680비트로 구성되어 있으며, 전송 속도는 1Mbps, 변조 방식은 BPSK이다. Beacon신호는 단일채널로 100밀리초에 한번씩 송출된다. 일반적으로 1, 6, 11번 채널이 랜덤하게 선택되어 Beacon신호를 송출하게 되며, 채널 상황에 따라서 변동될 수 있다[13].

본 실내측위 연구에서 이용하고자 하는 Beacon 신호는 Frame Body에는 Timestamp, Beacon Interval등과 같이 통신을 이루기 위한 기본 정보를 담고 있으나, 본 연구에서는 이와 같은 Frame내의 정보를 활용하는 것이 아니며, AP에서 신호를 전파하기 위해서 이용되는 변조 과정에서 사용하는 확산부호인 Barker Code를 이용하여 거리 정보 획득할 것이다[13].

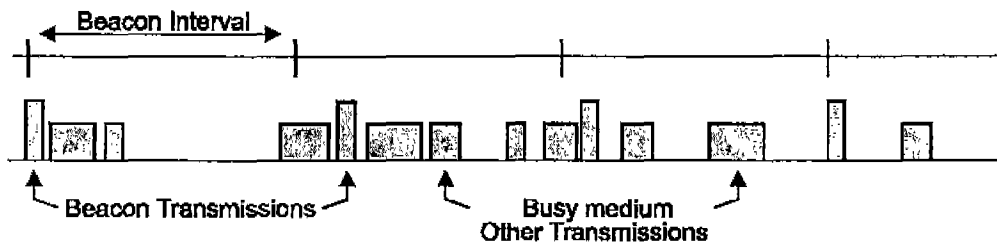


그림 3-16-43 무선랜 네트워크상에서 Beacon신호의 전달

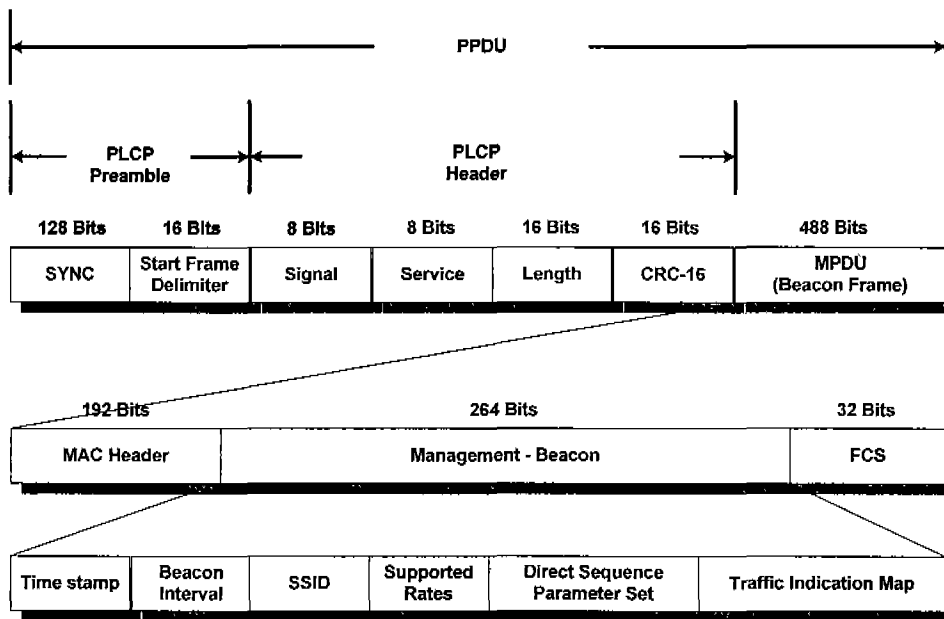


그림 3-16-44 Beacon신호의 구조

(2) 상호상관법 (Autocorrelation)을 이용한 거리정보 획득

그림 3-16-45는 IEEE802.11b의 MAC과 물리층의 기준 모델이다. 그림 3-16-45에서 보면 802.11b의 물리층은 PLCP(Physical Layer Convergence Procedure)와 PMD(Physical Media Dependent)로 구성되어 있다. PLCP는 상위 MAC 부층으로부터 받은 MAC PDU(Protocol Data Unit)를 PMD용의 Frame 포맷으로 변환하며, 상위의 MAC 부층에 대하여 물리층의 각 방식이 동등하게 보이도록 하는 기능을 담당한다. PMD는 데이터 송수신 방식의 결정과 전기적 / 전파 특성을 정의하는 역할을 하고 있다. 이 때 PMD Sublayer에서 적용되는 표준(IEEE802.11b)을 살펴보면, 확산 부호로서 11bit의 Barker Code를 사용하고 있다. 11bit의 Barker Code의 구성은 +1,-1,+1,+1,-1,+1,-1,-1,-1이며, 그림 3-16-46, 3-16-47와 같이 전기적 신호 데이터는 BPSK, QPSK로 1차 데이터가 변조되고, 캐리어 신호가 곱해지기 전에 2차 변조과정에서 한 개의 심볼안에 11개의 Barker Code가 곱해져서 전파되게 된다. 수신기에서는 AP에서 전송된 신호를 재생하기 위해서 같은 Barker Code를 사용해서 수신된 신호와 복조과정을 거쳐 원하는 정보를 재생한다[9,13].

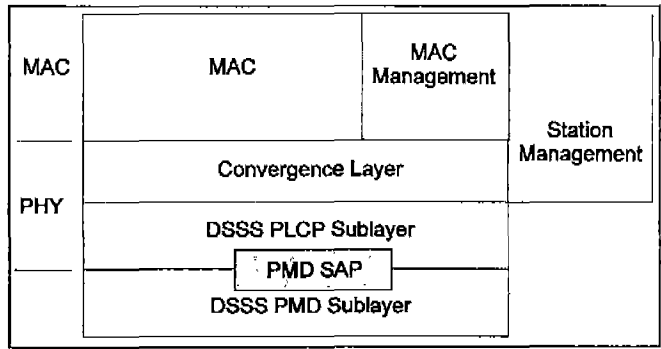


그림 3-16-45 층별 기준 모델(layer reference model)

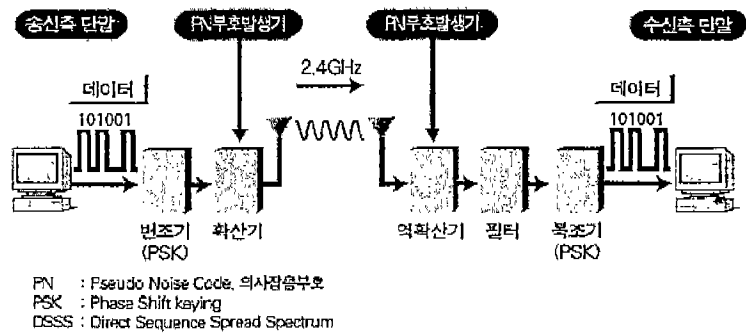


그림 3-16-46 무선랜 신호의 변조과정

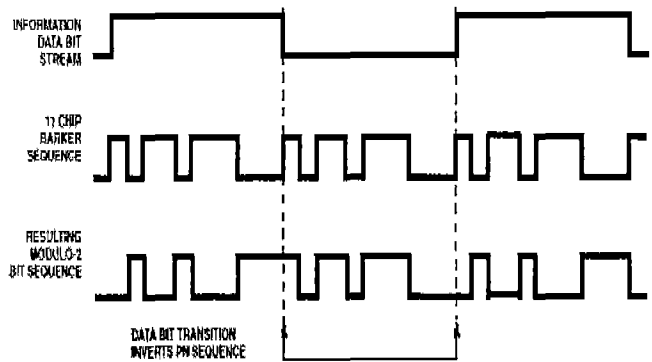


그림 3-16-47 무선랜 신호의 Barker Code와 변조

AP에서 전파된 신호는 AP와 수신기사이의 거리에 따라서 시간지연을 겪게 되고, 수신기에서 재생된 신호와 식 (3.16.16)으로 상호상관을 취했을 때, 그림 3-16-48에서 보여지는 피크값을 검출 할 수 있다. 이 때의 피크값에서의 시간값(τ)과 빛의 속도를 곱함으로써 AP와 무선랜 수신기 사이의 거리를 구할 수 있게 된다.

무선랜에서 이용되는 Barker Code는 11MHz의 Chipping Rate로 재생되며, 한 주기는 $1\mu s$ 로 한 주기의 거리는 300m에 달한다. 따라서 Barker Code한 개의 칩이 갖는 분해능은 약 27.3m이다.

$$R(\tau) = \frac{1}{T} \int r(t)r(t-\tau)dt \quad (3.16.16)$$

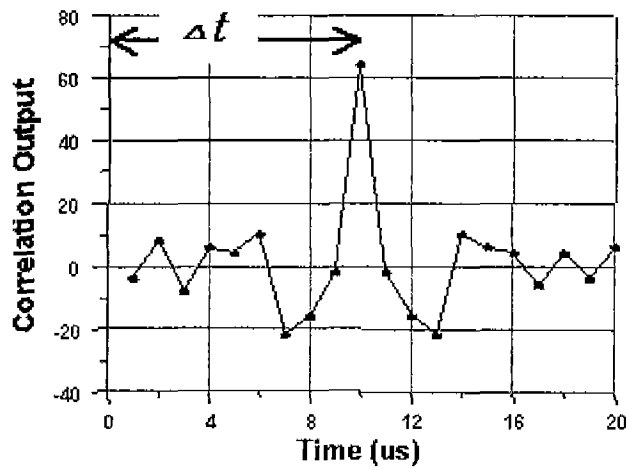


그림 3-16-48 Barker Code를 이용한 AP와 수신기 사이의 거리 측정

나. 측위를 위한 현재 무선랜 시스템의 문제점

(1) 시각 동기

측위를 위한 관점에서 살펴보면, 현 무선랜 시스템의 문제점 중의 하나는 AP간 그리고 AP와 이동국간의 시각 동기화 문제이다. 가장 대표적인 측위 시스템 중의 하나인 GPS (Global Positioning System)의 경우 GPS의 위성들은 정확한 GPS 시각으로 동기화를 이루고 있으며, GPS 위성들과 GPS 수신기 사이에도 정확한 시각동기가 이뤄져 측위를 수행하고 있다. CDMA망을 이용한 측위 방법의 경우, 실외에 설치된 기지국들은 각각 기지국에 설치된 GPS 안테나를 이용하여 GPS 위성시각으로 모두 동기화를 이루고 있어, CDMA망을 이용한 이동국의 측위가 가능하다. 하지만, 실내에 설치되어 있는 AP의 경우, GPS 신호의 미약성으로 실내에서 GPS 시각과 같은 기준 시각을 획득할 수 없어 AP들 사이에 시각 동기화를 이루기가 상당히 난해하다.

(2) AP의 시각 동기화 방법 및 요구되는 정확도

현재 가정할 수 있는 시각 동기화 방법은 네트워크 기반의 측위 방법의 경우 측위를

위해 구축된 중앙 측위서버로부터의 시각 동기화 방법을 들 수 있다. 그림 3-16-49와 같이 시각 동기화 과정은 중앙 측위서버로부터 네트워크를 통해 시각 정보를 전송하게 되고, 네트워크 상의 각 AP들은 중앙 측위 서버로부터 전송된 시각 정보를 바탕으로 각 AP내의 시계를 중앙 측위서버와 동기시키게 된다. 이 때 정확한 측위를 위해 고려해야 하는 시각 동기화의 정확도가 전파는 빛의 속도로 이동한다고 가정할 때, 10^{-8} 정도의 시각 동기를 이뤘을 경우, 시각 동기화의 오차로 인해 3m의 오차를 갖게 된다. 따라서, 실내에서 요구되는 측위의 정확성을 갖기 위해선 상당히 정확한 시각 동기화가 이루어져야 한다.

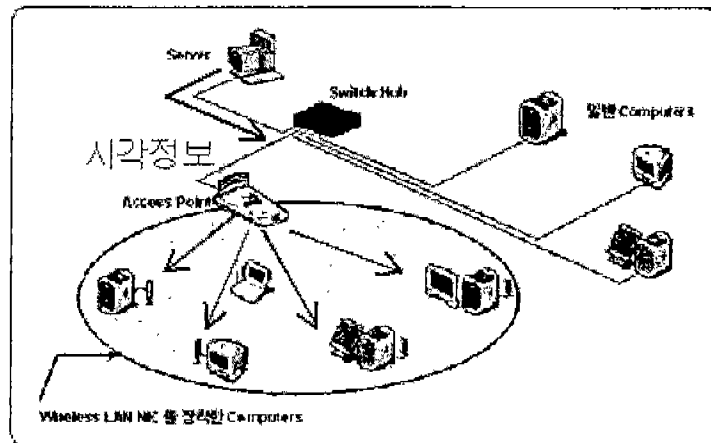


그림 3-16-49 중앙 측위 서버를 이용한 시각 동기화

다. TDOA 계산법 및 오차 요인

(1) 측정(TDOA/TOA) 데이터의 모델링

일반적으로 AP와 무선랜 수신기 사이에 존재하는 여러 오차요인에 의해서 각 AP에 대한 TOA 모델식은 다음과 같이 정리 될 수 있다.

AP에서 전송한 시간을 t_{APtx} 라 할 때의 관계식은 식 (3.16.17)와 같다.

$$t_{APtx} = t_{APtrue} + B_{tx} \quad (3.16.17)$$

t_{APtrue} 는 AP에서 측위신호의 전송시간, B_{tx} 는 AP의 시계오차를 의미한다.

수신기에서 측정된 시간을 t_{rx_u} 라 할 때의 관계식은 식 (3.16.18)과 같다.

$$t_{rx_u} = t_{rx} + b_{rx} + v_1 + n_1 \quad (3.16.18)$$

이때 t_{rx} 는 측위 신호의 수신시각의 참 값, b_{rx} 는 수신기의 시계오차, v_1 는 다중경로와 NLOS 로 인한 오차, n_1 은 수신기의 상관기로 인해 나타나는 오차를 각각 나타낸다. 위 식에서 t_{rx} 값은 참값이므로 식 (3.16.19)와 같이 나타내어진다.

$$t_{rx} = t_{APtrue} + D/c \quad (3.16.19)$$

이때 D는 AP와 이동국 사이의 실제거리, C는 빛의 속도를 나타낸다.

앞서 표현된 각각의 식을 이용하여 TDOA 측위 알고리즘을 적용하기 위한 모델식을 유도하면, 다음과 같이 표현할 수 있다.

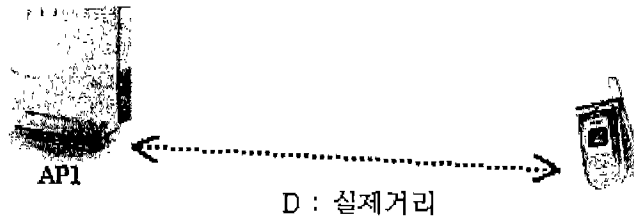


그림 3-16-50 AP와 이동국 사이의 거리(D)

그림 3-16-48 에서 t_1 과 t_2 는 각 AP로부터 무선랜 수신기까지 소요된 시간을 나타내며, 빛의 속도를 곱함으로써 각각의 거리를 계산할 수 있다. 이를 이용하여 TDOA에 적용하기 위한 데이터를 유도해보면 식 (3.16.20)과 같다.

$$R_{2,1} = R_2 - R_1 = c(t_2 - t_1) \quad (3.16.20)$$

식에서 $t_1 = D_1/c + b_{rx1} - B_{tx1} + v_1 + n_1$, $t_2 = D_2/c + b_{rx1} - B_{tx2} + v_2 + n_2$ 이므로, 각각의 성분을 대입하여 정리하면, 식 (3.16.21)과 같다.

$$R_{2,1} = (D_2 - D_1) - (B_{tx2} - B_{tx1}) + (v_2 - v_1) + (n_2 - n_1) \quad (3.16.21)$$

여기서 무선랜의 수신기에 의한 시계오차는 같은 성분이므로 제거될 수 있다. 하지만, AP의 시계오차는 동기가 되었더라도, AP의 시계오차 성분은 실제로 각 컴퓨터 내부 클럭의 오차로 인해서 큰 에러요인으로 작용하게 되므로 제거하는 것이 불가능하며, 다중경로와 NLOS로 인한 에러요인과, 수신기 상관기의 분해능에 의한 오차 요인도 남아

있게 된다.

최종적으로 위 식을 정리하면 식 (3.16.22)와 같다.

$$R_{2,1} = (D_2 - D_1) + (B_{tx1} - B_{tx2}) + (v_2 - v_1) + (n_2 - n_1) \quad (3.16.22)$$

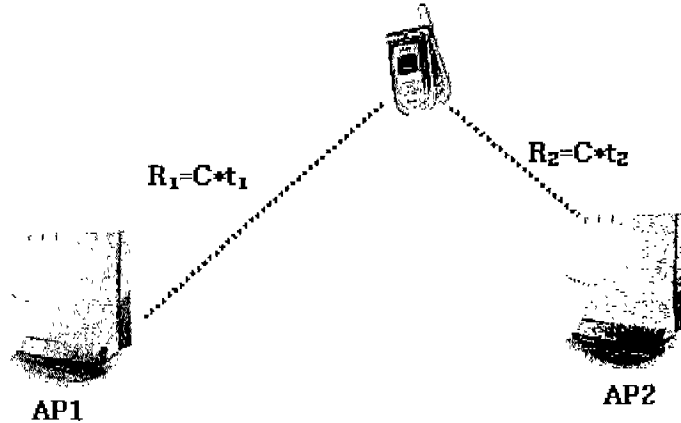


그림 3-16-51 TDOA 측청치 획득을 위한 개념도

식 (3.16.22)을 편의를 위하여 다시 정리하면 식 (3.16.23)의 TDOA 결과를 얻을 수 있다.

$$R_{2,1} = (D_2 - D_1) + \Delta B_{tx} + \Delta v + \Delta n \quad (3.16.23)$$

TOA (Time-of-Arrival:도달시간) 추정 기술은 GPS, RADAR 와 SONAR 시스템에서 사용하는 것과 같이 위치를 찾기 위한 일반적인 방법이다. 이러한 TOA 추정 기술을 확장하여 실내 항법을 위하여 사용할 수 있다. 그러나, 실내에서는 심각한 다중경로 오차로 인하여 실제 TOA를 계산하는 것은 어렵다. TOA 기반의 항법 시스템에 대한 이론적인 성능 분석을 바탕으로 TDOA (Time-Difference-of-Arrival)에 대한 추정 기술을 설명하겠다.

(가) Maximum Likelihood Estimation of TOA[12]

시간 지연의 추정 문제는 아래와 같이 정의된다. 알려진 전파신호는 송신기로부터 방출되고 신호는 공간상에서 분리된 수신기에 의해서 받아들인다. 수신기는 전파신호의 도달 시간을 추정해야 한다. 여기에서 송신기와 수신기는 시각이 동기 되어있으며, 송신기로부터 방출되는 전파신호의 송신시간은 수신기에게 알려져 있으며, 추정된 도달시간을 시간지연으로 쉽게 바꿀 수 있다고 가정한다. 그 때, 빛의 속도와 전파에

의한 지연은 거리로 쉽게 바뀌어질 수 있다.

TOA의 추정 은 신호의 파라미터 추정 분야로 귀결된다. 신호의 파라미터 추정은 잡음이 있는 상태에서 관측된 신호 $s(t; \boldsymbol{\psi})$ 에 포함된 알려지지 않은 파라미터 $\boldsymbol{\psi} = [\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_M]$ 의 최적의 값을 찾는 것에 집중된다. 일반적으로, 분석의 편이를 위해서 잡음 $n(t)$ 은 Two-Side Power Spectral Density $N_0/2$ 는 AWGN (Additive White Gaussian noise)라고 가정하였다.

$$x(t) = s(t; \boldsymbol{\psi}) + n(t) \quad (3.16.24)$$

여기에서, 신호의 파라미터 추정에 널리 쓰이는 ML(Maximum-Likelihood)과 MAP(Maximum a Posteriori Probability)의 기본적인 두 개의 방법이 있다. MAP에서 신호의 파라미터 벡터 $\boldsymbol{\psi}$ 는 랜덤변수의 벡터로 모델되고 결합 사전확률밀도함수 (Joint a Priori Probability Density Function(PDF)) $p(\boldsymbol{\psi})$ 에 의해서 특정 지워진다. ML에서 신호의 파라미터 벡터 $\boldsymbol{\psi}$ 는 결정적이나 알려지지 않은 것으로 다루어 진다.

N 개의 정규직교함수 (Orthonormal Function)들을 이용해서 $x(t)$ 의 정규직교 확장을 수행하는 것에 의해서, 계수 벡터 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N]$ 에 의해서 $x(t)$ 를 표현할 수 있다. 랜덤변수의 결합확률분포는 $p(\mathbf{x}|\boldsymbol{\psi})$ 로 표현될 수 있다. 그 때, $\boldsymbol{\psi}$ 의 ML 추정은 $p(\mathbf{x}|\boldsymbol{\psi})$ 을 최대화하는 값이다. 다시 말하면, $\boldsymbol{\psi}$ 의 MAP 추정은 $\boldsymbol{\psi}$ 의 사후확률밀도 (A Posteriori PDF)를 최대화하는 값이다.

$$p(\mathbf{x}|\boldsymbol{\psi}) = \frac{p(\boldsymbol{\psi}|\mathbf{x})p(\boldsymbol{\psi})}{p(\mathbf{x})} \quad (3.16.25)$$

여기에서, 파라미터 벡터 $\boldsymbol{\psi}$ 의 사전 지식이 없다면, 파라미터의 값은 주어진 범위에서 균일하게 분포되어 있다고 가정한다. 그러한 경우에, $p(\mathbf{x}|\boldsymbol{\psi})$ 를 최대화하는 $\boldsymbol{\psi}$ 의 값은 $p(\boldsymbol{\psi}|\mathbf{x})$ 를 최대화하므로 MAP과 ML추정은 동일하다.

본 연구에서, 파라미터는 알려지지 않았으나 결정적이다. 따라서, 우리는 이러한 파라미터의 추정을 위해서 ML추정을 적용한다. 신호의 파라미터의 ML추정에서 우리는 수신기가 관측시간 T_0 동안 수신된 신호에 의해서 추정을 이끌어 낸다. 추정기는 때때로 One-Shot 추정이라 불리는 단일 관측으로부터 획득된다. 그러나, 실제에서는 추정은

신호추적루프에 의해서 연속적으로 추정기를 업데이트하는 것에 의해서 수행된다.

만약, Additive 잡음 $n(t)$ 가 White이고 Zero Mean Gaussian이라면

$$n(t) \sim N(0, \sigma_n^2) \quad (3.16.26)$$

결합확률밀도함수 $p(\mathbf{x}|\boldsymbol{\psi})$ 는 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} p(\mathbf{x}|\boldsymbol{\psi}) &= \prod_{l=1}^N p(x_l|\boldsymbol{\psi}) \\ &= \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \right)^N \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{l=1}^N [x_l - s_l(\boldsymbol{\psi})]^2 \right\} \end{aligned} \quad (3.16.27)$$

여기에서,

$$\begin{aligned} x_l &= \int_{T_0} x(t) f_l(t) dt \\ s_l(\boldsymbol{\psi}) &= \int_{T_0} s(t; \boldsymbol{\psi}) f_l(t) dt \end{aligned} \quad (3.16.28)$$

이고, T_0 는 $x(t)$ 와 $s(t; \boldsymbol{\psi})$ 의 확장에서 적산구간을 의미한다. 식 (3.16.28)로 식 (3.16.27)를 대치하면 아래와 같이 유도할 수 있다.

$$\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{l=1}^N [x_l - s_l(\boldsymbol{\psi})]^2 = \frac{1}{N_0} \int_{T_0} [x(t) - s(t; \boldsymbol{\psi})]^2 dt \quad (3.16.29)$$

여기에서, $N_0/2 = \sigma_n^2$ 는 White Noise $n(t)$ 의 Two-Sided Power Spectral Density이다. 지금, 신호의 파라미터 $\boldsymbol{\psi}$ 에 대한 $p(\mathbf{x}|\boldsymbol{\psi})$ 의 최대화는 Likelihood Function의 최대화와 같다.

$$\Lambda(\boldsymbol{\psi}) = \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{T_0} [x(t) - s(t; \boldsymbol{\psi})]^2 dt \right\} \quad (3.16.30)$$

또는 Log-Likelihood Function으로 쓰면,

$$\ln \Lambda(\boldsymbol{\psi}) = -\frac{1}{N_0} \int_{T_0} [x(t) - s(t; \boldsymbol{\psi})]^2 dt \quad (3.16.31)$$

이다.

지연시간 추정에 ML 추정기를 적용하기 위하여, 송신기와 수신기 사이의 전파채널은 단일경로를 가지고 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널이라고 가정한다. 이것이 의미하는 것은 수신된 신호는 추정되어야 하는 TOA의 상수전파지연 D 와 상수의 신호세기감쇄 α 로 설명되며, 송신기와 수신기 사이의 전파전달채널은 아래와 같이 모델된다.

$$h(t) = \alpha \delta(t - D) \quad (3.16.32)$$

그리고, 수신된 신호는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} x(t) &= s(t) \otimes h(t) + n(t) \\ &= \alpha s(t - D) + n(t) \end{aligned} \quad (3.16.33)$$

여기에서, $n(t)$ 는 Additive White Gaussian Noise이다.

ML 지연시간 추정을 획득하기 위해서, 식 (3.16.30) 또는 식 (3.16.31)에서 주어진 Likelihood Function이 최대화되는 함수를 지연시간 파라미터 τ 로 $\boldsymbol{\psi}$ 를 대체하면,

$$\ln \Lambda(\tau) = -\frac{1}{N_0} \int_{T_0} [x(t) - s(t - \tau)]^2 dt \quad (3.16.34)$$

최대화를 위한 필요 조건은

$$\left. \frac{d \ln \Lambda(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau = \hat{D}_{ML}} = 0 \quad (3.16.35)$$

이므로, 다음을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\tau} \left(\int_{T_0} x(t) s(t-\tau) dt \right)_{\tau=\hat{D}_{ML}} &= \frac{d}{d\tau} \left(\frac{1}{2} \int_{T_0} s^2(t-\tau) dt \right)_{\tau=\hat{D}_{ML}} \\ &= \frac{1}{2} \frac{d}{d\tau} \left(\int_{T_0} s^2(t') dt' \right)_{\tau=\hat{D}_{ML}} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (3.16.36)$$

수신된 신호와 송신된 신호의 상관함수 (Correlation Function)는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} r_{xs}(\tau) &= \int_{T_0} x(t) s(t-\tau) dt \\ &= \alpha r_{ss}(\tau - D) + v(\tau) \end{aligned} \quad (3.16.37)$$

여기에서, $r_{ss}(\tau)$ 는 송신된 신호의 자기상관함수이고 $v(\tau)$ 는 잡음에 의한 항이며, 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} r_{ss}(\tau) &= \int_{T_0} s(t) s(t-\tau) dt \\ v(\tau) &= \int_{T_0} n(t) s(t-\tau) dt \end{aligned} \quad (3.16.38)$$

식 (3.16.37)을 식 (3.16.38)로 대치하면,

$$\left. \frac{d}{dt} r_{xs}(\tau) \right|_{\tau=\hat{D}_{ML}} = 0 \quad (3.16.39)$$

전파지연의 ML추정은 그림 3-16-52에서 보여진 것 같이 상관함수 $r_{xs}(\tau)$ 를 최대화하는 τ 의 값을 찾는 것에 의해서 얻어질 수 있다. 수신된 신호는 지연된 형태의 송신된 신호와 Cross Correlation이고 가능한 지연값 \hat{D} 의 변화는 Peak Detector가 Peak를 찾을 때까지 시도될 것이다.

지연의 함수인 상관함수 $r_{xx}(\tau)$ 는 Delay Profile로 언급되며, $|r_{xx}(\tau)|^2$ 는 Power Delay Profile로 언급된다. 실제에서 Delay Profile은 Sliding Correlator 또는 Matched Filter를 사용하는 수신기에서 측정될 수 있다. 만약, 송신기와 수신기가 동일한 시각으로 동시되었다면, 전파지연은 Delay Profile 또는 Power Delay Profile의 기준 시간에 대한 최대점의 지연을 측정하는 것에 의해서 추정될 수 있다. 또한, 지연시간 추정은 추정기를 연속적으로 갱신하는 추적루프를 사용하는 것에 의해서 완성될 수 있다. 공간적으로 분리된 송신기와 수신기의 시각동기는 실제에는 성취하기 어렵다.

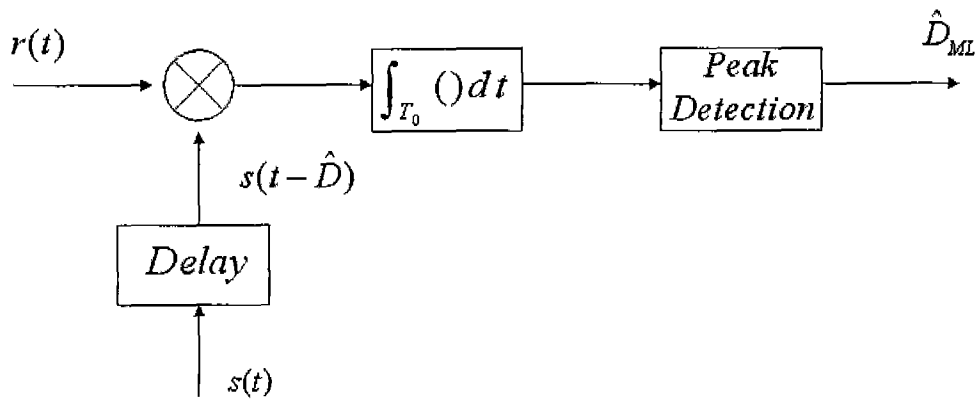


그림 3-16-52 The ML Estimation of Time Delay By Cross-Correlation

(나) Cramer-Rao Lower Bound for TOA Estimation[12]

신호 파라미터 추정의 질은 일반적으로 그건의 분산 (Variance)과 바이어스 (Bias)의 항목에서 측정된다. 이러한 항들을 정의하기 위해서, 파라미터 ψ 의 추정을 이끌어 내기 위해 사용되는 조건 확률밀도함수 (Conditional PDF) $p(\mathbf{x}|\psi)$ 를 가진 데이터 벡터 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ 를 가정한다. 추정치 $\hat{\psi}$ 의 바이어스는 다음과 같이 정의 된다.

$$bias = E[\hat{\psi}(\mathbf{x})] - \psi \quad (3.16.40)$$

여기에서 ψ 는 파라미터의 실제 값이다. $E[\hat{\psi}(\mathbf{x})] = \psi$ 일 때, 추정이 바이어스되지 않았다고 말한다. 추정치 $\hat{\psi}(\mathbf{x})$ 의 분산은 다음과 같이 정의 된다.

$$\begin{aligned} \sigma_{\hat{\psi}}^2 &= E\left[\left(\hat{\psi}(\mathbf{x}) - E[\hat{\psi}(\mathbf{x})]\right)^2\right] \\ &= E[\hat{\psi}(\mathbf{x})^2] - \{E[\hat{\psi}(\mathbf{x})]\}^2 \end{aligned} \quad (3.16.41)$$

일반적으로 $\sigma_{\hat{\psi}}^2$ 를 계산하는 것은 매우 어렵다. 그러나, 파라미터 추정에서 잘 알려진 평균자승오차에서의 CRLB (Cramer-Rao Lower Bound)는 아래와 같이 정의 된다.

$$E\left[(\hat{\psi}(\mathbf{x})-\psi)^2\right] \geq \left[\frac{d}{d\psi} E[\hat{\psi}(\mathbf{x})]\right]^2 / E\left[\left(\frac{d}{d\psi} \ln p(\mathbf{x}|\psi)\right)^2\right] \quad (3.16.42)$$

추정기가 바이어스되지 않았을 때, $E[\hat{\psi}(\mathbf{x})]=\psi$ 이고, 식 (3.16.42)의 분자는 유일하고 추정기 $\hat{\psi}(\mathbf{r})$ 의 분산 $\sigma_{\hat{\psi}}^2$ 의 Lower Bound가 된다.

$$\begin{aligned} \sigma_{\hat{\psi}}^2 &\geq 1 / E\left[\left(\frac{d}{d\psi} \ln p(\mathbf{x}|\psi)\right)^2\right] \\ &= -1 / E\left[\frac{d^2}{d\psi^2} \ln p(\mathbf{x}|\psi)\right] \end{aligned} \quad (3.16.43)$$

따라서, $E\left[\left(\frac{d}{d\psi} \ln p(\mathbf{x}|\psi)\right)^2\right] = -E\left[\frac{d^2}{d\psi^2} \ln p(\mathbf{x}|\psi)\right]$. 식 (3.16.42)을 간단히 하기

위해서, $\ln p(\mathbf{x}|\psi)$ 이 ψ 에 독립인 상수항에 의해서 Log-Likelihood Function $\ln \Lambda(\psi)$ 와 다르다고 고려한다. 그 결과 아래와 같이 된다.

$$\begin{aligned} \sigma_{\hat{\psi}}^2 &\geq 1 / E\left[\left(\frac{d}{d\psi} \ln \Lambda(\psi)\right)^2\right] \\ &= -1 / E\left[\frac{d^2}{d\psi^2} \ln \Lambda(\psi)\right] \end{aligned} \quad (3.16.44)$$

이 Lower Bound는 어떤 실제 추정기의 분산의 기준을 공급한다. 어떤 추정기가 바이어스되지 않고 분산이 Lower Bound를 유지하면 효율적인 추정기라 말한다. 일반적으로, 효율적인 추정기는 드물다. 그것이 존재할 때, 그것은 ML 추정기이다.

실제 시간지연에 대한 TOA 추정 오차의 분산의 CRLB (Cramer-Rao Lower Bound)는 다음과 같이 $T_0 \rightarrow \infty$ 로 가정함으로써 유도된다.

$$\begin{aligned}
& E \left[\frac{d^2}{d\tau^2} \ln \Lambda(\tau) \right] \\
&= E \left[\frac{d^2}{d\tau^2} \left(-\frac{1}{N_0} \int_{t_0}^t [x(t) - s(t-\tau)]^2 dt \right) \right] \\
&= \frac{2}{N_0} \int_{t_0}^t E[x(t)] \frac{d^2}{d\tau^2} s(t-\tau) dt \\
&= \frac{2}{N_0} \int_{t_0}^t s(t-\tau) \frac{d^2}{d\tau^2} s(t-\tau) dt \\
&= \frac{2}{N_0} \left(\frac{j}{2\pi} \right)^2 \int_{t_0}^t \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w_1^2 S(w_1) S(w_2) e^{j(w_1+w_2)(t-\tau)} dw_1 dw_2 dt \\
&= -\frac{2}{N_0} \left(\frac{1}{2\pi} \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} 2\pi \delta(w_1+w_2) w_1^2 S(w_1) S(w_2) dw_1 dw_2 \\
&= -\frac{1}{\pi N_0} \left(\frac{1}{2} \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} w^2 S(w) S(-w) dw \\
&= -\frac{1}{\pi N_0} \left(\frac{1}{2} \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} w^2 |S(w)|^2 dw \tag{3.16.45}
\end{aligned}$$

여기에서, $S(w)$ 는 신호 $s(t)$ 의 푸리에 변환 (Fourier Transform)이다. 분석의 편이함을 위해서, 식 (3.16.32)의 신호 모델에서 $\alpha=1$ 로 가정하거나, 또는 동등하게 신호 $s(t)$ 가 송신된 신호 대신에 수신기의 입력에서의 신호이기 위해서 신호의 감쇄량이 Cross Correlation 연산 전에 추정된다고 가정한다. 그러므로,

$$\begin{aligned}
\sigma_D^2 &\geq -1 / E \left[\frac{d^2}{d\tau^2} \ln \Lambda(\tau) \right] \\
&= \frac{\pi N_0}{\int_{-\infty}^{\infty} w^2 |S(w)|^2 dw} \tag{3.16.46} \\
&= \frac{1}{\rho_0^2 \beta_\tau^2}
\end{aligned}$$

여기에서,

$$\rho_0^2 = \frac{E_s}{N_0/2}$$

$$\beta_\tau^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} w^2 |S(w)|^2 dw}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(w)|^2 dw} \quad (3.16.47)$$

그리고, $E_s = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(w)|^2 dw = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt$ 는 신호의 에너지이다.

만약, 신호의 스펙트럼이 Two-Sided이고 f_1 에서 f_2 [Hz]까지의 대역에 상수의 에너지 스펙트럼 밀도 $S_0/2W/Hz$ 가졌다고 가정하면, 식 (3.16.47)에서 CRLB는 다음과 같이 간단하게 만들 수 있다. 전술한 가정과 함께,

$$\beta_\tau^2 = \frac{2 \int_{f_1}^{f_2} (2\pi f)^2 \pi S_0 df}{2 \int_{f_1}^{f_2} \pi S_0 df}$$

$$= \frac{4\pi^2}{3} (f_2^2 + f_1 f_2 + f_1^2) \quad (3.16.48)$$

그리고,

$$\sigma_B^2 \geq \frac{3}{8\pi^2 T_0} \frac{1}{SNR} \frac{1}{f_2^3 - f_1^3} \quad (3.16.49)$$

여기에서, 신호의 에너지 $E_s = P_s T_0$, P_s 는 신호의 평균 세기, T_0 는 관측시간, 평균 잡음 세기 (잡음의 분산), $\sigma_n^2 = N_0(f_2 - f_1)$ 왜냐하면, 백색잡음의 파워 스펙트럼 밀도는 $N_0/2$ 이다. 그리고 신호 대 잡음비 (Signal-To-Noise Ratio : SNR)는 $SNR = P_s/\sigma_n^2$ 이다. 식 (3.16.49)은 대역폭 B 와 중심주파수 f_0 로 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\sigma_D^2 \geq \frac{3}{8\pi^2} \frac{1}{SNR} \frac{1}{BT_0} \frac{1}{f_0^2 + B^2/12} \quad (3.16.50)$$

여기에서, $B = f_2 - f_1$, $f_0 = (f_2 + f_1)/2$ 이다. Bound는 SNR, 신호의 대역폭과 관측시간의 역에 비례하고 반송파 주파수와 신호의 대역폭의 제곱과 역으로 관계되어 있다.

(다) TDOA (Time-Difference-of-Arrival)의 추정[12]

TDOA는 TOA와 유사한 시간지연에 기반한 대안적인 위치측정이다. MT로부터 두 개의 RPs의 도달시간 또는 거리를 측정하는 대신에 도달시간의 차이 또는 거리의 차이를 측정한다.

전통적인 위치확인 시스템에서 TOA와 TDOA의 성능은 밀접하게 연관되어 있고 매우 유사하다. 그러나 다중경로의 실내 전파 채널에서 TDOA 위치측정은 그 고유의 추정 기술에서의 모호성에 의해서 TOA보다 덜 적절하게 된다. 이 장에서 TDOA 추정 기술에 있어서 다중경로 채널의 영향에 대해서 명확하게 논할 것이다.

TDOA 추정의 문제는 일반적으로 다음과 같이 모델 된다. 원격 신호원으로부터 송신된 신호가 있고 두 개의 공간적으로 분리된 수신기에서 감시 된다. 송신기와 수신기 사이의 전파 전달 채널은 단일 경로이고 AWGN이라고 가정한다. 두 대의 수신기에서 수신된 신호는 다음과 같이 수학적으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} x_1(t) &= s(t) + n_1(t) \\ x_2(t) &= \alpha s(t + D) + n_2(t) \end{aligned} \quad (3.16.51)$$

여기에서, α 는 두 수신기에서 관측된 신호의 진폭의 비율이고 D 는 두 수신기에서 관측된 신호의 도달 시간의 차이이다. 두 잡음 $n_1(t)$ 과 $n_2(t)$ 는 Jointly Independent Stationary Random Process이고 송신된 신호 $s(t)$ 는 잡음과 상관되어 있지 않다고 가정한다. 수신기는 추정된 시간지연 D 가 TDOA가 되도록 시각이 동기 되어야 한다. 정상적으로, Cross Correlation 기술을 사용하여 TDOA를 추정한다. 우선, 수신된 신호의 상호상관함수인 Delay Profile이 획득된다.

$$\begin{aligned}
r_{12}(\tau) &= \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x_1(t) x_2(t-\tau) dt \\
&= \alpha r_{ss}(\tau - D) + v(\tau)
\end{aligned} \tag{3.16.52}$$

여기에서, T_0 는 관측시간, 송신된 신호 $r_{ss}(\tau)$ 의 자기상관함수는 식 (3.16.42)와 같고 Additive Noise는 아래와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
v(\tau) &= \frac{1}{T_0} \int_{T_0} n_1(t) n_2(t-\tau) dt + \\
&\quad \frac{1}{T_0} \int_{T_0} s_1(t) n_2(t-\tau) dt + \frac{1}{T_0} \int_{T_0} \alpha n_1(t) s(t+D-\tau) dt
\end{aligned} \tag{3.16.53}$$

그 때, TDOA는 식 (3.16.52)의 Delay Profile을 최대화하는 지연 값을 찾는 것에 의해서 추정된다. 일반화된 상관 방법은 TDOA를 추정하는데 사용될 수 있다. 여기에서, 두 수신된 신호는 각각 Pre-filter된다. Pre-filter의 적절한 선택은 TDOA의 추정을 일반적인 상관방법을 사용하여 향상시킬 수 있다.

CRLB는 TDOA 추정의 참값에 대한 분산을 위해서 유도할 수 있다. 식 (3.16.49)을 유도하는데 사용된 것과 유사한 몇가지 간단한 가정을 가지고, 낮은 SNR($SNR \ll 1$)에서의 TDOA추정의 CRLB를 아래와 같이 유도할 수 있다.

$$\sigma_{\hat{D}}^2 \geq \frac{3}{8\pi^2 T_0} \frac{1}{(SNR)^2} \frac{1}{f_2^3 - f_1^3} \tag{3.16.54}$$

높은 SNR($SNR \gg 1$)에서는 다음과 같다.

$$\sigma_{\hat{D}}^2 \geq \frac{3}{4\pi^2 T_0} \frac{1}{SNR} \frac{1}{f_2^3 - f_1^3} \tag{3.16.55}$$

식 (3.16.49)을 가지고 식 (3.16.52)과 식 (3.16.54)을 비교하면, 일반적인 TOA 추정은 TDOA의 추정보다 더 정확함을 알 수 있다. 이런 현상은 TOA 추정의 경우는 기준되는 신호는 잡음이 없는 경우이지만, TDOA의 경우에는 기준되는 신호도 잡음에 의해서 오염되기 때문이다.

송신된 신호 $s(t)$ 가 다중경로 채널을 통해서 전달될 때, 두 개의 수신기에서 수신된 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} x_1(t) &= \sum_{k=0}^{L_{p1}-1} \alpha_{1k} s(t - \tau_{1k}) + n_1(t) \\ x_2(t) &= \sum_{l=0}^{L_{p2}-1} \alpha_{2l} s(t - \tau_{2l}) + n_2(t) \end{aligned} \quad (3.16.56)$$

여기에서, 파라미터의 두 묶음 $\{L_{p1}, \alpha_{1k}, \tau_{1k}\}$, $0 \leq k \leq L_{p1}$ 과 $\{L_{p2}, \alpha_{2l}, \tau_{2l}\}$, $0 \leq l \leq L_{p2}$ 은 송신기와 두 수신기 사이의 다중경로 채널을 정의한다. 그 때, 두 수신된 신호의 상호상관함수는 다음과 같이 된다.

$$r_{12}(\tau) = \sum_{k=0}^{L_{p1}-1} \sum_{l=0}^{L_{p2}-1} \alpha_{1k} \alpha_{2l} r_{ss}(\tau - (\tau_{1k} - \tau_{2l})) + v(\tau) \quad (3.16.57)$$

여기에서 Additive Noise Term은 아래와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} v(\tau) &= \frac{1}{T_0} \int_{T_0} n_1(t) n_2(t - \tau) dt + \frac{1}{T_0} \sum_{k=0}^{L_{p1}-1} \alpha_{1k} \int_{T_0} s(t - \tau_{1k}) n_2(t - \tau) dt \\ &+ \frac{1}{T_0} \sum_{l=0}^{L_{p2}-1} \alpha_{2l} \int_{T_0} n_1(t) s(t - \tau_{2l} - \tau) dt \end{aligned} \quad (3.16.58)$$

다중경로 채널에서 TOA 추정의 경우와 유사하게, TDOA 추정을 위한 Delay Profile은 다른 지연을 가진 송신된 신호의 자기상관함수의 다중 복사로 구성된다. 다중경로채널에서 측정된 TDOA는 두 개의 시선경로 (LOS Path)의 전달 지연 사이의 시간의 차이이다.

$$TDOA = \tau_{10} - \tau_{20} \quad (3.16.59)$$

(2) 시각 동기과정 중 네트워크상의 시간지연과 시계오차

시각 동기화 과정은 시각 기반 측정치를 이용하여 측위 과정을 수행하기 위해서 선결 조건중의 하나이다. 현재, 무선랜 시스템은 각 AP가 시각적으로 동기화가 이뤄지지 않았으므로, TDOA 측위 알고리즘 적용을 위해서 각 AP는 시각적으로 동기되어야 한다. 본 연구에서 가정하고 있는 시각 동기는 네트워크상의 중앙 측위서버를 이용한 시각 동기정보의 전달이다. 중앙 측위서버는 GPS의 시각과 같은 정확한 시각정보를 가져야 하나, 실제로 실내에서 GPS의 신호의 획득이 어려우므로, 대덕 연구단지의 표준연구소나 미국 해군에서 운영하고 있는 시각서버를 이용한 시각동기과정을 수행하게 된다. 시각정보를 네트워크를 이용하여 전송하기 위해서는 아래 그림 3-16-53과 같은 전송과정을 거치게 된다. 중앙 측위서버는 시각서버와 연계하여 시각 동기정보를 획득하게 되고, 이때 시각서버로부터 중앙 측위서버로의 시각동기정보를 전송 받을시 전송선로로 인한 시간 지연을 겪게 되며, 실험적으로 미국 해군에서 운영하고 있는 시각서버를 이용하여 시각 동기과정을 수행했을 때, 약 0.21초의 시간지연을 측정할 수 있다.

추가적으로 중앙 측위서버와 네트워크에 연결되어 있는 각 AP로의 시각정보 전송시 전송선로로 인한 시간지연을 겪게 된다. 따라서, AP에서 전송된 신호의 전파 신호의 시간지연 시간 이외에 추가적인 시간지연 요소를 갖게 되어 측위시 오차를 낳게 하는 한 요인으로 고려된다.

시각정보를 이용하여 각 AP가 동기화 되었다고 가정했을 때, 고려해야 할 사항은 AP내의 시계의 정확성을 고려해야 한다. 현재 실외의 기지국과 같은 경우, GPS 위성의 시각으로 각 기지국이 정확한 시각으로 동기화가 이뤄지고 있고, GPS 시스템의 경우 GPS 위성내의 원자시계로 정확한 시계를 갖고 수신기와 위성과의 동기화를 이루고 있다. 현재 실내에 구축된 무선랜 시스템의 시각 동기화에서 예상할 수 있는 시계의 오차를 고려하기 위해서 컴퓨터의 내부 클럭으로 움직이고 있는 컴퓨터 시계의 오차를 고려해 봤을 때, 실험적으로 약 44시간동안 측정한 결과 컴퓨터의 시계는 하루에 평균적으로 0.776초 정도 느려짐을 알 수 있다. 이와 같은 결과는 컴퓨터마다 모두 다른 수치를 나타내므로, 컴퓨터 자체 내부 클럭으로 동작하는 시계를 이용한 AP의 시각 동기화는 측위를 위해 큰 에러요인으로 작용할 수 있음을 확인할 수 있다.

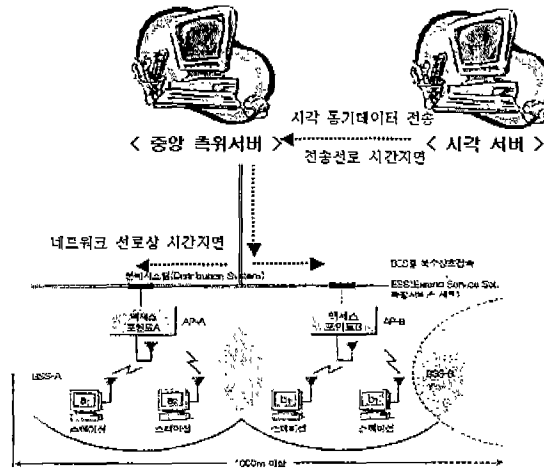


그림 3-16-53 시각 동기화 과정에서 발생하는 시간지연

(3) 다중경로 오차

다중경로는 전파가 AP에서 전송될 때, 수신기 주변의 산란자 및 주변의 가구나 실내 구조물 배치의 다양성으로 인하여 하나의 신호가 서로 다른 진폭, 위상, 시간지연을 갖고 수신기에 도달함으로써 발생하는 오차이다. 동일한 신호의 왜곡된 수신으로 인하여 신호의 세기, TOA, TDOA의 크기를 정확히 결정하지 못하게 된다. 시간지연을 측정하는 장치는 보통 상관기를 이용하여 측정하게 된다. 이때 다중경로가 존재하는 경우, 나중에 반사되어 들어오는 신호가 처음 도달한 신호에 비해 진폭이 크고 한 칩 이내의 시간지연을 갖고 수신되게 되면 상관기는 정확하게 시간지연을 추정하지 못하게 된다. 실내의 경우, 실외와는 달리 더욱 밀집된 공간과 실내의 가구 배치, 유동인구의 변화, 실내 구조물의 배치에 의해서 실외보다 더 짙은 다중경로 환경이 조성되어 있어, 실내 측위 결정시 큰 에러 요인으로 작용한다. 다중경로를 정의하는 파라미터인 DS(Delay Spread)를 살펴보면, 실내환경에 따라 그 값이 다양하다. Cisco사에 의해서 조사된 DS값을 일례로 보면, 일반적인 가정환경 하에선 50nsec이하이고, 사무실에선 100nsec, 공장에선 200~300nsec이하로 다양해서 다중경로를 효과적으로 제거할 수 있는 방법이 필요하다.

ML 추정 방법을 유도하면서, 송신기와 수신기 사이의 전파전달채널은 단일 경로이며, AWGN에 의해서 방해된다. 그와 같은 채널에서, 수신된 신호는 식 (3.16.60)과 같이 주어지며, 아래와 같다.

$$x(t) = \alpha s(t - D) + n(t) \quad (3.16.60)$$

여기에서, 파라미터 D 는 신호전달 지연, α 는 복소 신호세기 감쇄 파라미터이고

$n(t)$ 는 AWGN이다. 그리고 Delay Profile은 아래와 같이 주어진다.

$$r_{xs}(\tau) = \alpha r_{ss}(t - \tau) + v(\tau) \quad (3.16.61)$$

여기에서, $r_{ss}(\tau)$ 는 송신된 신호의 자기상관함수이고 $v(\tau)$ 는 Additive Noise항이다. 그러나, 신호가 수학적으로 아래와 같이 모델된 다중경로 채널을 통해서 송신될 때,

$$h(t) = \sum_{k=0}^{L_p-1} \alpha_k \delta(t - \tau_k) \quad (3.16.62)$$

여기에서, L_p 는 다중경로 신호의 개수, α_k 와 τ_k 는 복소 진폭과 k 번째 경로의 전달지연이며, 수신된 신호는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} x(t) &= s(t) \otimes h(t) + n(t) \\ &= \sum_{k=0}^{L_p-1} \alpha_k s(t - \tau_k) + n(t) \end{aligned} \quad (3.16.63)$$

위치결정 시스템을 위해서 시선경로 (LOS Path)의 전달지연 τ_0 는 추정될 필요가 있다. 그림 3-16-52에서 보여진 동일한 상관수신기를 사용하여 다중경로 채널에서 측정된 Delay Profile은 아래와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} r_{xs}(\tau) &= \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) s(t - \tau) dt \\ &= \sum_{k=0}^{L_p-1} \alpha_k r_{ss}(\tau - \tau_k) + v(\tau) \end{aligned} \quad (3.16.64)$$

단일경로 채널에서와 대조되게, 다중경로 채널에서 측정된 Delay Profile은 송신된 신호의 다수의 이동된 자기상관함수의 가중된 합이다. 일반적으로, 다중경로채널에서 TOA 추정을 위해서 동일한 상관 기술을 사용할 수 있다. DLOS의 전달 지연을 찾아낼 수 있는지 없는지는 송신기와 수신기사이의 순간 채널 Profile과 신호의 대역, 수신기

감도와 수신기 동특성과 같은 특성에 크게 의존한다. 수신기 감도는 획득될 수 있는 신호의 최소 세기를 결정짓고 수신기의 동특성은 가장 강한 신호와 가장 약한 획득될 수 있는 신호의 신호 세기의 차이이다.

(4) MUSIC을 이용한 다중경로 오차 완화[11]

다중경로 실내 전파 전달 채널은 정상적으로 복소이고 저대역 통과와 동일한 충격응답으로 모델된다.

$$h(t) = \sum_{k=0}^{L_p-1} \alpha_k \delta(t - \tau_k) \quad (3.16.65)$$

여기에서, L_p 는 다중경로 성분의 전체 개수, $\alpha_k = |\alpha_k| e^{j\theta_k}$ 와 τ_k 는 복소 감쇄와 k 번째 경로의 상대적인 전달지연이다. 다중경로 성분은 오름차순의 전달지연 τ_k , $0 \leq k \leq L_p - 1$ 으로 지칭된다. 결과적으로, 모델에서 파라미터 τ_0 는 가장 짧은 경로의 전달지연을 의미하고 TOA 추정의 목적을 위해서 검출되어야 한다. 식 (3.16.65)의 푸리에 변환을 수행하면, 주파수 영역에서의 채널응답이 다음과 같이 획득될 수 있다.

$$H(f) = \sum_{k=0}^{L_p-1} \alpha_k e^{-j2\pi f \tau_k} \quad (3.16.66)$$

다중경로 실내 전파 전달 채널을 모델링할 때, 사람의 또는 다른 물체의 움직임으로 인하여 파라미터 α_k 와 τ_k 는 랜덤 시변 함수가 된다. 그러나, 측정시간의 간격과 비교할 때, 그것의 변화율은 매우 느리므로, 시불변 랜덤변수로 다룰 수 있다. 복소감쇄 위상 θ_k 는 Uniform Probability Density Function $U(0, 2\pi)$ 이다. 다시 말하면, 이러한 파라미터들은 그것들이 송신과 반사 계수처럼 전파 신호특성과 관계가 있기 때문에 주파수 의존적이다.

실제에서는 주파수 영역에서의 채널 응답의 이산 샘플은 다른 주파수에서의 채널을 없애는 것에 의해서 획득될 수 있다. 이것은 OFDM과 같이 다중 반송파 변조 기술을 사용하거나 또는 DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum)에서 높은 SNR의 주파수 대역에 걸쳐 수신된 신호를 분리하는 것에 의해서 수행된다.

식 (3.16.24)에서의 시간과 주파수 변수의 역할을 교환하면, Harmonic 신호 모델이 되는 것을 볼 수 있다.

$$H(\tau) = \sum_{k=0}^{L_p-1} \alpha_k e^{-j2\pi f_k \tau} \quad (3.16.67)$$

이것은 잘 알려진 Model-Based Parametric Spectral Estimation 분야이다. 결과적으로, Harmonic Signal Model을 위해 적합한 어떤 Spectral Estimation 기술도 시간 영역 분석을 수행하기 위한 다중경로 신내 전파 채널의 주파수 응답에 적용될 수 있다.

이상 측정 데이터는 채널 주파수 응답(또는, 주파수 영역 채널 응답) L 개의 균일 간격을 가진 주파수에서의 $H(f)$ 를 샘플하는 것에 의해서 획득될 수 있다. Measurement Process에서 Additive White Noise를 고려하고 noise에서의 추정된 채널 주파수 응답 $\hat{H}(f)$ 는 다음과 같은 식으로 나타내어진다.

$$\begin{aligned} x(l) &= \hat{H}(f_l) = H(f_l) + w(l) \\ &= \sum_{k=0}^{L_p-1} \alpha_k e^{-j2\pi(f_0 + l\Delta f)\tau} w(l) \end{aligned} \quad (3.16.68)$$

여기에서, $l=0,1,\dots,L-1$ 이고 $w(l)$ 은 Zero Mean과 σ_w^2 의 Variance를 가지는 Additive White Measurement Noise를 의미한다. 간결하게 신호 모델을 벡터 형태로 쓰면 아래와 같다.

$$\mathbf{x} = \mathbf{H} + \mathbf{w} = \mathbf{V}\mathbf{a} + \mathbf{w} \quad (3.16.69)$$

여기에서,

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= [x(0) \quad x(1) \quad \dots \quad x(L-1)]^T \\ \mathbf{H} &= [H(f_0) \quad H(f_1) \quad \dots \quad H(f_{L-1})]^T \\ \mathbf{w} &= [w(0) \quad w(1) \quad \dots \quad w(L-1)]^T \end{aligned}$$

$$\mathbf{V} = [\mathbf{v}(\tau_0) \quad \mathbf{v}(\tau_1) \quad \dots \quad \mathbf{v}(\tau_{L-1})]$$

$$\mathbf{a} = [\alpha_0' \quad \alpha_1' \quad \dots \quad \alpha_{L_p-1}']^T$$

이고,

$$\mathbf{v}(\tau_k) = [1 \quad e^{-j2\pi\Delta f\tau_k} \quad \dots \quad e^{-j2\pi(L-1)\Delta f\tau_k}]^T$$

$$\alpha_k' = \alpha_k e^{-j2\pi f_0\tau_k}$$

이고 첨자 T는 행렬의 전치를 의미한다.

MUSIC Super-Resolution 기술은 식 (3.16.69)에서의 이전의 신호 모델의 자기상관 행렬의 Eigen-Decomposition에 기초한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx} &= E\{\mathbf{xx}^H\} \\ &= \mathbf{VAV}^H + \sigma_w^2\mathbf{I} \end{aligned} \quad (3.16.70)$$

여기에서,

$$\mathbf{A} = E\{\mathbf{aa}^H\} \quad (3.16.71)$$

\mathbf{I} 는 Identity Matrix, H는 Matrix의 Conjugate Transpose이다. 전달 지연 τ_k 은 이미 모두 다르다고 가정했으므로, 행렬 \mathbf{V} 는 Full Column Rank를 가진다. 파라미터 α_k 의 크기가 상수이고 위상은 $[0, 2\pi]$ 범위에서 균등하게 분포된 랜덤 변수이며, $L_p \times L_p$ 의 Covariance Matrix \mathbf{A} 는 Non-Singular이다. 선형대수 이론으로부터, $L > L_p$ 라 가정하고, \mathbf{VAV}^H 의 Rank는 L_p 이거나 또는 가장 작은 $L - L_p$ 개 \mathbf{R}_{xx} 의 Eigenvalue가 σ_w^2 와 모두 같다. \mathbf{R}_{xx} 의 $L - L_p$ 개 가장 작은 Eigenvalue는 Noise Eigenvector라 불리고 L_p 의 Eigenvector는 Signal Eigenvector라 불린다. 그러므로, 신호 벡터 \mathbf{x} 를 포함하는 L 차원의 부분공간 (Subspace)은 신호의 부분공간과 잡음의 부분공간으로 알려진 두 직교 부분공간으로 분리될 수 있다. 고유벡터 (Eigenvector)가 모두 정규화

(Normalization)되었다고 가정하면

$$\mathbf{Q}_w^H \mathbf{Q}_w = \mathbf{I} \quad (3.16.72)$$

여기에서,

$$\mathbf{Q}_w = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_{L_p} & \mathbf{q}_{L_p-1} & \cdots & \mathbf{q}_{L-1} \end{bmatrix} \quad (3.16.73)$$

이고, \mathbf{q}_k , $L_p \leq k \leq L-1$ 는 잡음의 고유벡터이다. 이 때, 잡음의 부분공간의 투영행렬 (Projection Matrix)은 결정될 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_w &= \mathbf{Q}_w (\mathbf{Q}_w^H \mathbf{Q}_w) \mathbf{Q}_w^H \\ &= \mathbf{Q}_w \mathbf{Q}_w^H \end{aligned} \quad (3.16.74)$$

벡터 $\mathbf{v}(\tau_k)$, $0 \leq k \leq L_p - 1$ 는 신호의 부분공간에 놓여 있어야 하며, 신호의 부분공간은 잡음의 부분공간에 직교하여야 한다.

$$\mathbf{P}_w \mathbf{v}(\tau_k) = 0 \quad (3.16.75)$$

그러므로, 다중경로 지연 τ_k , $0 \leq k \leq L_p - 1$ 은 시간 차원 MUSIC 의사스펙트럼 (Pseudospectrum)에서 지연 값을 찾는 것에 의해 결정될 수 있다.

$$\begin{aligned} S_{MUSIC}(\tau) &= \frac{1}{\|\mathbf{P}_w \mathbf{v}(\tau)\|^2} = \frac{1}{\|\mathbf{v}^H(\tau) \mathbf{P}_w^H \mathbf{P}_w \mathbf{v}(\tau)\|} \\ &= \frac{1}{\mathbf{v}^H(\tau) \mathbf{P}_w \mathbf{v}(\tau)} = \frac{1}{\|\mathbf{Q}_w^H \mathbf{v}(\tau)\|^2} \\ &= \frac{1}{\sum_{k=L_p}^{L-1} |\mathbf{q}_k^H \mathbf{v}(\tau)|^2} \end{aligned} \quad (3.16.76)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_w^H \mathbf{P}_w &= \mathbf{Q}_w \mathbf{Q}_w^H \mathbf{Q}_w \mathbf{Q}_w^H = \mathbf{Q}_w \mathbf{I} \mathbf{Q}_w^H \\ &= \mathbf{Q}_w \mathbf{Q}_w^H = \mathbf{P}_w \end{aligned}$$

투영행렬은 멱등 (Idempotent)이다.

(5) NLOS로 인한 오차

무선랜을 이용하는 시각기반의 무선 측위에서 위치 정확도에 가장 큰 영향을 주는 오차요인은 NLOS (Non-Line-of-Sight) 오차이다. NLOS 오차는 AP와 무선랜 수신기 사이에 놓여 있는 벽이나 문, 가구로 인해 전파의 LOS (Line-of-Sight)이 확보되지 않기 때문에 발생하는 현상이다. 즉, 전파가 최단 경로로 도달하지 못하고, 회절 및 반사에 의하여 우회하여 도달하기 때문에 전달 지연시간이 늘어나게 된다. NLOS는 모든 종류의 이동통신 방식에 공통으로 영향을 주는 오차가 된다. 실내의 경우 AP와 무선랜 수신기 사이에 거의 LOS가 존재하지 않아 반사, 회절된 신호를 수신하게 되어, 측정된 시간지연은 이동국과 기지국간의 실제 거리보다 더 긴거리를 반영하여 양의 부호를 갖는 편향오차로 나타나게 된다. 따라서, NLOS오차에 의해 나타나는 편향오차는 그 크기에 따라서 측위의 결과가 실제 위치에서 동떨어진 위치 추정치를 초래하게 된다. 실제로 GSM시스템에서 실험적으로 관찰된 NLOS에 의한 이동국의 의사거리 오차는 500~600m에 이르고 있다. 실내의 경우를 고려해 볼 때, NLOS의 오차성분은 각 AP로부터 받은 모든 신호에 포함되어 있기 때문에 위치 결정을 하기위해서 이용되는 모든 신호에서 반드시 제거되어야 할 요소이다. NLOS 오차를 고려한 측위 알고리즘으로는 Wylie & Holzmann에 의해 제시된 LOS 재계산의 방법과 Chen에 의한 유수 가중치의 방법이 있다. NLOS 오차는 대단히 지엽적이고 추정하기 어려운 편향오차이다. 따라서 효율적인 모델링의 방법과 NLOS 오차를 고려한 측위 알고리즘이 요구된다.

(6) 상관기의 분해능으로 인한 오차

현재 무선랜 (IEEE802.11b)에서 사용하고 있는 Barker Code는 11Chip으로 구성되어 있고, Chipping Rate 11MHz이다. 따라서 Barker Code의 한 주기는 1 μ s에 해당한다. 이를 다시 거리정보로 환산하면, 한 개의 칩은 27.3m의 거리 오차를 나타내게 된다. 수신기의 상관기의 성능에 따라서 한 개의 칩이 가지는 오차보다 더 적은 오차성분을 가질 수 있다.

앞서 설명되었던 오차 요인으로 TDOA 데이터 내에 포함되어 있는 오차요인에 관한 정보를 살펴보면 표 3-16-21로 나타낼 수 있다.

표 3-16-21 OA 데이터 생성을 오차요인 정보

오차 요인	오차범위	비고
다중경로	평균 1.7m/표준편차 7.1m	다중경로오차 논문인용[5]
NLOS	지엽적임	
시계오차	평균 $8.7143 \times 10^{-4} \text{sec}$ /표준편차 0.0102sec	그림 3-18
수신기 잡음	평균 0m/표준편차 0.27m	1칩의 1%

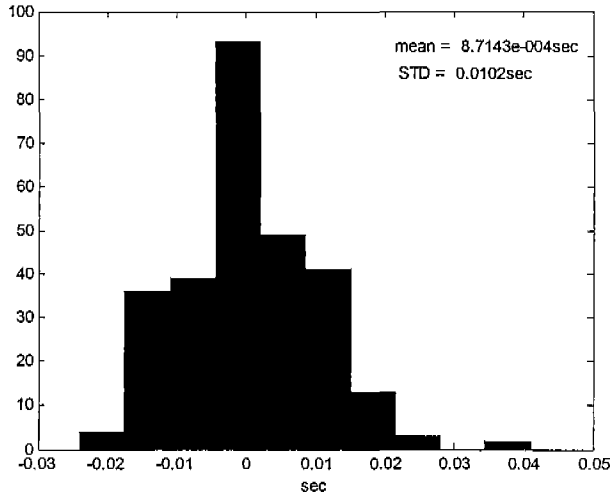


그림 3-16-54 컴퓨터 내부시계 오차의 분포(미국 해군시각서버와 매초 동기과정수행)

라. Double Difference 이용한 측위

일반적으로 실내 측위 의 위치 정확도는 10m이내의 정확도 가지고 있다. 이러한 오차는 WLAN이 가지고 있는 오차 요인에 의해 나타나는 것으로 WLAN 관련 오차는 AP (Access Point) 비동기 오차, 수신기 오차, 다중경로 오차, 실내 지형지물에 의한 오차 등을 들 수 있다.

(1) Double Difference 계산법

일반적인 의사 거리계산은 AP (Access Point) 에서 전파된 신호는 사용자의 수신기에서 측정된 신호를 상관 (Correlation) 과정을 통해 의사 거리를 측정 하게 된다. 이러한 의사거리 측정치는 WLAN의 오차 요인을 고려하여 다음과 같은 수식으로 나타낼 수 있다.

$$\rho = r + CB_{AP} + CR_{bias} + \delta_m + v \quad (3.16.77)$$

여기서

- r : AP 와 수신기 사이의 실제 거리(m)
- C : 빛의 속도
- B_{AP} : 각각의 AP의 시계오차(각각 AP 는 동기화 되어 있지 않음)
- R_{bias} : 기준 시간에 대한 수신기 시계 오차
- δ_m : 다중 경로(Multipath)에 의한 의사 거리 측정 오차(m)
- v : 수신기 측정 잡음(Measurement noise)(m)

차분 기법은 실내에서 무선랜의 TDOA 측정치가 가지고 있는 오차 성분을 효과적으로 제거 할 수 있는 기술이다. 차분 기법은 단일 차분 (Single Difference), 이중 차분 (Double Difference), 삼중 차분 (Triple Difference)으로 나눌 수 있는데 단일 차분에는 수신기 차분, AP (Access Point)간의 차분이 있으며, 이중차분은 단일 차분 기법을 서로 결합한 형태가 된다. 다양한 오차가 있는 실내에서 정밀 위치 결정 서는 수신기 차분과 AP (Access Point)간의 차분을 이용한 이중 차분 기법을 사용한다.

(가) 단일 차분 측정치

① 수신기 간의 차분

거리가 약 10m 이내의 두 개의 수신기 A 와 B에서 AP i 로부터 측정한 시계 오차의 효과는 거의 같다. 따라서 두 수신기의 측정치에 대한 차분을 취함으로써 공통인 오차를 제거 할 수 있다. 차분된 측정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \rho_A^i &= r + CB_{AP_i} + CR_{bias_A} + \delta_{mA}^i + v_A^i \\ \rho_B^i &= r + CB_{AP_i} + CR_{bias_B} + \delta_{mB}^i + v_B^i \\ \rho_{AB}^i &= \rho_A^i - \rho_B^i = r_{AB}^i + CR_{bias_AB} + \delta_{mAB}^i + v_{AB}^i \end{aligned} \quad (3.16.78)$$

m 개의 위성의 측정치에 대한 수신기간 차분은 다음의 연산자로 정의 될 수 있다. 즉 다음과 같이 배열한 $2m \times 1$ 의 의사 거리 측정치를 벡터로 정의 한다.

$$\rho(t) = [\rho_A^1(t), \rho_B^1(t), \rho_A^2(t), \rho_B^2(t), \dots, \rho_A^m(t), \rho_B^m(t)]^T \quad (3.16.79)$$

다음의 $m \times 2m$ 행렬 Single Difference Matrix (SD)를 이용하면 수신기간의 차분을 나타낼 수 있다.

$$SD = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\Delta\rho(n) = SD \cdot \rho(n) \quad (3.16.80)$$

② AP 간의 차분

수신기 A에서 AP i 번째와 j 번째로 부터의 측정치에 대하여 차분을 취하면 수신기 A에서의 시계 오차를 제거 할 수 있다. 차분된 측정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \rho_A^i &= r + CB_{AP_i} + CR_{bias_A} + \delta_{mA}^i + v_A^i \\ \rho_A^j &= r + CB_{AP_j} + CR_{bias_A} + \delta_{mA}^j + v_A^j \\ \rho_A^{ij}(t) &= \rho_A^j(t) - \rho_A^i(t) = r_A^{ij}(t) + CB_{AP_ij} + \delta_{mA}^{ij} + v_A^{ij} \end{aligned} \quad (3.16.81)$$

위 식에서 AP간의 차분으로 수신기 시계 오차는 제거되지만 나머지 오차는 증폭되므로 일반적으로 AP간의 차분만으로 사용하지 않는다.

(나) 이중 차분의 측정치

수신기 A와 B에서 AP i 번째와 j 번째로 부터의 측정치를 수신기간의 차분과 AP간 차분을 취함으로써 다음과 같이 이중차분된 측정치를 얻는다.

$$\rho_{AB}^{ij}(t) = (\rho_B^j(t) - \rho_B^i(t)) - (\rho_A^j(t) - \rho_A^i(t)) = r_{AB}^{ij}(t) + \delta_{AB}^{ij}(t) + v_{AB}^{ij}(t) \quad (3.16.82)$$

m 개의 AP에 대한 이중차분은 다음의 연산자로 정의 될 수 있다. 식 (3.16.79)에서 정의된 측정치에서 다음의 $(m-1) \times 2m$ 행렬 Double Difference Matrix (DD)를 이용하면 이중차분된 측정치를 식 (3.16.84)에 의하여 구할 수 있다. 여기서, AP 간 차분은 기준

AP에 대해 각 AP를 차분하는 방식으로 하였다.

$$DD = \begin{bmatrix} -1 & 1 & -1 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & -1 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.16.83)$$

$$\Delta \nabla \rho(t) = DD \cdot \rho(t) \quad (3.16.84)$$

이중차분은 수신기간 차분에 의해 AP와 전파환경 관련 오차를 제거하고 위성간의 차분에 의해 수신기 관련 오차를 제거 할 수 있다. 차분에 의한 의사거리 측정 잡음이나 Noise는 증폭이 되는 단점이 있다.

(2) Double Difference 을 이용한 상대 위치 결정 방법

(가) Least Square

이중 차분된 코드를 기준점 (Nominal Point) B_0 에서 선형화 하면 다음과 같이 나타난다. 이때 기준국의 위치는 정확히 알고 있다고 가정한다.

$$\rho_{AB}^{ij} = H_{B_0}^{ij} \delta x + v_{AB}^{ij} \quad (3.16.85)$$

여기서,

δx : B_0 와의 차를 나타내는 위치 오차 벡터

$H_{B_0}^i$: B_0 에서 위성 i 사이의 시선각 벡터

$$H_{B_0}^{ij} = H_{B_0}^j - H_{B_0}^i$$

m 개의 위성에 대하여 $m-1$ 개의 측정식을 얻을 수 있으며 행렬과 벡터로 표현된 식 (3.16.86)을 이용하여 상대 위치를 구할 수 있다.

$$\rho = H \delta x + v \quad (3.16.86)$$

여기서

$$\rho = [\rho_{AB}^{21} \quad \rho_{AB}^{31} \quad \cdots \quad \rho_{AB}^{(m-1)1}]^T$$

$$v = [v_{AB}^{21} \quad v_{AB}^{31} \quad \cdots \quad v_{AB}^{(m-1)1}]^T$$

$$H = [H_{B_0}^{21} \quad H_{B_0}^{31} \quad \cdots \quad H_{B_0}^{(m-1)1}]^T$$

여기서 이중차분은 기준 AP에 대해 각 AP를 차분하는 방식으로 하였고 정확도를 향상시키기 위하여 이 과정을 반복적으로 수행한다.

$$\delta \hat{x} = (H^T H)^{-1} H^T \rho \quad (3.16.87)$$

(나) Extended kalman filter

① 시스템 방정식 (System Equation)

WLAN을 이용한 Double Difference Position은 X, Y 2차원으로만 구성 하였다. 정지 상태이기 때문에 X,Y 속도 성분을 생각하지 않고 정적인 상태로 Process Model을 만들었다.

$$x_{k+1} = F_k x_k \quad (3.16.88)$$

② 측정 방정식 (Measurement Equation)

기준국과 사용자간의 AP i 을 기준으로 한 이중차분 의사거리 측정치가 측정 방정식에 이용된다. 각 AP (Access Point)에 대한 측정 방정식은 다음과 같다.

$$\nabla \Delta \rho^{ij} = \rho_r^j - \rho_r^i - (\rho_m^j - \rho_m^i) = HX + v_\rho^i \quad (3.16.89)$$

여기서

$\nabla \Delta \rho^{ij}$: AP j 에 대한 이중차분 된 의사거리 측정치

예를 들어 AP 4개를 이용할 때 AP1을 기준으로 측정 방정식은 다음과 같다.

$$Z = HX + V \quad (3.16.90)$$

$$H = \begin{bmatrix} -h_x^{2,1} & -h_y^{4,1} \\ -h_x^{3,1} & -h_y^{4,1} \\ -h_x^{4,1} & -h_y^{4,1} \end{bmatrix} \quad (3.16.91)$$

여기서,

$$\begin{aligned} -h_x^{j,i} &= \frac{\partial \psi_{j,i}}{\partial x} = \frac{(X_j - x)}{\sqrt{(X_j - x)^2 + (Y_j - y)^2}} - \frac{(X_i - x)}{\sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2}} \\ -h_x^{j,i} &= \frac{\partial \psi_{j,i}}{\partial y} = \frac{(Y_j - y)}{\sqrt{(X_j - x)^2 + (Y_j - y)^2}} - \frac{(Y_i - y)}{\sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2}} \end{aligned}$$

필터의 시스템 방정식과 측정 방정식으로 Extended Kalman Filter를 이용한 측위 과정은 다음과 같은 필터 식에 의해 이루어진다.

$$\begin{aligned} X_k &= X_k^- + K_k(z_k - z_k^-) \\ P_k &= (I - K_k H_k) P_k^- \\ X_{k+1}^- &= \Phi_k X_k \\ P_{k+1}^- &= \Phi_k P_k \Phi_k^T + Q_k \\ K_k &= P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \end{aligned} \quad (3.16.92)$$

마. Simulation 방법과 결과

(1) TDOA

(가) Simulation 방법

공간 크기가 25m×25m 인 곳에서 AP 4개를 이용하여 Simulation을 하였다. 이때 AP의 위치는 알고 있다고 가정 하였다. 다음과 같은 방법으로 Simulation 을 진행 하였다.

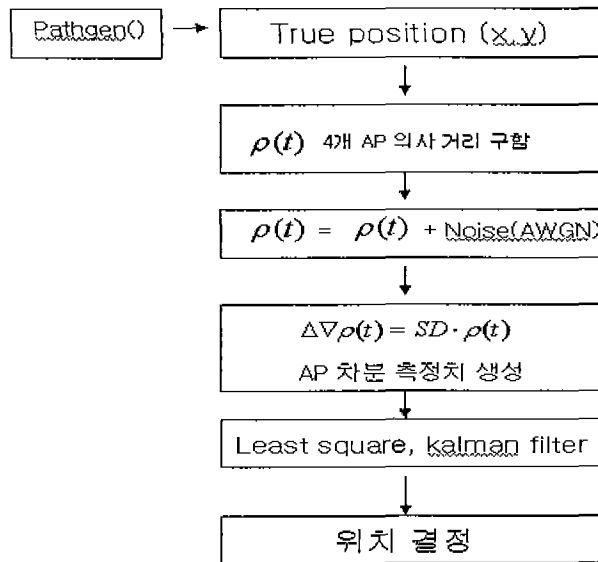


그림 3-16-55 TDOA Simulation 방법

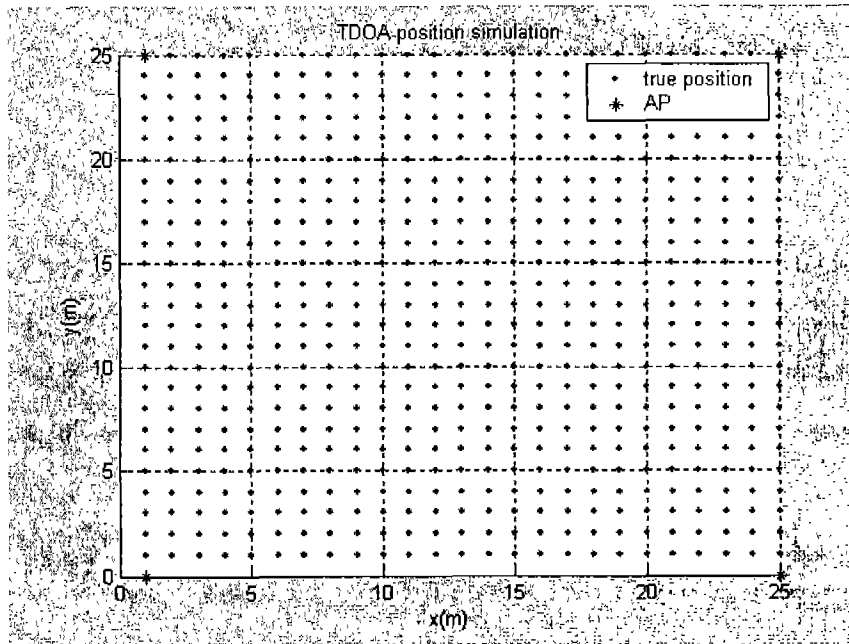


그림 3-16-56 Simulation (625 point)

각 AP 4개의 위치와 사용자 사이 거리 ρ 의사 거리를 계산한다. 계산한 의사 거리에 값에 Noise를 추가 한다. 이때 Noise는 AWGN (Additive White Gaussian Noise)을 이용하였다.

AP 4개 중 첫 번째 AP를 기준으로 각각 AP를 차분하여 TDOA 측정치를 생성 한 후 Least Square, Kalman Filter를 이용하여 위치 결정을 하였다.

(나) Simulation 결과

실내에서 AP의 기하학적인 위치 때문에 위치 오차에 큰 영향을 미치게 된다. 실제로

AP 위치에 따라서 DOP 값의 크기가 다르게 된다. 위치 오차에 큰 영향을 받게 되므로 DOP 값이 적은 AP 위치 선택이 중요하다. 그림 3-16-57은 25m×25m 크기 공간에 각 모서리에 AP 위치를 선택했을 경우 DOP 값을 구해 보았다. 각 AP 근처에서 DOP가 큰 것을 볼 수 있다[1].

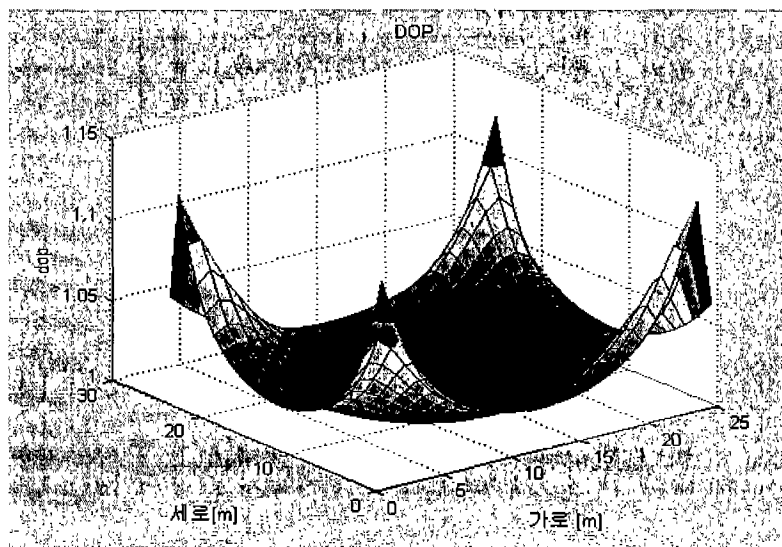


그림 3-16-57. Dilution of Precision

① Least Square

우선 초기 위치 영향을 알아 보기 위해 Simulation을 수행 하였다. 우선 초기값을 true 위치 값을 사용하여 Noise($\sigma=3$)가 추가된 TDOA 측정치를 이용하여 위치 결정을 하였다. 그림 3-16-58은 초기 위치 값을 True Position 위치와 같은 값을 이용한 결과 이다. 그림 3-16-59는 25m×25m 공간 크기 안에 625개의 모든 점을 초기 위치 값으로 사용한 결과 이다.

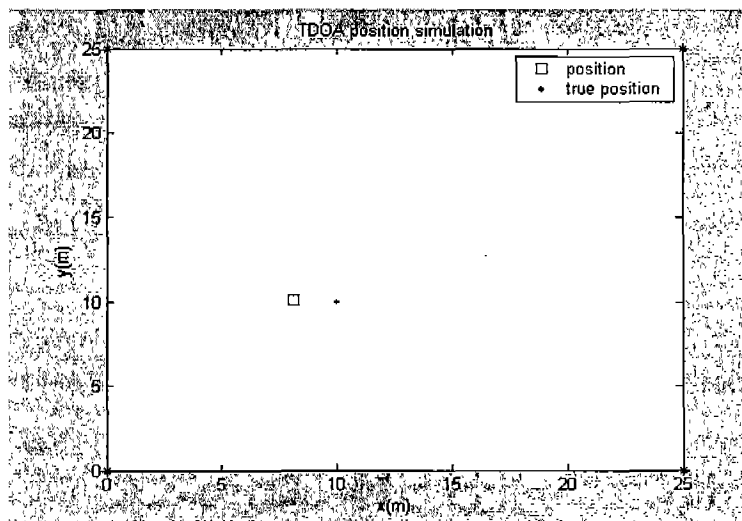


그림 3-16-58 TDOA Simulation (초기값=true position)

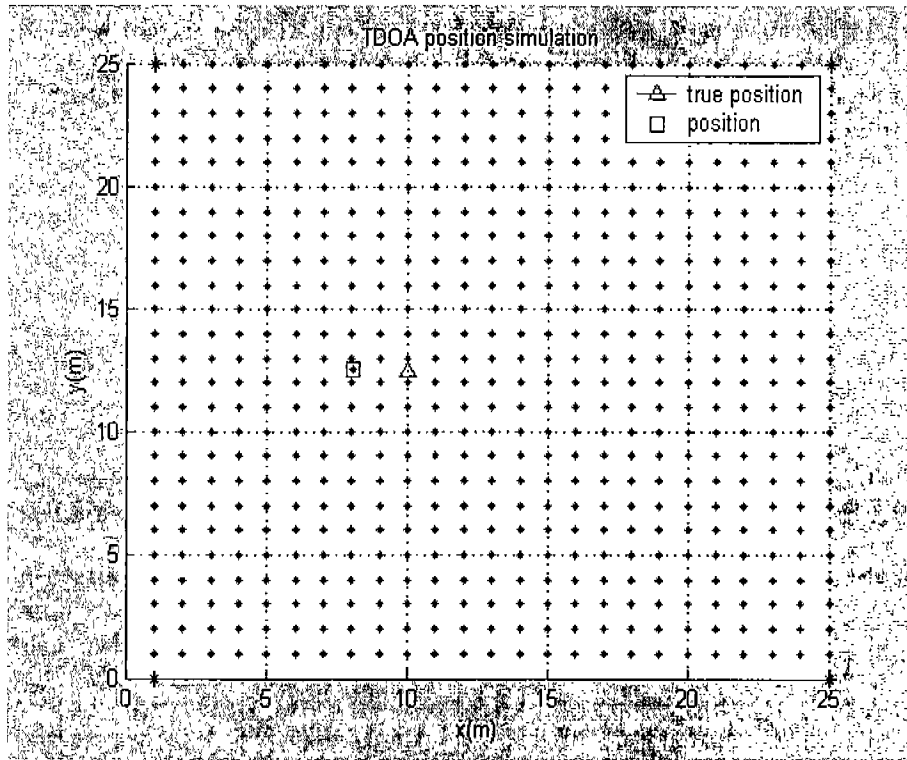


그림 3-16-59 TDOA Simulation (초기값=모든점)

그림 3-16-58,59의 결과로 볼 때 초기위치 값은 위치 결정을 하는데 큰 영향을 받지 않는다. 다른 위치에서 똑같이 수행 해 본 결과는 그림 3-16-60에 나타내었다. 역시 초기값은 위치 결정에 큰 영향을 주지 않는다. DOP가 큰 지역에선 위치 오차가 더 큰 것을 확인 할 수 있다.

두 번째로 Noise 에 따른 위치 오차를 알아 보기 위해 일정한 절대값의 크기의 Noise을 넣어 Noise 가 점점 커질 때 위치 오차를 알아 보았다. 그림 3-16-61에서, 그림 3-16-62에 Noise 크기를 달리하여 Simulation을 수행하였다. Noise 가 큰 경우 그림 3-16-62과 같이 위치 오차가 크고 위치 결정을 못할 수 있다. 또한 DOP의 가 큰 지역에서는 위치 오차가 더 커진 것을 알 수 있다. Least Square를 사용할 경우 수렴을 하지 못해 위치 해를 결정 못 하는 경우가 있다. 이런 경우는 쌍곡선의 교점이 발생하지 않는 경우 이다. 위치 해를 결정 못하는 경우는 Noise 큰 경우, 초기값을 25m×25m 밖에 주어졌을 경우 수렴하지 못해서 위치 결정을 못한다.

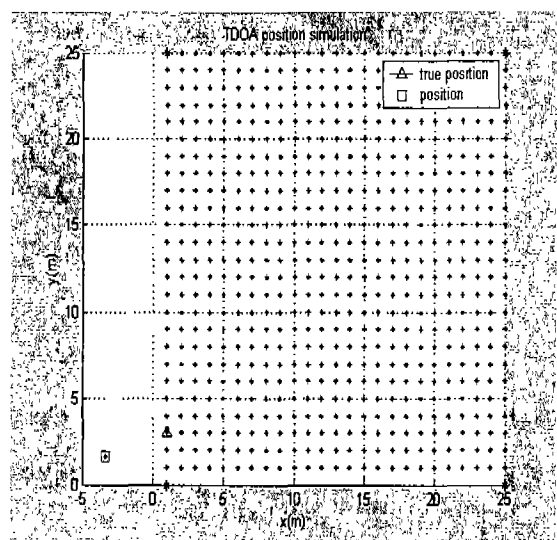
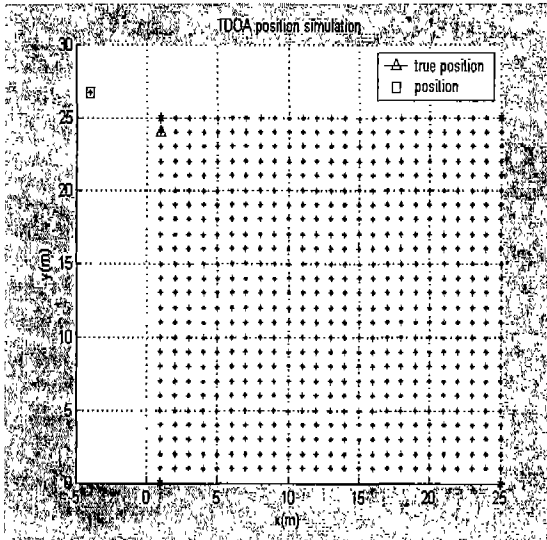
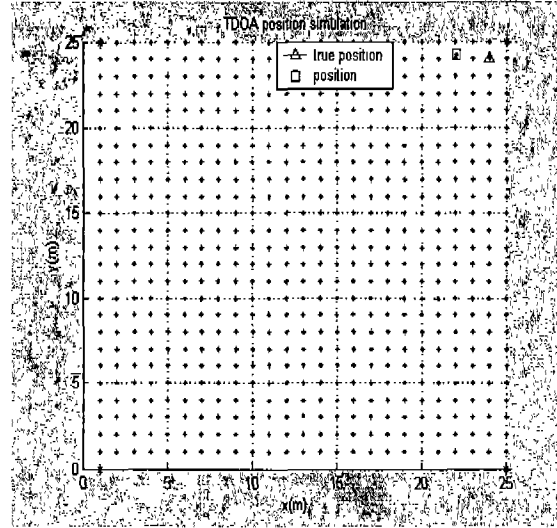
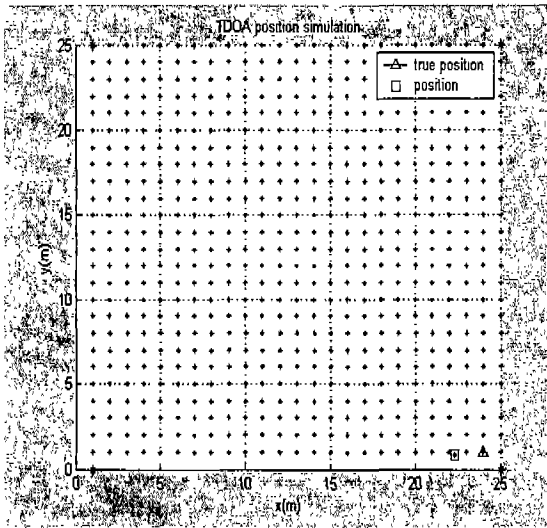


그림 3-16-60 TDOA Simulation (초기값=모든점)

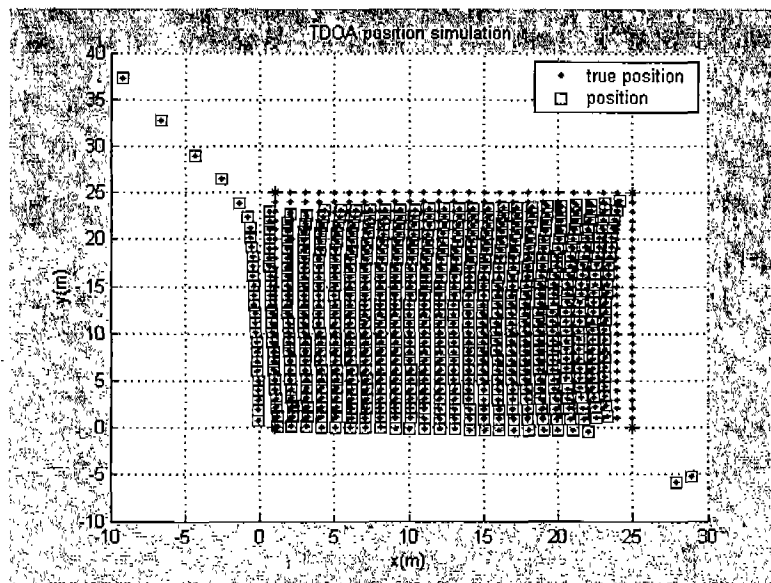


그림 3-16-61 Noise 크기가 2일 때 위치 오차

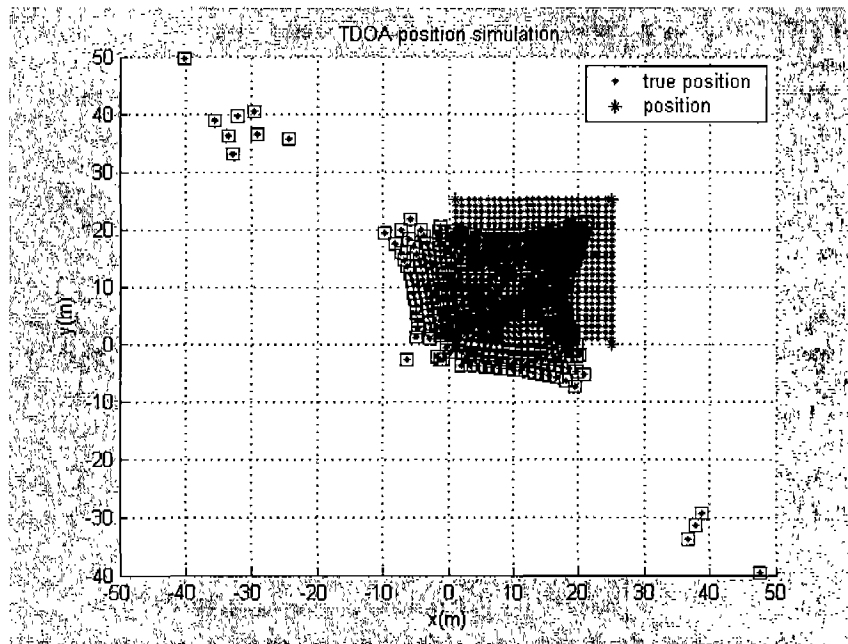
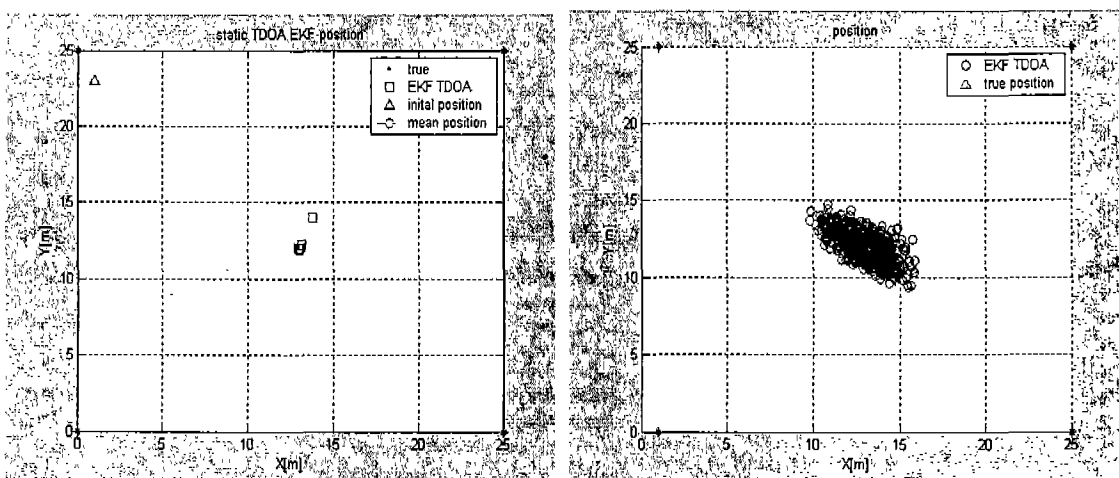


그림 3-16-62 Noise 크기가 8일때 위치 오차

② Kalman Filter

초기값을 영향을 알아보기 위해 모든점을 초기값을 넣어 Measurement를 다음과 같이 생성 하였다. 정적 위치에서 측정하였다고 가정하여 Pathgen 을 이용하여 51개의 참값 위치를 만든 후 각 AP와 거리 값에 Randn함수를 이용하여 Noise($\sigma=3$) 첨가 하였다. Noise 가 더해진 거리 값에서 TDOA Measurement값을 계산하여 측정 값으로 이용하여 Simulation을 하였다.

우선 Noise 없는 TDOA Measurement를 이용하여 그림 3-16-63 (a)에 나타낸 결과이다. 초기값을 X,Y 좌표값을 (1,23), 측위점은 (13,12)일 때 평균값으로 위치 결정을 하면 위치 오차가 0.04m 초기값에 큰 영향을 주지 않음을 알 수 있다. 공간 크기 25m×25m 포함



(a) Noise 없는 경우

(b) Noise 있을 경우

그림 3-16-63 TDOA EKF Position

되는 625개의 모든점을 초기값으로 사용하였을 경우에도 위치 오차에 큰 영향을 주지 않았다. 하지만 공간 크기 밖에 위치를 초기점으로 사용하였을 경우 위치 오차에 영향을 줄 수 있다. 그림(b)는 초기값을 모든 위치 일 때 True Position (13,12)에서 위치 결정을 하였다. Noise($\sigma=3$)를 추가하여 Simulation 하였다. 최대 오차는 3.6825m, 최소 오차는 0.0741m이다. DOP가 나쁜 지점에 초기값을 주어 졌을 경우 위치 오차가 큰 것을 확인 하였다.

그림 3-16-64는 DOP 가 나쁜 지점 똑같이 수행한 결과 이다. DOP 가 나쁜 지점에서 위치 오차가 더 큰 것을 알 수 있다.

Noise 에 따른 위치 오차를 알아 보기 위해서 Noise(σ) 크기를 다르게 하여 Simulation을 하였다. 이때 초기값 위치는 True 값으로 하였다. 그림 3-16-65는 Noise($\sigma=3$)일 때, 그림 3-16-66는 Noise($\sigma=9$)일 때 측위 결과 이다. 표 3-16-22에서 보면 Noise 큰 경우 위치 오차가 Noise 가 작은 경우와 크게 위치오차가 크게 다르지 않는걸 볼 수 있다.

Kalman Filter 사용하여 위치 결정을 할 때 Least Square 와는 달리 Noise가 큰 경우, DOP가 나쁜 지역에서도 위치 오차가 크지 않다.

표 3-16-22 Noise 에 따른 TDOA EKF Position 위치 오차

	최대 오차	최소 오차	평균값
Noise($\sigma=3$)	1.0882m	0.0118m	0.3216m
Noise($\sigma=9$)	1.4075m	0.0129m	0.4239m

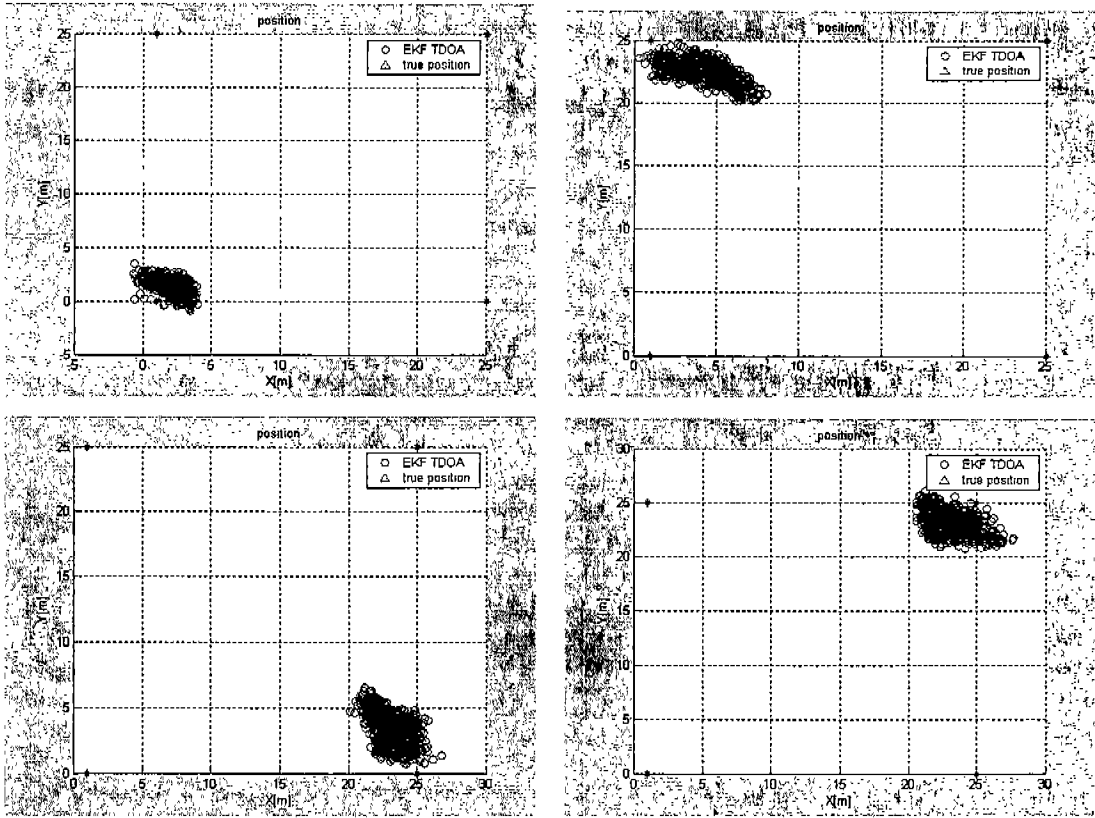


그림 3-16-64 TDOA EKF Position

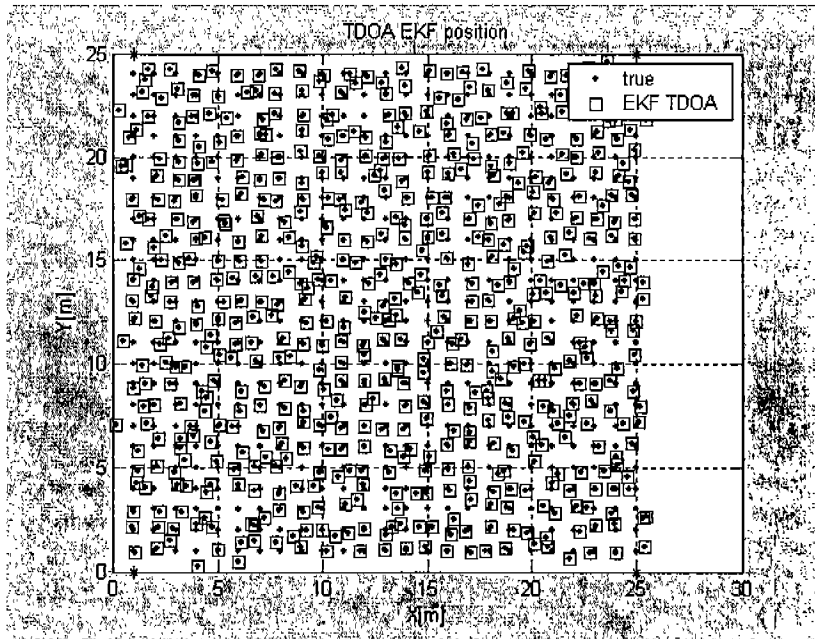


그림 3-16-65 Noise($\sigma=3$)인 경우 TDOA EKF Position

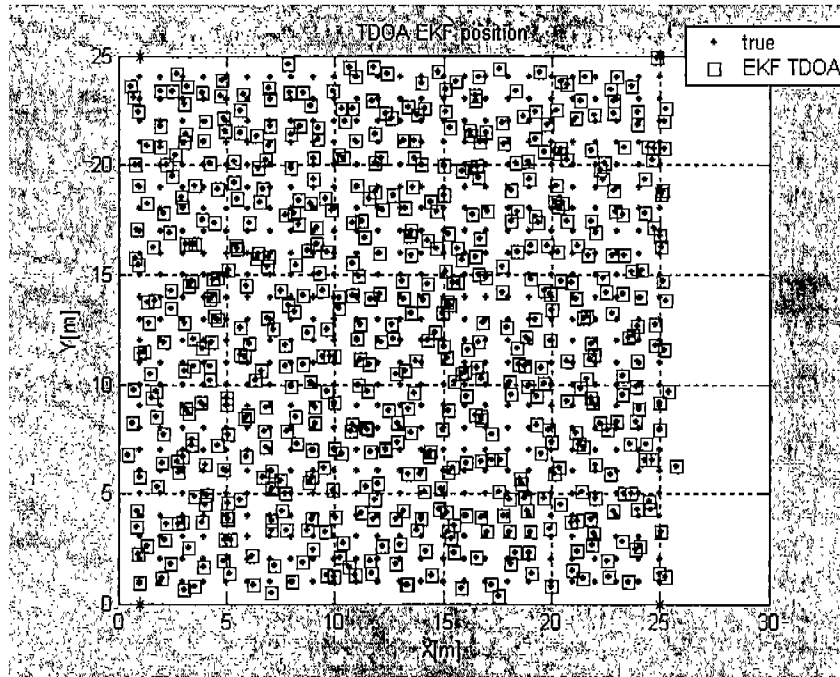


그림 3-16-66 Noise($\sigma=9$)인 경우 TDOA EKF Position

(2) Double Difference

(가) Simulation 방법

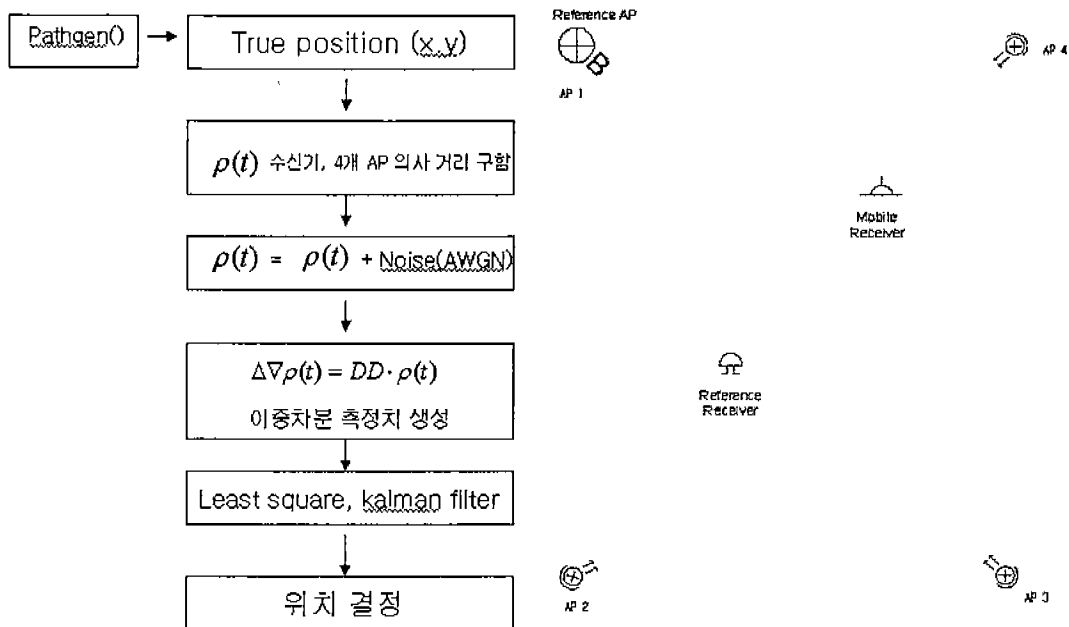


그림 3-16-67 Double Difference Simulation 방법

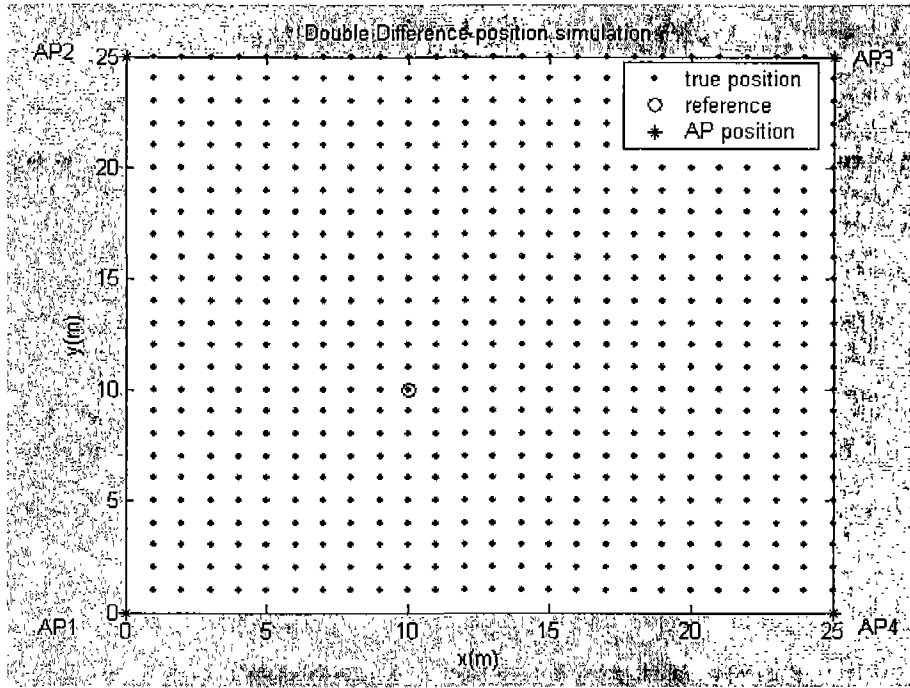


그림 3-16-68 Double Difference simulation (625 point)

Double Difference도 앞에서 수행한 TDOA Simulation 과 동일한 과정에서 수행하였다. Simulation 공간의 크기는 25m×25m 이고 4개의 AP를 이용하였다. AP1을 기준으로 하여 각각 AP 2,3,4를 차분을 취하였다. AP의 4개의 위치는 알고 있다고 가정하였다. 기준수신기와 mobile 사용자의 수신기간 차분을 취하여 이중 차분의 측정치를 생성 하였다. 이때 기준 수신기 위치도 알고 있다고 가정하였다. 이중 차분의 측정치 생성방법은 다음과 같다.

각 AP에서 기준국 A와 mobile 사용자 B 에서 의사 거리를 측정한다. 식 (3.16.77)을 이용 하여 AP 시계오차, 수신기 오차, 측정 잡음을 추가하여 생성된 측정치는 식(3.16.79)과 같다.

Simulation에서는 4개의 AP를 사용하므로 측정식은 식 (3.16.93)와 같다.

$$\rho(t) = [\rho_A^1(t), \rho_B^1(t), \rho_A^2(t), \rho_B^2(t), \rho_A^3(t), \rho_B^3(t), \rho_A^4(t), \rho_B^4(t)]^T \quad (3.16.93)$$

AP1을 기준으로 이중 차분의 측정치 생성하였다. 식 (3.16.69~3.16.70) Double Difference Matrix를 사용하여 이중 차분의 측정치를 생성 하였다.

$$DD = \begin{bmatrix} -1 & 1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.16.94)$$

$$\Delta \nabla \rho(t) = DD \cdot \rho(t) \quad (3.16.95)$$

$\Delta \nabla \rho(t)$ 이중차분의 측정치를 이용하여 Least Square, Extended Kalman Filter 알고리즘을 이용하여 위치를 결정하는데 이용하였다. Kalman Filter는 51개의 측정 데이터를 생성 하여 평균값으로 위치 결정을 하였다.

① Least Square

그림 3-16-68과 같이 기준국의 위치 X,Y 좌표 (10,10) 일 때 모든 위치에서 Simulation 하였다. 이 때 각각의 Noise($\sigma=3$)는 같다. 초기값을 기준국 위치로 하여 측위를 하였다.

측위 결과를 그림 3-16-69에 나타내었다. 평균 오차 3.9m이고, 3m 위치 오차는 41%, 4m 위치 오차는 69%이다. 대부분 DOP가 나쁜 지역에서 위치 오차가 크게 나타났다.

Noise 에 따른 위치 오차를 알아 보기 위해 기준국 위치를(10,10)일 때 이동국 위치(20,20)일 때 Noise 크기에 따라서 Monte Carlo Simulation 을 수행하였다. 그림 3-16-70, 표 3-16-23는 1000번 Monte Carlo Simulation 한 결과이다. 1000번 Simulation 한 결과 Noise($\sigma=3$)일 때 평균 오차는 4.79m, 3m 위치오차는 47.60%, 4m 위치 오차는 67.60% 이다. Noise($\sigma=9$)일 때 평균 오차는 11.59m, 3m 위치오차는 6.9%, 4m 위치 오차는 11.6% 이다. Noise($\sigma=3$)일 때 0.3%, Noise($\sigma=9$)일 경우는 23.7% 수렴하지 못해 위치 결정을 못하는 경우이다. Noise 증가 할수록 수렴하지 못해서 발산 하는 경우가 더 많아진다.

표 3-16-23 Noise 에 따른 DD LS Position 위치 오차

	평균 오차	3m 위치오차(%)	4m 위치 오차(%)
Noise($\sigma=3$)	4.79(99.7%)	47.60	67.60
Noise($\sigma=9$)	11.59(76.3%)	6.9	11.6

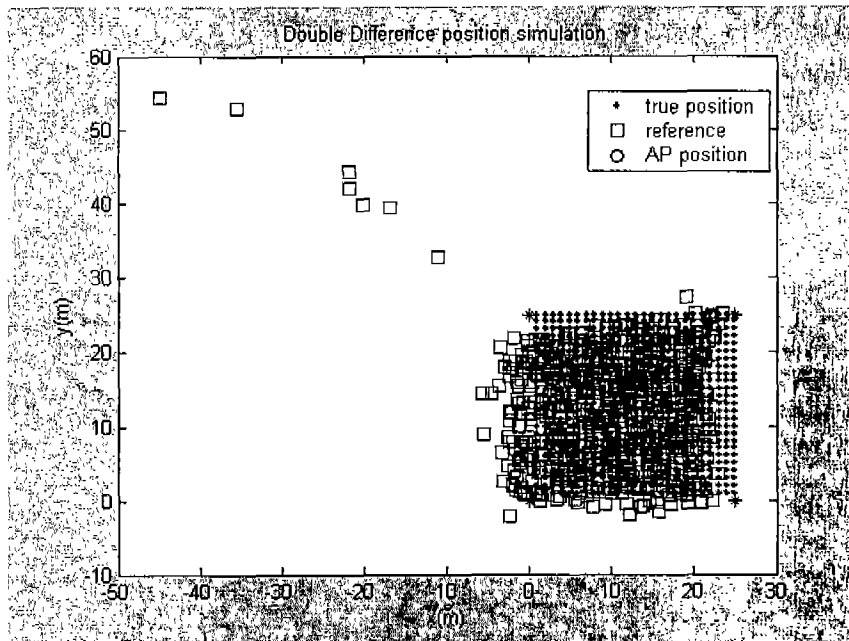
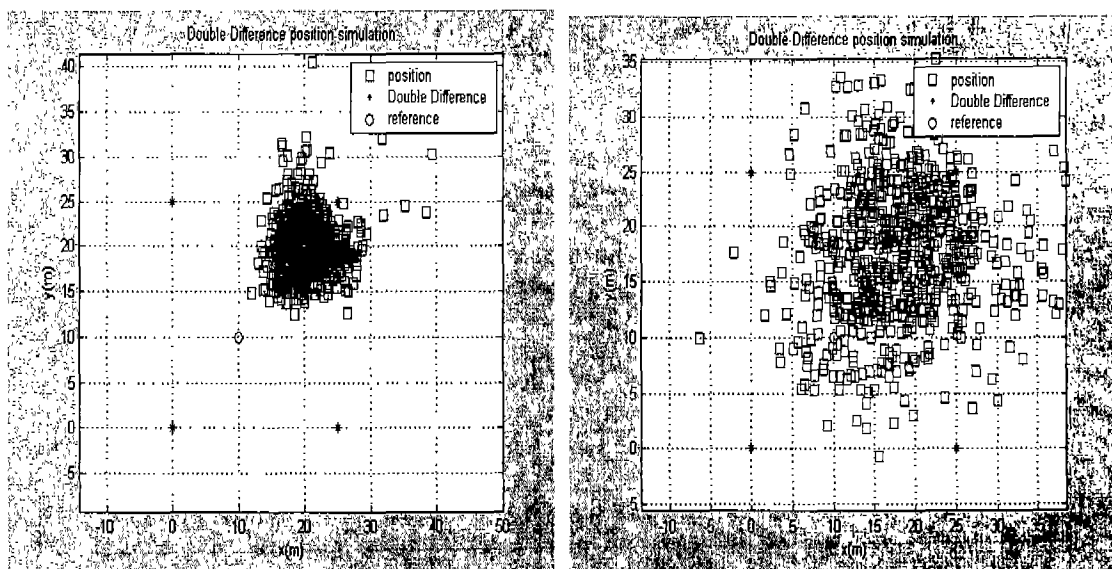


그림 3-16-69 Least Square Double Difference



(a) Noise($\sigma=3$)

(b) Noise($\sigma=9$)

그림 3-16-70 Monte carlo Least Square Double Difference

② Kalman Filter

least square 와 같은 방법으로 기준국 위치 X,Y 좌표 (10,10) 일 때 모든 위치에서 Simulation 하였다. 이 때 각각의 Noise($\sigma=3$)는 같다. 초기값을 기준국 위치로 하여 측위를 하였다. 측위 결과는 그림 3-16-71에 나타내었다. 평균 위치 오차는 3.1645m이고, 3m 위치 오차 52.16%, 4m 위치 오차 71.84% 이다.

Noise 에 따른 위치 오차를 알아 보기 위해 기준국 위치를 (10,10)일 때 이동국 위치(20,20)일 때 Noise 크기에 따라서 Monte Carlo Simulation 을 수행하였다. 그림 3-

16-72, 표 3-16-24는 1000번 Monte Carlo Simulation 한 결과이다. 1000번 Simulation 한 결과 Noise($\sigma=3$)일 때 평균 오차는 3.18m, 3m 위치오차는 53.70%, 4m 위치 오차는 71.40% 이다. Noise($\sigma=9$)일 때 평균 오차는 6.89m, 3m 위치오차는 13.10%, 4m 위치 오차는 22.60% 이다.

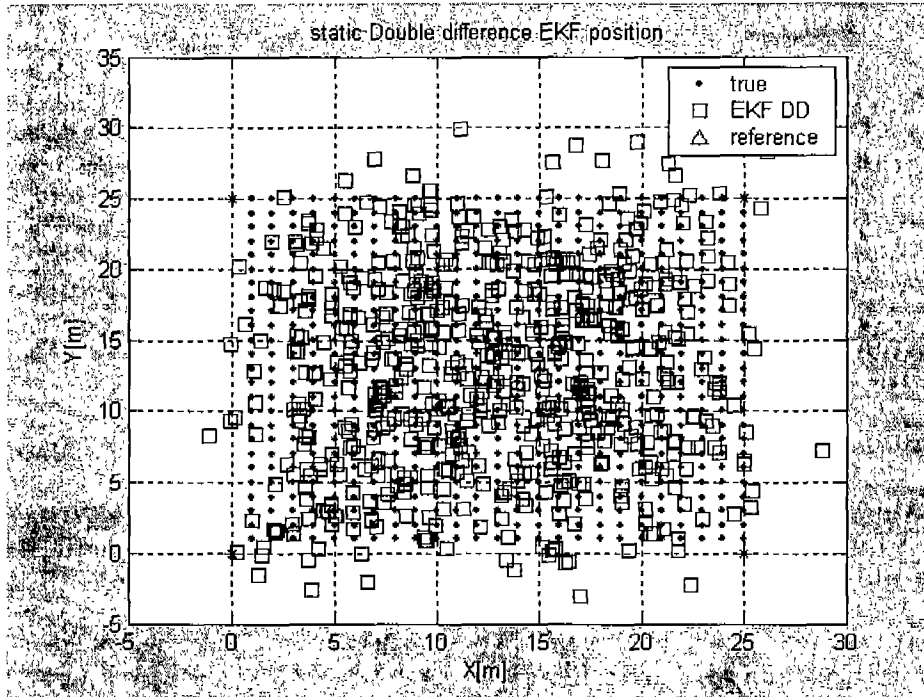
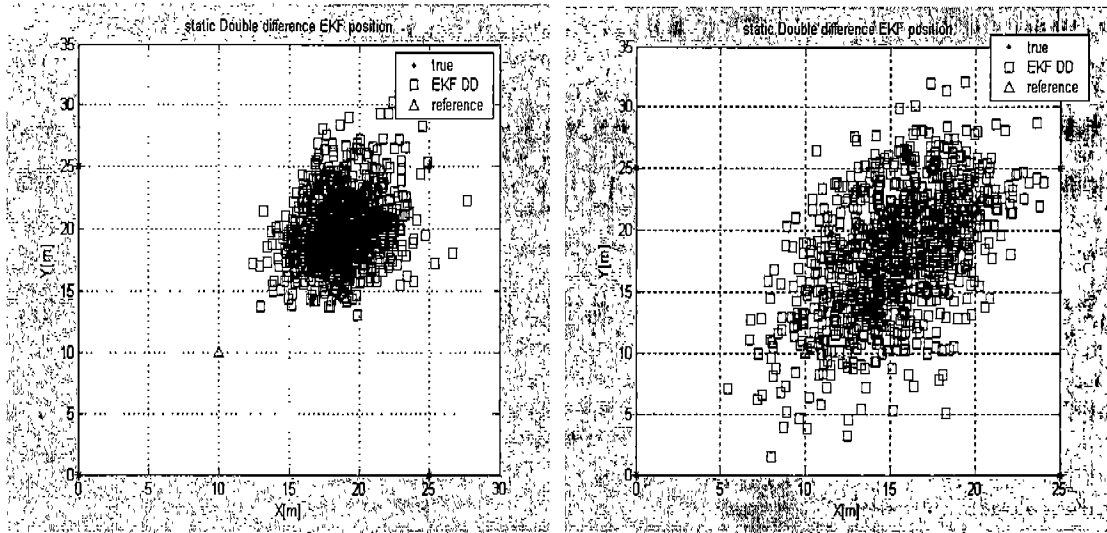


그림 3-16-71 Extend Kalman filter Double Difference

표 3-16-24 Noise 에 따른 DD EKF Position 위치 오차

	평균 오차	3m 위치오차(%)	4m 위치 오차(%)
Noise($\sigma=3$)	3.18m	53.70	71.40
Noise($\sigma=9$)	6.89m	13.10	22.60



(a) Noise($\sigma=3$)

(b) Noise($\sigma=9$)

그림 3-16-72 Monte Carlo EKF Double Difference

Simulation 결과 Double Difference 경우 TDOA 경우 보다 위치 오차가 더 크다. TDOA 단일 차분의 방법으로 2배로 noise가 증가하지만 Double Difference 경우 이중차분의 방법으로 수신기간 차분에 의해 AP와 전파환경 관련 오차를 제거하고 위성간의 차분에 의해 수신기 관련 오차를 제거 할 수 있다. 하지만 차분에 의한 의사거리 측정 잡음이나 Noise는 4배로 증가되기 때문에 TDOA 보다 위치 오차 가 증가된다.

위기 결정 방법으로 Least Square, Kalman Filter를 사용하였다. Least Square 경우 Noise가 클 경우 수렴하지 못해 위치 결정을 못하는 경우가 발생한다. Kalman Filter 사용한 경우보다 위치 오차가 크다. Kalman Filter를 사용한 경우 우수한 항법해 성능을 있다.

Simulation 결과 실내 위치 결정 방법으로 Kalman Filter Method를 제안한다.

마. 시각정보를 획득하기 위한 측위 실험 및 결과

(1) 실험장비

본 연구에서는 TDOA 데이터를 획득하기 위한 신호원으로 그림 3-16-73의 3COM사의 AP를 사용하였다. AP는 2.4GHz의 주파수를 갖는 신호를 전파하게 된다. 무선랜의 수신기를 담당하는 RF 모듈은 그림 3-16-74의 GCT사에서 개발된 Zero-IF Transceiver 두 대를 사용하였다. 이 Transceiver 는 802.11b를 만족하는 무선랜 신호를 수신할 수 있으며, 컴퓨터와의 프린터 포트를 이용한 통신으로 Transceiver 를 송신과 수신모드로 변환할 수 있으며, 송신 및 수신 채널을 임의로 변경할 수 있다. 본 연구를 위해서 Transceiver는 수신모드로 동작하도록 설정하였으며, 802.11b의 11번 채널을 선택하여 Beacon 신호를 수신하였다. Transceiver 에서 나오는 베이스밴드의 I,Q 데이터를

획득하기 위해서 내셔널인스트루먼트사의 NI-5112(PCI Interface) A/D 샘플링 보드를 이용하였다. 이 보드의 최대 샘플링 속도는 100Msps (Mega Samples Per Sec)이며, 양자화 해상도는 8비트이다. 또한, 보드 한 개에 두 개의 A/D 샘플러를 탑재하고 있으며, 두 샘플러의 샘플링 클럭은 서로 동기 되어있다. 두 대의 Transceiver 로부터 동시에 I,Q 데이터를 획득하기 위해서 두 대의 NI-5112보드를 동기시켜서 사용하였다. 최종적으로 실험에 쓰인 장비 목록 및 구성은 아래와 같다.

표 3-16-25 실험장비 목록

장 비	수량
3COM access point	4 EA
GCT Zero-IF transceiver	2 EA
NI-5112 DAQ board	2 EA
Desk-top PC	1 EA



그림 3-16-73 3COM사의 Access Point

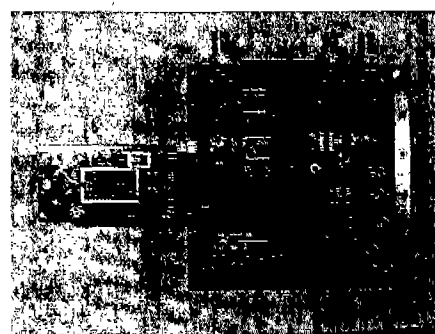
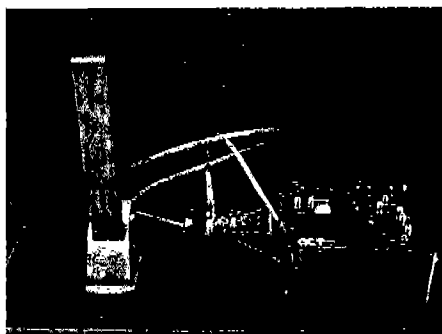


그림 3-16-74 GCT사의 RF 모듈

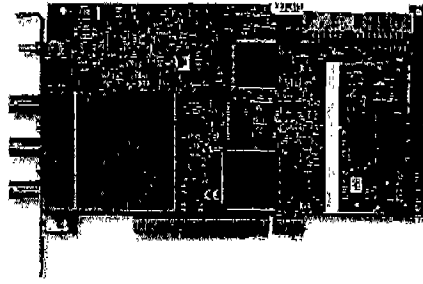


그림 3-16-75 A/D 컨버터(2-Channel, 8Bit, Max 100MHz Sample Rate)

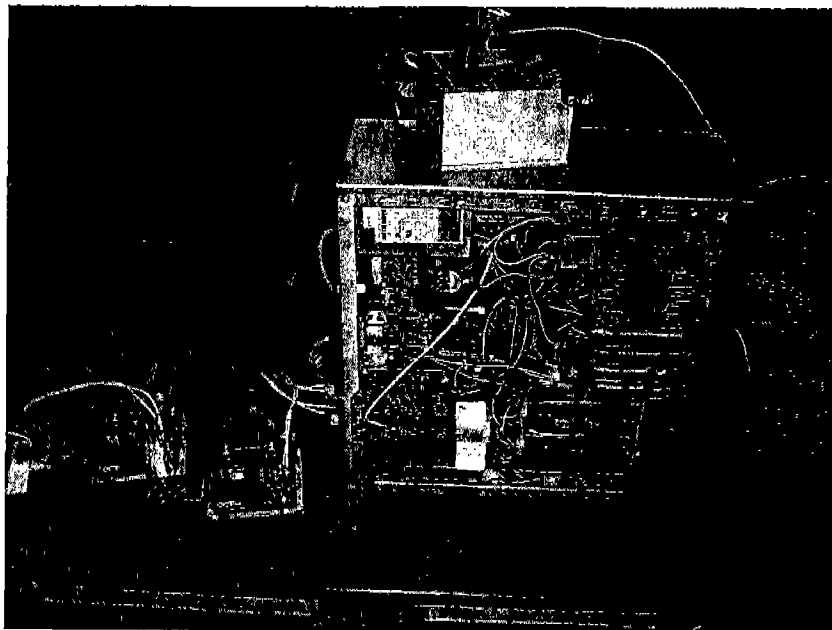


그림 3-16-76 802.11b 무선랜 중간주파수 신호 획득 장비

(2) 실험 방법 및 환경

본 연구에서는 802.11b 무선랜 신호를 이용한 실내측위 실험을 위해서 구성된 실험환경은 그림 3-16-77과 같다. TDOA 세 개의 데이터를 획득하기 위해서 4개의 AP가 필요하다, 따라서, 실험장소의 네 모서리에 3COM AP 4대를 설치하였다. 신호원으로 사용한 3COM사의 AP는 네트워크와는 연결되어 있지 않고, 전원만을 공급하여 Beacon 신호를 발생하게 하였다. 시각동기가 되어있지 않기 때문에 시각의 오차를 제거하기 위해서 두 대의 수신기를 사용하였다.

AP내에서 변조시에 Barker Code가 11MHz의 Chipping Rate로 재생되고 있으므로, 실제 수신기의 모뎀에선 22MHz로 샘플링이 되고 있으나 이 경우, 약 13.7m의 분해능을 갖기 때문에 측위의 정확성을 위해서 본 실험에서는 A/D 컨버터에서 50MHz로 샘플레이트를 정하였고, 이 경우의 분해능은 약 5.9958m이다.

실험은 건국대학교 정보통신대학 건물 지하 소강당에서 수행되었으며, 시각 동기가 되지 않은 상황에서 상호상관법에 의한 거리측정 (TOA)은 사실상 불가능 하기 때문에, Double Difference를 이용하여 차분된 거리를 측정하였다. 따라서 임의의 시간에서 두 대의 수신기에서 수신된 I, Q Channel 데이터를 후처리하여 측위하는 실험을 실시하였다.

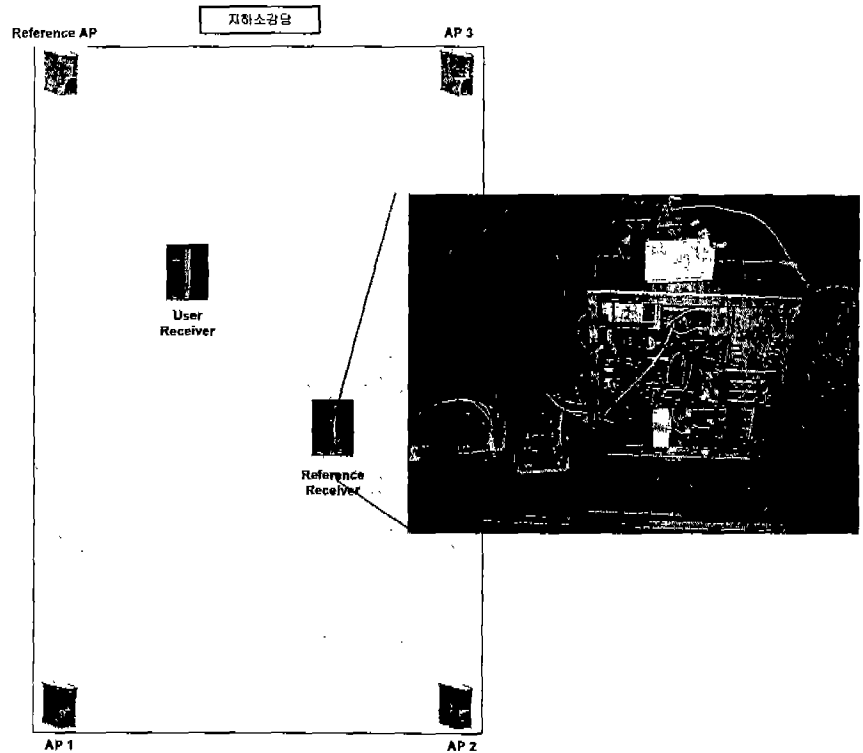


그림 3-16-77 실험 장소 및 구성

(3) 획득된 데이터 및 신호처리 결과

A/D 컨버터를 이용하여 8bit, 50MHz의 샘플 레이트로 획득한 I,Q Channel 데이터는 그림 3-16-78과 같다. 그림 3-16-78에서 붉은 색 원으로 표시된 부분은 AP에서 Beacon신호를 전파했을 때 나타나는 부분이며, 그 이외의 부분은 노이즈이다. 현재 3com AP에서 정해져 있는 Beacon 사이의 간격은 약 100msec이다. 따라서, 100msec의 데이터를 받게되면 4대의 AP로부터 나오는 Beacon신호를 최소 1회이상 받을 수 있다.

50MHz로 획득된 I, Q Channel 데이터는 재생된 Barker Code와 상호상관법에 의해서 본래의 신호를 재생하게 된다. 하지만, 시간 영역에서 상호상관법을 취했을 경우 그 계산량이 많아지기 때문에 그림 3-16-79와 같이 주파수 영역에서 상호상관법을 수행하였다. 수신기에 입력된 신호와 수신기에서 재생한 Barker Code를 FFT (Fast Fourier Transform)을 이용하여 주파수 영역에서의 곱을 수행하였고, 그 결과를 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)을 통해 시간 영역을 값을 변화시킴으로써 시간영역에서 수행한 상호상관법의 결과와 동일한 결과를 얻을 수 있다[11].

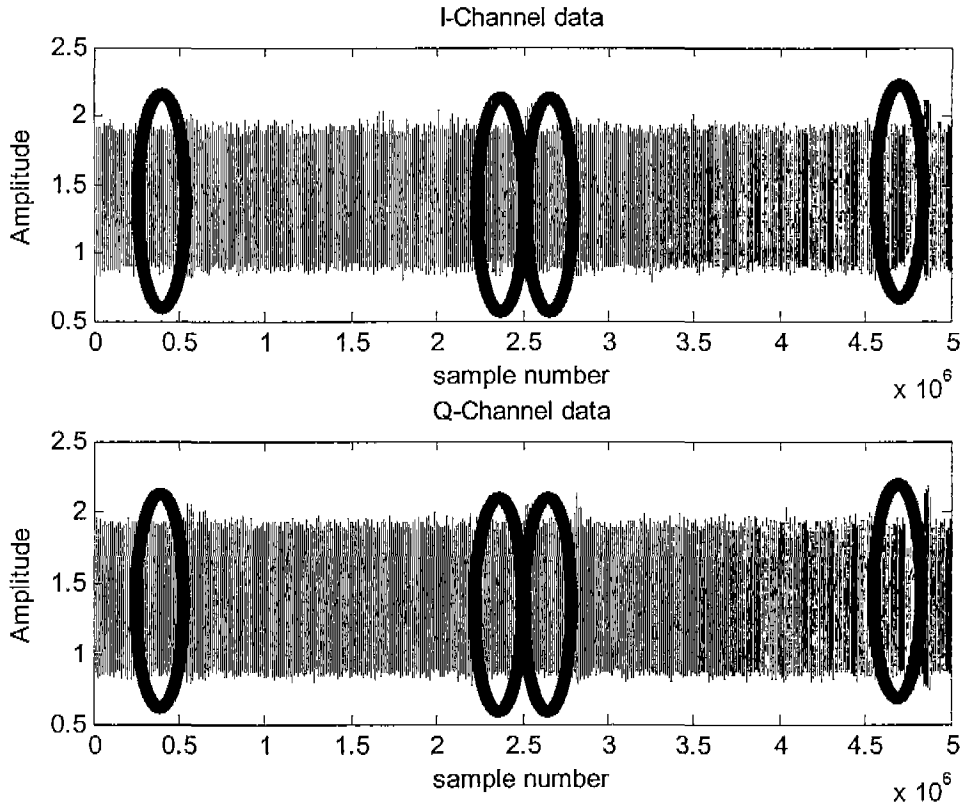


그림 3-16-78 AP에서 전송된 Beacon신호(8bit, Sample Rate=44MHz)

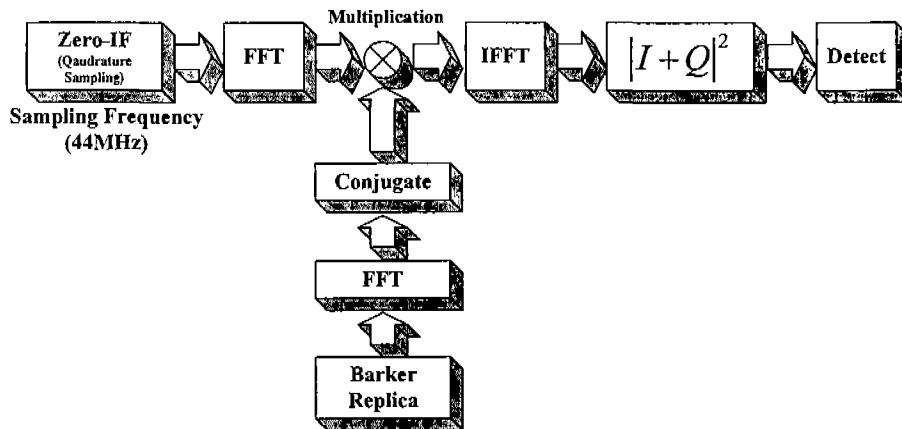


그림 3-16-79 신호 처리 과정

그림 3-16-80, 3-16-81는 신호처리 결과를 보여주고 있다. 신호처리 과정에서 데이터의 양(500만개 = 100밀리초)이 너무 많아 그림 3-16-80의 신호처리 과정을 수행하기 위해서 그림 3-16-80에서 나타나는 Beacon 신호의 부분만을 떼어냈다. 그림 3-16-80에서 살펴보면, Beacon 신호가 전송되었을 때, 상호 상관값이 커짐을 확인 할 수 있으며, 그림 3-16-81은 그림 3-16-80를 확대한 모습을 보여주는 그래프이다. 한 개의 심볼안에 11개의 Barker Code로 변조되어 있고, 정확하게 한 개의 심볼은 Backer Code

맨 왼쪽 값인 +1로 정확하게 시작하므로 일정한 간격으로 상호상관의 피크가 반복됨을 확인할 수 있다. 측위를 위해서 802.11b 심볼의 1주기인 50샘플(1us) 단위로 데이터를 구분하여 상관값의 최대점을 찾은 후, 샘플의 시작점으로부터 상대적인 지연 값으로 의사거리를 구하였다.

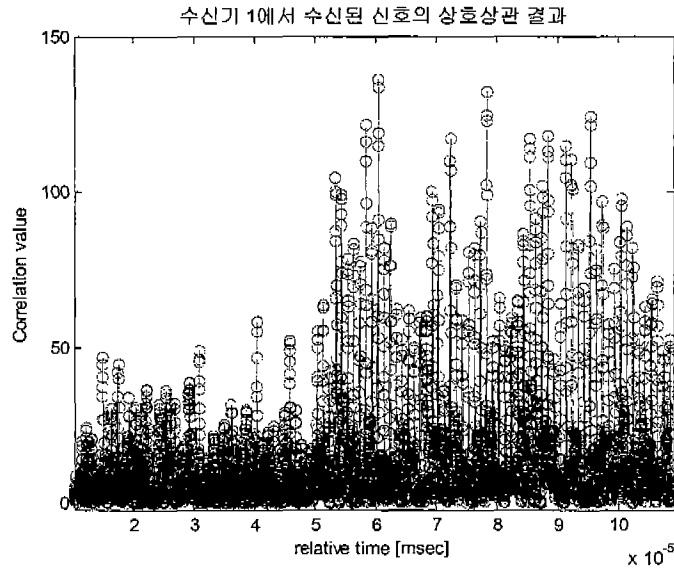


그림 3-16-80 신호처리 결과(1)

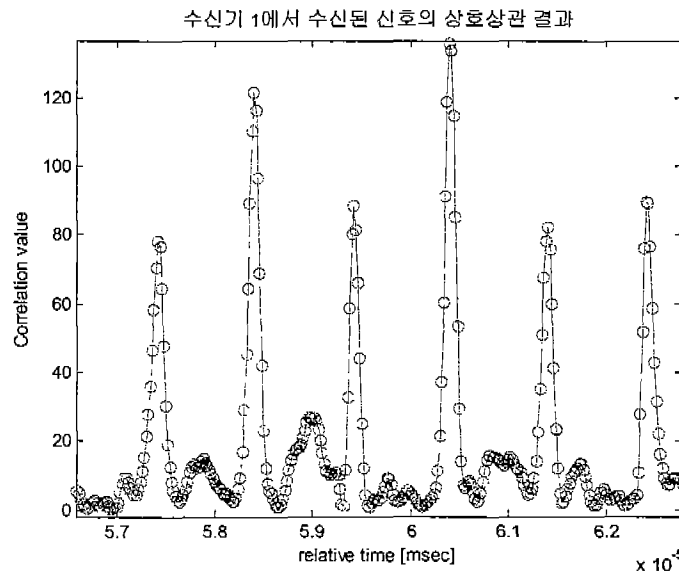


그림 3-16-81 신호처리 결과(2)

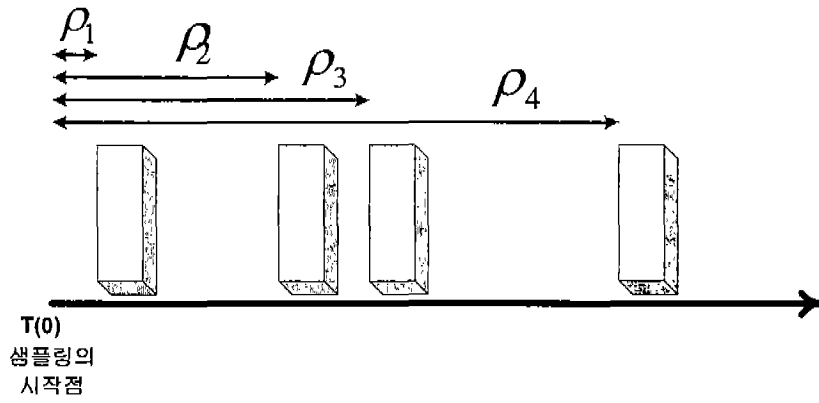


그림 3-16-82 처리된 신호로부터 의사거리 획득 방법

(4) Double difference를 이용한 차분된 거리 측위 결과

제안된 Double difference를 이용하여 시각이 동기되지 않은 무선랜을 이용한 실내측위 실험을 수행하였다. 그 결과는 다음과 같다.

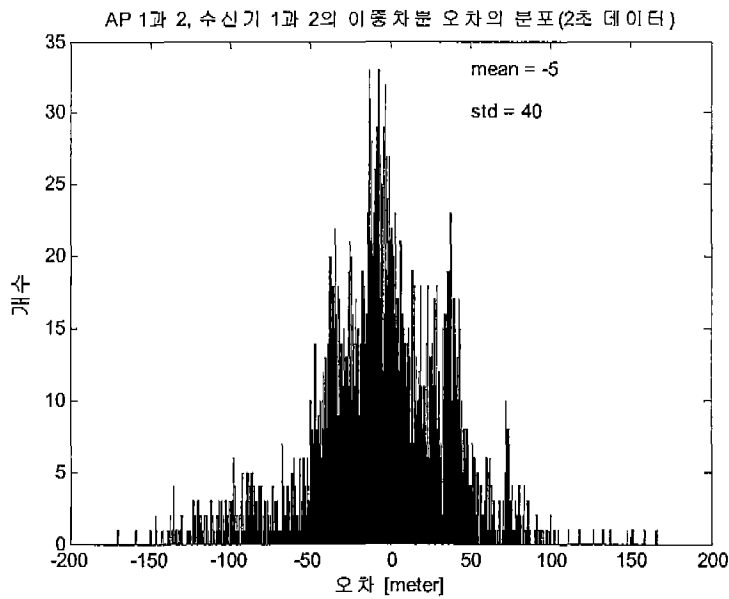


그림 3-16-83 이중차분 오차(AP 1-2)

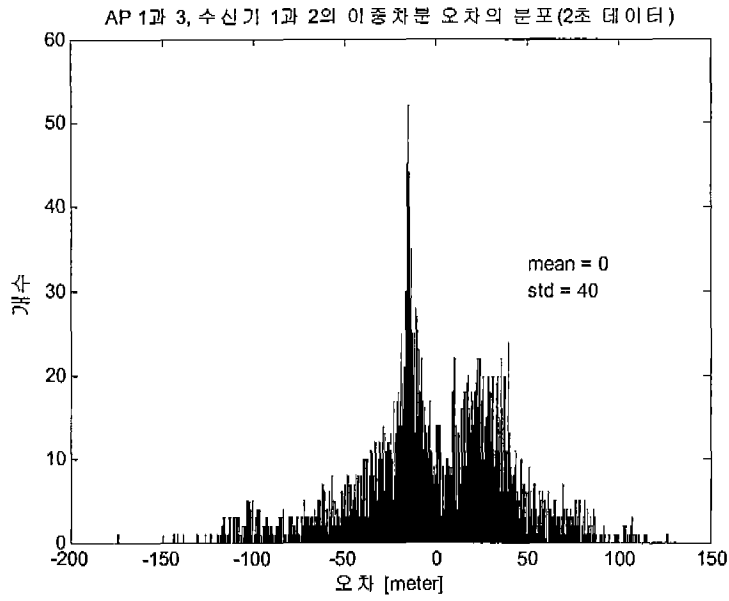


그림 3-16-84 이중차분 오차(AP 1-3)

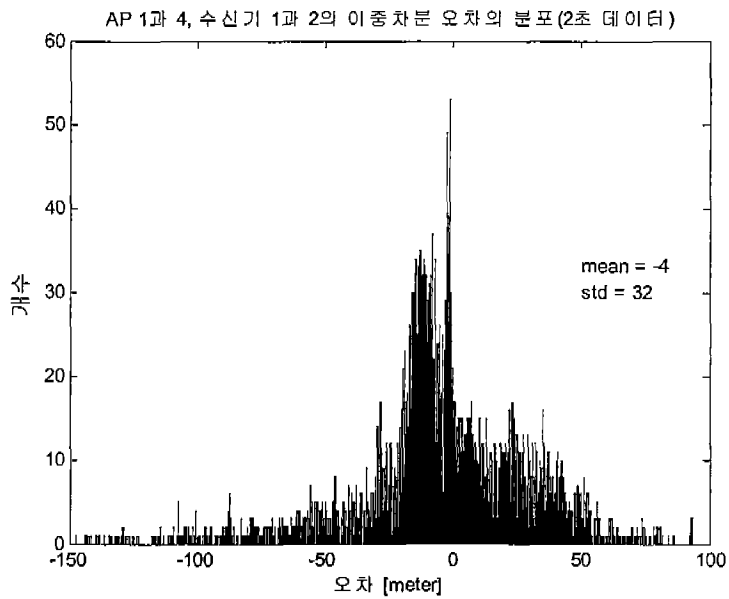


그림 3-16-85 이중차분 오차(AP 1-4)

그림 3-16-83~3-16-85의 결과는 총 2초간의 Beacon 신호의 각각의 심볼주기마다 Double Difference 값을 구한 후 실제값과의 오차를 표시하였다. 전반적으로 표준편차는 30~40미터이며, 평균은 5미터 이하이다.

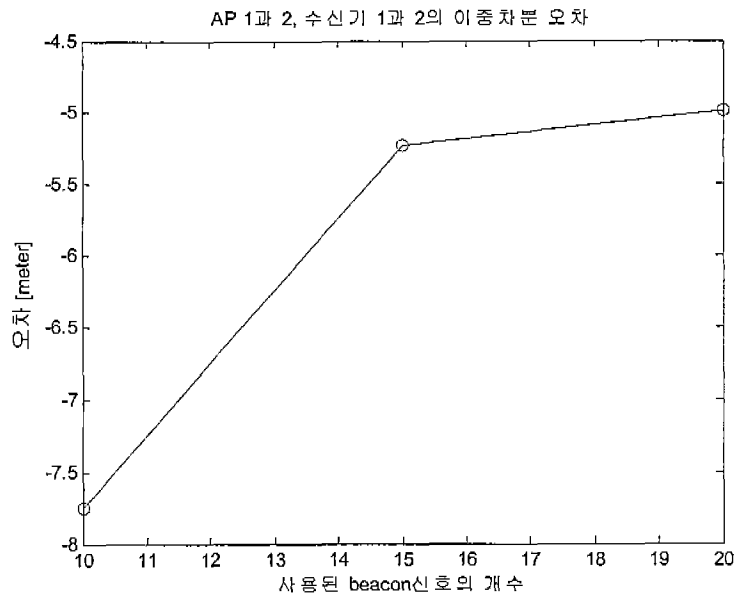


그림 3-16-86 사용된 Beacon 신호의 개수에 따른 오차 변화

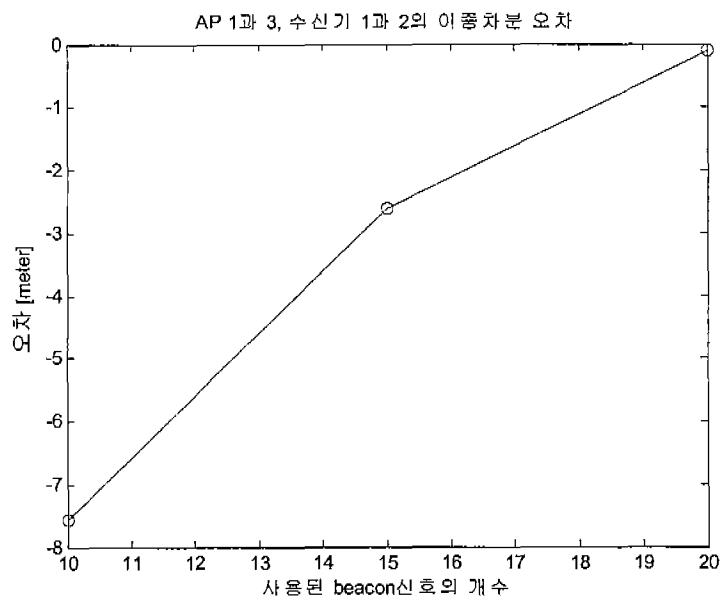


그림 3-16-87 사용된 Beacon 신호의 개수에 따른 오차 변화

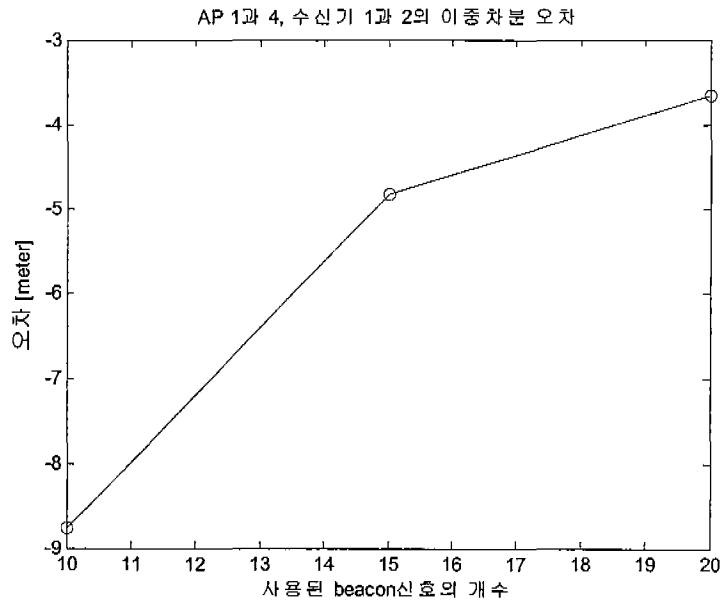


그림 3-16-88 사용된 Beacon 신호의 개수에 따른 오차 변화

그림 3-16-86~3-16-88은 사용된 Beacon에 따른 오차변화를 나타낸다. 여기에서, 사용된 Beacon의 개수가 의미하는 것은 한번의 Beacon 신호는 $680\mu\text{sec}$ 로 구성되어 있으며, 상관법을 이용할 수 있는 주기는 $1\mu\text{sec}$ 이다. 따라서, 한번의 Beacon 신호에 대해서 680번의 상관법을 이용한 측위를 할 수 있다. 따라서, 총 20개의 Beacon 신호(2초동안의 Beacon 신호)를 이용할 경우에는 측위 오차가 5미터 이내로 들어오게 된다.

(5) Double Difference를 이용한 거리 측위 결과 분석

측위 결과 예상외로 큰 오차를 나타내었다. 오차의 원인은 크게 두 가지로 설명할 수 있다. 한가지는 TDOA의 차분을 통한 오차의 증가이며, 나머지 한가지는 다중경로 채널의 영향으로 인한 상관값의 왜곡이다.

TOA가 아닌 TDOA를 사용할 경우 SNR (Signal To Noise Ratio)이 큰 경우에는 분산이 2배정도 증가하며, SNR이 낮아질수록 SNR의 제곱에 비례하여 증가하게 된다. 최종적으로 TDOA의 차분된 결과를 이용하게 되므로, 오차는 신호의 세기가 낮아질수록 기하급수적으로 증가하게 된다. 그러므로, Double Difference를 이용하여 측위할 경우에 TDOA를 사용하여 측위한 결과의 2배 이상의 오차가 예상됨을 알 수 있다. 이런 예상의 결과를 실제 측위 결과에서도 확인할 수 있다. 하지만, 이런 오차는 측정값의 개수가 증가할수록 작아짐을 알 수 있다. 실제 사람의 동적특성은 빠르지 않다고 가정하면, 앞절의 그림 3-16-86~3-16-88에서와 같이 1~2초정도 측위 결과의 평균을 이용할 경우 오차가 5미터 이하로 줄일 수 있다.

C/A 코드를 사용하는 GPS 수신기의 경우 다중경로 오차는 최대 15미터까지 발생할 수 있다. 실내에서 무선랜을 이용하여 측위할 경우, GPS의 경우보다 더 심각하고 복잡한 다중경로 환경에 직면하게 된다. 따라서, 이런 상황에서 어떠한 Pre-Filter 없이 TOA를 계산할 경우 상관값의 왜곡으로 인하여 오차는 증가하게 된다. 또한, 이 오차는 위에서 말한 TDOA 또는 이중차분으로 인한 오차 증가와 맞물려 오차는 크게 증가할 것으로 예상되었으며, 본 연구에서 수행한 실험결과는 이런 예상을 보여준다. 실제 측위 오차의 표준편차는 30~40미터가 되었다.

본 연구에서는 일반적인 상관법과 MUSIC을 이용하여 거리를 측정하였다. 실제 복잡한 채널환경에서 MUSIC과 일반적인 상관법과의 차이점은 거의 없었으며, 본 연구에서 Pre-Filter를 사용하지 않은 일반적인 상관법을 이용한 결과의 Interpolation을 이용하여 해상도를 증가시켜 도출한 결과를 게재하였다. 연구결과에서 측위 시간을 증가시키므로써 오차를 감소시킬 수 있었으며, 큰 분산을 줄이기 위해서 추가적인 연구가 필요할 것이다.

향후, Pre-Filter (i.e. Time, Space, Space-Time Filter)의 사용을 통한 실내 환경에 강인한 TOA/TDOA 추정기의 연구가 필요할 것으로 판단된다.

3. GPS 위성신호 중계기를 이용한 실내 측위

최근 실내에서 측위할 수 있는 방법으로 UWB, Wireless Lan, Bluetooth 등이 연구되고 있다. 하지만 이 방법들은 실내 측위를 위해 기존의 GPS를 이용한 측위에서 사용하는 하드웨어와는 전혀 다른 추가적인 하드웨어가 필요하다. 위에 제시한 방법 외에 GPS 수신기를 그대로 사용할 수 있는, 의사위성을 이용하는 실내 측위 방식이 있다. 하지만 이 방식은 측위를 위해 의사위성간의 시각동기를 맞추어야 하는데, 시각동기를 맞추기 위해선 추가적인 하드웨어가 필요하다[19,20]. 그리고 의사위성은 그 자체로도 고가의 장비이다. 그래서 여기서는 기존의 GPS 수신기를 소프트웨어의 수정만으로 사용할 수 있으며, 의사위성에 비해 저가인 GPS 위성신호 중계기를 이용한 실내 측위 방법을 제시한다.

가. 개요

(1) GPS 위성신호 중계기

GPS 위성신호 중계기는 간단히 말해서 실외에 있는 GPS 위성신호를 수신해서 이 신호를 증폭하여 실내에 다시 방사하는 장치이다. 우선 실외에 기준안테나를 설치한다. 이때 기준안테나는 멀티패스나 간섭신호 등의 영향이 없이 GPS 위성신호를 잘 수신할 수 있게 설치한다. 기준안테나로 수신한 GPS 위성신호를 케이블을 이용하여 실외에 있는

기준안테나부터 실내에 있는 GPS 위성신호 중계기까지 전송한다. GPS 위성신호 중계기는 기준안테나로부터 온 GPS 위성신호를 실내에서 측위 가능한 충분한 신호세기로 증폭한 후에, 실내에 설치된 발신안테나로 증폭된 GPS 위성신호를 방사한다.

(2) 측위 방법 제안

이론적으로, 실외에 설치된 기준안테나부터 GPS 위성신호 중계기와 발신안테나를 지나 실내에 설치된 GPS 수신기까지의 거리는 GPS 수신기로 수신한 모든 위성의 의사거리에 공통적으로 나오는 값이기 때문에 GPS 수신기의 측위 결과는 기준안테나의 위치를 나타내게 되고, 기준안테나부터 실내에 있는 GPS 수신기사이의 거리는 클럭 바이어스 값으로 나오게 된다. 그렇기 때문에 기준안테나부터 실내의 GPS 수신기까지의 거리를 알 수 있게 된다. 하지만 실제로 GPS 수신기를 통해 측위를 하게 되면 수신기는 이렇게 발생된 클럭 바이어스 값을 통하여 수신기 내부의 시계를 보정하기 때문에 실제로 GPS 수신기의 클럭 바이어스 값으로는 원하는 거리를 알 수 없다[15].

그렇기 때문에 아래 제시할 3가지 방식을 통해 GPS 위성신호 중계기의 발신안테나부터 실내에 있는 GPS 수신기까지의 거리를 알아내고 측위를 수행하여 그 결과를 분석하였다.

첫 번째는 의사 클럭 바이어스를 이용하여 GPS 위성신호 중계기와 실내에 있는 수신기 사이의 상대적인 거리를 계산해 내는 방법이고, 두 번째는 수신된 GPS 위성신호의 신호세기를 이용하여 GPS 위성신호 중계기부터 수신기까지의 거리를 계산하는 방법이고, 세 번째는 스위칭이 가능한 GPS 위성신호 중계기를 이용하여 GPS 위성신호 중계기부터 수신기까지의 TDOA를 측정하여 측위하는 방법이다[21].

나. 의사 클럭 바이어스를 이용한 측위 방법

(1) 이론적 배경

일반적으로 GPS 위성신호 중계기 1대를 가지고 실내에서 수신기를 가지고 측위를 하면 기준안테나의 위치를 나타낸다는 것은 위에 언급했다. GPS 위성신호 중계기와 실내 GPS수신기의 거리와 GPS 위성신호 중계기와 기준안테나까지의 거리가 공통으로 클럭 바이어스에 포함되고 클럭 바이어스를 통해서 수신기 내부의 클럭을 보정하기 때문이다 [15]. 따라서 실내에서 GPS 위성신호 중계기를 가지고 위치를 측위를 하기 위해서는 4개 이상의 GPS 위성신호 중계기가 필요하고 이 서로 다른 GPS 위성신호 중계기로부터의 거리를 획득해야 할 것이다. 그러나 이것도 문제가 될 수 있다. 실내에서 서로 다른 위치에서 4대 이상의 GPS 위성신호 중계기가 동시에 같은 위성신호를 방사 한다면 멀티패스뿐만 아니라 서로간의 간섭이 심하게 될 것이기 때문이다.

이 방법을 확인하는 실험에서는 GPS 위성신호 중계기를 가지고 실내에서 측위하기 위해 몇 가지 가정을 하였다. 첫 번째 가정은 GPS 위성신호 중계기가 각각의 위성별

신호를 분리해 내어 하나의 위성 신호를 방사할 수 있다는 가정이다. 두 번째 가정은 각각의 GPS 위성신호 중계기의 위치를 정확히 알고 있다고 가정한다. 세 번째 가정은 수신기가 기준 안테나로부터 각 위성간의 비공통 오차 성분에 대한 보정 정보를 받을 수 있다고 한다. 그림 3-16-89는 이 알고리즘을 구현하기 시스템 구성도이다.

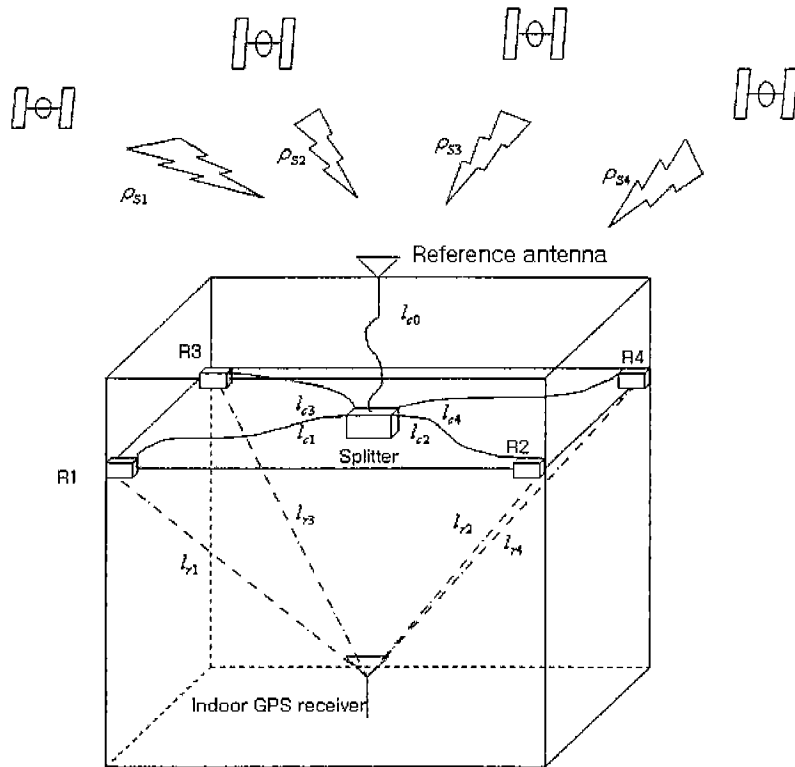


그림 3-16-89 시스템 구성도

먼저 실외에 기준안테나가 있게 된다. 이 안테나는 장애물이 없는 환경에서 각 위성의 신호를 받아 실내에 있는 신호분배기에 보내 주게 된다. 이때 기준안테나는 각각의 위성에 대한 비공통 오차 성분을 계산해 보정값을 생성해준다. 이 보정값은 일반적으로 DGPS로 생각해도 무방하다. 여기서 신호분배기까지의 거리(l'_0)는 측정을 통해 미리 알 수 있다. 신호분배기는 실내에 설치된 GPS 위성신호 중계기에 신호를 분배해 준다. 이때 신호분배기와 GPS 위성신호 중계기 사이의 거리(l'_{1-4})도 측정을 통해 미리 알 수 있다. 이렇게 GPS 위성신호 중계기까지 온 신호는 각 위성별로 나누고 각각의 GPS 위성신호 중계기는 하나의 위성 신호만을 방사하며 실내에 있는 GPS 수신기는 이 GPS 위성신호를 수신하여 측위를 한다. 실내에 있는 수신기는 이 4개 GPS 위성신호를 받아 의사거리를 생성하게 된다. 그러나 이렇게 생성된 의사 거리에는 l'_n 의 상대적인 길이 차이를 반영하게 된다. 따라서 수신기가 구한 위치 또한 이런 것을 반영하여 기준 안테나의 위치를 나타내지는 않는다. 4개의 위성에 대해 측정값을 분석해 보면 식

(3.16.96)과 같이 구성이 된다.

$$\begin{aligned}
 \rho_1 &= \rho_{s1} + l_{c0} + l_{c1} + l_{r1} + cb + Error_{noncommon1} + noise \\
 \rho_2 &= \rho_{s2} + l_{c0} + l_{c2} + l_{r2} + cb + Error_{noncommon2} + noise \\
 \rho_3 &= \rho_{s3} + l_{c0} + l_{c3} + l_{r3} + cb + Error_{noncommon3} + noise \\
 \rho_4 &= \rho_{s4} + l_{c0} + l_{c4} + l_{r4} + cb + Error_{noncommon4} + noise
 \end{aligned}
 \tag{3.16.96}$$

이 때,

ρ_i : 측정된 의사거리

R_{si} : GPS 위성과 기준안테나 사이의 실제 거리

l_{c0} : 기준 안테나부터 신호분배기 사이의 거리

l_{ci} : 신호분배기부터 GPS 위성신호 중계기사이의 거리

l_{ri} : GPS 위성신호 중계기부터 실내에 있는 GPS 수신기 사이의 거리

cb : 클럭 바이어스

$Error_{noncommoni}$: 위성의 비공통 오차 성분

여기서 우리가 알아내야 할 것은 l_{ri} 의 값이다. 이 값은 위 식에서 l_{ri} 와 잡음을 제거한 나머지 값들을 측정된 의사거리에서 빼주어서 계산하면 된다. 이때 각각의 성분은 모두 알고 있는 값이기 때문에 문제가 되지 않는다. 이렇게 해서 나온 결과값을 최소자승법을 이용하여 계산하면 실내에서의 수신기의 위치가 나오게 된다[17].

$$\begin{bmatrix} l_{r1} + cb \\ l_{r2} + cb \\ l_{r3} + cb \\ l_{r4} + cb \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{(x_{R1} - x_r)^2 + (y_{R1} - y_r)^2 + (z_{R1} - z_r)^2} + C\Delta t_r \\ \sqrt{(x_{R2} - x_r)^2 + (y_{R2} - y_r)^2 + (z_{R2} - z_r)^2} + C\Delta t_r \\ \sqrt{(x_{R3} - x_r)^2 + (y_{R3} - y_r)^2 + (z_{R3} - z_r)^2} + C\Delta t_r \\ \sqrt{(x_{R4} - x_r)^2 + (y_{R4} - y_r)^2 + (z_{R4} - z_r)^2} + C\Delta t_r \end{bmatrix}
 \tag{3.16.97}$$

이 때,

x_{Ri}, y_{Ri}, z_{Ri} : i 번째 GPS 위성신호 중계기의 위치

x_r, y_r, z_r : 실내에 있는 GPS 수신기의 위치

$C\Delta t_r$: 수신기의 클럭 바이어스

(2) 실험 환경

이 실험은 실제 GPS 위성신호 중계기를 가지고 실험을 하진 않았다. GPS 위성신호 중계기로 측위를 할 수 있는지 위의 알고리즘을 검증하기 위하여 실험 환경을 만들어 실험을 하였다.

실험에 사용된 수신기는 Kiryung Electronics사의 수신기가 사용되었다. 이 수신기는 Xilinx사의 GP2015칩셋 기반의 수신기이다[16]. 이 수신기에서 나오는 의사 거리 데이터를 이용한 것이 아니라 실제 GPS 위성신호 중계기와 똑같은 상황을 만들기 위해 이 수신기의 IF신호를 받아서 후처리를 통해 의사 거리를 계산하였다. 실제로 실내에서의 수신기는 4개의 GPS 위성신호 중계기로부터 단일 위성의 신호 4개를 받기 때문에 사용된 수신기도 4개의 다른 거리에 대한 신호에 대해 신호를 받아야 한다. 이 신호를 컴퓨터로 로그 후 각 채널마다 다른 RF단에서 받은 신호를 처리하도록 채널을 할당하여 처리하였다. 물론 이때 동기화를 위해 RF단의 기준 클럭과 RF단의 IF 데이터 샘플링 클럭을 동기화 시켜 원시 데이터를 획득하였다.

이렇게 처리되어 나온 의사거리는 측정값에 의해 클럭이 보정된 의사거리가 된다. 이는 모든 의사거리에 공통으로 적용되므로 위치해를 구할 때 문제가 되지 않는다. 다만 l_{ri} 값이 0보다 크지 않을 수 있다는 것이다. 따라서 위치해를 구할 시에 l_{ri} 값을 상대적인 값으로 변환하여 계산해야 한다.

또한 이 실험에서는 l_{ci} 는 고려 되지 않았다. 즉 신호분배기에서 나오는 케이블 길이가 l_{ri} 로 볼 수 있기 때문이다. 따라서 측정값은 식 (3.16.98)과 같이 바뀐다.

$$\begin{aligned}
 \rho_1 &= \rho_{s1} + l_{c0} + l_{r1} + cb + Error_{noncommon1} + noise \\
 \rho_2 &= \rho_{s2} + l_{c0} + l_{r2} + cb + Error_{noncommon2} + noise \\
 \rho_3 &= \rho_{s3} + l_{c0} + l_{r3} + cb + Error_{noncommon3} + noise \\
 \rho_4 &= \rho_{s4} + l_{c0} + l_{r4} + cb + Error_{noncommon4} + noise
 \end{aligned}
 \tag{3.16.98}$$

이 때,

- ρ_i : 측정된 의사거리
- R_{si} : 위성부터 기준안테나 사이의 실제 거리
- l_{c0} : 기준안테나부터 신호분배기 사이의 거리
- l_{ri} : 신호분배기부터 RF 수신기사이의 거리
- $Error_{noncommoni}$: 위성별 비공통 오차 성분

본 시스템의 구성도는 그림 3-16-90과 같다.

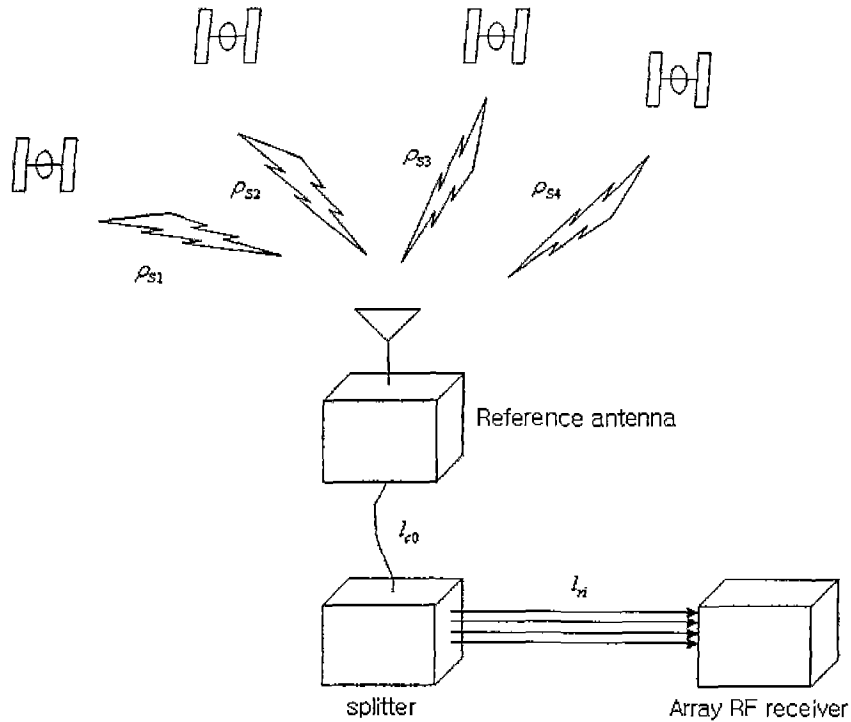


그림 3-16-90 알고리즘을 검증하기 위한 시스템 구성도

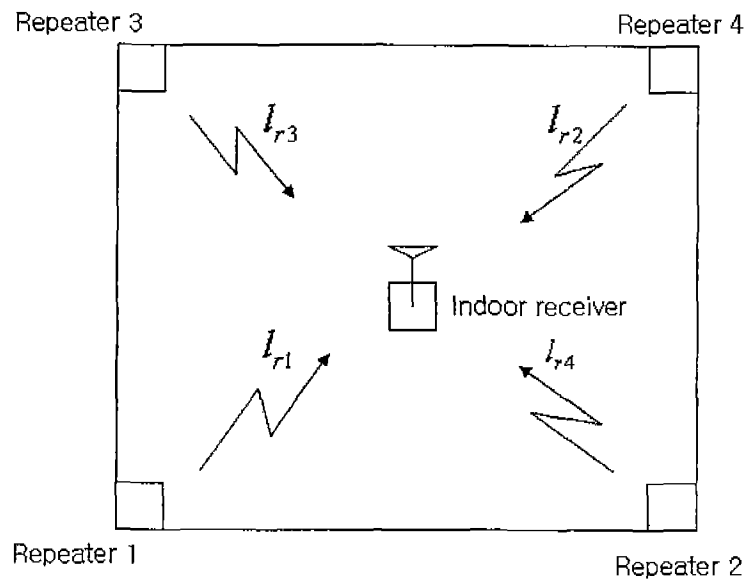


그림 3-16-91 측위를 위한 시스템 구성도

GPS 위성신호 중계기를 사용하지 않고 단지 케이블만 가지고 측위를 하였기 때문에 측정된 시스템에 대하여 가상의 공간에 GPS 위성신호 중계기가 있다고 가정하여 위치해에 대한 오차를 구하였다. 측위를 위한 시스템 구성이 그림 3-16-91에 나타나 있다.

또한 2차원 측위라 가정하였기 때문에 식 (3.16.97)이 식 (3.16.99)와 같이 변형된다.

$$\begin{bmatrix} l_{r1} + cb \\ l_{r2} + cb \\ l_{r3} + cb \\ l_{r4} + cb \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{(x_{R1} - x_r)^2 + (y_{R1} - y_r)^2 + C\Delta t_r} \\ \sqrt{(x_{R2} - x_r)^2 + (y_{R2} - y_r)^2 + C\Delta t_r} \\ \sqrt{(x_{R3} - x_r)^2 + (y_{R3} - y_r)^2 + C\Delta t_r} \\ \sqrt{(x_{R4} - x_r)^2 + (y_{R4} - y_r)^2 + C\Delta t_r} \end{bmatrix} \quad (3.16.99)$$

이 때,

x_{Ri}, y_{Ri} : i번째 GPS 위성신호 중계기의 위치

x_r, y_r : 실내에 있는 GPS 수신기의 위치

$C\Delta t_r$: 수신기의 클럭 바이어스

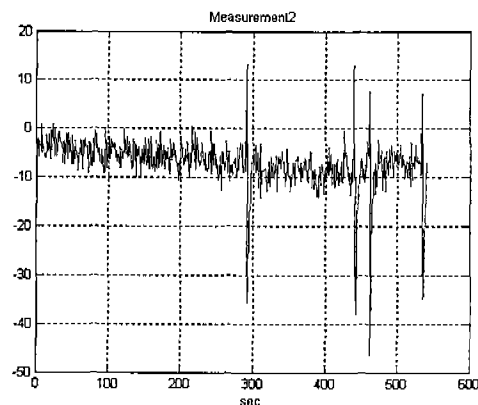
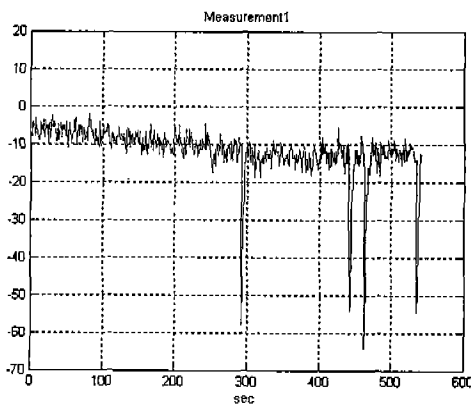
(3) 실험결과

실험은 두 가지를 시행하였다. 첫 번째는 케이블의 길이가 모두 같을 때, 다시 말해서 l_{ri} 의 거리가 모두 같을 때 이고, 두 번째는 케이블의 길이가 다를 때, 다시 말해서 l_{ri} 의 거리가 다를 때 이다.

(가) 같은 길이

이 실험은 신호분배기부터 수신기까지 연결된 4개의 케이블 길이를 같게 했을 때의 실험 결과이다.

그림 3-16-92에서 보듯이 측정결과값 l_{ri} 는 양수가 아니다. 물론 양수가 될 수도 있지만 이 실험에서는 양수로 나타나지는 않았다. 각각의 측정값에서 값이 순간적으로 크게 변하는 경우가 발생하는데 이는 측정값마다 비슷한 시점에 나타난다. 위치 해를 구했을 경우 이 값이 급격히 변하는 부분에서 오차가 크게 나타나는 것을 볼 수가 있다.



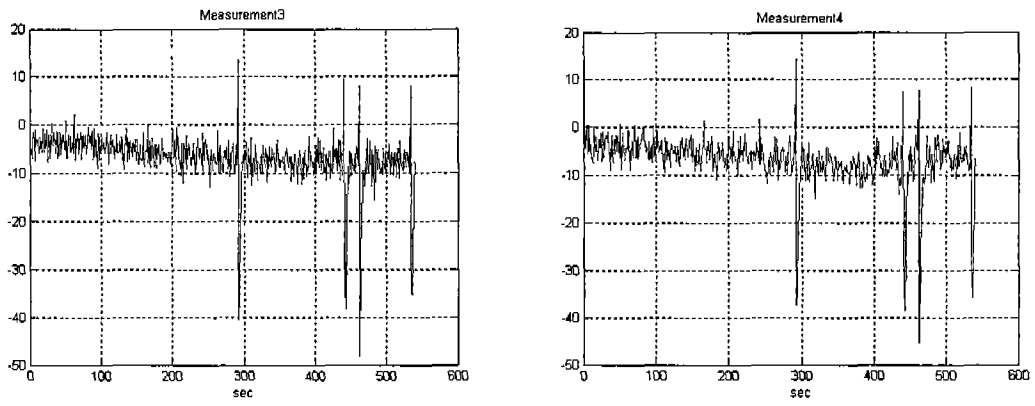


그림 3-16-92 4대의 수신기의 거리 측정 결과

그림 3-16-93은 기준위치에 대한 오차를 나타낸 그림이고 그림 3-16-94는 2D RMS 오차를 도시한 그림이다.

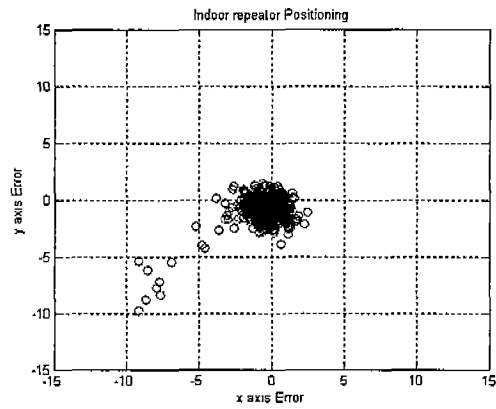


그림 3-16-93 측위 오차

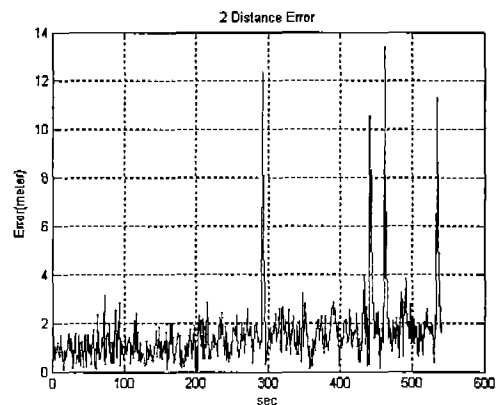


그림 3-16-94 2D RMS 오차

측위 결과의 오차 평균은 2.079m이다.

(나) 다른 길이

이 실험은 신호분배기부터 수신기까지 연결된 4개의 케이블 길이를 다르게 했을 때의 실험 결과이다. 그림 3-16-95에서 볼 수 있듯이 이 결과도 측정값이 음수가 나왔다.

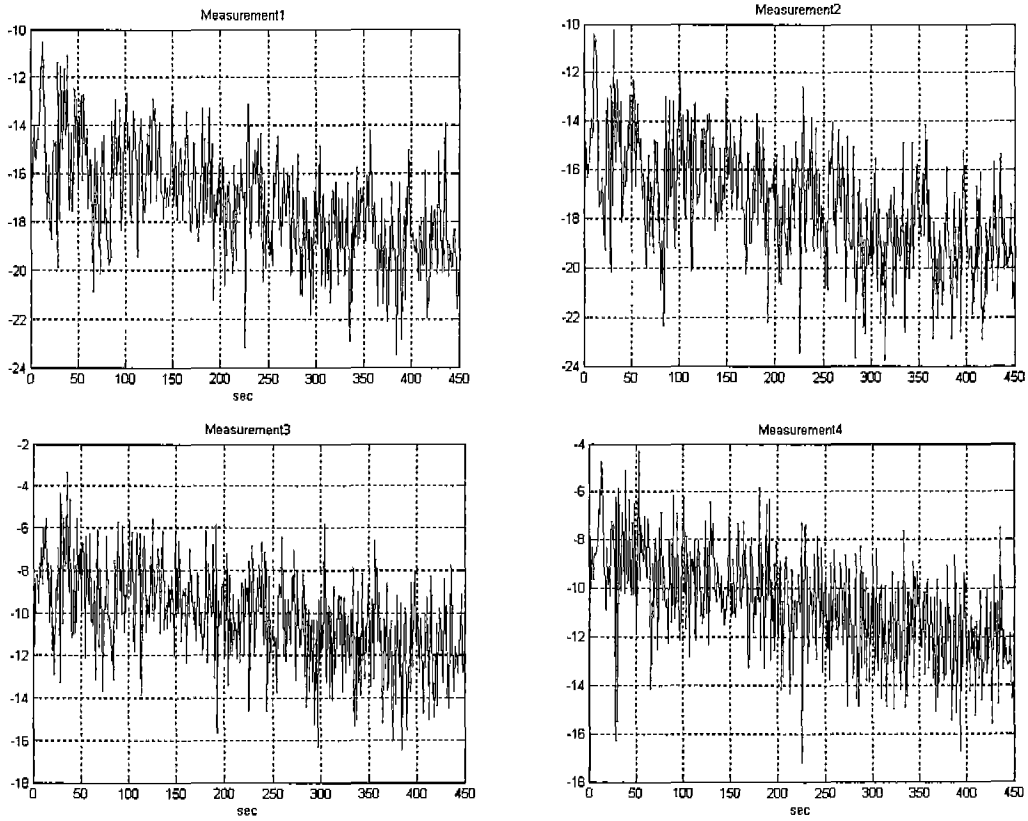


그림 3-16-95 4대의 수신기의 거리 측정 결과

그림 3-16-96은 기준위치에 대한 오차를 나타낸 그림이고 그림 3-16-97은 2D RMS 오차를 도시한 그림이다.

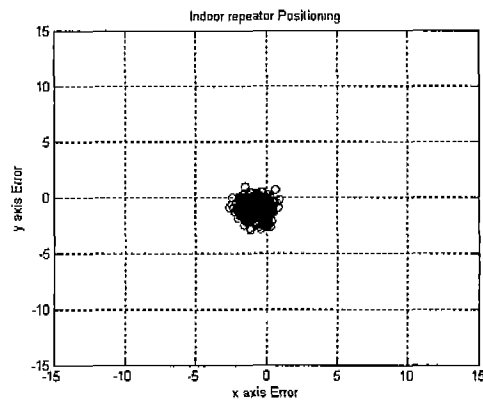


그림 3-16-96 측위 오차

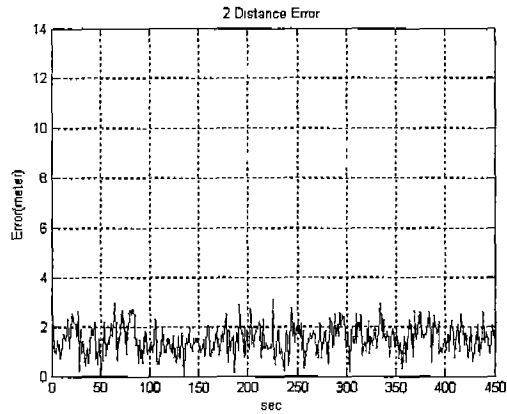


그림 3-16-97 2D RMS 오차

측위 결과의 오차 평균은 1.605m이다.

다. GPS 위성 신호의 세기를 이용한 측위 방법

(1) 이론적 배경

(가) RSSI (Received Signal Strength Indication)

RSSI 측정방식은 GPS 위성신호 증폭기에 의해 송신된 GPS 위성신호를 실내에 있는 GPS 수신기가 수신하였을 때 수신된 GPS 위성신호의 신호세기를 기준단위로 사용하여 거리를 알아내고 측위를 하는 방법이다.

RSSI는 수신기로 수신되는 모든 신호 세기의 양을 측정한 것이다. 따라서 RSSI는 식 (3.16.100)으로 표현할 수 있다.

$$RSSI = \text{송신신호 (증폭기 송신신호)} + \text{간섭 신호의 총합} + \text{노이즈} \quad (3.16.100)$$

RSSI 방법은 거리에 따른 경로손실 (Path Loss)을 수학적 모델로 바꾸어 이용하는 방법이다.

간단한 신호 감쇄 모델은 식 (3.16.101)과 같다. [7]

$$P(r)|dB| = P(r_0)|dB| - 10\alpha \log\left(\frac{r}{r_0}\right) \quad (3.16.101)$$

이 때,

$P(r)$: 수신기에서 측정된 신호세기

r_0 : 발신기까지의 기준거리

$P(r_0)$: 현재의 기준거리에서의 신호세기

α : 거리 r 에 따른 경로손실 비율

(나) 실내 측위 방법

이 측위 방식은 GPS 위성신호의 신호 세기의 경로 감쇄량 (Path Loss)을 이용하여 실내에 있는 GPS 위성신호 중계기부터 실내의 GPS 수신기까지의 거리를 알아내고 측위하는 방식이다.

우선 GPS 위성신호 중계기로부터 각각의 기준거리 마다 GPS 수신기를 이용해 GPS 위성신호의 세기를 측정한 다음에 각 거리마다의 신호세기의 감쇄량을 이용하여 GPS 위성신호 중계기부터 수신기까지의 거리를 추정해 내는 방식을 사용하였다.

만약 정확한 신호세기 전파모델을 만들 수 있다면, 신호의 감쇄를 이용해 정확한 거리를 측정할 수 있다.

신호 감쇄 모델이 Log 로 이루어진 비선형 방정식이기 때문에 거리에 따른 신호 세기의 감쇄 정도를 바로 확인하고 사용하기 힘들다. 따라서 거리에 따른 신호 세기의 감쇄 비율을 알기 위해서 데이터를 커브피팅을 이용하여 모델링 하였다.

(2) 실험 방법

그림 3-16-98과 같이 3곳에 GPS 위성신호 중계기를 설치하고 GPS 수신기를 놓는다. 측위를 하기 위해서는 동시에 세 곳의 GPS 위성신호 중계기로부터 신호를 받아야 하는데, 만약 3개의 GPS 위성신호 중계기에서 신호를 받게 된다면 그 자체로 멀티패스 및 신호간섭현상으로 인해 제대로 된 측위가 힘들어 지고 수신기가 세 대의 GPS 위성신호 중계기의 신호를 구분해 낼 수 없기 때문에, 실제로 실험시에는 3개의 GPS 위성신호 중계기중 한 번에 하나의 GPS 위성신호 중계기에서만 데이터를 받는 방법으로 3대의 GPS 위성신호 중계기에서 데이터를 각각 받았다.

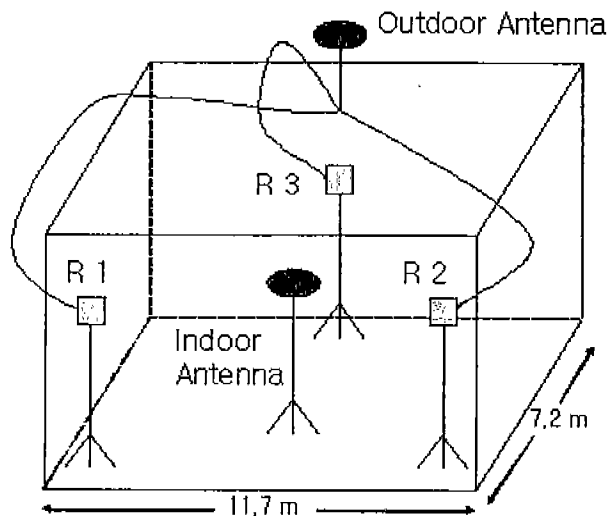


그림 3-16-98 장비 구성도

실험시에는 Novatel사의 OEM4 수신기를 사용하였다. 이 GPS 수신기의 출력중에서 반송파 대 잡음비 값을 실험 및 결과처리에 사용하였다. 그리고 GPS 위성신호 증계기는 GPS Networking사의 GPS 위성신호 증계기 세트를 사용하였다. 그림 3-16-99는 사용한 GPS 위성신호 증계기 세트의 사진이다.

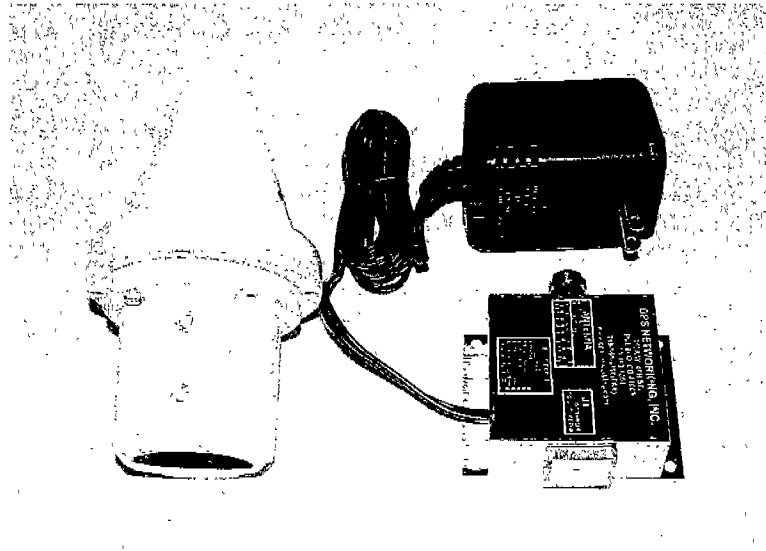


그림 3-16-99 GPS 위성신호 증계기 세트

실험시에는 실험시간이 짧아야 한다는 가정이 필요하다. 시간에 따라 GPS 위성의 위치와 양각이 변하고 그에 따라 위성신호의 세기도 변한다. 그렇기 때문에 실험시간이 길어지면 그에 따른 오차가 발생할 수 있기 때문에 실험은 짧은 시간동안 실시했다.

실험은 두 가지를 하였다. 우선 위성신호의 신호세기값을 거리로 바꾸는 커브 피팅을 위한 데이터를 받았다. 실험은 GPS 위성신호 증계기의 발신안테나 바로 앞부터 뒤로 1m씩 이동하면서 각 위치당 30초씩 데이터를 받았다. 다음으로는 측위를 위해 데이터를 받는 실험을 하였다. 우선 수신기의 안테나를 측위를 원하는 위치에 설치하고 각 리피터마다 30초씩 데이터를 받았다.

(3) 실험 결과

시간에 따라 GPS 위성의 위치가 변하기 때문에 그에 따라, GPS 위성신호의 세기도 시간에 따라 변한다. 그 때문에 동일한 위치에서 장시간 데이터를 받아보면 시간에 따라 GPS 위성의 신호 세기가 변한다. 그 때문에 위성신호의 세기값 자체로는 측위시 사용하기가 힘들다. 그렇기 때문에 측위시에는 위성신호의 세기값을 그대로 사용하지 않고 GPS 위성신호 증계기의 발신안테나와 실내상에 있는 GPS 수신기 안테나 사이의 거리가 0m인 지점에서의 위성신호의 세기값을 기준으로 삼고 각 거리에 따른 위성신호의

세기값을 차분을 취해서 기준 위치로부터의 변화량 값을 측위에 사용하였다. 그리고 실제 측위는 30초간 받은 데이터중에서 값이 가장 큰 데이터를 사용하였는데 그 이유는 신호세기 값이 가장 클때가 LOS일때의 신호세기값에 가장 가깝다는 가정을 했기 때문이다.

측위시 또 하나 필요한 가정은 측위하는 순간에 잡힌 모든 위성을 사용하지 않고 어떤 일정한 신호세기 이상의 값을 갖는 위성만을 사용해야 한다는 것이다. 그림 3-16-100은 한 위성에 대해 커브피팅용으로 받은 데이터를 나타낸 그래프이다. 하나의 위성을 3시간동안 30분 간격으로 순서대로 6번의 데이터를 받아서 나타낸 그래프이다. 1번부터 3번까지의 곡선은 위성의 신호세기가 한계값 이상일 때의 데이터로서 거리가 증가함에 따라 그래프가 일정한 패턴을 나타내고 있지만 GPS 위성신호의 신호 세기가 한계값 이하로 떨어지기 시작하는 4번부터 6번의 곡선은 1,2,3번의 곡선과 다르게 거리가 증가함에 그래프의 패턴이 그래프 1,2,3과 많이 틀려진다. 또한 위성의 신호가 한계값 이하이면 거리가 멀어질수록 위성신호를 수신하기가 힘들기 때문에 측위시에 설정한 한계값보다 낮은 신호의 세기를 갖는 위성은 배제하고 측위를 하였다.

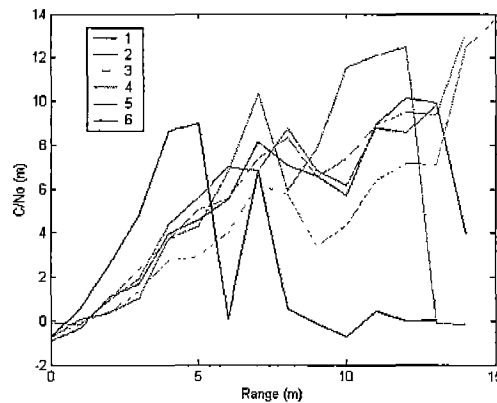


그림 3-16-100 하나의 위성을 30분간격으로 6회 신호를 받아
기준 신호세기와 차분을 취한 결과

그림 3-16-101~3-16-103은 실내에 설치된 세 대의 GPS 위성신호 중계기에서 받은 GPS 위성신호의 세기를 기준 신호세기와 차분을 취한 결과를 커브피팅한 결과이다. 실제로는 모든 GPS 위성신호 중계기에서 통용될 수 있는 이상적인 단일의 커브피팅모델이 필요하다. 하지만 GPS 위성의 신호특성과 GPS 위성신호 중계기 발신안테나의 빔 패턴으로 인해 좀 더 정확한 측위를 위해 각 GPS 위성신호 중계기마다 다른 커브피팅모델을 사용하였다.

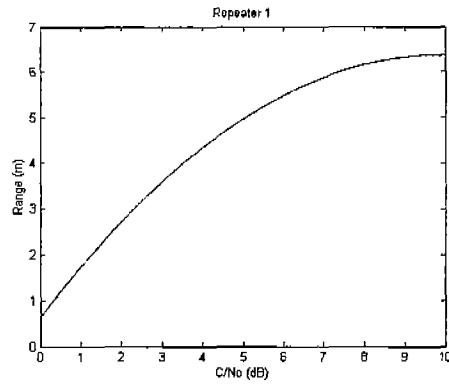


그림 3-16-101 첫번째 GPS 위성신호 중계기의 커브피팅모델

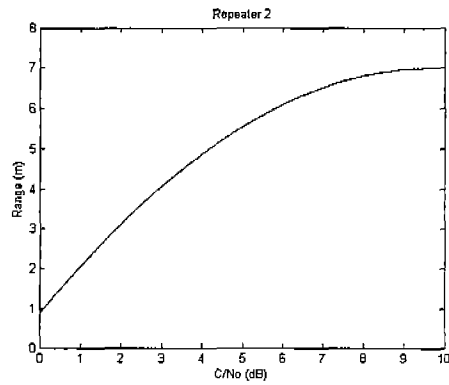


그림 3-16-102 두번째 GPS 위성신호 중계기의 커브피팅모델

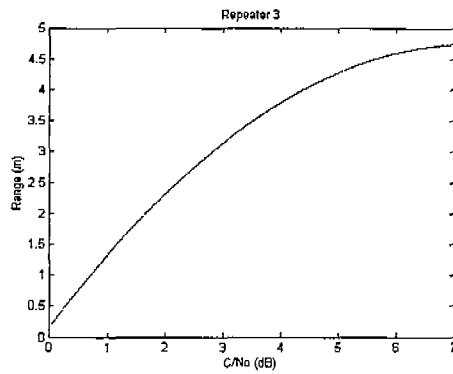


그림 3-16-103 세번째 GPS 위성신호 중계기의 커브피팅모델

앞에서 제안한 방식과 비슷한 가정을 사용하는데, 일단 세 대의 GPS 위성신호 중계기의 정확한 위치를 알고 있다고 가정한다. 알고 있는 GPS 위성신호 중계기 3대의 정확한 좌표값과 실험을 통해 측정된 각각의 GPS 위성신호 중계기로부터 수신기까지의 거리 3개, 이 6개의 파라미터를 가지고 최소자승법을 사용하여 2차원 평면에서의 측위를 시행하였다.

그림 3-16-104, 3-16-106은 위에서 한 가정들과 실제 데이터를 통해 측위한 결과이다.

이 결과는 한 장소에서 2일간 받은 데이터를 가지고 측위한 결과이다. 그림 3-16-104는 커브피팅을 위한 데이터를 받은 날 측위한 결과이고, 그림 3-16-106은 다른 날 다른 시간에 측위한 결과이다. 그림 3-16-105, 3-16-107은 실제 위치와 측위한 위치와의 2D-RMS 오차를 나타낸 그림이다. 커브피팅을 위한 데이터를 받은날 측위한 결과의 평균 2D-RMS 오차는 1.241m이고, 그와 다른 날에 측위한 결과의 평균 2D-RMS 오차는 0.8197m이다.

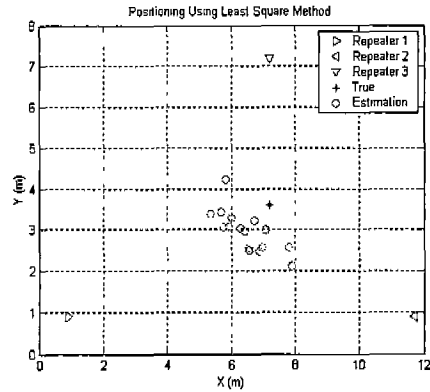


그림 3-16-104 커브피팅용 데이터를 받은 날과 같은 날 측위한 결과

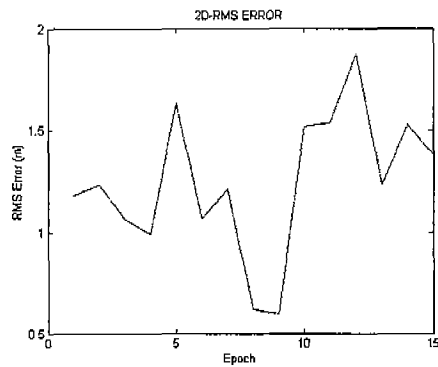


그림 3-16-105 커브피팅용 데이터를 받은 날과 같은 날 측위결과의 2D-RMS 오차

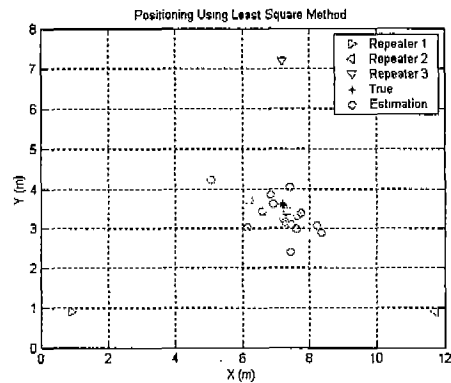


그림 3-16-106 커브피팅용 데이터를 받은 날과 다른날 측위결과

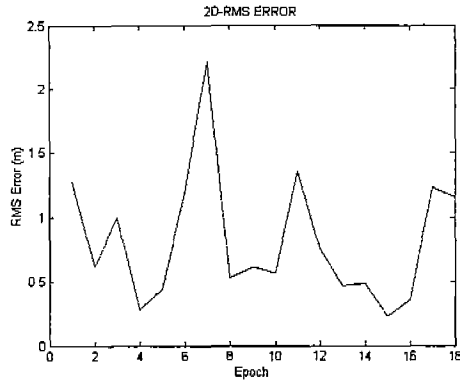


그림 3-16-107 커브피팅용 데이터를 받은 날과 다른 날 측위결과의 2D-RMS 오차

측위 오차는 1~2m 정도로 비슷한 방식을 사용하여 측위하는 Wireless Lan 방식보다 상당히 좋은 결과가 나왔다. Wireless Lan 방식의 경우는 신호세기의 표준편차 값이 10dB이상씩 나기 때문에 신호세기를 거리로 환산할 때 그 오차값이 크지만, 그에 비해 GPS 위성신호의 세기는 시간에 따라 신호변화의 표준편차 값이 1~2dB 정도이기 때문에 신호의 세기를 거리로 환산할 때 오차가 그리 크게 나오지 않는 장점이 있기 때문에 측위시 오차가 작다.

그림 3-16-108은 여러 장소에서 측위한 결과 그래프이다.

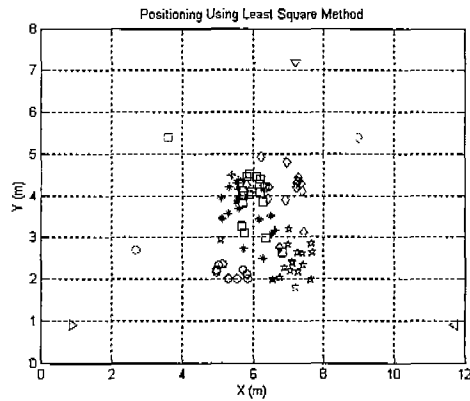


그림 3-16-108 여러 곳에서의 측위 결과

다섯 곳에서 측위를 실시하였는데 그림 3-16-109는 평균 2D-RMS를 나타낸 그래프에서 볼 수 있듯이 2곳을 제외하고는 다른 3곳은 측위오차 값이 상당히 크게 나왔다.

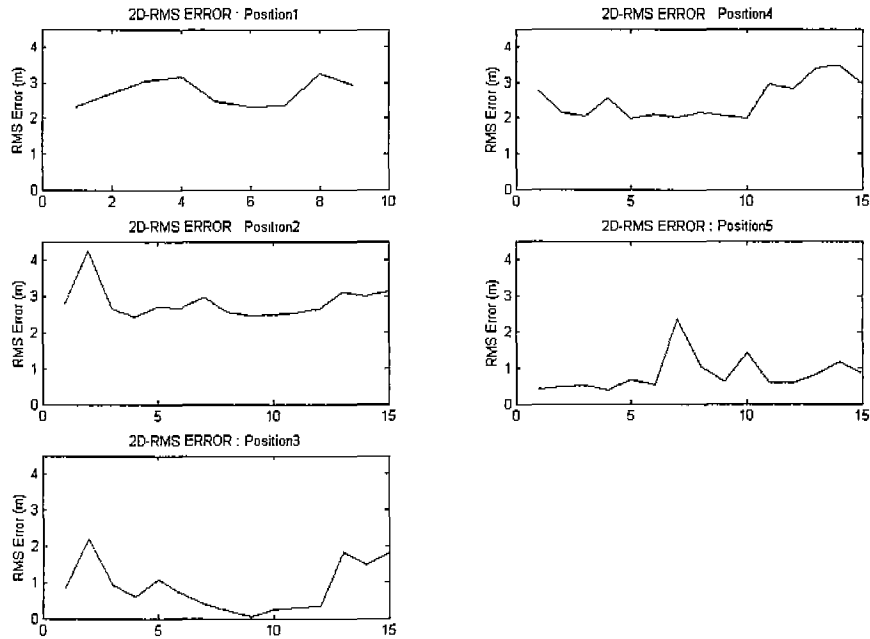


그림 3-16-109 각 지점에서의 2D-RMS 오차

각각의 위치에서의 평균 2D-RMS의 오차는 1번 위치에서 2.7265, 2번 위치에서 2.8788, 3번 위치에서 0.9278, 4번 위치에서 2.5095, 5번 위치에서 0.8367로 나왔다.

커브피팅을 위한 데이터를 받을 때 GPS 위성신호 중계기의 발신 안테나의 방향을 실험한 곳의 중앙으로 향하여 데이터를 받았다. 그리고 중앙에서 가까운 3번, 5번 위치는 측위 결과가 좋지만 중앙에서 떨어진 1,2,4번의 측위 결과는 좋지 않았다.

GPS 위성신호는 멀티패스에 약하여 멀티패스 발생시 신호의 세기가 급격히 떨어진다. 그렇기 때문에 주위 환경이나 장애물등에 의해서 측위의 정확도가 급격히 떨어질 수 있다는 것과 같은 위치라도 GPS 위성신호 중계기의 발신안테나의 빔 패턴으로 인해 GPS 위성신호 중계기가 바라보는 방향에 따라서도 상당히 많은 차이를 보일 수 있다는 것을 위의 결과를 통해 알 수 있다.

그렇기 때문에 측위 오차가 적은 결과를 얻기 위해서는 측위하는 장소에 따라 그 장소에 맞는 새로운 신호 대 거리 변환 커브피팅 모델과 위성신호세기의 한계값이 필요하게 된다. 안테나에 신호가 들어오는 방향을 통해 측위하는 AOA (Angle of Arrival) 방식과의 결합등을 통해서 측위 성능을 높일 수 있을 것이다.

또한 이 실험에서는 세 곳의 GPS 위성신호 중계기중 하나씩만을 사용하는 방식으로 세 곳의 GPS 위성신호 중계기에서 데이터를 받았지만, 만약 3개의 GPS 위성신호 중계기를 동시에 사용한다면 각각의 GPS 위성신호 중계기에서 나온 신호를 구별해 낼 수 있는 방법이 필요하다.

라. 스위칭 가능한 GPS 위성신호 중계기를 이용한 실내 측위

(1) 이론적 배경

실내에 여러 대의 발신 안테나를 설치하고 이 안테나들의 발신을 스위칭 할 수 있는 GPS 위성신호 중계기를 생각해 보자. 실내에 설치된 GPS 위성신호 중계기는 실내에 설치된 여러 대의 안테나 중 하나의 안테나에서만 신호가 나올 수 있고, 여러대의 안테나를 일정한 시간, 일정한 순서대로 스위칭 할 수 있다고 가정해 보자.

i번째 발신안테나에서 j번째 발신안테나로 GPS 위성신호가 스위칭 되면, i번째 발신안테나를 통해서 나오는 GPS 위성신호의 의사거리와 j번째 발신안테나를 통해서 나오는 GPS 위성신호의 의사거리는 중계기부터 i번째 발신안테나를 지나 수신기까지의 거리와 중계기부터 j번째 발신안테나를 지나 수신기까지의 거리만큼 차이가 발생하기 때문에 그 거리차이 값이 의사거리 값에 나오게 된다[21]. 그렇기 때문에 의사거리 값에서 i번째 발신안테나와 j번째 발신안테나 사이의 TDOA값을 얻을 수 있게 된다. 실내에 3개 이상의 발신안테나가 존재한다면 3개 이상의 TDOA값을 얻을 수 있다. 그리고 실내에 설치된 발신안테나의 정확한 위치를 알고 있고, 중계기부터 발신안테나까지의 정확한 케이블 길이를 쟈 수 있기 때문에 실내측위가 가능하게 된다.

(2) 스위칭 가능한 GPS 위성신호 중계기를 이용한 실내 측위 알고리즘

그림 3-16-110은 시간에 따른 의사거리를 나타낸 것이다.

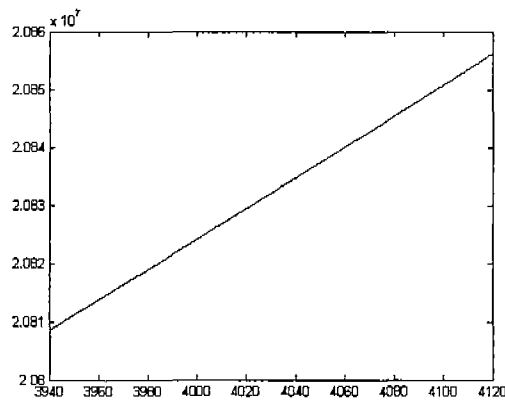


그림 3-16-110 GPS위성의 시간의 따른 의사거리 변화량

스위칭되는 GPS 위성신호 중계기를 이용하여 측위하기 위해서는 의사거리 값을 이용하여 TDOA값을 얻는다. 하지만 위와 같이 의사거리 값을 그대로 사용하기에는 그 변화량 값이 쉽게 파악되지 않고, 또 시간마다 위성의 움직임이 있기 때문에 이 움직임을 보상하는 방법이 필요하다.

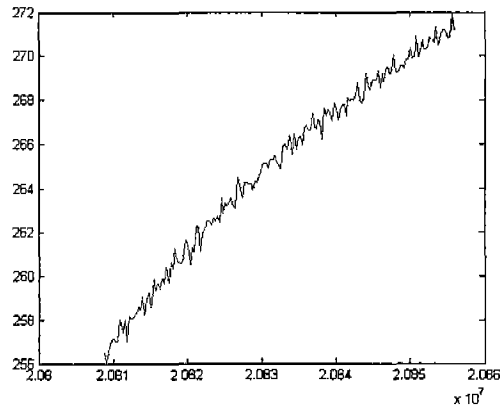


그림 3-16-111 현재의 의사거리에서 이전의 의사거리를 차분한 값

그림 3-16-111은 현재 시간의 의사거리 값에서 이전 시간의 의사거리 값을 차분한 값을 도시한 그림이다. 위성의 의사거리는 일정하게 증가하거나 감소한다[14]. 그림 3-16-111처럼 차분값을 이용하면 시간에 따른 위성의 위치변화를 보정하는 과정이 필요 없고, 발생하는 TDOA값도 쉽게 확인할 수 있다.

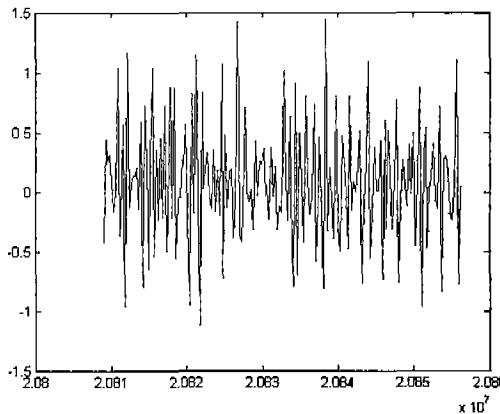


그림 3-16-112 차분한 의사거리 값을 현재값에서 이전값을 차분한 값

그림 3-16-112는 차분한 의사거리 값에서 다시 현재시간의 값과 이전시간의 값을 차분한 결과이다. 위성의 의사거리가 시간에 따라 일정하지만 시간마다 확인해 보면 위와 같은 오차를 가진다. 위 값의 평균은 0.082m이고, 표준편차값은 0.249m이다. 평균값이나 표준편차 값은 비록 작으나 순간적으로 오차가 커지는 순간이 존재한다. 만약 좀 더 정확한 TDOA값을 획득하기 위해서라면 이 오차를 보정해 줄 수 있는 방법이 필요하다.

스위칭되는 GPS 위성신호 중계기를 이용한 실내 측위에서 TDOA값을 얻는 방법을 수식적으로 정리하면 아래와 같다.

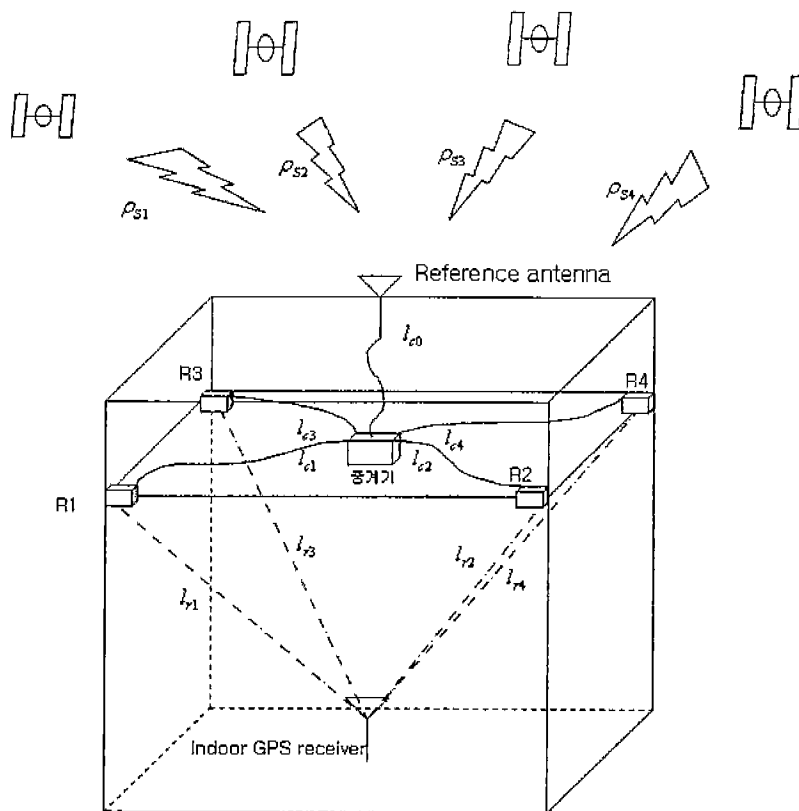


그림 3-16-113 측위 시스템 구성도

일단 여러 GPS 위성중 하나의 위성의 의사거리는

$$pseudorange\#i = \rho_{si} + l_{c0} + l_{ci} + l_{ri} \quad (3.16.102)$$

이 때,

ρ_{si} : 위성부터 기준안테나까지의 거리

l_{c0} : 기준안테나부터 중계기까지의 케이블 길이

l_{ci} : 중계기부터 i 번째 발신안테나까지의 케이블 길이

l_{ri} : i 번째 발신안테나부터 실내의 수신기까지의 거리

와 같이 이루어져 있다.

발신안테나 R1을 통해 나오는 GPS 위성신호의 의사거리는 식 (3.16.103)과 같다.

$$pseudorange\#1 = \rho_{s1} + l_{c0} + l_{c1} + l_{r1} \quad (3.16.103)$$

발신안테나 R2을 통해 나오는 GPS 위성신호의 의사거리는 식 (3.16.104)와 같다.

$$pseudorange\#2 = \rho_{si} + l_{c0} + l_{c2} + l_{r2} \quad (3.16.104)$$

현재 시간에서 이전 시간의 의사거리를 차분하면 식 (3.16.105)와 같다.

$$\begin{aligned} diffpseudorange\#1(t) &= pseudorange\#1(t) - pseudorange\#1(t-1) \\ &= (\rho_{si}(t) + l_{c0} + l_{c1} + l_{r1}) - (\rho_{si}(t-1) + l_{c0} + l_{c1} + l_{r1}) \\ &= \rho_{si}(t) - \rho_{si}(t-1) \end{aligned} \quad (3.16.105)$$

현재시간에서 이전시간의 의사거리를 차분한 값은 순수하게 의사거리의 증감만을 나타내게 되고 위에서 확인했듯, 그 값이 일정하게 증가하거나 감소한다. 만약 시간 t에서 발신안테나 R1에서 R2로 스위칭이 발생했다면 식 (3.16.105)는 식 (3.16.106)과 같이 바뀌게 된다.

$$\begin{aligned} diffpseudorange\#2(t) &= pseudorange\#2(t) - pseudorange\#1(t-1) \\ &= (\rho_{si}(t) + l_{c0} + l_{c2} + l_{r2}) - (\rho_{si}(t-1) + l_{c0} + l_{c1} + l_{r1}) \\ &= \rho_{si}(t) - \rho_{si}(t-1) + (l_{c2} + l_{r2}) - (l_{c1} + l_{r1}) \end{aligned} \quad (3.16.106)$$

식 (3.16.106)에서 l_{c0} 는 발신 안테나 R1과 R2가 공통이기 때문에 제거 할 수 있다. $\rho_{si}(t) - \rho_{si}(t-1)$ 는 이전 값과의 차이를 통해 오차는 있지만 제거할 수 있다. 그리고 중계기부터 발신안테나까지의 케이블 길이는 미리 측정할 수 있기 때문에 알고 있는 값이다.

그렇기 때문에 TDOA값은 식 (3.16.107)과 같이 계산하여 얻어 낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \therefore TDOA \text{ Measurement} &= l_{r2} - l_{r1} \\ &= pseudorange\#2(t) - pseudorange\#1(t-1) - (l_{c2} - l_{c1}) \end{aligned} \quad (3.16.107)$$

발신안테나 R1부터 R4까지 스위칭하면 4개의 TDOA 값을 얻을 수 있고, 이 값들과 미리 정확히 알고 있는 발신안테나의 좌표를 이용해 쌍곡선들의 교점을 찾음으로써 수신기의 위치를 결정할 수 있다.

(3) 스위칭 가능한 GPS 위성신호 중계기를 이용한 실내 측위

(가) 스위칭 가능한 GPS 위성신호 중계기 제작

그림 3-16-114는 실험을 위해 직접 제작한 스위칭 가능한 GPS 위성신호 중계기의 사진이다.

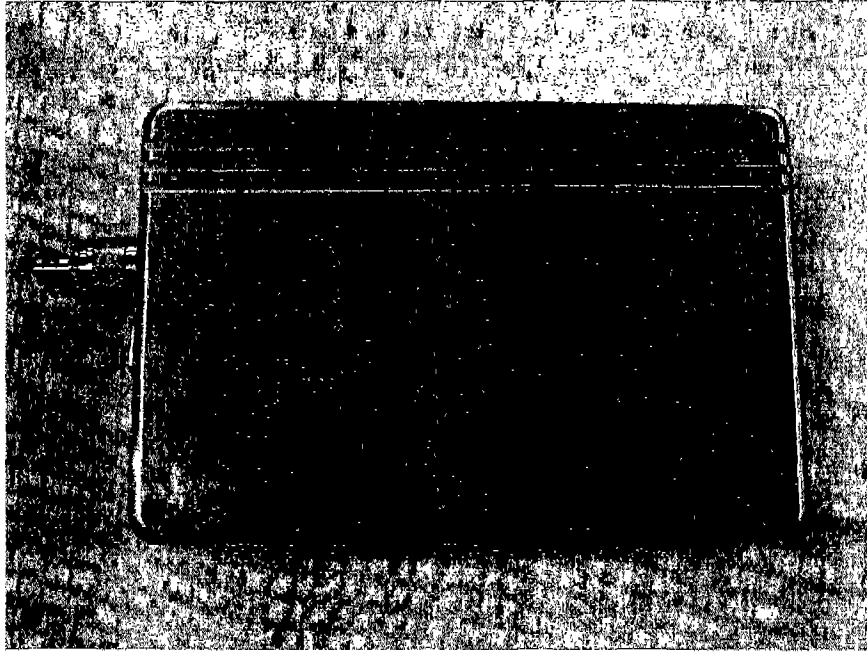


그림 3-16-114 스위칭 가능한 GPS 위성신호 중계기

4대의 발신안테나를 연결하여 스위칭 할 수 있도록 제작하였다. PC와 연결하여 인터페이스 프로그램을 이용하여 사용할 안테나, 안테나의 스위칭 타임, 방사하는 신호의 세기 등을 조절 할 수 있게 하였다. 그림 3-16-115는 스위칭 가능한 GPS 위성신호 중계기의 인터페이스 프로그램이다.

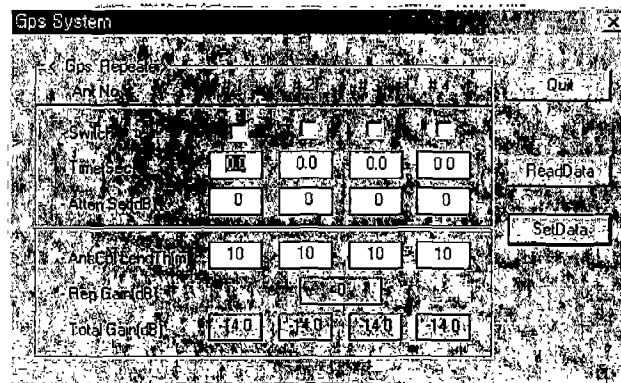


그림 3-16-115 인터페이스 프로그램 화면

(나) 실험 및 내용

① 측위가 가능한 스위칭 타임 확인

스위칭 가능한 GPS 위성신호 중계기의 여러 개의 발신안테나에서 동일한 GPS 위성신호를 방사하기 때문에 발신안테나를 스위칭하게 되면 스위칭하는 순간에 GPS 위성신호의 동적특성이 커지게 된다. GPS 위성신호의 동적특성이 커지게 되면

추적루프의 대역폭이 그 동적특성을 따라가지 못하게 되고 결국 GPS 위성신호를 잃고 추적하지 못하게 된다. 그렇기 때문에 측위를 하기 위해서 수신기의 추적루프가 얼마의 스위칭 타임까지를 추적할 수 있는지 확인해야 한다.

가능한 빠른 스위칭 타임과 실제 TDOA값과 오차가 적은 결과를 얻을 수 있는 스위칭 타임을 확인할 수 있는 실험을 한다.

② GPS 위성신호 중계기와 발신 안테나 사이의 케이블 길이만을 이용하여 측위

실내 공간상에는 실외에 비해서 많은 장애물이 존재하기 때문에 멀티패스가 쉽게 발생한다. 이 측위 알고리즘을 검증하기 위해서는 멀티패스를 줄일 필요가 있다. 그래서 멀티패스를 줄이기 위해 GPS 위성신호 중계기의 발신안테나와 GPS 수신기의 수신안테나 사이의 거리를 최대한 밀착시키고 GPS 위성신호 중계기와 발신안테나 사이의 케이블 길이를 변화시켜 TDOA값을 발생시키고 그 값을 측정하였다. 측정된 TDOA값을 이용하여 실제 측위가 가능한지 분석해 본다.

(다) 실험 결과 및 분석

① 측위가 가능한 스위칭 타임 실험 결과

그림 3-16-116은 스위칭 시간별 TDOA 측위 결과를 나타낸다. 이 실험 결과는 리피터와 발신안테나 사이의 케이블 길이만을 이용한 실험의 TDOA결과 값이다. 실제 TDOA 값은 R1→R2, R2→R3, R3→R4, R4→R1에서 각각 5, 5, 10, -20이다.

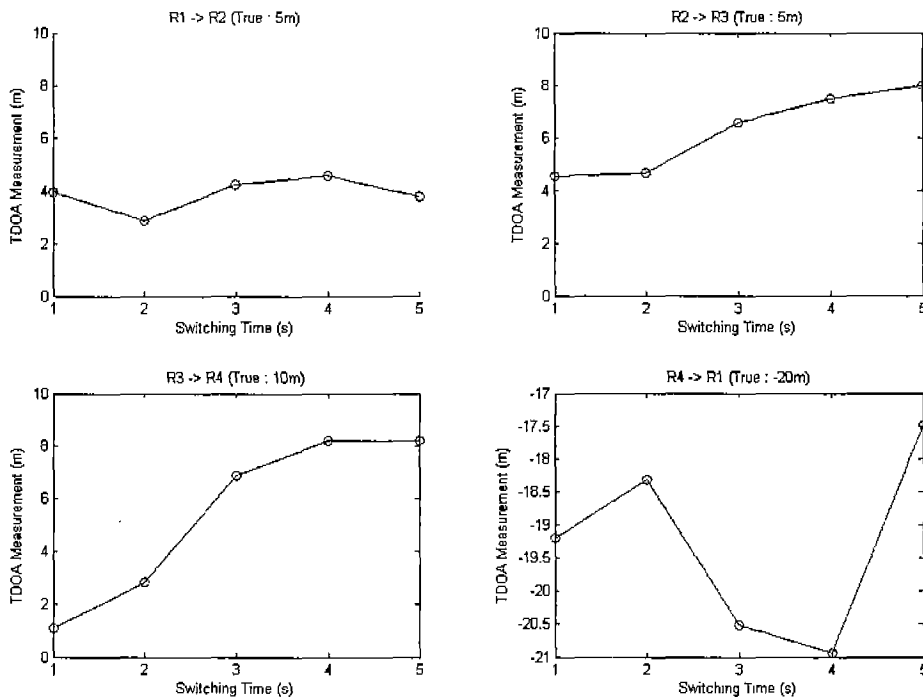


그림 3-16-116 각 스위칭 시간별 측정된 TDOA 값의 평균값

그림 3-16-117은 스위칭 시간별로 발생한 오차의 평균을 도시한 그래프이다.

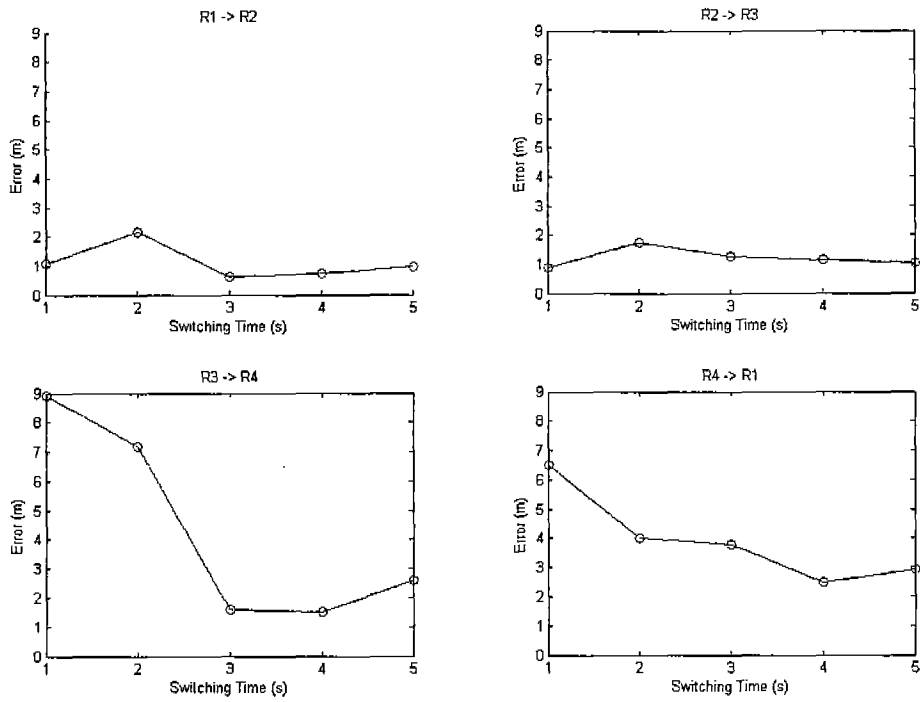


그림 3-16-117 각 스위칭 시간별 측정된 TDOA값의 오차 평균

그림 3-16-118은 스위칭 시간별로 측정된 TDOA값의 표준 편차를 도시한 그림이다.

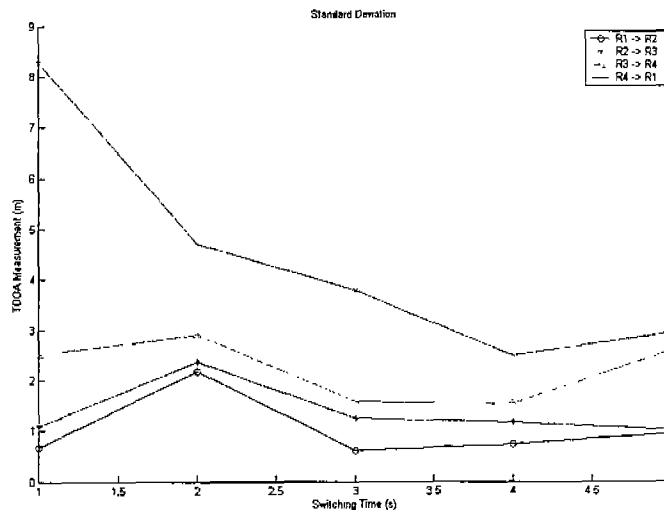


그림 3-16-118 각 스위칭 시간별 측정된 TDOA값의 표준 편차

발신안테나1에서 발신안테나2로 스위칭되기 전까지 10초정도의 시간이 있기 때문에 그 때에 측정되는 TDOA값은 오차가 적게 나온다. 스위칭 간격이 1초, 2초일 때의 결과를

확인해 보면, 발신안테나1에서 발신안테나3까지 스위칭 될때는 오차가 적은 TDOA값을 얻을 수 있다. 하지만 발신안테나3에서 발신안테나1까지 스위칭 될때의 TDOA값은 상당히 오차가 큰 것을 확인할 수 있다. 그리고 스위칭 시간이 3초 이상일 때에 비해 표준편차 값도 상당히 크다. 스위칭 타임이 1초일 때 발신안테나4에서 발신안테나1로 스위칭 될 때의 값을 확인해 보면 비록 평균은 거의 실제값에 가까웠지만 표준편차 값이 8이 넘는다. 이는 측정된 TDOA값 각각이 오차가 상당히 큰 값들임을 알 수 있다. 스위칭 타임이 3초 이상이 되면 평균 TDOA값이 실제 TDOA값에 가까워지고 표준편차 값도 스위칭 타임 2초 이하 보다 작아짐을 확인 할 수 있다.

이 결과를 통해 스위칭 타임이 2초 이하이면 수신기의 추적루프가 스위칭시 GPS 위성신호의 동적특성이 커지는 것을 제대로 추적하지 못함을 확인 할 수 있고, 3초 이상이면 측위가 가능한, 실제 TDOA값과 오차가 적은 TDOA값을 얻을 수 있다는 것을 확인할 수 있다. 하지만 좀 더 자세히 보면 스위칭 타임이 대략 4초에서 5초일 때 스위칭하는 모든 과정에서 전반적으로 오차가 적은 TDOA값을 얻을 수 있다는 것을 확인할 수 있다. 그 이유는 스위칭 타임이 3초일 때는 발신안테나3에서 발신안테나1까지의 스위칭 과정에서 발생하는 TDOA값이 오차가 스위칭 타임 4,5초 일 때에 비해 큰 편이다.

측위가 가능한 빠른 스위칭 타임을 원한다면 3초 정도가 한계이다. 오차가 적으면서 빠른 스위칭 타임을 원한다면 4,5초 정도의 스위칭 타임이 알맞다.

② GPS 위성신호 중계기와 발신 안테나 사이의 케이블 길이를 이용한 측위 결과

이 실험은 케이블 길이만을 이용하여 실험하였기 때문에 발신안테나를 모두 같은 지점에 설치하였다. 그렇기 때문에 리피터 발신안테나의 위치는 실제 TDOA값을 이용하여 임의로 좌표를 만들었다. 그렇기 때문에 이 결과는 정확한 측위 실험 결과라기 보다는 실제 데이터를 이용한 시뮬레이션에 가깝다. 그림 3-16-119는 실험시 시스템 구성도를 나타낸다.

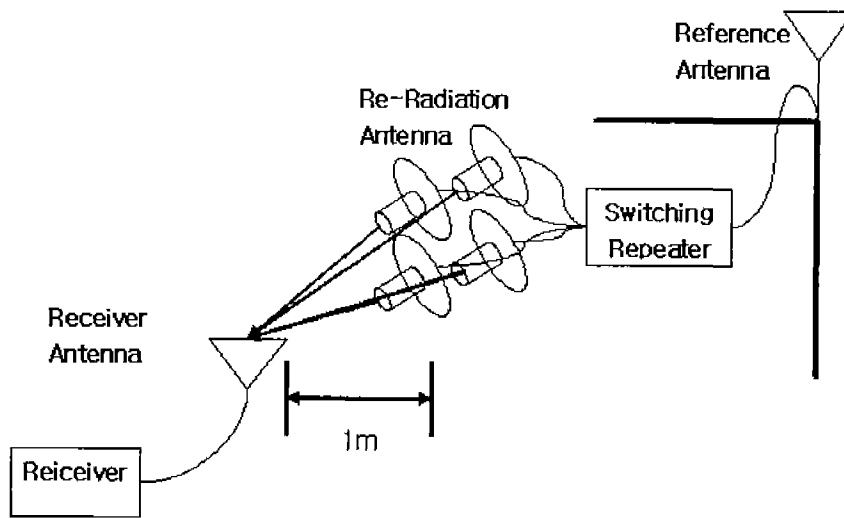


그림 3-16-119 시스템 구성도

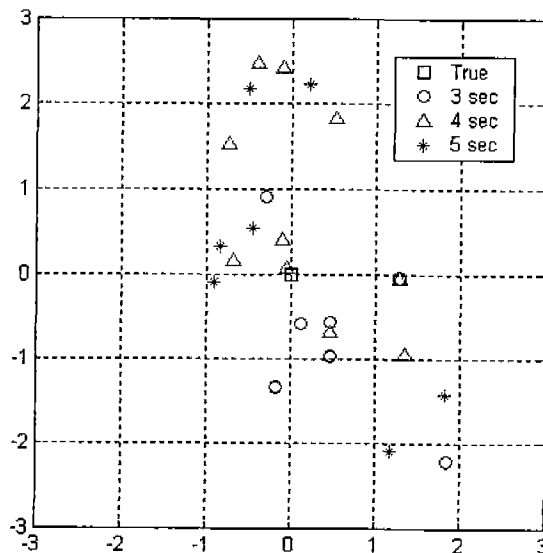


그림 3-16-120 측위 결과

그림 3-16-120은 측위 결과를 나타낸다. 스위칭 타임이 3초, 4초, 5초일 때의 평균 2D RMS 오차는 각각 1.365m, 1.26m, 1.837m이다. 측위 결과를 보면 세가지 스위칭 타임이 크게 차이를 보이지 않는다. 오히려 처음 예상과는 다르게 스위칭 타임이 3초일 때 보다, 스위칭 타임이 5초일 때 더 큰 오차가 나왔다. 그 이유로 생각할 수 있는게 다른 스위칭 타임보다 스위칭 타임이 3초일 때 발신안테나4에서 발신안테나1로 스위칭 될 때 TDOA 오차가 크지만 실제로 측위시에는 이 데이터가 쓰이지 않는다. 그리고 발신안테나1에서 발신안테나2로 스위칭 될 때의 TDOA값이 스위칭 타임 3초일때가 좋기 때문에 적은 오차를 갖는 측위결과를 갖게 된다.

그림 3-16-121은 각 스위칭 타임에서의 2D RMS 오차를 도시한 그림이다.

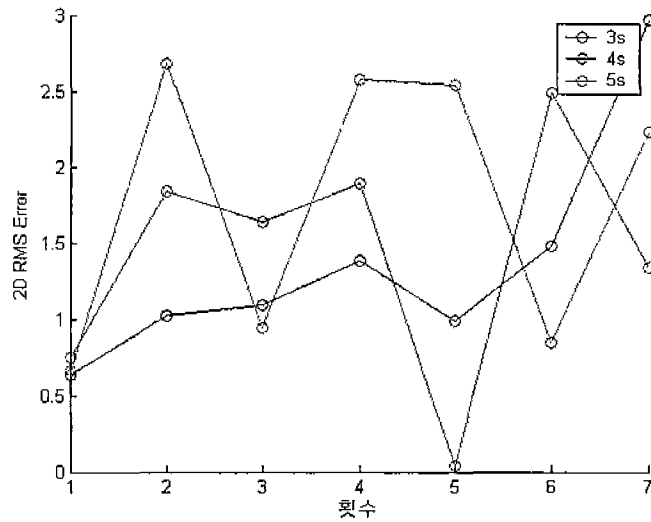


그림 3-16-121 스위칭 타임에 따른 측위 오차

마. 결론

GPS 위성신호 중계기를 이용한 3가지 실내 측위 방식의 가능성을 검증하였다. 의사 클럭 바이어스, 위성신호 세기, 스위칭 가능한 GPS 위성신호 중계기를 이용하는 3가지 방법을 제안하고 실험을 통하여 이를 검증하였다.

첫 번째, 의사 클럭 바이어스를 이용하는 방법은 측위 결과가 다른 방법들에 비해 상당히 정확하지만 보정정보를 필요로 한다는 단점이 있고, 또한 신호분배기에서 위성신호를 분리해서 GPS 위성신호 중계기에 전달해야 하는데, 이 위성신호를 분리해서 보내는 방법의 실제 구현이 어렵다.

두 번째로 위성신호의 신호 감쇄량을 이용하는 방법은 구현이 위의 방법보다는 쉽지만 위성신호의 감쇄량이 주위환경의 영향에 따라 심하게 바뀌기 때문에 신호감쇄 모델링이 어렵고, 또한 안테나의 방향에 따라 신호 변화가 크다. 그리고 이 방법도 위의 방법과 비슷하게 한 실내에 설치된 여러대의 GPS 위성신호 중계기에서 동시에 여러 GPS 위성의 신호를 보내기 때문에, 그 자체로 멀티패스 및 간섭신호 영향이 발생할 수 있다. 그렇기 때문에 위와 마찬가지로 각각의 GPS 위성신호 중계기에서 위성신호를 나누어 보내는 방법이 필요하다.

세 번째 방법은 스위칭 가능한 GPS 위성신호 중계기를 사용하는 방법인데, 이 방법은 위의 두 방법에 비해 실제 적용이 용이하다. 특히 스위칭 방식을 통해서, 위의 두 방식에서 크게 문제가 되었던, 실내에 설치된 각각의 GPS 위성신호 중계기에 위성신호를 나누어 보내야 한다는 문제점이 해결된다. 하지만 실험결과에서 확인하였듯 측위가 가능하기 위해선 스위칭 타임이 3초 이상이 되어야 하고 결국 한번의 측위를 위해선 10초 이상이 걸리게 된다. 그렇기 때문에 실내에서 정지하고 있을때만 측위가 가능해

진다. 빠르게 측위하기 위해서, 다시 말해 이동하고 있을 때 측위하기 위해서는 1초 이내에 모든 안테나가 스위칭 되어야 한다. 그렇기 위해서는 GPS 수신기의 추적루프가 빠르게 주기적으로 교체되는 신호를 추적할 수 있는 동적 특성을 가져야 한다. 동적 특성이 너무 느리면 빠르게 교체되는 신호를 추적할 수 없으며 너무 빠르게 되면 측정잡음이 커지게 된다. 최적의 추적성능을 갖도록 추적루프를 설계한다.

실제로 실내에서 측위를 할 때에는 실외에서 측위할 때보다 장애물에 의한 멀티패스나 신호간섭현상이 더 빈번하게 발생하고 그로 인해 측위시 오차가 커지거나 측위가 어려울 때가 많이 있다. 실제로 위의 세가지 방법의 측위를 검증하기 위한 실험도 멀티패스의 영향을 줄이기 위해 실제 공간상이 아닌 케이블 길이로만 측위한 실험도 있다. 실내 측위에서 측위 정확도를 높이고, 측위 성공률을 높이기 위해서 실내에서 멀티패스 영향을 줄이기 위한 연구가 필요하다.

4. 블루투스의 신호세기를 이용한 실내측위

가. 블루투스 (Bluetooth)

원래 블루투스는 10세기 스칸디나비아반도의 덴마크 및 노르웨이를 통일한 바이킹 헤랄드 블루투스 (Herald Bluetooth : 910~985)의 이름에서 유래되었다. 헤랄드 블루투스가 스칸디나비아 반도를 통일한 것처럼 다른 통신기기들간의 연결을 통일하는 의미로 Project명으로 사용하였다.

1994년 에릭슨사가 이동전화기와 주변 장치간의 저전력, 저비용 무선 인터페이스에 대한 연구를 목적으로 착수한 이래, 블루투스의 최초 사양 (Ver 1.0)은 기술 특성과 광범위한 응용 가능성이 주목받아, 1998년 2월, 세계적인 5개의 Promotor사인 에릭슨, 노키아, IBM, 도시바, 인텔이 모여서 SIG(Special Interest Group)를 결성한 후, 지금까지 1000개 이상의 제품이 블루투스 Logo 인증을 획득하였고, 현재 2000개 이상의 기업이 참여하고 있다[21,22].

(1) 기술적 특징

블루투스는 무선 주파수 2.4GHz대역의 ISM (Industrial Scientific Medical) 밴드를 사용하는데 (2.402GHz ~ 2.480GHz) 이 대역은 공업용, 과학 기술용, 의료용으로 할당되어, 전 세계 많은 나라에서 특별히 무선 면허가 없어도 사용할 수 있는 주파수 대역이며, RF (Radio Frequency)통신인 관계로 지향성이 없고, 편의성, 저소비전력, 저가격화, 소형화가 가능하여, 다른 근거리 무선 통신 기술도 이 대역을 사용중이다. 통신방식으로는 스펙트럼 확산방식을 사용하여 간섭이나 혼선을 막기 위해 주파수 호핑(1초 도안 1600회)을 쓰고 있으며 변조방식은 2값 주파수 변조방식이다. GFSK (Gaussian Frequency

Shift Keying)또한 “피코넷” 이라는 네트워크를 형성하여 제일 먼저 마스터가 된 1대의 기기를 중심으로 최대 7대의 기기의 접속이 가능하며 마스터 및 슬레이브는 동시에 다른 피코넷의 슬레이브가 될 수 있으며, 최대 10개의 피코넷으로 스캐터넷을 구성하여 최대 71대의 디바이스가 동시에 통신이 가능하다[24].

송신출력은 3가지 방식이 있으며, 출력에 따라 구분된다.

Class 3 : 최대 출력 1mW (0dBm), 통신 거리 10m 범위

Class 2 : 최대 출력 2.5mW (-6dBm ~ 4dBm), 통신거리 30m

Class 1 : 최대 출력 100mW (20dBm), 통신거리 100m

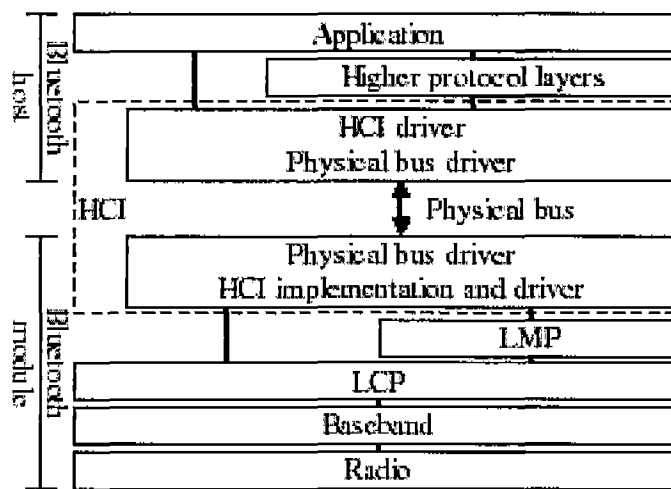


그림 3-16-122 Bluetooth Protocol Stack

블루투스의 계층구조는 아래 모듈과 위쪽 호스트로 나누어지는데 모듈부분은 블루투스 칩셋의 핵심이며, 호스트 부분은 블루투스 모듈을 탑재하는 기기측에서 지원하고 HCI (Host Controller Interface)는 모듈부분과 호스트 부분을 연결하는 역할을 한다.

나. 블루투스 RSSI 측정 실험

Experiments On Local Positioning With Bluetooth 와 Positioning With Bluetooth 논문에서 볼 수 있는 바와 같이 AOA (Angle of Arrival)방법과 CI(Cell Identity)방법은 기존의 Positioning에서 갖는 문제점과 같은 이유에서 문제가 있고 BT의 Clock이 Nano-Second단위의 정확도를 가지지 못하므로 TDOA방법을 적용하는데도 어려움이 있다. 결국 BT에선 RSSI값을 이용하는 Positioning만이 어느 정도의 정확도를 줄 수 있는데. 워낙 BT가 저가 보급형을 목표로 출시된 Device라서 RF단의 스펙 또한 매우 저급이다. 따라서 기대하는 정확도의 결과를 얻기 위해 RF단을 따로 제작하지 않는 이상 좋은 결과를 얻을 수 없을 것이다. 현재의 스펙에서 얻을 수 있는 정확도가 얼마나 되는 것인지 확인해

보기 위해 실험을 해보았다.

(1) 실험 장비

SEMCO BlueSEM-CII 보드를 노트북에 연결하고 HCI 프로그램을 통하여 다른 블루투스와의 통신이 가능하다.



그림 3-16-123 SEMCO BlueSEM-CII

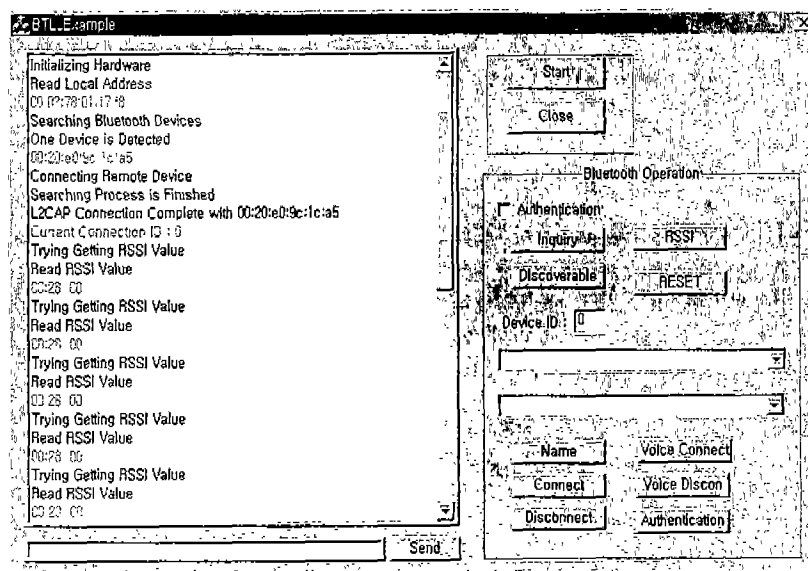


그림 3-16-124 프로그램 실행화면

(2) 실험 결과

표 3-16-26 Bluetooth RSSI 실험 결과

두 BT 사이의 거리	0m~ 9m	환산값 (dB)	10m	환산값 (dB)	11m	환산값 (dB)	NLS1	환산값 (dB)	NLS2	환산값 (dB)
시간에 따른 RSSI Value	00	0	f9	-7	f7	-9	00	0	f7	-9
	00	0	fe	-2	fe	-2	00	0	00	0
	00	0	fd	-3	f8	-8	00	0	fa	-6
	00	0	fa	-6	f7	-9	00	0	f8	-8
	00	0	f9	-7	f6	-10	00	0	f8	-8
	00	0	f9	-7	f6	-10	00	0	f7	-9
	00	0	f9	-7	f7	-9	00	0	f8	-8
	00	0	f8	-8	f7	-9	00	0	f8	-8
	00	0	f8	-8	f7	-9	00	0	f8	-8
	00	0	f9	-7	f6	-10	00	0	f7	-9
	00	0	f9	-7	f7	-9	00	0	f7	-9
	00	0	f8	-8	f7	-9	00	0	f7	-9
	00	0	fa	-6	f7	-9	00	0	f7	-9
	00	0	f9	-7	f7	-9	00	0	f7	-9
	00	0	f8	-8	f6	-10	00	0	f7	-9
	00	0	f9	-7	f7	-9	00	0	f8	-8
평균		0		-6.588		-8.765		0		-7.88



NLS1



NLS2

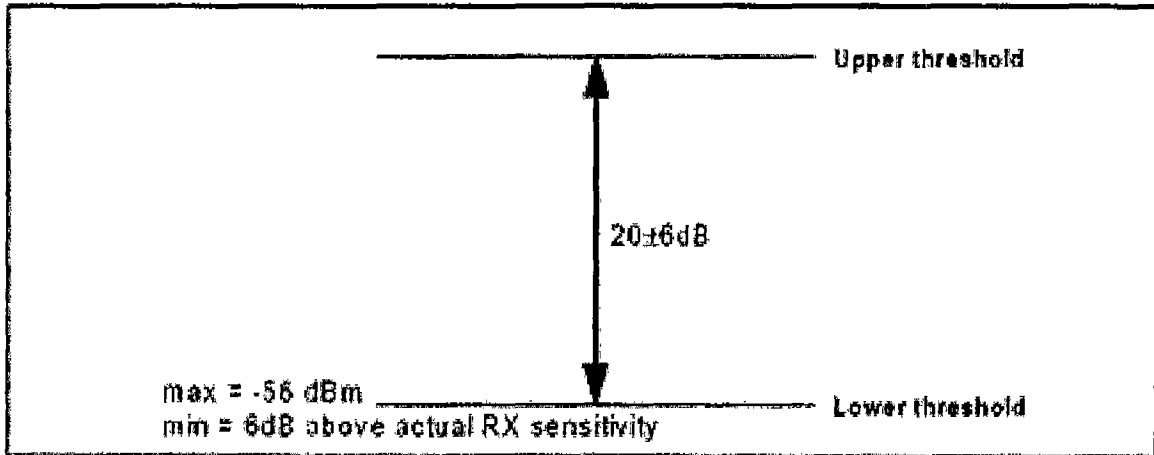


그림 3-16-125 Golden Receive Power Range

다. Bluetooth에서 RSSI를 이용한 측위의 문제점

(1) Golden Receive Power Range

HCI 프로그램에서 Get RSSI라는 명령을 통해서 쉽게 RSSI값을 얻을 수 있는데 이때 Return되는 값은 2Byte의 16진수값(Signed Integer)이다. 그런데 앞의 실험에서 보여지는 결과와 같이 이때 주는 RSSI값은 절대값이 아니라 Golden Receive Power Range라는 범위안에 들어 있는 지 여부를 보여주는 정도에 불과하다. Golden Receive Power Range란 다른 BT장치와 연결을 처리하기 위해 필요한 Receive Power의 범위를 말한다.

즉 Golden Receive Power Range 범위 안이면 '00' 이라는 값을 주고, Power가 남거나 부족하면 그 정도를 Threshold와의 차이값으로 준다.

(2) RSSI 의 절대치 획득의 어려움

Baseband 나 LMP 어디에선가 절대값 비교 후 넘겨주는 것으로 추정되므로 절대치를 직접 얻고자 한다면 블루투스 칩 내부를 연구할 필요가 있다.

(3) GRPR Threshold의 부정확성

GRPR의 Threshold값이라도 정확하다면 그 범위 밖에서의 절대치라도 구할 수 있을 것이다. 하지만 BT Device Model마다 Upper, Lower Threshold가 다르고 같은 장소에서도 순간의 상황에 따라 RSSI값이 급변하기 때문에 GRPR 영역밖의 값도 절대값으로 환산하기 어렵다.

라. 결론

블루투스에는 원래 저전력 저비용을 목적으로 설계되면서 통신을 하기 위한 최소한의 사양을 제외하고는 나머지는 낮은 사양을 가지고 있다. 특히 측위에 쓰고자 하는 RSSI값은 반복 실험을 해본 결과 0-10m 이내의 거리에서는 0의 값밖에 얻을 수 없었고 또한 10m 이상의 같은 거리에서도 각 기기마다 시간에 따라 그리고 주변 상황에 따라 매번 다른 값을 주었다.

따라서 블루투스에서는 신호세기와 거리와의 관계를 얻어내기가 힘들어서 이를 측위에 이용하기는 힘들다.

5. UWB 신호를 이용한 실내 측위

가. UWB 신호의 측위 성능 테스트

(1) UWB 신호의 측위 관련 특성

UWB 통신 시스템이란 매우 큰 Fractional Bandwidth를 가진 무선 통신 시스템을 말한다. Fractional Bandwidth란 중심 주파수 대비 신호가 점유하는 주파수대역폭의 비율이다. 기존의 협대역 통신 시스템은 이 Fraction Bandwidth의 값이 0.01 이하의 값을 가지는데 반해 UWB는 이 값이 0.25이상의 값을 가진다[25]. (그림 3-16-126 참조)

UWB 시스템은 임펄스 신호를 이용해서 통신을 하기 때문에 임펄스 전파통신이라고도 불리기도 한다. (그림 3-16-127 참조)

여기서 사용하는 펄스열은 Nano-Second 이하의 펄스폭을 가진 펄스 신호들로 구성되어 있으며 이 신호들은 Micro-Second 이상의 간격을 유지 함으로써 수신될 때 펄스들끼리 겹치는 것을 방지하고 있다[26].

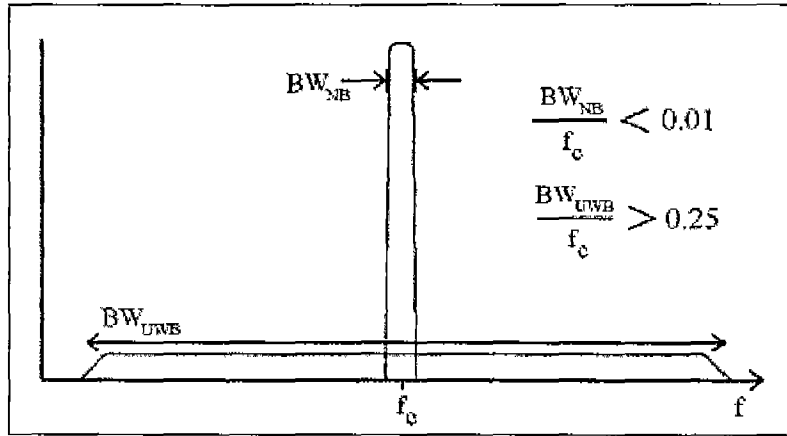


그림 3-16-126 Fraction Bandwidth 비교

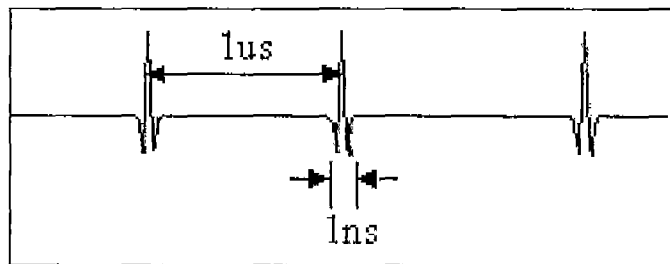


그림 3-16-127 UWB 신호 - 임펄스 펄스열

UWB신호는 측위와 관련하여 다음과 같은 특성을 가진다.

첫째, 매우 정교한 분해능을 가졌다는 것이다. 따라서 측위에서 다중 경로 오차를 줄이는 데 탁월한 성능을 가진다.

Radar Range Resolution은 다음과 같이 정의된다.

$$\Delta r = \frac{c}{2B} \quad (3.16.108)$$

여기에서 c 는 빛의 속도이고 B 는 주파수 대역폭이다. 식에서 보여지는 것처럼 분해능은 주파수 대역폭의 역수에 비례하기 때문에 UWB의 광대역 특성에 의해서 협대역 통신에서 보다 100~1000정도 더 정교한 분해능을 가질 수 있게 되는 것이다.

두번째 특성은 낮은 주파수에 분포하는 특정대역에서 물체를 통과하거나 실내 측위 환경과 같은 음영 지역에서의 동작에서 탁월한 성능을 갖는다는 것이다. 따라서 실내측위에서는 UWB의 특정 대역을 이용하면 NLOS오차도 크지 않을 것으로 기대된다.

(2) NLOS와 다중경로 오차 테스트 시뮬레이션

UWB 신호를 이용한 실내 측위에서 생기는 NLOS오차와 다중경로 오차가 어느 정도

되는지 알아보기 위해 간단한 시뮬레이션을 시행하였다.

측위를 하기 위해 TOA에 의한 거리 측정에서 생길 수 있는 에러를 NLOS와 Multipath에 의한 것만 존재한다고 가정함으로써 각각에 의한 오차 정도를 구해볼 수 있다.

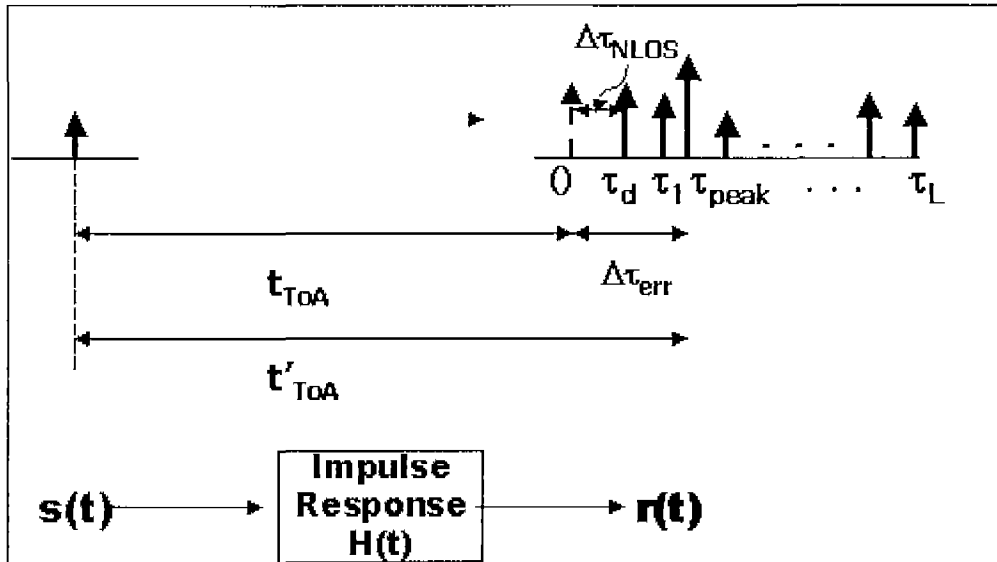


그림 3-16-128 NLOS, 다중경로 오차 테스트

다음은 UWB 신호의 전파 전달 특성 실험에서 얻어진 수신 신호들을 나타낸 그래프이다. 맨 먼저 도착한 신호의 세기가 가장 큰 경우는 첫번째 그래프의 경우 하나뿐이다.

TOA란 신호가 직선경로를 따라 전달되었다고 가정하고 그 전달 시간으로부터 거리를 구하는 것이므로 신호가 보내진 시간과 그 신호가 수신된 시간을 알아야 한다. 하지만 수신기에는 직선경로를 거친 신호뿐만 아니라 주변의 물체들에 부딪혀서 들어오는 신호들 때문에 직선 경로 신호를 찾아내는 문제를 갖게 된다. 직선 경로가 가장 짧기 때문에 대부분의 경우에 가장 먼저 도착한 신호가 직선 경로를 거친 신호라고 할 수 있을 것이다. 따라서 수신기에 수신된 신호들 중 어느 것이 직선경로를 거쳐 온 신호인지가 중요하게 된다.

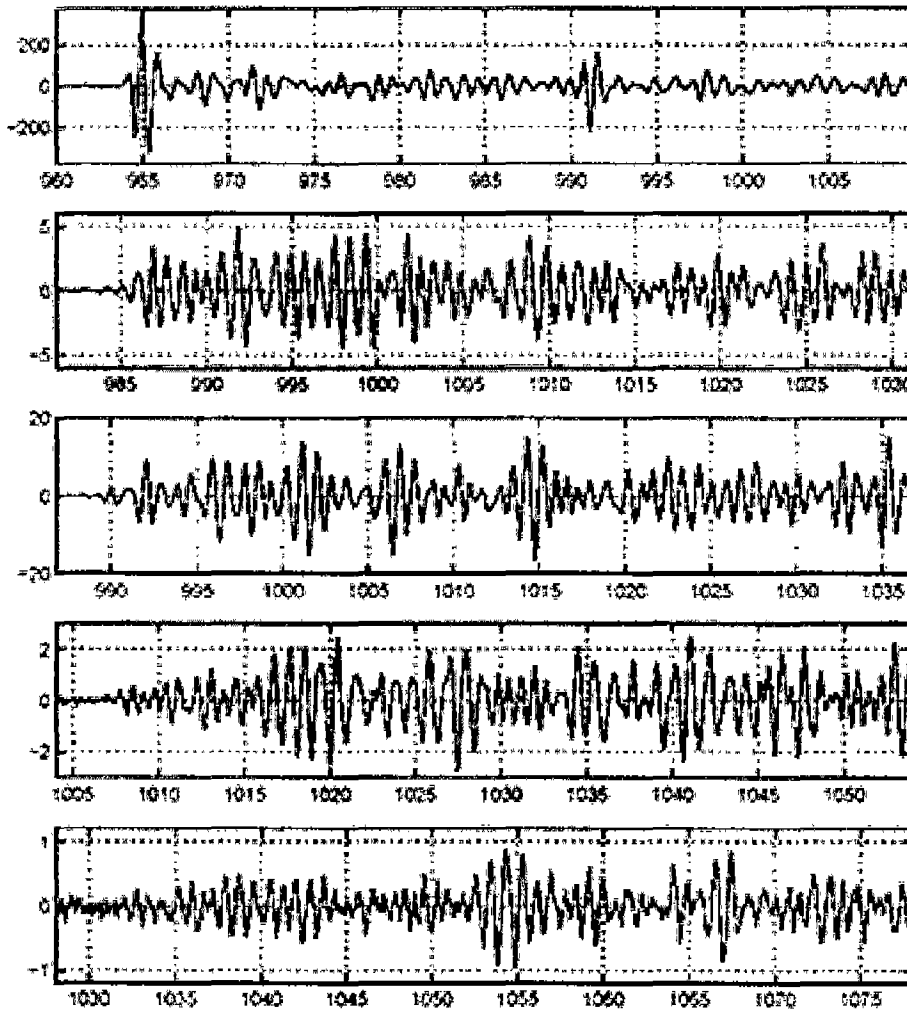


그림 3-16-129 전파전달 특성실험에서 얻어진 수신 신호들

보내진다면 이 신호는 멀티패스의 영향으로 랜덤하게 딜레이 된 여러 신호로 수신된다. 여기서 실제 신호는 맨 앞에 있는 펄스 일 것이지만 반사된 신호 중 하나로 잘못 검출해서 생기는 오차가 다중경로 오차이다. 그리고 만약 송신기와 수신기 사이에 방해물이 있어 직선 경로로 전파 전달이 불가능하다면 제일 먼저 도착한 신호를 검출하여 거리를 구한다고 하여도 오차를 가질 수 밖에 없는데 이것이 바로 Non Line of Sight 오차이다.

예를 들어 다른 오차 원인들은 존재하지 않는다고 가정할 때 만약 직선 경로가 확보되고 주변에 신호를 반사할 물체도 없는 넓은 평원 같은 LOS환경이라면, 즉 다중경로 오차도 NLOS오차도 없다면 오로지 하나의 신호만 검출될 것이고 이 신호의 전달 시간은 직선 거리를 나타낼 것이다.

시뮬레이션은 다음과 같이 설정되었다. (그림 3-16-128 참조)

1. NLOS 와 다중경로의 오차만 생긴다.
2. 직선 경로 신호의 도달 시간을 0으로 잡는다.
3. 가장 먼저 도착하는 신호의 도달 시간은 τ_d 라 한다.
4. 가장 큰 크기를 갖는 신호를 검출하여 TOA를 한다.

LOS환경이라면 τ_d 은 0일 것이다. 따라서 가장 먼저 도착하는 신호의 세기가 가장 크고 LOS환경이라면 오차는 0이 될 것이다.

(가) 입력신호

시뮬레이션에서는 다음과 같은 식에 의해 발생시킨 2차 가우시안 펄스를 송신 펄스로 사용하였다.

$$s(t) = [1 - 4\pi(t/\tau_m)^2] \exp[-2\pi(t/\tau_m)^2] \quad (3.16.109)$$

$$\tau_m = 0.781 \times 10^{-9}$$

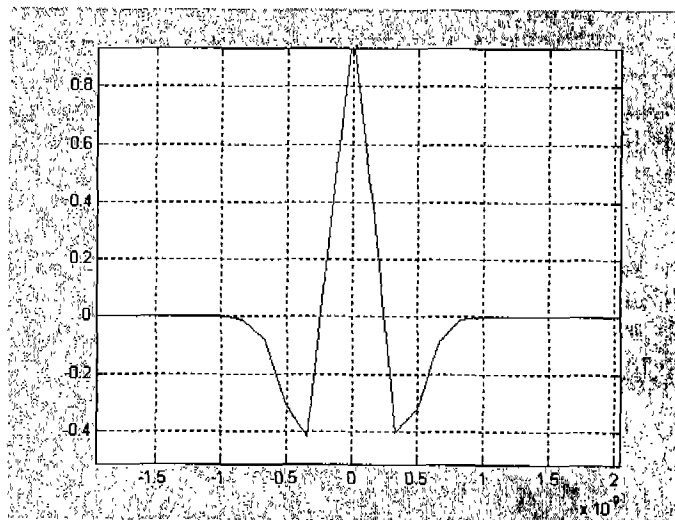


그림 3-16-130 입력 펄스 신호

(나) 임펄스 응답 함수

채널모델은 Saleh-Valenzuela Channel Model (S-V Channel Model)을 이용하였다. 이 모델은 UWB채널의 특성에 가장 잘 맞는 모델로 IEEE에 의해 UWB채널 모델로 채택되었다. 이 모델의 인자들은 환경에 따른 경로 손실과 다중경로 등을 표현한다.

임펄스 응답함수는 송신기와 수신기 사이의 거리와 Directpath가 장애물에 의해 가려졌는지 여부에 따라 다음과 같이 분류되어있다.

CASE 1 (CM1): 0 to 4 meters, Line of Sight(LOS)

CASE 2 (CM2): 0 to 4 meters, Non Line of Sight(NLOS)

CASE 3(CM 3): 4 to 10 meters, Non Line of Sight(NLOS)

표 3-16-27 UWB 채널의 특성

Target Channel Characteristics ⁵	CM 1 ¹	CM 2 ²	CM 3 ³
Mean Excess Delay (nsec) (τ_m)	5.05	10.38	14.18
RMS Delay (nsec) (τ_{rms})	5.28	8.03	14.28
NP _{10dB}			35
NP (85%)	24	36.1	61.54
Model Parameters			
Λ (1/nsec)	0.0233	0.4	0.0667
λ (1/nsec)	2.5	0.5	2.1
Γ	7.1	5.5	14.00
γ	4.3	6.7	7.9
σ_1 (dB)	3.3941	3.3941	3.3941
σ_2 (dB)	3.3941	3.3941	3.3941
σ_x (dB)	3	3	3
Model Characteristics ⁵			
Mean Excess Delay (nsec) (τ_m)	4.9	9.4	13.8
RMS Delay (nsec) (τ_{rms})	5	8	14
NP _{10dB}	13.3	18.2	25.3
NP (85%)	21.4	37.2	62.7
Channel Energy Mean (dB)	-0.5	0.1	0.2
Channel Energy Std (dB)	2.9	3.3	3.4

Λ = Cluster Arrival Rate.

λ = Ray Arrival Rate, i.e., The Arrival Rate of Path Within Each Cluster.

Γ = Cluster Decay Actor.

γ = Ray Decay Factor.

σ_1 = Standard Deviation of Cluster Lognormal Fading Term (dB).

σ_2 = Standard Deviation of Ray Lognormal Fading Term (dB).

σ_x = Standard Deviation of Lognormal Shadowing Term for Total Multipath Realization.

Sampling Time : 167psec.

$$h_i(t) = X_i \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l}^i \delta(t - T_l^i - \tau_{k,l}^i) \quad (3.16.110)$$

$\{\alpha_{k,l}^i\}$: Multipath Gain Coefficients

$\{T_l^i\}$: l^{th} Cluster의 Delay (Arrival Time)

$\{\tau_{k,l}^i\}$: l^{th} Cluster의 Arrival Time에 대한 k^{th} Multipath 성분의 Delay

$\{X_i\}$: Log-Normal Shadowing

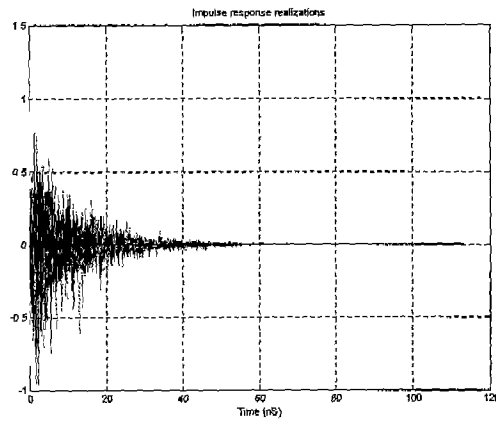


그림 3-16-131 CM 1의 임펄스 응답

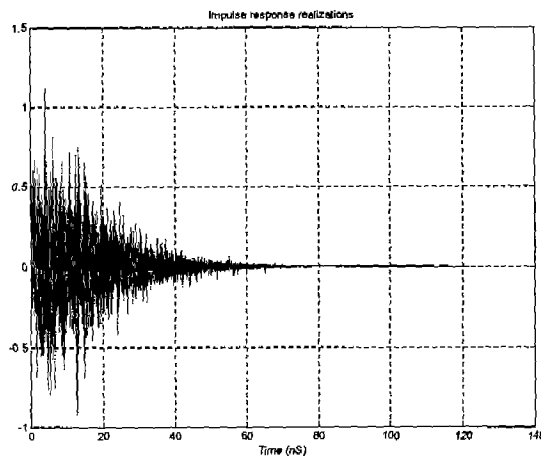


그림 3-16-132 CM 2의 임펄스 응답

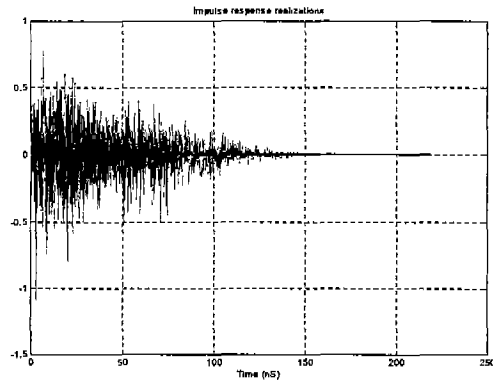


그림 3-16-133 CM 3의 임펄스 응답

(다) simulation result

Model Parameters(Channel Type = 1)

Lam = 0.0233, Lambda = 2.5000, Gam = 7.1000, Gamma = 4.3000

Std_ln_1 = 3.3941, Std_ln_2 = 3.3941, NLOS Flag = 0, Std_shdw = 3.0000

Model Characteristics

Mean Delays: Excess (Tau_m) = 4.9 ns, RMS (Tau_rms) = 5

Paths: NP_10dB = 13.3, NP_85% = 21.4

Channel Energy: Mean = -0.5 dB, Std Deviation = 2.9 dB

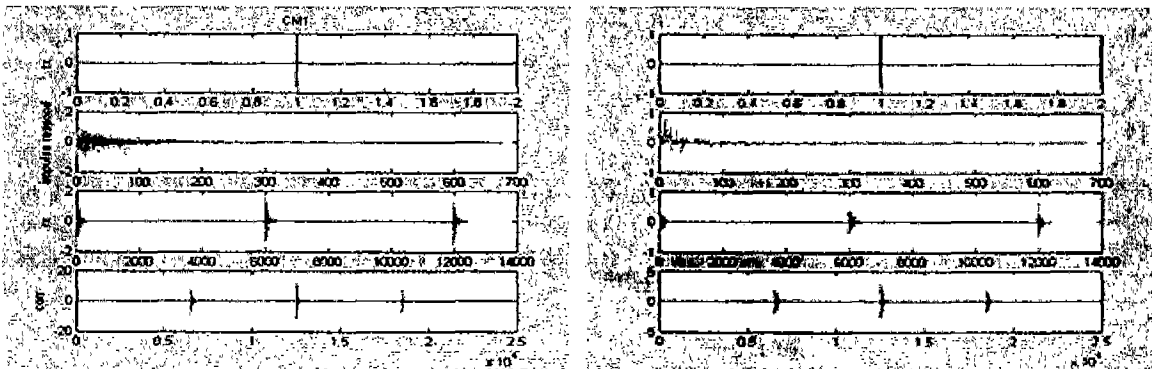


그림 3-16-134 CM1환경에서의 결과

Model Parameters(Channel Type = 2)

Lam = 0.4000, Lambda = 0.5000, Gam = 5.5000, Gamma = 6.7000

Std_ln_1 = 3.3941, Std_ln_2 = 3.3941, NLOS Flag = 1, Std_Shdw = 3.0000

Model Characteristics

Mean Delays: Excess (Tau_m) = 9.4 ns, RMS (Tau_Rms) = 8

Paths : NP_10dB = 18.2, NP_85% = 37.2

Channel Energy: Mean = 0.1 dB, Std Deviation = 3.3 dB

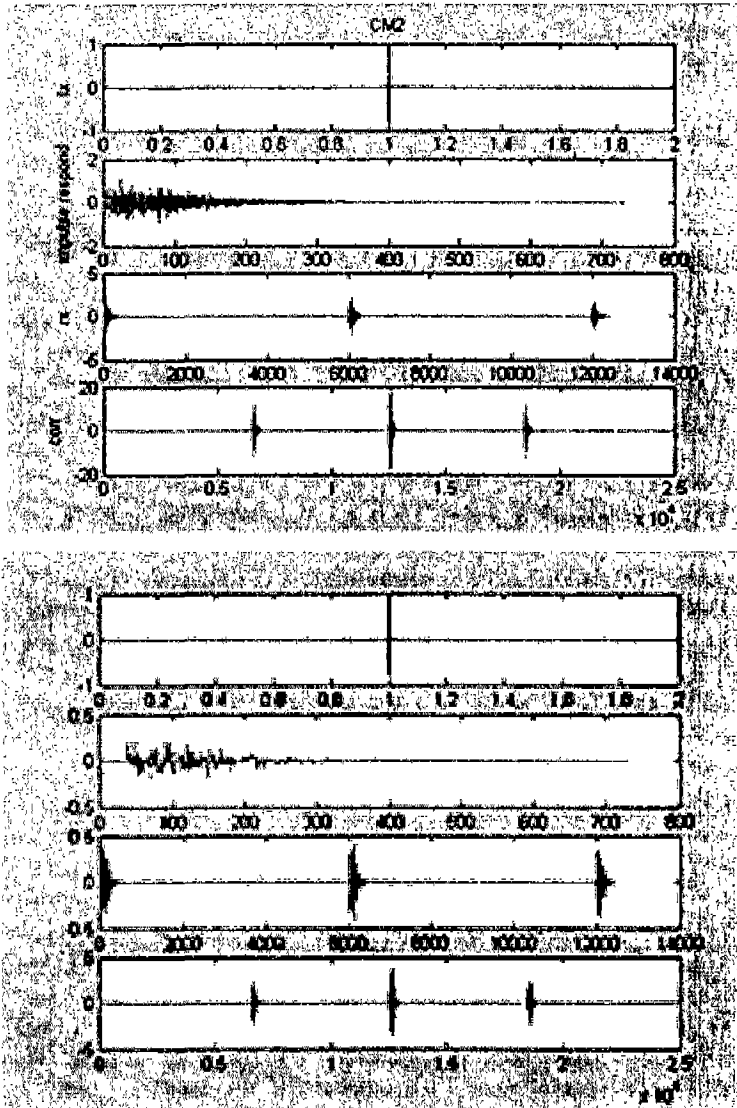


그림 3-16-135 CM2 환경에서의 결과

Model Parameters(Channel Type = 3)

Lam = 0.0667, Lambda = 2.1000, Gam = 14.0000, Gamma = 7.9000

Std_ln_1 = 3.3941, Std_ln_2 = 3.3941, NLOS Flag = 1, Std_Shdw = 3.0000

Model Characteristics

Mean Delays: Excess (Tau_m) = 13.8 ns, RMS (Tau_rms) = 14

Paths: NP_10dB = 25.3, NP_85% = 62.7

Channel Energy: Mean = 0.2 dB, Std Deviation = 3.4 dB

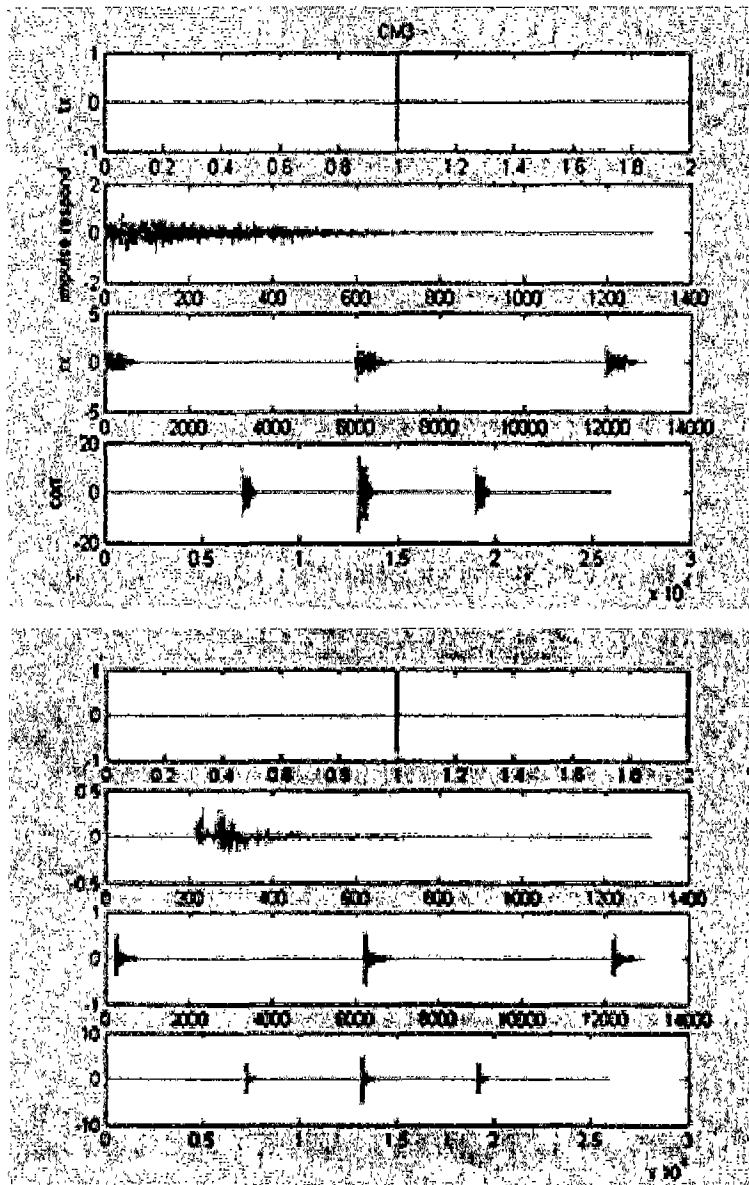


그림 3-16-136 CM3 환경에서의 결과

(라) 결과 분석

결과 그래프들 중 하나에 대해 펄스의 Peak부분이 보이도록 확대한 그림이다. 처음 입력신호의 Peak부분과 비교할 때 마지막 Correlation결과 그래프를 보면 오른쪽으로 Peak부분이 $\Delta\tau$ 만큼 지연되어 나타나는 것을 볼 수 있다. CM1,CM2,CM3 각각의 경우에 대해 $\Delta\tau$ 에 대해 평균을 내어 각 경우에 생길 수 있는 오차의 평균은 다음과 같다.

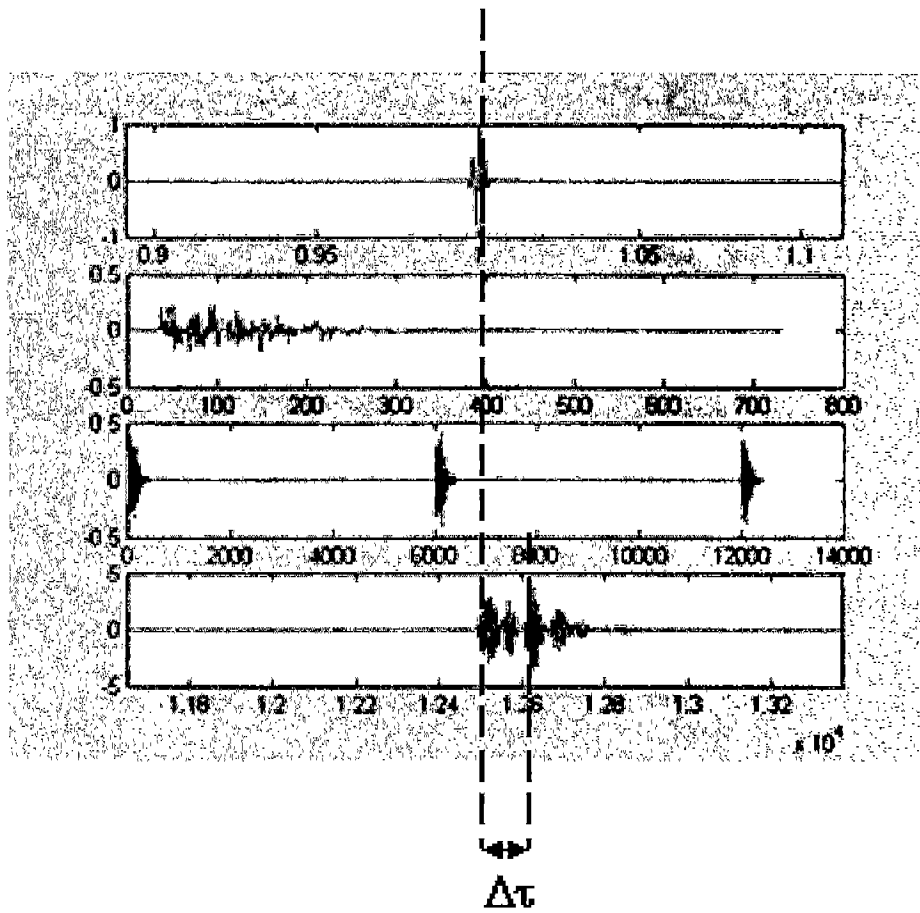


그림 3-16-137 딜레이 오차 계산방법

표 3-16-28

	CM1	CM2	CM3
Mean of Error (m)	0.74	1.95	6.74
Std. of Error	0.83	1.34	5.57
NLOS Error (m)	0	0.85	4.74

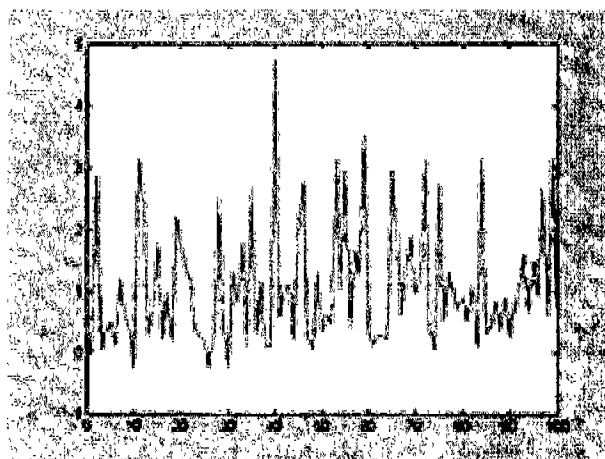


그림 3-16-138 CM1에서의 오차

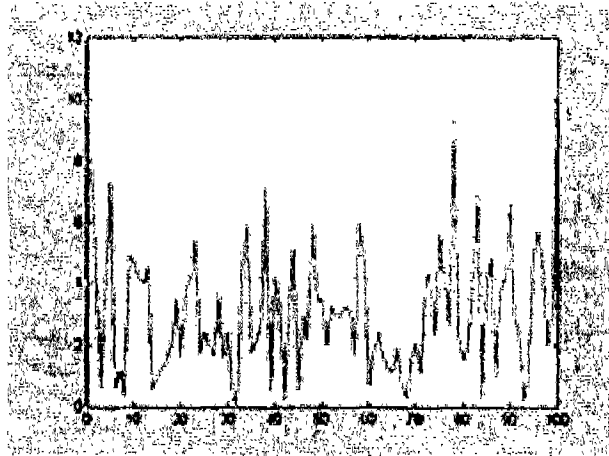


그림 3-16-139 CM2에서의 오차

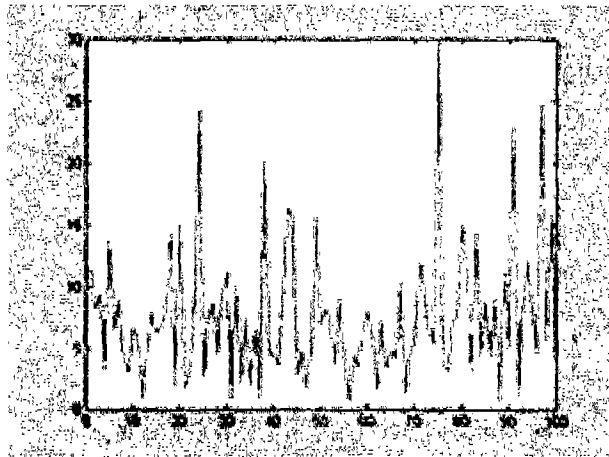


그림 3-16-140 CM3에서의 오차

나. 오차 완화 알고리즘

지금까지 UWB신호를 이용한 실내 측위에서 NLOS와 다중경로에 의한 오차를 시뮬레이션을 통하여 알아보았다. 하지만 시뮬레이션에서처럼 다른 에러 요인들이 없다면 앞에서 구한 오차는 제일 먼저 도착하는 신호를 Directpath로 간주함으로써 1~2m 더 줄어들 수 있다. 물론 이 경우에도 NLOS 오차는 남는다.

그러나 실제 측위에서는 노이즈가 존재하기 때문에 제일 먼저 도착하는 신호를 찾을 수가 없게 된다. 따라서 직접 경로 신호가 무엇인지 추정하는 알고리즘을 이용함으로써 오차를 줄일 수 있게 된다.

(1) Direct-Path Estimation Algorithm

측위 방법으로 TOA를 이용하기 위해서는 수신 신호중 Directpath를 결정하는 것이 중요하다. UWB 측위에서는 UWB의 정교한 Time Resolution을 이용하여 보다 정확하게

Direct Path Signal을 찾아낼 수 있다. Direct path란 송신기에서 수신기까지의 직선경로를 뜻한다. 대부분의 경우에 Direct path신호는 제일 먼저 수신기에 도달하여 한다. 하지만 만약 신호가 가령 물탱크와 같은 높은 유전율을 가진 물체를 지나게 된다면 Direct path 신호는 그 주위의 물체에 반사되어 들어오는 신호보다 늦게 도착할 수도 있고 Direct path가 완전히 가려진다면 Direct path신호는 수신기에 도달하지 못할 수도 있다. 여기서 소개하는 TOA알고리즘은 이런 예외들을 무시하고 가장 먼저 도달하는 신호를 Direct path신호로 간주한다.

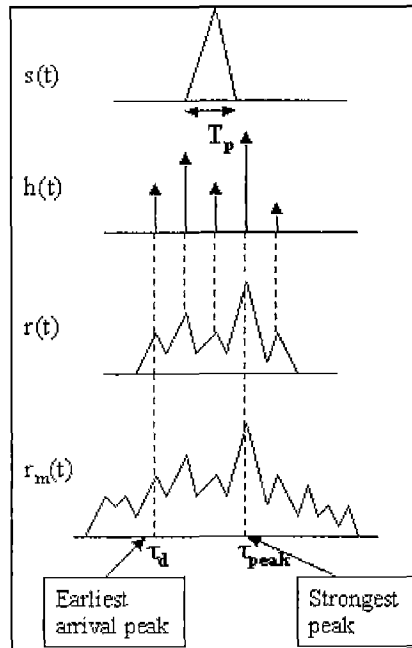


그림 3-16-141 Directpath 추정 알고리즘의 필요성

그림 3-16-141은 direct path 추정 알고리즘의 필요성을 설명하고 있다.

T_p 의 폭을 갖는 펄스가 송신되어 $h(t)$ 와 같은 형태로 NLOS와 다중경로가 생긴다면 이를 수신하여 송신신호와 똑같은 모양의 펄스와 Correlation을 하면 노이즈가 없을때에는 $r(t)$ 와 같은 모양의 Peak들이 생길 것이다.

실제로는 각각의 멀티패스 신호들은 전파경로에 따라 다른 왜곡과 감쇄를 겪기 때문에 모양이 제각각이 되겠지만 여기서는 송신 신호의 모양은 보존된다고 가정한다.

$r(t)$ 에서는 맨 앞의 Peak가 Direct path임을 알 수 있다. 하지만 여기에 노이즈 성분이 가해져서 $r_m(t)$ 형태의 모양이 되어버리면 더 이상 맨 앞에 생긴 Peak를 Direct path라고 할 수 없게 된다.

$r_m(t)$ 을 수식을 이용하여 표현하면 다음과 같다.

$$h(t) = \sum_{k=0}^K \alpha_k \delta(t - T_k) \quad (3.16.111)$$

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) s(t - \tau) d\tau \quad (3.16.112)$$

$$r_m(t) = a_d s(t - \tau_d) + \sum_{n=1}^L a_n s(t - \tau_n) + n_m(t) \quad (3.16.113)$$

여기서 τ_d 와 a_d 는 각각 Direct Path Signal의 도착시간과 신호세기를 의미하고 τ_n 와 a_n 은 각각 n번째의 Multipath 신호 성분의 도착시간과 신호세기를 의미한다. 그리고 L은 다중경로의 수 이고 n_m 은 White Gaussian Noise 이다.

만약 $r_m(t)$ 에서 $n_m(t)$ 을 제거하여 $r(t)$ 를 추정할 수 있다면 맨 앞의 Peak를 Direct Path라 할 수 있을 것이다.

Direct-Path 추정 알고리즘은 다음 그림과 같다.

1. $r_m(t)$ 의 Peak 중 가장 높은 Peak를 기준으로 좌표를 설정한다.
2. 계산을 간단히 하기 위하여 Direct Path가 있을수 없는 좌표평면에서 오른쪽 부분은 무시한다.
3. Sampling한다.

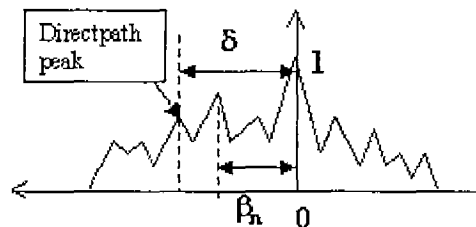


그림 3-16-142 좌표 설정

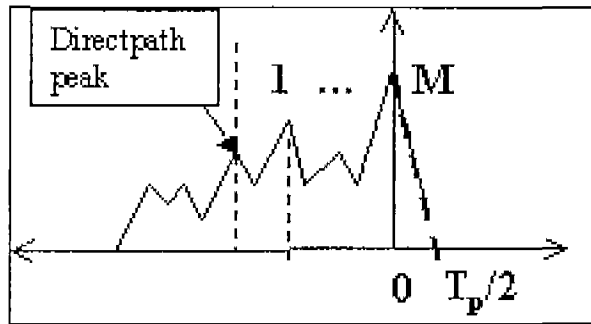


그림 3-16-143 Truncation

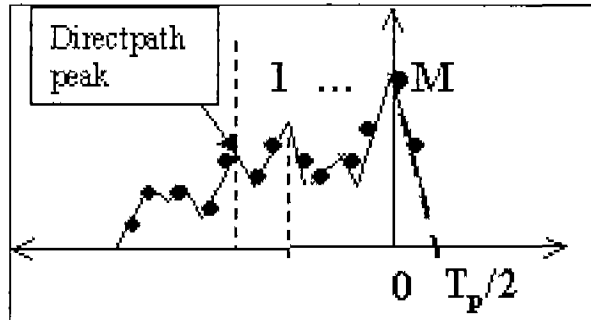


그림 3-16-144 Sampling

결국 Noise를 최소화 하기 위한 Least Square Estimation을 이용하는 문제가 된다. 하지만 미지수가 너무 많아서 직접해를 구하기는 매우 어렵다.

Direct path 신호를 추정하는 TOA 알고리즘은 Mutipath Resolution 기술과 관계되어있다. Multipath를 제거할 수 있는 기술로는 ML (Maximum Likelihood), MUSIC, ESPRIT등의 방법이 있지만 여기서는 GML (Generalized Maximum Likelihood) Estimation을 이용한다. GML 추정법은 시간지연 추정의 Sub-Optimal Solution을 제공하는 것으로 알려져 있다. GML 추정법을 이용하면 성가신 모든 인자들을 랜덤 변수들로 모델링 함으로써 계산의 복잡성을 피할 수 있게 된다.

이 추정법은 실제 측정 Data들을 분석하여 얻은 확률 분포 함수를 이용하여 결정한 Searching Region $\theta\delta$ 를 결정하고 수신 신호의 SNR에 따른 $\theta\rho$ 를 정해서 Strongest Peak으로부터 $\theta\delta$ 만큼 떨어진 시간부터 Search를 시작하여 제일 먼저 $\theta\rho$ 를 넘는 Peak를 Direct path로 추정한다.

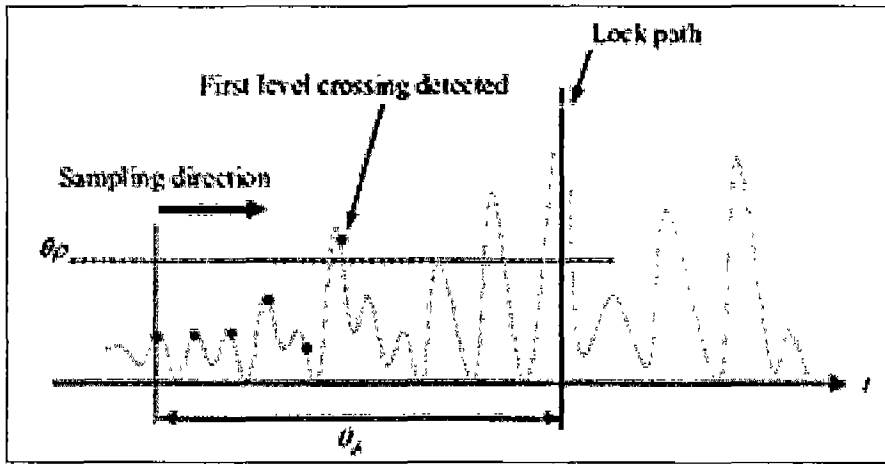


그림 3-16-145 Search for the Earliest Arrival of The Signal

다. UWB 측위 시스템

UWB는 2002년 상용화된 이래 아직 연구 개발중이며 표준화 작업도 완료 되지 않아 시스템의 형태도 정해 지지 않은 상태이다. 따라서 측위를 위한 시스템의 구성도 여러 형태가 될 수 있다.

여기서는 측위 방법 중 Two-Way Ranging Scheme법을 소개한다.

(1) Two-Way Ranging Scheme

UWB측위 시스템은 시각동기 없이 완전한 무선 양방향 링크를 이용한 거리 추정을 한다. 이 방법은 두 개의 송신기 간에 측정된 Round-Trip Time을 기반으로 거리를 추정한다.

T_M 의 주기를 갖는 UWB 무선 장치 한 쌍이 있다고 하자. 각 장치는 $T_M/2$ 마다 전송모드와 수신모드를 반복한다. 장치 1은 변조 없이 펄스열 Signal 1을 보내고 장치 2에서 포착된 이 신호를 Signal 1' 라고 한다. 장치 2는 Signal 1' 가 포착된후 $T_M/2$ 시간 후에 Signal 2를 보내고 다시 장치 1에서 이것을 포착한 것을 Signal 2' 라고 한다. 그림 3-16-146에서 보듯이, 이때

$$\tau_{round} \approx 2\tau_{prop} + \frac{T_M}{2} + \tau_{off,1} + \tau_{off,2} \quad (3.16.114)$$

와 같이 얻어진다. 여기서 τ_{prop} 는 장치 1과 장치 2 사이의 전파시간이고, $\tau_{off,1}$ $\tau_{off,2}$ 는 Locked Path와 Direct Path사이의 Time Offset 이다.

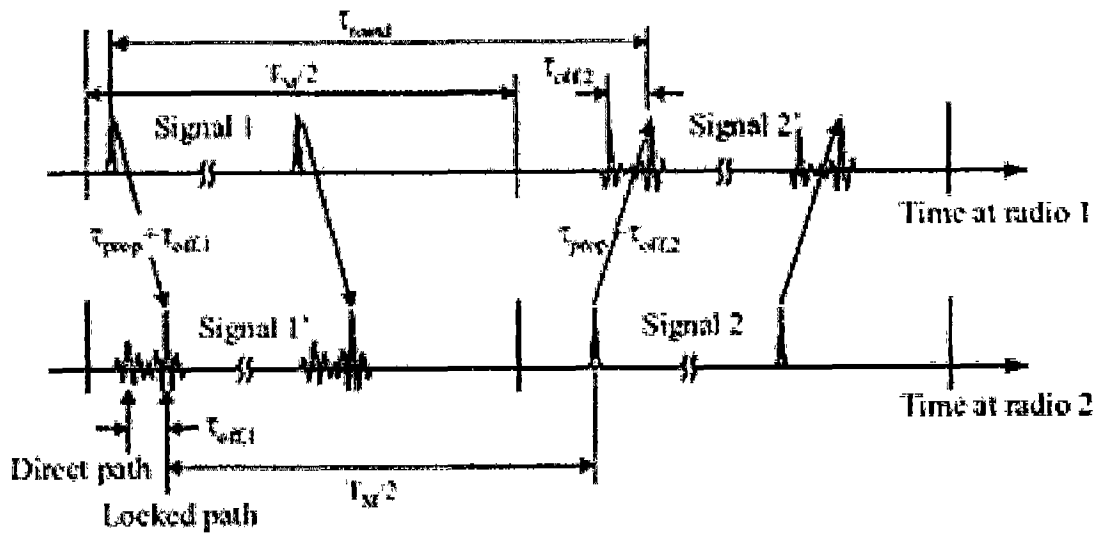


그림 3-16-146 Two-Way Ranging Scheme의 Timing Diagram

따라서 장치 1과 2사이의 전파 전달 시간 τ_{prop} 는

$$\tau_{prop} \approx \frac{\tau_{round} - T_M/2 - \tau_{off,1} - \tau_{off,2}}{2} \quad (3.16.115)$$

이와 같이 구해질 수 있다.

이때 장치 2는 signal2 송신시, 계산한 $\tau_{off,1}$, signal 1' 의 SNR에 대한 정보를 같이 보내야 한다.

라. 결론

실내에선 실외에서 기대되는 만큼의 측위 정확성을 가질 수 없는 것이 현실인 상황에서 UWB의 상용화 인가는 실내 측위 분야에서 많은 기대를 불러 일으키고 있다. UWB는 표준화 작업이 완성되지 않았고 아직 상용화되기 까지는 시간이 어느 정도 걸릴 것으로 보인다. 사용인가가 난지 이제 갓 2년을 조금 넘긴 만큼 그 연구 또한 이제 시작단계라고 하겠다.

본 보고서에서는 UWB가 실내 측위에서 가질 수 있는 정확도에 대해서 간단한 시뮬레이션을 통해 테스트해 보았다. 그리고 실내 환경은 어느 곳보다도 다중 경로 오차가 큰 곳이므로 이를 줄이기 위한 알고리즘으로 Direct path Estimation Algorithm도 소개하였다.

하지만 실제 측위에서는 보다 많은 여러가지 오차 요인이 존재하므로 다양한 오차 완화 알고리즘에 대한 연구가 꾸준히 이루어져야 할 것이다. 특히 NLOS는 측위에서 가장 큰 오차를 주는 요인으로 시뮬레이션에서도 1~5m정도로 전체 오차 중의 대부분을

차지하는 것을 볼 수 있었다. 따라서 NLOS 완화 알고리즘은 UWB 신호를 이용한 실내 측위에서도 연구가 필요하다

또한 시각동기가 이루어지지 않은 두 장치간에 거리를 잴 수 있는 방법으로 Two-Way Ranging Scheme을 소개하였는데 이와 같은 실제 사용 가능한 측위 시스템 개발도 계속 연구되어야 할 것이다.

6. OFDM의 특성을 이용한 실내측위

가. OFDM 방식의 특징

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 다수 반송파 전송 (Multicarrier Transmission)의 특수한 형태로 볼 수 있으며 하나의 데이터열이 보다 낮은 데이터 전송률을 갖는 부반송파를 통해 전송된다. OFDM을 사용하는 중요한 이유 중 하나는 OFDM을 사용하면 주파수 선택적 페이딩이나 협대역 간섭에 대한 강건함이 증가하기 때문이다[30].

기존의 일반적인 병렬 데이터 전송 시스템에서는 전체 신호 주파수 대역을 중첩되지 않는 N개의 주파수 부채널로 분할하고 각 부채널은 별도의 심볼로 변조된 후 N개의 부채널이 주파수 다중화되었고 채널간 간섭을 제거하기 위해 채널의 스펙트럼을 중첩시키지 않는 방법을 썼다. 그로 인해 스펙트럼의 사용효율이 저하되었는데 이러한 비효율성을 해결하기 위한 방법이 OFDM이라 하겠다.

OFDM의 기본원리는 고속 전송률을 갖는 데이터열을 낮은 전송률을 갖는 많은 수의 데이터열로 나누고 이들을 다수의 부반송파를 사용하여 동시에 전송하는 것이다.

낮은 전송률을 갖는 부반송파의 심볼구간은 증가하게 되므로 다중경로 지연확산에 의해 발생하는 시간상에서의 상대적인 신호분산이 감소한다. 모든 OFDM심볼 사이에 채널의 지연확산보다 긴 보호구간을 삽입하여 심볼간 간섭을 제거할 수 있다. 또한, 보호구간에 OFDM 신호의 일부를 복사하여 심볼의 시작부분에 배치하면 OFDM 심볼은 순환적으로 확장되어 부반송파간 간섭을 피할 수 있다.

(1) OFDM방식의 다중경로 채널에 대한 강인성

OFDM방식은 위에서 언급한 채널이용 효율의 극대화 이외에 다중 경로 채널에 대한 강인성이라는 장점을 가진다.

건물이 많은 도시 지역에서 전파를 사용하여 방송이나 통신을 하는 경우 수신기에 도달하는 신호는 여러가지 경로를 지나온 신호들의 합이 된다. 예를 들면 건물에 반사되는 전파에 의해 텔레비전 수상기의 화면에 Ghost가 나타나는 현상을 들 수 있다. 이런 현상은 오디오의 경우에는 잡음으로 일어나게 된다.

단일 반송파 시스템에서는 채널 등화기 즉, 채널의 역함수를 주파수 응답 특성으로 갖는 적응형 필터를 구현하여 다중 경로에 의한 영향을 제거하지만, OFDM 방식에서는 긴 심볼 주기를 이용하여 상호 간섭을 비교적 간단하게 제거할 수 있다. 예를 들어 가장 낮은 지연신호의 도달 시간이 τ 인 경우, 하나의 심볼을 전송하고 τ 만큼 기다린 후, 다음 심볼을 전송하면 심볼간의 간섭이 제거된다. 일반적으로 τ 는 수 us에서 수십 us 사이인데 비하여, OFDM방식에서의 심볼 주기는 수백 us에서 수 ms이므로 낭비되는 시간은 상대적으로 작다. 그리고 OFDM심볼을 살펴보면 보호구간이 있는데 일반적으로 심볼의 주기의 25%이내로 정한다.

심볼간의 간섭은 보호구간으로 제거 할 수 있지만, 다중경로에 의하여 채널의 주파수 응답 특성이 시간에 따라 변화하고 따라서 신호가 찌그러지는 문제는 제거할 수 없다. 이런 경우 단일 반송파 전송방식에서는 수신측에 적응형 채널 등화기를 두어 신호를 원래대로 복구한다. OFDM방식에서는 보다 간단하게 채널 등화를 수행할 수 있다. 송신측에서 수신측으로 서로 알고 있는 데이터를 규칙적으로 전송하여 채널을 통과한 후 수신된 신호와 원래 신호와의 차이를 통해서 보정할 수 있는 값을 구하면 가능하다.

따라서 OFDM방식은 다중 경로의 환경에서도 데이터 복원 능력이 우수하고 방해전파 등이 있을 경우 쉽게 제거할 수 있기 때문에 방송에 사용될 경우 여러 개의 송신기를 사용하여 전파를 방송하여도 송신기간에 간섭이 생기지 않는다[31].

(2) OFDM 심볼의 생성

예를 들어 다음과 같은 4개의 데이터를 보내고 싶다면

$$\text{Data} = [1 \ 0 \ -1 \ 1]$$

f_0 의 정수배의 주파수를 갖는 subcarrier를 4개 이용한다.

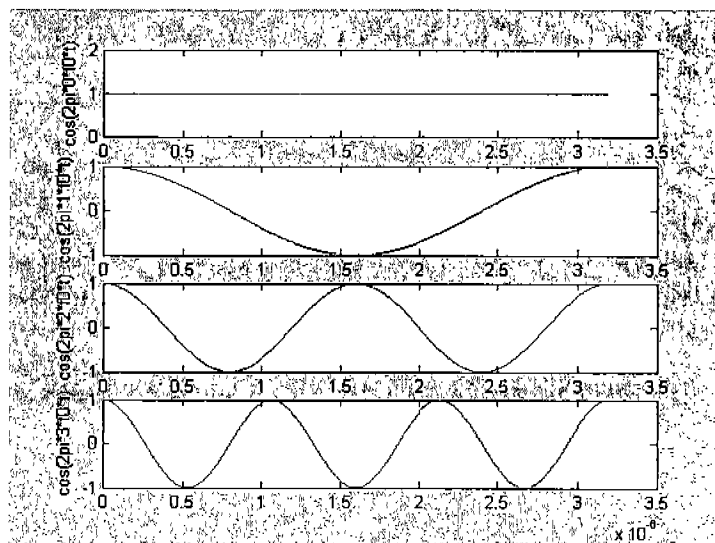


그림 3-16-147. 4개의 Sub-Carrier

Data → d0=1 d1=0 d2=-1 d3=1
 Subcarrier → cos2π0f₀t cos2π1f₀t cos2π2f₀t cos2π3f₀t

4개의 data는 위의 4개의 반송파에 차례로 실리게 되며 이를 합한 신호를 한 심볼이라한다.

$$u(t) = d_0 \cos 2\pi 0 f_0 t + d_1 \cos 2\pi 1 f_0 t + d_2 \cos 2\pi 2 f_0 t + d_3 \cos 2\pi 3 f_0 t \quad (3.16.116)$$

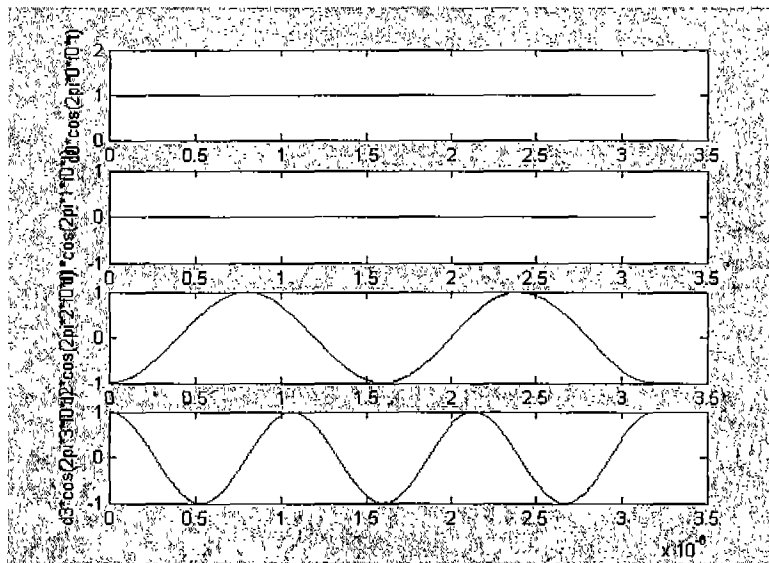


그림 3-16-148 Data × Sub carrier

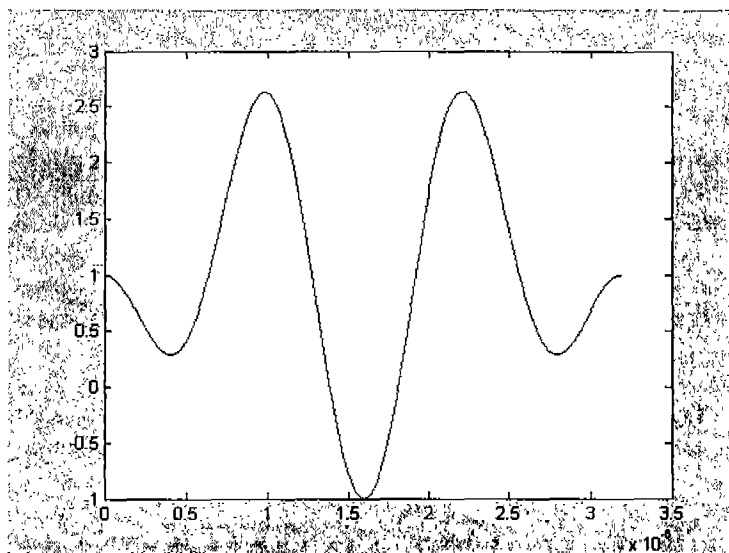


그림 3-16-149. 심볼 U(t)

이 심볼 u(t)를 1/(4f₀) 의 시간마다 샘플링을 하면 4개의 샘플이 얻어진다.

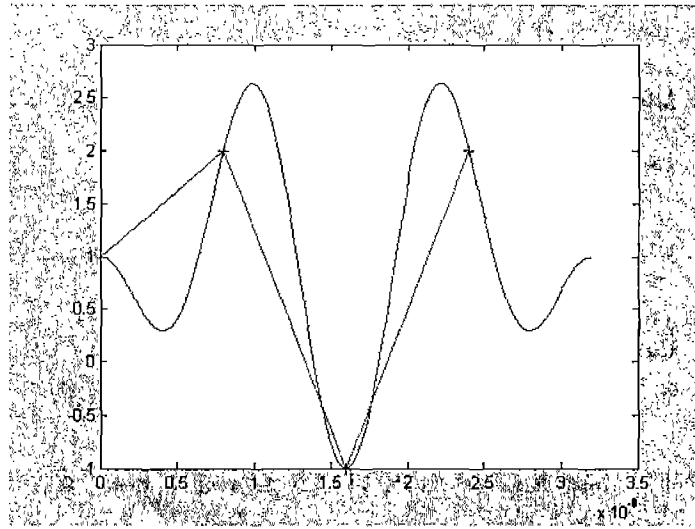


그림 3-16-150. sample points

각 Sample Point를 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$u(0) = d_0 + d_1 + d_2 + d_3$$

$$u\left(\frac{1}{4f_0}\right) = d_0 + d_1 \cos 2\pi 1 f_0 \left(\frac{1}{4f_0}\right) + d_2 \cos 2\pi 2 f_0 \left(\frac{1}{4f_0}\right) + d_3 \cos 2\pi 3 f_0 \left(\frac{1}{4f_0}\right)$$

$$u\left(\frac{2}{4f_0}\right) = d_0 + d_1 \cos 2\pi 1 f_0 \left(\frac{2}{4f_0}\right) + d_2 \cos 2\pi 2 f_0 \left(\frac{2}{4f_0}\right) + d_3 \cos 2\pi 3 f_0 \left(\frac{2}{4f_0}\right)$$

$$u\left(\frac{3}{4f_0}\right) = d_0 + d_1 \cos 2\pi 1 f_0 \left(\frac{3}{4f_0}\right) + d_2 \cos 2\pi 2 f_0 \left(\frac{3}{4f_0}\right) + d_3 \cos 2\pi 3 f_0 \left(\frac{3}{4f_0}\right)$$

$$\begin{bmatrix} u(0) \\ u\left(\frac{1}{4f_0}\right) \\ u\left(\frac{2}{4f_0}\right) \\ u\left(\frac{3}{4f_0}\right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & \cos 2\pi 1 \left(\frac{1}{4}\right) & \cos 2\pi 2 \left(\frac{1}{4}\right) & \cos 2\pi 3 \left(\frac{1}{4}\right) \\ 1 & \cos 2\pi 1 \left(\frac{2}{4}\right) & \cos 2\pi 2 \left(\frac{2}{4}\right) & \cos 2\pi 3 \left(\frac{2}{4}\right) \\ 1 & \cos 2\pi 1 \left(\frac{3}{4}\right) & \cos 2\pi 2 \left(\frac{3}{4}\right) & \cos 2\pi 3 \left(\frac{3}{4}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix}$$

(3.16.117)

(3) 전송 Data의 복원

식 (3.16.117)에서 본 Sample Points를 정리 하면 식 (3.16.118)와 같다. 각 변을 더하면 식 (3.16.119)으로 표현 된다.

$$\begin{aligned}
u(0) &= d0 + d1 + d2 + d3 \\
u\left(\frac{1}{4f_0}\right) &= d0 \quad - d2 \\
u\left(\frac{2}{4f_0}\right) &= d0 - d1 + d2 - d3 \\
u\left(\frac{3}{4f_0}\right) &= d0 \quad - d2
\end{aligned} \tag{3.16.118}$$

$$u(0) + u\left(\frac{1}{4f_0}\right) + u\left(\frac{2}{4f_0}\right) + u\left(\frac{3}{4f_0}\right) = 4d0 \tag{3.16.119}$$

따라서 단순히 4개의 Sample Points를 더함으로써 d0를 복원할 수 있다. 이는 OFDM의 직교성에서 비롯된 것이며 같은 방법으로 d1을 복원하기 위해서는 식 (3.16.120)처럼 각 Sample Points 에 각각 1, $\cos 2\pi(1/4)$, $\cos 2\pi(2/4)$, $\cos 2\pi(3/4)$ 를 곱한 후 더함으로써 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
&u(0) + \cos 2\pi\left(\frac{1}{4}\right)u\left(\frac{1}{4f_0}\right) + \cos 2\pi\left(\frac{2}{4}\right)u\left(\frac{2}{4f_0}\right) + \cos 2\pi\left(\frac{3}{4}\right)u\left(\frac{3}{4f_0}\right) \\
&= 2d1 \\
&u(0) + \cos 2\pi\left(\frac{2}{4}\right)u\left(\frac{1}{4f_0}\right) + \cos 2\pi\left(\frac{4}{4}\right)u\left(\frac{2}{4f_0}\right) + \cos 2\pi\left(\frac{6}{4}\right)u\left(\frac{3}{4f_0}\right) \\
&= 4d2 \\
&u(0) + \cos 2\pi\left(\frac{3}{4}\right)u\left(\frac{1}{4f_0}\right) + \cos 2\pi\left(\frac{6}{4}\right)u\left(\frac{2}{4f_0}\right) + \cos 2\pi\left(\frac{9}{4}\right)u\left(\frac{3}{4f_0}\right) \\
&= 2d3
\end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} 4d0 \\ 2d1 \\ 4d2 \\ 2d3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & \cos 2\pi 1\left(\frac{1}{4}\right) & \cos 2\pi 2\left(\frac{1}{4}\right) & \cos 2\pi 3\left(\frac{1}{4}\right) \\ 1 & \cos 2\pi 1\left(\frac{2}{4}\right) & \cos 2\pi 2\left(\frac{2}{4}\right) & \cos 2\pi 3\left(\frac{2}{4}\right) \\ 1 & \cos 2\pi 1\left(\frac{3}{4}\right) & \cos 2\pi 2\left(\frac{3}{4}\right) & \cos 2\pi 3\left(\frac{3}{4}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(0) \\ u\left(\frac{1}{4f_0}\right) \\ u\left(\frac{2}{4f_0}\right) \\ u\left(\frac{3}{4f_0}\right) \end{bmatrix} \tag{3.16.120}$$

전송 데이터가 각각 4배 2배 4배 2배된 결과를 얻게 되므로 불완전해 보이는 점은 같은 과정을 복소수 범위로 확장시킴으로써 해결된다. 복소수 범위로 확장시킨 결과는 DFT와 관련성을 가진다.

(4) OFDM 심볼의 생성과 IDFT와의 관계

복소수형태의 Data N개를 앞에서 설명한 바와 같은 방법으로 전송하고자 한다면 다음과 같이 표현할 수 있다. (실수부 정보는 Cosine파에 허수부 정보는 Sine파에 Data를 실는다.)

$$d_n = a_n + jb_n \quad (n=0, 1, 2, \dots, N-1)$$

$$U(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \{(a_n \cos 2\pi n f_0 t - b_n \sin 2\pi n f_0 t)\}$$

$$U(t) = \operatorname{Re} \sum_{n=0}^{N-1} \{(a_n + jb_n)(\cos 2\pi n f_0 t + j \sin 2\pi n f_0 t)\} = \operatorname{Re} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_0 t}$$

$$U\left(\frac{k}{Nf_0}\right) = \operatorname{Re} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_0 \frac{k}{Nf_0}}$$

$$= \operatorname{Re} \sum_{n=0}^{N-1} d_n (e^{j\frac{2\pi}{N}k})^n \quad (3.16.121)$$

이 식 (3.16.121) 행렬 형태로 표현 해보기 위해 k 값에 대해 나열해 보면

$$u(0) = \operatorname{Re}[d_0 + d_1 + d_2 + \dots + d_{N-1}] = \operatorname{Re}[u'(0)]$$

$$u\left(\frac{1}{Nf_0}\right) = \operatorname{Re}[d_0 + d_1(e^{j\frac{2\pi}{N}}) + d_2(e^{j\frac{2\pi}{N}})^2 + \dots + d_{N-1}(e^{j\frac{2\pi}{N}})^{N-1}] = \operatorname{Re}[u'\left(\frac{1}{Nf_0}\right)]$$

$$u\left(\frac{2}{Nf_0}\right) = \operatorname{Re}[d_0 + d_1(e^{j\frac{2\pi}{N}2}) + d_2(e^{j\frac{2\pi}{N}2})^2 + \dots + d_{N-1}(e^{j\frac{2\pi}{N}2})^{N-1}] = \operatorname{Re}[u'\left(\frac{2}{Nf_0}\right)]$$

⋮

$$u\left(\frac{N-1}{Nf_0}\right) = \operatorname{Re}[d_0 + d_1(e^{j\frac{2\pi}{N}N-1}) + d_2(e^{j\frac{2\pi}{N}N-1})^2 + \dots + d_{N-1}(e^{j\frac{2\pi}{N}N-1})^{N-1}] = \operatorname{Re}[u'\left(\frac{N-1}{Nf_0}\right)]$$

(3.16.122)

$$\begin{bmatrix} u'\left(\frac{0}{Nf_0}\right) \\ u'\left(\frac{1}{Nf_0}\right) \\ u'\left(\frac{2}{Nf_0}\right) \\ \vdots \\ u'\left(\frac{N-1}{Nf_0}\right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{N}} & e^{j\frac{2\pi}{N}2} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{N}N-1} \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{N}2} & (e^{j\frac{2\pi}{N}2})^2 & \dots & (e^{j\frac{2\pi}{N}2})^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{N}N-1} & (e^{j\frac{2\pi}{N}N-1})^2 & \dots & (e^{j\frac{2\pi}{N}N-1})^{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_{N-1} \end{bmatrix}$$

(3.16.123)

이는 N-point IDFT를 나타낸다.

$$X\left(\frac{2\pi}{N}k\right) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \left(e^{j\frac{2\pi}{N}k}\right)^n \quad (3.16.124)$$

따라서 $U(t)$ 를 $1/Nf_0$ 로 샘플링 한 값은 IDFT에 의한 결과 값의 실수부와 일치하는 것이다. 식 (3.16.116)에서 보인 예제는 $N=4$ 이고 Data가 실수인 경우 즉 $b_n=0$ 인 경우에 해당할 것이다.

(5) 전송 Data의 복원과 DFT와의 관계

받은 신호를 $1/Nf_0$ 간격으로 Sampling 한 결과를 식으로 표현하면 앞에서 본 바와 같이 다음과 같이 표현되고 각 변을 더하고 $\sum_{k=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}k} = 1$ 을 이용하여 정리하면

$$\begin{aligned} u'(0) &= d_0 + d_1 + d_2 + \dots + d_{N-1} \\ u'\left(\frac{1}{Nf_0}\right) &= d_0 + d_1 \left(e^{j\frac{2\pi}{N}}\right) + d_2 \left(e^{j\frac{2\pi}{N}}\right)^2 + \dots + d_{N-1} \left(e^{j\frac{2\pi}{N}}\right)^{N-1} \\ u'\left(\frac{2}{Nf_0}\right) &= d_0 + d_1 \left(e^{j\frac{2\pi}{N}2}\right) + d_2 \left(e^{j\frac{2\pi}{N}2}\right)^2 + \dots + d_{N-1} \left(e^{j\frac{2\pi}{N}2}\right)^{N-1} \\ &\vdots \\ u'\left(\frac{N-1}{Nf_0}\right) &= d_0 + d_1 \left(e^{j\frac{2\pi}{N}N-1}\right) + d_2 \left(e^{j\frac{2\pi}{N}N-1}\right)^2 + \dots + d_{N-1} \left(e^{j\frac{2\pi}{N}N-1}\right)^{N-1} \end{aligned} \quad (3.16.125)$$

$$\begin{aligned} u'(0) + u'\left(\frac{1}{Nf_0}\right) + u'\left(\frac{2}{Nf_0}\right) + \dots + u'\left(\frac{N-1}{Nf_0}\right) &= 4d_0 \\ &+ d_1(1 + (e^{j\frac{2\pi}{N}}) + (e^{j\frac{2\pi}{N}2}) + \dots + (e^{j\frac{2\pi}{N}N-1})) \\ &+ d_2(1 + (e^{j\frac{2\pi}{N}})^2 + (e^{j\frac{2\pi}{N}2})^2 + \dots + (e^{j\frac{2\pi}{N}N-1})^2) \\ &\dots \\ &+ d_{N-1}(1 + (e^{j\frac{2\pi}{N}})^{N-1} + (e^{j\frac{2\pi}{N}2})^{N-1} + \dots + (e^{j\frac{2\pi}{N}N-1})^{N-1}) \\ &= 4d_0 \end{aligned}$$

따라서 본거와 같이 N 개의 샘플 값을 더함으로써 d_0 를 복원할 수 있다.

d_1 을 복원하기 위해서는 $e^{j\theta} e^{-j\theta} = 1$ 의 성질을 이용하여 각 샘플 포인트에 각각

$$1 \quad e^{-j\frac{2\pi}{N}} \quad e^{-j\frac{2\pi}{N}2} \quad \dots \quad e^{-j\frac{2\pi}{N}N-1} \quad \text{을 곱하여 더함으로써 구할 수 있다.}$$

$$\begin{aligned}
& u'(0) + e^{-j\frac{2\pi}{N}} u'(\frac{1}{Nf_0}) + e^{-j\frac{2\pi}{N}2} u'(\frac{2}{Nf_0}) + \dots + e^{-j\frac{2\pi}{N}N-1} u'(\frac{N-1}{Nf_0}) \\
&= d_0 (1 + (e^{-j\frac{2\pi}{N}}) + (e^{-j\frac{2\pi}{N}2}) + \dots + (e^{-j\frac{2\pi}{N}N-1})) \\
&+ 4d_1 \\
&+ d_2 (1 + (e^{j\frac{2\pi}{N}})^2 (e^{-j\frac{2\pi}{N}}) + (e^{j\frac{2\pi}{N}2})^2 (e^{-j\frac{2\pi}{N}2}) + \dots + (e^{j\frac{2\pi}{N}N-1})^2 (e^{-j\frac{2\pi}{N}N-1})) \\
&\dots \\
&+ d_{N-1} (1 + (e^{j\frac{2\pi}{N}})^{N-1} (e^{-j\frac{2\pi}{N}}) + (e^{j\frac{2\pi}{N}2})^{N-1} (e^{-j\frac{2\pi}{N}2}) + \dots + (e^{j\frac{2\pi}{N}N-1})^{N-1} (e^{-j\frac{2\pi}{N}N-1})) \\
&= 4d_1
\end{aligned}$$

(3.16.126)

같은 방법으로 d_N 까지 구할 수 있고 이를 행렬을 이용해 표현하면 식(3.16.127) 다음과 같다.

$$4 * \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{N}} & e^{-j\frac{2\pi}{N}2} & \dots & e^{-j\frac{2\pi}{N}N-1} \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{N}2} & (e^{-j\frac{2\pi}{N}2})^2 & \dots & (e^{-j\frac{2\pi}{N}2})^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{N}N-1} & (e^{-j\frac{2\pi}{N}N-1})^2 & \dots & (e^{-j\frac{2\pi}{N}N-1})^{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u'(\frac{0}{Nf_0}) \\ u'(\frac{1}{Nf_0}) \\ u'(\frac{2}{Nf_0}) \\ \vdots \\ u'(\frac{N-1}{Nf_0}) \end{bmatrix}$$

(3.16.127)

이것은 N-point DFT 를 나타낸다. $x_n = \sum_{k=0}^{N-1} X(\frac{2\pi}{N}k)(e^{-j\frac{2\pi}{N}n})^k$

나. IEEE802.11a WLAN에의 적용

(1) OFDM 심볼 생성과 복원

앞에서 설명한 바를 정리하면 다음과 같다.

data → IFFT → Tx_OFDM

이와 같은 간단한 과정을 통해 OFDM 신호를 생성할 수 있고 역으로

Rx_OFDM → FFT → data

위와 같은 과정을 통해 Data를 복원할 수 있는 것이다.

이 결과를 OFDM을 이용하는 IEEE802.11a WLAN에 적용해 보면 다음과 같다.

$f_0 = 0.3125 \text{ MHz}$

Sampling Time = $1/64 \times f_0 = 0.05 \mu\text{s}$

(한 심볼의 길이는 $0.05 \mu\text{s} \times 64 = 3.2 \mu\text{s}$ 에 해당)

One Symbol = 64 data (= 53 Train Symbol + 11 Zeros)

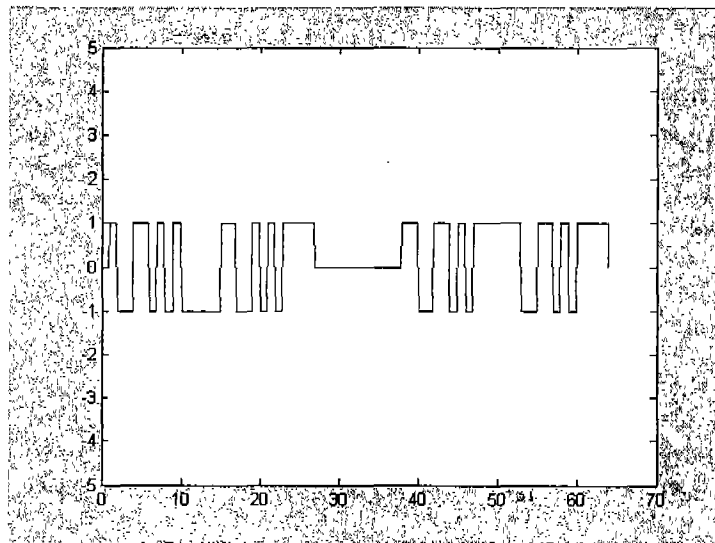


그림 3-16-151 전송 Data

64 Data → IFFT → 64 Sample Points

64개의 Sample Points 의 실수부를 Plot 해보면 다음과 같다.

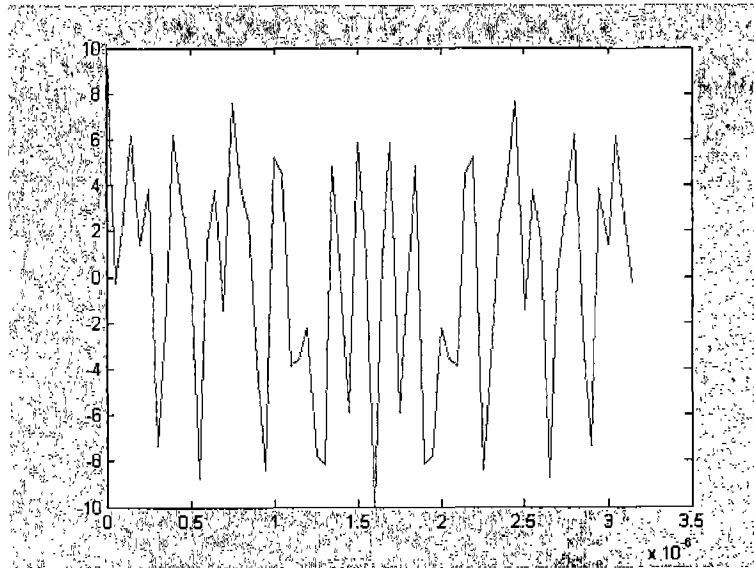


그림 3-16-152 IFFT Result Plot

이 결과는 앞에서 설명한 바와 같이(Tx Data가 실수 이므로 Cosine 반송파로만 표현)하면 다음과 같다.

$$U(t) = d_0 \cos 2\pi f_0 t + d_1 \cos 2\pi f_1 t + d_2 \cos 2\pi f_2 t + \dots + d_{63} \cos 2\pi f_{63} t$$

U(t) 를 $1/64f_0$ 즉 $0.05\mu s$ 마다 샘플링 한 결과와 일치한다.

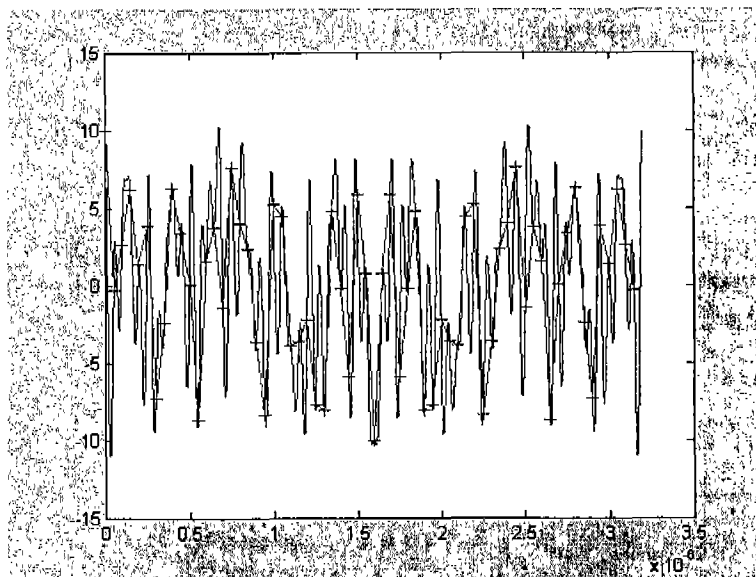


그림 3-16-153 u(t) Sampling

식 (3.16.116)의 4 Points 예에서 봤듯이 실수부 결과 만으로는 불완전한 모양으로 복원될 것이므로 Data를 복원하기 위해서는 IFFT 결과의 실수부 값뿐만이 아니라 허수부 값까지 필요하다.

따라서 FFT+Correlation (FFT Window) 을 이용하여 15m의 해상도를 가진 Detecting이 가능할 것이다. (RX 신호는 0.05us 간격으로 샘플링 되어 있다.) 주의할 점은 샘플링 주기는 $1/64f_0$ 즉 0.05us 가 되어야 하며 그 이하로 Oversampling 하더라도 FFT Window를 적용할 64 Points들의 간격은 0.05us 를 지켜주어야 Data복원이 가능하다는 점이다. 또한 Correlation에 필요한 64개의 샘플 포인트는 $0.05us \times 64 = 3.2us$ 의 시간만에 얻을 수 있으므로 최대 수십 us 의 시간안에 Detect가 가능하여 실시간 거리 계산이 가능할 것으로 보인다.

라. FFT Window를 이용한 Simulation

(1) Unit Path Delay Test(Resolution에 의한 영향)

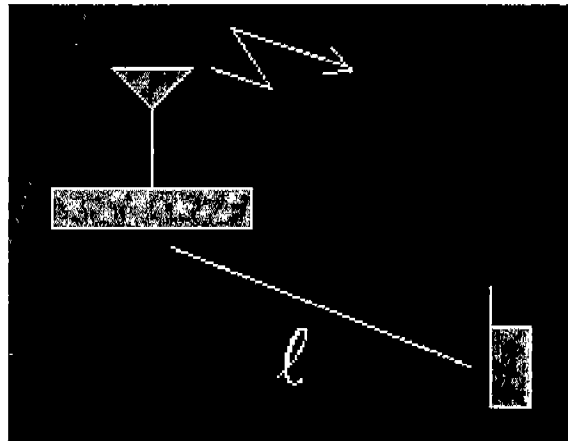


그림 3-16-156 Unit Path Delay 환경

(가) Sampling Time=0.05us 인 경우 (최대 오차 : 7.5m)

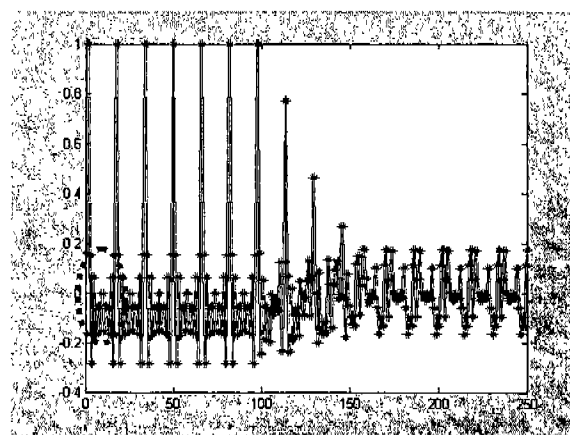


그림 3-16-157 Sampling Time=0.05us일 때의 결과

그림 3-16-157의 빨간 타원 부분을 확대한 부분이 그림 3-16-158이다.

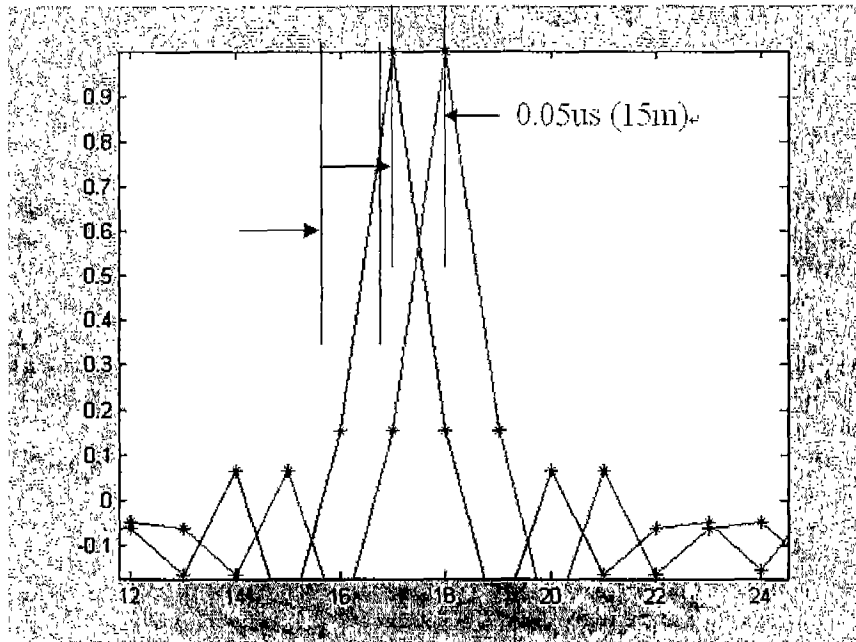


그림 3-16-158 Sampling Time=0.05us일 때의 결과(확대)

(나) 10배 Interpolation (Sampling Time=0.005us, 최대 오차 : 0.75m)

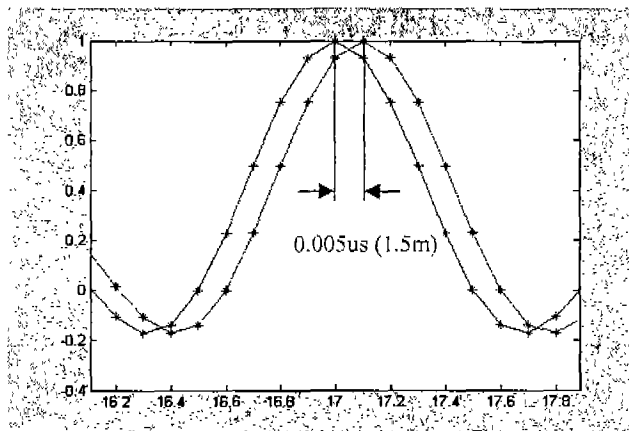
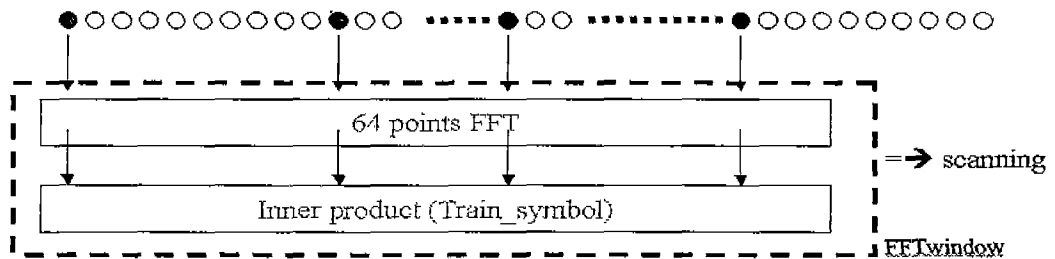


그림 3-16-159 10배 interpolation 한 결과

(2) Multipath Delay Test

(가) Two Ray의 경우

① Directpath와 Multipath의 경로차에 의한 영향

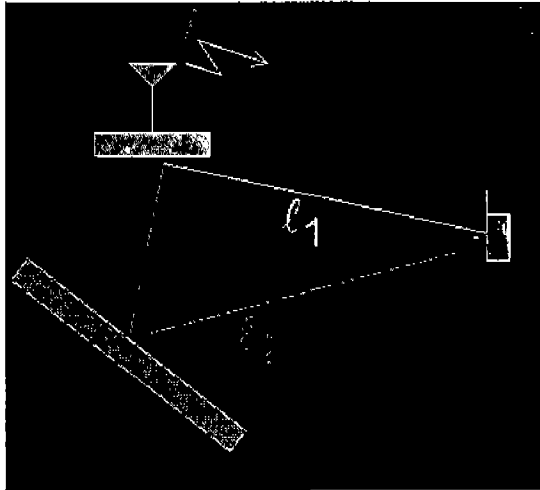


그림 3-16-160 Directpath와 Multipath의 경로차

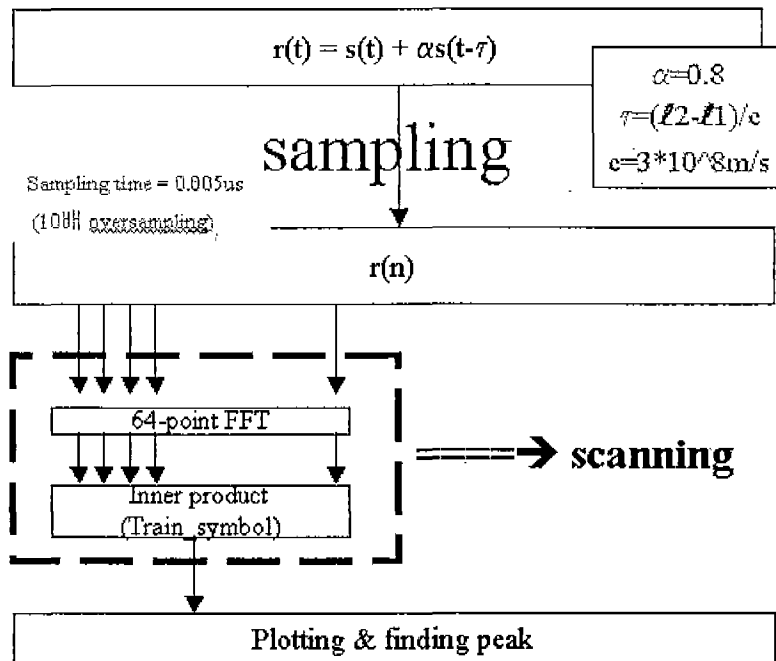


그림 3-16-161 Simulation 알고리즘

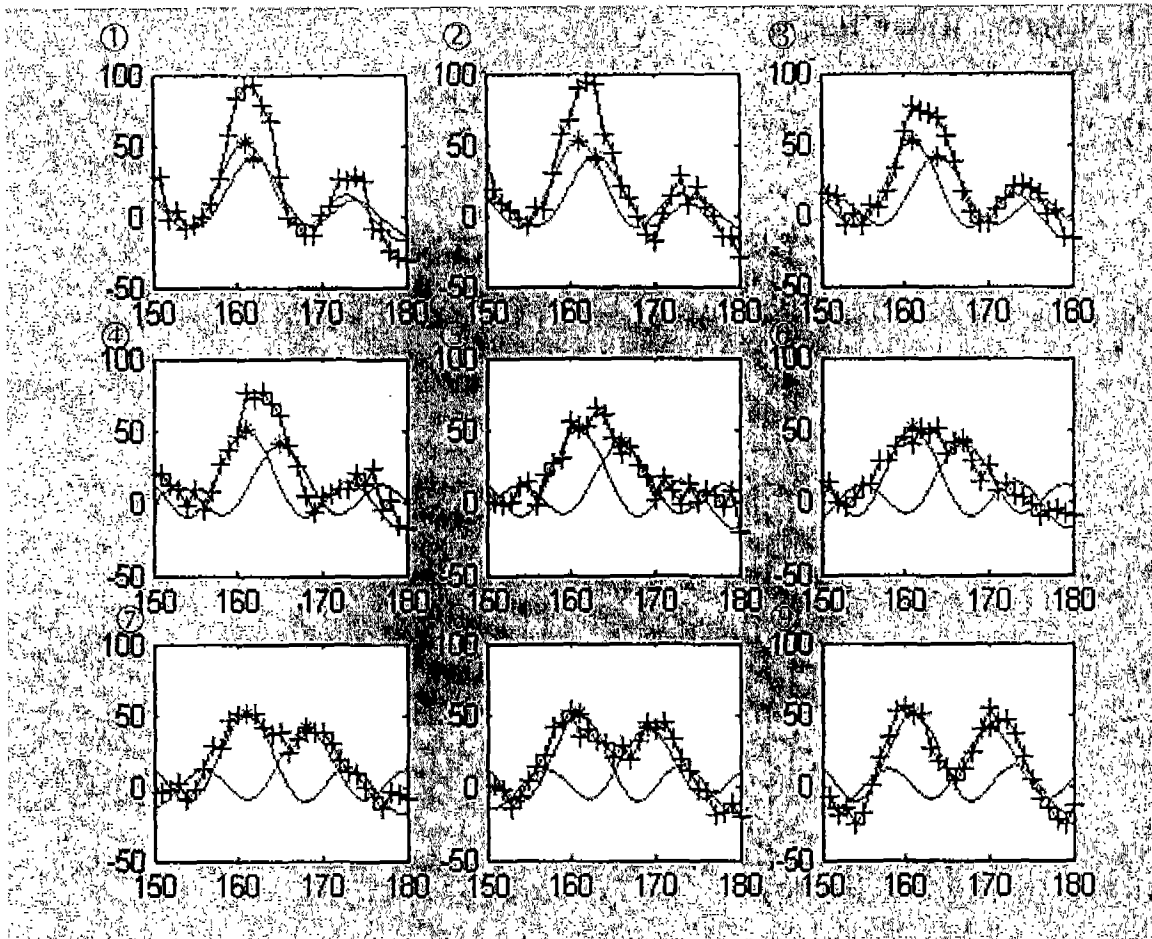


그림 3-16-162 SNR 20dB일때 경로차에 대한 Error

- ① $l_2 - l_1 = 0m \rightarrow 0m$
- ② $l_2 - l_1 = 1.5m \rightarrow 0m$
- ③ $l_2 - l_1 = 3m \rightarrow 1.5m$
- ④ $l_2 - l_1 = 4.5m \rightarrow 1.5m$
- ⑤ $l_2 - l_1 = 6m \rightarrow 3m$
- ⑥ $l_2 - l_1 = 7.5m \rightarrow 3m$
- ⑦ $l_2 - l_1 = 9m \rightarrow 1.5m$
- ⑧ $l_2 - l_1 = 10.5m \rightarrow -1.5 \cong 0m$
- ⑨ $l_2 - l_1 = 12m \rightarrow -3 \cong -1.5 \cong 0m$
- ⑩ $l_2 - l_1 = 13.5m \rightarrow -3 \cong -1.5 \cong 0m$

② SNR에 의한 영향

㉞ 경로차: 1.5m일때 SNR에 대한 Error

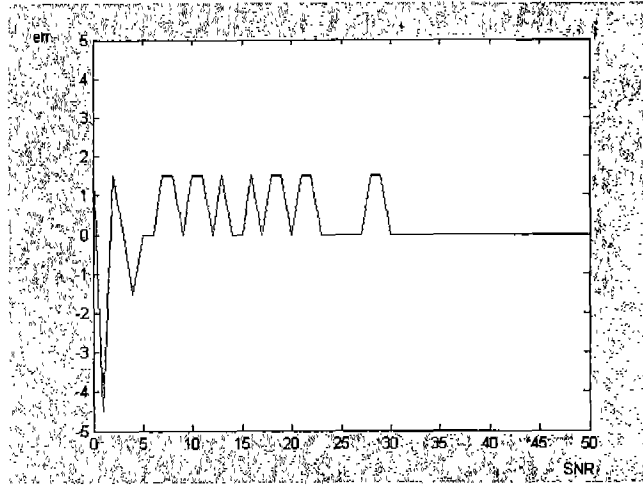


그림 3-16-163 1.5m일때 SNR에 대한 Error

㉟ 경로차: 6m일때 SNR에 대한 Error

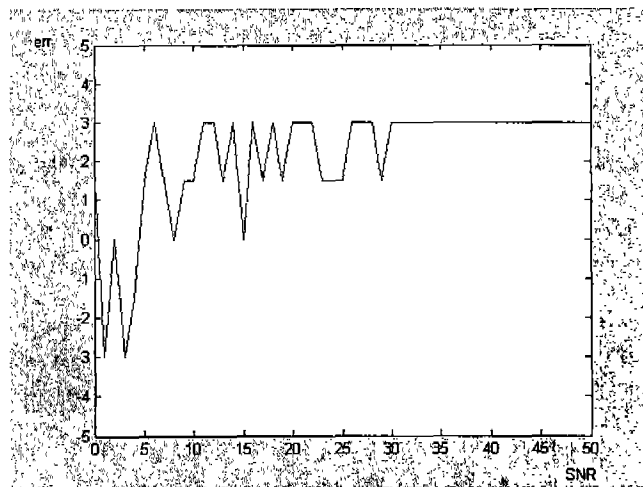


그림 3-16-164 6m일때 SNR에 대한 Error

㊦ 경로차: 7.5m일때 SNR에 대한 Error

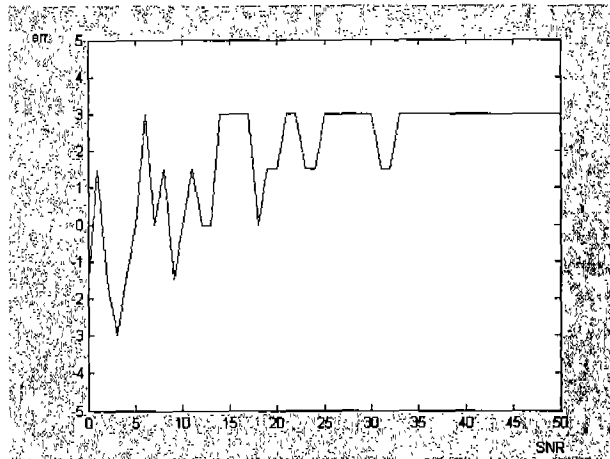


그림 3-16-165 7.5m일때 SNR에 대한 Error

First Arrival Peak을 찾는 방법을 쓰고 있으므로 SNR 이 10dB이하일 때는 Noise에 의한 영향으로 Directpath 보다 먼저 Peak가 생기는 경우가 많음을 알 수 있고 최대 Error는 SNR과는 별로 상관이 없는 것으로 보인다.

(나) 임의의 Multipath Channel Model 사용 (LOS 환경)

① Good Case Error = 0 m

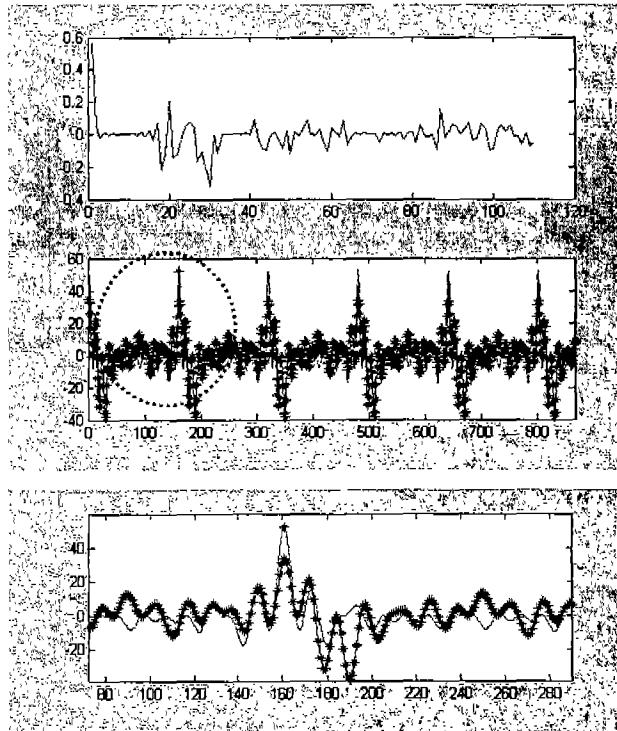


그림 3-16-166 Multipath의 영향을 거의 받지 않은 경우 1 (Error = 1.5m)

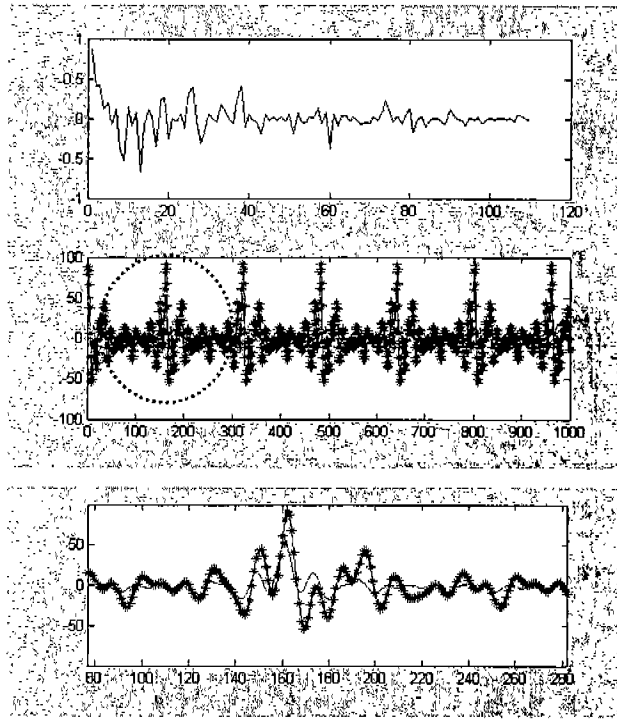


그림 3-16-167 Multipath의 영향을 거의 받지 않은 경우 2 (Error = 1.5m)

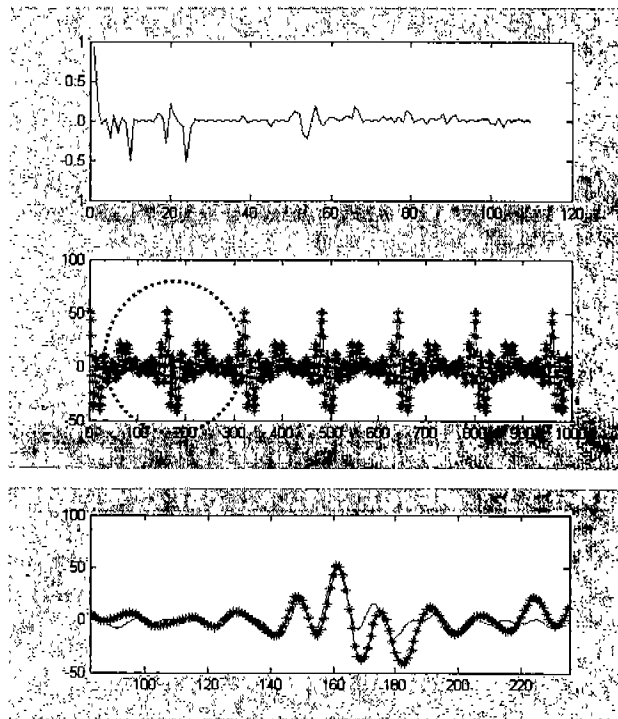
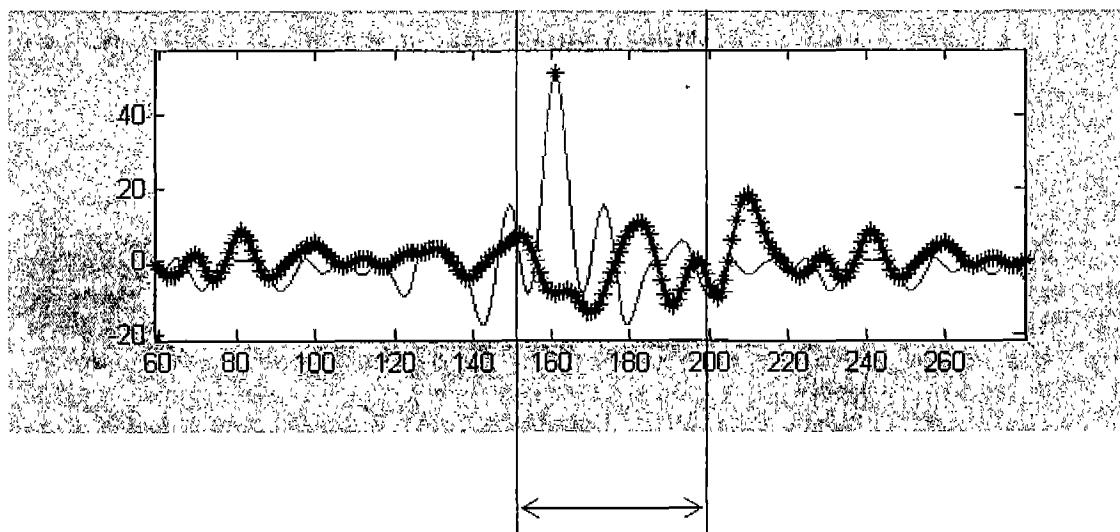
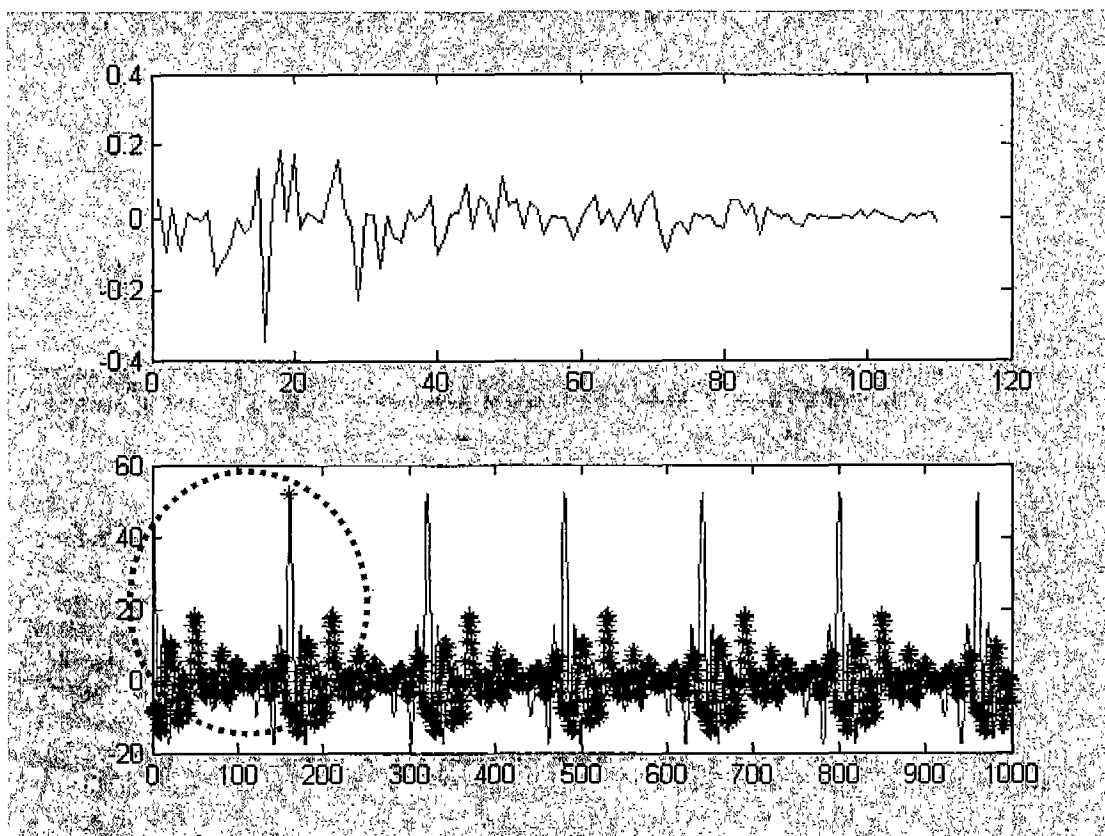


그림 3-16-168 Multipath의 영향을 거의 받지 않은 경우 3

② Bad case



Error = 73.5m

그림 3-16-169 채널의 영향으로 결과가 좋지 않아진 경우 1

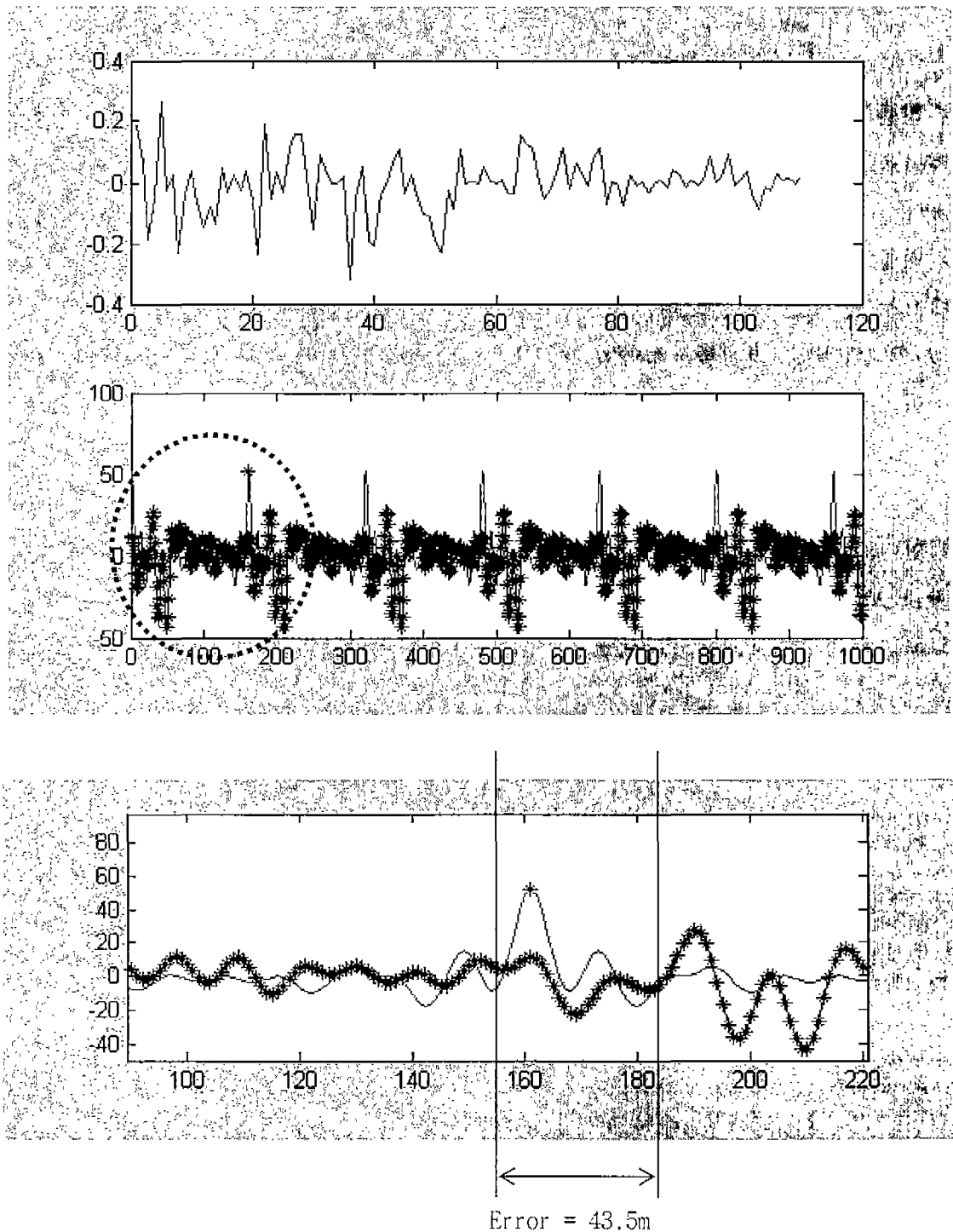


그림 3-16-170 채널의 영향으로 결과가 좋지 않아진 경우 2

위의 결과들로부터 OFDM은 다중경로를 다루는 효율적인 방법이긴 하지만, Phase Noise에 민감하다는 것을 확인할 수 있다.

마. 결론

멀티미디어 시대를 맞이하여 대용량의 데이터를 고속으로 전송해야 하는 필요성이 최근 들어 급격히 증대되고 있다. 특히 인터넷을 통한 음성, 비디오, 데이터 통신이

최근 크게 증가하고, 셀룰러 통신 시스템이 급속히 보급됨에 따라 이동중에 사용할 수 있는 무선 광대역 멀티미디어 통신에 대한 기대가 증가하고 있다. 무선 채널에서 데이터를 고속으로 전송할 경우 무선 채널의 다중경로 간섭 영향으로 인하여 높은 에러율을 갖게 되어 무선채널에 적합한 무선 접속방식의 요구된다.

OFDM 전송방식은 전체 전송대역을 다수의 협대역 직교 부채널로 분할하여 각 부채널로 데이터를 동시에 전송하는 방식으로 변조와 복조를 각각 IFFT와 FFT를 사용하여 고속으로 구현할 수 있으며, 보호구간을 연속된 두 OFDM 심볼 사이에 삽입하여 심볼간 간섭 및 채널간 간섭을 제거할 수 있기 때문에 등화기의 구조가 매우 간단해 지는 장점이 있어 최근 고속 무선LAN의 표준안인 IEEE 802.11a의 전송방식으로 채택 되었다.

본 보고서에서는 IEEE 802.11a의 Frame 구조중 Preamble 부분을 이용한 Signal Detecting 방법을 제안하고 그를 이용한 시뮬레이션 결과들을 보였다. Two Ray만 존재한다고 가정한 Multipath 테스트에서는 보호구간의 영향으로 최대 Error가 3m인 결과를 보임으로써, OFDM이 다중경로 환경에서 우수한 특성을 갖는다는 것을 확인할 수 있었고, 임의의 Impulse Response를 이용한 테스트에서는 OFDM이 Phase Noise에 매우 민감하다는 단점을 보였다.

제17절 프로토타입 복합 항법시스템 구현 및 성능 실험

본 연구의 최종 목표는 아래 그림과 같이 서로 다른 특징점을 가지는 GPS, INS, CDMA망과 같은 항법 또는 측위 시스템을 적절히 결합하여 기능적으로 완전성을 갖춘 GPS/INS/CDMA망 통합 복합 항법시스템 (GPS/INS/CDMA Network - Integrated Navigation System: 이하 GIC-INS)을 구현하는 것이다.

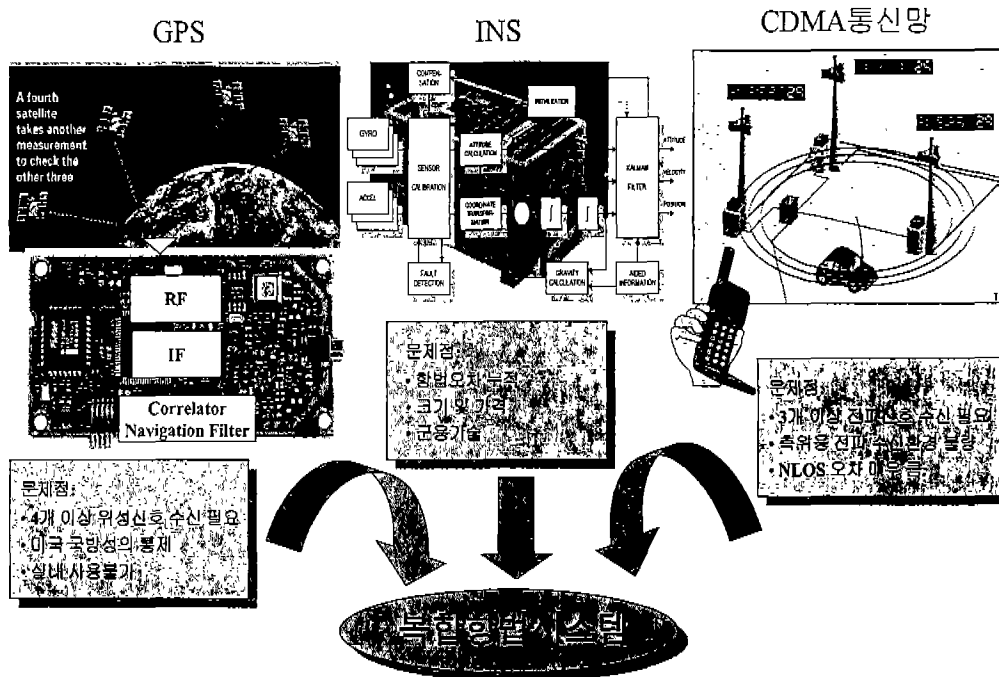


그림 3-17-1 복합 항법시스템 결합 개념

본 연구에서 개발한 프로토타입의 복합 항법시스템 (GIC-INS)은 기능 구현을 목적으로 제작되었으며 주로 정확한 실험 데이터 획득을 위해 크기에 관계없이 성능을 구현할 수 있는 개별 시스템들이 사용되었다. 구현된 복합 항법시스템은 상용 GPS IF 보드와 이로부터 데이터 획득을 위한 샘플링 및 A/D 변환기를 이용하고, 고가이며 크기가 크고 무거운 IMU 모듈이 탑재되어 있으므로 규모가 매우 크다[1-3].

프로토타입 복합 항법시스템의 가장 큰 문제점은 바로 GPS의 IF 데이터를 획득할 샘플링 보드가 데스크탑 내부에 장착이 된 채로 동작하는 시스템이기 때문에 크기가 크고 무거운 데스크탑 컴퓨터를 필히 사용해야 한다는 것이다[4].

구현된 복합 항법시스템의 성능 실험은 실외 및 실내 실험이 가능하고 환경에 의해 실험이 제약 받지 않는 건국대학교의 새천년관 주변과 로비를 중심으로 수행되었다. 특히 이 실험은 실내 측위 알고리즘으로써 무선랜을 이용한 측위 실험 장치까지 탑재하고 있다.

1. GIC-INS 시스템 구성

본 연구에서 구현한 복합 항법시스템은 기준국과 이동국으로 구성되어 있으며, 기준국은 DGPS 및 RTK 보정 신호를 생성하고 이동국을 관찰하는 역할을 수행한다. 이동국은 GPS 모듈, IMU 모듈, CDMA 통신 단말기로 구성되어 이들이 모두 통합된 복합 항법단말기이다.

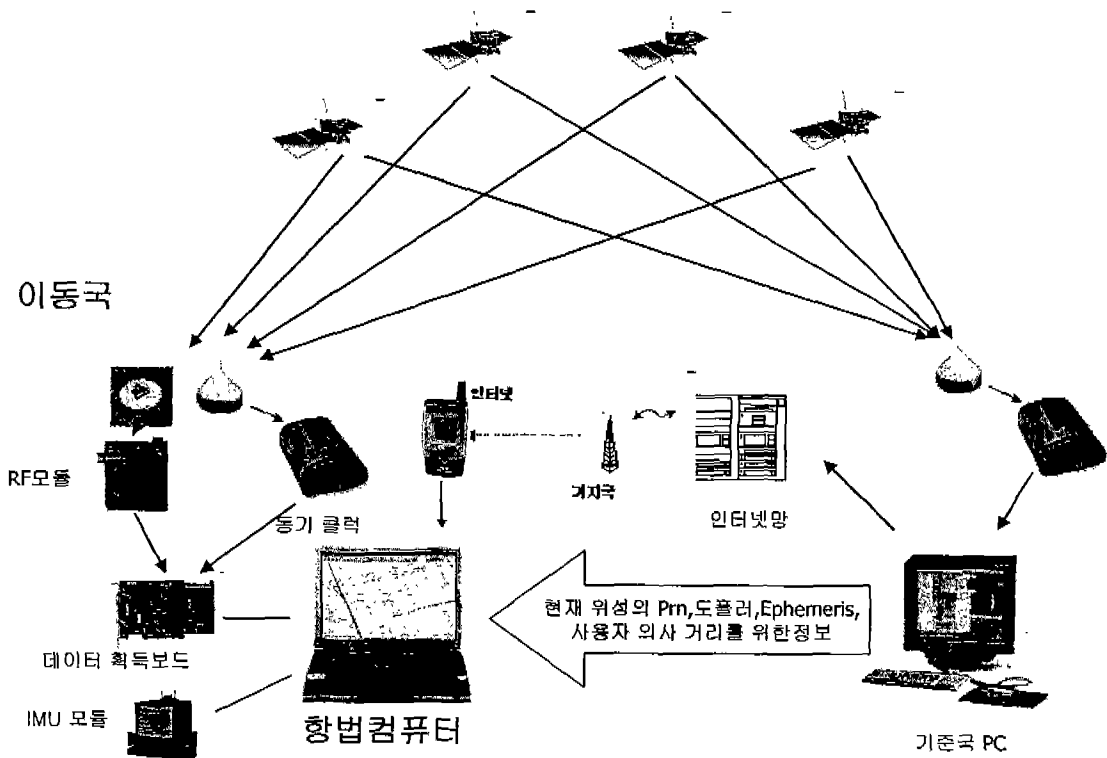


그림 3-17-2 복합 항법시스템의 전체 구성

본 연구에서 지향하는 복합 항법시스템은 사람의 몸에 탈착/부착이 가능한 형태이지만 본 시스템에 사용될 센서의 크기와 무게가 아직 기술적으로 원하는 수준에 이르지 못하고 있다. 따라서 기능 구현이 가능하고 이동성이 있는 모바일 로봇과 간이 수레를 이용하여 복합 항법용 시스템을 구현하였다.

이 시스템은 그동안 국가지정연구실에서 수행되어 개발된 GPS 미약신호 검출 알고리즘 및 시스템, INS 자세 및 강결합 시스템, CDMA망 정보를 이용한 무선측위 알고리즘 및 시스템 들을 통합한 것으로써 실내에서의 측위 성능 향상을 위해 WLAN을 이용한 무선 측위 기술을 새로이 포함하여 프로토타입 복합 항법시스템의 주요 기능으로 채택하였다.

복합 항법시스템의 프로토타입은 아래와 같은 구성 요소로 되어 있다.

- ① GPS IF 모듈과 데이터 샘플링 보드
- ② GPS 안테나와 DGPS 구현을 위한 비이콘 수신기
- ③ GPS RTK 구현을 위한 통신 모듈
- ④ IMU 모듈과 데이터 저장장치
- ⑤ CDMA 이동통신 단말기와 데이터 획득 장치
- ⑥ 휴대용 배터리 세트
- ⑦ 복합 항법용 컴퓨터
- ⑧ 이동용 카트
- ⑨ 모바일 로봇

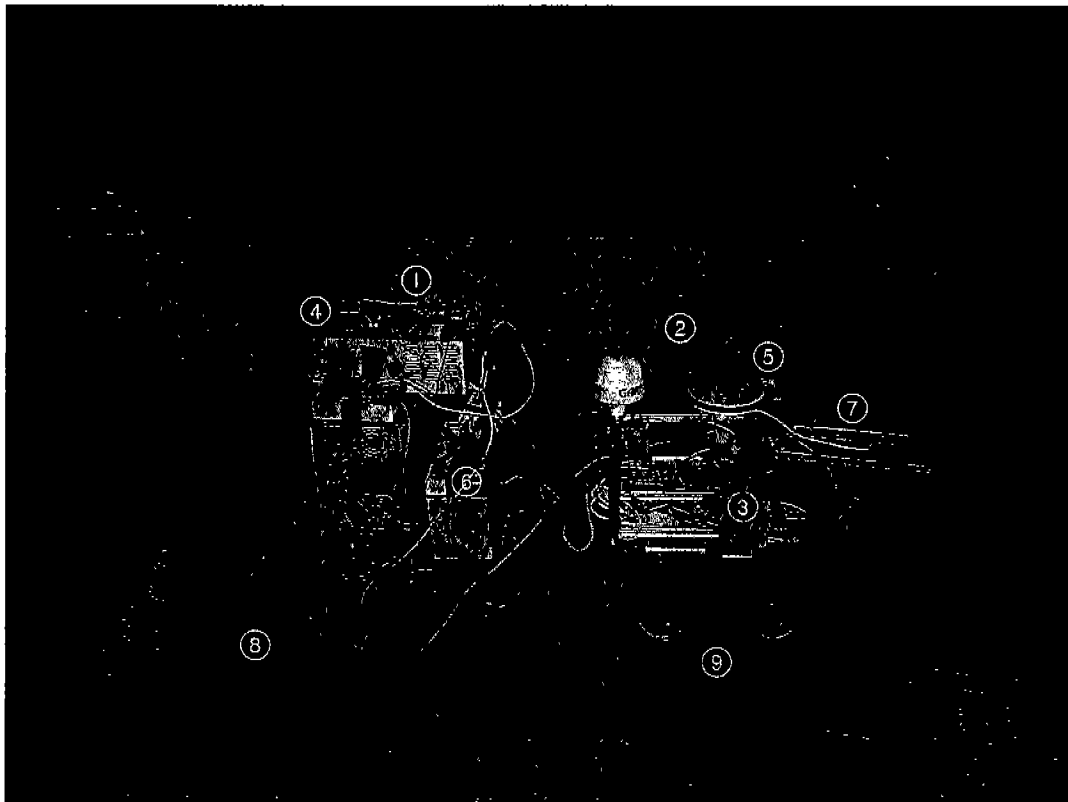


그림 3-17-3 프로토타입 복합 항법시스템

구현된 이동국용 항법시스템은 구동부와 캐리어로 구성되어 있으며, 항법컴퓨터와 주요 센서 및 안테나는 모바일 로봇이 움직이는 구동부에 탑재되어 있다. GPS IF 데이터 획득용 보드와 보조 컴퓨터, 휴대용 배터리, 계측기 등은 이동용 수레인 캐리어에 실리게 된다.

프로토타입 GIC-INS는 모바일 로봇의 동력을 이용하여 실험 궤적을 자유자재로 이동할

수 있으며 이의 구동을 쉽게 하기 위하여 게임용 손잡이를 이용한 Driver 시스템을 개발하여 사용하였다.

가. GPS 수신기

- ① 목 적: GPS의 IF 데이터를 발생시키고 외부의 고속 ADC를 이용하여 GPS 위성의 전송 신호를 획득한다.
- ② 이 용: 획득된 데이터는 개발된 GPS 신호처리 알고리즘에 의해 GPS 위성 신호를 검지하고 미약신호 검출 알고리즘을 이용하여 미약신호 환경에서도 정밀도가 높은 GPS의 의사거리를 측정해 낸다.
- ③ 구 성:
 - A. GPS 안테나
 - B. GPS RF 보드
 - C. National Instrument사 고속 ADC 및 샘플링 보드
 - D. 데이터 획득용 컴퓨터
- ④ 사 양:
 - A. GPS RF 주파수: 1.57542 GHz
 - B. GPS IF 주파수: 1.405 MHz
 - C. ADC Sampling Frequency: 5.714 MHz
 - D. Antenna Type : Active

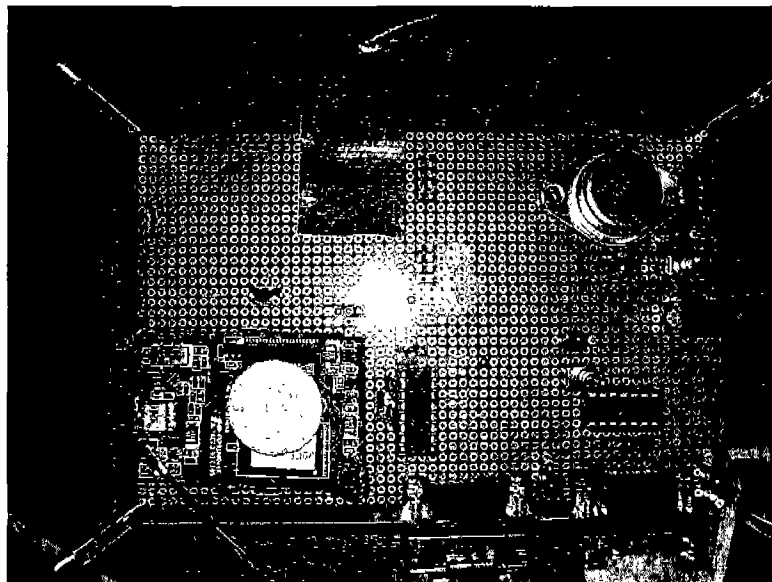


그림 3-17-4 GPS IF 보드와 주변 회로 장치

나. IMU 모듈

- ① 목 적: 3개의 자이로스코프와 3개의 가속도센서를 이용하여 이동체의 x, y, z 3축에 대한 각속도, 가속도 정보를 획득하고 기본적인 자세 정보를 제공한다.
- ② 이 용: 3축에서 획득한 이동체의 각속도, 가속도 데이터는 이동체의 순간 움직임 (Dynamics) 정보를 제공하므로 이를 이용하여 이동체의 실시간 3축 자세와 이동 방향, 이동 속도, 이동 거리 등을 산출하는데 이용한다. 특히 GPS와의 강결합을 통해 GPS 수신기의 상관기의 GPS 신호 추적 성능을 향상시키는 역할을 한다. GPS와의 강결합을 위한 첫째 조건은 GPS 안테나의 위상중심과 IMU의 Z축이 일치해야 하므로 IMU 모듈은 GPS 안테나와 수직으로 일치하는 곳에 장착을 하였다.
- ③ 구 성:
 - A. 상용 IMU 모듈
 - B. 실시간 데이터 획득 컴퓨터 (복합 항법용 컴퓨터 이용)
 - C. IMU 모니터 프로그램
- ④ 사 양:
 - A. Sensitivity for Gyroscopes: 10° /Hour
 - B. 4G max for Accelerometers
 - C. 100Hz Data output rates

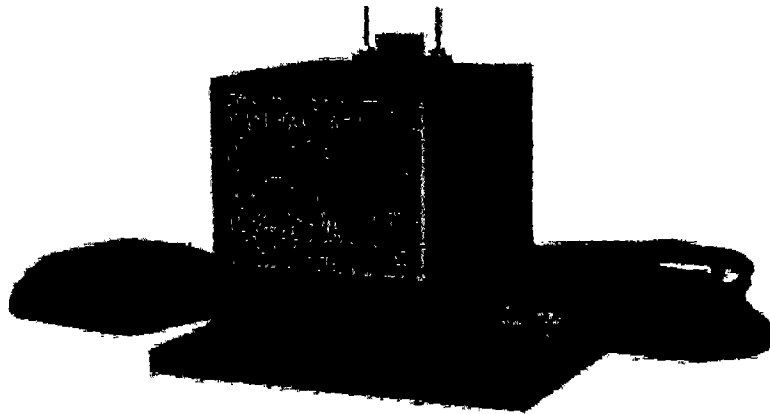


그림 3-17-5 상용 IMU 모듈

다. CDMA 이동통신 단말기

- ① 목 적: CDMA 망에서 주고받는 통신 신호 중에서 파일럿 채널의 PN 정보를 획득하여 기지국 (Base Station)과 단말기 (Mobile Station) 사이의 TDOA (Time Difference of Arrival)를 측정하고 이 정보를 이용하여 GICINS의 복합 항법에

이용한다.

- ② 이 용: 기지국과 단말기가 서로 주고 받는 측위 관련 국제 표준인 IS-801 데이터를 획득하여 이에 포함되어 있는 파일럿 데이터를 추출한다. 추출된 파일럿 데이터에는 단말기가 현재 위치와 시간에 통신이 가능한 기지국의 PN 번호와 TDOA 정보를 담고 있으므로 GPS와 INS와 동시에 데이터를 수신하여 항법 알고리즘에 적용한다.
- ③ 구 성:
 - A. 상용 GPS 폰(SCH-650)
 - B. DM 케이블
 - C. IS-801 데이터 획득용 컴퓨터 (복합 항법용 컴퓨터를 이용)
- ④ 사 양:
 - A. 측위 정보 출력 주기 : 최소 30초
 - B. 연속 측위가 불가능
 - C. 1회씩 데이터 출력하므로 정지 상태에서 1회의 데이터 수신해야 함.

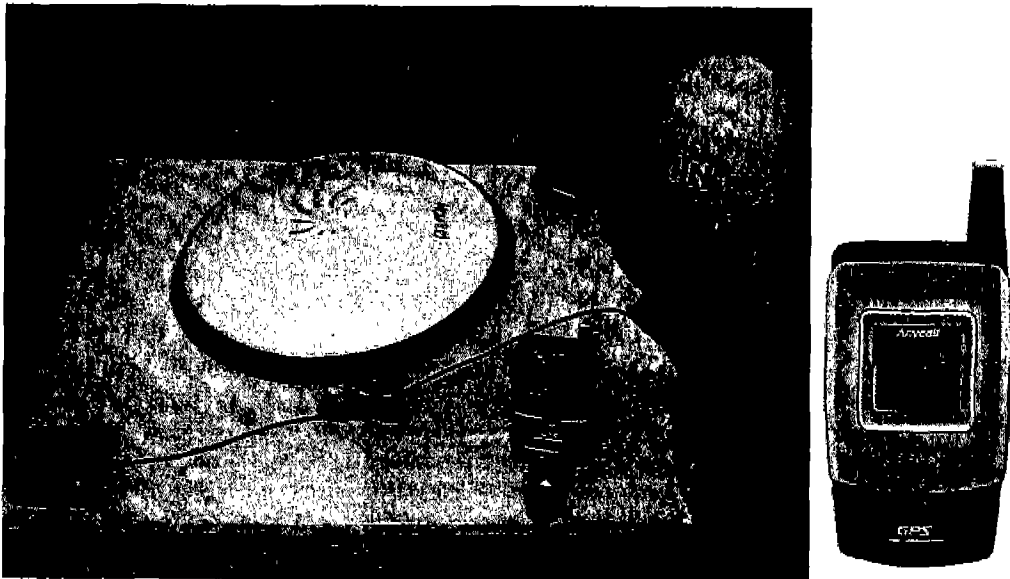


그림 3-17-6 상용 CDMA 이동통신 단말기 (GPS 폰)

라. 복합 항법용 컴퓨터

- ① 목 적: GICINS의 필수 구성 요소 데이터인 GPS 데이터, IMU 모듈의 저급 데이터, CDMA망에서 획득한 각 PN별 TDOA 데이터 등을 일괄 수집하여 통합 필터를 수행한다.
- ② 이 용:
 - A. 항법용 컴퓨터에 연결된 확장 직렬 포트 시스템을 이용하여 GPS, INS, CDMA

망 정보를 실시간으로 획득하여 파일로 저장한다.

B. 초기화를 마치고 모바일 로봇을 구동하여 계획된 궤적으로 주행한다.

C. 매 기준 좌표에서 정지하여 GIC-INS를 일괄 실행한다.

③ 구성:

A. 펜티엄 III급 이동용 컴퓨터

B. 4개 이상 시리얼 포트 지원하는 인터페이스 시스템

④ 사양:

A. 기본 운영체제: 윈도우 2000

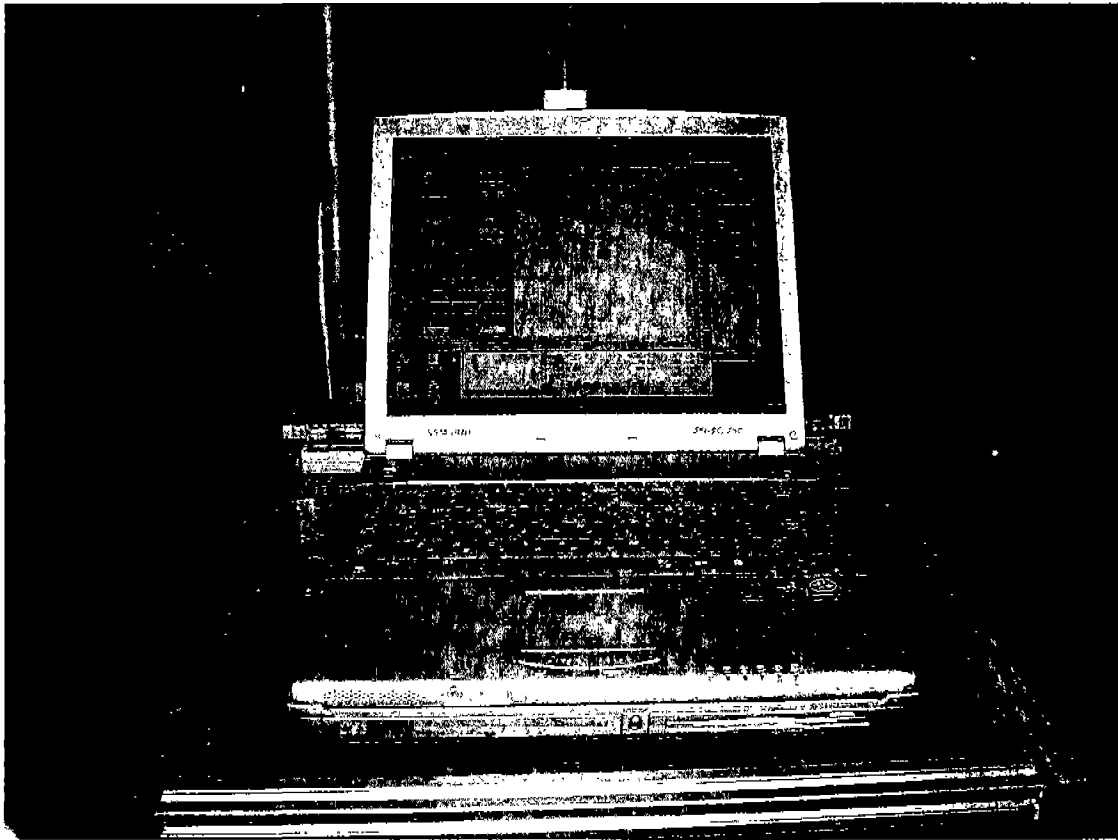


그림 3-17-7 복합 항법용 컴퓨터

2. GIC-INS 성능 실험

가. 실험 방법

복합 항법시스템의 성능 목표는 실외와 실내에 관계없이 어디서든 이동체의 정확한 위치를 획득하는데 있으므로 실내 구간도 용이하게 실험할 수 있는 장소를 이용한다.

실외 실험구간에서 시스템이 바로 실내로 이동이 가능한 장소이어야 하고 시스템도 이동이 용이하게 제작되어야 한다. 복합 항법시스템을 위한 실험 방법은 다음과 같이

요약된다.

- ① 실외에서 GIC-INS의 초기화를 실시한다.
- ② 실외에서 왼쪽, 오른쪽 주행을 반복 실시한다.
- ③ 높은 건물에 가깝게 다가가 주행한다.
- ④ 실내로 바로 진입하여 측정 데이터 변화 상황을 관찰한다.
- ⑤ 실내에서 실내 측위를 위해 작은 경로로 서행한다.
- ⑥ 다시 같은 경로를 이용하여 실외로 나온다.
- ⑦ 출발점으로 복귀하여 실험을 마친다.
- ⑧ 위 방법을 반복한다.

나. 실험 장소 및 경로

실험 장소는 모바일 로봇과 수레를 이용하여 실내/실외의 이동이 쉽고 전원이 지원이 가능해야 하며, 특히 CDMA망 기지국 정보를 완벽하게 알고 있는 곳이어야 한다. 이런 환경을 고려할 때 건국대학교 교내의 새천년관 주변이 가장 적당한 것으로 판명되었다.



그림 3-17-8 실험 장소

시스템의 주행 구간은 실외와 건물 외벽 구간, 그리고 실내 구간의 세 구간으로 구분되어 있다. 중간 건물 외벽 구간은 GPS 위성신호가 불량한 상황과 실내의 전파 신호가 유입될 수 있는 구간이기 때문에 위치오차가 매우 크게 나타날 수 있는 환경에 해당되기 때문이다.



그림 3-17-9 실험 경로

실험 경로의 특징은 그림에서 보듯이 실외의 경우 주변에 GPS 위성신호를 수신하는데 불필요한 장애물이 거의 없고 반듯한 경로가 만들어져 있기 때문에 실험 경로 계획이 수월하다.

실내로 진입할 때는 휠체어 이동이 가능한 비스듬한 길이 나 있어서 이동이 편리하며 실내에 들어가서는 바닥이 일정한 크기로 무늬가 만들어져 있어서 실험 경로로서는 최적의 상태이다. 실험은 위 그림의 시작위치에서 외부의 계획된 경로를 먼저 주행한 뒤에 건물 외벽구간을 통해 실내로 들어가서 주행을 마치고 다시 시작 위치로 돌아오는 코스에서 수행되었다.

다. 실험 데이터 처리 과정

실험 구간에서 획득한 데이터 내역은 아래와 같다.

표 3-17-1. 데이터 내역

	GPS	INS	CDMA	WLAN
데이터 내용	IF 데이터	3축 각속도 3축 가속도	IS-801 PDDM	3개 AP의 RSSI
처리 과정	상관기 동작 의사거리 추출	INS 알고리즘	PN 및 TDOA 추출	RSSI 추출 및 거리 환산
처리 프로그램	미약신호 처리 알고리즘(개발)	강결합 알고리즘(개발)	상용 QXDM 상용 QCAT	Decoding 프로그램 및 거리 환산 알고리즘(개발)
출력 데이터	위성별 PR, SNR Ephemeris	각 축별 각도변화, 이동속도, 이동거리	기지국별 PN번호 및 PN번호별 TDOA, 신호세기	각 AP별 거리 변화값
결합 대상	INS, CDMA	GPS, INS, WLAN	GPS	INS
적용 알고리즘	미약 신호 검출 초강결합 기법에 의한 신호 검출 향상 DGPS	초기 자세 정렬 GPS 도움 방식 결합 기법 모바일 로봇의 Encoder 정보와의 결합 알고리즘	GPS를 이용한 TOA 추정 기법 NLOS 완화 기법 ALFA에 의한 GPS와의 혼합 항법	환산된 상대거리 정보에 의한 실내에서의 삼각 측량 INS와의 결합 알고리즘

이 밖에 다른 목적을 위해 동시에 수집된 데이터는 다음과 같다.

- ① 기준국 NovAtel GPS 수신기의 Raw Measurements
- ② 동기식/비동기식 AGPS를 위한 Assisted Data 정보
- ③ 모바일 로봇의 Encoder 2쌍 정보
- ④ 상용 GPS 수신기의 NMEA 포맷 정보

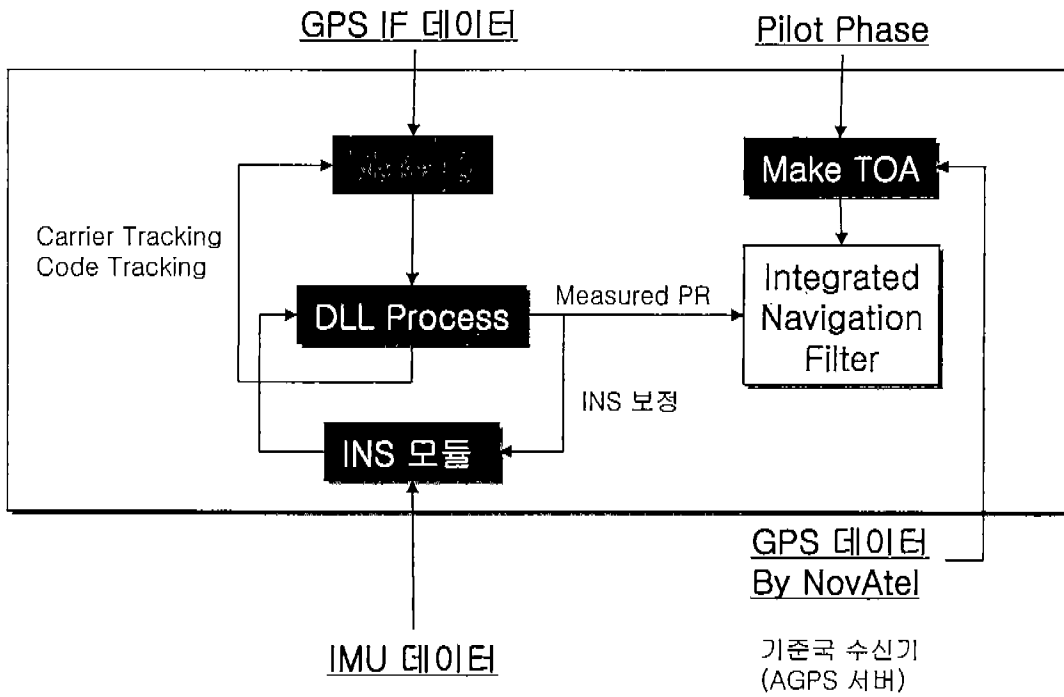


그림 3-17-10 데이터 처리 과정

· 위 그림은 GIC-INS에서 수집된 데이터를 처리하는 과정을 그림으로 요약한 것이다. 측위 결과를 볼 수 있는 단계는 위 그림에서 Integrated Navigation Filter를 통과한 후가 된다.

3. GIC-INS 성능 분석

가. GPS 데이터의 분석

① 관측 위성 개수의 변화

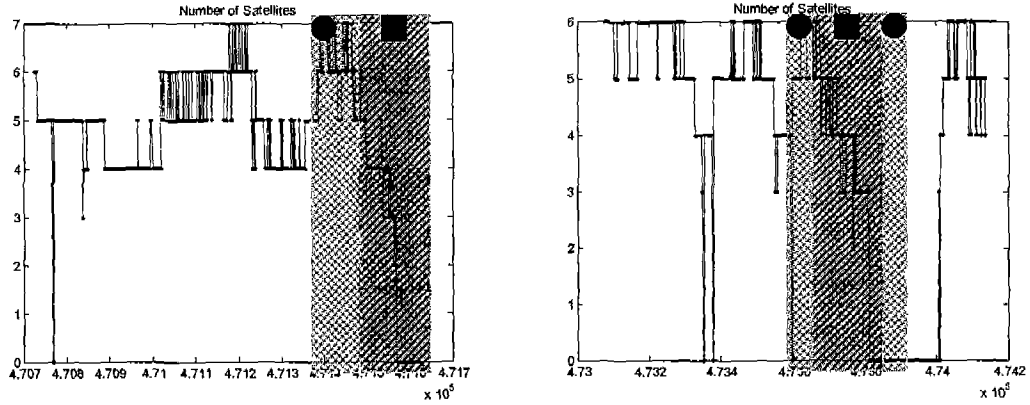


그림 3-17-11 관측 위성 개수의 변화(●: 건물외벽구간, ■: 실내구간)

② 측위 결과 비교(Single GPS vs RTK)

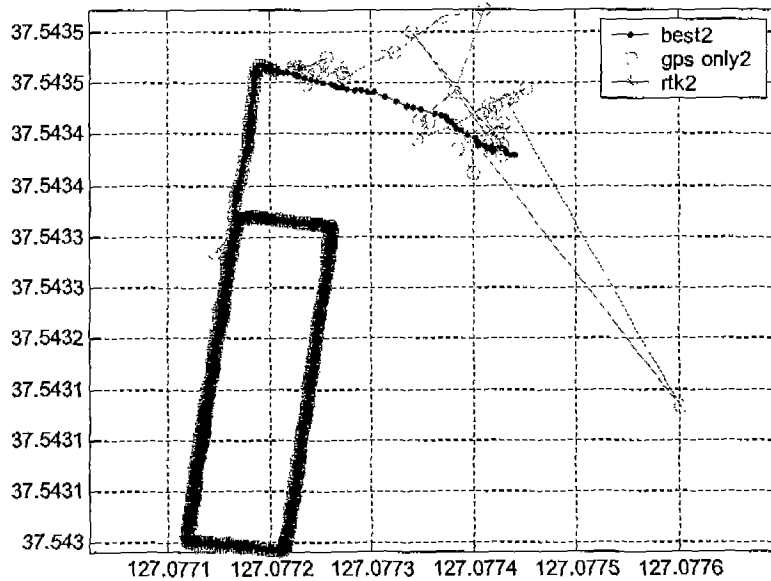


그림 3-17-12 GPS에 의한 측위 결과

위의 그림들로부터 확인할 수 있는 뚜렷한 특징은 실외 구간에 해당하는 영역에서는 측위가 RTK 수준까지 원활하게 되었지만 이후 건물 외벽을 따라 실내로 들어가는 구간에서는 GPS 위성 개수도 3개 이하로 줄고 측위도 불가능하게 되었다.

나. IMU 데이터의 분석

① 각속도 센서 데이터

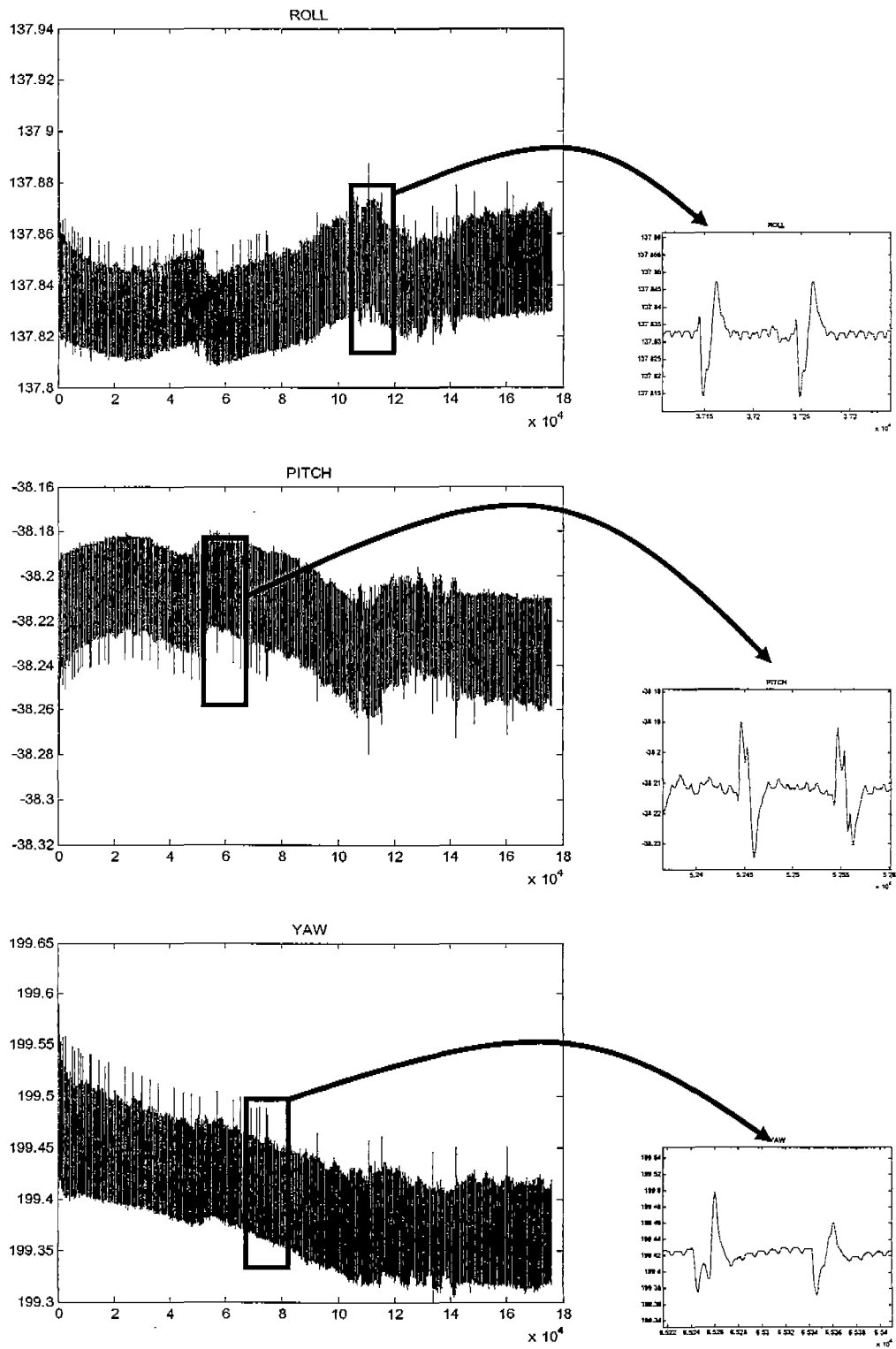


그림 3-17-13 각속도 측정 데이터(roll, pitch, yaw)

② 가속도 센서 데이터

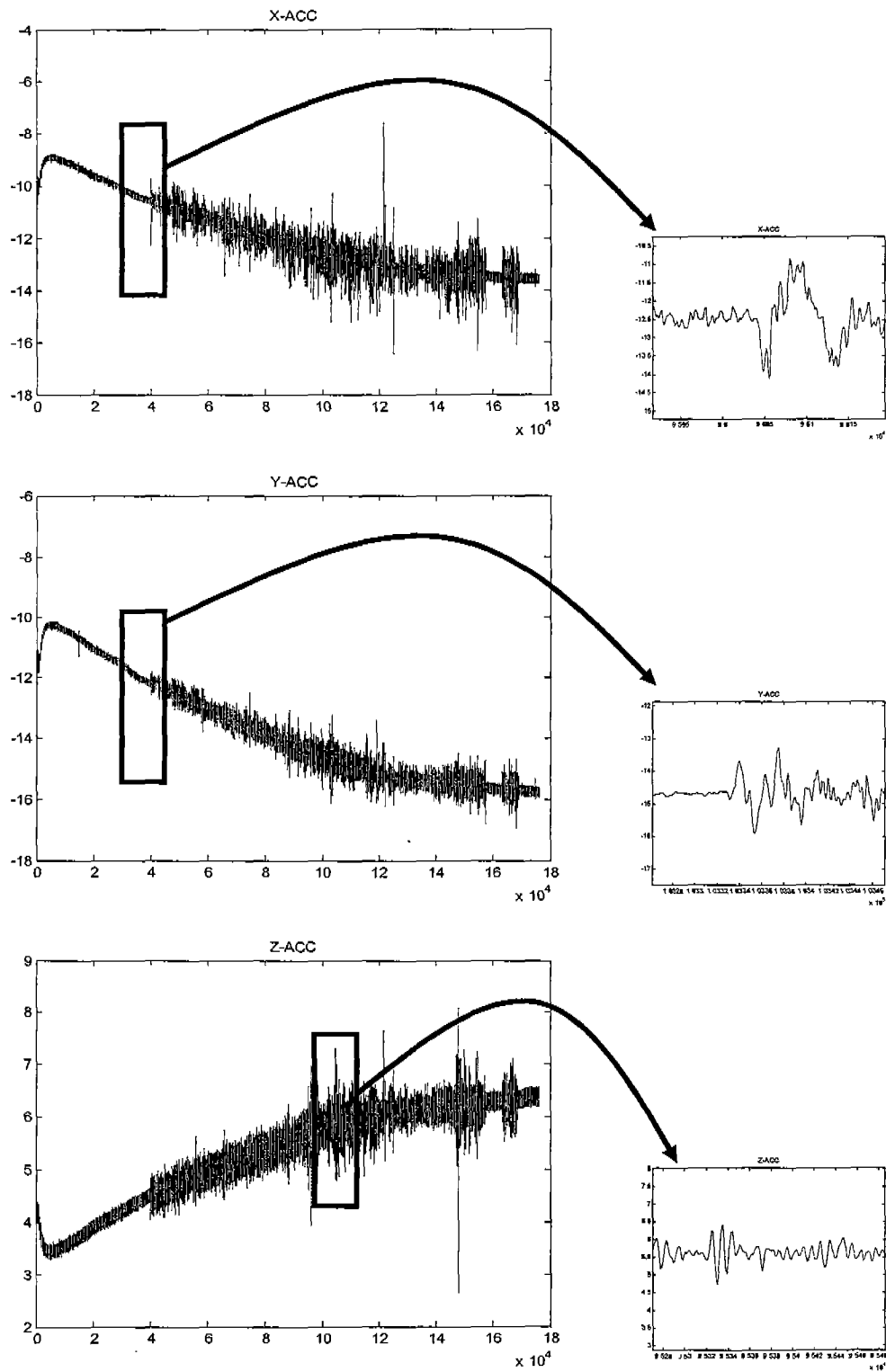


그림 3-17-14 가속도 측정 데이터(X, Y, Z 축)

다. CDMA 데이터의 분석

① 관측 기지국의 개수

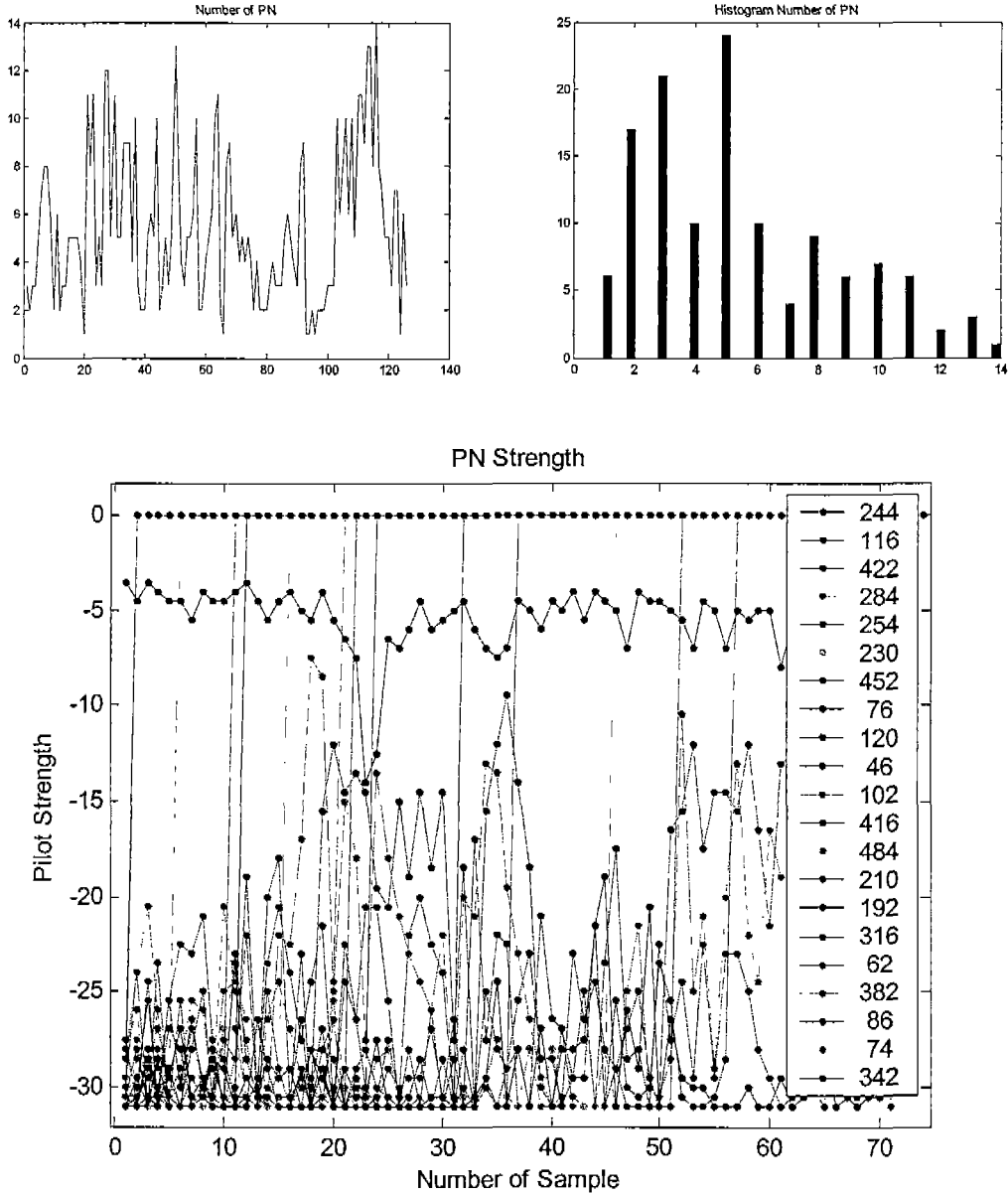


그림 3-17-15 관측된 PN의 개수(위 왼쪽), PN 개수의 분포(위 오른쪽), PN별 신호세기

실험 기간 및 장소에서 관측되는 기지국의 PN 번호와 이의 신호 세기, 그리고 총 개수를 비교하고 있다. 총 21개의 PN 번호가 관측되지만 실제 이용 가능한 신호 세기가 -20dB 이상되는 PN 번호는 평균 3개가 되지 않는다.

② TDOA 측정 데이터의 분석

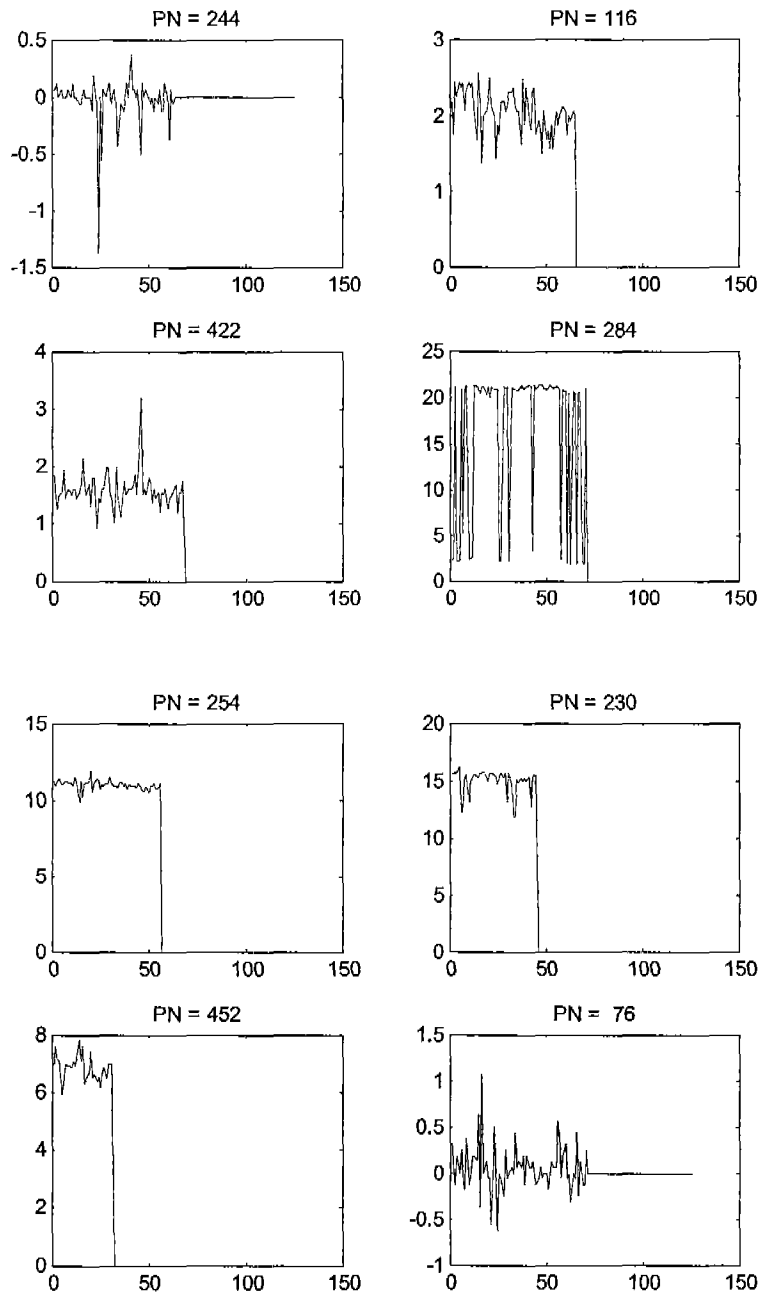


그림 3-17-16 측정된 파일럿 채널의 PN별 TDOA 정보

신호 세기에서도 나타났지만 관측되는 PN의 개수에 비해서 실제 위치 계산에 이용이 가능한 TDOA가 검출된 것은 위 그림에서 PN-116, PN-422, PN-254, PN-452 정도이다. TDOA가 10칩 이상 넘어가는 것은 실험 지역에서는 사용이 불가능한 정보이다.

③ 상용 GPS 폰의 측위 결과 비교(Single GPS vs 상용 폰)

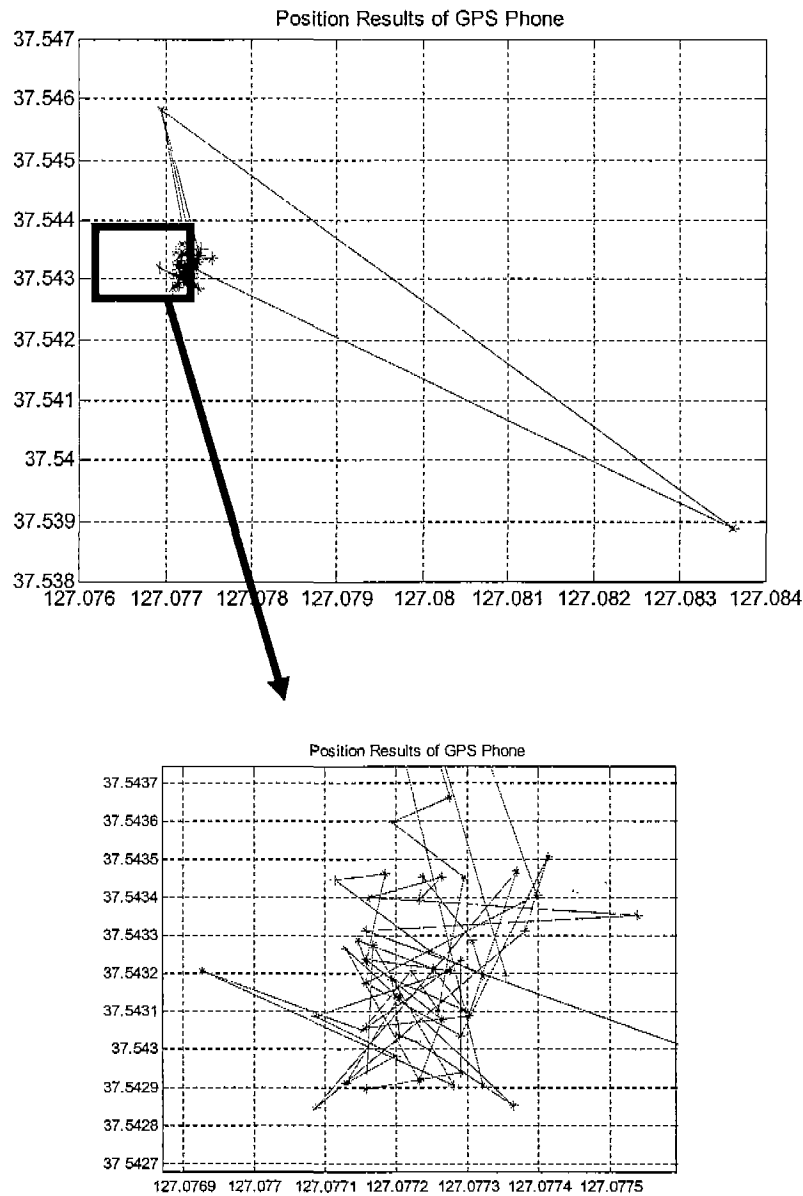


그림 3-17-17 상용 GPS 폰의 측위 결과

상용 GPS 폰이 제공하는 측위 결과는 실험 구간에서 매우 랜덤한 측위 결과를 보여주고 있고 주행 궤적이 나타나지 않는다. 또한 상용 폰에 내장된 GPSOne이 GPS 신호를 정상 수신하지 못하는 경우 무선측위 기법을 이용하지 않고 기지국 주변의 좌표를 제공하고 있음을 확인할 수 있다. 측위가 되지 못하는 빈도를 히스토그램으로 확인해 보면 다음과 같다.

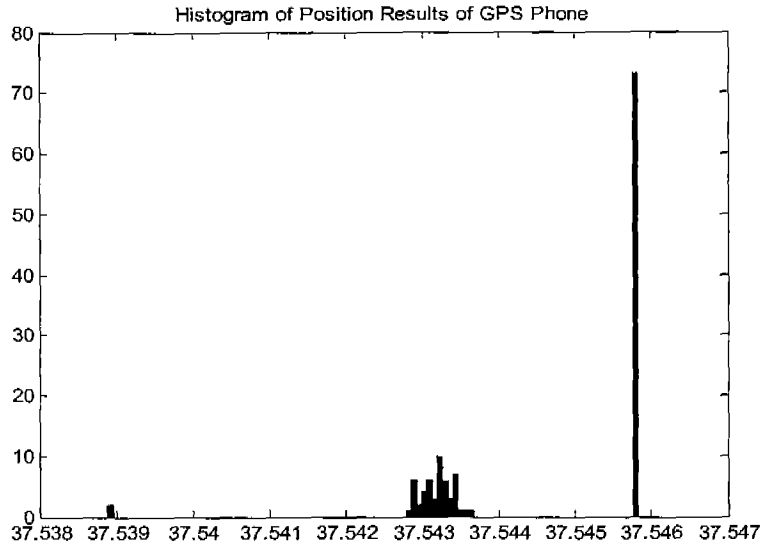


그림 3-17-18 상용 GPS폰 측위 결과의 히스토그램

측위 정보의 위도에 대해서 히스토그램을 그려보면 가운데 몰려 있는 부분이 실제 주행한 구간이고 양쪽 지점은 기지국의 좌표를 나타내고 있다. 총 126개 측위 결과에 대해서 75개를 기지국 좌표로 제공함을 확인했고 이는 약 59.5%에 해당된다. 즉 GPS 폰의 측위율은 40.5%도 되지 않는다.

아래 그림은 GPS 수신기의 측위 결과와 비교한 것으로 GPS 폰의 주행 궤적이 잘 나타나지 않음을 알 수 있다.

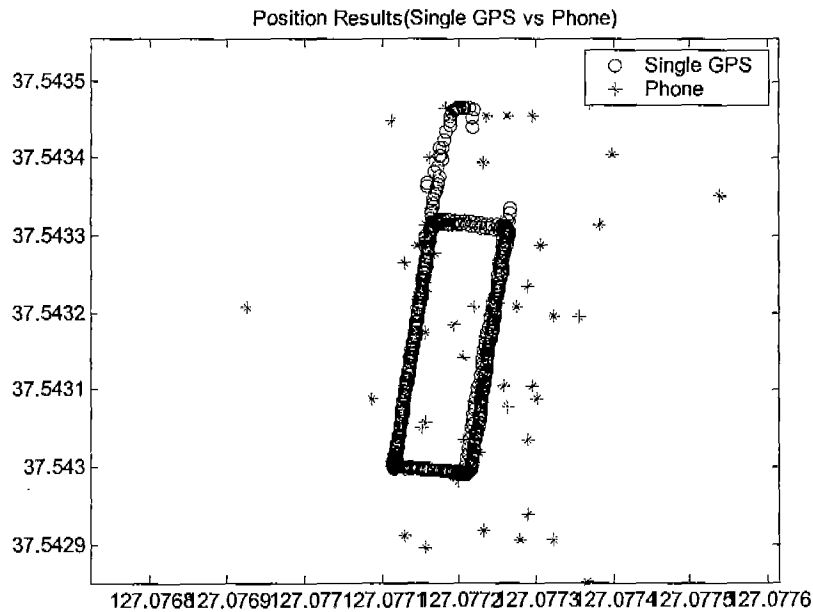


그림 3-17-19 상용 GPS폰의 측위 결과 비교

라. WLAN 데이터의 분석(RSSI 데이터 분포)

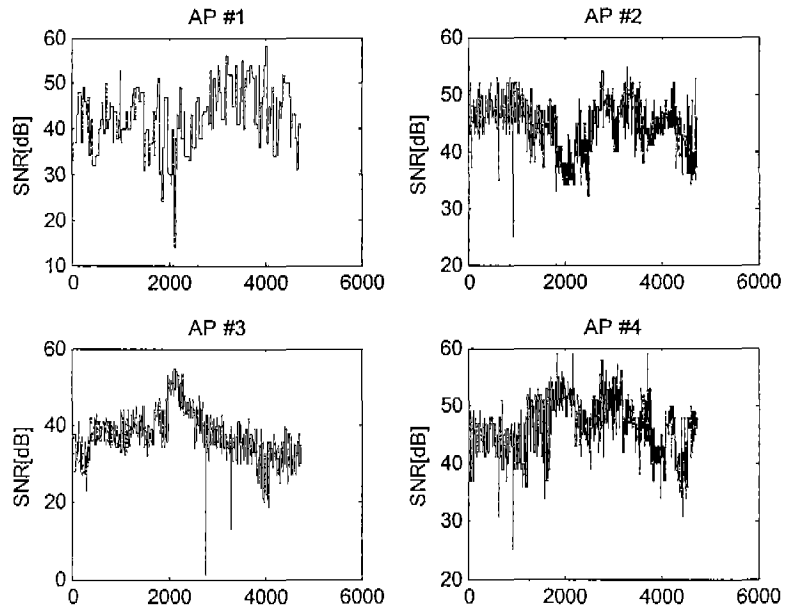


그림 3-17-20 4개 Access Point로부터 수신한 RSSI 비교

마. 모바일 로봇의 Encoder에 의한 측위

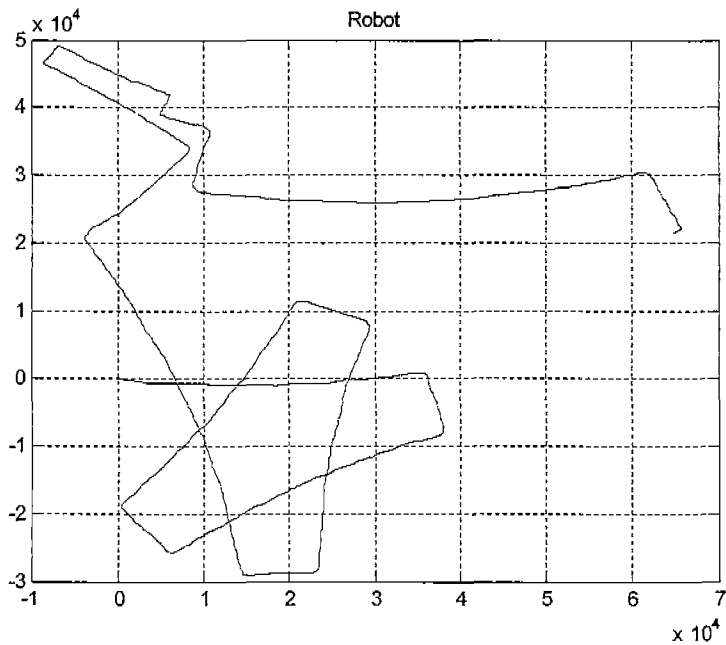


그림 3-17-21 모바일 로봇이 Encoder로 계산한 상대 위치 궤적

바. GIC-INS 결과 분석

① 각 시스템 결과 분석 :

- A. 앞의 결과에서 각 시스템은 독립적으로 위치해를 계산할 수 있는 항법 기능을 모두 갖추고 있으나 측위 결과가 서로 다르고 다양하게 나타남을 확인하였다.
- B. GPS의 경우 실외는 우수하지만 실외와 실내 경계부터 실내까지는 전혀 위치 계산을 하지 못하는 단점을 드러냈다.
- C. INS는 바이어스와 드리프트 등 잡음 성분에 의해 위치 오차가 계속 누적되어 궤적 조차 제대로 나타내지 못했다.
- D. CDMA망을 이용한 경우 관측된 PN의 개수가 위치를 계산할 수 있는 개수를 대부분 충족시키지 못하고 신호세기도 약해서 측위가 어렵고 각 PN에서 측정된 TDOA 정보에 다중경로에 의한 바이어스가 매우 커서 실험 구역내에 측위를 하지 못하고 시스템이 발산했다.
- E. WLAN은 각 AP에서 수신한 RSSI 정보를 이용하여 상대 측위가 가능하지만 주변의 이동하는 사람과 장애물에 의해 순간적으로 신호가 급변하여 측위 결과가 실외로 나가 버리는 오류가 나타났다.
- F. 모바일 로봇의 양 바퀴 Encoder를 이용한 측위 결과는 비교적 궤적을 잘 보여주고 있으나 양 바퀴의 Encoder를 이용한 각도 계산시 오차가 누적되어 한쪽으로 계속 흐르는 추측항법(dead reckoning)과 동일한 오류가 나타난다. 특히 회전할 때는 바퀴의 미끄러짐이 매년 발생하여 궤적이 계속 벌어지는 오류 현상을 그대로 보여주고 있다.

② GIC-INS의 측위 시나리오

- A. 실외에서 GPS와 INS의 혼합 측위를 수행한다.
- B. 건물 외벽에서 GPS와 INS와 CDMA망의 측정 데이터를 이용한 혼합 측위를 수행한다.
- C. 실내로 진입할 때 GPS 신호가 완전히 차단되므로 이때 수신되는 WLAN 정보를 이용하여 외부 정보를 기준으로 한 무선 측위를 수행한다.
- D. INS의 자세각 정보를 이용하여 모바일 로봇의 Encoder 오류를 보정한다.
- E. WLAN의 측정 데이터를 CDMA 파일럿 TDOA와 결합하여 측정열을 보상한다.
- F. 실외로 나오면서 GPS 위성 정보가 회복될 경우 GPS와 INS의 결합에 의한 측위를 수행한다.

③ GIC-INS 측위 결과

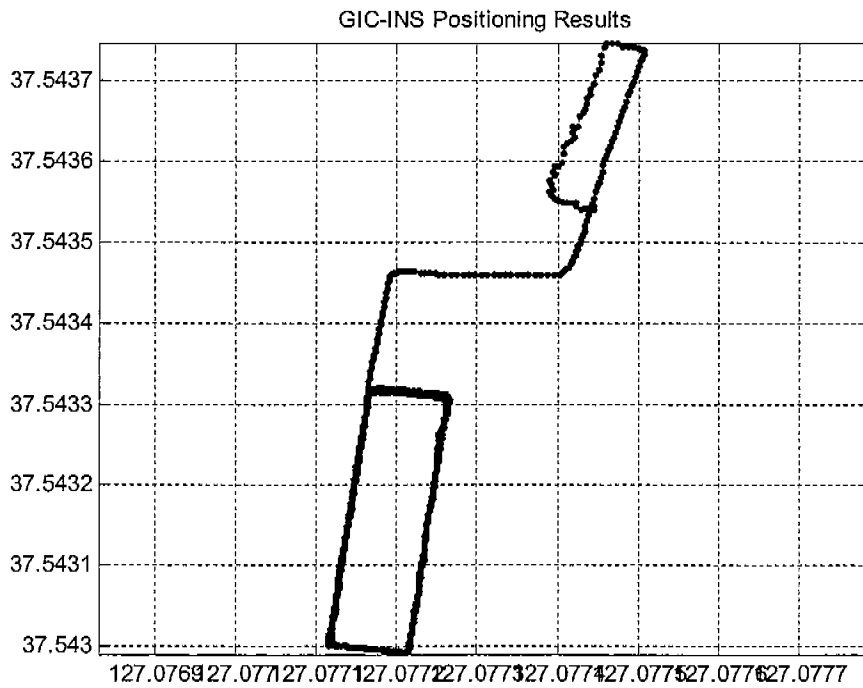


그림 3-17-22 GIC-INS 측위 결과

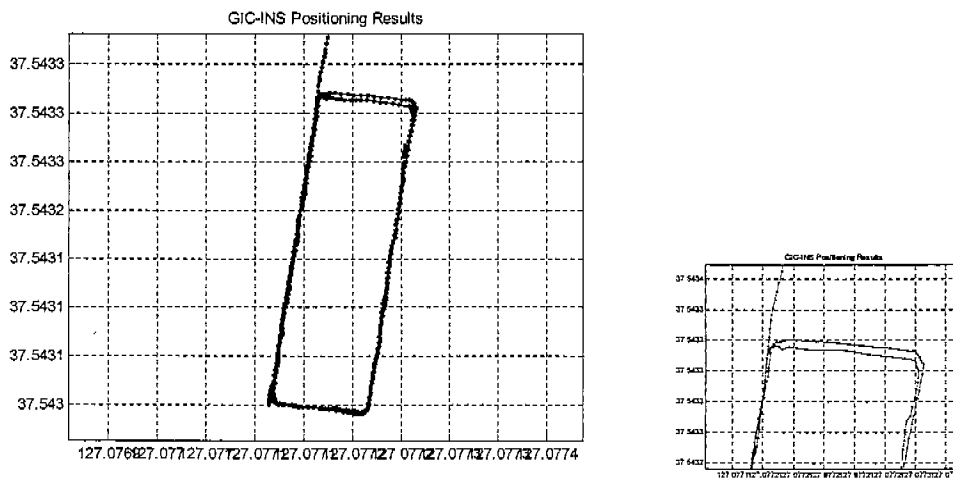


그림 3-17-23 GIC-INS 측위 결과 : 실외 구간

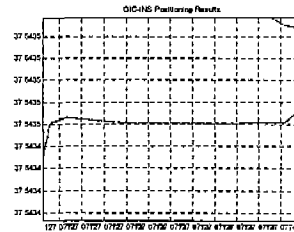
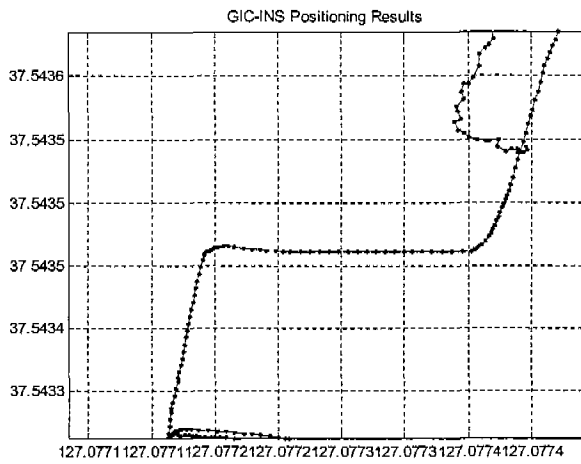


그림 3-17-24 GIC-INS 측위 결과 : 건물 외벽 구간

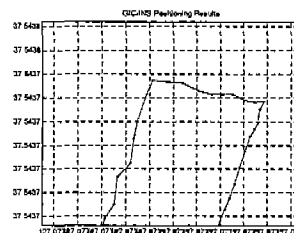
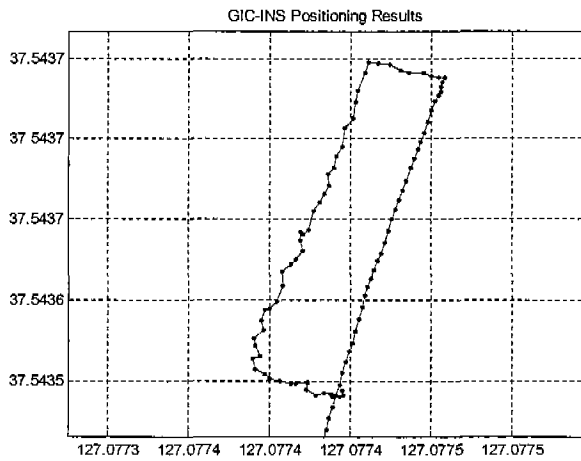
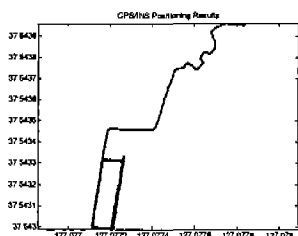
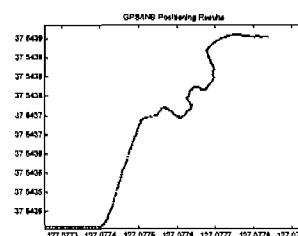


그림 3-17-25 GIC-INS 측위 결과 : 실내 구간

위의 측위 결과는 본 연구를 통해 개발된 GPS/INS/CDMA망 통합 필터와 부가적으로 WLAN, Encoder를 결합하는 알고리즘을 모두 적용한 경우이다. 특히 실내 구간에서는 아래 그림처럼 INS만으로는 오차가 계속 누적되어 정상 궤적을 획득하기 어렵기 때문에 WLAN을 이용한 측위 반경 제한과 궤적 이동 한계치를 적용하였다.



<GPS/INS 측위 결과>



4. GIC-INS의 발전 모델

System Concept & Design

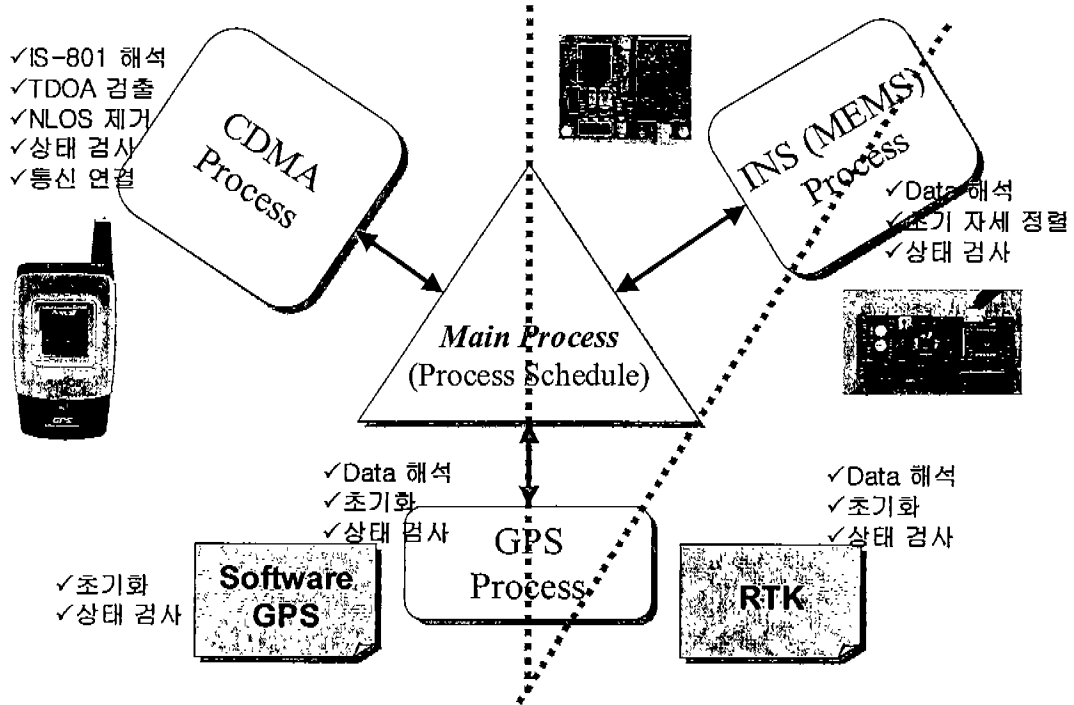


그림 3-17-26 GIC-INS의 발전 모델

지금까지는 프로토 타입 수준의 복합 항법시스템을 구현하여 이용했지만 향후 MEMS 기술에 의한 IMU의 소형화가 현실화 되고 있고 GPS 모듈의 크기가 손톱 크기인 2cm x 2cm 수준까지 이르렀기 때문에 무선 측위 모듈이 내장된 기존의 상용 GPS폰에서 구현이 가능한 실정에 이르렀다.

현재 본 연구실에서 진행 중인 것은 현재까지의 프로토 타입 GIC-INS를 상용 GPS폰에 탑재시키는 과제와 더불어 세상 어디에서나 위치 정보를 획득할 수 있는 개념의 Ubiquitous 항법용 시스템을 연구하고 있다.

Ubiquitous 항법은 이동체가 차량이든, 사람이든, 아니면 동물이든 크기에 관계없이 자신의 위치 정보를 획득하고 이 정보와 부수적인 상태 정보를 통신망을 이용하여 외부의 관제국에 적절한 간격으로 전송해 주는 미래 기술로써 현재 본 연구에 의해 진행된 GPS/INS/CDMA망 통합 복합항법시스템 개발에 이어서 ubiquitous 개념을 포괄적으로 이용하는 ubiquitous sensor network을 구축하고 이를 이용한 ubiquitous navigation 시스템을 구축하는 것이 향후 진행 과제라고 판단된다.

제4장 목표달성도 및 관련분야에의 기여도

제1절 목표달성도 (2단계 연구)

1. 1차년도 연구 목표 달성도

연구 목표	연구 결과 및 달성도
GPS 신호 검출 및 추적 성능개선 기법 개발	<ul style="list-style-type: none"> • 15dB 이상의 미약신호 검출 기법 개발 완료 • 칼만필터 및 강인제어에 기반한 향상된 추적루우프 설계
CDMA 파일럿 위상 정밀 측정기법 개발	<ul style="list-style-type: none"> • CDMA 통신망으로부터 측위를 위한 파일럿 위상 추출 성공 • 추출된 파일럿 위상 정보를 이용한 TOA 및 TDOA 추출 완료 • CDMA 통신망에서 추출된 TOA, TDOA를 이용한 측위 • 고정밀 상관 기법인 MUSIC을 이용한 측정 알고리즘 개발 • 측정 정밀도 1/8 칩 이상 검출 알고리즘 개발 완료 • FFT에 기반한 고속 TDOA 계산기법 개발
다중경로/전파간섭/비공통 오차 극복 기술개발	<ul style="list-style-type: none"> • CDMA NLOS에 기인한 측위 오차를 완화시켜 50m 이내의 GPS/CDMA 측위성능을 확보하였다. • 다중경로 오차의 검출 및 제거 알고리즘을 개발하여 목표치(5%)의 2 배가 넘는 10% 정도의 위치 정확도를 향상시켰음. • 長기저선의 경우 비공통 위성 궤도 오차를 5cm이 내로 소거하여 오차제거 목표 150% 이상 달성

MEMS 기반 휴대용 항법알고리즘 개발	<ul style="list-style-type: none"> • 2 축 가속도계와 사람의 보행 특성을 이용하여 50m 보행시 2m 이내의 오차를 갖는 이동거리 측정 기법 개발 • 자세(롤, 피치) 변화에 따라 5 도 이내의 방위각 오차 구현 • 휴대가 가능한 항법 시스템 개발
GPS RTK/INS 통합알고리즘 개발	<ul style="list-style-type: none"> • 오차 1m 이내의 통합 알고리즘 개발 • fine alignment 에서 정밀도 향상 및 수렴 시간 단축으로 효율성 증대 • GPS 반송파 자세 정보를 이용함으로써 자세 결과의 발산이 없는 안정된 시스템 구축

2. 2차년도 연구 목표 달성도

연구 목표	연구 결과 및 달성도
IMU-Aided GPS 상관기 /추적루우프 개발	<ul style="list-style-type: none"> • 벡터 방식의 지연루우프 개발하여 기존 GPS 추적 루우프의 추적성능 향상. 낮은 SNR 을 갖는 위성 신호의 추적이 가능하며 의사거리 측정 정확도 개선. • INS 의 결합으로 사용자 동적 특성 및 미약신호에 대한 강인성이 높아졌음. 20g 이상 추적 가능
□ GPS/CDMA 통신망 통합 방식 개발	<ul style="list-style-type: none"> • 동기 방식, 비동기 방식 측위서버용 PDE 개발하였고 이를 이용한 AGPS 알고리즘을 구현하였음. Qualcomm 의 GPSOne 에 대응하는 AGPS/PDE 기술을 자체적으로 확보하였음. • GPS 와 CDMA 의 파일럿 정보인 TOA/TDOA 정보를 결합하는 혼합항법 알고리즘 및 통합 방식을 개발하여 같은 개념의 상용 GPS 폰에 비해 정확도 및 측 위율에서 각각 200%, 20% 이상의 향상된 성능 보였음. 수신감도를 25db 까지 개선하여 실내에서 GPS 측위 가능.

<p>□ GPS/INS/CDMA 결합기술 개발 및 구현</p>	<ul style="list-style-type: none"> • GPS 와 INS 의 결합에 있어서 분산형 결합 칼만 필터를 설계하여 구현하였음. • GPS 와 CDMA 의 파일럿 정보를 결합하는 분산방식의 ALFA 알고리즘 개발 구현하였음. 국내 011 망에서 성능검증. • MEMS 가속도계와 fluxgate 를 이용하여 신발에 장착할 수 있는 소형 WNS 와 보행 거리의 5% 이내의 오차를 갖는 알고리즘 개발 완료 • □ RF 모듈로 연결되는 WNS/GPS 통합 시스템 및 보행 중 GPS 위치 정보로 보정하여 보행 거리의 2% 이내의 오차를 갖는 알고리즘 개발 완료 • 범용 RTOS 인 RTLINUX 를 이용한 GPS/INS/CDMA 망 결합 소프트웨어 개발 완료
<p>□ GPS/INS/CDMA 통신망 통합 시뮬레이터 개발</p>	<ul style="list-style-type: none"> • GPS 반송파 신호 발생기, 위치 및 자세 결정 알고리즘의 실시간 통신을 위한 통신 모듈, GPS 반송파 위치 및 자세 결정 알고리즘을 통합하여 Hardware-In-Loop Simulator 개발 • 기저선 길이 정보를 이용하여 MDB 최대 50% 성능 향상, 미지정수 결정의 성공률 최대 49% 성능 향상, GPS 반송파 신호의 고장이 발생할 경우 90%의 이상 검출 가능. GPS 신호의 안정성 및 무결성 감시 가능.

3. 3차년도 연구 목표 달성도

연구 목표	연구 결과 및 달성도
초강결합 GPS/INS 통합방법 개발	<ul style="list-style-type: none"> • 연합칼만필터를 이용한 초강결합 GPS/INS 통합필터 설계방법을 새롭게 제시 • 시뮬레이션에 의한 성능평가 결과 일반적인 DLL 방식보다 2 배 정도 추적성능 개선 • 고기동이 존재하는 경우에도 INS 정보를 효과적으로 이용하여 항체의 동적스트레스에 의한 코드 추적오차를 현격하게 줄일 수 있다. • 비선형필터 기법인 Unscented 칼만필터와 particle 필터 기법을 이용하여 새로운 비선형 GPS/INS 통합필터를 설계하였다. 위성의 개수가 바뀌는 상황과 급격한 궤적의 변화가 존재하는 상황에서 비선형 필터의 오차추정 성능과 이에 따른 항법성능이 기존의 EKF방식 보다 우수한 것을 시뮬레이션으로 확인. • Unscented 칼만필터를 연합형 칼만필터 구조로 확장하여 연합형 Unscented 칼만필터를 새롭게 제시
GPS 다중경로간섭 및 방해신호 제거를 위한 공간신호처리 기법 개발	<ul style="list-style-type: none"> • 다양한 형태의 간섭신호에 대한 GPS 수신기의 성능 열화 특성을 실제 수신기 모델을 이용하여 시뮬레이션을 통해 분석 • 4 개의 패치 안테나를 이용한 GPS 다중배열안테나 모듈 개발. • MVDR 기법을 이용한 다중배열 안테나 빔형성 방법을 개발. GPS 위성방향으로의 빔형성과 재밍신호원 방향으로의 신호 무효화(nulling) 성능이 우수함을 확인.

<p>GPS 다중경로간섭 및 방해신호 제거를 위한 공간신호처리 기법 개발</p>	<ul style="list-style-type: none"> • NVDR 빔형성 다중배열안테나와 INS 강결합 시스템 구성. 실제 전파방해 상황을 시뮬레이션으로 모사하여 성능을 비교. 일반적인 GPS/INS 시스템보다 월등히 우수한 Anti-Jamming 성능 확인 • GPS 다중경로 간섭신호 제거를 위해 EM 알고리즘을 이용한 연속적인 간섭제거 알고리즘 새롭게 개발. 시뮬레이션으로 우수한 다중경로 제거 성능 확인.
<p>WLAN을 이용한 무선측위 기술개발</p>	<ul style="list-style-type: none"> • 무선랜의 신호세기를 이용한 실내측위 시스템을 개발. • PC 환경 하에서 실시간 실내측위 시스템 구현 및 실험. 측위오차 약 2-5m. • IEEE 801.11.b DS-SS 방식의 무선랜 비콘 신호를 이용한 TDOA 추정 및 측위 기법 개발. 801.11.b 모뎀 기저대역 신호처리 장치 구현 및 실험. 측정 오차 약 5m. • 무선랜 이용 TDOA 추정을 위한 이중차분을 이용한 시각동기 방법제시. • IEEE 801.11.a OFDM 방식의 무선랜 비콘 신호를 이용한 TDOA 추정 방법 개발. 실내 채널 모델을 통한 TDOA 추정 성능 시뮬레이션. • GPS 스위칭 중계기를 이용한 실내 측위기법 새롭게 개발. • UWB와 블루투스를 이용한 실내 무선측위 방식의 측위 성능 분석 및 측위 가능성 검토.
<p>FPGA를 이용한 SDR 기반 GPS 수신기 개발 (추가 연구)</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Matlab/Simulink 블록을 이용한 GPS 기저대역 신호처리 알고리즘 설계 • Xilinx FPGA를 이용한 수신기 구현 • 8 채널 L1 C/A 코드 GPS SDR 수신기 개발 성공

제2절 관련분야에의 기여도

1. GPS 신호검출 및 추적 성능개선 기법 개발

가. 적응 PLL/FLL 루우프 설계

적응 PLL/FLL 루우프 설계에서는 GPS 수신기 추적루프를 위한 신호 모델을 유도한 후 잡음 성능을 유지하며 동특성을 개선할 수 있도록 반송파 추적루프의 주파수 출력을 이용하는 코드 및 반송파 추적루프를 설계하였으며 시뮬레이션을 이용하여 고기동 환경에서의 의사거리 측정 성능을 분석하였다. 시뮬레이션 결과 측정값에 포함되는 잡음 성분의 크기는 추적루프의 대역폭 및 사용자 움직임의 특성과 관련을 가지는 것을 알 수 있다. 특히 낮은 차수의 추적루프는 사용자의 속도에 따라 정상상태에서 편향 오차가 발생하게 된다. 따라서 빠른 움직임을 가지는 수신기에서는 높은 차수의 추적루프를 사용하는 것이 바람직하며 또한 반송파 추적 루프의 주파수 정보가 유용한 것을 알 수 있다.

나. H_{∞} 제어를 이용한 추적루프 설계

H_{∞} 기법을 이용한 강인한 코드 추적 루우프 에서는 수신기의 추적 루프를 설계하기 위한 신호 모델을 유도하고 고전제어 기법과 현대 제어기법을 이용한 수신기 설계 방법에 대하여 살펴 보았다. 사용된 현대 제어 기법은 견실 제어기로 수신기 열 잡음과 사용자 움직임의 변화를 왜란으로 가정하고 추적루프에 사용할 수 있는 모델을 유도하여 루프 필터를 설계하였다. 고전제어 기법으로는 진상제어기를 이용하여 2차의 루프 필터를 설계하였다. 설계된 루프필터는 추적루프에 영향을 끼치는 가장 큰 두 가지 요소인 신호의 동 특성과 잡음에 의한 추적루프의 성능을 분석하였고 신호가 열화의 영향을 받는 상황을 가정하여 시뮬레이션을 수행하여 성능을 분석 하였다.

다. 소프트웨어 GPS 수신기

소프트웨어 GPS 수신기의 목표는 하드웨어를 줄이고 직접 신호를 샘플하여 마이크로 프로세서에서 모든 신호처리를 하도록 하는 것이다. 궁극적인 소프트웨어 GPS의 목표는 프로세서를 안테나에 가깝게 만드는 것이다. 이러한 구조는 다 채널 상관기 부분의 하드웨어를 없앤 구조로 적응성(flexibility)면에서 뛰어난 장점을 가지기 때문에 현재 사용중인 L2나 확장이 예정되어 있는 L5 반송파를 사용하는 경우도 상관기의 추가 없이 소프트웨어의 변경만으로 적용 할 수 있다. 그러나 프로세서는 소프트웨어를 이용하여 모든 처리를 하기 때문에 일반 수신기에 요구되는 프로세서 보다 높은 처리 용량을

필요로 하고 연산량을 감소시키기 위한 기술들이 적용된다.

본 연구를 통해 기존의 하드웨어로 구현되어 있는 GPS 수신기를 소프트웨어로 구현하였으며 실시간 동작을 위해 연산량을 감소시킬 수 있는 다양한 알고리즘들이 적용되었다. 이를 이용해 얻어진 항법 정보가 기존의 하드웨어 기반의 수신기 여기서 구현된 항법 정보가 기존의 하드웨어 기반 수신기와 동일한 성능을 가지고 있음을 확인하였다.

라. MUSIC

일반적으로 수신된 통신 신호에서 알고 있는 신호를 추출하기 위해 상관법(correlation method)을 이용한다. 그러나 이 방법의 단점은 신호의 주어진 샘플 주기가 그대로 반영되므로 상관된 신호의 해상도에는 변화가 없으므로 낮은 해상도로 샘플링된 신호로부터 정밀한 신호 검출을 기대하기 어렵다는 것이다. 이러한 단점을 극복하기 위해 개발된 MUSIC(multiple signal classification)은 고유치 분해방식을 이용한 방법으로써 다중경로 오차를 추정하는 문제에 적용할 수 있다.

본 연구에서는 시뮬레이션 데이터와 실측 데이터를 이용하여 MUSIC 알고리즘을 적용 시 발생하는 문제점들에 대해 분석하였고 다중 경로 오차를 추정하는데 기존의 방법들보다 추정 성능이 향상되는 것을 확인하였다.

2. CDMA 파일럿 위상 정밀 측정기법 개발

가. CDMA 시스템에서의 파일럿 위상 측정기법 개발

일반적인 TOA, TDOA 측정방법으로, TOA를 이용한 측위 방법은 기지국들과 이동국간 거리를 나타내는 TOA를 반지름으로 하는 원의 교점을 찾음으로써 이동국의 위치를 결정하는 방법이다. 실제 CDMA 전파 수신기(한국통신)를 이용한 TOA검출에서 획득된 chip delay는 그때의 energy에 따라 그 정확도가 달라짐을 보였다. TDOA는 TOA의 차분이므로 기지국과 이동국 사이에 형성되는 거리에 의한 쌍곡선들의 교점을 찾음으로써 이동국의 위치를 결정하는 방법이다.

본 연구에서 제시된 누적방법을 이용한 TOA추정은 최대 peak를 찾아내는데 어려움이 있지만 예상보다 매우 정확한 정보를 제공할 수 있음을 보였다.

나. 파일럿 위상 측정 정밀도 향상 기법 개발

일반적으로 수신된 통신 신호에서 알고 있는 신호를 추출하기 위해 최대 피크 값을 찾아 이용하는 원리인 상관법을 들 수 있다. 이 방법의 단점은 신호의 주어진 샘플 주기가 그대로 반영되므로 상관된 신호의 해상도에는 변화가 없고, 여러 개의 신호로

섞여 들어오는 경우 원래 신호와 다중경로 신호들을 구분하기가 어렵다. 이로 인해 신호가 존재하는 경우의 피크가 다중경로 신호에 의해 뒤로 밀리는 현상이 발생한다. 이러한 문제들을 해결하기 위해 고유치 분해방식을 이용한 MUSIC으로 TDOA 측정 알고리즘에 대해 연구하였다. 제시된 방법으로 다중경로 성분을 확연히 구분하고 다중경로에 의한 최대 피크 이동 현상을 제거할 수 있었다.

본 연구에서는 알고리즘 시험 및 적용을 위한 CDMA망 시험 시뮬레이터를 개발하였다. 수신되는 RF신호를 중간주파수대에서 고속 샘플링 하여 데이터를 취득하는 개념이다. 시뮬레이터를 이용해서 IF데이터, 다중경로 신호를 생성, 분석하였고 또한 상관법에 의한 다중경로 분석 및 MUSIC에 의한 다중경로 검출을 확인하였다. 실측 신호에 대해서 호환성 있게 설계해 TDOA 검출하였다.

3. 다중경로, 전파간섭 오차 극복기술 개발

가. GPS 다중경로 극복기술 개발

본 연구를 통하여 반사판 재질을 알루미늄으로 사용하고 안테나와 반사판 사이 거리를 50cm로 실험한 실제 데이터를 가지고 SNR분석 결과 다중경로가 발생 된 것으로 보이는 위성의 반송파 다중경로를 추정하였으며, 기저선 길이 제한조건을 이용한 GPS 반송파 신호의 고장 검출과 그 통계적 특성을 정리하고 이를 시뮬레이션 데이터를 통해 확인하였다.

기저선 제한 조건을 측정값의 확장으로 사용하여, 측정값의 증가와 같은 효과를 얻을 수 있었으며 검출 확률을 높일 수 있었다. 다중 기준국 혹은 자세 결정의 경우 안테나의 개수를 증가시켜 더욱더 정확하고 안정한 신호의 검출확률을 향상시킬 수 있을 것으로 예상된다.

또한 다중 안테나를 이용하여 반송파의 바이어스 성분 중 반사된 다중경로의 증가량을 추정하는 알고리즘을 제시하였다. 바이어스 성분과 사용자 안테나군의 위치, 사용자 안테나군의 안테나 사이의 상대거리 등을 추정하기 위하여 이중 차분된 측정값과 단일 차분된 측정값을 사용하였다. 또한 측정값의 부족을 해결하기 위하여 다중 안테나의 기하학적 배열을 이용하였다. 제안된 알고리즘을 이용하여, 사용자의 위치와 함께 사용자의 안테나군에서 발생하는 반사에 의한 다중경로의 바이어스 성분을 추정해낼 수 있었다.

사용자 안테나 군의 위치 결정 결과에서 위치 결정의 오차는 표준편차 1.90mm, 1.50mm, 2.04mm로 나타났으며, 사용자 안테나 군의 단일 차분된 바이어스 성분의 추정 결과 오차는 3.42mm에서 4.18mm까지 나타나는 것을 확인할 수 있었다

나. CDMA 파일럿 위상 다중경로 오차 극복기술 개발

기존 셀룰라 망의 공중 채널들을 이용한 네트워크 기반의 위치 결정 기술이 실내에서의 위치결정능력, 즉각적인 계산, 그리고 저비용으로 인하여 널리 연구 되고 있다. 반면 네트워크 기반의 방법은 몇 가지 기술적인 어려움과 한계를 보인다. 특히 전파 전송 중 발생하는 NLOS(No-Line-of-Sight)와 다중 경로 전파로 인한 경로지연오차로 인하여 낮은 위치 정확도를 가질 수 있다.

본 연구를 통하여 추정되기 어려운 경로지연오차를 다루는 새로운 최적 위치 결정 추정자를 제시하며, 동시에 제시된 추정자의 수학적 해석을 수행하였다. 이동국 주변의 지형을 반영할 수 있는 경로지연오차의 기하학적 모델링을 새롭게 제시하였다. 제시된 기하 모델은 제시된 추정자로 하여금 편향오차의 추정치를 계산할 수 있는 허용 가능한 경로지연오차의 존재 범위를 주게 된다. 경로지연 오차를 효과적으로 추정하여 위치 정확도를 향상시키기 위하여 최적화 기법을 이용하는 삼 단계 추정자와 경계조건을 결합하게 된다.

본 연구를 통해 기술된 방법은 셀룰라 망을 이용하는 위치 결정 시스템에 효과적으로 적용될 수 있다. 그리고 제시된 삼 단계 추정자는 단말기의 위치결정뿐만 아니라, 측정 편향오차를 포함하는 시스템들의 상태 변수 추정에 편향오차의 경계 제한 결합함에 의하여 적용할 수 있다.

4. MEMS 기반 휴대용 항법 알고리즘 개발

가. 이동거리 측정이 가능한 오차보정 기법 개발

휴대용 관성항법장치를 개발하기 위해 필수적인 요인으로 제한된 수의 센서만을 사용함으로써 소형, 저전력이 가능하며 기존의 것과 같은 성능의 항법 해를 제공하기 위한 연구를 수행하였다. 본 연구에서는 2축 가속도계 1개만을 사용하였으며, 센서 모듈을 신발에 장착하고 보행하는 경우 발이 지면에 닿는 순간 발의 속도는 0이라는 조건을 사용하여 가속도계 바이어스 및 걸음 형태에 따른 한 걸음 구간에서 발생하는 구간 바이어스를 추정함으로써 사람의 이동거리를 측정할 수 있는 하드웨어 및 알고리즘을 개발하였다. 가속도계 변화율을 사용하여 100% 걸음 검출을 할 수 있는 알고리즘을 개발하였다. 그리고 50[m] 보행 시 2[m] 이내의 위치 오차를 갖는 이동거리 측정 알고리즘을 개발하였다. 이런 기술은 항법뿐 아니라 스포츠, 가상현실, 게임 등의 분야에서 응용 기술로 사용될 수 있다.

나. MEMS 컴퍼스를 이용한 방향각 외란 보상기법 개발

저가형 지자계 센서를 사용하여 방향각을 찾는 기법으로 항법장치를 초소형 단말기에 탑재하는 경우 반드시 필요한 기법이다. 3축 또는 2축 지자계 센서와 2축 가속도계를 장착한 후 가속도계를 이용하여 자세를 계산하고 지자계 센서의 출력과 앞에서 계산한 자세 정보를 이용하여 지자계 센서의 자세에 따른 오차를 보정하고 정확한 방위각을 찾는 알고리즘을 해석적이 방법으로 오차 보상 알고리즘을 구축하였다. 롤과 피치각의 변화에 따라 5 [deg] 이내의 오차범위 안의 방위각 정보를 계산할 수 있다. 이 기술로 통해 고가의 지자계 센서 대신 개인항법에 사용할 수 있는 저가형 지자계 센서를 사용하여 정확한 방위각 정보를 계산할 수 있도록 하였다.

다. 자이로를 대체할 수 있는 방향각 결정기법 개발

일반적으로 항체의 회전은 자이로를 이용하여 측정한다. 그러나 저급 개인항법장치를 구현하는 경우 상대적으로 고가이며 성능이 낮은 자이로를 대신하여 회전을 검출할 수 있는 기법이 필요하다. 본 연구에서는 가속도계를 사용하여 자이로를 대체할 수 있는 기법을 개발하였다. 가속도계간의 차분을 통해 회전에 의하여 발생하는 성분만을 추출한 뒤 적분을 통해 회전방향 및 회전각을 계산할 수 있는 알고리즘을 개발하였다. 또한 2축 가속도계 3개만을 사용하여 6자유도를 측정할 수 있는 IMU를 설계하고 그 가능성을 해석적인 방법으로 증명하였다. 이 알고리즘은 두 가속도계를 평행하게 배치함으로써 가속도계 출력의 차분을 통해 각 가속도를 얻을 수 있고 두 번 적분함으로써 350도 회전 시 10도 이내의 오차로 회전각을 얻을 수 있다.

라. 센서 고장을 고려한 신뢰성 향상 기법 개발

저가의 센서를 사용하는 경우 외부 충격 등에 의하여 센서의 고장이 발생할 수 있다. 이런 경우 고장 검출을 하지 않고 항법을 수행하면 큰 오차가 발생한다. 본 연구에서는 다중 센서의 배치에 따른 센서의 고장 검출 및 분리 (FDI) 의 성능을 파악하고 향상시킬 수 있는 배치를 연구함으로써 전체 시스템의 신뢰성을 향상시킬 수 있는 기법을 연구하였다.

5. GPS RTK/INS 통합 알고리즘 개발

가. GPS 및 INS의 정보 통합 형태에 따른 변화 비교

GPS와 INS는 상이한 특성으로 인해 통합으로 얻을 수 있는 효과가 큰 조합으로 알려져 있다. 본 연구에서는 이러한 통합 시스템의 구성에 따른 다양한 형태를 언급하고 각 형태가 갖는 특성들을 분석하였다. 이러한 분석에 있어서 기존의 연구들이 단순한 정확도를 기준으로 시스템을 비교하였는데 반해 실제 데이터를 이용해 다양한 관측

환경에서의 통합 시스템간 특성을 비교 분석해 봄으로써 실제 환경에서 통합 시스템이 갖는 장단점을 비교하였다. 이러한 연구는 통합 항법 시스템 구성에 있어서 각각의 시스템 특성에 적합한 통합 시스템의 구성 형태 결정 및 각각의 세부 시스템이 가져야 하는 사양 등을 결정하는데 기초 자료로서 이용 될 수 있다.

나. 반송파 자세 및 위치 정보에 의한 Fine Alignment 성능 향상

본 연구에서는 3개의 GPS수신기와 저급의 MEMS IMU를 사용하는 자세계산 시스템을 제시하였다. 이 시스템은 높은 정확도의 자세정보를 연속적으로 제공하는 것을 목적으로 하였다. 칼만 필터는 자세계산을 위하여 이용된 쿼터니온은 효율적인 결합을 위하여 사용되었다. GPS의 이중차분 반송파 위상과 저급 IMU 데이터의 사용한 강결합 방식은 센서의 바이어스 오차 추정성능을 향상시켜 정확도가 높은 자세 정보를 제공하였다. 또한 칼만 필터의 구성에서 이중 차분 반송파 위상 측정치를 사용하기 위해 쿼터니온 오차 항을 새롭게 유도하였다. 시뮬레이션 결과는 다른 방법들 보다 제시된 방법이 자세와 센서 오차 추정성능을 향상 시키는 것을 보여준다.

다. 반송파 자세 정보에 의한 위치 해의 성능 변화 분석

본 연구를 통해 GPS 반송파를 이용해 얻을 수 있는 자세 정보와 IMU의 정보를 통합 하였을 경우 향상되는 성능을 시뮬레이션을 통해 비교해 보았다. 이 결과에서 두 시스템의 자세 오차의 변화가 GPS 반송파를 이용한 경우가 그렇지 않은 경우에 비해 상대적으로 향상됨을 알 수 있었고 시간이 지남에도 불구하고 자세의 발산이 전혀 없는 것을 볼 수 있었다. 반면 IMU만을 사용한 시스템은 시간이 지남에 따라 서서히 발산하는 모습을 관찰 할 수 있었다. 이러한 두 시스템의 통합은 고성능의 관성 항법 장치를 사용할 수 없는 상황에서 전체 시스템의 성능을 향상 시킬 수 있는 방법으로 GPS 위성이 관측 가능한 환경에서 다양한 방법으로 적용 될 수 있을 것으로 생각된다.

라. GPS RTK/INS 응용을 위한 HILSIM 기초 연구

HILSIM (Hardware In the Loop Simulation)은 실제 하드웨어의 기능과 성능을 모방한 시뮬레이션 환경 안에 실제 하드웨어를 삽입하여 실제 상황과 거의 유사한 시뮬레이션을 구현하는 시스템을 말한다. 본 과제에서의 HILS는 GPS/INS 복합 항법 시스템을 위한 MGM (Motion Generator Module) 부분 제작하였다. MGM은 실제 환경과 유사한 비행체의 Control 입력, 운항 환경 정보로 각 센서 모듈이 필요로 하는 참값 생성하는 역할을 한다. GPS/INS 복합 항법 HILS에서는 MGM에서의 입력 값으로 비행체의 Aero Dynamic 상수, 고도, 속도, 온도를 설정하게 되며, 그 결과 비행체의 3축 위치, 각속도, 가속도 정보를 생성해 내게 된다. 생성된 정보는 실제 시스템과 동일한 속도의 시리얼 포트를

통해 연결되며 각 센서 모듈로 정보가 전송된다.

모듈로 분리되어 있는 HILSIM 구조로 인하여 시각동기가 필요하게 된다. 실제적인 시스템에서 시각 비동기에 의한 오차의 대부분은 데이터 전송지연에 의해 발생한다. 본 HILS에서는 외부 시각원으로 GPS 수신기를 사용함으로써 시각동기 문제를 해결하였다. 이들 모듈은 실제 시스템과 동일한 속도의 시리얼 포트를 통해 연결되며, 이렇게 시각동기가 이루어진 각 모듈에서 실제 데이터를 전송시켜 실제 데이터 지연 시간을 측정하였으며 통합 알고리즘 수행에서 발생하는 계산 시간 지연도 같은 방법으로 측정하였다. 그 결과 계산 시간 지연은 데이터 전송 지연에 비해 0.56%의 지연량을 가지므로 계산 시간 지연이 미치는 영향은 데이터 전송 지연에 비해 무시해도 무방하다 할 수 있다. 더욱이 계산 시간 지연은 PC 연산 속도에 좌우되므로 더 좋은 성능의 PC를 사용한다면 시각 비동기의 오차에 미치는 영향은 더욱 줄어들게 된다. 따라서 시각 비동기에 의한 오차의 대부분은 데이터 전송 지연에 의해 발생한다. 그러나 근본적인 문제는 데이터 전송 속도를 높이는 해결책이 마련되어야 한다는 것이다.

시각 비동기에 의한 오차를 보상하기 위해 수행한 측정치 예측 방법은 외삽법을 이용한 측정치 예측과 INS 속도 정보를 이용한 측정치 예측의 두 가지 방법이다. 항체의 동적 움직임이 작은 경우인 등속 직선 운동의 경우 GPS 데이터를 통한 외삽법 보다 INS 속도 정보를 이용한 방법이 40%의 성능 향상을 가져왔는데 이는 짧은 시간 동안의 정확도가 INS쪽이 높기 때문이다

6. GPS/CDMA 망 혼합항법 알고리즘 개발

S/A가 없어지며 현재 FCC E-911는 만족할 만한 측위 성능을 제공할 수 있다. 그러나 모든 상황에서 만족스러운 결과를 얻을 수는 없으므로, 각 측위 시스템이 단독으로 동작하지 못하는 상황에서도 측위를 가능하게 하고, 경우에 따라서는 측위 정확도도 향상시킬 수 있게 하기 위해 GPS 정보와 망에서의 측정 신호를 결합한 혼합항법 알고리즘을 제안하고 시뮬레이션을 통해 성능을 평가하였다.

가. 혼합 항법 알고리즘 개요

GPS/CDMA 혼합 항법은 실질적인 적용에 있어 기준국의 기하학적 구조에 의해 발생하는 다중 해와 GPS, CDMA 각각의 오차 특성으로 그 측위에 있어서 수 백 미터의 오차를 가지게 된다.

기하학적 구조에 의하면 두 개의 GPS 의사거리는 GPS 위성을 중심으로 구를 형성하고, 두 구의 교점을 이으면 하나의 원이 형성된다. 이 원이 단말기가 존재할 가능성이 있는 곳이다. 단말기와 기지국 간의 거리를 이용하여 기지국을 중심으로 원을 그리고, 그

원이 겹쳐지는 영역이 단말기가 존재할 가능성이 있는 곳이 된다. 이 두 점이 기하학적 구조에 의한 다중 해가 된다. GPS 의 경우 측정 의사거리의 오차 범위는 대략 수십 미터 이내에서 결정되지만, CDMA 기지국간 측정 의사거리는 경우에 따라 수백 미터의 의사거리로 나타나기도 한다. 또한 별개의 두 측위 시스템으로부터 정밀한 의사거리를 측정하기 위해서는 두 시스템이 사용하는 내부 시계의 시각동기가 필요하다.

본 연구에서 제시하는 GPS/CDMA 혼합 항법 알고리즘은 두 측위 시스템이 단독 측위가 불가능한 경우에 두 측위 시스템의 측정 정보를 적절히 측위가 가능하도록 하는 알고리즘을 연구한다.

나. Adaptive Location Filtering Algorithm 개발

ALFA (Adaptive Location Filtering Algorithm)은 본 연구 과제를 통해 개발된 혼합 측위 알고리즘이다. GPS 의 의사거리 개수와 CDMA 망의 기지국 의사거리 개수에 따라 자동으로 측위 모드를 판별을 시작으로, 가중치 최소자승법 (Weighted Least Square method)을 이용한 항법 해 연산 과정, 기본 측위 모드에서 세부 측위 모드로의 전환, 세부 측위 모드에서 계산된 측위 정보들을 이용한 새로운 가중치의 계산, 새로운 가중치를 이용한 새로운 위치 계산 과정으로 구성되었다.

측위 모드 자동 판단 알고리즘 모듈에서는 먼저 GPS 의 위성 측정 개수를 판단하여 혼합 측위를 할 것인지, GPS 단독 측위를 수행할 것인지 판별한다. 다음 과정은 CDMA 망에서의 기지국 의사거리 정보 개수를 판단하여 혼합 측위를 수행할 것인지, AFLA 단독 측위를 수행할 것인지를 판별한다. 이 두 단계를 거친 뒤에 남은 측정 정보 개수의 합이 최소한 1개보다 많으면 혼합 측위 모드를 수행한다.

본 알고리즘을 적용함으로써 두 측위 시스템이 단독으로 측위를 하지 못하는 경우에 측위가 가능하게 하여 측위율을 향상시킬 수 있음을 확인하였으며, 혼합 측위 방식에 의해 발생하는 다중해 문제를 해결할 수 있다는 것을 보였다.

다. 시뮬레이션을 이용한 ALFA 성능 분석

본 연구과제에서 제안한 ALFA 알고리즘을 적용하기 위한 시뮬레이션을 구현하였다. 수행을 위해 설정된 기지국은 건국대 주변의 다섯 개 기지국이고, 기준 실험 위치는 실제로 실험을 통해 계산한 기지국에 대한 상대적인 위치를 지정하였다. 시뮬레이션을 위해 이상적인 무선통신 시스템 환경 상의 오차 요인을 고려하였으며, GPS 를 위한 오차 요인으로는 다중경로, 이온층 오차, 대류권 지연 오차, 수신기 잡음 등을 추정오차로 환산하여 적용하였다. GPS 의 위성정보와 사용자 위치에서의 의사거리 추정은 MATLAB 의 SATNAV toolbox 를 이용하였다. CDMA 망에서의 오차요인으로는 positive Gaussian noise 특성을 가지는 NLOS 성분과 AWGN 경향을 갖는 랜덤 성분의 측정 잡음을 반영하였다.

NLOS 오차 성분은 zero mean 과 100 미터의 분산을 가지도록 설정하였으며, 측정 잡음을 위한 랜덤 성분은 역시 zero mean 과 50 미터의 분산을 가지도록 설정하였다. 시뮬레이션 수행 결과 각 CASE 별로 본 연구과제에서 제안한 ALFA 로 상당한 위치 오차 개선됨을 증명하였다.

라. 실제 측정 정보를 이용한 ALFA 성능 분석

실제 실험 환경을 구축하기 위해 건국대 주변의 기준 실험 위치를 설정하는 실험을 수행하였다. 그리고 해당 실험 위치에서 GPS 수신기와 CDMA 전파 수신기를 이용하여 동시에 데이터를 수신하였다. 각 기지국의 위치는 정확한 결과를 얻기 위해 측량 전문 장비를 이용하여 측량한 값으로써 오차범위 5 미터 이내를 보장한다. 실험 결과 측위 오차는 50 미터 이하의 좋은 결과를 보이고 있다. 그러나 세 경우의 측위 오차가 모두 100 미터 이내임을 확인할 수 있었다.

7. INS-aided GPS 수신기 기술 개발

가. IMU-aided GPS 상관기/추적루프 구조 설계

GPS 위성 신호가 미약한 환경에서는 기존의 약결합이나 강결합 방식 모두 정확도가 떨어진다. 그러므로 신호추적이 정상적으로 수행되고 측위가 가능하도록 하기 위해서 GPS 수신기의 추적루프 레벨에서의 결합이 요구되는데 이것이 초강결합 방식이다.

본 연구에서는 현재까지의 GPS 수신기 구조가 채택하고 있는 독립적이고 병렬적인 구조의 일반 코드 추적루프를 버리고 각 채널의 신호 추적루프는 상호 연관되어 있다는 사실에 입각하여 벡터 방식의 코드 추적루프 알고리즘을 채용하였다. 각 채널의 위성 코드 추적루프는 다른 코드 추적루프와 상호 연관되어 있으므로 확장 칼만 필터 방식으로 위치 해를 구하고 이를 이용한 각 채널의 지연시간 성분을 추정하는 구조를 갖고 있다. 지연 추적 루프는 자신이 추정한 사용자 위치와 속도 벡터를 이용하여 INS의 바이어스와 드리프트 오차를 기존에 알려진 강결합 방식으로 보정하는 기능을 갖게 된다. 이런 구조는 일부 위성 신호가 상대적으로 미약하더라도 위치해로부터 정확한 신호의 지연시간 성분을 피드백 받기 때문에 신호 추적을 정상적으로 할 수 있었다. 그러나 벡터 방식의 코드 추적루프는 각 채널을 각각 하나의 센서라고 가정한다면 특정 위성에서 오류가 발생하거나 모든 채널의 지연시간 성분을 좌우하는 순간 위치 해에 오류가 발생할 경우는 모든 채널에 그 오류가 퍼지게 되는 부작용이 있었다.

나. 시뮬레이터를 이용한 기능 검증 및 성능 분석

제안된 초강결합 구조의 GPS/INS 결합 필터의 성능을 검증하기 위해 본 연구에서는

상용 GPS 수신기 중에서 비교적 잘 알려진 시스템 내부 파라미터를 이용하여 추적 루프를 설계하였다. 시뮬레이터 기본 모델은 Mitel사의 GPS Architect와 GPS Builder를 고려하였으며, 본 연구에서 채용한 변별기로는 Early-Late Power를 채용하였다. 설계된 추적 루프의 대역폭은 5Hz 내에서 설계되었으며 시뮬레이션에 의한 결과는 임계 값 범위 내에서 주어진 최소값과 최대값 사이에 존재함을 증명하였다.

6개의 위성이 개별적으로 추적되는 방식인 일반 DLL의 경우 오차 범위 5미터 이내에서 최고 약 18%의 오차가 포함되어 있고 측위 오차의 크기는 수평방향의 경우 10미터 이내에 95% 이상이 포함되는 특성을 보이고 있었다. 제안된 추적 루프의 경우는 오차 범위 5미터 이내에서 최고 약 28%가 분포되어 있는 특성으로써 측위 오차는 5미터 이내에 95%가 들어오는 수준이므로 이는 일반 DLL에 비해 오차 크기가 절반 정도에 해당하는 성능을 나타내었다. 고속 회전이 연속으로 발생하는 경우는 INS의 도움이 없는 상황에서 추적 오차가 효과적으로 감쇄하지 않았다.

시뮬레이션 결과를 종합해보면 INS 정보가 제안된 추적 루프에 반영된 경우의 추적 루프 특성을 나타내는 것으로 2초 이후에 INS 정보가 반영되어 true와 거의 일치하는 추적 성능을 나타내고 있다. 이것은 본 연구에서 제시한 IMU-aided GPS 상관기/추적루프가 기존의 GPS수신기의 구조보다 향상된 성능을 보인다는 것을 충분히 입증한다고 볼 수 있다.

8. GPS/CDMA 통신망 통합 방식 개발

가. Assist GPS구현

소프트웨어 GPS 수신기는 하드웨어를 가급적 줄이고 소프트웨어를 이용하여 수행할 수 있는 부분을 최대한 활용하는 것이 목표이다. 본 연구에서는 순환 상관기를 이용하였으며, 병렬 코드 검색을 이용하여 계산량을 줄였으며, 또한 DFT를 이용한 순환 상관함수를 이용하여 가능한 모든 조합의 상관함수 값을 얻을 수 있었다. 샘플링 주파수가 낮은 경우의 문제를 해결하기 위해 내삽법과 multicorrelator method, 그리고 code discriminator를 이용한 방법에 관한 연구를 수행하였다.

나. GPS 의사거리와 CDMA 파일럿 의사거리를 통합한 혼합 측위 알고리즘 개발

GPS와 이동통신망은 상호 보완적인 관계에 있다. 따라서 두 방식을 혼합하여 측위를 할 경우 향상된 위치결과를 얻을 수 있다. 본 연구에서는 TDOA 수신부, GPS 수신부, NLOS 오차 완화를 위한 칼만 필터 그리고, GPS의 의사거리와 TDOA 측정치 혼합을 이용한 위치 결정부분으로 나누어 방법을 제시했으며, 칼만 필터를 이용한 NLOS 오차 완화 알고리즘을 제안하였다. 이를 통하여 시뮬레이션을 수행한 결과 NLOS뿐만 아니라 다른

오차 요인에 의해 발생하는 오차를 모두 추정할 수 있었다. 상용 GPS폰을 이용한 실제 실험에서도 TDOA만을 이용한 측위(67% RMS: 195m)보다 제안된 방법(67% RMS: 24m)이 매우 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있었다.

그러나 위와 같은 방법을 적용함에 있어 여러 이동통신 사업자들에 의해 설치된 중계기는 정확한 위치 파악이 어려워 측위를 수행할 때 문제가 되고 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 중계기 위치를 결정하는 방법과 보상 방법에 대해서 제안하였으며, 시뮬레이션 결과 보상을 수행한 후 사용자 위치 오차는 114m에서 32m로 향상되었다.

다. 미약 신호 검출 기법

일반적으로 실내에서의 GPS신호는 매우 약하다. 따라서 미약 신호를 검출하는 방법에 대한 연구는 실용성 면에서 매우 중요하다. 본 연구에서는 단순한 신호의 적산으로 발생하는 문제를 보상하였으며, 동기식과 비동기식 적산을 수행하여 장단점을 분석하였다. 또한 미약신호 획득에 영향을 주는 요인인 코드 주파수 에러, 반송파 주파수 에러, 데이터 비트, Squaring loss, 클락 안정도, 사용자의 움직임에 의한 에러, C/A코드의 상호상관 간섭현상 등에 대한 연구를 수행하였다. 본 연구를 통해 개발된 방법을 하드웨어적인 상관기의 추가 없이도 순환 상관 방법을 이용하여 여러 개의 상관기를 통한 것과 같은 효과를 가질 수 있었으며 실내에서 실제로 측위를 수행한 결과 상용 GPS 폰에 비해 2배 이상의 가시 위성 수를 확보 할 수 있었음은 물론 측위 정밀도에 있어서도 수 배 이상 향상 시킬 수 있었다. 이러한 기술은 정상적인 GPS 항법을 수행 할 수 없는 실내나 도심에서 매우 유용한 방법으로 특히 추가적인 상관기가 없어도 수행 가능하다는 점에서 매우 유용한 기술이라고 할 수 있다.

9. GPS/INS/CDMA 결합기술 개발 및 구현

가. 분산 방식의 결합구조 설계 및 개발

본 연구에서는 시스템을 구성하는 각 센서의 특성을 유지할 수 있도록 개별적인 필터를 설계한 뒤, 이를 연합하는 방식의 연합 칼만 필터 구조를 따랐다. GPS는 절대 측위에 있어 중요한 요소이며, 독립적인 작동 만으로도 상당히 정확한 측위를 할 수 있다. 그러나 정상적인 작동을 하기 위한 일련의 신호 획득 및 추적 과정의 기다림은 GPS의 단점이 되고 있다. 본 연구에서는 이러한 문제점을 A-GPS 기술, 미약 신호 환경에서의 신호 추적 기술, 자세결정을 위한 RTK 기술과 이모든 기술을 개선하고 구현하는 소프트웨어 기술을 필요로 한다. INS는 사용자의 순간적인 동적 움직임에 관한 정보를 매우 정밀하고 안정적으로 측정할 수 있는 시스템으로 3차원의 위치, 속도, 자세 정보를 연속적으로 얻을 수 있으나, 시스템 원리 상 시간이 흐를수록 오차가 누적되고,

정밀한 초기 정렬과 지속적인 센서의 바이어스 및 드리프트 보정을 수행해야만 한다. 본 연구에서는 초기 위치 및 지속적인 자세 정렬을 위한 GPS와의 보정 기술, 정밀 위치 및 자세 결정을 위한 GPS RTK 결합 기술, GPS 신호 추적 루프와의 강결합, 초강결합 기술, 휴대 항법 시스템을 위한 MEMS INS 활용 기술 및 보정 기술을 요구한다. 이동 통신망인 CDMA망 정보를 이용한 측위는 시스템 자체만을 이용한 측위는 거의 서비스가 불가능한 수준의 오차 특성을 갖고 있다. 그러나 시스템이 한번 확정되고 나면 어디서든지 누구나 바로 기능을 이용할 수 있다. CDMA 망을 이용하기 위해서는 측위에 필요한 TOA/TDOA를 정밀하게 측정하는 기술, 파일럿 위상에 포함된 비 가시경로 오차를 제거하는 기술, 저전력 방식의 측위를 위한 타 항법 시스템과의 연계 기술, 저전력 방식의 측위를 위한 타 항법 시스템과의 연계 기술이 필요하다.

각 시스템의 결합에 있어서 지속적인 정확도가 높은 GPS가 항법의 주된 역할을 하게 된다. 본 연구에서는 GPS/INS, GPS/CDMA의 통합 필터를 설계 하였고, GPS는 INS와 CDMA망의 오차 보정 역할을 수행하게 되었다.

GPS/INS는 오래전부터 시도 되어온 고전적인 결합에 해당한다. 그러나 GPS 특성상 위성 신호의 수신에 불량하거나 미약한 환경에서 제 기능을 못하는 것이라는 약점을 갖고 있다. 본 연구에서는 GPS/INS 결합에 있어서 신호추적 성능을 개선하는 것을 최우선 과제로 삼아 GPS의 신호 추적 루프 레벨에서 INS와의 초강결합 구조가 최선이라는 결론을 내리게 되었다.

GPS/CDMA 망의 결합은 비슷한 특성을 가지는 전파 항법 시스템간의 통합에 해당한다. CDMA는 수 km 이내에 존재하는 기지국으로부터 수신하는 파일럿 위상 데이터를 이용하여 측정한 이동국 간의 거리 데이터는 원래 가시 경로 보다도 수 배에서 수십 배에 달하는 거리 오차를 가질 수 있다는 문제점을 안고 있다. 그러나 CDMA망은 GPS가 단독으로 측위할 수 없는 상황에서 부정확 하지만, 측위를 향상에 도움이 되는 거리 측정 정보를 이용한 혼합 항법을 통해서 GPS가 해결할 수 없는 음영지역을 대신하는 항법 시스템으로 이용될 수 있다.

GPS/INS/CDMA를 통합하는 센서는 GPS가 주 항법 시스템이 되고 INS와 CDMA망이 보조 개념의 항법 시스템으로 결합되는 구조를 그려내고 있다. 자세가 아닌 개인의 위치 파악이 주된 관심인 개인휴대 항법 시스템을 위해서는 이런 개념의 통합이 바람직하며, 시뮬레이션을 이용하여 검증 과정을 거쳤다.

나. 통합시스템 성능 분석 및 개선

시뮬레이터를 통해 사용자의 이동 경로에 따른 측위 성능 분석, 미약신호 환경에 따른 성능 분석, GPS 수신기의 코드 추적 루프의 성능 분석을 수행 하였다. 일반 GPS의 신호 추적은 미약하여 정상적으로 수행하지 못하였지만, 통합 필터의 결과는 측위에 사용할

수 있는 정도의 추적을 수행하고 있다. 시뮬레이션을 통해 미약한 신호를 2개로 가정하고 그에 따라 측위 된 결과가 한 방향으로 편향된 결과가 보이지만, 그럼에도 불구하고 GPS의 신호 추적 및 측위 결과에 비해 우수한 결과를 보여주고 있다.

상용 GPS 폰을 이용한 ALFA의 성능을 분석하여 보았다. GPS 폰에는 현재 펌웨어에서 상용화된 GPSOne 모듈을 내장하고 있으며, 전화 사용자가 요구하는 순간에만 자신의 위치를 계산하기 위한 GPS 신호를 획득하는 구조를 갖고 있다.

실외 측위 실험 결과 상용 GPS 폰이 제공하는 측위 결과와 제안된 ALFA가 수행한 측위 결과가 거의 비슷한 결과를 보여주고 있다는 것을 실험을 통해 확인할 수 있다.

실내 측위 실험에서는 제안된 알고리즘에 있어서 매우 중요한 결과를 보였다. 실내에서는 대부분의 시스템이 측위가 불가능한 상태에 놓이게 되는데 이는 측위를 위해 필요한 측정 데이터를 충분히 확보하지 못하기 때문이다. 그러나 상용 GPS 폰과 제안된 ALFA는 모든 경우에 대해 위치 결과를 제공해야 한다. 실외에서는 GPS, CDMA망이 단독으로도 측위가 가능한 정도의 측정 정보를 획득할 수 있으나, 실내에서는 그에 따른 기본적인 측정 정보를 얻기 어렵다는 문제가 발생한다. 실내 측위의 결과를 살펴보면, GPS나 CDMA 망의 무선측위나 단독 측위를 할 수 있는 정도가 되지 못하므로 ALFA와 같은 알고리즘이 절실히 요구되는 적절한 상황임을 알 수 있다.

10. GPS/INS/CDMA망 통합 시뮬레이터 개발

가. 소프트웨어 기반 시뮬레이터

Matlab 툴 기반으로 실제 기기와 흡사한 GPS/INS/CDMA 시뮬레이터를 설계하였다. 시뮬레이터에서 생성되는 데이터는 사용자의 궤적, 기지국 위치 설정, GPS/INS/CDMA 각 센서 및 시스템 데이터 생성으로 실제 센서와 비교하여 비슷한 성능을 나타내는 것을 확인하였다.

나. 하드웨어 기반 시뮬레이터

GPS 반송파 신호 발생 모듈은 Novatel 사의 OEM4 GPS 수신기를 기본으로 하여 제작되었다. OEM4 수신기는 L1/L2의 반송파를 이용한 위치 측정까지 가능한 수신기이다. OEM4 수신기에서 위치 결정을 위해 필요한 데이터의 종류는 SATXYZ와 RANGE 데이터다. 본 연구에서 제작된 GPS 반송파 신호 발생 모듈은 SATXYZ와 RANGE 데이터뿐만 아니라 수신기 자체 내에서 계산해주는 위치 정보인 BESTPOS 데이터까지 생성하여 전송해주는 모듈을 제작하였다.

GPS 반송파 신호 발생 모듈을 통하여 현재 상용되고 있는 고가 수신기가 제공하는 정보를 재현하여 실시간으로 이용 가능할 뿐만 아니라, 현재 구현된 하드웨어나

소프트웨어를 그대로 사용하여, 실제 실험이 불가능한 상황을 재현, 실내에서 실험할 수 있게 되었다.

또한 각종 오차 또한 실제 상황에 가깝게 제공할 뿐만 아니라 특수한 상황을 고려하여 상황에 맞는 오차를 선별적으로 삽입할 수 있어 다양한 실험을 간편하고 손쉽게 수행할 수 있게 되었다.

위치와 자세를 구하기 위한 고전적인 방법은 INS를 이용하는 방법이다. 이러한 방법은 오랜 기간 동안 발전해 왔음에도 불구하고 오차누적과 고가의 장비라는 단점을 여전히 극복하지 못하고 있다.

본 연구에서는 위치 및 자세를 측정하기 위해 GPS를 이용하였다. GPS를 이용하여 위치를 구하게 됨에 따라서 오차가 누적되지 않고 저가의 장비로 매우 정확한 위치와 자세를 실시간으로 측정할 수 있게 되었다.

실시간 반송파 프로그램은 6개의 단계를 거쳐 작동하도록 설계 되어 24시간 이상 에러 없이 작동하였다. 뿐만 아니라 위치 정확도 0.0141m 자세 정확도(1m 기저선) 0.0141rad(0.808°) 이하의 정확도로 매우 정확한 결과를 얻을 수 있었다. 또한 고장검출을 통하여 프로그램의 신뢰성을 높였으며, GUI환경을 이용하여 일반 사용자가 프로그램에 쉽게 접근할 수 있도록 제작되었다.

다. 완전성감시 및 모니터링 시스템 개발

GPS 반송파를 이용한 측위는 수 cm 이하의 정밀도로 위치 결정을 수행 할 수 있으며, 두 개 이상의 안테나를 움직이는 물체에 장착할 경우 더 정밀한 자세 결정을 수행할 수 있다. GPS 반송파 측정값을 사용하는 경우 항상 미지정수 결정의 어려움이 발생하게 되며, 미지정수 결정 과정에서 올바른 결정을 할 수 있는 척도로 성공확률을 확인할 필요가 있다. 본 연구를 통해서 GPS 반송파를 이용하여 자세를 결정할 경우 성공확률을 향상시키는 방법을 제시하고 시뮬레이션을 통하여 그 결과를 확인했다. 자세 결정은 이중 차분된 측정값을 사용하게 되며, 이때 만들어진 측정행렬과 측정값의 공분산을 이용하여 성공확률을 계산하게 된다. 성공확률을 향상시키기 위하여 기저선 길이 정보를 사용할 때 UKF를 이용하였다. UKF를 통해 기저선 조건의 비선형성이 극복되었으며, 이러한 정확한 측정값이 적용되어 일반적인 자세 결정에 비하여 높은 성공확률이 얻어 지는 것을 확인할 수 있다.

실제 관측 환경에서 GPS 반송파 정보 이용 시에는 수신된 신호에서 여러 가지 원인에 의한 고장이 발생하게 된다. 이러한 문제를 극복하기 위해 기저선 길이 제한조건을 이용한 GPS 반송파 신호의 고장 검출과 그 통계적 특성을 연구하였다. 결과적으로 이 연구에서 기저선 길이정보를 이용할 때 GPS반송파 신호 이상을 검출이 가능함을 확인했다. 또한 이를 시뮬레이션 데이터를 통해 확인하였다. 그러므로 기저선 제한

조건을 고장검출에 이용하면 동일한 유의 수준에 대하여 정확한 기저선 백터의 값을 얻을 수 있었다. 이것은 향후 다중 기준국 혹은 자세 결정의 경우 안테나의 개수를 증가시켜 더욱더 정확하고 안정한 신호를 검출할 수 있음을 나타낸다.

최소 검출 가능 바이어스(Minimal Detectable Bias, 이하 MDB)는 일정한 확률에서 검출할 수 있는 바이어스의 크기를 나타내는 것으로 이 값이 작을수록 고장 검출 성능이 더욱 뛰어난 것을 의미한다. 본 연구에서는 GPS 반송파를 이용한 자세 및 위치 결정 시 추가적인 정보 사용으로 변화되는 최소 검출 가능 바이어스(Minimal Detectable Bias, 이하 MDB)를 분석하였다. 특히 자세결정시 사전에 얻을 수 있는 기저선 제한 조건을 적용한 경우와 INS 정보를 이용한 경우 MDB의 변화는 위성의 배치에 따라 달라지지만, 높은 수준으로 감소하는 것을 확인 할 수 있었다. 이러한 결과를 바탕으로 기저선 제한 조건이나 INS 정보 등의 추가 정보를 이용할 시 시스템의 검출 성능이 급격히 향상되는 것을 확인 할 수 있었으며 실제 측정치를 사용하지 않는다는 장점 때문에 이와 같은 분석 방법을 통해 실제 항법 시스템 구성 전에 성능을 예측하는데 중요한 지표 중 하나로 사용 할 수 있다.

11. 실시간 소프트웨어 GPS 수신기 개발

가. 실시간 소프트웨어 상관기 개발

하드웨어 상관기 칩을 대신하여 소프트웨어를 이용하여 복사 신호를 생성하고 양자화된 중간주파수 입력신호와 연산을 하는 것은 간단한 일이 아니다. 따라서, 입력신호와 복사신호 사이의 상관 값을 실시간으로 연산할 수 있도록 기존의 하드웨어 칩에 탑재되어 있는 복사신호 생성부분을 제거하고 입력되는 신호를 병렬화하여 간단한 비트조작으로 상관 연산을 수행하도록 하였다.

신호추적을 위하여 수신기는 1/2칩의 간격을 갖는 C/A early 코드와 late 코드를 생성하여야 한다. 또한 반송파 복사신호는 부호 1비트와 크기 1비트인 총 2비트로 구성되어 있다. 실제로 시스템을 구현해 보면 위상의 오차는 1밀리 초의 데이터를 처리할 때마다 약 50ns씩 이동되면서 발생하게 되어 오차가 발생하게 되나, C/A코드의 신호추적 루프는 40밀리 초를 적산한 후 신호추적을 수행한다. 이 과정에서 이런 오차요인은 완화될 수 있었다. 비트 조합기를 이용한 샘플 데이터의 병렬화 과정과 비트단위 알고리즘을 이용한 소프트웨어 상관기 구현을 통해 하드웨어 상관기 에서 DCO가 하는 역할을 동일하게 구현 할 수 있었다.

나. 신호추적 알고리즘 개선

복사신호 맵을 미리 생성할 때, 이에 대한 오차를 계산할 수 있다. 따라서, 이 오차를

신호추적 루프에 피드백 시켜줌으로써 오차를 완화할 수 있다. 이러한 오차를 보상하여 실제 하드웨어 수신기와 동일한 동작을 하도록 개선하였다.

다. 소프트웨어 GPS 수신기 모듈 개발 및 성능 분석

범용 PC, 상용 GPS RF 모듈과 데이터 획득 시스템을 이용하여 실시간으로 동작하는 소프트웨어 GPS 수신기를 제작하였다. 기존의 하드웨어 GPS수신기와 성능을 비교해 보았을 때 복사신호의 해상도의 경우, 항법 해 성능에는 큰 오차가 발생하지 않았다. 그러므로 맵의 해상도가 크게 낮아지지 않는 한 맵에 의한 오차는 신호 추적 오차로 거의 반영이 되지 않는다. 테스트를 한결과 소프트웨어 상관기를 사용하는 GPS 수신기는 2DRMS가 10미터 내외의 성능을 나타내었다.

구현된 시스템에서는 최상의 해상도와 가장 낮은 해상도를 이용할 경우 맵을 위해 요구되는 메모리의 용량이 80Mbyte와 2.7Mbyte였다. 두 경우 수평면 오차는 10미터 보다 작았다. 결국 두 경우 성능차이가 크게 나지 않았으며, 이 사실을 통해 소량의 메모리를 탑재한 범용 DSP구현이 가능하다는 것을 알 수 있었다. 앞으로도 이에 대한 연구가 더 이루어져야 할 것이며, 상관기 알고리즘이 아닌 소프트웨어 GPS 수신기에 적합한 알고리즘의 개발이 필요할 것이다.

12. MEMS INS 특정 알고리즘과 GPS 알고리즘 통합 기법 개발

가. MEMS INS 기반의 독립된 WNS 구현을 위한 하드웨어 및 소프트웨어 개발

신발에 장착할 수 있는 소형 WNS 하드웨어 및 초당 50회의 데이터 샘플링 및 데이터 출력 가능한 소프트웨어를 개발하였다. 가속도계 신호 차분을 통한 중력에 의한 오차를 제거하고 sliding window summing에 의하여 swing phase 동안의 걸음 오점출 오차를 제거함으로써 걸음 검출 100%를 달성하였다. 그리고 경사를 고려한 보폭 결정 신경회로망을 설계함으로써 5% 이내의 오차를 갖는 보폭 결정 기법을 개발하였다. 그리고 stance phase 동안의 오차 보정으로 오차가 5도 이내인 방위각 정보를 계산할 수 있도록 하였다. 이 기술 개발을 통해 보행항법장치를 위한 하드웨어 및 소프트웨어 기반 기술을 확보할 수 있게 되었다.

나. 휴대용 단말기에 탑재 가능한 WNS/GPS 통합 하드웨어 및 소프트웨어 개발

Hand-held 형태로 GPS 수신기와 RF 통신으로 전송되는 WNS 데이터를 통항하는 WNS/GPS 시스템을 개발하였다. 그리고 보행 중 GPS 위치 데이터를 사용할 수 있는 곳에서 위치 보정을 통하여 보행 거리의 2% 이내 거리 오차를 나타내는 WNS/GPS 성능 향상 기법을 개발하였다. 기존에 사용되던 Kalman 필터 대신 FIR 특성을 갖는 RHKF 필터를 사용하여

WNS 내의 방위각 오차를 효율적으로 보상할 수 있는 WNS/GPS 통합 소프트웨어를 개발함으로써 개인항법장치의 구현에 필요한 모든 제반 기술을 확보하게 되었다.

13. 초강결합 GPS/INS 통합항법 개발

가. 일반적인 GPS 수신기의 코드 추적 루프 구조 설계

GPS 수신기 구조가 채택하고 있는 독립적이고 병렬적인 구조의 일반 코드 추적루프를 버리고 각 채널의 신호 추적루프는 상호 연관되어 있다는 사실에 입각하여 벡터 방식의 코드 추적루프 알고리즘을 채용하였다. 이런 구조는 일부 위성 신호가 상대적으로 미약하더라도 위치해로부터 정확한 신호의 지연시간 성분을 피드백 받기 때문에 신호 추적을 정상적으로 할 수 있게 되는 장점이 있다. 벡터 방식의 코드 추적루프 알고리즘의 설계로 GPS와 INS의 초강결합 시스템의 코드추적루프를 설계할 수 있는 기반 기술을 확보하였다.

나. GPS/INS 강결합 구조 설계

확장 칼만 필터(Extended Kalman Filter)를 표준화된 기법으로 사용한 기존의 GPS/INS 강결합 시스템은 측정치로 사용하는 GPS의 의사거리에 비선형 특성 때문에 측정모델을 선형화하고 시스템의 잡음은 가우시안 분포를 가지는 백색잡음을 가정하는 문제점이 있었다. 이러한 선형화 문제점 해결하는 방법으로 보다 정확한 비선형 측정 모델을 선형화 없이 사용할 수 있는 Unscented Kalman Filter를 사용하여 추정 성능을 향상시켰으며, 또한 Unscented Particle Filter를 사용하여 상태변수 잡음을 가우시안 근사 없이 추정하는 방법을 제안 하여 GPS/INS 결합 시스템의 정확도를 향상 시키는 알고리즘을 개발하였다.

다. GPS/INS 초강결합을 위한 연합 칼만 필터설계

위성으로부터 전송되는 신호 자체는 위성끼리는 완전히 독립적이기 때문에 신호 추적을 보장하면서 사용자 움직임에 의한 채널간 연관성을 유지하기 위한 구조가 필요하다. 이것을 해결하기 위한 구조로써 연합 칼만 필터 구조를 제안하였다. 각 채널의 신호 추적루프는 독립이므로 각 채널에는 로컬 필터를 구성하고 각 채널의 측정값을 이용하여 위치 해를 추정하고 이를 이용하여 각 채널의 지연성분을 다시 추정하는 것은 마스터 필터 구조를 가지도록 설계하였다. 이 과정에서 사용자의 움직임 정보를 안정적으로 측정할 수 있는 INS와의 결합을 로컬 필터와 마스터 필터에서 수행하도록 하였으며 이로써 특정 채널 또는 위치 해의 오류를 감지하고 방지할 수 있는 최종 코드 추적루프 구조를 완성하였다. 이와 같은 연합 칼만 필터 기반의 결합 구조의

설계를 통하여 GPS와 INS의 초강결합 시스템을 설계할 수 있는 기술을 확보하였다.

라. Unscented Federated Kalman filter 설계

복수의 센서를 이용하여 시스템 상태를 추정하는 경우 중앙 집중형 필터 구성 보다는 분산형 필터 구성이 시스템 작동 중 발생 할 수 있는 다양한 고장에 대한 대응이 용이하다. 그러나 이러한 분산형 필터는 시스템 모델이 비선형인 경우 마스터 필터에서의 정보 통합 단계에서 각 로컬 필터의 추정치 사이에 비선형성을 고려하지 못하는 문제가 발생하여 중앙 집중형 필터에 비해 추정 성능이 나빠지는 단점을 가지고 있다. 본 연구에서는 이러한 문제를 극복하기 위해 비선형 시스템 모델에 적용 할 수 있는 unscented Kalman filter를 분산형 필터로 전개하였으며 이러한 과정에서 중앙 집중형 필터와 동등한 성능을 보임을 실제 비선형성이 강한 파라미터 추정 예를 통해 확인 하였다.

마. Matlab을 이용한 초강결합 구조의 추적루프 시뮬레이터 설계

제안된 초강결합 구조의 GPS/INS 결합 필터의 성능을 검증하기 위해 상용 GPS Architect와 GPS Builder의 시스템 내부 파라미터를 이용하여 변별기로는 Early-Late Power를 채용하였다. 추적루프에서 사용한 루프 필터는 2차 페루프 구조를 채용하였으며 코드 생성기를 위한 코드 DCO는 1차의 적분기로 구성된 추적 루프를 설계하였다. Matlab 기반의 시뮬레이터 개발로 설계한 GPS/INS의 초강결합 시스템의 성능을 검증할 수 있는 기반 기술을 확보하였다.

바. 제안된 코드 추적루프의 성능 분석

Matlab을 이용한 초강결합 구조의 추적루프 시뮬레이터 기반의 개발로 제안된 벡터 방식의 코드 추적루프와 연함 칼만 필터에 대해서 일반 코드 추적루프의 추적 성능과 비교 하였다. 이를 통해서 일반 코드 추적루프보다 dynamic stress 오차 특성이 상당한 수준으로 축소된 것을 보였다. GPS/INS 초강결합 시스템이 기존의 시스템에서 불가능 했던, GPS 위성 신호가 미약한 환경일 때 측위 정확도를 향상 시킬 수 있는 방법임을 보였다.

14. GPS 다중 경로 간섭 및 방해신호 제거를 위한 공간신호처리 기법 개발

가. GPS 수신기의 간섭신호에 대한 영향 분석

본 연구에서는 GPS 수신기의 무결성과 연속성을 저하시킬 수 있는 간섭신호의 형태를 제시하였으며, 간섭신호의 종류에 따라 GPS 수신기가 어떤 영향을 받게 되는지를

신호처리 부분별로 정량적으로 분석하였다.

분석을 위하여 GPS Plessy사의 GP-2015(Front-End), GP-2021(Correlator)을 모델로 하여 간섭신호용 GPS 시뮬레이터를 Matlab으로 구현하였으며, 정량적인 분석을 위하여 신호획득 및 신호추적 성능과 항법 해의 정확도를 이용하여 각각의 간섭신호에 의한 GPS 수신기에 대한 영향을 분석하였다.

다양한 종류의 간섭신호에 대하여 시뮬레이션을 수행한 결과 FM(AM) 신호가 GPS 수신기의 신호추적 성능에 가장 큰 영향을 주고 있음을 확인하였으며, 협대역 CW와 FM(AM) 간섭신호의 경우에는 추석루프의 변화를 보고 판단 가능하다는 것이다. AWGN의 경우 신호감쇄와 동일 변화를 나타내어 간섭신호 검출에서 다소 어려움이 예상되나, AGC(Automatic Gain Controller)를 모니터링 함으로써 극복할 수 있다.

본 연구를 통하여 시뮬레이션을 통하여 간섭신호에 의한 GPS 수신기의 강인함 정도를 확인하였다. 본 연구 결과를 토대로 효과적으로 간섭신호를 제거할 수 있는 다양한 기법의 연구가 가능하다.

나. GPS 다중 안테나 수신 시스템 개발

본 연구에서는 12채널 GPS 수신기 4대를 이용하여 다중 안테나 수신 시스템을 개발하였다. 이 시스템은 4대의 수신기를 동일한 클락 에 의해서 구동되도록 만들었으며, 이를 이용하여 공간신호처리 알고리즘 개발 및 자세 계산 수신기에 이용할 수 있다.

본 연구에서 제작된 GPS 다중 안테나 수신 시스템은 기존에 생각해 오던 칩 설계단계의 다중 안테나 수신 시스템이 아닌 기존의 수신기를 쉽게 변경하여 제작할 수 있는 이점이 있다.

다. GPS 신호의 공간신호처리 알고리즘 개발

본 연구에서는 공간상에서 분리되어 있는 간섭신호와 GPS 신호를 다중 안테나 시스템을 이용하여 선택적으로 수신할 수 있는 시스템을 개발하기 위하여, 시뮬레이션을 통해서 적합한 알고리즘을 제안하고 검증하였다.

본 연구에서 주요할 점은 상관기를 거친 이후의 신호를 이용하여 빔-형성 기법을 적용함으로써 RF (Radio Frequency) 단계에서 신호를 처리하는 방법에 비해서 계산 량을 현격히 줄였다. 그러므로 실제 시스템에 적용할 시, 칩-단계의 변경이 아닌 프로세서에서 신호처리 알고리즘을 추가하는 것만으로 빔-형성 알고리즘이 적용된 Anti-jamming GPS 수신기를 구현할 수 있다.

알고리즘 개발을 위하여 YUMA 형태의 렉 (Almanac) 데이터, 안테나의 개수, 간섭신호 환경과 사용자의 기동에 따른 시뮬레이션이 가능하도록 IF (Intermediate Frequency) 단계의 GPS 빔-형성 시뮬레이터를 매트랩으로 구현하였다.

상기 개발된 시뮬레이터를 이용하여, 최종적으로 MVDR (Minimum Variance Distortionless Response) 빔-형성 기법을 이용하여 35dB 이상의 협대역 간섭신호를 제거할 수 있음을 시뮬레이션으로 보였다.

라. LCMV 빔-형성 알고리즘을 이용한 GPS/INS 강결합 시스템 구현

본 연구에서는 기존의 GPS/INS 결합 시스템에서 진보된 형태의 GPS 시스템에 빔-형성 알고리즘이 적용된 결합 시스템을 구현하기 위하여 시뮬레이션을 수행하였다. 빔-형성 알고리즘에서 중요한 것은 다중 안테나의 자세이다. 따라서, 이 자세를 알기 위해서 INS와의 결합은 필수적이다. 본 연구를 통해서, 빔-형성 알고리즘이 적용된 GPS와 INS의 강결합 시스템이 간섭신호에 대해서 얼마만큼 강인한가에 대하여 분석하였다. Multiple LCMV (Linearly Constraint Minimum Variance) 알고리즘을 이용하여 49.5dB의 JSR (Jammer to Signal Ratio)의 상황에서 30미터 이내의 위치오차를 갖는 결합 시스템을 구현하였다. 본 연구를 바탕으로 INS와 빔-형성 알고리즘을 결합 시 고려해야 할 사항에 대하여 판단할 수 있다.

마. Time Delay Estimation of Superimposed Coherent Multipath Signals using EM Algorithm for Global Positioning systems

본 연구에서는 GPS (Global Positioning System)에서 신호에 첨가된 다중 경로 신호의 영향을 완화하기 위한 방법을 제안하였다.

제안된 방법은 기존의 다중 파라미터 추정 문제를 분리된 개별적인 반복에 의한 최대 우도(Maximum Likelihood) 최적화 문제로 분리하였으며, EM (Expectation Maximization)알고리즘을 이용하여 신호획득 시 검출 오류 확률을 크게 낮추는 동시에 검출 확률을 크게 높였다.

15. WLAN을 이용한 무선 측위 기술개발

현재 위치기반서비스는 이동통신사와 무선인터넷 시장의 새로운 콘텐츠로 부각되고 있으며, 유선을 대체할 모바일 환경에서 위치정보를 활용한 다양하고 혁신적인 21세기 첨단 서비스로 향후 정보통신 산업의 핵심 기술로 예상되고 있다.

아직까지 실외에서의 GPS와 같은 효과적인 실내 무선측위 대체나 기술이 발표되지 않고 있어서 공중 무선 망을 이용한 측위 알고리즘 개발이 절실하게 요구되고 있다. 최근에 무선인터넷 사용의 증가로 무선랜 사용이 확대 되고 있다. 그리고 무선랜만큼 상용화되지는 않았지만 유선 랜을 대체할 목적으로 개발된 블루투스4가 있으며 차세대 무선기술로 관심을 끌고 있는 UWB가 실내 무선통신망으로 사용 될 예정이다.

본 연구에서는 무선랜과 블루투스 및 UWB를 이용한 실내위치 결정방법에 대한 가능성을 분석하여 실내측위 시스템의 오차요인을 고려한 이동단말기의 측위 알고리즘과 위치정확도를 제시하고자 한다.

가. 무선랜의 신호세기를 이용한 실내 측위

무선랜의 신호세기를 이용하기 위해서 먼저 무선랜 신호세기 특성을 실험적으로 분석하였다. 신호세기를 이용하는 방법은 모델 식을 이용하는 방법과 데이터베이스를 이용하는 방법을 연구하고 실험하여 결과를 분석하였다.

모델 식을 이용한 방법은 삼각측량법을 이용한 위치결정 방법으로 세 개 이상의 AP로부터 신호세기를 측정하고 그 값을 거리로 환산한 후 삼각측량법을 이용하여 이동단말기의 위치를 결정하는 방법이다. 실내 환경에 신호세기가 영향을 많이 받기 때문에 현실적으로 일반적인 모델 식을 적용하기 어렵기 때문에 보조센서를 이용한 방법을 제안하였다. 보조센서는 각각 환경에 맞는 무선랜의 신호세기 특성을 고려 할 수 있는 장점이 있다. 실내 환경을 고려한 보조센서를 이용할 경우 3~5m의 위치 정보를 제공할 수 있다.

데이터베이스를 이용한 방법은 서울대학교 자동차 연구소 6층에서 DB를 생성하고 실험을 수행하였다. 1~3m 정확한 위치 정보를 제공 할 수 있지만 DB를 구성하여 위치 결정을 하는 방법에는 현실적으로 DB 구성하는 문제점이 따른다.

나. 무선랜의 시각정보를 이용한 실내측위

무선랜을 측위에 이용하기 위해서 고려할 수 있는 방법으로 시각 정보를 이용한 실내 측위의 가능성을 확인하기 위해서, 무선랜 시스템에서 이용할 수 있는 신호로서 beacon 신호의 이용 가능성과 CDMA 방식의 일종인 802.11b 무선랜 시스템의 거리정보 획득 방법에 대해서 살펴 보았다. 이후 현재 구축되어 있는 무선랜 시스템을 측위 관점에서 살펴보았을 때 해결되어야 할 문제점 중 시각 동기 방법과 시각 동기의 정확도를 차례로 살펴보았으며, TDOA 데이터를 생성하기 위한 방법에 대한 설명을 나열하였다. 마지막으로 TDOA 데이터에 존재하는 여러 오차 요인에 대한 설명과 오차 요인을 줄이기 위해서 Double Difference 을 이용하여 현재의 문제점을 해결 하고자 한다. Simulation을 통하여 Double Difference 정확도를 알아 보았다. WLAN의 TDOA measurement 측정 방법 및 정확도에 대해서 분석하였다.

다. GPS 위성신호 중계기를 이용한 실내 측위

GPS 위성신호 중계기를 이용한 3가지 실내 측위 방식의 가능성을 검증하였다. 의사 클락 바이어스, 위성신호 세기, 스위칭 가능한 GPS 위성신호 중계기를 이용하는 3가지

방법을 제안하고 실험을 통하여 이를 검증하였다.

첫 번째, 의사 클락 바이어스를 이용하는 방법은 측위 결과가 다른 방법들에 비해 상당히 정확하지만 보정정보를 필요로 한다는 단점이 있다.

두 번째로 위성신호의 신호 감쇄량을 이용하는 방법은 구현이 위의 방법보다는 쉽지만 위성신호의 감쇄량이 주위환경의 영향에 따라 심하게 바뀌기 때문에 신호감쇄 모델링이 어렵고, 또한 안테나의 방향에 따라 신호 변화가 크다

세 번째 방법은 스위칭 가능한 GPS 위성신호 중계기를 사용하는 방법인데, 이 방법은 위의 두 방법에 비해 실제 적용이 용이하다. 특히 스위칭 방식을 통해서, 위의 두 방식에서 크게 문제가 되었던, 실내에 설치된 각각의 GPS 위성신호 중계기에 위성신호를 나누어 보내야 한다는 문제점이 해결된다. 하지만 실험 결과에서 확인하였듯 스위칭 타임이 느리기 때문에 정지측위는 가능하지만 이동측위는 힘들다. 그렇기 때문에 이동측위가 가능하게 하기 위해서 빠른 스위칭 타임이 필요하고, 빠른 스위칭 타임을 구현하기 위해서는 GPS 수신기의 추적루프가 빠르게 주기적으로 교체되는 신호를 추적할 수 있는 동적 특성을 가져야 하기 때문에 빠른 스위칭 타임에서 최적의 추적성능을 갖도록 추적루프의 설계가 필요하다.

본 절에서 제시한 다른 방법들은 새로운 수신기와 발신기가 필요하지만, GPS 위성신호 중계기를 이용함으로써 기존의 GPS 수신기를 이용한 측위가 가능하게 되고 그에 따른 추가 비용을 줄일 수 있다.

라. 블루투스의 신호세기를 이용한 실내측위

블루투스는 원래 저전력 저비용을 목적으로 설계되면서 통신을 하기 위한 최소한의 스펙을 제외하고는 나머지는 너무나 loose한 스펙을 가지고 있다. 특히 실내 측위에 이용하고자 하는 블루투스의 신호세기 값은 실험을 해본 결과 0~10m 이내의 거리에서는 0의 값을, 10m 이상의 같은 거리는 각 측정장비 마다 시간 또는 주변 환경에 따라 매번 다른 값이 측정 되었다.

따라서 블루투스에서는 무선랜과 달리 신호세기와 거리와의 관계를 얻어내기가 힘들기 때문에 블루투스를 이용한 실내 측위는 적절하지 못하다.

마. UWB 신호를 이용한 실내 측위

UWB는 표준화 작업이 완성되지 않았고 아직 상용화되기 까지는 시간이 어느 정도 걸릴 것으로 예상된다.

UWB가 실내 측위에서 가질 수 있는 정확도에 대해서 간단한 시뮬레이션을 통해 가능성을 확인해 보았다. 실내 환경은 다중 경로 오차가 큰 곳이므로 이를 줄이기 위한 알고리즘으로 Direct path Estimation Algorithm을 소개하였다.

시뮬레이션 결과 NLOS는 측위에서 가장 큰 오차를 주는 요인으로 1~5m정도로 전체 오차 중의 대부분을 차지하는 것을 볼 수 있었다. 따라서 NLOS 완화 알고리즘은 UWB 신호를 이용한 실내 측위에서도 연구가 필요하다

또한 시각동기가 이루어지지 않은 두 장치간에 거리를 잴 수 있는 방법으로 two-way ranging scheme을 제안하였다.

바. OFDM의 특성을 이용한 실내 측위

OFDM특징을 이용하면 심볼의 생성과 복원을 DFT를 이용해서 간단히 수행할 수 있다. 따라서 그 성질을 이용하여 만들어진 신호에 노이즈와 delay를 준 신호들을 더함으로써 Multipath를 생성하였다. 그리하여 FFT+Correlation (FFT window) 을 이용하여 15m의 해상도를 가진 Detecting Simulation을 하여 해상도에 의한 영향, SNR에 의한 영향, Multipath에 의한 영향을 분석하였다.

16. 프로토타입 복합항법시스템 구현 및 성능실험

지금까지는 프로토타입 수준의 복합 항법시스템을 구현하여 이용했지만 향후 MEMS 기술에 의한 IMU의 소형화가 현실화 되고 있고 GPS 모듈의 크기가 손톱 크기인 2cm x 2cm 수준까지 이르렀기 때문에 무선 측위 모듈이 내장된 기존의 상용 GPS폰에서 구현이 가능한 실정에 이르렀다.

현재 본 연구실에서 진행 중인 것은 현재까지의 프로토타입 GIC-INS를 상용 GPS폰에 탑재시키는 과제와 더불어 세상 어디에서나 위치 정보를 획득할 수 있는 개념의 Ubiquitous 항법용 시스템을 연구하고 있다

제5장 연구개발결과의 활용계획

제1절 추가연구의 필요성

1. GPS 현대화 신호 및 새로운 Galileo 위성항법 수신기 개발

2010년 경에는 GPS가 새로운 방식의 현대화 신호를 송출하고 유럽의 Galileo 위성항법 시스템도 완성되어 항법서비스를 시작할 것이다. 현재의 GPS 신호처리 기술 및 수신기로는 새로운 항법신호를 수신할 수 없기 때문에 이를 위한 수신기 기술이 개발되어야 한다. 특히 본 연구에서 개발된 SDR 기반의 수신기 설계 기술을 이용하여 이러한 새로운 기술변화에 유연하게 대처할 수 있다.

2. GPS 전파수신 방해 대응 기술 개발

위치정보 획득을 위한 GPS에의 의존도가 심화될수록 고의적인 혹은 비고의적인 GPS 전파방해에 대한 대응 기술을 개발하여야 한다. 특히 군사용 혹은 공공안녕을 위한 측위시스템의 경우 반드시 GPS 전파방해에 대응하는 Anti-Jamming 기술은 갖추어야 한다.

제2절 연구의 응용 분야

1. LBS, 텔레메틱스 서비스를 위한 측위기술로 사용.

LBS, 텔레메틱스, USN, RFID 등 다양한 정보통신 응용서비스에서 요구되는 측위정보를 얻기 위한 측위기술로 사용한다.

2. GPSOne을 대체할 수 있는 무선측위 기술로 사용.

현재 국내 이동통신망에서의 무선측위는 퀄컴사의 GPSOne에 의해 독점되고 있다. 본 연구에서 개발한 Seamless측위기술을 응용하여, 무선측위 시장의 기술적 종속을 극복하기 위한 자체적인 무선측위 기술을 개발할 수 있다.

3. 한국의 독자 항법시스템 개발을 위한 요소기술로 사용.

향후 한국에서 지역적인 독자적인 위성항법시스템을 개발할 때 수신기 개발 기술로 사용한다.

4. 다중모드 GNSS 수신기 개발 기술로 사용.

향후 GNSS 위성항법 단말기는 GPS, Galileo, Glonass, QZSS 등 다양한 위성항법시스템

을 모두 지원하는 다중모드 수신기 형태로 개발될 것이다. SDR 기반 GPS 수신기 기술을 이용하여 유연한 형태의 다중모드 GNSS 수신기를 개발할 수 있다.

5. 군사용 전파방해 대응 GPS 수신기 개발

다중안테나를 이용한 시공간 신호처리 기술을 이용하여 전파방해 대응 GPS 수신기를 개발한다.

6. 수위 관리 시스템에 GPS RTK의 확대 이용

댐 혹은 하천의 수위 측정 시스템으로 GPS RTK를 사용할 수 있다. 정밀 측위에 적합한 GPS RTK는 수cm이하의 정확도를 확보할 수 있으며, 본 연구를 통하여 획득한 정확도 향상 방안을 이용하여 보다 신뢰도 있는 수위 측정 시스템으로 활용할 수 있다.

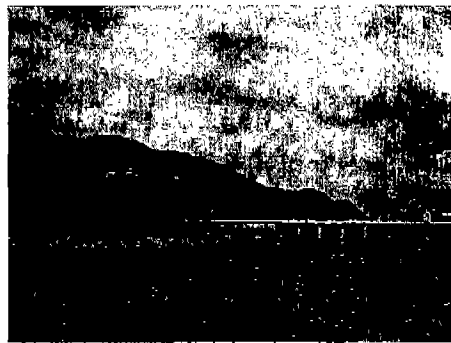


그림 5-2-1 댐의 수문

7. 항공기의 자세 결정 시스템

항공기의 자세 결정 시스템은 고가의 INS장비를 사용하고 있으며, 두 개 이상의 안테나를 탑재한 항공기의 경우 GPS RTK 알고리즘을 사용하여 자세 결정을 수행할 수 있다.

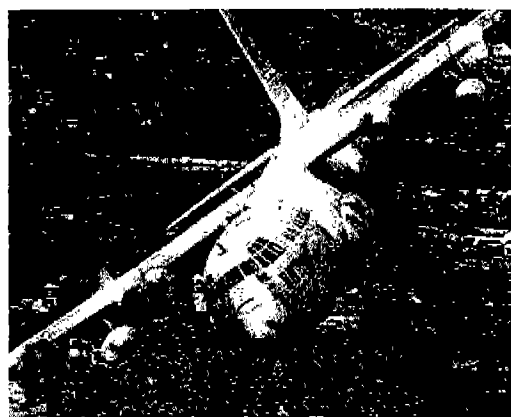


그림 5-2-2 항공기의 자세 변화

8. 거대 구조물의 거동 측정

고층의 빌딩, 해안가의 대교 등은 바람의 영향에 의하여 흔들림이 발생하며, 특히 사장교로 구성된 해안가의 대교들은 중량이 많은 차량이 진입에 따라 구조물이 흔들린다. 거대 구조물의 불안정한 상태는 많은 인명 피해를 발생시키는 커다란 사고로 직결된다. 따라서 거대 구조물의 거동은 항상 측정되어야 하는데 기존의 고가의 시스템 대신 GPS RTK를 사용할 경우 저가의 시스템을 구성할 수 있다.

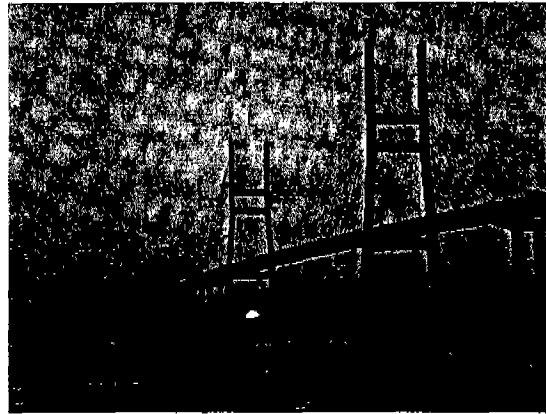


그림 5-2-3 대표적 사장교인 서해대교

9. 인공위성의 궤도 및 자세 결정에 응용

인공위성의 궤도를 결정하기 위하여 지상국에서 지속적인 관찰이 필요하다. 그러나 GPS 수신기를 장착한 저궤도 위성의 경우 지상국의 지속적인 관찰 없이 정밀한 궤도 결정이 가능하다. 이때 GPS RTK 알고리즘을 사용할 경우 보다 정밀한 궤도 정보를 얻을 수 있다. 정밀한 궤도 정보는 인공위성에서 얻은 정보의 가치를 증가 시킨다. 따라서 GPS RTK의 응용은 정밀한 궤도 결정을 수행하기 위하여 필요하다.

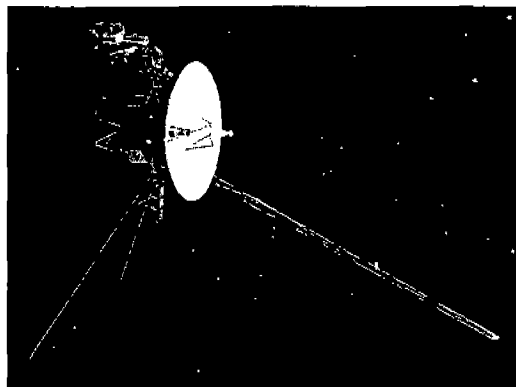


그림 5-2-4 인공위성의 응용

10. 항공기의 이착륙 시스템의 응용

국제민간항공기구(ICAO)에서는 향후 2010년 이후 차세대 위성항행시스템의 도입을 의무화하고 있다. 따라서 국내의 항공기 이착륙 시스템이 GPS의 사용은 필수사항이다. 이때 GPS RTK는 정밀 접근을 위한 알고리즘으로 사용할 수 있으며, 향후 보다 엄격한 규격이 적용될 경우 알고리즘 개발에 응용할 수 있다.

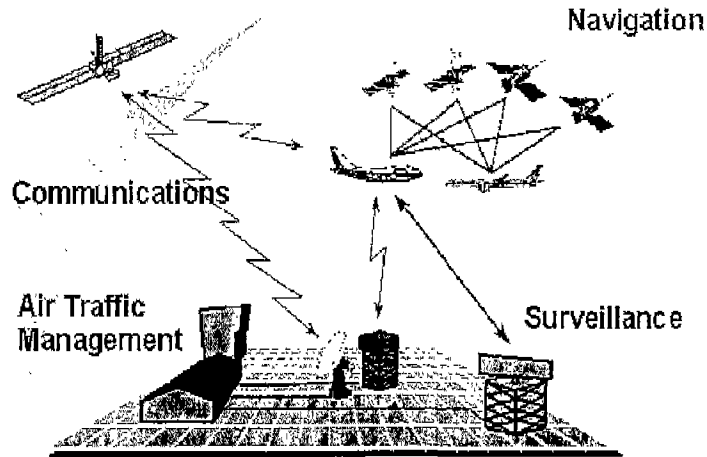


그림 5-2-5 CNS/ATM System 개요

제6장 연구개발과정에서 수집한 해외과학기술정보

제1절 위성 항법 분야

1. GPS 시스템의 변화

현재의 GPS 시스템은 70년대에 개념이 고안된 것으로, 이 이후로 급속히 발전한 전자 및 통신공학 기술을 반영하지 못하고 있다. 전세계적인 민간사용의 확대에 의한 다양한 분야에서 보다 정확하고, 신뢰할 수 있는 위성항법 서비스에 대한 요구가 증대함에 따라 미국은 최근 GPS의 현대화 계획을 발표하였다.

가. SA의 해제

미국은 SA를 없애기 위한 준비로 자신들이 언제라도 특정 지역에 한하여 GPS의 사용을 제한할 수 있는 기술을 개발하였다. 즉, 전세계적인 제한이 아닌 지역적인 제한기술을 개발하였으며 이 기술의 완벽한 작동이 입증되자 2000년 5월 2일 새벽4시를 기하여 그동안 많은 논란이 있었던 SA를 중지하였다. 이로 인해 민간사용자는 한순간 위치정확도가 약 10배정도로 향상되었다. 그림 6-1-1에서 2000년 5월 2일 새벽, SA가 작동을 멈추는 순간을 전후하여 위치정확도가 향상 되어지는 것을 보여주고 있다. 이러한 SPS의 위치정확도 향상으로 인하여 기존의 민간 GPS 사용자는 어떠한 추가적인 조작 없이 측위 정확도가 향상된 것이다. 이에 따라 많은 분야에서 GPS의 사용이 확대될 전망이다.

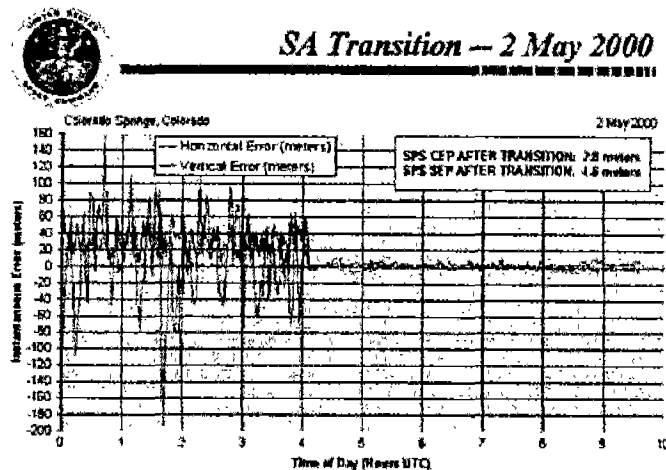


그림 6-1-1 SA의 해체에 따른 정확도 향상

가장 직접적이고 즉각적인 효과를 볼 수 있는 분야는 차량항법 분야일 것이다. 지금까지 GPS 시스템의 문제점은 GPS의 정확도가 100m 정도였기 때문에 가장 중요한 순간인 도심의 복잡한 교차로 근처에서 제대로 기능을 발휘할 수 없었다. 즉, 약 15-20m 정도의 위치정확도가 효과적인 차량항법을 위해 요구되는데 100m의 정확도로는 교차로 근처의 복잡한 길들을 제대로 분간하기 어려워 경로안내가 자주 부정확하였다. 또한 지도상에 표시되는 차량의 궤적이 도로 위를 벗어나는 경우가 자주 발생하여 오히려 운전자에게 혼동을 가져오게 하는 경우도 많이 있었다. 그래서 많은 경우, 지도매칭이라고 불리는 추가적으로 소프트웨어적인 처리에 의하여 이러한 부정확성을 어느 정도 해결하였다. 혹은 별도의 통신채널을 통하여 DGPS 보정정보를 받음으로 해서 정확도를 향상 시켰다. 그러나 이제는 더 이상 이러한 추가적인 장비 및 작업이 필요 없게 되었기 때문에 보다 저렴한 가격의 차량항법시스템을 만들어질 수 있게 되었고 이의 사용이 더욱 확대될 전망이다. 또한 PDA와 같은 휴대용 정보단말기에 지도와 GPS를 연결하여 도심에서 정확하게 위치확인 및 길을 찾을 수 있는 개인용 경로안내 시스템이 보다 널리 사용될 것이다.

(1) SA의 해체에 따른 DGPS시스템의 전망

비록 SA가 해체되어 일반 GPS수신기만을 이용해서도 DGPS 정도의 정확도를 쉽게 얻을 수 있게 되었지만, DGPS시스템은 계속 필요하게 될 것이다. DGPS의 가장 큰 기능이 정확도의 향상이지만, 이 밖에 GPS신호의 상태감시와 같은 신뢰성, 연속성 등을 보장하기 위한 기능들이 있다. 이제까지는 GPS의 정확도가 100m 정도였기 때문에 사람들의 GPS 정확도에 대한 신뢰도는 높지 않았다. 즉, 언제나 GPS의 위치결과에는 많은 오차가 있다는 것을 인정하면서 사용하였다. 그러나 약 10배 정도로 정확도가 향상된 지금 보다 많은 사람들이 보다 많은 곳에서, 특히 보다 높은 안전성을 요구하는 곳에서, 보다 높은 신뢰도를 가지고 GPS를 사용할 것이다. 이렇기 때문에 DGPS망을 이용한 GPS의 감시는 더욱 중요하게 될 것이라고 역설적으로 생각할 수 있다. 국가적인 차원에서 한국 내에서의 GPS 신호의 이상을 감시하기 위한 DGPS 시스템의 구축이 계속 필요하다고 생각한다.

나. GPS 현대화

(1) SPS의 현대화

현재 SPS를 위한 신호는 L1에 실려 보내지는 CA코드 한가지 밖에 없으며 이에 따라 이중주파수를 사용하는 PPS에 비해 전리층 지연에 따른 오차를 효과적으로 보상하지

못하고 있다. 현대화 계획에 따르면 미국은 두 가지 다른 형태로 추가적인 항법신호를 민간용으로 제공할 예정이다. 하나는 현재 CA코드를 1227.6MHz L2 신호에 실어 보내는 것이고, 또 하나는 새로운 민간용 코드를 L5라고 불리는 1176.45MHz 주파수에 실어서 보내는 것이다. 이 L5 주파수는 ARNS(Aeronautical Radio Navigation System)에 할당된 주파수대역의 한 부분으로, 특히 항공기의 안전한 운항을 위하여 사용될 예정이다. 새로운 GPS 스펙트럼 구조는 그림 6-1-2에 보인다.

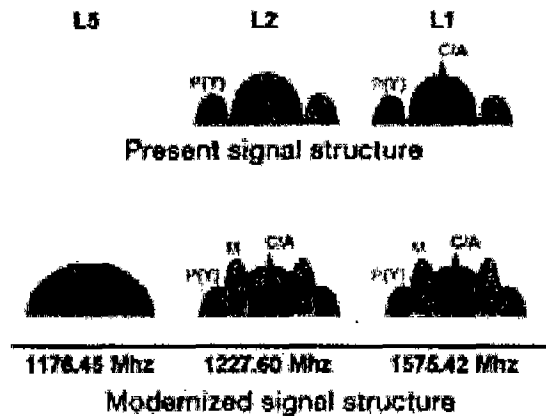


그림 6-1-2 GPS 현대화에 따르는 위성스펙트럼 구조

일반적인 민간GPS 사용자는 추가적인 두 신호에 의해 항법신호의 중복성(redundancy), 위치정확도의 향상, 가용성(availability) 및 무결성의 향상, 그리고 전파간섭에 대한 보다 강한 내성 등을 얻을 수 있으므로 현재의 단일코드·단일주파수에 비해 월등히 향상된 항법서비스를 제공받을 수 있다. 또한 추가적인 코드 및 주파수에 의해 실시간 동적 정밀측위(Real-Time Kinematic)가 보다 수월하게 이루어질 수 있으며, 항공기의 정밀접근, 지도제작, 정밀동작, 기기제어 등 정밀측위 분야에 GPS가 보다 널리 사용될 것이다.

(2) PPS의 현대화

군용신호를 위해서는 새로운 군 전용 코드인 M 코드를 기존의 L1 및 L2 주파수에 실어서 전송하도록 되어 있다. 이 M코드는 특별히 전파방해(jamming)와 전파간섭(interference)에 보다 강하도록 그리고 안정성을 향상시키도록 설계되었다.

(3) 운용관제장비의 현대화

위성신호를 새롭게 제공하는 것 이외에, 지상에 있는 전세계 10군데 운용관제국(Operational Control Segment)들의 장비를 새롭게 함으로서 보다 향상된 항법서비스를 계획하고 있다. 모든 GPS의 현대화는 새로운 기능의 위성들을 제작하여

궤도에 올림으로서 진행되는데 대략 2010년까지 진행될 예정이다. GPS 현대화에 따른 측위 정확도의 개선이 그림 6-1-3에 보여진다.

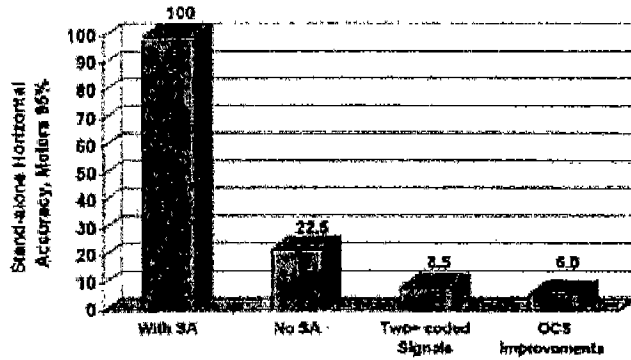


그림 6-1-3 GPS 현대화에 따르는 위치정확도 향상

2. Galileo

GPS의 사용이 유럽 내에서 점점 확대되자 유럽은 GPS 사용의 신뢰성을 증대하기 위하여 위성을 이용한 확장시스템을 개발하기 시작하였다. EGNOS(European Geostationary Navigation Overlay System)라고 불리는 것이 바로 이것인데, 이것은 Inmarsat과 같은 정지궤도 위성을 GPS 및 러시아의 GLONASS에 추가하여 사용함으로써 유럽지역 내에서의 위성신호의 가용성 및 신뢰성을 향상시키고자 하는 것이다. 유럽의 이러한 계획은 더욱 발전하여, 2008년까지는 GPS와 같이 30여개의 독자적인 위성군(Galileosat)으로 이루어지는 위성항법시스템인 Galileo의 개발을 계획하고 있다. 미국 국방성에서 전적으로 개발한 GPS와는 달리 이 시스템은 순전히 민간 주도하여 개발이 진행되고 있으며 공공성을 최대한 유지하면서 민간업체의 참여를 허용하려고 하고 있다.

표 6-1-1 GALILEO 서비스의 종류

서비스 종류	내용
공개 서비스	무료제공, 책임/무결성 보장 없음
상업용 서비스	유료제공, 책임/무결성 보장
생활 안전용 서비스	항공, 선박, 철도 등의 안전 운행에 이용, 책임/무결성 보장
공공통제용 서비스	경찰, 해양경비대 사용, 책임/무결성 보장
탐색 및 구조용 서비스	항법과 무관, 탐색 및 구조능력 향상

앞으로의 항법시스템은 한가지의 시스템만을 이용하는 것이 아닌 가용한 모든 항법시스템을 이용하는 다중 항법시스템이 될 것이며 이것이 차세대 위성항법시스템인 GNSS의 기본 개념이 되고 있다. 앞으로 10여년 후면 우리들은 GPS, GLONASS, Galileo로 구성되는 GNSS 항법시스템을 볼 수 있을 것이다.

2002년부터 GALILEO 시스템 설계에 착수하였으며 2008년 이후에는 상업적 용도로 운영을 시작할 것으로 알려졌다. 상업적 용도이지만 GPS처럼 민간에게 개방하는 서비스도 포함되어 있다. 유럽연합은 위성항법시장에서 미국의 독주를 막고 경제적, 안보적 차원에서 자립성을 확보하고자 이 시스템을 개발하였다. 이에 따라 세계 각국에서는 GPS+GALILEO 겸용 수신기 개발과 응용연구에 초점을 맞추고 있다. 두 시스템을 함께 이용하면 도심지에서도 많은 위성을 관측할 수 있으므로 측위 정확도가 향상될 것이다.

3. 일본의 JRANS

일본은 JRANS(Japanese Regional Advanced Navigation System)을 자국 내 GPS정밀도 보완책으로 추진중이다. JRANS는 3개의 준 극궤도 위성 QZSS (Quasi-Zenith Satellite System) 위성, 3개의 긴 타원궤도를 갖는 위성(HEO), 1개의 정지위성(GEO)으로 구성된다. 이 시스템은 고층빌딩에 의해 GPS 정밀도가 현저히 떨어지는 도심지역의 GPS정밀도 보장을 위해 고안된 시스템으로 2008년 첫 위성이 발사될 예정이다. 미국과 일본은 이 시스템을 개발하는데 협력하고 있으며 앞으로 GPS와 JRANS 동시 수신기 가능한 수신기를 개발할 예정이다.

4. 중국의 북두항법 시스템

중국도 현재 3대의 항법위성을 궤도에 올려놓아 자체 위성항법 시스템을 갖추고 있다. 북두항법시스템(Beidou Navigation System)이라 불리는 이 시스템은 큰곰자리를 의미하는 것으로 2010년까지 중국 자체의 위성항법과 관련된 응용산업 및 인프라 구축을 목표로 하고 있다. 이 시스템은 두 정지궤도 위성을 이용해 Twin-Sat 국지항법 시스템으로 운영하는 것이 골자이며 정밀도는 GPS 시스템과 비슷한 수준이다. 1993년 공식적으로 시작하여 2000년에 실험위성을 발사하였고, 2003년 5월 3기를 궤도에 진입시킨 바 있다. 최종적인 북두 위성배치는 총 4기의 정지궤도위성으로 이루어져 있다. 이중 2기는 운영하고 나머지 2기는 백업용이다. 이 시스템은 ESA의 Galileo계획에 참가하고 있다. JRANS와 Beidou 항법시스템은 GPS/GALILEO와는 달리 사용범위가 자국 및 주변국에만 국한되는 점이 다르며 개발 동기도 군사목적 이외에 방송·통신, 경제, 과학

등으로 다양하다.

5. 러시아의 GLONASS

GLONASS는 지난 수년 동안 러시아의 재정 상태로 인해 시스템의 정상 운용에 문제가 있었으나, 최근 의욕적으로 GLONASS의 현대화 계획을 수립하였다. 러시아는 GLONASS의 현대화를 위하여 GLONASS-M 위성을 2007년까지 24대까지 발사하고 그 후에는 GLONASS-K 위성을 발사하여 더 나은 정보를 제공할 예정이다.

6. 인도의 GAGAN

Geo-Aided Navigation(GAGAN) 프로젝트는 미국의 광역 증대시스템(WAAS : Wide Area Augmentation system)과 유사한 형태를 띤 자체적인 제품을 만들고자 함이며 아시아-태평양 지역에 WAAS 같은 서비스 제공 목적을 위한 것이다. 인도(GAGAN)는 ISRO와 인도항공국이 공동으로 SBAS를 구축 중이다. GAGAN 은 미국 GPS와 러시아의 Glonass, 그리고 인도가 참여 관심을 보이는 유럽의 Galileo 와도 호환(compatible) 될 수 있다. 실험적인 통신우주선 GSAT-4 에 의해 수송될 네비게이션 페이로드가 향후 2년 안에 준비되어져 기술입증 계획을 가지고 있으며 2006-7년 정도에 초기 운영이 시작 될 것으로 예상된다.

7. 미국의 WAAS

WAAS(Wide Area Augmentation System)는 FAA(Federal Aviation Administration)에 의해 계획된 시스템으로 CAT-I의 정밀항법해를 제공하여 모든 비행단계의 1차 항행 수단으로 GPS를 사용하는 항공 항법요구조건을 만족하는데 필요한 정확성, 가용성 및 보전성을 갖도록 설계되었으며, 미국의 Raytheon사에 의하여 10억 달러의 예산으로 추진되고 있다. WAAS는 기준국, Master Station 및 이들을 연결하여 주는 지상네트워크로 이루어지며, 또한 보정신호 송신을 위한 통신위성으로 구성된다. WAAS는 GPS가 단독 항법시스템으로 사용되어 CAT-I 의 정밀비행 접근능력을 제공하도록 설계 및 구현되고 있다. 미국의 FAA는 Raytheon사 및 Honeywell사에 의한 LAAS(Local Area Augmentation System) 공동개발을 위한 정부/산업체 협력서에 서명을 하였다. LAAS는 3단계로 진행되며, WAAS를 보완하기 위하여 약천후하에서 CAT I ~ III 정밀도를 지원할 수 있도록 개발되고 있다. LAAS는 또한 충돌방지, 공항에서의 항법 및 감시와 같은 지상운용을 지원할 예정이다. FAA의 LAAS 구입 및 현장설치는 2003년에 시작하여 2006년에 최종설치가 완료되어 운용될 예정이다

8. 미국의 NDGPS

미국의 USCG(U.S. Coast Guard)는 1996년 1월부터 DGPS 시스템을 서비스하기 시작하였으며, 1999년 3월 15일 자국의 해안과 수로를 따라 Maritime DGPS 의 전면적인 서비스 개시를 하였다. NDGPS는 DGPS 서비스를 내륙 지방까지 확장시켜 충돌 경고 시스템, 충돌 회피 시스템, 정밀 항로 유도 시스템 등의 향상된 서비스를 가능하게 하기 위해 고안되었다. 이를 위해서 USCG의 DGPS 서비스가 제공되지 않는 나머지 국토의 55%에 대해서 서비스를 확장하게 될 것이며, 미 공군의 GWEN (Ground Wave Emergency Network) 사이트를 활용해 기준국을 설치하는 등의 확장을 통해 2007년에는 약 137개 정도의 NDGPS용 기준국을 설치할 예정이다. 일 단계로 2000년까지는 미 전역의 사용자에게 적어도 하나의 기준국으로부터 보정정보 서비스할 예정이며, 이 단계로 2002년까지 사용자가 99.999%의 가용성으로 적어도 두 개의 기준국으로부터 보정정보를 받을 수 있게 되어있다. 이를 통해 사용자는 향상된 가용성 및 무결성으로 동적 정확도 1~2m, 정적 정확도 0.1~1m의 취치 정보를 제공받게 된다. 그 외 스칸디나비아 전 지역 및 아일랜드 해안 전역 등 IALA (International Association of Lighthouse Authorities) 회원국들도 DGPS/Radio beacon을 설치 및 운영하고 있다.

9. RTG와 WADGPS

StarFire는 Navcom사의 WADGPS(Wide Area DGPS)와 RTG를 이용해서 20cm이하의 매우 정확한 위치정보를 제공한다.

가. RTG(Real Time GIPSY)

NASA의 JPL(Jet Propulsion Laboratory)에서 개발된 것으로 GPS의 위성 궤도 보정정보와 시계 보정정보를 실시간으로 얻을 수 있는 소프트웨어이다. 이 RTG 소프트웨어는 일반개인용 컴퓨터에서 복잡한 비행컴퓨터까지 작지만 빠르고 정확한 solution를 제공한다. 다음 표 6-6-1은 RTG의 오차에 관련된 상태변수를 나타내고 있다. IERS, GIPSY보다도 많은 변수들을 모델링하고 있다. 매분마다 위성궤도 보정정보는 각각의 GPS위성에 대해 계산되어지고, 위성시계 보정정보는 매초마다 계산되어진다.

(1) WADGPS (Wide Area DGPS)

WADGPS는 다른 Wide Area DGPS (WAAS, 유럽EGNOS, 일본MSAS)와 비슷하지만, 이중

주파수를 사용한다는데 큰 차이가 있다. 이중 주파수를 사용함으로써 전리층의 오차를 제거한다. Navcom사는 JPL과 협약하여 JPL/NASA의 기준국으로 부터 RTG 정보를 얻고 있다.

표 6-1-2 RTG Model Status

Model	IERS	GIPSY	RTG
Geopotential	GEM-T3	Any model (JGM3) any size	Any model (JGM3) any size
Solid tide (dynamic)	Wahr 2x2 6 constituents	Wahr 3x3 47 constituents	Wahr 3x3 47 constituents
Solid tide (kinematic)	적용	적용	적용
Polar Tide	적용	적용	Being ported
Ocean tide	Schwiderski 6x2	CSR + TEG2B 20x10 767 constituents	CSR + TEG2B 20x10 767 constituents
Ocean loading	적용	적용	적용
Atmospheric loading	적용	적용	적용
Troposphere	Lanyi	Lanyi/Neill	Lanyi/Neill
Solar pressure	T20	T20	T20
Relativity(kinematic)	적용	적용	적용
Relativity(dynamic)	적용	적용	적용
Phase windup	미적용	적용	적용
GPS Yaw	미적용	적용	Being ported
Earth albedo & IR	미적용	적용	Being ported
Atmospheric drag	미적용	적용	Being ported

(참조 <http://gipsy.jpl.nasa.gov/orms/rtg/>)

(2) RTG 위치해 제공 절차

그림 6-1-4는 사용자가 RTG 위치정보를 이용할 때까지의 순서로써 표 6-6-2는 각 세그먼트에 대한 설명이다.

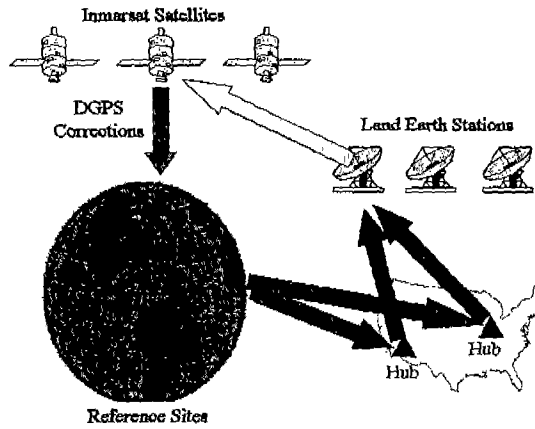


그림 6-1-4 RTG를 이용한 위치해 제공 과정

표 6-1-3 RTG를 구성하는 각 세그먼트의 역할

구성 모듈	역할
Reference Network	-전 세계에 산재한 Navcom사의 기준국과 JPL의 기준국에서 받은 데이터를 본부(Hub)전송 한다.
Processing Hubs	-지리적으로 멀리 떨어져 있는 두 본부(Redondo Beach, CA, and Moline, IL, in US)에서는 기준국에서 받은 정보를 가지고 DGPS 보정정보를 만든다. 위성궤도, 위성시계, 전리층, 대류층, 기준국 다중경로오차, 사용자수신기 에러들을 보정한다.
Land Earth Stations (LES)	-본부에서 보정된 정보를 정지위성에 업링크를 하는 시설물이다.
Geostationary Satellites	-3개의 국제 해사 정지위성(Inmarsat Satellites)으로 구성되어 있고 LES의 보정정보를 사용자에게 전달한다.
User Equipment	-사용자 수신기는 칼만필터를 이용하여 보정정보와 GPS관측치로 위치를 결정한다.

(3) RTG 정밀도 실험

그림 6-1-5는 실제 정적인 환경에서 RTG 정밀도 실험 결과이다. 결과에서 보면 STD(표준편차)가 20cm안에 있고, 그 중 수평면오차가 10cm안의 높은 정밀도를 나타냄을 알 수 있다. 수신기 내부의 필터 수행으로 인해 더욱 정교한 위치를 나타낸다.

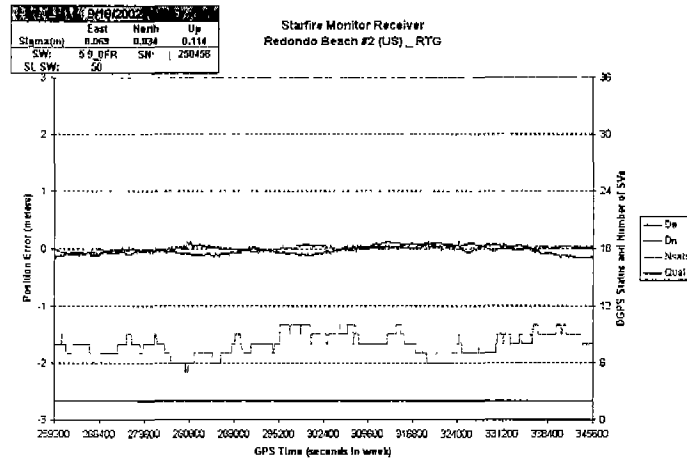


그림 6-1-5 RTG 위치해 정밀도

위의 결과에서 볼 때 RTG의 정밀도는 RTK를 이용하는 경우보다 위치 정확도가 크게 떨어지지 않음을 알 수 있다.

제2절 무선 측위 분야

해외 위치기반서비스 현황을 보면, 미국은 추진 주체가 통신규제기구인 경우도 있지만, 대부분 상업적인 목적으로 이동통신서비스 사업자가 위치기반서비스를 개시하고 있거나 추진 중에 있다. 이미 1996년 연방통신위원회(FCC: Federal Communication Commission)가 Verizon Wireless, Sprint PCS, AT&T Wireless 등과 같은 이동통신 사업자들에게 긴급구난 시스템인 911 콜센터에 구조요청을 한 재난자의 정확한 위치 파악을 위한 프레임워크(일명 Enhanced 911, E911)구축을 명령하였고 이러한 E911을 실현하기 위해 이동통신사업자는 자사의 송신장비와 3,300개의 911 PSAP(Public Safety Answering Point)사이에 네트워크를 구축하여 현재 일부 단계별로 E911관련 서비스를 제공하고 있다. 유럽의 경우에는 EU(European Union)에서 비상전화 '112'에 대해 발신자의 위치정보 제공을 의무화하는 'E112'를 논의 했지만, 이동통신 사업자들은 상업적인 목적으로만 위치기반서비스를 제공하고 있다. 현재 일본에서는 위치기반서비스가 음성통화에 이어 두 번째로 큰 비중을 차지하고 있어 그만큼 다양한 무선 인터넷 서비스 가운데 위치기반서비스의 성과가 돋보이고 있다.

일반적으로 이동단말기의 무선 측위 기술은 A-GPS와 TDOA를 혼합한 알고리즘이 사용되어지고 있다. 그러나 이 방법을 실내에서의 정확한 위치결정에 적용하기에는 많은 어려움이 따른다. 실내에서는 GPS 신호를 획득하기가 쉽지 않고 복잡한 구조물 때문에 TDOA를 사용하여 정확한 위치결정을 하기 어렵다. 따라서 실내에서는 다른 시스템이

필요하고 이에 대한 대안으로 이용되는 시스템은 실내 무선통신망이다. 실내 무선통신망 중 현재 가장 많이 사용되고 있는 것은 무선랜이다. 그리고 무선랜만큼 상용화되지는 않았지만 유선랜을 대체할 목적으로 개발된 블루투스도 있으며 차세대 무선기술로 관심을 끌고 있는 UWB가 실내 무선통신망으로 사용 되어질 예정이다.

실내 무선통신망을 이용하여 실내측위를 하기 위해서는 무선통신 송신장비의 위치를 알고 있어야 하고 무선통신 수신장비가 송신장비로부터 받은 신호를 이용하여 거리정보를 획득해야 한다. 그리고 이 두 가지 정보를 이용한 위치결정 알고리즘을 개발해야 한다

1. 무선측위에서의 위치결정기술

무선측위에서의 위치를 결정하기 위한 많은 기술이 연구되어 오고 있다. 그 중에서 가장 선도적인 역할을 수행하고 있는 회사는 Cell-Loc, TruePosition, Snaptrack, 및 Neopoint와 같은 회사들이다. 이들은 셀룰라, PCS, SMR의 이동통신망을 이용하여 위치를 결정하는 ALI(automatic location identification)를 그 공통 목적으로 하고 있으나 각 회사의 위치결정기술은 크게 다르다. 현재 표준으로 받아들여지고 있는 기술은 GPS와 TDOA를 사용하는 방법이다.

가. A-GPS

Snaptrack에서 사용하는 위치결정기술은 GPS를 이용하는 시스템이다. Qualcomm과 Snaptrack의 결합으로 인하여 더욱 효율적이고, 비용이 덜 드는 A-GPS 방식이 개발되어졌다. Snaptrack 시스템의 채택은 기술적인 우월성보다는 시장의 원리에 의해 더욱 가속화되고 있다.

나. TDOA

Cell-Loc과 TruePosition에 의해 채택되어진 TDOA를 이용한 위치 결정 기술은 넓은 지역에 있는 많은 송신장비들을 이용하여 수신기의 위치를 결정하게 된다. 전파가 이동단말기에서 송신장비로 송신될 때, 1 μ 초당 300m를 이동하게 된다. 따라서, 신호를 보낸 시각과 신호를 받은 시각을 정확히 관찰함에 의해서 송신장비와 이동단말기사이의 전파의 지연시간과 거리를 알 수 있다. 여러 개의 송신장비에서 이러한 신호를 관찰하고 삼각측량법을 적용함으로써 사용자의 위치를 결정하게 된다. 두 개의 송신장비에서 이동단말기의 전파를 측정하였을 때, 이러한 전파 지연시간의 차에 해당하는 쌍곡선의 교차점이 사용자의 위치가 된다.

특히, Cell-Loc에 의한 SuperResolution기술은 TDOA 추정기술을 이용하여 위치 정확도를

크게 향상시킨 기술이다. 사용자가 전화를 사용중인 경우에도 위치결정을 가능하게 하며, 다중경로 오차를 줄여 위치정확도를 높이며, 건물이나, 도심의 빌딩숲에서도 사용자의 위치를 결정하는 망 기반의 위치결정기술이다.

다. 실내 무선통신망 위치결정기술

기존의 실외에서 무선측위에 이용되었던 GPS와 TDOA방법은 실내에서 이들 신호를 획득하기위한 기술적인 한계와 다중경로(multipath) 및 비가시경로(NLOS, Non Line-Of-Sight)의 영향으로 인해서 실내에서 측위시 큰 오차성향을 드러내고 있다. 따라서 이들을 대체할 수 있는 실내에서의 다양한 무선통신망 기술에 대한 측위방법이 절실히 요구되고 있다.

(1) 무선랜(Wireless Local Area Network)

무선랜이란 실내 또는 실외 환경에서 무선으로 네트워크 환경을 구축하는 것을 말하며, 기본적인 무선랜은 다른 무선 이동단말기나 유선랜으로 연결하기 위하여 각 이동단말기내에 설치되는 무선 NIC(Network Interface Card), 각 이동단말기와 유선랜간의 게이트웨이 역할을 담당하는 AP(Access Point), 그리고 건물과 건물 또는 분산된 네트워크 세그먼트 사이를 점대점 방식으로 연결하는데 사용되는 무선 브리지 장비로 구성된다.

기술적으로 AP에서 무선랜까지 유선 대신 RF 전파나 적외선을 이용하여 네트워크를 구축하는 방식을 뜻하며, 일반적으로 30~150미터 정도의 거리에서 무선으로 1~54Mbps의 데이터를 고속으로 전송하는 네트워크를 가리켜 무선랜이라고 부르고 있다. 무선랜은 점차적으로 유선랜의 중요한 대체매체로 되어가고 있으며, 이동성, 재배치성, 각 터미널간에 일시적으로 형성되는 Ad-hoc networking 접속, 유선 LAN이 접속할 수 있는 허용거리 등을 만족한다. 따라서 향후 무선랜은 우리 생활 속에서 점차 확대될 것으로 기대되고, 정확한 실내 무선측위의 가능성을 열어주는 매개체가 될 것이다.

(2). 블루투스(Bluetooth)

블루투스는 비교적 작은 범위내에서 고정된 전자장치와 이동성이 있는 전자장치를 연결하는 케이블을 대체할 수 있는 새로운 표준이다. 강인성, 저전력, 저비용, 그리고 간단한 구조로 이루어져 있는 특징을 갖고 있다. 또한 블루투스의 개념은 시시각각 변화하는 네트워크의 구성에 부흥할 수 있다. 따라서 블루투스 표준은 Ad-hoc 네트워크를 구성하기 위해 가능한 기술로 접혀지고 있다. Ad-hoc 네트워크에서 중요한 서비스중의 하나는 특정 장치의 위치를 추정하는 기능이다. 이는 각 네트워크의 많은 정보를 사용할 수 있기 때문에, 특정 노드의 위치를 추정할 수 있게 된다. 이런 특성들

때문에 블루투스도 주목받는 기술이나 무선랜만큼 아직 실용화되지는 못한 실정이다.

(3). UWB(Ultra Wide-Band)

UWB란 3.1~10.6GHz대의 주파수 대역을 사용하면서 10m~1km의 전송거리를 보장하는 기술이다. UWB는 지난 40년간 미 국방성에서 군사용 무선통신기술로 사용되다가 미국 통신주파수 관할 기관인 미 연방통신위원회(FCC)가 지난해 민간에 개방하면서 관심을 모으고 있는 기술이다. UWB는 1990년대까지 미국방성의 '블랙프로젝트' 레이더기술에 적용돼 오다, 미 연방통신위원회가 지난해 2월 UWB의 상업적 사용을 허가, 본격적으로 상용화가 가능하게 되었다. UWB는 광대역 신호 특성인 시간의 변화에 따른 신호의 진폭이 변화하는 페이딩 현상에 강하고, 짧은 펄스를 사용함으로써 정확한 시간지연을 추정할 수 있다. 따라서 센티미터 레벨로 정확한 측위가 가능하여 차세대 무선통신시스템에 적용될 수 있는 가능성을 갖고 있다.

제3절 INS 분야

1. 마이크로 자이로스코프

최근 마이크로 머시닝 기술을 이용한 마이크로 자이로 및 그 응용에 관한 연구 결과가 IEEE MEMS proceedings, Sensors & Actuators, Solid State Circuits 등 관련 학술지 및 학술대회에 다수 발표되고 있다. 80년대 및 90년대 초반까지는 주로 증착 방법, 식각 방법, 이온 주입 방법 등 구조물 제작을 위한 단위 공정의 개발과 이를 응용한 간단한 구조물의 제작이 주된 연구과제이었으나, 90년대 이후에 발표되는 마이크로 자이로에 관한 논문들은 80년대의 기초 기술 개발 단계를 벗어나 미국 특허로 되어 있는 빗살형 구동기의 변형체, 원형이나 막형 등 다양한 형태의 구조물, 빔에 의한 스포링 지지대, 운동 특성을 바꾸기 위한 전극, 진공 패키징 등 다양한 응용을 실고 있다.

가. 미국의 연구동향

미국은 빗살형 구동기가 처음 창안된 찰스 스타크 드라퍼 연구소(CSDL)와 U.C Berkeley, UCLA, Michigan 등 대학 중심으로 연구를 진행하고 있다. 찰스 스타크 드라퍼 연구소에서는 현재 군사용 및 자동차용으로의 응용을 목표로 Two-gimbal 형태의 자이로 및 빗살형 구동기의 정전 용량 검출형 자이로를 개발하고 있으며, 시스트론 도너사(Systron Donner Inc.)에서는 튜닝 포크 형태의 압전 자이로를 개발하여 현재 상용으로 시판 중에 있다. 또한, 최근에 몸체 가공기술을 이용해 JPL과 UCLA가 공동으로 개발한 클로버 잎 모양의

자이로는 화성 탐사선인 패스파인더(Pathfinder)에 장착되었다고 알려져 있으며, 이 자이로의 성능은 측정 범위 $\pm 1800 \text{ deg/sec}$ 에서 10.4 mV/deg/sec 의 감도를 갖는다고 알려져 있다. 미시간 대학에서 개발한 링 모양의 자이로는 표면 미세 가공 기술로 제작되어 있는 독창적인 모델이며, 현재 구조물의 두께를 높게 하여 성능을 향상시키고 있음이 학회에 보고되고 있다.

나. 일본의 연구동향

일본의 경우는 동북대학(Tohoku)에서 벌크 마이크로머시닝 방법을 사용하여 마이크로 자이로를 제작한 것이 발표되었고 무라타(Murata) 제작소에서는 압전 현상을 이용한 벌크 마이크로머시닝 마이크로 자이로를 개발하여 상용화하고 있다. 하이메지(Himeji) 공업 대학에서 개발한 빔 형태의 자이로는 압전 구동, 정전 용량 검출 방식을 취하는 자이로이다. 일본의 스미토모 정밀에서 개발한 실리콘 자이로 SiVSG(Silicon Vibrating Structure Gyro)는 현재 미국에서 미사일의 항법 제어용 유니트에 쓰이고 있다고 알려져 있으며, 측정범위 최대 1000 deg/sec , 해상도 0.025 deg/sec , Quiescent noise가 0.02 deg/sec rms 로 알려져 있다.

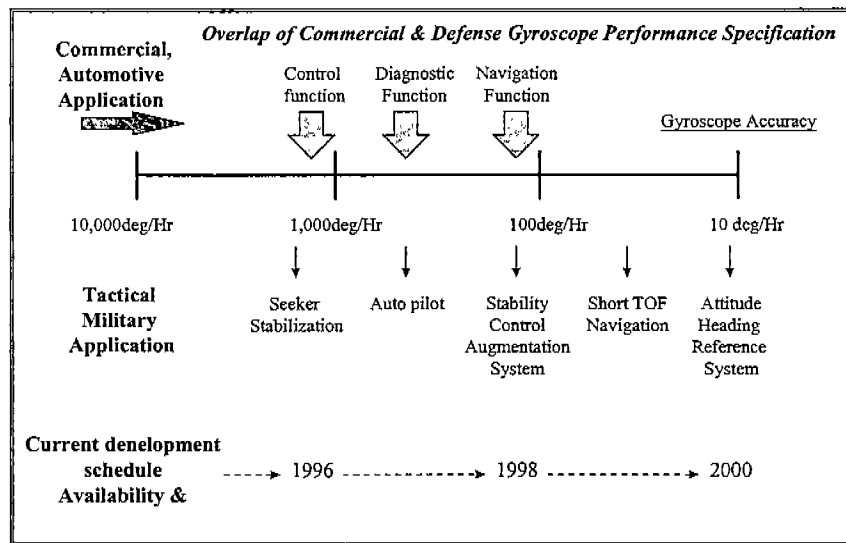


그림 6-3-1 상업용 및 군사용 자이로스코프 요구 성능 비교

다. 구조물 제작 기법의 향상

마이크로 자이로가 높은 성능을 내기 위한 연구는 구조물을 제작하는 마이크로머시닝 기술과도 연관되어 있다. 마이크로 자이로는 초기 구조물 제작에 표면 마이크로 머시닝 방법과 벌크 마이크로머시닝 방법이 제각각 적용되었다. 버클리 대학 등 미국 여러 대학과 드라퍼 연구소(CSDL)등에서는 주로 표면 마이크로머시닝 방법을 사용하여 마이크로 자이로를 제작하였고 일본은 동북대학, 동경대학, 무라타 제작소, 히타치

제작소 등에서 벌크 마이크로머시닝 방법을 사용하여 마이크로 자이로를 제작한 것이 발표되었다. 표면 마이크로머시닝 방법은 벌크 마이크로머시닝 방법에 비해 보다 복잡한 구조물의 제작을 간단하게 하고 표준 CMOS 일괄 공정에 호환성이 있는 장점이 있다. 반면 증착 공정에서의 두께 제한으로 인한 관성 구조물의 질량 제한과 구조물의 결정 불균일성 등으로 인해 분해능 등에서 어느 정도 한계를 보이고 있다. 이런 상황에서 90년대 이후 마이크로 자이로도 가속도계와 마찬가지로 점차 신호처리 회로를 포함하는 집적화 센서로 발전하는 추세가 보이고 있다. 특히, 미국의 미시간 대학에서는 신호처리부가 CMOS회로로 집적화된 관성 센서에 대한 연구가 활발하고 버클리 대학에서는 더욱 정교한 구조를 표면 마이크로머시닝 기술로서 구현함으로써 마이크로 자이로의 분해능 및 잡음제거 등의 성능 향상을 도모하는 연구가 시도되고 있다. 뿐만 아니라 표면 마이크로머시닝의 단점을 해결하기 위해 질량이 관건인 관성 구조물을 실리콘 벌크 마이크로머시닝 방법으로 제작하고 이를 접착 공정으로 표면 마이크로머시닝으로 제작된 기능 구조물에 연결시키는 복합적인 마이크로머시닝 공정에 대한 연구도 시도되고 있다. 이같은 방법들을 개발하여 마이크로 자이로를 제작할 때, 기존의 성능을 훨씬 넘는 정밀한 자이로스코프를 제작할 수도 있는 것으로 판단된다. 벌크 마이크로 머시닝을 이용하여 개발된 자이로는 앞서 소개하였던 JPL/UCLA의 클로버 잎 모양의 자이로가 있으며, 미시간 대학에서 개발된 링 형태의 가속도계 역시 벌크 마이크로 머시닝을 이용하여 성능을 더욱 향상시켰다.

라. 구조를 변형하여 성능 향상

마이크로 자이로의 구조를 다양하게 변형하여 성능을 향상시킬 수 있음이 보고되고 있다. 현재까지 연구된 많은 마이크로 자이로의 원형이었던 튜닝 포크형 진동 자이로에서 벗어나 원형이나 막형 또는 단일 관성 질량체에 의한 마이크로 자이로, 그리고 2축 자이로에 대한 구조 설계와 제작에 대한 연구도 미국 유럽 등을 중심으로 이루어지고 있다. 앞에서 언급한 미시간 대학의 링 형태의 자이로는 새로운 구조로써 성능을 향상시키고 있으며, 복합 실리콘 마이크로 머시닝 기법을 응용하여 높은 두께의 자이로 구조물을 제작하여 고성능 자이로를 발표하였다.

마. 서보 제어기 기법 적용

고성능의 마이크로 자이로를 개발하기 위해 서보 제어 기법을 적용하는 것이 보편화되고 있다. 현재까지 발표된 마이크로 자이로에서 개루프 소자(open loop device)를 이용한 자이로는 대역폭이 좁고 출력 특성이 선형적이지 못하며, 외란에 의해 출력이 영향을 받는 단점들을 가진다. 즉, 관성 질량체가 움직이는 기준점에서 벗어나는 입력이나 잡음, 외란이 인가될 때, 개루프 센서는 정상상태의 출력을 내보내지 못하게

된다. 페루프 소자는 여러 제어기법을 응용하여 센서의 출력을 입력단에 되먹임으로써 개루프 소자의 단점을 보상할 수 있다. 한편, 커패시턴스형의 감지 원리를 채택하는 마이크로 구조물의 입력 되먹임에 의한 제어는 서보 제어기법으로서 구현이 가능하다. 이렇게 서보 제어기법을 사용하여 관성 질량체의 위치 제어 및 운동 특성의 개선을 가져올 능동형 마이크로 자이로는 현재까지의 낮은 성능을 보상할 뿐만 아니라 여러 전기 기계적 잡음과 출력 안정도에도 영향을 미친다.

2. 마이크로 가속도계

최근 MEMS 기술로 제작된, 관성항법장치에 응용될 수 있는, 실리콘 가속도계의 개발 사례가 속속 발표되고 있으며, 주목할 만한 것은 이 실리콘 가속도계의 개발이 선진국 유수의 방위산업 관련 연구소 및 업체에 의해 주도되고 있다는 점이다. 표 2에는 최근 국제 학술 대회 및 전문 학술지에 발표된 관성항법장치 수준의 실리콘 가속도계의 성능 및 재원이 정리되어 있다. 표에서 보는 바와 같이 마이크로머시닝 기술로 제작되는 실리콘 가속도계로도 충분히 관성항법장치용 가속도계의 실현이 가능하다는 것을 알 수 있다.

가. 진동 빔 가속도계

관성항법장치용으로 개발된 실리콘 가속도계는 크게 진동 빔 가속도계(Vibrating Beam Accelerometer, VBA)와 정전력을 이용한 서보 가속도계(servoed accelerometer)로 분류할 수 있다.

미국의 Kearfott사와 Honeywell사에서 개발한 가속도계들이 VBA의 예이며, 미국 Litton사의 정전 용량형 가속도계(capacitive accelerometer), 제트 추진 연구소 및 육군 연구소(JPL/NAWC)에서 개발한 터널링 가속도계(tunneling accelerometer), 스위스 뉴샤텔(Neuchâtel) 대학에서 개발한 정전 용량형 가속도계가 서보형의 관성항법장치급 실리콘 가속도계의 예라 할 수 있다. VBA는 가속도에 따른 빔의 공진 주파수를 출력으로 하므로 디지털화가 용이하며, 출력의 온도에 대한 민감도를 나타내는 지수인 온도 계수가 낮은 장점이 있다. 그러나, VBA는 개방형 소자(open loop device)로서, 충격(shock)에 약하다는 단점을 가지고 있다. 서보형 가속도계는 폐쇄형 소자(closed loop device)로서 개방형에 비해 높은 감도를 얻을 수 있고, 충격에 강하며, 가속도계 제작 후에도 측정 범위(dynamic range)를 회로적으로 간단히 조절할 수 있으며, 다양한 감지 방식을 채택할 수 있는 등의 장점이 있다.

표 6-3-1. 관성항법장치용 실리콘 가속도계의 특성 비교

Maker	Dynamic Range [g]	Resolution [μg]	Long-term Stability [μg]	Scale Factor Stability [μg]	Fabrication
Kearfott	40	1	40	-	bulk micromachining, silicon-glass bonding
Honeywell	± 20	<10	-	2	surface, bulk micro-machining
Litton	100	-	<50	-	bulk micromachining, silicon-silicon bonding
JPL/NAWC	-	0.01@100Hz	-	-	bulk micromachining, silicon-silicon bonding
Neuchatel	± 0.1	1@1Hz	-	-	bulk micromachining, silicon-glass bonding

나. 서보 가속도계

뉴사텔 대학의 가속도계는 출력용 주변 회로가 개폐 방식 커패시터(switched capacitor) 회로와 펄스 폭 변조(pulse width modulation) 방식의 서보 회로로 구성되어 있다. 또한, 감지 요소로 쓰이는 커패시터가 실리콘 관성 질량체에 하나의 전극을 형성하고, 접합 공정에 의해 조립된 유리에 반대편 전극을 형성함으로써 완성된다.

다. JPL/NAWC 가속도계

JPL/NAWC의 가속도계는 proof mass위에 금을 입힌 tip과 광대역의 cantilever에 있는

counter electrode 사이에 발생하는 전자의 tunneling을 감지한다. Proof mass의 움직임에 따라 광대역 cantilever의 움직임에 상관없이 일정한 tunneling 전류를 흐르게 하도록 feedback 구조를 이용한다.

라. Litton사의 가속도계

Litton사의 SOI(Silicon On Insulator) 구조를 이용한 가속도계는 실리콘과 실리콘간의 접합을 이용하여 감지 요소인 커패시터 전극 사이의 간격을 줄여 감도를 개선하고, 서보 회로를 채택하여 가속도 측정 범위를 증가시킨 결과를 보여준다. 따라서, 서보형 관성항법장치용 가속도계를 실현하는데 있어서 중요한 설계 고려 사항은, 가속도에 대한 감지 요소의 감도를 향상시키고 되먹임(feedback)을 이용한 서보 회로에 의해 관성 질량체가 영점 근방에 위치시킴으로써 측정 범위를 늘이는 것이다.

마. 일본의 연구 동향

일본의 경우는 자동차 부설 연구소에서 가속도계에 관한 연구가 주도적으로 이루어져 왔으며 주로 자동차용 가속도계 및 산업용 가속도계의 연구에 초점이 맞추어져 있다고 보여진다. 또한, 동북(Tohoku)대학 등의 연구진에서는 93년도에 국제 학술회의에 발표된 논문을 통해, 정전 용량형 실리콘 가속도계와, 커패시턴스를 주파수로 변환하는 슈미트 발진기(Schmitt trigger) 회로를 집적 시킨 가속도계의 개발 사례를 보고하였다. 이 가속도계는 관성항법장치용의 응용을 위해서는 해상도가 떨어지지만, 실리콘 일체형 가속도계의 관성항법장치 응용에 가능성을 제시한 것으로 평가할 수 있다. 또한, 실리콘(110) 웨이퍼를 이방성 식각하여 미세 캔틸레버 구조를 만들고, 이 캔틸레버를 압전 박막에 의해 외부에서 구동시키면서, 인가되는 회전 각속도를 정전 용량의 변화로 감지하는 실리콘 각속도계 등을 발표하였다.

3. 관성항법 장치 기술

관성항법장치 기술의 선진국들은 크게 미국과 유럽으로 구분할 수 있다. 미국에서 관성항법장치를 생산하는 대표적인 기업으로는 Litton, Honeywell, Kearfott 등이 있으며, 유럽의 회사에는 Sagem, Ferranti, Sfim, BASE 등을 들 수 있다. 이들 기업에서 생산하는 관성항법장치를 구체적으로 살펴보면 다음과 같다.

가. LITTON

Litton은 관성항법용 센서, 통합된 관성항법장치 및 주변장치들을 제작하는 미국

기업으로 이 분야에서는 세계적으로 가장 규모가 큰 회사이다. Litton이 생산하는 관성항법장치로는 LN-39, LN-93, LN-100 그리고 LN-200 시리즈 등이 있다.

LN-200 시리즈인 LN-200 Core IMU, LN-201 AMRAAM(Advanced Medium Range Air-to-Air Missile) IRU(Inertial Reference Unit), LN-210 INU 및 LN-210G GPS/INU는 FOG(Fiber Optic Gyro)와 실리콘 가속도계를 사용하는 스트랩다운 관성항법장치이다. FOG와 실리콘 가속도계를 채택한 LN-200 Core IMU는 다른 관성항법장치에 비해 저가이며 소형이고 경량인 장점을 지니고 있다.

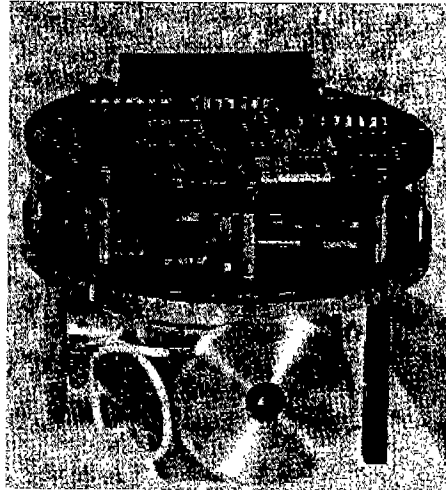


그림 6-3-2 LN-200 Core IMU(Litton)

그림 6-3-2의 LN-200은 지름 3.5인치(8.9cm), 높이 3.35인치(8.5cm)의 크기이며 무게는 1.54 파운드(700g)이다. 자이로의 랜덤 바이어스는 $1\text{o}/\text{h}10\text{o}/\text{h}$ 이며 가속도계는 $200\text{mg}1\text{mg}$ 이며 LN-200의 측정 범위는 각속도 $1000\text{o}/\text{s}$, 각가속도 $100,000\text{ o}/\text{s}^2$, 가속도는 40g 이다. MTBF는 23,345시간이다. LN-201 IRU는 LN-200의 변형으로 형태와 입출력이 특이하다는 것이 다른점이다.

LN-210은 LN-200 IMU와 항법 컴퓨터, 전원 등을 결합한 완전한 항법장치이다. 이 시스템은 Comanche 헬리콥터와 비행 제어 시스템 등에 채택되어 사용되고 있는데 크기는 $17.8\text{cm} \times 20.3\text{cm} \times 13.7\text{cm}$ 이며 무게는 3.68kg 이다. 내재된 센서 프로세서는 TMS 320C26이며 항법 프로세서는 Intel 80960XA이다. LN-210의 성능은 롤, 피치 오차 0.25o 이며 기수각 오차는 0.50o 이다. MTBF는 14,025시간이다. LN-210G는 LN-210에 GPS가 첨가된 시스템이다. 첨가된 GPS는 5 채널 P 코드 수신기로 SA(Selective Availability)의 영향을 받지 않는다.

Litton에서 생산되는 관성항법장치를 전체적으로 살펴보면 자이로는 DTG에서 FOG 또는 RLG를 사용하는 추세이다. 그 중 FOG는 전술급의 시스템에 RLG는 전략급의 시스템에 채택되어 사용되고 있다.

나. HONEYWELL

Honeywell은 미국 기업으로 군용, 민간용의 관성항법장치를 생산한다. Honeywell의 H-770과 H-423은 RLG를 사용한 스트랩다운 관성항법장치이다. H-770은 F-15E 전투기용으로 설계된 시스템으로 정확도는 위치 오차가 0.4nmi/h이며 속도 오차는 1.5ft/s, 자세 오차는 피치 혹은 롤이 0.033o, 기수각 오차 0.05o, 자장 기수각 오차 0.50o이며 무게는 26kg이다. 정렬시에는 레이다, TACAN, GPS, OVFLY 등의 보조 센서들을 사용한다.

H-423은 ATF(Advanced Tactical Fighter) YF-22A 프로그램에 채택된 항법장치이다. 정확도는 위치 오차가 0.5nmi/h이며 속도 오차는 1.5ft/s, 자세 오차는 롤, 피치 오차가 0.02o, 기수각 오차 0.1o, 자장 기수각 오차가 0.2o이며 무게는 21.68kg이다.

다. KEARFOTT

Kearfott 역시 미국 기업으로 Singer 회사의 한 부분이다. 생산하는 제품 중에 CAINS II와 MAPS(Modular Azimuth Position System)는 RLG를 이용하는 스트랩다운 관성항법장치이다. CAINS II는 미 해군을 위해 개발되고 있는 시스템으로 항공 데이터와 GPS/Doppler 데이터를 이용하여 칼만필터 정렬을 수행하며 각속도 400o/s, 각가속도 6000 o/s², 가속도 33g의 측정 범위를 가진다. 위치 정확도는 위도 또는 경도 1nmi/h, 고도 50ft, 속도 3ft/s이며, 자세 정확도는 롤과 피치 오차 0.13o, 방위각 오차 0.15o, 정렬시간은 지상 4분, 해상에서 5분이다.

라. SAGEM

SAGEM은 프랑스의 대표적인 관성항법장치 생산 회사이다. SAGEM에서 개발되는 MGC 시리즈는 기수각 및 자세 결정 시스템 그리고 관성항법장치가 주종을 이룬다. MGC 시리즈 중 가장 우수한 모델은 MGC 30의 김블형 관성항법장치로 독립적으로 사용되며 수직 기준위치, 기수각, 궤적, 부유오차 등을 제공한다. MGC 30는 INU와 ADU(A control and Display Unit)으로 구성되어 있다. INU는 4개의 안정화 축을 가지는 플랫폼과 3개의 부유 자이로(floated gyro), 2축의 가속도계를 포함하고 있다. 시스템 성능은 최대 비행시간 4시간 정도의 중, 단거리 항공기에 적합하며, 무게는 INU의 경우 27kg, ADU는 2kg이다.

마. SFIM

SFIM은 항공 분야에 사용되는 자이로와 각종 시스템을 연구하고 생산하는 유럽 회사로서 SFIM의 제품은 유도 시스템, 안정화 시스템, 항법시스템, 화기 제어 시스템(fire control system)에 사용되고 있다. 센서로는 수직 자이로, 자이로 플랫폼,

3축 지시계 등을 생산한다. 3축 지시계는 MIRAGE 2000 지시계와 같은 크기로 직경 3인치이며 수직 자이로를 사용하여 10의 수직방향 정확도를 보장한다. SFIM이 생산하는 시스템으로 doppler-inertial 시스템이 있는데 성능은 기수각 오차가 0.10/h, 거리 오차가 항법시에 1.5nmi/h이다.

바. BASE(British Aerospace Systems and Equipment)

BASE는 항공시스템과 주변 장비들을 생산하는 영국 회사이다. BASE의 LINS 300은 3개의 RLG 자이로, 3개의 가속도계로 구성된 관성항법장치이다. 이 시스템은 도플러 속도센서 정보를 이용한 칼만필터가 구성되어 있으며 정확도는 위치 오차 0.34nmi/h, 속도 오차는 X,Y방향이 2.1ft/s(RMS), Z방향이 0.7ft/s(RMS), 각속도 오차가 0.010/s, 가속도 오차가 0.02ft/s²의 범위에 있으며 자세 오차는 0.020이다. 크기는 460mm x 191mm x 194mm이며 무게는 20kg이다.

사. FERRANTI

Ferranti는 스코틀랜드 회사로서 GEC(General Electronic Company)에 속해 있다. Ferranti의 FIN 3000 시리즈는 Ferranti RLG와 가속도계를 사용하는 스트랩다운 관성항법장치이다. FIN 3000시리즈는 FIN 3010, FIN 3020, FIN 3030및 FIN 3040으로 이루어져 있다. 특히 FIN 3040은 5 채널 GPS 수신기와 FIN 3010센서 뭉치를 통합하여 항체의 장시간 운항 시에 누적되는 오차를 보정한다. FIN 3010의 성능은 정확도에서 위치오차 0.8nmi/h, 롤과 피치 오차가 0.010, 기수각 오차 0.100 이내이며 속도 오차는 수평방향 3ft/s, 수직방향 2ft/s 이내이다. MTBF는 2600시간 이상이며 무게는 14.4kg이다.

제7장 참고 문헌

3장 2절

- [1] Prakinson, B.W., Spilker, J. Jr., Axelrad, P., (eds), *The Global Positioning System: Theory and Applications, Volume 1*, AIAA, Washington, DC, 1996
- [2] Kaplan, E. D., (Editor), *Understanding GPS Principles and Applications*, Artech House Publishers, 1996
- [3] Ward P. W., “Performance Comparisons Between FLL, PLL and Novel FLL-Assisted-PLL Carrier Tracking Loop under RF Interference Conditions” , *ION 98*, pp783, 1998
- [4] Kemin Zhou, John C. Dolye, Keith Glover, *Robust and Optimal Control*, Prentice Hall, 1995.
- [5] Fike, M. P., *GPS Receiver Tracking Loop Optimization using l_1 Theory*, M.S. Thesis, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, May 1994
- [6] GEC Plessey, *Global Positioning Product Handbook* , GEC Plessey Semiconductors, August, 1996
- [7] CorBell, Phillip Martin, *Design and Validation of an Accurate GPS Signal and Receiver Truth Model for Comparing Advanced Receiver Processing Technique*, MS Thesis, AFIT, 2000
- [8] van Nee, D.J.R. and Coenen, A.J.R.M., “New Fast GPS Code-Acquisition Technique Using FFT” , *Electronics Letters, Vol.27, No2*, pp. 158-160, January 12, 1991
- [9] 홍진석, 김휘, 지규인, “소프트웨어 GPS 수신기를 위한 의사거리 정밀도 향상 기법” , *제15회 한국 자공제어 학술회의 논문집*, 2000
- [10] 홍진석, 김휘, 지규인, 이영재, 반찬국, “비동기 네트워크 채널에서의 소프트웨어 상관기 GPS 수신기 알고리즘 개발” , *7차 GNSS Workshop 논문집*, pp.35-40, 2000
- [11] LISA RAE DUMONT, *Super-Resolution of Discrete arrivals in a spread spectrum system*, MS.Thesis, Calgary University, 1994
- [12] Richard Walter Klukas, *A Superresolution Based Cellular Positioning System Using GPS Time Synchronization*, P.h.D Thesis, Calgary University, 1997
- [13] T.Manabe, H.Takai, “Superresolution of Multipath Delay Profiles Measured by PN Correlation Method” , *IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol.40, No.5*, PP.500-509, May 1992

- [14] S.Haykin, *Adaptive Filter Theory, Second Edition*, New Jersey: Prentice Hall, Chapers 10&12,1991
- [15] H.Yamada,M. Ohmiya, Y. Ogawa, K.Itoh, “Superresolution Techniques for Time Domain Measurements with a Network Analyzer” , *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.39*, No.2 pp.177-183, Feb.1991

3장 3절

- [1] Andrew J. Viterbi, *CDMA : Principles of Spread Spectrum Communications*, Addison Wesley, 1995.
- [2] B. T. Fang, “Simple Solutions for Hyperbolic and related position fixes” , *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 26, pp.748-753, Sept.1990.
- [3] Caffery J, Stuber GL, “Subscriber location in CDMA cellular networks” , *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, V.47 NO.2, pp406-416, 1998.
- [4] Department of Defense and Department of Transportation, “ *Federal Radionavigation Plan*, 1999.
- [5] FCC 99-245, *To Ensure Compatibility with Enhanced 911 Emergency Calling Systems*, Federal Communication Commission, 1999.
- [6] James J. Caffery, *Wireless Location in CDMA Cellular Radio Systems*, Georgia Institute of Technology, November 1998.
- [7] James J. Caffery, Jr. and Gordon L.stüber, “Overview of Radiolocation in CDMA Cellular Systems” , *IEEE Communications Magazine*, April 1998, pp.38-45.
- [8] James O’ Connor, Bill Alexander, Eric Schorman, *CDMA Infrastructure-Based Location Finding for E911*, Motorola Labs, Access Technologies Research.
- [9] T.Keith Blankenship, *Design and Implementation of a pilot signal scanning receiver for cdma personal communication systems*, Dissertation, 1998, Virginia Tech.

3장 4절

- [1] B. Parkinson, J. J. Spilker, *GPS : Theory and Applications*, Vols 1 and 2, AIAA, 1996
- [2] B.Hofmann-Wellenhof, H. Lichtenegger, J. Collins, *Global Positioning System:Theory and Practice 4th edition*, 1997
- [3] 김인호, 박찬식, “LAAS 기준국 및 Integrity Monitoring System 개발,”

- 산업과학기술연구 논문집, 13권 , 2호, 충북대학교 산업과학기술연구소, pp. 9 ~19. 1999.
- [4] 조성영, *RAIM 알고리즘을 이용한 GPS 위성의 고장인식 기법 연구*, 석사학위논문, 서울대학교, 1995
- [5] 홍종선, *추정파 가설검정*, 자유아카데미, 2000
- [6] Jayanta Kummur Ray, *Mitigation of GPS Code and Carrier Phase Multipath Effects Using a Multi-Antenna System*, Ph. D. Thesis, University of Calgary, Canada, 2000.
- [7] <http://igsbc.jpl.nasa.gov/overview/pubs.html>
- [8] Van Nee, *Multiple and Multi-Transmitter Interference in Spread-Spectrum Communication and Navigation Systems*, Ph.D.Thesis, Delft University Press, The Netherland, 1995
- [9] Fenton, P., B. Falkenberg, T. Ford, K. Ng and A.J. van Dierendonck, Novatel' s GPS Receiver ; The High Performance OEM Sensor of the Future, *Proceedings of ION GPS-91, Albuquerque*, September 9-13,1991, pp. 49-58.
- [10] Townsen and Fenton, "A Practical Approach to the Reduction of Pseudorange Multipath Error in L1 GPS Receiver," *Proceeding of ION GPS-94*, Salt Lake City, September 20 - 23, 1994, pp. 143-148.
- [11] John F. Raquet, "Multiple Reference GPS receiver Muiltpath Mitigation Technique" , *ION Annual Meeting*, 1996, pp. 681-690
- [12] 이 수 혁, *가중치 행렬을 이용한 RAIM 알고리즘에 관한 연구*, 서울대 석사 학위 논문, 1999
- [13] M. Silventonien and T. Rantalainen, "Mobile Station Emergency Locationing GSM," *Proceeding of IEEE Int. Conference on Personal Wireless Communications*, pp.232-238, 1996
- [14] M. Wylie and J. Holtzmann, "The Non-Line of Sight Problem in Mobile Location Estimation," *Proceeding of IEEE International Conference on Universal Personal Communications*, pp. 827-831, 1996
- [15] E. Sourour and S. Gupta, "Direct-Sequence Spread-Spectrum Parallel Acquisition in a Fading Mobile Channel," *IEEE Trans. on Communications*, vol.38, pp. 992-998, July, 1990
- [16] W. Sheen and G. Stüber, "Effects of Multipath Fading on Delayed-Locked Loops for Spread Spectrum Systems," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 42,pp. 1947-1956, February/March/April, 1994

- [17] Richard D. J. van Nee, "Reducing Multipath Tracking Errors in Spread-Spectrum Ranging Systems," *Electronic Letters*, vol. 28, pp. 729-731, April 9, 1992
- [18] B. T. Fang, "Simple Solutions for Hyperbolic and Related Position Fixes," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol.26, pp. 748-753, September, 1990
- [19] A. V. Fiacco and G. P. McCormick, *Nonlinear Programming: Sequential*
- [20] N. Karmarker, "A New Polynomial-Time Algorithm for Linear Programming," *Combinatorica*, vol.4, pp. 373-395, 1984

3장 5절

- [1] S. Y. Cho, and C. G. Park, "Modeling & Error Compensation of Walking Navigation System," *Trans. KIEE*, Vol. 51D, No. 6, Jun. 2002.
- [2] K. Sagawa, M. Susumago, and H. Inooka, "Unrestricted Measurement Method of Three-dimensional Walking Distance Utilizing Body Acceleration and Terrestrial Magnetism," *ICCAS2001*, Oct. 17-21 2001, Jeju, Korea.
- [3] K. Aminian, Ph. Robert, E. Jequier and Y. Schutz, "Estimation of Speed and Incline of Walking Using Neural Network," *Trans. on Instrumentations and Measurements*, May. 10-12, Hamamatsu.
- [4] J. Kapi, J. Syrjarinne, and J. Saarinen, "MEMS-IMU Based Pedestrian Navigator for Handheld Devices," *ION GPS 2001*, Sep. 11-14 2001, Salt Lake City, UT.
- [5] Q. Ladetto, "On foot navigation : continuous step calibration using both complementary recursive prediction and adaptive Kalman filtering," *ION GPS 2000*, Sep. 19-11 2000, Salt Lake City, UT.
- [6] H. Liu, G. Pang, "Accelerometer for Mobile Robot Positioning," *Proc. Of the 1999 IEEE Industry Applications Society Conference*, Oct 3-7, 1999.
- [7] J. A. Farrell, M. Barth, *The Global Positioning System & Inertial Navigation*, McGraw-Hill, 1999.
- [8] M. J. Caruso, *Application of Magnetoresistive Sensors in Navigation Systems*, Honeywell Inc.
- [9] G. M. Siouris, *Aerospace Avionics Systems*, Academic Press, Inc. 1993.
- [10] J.P. Gilmore, *A nonorthogonal gyro configuration*, S.M. Thesis, Dept. Aeronautics/ Astronautics. M.I.T., Cambridge, Mass., Jan. 1967.
- [11] A.J. Pejsa, "Optimal orientation and accuracy of redundant sensor arrays,"

AIAA 9th Aerospace sciences meeting, New York, N.Y., Jan. 1971.

- [12] Jerold P. Gilmore and Richard A. McKern , "A Redundant Strapdown Inertial Reference Unite (SIRU)," *Journal of Spacecraft*. Vol. 9, No. 1, July 1972.
- [13] James E. Potter and James C. Deckert, "Minimax Failure Detection and Identification in Redundant Gyro and Accelerometer Systems," *Journal of Spacecraft*. Vol. 10, No. 4, December 1972.
- [14] Wilcox, J.C., "Maximum Likelihood Failure Detection for Redundant Inertial Instruments," *AIAA Paper 73-864*, 1972.
- [15] J. C. Hung and B. J. Doran "High-Reliability Strapdown Platforms Using Two-Degree-of-Freedom Gyros," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. Vol. AES-9, No. 2, March 1973.
- [16] C. R. Giardina, "Optimal gyro mounting configurations for a strapdown system," *Proceedings of NAE -CON 74*.
- [17] Pejsa, A.J., "Optimum Skewed Redundant Inertial Navigators," *AIAA Journal* Vol. 12, No. 7, pp. 899-902, July, 1974.
- [18] James C. Wilcox , "Competitive Evaluation of Failure Detection Algorithms for Strapdown Redundant Inertial Instruments," *Journal of Spacecraft*. Vol. 11, No. 7, July 1974.
- [19] J. V. Harrison and T. T. Chien, "Failure isolation for a minimally redundant inertial sensor system," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, May 1975.
- [20] James V. Harrison and Eliezer G. GAI, "Evaluating Sensor Orientations for Navigation Performance and Failure Detection," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. Vol. AES-13, No. 6, November 1977.
- [21] 정도형 외, "3-자유도 중첩센서의 최적배치," *한국자동제어학술회의 논문집*, 1991.
- [13] 정도형, *중첩센서 시스템의 최적배치 및 고장검출*, 서울대학교 석사학위논문.
- [14] 김광훈, 심덕선, 박찬국, 이장규, "SDINS 에서의 다수 IMU의 최적배치" *ICCAS 2001*, pp.2130~pp.2133, 제주, 2001. 10.

3장 6절

- [1] *Global Positioning System Vol. I, II, III, IV*, The Institute of Navigation.
- [2] C. E. Cohen, B. W. Parkinson, and B. D. McNally, "Flight Tests of Attitude Determination Using GPS Compared Against an Inertial Navigation Unit," *Navigation: Journal of The Institute of Navigation*, Vol. 41, No. 1, pp. 83-97,

- 1994.
- [3] G. M. Siouris, *Aerospace Avionics Systems: A Modern Synthesis*, Academic Press, 1993.
 - [4] H. S. Satz, D. B. Cox Jr., R. L. Beard, and G. P. Landis, "GPS Inertial Estimation via Carrier Accumulated-Phase Measurements," *Navigation: Journal of The Institute of Navigation*, Vol. 38, No. 3, pp. 273-284, 1991.
 - [5] G. Howell, and W. Tang, "Tightly Coupled Attitude Determination Using GPS Carrier Phase Observables," *Proceedings of the ION GPS-95*, pp. 1759-1766.
 - [6] D. Goshen-Meskin, and I. Y. Bar-Itzhack, "Observability analysis of piecewise constant systems part II: Application to Inertial Navigation In-Flight Alignment," *IEEE tr. on AES*, Vol. 28, No. 4, pp. 1068-1075, 1992.
 - [7] B. Hofmann-Wellenhof, H. Lichtenegger, and J. Collins, J., *GPS*, Springer-Verlag, Wien, 1994.
 - [8] P. Y. C Hwang, "Kinematic GPS for differential positioning: Resolving integer ambiguities on the fly," *Navigation: Journal of The Institute of Navigation*, Vol. 38, No. 1, Spring 1991.
 - [9] C. Park, I. Kim, J. Lee, and G. Jee, "Efficient Technique to Fix GPS Carrier Phase Integer Ambiguity on-the-fly," *IEE Proc. - Radar, Sonar, Navig.*, Vol. 144, No. 3, pp. 148-155, 1997.
 - [10] J. Kim, J. Lee, G. Jee and C. Park, "Stationary Alignment of Strapdown Inertial Navigation System Using GPS Carrier Phase Measurements," *Proceedings of the ION GPS-97*, 1997, pp. 329-337.
 - [11] J. Kim, J. Park, J. Lee, G. Jee, and C. Park, "GPS/INS Integration Using GPS Carrier Phase Measurements" , *Proceedings of the 9th World Congress of the IAIN*, 1997.
 - [12] Joao Luis Marins, Xiaoping Yun, Eric R. Bachmann, Robert B. McGhee, and Michael J. Zyda, "An Extended Kalman Filter for Quaternion-Based Orientation Estimation Using MARG Sensors" , *Proceedings of the 2001 IEEE/RSJ*, 2001
 - [13] M.-J. Yu, *Robust Filter Design and Its Application to Strapdown Inertial Navigation System*, Ph.D. Dissertation, Seoul National Univesity, Feb. 2002.
 - [14] Ihnseok Rhee, "Hardware-in-the-loop Simulation Test for the FFIS" , Univ. of California in Los Angeles, 2001.
 - [15] 황용석, *칼만필터를 이용한 SNTF 시각동기 성능향상 연구*, 건국대 석사학위논문, 2001.

- [16] 전선미, *네트워크 시각 동기를 위한 내장형 실시간 운영체제의 시각 관리 방안*, 부산대 석사학위논문, 2000.
- [17] 조성윤, *INS/GPS 결합 시스템의 시각 동기*, 광운대 석사학위논문, 2000.
- [18] Daniel P. Bovet, *Understanding the Linux Kernel*, O' reilly, 2001.
- [19] Alessandro Rubini, *Linux Device Driver*, O' reilly, 2000.

3장 7절

- [1] TR45, "Position Determination Service Standard for Dual Mode Spread Spectrum Systems", *TIA/Eia/IS-801* October 15, 1999
- [2] 홍진석, 김휘, 지규인, "소프트웨어 GPS 수신기를 위한 의사거리 정밀도 향상 기법", *제15회 한국자동제어학술회의 논문집*, 2000
- [3] 홍진석, 김휘, 지규인, 이영재, 박찬국, "비동기 네트워크 채널에서의 소프트웨어 상관기 GPS 수신기 알고리즘 개발", *7th GNSS Workshop 논문집*, pp.35-40. 2000
- [4] Woo, K. T., "Optimum Semi-Codeless Carrier Phase Tracking of L2", *Proceeding ION GPS 99*, Nashville, Institute of Navigation, September 1999
- [5] Ward Phillip W., "Using a GPS Receiver Monte Carlo Simulator to Predict RF Interference Performance", *ION GPS 97*, pp.1473-1482, Kansas City, Institute of Navigation, September 1977

3장 8절

- [1] Bradford W. Parkinson, *Global Positioning System : Theory and Applications*, AIAA, Washington, 1996.
- [2] Elliott D. Kaplan, *Understaning GPS Priciples and Applications*, Artech House, London, 1996.
- [3] Y. Gao, E. J. Krakiwsky, etc., "Comparison and Analysis of Centralized, Decentralized, and Federated Filters", *Navigation Journal of ION*, Vol 40, No 1, pp69-86, 1993.
- [4] Young C. Lee, Daniel G. O' Laughlin, "A Performance Analysis of a Tightly coupled GPS/Invertilal System for Two Integrity Monitoring Method", *ION-GPS 1999*, pp1187-1200, 1999.
- [5] C. Kreye, B. Eissfeller, T. Luck, "Improvement of GNSS Receiver Performance using Tightly-coupled INS Measurements", 1999.
- [6] Neal A. Carlson, ' ' Federated Filter for Distributed Navigation and Tracking Applications' ' , *ION 58th AM*, pp330 353,2002

- [7] Hyun-Soo Kim, Sung-Chun Bu, Gyu-In Jee, "Ultra tightly coupled GPS/INS Integration using Federated Kalman Filter" , *ION-GPS/GNSS 2003*, 2003.
- [8] Hyun-Soo Kim, Sung-Chun Bu, Gyu-In Jee, "GPS/INS Integration using Vector Delay Lock Loop Processing Technique" , *ICCAS 2003*, 2003.

3장 9절

- [1] Akos, D. M., *A Software Radio Approach to Global Navigaton Satellite System Receiver Design*, PH.D Dissertation, Ohio University, August, 1997
- [2] 김휘, *네트워크 도움 방식 소프트웨어 GPS 수신기 구현*, 석사 학위 논문, 건국대학교, 2002
- [3] Kaplan, E. D.,(Editor), *Understanding GPS principles and Application* , Artech house publishers, 1996
- [4] Hofmann-Wellenhof, B.H., H. Lichtenegger and J. Collins, *Global Positioning system Theory and Practice*, Springer-Verlag, Wien, 1993
- [5] Hong J., Lee J., Jee G., Kim J., Park C., "GPS Signal Processing Algorithm for Software GPS Receiver" , *Proceeding of Institute of navigation GPS-2000*, Institute of Navigation
- [6] GEC Plessey, *Global Positioning Product Handbook* , GEC Plessey Semiconductors, August, 1996
- [7] Leick, Alfred, *GPS Satellite Surveying 2nd Edition*, John Wiley & sons, 1994
- [8] Meoglein, M. and Krasner, N., "An Introduction to SnapTrack™ Sever-Aided GPS Technology" , *Proceeding of ION GPS*, pp.333-342, 1998
- [9] Prakinson, B.W., Spilker, J. Jr., Axelrad, P.,(eds), *The Global Positioning System:Theory and Application*, Vol 1, AIAA, Washington DC, 1996
- [10] Richard G Lyons, *Understanding Digital Signal Processing*, Addison Wesley,1998
- [11] Tsui, James B.Y, *Fundamentals of Global Positioning System Receivers-Software Approach*, John Wiley and Sons, 2000
- [12] van Nee, D.J.R. and Coenen, A.J.R.M., "New Fast GPS Code-Acquisition Technique Using FFT" , *Electronics Letters, Vol.27, No2*, pp. 158-160, January 12,1991
- [13] 홍진석, 김휘, 지규인, "소프트웨어 GPS 수신기를 위한 의사거리 정밀도 향상 기법" , *제15회 한국 자공제어 학술회의*, 2000
- [14] 홍진석, 김휘, 지규인, 이영재, 반찬국, "비동기 네트워크 채널에서의 소프트웨어 상관기 GPS 수신기 알고리즘 개발" , *7차 GNSS Workshop 논문집*, pp.35-40, 2000

- [15] R. E. Brown and P. C. Hwang, *Introduction to Random signals and Applied Kalman Filtering*, John Wiley & Sons, Inc., 1992
- [16] 김옥, *Improved Mobile Station Location By Estimating Path-Delay Error*, 공학박사학위논문, 서울 대학교 전기 컴퓨터 공학부, 2003
- [17] TIA/EIA/IS-95-B, *Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual Mode Spread Spectrum Systems*, Oct.31, 1998
- [18] Glenn D. MacGougan, *High Sensivity GPS Performance Analysis Degraded Signal Environments*, The University of Calgary, 2003

3장 10절

- [1] D.H.Titterton and J.L.Weston, "Strapdown Inertial Navigation Technology", *IEE Radar, Sonar, Navigation and Avionics Series 5*, 1997.
- [2] Young-Sik Lee, Dong-Jun Geum, "Development of AGPS/AFLT Location Server for Mobile Positioning", *9th GNSS Workshop Proceedings* pp 144-150, Daejun, Korea, 2002
- [3] Vijay K. Garg, *IS-95 CDMA and cdma2000: Cellular/PCS Systems Implementation*, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, 2000
- [4] Young C. Lee, Daniel G. O'Laughlin, "A Performanse Analysis of a Tightly coupled GPS/Inertial System for Two Integrity Monitoring Method", *ION-GPS 1999*, pp1187-1200, 1999
- [5] Hyun-Soo Kim, Jung-Hoon Park, Gyn-In Jee, "AFLT Simulator for CDMA Communication Network", *KIS-2001*, 2001.
- [6] 김현수, 박정훈, 지규인, "GPS/CDMA 혼합 알고리즘을 채용한 무선측위 시뮬레이터 개발", *제 8 회 GNSS 워크샵 논문집*, 제주, 2001
- [7] TIA/EIA IS-801, *Position Determination Service Standard for Dual-Mode Spread Spectrum Systems*, Dec. 2000

3장 11절

- [1] Gang Lu, *Development of a GPS Multi-Antenna System for Attitude Determination*, Department of Geomatics Engineering, PhD Thesis, 1995
- [2] 박찬식, *GPS 반송파 위상을 이용한 위치결정*, 서울대학교 제어계측공학과 박사학위논문, 1997
- [3] P. J. G. Teunissen, *Adjustment Theory - an introduction*, Delft university press, 1999.

- [4] P. J. G. Teunissen, *Testing Theory - an introduction*, Delft university press, 2000.
- [5] Kees de Jong, "Minimal Detectable Biases of Cross-Correlated GPS Observations", *GPS Solutions*, 3(3), pp. 12-18, 2000.
- [6] 이은성, "기저선 제한조건을 이용한 검출 확률증가", *항공우주학회 춘계학술 발표회 논문집*, 2004
- [7] 천세범, "GPS반송파를 이용한 자세결정에서 기저선 제한 조건을 이용한 성능 향상", *항공우주학회 춘계학술 발표회 논문집*, 2004
- [8] B. W. Parkinson, and P. "Axelrad, Autonomous GPS Integrity Monitoring Using the Pseudorange Residual", *Global Positioning System Vol V*, The Institute of Navigation, 1998
- [9] 조성영, *RAIM 알고리즘을 이용한 GPS위성의 고장인식 기법 연구*, 서울대학교 석사학위 논문, 1995
- [10] Alfred Leick, *GPS Satellite Surveying*, John Wiley & Sons, 1995

3장 12절

- [1] David M. Lin, James B.Y. Tsui, "Acquisition Schemes for Software GPS Receiver", *Proceeding of the 11th International Technical Meeting, ION GPS-98*, pp.783-795, Nashville, Tennessee, September, 1998.
- [2] Van Nee, D. and A. Coenen, "New Fast GPS Code Acquisition Technique Using FFT", *Electronic Letters*, 27, January 1991.
- [3] Dennis M, Akos, *A software Radio Approach to Global Navigation Satellite System Receiver Design*, Ph. D. Dissertation, Ohio University, 1997.
- [4] B. W. Parkinson, J. J. Spilker Jr, *Global Positioning System : Theory and Applications*, AIAA, 1996.
- [5] Kaplan, E.D., *Understanding GPS : Principles and Applications*, Artech House Publisher, Norwood, MA, 1996.
- [6] *Global Positioning Products Handbook*, GEC Plessey, 1996.
- [7] *GPS Architect Software Design Manual*, GEC Plessey, 1997.
- [8] B. Hofmann-Wellenhof, H. Lichtenegger, and J. Collins, *GPS Theory and Practice*, SpringerWienNewYork, 2001.
- [9] James Bao-Yen Tsui, *Fundamentals of Global Positioning System Receivers A Software Approach*, John Willey & Sons, INC., 2000.
- [10] Jin-Seok Hong, *Signal Acquisition and Tracking Algorithm for Software Defined*

GPS Receiver, Doctoral Thesis, 2001

- [11] Phillip Martin Corbell, "Design and Validation of An Accurate GPS Signal and Receiver Truth Model for Comparing Advanced Receiver Processing Techniques" , Thesis, Air Force Institute of Technology, 2000
- [12] Jonas Thor, *Evaluation of a Reconfigurable Computing Engine for Digital Communication Applications*, Master' s Thesis, Lulea University, 1999
- [13] A. J. Van Dierendonck, Pat Fenton and Tom Ford, "Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver" , *Journal of The Insitute of Navigation*, Vol. 39, No. 3, 1992
- [14] Suk-Won Kim, *Versatile Low Power Correlator*, Master' s thesis, Dept. of Electrical Engineering, University of California, 1999.
- [15] B.M. Ledvina, P.M. Kintner and M.L. Psiaki, "A 12-Channel Real-Time GPS L1 Software Receiver" , *ION GPS-2003*, 2003.
- [16] frantisek vejrazka, pavel kovar, libor seidl, petr kacmarik , " Experimental GPS software receiver for indoor navigation" , *GNSS2003*, 2003
- [17] www.Xilinx.com, *System generator manual*
- [18] www.nallatech.com, *XtremeDSP Development Kit-II User Guide*
- [19] www.nallatech.com, *FUSE System Software User Guide*

3장 13절

- [1] R. W. Levi, and T. Judd, "Dead Reckoning Navigational System Using Accelerometer to Measure Foot Impacts," *United States Patent*, No. 5,583,776, 1996.
- [2] R. Jirawimut, P. Ptasinski, V. Garaj, F. Cecelja, and W. Balachandran, "A Method for Dead Reckoning Parameter Correction in Pedestrian Navigation System," *Proc. 18th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Budapest, Hungary, May 21-23, 2001, pp. 1554-1558.
- [3] Q. Ladetto, "On Foot Navigation : Continuous Step Calibration Using Both Complementary Recursive Prediction and Adaptive Kalman Filtering," *Proc. ION GPS* Sep. 19-22, 2000, Salt Lake City, UT, pp. 1735-1740.
- [4] S. W. Lee, and K. Mase, "Recognition of Walking Behaviors for Pedestrian Navigation," *Proc. IEEE Int' l Conference Control Applications*, Sep. 5-7, 2001, Mexico, pp. 1152-1155.
- [5] S. W. Lee, and K. Mase, "Incremental Motion-Based Location Recognition,"

- Proc. 5th Int' l Symp. Wearable Computer*, IEEE CS Press, LA, Calif., Oct. 8~9, 2001, pp.123~130.
- [6] J. Kappi, J. Colling, J Saarinen, and J. Syrjarinne, "MEMS-IMU Based Pedestrian Navigator for Handheld Devices," *Proc. ION GPS*, Sep. 11-14, 2001, Salt Lake City, UT, pp. 1369~1373.
- [7] H. Leppakoski, J. Kappi, J. Syrjarinne, and J. Takala, "Error Analysis of Step Length Estimation Pedestrian Dead Reckoning," *Proc. ION GPS*, Sep. 24-27, 2002, Portland.
- [8] S. Y. Cho, C. G. Park, and G. I. Jee, "Measurement System of Walking Distance Using Low-Cost Accelerometers," *Pro. 4th ASCC*, Sep. 25~27, 2002, Singapore, pp. 1799~1803.
- [9] V. Cabaglio, "Centralized Kalman Filter for Augmented GPS Pedestrian Navigation," *Proc. ION GPS*, Sep. 11~14, 2001, Salt Lake City, UT, pp 312~318.
- [10] K. Aminian, Ph. Pobert, E. Jequier, and Y. Schutz, "Estimation of Spped and Incline of Walking Using Neural Network," *IMTC*, May 10~12, 1994
- [11] K. Aminian, Ph. Pobert, E. Jequier, and Y. Schutz, "Estimation of Spped and Incline of Walking Using Neural Network," *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, Vol. 44, No 4, pp 743~746, June, 1995
- [12] K. Sagawa, M. Sugumago, and H. Inooka, "Unrestricted Measurement Method of Three-dimensional Walking Distance Utilizing Body Acceleration and Terrestrial Magnetism," *Proc. ICCAS*, Oct, 17-21, 2001, Jeju, Korea, pp. 797~710.
- [13] K.P. Fyfe, "Motion Analysis System," *United State Patent*, No. 5,955,667, 1999.
- [14] K. R. Briting, *Inertial Navigation Systems Analysis*. John Wiley & Sons, Inc., 1971.
- [15] Y. F. Jiang, "Error Analysis of Analytic Coarse Alignment Methods," *IEEE Trans. AES*, Vol. 34, No 1, pp. 334~337, Jan., 1998.
- [16] O. Salychev, *Inertial Systems in Navigation and Geophysics*, Bauman MSTU Press Moscow, 1998.
- [17] W. H. Kwon, P. S. Kim, and P. G. Park, "A Receding Horizon Kalman FIR Filter for Discrete Time-Invariant Systems," *IEEE Trans. AC*, Vol. 44, No. 9, pp. 1787~1791, Sep., 1999.
- [18] W. H. Kwon, P. S. Kim, and P. G. Park, "A Receding Horizon Kalman FIR Filter

- for Linear Continuous-Time Systems,” *IEEE Trans. AC*, Vol. 44, No. 11, pp. 2115~2120, Nov., 1999.
- [19] K. V. Ling and K. W. Lim, “Receding Horizon Recursive State Estimation,” *IEEE Trans. AC*, Vol. 44, No. 9, pp. 1750~1753, Sep., 1999.
- [20] K. B. Kim, “Implementation of Stabilizing Receding Horizon Controls for Linear Time-varying Systems,” *Automatica*, Vol. 38, No 10, Oct., 2002.
- [21] K.B. Kim, T. W. Yoon, and W. H. Kwon, “Stabilizing Receding Horizon H_∞ Controls for Linear Continuous Time-varying Systems,” *IEEE Trans. AC*, Vol. 46, No 8, pp. 1273~1279, Aug., 2001.
- [22] H. Michalska, and D. Q. Mayne, “Moving Horizon Observers and Observer Based Control,” *IEEE Trans. AC*, Vol. 40, No 6, pp. 995~1006, Jun., 1995.
- [23] M. Alamir, and L. A. Corona, “Further Results on Nonlinear Receding-Horizon Observers,” *IEEE Trans. AC*, Vol. 47, No. 7, pp. 1184~1188, Jul., 2002.
- [24] Y.Soneda, and T. Ohtsuka, “Nonlinear Moving Horizon State Estimation for a Hovercraft with Continuation/GMERS Method.” *Proc. IEEE Int’l Conf. Control Applications*, Sep. 18-20, 2002, Scotland, U.K.

3 장 14 절

- [1] Young C. Lee, Daniel G. O’Laughlin, “A Performance Analysis of a Tightly coupled GPS/Inertial System for Two Integrity Monitoring Method” , *ION-GPS 1999*, pp1187-1200, 1999.
- [2] C. Kreye, B. Eissfeller, T. Luck, “Improvement of GNSS Receiver Performance using Tightly-coupled INS Measurements” , 1999.
- [3] Bradford W. Parkinson and James J. Spilker Jr, *Global Positioning System : Theory and Applications Volume 1*, AIAA, 1996.
- [4] Y.Gao, E.J. Krakwisky, etc., “Comparison and Analysis of Centralized Decentralized and Federated Filters” , *Navigation Journal of ION*, Vol 40, No1, pp69~68, 1993.
- [5] B. Hofmann-Wellenhof, H. Lichtenegger, and J. Collins., *Global Positioning System: Theory and Practice*, Springer-Verlag, Wien, 1997.
- [6] Elliott D. Kaplan, *Understanding GPS Principles and Applications*, Artech House, London, 1996
- [7] Hyun-Soo Kim, Sung-Chun Bu, Gyu-In Jee, “Ultra tightly coupled GPS/INS integration using Federated Kalman Filter” , *ION-GPS/GNSS 2003*, 2003.

- [8] Hyun-Soo Kim, Sung-Chun Bu, Gyu-In Jee, "GPS/INS integration using Vector Delay Lock Loop Processing Technique" , *ICCAS 2003*, 2003.
- [9] Simon J. Julier, "Unscented Filtering and Nonlinear Estimation" , *Proceedings of the IEEE, VOL.92, NO. 3*, March 2004
- [10] S. J. Julier and J. K. Uhlmann. "A New Extension of the Kalman Filter to Nonlinear Systems." *In Proc. of AeroSense: The 11th Int. Symp. On Aerospace/Defence Sensing, Simulation and Controls.*, 1997:
- [11] R. van der Merwe, J. F. G. de Freitas, A. Doucet, and E. A. Wan. , *The Unscented Particle Filter*. Technical report, Dept. of Engineering, University of Cambridge, 2000.
- [12] Robert Grover Brown, Patrick Y.C. Hwang, *Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering*, JOHN WILEY & SONS, 1997
- [13] Woo-jin Jun, Gyu-In Jee, Young Jae Lee, "Quaternion-Based Attitude Estimation using Multiple GPS Antennas, MEMS IMU" , *ION-GPS/GNSS 2003*, 2003.
- [14] G. M. Siouris, *Aerospace Avionics Systems: A Modern Synthesis*, Academic Press, 1993.
- [15] Simon Haykin, *Kalman Filtering and Neural Networks*, John Wiley & Sons, Inc, 2001,p221~280
- [16] Neal A. Carlson, "Federated Filter for Distributed Navigation and Tracking Applications" , *ION58th AM*, pp330 353,2002
- [17] *GPS Builder Designer's Guide*, GEC Plessey Semiconductors, GPS Group, Wiltshire, United Kingdom, Nov. 1994.
- [18] 진용, *INS/GPS/속도계 결합 항법 시스템의 고장 검출 성능 개선을 위한 변형된 연합형 칼만 필터*, 박사 학위 논문, 광운대학교 제어계측 공학과, 2002
- [19] Simon J. Julier, "The Scaled Unscented Transform" , *Proceeding of the American Control Conference*, May 2002

3 장 15 절

- [1] Bradford W. Parkinson and James J. Spilker Jr, *Global Positioning System : Theory and Applications Volume 1*, AIAA, 1996.
- [2] Elliott D. Kaplan, *Understanding GPS : Principles and Application*, Artech House, 1996.
- [3] Awele N. Ndili and Dr. Per Enge, "GPS Receiver Autonomous Interference Detection", *IEEE*, April, 1998.

- [4] 홍진석, *소프트웨어 GPS 수신기를 위한 신호 획득 및 추적 알고리즘*, 건국대학교 박사논문, August, 2001.
- [5] Kenneth D. Johnston, "Analysis Of Frequency Interference Effects On A Modern Coarse Acquisition(C/A) code Global Positioning System (GPS) Receiver : Volume 1", *AFIT*, March, 1999.
- [6] Kenneth D. Johnston, "Analysis Of Frequency Interference Effects On A Modern Coarse Acquisition(C/A) code Global Positioning System (GPS) Receiver : Volume 2", *AFIT*, March, 1999.
- [7] Phillip Martin corbell, "Design And Validation of An Accurate GPS Signal And Receiver Truth Model For Comparing Advanced Receiver Processing Techniques", *AFIT*, March, 2000.
- [8] Rene Jr. Landry and Alain Renard, "Analysis of Potential Interference Source And Assessment of Present Solutions For GPS/GNSS Receivers", *4th Saint-Petersburg on INS*, May, 1997.
- [9] Lennart Ljung, *System Identification : Theory for the user*, 2nd Edition, Prentice Hall, 1999.
- [10] Harry L. Van Trees, *Optimum Array Processing : Part VI of Detection, Estimation, and Modulation Theory*, John Wiley & Sons, 2002.
- [11] Simon Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 4th Edition, Prentice Hall, 2002.
- [12] Steven M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing : Vol 1 Estimation Theory*, Prentice Hall, 1993.
- [13] Gonzalo Seco Granados, *Antenna Arrays For Multipath And Interference Mitigation In GNSS Receiver*, Ph.D. Dissertation, 2000
- [14] Johan Malmström, "Robust Navigation with GPS/INS and Adaptive beamforming" , Swedish Defence Research Agency, 2003.
- [15] A.P. Dempster, N.M. Laird, and D.B. Rubin, "Maximum likelihood from incomplete data via the EM algorithm," ,*J. Royal Statistical Soc.*, Ser.B, vol. 39, no.1, pp.1-38, 1977
- [16] P. Stoica and A. Nehorai, "MUSIC, Maximum Likelihood, and Cramer-Rao Bound", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Volume: 37, May 1989, pp.720 - 741.
- [17] R.O. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume: 34, Mar 1986, pp.276 - 280.

- [18] E.G. Strom, S. Parkvall, S.L. Miller and B.E. Ottersten, "Propagation Delay Estimation in Asynchronous Direct-Sequence Code-Division Multiple Access Systems", *IEEE Transactions on Communications*, Volume: 44, Jan. 1996, pp.84 - 93.
- [19] M. Feder and E. Weinstein, "Parameter Estimation of Superimposed Signals Using the EM Algorithm", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Volume: 36, April 1988, pp.477 - 489.
- [20] R. D.J. van Nee, "The Multipath Estimating Delay Lock Loop", *IEEE Second International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, ISSTA 92, pp.39 - 42.
- [21] R. D.J. van Nee, J. Siereveld, P.C. Fenton and B.R. Townsend, "The Multipath Estimating Delay Lock Loop: Approaching Theoretical Accuracy Limits", *IEEE Position Location and Navigation Symposium*, 1994, pp.246 - 251.
- [22] R.A. Iltis and S. Kim, "Geometric Derivation of Expectation-Maximization and Generalized Successive Interference Cancellation Algorithms with Applications to CDMA Channel Estimation", *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 51, May 2003, pp.1367 - 1377.

3장 16절

- [1] E. D. Kaplan, *Understanding GPS : Principles and Applications*, Artech House Inc., 1996
- [2] 손형철, "GPS와 이동통신망의 통합을 이용한 이동국의 위치결정", 공학석사학위논문, 서울대학교 전기공학부, 2003
- [3] 이상근, 방효창, *IMT-2000 CDMA 기술*, 세화출판, 2001.
- [4] Li and K. Pahlavan, M. Latva-aho and M. Ylianttila, "Comparison of Indoor Geolocation in DSSS and OFDM Wireless LAN Systems", *IEEE VTC 2000*, pp. 3015-3020, 2000
- [5] M. Youssef and A. Agrawala, A. U. Shankar, "WLAN Location Determination via Clustering and Probability Distributions", *IEEE PerCom' 03*, 2002
- [6] Y. Wang, X. Jia, H.K. Lee, "An indoors wireless positioning system based on wireless local area network infrastructure", *The 6th International Symposium on Satellite Navigation Technology Including Mobile Positioning & Location Services*, 2003
- [7] Y. Chen and H. Kobayashi, "Signal Strength Based Indoor Geolocation", *IEEE*,

pp. 436-439, 2002

- [8] P. Bahl and V. N. Padmanabhan, "RADAR: An In-Building RF-based User Location and Tracking System" , *IEEE INFOCOM 2000*, pp. 775-784, 2000
- [9] Xinrong Li and Kaveh Pahlavan, "Comparison of Indoor Geolocation Methods in DSSS and OFDM Wireless LAN Systems" , *VTC 2000*, pp.3015-3020, 2000.
- [10] George Chien, Weishi Feng, Yungping Alvin Hsu and Lawrence Tse, "A 2.4GHz CMOS Transceiver and Baseband Processor Chipset for 802.11b Wireless LAN Application", *ISSCC 2003*, Paper.20.5, 2003.
- [11] Christopher Deng and Charles Chien, "A low Energy Architecture for Fast PN Acquisition" , *ISLPED99*, pp.42-47, 1999.
- [12] Nayef Ali Alsindi, "Performance of TOA Estimation Algorithms in Different Indoor Multipath Conditions" , Master's Degree, *Worcester Polytechnic Institute*, April, 2004.
- [13] "Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications : Higher-speed Physical Layer Extension in the 2.4GHz band" , *IEEE Std 802.11b*, 1999.
- [14] Bradford W. Parkinson and James J. Spilker Jr., *Global Positioning System : Theory and Applications Volume 1 & II*, AIAA, Washington, 1996.
- [15] Elliott D. Kaplan, *Understanding GPS Principles and Applications*, Artech House, London, 1996.
- [16] *GPS Builder Designer's Guide*, GEC Plessey Semiconductors, GPS Group, Wiltshire, United Kingdom, Nov. 1994.
- [17] James Bao-Ten Tsui, *Fundamentals of Global Positioning System Receivers -A Software Approach*, John Wiley, 2000.
- [18] Julien CARATORI, Marc FRANCOIS, Nel SAMAMA, "UPGRADE SIMULATION RESULTS FOR THE R1S APPROACH" , *GNSS2003*, 2003
- [19] Doohee Yun, Changdon Kee, "Centimeter Accuracy Stand-alone Indoor Navigation System By Synchronized Pseudolite Constellation" , *ION2002*, 2002
- [20] I. Petrovski, K. Okano, M. Torimoto, Y. Konishi, R. Shibasaki, "Pseudolite Implementation for Social Infrastructure and Seamless Indoor/Outdoor Positioning." , *ION2002*, 2002
- [21] Sung-Chun Bu, Jae-Hyuk Choi, Hyun Soo Kim, Gyu-In Jee, "An Indoor Positioning Using GPS Repeater" , *ION2003*, 2003
- [22].Bluetooth Special Interest Group (2001). *Specification Volume 1*,

- Specification of the Bluetooth System, Core*. Version 1.1, February 22, 2001.
- [23].Bluetooth Special Interest Group (2001). *Specification Volume 2, Specification of the Bluetooth System, Profiles*. Version 1.1, February 22, 2001.
- [24].Bray, J., & Sturman, C. (2002). *Bluetooth 1.1: Connect without Cables*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, Inc.
- [25] Joon-Yong Lee, *Ultra-wideband ranging in dense multipath environments*, university of southern california, 2002
- [26] David R.McKinstry, "Ultra-wideband small scale channel modeling and its application to receiver design" , *Virginia polytechnic Institute*,2003
- [27] Stephen H,Kratzet, "Ultra wide band transmitter and Receiver simulation using On/OFF keying" ,*Elanix,Inc*,2002
- [28] Robert A.Scholtz and Joon-Yong Lee, "Problem in modeling UWB channels" , 2002
- [29] 김인환,최분영. "UWB 표준 및 응용 모델" , *TTA저널*
- [30] High-speed Physical layer in the 5GHz Band ,Part 11: "Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer (PHY) specifications"
- [31] L.J.Cimini, "Analysis and simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing" , *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-33, No.7, July 1985,pp.665-675 .
- [32] R.W. Chang. "Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for multichannel Data Transmission" . *Bell Syst. Tech. J.* Vol. 45, December 1966, pp.1775-1796
- [33] J.A. C. bingham, "Multicarrier modulation fot data transmission: An idea whose time has come," *IEEE commun. Mag.*, pp.5-14,My 1990.
- [34] J.Chow, J. Cioffi, and J. Bingham, "Equalizer training algorithms for multicarrier moduation systems," in Proc. *IEEE Int. Conf. Commun.*, Switzerland, May 1993,pp.761-765

3장 17절

- [1] Hyun-Soo Kim, Hyung-Chul Son, Wuk Kim, Gyu-In Jee, Jang-Gyu Lee, "A Hybrid Positioning Method based on GPS/CDMA network and Performance Analysis Through Field test using a GPS Phone" , *European GNSS 2003*, 2003.
- [2] Hyun-Soo Kim, Sung-Chun Bu, Gyu-In Jee, "Ultra tightly coupled GPS/INS Integration using Federated Kalman Filter" , *ION-GPS/GNSS 2003*, 2003.

- [3] Hyun-Soo Kim, Sung-Chun Bu, Gyu-in Jee, "GPS/INS Integration using Vector Delay Lock Loop Processing Technique" , *ICCAS 2003*, 2003.
- [4] 김현수, 지규인, "벡터 처리기법과 관성센서를 이용한 GPS 수신기 추적루프 성능 개선" , *제 10회 GNSS 워크샵*, 2003