

최종보고서

# WAVEGUIDE 및 FILTER 제조기술 개발

Development On Manufacturing  
Process Of Waveguide & Filter

주관연구기관 : 통신시스템연구조합

과 학 기 술 처

이 페이지는  
여러 줄이다

# 제 출 문

과학 기술처 장관 귀하

본 보고서를 특정연구과제 “Waveguide 및 Filter 제조기술 개발”  
연구의 최종보고서로 제출합니다.

1994년 12 월 일

주관연구기관명 : 통신시스템 연구조합

총괄연구책임자: 진 용 옥(경희대 전자과 교수  
통신시스템연구조합이사)

연 구 원: 이 종 헌(통신시스템연구조합연구원)

나 호 승(경희대 전자과 석사과정)

협동연구기관명 : 한국전자진흥(주)

협동연구책임자 : 양 동 유(한국전자진흥(주)대표이사)

협동연구기관명 : (주)대주전자

협동연구책임자 : 박 용 옥((주)대주전자 연구원)

이 도...  
... 1974

## 요 약 문

### I. 제 목

#### Waveguide 및 Filter 제조기술 개발

### II. 연구개발의 목적 및 중요성

#### 가. 목 적

본 연구는 마이크로파 통신시스템의 기본 구성요소인 도파관 및 도파관 필터의 최적 설계와 제조기술을 개발하여 확보하는 것이 목적이며, 일차년도에는 성능이 우수한 도파관의 최적 설계를 전제로하여 CAD(Computer-Aided Design)에 의한 도파관 설계방식을 개발하고 이를 소프트웨어로 구현하였으며, 이차년도인 당해년도에는 마이크로파 및 밀리미터파 대역에서 손실이 적고 정밀 설계가 가능한 도파관 E-Plane 금속-삽입 필터의 CAD 프로그램을 개발하고 이것을 활용하여 도파관 및 E-Plane 금속-삽입 필터를 설계·제작하여 그 특성을 조사하였다.

Rigid Line의 구조들을 조사 분석하여 실험적 제작과 실제시스템에 사용토록하여 연구와 생산을 연계시켰다.

#### 나. 중 요 성

마이크로파 기술은 첨단산업분야에서 그 응용의 잠재적 적용범위가 매우 넓기 때문에 선진 외국에서는 이 기술에 대한 연구가 제2차 세계대전 이후 오늘에 이르기까지 활발하게 진행되어 왔으며, 민간기업 뿐만아니라 범 국가적 차원에서 조직적인 연구가 이루어져서 레이더 시스템, 무선험법 장치

## 요약문

및 미사일 시스템 등의 국방분야는 물론 TV, 전화전송, 위성통신, 전파천문학 그리고 가전제품 등의 민수산업 분야에 이르기까지 상당한 진전을 이루어 오고 있다. 이에 비해 국내에서는 이 분야의 연구가 일부산업체와 대학에서 산발적으로 밖에 진행되지 못하여 그 응용 범위도 좁고 기술 축적도 미흡한 실정이다. 그러나 '95년 이후 통신위성의 운용 및 이동통신 산업의 발달로 무선통신기기의 민간응용이 크게 확산될 전망이므로 이에 대응하여 마이크로파 통신시스템의 주요부분인 도파관 및필터의 양산생산을 위한 제조기술을 개발하고 기술축적을 도모함이 우리의 현실로 볼 때 시급한 문제로 주목하지 않을 수 없다.

### III. 연구개발의 내용 및 범위

#### 가. 도파관 최적설계를 위한 CAD 프로그램 개발

- (1) 구형 도파관의 크기 합성 프로그램
- (2) 구형 도파관의 특성 분석 프로그램

#### 나. 도파관 필터를 최적 설계하기 위한 CAD 프로그램 개발

- (1) E-Plane 금속-삽입 필터의 합성 프로그램
- (2) E-Plane 금속-삽입 필터의 분석 프로그램

#### 다. 도파관 제조 기술

- (1) 도파관 금형 설계
- (2) 플랜지 금형 설계

#### 라. 시작품 제작

- (1) 리지드 도파관 (Rigid Waveguide) 및 컨넥터
- (2) E-Plane 단일 금속-삽입 필터
- (3) H-Plane 필터 (대칭 인덕티브 아이리스형)

(Symmetrical Inductive Iris type)

#### IV. 연구개발 결과 및 활용에 대한 건의

##### 1. 연구 개발 결과

###### 가. 도파관 최적설계를 위한 CAD 프로그램 개발

구형도파관의 최적설계를 위한 CAD 프로그램은 크게 분석 프로그램과 합성프로그램으로 분류된다. 분석프로그램은 도파관의 임피던스 분석, 감도 분석 그리고 모우드 분석을 수행하고 합성프로그램은 주파수설계 규격 또는 임피던스 설계규격에 의해 도파관 크기를 합성하며 또한 감도분석 결과에 의해 도파관을 합성할 수 있도록 하였다. 도파관설계의 최적값을 얻기 위해서는 합성 프로그램과 분석 프로그램을 반복 수행 하여야 하며 이때 감도 분석 프로그램은 도파관 합성결과가 설계규격을 만족하는지를 판별해 주며 만일 설계규격을 만족시키지 못한 경우에는 최적상태에 도달할 때까지 반복처리할 수 있도록 프로그램을 개발하였다.

###### 나. 도파관 필터를 최적설계하기 위한 CAD 프로그램 개발

도파관 필터로서 E-Plane 금속-삽입 필터를 대상으로 이를 최적설계하기 위한 CAD 프로그램을 개발하였으며 이것은 분석프로그램과 합성프로그램으로 구성된다. 분석프로그램은 도파관 필터의  $S_{11}$ 과  $S_{12}$ 의 값을 결정하여 삽입손실과 반사감쇠량(return loss)특성을 분석하며, 합성프로그램은 필터 설계규격을 만족하도록 체비세프 방법 또는 버티워드 방법으로 필터를 합성하여 최적설계값을 결정하도록 개발하였다.

###### 다. 도파관 제조 기술

도파관의 제조 금형은 인발 다이셋(Drawing Die Set) 방식을 채택하였고 도파관 표면 마무리(Surface Finish) 작업은 다이셋 내부측용 불을 거울면

## 요약문

으로 한 후 다이셋에서 인발된 도파관 표면을 광택처리 하므로써 반사 손실을 최소화 하였다. 플랜지 금형은 제품가공 이전에 재료를 단조(Forging)하는 Roll Forging 금형과 제품가공용 단조 프레스 금형으로 구분하여 제작하고 N.C 밀링머신으로 정밀가공 하였다.

### 라. 시작품 제작

무궁화 위성 방송 통신용 도파관 H-Plane 필터를 체브세프 방식으로 설계 제작하고 특히 도파관 E-Plane 단일 금속-삽입 필터는 본 연구에서 개발한 CAD에 의해 설계 제작 하여 만족할 만한 특성을 얻었으며 리지드 도파관과 관련부속과 제조기술을 개발하였고 금형도 제작하여 실용화에 성공하였다.

## 2. 연구 활용에의 건의

본 연구에서 개발 정립된 소프트웨어와 하드웨어에 관련된 제반기술은 다음과 같이 활용될 수 있다.

- 가. 마이크로파 회로의 CAD 구성 연구에 기여
- 나. 마이크로파 소자 설계 및 제작 연구에 기여
- 다. 마이크로파 필터 분석 및 합성 연구에 기여
- 라. 마이크로 스트립 필터 설계에 기여
- 마. 마이크로파 통신 및 인공위성 통신 송,수신 안테나 부품으로 활용
- 바. 구형, 원형 도파관의 제조와 직선형, 곡형, 꼬임형 도파관의 CAD 구성 연구에 활용
- 사. 측정기, 통신 중계기 제조업체의 기기 제작 부품 등으로 활용
- 아. 마이크로파 통신 및 인공위성 통신 시스템 등의 필터 부품으로 활용
- 자. 이러한 특수제품은 정부기관수요처와 지속적인 의견교환되도록 노력해야 한다.



## S U M M A R Y

In this age of information society, the world's need to share information and communication has been exploding. Microwave technology of course has proven to be one of the most efficient means for transmitting information from place to place. Activities that only a few years ago were not even dreamed of, have now become commonplace. In the context of the world situation today, industries and universities must be have plane to improve and save the microwave technology. As the first step, the development of the fabrication and design techniques for waveguides and waveguide filters have been shown in good agreement with the above situation.

This project has been started as one of the '92 National Projects and continued by the '94. The final goal of this project is to develop the fabrication technology for waveguides and waveguide filters.

We have developed the CAD programs for rectangular waveguides and waveguide E-plane filter, and accumulated the technologies for the fabrication of waveguides and microwave filters.

The main activities and results of this project are summarized as follows :

1. Development of CAD tool for rectangular waveguide
  - Waveguide dimensional synthesis program
  - Characteristic analysis program

요약문

2. Development of CAD tool for optimized E-plane filter design
  - Characteristic analysis program for E-plane filter
  - Synthesis program for E-plane filter
3. Fabrication technology for waveguides
  - Waveguide moulding design
  - Waveguide flange moulding design
4. Trial manufactures
  - Rigid Waveguides
  - E-Plane single metal-insert filter
  - H-plane filter with symmetrical inductive window

The above R & D will contribute to expedite research activities for various types of microwave components for the microwave and satellite communication systems in Korea, and will be a basis for the development of CAD tools for microwave devices.

# CONTENTS

## (영문목차)

Chapter 1. Introduction	15
Section 1. Objective	17
Section 2. Scope and Contents	18
Chapter 2. Waveguide Design Theory	23
Section 1. Introduction	25
Section 2. Waveguide Design Parameters with Dominant Mode	27
Section 3. Sensitivity Analysis on Waveguide	43
Section 4. Tolerance Analysis of Waveguide	46
Chapter 3. Analysis of Waveguide Materials	49
Section 1. Introduction	51
Section 2. Surface Losses and Skin Effect	51
Section 3. Surface Losses and Surface Roughness	57
Section 4. Waveguide Materials and its Electrical Characteristics	59
Chapter 4. The Development of CAD Program for Rectangular Waveguide	61
Section 1. Introduction	63
Section 2. Considerations on Initial Waveguide Design	68
Section 3. CAD Approach for optimal Waveguide Design	72
Section 4. Waveguide Synthesis Program	73
Section 5. Waveguide Analysis Program	89

Chapter 5. Fabrication Technology for Waveguide and Flange .....	99
Section 1. Introduction .....	101
Section 2. Moulding Design Technique .....	101
Section 3. Joint Technique of Waveguide and Flange .....	104
Chapter 6. Waveguide Filter Thoery .....	109
Section 1. Introduction .....	111
Section 2. H-Plane Filter Analysis .....	112
Section 3. E-Plane Filter Analysis .....	131
Chapter 7. Waveguide Filter Design.....	145
Section 1. Introduction .....	147
Section 2. H-Plane Filter Design .....	148
Section 3. E-Plane Filter Design .....	158
Chapter 8. The Development of CAD Program for E-Plane Filter .....	171
Section 1. Introduction .....	173
Section 2. Characteristics Analysis Program for E-Plane Metal-Insert Filter .....	174
Section 3. Synthesis Program for E-Plane Metal-Insert Filter .....	178

Chapter 9. Simulation and Measurement	183
Section 1. Introduction	185
Section 2. E-Plane Filter Simulation	185
Section 3. Measurement Results and Consideration	216
Chapter 10. Fabrication Technology for Rigid Line	231
Section 1. Introduction	233
Section 2. Rigid Line Standards	235
Section 3. Rigid Line and Connector	236
Section 4. Assembling of Accesory for Rigid Line	239
Chapter 11. Conclusion	243
Reference	247
Appendix A. Source Program	253
Appendix A-1 MWGDP Source Program for Waveguide Analysis	255
Appendix A-2 Source Program for Single Insert Filter	258
Appendix A-3 Source Program for Double Insert Filter	261
Appendix A-4 Source Program for Triple Insert Filter	264
Appendix B. Program Manual	267
Appendix B-1 Main Menu Selection for MWGDP	269
Appendix B-2 Menu Selec. for Rectangular Waveguide's Analysis	273
Appendix B-3 Menu Selec. for Rectangular Waveguide's Synthesis	281
Appendix B-4 EPSMCAM Program for Single Insert Filter Design	297
Appendix B-5 EPDMCAM Program for Double Insert Filter Design	306
Appendix B-6 EPTMCAM Program for Triple Insert Filter Design	312

## 목 차

제 1 장. 서 론 .....	15
제 1 절. 연구개발의 필요성 .....	17
제 2 절. 연구개발 내용 및 범위 .....	18
제 2 장. 도파관 설계이론 .....	23
제 1 절. 서 설 .....	25
제 2 절. 기본모우드에 의한 도파관 설계 파라미터 .....	27
제 3 절. 도파관의 감도(Sensitivity) 특성 .....	43
제 4 절. 도파관 크기에 대한 허용범위(Tolerance) .....	46
제 3 장. 적용 재료 분석 .....	49
제 1 절. 서 설 .....	51
제 2 절. 표피효과에 따른 감쇠특성 .....	51
제 3 절. 표면 거칠기(Surface Roughness)에 따른 감쇠특성 .....	57
제 4 절. 도파관 재료의 종류 및 그 특성 .....	59
제 4 장. 도파관 최적설계를 위한 CAD 프로그램의 개발.....	61
제 1 절. 서 설 .....	63
제 2 절. 도파관 초기 설계시 고려할 사항 .....	68
제 3 절. 도파관의 최적 설계를 위한 CAD 구성방법 .....	72
제 4 절. 도파관 크기 합성프로그램 .....	73
제 5 절. 도파관 특성 분석프로그램 .....	89

제 5 장. 도파관 및 플랜지의 제조기술.....	99
제 1 절. 서 설.....	101
제 2 절. 금형 설계 방식.....	101
제 3 절. 도파관과 플랜지(Flange)의 접합기술.....	104
제 6 장. 도파관 필터 이론.....	109
제 1 절. 서 설.....	111
제 2 절. H-Plane 필터 해석.....	112
제 3 절. E-Plane 필터 해석.....	131
제 7 장. 도파관 필터의 설계.....	145
제 1 절. 서 설 .....	147
제 2 절. H-Plane 필터의 설계 .....	148
제 3 절. E-Plane 필터의 설계 .....	158
제 8 장. E-Plane 필터 설계를 위한 CAD 프로그램 개발 .....	171
제 1 절. 서 설 .....	173
제 2 절. E-Plane 금속-삽입 필터의 특성 분석프로그램 .....	174
제 3 절. E-Plane 금속-삽입 필터의 합성프로그램 .....	178
제 9 장. 모의실험 및 측정 .....	183
제 1 절. 서 설 .....	185
제 2 절. E-Plane 필터의 모의실험 .....	185
제 3 절. 측정결과 및 고찰 .....	216

목 차

제 10 장. Rigid Line의 제작기술.....	231
제 1 절. Rigid Line 서설.....	233
제 2 절. Rigid Line 규격.....	235
제 3 절. Rigid Line과 Connector.....	236
제 4 절. Rigid Line용 부속품 가공.....	239
제 11 장. 결    론.....	243
참 고 문 헌.....	247
부록A 원시 프로그램.....	253
부록 A-1 MWGDP 원시프로그램(직사각형 Waveguide분석/합성).....	255
부록 A-2 Single Insert Filter 원시프로그램.....	258
부록 A-3 Double Insert Filter 원시프로그램.....	261
부록 A-4 Triple Insert Filter 원시프로그램.....	264
부록B 프로그램 사용 설명서.....	267
부록 B-1 MWGDP 주 메뉴 선택방법.....	269
부록 B-2 구형도파관 특성분석을 위한 메뉴.....	273
부록 B-3 구형도파관 크기합성을 위한 메뉴.....	281
부록 B-4 EPSMCAM(단일금속삽입식) 프로그램사용법.....	297
부록 B-5 EPDMCAM(2중 금속삽입식) 프로그램사용법.....	306
부록 B-6 EPTMCAM(3중 금속삽입식) 프로그램사용법.....	312



# 제 1 장. 서 론

이 페이지는

여러 일니다

## 제 1 장. 서론

### 제 1 절. 연구개발의 필요성

마이크로파 기술은 제 2 차 세계대전중 레이더에 이용되면서 부터 그 효능이 인정된 이래로 세계 각국의 경쟁적인 연구노력으로 현재 각종 레이더 시스템이나 무성항법 분야에는 물론 TV, 전화전송, 위성통신, 전파천문학, 미사일 전자 시스템 그리고 가전제품에 이르기까지 광범위하게 그 응용기술이 확대되고 있다. 더욱이 첨단 정보화시대인 오늘날 팽창되고 있는 지식과 정보활동을 볼 때 마이크로파가 갖는 광 대역성과 고속성에 그 성능을 기대하지 않을 수 없으며 마이크로파 기술은 정보전송에 중요한 매체로써 그 역할이 훌륭히 수행될 것이다. 특히 가까운 미래에 위성방송 및 이동통신 시대를 맞이할 우리의 현실을 바라볼 때 마이크로파 기술확보에 대한 필요성이 절실히 요구되고 있으나 마이크로파와 관련된 제품생산에 대해 국내의 기술축적은 미흡하다고 할 수 있을 것이다. 이에 여러가지 이유가 있겠으나 그중에서도 국내 수요가 적다는 것이 중요한 요인으로 지적될 수 있다.

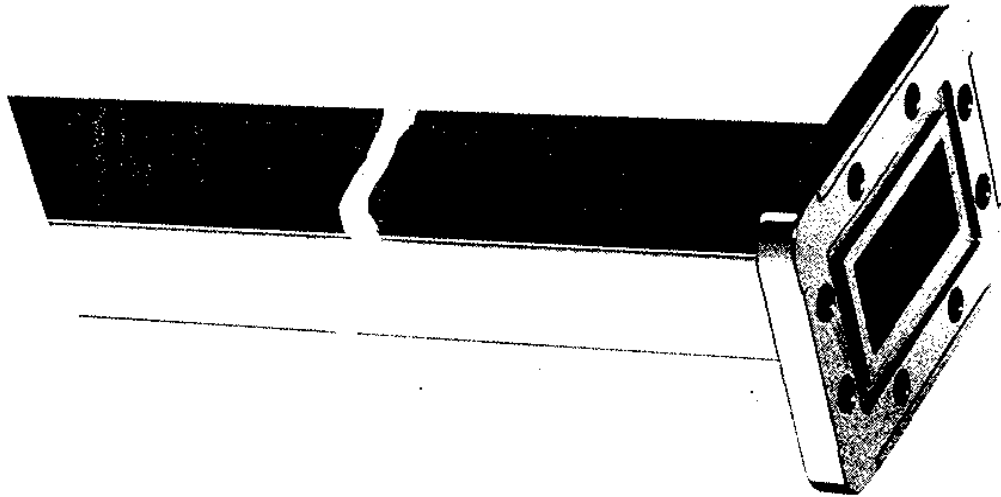
그러나 '95년 이후 통신위성의 운용 및 이동통신 산업의 확장으로 무선통신 기기의 민간 사용량이 크게 확산될 전망이므로 최근에 와서는 민수산업의 무선 통신 분야가 각광을 받고 이에 대한 관심은 날로 고조되어 지고 있으며 동시에 기존의 유선계통도 무선계통 시스템으로 전환되고 있는 실정이다. 이에 부응하여 국가적 차원에서도 RF 및 마이크로파 통신부품 개발과 기초연구에 많은 투자 의욕을 보이고 있다는 점은 주지의 사실이므로 국내의 산업체나 대학에서도 하이테크(High-Tech) 산업의 한 분야로써 마이크로파 기술을 습득하고 축적하는데 지속적인 노력을 경주해야 할 것이다.

현재 국내에서 마이크로파와 관련된 주요부품 중의 하나인 도파관 및 도파관 필터는 양산이 전무한 상태에 있으며 수요자는 수입에 의존하여야 하는 실정이므로 도파관 및 필터 제작의 국내 개발은 무선통신 시대에 대비하여 수요자에게 소량으로 다품종의 주문 제작을 용이하게 할 수 있고 수입대체 효과는 물론 통신 선진국에도 수출이 기대되며 고 부가가치 산업으로 육성할 필요성이 증가되고 있다. 따라서 본 연구에서는 도파관 및 도파관 필터의 개발기술 확보를 목표로 하였으며 이것은 첨단 마이크로파 기술을 우선적으로 확보하려고 하는데 매우 적절하다고 판단된다.

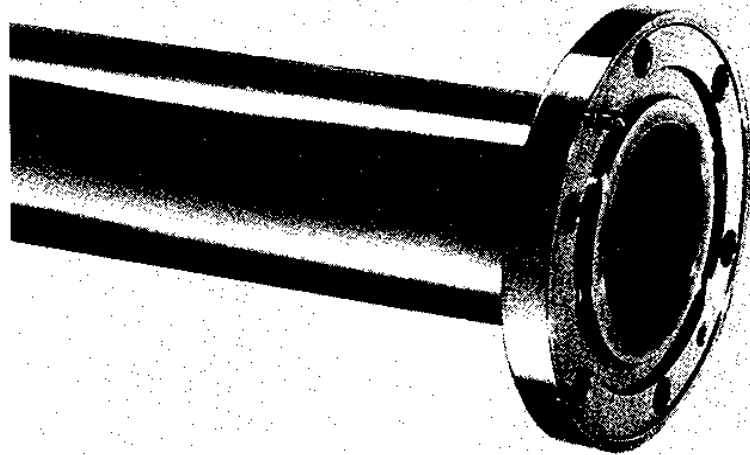
## 제 2 절. 연구개발 내용 및 범위

1. 도파관 최적설계를 위한 CAD 프로그램 개발
  - 가. 구형 도파관의 크기 합성 프로그램
  - 나. 구형 도파관의 특성 분석 프로그램
2. 도파관 필터를 최적 설계하기 위한 CAD 프로그램 개발
  - 가. E-Plane 금속-삼입 필터의 합성 프로그램
  - 나. E-Plane 금속-삼입 필터의 분석 프로그램
3. 도파관 제조 기술
  - 가. 도파관 금형 설계
  - 나. 플랜지 금형 설계
4. 시작품 제작
  - 가. 리지드 도파관 (Rigid Waveguide)
  - 나. E-Plane 단일 금속-삼입 필터
  - 다. H-Plane 필터 (대칭 인덕티브 아이리스형)  
(Symmetrical Inductive Iris type)

5. Waveguide 및 Filter



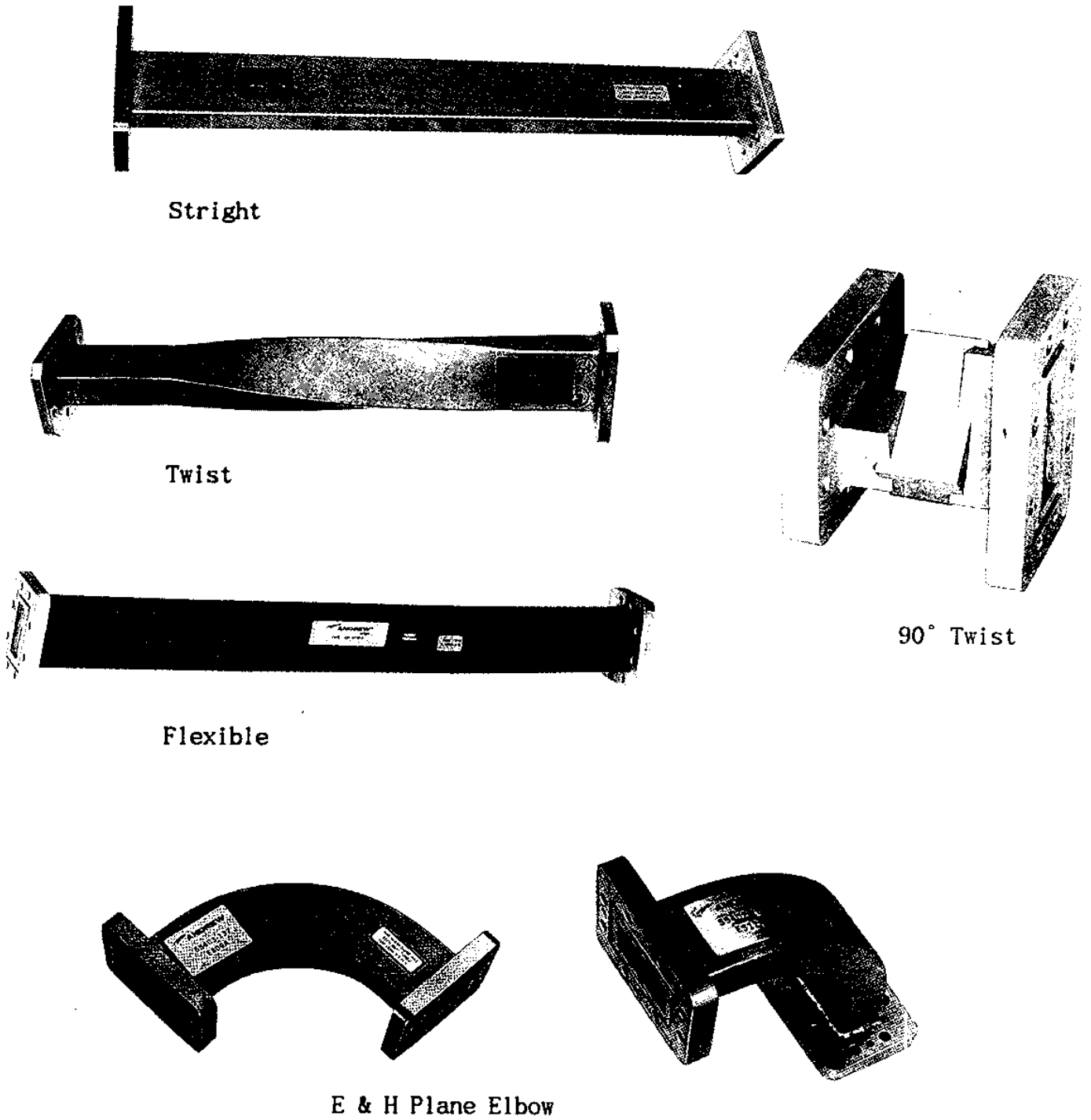
(a) Rectangular waveguide



(b) Circular waveguide

그림 1-1. 도파관 종류  
(Fig.1-1. Type of waveguide)

제1장 서론



Stright

Twist

90° Twist

Flexible

E & H Plane Elbow

그림 1-2. 각종 도파관  
(Fig.1-2. Various waveguide)

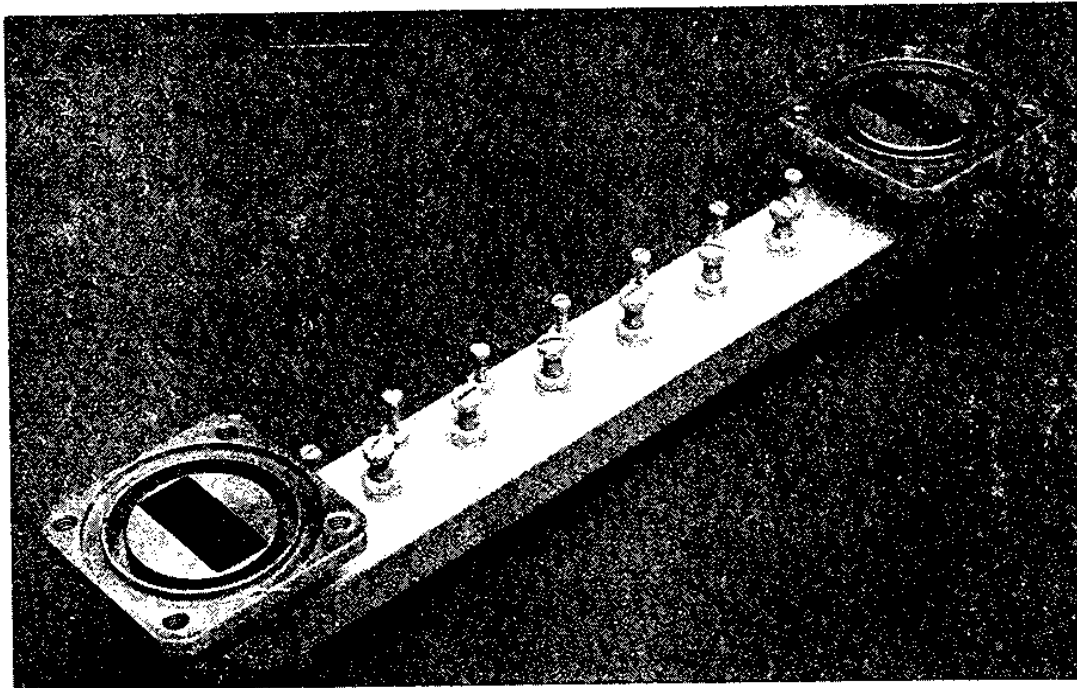
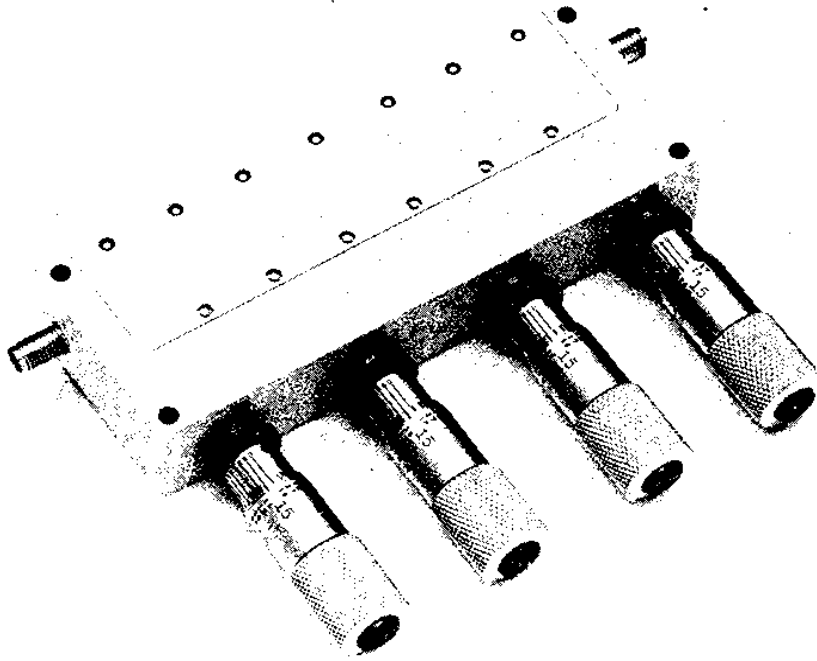


그림 1-3. 도파관용 대역통과 필터  
(Fig.1-3. Waveguide bandpass filter)

제1장 서론

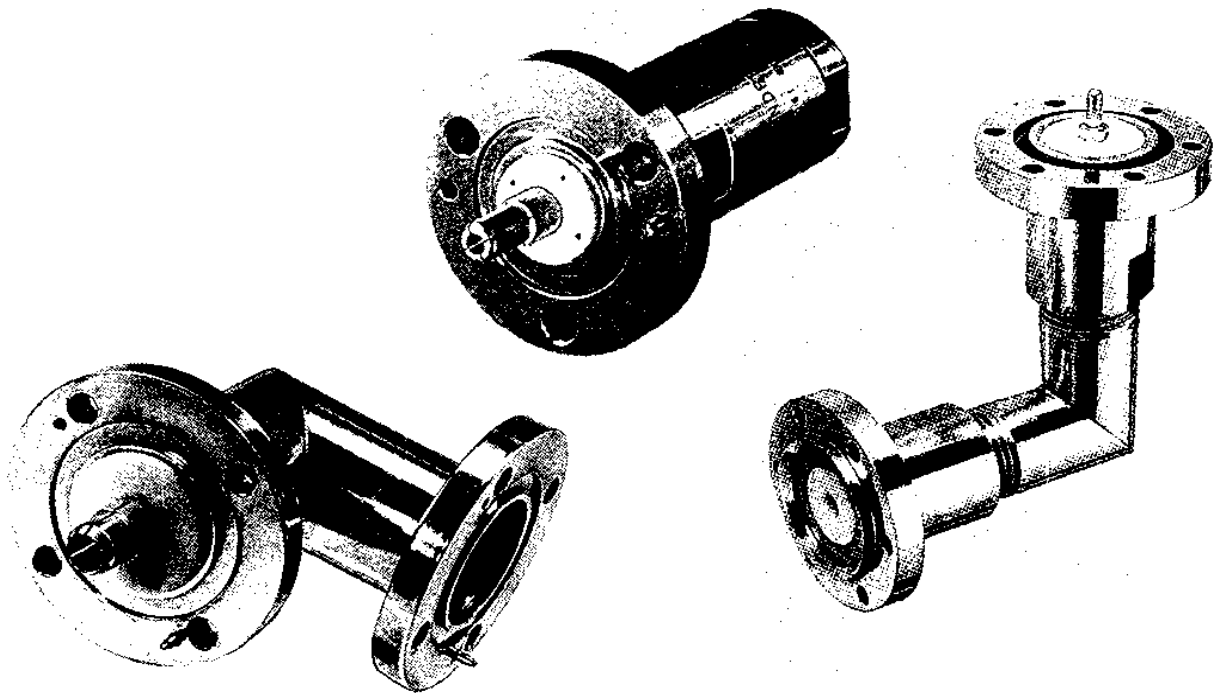
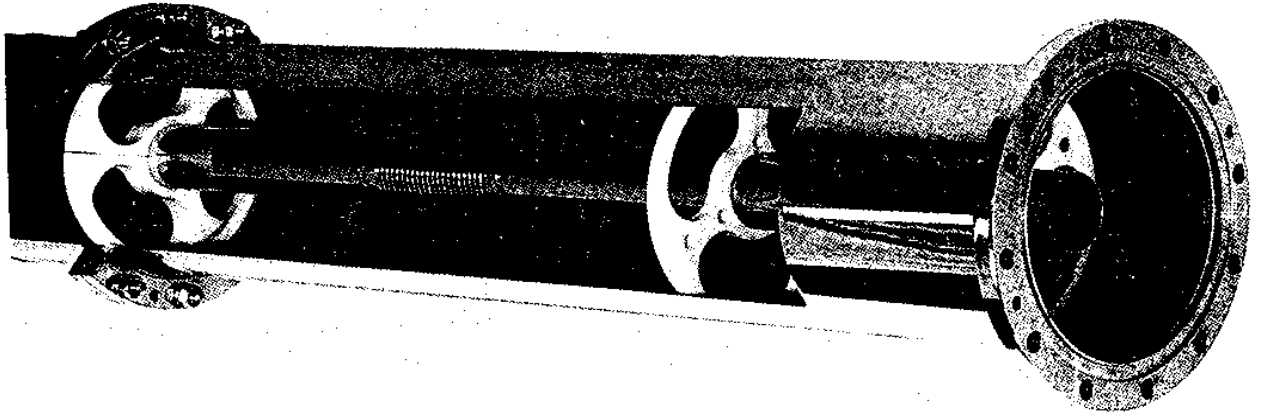


그림 1-4. 리지드와 아답터  
(Fig.1-4. Rigid-line and adaptor)



## 제 2 장. 도파관 설계 이론

이 페이지는

여러 일니다

## 제 2 장. 도파관 설계 이론

### 제 1 절. 서 설

마이크로파 에너지를 전송하는 선로에는 여러가지 종류가 있으나 가장 대표적인 것이 도파관이다. 도파관의 성능은 전자파 에너지를 입력단에서 출력단까지 최소한의 손실을 갖고 전송하는 능력으로 평가될 수 있다.

성능의 저하는 도파관 내에서 전력의 흡수 또는 반사에 따른 전력손실이 발생할 때 일어난다. 따라서 도파관의 성능은 도파관의 크기와 전류가 흐르는 도파관 표면의 전기적 특성에 의해서 완전히 평가될 수 있다. 도파관의 크기가 주어졌을 때 도파관의 특성을 해석하기 위해서 보통의 교류이론을 사용할 경우에는 전압과 전류값을 임의적으로 정의할 수 없으므로 마땅하지 않으며 전자계 분포식을 얻을 수 있는 특별한 이론이 필요하게 된다. 일반적으로 도파관내의 전자계 분포는 모우드 해석법에 의해 구해지며 도파관의 크기가 주어지면 전송 모우드는 각각 한개의 차단파장을 갖게 된다.

이들 모우드중에서 차단파장이 가장 큰 모우드를 기본모우드(dominant mode)라고 부르며 일반적으로 사용하는 도파관은 주로 이 기본 모우드만이 전파할 수 있도록 설계, 제작된다. 구형 도파관의 기본 모우드는  $TE_{10}$  모우드이며 원형도파관에서는  $TE_{11}$  모우드이다.

도파관의 전력손실 메카니즘은 주로 표피효과에 의한 도체 손실과 도파관 표면의 거칠기(roughness)정도에 따른 반사손실 그리고 도파관 내를 채우는 유전체에 따른 유전체 손실 등에 의해서 결정된다.

도파관을 정밀 제조하기 위해서는 도파관 크기에 대한 허용범위(Tolerance)가 주어져야 하며 이 허용범위 내에서 제조된 도파관은 주어진 규격을 만족시키는

전기적 특성을 나타낼 것이다.

이와 같은 허용범위를 구하기 위해서 도파관의 특성임피던스 크기변동율에 따른 특성임피던스 변동율을 나타내 주는 감도(Sensitivity)를 구해야 한다. 도파관 설계에서 감도의 평가는 도파관 성능의 최적치와 허용범위를 해석하는데 기초가 된다. 도파관의 물리적 변수에 대한 허용범위가 제조기술의 한계성에서 오는 경우에는 변수들이 허용범위는 설계규격에 편차를 일으키므로 규격을 만족시키는 도파관을 제조하기 위하여 허용범위를 도파관의 여러 변수들에 할당시키는 설계문제에 직면한다. 이와 반대로 주어진 설계규격을 만족시키기에 적합한 제조기술이 요구될 수도 있다. 이와같은 상황에서 감도해석은 규격과 허용범위 사이의 절충을 조사하기 위한 최상의 방법이다.

본 장에서는 성능이 우수한 도파관을 최적 설계하기 위한 CAD 프로그램을 개발하고자 우선적으로 도파관의 특성을 분석하기 위한 도파관 파라미터를 이론적으로 해석하였고, 제 3 절에서는 도파관의 특성 파라미터에 대한 감도특성을 해석하였으며, 제 4 절에서는 제 3 절의 감도 결과식을 이용하여 구형도파관 크기에 대한 허용범위를 해석하였다.

## 제 2 절. 기본 모드에 의한 도파관 설계 파라미터

### 1. 전자계 분포식

#### 가. 구형 도파관

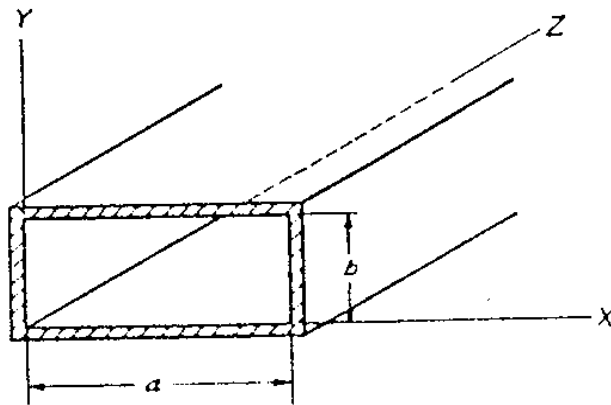


그림 2-1. 구형 도파관

(Fig.2-1. Rectangular waveguide)

제2장 도파관 설계 이론

그림 2-1 에서 보여주는 구형도파관에 대한 전자계 분포식과 특성 파라미터에 관한 결과식을 요약하여 정리하면 표 2-1 에 보인 바와 같다.

표 2-1. 구형도파관에 대한 결과식의 요약

(Table 2-1. Properties of modes in a rectangular waveguide)

	TE <sub>mn</sub> 모드	TM <sub>mn</sub> 모드
$k$	$\omega \sqrt{\mu\epsilon}$	$\omega \sqrt{\mu\epsilon}$
$k_c$	$\sqrt{(m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2}$	$\sqrt{(m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2}$
$\beta$	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$
$\lambda_c$	$\frac{2\pi}{k_c}$	$\frac{2\pi}{k_c}$
$\lambda_0$	$\frac{2\pi}{\beta}$	$\frac{2\pi}{\beta}$
$v_p$	$\frac{\omega}{\beta}$	$\frac{\omega}{\beta}$
$\alpha_d$	$\frac{k^2 \tan \delta}{2\beta}$	$\frac{k^2 \tan \delta}{2\beta}$
$E_z$	0	$B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
$H_z$	$A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	0
$E_x$	$\frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\beta m\pi}{k_c^2 a} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
$E_y$	$\frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\beta n\pi}{k_c^2 b} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
$i_z$	$\frac{j\beta n\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	$\frac{j\omega\epsilon n\pi}{k_c^2 b} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
$H_y$	$\frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\omega\epsilon m\pi}{k_c^2 a} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
$Z$	$Z_{TE} = \frac{k\eta}{\beta}$	$Z_{TM} = \frac{\beta\eta}{k}$

그림 2-2 는 구형도파관에서 몇가지 모드에 대해 전자계 분포도를 나타내었다.

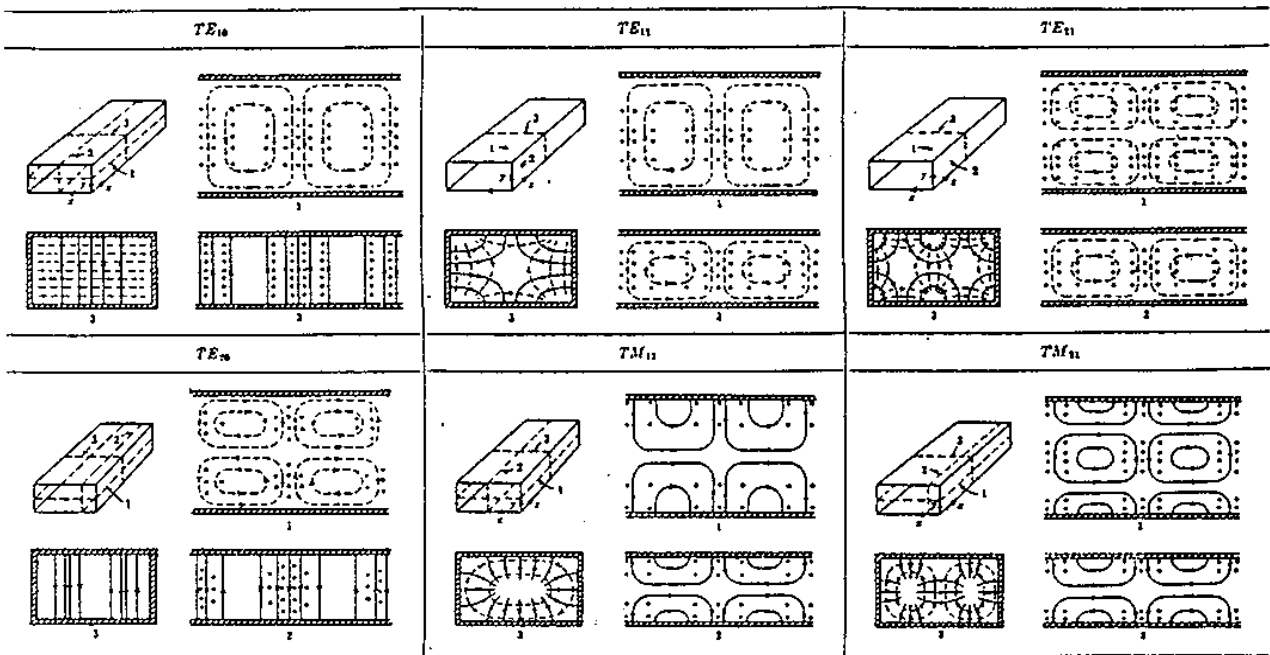


그림 2-2. 구형도파관에서 몇가지 모드에 대한 전자계 분포도  
 (Fig.2-2. Summary of wave types for rectangular waveguide)

TE<sub>10</sub> 모우드의 경우에 전계의 세기는 도파관의 횡단면 중심부에서 가장 강함을 알 수 있으며 TE<sub>10</sub> 모우드에 관한 전자계 분포식을 요약하면 식 (2-1)과 같다.

TE<sub>10</sub> 모우드 (기본 모우드)

$$E_x = E_z = H_y = 0 \quad (2-1-a)$$

$$E_y = A \frac{\cos \pi}{k^2 a} \sin \frac{\pi x}{a} \sin(\omega t - \beta z) \quad (2-1-b)$$

$$H_x = A \frac{\beta \pi}{k^2 a} \sin \frac{\pi x}{a} \sin(\omega t - \beta z) \quad (2-1-c)$$

$$H_z = A \cos \frac{\pi x}{a} \cos(\omega t - \beta z) \quad (2-1-d)$$

여기서 A 는 임의의 진폭상수이며,  $\beta$  는 위상정수로써

$$\beta = \frac{\omega^2}{c^2} - \frac{\pi^2}{a^2} \quad \text{이고}$$



$k$  는 자유공간의 파수로써

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2} - \beta^2 \quad \text{으로 표현된다.}$$

나. 원형도파관

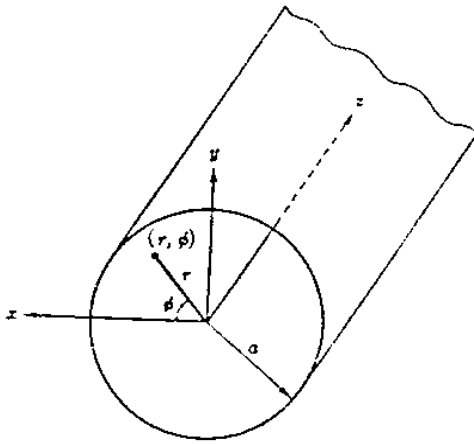


그림 2-3. 원형도파관  
(Fig.2-3. Circular waveguide)

제2장 도파관 설계 이론

그림 2-3 에서 보여주는 원형도파관에 대한 전자계 분포식과 특성 파라미터에 관한 결과식을 요약하여 정리하면 표 2-2 에 보인 바와 같다.

표 2-2 . 원형도파관에 대한 결과식의 요약

(Table 2-2. Properties of modes in circular waveguide)

	$TE_{nm}$	$TM_{nm}$
$k$	$\omega \sqrt{\mu\epsilon}$	$\omega \sqrt{\mu\epsilon}$
$k_c$	$\frac{p'_{nm}}{a}$	$\frac{p_{nm}}{a}$
$\beta$	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$
$\lambda_c$	$\frac{2\pi}{k_c}$	$\frac{2\pi}{k_c}$
$\lambda_g$	$\frac{2\pi}{\beta}$	$\frac{2\pi}{\beta}$
$v_p$	$\frac{\omega}{\beta}$	$\frac{\omega}{\beta}$
$\alpha_d$	$\frac{k^2 \tan \delta}{2\beta}$	$\frac{k^2 \tan \delta}{2\beta}$
$E_z$	0	$(A \sin n\phi + B \cos n\phi) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z}$
$H_z$	$(A \sin n\phi + B \cos n\phi) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z}$	0
$E_\rho$	$\frac{-j\omega\mu n}{k_c^2 \rho} (A \cos n\phi - B \sin n\phi) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\beta}{k_c} (A \sin n\phi + B \cos n\phi) J_n'(k_c \rho) e^{-j\beta z}$
$E_\phi$	$\frac{j\omega\mu}{k_c} (A \sin n\phi + B \cos n\phi) J_n'(k_c \rho) e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\beta n}{k_c^2 \rho} (A \cos n\phi - B \sin n\phi) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z}$
$H_\rho$	$\frac{-j\beta}{k_c} (A \sin n\phi + B \cos n\phi) J_n'(k_c \rho) e^{-j\beta z}$	$\frac{j\omega\epsilon n}{k_c^2 \rho} (A \cos n\phi - B \sin n\phi) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z}$
$H_\phi$	$\frac{-j\beta n}{k_c^2 \rho} (A \cos n\phi - B \sin n\phi) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\omega\epsilon}{k_c} (A \sin n\phi + B \cos n\phi) J_n'(k_c \rho) e^{-j\beta z}$
$Z$	$Z_{TE} = \frac{k\eta}{\beta}$	$Z_{TM} = \frac{\beta\eta}{k}$

그림 2-4 는 원형도파관에서 몇가지 모우드에 대해 전자계 분포도를 나타내었다.

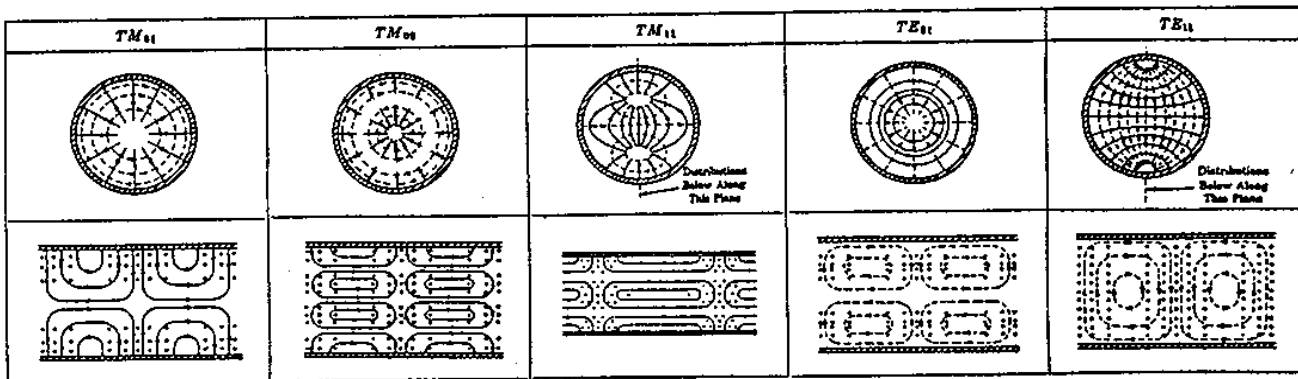


그림 2-4. 원형도파관의 모우드 형태

(Fig.2-4. Summary of wave types for circular waveguide)

원형도파관의 기본모우드인  $TE_{11}$  모우드의 경우에 전계의 세기는 도파관의 중심에서 가장 세며  $TE_{11}$  모우드에 관한 전자계 분포식을 요약하면 식 (2-2)와 같다.

TE<sub>11</sub> 모드 (기본 모드)

$$H_r = A \frac{\beta a}{2u'} [ J_0(u' \frac{r}{a}) - J_2(u' \frac{r}{a}) ] \cos \varphi \sin(\omega t - \beta z) \quad (2-2-a)$$

$$H_\varphi = -A \frac{\beta a^2}{u_1 r} J_1(u' \frac{r}{a}) \sin \varphi \sin(\omega t - \beta z) \quad (2-2-b)$$

$$H_z = A J_1(u' \frac{r}{a}) \cos \varphi \cos(\omega t - \beta z) \quad (2-2-c)$$

$$E_r = -\mu \frac{\omega}{\beta} H_\varphi \quad (2-2-d)$$

$$E_\varphi = \mu \frac{\omega}{\beta} H_r \quad (2-2-e)$$

$$E_z = 0 \quad (2-2-f)$$

여기서

$$u' = 1.841$$

$$u_1 = 3.39$$

$$\beta = (\frac{\omega}{c})^2 - (\frac{u'}{a})^2$$

## 2. 차단파장

### 가. 구형 도파관

도파관은 고역 통과 필터의 특성을 가지며 신호의 파장이 차단파장보다 작을 때만 주어진 모드에서 전자파를 전송한다. 차단파장은 전송 모드에 의존하며  $TE_{10}$  모드의 차단파장은 식 (2-3)으로 주어진다.

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{k_c} = 2a \quad (2-3)$$

### 나. 원형 도파관

원형도파관의 차단파장은 도파관의 직경과 파장의 비에 의존하며  $TE_{11}$  모드의 차단파장은 식 (2-4)로 주어진다.

$$\lambda_c = \frac{2\pi a}{1.841} = 3.41a \quad (2-4)$$

여기서  $a$  는 도파관의 반경이다.

## 3. 관내파장

공기로 채워진 도파관에서 감쇠를 무시할 경우에 관내파장( $\lambda_g$ )은 자유공간 파장( $\lambda$ ) 보다 큰 값을 갖는다. 이것은 도파관 내를 전파하는 파의 전파속도는 광속을 초과한다는 것을 의미한다. 실제로 공기로 채워진 도파관내의 위상속도는  $V_p = f\lambda_g$  로써 주어지며  $\lambda_g/\lambda$  만큼 광속보다 크다. 그러나 도파관내에서 전송에너지의 전달속도는 군속도  $V_g$  로서 나타내고 광속보다 작으며 식 (2-5)의 관계식으로 표현된다.

## 제2장 도파관 설계 이론

$$V_g = c^2/V_p \quad (2-5)$$

### 가. 구형도파관

TE<sub>10</sub> 모드에서  $a/\lambda$  와  $a/\lambda_g$  사이의 관계는 식 (2-6)으로 표현된다.

$$\frac{a^2}{\lambda_g^2} = \frac{a^2}{\lambda^2} - 0.25 \quad (2-6)$$

### 나. 원형 도파관 (TE<sub>11</sub> 모드)

$$\frac{a^2}{\lambda_g^2} = \frac{a^2}{\lambda^2} - 0.086 \quad (2-7)$$

## 4. 최대 전송 전력

공기로 채워진 도파관에서 전송될 수 있는 최대전력은 방전을 일으키지 않는 최대 전계강도에 의해 결정된다. 최대 허용 방전 포텐셜이 정해졌을 때 도파관의 최대 전송전력은 도파관의 크기와 관내 파장이 주어지면 알 수 있다. 온도, 압력, 습도의 표준상태에서 우리가 자주 사용하는 방전 전계강도의 값은 30 KV/cm 이다.

### 가. 구형 도파관

TE<sub>10</sub> 모드에서 동작하는 도파관의 최대 전력은 식 (2-8)로 주어진다.

$$\frac{P_{\max}}{E_{\max}^2} = 6.63 \times 10^{-4} ab \left( \frac{\lambda}{\lambda_g} \right) \quad (2-8)$$

여기서  $a, b$  는 도파관 크기(cm)이고,  $E_{\max}$  는 최대 전계강도(V/cm)이다. 윗 식에서  $E_{\max}=30$  kV/cm 라고 하면 최대전력은  $P_{\max}=0.5968 ab(\lambda/\lambda_g)$  로써 주어진다. 그러나 실제에서 방전은 위의 주어진 값보다 매우 낮은 값에서 일어나므로 보통 안전계수로서 1/4을 취하면 식 (2-8)은 식(2-9)와 같이 쓸 수 있다.

$$P_{\max} = 0.15 ab \left( \frac{\lambda}{\lambda_g} \right) \quad (2-9)$$

#### 나. 원형 도파관

TE<sub>11</sub> 모드에서 동작하는 도파관의 최대 전력과 최대 허용 전계강도 사이의 관계식은 식 (2-10)과 같다.

$$\frac{P_{\max}}{E_{\max}^2} = 1.99 \times 10^{-3} a^2 \left( \frac{\lambda}{\lambda_g} \right) \quad (2-10)$$

여기서  $a$  는 도파관의 반경 (cm)

$\lambda$  는 자유공간 파장 (cm)

$\lambda_g$  는 관내 파장 (cm)

이고, 최대 전계강도는 도파관의 중심에서 일어난다.

#### 5. 특성 임피던스

평행판 선로의 TEM 파의 경우는 전계가 동전계일 때도 전송방향으로 수직한 단면에서는 정전계와 같은 상태가 되므로 전위차가 일의적으로 정해지고 선로의 특성 임피던스는 일정한 값을 갖는다.

그러나 도파관에서는 TEM파가 존재하지 못하므로 특성 임피던스는 일의적으로

정의될 수 없다. 따라서 특성 임피던스는 주어진 전압 또는 전류에 대한 전송 전력의 항에서 정의되거나 전압과 전류비의 항에서 정의되며 식 (2-11)에서 식 (2-15)로 표현한다.

전력-전류 임피던스(Power-current Impedance) :

$$Z(P, I) = \frac{2P}{I \cdot I^*} \quad (2-11)$$

전압-전력 임피던스(Voltage-power Impedance) :

$$Z(P, V) = \frac{V \cdot V^*}{2P} \quad (2-12)$$

전압-전류 임피던스(Voltage-current Impedance) :

$$Z(V, I) = \frac{V}{I} \quad (2-13)$$

파동 임피던스(Wave Impedance):

$$Z_w = \frac{E_t}{H_t} \quad (2-14)$$

위에서 정의한 4종류의 임피던스는 일반적으로 서로 다른 값을 나타낸다. 그러나 주파수 특성은 모두 동일하며 식 (2-15)와 같다.



$$Z(f) = \frac{Z_{f \rightarrow \infty}}{\sqrt{1 - (f_e/f)^2}} \quad (2-15)$$

$Z_{f \rightarrow \infty}$  조건하에서 표준도파관의 특성임피던스를 구하면 다음과 같다.

$$Z_w = 377 \Omega, \quad Z(P, D) = 233 \Omega, \quad Z(P, V) = 377 \Omega, \quad Z(V, D) = 296 \Omega$$

#### 가. 구형 도파관

TE<sub>10</sub> 모드에 대한 특성 임피던스는 식 (2-16)으로 주어진다.

$$Z_{w(1,0)} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} = \eta(\lambda_g/\lambda) \quad (2-16)$$

여기서  $\eta = (\mu/\epsilon)^{1/2}$  는 도파관 내의 매질의 고유 임피던스이다.

$$Z(P, D) = \frac{\pi^2 b}{8a} Z_{w(1,0)} \quad (2-17-a)$$

$$Z(P, V) = \frac{2b}{a} Z_{w(1,0)} \quad (2-17-b)$$

$$Z(V, D) = \frac{\pi b}{2a} Z_{w(1,0)} \quad (2-17-c)$$

나. 원형 도파관

TE<sub>11</sub> 모드에 대한 파동 임피던스는 식 (2-18)로 주어진다.

$$\begin{aligned} Z_{w(1,1)} &= \eta(\lambda_g/\lambda) \\ &= \frac{\eta}{\sqrt{1-(\lambda/3.41a)^2}} \end{aligned} \quad (2-18)$$

6. 감쇠 정수

도파관 벽은 유한한 도전율을 갖는 금속으로 구성되어 있으며 표면 전류에 의한 전력 손실을 일으킨다. 도체 손실전력은 표피효과에 의한 도체의 표면저항과 밀접한 관계를 가지며 감쇠정수 항에서 표현될 수 있다.

가. 구형 도파관

TE<sub>10</sub> 모드에 대해 도체 손실에 의한 감쇠정수는 식 (2-19)로 주어진다.

$$\alpha_c = \frac{8.686R_s}{b\eta\sqrt{1-(f_{cl}/f)^2}} \left[ 1 + \frac{2b}{a} (f_{cl}/f)^2 \right] \text{ dB/m} \quad (2-19)$$

여기서  $R_s = 1/\sigma\delta = [\omega\mu/2\sigma]^{1/2}$  는 도체의 표면저항이다.

나. 원형 도파관 TE<sub>11</sub> 모드에 대한 감쇠정수는 식 (2-20)으로 표현된다.

$$\alpha_c = 8.686 \frac{R_s}{a\eta} \frac{1}{\sqrt{1-(f_{cl}/f)^2}} \left[ (f_{cl}/f)^2 + 0.420 \right] \quad (2-20)$$

7. 구형도파관의 특성파라미터는 대부분  $\lambda_g / \lambda$  의 함수로써 표현되므로 표 2-3 과 그림 2-5 를 이용하면 설계를 용이하게 할 수 있다.

표 2-3.  $a/\lambda$  값에서  $a/\lambda_g$  값의 산출 도표(Table 2-3.  $a/\lambda_g$  from  $a/\lambda$ )

$a/\lambda$	MEAN DIFFERENCES																		
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0.60	0.3317	3335	3353	3371	3388	3406	3424	3442	3459	3477	2	4	5	7	9	11	12	14	16
0.61	0.3494	3512	3529	3546	3564	3581	3598	3615	3632	3649	2	3	5	7	9	10	12	14	15
0.62	0.3666	3683	3700	3717	3733	3750	3767	3783	3800	3816	2	3	5	7	8	10	12	13	15
0.63	0.3833	3849	3866	3882	3898	3914	3931	3947	3963	3979	2	3	5	6	8	10	11	13	15
0.64	0.3995	4011	4027	4043	4059	4075	4090	4106	4122	4138	2	3	5	6	8	9	11	13	14
0.65	0.4153	4169	4185	4200	4216	4231	4247	4262	4277	4293	2	3	5	6	8	9	11	12	14
0.66	0.4308	4323	4339	4354	4369	4384	4400	4415	4430	4445	2	3	5	6	8	9	11	12	14
0.67	0.4460	4475	4490	4505	4520	4535	4549	4564	4579	4594	1	3	4	6	7	9	10	12	13
0.68	0.4609	4623	4638	4653	4668	4682	4697	4711	4726	4740	1	3	4	6	7	9	10	12	13
0.69	0.4755	4770	4784	4798	4813	4827	4842	4856	4870	4885	1	3	4	6	7	9	10	12	13
0.70	0.4899	4913	4928	4942	4956	4970	4984	4998	5013	5027	1	3	4	6	7	9	10	11	13
0.71	0.5041	5055	5069	5083	5097	5111	5125	5139	5153	5167	1	3	4	6	7	8	10	11	13
0.72	0.5181	5195	5208	5222	5236	5250	5264	5278	5291	5305	1	3	4	6	7	8	10	11	12
0.73	0.5319	5333	5346	5360	5374	5387	5401	5415	5428	5442	1	3	4	5	7	8	10	11	12
0.74	0.5455	5469	5482	5496	5509	5523	5536	5550	5563	5577	1	3	4	5	7	8	9	11	12
0.75	0.5590	5604	5617	5630	5644	5657	5670	5684	5697	5710	1	3	4	5	7	8	9	11	12
0.76	0.5724	5737	5750	5763	5777	5790	5803	5816	5829	5843	1	3	4	5	7	8	9	11	12
0.77	0.5856	5869	5882	5895	5908	5921	5934	5948	5961	5974	1	3	4	5	7	8	9	10	12
0.78	0.5987	6000	6013	6026	6039	6052	6065	6078	6091	6103	1	3	4	5	7	8	9	10	12
0.79	0.6116	6129	6142	6155	6168	6181	6194	6207	6219	6232	1	3	4	5	7	8	9	10	12
0.80	0.6245	6258	6271	6283	6296	6309	6322	6334	6347	6360	1	3	4	5	6	8	9	10	12
0.81	0.6373	6385	6398	6411	6423	6436	6449	6461	6474	6487	1	3	4	5	6	8	9	10	11
0.82	0.6499	6512	6524	6537	6550	6562	6575	6587	6600	6612	1	3	4	5	6	8	9	10	11
0.83	0.6625	6637	6650	6663	6675	6687	6700	6712	6725	6737	1	2	4	5	6	7	9	10	11
0.84	0.6750	6762	6775	6787	6800	6812	6824	6837	6849	6861	1	2	4	5	6	7	9	10	11
0.85	0.6874	6886	6899	6911	6923	6936	6948	6960	6973	6985	1	2	4	5	6	7	9	10	11
0.86	0.6997	7009	7022	7034	7046	7059	7071	7083	7095	7107	1	2	4	5	6	7	9	10	11
0.87	0.7120	7132	7144	7156	7169	7181	7193	7205	7217	7229	1	2	4	5	6	7	9	10	11
0.88	0.7242	7254	7266	7278	7290	7302	7314	7326	7339	7351	1	2	4	5	6	7	8	10	11
0.89	0.7363	7375	7387	7399	7411	7423	7435	7447	7459	7471	1	2	4	5	6	7	8	10	11

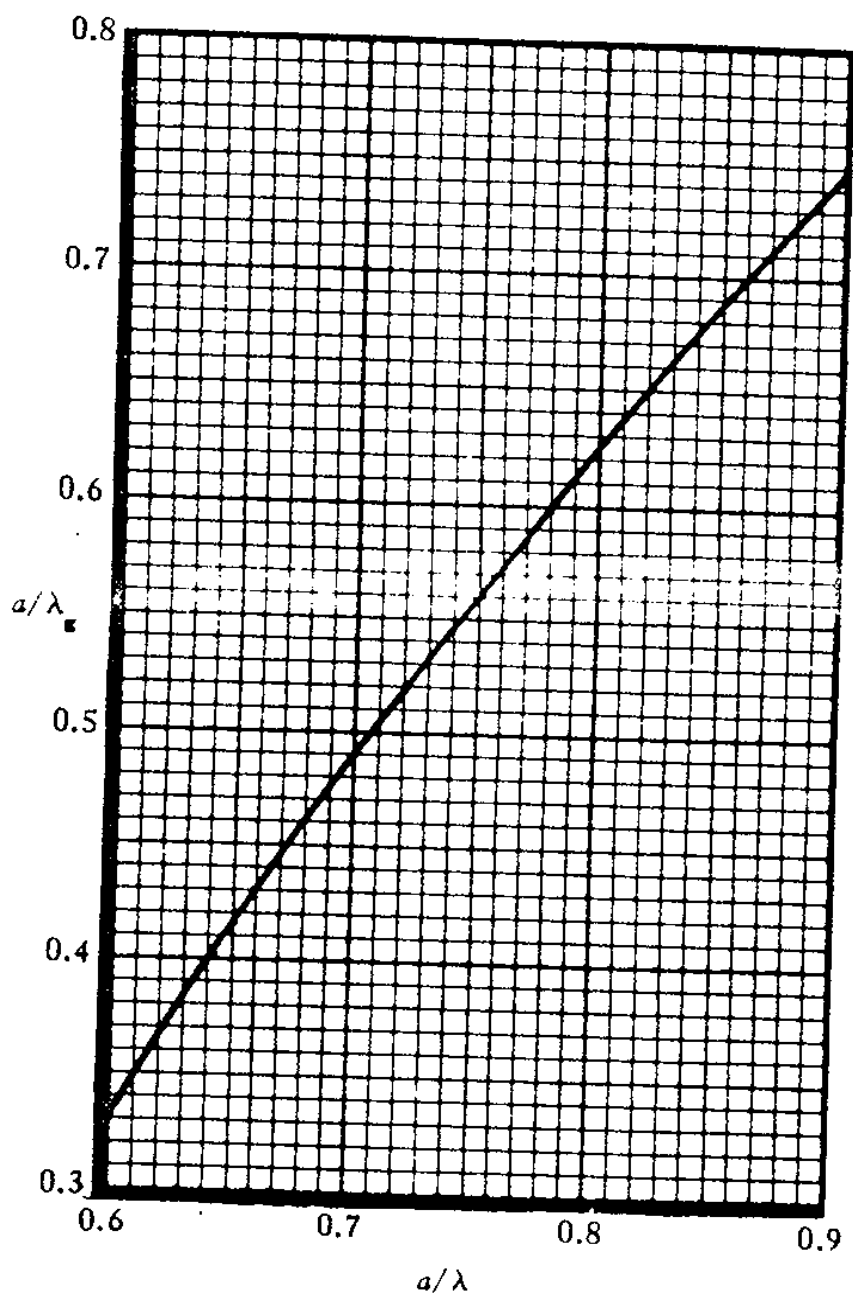


그림 2-5.  $a/\lambda$  와  $a/\lambda_g$  사이의 관계 (  $\lambda_g / \lambda$  )

(Fig. 2-5.  $a/\lambda_g$  versus  $a/\lambda$ )

## 제 3 절. 도파관의 감도 특성

## 1. 감도(Sensitivity)의 정의

임의의 파라미터  $x$  에 대한 함수  $F$  의 감도는 식 (2-21)로 정의한다.

$$S_X^F = \lim_{\Delta X \rightarrow 0} \frac{\frac{\Delta F}{F}}{\frac{\Delta X}{X}} \quad (2-21-a)$$

또는

$$S_X^F = \frac{X}{F} \frac{\partial F}{\partial X} \quad (2-21-b)$$

## 2. 구형도파관에 대한 감도특성

구형도파관의 특성은 주로 위상정수( $\beta$ )와 차단주파수 ( $f_c$ ) 그리고 특성임피던스에 의해서 주어진다. 따라서 도파관 크기( $a, b$ ) 에 대한 이들의 감도를 구해보면 식 (2-22)로 쓸 수 있다.

$$S_a^{f_c} = -\left(\frac{c}{2\pi f_c \sqrt{\epsilon_r}} \frac{m\pi}{a}\right)^2 = -1 - S_b^{f_c} \quad (2-22-a)$$

$$S_b^{f_c} = -\left(\frac{c}{2\pi f_c \sqrt{\epsilon_r}} n \frac{\pi}{b}\right)^2 = -1 - S_a^{f_c} \quad (2-22-b)$$

$$S_a^B = \left(m \frac{\pi}{\beta a}\right)^2 \quad (2-22-c)$$

제2장 도파관 설계 이론

$$S_b^\beta = \left( \frac{n\pi}{\beta b} \right)^2 \quad (2-22-d)$$

$$S_x^Z = -\frac{1}{x} S_x^\beta \quad (2-22-e)$$

여기서  $X$  는  $a$  또는  $b$  이다.

구형도파관의 특성 임피던스는 임의적으로 정의할 수 없다는 것을 앞에서 언급하였으나  $TE_{10}$  모드에 대한  $Z(P, I)$ ,  $Z(P, V)$ , 그리고  $Z(V, I)$  값들은 파라미터  $a$  와  $b$  에 관하여 동일한 의존성을 가지므로 위의 3개의 특성임피던스는 식 (2-23)과 같이 하나의 식으로 표현할 수 있다.

$$Z_0 = \eta \frac{kb}{a} \frac{1}{\sqrt{1 - \left( \frac{\lambda_0}{2a} \right)^2}} \quad (2-23)$$

여기서  $Z(P, I)$ 에 대한  $K$ 의 값은  $\pi^2/8$  이고  
 $Z(P, V)$ 에 대한  $K$ 의 값은 2 이며  
 $Z(V, I)$ 에 대한  $K$ 의 값은  $\pi/2$  이다.

식 (2-23)을 사용하여  $TE_{10}$  모드를 위한 감도를 구하면 식 (2-24)로 표현할 수 있다.

$$S_b^{Z_0} = 1 \quad (2-24-a)$$

$$S_a^{Z_0} = - \left\{ 1 - \left( \frac{\lambda_0}{2a} \right)^2 \right\}^{-1} \quad (2-24-b)$$

그림 2-6 은 X대역 구형도파관에서 TE<sub>10</sub> 모우드를 위한  $Z_0$  와  $\beta$  의 감도특성을 보여준다.

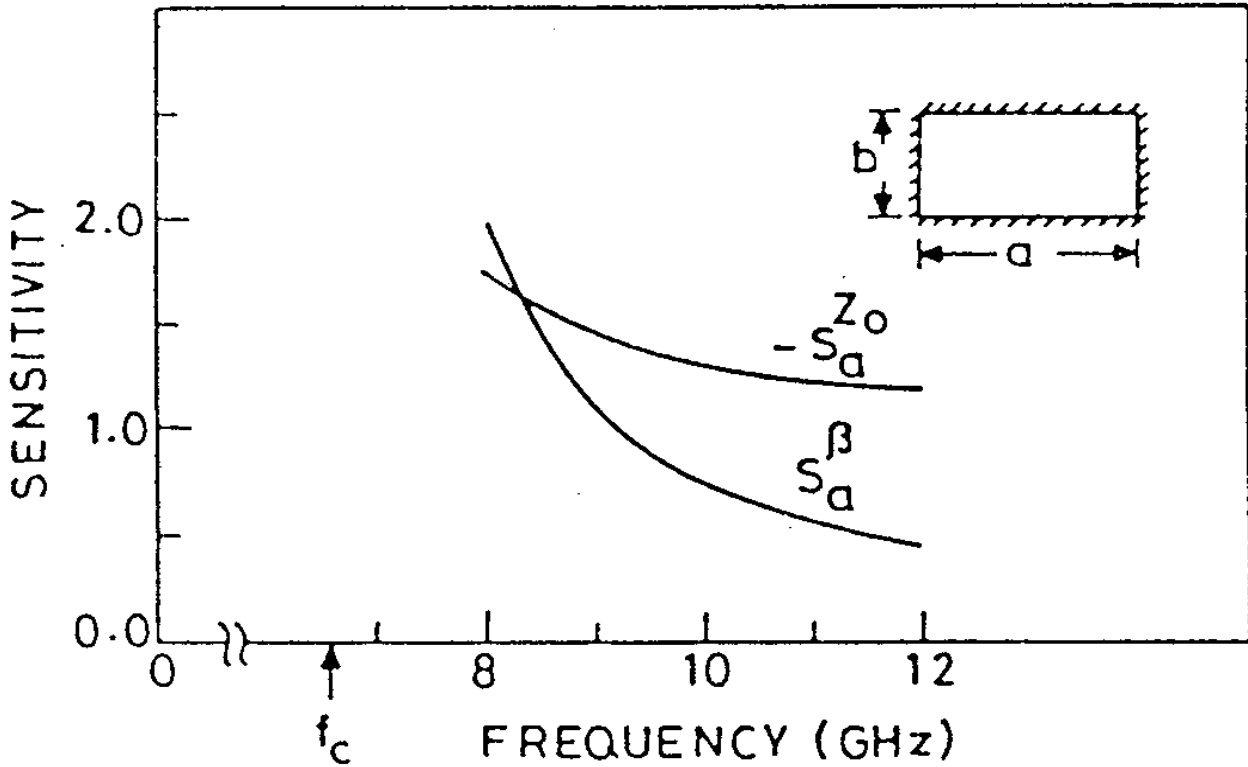


그림 2-6. X-대역 구형 도파관의  $Z_0$  와  $\beta$  의 감도특성  
 (Fig.2-6. Sensitivity characteristics of  $Z_0$ ,  $\beta$  for X-band rectangular waveguide)

### 3. 원형도파관에 대한 감도특성

원형도파관의 파동임피던스에 대한 감도식은 구형도파관과 동일한 식으로 표현되며 차단주파수와 위상정수에 대한 감도표현식은 식 (2-25)와 같이 주어진다.

$$S_a^{f_c} = -1 \quad (2-25-a)$$

$$S_a^\beta = \left( \frac{A}{\beta a} \right)^2 \quad (2-25-b)$$

여기서  $A=u'$ 는  $J_n'=0$  근이다.

## 제 4 절. 도파관의 크기에 대한 허용범위

### 1. 허용범위의 정의

도파관에서 특성 임피던스의 변화량  $\Delta Z$ 는 다음 관계식에 의하여 파라미터 B의 허용범위  $\Delta B$ 와 관련된다.

$$\frac{\Delta Z}{Z_0} = \frac{\Delta B}{B} S_B^{Z_0}$$

여기서  $Z_0$ 는  $\Delta B$ 가 영일 때의 특성임피던스이다.

$Z_0$ 가 N개의 독립변수  $B_n$ 의 함수일 때  $Z_0$ 의 총변화량은 식 (2-26)으로 주어진다.



$$\frac{\Delta Z}{Z_0} = \sum_{n=1}^N \frac{\Delta B_n}{B_n} S_{B_n} Z_0 \quad (2-26)$$

$\Delta Z$ 의 최대값은 최악의 상태를 결정해 주며 관계식 (2-27)로 표현할 수 있다.

$$\frac{(\Delta Z)_{\max}}{Z_0} = \pm \sum_{n=1}^N \left| \frac{\Delta B_n}{B_n} S_{B_n} Z_0 \right| \quad (2-27)$$

## 2. 구형도파관의 크기에 대한 허용범위

구형 도파관의 폭(a)에 대한 허용범위는 식 (2-28)로 표현된다.

$$\Delta a = \frac{\overline{\Delta Z}}{Z_0} a S_{Z_0}^2 \quad (2-28)$$

여기서  $\overline{Z_0} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n Z_{0i}$

$$\overline{\Delta Z} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (Z_{0i} - \overline{Z_0})^2} \quad \text{이다.}$$

구형도파관의 높이(b)에 대한 허용범위도 동일한 방법으로 구해진다.

01 2000-2001  
2000-2001

## 제 3 장. 적용재료 분석

이 페이지는

여백입니다

## 제 3 장. 적용재료 분석

### 제 1 절. 서 설

도파관 재료의 선정은 우선적으로 도파관에 의해 전송되는 에너지의 전력손실을 고려해야 하고 두번째로 도파관 제조시 성형가공의 난이성을 고려해야 하며 세번째로 경제성을 고려해야 한다.

대표적인 도파관 재료로써 많이 사용되는 금속에는 동, 알루미늄, 은 등이 있으며 이들은 모두 저손실을 일으키는 양도체로써 전기적 특성이 우수하다. 일반적으로 마이크로파 주파수에서 표피깊이는 수 미크론 정도이므로 부식성이 높은 동을 사용할 경우에는 도파관 내부에 은 도금을 하여 도파관을 제조한다.

본 연구에서는 도파관 설계 과정에서 도파관의 전기적 특성을 분석하기 위하여 도파관의 손실 메카니즘에 대해 해석하였으며 이를 위하여 제 2 절에서는 도체 손실에 관련된 표피효과를 다루고 제 3 절에서는 반사손실을 일으키는 도파관 표면의 거칠기에 대해 다룬다. 그리고 제4절에서는 도파관 재료의 선정시 고려할 사항과 도파관 재료로써 많이 사용되는 금속재료의 종류와 그 특성을 조사한다.

### 제 2 절. 표피효과에 따른 감쇠특성

교번 전류 밀도는 금속 도체의 표면을 침투할 때 지수함수적으로 감소하며 보통의 도파관 재료에서 이 전류는 마이크로파 주파수에서 그림 3-1 에서 보여 주

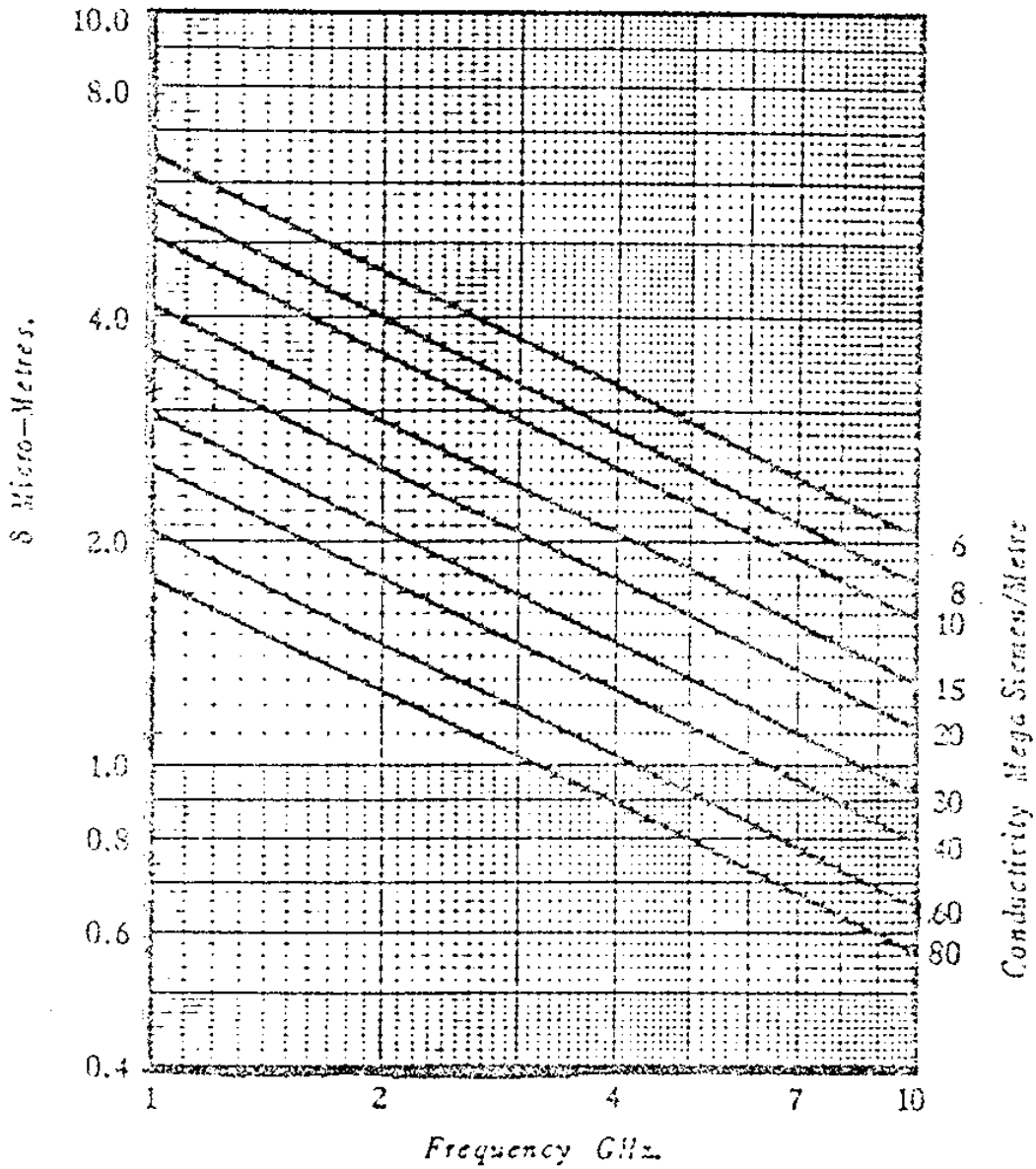
는 바처럼 표면 결함 정도(수 마이크론정도)의 작은 표면층을 흐른다. 그러나 이 결과는 path length를 증가시키며 smooth surface 에서 보다 높은 손실을 가져온다. 금속에서 표피효과에 의한 표피 깊이( $\delta$ )는 식 (3-1)로 주어진다.

$$\delta = \frac{2}{\sqrt{\omega\mu\sigma}} \quad [v/m] \quad (3-1)$$

표 3-1 은 일부 도파관에서 사용하는 금속의 표피깊이와 표면 저항의 값들을 보여주며 그림 3-1. (a), (b)는 도전율이 6~80Ms/m인 금속재료에 대해 1~100 GHz 주파수 범위에서 표피깊이를 보여준다.

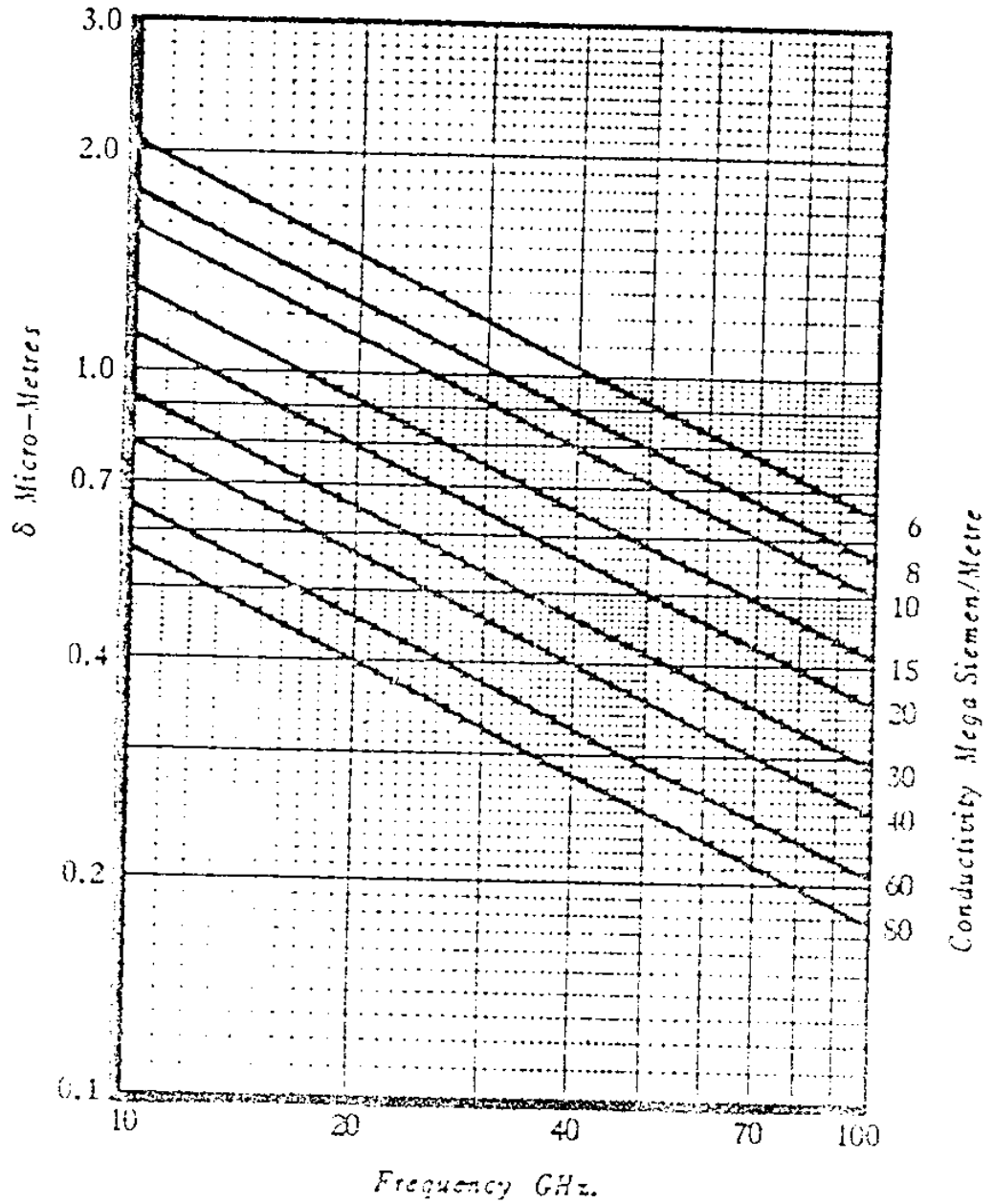
표 3-1. 금속 재료의 표피 깊이와 표면 저항  
(Table 3-1. Skin depth and surface resistivity in metals)

	Conductivity mhos/meter $\sigma$	Permeability henrys/meter $\mu$	Depth of Penetration meters $\delta$	surface Resistivity ohms $R_s$
Silver	$6.17 \times 10^7$	$4\pi \times 10^{-7}$	$\frac{0.0642}{\sqrt{f}}$	$2.52 \times 10^{-7} \sqrt{f}$
Copper	$5.80 \times 10^7$	$4\pi \times 10^{-7}$	$\frac{0.0660}{\sqrt{f}}$	$2.61 \times 10^{-7} \sqrt{f}$
Aluminum	$3.72 \times 10^7$	$4\pi \times 10^{-7}$	$\frac{0.0826}{\sqrt{f}}$	$3.26 \times 10^{-7} \sqrt{f}$
Representative brass	$1.57 \times 10^7$	$4\pi \times 10^{-7}$	$\frac{0.127}{\sqrt{f}}$	$5.01 \times 10^{-7} \sqrt{f}$
Representative solder	$0.706 \times 10^7$	$4\pi \times 10^{-7}$	$\frac{0.185}{\sqrt{f}}$	$7.73 \times 10^{-7} \sqrt{f}$



(a) 1-10 GHz

그림 3-1. 주파수변화에 따른 표피 깊이  
(Fig. 3-1. Skin depth versus frequency)



(b) 10~100 GHz

그림 3-1. 주파수 변화에 따른 표피 깊이  
(Fig. 3-1. Skin depth versus frequency)



표 3-1 을 살펴보면 표면 저항은 주파수  $\sqrt{f}$  에 비례하므로 주파수가 높을수록 표면저항은 커짐을 알 수 있다. 그림 3-1 에서 동축의 경우 표피깊이는 1~100 GHz 범위에서 약 0.2~2.0  $\mu\text{m}$  정도임을 알 수 있다.

TE<sub>10</sub> 모우드를 전송하는 구형도파관의 표피깊이에 따른 감쇠정수는 식 (3-2)로 주어진다.

$$\alpha_c = \frac{1}{2b} \sqrt{\frac{1}{1 - (\lambda/\lambda_c)^2}} \sqrt{\frac{4\pi\mu}{\lambda\mu_0 c\sigma}} \left(1 + \frac{2b}{a} \left[\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right]^2\right) \quad (3-2)$$

여기서  $\mu$  는 도파관 금속벽의 투자율이며  
 $c$  는 전자파의 속도이다.

그림 3-2 는  $a=2"$ ,  $b=1"$  인 구형도파관에서 주파수 변화에 따른 감쇠정수를 보여주며 이 그림에서 감쇠의 정도는 전파모우드에 따라 크게 달라지는 것을 알 수 있으며 TE<sub>10</sub> 모우드가 마이크로파 주파수에서 가장 감쇠가 작음을 볼 수 있다.

제3장 적용재료 분석

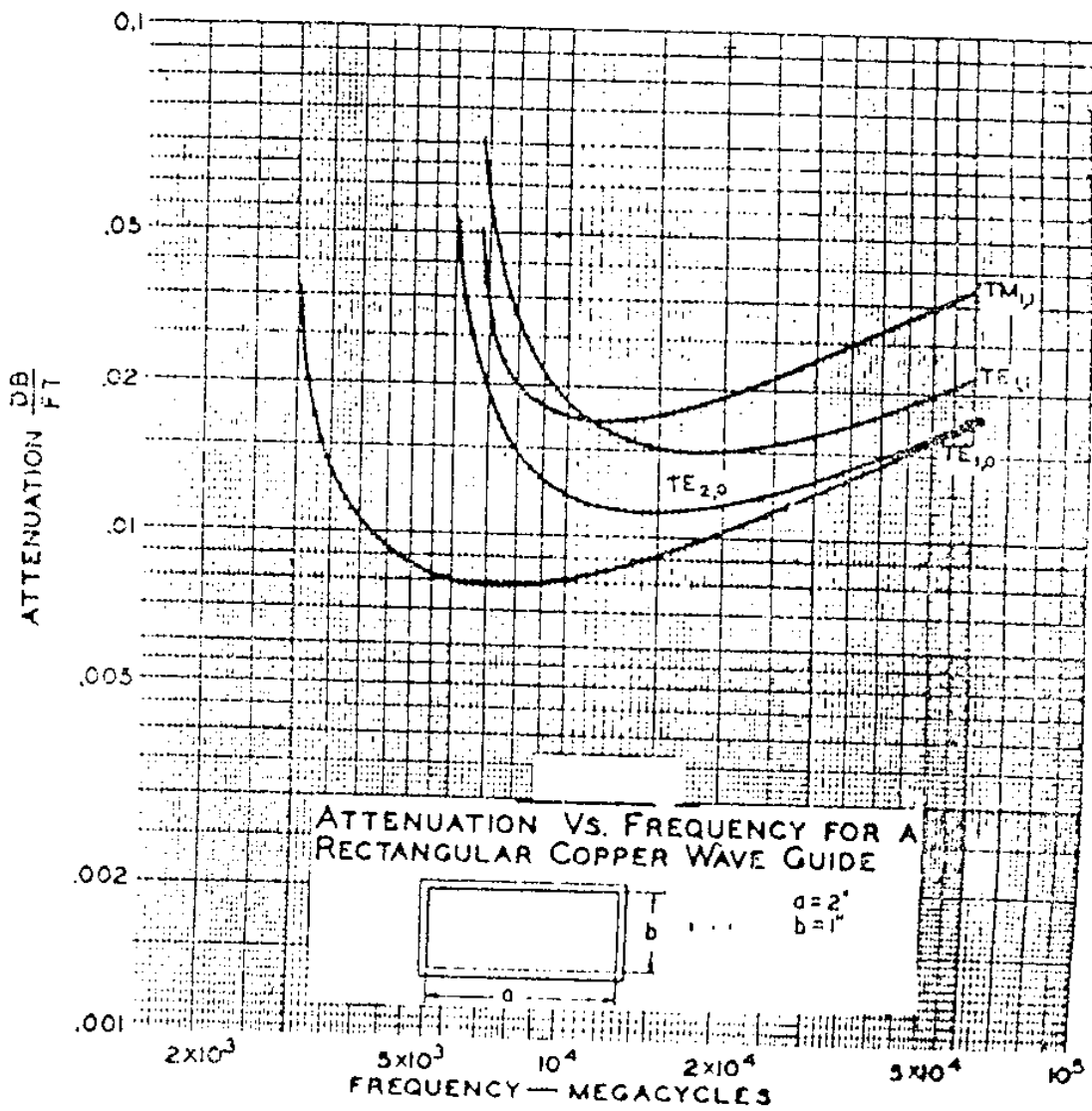


그림 3-2. 주파수 변화에 따른 감쇠 정수  
(Fig.3-2. Attenuation constant versus frequency)

### 제 3 절. 표면의 거칠기에 따른 감쇠특성

금속표면의 마이크로파 특성은 제조기술에 의해서 상당히 영향을 받으며 표면 상태에 따른 감쇠 특성은 표면 거칠기 정도에 의해 표현된다. 표면 거칠기 (Roughness) 정도를 알기 위하여는 표면 조도측정 장치를 사용하여 표면 조도의 최대치와 최소치를 구하고 식 (3-3)에 의해 평균 값을 산출한다.

$$\bar{x}(\text{평균값}) = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n x_j \quad (3-3)$$

여기서  $X_j$  는 최대값 또는 최소값이다.

이때 표면조도의 거칠기(Roughness)는 식 (3-4)에 의해 구해진다.

$$u(\text{표면거칠기}) = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (x_j - \bar{x})^2} \quad (3-4)$$

표 3-2 는 surface finish 의 등급에 따른 표면거칠기(surface roughness) 값 들을 보여준다.

표 3-2. 표면 거칠기 일람표

(Table 3-2. A list of surface roughness)

Common Name for Finish	Root-Mean Squared Roughness (u" )	Average pk-pk Height (u" )	Usual Tolerance Specified (inches)
Mirror	4	15	0.0002
Polished	8	28	0.0005
Ground	16	56	0.001
Smooth	32	118	0.002
Fine	63	220	0.003
Semi-fine	125	455	0.004
Medium	250	875	0.007
Semi-rough	500	1750	0.013
Rough	1000	3500	0.025

이외에 금속 표면의 결함은 표피 깊이에 영향을 주므로써 도체 손실을 일으키며, 그림 3-3 에서 보여주는 바처럼 전류의 통과 거리를 연장시킨다. 특히 마이크로파 주파수에서는 미세한 결함까지도 제거할 수 있는 surface finish 기술이 필요하다.

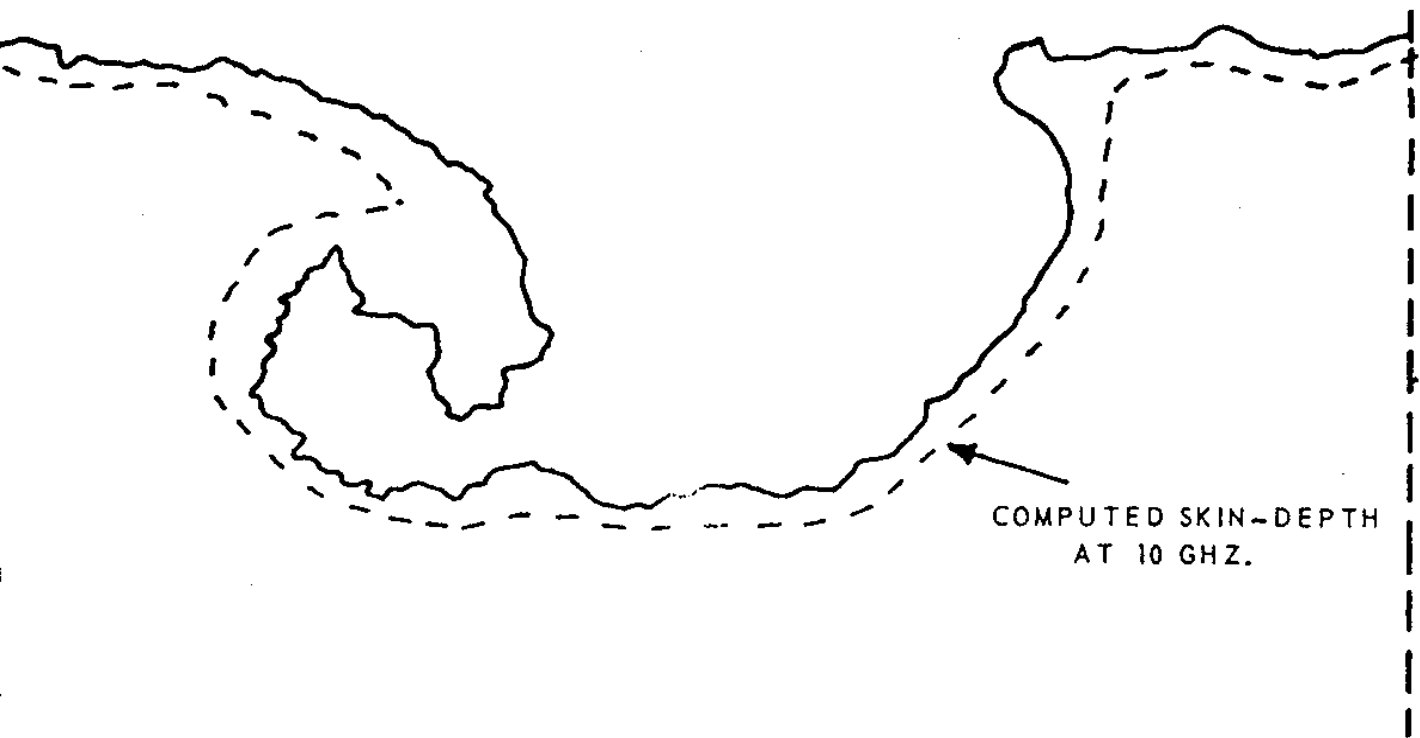


그림 3-3. 전형적인 OCCLUDED PIT 구역의 표피 깊이  
(Fig.3-3. Typical skin depth of OCCLUDED PIT region)

#### 제 4 절. 도파관 재료의 종류 및 그 특성

도파관재료의 선정은 사용 목적에 따라서 다음 사항을 고려하여야 한다.

1. 전기적 특성 (도전율)
2. 견고성
3. 열적 특성 (열팽창율)
4. 부식율 (대기 또는 바닷물)
5. 가공성 (형태 변형)
6. 무게
7. 경제성 (가격)

표 3-3 은 대표적인 도파관 재료의 종류를 보여준다.

표 3-3. 금속재료의 종류 및 저항률  
 (Table 3-3. Type and Resistivity of metals)  
FOR POPULAR METALS  
 (Room Temperature)

Material	Resistivity (Micro-ohm-cm)	%IACS (Copper)
1. Aluminum:		
- 1100 Alloy	2.92	59
- 6061-T6	4.01	43
2. Brass(Yellow)	7.0	24
3. Bronze	18.0	9.5
4. Copper:		
- OFHC	1.69	101.7
- Pure	1.724	100
- DLP, CDA-120	1.779	9
- TE, CDA-145	1.815	95
5. Gold	2.35	73.3
6. Magnesium	4.45	38.7
7. Nickel	6.85	25.1
8. Silver (99.98%)	1.629	105.8
9. Solder:		
- SN-63	15.5	9
- SN-95	26.3	15
10. Zinc	5.92	29.1

Notes:

1. IACS = International Annealed Copper Standard.

2. IACS Resistivity for

Annealed Copper = 1.7241 Micro-ohm-cm.

# 제 4 장. 도파관 최적설계를 위한 CAD 프로그램의 개발

이 페이지는  
여백입니다



## 제4장. 도파관 최적설계를 위한 CAD프로그램 개발

### 제 1 절. 서 설

도파관의 최적설계를 위한 CAD 프로그램은 크게 도파관 분석 프로그램과 도파관 합성프로그램으로 분류된다. 분석프로그램은 임피던스 분석프로그램과 감도 분석 프로그램 그리고 모우드 분석프로그램을 포함하며 합성프로그램은 주파수 설계 규격에 의한 도파관 합성프로그램과 임피던스 설계규격에 의한 도파관 합성 프로그램 그리고 감도분석에 의한 도파관 합성프로그램을 포함한다. 구형도파관의 최적 설계값을 구하기 위해서는 합성프로그램과 분석프로그램을 반복처리 해야 하며 이때 감도분석 프로그램은 도파관 합성값이 설계규격을 만족하는지를 판정해준다. 만일 설계규격을 만족시키지 못한 경우는 최적 상태에 이를때 까지 반복처리된다.

제 2 절에서는 도파관 초기 설계시 고려해야할 사항들을 기술하였고, 제 3 절에서는 제 2 장의 도파관 설계 이론을 바탕으로 도파관의 최적 설계를 위한 CAD 구성 방법을 다루었으며, 제 4 절에서는 설계 규격에 따라 도파관의 크기를 합성하는 합성프로그램의 흐름도(flow chart)를 구성하였으며 C 언어로 작성된 합성프로그램의 실행 결과 예를 다루었고, 제 5 절에서는 합성된 도파관의 특성을 분석하는 분석 프로그램의 흐름도를 구성하였으며 C 언어로 작성된 분석프로그램의 실행 결과 예를 보여주었다.

그림 4-1은 본 연구에서 개발하려는 CAD 프로그램인 MWGDP 프로그램의 주 흐름도이며 도파관 특성분석과 도파관 크기 합성의 부프로그램으로 구성된다. 주 프로그램은 도파관의 특성을 분석할지 또는 도파관의 크기를 합성할지를 사용자가 선택하도록 하였으며 선택에 따라 관련된 부프로그램이 수행되도록 하였다.

#### 제4장 도파관 초적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

부프로그램의 수행이 완료되면 프로그램의 흐름은 주프로그램으로 복귀되어 MWGDP 프로그램을 계속 수행할 것인지 종료할 것인지를 판단한다. 만일 MWGDP 프로그램을 계속 수행할 경우에는 프로그램의 초기 부분으로 복귀하여 도파관의 특성을 분석할 것인지 크기합성을 할 것인지를 판단한다.

그림 4-2 는 그림 4-1 의 주프로그램에서 선택된 도파관 분석(선택1)에 해당하는 부프로그램의 흐름도이다. 이러한 도파관 분석프로그램은 임피던스 분석, 감도분석, 모우드분석을 위한 부프로그램을 포함한다. 그림 4-2 의 흐름도에서 프로그램의 흐름은 선택된 번호에 따라 부프로그램이 선택되어 실행되고 이때 1 번은 임피던스 분석경우로서 프로그램을 실행하여 그 결과를 가지고 도파관의 임피던스, 손실, 허용전력 등의 값을 출력하고 2 번은 감도 분석경우로써 프로그램을 실행하여 그 결과를 가지고 도파관의 관내파장과 감도특성의 값을 출력하고 3 번은 모우드 분석경우로서 프로그램을 실행하여 그 결과를 가지고 도파관에서 사용가능한 모우드의 수를 출력한다. 도파관 분석의 부프로그램이 실행되어 결과값을 출력하면 프로그램의 흐름은 다시 주프로그램으로 복귀하게 된다.

그림 4-3 은 그림 4-1 의 주프로그램에서 선택된 도파관 크기 합성(선택 2)에 해당하는 부프로그램의 흐름도이다. 도파관 합성 프로그램은 임피던스 설계규격에 의한 도파관 합성과 주파수 설계 규격에 의한 도파관 합성 그리고 감도분석에 의한 도파관 합성 부프로그램들을 포함한다. 그림4-3은 흐름도에서 선택번호에 따라 부프로그램이 선택되며 이때 1번은 임피던스에 의한 도파관의 크기합성을 출력하고 2번은 주파수변화에 의한 도파관의 크기합성을 출력하고 3 번은 감도분석에 의한 도파관 합성의 결과를 출력한다. 도파관 크기 합성의 부프로그램이 실행하여 결과값을 출력하면 주흐름도로 복귀된다.

제4장 도파관 최적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

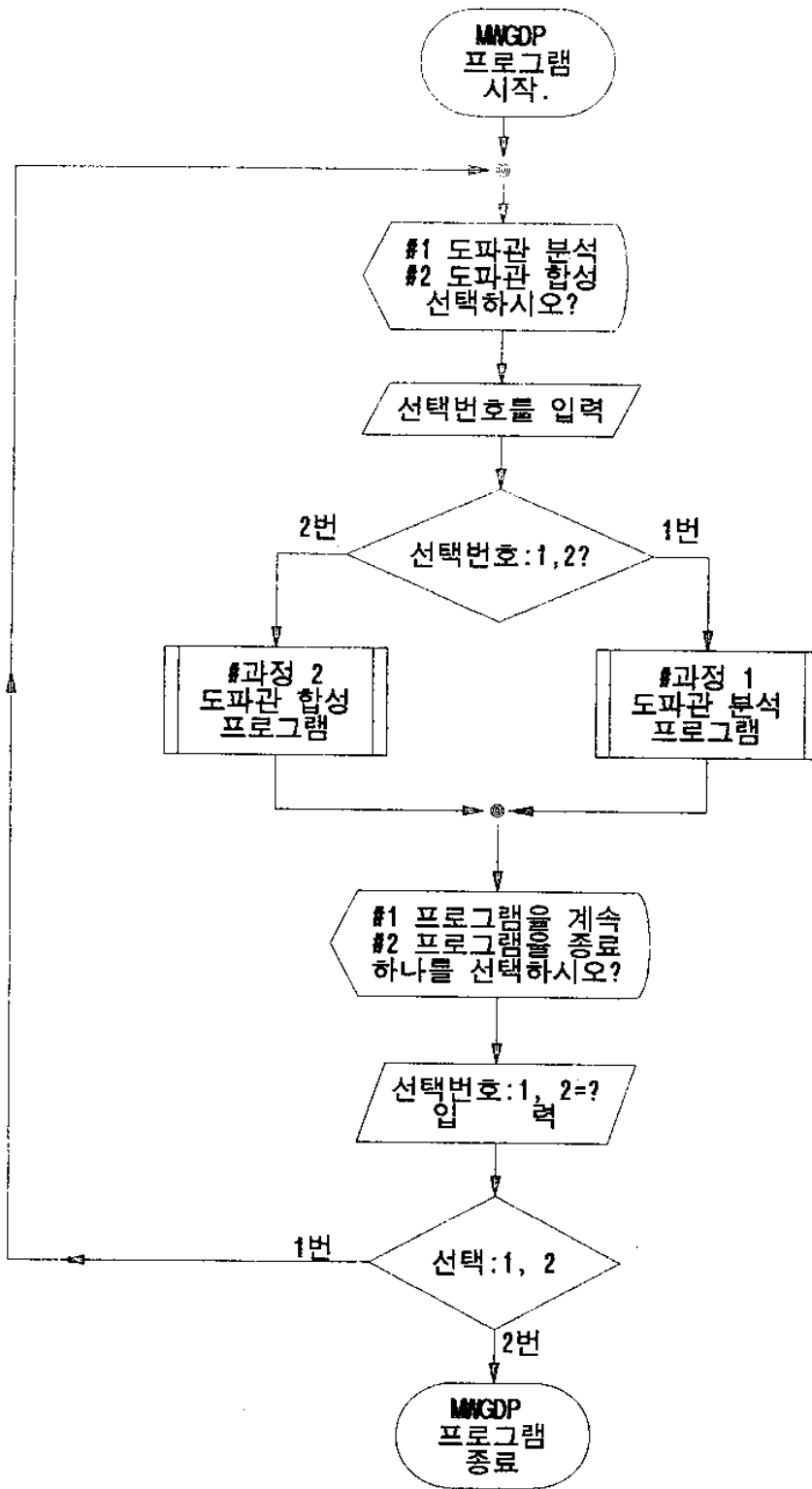


그림 4-1. MWGDP 주 프로그램 흐름도

(Fig.4-1. Flow-chart of the main program MWGDP)

제4장 도파관 초적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

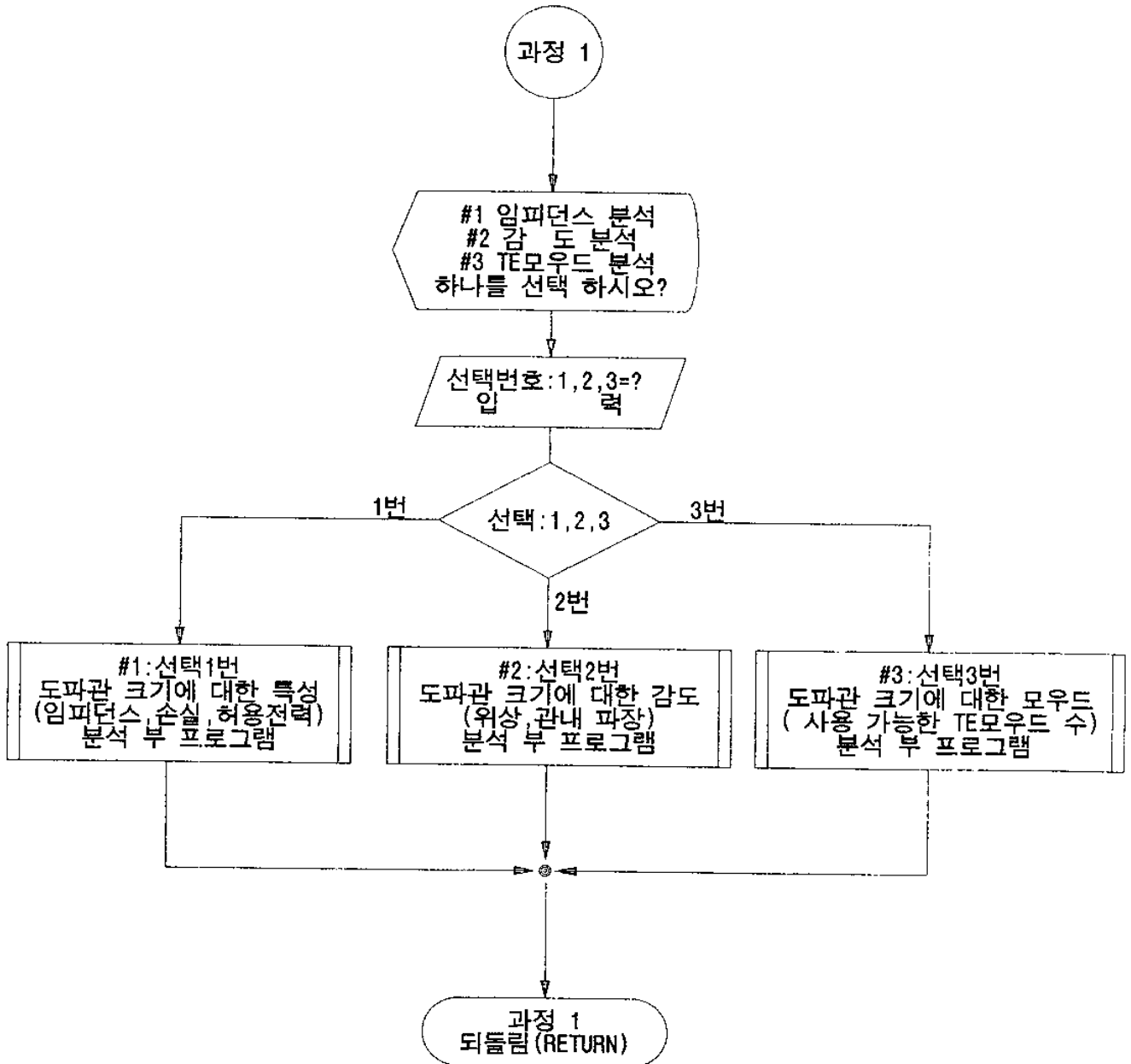


그림 4-2. 도파관 분석 프로그램 흐름도

(Fig.4-2. Flow-chart of the W/G analysis program)

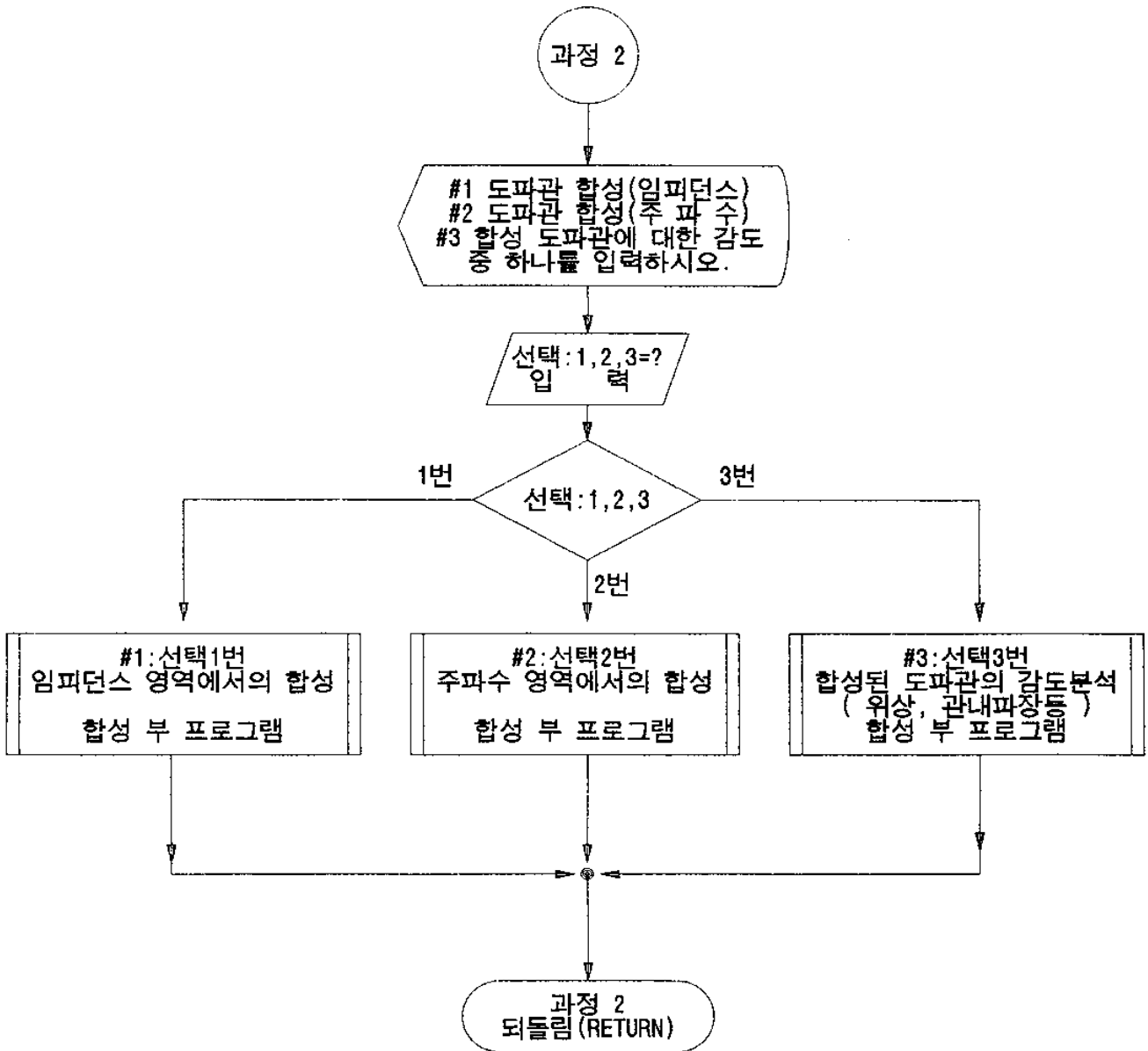


그림 4-3. 도파관 합성 프로그램 흐름도

(Fig.4-3. Flow-chart of the program for W/G synthesis)

## 제 2 절. 도파관 초기 설계시 고려할 사항

### 1. 도파관 크기 (a,b) 의 범위

구형 도파관을 설계할 때는 우선 주어진 규격 내의 주파수범위에서 기본 모우드 (TE<sub>10</sub>) 만이 존재할 수 있도록 도파관의 폭(a)을 결정해야 한다. TE<sub>10</sub> 모우드의 차단파장을  $\lambda_{c10}$  이라 하고 그 다음 TE 모우드인 TE<sub>01</sub> 모우드의 차단파장을  $\lambda_{c01}$  이라고 하면 식 (4-1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\lambda_{c10} = 2a : \text{TE}_{10} \text{ 모우드} \quad (4-1-a)$$

$$\lambda_{c01} = 2b : \text{TE}_{01} \text{ 모우드} \quad (4-1-b)$$

전송하고자 하는 마이크로파의 파장을  $\lambda$  라고 할 때  $\lambda_{c01} < \lambda < \lambda_{c10}$  이 되도록 도파관의 폭을 선정한다. 즉,  $2b < \lambda < 2a$  이다. 그러나 일반적으로 대부분의 도파관은  $a \approx 2b$  로써 설계되므로 식 (4-1)을 정리하면 도파관 크기의 범위는 다음 식과 같이 주어진다.

$$0.5 < a/\lambda < 1$$

$$0.25 < b/\lambda < 0.5$$

### 2. 도파관 높이(b) 의 선정시 고려할 사항

가. 도파관의 감쇠손실은 도파관 높이(b) 에 의존하며 b 가 작을수록 감쇠손실은 커진다.

나. 도파관의 전압방전 특성은 b 에 의존하므로 최대 전송전력용량은 b 에 의해서 결정된다. 대용량을 요구할 때는 a 와 b 를 가능한한 크게 만들어야 한다.

다. 차단주파수

주파수 규격이 주어졌을 때 차단주파수는 도파관의 분산특성곡선을 사용하여 도파관 파라미터들이 완만한 변화를 갖는 범위로부터 멀리 떨어지도록 하고 고차모우드가 발생하지 않도록 선정되어야 한다.

라. 동작 주파수

경험적으로 도파관의 동작주파수는 차단주파수의 1.5 배가 되도록 선정한다.

마. 도파관 두께의 범위

구형도파관은 보통 동 또는 황동으로 만들어진 후에 은도금이 실시되고 있다. 마이크로파에 있어서 표피두께는 제 3 장 2 절에서 설명하는 바와 같이 매우 얇은 미크론(수 $\mu$ )정도이므로 극단적으로 말해서 내벽에 수 미크론 정도 두께의 금속도금이 있으면 재질은 플라스틱과 같은 것으로 해도 상관 없다는 것이다. 그러나 일반적으로 기계적 강도의 관계로부터 1~5 mm 두께의 금속이 사용되고 있다.

바. 마이크로파 주파수 대역 구분

일반적으로 마이크로파는 1~300 GHz의 주파수 범위를 가지며 표 4-1 은 IEEE(The Institute of Electrical and Electronics Engineers)에서 지정된 주파수 대역에 대한 명칭을 보여준다.

표 4-1. IEEE 마이크로파 주파수 대역  
(Table 4-1. IEEE Microwave frequency band)

명 칭	주 파 수 범 위
HF	0.003 - 0.030
VHF	0.030 - 0.300
UHF	0.300 - 1.000
L band	1.000 - 2.000
S band	2.000 - 4.000
C band	4.000 - 8.000
X band	8.000 - 12.000
Ku band	12.000 - 18.000
K band	18.000 - 27.000
Ka band	27.000 - 40.000
Millimeter	40.000 - 300.000
Submillimeter	>300.000



제4장 도파관 최적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

표 4-2 는 국제 규격으로 정해진 주파수대역에서 도파관의 규격을 보여준다.

표 4-2. 국제 도파관 규격

(Table 4-2. International waveguide standards)

I.E.C. R( )	U.K. WG. ( )	Al. US. JAN. Bress RG. ( )/U	E.I.A. WR. ( )	INSIDE DIMENSIONS			OUTSIDE DIMENSIONS			MAX. RAD. INT. CORNER	RAD. OF OUTSIDE CORNER		a/b	MIN. FREQ. GHz	MAX. FREQ. GHz	FREQ. GHz.	THEORETICAL dB/m.	MAX. dB/m.	λ/λ <sub>max</sub>
				a	b	Tol.	A	B	Tol.		Min	Max							
3			2300	584.20	292.10				1.50			2.0	0.32	0.49	0.385	0.00078	0.0011	256 MW.	
4			2100	533.40	266.70				1.50			2.0	0.35	0.53	0.422	0.00090	0.0012	213	
5	1	201	1800	457.20	228.60				1.50			2.0	0.41	0.62	0.490	0.00113	0.0015	157	
6	2	202	1500	381.00	190.50				1.50			2.0	0.49	0.75	0.59	0.00149	0.002	109	
8	3	203	1150	292.10	146.05				1.50			2.0	0.64	0.98	0.77	0.00222	0.003	64.0	
9	4	204	975	247.65	123.82				1.20			2.0	0.76	1.15	0.91	0.00284	0.004	46.0	
12	5	205	770	195.58	97.79				1.20			2.0	0.96	1.46	1.15	0.00405	0.005	28.7	
14	6	103	69	165.10	82.55	0.330	169.16	86.61	0.200	1.20	1.00	1.50	1.14	1.73	1.36	0.00522	0.007	20.4	
18	7		510	129.54	64.77	0.260	133.60	68.83	0.200	1.20	1.00	1.50	1.45	2.20	1.74	0.00749	0.010	12.6	
22	8	105	104	109.22	54.61	0.220	113.28	58.67	0.200	1.20	1.00	1.50	1.72	2.61	2.06	0.0097	0.013	8.95	
9				88.90	44.45	0.200	92.96	48.51	0.200	1.20	1.00	1.50	2.17	3.30	2.53	0.0132		5.93	
26	9A	113	112	86.36	43.18	0.170	90.42	47.24	0.170	1.20	1.00	1.50	2.17	3.30	2.61	0.0138	0.018	5.59	
32	10	75	48	72.14	34.04	0.140	76.20	38.10	0.140	1.20	1.00	1.50	2.119	3.95	3.12	0.0189	0.025	3.68	
35	10A			76.20	25.40	0.140			0.140	1.20	1.00	1.50	3.000	2.46	3.74	2.95	0.0224		2.90
				66.37	29.50	0.140	70.37	33.50	0.150	1.20	1.00	1.50	2.250	2.82	4.29	3.39	0.0223	0.029	2.94
40	11			60.25	28.499	0.120	63.50	31.75	0.120	1.20	0.80	1.30	2.095				0.0246		2.58
41	11A		229	58.17	29.083	0.120	61.42	32.33	0.120	1.20	0.80	1.30	2.0	3.22	4.90	3.87	0.0249	0.032	2.54
				57.00	25.330	0.120	61.00	29.33	0.150	1.20	0.80	1.30	2.25	3.29	5.00	3.95	0.0280	0.035	2.17
F45	12A			50.80	16.940								3.0	3.68	5.60	4.43	0.0411		1.39
48	12	95	49	47.55	22.149	0.095	50.80	25.40	0.095	0.80	0.80	1.30	2.151	3.94	5.99	4.73	0.0355	0.046	1.58
58	13		159	40.39	20.193	0.081	43.64	23.44	0.081	0.80	0.80	1.30	2.0	4.64	7.05	5.57	0.0431	0.056	1.22
70	14	106	50	34.85	15.799	0.070	38.10	19.05	0.070	0.80	0.80	1.30	2.0	5.38	8.17	6.46	0.0576	0.075	825 KW.
84	15	68	51	28.499	12.624	0.057	31.75	15.88	0.057	0.80	0.80	1.30	2.257	6.57	9.99	7.89	0.0794	0.103	540
100	16	67	52	22.860	10.160	0.046	25.40	12.70	0.050	0.80	0.65	1.15	2.250	8.20	12.5	9.84	0.110		348
120	17		75	19.050	9.525	0.038	21.59	12.06	0.050	0.80	0.65	1.15	2.0	9.84	15.0	11.8	0.133		272
140	18		91	15.799	7.899	0.031	17.83	9.93	0.050	0.40	0.50	1.0	2.0	11.9	18.0	14.2	0.176		187
180	19		51	12.954	6.477	0.026	14.99	8.51	0.050	0.40	0.50	1.0	2.0	14.5	22.0	17.4	0.238		126
220	20	121	53	10.668	4.318	0.021	12.70	6.35	0.050	0.40	0.50	1.0	2.470	17.6	26.7	21.1	0.370		68.9
260	21		34	8.636	4.318	0.020	10.67	6.35	0.050	0.40	0.50	1.0	2.0	21.7	33.0	26.1	0.435		55.9
320	22	Ag.	96	7.112	3.556	0.020	9.14	5.59	0.050	0.40	0.50	1.0	2.0	26.4	40.0	31.6	0.583		37.9
400	23		97	5.690	2.845	0.020	7.72	4.88	0.050	0.30	0.50	1.0	2.0	32.9	50.1	39.5	0.815		24.3
500	24		19	4.775	2.388	0.020	6.81	4.42	0.050	0.30	0.50	1.0	2.0	39.2	59.6	47.1	1.06		17.1
620	25		98	3.759	1.880	0.020	5.79	3.91	0.050	0.20	0.50	1.0	2.0	49.8	75.8	59.9	1.52		10.1
740	26		99	3.099	1.549	0.020	5.13	3.58	0.050	0.15	0.50	1.0	2.0	60.5	91.9	72.6	2.03		7.20
900	27		10	2.540	1.270	0.020	4.57	3.30	0.050	0.15	0.50	1.0	2.0	73.8	112	88.6	2.74		4.84
1200	28		138	2.032	1.016	0.020	4.06	3.05	0.050	0.15	0.50	1.0	2.0	92.2	140	110.0	3.82		3.10
1400	29		136	1.651	0.826								2.0	114	173	136.2	5.21		2.35
1800	30		135	1.295	0.648								2.0	145	220	173.6	7.50		1.25
2200	31		137	1.092	0.546								2.0	172	261	205.9	9.70		0.71
2600	32		139	0.864	0.432								2.0	217	330	260.2	13.8		0.56

### 제 3 절. 도파관의 최적설계를 위한 CAD 구성방법

CAD의 구성과정에는 Modeling, Analysis 그리고 Optimization 등의 3가지 중요한 부분이 있으며 마이크로파 회로설계에서는 능동소자의 Modeling 과정이 어렵기 때문에 CAD 구성에 제한을 받는다. 그러나 수동소자인 도파관을 위한 CAD 구성과정은 보다 쉽게 이루어지며 그림 4-4 에서 보여진다.

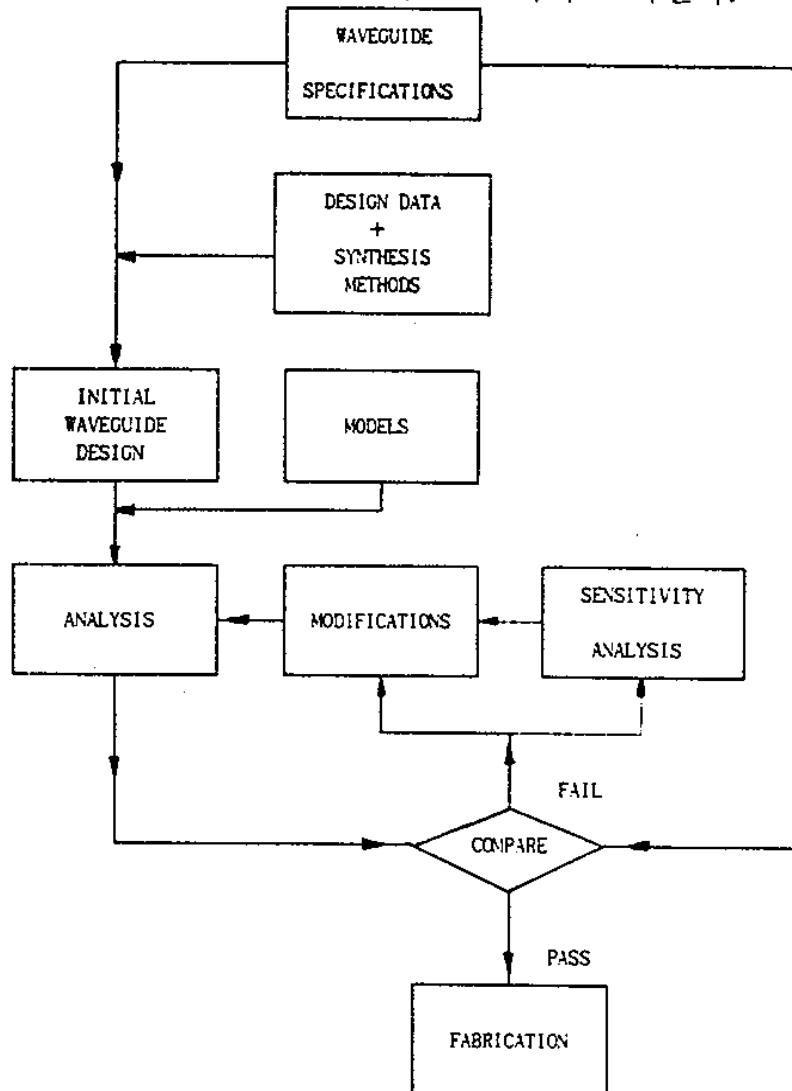


그림 4-4. 도파관 설계를 위한 CAD 과정의 흐름도

(Fig.4-4. Flow-chart of the CAD process for waveguide design)

그림 4-4 에서 우리는 제조하려는 도파관의 규격을 가지고 시작한다. 설계 데이터와 합성방법은 도파관 설계의 초기단계로써 이용된다. 일차적으로 설계된 도파관의 성능은 도파관 분석을 위한 소프트웨어에 의해서 평가되며 그 결과는 주어진 규격과 비교하게 된다. 이때 만족한 결과를 얻지 못하면 도파관의 설계 파라미터들은 체계적인 방법을 거쳐 수정되고 다시 원래의 과정으로 돌아가서 만족한 결과를 얻을 때까지 반복처리된다. 이와같은 반복과정을 최적화 과정이라고 할 수 있으며 여기서 수정을 위해 사용되는 과정을 감도 분석과정이라고 부른다. 감도 분석과정은 도파관의 최적설계를 위한 중요과정으로써 도파관 제조과정에서 허용범위(tolerance)를 결정해준다.

## 제 4 절. 도파관 크기 합성 프로그램

### 1. 임피던스 설계 규격에 의한 도파관 크기합성

그림 4-5 는 그림 4-3 의 흐름도에서 선택 1 에 해당하는 부프로그램의 흐름도이다. 이 프로그램은 도파관의 크기합성을 위한 데이터가 입력될 때 임피던스 설계 규격에 의한 도파관의 크기를 합성하는 프로그램이다. 부프로그램의 흐름은 도파관의 크기를 합성하기 위하여 도파관의 높이와 폭중 하나를 선택하며 이때 1번은 도파관 폭의 치수를 합성하는 경우로 도파관의 높이과 도파관에 사용되는 재료의 표면저항, 거칠기 그리고 임피던스 설계규격을 데이터 값으로 프로그램에 입력되어지고 2 번은 도파관 높이의 치수를 합성하는 경우로 도파관의 폭과 도파관에 사용되는 재료의 표면저항과 거칠기 그리고 임피던스영역이 도파관의 합성을 위한 데이터 값으로 프로그램에 입력 되어진다. 데이터 입력이 끝나면 프로그램의 흐름은 특성 임피던스를 선택하게 되며 사용자가 사용하고자 하는 특성 임피던스를 번호로 선택하면 해당하는 특성 임피던스에 따른 프로그

램이 실행된다. 이때 선택번호는 1 번, 2 번, 3 번을 선택할 수 있으며 1 번은 특성임피던스가 전력-전류 임피던스인 경우이고 2 번은 특성임피던스가 전압-전류 임피던스인 경우이며 3 번은 특성임피던스가 전력-전압 임피던스인 경우이다. 특성 임피던스의 판단 선택이 끝나면 프로그램의 흐름은 출력될 데이터 처리에 관한 선택판단을 하게되며 만일 출력될 데이터가 화면에만 출력될 때에는 2 번의 흐름을 따르고 출력될 데이터가 파일로 저장된 후 화면에 출력될 때에는 1 번의 흐름을 따른다. 출력결과를 얻기위해서 프로그램의 모든 선택과 데이터 입력이 완료되면 임피던스 설계규격에 의한 도파관 크기합성 결과는 그림 4-6 에서 보인 #D 부프로그램의 실행에 의해 얻어진다. #D 부프로그램은 입력된 데이터 값을 이용하여 초기 임피던스의 값이 증가하여 최대값이 될때까지 반복처리되고 관내파장이 차단파장보다 큰 경우에만 결과값을 출력한다. #D 부프로그램이 실행되어 임피던스에 의한 도파관의 크기 합성에 관련된 결과값을 출력하면 프로그램의 흐름은 그림 4-5 의 프로그램으로 복귀되며 또한 #1 의 프로그램에서 그림 4-3 프로그램으로 되돌아 간다. 그림 4-7 과 그림 4-8 은 임피던스에 설계 규격에 의한 도파관 크기 합성프로그램의 실행결과 예이다. 그림 4-7 은 도파관이 폭 2.286(cm), 표면저항값  $1.724 \times 10^{-6}$ (ohm-cm), 거칠기 32, 동작주파수 10 GHz, 특성임피던스가 300 ohm ~ 600 ohm 인 조건에서 임피던스에서 도파관 높이의 합성값을 보여주고 있다. 그림 4-7 에서 임피던스가 증가함에 따라 도파관 손실은 감소하나 허용전력은 증가하며 또한 합성된 도파관의 높이도 증가함을 알 수 있다. 따라서 임피던스와 손실을 비교하면 적절한 도파관의 높이를 설정할 수 있다. 그림 4-8 은 조건이 도파관 높이 1.016 (cm) 이고 그 외의 조건은 위의 내용과 같을 때 각 임피던스에서 도파관 폭의 합성값을 보여주고 있다. 그림 4-8 에서 출력된 값을 보면 임피던스가 증가함에 따라 도파관의 폭도 증가하고 손실도 증가함을 알 수 있다. 그림 4-7과 그림 4-8에서 얻은 결과값을 비교 분석하여 보면 손실이 가장 적은 도파관 크기 합성값을 얻을 수 있다.

제4장 도파관 최적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

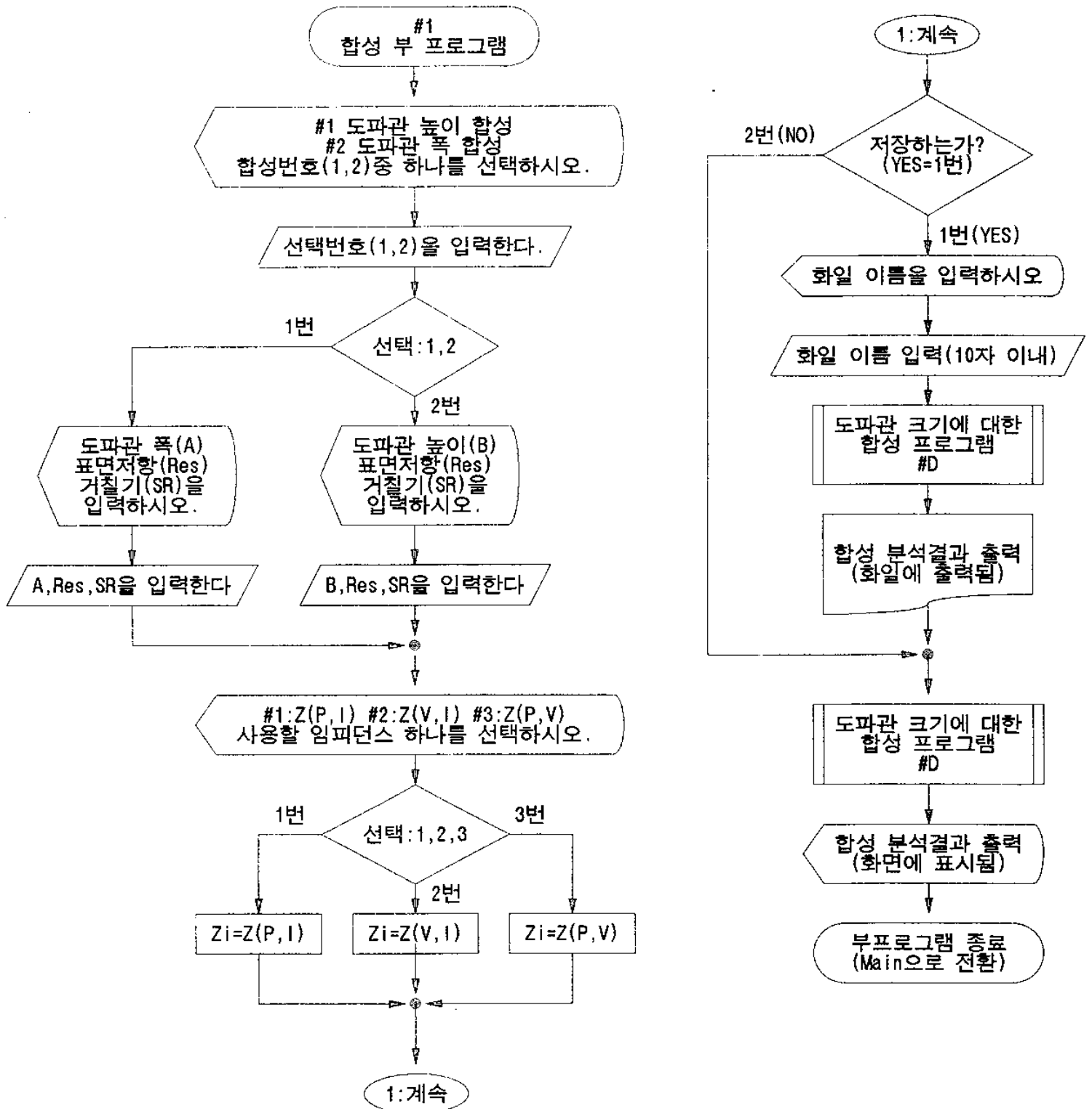


그림 4-5. 임피던스에 의한 도파관 합성프로그램의 흐름도 I

(Fig.4-5. Flow-chart of the W/G synthetic program with impedance I)

제4장 도파관 초적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

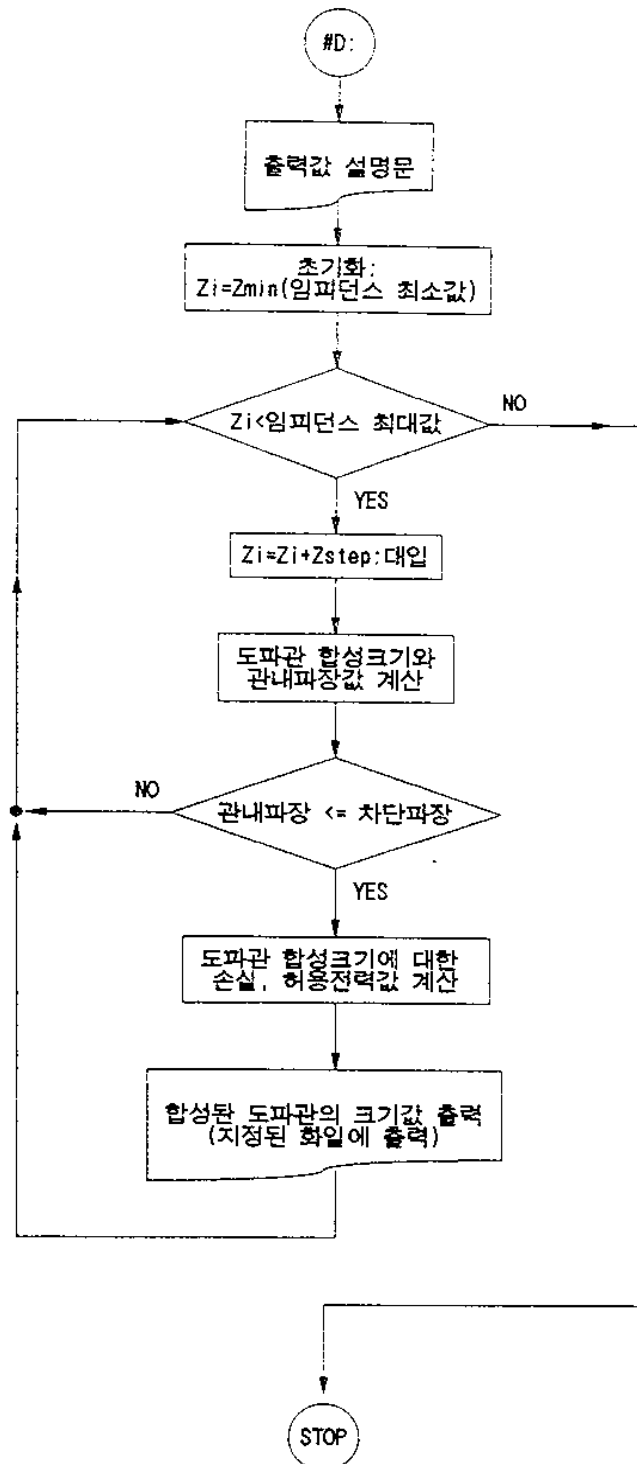


그림 4-6. 임피던스에 의한 도파관 합성 프로그램의 흐름도 II

(Fig.4-6. Flow-chart of the W/G synthetic program with impedance II)

제4장 도파관 최적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

```

Microwave Computer-Aided Design for
Rectangular Waveguide Transmission Lines

( A ) : 2.286 cm      W/G Height Synthesis      Res : 1.72400
Operating           =====
Frequency : 10.000 GHz      OPTION 2      SR : 32.0000
    
```

---

Cutoff Freq- (GHz)	Wavelength [cm] Free-sp	Wavelength [cm] Guide-sp	W/G Height B	Guide Impedance [ohm] Z(P,I)	Guide Impedance [ohm] Z(V,I)	Guide Impedance [ohm] Z(P,V)	Total Loss [dB/m]	Peak Power [kW]
6.5572	2.9980	3.9708	0.8750	235.62	300.00	381.97	0.1620	225.32
6.5572	2.9980	3.9708	0.9041	243.47	310.00	394.70	0.1580	232.83
6.5572	2.9980	3.9708	0.9333	251.33	320.00	407.44	0.1543	240.34
6.5572	2.9980	3.9708	0.9625	259.18	330.00	420.17	0.1509	247.85
6.5572	2.9980	3.9708	0.9916	267.04	340.00	432.90	0.1476	255.36
6.5572	2.9980	3.9708	1.0208	274.89	350.00	445.63	0.1446	262.87
6.5572	2.9980	3.9708	1.0500	282.74	360.00	458.37	0.1417	270.38
6.5572	2.9980	3.9708	1.0791	290.60	370.00	471.10	0.1389	277.89
6.5572	2.9980	3.9708	1.1083	298.45	380.00	483.83	0.1363	285.40
6.5572	2.9980	3.9708	1.1375	306.31	390.00	496.56	0.1338	292.91
6.5572	2.9980	3.9708	1.1666	314.16	400.00	509.30	0.1315	300.43
6.5572	2.9980	3.9708	1.1958	322.01	410.00	522.03	0.1293	307.94
6.5572	2.9980	3.9708	1.2250	329.87	420.00	534.76	0.1271	315.45
6.5572	2.9980	3.9708	1.2541	337.72	430.00	547.49	0.1251	322.96
6.5572	2.9980	3.9708	1.2833	345.58	440.00	560.23	0.1232	330.47
6.5572	2.9980	3.9708	1.3124	353.43	450.00	572.96	0.1213	337.98
6.5572	2.9980	3.9708	1.3416	361.28	460.00	585.69	0.1196	345.49
6.5572	2.9980	3.9708	1.3708	369.14	470.00	598.42	0.1179	353.00
6.5572	2.9980	3.9708	1.3999	376.99	480.00	611.15	0.1163	360.51
6.5572	2.9980	3.9708	1.4291	384.85	490.00	623.89	0.1147	368.02
6.5572	2.9980	3.9708	1.4583	392.70	500.00	636.62	0.1132	375.53
6.5572	2.9980	3.9708	1.4874	400.55	510.00	649.35	0.1118	383.04
6.5572	2.9980	3.9708	1.5166	408.41	520.00	662.08	0.1104	390.55
6.5572	2.9980	3.9708	1.5458	416.26	530.00	674.82	0.1091	398.06
6.5572	2.9980	3.9708	1.5749	424.12	540.00	687.55	0.1078	405.57
6.5572	2.9980	3.9708	1.6041	431.97	550.00	700.28	0.1066	413.08
6.5572	2.9980	3.9708	1.6333	439.82	560.00	713.01	0.1054	420.60
6.5572	2.9980	3.9708	1.6624	447.68	570.00	725.75	0.1042	428.11
6.5572	2.9980	3.9708	1.6916	455.53	580.00	738.48	0.1031	435.62

그림 4-7. 임피던스에 의한 합성 프로그램 실행 결과

- 도파관의 높이를 합성한 경우 -

(Fig. 4-7. Synthesis program results with impedance)

- Case of the W/G height synthesis -

제4장 도파관 초적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

Microwave Computer-Aided Design for  
Rectangular Waveguide Transmission Lines

(B) : 1.016 cm      W/G Width Synthesis      Res : 1.72400  
Operating      =====      SR : 32.0000  
Frequency : 10.000 GHz      OPTION 1

---

Cutoff Freq- (GHz)	Wavelength [cm]	W/G Height	Guide Impedance [ohm]	Total Loss [dB/m]	Peak Power [ kW ]
(GHz)	Free-sp Guide-sp	A	Z(P, I)  Z(V, I)  Z(P, V)		
5.9894	2.9980	3.7437	2.503 235.62 300.00	381.97 0.1278	303.81
6.1152	2.9980	3.7890	2.451 243.47 310.00	394.70 0.1312	294.01
6.2365	2.9980	3.8352	2.404 251.33 320.00	407.44 0.1347	284.82
6.3534	2.9980	3.8822	2.359 259.18 330.00	420.17 0.1383	276.19
6.4662	2.9980	3.9301	2.318 267.04 340.00	432.90 0.1419	268.07
6.5748	2.9980	3.9789	2.280 274.89 350.00	445.63 0.1457	260.41
6.6795	2.9980	4.0284	2.244 282.74 360.00	458.37 0.1495	253.18
6.7804	2.9980	4.0787	2.211 290.60 370.00	471.10 0.1533	246.33
6.8775	2.9980	4.1297	2.180 298.45 380.00	483.83 0.1573	239.85
6.9712	2.9980	4.1815	2.150 306.31 390.00	496.56 0.1613	233.70
7.0613	2.9980	4.2339	2.123 314.16 400.00	509.30 0.1653	227.86
7.1482	2.9980	4.2870	2.097 322.01 410.00	522.03 0.1694	222.30
7.2319	2.9980	4.3408	2.073 329.87 420.00	534.76 0.1735	217.01
7.3125	2.9980	4.3951	2.050 337.72 430.00	547.49 0.1777	211.96
7.3902	2.9980	4.4501	2.028 345.58 440.00	560.23 0.1820	207.14
7.4650	2.9980	4.5056	2.008 353.43 450.00	572.96 0.1862	202.54
7.5371	2.9980	4.5617	1.989 361.28 460.00	585.69 0.1905	198.14
7.6066	2.9980	4.6183	1.971 369.14 470.00	598.42 0.1949	193.92
7.6736	2.9980	4.6754	1.953 376.99 480.00	611.15 0.1992	189.88
7.7381	2.9980	4.7330	1.937 384.85 490.00	623.89 0.2036	186.01
7.8003	2.9980	4.7910	1.922 392.70 500.00	636.62 0.2081	182.29
7.8603	2.9980	4.8496	1.907 400.55 510.00	649.35 0.2125	178.71
7.9181	2.9980	4.9085	1.893 408.41 520.00	662.08 0.2170	175.27
7.9739	2.9980	4.9679	1.880 416.26 530.00	674.82 0.2215	171.97
8.0277	2.9980	5.0277	1.867 424.11 540.00	687.55 0.2261	168.78
8.0797	2.9980	5.0879	1.855 431.97 550.00	700.28 0.2306	165.71
8.1298	2.9980	5.1485	1.844 439.82 560.00	713.01 0.2352	162.76
8.1781	2.9980	5.2095	1.833 447.68 570.00	725.75 0.2398	159.90
8.2248	2.9980	5.2708	1.823 455.53 580.00	738.48 0.2444	157.14
8.2699	2.9980	5.3324	1.813 463.39 590.00	751.21 0.2490	154.48
8.3135	2.9980	5.3944	1.803 471.24 600.00	763.94 0.2536	151.91

그림 4-8. 임피던스에 의한 합성 프로그램 실행 결과

- 도파관의 폭을 합성한 경우 -

(Fig. 4-8. Synthesis program results with impedance)

- Case of the W/G width synthesis -



## 2. 주파수 설계 규격에 의한 도파관 크기합성

그림 4-9 는 그림 4-3 의 흐름도에서 선택 2 에 해당하는 부프로그램의 흐름도이다. 이 프로그램은 도파관의 크기 합성을 위한 데이터가 입력될 때 주파수 설계규격에 의한 도파관의 크기를 합성 하는 프로그램이다. 프로그램의 흐름은 선택 1 과 동일하게 도파관 높이와 폭을 선택하고 그림 4-3 의 선택 1 과 동일하게 1 번은 도파관 폭의 치수를 합성하는 경우이고 2 번은 도파관 높이의 치수를 합성하는 경우이다. 도파관 합성을 위한 데이터 입력이 끝나면 프로그램의 흐름은 특성 임피던스를 선택하고 선택 1 에서와 동일하게 사용자의 사용 용도에 따라 선택하면 해당되는 특성 임피던스에 따른 출력결과를 얻을 수 있다. 주파수 설계규격에 의한 도파관의 크기합성 결과는 그림 4-10 에 보인 #E 부프로그램의 실행에 의해서 얻어지며 #E 부프로그램은 주파수 변화값이 최고주파수가 될때까지 반복 처리되며 주파수가 증가할때 마다 결과값을 출력한다. #E 부프로그램은 증가한 주파수값이 최고주파수 보다 클 경우 종료되어 그림 4-9 흐름도로 복귀되고 또한 이때 프로그램의 흐름은 다시 #2 의 프로그램에서 그림 4-3 프로그램으로 복귀된다. 그림 4-11 과 4-12 은 주파수에 대한 합성프로그램 실행결과의 예이다. 그림 4-11 에서는 도파관 폭 2.286 cm, 표면저항  $1.724 \times 10^{-6}$  ohm-cm, 거칠기 32, 동작주파수 10 GHz, 특성임피던스가 300 ohm 인 조건하에서 도파관의 높이와 주파수에 의한 합성된 도파관의 총손실 및 허용전력을 보여주고 있다. 합성된 도파관은 주파수가 증가함에 따라 총손실이 감소되나 허용전력은 증가함을 알 수 있다. 설계규격 주파수와 임피던스 그리고 도파관 폭에 의해 도파관 높이의 합성은 주파수에 의한 도파관 합성 프로그램을 이용함으로써 구할 수 있고 또한 주파수 변화에 대한 임피던스 변화 정도와 손실정도도 구할 수 있다. 이때 합성된 도파관의 높이는 1.021 cm 를 얻을 수 있었다. 그림 4-12 는 도파관 높이가 1.016 cm 이고 그외 조건은 위의 내용과 같을때 주파수 변화에 대한 합성프로그램의 실행 예이다. 그림 4-12 의 결과에서 합성된 도파관의 폭

제4장 도파관 최적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

을 얻을 수 있었고 또한 주파수 변화에 따른 임피던스의 변화정도와 손실의 정도도 구할 수 있었다. 이때 합성된 도파관의 폭은 2.280 cm 를 얻었다.

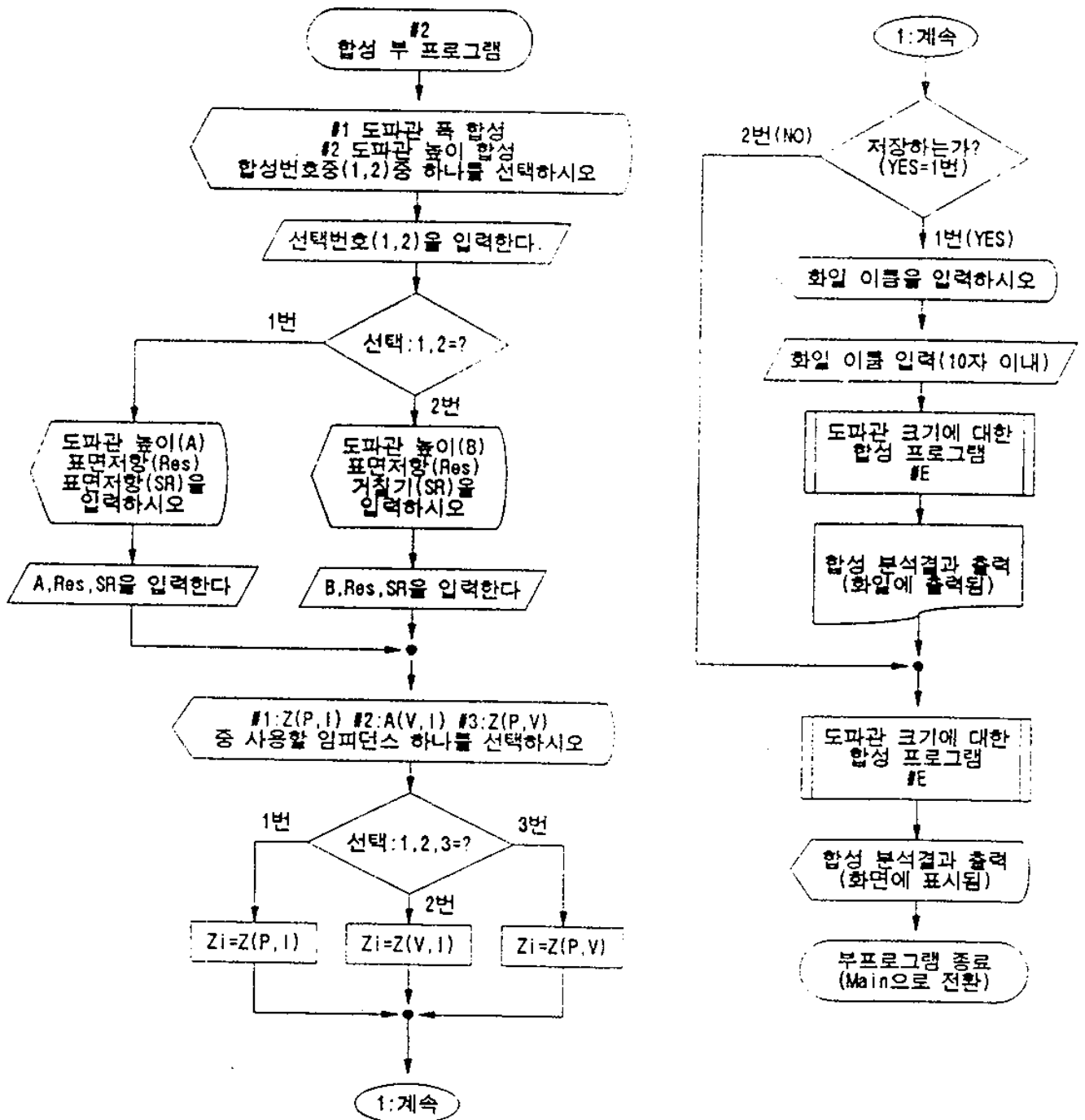


그림 4-9. 주파수에 의한 도파관 합성프로그램의 흐름도 I

(Fig.4-9. Flaw-chart of the W/G synthetic program with frequency I)

제4장 도파관 최적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

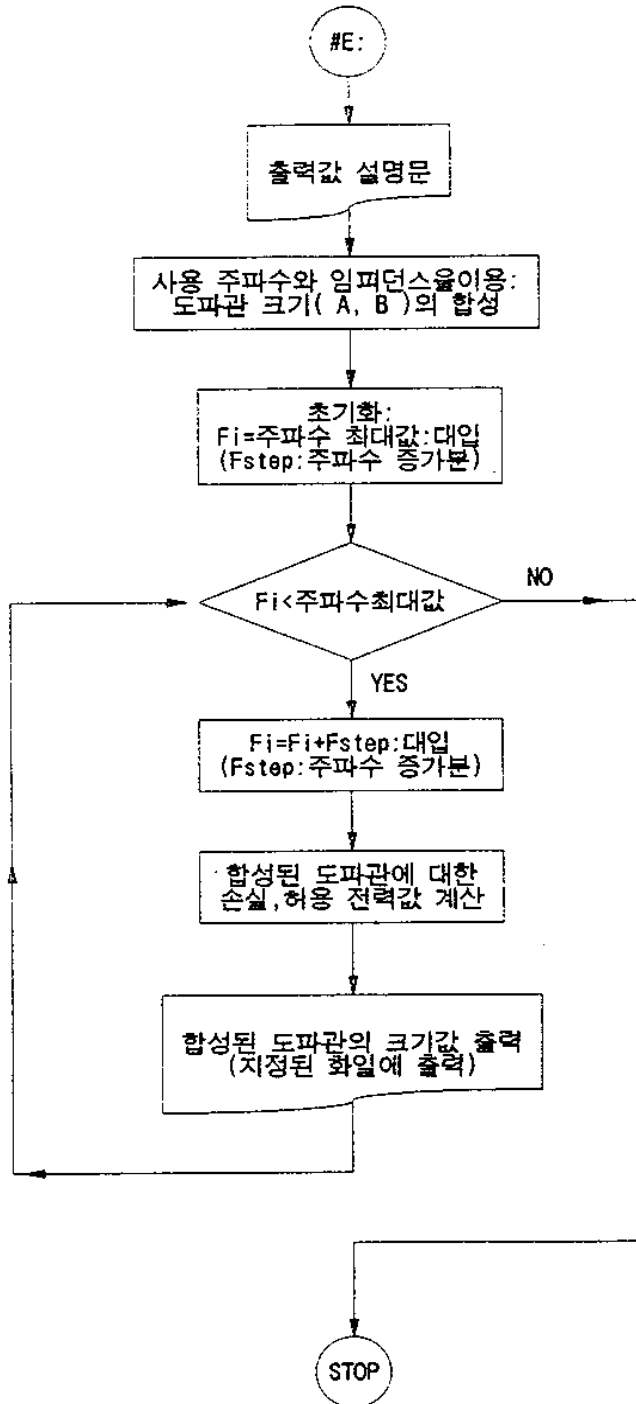


그림 4-10. 주파수에 의한 도파관 합성 프로그램의 흐름도 II

(Fig.4-10. Flaw-chart of the W/G synthetic program with frequency II)

제4장 도파관 초적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

```

-----
      A :2.286 cm      W/G Height Synthesis      Res :1.72400
      B :1.021 cm      =====
Cutoff Length : 4.572 cm      OPTION 2      TE(10) Freq : 6.557 GHz
                                      TE(20) Freq :13.114 GHz

      Z(V, I) =350.000 ohm
      at 10.000 GHz
    
```

Freque- ncy (GHz)	Wavelength [cm]		Guide Impedance [ohm]			Total- Loss [ dB/m ]	Peak- Power [ kW ]
	Free-sp	Guide-sp	Z(P, I)	Z(V, I)	Z(P, V)		
8.200	3.6560	6.0888	345.64	440.09	560.33	0.1868	209.06
8.350	3.5904	5.7991	335.22	426.82	543.44	0.1805	215.56
8.500	3.5270	5.5429	326.17	415.29	528.76	0.1750	221.55
8.650	3.4658	5.3142	318.23	405.18	515.89	0.1702	227.07
8.800	3.4068	5.1083	311.20	396.23	504.50	0.1659	232.20
8.950	3.3497	4.9216	304.94	388.26	494.35	0.1622	236.97
9.100	3.2945	4.7513	299.32	381.11	485.24	0.1588	241.42
9.250	3.2410	4.5951	294.25	374.65	477.02	0.1558	245.57
9.400	3.1893	4.4512	289.66	368.80	469.57	0.1531	249.47
9.550	3.1392	4.3179	285.47	363.47	462.79	0.1506	253.13
9.700	3.0907	4.1942	281.64	358.60	456.58	0.1484	256.57
9.850	3.0436	4.0787	278.13	354.12	450.88	0.1464	259.81
10.00	2.9980	3.9708	274.89	350.00	445.63	0.1446	262.87
10.150	2.9537	3.8695	271.90	346.19	440.78	0.1429	265.76
10.300	2.9106	3.7743	269.12	342.66	436.29	0.1413	268.50
10.450	2.8689	3.6845	266.55	339.38	432.11	0.1399	271.10
10.600	2.8283	3.5997	264.15	336.32	428.22	0.1386	273.56
10.750	2.7888	3.5193	261.91	333.47	424.59	0.1375	275.90
10.900	2.7504	3.4431	259.81	330.80	421.19	0.1364	278.13
11.050	2.7131	3.3707	257.85	328.30	418.01	0.1354	280.24
11.200	2.6767	3.3018	256.00	325.96	415.02	0.1345	282.26
11.350	2.6414	3.2361	254.27	323.75	412.21	0.1336	284.19
11.500	2.6069	3.1733	252.63	321.66	409.56	0.1328	286.03
11.650	2.5734	3.1133	251.09	319.70	407.06	0.1321	287.79
11.800	2.5406	3.0559	249.63	317.84	404.69	0.1315	289.47
11.950	2.5088	3.0009	248.25	316.09	402.46	0.1308	291.08
12.100	2.4777	2.9481	246.95	314.42	400.34	0.1303	292.62
12.250	2.4473	2.8973	245.71	312.84	398.33	0.1298	294.09
12.400	2.4177	2.8486	244.53	311.34	396.42	0.1293	295.51

그림 4-11. 주파수에 의한 합성 프로그램 실행 결과

- 도파관의 높이를 합성한 경우 -

(Fig.4-11. Synthesis program results with frequency)

- Case of the W/G height synthesis -

제4장 도파관 최적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

```

Microwave Computer-Aided Design for
Rectangular Waveguide Transmission Lines

A : 2.280 cm      W/G Height Synthesis      Res : 1.72400
B : 1.016 cm      =====                          SR : 32.000
Cutoff Length : 4.56 cm      OPTION 2      TE(10) Freq : 6.575 GHz
                                           TE(20) Freq : 13.150 GHz

Z(V,I) = 350.00000 ohm
at 10.000 GHz.
    
```

Freque-ncy (GHz)	Wavelength [cm]	Guide Impedance [ohm]	Total-Loss [dB/m]	Peak-Power [kW]
(GHz)	Free-sp	Guide-sp	Z(P,I)   Z(V,I)   Z(P,V)	
8.200	3.65604	6.1180	346.60 441.30 561.88	0.1889 206.53
8.350	3.59037	5.8243	336.00 427.80 544.70	0.1823 213.05
8.500	3.52701	5.5649	326.80 416.09 529.79	0.1767 219.04
8.650	3.46585	5.3336	318.74 405.83 516.72	0.1718 224.58
8.800	3.40677	5.1255	311.61 396.76 505.17	0.1675 229.72
8.950	3.34967	4.9370	305.27 388.68 494.89	0.1636 234.49
9.100	3.29446	4.7651	299.58 381.44 485.67	0.1602 238.94
9.250	3.24103	4.6076	294.46 374.91 477.35	0.1571 243.10
9.400	3.18932	4.4625	289.81 369.00 469.82	0.1543 247.00
9.550	3.13922	4.3283	285.58 363.61 462.96	0.1519 250.66
9.700	3.09068	4.2037	281.71 358.68 456.69	0.1496 254.10
9.850	3.04361	4.0875	278.16 354.16 450.93	0.1475 257.35
10.00	2.99796	3.9789	274.89 350.00 445.63	0.1457 260.41
10.150	2.95365	3.8770	271.87 346.16 440.74	0.1440 263.30
10.300	2.91064	3.7812	269.07 342.59 436.20	0.1424 266.04
10.450	2.86886	3.6909	266.47 339.28 431.99	0.1410 268.63
10.600	2.82826	3.6057	264.05 336.20 428.07	0.1397 271.10
10.750	2.78880	3.5249	261.79 333.33 424.41	0.1384 273.43
10.900	2.75042	3.4484	259.68 330.64 420.98	0.1373 275.66
11.050	2.71308	3.3756	257.70 328.12 417.77	0.1363 277.78
11.200	2.67675	3.3064	255.84 325.75 414.76	0.1354 279.79
11.350	2.64137	3.2404	254.10 323.53 411.93	0.1345 281.72
11.500	2.60692	3.1774	252.45 321.43 409.26	0.1337 283.56
11.650	2.57335	3.1172	250.90 319.45 406.74	0.1330 285.31
11.800	2.54064	3.0596	249.43 317.58 404.36	0.1323 286.99
11.950	2.50875	3.0044	248.04 315.81 402.10	0.1317 288.60
12.100	2.47765	2.9514	246.72 314.14 399.97	0.1311 290.14
12.250	2.44731	2.9005	245.47 312.55 397.95	0.1306 291.61
12.400	2.41771	2.8516	244.29 311.04 396.03	0.1301 293.03

그림 4-12. 주파수에 의한 합성 프로그램 실행 결과

- 도파관의 폭을 합성한 경우 -

(Fig. 4-12. Synthesis program results with frequency)

- Case of the W/G width synthesis -

### 3 .감도분석에 의한 도파관 크기합성

그림 4-13 은 그림 4-3의 흐름도에서 선택 3 에 대한 부프로그램의 흐름도이다. 이 프로그램은 감도분석에 의한 도파관 크기를 합성하는 프로그램이다. 프로그램의 흐름은 도파관의 크기를 제조하기 위하여 높이와 폭중 하나를 선택하는 판단을 하게되며 이 때 1 번은 도파관 폭의 치수를 결정하는 경우이고 2 번은 높이의 치수를 결정하는 경우이다. 프로그램에서 데이터 입력이 완료되면 프로그램의 흐름은 특성임피던스의 선택을 판단해야 하며 특성 임피던스 선택판단이 끝나면 도파관 분석 프로그램에서와 마찬가지로 출력될 데이터처리를 선택해야 한다. 감도 분석을 위한 프로그램의 모든 선택과 데이터 입력이 완료되면 도파관 제조를 위한 감도 분석결과는 그림 4-14 에서 보인 #F 부프로그램의 실행에 의하여 얻어진다. #F 부프로그램은 주파수가 최고주파수가 될때까지 반복처리되고 주파수가 증가할 때 마다 결과값을 출력한다. #F 부프로그램은 증가한 주파수값이 최고주파수보다 클 경우 종료되어 프로그램의 흐름은 그림 4-13 의 프로그램으로 복귀한다. 또한 프로그램의 흐름은 #3 프로그램에서 그림 4-3 의 프로그램으로 복귀한다. 그림 4-15 과 그림 4-16 은 도파관 임피던스 분석 프로그램의 실행 결과의 예이다. 그림 4-15 에서 도파관 폭이 2.286 cm 이고 10 GHz 의 동작주파수에서 임피던스가 350 ohm 을 가질 때 합성된 높이가 1.021 cm 임을 볼 수 있다. 합성된 도파관 크기에 대한 관내파장 감도와 위상정수 감도가 그림 4-15 에 출력되며 이때  $TE_{10}$  모우드의 차단주파수는 6.557 GHz 이고  $TE_{20}$  모우드의 차단주파수는 13.114 GHz 임을 알 수 있다. 그림 4-16 의 출력결과는 도파관 높이 1.016 cm, 차단주파수 8.253 GHz 이고 그외 조건은 그림 4-15 의 조건과 동일한 경우로서 합성된 도파관의 폭이 1.816 cm 임을 알 수 있다. 이때  $TE_{20}$  모우드의 차단주파수는 15,505 GHz 가 출력된다. 그림 4-15 와 그림 4-16 의 출력 결과에서 공통적으로 감도 변화율이 적은 주파수영역은 9.7 GHz 이상이고 13 GHz 이하 임을 알 수 있다.

제4장 도파관 최적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

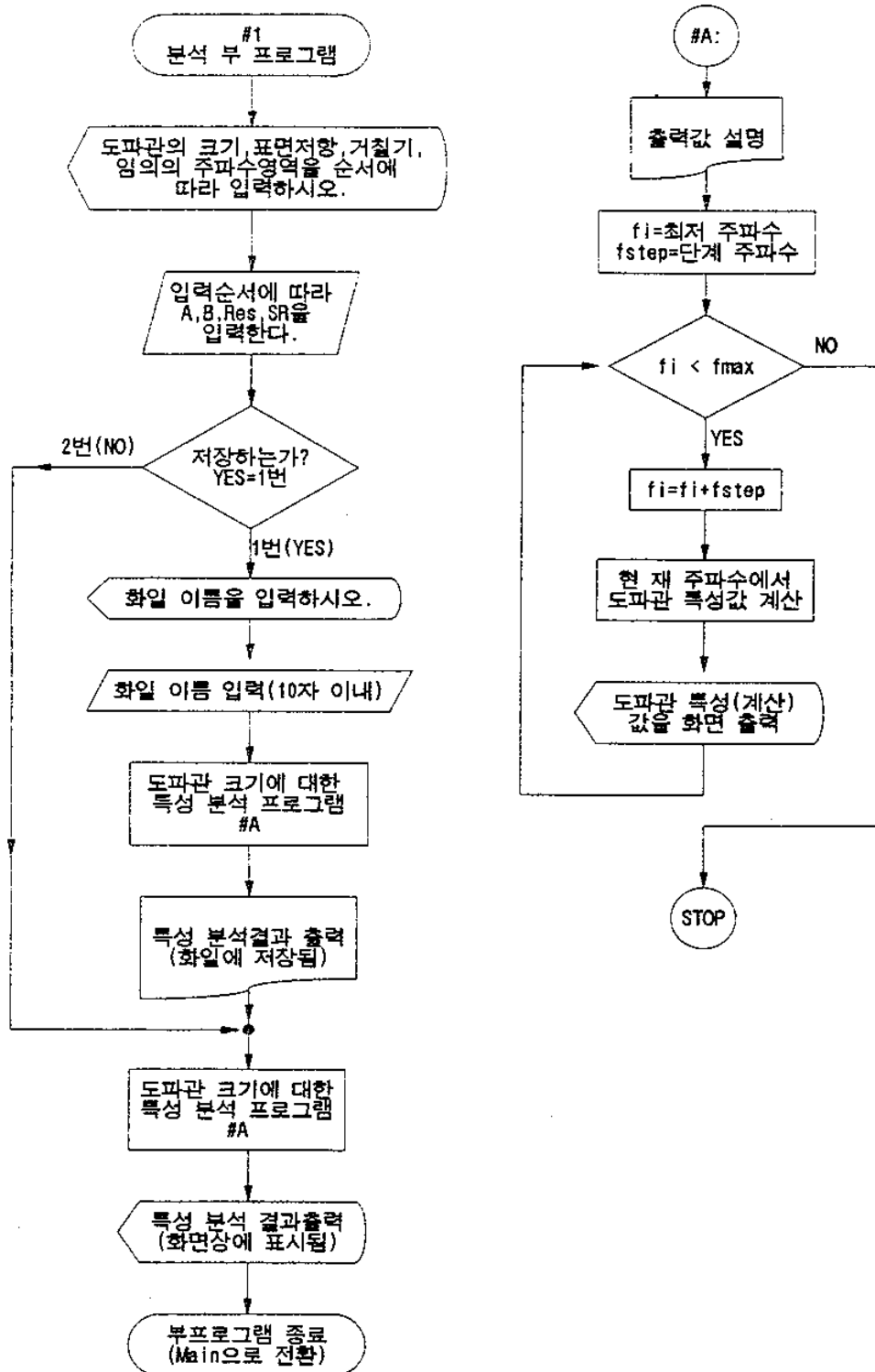


그림 4-13. 도파관 합성을 위한 감도분석 프로그램 흐름도 I  
(Fig. 4-13. Flow-chart of the sensitivity analysis program for W/G synthesis I)

제4장 도파관 초적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

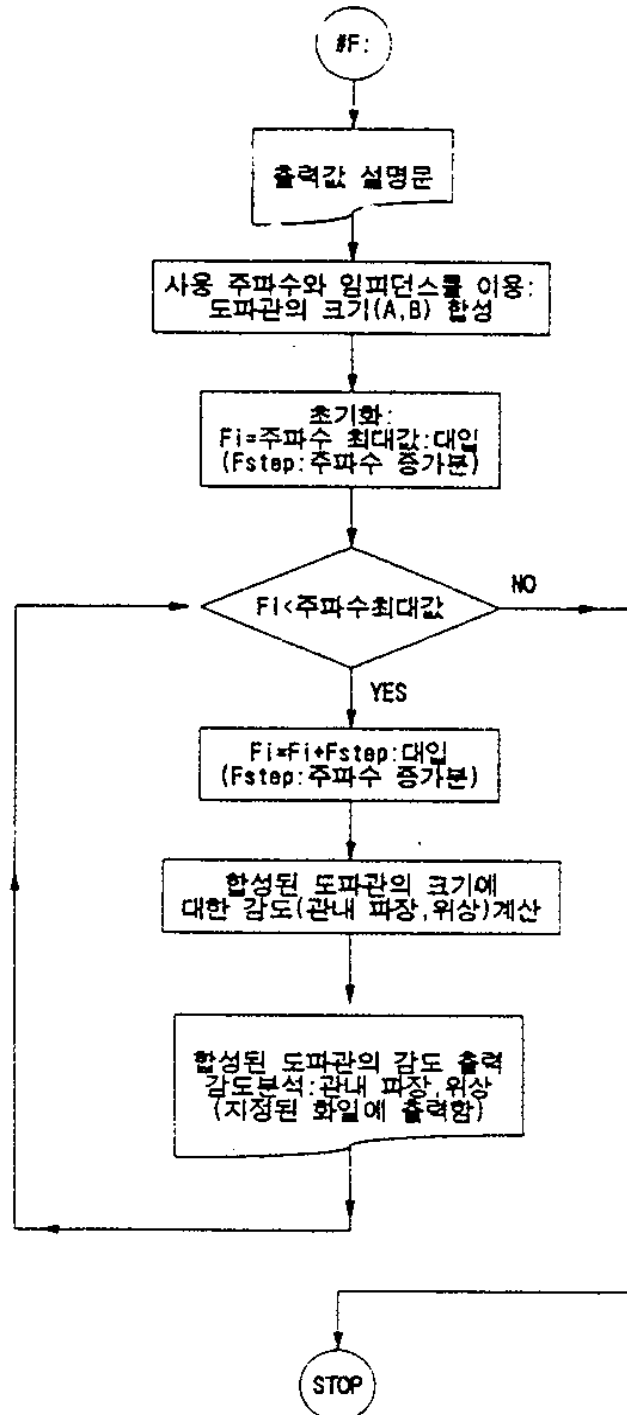


그림 4-14. 도파관 합성을 위한 감도분석 프로그램 흐름도 II

(Fig.4-14. Flow-chart of the sensitivity analysis program

for W/G synthesis II)



제4장 도파관 최적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

Microwave Computer-Aided Design for Rectangular Waveguide Transmission Lines						
A : 2.286 cm		W/G Height Synthesis		TE(10) Freq: 6.557GHz		
B : 1.021 cm		=====		TE(20) Freq: 13.114GHz		
Z(V,I) : 350.00 ohm at 10.000 GHz		OPTION 3		Cutoff length: 4.572cm		
Freque- ncy (GHz)	Wavelength [cm]	Sensitivity of Guide Impedance to W/G		Sensitivity of Inser- tion to W/G Width(A)		
	Free-sp:	Guide-sp	Width (A)	Height(B)	Wavelength	Phase
8.200	3.6560	6.0888	-2.7736	1.000	-1.774	1.774
8.350	3.5904	5.7991	-2.6088	1.000	-1.609	1.609
8.500	3.5270	5.5429	-2.4698	1.000	-1.470	1.470
8.650	3.4658	5.3142	-2.3510	1.000	-1.351	1.351
8.800	3.4068	5.1083	-2.2484	1.000	-1.248	1.248
8.950	3.3497	4.9216	-2.1588	1.000	-1.159	1.159
9.100	3.2945	4.7513	-2.0800	1.000	-1.080	1.080
9.250	3.2410	4.5951	-2.0101	1.000	-1.010	1.010
9.400	3.1893	4.4512	-1.9478	1.000	-0.948	0.948
9.550	3.1392	4.3179	-1.8920	1.000	-0.892	0.892
9.700	3.0907	4.1942	-1.8415	1.000	-0.842	0.842
9.850	3.0436	4.0787	-1.7959	1.000	-0.796	0.796
10.00	2.9980	3.9708	-1.7543	1.000	-0.754	0.754
10.150	2.9537	3.8695	-1.7163	1.000	-0.716	0.716
10.300	2.9106	3.7743	-1.6815	1.000	-0.681	0.681
10.450	2.8689	3.6845	-1.6494	1.000	-0.649	0.649
10.600	2.8283	3.5997	-1.6199	1.000	-0.620	0.620
10.750	2.7888	3.5193	-1.5925	1.000	-0.593	0.593
10.900	2.7504	3.4431	-1.5671	1.000	-0.567	0.567
11.050	2.7131	3.3707	-1.5435	1.000	-0.544	0.544
11.200	2.6767	3.3018	-1.5215	1.000	-0.522	0.522
11.350	2.6414	3.2361	-1.5010	1.000	-0.501	0.501
11.500	2.6069	3.1733	-1.4817	1.000	-0.482	0.482
11.650	2.5734	3.1133	-1.4637	1.000	-0.464	0.464
11.800	2.5406	3.0559	-1.4468	1.000	-0.447	0.447
11.950	2.5088	3.0009	-1.4308	1.000	-0.431	0.431
12.100	2.4777	2.9481	-1.4158	1.000	-0.416	0.416
12.250	2.4473	2.8973	-1.4016	1.000	-0.402	0.402
12.400	2.4177	2.8486	-1.3882	1.000	-0.388	0.388

그림 4-15. 도파관 합성을 위한 감도분석 프로그램 실행 결과의 예

- 도파관 높이를 합성한 경우 -

(Fig.4-15. Sensitivity analysis program results for W/G synthesis)

- Case of the W/G height synthesis -

제4장 도파관 초적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

```

Microwave Computer-Aided Design for
Rectangular Waveguide Transmission Lines

A : 1.816 cm      W/G Height Synthesis      TE(10) Freq: 8.253GHz
B : 1.016 cm      =====                          TE(20) Freq: 16.505GHz
Z(V,I) : 350.000 ohm      OPTION 3      Cutoff length: 3.633cm
at 10.000 GHz
    
```

Freque- ncy (GHz)	Wavelength [cm]		Sensitivity of Guide Wavelength to W/G		Sensitivity of Inser- tion to W/G Width(A)	
	Free-sp	Guide-sp	Width (A)	Height(B)	Wavelength	Phase
8.200	3.6560	----	guide in Cutoff Frequency		8.253 GHz	----
8.350	3.5904	23.573	-43.107	1.000	-42.11	42.11
8.500	3.5270	14.725	-17.431	1.000	-16.43	16.43
8.650	3.4658	11.567	-11.139	1.000	-10.14	10.14
8.800	3.4068	9.812	-8.296	1.000	-7.30	7.30
8.950	3.3497	8.655	-6.677	1.000	-5.68	5.68
9.100	3.2945	7.818	-5.631	1.000	-4.63	4.63
9.250	3.2410	7.175	-4.901	1.000	-3.90	3.90
9.400	3.1893	6.661	-4.362	1.000	-3.36	3.36
9.550	3.1392	6.238	-3.949	1.000	-2.95	2.95
9.700	3.0907	5.881	-3.621	1.000	-2.62	2.62
9.850	3.0436	5.575	-3.355	1.000	-2.36	2.36
10.00	2.9980	5.308	-3.135	1.000	-2.14	2.14
10.150	2.9537	5.073	-2.950	1.000	-1.95	1.95
10.300	2.9106	4.864	-2.793	1.000	-1.79	1.79
10.450	2.8689	4.676	-2.657	1.000	-1.66	1.66
10.600	2.8283	4.507	-2.539	1.000	-1.54	1.54
10.750	2.7888	4.352	-2.435	1.000	-1.44	1.44
10.900	2.7504	4.210	-2.343	1.000	-1.34	1.34
11.050	2.7131	4.080	-2.261	1.000	-1.26	1.26
11.200	2.6767	3.959	-2.188	1.000	-1.19	1.19
11.350	2.6414	3.847	-2.122	1.000	-1.12	1.12
11.500	2.6069	3.743	-2.062	1.000	-1.06	1.06
11.650	2.5734	3.646	-2.007	1.000	-1.01	1.01
11.800	2.5406	3.555	-1.957	1.000	-0.96	0.96
11.950	2.5088	3.469	-1.912	1.000	-0.91	0.91
12.100	2.4777	3.388	-1.870	1.000	-0.87	0.87
12.250	2.4473	3.312	-1.831	1.000	-0.83	0.83
12.400	2.4177	3.239	-1.795	1.000	-0.80	0.80

그림 4-16. 도파관 합성을 위한 감도분석 프로그램 실행 결과의 예

- 도파관 폭을 합성한 경우 -

(Fig. 4-16. Sensitivity analysis program results for W/G synthesis)

- Case of the W/G width synthesis -

## 제 5 절. 도파관 특성 분석 프로그램

### 1. 임피던스 분석

그림 4-17 은 그림 4-2 의 흐름도에서 선택 1 에 대한 부프로그램의 흐름도이다. 이 프로그램은 도파관의 크기와 도파관 재질의 표면저항 및 거칠기 그리고 임의의 주파수영역이 입력될 때 도파관의 임피던스분석을 출력한다. 도파관의 크기와 도파관 재질의 표면저항과 거칠기 그리고 임의의 주파수영역에 대한 데이터 입력이 끝나면 프로그램의 흐름은 출력될 데이터 처리에 대한 판단을 하게된다. 출력될 데이터가 화면에만 출력될 때에는 2 번의 흐름을 따르고 출력될 데이터가 파일로 저장된후 화면에 출력될 때에는 1 번의 흐름을 따른다. 도파관 크기에 대한 임피던스 분석결과는 #A 부프로그램의 실행에 의하여 얻어진다. #A 부프로그램은 최저주파수가 증가하여 최고주파수가 될때까지 반복처리되며 주파수가 증가할 때 마다 도파관의 임피던스 분석결과를 출력한다. 증가한 주파수가 최고주파수보다 클때 #A 부프로그램은 종료되고, 프로그램의 흐름은 #1의 부프로그램으로 복귀한다. 또한 프로그램의 흐름은 다시 #1 의프로그램에서 그림 4-1 의 프로그램으로 복귀한다. 그림 4-18 은 도파관 임피던스 분석 프로그램 실행 결과의 예이며 폭 2.286 cm, 높이 1.016 cm 인 도파관에 대한 임피던스 분석 결과값이다. 이때 출력값은 주파수 변화에 대한 전력-전류임피던스, 전압-전류임피던스, 전력-전압임피던스의 값을 출력하고 각각의 주파수에 대한 손실과 허용전력을 보여준다. 주파수가 증가함에 따라 임피던스와 허용전력은 증가하고 손실은 감소됨을 알 수 있다.

제4장 도파관 초적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

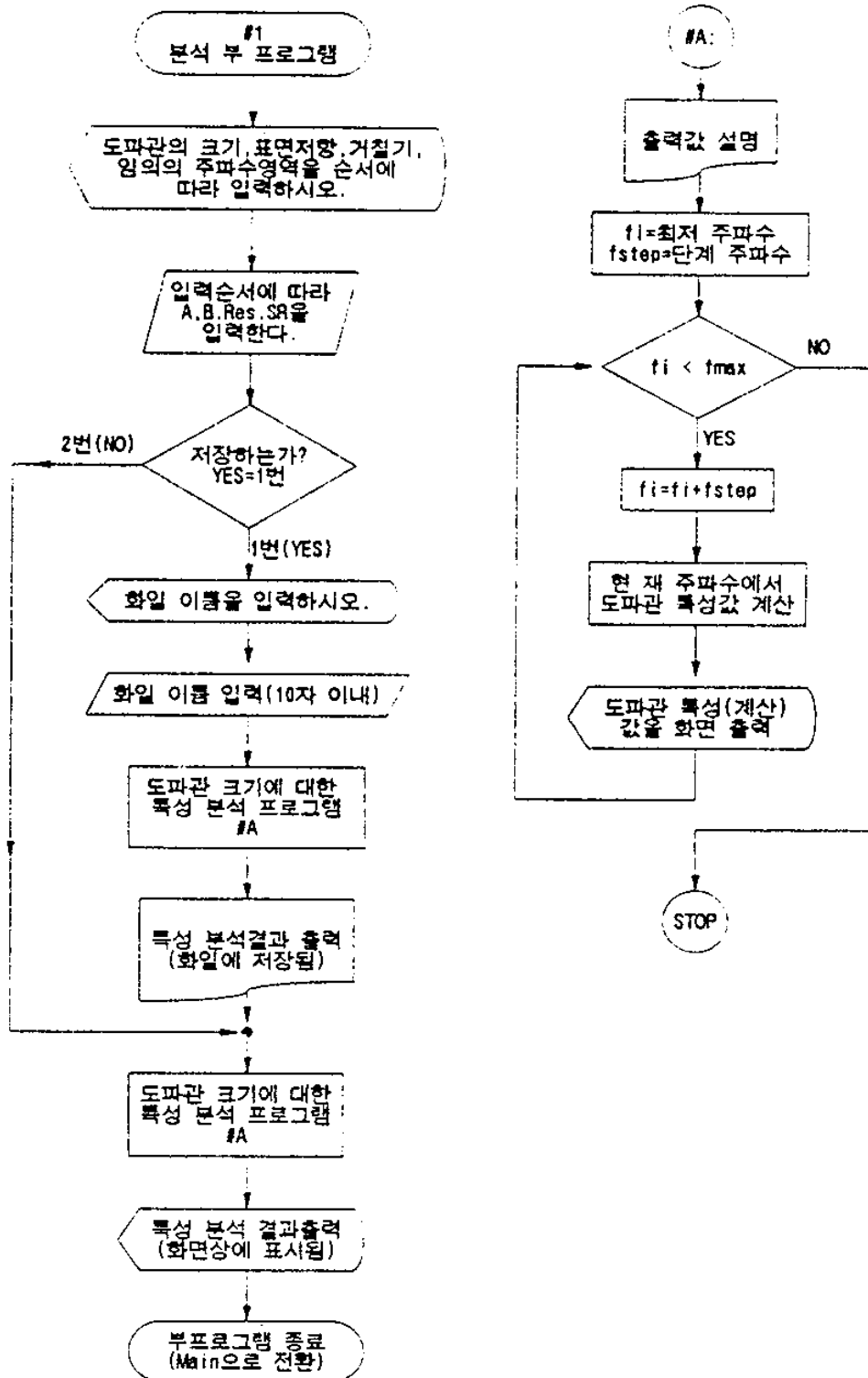


그림 4-17. 도파관 임피던스 분석 프로그램 흐름도

(Fig.4-17. Flow-chart of the program for  
W/G impedance analysis)

제4장 도파관 최적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

Microwave Computer-Aided Design for Rectangular Waveguide Transmission Lines								
A	: 2.286 cm	Impedance Analysis			Res	: 1.72400		
B	: 1.016 cm	=====			SR	: 32.0000		
Length	: 4.57200 cm	OPTION 1			TE(10) Freq	: 6.557 GHz		
					TE(20) Freq	: 13.114 GHz		
Freque-ncy (GHz)	Wavelength [cm]	Free-sp	Guide-sp	Z(P,I)	Z(V,I)	Z(P,V)	Total-Loss [dB/m]	Peak-Power [kW]
8.200	3.6560	6.0888	344.02	438.02	557.70	0.0571	208.080	
8.350	3.5904	5.7991	333.65	424.81	540.89	0.0552	214.550	
8.500	3.5270	5.5429	324.64	413.34	526.28	0.0535	220.505	
8.650	3.4658	5.3142	316.73	403.27	513.46	0.0520	226.007	
8.800	3.4068	5.1083	309.74	394.37	502.13	0.0507	231.110	
8.950	3.3497	4.9216	303.51	386.43	492.02	0.0496	235.856	
9.100	3.2945	4.7513	297.91	379.32	482.96	0.0486	240.283	
9.250	3.2410	4.5951	292.87	372.89	474.78	0.0476	244.421	
9.400	3.1893	4.4512	288.30	367.07	467.37	0.0468	248.299	
9.550	3.1392	4.3179	284.13	361.77	460.61	0.0461	251.939	
9.700	3.0907	4.1942	280.32	356.91	454.44	0.0454	255.364	
9.850	3.0436	4.0787	276.82	352.46	448.77	0.0448	258.591	
10.00	2.9980	3.9708	273.60	348.36	443.54	0.0442	261.637	
10.150	2.9537	3.8695	270.62	344.56	438.71	0.0437	264.517	
10.300	2.9106	3.7743	267.86	341.05	434.24	0.0432	267.242	
10.450	2.8689	3.6845	265.30	337.79	430.08	0.0428	269.825	
10.600	2.8283	3.5997	262.91	334.75	426.21	0.0424	272.276	
10.750	2.7888	3.5193	260.68	331.91	422.60	0.0420	274.604	
10.900	2.7504	3.4431	258.59	329.25	419.22	0.0417	276.819	
11.050	2.7131	3.3707	256.64	326.76	416.05	0.0414	278.928	
11.200	2.6767	3.3018	254.80	324.42	413.07	0.0411	280.938	
11.350	2.6414	3.2361	253.08	322.23	410.27	0.0409	282.855	
11.500	2.6069	3.1733	251.45	320.15	407.63	0.0406	284.685	
11.650	2.5734	3.1133	249.91	318.20	405.14	0.0404	286.434	
11.800	2.5406	3.0559	248.46	316.35	402.79	0.0402	288.107	
11.950	2.5088	3.0009	247.09	314.60	400.57	0.0400	289.708	
12.100	2.4777	2.9481	245.79	312.95	398.46	0.0399	291.241	
12.250	2.4473	2.8973	244.55	311.37	396.45	0.0397	292.711	
12.400	2.4177	2.8486	243.38	309.88	394.55	0.0396	294.121	

그림 4-18. 도파관 임피던스 분석 프로그램 실행 결과

(Fig. 4-18. Program results for W/G impedance analysis)

## 2. 감도 분석

그림 4-19 는 그림 4-2 의 흐름도에서 선택 2 에 대한 부프로그램의 흐름도이다. 이 프로그램은 도파관의 크기와 임의의 주파수 영역이 입력될때 도파관의 관내파장과 감도분석을 출력한다. 도파관의 크기와 주파수영역이 입력되면 프로그램의 흐름은 #1 의 부프로그램 흐름도와 같이 출력될 데이터처리에 대한 판단을 하게 된다. 도파관 크기에 대한 감도분석 결과는 #B 부프로그램의 실행에 의해 얻어진다. #B 부프로그램은 #A 부프로그램과 같이 최저주파수가 증가하여 최고 주파수가 될 때까지 반복처리되며 주파수가 증가할때 마다 감도분석 결과를 출력한다. 증가한 주파수가 최고주파수보다 클때 #B 프로그램은 종료되어 프로그램의 흐름은 #1 의 부프로그램으로 복귀되며 또한 프로그램의 흐름은 다시 #1 의 프로그램에서 그림 4-1 의 프로그램으로 복귀한다. 그림 4-20 는 도파관 감도분석 프로그램 실행 결과의 예이다. 출력 결과는 도파관 폭이 2.286 cm 이고 높이가 1.016 cm 일때 주파수 변화에 대한 관내파장의 감도와 위상정수 감도를 출력한다. 그림 4-20 에 출력된 모든 감도 특성은 차단 주파수 부근에서 감도가 급격히 변화하고 주파수가 증가함에 따라 감도변화가 완만해짐을 알 수 있고 위상정수 감도와 관내파장의 감도는 크기가 같고 부호가 반대임을 알 수 있다. 이때  $TE_{10}$  모우드의 차단주파수는 6.557 GHz 였다.

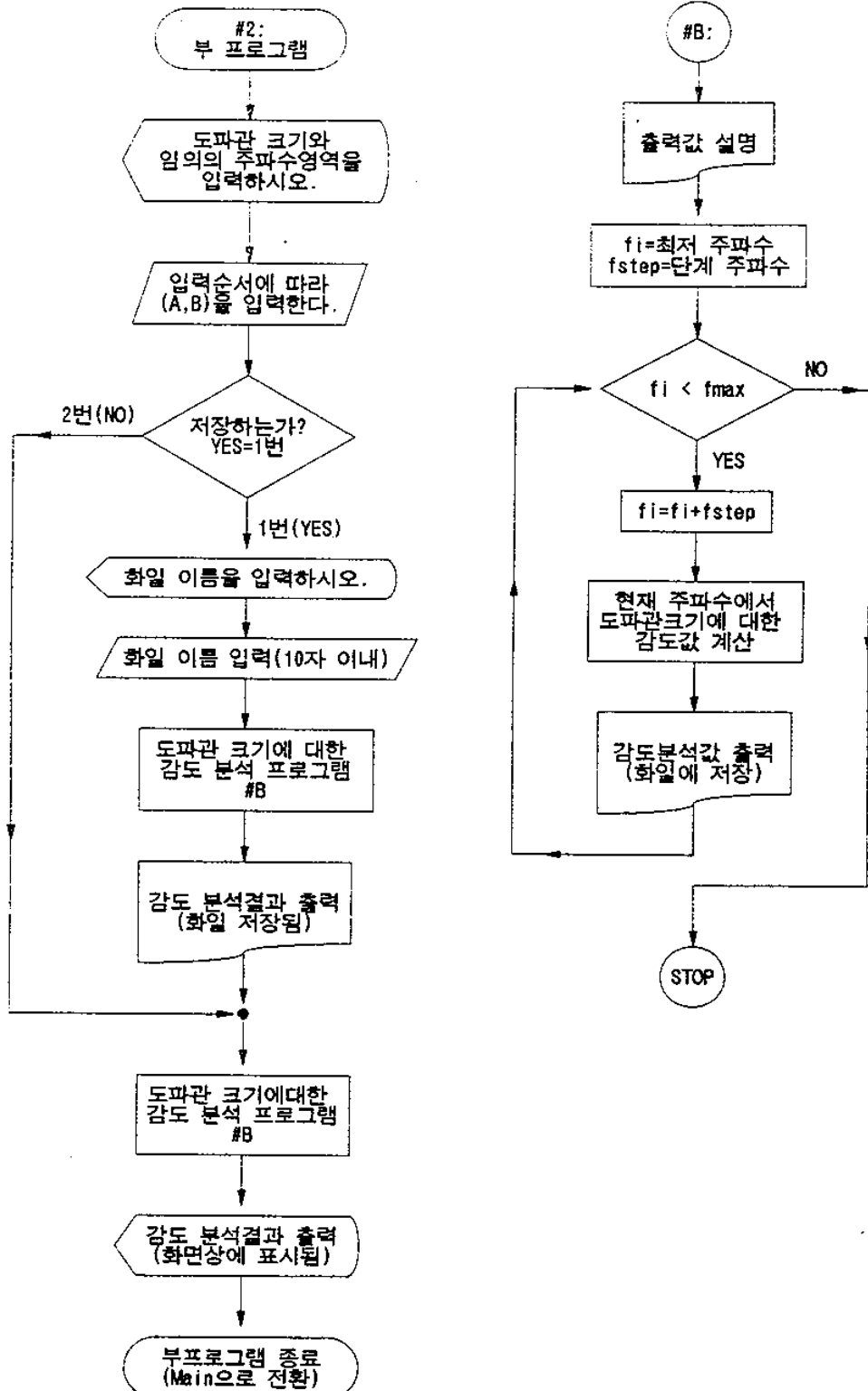


그림 4-19. 도파관 감도 분석 프로그램 흐름도

(Fig. 4-19. Flow-chart of the program for W/G sensitivity analysis)

제4장 도파관 최적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

```

Microwave Computer-Aided Design for
Rectangular Waveguide Transmission Lines

A :2.286 cm      W/G Height Synthesis      TE(10) Freq: 6.557GHz
B :1.016 cm      =====                    TE(20) Freq:13.114GHz
                                OPTION 2          Cutoff length:4.572
    
```

Freque-ncy (GHz)	Wavelength cm	Free-sp  Guide-sp	Sensitivity of Guide Wavelength to W/G Width (A)	Sensitivity of Guide Wavelength to W/G Height(B)	Sensitivity of Insertion to W/G Wavelength	Sensitivity of Insertion to W/G Phase
8.200	3.6560	6.0888	-2.7736	1.000	-1.7736	1.7736
8.350	3.5904	5.7991	-2.6088	1.000	-1.6088	1.6088
8.500	3.5270	5.5429	-2.4698	1.000	-1.4698	1.4698
8.650	3.4658	5.3142	-2.3510	1.000	-1.3510	1.3510
8.800	3.4068	5.1083	-2.2484	1.000	-1.2484	1.2484
8.950	3.3497	4.9216	-2.1588	1.000	-1.1588	1.1588
9.100	3.2945	4.7513	-2.0800	1.000	-1.0800	1.0800
9.250	3.2410	4.5951	-2.0101	1.000	-1.0101	1.0101
9.400	3.1893	4.4512	-1.9478	1.000	-0.9478	0.9478
9.550	3.1392	4.3179	-1.8920	1.000	-0.8920	0.8920
9.700	3.0907	4.1942	-1.8415	1.000	-0.8415	0.8415
9.850	3.0436	4.0787	-1.7959	1.000	-0.7959	0.7959
10.00	2.9980	3.9708	-1.7543	1.000	-0.7543	0.7543
10.150	2.9537	3.8695	-1.7163	1.000	-0.7163	0.7163
10.300	2.9106	3.7743	-1.6815	1.000	-0.6815	0.6815
10.450	2.8689	3.6845	-1.6494	1.000	-0.6494	0.6494
10.600	2.8283	3.5997	-1.6199	1.000	-0.6199	0.6199
10.750	2.7888	3.5193	-1.5925	1.000	-0.5925	0.5925
10.900	2.7504	3.4431	-1.5671	1.000	-0.5671	0.5671
11.050	2.7131	3.3707	-1.5435	1.000	-0.5435	0.5435
11.200	2.6767	3.3018	-1.5215	1.000	-0.5215	0.5215
11.350	2.6414	3.2361	-1.5010	1.000	-0.5010	0.5010
11.500	2.6069	3.1733	-1.4817	1.000	-0.4817	0.4817
11.650	2.5734	3.1133	-1.4637	1.000	-0.4637	0.4637
11.800	2.5406	3.0559	-1.4468	1.000	-0.4468	0.4468
11.950	2.5088	3.0009	-1.4308	1.000	-0.4308	0.4308
12.100	2.4777	2.9481	-1.4158	1.000	-0.4158	0.4158
12.250	2.4473	2.8973	-1.4016	1.000	-0.4016	0.4016
12.400	2.4177	2.8486	-1.3882	1.000	-0.3882	0.3882

그림 4-20. 도파관 감도 분석 프로그램 실행 결과

(Fig.4-20. Program results for W/G sensitivity analysis)



### 3. 모우드 분석

그림 4-21 은 그림 4-2 의 흐름도에서 선택 3 에 대한 부프로그램의 흐름도이다. 이 프로그램은 도파관의 크기와 임의의 주파수영역이 입력될 때 도파관의 모우드 분석결과를 출력한다. 도파관의 크기와 주파수영역이 입력되면 #1 부프로그램의 흐름도와 같이 프로그램의 흐름은 출력될 데이터 처리에 대한 판단을 하게 된다. 도파관 크기에 대한 감도분석 결과는 #C 의 부프로그램의 실행에 의해 얻어진다. #C 부프로그램은 최저주파수가 증가하여 최고주파수가 될 때까지 반복처리하며 이때 모우드가 결정되고 차단주파수와 비교하여 차단주파수 이하의 경우만을 선택한 후 사용가능한 모우드의 수를 출력한다. #C 부프로그램은 주파수가 증가할때 마다 모우드분석 결과를 출력한다. 증가한 주파수가 최고주파수보다 클 때 #C 프로그램은 종료되며 프로그램의 흐름은 #1 의 부프로그램으로 복귀된다. 또한 이 흐름은 다시 #1 의 프로그램에서 그림 4-1 의 흐름도로 복귀된다. 그림 4-22 는 도파관 모우드 분석프로그램 실행결과의 예이다. 출력 결과는 도파관 폭 2.286 cm, 높이 1.016 cm 일 때 주파수 변화에 대한 사용가능한 모우드 수와 종류 및 각 모우드에 대한 차단주파수를 출력한다. 그림 4-22 에서 제시된 도파관의 경우  $TE_{10}$  모우드만이 존재하는 주파수 구간은 8 GHz 에서 13 GHz 까지임을 알 수 있다

제4장 도파관 초적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

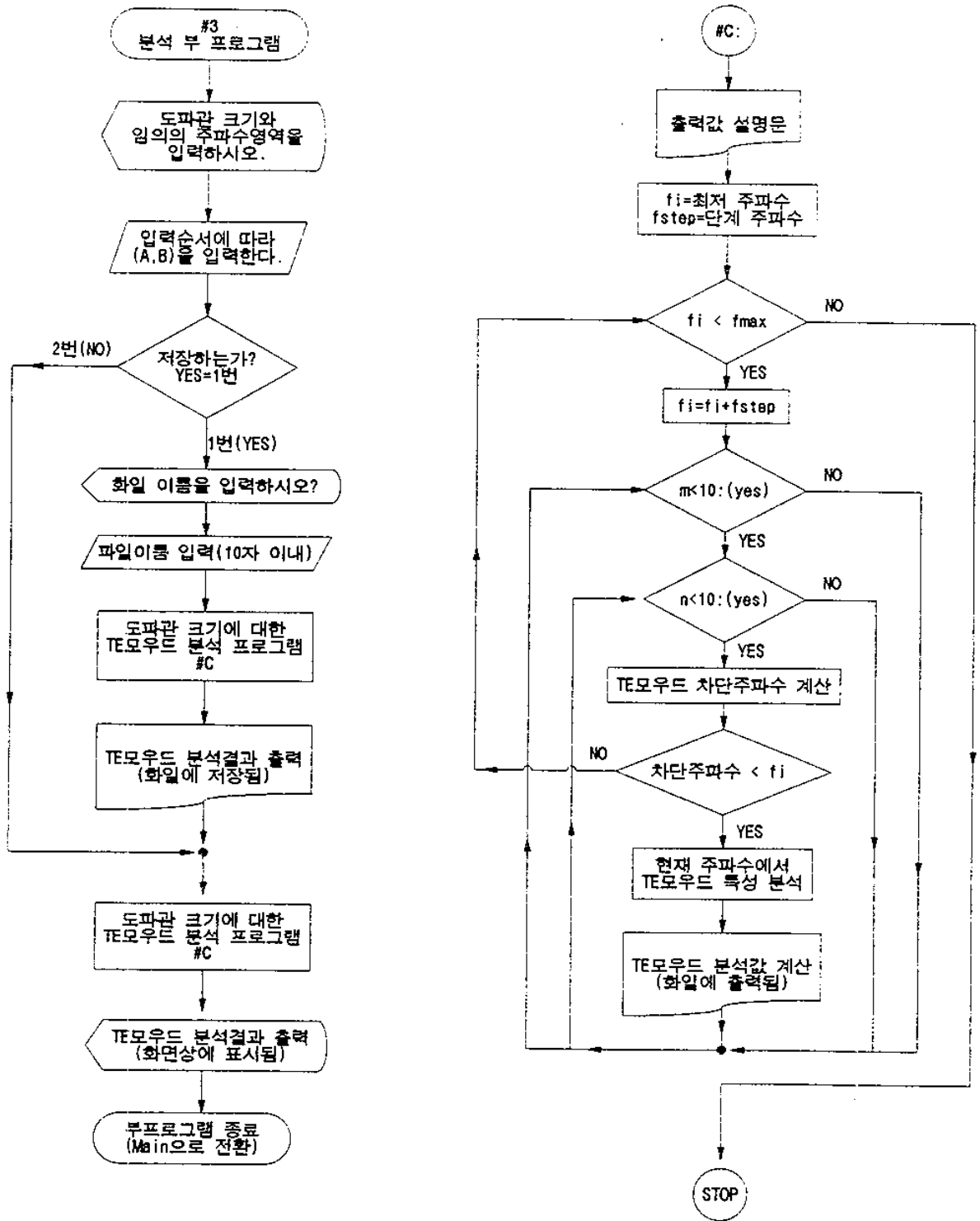


그림 4-21. 도파관 TE 모우드 분석 프로그램 흐름도

(Fig.4-21. Flow-chart of the program for W/G TE mode analysis)

제4장 도파관 최적설계를 위한 CAD프로그램의 개발

```

Microwave Computer-Aided Design for
Rectangular Waveguide Transmission Lines

A : 2.286 cm      TE-MODE Analysis
B : 1.016 cm      =====
                    OPTION 3

                    Properties of TE(m,n) Mode:

Analysis  | Free-Space | Mode   | Cutoff   | Guide
Frequency | Wavelength | Index  | Frequency| Wavelength
(GHz)     | (cm)       | m  n   | (GHz)    | (cm)
*****
  8.0000   | 3.7474    | 1  0   | 6.5572   | 6.5416
  9.0000   | 3.3311    | 1  0   | 6.5572   | 4.8631
 10.0000   | 2.9980    | 1  0   | 6.5572   | 3.9708
 11.0000   | 2.7254    | 1  0   | 6.5572   | 3.3945
 12.0000   | 2.4983    | 1  0   | 6.5572   | 2.9830
 13.0000   | 2.3061    | 1  0   | 6.5572   | 2.6708
 14.0000   | 2.1414    | 1  0   | 6.5572   | 2.4237
           |           | 2  0   | 13.1144  | 6.1180
 15.0000   | 1.9986    | 1  0   | 6.5572   | 2.2222
           |           | 2  0   | 13.1144  | 4.1175
           |           | 0  1   | 14.7537  | 11.0750
 16.0000   | 1.8737    | 1  0   | 6.5572   | 2.0542
           |           | 2  0   | 13.1144  | 3.2708
           |           | 0  1   | 14.7537  | 4.8425
 17.0000   | 1.7635    | 1  0   | 6.5572   | 1.9114
           |           | 2  0   | 13.1144  | 2.7715
           |           | 0  1   | 14.7537  | 3.5497
           |           | 1  1   | 16.1453  | 5.6325
 18.0000   | 1.6655    | 1  0   | 6.5572   | 1.7884
           |           | 2  0   | 13.1144  | 2.4316
           |           | 0  1   | 14.7537  | 2.9074
           |           | 1  1   | 16.1453  | 3.7672
 19.0000   | 1.5779    | 1  0   | 6.5572   | 1.6812
           |           | 2  0   | 13.1144  | 2.1806
           |           | 0  1   | 14.7537  | 2.5042
           |           | 1  1   | 16.1453  | 2.9930
 20.0000   | 1.4990    | 1  0   | 6.5572   | 1.5867
           |           | 2  0   | 13.1144  | 1.9854
           |           | 3  0   | 19.6716  | 8.3063
           |           | 0  1   | 14.7537  | 2.2202
           |           | 1  1   | 16.1453  | 2.5398
           |           | 2  1   | 19.7398  | 9.3234
*****

```

그림 4-22. 도파관 TE 모드 분석 프로그램 실행 결과

(Fig. 4-22. Program results for W/G TE mode analysis)

ਗੇ ਡੀ ਐਸ ਏ

ਯੋਗ ਯੁਗ

# 제 5 장. 도파관 및 플랜지의 제조기술

이 페이지는

아래와 같다

## 제 5 장. 도파관 및 플랜지(Flange)의 제조기술

### 제 1 절. 서 설

도파관과 플랜지를 정밀 제조하기 위해서는 이들에 대한 허용범위(Tolerance)가 주어져야 하며 이 허용범위 내에서 제조된 도파관과 플랜지는 주어진 규격을 만족시키는 우수한 특성을 나타낼 것이다. 도파관의 재질은 비철금속으로 유연성이 많으므로 도파관의 정밀 재조를 위한 금형방식은 일반적으로 사용되고 있는 철판 프레스 금형 방식이나 몰드 금형방식 또는 프라스픽 압축 금형 방식 등이 적합하지 못하여 인발 다이셋(Drawing Die Set) 금형 방식이 적합하다.

플랜지는 2개의 도파관을 결합 시킬때 사용되므로 결합부의 불연속 반사손실을 최소로 하도록 정밀 설계 제조하여야 하므로 프레스 펀칭이나 방전가공 또는 wire cutting 방식등을 사용할 수 없고 특수방법인 단조 프레스 금형 방식과 함께 N.C 밀링 가공형 보조 금형을 사용하는것이 적합하다. 이를 위하여 제 2 절에서는 도파관과 플랜지의 금형 방식을 기술하였으며 제 3 절에서는 도파관과 플랜지의 접합 기술 방식을 기술하였다.

### 제 2 절. 금형설계방식

도파관과 Flange 의 금형은 일반적으로 사용되는 철판 프레스금형, 몰드금형, 플라스틱 압출금형과는 그 방법과 금형후 가공처리가 다르다. 특히 이 제품은 대량생산이 아니고 거의 소량 다품종이기 때문에 수작업 및 N.C 머신에 의한 마무리 작업이 필요하다.

### 1. 도파관의 금형

도파관의 재질은 비철금속으로 유연성이 많은 것을 사용해야 한다. 이것은 전도특성과 제품제작 작업성을 용이하게 하기 때문이다. 가장 많이 적용되는 금형방식으로는 인발(Drawing) 금형(Die Set=다이셋)이며 다이셋의 재질이 도파관의 표면정밀도를 좌우하게 된다. 전체적 칫수(가로×세로)는 도파관재질에 따라서 열팽창 계수가 달라 다이셋 설계시 수축공차를 보상하여 설계하면 되지만 도파관 전송손실에서 중요변수인 도파관 내의 표면 거칠기 精度이다.

도파관 내의 표면 미세화(Surface Polish) 작업은 다음 요소가 필요하다.

- 다이셋 내부 측정용 볼을 거울과 같은 밀도로 광택이 나야하며
- 도파관이 다이셋에서 인발된후 도파관 내부의 Polish작업을 하는 방법이다.

이 작업이 완료되더라도 인발 사용빈도가 많아지면 다이셋이 마모되므로 새로운 다이셋으로 교체하여 앞제품과 품질균율을 맞추도록 해야 한다. 이러한 과정 때문에 금형 숫자가 많아지고 제품가격이 상승하게 된다.

본 연구과제에서 시험적으로 사용한 금형은 인발방식으로 도파관 제품 형태는 직사각형(Rectangular)이 아닌 원형을 선택하였다. 이 원형인발 다이셋은 기존 공기구를 사용할 수 있고 실험적 응용은 적격이기 때문이다.

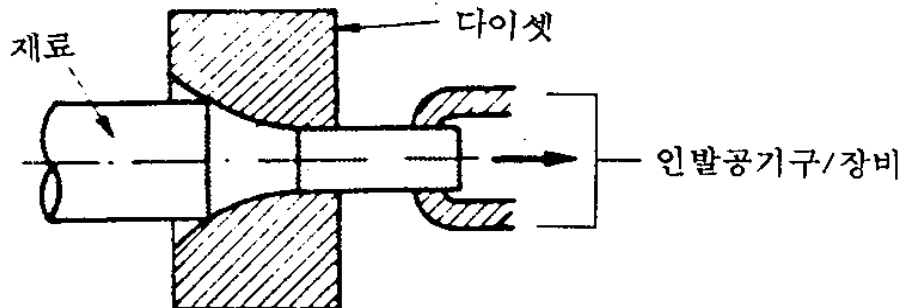


그림 5-1 인발 다이셋 구조

(Fig.5-1. View of Drawing Die Set)



## 2. 플랜지의 금형

플랜지금형은 제품가공 이전에

- 재료를 단조(Forging)하는 롤단조(Roll Forging) 금형과
- 제품 가공용 단조프레스금형으로 구분하여 제작해야 한다.

### 가. 단조금형

단조금형은 재료를 내간, 열간압연하는 과정을 거치게 되며, 규정된 두께로 압연되므로 측정공구가 금형에 부착되어야한다. 그러나 본 과제에서는 양산화가 아니기 때문에 수동용 측정공기구로 규정 두께 범위로 압연한다.

### 나. 플랜지금형

플랜지금형으로써는 프레스 펀칭, 방전가공, Wire Cutting 방식 등을 이용할 수 있으나 플랜지의 특성상 플랜지 내부에 핀홀(Pin Hole) 등 거칠기에 영향을 줄이기 위하여 플랜지 재질 경도가 균일해야 한다.

이러한 이유로 인하여 플랜지금형은 평범하지만 특수한 방법인 단조프레스 방식이 이용되고 있다. 이 방법은 가열된 플랜지 재료를 프레스하여 제품 형태(단조형)가 나오도록 하므로 금형 자체가 외부열에 강한 재질이 요구된다. 특히 밀판금형은 열을 많이 받으므로 열팽창에 의한 치수 변형이 미세하므로 금형 주변에도 금속으로 잘 정리되어야 한다.

### 다. 밀링금형(N.C형)

플랜지금형에서 단조형 제품이 프레스된 후 N.C 머신에 의한 정밀 가공이 필요하므로 컴퓨터 프로그램에 의한 밀링 가공용 보조금형(Utility Tools)을 제작한다. 이 금형은 N.C 머신의 S/W에 기준 위치, 가공치수 등을 입력시키고 제품 주변 고정 등 일반적인 기본 장치만 정리하면 된다.

### 3. 금형의 도금

제품의 표면밀도를 곱게 하기 위하여 금형에 도금처리, 또는 연마광택을 해야한다. 본 제품용 금형은 일반적 도금처리 방식으로는 제품가공시에 그 도금의 내구력 유지가 발열, 압력등으로 불가능하므로 연마광택 방식을 택해야 한다.

연마액에 의한 금형의 마모는 설계시 고려하고 제품 진행시 연마액 사용후 이에 따른 제품 치수변환은 거의 무시될 정도일 것이다.

## 제 3 절. 도파관과 플랜지(Flange)의 접합 기술

일반적으로 두개의 도파관을 결합할 때 플랜지가 사용된다. 도파관벽에는 전류가 흐르고 있으므로 결합부의 전기적 접촉에 주의하지 않으면 안된다. 고출력에서 사용할 경우에는 전압 방전이 이 결합부에서 발생하기 쉽다. 일반적으로 사용하는 플랜지에는 cover flange 와 choke flange 의 2종류가 있다. cover flange 는 구조가 단순하여 제작이 용이하므로 일반적으로 많이 사용하고 있으며 공작 정밀도가 좋으며 SWR 이 1.03 이하까지 기대할 수 있지만 면접촉 불량이나 두면사이의 매끄러움에 있어서 현격한 차이가 있으면 그 특성이 급격히 열화한다. choke flange 에서는 그림 5-2 에서 보여주는 바처럼 결합부에 간극을 만들면 일종의 마이크로파 선로가 되는 것이므로  $AB \approx BC \approx \lambda_g/4$  로 하여 두면 이 선로는 점 A 에서 단락 종단되어 이 점에서 반파장 떨어진 C 도 전기적 단락 상태가 된다. 그리고 점 B 는 개방 상태가 되어 플랜지의 접촉부에는 전류가 흐르지 않는다. 이 특성은 전압 방전을 피할 수 있게 해준다. cover-to-choke 결합은 보통 고출력 사용에서 사용되며 SWR 은 1.05 이하이나 cover-to-cover 결합에 비해 주파수 변화에 민감한 단점을 갖는다.

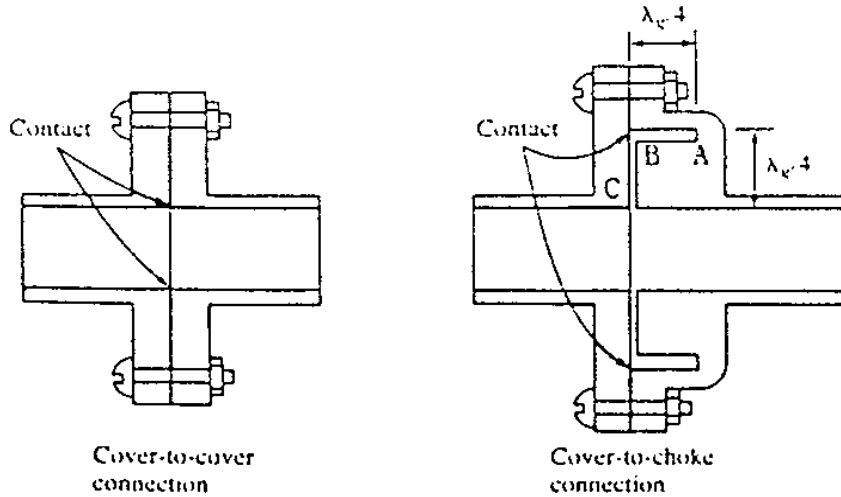


그림 5-2. 플랜지의 결합 형태  
(Fig.5-2. Type of flange)

두 도파관을 결합할때 플랜지 접촉부에는 RF 전류가 흐르기 때문에 접촉 표면을 거칠음없이 매우 매끄럽게 되도록 표면 마무리를 잘 해야만 접촉부에서 반사 및 도체 손실을 감소시킬 수 있다. 도파관과 플랜지의 결합 부분은 전기적 불연속이 발생하지 않도록 정밀한 전기용접 기술이나 soldering기술 등이 요구된다.

도파관의 종단부 형태는 원형, 타원형, 직사각형 등이 있으나 플랜지는 그림 5-3, 그림 5-4 와 같이 도파관과의 결합 부분에 따라 다양한 형태가 있다. 이 형태에 따라 접합방법과 그 기술도 복잡하고 도파관과 플랜지 두 재질에 따라 접합방식도 다양해진다.

또 도파관과 플랜지를 결합시는 기구적으로 강도가 높아야하기 때문에 용접방식이 많이 사용되고 두 물질 간에 미세 각도차를 밀착시킨 Tapping 방식 및 압착기구와 볼트넛트를 사용하여 결합, 분리가 가능한 시험용으로 사용되는 방식 등이 있다.

### 1. 용접(Sport Welding) 방식

용접방식으로는 다음과 같다.

- 가. 산소 등 가스를 이용하여 접합 부분만 용접봉을 녹여서 접착시키는 방법.
- 나. 전기용접 방식으로 접합부분만 용접봉을 녹여서 접착시키는 방법
- 다. 전기용접방식으로 자체 재질을 녹여서 접착시키는 방법

### 2. 분말(Power Soldering) 방식

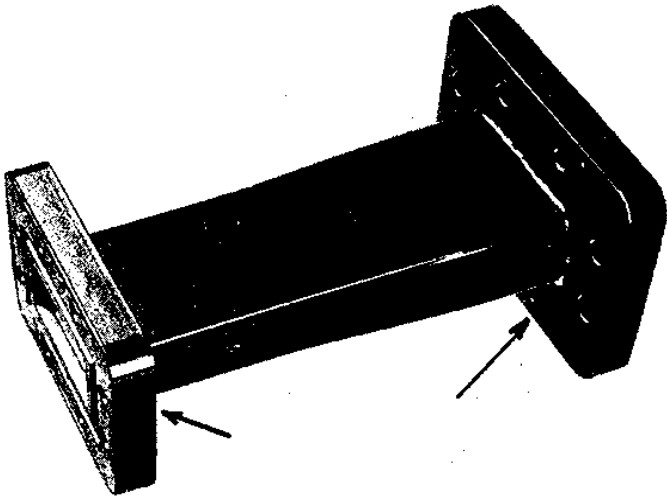
도파관 재료보다 용점이 낮은 도체성분말을 접합면에 발라 고열로 가열하면 분말이 녹아 끌고루 퍼져 접착되는 방법이다.

본 과제에서는 도파관의 재질로써는 동을 사용하고 플랜지는 황동을 사용하므로 재질간의 상호작용으로 접합도가 저하되는 것이 일반적이다. 고로 용접방법 중 고급 용접재료를 사용하여 접착성을 높일 필요성이 있도록 용접봉 선택에 신중을 기해야 한다.

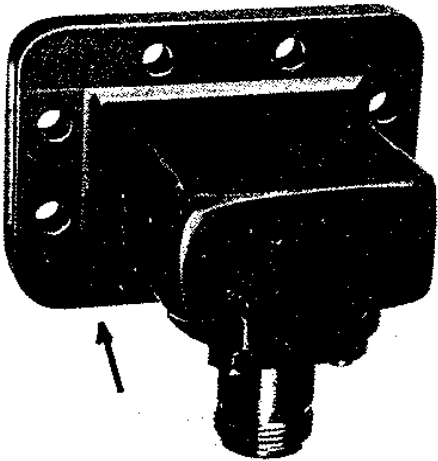
용접재질 선택은 접합 물질간의 재질에 따라 AL 계열과 동계열로 대별되며 결합 방법은 AL + 동 계열과 같이 별개재질 결합, 동 + 황동 과 같이 유사재질 결합 등으로 구별할 수 있다.

또한 현실적으로 수요자요구, 사용목적 및 기능수준(금액)에 따라 용접봉 재질의 선택이 달라진다.

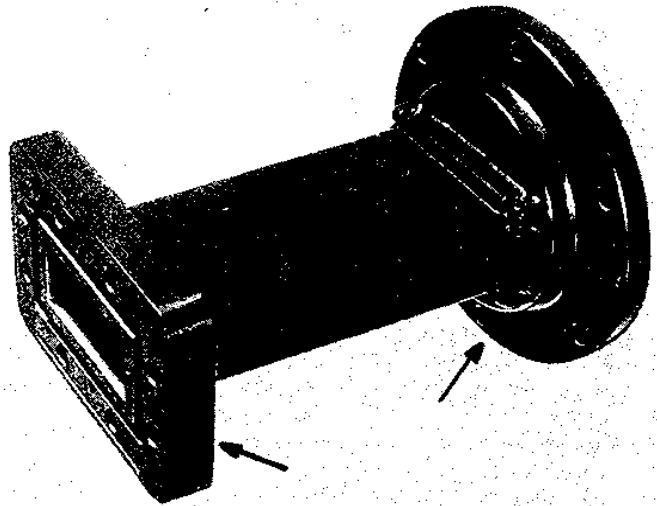
용접봉의 재질도 위 결합체에 따라 다양한 종류와 이에 따른 가격 또한 천차 만별이다. 이러한 고급제품에서는 일반적으로 은이 함유된 용접봉이 많이 쓰인다.



Tapered Waveguide Transition.



Transition to Type N Jack (Female).

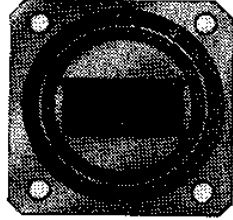
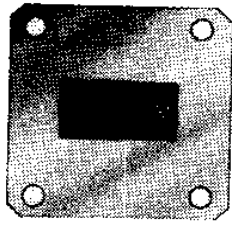


Flange Adaptor.

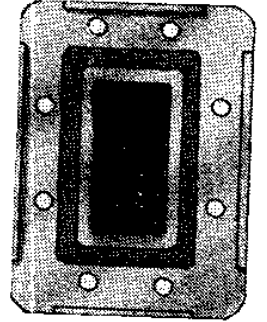
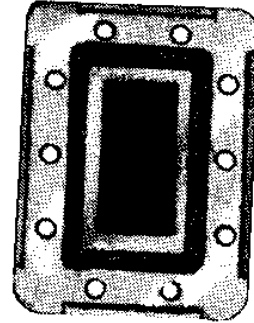
화살표 부분이 용접한 곳임

그림 5-3. 플랜지의 결합  
(Fig.5-3. Joint of Flanges)

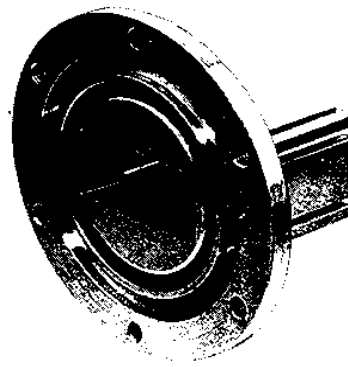
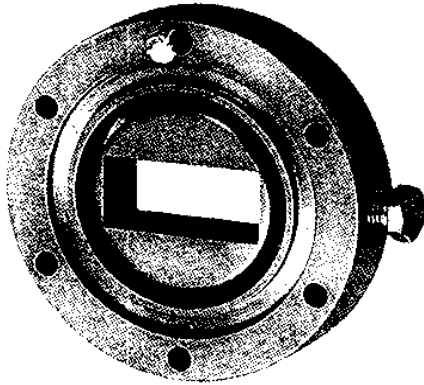
제5장 도파관 및 플랜지의 제조기술



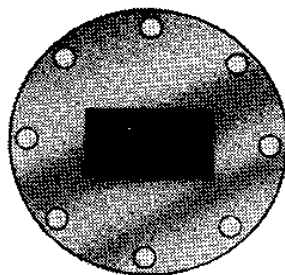
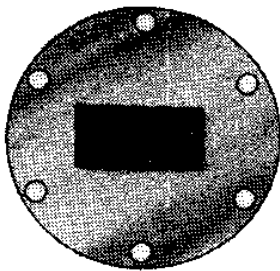
Square Flange



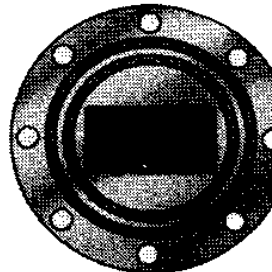
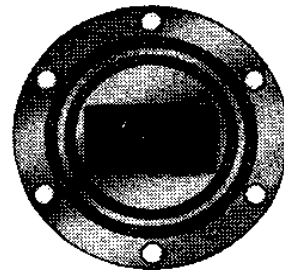
Rectangular Flange



Components



Cover Flange



Choke Flange

그림 5-4. 각종 플랜지  
(Fig. 5-4. Various Flange)

## 제 6 장. 도파관 필터 이론

이 페이지는  
여러 인니다



## 제 6 장. 도파관 필터 이론

### 제 1 절. 서 설

도파관은 초고주파 신호를 전송하는 전송선로로써 그 크기에 따라 통과되는 주파수가 결정되는 소자이다. 그러나 도파관 내부에 불연속이 존재하면 이러한 불연속에서 수많은 고차모우드가 발생하고 이러한 고차모드의 간섭으로 기본모우드의 전송만을 가정했을 때와는 다른 결과를 얻게 된다. 따라서 도파관의 이러한 특성을 이용하여 여러가지 초고주파 소자를 구성할 수 있다.

대전력의 경우 삽입손실로 인해 필터 자체에서 소모되는 전력을 무시할 수 없는데, 이 소모되는 전력은 열로써 소모되며 이로 인해 공진기 길이가 변화하게 되므로 필터 자체의 특성이 변화 하게 된다.

도파관 자체의 Power Handling 은 짧은 순간 펄스를 전송하여(약 5 ms) 측정하게 되면 대전력의 경우 도파관 내부에 채워져 있는 가스의 이온화에 의한 Breakdown으로 인해 Power Handling이 제한된다. 도파관의 Power Handling을 결정하는 요소로는 인공위성의 고도에 따른 압력과 도파관내의 가스, 온도, 선로의 정재파비 등을 들수 있다. 그러나 이러한 요소를 고려하더라도 수 kwatts 단위의 Power 를 Handling 하려고 한다면 도파관 자체의 Power Handling 제한 요건보다는 삽입손실을 중요시하여야 한다.

도파관은 일반적인 마이크로 스트립라인보다 훨씬 큰 Q 를 제공하며 이 높은 Q 로 인하여 대전력에서도 동작할 수 있으므로, 삽입손실이 적은 필터의 제작이 가능하다. 도파관 필터의 구성을 위해 도파관 내부에 장착하는 장애물들은 Inductive Window, Inductive Post, Capacitive Window,

Capacitive Post, Fin 등으로 구별할 수 있으나 Capacitive Window, Capacitive Post의 경우는 제작상 번거로움으로 인해 잘 쓰이지 않고있다.

본 연구에서는 먼저 H-Plane 필터를 구현하기 위해 모멘트법과 모우드-정합법을 사용하여 Inductive Window와 Inductive Post를 해석하였으며 E-Plane 필터를 구현하기 위해 모우드-정합법을 사용하여 도파관의 불연속면에 대한 산란행렬을 구한후 산란-행렬법을 사용하여 모우드-정합에 의해 얻은 산란행렬의 집합을 통합하므로써 필터의 불연속 특성을 해석하였다.

이 해석 결과를 근거로 도파관 필터를 설계하기 위해 삼입손실 방법을 이용하며, 필터의 구조에 따라 전기적 모델로 근사화된 전기적 회로망의 성분을 결정한다. 그 다음 저역통과 프로토타입 필터와의 사상을 이용하여 대역통과 필터의 전기적 등가회로 성분과 임피던스 인버터 성분을 계산하며, 이 임피던스 인버터 성분에 부합되는 T-형 등가회로의 리액턴스 성분을 구함으로써 설계규격에 적합한 스트립의 길이 및 Window의 폭 그리고 공진부의 길이를 설계한다.

## 제 2 절. H-Plane 필터 해석

### 1. Inductive Window의 해석

Collin이 변분법을 사용하여 하나의 무한히 얇은 Inductive Window에 관한 이론을 정리한 후 Schwinger에 의해 하나의 등가 서셉턴스로 표현하는 방법이 제안되었으나, 창 두께와 고차모드의 상호간섭이 고려되지 않았으므로 공진기 사이의 결합계수나 공진기의 길이를 정확히 계산할 수 없었다. 그러나 1967년 Clarricoats와 Slinn이 처음으로 모드-정합법을 사용하여 도파관의 불연속을 해석하고 같은 해에 Wexler에 의해 불연속

의 산란계수를 계산하기 위한 더욱 발전된 수식이 발표됨으로써 Inductive Window 에 대한 보다 정확한 해석이 가능하게 되었다.

본 연구에서는 모멘트법과 모드-정합법을 사용하여 Inductive Window 를 해석하였다.

#### 가. 대칭적 Inductive Window 의 해석

Inductive Window 는 그림 6-1 과 같은 구조를 갖으며 본 연구에서는 두께를 가진 Inductive Window 의 해석을 위하여 그림 6-2 와 같이 도파관의 자계면 폭이 변한 구조를 먼저 해석하였다. 이와 같은 대칭적인 구조에서는 불연속면에서 여기된 모든 고조파 중에서 홀수 고조파만으로 해석할 수 있다.

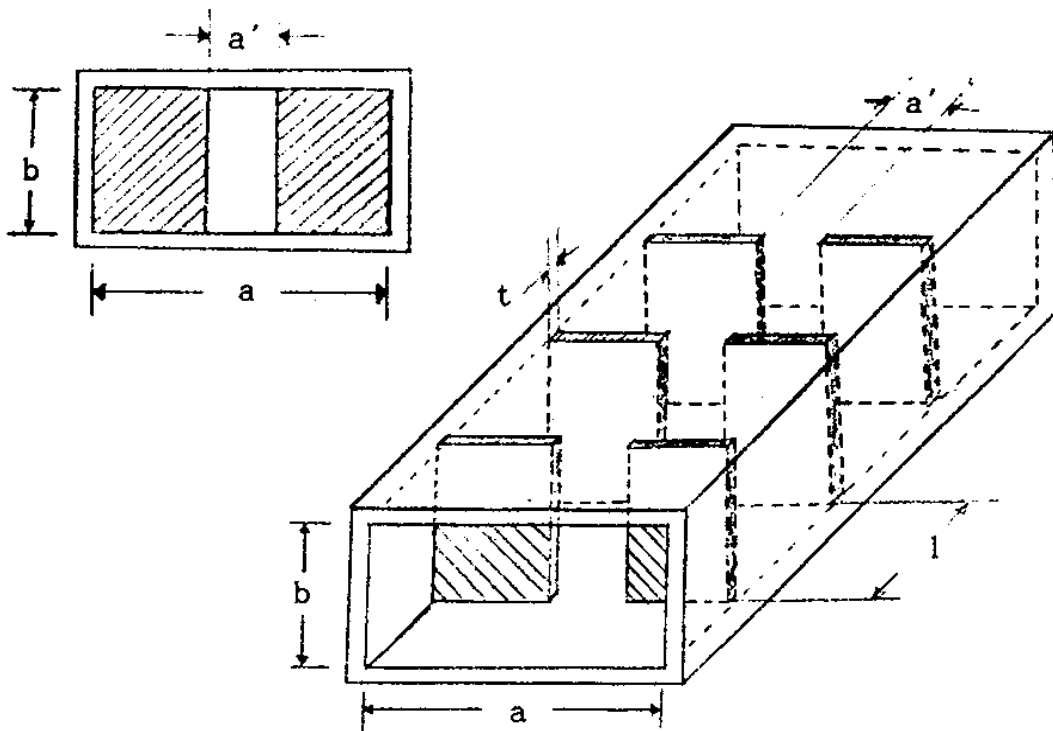


그림 6-1. Inductive Window 의 구조

(Fig. 6-1. Structure of inductive window)

제6장 도파관의 필러이론

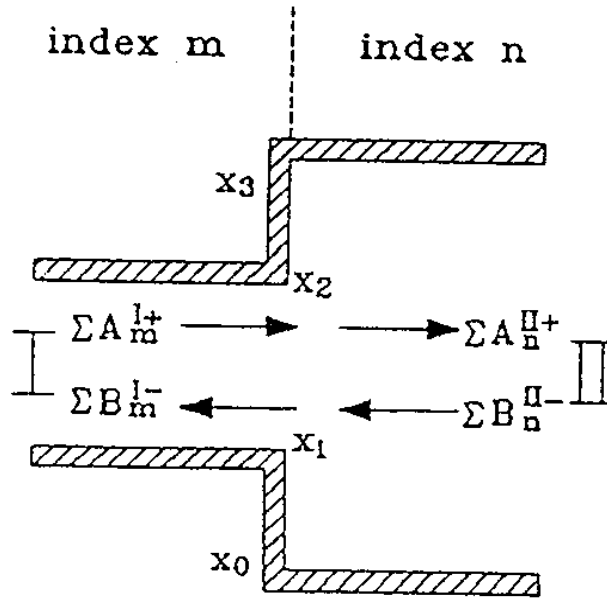


그림 6-2. 대칭적인 도파관 불연속

(Fig.6-2. Symmetric waveguide discontinuities)

그림 6-2 에서 전자계는 TE<sub>10</sub> 모드로 입사되므로 각 영역  $v = I, II$  에서 식 (6-1)의 관계를 만족한다.

$$\mathbf{E}^{(v)} = -j\omega\mu \nabla \times \Pi \mathbf{h}_x^{(v)} \quad (6-1-a)$$

$$\mathbf{H}^{(v)} = -j\omega\mu \nabla \times \nabla \times \Pi \mathbf{h}_x^{(v)} \quad (6-1-b)$$

x 방향성분의 자계 Hertzian 벡터 포텐셜  $\Pi_h$  는 구형도파관의 고유 모드의 합이 Helmholtz 방정식을 만족하므로 도체표면의 경계조건을 이용하여 표현하면 식 (6-2)와 같다.

$$\Pi \mathbf{h}_x^{(v)} = e_x \sum_{m=1}^M T_m^{(v)} \sin \frac{m\pi}{p^{(v)}} f^{(v)} [ A_m^{(v)+} - A_m^{(v)-} ] \quad (6-2)$$

$A_n^{(v)}$  는 미지의 고유 모드 크기의 계수가 되며 + 와 - 는 각각 진행방향과 반사방향을 나타내며, 위 수식에 사용된 각 변수값은 식 (6-3), (6-4), (6-5)와 같다.

$$\begin{aligned} f(v) &= (x-x_1, x-x_0)^T \\ p(v) &= (x_2-x_1, x_3-x_0)^T \quad (T = \text{Transposed}) \end{aligned} \quad (6-3)$$

$$T_m^{(v)} = \frac{1}{K_{zm}(v) \sqrt{\omega \mu K_{zm}(v)}} \sqrt{\frac{2}{b \cdot p(v)}} \quad (6-4)$$

$$K_{zm}(v) = \omega^2 \mu \epsilon(v) - \left[ \frac{m\pi}{p(v)} \right]^2$$

(6-5) 여기서  $b$  는 도파관의 폭을 나타낸다. 식 (6-1)과 식 (6-2)에 의해 불연속점  $z=0$  에서 직각성분인  $E_y$  와  $H_x$  를 정합하여 계산하면 그림 6-2 의 산란행렬은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$(S^W) = \begin{bmatrix} (S_{11}^W) & (S_{12}^W) \\ (S_{21}^W) & (S_{22}^W) \end{bmatrix} \quad (6-6)$$

두께를 갖는 Inductive Window 를 해석하기 위한 식 (6-6) 의 각 보조행렬의 값은 식 (6-7)과 같다.

제6장 도파관의 필터이론

$$\begin{aligned}
 (S_{11}^W) &= (W)^{-1} [ (U) - (L_H) (L_E) ] \\
 (S_{12}^W) &= 2(W)^{-1} (L_H) \\
 (S_{21}^W) &= (L_E) (W)^{-1} [ (U) - (L_H) (L_E) ] + (U) \\
 (S_{22}^W) &= 2(L_E) (W)^{-1} (L_H) - (U) \\
 (W) &= (U) + (L_H) (L_E) \\
 (U) &: \text{단 위 행 렬}
 \end{aligned} \tag{6-7}$$

여기서 행렬계수  $L_E$  는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 L_{Emn} &= 2 \sqrt{\frac{K_{zm}(II)}{(x_3 - x_0)(x_2 - x_1)K_{zm}(I)}} \cdot \int_{x_1}^{x_2} \sin \left[ \frac{m\pi}{(x_3 - x_0)} \right. \\
 &\quad \left. \cdot (x - x_0) \right] \cdot \sin \left[ \frac{m\pi}{(X_2 - X_1)} (X - X_1) \right] dx
 \end{aligned}$$

$L_H$  는  $L_E$  의 Transpose 행렬로 다음과 같다.

$$(L_H) = (L_E)^T$$

두께를 가지는 Inductive Window 의 경우 그림 6-3 과 같이 3 부분으로 나누어 해석할 수 있다.

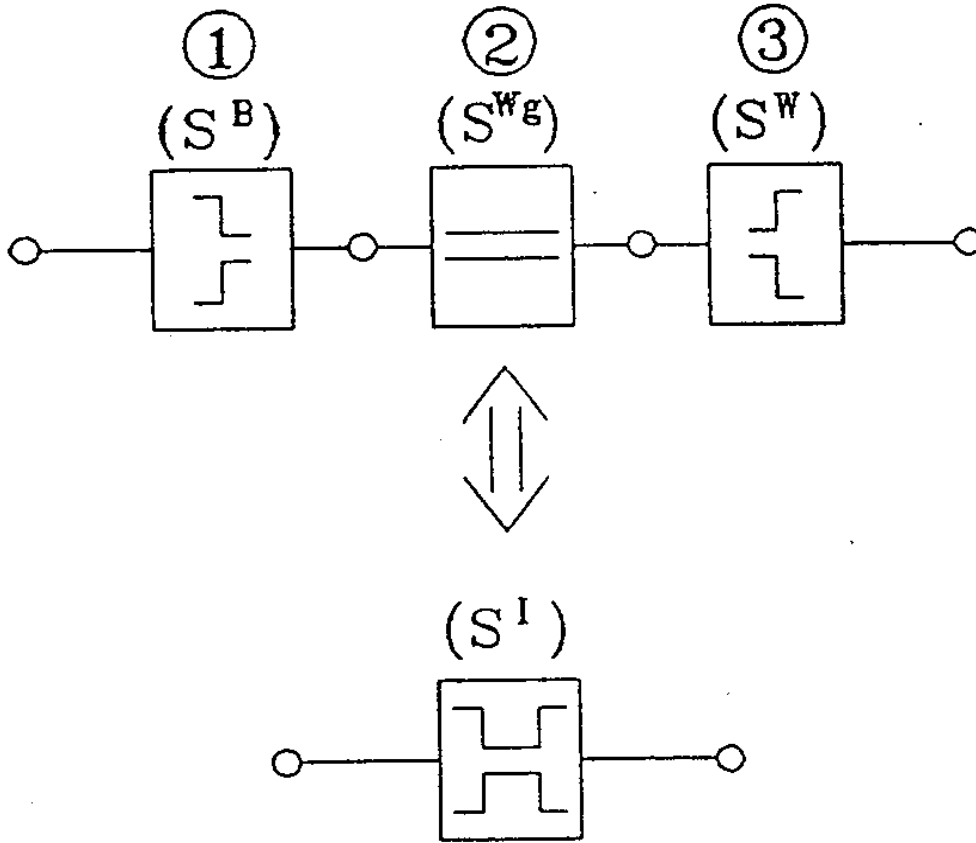


그림 6-3. 두께를 갖는 인덕티브창의 3 부분

(Fig.6-3. Three part of inductive window with thickness)

그림에서 ③ 부분이 갖는 산란행렬은 식 (6-6)과 같고 ① 부분의 산란행렬은 식 (6-6)의 역구조로 생각할 수 있다. 그러므로 ① 부분의 산란행렬은 식 (6-8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$(S^B) = \begin{bmatrix} (S_{11}^B) & (S_{12}^B) \\ (S_{21}^B) & (S_{22}^B) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (S_{22}^W) & (S_{21}^W) \\ (S_{12}^W) & (S_{11}^W) \end{bmatrix} \quad (6-8)$$

Inductive Window 의 두께를  $t$  라 했을 때, 이때 ② 부분이 갖는 산란행렬은 식 (6-9)와 같이 표현된다.

$$(S^{W_2}) = \begin{bmatrix} (O) & (E) \\ (E) & (O) \end{bmatrix} \quad (6-9)$$

여기서 사선행렬  $E$  는 전파상수  $k_{zm}$  을 포함하는 행렬로 식 (6-10)과 같다.

$$(E) = \begin{bmatrix} \exp(-jk_{z1}t) & (O) \\ (O) & \exp(-jk_{zm}t) \end{bmatrix} \quad (6-10)$$

그러므로 두께를 갖는 Inductive Window 의 산란행렬을  $S^I$  라고 정의하면  $S^I$  는 식 (6-11)과 같이 표시될 수 있다.

$$(S^I) = \begin{bmatrix} (S'_{11}) & (S'_{12}) \\ (S'_{21}) & (S'_{22}) \end{bmatrix} \quad (6-11)$$

식 (6-11)의 두께를 고려한 Inductive Window 의 산란행렬식에서 각 부분행렬은 식 (6-12), 식 (6-13)을 만족한다.

$$\begin{aligned} (S'_{11}) &= (S'_{22}) \\ &= (S^B_{11}) + (S^B_{12}) [ (U) - (E)(S^W_{11})(E)(S^B_{22}) ]^{-1} \\ &\quad \cdot (E)(S^W_{11})(E)(S^B_{21}) \end{aligned} \quad (6-12)$$



$$\begin{aligned}
 (S_{12}^I) &= (S_{21}^I) \\
 &= (S_{12}^B) [ (U) - (E)(S_{11}^W)(E)(S_{22}^B) ]^{-1} \\
 &\quad \cdot (E)(S_{12}^W)
 \end{aligned}
 \tag{6-13}$$

나. 비대칭 Inductive Window 의 해석

그림 6-4 는 모멘트법에 의해 얻을 수 있는 Inductive Window 를 나타낸 것으로,  $d \times b$  의 Conducting iris 와  $(a - d) \times b$  의 도파관 창을 표시한 것이다.

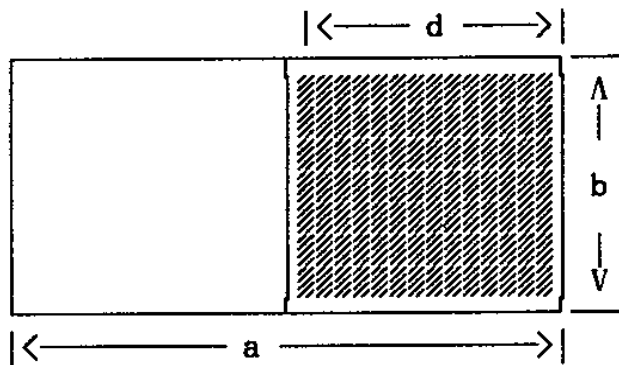


그림 6-4. 구형도파관에서 도파관 창의 모습  
 (Fig.6-4. The view of window in rectangular waveguide)

입사되는 자장의 수직방향성분의 크기  $H_0$  는 식 (6-14)와 같이 표현된다.

$$H_0 = \frac{1}{\omega \mu} \frac{\pi}{a} \quad (A / m)
 \tag{6-14}$$

제6장 도파관의 필터이론

그리고, TE<sub>10</sub> 모우드로 입사된 파의 산란된 N 개의 파에 대한 전개는 식 (6-15)와 같다.

$$E_y^s(r) = \sum_{i=1}^N [ G_i^y(r/r_i) ] \cdot \left[ j\omega\mu I_y(r_i) - k_z \frac{\omega\mu_a}{\pi} H_0 \sin\left[ \frac{\pi}{a} x_i \right] e^{-jk_z z} \right] \quad (6-15)$$

이 식에 사용된 그린함수  $G_i^y(r/r_i)$  는 식 (6-16)과 같다.

$$G_i^y(r/r_i) = \frac{j}{ab} \sum_{m,n} \left\{ \frac{2-\delta_0}{k_L^2 k_z} \left[ m \frac{\pi}{a} \right]^2 - \frac{k_z^2}{k^2} \left( n \frac{\pi}{b} \right) \right\}^2 \cdot \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{a} \sin \frac{m\pi y_i}{a} e^{-jk_2 |z-z_i|} \quad (6-16)$$

여기서  $k^2 = \omega^2 \epsilon \mu$  이다.

$m > 1$  일때, 산란된 고조파들은 차단주파수 보다 낮은 주파수이며, 창으로부터  $\exp(-jk_2 |z-z_i|)$ 의 함수로 감쇠하는, 거리  $r'$  에 제한적으로 존재하며, 이 감쇠파의 각 모우드에 대한 그린함수의 전폭은 식 (6-17)과 같다.

$$A_{iy}^y(m) = \frac{2}{ab \sqrt{\left[ \frac{m\pi}{a} \right]^2 - k^2}} \quad (6-17)$$

이 값은  $m$  이 증가한 만큼 감소한다. 즉,  $m$  이 무한으로 증가하면 그런 함수의 진폭은 0 으로 수렴한다.

창의 등가회로는 그림 6-5 에 나타내어진 것과 같은 Marcuvitz 의 형태로 가정하였고, 등가 Static 방법을 사용한 등가회로의 임피던스  $Z_a$  를 식 (6-18), 식 (6-19)와 같이 Closed-form 으로 근사 해석을 하였다.

$$S_{22} = S_{11} = \Gamma_{11} = \left. \frac{E^s(r)}{E^i(r)} \right| \quad (6-18)$$

$$S_{12} = S_{21} = T_{21} = \frac{[ E_y^i(r) + E_y^s(r) ]}{E_y^i(r) \big|_{z = P_1}} \quad (6-19)$$

여기서  $\Gamma_{11}$  는  $z = P_1$  인 port 1 에서의 반사계수이고,  $T_{21}$  는  $z = P_1$  인 곳에서  $z = P_2$  인 포트 2 까지의 전송계수이며,  $E_y^i(r)$  는 식 (6-20)과 같다.

$$E_y^i(r) = -j\omega\mu \frac{a}{\pi} H_0 \sin \frac{\pi x}{a} e^{-jk_z z} u_y \quad (6-20)$$

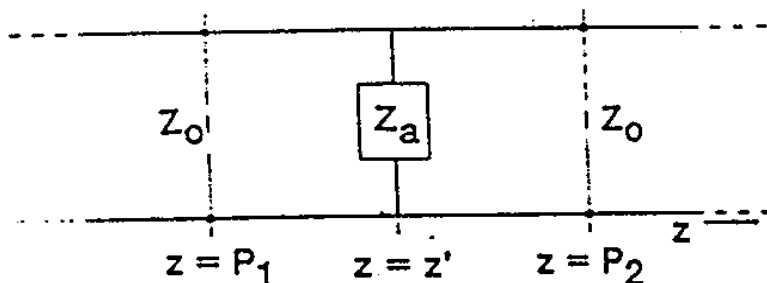


그림 6-5. 모멘트법으로 해석한 창의 등가회로  
(Fig.6-5. Equivalent circuit of inductive window)

제6장 도파관의 필터이론

그림 6-6 에서 임피던스  $Z_a$  가 순수한 리액티브 값일때 손실이 없는 회로망은 식 (6-21)과 같이 가정할 수 있다.

$$Z_a = jX_a \quad (6-21)$$

$Z_0$  로 규준화된 임피던스  $Z_a$  는 식 (6-22)를 이용하여 결정 한다.

$$\frac{Z_a}{Z_0} = \frac{2T_{21}}{(1 - \Gamma_{11})^2 - (T_{21})^2} \quad (6-22)$$

여기에서  $\Gamma_{11}$  과  $T_{21}$  은 식 (6-21)과 식 (6-22)에서 구할 수 있다. 특성 임피던스  $Z_0$  는 결정할 필요가 없기 때문에 Marcuvitz 에 의해 주어진 리액턴스는  $X_a \lambda_g / (aZ_0)$  으로 주어진다.

규준화된 리액턴스는 장애물과 도파관 폭의 비인  $d/a$  의 함수로써,  $0.1 < d/a < 0.9$  의 범위에서 그림 6-6 에 나타내었다. 비교를 위하여 Marcuvitz 의 Closed Form 해석의 결과를 같이 나타내었다.

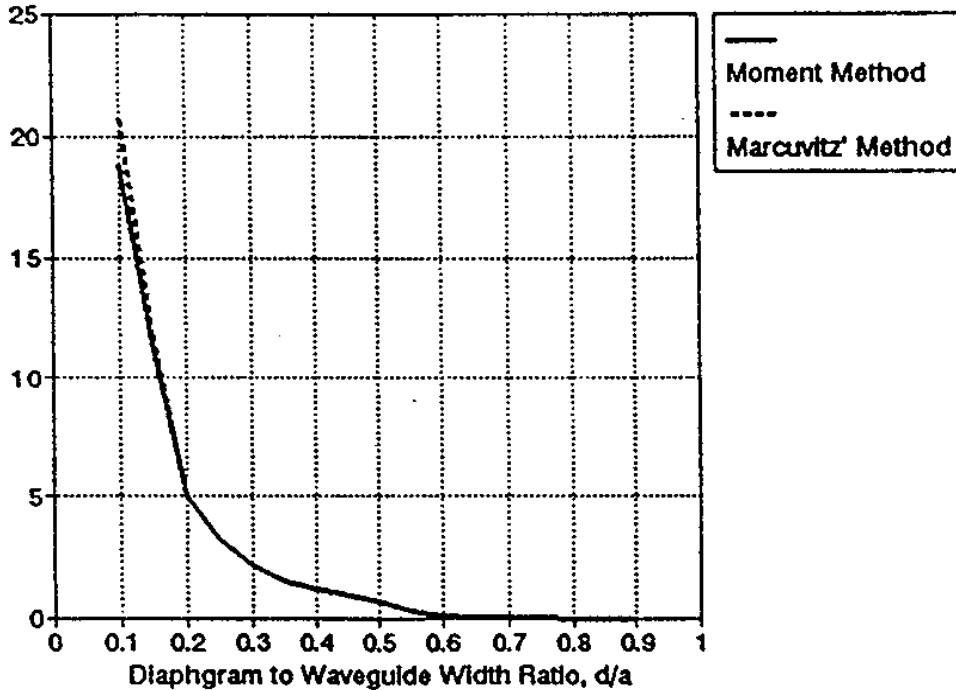


그림 6-6. 비대칭 창에서  $d/a$  에 대한 리액턴스 변화  
 (Fig.6-6. Reactance variation versus  $d/a$  for asymmetrical inductive window)

## 2. Inductive Post의 해석

도파관내에 장착되는 일반적인 장애물 중의 하나인 원통형 Post 는 도파관의 좁은 벽에 평행하고 기본 모우드의 전계에 평행하게 도파관을 가로질러 위치하는데, 이러한 구조는 가장 손쉽게 제작할 수 있다는 장점을 가지고 있다.

1951년 Marcuvitz 에 의해 도파관의 폭에 대해 10 % 내의 반경을 갖는 Post 의 등가회로 파라미터가 제안된 이래 1983년 Adams 는 모멘트법 사용하여 더욱 발전된 해를 제시하였고, 동시에 더욱 직경이 큰 경우의 Inductive Post를 해석하였다. 이후 Li(1984), Araneta(1984), Auda

(1983), Leviatan(1985) 등은 Post 를 해석하는 문제의 해결을 위하여 몇몇 흥미로운 방법을 제시하였으며, 최근에는 Sahalos(1985), Vafiadis(1987) 등에 의해 Single Post 해석의 모든 영역에서 극히 정확한 결과가 소개되었다.

Schwinger 는 2 차대전 당시 Single Post 의 문제점을 Small Post 와 Marcuvitz 의 Waveguide Handbook 에서 주어진 자료를 사용하여 해결하였고, 또한 Post 의 문제점을 Post 에 영향을 미치는 전류의 관점에서 생각하였으며, 곧이어 마이크로 공학도들에 의해 Large Post 를 사용하여 협대역 대역통과 필터를 설계하는 새로운 기술이 개발되었다.

이후, Mariani 는 Large Post 에 대한 필요성을 인식하고 부족한 자료에 대한 보충으로 Schwinger 의 해석 범위 안에서 세 개의 Small Post 로 구성된 3 중 Post 를 해석하였다.

그림 6-7은 구형 도파관내에 완전도체인 원형 Post 를 삽입한 그림이다.

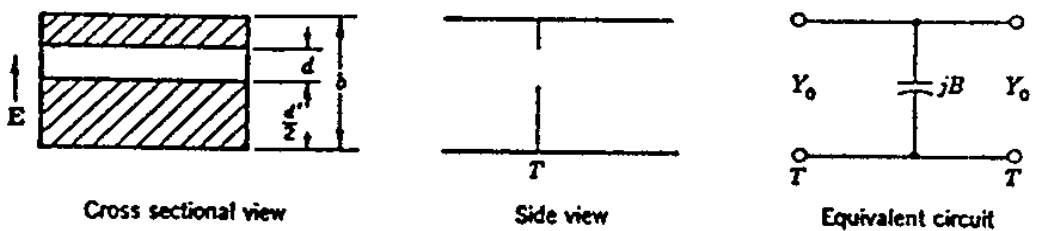


그림 6-7. 구형 도파관 내의 완전도체 Circular Inductive Post  
(Fig.6-7. The circular inductive post in rectangular waveguide)

이때 Post 의 중심을  $x = x_0, z = 0$  으로 정하고 Post 의 직경을  $d$  라고 할때, 도파관의 폭은  $a$ , 높이는  $b$  로 가정한다. 입사파를 기본 모우드인  $TE_{10}$  로 생각하면 전계  $E$  는 식 (6-23) 과 같이 나타낼 수 있다.

$$E = E(J) + E^{inc} \quad (6-23)$$

이때  $E(J)$  는 등가전류  $J$  에 기인하는 전계이며  $E^{inc}$  는 입사된  $TE_{10}$  모우드의 전계이다.

$T_1$  과  $T_2$  평면을  $z$  축상에서 원통의 축에 각각  $z = z_{T1}$  과  $z = z_{T2}$  만큼 떨어진 위치에 놓여 있다고 보면, 이때  $T_1$  과  $T_2$  에서의 산란된 전계는 식 (6-24), 식 (6-25)와 같다.

$$E^s|_{T1} = u_y E_y^s|_{T1} = u_y \sum - \frac{k\eta I_i}{k_{z1}^a} \sin \frac{\pi\chi_i}{a} \sin \frac{\pi\chi}{a} \cdot \exp[-jk_{z1}(z_i - z_{T1})] \quad (6-24)$$

$$E^s|_{T2} = u_y E_y^s|_{T2} = u_y \sum - \frac{k\eta I_i}{k_{z1}} \sin \frac{\pi\chi_i}{a} \sin \frac{\pi\chi}{a} \cdot \exp[-jk_{z1}(z_{T2} - z_i)] \quad (6-25)$$

또한  $T_1$  과  $T_2$  에서의 입력 전계는 식 (6-26), 식 (6-27)과 같다.

$$\begin{aligned} E^{inc}|_{T1} &= u_y E_y^{inc}|_{T1} \\ &= u_y \sin \frac{\pi\chi}{a} \exp[-jk_{z1}(z_{T2} - z_{T1})] \end{aligned} \quad (6-26)$$

$$\begin{aligned} E^{inc}|_{T2} &= u_y E_y^{inc}|_{T2} \\ &= u_y \sin \frac{\pi\chi}{a} \exp[-jk_{z1} z_{T2}] \end{aligned} \quad (6-27)$$

산란행렬 [S] 의  $S_{11}$  과  $S_{22}$  를 식 (6-24) ~ 식 (6-27)을 사용하여 표현하면 다음의 식 (6-28)와 식 (6-29)가 된다. 여기서 식 (6-28)의  $S_{11}$  은  $T_1$  에서의 반사 계수이며 식 (6-29)의  $S_{21}$  은  $T_2$  에서의 전송도가 된다.

$$S_{11} = \frac{E_y^s |_{T_1}}{E_y^{inc} |_{T_1}} \quad (6-28)$$

$$S_{21} = \frac{(E_y^{inc} + E_y^s) |_{T_2}}{E_y^{inc} |_{T_1}} \quad (6-29)$$

여기서  $\exp[\pm jk_{z1} z_{T1}]$  과  $\exp[\pm jk_{z1} z_{T2}]$  는 1 이므로 식 (6-28)과 식 (6-29)은 식 (6-24) ~ 식 (6-27)을 응용하면 식 (6-30)과 식 (6-31)로 나타낼 수 있다.

$$S_{11} = \sum_{i=1}^N - \frac{k\eta I_i}{k_{z1} a} \sin \frac{\pi \chi_i}{a} \exp[ -jk_{z1} z_i] \quad (6-30)$$

$$S_{11} = 1 + \sum_{i=1}^N - \frac{k\eta I_i}{k_{z1} a} \sin \frac{\pi \chi_i}{a} \exp[ -jk_{z1} z_i] \quad (6-31)$$

$$S_{12} = S_{21}$$

$$S_{22} = S_{11}$$

다음의 그림 6-8 에 전형적인 2 단자망을 사용한 Circular Inductive Post 의 등가회로를 보였다.



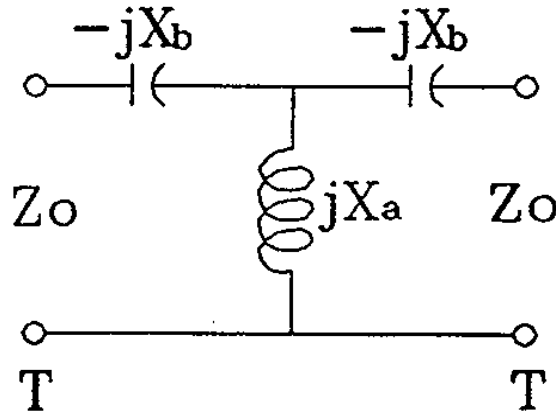


그림 6-8. Circular Inductive Post 의 전형적인 등가회로  
 (Fig.6-8. The typical equivalent circuit of  
 circular inductive post)

식 (6-32)는 임피던스행렬  $[Z]$  와 산란행렬의 관계를 나타낸 것이다.

$$\frac{1}{Z_0} [ Z ] = -([ S ] + [ U ] ) \cdot ([ S ] - [ U ] )^{-1} \quad (6-32)$$

여기서  $[U]$  는 단위행렬이며  $Z_0$  는  $Z_0 = \omega \mu / k_{z1}$  로써 전파 모우드의 특성임피던스이다. 각 임피던스 파라미터를 정규화시키면 식 (6-33) ~ 식 (6-36)과 같다.

$$\frac{Z_{11}}{Z_0} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (6-33)$$

제6장 도파관의 필더이론

$$\frac{Z_{12}}{Z_0} = \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{22}} \quad (6-34)$$

$$\frac{Z_{21}}{Z_0} = \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{22}} \quad (6-35)$$

$$\frac{Z_{22}}{Z_0} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (6-36)$$

등가회로의 정규화된 파라미터는 식 (6-37), 식 (6-38)과 같다.

$$j\frac{X_a}{Z_0} = \frac{X_a}{Z_0} = \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2} \quad (6-37)$$

$$-j\frac{X_b}{Z_0} = \frac{Z_{11} - Z_{12}}{Z_0} = \frac{1 + S_{11} - S_{21}}{1 - S_{11} + S_{21}} \quad (6-38)$$

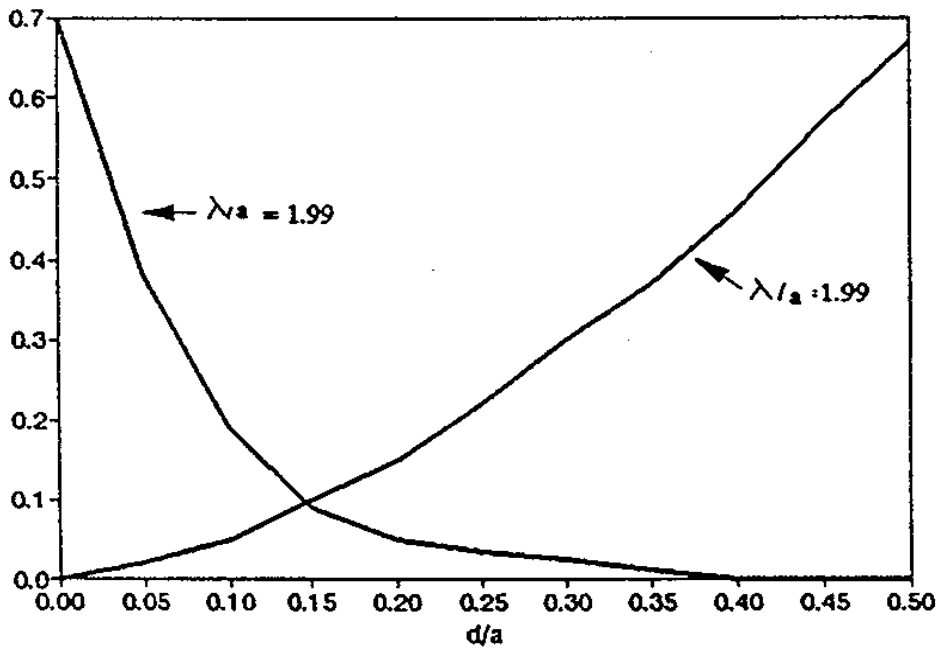


그림 6-9. 구형도파관내의 중심( $X_0=0.5a$ )에 위치한 Inductive Post 에 대한 회로 리액턴스 변화  
(Fig.6-9. Reactance variation for centered ( $X_0 = 0.5a$ ) inductive post in rectangular waveguide)

위의 그림 6-9 는  $d/a$  에 관한 함수인 정규화된 리액턴스  $(X_a/Z_0)(\lambda_g/2a)$ 와  $(X_b/Z_0)(\lambda_g/2a)$ 의 관계를 나타낸 것으로써  $x_0$  가  $0.5a$  일때 주파수를 변화시키면서 계산한 것이다. 여기서  $\lambda_g$  는  $2\pi/k_{z1}$  로써  $TE_{10}$  모우드의 파장을 나타낸다.

$\lambda/a = 1.01$  일 경우에는  $TE_{20}$  모우드의 차단 주파수 아래로 나타나며,  $\lambda/a = 1.99$  일때는  $TE_{10}$  모우드의 차단 주파수의 위에 나타난다.

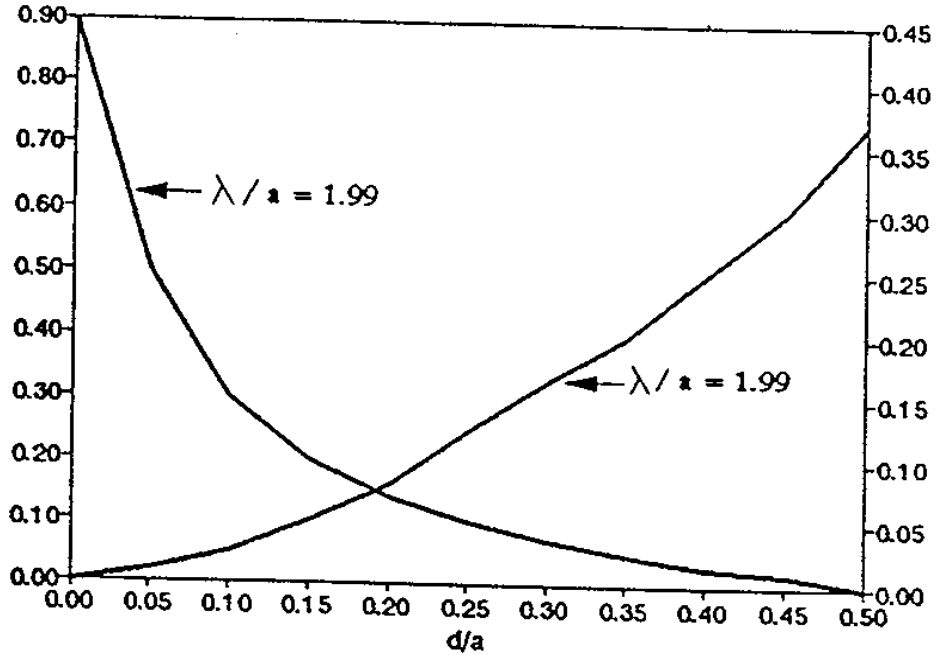


그림 6-10. 구형 도파관내에서 중심을 벗어난 ( $X_0=0.3a$ ) Inductive Post 에 대한 리액턴스 변화

(Fig.6-10. Reactance variation for off-centered ( $X_0 = 0.3a$ ) inductive post in rectangular waveguide)

위의 그림 6-10 은  $d/a$  에 관한 함수인 정규화된 리액턴스 ( $X_a/Z_0$ ) ( $\lambda_g/2a$ )  $\sin^2(\pi X_0/a)$  와 ( $X_b/Z_0$ ) ( $\lambda_g/2a$ )  $\sin^2(\pi X_0/a)$  의 관계를 나타낸 것으로서  $x_0$  가  $0.3a$  일때 주파수를 변화시키면서 계산한 것이다. 여기서  $(\lambda/a)$  가 1.99 일때를 표시하였다.

위의 그림에서 나타난 사실로 미루어 Post 가 도파관의 벽중 어느 한 곳과 근접해 있을 경우 Schwinger 의 해석 에서 푸리에 전개를 사용하려면 고차항이 필요하게 됨을 알 수 있다.

## 제 3 절. E-Plane 필터 해석

## 1. Inductive Strip 해석

E-Plane의 구조는 구형 도파관의 전기장-평면(E-Plane)의 중심에 유한한 길이의 유전체 또는 금속 스트립이 삽입된 형태를 말하며 금속 스트립의 형태에 따라서 E-Plane 금속-삽입 필터의 구조는 그림 6-11, 6-12, 6-13 과 같이 분류할 수 있다. 여기서 삽입된 스트립에 의한 불연속 특성은 스트립의 길이와 두께에 의해 결정된다. 스트립이 삽입된 영역은 결합부이고 도파관의 공간은 공진부로 정의한다.

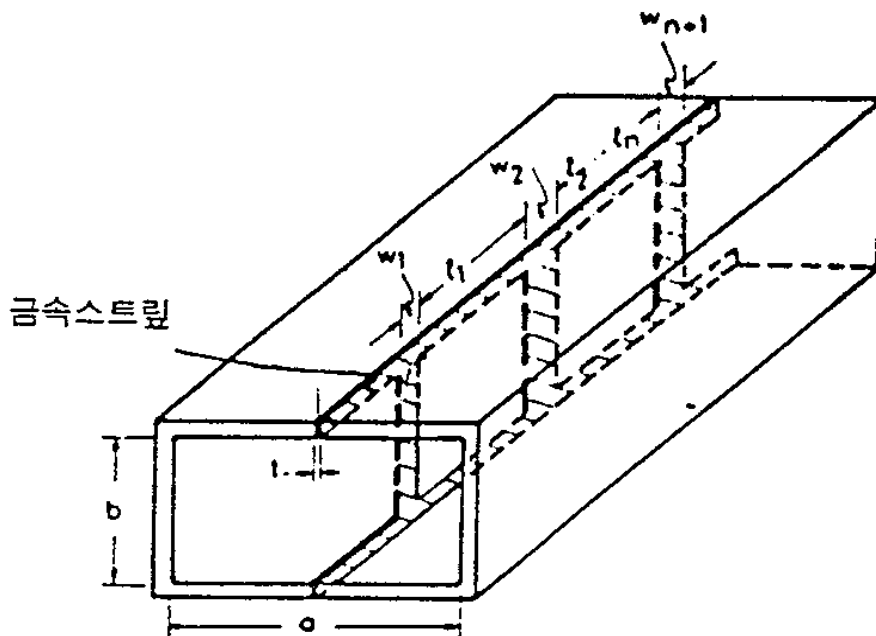


그림 6-11. 단일 금속-삽입 필터의 구조

(Fig.6-11. Structure of single metal-insert filter)

제6장 도파관의 필터이론

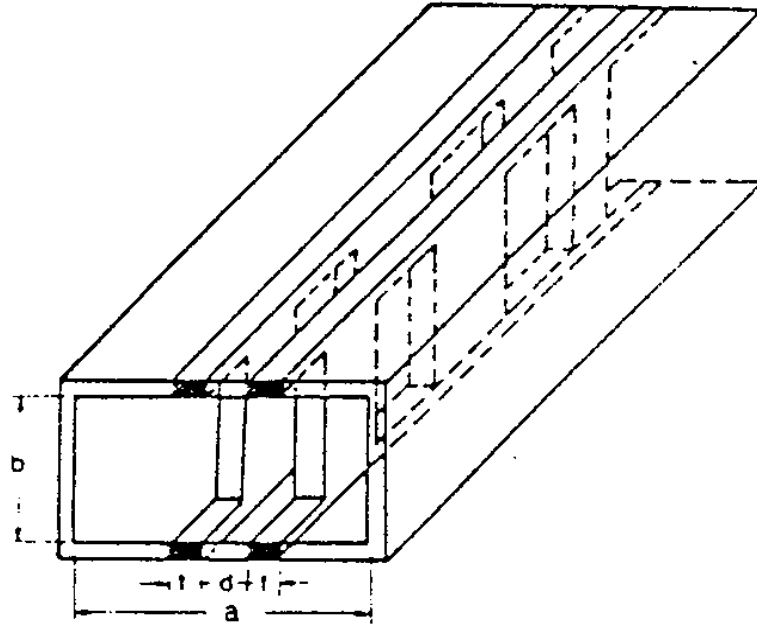


그림 6-12. 이중 금속-삽입 필터의 구조

(Fig.6-12. Structure of double metal-insert filter)

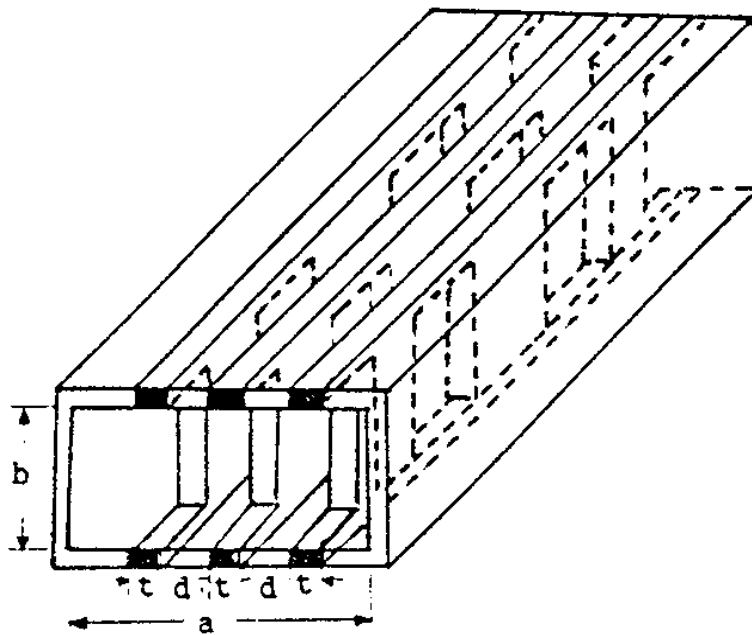


그림 6-13. 삼중 금속-삽입 필터의 구조

(Fig.6-13. Structure of triple metal-insert filter)

E-Plane 필터의 단면을 그림 6-14 와 같이 각각의 영역을 3 개의 영역으로 분할하고 영역을  $R=I, II, III$  로 정의한다. 구형 도파관의  $TE_{10}$  모드에 대해서  $E_y$  와  $H_x$  그리고  $H_z$  성분만이 존재하며  $y$  방향에 대해서는 어떠한 변화도 없다. 또한 이들 각각의 성분값은 Hertzian 벡터 포텐셜의  $x$  성분  $\Pi_x$  으로부터 얻을 수 있으며, 이 Hertzian 벡터 포텐셜은 식 (6-39)와 같이 Helmholtz 방정식을 만족한다.

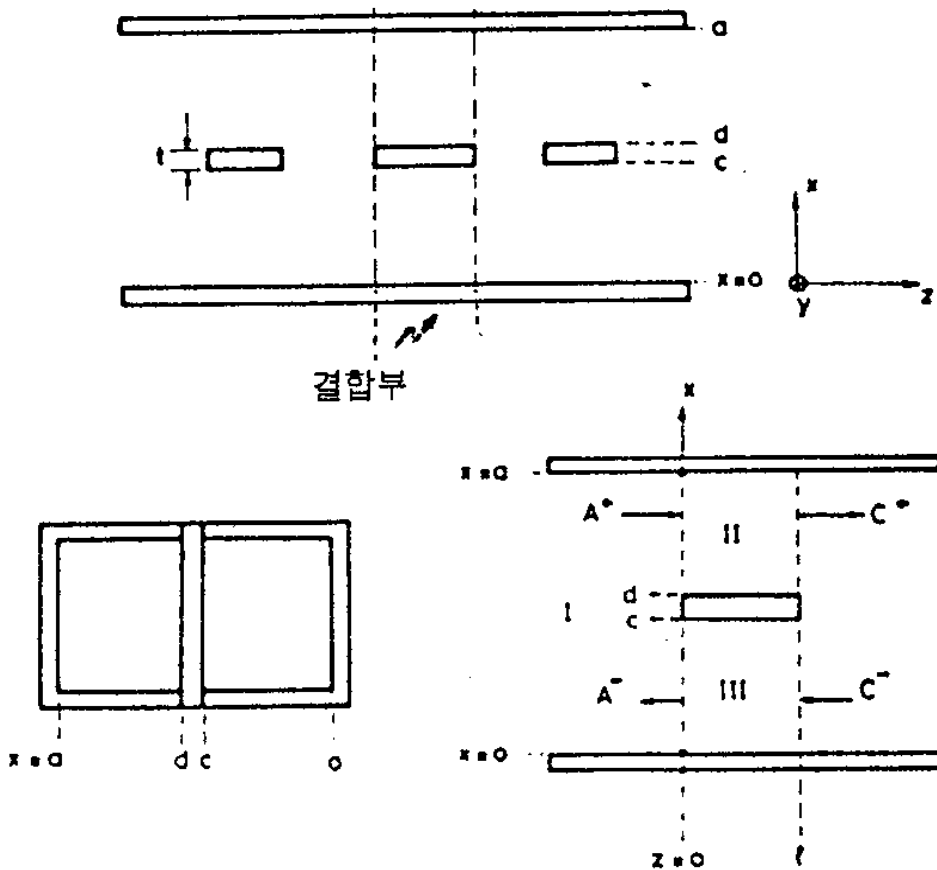


그림 6-14. 금속-삽입 필터의 평면도와 단면도

(Fig.6-14. Top view and cross-sectional view of metal-insert filter)

$$\nabla^2 \Pi^h + k^2 \Pi^h = 0 \quad k^2 = \omega^2 \mu \epsilon \quad (6-39)$$

Helmholtz 방정식의 해는 식 (6-40)과 같이 고유모우드의 합으로 표현된다.

$$\Pi_x^{h(R)} = \sum_{m=1}^{\infty} A_m^{R\pm} \sin\left(\frac{m\pi f^R}{P^R}\right) \exp(\mp j k_{zm}^R z) \quad (6-40)$$

식 (6-40)에서 사용된 변수  $f^R$  와 상수  $P^R$  은 분할된 영역의 축방향 성분으로 식 (6-41)과 같이 정의되며  $K_{zm}^R$  은  $z$  방향에 대한 전파상수로서 분할된 영역에 따라 식 (6-42)와 같이 정의된다.

$$\begin{vmatrix} F^{(I)} \\ F^{(II)} \\ F^{(III)} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} x \\ x \\ a-x \end{vmatrix} \quad \begin{vmatrix} P^{(I)} \\ P^{(II)} \\ P^{(III)} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} a \\ c \\ c-d \end{vmatrix} \quad (6-41)$$

$$k_{zm}^{(R)2} = k^{(R)2} - \left(\frac{m\pi}{P^R}\right)^2 \quad k^{(R)} = \omega \sqrt{\mu \epsilon_y} \quad (6-42)$$

식 (6-40)에서  $A_m^{R\pm}$  계수는  $T_m^R$  에 의해 정규화된 진행파와 후진파의 고유모우드 진폭이며  $T_{zm}^R$  은 1 W 기준 전력에 의해 얻어진 정규화 함수로서 식 (6-43)과 같다.



$$T_{Zm}^{(R)} = \frac{1}{k_{Zm}^{(R)} \sqrt{\omega \mu k_{Zm}^{(R)}}} \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{ab}}, & R = \text{I} \\ \sqrt{\frac{1}{bc}}, & R = \text{II} \\ \frac{1}{\sqrt{b \frac{a-d}{2}}}, & R = \text{III} \end{cases} \quad (6-43)$$

$A_m^{R\pm}$  계수는 고유 모우드의 직교성과 공통 경계영역( $Z = 0$ 의 불연속면)에서 전자장 법선 성분의 정합조건을 이용하여 이 계수값을 얻을 수 있다. 결합함수  $I_{mn}^{(R)}$  는 II 와 III 에서 식 (6-44)와 같이 정의되며  $A_m^{R\pm}$  계수의 결과식을 이루는 성분이다.

$$I_{mn}^{\text{II}} = \int_{x=0}^c \sin \frac{m\pi}{a} \cdot \sin \frac{n\pi}{c} dx$$

$$I_{mn}^{\text{III}} = \int_{x=d}^c \sin \frac{m\pi}{a} \cdot \sin \frac{n\pi}{(a-d)} (a-x) dx \quad (6-44)$$

따라서 직교성과 경계치 조건을 이용하여 식 (6-40)을 풀이하여 얻어진 고유 모우드 진폭계수  $A_m^{R\pm}$  의 관계식은 식 (6-45)와 같다.

$$A_m^{I+} + A_m^{I-} = \sum_{n=1}^N (L_E)_{mn} (A_m^{\text{II}+} + A_m^{\text{II}-})$$

$$\sum_{m=1}^M (L_H)_{mn} (A_m^{I+} - A_m^{I-}) = A_m^{\text{II}+} - A_m^{\text{II}-} \quad (6-45)$$

제6장 도파관의 필터이론

여기서  $(L_E)_{mn}$  과  $(L_H)_{mn}$  계수는 다음과 같이 정의한다.

$$L_{E(mn)} = \sqrt{\frac{k_{zm}^{(1)}}{a \cdot (c - d)k_{zm}^{(1)}} \cdot I_{mn}^{\Pi}}$$

$$L_{H(mn)} = [L_{E(mn)}]^{-1}$$

식 (6-45)를 반복수행하여 공통 경계영역에서 2단자 산란행렬을 구할 수 있다. 따라서, 스트립의 길이 만큼 분리된 불연속면  $z = 0$  과  $z = 1$  영역에서 구해진 산란행렬을 각각  $S_L$  과  $S_R$  이라 하면 단위 전송영역의 특성을 표현하는 산란행렬  $S_T$  를 산란-행렬법을 사용하여 식 (6-46)과 같이 구할 수 있다.

$$S_T = \begin{pmatrix} S_{T11} & S_{T12} \\ S_{T21} & S_{T22} \end{pmatrix} \quad (6-46)$$

여기서 산란계수  $S_{T11}$   $S_{T12}$   $S_{T21}$   $S_{T22}$ 는 식 (6-47)과 같다.

$$\begin{aligned} S_{T11} &= S_{L11} + S_{L12} T S_{R11} T S_{L12} \\ S_{T12} &= S_{L12} T U_2 S_{R12} \\ S_{T21} &= S_{R21} U_1 S_{L21} \\ S_{T22} &= S_{R22} + S_{R21} T U_1 S_{L22} T S_{R12} \end{aligned} \quad (6-47)$$

여기서  $U_1$  과  $U_2$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$U_1 = (I - S_{L22} T S_{R11} T)^{-1}$$

$$U_2 = (I - S_{R11} T S_{L22} T)^{-1}$$

여기서  $T$ 는 경계영역 사이의 전송선로 행렬의 특성이다.

$$T = \begin{pmatrix} \exp(-j k_{zm}^{(R)} \cdot l_i) & 0 \\ 0 & \exp(-j k_{zm}^{(R)} \cdot l_i) \end{pmatrix}$$

이와같이 단위 전송영역의 불연속면 사이에 존재하는 E-Plane 필터의 결합부 또는 공진부의 산란행렬을 구하였다. 전체적인 필터의 구조는  $z$  축에 대칭이므로 대칭이 되는 중심 부분까지 식 (6-46)을 반복 수행하면 통합된 산란행렬로 표현된다. 대칭인 중심 부분까지 얻어진 통합된 산란행렬을  $S_A$  라 하고 이에 대응하는 나머지 부분에서 통합된 산란행렬을  $S_B$  라 하면 이들 산란행렬은 산란특성의 방향이 반대인 것을 제외하고는 동일한 특성을 갖으므로 식 (6-48)과 같이 정의할 수 있다.

$$S_{Aij} = S_{Bji} \quad (i=1,2 \quad j=1,2) \quad (6-48)$$

그러므로 필터의 전체 산란행렬  $S_0$  는 다음 식 (6-49)와 같이 산란행렬  $S_A$  와  $S_B$  로 표현된다.

$$S_0 = \begin{pmatrix} S_{011} & S_{012} \\ S_{021} & S_{022} \end{pmatrix} \quad (6-49)$$

여기서 산란행렬의 계수는 다음과 같다.

$$S_{011} = S_{022} = S_{11} + S_{12} D [ I - S_{22} D S_{22} D ]^{-1} S_{22} D S_{21}$$

$$S_{021} = S_{012} = S_{12} D [ I - S_{22} D S_{22} D ]^{-1} S_{21}$$

여기서 행렬  $D$  는 필터 중심부분의 단위 전송영역에서 전송모우드와 감쇠모우드에 대한 위상과 감쇠특성의 관계를 포함하는 대각행렬로 다음과 같이 정의된다.

$$\vec{D} = \text{Diag} \left( \exp(-j k_{zm}^{(R)} \cdot l_j) \right)$$

필터의 전체 산란행렬  $S_0$ 의 계수는 필터의 모든 특성을 표현할 수 있으며 전송계수  $S_{12}$ 는 필터의 삽입손실  $1/S_{12}[\text{dB}]$  특성을 내포한다.

#### 4. Inductive Strip 등가회로 해석

E-Plane 필터는 몇개의 결합부와 공진부로 구성되며 필터의 중심 부분에서 대칭 형태를 이루는 대역통과 필터로써 그 구조는 그림 6-15 와 같다.

필터의 결합부는 유한한 길이를 갖는 금속 스트립이 도파관 중심부에 삽입된 부분으로 이 스트립의 영향으로 도파관의 특성은 리액턴스 성분이 추가된 그림

6-16 과 같은 T-형 리액터스 등가회로로 표현된다. 또한 공진부는 유한한 길이의 전송선로로 표현되며 직렬 공진회로와 그 특성이 동일하다.

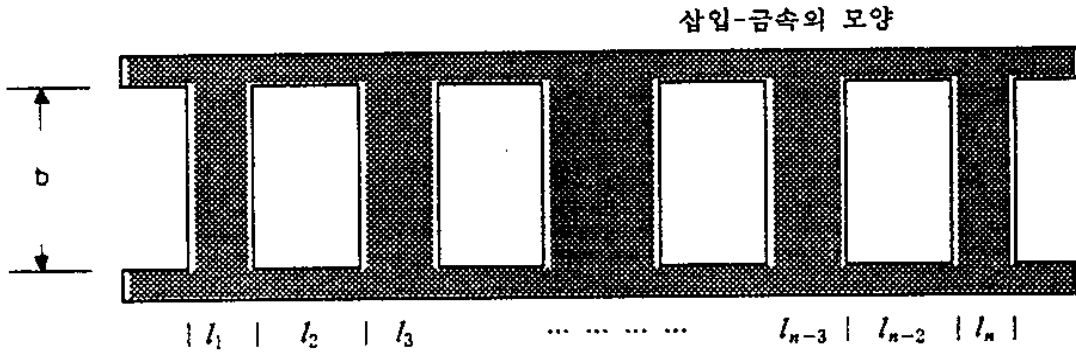


그림 6-15. E-Plane 필터의 측면도  
(Fig.6-15. Side view of E-plane filter )

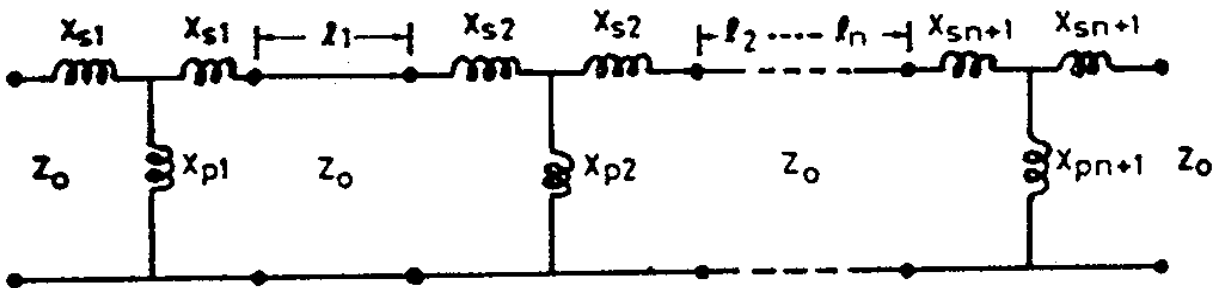


그림 6-16. E-Plane 필터의 등가 회로망  
(Fig.6-16. Equivalent network of E-plane filter)

이와같은 등가회로 접근방법은 실제 특성에 빠르게 접근하기 위해서 필터 규격의 초기값을 구하는데 사용되며 단일 결합부의 유도성 박막에 대한 필터의 T-형 등가회로 성분은 산란행렬 계수로 부터 얻을 수 있다.

T-형 등가회로의 직렬 리액턴스 성분  $jX_S$  와 병렬 리액턴스 성분  $jX_P$  에 의한 정규화 임피던스 행렬은 식 (6-50)과 같다.

$$[ \bar{Z} ] = \begin{pmatrix} j(\bar{X}_S + \bar{X}_P) & j\bar{X}_P \\ j\bar{X}_P & j(\bar{X}_S + \bar{X}_P) \end{pmatrix} \quad (6-50)$$

정규화 임피던스 행렬과 산란 행렬의 동치성을 이용하여 리액턴스성분들을 산란 행렬계수로써 식 (6-51)과 같이 표현할 수 있다.

$$[ \bar{Z} ] = [ I + S ] [ I + S ]^{-1} \quad (6-51)$$

여기서  $I$ 는 단위 행렬이다. 식 (6-50)과 식 (6-51)을 연립하여 풀면 식 (6-52)와 같이 리액턴스 성분을 구할 수 있다.

$$j\bar{X}_P = \frac{2 S_{12}}{(1 - S_{11})^2 - S_{12}^2}$$

$$j\bar{X}_S = \frac{1 - S_{12} + S_{11}}{1 - S_{11} - S_{12}^2} \quad (6-52)$$

이와같이 필터규격을 설정하기 위해 먼저 단일 스트립에 대한 산란행렬을 구하고 식 (6-52)를 이용하여 T-형 등가회로의 직렬 리액턴스 성분  $jX_S$  와 병렬

리액턴스 성분  $jX_p$  값을 구한다. 그림 6-17, 6-18, 6-19 는 스트립의 길이와 두께에 따른 리액턴스 변화를 보여준다.

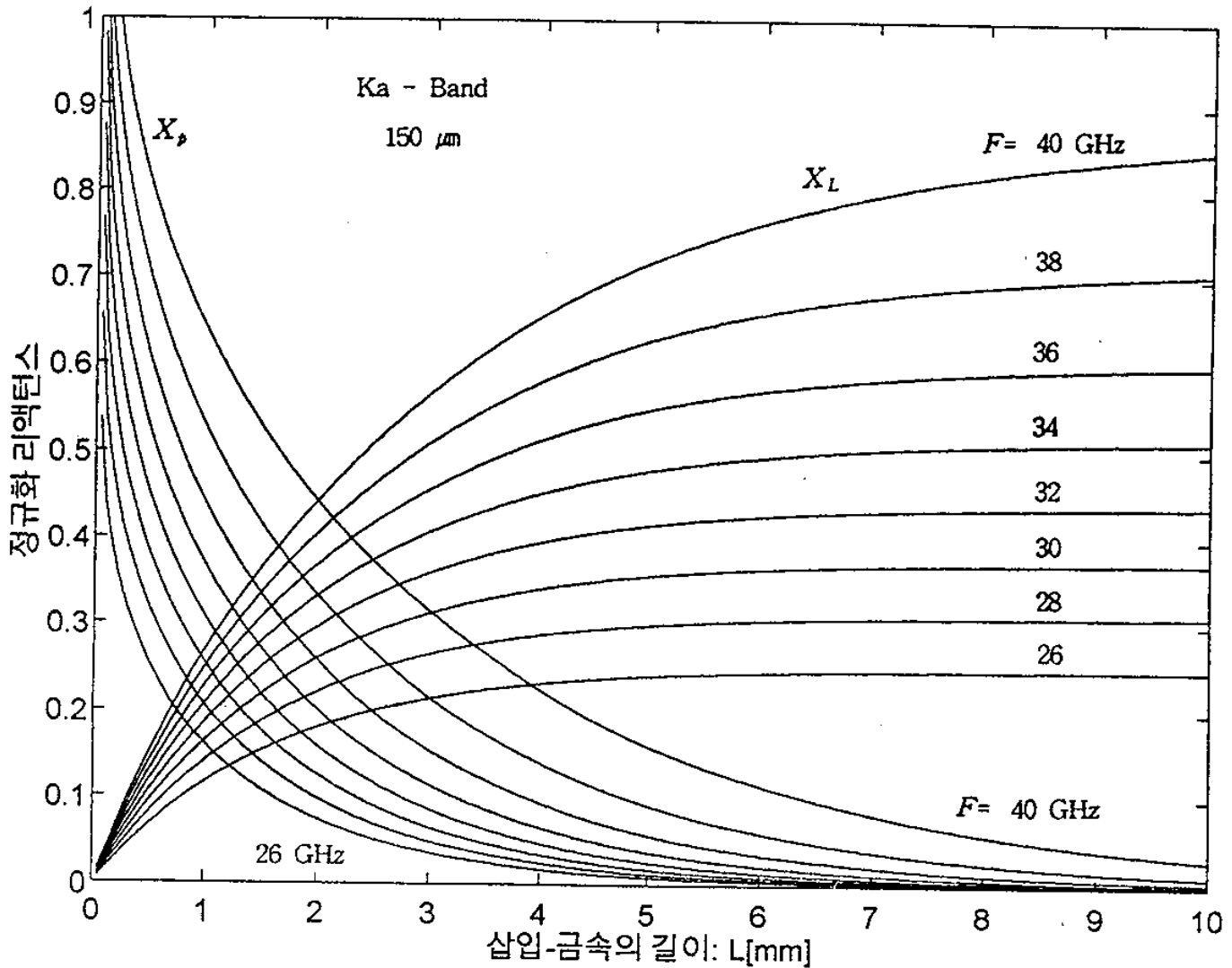


그림 6-17. Ka-대역에서 스트립의 길이에 따른 리액턴스 변화  
- 스트립의 두께가  $150 \mu\text{m}$  인 경우 -

(Fig.6-17. The reactance variation versus metal-strip length  
in Ka-band - Strip thickness :  $150 \mu\text{m}$  - )

제6장 도파관의 필터이론

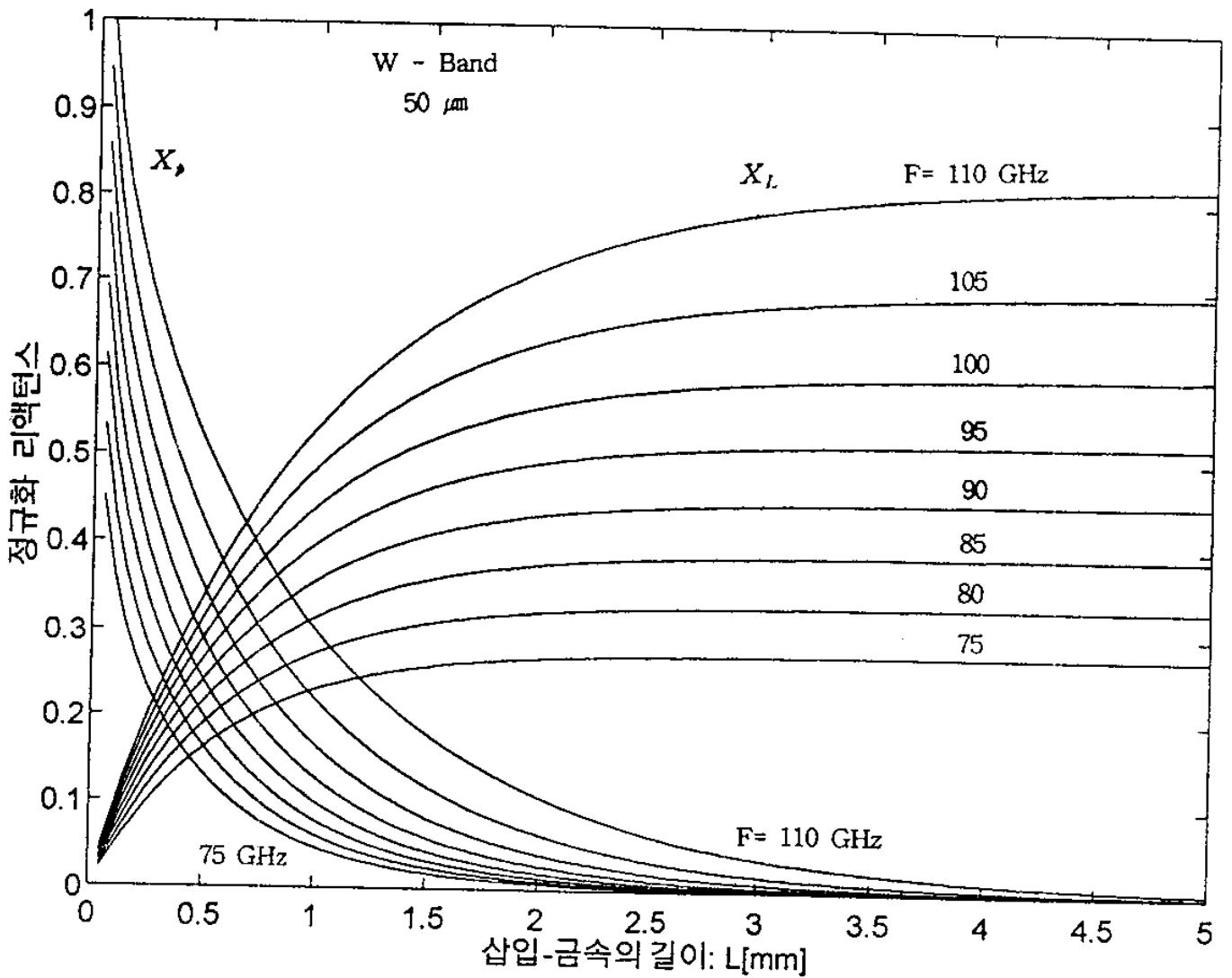


그림 6-18. W-대역에서 금속 스트립의 길이에 따른 리액턴스 변화  
 - 금속박막의 두께가 50μm 인 경우 -

(Fig. 6-18. The reactance variation versus metal-strip length  
 in W-band - Strip thickness : 50 μm - )



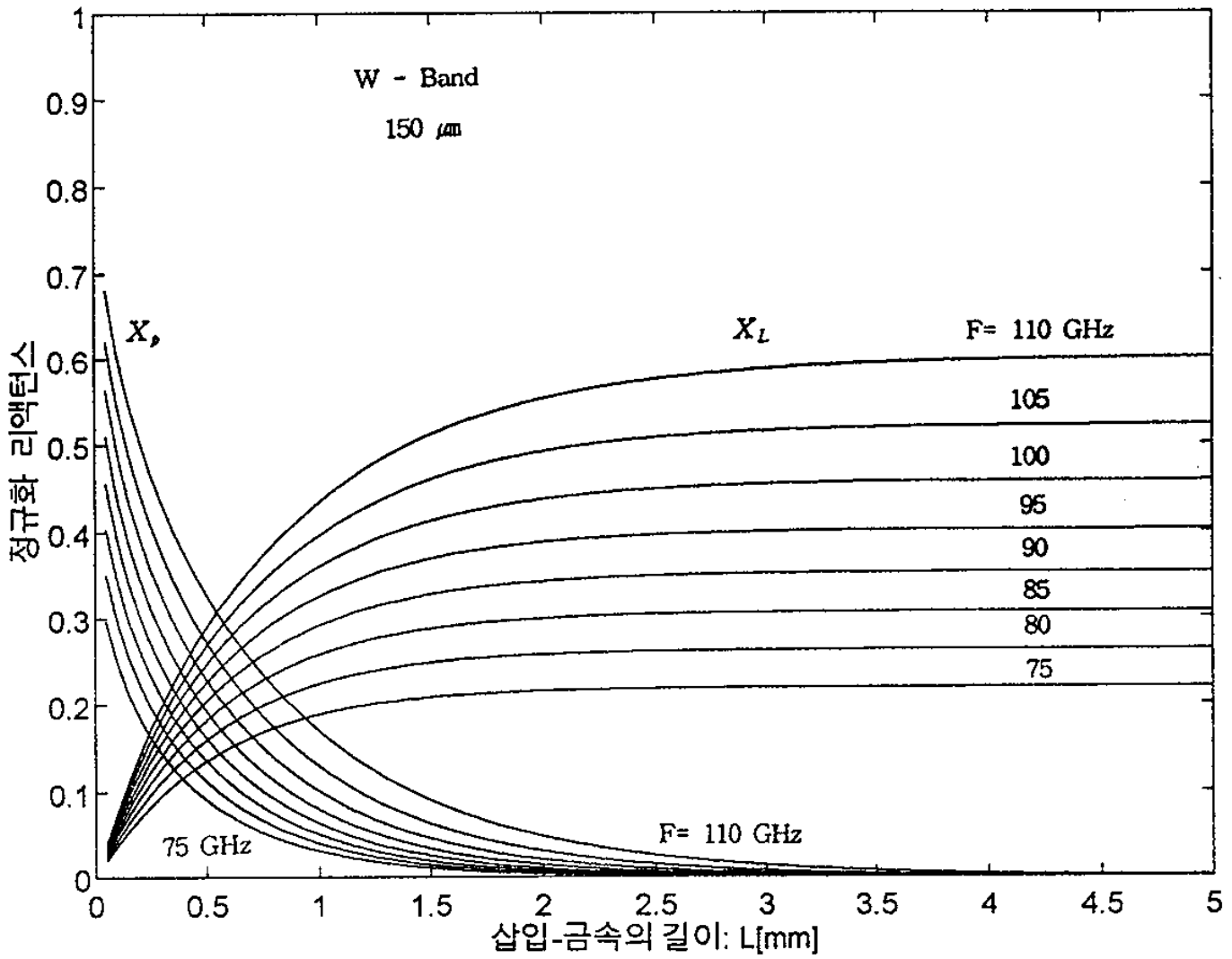


그림 6-19. W-대역에서 금속 스트립의 길이에 따른 리액턴스 변화  
- 금속박막의 두께가  $150\mu\text{m}$  인 경우 -

(Fig. 6-19. The reactance variation versus metal-strip length  
in W-band - Strip thickness :  $150 \mu\text{m}$  - )

이 책의 목적은



## 제 7 장. 도파관 필터의 설계

이 페이지는  
이런 일이다

## 제 7 장. 도파관 필터의 설계

### 제 1 절. 서 설

마이크로파 필터는 마이크로파 공학에서 가장 중요한 부분에 속하는 소자 중의 하나이다. 시스템의 요구조건에 따라 마이크로파 필터의 주파수특성을 분류하면 저역통과(lowpass), 대역통과(bandpass), 대역저지(bandstop 또는 bandreject), 고역통과(highpass)등으로 구분할 수 있으며 일반적인 마이크로파 필터의 설계 방법으로써 영상파라미터 방법과 삽입손실 방법을 주로 사용한다.

영상파라미터 방법을 사용하여 설계한 필터는 여러개의 간단한 2-포트 필터를 종속함으로써 원하는 차단주파수에 대한 감쇠특성을 얻을 수 있지만 동작주파수 범위 안에서 원하는 특정한 주파수응답을 얻을 수 없다. 따라서 이 설계 절차는 비교적 간단하지만 원하는 결과를 얻기 위해서는 여러번 반복해야 하는 단점이 있다. 삽입손실 방법(insertion loss method)은 회로망 합성기법을 사용하여 요구하는 주파수 응답을 만족하는 필터를 설계하는 기법이다. 이 설계방법은 임피던스와 주파수로 정규화한 프로토타입(prototype) 저역 필터에서부터 시작하여, 그 다음 주파수 사상(Mapping)을 적용하여 프로토타입의 필터를 원하는 주파수 범위와 임피던스 값으로 변경한다. 이러한 삽입 손실방법은 통과대역과 저지대역에서 진폭특성과 위상특성을 크게 조정할 수 있기 때문에 원하는 응답을 얻기 위하여 조직적으로 설계할 수 있다. 만약 최소 삽입 손실이 가장 중요하면 2 항 응답(binomial response), 즉 버터워드(Butterworth)특성을 사용할 수 있고 급격한 차단 특성이 중요시 될 때에는 체비셰프(Chebyshev)특성을 사용할 수 있다. 만약 위상 특성만을 고려하고 진폭특성을 무시한다면 선형 위상필터(linear phase filter)를 사용할 수 있다. 이와같이 모든 경우에 삽입손실방법을 사용하

## 제7장 도파관 필터의 설계

면 필터의 성능을 단순한 방법으로 향상시킬수 있다. 그 대신 필터를 구성하는 리액턴스 소자의 수가 그만큼 더 필요하다.

본 연구에서는 삼입손실방법을 이용하여 도파관 필터를 설계하였으며 도파관 필터의 설계순서는 다음과 같다. 필터의 구조에 따라 전기적 모델로 근사화화된 전기적 회로망의 성분들을 결정한 후 저역통과 프로토타입 필터와의 사상을 이용하여 대역통과 필터의 전기적 등가회로 성분과 임피던스 인버터 성분을 계산하며 합성된 필터의 특성과 설계규격이 일치하도록 도파관 필터의 최적화 과정을 수행하여 필터를 설계한다.

### 제 2 절. H-Plane 필터의 설계

#### 1. Inductive Window Filter 설계

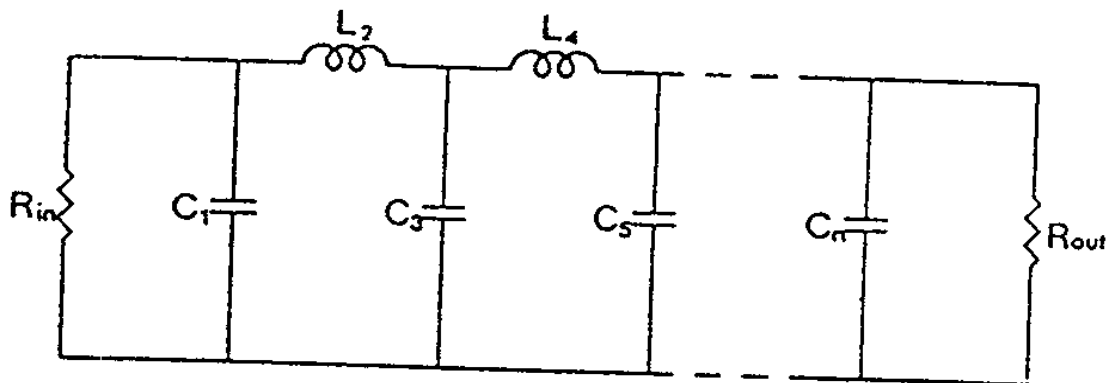


그림 7-1. 저역통과 필터

(Fig.7-1. Lowpass filter)

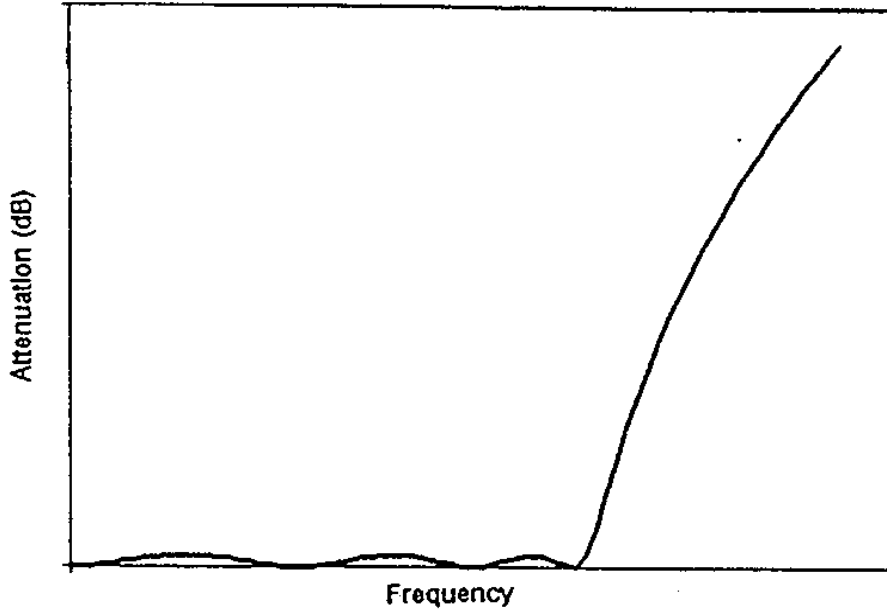


그림 7-2. 저역통과 필터의 주파수 응답

(Fig.7-2. Frequency response of lowpass filter)

대역통과필터를 설계하기 위하여 저역통과필터를 식 (7-1)을 사용하여 그림 7-3 과 같은 형태의 대역통과 필터를 얻을 수 있다. 구성된 대역통과 필터의 주파수 응답은 그림 7-4 와 같다.

$$\frac{\omega'}{\omega_1} = \frac{2}{w} \left[ \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right] \quad (7-1)$$

여기서,

$$w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}, \quad \omega_0 = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2}$$

이다.

제7장 도파관 필터의 설계

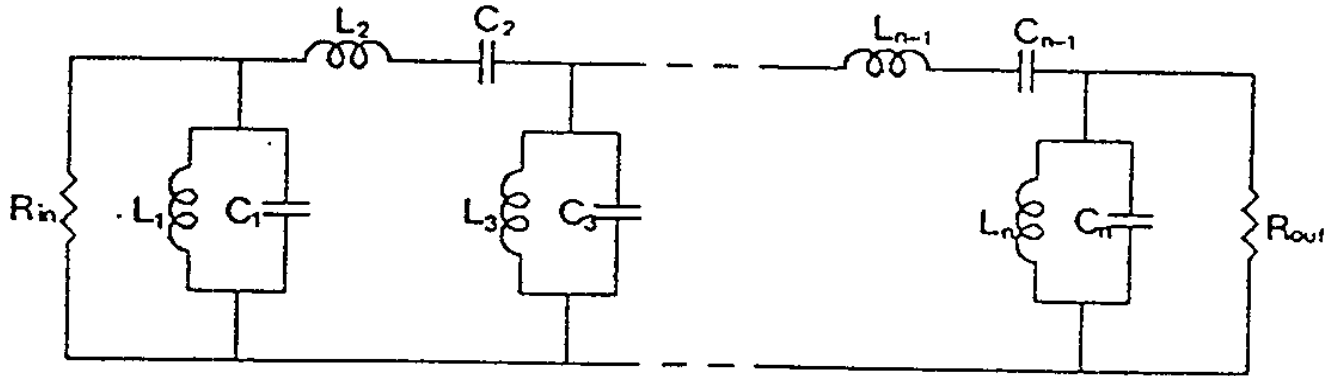


그림 7-3. 대역통과 프로토타입 필터  
(Fig.7-3. Bandpass prototype filter)

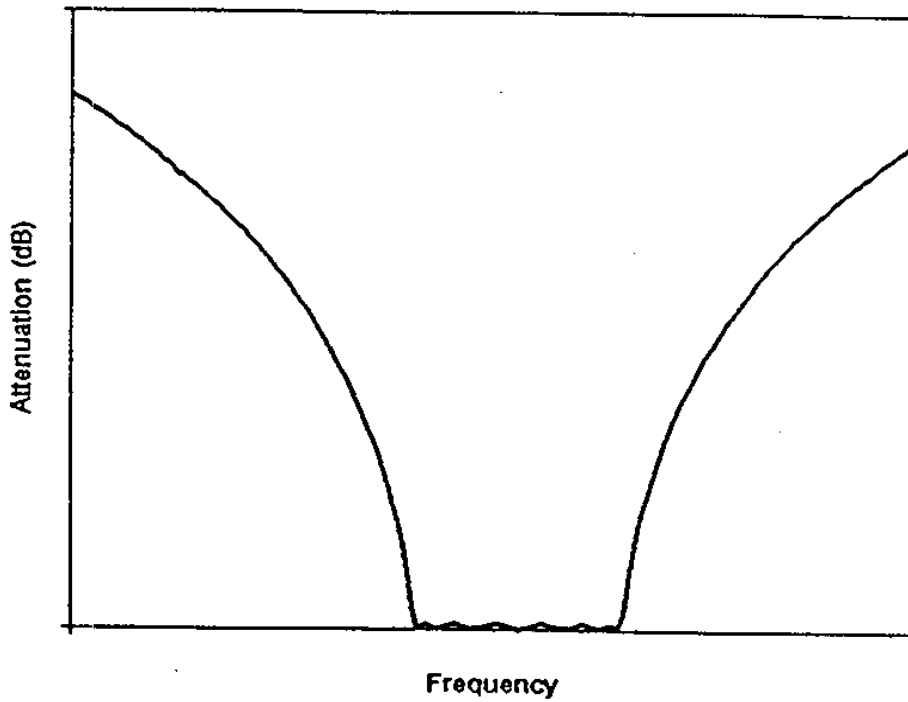


그림 7-4. 대역통과 프로토타입 필터의 주파수 응답  
(Fig.7-4. Frequency response of bandpass prototype filter)



도파관으로 필터를 구성하는 경우 직렬공진기와 병렬공진기를 동시에 구현하는것은 불가능하므로, 임피던스 인버터나 어드미턴스 인버터를 사용하여 직렬 또는 병렬 공진기 만으로 구성된 회로로 변환하여야 한다.

본 연구에서는 임피던스 인버터를 사용하여 병렬공진기를 제거하였으며 다음 그림 7-5 에 임피던스 인버터를 사용하여 구성된 대역통과 필터의 회로를 나타내었다.

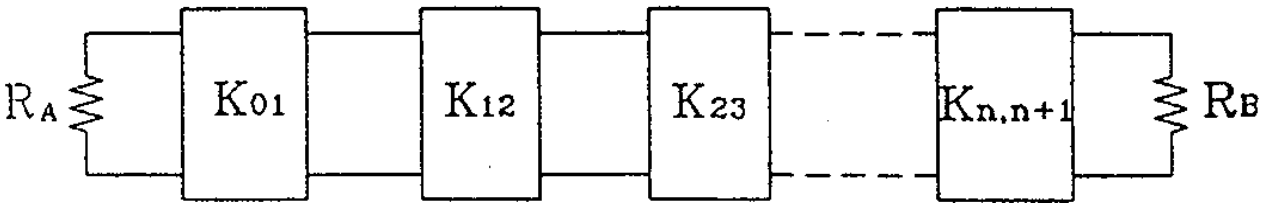


그림 7-5. 임피던스 인버터를 이용한 대역통과필터의 회로

(Fig.7-5. The network of bandpass filter using impedance inverter)

임피던스 인버터의 값은 다음의 식 (7-2)에서 구할 수 있다.

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega_\lambda}{g_0 g_1 w'_1}}$$

$$\frac{K_{i,j+1}}{Z_0} \Big|_{j=1 \text{ to } n-1} = \frac{\pi \omega_\lambda}{2 \omega'_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (7-2)$$

제7장 도파관 필터의 설계

$$\frac{K_{n, n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega_\lambda}{g_n g_{n+1} w'_1}}$$

여기서  $\omega_\lambda$  와  $\lambda_{g0}$  는 다음과 같다.

$$\omega_\lambda = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} \qquad \lambda_{g0} = \frac{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}}{2}$$

$g_0, g_1, g_2 \dots g_{n+1}$  은 저역통과 원형 필터의 소자값이며,  $w'_1$  은 저역통과 원형 필터의 통과대역내에서의 차단주파수이다.

그림 7-6 에 실제 사용하는 임피던스 인버터의 한 예를 보였다. 그림 7-6 은 두께가 무시될 정도로 작은 도파관내의 Inductive Obstacle 을 나타낸다.

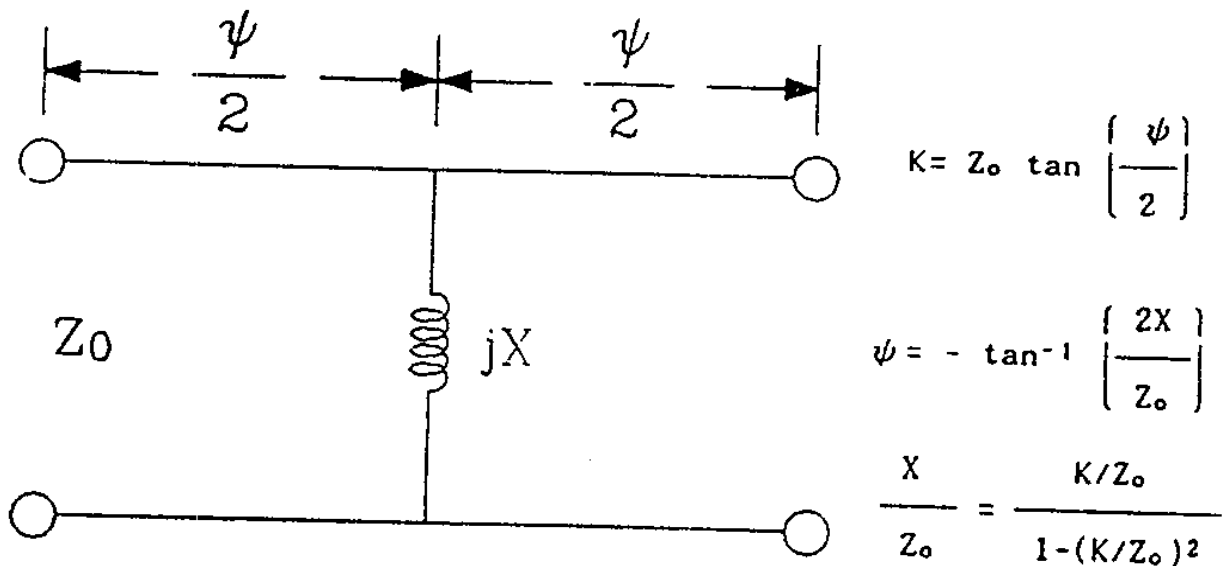


그림 7-6. 실제 사용되는 임피던스 인버터의 예  
(Fig.7-6. Example of impedance inverter)

실제 사용되는 임피던스 인버터의 각 파라미터는 식 (7-3)으로 주어진다.

$$K = Z_0 \tan \left[ \frac{\phi}{2} \right], \quad \phi = -\tan^{-1} \left[ \frac{2X}{Z_0} \right], \quad \frac{X}{Z_0} = \frac{K/Z_0}{1 - (K/Z_0)^2} \quad (7-3)$$

이때 이웃하는 Inductive Obstacle 과의 위상차를 식 (7-4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\theta_j = \pi + \frac{\phi_{k-1, k}}{2} + \frac{\phi_{k, k+1}}{2}, \quad k=1, 2, \dots, n \quad (7-4)$$

식 (7-4)로 부터 실제 이웃하는 Inductive Obstacle 까지의 거리는 식 (7-5)와 같다.

$$l_n = \frac{\theta_n \lambda_{g_0}}{2\pi} \quad (7-5)$$

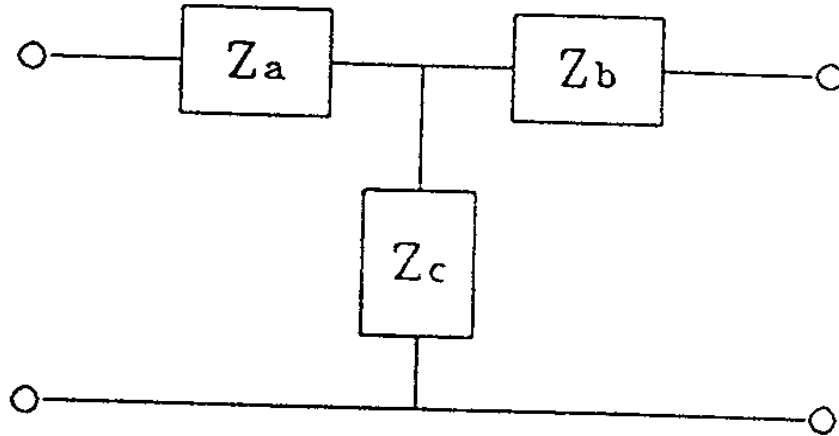


그림 7-7. 두께를 갖는 대칭적 Inductive Window 의 등가회로  
 (Fig.7-7. Equivalent circuit of symmetrical inductive window with thickness)

Inductive Window 로 필터를 구성하는 경우 실제 Inductive Window 는 유한한 두께를 갖게되고, 이 두께에 의한 기생 캐패시턴스 때문에 공진기의 길이가 변하게 된다.

따라서 두께를 고려한 Inductive Window 의 새로운 해석이 필요하게 되며, 그러한 경우에 있어 필터를 구성하는 방법은 식 (7-6)과 식 (7-7)과 같다.

대칭적 Iris 의 등가회로의 각 값은 앞장에서 해석한 결과를 가지고 다음의 수식으로 구할 수 있다.

$$\frac{Z_a}{Z_0} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + (S_{21} - 2)S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} = \frac{Z_b}{Z_0} \quad (7-6)$$

$$\frac{Z_c}{Z_0} = \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (7-7)$$

Inductive Window 의 크기에 따른  $Z_a$  와  $Z_b$ ,  $Z_c$  의 변화를 그림 7-8에 나타내었다.

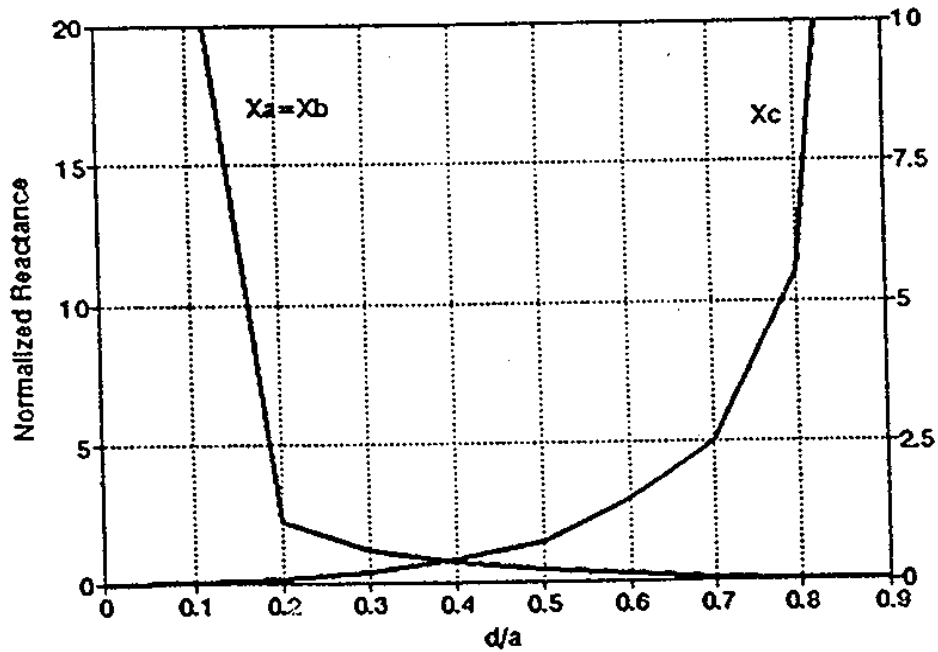


그림 7-8. Inductive Window 의 크기에 따른  $Z_a$  와  $Z_b$ ,  $Z_c$  의 변화  
 (Fig.7-8. Variation of  $Z_a$ ,  $Z_b$ ,  $Z_c$  versus dimension of Inductive Window)

앞식으로부터 구해진 리액턴스 값  $X$  를 가지고 Inductive Window 의 등가회로 중  $Z_c$  값에 맞는 Window 를 선택한다. 이때  $Z_a$  와  $Z_b$  는 공진기의 길이로 보상하여 필터를 구성한다. 이를 위하여 다음 그림 7-9 의 2 개의

제7장 도파관 필터의 설계

회로가 동가라고 가정하면 두 회로의 개방, 단락임피던스는 각각 같아야 한다. 이 사실을 이용하면 다음 식 (7-8) 과 식 (7-9) 의 결과를 얻을 수 있다.

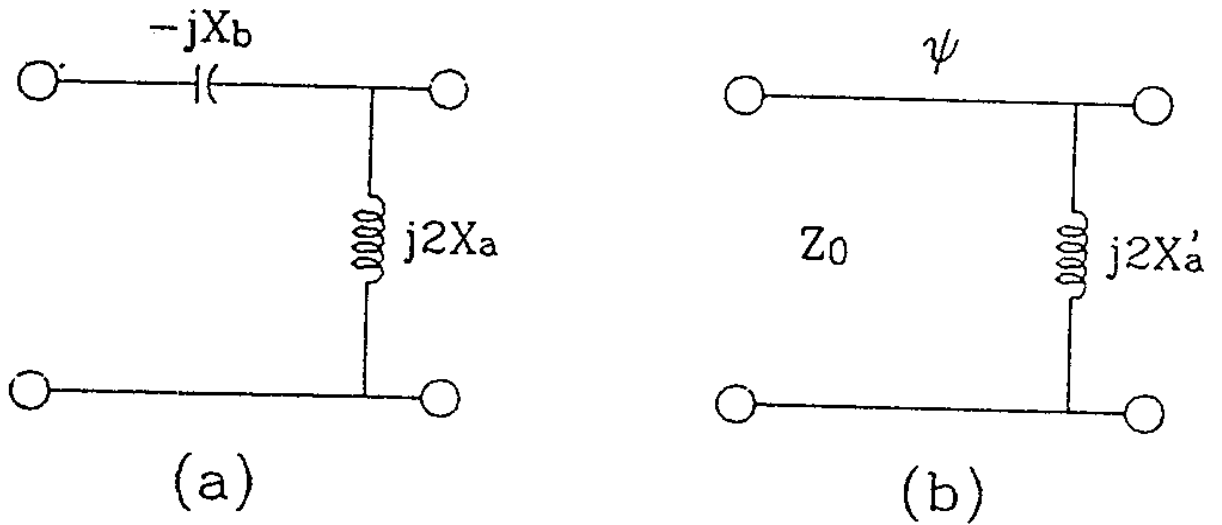


그림 7-9. Inductive Window 의 동가회로  
(Fig.7-9. Equivalent circuit of inductive window)

$$Z_{short} = jX_a = jZ_0 \tan \Psi \quad (7-8)$$

$$Z_{open} = jX_a + j2X_c = Z_0 \frac{j2X'_c + jZ_0 \tan \Psi}{Z_0 - 2X'_c \tan \Psi} \quad (7-9)$$

식 (7-8)을 식 (7-9)에 대입하여 정리하면 식 (7-10)을 얻는다.

$$\Psi = \tan^{-1} \left[ \frac{X_a}{Z_0} \right] \quad (7-10)$$

Inductive Window 의 두께에 의해 생기는 기생 캐패시턴스를 공진기의 길이로 보정하기 위하여 계산한 기생 캐패시턴스의 위상차는 음의 값을 갖는다. 따라서 공진기의 길이를 보정하기 위해서는 결국 공진기의 길이에 기생 캐패시턴스의 위상차의 절대치를 더해 주어야 한다.

그러므로, 두께를 가진 Inductive Window 사이의 위상차는 다음 식 (7-11)과 같고 필터의 입력단으로부터 첫번째 Window 사이의 위상차는 식 (7-12)와 같다.

$$\theta_k = \pi + \frac{\phi_{k-1, k}}{2} + \frac{\phi_{k, k+1}}{2} + |\Psi_{k-1, k}| + |\Psi_{k, k+1}| \quad (7-11)$$

$$k = 1, 2, \dots, n$$

$$\theta_{n+1} = \pi + \frac{\phi_{n, n+1}}{2} + |\Psi_{n, n+1}| \quad (7-12)$$

## 2. Inductive Post Filter 설계

Inductive Post 로 필터를 구성하는 경우 설계순서는 Inductive Window로 필터를 구성하는 순서와 같다.

마지막 Window 의 폭을 결정하는 순간에 Post 로 구성하는 경우에는 Post 의 직경에 의한 기생 캐패시턴스를 보상해 주어야 하는데, 보상 방법으로는 기생 캐패시턴스를 상쇄시켜 줄 수 있는 거리를 공진기의 길이에 포함시켜 주는 방법을 사용한다.

### 제 3 절. E-Plane 필터의 설계

#### 1. 버터워드 필터와 체비세프 필터

가. 버터워드 필터:

저역통과 프로토타입 필터는 정규화된 회로성분값과 차단 주파수를 가지며 저역통과 프로토타입 필터의 회로 성분  $G_k$  와 등가 회로망은 그림 7-10 과 같다.

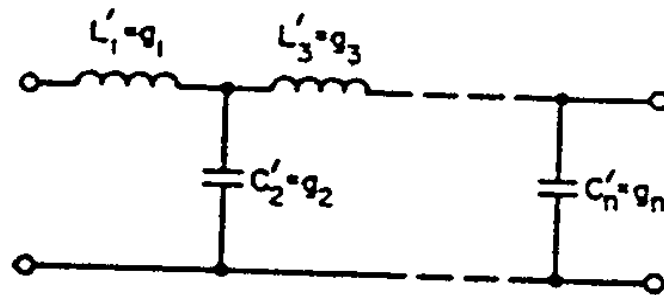


그림 7-10. 저역통과 프로토타입 필터 회로망

(Fig.7-10. The equivalent network of low-pass prototype filter)

일반적으로 필터의 응답 특성은 체비세프 응답특성과 버터워드 응답특성을 사용하며, 버터워드 응답특성에 대한 프로토타입 필터의 성분  $G_k$  와 삽입손실 특성은 식 (7-13)에 의해 결정된다.

$$G_k = 2 \sin \left[ \frac{(2k-1)\pi}{2n} \right] \quad k=1,2,\dots,n.$$

$$A = 10 \log(1 + \omega^{2n}) \quad [dB] \tag{7-13}$$



여기서  $A$  는 필터의 삽입손실이며, 모든  $n$  에 대해서 부하  $r = 1$  이다.

저역통과 프로토타입 필터의 감쇠특성을 그림 7-11 에 보였다. 여기서 필터의 구성성분 즉, 공진부의 수  $n$  이 증가할 수록 차단영역의 감쇠특성은 계속 증가함을 알 수 있다.

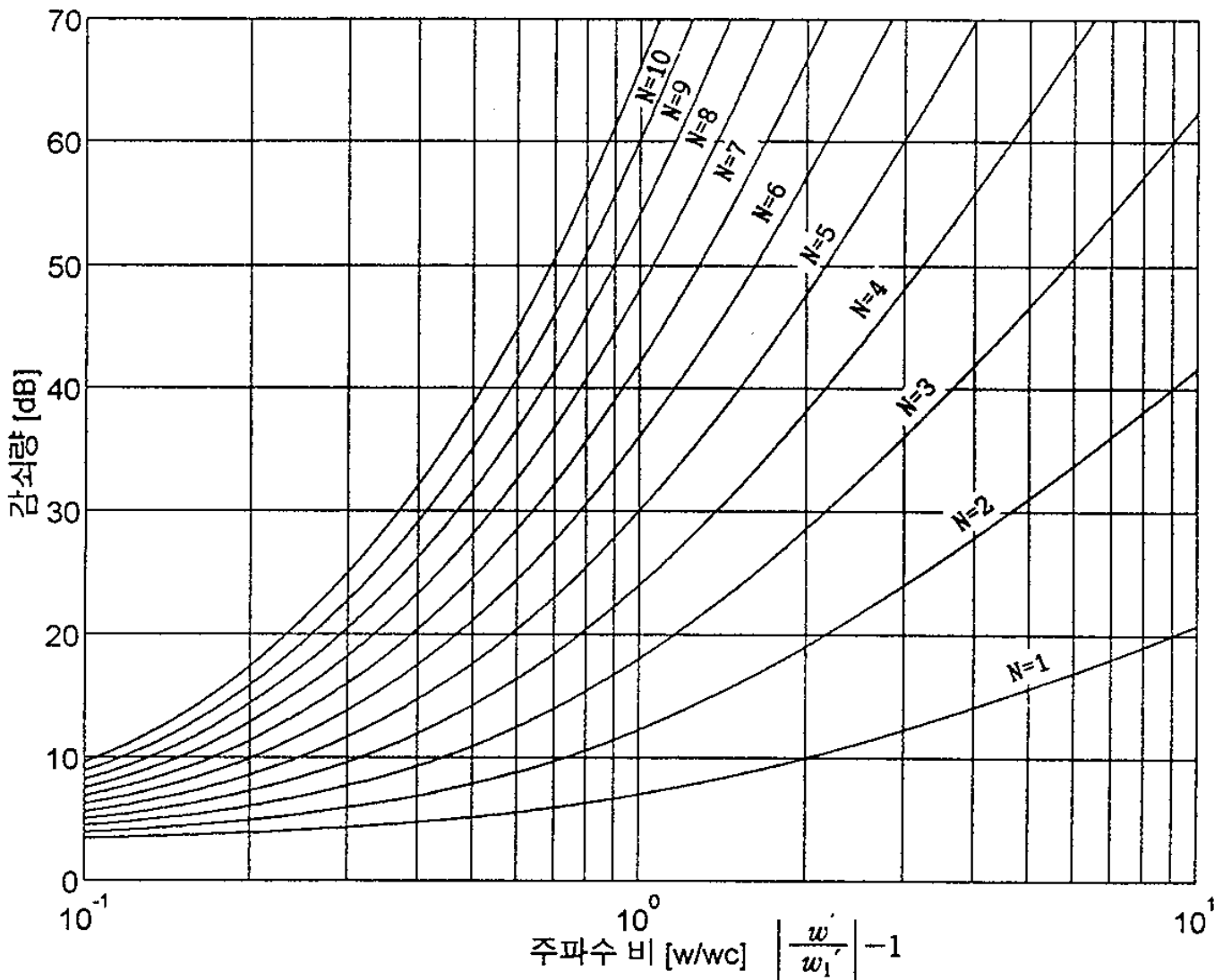


그림 7-11. 버터워드 필터의 감쇠 특성

(Fig. 7-11. The attenuation characteristic of Butterworth filter)

나. 체비세프 필터

체비세프 응답특성에 대한 프로토타입 필터의 성분  $G_k$  와 삽입손실 특성은 식 (7-14)에 의해 결정되며, 통과대역의 리플 1.0 dB, 0.3 dB, 0.1 dB 에 대한 저역통과 프로토타입 필터의 감쇠특성을 그림 7-12, 7-13, 7-14 에 보였다. 통과대역의 리플과  $n$  이 증가할 수록 차단영역의 감쇠특성은 최대평탄 응답특성보다 급격한 차단특성을 얻을 수 있다.

$$G_k = \frac{2 a_1}{\gamma}, \quad G_k = \frac{4 a_{k-1} a_{k-1}}{b_{k-1} G_{k-1}} \quad k=1, 2, \dots, n.$$

$$a_k = 2 \sin\left[\frac{2(k-1)\pi}{2n}\right]$$

$$b_k = \gamma^2 \sin^2\left[\frac{k\pi}{n}\right] \quad k=1, 2, \dots, n.$$

$$\gamma = \sinh\left[\frac{\beta}{2n}\right], \quad \beta = \ln\left(\coth\frac{A_m[dB]}{17.37}\right) \quad (7-14)$$

여기서  $A_m$  [dB] 은 통과대역에서의 리플이다.

통과대역에서 삽입손실:

$$A_p = 10 \log\left[1 + (10^{A_m/10} - 1) \cos^2(n \cos^{-1} \omega)\right] [dB]$$

저지대역에서 삽입손실:

$$A_s = 10 \text{Log}\left[1 + (10^{A_m/10} - 1) \text{Cosh}^2(n \text{Cosh}^{-1} \omega)\right] [dB]$$

여기서  $n$ 은 필터 구성성분의 갯수 또는 공진부의 수이며,  $n$ 이 홀수이면  $r = 1$  이고,  $n$ 이 짝수이면  $r = \tanh^2(\beta/4)$  이다.

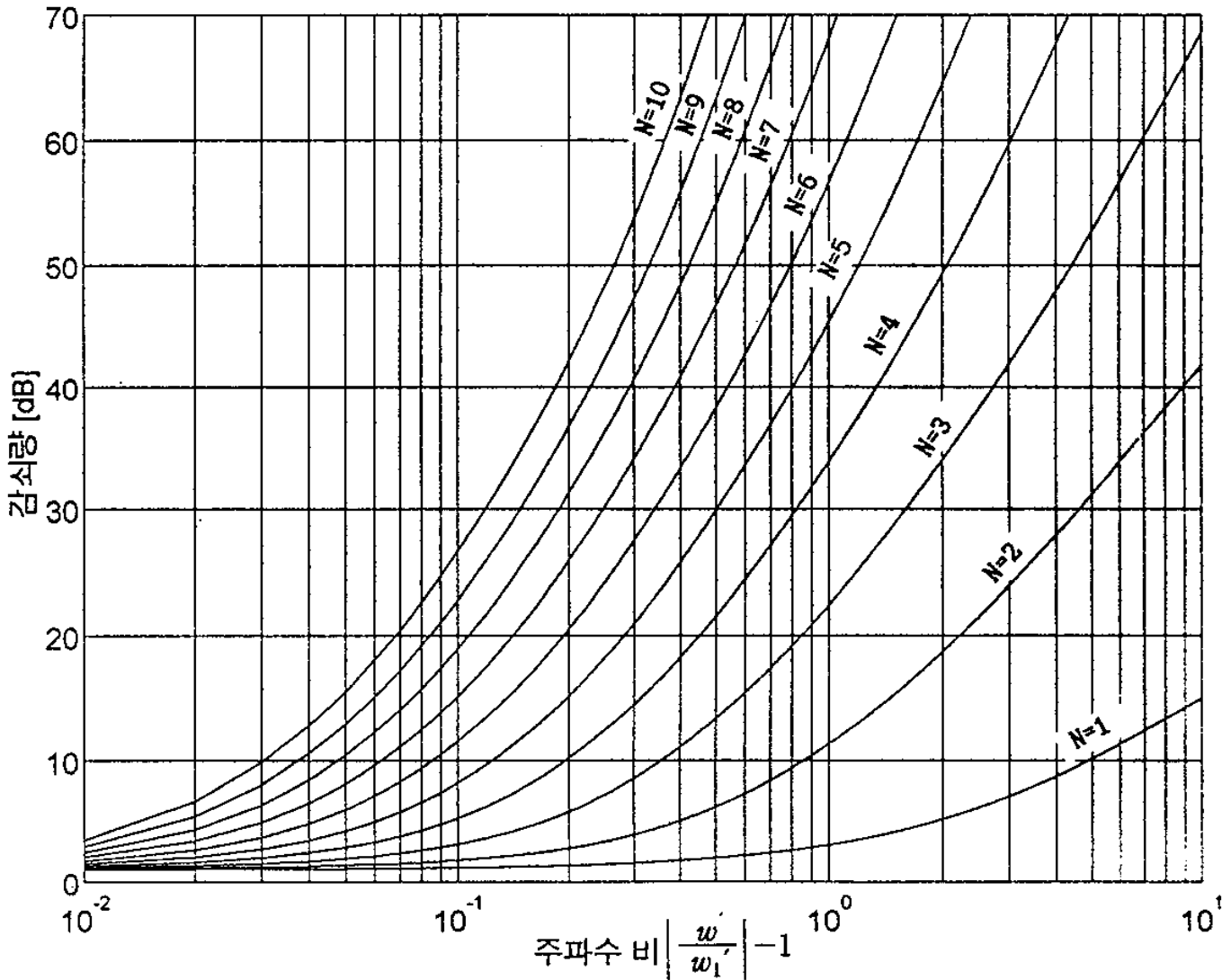


그림 7-12. 1.0 dB 리플을 갖는 체비셰프 필터의 삽입손실 특성  
 (Fig. 7-12. Insertion loss of Chebyshev filter with 0.1 dB ripple)

제7장 도파관 필터의 설계

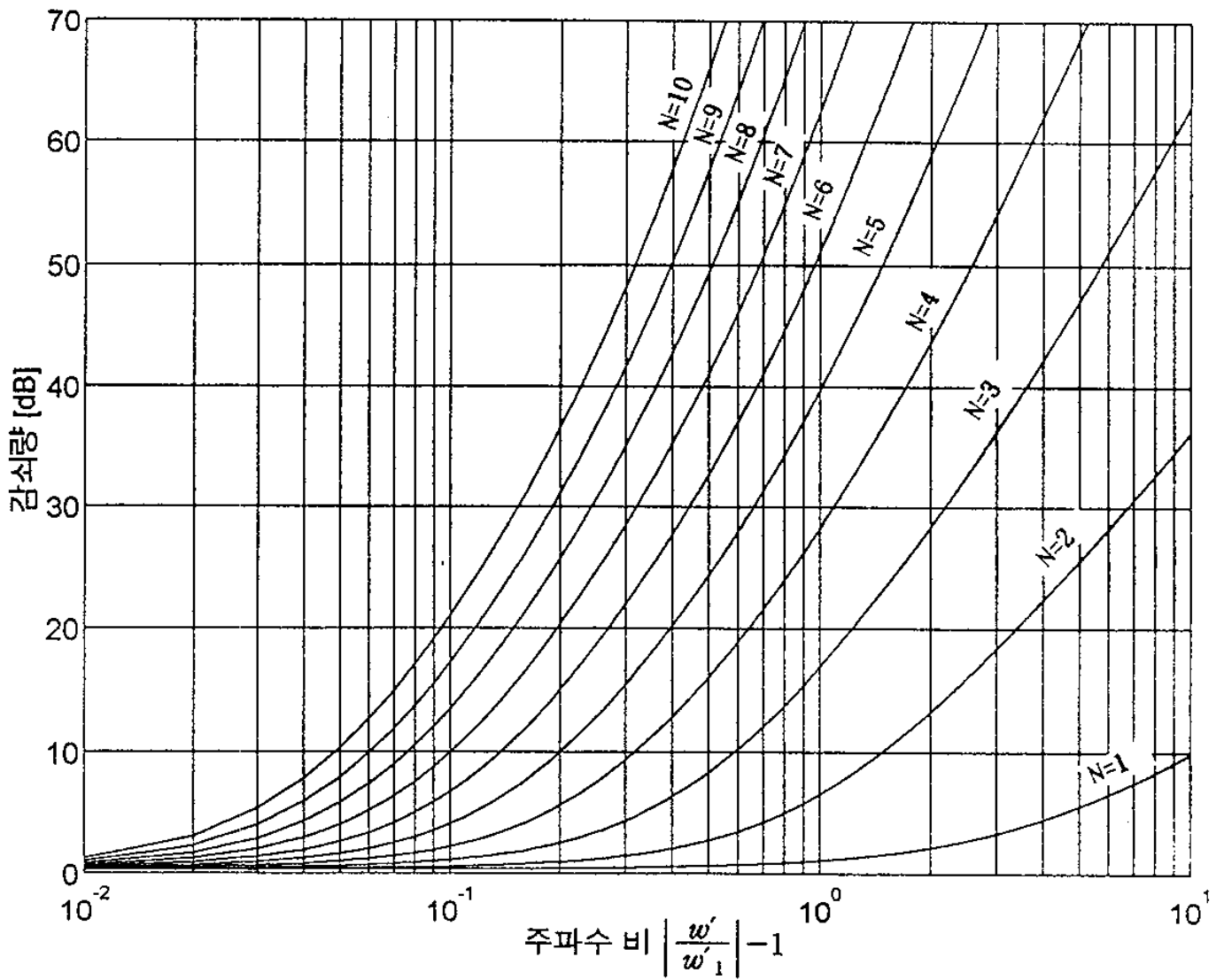


그림 7-13. 0.3 dB 리플을 갖는 체비셰프 필터의 삽입손실 특성  
 (Fig.7-13. Insertion loss of Chebyshev filter with 0.3 dB ripple)

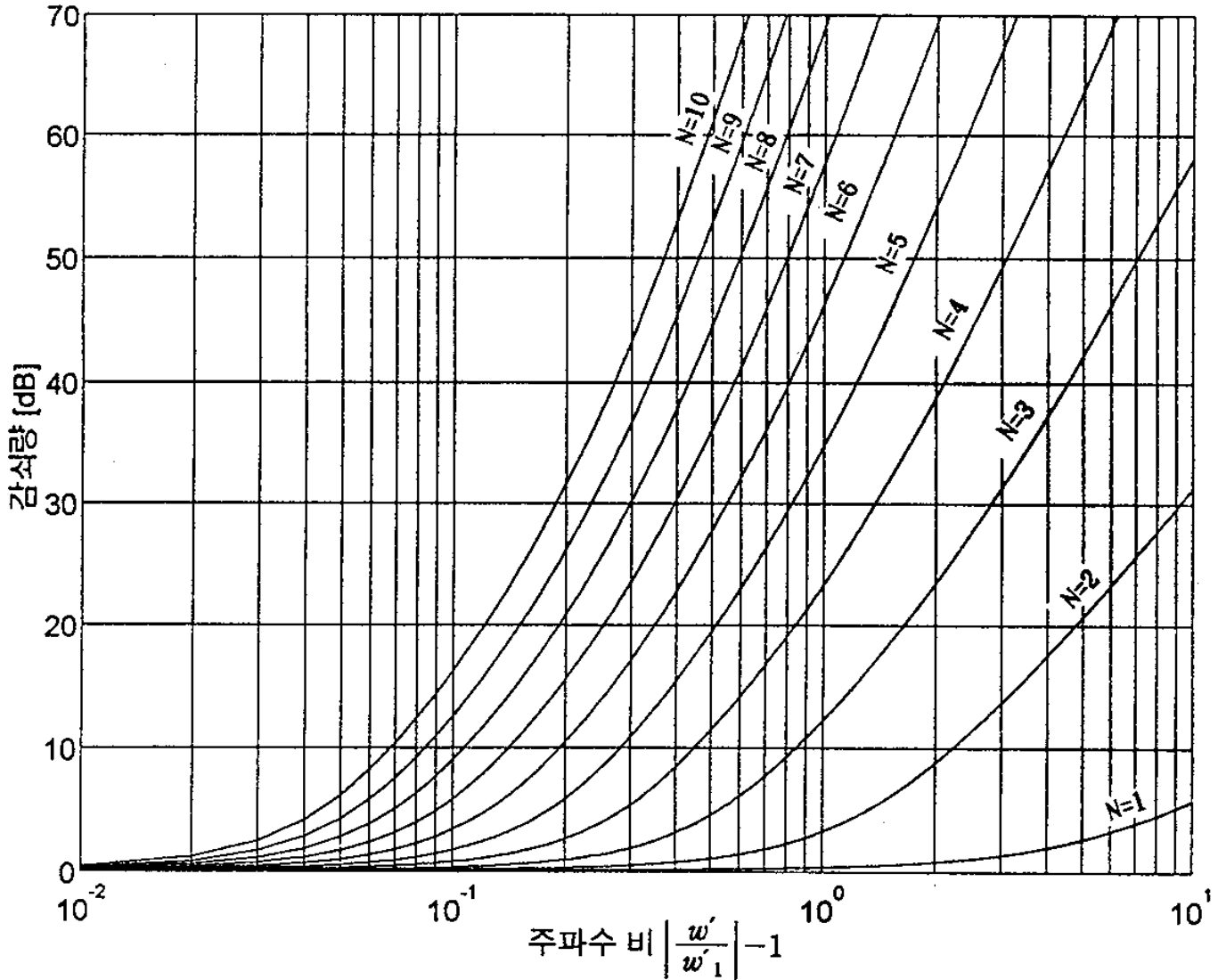


그림 7-14. 0.1 dB 리플을 갖는 체비셰프 필터의 삽입손실 특성

(Fig. 7-14. Insertion loss of Chebyshev filter with 0.1 dB ripple)

## 2. 대역통과와 저역통과 필터의 정합

필터의 설계과정에서 가장 먼저 고려할 사항은 저지대역과 통과대역에서 설계할 삽입손실 특성을 체비셰프 또는 버터워드 응답특성으로 설정하고 이 차단영역의 삽입손실 특성을 만족하는 필터의 차수, 즉 공진부의 수를 계산하여야 한다. 이 경우 저역통과 프로토타입 필터의 응답특성이 중심 주파수가 0에서  $f_0$ 로 이동한 형태와 같기 때문에 대역통과 필터의 응답은 주파수 범위의 척도변환 (scaling)에 의해 저역통과 프로토타입 필터의 응답으로 부터 얻을 수 있다. 그러므로 대역통과 필터의 차단주파수  $f_1$  과  $f_2$  는 저역통과 프로토타입의 차단주파수  $\omega_1'$  에 대응되며 저역통과 필터 정합을 위한 주파수 척도변환은 식 (7-15)와 같다.

$$\frac{\omega'}{\omega_1} = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (7-15)$$

여기서  $f_0 = \frac{\sqrt{\omega_1 \omega_2}}{2\pi}$  또는  $\frac{f_2 + f_1}{2}$  이다.

설계할 대역통과 필터의 중심주파수와 차단주파수가 정해지면 식 (7-15)를 이용하여 저역통과 프로토타입 필터의 필터 구성성분의 갯수 또는 공진부의 갯수  $n$  을 계산한다. 또한 저역통과 프로토타입 필터의 성분에 해당하는 대역통과 필터의 성분은 주파수 척도변환을 포함하여 식 (7-16)과 같이 계산되며 저역통과 프로토타입 필터에서 사상된 대역통과 필터의 등가회로는 그림 7-15 와 같다.

$$L_K = \frac{W}{\omega_0 G_K}$$

$$C_K = \frac{G_K}{W\omega_0} \quad k = \text{odd}$$

$$L_K = \frac{G_K}{W\omega_0}$$

$$C_K = \frac{W}{\omega_0 G_K} \quad k = \text{even} \quad (7-16)$$

여기서  $W$  는  $(f_2 - f_1)/f_0$  이고  $f_0$ 는 중심주파수이다

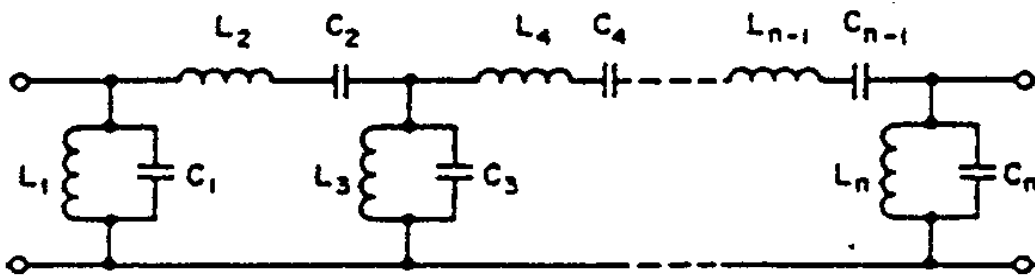


그림 7-15. 주파수 척도변환에 의한 대역통과 필터회로

(Fig.7-15. Constructed bandpass filter network using frequency scaling)

### 3. 임피던스 인버터를 이용한 설계

마이크로파 E-Plane 필터는 반파장 도파관 공진기를 종속연결하여 구현하며, 임의적으로 다단연결한 공진회로로 구성된 마이크로파 필터회로는 실현하기 어

렵기 때문에 공진기들의 결합관계를 임피던스 인버터를 도입하여 합성하는 방법이 매우 실용적인 접근방법이다. 이상적인 임피던스 인버터는  $1/4\lambda$  선로처럼 동작하며 입력단과 출력단의 임피던스를 정합하면서 임피던스 반전(inverter) 작용을 한다.

E-Plane 대역통과 필터의 측면도는 그림 6-15 와 같으며 공진부 사이에 삽입된 결합부는 금속 스트립의 영향으로 리액턴스성분이 추가된 그림 6-16 과 같은 T형 리액터스 등가회로와 반파장 전송선로로 표현된다. 여기서 반파장 전송선로는 그림 7-15 의 직병렬 공진기로 동작하며 리액턴스 등가회로는 임피던스 인버터로 대체된다. 이 임피던스 인버터는 직렬을 병렬로 병렬을 직렬로 임피던스 반전시키므로, 그림 7-15 의 리액턴스 등가회로는 그림 7-16 과 같이 임피던스 K-인버터와 유한한 길이의 전송선로로 대체할 수 있으며 대역통과 프로토타입 필터의 등가회로와 그 특성이 같다.

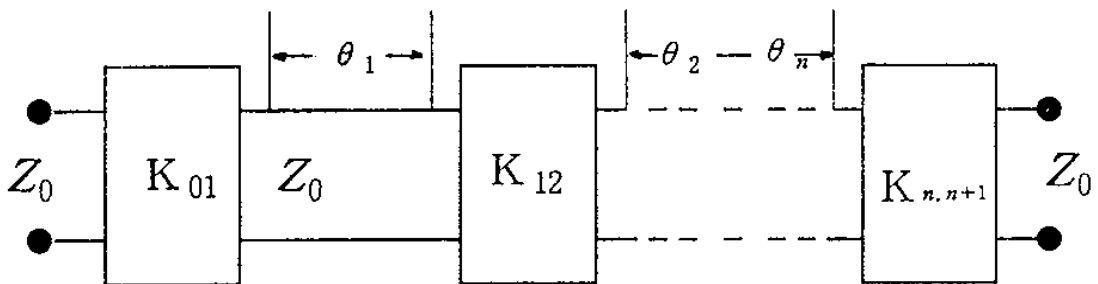


그림 7-16. 임피던스 인버터를 이용한 대역통과 필터의 등가회로  
(Fig.7-16. Constructed bandpass filter network using impedance inverter)

그림 7-16 에서 각각의 임피던스 K-인버터의 값은 식 (7-17)을 사용하여 구하며 여기서 고려된 사항은 필터의 대역폭과 중심 주파수, 저역통과 프로토타입



필터의 회로 성분  $G_k$  값 등이다.

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega_a}{G_0 G_1}}$$

$$\frac{K_{j, j+1}}{Z_0} = \frac{\pi \omega_a}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{G_j G_{j+1}}} \quad j = 1, \dots, n-1$$

$$\frac{K_{n, n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega_a}{G_n G_{n+1}}}$$

$$\omega_a = \left( \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right)^2 \cdot \frac{\Delta f}{f_0} \quad (7-17)$$

여기서  $\omega_a$  는 도파관 필터의 유효대역폭이고,  $\lambda_{g0}$  는 중심주파수  $f_0$  에 대한 구형 도파관에서의 관내파장으로 다음과 같이 주어진다.

$$\lambda_{g0} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}}$$

임피던스 K-인버터는 그림 7-17 과 같이 T-형 리액턴스 등가회로와 등가관계를 갖으며 등가 관계식은 식 (7-18)과 같이 T-형 회로의 정규화 리액턴스값과 전송선로의 길이  $\varphi$  로 표현된다.

제7장 도파관 필터의 설계

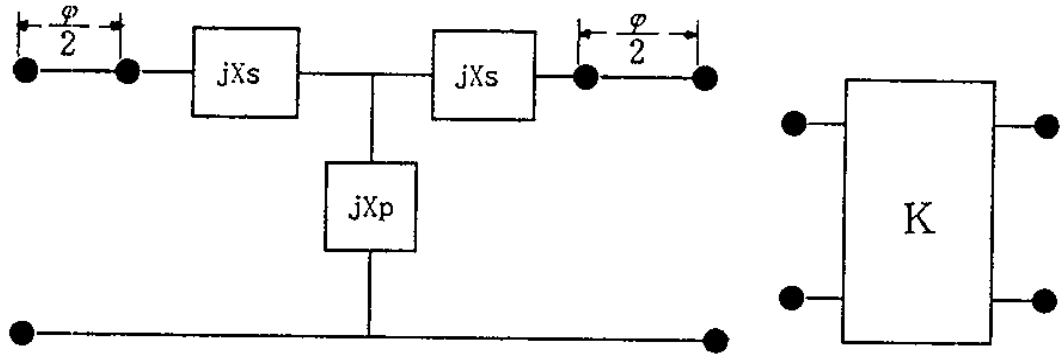


그림 7-17. 임피던스 K-인버터와 T-형 등가회로의 등가관계  
 (Fig.7-17. The equivalent between impedance inverter and T-type equivalent circuit)

$$K = Z_0 \left| \tan\left(\frac{\varphi}{2} + \frac{X_p}{Z_0}\right) \right|$$

$$\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{2X_p}{Z_0} + \frac{X_s}{Z_0}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{X_s}{Z_0}\right) \quad (7-18)$$

위 식 (7-18)에 의해 구해진 정규화 병렬 리액턴스값과 대응되는 결합부의 길이를 구하고 그 결합부에 대응하는 정규화 직렬 리액턴스값을 찾는다. 따라서 식 (7-18)에 의해 모든 결합부의  $\varphi$  값이 결정된다. 반 파장의 공진부의 길이  $l_j$  는 결합부의 금속박막의 영향에 의한 길이  $\varphi$  성분이 고려된 식 (7-19)에 의해 구해진다.

$$\left(\frac{2\pi}{\lambda \omega}\right) l_j = \pi + \frac{1}{2}(\varphi_j + \varphi_{j+1}) \quad (7-19)$$

따라서 식 (7-18)과 식 (7-19)에 의해 공진부와 결합부의 길이가 모두 계산된다. 이와같은 등가회로 접근방법으로 필터의 설계규격이 결정되며 이 규격을 최적화 과정의 초기값으로 사용하여 완벽한 필터의 합성을 이룰 수 있다.

#### 4. E-Plane 필터 설계의 최적화

컴퓨터를 이용하여 마이크로파 필터의 설계를 최적화하는 과정은 여러가지 방법이 있으며 일반적으로 필터설계는 합성기술에 최적화 과정을 포함하고 분석프로그램이 주파수 양자화에 의한 샘플링 포인트 수를 크게하여 분석과정을 수행하면 오차함수를 최소화하여 효과적으로 최적화를 성취할 수 있다.

본 연구에서는 분석된 삽입손실 특성과 설계하고자 하는 삽입 손실특성값의 오차를 이용하여 오차함수를 산출한다. 그러므로 최적화 과정은 식 (7-20)과 같이 오차함수를 최소화하는 과정이다.

$$Er(x) = \sum_{n=1}^N e_p(x) + \sum_{m=1}^M e_s^I(x) + \sum_{k=1}^K e_s^{III}(x) \quad (7-20)$$

여기서 N 과 K 는 저지대역에서, M 은 통과대역에서의 주파수 양자화 수이며  $e_p$  는 통과대역에서의 오차 함수로 식 (7-21)과 같다.

$$e_p(x) = ((20 \log(|S_{21}(x, f_p^{II})|) - 1) W_p)^2 - W_p^2 \quad (7-21)$$

또한, 저지대역 에러함수  $e_s^I$  와  $e_s^{III}$  은 식 (7-22)와 같이 표현된다.

제7장 도파관 필터의 설계

$$e_s^I(x) = \left[ \frac{A_s^I}{20 \log(|S_{21}(x, f_s^I)|)} \right]^2$$
$$e_s^{III}(x) = \left[ \frac{A_s^{III}}{20 \log(|S_{21}(x, f_s^{III})|)} \right]^2 \quad (7-22)$$

여기서 수식에 사용된 변수는 다음과 같이 정의 된다.

$A_s^I, A_s^{III}$  : 저지대역 I 과 III 영역에서 필요한 감쇠량 [dB].

$W_p$  : 통과대역의 가중치.

$f_s^I, f_s^{III}$  : 저지대역 I 과 III 영역에서의 주파수.

# 제 8 장. E-Plane 필터설계를 위한 CAD프로그램의 개발

이 책의 저자는  
김영희입니다

## 제 8 장. E-Plane 필터 설계를 위한 CAD 프로그램의 개발

### 제 1 절. 서 설

마이크로파 응용을 위한 도파관 필터의 설계와 제작기술은 최종적으로 컴퓨터를 이용한 설계(Computer-Aided-Design)방법으로 완성된다. 일반적으로 마이크로파 소자의 설계를 위한 컴퓨터 프로그램은 분석프로그램과 합성프로그램으로 분류되며, 본 연구에서는 E-Plane 금속-삽입 필터를 대상으로 CAD 프로그램을 개발하였다. E-Plane 필터는 금속삽입구조에 따라 단일 금속-삽입 필터, 2중 금속-삽입 필터 그리고 3중 금속-삽입 필터로 분류하며 이에 대응한 CAD 프로그램의 명칭을 EPSMCAD, EPDMCAD 그리고 EPTMCAD 라고 명명하였다. 따라서 본 연구에서 개발한 CAD 를 사용하기 위해서는 사용자의 목적과 용도에 따라 3종류의 CAD 프로그램중 하나를 자유롭게 선택하여 사용할 수 있도록 하였으며 또한 CAD 프로그램 사용의 편의성을 위해 필터 설계규격을 정해진 배치화일(Epsmcad.def, Epdmcad.def, Eptmcad.def)에 입력하도록 프로그램하였다.

E-Plane 필터 설계용 CAD 프로그램에서 분석프로그램은 필터의 구조에 따라 산란계수  $S_{11}$  과  $S_{21}$  의 값을 결정하여 삽입손실과 반사손실 특성을 보여주도록 구성되고 합성프로그램은 체비세프 또는 버터워드 응답특성으로 필터의 통과대역과 저지대역의 특성을 설정하고 저역통과 필터에서 대역통과로 주파수 사상(Mapping)을 통해 대역통과 필터의 임피던스 인버터성분을 계산하며 이를 이용하여 필터를 합성하도록 구성하였다.

## 제 2 절. E-Plane 금속-삼입 필터의 특성분석 프로그램

E-Plane필터의 특성을 분석하기 위한 분석프로그램은 Splink, Coppler, Cascade, Resonate, Integral으로 명명된 5개의 부프로그램으로 구성되며 그 기능은 다음과 같다.

### 1. Splink

필터규격이 주어졌을때 필터와 도파관 연결부의 불연속구조에서 발생하는 산란효과를 계산한다.

### 2. Coppler

도파관 필터의 스트립 불연속면에 대한 산란행렬을 모우드-정합법을 이용하여 계산하고 스트립의 양단에 대한 산란행렬쌍을 결합하여 단위 스트립의 산란행렬로 변환한다.

### 3. Resonate

필터의 공진부의 길이에 의한 특성 변화 효과를 산란행렬에 첨가한다.

### 4. Cascade

단계별로 얻은 단위 스트립의 산란행렬들을 결합하여 필터의 중심부까지 산란행렬을 합산한다.

### 5. Integral

필터의 구조의 대칭성을 이용하여 필터에 대한 총 산란행렬을 구한다.

E-Plane 필터의 분석 프로그램의 전체 흐름도는 그림 8-1 과 같으며 분석프로그램을 수행하기 위해서는 필터의 분석에 필요한 주파수 대역, 필터의 칫수, 필터 연결부의 도파관 칫수 등을 입력해야 한다. 입력이 끝나면 분석주파수 구간은 양자화되고 각각의 설정 주파수와 호출순서에 따라 5 개의 부 프로그램을



실행하게 된다.

먼저 Splink 부 프로그램이 실행되어 필터의 크기와 도파관 연결부의 불연속성에 의한 산란효과를 산출하고 결합부 및 공진부의 길이에 대한 규격을 필터가 구성된 순서에 따라 입력하여 Coppler, Resonate, Integral 부 프로그램을 수행한다. 분석할 영역이 결합부인 경우 Coppler와 Cascade 부 프로그램을 실행하여 결합부의 경계영역에서의 산란행렬을 구하고 분석할 영역이 공진부일 경우 Resonate 부 프로그램을 실행하여 공진부 길이에 대한 효과를 산란행렬에 추가한다.

여기서 Cascade 부 프로그램은 공진부와 결합부에서 얻은 산란행렬을 필터의 중심부까지 합산한다. 마지막으로 Integral 부 프로그램을 수행하여 전체 산란행렬을 구하고 이 전체 산란행렬의 반사계수  $S_{11}$  와 전송계수  $S_{12}$  의 역수율 dB 단위로 변환하여 분석 주파수에 따라 삽입손실(Insertion Loss)과 반사손실(Return Loss)을 계산하여 출력한다.

앞에서 열거한 5개의 부 프로그램 중에서 Splink와 Coppler 부 프로그램은 모우드-정합법에 의한 분석을 수행하는 과정이며 그의 Cascade, Resonate, Integral 부 프로그램은 산란-행렬법에 의한 분석을 수행하는 과정이다.

부가적으로 행렬의 곱, 역행렬,  $\cosh^{-1}(x)$ , 적분의 계산은 함수로 정의하여 각각의 부 프로그램에서 호출하여 사용한다.

제8장 E-Plane 필터설계를 위한 CAD프로그램 개발

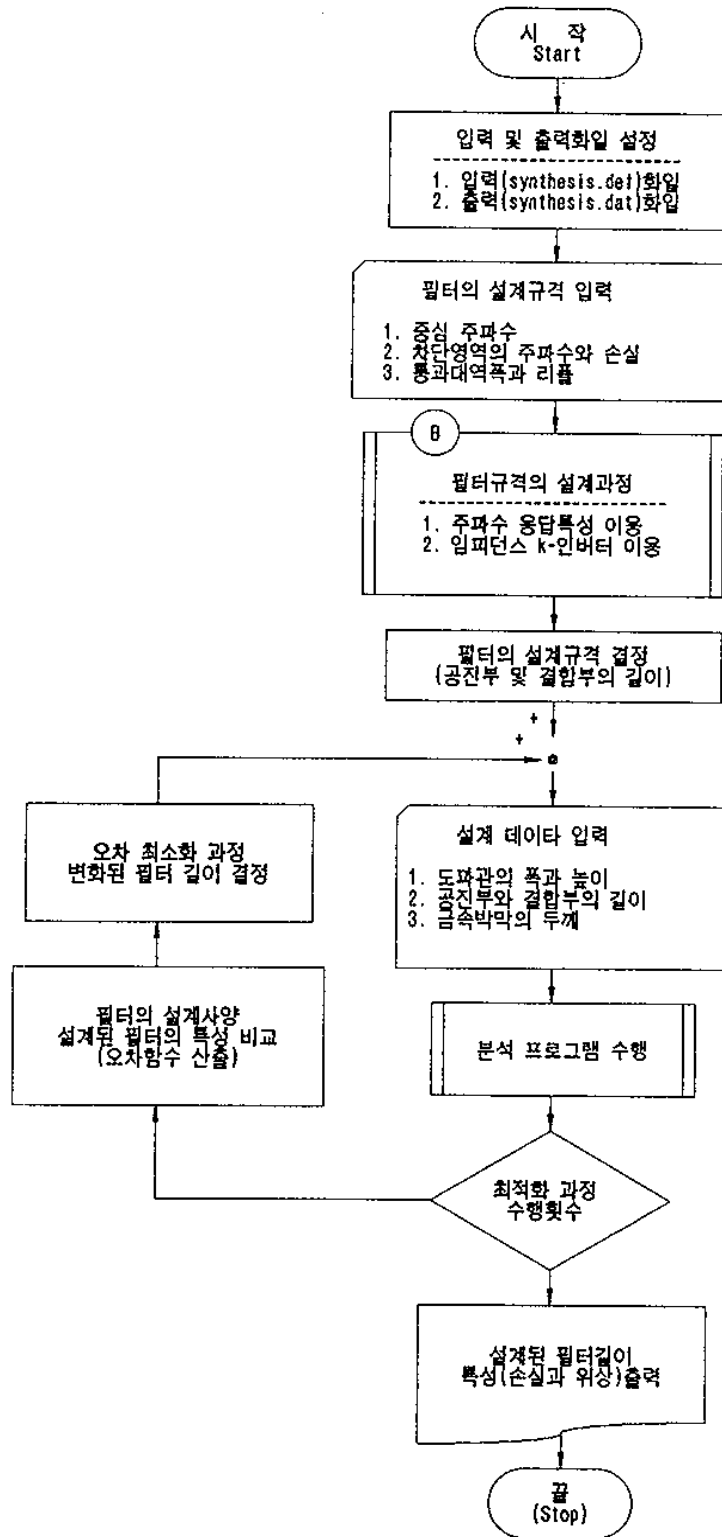


그림 8-1. 분석프로그램의 전체 흐름도 I

(Fig.8-1. Flow-chart of the analysis program I)

제8장 E-Plane 필터설계를 위한 CAD프로그램 개발

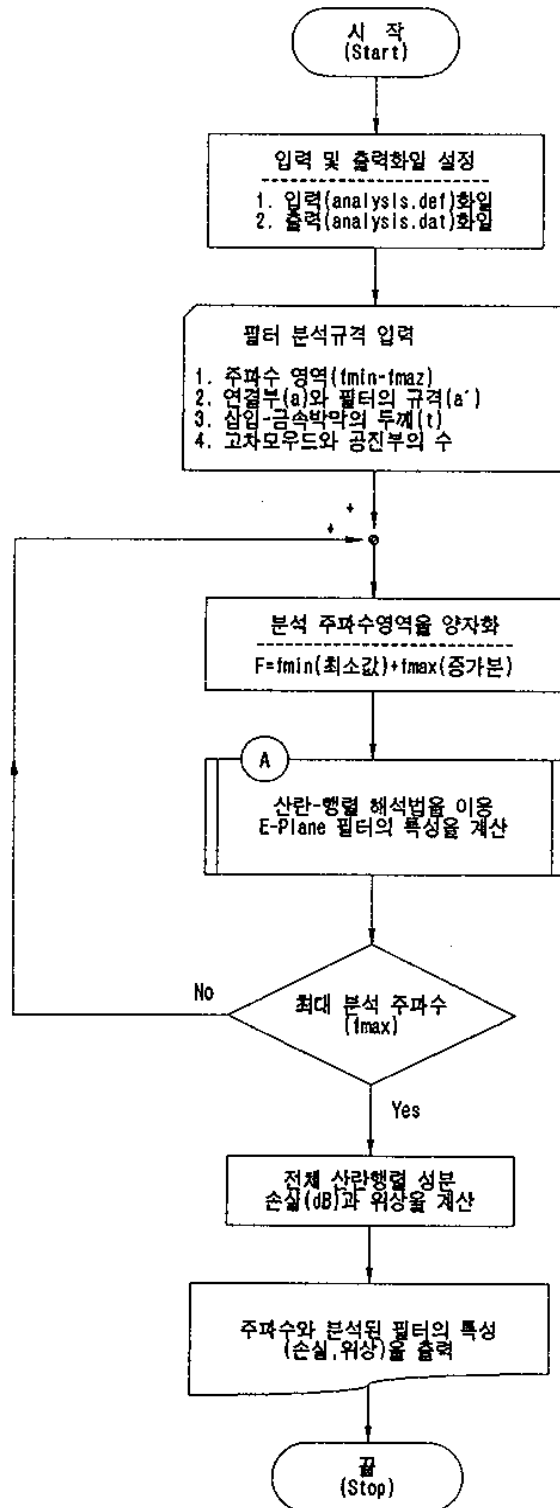


그림 8-1. 분석프로그램의 전체 흐름도 II

(Fig.8-1. Flow-chart of the analysis program II)

### 제 3 절. E-Plane 금속-삽입 필터의 합성 프로그램

E-Plane 필터의 설계를 위한 합성프로그램은 Eplequi, Optima, Eplfil로 명명된 3 개의 부 프로그램으로 구성되며 그 기능은 다음과 같다.

#### 1. Eplequi

필터에 삽입된 스트립의 두께와 사용 주파수가 정해지면 스트립의 길이를 변화시키면서 필터의 결합부에 의한 특성분석 과정을 수행하고 그 결과로 얻어진 최종 산란행렬의 계수를 이용하여 T-형 등가회로의 리액턴스성분  $X_p$ ,  $X_s$  값을 계산한다.

#### 2. Optima

필터의 분석을 수행한 후 설계규격과 설계된 결과의 오차를 산출하고 이 오차의 변화량에 가중치를 고려하여 오차함수에 의해 금속 스트립의 길이를 변화시키면서 특성분석 오차함수를 최소화 한다.

#### 3. Eplfil

E-Plane 필터의 특성분석 프로그램으로써 삽입된 금속 스트립의 두께와 공진부 및 결합부의 길이 그리고 양자화된 주파수에 따라 필터의 특성을 분석한다.

E-Plane 필터의 합성 프로그램의 전체 흐름도는 그림 8-2 와 같으며 합성 프로그램의 수행을 위해서는 필터의 중심 주파수, 대역폭, 통과대역 리플, 응답특성의 선택, 차단영역의 주파수와 손실 그리고 필터의 폭과 높이 등을 입력해야 한다. 필터의 설계규격이 설정되면 합성 프로그램은 체비세프 또는 버터워드 응답특성 중에서 하나를 선택하게되고 선택된 응답특성과 필터의 차단특성을 만족

하는 공진부의 수와 저역통과 프로토타입 필터의 구성 성분을 계산한 다음, 저역통과에서 대역통과 필터로 주파수 사상(Mapping)을 이용하여 대역통과 필터의 구성 성분값과 이에 상응하는 임피던스 인버터값을 계산한다.

합성 프로그램은 Eplequi 부 프로그램을 호출하여 스트립의 길이를 변화시키면서 그에 대응하는 등가회로의 리액턴스성분을 구하고 리액턴스 성분에 의해 결합부의 스트립의 길이에 대한 임피던스 인버터 성분을 결정한다.

합성 프로그램은 주파수 사상을 통해 결정된 임피던스 인버터값과 삽입 스트립의 길이 변화에 의해 결정된 임피던스 인버터값을 상호 비교하여 필터의 공진부와 결합부의 길이를 결정한다.

E-Plane 필터의 합성이 완성되면 분석프로그램을 이용하여 합성된 필터의 삽입 손실 특성을 조사하게 되며, 이때 설계사양을 만족하지 못하면 Optima 부 프로그램을 사용하여 최적화 과정을 통해 만족한 결과를 얻게 된다.

제8장 E-Plane 필터설계를 위한 CAD프로그램 개발

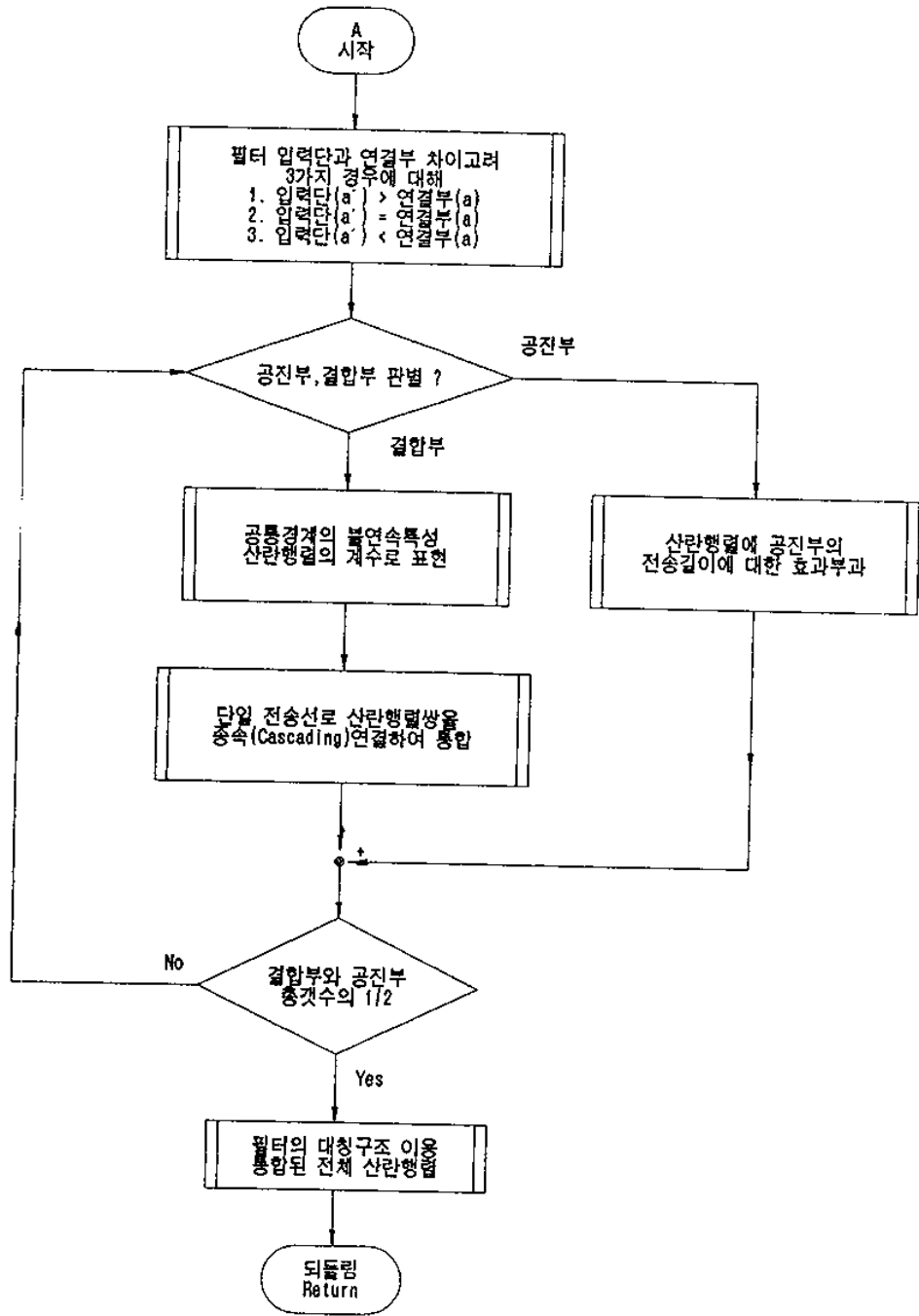


그림 8-2. 합성 프로그램의 전체 흐름도 I

(Fig.8-2. Flow-chart of the synthesis program I)

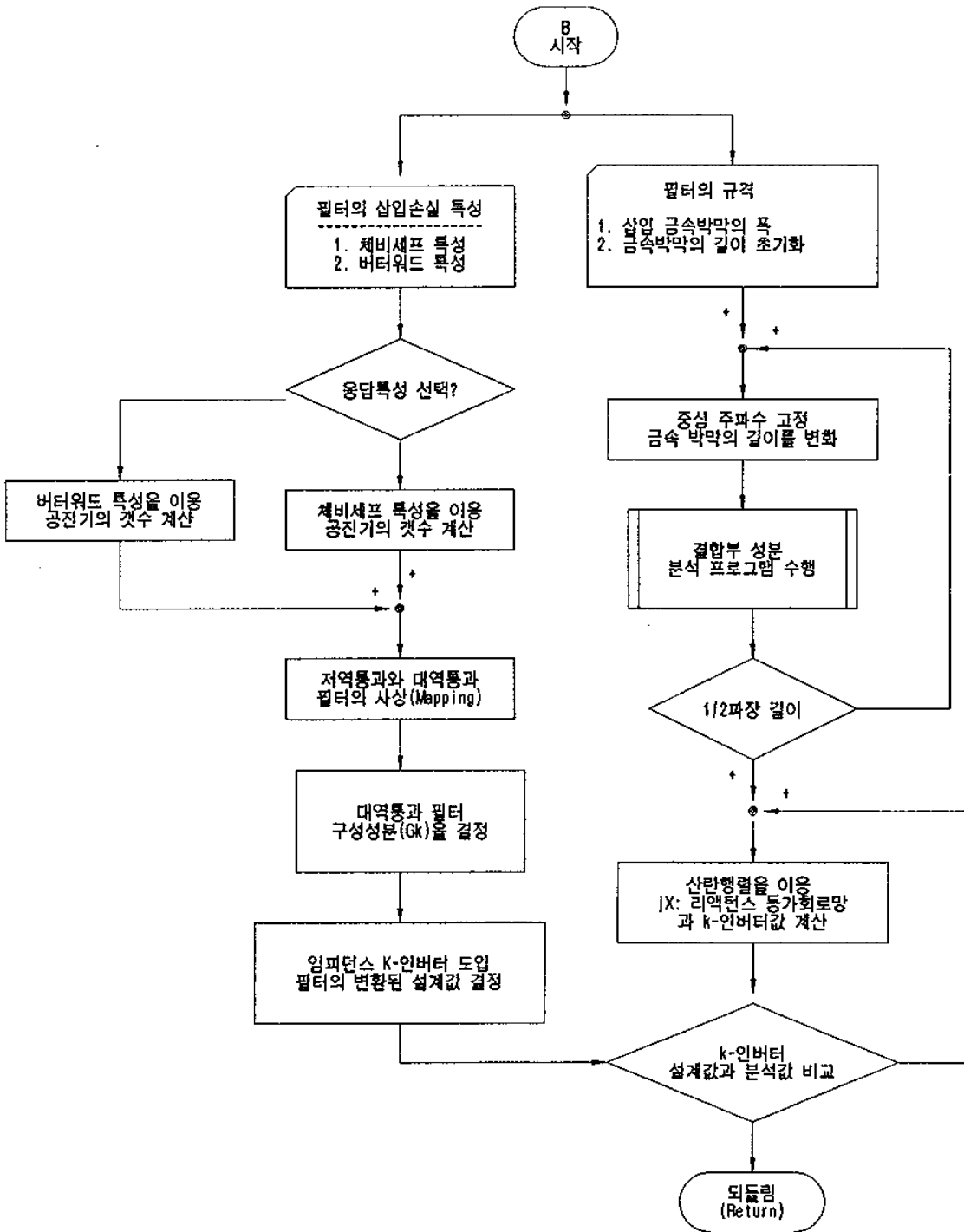


그림 8-2. 합성 프로그램의 전체 흐름도 II

(Fig.8-2. Flow-chart of the synthesis program II)

○ | 宗家  
○ | 宗家  
○ | 宗家



## 제 9 장. 모의실험 및 측정

이 페이지는  
이런 이유로

## 제 9 장. 모의실험 및 측정

### 제 1 절. 서 설

본 장에서는 본 연구에서 개발한 CAD 프로그램의 성능평가와 시작품의 제작을 위하여 도파관 및 도파관 필터를 합성하고 그 특성을 분석하는 모의 실험을 행하였다. 우선적으로 E-Plane 필터의 스트립 두께를 변화시켰을때 필터의 특성변화를 조사하였고 두번째로 2 중 및 3 중 금속-삽입 필터에서 septum의 간격을 변화시켰을때 필터의 특성변화를 조사하였으며 세번째로 체비세프 필터와 버터워드 필터를 설계하여 그 특성을 비교 고찰하였고 네번째로 단일, 2중, 3중 금속-삽입필터를 동일 설계규격으로 설계하여 필터의 구조 및 특성을 상호 비교, 고찰하였으며 다섯번째로 무궁화 위성방송통신 주파수대역에서 사용하는 E-Plane 단일 금속-삽입 필터를 CAD로 설계, 제작하여 모의실험과 측정결과를 비교 검토하였고 H-Plane Inductive Window 필터를 제작하여 E-Plane 필터와 비교 고찰하였다.

끝으로 무궁화 방송통신위성 주파수대에서 사용가능한 도파관을 CAD로 설계하고 모의실험을 수행하여 그 특성을 조사하였다.

### 제 2 절. E-Plane 필터의 모의실험

#### 1. E-Plane 필터의 특성분석

##### 가. 스트립 두께 변화에 따른 특성변화

제9장 모의실험 및 측정

(1) 설계규격을 고려하지 않는 경우

Ka-대역에서 중심주파수가 34 GHz 인 단일 금속-삽입 필터의 설계규격은 표 9-1 과 같이 스트립의 두께가 무한히 얇은 경우로써 이 설계규격에 대응하는 필터의 설계결과는 표 9-2 와 같으며 그림 9-1 은 단일 금속-삽입 필터의 평면도를 보여준다.

표 9-1. 단일 금속-삽입 필터의 설계규격

(Table 9-1. The design specification of single metal-insert filter)

필터의 규격	중심 주파수	대역폭	리플	삽입손실량과 차단영역주파수	필터의 설계특성	스트립 두께
WR-28	34.0GHz	800MHz	0.01dB	32.2GHz - 50dB	체비세프	0

표 9-2. 단일 금속-삽입 필터의 설계 결과

(Table 9-2. The designed results of single metal-insert filter)

필터의 치수	필터 구성부의 길이 [mm]				
	$l_1 = l_{11}$	$l_2 = l_{10}$	$l_3 = l_9$	$l_4 = l_8$	전체길이
7.112×3.556	1.6441	3.6178	4.8212	3.6108	23.816

표 9-2 에서 설계된 필터의 칫수를 변화하지 않고 금속 스트립의 두께를  $t = 25.4, 127, 254 \mu\text{m}$  로 변화시켜 필터의 특성을 분석하였다. 각각의 스트립의 두께에 상응하는 필터의 특성변화는 그림 9-2 와 같으며 금속 스트립의 두께변화는 금속 스트립의 두께가 증가할수록 중심주파수가 고주파로 이동하고 통과대역이 넓어지면서 리플은 증가함을 알 수 있다.

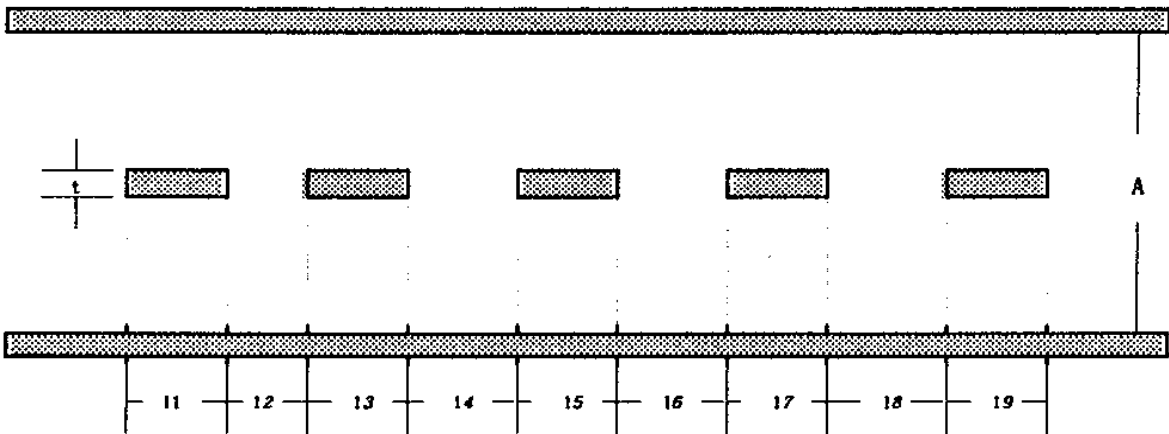


그림 9-1. 단일 금속-삽입 필터의 평면도

(Fig.9-1. Top view of single metal-insert filter)

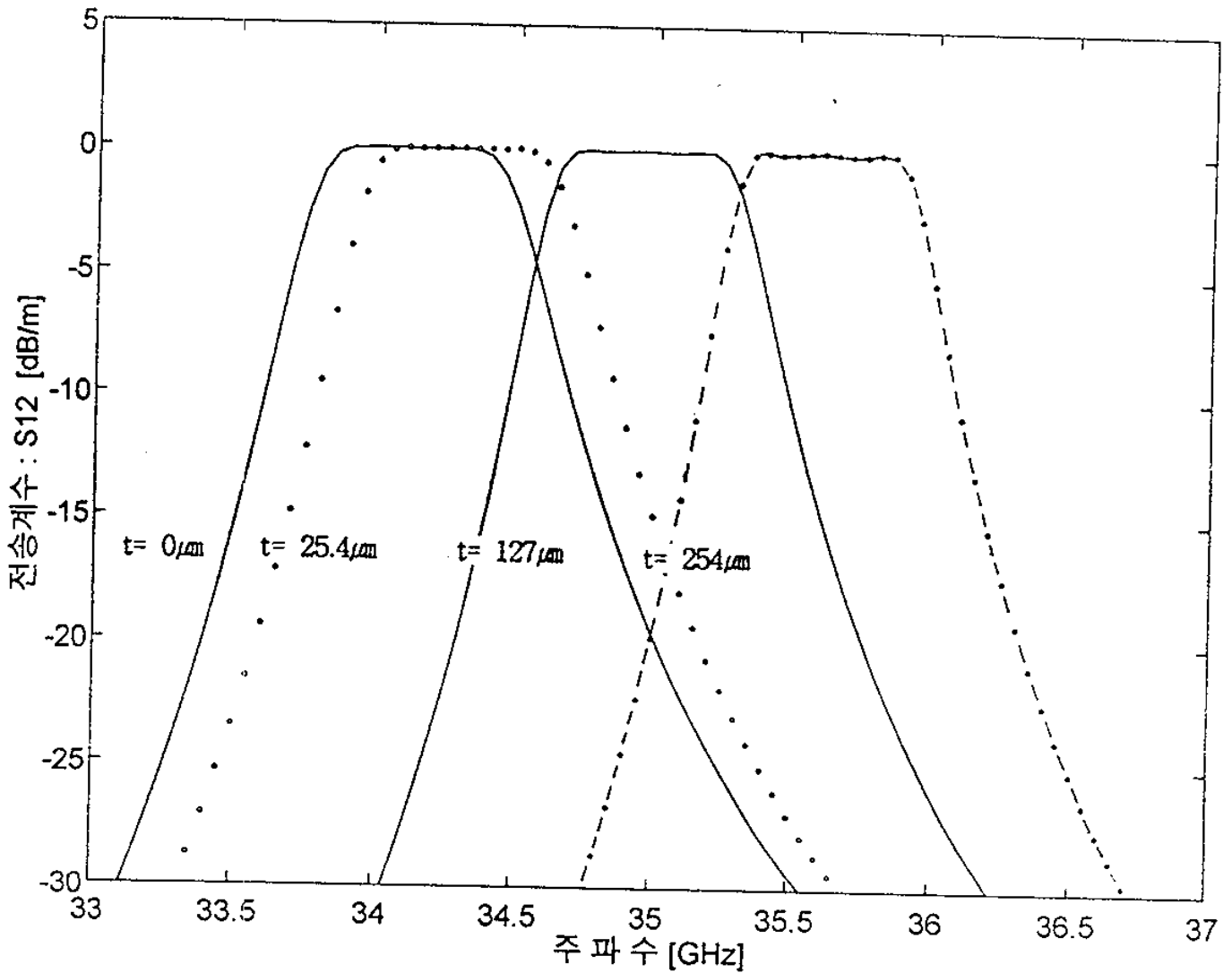


그림 9-2. 금속스트립의 두께에 따른 필터특성  
(Fig.9-2. Thickness effect on filter response)

(2) 설계규격을 고려한 경우

Ka-대역에서 중심주파수 32.5 GHz 인 단일 금속-삼입 필터의 설계규격은 표 9-3 과 같고 이 설계규격에 의해 설계된 필터의 특성과 설계결과는 그림 9-3 과 표 9-4 에 보였으며 금속 스트립의 두께를 변화시키면서 동일한 중심주파수 32.5 GHz로 설계된 필터의 특성은 그림 9-4 에 보였다.

표 9-3. 단일 금속-삽입 필터의 설계규격

(Table 9-3. The design specification of single metal-insert filter)

필터의 규격	중심 주파수	대역폭	리플	삽입손실량과 차단영역주파수	필터의 설계특성	스트립 두께
WR-28	32.5GHz	360MHz	0.15dB	31.0GHz - 50dB	체비세프	800

표 9-4. 단일 금속-삽입 필터의 설계 결과

(Table 9-4. The designed results of single metal-insert filter)

필터의 치수 [cm]	필터 구성부의 길이 [mm]						
	$l_1 = l_{11}$	$l_2 = l_{10}$	$l_3 = l_9$	$l_4 = l_8$	$l_5 = l_7$	$l_6$	전체길이
$7.112 \times 3.556$	0.8294	5.0222	3.3863	5.0413	3.7345	5.0415	41.069

그림 9-3 에서 보인 필터의 특성은 중심주파수는 32.504 GHz , 대역폭은 370 MHz 이며 공진부는 5 개가 사용되었다. 그림 9-4 는 금속스트립의 두께를 중심주파수에서의 자유공간 파장의 1/8 배(0.5 mm), 1/12 배(0.8 mm), 1/32배(0.25 mm)로 변화시키면서 동일한 설계규격으로 설계된 필터특성이다. 그림 9-4 로 부

제9장 모의실험 및 측정

터 금속 스트립의 두께가 작아질수록 고역 차단특성이 저하되고 제작상의 어려움을 유발하므로 스트립의 두께가 자유공간 파장의 1/12 배인  $800\ \mu\text{m}$  가 적절함을 알 수 있다.

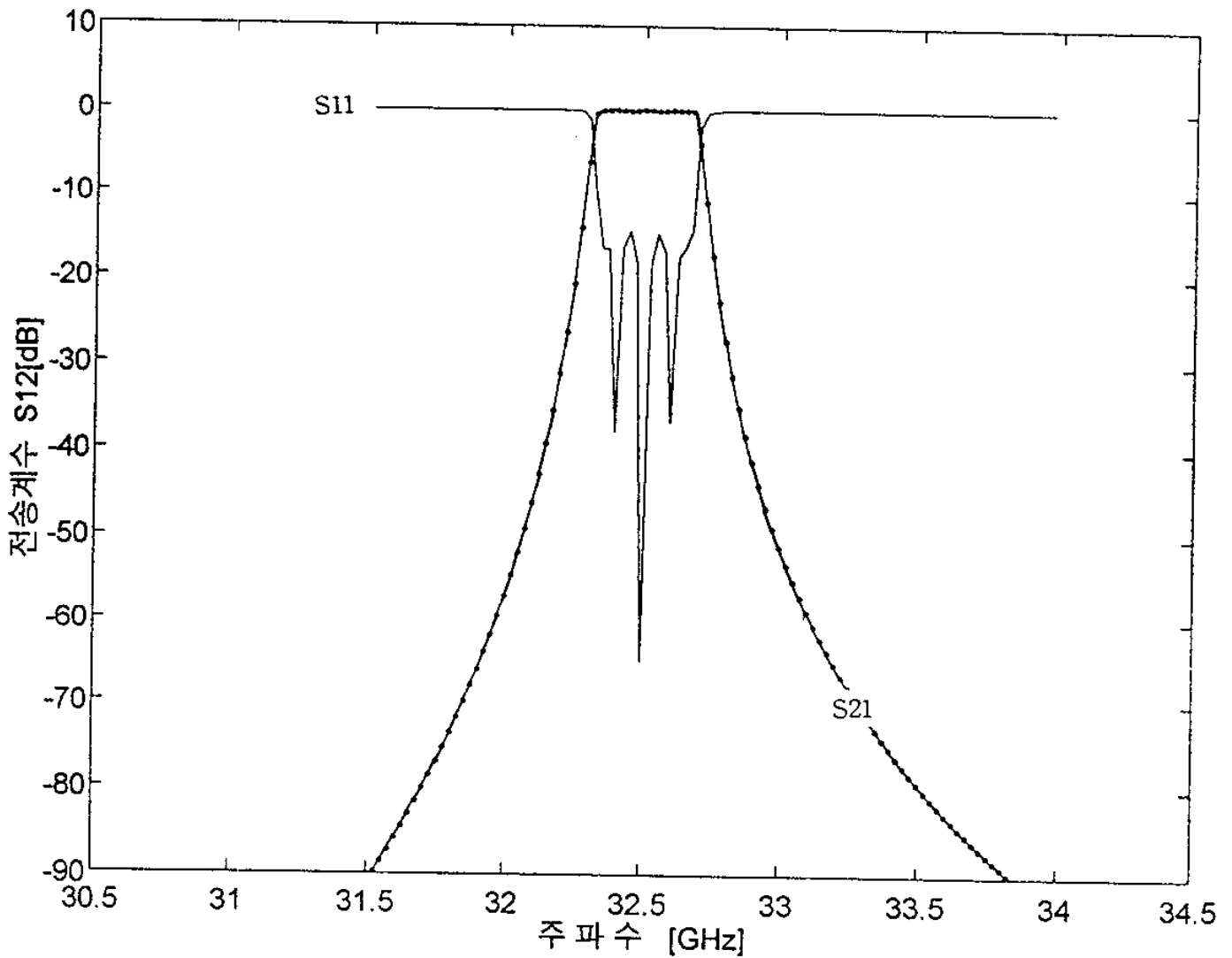


그림 9-3. 단일 금속-삽입 필터의 특성

(Fig.9-3. Frequency response of E-plane single metal-insert filter)



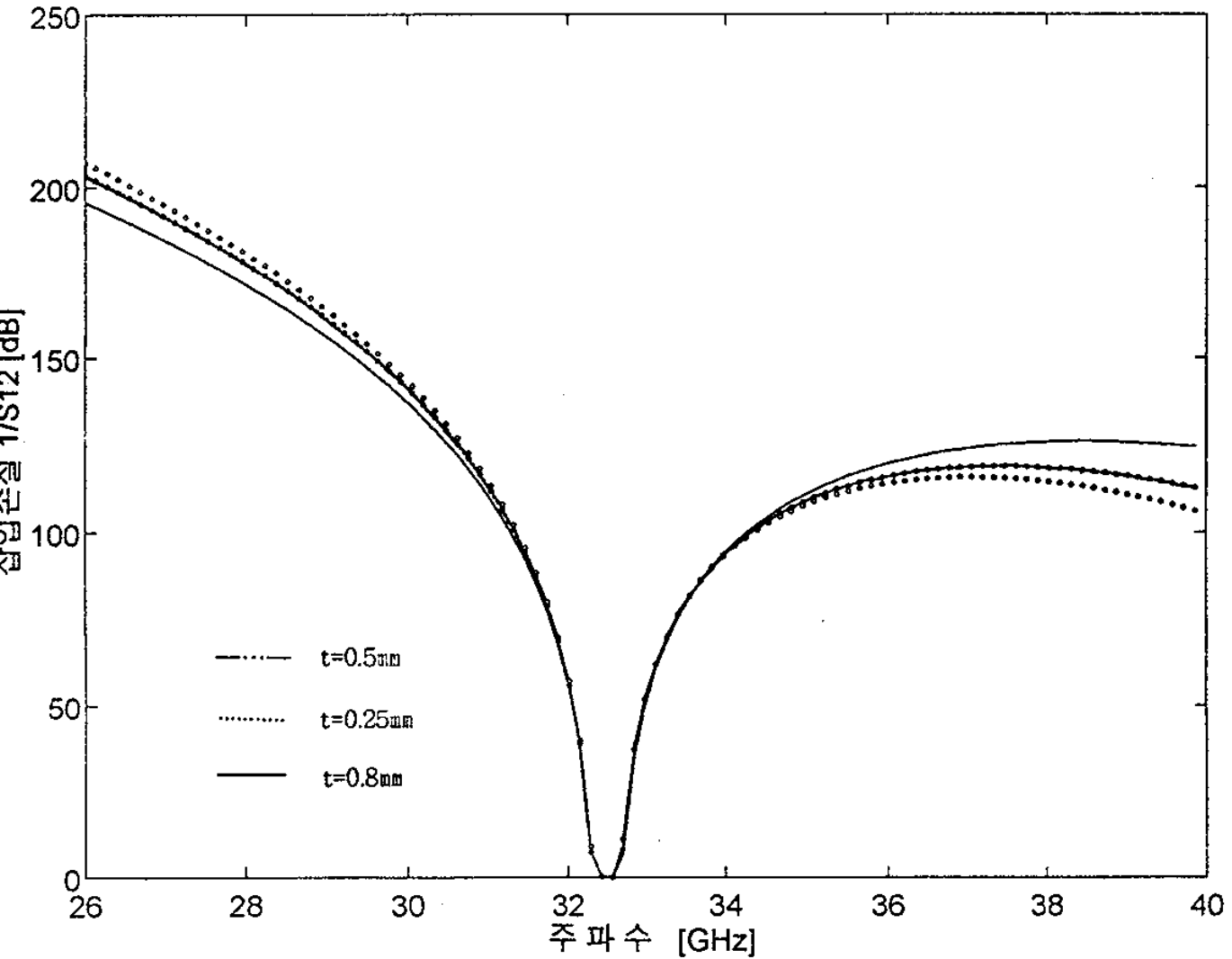


그림 9-4. 금속스트립의 두께에 따라 설계된 필터특성  
 (Fig.9-4. Thickness effect on the desined filter response)

나. 체비세프 필터와 버터워드 필터의 특성

버터워드 필터와 체비세프 필터를 동일한 설계규격으로 모의실험 하였다. 표 9-5 는 단일 금속-삽입 필터의 설계규격이며 표 9-6 는 이에 대한 설계결과이다. 설계된 버터워드 특성은 중심주파수가 32.506 GHz 이고 대역폭이 298 MHz 이

며 그 특성을 그림 9-5 에 보였다. 그림 9-6 은 체비세프 필터와 버터워드 필터의 삽입손실 특성을 비교한 것이다.

표 9-5. 단일 금속-삽입 필터의 설계규격

(Table 9-5. The design specification of single metal-insert filter)

필터의 규격	중심 주파수	대역폭	리플	삽입손실량과 차단영역주파수	필터의 설계특성	스트립 두께
WR-28	32.5GHz	360MHz	0.15dB	32.0GHz - 50dB	버터워드	800
WR-28	32.5GHz	360MHz	0.15dB	32.0GHz - 50dB	체비세프	800

표 9-6. 버터워드 필터와 체비세프 필터의 설계 결과

(Table 9-6. The designed results of Butterworth and Chebyshev filters)

필터명칭	필터 구성부의 길이 [mm]									
	$l_1=l_{11}$	$l_2=l_{10}$	$l_3=l_9$	$l_4=l_8$	$l_5=l_7$	$l_6$	.	.	.	전체길이
체비세프	0.829	5.022	3.386	5.041	3.735	5.042	.	.	.	41.069
버터워드	$l_1=l_{17}$	$l_2=l_{16}$	$l_3=l_{15}$	$l_4=l_{14}$	$l_5=l_{13}$	$l_6=l_{12}$	$l_7=l_{11}$	$l_8=l_{10}$	$l_9$	전체길이
	0.164	4.968	2.452	5.040	3.44	5.041	3.835	5.042	3.042	63.9207

표 9-6 에서 알 수 있듯이 설계규격을 만족하는 체비세프 필터의 공진부는 5 개이며, 버터워드 필터의 경우는 8 개로써 3 개의 공진부가 더 필요하다. 그러나 그림 9-6 에서처럼 버터워드 필터는 체비세프 필터보다 3개의 공진기가 첨가

됨에 따라 필터의 통과대역 특성이 우수하고 차단대역에서 삽입손실값이 매우 큼을 볼 수 있다. 그러나 실제에서 필터의 제작은 보통 체비세프 필터로 제작되며 그 이유는 공진부가 버터워드에 비해 적으므로 제작이 용이하기 때문이다.

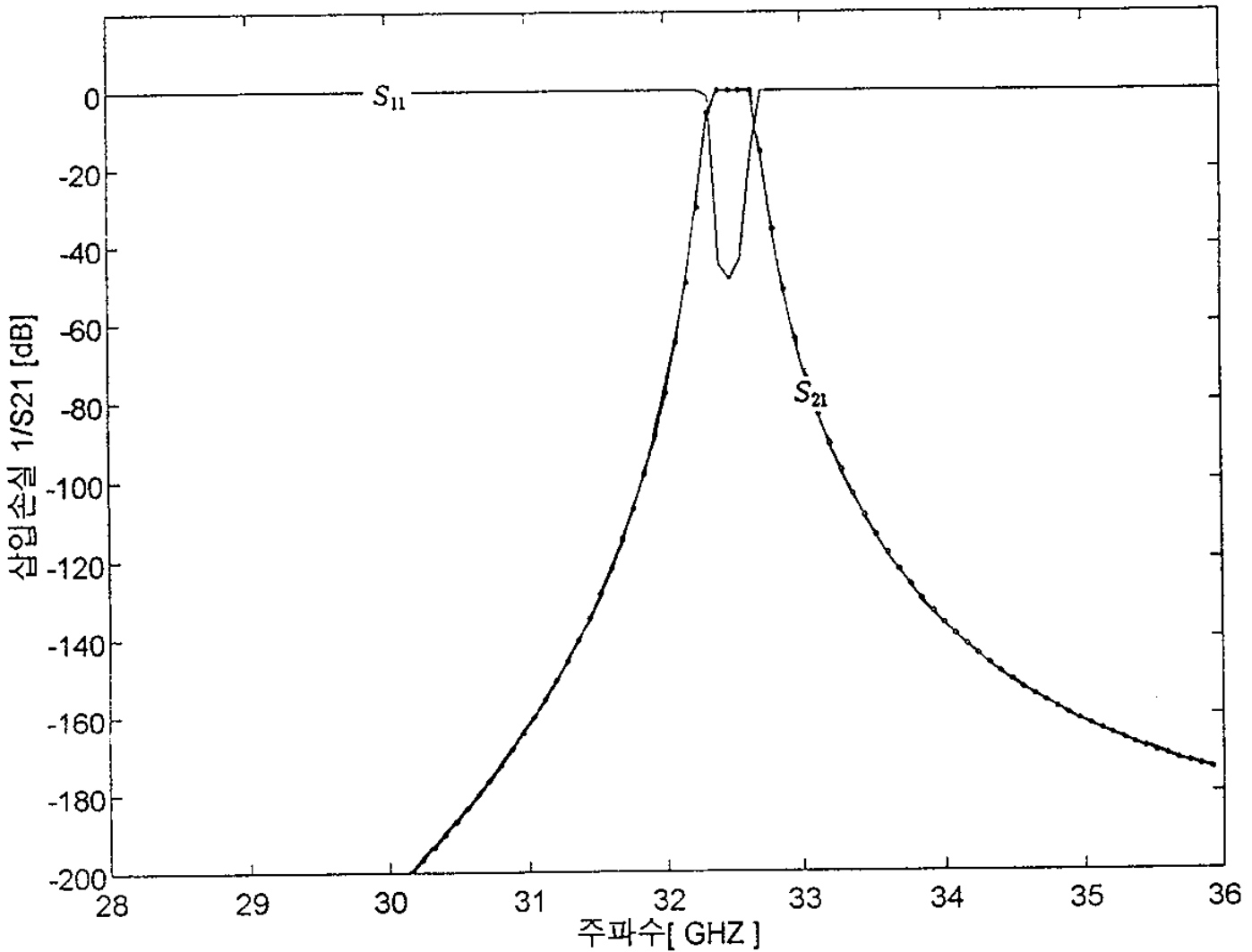


그림 9-5. 설계된 버터워드 필터 특성

(Fig.9-5. Frequency response of Butterworth filter)

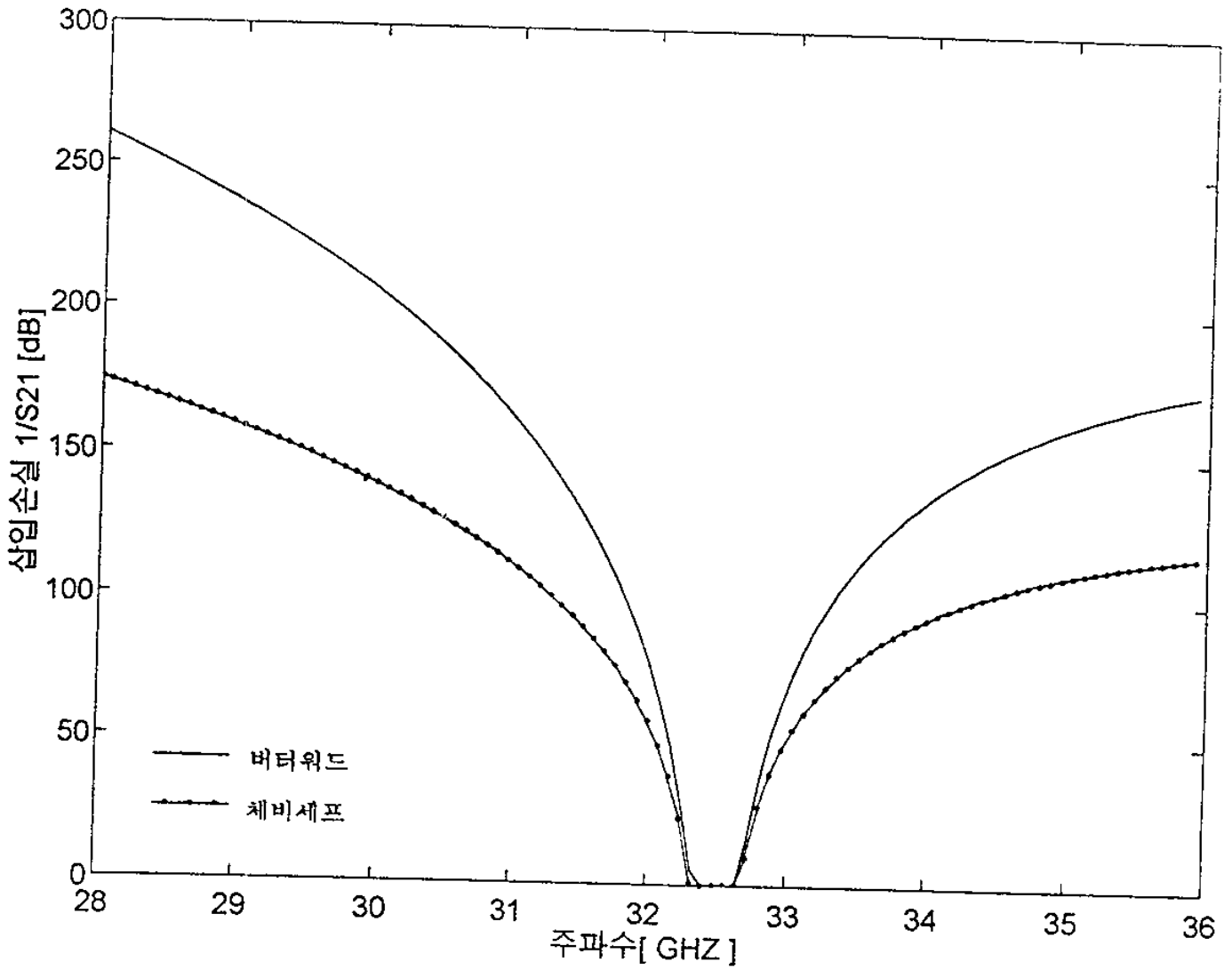


그림 9-6. 버터워드 필터와 체비세프 필터의 삽입손실 특성  
 (Fig.9-6. The insertion loss of Butterworth and Chebyshev filter)

다. Septum의 간격 변화에 따른 필터특성 변화

(1) 2중 금속-삽입 필터

Ka-대역에서 중심주파수가 39.0 GHz 인 필터의 설계규격과 설계결과는 표 9-7 과 표 9-8 에서 보여주며 설계된 필터의 특성은 그림 9-8 에서 보여준다. 설계된 필터의 특성은 중심주파수가 39.06 GHz 이고, 대역폭이 372 MHz 이며 Septum의 간격을  $ds = 1.8 \text{ mm}, 1.5 \text{ mm}, 1.0 \text{ mm}, 0.5 \text{ mm}$  로 변화시키면서 동일한 중심주파수 39.0 GHz로 설계된 필터의 특성은 그림 9-9 에서 보여준다.

표 9-7. 2중 금속-삽입 필터의 설계규격

(Table 9-7. The design specification of double metal-insert filter)

필터의 규격	중심 주파수	대역폭	리플	삽입손실량과 차단영역주파수	필터의 설계특성	스트립 두께	Septum 간격
WR-28	39.0GHz	360MHz	0.15dB	38.5GHz - 50dB	체비세프	150 $\mu\text{m}$	1.95mm

표 9-8. 2중 금속-삽입 필터의 설계결과

(Table 9-8. The designed results of double metal-insert filter)

필터의 칩수 [mm]	필터 구성부의 길이 [mm]						
	$l_1 = l_{11}$	$l_2 = l_{10}$	$l_3 = l_9$	$l_4 = l_8$	$l_5 = l_7$	$l_6$	전체길이
7.112 × 3.556	0.8723	3.6634	2.6584	3.6775	2.8836	3.6776	31.188

그림 9-7은 2중 금속-삽입 필터의 평면도이며 필터 구성부의 길이를 정의한다.

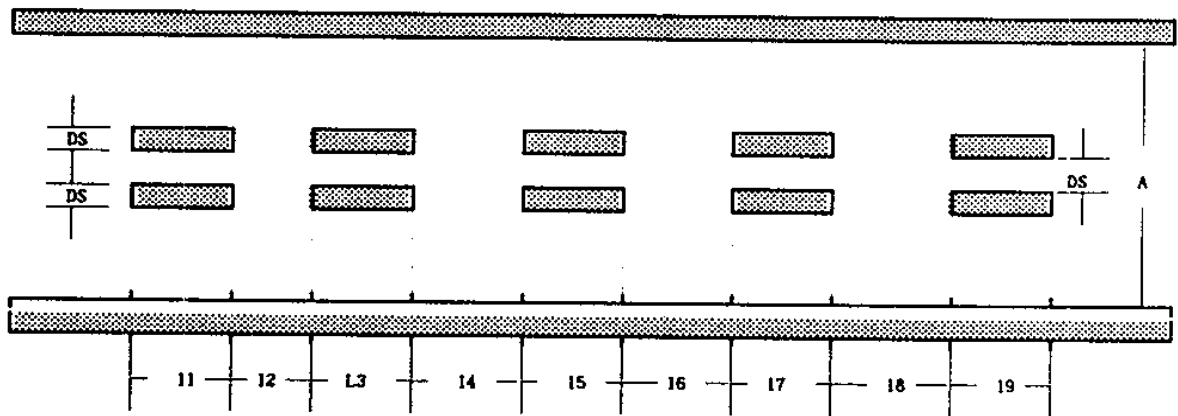


그림 9-7. 2중 금속-삽입 필터의 평면도

(Fig.9-7. Top view of double metal-insert filter)

그림 9-9 는 Septum 의 간격을 중심주파수에 대응하는 파장의 1/4 배 (1.95 mm), 1/5 배 (1.2 mm), 1/8 배 (0.25 mm), 1/16 배 (0.5 mm) 로 변화시키면서 동일한 설계규격으로 설계된 필터의 특성을 보여준다. 모의실험 결과, Septum 의 간격의 변화에 따라 설계된 필터의 특성은 Septum 의 간격이 작아질 수록 중심주파수가 저주파로 이동하면서 통과대역이 넓어지며, 통과대역의 리플은 점차적으로 증가함을 알 수 있다. 그러나 Septum 의 간격이 작아질수록 제작상의 어려움과 설계규격과의 오차를 유발하므로 Septum 의 간격은 자유공간 파장의 1/4 배인 1.95 mm 가 적합하다.

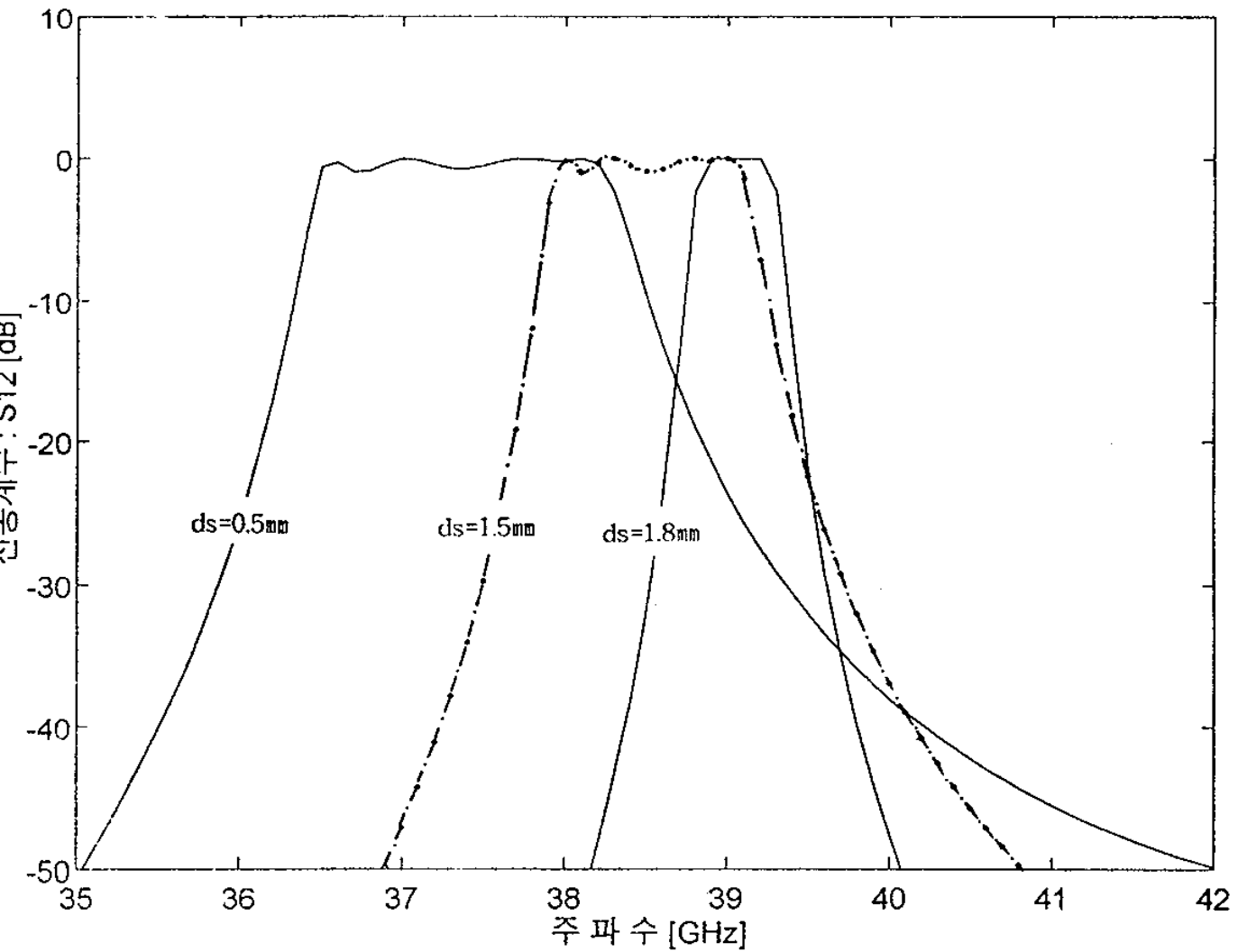


그림 9-8. 2중 금속-삽입 필터의 설계특성

(Fig.9-8. Frequency response of double metal-insert filter)

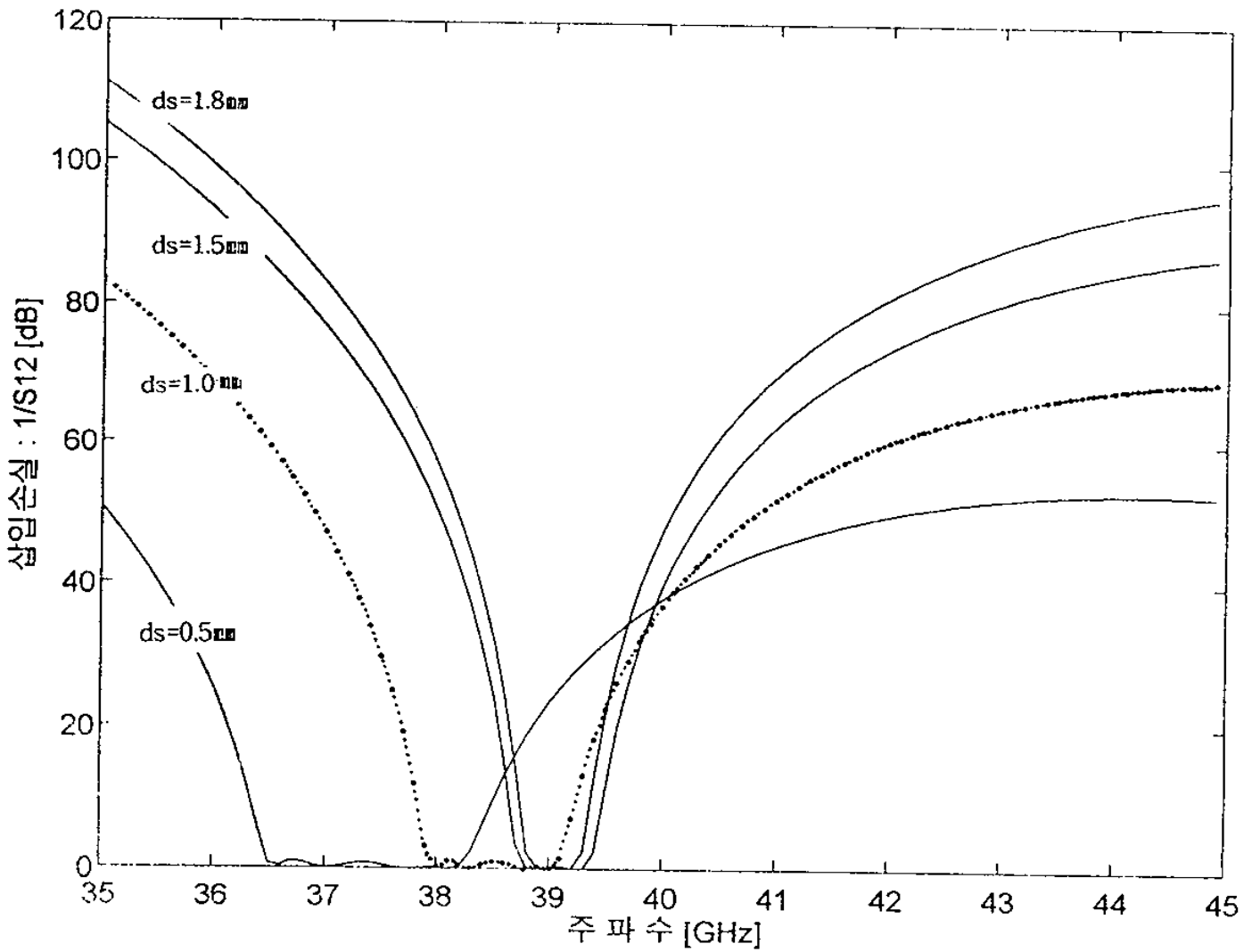


그림 9-9. Septum 의 간격에 따른 설계된 2중 금속-삽입 필터의 특성  
 (Fig.9-9. Septum spacing effect on the designed  
 double metal-insert filter response)



(2) 3중 금속-삽입 필터

Ka-대역에서 중심주파수가 98.0 GHz 인 필터의 설계규격과 설계결과는 표 9-9 와 표 9-10 에서 보여주며, 설계된 필터의 특성은 그림 9-11 에서 보여준다. 설계된 필터의 특성은 중심주파수가 98.07 GHz 이고, 대역폭이 1012.5 MHz 이며 septum 의 간격을  $ds = 0.77 \text{ mm}, 0.19 \text{ mm}, 1.0 \text{ mm}, 0.5 \text{ mm}$  로 변화시키면서 동일한 중심주파수 98.0 GHz 로 설계된 필터의 특성을 그림 9-12 에서 보여준다.

표 9-9. 3중 금속-삽입 필터의 설계규격

(Table 9-9. The design specification of triple metal-insert filter)

필터의 규격	중심 주파수	대역폭	리플	삽입손실량과 차단대역주파수	필터의 설계특성	스트립 두께	스트립 간격
WR-10	98.0GHz	1.0GHz	0.10dB	96.6GHz - 50dB	체비세프	17.5 $\mu\text{m}$	760 $\mu\text{m}$

표 9-10. 3중 금속-삽입 필터의 설계결과

(Table 9-10. The designed results of triple metal-insert filter)

필터의 치수 [mm]	필터 구성부의 길이 [mm]						
	$l_1 = l_{11}$	$l_2 = l_{10}$	$l_3 = l_9$	$l_4 = l_8$	$l_5 = l_7$	$l_6$	전체길이
7.112 × 3.556	0.8442	3.6277	2.3148	3.6468	2.4952	3.6469	29.500

그림 9-10 은 3중 금속-삽입 필터의 평면도를 보여주며 필터구성부의 길이를 정의하였다.

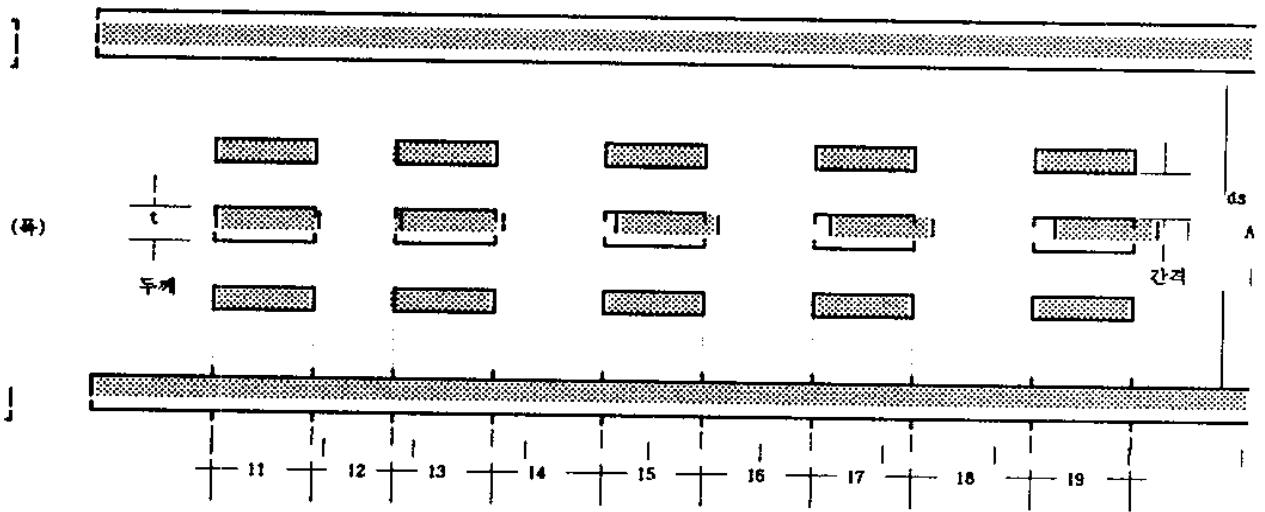


그림 9-10. 3중 금속-삽입 필터의 규격

(Fig.9-10. Top view of triple metal-insert filter)

그림 9-11 은 Septum 의 간격을 중심 주파수에 대응하는 파장의 1/4 배 (0.77 mm), 1/16 배(0.19 mm), 1/32 배(0.10 mm)으로 변화시키면서 동일한 설계규격으로 설계된 필터의 특성이다. Septum 간격의 변화에 따른 필터의 특성은 Septum 의 간격이 작아질 수록 통과대역이 넓어짐을 알 수 있으며 이것은 설계규격에서 벗어난다. 따라서 금속 스트립간의 간격은 중심 주파수에 대응하는 파장의 1/3 배부터 1/32 배 내의 범위가 적절하다.

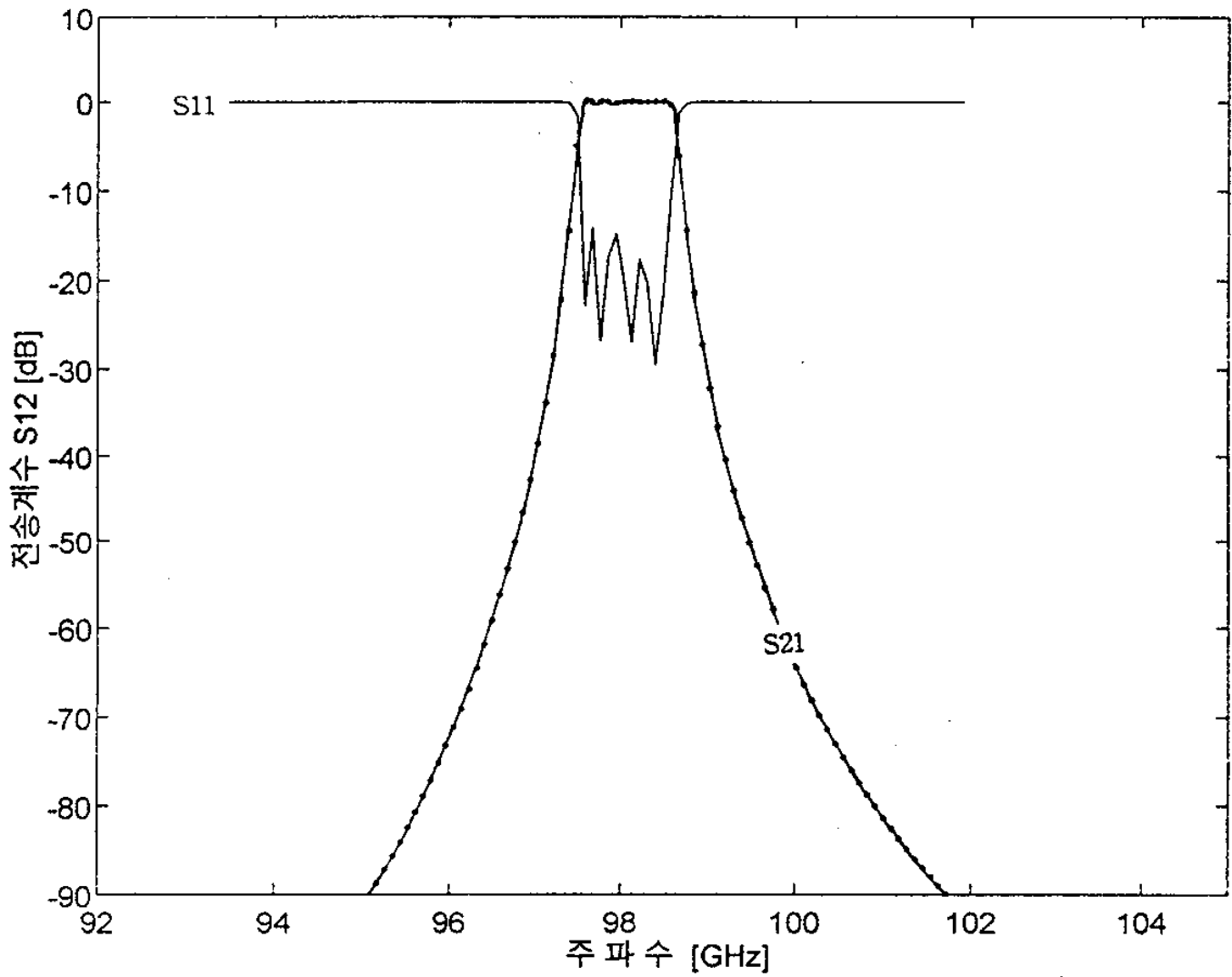


그림 9-11. 3중 금속-삽입 필터의 특성

(Fig.9-11. Frequency response of triple metal-insert filter)

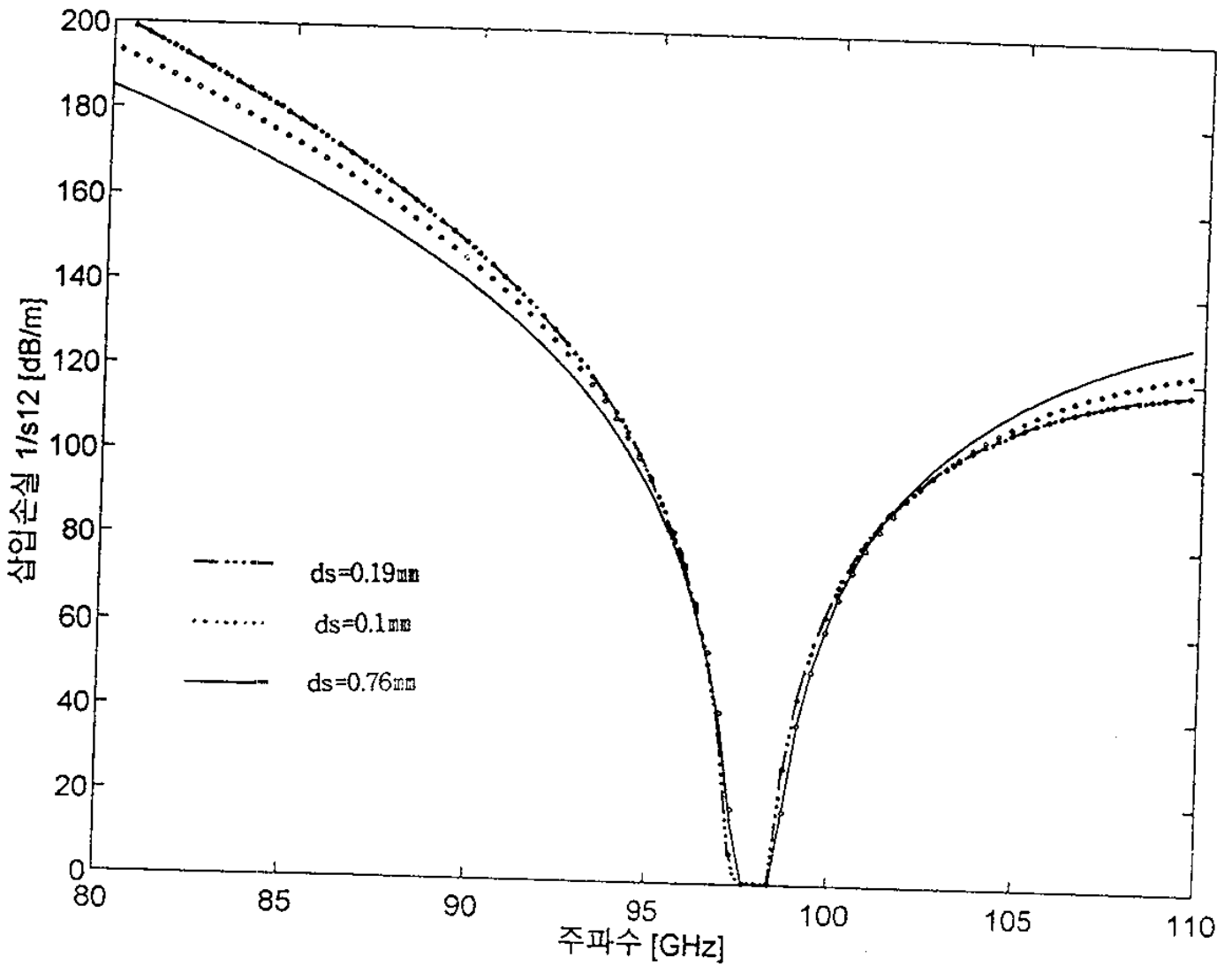


그림 9-12. Septum 의 간격에 따른 3중 금속-삽입 필터의 특성  
 (Fig.9-12. Septum spacing effect on the designed triple metal-insert filter response)

라. 단일, 2중, 3중 금속-삽입 필터의 특성비교.

W-밴드에서 설계된 단일, 2중, 3중, 금속-삽입 필터의 설계규격은 표 9-11 과 같고 각각의 필터는 동일한 설계규격과 동일한 5 개의 공진부로 구성되었다. 표 9-10 은 설계된 필터의 설계결과를 보여준다. 설계된 단일 금속-삽입 필터의 특성은 그림 9-13 과 같고 중심주파수가 97.998 GHz 이고, 대역폭이 1025 MHz 이다. 2중 금속-삽입 필터인 경우, 설계된 필터의 특성은 그림 9-14 와 같고 중심주파수가 98.07 GHz 이고, 대역폭이 987.8 MHz 이다. 3중 금속-삽입 필터인 경우, 설계된 필터의 특성은 그림 9-11 과 같고 중심주파수가 98.07 GHz 이고, 대역폭이 1012.5 MHz이다.

표 9-11. 필터의 설계규격

(Table.9-11. The design sepecifications of filters septum)

필터명칭	필터의 규격	중심 주파수	대역폭	리플	삽입손실량과 차단영역주파수	필터의 설계특성	스트립 두께	스트립 간격
단일금속 삽입	WR-10	98.0GHz	1.0GHz	0.10dB	96.6GHz - 50dB	체비세프	800 $\mu$ m	.
2중금속 삽입	WR-10	98.0GHz	1.0GHz	0.10dB	96.6GHz - 50dB	체비세프	17.5 $\mu$ m	760 $\mu$ m
3중금속 삽입	WR-10	98.0GHz	1.0GHz	0.10dB	96.6GHz - 50dB	체비세프	17.5 $\mu$ m	760 $\mu$ m

표 9-12. 3중 금속-삽입 필터의 설계결과

(Table 9-12. The designed results of triple metal-insert filters)

필터명칭	필터의칫수 [mm]	필터 구성부의 길이 [mm]						
		$l_1 = l_{11}$	$l_2 = l_{10}$	$l_3 = l_9$	$l_4 = l_8$	$l_5 = l_7$	$l_6$	전체길이
단일금속 삽입	2.54×1.127	0.4510	1.5066	1.5359	1.5086	1.6852	1.5086	14.884
2중금속 삽입	2.54×1.127	0.1486	1.5262	0.6928	1.5462	0.9138	1.5467	18.850
3중금속 삽입	2.54×1.127	0.8442	3.6277	2.3148	3.6468	2.4952	3.6469	29.500

그림 9-15 는 설계된 단일, 2중, 3중 금속-삽입 필터의 특성을 비교하였으며 2중, 3중, 단일 금속-삽입 필터 순서로 필터의 설계규격에 접근하므로 2중 금속-삽입 필터가 가장 우수함을 알 수 있으나  $W$ -대역 이상의 주파수 대역에서는 필터의 설계치가  $\mu\text{m}$  단위 오차에도 필터의 특성에 큰 영향을 미치므로 Increased structure를 갖는 3중 금속-삽입 형태로 필터를 설계해야 한다.

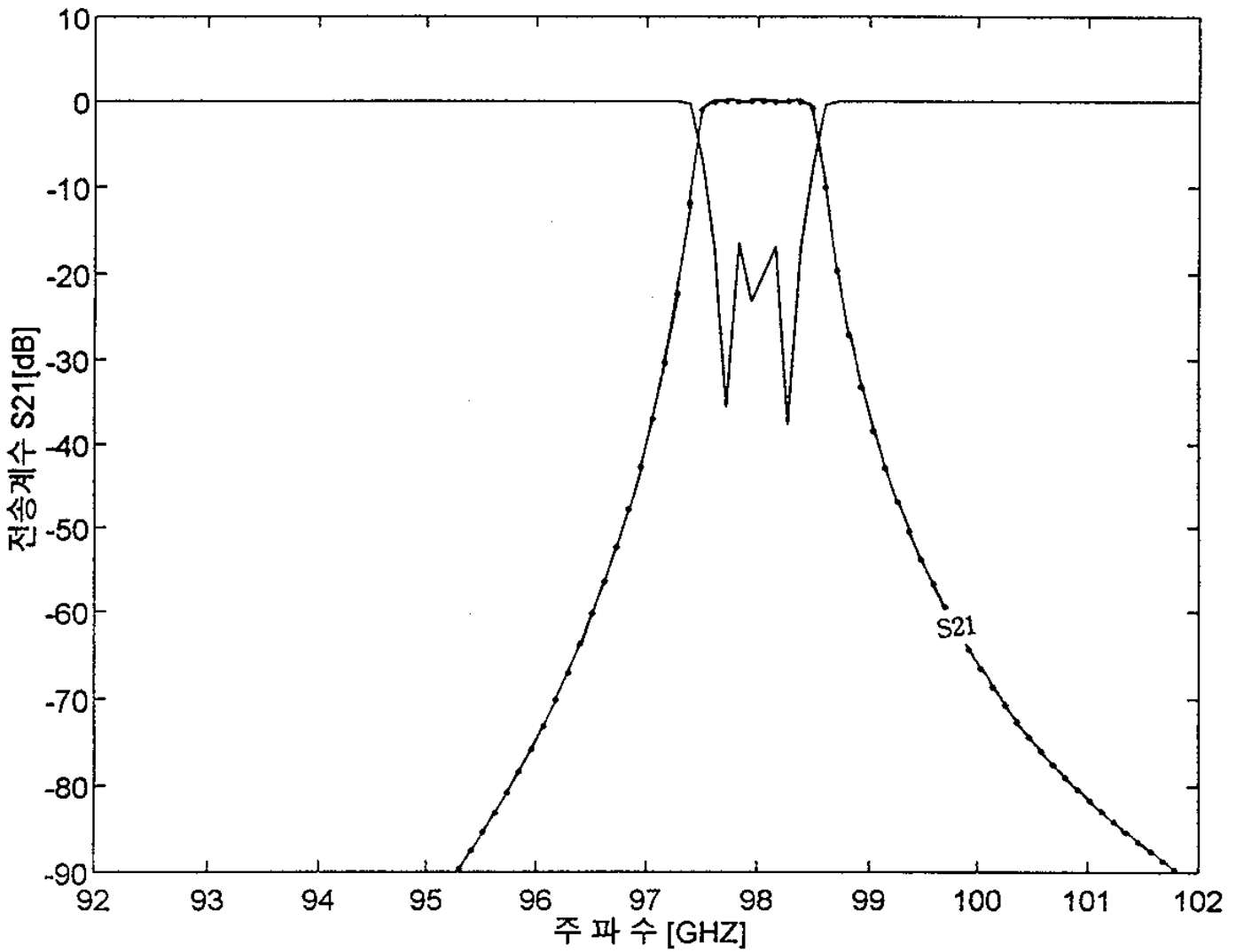


그림 9-13. W-대역에서 설계된 단일 금속-삽입 필터의 특성

(Fig.9-13. Frequency response of the designed single metal-insert filter in W-band)

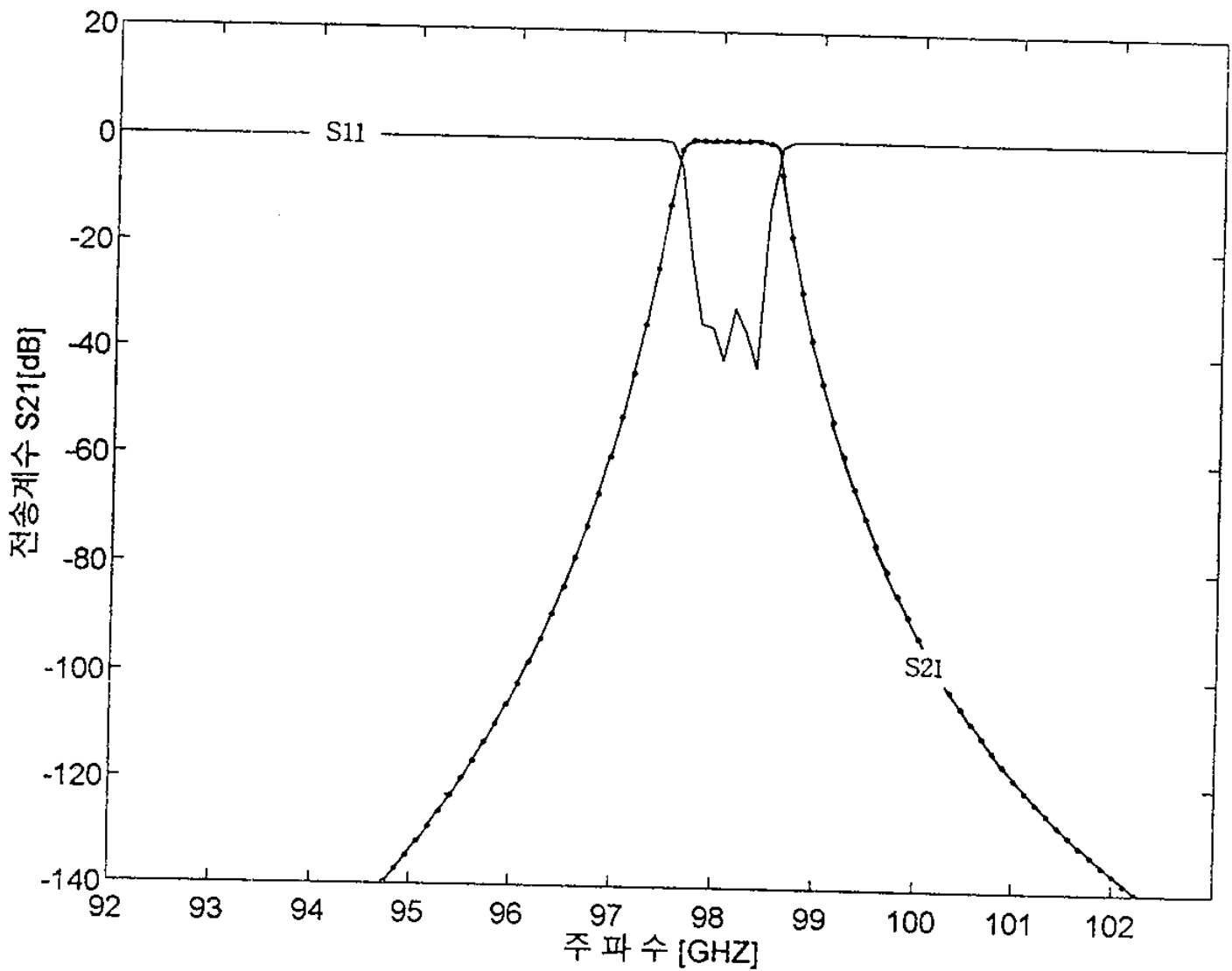


그림 9-14. W-대역에서 설계된 2중 금속-삽입 필터의 특성

(Fig.9-14. Frequency response of the designed double metal-insert filter in W-band)



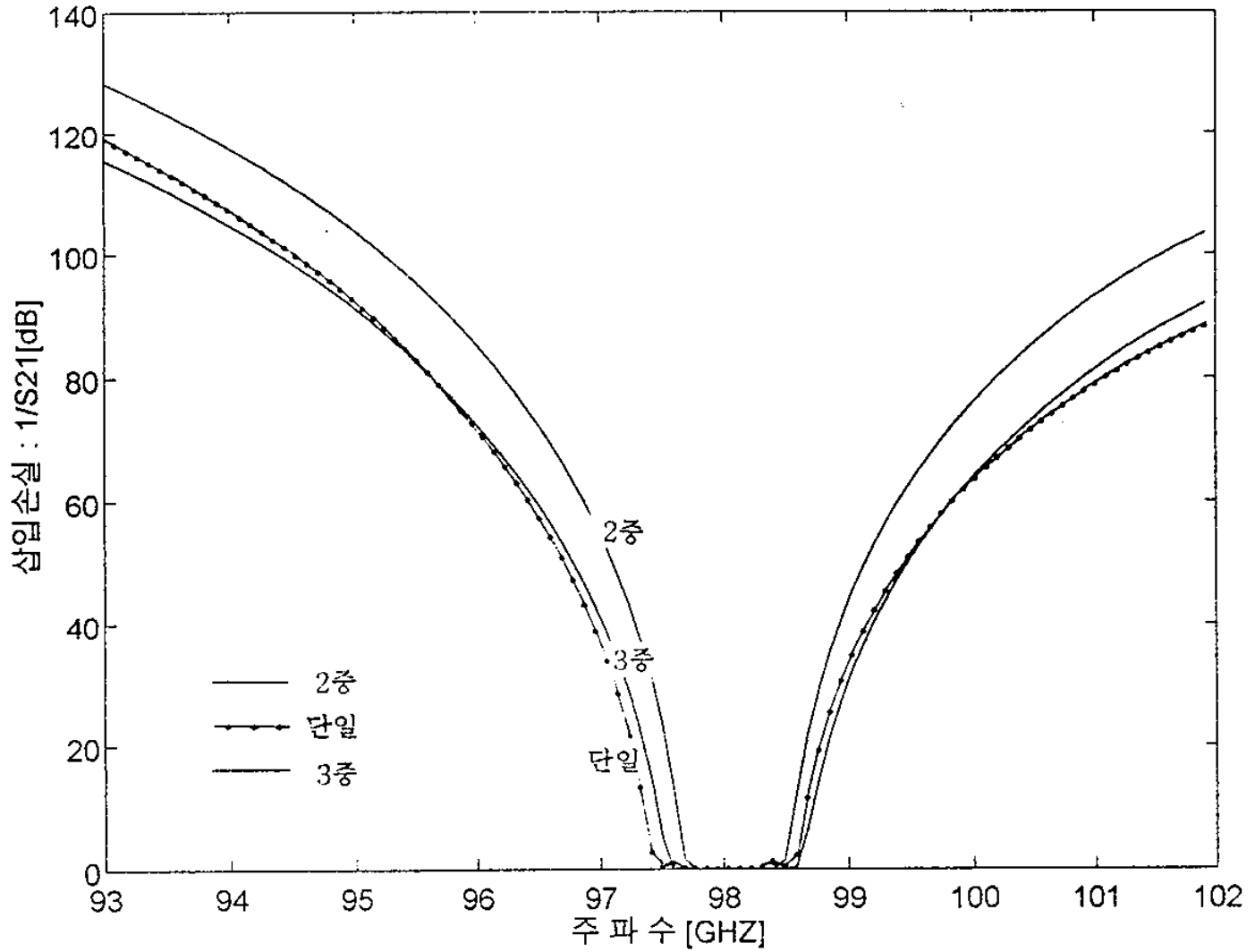


그림 9-15. 단일, 2중, 3중 금속-삽입 필터의 삽입손실 특성  
 (Fig.9-15. The insertion loss response of the designed single, double and triple metal-insert filter)

## 2. 도파관의 모의실험

제 3 절에서 제작하려는 도파관 필터에 사용하기 위한 도파관을 설계하기 위해 본 연구에서 개발한 CAD 프로그램 MWGDP 을 사용하여 도파관을 설계하였다. 도파관의 특성은 제작할 필터의 중심 주파수가 11.85 GHz 이므로 필터의 중심 주파수에서 도파관 임피던스 $Z(pv)$ 가 500  $\Omega$  이 되도록 하였다.

사용 주파수가  $TE_{10}$  모우드의 차단주파수의 1.5 배가 되는 도파관 폭은 1.85 cm 이며 이를 초기값으로 사용하여 MWGDP 의 임피던스 합성과정과 주파수 합성 과정을 반복하면서 주파수 11.85 GHz 에서 도파관 임피던스가 500  $\Omega$  이 되는 도파관의 치수를 설계하였다. 또한 도파관의 폭에 대한 임피던스 감도가 -0.8 로 안정된 특성이 갖도록 하였다.

최종 합성된 도파관의 치수는 도파관 폭이 1.894 cm 이고 높이가 0.9385 cm 이며 합성된 도파관 규격(1.894 cm $\times$ 0.9385 cm)으로 MWGDP 의 특성 분석과정을 수행한 모의실험 결과는 그림 9-16, 9-17, 9-18 에서 보여준다.

그림 9-16은 사용 주파수 대역에서 도파관의 임피던스의 변화를 보여주며 그림 9-17, 9-18은 각각 최대 허용전력과 손실의 변화를 보여준다.

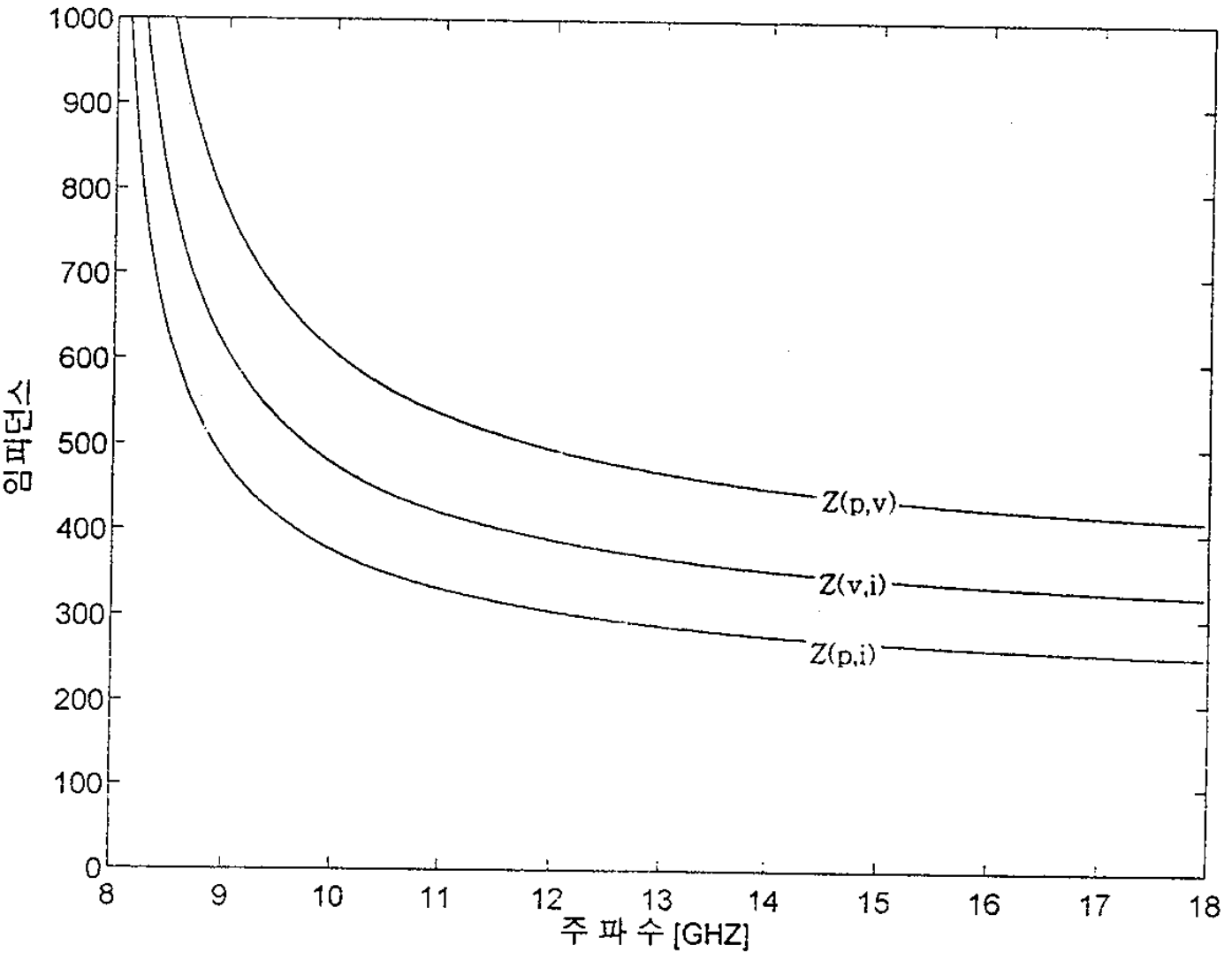


그림 9-16. 주파수변화에 대한 도파관 임피던스

( Fig.9-16. Waveguide impedance versus frequency variation)

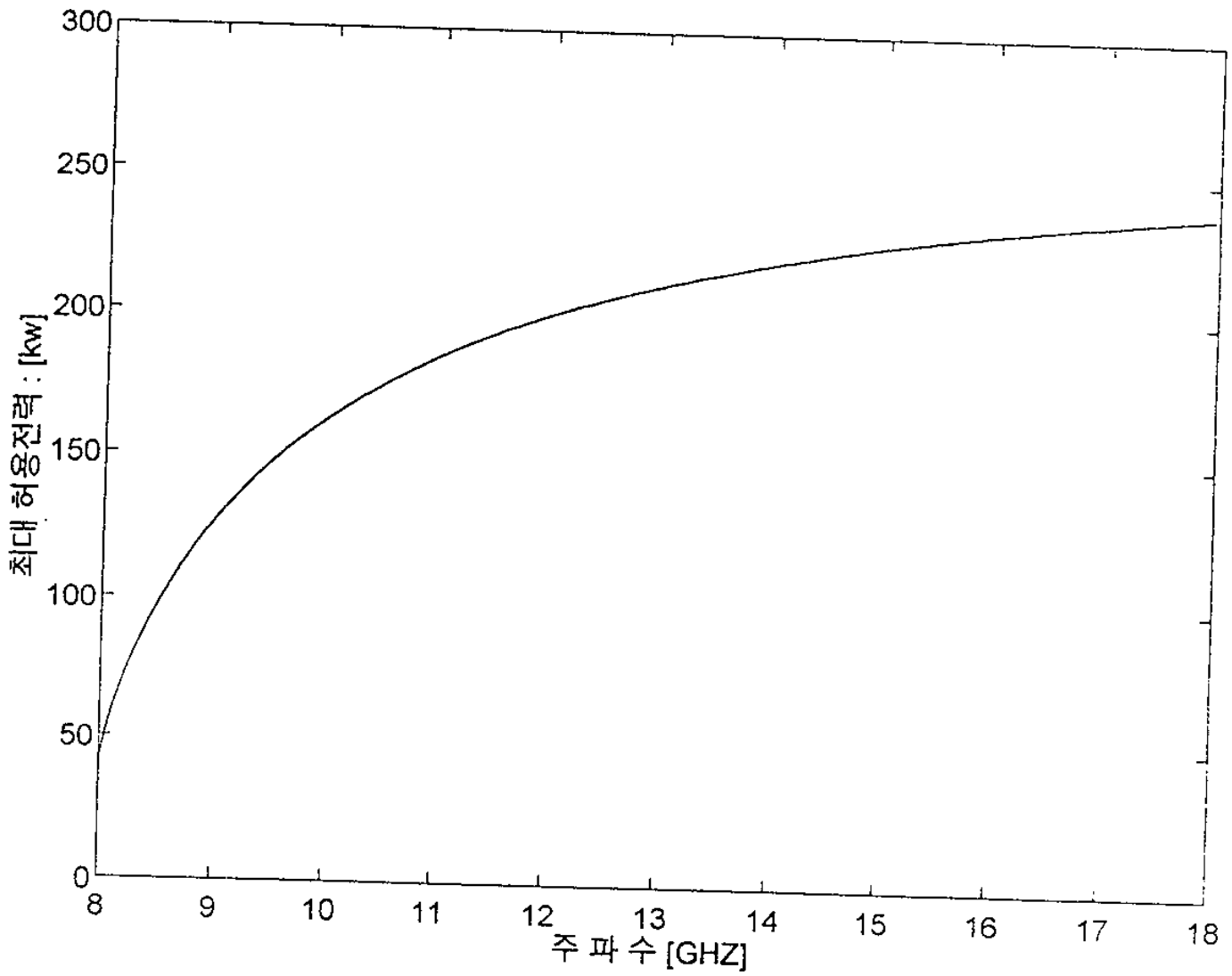


그림 9-17. 주파수변화에 대한 최대 허용전력  
(Fig.9-17. Peak Power versus frequency variation)

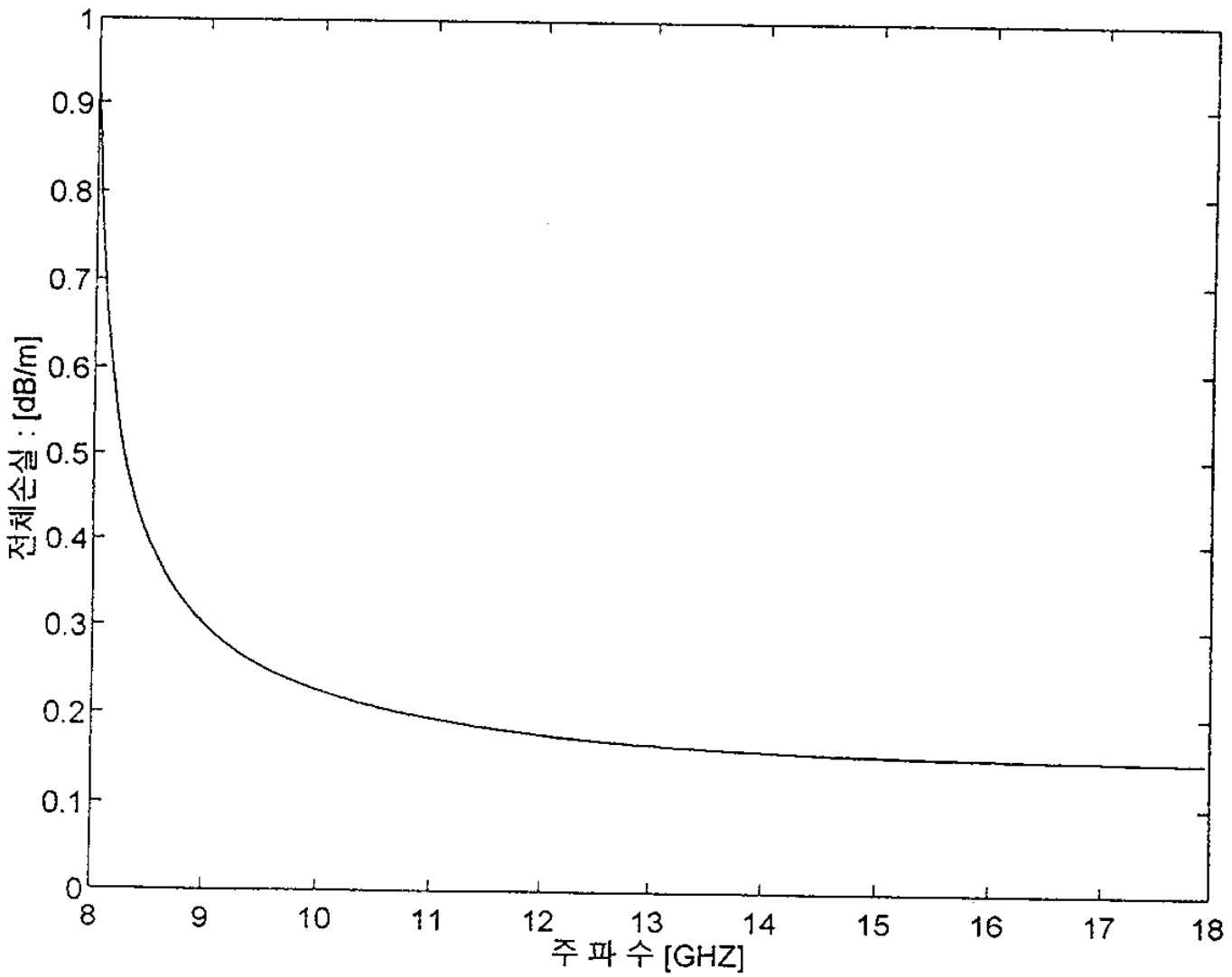


그림 9-18. 주파수변화에 대한 전체손실

(Fig.9-18. Total loss versus frequency variation)

제9장 모의실험 및 측정

설계된 도파관의 규격과 임피던스 특성 그리고 감도특성이 기존의 WR-75 (1.905 cm × 0.9252 cm) 도파관과 유사함을 알 수 있다.

3. E-Plane 단일 금속-삽입 필터의 모의실험

무궁화호 위성 방송 통신주파수 대역에서 사용가능한 마이크로파 필터를 설계 제작하기 위하여 본 연구에서는 도파관 필터로서 E-Plane 단일 금속-삽입 필터를 선정하고 본 연구에서 개발한 EPSMCAD CAD 프로그램을 사용하여 2개의 공진부로 구성된 필터를 설계하여 모의실험 하였다. 표 8-13 은 단일 금속-삽입 필터의 설계규격이며 설계된 필터의 특성은 그림 9-19 에서 보여주며 설계결과는 표 9-14 에서 보여준다.

표 9-13. 단일 금속-삽입 필터의 설계규격

(Table 9-13. The design specification of single metal-insert filter)

필터의 규격	중심 주파수	대역폭	리플	삽입손실량과 차단영역주파수	필터의 설계특성	스트립 두께
WR-75	11.85GHz	300MHz	0.30dB	11.0GHz - 30dB	체비세프	730 $\mu$ m
WR-75	11.85GHz	300MHz	0.10dB	11.0GHz - 35dB	체비세프	730 $\mu$ m
WR-75	11.85GHz	300MHz	0.01dB	11.0GHz - 40dB	체비세프	730 $\mu$ m

표 9-14. 단일 금속-삽입 필터의 설계결과

(Table 9-14. Designed results of single metal-insert filter)

필터의 칫수	공진기 갯수	필터 구성부의 길이 [mm]					
		$l_1 = l_5$	$l_2 = l_4$	$l_3$	.	.	전체길이
1.905cm × 0.925cm	2	2.99032	12.8433	8.5599	.	.	40.227
		$l_1 = l_5$	$l_2 = l_4$	$l_3$	.	.	전체길이
1.905cm × 0.925cm	3	2.1500	12.8076	8.06416	12.8946	.	58.938
		$l_1 = l_7$	$l_2 = l_6$	$l_3 = l_5$	$l_4$	.	전체길이
1.905cm × 0.925cm	4	1.47268	12.758	7.38027	12.894	8.6824	77.692
		$l_1 = l_9$	$l_2 = l_8$	$l_3 = l_7$	$l_4 = l_6$	$l_5$	전체길이

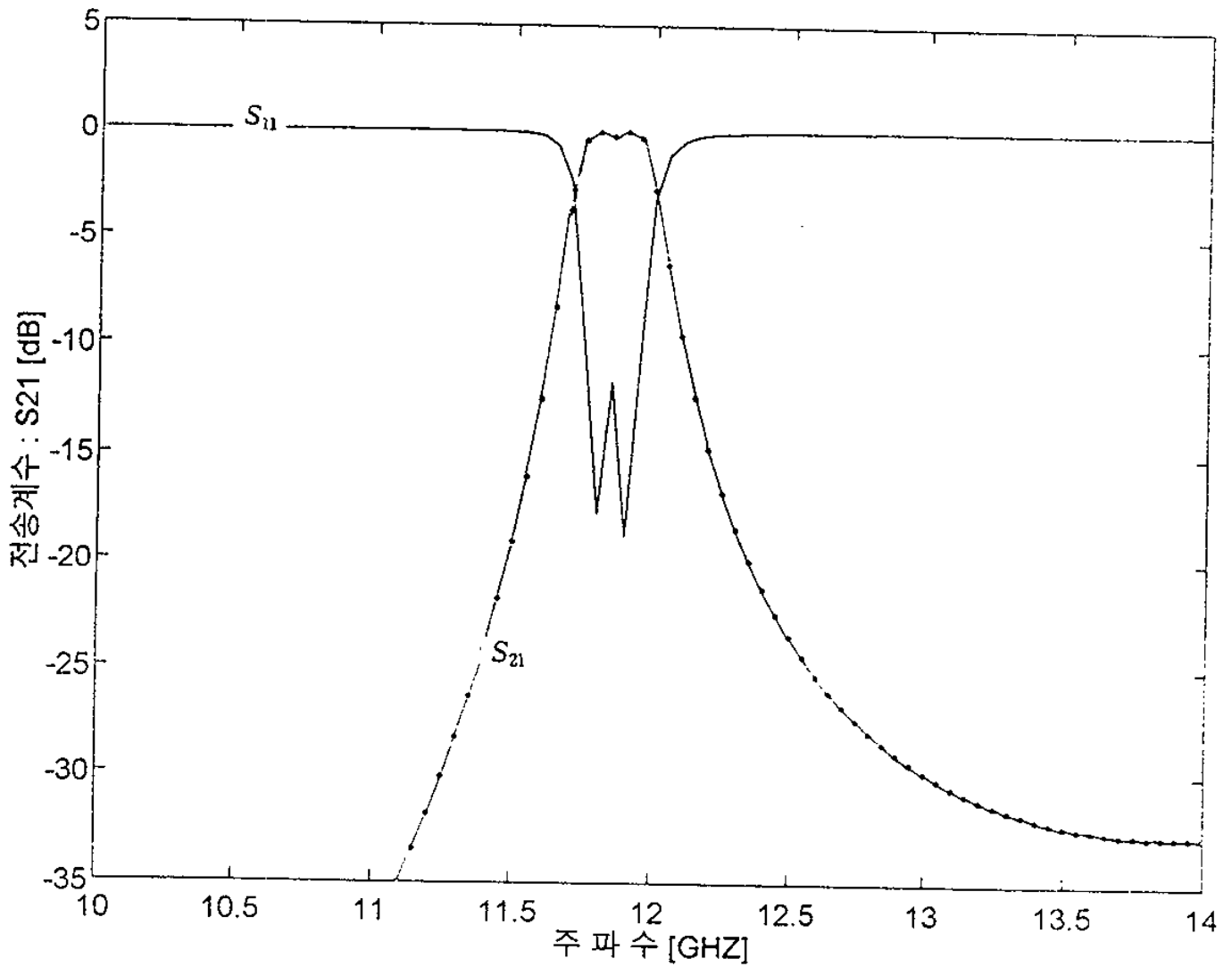


그림 9-19. 2개의 공진부로 구성된 단일 금속-삽입 필터의 특성  
 ( Fig. 9-19. Frequency response of single metal-insert filter  
 with two resonators)



통과대역에서 특성을 향상시키기 위해 통과대역 리플을 0.3 dB 에서 각각 0.1 dB 와 0.01 dB 로 설계사양을 변화시켰을때 각각 공진부의 갯수가 3 개, 4 개로 구성된 필터가 설계되었으며 그 각각의 설계규격은 표 9-13 과 같고 공진부의 갯수가 증가함에 따라 향상된 필터의 특성을 그림 9-20 에 보였다.

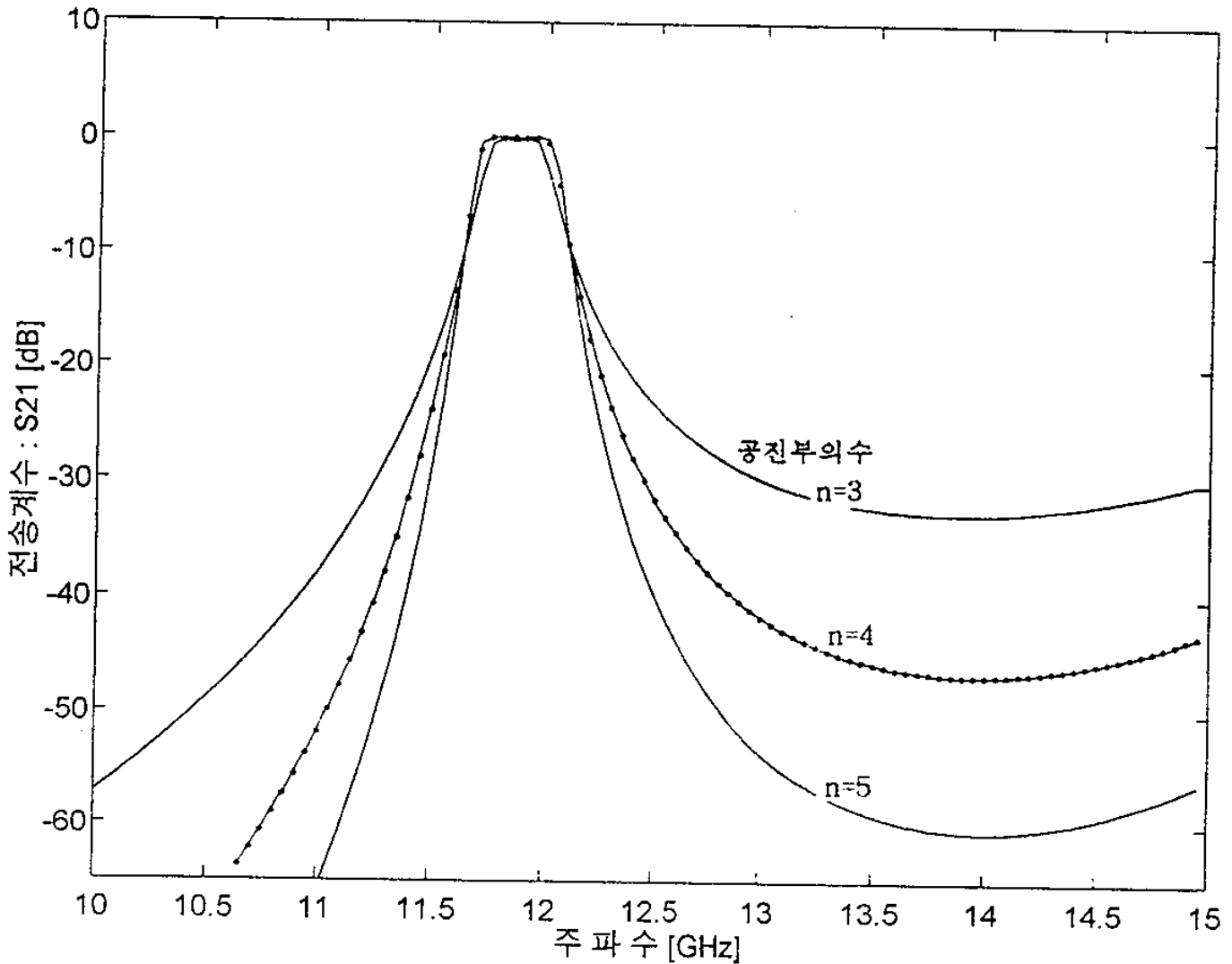


그림 9-20. 단일 금속-삽입 필터의 특성

(Fig. 9-20. Frequency response of single metal-insert filters)

### 제 3 절. 측정 결과 및 고찰

무궁화호 위성 방송 통신 주파수 대역에서 사용가능한 2 종류의 마이크로파 도파관 필터를 설계, 제작하여 그 특성을 비교 검토하였다. 우선적으로 CAD 프로그램을 사용하지 않고 H-Plane inductive window 필터를 설계, 제작하고 전송 계수 ( $S_{21}$ ) 와 반사계수 ( $S_{11}$ ) 를 측정하였으며 두번째로는 제 2 절에서 모의실험한 E-Plane 단일 금속-삽입 필터를 제작하여 그 특성을 측정한 후 모의실험 결과 및 H-Plane 필터 특성과 비교 검토하였다.

#### 1. H-Plane inductive window 필터의 측정 결과

##### 가. Tuning screw 를 사용한 필터

중심주파수가 12.5 Mhz 이고 대역폭이 500 Mhz 인 통신용 Down-Link 주파수 대역통과 필터를 도파관 H-Plane 필터로써 구현하기 위한 설계규격은 표 9-15 에 서 보여주며 설계된 필터의 설계결과는 표 9-16 에서 보여준다.

표 9-15. 설계규격

(Table 9-15. Design specification)

주파수영역 [GHz]	중심 주파수	대역폭	리플	삽입손실과 차단영역 주파수	필터의 특성	window 두께
12.25-12.75	12.5GHz	500MHz	0.01dB	11.85 GHz - 30dB	체비세프	730 $\mu$ m
				14.40 GHz - 80dB		

표 9-16. 설계결과

(Table 9-16. Designed results)

필터의 규격	필터의 window의 폭과 공진부의 길이 [mm]							
	$w_1 = w_{13}$	$l_2 = l_{12}$	$w_3 = w_{11}$	$l_4 = l_{10}$	$w_5 = w_9$	$l_6 = l_8$	$w_7$	전체길이
WR-75	8.001	13.238	4.478	14.623	3.716	14.801	3.619	23.816

사진 9-1 은 표 9-16에서 보여주는 설계결과를 가지고 제작한 필터의 사진을 보여주며 그림 9-21 은 필터의 측정결과를 보여준다.

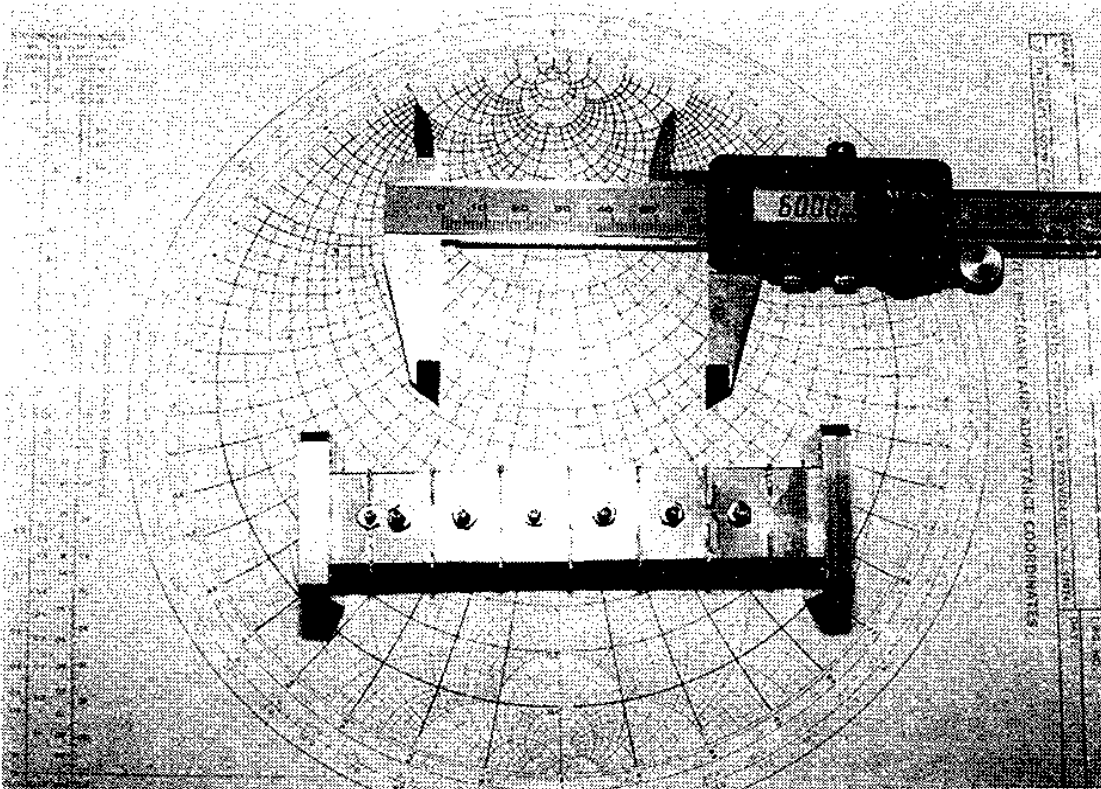


사진 9-1. Tuning screw 를 사용한 H-Plane inductive window 필터  
(Photo.9-1. H-Plane inductive window filter with tuning scerw)

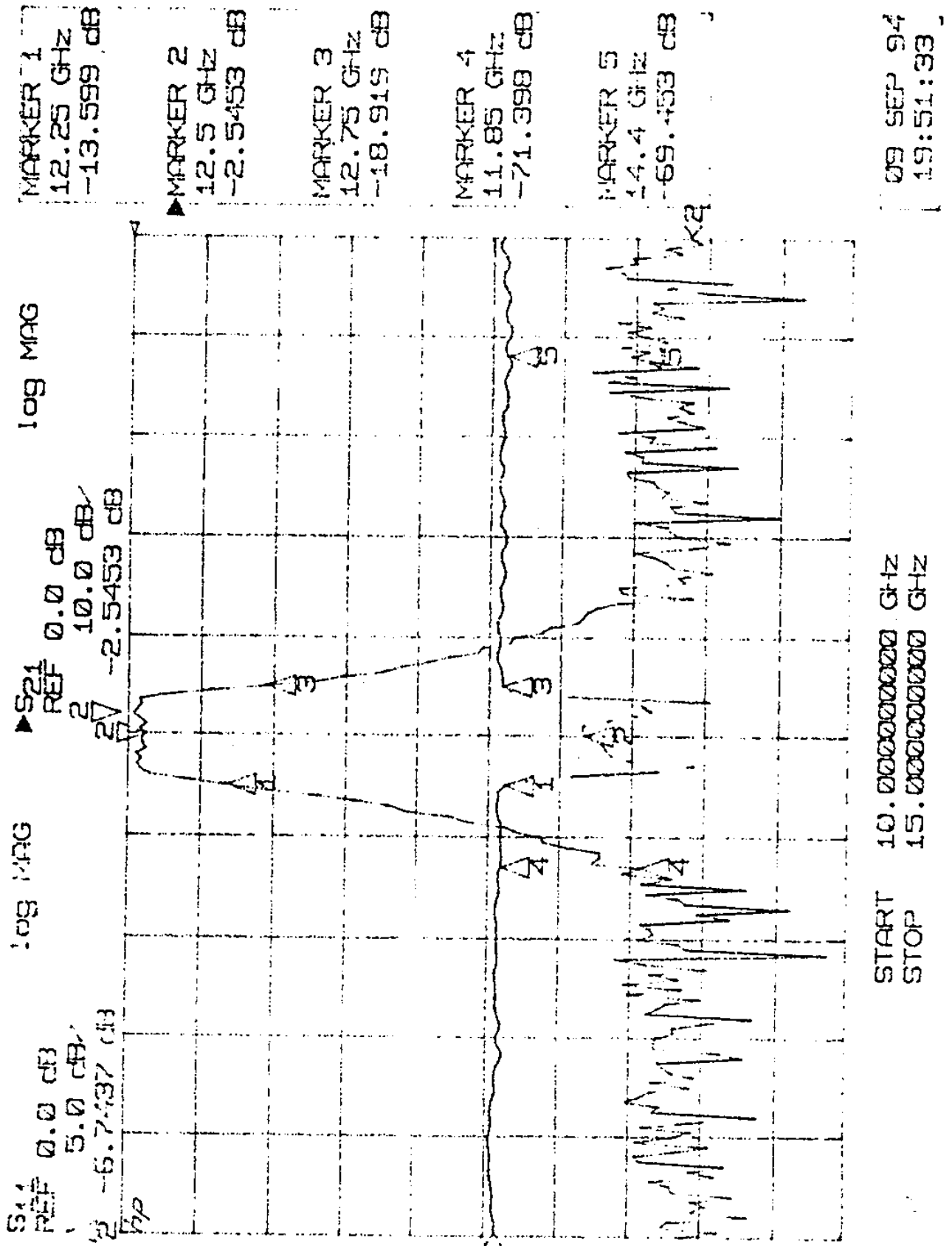


그림 9-21. 주파수변화에 따른 S<sub>21</sub> 과 S<sub>11</sub> 의 값  
 (Fig.9-21. S<sub>21</sub> and S<sub>11</sub> versus frequency variation)

나. Tuning screw 를 사용하지 않는 필터

(1) 무궁화호 Up-Link 통신용 대역통과 필터

중심주파수가 14.4 GHz 이고 대역폭이 800 MHz 인 Up-Link 통신시스템의 대역통과 필터를 H-Plane 필터로서 구현하기 위한 설계규격은 표 9-17 에서 보여주며 설계된 필터의 설계결과는 표 9-18 에서 보여준다.

표 9-17. 설계규격

(Table 9-17. Design specification)

주파수영역 [GHz]	중심 주파수	대역폭	리플	삽입손실과 차단영역 주파수	필터의 특성	window 두께
14.00-14.80	14.4GHz	800MHz	0.01dB	12.75 GHz - 80dB	체비세프	30 $\mu$ m
				16.00 GHz - 70dB		

표 9-18. 설계결과

(Table 9-18. Designed results)

필터의 규격	필터의 window의 폭과 공진부의 길이 [mm]							
	$w_1 = w_{13}$	$l_2 = l_{12}$	$w_3 = w_{11}$	$l_4 = l_{10}$	$w_5 = w_9$	$l_6 = l_8$	$w_7$	전체길이
WR-75	7.582	10.069	4.343	11.415	3.619	11.633	3.526	541.069

제9장 모의실험 및 측정

사진 9-2 는 표 9-18 에서 보여주는 설계결과를 가지고 제작한 필터의 사진을 보여주며 그림 9-22 는 필터의 측정결과를 보여준다.

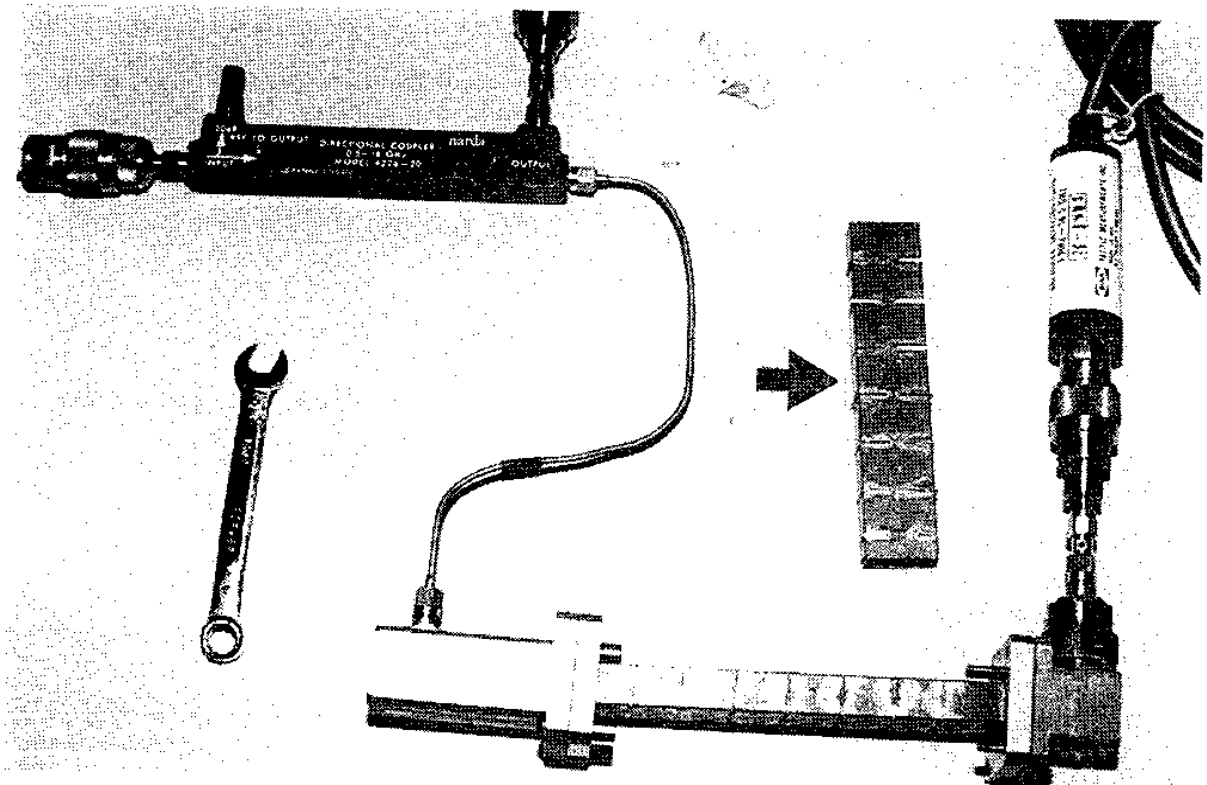


사진 9-2. Tuning screw 를 사용하지 않은 H-plane inductive window 필터  
(Photo.9-2. H-Plane inductive window filter without tuning screw)

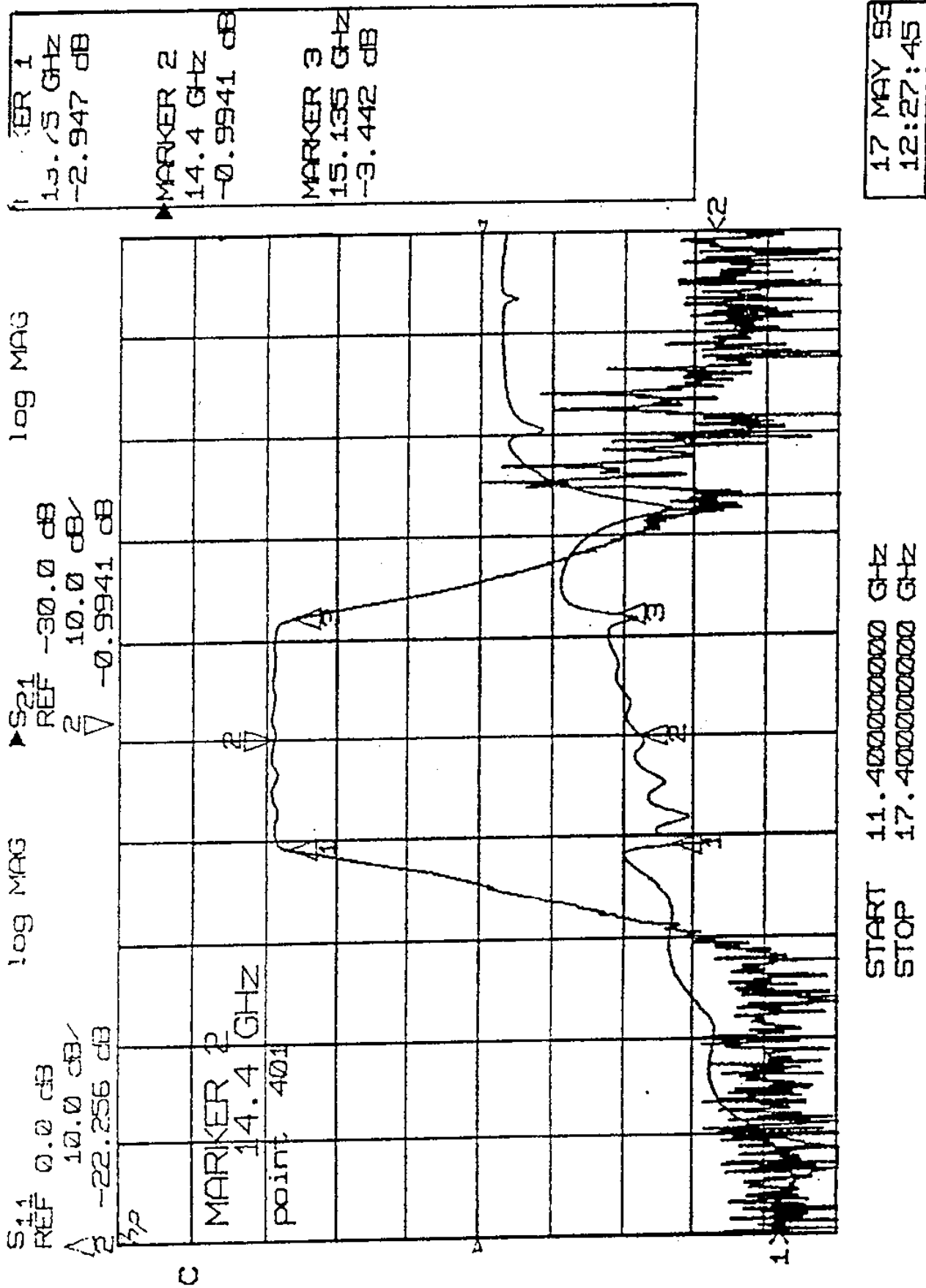


그림 9-22. 주파수변화에 따른  $S_{21}$  과  $S_{11}$  의 값  
(Fig.9-22.  $S_{21}$  and  $S_{11}$  versus frequency variation)

(2) 무궁화호 Down-Link 통신시스템의 대역통과 필터

중심주파수가 11.85 GHz 이고 대역폭이 300 MHz 인 Down-Link 통신시스템의 대역통과 필터를 H-Plane 필터로 구현하기 위한 설계규격은 표 9-19 에서 보여주며 설계된 필터의 설계결과는 표 9-20 에서 보여준다.

표 9-19. 설계규격

(Table 9-19. Design specification)

주파수영역 [GHz]	중심 주파수	대역폭	리플	삽입손실과 차단영역 주파수	필터의 특성	window 두께
11.70-12.00	11.85GHz	300MHz	0.01dB	12.50 GHz - 30dB	체비세프	730 $\mu$ m
				14.40 GHz - 80dB		

표 9-20. 설계결과

(Table 9-20. Designed results)

필터의 규격	필터의 window의 폭과 공진부의 길이 [mm]							
	$w_1 = w_{13}$	$l_2 = l_{12}$	$w_3 = w_{11}$	$l_4 = l_{10}$	$w_5 = w_9$	$l_6 = l_8$	$w_7$	전체길이
WR-75	7.239	15.225	3.619	16.452	2.954	16.553	2.858	14.884



사진 9-3은 표 9-20 에서 보여주는 설계결과를 가지고 제작한 필터의 사진을 보여주며 그림 9-23 은 필터의 측정결과를 보여준다.

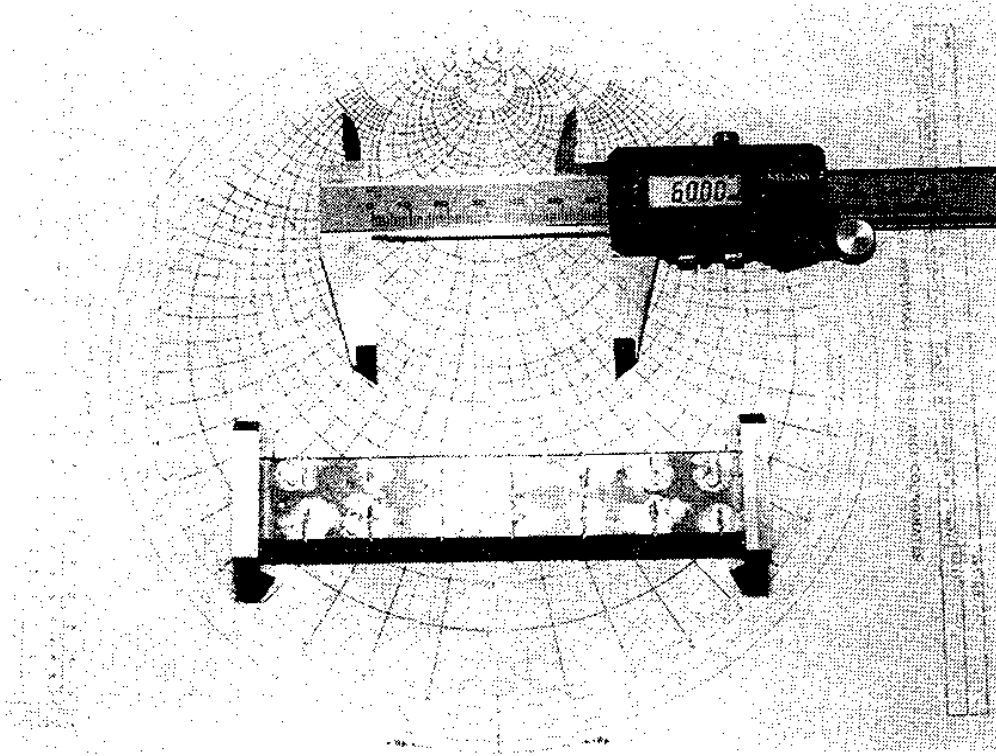
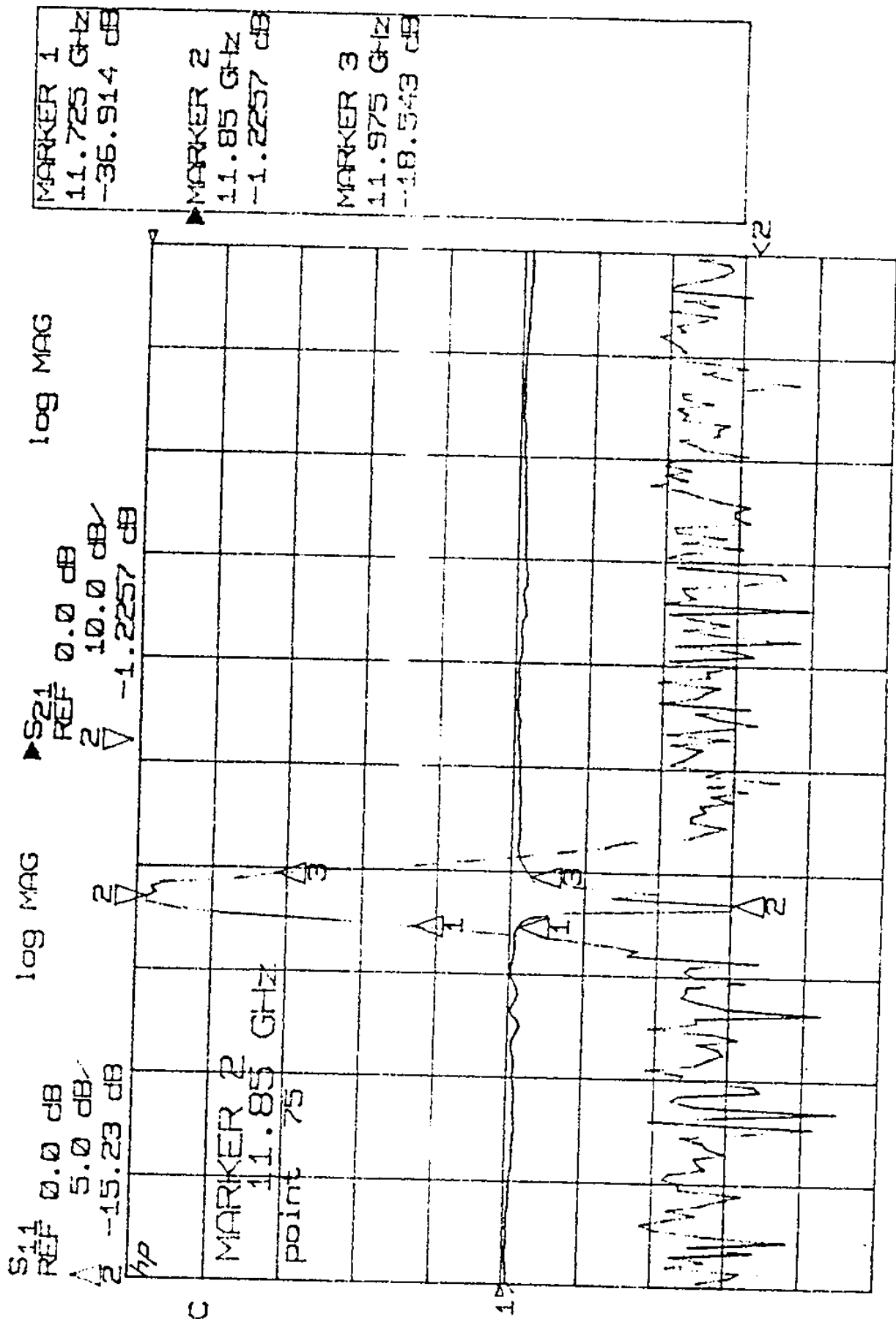


사진 9-3. Tuning screw 를 사용하지 않은 H-Plane inductive window 필터  
(Photo.9-3. H-plane inductive window filter without tuning screw)



30 SEP 94  
13:42:01

START 10.000000000 GHz  
STOP 15.000000000 GHz

그림 9-23. 주파수변화에 따른  $S_{21}$  과  $S_{11}$  의 값  
(Fig. 9-23.  $S_{21}$  and  $S_{11}$  versus frequency variation)

## 2. E-Plane 단일 금속-삽입 필터의 측정결과

중심주파수가 11.85 GHz 이고 대역폭이 300 MHz 인 Down-Link 통신시스템의 대역통과 필터를 E-Plane 필터로 구현하기 위한 설계규격과 설계결과는 제 2 절 표 9-13 과 표 9-14 에서 보여주며, 사진 9-4 는 표 9-14 에서 보여주는 설계결과를 가지고 제작한 필터의 사진을 보여주며, 그림 9-24 는 필터의 측정결과를 보여준다.

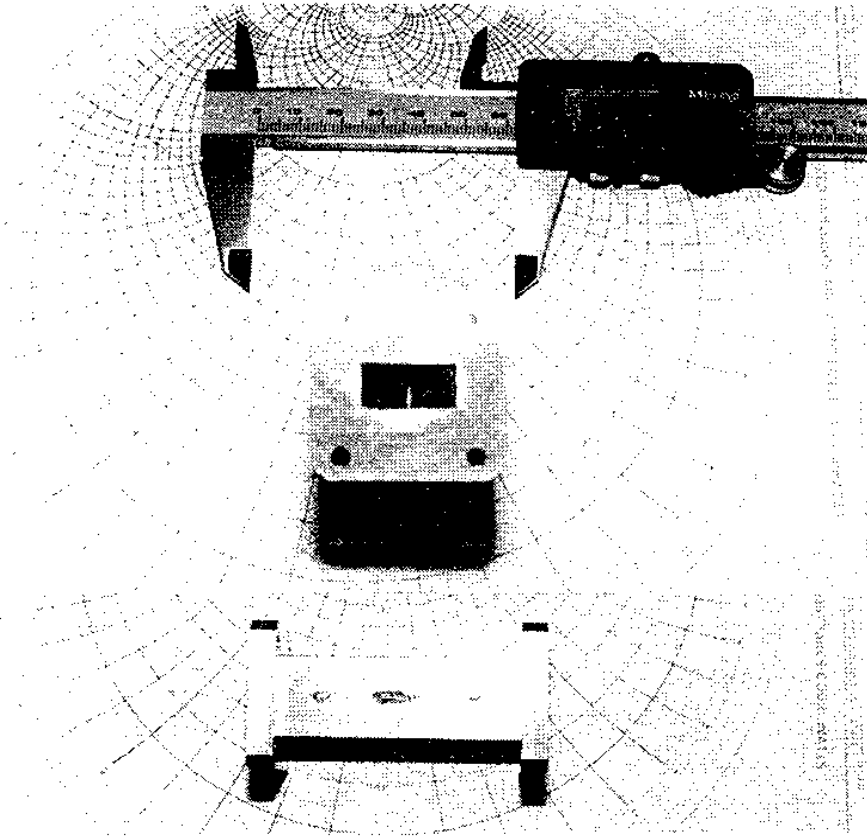


사진 9-4. E-Plane 단일 금속-삽입 필터.

(Photo.9-4. E-Plane single metal-insert filter)

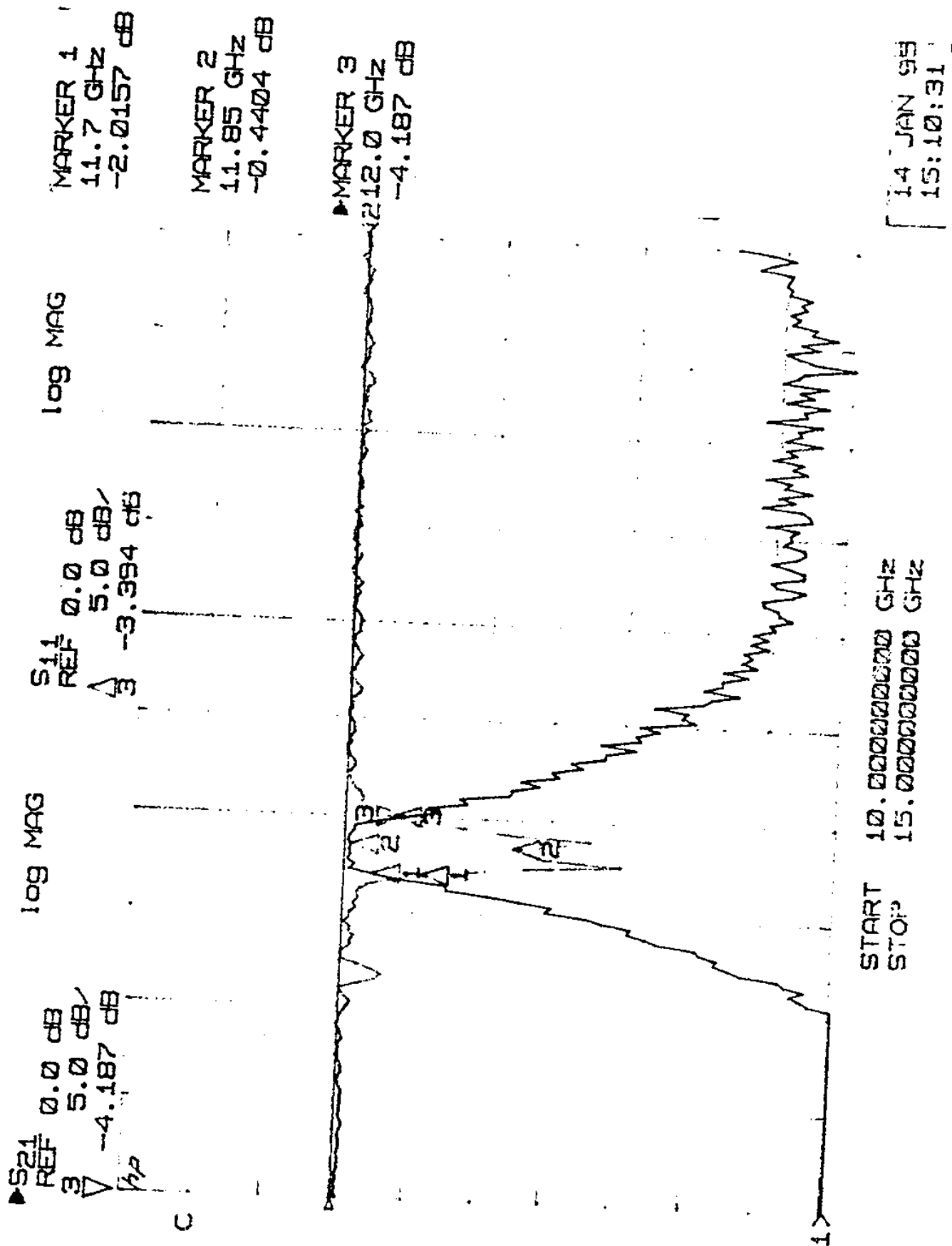


그림 9-24. 주파수변화에 따른  $S_{21}$  과  $S_{11}$  의 값  
(Fig. 9-24.  $S_{21}$  and  $S_{11}$  versus frequency variation)

표 9-21은 제 2 절에서 단일 금속-삽입 필터를 모의실험한 결과와 그림 9-19의 측정결과와의 비교 데이터를 보여준다.

표 9-21. 모의실험값과 측정값의 비교 데이터

(Table 9-21. Simulation and measurement results)

구분 \ 주파수	저역차단 주파수 (11.7 GHz)	중심주파수 (11.85 GHz )	고역차단 주파수 (12.0 GHz)
모의실험값[dB]	- 1.5642	- 0.3067	- 2.8094
측정값[dB]	- 2.015	- 0.4404	- 4.1870

그림 9-25 는 H-Plane inductive window 필터의 설계결과를 나타낸 표 9-16, 표 9-18, 표 9-20 에서 보여주는 필터의 window 폭과 공진부의 길이를 보여주는 H-Plane 필터의 평면도이다.

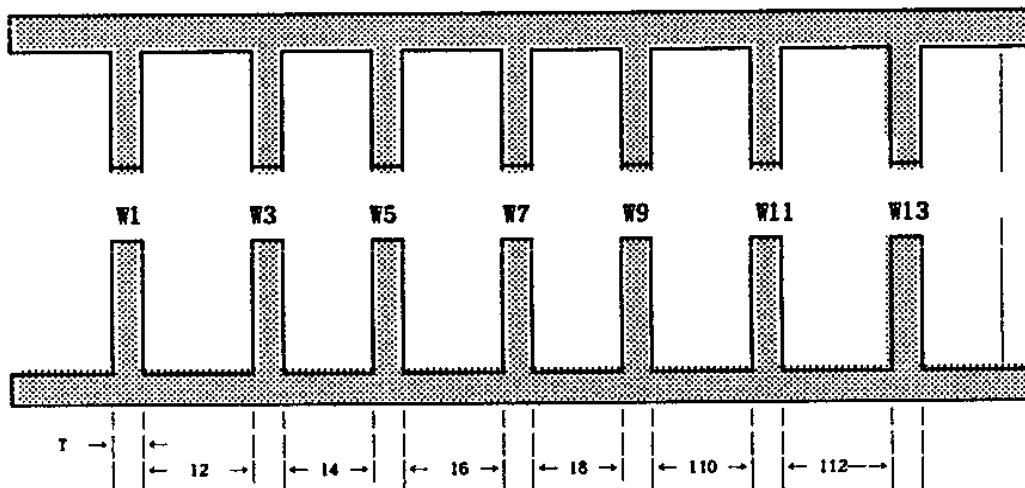


그림 9-25. H-Plane inductive window 필터의 평면도

(Fig.9-25. Top view of H-plane inductive window filter)

제9장 모의실험 및 측정

사진 9-5 는 본 연구에서 설계 제작한 H-Plane 필터와 E-Plane 필터의 사진을 보여주며 사진 9-6 은 측정장치를 보여준다.

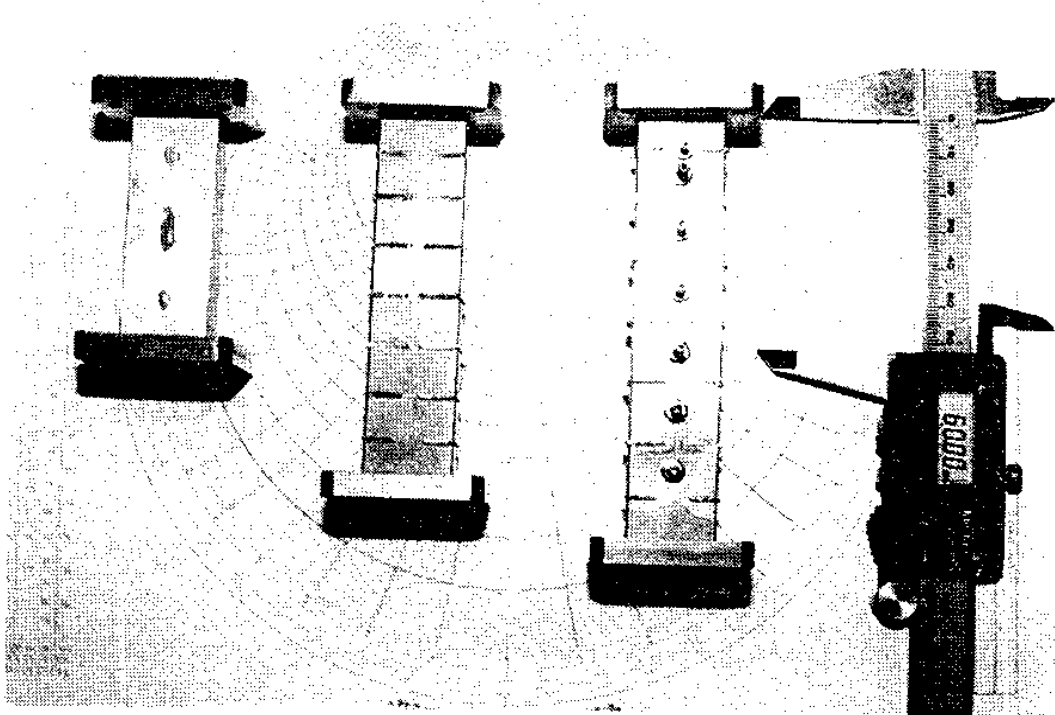


사진 9-5. H-Plane 및 E-Plane 도파관 필터  
(Photo.9-5. Waveguide H-Plane and E-Plane filter)

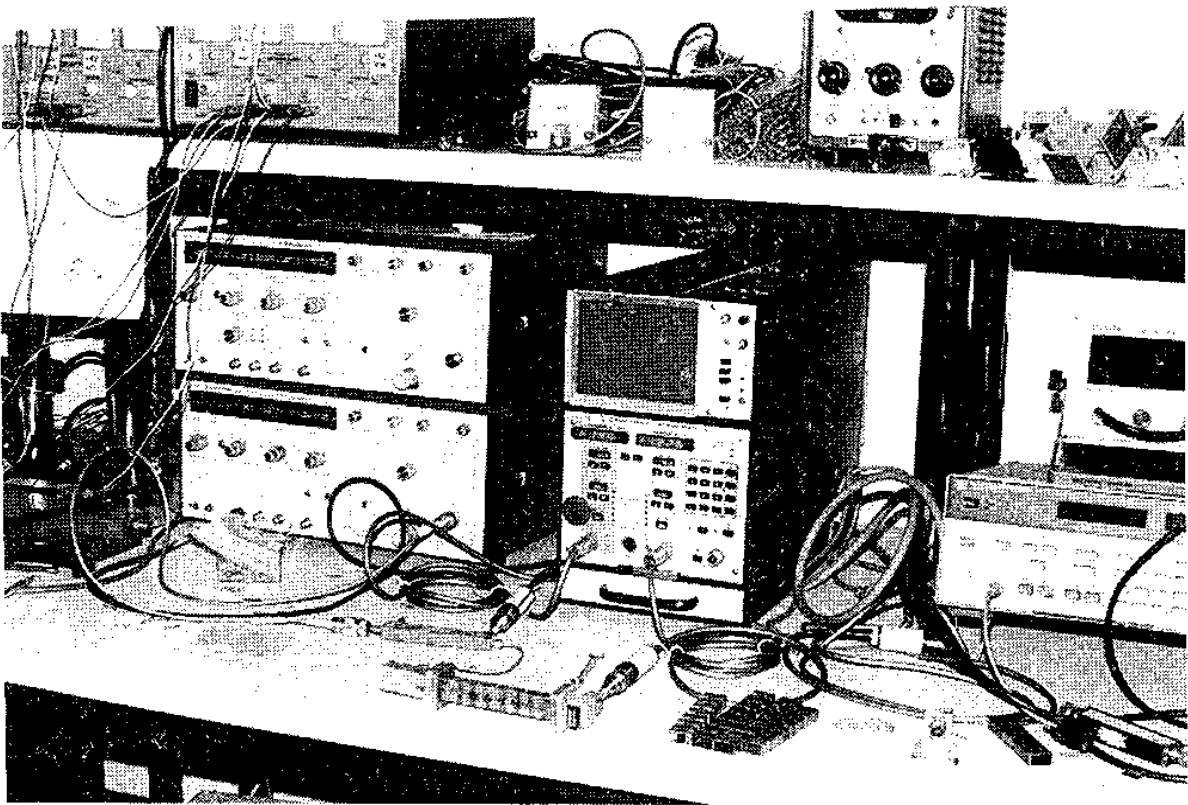


사진 9-6. 측정장치

(Photo.9-6. Measurement equipment )

### 3. 고찰

E-Plane 단일 금속-삽입 필터는 표 9-21 을 참조하여 이론값과 측정값을 비교하여 볼 때 저역 차단주파수에서는  $-0.45$  dB 정도 그리고 중심주파수에서는  $-0.14$  dB 정도의 작은 차이를 보여주며 이론값과 잘 일치하였으나 고역 차단주파수에서는  $-2.17$  dB 정도의 큰 차이를 나타낸 것은 2 개의 공진부를 갖도록 설계 제작함으로써 실제로는 반사손실이 큰것으로 분석되며 공진부의 갯수가 증가 되면 고역 차단 특성이 개선될 것으로 판단된다. 그러나 전체적으로는 차단대역에서 필터의 설계값과 측정값이 잘 일치함을 알 수 있으며 필터의 대역통과 특성도 우수함을 볼 수 있다.

그림 9-21 은 tuning screw 를 사용하는 H-Plane 필터의 특성을 보여준다. tuning screw 는 낮은 주파수쪽으로만 미세조정을 가능하게 하므로 설계규격보다 약 1.5 % 정도 높은 주파수에서 설계하였다. 그러나 동조시키는 것이 간단하지 못한 점이 불편하며 그림 9-21 에서 알 수 있듯이 선택도는 양호하나 중심주파수와 통과대역에서 반사계수가 최고  $-15$ dB로 반사손실 특성이 나쁘다.

그림 9-22 와 그림 9-23 을 참조하여 볼 때 전반적으로 H-Plane 필터는 손실이 크며 6 개의 공진부로 구성함에도 불구하고 대역특성이 좋지 않음을 알 수 있다. 이에 비해 E-Plane 필터는 손실이 작고 정밀설계가 가능하며 제작후에 미세조정이 필요없다는 잇점을 갖는다.

따라서 본 연구에서는 E-Plane 필터를 최적설계 할 수 있는 CAD 프로그램을 개발하여 마이크로파 및 밀리미터파 대역에서 편리하게 필터를 설계 제작할 수 있도록한 점은 그 의의가 크다고 하겠다.



# 제 10장. Rigid Line의 제작

이 페이지는  
이름입니다

## 제 10 장. Rigid Line의 제작기술

### 제 1 절. Rigid Line(Coaxial)의 서설

이 Rigid Line은 정재파비(VSWR)가 거의 1.05~1.07정도로서 이상치인 1.0에 거의 근접하는 양호한 전송도파관이기 때문에 고효율,고파수에 적격이다.

Rigid Line의 주요재료는 특수합금, 동(銅), 알루미늄합금등이며 그리고 절연 재료로서는 Teflon이 주로 사용되고 있다. 이 제품들은 외관상 모두 금속으로 구성되어 있으므로 전기적 특성과 별로 상관없는 개념을 가지기 쉬우나 이러한 연관으로 규격,제작,취급등을 소홀하기 쉽다.

전기적인 접촉은 타 전자분야도 중요하지만 대전력 전송선에 사용되는 이 재질들은 환경변화와 조립시에 접촉저항이 유발되면 전력손실과 성능저하가 치명적이다. 고로 이 제품들은 가전제품처럼 대량생산을 위한 자동화 설비 보다는 정밀가공을 위한 N.C공작기와 수작업,그리고 전자적인 계측기의 종합시험이 필수적이다.

앞으로 무선분야중 M/W의 높은주파수대의 활용성이 활성화되고 소량 고부가치품인 이 부품들을 생산하기 위하여 시험적인 제작을 시도하여 우리나라 방송 송신장비에 실제 이용하고자 한다.

이 제품과 관련된 부품도 그 종류가 많고,조립용 치공구도 각가지가 필요하므로 N.C(Numerical Control) Machine이 필수적이다.

전기적접촉을 적게하고 경년변화에 내구성이 좋은 합금의 사용과 도금,접합기술 또한 중요하지만 아직까지 국내수준으로서는 금속기술의 취급Knowhow가 낙후되어 있어 안타깝다. 다음 사진은 연구참여기업체에서 보유,사용중인 N.C기계이다.

제10장 Rigid Line의 제작

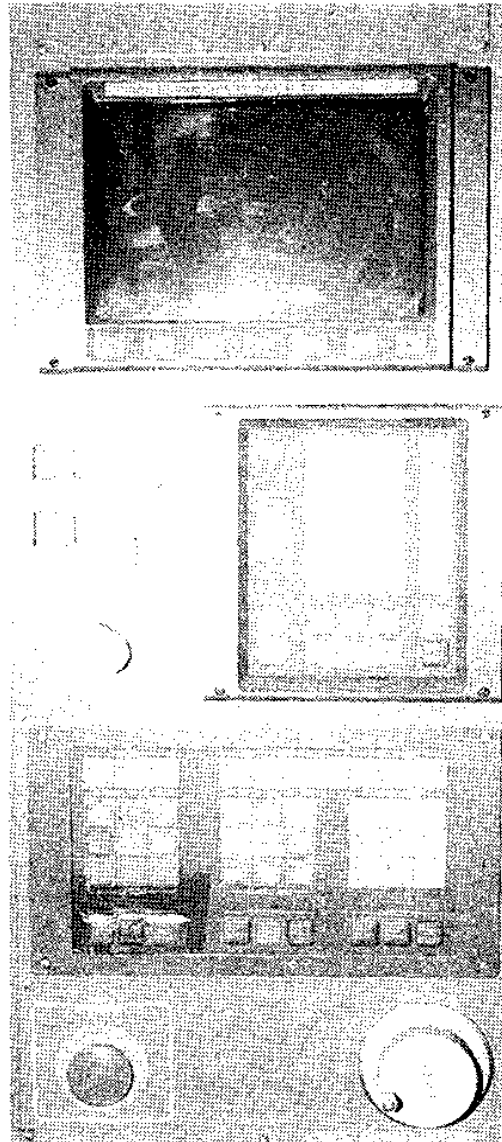


사진10-1 기업체에 사용하는 N.C Machine  
(Photo10-1 Company's N.C Machine by CPU)

## 제 2 절. Rigid Line 규격

Rigid Line의 규격은 미국전자공업협회(Electronic Industrial Association)가 발표한 규격치를 이 분야의 표준규격치로 관행화 되었으며, 일본표준규격도 활용되고 있다. 우리나라는 아직 이 분야에 표준화가 제정되지 않아 외국장비에 적합한 규격과 성능으로 제작는 방법을 택해야한다. 미국 규격치 특히 Size에 적용하는 미터법(Meter 와 Inch) 때문에 정밀가공하지 않으면 불량품이 발생하기 쉽다.

표 10-1. 리지드라인 표준규격 (임피던스 50Ω)  
(Table 10-1 Standard rigid line for Impedance:50Ω) (단위: mm)

EAI* 규격 (인치)	JIS 규격	외 측 컨 덕 터		내 측 컨 덕 터		TE <sub>11</sub> mode cut off frequency (GHz)
		외 경	내경	외 경	내경	
6-1/8"	WX-152D	155.6(T.1.85)	151.9	66.0(T.1)	64.0	0.9
-	WX-120D	123.2(T.1.6)	120.0	52.1(T.1)	50.1	1.1
3-1/8"	WX- 77D	79.4(T.1.25)	76.9	33.4(T.1)	31.3	1.8
1-5/8"	WX- 39D	41.3(T.1.25)	38.8	16.9(T.1)	14.9	3.5
7/8"	WX- 20D	22.2(T.1.14)	19.94	8.66 (T.0.64)	7.39	6.8
-	WX- 12D	14.0(T.10)	12.00	5.21	-	11
-	WX- 39DM	47.0(T.4.1)	38.8	16.9	14.9	3.5
-	WX- 20DM	25.0(T.2.56)	19.94	8.66	7.39	6.8
-	WX- 12DM	16.0(T.2.0)	12.00	5.21	-	11
-	WX- 7DM	12.0(T.2.25)	6.90	3.00	-	20

\* 미국전자공업협회 표준규격치

## 제 3 절. Rigid Line과 Connector

### 1. 원형 Rigid Line의 제작

이 도파관의 외피는 거의 순동으로 제조되며 내부에 Conductor인 Coaxial이 사용되므로 공심Waveguide에 비하여 같은 길이의 사용규격품(6meter 기준)의 취급이 용이한 편이지만 대신에 고가이다.

Rigid Line의 제작은引线금형이 사용되며 금형재료는 고급이지만 금형제작은 비교적 용이하다. 특히 6meter길이에서의 직진성(휘어지는 정도와 각도)이 양호하여 규정치인 6meter당 3m/m이내로 제작은 전문 생산공장에서 가능하다. 길이의 직진도뿐만 아니라 균일한 내경치수도 조립성의 난이도를 좌우한다. Flexible형의 Rigid Line은 양측컨넥터 연결이 용이하지만 Fixed Rigid Line은 긴 내부의 Coaxial 삽입은 특수공기구 없이는 불가능하였다.

### 2. Connector의 가공

Connector에서 Inner Conductor인 Plug부분과 고정용 Flange를 합금급속(연질황동)을 단조한후 N.C로서 정밀가공해야 한다. 그리고 Flange부분과 Rigid Line과의 결합은 수직,수평상태에서 은땜 또는 합금땜을 사용하여 왜곡을 없애고 습기 등이 침투하지 않도록 유의해야 한다.

중심 Coaxial의 절연재료로써 Teflon을 이용하였다. 재질의 강도/재료함량/주파수에 상관관계가 많으므로 최적의 절연성을 유지토록해야 한다. 그러나 이러한 기술적인 내용에 대한 공인된 자세한 Data가 없으므로 실제 제작을 통해 실험적인 Data를 구할 수 있다.

### 3. Elbow

Elbow는 90° , 135° 등 몇 가지 형태로 조립하여 Rigid Line과 연결시 중

요한 콘넥타의 일종이다. 사진 10-3에 보는 바와 같이 다이캐스팅으로 외측 컨덕터(Conductor)가 구성되는데 Rigid Line과 연결시 접촉에 유의해야 할 점이 많다. 알루미늄계를 재료로 하는 다이캐스팅은 표면의 손상과 부식등으로 전기적 접촉에 불리한점이 있었다.

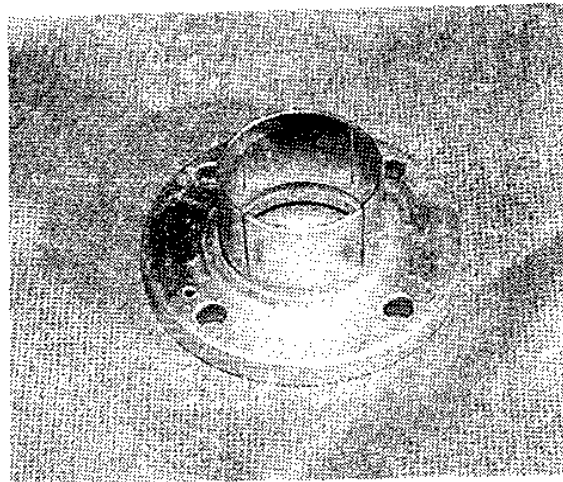
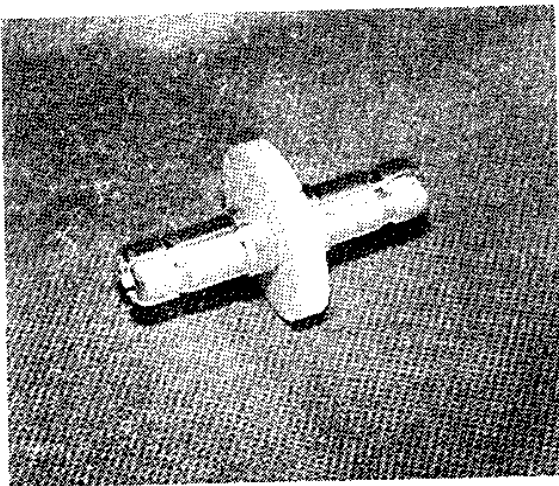
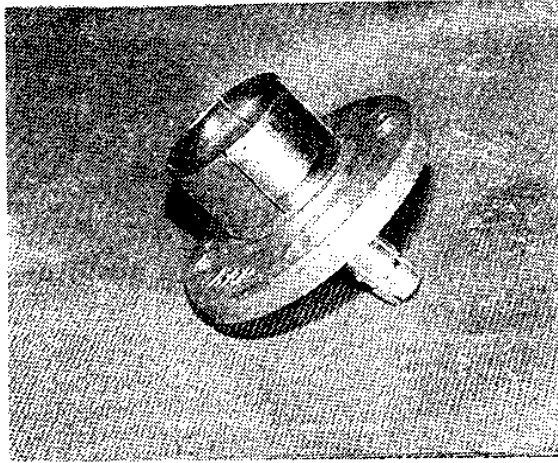


사진10-2 내측 및 고정플랜지

(Photo10-2 Anchor Inner Connector & Fixed Flange)

제10장 Rigid Line의 제작

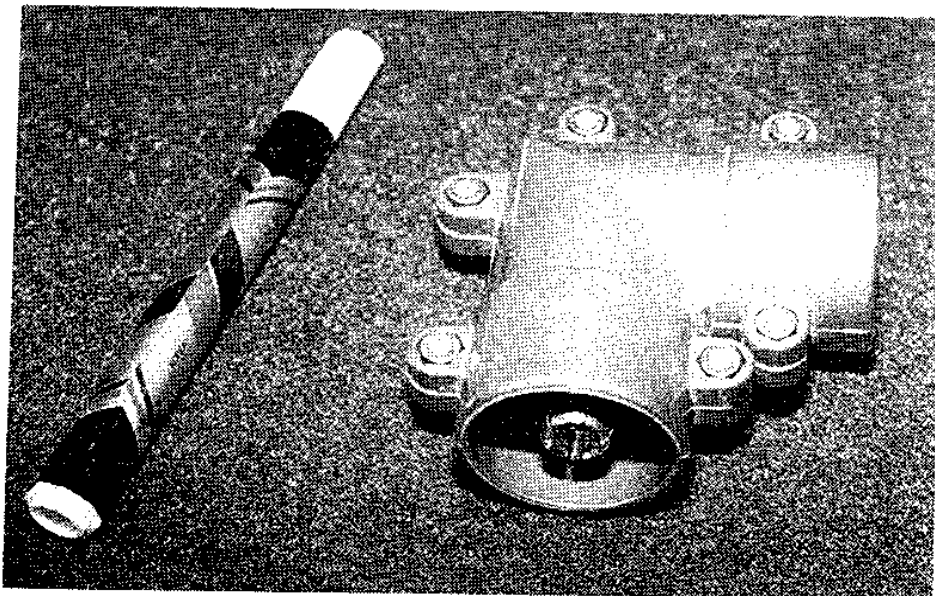
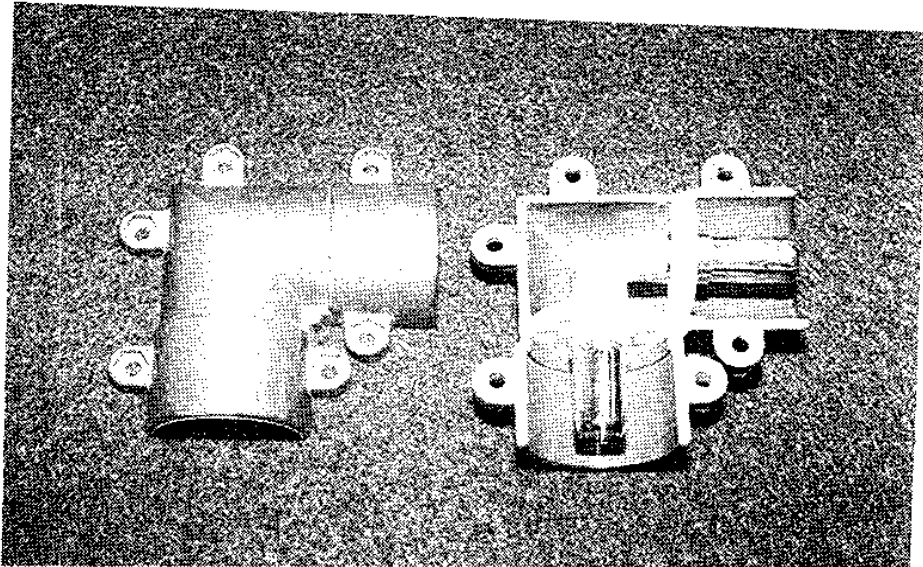


사진10-3 90도 엘보우크램프  
(Photo10-3 Clamped 90° Miter Elbow)



## 제 4 절. Rigid Line용 부속품 가공

### 1. 보강용 부속품

주 부품인 양질의 Rigid Line과 Flange를 사용한다고 하더라도 이 제품을 실제로 사용할 때에는 보조용 부속들이 많이 소요되며 이 부속을 제작하기 위한 금형을 제작해야 된다. 강도보강을 위한 보조용품과 Conductor 역할을 하는 Jack, Plug의 접촉을 강화시키는 스테인리스로된 Clampper 등이 진동예방용으로 필요하고 고정용 금구도 당연히 요구된다. 이러한 사소한 금형들이지만 모두 특수한 종류이므로 가격도 고가(수백만원대)이다. 간단한 제품형태 이지만 기초비용이 많이 소비된다.

### 2. 치공구

Kowhow를 많이 보유하고 있다는것은 그 분야의 실제경험과 경험에서 얻은 지식을 활용하여 정밀, 효율적으로 제품을 제작하기위한 보조물의 하나가 치공구이다. 각 업체의 환경에 알맞고 규격에도 합당되도록 제작용, 시험용등을 시행착오를 거쳐 많이 만들어 보유하므로써 그 자체가 아이디어 재산인 것이다.

사진 10-4 및 10-5의 컨넥터 조립과정에서도 일반공기구로써는 정밀한 각도로의 용접이나 해체, 재조립등 제반작업에서 정확도와 균일적인 시험결과가 도출되지 않았다.

사진 10-6에서 시험을 위하여 종합조립과 기계장치에 장착하는 과정에서도 치공구가 적당치 않아 조립과, 점검, 시험에 많은 시간을 소비했다.

제10장 Rigid Line의 제작

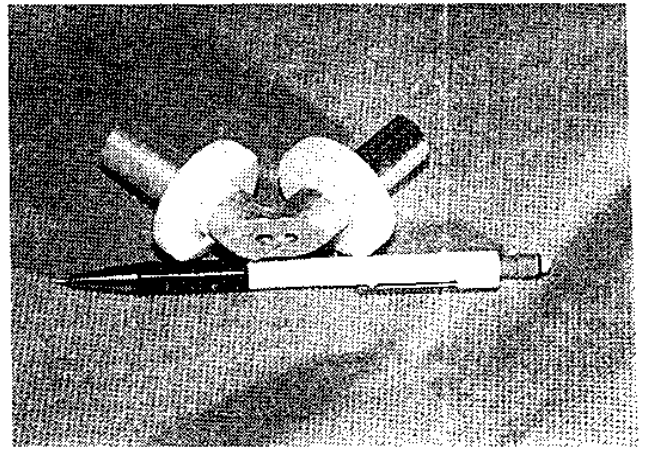
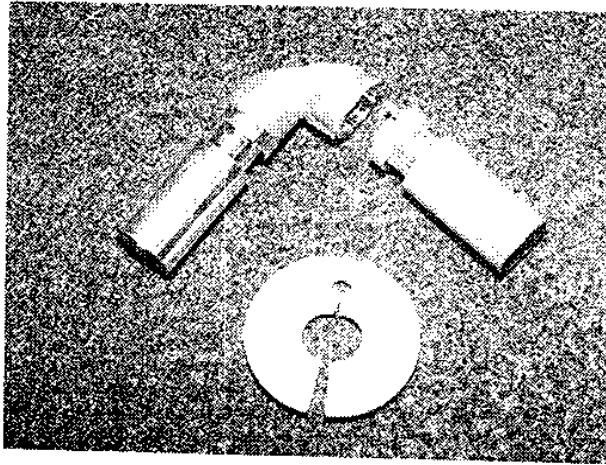
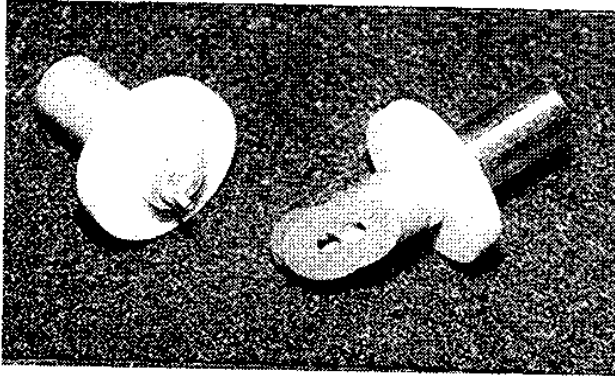


사진10-4 양방향 90° 컨넥터 내부  
(Photo10-4 Part's of Unflanged 90° Miter Elbow)

제10장 Rigid Line의 제작

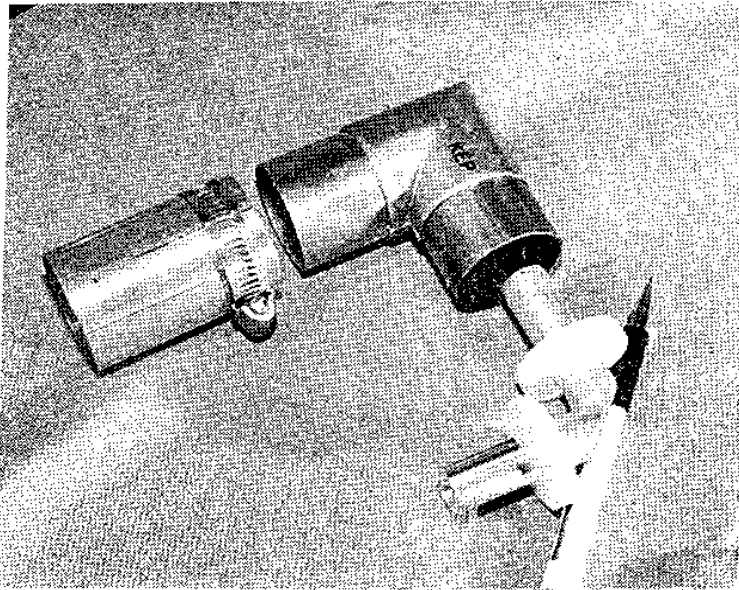
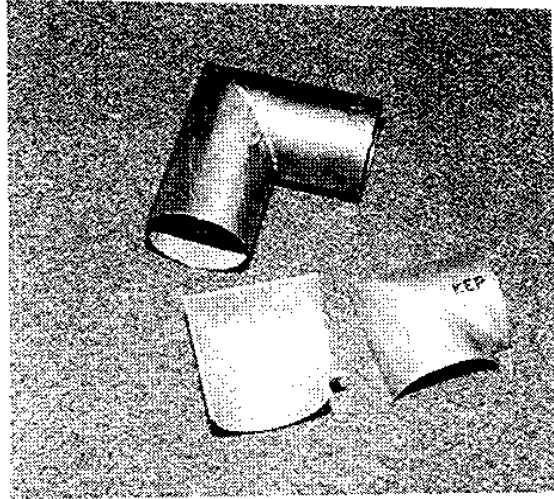


사진10-5 양방향 90° 컨넥터 외측부

(Photo10-5 Part's of Unflanged 90° Miter Elbow)

제10장 Rigid Line의 제작

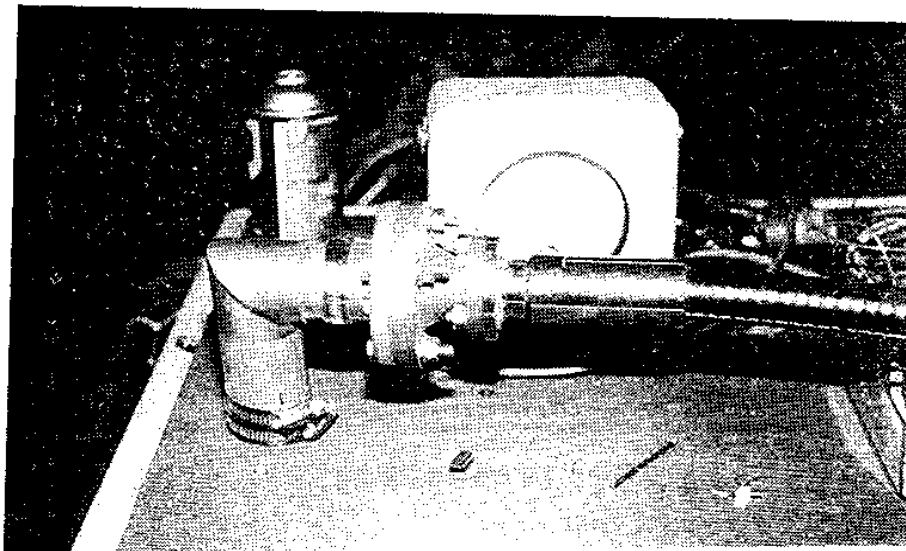
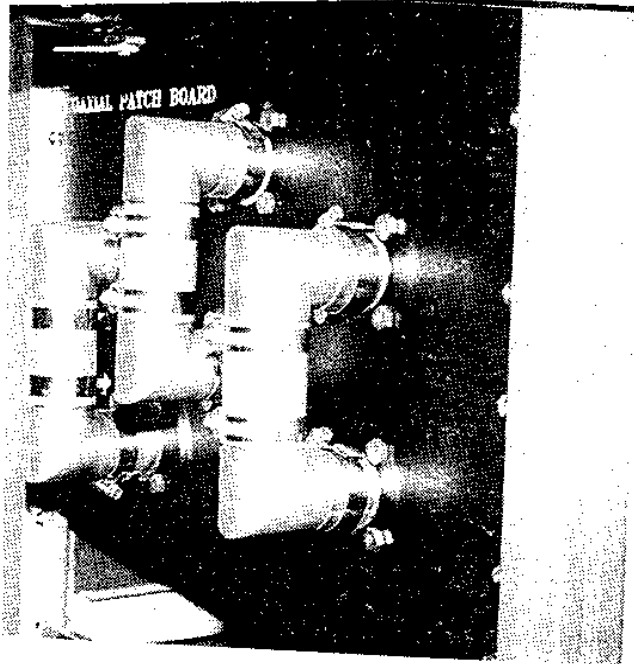


사진10-6 조립 및 송신시험

(Photo10-6 Assembling & Transmission Testing of Part's)

# 제 11 장. 결 론

이 페이지는

여러 일니다

## 제 11 장. 결 론

마이크로파통신 및 위성통신 시스템의 기본 구성요소인 도파관 및 도파관 필터를 제조하기 위한 최적설계 방식으로 최적화 과정을 포함하는 CAD 프로그램을 개발하였고 그 성능을 시험하기 위해 X-대역에서 도파관의 합성과 분석을 모의 실험하고, Ku-대역 및 Ka-대역에서 E-Plane 금속-삽입 필터의 합성과 분석을 모의 실험하여 검토한 결과 우수한 성능을 보였으며 이를 바탕으로 도파관 및 도파관 필터의 시작품을 제작하고 제조기술의 고효율화를 도모하였다.

우리나라에서는 최초인 본 연구개발의 첫번째 성과로는 도파관의 치수 규격의 허용범위가 제조기술의 한계를 초과할 경우에는 설계규격에 편차를 일으키므로 도파관 크기에 따른 감도해석을 CAD 과정에 삽입시켜 설계규격과 허용범위 사이를 절충해 줌으로써 제조상의 문제를 해결했다는 점을 들 수 있다. 이는 여타 마이크로파 소자를 설계하는데 좋은 참고가 될 것이다.

두번째 성과로는 마이크로파 대역에서 표면 거칠기에 의한 전력손실을 해석하여 CAD 과정에 감쇠정수로 표현함으로써 실제 도파관 제조과정에서 표면 마무리 (Surface Finish)의 영향을 알고리즘의 한 요소로 모델링했다는 점을 들 수 있다. 이는 마이크로파 소자 제조시 유용하게 활용될 것으로 기대된다.

세번째 성과로는 특히 정밀 설계를 요구하는 마이크로파 필터를 CAD 로써 구현 하므로써 고 신뢰성을 갖춘 고품질의 도파관 필터를 제조할 수 있는 기틀을 마련했으며 다양한 형태의 금속-삽입(단일 금속-삽입, 2중 금속-삽입, 3중 금속-삽입) 필터를 설계할 수 있도록 프로그램 하므로써 사용자로 하여금 제반환경을 고려하여 E-Plane 필터를 설계할 수 있도록 하였다. 이는 사용자의 경제적 상태, 소자의 특성 요구 정도에 따라 E-Plane 필터를 제작할 수 있으며 여타종류의 마이크로 필터 설계에도 활용할 수 있다.

네번째 성과로는 고도의 정밀 제조 기술과 가공 기술을 필요로 하는 도파관과 도파관 필터를 인발 다이셋 (Drawing Die Set) 금형 방식과 N.C 밀링 머신 그리고 방전가공 방식을 도입하여 제조하는데 미흡한 점도 많았지만 연구개발 과정에서 부수적으로 매우 높은 기술을 축적할 수 있었다는 점이다. 이는 여타 마이크로파 소자 제조에 유용하게 활용할 수 있다.

다섯번째 성과로는 도파관과 플랜지의 접합을 위하여 특수 용접봉을 사용하는 용접방식을 도입하여 접합기술의 고효율화를 달성하였다는 점이다.

도파관중에서 낮은주파수와 대출력용으로 사용되는 Rigid line과 관련부속 즉 Adapter, Elbow등을 금형 또는 N.C기계를 이용하여 국제표준규격에 준하여 제작하고 실제 방송시스템에 운용해 보는 연구실험을 수행했지만 이 제품들의 상품화를 위한 공정연구와 후속투자가 지원되어야만 신속한 판매가 가능하다.

연구결과를 상품화 판매하려면 현수요처에 신규침투를 추진해야하지만 현 여건에서는 그 실적이 없으므로 수요처에 주문제작 형식으로 소량다품생산 해야한다. 이 후 충분한 Knowhow와 생산제품의 다양화가 이루어지면 우리나라기술인이 손제주와 끈기가 있고 고부가가치가 확실시되기 때문에 보다 정밀한 연구가 지속적으로 추진된다면 세계시장에 진출해도 경쟁력이 있다고 사료된다.

이 Waveguide분야의 이용이 꾸준하게 다양화,편리화가 요구되지만 이 분야의 제품은 민생가정용 분야가 아니기 때문에 단기간 대량생산이 보장되지않아 생산업체에서는 연구와 제반 투자에 소극적일것이므로 대기업 보다는 중소기업에서 전문적,지속적으로 연구해야하며 이 연구와 관련한 기초설비와 연구장비가 고가이므로 정부의 단편적인 지원이 아니라 꾸준한 지원이 요구된다.

끝으로 마이크로파 소자의 제조는 이론과 더불어 실제의 제조기술에 관한 know-how 의 축적이 매우 중요하므로 이 분야의 연구에 더 많이 투자하여 관련 마이크로파 소자를 국내 기술에 의해 개발하는 연구도 계속 추진했으면 하는 것이다.

-본문 끝 -



## 참 고 문 헌

1. S. F. Adam, "Microwave Theory and Applications", Prentice-Hall, ch.2, 1969.
2. K. C. Gupta, R. Gary and R. Chadha, "Computer-Aided Design of Microwave Circuits", Artech, 1981.
3. T. Moreno, "Microwave Transmission Design Data", Sperry Gyroscope Co., ch.4, ch.5, 1944.
4. T. S. Saad, "Microwave Engineers' Handbook", vol.1, Artech House, 1971.
5. W. B. W. Alison, "A Handbook for the Mechanical Tolerancing of Waveguide Components", Artech House, ch.1, 1972.
6. R. E. Collins, "Foundations for Microwave Engineering", McGraw-hill, ch.3, 1992.
7. S. Ramo, J. R. Whinnery and T. V. Duzer, "Field and Waves in Communication Electronics", John Wiley & Sons, ch.8, 1965.
8. N. Marcuvitz, "Waveguide Handbook", McGraw-Hill, ch.1, ch.2, 1951.
9. S. Y. Liao, "Microwave Devices and Circuits", Prentice-Hall, ch.4, 1985.
10. T. S. Iaverghetta, "Microwave Materials and Fabrication Techniques", Artech House, 1984.
11. A. F. HARVEY, "Microwave Engineering", Academic Press, p.50, 1963.

참고문헌

12. J. ALLISON and F. A. BENSON, "Surface Finish and Attenuation of Aluminium Waveguides", *Electronic Engineering*, Vol.29, pp.36-38, Jan. 1957.
13. A. C. BECK and R. W. DAWSON, "Conductivity Measurements at Microwave Frequencies", *Proc.IRE.*, vol.38, pp.1181-1189. 1950.
14. F. A. BENSON, "Waveguide Attenuation and its Correlation with Surface Roughness", *Proc. IEE*, vol.100-III, pp.85-90, 1953.
15. F. A. BENSON, "Attenuation and Surface Roughness of Electroplated Waveguides", *Proc. IEE.*, vol.100-III, pp.213-216, 1953.
16. F. A. BENSON and D. H. STEVEN, "Rectangular-Waveguide Attenuation at Millimeter Wavelengths", *Proc. IEE*, vol.110B, pp.1008-1014, 1963.
17. H. E. BUSSEY, "Standards and Measurements of Microwave Surface Impedance, Skin Depth, Conductivity and Q", *Trans. IRE.*, vol.8, Pt.2, pp.171-175, Sep.1960.
18. R. E. HIATT, T. B. A. SENIOR and V. H. WESTON, "A Study of Surface Roughness and its Effect on the Back Scattering Cross-Section of Spheres", *Proc. IRE.*, vol.48, Pt.12, pp.2008-2016, Dec.1960.
19. E. MAXWELL, "Conductivity of Metallic Surfaces at Microwave Frequencies", *J. App. Phys.*, vol.18, pp.629, Jul.1947.
20. S. SAITO, "Surface Loss of Silver-Plated Metal Plates at 9000 Mc/s and its Correlation with Surface Roughness", *Proc. IRE.*, vol.42, Pt.12, p.1810, Dec.1954.
21. J. S. THORP, "R.F. Conductivity in Copper at 8mm Wavelengths", *Proc. IEE.*, 101-III, pp.357-359, 1954.

22. A. E. Karbowski, "Theory of Imperfect Waveguides: The Effect of Wall Impedance", Proc. IEE, vol.102B, pp.698-708, 1955.
23. M. P. RUBERT, "Measuring Surface Roughness", Engineering, vol.189, pp.108, March 25, 1960.
24. J. ALLISON and F. A. BENSON, "Attenuation and Permeability of Ferromagnetic Waveguide between 9000 & 9670 Mc/s", Proc. IEE, vol.103C., pp.205-211, 1956.
25. J. C. Anderson, "Surface Impedance: Measurement at VHF, Electronic and Radio Engineering", vol.36, Pt.2, pp.56-60, Feb.1959.
26. H. C. von Baeyer, "The Effect of Silver-Plating on Attenuation at Microwave Frequencies", Microwave J. vol.3, pp.47-50, Apr.1960.
27. H. H. Scholefield, H. H. H. Green and R. E. Gossett, "Manufacture of Waveguide parts by Investment Casting from Frozen-Mercury Patterns", Proc. IEE, Vol.106B, pp.431-434, 1959.
28. A. E. Karbowski, "Waveguide Characteristics. Electronic and Radio Engr.", vol.34, pp.379-387, Oct.1957.
29. S. P. Morgan, "Effect of Surface Roughness on Eddy Current Losses at Microwave Frequency", J. App. Phys., vol.20, p.352, 1949.
30. G. ALMASSY, "A Microwave Method of Measuring Surface Roughness", Periodica Polytechnica: Elect. Eng, vol.4, no.1, pp.17-29, 1960.
31. A. F. HARVEY, "A Surface-Texture Comparator for Microwave Structures", Proc. IEE, vol.102B, pp.219-222, 1955.

참고문헌

32. Olsen, Bruel and Kjoer, "On the Standardization of Surface Roughness Measurements", Tech.Rev., no.3, 1961.
33. B. Piper and W. P. Callis, "Surface Finish Measurement on Non-Ferrous Materials", American Machinery, vol.103, pp.105-120, Aug.1959.
34. C. Timms and C. A. Scoles, "Surface Finish Measurement", Metal Treatment and Drop Forging, vol.18, no.73, pp.450-454, Oct.1951.
35. C.Wagner, "On the Determination of the Roughness of Metallic Surfaces", J.Electrochemical Soc., vol.97, no.3, pp.71-74, Mar.1950.
36. P. A. Jacquet, "The Principle and Scientific Applications of the Electrolytic Polishing of Metals", Proc.3rd Int. Conf.on Electrodeposition, pp.3-14, 1947.
37. A. C. Beck, "Conductivity Measurements at Microwave Frequencies", Bell Lab.Rec., vol.28, Pt.10, pp.433-437. Oct.1950,
38. Tatsus Itoh, "Numerical Techniques for Microwave and Millimeter Wave Passive Structures", Jhon Wiley & Suns, pp.592-621 1989.
39. R. Mittra and S. W. Lee, "Analytical Technique in the Theory of Guided Waves", The Macmillan Company, chap.2, pp.30-72, 1971.
40. J. Uhw, J. Bornemann and Uwe Rosenberg, "Waveguide Components for Antenna Feed Systems: theory and CAD", Arthech House, pp.10-50, 1993.
41. Tatsus Itoh, "Numerical Techniques for Microwave and Millimeter wave Passive Structures", Jhon Wiley & Suns, pp.622-636, 1989.
42. R. Vahldieck and W. J. R. Hoefer, "Finline and Metal Insert Filter with Improved Passband Separation and increased stopband Attenuation", IEEE trans.microwave theory tech., vol.M-33, pp.1333-1339, Dec.1985.

43. R.Vahldieck, j.Bronemann, F.Arndt and D.Grauerholz, "Optimized Waveguide E-plane Metal Insert Filter for Millimeter wave Application", IEEE trans. microwave theory tech., vol.MTT-31, pp.65-69, Dec.1985.
44. J. A. G. Malhetbe, "Microwave Transmission Line Filters", Arthech House. INC, 1979.
45. Bharathi, Bhat and Shibani K. Koul, "Analysis Design And Applications of Fin-Lines", Arthech House, all, 1987.
46. Robert E.Collin, "Field theory of Guide Waves", the Institute of Electrical and Electronics Engineers inc., pp.411-440, 1991.
47. Y. Konishi and K. Uenakada, "The Design of a Bandpass Filter with Inductive Strip-Planar Circuit Mounted in Waveguide", IEEE trans.Microwave theory tech., vol. MTT-22, pp.869-873, Oct.1974.
48. Y. C. Shin, T. itoh and L. Q. Bui, "Computer-Aided design of MillimeterWave E-Plane Filters", IEEE trans. microwave theory tech., vol.MTT-31, pp.135-142, Dec.1983.

- 참고문헌 끝 -

1. 파이썬  
수업 일지

부록A 원시프로그램

## 부 록 A . 원시 프로그램

다음면의 Source 프로그램은 분량이  
너무 많아 그 일부만 게재하였음.

통신시스템연구조합 사무국



## 부록A-1. MWGDP 원시 프로그램

```

/* */
#include<stdio.h>
#include<math.h>
#include<string.h>
#define pi 3.14159265359
#define inch 2.54
#define ghelz 1000000000
void sub11(void);
void sub12(void);
void sub13(void);
void sub211(void);
void sub212(void);
void sub221(void);
void sub222(void);
void sub231(void);
void sub232(void);
main()
{
    int selt1,selt2,selt3;
    printf(" This Program is Microwave Computer-Aided Design \n");
    printf(" for Rectangular Waveguide Transmission Lines \n\n");
    label:
    printf(" **** Please Select Following Menu: **** \n");
    printf("      #1 : Analysis of Characteristic \n");
    printf("      #2 : Synthesis of Waveguide Dimension \n");
    printf("      ---- Input Menu Selection ? ");
    scanf("%2d",&selt1);
    switch(selt1)
    {
    case 1: printf(" **** Please Select Following Menu: **** \n");
            printf("      #1 : Impedance Analysis versus Frequency \n");
            printf("      #2 : Sensitivity Analysis versus Frequency \n");
            printf("      #3 : TE(m,n) Mode Analysis versus Frequency \n\n");

```

```

printf("      ---- Input Menu Selection ? ");
scanf("%2d",&selt2);
switch(selt2)
{
  case 1:  sub11();
           break;
  case 2:  sub12();
           break;
  case 3:  sub13();
           break;
}
break;
case 2:  printf("      **** Please Select Following Menu: **** \n");
printf(" #1 : Dimensional Synthesis versus Impedance \n");
printf(" #2 : Dimensional Synthesis with Frequency
        Analysis \n" );
printf(" #3 : Dimensional Synthesis with Sensitivity Analysis
        \n\n");
printf("      ---- Input Menu Selection ? ");
scanf("%2d",&selt2);
switch(selt2)
{
case 1:  printf("**** Please Select Following Dimensional Menu:**** \n");
printf(" #1 : Synthesis of Waveguide Height (B): \n");
printf(" #2 : Synthesis of Waveguide Width (A): \n");
printf("      ---- Input Menu Selection ? ");
scanf("%2d",&selt3);
        switch(selt3)
        {
          case 1: sub211();
                   break;
          case 2: sub212();
                   break;
        }
        break;
}
break;

```

```

case 2: printf(" **** Please Select Following Dimensional Menu: **** \n");
printf("#1 : Synthesis of Waveguide Height (B): \n");
printf("#2 : Synthesis of Waveguide Width (A): \n");
printf("      ---- Input Menu Selection ? ");
scanf("%2d",&sel3);
switch(sel3)
{
    case 1: sub221();
           break;
    case 2: sub222();
           break;
}
break;
case 3: printf(" **** Please Select Following Dimensional Menu: ****
              \n");
printf("#1: Synthesis of Waveguide Height (B):\n");
printf("#2: Synthesis of Waveguide Width (A):\n");
printf("      ---- Input Menu Selection ? ");
scanf("%2d",&sel3);
switch(sel3)
{
    case 1: sub231();
           break;
    case 2: sub232();
           break;
}
break;
}
printf("      **** Please Select Following Menu: **** \n");
printf("      #1 : Program Continue \n");
printf("      #2 : Stop the Program \n");
printf("      ---- Input Menu Selection ? ");
scanf("%2d",&sel3);

```

◆ 이하 생략함◆

## 부록A-2. EPSMCAD의 원시프로그램

```

C *****
C *
C *          E-PLANE SINGLE METAL-INSERT FILTER
C *
C *****
COMPLEX SL11(23, 23), SL12(23, 23), SL21(23, 23), SL22(23, 23)
COMPLEX SR11(23, 23), SR12(23, 23), SR21(23, 23), SR22(23, 23)
COMPLEX H1(23, 23), H2(23, 23), KZ(23), KZ1(45), KZ2(45)
COMPLEX LE1(23, 45), LE2(23, 45), LH1(45, 23), LH2(45, 23)
COMMON /EPLCOM/SL11, SL12, SL21, SL22, SR11, SR12, SR21, SR22, H1, H2, KZ
COMMON /COPCOM/LE1, LE2, LH1, LH2, KZ1, KZ2
DIMENSION RB(101), RPH(101), TB(101), TPH(101), FREQ(101), ABK(23, 101)
DIMENSION FS(6), Y(4), AL(21), VL(21), S(21), SL(21), AMAX(21), TMIN(21)
DIMENSION SOLL(101), ERR(101), CIS(23, 23), CI1(23, 45), CI2(23, 45),
*WAL(301), SI(301), RK(301)
DIMENSION G(12), AK(12), BK(12), CXL(12), ZIMP(12), SETA(12)
COMMON /CONST/B, PI, VC
PI=3.141592653589793
VC=2.99792458E+08
OPEN(6, FILE='SINGLE.DAT', STATUS='NEW')
OPEN(2, FILE='SINGLE.DEF', STATUS='OLD')
C ----- setup input parameter ? -----
READ(2, 301) FO
301 FORMAT(/, 2X, F9.4)
WRITE(6, 85) FO
85 FORMAT(10X, 'the Center Frequency of Filter      : ', F9.4, '[GHz]')
FO=FO*1.0E+09
READ(2, 302) ATTENU
302 FORMAT(2X, F9.4)
WRITE(6, 86) ATTENU

```

```

86  FORMAT(10X, 'the Minimum Stop-Band Attenuation : ', F9.4, '[dB]')
    READ(2, 302) EDGE1
    WRITE(6, 87) EDGE1
87  FORMAT(10X, 'Stop-Edge Frequency           : ', F9.4, '[GHz]')
    EDGE1=EDGE1*1.0E+09
    EDGE2=FO+(FO-EDGE1)
    READ(2, 302) RIPPLE
    WRITE(6, 88) RIPPLE
88  FORMAT(10X, 'the Designed Pass-Band Ripple   : ', F9.4, '[dB]')
    READ(2, 302) BWIDTH
    WRITE(6, 89) BWIDTH
89  FORMAT(10X, 'the Designed Pass-Band Width    : ', F9.4, '[MHz]')
    BWIDTH=BWIDTH*1.0E+06
C   ----- selected filter type ? -----
C   :  butterworth filter = 1, chebyshev filter = 2 :
C   -----
    READ(2, 303) NSELECT
303  FORMAT(2X, I5)
    WRITE(6, 91) NSELECT
91  FORMAT(10X, ' Selected Filter Response Type : ', I5)
C   -----
    LTYP= 1
    READ(2, 302) A
    WRITE(6, 92) A
92  FORMAT(10X, 'the Waveguide Width of Filter   : ', F9.4, '[mm]')
    A=A*1.0E-03
    AH =A
    AX= A
    READ(2, 302) B
    WRITE(6, 93) B
93  FORMAT(10X, 'the Waveguide Height of Filter  : ', F9.4, '[mm]')
    B=B*1.0E-03
    READ(2, 302) DL
    WRITE(6, 94) DL
94  FORMAT(10X, 'Inserted Metal Thickness          : ', F9.4, '[mm]')

```

```

DL= DL*1.0E-03
DS= 2.00E-03
ER= 1.00
LI= 0
NANZ= 1
NPUNKT= 1
READ(2,303) NNN
WRITE(6,351) NNN
351 FORMAT(10X, 'Eigenmodes Number of the Sythesis :', I5)
KOD= 0
NMAX= 1
AL( 1)= 0.000E-03
C -----
NH=23
NS=45
NF=101
MAXL=21
C ----- find the number of required resonator ? -----
FTRAN1=FO/(BWIDTH)
TRANS2 =ABS(FTRAN1*(EDGE1/FO-FO/EDGE1))
IF (NSELECT.EQ.1) THEN
ATT0= ALOG10(TRANS2)
EIPSIL=10**(0.1*RIPPLE)-1
ATT1=(10**(0.1*ATTENU)-1)/(EIPSIL)
ATT2=ALOG10(ATT1)
NUMBER=ATT2/(2*ATT0)+1
WRITE(*,*) '          REQUIRED RESONATOR NUMBER ? ', NUMBER
ENDIF
IF (NSELECT.EQ.2) THEN
EIPSIL=10**(0.1*RIPPLE)-1
ATT0= ARCOSH(TRANS2)
ATT1=SQRT(( 10**(0.1*ATTENU) -1)/(EIPSIL))
ATT2=ARCOSH(ATT1)
NUMBER=ATT2/ATT0+1
WRITE(*,*) 'REQUIRED RESONATOR NUMBER ? =', NUMBER

```

◆ 이하 생략함◆

### 부록A-3. EPDMCAD의 원시프로그램

```

C *****
C *
C *           E-PLANE DOUBLE METAL-INSERT FILTER
C *
C *****

COMPLEX SL11(23, 23), SL12(23, 23), SL21(23, 23), SL22(23, 23)
COMPLEX SR11(23, 23), SR12(23, 23), SR21(23, 23), SR22(23, 23)
COMPLEX H1(23, 23), H2(23, 23), KZ(23), KZ1(45), KZ2(45)
COMPLEX LE1(23, 45), LE2(23, 45), LH1(45, 23), LH2(45, 23)
COMMON /EPLCOM/SL11, SL12, SL21, SL22, SR11, SR12, SR21, SR22, H1, H2, KZ
COMMON /COPCOM/LE1, LE2, LH1, LH2, KZ1, KZ2
DIMENSION RB(101), RPH(101), TB(101), TPH(101), FREQ(101), ABK(23, 101)
DIMENSION FS(6), Y(4), AL(21), VL(21), S(21), SL(21), AMAX(21), TMIN(21)
DIMENSION SOLL(101), ERR(101), CIS(23, 23), CI1(23, 45), CI2(23, 45),
*WAL(301), SI(301), RK(301)
DIMENSION G(12), AK(12), BK(12), CXL(12), ZIMP(12), SETA(12)
COMMON /CONST/B, PI, VC
PI=3.141592653589793
VC=2.99792458E+08
OPEN(6, FILE='DOUBLE.DAT', STATUS='NEW')
OPEN(2, FILE='DOUBLE.DEF', STATUS='OLD')
WRITE(*, 1112)
1112 FORMAT(//, 60('*'), //, 20X, 'SOFTWARE-PACKAGE', /, 15X,
*'E - P L A N E - F I L T E R', /, 24X, 'EXECUTING', //, 8X, 'RESULTS',
*'IN DATASET DOUBLE.DAT WHEN TERMINNATED', //, 60('*'), //)
C ----- setup input parameter ? -----
READ(2, 301) FO
301 FORMAT(/, 2X, F9.4)
WRITE(*, 85) FO
85 FORMAT(10X, 'the Center Frequency of Filter      : ', F9.4, '[GHz]')
FO=FO*1.0E+09

```

```

      READ(2,302) ATTENU
302  FORMAT(2X,F9.4)
      WRITE(*,86) ATTENU
86  FORMAT(10X,'the Minimum Stop-Band Attenuation :',F9.4,'[dB]')
      READ(2,302) EDGE1
      WRITE(*,87)EDGE1
87  FORMAT(10X,' Stop-Edge Frequency           :',F9.4,'[GHz]')
      EDGE1=EDGE1*1.0E+09
      EDGE2=FO+(FO-EDGE1)
      READ(2,302) RIPPLE
      WRITE(*,88) RIPPLE
88  FORMAT(10X,'the Designed Pass-Band Ripple   :',F9.4,'[dB]')
      READ(2,302) BWIDTH
      WRITE(*,89) BWIDTH
89  FORMAT(10X,'the Designed Pass-Band Width    :',F9.4,'[MHz]')
      BWIDTH=BWIDTH*1.0E+06
C   ----- selected filter type ? -----
C   :  butterworth filter = 1, chebyshev filter = 2 :
C   -----
      READ(2,303) NSELECT
303  FORMAT(2X,I5)
      WRITE(*,91) NSELECT
91  FORMAT(10X,' Selected Filter Response Type : ',I5)
C   -----
      LTYP= 1
      L1=0
      READ(2,302) A
      WRITE(*,92) A
92  FORMAT(10X,'the Waveguide Width of Filter   :',F9.4,'[mm]')
      A=A*1.0E-03
      AH =A
      AX= A
      READ(2,302) B
      WRITE(*,93) B
93  FORMAT(10X,'the Waveguide Height of Filter  :',F9.4,'[mm]')

```



```

B=B*1.0E-03
READ(2,302) DL
WRITE(*,94) DL
94  FORMAT(10X,'Inserted Metal Thickness',
*9X,': ',F9.4,'[micro-meter]')
DL= DL*1.0E-06
READ(2,302) DS
WRITE(*,351) DS
351  FORMAT(10X,'Distance between Insert-Metal      : ',F9.4,'[mm]')
DS= DS*1.0E-03
ER= 1.00
NANZ= 1
NPUNKT= 1
READ(2,303) NNN
WRITE(*,352) NNN
352  FORMAT(10X,'Eigenmodes of Number for the Synthesis',15)
KOD= 0
NMAX= 1
AL( 1)= 0.000E-03
C  -----
NH=23
NS=45
NF=101
MAXL=21
C  ----- find the number of required resonator ? -----
FTRAN1=FO/(BWIDTH)
TRANS2 =ABS(FTRAN1*(EDGE1/FO-FO/EDGE1))
IF (NSELECT.EQ.1) THEN
ATTO= ALOG10(TRANS2)
EIPSIL=10**(0.1*RIPPLE)-1
ATT1=(10**(0.1*ATTENU)-1)/(EIPSIL)
ATT2=ALOG10(ATT1)
NUMBER=ATT2/(2*ATTO)+1
WRITE(*,*) ' REQUIRED RESONATOR NUMBER ? ',NUMBER

```

◆ 이하 생략함◆

## 부록A-4. EPTMCAD의 원시프로그램

```

C *****
C *
C *          E-PLANE TRIPLE METAL-INSERT FILTER          *
C *
C *****
COMPLEX SL11(23,23),SL12(23,23),SL21(23,23),SL22(23,23)
COMPLEX SR11(23,23),SR12(23,23),SR21(23,23),SR22(23,23)
COMPLEX H1(23,23),H2(23,23),KZ(23),KZ1(45),KZ2(45)
COMPLEX LE1(23,45),LE2(23,45),LH1(45,23),LH2(45,23)
COMMON /EPLCOM/SL11,SL12,SL21,SL22,SR11,SR12,SR21,SR22,H1,H2,KZ
COMMON /COPCOM/LE1,LE2,LH1,LH2,KZ1,KZ2
DIMENSION RB(101),RPH(101),TB(101),TPH(101),FREQ(101),ABK(23,101)
DIMENSION FS(6),Y(4),AL(21),VL(21),S(21),SL(21),AMAX(21),TMIN(21)
DIMENSION SOLL(101),ERR(101),CIS(23,23),CI1(23,45),CI2(23,45),
*WAL(301),SI(301),RK(301)
DIMENSION G(12),AK(12),BK(12),CXL(12),ZIMP(12),SETA(12)
COMMON /CONST/B,PI,VC
PI=3.141592653589793
VC=2.99792458E+08
OPEN(6,FILE='TRIPLE.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(2,FILE='TRIPLE.DEF',STATUS='OLD')
WRITE(*,1112)
1112 FORMAT(2(/),60('#'),//,20X,'SOFTWARE-PACKAGE',/,15X,
*'E - P L A N E - F I L T E R',/,24X,'EXECUTING',//,8X,'RESULTS',
*'IN DATASET TRIPLE.DAT WHEN TERMINNATED',//,60('*'),//)
C ----- setup input parameter ? -----
READ(2,301) FO
301 FORMAT(/,2X,F9.4)
WRITE(*,85) FO
85 FORMAT(10X,'the Center Frequency of Filter :',F9.4,'[GHz]')
FO=FO*1.0E+09
READ(2,302) ATTENU
302 FORMAT(2X,F9.4)

```

```

WRITE(*,86) ATTENU
86 FORMAT(10X, 'the Minimum Stop-Band Attenuation : ',F9.4, '[dB]')
READ(2,302) EDGE1
WRITE(*,87)EDGE1
87 FORMAT(10X, ' Stop-Edge Frequency           : ',F9.4, '[GHz]')
EDGE1=EDGE1*1.0E+09
EDGE2=FO+(FO-EDGE1)
READ(2,302) RIPPLE
WRITE(*,88) RIPPLE
88 FORMAT(10X, 'the Designed Pass-Band Ripple   : ',F9.4, '[dB]')
READ(2,302) BWIDTH
WRITE(*,89) BWIDTH
89 FORMAT(10X, 'the Designed Pass-Band Width    : ', F9.4, '[MHz]')
BWIDTH=BWIDTH*1.0E+06
C ----- selected filter type ? -----
C : butterworth filter = 1, chebyshev filter = 2 :
C -----
READ(2,303) NSELECT
303 FORMAT(2X, I5)
WRITE(*,91) NSELECT
91 FORMAT(10X, ' Selected Filter Response Type   : ', I5)
C -----
LTYP= 3
READ(2,302) A
WRITE(*,92) A
92 FORMAT(10X, 'the Waveguide Width of Filter   : ',F9.4, '[mm]')
A=A*1.0E-03
AH =A
AX= A
READ(2,302) B
WRITE(*,93) B
93 FORMAT(10X, 'the Waveguide Height of Filter    : ',F9.4, '[mm]')
B=B*1.0E-03
READ(2,302) DL
WRITE(*,94) DL

```

```

94  FORMAT(10X, 'Inserted Metal Thickness',
      *9X, ': ', F9.4, '[micro-meter]')
      DL= DL*1.0E-06
      READ(2, 302) DS
      WRITE(*, 351) DS
351  FORMAT(10X, 'Distance between Insert-Metal      : ', F9.4, '[mm]')
      DS= DS*1.0E-03
      ER= 1.00
      L1= 0
      NANZ= 1
      NPUNKT= 1
      READ(2, 303) NNN
      WRITE(*, 352) NNN
352  FORMAT(10X, 'Eigenmodes of Number for the Synthesis', I5)
      KOD= 0
      NMAX= 1
      AL( 1)= 0.000E-03

```

```

C  -----
      NH=23
      NS=45
      NF=101
      MAXL=21
C  ----- find the number of required resonator ? -----
      FTRAN1=FO/(BWIDTH)
      TRANS2 =ABS(FTRAN1*(EDGE1/FO-FO/EDGE1))
      IF (NSELECT.EQ.1) THEN
      ATTO= ALOG10(TRANS2)
      EIPSIL=10**(0.1*RIPPLE)-1
      ATT1=(10**(0.1*ATTENU)-1)/(EIPSIL)
      ATT2=ALOG10(ATT1)
      NUMBER=ATT2/(2*ATTO)+1
      ENDIF
      IF (NSELECT.EQ.2) THEN
      EIPSIL=10**(0.1*RIPPLE)-1
      ATTO= ARCOSH(TRANS2)

```

◆ 이하 생략함◆

- 부록 A 끝 -

## 부 록 B. 프로그램 사용 설명서

이 책의 저자  
김영희

## 부록B-1. MWGDP 주 메뉴 선택방법

MWGDP 프로그램을 실행하기 위하여는 DOS 상에서 MWGDP를 입력하고 리턴키를 치면 그림 A1-1.과 같은 초기 화면이 나타난다.

c:>mwgdp 

```

**** Please Select Following Menu : ****
# 1 : Analysis of Waveguide Characteristics
# 2 : Synthesis of Waveguide Dimensions
---- Input Menu Selection ? = █

```

그림 A1-1. MWGDP 실행의 초기 주 메뉴

( Fig. A1-1. The initial main menu to execute MWGDP )

MWGDP를 실행하면 화면상에는 “도파관의 특성을 분석할 것인가 ?” 또는 “도파관의 크기를 합성할 것인가 ?” 에 대한 선택메뉴가 출력된다. 사용자는 도파관 특성분석(선택 1)과 도파관 크기 합성(선택 2) 프로그램 중 하나를 선택할 수 있으며 이때 사용자는 메뉴의 번호(1 또는 2)를 입력하여 사용할 프로그램을 결정한다.

### 1. 구형도파관의 특성을 분석하는 경우

그림 A1-1.의 메뉴에서 선택 1은 구형도파관의 특성을 분석하는 경우이다. 1을 입력한 후 리턴키를 치면 화면상에는 그림 A1-2.에서 보는 바와 같이 구형도파관 특성분석을 위한 3가지의 선택 메뉴가 화면에 출력된다.

```

**** Please Select Following Menu : ****
# 1 : Impedance Analysis versus Frequency
# 2 : Sensitivity Analysis versus Frequency
# 3 : TE(m,n) Mode Analysis versus Frequency
---- Input Menu Selection ? = █

```

그림 A1-2. 도파관 특성분석을 위한 선택메뉴

(Fig.A1-2. The selection menu for characteristic analysis of waveguide)

사용자는 사용하고자 하는 항목의 번호를 입력하고 리턴키를 치면 다음 단계의 메뉴가 화면에 출력된다. 도파관 특성 분석을 위한 매개변수의 입력에 관한 자세한 내용은 제 3 장에서 설명한다.

### 2. 구형도파관의 크기를 합성하는 경우

동일한 방법으로, 초기 주 메뉴에서 2번을 선택하면 구형도파관 크기의 합성에 관련된 메뉴가 화면상에서 그림 A1-3.과 같이 출력된다.



```

**** Please Select Following Menu : ****
# 1 Dimensional Synthesis versus Impedance
# 2 Dimensional Synthesis with Frequency Analysis
# 3 Dimensional Synthesis with Sensitivity Analysis
---- Input Menu Selection ? = █

```

그림 A1-3. 도파관 크기합성을 위한 선택메뉴

( Fig.A1-3. The selection menu for waveguide size synthesis )

도파관 특성 분석 메뉴에서 사용한 방법과 동일하게 사용자가 사용하고자하는 프로그램의 번호를 입력하면 구형도파관의 크기를 합성하는 데 필요한 다음 단계의 입력화면이 출력된다. 구형도파관의 크기를 합성하는데 필요한 매개변수의 입력에 관한 내용은 제 4 장에서 설명한다.

3. 도파관분석 및 합성결과에 대한 출력처리 선택메뉴

모든 분석 또는 합성 프로그램의 입력사항이 끝난 후에 그림 A1-4.와 같은 프로그램의 실행결과를 “출력 데이터를 저장할 것인가(Yes=1)?” 또는 “단지 화면에서만 출력할 것인가(No=2)?”를 묻는 메뉴가 화면에 나타난다. 1번을 선택할 경우(출력 데이터 저장시)에는 데이터 파일이름을 10글자 내외로 입력해야 한다.

```

# Output Data Save to File (Yes=1,No=2) ? = 1
# Input Filename [sample.dat] =test.dat

```

그림 A1-4. 출력결과 처리 선택 메뉴

( Fig.A1-4. The selection menu to process resultant output)

출력 데이터를 저장할 필요가 없을 때는 2번(No=2)을 선택하며 이때의 결과는 화면상에만 출력된다.

MWGDP는 분석 및 합성이 순차적으로 처리되기 때문에 출력결과 처리 후에는 “도파관 분석 또는 합성 프로그램을 계속할 것인가?” 또는 “종결할 것인가?”를 선택하는 메뉴가 그림 A1-5. 와 같이 화면에 출력된다.

```

**** Please Select Following Menu : ****
# 1 Program Continue
# 2 Stop the Program
---- Input Menu Selection ? = █

```


그림 A1-5. MWGDP 프로그램의 반복 또는 종결 선택메뉴  
(Fig.A1-5. The selection menu to repeat or end MWGDP)


MWGDP를 계속 반복 사용을 원하는 경우에 1번을 입력하면 그림 A1-1.에서 보여준 주 메뉴가 다시 화면에 출력되고 입력순서는 동일하다. 2번을 입력하면 MWGDP는 종결되고 화면은 DOS상태로 되돌아간다.

## 부록B-2. 구형도파관 특성분석을 위한 메뉴

MWGDP를 실행하여 구형도파관의 특성분석을 하기 위하여는 주 메뉴에서 1번을 선택하고 이 때 화면상에는 그림 A2-1.과 같은 메뉴가 출력되게 된다.

```

**** Please Select Following Menu : ****
# 1 : Analysis of Waveguide Characteristics
# 2 : Synthesis of Waveguide Dimensions
---- Input Menu Selection ? = 1 

**** Please Select Following Menu : ****
# 1 : Impedance Analysis versus Frequency
# 2 : Sensitivity Analysis versus Frequency
# 3 : TE(m,n) Mode Analysis versus Frequency
---- Input Menu Selection ? = 

```

그림 A2-1. 구형도파관의 특성분석을 위한 선택 메뉴

(Fig. A2-1. The selection menu for characteristic analysis of the rectangular waveguide)

MWGDP에서는 구형도파관의 주파수 변화에 대한 임피던스, 감도 그리고 모우드 특성을 분석한다. 위에서 언급한 3가지 특성을 모두 살펴보기 위해서는 모든 옵션을 순차적으로 선택하여 반복처리를 통해 분석할 수 있으며 또한, 특정 부분만을 분석할 수도 있다. 이때 입력되는 선택번호는 1, 2, 3 으로서, 선택 1은 주파수변화에 따른 임피던스값을 주며, 선택 2는 구형도파관의 주파수변화에 따른 감도특성을 출력하고, 선택 3은 구형도파관의 주파수의 변화에 따른 도파관 내의 허용 가능한 모우드를 출력한다.

### 1. 구형도파관의 임피던스 분석 (선택 1번)

그림 A2-1.에서 1 번을 선택하고 리턴키를 치면 그림 A2-2. 와 같은 메시지가 화면에 출력된다.

\*\*\*\* Please Input Following Message: \*\*\*\*

# Waveguide Width [ cm ] : (A) = █

그림 A2-2. 구형도파관 임피던스 분석을 위한 데이터입력

(Fig. A2-2. The data input for the impedance analysis of rectangular waveguide)

사용자는 화면의 커서가 위치한 부분에 분석하고자하는 구형도파관에 대한 폭의 값을 입력한 다음 계속해서 동일한 방법으로 도파관의 높이, 저항율, 표면 거칠기값들을 입력한 후 리턴키를 친다. 구형도파관의 데이터 입력이 완료되면 그림 A2-3. 과 같이 분석 주파수 범위의 설정을 묻는 메시지가 화면에 출력된다.

\*\*\*\* Please Input Frequency Range

for Impedance Analysis : \*\*\*\*

# TE10 Mode Cutoff Frequency 6.557 [ GHz ].

# Anlalysis START Frequency [ GHz ] = █

그림 A2-3. 분석주파수 설정 화면

(Fig. A2-3. The display to set up the analysis frequency)

입력되는 값은 사용자가 분석하고자하는 주파수범위에서 주파수의 시작부분과 끝부분, 그리고 주파수 간격이다. 구형도파관의 임피던스 분석에 대한 예는 다음 그림 A2-4.에서 보여준다.

조건) 도파관 폭과 높이 : X-밴드(8.2~12.4GHz)용 표준 구형도파관

WR-90 (2.286 1.016 )

도파관의 재질 : 표면저항 SR이 1.724 (ohm-cm\*10e-6)인 순동

표면 거칠기 : 32


분석 주파수

최저 주파수 : 8.2 GHz

최고 주파수 : 12.4 GHz

주파수 간격 : 0.15 GHz

\*\*\*\* Please Input Following Message: \*\*\*\*

# Waveguide Width [ cm ] : (A) = 2.286 

# Waveguide Height [ cm ] : (B) = 1.016 

# Resistivity (Res) [ohm-cm\*10e-6] =1.724 

# Surface Roughness [micro-inches] = 32 

\*\*\*\* Please Input Frequency Range

for Impedance Analysis : \*\*\*\*

```
# TE10 Mode Cutoff Frequency 6.557 [ GHz ].
# Analysis START Frequency [ GHz ] = 8.2 
# Analysis STOP Frequency [ GHz ] = 12.4 
# Analysis STEP Frequency [ GHz ] = 0.15 
```

그림 A2-4. 구형 도파관 임피던스 분석을 위한 선택 1의 입력 예

(Fig.A2-4. The example of selection 1 for analysis of rectangular waveguide impedance)

입력이 끝나고 나면 출력결과가 나오기 전에 출력결과의 처리를 위해서 “출력 결과를 화일로 저장할 것인가?(선택 1)” “단지 화면상에만 표시할 것인가?(선택 2)” 선택하는 메뉴가 나타난다(2장 설명). 1번을 선택하면 출력결과는 데이터 화일로 저장된 후 결과값은 화면에 출력된다. 그림 A2-6.은 그림 A2-4.와 그림 A2-5.의 조건에 대한 출력결과의 예이다.

---

```
# Output Data Save to File (Yes=1,No=2) ? = 1
# Enter Filename [Sample.dat] ? = test.dat
```

그림 A2-5. 출력 데이터 처리 예 (출력 데이터 저장의 경우)

(Fig. A2-5. The example of processing output data  
(In case of storing output data))

## 출력 결과

본문 91페이지 참조

화일에 저장된 출력값과 화면상에 출력된 값은 항상 같으며 저장된 파일은 test.dat 에 저장된다. 구형 도파관을 분석할 때 선택 1(임피던스 분석)은 정해진 도파관의 크기에 대한 임피던스 및 총 손실 그리고 최대 허용 전력을 나타낸다.

### 2. 구형도파관의 감도분석 (선택 2번)

그림 A2-1.의 메뉴에서 화면상에 도파관 분석에 대한 3가지 선택 중 선택 2를 입력하면 그림 A2-7.과 같은 메시지가 화면에 출력된다.

-----  
 \*\*\*\* Please Input Following Message: \*\*\*\*

# Waveguide Width [ cm ] : (A) = █

그림 A2-7. 구형도파관의 감도 분석을 위한 데이터 입력  
 (Fig.A2-7. The data input for sensitivity analysis of  
 rectangular waveguide)

그림 A2-7.에서 입력되어야 하는 데이터는 도파관의 폭과 높이이다. 도파관의 폭과 높이를 입력하면 선택 1에서와 같이 주파수의 범위를 설정하는 메시지가 화면에 출력되며 선택 1과 동일한 방법으로 분석하고자 하는 주파수 범위와 간격을 입력하면 된다. 구형도파관의 감도 분석에 대한 예는 그림 A2-8.에서 보여준다.

조건) 도파관의 폭과 높이(8.2~12.4 GHz) 용 표준 구형도파관 WR-90  
(2.286 1.016)

분석주파수의 범위


최저주파수 : 8.2 GHz

최고주파수 : 12.4 GHz

주파수간격 : 0.15 GHz

\*\*\*\* Please Input Following Message: \*\*\*\*

# Waveguide Width [ cm ] : (A) = 2.286 

# Waveguide Height [ cm ] : (B) = 1.016 

-----  
\*\*\*\* Please Input Frequency Range

for Impedance Analysis : \*\*\*\*

# TE10 Mode Cutoff Frequency 6.557 [ GHz ].

# Analysis START Frequency [ GHz ] = 8.2

# Analysis STOP Frequency [ GHz ] = 12.4

# Analysis STEP Frequency [ GHz ] = 0.15

그림 A2-8. 구형도파관의 감도분석을 위한 선택 2 의 입력 예  
(Fig. A2-8. The example of the selection 2 to analyse  
rectangular waveguide sensitivity)



## 출력 결과

본문 94페이지 참조

출력 데이터의 저장 방법은 선택 1에서와 동일하며 본 절 이후에서는 저장과정을 생략했다.

### 3. 구형도파관의 모드 분석 (선택 3)

그림 A2-1.의 메뉴에서 선택 3을 입력하면 그림 A2-10.과 같은 메시지가 화면에 출력된다.

-----  
 \*\*\*\* Please Input Following Message: \*\*\*\*

# Waveguide Width [ cm ] : (A) = █

그림 A2-10. 구형도파관의 모드분석을 위한 데이터 입력

(Fig. A2-10. Input data to analyse rectangular waveguide modes)

그림 A2-10.에서 입력되는 데이터는 도파관의 폭을 입력한 후 다시 도파관의 높이를 입력하면 분석주파수의 범위를 설정하는 메시지가 출력된다. 선택 2에서 입력하는 순서와 이전과 동일하다. 그림 A2-11.은 선택 3에 따른 데이터 입력시 감도분석의 예를 보여준다.

조건)

도파관의 폭과 높이

x 밴드 ( 8.2~12.4 GHz ) 용 표준도파관 WR-90 (2.286 1.016)


분석주파수 범위

최저주파수 : 8.0 GHz                      최고주파수 : 23.0 GHz

주파수간격 : 1 GHz

\*\*\*\* Please Input Following Message: \*\*\*\*

# Waveguide Width [ cm ] : (A) = 2.286 

# Waveguide Height [ cm ] : (B) = 1.016 

\*\*\*\* Please Input Frequency Range

for Impedance Analysis : \*\*\*\*

# TE10 Mode Cutoff Frequency 6.5572[ GHz ].

# Analysis START Frequency [ GHz ] = 8

# Analysis STOP Frequency [ GHz ] = 23

# Analysis STEP Frequency [ GHz ] = 1

그림 A2-11. 구형도파관의 분석 선택 3의 입력 예

(Fig. A2-11. The example of displaying the input for selection 3  
to analyse rectangular waveguide)

출력 결과

본문 97페이지 참조

## 부록B-3. 구형도파관 크기합성을 위한 메뉴

MWGDP를 실행하여 구형 도파관의 크기를 합성하기 위해서는 주 메뉴에서 2번을 선택하고 이 때 화면은 그림 A3-1.과 같은 메뉴를 출력한다.

```

**** Please Select Following Menu : ****
# 1 : Analysis of Waveguide Characteristics
# 2 : Synthesis of Waveguide Dimensions
---- Input Menu Selection ? = 2 

**** Please Select Following Menu : ****
# 1 Dimensional Synthesis versus Impedance
# 2 Dimensional Synthesis with Frequency Analysis
# 3 Dimensional Synthesis with Sensitivity Analysis
---- Input Menu Selection ? = 

```

그림 A3-1. 구형도파관의 크기를 합성하기 위한 선택 메뉴  
(Fig. A3-1. The selection menu to synthesize  
rectangular waveguide size)

여기서도 구형도파관의 특성 분석 메뉴와 마찬가지로 3가지의 선택메뉴가 화면에 출력되고 사용자가 입력하는 선택 번호에 의해 구형도파관의 크기 합성에 따른 분석결과가 출력된다. 선택 1은 임피던스 변화에 의한 도파관의 임피던스, 관내파장, 손실, 최대허용전력, 차단주파수를 출력하여 도파관의 크기를 결정할

수 있으며, 선택 2는 주파수변화에 따른 관내파장, 임피던스, 손실, 최대허용전력, 차단주파수를 분석하여 도파관 크기를 결정하고 마지막으로 선택 3은 감도 해석에 의한 도파관 크기를 결정해 준다.

### 1. 임피던스 변화에 따른 도파관 크기의 합성 (선택 1번)

그림 A3-1.의 메뉴에서 선택 1을 입력하면 그림 A3-2.와 같은 선택메뉴가 출력된다. 도파관의 치수(높이 또는 폭)를 결정하면 이에 따라 감도, 표면거칠기, 동작주파수와 임피던스 범위를 묻는 메뉴가 출력하며 동작주파수와 임피던스 범위를 입력하면 마지막으로 특성임피던스가 출력된다.

```

**** Please Select Following Dimensional Menu : ****
# 1 : Synthesis of Waveguide Height (B):
# 2 : Synthesis of Waveguide Width (A):
---- Input Menu Selection ? █

```

### 그림 A3-2. 구형 도파관의 입력메뉴 설정

(Fig.A3-2. Input menu for fixing rectangular waveguide's size)

그림 A3-2.는 도파관의 크기 합성시 치수를 폭으로 할 것인지 높이로 할 것인지를 결정하는 메뉴이다. 도파관의 치수가 설정되고 이를 입력하면(높이인 경우) 그림 A3-3.과 같은 메시지가 출력된다.

```

**** Please Input Following Message: ****
# Waveguide Width [ cm ] : (A) = █

```

그림 A3-3. 임피던스 변화에 따른 도파관의 크기 합성을 위한 데이터 입력  
 (Fig. A3-3. The input data to synthesize waveguide size versus impedance)

그림 A3-3.에서 입력하는 데이터는 도파관의 폭, 감도, 표면거칠기의 값이다. 모든 입력이 완료되면 그림 A3-4.와 같은 동작주파수와 임피던스의 범위를 묻는 메시지가 출력된다.

```

**** Input Operating Frequency where Impedance exists : ****
# Operating Frequency [GHz] = █

```

그림 A3-4. 동작주파수의 설정 화면  
 (Fig.A3-4. The display for fixing operating frequency)

동작주파수와 임피던스 범위를 입력하면 마지막으로 특성 임피던스 선택메뉴가 그림 A3-5.와 같이 출력된다.

```

**** Select Characteristic Impedance for SYNTHESIS ? ****
# 1 Power-Current Imp. : Z(P,I)
# 2 Voltage-Current Imp. : Z(V,I)
# 3 Power-Voltage Imp. : Z(P,V)
---- Input Impedance Selection ? = █

```

그림 A3-5. 특성임피던스의 선택메뉴  
 (Fig. A3-5. The selection menu to input characteristic impedance)

선택 1은 전력-전류 임피던스, 선택 2는 전압-전류 임피던스, 선택 3은 전력-전압 임피던스이다. 그림 A3-5.의 메뉴는 도파관 크기 합성 선택일 경우 항상 마지막 부분에 출력되며 이후에는 동일하므로 설명을 생략하기로 하겠다. 그림 A3-6.은 도파관의 치수값에 대한 두가지의 경우에 대해 사용 예를 들어 그 결과 값을 그림 A3-7.에 보여주고 있다.

(예 1) 치수값이 높이인 경우 (그림 A-21.의 메뉴에서 1번 선택)

조건)

폭 : 2.286

재질 : 표면저항 (SR)  $1.724(\text{ohm-cm} \cdot 10\text{e-}6)$ 순동

표면거칠기 : 32

동작주파수 : 10 GHz

임피던스

최저임피던스 : 300 ohm

최고임피던스 : 600 ohm

임피던스간격 : 10 ohm

특성임피던스 : 전압-전류 임피던스

\*\*\*\* Please Select Following Dimensional Menu : \*\*\*\*

#1 : Synthesis of Waveguide Height (B):

#2 : Synthesis of Waveguide Width (A):

---- Input Menu Selection ? 1 

\*\*\*\* Please Input Following Message: \*\*\*\*

- # Waveguide Width [ cm ] : (A) = 2.286
- # Resistivity (Res) [ohm-cm\*10e-6] =1.724
- # Surface Roughness [micro-inches]=32

-----

\*\*\*\* Input Operating Frequency where Impedance exists : \*\*\*\*

- # Operating Frequency [GHz] = 10
- # Minimum Impedance at Frequency 10 GHz [ohms]=200
- # Maximum Impedance at Frequency 10 GHz [ohms]=600
- # STEP Impedance at Frequency 10 GHz [ohms] = 10

\*\*\*\* Select Characteristic Impedance for SYNTHESIS ? \*\*\*\*

- # 1 Power-Current Imp. : Z(P,I)
- # 2 Voltage-Current Imp. : Z(V,I)
- # 3 Power-Voltage Imp. : Z(P,V)

---- Input Impedance Selection ? = 2

그림 A3-6. 도파관 크기 합성의 데이터 입력 예 (치수값이 높인 경우)

(Fig. A3-6. The example of inputform for waveguide height synthesis)

## 출력 결과

본문 77페이지 참조

(예 2) 치수값이 폭인 경우(그림 A-21. 메뉴에서 선택 2)

조건)

높이 : 2.286

재질 : 표면저항 (SR)  $1.724(\text{ohm}\cdot\text{cm}\cdot 10\text{e-}6)$ 순동

표면거칠기 : 32

동작주파수 : 10 GHz

임피던스

최저임피던스 : 300 ohm

최고임피던스 : 600 ohm


임피던스간격 : 10 ohm

특성 임피던스 : 전압-전류 임피던스

\*\*\*\* Please Select Following Dimensional Menu : \*\*\*\*

# 1 : Synthesis of Waveguide Height (B):

# 2 : Synthesis of Waveguide Width (A):

---- Input Menu Selection ? 2 



-----  
\*\*\*\* Please Input Following Message: \*\*\*\*

- # Waveguide Height [ cm ] : (B) = 1.016
- # Resistivity (Res) [ohm-cm\*10e-6] = 1.724
- # Surface Roughness [micro-inches] = 32

-----  
\*\*\*\* Input Operating Frequency where Impedance exists : \*\*\*\*

- # Operating Frequency [GHz] = 10
- # Minimum Impedance at Frequency 10 GHz [ohms] = 300
- # Maximum Impedance at Frequency 10 GHz [ohms] = 600
- # STEP Impedance at Frequency 10 GHz [ohms] = 10

\*\*\*\* Select Characteristic Impedance for SYNTHESIS ? \*\*\*\*

- # 1 Power-Current Imp. : Z(P,I)
- # 2 Voltage-Current Imp. : Z(V,I)
- # 3 Power-Voltage Imp. : Z(P,V)

---- Input Impedance Selection ? = 2

그림 A3-8. 도파관 크기 합성의 데이터 입력 예 (치수값이 높았던 경우)  
(Fig.A3-8. The example of inputform for waveguide height synthesis)

## 출력 결과

본문 78페이지 참조

### 2. 주파수 변화에 따른 도파관 크기 합성 (선택 2번)

그림 A3-1.의 메뉴에서 선택 2를 입력하면 그림 A3-2.와 같은 메뉴가 출력되고 이에 따라 폭 또는 높이, 감도, 표면거칠기를 입력하면 구형도파관의 합성시 선택 1과는 달리 동작주파수와 이 때의 임피던스를 묻는 메시지가 화면에 출력된다. 동작주파수와 임피던스값을 입력하면 주파수 범위 설정메세지와 특성 임피던스 선택 메뉴가 출력되며 각각의 데이터를 입력하면 주파수 변화에 따른 관내파장, 임피던스, 손실, 최대허용전력, 차단주파수를 얻을 수 있다. 그림 A3-2.의 메뉴를 입력하면 그림 A3-10.과 같은 메시지가 출력된다.

\*\*\*\* Please Input Following Message: \*\*\*\*

# Waveguide Width [ cm ] : (A) = ■

그림 A3-10. 주파수 변화에 따른 도파관 크기 합성을 위한 데이터 입력

(Fig. A3-10. The data input to synthesize waveguide size  
by varing frequency)

도파관의 폭, 감도, 표면 거칠기를 입력하면 그림 A3-11.과 같이 차단 주파수와 임피던스 설정 메시지가 화면에 출력된다. 여기서 주파수변화에 따른 관내 파장, 임피던스, 손실 등의 값을 얻을 수 있다.

\*\*\*\* Please Input Freq.-Range for Imp.-Analysis: \*\*\*\*

# TE10 Mode Cutoff Frequency ? [ GHz ]

# Analysis START Frequency [GHz] = ■

그림 A3-11. 차단주파수와 분석 주파수범위 설정메뉴  
(Fig.A3-11. The menu to fix the range of cutoff frequency and analysis frequency)

(예 1) 치수값이 높이인 경우

폭 : 2.286 cm

재질 : 표면저항(SR) 1.724(ohm-cm\*10e-6) 순동

표면거칠기 : 32

동작주파수 : 10 GHz

임피던스 : 350 (ohm)

분석주파수

최저주파수 : 8.2 GHz

최고주파수 : 12.4 GHz

주파수 간격 : 0.15 GHz

특성 임피던스 : 전압-전류 임피던스

\*\*\*\* Please Input Following Message: \*\*\*\*

# Waveguide Width [ cm ] : (A) = 2.286 


# Resistivity (Res) [ohm-cm\*10e-6] = 1.724 

# Surface Roughness [micro-inches] = 32 

\*\*\*\* Input Operating Frequency where Impedance exists : \*\*\*\*

# TE10 Mode Cutoff Frequency 6.5572 [ GHz ]

# Operating Frequency [GHz] = 10 

# Impedance [ohms] at 10 GHz [ohm] = 350 

```
**** Please Input Freq.-Range for Imp.-Analysis: ****
# Analysis START Frequency [GHz] = 8.2
# Analysis STOP Frequency [GHz] = 12.4
# Analysis STEP Frequency [GHz] = 0.15

**** Select Characteristic Impedance for SYNTHESIS ? ****
1 Power-Current Imp. : Z(P,I)
2 Voltage-Current Imp. : Z(V,I)
3 Power-Voltage Imp. : Z(P,V)
---- Input Impedance Selection ? = 2
```

그림 A3-12. 구형도파관의 합성 선택 2 (치수값이 높기인 경우)의  
데이터입력 예

(Fig. A3-12. The example of inputform in selection 2 for  
waveguide height synthesis)

출력 결과

본문 82페이지 참조

(예 2) 치수값이 폭인 경우

\*\*\*\* Please Select Following Dimensional Menu : \*\*\*\*


#1 : Synthesis of Waveguide Height (B):

#2 : Synthesis of Waveguide Width (A):

---- Input Menu Selection ? 2 

\*\*\*\* Please Input Following Message: \*\*\*\*

# Waveguide Width [ cm ] : (B) = 1.016 

# Resistivity (Res) [ohm-cm\*10e-6] = 1.724 

# Surface Roughness [micro-inches] = 32 

\*\*\*\* Please Input Freq.-Range for Imp.-Analysis: \*\*\*\*

# Analysis START Frequency [ GHz ] = 8.2 

# Analysis STOP Frequency [ GHz ] = 12.4 

# Analysis STEP Frequency [ GHz ] = 0.15 



\*\*\*\* Input Operating Frequency where Impedance exists : \*\*\*\*

# Operating Frequency [GHz] = 10 

# Impedance [ohms] = 350 

\*\*\*\* Please Input Freq.-Range for Imp.-Analysis: \*\*\*\*

# Analysis START Frequency [GHz] = 8.2 

```
# Analysis STOP Frequency [GHz] = 12.4   
# Analysis STEP Frequency [GHz] = 0.15 
```


```
**** Select Characteristic Impedance for SYNTHESIS ? ****  
1 Power-Current Imp. : Z(P,I)  
2 Voltage-Current Imp. : Z(V,I)  
3 Power-Voltage Imp. : Z(P,V)  
---- Input Impedance Selection ? = 2 
```

그림 A3-14. 구형도파관 합성 선택 2(치수값이 폭인 경우)의  
데이터입력 예

(Fig. A3-14. The example of inputform in selection 2 for  
rectangular waveguide height synthesis)

### 출력 결과

본문 83페이지 참조

3. 감도 해석에 의한 도파관 크기의 합성 (선택 3번)

그림 A3-1.의 메뉴에서 선택 3을 입력하면 그림 A3-2.와 같은 메뉴가 출력되고 동작주파수와 임피던스를 입력한 후 주파수 범위와 특성임피던스를 결정하여 입력하면 합성된 도파관의 크기에 대한 임피던스 감도와 도파관의 폭에 대한 관내파장 감도값이 출력된다.

(예) 치수값이 도파관의 높이인 경우(선택 1)

조건)

폭 : 2.286 cm

동작주파수 : 10 GHz

임피던스 : 350 (ohm)

분석주파수


최저주파수 : 8.2 GHz

최고주파수 : 12.4 GHz


주파수 간격 : 0.15 GHz

특성임피던스 : 전압-전류 임피던스




-----  
\*\*\*\* Please Input Following Message: \*\*\*\*

# Waveguide Width (A) [ cm ] =2.286 

# Operating Frequency [ GHz ] = 10 

# Impedance [ ohms ] = 350 

\*\*\*\* Please Input Frequency Range \*\*\*\*

- # TE10 Mode Cutoff Frequency 6.5572 GHz
- # Analysis START Frequency [ GHz ] =8.2 
- # Analysis STOP Frequency [ GHz ] = 12.4 
- # Analysis STEP Frequency [ GHz ] = 0.15 

\*\*\*\* Select Characteristic Impedance for SYNTHESIS ? \*\*\*\*

- 1 Power-Current Imp : Z(P, I)
- 2 Voltage-Current Imp : Z(V, I)
- 3 Power-Voltage Imp : Z(P, V)

---- Input Impedance Selection ? = 2

그림 A3-16. 구형 도파관의 합성 선택 3의 입력 예  
(치수값이 높을 경우)

(Fig. A3-16. The example of inputform in selection 3 for  
W/G height synthesis)

### 출력 결과

본문 87페이지 참조



- 치수값이 폭인 경우  
(조건)

폭 : 2.286 cm

동작주파수 : 10 GHz

임피던스 : 350 (ohm)

분석주파수

    최저주파수 : 8.2 GHz

    최고주파수 : 12.4 GHz

    주파수 간격 : 0.15 GHz

특성임피던스 : 전압-전류 임피던스

-----  
\*\*\*\* Please Input Following Message: \*\*\*\*

# Waveguide Height (B) [ cm ] =1.016  
-----

\*\*\*\* Please Input Frequency Range

for Sensertivity Analysis: \*\*\*\*

# Analysis START Frequency [ GHz ] = 8.2

# Analysis STOP Frequency [ GHz ] = 12.4

# Analysis STEP Frequency [ GHz ] = 0.15

\*\*\*\* Input Operating Frequency and Impedance: \*\*\*\*

# Operating Frequency [ GHz ] = 10

# Impedance at 10 GHz [ohms] = 350

```
**** Select Characteristic Impedance for SYNTHESIS ? ****
# 1 Power-Current Imp : Z(P,I)
# 2 Voltage-Current Imp : Z(V,I)
# 3 Power-Voltage Imp : Z(P,V)
---- Input Impedance Selection ? = 2
```

그림 A3-18. 구형도파관의 합성 선택 3의 입력 예(치수값이 폭인 경우)  
(Fig. A3-18. The example of inputform in selection 3 for  
waveguide height synthesis)

### 출력 결과

본문 88페이지 참조

## 부록B-4. EPSMCAD의 사용법

### 1. 소 개

E-Plane 필터 CAD프로그램은 RF 그리고 마이크로파 대역에서 사용할 수 있는 도파관 필터를 쉽게 개발하도록 제공하는 설계도구로써 IBM 또는 IBM 호환기종에서 1 Mega Byte 이상의 메모리 용량과 80286 이상의 개인용 컴퓨터에서 사용 가능하도록 개발하였다.

E-Plane 필터의 구조에 따라 단일, 2중, 3중 금속-삽입 필터로 분류하고 단일 금속-삽입 필터를 설계하기 위한 프로그램을 EPSMCAD라 명명하였으며, 이중 금속-삽입 필터, 삼중 금속-삽입 필터를 설계하기 위한 프로그램을 EPDMCAD, EPTMCAD로 명명하였다.

사용자가 편리하게 사용할 수 있도록 이들 3가지 CAD 프로그램의 종류에 따라 필터의 설계사양과 필터의 규격을 각각 Single.def, Double.def, triple.def 배치파일로 입력하도록 하였으며, 각각의 CAD 프로그램의 실행결과는 자체적으로 Single.dat, Double.dat, triple.dat 파일을 만들면서 각각의 데이터 파일로 출력하도록 하였다.

## 2 . EPSMCAD 사용법

EPSMCAD 프로그램을 실행하기에 앞서서 single.def 배치파일에서 입력 파라미터를 설정해야 하며 MS-DOS에서 제공되는 EDILN 또는 그의 Q EDITER, NORTON COMMEND EDITER 등의 편집기를 통해서 Single.def의 내용을 읽거나 수정할 수 있다. 그림 A-1 은 single.def의 내용이다.

```

***** SINGLE.DEF: define the parameter of the E-plane filter *****
* 32.500 : FO      : the Center Frequency of Filter.....[GHz] *
* 50.000 : ATTENU  : the Minimum Stop-Band Attenuation.....[dB] *
* 31.200 : EDGE1   : the First Stop-Edge Frequency.....[GHz] *
* 0.01   : RIPPLE  : the Designed Pass-Band Ripple.....[dB] *
* 540.000 : BWITH  : the Designed Pass-Band Width.....[MHz] *
* 2      : NSELECT : Filter type? butterworth = 1, chebysheb = 2 *
* 7.112  : A      : Waveguide Width.....[mm] *
* 3.556  : B      : Waveguide Height.....[mm] *
* 0.750  : DL     : Inserted Metal Thickness.....[mm] *
* 25     : NNN    : Number of Eigenmode for Sythesis *
* 36.000 : FSTART  : Specification Start Frequency.....[GHz] *
* 38.000 : FSTOP   : Specification Stop Frequency.....[GHz] *
* 1      : NMAX   : optimazation iteration number *
*****

```

그림 A-1. Single.def 파일의 설계 파라미터

(Fig.A-1. Design parameter of Single.def File)

EPSMCAD 프로그램을 실행하기 위한 입력사양으로써 설정해야할 파라미터를 그림 A-1 에 보였으며 입력할 설계사양의 종류는 다음과 같다

### 1. 필터의 중심주파수(F0)

설계할 필터의 통과대역에서의 중심 주파수이며 단위는  $\text{MHz}$  이다. 그림 A-2 에서 대역폭의 중심에서의 주파수이다.

### 2. 저지대역에서의 최소 삽입손실량(ATTENU)

설계할 필터의 저지대역에서의 최소한의 삽입손실이며 모든 저지대역에서 이 최소 삽입손실[ $\text{dB}$ ]보다 커야하며, 이상적인 경우 무한대의 삽입손실을 필요로 한다. EPSMCAD 프로그램은 그림 A-2 에서 처음 차단대역의 삽입손실값(ATTENU1)만을 설정한다.

### 3. 최소 삽입손실에 해당하는 주파수(EDGE1)

저지대역 삽입손실 특성을 갖는 주파수영역에서 가장자리 주파수라고 하며 최소 삽입손실[ $\text{dB}$ ]에 해당하는 주파수이다.

EPSMCAD 프로그램은 그림 A-2 에서 낮은 가장자리 주파수(EDGE1)만을 설정한다.

### 4. 통과대역에서 최대 리플값(RIPPLE)

체비세프 응답 특성으로 설계할 경우, 그림 A-2 에서와 같이 통과대역의 리플의 최대값(RIPPLE)을  $\text{dB}$  단위로 입력해야하며 이 리플값과 대역폭에 의해 공진부의 갯수가 결정됨을 주의하라.

### 5. 통과대역의 대역폭(bwith)

설계할 필터의 삽입손실 특성이  $3\text{dB}$  이내에 존재하는 주파수 영역을  $\text{MHz}$  단위로 입력한다. 그림 A-1 과 같이 첫번째 차단주파수( $F1$ )와 두번째 차단 주파수( $F2$ ) 사이의 주파수 영역이다.

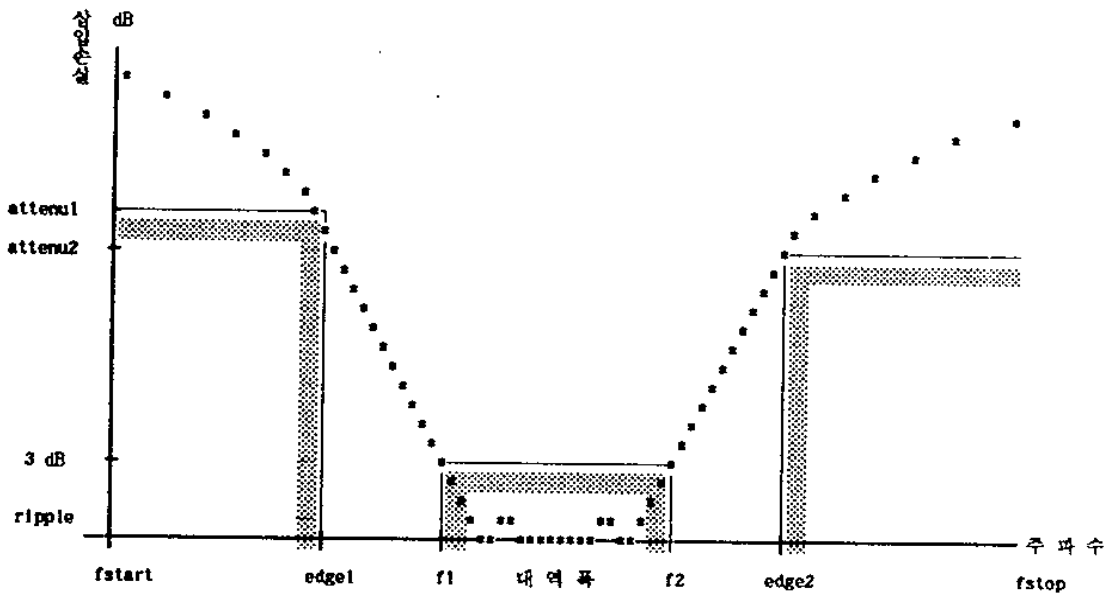


그림 A-2. 일반적인 필터의 설계특성

(Fig.A-2. The Characteristics of general filter for design)

## 6. 필터의 응답특성 선택(NSELECT)

필터의 설계를 위해 제공된 필터의 응답특성중 하나를 선택한다. 체비세프 응답특성으로 설계할 경우, 1 번을 입력하고 버터워드 응답특성일 경우 2번을 입력한다..

## 7. 필터의 폭(A)

## 8. 필터의 높이(B)

설계할 필터의 규격인 도파관의 폭(A)과 도파관의 높이(B)을 입력한다. 이 필터의 규격을 임의적으로 설정할 경우 중심주파수가 TE<sub>10</sub>모우드의 차단주파수(C/2A)보다 커야한다.

## 9. 삽입 금속박막의 두께(DL)

## 10. 합성과 분석과정에서 사용할 고차 모우드수(NNN)

필터의 특성을 분석을 위해 사용할 고차 모우드수(NNN)를 입력해야 하며 최대값은 45 차이며 정밀한 설계를 위해 25 차 이상을 선택한다.

## 11. 필터의 특성을 분석할 시작 주파수(FSTART)

## 12. 필터의 특성을 분석할 최종 주파수(FSTOP)

필터의 합성과정이 종결된후 합성된 필터의 규격으로 필터의 특성을 분석하기 위해 분석할 주파수 영역을 설정한다. 이때 분석할 주파수영역의 처음(FSTART)과 끝(FSTOP)을 GHz 단위로 입력한다.

## 13. 최적화 수행횟수(NMAX)

필터의 합성이 종결된후 설계된 필터의 특성과 설계사양과 비교하고 최적화 과정의 수행횟수(NMAX)에 따라 최적화 과정을 수행한다. 최적화 과정의 수행횟수로 1이 입력될때 설계된 필터의 특성만을 분석한다.

편집기에서 Single.def 파일의 모든 파라메터 설정을 마친후에 EPSMCAD 프로그램을 실행하기 위해서 DOS상에서 EPSMCAD를 입력하고 리턴키를 치면 그림 A-3 과 같이 실행과정이 화면에 표시된다.

C:>EPSMCAD 

\*\*\*\*\*

SOFTWARE-PACKAGE  
E - P L A N E - F I L T E R  
Executing  
Results in Single.dat when terminated

\*\*\*\*\*

the Center Frequency of Filter : 32.500 [GHz]  
the Minimum Stop-Band Attenuation : 50.000 [dB]  
Stop-Edge Frequency : 31.200 [GHz]  
the Designed Pass-Band Ripple : 0.010 [dB]  
the Designed Pass-Band Width : 540.000 [MHz]  
Selected Filter Response Type : 2  
the Waveguide Width of Filter : 7.1120 [mm]  
the Waveguide Height of Filter : 3.5560 [mm]  
Inserted Metal Thickness : 0.7500 [mm]  
Eigenmodes Number of the Sythesis : 25

.  
. .  
. .  
. .  
. .

Synthesis Iteration number : 1█

.  
. .  
. .  
. .  
. .

그림 A-3. EPSMCAD 실행시 화면출력 내용

(Fig.A-3. the contend of displaid output when execute EPSMCAD)



EPSMCAD 프로그램의 실행이 종료되면 모니터의 화면상에 "program termination" 이라 표시되고 Single.dat 파일에 실행된 결과가 저장된다. 여기서 실행된 결과는 편집기를 통해 볼 수있으며 그림 A-4 는 Single.dat의 내용으로 그림 A-1 에서 보여준 Single.def의 설계사양에 의해 실행된 결과의 예이다.

\*\*\*\*\*

4-Resonator Single Metal-Insert Filter

Number of EigenModes: 25

\*\*\*\*\*

Resonators Width= .71120E-02 m

WaveGuide Filter Dimensions :

Width a = .71120E-02 m

Height b = .35560E-02 m

Thickness of Metal Inserts : D1= .75000E-03 m

Frequency Range : 0.26000E+11Hz - 0.38000E+11 Hz

Midband Frequency = .32500E+11 Hz

Bandwidth (3Db) = .54597E+09 Hz

Lengths of Coupling Sections and Resonators :

- AL( 1) = .475858E-03 m Single Metal Insert
- AL( 2) = .496546E-02 m Resonator
- AL( 3) = .286638E-02 m Single Metal Insert
- AL( 4) = .500261E-02 m Resonator
- AL( 5) = .329557E-02 m Single Metal Insert
- AL( 6) = .500261E-02 m Resonator
- AL( 7) = .286638E-02 m Single Metal Insert
- AL( 8) = .496546E-02 m Resonator
- AL( 9) = .475858E-03 m Single Metal Insert

-----  
Total = .299162E-01 m

```

*****
Frequency      Return Loss      Insertion Loss      Phase(S11)      Phase(S21)
.26000E+11     .00000E+00       .13825E+03         -.20071E+03     -.29071E+03
.26120E+11     .51772E-06       .13720E+03         -.20106E+03     -.29105E+03
.26240E+11     .51772E-06       .13613E+03         -.20142E+03     -.29141E+03
.26360E+11     .00000E+00       .13504E+03         -.20177E+03     -.29177E+03
.26480E+11     .10354E-05       .13394E+03         -.20213E+03     -.29212E+03
.26600E+11     .51772E-06       .13283E+03         -.20250E+03     -.29250E+03
.26720E+11     .00000E+00       .13171E+03         -.20286E+03     -.29286E+03
.26840E+11     .00000E+00       .13056E+03         -.20323E+03     -.29323E+03
.26960E+11     .00000E+00       .12940E+03         -.20361E+03     -.29360E+03
.27080E+11     .51772E-06       .12823E+03         -.20398E+03     -.29398E+03

.31400E+11     .15014E-04       .56670E+02         -.23565E+03     -.32565E+03
.31520E+11     .21744E-04       .52122E+02         -.23949E+03     -.32948E+03
.31640E+11     .84389E-04       .47015E+02         -.24440E+03     -.33440E+03
.31760E+11     .33135E-03       .41177E+02         -.25095E+03     -.34095E+03
.31880E+11     .15818E-02       .34321E+02         -.26027E+03     -.35027E+03
.32000E+11     .11050E-01       .25948E+02         -.27489E+03     -.48894E+01
.32120E+11     .13653E+00       .15095E+02         -.30275E+03     -.32743E+02
.32240E+11     .40515E+01       .21715E+01         -.20252E+02     -.11026E+03
.32360E+11     .28065E+02       .88995E-02         -.30593E+03     -.21591E+03
.32480E+11     .26622E+02       .10969E-01         -.20056E+03     -.29047E+03

.36920E+11     .00000E+00       .79209E+02         -.21239E+03     -.30240E+03
.37040E+11     .00000E+00       .79482E+02         -.21288E+03     -.30289E+03
.37160E+11     .10354E-05       .79729E+02         -.21337E+03     -.30334E+03
.37280E+11     .00000E+00       .79940E+02         -.21384E+03     -.30384E+03
.37400E+11     .00000E+00       .80128E+02         -.21431E+03     -.30431E+03
.37520E+11     .15532E-05       .80287E+02         -.21478E+03     -.30478E+03
.37640E+11     .10354E-05       .80421E+02         -.21524E+03     -.30524E+03
.37760E+11     .00000E+00       .80531E+02         -.21569E+03     -.30569E+03
.37880E+11     .00000E+00       .80620E+02         -.21615E+03     -.30615E+03
.38000E+11     .00000E+00       .80682E+02         -.21659E+03     -.30660E+03
*****

```

그림 A-4. EPSMCAD 실행 결과  
(Fig.A-4. the executed result of EPSMCAD)

그림 A-4 는 EPSMCAD 프로그램이 실행된 결과로써 설계에 사용된 단일 금속-삽입 필터의 공진부가 4개이고 중심주파수가 32.500 GHz이다. 또한 설계된 필터의 규격은 변수 AL(1)~AL(9)에 저장하고 공진기와 결합부의 길이를 표시하고 있다. 이해를 보다 쉽게하기 위해 필터의 결합부와 공진부 및 변수(AL)의 관계를 그림 A-5 에 정의한다.

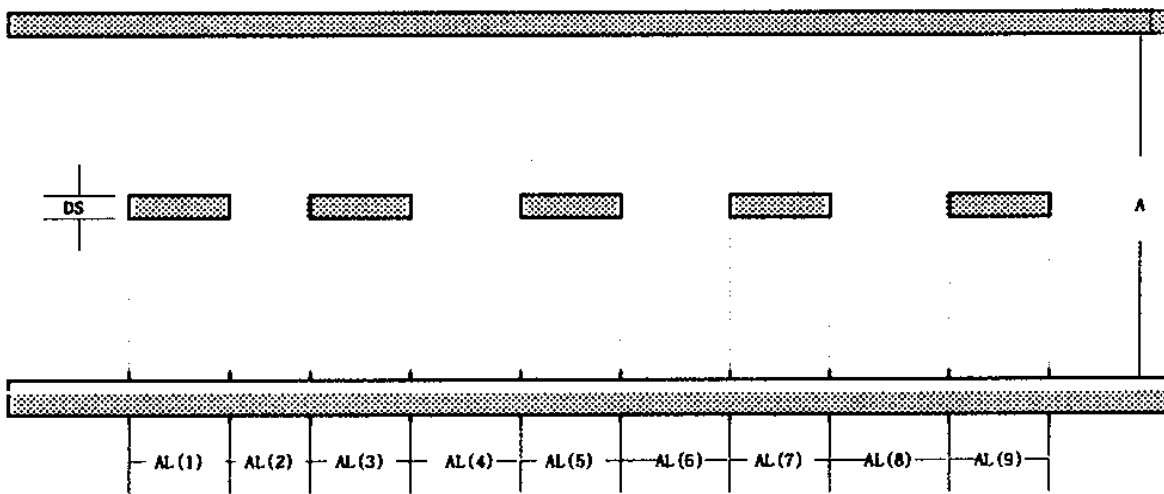


그림 A-5. 단일금속-삽입 필터의 규격

(Fig.A-5. the Demention of single metal-inset filter )

주어진 설계사양의 분석 주파수영역을 자체적으로 100 개로 샘플링하고 샘플링된 각각의 주파수에서 설계된 필터의 삽입손실[dB], 반사손실[dB]과 삽입손실의 위상, 반사손실의 위상특성을 출력하고있다.

따라서 설계사양을 Single.def 파일에 설정하고 EPSMCAD를 실행하면 간단히 E-Plane 단일 금속-삽입 필터의 설계가 끝난다. 끝으로 EPSMCAD 프로그램의 오류없는 동작을 위해 Single.def에서의 설계 파라미터값이 소숫점을 위치을 중심으로 4자리 이내에 정확히 입력해야 함에 주의해야한다.

## 부록B-5. EPDMCAD의 사용법

EPDMCAD 프로그램을 실행하기에 앞서서 EOSNCAD 프로그램의 수행과 마찬가지로 Double.def 배치파일에 입력 파라미터를 설정해야 하며 MS-DOS에서 제공되는 편집기를 통해서 Double.def의 내용을 보거나 수정할 수 있다. 그림 A-6 은 Double.def의 내용이다.

```

***** DOUBLE.DEF: define the parameter of the E-plane filter *****
* 39.000 : FO      : the Center Frequency of Filter.....[GHz] *
* 50.000 : ATTENU  : the Minimum Stop-Band Attenuation.....[dB] *
* 38.500 : EDGE1   : the First Stop-Edge Frequency.....[GHz] *
* 0.15   : RIPPLE  : the Designed Pass-Band Ripple.....[dB] *
* 360.000 : BWITH  : the Designed Pass-Band Width.....[MHz] *
* 2      : NSELECT : Filter type? butterworth = 1, chebysheb = 2 *
* 7.112  : A      : Waveguide Width.....[mm] *
* 3.556  : B      : Waveguide Height.....[mm] *
* 17.500 : DL     : Inserted Metal Thickness.....[micro-m] *
* 1.950  : DS     : Distance between Insert-Metal .....[mm] *
* 25     : NNN    : Number of Eigenmode for Sythesis *
* 37.000 : FSTART : Specification Start Frequency..... [GHz] *
* 42.000 : FSTOP  : Specification Stop Frequency..... [GHz] *
* 1      : NMAX   : optimazation iteration number *
*****

```

그림 A-6. Single.def 화일의 설계 파라미터

(Fig.A-6. Design parameter of Single.def File)

EPDMCAD 프로그램을 실행하기 위한 입력사양으로써 설정해야할 파라미터를 그림 A-6 에 보였으며 입력할 설계사양은 2 장에서의 Single.def와 같으며 새롭게 추가된 입력 파라미터 10 번은 다음과 같다.

10. 삼입 금속박막간의 간격(DS)

그림 A-6의 필터의 규격에서 삼입 금속박막간의 간격(DS)이며 필터의 폭의 1/3배 보다 작아야 하며 모의실험결과 중심 주파수의 1/3 파장에서 1/6 파장 정도의 길이가 적절하다.

입력 파라미터와 출력 파라미터의 이해를 쉽게하기 위해 그림 A-7 에 이중 금속-삼입 필터의 규격을 보였다.

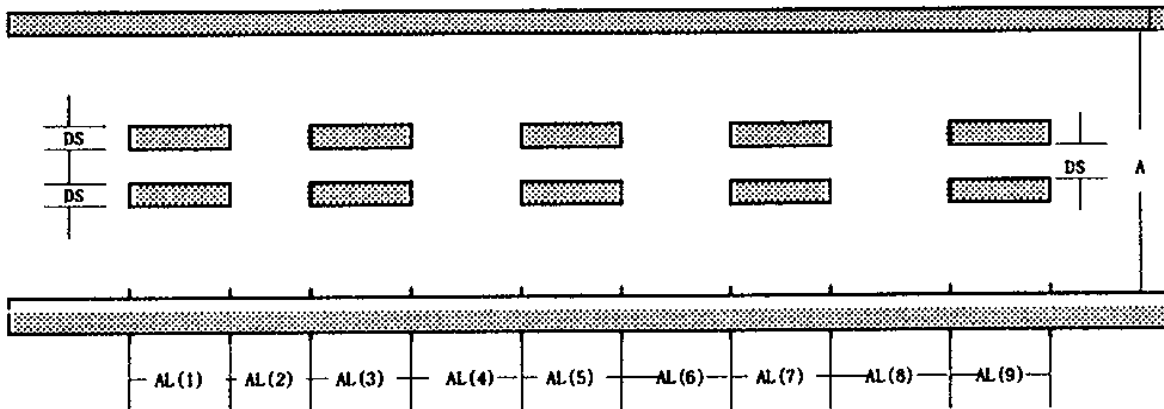


그림 A-7. 단일금속-삼입 필터의 규격

(Fig.A-7. the Demention of single metal-inset filter)

EPDMCAD의 수행순서와 마찬가지로 편집기에서 Double.def 파일의 모든 파라미터 설정을 마친후에 EPDMCAD 프로그램을 실행하기 위해서 DOS 상에서 EPDMCAD를 입력하고 리턴키를 치면 그림 A-8 과 같은 실행과정이 화면에 표시된다.

C:>EPDMCAD 

\*\*\*\*\*

SOFTWARE-PACKAGE  
 E - P L A N E - F I L T E R  
 Executing  
 Results in Dougle.dat when terminated

\*\*\*\*\*

the Center Frequency of Filter : 39.500 [GHz]  
 the Minimum Stop-Band Attenuation : 50.000 [dB]  
 Stop-Edge Frequency : 38.500 [GHz]  
 the Designed Pass-Band Ripple : 0.150 [dB]  
 the Designed Pass-Band Width : 360.000 [MHz]  
 Selected Filter Response Type : 2  
 the Waveguide Width of Filter : 7.112 [mm]  
 the Waveguide Height of Filter : 3.556 [mm]  
 Inserted Metal Thickness : 17.500 [micro-m]  
 Distance between Insert-Metal : 1.950 [mm]  
 Eigenmodes Number of the Sythesis : 25

optimization Iteration number : 1

그림 A-8. EPDMCAD 실행시 화면출력 내용

(Fig.A-8. the contend of displaid output when execute EPDMCAD)

EPDMCAD 프로그램을 실행이 종료되면 모니터의 화면상에 “program terminat ion” 이라 표시되고 Double.dat 파일에 실행된 결과가 저장된다. 여기서 실행된 결과는 편집기를 통해 볼 수있으며 그림 A-9 는 Double.dat의 내용으로 그림

A-6 에서 보여준 Double.def의 설계사양에 의해 실행된 결과의 예이다.

\*\*\*\*\*

5-Resonator Double Metal-Insert Filter

Number of EigenModes: 25

\*\*\*\*\*

Resonators Width= .71120E-02 m

FILTER WAVEGUIDE DIMENSIONS :

Width a = .71120E-02 m

Height b = .35560E-02 m

Thickness D1 = .15000E-03 m

Spacing Ds = .19500E-02 m

Frequency Range: .37000E+11 Hz - .42000E+11 Hz

Midband Frequency = .39068E+11 Hz

Bandwidth (3Db) = .36273E+09 Hz

Lengths of Coupling Sections and Resonators :

AL( 1) = .872283E-03 m Double Metal Insert

AL( 2) = .366344E-02 m Resonator

AL( 3) = .265844E-02 m Double Metal Insert

AL( 4) = .367751E-02 m Resonator

AL( 5) = .288364E-02 m Double Metal Insert

AL( 6) = .367758E-02 m Resonator

AL( 7) = .288364E-02 m Double Metal Insert

AL( 8) = .367751E-02 m Resonator

AL( 9) = .265844E-02 m Double Metal Insert

AL(10) = .366344E-02 m Resonator

AL(11) = .872283E-03 m Double Metal Insert

-----

Total = .311882E-01 m

```

*****
Frequency      Return Loss      Insertion Loss      Phase(S11)      Phase(S21)
.37050E+11     .00000E+00       .12259E+03         -.21918E+03     -.30918E+03
.37100E+11     .15532E-05       .12133E+03         -.21945E+03     -.30945E+03
.37150E+11     .10354E-05       .12004E+03         -.21974E+03     -.30974E+03
.37200E+11     .00000E+00       .11871E+03         -.22003E+03     -.31003E+03
.37250E+11     .15532E-05       .11736E+03         -.22034E+03     -.31034E+03
.37300E+11     .51772E-06       .11597E+03         -.22066E+03     -.31066E+03
.37350E+11     .00000E+00       .11455E+03         -.22100E+03     -.31100E+03
.37400E+11     .20709E-05       .11309E+03         -.22135E+03     -.31135E+03
.37450E+11     .10354E-05       .11159E+03         -.22172E+03     -.31172E+03
.37500E+11     .00000E+00       .11004E+03         -.22211E+03     -.31211E+03
.37550E+11     .00000E+00       .10845E+03         -.22252E+03     -.31252E+03
.37600E+11     .00000E+00       .10681E+03         -.22295E+03     -.31295E+03
.
.39150E+11     .20536E+02       .38597E-01         -.23482E+03     -.14482E+03
.39200E+11     .16739E+02       .92948E-01         -.12482E+03     -.21483E+03
.39250E+11     .45520E+01       .18752E+01         -.48757E+02     -.31875E+03
.39300E+11     .13125E+00       .15263E+02         -.12389E+03     -.33888E+02
.39350E+11     .11021E-01       .25974E+02         -.14876E+03     -.58759E+02
.39400E+11     .16988E-02       .34120E+02         -.16183E+03     -.71832E+02
.39450E+11     .36914E-03       .40743E+02         -.17026E+03     -.80259E+02
.39500E+11     .87495E-04       .46350E+02         -.17626E+03     -.86264E+02
.
.41400E+11     .00000E+00       .11357E+03         -.21103E+03     -.12103E+03
.41450E+11     .20709E-05       .11429E+03         -.21125E+03     -.12125E+03
.41500E+11     .00000E+00       .11500E+03         -.21146E+03     -.12146E+03
.41550E+11     .00000E+00       .11568E+03         -.21167E+03     -.12167E+03
.41600E+11     .00000E+00       .11635E+03         -.21187E+03     -.12187E+03
.41650E+11     .15532E-05       .11700E+03         -.21207E+03     -.12207E+03
.41700E+11     .00000E+00       .11764E+03         -.21226E+03     -.12226E+03
.41750E+11     .00000E+00       .11825E+03         -.21245E+03     -.12245E+03
.41800E+11     .51772E-06       .11886E+03         -.21263E+03     -.12263E+03
.41850E+11     .00000E+00       .11944E+03         -.21281E+03     -.12281E+03
.41900E+11     .51772E-06       .12001E+03         -.21299E+03     -.12299E+03
*****

```

그림 A-9. EPDMCAD 실행 결과  
 (Fig.A-9. the executed result of EPDMCAD)



그림 A-9 는 EPDMCAD 프로그램의 실행된 결과로써 설계에 사용된 이중 금속-삽입 필터의 공진부가 5 개이고 중심주파수가 39.08 GHz이다. 또한 설계된 필터의 공진기와 결합부의 길이를 출력하고 있다.

주어진 설계사양에 의해 설정된 분석 주파수영역을 항상 100개로 샘플링하고 샘플링된 각각의 주파수에서 설계된 필터의 삽입손실[dB], 반사손실[dB]과 삽입손실의 위상, 반사손실의 위상특성을 출력한다. 따라서 단일 금속-삽입 필터의 설계과정과 마찬가지로 설계사양을 Double.def 파일에 설정하고 EPDMCAD을 실행하면 간단히 E-Plane 이중 금속-삽입 필터의 설계가 끝난다.

## 부록B-6. EPTMCAD의 사용법

EPTMCAD 프로그램의 사용법은 EOSMCAD 또는 EPDMCAD 프로그램의 사용법과 마찬가지로 Triple.def 배치파일에서 입력 파라미터를 설정해야 하며 Triple.def의 설계 파라미터는 Double.def와 같다. EPDMCAD 프로그램을 실행하기 위한 입력사양으로써 설정해야할 파라미터는 3장에서의 Double.def와 같도록 하였으며, 입력 파라미터와 출력 파라미터의 이해를 쉽게하기 위해 그림 A-10 에 이중 금속-삼입 필터의 규격을 보였다.

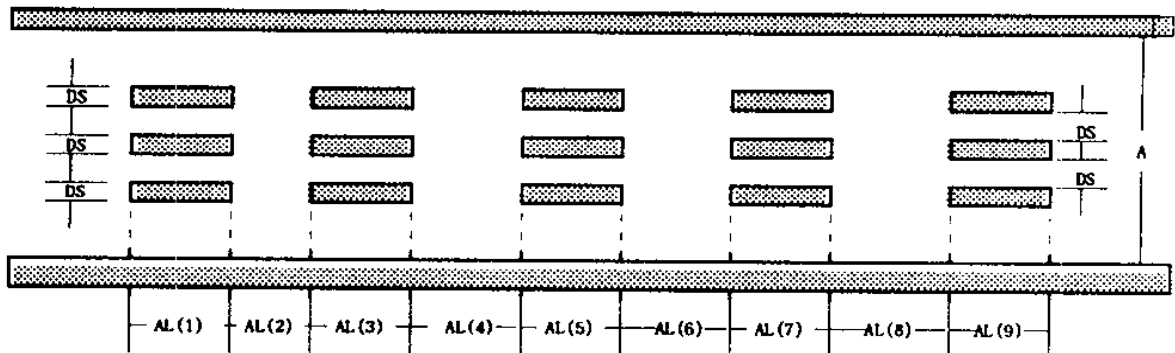


그림 A-10. 삼중 금속-삼입 필터의 규격

(Fig.A-10. the Demention of Triple metal-inset filter)

편집기에서 Triple.def 파일의 모든 파라미터 설정을 마친후에 EPDMCAD 프로그램을 실행하면 EPSMCAD의 실행과정과 똑같이 EPTMCAD의 실행과정이 화면에 표시된다.

EPTMCAD 프로그램을 실행이 종료되면 Triple.dat 파일에 실행된 결과가 저장된다. 여기서 실행된 결과는 편집기를 통해 볼 수있으며 그림 A-11 는 Triple.dat의 내용으로 Triple.def의 설계사양에 의해 실행된 결과이다.

\*\*\*\*\*

5-Resonator Triple Metal-Insert Filter

Number of EigenModes: 25

\*\*\*\*\*

Resonators Width= .71120E-02 m

FILTER WAVEGUIDE DIMENSIONS :

Width a = .71120E-02 m

Height b = .35560E-02 m

Thickness D1 = .15000E-03 m

Spacing Ds = .19500E-02 m

Frequency Range: .37000E+11 Hz - .42000E+11 Hz

Midband Frequency = .39052E+11 Hz

Bandwidth (3Db) = .33209E+09 Hz

Lengths of Coupling Sections and Resonators :

- AL( 1) = .842203E-03 m Triple Metal Insert
- AL( 2) = .362774E-02 m Resonator
- AL( 3) = .231478E-02 m Triple Metal Insert
- AL( 4) = .364676E-02 m Resonator
- AL( 5) = .249518E-02 m Triple Metal Insert
- AL( 6) = .364688E-02 m Resonator
- AL( 7) = .249518E-02 m Triple Metal Insert
- AL( 8) = .364676E-02 m Resonator
- AL( 9) = .231478E-02 m Triple Metal Insert
- AL(10) = .362774E-02 m Resonator
- AL(11) = .842203E-03 m Triple Metal Insert

-----  
Total = .295002E-01 m

```

*****
Frequency      Return Loss      Insertion Loss      Phase(S11)      Phase(S21)
.35000E+11     .00000E+00       .15761E+03         -.21394E+03      -.30394E+03
.35100E+11     .20709E-05       .15626E+03         -.21418E+03      -.30418E+03
.35200E+11     .51772E-06       .15488E+03         -.21444E+03      -.30444E+03
.35300E+11     .00000E+00       .15347E+03         -.21469E+03      -.30469E+03
.35400E+11     .00000E+00       .15203E+03         -.21496E+03      -.30496E+03
.35500E+11     .00000E+00       .15056E+03         -.21523E+03      -.30523E+03
.35600E+11     .00000E+00       .14905E+03         -.21550E+03      -.30550E+03
.35700E+11     .00000E+00       .14751E+03         -.21579E+03      -.30579E+03
.35800E+11     .00000E+00       .14592E+03         -.21608E+03      -.30608E+03
.35900E+11     .10354E-05       .14429E+03         -.21638E+03      -.30638E+03
.36000E+11     .10354E-05       .14262E+03         -.21669E+03      -.30669E+03
.36100E+11     .00000E+00       .14090E+03         -.21702E+03      -.30702E+03
.36200E+11     .15532E-05       .13913E+03         -.21735E+03      -.30735E+03
.
.
.43600E+11     .00000E+00       .13571E+03         -.21937E+03      -.12937E+03
.43700E+11     .00000E+00       .13628E+03         -.21960E+03      -.12960E+03
.43800E+11     .00000E+00       .13684E+03         -.21982E+03      -.12982E+03
.43900E+11     .51772E-06       .13737E+03         -.22004E+03      -.13004E+03
.44000E+11     .51772E-06       .13789E+03         -.22027E+03      -.13027E+03
.44100E+11     .00000E+00       .13838E+03         -.22048E+03      -.13048E+03
.44200E+11     .00000E+00       .13886E+03         -.22070E+03      -.13070E+03
.44300E+11     .51772E-06       .13931E+03         -.22091E+03      -.13091E+03
.44400E+11     .00000E+00       .13975E+03         -.22113E+03      -.13113E+03
.44500E+11     .51772E-06       .14018E+03         -.22134E+03      -.13134E+03
.44600E+11     .10354E-05       .14058E+03         -.22154E+03      -.13154E+03
.44700E+11     .00000E+00       .14097E+03         -.22175E+03      -.13175E+03
.44800E+11     .10354E-05       .14135E+03         -.22196E+03      -.13196E+03
*****

```

그림 A-11. EPTMCAD 실행 결과

(Fig.A-11. the executed result of EPTMCAD)

그림 A-11 는 EPTMCAD 프로그램의 실행된 결과로써 설계에 사용된 삼중 금속-삽입 필터의 공진부가 5 개이고 중심주파수가 39.052 GHz 이다.

따라서 설계사양이 Triple.def 파일에 설정되면 EPTMCAD를 실행하여 간단히 E-Plane 삼중 금속-삽입 필터의 설계가 끝나며 설계된 특성이 설계사양과 일치하지 않을 경우 설계 파라미터 NMAX 값을 50 에서 100 사이값으로 설정하고 EPTMCAD를 수행한다. 이때 처음과 마지막에 수행된 필터의 규격을 출력하며 최적화된 필터의 특성을 Triple.dat에 출력한다.

- 부록 B 끝 -

이 페이지는  
비밀입니다.