

# 마이크로파 방송 중계기용 구형창 도파관 필터 설계 및 제작

## Design and Fabrication of Rectangular Iris Waveguide Filter for Microwave Broadcasting Transponder

문성익\* · 양두영\*\*

Seong-Ik Moon\* · Doo-Yeong Yang\*\*

### 요 약

본 논문에서는 WR137 표준 도파관을 사용한 마이크로파 방송 중계기용 필터를 설계하기 위하여 구형 도파관의 불연속 특성해석에 적합한 수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법을 적용하였다. 정확한 해와 수렴속도를 개선시키기 위해 수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법에 공역경사(Conjugate Gradient) 최적화 방법을 적용하여 47 MHz 대역폭을 갖는 마이크로파 방송 중계기용 구형창 도파관 필터를 설계·제작하였다. 그 결과 통과대역 내에서  $S_{11}$  과  $S_{21}$  은 각각 최대 -23 dB, -0.56 dB로 나타났고, 정재파비는 1.02 이하로 나타나 양호한 구형창 필터를 제작할 수 있었다.

### Abstract

In this paper, design of rectangular iris waveguide filter for the microwave broadcasting transponder using WR137 is applied to the modified  $TE_{mn}^x$  mode theory in order to exactly analyze the characteristic of the waveguide discontinuity. We designed and fabricated the rectangular iris waveguide filter with the bandwidth 47 MHz for the microwave broadcasting transponder applied the conjugate gradient method to the modified  $TE_{mn}^x$  mode theory. The results show a good characteristics that the  $S_{11}$  and  $S_{21}$  are -23 dB, -0.56 dB and the maximum VSWR is below 1.02 in the passband.

### I. 서 론

마이크로파 통신 서비스가 시작되면서 활발히 개발되어온 마이크로파 필터는 크게 저역통과, 고역통과, 대역통과 필터로 분류되며, 통과대역에서 신호의 완전한 전송과 저지대역에서 무한 감쇄를

주는 소자이다.

마이크로파 필터는 4단자 회로소자로써 마이크로파 주파수대에서 통과대역은 신호를 전송하고 저지대역은 감쇄시키는 주파수 응답특성을 갖는다. 이러한 응답 특성을 갖는 마이크로파 필터는 도파관, 동축선로, 마이크로스트립 및 유전체 공진기 등 다양한 구조로 실현할 수 있다. 도파관 필터는

「본 논문은 1999년 정보통신연구관리단의 대학기초 연구지원사업에 의하여 연구되었음.」

\*제주대학교 대학원(Graduate School, Cheju Nat'l Univ.)

\*\*제주대학교 통신공학과(Dept. of Telecommunication Eng., Cheju Nat'l Univ.)

· 논문 번호 : 990125-008

· 수정완료일자 : 1999년 4월 14일

마이크로스트립 필터보다 소형화와 집적화에 대한 불리함은 있지만 낮은 손실과 대전력 전달 특성을 갖는다. 따라서 도파관 필터는 고출력이 요구되는 정밀한 실험 및 측정장치, 마이크로파 중계장치의 송·수신단에 반드시 필요하다. 마이크로파 방송 중계기용 구형창 도파관 필터는 입·출력전력 준위가 매우 커 대 전력용으로 설계하여야 하며, 마이크로파 중계기 송·수신단의 잡음특성을 향상시킬 수 있도록 통과 대역 내 전송신호 감쇄량을 최소화 시켜야 한다. 특히 마이크로파 방송 중계기용 도파관 필터를 설계하기 위해서는 대단히 좁은 대역폭과 저지대역내에서 최대 감쇄량을 갖는 저손실 도파관형 필터 설계 기술이 개발되어야 한다 [1].

본 논문에서는 필터의 동작특성을 보정하기 위하여 사용되는 미세조정 나사를 제거한 필터 구조를 제안하여 마이크로파 방송 중계기용 도파관 구형창 필터를 설계한다. 도파관 필터 설계시 나타나는 통과대역 이탈현상을 줄이고 도파관의 불연속 경계면 특성을 정확히 해석하기 위해 수정된  $TE_{mn}^x$  모드 이론을 구형창 필터 설계에 적용한 후 공액경사법을 사용하여 설계 데이터를 최적화 한다. 또한 최적화된 데이터를 사용하여 구형창 필터를 제작하고 그 특성을 비교·검토한다.

## II. 구형도파관의 불연속 경계면 해석

수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법은 도파관형 필터의 불연속 경계면 특성을 해석할 때 주로 사용한다. 이 모드정합법은 도파관 불연속 경계면의 모드방정식에서 전자계 성분의 수를 줄일 수 있다. 수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법은 기존의  $TE_{mn}^z - TM_{mn}^z$  모드정합법에 비해서 불연속면에 대한 전자계를 표현하는 모드수가 감소되어 계산시간과 기억용량이 줄어들고 수렴속도가 향상된다<sup>[2]</sup>. 따라서 수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법은 마이크로스트립, 도파관 등의 불연속 경계면으로 인한 산란특성 해석에 적

용되어 왔으며, E-면 계단형 필터, 직렬 결합공진 필터, 마이크로스트립 필터 및 전력분배기와 같은 마이크로파 소자를 설계하는데 이용되고 있다 [3],[4].

### 2-1 모드정합 및 산란계수

도파관 내부에 불연속 경계면이 생기면 입사된 전자파 모드가 변형되거나 고차모드항이 발생되므로 정확한 전파형태를 해석하기 위해서는 전류원과 자유원이 포함된 종합모드 전자계식을 유도하여야 한다. 선형 매질에 맥스웰 방정식을 적용하고 전류원과 자유원이 존재하는 경우 종합모드 전자계식은 전류원  $\vec{J}$ 와 자유원  $\vec{M}$ 에 의해 발생된 전자계의 합으로 표현할 수 있다.

$$\vec{E} = -\nabla \times \vec{F} - \frac{1}{y} \nabla (\nabla \cdot \vec{A}) \quad (1)$$

$$\vec{H} = \nabla \times \vec{A} - \hat{y} \vec{F} + \frac{1}{z} \nabla (\nabla \cdot \vec{A}) \quad (2)$$

여기서  $\hat{y} = jw\epsilon$ 이고  $\hat{z} = jw\mu$ ,  $\vec{A}$ 는 자계 벡터 포텐셜,  $\vec{F}$ 는 전계 벡터 포텐셜이다.

모드정합법을 사용하여 구형도파관 불연속 경계면을 해석하는 방법에는 직교모드를 분리하여 해석하는  $TE_{mn}^z - TM_{mn}^z$  모드정합법과 수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법이 있다. 일반적인 모드정합이론인  $TE_{mn}^z - TM_{mn}^z$  모드정합법은 극히 작은  $E_x$  성분을 계산하기 위해 불연속 경계면 양쪽에 많은 수의 모드를 필요로 하게 된다. 이러한 이유로 인하여  $TE_{mn}^z - TM_{mn}^z$  모드정합법은 수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법보다 큰 행렬이 필요하고 수렴속도가 느다. 따라서 이중면 불연속 경계면을 해석하는 경우에는 수렴속도가 빠르고 기억용량이 적은 수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법으로도 충분하다. 수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법은 도파관 불연속 경계면이 이중면으로 이루어질 때 주로 이용된다. 수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법의 전자계 해석방법은 기존의  $TE_{mn}^z$  모드

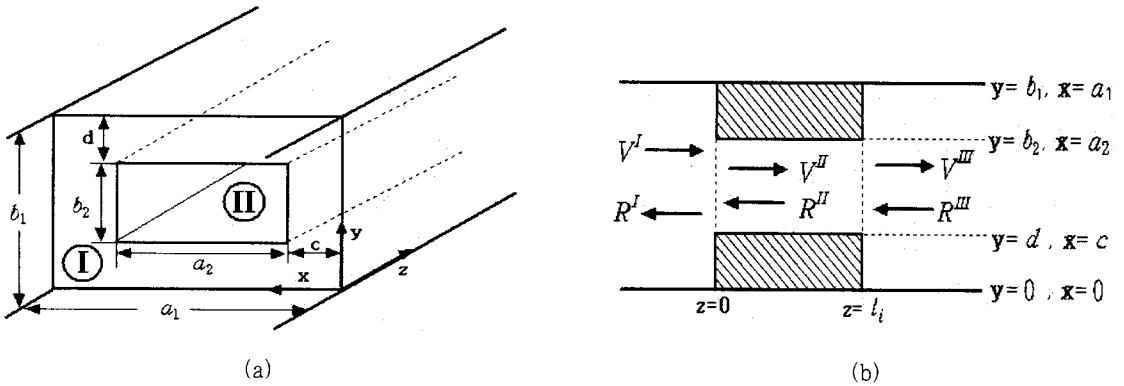


그림 1. 구형 도파관의 이중면 불연속. (a) 단면도, (b) 측면도

Fig. 1. The double plane discontinuity of a rectangular waveguide. (a) geometrical cross section, (b) side view.

정합법에서 배제되는  $H_y$  성분을 고려하여 해석한다.

그림 1은 구형도파관의 이중면 불연속 경계면을 나타낸 것이다. 파의 진행방향을  $z$  축으로 하고 도파관은 무손실 균일한 것으로 가정하면, 도파관 개구면 내에서의 전자계는 맥스웰 방정식을 만족해야 한다.  $TE_{mn}^x$  모드의 경우, 각 영역에 대해  $\vec{A}=0$ ,  $\vec{F}=F_x a_x$  인 조건을 식 (1), (2)에 적용하면 다음과 같은 전개 벡터포텐셜  $F_x^I$ ,  $F_x^{II}$  를 구할 수 있다.

$$F_x^I = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_{mn}^I V_{mn}^I (C_{1mn}^I e^{-jk_z^I z} + C_{2mn}^I e^{jk_z^I z}) \quad (3)$$

$$F_x^{II} = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_{mn}^{II} V_{mn}^{II} (C_{1mn}^{II} e^{-jk_z^{II} z} + C_{2mn}^{II} e^{jk_z^{II} z}) \quad (4)$$

여기서

$$V_{mn}^I = \sin \frac{m\pi}{a_1} x \cos \frac{n\pi}{b_1} y,$$

$$V_{mn}^{II} = \sin \frac{m\pi}{a_2} (x-c) \cos \frac{n\pi}{b_2} (y-d)$$

$$A_{mn}^i = 2 \sqrt{\frac{\omega\mu/k_z^i}{A_e^i [k^2 - (k_x^i)^2]}}$$

$$k_z^i = \sqrt{k_0^2 - (k_x^i)^2 - (k_y^i)^2} \text{ 이다.}$$

$A_{mn}^i$ 은 각 영역에서의  $TE_{mn}$  모드의 크기(amplitude)이고, 각 모드에 대한 정규화 전력에 의해 결정된다. 여기서  $i$ 는 각 영역을 나타내고  $k_z^i$ 는 각 영역에 대한  $z$ 방향 전파상수이다. 그리고  $k_x^i$ ,  $k_y^i$ 는 각 영역의  $x$ 와  $y$ 방향에 대한 전파상수로  $k_x^i = m\pi/a_i$ ,  $k_y^i = n\pi/b_i$ 이다.  $A_e^i$ 는 각 영역의 단면적이고,  $C_{mn}^i$ 는 각 영역에서 진행파의 크기(amplitude)이다.  $a_1, b_1$ 은 영역 I에서의 장축과 단축의 길이이고  $a_2, b_2$ 는 II영역에서의 장축과 단축의 길이이다.

도파관의 이중면 계단 불연속 영역 I과 영역 II에서의 전자계 성분은 도파관 불연속면의 경계조건으로부터 다음과 같이 구해진다.

$$E_y : V^I + R^I = L_E (V^{II} + R^{II})$$

$$H_x : L_{H_x} (V^I - R^I) = (V^{II} - R^{II})$$

$$H_y : L_{H_y} (V^I - R^I) = (V^{II} - R^{II}) \quad (5)$$

불연속면에서 전자계의 경계조건으로부터 유도된 행렬  $[L_E]$ ,  $[L_{H_x}]$ ,  $[L_{H_y}]$ 의 모드 정합계수는 다음과 같다.

$$[L_E]_{pq} = \frac{4}{\sqrt{A_e^I A_e^{II}}} \sqrt{\frac{k_{zq}^{II} \{k_o^2 - (k_{xp}^I)^2\}}{k_{zp}^I \{k_o^2 - (k_{xq}^{II})^2\}}} \cdot \int \int_{A_e^{II}} T_p^I T_q^{II} dA_e \quad (6)$$

$$[L_{H_x}]_{qp} = \frac{4}{\sqrt{A_e^I A_e^{II}}} \sqrt{\frac{k_{zq}^{II} \{k_o^2 - (k_{xp}^I)^2\}}{k_{zp}^I \{k_o^2 - (k_{xq}^{II})^2\}}} \cdot \int \int_{A_e^{II}} T_p^I T_q^{II} dA_e \quad (7)$$

$$[L_{H_y}]_{qp} = \frac{4}{\sqrt{A_e^I A_e^{II}}} \sqrt{\frac{k_{zq}^{II} \{k_o^2 - (k_{xq}^{II})^2\}}{k_{zp}^I \{k_o^2 - (k_{xp}^I)^2\}}} \cdot \frac{k_{xp}^I k_{yp}^I}{k_{xq}^{II} k_{yq}^{II}} \int \int_{A_e^{II}} T_{py}^I T_{qy}^{II} dA_e \quad (8)$$

여기서  $p, q$ 는 각 영역의 모드를 나타내는  $m, n$ 값의 조합이다. 그리고  $A_e^I, A_e^{II}$ 는 구형 도파관의 I영역과 II영역의 단면적이고 각각의 계수값은 다음과 같다.

$$A_e^I = a_1 b_1, \quad A_e^{II} = a_2 b_2,$$

$$T_p^I = T_{mn}^I = \sin \frac{m\pi}{a_1} x \frac{\cos \frac{n\pi}{b_1} y}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}}$$

$$T_q^{II} = T_{kl}^{II} = \sin \frac{k\pi}{a_2} x \frac{\cos \frac{l\pi}{b_2} (y - c)}{\sqrt{1 + \delta_{0l}}}$$

$$T_{py}^I = T_{mny}^I = \cos \frac{m\pi}{a_1} x \frac{\sin \frac{n\pi}{b_1} y}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}}$$

$$T_{qy}^{II} = T_{kly}^{II} = \cos \frac{k\pi}{a_2} x \frac{\sin \frac{l\pi}{b_2} (y - c)}{\sqrt{1 + \delta_{0l}}}$$

여기서  $\delta_{0i}$ 는 Kronecker 델타함수이다.

주파수가 높은 3차원 구조를 갖는 도파관 회로에서는 회로정수의 계산이 매우 복잡할 뿐 아니라 오차가 크기 때문에 산란계수를 이용하는 것이 편리하다. 그림 1에서  $z=0$ 인 불연속면에서의 산란행렬은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} R^I \\ V^{II} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^i & S_{12}^i \\ S_{21}^i & S_{22}^i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^I \\ R^{II} \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서 행렬  $[S]$ 는 식 (5)을 이용하여 계산한다.

일반적인  $TE_{mn}^x$  모드정합법은  $H_y$  성분을 무시하고  $E_y, H_x$  성분만의 정합으로 해석하여도 대부분의 경우에 좋은 결과를 나타내지만 공진이 일어날 수 있는 창(iris) 형태의 도파관에서는 해석 결과가 부정확해지고 대역 이탈 현상을 초래하므로  $H_y$  성분을 고려한 수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법을 적용해야 한다.<sup>[5]</sup>

식 (6), (7)에 의하여  $[L_{H_x}]$ 를 구할 수 있으며,  $[L_{H_x}]$ 와  $[L_{H_y}]$ 를 이용하여 고차모드를 적용하기 위한  $[L_H]_{qp}$ 는 다음 절차에 따라 구성한다.

$$[L_H]_{qp} = [L_{H_x}]_{qp} : \text{모드 } p \text{ 혹은 모드 } q \text{가 } TE_{m0} \text{ 형인 경우}$$

$$[L_H]_{qp} = [L_{H_y}]_{qp} : \text{모드 } p \text{ 혹은 모드 } q \text{가 } TE_{m0} \text{ 형이 아닌 경우}$$

이중면 불연속의 산란행렬을 모드 정합계수로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S_{11}^i &= [L_E L_H + U]^{-1} [L_E L_H - U] \\ S_{12}^i &= 2[L_E L_H + U]^{-1} L_E \\ S_{21}^i &= L_H [U - S_{11}^i] \\ S_{22}^i &= U - L_H S_{12}^i \end{aligned} \quad (10)$$

여기서  $U$ 는 단위행렬 이다.

그림 1(b)의 도파관 필터처럼 이중면 불연속 창이 다단으로 종속 연결될 때 전체 산란행렬은 다음 식을 반복 적용한다.

$$\begin{aligned} S_{11}^{i+1} &= S_{22}^{i+1} \\ &= S_{11}^i + S_{12}^i D [U - S_{22}^i D S_{22}^i D]^{-1} S_{22}^i D S_{21}^i \end{aligned}$$

$$S_{21}^{i+1} = S_{12}^{i+1} = S_{12}^i D [U - S_{22}^i D S_{22}^i D]^{-1} S_{21}^i \quad (11)$$

여기서  $D = \text{Diag}[e^{-jk_z^i l_i}]$ 로서 대각행렬을 나타낸다.

### III. 최적화 방법

본 논문에서 사용한 최적화 방법은 Gradient 최소화 기법 중에서 수렴특성이 좋은 공액 경사 접근법으로써 정확한 구형(rectangular)창 필터의 설계 데이터를 얻기 위해 사용되었다<sup>[6]</sup>.

마이크로파 방송 중계기용 구형창 도파관 필터 설계는 각 단의 구형 창 크기를 결정하고 에러를 줄이기 위해 공액경사법 중 하나인 Fletcher-Reeves 방법을 개선하여 사용한다<sup>[7]</sup>. Fletcher-Reeves 방법은 기존의 Fletcher-Powell 방법에 비해 좀더 정확한 최적화 값을 계산하는데 적합하다<sup>[8],[9]</sup>.

$$F(\bar{x}) = \sum_{j=1}^L \frac{|S_{11}(\bar{x}, f_j)|^2}{|S_{21}(\bar{x}, f_j)|^2} \quad (12)$$

여기서 목적함수  $F(\bar{x})$ 는 통과 대역내에서 반복 적용되어 계산된 산란계수  $S_{11}$  과  $S_{21}$ 을 이용한다.  $\bar{x} = (\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3, \bar{x}_4, \dots, \bar{x}_n)$ 이고  $\bar{x}_n = (a_n, b_n, l_n)$ 이다.  $f_j$ 는 통과대역내 샘플링 주파수이고  $a_n, b_n$ 은 각 필터창의 장축과 단축의 길이,  $l_n$ 은 창사이의 길이이다.

공액경사법을 이용한 Fletcher-Reeves 방법은 좋은 효율과 수렴성을 얻을 수 있기 때문에 널리 사용되는 방법이다. 최적화 방법을 적용함에 있어서 초기값 ( $\bar{x}^0$ )는 처음 주어지는 필터 창 크기의 장축과 단축의 초기값으로써 설계시 임의의 값을 대입한 후 반복법에 따라 함수  $F(\bar{x})$ 가 최소가 되는 값으로 반복 대치된다. 이때 함수  $F(\bar{x})$ 가 최소값을 갖는 수렴방향(convergence direction)과 그에 따른 계수는 다음과 같이 결정한다.

$$\bar{d}^{v+1} = -D_v \nabla F(\bar{x}^v) \quad (13)$$

$$D_{v+1} = D_v + A_v - B_v \quad (14)$$

여기서

$$A_v = \frac{\bar{s}^{v+1} [\bar{s}^{v+1}]^T}{[\bar{s}^{v+1}]^T \bar{r}^{v+1}}$$

$$B_v = \frac{D_v \bar{r}^{v+1} [\bar{r}^{v+1}]^T D_v^T}{[\bar{r}^{v+1}]^T D_v \bar{r}^{v+1}}$$

$$\bar{s}^{v+1} = \bar{x}^{v+1} - \bar{x}^v$$

$$\bar{r}^{v+1} = \nabla F(\bar{x}^{v+1}) - \nabla F(\bar{x}^v) \text{이다.}$$

먼저 창의 두께를 0.96 mm로 고정시킨 후 첫번째 필터 창의 장축과 단축의 길이( $\bar{x}^0$ )와 창사이의 길이 ( $\bar{l}^0$ )를 임의로 결정한다. 여기서 창사이의 길이  $\bar{l}^0$ 는 반파장 ( $\lambda_g/2$ ), 반복횟수( $v$ )의 초기값을 0이라 두고  $\nabla F(\bar{x}^v)$ 를 계산 후 에러율이  $\epsilon$ 값 내에 놓이는지 확인한다. 초기 최적화 값을 찾기 위한 수렴방향  $\bar{d}^1$ 은 단위 행렬  $D_0$ 를 포함한 값  $-D_0 \nabla F(\bar{x}^0)$ 로 계산한다. 그리고 함수  $F(\bar{x}^v + t \bar{d}^{v+1})$ 가 최소가 되는  $t$  파라미터 값을 계산한다. 만일 반복횟수( $v$ )가 필터의 단수( $n$ )와 같은지 비교한 후 만일 같다면  $\bar{x}^0 = \bar{x}^v$ 라 가정하여 초기값으로 되돌아간다. 이러한 반복적 계산을 통해 만일  $|\nabla F(\bar{x}^{v+1})| \leq \epsilon$ 이면 최적화 된 구형창 필터의 설계데이터를 산출할 수 있지만 그렇지 않으면 구형창 필터의 설계 데이터에 대한 에러율을 줄이고 수렴성을 높이기 위해 다음과 같은 경사 보조 정리(gradient auxiliary theorem)를 사용한다.

$$p_{v+1} = \frac{[\nabla F(\bar{x}^{v+1})]^T [\nabla F(\bar{x}^{v+1}) - \nabla F(\bar{x}^v)]}{[\nabla F(\bar{x}^v)]^T \nabla F(\bar{x}^v)} \quad (15)$$

개선된 최적화 방향을 찾기위해 식 (15)을 식

(13)과 결합시켜 수렴방향을 결정한다.

$$\bar{d}^{v+2} = -D_v \nabla F(\bar{x}^{v+1}) + p_{v+1} \bar{d}^{v+1} \quad (16)$$

이러한 단계를 거쳐 반복횟수를  $v = v + 1$ 라 두고 함수  $F(\bar{x}^v + t \bar{d}^{v+1})$ 가 최소가 되는  $t$  파라미터 값을 다시 계산한다. 반복적 계산을 통해 필터의 장축( $a_n$ )과 단축( $b_n$ )의 크기, 창사이의 길이( $l_n$ )를 산출함으로써 마이크로파 방송 중계기용 구형창 도파관 필터의 설계 데이터를 산출할 수 있다. 이 설계과정을 도시한 개선된 Fletcher-Reeves 최소화 방법의 흐름도를 그림 2에 나타내었다.

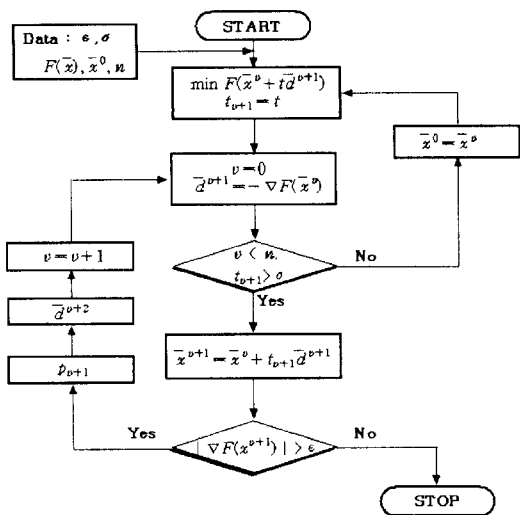


그림 2. 개선된 Fletcher-Reeves 최소화 방법에 대한 흐름도

Fig. 2. Flow diagram of the improved Fletcher-Reeves minimization method.

#### IV. 시뮬레이션 결과 및 제작

본 논문에서는 WR137 도파관을 이용하여 주파수 대역이 6.145 GHz~6.192 GHz인 마이크로파 방송 중계기용 필터를 설계하였다. 표 1은 개선된 Fletcher-Reeves 최적화 방법을 이용하여 시뮬레이

션한 마이크로파 방송 중계기용 구형창 도파관 필터의 설계 제원이고, 그 단면도와 제작된 마이크로파 방송 중계기용 필터를 그림 3과 그림 4에 나타내었다. 각 창의 두께를 0.96 mm로 고정시키고 창의 장축과 단축의 길이 ( $a_n, b_n$ ), 창사이의 길이 ( $l_n$ ) 그리고 에러율 ( $\epsilon$ )을 최적화 파라미터로 사용하여 최적화된 설계치를 구하였다. 구형창 필터의 장축과 단축의 길이와 창사이의 길이 ( $l$ )를 산출하기 위해 최적화 수렴 방향을 찾고 이를 반복적으로 계산함으로써 산란 파라미터의 크기가 최소값을 갖도록 했다. 그 결과 필터의 중심창을 기준으로 좌우 대칭형 구형창 도파관 필터의 설계 데이터를 산출할 수 있었다. 이러한 설계 제원을 토대로 마이크로파 방송 중계기용 도파관 필터의 시뮬레이션한 이득특성과 측정한 이득특성을 그림 5에 비교하였다. 특히 도파관의 불연속 경계면에서 고차모드가 발생함에 따른 대역이탈 현상을 줄이기 위해 시뮬레이션 과정에서 7개의 고차모드를 고려하였으며 그 결과 6개의 창을 갖는 마이크로파 방송 중계기용 필터를 설계할 수 있었다. 그 결과 6.145 GHz~6.192 GHz에서 통과 대역이 형성되었고, 통과 대역 내  $S_{11}$ 과  $S_{21}$ 은 각각 최대 -23 dB, -0.56 dB이고 정재파비(SWR)값은 평탄이득 범위에서 1.02이하로 나타났다. 또한 저지대역에서는  $S_{21}$  값이 -65 dB 이하로 떨어져 양호한 대역 특성을 보였다. 표1의 설계제원을 토대로 제작한 구형창 도파관 필터의 산란계수, 정재파비 및 이득특성은 그림 5(a), (b), (c)에 나타내었다. 그림 5(a)에서 마커(marker)1과 4는 각각 스위프 신호(sweep signal)의 시작 주파수와 최종 주파수를 나타내고 마커(marker)2와 3는 반전력 대역폭(HPBW)을 나타낸다. 제작된 도파관 필터는 청동(bronze)으로 만들어진 WR137 표준 도파관을 사용하였다. 내부에 삽입된 구형창은 도파관의 광벽(broad wall)간에 0.96 mm의 슬롯을 만들어 넣은 다음 밀봉하였다. 측정값은 360 B 벡터 네트워크 분석기(vector network analyzer)를 가지고 측정된 결과이며, 통

표 1. 마이크로파 방송 중계기용 구형창 도파관 필터 설계제원

Table 1. Designed data of rectangular iris waveguide filter for microwave broadcasting channel transponder.

단 수	구형창 필터(WR137) (a=34.8 mm, b=17.4 mm)		
	$a_n$ (mm)	$b_n$ (mm)	$l_n$ (mm)
1	34.8	17.4	13.5
2	19.63	6.97	0.96
3	34.8	17.4	33.6
4	11.43	4.51	0.96
5	34.8	17.4	33.6
6	2.6	0.95	0.96
7	34.8	17.4	35.65
8	2.6	0.95	0.96
9	34.8	17.4	33.6
10	11.43	4.51	0.96
11	34.8	17.4	33.6
12	19.63	6.97	0.96
13	34.8	17.4	13.5

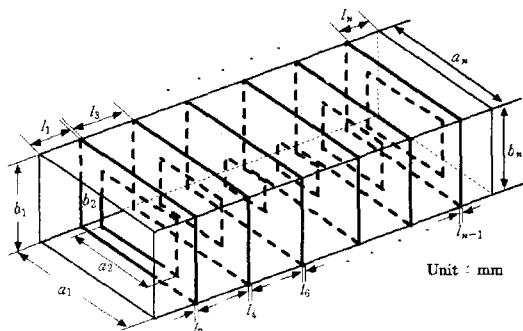


그림 3. 설계된 마이크로파 방송 중계기용 구형창 도파관 필터 단면도

Fig. 3. Dimensions of the designed rectangular iris waveguide filter for microwave broadcasting transponder.

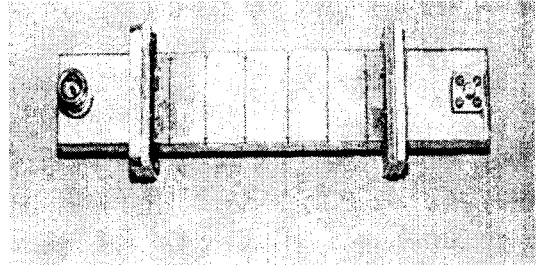
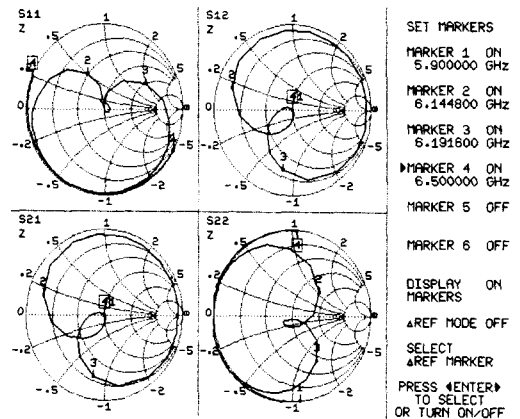


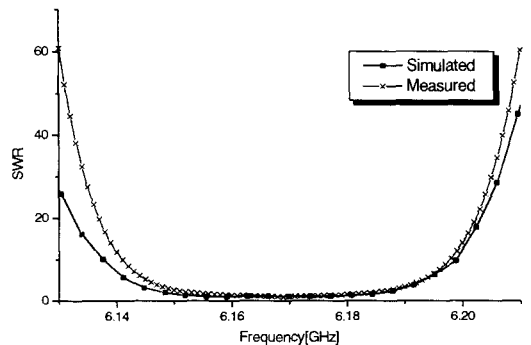
그림 4. 제작된 마이크로파 중계기용 구형창 도파관 필터

Fig. 4. Photograph of fabricated rectangular iris waveguide filter for microwave broadcasting transponder.

과대역에서 평탄한 전달특성을 나타내 시뮬레이션 결과와 일치함을 알 수 있었다.



(a)



(b)

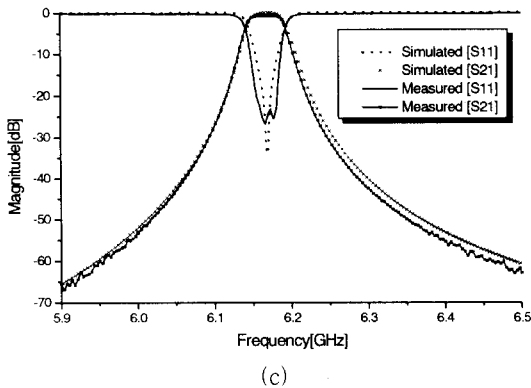


그림 5. 마이크로파 방송 중계기용 구형창 도파관 필터의 이득특성

- (a) 구형창 도파관 필터의 산란계수
- (b) 마이크로파 방송 중계기용 구형창 도파관 필터의 SWR
- (c) 시뮬레이션과 측정 결과에 대한 이득특성 비교

Fig. 5. Characteristics of rectangular iris waveguide filter for microwave broadcasting transponder.

- (a) Scattering coefficient of rectangular iris waveguide filter.
- (b) SWR of rectangular iris waveguide filter for microwave broadcasting transponder.
- (c) Comparison of gain characteristics for simulation and measurement.

### V. 결 론

본 문에서는 WR137 표준 도파관을 사용하여 마이크로파 방송 중계기용 필터를 설계하였다. 표준 도파관의 불연속 경계면 특성을 해석하기 위해 7개의 고차모드를 고려한 수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법을 적용하였다. 그 결과 제작시 불연속 경계면에서 발생하는 고차모드로 인한 대역이탈 현상을 줄일 수 있었다. 또한 개선된 Fletcher-Reeves 최적화 방법을 적용하여 구형창 도파관 필터의 데이터를 산출한 결과 대역폭이 47 MHz인 양호한 특성

을 갖는 마이크로파 방송 중계기용 구형창 도파관 필터를 설계할 수 있었다. 설계된 구형창 필터는 6.145 GHz~6.192 GHz인 주파수 대역에서 통과대역이 형성되었다. 이 통과대역에서 제작된 구형창 도파관 필터의  $S_{11}$ 과  $S_{21}$  및 정재파비는 각각 최대 -23 dB와 -0.56 dB, 1.02이하로 평탄한 이득특성을 보였고, 5.9 GHz이하와 6.5 GHz이상의 저지대역  $S_{21}$  감쇄특성도 -65 dB이하로 우수하게 나타나 설계결과와 일치함을 알 수 있었다.

### 참 고 문 헌

- [1] 최상운, 강우정, 이상웅, "도파관 전계면 불연속 구조를 이용한 위성중계기용 다이플렉서의 설계," pp. 316-317, 1993.
- [2] Bornemann, J. R. Vahldieck, "Characterization of a Class of Waveguide Discontinuities Using a Modified  $TE_{mn}^x$  Mode Approach," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-38, pp. 1816- 1822., Dec., 1990.
- [3] K. S. Kong and T. Itoh, "Computer-Aided Design of Evanescent Mode. Waveguide Bandpass Filter with Nontouching E-plane Fins," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-37, pp. 1988-2004, Dec., 1989.
- [4] F. Arndt, I. Ahrens, U. Papziner, U. Wiechmann and R. Wilkeit, "Optimized E-plane T-junction Series Power Dividers," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-35, pp. 1052- 1059, Nov. 1987.
- [5] 문성익, 김동현, 이정란, 양두영, "수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법을 이용한 Ku 대역 구형창 필터 설계", 한국통신학회 하계종합학술대회 논문집, pp. 449-452, 1998.
- [6] R. Fletcher, and C. M. Reeves, "Function Minimization by Conjugate Gradients," *The*



*Computer Journal*, vol. 7, no. 7, July, 1964, pp. 149-154.

[7] Patzlet, H. and Arndt F. "Double-plane Steps in Rectangular Waveguides and Their Application for Transformers, Irises, and Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, pp. 771- 776, May, 1982.

[8] Fletcher, R. and Powell, M. J. D. "A Rapidly Convergent Descent Method for Minimization," *The Computer Journal*, vol. 6, no. 2, pp. 163-168, Feb., 1963.

[9] Himmelblau, D. M., *Applied Nonlinear Programming*, New York: McGraw-Hill, 1972.

문 성 익



1998년 2월: 제주대학교 통신공학과 (공학사)  
1998년 3월~현재: 제주대학교 대학원 통신공학과(석사과정)  
[주 관심분야] 위성통신 시스템 및 RF 회로설계

양 두 영



1984년 2월: 제주대학교 통신공학과 (공학사)  
1989년 2월: 한양대학교 대학원 전자통신공학과(공학석사)  
1992년 2월: 한양대학교 대학원 전자통신공학과(공학박사)  
1992년 3월~현재: 제주대학교 통신공학과 부교수  
[주 관심분야] RF회로설계, 이동통신 및 위성통신 시스템