

단일 E-평면구조를 이용한 협대역 도파관형 대역통과 여파기의 설계

(Design of Narrow-band Waveguide Bandpass Filters Using Single E-Plane Structures)

박 준 석*·임 재 봉*, 김 철 동**

(Jun-Seok Park, Jae-Bong Lim, Chul-Dong Kim)

요 약

본 논문에서는 우수한 양산성을 감안한 협대역 도파관형 대역통과 여파기를 제작하기 위하여 미리 제작된 판재를 도파관 튜브의 내부에 파진 스롯에 끼워넣는 단일 E-평면구조를 제안하고, 이를 변분해석법을 사용하여 해석하였다. 그리고 통과대역 보정법에 의한 여파기 합성설계방법을 사용하여 마이크로파대 협대역 도파관형 대역통과 여파기를 설계하는 CAD 프로그램을 개발하였다. 개발된 프로그램으로 중심주파수 3.82GHz 5단 0.02dB equi-ripple Chebyshev형 28MHz의 대역폭을 갖는 대역통과 여파기를 설계하여 튜닝구조로 제작, 여파기 특성을 미세조정과정을 거쳐 실험하였다. 그 결과 이론치와 잘 일치하는 측정결과를 얻었다.

Abstract

In this paper, the single E-plane structure which is inserted in the slot of waveguide tube for good yield has been proposed and analyzed by the variational method. A CAD program for designing of the narrow-band waveguide bandpass filters has been developed by the passband correction method with filter synthesis theory. Using the developed CAD program, 0.02dB equi-ripple Chebyshev type 5-section bandpass filter is designed at the center frequency of 3.82GHz, fabricated with tunable structure. The experimental results show good agreements with the theoretical results.

I. 서 론

본 논문에서는 도파관형 대역통과 여파기의 구조로 단일 E-평면형의 불연속 구조를 제시하여 사용하였다. 이 단일 E-평면형의 불연속 구조는 인덕티브

창 불연속 구조와 동일하게 반사계수의 조절이 불연속 구조의 횡방향으로 이루어져 대역폭이 좁아짐으로써 요구되는 불연속의 정도를 충족시켜줄 뿐 아니라, 주파수의 변화를 고려한 K-인버터의 특성임피던스는 불연속 구조인 폭의 변화에 거의 영향을 받지

* 국민대학교 전자공학과

** 삼성전자

않아, 협대역 특성에서 통과대역 이탈현상이 작은 잇점을 갖는다[1,2,3]. 그리고 인덕티브 창 대역통과 여파기를 알루미늄으로 밀링 가공에 의하여 제작할 경우 알루미늄의 온도에 대한 특성이 양호하지 못한 것으로 알려져 있어 위성 탑재용이나, 중계국 혹은 기지국의 옥외 등 환경의 열악한 경우에는 적합하지 않다. 따라서 온도특성이 양호한 INVAR와 같은 재질로의 제작이 이루어져야 하는데, 다만 이 INVAR는 기계적으로 단단하고, 질긴 특성을 갖고 있어 이로 인하여 도파관형 여파기를 제작할 때, 창판재와 도파관 외벽사이를 밀링가공에 의해서 제작하는 것이 대단히 어려우며 양산성이 떨어지는 것으로 알려져 있다. 따라서 본 논문에서는 우수한 양산성과 양호한 온도특성을 감안한 협대역 대역통과 여파기를 제작하기 위해서 미리 재단된 창 판재를 도파관내부에 파진 스톱에 끼워넣는 단일 E-평면구조를 제안하여 사용하였다[4,5,6].

본 논문에서는 여파기 해석방법으로 모든 연산이 실수로 처리되어 비교적 간단한 Rayleigh-Ritz 변분 해석법을 사용하여 단일 E-평면구조를 해석하였고, 여파기 설계과정으로 Levy의 이론을 적용하여, K-인버터의 실제 특성이 불연속 구조뿐만 아니라, 주

파수에 따라 변화하기 때문에 발생하는 통과대역 이탈현상을 보정하기 위한 방법으로 통과대역 보정법 [7]에 의한 여파기의 합성설계방법을 적용하여 협대역 저손실 도파관형 대역통과 여파기를 설계하기 위한 CAD 프로그램을 개발하여 사용하였다.

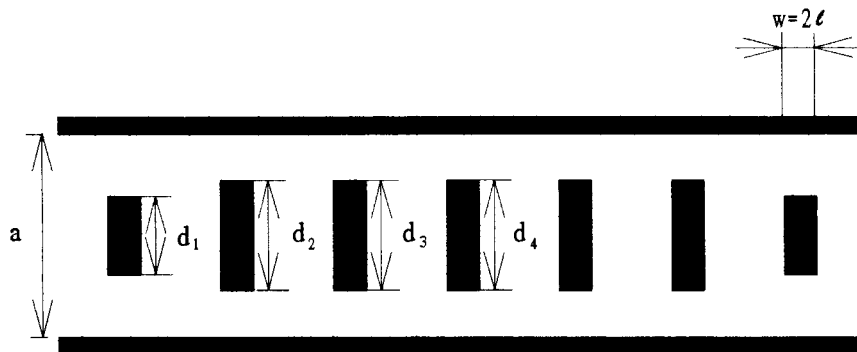
본 논문에서 개발된 CAD 프로그램으로 단일 E-평면구조의 도파관형 대역통과 여파기를 설계 제작하여 실험한 결과 이론과 실제가 중심주파수를 기준으로 0.1% 이내인 10MHz오차 범위내에서 잘 일치함을 확인하였다.

II. 변분해석법에 의한 E-평면구조의 해석

2-1. 단일 E-평면구조의 도파관

단일 E-평면구조는 구조상으로 볼 때, [그림 1]과 같고, 도파관의 기본구성 요소에 따라 [그림 2]와 같이 분류할 수 있다.

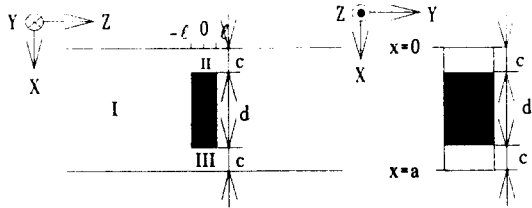
단일 E-평면구조의 등가회로는 완전도체로 구성된 도파관이 주모드(dominant mode)만을 전파하고, 다른 모든 고차모드들은 감쇠하고, 불연속 구조인 E-평면구조사이의 거리가 충분히 넓어서, 고차모



[그림 1] 단일 E-평면형 대역통과 여파기

[Fig 1] The single E-plane type bandpass filters

드의 다중반사의 영향을 무시할 수 있다는 가정하에 Rayleigh-Ritz 변분법을 사용하여 다음과 같이 유도한다[2,3,4,5,6,7,10].



[그림 2] 단일 E-평면 대역통과 여파기의 기본구조
[Fig. 2] The basic structure of the single E-plane bandpass filter

단일 E-평면구조는 불연속면이 Y-축을 따라서 균일하므로, TE_{10} 모드가 입사할 때 불연속면에 의해 발생하는 고차모드는 TE_{n0} 모드가 된다. [그림 2]의 각 영역에서의 전계와 자계는 Magnetic Herizian-Vector potential $\Pi_h(x)$ 를 이용하여 다음 식과 같이 표현된다.

$$E = -j\omega\mu_0 \nabla \times \Pi_h \quad (1)$$

$$H = \nabla \times \nabla \times \Pi_h \quad (2)$$

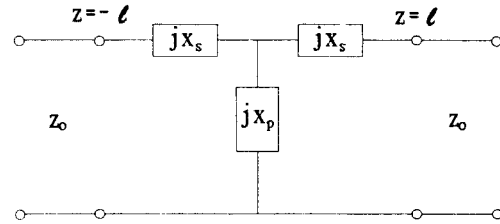
$$\Pi_h = a_x \phi_h(x) e^{-rz} \quad (3)$$

(3)식에서 $\phi_h(x)$ 는 스칼라 포텐셜 함수, r 는 전파상수로서 [그림 2]의 각 영역에서 스칼라 Helmholtz 파동방정식과 경계조건을 만족시켜야 하며, 이러한 스칼라 포텐셜 함수와 전파상수를 Helmholtz 파동방정식으로 부터 먼저 구해야 한다[1-10].

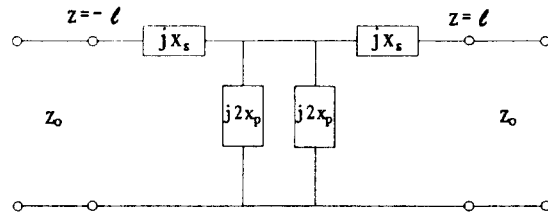
2-2 단일 E-평면구조의 등가회로

단일 E-평면 불연속 구조는 리액턴스 성분을 갖는 일정구조로서 [그림 3]과 같이 등가화 할 수 있다. [그림 2]에서 금속판의 손실을 무시하면 $-\ell < z < \ell$ 사이의 불연속 구조는 $z=0$ 에 대한 대칭성 때문에 [그림 3-(a)]와 같이 대칭형 T-등가회로로 나

타낼 수 있으며, 또한 이 등가회로는 [그림 3-(b)]와 같이 수정된 형태로 나타낼 수 있다. 그리고 이 T-등가회로의 소자값은 [그림 3-(b)]의 등가회로에 대칭-비대칭 여기법(symmetrical and anti-symmetrical excitation)을 적용하여 구한다[9,10,11,12].



(a)



(b)

[그림 3] (a) 단일 E-평면구조의 등가회로

(b) 수정된 T-등가회로

[Fig. 3] (a) T-equivalent circuit of the single E-plane structure

(b) Modified T-equivalent circuit

2-3. 단일 E-평면구조 전자계 해석

단일 E-평면구조의 등가회로를 결정하기 위해서 대칭-비대칭 여기법을 사용하고, 이때 개방회로와 단락회로의 어드미턴스 Y값을 결정해주는 반사계수 R에 대한 정보를 얻기 위해 이중 E-평면구조에 대한 전자계를 해석하기로 한다. 다음에서 수식 표현의 중복을 피하기 위하여 대칭 여기일 때 $*=1$, 비대칭

여기일 때 * = 2로 하여, 다음과 같이 R^* , Y^* , $T^*(x)$, $Q^*(x)$ 를 정의한다.

$$R^* = \begin{cases} R_{oc} & \text{if } * = 1 \\ R_{sc} & \text{if } * = 2 \end{cases} \quad (4)$$

$$Y^* = \begin{cases} Y_{oc} & \text{if } * = 1 \\ Y_{sc} & \text{if } * = 2 \end{cases} \quad (5)$$

$$T^*(x) = \begin{cases} \cosh(x) & \text{if } * = 1 \\ \sinh(x) & \text{if } * = 2 \end{cases} \quad (6)$$

$$Q^*(x) = \begin{cases} \sinh(x) & \text{if } * = 1 \\ \cosh(x) & \text{if } * = 2 \end{cases} \quad (7)$$

[그림 2]의 $-\ell < z$ 에 TE_{10} 모드가 입사하면 불연속면이 Y축 방향으로 일정 하므로 TE_{m0} 모드만이 고차모드로 발생하고, 영역 (I)에서는 $x = a/2$ 에 대한 대칭성 때문에 기수번째의 TE_{m0} 모드만이 발생한다.

따라서 각 영역에서의 스칼라 포텐셜 함수와 전파 상수는 다음과 같이 표시된다.

$$\text{region I: } \varphi_{1n}(x) = \sqrt{\frac{2}{a}} \sin\left[\frac{(2n-1)\pi x}{a}\right] [u(x) - u(x-a)] \quad (8)$$

$$r_{1n} = \sqrt{\left[\frac{(2n-1)\pi}{a}\right]^2 - k_0^2} \quad (9)$$

$$\text{region II: } \varphi_{2n}(x) = \sqrt{\frac{2}{t}} \sin\left[\frac{n\pi x}{t}\right] [u(x) - u(x-t)] \quad (10)$$

$$r_{2n} = \sqrt{\left[\frac{n\pi}{t}\right]^2 - k_0^2} \quad (11)$$

$$\text{region III: } \varphi_{3n}(x) = \varphi_{2n}(a-x) \quad (12)$$

$$r_{3n} = r_{2n} \quad (13)$$

불연속면을 중심으로 하여 각 영역에서의 전계와 자계의 단면성분은 다음과 같다.

구간 $z \leq -\ell$ 에서

$$E_y(x,z) = \dot{a}_i \varphi_{11}(x) e^{-r_{11}(z+\ell)} + R^* \dot{a}_i \varphi_{11}(x) e^{r_{11}(z+\ell)} + \sum_{n=2}^N \dot{a}_n \varphi_{1n}(x) e^{r_{1n}(z+\ell)} \quad (14)$$

$$H_x(x,z) = -Y_{11} \dot{a}_i \varphi_{11}(x) e^{-r_{11}(z+\ell)} + Y_{11} R^* \dot{a}_i \varphi_{11}(x) e^{r_{11}(z+\ell)} + \sum_{n=2}^N Y_{1n} \dot{a}_n \varphi_{1n}(x) e^{r_{1n}(z+\ell)} \quad (15)$$

구간 $-\ell < z < \ell$ 에서

$$E_y(x,z) = \sum_{m=1}^N [\dot{b}_m \varphi_{2m}(x) T^*(r_{2m} z) + \dot{b}_m \varphi_{3m}(x) T^*(r_{3m} z)] \quad (16)$$

$$H_x(x,z) = \sum_{m=1}^M [Y_{2m} \dot{b}_m \varphi_{2m}(x) Q^*(r_{2m} z) + Y_{3m} \dot{b}_m \varphi_{3m}(x) Q^*(r_{3m} z)] \quad (17)$$

여기서 $z = \ell$, 즉 개구면에서의 전계와 자계를 각각 $E'(x)$ 및 $H'(x)$ 라 하면, 이 개구면에서 전계 및 자계의 단면성분은 각각 연속적이어야 하므로, 위 식들을 이용하여 $E'(x)$ 와 $H'(x)$ 를 다음과 같이 둘 수 있다.

$$E_y'(x, -\ell) = \dot{a}_i \varphi_{11}(x) + R^* \dot{a}_i \varphi_{11}(x) + \sum_{n=2}^N \dot{a}_n \varphi_{1n}(x) = \sum_{m=1}^M [\dot{b}_m \varphi_{2m}(x) T^*(-r_{2m} \ell) + \dot{b}_m \varphi_{3m}(x) T^*(-r_{3m} \ell)] \quad (18)$$

$$H_x'(x, -\ell) = -Y_{11} \dot{a}_i \varphi_{11}(x) + Y_{11} R^* \dot{a}_i \varphi_{11}(x) + \sum_{n=2}^N Y_{1n} \dot{a}_n \varphi_{1n}(x) = \sum_{m=1}^M [Y_{2m} \dot{b}_m \varphi_{2m}(x) Q^*(-r_{2m} \ell) + Y_{3m} \dot{b}_m \varphi_{3m}(x) Q^*(-r_{3m} \ell)] \quad (19)$$

여기서 Y_{1n} , Y_{2m} , Y_{3m} 는 각각 영역 (I), (II), (III)에서의 TE_{m0} 모드에 대한 파동어드미턴스를 나타내며, 다음 식으로 정의된다.

$$Y_{in} = \frac{r_{in}}{jk_0 \eta}, \quad \text{for } i = 1, 2, 3 \quad (20)$$

$$\text{where, } k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}, \quad \eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$$

스칼라 포텐셜 함수의 직교성을 이용해서 \dot{a}_n 와 \dot{b}_m 를 개구면 전계 $E'(x)$ 로 나타내면 다음과 같다.

$$\dot{a}_i = \frac{1}{1+R^*} \int_0^a E'(x) \varphi_{11}(x) dx \quad (21)$$

식(19)~(21)을 식(17)에 대입하여, $E'(x)$ 을 곱해

서 $0 \leq x \leq a$ 의 범위에 대하여 적분하여 정리하면, 다음과 같이 정규화된 입력 어드미턴스 Y' 에 관한 변분표현식을 얻을 수 있다.

$$Y' = \frac{Y_{21} 1 - R}{Y_{11} 1 + R} = \frac{-j \int_0^a E'(x) E'(x') G'(x/x') dx dx'}{Y_{11} \left[\int_0^a E'(x) \varphi_{11}(x) dx \right]^2} \quad (22)$$

where

$$-jG'(x/x') = \sum_{n=2}^N Y_{1n} \varphi_{1n}(x) \varphi_{1n}(x') + \sum_{m=2}^M \left[2Y_{2m} B(r_{2m} \ell) \varphi_{2m}(x) \varphi_{2m}(x') \right]$$

이고, 여기서 Y_{11} 은 [그림 2]의 영역 (I)에서의 TE₁₀ 모드의 파동 어드미턴스이다.

2-4. 개구면 전계의 시험수

식(22)에서 알 수 있듯이 개구면 $z = \ell$ 에서의 전계 $E'(x)$ 을 알면 입력 어드미턴스를 구할 수 있게된다. 정확한 개구면 전계(true aperture electric field)를 알 수는 없지만 개구면 전계 시험수(trial function)를 적절히 선택함으로써 Y' 을 상당히 정확하게 구할 수 있다. 시험수를 선정하는 방법에는 여러가지 방법이 있으나, 본 연구에서는 다음과 같이 개구면에 접해있는 영역 (I)에서의 스칼라 포텐셜 함수를 이용하여 전개하는 Schwinger의 방법을 채택하여, 시험수를 다음과 같이 표시하였다.[3, 5, 6, 8]

$$E'(x) = \sum_{n=1}^N M_n^* \varphi_n(x) \quad (23)$$

여기서 $\varphi_n(x)$ 은 기저함수(basic function)로서 좁은 도파관 영역에서의 스칼라 포텐셜 함수로써 다음과 같이 정의되고,

$$\varphi_n(x) = A_n \sqrt{\frac{t}{2}} \varphi_{2n}(x) = A_n \sin \frac{n\pi x}{t}$$

$$= A_n \sqrt{\frac{t}{2}} \varphi_{3n}(x) = A_n \sin \frac{n\pi(a-x)}{t} \quad (24)$$

식(22)을 살펴보면 시험수의 크기는 Y' 에 전혀 무관하며, 시험수의 형태가 중요한 역할을 한다. 식(23)에서 시험수를 결정하는 요소는 M_n^* , A_n ,이다. 이들 중 M_n^* 는 앞으로의 과정에서 구해야 할 계수이고, 본 연구에서는 A_n 을 다음과 같이 정의하였다.

$$A_n = \sqrt{P_2} \quad (25)$$

이고,

$$P_2 = \int_0^t \varphi_{11}(x)^2 dx \quad (26)$$

이다.

여기서 P_2 는 크기가 1인 TE₁₀모드가 폭이 a 인 공도파관(empty guide)에 입사할 때에, 영역(II), 영역(III)에 각각 유입되는 전력을 의미한다. 위식들은 각영역에 발생하는 고차모드의 크기는 공도파관의 각영역으로 유입되는 평방근에 비례하게 될 것이라는 가정을 의미하고 있다.

2-5. 정규화 입력 어드미턴스의 계산

식(23)에 나타낸 바와 같이 개구면 전계 시험수를 N 항 근사치를 취한 다음, 식(22)의 입력 어드미턴스의 변분표현식에 대입, 정리하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$Y_{11} Y \cdot \sum_{s=1}^N \sum_{r=1}^N M_s^* M_r^* P_{s1} M_{r1} - \sum_{s=1}^N \sum_{r=1}^N M_s^* M_r^* g_{sr} = \text{Stationary Quantity} \quad (27)$$

여기서

$$P_{sn} = \int_0^a [\varphi_s(x) \varphi_n(x)] dx \quad (28)$$

이고,

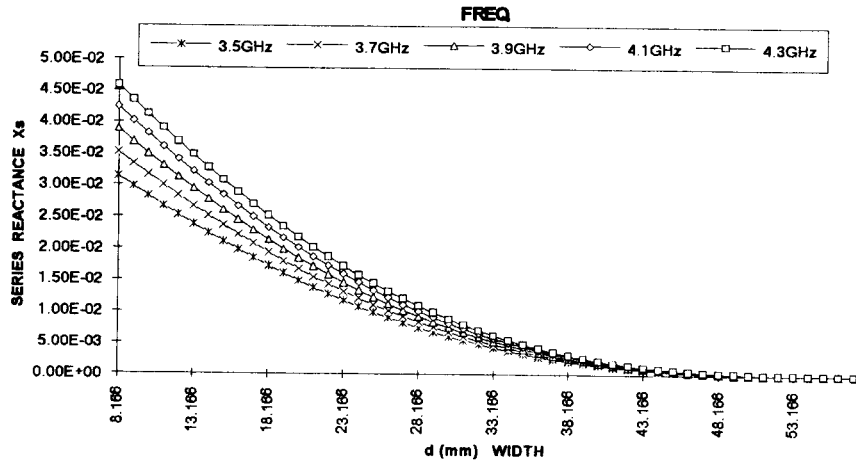
$$g_{sr}^* = \sum_{n=2}^N Y_{1n} P_{sn} P_{rn} + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^M [2t \cdot P_2 Y_{2m} B^*(r_{2m} \ell)] \delta_{sm} \delta_{rm} \quad (29)$$

이다. 한편 Y^* 는 계수 M_s^* 의 변화에 대하여 무관해야 하므로, 식(29)를 M_s^* 에 대하여 편미분하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

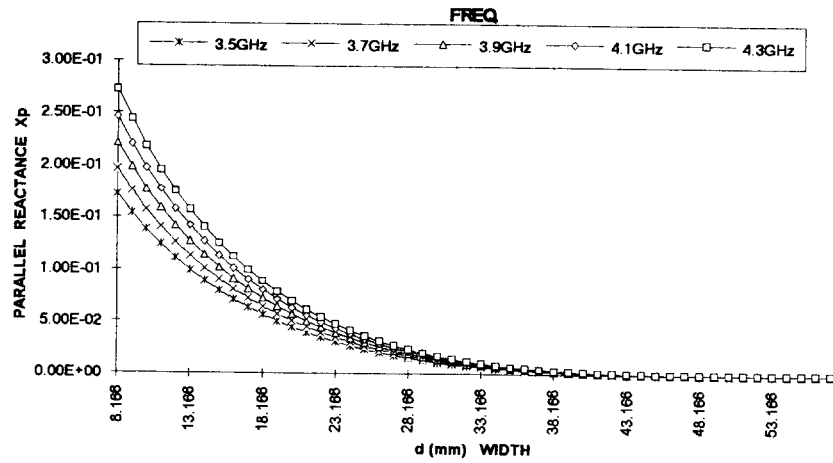
$$Y_{11} Y^* \sum_{s=1}^N M_s^* P_{s1}^* P_{r1}^* - \sum_{s=1}^N M_s^* g_{sr}^* = 0, \quad (30)$$

for $r=1, 2, \dots, N$

이 식은 M_s^* 를 미지수로 하는 N개의 제차 연립방정식으로서, 이 연립방정식이 근을 갖기 위해서는 행렬식의 determinant가 0이 되어야 한다. 결국 입력 어드미턴스를 구하는 것은 이 행렬식의 determinant가 0이 되도록 하는 Y^* 를 구하는 문제로 귀결된다. 따라서 Rayleigh-Ritz의 방법에 의하여 식(30)로부터 Y^* 를 구한후, 대칭-비대칭 여기법으로 부터 [그림 3]에 나타난 등가회로의 소자값을 구하면 된다.[9, 10, 13]



(a)



(b)

[그림 4] 단일 E-평면구조의 등가회로 소자값($l = 1\text{mm}$ or $w = 2\text{mm}$)

[Fig. 4] The equivalent circuit parameters of the single E-Plane structures

III. 대역통과 여파기의 설계이론

3-1. 여파기의 설계이론

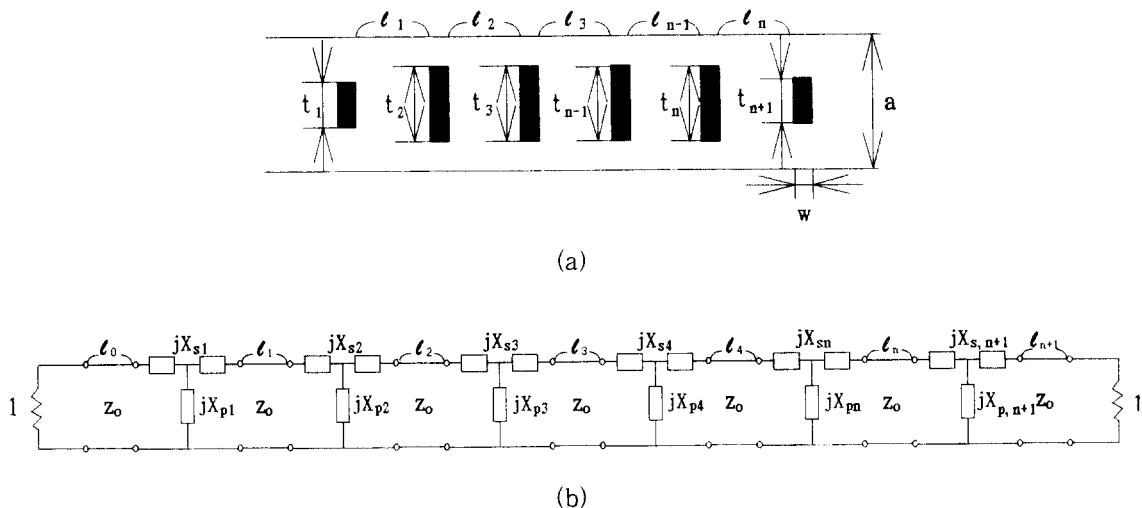
본 논문에서는 일종의 도파관형 직결 공진기형 여파기(Direct coupled-cavity filter)인 단일 E-평면형 대역통과 여파기의 설계방법으로 분포정수 반파장 저역통과 원형여파기(Distributed half-wave low-pass prototype filter)를 이용하는 Levy의 이론[14]을 토대로 하였다. 분포정수 저역통과 원형여파기를 이용한 Cohn의 방법의 설계공식은 매우 간단하나, 원형여파기의 소자값이 주파수 변화에 따른 특성변화를 고려하여 주지 않았기 때문에 협대역 특성은 잘 추측할 수 있으나 광대역 특성에서는 저지대역에서의 삽입손실특성이 심한 오차를 나타내게 되는 반면 본 연구에서 채택한 Levy의 이론은 분포정수 반파장 원형여파기의 특성은 본질적으로 대역통과 여파특성을 갖고, 원형여파기의 구성 소자를 실제 마이크로파 대역에서 주로 사용하는 분포정수 소자인 전송선로를 사용하고, 임피던스 스텝으로 표시된 불

연속 구조에 대한 리액턴스 성분은 K-인버터의 주파수에 따른 특성변화를 고려하였기 때문에 광대역 여파기의 특성까지도 비교적 정확하게 추측할 수 있다. 그러나 이 방법은 여파기의 설계조건이 주어졌을 때 먼저 원형여파기의 소자값, 즉 전송선로의 특성임피던스값을 결정하여야 하는데 이것이 수표의 형태로 주어져 사용에 어려움이 많았으나, Rhodes는 분포정수 반파장 원형여파기를 기초로 하여 합성이론을 전개하여 설계공식을 유도하므로써 이러한 어려움을 해결하였다.[1, 2, 9, 14]

본 논문에서는 Rhodes의 공식을 이용한 Levy의 설계이론을 채택하여 단일 E-평면형 대역통과 여파기를 설계하였다.

3-2. 단일 E-평면형 대역통과 여파기의 등가회로

[그림 5]는 II장에서 구한 단일 E-평면구조의 등가회로를 이용해서 나타난 대역통과 여파기의 전체 등가회로를 나타낸 것이다.[1, 2]



[그림 5] (a) 단일 E-평면형 대역통과 여파기

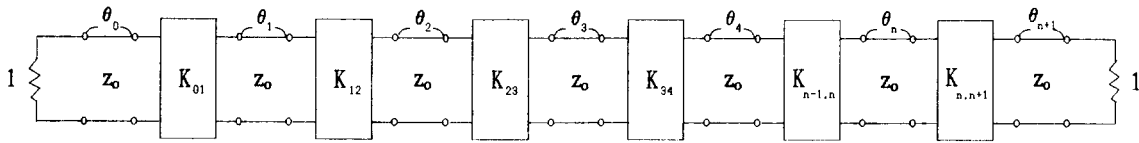
(b) 단일 E-평면형 대역통과 여파기의 등가회로

[Fig. 5] (a) Top view of the single E-plane type bandpass filters

(b) Equivalent circuit of the single E-plane type bandpass filter

그리고 II장에서 나타낸 대칭형 T-등가회로의 양단에 일정한 길이의 전송선로를 연결하면 임피던스 K-인버터로 동작하고, 이러한 임피던스 K-인버

터를 사용하여 구현하면 [그림 6]과 같이 나타낼 수 있다.



[그림 6] K-인버터로 구성된 단일 E-평면형 대역통과 여파기의 등가회로
[Fig. 6] Equivalent circuit of the single E-plane bandpass filter with the K-inverter

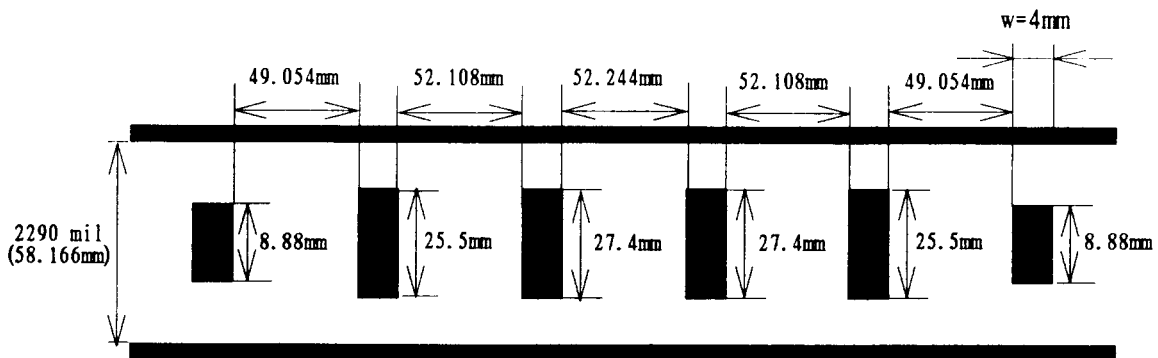
IV. 단일 E-평면형 대역통과 여파기 설계 및 제작 실험결과

본 논문에서 개발된 CAD 프로그램으로 단일 E-평면구조의 도파관형 대역통과 여파기를 WR-229를 사용하여 0.02dB equi-ripple 5단으로 대역폭 28MHz, 중심주파수 3.82GHz에서 설계하여, 튜닝구조로 제작, 그 특성을 미세조정과정을 거쳐 실험하

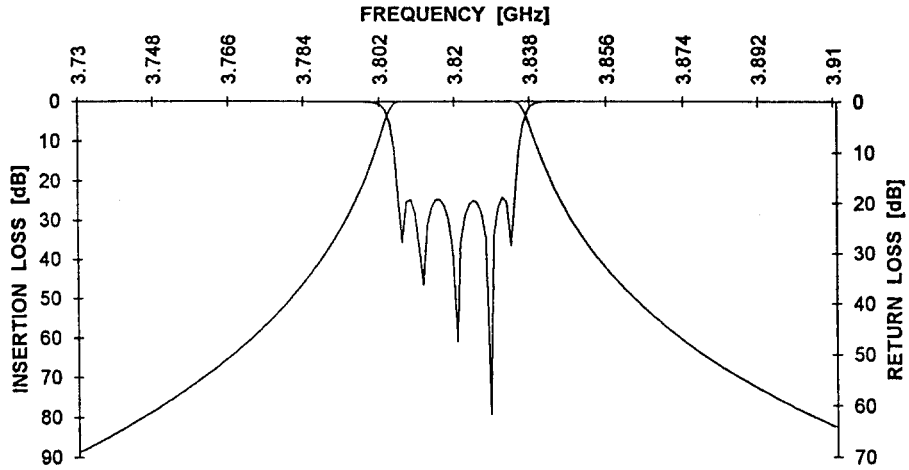
였다. 그 결과 통과대역내에서 약 1dB의 삽입 손실 특성을 얻었고, 통과대역 전역에 걸쳐서 20dB이상의 반사손실특성을 얻을 수 있었다. 그리고 중심주파수에서 80MHz 떨어진 지점에서는 약 75dB 이상의 비교적 양호한 저지대역에서의 감쇄특성을 얻을 수 있었다. 그리고 중심주파수는 설계치에서 약 10MHz 정도 아래쪽으로 이동하였다.

<표 1> 설계 사양
<Table 1> Design specifications

1. Number of section	: 5-section
2. Pass Bandwidth	: 28MHz(±14.0MHz)
3. Ripple in Pass Band	: 0.02dB
4. Design center frequency	: 3.82GHz
7. Insertion Loss (in Pass Band)	: ≤1.0dB(MAX)
8. In /Out Return Loss (in Pass Band)	: 20dB
9. Rejection	: < -78dB(Fo ± 80MHz)

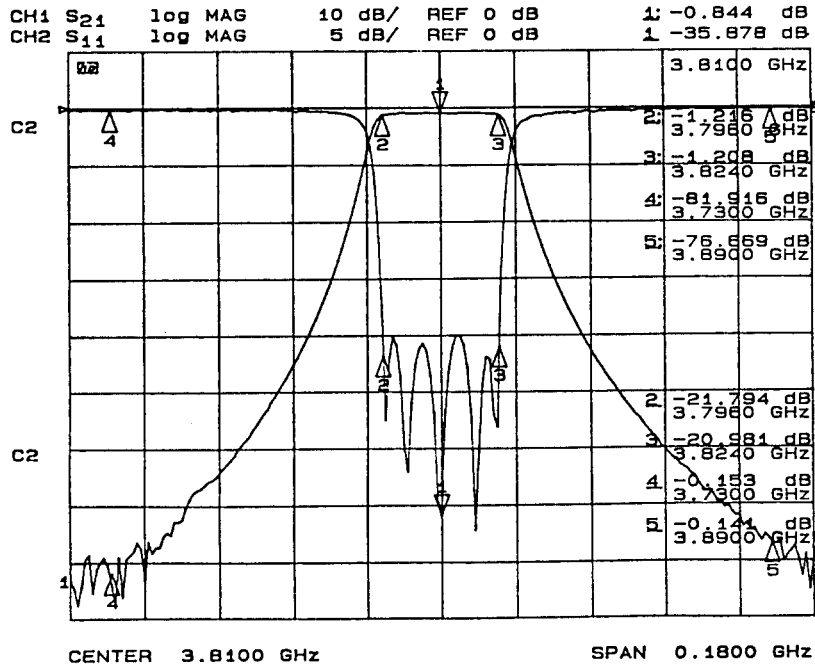


[그림 7] 설계된 단일 E-평면형 대역통과 여파기
[Fig. 7] The designed single E-plane type bandpass filters



[그림 8] 설계된 대역통과 여파기의 계산된 주파수 응답특성

[Fig. 8] The calculated frequency response of the designed bandpass filter



[그림 9] 단일 E-평면형 대역통과 여파기의 측정된 주파수 응답특성

[Fig. 9] The measured frequency response of the single E-plane bandpass filter

V. 결 론

본 논문에서는 양호한 온도특성과 도파관형 대역 통과 여파기의 제작상의 단점을 보완하기 위해 단일 E-평면구조를 제안하고, 변분법을 이용하여 여파기 구조를 해석, 통과대역 보정법에 의한 여파기 합성 설계이론을 적용하여 단일 E-평면형 대역통과 여파기 설계용 CAD 프로그램을 개발하였다.

개발된 CAD 프로그램으로 WR-229를 사용하여 0.02dB equi-ripple 5단으로 대역폭 28MHz, 중심주파수 3.82GHz에서 설계하여, 튜닝구조로 제작, 그 특성을 미세조정과정을 거쳐 실험하였다. 그 결과 통과대역내에서 약 1dB의 삽입손실특성을 얻었고, 통과대역 전역에 걸쳐서 20dB이상의 반사손실특성을 얻을 수 있었다. 그리고 중심주파수에서 80MHz 떨어진 지점에서는 약 75dB 이상의 비교적 양호한 저지대역에서의 감쇄특성을 얻을 수 있었다. 그리고 중심주파수는 설계치에서 약 10MHz 정도 아래쪽으로 이동하였는데 이것은 제작상의 오차로 인한 것으로 본 논문에서 설계된 여파기의 특성이 아주 좁은 협대역의 특성을 갖도록 설계된 것이므로 그 설계된 여파기의 치수에 대하여 정밀한 제작이 이루어져야 한다.

참 고 문 헌

[1] 임재봉, "E-평면형 저손실 협대역 마이크로파 대역통과 여파기의 설계"에 대한 한국과학재단 보고서, KOSEF 921-0800-018-2, 1994년 2월 28일.

[2] 박준석, "인덕티브 창 구조를 이용한 도파관형 협대역 대역통과 여파기의 해석 및 설계에 관한 연구", 국민대학교 석사학위논문, 1993년.

[3] 임재봉, 박준석, "인덕티브 창 구조를 이용한 VSAT 장비용 도파관형 저손실 대역통과 여파기의 설계", 대한전자공학회지, 제32권 제7호, pp.43-50, 1995년 7월.

[4] 임재봉, "Digital M/W용 Waveguide Band-pass Filter의 개발연구"에 대한 삼성전자 주식회사 최종보고서. 1995년 8월.

[5] 박준석, 임재봉, "이중 E-평면구조를 이용한 협대역 대역통과 여파기의 설계", 대한전자공학회 마이크로파 및 전파연구학회 학술대회, 제15권, 제2호, pp.111-114, 1992년.

[6] 임재봉, 박준석, "수정된 이중 E-평면구조를 이용한 MDR 장비용 마이크로파대 협대역 도파관형 대역통과 여파기의 설계", 대한전자공학회지, 제32권 제7호, pp.36-42, 1995년 7월.

[7] 임재봉, "통과대역 보정법에 의한 E-평면형 마이크로파 대역통과 여파기의 설계 이론에 관한 연구", 서울대학교 박사학위논문, 1987년.

[8] 임재봉, 이충웅, "변분법에 의한 마이크로파 E-평면 여파기와 Unilateral Fin-line 여파기의 해석 및 CAD 설계", 대한전자공학회지, 제22권, 제63호, pp.63-70, 1985년 11월.

[9] J. Schwinger and D.S. Saxon, "Notes on Lectures by Julian Schwinger, Discontinuities in Waveguide", GORDON and BREACH SCIENCE Pub., 1968.

[10] R.E. Collin, "Field Theory of Guided Wave", MGH, New York, 1960.

[11] Y-C. Shih, T. Itoh, L.Q. Bui, "Computer-Aided Design of Millimeter-Wave E-Plane Filters", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-31, No.2, Feb. 1983.

[12] Y-C. Shih, "Design of Waveguide E-Plane Filters with All Metal Insert-s", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-32, No.7, Jul. 1984.

[13] N. Marcuitz, "Waveguide Handbook", McGRAW-Hill Book Company, INC. 1951.

[14] J.D. Rhodes, "Theory of Electrical Filters", John Wiley & Sons, pp.134-149.