

論文95-32A-7-6

수정된 이중 E-평면 구조를 이용한 MDR(Microwave Digital Relay)장비용 마이크로파대 협대역 도파관형 대역통과 여파기의 설계

(Design of the Microwave Narrow-band Waveguide Bandpass Filters for MDR(Microwave Digital Relay) System Using the Modified Double E-Plane Structures)

林在鳳*, 朴准奭*

(Jae Bong Lim, and Jun Seok Park)

요 약

본 논문에서는 여파기 구조로 수정된 이중 E-평면 구조를 이용하고, 변분해석법으로 여파기구조를 해석하였다. 그리고 통과대역 보정법에 의한 여파기 합성설계방법을 사용하여 MDR(Microwave Digital Relay) 시스템에 필요시되는 마이크로파대 도파관형 협대역 대역통과 여파기를 설계하는 CAD 프로그램을 개발하였다. 개발된 프로그램으로 국내에서 운용중인 MDR장비에 사용되는 중심주파수가 11GHz, 대역폭이 44MHz 인 0.01dB 리플을 갖는 체비셰프형 6단의 대역통과 여파기를 설계, tunable 구조로 제작하여 그 특성을 미세 조정을 거친후 실험측정하였다. 그 결과 이론치와 잘 일치되는 측정결과를 얻었다.

Abstract

In this paper, the CAD program for designing the microwave waveguide narrow-band bandpass filters has been developed by the passband correction method with filter synthesis for the MDR(Microwave Digital Relay) system. Here, the modified double E-plane structures are employed in the filter structure which is analyzed by the variational method. Using the developed CAD program, 0.01dB equi-ripple chebyshev type 6-section bandpass filters used in the MDR system operating nationally is designed at the center frequency of 11.0GHz, fabricated with tunable type and then measured by tuning process. The experimental results show good agreements with the theoretical results.

1. 서 론

MDR(Microwave Digital Relay)시스템과 같은

* 正會員, 國民大學校 電子工學科, RF/MMIC 研究所
(Dept. of Electronics Eng., Kookmin Univ.,
RF/MMIC Lab.)

※ 이 연구의 결과는 92년도 한국과학재단 연구비 지원에 의한 결과임.

接受日字: 1995年3月4日, 수정완료일: 1995年7月7日

마이크로파대 통신장비에는 대단히 좁은 대역폭을 갖는 저손실 도파관형 대역통과 여파기가 필요하다.^[1]

최근 마이크로파 및 밀리미터파 대역에서 많이 이용되고 있는 E-평면형 대역통과 여파기는 그 구조가 축방향으로 불연속인 길이를 변화시켜 반사계수의 조정이 이루어진다. 그러나 여파기의 대역폭이 좁아질 수록 불연속의 정도가 커져야 하는데, E-평면형 구조의 대역통과 여파기는 대역폭이 좁아질 수록 불연속 구조의 길이가 길어져 손실이 증가할 뿐 아니라, E-평면 불연

속 구조의 전기적 특성을 나타내는 등가회로를 구성하는 K-인버터의 주파수에 따른 특성변화가 불연속 구조의 칫수에 따라 심하게 변화하여 중심주파수가 이동하고 통과대역폭이 줄어드는 통과대역 이탈현상(Passband Deviation)이 비교적 심하게 일어난다. 반면에 인덕티브 창 불연속 구조에 의한 대역통과 여파기는 반사계수의 조정이 불연속 구조의 횡방향으로 이루어져 대역폭이 좁아짐으로써 요구되는 큰불연속의 정도를 충족시켜줄 뿐만 아니라, Levy의 이론에 따르면 주파수의 변화를 고려한 K-인버터의 특성임피던스는 불연속 구조인 쪽의 변화에 거의 영향을 받지 않으므로, 협대역 특성을 갖는 인덕티브 창 대역통과 여파기는 E-평면형 대역통과 여파기의 경우보다 통과대역 이탈현상이 작은 잇점을 갖는다.^[1,2] 그러나 인덕티브 창 대역통과 여파기를 알루미늄으로 밀링 가공에 의하여 제작할 경우 알루미늄의 온도에 대한 특성이 양호하지 못 한것으로 알려져있어 위성 탑재용이나, 중계국 혹은 기지국의 옥외등 환경이 열악한 경우에는 적합하지 않다. 따라서 온도특성이 양호한 INVAR와 같은 재질로의 제작이 이루어져야 하는데, 다만 이 INVAR는 기계적으로 질긴 특성을 갖고 있어 이로인하여 도파관형 여파기를 제작할 때, 창판재와 도파관 외벽사이를 밀링가공에 의해서 제작하는 것이 거의 불가능한 것으로 알려져 있다. 따라서 본 연구에서는 양호한 온도특성을 감안한 협대역 대역통과 여파기를 제작하기 위해서 미리 차단된 창 판재를 도파관 튜브(Waveguide tube)에 스톱을 파서 끼워넣을 수 있어 제작상의 단점을 보완한 수정된 이중 E-평면구조를 제안 하였다.^[3]

본 연구에서는, 여파기 해석방법으로 모든 연산이 실수로 처리되어 비교적 간단한 Rayleigh-Ritz 변분 해석법을 사용하여 수정된 이중 E-평면구조를 해석하였고, 여파기 설계과정으로 Levy의 이론을 적용하여, K-인버터의 실제 특성이 불연속 구조뿐만 아니라, 주파수에 따라 변화하기 때문에 발생하는 통과대역 이탈 현상을 보정하기 위한 방법으로 통과대역 보정법^[4]에 의한 여파기의 합성설계방법을 적용하여 협대역 저손실 도파관형 대역통과 여파기를 설계하기위한 CAD 프로그램을 개발하여 사용하였다.

개발된 CAD 프로그램으로 현재 국내에서 운용되고 있는 MDR(Microwave Digital Relay) 장비에 사용되는 도파관형 협대역 대역통과 여파기를 인덕티브 창

구조로, 체비셰프형의 6단 0.01dB 리플을 갖고,대역폭 44MHz, 중심주파수 11.0GHz에서 설계, 각각 튜닝 구조로 제작하여 그 특성을 미세조정과정을 거쳐 실험, 측정하였다.

II. 변분해석법에 의한 이중 E-평면구조의 해석

1. 이중 E-평면구조의 도파관

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

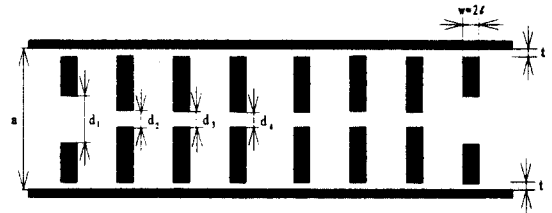


그림 1. 수정된 이중 E-평면형 대역통과 여파기

Fig. 1. Modified double E-plane type bandpass filters.

수정된 이중 E-평면구조의 등가회로는 완전도체로 구성된 도파관이 주모드(dominant mode)만을 전파하고, 다른 모든 고차모드들은 감쇠되고, 불연속 구조인 이중 E-평면구조사이의 거리가 충분히 넓어서, 고차모드의 다중반사의 영향을 무시할 수 있다는 가정하에 Rayleigh-Ritz 변분법을 사용하여 다음과 같이 유도한다.^[1,2,3,4,5]

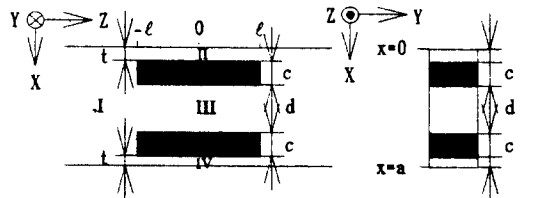


그림 2. 수정된 이중 E-평면 대역통과 여파기의 기본 구조

Fig. 2. The basic structure of the modified double E-plane bandpass filter.

이중 E-평면구조는 불연속면이 Y-축을 따라서 균일하므로, TE₀₀ 모드가 입사할 때 불연속면에 의해 발생

되는 고차모드는 TE_{n0} 모드가 된다. 그림 2의 각 영역에서의 전계와 자계는 Magnetic Herzian- Vector potential $\Pi_h(x)$ 를 이용하여 다음 식과 같이 표현된다.

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

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

$$\Pi_h = a_x \varphi_h(x) e^{-nz} \quad (3)$$

(3)식에서 $\varphi_h(x)$ 는 스칼라 포텐셜 함수, 는 전파상수로서 그림 2의 각 영역에서 스칼라 Helmholtz 파동방정식과 경계조건을 만족시켜야 하며, 이러한 스칼라 포텐셜 함수와 전파상수를 Helmholtz 파동방정식으로 부터 먼저 구해야 한다.^[1.2.6]

2. 이중 E-평면구조의 등가회로

이중 E-평면 불연속 구조는 리액턴스 성분을 갖는 일정구조로서 그림 3과 같이 등가화 할 수 있다.

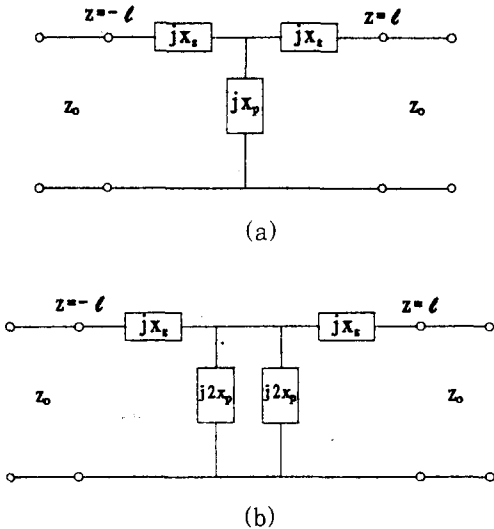


그림 3. (a) 수정된 이중 E-평면구조의 등가 회로 (b) 수정된 T-등가회로
Fig. 3. (a) T-equivalent circuit of the modified double E-plane structure. (b) Modified T-equivalent circuit.

그림 2에서 금속판의 손실을 무시하면 $-\ell < z < \ell$ 사이의 불연속 구조는 $z=0$ 에 대한 대칭성 때문에 그림 3-(a)와 같이 대칭형 T-등가회로로 나타낼 수 있으며, 또한 이등가회로는 그림 3-(b)와 같이 수정된 형

태로 나타낼 수 있다. 그리고 이 T-등가회로의 소자값은 그림 3-(b)의 등가회로에 대칭-비대칭 여기법 (symmetrical and anti-symmetrical excitation)을 적용하여 구한다. [4,6,7,8]

3. 수정된 이중 E-평면구조 전자계 해석

이중 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 해석 하기로 한다. 다음에서 수식 표현의 중복을 피하기 위하여 대칭 여기일 때 $*$ =1, 비대칭 여기일 때 $*$ =2로 하여, 다음과 같이 R^* , Y^* , $T^*(x)$, $Q^*(x)$, $B^*(x)$ 를 정의한다.

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

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

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

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

$$B^*(x) = \begin{cases} \tanh(x) & \text{if } * = 1, 2 \\ \coth(x) & \end{cases} \quad (8)$$

그림 2의 $-\ell < z$ 에 TE_{10} 모드가 입사하면 불연속면이 Y축 방향으로 일정 하므로 TE_{n0} 모드 만이 고차모드로 발생하고, 영역 (I)과 영역(II)에서는 $x=a/2$ 에 대한 대칭성 때문에 기수번째의 TE_{n0} 모드 만이 발생한다.

따라서 각 영역에서의 스칼라 포텐셜 함수와 전파상수는 다음과 같이 표시된다.

region I :

$$\varphi_{1n}(x) = \sqrt{\frac{2}{a}} \sin \frac{(2n-1)\pi x}{a} [u(x) - u(x-a)] \quad (9)$$

$$\gamma_{1n} = \sqrt{\frac{[(2n-1)\pi r}{a]}{-\beta_0^2}} \quad (10)$$

region II :

$$\varphi_{2n}(x) = \sqrt{\frac{2}{l}} \sin \frac{(2n-1)\pi x}{l} [u(x) - u(x-l)] \quad (11)$$

$$\gamma_{2n} = \sqrt{\frac{[(N-\pi)/t]^2 - k_0^2}{d}} \quad (12)$$

region III:

$$\varphi_{3n}(x) = \sqrt{\frac{2}{d}} \sin \frac{(2n-1)\pi xx}{d} \left[u(x - \frac{(a-d)}{2}) - u(x - \frac{(a+d)}{2}) \right] \quad (13)$$

$$\gamma_{3n} = \sqrt{\left[\frac{(2n-1)\pi}{d} \right]^2 k_0^2} \quad (14)$$

region IV:

$$\varphi_{4n}(x) = \varphi_{2n}(a-x) \quad (15)$$

$$\gamma_{4n} = \gamma_{2n} \quad (16)$$

불연속면을 중심으로 하여 각영역에서의 전계와 자계의 단면성분은 다음과 같다.

구간 $z \leq -\ell$ 에서

$$E_y^*(x, z) = a_1 \varphi_{11}(x) e^{-\gamma_{11}^* z} + R^* a_1^* \varphi_{11}(x) e^{\gamma_{11}^* z} + \sum_{n=2}^N a_n^* \varphi_{1n}(x) e^{\gamma_{1n}^* z} \quad (17)$$

$$H_x^*(x, z) = -Y_{11} a_1 \varphi_{11}(x) e^{-\gamma_{11}^* z} + Y_{11} R^* a_1^* \varphi_{11}(x) e^{\gamma_{11}^* z} + \sum_{n=2}^N Y_{1n} a_n^* \varphi_{1n}(x) e^{\gamma_{1n}^* z} \quad (18)$$

구간 $-\ell < z < \ell$ 에서

$$E_y^*(x, z) = \sum_{m=1}^M [b_m^* \varphi_{2m}(x) T^*(\gamma_{2m} z) + c_m^* \varphi_{3m}(x) T^*(\gamma_{3m} z) + B_m^* \varphi_{4m}(x) T^*(\gamma_{4m} z)] \quad (19)$$

$$H_x^*(x, z) = \sum_{m=1}^M [Y_{2m} b_m^* \varphi_{2m}(x) Q^*(\gamma_{2m} z) + Y_{3m} c_m^* \text{ralphi}_{3m}(x) Q^*(\gamma_{3m} z) + Y_{4m} B_m^* \text{ralphi}_{4m}(x) Q^*(\gamma_{4m} z)] \quad (20)$$

여기서 $z = \ell$, 즉 개구면에서의 전계와 자계를 각각 $E^*(x)$ 및 $H^*(x)$ 라 하면, 이 개구면에서 전계 및 자계의 단면성분은 각각 연속적 이어야 하므로, 위식들을 이용하여 $E^*(x)$ 와 $H^*(x)$ 를 다음과 같이 둘 수 있다.

$$E_y^* = a_1^* \varphi_{11}(x) + R^* a_1^* \varphi_{11}(x) + \sum_{n=2}^N a_n^* \varphi_{1n}(x) + \sum_{m=1}^M [b_m^* \varphi_{2m}(x) T^*(\gamma_{2m} \ell) + b_m^* \text{ralphi}_{4m}(x) T^*(-\gamma_{4m} \ell)] \quad (21)$$

$$H_x^* = -Y_{11} a_1^* \varphi_{11}(x) - Y_{11} R^* a_1^* \varphi_{11}(x) + \sum_{n=2}^N a_n^* Y_{1n} \varphi_{1n}(x) + \sum_{m=1}^M [Y_{2m} b_m^* \varphi_{2m}(x) T^*(\gamma_{2m} \ell) + Y_{4m} B_m^* \varphi_{4m}(x) Q^*(-\gamma_{4m} \ell)] \quad (22)$$

여기서 $Y_{1n}, Y_{2m}, Y_{3m}, Y_{4m}$ 는 각각 영역(I), (II), (III), (IV)에서의 TE_{n0} 모드에 대한 파동어드미턴스를 나타내며, 다음식으로 정의된다.

$$Y_{ie} = \frac{\gamma_n}{jk_0 \eta}, \quad \text{for } i = 1, 2 \quad (23)$$

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

스칼라 포텐셜 함수의 직교성을 이용해서 a_n^* 와 b_m^* 및 c_m^* 을 개구면 전계 $E^*(x)$ 로 나타내면 다음과 같다.

$$a_1^* = \frac{1}{1+R^*} \int_0^a E^*(x) \varphi_{11}(x) dx \quad (24)$$

$$a_n^* = \int_0^a E^*(x) \varphi_{1n}(x) dx \quad (25)$$

$$b_m^* = \frac{1}{T^*(\gamma_{2m} \ell)} \int_0^{\ell} E^*(x) \varphi_{2m}(x) dx + \frac{1}{T^*(\gamma_{4m} \ell)} \int_{a-\ell}^a E^*(x) \varphi_{4m}(x) dx \quad (26)$$

$$c_m^* = \frac{1}{T^*(\gamma_{3m} \ell)} \int_{\frac{(a+d)}{2}}^{\frac{(a+b)}{2}} E^*(x) \varphi_{2m}(x) dx \quad (27)$$

식(19)-(21)을 식(17)에 대입하여, $E^*(x)$ 을 곱해서 $0 \leq x \leq a$ 의 범위에 대하여 적분하여 정리하면, 다음과 같이 정규화된 입력 어드미턴스 Y^* 에 관한 변분표현식을 얻을 수 있다.

$$Y^* = \frac{Y_{21} - R^*}{Y_{11} - R^*} - \frac{j \int_0^a E^*(x) E^*(x') G^*(x/x') dx dx'}{Y_{11} \left[\int_0^a E^*(x) \varphi_{11}(x) dx \right]^2} \quad (28)$$

where

$$-jG^*(x/x') = \sum_{n=2}^N Y_{1n} \varphi_{1n}(x) \varphi_{1n}(x') + \sum_{m=2}^M [Y_{2m} B^*(\gamma_{2m} \ell) \varphi_{2m}(x) \varphi_{2m}(x') + Y_{3m} B^*(\gamma_{3m} \ell) \text{ralphi}_{3m}(x) \text{ralphi}_{3m}(x')]$$

이고, 여기서 Y_{11} 은 그림 2의 영역(I)에서의 TE_{10} 모드의 파동 어드미턴스이다.

4. 개구면 전계의 시험수

식(28)에서 알 수 있듯이 개구면 $z = \ell$ 에서의 전

계 $E^*(x)$ 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 여러 가지 방법이 있으나, 본 연구에서는 다음과 같이 개구면에 접해있는 영역(I)에서의 스칼라 포텐셜 함수를 이용하여 전개하는 Schwinger의 방법을 채택하여, 시험수를 다음과 같이 표시하였다. [9.10.11.12]

$$E^*(x) = \sum_{n=1}^N M_n^* \varphi_n(x) \quad (29)$$

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

$$\begin{aligned} \varphi_n(x) &= A_n \sqrt{\frac{t}{2}} \varphi_{2n}(x) = A_n \sin \frac{n\pi x}{t} \\ &= B_n \sqrt{\frac{d}{2}} \varphi_{3n}(x) = B_n \cos \frac{(2n-1)\pi(x-\frac{a}{2})}{d} \\ &= A_n \sqrt{\frac{t}{2}} \varphi_{4n}(x) = A_n \sin \frac{n\pi(a-x)}{t} \end{aligned} \quad (30)$$

식(28)을 살펴보면 시험수의 크기는 Y^* 에 전혀 무관하며, 시험수의 형태가 중요한 역할을 한다. 식(29)에서 시험수를 결정하는 요소는 M_n^* , A_n , 및 B_n 이다. 이들 중 M_n^* 는 앞으로의 과정에서 구해야 할 계수이고, 본 논문에서는 A_n 과 B_n 를 다음과 같이 정의하였다.

$$\begin{aligned} A_n &= \sqrt{P_2} \\ B_n &= (-1)^{n-1} \sqrt{P_3} \end{aligned} \quad (31)$$

이고,

$$\begin{aligned} P_2 &= \int_0^t \varphi_{11}(x)^2 dx \\ P_3 &= \int_{(a-d)/2}^{(a+d)/2} \varphi_{11}(x)^2 dx \end{aligned} \quad (32)$$

이다.

여기서 P_2 와 P_3 는 크기가 1인 TE_{10} 모드가 폭이 a 인 공도파관(empty guide)에 입사할 때에, 영역(II),(IV), 영역(III)에 각각 유입되는 전력을 의미한다. 윗식들은 각영역에 발생하는 고차모드의 크기는 공도파관의 각영역으로 유입되는 전력의 평방근에 비해

하게 될 것이라는 가정을 의미하고 있다.

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.

$$Y_{11} Y^* \sum_{s=1}^N \sum_{r=1}^N M_s^* M_r^* P_{sr}^* P_{r1}^* - \sum_{s=1}^N \sum_{r=1}^N M_s^* M_r^* g_{sr}^* \quad (33)$$

= StationaryQuantity

여기서

$$P_{sr} = \int_{(a-d)/2}^{(a+d)/2} [\varphi_s(x) \varphi_r(x)] dx \quad (34)$$

이고,

$$g_{sr}^* = \sum_{n=2}^N Y_{1n} P_{sn} P_{rn} + \frac{1}{s} \sum_{m=1}^M [t \cdot P Y_{2m} B^*(\gamma_{2m}^t) + d \cdot O_2 P_{2m} B^*(\gamma_{2m}^t)] \delta_{sm} \delta_{rm} \quad (35)$$

이다. 한편 Y^* 는 계수 M_r^* 의 변화에 대하여 무관해야 하므로, 식(33)를 에 대하여 편미분하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$Y_{11} Y^* \sum_{s=1}^N M_s^* P_{sr}^* P_{r1}^* - \sum_{s=1}^N M_s^* g_{sr}^* = 0, \quad (36)$$

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

이 식은 r 를 미지수로 하는 N 개의 제차 연립방정식으로서, 이 연립방정식이 근을 갖기 위해서는 행렬식의 determinant가 영이 되어야한다. 결국 입력 어드미턴스를 구하는 것은 이 행렬식의 determinant가 영이 되도록 하는 Y^* 를 구하는 문제로 귀결된다. 따라서 Rayleigh-Ritz의 방법에 의하여 식(36)로부터 Y^* 를 구한후, 대칭-비대칭 여기법으로 부터 그림 3에 나타낸 인덕티브 창 구조의 등가회로의 소자값을 구하면 된다. [4.6.13]

III. 대역통과 여파기의 설계이론

본 논문에서는 일종의 도파관형 직결 공진기형 여파기(Direct coupled-cavity filter)인 이중 E-평면형 대역통과 여파기의 설계방법으로 분포정수 반파장 저역통과 원형여파기(Distributed half-wave lowpass

prototype filter)를 이용하는 Levy의 이론^[12,15]을 토대로 하였다. 분포정수 저역통과 원형여파기를 이용한 Cohn의 방법은 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 논문에서 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 불연속 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 유도함으로써 이러한 어려움을 해결하였다.^[1,2,4,14]

본 연구에서는 Rhodes의 공식을 이용한 Levy의 설계이론을 채택하여 인덕티브 창 대역통과 여파기를 설계하였다.^[1,2,4,9,14,15]

IV. 여파기의 설계 및 제작 실험 결과

국내에서 운용되고 있는 MDR(Microwave Digital Relay)장비의 중요한 부품중의 하나인 도파관형 협대역 대역통과 여파기를 수정된 이중 E-평면구조로 WR-90를 사용하여 6단 0.01dB 리플을 갖고, 대역폭 44MHz, 중심주파수 11.0GHz에서 설계하여, 튜닝 구조로 제작, 그 특성을 미세조정과정을 거쳐 실험하였다. 그리고 도파관 접합부의 접촉저항인한 손실을 줄이기 위하여, 도파관 접합부에 고온용 은접합물(silver paste)를 고루 바른후, 이것을 고온용 로에서 열처리하여 실험한 결과 통과대역 전역에서 약 22dB이상의 반사손실특성과 삽입손실특성은 약 2dB로 1.7dB 정도의 삽입손실특성을 나타내는 기존의 수입제품의 특성에 근접한 특성을 얻었다.^[1] 그리고 중심주파수에서 150MHz 떨어진 지점에서는 약 80dB이상의 양호한 감쇠특성을 얻을 수 있었다.

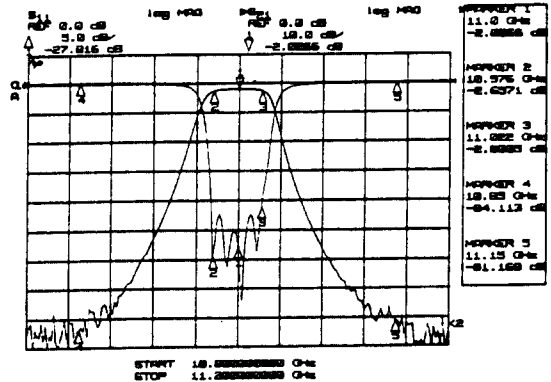


그림 4. 수정된 이중 E-평면형 대역통과 여파기의 측정된 주파수 응답특성

Fig. 4. Measured frequency response of the modified double E-plane type bandpass filter.

V. 결론

본 연구에서는 현재 국내에서 운용중인 MDR (Microwave Digital Relay)장비의 핵심 부품중의 하나인 도파관형 협대역 대역통과 여파기의 국산화를 목표로 양호한 온도특성과 인덕티브 창 구조의 제작상 의단점을 보완하기위해 수정된 이중 E-평면구조를 제안하고, 변분법을 이용하여 여파기 구조를 해석, 통과대역 보정법에 의한 여파기 합성설계이론을 적용하여 수정된 이중 E-평면구조 대역통과 여파기 설계용 CAD 프로그램을 개발하였다.

개발된 프로그램으로 WR-90를 사용하여 6단 0.01dB 리플을 갖고, 대역폭 44MHz, 중심주파수 11.0GHz에서 설계하여, 각각 튜닝 구조로 제작, 그 특성을 미세조정과정을 거쳐 실험하였다. 그리고 도파관 접합부의 접촉저항으로 인한 손실을 줄여 그 결과 통과대역 전역에서 22dB이상의 반사손실특성과 약 2dB의 삽입손실특성을 얻었다. 본 논문의 결과는 기존의 수입제품에 상당히 근접한 특성을 나타낸다. 따라서 슬롯이 파진 도파관 튜브에 미리 제단된 E-평면판을 끼워넣어 도파관의 접합으로 인한 손실을 줄일으로써 통과대역내의 손실특성을 개선시켜 국내에서 운용중인 MDR시스템의 협대역 대역통과 여파기의 국산화에 바로 이용될 수 있을 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] 임 재 봉, "E-평면형 저손실 협대역 마이크로파 대역통과 여파기의 설계"에 대한 한국과학재단 보고서, KOSEF 921-0800-018-2, 1994년 2월 28일
- [2] 박 준 석, "인덕티브 창 구조를 이용한 도파관형 협대역 대역통과 여파기의 해석 및 설계에 관한 연구", 국민대학교 석사학위논문, 1993년
- [3] 박 준 석, 임 재 봉, "이중 E-평면구조를 이용한 협대역 대역통과 여파기의 설계", 대한전자공학회 마이크로파 및 전파전파연구회 학술대회, 제15권, 제2호, pp.111-114, 1992년
- [4] 임 재 봉, "통과대역 보정법에 의한 E-평면형 마이크로파 대역통과 여파기의 설계 이론에 관한 연구", 서울대학교 박사학위논문, 1987년
- [5] 박 준 석, 임 재 봉, "변분해석법에 의한 협대역 도파관형 대역통과 여파기의 설계", 대한전자공학회 마이크로파 및 전파전파연구회 학술대회, 제15권, 제1호, pp.24-27, 1992년
- [6] R.E. Collin, Field Theory of Guided Wave, MGH, New York, 1960.
- [7] 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.
- [8] Y-C.Shih, "Design of Waveguide E-Plane Filters with AllMetal Inserts," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-32, No.7, Jul. 1984.
- [9] 임 재 봉, 이 충 응, "변분법에 의한 마이크로파 E-평면 여파기와 Unilateral Fin-line 여파기의 해석 및 CAD 설계", 대한전자공학회지, 제22권, 제63호, pp.63-70, 1985년 11월
- [10] 임 재 봉, 이 충 응, "변분법에 의한 Bilateral Fin-line 구조의 해석에 관한 연구", 대한전자공학회지, 제23권, 제1호, pp.36-41, 1986년 1월
- [11] 임 재 봉, "변분해석법에 의한 비대칭 E-평면형 구조의 해석에 관한 연구", 국민대학교 생산기술연구소 논문집 공학논총, 제10호, pp. 265-275, 1987년
- [12] J. Schwinger and D.S. Saxon, "Notes on Lectures by Julian Schwinger, Discontinuities in Waveguide", GORDON and BREACH SCIENCE Pub., 1968.
- [13] N. Marcuitz, Waveguide Handbook, Mc GRAW-Hill Book Company, INC. 1951.
- [14] J.D. Rhodes, "Theory of Electrical Filters," John Wiley & Sons, pp.134-149.
- [15] 임 재 봉, 이 충 응, "합성방법에 의한 E-평면형 대역통과 여파기의 정밀 설계에 관한 연구", 대한전자공학회지, 제23권, 제5호, pp.26-34, 1986년 9월

저 자 소 개



林在鳳 (正會員)

1952년 4월 12일생. 1974년 서울대학교 전기공학과 학사. 1976년 서울대학교 대학원 전자공학과 석사. 1987년 서울대학교 대학원 전자공학과 박사. 1989.1~1990.1 미국 텍사스

주립대학교 전기공학과 Visiting Scho. 1991.1~1992.12 대한전자공학회 마이크로파 분과 전문위원장. 1995.1~현재 한국통신학회 이사. 현재 국민대학교 공과대학 전자공학과 교수. 주관심 분야는 RF 통신부품 및 시스템, MMIC 설계, 이동통신 및 위성통신 부품 등임.



朴准奭 (正會員)

1969년 8월 12일생. 1991년 국민대학교 전자공학과 학사. 1993년 국민대학교 대학원 전자공학과 석사. 1993년 3월~현재 국민대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 주관심 분야는 MMIC 설계, 이동통신 및 위성통신 부품.

신 및 위성통신 부품.