

論文96-33A-10-10

합성설계방법에 의한 고조파 억제용 도파관형 저역통과 여파기의 설계

(Design of the Harmonic Rejection Waveguide Lowpass Filters by Synthesis Method)

朴 准 奭 *, 林 在 鳳 *, 李 宰 鉉 **

(Jun Seok Park, Jae Bong Lim, and Jae Hyun Lee)

요 약

본 논문에서는 분포정수 반파장 원형여파기에 Rhodes의 공식을 이용한 여파기 합성설계방법으로 고조파 억제용 tapered corrugated 구조를 갖는 도파관형 저역통과 여파기를 설계하는 알고리즘과 CAD 프로그램을 개발하였다. 개발된 CAD 프로그램으로 차단주파수 12.8GHz에서 3배의 차단주파수의 주파수 영역까지 고조파 응답특성이 억제되는 13단 0.001dB Chebyshev형 저역통과 여파기를 설계하여, 밀링 가공에 의해 제작하고 여파기 특성을 측정하였다. 그리고 제작된 여파기의 측정 결과와 모드 정합법에 의한 GSM을 사용한 저역통과 여파기 해석용 프로그램으로 컴퓨터 시뮬레이션한 여파기의 특성을 비교하였다. 그 결과 이론치와 실험치가 잘 일치하는 결과를 얻었다.

Abstract

In this paper, a very efficient CAD algorithm is proposed where Rhodes formulae combined with distributed lowpass prototype filter in order to design the corrugated waveguide harmonic rejection filters accurately. The proposed algorithm resolves effectively the problem of proximity effect without any optimization or iterative design process by using the internally convexed corrugated structure. A 13-section tapered corrugated lowpass filter has been designed by the proposed algorithm and fabricated. The experimental results are in good agreement with the calculated results.

1. 서 론

기존의 영상 파라미터 방법에 의한 corrugated 구조를 갖는 저역통과 여파기의 설계는 영상 임피던스가 주파수의 함수가 되고, 전체 통과대역내에서 모두 중단의 임피던스와의 일치하지 않게 되는 임피던스 부정합

에 의해 발생하는 손실과 실제 여파기가 설계되기 전에는 통과대역내의 리플특성, 혹은 손실특성을 예측할 수 없다. 그리고 설계된 여파기는 고차모드의 전파에 의한 의사응답특성이 발생할 수 있어 저지대역에서의 고조파 성분에 대한 충분한 감쇄를 기대할 수 없고, 설계과정이 상당히 복잡한 단점이 있다^[1, 2, 3, 4]. 그리고 R.Levy가 제시한 세가지의 원형여파기에 기초한 corrugated 구조를 갖는 저역통과 여파기의 합성설계 방법은 각각 설계방법이 내포하고 있는 단점 이외에도, 여파기의 설계조건이 주어졌을 때 우선적으로 필요한 원형여파기의 소자값을 결정하는 과정이 상당히 복잡하고, 이러한 소자값이 수표형태로 주어져 있어 사용에 어려움이 있는 단점을 가지고 있다^[1, 5, 6, 7].

본 논문에서는 기존에 제시된 corrugated 구조의 저

* 正會員, 國民大學校 電子工學科

(Dept. of Electronics Engineering, Kookmin Univ.)

** 正會員, 韓國電子通信 研究所 塔載裝置 研究室

(Payload System Section, Satellite Communications Division, Electronics and Telecommunications Research Institute(ETRI))

接受日: 1996年8月1日, 수정완료일: 1996年10월1일

역통과 여파기를 설계하는 방법에서의 문제점을 해결하기 위해서 분포정수 반파장 저역통과 원형여파기에 대하여 Rhodes가 합성설계이론을 전개하여 유도한 설계공식을 이용하여, 설계하고자 하는 도파관형 저역통과 여파기의 설계조건이 주어지면 이러한 설계사양을 만족하는 원형여파기의 소자값이 유일하고 closed form하게 결정되어 여파기 설계시 요구되는 시간을 단축하는 설계방법을 고찰하였다. 그리고 이를 이용하여 저지대역에서 고조파특성과 고차모드에 의한 의사응답 특성을 억제하는 도파관형 저역통과 여파기를 설계하는 알고리즘을 제시하였다^[1, 8, 9, 10].

II. 저역통과 여파기의 설계방법

1. Rhodes의 설계공식에 의한 저역통과 여파기의 설계방법

corrugated 구조를 갖는 도파관형 저역통과 여파기는 도파관의 차단주파수를 여파기의 통과대역에서 아래쪽 차단주파수로 생각하여, 매우 넓은 대역폭을 갖는 광대역 대역통과 여파기로 생각할 수 있다. 본 논문에서는 이러한 여파기의 설계방법으로 실제 마이크로대역의 여파기의 설계에 적합한 것으로 알려진 그림 1의 분포정수 반파장 저역통과 원형여파기에 Rhodes가 여파기 합성이론을 전개하여 유도한 공식들을 사용하여 도파관형 저역통과 여파기를 설계한다^[1, 8, 9, 11, 12].

그림 1의 분포정수 반파장 저역통과 원형여파기의 모든 전송선로는 분포정수 반파장 저역통과 원형여파기의 삽입손실특성을 나타내는 그림 2에서 1차 고조파 대역의 중심주파수의 관내파장에 대하여 반파장에 해당하는 길이를 갖는다. 따라서 원형여파기의 1차 고조파 대역의 중심주파수는 전송선로의 길이에 의하여 결정할 수 있고 여파기의 통과대역폭과 통과대역내의 리플수준은 전송선로의 특성임피던스 Z_0 에 의해 결정된다. 그런데 차단주파수의 3배되는 주파수 영역까지의 넓은 저지대역특성을 갖는 저역통과 여파기를 설계하기 위해서, R. Levy는 여파기의 공진기의 길이를 대략 차단주파수에서의 관내파장의 1/8배 정도로 정하여 설계하였다^[5]. 그러나 본 논문에서는 저역통과 여파기의 저지대역에서 고조파 성분에 대한 억제특성을 고려하여 설계할 수 있도록 여파기 설계시 corrugated 구조를 갖는 저역통과 여파기에서 공진기의 길이에 해당하는 분포정수 저역통과 원형여파기의 전송선로의 길이

를 입력조건으로 하는 설계 알고리즘을 제시한다.

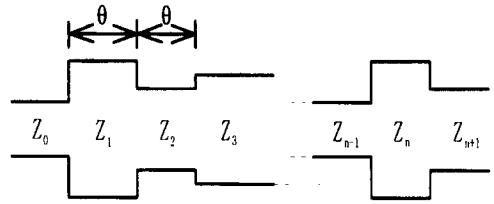


그림 1. 분포정수 반파장 저역통과 원형여파기
Fig. 1. Distributed half wave lowpass prototype filter.

그림 1의 분포정수 반파장 저역통과 원형여파기가 그림 2와 같은 Chebyshev의 손실특성을 가질 때, 이러한 삽입손실 특성은 식(1)으로 표시된다^[11, 12].

$$L = 10 \log_{10} [1 + \epsilon^2 T_n^2(\alpha \sin \theta)] \quad (1)$$

여기에서 α 는 저역통과 여파기의 차단주파수와 1차 고조파 대역의 통과대역의 대역폭을 결정하는 스케일링 계수이고 ϵ 은 여파기의 리플수준을 결정해 주는 양이다^[11, 12].

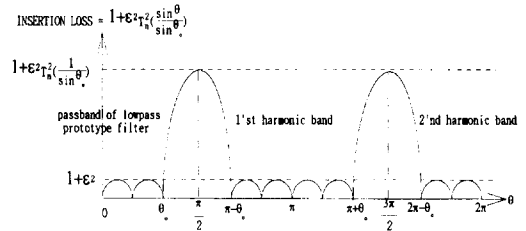


그림 2. Chebyshev형 주파수 응답특성
Fig. 2. Chebyshev type frequency response.

원형여파기에서 여파기의 통과대역폭과 리플수준을 결정해주는 것은 전송선로의 특성이미턴스값 이므로 1차 고조파대역의 통과대역 스케일링 파라미터인 α 와 리플수준을 결정해주는 양인 ϵ 을 이들 전송선로의 특성이미턴스에 연계시켜 주어야 한다. 그러나 Levy에 의해 제시된 corrugated 구조를 갖는 저역통과 여파기의 설계방법은 분포정수 반파장 저역통과 원형여파기에 합성이론을 적용하여 수포형태로 구한 전송선로의 특성어드미턴스 값을 이용하기 때문에 실제 여파기를 설계하는데 사용하기가 어려울 뿐 아니라 어드미턴스 레벨의 변화추세가 단조적으로 변화하지 않고, 또한 유일하게 결정되어지지 않아 여파기의 설계사양에 최적인 전송선로의 어드미턴스값을 결정하는데 어려움이

따른다.

Rhodes는 그림 2의 Chebyshev의 특성을 갖는 그림 3과 같은 임피던스 K-인버터를 포함하는 분포정수 반파장 저역통과 원형여파기를 제시하고, 여파기 합성 이론을 전개하여 다음과 같은 원형여파기의 소자값에 대한 공식을 유도하였다^{[1], [11], [12]}.

$$Z_r = \frac{2a \sin \frac{(2n-1)\pi}{2n}}{\tau} - \frac{1}{4r\alpha} \left\{ \frac{\tau^2 + \sin^2 \left(\frac{r\pi}{n} \right)}{\sin \frac{(2r+1)\pi}{2n}} + \frac{\tau^2 + \sin^2 \left[\frac{(r-1)\pi}{n} \right]}{\sin \frac{(2r-3)\pi}{2n}} \right\} \quad (2)$$

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

$$Z_0 = Z_{n+1} = 1 \quad (3)$$

$$K_{r,r+1} = \frac{\sqrt{\tau^2 + \sin^2 \frac{r\pi}{n}}}{\tau} \quad \text{for } r = 0, 1, 2, \dots, n \quad (4)$$

$$\tau = \sinh \left(\frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon} \right) \quad (5)$$

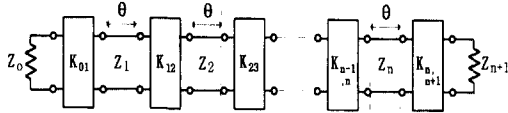


그림 3. K-인버터를 포함하는 분포정수 반파장 저역통과 원형여파기

Fig. 3. Distributed half-wave lowpass prototype filter with K-inverter(Rhodes' model).

$$\frac{K}{\sqrt{Z_1 Z_2}} = \frac{J}{\sqrt{Y_1 Y_2}} \quad (6)$$

그림 3의 원형여파기에 대한 식(2)~(5)로부터 주어지는 임피던스 인버터의 특성임피던스와 전송선로의 특성임피던스는 식(6)과 같은 관계가 성립하여, 어드미턴스 J-인버터를 포함하는 그림 4에 대한 원형여파기의 소자값을 결정하는데 바로 사용할 수 있다.

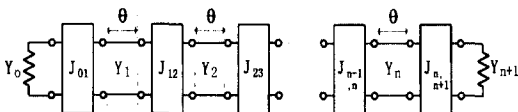


그림 4. J-인버터를 포함하는 분포정수 반파장 저역통과 원형여파기

Fig. 4. Distributed half-wave lowpass prototype filter with J-inverter.

2. 분포정수 저역통과 원형여파기의 mapping 함수 저역통과 여파기 설계시에 여파기의 대역폭 스케일

링 파라미터인 α 를 저역통과 여파기의 차단주파수와 원형여파기의 전송선로의 길이에 대한 함수로 나타내어야 하고, 이에 앞서 전송선로의 길이를 결정하여야 한다.

저역통과 여파기의 설계시, 우선 그림 2에서 차단주파수에 해당하는 전기각 θ_0 를 결정하여야 한다. 본 논문에서는 그림 1의 분포정수 반파장 저역통과 원형여파기를 사용하여 차단주파수의 3배되는 주파수 영역까지 넓은 저지대역을 갖는 저역통과 여파기를 설계하려고 한다. 이러한 분포정수 원형여파기를 사용하여 여파기를 설계하려면 주어진 여파기의 사양을 만족하는 원형여파기의 소자값, 즉 전송선로의 특성 임피던스값을 결정하여야 하고, 그리고 전송선로의 길이를 결정하여야 한다. 이러한 전송선로의 길이는 그림 2에서 1차 고조파대역의 중심주파수를 결정하므로 넓은 저지대역 특성을 갖는 저역통과 여파기를 설계하기 위해서는 이 1차 고조파대역이 저역통과 여파기의 통과대역과 충분히 멀리 떨어지게 전송선로의 길이를 결정하여야 한다^[11].

따라서 본 논문에서는 전송선로의 길이 즉, 1차 고조파대역의 중심주파수에서의 관내파장 λ_{g0} 를 다음과 같이 결정하였다.

$$\lambda_{g0} = \frac{\lambda_{g1}}{m} \quad (7)$$

여기서 λ_{g1} 는 저역통과 여파기의 차단주파수에서의 관내파장이고, m은 상수이다. 그리고 이때 차단주파수를 나타내는 전기각 θ_0 는 다음식과 같이 주어진다.

$$\theta_0 = \frac{\pi \cdot \lambda_{g0}}{\lambda_{g1}} = \frac{\pi}{m} \quad (8)$$

그림 5에 m값에 따른 원형여파기의 삼입손실특성 변화를 나타내었다.

3. Tapered corrugated 구조를 갖는 도파관형 여파기의 등가회로

tapered corrugated 구조를 갖는 저역통과 여파기의 전체 등가회로는 비대칭 용량성 아이리스의 등가회로를 사용하여 그림 6와 같이 나타낼 수 있다.

그림 6의 tapered corrugated 구조를 갖는 저역통과 여파기의 등가회로에서 비대칭 용량성 아이리스에 대한 π -등가회로의 양단에 일정한 길이의 전송선로를 연결하면 어드미턴스 J-인버터로 동작한다^{[1], [13]}.

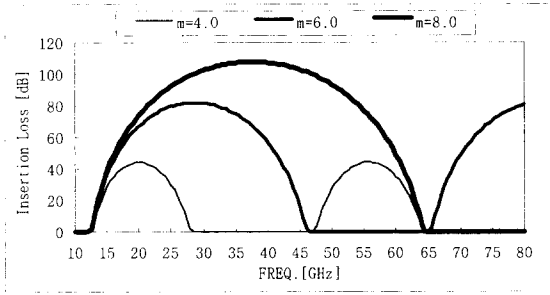


그림 5. m값에 따른 Chebyshev형 주파수 응답특성의 변화

Fig. 5. Chebyshev type frequency responses for various m.

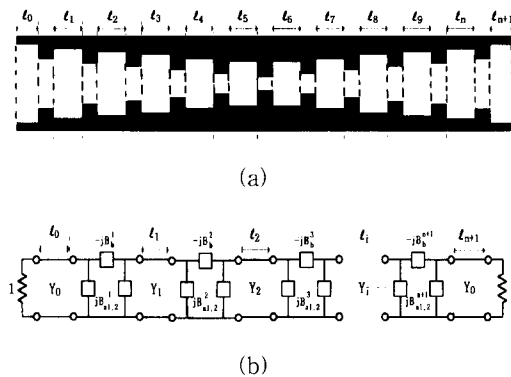


그림 6. tapered corrugated 구조를 갖는 저역통과 여파기

(a) Side view of corrugated lowpass filters
(b) Equivalent circuit of corrugated lowpass filters

Fig. 6. Tapered corrugated lowpass filter.

(a) Side view of corrugated lowpass filters
(b) Equivalent circuit of corrugated lowpass filters

이러한 어드미턴스 J-인버터를 사용하여 그림 6의 tapered corrugated 구조를 갖는 저역통과 여파기의 등가회로를 그림 7과 같이 나타낼 수 있다.

그림 6(a)에서 저역통과 여파기의 공진기 길이 l_j 와 그림 7에서의 전송선로의 전기각 θ_j 및 어드미턴스 J-인버터 양단의 전송선로의 전기적 길이 $\varphi_{1,2}$ 사이에는 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$\theta_j = \frac{2\pi l_j}{\lambda_{g1}} - \frac{\phi_{2(j-1,j)} + \phi_{1(j,j+1)}}{2}$$

$$= \frac{\pi}{m} \text{ at the cutoff frequency of } f_1, \text{ for } j=1,2, \dots, n$$

(9)

식(9)에서 관내파장 λ_{g1} 은 차단주파수에 의해 결정되고 어드미턴스 J-인버터 양단의 전송선로 $\varphi_{1,2}$ 는 저역통과 여파기의 차단주파수 f_1 에서 구한 전송선로의 전기적 길이에 해당한다. 식(9)에서 유한한 길이를 갖는 비대칭 용량성 아이리스로 구현한 어드미턴스 J-인버터의 양단의 전송선로 $\varphi_{1,2}$ 는 보통 양수의 값을 가지는 길이를 갖는다. 따라서 식(9)의 관계식에 의해 결정되는 tapered corrugated 구조를 갖는 도파관형 저역통과 여파기의 공진기의 길이는 그림 3의 원형여파기 전송선로의 길이인 $\lambda_{g1}/(2 \cdot m)$ 보다 길어진다^[1].

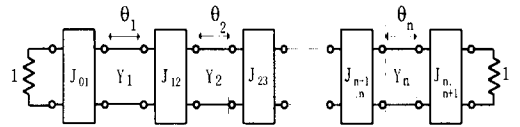


그림 7. tapered corrugated 구조의 저역통과 여파기에 대한 J-인버터를 포함하는 등가회로

Fig. 7. Equivalent circuit of tapered corrugated waveguide lowpass filter with J-inverters.

4. Tapered corrugated 구조를 갖는 도파관형 여파기의 어드미턴스 인버터의 구현

J-인버터는 식(10)과 같은 전송행렬을 갖는 2-포트 회로로서 tapered corrugated 구조를 갖는 도파관형 저역통과 여파기에서는 유한한 길이를 갖는 비대칭 용량성 아이리스로 구현된다^[1, 5, 8, 9, 10, 14].

$$\begin{bmatrix} A & jB \\ jC & D \end{bmatrix} \quad (10)$$

이러한 어드미턴스 J-인버터는 그림 8(c)와 같은 등가회로로 구성할 수 있다.

tapered corrugated 구조를 갖는 도파관형 저역통과 여파기의 어드미턴스 인버터는 양쪽 포트에 서로 다른 어드미턴스로 termination된 경우의 2-포트회로로서, 전송행렬은 식(11)과 같이 표현되고^[1, 14, 15]

$$\begin{bmatrix} a & jb \\ jc & d \end{bmatrix} \quad (11)$$

여기서

$$a = A\sqrt{\frac{Y_{i+1}}{Y_i}}, \quad b = \frac{B}{\sqrt{Y_i Y_{i+1}}}, \quad c = C\sqrt{Y_i Y_{i+1}}, \quad d = D\sqrt{\frac{Y_i}{Y_{i+1}}}$$

(12)

이다.

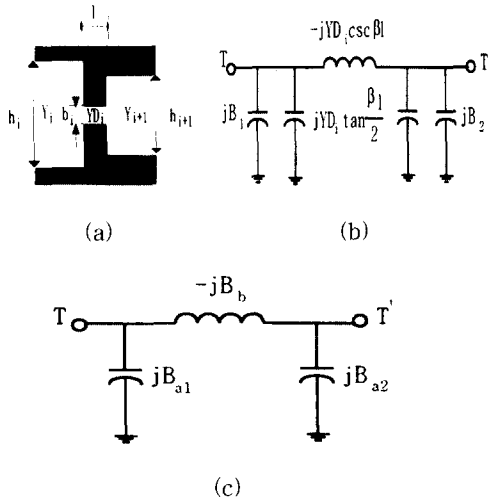


그림 8. 어드미턴스 J-인버터의 구성
Fig. 8. The composition of a Admittance J-inverter.

그리고 어드미턴스 인버터의 특성어드미턴스 J는 식 (13)과 같은 값을 갖고, 인버터 양단의 전송선로의 길이 ϕ_1, ϕ_2 는 식(15)과 (16)로 부터 주어진다^[14].

$$\frac{J}{\sqrt{Y_i Y_{i+1}}} = \sqrt{L} - \sqrt{L-1} \tag{13}$$

여기서

$$L = 1 + \frac{1}{4} (a-d)^2 + \frac{1}{4} ((b-c)^2) \tag{14}$$

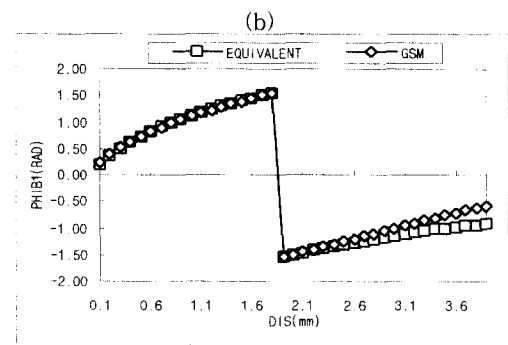
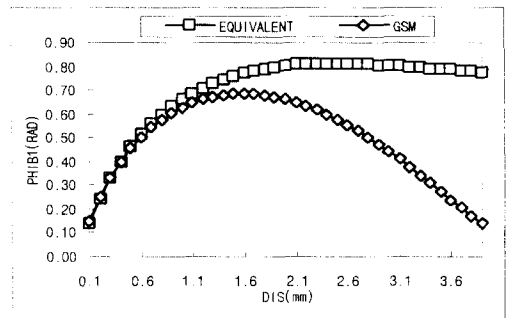
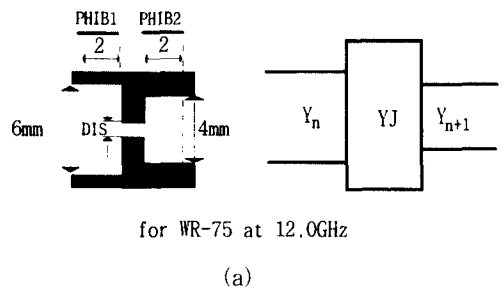
이다.

$$\phi_1 = \tan^{-1} \left\{ \frac{2(bd-ac)}{(a^2-d^2) + (b^2-c^2)} \right\} \tag{15}$$

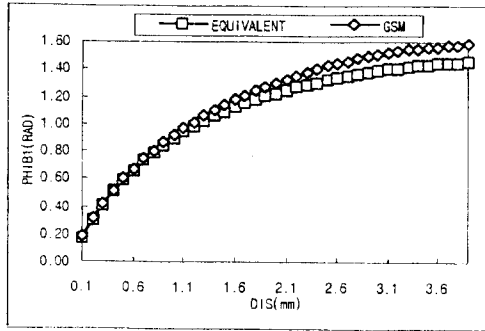
$$\phi_2 = \tan^{-1} \left\{ \frac{2(bd-ac)}{(a^2-d^2) + (b^2-c^2)} \right\} \tag{16}$$

본 논문에서는 유한한 길이를 갖는 비대칭 용량성 아이리스에 대한 등가회로를 높이가 서로 다른 두개의 도파관이 대칭적으로 접해있는 형태의 E-평면형 불연속 구조에 대한 N.Marcuvitz의 공식으로 구한 등가회로 파라미터와 그림 8(a)의 YD_1 의 어드미턴스 레벨을 갖는 부분을 전송선로의 등가모델을 사용하여 구성하였다. 그러나 N.Marcuvitz가 구한 등가회로 파라미터는 관내파장 λ_g 와 공동파관의 높이 b에 대한 제한범위에 따라 일정한 오차범위를 갖는다. 그림 9에는 비대칭 용량성 아이리스에 대하여 Marcuvitz의 공식을 사

용하여 구한 등가회로 파라미터와 GSM으로 구한 등가회로 파라미터로 corrugated 구조를 갖는 지역통과 여파기의 불연속 구조에 해당하는 원형여파기의 어드미턴스 J-인버터를 구현하였을 때, 비대칭 용량성 아이리스의 간격의 변화에 대하여 인버터의 특성어드미턴스와 인버터 양단의 전송선로의 전기적 길이의 변화를 나타내었다. 그림 9에 나타난 바와 같이 비대칭 용량성 아이리스의 간격이 증가할 수록 오차값의 정도가 증가함을 알 수 있다. 여파기 설계시 주어진 여파기의 설계 사양에 대하여 Rhodes 공식에 의해 계산된 원형여파기의 어드미턴스 인버터의 특성어드미턴스 값을 만족하는 용량성 아이리스의 칫수를 결정하여야 한다. 그러나 일반화된 산란행렬 방법으로 유한한 길이를 갖는 비대칭 용량성 아이리스의 칫수를 구하는 과정은 상당한 계산시간을 요구한다.



(c)



(d)

그림 9. 비대칭 용량성 아이리스 간격의 변화 대한 인버터 양단의 전송선로의 전기각과 특성어드미턴스의 변화

Fig. 9. (a), (b) Electrical lengths of admittance J-inverter vs. capacitive iris gap, (c) Characteristic admittance of admittance J-inverter vs. capacitive iris gap.

따라서 본 논문에서는 어느정도의 오차를 갖지만 비교적 계산시간이 빠른 Marcuvitz의 공식을 이용하여 여파기 설계사양에 대한 어드미턴스 인버터의 특성어드미턴스 값을 만족하는 등가회로 파라미터 값을 구하고, 이러한 등가회로 파라미터 값을 초기값으로 하여 일반화된 산란행렬 방법으로 유한한 길이를 갖는 비대칭 용량성 아이리스의 칫수를 결정하여 설계시간을 단축하였다.

5. 어드미턴스 레벨이 스케일링된 분포정수 저역통과 원형여파기

본 논문에서는 넓은 저지대역을 갖는 저역통과 여파기의 설계에 분포정수 저역통과 원형여파기를 사용하고 원형여파기의 소자값을 Rhodes의 공식을 사용하여 구하였다. 저지대역이 차단주파수의 3배되는 지점, 즉 $3f_1$ 되는 지점 혹은 그 이상에서도 고차모드들이 모두 감쇄되어 고조파 특성이 억제된 원하는 저지대역특성을 얻으려면, 원형여파기의 어드미턴스 레벨을 낮추기 위해 스케일링을 할 때, 이 Rhodes의 공식으로부터 얻은 원형여파기의 전송선로에 대한 전파상수값이 $3f_1$ 지점, 혹은 그 이상에서 모든 고차모드에 대하여 모두 감쇄모드가 되는 조건이 만족되도록 스케일링 되어야 한다. 즉, TE_{1n} 형태의 고차모드에 대한 전파상수값 k_{zn} ($n=1, 2, \dots, n$)이 허수, 혹은 영의 값을 가져야 하는 다음과 같은 조건이 만족되도록 원형여파기의 어드미턴

스레벨에 해당하는 도파관의 높이 b 를 결정하여야 한다^[1, 8, 9].

$$k_o^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n \cdot \pi}{b_{\min}}\right)^2 \leq 0 \quad (17)$$

여기에서 직접적으로 어드미턴스 레벨에 관계되는 인자는 여파기 각단의 도파관 높이로서, 식(17)의 b_{\min} 는 가장 작은 도파관 높이를 나타내고, 이것은 주어진 원형여파기의 사양에 대하여 결정되는 어드미턴스 레벨 중 가장 큰 값에 해당하는 도파관 높이에 해당한다. 따라서 식(17)의 조건을 만족하는 b_{\min} 값를 갖도록 어드미턴스 레벨을 스케일링하여야 하는데, 주모드인 TE_{10} 에 대한 고차모드인 TE_{1n-x} 가 전부 감쇄모드가 될 조건은 TE_{11} 모드가 감쇄모드가 되는 다음의 조건과 동일하다.

$$k_o^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{b_{\min}}\right)^2 \leq 0 \quad (18)$$

여기서

$$k_o^2 = (3 \times 2\pi \cdot f_1)^2 \cdot \mu_o \cdot \epsilon_o \quad (19)$$

이고 어드미턴스 레벨은 b_{\min} 가 다음과 같은 조건이 만족되도록 스케일링 되어야 한다.

$$b_{\min} \leq \left| \frac{\pi}{k_{zo}} \right| \quad (20)$$

여기서

$$k_{zo} = \sqrt{k_o^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad (21)$$

이다. 즉 스케일링된 각단의 어드미턴스 레벨중 가장 큰 값을 갖는 전송선로의 최대 특성어드미턴스값은^[34, 35]

$$Y_{\max} \geq \left| \frac{bk_{zo}}{\pi} \right| \quad (22)$$

의 조건이 만족되어야 한다. 여기서 b 는 여파기에 종단되는 도파관의 높이이다.

이러한 조건이 만족되는, 즉 어드미턴스 레벨이 스케일링되어 최종적으로 나타낸 분포정수 반파장 원형여파기는 다음과 같이 나타낼 수 있고, 이 원형여파기에서의 인버터의 특성어드미턴스값들은 다음과 같이 주어진다.

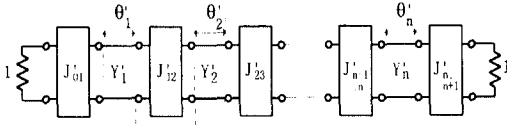


그림 10. 어드미턴스 레벨을 스케일링한 후의 분포정수 반파장 원형여파기

Fig. 10. Distributed halfwave lowpass prototype filter after admittance scaling.

$$J_{r,r+1} = \frac{J_{n,r+1}}{\sqrt{Y_r Y_{r+1}}}, \quad J_{0,1}' = \frac{J_{0,1}}{\sqrt{Y_1}}, \quad J_{n,n+1}' = \frac{J_{n,n+1}}{\sqrt{Y_n}} \quad (23)$$

이 어드미턴스 레벨은 주모드인 TE₁₀ 모드에 대한 TE_{1n-x}의 고차모드에 대한 감쇄조건을 나타내는 원형여파기의 어드미턴스 인버터의 특성어드미턴스값을 나타내고 저지대역에서 "spike"를 발생하는 고차모드인 TE_{n0}의 감쇄에 대한 조건식은 아니다^{1), 5)}.

III. 저역통과 여파기의 설계 및 실험

1. 13단 저역통과 여파기의 설계결과

본 논문에서는 corrugated 구조를 갖는 도파관형 저역통과 여파기를 설계하는 CAD프로그램을 개발하였다. 개발된 CAD프로그램으로 m=9.8 그리고 30개의 고차모드항을 취하여 차단주파수 12.8GHz에서 차단주파수의 3배되는 지점에서 약 140dB이상의 감쇄특성을 갖도록 0.001dB 13단 Chebyshev형의 저역통과 여파기를 설계하여, 그 특성을 corrugated 구조를 갖는 도파관형 저역통과 여파기 해석용 프로그램으로 시뮬레이션한 결과를 그림 12와 그림 13에 나타내었다. 본 연구에서 제시한 corrugated 구조를 갖는 도파관형 저역통과 여파기를 설계방법으로 설계된 저역통과 여파기의 주파수 특성은 여파기 설계시의 차단주파수와 잘 일치함을 알 수 있고, 차단주파수 근방에서의 반사손실 특성도 12.25~12.75GHz의 주파수 영역에서 28dB 이상을 나타내었다. 그리고 설계된 저역통과 여파기의 저지대역에서의 고조파 성분을 억제하는 감쇄특성도 그림 13에 나타난 바와 같이 38.4GHz까지 약 -150dB 이상의 우수한 감쇄특성을 갖는다. 그리고 본 논문에서 제시한 여파기 합성설계방법에 의해 설계된 여파기의 설계치수는 그림 11에 나타난 바와 같이 임피던스 정합을 위한 taper단이 필요없어 13단임에도 8cm이내의 짧은 길이를 갖는다.



그림 11. 설계된 0.001dB 13단 corrugated 저역통과 여파기의 치수

Fig. 11. Dimensions of the designed 0.001dB 13-section corrugated lowpass filters.

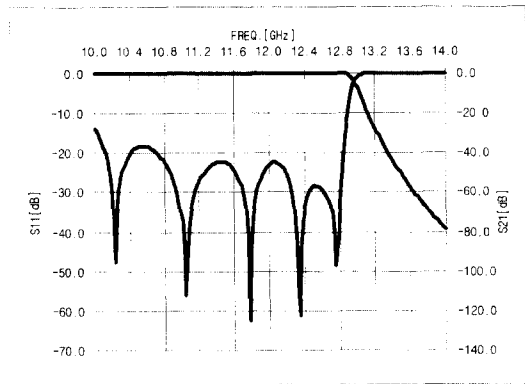


그림 12. 설계된 차단주파수 12.8GHz 여파기의 통과대역 시뮬레이션 특성

Fig. 12. The passband simulation characteristics of the designed lowpass filters.

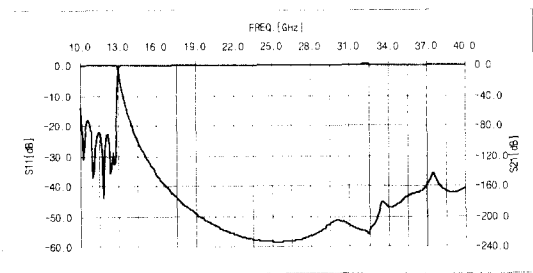


그림 13. 설계된 차단주파수 12.8GHz 여파기의 광대역 시뮬레이션 특성

Fig. 13. The broadband simulation characteristics of the designed lowpass filters.

2. 제작된 저역통과 여파기의 실험결과

본 연구에서 개발된 고조파 억제용 저역통과 여파기 설계용 CAD 프로그램으로 설계한 그림 11의 차단주파수 12.8GHz의 tapered corrugated 구조를 갖는 저역통과 여파기를 밀링가공에 의하여 제작하여 그 특성을 측정하여 그림 14, 그림 15에 나타내었다. 그 결과,

차단주파수의 3배되는 지점까지 약 -80dB이상의 감쇄 특성을 나타내었고, 제작된 저역통과 여파기의 차단주파수는 설계시의 차단주파수와 잘 일치함을 나타내었고, 차단주파수 근방에서의 반사손실 특성도 12.25~12.75GHz의 주파수 영역에서 약 25dB 이상을 나타내었다.

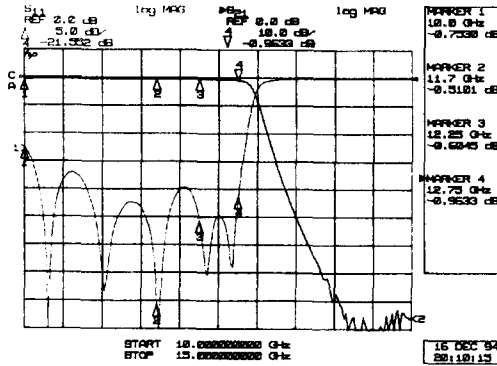


그림 14. 제작된 차단주파수 12.8GHz 여파기의 통과 대역 측정특성

Fig. 14. The measured results of the fabricated lowpass filters.

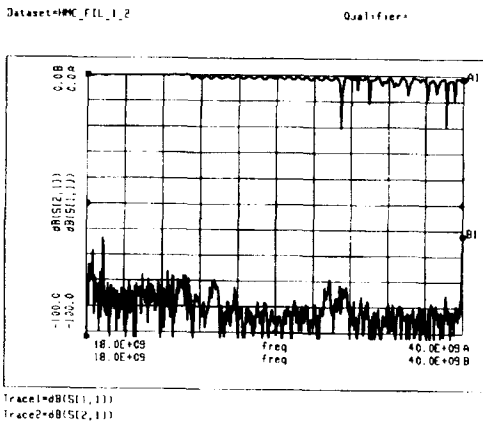


그림 15. 제작된 차단주파수 12.8GHz 여파기의 저지 대역 측정특성

Fig. 15. The measured stopband characteristics of the fabricated lowpass filters.

합성설계이론을 전개하여 얻은 Rhodes의 공식을 이용하여 설계하는 방법을 제시하여, 고조파 억제용 도파관형 저역통과 여파기를 설계하는 CAD 프로그램을 개발하였다. 모드정합법에 이은 GSM(Generalized Scattering Method)으로 본 논문에서 설계한 차단주파수 12.8GHz의 13단 Chebyshev형 corrugated 구조를 갖는 저역통과 여파기를 컴퓨터 시뮬레이션 하여 저역통과 여파기의 측정결과와 비교하였다. 그리고 tapered corrugated 구조를 갖는 도파관형 저역통과 여파기의 설계에는 본 논문에서 개발된 CAD 프로그램으로 Pentium-90급 IBM-PC에서 30개의 고차모드항을 고려하여 약 10분 이내의 짧은 설계시간이 소요되었다.

본 논문에서 제시된 설계방법은 영상 파라미터법이 나 기존에 Levy에 의해 제시된 corrugated 구조를 갖는 저역통과 여파기의 설계방법이 내포하고 있는 복잡한 설계과정이나 고차모드의 proximity effect가 여파기 특성에 미치는 영향등의 여러 문제점을 해결하였다. 특히 밀링 가공에 의한 여파기의 제작시의 제약조건이 될 수 있는 비대칭 용량성 아이리스의 두께를 corrugated 구조를 갖는 저역통과 여파기를 설계할때 입력조건으로 하여 제작상의 문제점을 피하여 설계할 수 있고 또 저역통과 여파기를 설계시 분포정수 원형여파기의 어드미턴스 레벨에 대한 스케일링 레벨과 비대칭 용량성 아이리스의 최소 간격의 범위를 결정할 수 있어 별도의 최적화 과정이나 반복적 설계과정 없이 동작전력 레벨이 고려된 tapered corrugated 구조를 갖는 저역통과 여파기의 설계가 가능한 장점이 있다. 또한 본 논문의 분포정수 원형여파기의 mapping함수를 이용한 설계방법은 저지대역특성을 여파기 설계시의 입력조건으로 하여 설계할 수 있어 관심 저지대역의 영역을 저역통과 여파기 설계시 결정할 수 있고 최적화 설계방법이나 반복적 설계방법에서 필요한 별도의 여파기 구조에 대한 장 해석 과정을 거치지 않아 설계 시간을 단축시킬 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] 박 준 석, Corrugated 구조를 이용한 고조파 억제용 도파관형 저역통과 여파기의 해석 및 설계에 관한 연구, 국민대학교 박사학위논문, 1996
 [2] G.L. Matthaei, L.Young, and E.M.T.Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching*

IV. 결 론

본 논문에서는 차단주파수의 3배되는 저지대역에서의 주파수 영역까지 고조파 대역특성을 억제하는 corrugated 구조의 도파관형 저역통과 여파기의 설계방법으로 분포정수 반파장 저역통과 원형여파기에 대하여

- Network, and Coupling Structures*, New York: McGraw-Hill, 1964, pp. 380-409, 937-952.
- [3] S.B.Cohn, "Analysis of a Wide-Band Waveguide Filter," *Proceeding of The I.R.E.* Vol. 37, June, 1949, pp. 651-656.
- [4] S.B.Cohn, "Design Relations for the Wide-Band Waveguide Filter," *Proceeding of The I.R.E.* Vol. 38, July, 1950, pp. 799-803.
- [5] R. Levy, "Tapered Corrugated Waveguide Low-Pass Filter," *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-21, No. 8, Aug. 1973.
- [6] R. Levy, "Table of Element Values for the Distributed Lowpass Prototype Filter," *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-13, pp 514-536, Sept. 1965.
- [7] R. Levy, "Characteristics and Element Values of Equally Terminated Achieser-Zolotarev Quasi-Low-Pass Filters," *IEEE Trans. on Circuit Theory Tech.*, Vol. CT-18, pp. 538-544, Sept. 1970.
- [8] J.S.Park and J.B.Lim, A Novel CAD algorithm for corrugated harmonic rejection filters based on the synthesis procedures combined with the cutoff frequency correction method, *Proc. 25th European Microwave Conf*, Bologna, Sep. 1995, pp. 975-980.
- [9] J.S.Park and J.B.Lim, An Improved Harmonic Rejection Characteristics of Corrugated Lowpass Filters based on the Synthesis Procedures combined with the Cutoff Frequency Correction Method, *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf, Taejeon*, Oct. 1995, pp. 291-294.
- [10] 임재봉, 위성중계기용 도파관 여파기 개발, 한국전자통신연구소, 최종보고서, 1994
- [11] J.D. Rhodes, *Theory of Electrical Filters*, John Wiley & Sons, pp. 134-149
- [12] 임재봉, 통과대역 보정법에 의한 E-평면형 마이크로파 대역통과 여파기의 설계이론에 관한 연구, 서울대학교 박사학위논문, 1987, pp. 49-60
- [13] G.L. Matthaei, L.Young, and E.M.T.Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Network, and Coupling Structures*, New York: McGraw-Hill, 1964, pp. 144-149, 434-438.
- [14] R. Levy, "Waveguide Filter having Sequence of thick Capacitive Irises," U.S. Patent 3 577 104, May. 4, 1971
- [15] M.A.R.Gunston, D.F.Blunden, "A Simplified Analysis of Corrugated Waveguide Structures," *Marcony Review*, 1970, pp. 260-266.

 저 자 소 개

朴 准 奭(正會員) 第 32卷 A編 第 7號 參照

林 在 鳳(正會員) 第 32卷 A編 第 7號 參照

李 宰 鉉(正會員) 第 33卷 A編 第 6號 參照