

다양한 합성이론중에서 Cohn의 합성이론^[1]은 직결형 도파관 여파기(direct-coupled waveguide filter) 설계시 간편한 설계기법으로 널리 선호되고 있다. 그러나 이 이론은 주파수에 대한 결합계수의 변화를 정확히 설명할 수 없으며 이론 자체에 내재된 근사화는 예상응답과는 다른 결과를 나타낸다. 이러한 현상은 설계 대역폭이 증가할 수록 심하고 예측하기도 힘들다. 보통 수치해석 방법을 통해서 합성설계된 여파기에 대한 정확한 응답을 얻고 요구되는 응답과의 비교를 통해 실제로 발생할 수 있는 일탈현상에 대한 정보를 얻는다. 본 논문에서는 발생할 수 있는 두가지 일탈현상과 그에 대한 보정방법을 Chebyshev형 인덕티브 아이리스 결합형 도파관 여파기(inductive iris-coupled waveguide filter)를 예로 언급하고자 한다.

Cohn의 합성이론은 두 가지 관점에서 예상응답과는 다른 결과를 보인다. 대역폭 감소와 반사손실 특성의 악화가 그것이다. 첫번째 현상은 양 끝단의 차단주파수가 중심주파수 쪽으로 상승하거나 감소하는 것이다. 이러한 현상은 주파수에 대한 전력손실비(power loss ratio), 즉 통과대역 내의 반사손실과 저지대역에서의 감쇄손실의 합을 저지대역 주파수와 차단주파수에 대한 특성함수의 비로 표현함으로써 이동된 주파수 양을 얻는다. 이러한 과정을 거쳐 새로운 차단주파수와 중심주파수를 구하고 합성설계 단계에 보정값으로 이용한다.

다음은 통과대역 내의 양 끝 차단주파수 근처에서 발생하는 반사손실의 악화로서 보통 설계대역폭이 증가할수록 심해진다. 본 논문에서는 반사손실을 개선하기 위해 경험적으로 얻은 결과를 제시한다.

이상의 두 가지 일탈현상은 제시된 보정방법으로 해결이 가능하며 크게 향상된 결과를 얻을 수 있다. 이 방법의 타당성을 확인하고자 Ka-대역 여파기에 대한 설계 및 측정결과를 제시한다.

II. 여파기 합성

1. Cohn의 합성이론

그림 1은 Cohn의 합성이론에 기초한 집중정수 저역통과 원형회로(lumped-element lowpass prototype circuit)이다.

이 원형회로의 소자값 g_i 는 원하는 응답을 결정하며, 본 논문에서 제한한 Chebyshev 응답에 대해

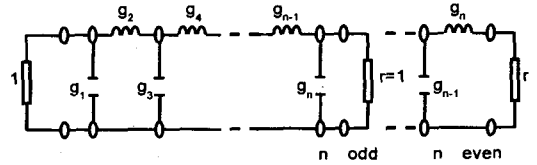


그림 1. 집중정수 저역통과 원형회로
Fig. 1. Lumped-element lowpass prototype circuit.

$$g_1 = 2a_1/\gamma, g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}}, k = 2, 3 \dots as_n \quad (1)$$

과 같이 표현된다. 여기서 n은 공진기의 수이며

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

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{k\pi}{n} \right), k = 1, 2 \dots n$$

$$\beta = \ln \left(\coth \frac{IL_1[dB]}{17.37} \right)$$

$$\gamma = \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right)$$

와 같다. n이 홀수인 경우 $r = 1$, 짝수인 경우 $r = \tanh^2(\beta/4)$ 이다.

n차 저역통과 감쇄특성은

$$IL(\omega) = 10 \log \left\{ 1 + \varepsilon^2 T_n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_1} \right) \right\} [dB] \quad (2)$$

와 같다. 여기서 ω_1 은 차단주파수(cutoff frequency), ε^2 은 리플인자(ripple factor)를 나타내며 T_n 은 Chebyshev 다항식이다.

그림 2와 같은 대역통과 특성의 예상응답은 식 (3)과 같은 간단한 주파수 변환(frequency transformation)을 통해서 얻을 수 있다.

$$\frac{\omega}{\omega_1} = 2 \left(\frac{\lambda_{g0} - \lambda_g}{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}} \right) \quad (3)$$

여기서 $\lambda_{g1}, \lambda_{g2}$ 는 각각 차단주파수 f_{c1}, f_{c2} 에서의 관내파장이다. 중심주파수에서의 관내파장은

$$\lambda_{g0} = (\lambda_{g1} + \lambda_{g2})/2$$

와 같이 표현된다.

2. 주파수 일탈현상

이상에서 언급한 합성이론은 여러 종류의 여파기 설계에 있어서 매우 유용하나, 이론에 내재된 근사화로

인해 예상응답과는 상당히 다른 결과를 얻을 수 있다. 특히, 낮은 VSWR값이 요구되는 광대역 통신용 여파기를 설계하는 경우 더욱 심하다. 이러한 일탈현상은 합성이론으로부터 얻은 구조에 대해 본 논문에서 이용한 모드정합법^[4-5]과 같은 수치해석법을 통해 확인할 수 있다. 두가지 주요한 현상은 다음과 같다.

첫째, 통과대역내 양 끝의 두 차단주파수가 중심주파수 쪽으로 이동하는 현상이다. 대부분의 여파기 설계시 높은 차단주파수가 중심주파수 쪽으로 하향 이동하며, 낮은주파수의 상향이동은 상대적으로 매우 작다. 이로 인해 대역의 감쇄가 증가하고 대역폭이 감소하며 중심주파수가 하향 이동된다. 즉, 합성과정에서의 주파수에 대한 근사화는 통과대역의 높은 주파수에 큰 영향을 미치며 설계대역폭이 증가할수록 심해진다

둘째, 통과대역내 차단주파수 근처에서의 큰 VSWR 특성으로서 대역폭이 증가할수록 심해진다.

언급한 일탈현상이 합성이론의 응용영역을 크게 제약할 수 있다. 본 논문에서는 이러한 현상을 보정하고 개선된 결과를 얻기 위한 보정방법을 제시한다. 이러한 보정과정은 모드정합법을 기초로 수행되었으며 여파기 특성을 개선시키는데 매우 유용하리라 본다.

III. 이동된 차단주파수 보정

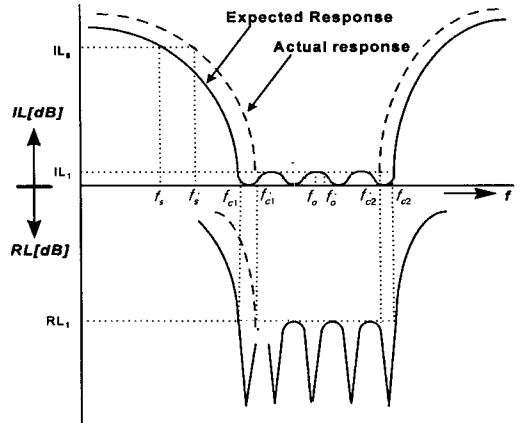
이상에서 언급한 바와 같이 합성된 여파기 구조를 모드정합법으로 해석하면 그림 2와 같이 예상응답과는 달리 차단주파수가 이동된 실제응답을 얻게 된다. 이러한 현상을 보정하기 위해 각 차단주파수의 이동을 분리해서 고려한다.

주파수 변환된 여파기의 대역통과 특성을 삽입손실비 혹은 전력손실비^[6]로 정의하면

$$P_T = \frac{1}{1 + G(\omega^2)} \tag{4}$$

와 같이 표현된다. 여기서 P_T 는 단위 입력전력당 여파기를 통해 전달된 전력을 의미한다. 특성함수 $G(\omega^2)$ 은 전력비로서 여파기를 무손실로 가정하면

$$G(\omega^2) = \frac{1 - P_T}{P_T} = \frac{P_R}{P_T} \tag{5}$$



f_s : 예상응답의 저지대역 주파수
 f_s' : 실제응답의 저지대역 주파수

그림 2. 차단주파수 일탈현상
 Fig. 2. Cutoff frequency deviations.

와 같다. 여기서 P_R 은 반사된 전력이다.

먼저 낮은 차단주파수의 이동을 살펴보자. 예상응답과 실제응답에 대한 특성함수를 각각 $G_1(\omega^2)$ 와 $G_2(\omega^2)$ 라고 하면

$$G_1(\omega^2) = \epsilon^2 T_n^2 \left(2 \cdot \frac{\lambda_{g0} - \lambda_g}{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}} \right) \tag{6}$$

$$G_2(\omega^2) = \epsilon^2 T_n^2 \left(2 \cdot \frac{\lambda'_{g0} - \lambda_g}{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}} \right) \tag{7}$$

와 같고, λ'_{g0} 은 이동된 차단주파수 f_{c1} 에 대한 관내파장이다. 실제응답의 중심주파수에서의 관내파장은

$$\lambda'_{g0} = (\lambda'_{g1} + \lambda_{g2}) / 2$$

와 같다. 차단주파수와 저지대역 주파수에서의 특성함수를 전력비로 표현하면

$$10 \log \frac{G_1(\omega_s^2)}{G_1(\omega_{c1}^2)} = 10 \log \left(\frac{P_{RS}}{P_{IS}} \cdot \frac{P_{T1}}{P_{R1}} \right) = -(IL_s + RL_1) + (IL_1 + RL_s) \tag{8}$$

와 같은 통과대역 내의 반사손실과 저지대역에서의 감쇄손실의 합을 구할 수 있다. 여기서 RL_s 는 f_s 에서의 반사손실로서

$$RL_s = 10 \log \left(1 - \log^{-1} \frac{IL_s}{10} \right) \tag{9}$$

와 같다.

f_d 에서 입사전력은 모두 전달되고 IL_1 은 매우 작

은 값이 된다. 비슷한 방법으로 f_s 에서의 모든 입사전력은 반사되고 RL_s 는 매우 작은 값이 된다. 그러므로 식 (8)은

$$10 \log \frac{G_1(\omega_s^2)}{G_1(\omega_{cl}^2)} \cong -(IL_s + RL_1) \quad (10)$$

와 같이 근사화될 수 있다. 비슷한 방법으로 실제응답에 대해서도

$$10 \log \frac{G_2(\omega_s^2)}{G_2(\omega_{cl}^2)} \cong -(IL_s + RL_1) \quad (11)$$

와 같이 표현식을 얻을 수 있다.

(10)과 (11)로부터 예상응답과 실제응답 사이에는

$$\frac{\lambda_{gs} - \lambda_{gs}'}{\lambda_{gl} - \lambda_{gl}'} = \frac{\lambda_{gs} - \lambda_{gs}'}{\lambda_{gl} - \lambda_{gl}'} \quad (12)$$

와 같은 비례관계가 성립한다. 여기서 λ_{gs} , λ_{gs}' 는 주파수 f_s , f_s' 에 대응하는 관내파장이다. 이 관계식으로부터 이동된 차단주파수에 대한 정보, 즉 차단주파수의 이동량을 얻을 수 있다. 이 값은 여파기를 재설계 할 때 보정값으로 입력된다.

지금까지 낮은 차단주파수의 이동에 대해서 살펴보았으며, 높은 차단주파수의 이동에 대해서도 비슷한 절차를 거쳐 얻을 수 있다. 보통 이러한 반복해석을 통해 보다 개선된 통과대역 및 대역의 차단특성을 얻을 수 있다.

IV. 통과대역내 반사손실 보정

그림 3은 인덕티브 아이리스 여파기 구조^[7-8]이다. 일반적으로 합성이론을 통해 여파기의 물리적인 크기가 결정되나, 언급한 바와 같이 통과대역내의 반사손실 특성이 예상응답과는 달리 상당히 악화되며 설계대역폭과 공진기 수가 증가함에 따라 심해진다.

본 논문에서는 여러종류의 여파기에 대해 합성이론과 모드정합법을 병행하여 주파수 특성을 비교했으며, 이러한 과정을 통해 일정한 관계를 경험적으로 얻을 수 있었다. 악화된 반사손실을 개선시키기 위해서 여파기를 다시 설계하고 이를 수치해석법으로 확인하는 과정이 필요없다.

Cohn의 합성이론을 통해 얻은 인덕티브 아이리스 폭 $G(1) \sim G(n+1)$ 과 공진기 길이 $L(1) \sim L(n)$

중에서 $G(1)$ 과 $G(n+1)$ 이 오차를 가장 크게 내포하고 있으며 반사특성을 악화시키는 주원인으로 조사되었다. 이것은 두 변수에 대해 적당한 보정을 취하면 반사특성을 개선시킬 수 있음을 의미한다. 다행이 여파기는 대칭구조이므로 $G(1)$ 과 $G(n+1)$ 이 같아 들듯 하나만 고려하면 된다. 그림 4는 원하는 반사특성을 얻기 위해 보정되어야 할 $G(1)$ 의 변화량을 공진기 수와 설계대역폭에 따라 나타낸 것이다.

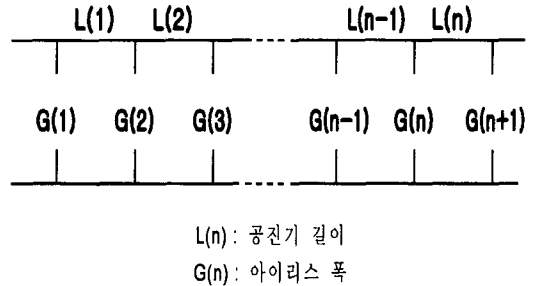


그림 3. 인덕티브 아이리스 결합 여파기 구조
Fig. 3. Structure of inductive-iris-coupled filter.

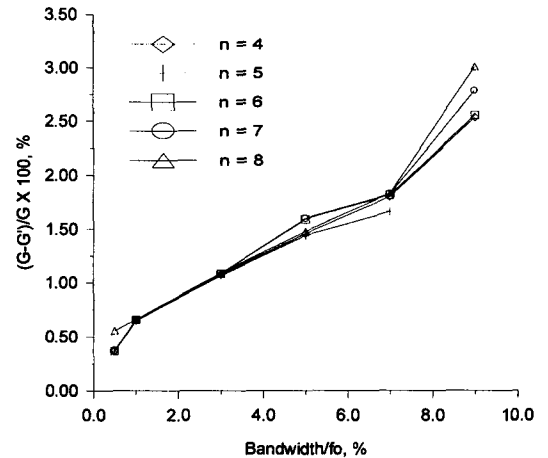


그림 4. 아이리스 폭에 대한 보정
Fig. 4. Corrections for iris width.

$G(1)$ 대신에 $G'(1)$ 을 사용해서 원하는 응답에 근접하는 반사손실 특성을 얻을 수 있다. 그림 4에서 보듯이 요구되는 아이리스 폭 $G'(1)$ 은 합성이론에 의한 아이리스 폭 $G(1)$ 에 비해 감소한다. 예를들어, 3%의 대역폭을 갖는 여파기를 설계하는 경우 $G(1)$ 에 비해 약 1.1% 감소한 아이리스 폭을 적용하면 된다. 설계대역폭이 증가함에 따라 $\Delta G (= G - G')$ 는 커진다. 이와 같은 관계를 이용하여 설계대역폭, 특히 2 ~ 6%의 대역폭을 갖는 여파기의 특성을 크게 개선시킬

수 있다. 대역폭이 너무 좁거나 반대로 넓은 경우 오차는 증가하나 여전히 이 관계는 유용하다. 이 때, 아이리스 폭의 변화로 발생하는 대역폭의 변화는 무시할 수 있다.

본 논문에서는 처음과 마지막 결합소자를 보정함으로써 주파수 특성을 개선시키는 접근방법을 인덕티브 아이리스형 여파기에 제한하였으나 결합소자가 다른 종류의 여파기에 대해서도 동일하게 적용될 수 있다.

V. 측정 및 결과

이상에서 언급한 보정방법의 타당성을 입증하고자 여러가지 여파기를 설계 및 제작해 보았으며, 본 논문에서는 Ka -대역 여파기 한 종류에 대한 결과만을 제시한다. 그림 5와 6은 각각 설계된 여파기에 대한 보정 전과 후의 설계결과와 측정결과를 나타낸 것이다.

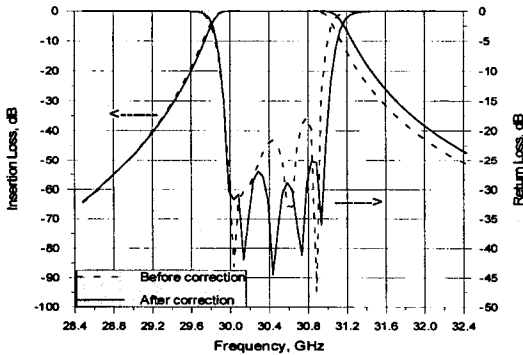


그림 5. 여파기 주파수 응답(보정전 ---, 보정후 __)
Fig. 5. Filter frequency response. (before correction ---, after correction __)

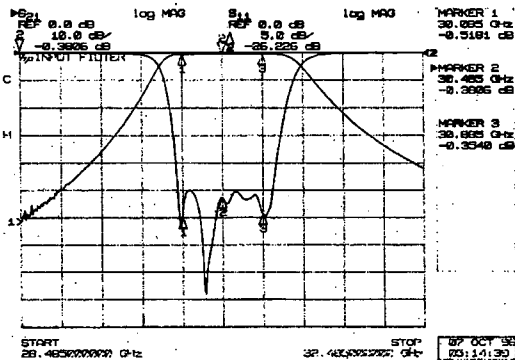


그림 6. Ka -Band 여파기 측정결과
Fig. 6. Measured results of the Ka -Band filter.

그림에서 보듯이 대역통과 특성 및 반사손실 등 주파수특성이 크게 개선되었음을 알 수 있다.

VI. 결론

본 논문에서는 합성이론에 내재된 근사화로 인해 발생하는 두가지 일탈현상을 보정하기 위한 방법을 제시하였다. 하나는 저지대역에서의 감쇄특성을 이용해 이동된 차단주파수 양을 구해 설계단계에 보정인자로 입력된다. 다음은 합성설계에 의해 얻어진 아이리스 폭을 제시한 비례관계를 통해 수정함으로써 크게 개선된 반사손실 특성을 기대할 수 있었다. 특히, 두번째 보정 방법은 수치해석을 통하지 않고 간단하게 합성결과에 바로 적용할 수 있다는 점에서 매우 유용하다. 이러한 방법의 타당성을 입증하고자 Ka -대역 여파기에 대한 이론 및 측정결과를 비교하였으며 크게 개선된 주파수 특성을 얻을 수 있었다.

참고 문헌

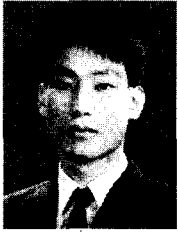
- [1] S.B. Cohn, Direct-Coupled-Cavity Filters, *Proc. IRE*, vol. 45, Feb. 1957, pp. 187-196.
- [2] L. Young, Direct-Coupled Cavity Filters for Wideband and Narrow Bandwidths, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-11, May 1963, pp. 162-178.
- [3] R. Levy, Theory of Direct-Coupled Cavity Filters, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-15, June 1967, pp. 340-348.
- [4] Y.C. Shih, *The Mode-Matching Method*, in T. Itoh (Ed.), *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*, New York: John Wiley & Sons, 1989.
- [5] J. Bornemann and R. Vahldieck, "Characterization of a Class of Waveguide Discontinuities Using a Modified TExmn-mode Approach," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 38, Dec. 1990, pp. 1816-1822.
- [6] R.E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, New York, McGraw-Hill,

1992.

[7] G. Matthaei, L. Young and E. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures*, Artech House, Dedham, MA, 1980.

[8] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, Vol. 10 (M.I.T. Rab. Lab. Series), New York : McGraw-Hill, 1951.

저 자 소 개



柳 兪完(正會員)

1968年 1月 13日生 1991年 2月 광운대학교 전자통신공학과 졸업(공학사). 1993年 2月 광운대학교 대학원 전자통신공학과 졸업(공학석사). 1993年 2月 ~ 현재 한국전자통신연구원 위성통신기술연구단 탑재장치 연구실 연구원. 주관심분야는 수동부품 설계, MMIC 회로설계 등임



姜 馨春(正會員)

1955年 6月 18日生 1977年 2月 서울대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1988年 8月 Ohio 주립대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1991年 8月 Ohio 주립대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1997年 12月 ~ 현재 한국전자통신연구원 위성통신기술연구단 탑재장치연구실장. 주관심분야는 위성통신중계기 시스템 및 MMIC 부품설계 등임

金 在 明(正會員)

1951年 12月 17日生 1974年 2月 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1981年 미국 남가주대학교 전기공학과 졸업(공학석사). 1987年 연세대학교 전자공학과 졸업(공학박사). 1974年 2月 ~ 1979年 6月 KIST, KTRI. 1982年 ~ 현재 한국전자통신연구원 위성통신기술연구단 위성시스템연구부 책임연구원. 주관심분야는 위성통신중계기 시스템 등임