

구형 마이크로스트립 소자를 이용한 이립틱 여파기의 설계

장 원호, 이 윤현
한국 항공 대학 항공전자공학과

Design of Elliptic Filters Using Rectangular Microstrip Elements

JANG Weon Ho, LEE Yun Hyun

Dept. of Avionics Eng., Hankuk Aviation College

Abstract: A method for synthesizing low-pass elliptic filters in a microstrip configuration is presented. The realization consists of the cascade connection of proper rectangular elements, each one corresponding to four reactive elements of the lumped-constant prototype. This allows an effective control of parasitics and unwanted reactances, which results in the possibility of realizing higher order filters with cutoff frequencies up to X-band. Fifth and seventh order filters were fabricated on alumina substrates.

I. 서론

본 연구는 2단자망 구형 마이크로스트립 소자에 대한 여파특성 연구에서 소자 내의 전자계를 TM공진 모드로 전개하여 유도한 임피던스 행렬을 부분분수 형태로 표현하였을 때, 첫 두 항 TM00, TM10만을 고려하여 얻은 임피던스 파라미터의 근사식으로 부터 3차 풀형 저역 여파기의 기본 회로와 같은 모양의 등가 회로를 유도하고, 입력 단자의 위치에 따라 구분된 P(parallel)형 소자와 N(normal)형소자를 종속으로 연결시켜 차단 주파수가 8GHz인 5차와 7차의 이립틱 저역 여파기를 실현 하였다. 기판은 0.635mm 알루미늄(Al2O3) 기판을 이용하였으며, 유전율은 10으로 하였다. 보다 정밀한 여파기 제작을 위해 루비리스 필름(Rubryth Film)을 이용한 Photo Etching 방법을 이용하였다.

II. 구형 마이크로스트립 여파기의 설계

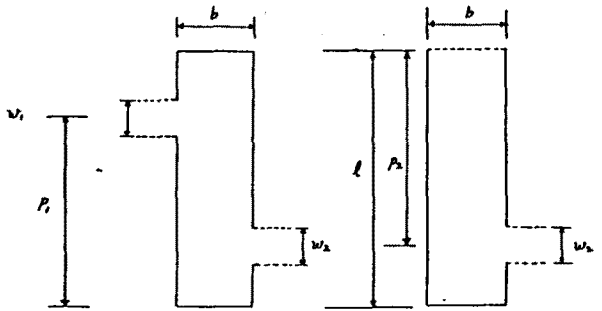


그림 1. 마이크로스트립 소자의 (a)P형 (b)N형

Fig. 1. Geometry of the (a)parallel-type

(b)normal-type microstrip elements

그림 1.은 n차(n은 기수) 마이크로스트립 이립틱 저역 통과 여파기의 제작에 사용되는 평면 구형 구조의 두가지 형태이다. P형은 3차 여파기의 실현에 적합하지만, 종속 접속이 불가능하기 때문에 고차 여파기의 설계가 불가능하다. 이 문제를 극복하기 위해 N형 마이크로스트립 구조를 사용한다.

2단자 구형 마이크로스트립 회로의 임피던스 파라미터를 산란 파라미터로 변환하면 다음과 같다.

$$S_{11} = \frac{\langle Z_{11}-1 \rangle \langle Z_{22}-1 \rangle - Z_{12}^2}{\langle Z_{11}+1 \rangle \langle Z_{22}+1 \rangle - Z_{12}^2}$$

$$S_{22} = \frac{\langle Z_{11}+1 \rangle \langle Z_{22}-1 \rangle - Z_{12}^2}{\langle Z_{11}+1 \rangle \langle Z_{22}+1 \rangle - Z_{12}^2}$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{Z_{12}}{\langle Z_{11}+1 \rangle \langle Z_{22}+1 \rangle - Z_{12}^2} \quad (1)$$

한편, 임피던스 파라미터는 다음과 같다.

$$Z_{11} = \frac{j\omega C l_1}{bl} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\delta_m \delta_n f_{n1}^2}{\omega m n^2 - \omega^2}$$

$$Z_{22} = \frac{j\omega C l_2}{bl} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\delta_m \delta_n f_{n2}^2}{\omega m n^2 - \omega^2}$$

$$Z_{21} = Z_{12} = \frac{j\omega C \sqrt{l_1 l_2}}{bl} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^m \frac{\delta_m \delta_n f_{n1} f_{n2}}{\omega m n^2 - \omega^2} \quad (2)$$

여기서,

$$\omega m n = c\pi \sqrt{(m/L)^2 + (n/b)^2}$$

$$f_{n1} = \begin{cases} \cos \frac{n\pi D_1}{b} \frac{\sin \frac{n\pi \omega_2}{2b}}{\frac{n\pi \omega_2}{2b}} & , n \neq 0 \\ 1 & , n = 0 \end{cases}$$

$$\delta_{m,n} = \begin{cases} 1 & , m=n=0 \\ 2 & , m=n \neq 0 \end{cases}$$

δ_m 과 δ_n 은 Neumann 계수이다.

2 단자 구형 마이크로스트립 소자의 임피던스 퍼레 미터는 식 (2)로 부터 첫 두 항(TM00 모드와 TM10모드) 만 고려하여 근사적으로 다음과 같이 구해진다.

$$Z_{mn} = h_0 \left(\frac{1}{j\omega} + \frac{j2\omega g_m g_n}{\omega_{10}^2 - \omega^2} \right) , m, n = 1, 2 \quad (3)$$

여기서,

$$h_0 = \frac{t}{\epsilon bl}$$

$$g_i = (-1)^i \cos \frac{\pi D_1}{L} \text{Sn} \left(\frac{\pi \omega_2}{2L} \right)$$

$$\text{Sn}(x) = \frac{\sin x}{x}$$

$$\omega_{10} = \pi^2 / (\mu \epsilon l^2)$$

식 (3)의 임피던스 함수를 실현할 수 있는 4단자 등가 회로는 그림 2.와 같으며, 이는 pole type 3차 저역 여파기에 해당된다. 그림 2.의 등가 회로의 회로 소자 값과 그림 1.의 P형 소자의 첫수 사이에는 다음과 같은 관계가 있다.

$$C_a = \frac{C_0}{1 - q_1/q_2}$$

$$C_b = \frac{C_0}{1 - q_2/q_1}$$

$$C_c = \frac{C_0}{2} \frac{1 + 2q_1 q_2}{(q_1 - q_2)}$$

$$L_c = \frac{2t}{\pi^2} \frac{(q_1 - q_2)^2}{b} \quad (4)$$

여기서,

$$C_0 = \frac{1}{h} = \frac{\epsilon bl}{h}$$

그림 2.의 등가 회로에서 특성 임피던스와 공진 주파수는

$$Z_0 = \frac{\pi}{\omega_0(C_a + C_b)} \quad (5)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\{L_c(C_c + (C_a C_b)/(C_a + C_b))\}^{1/2}} \quad (6)$$

이다.

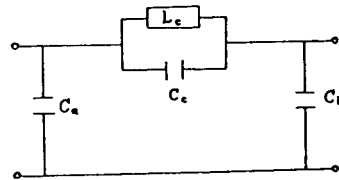


그림 2. 그림 1.의 구형 마이크로스트립의 등가 회로

Fig. 2. Equivalent circuit of the microstrip rectangular elements of Fig. 1.

$$b/h \leq 2 ;$$

$$b = \frac{8h \exp(A)}{\exp(2A) - 2}$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{1/2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{Q.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$l = \frac{\pi c}{\omega_0 \sqrt{\epsilon_{eff}(f)}}$$

$$p_1 = \frac{l}{\pi} \cos^{-1} \left\{ -g_1 / \text{Sn} \left(\frac{\pi \omega_2}{2l} \right) \right\}$$

$$p_2 = \frac{l}{\pi} \cos^{-1} \left\{ g_2 / \text{Sn} \left(\frac{\pi \omega_2}{2l} \right) \right\}$$

$$g_1 = C_b / \{2(C_a C_b + C_a C_c + C_b C_c)\}^{1/2}$$

$$g_2 = -C_a / \{2(C_a C_b + C_a C_c + C_b C_c)\}^{1/2} \quad (7)$$

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}}{1 + G(f/f_p)^2} \quad (8)$$

$$f_p = \frac{Z_0}{2\mu_0 t}$$

$$G = \left(\frac{Z_0 - 5}{60}\right)^2 + 0.004 Z_0$$

$b/h \geq 1$;

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{b}\right)^{-1/2}$$

여기서

- h: 유전체 기판의 두께
- b: 유전체 기판의 유전율
- u: 유전체 기판의 부자율
- w: 입, 출력 단자의 폭
- l: 소자의 길이

III. 고차 이립틱 여파기의 합성

앞 절에서는 P형의 구형 마이크로스트립 소자로 3차 이립틱 여파기를 합성할 수 있다는 것을 보였으며, 이 절에서는 N형 소자를 이용하여 두 형태의 종속 접속으로 고차 여파기를 실현한다.

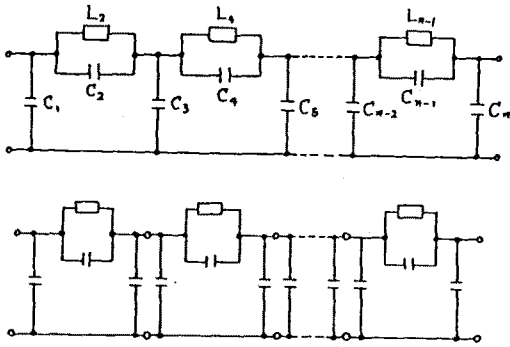


그림 3. (a) 이립틱 함수 저역 여파기의 프로토타입 (b) 합성에 적합하게 변환된 형태
Fig. 3. (a) Elliptic-function low-pass filter prototype and (b) its transformed version suitable for the synthesis.

그림 3. (a)는 n차(n은 기수) 저역 통과 이립틱 여파기의 프로토타입이며 (b)는 합성에 의해 변환된 형태이다.

종속 접속된 m개의 등가 회로는 $[m=(n-1)/2]$ 로 정해지고, 이것들은 각각 $(3n-1)/2$ 개의 리액티브 소자를 가지며, (m-1)개의 N형과 한 개의 P형 소자로써 n차 저역 통과 이립틱 여파기를 실현할 수 있다.

IV. 여파기의 제조 공정

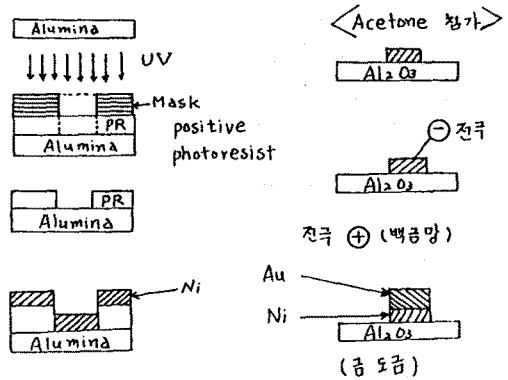


그림 4. 루비리스 필름에 의한 에칭 공정
Fig. 4. Procedure of photolithography.

루비리스 필름에 의하여 에칭한 여파기의 제조 공정은 그림 4.와 같다[9].

V. 실험 및 결과

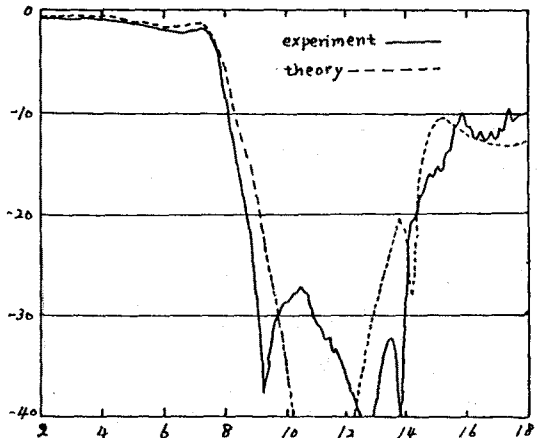


그림 5. 이론적인 값과 실험치를 비교한 5차 이립틱 여파기의 |S21| 특성
Fig. 5. Theoretical and experimental frequency behavior of the scattering parameters |S21| of the fifth order filter fabricated

그림 5는 2-18GHz 주파수 대역에서 5차 필터의 분산 퍼라미터의 실험적인 특성을 보였다. 차단 주파수 8GHz로써, 이 여파기의 차원들은 다음과 같다.

P형 소자: $L=7.46\text{mm}$ $b=0.98\text{mm}$ $p1=5.67\text{mm}$
 $w1=0.60\text{mm}$ $p2=5.39\text{mm}$ $w2=0.29\text{mm}$
 N형 소자: $L=5.27\text{mm}$ $b=0.29\text{mm}$ $w1=0.29\text{mm}$
 $p2=2.71\text{mm}$ $w2=0.60\text{mm}$

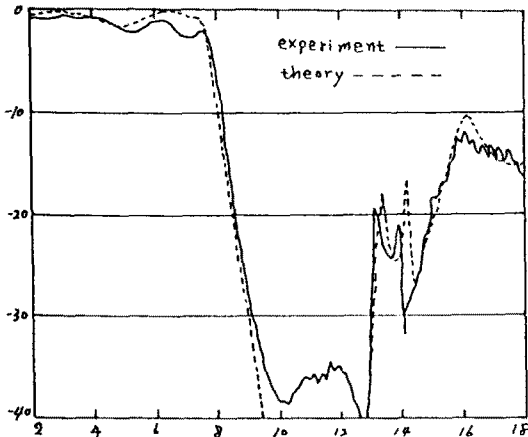


그림 6. 이론적인 값과 실험치를 비교한 7차 이립틱 여파기의 |S21| 특성

그림 6.은 차단 주파수가 8GHz인 7차 이립틱 여파기의 특성이며, 이 여파기의 차원은 다음과 같다.

P형 소자: $L=7.52\text{mm}$ $b=1.01\text{mm}$ $p1=1.76\text{mm}$
 $w1=0.60\text{mm}$ $p2=1.99\text{mm}$ $w2=0.40\text{mm}$
 N형 소자: $L=5.75\text{mm}$ $b=0.40\text{mm}$ $w1=0.40\text{mm}$
 $p2=3.10\text{mm}$ $w2=0.48\text{mm}$
 N형 소자: $L=5.58\text{mm}$ $b=0.48\text{mm}$ $w1=0.48\text{mm}$
 $p2=3.21\text{mm}$ $w2=0.60\text{mm}$

그림 5.와 6.에서 이론치와 실험치와의 차이는 오미파 방사 손실(ohmic and radiation loss), 표면파의 여기(excitation of surface waves), 튜너치의 부조화(mismatching of the launchers)들을 이론치에 고려하지 않았기 때문이며, 또한 모든 공진 모드에 대해 실효 유전율을 사용했기 때문이다.

VI. 결론

구형 마이크로스트립 소자의 임피던스 퍼라미터로

부터 유도된 등가 회로가 3차 풀형 저역 여파기의 기본 회로와 같은 모양임을 이용하여 P형과 N형 소자용 종속으로 집속한 고차(5,7차) 이립틱 여파기를 설계하고 제작하여 실험적으로 여파기 특성을 고려하였다.

44(Cm)*33(Cm)의 $1/\sqrt{200}$ 의 크기의 기판에서 충분히 제작할 수 있으므로, Hybrid-MIC 또는 Monolithic-MIC에 적용할 수 있음을 보여준다[12].

그림 5.와 6.에서 보듯이 준통과대역(pseudopassband) 특성이 나타나는 문제점은 더욱 높은 차단 주파수를 갖는 여파기를 부가함으로써, 차단 대역(stopband) 특성을 좋게할 수 있으며, 고차 공진모드를 고려함으로써 통과 대역 특성을 개선할 수 있음을 알 수 있다.

참고 문헌

- [1] I.Wolff and N.Knopik, "Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-22, pp.857-864, Oct.1974.
- [2] G.D'Inzeo, F.Giannini, P.Maltese, and R.Sorrentino, "On the double nature of transmission zeros in microstrip structures," Proc. IEEE, vol.66, pp.800-802, July 1978.
- [3] G.D'Inzeo, F.Giannini, C.M.Sodi, and R.Sorrentino, "Method of analysis and filtering properties of microwave planar networks," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-26, pp.462-471, July 1978.
- [4] G.D'Inzeo, F.Giannini and R.Sorrentino, "Wide-band equivalent circuits of microwave planar network," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-28, pp.1107-1113, Oct.1980.
- [5] H.A.Wheeler, "Transmission-Line properties of parallel wide strips separated by a dielectric components," IEEE Trans. Microwave TheoryTech., vol.MTT-13, pp.172-185, Mar. 1965.
- [6] G.Kompa and R.Mehran, "Planar waveguide model

- for calculating microstrip components," Electron. Lett., vol. 11, pp. 459-460, Sept. 1975.
- [7] J.A.G. Malherbe, "TEM pseudoelliptic-function bandstop filters using noncommensurate lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-24, pp. 242-248, May 1976.
- [8] G.C. Temes and J.W. LaPATRA, Circuit Synthesis and Design. McGraw-Hill, Inc., 1977.
- [9] O.D. Trapp, R.A. Blanchard, L.T. Lopp, and T.I. Kamin, Semiconductor Technology Handbook. Technology Associates, Portola Valley, California, 1985.
- [10] M.S. Lee and S.S. Lee, "A Study on the Design of GP Filters Using Rectangular Microstrip Elements," Ph.D. dissertation, School of Elec. Eng., Hanyang Univ., 1984.
- [11] G. Gonzalez, Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey 07632, 1984.
- [12] J. Frey, Microwave Integrated Circuits. Dedham MA: Artech House, 1974.
-