

임의의 영상 임피던스를 갖는 병렬 결합선로 여파기 설계

°김 철수*, 정 민호*, 류 대원*, 정 용채**, 안 달*
*순천향 대학교 전자공학과, **삼성전자

Design of parallel-coupled-line filter with an arbitrary image impedance

C.S. Kim*, M.H. Chung*, D.W. Lew*, Y.C. Jeong**, D. Ahn*

*Dept. of Electronics, Soonchunhyang Univ. **Samsung Electronics Co. LTD.

Abstracts

In this paper, new design equations are presented to make a parallel coupled line filter with an arbitrary image impedance. These equations provide a line-spacing which is wider or narrower than the line-spacing of conventional method. The advantages of these design equations are the size reduction and the convenience of structure. Also, they can be applied to a wave guide filter. It is based on the method of even- and odd-mode analysis and derived from the comparison with general band pass filter using J-inverter. Super-Compact S/W is used to verify these equations. The simulation results show that these design equations are perfect.

경우[1], 여파기의 전체 크기를 줄여 집적도를 높일 경우에 종단 임피던스와 다른 임의의 임피던스를 갖는 병렬 결합선로 여파기의 구조가 요구된다. 본 논문에서는 이 여파기의 수식을 유도하고 시뮬레이션을 통해 유도한 수식이 정확함을 보여준다.

2. 설계이론

구현하려고 하는 병렬 결합선로 여파기는 기관 위에 제작 가능한 두 평행 전송선로에 기초한다. 그림1(a)는 전기적 길이가 θ 인 결합선로의 우, 기 모드 임피던스 Z_{∞} 와 Z_{∞} 를 나타낸 것이다. 그림1(b)는 길이가 θ , 특성 임피던스가 Y_0 인 두 개의 단일 선로 사이에 어드미턴스 인버터가 연결된 등가회로이다[2][3].

1. 서론

대역통과 여파기는 여러 가지 형태가 있다. 여기



에서는 기판위에 적용 가능한 임의의 임피던스를 갖는 병렬 결합선로 여파기 설계이론을 제시한다. 기존의 병렬 결합선로 여파기는 종단의 어드미턴스와 전송선로의 어드미턴스가 같은 경우가 대부분이었다. 이와 같은 이유는 종단 어드미턴스와 다른 어드미턴스를 갖는 결합선로를 사용했을 경우, 첫 번째와 마지막의 결합선로를 인버터로 구현할 때 필요 없는 전송선로를 발생시키기 때문이다. 그러나 높은 비유전율의 기판을 이용하거나, 평행 전송선로의 간격이 좁아 실제구현이 어려울

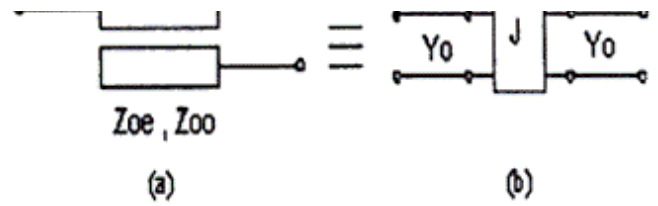


그림 1 병행 결합선로와 J-인버터를 가진 등가회로도

그림1(a)의 영상 임피던스 Z_1 와 영상 위상 변환 β 는 다음과 같다.

$$\hat{U}A^{1/2}$$

$$Z_I = \frac{[(Z_{oe} - Z_{oo})^2 - (Z_{oe} + Z_{oo})^2 \cos^2 \theta]^{1/2}}{2 \sin \theta} \quad (1)$$

$$\cos \beta = \left(\frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \right) \cos \theta \quad (2)$$

그림1(b)의 J-인버터는 모든 주파수에서 -90° 위상 변환과 일정한 영상 어드미턴스 Y를 갖는 이상적인 어드미턴스 인버터이며 다음과 같은 ABCD 행렬로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} 0 & \frac{-j}{J} \\ -jJ & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

그림1(b)의 영상 임피던스 Z_I 와 영상 위상 변환 β 는 다음과 같다.

$$Z_I = \left[\frac{JZ_0^2 \sin^2 \theta - \frac{1}{J} \cos^2 \theta}{\frac{1}{JZ_0^2} \sin^2 \theta - J \cos^2 \theta} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4)$$

$$\cos \beta = \left(JZ_0 + \frac{1}{JZ_0} \right) \sin \theta \cos \theta \quad (5)$$

그림1이 식(1)과 (4)를, 식(2)와 (5)를 같다고 고려한 다음조건을 만족한다면 그림1(a)와 그림1(b)가 전기적으로 일치함을 보여준다.

$\sin \theta$ 에서 $\theta = 90^\circ$ 근방에서 만족하므로

$$\frac{1}{2} (Z_{oe} - Z_{oo}) = JZ_0^2 \quad (6)$$

$$\left(\frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \right) = JZ_0 + \frac{1}{JZ_0} \quad (7)$$

식(6), (7)에 의해 다음과 같은 Z_{oe} 와 Z_{oo} 를 구할수 있다.

$$\begin{aligned} Z_{oe} &= Z_0 [1 + JZ_0 + (JZ_0)^2] \\ Z_{oo} &= Z_0 [1 - JZ_0 + (JZ_0)^2] \end{aligned} \quad (8)$$

그림2는 N+1개의 결합선로를 가진 여파기와 J-인버터를 가진 동가회로이다. 그림3에서 $2\theta = \lambda/2$ 의 길이를 갖는 전송선로는 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} Z_{in} &= Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \\ &= Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \pi \frac{\omega - \omega_0}{\omega}}{Z_0 + jZ_L \pi \frac{\omega - \omega_0}{\omega}} \Bigg|_{\omega = \omega_0 \text{ 근방}} \quad (9) \\ &= \frac{1}{jY_0 \pi \frac{\omega - \omega_0}{\omega}} \Bigg|_{\omega = \omega_0 \text{ 근방}, Z_L > Z_0} \end{aligned}$$

식(9)는 그림3(b)와 같은 동가회로로 표현되고 병렬 공진기로 보여지는 것을 알 수 있다.

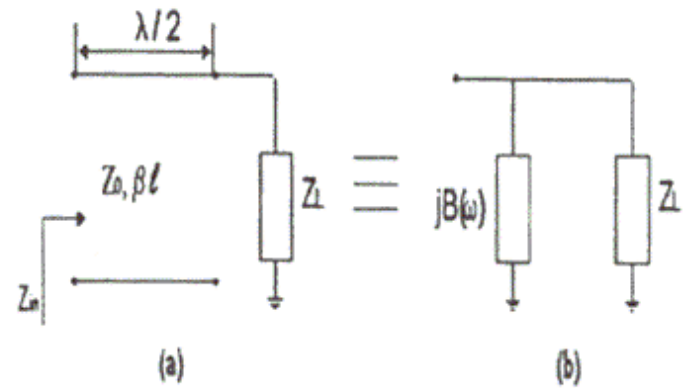


그림 3 $\lambda/2$ 의 길이를 갖는 전송선로와 그 동가회로

이 공진기의 서셉턴스는 다음과 같고

$$B(\omega) = Y_0 \pi \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \quad (10.a)$$

어드미턴스 슬롯 파라미터는 다음과 같이 표현된다.

$$b = \frac{\pi}{2} Y_0 \quad (10.b)$$

이 슬롯 파라미터에 의해 J-인버터를 표현하면

$$J_{01} = \sqrt{\frac{Y_0 b_1 W}{2\omega_1' g_0 g_1}}$$

$$J_{i,j+1} = W \sqrt{\frac{b_j b_{j+1}}{(w_1' g_j)(w_1' g_{j+1})}} \quad (11)$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Y_0 b_n W}{w_1' g_n g_{n+1}}}$$

식(11)을 식(8)에 대입하여 종단 어드미턴스와 전송선로의 어드미턴스가 같은 결합선로의 Z_{∞} 와 Z_{∞} 를 구할 수 있다. 식(8)를 이용한 시뮬레이션 결과가 그림5에서 보여준다.

그림4는 Y_0 의 종단 어드미턴스와 임의의 어드미턴스 Y_1 을 갖는 결합선로를 이용한 대역 통과 여파기의

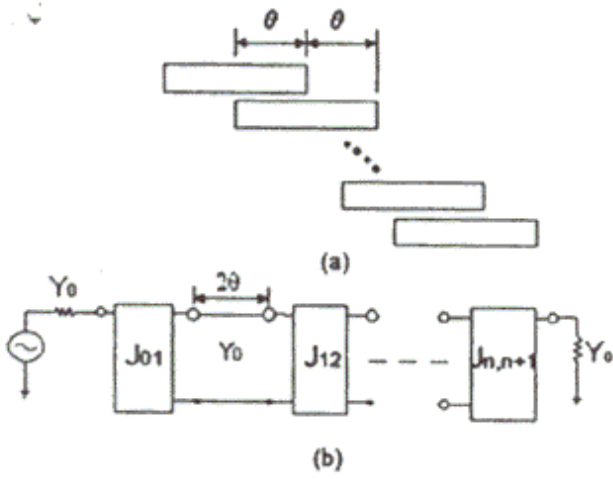


그림 2 Y_0 어드미턴스를 갖는 여파기와 그 동가회로

입의의 영상 임피던스를 갖는 병렬 결합선로 여파기 설계

등가회로를 보여준다. 그림4(a)의 Y_{in} 에서 바라본 결합선로 여파기의 입력 어드미턴스는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 Y_{in} &= Y_1 \frac{Y_0 + jY_1 \tan \theta}{Y_1 + jY_0 \tan \theta} \\
 &= Y_1 \frac{\frac{Y_1}{Y_0} + j\frac{\pi}{2} \frac{w-w_0}{w_0}}{1 + j\frac{Y_1}{Y_0} \frac{\pi}{2} \frac{w-w_0}{w_0}} \\
 &= Y_1 \frac{A + jX}{1 + jAX} \\
 &= \frac{Y_1^2}{Y_0} + jY_1 X(1 - A^2)
 \end{aligned} \tag{12}$$

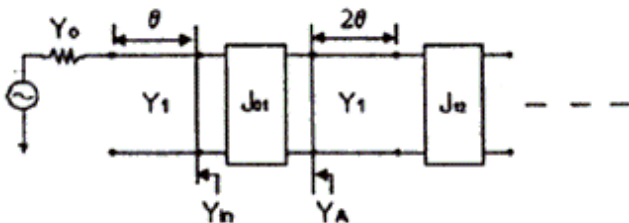
where

$$\begin{aligned}
 A &= \frac{Y_1}{Y_0} \\
 X &= \frac{\pi}{2} \frac{w-w_0}{w_0}
 \end{aligned}$$

그림4(a)의 Y_A 에서 바라본 어드미턴스를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 Y_A &= \frac{J_{01}^2}{Y_{in}} \\
 &= \frac{J_{01}^2}{Y_1 A + jY_1 X(1 - A^2)} \\
 &= \frac{J_{01}^2}{Y_1 A} \left[1 + jX \left(A - \frac{1}{A} \right) \right] \\
 &\equiv \frac{J_{01}^2}{Y_1 A} + jB_A
 \end{aligned} \tag{13}$$

식(13)으로부터 그림4(b)의 회로를 얻을 수 있다.



새로운 병렬공진기 jB_A 가 나타남에 따라 $jB_{n1}(w)$ 의 슬롭 파라미터는 다음과 같이 된다.

$$jB_{n1}(w) = j[B_A(w) + B_1(w)] \tag{14}$$

$$B_{n1}(w) = \frac{J_{01}^2}{Y_1} X \left(1 - \frac{1}{A^2} \right) + Y_1 2X$$

$$\begin{aligned}
 b_1 &= \frac{w_0}{2} \left. \frac{dB_{n1}(w)}{dw} \right|_{w=w_0} \\
 &= \frac{\pi}{4} Y_1 \left[\frac{J_{01}^2}{Y_1^2} \left(1 - \frac{1}{A^2} \right) + 2 \right]
 \end{aligned} \tag{15}$$

식(15)와 같이 병렬 공진기의 슬롭 파라미터가 변함에 따라 J-인버터의 값도 다음과 같이 변한다.

$$\frac{J_{01}}{Y_1} = \sqrt{\frac{\frac{\pi}{2} AW}{w_1' g_0 g_1 - \frac{\pi}{4} AW \left(1 - \frac{1}{A^2} \right)}}$$

$$\frac{J_{12}}{Y_1} = \frac{\pi W}{2 w_1'} \sqrt{\frac{\frac{1}{2} \left[\frac{J_{01}^2}{Y_1^2} \left(1 - \frac{1}{A^2} \right) + 2 \right]}{g_1 g_2}} \tag{16}$$

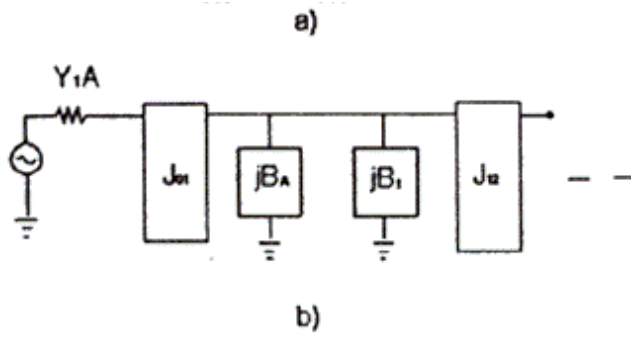
$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_1} = \frac{\pi}{2} \frac{W}{w_1'} \sqrt{\frac{1}{g_j g_{j+1}}}, \quad j=2, \dots, n-2$$

$$\frac{J_{n-1,n}}{Y_1} = \frac{\pi W}{2 w_1'} \sqrt{\frac{\frac{1}{2} \left[\frac{J_{01}^2}{Y_1^2} \left(1 - \frac{1}{A^2} \right) + 2 \right]}{g_{n-1} g_n}}$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_1} = \sqrt{\frac{\frac{\pi}{2} AW}{w_1' g_n g_{n+1} - \frac{\pi}{4} AW \left(1 - \frac{1}{A^2} \right)}}$$

where

$$\begin{aligned}
 \frac{w'}{w_1'} &= \frac{1}{W} \frac{w-w_0}{w_0} \\
 w_0 &= \frac{w_1 + w_2}{2}
 \end{aligned}$$



$$W = \frac{w_2 - w_1}{w_0}$$

식(16)를 다음의 Z_{oe} 와 Z_{oo} 식에 대입함으로써 실제 필요한 데이터를 얻을 수 있다.

$$Z_{oe} = Z_1 [1 + jZ_1 + (jZ_1)^2] \quad (17)$$

$$Z_{oo} = Z_1 [1 - jZ_1 + (jZ_1)^2]$$

그림 4 임의의 어드미턴스 Y_1 을 갖는 여파기의 등가회로

3. Simulation

주파수는 1.8GHz에서 1.9GHz까지 100MHz의 대역폭을 갖고 N은 5단이며 0.01dB의 리플과 종단 임피던스는 50Ω을 공통으로 사용했으며, 단지 전송선로의 임피던스만 달리 하여 병렬 결합선로 여파기를 시뮬레이션 하였다. 그림5는 전송선로와 종단 어드미턴스가 같은 50Ω인 여파기의 시뮬레이션 결과이다. 그림6은 종단어드미턴스와 다른 전송선로의 임피던스가 10Ω이고 그림7은 전송선로 임피던스를 100Ω으로 시뮬레이션 한 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 그림5와 그림6, 그림7과 같이 정확히 -26dB의 반사손실과 대역폭을 가짐을 알 수 있다. 따라서 어떠한 임의의 임피던스를 갖는 결합선로를 이용한 여파기라도 정확한 정합을 이루어 본 수식이 타당함을 입증한다.

4. 결론

본 논문에서는 종단 어드미턴스와 다른 임의의 임피던스를 갖는 병렬 결합선로 여파기의 설계식을 제안하고, 이 설계식을 이용하여 대역 통과 여파기를 설계, 시뮬레이션을 통해 제시한 방법이 타당함을 증명하였다. 제시된 설계식을 이용한 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 이론적으로 예상했던 반사손실과 대역폭이 정확하게 나옴을 알 수 있다. 이 설계식은 집적도를 높일수 있고, 실제 구현을 용이하게 하며 도파관 여파기에도 응용이 가능할 것으로 생각된다.

참고 문헌

1. M. Makimoto, S. Yamashita, "Strip-line resonator filters having multi-coupled sections", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 92-94, 1983
2. S. B. Cohn, "Parallel coupled transmission-line

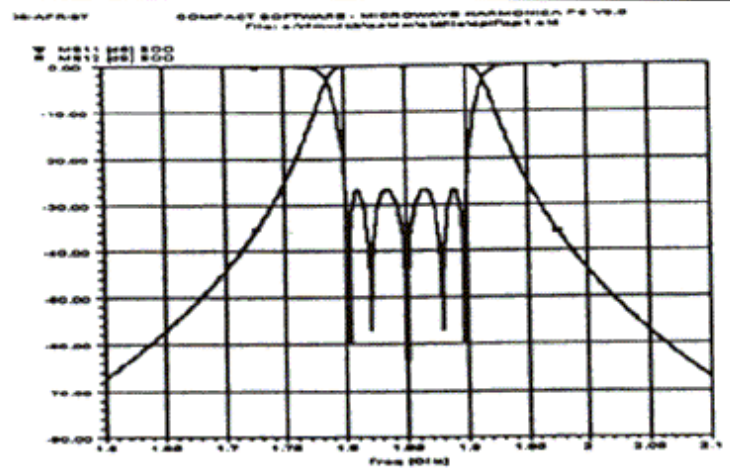


그림 5 전기적 길이를 이용한 결합선로 임피던스가 50Ω인 결합선로 여파기

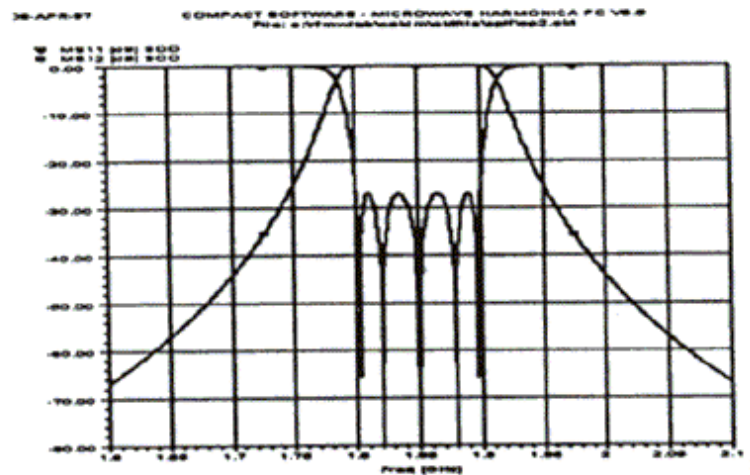
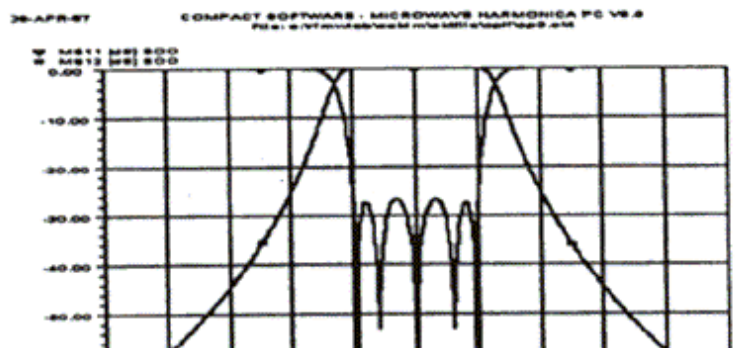


그림 6 전기적 길이를 이용한 결합선로 임피던스가 10Ω인 결합선로 여파기



-resonator filter", IEE Trans. Microwave Theory
Tech., vol. MTT-6, pp. 223 - 231, Apr. 1958.

3. George L. Matthaei, Leo Young, E. M. T.
John, "Microwave Filters, Impedance Matching
Networks, and Coupling Structures", Artech
House, 472-478, 1980

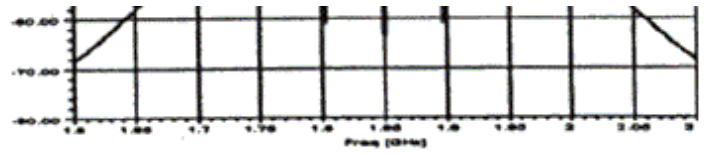


그림 7 전기적 길이를 이용한 결합선로 임피던스가
100Ω인 결합선로 여파기

[ÀÀü](#) [Ã³À½](#)