

# 무 손실 2-포트 회로의 인버터를 사용한 등가회로 및 응용

## A Equivalent Circuit for Lossless 2-Port Using Inverter and Its Application

양 승 식 · 염 경 환

Seong-Sik Yang · Kyung-Whan Yeom

### 요 약

임피던스 인버터 및 어드미턴스 인버터는 마이크로파 여파기 설계에 자주 사용되는 개념적인 소자이다. 본 논문에서는 일반적 무 손실 2-포트 회로의 인버터를 사용한 등가회로를 제시하였다. 이 방법은 기존의 방법과 달리 무손실 2-포트 회로의 z- 또는 y-파라미터를 알 경우, 이를 이용하여 용이하게 나타낼 수 있다. 이 방법을 평행 결합 선로(parallel coupled line) 및 비평행 결합 선로(anti-parallel coupled line)에 적용하고, 기존의 등가회로에 대하여 비교 검토하였다. 또한, 마이크로스트립 평행 결합 선로 여파기는 설계된 여파기에 대해 주파수 응답의 왜곡을 발생시키게 되는데, 이를 보상하기 위하여 알려진 기존 결과들과 본 논문의 유도 결과를 비교 검토하였다. 평행 결합 선로 여파기 설계시 제시된 등가회로는 기존 등가회로와의 차이로 여파기 설계에 특이성을 보이게 된다. 본 논문에서는 제시된 등가회로에 대한 설계 방법을 제시하고, 기존의 연구 결과와 비교하여 제시된 방법이 보다 정확한 결과를 주는 것을 보였다.

### Abstract

Impedance or admittance inverter is a conceptual 2-port device frequently used in microwave filter design. In this paper, the equivalent circuit using inverter for general lossless 2-port circuit is presented. Our equivalent circuit can be directly and easily represented with z- or y-parameters compared with the conventional methods. Based on the representation, the derived results for various coupled lines such as parallel coupled line and anti-parallel coupled lines are compared ours. In addition, the results of other workers for improvement of the distortion in frequency response of microstrip coupled line filter are derived using our representation and compared. The proposed equivalent circuit shows the difference with conventional equivalent circuit so the conventional design method can not be applied to parallel coupled line filter with our representation. So in this paper the novel design method is proposed and we showed the method yields more accurate design results.

Key words : Inverter, Parallel Coupled Line, Anti-Parallel Coupled Line, Bandpass Filter

### I. 서 론

임피던스 및 어드미턴스 인버터는 Cohn<sup>[1]</sup>이 대역 통과 여파기 설계에 이것의 개념을 도입한 후 널리 사용되고 있다. Cohn은 여파기의 결합에 사용된 소

자와 일부 공진기의 회로 소자 값을 합쳐서 형성된 새로운 2-포트 회로가 임피던스 및 어드미턴스 인버터로 동작함을 밝혔다. 또한, 인버터와 공진기로 구성된 기준형을 구성하고 이의 설계 공식을 저역 여파기 기준형(low pass prototype)으로부터 유도하였

「본 연구는 한국과학기술원 전파탐지특화연구센터를 통한 국방과학연구소의 연구비 지원으로 수행되었습니다.」

충남대학교 전파공학과(Department of Radio Science and Engineering, Chungnam National University)

· 논문 번호 : 20080428-054

· 수정완료일자 : 2008년 6월 26일

다. 이를 통해 대다수의 기존 대역 여파기들이 이러한 인버터를 사용하여 용이하게 설계될 수 있음을 보였다. Cohn은 또한 평행 결합 선로 여파기를 제안하였으며<sup>[2]</sup>, 여기에 사용된 1/4 파장 평행 결합 선로를 전송선과 인버터로 구성된 회로로 볼 수 있다고 가정하고, 각각 회로의 ABCD 파라미터를 계산한 뒤 이것으로부터 K-인버터 값을 결합 전송선의 우수 및 기수 모드 임피던스를 사용 결정하는 방법을 제시했다. Makimoto는<sup>[3]</sup> 일반적 길이를 갖는 평행 결합 선로에 대하여 K-인버터 값을 Cohn과 유사한 방법으로 도출하였으며, 이것을 SIR(Step Impedance Resonator) 결합에 사용, 고조파 대역을 자유롭게 설정할 수 있는 SIR 여파기 설계를 제시하였다. 또한, Cohn과 유사한 방법으로 Matsuo<sup>[4]</sup> 및 Lee와 공동연구자는<sup>[5]</sup> 평행 결합 선로뿐만 아니라, 입출력이 동일선상에 있는 일반적인 길이를 갖는 비평행 결합 전송 선로의 인버터 값을 도출 주파수 응답에 영점을 발생시켜 여파기의 스킵트 특성을 개선할 수 있음을 보였다.

결합 전송선의 경우, Johnson 및 Zysman<sup>[6]</sup>이 일반적인 4-포트 파라미터를 유도하였고, 또한 마이크로스트립 응용시 기수 및 우수 모드의 위상 속도가 다를 때에도 이것의 4-포트 파라미터는 잘 알려져 있으나, 이것의 임피던스 및 어드미턴스 인버터 값은

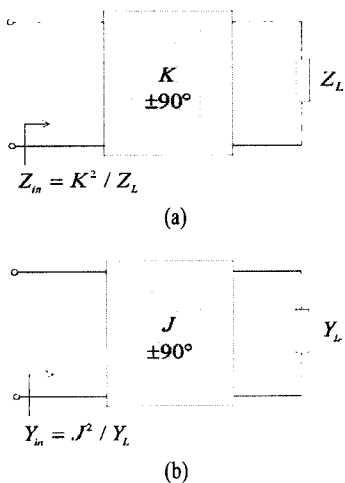


그림 1. (a) 임피던스 인버터(K-인버터), (b) 어드미턴스 인버터(J-인버터)

Fig. 1. (a) Impedance inverter(K-inverter), (b) Admittance inverter(J-inverter).

여전히 등가회로를 가정하고 이것들의 ABCD 파라미터를 이용 근사적으로 계산하고 있다. 또한, 이와 같은 방법들은 특정 형태의 인버터 해석에 국한되어 있고, 제한적인 고려 방법으로 일반적인 2-포트 회로에서 인버터 값의 도출은 어려운 점이 있다. 본 논문에서는 일반적인 무손실 2-포트 회로를 인버터를 사용한 간단한 등가회로로 나타낼 수 있음을 제시하였다. 또한, 우수 및 기수 모드 위상 속도가 다른 결합 마이크로스트립 선로에서의 분산(dispersion) 효과 보상 방법을 설명하였다. 이것은 Kajafez와 공동연구자<sup>[7]</sup> 및 Lee와 공동연구자<sup>[5]</sup>에서 얻은 결과와 일치하며, 이것의 결과로 얻어지는 인버터 상수값은 기존의 결과와 다소 다른 형태의 수학적 형태를 갖게 되는데, 이는 특정 범위에서 같은 결과를 주는 것임을 밝히고, 이러한 인버터를 사용한 인버터기준형 여파기 설계 공식을 유도할 것이다. 그리고 제시된 방법이 보다 정확한 설계값을 주는 것을 비교하여 보였다.

## II. 무 손실 2-포트 회로의 인버터 등가회로

### 2-1 인버터 등가회로 유도

임피던스 인버터는 그림 1(a)와 같이 2-포트 회로에 부하 임피던스  $Z_L$ 을 연결할 경우, 입력 임피던스가  $K^2/Z_L$ 로 나타나는 2-포트 회로이며, 어드미턴스 인버터는 그림 1(b)와 같이 부하  $Y_L$ 이 연결될 경우 입력 어드미턴스가  $J^2/Y_L$ 로 나타나는 2-포트 회로를 나타낸다. 또한, 임피던스 인버터는 어드미턴스 인버터로 볼 수 있으며,  $K=1/J$ 의 관계를 갖게 된다.

반면, 일반적인 무 손실 2-포트 수동 회로는 다음과 같이 z-파라미터로 정의할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} = j \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} \\ X_{21} & X_{22} \end{bmatrix} \quad (1)$$

수동 소자로 구성되었기 때문에 가역성(reciprocity)에 의하여  $z_{12} = z_{21}$ 가 성립하며, 또한 손실이 없기 때문에  $z_{ij}$ 는 모두 순 허수가 된다. 따라서 식 (1)의  $z_{ij}$  성분들은 리액턴스를 나타낸다. 이와 같은 무 손실 2-포트는 그림 2(a)와 같이 출력 부하( $Z_L$ )

가 연결되었을 때 입력 임피던스는

$$Z_{in} = z_{11} - \frac{z_{12}^2}{z_{22} + Z_L} = jX_{11} + \frac{X_{12}^2}{jX_{22} + Z_L} \quad (2)$$

와 같으며, 이 표현식에서 첫째항은 포트 1에서의 자체 임피던스( $jX_{11}$ )이며, 반면 둘째항은 ( $jX_{22} + Z_L$ )의 임피던스가 인버팅된 것을 나타낸다. 이와 같이 부하와 직렬 연결된  $jX_{22}$ 가 인버팅되고 자체 임피던스  $jX_{11}$ 이 연결된 회로는 그림 2(b)와 같이 등가회로로 나타낼 수 있다. 따라서 K-인버터 값은  $K^2 = X_{12}^2$ 이 되는 것을 알 수 있다.

같은 방법으로 무 손실 2-포트의 y-파라미터는 식 (3)과 같은 관계로 정의되며, 가역성이 존재하면  $y_{12} = y_{21}$  관계가 성립하므로 그림 3(a)와 같이 출력 부하( $Y_L$ )에 대한 입력 어드미턴스는 식 (4)와 같다.

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = j \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$Y_{in} = y_{11} - \frac{y_{12}^2}{y_{22} + Y_L} = jB_{11} + \frac{B_{12}^2}{jB_{22} + Y_L} \quad (4)$$

따라서 그림 3(b)와 같이 어드미턴스 인버터(J-인

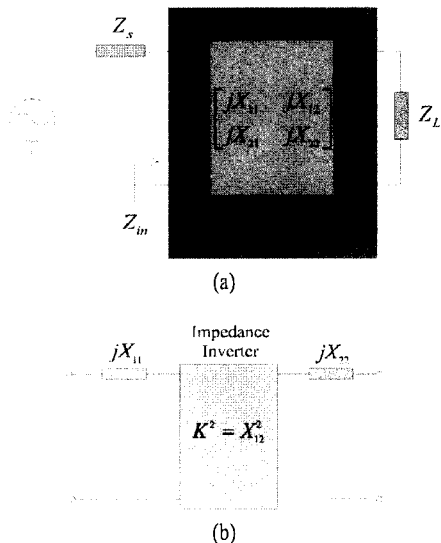


그림 2. (a) 무 손실 2-포트 z-파라미터, (b) 임피던스 인버터를 사용한 등가회로

Fig. 2. (a) The z-parameter of a lossless 2-port, (b) Equivalent circuit with impedance inverter.

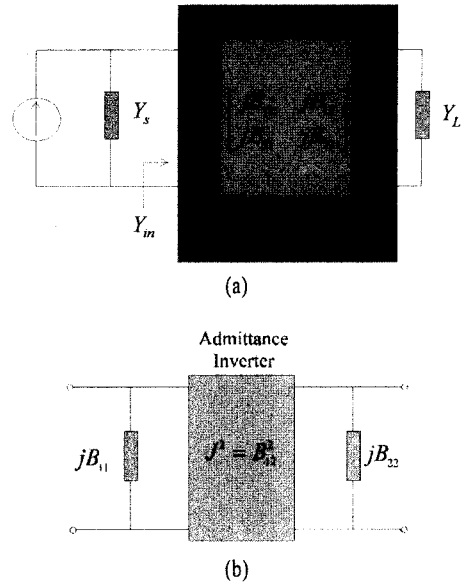


그림 3. 무 손실 2-포트 y-파라미터 (a) 등가회로, (b) 어드미턴스 인버터(J-인버터)

Fig. 3. (a) The y-parameter of a lossless 2-port, (b) Equivalent circuit with admittance inverter.

버터)와 병렬 어드미턴스( $jB_{11}$ ,  $jB_{22}$ )로 표현이 가능하다.

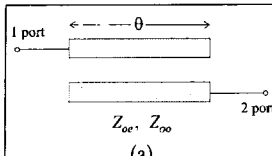
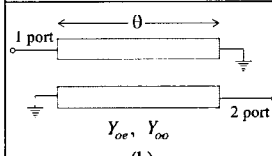
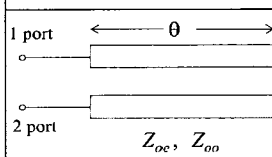
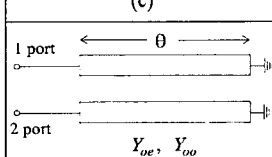
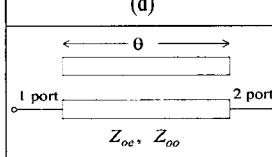
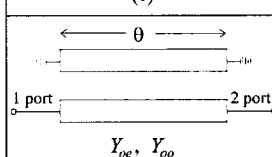
이와 같은 등가회로는 모든 무 손실 2-포트 소자가 인버터와 입출력 임피던스로 나타낼 수 있는 것을 의미하며, z- 또는 y-파라미터를 알면 위에서 설명한 것과 같이 간단한 등가 모델로 전환 가능함을 의미한다. 이는 기존의 구조에 따른 다른 해석 방법보다 간단히 회로 해석 및 설계가 가능함을 알 수 있다. 표 1에는 여파기 설계에 빈번히 사용되는 다양한 종류의 결합 선로 및 이것의 2-포트 y 및 z 파라미터를 보였으며<sup>[8]</sup>, 이를 이용하면 앞에서 설명한 것과 같이 각각 인버터의 등가회로 구현이 가능하다.

## 2-2 기존 인버터 비교

그림 4는 일반적인 길이를 갖는 평행 결합 선로와 기존의 근사적 등가회로를 나타내었다<sup>[2]~[4]</sup>. 표 1 상단의 평행 결합 선로 z-파라미터로부터 1/4 파장 평행 결합 선로의 경우 중심 주파수( $f_0$ )에서 K-인버터 값 및 입출력 임피던스의 기술기  $x$ 는

$$|X_{12}| = K = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{2} = \frac{Z_0 C}{\sqrt{1 - C^2}} \quad (5-1)$$

표 1. 무 손실 결합 선로의 z- 및 y-파라미터<sup>[8]</sup>  
Table 1. The z- and y-parameter of lossless coupled line<sup>[8]</sup>.

	$z_{11} = z_{22} = -j \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{2} \cot \theta$ $z_{12} = z_{21} = -j \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{2} \csc \theta$
	$y_{11} = y_{22} = -j \frac{Y_{oe} + Y_{oo}}{2} \cot \theta$ $y_{12} = y_{21} = -j \frac{Y_{oe} - Y_{oo}}{2} \csc \theta$
	$z_{11} = z_{22} = -j \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{2} \cot \theta$ $z_{12} = z_{21} = -j \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{2} \cot \theta$
	$y_{11} = y_{22} = -j \frac{Y_{oe} + Y_{oo}}{2} \cot \theta$ $y_{12} = y_{21} = -j \frac{Y_{oe} - Y_{oo}}{2} \cot \theta$
	$z_{11} = z_{22} = -j \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{2} \cot \theta$ $z_{12} = z_{21} = -j \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{2} \csc \theta$
	$y_{11} = y_{22} = -j \frac{Y_{oe} + Y_{oo}}{2} \cot \theta$ $y_{12} = y_{21} = -j \frac{Y_{oe} + Y_{oo}}{2} \csc \theta$

$$x = \frac{\omega_o}{2} \left. \frac{\partial X_{11}(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega = \omega_o}$$

$$= \frac{\pi}{4} \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{2} = \frac{\pi}{4} \frac{Z_o}{\sqrt{1 - C^2}} \quad (5-2)$$

와 같으며, 여기서 결합도는  $C = (Z_{oe} - Z_{oo}) / (Z_{oe} + Z_{oo})$ 이며, 특성 임피던스는  $Z_o = \sqrt{Z_{oe} Z_{oo}}$ 이다.

반면 기존의 ABCD-파라미터로 리액턴스 기울기  $x_c$  및  $X_{12}$ 를 계산하면

$$|X_{12}| = \frac{Z_c^2}{K_c} \quad (6-1)$$

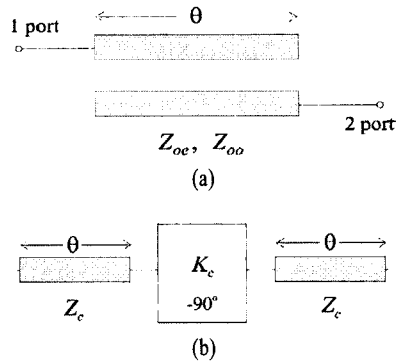


그림 4. (a) 평행 결합 선로, (b) 근사적 등가회로<sup>[2],[3]</sup>  
Fig. 4. (a) Parallel coupled line, (b) Approximate equivalent circuit<sup>[2],[3]</sup>.

$$x_c = \frac{\pi}{4} Z_c \left\{ 1 + \left( \frac{Z_c}{K_c} \right)^2 \right\} \quad (6-2)$$

가 되며, 식 (5)와 식 (6)을 비교할 경우, 다음과 같은 잘 알려진 Cohn<sup>[2]</sup>의 평행 결합 선로 결과식을 얻게 된다.

$$\frac{Z_{oe}}{Z_c} = 1 + \frac{Z_c}{K_c} + \left( \frac{Z_c}{K_c} \right)^2 \quad (7-1)$$

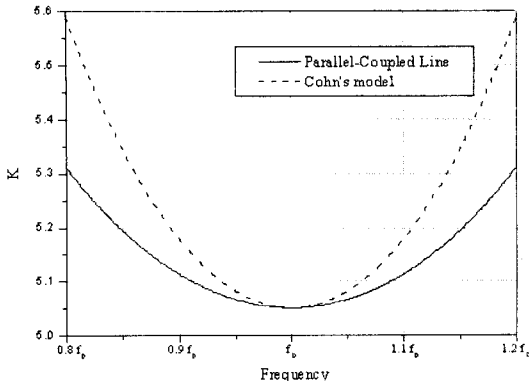
$$\frac{Z_{oo}}{Z_c} = 1 - \frac{Z_c}{K_c} + \left( \frac{Z_c}{K_c} \right)^2 \quad (7-2)$$

그림 4(a) 및 (b)에 대하여, 2포트의 K-인버터값 즉,  $X_{12}$  및  $X_{11}$ 의 기울기를 비교하면 그림 5와 같다. 그림 5는 평행 결합 선로가 결합도 (C) 0.1과  $Z_c = 50$  옴이 되도록 설계하고 이것의 K 인버터와 리액턴스 기울기를 시뮬레이션한 결과이다. 평행 결합 선로(실선)와 Cohn의 등가회로(점선)에서 얻어진 결과는 그림 5(a)와 같이 K-인버터 값은 중심 주파수에서 일치하나, 중심 주파수에서 멀어질수록 더 큰 차이를 보이며, 리액턴스 기울기는 중심 주파수에서 멀어질수록 약간의 차이를 보이나 40% 대역 내에서는 거의 일치하는 것을 알 수 있다.

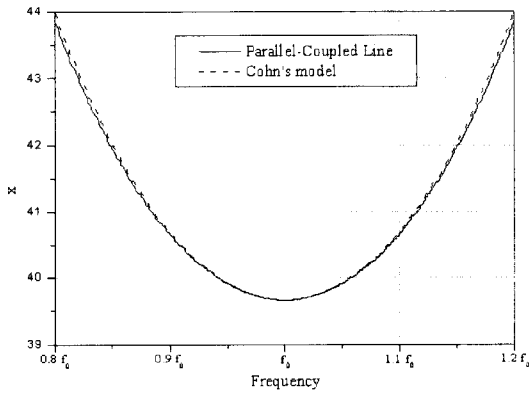
Makimoto<sup>[3]</sup>는 위와 같은 Cohn의 방법을 확장하여 일반 길이의 평행 결합 선로에 대한 우수 및 기수 모드 임피던스를 다음과 같이 정의하였다.

$$Z_{oe} = Z_c \frac{1 + Z_c / K_c \csc \theta + (Z_c / K_c)^2}{1 - (Z_c / K_c)^2 \cot^2 \theta} \quad (8-1)$$

$$Z_{oo} = Z_c \frac{1 - Z_c / K_c \csc \theta + (Z_c / K_c)^2}{1 - (Z_c / K_c)^2 \cot^2 \theta} \quad (8-2)$$



(a) K-인버터  
(a) K-inverter



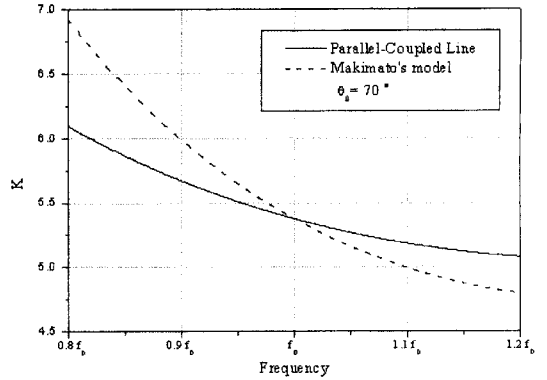
(b) 리액턴스 기울기  
(b) Reactance slope

그림 5. 1/4 파장 평행 결합 선로 비교  
Fig. 5. Quarter wavelength parallel-coupled line.

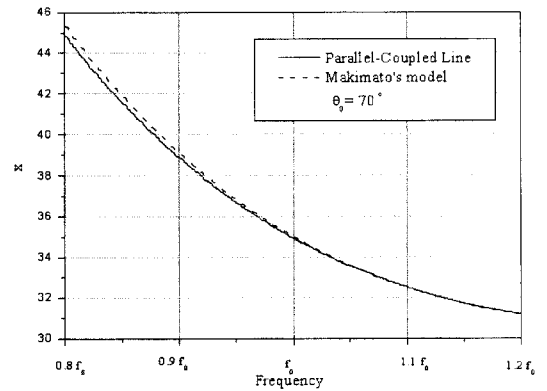
여기서  $\theta = \pi/2$  일 때 1/4 파장 평행 결합 선로 결과와 같아짐을 알 수 있다. 그림 6은 전송선의 길이를  $70^\circ$ 로 두고 그림 5와 같은 조건 ( $C=0.1$ ,  $Z_c=50 \Omega$ )에서 K-인버터 및 리액턴스 기울기 값을 비교한 결과이다. 역시 중심 주파수에서는 두 결과가 완전히 일치하지만 중심 주파수에서 멀어질수록 K-인버터 값은 차이를 보이는 것을 알 수 있다.

위와 같은 평행 결합 선로 외에 가장 많이 사용되는 결합 선로는 표 1(c)와 같이 입출력 포트가 같은 방향인 비평행 결합 선로이다. 이러한 결합 선로는 주파수 특성에 영점을 제공 스킵트 특성을 개선할 수 있으며, Matsuo와 공동연구자들이<sup>[4]</sup> 다음과 같은 식으로 우·기 모드 임피던스를 유도하였다.

$$Z_{oe} = Z_c \frac{1 + Z_c / K_c \tan \theta}{1 - Z_c / K_c \cot \theta} \quad (9-1)$$



(a) K-인버터  
(a) K-inverter



(b) 리액턴스 기울기  
(b) Reactance slope

그림 6. 전기각  $70^\circ$ 의 길이를 갖는 평행 결합 선로 비교  
Fig. 6. Parallel coupled line with electrical length of  $70^\circ$ .

$$Z_{oo} = Z_c \frac{1 - Z_c / K_c \tan \theta}{1 + Z_c / K_c \cot \theta} \quad (9-2)$$

이것의 등가 모델도 그림 4(b)와 같으며, 앞서 비교한 것과 같은 조건에서 K-인버터 및 리액턴스 기울기 값의 비교는 그림 7과 같다. 역시 중심 주파수에서 멀어질수록 K-인버터 값의 차이를 보였다.

그림 5에서 7까지를 보면 공진기 기울기는 비교적 잘 일치하고 있으나,  $X_{12}$  즉 2-포트 회로의 실질적 K-인버터 값은 중심 주파수를 벗어나면 다소 차이를 보이는 것을 알 수 있다. 따라서 이를 이용한 설계는 매우 좁은 대역에서 여파기를 설계할 경우, 근사적인 결과를 주지만 광대역 여파기를 설계할 경우 설계 결과 자체가 차이를 주게 된다는 것을 알 수 있다.

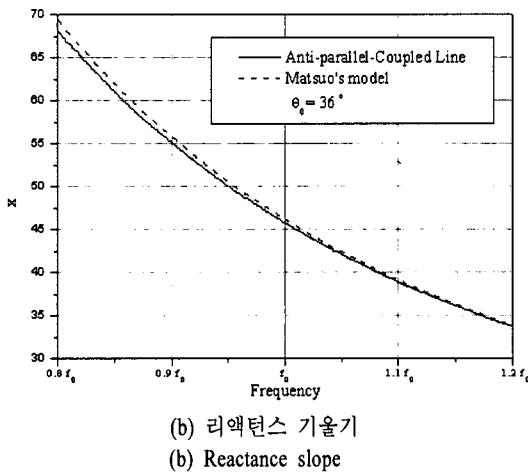
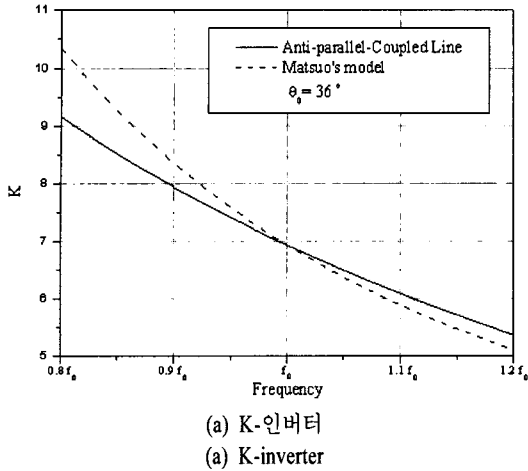


그림 7. 전기각 36°의 길이를 갖는 비평행 결합 선로 비교  
Fig. 7. Anti-parallel coupled line with electrical length of 36°.

### 2-3 마이크로스트립 라인 평행 결합 전송선

마이크로스트립 결합 전송선은 우수-모드와 기수-모드의 유전을 차이 때문에 전기적 길이가 달라 그림 8(a)와 같이 표현되어진다<sup>[6]</sup>. 또한, 이 결합 전송선의 z-파라미터는 식 (10)과 같이 얻어진다.

$$z_{11} = z_{22} = -j \frac{Z_{oe}^M \cot \theta_e + Z_{oo}^M \cot \theta_o}{2} \quad (10-1)$$

$$z_{12} = z_{21} = -j \frac{Z_{oe}^M \csc \theta_e - Z_{oo}^M \csc \theta_o}{2} \quad (10-2)$$

여기서 위 첨자 M은 마이크로스트립을 의미한다. 또한, 이 z-파라미터의 인버터를 사용한 등가 모델은

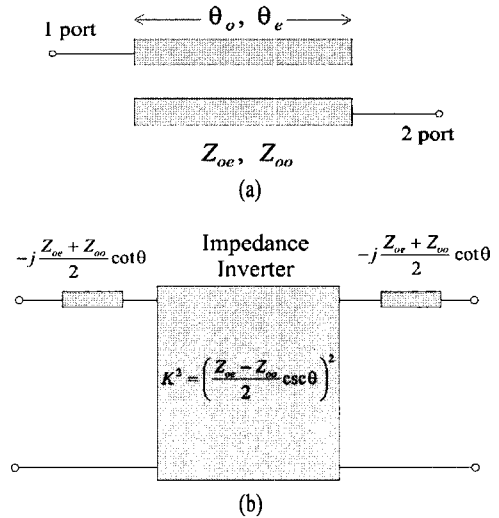


그림 8. (a) 무 손실 마이크로스트립 라인 결합 전송선, (b) K-인버터 등가회로  
Fig. 8. (a) A lossless microstrip parallel coupled line, (b) equivalent circuit of K-inverter.

그림 8(b)와 같이 나타내어진다.

평행 결합 선로 여파기에서 이상적인 결합 전송선을 가정하고 얻어진 1/4 파장의 우·기 모드 임피던스( $Z_{oe}^I, Z_{oo}^I$ )를 그대로 마이크로스트립 평행 결합 선로 여파기에 사용할 경우, 통상적으로 마이크로스트립 결합 전송선은  $Z_{oe}^M = Z_{oe}^I, Z_{oo}^M = Z_{oo}^I$ 가 되도록 하고, 길이는  $\theta_e$ 와  $\theta_o$ 의 평균으로 결정하게 된다. 이와 같은 경우, 불연속이 무시할 수 있을 정도로 작아도 여파기의 특성은 예측된 값과 다르게 나오게 된다. 이것을 개선하는 방법으로 식 (10)의 임피던스들이 이상적인 결합 전송선의 임피던스와 같도록 하면 될 것이다. 따라서 식 (10)의  $Z_{oe}^M, Z_{oo}^M$ 를  $Z_{oe}^I, Z_{oo}^I$ 로 두고 이상적인 결합 전송선의 길이를  $\theta_{eff}$ 로 두면 다음과 같은 관계를 얻게 된다.

$$-j \frac{Z_{oe}^M \cot \theta_e + Z_{oo}^M \cot \theta_o}{2} = -j \frac{Z_{oe}^I + Z_{oo}^I}{2} \cot \theta_{eff} \quad (11)$$

따라서 이것의 반파장이나 짧은 길이의 전송선의 경우

$$\theta_{eff} = \frac{Z_{oe}^I}{Z_{oe}^I + Z_{oo}^I} \theta_e + \frac{Z_{oo}^I}{Z_{oe}^I + Z_{oo}^I} \theta_o \quad (12)$$

로 마이크로스트립 결합 전송선의 길이를 설정할 경우, 주파수 특성이 개선될 것을 예측할 수 있다. 이것

은 Kajafez 등이 제안한 실효 전기적 길이<sup>[7]</sup>와 같다. Kajafez의 경우, ABCD 파라미터 중 공진 조건인 A 파라미터가 0이 되는 실효 전기적 길이 ( $\theta_{eff}$ )를 구했는데, 위의 결과와 같은 결과를 얻었다.

그러나 이와 같이 설정할 경우, 인버터  $K$ 값은 다를 수 있어 여전히 주파수 특성은 예측된 것과 다르게 된다. 이를 위해서는 이상적인 결합 전송선을 가정하고 얻어진 Z-파라미터와 식 (10)이 같아야 할 것이다. 따라서

$$-j \frac{Z_{oe}^M \cot \theta_e + Z_{oo}^M \cot \theta_o}{2} = -j \frac{Z_{oe}^I + Z_{oo}^I}{2} \cot \theta_{eff}$$

$$-j \frac{Z_{oe}^M \csc \theta_e - Z_{oo}^M \csc \theta_o}{2} = -j \frac{Z_{oe}^I - Z_{oo}^I}{2} \csc \theta_{eff}$$

로 두고  $Z_{oe}^M$ ,  $Z_{oo}^M$ 를 풀면

$$Z_{oe}^M = \frac{(Z_{oe}^I + Z_{oo}^I) \cot \theta_{eff} + (Z_{oe}^I - Z_{oo}^I) \csc \theta_{eff} \cos \theta_e}{(\cos \theta_e + \cos \theta_o) \csc \theta_e} \quad (13-1)$$

$$Z_{oo}^M = \frac{(Z_{oe}^I + Z_{oo}^I) \cot \theta_{eff} + (Z_{oe}^I - Z_{oo}^I) \csc \theta_{eff} \cos \theta_o}{(\cos \theta_e + \cos \theta_o) \csc \theta_o} \quad (13-2)$$

의 결과를 얻게 된다. 또한, 이때  $Z_{oe}^M$ ,  $Z_{oo}^M$ 가  $Z_{oe}^I$ ,  $Z_{oo}^I$ 와 크게 다르지 않다면 식 (12), (13)를 이용하여 마이크로스트립 평행 결합 선로에 사용된 1/4 파장 결합 전송선의 값들을 결정할 수 있게 된다. 이는 이 발표된 Lee와 공동연구자들의<sup>[5]</sup> 결과와 같음을 알 수 있다.

### III. 평행 결합 선로 대역 통과 여파기 설계

그림 9는 인버터 기준형으로 표시된 대역 통과 여파기를 보였다. 이 때  $j$ -단 공진기의 리액턴스 기울기  $x_j$ 는 임의로 선정 가능하며, 이와 같이 선정된  $x_j$ 에 대하여 대역 여파기가 되기 위해서 K-인버터 값은 저역 여파기 기준형 값으로 아래 식 (14)와 같이 결정되게 된다<sup>[8]</sup>.

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{Z_A x_1 w}{g_0 g_1}} \quad (14-1)$$

$$K_{j,j+1} = w \sqrt{\frac{x_j x_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} \quad (j = 1 \sim n-1) \quad (14-2)$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Z_A x_n w}{g_n g_{n+1}}} \quad (14-3)$$

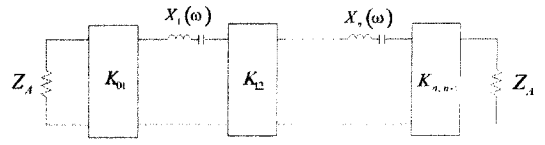
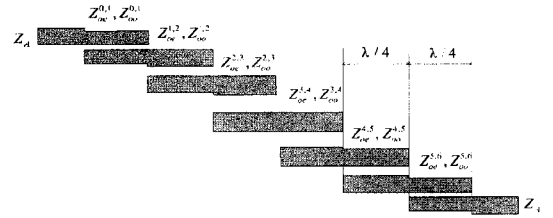
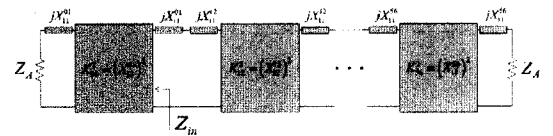


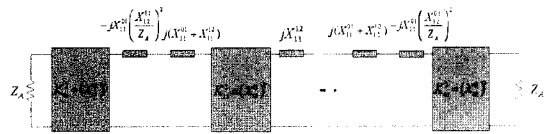
그림 9. K-인버터 기준형 대역 통과 여파기  
Fig. 9. K-inverter prototype bandpass filter.



(a) 구조  
(a) Structure



(b) K-인버터 등가회로  
(b) Equivalent circuit of the filter



(c) 입출력 보상한 등가회로  
(c) The resulting equivalent circuit with compensated input and output

그림 10. 무 손실 평행 결합 선로 여파기  
Fig. 10. A lossless parallel-coupled line filter.

$$(X_{11}^{j,j+1} = -\frac{Z_{oe}^{j,j+1} + Z_{oo}^{j,j+1}}{2} \cot \theta,$$

$$X_{12}^{j,j+1} = -\frac{Z_{oe}^{j,j+1} - Z_{oo}^{j,j+1}}{2} \csc \theta)$$

여기서  $w$ 는 상대대역폭을,  $g_j$ 는 저역 통과 기본형 값을 나타내며,  $Z_A$ 는 입출력 임피던스이다.

Cohn이 제시한 평행 결합 선로의 등가회로는 전송선을 포함하게 되는데, 이 때 입출력 전송선은 전원 및 부하 임피던스와 같다면 이것의 효과가 없어 간단히 그림 9와 같은 인버터 기준형으로 환원될 것이다. 그러나 본 논문의 인버터 등가회로는 Cohn이 제안한 그것과 달라 새로운 여파기 설계 공식은

필요로 한다. 이것을 보이기 위하여 그림 10(a)에  $n$  단 평행 결합 선로 대역 통과 여파기를 보였다. 그림 10(b)는 이것을 앞서서 얻은 K-인버터 등가회로로 나타낸 것이다. 이는 입력단의 리액턴스 성분을 포함하고 있어 Cohn의 K-인버터 기본형과 차이를 보인다. Cohn의 등가회로에서는 입·출력단의 전송선은 무시될 수 있었다<sup>[2]</sup>. 그러나 본 논문에서 제시한 등가회로는 입출력 리액턴스 성분이 입력단 및 출력단에 나타나기 때문에 첫 번째 공진기에서 이 리액턴스 성분을 보상해야 한다. 이것은 그림 10(c)와 같이 입력 리액턴스를 인버터의 성질을 이용하여 인버터 뒷단으로 옮길 수 있고, 이를 통해 그림 9(b)의 등가회로를 K-인버터 기준형으로 변환할 수 있게 된다. 이때  $K_{01}$  다음에서 본 임피던스는 아래와 같다.

$$Z_{in} = \frac{(X_{12}^{01})^2}{Z_A + jX_{11}^{01}} \cong \frac{(X_{12}^{01})^2}{Z_A} - jX_{11}^{01} \frac{(X_{12}^{01})^2}{Z_A^2} \quad (15)$$

따라서 식 (15)의 두 번째 항에 해당하는 기울기가 첫 번째 공진기의 기울기로 보상해야 할 것이다.

우선 입출력 단을 제외한 공진기의 리액턴스 기울기  $x_j$ 를  $(\pi/2)R_0$ 로 결정하면 각 단 공진기의 리액턴스 기울기는  $x_j = x_{j-1,j} + x_{j,j+1}$ 이므로 식 (5-2)에 의해 각 평행 결합 선로의 기울기  $x_{j,j+1}$ 는

$$x_{j,j+1} = \frac{\pi}{4} \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{2} = \frac{\pi}{4} R_0 = \frac{\pi}{4} \frac{Z_o^{j,j+1}}{\sqrt{1 - C_{j,j+1}^2}} \quad (16)$$

이다. 따라서 각 공진기의 리액턴스 기울기를 정의하였고, 저역 여파기 기준형 값이 결정되면 식 (14)를 이용하여 K-인버터 값을 계산할 수 있다. 이 값과 식 (5-1) 및 식 (16)을 이용하면 각 결합 선로의 특성 임피던스  $Z_o^{j,j+1}$ 는

$$Z_o^{j,j+1} = R_o \sqrt{1 - (K_{j,j+1}/R_o)^2} \quad (17)$$

이며, 이를 식 (5-1)에 대입하면 각 결합 선로의 결합도  $C_{j,j+1}$ 는 다음과 같다.

$$C_{j,j+1} = \sqrt{\frac{(K_{j,j+1}/Z_o^{j,j+1})^2}{1 + (K_{j,j+1}/Z_o^{j,j+1})^2}} \quad (18)$$

입출력 평행 결합 선로의 경우, 식 (15)에서 알 수 있듯이 K 인버터는 다른 결합 선로와 같은 식 (5-1)

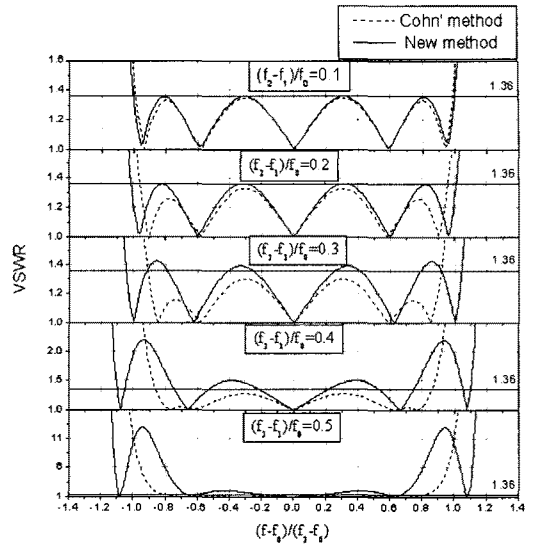


그림 11. 대역폭에 따른 5단 평행 결합 선로 여파기 특성 비교(리플 0.1 dB)  
Fig. 11. The comparison of 5th parallel-coupled line filter with bandwidth as a parameter.

를 사용하면 되고, 리액턴스 기울기는 다음과 같이 보상되어야 한다.

$$x_{01} = \frac{\pi}{4} \frac{Z_{oe}^{01} + Z_{oo}^{01}}{2} \left( 1 - \left( \frac{K_{01}}{Z_A} \right)^2 \right) = \frac{\pi}{4} \frac{Z_o^{01}}{\sqrt{1 - C^2}} \left( 1 - \left( \frac{K_{01}}{Z_A} \right)^2 \right) = \frac{\pi}{4} R_o \quad (19)$$

여기서  $R_o = Z_A$ 로 선정하고, 식 (17)과 식 (5-1)을 계산하면 입출력 결합 선로의 특성 임피던스  $Z_o^{01}$ 는

$$Z_o^{01} = R_o \sqrt{\frac{1}{[1 - (K_{01}/R_o)^2]^2} - (K_{01}/R_o)^2} \quad (20)$$

으로 정리되며  $C_{01}$ 은 식 (18)과 같다.

지금까지 알아본 모든 결합 선로의  $Z_o^{j,j+1}$ 과  $C_{j,j+1}$ 을 이용하면 다음과 같은 평행 결합 선로의 우·기 모드 임피던스를 구할 수 있다.

$$Z_{oe}^{j,j+1} = Z_o^{j,j+1} \sqrt{\frac{1 + C_{j,j+1}}{1 - C_{j,j+1}}} \quad (21-1)$$

$$Z_{oo}^{j,j+1} = Z_o^{j,j+1} \sqrt{\frac{1 - C_{j,j+1}}{1 + C_{j,j+1}}} \quad (21-2)$$

그림 11은 이러한 설계 방법을 이용하여 다양한



표 2. 대역폭에 따른 설계 파라미터  
Table 2. The design parameter for various bandwidths.

BW \ n	Cohn method ( $Z_{oe}^{n,n+1}$ , $Z_{oo}^{n,n+1}$ )			New method ( $Z_{oe}^{n,n+1}$ , $Z_{oo}^{n,n+1}$ )		
	0, 5	1, 4	2, 3	0, 5	1, 4	2, 3
10 %	75.4 38.3	57.0 44.5	55.2 45.7	76.4 39.4	56.3 43.7	54.8 45.2
20 %	89.9 37.5	65.7 40.6	61.4 42.3	95.0 42.7	62.5 37.8	59.5 40.5
30 %	102.6 38.5	75.9 38.3	68.4 39.8	116.9 52.8	68.8 31.2	64.3 35.7
40 %	114.4 40.4	87.6 37.5	76.4 38.2	147.6 73.6	75.1 24.9	69.1 30.9
50 %	125.6 42.9	100.9 38.3	85.3 37.5	200.0 117.3	81.3 18.7	73.9 26.1

대역폭에 대해 여파기 설계 결과로 세로축은 VSWR 값을, 가로축은 설계 대역폭 주파수에 정규화된 주파수를 나타낸다. 따라서 세로축이 ±1에서 VSWR 1.36(리플 0.1 dB)이면 정확한 대역폭의 여파기 설계가 이루어진 것이다. 그림 11 점선은 Cohn이 제안한 방법으로 설계한 여파기의 주파수 응답 특성이며, 실선은 본 논문에서 제시한 설계 방법으로 설계한 여파기의 응답 특성이다. 이때 Cohn의 결합 선로 임피던스  $Z_c$ 와 본 논문의 일정한 리액턴스 기울기를 위한 임피던스  $R_0$ 는 50 Ω으로 설정하였다. 이때의 각 대역폭에 따른 여파기 설계 파라미터는 표 2에 보였다.

대역폭이 30 %까지는 본 논문에서 제시한 결합 선로 해석 방법이 더 정확한 여파기 대역폭과 VSWR 값을 가진다. 반면 40 % 이상에서는 Cohn의 방법은 설계 목표보다 좁은 대역폭과 작은 VSWR 값을 가지며, 본 논문의 방법은 더 넓은 대역폭과 큰 VSWR 값을 가졌다. 이러한 문제는 여파기 설계에 사용된 그림 9의 인버터 기준형 대역 통과 여파기를 일정한 K인버터와 리액턴스 기울기를 가정하였으나, 결합 전송선은 그림 5에서 보였듯이 주파수에 의존하기 때문이다. K 인버터의 주파수 의존성은 VSWR의 특성을 악화시키며 리액턴스 기울기의 주파수 의존성은 대역폭을 변화시킨다. 이러한 문제의 개선 방법으로는 그림 9의 기준형에 대하여 Matthaei<sup>[8]</sup>가

제시한 approximation 함수를 사용하고, 이에 대해 기준형 값을 Matthaei가 제시한 각 단별 image parameter mapping을 거쳐 얻은 경우에 대해서 본 논문의 방법을 적용하면 될 것이다.

#### IV. 결 론

여파기 설계의 개념적인 소자로 임피던스 및 어드미턴스 인버터가 자주 사용되고 있다. 본 논문에서는 일반적인 무 손실 2-포트 회로의 z- 또는 y-파라미터를 이용한 인버터 등가회로를 제안하였고, 가역성을 보이는 모든 수동 소자에 적용 가능성을 제시하였다. 논문에서 제시한 방법의 타당성을 보이기 위해서 평행 결합 선로, 비평행 결합 선로 등 다양한 기존의 등가회로와 비교 검토하였다. 우·기 모드의 전기적 차이를 보이는 마이크로스트립 평행 결합 선로에 대해 논문의 방법을 적용하였고 기존의 등가회로 해석과 비교하였다. 이러한 비교를 통해 본 논문의 방법이 다양한 종류의 무 손실 2-포트 회로에 공통된 방법으로 쉽게 적용 가능성을 보였다. 본 논문에 제시된 등가회로의 응용을 보이기 위해서 이를 이용한 여파기 설계 방법을 제시하였고, 기존의 연구 결과와 비교하여 제시된 방법이 보다 정확한 결과를 주는 것을 보였다.

#### 참 고 문 헌

- [1] S. B. Cohn, "Direct-coupled-resonator filters", *Proc. of the IRE*, pp. 187-196, Feb. 1957.
- [2] S. B. Cohn, "Parallel-coupled transmission-line resonator filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, no. 4, pp. 223-351, Apr. 1958.
- [3] M. Makimoto, S. Yamashita, "Bandpass filter using parallel coupled stripline stepped impedance resonator", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, no. 12, pp. 1413-1417, Dec. 1980.
- [4] M. Matsuo, H. Yabuki, and M. Makimoto, "The design of a half-wavelength resonator BPF with attenuation poles at desired frequencies", *2000 IEEE MTT-S Digest*, vol. 2, pp. 1181-1184, 2000.
- [5] H. M. Lee, C. M. Tsai, "Improved coupled-microstrip filter design using effective even-mode and

- odd-mode characteristic impedances", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 53, no. 9, pp. 2812-2818, Sep. 2005.
- [6] G. I. Zysman, A. K. Johnson, "Coupled transmission line networks in an inhomogeneous dielectric medium", *Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-17, no. 10, pp. 753-759, Oct. 1969.
- [7] D. Kajfez, S. Govind, "Effect of difference in odd- and even-mode wavelengths on a parallel-coupled bandpass filter", *Electron. Lett.*, vol. 11, pp. 117-118, Mar. 1975.
- [8] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, New York : McGraw-Hill, 1964.
- [9] D. Swanson, G. Macchiarella, "Microwave filter design by synthesis and optimization", *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 8, pp. 55-69, Apr. 2007.

양 승 식



2003년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학사)  
 2005년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학석사)  
 2005년 3월~현재: 충남대학교 전파공학과 박사과정  
 [주 관심분야] 초고주파 능동회로 및 시스템, MMIC 설계

염 경 환



1976년~1980년: 서울대학교 전자공학과 (공학사)  
 1980년~1982년: 한국과학기술원 전기 및 전자과 (공학석사)  
 1982년~1988년: 한국과학기술원 전기 및 전자과 (공학박사)  
 1988년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소 선임연구원 (MIC팀 팀장)  
 1990년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소 책임연구원  
 1991년 5월: 금성정밀(주) 기술연구소 연구1실 책임연구원  
 1991년 8월: (주)LTI  
 1999년 10월~현재: 충남대학교 전파공학과 교수  
 [주 관심분야] 초고주파 능동회로 및 시스템, MMIC 설계