

論文99-36D-6-2

인버터 이미턴스의 주파수 의존성을 고려한 대역통과 여파기의 설계

(A Design of Bandpass Filter Using Frequency Dependent Model of Inverter Immittances)

黃 熙 容 * , 尹 相 元 * , 張 益 洙 *

(Hee yong Hwang, Sang won Yun, and Ik su Chang)

요 약

일반적으로 널리 사용되는 인버터들은 주파수 의존적 특성을 갖는다. 본 논문에서는 인버터의 주파수의존성을 인버터의 자체(실수부)에 대한 주파수 의존성과 인버터 이미턴스(허수부)의 주파수 의존성으로 분류하고, 인버터 이미턴스의 변화를 인버터로부터 분리하여 가상의 소자화하는 방법을 제시한다. 이를 이용하면 최적화의 과정 없이도 표준적인 설계법의 응용으로 원하는 여파기를 정확히 설계할 수 있다. 통상의 표준적인 설계법과 비교 설계한 결과, 본 논문의 방법을 사용하면 보다 정확한 여파기 설계값을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

Abstract

An actual inverter, generally, has frequency dependent property. In this paper, the property is considered as the dependencies of an inverter value (real value) itself and its immittance(imaginary part). And a method is given to obtain the equivalent circuit that has ideal inverter and immittance elements from actual inverters. Using this method, BPF's can be designed more exactly than standard design method without optimizing methods.

I. 서 론

일반적인 마이크로 웨이브 대역통과 여파기는 직렬과 병렬 두 종류의 공진기를 사용하는 것보다 인버터 개념을 이용한 단일 종류의 공진기를 사용하는 것이 편리하므로 그림 1, 2와 같은 회로를 널리 사용한다.^{[1] [2]}

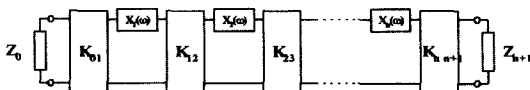


그림 1. 임피던스 인버터를 이용한 BPF
Fig. 1. A BPF using impedance inverters.

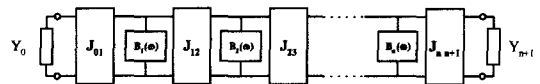


그림 2. 어드미턴스 인버터를 이용한 BPF
Fig. 2. A BPF using admittance inverters.

여파기에서 인버터는 90도 위상차를 주어 결과적으로 단일 종류의 공진기로 직렬과 병렬 두 종류 공진기의 효과를 나타내게 하며, 임피던스 스텝(Impedance step)으로 작용하여 각단의 임피던스 레벨을 적절하게 변화시켜 주고, 주파수에는 독립적인 특성을 갖는다.

여파기의 설계에 중요한 개념인 인버터는 이상적으로 구현하는 것은 불가능하다. 이에 따라 실제 인버터를 이용한 여파기의 설계는 여파기를 설계할 때, 공진기에 대한 주파수의존성을 충분히 고려하더라도, 크고

* 正會員, 西江大學校 電子工學科
(Dept. of electronics Engineering, Sogang University)
接受日字:1998年12月1日, 수정완료일:1999年5月12日

작은 대역폭, 반사손실 등의 왜곡을 수반하게 되어 대부분 최적화의 과정을 다시 수행해야 하는 단점을 가지고 있다.

본 연구에서는 이러한 널리 알려진 인버터들의 특성을 이상적인 인버터와 주파수 의존적인 가상소자로 분리함으로써 여파기의 설계를 정확하게 할 수 있는 방법을 제시하고 이를 이용하여 여파기를 최적화 과정 없이 보다 정확하게 설계하는 예를 보인다

II. 인버터

그림 3의 이상적인 인버터는 식 (1)과 같이 주파수에 대해 독립적인 값을 가진다.

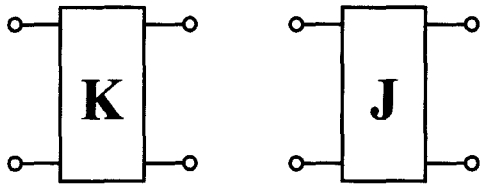


그림 3. 이상적인 인버터
Fig. 3. Ideal Inverters.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_K = \begin{bmatrix} 0 & \pm jK \\ \pm j/K & 0 \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_J = \begin{bmatrix} 0 & \pm j/J \\ \pm jJ & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

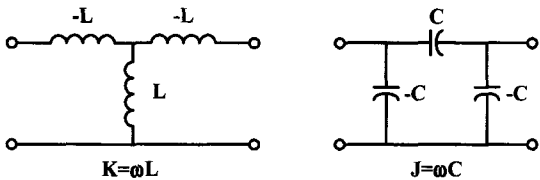


그림 4. 집중소자를 이용한 인버터
Fig. 4. Inverters using lumped elements.

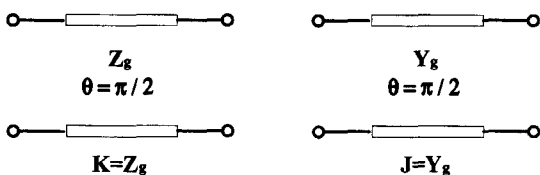


그림 5. 전송선로를 이용한 인버터
Fig. 5. Inverters using transmission line.

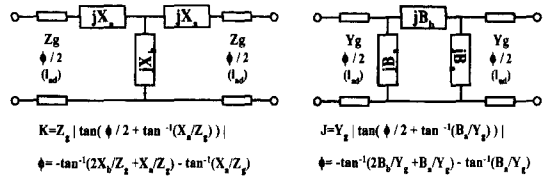


그림 6. 임의의 소자와 전송선로를 결합한 인버터
Fig. 6. Inverters using transmission lines with arbitrary elements.

그림 4-6의 인버터는 대표적인 임피던스 및 어드미턴스 인버터들로서 그 특성이 일반적으로 주파수에 의존적이다. 그림 4는 집중소자 인버터의 경우로서, 그림 7 A와 같이 인버터값이 주파수에 비례하여 변화한다. 반면 전송선로를 이용한 인버터(그림 5)의 경우는 그 값은 주파수에 독립적이거나 중심주파수 이외에는 그 이미턴스가 영이 되지 못하여 순수한 인버터의 성질을 잃어버린다(그림 7 B). 임의의 T형이나 π 형 회로망과 전송선로를 이용한 보다 일반적인 인버터(그림 6)의 경우는 그림 7 C에서와 같이 인버터값 자체와 그 이미턴스 성분이 모두 주파수의 함수가 되어 여파기의 설계시 공진기의 기울기 파라미터(slope parameter)의 크기에 따라 여파기의 특성을 심하게 왜곡시킬 수 있다.

이와 같이 인버터의 주파수 의존성에는 '인버터값의 주파수 의존성'과 인버터 회로의 '이미턴스 성분의 주파수 의존성'이 있다고 할 수 있다. 전자를 실수부, 후자를 허수부의 주파수 의존성이라 할 수 있다.

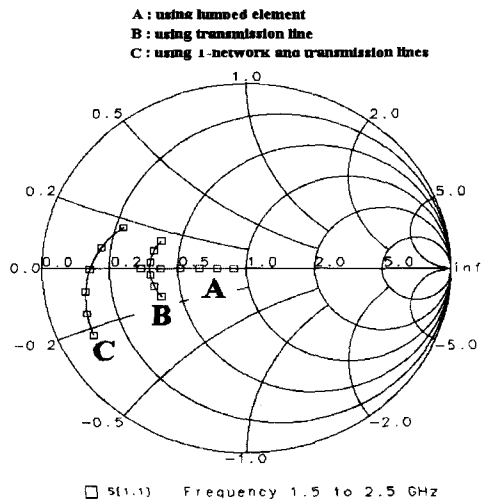


그림 7. 여러 인버터들의 주파수 의존적인 특성
Fig. 7. Frequency dependent properties of inverters.

그림 4의 집중소자를 이용한 인버터의 경우는 실수부 주파수 의존성만을 가지며 인버터값의 변화가 주파수에 대해 선형적이어서 좁은 대역(≤3%)에서는 채용된 여파기에 나타나는 오차가 크지 않다. 또한, 인버터 양단에 가상의 이상적인 변압기를 가정한 이상적인 인버터의 추출^[6]로 보다 정확한 대역통과 여파기를 설계할 수 있지만, 이 경우는 부하단의 임피던스가 주파수에 의존적인 결과가 되어 실제 여파기의 설계상 다소 어려운 단점이 생긴다.

그림 5의 경우는 허수부 주파수 의존성을 가지며, 이 인버터 양단에 이상적인 변압기를 가정한 실수부 처리법^{[4] [5] [6]}으로 근사적인 보정이 가능하지만 가상의 전송선로를 이용하여 그림 8과 같이 이상적인 인버터를 그림 8과 같은 등가회로를 고려하면 추출할 수 있다.

그림 6의 임의의 소자와 전송선로를 이용한 인버터의 경우도 그림 10과 같이 차단영역에서 동작하는 도파관(특성어드미턴스 Y_0 , 도파관 길이 l_0)을 이용한 인버터의 예에서와 같이, 역시 동일한 등가회로 방법으로 인버터의 실수 부분과 허수부분으로 분리하여 이상적인 인버터를 추출할 수 있다.

먼저, 그림 5의 인버터에 대해 그림 8과 같은 등가회로를 구해보자.

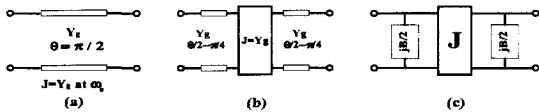


그림 8. 인버터를 위한 전송선로(a)와 이상적인 인버터를 채용한 등가회로(b), (c)

Fig. 8. A line for an inverter(a) and its equivalent circuit with ideal inverter(b), (c).

전송선로의 ABCD행렬은 식(2)와 같고 이는 이상적인 인버터와 선로의 전기적 길이가 중심주파수에서 영(0)이 되는 가상적인 전송선로와의 직렬로 표현한 그림 8(b)의 ABCD행렬(식 3)과 동일하다.

$$\begin{bmatrix} A_J & B_J \\ C_J & D_J \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_g \sin \theta \\ jY_g \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$= \begin{bmatrix} \cos \frac{1}{2}(\theta - \frac{\pi}{2}) & jZ_g \sin \frac{1}{2}(\theta - \frac{\pi}{2}) \\ jY_g \sin \frac{1}{2}(\theta - \frac{\pi}{2}) & \cos \frac{1}{2}(\theta - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & jZ_0 \\ jY_0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \cos \frac{1}{2}(\theta - \frac{\pi}{2}) & jZ_g \sin \frac{1}{2}(\theta - \frac{\pi}{2}) \\ jY_g \sin \frac{1}{2}(\theta - \frac{\pi}{2}) & \cos \frac{1}{2}(\theta - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (3)$$

식(3)은 전기적 길이가 $\frac{1}{2}(\theta - \frac{\pi}{2})$ 인 도파관이 이상적인 인버터의 양단에 직렬로 붙은 경우이므로 그 각각의 도파관은 허수성분의 주파수 의존성을 나타내고 중심주파수 근처에서 다음과 같이 서셉턴스 기울기 계수 B 를 얻을 수 있다.

$$B = Y_g \sin \frac{1}{2}(\theta - \frac{\pi}{2}) \quad (4)$$

$$B = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{\pi}{8} Y_g \left(\frac{K}{\beta}\right)^2 \quad (5)$$

여기서, TEM 전송선로의 경우는 $K=\beta$ 이다.

초단 인버터에 대해서는 그림 9의 등가회로를 고려하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

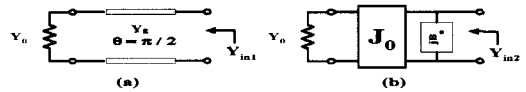


그림 9. 초단 인버터를 위한 전송선로(a)와 이상적인 인버터를 채용한 등가회로(b)

Fig. 9. A line for the first stage inverter(a) and its equivalent circuit with ideal inverter(b).

$$Y_{in1} = Y_g \frac{Y_0 + jY_g \tan \theta}{Y_g + jY_0 \tan \theta}$$

$$= Y_g \frac{Y_g Y_0 (1 + \tan^2 \theta)}{Y_g^2 + Y_0^2 \tan^2 \theta} + jY_g \frac{(Y_g^2 - Y_0^2) \tan^2 \theta}{Y_g^2 + Y_0^2 \tan^2 \theta} \quad (6)$$

$$Y_{in2} = \frac{J_0^2}{Y_0} + jB_0 \quad (7)$$

중심주파수에서 $\theta = \pi/4$ 임을 이용하고 $Y_{in1} = Y_{in2}$ 으
로 하면 식(8)과 (9)를 얻는다.

$$J_0 = Y_g \quad (8)$$

$$B_0 \approx Y_0 \frac{Y_g^2 - Y_0^2}{Y_0^2} \cot \theta \quad (9)$$

여기서 초단 인버터의 서셉턴스 기울기 계수 B_0 는
다음과 같이 구해진다.

$$B_0 = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{\pi}{4} Y_g \frac{Y_0^2 - Y_g^2}{Y_0^2} \left(\frac{K}{\beta}\right)^2 \quad (10)$$

이제 그림 6의 임의의 소자와 전송선로를 이용한

인버터의 한 예로서 그림 10과 같이 차단영역에서 동작하는 도파관(특성어드미턴스 Y_e , 길이 l_e)을 이용한 인버터의 경우에도 다음과 같은 과정으로 인버터의 실수 부분과 허수부분으로 분리한다.

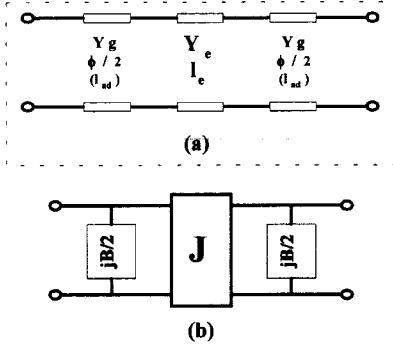


그림 10. (a)차단영역 도파관을 이용한 인버터와 (b)등가회로

Fig. 10. An inverter using an evanescent waveguide(a) and its equivalent circuit(b).

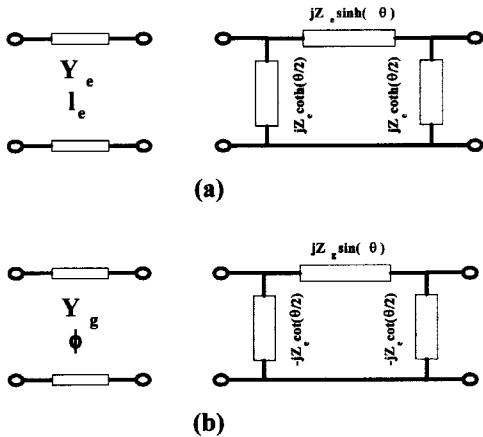


그림 11. 차단 영역 이하(a)와 이상(b)에서의 도파관의 등가회로 [1] [6]

Fig. 11. WG equivalent circuits for below(a) and above(b) cutoff frequency.

그림 10 (b)와 그림 10 (a)의 (ABCD) 행렬은 각각 식 (11-1,2)와 같다.

$$\begin{bmatrix} A_{eq} & B_{eq} \\ C_{eq} & D_{eq} \end{bmatrix}_{eq.} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\frac{B}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j\frac{1}{J} \\ jJ & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\frac{B}{2} & 0 \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} -\frac{B}{2J} & j\frac{1}{J} \\ jJ(1-\frac{B^2J^2}{4}) & -\frac{B}{2J} \end{bmatrix} \quad (11-1)$$

$$\begin{bmatrix} A_{wg} & B_{wg} \\ C_{wg} & D_{wg} \end{bmatrix}_{wg.} = \begin{bmatrix} \cosh \theta \cos \phi + \frac{1}{2} \left(\frac{Y_g}{Y_e} - \frac{Y_e}{Y_g} \right) \sinh \theta \sin \phi & j\frac{1}{Y_e} \left[\cosh \theta \sin \phi + \frac{1}{2} \sinh \theta \left(\left(\frac{Y_g}{Y_e} + \frac{Y_e}{Y_g} \right) \cos \phi \left(\frac{Y_g}{Y_e} - \frac{Y_e}{Y_g} \right) \right) \right] \\ jY_e \left[\cosh \theta \sin \phi - \frac{1}{2} \sinh \theta \left(\left(\frac{Y_g}{Y_e} + \frac{Y_e}{Y_g} \right) + \cos \phi \left(\frac{Y_g}{Y_e} - \frac{Y_e}{Y_g} \right) \right) \right] & \cosh \theta \cos \phi + \frac{1}{2} \left(\frac{Y_g}{Y_e} - \frac{Y_e}{Y_g} \right) \sinh \theta \sin \phi \end{bmatrix} \quad (11-2)$$

$A_{eq}=D_{eq}$, $B_{eq}C_{eq}=-1$ 과 $A_{qwg}=D_{wg}$, $B_{wg}C_{wg}=-1$ 을 만족하고

$$A_{wg} |_{\omega=\omega_c} = 0 \quad (12)$$

$$J = \frac{1}{B_{wg}} \Big|_{\omega=\omega_c} \quad (13)$$

$$B = -2 J A_{wg} \quad (14)$$

의 관계가 있으므로 식(15)-(17)을 얻는다.

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{2 \coth \theta}{Y_g/Y_e - Y_e/Y_g} \right) \quad (15)$$

$$J = \frac{Y_g}{\cosh \theta + \frac{1}{2} \left[\left(\frac{Y_g}{Y_e} + \frac{Y_e}{Y_g} \right) + \left(\frac{Y_g}{Y_e} - \frac{Y_e}{Y_g} \right) \cos \phi \right] \sinh \theta} \quad (16)$$

$$B = Y_g \frac{-2 \cos \phi + \left(\frac{Y_g}{Y_e} - \frac{Y_e}{Y_g} \right) \tanh \theta \sin \phi}{\sin \phi + \frac{1}{2} \tanh \theta \left[\left(\frac{Y_g}{Y_e} + \frac{Y_e}{Y_g} \right) + \left(\frac{Y_g}{Y_e} - \frac{Y_e}{Y_g} \right) \cos \phi \right]} \quad (17)$$

초단 인버터의 경우 그림 12와 같은 회로를 고려하여 Y_{in1} 과 Y_{in2} 를 구하면 식(18)과 같다.

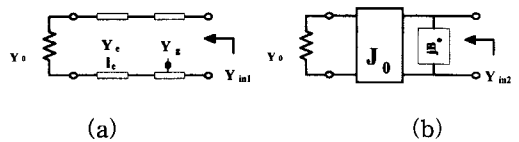


그림 12. 초단 인버터(a)와 등가 회로(b)
Fig. 12. The first stage inverter(a) and its equivalent circuit

$$Y_{in1} = Y_0 \frac{\left(1 - \frac{Y_g}{Y_e} \tanh \theta \tan \phi \right) + j \frac{Y_g}{Y_0} \left(\tan \phi - \frac{Y_e}{Y_g} \tanh \theta \right)}{\left(1 + \frac{Y_e}{Y_g} \tanh \theta \tan \phi \right) + j \frac{Y_0}{Y_g} \left(\tan \phi + \frac{Y_g}{Y_e} \tanh \theta \right)} \quad (18-1)$$

$$Y_{in2} = \frac{J^2}{Y_0} + jB_0 \quad (18-2)$$

중심주파수에서는 $B_0=0$ 되어야 하므로, 식(20)을 얻는다.

$$\begin{bmatrix} A_J & B_J \\ C_J & D_J \end{bmatrix}_{wg} =$$

$$\begin{bmatrix} \cos \frac{\phi}{2} & jZ_e \sin \frac{\phi}{2} \\ jY_e \sin \frac{\phi}{2} & \cos \frac{\phi}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh \theta & jZ_e \sinh \theta \\ -jY_e \sinh \theta & \cosh \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \frac{\phi}{2} & jZ_e \sin \frac{\phi}{2} \\ jY_e \sin \frac{\phi}{2} & \cos \frac{\phi}{2} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} & \tan \phi \left[\tanh^2 \theta \left(\frac{Y_g Y_0}{Y_e^2} - \frac{Y_g^2}{Y_0 Y_0} \right) + \left(\frac{Y_g}{Y_0} - \frac{Y_0}{Y_g} \right) \right] \\ & + \tan^2 \phi \tanh \theta \left(\frac{Y_e}{Y_0} + \frac{Y_0}{Y_e} \right) = 0 \end{aligned} \quad (20)$$

여기서, $\tan 2\phi = \frac{2 \tan \phi}{1 - \tan^2 \phi}$ 관계식을 이용하면,

$$\phi = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2 \left(\frac{Y_e}{Y_0} + \frac{Y_0}{Y_e} \right) \tanh \theta}{\left(\frac{Y_g Y_0}{Y_e^2} - \frac{Y_g^2}{Y_0 Y_0} \right) \tanh^2 \theta + \left(\frac{Y_g}{Y_0} - \frac{Y_0}{Y_g} \right)} \right) \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \frac{J_0^2}{Y_0} = & \frac{Y_0(1 + \tan^2 \phi)(1 - \tan^2 \phi)}{\tan^2 \phi \left(\frac{Y_g^2}{Y_e^2} \tanh^2 \theta + \frac{Y_0^2}{Y_e^2} \right) + 2 \frac{Y_0}{Y_e} \left(\frac{Y_e}{Y_0} + \frac{Y_0}{Y_e} \right) \tan \phi \tanh \theta + \left(1 + \frac{Y_0^2}{Y_e^2} \tanh^2 \theta \right)} \end{aligned} \quad (22)$$

따라서,

$$J_0 = \sqrt{\frac{Y_0(1 + \tan^2 \phi)(1 - \tan^2 \phi)}{\tan^2 \phi \left(\frac{Y_g^2}{Y_e^2} \tanh^2 \theta + \frac{Y_0^2}{Y_e^2} \right) + 2 \frac{Y_0}{Y_e} \left(\frac{Y_e}{Y_0} + \frac{Y_0}{Y_e} \right) \tan \phi \tanh \theta + \left(1 + \frac{Y_0^2}{Y_e^2} \tanh^2 \theta \right)}} \quad (23)$$

또는, $J_0 = \sqrt{Y_0 \operatorname{Re}(Y_{inl})}$ (24)

$$B_0 = \frac{Y_0 \left[\frac{\tanh \theta (\tan^2 \phi - 1) \left(\frac{Y_e}{Y_0} + \frac{Y_0}{Y_e} \right) + \tan \phi \left[\tanh^2 \theta \left(\frac{Y_g Y_0}{Y_e^2} - \frac{Y_g^2}{Y_0 Y_0} \right) + \left(\frac{Y_g}{Y_0} - \frac{Y_0}{Y_g} \right) \right]}{\tan^2 \phi \left(\frac{Y_g^2}{Y_e^2} \tanh^2 \theta + \frac{Y_0^2}{Y_e^2} \right) + 2 \frac{Y_0}{Y_e} \left(\frac{Y_e}{Y_0} + \frac{Y_0}{Y_e} \right) \tan \phi \tanh \theta + \left(1 + \frac{Y_0^2}{Y_e^2} \tanh^2 \theta \right)} \right]}{Y_0} \quad (25)$$

또는, $B_0 = \operatorname{Im}[Y_{inl}]$ (26)

그림 6의 임의의 소자와 전송선로를 이용한 인버터의 한 예인 그림 10(a)와 그림 12(a)를 K 인버터로 보는 경우는 다음과 같은 결과가 성립한다.

ϕ for K inverter = ϕ for J inverter (27)

$K = \frac{1}{J}$, $K_0 = \frac{1}{J_0}$ (28)

$$X = Z_g \frac{-2 \cos \phi + \left(\frac{Z_e}{Z_g} - \frac{Y_g}{Y_e} \right) \tanh \theta \sin \phi}{\sin \phi + \frac{1}{2} \tanh \theta \left[\left(\frac{Z_e}{Z_g} - \frac{Z_g}{Z_e} \right) \cos \phi - \left(\frac{Z_e}{Z_g} + \frac{Z_g}{Z_e} \right) \right]} \quad (29)$$

$X_0 = \operatorname{Im} \left(\frac{1}{Y_{inl}} \right)$ (30)

$x = \frac{f_0}{2} \frac{\Delta X}{\Delta f}$, $x_0 = \frac{f_0}{2} \frac{\Delta X_0}{\Delta f}$ (31)

여기서 Δf , ΔX 는 각각 중심 주파수 근처에서의 작은 주파수 간격과 이에 상응하는 X의 변화량이다.

III. 여파기 설계 방법

앞 절에서 얻은 인버터의 가상 소자 서셉턴스(B, B₀)와 그 기울기 계수(b, b₀)는 그림 2에서 공진기의 그것과 동일한 성격의 것이므로 각각의 대응 쌍은 더한 후 표준적인 여파기 설계법^[1]을 이용할 수 있다. 예를 들어 J₀₁과 J₁₂의 기울기 계수를 b₀₁, b₁₂이고 공진기 B₁의 기울기 계수가 b₁이면 첫 번째 기울기 계수 b₁*는 b₁이 아니라 b₀₁과 b₁, b₁₂의 합이 된다.

$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 W b_1^*}{\omega_1 g_0 g_1}}$ (32)

$J_{i,j+1} = \frac{W}{\omega_1} \sqrt{\frac{b_j^* b_{j+1}^*}{g_j g_{j+1}}}$ j = 1, 2, 3, ..., n (33)

$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Y_{n+1} W b_n^*}{\omega_1 g_n g_{n+1}}}$ (35)

여기서, $b_j^* = b_{j-1} + b_j + b_{j+1}$ (36)

이고 W는 fractional bandwidth이다.

K 인버터를 이용하는 경우도 동일한 과정으로 아래의 설계식을 얻는다.

$K_{0,1} = \sqrt{\frac{Z_0 W x_1^*}{\omega_1 g_0 g_1}}$ (37)

$K_{j,j+1} = \frac{W}{\omega_1} \sqrt{\frac{x_j^* x_{j+1}^*}{g_j g_{j+1}}}$ j = 1, 2, 3, ..., n (38)

$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Z_{n+1} W x_n^*}{\omega_1 g_n g_{n+1}}}$ (39)

여기서, $x_j^* = x_{j-1} + x_j + x_{j+1}$ (40)

집중소자 병렬 LC 공진기와 1/4파장 전송선로 인버터를 이용한 그림 2와 같은 구조의 BPF의 설계 예는 표 1 및 그림 13과 같다.

표 1. 인버터의 주파수 의존성 보상 유무에 따른 BPF 설계치(병렬 공진기와 1/4 λ_g TEM line 인버터를 사용, N=5, $f_0=1.0\text{GHz}$, $\text{BW}=30\text{MHz}$, ripple 0.01dB)

Table 1. BPF design results (using shunt parallel resonators and inverters with 1/4 λ_g TEM line, for N=5, $f_0=1.0\text{GHz}$, $\text{BW}=30\text{MHz}$, and ripple 0.01dB).

Compensation	$L_r(\text{nH})$	$C_r(\text{pF})$	$J_{01}(\mu)$	$J_{12}(\mu)$
no	2.533	10.00	7060	1897
yes	2.533	10.00	7378	2003

Compensation	$J_{23}(\mu)$	$J_{34}(\mu)$	$J_{45}(\mu)$	$J_{56}(\mu)$
no	1314	1314	1890	7060
yes	1339	1339	2003	7378

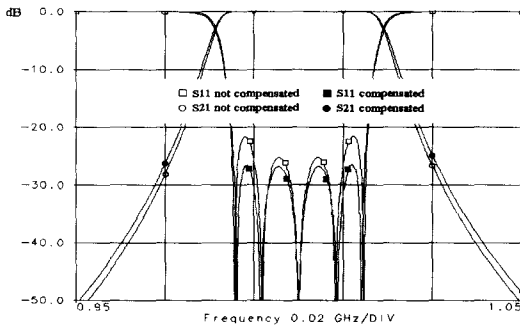


그림 13. 5단 보상, 비보상 BPF 특성
Fig. 13. 5-pole BPF characteristics.

인버터의 주파수 의존성을 고려하지 않은 경우와 고려한 경우의 차이는 S_{11} 특성에서 큰 차이를 나타낸다. 그림 13에서 보상된 경우는 대역내에서 원하는 -26.4dB의 평탄한 리플특성을 정확히 보여주고 있으나 비보상의 경우는 통과 대역 가장자리로 갈수록 반사 특성이 깨어짐을 볼 수 있다.

도파관형 인버터와 반파장 공진기를 이용하여 그림 14와 같은 구조^[3]의 여파기를 설계하여 인버터 주파수 의존성의 고려 유무에 따른 결과를 비교하면 대역폭 2.5%의 경우 표2 및 그림 15와 같다. 그림 16에서는 대역폭 10%일 때 인버터 이미턴스를 고려한 효과를 보여주고 있다.

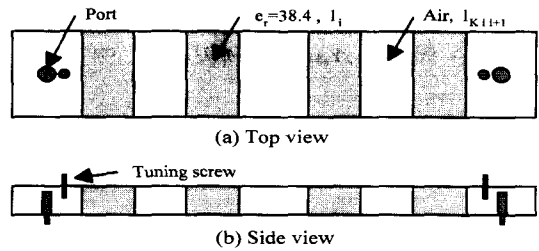


그림 14. 4단 도파관 BPF의 구조
Fig. 14. The structure of the 4-pole WG BPF.

표 2. 인버터의 주파수 의존성 보상 유무에 따른 BPF 설계치($\lambda_g/2$ 공진기와 차단 영역 도파관 인버터를 사용, N=4, $f_0=2.59\text{GHz}$, $\text{BW}=2.5\%$ (65MHz), ripple 0.01dB)

Table 2. Design results according to compensations (using $\lambda_g/2$ resonators with cutoff-guides, for N=4, $f_0=2.59\text{GHz}$, $\text{BW}=2.5\%$ (65MHz), ripple 0.01dB).

Compensation	l_{K01}	l_{K12}	l_{K23}	l_{K34}	l_{K45}
yes	10.02	22.00	24.06	22.00	10.02
no	8.14	18.20	20.29	18.20	8.14

Compensation	l_1	l_2	l_3	l_4	Unit
yes	3.14	3.10	3.10	3.14	mm
no	3.17	3.11	3.11	3.17	mm

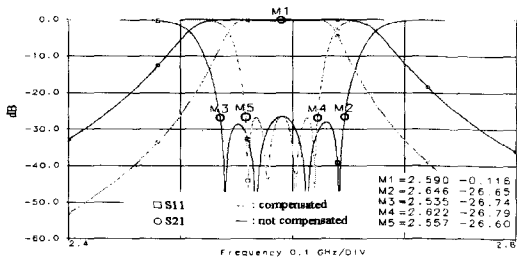


그림 15. TE_{101} BPF의 인버터 주파수 의존성 고려 유무에 따른 특성의 비교
Fig. 15. A characteristics comparison of the TE_{101} BPF's.

원하는 대역폭은 65MHz(2.5%)이나 인버터의 주파수 의존성을 고려하지 않은 경우는 그림 15에서와 같이 대역폭에 있어서 111MHz(4.3%)로 큰 오차가 있으나 주파수 의존성을 고려한 경우는 65MHz의 대

역폭이 정확하게 나온다. 대역폭 259MHz(10%)일 때 (그림 16)는 보상을 안한 경우에 378MHz(14.6%)이고 보상을 한 경우는 248MHz(9.6%)로 보상을 하지 않은 경우는 상당히 큰 오차를 보이지만 보상을 한 경우는 큰 오차가 없다. 통과 대역내의 반사계수도 보상이 안된 경우는 원하는 특성을 얻을 수 없으나 보상된 경우는 큰 문제가 없다.

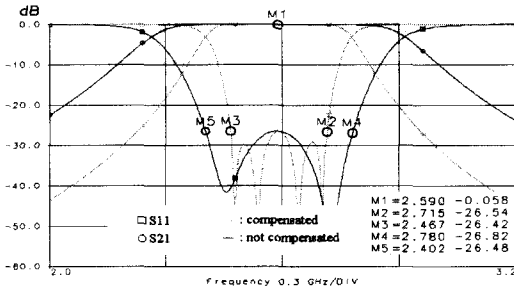


그림 16. 대역폭 10%일 때의 보상 효과
Fig. 16. The compensation effect for 10% BW.

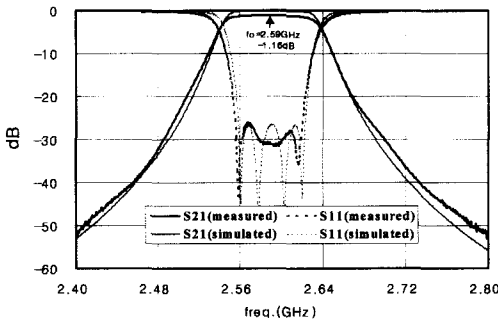


그림 17. TE₁₀₁ 모드 4-pole BPF의 주파수 응답 특성
Fig. 17. The frequency characteristics of the TE₁₀₁ mode 4-pole BPF.

분율 대역폭 2.5%에 대한 측정치와 보상된 경우에 대한 시뮬레이션 값의 비교는 그림 17에서와 같이 서로 거의 동일하게 나타나고 있어, 인버터 이미턴스의 주파수 의존성을 고려하면 정확한 대역폭의 여파기에 대해 정확한 물리적 치수를 최적화 과정 없이도 바로 구할 수 있음을 알 수 있다.

IV. 결론

일반적으로 사용되는 여러 인버터들에 대해 인버터 이미턴스의 주파수 의존성을 가상 소자화하여 주파수에 따른 변화를 공진기의 이미턴스 변화와 같이 고려

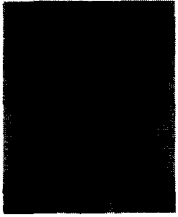
하면, 기존의 표준적인 여파기 설계법으로도 최적화의 수행 과정 없이 흔히 설계되는 좁은 대역폭의 대역통과 여파기를 정확하게 설계할 수 있음을 알 수 있다. 중심주파수 2.59GHz에서 분율 대역폭 2.5%, 10%에 대해 통상적인 기존 설계법과 본 설계법을 비교하여 본 논문의 타당성을 확인하였고, 분율 대역폭 2.5%의 대역 통과 여파기에 대해서는 실물로 제작하여 이를 확인하였다.

인버터의 주파수 의존성을 고려한 본 논문의 방법은 분율 대역폭 10%에서도 약 4%의 오차만을 보이므로, 허용 오차에 따라서는 분율 대역폭 10%이상에서도 충분히 여파기 설계에 적용이 가능하다.

참고 문헌

- [1] G,Matthaei, et. al., *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Artech House,1980.
- [2] Robert E. Collin, *Foundations for microwave engineering 2-nd Edition*, McGraw-Hill, 1992.
- [3] Amr Abdelmonem, Ji-Fuh Liang, Hui-Wen Yao, and Kawthar A. Zaki, "Full-Wave Design of Spurious Free D.R. TE Mode Band Pass Filters," *IEEE Trans. on Microwave Theory And Tech.*, Vol. 43, No. 4, April 1995.
- [4] Ralph Levy, "Theory of Direct-Coupled-Cavity Filters," *IEEE Trans. on Microwave Theory And Tech.*, Vol. MTT-15, No. 6, June 1967, pp340-348.
- [5] 임재봉, *통과대역 보정법에 의한 E-평면형 마이크로파 대역통과 여파기의 설계이론에 관한 연구*, 서울대학교, 공학박사 학위 논문, pp.55-62, 1987년
- [6] 안달, *인버터의 주파수 의존성을 이용한 대역 통과 여파기의 설계에 관한 연구*, 서강대학교, 공학박사 학위논문, 1989년
- [7] George F. Craven & Richard F. Skedo, *Evanescant mode microwave components*, Artec House, 1987.

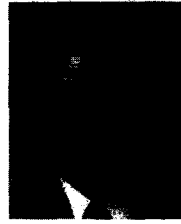
저 자 소 개



黃熙容(正會員)

1965년 9월 20일 생. 1992년 서울대학교 전자공학과 졸업(학사). 1995년 서강대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1995년 9월 ~ 현재 동 대학원 박사 과정. 주 관심 분야는 마이크로파와 밀리미터파 통신

대역의 여파기 및 수동 소자 및 회로



張益洙(正會員)

1967년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업. 1970년 2월 동 대학원 마이크로파공학 전공 석사 졸업. 1979년 2월 동 대학원 마이크로파 전공 박사 졸업. 1977년 ~ 현재 서강대학교 교수 재임. 1982년 9월 Univ. of

Wisconsin at Madison 방문교수. 1997년 3월 ~ 1998년 2월 서강대학교 공과대학장. 주 관심분야는 RF 회로 디자인



尹相元(正會員)

1954년 11월 9일 생. 1977년 서울대학교 전자공학과 졸업(학사). 1979년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1984년 9월 University of Texas, Austin 졸업(박사). 1984 9월 ~ 현재 서강대학교 전자공학과

교수. 주 관심 분야는 마이크로파와 밀리미터파 통신대역의 수동, 능동 소자 및 회로