

대역폭 특성이 개선된 평행 결합 선로 필터의 소형화 기법

Bandwidth Enhanced Miniaturization Method of Parallel Coupled-Line Filter

명 성 식 · 육 종 관

Seong-Sik Myoung · Jong-Gwan Yook

요 약

본 논문은 기존에 제시된 집중 소자 캐패시터와 접지를 이용한 평행 결합 선로 필터의 소형화 기법이 갖는 대역폭 감소 문제를 해결하는 기법을 제안하였다. 평행 결합 선로 필터는 그 설계 및 제작이 쉬워 RF(Radio Frequency) 필터로 많은 응용이 이루어지고 있다. 이러한 평행 결합 선로 필터에 대하여 기존에 제시된 집중 소자 캐패시터와 접지를 이용한 소형화 기법은 적은 수의 캐패시터만을 이용하여 필터를 소형화할 수 있으며, 더불어 고조파 특성의 개선 및 스킷 특성의 개선 등의 부가적인 장점이 있는 기법이나 제시된 기법을 이용하여 필터를 소형화할 경우 대역폭이 감소한다는 문제점을 가지고 있었다. 본 논문에서는 이러한 대역폭의 감소를 필터를 구성하는 각 단의 평행 결합 선로의 군지연 변화를 계산하여 대역폭의 감소의 정도를 유추하고, 역으로 대역폭이 감소하는 만큼 사전에 필터의 대역폭을 크게 설계함으로 소형화로 인한 대역폭의 감소를 해결하는 방법을 제시하였다. 제안된 기법에 대한 검증을 위해 테프론($\epsilon_r=2.2$) 기판을 사용하여 무선 랜 대역인 5.2 GHz 대역의 FBW (Fractional Band Width) 10 %의 필터를, 제안한 기법을 적용하여 공진기의 길이를 $\lambda/4$ 로 줄인 헤어핀 형태로 제작 및 측정하여 제안된 기법의 타당성을 확인하였다.

Abstract

This paper proposes a new miniaturization method for a parallel coupled line filter with enhanced bandwidth characteristics. A previous method^[5] incorporated several advantages, such as size reduction through the use of only a small number of capacitors, in addition to grounding, suppression of harmonic characteristics, and improved skirt characteristics for the parallel coupled line filter, which is conventional in the field of RF filters due to its design and fabrication simplicity. However, the previous method also has disadvantages related to the bandwidth shrinkage of the miniaturized filters. In this paper, the amount of bandwidth shrinkage is analyzed in terms of the relationship between the loaded Q (quality factor) and the group delay of a resonator. Moreover, the reduction in the bandwidth is solved by a design with new design equations. To show the validity of the proposed method, a hairpin filter with a center frequency of 5.2 GHz and an fractional bandwidth(FBW) of 10 % was scaled down to half its original dimension by the proposed method with the enhanced bandwidth characteristics. The measured result shows a high level of agreement with theoretical results.

Key words : Miniaturization, Parallel Coupled-line Filer, Capacitor, Grounding, Hairpin, Bandwidth Enhancement

I. 서 론

무선 통신 시스템에서 RF 단의 대역 통과 필터는 전체 시스템의 구성에서 빠질 수 없는 매우 중요한

연세대학교 전기전자공학과(Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University)

· 논문 번호 : 20061103-04S

· 수정완료일자 : 2007년 1월 12일

소자로 인식되어왔다. 또한 무선 통신이 발달함에 따라 시스템의 소형화에 대한 요구가 증가해 왔으며, RF 필터의 소형화 또한 중요한 연구 과제가 되었다. 그 중에 마이크로스트립 필터나 CPW(Co-Planar Wave guide) 등의 평면형 전송 선로를 이용한 필터는 그 구조가 간단하고 제작이 용이해 RF 필터에 많이 적용되어 왔으며 크기의 소형화에 대해 과거에 많은 연구가 이루어져 왔다. 과거에 이루어진 평면형 전송 선로를 이용한 필터의 소형화에 대한 연구는 주기적 구조를 이용하여 슬로우 웨이브 특성을 이용한 Ladder 필터^[1], 공진기의 형태를 구부리는 등의 방법을 이용하여 변형시킨 pseudointerdigital 필터^[2]와 헤어핀 필터^[3] 등과 집중 소자를 이용한 combline 필터^[4] 등이 있다. 이러한 기법은 다양한 방법을 이용하여 필터를 소형화 할 수 있으나, 매우 정확한 full-wave EM(Electromagnetic) 시뮬레이션이 필요하고 소형화의 한계가 있거나 또는 상호 임피던스를 설계해야 한다는 단점이 있었다. 이에 집중 소자와 접지를 이용하여 소형화를 위한 캐패시터를 줄이고 매우 쉽게 필터의 크기를 줄일 수 있는 소형화 기법이 제안되었다^[5]. 이 기법은 매우 간단하게 필터의 크기를 소형화 할 수 있으며, 부가적으로 고주파 특성의 개선 및 고주파 영역의 스킷 특성이 개선된다는 장점이 있으나, 각 단에서의 slope parameter를 변화시켜 필터의 대역폭이 감소한다는 단점이 있었다. 이에 본 논문에서는 기존에 제시된 소형화 기법의 대역폭 감소를 대역폭과 균지연과의 관계를 이용하여 해결하는 방법을 제안하였으며, 제안된 기법을 이용하여 실제 필터를 제작 및 측정을 통해 타당성을 검증하였다.

II. 대역폭 개선 기법

기존에 제안된 평행 결합 선로 필터의 소형화 기법^[5]은 입력 임피던스의 등가를 통해 소형화를 위한 캐패시턴스와 소형화된 결합 선로의 우 모드 기모드 특성 임피던스를 계산하였다. 그러나 이러한 계산은 단지 중심 주파수에서만 등가를 만족하여, 비록 한 점에서는 등가를 만족하나 넓은 대역에서 필터의 slope parameter를 변화시키고, 이는 결국 대역폭 감소의 원인이 된다. 실제 기존에 제안된 기법을

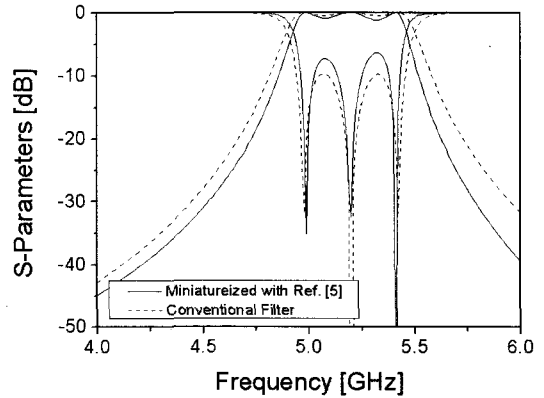


그림 1. 기존의 식을 이용하여 소형화된 필터의 삽입 손실과 반사 손실

Fig. 1. Insertion and return loss of the miniaturized filter with the conventional equations.

이용하여 5.2 GHz 중심 주파수를 갖고 10 %의 FBW를 갖는 필터를 원래의 1/2 크기로 소형화 할 경우, 그림 1과 같은 결과를 얻을 수 있다. 그림 1을 통해 두 가지 필터의 특성 변화를 알 수 있다. 첫 번째는 이미 지적한 바와 같이 대역폭의 감소와 두 번째는 통과 대역 내의 리플 특성의 변화이다. 이 중 후자의 원인은 기존 제시된 식을 유도하는 과정에서 각 평행 결합 선로의 우모드 기모드 특성 임피던스의 관계가 $Z_{0e} \approx 1/Z_{0o}$, 즉 $Z_0 \approx 50 \text{ Ohms}$ 으로 가정하였으나 이는 평행 결합 선로의 매우 한정된 경우에 만족하기 때문이다. 따라서 기존 제시된 식 (9)~(13)은 아래 식과 같이 수정되는 것이 더 정확하다 할 수 있다.

$$Z'_{0e,n} = \frac{Z_0^2}{Z_{0o,n}} \frac{1}{\sin \theta'}, \quad n = 1, 2, \dots, N+1 \quad (1)$$

$$Z'_{0o,n} = \frac{Z_0^2}{Z_{0e,n}} \frac{1}{\sin \theta'}, \quad n = 1, 2, \dots, N+1 \quad (2)$$

$$C_0 = \frac{1}{2\omega} \frac{1}{Z_0^2} (Z_{0e,1} + Z_{0o,1}) \cos \theta' \quad (3)$$

$$C_n = \frac{1}{2\omega} \frac{1}{Z_0^2} (Z_{0e,n} + Z_{0o,n} + Z_{0e,n+1} + Z_{0o,n+1}) \cos \theta', \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (4)$$

$$C_{N+1} = \frac{1}{2\omega} \frac{1}{Z_0^2} (Z_{0e,N+1} + Z_{0o,N+1}) \cos \theta' \quad (5)$$

위의 식 (1)~(5)를 이용하여 다시 계산된 임피던스와 캐패시턴스는 표 2에 정리되어 있으며, 이를

표 1. FBW 10 %의 3단 0.5 dB Chebyshev 필터의 우모드 기모드 특성 임피던스

Table 1. Even and odd mode characteristic impedances of 3rd order Chebyshev filter with 10 % FBW.

공진기 길이 = $\lambda/2$ ($\theta=90^\circ$)		
n	$Z_{0e,n}$ [Ω]	$Z_{0o,n}$ [Ω]
1	70.61	39.24
2	56.64	44.77
3	56.64	44.77
4	70.61	39.24

표 2. 기존의 식과 리플 특성이 개선된 식을 이용한 계산된 소형화된 필터의 우모드 기모드 임피던스 및 캐패시턴스

Table 2. Even and odd mode characteristic impedance of the miniaturized filters with the conventional and modified equations.

공진기 길이 = $\lambda/4$ ($\theta'=45^\circ$, Ref. ^[5])			
n	$Z_{0e,n}'$ [Ω]	$Z_{0o,n}'$ [Ω]	C_n [pF]
0	—	—	0.431
1	99.86	55.49	0.863
2	80.11	63.31	0.865
3	80.11	63.31	0.863
4	99.86	55.49	0.431
공진기 길이 = $\lambda/4$ ($\theta'=45^\circ$), Eq. (1)~(5)			
n	$Z_{0e,n}'$ [Ω]	$Z_{0o,n}'$ [Ω]	C_n [pF]
0	—	—	0.475
1	90.10	50.07	0.914
2	78.97	62.42	0.878
3	78.97	62.42	0.914
4	90.10	50.07	0.475

이용하여 소형화된 필터의 특성은 그림 2와 같다.

그림 2를 통해 개선된 식이 기존의 식에 비해 리플 특성이 소형화 되지 않은 원래의 필터와 더 정확히 일치하는 것을 알 수 있다. 그러나 식 (1)~(5)를 이용하여 소형화를 한 필터 역시 비록 리플 특성이 개선되기는 하였으나, 대역폭의 감소는 여전히 기존의 식과 비슷한 수준으로 발생하는 것을 알 수 있다. 이 때 본 소형화 기법에서 언급하는 대역폭은 3 dB 대역폭이 아님을 주의해야 한다. 본 논문에서 이야

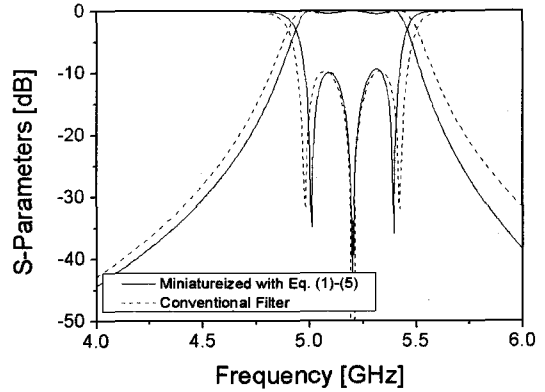


그림 2. 리플 특성이 개선된 식을 이용하여 소형화된 필터의 삽입 손실과 반사 손실

Fig. 2. Insertion and return loss of the miniaturized filter with the modified equations.

기하는 대역폭은 삽입 손실법을 이용한 필터 설계에서의 ω_c 를 말하는 것이다. 즉, 0.5 dB 리플을 갖는 Chebyshev 필터의 경우, 삽입 손실이 0.5 dB 감소하는 주파수를 의미한다. 이러한 대역폭의 정의에 의해 그림 2의 리플 특성이 개선된 필터의 대역폭은 4.975~5.42 GHz로 약 445 MHz가 된다. 이는 원래 설계 목표인 520 MHz에 비해 약 0.86배 수준으로 대역폭이 감소한 결과이다.

본 논문에서는 이러한 캐패시터를 이용한 필터의 소형화 기법에서 발생하는 대역폭의 감소를 필터의 부하 Q 와 군지연과의 관계를 이용하여 보상하는 방법을 제안하였다. 일반적인 공진기의 부하 Q 는 아래와 같이 정의된다.

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{\omega_0}{2} \left| \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (6)$$

위 식의 첫 번째 항은 공진기의 전달함수의 크기와 관련된 항이며, 두 번째 항은 위상과 관련된 식이다. 즉, 필터의 대역폭(Δf)은 필터를 구성하는 각 단에서의 부하 Q 에 의해 결정되며, 이는 군지연 ($|d\phi/d\omega|$)과 명백한 반비례의 관계를 갖는 것을 알 수 있다. 따라서, 소형화된 필터의 각 단에서의 군지연의 증가하는 비율이 곧 전체 필터의 대역폭 감소 비율과 일치할 것이며, 이를 정확히 알 수 있다면 대역폭의 감소치를 예상하여 사전에 더 넓은 대역의 필터를 설계함으로써 대역폭의 감소를 극복할 수 있게

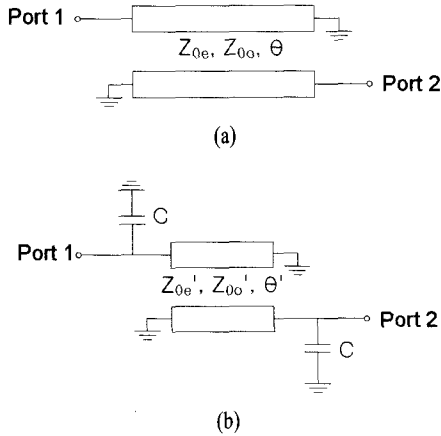
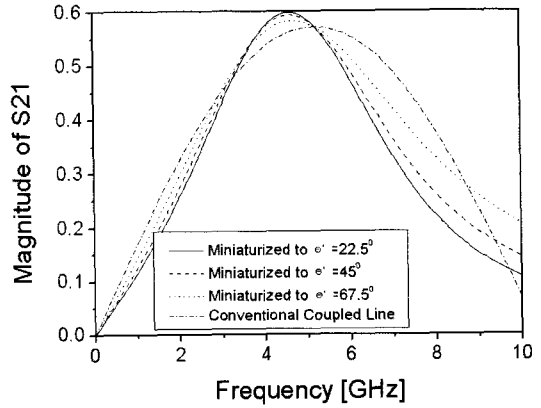


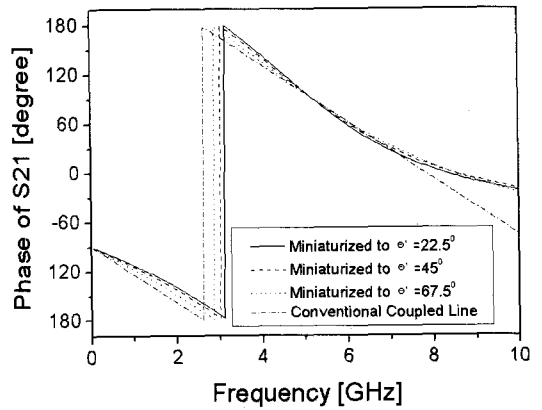
그림 3. (a) 양단이 접지된 평행 결합 선로와 (b) 캐패시터를 이용하여 소형화된 평행 결합 선로
 Fig. 3. (a) The short ended parallel coupled line and (b) the miniaturized parallel coupled line with capacitors.

된다. 실제로 그림 3과 같이 소형화된 필터의 경우, 소형화된 결합 선로의 길이 θ' 를 변화시키며 S_{21} 의 크기와 위상 특성을 시뮬레이션한 결과가 그림 4에 정리되어 있다. 이때, $Z_{0e}=70.61$, $Z_{0o}=39.24$ 이며, 중심 주파수는 5.2 GHz이다. 그림 4를 통해 S_{21} 의 크기와 위상 특성 모두 중심 주파수인 5.2 GHz에서 길이를 변화시켜도 그 값은 일치하나 근처 주파수에서 임피던스의 변화가 달라지는 것을 알 수 있다. 이때 크기 특성은 중심 주파수를 중심으로 완벽한 공진기 형태를 갖고 있지 않으나, 위상 특성은 단지 기울기의 변화만 있을 뿐, 큰 경향성은 비슷함을 알 수 있다. 따라서 본 위에서 언급한 바와 같이 위상 특성, 또는 근지연 특성을 이용하여 회로의 특성 변화를 해석함이 더 용이함을 알 수 있게 된다.

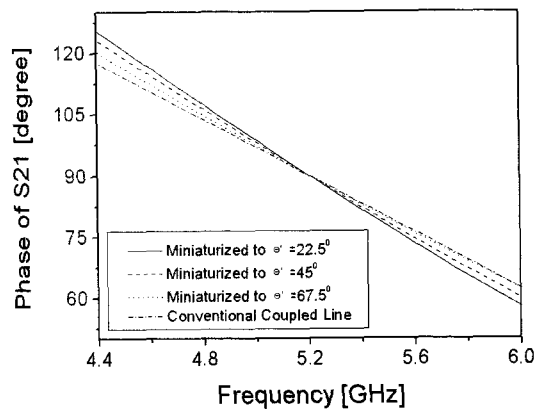
그림 4의 결과를 중심 주파수에서의 위상 변화를 미분하여 근지연을 계산하였으며, 그 결과를 그림 5에 정리하였다. 소형화됨에 따라 근지연이 더욱 증가하고 있으며, $\theta'=90^\circ$ 인 경우, 즉 소형화되지 않은 경우 근지연에 대한 비로 BWRR(Bandwidth Reduction Ratio)를 정의하였다. BWRR는 $GD(\theta'=90^\circ)/GD(\theta')$ 으로 정의되며, 이는 곧 소형화됨에 따른 근지연의 증가 정도를 나타내며, 이는 또한 소형화됨에 따른 근지연의 감소 정도를 나타내게 된다.



(a) 크기 특성
 (a) Magnitude



(b) 넓은 주파수 범위에서의 위상 특성
 (b) Phase within wide frequency range



(c) 좁은 주파수 범위에서의 위상 특성
 (c) Phase within narrow frequency range

그림 4. 소형화된 결합 선로의 S_{21} 시뮬레이션 결과
 Fig. 4. Simulated S_{21} of the miniaturized parallel coupled lines.

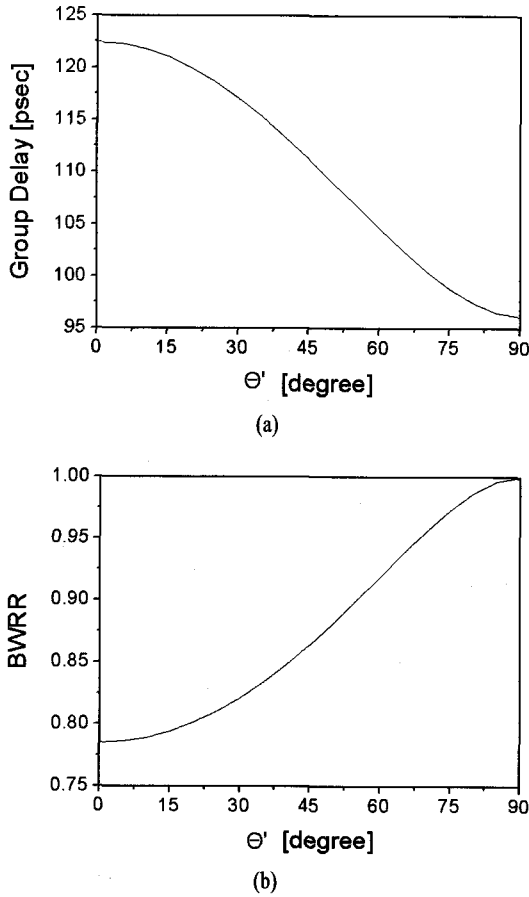


그림 5. 소형화된 결합 선로의 (a) 군지연 특성 및 (b) BWRR
 Fig. 5. (a) Group delay and (b) BWRR of the miniaturized parallel coupled line.

실제로 $\theta'=45^\circ$ 의 경우, 그림 5(b)의 결과 0.86이며, 이는 그림 2의 결과와 정확히 일치하는 값이다. 이로서 군지연을 이용한 대역폭의 감소를 예측하고 보상하는 기법의 타당성을 확인할 수 있다.

기본적으로 결합 선로의 양단이 접지된 경우와 개방된 경우의 위상 특성은 $\pi/2$ 의 차이가 있을 뿐, 주파수에 따른 변화가 동일하므로 본 논문에서는 양

쪽이 접지된 경우를 기준으로 해석을 진행하였다. 그림 3과 같은 양단이 접지된 소형화되지 않은 평행 결합 선로 ($[y]_{short}$)와 캐패시터를 이용하여 소형화된 평행 결합 선로의 Y 파라미터 ($[y]_{mini}$)는 아래와 같다.

$$[y]_{short} = \begin{bmatrix} -j \frac{1/z_{0e}' + 1/z_{0o}'}{2} \cot \theta & -j \frac{1/z_{0e}' - 1/z_{0o}'}{2} \csc \theta \\ -j \frac{1/z_{0e}' - 1/z_{0o}'}{2} \csc \theta & -j \frac{1/z_{0e}' + 1/z_{0o}'}{2} \cot \theta \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$[y]_{short} = \begin{bmatrix} j\omega C - j \frac{1/z_{0e}' + 1/z_{0o}'}{2} \cot \theta & -j \frac{1/z_{0e}' - 1/z_{0o}'}{2} \csc \theta \\ -j \frac{1/z_{0e}' + 1/z_{0o}'}{2} \cot \theta & j\omega C - j \frac{1/z_{0e}' - 1/z_{0o}'}{2} \cot \theta \end{bmatrix} \quad (8)$$

식 (9)의 z_{0e}' , z_{0o}' , 그리고 C 는 리플 특성을 개선하기 위하여 수정된 식 (1)~(5)이다. 이때, 식 (7), (8)을 통해 Y 파라미터의 모든 성분이 순허수임을 알 수 있다. 따라서, S_{21} 과 Y 파라미터의 관계식과 이상의 식들을 정리하여 각각의 경우 S_{21} 의 위상 및 군지연 (GD)을 계산하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned} S_{21} &= - \frac{2y_{21}}{(y_{11}+1)(y_{22}+1) - y_{21}y_{12}} \\ &= - \frac{2y_{12}}{(y_{11}+1)^2 - y_{12}^2} \\ &= - \frac{2j \operatorname{Im}\{y_{12}\}}{(1+j \operatorname{Im}\{y_{11}\})^2 + \operatorname{Im}\{y_{12}\}^2} \\ &= - \frac{2j \operatorname{Im}\{y_{12}\}}{1 - \operatorname{Im}\{y_{11}\}^2 + \operatorname{Im}\{y_{12}\}^2 + 2j \operatorname{Im}\{y_{11}\}} \quad (9) \end{aligned}$$

$$\Delta S_{21} = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left(\frac{2 \operatorname{Im}\{y_{11}\}}{1 - \operatorname{Im}\{y_{11}\}^2 + \operatorname{Im}\{y_{12}\}^2} \right) \quad (10)$$

$$GD = - \frac{d\Delta S_{21}}{d\omega} = \frac{d}{d\omega} \tan^{-1} u = \frac{1}{1+u^2} \frac{du}{d\omega} \quad (11)$$

위의 식 (11)에서 변수 u 는 식 (10)의 $\left(\frac{2 \operatorname{Im}\{y_{11}\}}{1 - \operatorname{Im}\{y_{11}\}^2 + \operatorname{Im}\{y_{12}\}^2} \right)$ 가 된다. 이때, 식 (3), (7), (8)을 통해 필터의 중심 주파수에서 $u=0$ 이 됨을 알 수 있다. 따라서 위의 식 (11)의 군지연 식은 식 (12)와 같이 매우 간단한 형태로 정리된다. 식 (12)에 식 (1)~(3), (7), (8) 등을 대입하여 식을 정리하면 소형

$$GD_{short} = \frac{\theta}{\omega} \cdot \left(\frac{(z_{0e} + z_{0o})(1 - \cot^2 \theta)}{1 - \frac{(z_{0e} + z_{0o})^2}{4} \cot^2 \theta + \frac{(z_{0e} - z_{0o})^2}{4} \csc^2 \theta} + \frac{(z_{0e} + z_{0o}) \cot \theta}{\left(1 - \frac{(z_{0e} + z_{0o})^2}{4} \cot^2 \theta + \frac{(z_{0e} - z_{0o})^2}{4} \csc^2 \theta \right)^2} \cdot \left(\frac{(z_{0e} + z_{0o})^2}{2} \cot \theta \cdot (1 + \cot^2 \theta) - \frac{(z_{0e} - z_{0o})^2}{2} \csc^2 \theta \cdot \cot \theta \right) \right) \quad (13)$$

$$GD_{short} = \frac{\theta'}{\omega} \left[\frac{2\omega C + \left(\frac{1}{z_{0o'}} + \frac{1}{z_{0e'}}\right)(1 + \cot^2 \theta')}{1 - \left(\omega C - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{z_{0o'}} + \frac{1}{z_{0e'}}\right) \cdot \cot \theta'\right)^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{1}{z_{0o'}} - \frac{1}{z_{0e'}}\right) \cdot \csc^2 \theta'} + \frac{2\omega C - \left(\frac{1}{z_{0o'}} + \frac{1}{z_{0e'}}\right) \cot \theta' \left(2\left(\omega C - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{z_{0o'}} + \frac{1}{z_{0e'}}\right) \cdot \cot \theta'\right) \left(\frac{1}{2} \frac{\omega}{\theta'} \left(\frac{1}{z_{0o'}} + \frac{1}{z_{0e'}}\right) (1 + \cot^2 \theta') - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{z_{0o'}} - \frac{1}{z_{0e'}}\right)^2 \csc^2 \theta' \cdot \cot \theta'\right)}{\left(1 - \left(\omega C - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{z_{0o'}} + \frac{1}{z_{0e'}}\right) \cot \theta'\right)^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{1}{z_{0o'}} - \frac{1}{z_{0e'}}\right)^2 \cdot \csc^2 \theta'\right)^2} \right] \quad (15)$$

화되지 않은 결합 선로의 군지연과 소형화된 필터의 군지연을 구할 수 있으며, 그 두 식의 비인 BWRR 또한 계산할 수 있다.

$$GD = -\frac{dS_{21}}{d\omega} = \frac{du}{d\omega} \quad (12)$$

이 때, 소형화 되지 않은 양쪽이 접지된 한 단의 평행 결합 선로의 전기적 길이는 $\lambda/4$ (즉, $\theta=90^\circ$)이므로 식 (13)은 아래 식 (14)와 같이 정리된다.

$$GD_{short} |_{\omega=\omega_o, \theta=90^\circ} = \frac{1}{4f_o} \left(\frac{z_{oe} + z_{0o}}{1 + \frac{(z_{0e} - z_{0o})^2}{4}} \right) \quad (14)$$

또한 그림 3(b)와 같이 양단에 캐패시터를 이용하여 소형화된 결합 선로의 군지연은 식 (12)에 식 (8)을 대입하여 구할 수 있다.

식 (15)에 소형화를 위한 캐패시터와 우모드 기모드 특성 임피던스의 관계식인 식 (1)~(3)을 대입하여 정리하면, 소형화된 결합 선로의 군지연을 구할 수 있다.

$$GD_{\min i} |_{\omega=\omega_o} = \frac{1}{4f_o} \left(\frac{z_{oe} + z_{0o}}{1 + \frac{(z_{0e} - z_{0o})^2}{4}} \right) \left(\frac{\cos \theta' \cdot \sin \theta' + \theta'}{\theta' \cdot \sin \theta'} \right) \quad (16)$$

$$BWRR = \frac{GD_{short} |_{\omega=\omega_o, \theta=90^\circ}}{GD_{\min i} |_{\omega=\omega_o}} = \frac{\pi/2 \cdot \sin \theta'}{\cos \theta' \cdot \sin \theta' + \theta'} \quad (17)$$

단, 식 (14), (15)의 θ 와 θ' 단위는 [radian]이다.

위의 식 (14)는 식 (16)에서 $\theta'=90^\circ$ 의 특별한 경우이다. 식 (17)은 그림 5의 시뮬레이션과 정확히 일치하는 것을 알 수 있으며, 또한 흥미로운 점은 식 (17)의 BWRR(Bandwidth Reduction Ratio)가 z_{0e} , z_{0o} 에 무관하며, 단지 소형화된 길이에 대한 함수라는 것이

다. 이는 소형화를 통해 각 단의 부하 Q가 변하게 되는데, 이 변화량이 단지 원래 크기에 비해 얼마나 줄어들었는지와만 관계하게 된다. 따라서, 그림 5(b)의 결과는 임피던스에 무관하게 모든 평행 결합 선로의 경우에 적용할 수 있음을 알 수 있다. 또한 임피던스에 무관하기 때문에 단지 그림 5의 결과를 이용하여 예측된 대역폭의 감소를 최초 설계시 더 넓게 설계함으로 쉽게 해결할 수 있게 된다. 즉, 대역폭을 넓게 하기 위해 계산된 새로운 임피던스 값이 적용된 결합 선로 역시 동일한 비율로 대역폭이 감소하기 때문에, 원하는 대역폭을 정확히 만족할 수 있게 되는 것이다.

$$Z_0 J_1 = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{A'}{g_1}} \quad (18)$$

$$Z_0 J_n = \frac{\pi A'}{2\sqrt{g_{n-1} g_n}} \quad (19)$$

$$Z_0 J_{N+1} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{A'}{g_N g_{N+1}}} \quad (20)$$

$$A' = \frac{A}{BWRR} \quad (21)$$

III. 소형화된 필터의 설계

본 논문에서 제안한 필터의 소형화 기법을 검증하기 위해 제안된 기법을 이용하여 소형화된 필터를 설계하였다. 설계 대역은 5.2 GHz 중심 주파수를 가지며 FBW가 10%이며, 0.5 dB 통과 대역 리플을 가지는 Chebyshev 3단 필터이다. 또한 필터의 크기를 원래의 1/2 수준으로 소형화하였다. 주어진 스펙을 만족하기 위한 $A'=0.1/0.86=0.116$ 이며, 이를 식 (18)~(21)에 대입하여 계산한 필터의 우모드 기모드 임피던스는 표 3과 같다.

식 (1)~(5)와 식 (18)~(22)를 적용하여 리플 특성 및 대역폭 특성이 목표치에 일치하는 크기가 $\lambda/4$,

표 3. 1/2 크기로 소형화 하기 위한 10 % FBW 필터의 우모드 기모드 임피던스

Table 3. Even and odd mode impedance of the filter to miniaturize 1/2 size.

공진기 길이 = $\lambda/2$ ($\theta=90^\circ$)		
n	$Z_{0e,n}$ [Ω]	$Z_{0o,n}$ [Ω]
1	72.55	38.82
2	57.80	44.08
3	57.80	44.08
4	72.55	38.82

표 4. 대역폭 특성이 개선된 소형화된 필터의 우모드 기모드 특성 임피던스 및 커패시턴스

Table 4. Even and odd mode impedance and capacitance of miniaturized filter with enhanced bandwidth characteristics.

Resonator length = $\lambda/4$ ($\theta'=45^\circ$) BWRR _n =0.864, n=1, 2, 3, and 4			
n	$Z_{0e,n}'$ [Ω]	$Z_{0o,n}'$ [Ω]	C_n [pF]
0	-	-	0.482
1	91.07	48.72	0.923
2	80.22	61.15	0.882
3	80.22	61.15	0.923
4	91.07	48.72	0.482
Resonator length = $\lambda/6$ ($\theta'=30^\circ$) BWRR _n =0.821, n=1, 2, 3, and 4			
n	$Z_{0e,n}'$ [Ω]	$Z_{0o,n}'$ [Ω]	C_n [pF]
0	-	-	0.594
1	129.26	68.21	1.135
2	114.11	85.80	1.082
3	114.11	85.80	1.135
4	129.26	68.21	0.594
Resonator length = $\lambda/8$ ($\theta'=22.5^\circ$) BWRR _n =0.806, n=1, 2, 3, and 4			
n	$Z_{0e,n}'$ [Ω]	$Z_{0o,n}'$ [Ω]	C_n [pF]
0	-	-	0.635
1	169.10	88.78	1.212
2	149.43	111.76	1.156
3	149.43	111.76	1.212
4	169.10	88.78	0.635

$\lambda/6$, $\lambda/8$ 수준으로 소형화된 필터의 각각의 우모드

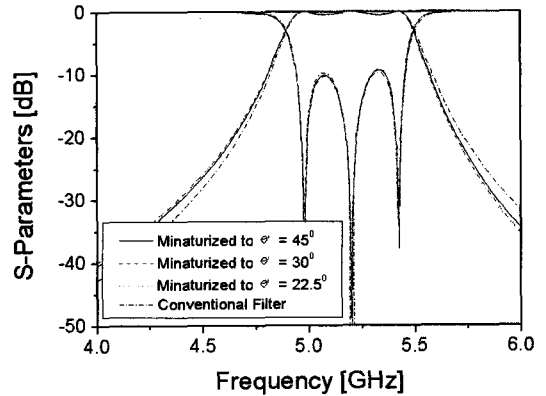


그림 6. 시뮬레이션 결과

Fig. 6. Simulation results.

기모드 특성 임피던스 및 소형화를 위한 커패시턴스 값을 계산하여 표 4에 정리하였다.

표 4에 계산된 값을 이용하여 대역 통과 필터를 설계하여 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션은 ADS-2004A(Advanced Design System 2004A)를 사용하였으며, 시뮬레이션에 사용된 평행 결합 선로는 ADS에 포함되어 있는 이상적인 평행 결합 선로 모델을 사용하였다. 시뮬레이션 결과는 그림 6에 정리되어 있다. 그림 6의 결과, 커패시터를 이용하여 소형화에 따라 소형화 되지 않은 원래 필터와 리플 특성 및 대역폭 특성이 완전히 일치하는 것을 알 수 있다. 이로서 본 논문에서 제안된 기법의 타당성을 검증할 수 있다.

IV. 제작 및 측정

앞에서 계산한 결과를 이용하여 실제 대역폭 특성이 개선된 소형화된 필터를 제작 및 측정하였다. 제작을 위해 사용한 기판은 $\epsilon_r=2.2$ 인 테프론 기판을 사용하였으며, 필터의 형태는 헤어핀 형태를 사용하였다. 또한 소형화를 위한 커패시터는 낮은 특성 임피던스를 갖는 짧은 전송 선로를 이용하여 구현하였다. 이로서 헤어핀 필터는 평행 결합이 일어나는 부분과 낮은 특성 임피던스를 갖는 형태로 레이아웃 및 제작이 용이하게 하였다. 제작된 필터의 크기는 끝이 개방된 소형화되지 않은 필터와 끝이 접지된 소형화되지 않은 필터와 본 논문에서 제안한 기법을 적용하여 공진기의 길이가 $\lambda/4$ 로 소형화된 헤어핀

형태의 필터이다. 본 논문에서는 소형화된 필터의 모든 단의 길이를 동일하게 $\lambda/4$ 로 설계하였으나, 이는 임의로 각 단을 다르게 역시 설계할 수 있다. 단, 각 단의 길이를 다르게 소형화 할 경우에는 각 단의 BWRR가 달라지게 되므로, 각각의 단을 얼마로 줄 일지를 먼저 결정한 후 그에 맞게 각 단의 BWRR를 계산하고 소형화를 위한 임피던스를 계산해야 할 것이다. 제작된 필터의 크기는 끝이 개방된 소형화되지 않은 필터와 끝이 접지된 소형화되지 않은 필터는 $45 \times 12 \text{ mm}^2$ 의 크기를 가지며, 캐패시터와 접지를 이용하여 공진기의 길이가 $\lambda/4$ 로 소형화된 헤어핀 형태의 필터는 $15 \times 12 \text{ mm}^2$ 의 크기를 가진다. 각각의 공진기의 길이는 원래 크기의 1/2 수준이며 헤어핀 형태로 제작함으로써 면적 면에서는 원래 크기의 약

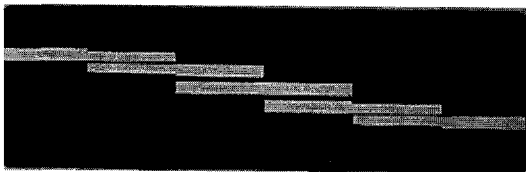
1/3 수준으로 소형화 할 수 있었다. 제작된 필터의 사진은 그림 7과 같다.

벡터 회로망 분석기를 이용하여 측정된 결과는 그림 8과 같다. 측정 결과 본 논문에서 제안한 기법을 적용하여 소형화한 헤어핀 필터의 특성이 소형화되지 않은 두 필터와 거의 일치하는 대역폭 및 중심 주파수 특성을 갖고 있음을 알 수 있다. 손실 또한 소형화되지 않은 두 필터와 거의 비슷한 수준이며, 2차 고조파 특성이 약 30 dB 이상 개선된 것을 알 수 있다. 3차 고조파의 경우, 완전히 억압되지는 않았으나 소형화되지 않은 두 경우에 비해 대역폭이 대폭 감소하였으며, 어느 정도 손실이 더 증가한 것을 알 수 있다. 이는 소형화를 위한 캐패시터를 낮은 임피던스를 갖는 전송 선로를 이용하여 구현함으로써 인해 3차 고조파가 이상적인 캐패시터를 사용한 경우만큼의 억압 특성을 얻을 수 없었다.

V. 결 론

본 논문은 기존에 제안되었던 평행 결합 선로의 소형화 기법이 갖는 대역폭의 감소를 해결하는 방법을 제안하였다. 기존에 제안되었던 소형화 기법은 몇 개의 캐패시터만을 이용해 매우 쉽게 소형화를 할 수 있으며, 부가적으로 고조파 특성의 개선 등의 다양한 장점이 있으나, 소형화에 따라 대역폭이 조금씩 감소한다는 문제점이 있었다. 필터에서 대역폭은 매우 중요한 스펙으로 본 논문에서는 군지연과 부하 Q 와의 관계를 이용하여 소형화에 따른 대역폭의 정도를 정확히 예측하고 이를 역으로 보상하는 방법을 제안하였다. 군지연은 부하 Q 에 비례하는 관계를 갖고 있으며, 이는 소형화를 위해 삽입된 캐패시터로 인해 전달 함수의 위상이 더 급히 변화하게 되고, 이는 군지연의 증가와 부하 Q 의 증가를 야기하게 된다. 이러한 관계를 수학적으로 분석하였으며, 대역폭이 감소하는 비율인 BWRR라는 새로운 요소를 정의하였다. BWRR는 우모드 기모드 특성 임피던스에 무관한 함수의 형태를 가지며, 이로 인해 단지 BWRR 만큼 사전에 필터의 대역폭을 더 넓게 설계함으로써 원하는 목표치의 대역폭을 정확히 구현할 수 있다.

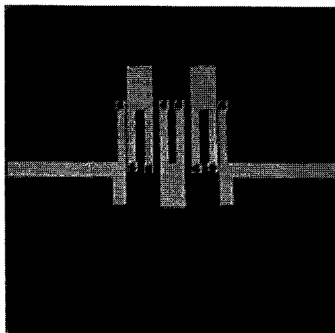
본 논문에서 제안한 소형화 기법에 대한 검증으로



(a) 끝이 개방된 소형화 되지 않은 필터($45 \times 12 \text{ mm}^2$)
(a) Open ended not miniaturized filter($45 \times 12 \text{ mm}^2$)



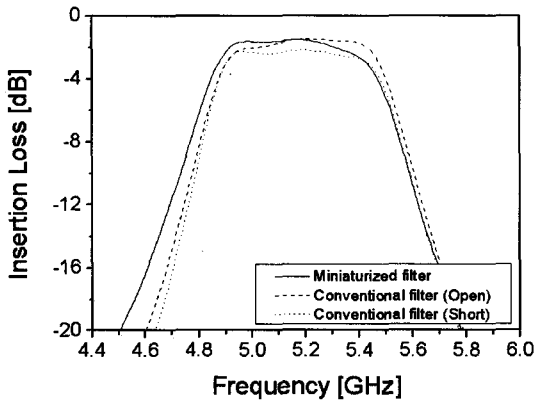
(b) 끝이 접지된 소형화 되지 않은 필터($45 \times 12 \text{ mm}^2$)
(b) Short ended not miniaturized filter($45 \times 12 \text{ mm}^2$)



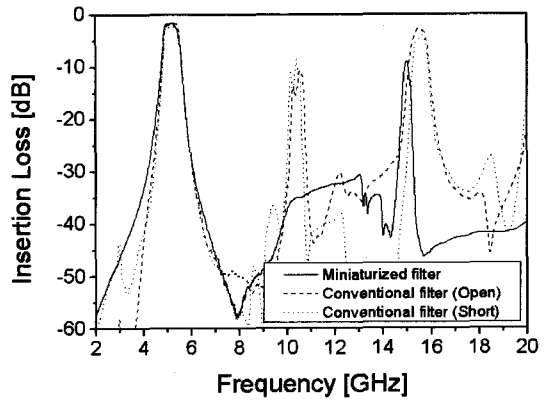
(c) $\lambda/4$ 로 소형화된 헤어핀 형태의 필터($15 \times 12 \text{ mm}^2$)
(c) Miniaturized to $\lambda/4$ hairpin filter($15 \times 12 \text{ mm}^2$)

그림 7. 제작된 필터의 사진

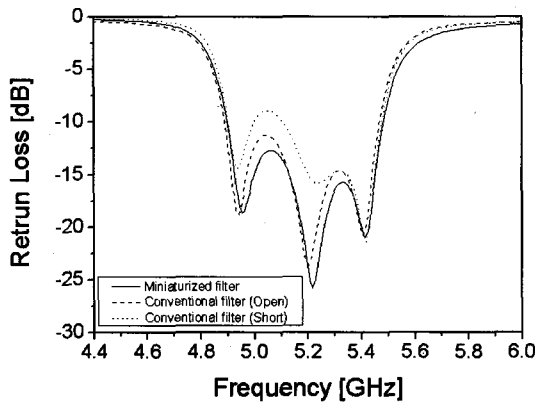
Fig. 7. Photographs of fabricated filters.



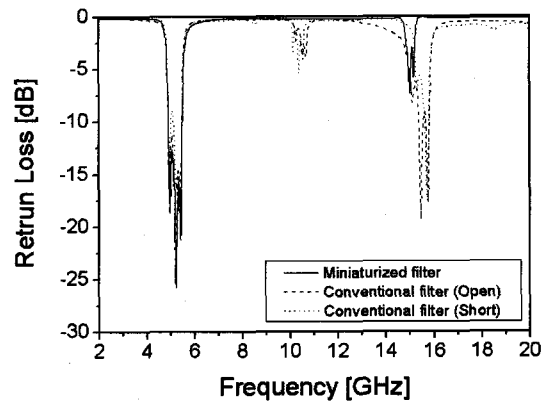
(a) 삽입 손실(협대역)
(a) Insertion loss(in narrow band)



(b) 삽입 손실(광대역)
(b) Insertion loss(in wide band)



(c) 반사 손실(협대역)
(c) Return loss(in narrow band)



(d) 반사 손실(광대역)
(d) Return loss(in wide band)

그림 8. 측정 결과
Fig. 8. Measurement results.

5.2 GHz 대역의 FBW 10 %의 3단 Chebyshev 필터를 제작하였다. 제작된 필터는 끝이 개방된 소형화되지 않은 필터, 끝이 접지된 소형화되지 않은 필터, 그리고 본 논문에서 제안한 기법을 적용하여 공진기의 길이가 $\lambda/4$ 로 소형화된 헤어핀 형태의 필터이다. 이때 소형화를 위한 캐패시터는 낮은 임피던스의 전송 선로를 이용하여 구현하였다. 측정 결과 중심 주파수와 대역폭 특성이 모두 동일한 결과를 얻었으며, 순수하게 분산 소자를 이용하여 구현하였음에도 2차 고조파 특성이 소형화 되지 않은 경우에 비해 약 30 dB 이상 개선되었으며, 3차 고조파 특성도 일부 개선되었다. 이를 통해 본 논문에서 제안한 기법의 타당성을 확인하였다.

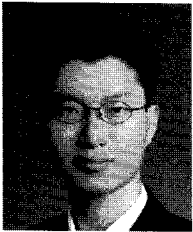
본 논문에서 제안한 필터의 소형화 기법은 마이크로스트립 형태의 전송 선로뿐만 아니라 CPW, 스트립 라인, 또는 다층 구조의 전송 선로 등 다양한 구조에 적용 가능하며, MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit), LTCC(Low Temperature Co-fired Ceramic) 등의 집적회로 설계시 미세한 필터의 설계를 가능하게 할 것으로 기대된다.

참고 문헌

[1] J. -S. Hong, M. J. Lancaster, "A novel microwave periodic structure-The ladder microstrip line", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 9, pp. 207-210, Jul. 1995.

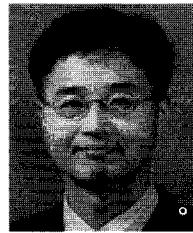
- [2] J. -S. Hong, M. J. Lancaster, "Investigation of microstrip pseudo-interdigital bandpass filters using a full-wave electromagnetic simulator", *Int. J. Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*, vol. 7, pp. 231-240, May 1997.
- [3] E. G. Cristal, S. Frankel, "Design of hairpin-line and hybrid hairpin-parallel-coupled-line filters", *IEEE MTT-S, Digest*, pp. 12-13, 1971.
- [4] G. L. Matthaei, "Comb-line band-pass filters of narrow or moderate bandwidth", *The Microwave Journal*, vol. 6, pp. 82-91, Aug. 1963.
- [5] Seong-Sik Myoung, Jong-Gwan Yook, "Miniaturization and harmonic suppression method of parallel coupled-line filters using lumped capacitors and grounding", *Electronics Letters*, vol. 41, no. 15, pp. 849-851, Jul. 2005.

명 성 식



2002년 2월: 숭실대학교 전자공학과 (공학사)
2004년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학석사)
2004년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 박사과정
[주 관심분야] 초고주파 집적회로

육 중 관



1987년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1989년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
1996년 2월: University of Michigan (공학박사)
2000년 2월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 교수
[주 관심분야] MEMS, 초고주파 회로, EMI/EMC, 초고주파 수치해석