

단일 제어 전원을 갖는 소형화된 헤어핀 튠어블 필터

Miniaturized Hairpin Tunable Filter with the Single Control Voltage

명성식 · 홍영표 · 장병준* · 이용식 · 육종관

Seong-Sik Myoung · Young-Pyo Hong · Byung-Jun Jang* · Yongshik Lee · Jong-Gwan Yook

요 약

본 논문에서는 기존에 제안된 소형화 기법을 응용하여 단일 제어 전압을 갖는 소형화된 튠어블 필터를 제안하였다. 기존에 제안된 소형화 기법은 양쪽이 접지된 구조와 캐패시터를 이용하여 임의의 평행 결합 선로 필터를 매우 간단하게 소형화 할 수 있다. 이때 각 단에서 소형화를 위해 사용되는 캐패시터의 값이 소형화된 길이에 상관없이 항상 동일한 비를 유지하는 것을 이용하여 단일 제어 전압을 가지며, 동일한 특성을 유지하는 튠어블 필터를 제안하였다. 제안된 기법을 검증하기 위해 900 MHz 대역의 0.5 dB 리플을 갖는 3단 체비셰프(Chebyshev) 필터를 튠어블 필터로 제작하였다. 제작은 Toshiba사의 1SV277 가변 용량 다이오드를 이용하여 타코닉사의 CER-10 기판에 구현하였다. 제어 전압이 0.5~4 V로 변함에 따라 필터의 중심 주파수가 606~944 MHz로 338 MHz 변화하였다. 제안된 튠어블 필터는 제어 전압이 증가함에 따라 손실이 증가하며, 대역폭이 약간 변하는 것을 제외하고 본래의 특성을 잘 유지하였다.

Abstract

This paper presents the varactor-tuned miniaturized hairpin tunable filter with a single control voltage. The previously proposed miniaturization method is a very straight-forward method to miniaturize a parallel coupled-line filter. In this paper, the miniaturized hairpin tunable filter is proposed with the constant ratio rule of that the capacitances of the each stage always have constant ratio without any dependency to miniaturized electrical length. To show the validity of the proposed method, a 3rd order 0.5 dB ripple Chebyshev filter with a center frequency of 900 MHz and a fractional bandwidth(FBW) of 10 % was designed and fabricated. The fabricated filter was based on CER-10 substrate of Taconic Inc. with 1SV277 varactor diode of Toshiba Inc. The center frequency of the fabricated filter can be changed from 606 MHz to 944 MHz, 338 MHz with the control voltage from 0.5 V to 4 V. The insertion loss of the proposed filter is increased with the increment of the control voltage, and the filter characteristics are well reserved expect of slight change of the bandwidth with the various control voltage.

Key words : Tunable Filter, Miniaturization, Parallel Coupled-Line Filer, Capacitor, Grounding, Single Bias

I. 서 론

무선 통신 시스템에서 무선 대역 통과 필터(Radio Frequency Bandpass Filter: RF BPF)는 전통적으로 가

장 중요한 소자 중의 하나로 인식되어 왔으며, 통신 시스템의 발달과 더불어 필터의 소형화와 성능 개선은 중요한 연구 과제가 되어 왔다. 또한, 기존에 단순 기능의 전용 단말기에서 최근 하나의 단말기에서

「본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었습니다(IITA-2006-(C1090-0603-0034)).」

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

*국민대학교 전자공학과(School of Electrical Engineering, Kookmin University)

· 논 문 번 호 : 20070703-068

· 수정완료일자 : 2007년 9월 17일

서로 다른 주파수 대역 및 방식으로 동작하는 다양한 서비스를 복합적으로 지원하는 다중 대역-다중 모드 형태로 발전함에 따라 튠어블 기능은 필터의 중요한 기능의 하나가 되었다. 이러한 초고주파 대역에서 튠어블 필터의 종류는 공진기의 크기를 기계적으로 조절하는 기계적 튠어블 필터^{[1]-[3]}, 가변 용량 다이오드(variable capacitance diode: varactor diode)를 이용한 튠어블 필터^{[3]-[5]} 등이 있다. 기계적 튠을 하는 튠어블 필터는 필터의 기계적인 구조를 나사 등을 조절하여 필터의 대역을 조절하는 방법으로 손실 특성이 우수하다는 장점이 있으나, 튠을 위해 기계적 조작이 필요함으로 인해 튠이 느리다는 단점이 있다. 반면, 가변 용량 다이오드를 이용한 튠어블 필터의 경우 손실이 상대적으로 크다는 단점이 있으나, 튠 속도가 매우 빠르다는 장점과 크기가 상대적으로 작다는 특징으로 인해 무선 단말기 등에 유리한 튠어블 필터라 할 수 있다. 이러한 튠어블 필터의 성능 지수 중 가변됨에 따라 특정한 특성을 유지하는 것은 최근 부각되고 있는 중요한 요구사항 중에 하나이다. 이러한 특성을 얻기 위해 가변 용량 다이오드를 이용한 튠어블 필터는 여러 개의 제어 전압을 필요하게 된다^[6].

최근 필터의 소형화 또한 중요한 요구사항이 되었다. 최근 제안된 필터의 소형화 기법^[7]은 끝이 접지된 구조와 병렬 캐패시터를 이용하여 매우 간단하게 필터를 소형화 할 수 있다는 장점이 있다. 본 논문에서는 기존에 제안되었던 필터의 소형화 기법을 응용하여 제어 전압이 단 한 개만을 필요로 하는 헤어핀 형태의 튠어블 필터를 제안하였다. 본 논문에서 제안된 튠어블 필터는 기존의 소형화 기법에서 소형화를 위해 삽입된 캐패시터를 가변 용량 다이오드로 구현하여 가변함으로 중심 주파수가 변하게 설계하였으며, 이때, 모든 캐패시터스의 비가 특정 비를 가짐을 이용하여 단 하나의 제어 전압으로 튠될 수 있게 하였다. 본 논문에서 제안된 튠어블 필터는 제어부가 간단하여지고, 필터부 자체 또한 소형화 기법을 이용하여 구현됨으로 인하여 전체 튠어블 필터 시스템의 소형화와 간소화를 얻을 수 있을 것으로 판단된다. 제안된 튠어블 필터는 실제 필터의 제작 및 측정을 통하여 타당성을 검증하였다.

II. 튠어블 필터 설계

2-1 튠어블 필터 이론

기존의 제안된 필터의 소형화 기법은 그림 1(a)와 같이 우모드 기모드 임피던스를 갖는 평행 결합 선로를 양쪽이 접지된 구조와 적절히 계산된 우모드 기모드 임피던스(Z_{0e}' , Z_{0o}')와 캐패시터스(C)를 갖는 구조로 소형화가 된다^[7]. 이때 기존에 제안된 설계식은 유도하는 과정에서 각 평행 결합 선로의 우모드 기모드 특성 임피던스의 관계가 $z_{0e} \approx 1/z_{0o}$, 즉 $Z_C \approx 50 \text{ Ohms}$ 로 가정하였으나, 이는 평행 결합 선로의 매우 한정된 경우에 만족하기 때문에 정확한 등가를 만족하지 못하게 된다^[8]. 단, z_{0e} 와 z_{0o} 는 정규화된 우모드 기모드 특성 임피던스이며, Z_C 는 평행 결합 선로의 특성 임피던스이다. 따라서 전기적 길이가 θ 인 임의의 우모드 기모드 특성 임피던스 Z_{0e} , Z_{0o} 를 갖는 평행 결합 선로가 병렬 캐패시터 C를 이용하여 임의의 소형화된 길이 θ' 로 소형화 될 때, 정확한 등가를 만족하기 위한 일반적으로 결합 선로의 소형화를 위한 식과 필터의 설계식은 아래 식들과 같다^[8].

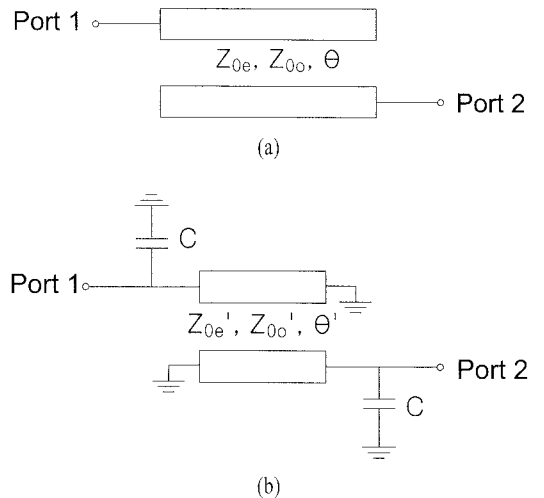


그림 1. (a) 일반 평행 결합 선로와 (b) 접지된 구조와 캐패시터를 이용하여 소형화된 평행 결합 선로

Fig. 1. (a) The conventional parallel coupled line and (b) the miniaturized short-ended parallel coupled line with capacitors.

$$Z_{0e}' = \frac{Z_0^2}{Z_{0o}} \frac{1}{\sin \theta'} \quad (1)$$

$$Z_{0o}' = \frac{Z_0^2}{Z_{0e}} \frac{1}{\sin \theta'} \quad (2)$$

$$C = \frac{1}{2\omega_0} \frac{1}{Z_0^2} (Z_{0e} + Z_{0o}) \cos \theta' \quad (3)$$

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

$$Z_{0o,n}' = \frac{Z_0^2}{Z_{0e,n}} \frac{1}{\sin \theta'}, \quad n = 1, 2, \dots, N+1 \quad (5)$$

$$C_0 = \frac{1}{2\omega_0} \frac{1}{Z_0^2} (Z_{0e,1} + Z_{0o,1}) \cos \theta' \quad (6)$$

$$C_n = \frac{1}{2\omega_0} \frac{1}{Z_0^2} (Z_{0e,n} + Z_{0o,n} + Z_{0e,n+1} + Z_{0o,n+1}) \cos \theta', \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (7)$$

$$C_{N+1} = \frac{1}{2\omega_0} \frac{1}{Z_0^2} (Z_{0e,N+1} + Z_{0o,N+1}) \cos \theta' \quad (8)$$

단, Z_0 는 기준 임피던스 50 Ω이며, C_0, C_n, C_{N+1} 은 필터 각 단의 캐패시턴스이다.

위의 식 (1)~(8) ω_0 소형화되지 않은 결합 선로의 전기적 길이 θ 가 $\lambda/4$ (또는 90°)가 되는 주파수이며, 필터 설계 시에는 필터의 중심 주파수가 된다. 이 때 식 (3)의 적절히 계산된 C 를 삽입함으로 인하여 결합 선로는 전기적 길이가 $\lambda/4$ 가 아닌 임의의 소형화된 길이 θ' 에서 공진을 하게 된다. 이때 소형화된 결합 선로의 결합 선로 부분의 물리적 크기를 고정시켜 놓고 가변 용량 다이오드를 이용하여 소형화를 위한 캐패시턴스 C 를 변화시키게 되면 결합 선로의 공진 주파수가 변하게 되어 튜닝이 가능하게 된다. 결합 선로의 공진 주파수란 소형화되지 않은 결합 선로로 등가화 했을 때 전기적 길이가 $\lambda/4$ 가 되는 주파수를 말하며, 이는 그림 1(b)의 소형화된 결합 선로의 S_{21} 의 위상 값이 $\pi/2$ 가 되거나, 어드미턴스 파라미터 Y_{11} 과 Y_{22} 가 0이 되는 조건을 통해서 계산할 수 있게 된다. 이 조건을 만족하는 식은 위의

식 (3)과 필터의 경우 식 (6)~(8)이 된다.

식 (3)에서의 소형화된 전기적 길이 θ' 은 소형화 관점에서 튜어블 관점으로 식을 다시 표현하면 다음과 같다.

$$\theta' = \frac{\omega'}{\omega_0} \beta \frac{\lambda}{4} = \frac{\omega'}{\omega_0} \frac{\pi}{2} \quad (9)$$

단, ω' 는 캐패시터 C 를 삽입함으로 변화된 새로운 공진 주파수이다.

식 (9)를 식 (3)에 대입하면, 원하는 특정 주파수 ω' 로 튜닝을 위한 캐패시턴스 C 값을 계산할 수 있다.

$$C = \frac{1}{2\omega_0} \frac{1}{Z_0^2} (Z_{0e} + Z_{0o}) \cos \left(\frac{\omega'}{\omega_0} \frac{\pi}{2} \right) \quad (10)$$

$$\omega' = \omega_0 \frac{2}{\pi} \cos^{-1} \left(\frac{2\omega_0 Z_0^2 C}{Z_{0e} + Z_{0o}} \right) \quad (11)$$

즉, 식 (10)이 의미하는 바는 그림 1(a)의 결합 선로에 양쪽 끝 단을 접지시키고 캐패시턴스 C 를 삽입함으로 결합 선로의 물리적 크기는 고정된 상황에서 공진 주파수는 ω' 로 변하게 됨을 의미하게 된다. 식 (10)을 정리하여 병렬 캐패시턴스에 따른 공진 주파수 ω' 에 대한 식으로 정리하면 식 (11)과 같이 된다. 식 (10)을 필터 설계 식 (6)~(8)에 대입하면 튜닝을 위해 각 단에 필요한 캐패시턴스를 계산할 수 있다.

$$C_0 = \frac{1}{2\omega_0} \frac{1}{Z_0^2} (Z_{0e,1} + Z_{0o,1}) \cos \left(\frac{\omega'}{\omega_0} \frac{\pi}{2} \right) \quad (12)$$

$$C_n = \frac{1}{2\omega_0} \frac{1}{Z_0^2} (Z_{0e,n} + Z_{0o,n} + Z_{0e,n+1} + Z_{0o,n+1}) \cos \left(\frac{\omega'}{\omega_0} \frac{\pi}{2} \right), \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (13)$$

$$C_{N+1} = \frac{1}{2\omega_0} \frac{1}{Z_0^2} (Z_{0e,N+1} + Z_{0o,N+1}) \cos \left(\frac{\omega'}{\omega_0} \frac{\pi}{2} \right) \quad (14)$$

식 (12)~(14)으로부터 각 단의 캐패시턴스 값이 모두 $\cos \left(\frac{\omega'}{\omega_0} \frac{\pi}{2} \right)$ 에 비례하며, 모든 튜닝 주파수 ω' 에서 일정한 비율을 유지하는 것을 알 수 있다. 즉, 필터의 특성이 항상 동일하기 위해 등가를 만족하

기 위한 조건은 식 (4), (5)와 식 (12)~(14)의 식으로 표현되며, 이때 식 (12)~(14)가 항상 특정한 비를 유지하는 점을 이용하여 간략하게 중심 주파수를 제어 할 수 있는 튜어블 필터를 설계할 수 있게 된다. 일반적인 가변 용량 다이오드의 캐패시턴스 값이

$$C_v = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_{bias}}{V_j}\right)^M}$$

형태를 가지므로, 각 단의

캐패시턴스(C_0, C_n, C_{N+1})에 모두 동일한 바이어스 V_{bias} 만을 사용하며, 단지 각 단에 사용된 가변 용량 다이오드의 접합 캐패시턴스 C_{j0} 값을 적절히 선택함으로써 동일한 특성을 유지한 채 필터의 중심 주파수를 가변하기 위한 식 (12)~(14)의 조건을 만족할 수 있다. 이때 C_{j0} 값은 가변 용량 다이오드의 크기 또는 병렬로 연결된 동일한 다이오드의 개수를 조절함으로써 조절할 수 있게 된다. 본 논문에서는 Toshiba사의 1SV277 가변 용량 다이오드^[7]를 사용하여 튜어블 필터를 구현하였으며, 각 단에 사용되는 다이오드의 개수를 한 개 또는 두 개를 선택함으로써 캐패시턴스를 조절하였다.

2-2 필터 설계

본 논문에서는 제안된 필터 구조를 검증하기 위하여 900 MHz 중심 주파수에 10 % 비대역비(Fractional Bandwidth: FBW)를 갖는 0.5 dB 통과 대역 리플 체비셰프 필터를 제작 및 실험하였다. 900 MHz에서 필터는 일반 평행 결합 선로를 원래 크기의 절반 수준으로 소형화된 형태가 되며 설계식은 기존에 제시된 소형화 기법^[7]에 소형화로 인한 대역폭의 감소를 개선하기 위한 기법^[8]이 응용된 것을 이용하여 설계하였다. 설계된 필터의 각 단의 특성 임피던스

표 1. 대역폭 특성이 개선된 소형화된 필터의 우모드 기모드 특성 임피던스 및 캐패시턴스

Table 1. Even and odd mode impedance and capacitance of miniaturized filter with enhanced bandwidth characteristics.

Resonator length= $\lambda/4$ ($\theta'=45^\circ$) $R_{BWR,n}=0.864, n=1, 2, 3, \text{ and } 4$			
n	$Z_{0e,n}'$ [Ω]	$Z_{0o,n}'$ [Ω]	C_n [pF]
0	-	-	2.785
1	91.07	48.72	5.333
2	80.22	61.15	5.096
3	80.22	61.15	5.333
4	91.07	48.72	2.785

및 캐패시턴스는 표 1과 같다. 이때 각 단의 결합 선로의 전기적 길이를 모두 동일하게 설계하면 표 1과 같이 C_n 의 정수가 아닌 형태를 가지게 된다. 본 논문에서는 C_{j0} 를 가변 용량 다이오드의 개수를 조절하여 바꾸었으며, 따라서 각 단에 사용되는 캐패시턴스의 비는 항상 정수가 되어야 한다. 따라서 표 1의 캐패시턴스와 전기적 길이, 그리고 특성 임피던스의 관계식인 식 (1)~(8)을 역으로 전개하여, 원하는 캐패시턴스를 얻기 위한 전기적인 길이 θ' 계산하고, 다시 특성 임피던스를 계산하여 표 2에 정리된 값을 얻을 수 있다. 표 1의 필터와 표 2의 필터는 동일한 필터 특성을 가지지만, 표 2의 경우는 각 단의 캐패시턴스의 비가 1:2:2:2:1의 가지므로 인해, 동일한 가변 용량 다이오드 한 개 또는 두 개를 사용함으로써 모두 8개의 다이오드로 3단 튜어블 필터를 구현할 수 있게 된다.

표 2에 계산된 값을 이용하여 대역 통과 필터를

표 2. 정수 비를 갖게 조절된 튜어블 필터의 우모드 기모드 특성 임피던스 및 캐패시턴스

Table 2. Even and odd mode impedance and capacitance with constant ratio capacitance.

n	θ_n' [degree]	$R_{BWR,n}$	$Z_{0e,n}'$ [Ω]	$Z_{0o,n}'$ [Ω]	C_n [pF]	C_n/C_0
0	-	-	-	-	2.60	1
1	48.64	0.877	85.70	46.02	5.20	2
2	43.90	0.860	81.84	62.32	5.20	2
3	43.90	0.860	81.84	62.32	5.20	2
4	48.64	0.877	85.70	46.02	2.60	1

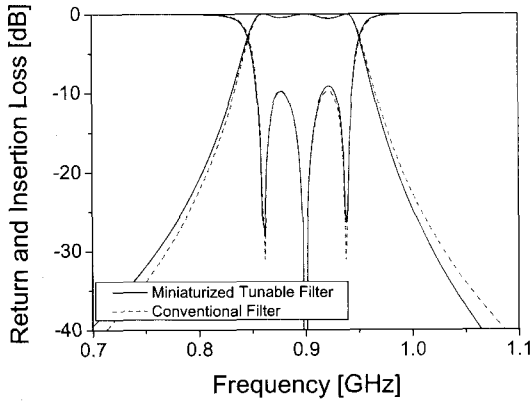


그림 2. 정수 비를 갖는 캐패시턴스로 구성된 필터의 시뮬레이션 결과

Fig. 2. The simulated result of the filter with constant ratio capacitance.

설계하여 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션은 Advanced Design System 2005A(ADS2005A: ADS)^[10]를 사용하였으며, 시뮬레이션에 사용된 평행 결합 선로는 ADS에 포함되어 있는 이상적인 평행 결합 선로 모델을 사용하였다. 시뮬레이션 결과는 그림 2에 정리되어 있다. 그림 2의 결과, 각 단의 결합 선로가 그림 1(a)의 형태를 갖는 일반적인 필터와 표 2에 정리된 소형화된 튜너블 필터의 특성이 통과 대역 밖에서의 약간의 스킷 특성을 제외하고 통과 대역 내 리플, 대역폭 등의 특성이 완전히 일치하는 것을 알 수 있다.

또한, 필터의 튜닝 특성을 시뮬레이션 하였다. 가변 용량 다이오드는 이상적인 캐패시터로 모델링하여 사용하였다. 시뮬레이션은 가변 용량 다이오드의 캐패시턴스 값을 표 2의 값부터 그 값의 두 배까지 변화시키며 삽입 손실 및 반사 손실을 계산하였다. 이때 각 단의 캐패시턴스는 표 2와 같이 항상 1:2:2:2:1의 비를 유지하게 계산하여, 단일 전원으로 튜닝할 때의 상황을 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션 결과는 그림 3에 정리되어 있다. 시뮬레이션 결과, 가변 용량 다이오드의 캐패시턴스가 2.6 pF($=C_0$)에서 5.2 pF($=2 \times C_0$)로 변함에 따라 중심 주파수가 900 MHz에서 670 MHz로 잘 가변되고 있는 것을 알 수 있다. 이때 비대역폭은 중심 주파수가 900 MHz에서 670 MHz로 가변됨에 따라, 10%에서 9%로 약 1%의 변화가 발생되었다. 비대역폭의 변화는 가변 용량 다이오드를 조절하여 필터의 중심 주파수를 가변

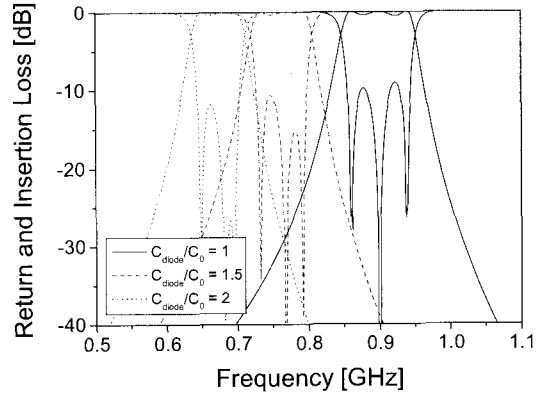


그림 3. 캐패시턴스 값의 변화에 따른 필터 특성 시뮬레이션 결과

Fig. 3. The simulated result with variable capacitance values.

하는 과정에서 가변 용량 다이오드의 캐패시턴스가 변함에 따라 필터의 각 단에서 임피던스의 특성이 어느 한 주파수 점에서는 등가를 잘 만족하지만 부하 Q 가 약간 변화를 하기 때문이며, 이 경향과 정도는 예측이 가능하다^[8]. 이러한 비대역폭의 작은 감소를 제외하고 매칭 등의 특성이 -10 dB 정도로 원래 특성이 잘 유지되는 것을 알 수 있으며, 이로서 본 논문에서 제안한 필터의 타당성을 확인할 수 있다.

실제 필터의 제작을 위한 레이아웃은 그림 4와 같이 헤어핀 형태로 설계하였다. 헤어핀 필터는 레이아웃이 용이하고, 가변 용량 다이오드를 배치하기가 용이하여 본 논문에서 제안하는 필터의 구조에 적절하다. 시뮬레이션한 3단 필터를 구현하기 위해서는 모두 8개의 가변 용량 다이오드가 필요하며, 모든

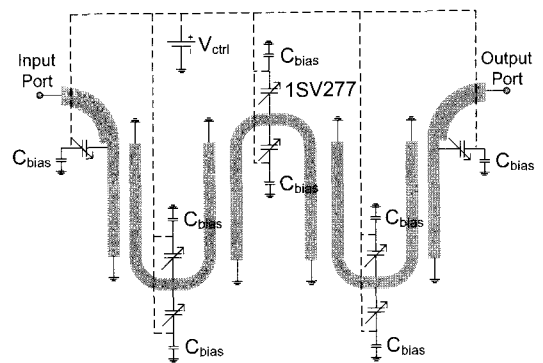


그림 4. 설계된 필터의 레이아웃

Fig. 4. Layout of the designed tunable filter.

III. 실험 결과

앞에서 계산된 결과를 이용하여 실제 튠어블 필터를 제작 및 측정하였다. 제작을 위하여 사용한 기판은 Taconic사의 CER-10($\epsilon_r=10, h=1.938$ mm)을 이용하였으며, 필터의 형태는 헤어핀 형태로 구현하였다. 튠어블 필터에 사용된 가변 용량 다이오드는 Toshiba사의 ISV277 모델을 사용하였다. ISV277은 역 바이어스 전압 1 V에서 4.5 pF의 캐패시턴스를 가지며, 역 바이어스 전압 4 V에서의 캐패시턴스는 2.0 pF로 두 전압에서 캐패시턴스의 비(C_{1V}/C_{4V})가 약 2.3으로 상당히 큰 캐패시턴스 변화를 가진다. 또한, 직렬 저항 r_s 는 0.42 Ω 으로 적은 손실 특성을 얻을 수 있는 특징이 있다. 제작된 필터의 사진은 그림 6과 같다. 이때 가변 용량 다이오드는 결합 선로의 양쪽이 접지됨으로 인하여 쉽게 바이어스를 가할 수 있게 된다. 가변 용량 다이오드의 다른 쪽 끝은 안정적인 동작 및 가변 용량 다이오드 외에 바이어스 라인이 필터의 특성에 영향을 미치지 않게 하기 위하여 즉로 캐패시터 C_{bias} 를 사용하여 접지하였다. 이때 제어 전압은 바이어스 라인과 평행 결합 선로의 양쪽에 있는 접지를 통해 가변 용량 다이오드에 가해지게 된다. 필터의 크기는 결합 선로의 분산 소자 부분과 가변 용량 다이오드 및 즉로 캐패시터를 모두 포함하여 50×26 mm²의 크기를 갖는다.

벡터 회로망 분석기를 이용하여 측정한 결과는 그림 7과 같다. 측정 결과, 제어 전압이 0.5~4 V로

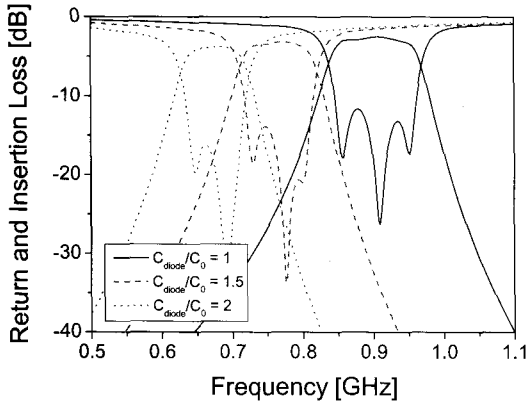


그림 5. 설계된 필터의 시뮬레이션 결과
Fig. 5. The simulated result of the fabricated filter.

다이오드는 동일한 것을 사용하였다. 실제 필터를 제작하는 과정에서 접지를 위한 비아와 헤어핀 구조에서 결합이 발생하지 않는 부분은 제안된 필터를 구현하는 과정에서 이상적인 경우와 다른 특성을 만들어내는 가장 주요한 원인들이라 할 수 있다. 비아의 경우 추가적인 인덕턴스와 저항을 발생시켜, 중심 주파수의 이동과 손실의 증가를 발생시킨다. 따라서 비아에서 발생하는 인덕턴스와 저항을 최소화시킬 필요가 있으며, 본 연구에서는 다수의 비아를 근접하여 최대한 많이 만들어 이러한 효과를 최소화하였다. 또한, 헤어핀 구조의 결합이 발생하지 않는 구부러진 부분은 가변 용량 다이오드의 부착 등 필터의 제작에 상당히 유리하게 사용될 수 있으나, 일반적인 평행 결합 선로 필터에는 존재하지 않는 부분이다. 이 단일 전송 선로 부분은 적은 양의 캐패시턴스로 모델링 될 수 있다^[11]. 따라서 이는 설계 단계에 길이 및 선폭을 통해 예측이 가능하며, 이를 설계에 반영할 수 있다. 이러한 기생 효과를 고려하여 레이아웃을 최적화하여 최종적으로 설계된 필터의 시뮬레이션 결과는 그림 5에 정리되어 있다. 이때 가변 용량 다이오드는 이상적인 캐패시터와 직렬 저항으로 모델링하였으며, Q 값은 데이터 시트를 참고하였다^[9]. 시뮬레이션 결과, 필터 특성은 가변 용량 다이오드와 기판의 손실로 인해 삽입 손실 특성이 최대 3.7 dB로 증가하였으며, 통과 대역 내 리플이 감소하였다. 중심 주파수는 900 MHz에서 670 MHz로 잘 가변됨을 알 수 있다.

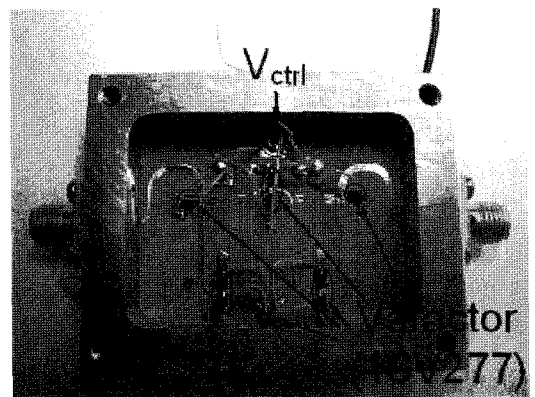
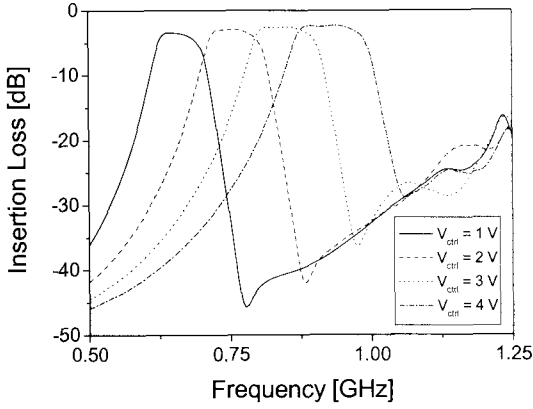
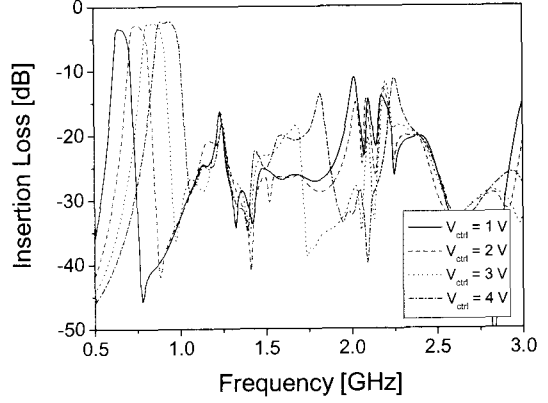


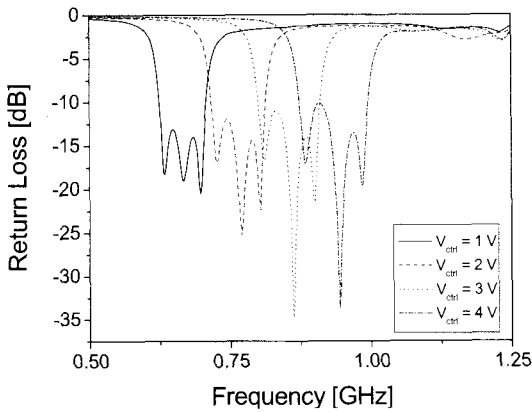
그림 6. 제작된 튠어블 필터
Fig. 6. Photograph of the fabricated tunable filter.



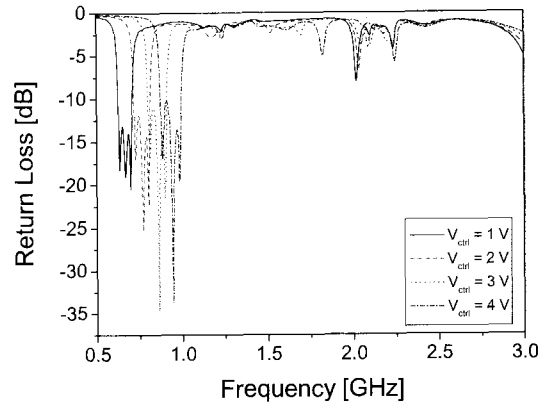
(a) 삽입 손실(협대역)
(a) Insertion loss(in narrow band)



(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 7. 측정 결과
Fig. 7. Measurement results.

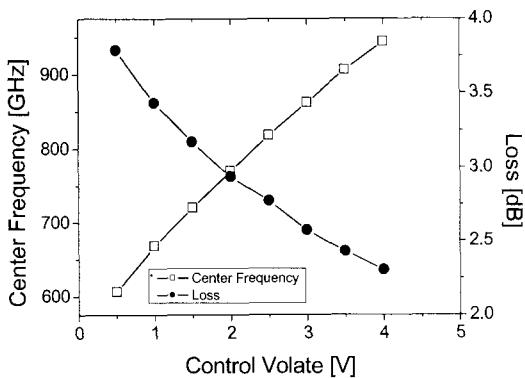


그림 8. 제어 전압에 따른 중심 주파수와 손실 특성
Fig. 8. Center frequency and loss characteristics with the control voltage.

변함에 따라 필터의 중심 주파수가 606~944 MHz로 338 MHz의 넓은 주파수 범위로 가변되고 있으며, 시뮬레이션 결과보다 약간 더 넓은 결과이다. 이는 시뮬레이션에서는 가변 용량 캐패시터의 캐패시턴스가 최대 최소의 비가 두 배로 시뮬레이션 하였으나, 실제 1SV277 모델의 바이어스 전압을 0.5 V에서 4 V로 가변함에 따라 캐패시턴스는 약 2.7배 정도 변화하기 때문이다^[9]. 제어 전압에 따른 비대역폭의 변화는 최대 11.8%에서 10.2%로 변화하였다. 이는 시뮬레이션 결과에 비하여 약 1% 정도 증가한 값으로, 제작 과정에서 발생한 선폭의 변화로 결합도가 변화하였기 때문으로 판단된다. 삽입 손실 특성 또한 3.7~2.3 dB 수준으로 일반적인 가변 용량 다이

오드를 이용한 튜어블 필터보다 우수한 수준이다^[4]. 이외에 반사 손실 특성은 중심 주파수가 가변됨에 따라 -15 dB의 양호한 특성을 유지하고 있다. 이때 중심 주파수가 가변됨에 따라 대역폭이 약간 감소하는 것을 제외하고는 필터의 특성이 잘 유지되고 있다. 삽입 손실의 경우 제어 전압이 낮아짐에 따라, 즉 튜어블 필터의 중심 주파수가 낮아짐에 따라 손실이 약간 증가하는 것을 알 수 있다. 이는 가변 용량 다이오드의 역 바이어스 전압이 감소함에 따라 무부하 Q 가 감소하여 손실이 증가하는 것으로 가변 용량 다이오드를 이용한 튜어블 필터의 일반적인 특징이라 할 수 있다. 기존 소형화 기법이 갖고 있는 장점인 고조파 특성 또한 약 15 dB 정도 얻을 수 있었다. 이로서 본 논문에서 제안하는 튜어블 필터에 대한 타당성을 검증하였다.

IV. 결 론

본 논문에서는 기존에 제안된 소형화 기법을 응용하여 단일 제어 전압을 갖는 튜어블 필터를 제안하였다. 기존에 제안된 소형화 기법은 양쪽이 접지된 구조와 캐패시터를 이용하여 임의의 평행 결합 선로 필터를 매우 간단하게 소형화 할 수 있는 장점이 있었다. 이때 각 단에서 소형화를 위해 사용되는 캐패시터의 값이 소형화된 길이에 상관없이 항상 동일한 비를 유지하는 것을 이용하여 단일 제어 전압을 가지며, 동일한 특성을 유지하는 튜어블 필터를 제안하였다. 본 논문에서 제안된 튜어블 필터는 각 단에 사용되는 가변 용량 다이오드의 캐패시턴스 값이 항상 동일한 비를 유지하면, 각 단의 2-포트 임피던스 특성이 항상 등가가 되므로 단 한 개의 제어 전압을 사용하여 필터를 구현할 수 있는 장점이 있다.

제안된 기법은 Toshiba사의 1SV277 가변 용량 다이오드를 이용하여 구현하였으며, 타코닉사의 CER-10 기판에 제어 전압이 0.5~4 V로 변함에 따라 필터의 중심 주파수가 606~944 MHz로 3,380 MHz 변화하였다. 또한, 손실 특성 또한 3.7~2.3 dB 수준으로 일반적인 가변 용량 다이오드를 이용한 튜어블 필터보다 우수한 수준이었다.

본 논문에서 제안한 튜어블 필터는 기존의 소형화 기법의 응용으로, 소형화로 인한 필터부 크기의

소형화와 단일 제어 전압을 사용함으로써 인해 제어부의 간소화를 얻을 수 있다. 또한, 그 설계가 제시된 몇 개의 설계식으로부터 간단히 설계할 수 있다는 점과 기존 소형화 기법이 갖는 고조파 억압 및 스킷 특성의 개선 또한 추가적으로 갖는 장점이 있다. 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 집적 회로 설계 시 미세한 튜어블 필터의 설계를 가능하게 할 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures*, McGraw-Hill, New York, 1964.
- [2] Y. Ishikawa, T. Nishikawa, T. Okada, S. Shinmura, Y. Kamado, F. Kanaya, and K. Wakino, "Mechanically tunable MSW bandpass filter with combined magnetic units", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 143-146, 1990.
- [3] J. Uher, W. J. R. Hoefler, "Tunable microwave and millimeter-wave band-pass filters", *IEEE Trans. On Microwave Theory and Technology*, vol. 39, no. 4, pp. 646-653, Apr. 1991.
- [4] A. R. Brown, G. M. Rebeiz, "A varactor-tuned RF filter", *IEEE Trans. On Microwave Theory and Technology*, vol. 48, no. 7, pp. 1157-1160, Jul. 2000.
- [5] I. C. Hunter, J. D. Rhodes, "Electronically tunable microwave bandpass filters", *IEEE Trans. On Microwave Theory and Technology*, vol. 82, no. 9, pp. 1354-1360, Sep. 1982.
- [6] Byung-Wook Kim, Sang-Won Yun, "Varactor-tuned combline bandpass filter using step-impedance microstrip lines", *IEEE Trans. On Microwave Theory and Technology*, vol. 52, no. 4, pp. 1279-1283, Apr. 2004.
- [7] Seong-Sik Myoung, Jong-Gwan Yook, "Miniaturized

zation 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.

[8] Seong-Sik Myoung, Yongshik Lee, and Jong-Gwan Yook, "Bandwidth-compensation method for miniaturized parallel coupled-line filters", *IEEE Trans.*

On Microwave Theory and Technology, vol. 55, no. 7, pp. 1531-1538, Jul. 2007.

[9] *ISV277 data sheet*, Toshiba Inc., 2003.
 [10] *Advanced Design System 2005A*, Agilent Technology Inc., 2006.
 [11] D. M. Pozar, *Microwave Engineering 3rd edition*, John Wiley & Sons Inc., New York, 2004.

명 성 식



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

장 병 준



1990년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1992년 2월: University of Michigan (공학석사)
 1997년 2월: University of Michigan (공학박사)
 2005년 2월~현재: 국민대학교 교수

[주 관심분야] 마이크로파/밀리미터파 회로(MMIC, Hybrid) 설계, 무선통신시스템

홍 영 표



2003년 2월: 한밭대학교 정보통신공학과 (공학사)
 2005년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학석사)
 2005년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 마이크로파 수동/능

동 소자 및 시스템

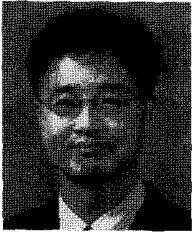
이 용 식



1998년 2월: 연세대학교 전파공학과 (공학사)
 2001년 2월: University of Michigan (공학석사)
 2004년 2월: University of Michigan (공학박사)
 2005년 9월~현재: 연세대학교 교수

[주 관심분야] 초고주파 능동회로, 초고주파 수동회로, MEMS

육 종 관



1987년 2월: 연세대학교 전자공학
과 (공학사)

1989년 2월: 연세대학교 전자공학
과 (공학석사)

1996년 2월: University of Michi-
gan (공학박사)

2000년 2월~현재: 연세대학교 교수

[주 관심분야] MEMS, 초고주파 회로, EMI/EMC, 초고주
파 수치해석