

## 필터뱅크에 적합한 새로운 구조를 갖는 저대역 튜너블 BPF에 관한 연구

### A Study on Low-Band Tunable BPFs with a Novel Structure Suitable for the Filter Bank

김인선\*                      이영중\*  
In-Seon Kim                Young-Joong Lee

#### ABSTRACT

In this paper, we present a tunable BPF with a novel structure. The filter is very useful to optimization of low frequency filter performance, because the filter has air-coils and tuning screws. This filter also has the merits of light weight and small size in comparison with conventional tunable filter at low frequency. This type filters are especially suitable for switched filter bank due to tuning structure. We designed 4 channel filter bank with two SP4Ts and 4 BPFs using novel structure. Tuning processes were subsequently executed. We obtained satisfactory performances as a result; consequently, the validity of our proposal was proved.

Keywords : Tuning Screw, Air Coil, Filter Bank, Stopband Attenuation

#### 1. 서론

군용 통신 및 레이더 대역 수신기는 주파수 호핑 및 어자일(Agile) 신호를 효과적으로 탐지하고, 동시에 넓은 대역 신호를 탐지하기 위해 점점 더 넓은 중간 주파수(IF) 대역을 사용하는 방향으로 발전하고 있다. 그러나 이런 경향과 함께 넓은 대역폭 내에 수신되는 불요신호(영상신호, 고조파 신호, 스퓨리어스 신호, 상호변조 신호 등)를 제거하기 위한 다양한 방법이 요구된다. 특히 고주파 전단기에서 이런 신호를 효과적으로

제거하지 못하였을 경우, 점진적으로 수신기 뒷단으로 진행하면서 다수의 능동 소자를 통과해 예상치 못한 수많은 상호변조 신호가 발생하여 중간 주파수 대역내의 신호 밀도가 현저히 증가함으로써 신호의 분석이 복잡하게 될 수 있다. 또한 이런 불요신호를 충분히 제거(억압)시키지 하면 충분한 동적범위를 확보하지 못하게 되어 수신기 성능 저하를 야기시킬 수 있다. 특히 수신기 초단에서 영상신호를 제거하지 못할 경우 신호분석의 오류로 완전히 다른 일반적으로 대부분의 수신기에서 앞단에 전치선택기(Pre-Selector)로 필터를 배치하여 불요신호를 최대한 제거하고 원하는 신호만을 통과시킬 수 있도록 한다. 이런 이유로 신호를 탐지/식별하는 군용 광대역 수신 시스템에서도 불요신호를 제거할 수 있을 정도의 차단(Skirt) 특성과 대역폭을

† 2013년 2월 1일 접수~2013년 5월 3일 게재승인

\* 국방과학연구소(ADD)

책임저자 : 김인선(naechon199@naver.com)

갖는 다수의 필터로 스위치 필터뱅크 또는 멀티플렉서를 수신기 초단에 반드시 고려하여야 한다.

## 2. 본 론

### 가. 필터 구조 설계

수신기 초단에 멀티플렉서가 사용될 경우, 전력 분배 손실이 없고 단지 전송손실만을 가져 수신감도에 상당히 유리한 구조로서, 불요신호 제거용으로 수신기에 가장 적합하지만, 광대역에서 다수의 채널로 구현하는 것이 매우 어려워 주로 2~3채널 수준에서 구현될 경우에 사용된다. 반면에 스위치 필터 뱅크는 채널수에 상응하는 분배 손실을 갖는 반면 제작이 용이하여 널리 사용되는 방법이다. 스위치 필터 뱅크는 말 그대로 스위치+필터+스위치로 구성된다. 따라서 전체 운용대역에서 동작하는 스위치와 각각의 필터를 개별적으로 설계 및 제작하고 두 소자를 통합하여 구성한다. 그런데 두 소자(스위치와 필터)를 통합할 때 두 소자의 개별 특성을 그대로 유지하지 못하고 특성이 왜곡된다. 그 이유는 스위치는 전 대역에서 잘 정합된 반면 각각의 필터는 자기 대역 이외에서는 전반사 특성을 가짐으로 두 소자의 연결에서 불연속이 발생하여 각 필터의 특성이 상당부분 틀어진다. 광대역에서 다수의 필터로 뱅크를 이루는 경우 이런 현상은 더욱 두드러지게 나타난다. 따라서 제작된 스위치 및 필터를 연결하여 접속하고 스위치 및 필터의 특성 적정화 과정을 반드시 수행하여야 한다. 그러기 위해서는 설계에서부터 스위치 및 필터에 튜닝이 용이한 구조로 구성하는 것을 고려되어야 한다. 스위치의 경우 숙련된 손기술로 각 경로 패드에 납땜 및 동판 접합, 일부 패턴 절단 후 실험(Cut and Try) 등의 방법을 적용할 수 있고, 필터는 설계부터 튜닝이 용이한 구조를 고려하는 것이 가장 일반적이다.

본 연구에서 이루고자 하는 필터가 소요되는 수신기는 0.5~2GHz로서 4:1의 대역폭을 갖는 광대역으로 비교적 저대역에 해당한다. 시스템의 주파수 분석을 통해 0.5~1.15GHz(B1), 0.65~1.45GHz(B2), 0.95~1.75GHz(B3), 1.25~2GHz(B4) 네 개의 대역으로 채널을 구분하였다. 각각의 필터는 500MHz 대역폭에서 랜덤하게 캐리어 주파수를 변경(어자일)하는 신호도 탐지하기 위해 인접대역을 500MHz씩 겹치도록 구성하였다. 네 개 필터의 대역은 주파수 분석에서 영상

(Image) 신호 및 IF/2(Half-IF)에 의해 발생하는 신호 왜곡이 발생하지 않는 조건이 되도록 설정된 것이다.

결정된 네 대역 필터의 최적 구조를 정하기 위해 운용대역에서 가장 일반적으로 적용되는 집중소자, 분포소자, 모노블록, 캐비티 구조 필터에 대해 간단히 비교해 보았다. 먼저 집중소자의 경우 크기가 소형이고 고조파가 발생하지 않는 장점을 가지나 손실이 크고, 튜닝을 위한 상용 L, C 칩 소자값이 세부적으로 존재하지 않기 때문에 정밀 튜닝이 어렵다(L은 칩 소자가 아닌 페라이트 코어를 이용한 코일 또는 에어 코일을 이용한 반 집중소자(Semi-Lumped Element)로 구현함으로써 튜닝을 용이하게 할 수 있다). 기판을 이용한 분포소자의 경우 고손실, 튜닝의 난해성, 고조파 발생, 크기가 비교적 큰 구조로 낮은 대역에서 적용하기에 많은 단점을 갖는다. 한편 세라믹 모노블록 공진기 필터는 고 유전율 공진기를 사용할 경우 공진기 길이가 크지 않아 비교적 소형으로 필터 구현이 가능하고(단, 저 손실 특성을 구현하기 위해서는 저 유전율 공진기를 사용하거나, 높은 Q를 위해 공진기의 단면적을 증가시킬 경우 크기가 커질 수 있다.) 집중소자나 기판형 분포소자에 비해 필터 자체의 튜닝이 용이하나 필터 특성이 최적화 된 상태에서 외곽 도체 고정 구조물 및 접지면으로 하우징을 가져야 하므로 스위치와 결합되는 형태에서는 튜닝이 매우 어려운 구조이다. 마지막으로 캐비티 형태의 콤팩트 또는 인터디지털 필터는 저 손실 특성을 갖고, 튜닝에 있어 최적의 구조이지만 낮은 주파수에서 공진기의 길이가 이론적으로 매우 길어 크기 및 무게에 있어 적용이 매우 부적합하다. 이상에서 살펴본 바와 같이 결론적으로 가장 널리 사용되는 일반적인 필터 구조로는 스위칭 필터뱅크를 구성에 요구되는 튜닝 편이성과 본 연구의 운용 대역에서 소형 구현에 모두 부적합한 구조이다. 그러므로 본 연구에 적용 가능한 새로운 형태의 필터를 모색해야만 했다. 여러 요소를 검토한 결과 집중소자 대역통과필터<sup>3,4)</sup>가 크기 및 저지대역 특성에 그나마 상대적으로 우수한 것으로 판단되었다. 그러나 앞에서 살펴본 바와 같이 정밀 단위의 값을 갖지 못하는 기존의 L, C 칩(Chip) 형태 대신 변형된 형태로 튜닝이 용이한 형태의 L, C를 구현할 수 있는 새로운 방법을 찾아 보기로 하였다.

전형적인 대역통과필터의 기본 구조로는 인버터(Inverter) 개념이 적용되어 한 종류의 공진기(병렬 공진기) 개념만이 적용되는 Fig. 1과 같은 직접결합 대역

통과필터<sup>[5]</sup>가 일반적으로 사용된다. 여러 고민 결과 이 구조에 기존의 L, C 칩(Chip) 소자 대신 에어코일(Air Coil) 인덕터와 튜닝 스크류를 이용한 갭(Gap) 캐패시터를 적용함으로써 튜닝 용이성을 극대화 할 수 있는 필터를 구현할 수 있을 것으로 판단하였다. 이런 개념으로 Fig. 2와 같은 구조를 설계하였다. Fig. 2의 구조를 다시 L, C로 환원하여 회로를 구성하면 Fig. 1의 구조와 등가화 됨을 확인할 수 있다. 따라서 Fig. 2의 구조가 본 연구에서 제안하는 튜너블 대역통과필터 기본 구조이다.

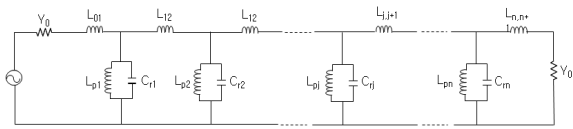


Fig. 1. Direct Inductive Coupled BPF

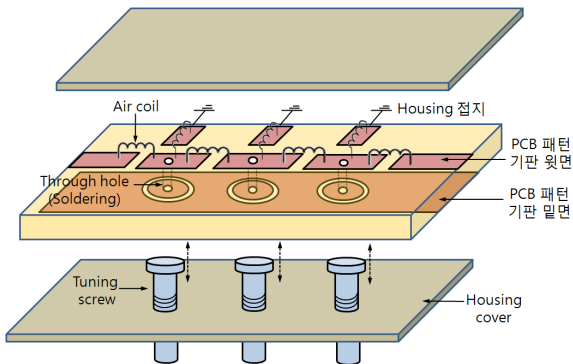


Fig. 2. The Structure of a proposed BPF

Fig. 3은 Fig. 2의 구조를 구현하기 위해 부분별 제작한 각 구성부를 보여준다. 그림의 위에서 두 번째 기판상면(인덕터 부착면)과 위에서 네 번째 기판하면(캐패시터 패턴)은 동일 기판이다. 접지방지 기판은 튜닝 과정에서 높은 캐패시턴스를 구현하기 위해 스크류와 디스크 패턴이 근접할 경우 접지되는 것을 방지하기 위한 용도이다. 기판은 본체의 중간 부분에 띄워 고정하는 형태(Suspended Type)로 구성된다.

Fig. 3의 구조를 조립하여 원하는 특성을 갖는 필터를 구현하기 위한 첫번째 단계로 먼저 사용 소자(인덕터, 캐패시터)를 구현해야 한다. 두 소자 중 첫 번째로 튜닝이 가능한 형태의 캐패시터 구현 방법에 대해 살펴보았다. Fig. 4는 Fig. 1에서 션트(Shunt) 캐패시터 ( $C_{r1}, C_{r2}, \dots, C_m$ ) 구현을 위해 제 Fig. 2를 조립한 경우

를 가정하고 단면을 도시한 것이다. 기판상의 도체면과 튜닝 스크류 끝 부분의 넓은 도체면 간의 간격을 이용해 캐패시턴스를 얻는 구조로서 비교적 작인 캐패시턴스를 갖는 경우는 왼쪽과 같이 PCB 디스크 패턴만으로 구현 가능하고 큰 캐패시턴스는 오른쪽 그림과 같은 도체 구조물을 이용하면 얻을 수 있다.

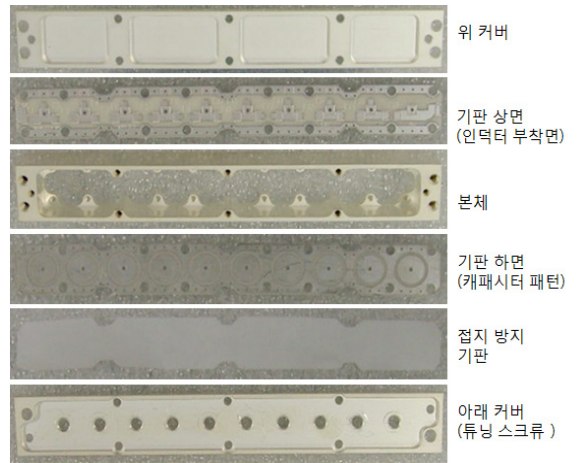


Fig. 3. A disassembly drawing

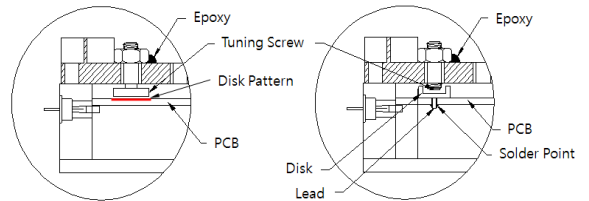


Fig. 4. Cross section of capacitor part

본 연구에서는 두 구조 중 왼쪽 구조만을 적용하였다. 칩(Chip) 캐패시터를 사용하는 일반적인 구조에 비해 부피가 커지나 매우 미세한 단위의 캐패시턴스까지 정밀 튜닝 가능한 장점을 갖는다.

두 번째로 튜닝이 비교적 용이하여 널리 사용되는 인덕터 구현 방법인 에어 코일(Air Coil)<sup>[7,8]</sup> 인덕터 구현 방법에 대해 살펴본다. Fig. 5는 인덕터 구현에 적용되는 변수를 보여준다.

가장 일반적인 인덕턴스 계산식으로 식 (1)이 사용된다.

$$L(\mu H) = \frac{a^2 n^2}{9a + 10b} \quad (1)$$

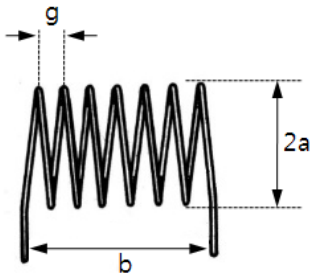


Fig. 5. Variables for calculation

여기서,

- L : 인덕턴스(uH)
- a : 코일 반경(inch)
- b : 코일 길이(inch)
- n : 권선수

이다. 또한 필요한 L값을 구하기 위한 권선수를 식 (2)로 구할 수 있다.

$$n = \sqrt{\frac{L(9a + 10b)}{a^2}} \quad (2)$$

그러나 이들 식을 이용한 방법은 근사적인 값을 유추할 수 있을 뿐 정확한 값을 얻을 수 없다. 일반적으로 에어 코일 형태의 인덕터에서 튜닝을 위한 방법으로 가장 널리 사용되는 것은 Fig. 5의 변수 중 코일간의 간격(g)을 변화시키는 것이다.

나. 필터 설계 및 제작

수신기의 이득 버짓(Budget), 동적범위, 수신감도 등을 고려해 필터가 가져야할 요구 규격을 Table 1에 정리하였다. 이것은 스위치를 결합하기 전에 순수한 필터만의 규격이다.

B1~B4에서 Table 1의 각 대역 및 감쇄특성을 얻기 위해 체비셰프 형태, 리플 1dB, N = 9단의 대역통과 필터의 소자값을 구하고 이론적으로 구해진 이상적인 필터의 각 소자값을 기본으로 Fig. 6과 같은 회로를 구성하고 다수의 시뮬레이션을 통한 특성 적정화(Optimization) 과정을 수행한 결과값을 Table 2에 정리하였다. 따라서 이상적인 소자값으로부터 상당히 달라져 있는 상태이다. 이때 각 소자의 접차는 Fig. 1을 따라 기술하였다. 이상적인 경우  $L_{p5}$ 와  $C_{15}$ 를 기준으로 대칭적인 구조를 가져야 하지만 적정화 과정에 의해

결과적으로 소자값이 비대칭을 이룬다. Table 1의 차단(Skirt) 특성 요구조건을 만족하기 위해서는 보통 N = 11 또는 12단이 적용되어야 하나 필터 소형화를 목적으로 N = 9로 접근하였고 통과대역 인접 주파수에 감쇄극을 강제적으로 주어 만족스러운 차단특성을 얻도록 하였다<sup>6)</sup>. Fig. 6에서 직렬 경로에 구성된 병렬 공진기는 모두 이런 용도이다. 이 공진기의 적정 위치 및 최적의 소자값은 다수의 시행착오를 통해 얻어진 결과이다.

Table 1. Required filter specifications

구분	Band1	Band2	Band3	Band4	
주파수[GHz]	0.5~1.15	0.65~1.45	0.95~1.75	1.25~2	
리플[dB]	-1.0				
삽입손실[dB]	-2.0				
반사손실[dB]	-12				
감쇄	$F_L-A$ ( $F_{LA}$ )	A=100 MHz	A=110 MHz	A=150 MHz	A=200 MHz
	$F_H+B$ ( $F_H$ )	B=250 MHz	B=300 MHz	B=300 MHz	B=350 MHz
	$F_H \sim$ 6GHz	-40			
포트	Drop In				
무게[g]	20 이하				
크기[mm]	85(L)×11.5(W)×15(H)				

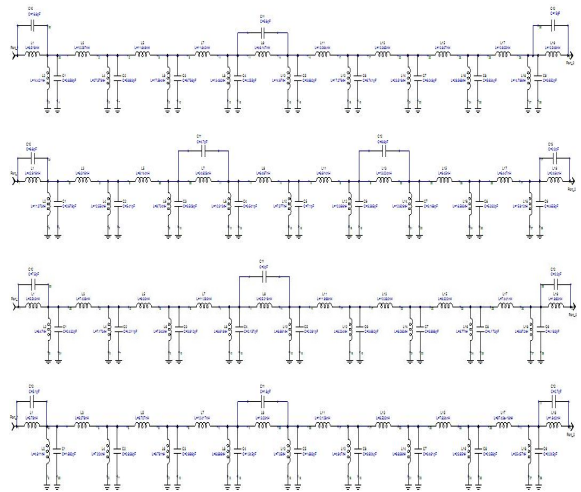


Fig. 6. Lumped element BPF(B1~B4)

Table 2. Element values of each filter

구분	Band1	Band2	Band3	Band4
L <sub>01</sub> [nH]	8.519	42.752	5.543	5.79
C <sub>01</sub> [nH]	18.8	5.8	7.5	5.1
L <sub>p1</sub> [nH]	14.421	11.737	6.47	4.811
C <sub>r1</sub> [pF]	3.859	2.348	2.432	1.692
L <sub>12</sub> [nH]	10.267	8.515	7.436	6.279
L <sub>p2</sub> [nH]	27.579	11.554	7.173	7.024
C <sub>r2</sub> [pF]	5.993	5.241	4.211	2.838
L <sub>23</sub> [nH]	11.849	9.144	9.33	9.707
L <sub>p3</sub> [nH]	17.554	9.704	7.543	6.791
C <sub>r3</sub> [pF]	6.758	3.409	3.912	2.666
L <sub>34</sub> [nH]	11.842	25.728	11.263	12.417
C <sub>34</sub> [nH]	-	4.42	-	-
L <sub>p4</sub> [nH]	13.482	10.313	8.619	8.866
C <sub>r4</sub> [pF]	4.255	3.541	2.157	1.345
L <sub>45</sub> [nH]	45.147	8.614	25.219	13.03
C <sub>45</sub> [nH]	5.6	-	2.0	1.8
L <sub>p5</sub> [nH]	14.67	7.038	8.66	7.35
C <sub>r5</sub> [pF]	3.982	7.1	2.091	1.863
L <sub>56</sub> [nH]	12.05	8.614	11.999	10.126
C <sub>56</sub> [nH]	-	-	-	-
L <sub>p6</sub> [nH]	17.276	12.355	8.234	4.947
C <sub>r6</sub> [pF]	6.741	3.395	3.662	3.604
L <sub>67</sub> [nH]	12.385	13.224	10.382	8.532
C <sub>67</sub> [nH]	-	6.5	-	-
L <sub>p7</sub> [nH]	23.518	12.925	8.093	6.836
C <sub>r7</sub> [pF]	6.048	3.169	3.996	3.481
L <sub>45</sub> [nH]	12.827	9.45	9.322	7.834
L <sub>p8</sub> [nH]	29.569	18.593	9.77	23.95
C <sub>r8</sub> [pF]	5.634	5.332	4.173	2.358
L <sub>78</sub> [nH]	10.625	8.447	7.441	0.1
L <sub>p9</sub> [nH]	14.796	15.912	6.972	25.457
C <sub>r9</sub> [pF]	3.652	4.655	4.183	0.245
L <sub>9,10</sub> [nH]	12.549	2.484	1.893	1.642
C <sub>9,10</sub> [nH]	15	2.2	2.2	2.7

표에서 굵은 실선은 직렬(Series)부의 공진기를 의미한다. 음영부(Shunt)는 병렬 공진기를 의미한다.

Table 2는 이렇게 반복적인 시뮬레이션 결과를 업그레이드하며 최종적으로 결정된 소자값이다. Fig. 7은 이 소자값을 이용한 시뮬레이션(Ansoft사의 Serenade™ 상용 시뮬레이터 이용) 결과를 보여준다. 의도한 바와 같이 통과대역 아래쪽 또는 위쪽에 감쇄극이 형성되었음을 확인 할 수 있다. Table 1의 요구 조건에 따라 주로 통과대역 아래쪽에 감쇄극을 갖도록 설계하였다. 시뮬레이션 결과로 필터 구성 및 소자값의 타당성을 확인하였기에 다음 단계로 필터 제작을 진행 하였다.

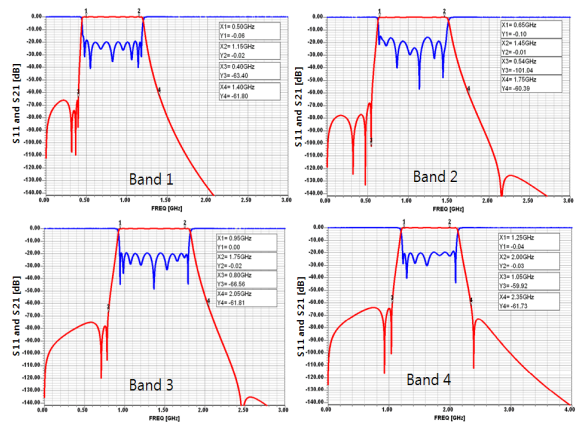


Fig. 7. Simulation results(B1 ~B4)

그러기 위해서 Table 2의 인덕터와 캐패시터 구현이 선행되어야 한다. 따라서 우선 인덕턴스를 구현하기 위해 식 (1)과 (2)를 이용하여 에어 코일의 직경과 권선수를 구하였다<sup>[8,9]</sup>. Table 3은 구해진 코일 변수를 보여준다(이때 사용된 에나멜 동선(Enamelled Round Copper Wire)의 직경은 0.3mm이다.). 권선수를 정수로 하였기 때문에 Table 3에 의해 구현된 인덕터값과 Table 2의 실제 인덕터값은 적지않은 편차를 갖는다. 본 연구에서는 근사의 값을 갖는 인덕터 코일을 먼저 제작한 후 실제 필터 제작 과정에서 코일을 튜닝하는 방법을 취하였다. 따라서 서로 다른 인덕턴스에 동일한 코일 변수를 갖는 경우가 Table 3에 다수 존재함을 확인할 수 있다. Table 2가 대칭이 아니지만 인덕터는 L<sub>p5</sub>를 중심으로 일단 대칭으로 구성하고 실제 제작에서 Fig. 5의 g와 b를 변화하는 튜닝 과정을 통해 이론적인 값에 근사화 하도록 하였다. 따라서 Fig. 5는 전체 구조의 절반값만을 보여준다.

Table 3. List of calculated values

구분	Band1 (N, 2a) [mm]	Band2 (N, 2a) [mm]	Band3 (N, 2a) [mm]	Band4 (N, 2a) [mm]
L <sub>01</sub>	4, 1.0	6, 1.5	5, 0.5	2, 1.0
L <sub>p1</sub>	5, 1.0	4, 1.0	3, 0.5	1, 1.0
L <sub>12</sub>	3, 1.0	2, 1.0	2, 1.0	4, 1.0
L <sub>p2</sub>	7, 1.5	5, 1.5	5, 1.5	9, 1.0
L <sub>23</sub>	2, 0.8	3, 1.0	4, 1.0	5, 1.5
L <sub>p3</sub>	3, 1.0	3, 1.0	5, 1.0	5, 1.5
L <sub>34</sub>	2, 1.0	7, 1.0	6, 1.0	5, 1.5
L <sub>p4</sub>	3, 1.5	4, 1.5	5, 1.0	4, 1.0
L <sub>45</sub>	8, 1.5	3, 1.0	9, 1.5	8, 1.5
L <sub>p5</sub>	3, 1.0	4, 1.5	3, 1.0	7, 0.5

Fig. 8은 Table 3을 기본으로 실제 구현된 인덕터를 기판의 상면에 부착한 실제 모습을 보여준다.

특성의 튜닝 과정으로 코일의 모양이 일부 정형적이지 못하고 실제 Table 3의 경우와 많이 달라진 부분도 확인할 수 있다.

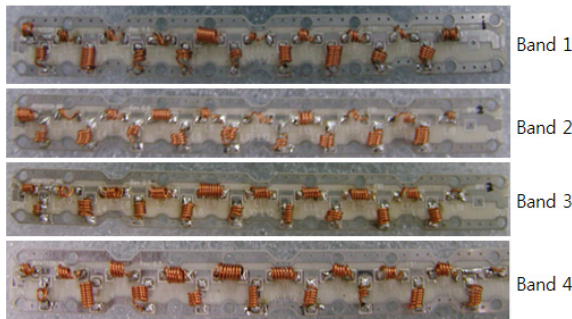


Fig. 8. Realized inductors for each band

각 대역에서 Fig. 6에 보여주는 직렬부의 감쇄극을 위한 공진기는 칩(chip) 캐패시터를 사용하였다. Fig. 9에 도시한 원형 부분은 Fig. 6의 위에서 두 번째 부분에 해당되는 대역 2(B2)의 감쇄극 구현을 위해 캐패시터가 접합된 것을 세부적으로 보여준 예이다.

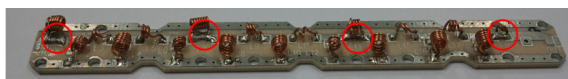


Fig. 9. Chip capacitors for attenuation poles

Fig. 10은 캐패시터를 구현하기 위한 디스크 패턴으로 Fig. 8 기판의 반대면에 해당된다.

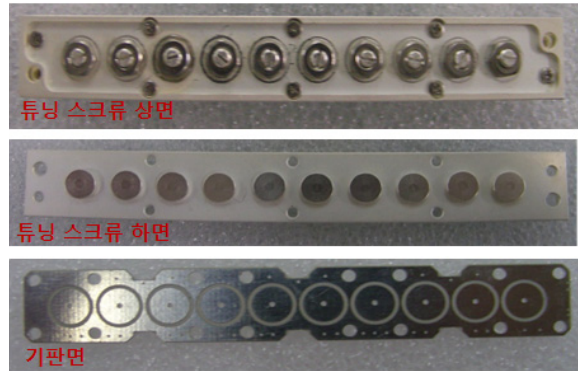


Fig. 10. Realized disks for capacitor

유전율이 3.38인 Rogers사의 RO4003C 32mil 기판을 적용하였으며 기판의 디스크 패턴 직경은 5mm로, 디스크 패턴과 접지면 사이는 1mm의 띠로 식각하였다. 또한 디스크 패턴과 마주하는 튜닝 스크류부의 도체 디스크는 3mm의 직경을 갖도록 구현하였다. B1~B4는 모두 동일한 형상이다. 기판의 윗면에 Fig. 8과 같은 인덕터와 동일 기판 반대면에 Fig. 10의 캐패시터 회로를 구성하고 비아 홀(Via Hole)을 통해 납이 스며들도록 하여 전기적으로 연결하여 Fig. 2와 같은 구조를 완성하였다. 필터 하우징의 중간에 기판을 고정하고 튜닝 스크류와 인덕터 튜닝을 통해 Fig. 11과 같은 필터를 제작하였다.

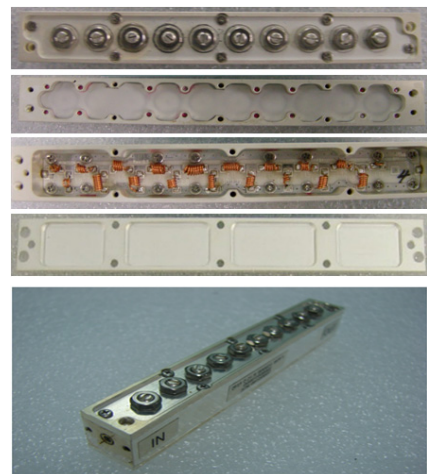


Fig. 11. A fabricated filter

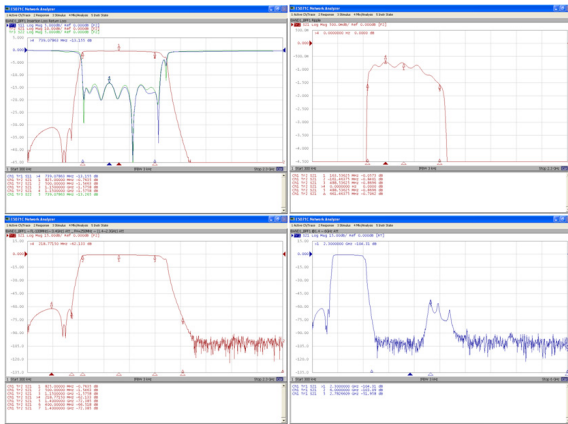


Fig. 12. Test results of Band 1(B1)

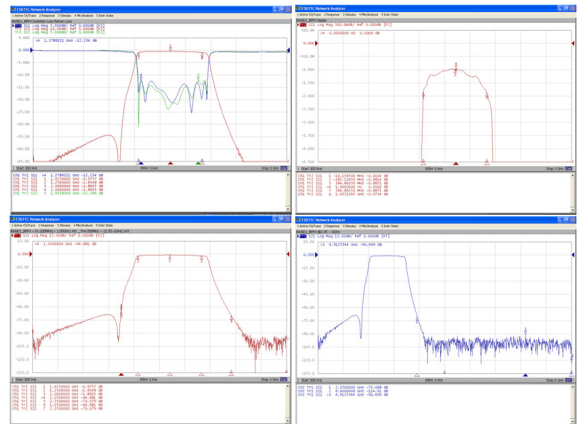


Fig. 15. Test results of Band 4(B4)

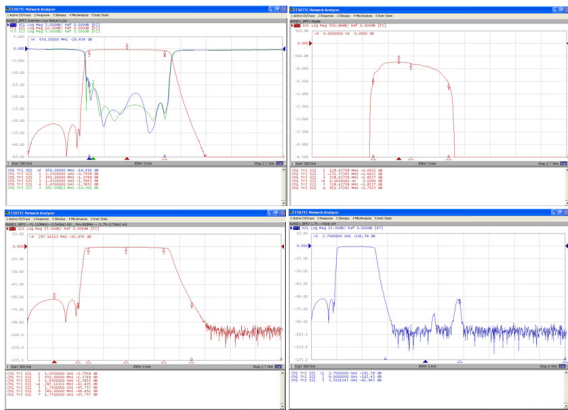


Fig. 13. Test results of Band 2(B2)

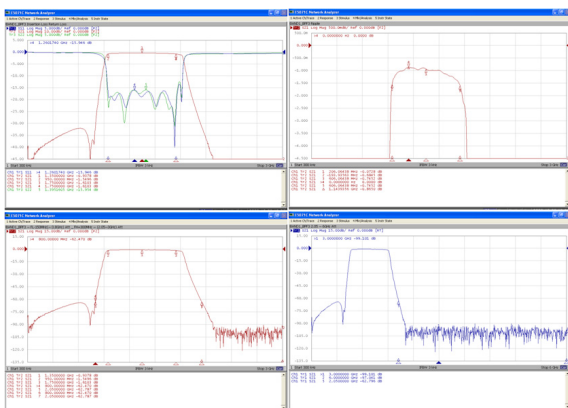


Fig. 14. Test results of Band 3(B3)

이때 캐패시터 구성부의 디스크 패턴면 위에 튜닝 스크류가 접촉되지 않도록 양면이 식각된 테프론 0.1

mm 기판을 올려 고정하였다. 따라서 최종 조립 상태에서 디스크 패턴이 잘 보이지 않는다. 튜닝 나사는 튜닝 후 너트(M2.6)로 조여 고정하였다. 제작된 각 대역의 4개 필터는 소자값(코일 권선수와 선간격, 튜닝 잭)은 다르지만 육안으로 구분이 어렵고, 전체 외형 및 크기는 모두 동일하다.

제작된 4개 대역의 필터는 에질런트 E5071C 네크워 분석기를 이용하여 측정을 수행하였다. Fig. 12~Fig. 15는 B1~B4에 대해 왼쪽 윗 그림을 기준으로 시계 방향으로 각각 통과대역, 리플, 차단, 저지대역 특성을 보여준다.

제시된 결과는 인터덕 코일과 튜닝 스크류를 통한 특성 적정화 과정을 완료한 상태의 결과이다. 특히 광대역에서 우수한 저지대역 특성을 얻을 수 있었던 주요한 이유는 제안하는 필터의 구조가 분포소자(Distributed Elements) 필터가 아닌 전송선로의 길이 요소를 의도적으로 배제한 반 집중소자(Semi-lumped Elements)를 사용함으로써 근본적으로 고조파 성분이 발생되지 않도록 고려했던 결과로 판단된다.

Table 4는 시험결과(Fig. 12~Fig. 15)를 종합한 것으로서 Table 3의 규격이 모두 만족됨을 확인할 수 있다.

Fig. 16은 이렇게 제작된 필터를 기반으로 필터 양단에 SP4T 두 개를 접속하여 제작한 4-채널 스위칭 필터뱅크를 보여준다. 그림에서 필터를 순서를 대역별로 순차적으로 배치하지 않고 주파수를 이격시킨 것은 채널간 격리도를 더 확보하기 위한 노력의 일환이다. 필터 양단에 스위치가 두개 추가되므로 각 경로의 전체적인 삽입손실은 Table 4의 삽입손실에 스위치 손실( $\times 2$ ), 부정합 손실이 기본적으로 추가된다.

Table 4. Test results(filters)

구분		Band1	Band2	Band3	Band4
주파수[GHz]		0.5 ~ 1.15	0.65 ~ 1.45	0.95 ~ 1.75	1.25 ~ 2
리플[dB]		-0.86	-0.85	-0.74	-0.88
삽입손실[dB]		-1.57	-1.58	-1.61	-1.86
반사손실[dB]		-13.15	-16.00	-15.94	-12.25
감쇄	F <sub>L</sub> -A [dBc]	-66.51	-66.46	-62.47	-64.88
	F <sub>H</sub> +B [dBc]	-71.38	-65.75	-62.78	-70.07
	F <sub>HB</sub> ~ 6GHz [dBc]	-51.95	-62.94	-62.79	-70.08
포트		Drop In			
무게[g]		20 이하			
크기[mm]		85(L)×11.5(W)×15(H)			



Fig. 16. A fabricated filter bank

스위치를 제어하며 각 경로의 특성을 측정한 결과를 Fig. 17에 보여준다.

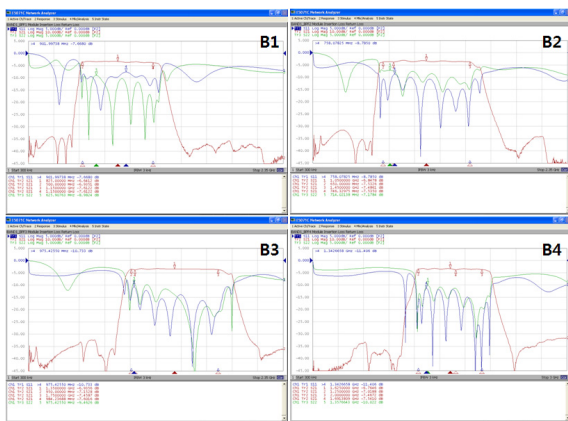


Fig. 17. Test results of filter bank(before tuning)

이 경우 Fig. 12~Fig. 15의 필터 고유 특성이 상당히 왜곡 되었음을 확인할 수 있다. 그 이유는 전술한 바와 같이 두 소자(스위치, 필터)의 연결에서 부정합이 발생하여 각 필터의 특성에 영향을 준 결과이다. 따라서 제작된 스위치 및 필터를 연결하여 접속하고 스위치 및 필터의 특성 적정화 과정을 반드시 수행하여야 한다. 튜닝과정에서 제작된 필터뱅크는 스크류를 이용한 캐패시턴스 조절로 상당부분 튜닝이 이루어진다. 그 과정만으로 특성 적정화에 미치지 못한 경우 필터의 뒷면을 열고 인덕터를 튜닝하였다. 또한 스위치의 각 경로에서 약간의 튜닝을 수행하여 최종적인 특성을 도출하였다. 필터 튜닝 후 튜닝 나사의 너트에 에폭시(Epoxy) 처리를 하여 진동에도 견고하도록 하였다. Fig. 18은 튜닝 후 최종 특성을 제시한 것이다. Fig. 18은 Fig. 17에 비해 특성이 상당히 개선 되었음을 알 수 있다. 또한 대역 양단에 정확하게 일치하지는 않지만 시뮬레이션의 경향과 유사하게 감쇄극이 뚜렷이 존재하여 우수한 차단특성을 제공함을 확인할 수 있다.

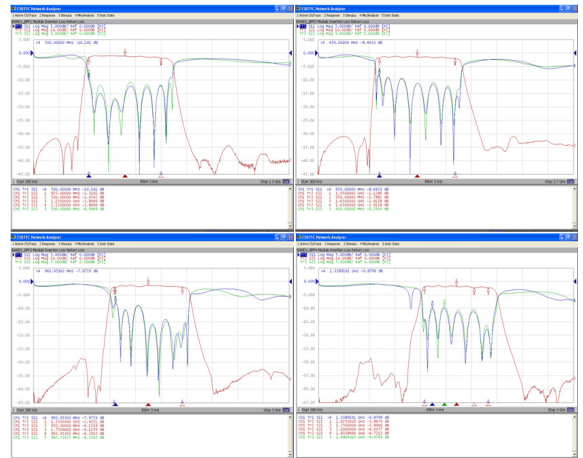


Fig. 18. Test results of filter bank(after tuning)

만약 본 연구에서 제안한 튜닝이 적합한 구조가 아닌 기존의 필터 방식(집중소자, 모노블록 공진기 필터)을 이용했을 경우 전술한 바와 같은 다양한 이유로 Fig. 16의 상태에서 미세 튜닝이 매우 어렵기 때문에 상기와 같은 정도의 특성을 얻기는 사실상 어려웠을 것으로 판단된다. 따라서 Fig. 17과 Fig. 18의 비교를 통해, 본 구조를 적용함으로써 얻을 수 있는 가장 큰 장점을 명확히 확인할 수 있었다.



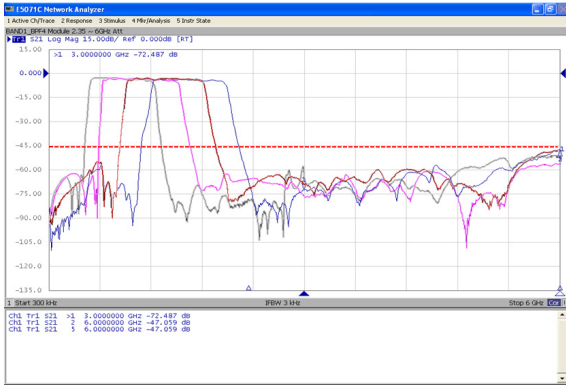


Fig. 19. Stopband attenuation of filter bank

Fig. 19는 통과대역 최고 주파수(2GHz)의 3차 고주파(6GHz)까지를 확인한 결과로 전 대역에서 약 -45dBc 이상 억압되었음을 확인할 수 있다. 앞서 언급한 바와 같이 필터를 반 집중소자로 구현한 결과에 기인한 것으로 판단된다. Table 5는 제작된 필터 뱅크의 측정 결과를 정리한 것이다. 대부분의 성능은 규격을 만족하나 B4의 반사손실이 실제 규격값에 약간 미치지 못한다. 그러나 그 정도의 수치는 측정 오차 범위 이내 또는 실제 필터 뱅크가 사용되는 시스템에서 시스템 성능에 미치는 영향은 거의 존재하지 않을 것으로 판단되어 그대로 수용하였다.

Table 5. Test results(filter bank)

구분	규격	B1	B2	B3	B4	
주파수[GHz]	-	0.5 ~ 1.15	0.65 ~ 1.45	0.95 ~ 1.75	1.25 ~ 2	
리플[dB]	2	-1.83	-1.53	-1.57	-1.88	
삽입손실[dB]	5	-3.86	-3.91	-4.26	-4.72	
반사손실[dB]	8	-8.99	-8.30	-9.47	-7.97	
감쇄	$F_L - A$ $F_H + B$ [dBc]	60	-72.52	-71.95	-67.85	-69.72
	-67.20		-67.71	-63.73	-68.06	
	$F_H \sim 6GHz$ [dBc]	45	-50.37	-56.02	-50.49	-47.05
포트	Drop In	Drop In				
무게[g]	100 이하	100 이하				
크기[mm]	109.5×48.5×15 (스위치 포함)	109.5(L)×48.5(W)×15(H)				

### 3. 결론

본 연구에서 튜닝에 유리한 새로운 구조의 저대역 대역통과필터 구조를 제안하였다. 제안한 구조는 저대역 스위치 필터뱅크 구현 시 스위치와 필터를 연결함에 있어서 발생하는 부정합을 개선하기 위한 튜닝에 특히 적합한 필터이며 기존의 일반적인 튜닝구조(캐비티 형태) 필터에 비해 공진기 길이 성분을 갖지 않기 때문에 기본적으로 소형 구현이 가능한 형태이다. 더불어 필터의 적정 위치에 감쇄극 구조를 쉽게 적용할 수 있어 적은 단수로 높은 차단 특성을 얻을 수 있어 크기 축소에도 유용하다. 이를 입증하기 위해 먼저 제안한 구조로 4개 대역의 필터를 설계/제작하여 이론적인 시뮬레이션 특성과 유사한 시험 결과를 얻음으로서 제안한 구조가 대역통과필터로 등가화 됨을 입증하였다. 그런 다음 그 필터를 적용한 스위칭 필터뱅크를 구현하였다. 이 과정에서 스위치와 필터의 불연속에 의한 필터 특성 왜곡이 발생하였으며, 제안한 튜닝 구조를 이용해 비교적 쉽게 성능을 개선하여 요구 규격의 특성을 얻을 수 있었다. 이로부터 본 구조가 최종적으로 스위칭 필터뱅크 제작에 적합한 구조임을 확인할 수 있었다. 따라서 제안한 구조의 필터는 “넓은 저지대역 특성을 갖는 저대역 소형 튜너블 필터”를 필요로 하는 유사형태의 상용 또는 군용 수신기나 고주파 모듈에 추후 폭 넓게 적용될 수 있을 것으로 기대된다.

### References

- [1] Ferenc Marki, Christopher Marki, “Mixer Basic Primer”, MarkiMicrowave Inc., www.markimicrowave.com.
- [2] Peter Vizmuller, “RF Design Guide-system, Circuit, and Equations”, Artech House, 1995.
- [3] George L. Matthaei, Leo Yound, E. M. T. Jones, “Microwave Filter, Impedance-Matching, and Coupling Structure”, Artech House, 1980.
- [4] David M. Pozar, “Microwave Engineering”, John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- [5] S. B. Cohn., “Direct-Coupled Resonator Filter”, IEEE MTT, pp. 187 ~ 195, 1957 Artech House, 1980.
- [6] 박동철 외, “마이크로웨이브 설계이론 연구(II)”, 최종연구보고서, 한국전자통신연구소, 1994.
- [7] Brain C. Wadell, “Transmission Design Handbook”,

Atrech House, pp. 388~390, 1991.

[8] Coil Winding Specialist Inc., “Air Coil Inductor”,  
[www.coilws.com/c\\_winding\\_main/Air%20%Coil%20Inductor.pdf](http://www.coilws.com/c_winding_main/Air%20%Coil%20Inductor.pdf).

[9] Day Counter Inc., “Air Core Inductor Inductance Calculator”, [www.daycounter.com/calculators/Air-Core-Inductor.phtml](http://www.daycounter.com/calculators/Air-Core-Inductor.phtml), 2004.