

공동 대역 여파기 설계

Design of a Cavity Bandpass Filter

최영철

(한양대학교 산업대학원)

이경우 · 이상설

(한양대학교 전자전기공학부)

Choi yung chol

(Hanyang Univ. Industrial Graduate School)

Lee Kyung Woo · Lee Sang Seol

(Hanyang Univ. Electronic & Electric Engineering)

요 약

체비세프 삽입손실법을 이용하여 선택도가 높은 대역 여파기를 설계한다. 체비세프 방식은 차단주파수 근방 곡선의 경사가 버터워쓰에 비해 급격하게 떨어지는 특징을 가진다. 인접 채널의 간섭을 최소화 하기위해 차단 대역의 감쇄를 70db이상으로 유지한다. 중심주파수는 885MHz에서 통과대역폭 10MHz의 여파기를 제작하였다.

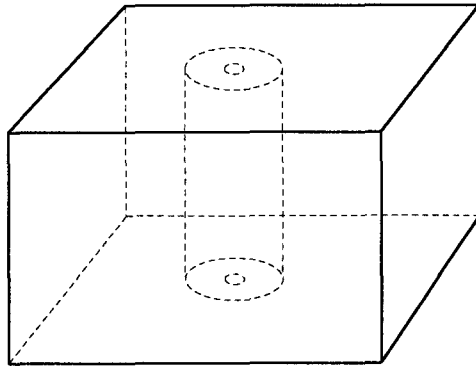
1. 서 론

공동 대역 여파기는 현재 여러 통신방식에서 광범위 하게 사용되는 소자이다. Q값이 크고 부피가 적은 대역 여파기를 설계하여 제작한 후 전기적인 사양값을 도출하는 과정에 내부 설계조건 중에서 어떠한 조건이 제일 영향이 많은지 연구 하는데 목적이 있다.

공동 내부의 설계조건을 찾아내기 여러 가지 실험을 수행한다. 첫번째 알루미늄 600번 소자 조건으로 기구를 완성한후 내부표면의 조건을 원상태로 유지하면서 전기적특성을 시험하고 두번째 실험에서는 표면에 니켈을 바른후 금도금 하여 측정된 결과를 비교한다. 세번째 실험으로는 기구물 본체의 내부에 직접 은도금 하여 측정함으로써 전기적 특성이 목적하는 공동 대역 여파기의 설계조건에 맞도록 조정한다.

II. 대역 여파기 설계

공동 대역 여파기의 설계방식은 체비셰프 방식을 이용한 그림1과 같은 공동 5개를 이용하여 설계 하였으며 조건은 공동 4개는 정사각형의 같은 크기로 구성하고 1개는 다른 형태로 구성함으로써 고조파를 제거하기 위하여 직사각형으로 설계 하였다.



<그림 1> 공동 마들

<표 1> 대역여파기의 전기적사항

항 목	규 격
사용주파수범위	880-890MHz
대역폭	10 MHz
삽입손실	0.5dB이하
통과대역평탄도	0.15dB이하
감쇄특성	860MHz 이하에서 70dB 이상 910MHz 이상에서 60dB 이상
입출력 임피던스	50 Ω
최대사용출력	500 Watts
정재파비	1:1.2 이하
불요파 억압특성	1765-1775 MHz에서 70dB 이상 2650-2660MHz에서 70dB 이상
위상지연	90 ns 이하
동작온도범위	-30°C ~ +60°C

표 1은 대역여파기의 설계사양이다. 설계과정은 7단계로 진행하였으며 삽입손실법은 통과 대역과 저지 대역에서 진폭특성과 위상 특성을 크게 조정 할 수 있으므로 원하는 응답을 얻을 수 있다.

2-1. 공진의 갯수 결정

삽입손실 0.5dB, 대역폭 10MHz, 차단영역의 감쇠 70db 이고 통과대역은 880MHz - 890MHz로, 차단 대역은 860MHz - 910MHz로 한다. 소자수 $\Omega=5$ 에서 AMIN값은 70db 이므로 필요한 공동의 수는 5이다.[2]

$$\frac{BW_{70dB}}{BW_{0.5dB}} = \frac{50}{10} = 5$$

2-2. 체비셰프 여파기의 감쇄 특성

체비셰프 여파기의 감쇄특성은 다음식으로 구한다.[1]

$$A_{dB} = 10 \log \left[1 + \epsilon^2 C_n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right] \quad (1)$$

윗식에서 C_n 은 n차 체비셰프 다항식으로써 표 2와 같다. 식 (1)에 의해 구해진 감쇄 값은 감쇄 특성곡선[4]에서 얻어지는 값과 일치한다.

$$A_{dB} = 78db$$

<표 2> n차에 대한 체비셰프 다항식

n	항 식
1	ω / ω_c
2	$2 (\omega / \omega_c)^2 - 1$
3	$4 (\omega / \omega_c)^3 - 3 (\omega / \omega_c)$
4	$8 (\omega / \omega_c)^4 - 8 (\omega / \omega_c)^2 + 1$
5	$16 (\omega / \omega_c)^5 - 20 (\omega / \omega_c)^3 + 5 (\omega / \omega_c)$
6	$32 (\omega / \omega_c)^6 - 48 (\omega / \omega_c)^4 + 18 (\omega / \omega_c)^2 - 1$
7	$64 (\omega / \omega_c)^7 - 112 (\omega / \omega_c)^5 + 56 (\omega / \omega_c)^3 - 7 (\omega / \omega_c)$

2-3. Q값 결정

$Y = \frac{1}{Z}$ 병렬 공진 조건으로부터 다음식을 얻는다.

$$\left[\omega_m L - \frac{1}{\omega_m C} \right]^2 = R^2 \quad (2)$$

체비셰프 여파기의 q-k응답특성 테이블[1]로부터 필요한 공진의 Q 팩터 결합계수 K를 구한다. 이때 삽입 손실은 0.5dB를 사용하고 공진기의 무부하 Q는 무한대로 가정하고 실제 사용한 공진기의 경우 무부하 때 Q가 만 이상으로 가정하여 5개의 공진기를 사용할 경우 다음과 같은 값을 얻는다.

$$\begin{aligned} q_0 &= 100 \\ q_1 &= 0.9766 = q_5 \\ K_{12} &= 0.7796 = K_{45} \\ K_{23} &= 0.5398 = K_{34} \end{aligned}$$

최소무부하 Q, Q_{\min} 은 다음과 같이 구해진다.

$$Q_m = q \frac{f}{BW_{3dB}} = 8045$$

병렬 공진 상태의 $Q_1 \sim Q_5$ 까지 부하 상태에서 구한다. $Q = \frac{R}{\omega L}$ 로부터

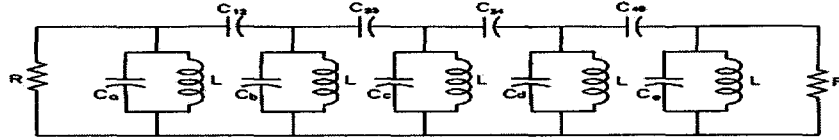
$$Q = \frac{R}{\omega L (2\pi f L)} \quad (3)$$

여기서 R은 입출력 임피던스로서 $33K\Omega$ 이고, 식 (3)으로부터 $Q_1 \sim Q_5$ 는 약 79가 됨을 알 수 있다.

2.4 L값과 C값 결정

L과 C에 관련한 공진 각 주파수와 관련 L의 값을 고정한 상태로 하였을때 L의 값은 다음식으로 구할 수 있다[4].

$$L = 0.002 \ell \left[2.5 \ln \left(\frac{4\ell}{d} - 0.75 \right) \right] \quad (3)$$



$C_{12} = 0.004178 \text{ pF}$	$C_1 = 0.4270 \text{ pF}$	$L = 0.075 \mu\text{H}$
$C_{23} = 0.002893 \text{ pF}$	$C_2 = 0.42413 \text{ pF}$	$R = 33.4 \Omega$
$C_{34} = 0.002893 \text{ pF}$	$C_3 = 0.4254 \text{ pF}$	
$C_{45} = 0.004178 \text{ pF}$	$C_4 = 0.42413 \text{ pF}$	
	$C_5 = 0.4270 \text{ pF}$	

<그림 2> 공진기의 퍼라미터 값

식(3)에서 l 은 L값의 길이이고, d 는 L값의 지름을 나타낸다. $L=0.075 \mu\text{H}$ 로 가정하고 L값을 대입하여 C값을 구한다. q-k 값을 회로 소자 변수로 환산 하는 방법은 여러 가지가 있다. 일단 인덕터와 커패시터의 값들을 추출하면 이들을 사용하여 등가 공진기를 구성할 수 있다. 공진기를 공동 형태로 할 경우, 공동의 특성상 불요파 통과 주파수는 2배, 3되는 대역에서 나타나는 데 이들 불요파를 억제하기 위하여 2가지 회로소자 값을 추출하여 이들을 함께 사용하면 고조파에 해당하는 불요파를 억제할 수 있다. q-k 값들로 부터 회로소자 값들을 추출하는 방법은 [1]에 잘 나타나 있다. 예로서 공진기가 L-C 병렬소자로 구성되어 있고 공진기간의 결합이 직렬 커패시터로 되어 있는 그림 4의 경우에 대하여 먼저 인덕턴스 L의 값을 모두 $L=0.075 \mu\text{H}$ 로 하고 공진기의 공진 주파수를 885MHz가 되도록 하기 위하여 다음식을 이용한다.

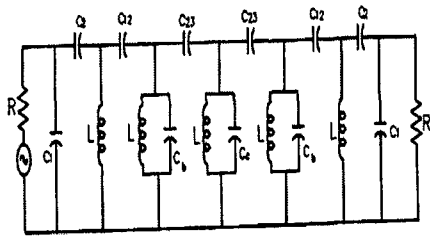
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{5}$$

$$C_{12} = \frac{C}{Q} \tag{6}$$

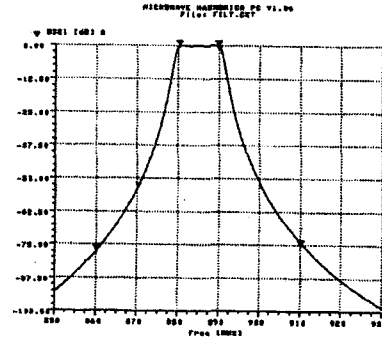
C_{12} : 결합 커패시턴스, C : 공진회로 커패시턴스, Q : 단일 공진기의 부하

식(5), (6)으로부터 구한 C는 0.412PF이된다. 첫 번째 결합커패시터의 값은 다음과 같이 구한다.

$$C_{12} = \frac{K_{12} BW_{3dB}}{f_m} C = 0.004178 \text{ PF}$$



<그림 3> 대역 여파기의 등가회로



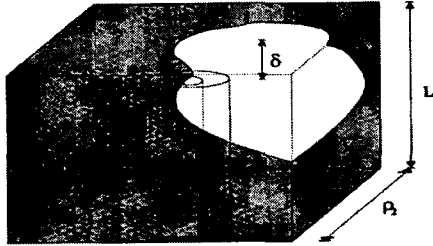
<그림 4> 대역여파기의 시뮬레이션특성

C12와 Ca가 병렬 연결이므로 이들의 값이 0.4312PF가 나오기 위해서는 $C_a=0.427PF$ 이 되어야 한다. 같은 방법으로 모든 커패시터의 값을 구한다. 이렇게 구해진 커패시턴스 값이 그림 4의 하단에 제시되어 있다. 입출력 임피던스는 병렬 공진회로에 직렬접속 리액턴스정리

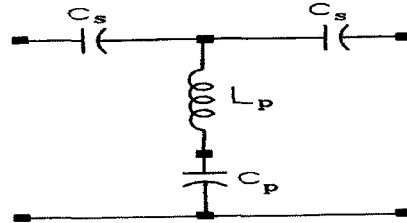
$Z(S)$ 는 $R = 2\pi fLQ = 33K\Omega$ 로 주어지는데 이것은 입출력단의 테브닌 및 노턴 등가 회로를 사용하여 50Ω 로 바꿀수 있다. 이 결과 여파기의 회로도 는 그림 3과 같이 되고 특성은 그림 4와 같다.

2.5 공동의 설계

다음으로 공동을 선택하는 문제로 UHF 대역에서 사용할 수 있는 공동의 종류가 여러 가지 있는데 re-entrant 동축 공동은 본 설계사항을 만족 할 수 있는 크기를 가지고 있고 또한 고출력에서도 온도 사양을 만족시킬 수 있으므로 이를 선택하여 설계하였다. 온도에 따른 도체의 팽창 및 수축을 효과적으로 방지하기 위하여 공동내에 또다른 도체를 두어 공동의 외부 형태가 변함에 따라 내부 도체의 형태도 같이 변화하게 하여 전체 공동의 크기를 일정하게 유지하는 것이 필요하다. 동축공동은 외부공동 벽면 내부에 도체 post를 넣어 사용함으로써 좋은 온도 보정능력을 가지고 있다. 동축 공동의 경우 튜닝나사를 사용하여 각 공진기의 공진 주파수를 넓은 영역에서 가변할 수 있고 공진기 사이의 결합 역시 튜닝 나사로 조정이 용이하다. 그림 5는 동축 공동의 형상을 나타내고 있고, 공동의 공진 주파수는 크기에 대한 함수로 re-entrant 동축공동의 크기에 대한 공진주파수 특성[2]에서 주어진다.



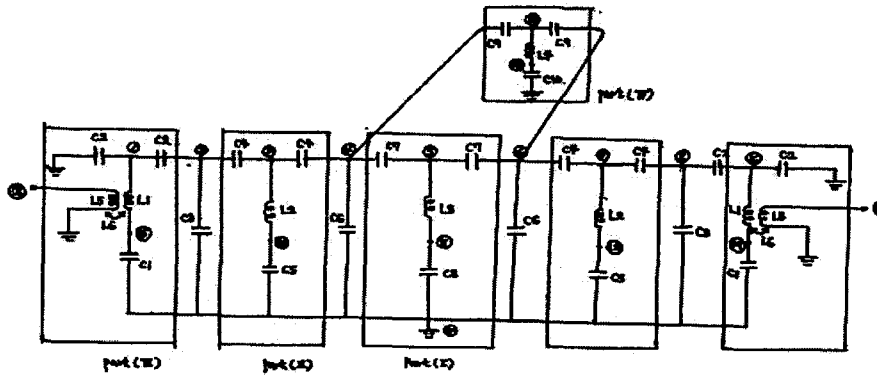
<그림 5> re-entrant 동축 공동의 구조



<그림 6> 공동의 등가회로

2.6 re-entrant 동축 공동

동축 공동을 사용하여 대역 여파기를 구성하기 위하여 공동의 등가 회로를 그림 6과 같이 구성하였다. Shunt L-C 공진기는 그림 6의 Post 부분을 등가화 한 것이고 직렬 커패시터는 Post와 공동의 옆 벽면을 등가화한 것이다. 5개의 공진기로 구성된 2가지의 체비셰프 여파기를 설계하여 2-4에서 언급한 바와 같이 고차 모드의 불요파를 억압하기 위하여 정사각형 4개와 직사각형 1개로 구성되어 있다. 공진기 사이의 Coupling은 Capacitive 아이리스를 두어 Coupling이 되게 설계하였다. 이 아이리스의 Capacitance



<그림 7> 설계된 체비셰프 공진기의 등가회로

는 역시 Tuning 나사를 이용하여 C값이 가변이 되도록 하였다. 5개의 공진기 중 어느 하나 만 달라도 되기 때문에 3번째에 있는 공진기의 값이 다르게 되도록 하였으며.

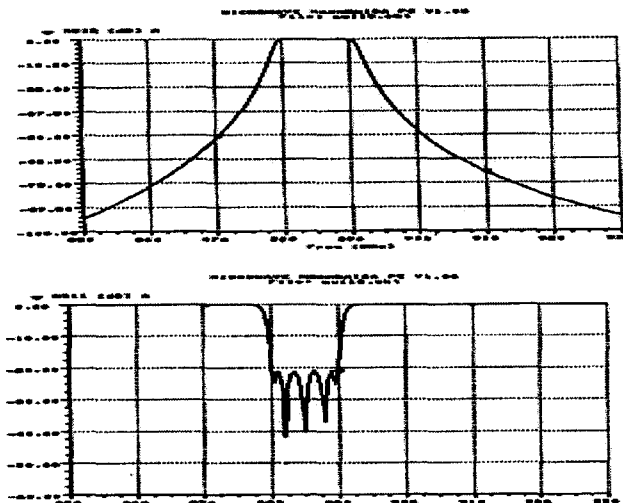


그림 8 설계된 대역여파기의 시뮬레이션 결과

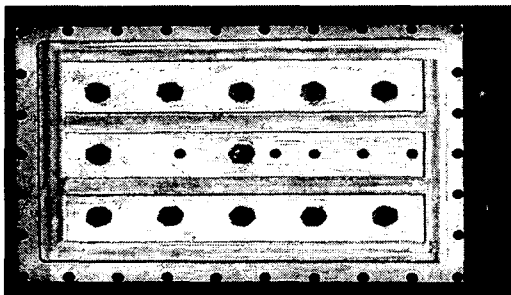


그림 9 대역 여파기 외형도

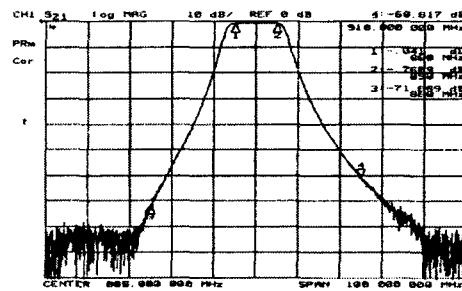


그림 10 대역 여파기의 S12(전달)특성

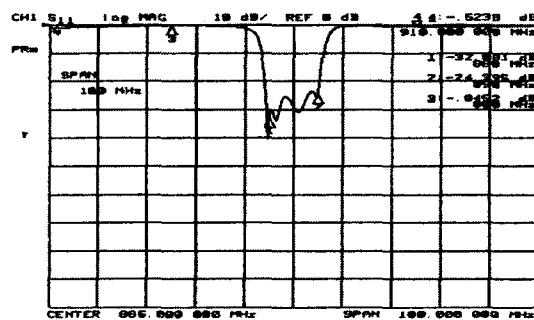


그림 11 S11(반사손실)특성

이를 위하여 3번째 공진기를 가장 낮은 공진 주파수와 가장 높은 공진 주파수를 각각 갖도록 설계 하였다. 그림 7은 설계된 공진기의 등가 회로를 나타낸다. 이 등가 회로에 대한 Spice simulation 결과를 그림 8에 제시하였다. 정재파비를 맞추기 위하여 각 소자 값들을 최적화하였다.

2.7. 공진주파수로부터 공동의 크기결정

공진기의 공진 주파수는 Tuning 나사에 의하여 가변될 수 있으므로 3번째 공진기를 제외한 공진기들은 공진 주파수를 880MHz 정도에 맞추어 공동의 크기를 그림 5에서 찾아 설계하였다. 예로 2번째에 있는 공동의 경우 등가 Capacitor가 0.6PF 이므로 공동 내의 Post의 지름 ($2\rho_1$)을 2.54mm로 하였을때 공동의 윗면과 Post와의 거리(δ)는 약 6.2mm 정도로 하면 0.6PF 정도를 얻을 수 있다. 여기서 Tuning 나사의 반지름 및 간격을 조정함으로써 충분한 0.6PF의 용량을 얻을 수 있다. 그러면 $k\rho_1 = 2\pi\rho_1/\lambda = 0.24$ 이고 (여기서 λ 는 파장의 길이) 이를 이용하여 공동의 길이 및 밑변의 길이를 구하면 $\rho_2/\rho_1 = 3$ 이고, $\delta/\rho_1 = 0.4724$ 일 때 $L/\rho_1 = 4.33$ 정도이다. 따라서, 공동의 높이는 약 $L = 5.5\text{cm}$ 를 얻을 수 있다. 이와 같은 방법으로 다른 공동들도 크기를 설계할수 있다. 가장 낮은 주파수를 가져야 하는 첫 번째 여파기의 3번째 공진기는 큰 공동의 모양을 갖도록 하고 가장 높은 공진기 주파수를 갖는 공진기는 큰 L 및 C 값을 갖도록 Inductive 아이리스를 이용하였다.

III. 대역 여파기의 측정

2절과 같은 방식으로 대역 여파기를 제작하여 측정하였다. 제작된 여파기의 외형을 그림 9에 제시하였다. 그림 10과 11과 같은 측정결과는 공동의 내부표면이 알루미늄일 경우의 특성값으로 삽입손실이 0.74dB인 경우이다. 그러나 공동의 내부 표면을 은도금할 경우는 삽입손실이 0.5dB가 된다. 표면에 도금된 상태에서 공동은 아이리스에 의해 분리되는데 아이리스의 높이를 2-5mm되는 봉의 지름에 크기에 따라 Q값의 변동에 의한 차단대역의 폭이 급격히 변하게 된다. 이때 차단대역의 감쇄를 크게하기 위해 봉의 크기가 너무 클 경우는 주파수 지연상태가 커지게 된다.

IV. 결 론

공동 대역 여파기의 설계는 체비셔프 방식으로 선택하여 설계한 결과 계산적인 값과 이론적인 근거에 의하여 최적화 하는 단계까지는 큰 어려움이 없었으나 제작 과정에서 시행상의 반복이 많았고 제작한 후 전기적으로 만족하는 값을 추출하기 위하여 조정하고 또 다시 가공하여 조정 및 수정하는 작업이 반복 되었다. 공동 내부에 표면처리 상태에 따른 여러 시험 결과 표면소자 투자율에 따라 특성의 차이가 많았다. 그리고 공동의 분리 및 결합에 밀접한 관계가 있는 아이리스는 공동의 면을 가변할수 있는 소자를 부착하여 최대값을 얻을 수 있는 모양을 선택한다.

아이리스 최적값의 선택과 표면처리를 은으로 도금 한후 시험한 결과 원하는 전기적 사양값과 일치하였다.

참 고 문 헌

- [1] Anatol I. Zverev, Handbook of filter synthesis, John Willey & Sons, New-York, 1967.
- [2] Theodore S. Saad, Microwave Engineers' Handbook, Artech House, Norwood, 1971.
- [3] Peter A. Rizzi, Microwave Engineering passive circuits, Prentice Hall, 1988.
- [4] 김정기, RF CIRCUIT DESIGN.