

# 최소 삽입 손실을 갖는 국부 발진기 고조파 제거를 위한 병렬 결합 전송 선로 대역 여파기의 설계 및 제작

## Design and Fabrication of a Minimum Insertion Loss Parallel-Coupled-Line-Filter for the Suppression of LO Harmonics

김현미 · 양승식 · 오현석 · 염경환

Hyun-Mi Kim · Seong-Sik Yang · Hyun-Seok Oh · Kyung-Whan Yeom

### 요 약

일반적인 여파기는 대역폭과 원하지 않는 신호들의 억압이 더 중요한 반면, 국부 발진기 여파기의 경우, 차단 주파수에서의 억압이 중요한 척도가 되며, 이 때 대역폭은 통과 대역 주파수에서 삽입 손실을 최소화하도록 설계한다. 본 논문에서는 이러한 특수성을 고려한 대역 여파기의 설계 절차를 보였다. 또한, 대역 여파기 제작 시 알 수 없는 기생 성분으로 인해 원하지 않는 결과를 야기시켜 제작 후의 조정이 이루어지게 된다. 따라서 이러한 문제점을 고려하여 Momentum에 근거한 제작 이전의 설계적인 조정 절차를 제시하였다.

### Abstract

In this paper, we present the design procedure of BPF(Band Pass Filter) for the suppression of LO(Local Oscillator) harmonics. The required suppression at given harmonics is the key issues in such a filter design, while the bandwidth and the suppression of the unwanted signals are more important in the conventional RF filter design. In LO filter design the bandwidth is used for the minimization of the insertion loss for the desired signal. In addition, we propose the novel tuning procedure based on Momentum to consider the unknown parasitic effects, which usually are not included in the circuit design step and results in undesirable and frustrating tuning after fabrication.

Key words : Parallel Coupled Microstrip Filter, Tuning

### I. 서 론

대역 여파기는 원하는 신호 성분의 주파수는 통과시키고, 그 이외의 주파수에 대해서는 차단하는 것을 목적으로 한다. 이러한 여파기는 특정 주파수 대역을 갖는 신호만 통과시키기 위한 대역폭과 특정 차단 주파수에서의 억압 정도가 중요하며, 이것의 파라미터는 대역폭, 그리고 차단 정도를 관련짓는 단수로 결정되게 된다. 반면 체배에 의하여 구성되

는 국부 발진기에서, 출력에 나타나는 고조파를 억압시키기 위한 여파기는 일반적으로 대역폭은 문제가 되지 않으며, 차단하고자 하는 고조파의 억압 정도가 중요하게 된다. 이 경우 일반적으로 차단 주파수의 억압 정도가 주어졌을 때, 원하는 주파수에서 손실을 최소화하는 단수와 대역폭을 결정하게 된다.

이러한 관점에서 Cline과 Schiffman은 2단 및 3단의 공진기를 가지는 대역 여파기에 대해 최소의 삽입 손실을 가지는 여파기의 설계식을 보였다<sup>[1]</sup>. Cohn은

「본 연구는 한국과학기술원 전파탐지특화연구센터를 통한 국방과학연구소의 연구비 지원으로 수행되었습니다.」

「본 연구는 동국대학교 ERC 센터인 밀리미터파 신기술 연구 센터의 지원에 의하여 수행되었음.」

충남대학교 전파공학과(Department of Radio Science and Engineering, Chungnam National University)

· 논 문 번 호 : 20070103-003

· 수정완료일자 : 2007년 4월 5일

근사적으로 임의의 공진기 개수를 가지는 여파기의 경우로 일반화하였다<sup>[2]</sup>. 물론 이러한 방법은 통상적인 대역 여파기 설계에도 응용이 될 수 있으나, 통과 대역의 가장자리에서 삽입 손실이 더 커지는 단점이 있다. 이러한 가장자리의 삽입 손실이 커지는 것을 평탄하게 하기 위하여 중심 주파수에서 손실을 동반하고 평탄화를 추구하는 pre-distortion 방법이 알려져 있다. 이러한 pre-distortion을 사용하는 여파기의 경우, 통과 대역에서 삽입 손실의 최소 변화를 요구하는 위성 통신 시스템에 적절하나, 국부 발진기용 여파기로는 적절하지 않은 면이 있다<sup>[3]-[5]</sup>.

이러한 방법으로 평판형 대역 여파기를 설계할 때 가장 널리 사용되는 것으로는 역시 Cohn에 의하여 제시되고 널리 사용되는 PCLF(Parallel-Coupled Line Filter)가 될 것이다<sup>[6]</sup>. 위와 같은 방법을 거쳐 국부 발진기 중심 주파수에서 최소의 삽입 손실을 갖는 PCLF를 설계하였을 때, 설계시 무시되었던 알려지지 않은 불연속 효과들로 인한 응답 특성의 변화가 문제가 되게 된다. Cohn은 제작 후 조정에 의하여 이러한 문제를 해결했지만, 실제적으로 제작된 여파기에 대하여 이러한 작업을 수행하는 것은 불가능에 가깝게 된다. EM simulator인 Momentum은 이러한 문제를 해결하는 효과적인 도구가 될 것이다. 그러나 여전히 Momentum에서 조정하는 것조차 상당한 계산시간을 요구하며, 조직적인 방법이 없다면 Momentum으로도 이러한 문제를 해결하는 것은 어렵게 된다. 이러한 조정 방법으로는 synchronous tuning<sup>[2]</sup>이 알려져 있으나, 이는 조정 방법 자체가 이러한 여파기에 적용 가능성을 의심케 한다. 또한, 최근 제시된 Ness의 방법 또한 lumped filter의 경우 좋은 방법이 되지만, 여전히 이 경우에는 계산 효율성과 복잡성에서 문제가 있다<sup>[7]</sup>.

따라서 본 논문에서는 우선 국부 발진기 출력에 나타나는 고조파를 억압시키기 위한 여파기의 prototype을 설계하였다. 이것은 주어진 차단 주파수의 억압 정도를 유지하며, 최소의 삽입 손실을 갖도록 설계하고, 이를 PCLF로 구현하였다. 또한 PCLF에 나타나는 불연속으로 인해 왜곡되는 여파기의 응답 특성의 조정을 위해, 이를 개별 공진기로 분해한 후, Momentum을 통하여 각각의 개별 공진기를 조정하고, 이에 따라 얻어진 개별 공진기를 취합하여 여파기를

구성할 경우, 원하는 응답 특성을 얻을 수 있음을 보였다. 이의 확인을 위하여 Rogers사의 RO3006 기판을 사용 설계된 여파기를 제작하였으며, 측정 결과 이론에서 제시된 결과와 일치된 결과를 얻을 수 있음을 보였다.

## II. 여파기의 설계 및 제작

### 2-1 최소 삽입 손실 여파기 설계

그림 1에는 3체배기를 통하여 얻어지는 고조파를 보였으며, 체배 후 출력에 나타나는 이러한 고조파를 충분히 억압하기 위한 여파기의 주파수 응답 특성을 보였다.

따라서 근접한 주파수는 2체배로 나타나는 고조파가 되며, 이것의 억압 정도를 규정하기 위해, 이보다 약간 높은 차단 주파수  $f_s$ 를 설정하였다. 원하는 고조파는 3체배 된 주파수  $f_o=3f_{LO}$ 가 되며, 중심 주파수에서 삽입 손실을  $(L_A)_o$ , 그리고 차단 주파수  $f_s$ 에서의 삽입 손실을  $(L_A)_s$ 로 나타내었다.

이 때 여파기를 구성하는 공진기가 손실을 가지고 있을 경우, 중심 주파수에서의 삽입 손실은 Cohn의 결과를 따르면 아래와 같다<sup>[2]</sup>.

$$(L_A)_o = 4.343 \frac{1}{w} \sum_{i=1}^N \frac{g_i}{Q_{ui}} [dB] \quad (1)$$

여기서  $N$ 은 단수를 나타내며  $w=(f_2-f_1)/f_o$ 이고 이는 상대 대역폭을 나타낸다.  $g_i$ 는 저역 여파기 기준형(prototype)의 값을 나타내며,  $Q_{ui}$ 는 대역 여파기

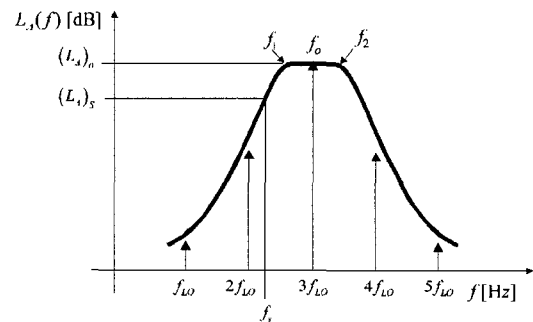


그림 1. 체배기를 통과한 출력 스펙트럼 및 여파기의 주파수 특성

Fig. 1. The spectrum of frequency multiplier output and the filter frequency response.

에 사용된 각 공진기들의 무부하  $Q$ 를 나타낸다. 또한 차단 주파수  $f_s$ 에서 삽입 손실은 Cohn에 의해 근사적으로 아래와 같이 주어진다<sup>[2]</sup>.

$$(L_A)_s = 20 \log(\omega'_s)^N g_1 g_2 \cdots g_N - 10 \log\left(\frac{4}{g_0 g_{N+1}}\right) \quad (2)$$

여기서  $\omega'_s$ 는 그림 1의  $f_s$ 를 저역 여파기 기준형으로 변환할 때 해당하는 각주파수로서 아래와 같이 주어진다.

$$\omega'_s = \frac{2}{w} \frac{|f_s - f_o|}{f_o} = \frac{w_s}{w} \quad (3)$$

여기서  $w_s$ 는 규격화된 차단 주파수를 나타낸다. 따라서 식 (2)와 같이  $(L_A)_s$ 가 주어졌을 경우, 식 (1)이 최소가 되는 경우는 모든 공진기의 무부하  $Q$ 가  $Q_u$ 로 같다면, 근사적으로  $g_1 = g_2 = \cdots = g_N = 1$ 이 되게 된다.

이와 같은 경우, 문제가 되는 것은 차단 주파수에서 삽입 손실이 정해질 경우 적절한 단수의 선택이 문제가 된다. 따라서 모든  $g_i = 1$ 을 대입하고 식 (2)의 결과를 식 (1)에 대입하면 식 (4)와 같이 얻어진다.

$$(L_A)_o \simeq \frac{4.343 N \cdot 10^{\left[\frac{(L_A)_s + 6.02}{20N}\right]}}{w_s Q_u} \quad (4)$$

식 (4)의  $w_s Q_u (L_A)_o$ 를  $y$ 축으로 하고(이 경우  $(L_A)_o$ 만 미지수이고  $N$ 을 제외한 나머지는 정해진 상수이다) 차단 주파수에서의 감쇄  $(L_A)_s$ 를 파라미터로 하여 그림으로 나타낼 경우 그림 2와 같게 된다. 따라서 그림 2로부터  $(L_A)_s$ 가 주어졌을 경우, 최적의 단수를 결정할 수 있게 된다. 즉,  $(L_A)_s$ 가 30 dB일 경우 최적의 단수는 4~5단이 되며, 70 dB일 경우 8~9단이 되는 것을 알 수 있다. 그림 2를 통하여 단수가 결정되었을 경우  $g_n = 1$ 이므로 이 값을 이용 여파기를 설계할 수 있게 된다.

또한, 이 결과를 이용 통과 대역의 대역폭을 알 수 있게 된다. 규격화된 대역폭  $w$ 는 식 (2)를 통하여 식 (5)와 같이 결정된다.

$$\frac{w_s}{w} \simeq 10^{\frac{(L_A)_s + 6.02}{20N}} \quad (5)$$

즉, 식 (5)를 통하여 규격화된 대역폭  $w$ 가 결정된다.

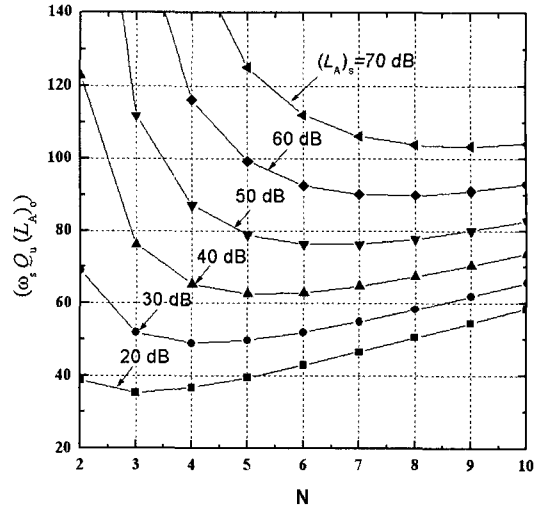


그림 2. 단수에 따른 중심 주파수에서 삽입 손실의 변화

Fig. 2. The insertion loss at  $f_o$  for the number of stages.

따라서  $g_n = 1$ 이므로 이를 이용하여 중심 주파수에서 최소의 삽입 손실을 갖는 원하는 여파기를 설계할 수 있다. 여기서  $g_n = 1$ 은 같은 리플  $L_{Ar}$ 을 가지는 Chebyshev 기본형이 아니며, 약  $\pm 0.07$  dB의 평탄도를 가져, 손실이 있는 선로에서 통과 대역의 좌우에서 다소 큰 손실이 예상된다. 따라서 본 논문에서는 이것보다는 이를 Chebyshev형으로 근사하고 이를 기준으로 하여 설계하였다. 특정 리플의 Chebyshev 기본형의 여파기 설계를 위해서는 리플의 정의가 필요하며, 리플은 단수  $N$ , 여파기의 차단 주파수의 감쇄  $(L_A)_s$  및 대역폭  $w$ 을 이용하여 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_{Ar} = 10 \log \left[ 1 + \frac{10^{\frac{(L_A)_s}{10}} - 1}{\cosh^2 \left\{ N \cosh^{-1} \frac{1}{w} \left| \frac{f_s}{f_o} - \frac{f_o}{f_s} \right| \right\}} \right] \quad (6)$$

이렇게 구해진 단수, 리플을 이용해 저역 통과 기본형의 값  $g_n$ 을 구할 수 있다. 이것은 표 1에 나타내었는데  $g_n$  값은 모두 1에 가까운 것을 알 수 있다. 이에 따라 PCLF를 결정할 수 있게 된다. 본 논문에서는 2.175 GHz 발진기를 3체배하여 얻어지는 6.525 GHz를 통과시키는 여파기에 대해, 주파수 6.525 GHz

표 1. 필터의 기본형 값 및 이에 따른 PCLF의 기수 및 우수 모드 임피던스

Table 1. The prototype values and the associated even and odd mode impedances of PCLF.

$n$	$g_n$	$Z_o J_n$	$Z_{oe}(\Omega)$	$Z_{oo}(\Omega)$
1	0.867464	0.457812	83.370229	37.58899
2	1.109027	0.185366	60.986319	42.449732
3	0.867464	0.185366	60.986319	42.449732
4	1	0.457812	83.370229	37.58899

에서 최소의 삽입 손실을 가지고 2체배 고조파 성분인 주파수 4.35 GHz에서 20 dB 이상의 감쇄량을 가지도록, 약간의 여유를 두어,  $f_s$ 는 5.5 GHz이고 그때의 감쇄 ( $L_A$ )는 20 dB로 설정하였다. 이와 같은 여파기의 최적의 단수는 3단이 되며, 리플 0.047 dB, 규격화된 대역폭은 11.57 %가 되었다. 그리고 이로 인해 얻어지는 prototype 값 및 PCLF 값들은 표 1과 같다.

설계에 들어가기 전에 위에서 언급된 중심 주파수에서의 삽입 손실을 예측하기 위해서는 무부하  $Q$ 인  $Q_u$ 가 필요하게 되는데, 공진기들의  $Q_u$ 는 공진기 형태에 따라 다소 변하게 된다. 그러나 이들의 폭의 변화는 심각한 것이 아니므로 여파기에 사용된 중심 공진기에서  $Q_u$ 를 구하여 이를 평가할 수 있을 것이다.

그림 3과 같이 중심선 상의 공진기에 50 ohm 마이크로스트립 선로를 연결하고, 이것의  $S_{21}$ 을 측정 한 후 이것의 3-dB 대역폭을 구하면 아래와 같이  $Q_L$ 을 구할 수 있게 된다.

$$Q_L = \frac{f_0}{BW} \quad (7)$$

이  $Q_L$ 은 외부 부하와 공진기 손실에 의한  $Q$ 를 포함하고 있는데, 이는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$Q_L = \frac{1}{\frac{1}{Q_{e1}} + \frac{1}{Q_{e2}} + \frac{1}{Q_u}} \quad (8)$$

시뮬레이션을 통해 얻어진 개별 공진기 S-parameter에 대해 Agilent사 ADS 상에서 입력과 출력의 부하 값을  $\infty$ 로 접근시킨 S-parameter를 재계산하고 이에 대해 식 (8)의 관계를 이용할 경우 무부하  $Q_u$ 를 얻을 수 있게 된다. 즉,

$$\lim_{Z_1, Z_2 \rightarrow \infty} Q_L = Q_u \quad (9)$$

따라서 이러한 방법을 통해  $Q_u$ 를 계산하고 이를 그림 2에서 얻어진  $w_s Q_u (L_A)_o$  대입할 경우 중심 주파수에서의 삽입 손실 ( $L_A$ )<sub>o</sub>를 결정할 수 있게 된다. 이와 같은 방법을 이용한  $Q_u$  계산은 같은 기관 정보를 사용하더라도 회로 시뮬레이션과 Momentum 시뮬레이션 간에 차이를 보인다. 이는 Momentum 시뮬레이션이 선로간의 불연속 효과 및 방사 에너지를 계산하기 때문에 중심 주파수 이동, 높은 손실 및 낮은  $Q_u$  값을 가지게 된다. 또한 이렇게 구한  $Q_u$ 을 이용한 삽입 손실 계산은 정확한 예측보다는 중심 주파수에서 손실 정도를 예상하는데 사용되게 된다. 그 이유는 그림 2에서 얻어진  $w_s Q_u (L_A)_o$ 는  $g_n=1$ 이고 여파기에 사용된 모든 공진기들이 같은  $Q_u$ 값으로 근사화 하였기 때문이다. 여기서는 Momentum 시뮬레이션을 통한 중심 공진기의  $Q_u$ 으로 예상한 삽입 손실은 약 0.6 dB이었다.

이상과 같이 얻어진 값을 이상적인 결합 전송선을 이용하여 ADS 상에서 시뮬레이션 한 결과를 그림 4

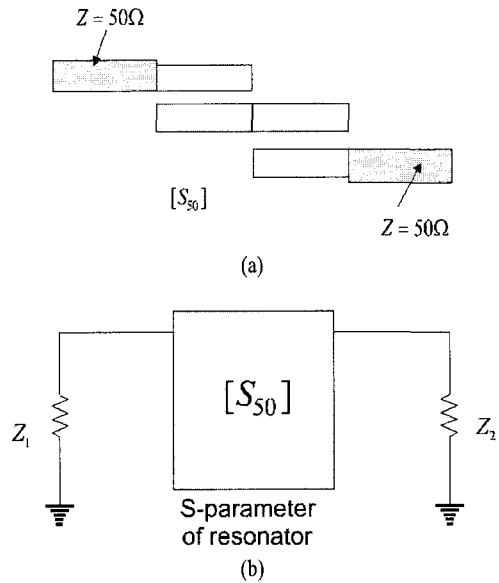
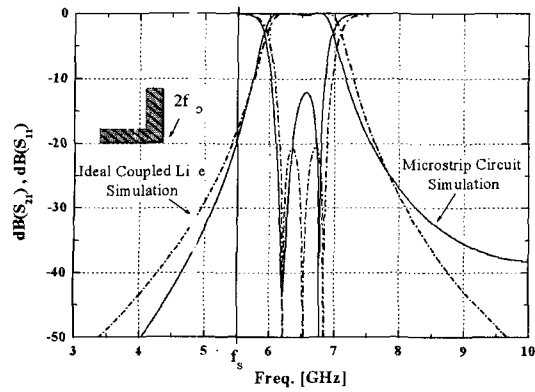
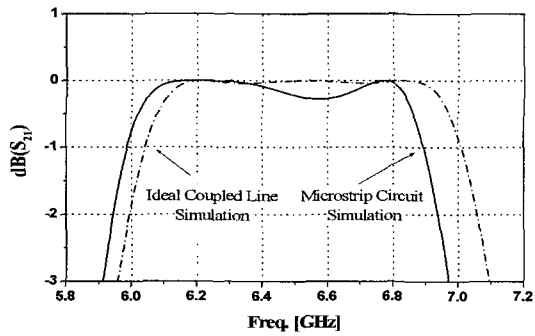


그림 3. (a) 단일 공진기  $Q_u$ 를 측정하기 위한 layout, (b)  $Q_u$  측정을 위한 블록도.

Fig. 3. (a) A layout for the measurement of  $Q_u$ , (b) The block diagram for the measurement of  $Q_u$ .



(a) 차단 특성  
(a) Suppression loss

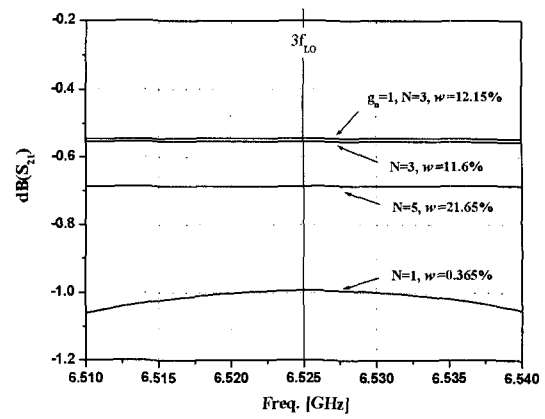


(b) 손실 특성  
(b) Insertion loss

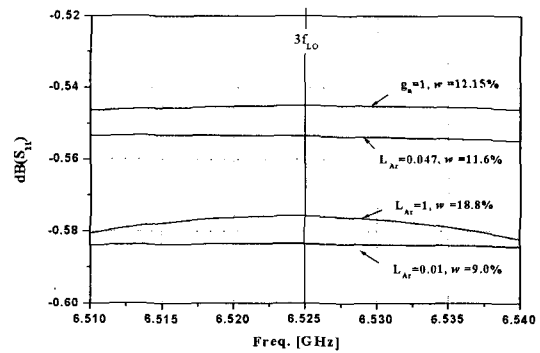
그림 4. 시뮬레이션 결과 비교  
Fig. 4. The comparison of the simulation results.

에 나타내었다. 시뮬레이션 한 결과는 예상한대로 차단 주파수 5.5 GHz에서 약 20 dB의 감쇄를 보이며, 대역폭은 약 0.74 GHz(예상한 대로  $0.7/6.525 \times 100 = 11.34\%$ 로서 11.6%에 가까운 상대 대역폭을 보이고 있다)인 것을 알 수 있다. 또한 이것을 ADS상의 Lincalc를 사용 마이크로스트립의 폭과 간격을 계산한 후, 마이크로스트립 선로로 여파기를 구성하고 시뮬레이션 하였다. 사용된 기판은 RO3006으로, 이것의 유전율은 6.15, 기판의 두께는 25 mil이다. 시뮬레이션 시 마이크로스트립에서 발생하는 불연속 효과들은 모두 배제하였다. 시뮬레이션 한 결과, 역시 같은 그림에 나타내었으며, 대역폭의 경우 동일한 결과를 주지만 좌우의 감쇄 형상은 다소 다른 것을 알 수 있다.

그림 5는 이와 같은 리플 및 통과 대역폭을 가질 경우, 통과 대역에서 손실이 최소가 되는지를 확인한



(a) 단수에 따른 ( $L_{Ar}=0.047$ ) 삽입 손실 변화  
(a) By  $N$  at  $L_{Ar}=0.047$



(b) 리플에 따른 ( $N=3$ ) 삽입 손실 변화  
(b) By ripple at  $N=3$

그림 5. 파라미터 변화에 따른 중심 주파수에서 삽입 손실의 변화

Fig. 5. The insertion loss at  $f_0$  for various Chebyshev filter parameters.

시뮬레이션 결과이다. 리플, 통과 대역폭 및 단수에 따른 손실을 비교하기 위해서 비교되어지는 여파기는 위에서 선정한 리플(0.047 dB), 규격화된 대역폭(11.57%) 및 단수(3단) 여파기의 감쇄량이 20 dB인 대역을 이상적인 결합 선로 회로 시뮬레이션에서 같게 하였고, 이를 바탕으로 손실이 있는(앞서서 얻은 기판 정보를 가지고 동일한 기판 상태에서 수행) 마이크로스트립 결합 선로 회로 시뮬레이션 하였다. 그림 5(a)는 같은 리플을 가지며 단수를 다르게 하여 (1단 및 5단) 차단 대역폭인 20 dB 대역이 같도록 규격화된 대역폭을 조절하였고, 그림 5(b)는 같은 단수에서 리플을 다르게 하여(0.01 및 1) 차단 대역폭인

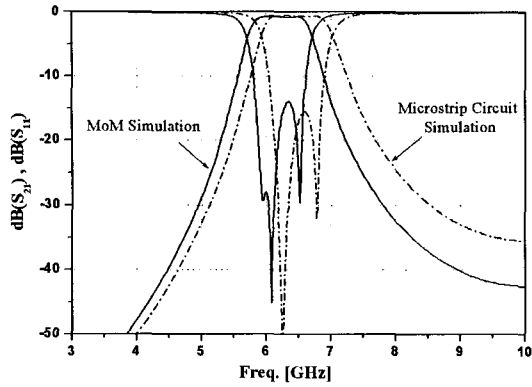


그림 6. Momentum 결과와 회로 시뮬레이션 결과 비교  
 Fig. 6. The comparison of the Momentum simulation with circuit simulation results.

20 dB 대역이 같도록(이와 같은 조건에서는 리플이 클 경우 통과 대역폭은 늘어나며, 반면 리플이 작을 경우 통과 대역폭은 줄어든다) 규격화된 대역폭, 18.8 % 및 9.0 %로 조절하였다. 그림 5(a)에서 분명히 본 논문에서 예상했듯이 3단일 때 최소의 손실을 갖는 것을 알 수 있다. 또한 본 논문의 최소 통과 대역폭을 갖는 Chebyshev 형태가 중심 주파수에서 최소의 삽입 손실을 갖는 Cohn의 결과인  $g_n=1$  것과 근사한 것을 알 수 있다.

설계된 회로에 대하여 layout을 생성하고 Momentum 시뮬레이션을 수행하였다. 이것을 그림 6에 나타내었다. 예상했던 바와 같이 결과는 기생 성분의 발생으로 인하여 중심 주파수가 6.2 GHz로 이동했고 5.5 GHz에서 12.7 dB의 감쇄량을 가졌다. 전반적으로 주파수가 이동되었으며, 설계 목표를 만족하지 못했다. 따라서 조정 과정이 필요함을 알 수 있다.

### 2.2 조정 절차 제안 및 조정

그림 7에는 홀수 단의 대역 여파기의 구성을 보였 다. 그림에서 보인 바와 같이 각 공진기들은 결합 전송선의 간격(spacing)을 통해 결합되고 있고, 각 공진기의 길이는 근사적으로 중심 주파수에서 약 반 파장의 길이를 갖게 된다. 그러나 각 공진기의 끝단에는 잘 알려지지 않은 fringing capacitance가 존재하여 이 공진기의 공진 주파수를 변화하게 하며, 또한 공진기 중앙 부근에 있는 step 불연속에 의해 역시 공진기

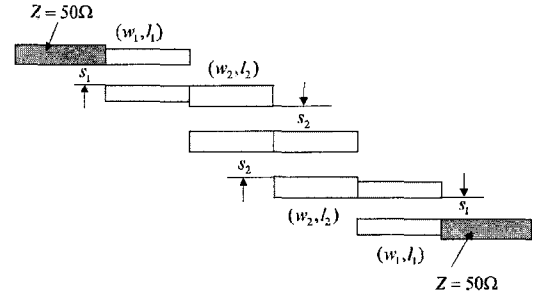


그림 7. 3단 PCLF 구조  
 Fig. 7. The three-stage PCLF structure.

의 특성을 변하게 한다. 이를 정확하게 고려하기 위해서는 전체 여파기 형상에 대하여 Momentum으로 시뮬레이션을 하여야 하나, 각 공진기의 특성은 그림 3(a)와 같이 개별 공진기를 측정할 경우와 동일한 특성을 준다고 가정하면(실제로는 약간의 영향은 있게 되지만, 이들의 폭은 모두 50 ohm 마이크로스트립 선로와 가까워서 이의 효과는 2차적인 것이 될 것이다), 각 공진기를 원하는 특성이 나오도록 조정하고, 조정을 마친 뒤 이를 재구성하면 원하는 여파기 특성을 얻게 될 것이다.

이와 같이 개별 공진기 특성을 조정함에 있어서 홀수 단 구조는 조정에 편리함을 주게 된다. 즉, 그림 7에서 홀수단의 경우, 중앙 공진기를 기준으로 하여 대칭인 구조가 된다. 대칭이므로 중앙 공진기의 경우, 그림에 표시한  $l_2$ 와  $s_2$ 를 동시에 조정, 좌우 대칭인 구조로 중앙 공진기를 조정할 수 있게 되고, 다음 중앙 공진기의 조정이 완료되면 입력 단에 사용된 1단 공진기의 조정이 필요하게 되는데, 이 때 그림의  $l_2$  및  $s_2$ 는 중앙 공진기 조정에 사용되었으므로, 그림의  $l_1$  및  $s_1$ 만 조정하면 될 것이다. 또한, 입력단의 조정이 끝나면 중앙공진기를 중심으로 입출력이 대칭이므로 자동적으로 출력 단에 사용된 공진기의 조정은 완료되게 된다. 따라서 3단으로 구성된 여파기의 경우, 중앙에서의 조정 1번과 입력 단에서의 조정 한번을 거쳐 완료되게 된다. 이것은 단수가 늘어난다 하더라도 동일한 방법으로 확장할 수 있게 된다.

다음으로 조정 시 이 개별 공진기들은 지정된 공진 주파수와  $Q$ 를 가져야 하는데, 이들의 공진 주파수는 여파기 이론상 모두 중심 주파수  $f_0$ 가 되어야 한다. 또한  $Q$ 의 경우, 이론적으로도 계산 가능하나, 회

로 구성된 여파기에서 사용되었던 각단의 특성을 회로적으로 알고 있기 때문에, 이를 이용 이것을 기준으로 조정할 수 있게 된다. 그리고 Momentum의 경우  $Q$ 의 측정을 활용하여 얻을 수 있게 된다.

그러나 PCLF의 경우, 각 공진기의  $Q$ 의 경우는 1/4 파장 결합 전송선을 사용하기 때문에, 이로 결정되는 J-inverter 값은 조정 시 있을 수 있는 길이 변화에 둔감하다. 또한, 이들은 표 1에 있는 우수 및 기수 모드 임피던스에 의하여 결정되는데, 이것은 공진기의 폭과 간격에만 좌우할 뿐 불연속에 영향을 덜 받게 되어 이들의 조정까지는 고려할 필요가 없을 것으로 사료된다. 따라서 길이 조정만을 통하여 각 공진기를 조정할 경우, PCLF 설계를 마칠 수 있게 된다. 이것은 측정을 통해 설계값과 유사한지만 확인하였다. 그러나 설계값과 다를 경우 본 논문에서 얻어진 결과를 이용 결합 전송선의 간격과 폭을 조정할 수 있게 된다.

이때 개별 공진기 측정에서 조정을 수행해본 결과 조정된 길이 변화와 그에 따른 주파수의 변화는 거의 비례적인 특성을 가졌다. 따라서 공진 회로의 공진 주파수  $f_r$ 가 설계 목표인  $f_0$ 가 되도록 길이를 조정하면 된다. 이 과정을 수행한 Momentum 시뮬레이션 및 그 결과는 그림 8과 같다. 여기에서 그림 8(a)는  $l_2$ 의 길이를 구하기 위한 Momentum 시뮬레이션 layout이며, 그림 8(b)는 조정 전후의 시뮬레이션 결과를 보여준다. 조정전의 공진 주파수 6.212 GHz에서 조정 후 원하는 6.525 GHz의 결과를 얻었다. 이렇게 조정된  $l_2$ 의 길이를 고정시키고, 동일한 방법을 사용 입력단 공진기에 대하여  $l_1$ 의 길이를 조정하였다.

이와 같이 길이 변동에 대하여, 외부 부하에 대한  $Q$ 인  $Q_e$ 의 측정을 통해, 여파기 설계 파라미터인 어드미턴스 인버터 상수  $Z \omega_n$ 을 계산하여 얻을 수 있고, 이를 통해 길이 조정 전후 이들의 변화 유무가 앞서 설명한 바와 같은지 확인할 수 있다.

그림 9에서  $Q_e$ 도 앞서서  $Q_u$ 를 구하는 방법과 유사하게 구해진다. 즉 공진기의 S-parameter Momentum 결과를 가지고 오른쪽의 포트의 임피던스를 무한대로 보내면, 즉  $Q_e$ 는 무한대가 되므로, 식 (8)은 아래와 같이 다시 쓸 수 있다.

$$Q_L|_{Z_2 \rightarrow \infty} = \frac{1}{\frac{1}{Q_{e1}} + \frac{1}{Q_u}} \quad (10)$$

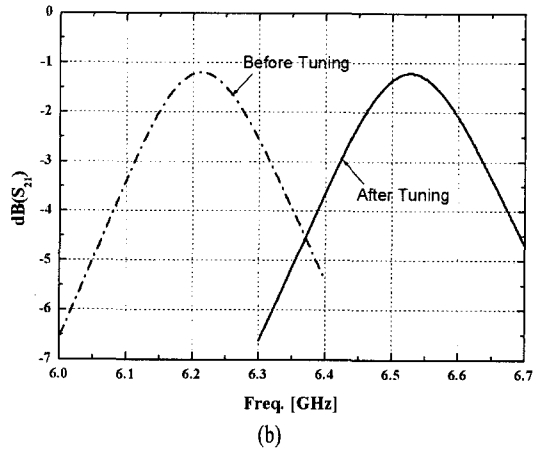
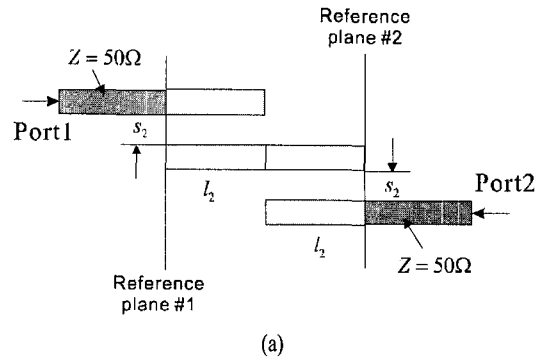


그림 8. (a)  $l_2$ 를 조정하기 위한 시뮬레이션 layout 및 (b) 조정 전후  $S_{21}$  결과  
Fig. 8. (a) The simulation layout for tuning  $l_2$ , (b) The  $S_{21}$  results before and after tuning.

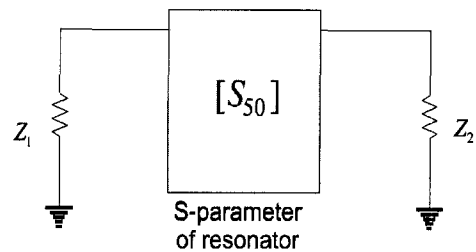


그림 9.  $Q_e$  측정을 위한 블록도  
Fig. 9. The block diagram for the measurement of  $Q_e$ .

또한 동일한 방법으로 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$Q_L|_{Z_1 \rightarrow \infty} = \frac{1}{\frac{1}{Q_{e2}} + \frac{1}{Q_u}} \quad (11)$$

식 (10) 및 (11)을 통해 얻어지는  $Q_{e1}$  및  $Q_{e2}$ 로부터

어드미턴스 인버터 파라미터는 아래와 같이 얻어진다.

$$Q_{e1} = \frac{\omega_o C}{Y_1} = \frac{\omega_o \frac{1}{4f_o Z_o}}{Z J_1^2} = \frac{\pi}{2(Z J_1)^2} \quad (12)$$

$$Q_{e2} = \frac{\pi}{2(Z J_2)^2} \quad (13)$$

이를 통해 구해진  $Z J_n$ 의 이론값과 조정 전후의 수치를 비교해 보면 표 2를 통해 보는 바와 같이 앞서 설명한 바와 같이 거의 변화가 없었다. 따라서 추가적인 선로 폭이나 선로간의 간격 조정 없이, 여기서 선정된 PCLF의 경우 길이의 조정만으로 필터의 원하는 특성을 얻을 수 있게 되었다.

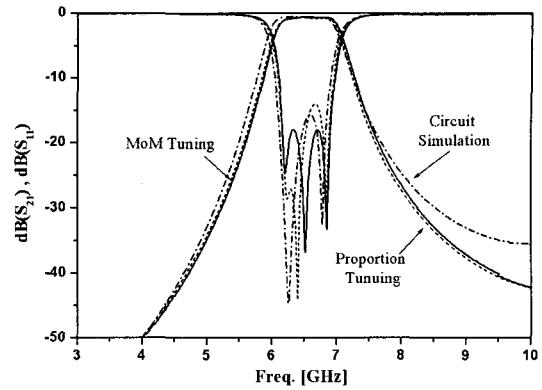
그림 10은 이와 같은 개별 공진기 길이를 조정한 여파기와 각 결합 선로의 길이에 일정한 비율로 길이를 조정한 여파기의 주파수 특성을 보였다. 회로 시뮬레이션과 비교하면 두 여파기는 특성은 상측의 차단 주파수 특성에서는 다소 차이를 보이지만 그림 6에 비해서 회로 시뮬레이션과 일치하는 것을 알 수 있었다. 앞서 표 2에서 설명하였듯이 PCLF에서는 길이의 변화로 결합도의 변화가 미미하여, 전체 여파기에서 일정 비율로 길이를 조정하는 것도 유사한 결과를 주는 것을 볼 수 있지만, 길이의 변화로 결합도가 크게 변하는 다른 응용에서는 본 논문에서 제안한 개별 공진기 법이 응용 범위가 넓을 것으로 사료된다. 또한 개별 공진기법으로 조정한 여파기의 반사 특성이 좌우 대칭이며 더 낮아 통과 대역의 평탄도가 우수함을 알 수 있다. 이는 마이크로스트립 선로를 이용한 여파기에서 각 공진기의 결합 선로에 따라 불연속 효과가 다르며 길이 조정 정도도 다르다는 것을 보여준다.

### 2-3 제작 및 측정

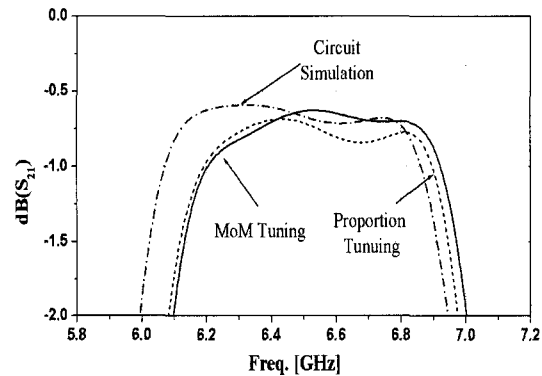
그림 11은 설계된 PCLF를 제작한 사진이다.

표 2.  $Z J_n$ 의 이론값과 조정 전후의 수치 비교  
Table 2. The comparison of the values of  $Z J_n$

$Z J_n$	이론값	조정전	조정후
$Z J_1$	0.458	0.433	0.432
$Z J_2$	0.185	0.180	0.181



(a) 차단 특성  
(a) Suppression loss



(b) 손실 특성  
(b) Insertion loss

그림 10. 조정이 끝난 후 Momentum 시뮬레이션과 회로 시뮬레이션 결과 비교

Fig. 10. The comparison of the tuned Momentum results with the circuit simulation.

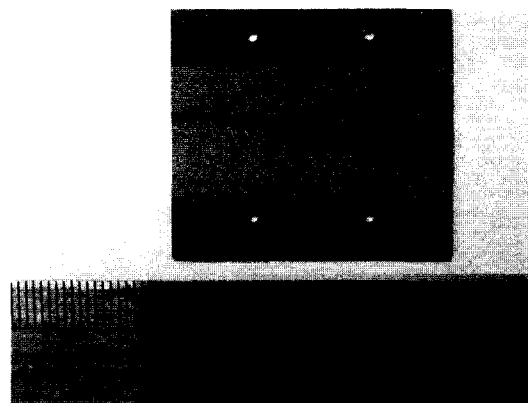
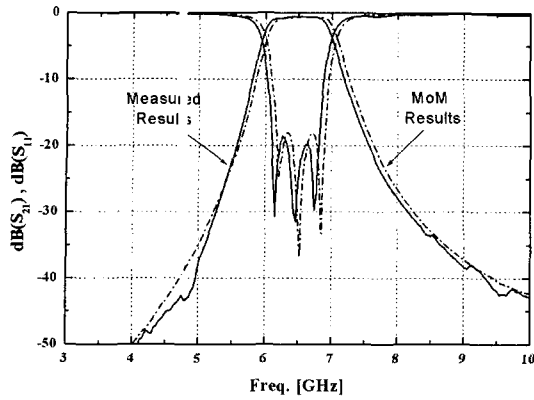
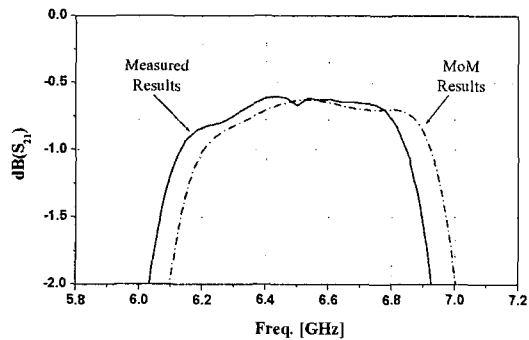


그림 11. 제작된 여파기 사진  
Fig. 11. The photograph of filter.





(a) 차단 특성  
(a) Suppression loss



(b) 손실 특성  
(b) Insertion loss

그림 12. 기판의 유전율 6.15일 때 모멘텀 시뮬레이션과 측정 결과 비교

Fig. 12. The result comparison of Momentum simulation for  $\epsilon_r=6.15$ .

제작된 PCLF는 Wiltron사의 test fixture를 이용 TRL calibration 마치고, 커넥터 장착 없이 측정할 수 있었다. 그림 12(a)는 Momentum 시뮬레이션 결과와 제작된 PCLF를 조정 없이 측정한 결과를 보여준다. 통과 대역에서의 삽입 손실 ( $L_A$ ), 그리고 차단 주파수에서의 ( $L_A$ ), 모두 설계 목표에 만족하는 결과를 얻었지만 대역폭에서는 시뮬레이션 결과와 약간의 오차가 있었다. 이는 주파수 이동을 통해 나타난 것으로, 이것은 기판 유전율의 오차 범위로 인해 발생한 것으로 사료된다. 이를 확인하기 위해 Rogers사의 RO3006 자료로부터 얻은 유전율의 범위를 이용하여 다시 Momentum 시뮬레이션을 수행하였다. 그 결과 그림 12(b)에서 보는 바와 같이 유전율이 최대값인 6.3일 때 측정 결과와 시뮬레이션 결과가 완전하게

일치함을 확인할 수 있었다. 즉, 측정 결과와 시뮬레이션 오차는 기판의 유전율 오차 범위 내에 존재함을 확인하였다.

### III. 결 론

본 논문에서는 통과 주파수 대역에서 최소의 손실을 가지고, 특정 주파수에서 원하는 감쇄량을 가지는 국부 발진기용 여파기의 설계 과정을 보였다. 여파기 형태로는 널리 사용되는 PCLF형 여파기를 선정하였으며, 이의 설계 값은 통상적인 설계 과정을 통하여 설계될 수 있었다. 이러한 평판형 여파기의 경우 Momentum 결과는 제작후의 결과와 가장 근접하기에 Momentum을 근거로 하여 조정하였으며, 체계적인 조정 방법을 제시하였다. 제작 후의 측정 결과는 시뮬레이션과 동일한 결과를 얻었다. 또한 이러한 조정 절차는 PCLF로부터 유도될 수 있는 comb line 구조, hairpin 구조 등 다른 구조의 여파기에서도 확장 적용 가능할 것으로 보인다.

### 참 고 문 헌

- [1] J. F. Cline, B. M. Schiffman, "Tuneable passive multicouplers employing minimum-loss filters", *IRE Trans. Microwave Theory and Tech.*, pp. 121-127, 1959.
- [2] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Inc., 1980.
- [3] J. D. MacDonald, G. C. Temes, "A simple method for the predistortion of filter transfer functions", *IEEE Trans. Circuit Theory*, pp. 447-450, Sep. 1963.
- [4] A. E. Williams, W. G. Bush, and R. R. Bonetti, "Predistortion techniques for multicoupled resonator filters", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 33, no. 5, pp. 402-407, May 1985.
- [5] M. Yu, W. -C. Tang, A. Malarky, V. Dokas, R. Cameron, and Y. Wang, "Predistortion technique for cross-coupled filters and its application to satellite communication systems", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 51, no. 12, pp. 2505-2515,

Dec. 2003.

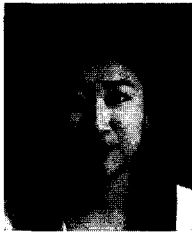
[6] S. B. Cohn, "Parallel coupled transmission line resonator filters", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, pp. 223-231, 1958.

[7] J. B. Ness, "A unified approach to the design, measurement, and tuning of coupled-resonator filters", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 46, no. 4, pp. 343-351, Apr. 1998.

[8] H-M Lee, C-M Tsai, "Improved coupled microstrip filter design using effective even-mode and odd-mode characteristic impedances", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 53, no. 9, pp. 2812-2818, Sep. 2005.

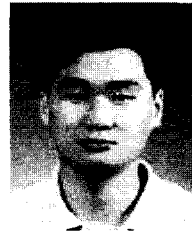
[9] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Second Edition, John Wiley & Sons, Inc., pp. 422-485, 1998.

김 현 미



2005년 2월: 충남대학교 전기전자 전파과 (공학사)  
 2005년 3월~현재: 충남대학교 전파공학과 석사과정  
 [주 관심분야] 초고주파 회로설계 및 시스템

오 현 석



2005년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학사)  
 2007년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학석사)  
 2007년 3월~현재: 충남대학교 전파공학과 박사과정  
 [주 관심분야] 마이크로파 회로 설계

양 승 식



2003년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학사)  
 2005년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학석사)  
 2005년 3월~현재: 충남대학교 전파공학과 박사과정  
 [주 관심분야] 초고주파 능동회로 및 시스템, MMIC 설계

염 경 환



1976년~1980년: 서울대학교 전자공학과 (공학사)  
 1980년~1982년: 한국과학기술원 전기 및 전자과 (공학석사)  
 1982년~1988년: 한국과학기술원 전기 및 전자과 (공학박사)  
 1988년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소 선임연구원 (MIC팀 팀장)  
 1990년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소 책임연구원  
 1991년 5월: 금성정밀(주) 기술연구소 연구1실 책임연구원  
 1991년 8월: (주) LTI  
 1999년 10월~현재: 충남대학교 전파공학과 교수  
 [주 관심분야] 초고주파 능동회로 및 시스템, MMIC 설계