

# 통과대역 평탄도를 개선한 4단 저잡음 능동 대역통과 여파기 설계

## Design of 4-Pole Low Noise Active Bandpass Filter Improving Amplitude Flatness of Passband

방인대 · 전영훈\* · 이재룡 · 윤상원\*\*

Inn-Dae Bang · Young-Hoon Chun\* · Jae-Ryong Lee · Sang-Won Yun\*\*

### 요 약

저잡음 특성과 함께 부정저항과 수동 캐패시턴스의 특성을 보이도록 설계된, 직렬 피드백 회로를 이용한 FET 능동 캐패시턴스 회로를 심도 있게 분석하였고, 이를 저잡음 능동 대역통과 여파기에 적용하였다. 부정저항을 이용한 마이크로파 대역 능동 여파기의 설계방식은 비교적 여러 차례 소개되었으나, 원하는 주파수에서 적절한 부정저항 성분을 구현하는 데에는 아직 어려움이 있으며, 이로 인한 능동 회로의 안정성 저하와 대역내 평탄도 증가 등으로 인해 실제 상용화에는 다다르지 못하고 있다. 이들 문제를 해결하고 실제 상용화에 이르기 위해서는 부정저항 회로의 세밀한 분석이 필요하며, 이를 이용한 부정저항 성분의 제어를 가능하도록 해야 한다. 이에 본 논문에서는 능동 캐패시턴스 회로의 부정저항 성분을 분석하였고, 또한 BPF의 통과대역의 평탄도를 개선할 수 있는 방법을 제시하였다. 제작된 4단 대역통과 여파기는 중심주파수 1.99 GHz에서 60 MHz의 대역폭을 가지며, 0.67 dB 삽입손실, 0.3 dB 이내의 대역내 평탄도와 3.0 dB의 잡음 지수 특성을 보였다.

### Abstract

An active capacitance circuit which employs series feedback network for the implement of negative resistance and low noise operation is analyzed in depth and its application to low noise active RF BPF's is discussed. Whereas many authors reported a lot of circuits that embody negative resistance circuit, most of them have concerns for the equivalent resistance and reactance value at the center frequency. In this case, it could be possible to face a problem that the negative resistance circuit becomes unstable, or have poor flatness in passband because of insufficient forecast for the negative resistance values as the frequency goes higher or lower. In this paper, we extracted the exact equivalent values of this circuit and analyzed the RF characteristics with the varying the values of active devices and feedback circuits and presented the method that the flatness of passband can be improved. We have designed a 4-pole active BPF, which has the bandwidth of 60 MHz, 0.67 dB insertion loss, 0.3 dB ripple, and noise figure of 3.0 dB at 1.99 GHz band.

Key words : Active Capacitance, Flatness of Passband, Negative Resistance, Filter Noise, Common-Source Series Feedback Circuits

### I. 서 론

RFIC, MMIC와 같은 초고주파 대역의 집적회로에 있어 대역통과 여파기 설계 시 가장 어려운 점은 손

「본 연구는 2003년도 서강대학교 교내연구비 지원에 의한 것임.」

삼성전자(Samsung Electronics Co.)

\*동국대학교 밀리미터파 신기술 연구센터(Millimeter-wave Innovation Technology Research Center, Dongguk University)

\*\*서강대학교 전자공학과(Dept. of Electronics Eng., Sogang University)

· 논문 번호 : 20040416-044

· 수정완료일자 : 2004년 5월 24일

실이 적은 공진기를 얻기 어렵다는 데에 있다. 손실이 적으며 소형의 공진기를 구현하기 위한 시도로는 대표적으로 능동 공진기를 이용한 방법<sup>[1]~[6]</sup>과 RF MEMS를 이용한 저손실 수동 공진기의 구현 방법이<sup>[7]~[11]</sup> 있다. 후자의 경우 그 신뢰도나 기존 집적 회로와의 호환성, 패키징에 있어 어려움이 있고, 전자는 회로의 안정성 문제와 더불어 잡음 특성이 열화되는 문제가 있을 수 있다.

특히 부성저항을 사용하는 능동 공진기를 사용하는 경우, 부성 저항을 원하는 대역에서 적절한 성분을 구현하는데 아직까지 어려움이 있었다. 이러한 경우, 주파수가 낮거나 높아짐에 따라 부성 저항 값을 제대로 예측하지 못해 안정도가 낮아지는 문제에 직면할 가능성이 높아지게 된다. 안정성이 확보되지 않은 경우, 회로에 발진 현상이 일어날 가능성과 더불어 여파기의 삽입손실이 저하될 수가 있으며 통과대역에서의 평탄한 응답 특성도 얻기 어려울 것이다.

본 논문에서는 능동 캐패시턴스 회로를 사용한 공진기를 소개하고 이에 대한 해석 및 RF BPF로의 응용에 관해 논하고자 한다. 그림 1(a)와 같이 제안된 능동 캐패시턴스 회로는 발생된 부성저항 성분으로써 수동소자의 손실을 보상하며 동시에 저잡음 특성을 만족하도록 고안되었다<sup>[1]</sup>. 이에 본 논문에서는 특히 능동 캐패시턴스 회로의 주파수에 따른 부성 저항 특성을 검토하고, 직렬 변환 회로의  $R, L, C$  각 소자들이 부성 저항의 특성에 어떤 영향을 미치는지 분석하였다. 이 분석 결과를 통해 모든 주파수 대역에 있어 원하는 부성 저항의 특성을 미리 예측할 수 있게 되었으며, 이를 이용하여 통과대역 평탄도 특성이 개선된 저잡음 능동 대역통과 여파기를 구현하고 그 특성을 확인하였다.

## II. 이 론

### 2-1 부성 저항 이론

본 논문에서 사용한 구조는 그림 1(a)에서 보이듯이 공통소스 형태로서 드레인 단에  $R, L, C$ 를 직렬로 변환시킨 FET 회로이다. 이와 같은 회로는 발진기에 많이 사용되는 공통소스 혹은 공통에미터 회로에서와 같이 부성 저항을 갖게 되지만, 이러한 회로와는 대조적으로 잡음의 급격한 증가를 막을 수 있다. 따

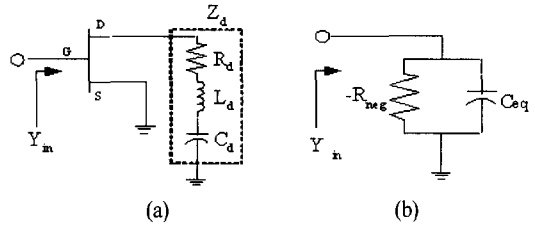


그림 1. 능동 캐패시턴스 회로의 구조 (a)와 그 등가 회로 (b)

Fig. 1. Proposed circuit (a) and its simple equivalent circuit (b).

라서, 이 구조로 부성 저항 회로를 구성하게 되면 능동 여파기의 잡음 특성을 상당히 향상시킬 수 있게 된다<sup>[1]</sup>. 본 논문에서는 제안된 여파기의 잡음 특성 분석보다 직렬 변환 회로의 변화에 의한 등가 어드미턴스의 주파수 특성의 조절에 더 중점을 두고자 한다.

그림 1(b)는 부성 저항 회로의 구조와 그 등가 회로를 보여주고 있다. 실제로 이 FET로 구현한 능동 회로는 부성 저항뿐만 아니라 캐패시턴스 특성도 잘 보여준다. 따라서 이러한 구조를 협대역의 저손실 대역통과 여파기 설계에도 매우 효과적으로 이용할 수 있을 것이다. 그림 2를 회로 해석한 등가 어드미턴스는 식 (1)과 같이 정리된다.

$$Y_m = \frac{Z_1 + Z_2 + Z_d + g_m Z_1 Z_d}{Z_1(Z_2 + Z_d)} \quad (1)$$

이때, 각 파라미터는 다음과 같다.

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_{gs}} = -jX_1,$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C_{gd}} = -jX_2$$

$$Z_d = R_d + j(\omega L_d - \frac{1}{\omega C_d}) = R_d + jX_d$$

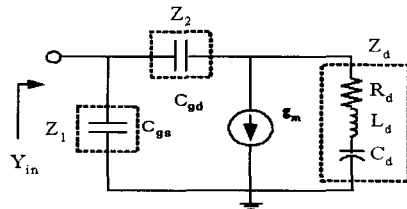


그림 2. 능동 캐패시턴스 회로의 분석을 위한 등가 회로도

Fig. 2. The detailed equivalent circuit for the analysis.

$$X_1, X_2 > 0$$

이 관계식을 모든 직렬 케환 회로에 대입하여 전개하면 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_{in} = \frac{R_d}{\xi} + \frac{g_m}{\xi} (R_d^2 + X_A X_d) + j \left( \frac{1}{X_1} - \frac{X_A}{\xi} + \frac{g_m X_2 R_d}{\xi} \right) = \frac{1}{R_{neg}} + j\omega C_{eq}$$

$$\xi = R_d^2 + (X_d - X_2)^2, \quad X_A = X_d - X_2 \quad (2)$$

이처럼 부성 저항 회로의 어드미턴스를 계산한 결과 커패시턴스 성분과 부성 저항 성분이 병렬 연결의 형태로 존재함을 알 수 있다. 만약 이러한 능동 캐패시턴스 회로에 인덕터를 병렬로 연결하면, 그림 3과 같은 형태의 능동 공진회로를 구성할 수 있으며, 이 회로를 이용하여 능동 대역통과 여파기를 설계할 수 있게 된다.

식 (2)에서 어드미턴스의 실수부만을 따로 살펴보면, 식 (3)~(5)와 같이 부성저항을 갖는 주파수 대역을 얻을 수 있다.

$$f_{lo} \left( = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_d C_{Lo}}} \right) < f < f_{up} \left( = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_d C_{up}}} \right) \quad (3)$$

$$C_{Lo} = \frac{2C_d C_{gd}}{2C_{gd} + C_d \left\{ (1-A) - \sqrt{(1-A)^2 - \frac{2AC_{gd}}{C_d}} \right\}} \quad (4)$$

$$C_{up} = \frac{2C_d C_{gd}}{2C_{gd} + C_d \left\{ (1-A) + \sqrt{(1-A)^2 - \frac{2AC_{gd}}{C_d}} \right\}} \quad (5)$$

$$A = \frac{C_{gd}}{g_m L_d} (R_d + g_m R_d^2)$$

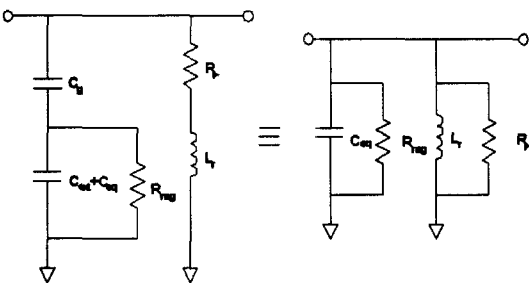


그림 3. 능동 캐패시턴스 회로로 구성된 공진기의 등가 회로

Fig. 3. Equivalent circuit of the resonator employing the proposed active capacitor circuit.

또한, 최대 부성저항 값을 갖는 주파수는 다음과 같이 표현할 수 있다.

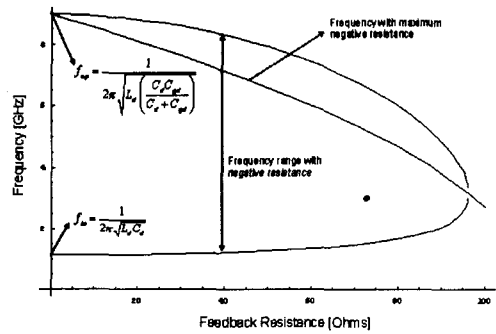
$$f_{max\_negative\_res} = \frac{f_{up}|_{R_d=0}}{\sqrt{B(2-B)} \sqrt{1 + \frac{BC_d g_m^2}{L_d C_{gd} (C_{gd} + C_d)}}} \quad (6)$$

$$B = 1 + \frac{C_{gd} R_d}{L_d g_m}$$

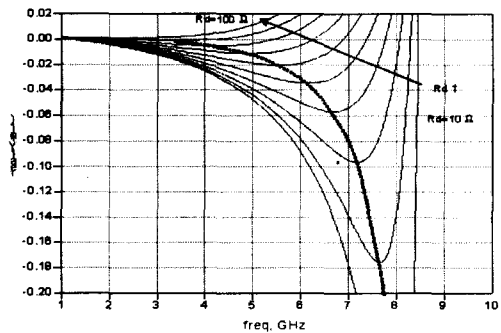
만약,  $R_d=0$ 이라면 부성저항을 갖는 주파수 대역은 식 (7)과 같이 간략히 표현할 수 있다.

$$C_{LO} = C_d, C_{up} C_d / C_{gd}$$

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_d C_d}} < f < \frac{1}{2\pi\sqrt{L_d \left( \frac{C_d C_{gd}}{C_g + C_{gd}} \right)}} \quad (7)$$



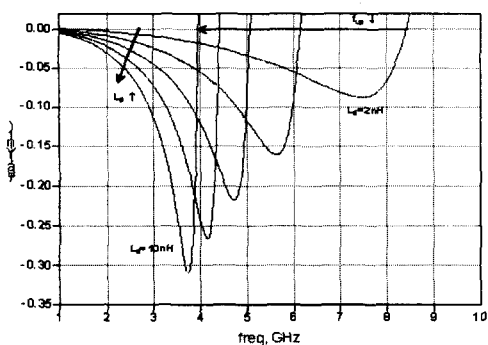
(a)



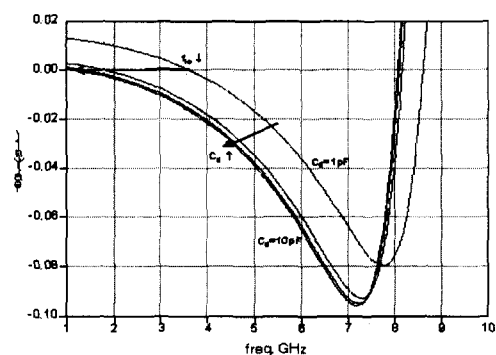
(b)

그림 4. (a)  $R_d$ 의 변화에 의한 부성 저항을 갖는 주파수의 변화, (b)  $R_d$ 의 변화에 의한 등가 컨덕턴스의 주파수 응답특성

Fig. 4. (a) Frequency ranges in which the active capacitance circuit has negative resistance characteristic as  $R_d$  varies, (b) Frequency responses of equivalent conductance as  $R_d$  varies.



(a)



(b)

그림 5. (a)  $L_d$  변화에 의한 등가 컨덕턴스의 주파수 응답특성, (b)  $C_d$  변화에 의한 등가 컨덕턴스의 주파수 응답특성

Fig. 5. (a) Frequency responses of equivalent conductance as  $L_d$  varies, (b) Frequency responses of equivalent conductance as  $C_d$  varies.

위의 같은 관계식을 그림으로 나타내기 위해 한 FET에 대한 파라미터를 대입하여 계산한 결과를 그림 4~5에 나타냈다. 그림 4(a)는 게환 저항( $R_d$ )을 0~100  $\Omega$ 으로 변화시켰을 때 부성 저항의 범위와 최대 부성 저항을 보이는 주파수를 그래프로 보였으며, 그림 4(b)는 그 주파수 응답 특성을 보이고 있다. 또한, 게환 인덕터( $L_d$ )와 게환 캐패시터( $C_d$ )의 변화에 의한 주파수 응답의 변화는 그림 5(a)와 (b)에 각각 나타냈다. 이 때 사용된 파라미터 값들은 다음과 같다.

$$L_d = 2.2 \text{ nH}, C_d = 10 \text{ pF}, R_d = 30 \text{ } \Omega$$

$$C_{gs} = 0.8 \text{ pF}, C_{gd} = 0.16 \text{ pF}, g_m = 100 \text{ m}\Omega$$

그 결과 그림 4(a)에서  $R_d$  값이 커질수록 최대 부성 저항 값을 갖는 주파수도 낮아지고, 부저항 값을 갖

는 주파수 영역도 좁아진다는 것을 알 수 있다. 이는 그림 4(b)에서 다시 잘 나타나 있다. 그리고 마찬가지로 그림 5(a)에서는  $L_d$ 가 커질수록 부성저항 값이 커지고, 그림 5(b)에서는  $C_d$ 가 커짐에 따라 부성 저항을 갖는 주파수가 낮아지는 것도 알 수 있었다.

위의 분석으로부터 다음과 같은 몇 가지 결론을 이끌어낼 수 있다.

- 1) 부성 저항은  $f_{lo}$ 에서부터  $f_{up}$  사이에 발생한다.
- 2)  $R_d$ 의 증가는 부성저항을 갖는 주파수 범위를 좁힘과 동시에 절대값을 감소시킨다.
- 3)  $f_{lo}$ 는 주로  $C_d$ 로 조절이 가능하다.
  - $C_d$ 의 증가는  $f_{lo}$ 를 낮춘다.
- 4)  $f_{up}$ 은 주로  $L_d$ 로 조절이 가능하다.
  - $L_d$ 의 증가는  $f_{up}$ 을 낮춘다.
- 5)  $C_d, L_d$  또한 최대 부성 저항값에 영향을 준다.
  - $C_d, L_d$ 의 증가는 부성저항을 크게 한다.

### III. 능동 대역통과 여파기의 설계

상기의 분석으로부터 부성저항 값을 갖는 주파수 대역을 조절할 수 있는 능동 대역통과 여파기를 설계할 수 있다. 그림 6은 제안된 능동 캐패시터스와 병렬 인덕터로 구성된 병렬 공진 회로이다. 인덕터로부터 발생하는 손실은 부성 저항 회로에서 보상이 가능하므로 공진 회로의 높은  $Q$ 를 구현할 수 있게 된다. 또한, 공진기의 게이트 단에 첨가된  $C_{ext}$ 는 회로의 공진 주파수를 좀더 원활히 조절할 수 있게 하는 역할을 한다. 본 논문에서는 원하는 주파수 대역에서의 부성 저항 값의 조절에 의한 능동 대역 통과 여파기 특성의 개선 정도를 보이기 위해 1.99 GHz에서 4단 능동 대역통과 여파기를 제작하였다. 일반적으로 단수가 증가할 경우, 잡음지수의 상승과 평탄도의 열화 현상이 두드러지며, 4단 여파기에서 그

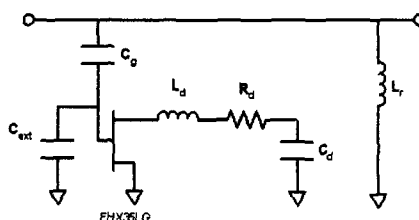
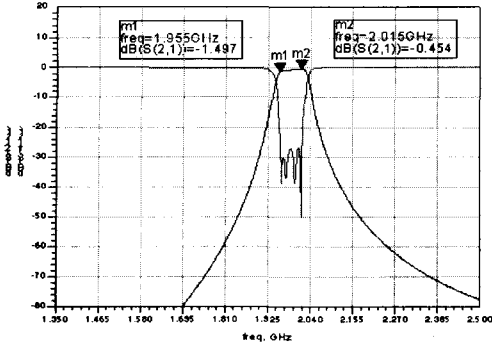
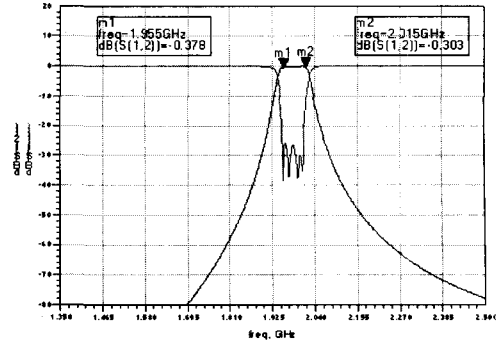


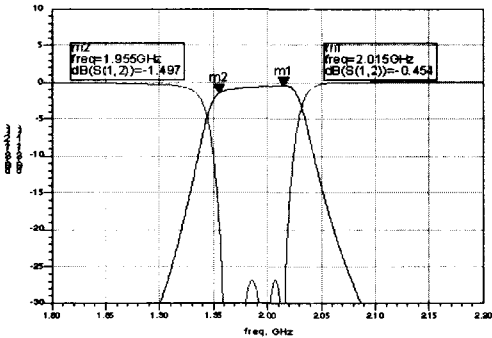
그림 6. 능동 공진 회로  
Fig. 6. Active resonator circuit.



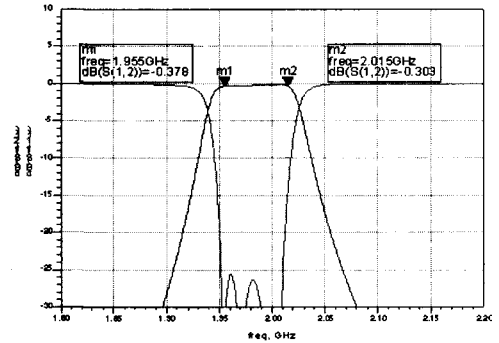
(a) 평탄도가 좋지 않은 능동 대역통과 여파기의 전달 특성  
 (a) Frequency response of active BPF with poor amplitude flatness in passband



(a) 평탄도 특성을 개선한 능동 대역통과 여파기의 전달 특성  
 (a) Frequency response of an active BPF with the enhanced amplitude flatness in passband



(b) 좁은 주파수 범위에서의 능동 여파기 특성  
 (b) Narrow-band frequency response of an active BPF



(b) 좁은 주파수 범위에서의 능동 여파기 특성  
 (b) Narrow-band frequency response of an active BPF

그림 7. 통과대역에서의 부정저항 특성을 고려하지 않은 능동여파기 특성

Fig. 7. Characteristics of an active BPF without considering negative resistance characteristic.

( $L_d = 12.5$  nH,  $C_d = 0.65$  pF,  $R_d = 0$   $\Omega$ )

그림 8. 통과대역에서의 부정저항 특성을 고려한 능동여파기 특성

Fig. 8. Characteristics of an active BPF considering negative resistance characteristic.

( $L_d = 11.6$  nH,  $C_d = 1.5$  pF,  $R_d = 5$   $\Omega$ )

결과가 잘 드러나게 된다. 설계는 고전적인 어드미턴스 인버터 이론을 바탕으로 기본적인 수동 여파기를 설계한 후 공진기의 수동 캐패시터를 앞서 분석한 능동 회로로 대체하여 이루어졌다. 시뮬레이션은 Agilent사의 ADS2002를 이용해 수행하였다<sup>[12]</sup>.

우선 주파수별 부정 저항의 특성을 고려하지 않고 설계한 경우 그림 7(a)와 같이 통과 대역에서 전달 특성이 평탄하지 못하고 한 쪽으로 기울어짐을 알 수 있다. 이를 더욱 명확히 보이기 위해 그림 7(b)와 같이 좁은 주파수 범위에 대해 나타내면 부정 저항 성분이 통과 대역 내에서 일정치 않음으로서 발생하는 대역내 평탄도의 열화를 관찰할 수 있다. 그

래서 본 논문에서는 앞의 직렬 변환 회로에 따른 부정 저항의 특성을 분석하여 설계에 반영하였다. 가령 이 경우를 보면 최대 부정 저항을 갖는 영역이 원하는 통과대역보다 높은 주파수에서 존재하여 2.015 GHz 부근의 삽입손실이 좋아짐을 그림 7(b)에서 볼 수 있다. 즉, 주파수가 높을수록 그 부정 저항이 커져 여파기의 통과대역이 그림 7(b)와 같이 왼쪽으로 기울어진 것이다. 이는 상위 저지대역의 반사 특성이 하위 저지대역보다 더 높은 값을 가짐을 보아도 알 수 있다. 그러므로 우리는 능동 캐패시턴스 회로의 부정저항 영역을 여파기의 통과대역과 동일하게 맞출 수 있어야 한다. 즉, 최대 부정 저항을 갖는 주

파수가 여파기 중심 주파수에 오도록 조정하면 되는 것이다.

$$\begin{aligned}
 C_{01} &= C_{45} = 0.73 \text{ pF}, L = 1.0 \text{ nH} \\
 C_{12} &= C_{34} = 0.21 \text{ pF}, C_{23} = 0.15 \text{ pF} \\
 C_1 &= C_4 = 9.3 \text{ pF}, C_2 = C_3 = 10.6 \text{ pF} \\
 C_{\text{ext}} &= 13.5 \text{ pF} \\
 R_d &= 5 \ \Omega, C_d = 1.5 \text{ pF}, L_d = 1.0 \text{ nH}
 \end{aligned}$$

우선 앞 절에서 고찰한 바와 같이  $f_{0}$ 는  $C_d$ 에,  $f_{up}$ 는  $L_d$ 에 지배적으로 영향이 있음을 알고 있으므로 통과대역 부근에서만 부성저항이 나타날 수 있도록  $C_d$ 와  $L_d$ 의 초기값을 정한다. 이때의 계산은 식 (7)에서와 같이  $R_d$ 가 존재하지 않는 가정에서 수행한다. 만일  $R_d$ 가 있다면  $f_{0}$  및  $f_{up}$ 를 구하는 수식이 매우 복잡해지므로 초기치를 결정하는 과정에서는 이를 생략한다. 그 뒤 부성저항이 나타나는 주파수 대역만을 정하는 과정에서 과도하게 커진 부성저항값을  $R_d$ 를 이용해 미세 조정하게 된다. 이 값은 부성저항값 자체를 조절할 뿐만 아니라, 부성저항의 주파수 범위 또한 조절할 수 있음을 앞 절에서 살펴보았다. 그러므로,  $L_d, C_d$ 를 이용해 초기 주파수 범위를 결정할 때에는 이를 고려해 보다 넓게 그리고, 약간 중심 주파수를 상향하여 결정하는 것이  $R_d$ 의 증가에 의한 부성저항 주파수대역 변화를 보상하는 방법이 된다. 이러한 과정을 거쳐 그림 7의 회로와 다른 부분은 같지만, 능동캐패시터 회로의 직렬 피이드백 부만을 변경하여 여파기의 성능을 개선한 회로를 시뮬레이션한 결과를 그림 8에 나타냈다. 그림 8(a), (b)와 같은 평탄한 전달 특성을 가지며, 이로써 능동 캐패시터 회로가 통과대역에서의 반사계수 특성이 거의

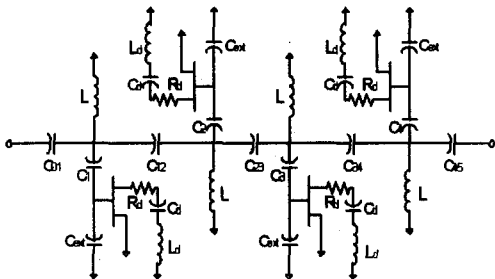


그림 9. 4단 능동 대역통과 여파기의 구조  
Fig. 9. Schematic of a 4-pole active BPF.

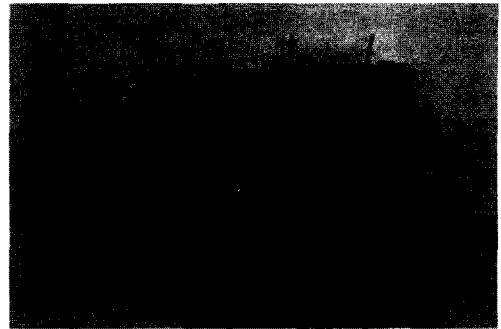


그림 10. 제작된 4단 능동 대역통과 여파기  
Fig. 10. The implemented 4-pole active BPF.

일정하게 나타나게 됨을 알 수 있다. 이때에 정해진 설계치를 그림 9에 블록도를 통해 제시하고 있다.

#### IV. 제작 및 측정

앞선 논의와 시뮬레이션을 토대로 설계된 그림 9의 4단 능동 대역통과 여파기를 제작하였다. 제작된 능동 여파기는 그림 10과 같다.

능동 회로에 사용된 트랜지스터는 Fujitsu사의 HEMT FHX35LG이며, 저잡음 특성을 위해  $V_{ds} = 3 \text{ V}$ 와  $I_{ds} = 10 \text{ mA}$ 에서 동작하도록 하였다. 그 이외의 소자들은 칩 타입의 집중 소자들을 이용하여 하이브리드 형태로 제작하였다. 제작한 결과, 그림 8에서의 시뮬레이션 결과와 일치하는 결과를 얻었다. 통과대역에서는 그림 11(a)처럼 평탄한 특성을 가지며 중심 주파수 1.99 GHz에서 60 MHz의 대역폭으로 상당

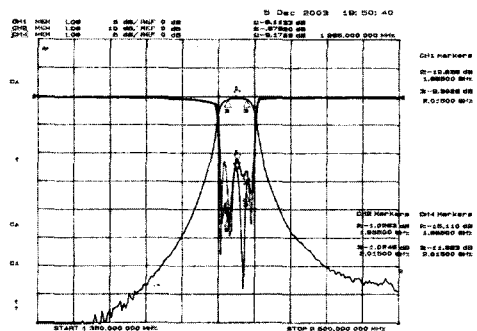


그림 11. 제작된 4단 능동 대역통과 여파기의 주파수 응답  
Fig. 11. Measured frequency response of the fabricated active BPF.

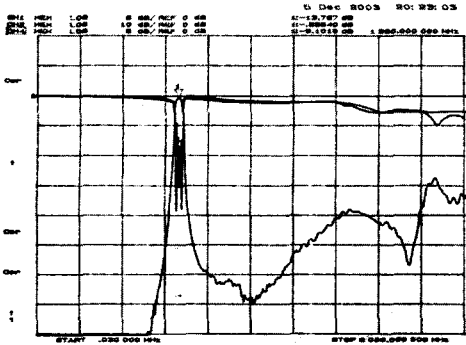


그림 12. 제작된 4단 능동 대역통과 여파기의 광대역 주파수 전달특성  
 Fig. 12. Measured wideband frequency response of the fabricated active BPF.

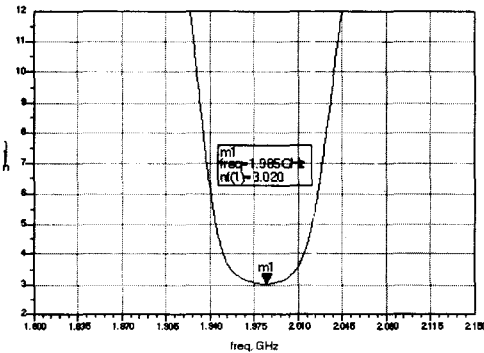


그림 13. 잡음 특성의 시뮬레이션  
 Fig. 13. Simulation result of noise performance.

히 협대역 특성을 얻어낼 수 있었고, 손실도  $-0.67$  dB의 저손실 특성을 얻어낼 수 있었다. 그리고 삽입 손실도  $-0.7$  dB ~  $-1.0$  dB로서 매우 평탄한 특성을 얻어낼 수 있었으며, 그림 12에서와 같이 제작한 능동 여파기의 광대역 주파수 전달특성을 측정된 결과도 기존의 수동 여파기보다 만족스러운 결과를 얻어낼 수 있었다. 그림 14의 잡음 특성 측정에 있어서 그림 13의 시뮬레이션 결과와 일치하는 3.0 dB 내외로 측정됨으로써 기존의 부성저항을 사용한 능동 대역통과 여파기에 비해서 개선된 잡음 특성을 보였다.

### V. 결론

본 논문에서는 능동 대역통과 여파기를 설계하는데 요구되는 부성 저항의 특성에 대해 분석하였다.

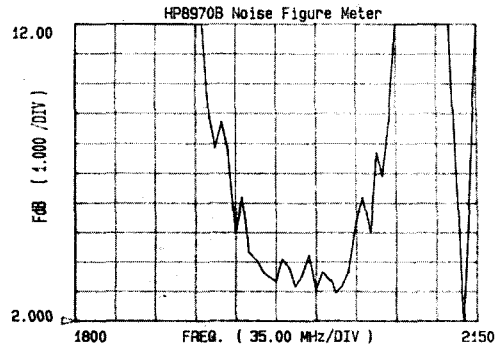


그림 14. 제작된 4단 능동 대역통과 여파기의 잡음 특성  
 Fig. 14. Noise characteristics of the fabricated active BPF.

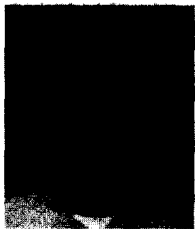
그 결과 직렬 케환 회로  $R_d$ ,  $C_d$ ,  $L_d$  값을 조절함으로써 임의의 주파수 대역에서 우리가 원하는 부성 저항 성분을 예측할 수 있게 되었고, 능동 여파기 설계에 있어서 발생하는 불안정성 문제, 통과대역의 평탄성 문제 등을 해결할 수 있게 되었다. 그리고 실제로 중심 주파수 1.99 GHz, 대역폭이 60 MHz인 4단 능동 대역 통과 여파기를 제작함으로써 우리가 원하는 임의의 대역에 대해 평탄한 전달 특성을 갖는 능동 대역통과 여파기를 설계할 수 있음을 보였다. 그 측정 결과 통과대역에서  $-0.67$  dB ~  $-1.0$  dB로 매우 평탄하면서 적은 손실 특성을 얻어낼 수 있었고, 잡음 지수에 있어서도 중심 주파수에서 3.0 dB 내외로 만족스러운 저잡음 특성을 확인할 수 있었다.

### 참고 문헌

- [1] Jae-Ryong Lee, Young-Hoon Chun and Sang-Won Yun, "A novel bandpass filter using active capacitance", 2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 3, pp. 1747-1750, 2003.
- [2] C. Y. Chang, T. Itoh, "Microwave active filters based on coupled negative resistance method", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-38, no. 9, pp. 1879-1884, Sep. 1990.
- [3] S. R. Chandler, I. C. Hunter and J. G. Gardiner, "Active varactor tunable bandpass filter", IEEE Microwave and Guided wave Letters, vol. 3, no. 3,

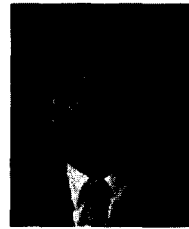
- pp. 70-71, Mar. 1993.
- [4] Kwok-Keung M, Cheng and Hil-Yee Chan, "Noise performance of resistance compensated microwave bandpass filters-theory and experiments", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-49, no. 5, pp. 924-927, May 2001.
- [5] I. C. Hunter, S. R. Chandler, D. Young and A. Kennerley, "Miniature microwave filters for communication systems", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-43, no. 9, pp. 1751-1757, Sep. 1995.
- [6] L. Billonnet, B. Jarry, S. E. Sussman-Fort, E. Rius, G. Tann'e, C. Person and S. Toutain, "Recent advances in microwave active filter design, part 2: tunable structures and frequency control techniques", *Wiley Periodicals, Inc. Int JRF and Microwave CAE 12*: pp. 177-189, 2002.
- [7] C. T. -C. Nguyen, "Frequency-selective MEMS for miniaturized low-power communication device", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-47, no. 8, pp. 1486-1503, Aug. 1999.
- [8] L. P. B. Katehi, G. M. Rebeiz and C. T.-C. Nguyen, "MEMS and Si-micromachined components for low-power, high-frequency communications systems", *1998 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 1, pp. 331-333, 1998.
- [9] H.-T. Kim, J.-H. Park, Y.-K. Kim and Y. Kwon, "Millimeter-wave micromachined tunable filters", *1999 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1235-1238, 1999.
- [10] K. M. Strohm, F. J. Schmuckle, O. Yaglioglu, J. F. Luy and W. Heinrich, "3-D silicon micromachined RF resonator", *2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1801-1804, 2003.
- [11] R. Aigner, J. Ella, H.-J. Timme, L. Elbrecht, W. Nessler and S. Marksteiner, "Advancement of MEMS into RF-filter applications", *International Electron Devices Meeting 2002. IEDM '02. Dig.*, pp. 897-900, Dec. 2002.
- [12] ADS2002, *Advanced Design System*, Agilent Technology, Palo Alto, CA.

## 방 인 대



2002년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)  
 2004년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2004년 2월~현재: 삼성전자  
 [주 관심분야] RF 여파기 설계 등

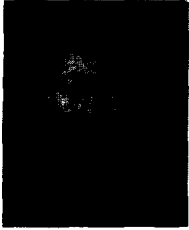
## 전 영 훈



1993년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)  
 1995년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2000년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학박사)  
 2000년 3월~2001년 8월: 동국대학교 밀리미터파 신기술 연구센터 박사후 연구원  
 2001년 9월~현재: 동국대학교 밀리미터파 신기술 연구센터 연구교수  
 [주 관심분야] 능동 여파기 설계, RF MEMS 회로설계 등



## 이재룡



1991년 2월: 서강대학교 물리학과 (이학사)

1996년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)

1998년 3월~2002년 8월: 서강대학교 전자공학과 (공학박사)

1996년~1998년 3월: 삼성전기주식

회사 주임연구원

2002년 9월~현재: 삼성전자주식회사 책임연구원

[주 관심분야] 초고주파 및 밀리미터파 회로 설계, RF 시스템

## 윤상원



1977년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)

1979년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)

1984년 2월: University of Texas at Austin (공학박사)

1988년 1월~12월: University of Texas at Austin 방문교수

1984년 9월~현재: 서강대학교 전자공학과 교수

[주 관심분야] 초고주파 및 밀리미터파 회로 설계, RF 시스템