

대역 내 진폭 특성의 평탄도를 고려한 4단 능동 대역통과 여파기 설계

방인대
서강대학교 전자공학과

Design of Active Bandpass Filter Considering The Amplitude Flatness of Passband

Inn-Dae Bang
Department of Electronic Engineering, Sogang University

Abstract /11 P

An active capacitance circuit is analyzed in depth and its application to active RF BPF with low noise figure is discussed. The characteristics of the active capacitance circuit made of FET[1] exhibits negative resistance and conventional capacitance, which is easily controlled. However, it is difficult to make the negative resistance adequate in the designated frequency range due to the lack of detailed analysis, which could make an active circuit unstable as the frequency is going higher or lower. In this paper, we analyzed the negative resistance characteristics of active capacitance circuits and also presented the method that the flatness of passband can be controlled. Finally we have designed a 4-stage active BPF, which results in bandwidth of 100 MHz, 0.04 dB insertion loss, 0.2 dB ripple, and noise figure of 2.4 dB at 1.75 GHz band.

Key Words : Active capacitance, flatness of passband, negative resistance, filter noise, common-source series feedback circuits

I. 서론

RFIC, MMIC와 같은 초고주파 대역의 집적회로에 있어 대역통과 여파기 설계 시 가장 어려운 점은 손실이 적은 공진기를 얻기 어렵다는 데에 있다. 이러한 공진기를 구현하기 위한 시도는 많았는데, 대표적으로 크게 RF MEMS를 이용한 방법과[7]-[11] 능동 공진기를 이용하는 방법이[1]-[6] 있다. 전자의 경우 그 신뢰도나 기존 집적 회로와의 호환성에 있어 어려움이 있고, 후자는 그 안정성 문제와 더불어 잡음 특성에 문제가 있을

「본 연구는 2003학년도 서강대학교 학내 연구비 지원금에 의하여 수행 되었습니다.」

수 있다. 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 공진기와 이에 대한 해석 및 RF BPF로의 응용에 관해 논하고자 한다. 이 회로에서 발생하는 부성저항 성분은 수동소자의 손실을 보상함과 동시에 저잡음 특성을 만족할 수 있다고 알려져 있다.[1] 그러나 부성 저항은 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. 이에 본 논문에서는 특히 그림 1(a)와 같이 제안된 능동 캐패시턴스 회로의 부성 저항 특성을 검토하고, 직렬 궤환 회로의 R, L, C 각 소자들이 부성 저항의 특성에 어떤 영향을 미치는지 분석하였다. 이 분석한 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 구현하여 그 특성을 확인하였다.

II. 이론

1. 부성 저항 이론

여기서 사용한 구조는 그림 1(a)에서 보듯이 공통소스 형태로서 드레인 단에 R, L, C를 직렬로 궤환 시킨 FET 회로이다. 이와 같은 회로는 발진기에 많이 사용되는 공통소스 혹은 공통에미터 회로에서와 같이 부성 저항을 갖게 되지만, 잡음의 급격한 증가를 막을 수 있다. 따라서, 이 구조로 부성 저항 회로를 구성하게 되면 능동 여파기의 잡음 특성을 상당히 향상시킬 수 있게 된다.[1] 본 논문에서는 제안된 여파기의 잡음 특성 분석보다 직렬 궤환 회로의 변화에 의한 주파수 전달 특성의 조절에 더 중점을 두고자 한다.

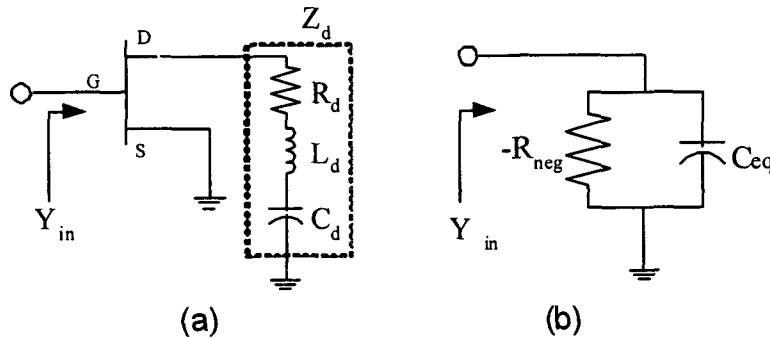


그림 1. 제안된 능동 캐패시턴스 구조 (a)와 그 등가 회로 (b)
Fig. 1. Proposed circuit (a) and its simple equivalent circuit (b)

그림 1은 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 2에서 등가 어드미턴스는 식 (1)과 같이 정리된다.

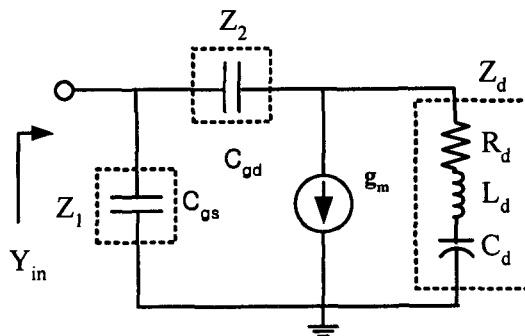


그림 2. 그림 1(a)의 보다 자세한 캐패시턴스 구조
Fig. 2. The detailed equivalent circuit of Fig. 1 (a)

$$Y_{in} = \frac{Z_1 + Z_2 + Z_d + g_m Z_1 Z_d}{Z_1(Z_2 + Z_d)} \dots\dots\dots (1)$$

이 때, 각 파라미터는 다음과 같다.

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_{gs}} = -jX_1, \quad Z_2 = \frac{1}{j\omega C_{gd}} = -jX_2$$

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

$$X_1, X_2 > 0$$

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

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

$$= \frac{1}{R_{neg}} + j\omega C_{eq} \dots\dots\dots (2) \quad \xi = R_d^2 + (X_d - X_2)^2$$

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.

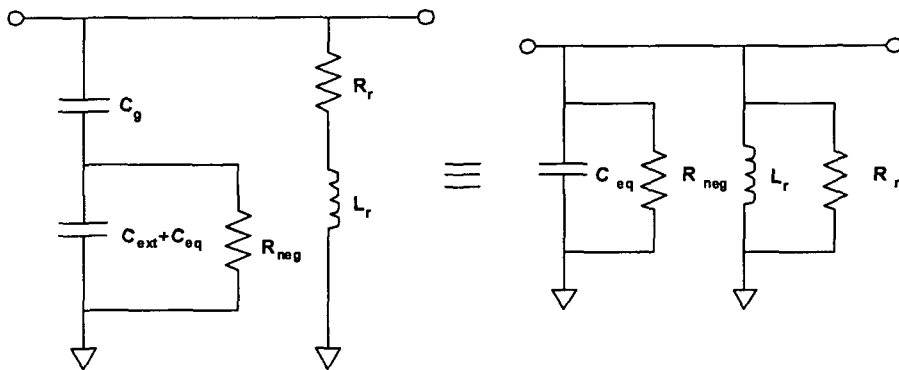


그림 3. 제안한 능동 캐패시턴스 회로로 구성된 공진기의 등가 회로
 Fig. 3. Equivalent circuit of the resonator employing the proposed active capacitor circuit

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

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

$$C_{Lo} = \frac{2C_d C_{gd}}{2C_{gd} + C_d \left\{ \left(1 - \frac{C_{gd}}{g_m L_d} (R_d + g_m R_d^2) \right) - \sqrt{\left(1 - \frac{C_{gd}}{g_m L_d} (R_d + g_m R_d^2) \right)^2 - \frac{2C_{gd}^2}{C_d g_m L_d} (R_d + g_m R_d^2)} \right\}} \dots\dots\dots (4)$$

$$C_{up} = \frac{2C_d C_{gd}}{2C_{gd} + C_d \left\{ \left(1 - \frac{C_{gd}}{g_m L_d} (R_d + g_m R_d^2) \right) + \sqrt{\left(1 - \frac{C_{gd}}{g_m L_d} (R_d + g_m R_d^2) \right)^2 - \frac{2C_{gd}^2}{C_d g_m L_d} (R_d + g_m R_d^2)} \right\}} \dots\dots\dots (5)$$

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

$$f_{\max_negative_res} = \frac{f_{up}|_{R_d=0}}{\sqrt{\left(1 + \frac{C_{gd} R_d}{L_d g_m} \right) \left(1 - \frac{C_{gd} R_d}{L_d g_m} \sqrt{\frac{1 + \frac{C_d}{L_d} g_m^2 \left(1 + \frac{C_{gd} R_d}{L_d g_m} \right)}{C_{gd} (C_{gd} + C_d)}} \right)}} \dots\dots\dots (6)$$

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

$$C_{Lo} = C_d \quad , \quad C_{up} = C_d // C_{gd}$$

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

위와 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 0~100Ω으로 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. 이때 사용된 파라미터 값들은 다음과 같다.

$L_d = 2.2 \text{ nH} \quad , \quad C_d = 10 \text{ pF} \quad , \quad R_d = 30 \text{ } \Omega \quad ,$ $C_{gs} = 0.8 \text{ pF} \quad , \quad C_{gd} = 0.16 \text{ pF} \quad , \quad g_m = 100 \text{ m}\Omega$

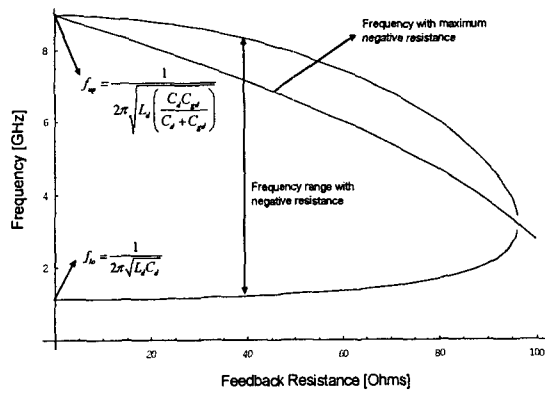


그림 4. (a) Rd의 변화에 의한 부정 저항을 갖는 주파수의 변화
 Fig. 4. (a) Frequency ranges in which the active capacitance circuit has negative resistance characteristic as Rd varies

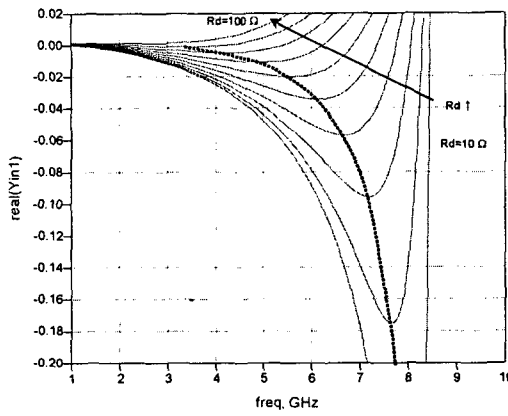


그림 4. (b) Rd의 변화에 의한 등가 컨덕턴스의 주파수 응답특성
 Fig. 4. (b) Frequency responses of equivalent conductance as Rd varies

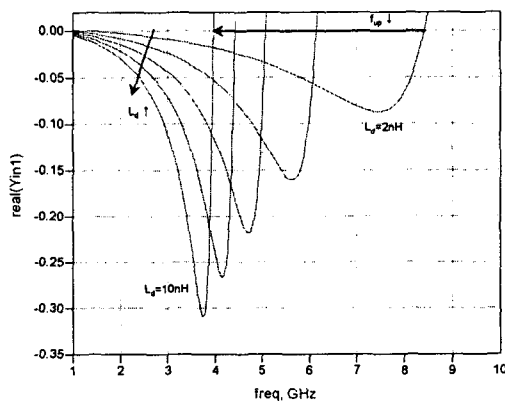


그림 5. (a) Ld 변화에 의한 등가 컨덕턴스의 주파수 응답특성
 Fig. 5. (a) Frequency responses of equivalent conductance as Ld varies

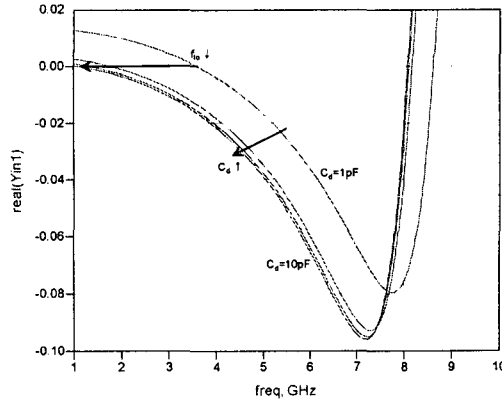


그림 5. (b) C_d 변화에 의한 등가 컨덕턴스의 주파수 응답특성
 Fig. 5. (b) Frequency responses of equivalent conductance as C_d varies

그 결과 그림 4(a) 에서 우리는 R_d 값이 커질수록 최대 부저항 값을 갖는 주파수도 낮아지고, 부저항 값을 갖는 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 우리는 다음과 같은 몇 가지 결론을 이끌어낼 수 있다.

- i. 부성 저항은 f_{lo} 에서부터 f_{up} 사이에 발생한다.
- ii. f_{lo} 는 주로 C_d 로 조절이 가능하다.
- iii. f_{up} 은 주로 L_d 로 조절이 가능하다.
- iv. R_d 와 C_d , L_d 는 최대 부성 저항을 갖는 주파수에 영향을 준다.

III. 능동 대역통과 여파기의 설계

이상의 분석으로부터 부성저항 값을 갖는 주파수 대역을 조절할 수 있는 능동 대역통과 여파기를 설계할 수 있다. 그림 6은 제안된 능동 캐패시턴스와 병렬 인덕터로 구성된 병렬 공진 회로이다.

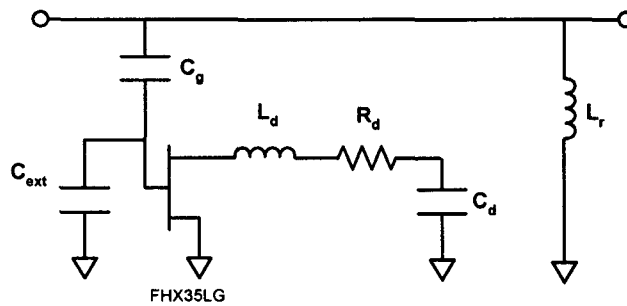
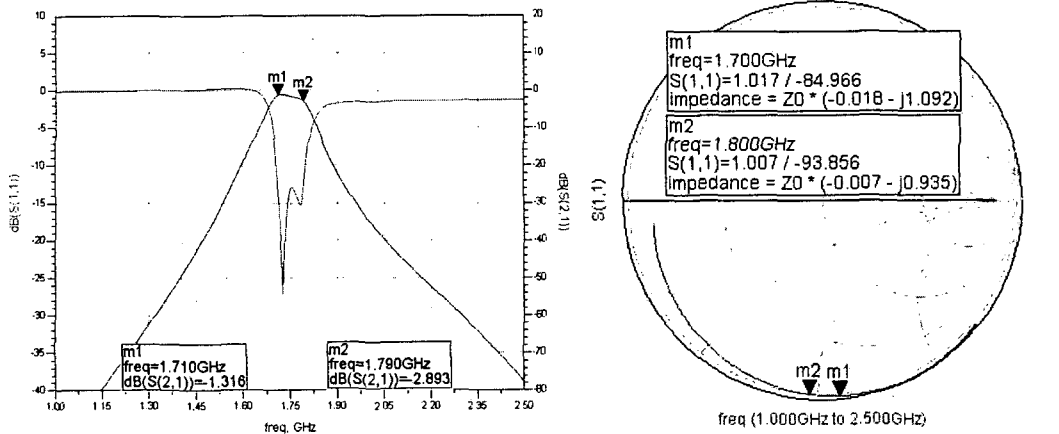


그림 6. 능동 공진 회로
 Fig. 6. Active resonator circuit

인덕터로부터 발생하는 손실은 부성 저항 회로에서 보상이 가능하므로 공진 회로의 높은 Q를 구현할 수 있게 된다. 또한, 공진기의 게이트 단에 첨가된 C_{ext} 는 회로의 공진 주파수를 좀더 원활히 조절할 수 있게 하

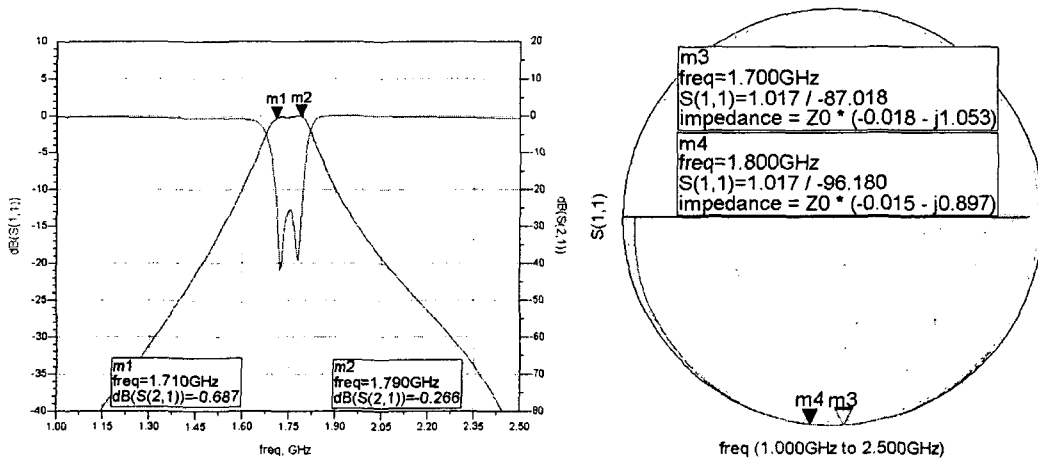
는 역할을 한다. 본 논문에서는 원하는 부성 저항 구현의 개선 정도를 보이기 위해 1.75GHz 에서 4단 능동 대역통과 여파기를 제작하였다. 설계는 고전적인 어드미턴스 인버터 이론을 바탕으로 기본적인 수동 여파기를 설계한 후 공진기의 수동 캐패시터를 앞서 분석한 능동 회로로 대체하여 이루어졌다. 시뮬레이션은 Agilent사의 ADS2002를 통해 이루어졌다.[12]



(a) 평탄도가 좋지 않은 능동 대역통과 여파기의 전달 특성
(a) Frequency Response of an Active BPF with Poor Amplitude Flatness in Passband
(b) 능동 캐패시턴스의 반사계수 특성
(b) S11 of active capacitance circuit

그림 7. 통과대역에서의 부성저항 특성을 고려하지 않은 경우 ($L_d = 6.8$ nH, $C_d = 56$ pF, $R_d = 30\Omega$)
Fig. 7. case not considering negative resistance characteristic ($L_d = 6.8$ nH, $C_d = 56$ pF, $R_d = 30\Omega$)

우선 주파수별 부성 저항의 특성을 고려하지 않고 설계한 경우 그림 7(a)와 같이 통과 대역에서 전달 특성이 평탄하지 못하고 한 쪽으로 기울어짐을 알 수 있다. 이는 능동 캐패시턴스의 반사 계수 특성을 보면 더욱 명확해 진다. 그림 7(b)를 보면 부성 저항 성분이 통과대역 내에서 일정치 않고 주파수에 따라 감소하는 모습을 볼 수 있다. 그래서 본 논문에서는 앞의 직렬 케환 회로에 따른 부성 저항의 특성을 분석하여 설계에 반영하였다. 가령 이 경우를 보면 최대 부성 저항을 갖는 영역이 원하는 통과대역보다 낮은 주파수에서 존재함을 알 수 있다. 그러므로 주파수가 낮을수록 그 부성 저항이 커져 여파기의 통과대역이 그림 7(a)와 같이 오른쪽으로 기울어진 것이다. 이는 하위 저지대역의 반사 특성이 상위 저지대역보다 더 높은 값을 가짐을 보아



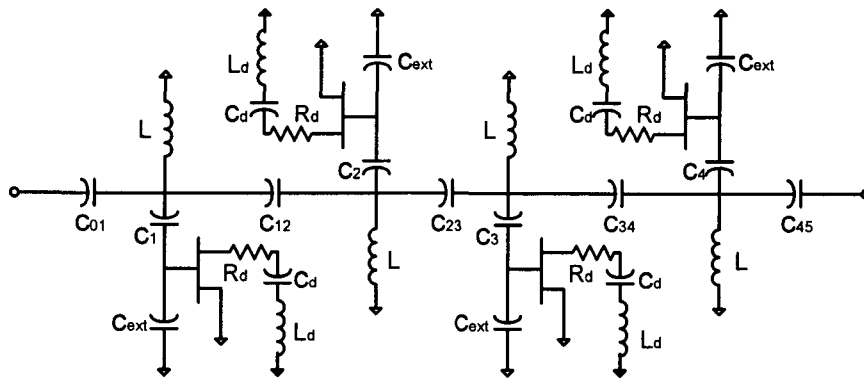
- (a) 평탄도 특성을 개선한 능동 대역통과 여파기의 전달 특성
- (b) 능동 캐패시턴스의 반사계수 특성
- (a) Frequency Response of an Active BPF with Enhanced Amplitude Flatness in Passband
- (b) S11 of active capacitance circuit

그림 8. 통과대역에서의 부정저항 특성을 고려한 경우 ($L_d = 1.2 \text{ nH}$, $C_d = 47 \text{ pF}$, $R_d = 15\Omega$)
 Fig. 8. case considering negative resistance characteristic ($L_d = 1.2 \text{ nH}$, $C_d = 47 \text{ pF}$, $R_d = 15\Omega$)

도 알 수 있다. 그러므로 우리는 능동 캐패시턴스 회로의 부정저항 영역을 여파기의 통과대역과 동일하게 맞출 수 있어야 한다. 즉, 최대 부정 저항을 갖는 주파수가 여파기 중심 주파수에 오도록 조정하면 되는 것이다. 그림 4(a)에서 능동 캐패시턴스 회로의 R_d 값이 감소하면 최대 부정 저항값을 갖는 주파수가 높아짐을 알고 있으므로 여기선 R_d 값을 감소시켜야 한다. 하지만 최대 부정 저항 주파수를 증가시키고자 R_d 값만 계속 감소시킨다면 부정저항 성분의 크기 또한 너무 커져 그 결과 발진할 가능성을 갖게 될 것이다. 이 때는 그림 5에서처럼 C_d 와 L_d 값을 감소 시켜 다시 부정 저항의 크기를 줄여주면 될 것이다. 그리고 마지막으로 f_{lo} 는 C_d 에, f_{up} 는 L_d 에 지배적으로 영향을 있음을 앞에서 알고 있으므로 적절하게 조절하면 통과대역 그림 8(a)와 같은 평탄한 전달 특성을 갖는 능동 여파기를 설계할 수 있을 것이다. 이 경우도 마찬가지로, 능동 캐패시턴스 성분만 따로 보아도 통과대역에서의 반사계수 특성이 거의 일정하게 나타나게 됨을 알 수 있다.

IV. 제작 및 측정

앞선 논의와 시뮬레이션을 토대로 4단 능동 대역통과 여파기를 제작하였다. 그 구조는 그림 9와 같다. 능동 회로에 사용된 트랜지스터는 Fujitsu 사의 HEMT FHX35LG이며, 저잡음 특성을 위해 $V_{ds} = 3V$ 와 $I_{ds} = 10mA$ 에서 동작하도록 하였다. 그 이외의 소자들은 칩 타입의 집중 소자들을 이용하여 하이브리드 형태로 제작하였다.



$C_{01} = C_{45} = 3.5\text{pF}$, $C_{12} = C_{23} = 0.75\text{pF} // 2\text{pF}$, $C_{34} = 0.5\text{pF} // 0.75\text{pF}$, $L = 1.2\text{nH}$, $C_1 = C_4 = 6\text{pF}$, $C_2 = C_3 = 7\text{pF}$, $C_{ext} = 0.75\text{pF}$, $C_d = 47\text{pF}$, $L_d = 1.2\text{nH}$, $R_d = 15\Omega$

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

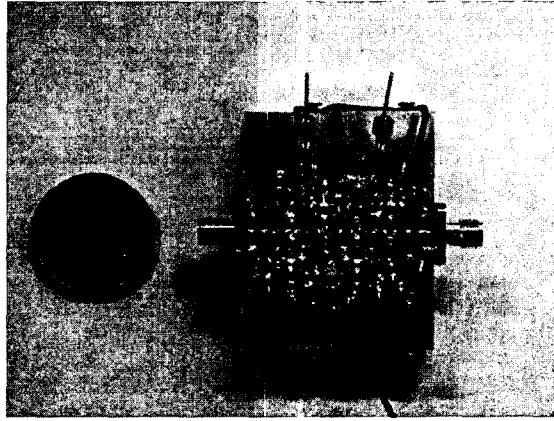
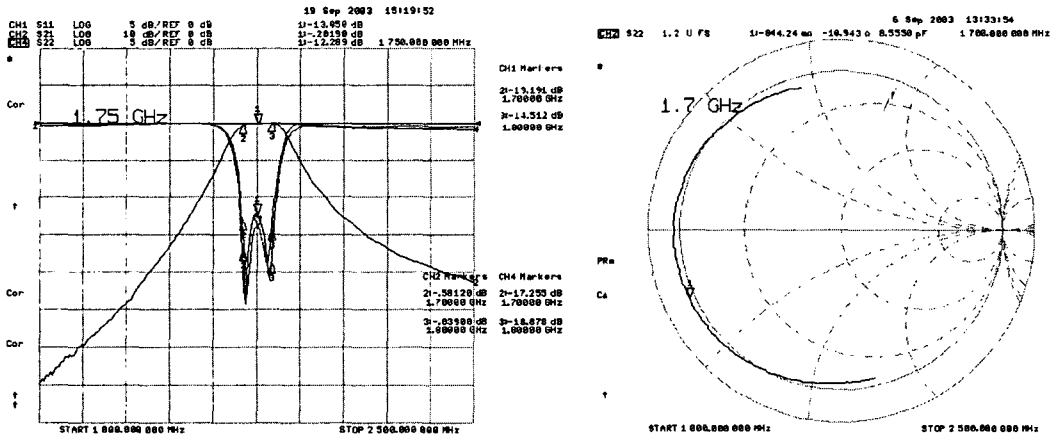


그림 10. 제작된 4단 능동 대역통과 여파기
 Fig. 10. The implemented 4-pole active BPF

그림 10과 같이 제작한 결과, 통과대역에서는 그림 11(a)처럼 평탄한 특성을 갖는 대역통과 여파기를 제작할 수 있었다. 실제로 통과대역에서의 손실을 보면 0.04dB ~ 0.2dB 로서 평탄하면서도 매우 적은 손실 특성을 얻었다. 그리고 능동 캐패시턴스의 반사계수를 따로 측정해 본 결과 그림 11(b)에서 보는 바와 같이 통과대역 내에서 최대의 부성저항 특성을 나타냄을 확인할 수 있었다. 또한 잡음 특성에 있어서도 그림 12의 시뮬레이션 결과처럼 3dB 내외로 측정됨으로써 여타 능동 대역통과 여파기에 비해서 매우 좋은 잡음 특성을 보였다.



(a) 여파기 전체의 전달특성
 (a) Measured Frequency Response of Active BPF
 (b) 능동 캐패시턴스의 반사계수 특성
 (b) Measured Frequency Response of Active Capacitance Circuit

그림 11. 제작한 능동 대역통과 여파기의 주파수 응답 측정값
 Fig. 11. Measured Frequency Response of Active BPF

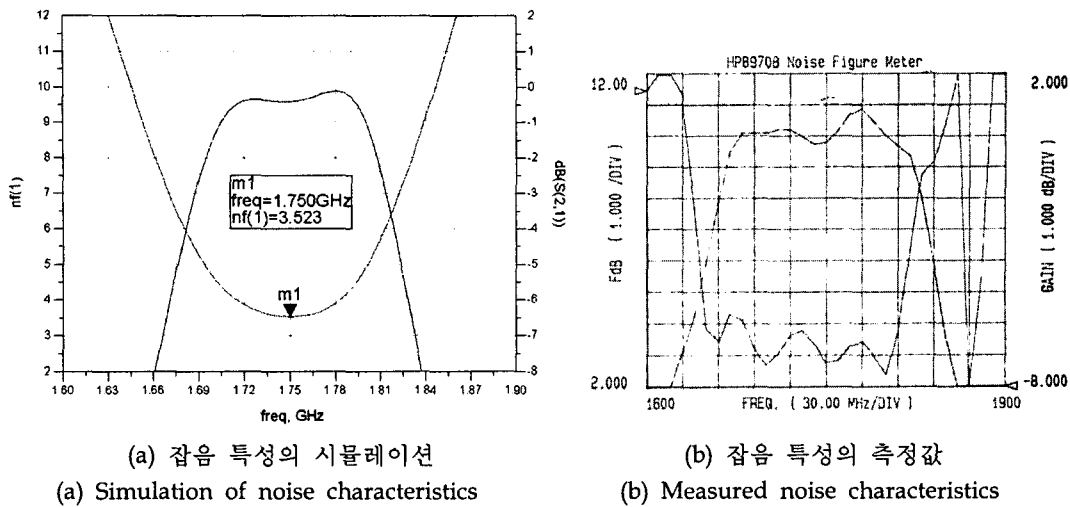


그림 12. 제작한 능동 대역통과 여파기의 잡음 특성

Fig. 12. Noise characteristics of Active BPF

V. 결론

본 논문에서는 능동 대역통과 여파기를 설계하는데 요구되는 부성 저항의 특성에 대해 분석 하였다. 그 결과 직렬 레환 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 1.75GHz, 대역폭이 100MHz 인 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 $-0.04\text{dB} \sim -0.2\text{dB}$ 로 매우 평탄하면서 적은 손실 특성을 얻어낼 수 있었고, 잡음 지수에 있어서도 중심 주파수 에서 2.4dB 정도로 만족한 저잡음 특성을 확인할 수 있었다.

VI. 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 and 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, Part2: 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