

저잡음 특성을 갖는 새로운 RF 능동 대역통과 여파기

A Novel RF Active Bandpass Filter with Low Noise Performance

이 재 룡 · 윤 상 원

J.-R. Lee · S.-W. Yun

요 약

본 논문은 저잡음 특성을 갖는 구조의 부정저항을 이용하여 공진부의 손실을 보상하는 새로운 구조의 공진회로를 제안하고 있다. 또한 여파기 설계시, noise 해석을 통하여 최적의 noise 특성을 갖도록 능동 대역통과 여파기의 설계방법을 제시하고 있다. FET에 의해 만들어진 능동 커패시터는 부정저항과 커패시턴스 성분을 가지고 있으며, 부정저항에 의해 공진회로를 구성하는 인덕터 소자의 손실을 보상해 준다. 기존의 능동 여파기는 대개 높은 잡음지수를 가지는데 반하여 제안된 능동 여파기는 능동소자의 잡음특성을 최소화하는 구조로 설계되었다. 잡음지수를 최소화함으로써 RFIC나 MMIC와 같은 집적회로로서 수신단 Front-end설계에 응용할 수 있다.

제작된 2단 능동대역통과 여파기는 1.9 GHz 대역에서 설계되었으며, 측정된 삽입손실은 0 dB, 잡음지수는 2.6 dB, 그리고 OIP3는 8 dBm의 특성을 얻었다.

Abstract

In this paper, a new topology of a active capacitor is proposed in order to apply the resonator in the design of RF active bandpass filters. Through the noise analysis of the active capacitor, the optimized low noise design process is also presented, Due to the low noise performance of the proposed active bandpass filter, it can be used in the RF front-end of the receivers.

In designed 2-stage active bandpass filter at 1.9 GHz shows insertion loss of 0 dB, noise figure of 2.6 dB, and OIP3 of 8 dBm.

Key words : Negative Resistance, Active Bandpass Filter

I. 서 론

MMIC기술의 이용은 현재 RF시스템을 구현하는데 있어 많은 장점들을 가지고 있다. 응용측면에서 보면, 대역통과 여파기의 경우는 passive 소자를 사용하여 구현되고 있다. 그러나 이러한 여파기의 경우 크기와 삽입손실에 있어서 문제점들을 가지고 있다. 이러한 잠재적인 해결은 MMIC상에 직접적으로 실장이 가능한 능동 대역통과 여파기의 개발에 있다. 최근까지 연구되어오고 있는 여러 기술중 하

나는 부정저항을 이용한 기술이다^{[1]~[9]}. 이 기술은 공진부의 손실을 보상하는 것으로 단순한 구조로서 많이 연구되어지고 있다.

현재 연구되어진 능동여파기의 noise 특성들은 기존의 passive 여파기와 비교되어야 하는데, 기존에 제안된 대부분의 능동 여파기들은 noise 특성이 나쁘거나, 측정이 되어 있지 않은 실정이다. 단지 몇 명만이 기존의 능동여파기의 noise 분석을 하고, 측정된 data를 나타내고 있다^{[10],[11]}.

이 논문은 새로운 구조의 부정저항을 제안하면

서강대학교 전자공학과(Dept. of Electronics Engineering, Sogang University)

· 논문 번호 : 20020525-02S

· 수정완료일자 : 2002년 7월 18일

서, 능동 대역통과 여파기의 noise 해석을 통하여, 여파기 설계시 noise를 예측하고, 최적의 잡음지수로 설계할 수 있도록 제시하고 있다.

II. 제안된 부성저항 이론

제안된 구조의 간단한 등가회로는 그림 1에 나타나 있다. 이 구조는 간단하게 부성저항을 common-drain inductive and capacitive series feedback circuit로서 구현할 수 있다.

그림 1에서 input impedance를 살펴보면

$$Z_{input} = Z_4 + \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_2 + Z_3 + g_m Z_1 Z_3} \quad (1)$$

여기에서, 변수들은 다음과 같다.

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

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

$$Z_3 = j\left(\omega L_d - \frac{1}{\omega C_d}\right) + R_d = jX_3 + R_d$$

$$Z_4 = \frac{1}{j\omega C_g} = -jX_4$$

식 (1)은

$$Z_{input} = R_- + \frac{1}{j\omega C_{eq}} \quad (2)$$

이와 같이 표현되어질 수 있고, 부성저항(R_-)을 갖는 조건을 살펴보면,

$$\frac{1}{\sqrt{L_d C_d}} < \omega < \frac{1}{\sqrt{L_d \frac{C_d C_{gd}}{C_d + C_{gd}}}} \quad (3)$$

이다. 식 (3)에서 알 수 있듯이, 부성저항은 외부소자인 L_d 와 C_d 에 의해서 만들어질 수 있다.

제안된 구조에 병렬로 인덕터 L_r 를 연결할 경우 손실없는 공진부를 만들 수 있다. 이때 공진부의 공진주파수는 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{eq}}}$ 으로 나타낼 수 있다.

III. 2단 여파기의 noise 해석

능동 여파기의 경우, 능동소자를 사용하기 때문

저잡음 특성을 갖는 새로운 RF 능동 대역통과 여파기

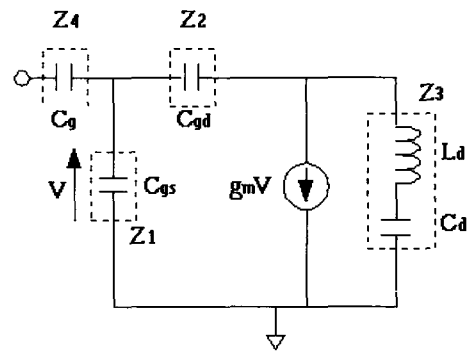


그림 1. 제안된 구조의 등가회로

Fig. 1. Equivalent circuit of proposed topology.

에 능동소자에 의한 noise가 수동 여파기와는 달리 문제가 되고 있다. 이러한 능동소자에 의한 noise를 최소화하는 능동 여파기의 설계가 필요하다. 특히 능동소자에 feedback에 의한 noise 영향은 매우 크기 때문에 이러한 feedback 효과를 최소화하는 것이 중요하다.

본 논문에서는 noise 영향이 큰 기존의 feedback 구조와는 달리 noise 영향을 최소화 시키는 구조를 제안하여 이에 대한 noise 해석을 살펴본다.

첫 번째로 공진부에 대한 noise 해석을 해보면, 그림 2는 능동소자를 이용한 공진부를 구성하는 회

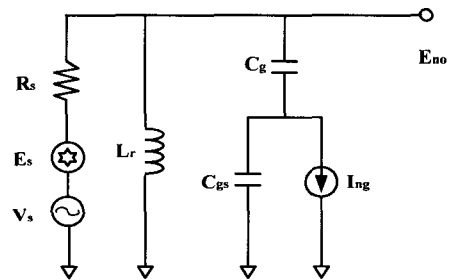


그림 2. 공진부의 Noise 등가회로

- E_s = 입력 전압 잡음원
- R_s = 소스저항
- I_n = FET의 전류 잡음원
- E_{no} = 전체 출력잡음

Fig. 2. Noise equivalent circuit of resonator.

- E_s = input noise voltage source
- R_s = source resistance
- I_n = noise current source of FET
- E_{no} = total output noise

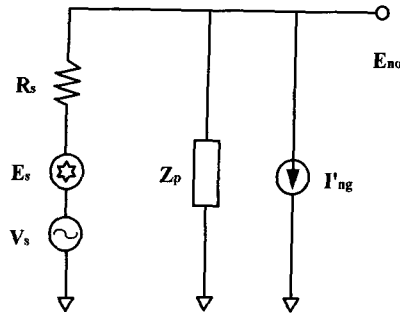


그림 3. 그림 2의 등가회로
Fig. 3. Equivalent circuit of Fig. 2.

로로서, 여기에서 사용된 인덕터는 손실없는 소자로 가정했다. 그림 3은 그림 2의 또다른 등가회로이다.

그림 3에서, Z_p 는

$$Z_p = \frac{Z_{gs} * Z_g}{Z_{gs} + Z_g} // Z_r \quad (4)$$

$$Z_{gs} = \frac{1}{j\omega C_{gs}}, \quad Z_g = \frac{1}{j\omega C_g}, \quad Z_r = j\omega L_r$$

이다. 여기에서 equivalent noise current source는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} |I_{ng}|^2 &= \left| \frac{Z_{gs}}{Z_{gs} + Z_g} \right|^2 |I_{ng}|^2 \\ &= \left| \frac{1}{1 + \frac{C_{gs}}{C_g}} \right|^2 |I_{ng}|^2 \end{aligned} \quad (5)$$

또한 input noise voltage source는 $E_s^2 = 4kTB R_s$ 으로 k 는 Boltzmanns constant, 그리고 B is noise bandwidth이다. 따라서 noise factor는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$F = 1 + \frac{\left| \frac{C_g}{C_g + C_{gs}} \right|^2 I_{nd}^2 R_s}{4kTB} \quad (6)$$

식 (6)에서 알 수 있듯이 첫 번째로 Z_p 가 순수한 reactance 성분이면 잡음지수에 영향을 주지 않는다는 것이고, 두 번째로 C_{gs}/C_g 비가 클수록 공진부의 잡음지수가 작아진다는 것을 알 수 있다.

두 번째로 여파기에 사용한 능동소자에 의한 noise source를 알아보면, 일반적으로 사용된 FET을 50Ω 으로 연결된 상태에서 측정된 잡음지수를 이

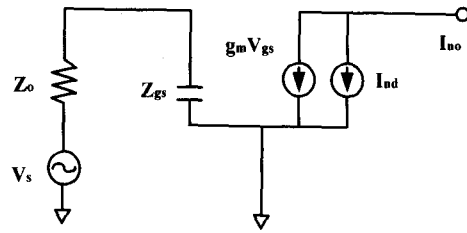


그림 4. FET의 noise 등가회로

V_s = 입력 전압 잡음원

g_m = FET의 트랜스컨덕턴스

I_{nd} = FET의 드레인 잡음 전류

I_{no} = 출력 잡음 전류

$Z_{gs} = 1/j\omega C_{gs}$

Fig. 4. Noise equivalent circuit of FET.

V_s = input noise voltage source

g_m = transconductance of FET

I_{nd} = drain noise current of FET

I_{no} = output noise current

$Z_{gs} = 1/j\omega C_{gs}$

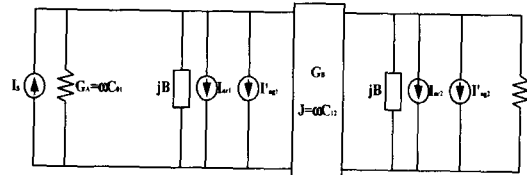


그림 5. 2단 능동여파기의 noise 등가회로

Fig. 5. Noise circuit model of the 2-stage active bandpass filter.

용하여 계산할 수 있다. 그림 4는 FET의 기본적인 noise 회로이다^[11]. 따라서 FET의 noise source는 식 (7)과 같이 표현될 수 있다.

$$\frac{|I_{nd}|^2}{4kTB} = (F_{50} - 1) Z_0 g_m^2 \quad (7)$$

마지막으로 그림 5에서와 같이 2단 여파기에 대한 잡음지수를 살펴보면, noise source는 두가지로 나타낼 수 있다. 첫 번째는 사용된 인덕터에 의한 noise source(I_{nr1} , I_{nr2})이고, 두 번째는 사용된 능동소자에 의한 noise source(I_{ng1} , I_{ng2})이다.

여기에서 noise source들은 다음과 같이 표현되고,

$$\begin{aligned}
 |I_s|^2 &= 4kTB\omega_0 C_{12} \\
 |I_{nr1}|^2 &= |I_{nr2}|^2 = |I_{nr}|^2 = 4kTBG \\
 |I_{nd1}|^2 &= |I_{nd2}|^2 = |I_{nd}|^2 \quad (8)
 \end{aligned}$$

여기에서 여파기 이론^[13]과 공진부의 인덕터의 손실부분을 부성저항으로 보상해 주는 조건^[6], 그리고 고유적인 FET의 noise source 관계식^[12]을 이용하면, 다음과 같이 잡음지수를 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 F &= 1 + 2 \frac{(|I_{nr}|^2 + |I_{nd}|^2)}{|I_s|^2} \\
 &= 1 + 2 \frac{\sqrt{g_1 g_2}}{Q} \left(\frac{\omega_0}{BW} \right) \left[1 + \left| \frac{1}{1 + \frac{C_{gs}}{C_g}} \right|^2 \right. \\
 &\quad \left. \cdot (F_{50} - 1) \frac{Z_0 \omega^2 C_{gs}^2 R}{G P} \right] \quad (9)
 \end{aligned}$$

식 (9)에서 유도된 잡음지수에 영향을 주는 요소에 대한 특성을 살펴보면,

1. 여파기 설계시 리플, BW에 의한 영향
 2. 사용되는 인덕터의 quality factor에 의한 영향
 3. FET의 F_{50} 과 gate단의 커패시턴스의 비 $\left(\frac{C_{gs}}{C_g}\right)$ 에 의한 영향
 4. 여파기의 단수에 따라 단수배 만큼 잡음지수가 증가
- 특히, 항목 1, 2에 의한 영향이 크다.

IV. 실험 결과

위의 분석으로부터 저잡음 특성을 갖는 능동여파기를 설계할 수 있다. 그림 6은 제안된 구조를 이용하여 제작된 2단 능동 여파기의 회로를 보여주고 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 공진부는 FET의 드레인단에 외부소자 C_d 와 L_d 를 연결하고, 외부 병렬 인덕터 L_r , 그리고 FET의 gate 단에 외부 직렬 커패시터 C_g 를 연결하여 구성하였다. 실험에서 설계된 2단 능동 대역통과 여파기는 1.9 GHz 대역에서 설계하였으며, 사용된 능동소자는 GaAs FET ATF-21186으로, 이 FET의 bias 는 V_{ds} 가 2 V이고, 전류는 15 mA이다.

그림 7은 측정된 주파수 응답특성을 보여주고 있

저잡음 특성을 갖는 새로운 RF 능동 대역통과 여파기

다. 중심주파수에서 삽입손실이 0 dB 이며, 3 dB bandwidth에서 155 MHz의 bandwidth를 가짐을 알 수 있다. 그림 8은 측정된 잡음지수를 보여주고 있다. 중심주파수에서 2.6 dB의 잡음지수를 나타내고 있다. 여기에서 3장에서 이론적인 잡음지수를 계산해 보면 3.6 dB의 잡음지수를 갖는데, 실험과 이론

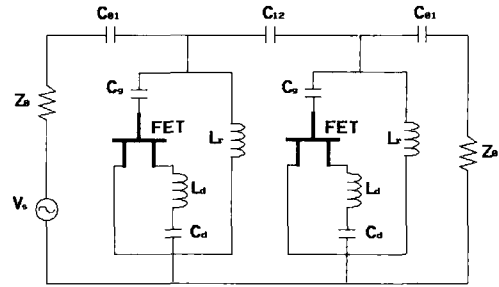


그림 6. 2단 능동 여파기 회로도
Fig. 6. 2-stage active filter circuit.

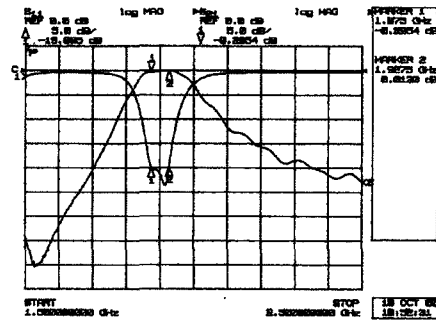


그림 7. 측정된 주파수 응답특성
Fig. 7. The measured frequency responses.

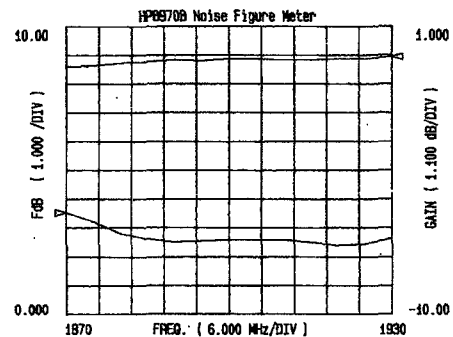


그림 8. 측정된 잡음지수
Fig. 8. The measured noise figure performance.

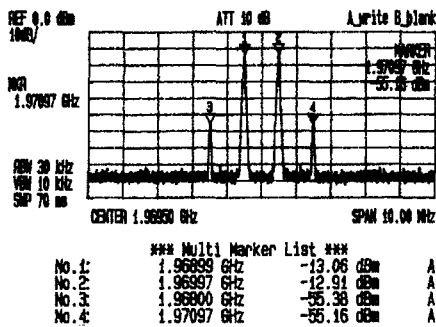


그림 9. 측정된 IMD 특성

Fig. 9. The measured IMD performance.

치가 1 dB 정도의 차이를 보이고 있다. 그림 9는 측정된 intermodulation distortion을 보여주고 있다. 입력power가 -13 dBm 2-tone 일 때 IM은 -55 dBm 정도로 입력 IP3가 8 dBm을 보여주고 있다. 측정된 데이터를 분석해 볼 때 저잡음 특성을 가지면서, 넓은 선형성을 가지는 능동 여파기임을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서 제안된 부성저항 구조는 noise 해석을 통해서 알 수 있듯이 저잡음 특성을 갖는 구조를 가지면서, 최적의 noise 특성을 갖도록 설계가 가능하다. 선형성에 있어서도 다른 능동대역통과 여파기에 비해 넓은 범위를 가지고 있으며, 구조면에서도 구현하기가 간단하다. 따라서 현재 MMIC기술로 One-chip화하는데 있어서, 수동 여파기를 대체하여 수신단에서의 사용이 가능하다.

제작된 2단 능동 대역통과 여파기는 1.9 GHz 대역에서 설계되었으며, 측정된 특성들을 살펴보면, 3 dB bandwidth에서 155 MHz의 bandwidth를 가지고, 삽입손실은 거의 0 dB, 중심주파수에서 여파기의 잡음지수는 2.6 dB, 그리고 입력 IP3는 8 dBm의 특성을 얻었다.

참 고 문 헌

[1] U. Karacaoglu, I. D. Robertson, "MMIC Active Bandpass Filter Using Negative Resistance Elements", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*

Dig., pp. 135-138, Jun. 1995.

[2] Richard V. Snyder, JR. and David L. Bozarth, "Analysis and Design of a Microwave Transistor Active Filter", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 18, no. 1, pp. 2-9, Jan. 1970.

[3] B. P. Hopf, I. Wolff and M. Guglielmi, "Coplanar MMIC Active Bandpass Filters Using Negative Resistance Circuits", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no. 9, pp. 2598-2602, Sep. 1994.

[4] U. Karacaoglu, I. D. Robertson and M. Guglielmi, "Microstrip Bandpass Filters using MMIC Negative Resistance Circuits for Loss Compensation", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 613-616, 1994.

[5] C. Y. Chang, T. Itoh, "Microwave Active Filters Based on Coupled Negative Resistance Method", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 9, pp. 1879-1884, Sep. 1990.

[6] Kwok-Keung M, Cheng and Siu-Chung Chan, "Reduction of Intermodulation Distortion in Microwave Active Bandpass Filters-Theory and Experiments", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, no. 2, pp. 221-225, Feb. 2000.

[7] I. C. Hunter, S. R. Chandler, D. Young and A. Kennerley, "Miniature Microwave Filters for Communication Systems", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 9, pp. 1751-1757, Sep. 1995.

[8] H. Trabelsi, C. Cruchon, "A Varactor-Tuned Active Microwave Bandpass Filter", *IEEE Microwave and Guided wave Letters*, vol. 2, no. 6, pp. 231-232, Jun. 1992.

[9] 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.

[10] Eric C. Krantz, G. R. Branner, "Active Microwave Filters with Noise Performance Considerations", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no. 7, pp. 1368-1378, Jul. 1994.

[11] Kwok-Keung M. Cheng, Hil-Yee Chan, "Noise Performance of Negative-Resistance Compensated Microwave Bandpass Filters-Theory and Experiments", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 5, May 2001.

[12] Fernando Colombani, Edmar Camargo, "Extraction of Microwave Noise Parameters of FET

저잡음 특성을 갖는 새로운 RF 능동 대역통과 여파기

Devices", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 439-442, 1990.

[13] G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, McGraw Hill, 1964.

이 재 룡



1991년 2월: 서강대학교 물리학과 (이학사)
 1996년 2월: 서강대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
 1996년~1998년 3월: 삼성전기주식회사 주임연구원
 1998년 3월~현재: 서강대학교 전

자공학과 박사과정

[주 관심분야] 초고주파 및 밀리미터파 회로 설계, RF 시스템

윤 상 원



1977년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
 1979년 2월: 서울대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
 1984년 5월: 미국 Texas 주립대학교 전기공학과 (공학박사)
 1984년 9월~현재: 서강대학교 전

자공학과 교수

[주 관심분야] 초고주파 및 밀리미터파 회로 설계, RF 시스템