

능동 임피던스 인버터를 이용한 RF 능동 대역 통과 여파기의 설계

The Design of RF Active Bandpass Filters using Active Impedance Inverters

전영훈 · 윤상원

Young-Hoon Chun · Sang-Won Yun

요 약

능동 여파기는 고집적화를 통한 소형화 추세에 있는 고주파 회로 block에 있어서 가장 핵심적인 부분중의 하나로 많은 연구가 진행되고 있으며 다수의 논문들이 발표되어 왔다. 본 논문에서는 공진기와 공진기를 연결하고 있는 인버터를 능동소자로 대체하여 여파기를 설계하는 방법을 제시하였다. 기존의 논문에서도 본 방법으로 연구된 사례가 있지만, 능동소자 및 능동회로로 구성된 인버터의 성능을 이론적으로 분석하지 않고 증폭기 block으로 사용하였기 때문에 여파기 성능에 미치는 영향을 고려하지 않았다. 본 논문에서는 능동소자가 갖는 특성을 해석하여 기존의 고주파 여파기 회로 설계방식에 그대로 이용할 수 있는 방법을 제시하였다. 설계된 3단 능동 여파기의 특성은 중심 주파수 865 MHz, 대역폭 75 MHz, 삽입 이득 24 MHz, 잡음지수는 2.5 dB이하를 보였다.

Abstract

This paper describes the design method of active bandpass filters which employ active impedance inverters. Several authors have reported active bandpass filters. However, the functional description of the active blocks in the filters have not been throughly studied. In this paper, the active inverter block of the bandpass filter is analyzed in the view point of filter design. The designed 3-pole bandpass filter has its insertion gain of 24 dB at the center frequency of 865 MHz with 75 MHz bandwidth. The noise figure of the active bandpass filter is less than 2.5 dB within its passband.

I. 서 론

통신용 단말기를 소형화하기 위하여 RF회로를 집적화하기 위하여 증폭기, 믹서 VCO 등의 핵심부품은 RFIC로 설계하는 데 많은 진전이 있었으며 상

용화 단계에까지 이르게 되었다. 그러나, 대역통과 여파기를 집적화하는 문제는 아직 많은 연구가 이루어져야 one chip으로 RF block이 설계될 수 있다고 판단된다. 따라서, 능동 대역통과 여파기를 설계하는 방법에 대하여 많은 연구가 진행되었으며, 여러 논문이 발표되었다. 이를 크게 분류하면 능동 공진

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

· 논문 번호 : 990826-03S

· 수정완료일자 : 1999년 9월 6일

기를 이용한 것^{[1]-[5]}과 능동 인버터를 이용한 것^{[6]-[9]} 그리고, 트랜스버설 여파기^{[10]-[12]}로 나눌 수 있다.

능동 공진기를 이용한 여파기는 트랜지스터의 부성 저항을 이용하여 공진기의 손실을 보상하는 원리를 사용한다. 이 경우 삽입 손실을 줄이거나, 이득을 얻을 수는 있지만, 잡음지수의 관점에서는 그다지 좋은 선택이 아니다. 그 이유는 능동 공진기를 사용한 능동 여파기의 잡음원(雜音源)은 공진기 뿐만 아니라 능동 소자까지 포함되기 때문이다. 특히, 트랜지스터의 반사계수를 1보다 크게 하는 구조를 사용하므로 발진의 가능성이 상존한다는 문제도 안고 있다. 이에 반해 능동 인버터를 이용하면 공진기의 손실을 트랜지스터의 트랜스컨덕턴스를 사용하여 보상할 수 있다. 이 경우 능동 공진기를 이용한 것보다 더 큰 이득을 얻을 수 있기 때문에 공진기의 손실에 의한 잡음지수의 증가를 어느 정도 보상이 가능하다. 또한, 트랜지스터의 기본적인 적용이 증폭기의 설계와 일치하므로 발진의 가능성을 줄일 수 있다. 이러한 인버터를 이용한 사례는 [6]~[9] 등에서 찾을 수 있지만, 이런 사례들에 있어서의 공통점은 완전히 수동소자로 구성된 인버터를 대치하지는 못하고 단순히 트랜지스터의 입력력 임피던스가 다른 점만을 이용하거나, 또 다른 수동 인버터를 사용했다는 점이다.

본 논문에서는 트랜지스터의 입력 및 출력 임피던스를 가변할 수 있도록 피드백 회로를 첨가하여 인버터값을 가변할 수 있는 구조를 제시하였다. 이러한 방법으로 기존의 필터 이론을 이용하면서 능동 여파기를 좀 더 쉽게 설계할 수 있는 방법을 제시하고자 한다.

II. 본 론

2-1 능동 여파기의 설계방법

앞에서 언급한 바와 같이 고주파 여파기의 소형,

집적화를 위하여 능동소자를 이용한 설계방법은 여러 가지 각도로 시도되어 왔다. 먼저 고주파 여파기의 가장 일반적인 설계 방법인 공진기와 인버터를 이용한 여파기 설계방법을 이용하여 그 중에 가장 손실을 많이 발생케 하는 공진기의 손실을 보상하게 하는 방법이 있다^{[1]-[5]}. 이러한 방법은 지금까지 발표된 능동여파기 회로 중 대부분을 차지할 만큼 가장 많이 연구된 방법이다. 그러나, 이러한 방법은 그림 1(a)에서 보는 바와 같이 공진기의 손실과 능동 소자에서 추가되는 잡음으로 인한 여파기 전체의 잡음지수의 증가를 초래한다. 뿐만 아니라, 능동소자의 구성이 1단자 회로로 되어 있는데, 이 부분의 입력 임피던스가 부성 저항성분을 갖도록 설계되어야 하므로 발진의 주된 요인으로 작용할 수 있으므로, 설계시 세심한 주의를 기울여야 한다.

또 다른 접근 방법으로는 그림 1(b)에서 보는 바와 같은 디지털 여파기 회로에서 사용되는 트랜스버설 여파기를 들 수 있다^{[10]-[12]}. 위에서 설명한 능동 공진기를 이용한 여파기의 설계와는 달리 능동소자를 2단자 회로로 구성하여 이용하므로 발진의 문제는 많이 해결할 수 있으며, 여파기의 응답특성을 개

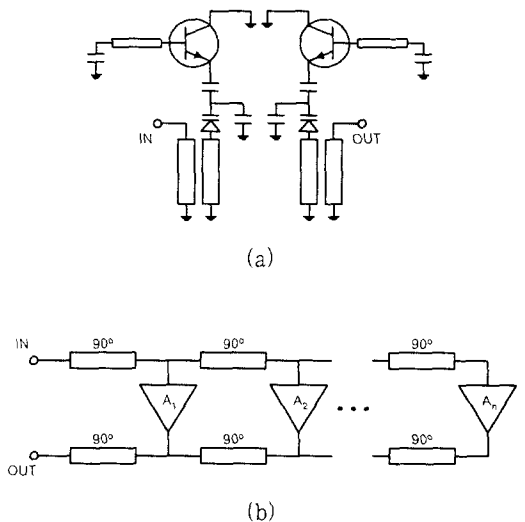
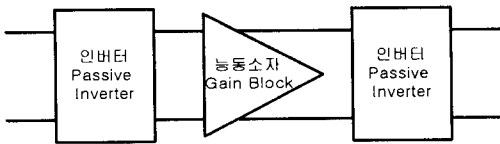


그림 1. 기존에 발표된 능동 여파기의 예^{[3],[11]}
Fig. 1. Various types of active filters^{[3],[11]}.

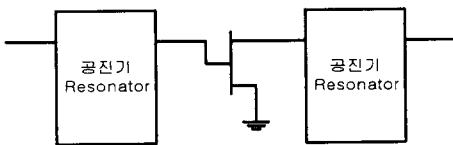
선시될 수도 있지만, 많은 능동소자와 지연 선로를 필요로 하는 단점을 가진다.

능동 인버터를 이용한 능동 여파기의 설계는 그림 2와 같은 회로로 제시되었다. 그러나, 능동 소자의 트랜스 컨덕턴스 값만을 이용하거나, 능동소자의 입출력 쪽에 별도의 수동 인버터를 삽입하는 방식으로 설계를 하였다. 먼저 그림 2(a)에는 전체 인버터를 수동 인버터 2개와 이득 블록으로 구성하였다. 이것은 능동소자의 입출력 임피던스를 수동 인버터를 이용해 가변시켜 원하는 전체 인버터 값을 얻기 위한 방법이다^[7]. 또한, 그림 2(b)는 능동소자만을 인버터로 사용한 예인데^{[6],[8],[9]}, 이 경우에는 인버터 값이 능동소자를 선택함으로써 결정된다. 대부분의 능동소자의 경우 그 구조적 차이로 입출력 임피던스가 결정되므로 인버터 값은 매우 제한적일 수 밖에 없다. 또한, 이 방법을 이용한 인버터의 경우 입력에서 출력쪽으로의 임피던스 변화량과 출력에서 입력쪽으로의 임피던스 변화량이 많이 다를 수 있다. 즉, 인버터값이 입출력 방향에 따라 달라질 수 있다. 이것으로 인해 여파기의 입출력 임피던스가 어긋나므로, 이에 따른 정합 정도가 많이 달라질 수 있다.

본 논문에서는 이러한 문제점들을 해결하기 위한 방안으로 인버터 값을 가변할 수 있도록 능동소자에



(a) 능동소자와 수동인버터를 하나의 인버터로 구성한 예^[7]



(b) 능동소자의 트랜스 컨덕턴스만을 이용해 인버터로 사용한 예^[9]

그림 2. 기존의 능동 인버터 방식의 능동 여파기 회로
Fig. 2. Active filter circuits with active inverters.

피이드백 회로를 추가하여 인버터로 작동하는 방법에 대해 논하고자 한다.

2-2 능동 임피던스 인버터의 이론적 배경

우선 이상적인 임피던스 인버터의 특성을 살펴보면 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_{in} = \frac{K^2}{Z_L} \text{ or } Z_{out} = \frac{K^2}{Z_S}$$

$$Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L} \text{ or } Y_{out} = \frac{J^2}{Y_S} \quad (1)$$

임의의 2단자 회로를 임피던스 인버터로 사용했을 때의 특성을 살펴보면 다음과 같다.

일반적인 경우의 입력 임피던스는 식 (2)와 같다.

$$Z_{in} = f(Z_L, S) \quad (2)$$

이 회로를 인버터로 사용하기 위해서는 식 (3)을 만족해야 한다.

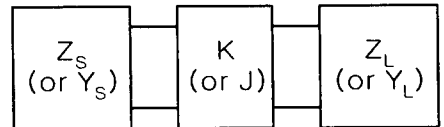


그림 3. 인버터의 블록도

Fig. 3. A Block diagram of an inverter.

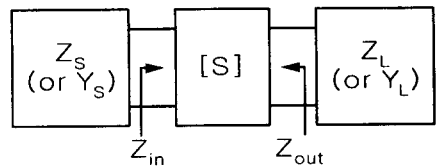


그림 4. 임의의 임피던스를 갖는 2단자 회로를 이용한 인버터 구성도

Fig. 4. An inverter consisted of a 2-port S-parameter networks.

$$Z_{in} = f(\mathbf{S}) \frac{1}{Z_L} \quad (3)$$

이 조건을 만족하기 위한 $f(\mathbf{S})$ 를 유도하기 위하여 우선 산란계수를 이용해 입력 임피던스를 구하면^[13] 식 (5)와 같다.

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (4)$$

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}, \quad \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

$$Z_{in} = \frac{(1 + S_{11} - S_{22} - \Delta)Z_L}{(1 - S_{11} - S_{22} + \Delta)Z_L} + \frac{(1 + S_{11} + S_{22} + \Delta)Z_0}{(1 - S_{11} + S_{22} - \Delta)Z_0} \cdot Z_0$$

$$\text{단, } \Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12} \quad (5)$$

이 식을 다시 정리하면 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$1 - S_{11} + S_{22} - \Delta = 0 \quad (6)$$

$$1 + S_{11} - S_{22} - \Delta = 0 \quad (7)$$

$$Z_{in} = \frac{1 + S_{11} + S_{22} + \Delta}{1 - S_{11} - S_{22} + \Delta} Z_0^2 \cdot \frac{1}{Z_L} \quad (8)$$

같은 방법으로 출력 임피던스를 구하면 식 (9)와 같다.

$$Z_{out} = \frac{1 + S_{11} + S_{22} + \Delta}{1 - S_{11} - S_{22} + \Delta} Z_0^2 \cdot \frac{1}{Z_S} \quad (9)$$

위에서 2단자 네트워크가 임피던스 인버터로 동작하기 위한 조건과 그 성질을 살펴보면, 식 (6), (7)에서의 조건을 정리하면 된다. 다음의 식 (10), (11)이 정리된 식이다.

$$S_{11} = S_{22} \quad (10)$$

$$\Delta = 1 \text{ or } S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12} = 1 \quad (11)$$

이 때의 인버터 값은 식 (12), (13)과 같다.

$$K = \sqrt{\frac{1 + S_{11} + S_{22} + \Delta}{1 - S_{11} - S_{22} + \Delta}} Z_0 = \sqrt{\frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}} Z_0 \quad (12)$$

$$J = \frac{1}{K} = \sqrt{\frac{1 - S_{11}}{1 + S_{11}}} Y_0 \quad (13)$$

위의 조건 중 식 (10)만 만족할 경우, 입출력 임피던스를 산란계수로 나타내면 식 (16), (17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_{in} = \frac{(1 + S_{11} - S_{22} - \Delta)Z_L}{(1 - S_{11} - S_{22} + \Delta)Z_L} + \frac{(1 + S_{11} + S_{22} + \Delta)Z_0}{(1 - S_{11} + S_{22} - \Delta)Z_0} \cdot Z_0 \quad (14)$$

$$Z_{out} = \frac{(1 - S_{11} + S_{22} - \Delta)Z_S}{(1 - S_{11} - S_{22} + \Delta)Z_S} + \frac{(1 + S_{11} + S_{22} + \Delta)Z_0}{(1 + S_{11} - S_{22} - \Delta)Z_0} \cdot Z_0 \quad (15)$$

$$Z_{in} = \frac{(1 - \Delta)Z_L + (1 + S_{11} + S_{22} + \Delta)Z_0}{(1 - S_{11} - S_{22} + \Delta)Z_L + (1 - \Delta)Z_0} \cdot Z_0 \quad (16)$$

$$Z_{out} = \frac{(1 - \Delta)Z_S + (1 + S_{11} + S_{22} + \Delta)Z_0}{(1 - S_{11} - S_{22} + \Delta)Z_S + (1 - \Delta)Z_0} \cdot Z_0 \quad (17)$$

이 경우 모든 부하 임피던스에 대해 일정한 인버터 값을 갖게 하는 인버터는 설계할 수는 없지만 입력과 출력 임피던스를 같게 만들 수 있게 된다. 실제 여파기를 설계할 때에는 $Z_S \neq Z_L$ 이므로 식 (10)을 만족해도 전체적인 입력 및 출력 임피던스가 같아지는 것은 아니다. 그러나, 인버터 값이 부하 임피던스에 크게 영향을 받지 않는 범위에서는 식 (10) 조건을 이용한 인버터의 설계가 가능하다. 또한, 식 (12)와 식 (13)에서 보는 바와 같이 S_{11} 의 값을 조정하면, 인버터의 값이 변하게 된다.

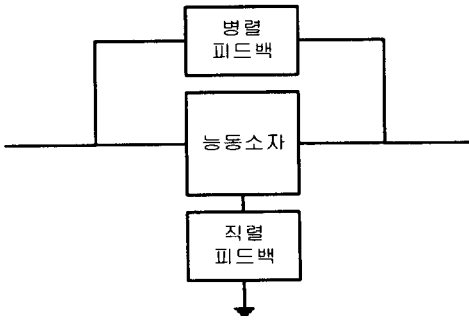


그림 5. 능동 인버터 회로도
Fig. 5. Circuit of an active inverter.

2-3 능동 임피던스 인버터의 설계

첫째, 능동 소자를 사용하여 인버터를 설계하기 위해서는 우선 안정화를 시키는 것이 중요하다. 완전히 안정화시키지 못하면, 발진의 가능성이 커질 뿐 아니라, 임피던스 정합을 시키기도 어렵다. 이러한 안정화 조건과 식 (10)을 동시에 만족시킬 수 있는 회로를 고려하여 그림 5와 같은 피드백 회로를 이용한 인버터 블록을 설계하였다. 본 논문에서는 능동 인버터 설계시 앞서 구한 조건들을 만족시키는 지를 확인한 뒤 수동 소자로 구현한 여파기 회로 중 인버터 부분을 그림 5의 회로로 대체시키는 방법으로 능동 여파기를 설계하였다.

이 때, 각 피드백 량을 조절하여 안정화와 식 (10)의 조건을 만족하도록 하고, 마지막으로 수동 임피던스 인버터의 S_{11} 과 같은 값을 갖도록 하는 방법을 택했다.

2-4 능동 대역 통과 여파기의 설계와 측정결과

그림 5와 같은 능동 인버터를 이용하여 설계한 2-pole과 3-pole 대역 통과 여파기를 그림 6, 7에 나타냈다. 설계의 과정은 설계 기준 값으로 만들 수동 여파기를 먼저 만들고 여기에 사용한 수동 인버터를 대체할 능동 인버터를 시뮬레이터를 이용해 앞 절에 설명한 조건을 만족할 수 있게 만든다. 시뮬레이션

은 HP사의 HP-EEsof Series IV를 이용하여 실행했다. 이에 대한 시뮬레이션 및 실험 결과는 표 1 및 그림 6~11에 보였다. 본 실험에서 사용한 능동소자는 HP Avantek사의 MESFET인 ATF-21186을 사용하였으며, 공진기는 Murata사의 칩 캐패시터와 Toko사의 칩 인덕터를 사용하였다. 실험의 결과는 예측한 바와 거의 일치함을 볼 수 있다. 단 2-pole 여파기의 경우 잡음 지수는 예상치 보다 크고, 이득은 적게 측정되었는데, 이는 인버터들의 커플링 값

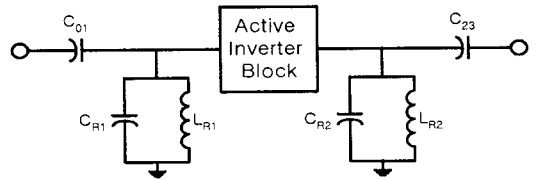


그림 6. 2-pole 능동 여파기의 구조
Fig. 6. Circuit of a 2-pole active filter.

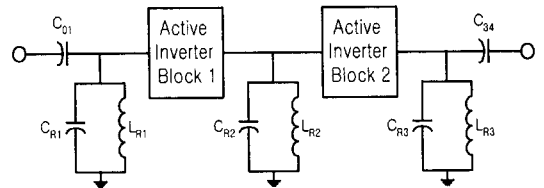


그림 7. 3-pole 능동 여파기의 구조
Fig. 7. Circuit of a 3-pole active filter.

표 1. 2-pole, 3-pole 여파기의 삽입 이득 및 잡음지수 특성

Table 1. Insertion gains and noise figures of the 2-, 3-pole BPF's.

	2-pole 대역통과 여파기		3-pole 대역통과 여파기	
	삽입이득 [dB]	잡음지수 [dB]	삽입이득 [dB]	잡음지수 [dB]
시뮬레이션 결과	10	1.8	23	2.0
실험 결과	7.5	3.0	24	2.5

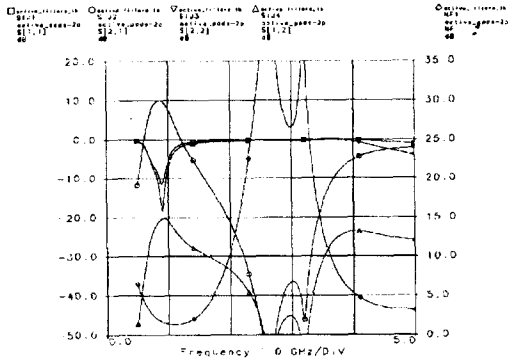


그림 8. 2-pole 여파기의 시뮬레이션 결과
Fig. 8. Simulation results of 2-pole BPF.

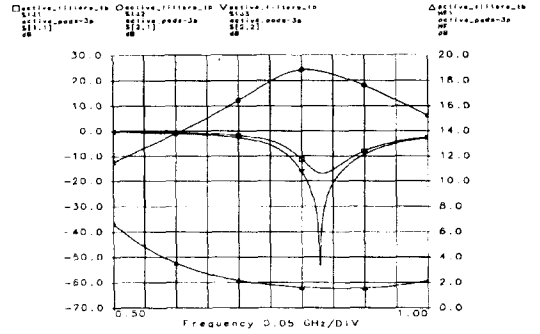


그림 11. 3-pole 여파기의 시뮬레이션 결과(협대역 특성)
Fig. 11. Simulation results of 3-pole BPF(Narrow-band Response).

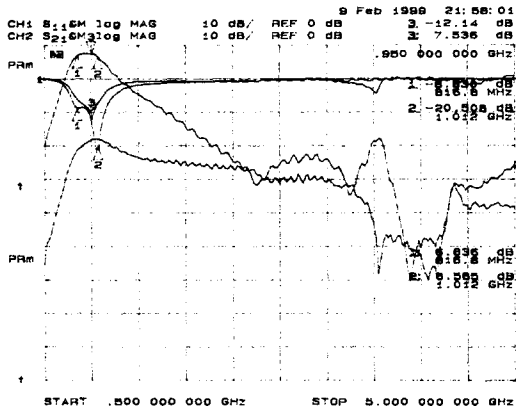


그림 9. 2-pole 여파기의 측정결과(산란계수)
Fig. 9. Measured results of 2-pole BPF(S-parameters).

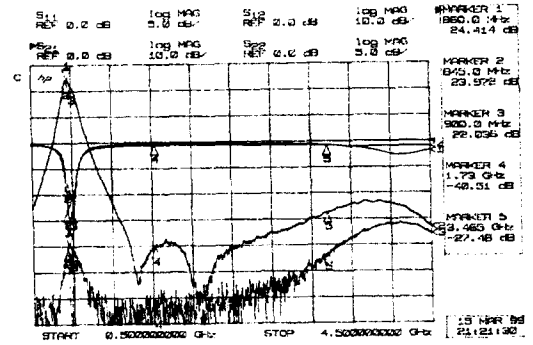


그림 12. 3-pole 여파기의 실험결과(산란계수; 광대역 특성)
Fig. 12. Measured results of 3-pole BPF(S-parameters; Wide-band Response).

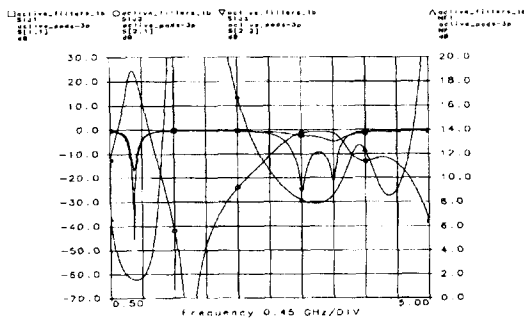


그림 10. 3-pole 여파기의 시뮬레이션 결과(광대역 특성)
Fig. 10. Simulation results of 3-pole BPF(Wide-band Response).

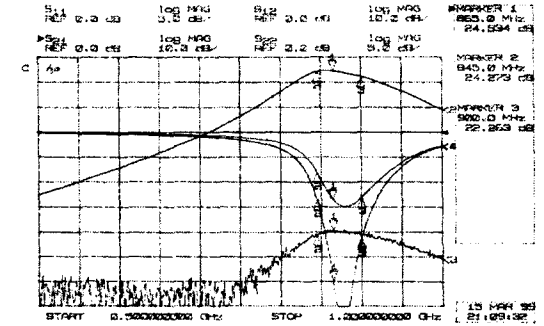


그림 13. 3-pole 여파기의 실험결과(산란계수; 협대역 특성)
Fig. 13. Measured results of 3-pole BPF (S-parameters; Narrow-band Response).

의 차이에 의해 대역폭이 시뮬레이션보다 줄어서 생긴 삽입 이득의 저하에 기인한 것으로 생각된다.

III. 결 론

본 논문에서는 임피던스 인버터를 능동 소자로 구현하는 방법에 대해 고찰하였다. 기존에 제시된 구조와 달리 피이드백 회로를 이용하여 안정화 뿐만 아니라, 입출력 양방향의 인버터 값을 일치시키는 방법을 고려하는 설계에 대한 방향을 제안했다.

위의 방법에 의해 설계된 대역 통과 여파기는 2-pole의 경우 중심 주파수 900 MHz, 대역폭 150 MHz, 삽입 이득 7.5 dB, 반사 손실 10 dB, 잡음 지수 2.8 dB 이하의 특성을 보였으며, 3-pole 여파기는 중심 주파수 865 MHz, 대역폭 75 MHz, 삽입 이득 24 dB, 반사 손실 10 dB, 잡음 지수 2.5 dB 이하의 특성을 실험으로 확인할 수 있었다.

이같은 방법으로 설계시 기존의 고주파 여파기 회로 설계방법을 그대로 이용할 수 있으므로 설계시간이 단축됨은 물론 과거에 사용되던 튜닝 기법들도 응용될 수 있으리라고 생각된다.

본 논문에서 사용된 인버터는 비교적 적은 값을 갖는 경우이지만, 협대역 여파기의 설계의 경우에는 그 값이 상당히 큰 값을 요구하게 된다. 이러한 용도로 사용할 수 있게 하기 위해서는 인버터의 값을 좀 더 자유롭게 변화시킬 수 있는 방법에 대해 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

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

[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] 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.

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

[6] E. C. Krantz and G. R. Branner, "Active Microwave Filters with Noise Performance Considerations", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-42, no. 7, pp. 1368-1379, Jul., 1994.

[7] W. Schwab and W. Menzel, "A Low-Noise Active Bandpass Filter", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 3, no. 2, pp. 1-2, Jan., 1993.

[8] S. E. Sussman-Fort, "Design Concepts for Microwave GaAs FET Active Filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-37, no. 9, pp. 1418-1424, Sep., 1989.

[9] F. Sabouri-S, "A GaAs MMIC Active Filter with Low Noise and High Gain", in *1998 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1177-1180, Baltimore, Jun., 1998.

[10] C. Rauscher, "Microwave Active Filters Based on Transversal and Recursive Principles", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, no. 12, pp. 1350-1360, Dec., 1985.

- [11] C. Rauscher, "Microwave Channellized Active Filters - A New Modular Approach to Achieving Compactness and High Selectivity", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-44, no. 1, pp. 122-132, Jan., 1996.
- [12] M. J. Schindler, Y. Tajima, "A Novel MMIC Active Filter with Lumped and Transversal Elements", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-37, no. 12, pp. 2148-2153, Dec., 1989.
- [13] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*, 2nd edition, Prentice Hall, pp. 175-194, 1997.

전 영 훈



1993년 2월: 서강대학교 전자공학과
(공학사)
1995년 2월: 서강대학교 대학원 전
자공학과(공학석사)
1995년~현재: 서강대학교 대학원 전
자공학과 박사과정
[주 관심분야] 초고주파 회로 설계

윤 상 원

1954년 11월 9일 생
1977년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학사)
1979년 2월: 서울대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
1984년 5월: 미국 University of Texas at Austin 전기
공학과(공학박사)
1984년 9월~현재: 서강대학교 전자공학과 교수
[주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 소자 및 회로
설계 등