

타원함수와 수동 복중단 제자형 회로를 이용한

10.7MHz/15KHz IF 필터

○

* 신 규 재 ** 이 문 호 *** 김 동 용

*** 전북대학교 공과대학 전기공학과 ** 전자공학과

(10.7MHz/15KHz IF Filter using Elliptic Function
and Passive Doubly Terminated Ladder Network)

* Kyoo Jae SHIN ** Moon Ho LEE *** Dong Yong KIM

*** Dept. of Electrical Engineering, Chonbuk National Univ. ** Dept. of Electronics

Abstract

This paper presented the theoretical network synthesis on 10.7MHz/15KHz IF Filter with narrow band. This filter has synthesized by the frequency transformation of transfer function and of constituent elements that are normalized by the low-pass Elliptic function and passive doubly terminated ladder network with lower sensitivity. As a result of this study, established filter is improved on the issue of resonance and the impedance matching, which is to have practical element values by the given equivalent networks. Thus, the established and improved filter are verified with having the same frequency characteristics by computer simulation.

1. 서 론

수우퍼헤테로다인 방식을 이용한 수신기에서 중간주파수(IF) 증폭단 뒤에는 차단특성이 우수한 협대역 IF 필터를 필요로하며, 이러한 시스템에는 메카니컬(mechanical) 필터와 크리스탈(crystal) 필터등이 일반적으로 사용되고 있다.

그러나, 메카니컬필터는 0.4-600KHz의 저주파대역에서만 설계가 가능하고 주파수특성을 미조정할 수 없으며, 대역통과의 경우에만 제작이 가능하다. 또한 크리스탈필터는 고주파에서 협대역으로 사용될 수 있으나, 가격이 비싸며 수동 RLC 필터에 비해 적용범위가 한정되어 있다. 따라서 고주파(3-30MHz)대역에서 차단특성이 우수한 협대역통과 특성을 갖는 수동 RLC 필터의 설계법이 요구된다.

본 논문에서는 주파수영역에서 다른 필터설계함수에 비해 차단특성이 우수한 타원(Elliptic)함수를 이용하여

회로소자에 대해 감도가 낮은 수동 복중단 제자형 회로망⁽¹⁾으로 FM 중간주파수인 10.7MHz를 중심주파수(f_0)로 하여 대역폭(Bw)이 음성신호대역인 15KHz의 설계조건을 갖는 협대역 IF 필터의 설계법을 제시한다. 기존의 수동 RLC 필터는 회로 구조상 회로망의 공진특성을 조정하기가 어렵고, 임피던스 스케일링시에 입·출력 양단의 수 MΩ 정도의 저항으로 인하여 전류크기의 제한과 임피던스 정합이 문제로 발생한다. 본 논문에서 제시한 설계법에 의하여 수동 RLC 필터를 실현할 경우, 공진특성 조정이 용이할 뿐만 아니라, 입·출력 저항을 시스템내에서 필요한 저항값으로 변환할 수 있기 때문에 임피던스 정합문제도 쉽게 해결할 수 있다.

2. 규준화된 저역통과 타원함수

모든(저역통과, 고역통과, 대역통과, 대역저지) 필터는 규준화($Wc=1$)된 저역통과 함수를 이용하여 설계한다. 설계조건 10.7MHz/15KHz를 실현하기 위해서, 이미 문헌에 제시된 표로부터 규준화된 저역통과 타원함수의 차수 N, 통과역파상 Kp , 저지역파상감쇄 Ks 와 저지역주파수 Ws 의 조건에 따라 함수 및 소자값을 구한다. 이때 N이 클수록 설계조건에 통과대역에 이상적으로 근사하지만 필터를 구성하는 소자의 수가 많아지며, Ws 는 차단주파수와 밀접한 관계가 있고, Kp 와 Ks 는 서로 상반되는 크기 특성관계를 갖고 있는 점을 고려하여 다음과 같이 정하였다.

$$\begin{aligned} Kp &= 5\text{차}, & Kp &= 1\text{dB} \\ Ks &= 53.8\text{dB}, & Ws &= 1.5\text{rad/s} \end{aligned} \quad (1)$$

5차 저역통과 타원함수 $H_{LP}(S)$ 의 일반식은 식(2)와 같고, 이 때의 저역통과 타원필터는 그림(1)과 같다. 식(2)와 그림(1)의 계수와 소자값을 각기 표(1), (2)에 제시하였다.

$$H_{LP}(S) = \frac{K}{S} \cdot \frac{S^2 + C_1}{S^2 + A_1 S + B_1} \cdot \frac{S^2 + C_2}{S^2 + A_2 S + B_2} \quad (2)$$

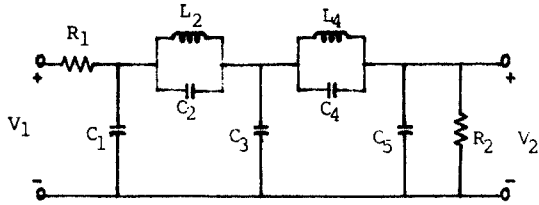


그림.(1) 규준화된 저역통과 타원필터

i	K ₀	A _i	B _i	C _i
1	.337846	.457745	.517069	1.425515
2		.133081	.994957	5.437645

표.(1) 규준화된 저역통과 타원함수의 계수

C _i : [F],		L _i : [H],		R _j : [Ω]	
C ₁	L ₂	C ₂	C ₃	R ₁	R ₂
1.97687	.97694	.18824	.18824	1	1
.79362	.51950	1.71889			

표.(2) 규준화된 저역통과 타원필터의 소자값

3. 10.7MHz/15KHz IF 필터 설계

1) 기존의 대역통과 타원필터

식(2)의 규준화된 저역통과 타원함수 $H_{LP}(S)$ 로 부터 식(3)에 의해 10차 대역통과 타원함수 $H_{BP}(s)$ 를 구할 수 있다.

$$H_{BP}(s) = H_{LP}(S) \Big|_{S \rightarrow \frac{s^2 + \omega_0}{Bw}} \quad (3)$$

$$\omega_0 = 2\pi \times 10.7\text{MHz}$$

$$Bw = 2\pi \times 15\text{KHz}$$

설계조건 10.7MHz/15KHz의 대역통과 타원필터로 변환하기 위하여 그림(2)의 저역통과(LP) 필터의 소자는 식(4)-(8)에 의하여 다음과 같은 대역통과(BP) 필터의 소자로 변환된다.

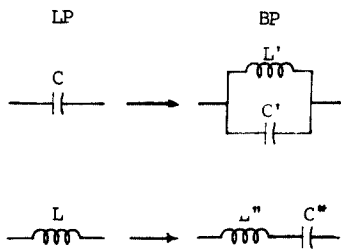


그림.(2) LP → BP의 소자 변환

$$Q_{BP} = \omega_0 / Bw \quad (4)$$

$$C' = C \times Q_{BP} \quad (5)$$

$$L' = 1/C' \quad (6)$$

$$L'' = L \times Q_{BP} \quad (7)$$

$$C'' = 1/L'' \quad (8)$$

그림(2)의 소자변환에 의해 그림(1)의 저역통과 타원필터를 그림(3)과 같은 10.7MHz/15KHz의 대역통과 타원필터로 변환한다.

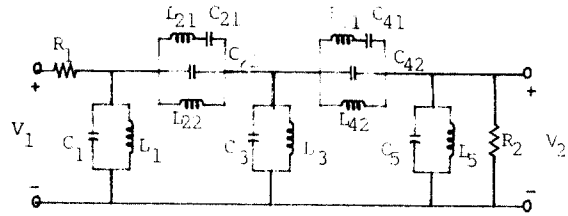


그림.(3) 기존의 10.7MHz/15KHz BP필터 회로

그림(3)의 대역통과 필터에서는 실현하는데에 필요한 소자값을 구하기가 어려우며, L_{n1} , L_{n2} , C_{n1} 과 C_{n2} ($n=2, 4$ 일때)의 직 병렬 구성은 기하학적으로 통과역 양쪽의 저저역에 전송영점이 쌍으로 존재하므로 공진 특성을 조정하기가 어렵다.

2) 등가 대역통과 타원필터

위에서 제기된 공진조정 문제를 개선하기 위하여 그림(3)의 L_{n1} , C_{n1} , L_{n2} 와 C_{n2} ($n=2, 4$ 일때)들을 그림(4)와 같이 L_{i3} , C_{i3} , L_{i4} 와 C_{i4} ($i=2, 4$ 일때)로 변환하며, 이때의 소자값은 식(9)~(13)에 의하여 구할 수 있다. 컴퓨터(HP9816)를 이용하여 그림(4)의 대역통과 필터가 실제적인 소자값을 갖도록 임피던스 스캘링한 결과, μH 정도의 인덕턴스와 pF 정도의 커패시턴스를 구할 수 있었지만, 임·출력 양단의 저항 R_1 과 R_2 값이 $M\Omega$ 정도로 너무 크기때문에 시스템내에서 임피던스 정합하는데 문제가 발생한다. 이때 임피던스 스캘링한 소자값은 표(3)과 같다.

$$K_i = 1 + \frac{1}{2L_{i1} \cdot C_{i2}} + \frac{1}{\sqrt{4L_{i1}^2 \cdot C_{i2}^2 + L_{i1} \cdot C_{i2}}} \quad (9)$$

$$L_{i3} = \frac{1}{C_{i2}(K_i + 1)} \quad (10)$$

$$L_{i4} = K_i L_{i3} \quad (11)$$

$$C_{i3} = \frac{1}{L_{i4}} \quad (12)$$

$$C_{i4} = \frac{1}{L_{i3}} \quad (13)$$

여기서 $i = 2, 4$ 일때

$L_{i1}, C_{i1}, L_{i2}, C_{i2}$: 기존 BP필터의 소자값

$L_{i3}, C_{i3}, L_{i4}, C_{i4}$: 개선된 필터의 소자값

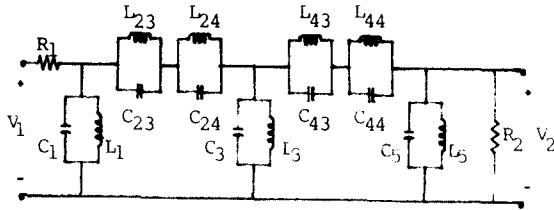


그림.(4) 그림(3)의 공진조정문제를 개선한 BP필터 회로

CENTER FREQUENCY = 10.7 [MHz]
BAND WIDTH = 15 [KHz]

L1 = 10.55 [μH]	L23 = 55.3 [μH]
L24 = 55.48 [μH]	L3 = 8.37 [μH]
L43 = 20.05 [μH]	L44 = 20.09 [μH]
L5 = 12.13 [μH]	

C1 = 20.98 [pF]	C23 = 3.99 [pF]
C24 = 4 [pF]	C3 = 26.44 [pF]
C43 = 11.01 [pF]	C44 = 11.04 [pF]
C5 = 18.24 [pF]	

R1 = 1 [MΩ]	R2 = 1 [MΩ]
-------------	-------------

표.(3) 그림(4)의 실제적인 소자값

3) 입·출력저항 문제를 개선한 등가 대역통과 필터

위에서 제기된 문제는 협대역을 근사시킬때 발생하는 문제로서, 이문제를 해결하기 위하여 그림(4)의 입 출력 저항 R_1 과 R_2 를 시스템내에 임피던스 정합하는데에 필요한 저항값 R_1' 와 R_2' 로 감소시키고, 결정된 R_1' 과 R_2' 에 의하여 입·출력단에 연결된 C_1 과 C_5 를 식(14), (15)을 이용하여 각각 C_{i1} 과 C_{i5} 와 C_1 와 C_5 으로 용량을 분배한다.

문제를 개선한 등가필터는 그림(5)와 같으며, $R_k'(k = 1, 2)$ 일때가 $4.7\Omega, 50\Omega, 100\Omega$ 일때의 소자값을 표(4)에 나타냈다.

$$C_{i1} = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{R_k \cdot R_k' - R_k'^2}} \quad (14)$$

$$C_{i2} = C_j \frac{1}{\omega_0 \sqrt{\frac{R_k - R_k'}{R_k^2 \cdot R_k'}}} \quad (15)$$

여기서 $i = 0, 6$ 일때

$j = 1, 5$ 일때

$k = 1, 2$ 일때

C_j : 그림.(4)의 C_1 과 C_5

R_k : 그림.(4)의 R_1 과 R_2

C_{i1} : 변환된 C_{01} 과 C_{61}

C_{i2} : 변환된 C_1' 과 C_5'

R_k' : 개선된 저항값

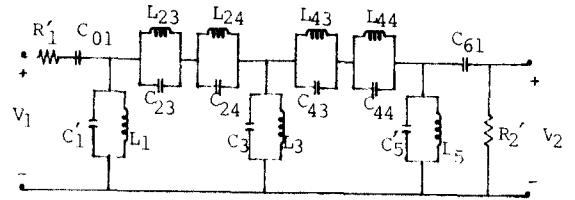


그림.(5) 입·출력저항 문제를 개선한 BP 필터 회로

CENTER FREQUENCY = 10.7 [MHz]
BAND WIDTH = 15 [KHz]

R1' = 4.7 [Ω]	R2' = 4.7 [Ω]
C1' = 14.11 [pF]	C01 = 6.86 [pF]
C5' = 11.38 [pF]	C61 = 6.86 [pF]

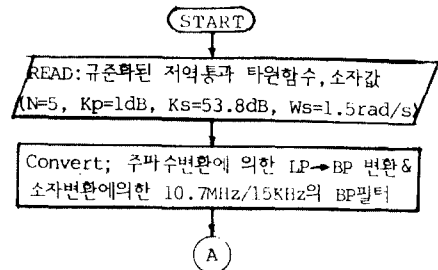
R1' = 50 [Ω]	R2' = 50 [Ω]
C1' = 18.87 [pF]	C01 = 2.1 [pF]
C5' = 16.13 [pF]	C61 = 2.1 [pF]

R1' = 100 [Ω]	R2' = 100 [Ω]
C1' = 19.49 [pF]	C01 = 1.49 [pF]
C5' = 16.75 [pF]	C61 = 1.49 [pF]

표.(4) 입출력저항이 4.7Ω, 50Ω, 100Ω일때의 분배된 커패시턴스

5. 컴퓨터 시뮬레이션

컴퓨터 (HP100)을 이용하여 기존의 대역통과 타원필터 [그림(3)]와 본 논문에서 제시한 설계법에 의해 구한 R_1' 와 R_2' 가 50Ω일때의 소자값 [표(3)(4)]으로 구성된 10.7MHz/15KHz LP 필터 [그림(5)]를 그림(6)과 같은 흐름도에 의하여 각 주파수 특성 결과를 그림(7)의 (가), (나)와 같이 구하였다.



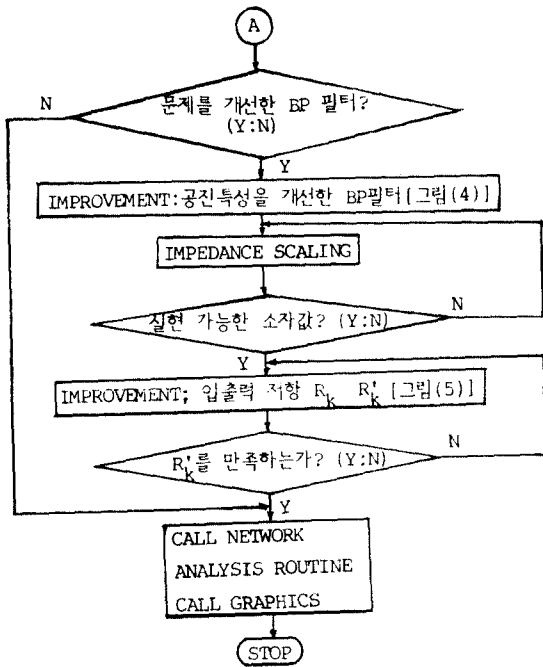


그림.(1) 컴퓨터 시뮬레이션의 흐름도

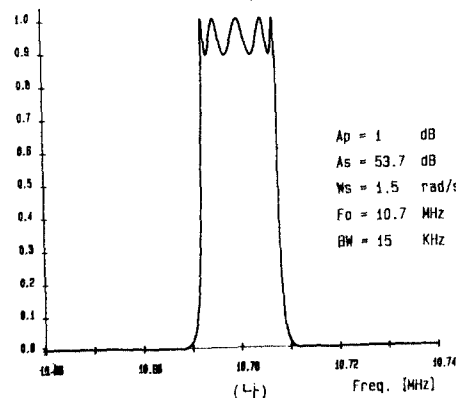
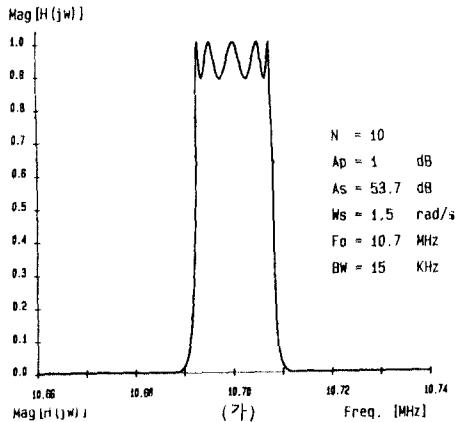


그림.(7) (가) 기존의 10.7MHz/15KHz BP 필터의 시뮬레이션 결과
 (나) 공진 조정 문제와 입출력 저항 문제를 개선한 10.7MHz/15KHz BP 필터의 시뮬레이션 결과

고찰: 주파수영역에서 설계조건 10.7MHz/15KHz에 의한 선택도(selectivity factor) $Q_s=713$ 이며, 하한 주파수(f_L)과 상한주파수(f_U)는 $f_o = \frac{f_L + f_U}{2}$ 를 이용하면, 3dB에서 $f_L=10692.5\text{KHz}$ 이고 $f_U=10707.5\text{KHz}$ 이다. 그림(7)의 시뮬레이션 결과에서 표준화된 지역통과 타원함수로 부터 구한 10.7MHz/15KHz의 대역통과 타원필터가 $N=10$, $K_p=1\text{dB}$, $K_s=53.8\text{dB}$, $W_s=1.5\text{ rad/s}$ 를 만족함을 확인할 수 있고, 특히 본 논문에서 제시한 설계법이 기존의 BP 필터와 동일한 시뮬레이션의 결과를 얻었다.

6. 결론

설계조건 $f_o=10.7\text{MHz}$ 와 $BW=15\text{KHz}$ 의 IF 필터를 설계하기 위하여, 본 논문에서는 차단특성이 우수한 타원함수와 수동 복중다 지자회 회로를 이용하였다.

필터 설계가, 기존의 수동 RLC 필터에서 주파수 공진 특성 조정이 어려운 문제는 본 논문에서 제시한 설계법에 의하여 해결할 수 있었다. 또한, 공진 특성 조정 문제를 개선한 필터에서 수 MΩ 정도의 입·출력저항 문제는 입·출력 양단에 각각 한개의 커패시터를 첨가하여 문제된 저항값을 시스템내에서 임피던스 정합하는데 필요한 저항값으로 변환함으로써 개선할 수 있었다. 본 논문에서 제시한 설계법에 의한 시뮬레이션 결과는 기존 필터에 의한 결과와 동일하였다.

이 설계법은 고주파대역에서 차단특성이 우수한 협대역 필터를 요구하는 무선전화, 전신시스템과 정밀을 요하는 송수신기 등에 유용할 것으로 사료된다.

그러나, 실제 실현과정에서는 정확한 소자값 선택이 곤란하고 고주파대역에서 구성소자간에 기생잡음이 발생되므로 컴퓨터 시뮬레이션 결과와는 약간의 차이를 고려해야 한다.

참고 문헌

1. 김형갑, 회로망 합성론과 필터설계, 대한전기학회, 1983
2. D.Y.Kim, "A new approach in the synthesis and analysis of Elliptic filter", Ph.D. thesis, Univ. of Manitoba, 1984
3. D.Y.Kim & H.K.Lim, "The phase and time domain behaviors of Elliptic function", 26th MASCAS 1983
4. Robert A. Johnson, Mechanical filters in electronics, 1983
5. Arthur B. Williams, Electronic filter design handbook, 1981
6. Leon W. Couch, Digital and analog communication system, 1983
7. Adel S. Sedra & Peter O. Brackett, Filter theory and design; active & passive, 1978
8. Richard W. Daniels, Approximation methods for electronic filter design; with applications to passive, active, and digital networks, 1974
9. Anatol I. Zverev, Handbook of filter synthesis, 1967