

튜닝범위가 넓은 Gm-C 대역통과 필터의 설계

이 광, 우성훈, 최배근, 조규형
한국과학기술원

Design of Wide-range Tunable Gm-C Bandpass Filter

K.Lee, S.H.Woo, B.K.Choi and G.H.Cho
Korea Advanced Institute of Science & Technology

Abstract - 전압제어 트랜스컨덕터를 설계하여 튜닝범위가 넓은 Gm-C 대역통과 필터를 CMOS 공정으로 설계하였다. Gm-C 필터는 트랜스컨덕터와 캐패시터로 구성된 적분기를 기본으로 구현되고 있다. 따라서 트랜스컨덕터는 출력단에 캐패시터를 연결하였을 때 이상적인 적분기의 특성에 가까울 수록 필터의 특성이 좋아지고 PLL 구조의 튜닝이 용이해진다. 본 논문에서는 1:3이상의 범위에서 튜닝이 가능하고 PLL을 기본으로 한 자동튜닝과 선형전압 튜닝을 조합하여 주파수 제어회로를 설계하였다.

트랜스컨덕터의 선형 영역의 크기와 트랜스컨덕턴스 값의 trade-off 관계는 $g_m(int)$ 와 $g_m(ext)$ 의 비가 다음과 같을 때 가장 적합하다.

$$\frac{g_m(int)}{g_m(ext)} = K = 1.25 \sim 1.75 \text{의 값을}$$

가질 때 가장 적합한 선형화가 보장되고[1], 이 때의 전체 트랜스컨덕턴스는 다음과 같이 된다.

$$g_{mi} = \frac{g_m(int)}{1+K}$$

1. 서 론

아날로그 필터는 각종 시스템의 특히 입출력단에서 신호의 선택적 분리 및 잡음 특성을 개선하는 것으로 필수적인 구성체이다. 아날로그 필터에는 여러 가지의 형태가 있으나 집적화가 가능하고 높은 주파수 영역에서도 사용이 가능한 Gm-C 필터가 10여년 전부터 많이 연구되고 시스템에서 구현되어 지고 있다. Gm-C 필터에서는 기본 구성체인 트랜스컨덕터(Gm) 회로설계와 공정 및 온도 등의 동작환경에 따른 필터 특성변화를 보상해주는 자동튜닝 회로의 설계가 아주 중요하다. 필터에 사용되는 트랜스컨덕터의 규격 및 자동튜닝 회로에 대한 기본적인 언급은 본문에서 하기로 한다. 본문 2.1에서는 트랜스컨덕터의 규격 및 제안된 트랜스컨덕터 회로, 2.2에서는 설계된 트랜스컨덕터를 사용하여 구성된 필터구조 및 그 특성을 그리고 2.3에서는 자동튜닝에 대해 논한다.

2. 본 론

2.1 트랜스컨덕터 회로

트랜스컨덕터는 전압과 전류를 각각 입출력으로 하는 능동 소자이므로 이상적인 동작을 위해서 갖추어야 할 특성을 다음 세 가지로 요약할 수 있다. 첫째, 부하 효과를 줄이기 위해 입력 및 출력 저항이 아주 커야한다. 둘째, 입력 주파수에 무관하게 출력 전류의 크기 및 위상을 일정하게 유지하기 위해 무한대의 동작 주파수 대역을 가져야 한다. 셋째, 입력 전압의 크기에 상관없이 항상 전압에 일정한 비율로 출력 전류가 흘러야한다. 이러한 세 가지의 규격은 이상적인 것으로 사용 주파수대 및 필터의 Q에 따라 완화 될 수 있다. 본 논문에서 설계하고자 하는 2.5 - 8MHz의 주파수 영역에서 Q=1인 8차 대역통과 필터에 맞게 설계된 트랜스컨덕터를 그림1에서 보여 주고 있다.

M1~M4에 의해 입력단 트랜스컨덕턴스가 결정된다. M3, M4는 선형영역에서 동작하는 저항으로 트랜스컨덕턴스 값은 작아지나 선형성이 개선된다. 이러한 구조에 있어서 감소되는 트랜스컨덕턴스를 증가시키기 위해 $g_m(ext: M1, M2) \ll g_m(int: M3, M4)$ 가 되게 하면 차동 입력(differential pair)의 선형 영역이 작아지게 된다.

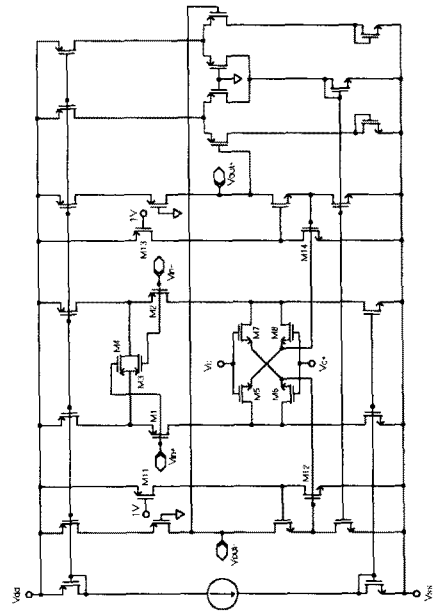


그림1 설계된 트랜스컨덕턴스 회로

M5 ~ M8의 트랜지스터 선형 저항을 이용한 튜닝 구조는 제어 전압을 차동으로 인가하게 되면 고조파 성분이 서로 상쇄되어 아주 좋은 선형 특성을 얻을 수 있다.[2]

Vc	Gm(μS)	THD(%)	∠H(ω _T)
0.2	34	0.64	-90.0°
0.3	50	0.67	-90.2°
0.4	70	0.63	-90.4°
0.5	90	0.69	-90.4°
0.6	117	0.75	-90.6°
0.7	130	0.77	-90.9°
0.8	135	0.77	-91.1°

표1 제안된 트랜스컨덕터의 모의실험 결과

그리고, 이러한 튜닝 구조에서는 작은 트랜지스터의 선형 저항으로 인해 출력 저항이 작아져 충분히 큰 DC 전압 이득을 얻을 수 없으므로 M11, M12 와 M13, M14로 구성된 출력 저항을 증가시키기 위한 회로[3]를 출력단에 첨가하였다. 제안된 트랜스컨덕터에서는 바이어스 전류를 트랜지스터 M9와 M10을 통해 우회시켜 흐르게 하여 트랜스컨덕턴스를 튜닝하는 네 개의 선형 저항으로 사용되는 트랜지스터에는 바이어스 전류를 제외한 변화 전류 성분만이 흐르게 하여 선형특성을 보다 좋게 하였다.

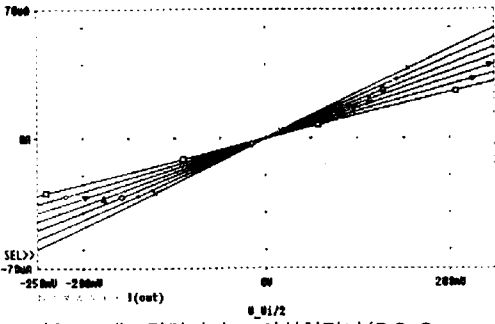


그림2. 트랜스컨덕터의 모의실험결과(DC Sweep)

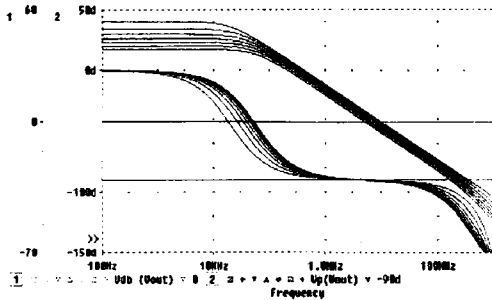


그림3. 트랜스컨덕터의 모의실험결과(주파수 특성)

즉, 선형 저항으로 사용되는 트랜지스터의 전류가 작아지며 이로 인해 V_{DS} 전압강하가 작아지게 되어 선형성이 더욱 개선되므로 THD가 1% 미만이 됨을 표1로부터 알 수 있다. 그림2와 그림3은 제안된 트랜스컨덕터의 모의실험결과를 보여주고 있다.

2.2 8차 대역통과필터 회로

본 소절에서는 앞에서 설계된 트랜스컨덕터를 이용하여 구성된 8차 버터워스 대역통과필터 회로의 구현에 대해 언급하고자 한다.

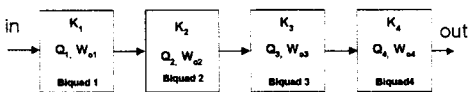


그림4. 전체 필터의 블럭도

8차 버터워스 대역통과필터는 4개의 2차필터의 직렬 연결로 구성하였으며, 그림4에서 그 구조를 보여주고 있다. 4차 버터워스 저대역통과필터 식으로부터 주파수 변환(frequency transformation)을 하여 $Q=1$ 인 8차 중간 대역 통과 필터의 다항식을 유도하고, 분모의 8차식을 인수분해 하여 4개의 2차 필터 다항식을 다음과 같이 얻었다.

$$H(S) = \frac{1}{(a^2 + 0.765a + 1)(a^2 + 1.848a + 1)}$$

$$\Downarrow \leftarrow /a = \frac{S^2 + \omega_o^2}{\omega_o S}$$

$$= \frac{S^2 \omega_o^2}{S^4 + 0.765\omega_o S^3 + 3\omega_o^2 S^2 + 0.765\omega_o^3 S + \omega_o^4}$$

$$* \frac{S^2 \omega_o^2}{S^4 + 1.848\omega_o S^3 + 3\omega_o^2 S^2 + 1.848\omega_o^3 S + \omega_o^4}$$

$$= (\omega_o^4 S^4) \prod_{i=1}^4 \frac{1}{S^2 + (\frac{\omega_{oi}}{Q_i})S + \omega_{oi}^2}$$

위의 식을 MATLAB을 이용하여 얻은 각 2차 필터의 특성은 다음과 같다. 단, ω_o 는 전체 8차 필터의 중심주파수이다.

$$Q_{1,3} = 2.89 : \omega_o/\omega_{o1} = \omega_{o2}/\omega_o = 1.57$$

$$Q_{2,4} = 1.1 : \omega_o/\omega_{o3} = \omega_{o4}/\omega_o = 1.24$$

2차 중간 대역 통과 필터는 그림4의 구조로 하였다. 2차 필터의 g_{m1} 은 ω_o 와 Q 에 영향을 미치지 않으며, 단지 이득에만 관여하고 있다. 2차 필터로 필터를 구성할 때 각 2차 필터의 출력이 트랜스컨덕터의 선형영역을 벗어나지 않게 g_{m1} 의 크기 및 연결 순서가 결정에 있어서 주의를 기울여야 한다. 이상적인 트랜스컨덕터로 모의 실험을 통해 g_{m1} 의 크기 및 연결 순서의 결정하였다. 그림7는 8차 대역통과필터의 모의실험결과로 제어 전압에 따라 중심주파수가 2 - 8MHz의 범위에서 가변됨을 보여 주고 있다.

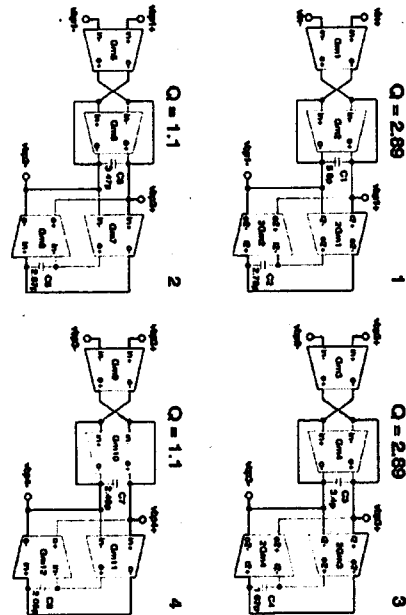


그림6. 8차 대역통과필터의 블럭도

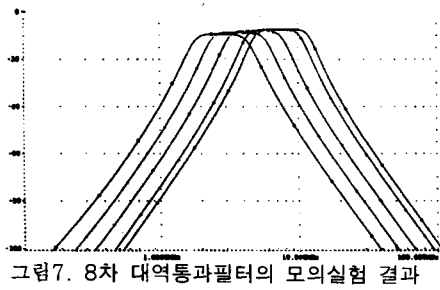


그림7. 8차 대역통과필터의 모의실험 결과

2.3 주파수 튜닝회로

본 연구에 사용된 튜닝은 앞 소절에서 살펴본 공정 상 또는 동작환경에서 정확한 gm/c를 유지하기 위한 PLL 제어부와 필터의 중심주파수를 실시간 내에서 연속적으로 이동시켜 주기 위한 중심 주파수 이동 제어부로 나누어져 있다. 일반적인 경우 PLL로 입력되는 외부 클럭의 주파수를 변화시켜 중심주파수를 변화시켜 줄 수 있으나, 연속적으로 중심주파수를 변화시키기에 부적합하다. 따라서, 그림8과 같이 파라미터 변동에 따라 변할 수 있는 필터특성을 보상해주기 위한 VCO를 사용한 PLL구조의 튜닝 회로와 중심주파수 제어 회로부로 나누어 전체 주파수 튜닝 회로를 구성하였다. 블록 1은 기준클럭(REF-CLK)에 따라 칩 상에서는 RC(gm/c)곱을 일정하게 유지시켜주기 위한 VCO, PFD, LP 등으로 구성된 PLL 구조의 튜닝 회로부이다. 정상상태에서는 VCO 출력 주파수와 위상이 외부의 기준클럭에 동기됨으로 VCO 출력 주파수를 결정하는 RC(gm/c)곱이 외부의 기준클럭이 일정할 때 파라미터 변동 및 동작 환경에 무관하게 일정한 값을 유지하게 된다. 여기서, RC(gm/c)곱을 일정하게 유지하기 위해서는 Vc1을 제어하여 gm1의 값을 변화시키고 있다. 따라서, gm1은 칩 내부에서 RC(gm/c)곱을 일정하게 유지하는 어떠한 하나의 기준 트랜스컨덕터가 된다. 본 필터(Main Filter)의 중심주파수가 이동할 때에도 gm1의 값은 일정하게 유지된다. 주파수이동을 위해 RC(C/gm)곱의 값을 변화시키는 제어부는 그림8에서 gm1, gm2와 트랜스레지스터로 구성된 페루프로 구성되어 있는 블록2이다.

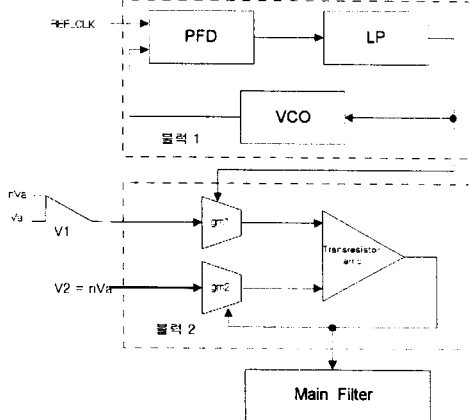


그림8. 자동튜닝 및 주파수 제어회로

중심 주파수를 1 : n의 범위에서 연속적으로 이동시키고자 한다면 gm1의 입력에 최소와 최대값이 VA와 nVA인 톱니파를 인가 하고 gm2의 입력에 nVA의 전

압을 일정하게 유지하고, 트랜스레지터의 값이 아주 크다면 피이드백 루프에 의해 트랜스레지터의 두 입력 전압이 같아 질 것이다.

$$v1 = V_A \text{일때, } V_A * gm_1 = nV_A * gm_2 \Rightarrow gm_2 = \frac{gm_1}{n}$$

$$v1 = nV_A \text{일때, } nV_A * gm_1 = nV_A * gm_2 \Rightarrow gm_2 = gm_1$$

위 식으로부터 gm2가 gm1 ~ n*gm1의 범위에서 v1의 입력 톱니파에 맞추어져 연속적으로 변화된다. 따라서 gm2의 제어 전압인 VC2로 본 필터(Main Filter)를 제어하면 중심 주파수가 1 : n의 범위에서 연속적인 튜닝이 가능하다.

3. 결 론

본 논문에서는 중심주파수가 2 - 8MHz의 범위에서 가변이 가능한 Gm-C 터위스 대역통과필터를 설계하였다. 트랜스컨덕터의 넓은 범위에서의 연속적인 튜닝을 위해 선형영역에서 동작하는 네 개의 트랜지스터 선형저항을 사용하였다. 이 트랜지스터로는 입력전압에 따른 변화 전류성분만 흐르게 하여, 1Vpp의 입력신호 크기에서 0.8% 미만의 고조파 왜율(THD)을 얻었다. 자동 튜닝회로는 일반적으로 널리 쓰이는 PLL 방식을 이용하였다. 외부의 기준클럭 주파수를 변화시켜야하는 단순한 PLL 방식의 경우는 중심주파수를 가변하기 위해 클럭의 주파수를 분할하거나 체배하여야 한다. 하지만 이 경우 연속적인 가변이 불가능하다. 본 논문에서는 클럭의 주파수를 고정하고 전압으로 주파수 제어를 할 수 있게 하였다.

(참 고 문 헌)

- [1] Z.Y. Chang, d) Macq, and Bernard L.A.G. Goffart, "A CMOS analog front-end circuit for FDN-Based ADSL System," IEEE JSSC, Vol. 30, No. 12, pp.1449-1455, Dec 1995
- [2] Y. Tsividis, M. Banu, and J. Khoury, "Continuous-time MOSFET-C filters in VLSI," IEEE JSSC, Vol. sc-21, No.1, pp.15-30, Feb 1986
- [3] E. Sackinger and W. Cuggenbuhl, "A high-swing, high-impedance MOS cascode circuit," IEEE JSSC, Vol.25, No.1, pp.289-298, Feb, 1990