

**적외선 수신 IC에 적합한
저주파 대역통과필터(Band Pass Filter)의 설계**

최배근*, 류승탁*, 홍영욱*, 김재협*, 이민철*, 조규형*
(*한국과학기술원 전기 및 전자공학과)

**Low frequency Band Pass Filter Design
for IR Receiver IC**

Choi Bae-Kun*, Ryu Seung-Tak*, Hong Young-Wook*, Kim Jae-Hyup*, Lee Min-Chul*, Cho Gyu-Hyeong*
(*KAIST Electrical Engineering)

Abstract - 본 논문에서는 광 다이오드에서 들어오는 신호로부터 원하는 대역의 신호를 얻기 위한 적외선 수신 IC에 적합한 대역통과필터를 설계하였다. 설계한 대역통과필터는 2차 Biquad gm-C 필터의 구조를 이용하여 중심주파수가 38kHz, Quality factor가 10인 필터를 구현하였다. 구현된 대역통과필터는 필터부분과 중심주파수를 보정해 주는 frequency tuning 부분으로 구성되어 있다. 낮은 transconductance와 높은 선형성을 요구하는 transconductor의 설계를 위해 Gilbert 곱셈기 특성을 이용하여 구현하였고 AMS사의 0.8 μ m BiCMOS model을 사용하여 +5V로 동작되도록 설계하였다.

그림 2.1은 Capacitor를 이용한 2차 Biquad band pass filter의 block diagram이다.

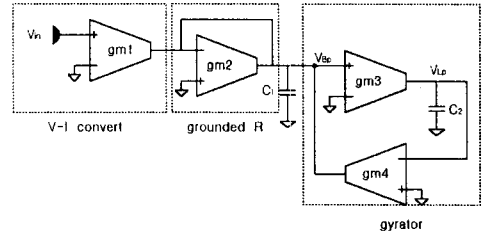


그림 2.1 2차 Biquad 대역통과필터

1. 서 론

적외선 통신구조를 살펴보면 디지털 데이터를 38kHz로 ASK Modulation한 후 적외선 다이오드를 통해서 광 신호 형태로 데이터를 송신하는 송신부와 이 신호를 Photo다이오드를 통해서 신호를 검출 증폭하는 수신부로 나누어 지는데, 이 수신부를 자세히 살펴보면 적외선 광 신호를 Photo다이오드를 통해서 검출하고 그 미약한 전류신호를 전치증폭기에서 증폭하여 전압신호형태로 만들어 준 다음 band pass filter를 통해서 우리가 원하는 38kHz 신호성분만을 추출해 낸다. 마지막으로 Peak Detector에서 원래 데이터 신호를 복원해 낸 후 마이크로 컨트롤러쪽으로 신호를 보내주게 된다. 그림 1에서 적외선 수신 모듈의 block diagram을 나타낸 것으로 이 수신모듈은 외부소자나 외부신호의 인가 없이 3핀(Vcc Gnd Vout)으로 구성되어 설계 제작 될 것이다

gm3 와 gm4가 중심주파수를 결정하는 Gm cell 이고 gm2와 gm3 gm4의 비가 Q를 결정하는 gm-cell 이다. gm-cell의 변화에 따라서 중심주파수가 변화함을 알 수가 있고 Q값은 gm-cell의 비로 나타남으로 gm-cell의 값이 변화하더라도 일정함을 알 수가 있다. 실제 gm-cell은 온도와 bias point 등 외부 환경에 따라서 gm의 값이 아주 민감하게 변화하기 때문에 filter의 중심주파수도 달라짐으로 거의 모든 gm-C filter에는 중심주파수를 조정하는 회로가 부가적으로 첨가되어야 한다. 주로 Phase Locked Loop을 이용한 automatic tuning 기법을 많이 이용한다

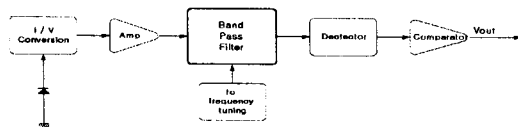


그림 1 적외선 수신 IC Block Diagram

본 논문에서 다루려는 부분은 38kHz 저주파 대역통과 필터(band pass filter)의 구현이다. Band pass filter의 종류에는 passive RLC필터와 Active RC 필터 IC에 적합한 MOSFET C 필터와 gm-C 필터 스위치 Capacitor 필터 등이 있는데, 본 논문에서는 gm-C 를 이용하여 중심주파수가 38kHz이고 Q(Quality factor)가 10인 band pass filter를 설계하였다

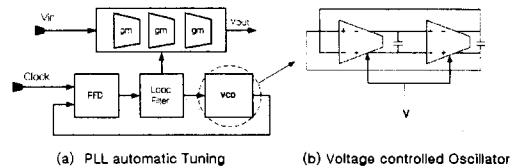


그림 2.2 PLL을 이용한 Automatic Tuning

그림 2.2을 보면 먼저 filter에 사용한gm-cell과 같은 구조의 gm-cell을 이용하여 control voltage에 따라서 주파수가 변화하는 Voltage Controlled Oscillator(그림(b) VCO)를 만들면 외부의 환경에 따라 filter의 중심주파수가 변화하면 VCO의 동작주파수도 같이 변하는 특성을 갖는다. 이런 특성을 이용하여 VCO의 동작주파수가 외부의 38kHz의 reference clock을 따라가도록 설계를 하면 filter의 중심주파수도 외부의 신호 clock을 따라가게 된다. 즉 phase Locked Loop를 만들어서, 이미 설계해 놓은 gm-cell에도 VCO에 들어오는 control 신호를 똑같이 인가해주면 gm-C filter의 중심주파수도 reference clock의 주파수를 따라가게 되는데, 이런 tuning 방법은 gm-C filter의 tuning 방법 중에서 가장 많이 사용하는 방법이다.

2. 본 론

2.1 Basic gm - C filter

2.2 제안한 Band Pass Filter의 구성 및 설계

그림 2.1의 2차 Biquad filter를 이용하여 38kHz band pass filter를 구현 하였다. 적외선 수신기에 필요한 주파수는 38kHz이고 적외선 수신기의 성능을 높이기 위해서 Q가 10인 filter가 적합하다. 아래 식을 보면 모든 gm cell의 gm은 tuning 을 위해서 basic gm값의 정수배가 되도록 설계했다. 중심주파수는 basic gm 과 capacitor의 값으로 나타나고 Q는 오직 gm과 capacitor비로 나타남을 알 수가 있다.

$$\text{Let } gm_2 = gm(\text{basic cell}), \omega_0 = \frac{gm}{C_2} \frac{1}{\sqrt{k}}$$

$$gm_3 = gm_4 = a \times gm, Q = \frac{gm}{C_2} \frac{1}{\sqrt{k}} \frac{C_1}{gm} = \sqrt{k} \times a$$

$$C_1 = k \times C_2$$

Q를 높이기 위해서는 gm3 와 gm2의 비와 C1 C2의 비가 커야 함을 알 수가 있지만 칩 면적을 고려해서 너무 크게 할 수가 없다. 그래서 gm3(=gm4)는 4배의 gm이 C1은 6.25배의 C2가 되도록 값을 정하였다.

중심주파수가 우리가 원하는 38kHz되도록 하기 위해서 gm 과 C2의 값을 조절하면 된다. 칩 size을 줄이려고 C2의 값을 작게 하면 할수록 gm의 값이 작아지기 때문에 gm 설계가 어려워진다. 본 논문에서는 gm의 값을 1uA/V로 두었고 그때의 C2의 값은 6.4pF되었다. gm1=1uA/V, gm2=1u A/V, gm3=gm4=4uA/V, C1=40pF, C2=6.4pF이 되도록 설계를 했다.

Basic gm-cell 이 1uA/V 에서 gm값이 tuning 되도록 transconductor를 설계했다. Transconductor에서 고려해야 할 사항은 먼저 입력impedance와 출력impedance가 매우 크도록 설계를 해야 한다. 또 Gyrator의 Q 특성을 좋게 하기위해서 DC gain도 큰 것이 바람직하다. 하지만 transconductor의 gm의 값을 줄이면서 DC gain을 크게 만들기 위해서는 다른 구조의 gm-cell이 필요하게 된다. 설계한 transconductor는 differential input and differential output을 가지는 구조를 선택했다. 본 논문에서는 band pass filter를 CMOS 와 Bipolar device로 나누어서 2가지로 설계를 했다.

2.2.1 Bipolar Transconductor의 설계

Power와 IC 면적을 줄이기 위해서 기본 transconductor라는 개념을 없애고 모든 transconductor가 입력뿐만 아니라 control signal에도 똑같이 선형적인 특성을 얻을 수 있는 구조를 생각하게 되었다.

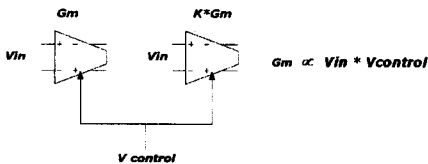


그림 2.3 제안된 transconductor의 개념

그림 2.3와 같이 입력 신호에 대해서도 선형적이고 control 신호에 대해서도 선형적인 출력전류를 가지는 transconductor를 생각하다가 analog multiplier를 생각하게 되었다. Analog multiplier는 두 입력의 곱에 비례하는 출력전류를 만들어 내기 때문에 쉽게 적용할 수 있을 것 같아서 analog multiplier를 연구하게 되었다.

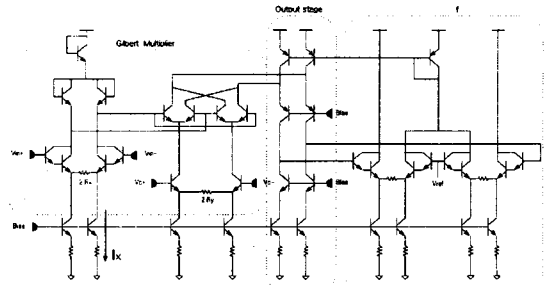


그림 2.4 제안된 Gilbert multiplier transconductor

그림 2.4는 제안된 transconductor의 전체 회로이다. 입력 impedance를 키워주기 위해서 입력구조를 darlington 구조를 사용하였다. 출력 impedance도 키워주기 위해서 output stage도 folded cascode 구조를 사용하였다. Differential 입력에 differential 출력구조를 가지기 때문에 common mode feedback 회로도 설계했다. Common mode feedback의 구조에도 darlington 구조를 사용하여 loading 효과를 줄일 수가 있었다. 회로에서 중요한 부분은 folded cascode 구조의 output 구조인데, 대역통과필터의 Q를 높이기 위해서는 gyrator의 Q가 높아야 한다. 즉 gyrator의 저항성분 즉 Loss를 줄이기 위해서 transconductor의 Output impedance를 크게 할 목적으로 folded cascode 구조를 선택하였다.

2.2.2 MOS Transconductor의 설계

2.2.1절에서는 bipolar analog multiplier를 이용한 transconductor를 설계했다. 이번 절에서는 같은 개념을 가지는 근사화된 MOS multiplier를 이용하여 transconductor를 설계하고 필터도 구성해 보았다.

MOS는 bipolar와는 달리 drain current가 Vgs에 2차적으로 비례하기 때문에 gm의 값이 전류에 일차적으로 비례하지 않는다. 그렇기 때문에 bipolar와 같은 Gilbert multiplier를 구성하더라도 multiplier로 동작을 하지 않는다. 하지만 근사적으로 multiplier에 가깝도록 설계를 할 수가 있다.

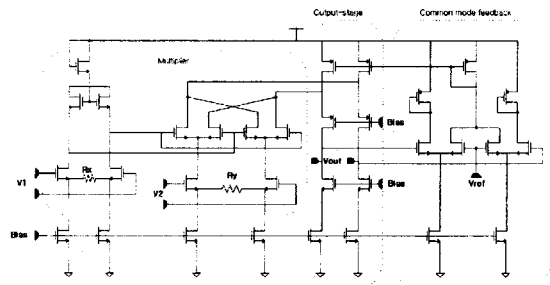


그림 2.5 제안된 MOS transconductor

그림 2.5은 제안된 MOS transconductor를 설계한 회로도이다. Bipolar로 구현한 transconductor의 구조의 거의 일치한다. 출력 stage의 impedance도 키우고 gain도 증가시킬 목적으로 bipolar 구조와 같이 folded cascode구조를 사용하였다. 역시 differential 구조를 가지기 때문에 common mode feedback회로도 부가하였다.

2.3 제안한 Automatic Frequency Tuning

본 논문에서는 외부의 기준 clock 없이 automatic tuning을 해주는 적외선 수신IC에 적합한 새로운 구조의 automatic tuning 방법을 제안하였다.

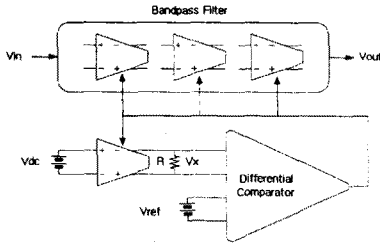


그림 2.6 DC offset Voltage를 이용한 Tuning

그림 2.6을 보면 gm-cell의 입력에 일정한 DC 전압을 인가하면 gm-cell출력에는 일정한 전류가 흐르게 되고 저항양단에 일정한 전압($V_{dc} \times g_m \times R$)이 나오게 되는데 출력전압은 gm에 선형적으로 비례하게 된다.

즉 온도나 외부환경 Bias 전류변화에 의해서 생기는 gm의 변화가 바로 출력 전압에 나타나게 된다. 이 출력 전압과 우리가 원하는 기준전압(원하는 gm이 나오게 되는 전압)을 서로 비교하여 출력전압이 기준전압을 따라가도록 제어를 해주게 되면 gm 값도 우리가 원하는 gm의 값을 가지게 된다. 이런 구조의 tuning 방법과 PLL을 이용한 tuning 방법에는 서로 장단점을 가지고 있다. 먼저 PLL을 이용한 Tuning 방법은 주파수 자체를 비교하기 때문에 gm-cell의 변화뿐 아니라 capacitor 값의 변화까지 고려해서 tuning 하므로 좀 더 정확하게 tuning 할 수가 있다는 장점이 있다. 하지만 정확하게 tuning 하기 위해서는 주파수를 비교해주는 phase locked loop가 필요하게 되어 칩 size와 power 소모가 늘어나게 되고 내부의 VCO의 clock noise가 앞 단의 전치증폭기에 영향을 주게 되고 또 외부의 reference clock까지 필요하게 되어 one-chip화 하기에는 적합하지 않다. DC offset tuning 방법은 외부의 reference clock 대신 일정한 DC 전압만 필요하게 되므로 칩 내부에서 모두 구현을 할 수가 있어 적외선 수신 IC에는 칩 size나 power 면에서 PLL구조보다는 유리하다고 할 수가 있다.

2.4 대역통과필터의 모의실험 및 결과

앞에서 제안된 필터를 설계하여 모의실험을 하였다. 중심주파수가 38kHz Q가 10이 나오는 것을 확인하였다.

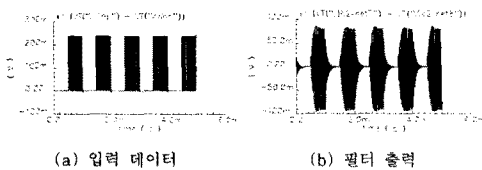


그림 2.7 적외선 송수신 데이터 모의실험 결과 파형

그림 2.7은 38kHz 캐리어에 실려서 송신되는 데이터에 대한 필터의 출력 파형을 모의실험을 통하여 확인하였다. Q가 높기 때문에 38kHz 주변의 신호만 출력되는 것을 확인할 수가 있었다.

그림 2.8 Bipolar로 설계한 필터에 온도를 100도 변화시켰을 때 온도에 따른 주파수 특성의 변화를 나타낸

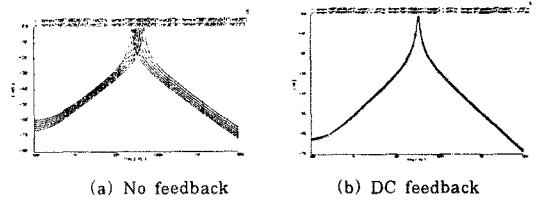


그림 2.8 온도변화에 따른 필터의 특성변화

것인데 DC offset tuning feedback을 하지 않은 필터는 중심주파수가 26kHz에서 52kHz나 변했고 즉 온도가 10도 변할 때 중심주파수가 약 2~3kHz 정도 변한다는 뜻으로 아주 많이 변하는 것을 알 수가 있다. (b)의 그림은 DC offset feedback 제어회로를 추가했을 때 그때 온도변화에 따른 필터의 특성을 나타낸 것이다. 그림 (a)와 비교했을 때 거의 특성이 변화하지 않는 것을 알 수가 있다.



그림 2.9 대역통과필터의 Layout

그림 2.9는 AMS사 0.8μm BiCMOS 공정을 이용하여 대역통과필터를 Layout 결과이다.

3. 결 론

적외선 수신 모듈IC에 필요한 대역통과필터를 Bipolar와 MOS를 각각 이용해서 설계 및 모의 실험을 했다. 저주파 대역통과필터를 IC로 구현하기 때문에 새로운 구조의 Transconductor를 제안하게 되었고 또 실제 중심주파수가 온도나 외부 환경이 변화하기 때문에 그런 변화에 둔감하도록 automatic tuning 회로를 부과하였다. 보통 automatic tuning 방법은 PLL을 사용하지만 외부의 신호의 인가 없이 단일 칩 내부에 구현 할 수 있도록 새로운 Tuning 방법을 제안해서 filter를 구현하였고 온도에 대해서도 filter의 중심주파수가 38kHz에서 변화하지 않음을 확인하였다.

(참 고 문 헌)

- [1] Jaime E.Kardontchik, "Introduction to the Design of Transconductor-Capacitor Filters"
- [2] Jose Silva-Martinez, "A Large-Signal Very Low Distortion Transconductor for High-Frequency Continuous-Time Filters," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 26, pp. 946-955, July 1991.
- [3] F.Krummenacher and N. Joehl, "A 4-MHz CMOS continuous-time filter with on-chip automatic tuning," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 23, pp. 750-757, June 1988.
- [4] Mikio Koyama, Tadashi Arai and Yoshihiro Yoshida, "A 2.5-V Active Low Pass Filter Using All-n-p-n Gilbert Cells with 1-Vpp Linear Input Range," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 28, No. 12, pp. 1246-1253, December 1993.
- [5] 박송배, "에널로그 IC 필터의 설계"