

저주파 AC 증폭기에 적합한 면적 효율적인 바이어스 기법

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

An Area Efficient Biasing Technique for Low Frequency AC Amplifier

Ryu Seung-tak\*, Hong Young-wook\*, Choi Bae-kun\*, Cho Gyu-hyeong\*  
 (\*KAIST Electrical Engineering)

**Abstract** - 본 논문에서는 저주파 신호 증폭기에서 DC 이득에 의해 앰프가 포화되는 것을 막기 위해 필요한 큰 커플링 커패시터와 바이어스 저항의 면적을 줄이기 위한 회로를 제안한다. 또한, 이 경우 연산증폭기의 양 입력 단에 연결되는 바이어스 저항과 앰프의 이득을 설정하기 위해 사용되는 저항사이의 큰 값의 차이로 인해 발생하는 오프셋을 줄이기 위해 적절한 기준 전압을 정의하는 방법을 소개한다. 제안된 회로를 사용했을 때, 기존의 저항으로 앰프의 입력단을 바이어스할 때의 한계인 오프셋의 문제를 해결함으로써 보다 최적화된 면적으로 설계가 가능했다. 이 기법을 적외선 리모콘 수신 IC의 앰프에 적용했을 때, 커플링 커패시터와 바이어스 저항으로 설정되는 -3dB 주파수를 3kHz에 설정한 경우, 저항과 커패시터가 차지하던 면적의 12%를 차지했다.

1. 서 론

집적회로에서는 면적의 문제로 인해 용량이 큰 커패시터나 큰 저항, 인덕터등의 수동소자의 사용은 가급적 피한다. 따라서 증폭회로를 설계할 때 대부분은 차동증폭기를 활용하여 직결방식으로 연결한다. 그러나 여러 증폭단이 필요한 경우에는 커패시터를 사용하여 각각의 증폭단을 DC 적으로 분리하거나 DC 피드백을 걸어 앰프의 DC 이득에 의해 출력이 포화되지 않도록 해야 한다. 그러나, 입력으로 들어오는 노이즈가 중요한 경우라면 커플링 커패시터를 사용하여 입력의 DC 성분을 완전히 제거하는 것이 더 효과적일 것이다. 이 경우, 낮은 주파수의 신호를 통과시켜야 하는 조건이라면 용량이 큰 커패시터는 필수적이다.

큰 값의 저항 역시 면적을 많이 차지하는 문제가 있으므로 작은 면적의 능동소자로 대체하고자 하는 노력들이 있어왔다[1,2]. 그러나, 그 결과들은 선형성에 더욱 주안점을 둔 것으로 큰 저항값을 얻는 데는 다소 무리가 있다. 본 레터에서는 저주파 AC 앰프에서의 이러한 문제를 해결하기 위해, 적은 면적에 큰 저항값을 구현함으로써 작은 커플링 커패시터의 사용을 가능케하고 큰 저항값의 차이로 인한 오프셋을 줄일 수 있는 새로운 바이어스 기법을 소개한다. 그리고 이 기법을 적외선 리모콘 수신 IC에 적용한 결과를 보여 성능을 검증하기로 한다.

2. 적외선 리모콘 수신 IC

그림. 1은 전형적인 리모콘 수신 IC의 블록도를 보여준다. 수신된 신호는 이진 진폭변조(Binary Amplitude Shift Keying (ASK))방식의 파형을 갖는다. 이 구조에서 수신된 적외선 신호는 포토다이오드(PD)를 통해서 전류의 신호로 바뀌게 되고, 트랜스 임피던스 저항  $R_{T2}$ 를 거쳐 전압의 신호로 바뀐다. 그리고 난 후, 신호는 증폭되고 다음 단계에서 다른 신호처리 과정을 거치게 된다[3]. 이 과정에서 입력단 버퍼의 바이

어스 전압  $V_1$ 은 PD의 암전류로 인해 외부 광의 강도에 따라 변화한다. 이 경우, 앰프의 DC이득에 의해 출력단이 포화되어 정상동작하지 못하는 것을 막기 위해 입력의 DC를 블록킹하는 것은 필수적이다. 커플링 커패시터로 DC 블록킹을 할 때, 앰프는 비반전 앰프의 형태를 띄는 것이 면적면에서 유리하다. 반전앰프는 커플링 커패시터와 극점을 형성하는 저항이 이득에도 영향을 주기 때문에 다른 저항도 커져야 하지만, 비반전 앰프는 단지 입력단의 바이어스에만 영향을 주기 때문이다.

리모콘 신호는 30kHz정도의 비교적 저주파의 반송파를 사용하는 ASK변조된 신호이므로, 이 신호가 제대로 전달되기 위해서는 커플링 커패시터  $C_c$ 에 의해 형성되는 극점이 30kHz보다 충분히 낮은 곳에 위치해야 한다. 따라서 커플링 커패시터  $C_c$ 와 바이어스 저항  $R_B$ 의 값이 커진다. 게다가  $R_B$ 와  $R_1$ 의 큰 차이로 인해 출력에 발생하는  $I_B R_B R_2 / R_1$ 로 표현되어지는 큰 오프셋 전압  $V_{OSO}$ 가 필연적이며 이것은 심각하게는 출력전압을 포화시킬 정도로 커질 수 있다. 따라서, 이 현상은 저전압 회로에서 더욱 심각한 문제가 된다.

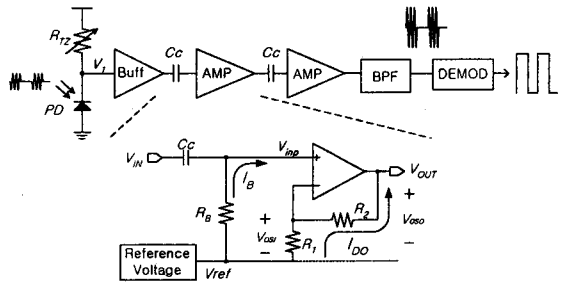


그림. 1 전형적인 리모콘 수신 IC의 블록도와 앰프의 구조

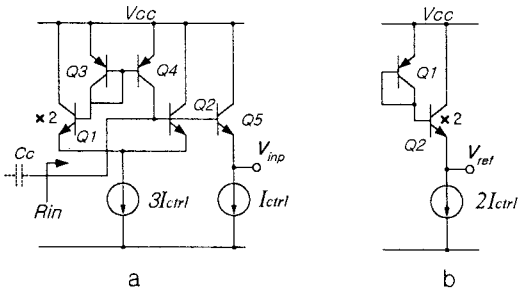
3. 제안된 바이어스 회로

그림. 1에서의 저항  $R_B$ 를 대체하기 위한 능동소자를 사용한 큰 저항값을 갖는 회로 - 앞으로 이 회로를  $R_B$ -셀라 부른다 - 를 본 논문에서 제시한다.  $R_B$ -셀은 작은 면적에 큰 저항값을 가져야 할 뿐만 아니라, 출력의 오프셋을 줄이기 위해 앰프의 입력단에서 발생하는 바이어스 문제를 해결해야 한다. 그림. 2a는  $R_B$ -셀을 보여준다. ASK방식으로 변조된 신호에서 선형성은 그리 문제가 되지 않으므로 그림. 2a에 보인 바와 같이, 앰프의 양의 입력단( $V_{inp}$ ) 전압을 정의하기 위해 대칭구조를 가진 차동쌍의 입력부를 도입했다. 트랜지스터의 바이어스 전류를 감소시킴으로써 등가 베이스 입력 저항  $r_{\pi}$ 가 선형적으로 증가하므로 큰 저항값을 얻을 수 있다. 이 회로는 차동 입력 트랜지스터( $Q_1$ - $Q_2$ )의 베이스 전류를  $Q_3$ - $Q_4$ 의 전류 미러로 복사함으로써 두 트랜지스터  $Q_1$ - $Q_2$ 가 같은 동작 조건을 갖도록 만들어 준다. 그러기 위해서  $Q_1$ 은  $Q_2$ ,  $Q_5$ 의 2배의 면적으로 설계되었다. 따

라서  $Q_2$ 의 Base 전압은  $V_{CC}-V_{BE}$ 로 정의되고, 그 노드의 저항값은 대략  $Q_2$ 의  $r_x$ 가 된다.  $Q_5$ 는  $Q_2$ 와 같은 동작 조건을 갖는 버퍼이다.  $Q_5$ 의 에미터 전압( $V_{in+}$ )은 Op-amp의 양의 입력단에 연결되고 그 전압은  $V_{CC}-2V_{BE}$ 가 된다.

그림. 1에 보인 앰프의 구조에서 음의 입력단에 연결되는 기준 전압이 Op-amp의 양의 입력 전압과 같게만 되면 이상적으로 오프셋을 제거할 수가 있다. 양의 입력단의 전압이  $V_{CC}-2V_{BE}$ 로 표현이 되므로, 동일한 전압을 얻기 위한 기준 전압은 그림 2.b 에 보인 간단한 회로로 얻을 수 있다.  $Q_1-Q_2$ 는 각각 그림. 2a의  $Q_4-Q_5$ 와 같은  $V_{BE}$  전압을 가지므로  $V_{ref}$ 는  $V_{in+}$ 와 같은 전압을 갖는다. 그러나, 이 회로에서  $I_{ctrl}$ 은 매우 작은 값이므로 출력저항이 크고 전류 구동능력이 떨어져서 추가적인 버퍼를 필요로 한다.

그림. 3에는 기본 개념을 보다 개선한 회로가 있다. 개선된  $R_B$ -셀은  $Q_1$ 과  $Q_2$ 의 매칭을 개선하기 위해서  $Q_3\sim Q_6$ 로 구성된 개선된 Wilson 전류 미러를 이용했다. 대체된  $R_B$ -셀은 그 저항값이 바이어스 전류의 조절로 큰 값으로 설정이 가능하여 그림. 1에서 사용된 버퍼는 제거가 가능하였다. 개선된 기준 전압원 발생기는 전류 구동능력을 개선하기 위한 버퍼를 삽입하는 대신 전류원과  $Q_{10}-Q_{11}$ 으로 형성된 피드백을 사용해  $Q_{10}$ 에  $2I_{ctrl}$ 이 흐르도록 함으로써  $Q_{10}$ 의  $V_{BE}$  전압이  $Q_7$ 과 동일하게 맞추어  $V_{in+}$ 와  $V_{ref}$ 가 같은 전압을 갖도록 했으며, 이 피드백 루프는 기준전압원의 출력 저항을 떨어뜨리는 역할을 겸하여 이상적인 전압원에 가깝도록 만든다.



a.  $R_B$ -셀                      b. 기준전압 발생회로  
그림. 2. 제안된 회로들

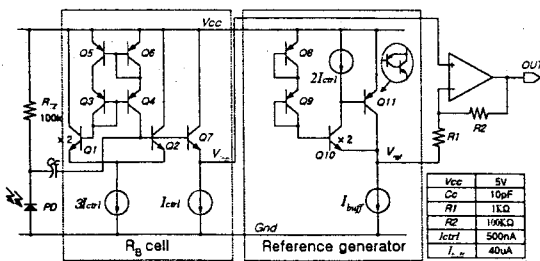


그림. 3 개선된 회로와 그것이 적용된 앰프

4. 모의 실험

그림. 3에 보인 회로를 AMS의  $0.8\mu\text{m}$  BiCMOS 공정 모델을 이용하여 SPECTRE로 모의실험 하였다. 사용된 Op-amp는 전형적인 2단 앰프이고, 모의실험에 사용된 값들은 그림. 3의 테이블에 보였다. 그림. 4는  $I_{ctrl}$ 의 변화에 따른 주파수 특성 그래프를 나타내었다.

$I_{ctrl}$ 은 Op-amp의 입력 바이어스 전류에 의해 영향을 받지 않도록 최소 500nA로 설정되었고 4A까지 2배씩 증가시켰다. 그림. 4의 모의 실험 결과에서처럼  $r_x$ 와 콜렉터 전류의 반비례특성은  $I_{ctrl}$ 에 따른 극점이 로그 스케일의 주파수 영역에서 선형적으로 분포한다. 또한, 모의실험된 앰프의 이득이 이론치인 140dB에 근접하므로, 제안된  $R_B$ -셀이 큰 저항값을 갖는다는 사실과 기준전압 회로가 충분히 작은 출력저항을 갖는다는 사실을 보여준다.  $I_{ctrl}$ 이 500nA일때, 저항값은 대략 5M정도로서 극점의 주파수가 3kHz에 있으며 출력의 오프셋전압은 15mV로 BJT의 부정합을 고려한다 하더라도 수 백mV 정도의 범위에 있으리라 예상된다. 실제 수동 저항소자로써 바이어스 저항을 쓸 경우, 300k $\Omega$ 이 출력을 포화시키지 않는 최대한의 값을 고려할 때, 이는 오프셋의 관점에서 상당히 개선된 결과이다.  $R_B$ -셀과 커플링 커패시터  $C_c$ 에 의해 극점이 3kHz에 설정된 경우, 제안된 회로와 10pF의 커플링 커패시터  $C_c$ 가 차지하는 면적은 기존의 수동저항과  $C_c$ 의 면적의 12%만을 차지한다. 트랜지스터의 바이어스 전류를 더 줄일 수 있다면 면적은 더 줄여줄 수 있다.

입력신호에 의한  $Q_2$ 의 상태에 따라 제안된 회로의 입력 저항값은  $Q_2$ 의  $r_x$ 와  $Q_5$ 의 입력으로 들여다 본 등가 저항사이에서 변화한다. 그러나,  $C_c$ 와  $R_B$ 에 의한 극점이 신호 주파수보다 충분히 낮게 설계된다면, 아날로그 신호를 증폭하기 위해서 이 기법을 사용할 수도 있다. 신호가 20kHz대역이고 극점이 3kHz에 설정되었을 때, THD는 2%이내에 존재했다. 이를 그림. 5에 보였다.

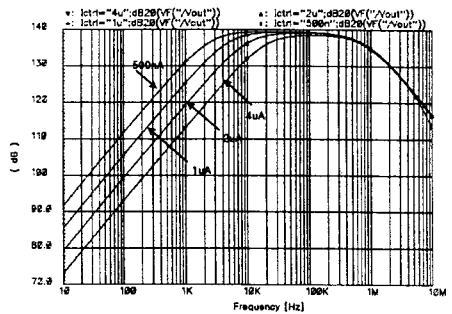


그림. 4  $I_{ctrl}$ 의 변화에 따른 극점의 분포

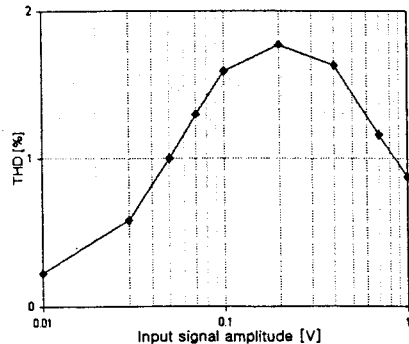


그림. 5 입력의 크기때 따른 THD

5. 결 론

본 논문에서는 낮은 극점을 요하는 증폭기의 응용에서 대칭구조를 갖는 차동증폭기와  $r_x$ 의 특성을 이용해 작은 면적으로도 큰 바이어스 저항을 구현하는 기법을 제안하였다. 또한, 앰프의 양의 입력단의 전압을 고려한 기준전압의 설정으로 오프셋을 기존의 방식보다 상당히

줄일 수 있었다. 이것을 적외선 리모콘 수신회로에 적용한 결과 수동소자에 비해 90%가까운 면적의 감소를 보였고 출력 오프셋도 15mV의 작은 값으로 나타났다.

(참 고 문 헌)

- [1] Wang, Z., Novel voltage-controlled grounded resistor. Electron. Lett., 1990, 26, (20), pp. 1711-1712
- [2] O. Saaid., A. Fabre., Class AB current-controlled resistor for high performance current-mode applications. Electron. Lett., 1996, 32, (1) pp. 1711- 1712
- [3] Remote control photosensitive IC RPM6900 Series Data Sheet, ROHM, Inc.