

개별 BJT를 이용한 보청기의 효과적인 바이어스 회로

장 형 식, 현 유 진, 성 광 수

영남대학교 전자 정보 공학부

전화 : 053-810-2481 / 핸드폰 : 011-515-6174

An Efficient Bias Circuit for Hearing Aid using Discrete BJT

Hyungsik Jang · Eugin Hyun · Kwang-Soo Sung

Yeungnam University Electrical engineering & Computer science

E-mail : jhs456@yumail.ac.kr

Abstract

In this paper, we propose an efficient bias circuit for hearing aid using discrete BJT. The collector feedback bias circuit, widely used for the hearing aid, has a resistor for negative feedback. As the resistor affects AC and DC simultaneously, it is quite difficult to adjust amplifier gain without changing DC bias point. The previous bias circuit also has weak point to be oscillated by the positive feedback of power noise if gain of hearing aid is high. In the proposed circuit, we can reduce the two weak points of the previous circuit by adding a resistor which is β times larger than collector resistor between base of BJT and power supply.

I. 서론

인간이 의사 소통을 위해 사용하는 말은 절대적으로 청각 기능에 의존하므로, 청각 기능에 손상이 발생할 경우, 환자가 겪는 고통과 불편함은 말할 수 없이 크다. 난청은 크게 전음성난청과 감각신경성난청으로 분류된다[1][2]. 송화기로 입력된 음성 신호를 정해진 선형 이득만큼 증폭시켜 수신기(receiver)등을 통해 출력시키는 선형 이득형 보청기는 단순히 소리가 작게 들리는 전음성 난청에는 매우 효과적이다. 이러한 선형 이득형 보청기를 위해 디지털 보청기나

아날로그 보청기가 사용되어진다. 하지만 아직까지 디지털 보청기의 가격이 고가이기 때문에 이산소자를 이용한 아날로그 보청기가 사용되고있다. 이러한 이산소자를 이용한 아날로그 보청기에서는 1.2V ~ 1.5V의 저전압을 사용하기 때문에 바이어스 점을 잡는데 많은 어려움이 있다. 이산소자를 이용한 증폭기의 바이어스 회로에는 다음과 같은 전압 분배 바이어스 회로, 컬렉터 귀환 바이어스 회로가 일반적으로 사용된다.[3]

전압 분배 바이어스 회로에서는 공급 전원의 전압이 변동 있을 때 바이어스 점이 많이 변하는 단점이 있다. 컬렉터 귀환 바이어스 회로는 공급 전원의 전압 변동이 있어도 부귀환 저항에 의해 원래 바이어스 전압이 유지되는 특성이 있다. 따라서 보청기에서는 컬렉터 귀환 바이어스 회로를 많이 사용하고 있다.

그러나 이 회로에서는 부귀환 저항이 AC와 DC에 대해 모두 부귀환으로 동작하므로 AC전압 증폭률을 임의로 조정하기가 힘들게 된다. 또한 전원에 잡음이 발생할 경우, 이 잡음이 정귀환으로 증폭되어 발전이 발생하여 증폭기로서 동작이 불가능하게 될 수 있다.

본 논문에서는 컬렉터 귀환 바이어스 회로의 단점을 보완한 바이어스 회로를 제안한다. 제안된 회로에서는 부귀환 저항값은 증폭기의 전압 이득에만 영향을 미치고, 바이어스에는 영향을 미치지 않는 특징을 가진다. 또한 외부전원이 1.5V에서 1.2V로 변화더라도 기존 회로에 비해 출력 바이어스 전압이 거의 일정 하게 유지된다. 전원으로 유입되는 잡음을 분리시켜 아주 미소한 잡음만이 정귀환 증폭이 되게 하여 전체 증폭기에서는 거의 영향을 미치지 않는 특징을 갖고 있다

본 논문은 IDEC의 부분적인 지원으로 이루어 졌음.

II. 기존 보청기의 바이어스 회로

그림 1은 일반적인 보청기의 구조이다. 송화기로부터 입력된 신호는 전치 증폭기와 주 증폭기를 통해 충분한 크기로 증폭된다. 이 신호는 필터를 통해 저주파 부분이 감쇠되고 다시 증폭된다. 마지막으로 전력 증폭단을 거쳐 수화기를 통해 출력된다.

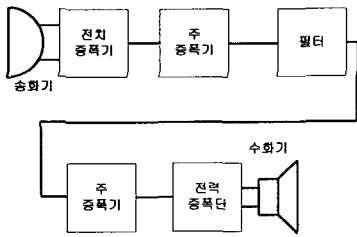


그림 3 일반적인 보청기 구조

서론에서 말한 것처럼 증폭기의 바이어스 회로로 컬렉터 귀환 바이어스 회로를 사용한다. 그림 2는 부귀환 저항을 이용한 바이어스 회로이다. 이 회로는 β 값이 변해도 부귀환을 통해 일정한 I_C 를 유지하게 되고 출력단 바이어스 전압 V_o 도 일정한 값으로 유지하게 된다.[3] 보청기는 공급전원으로 건전지를 사용하기 때문에 시간이 지남에 따라 전압이 떨어진다. 이렇게 공급전원이 떨어질 때 출력 바이어스 전압의 변화에 대해 알아보기 위해 그림 2 회로의 V_o 를 구해보면 식(1)과 같이 된다.

$$V_o = \frac{R_F(V_{CC} - V_{BE})}{R_F + \beta R_C} + V_{BE} \dots (1)$$

여기서 V_{CC} 는 공급 전원으로 1.5V이고, V_{BE} 는 베이스와 이미터 사이의 전압으로 보통 0.6~0.7V이다. 즉 V_{CC} 의 값이 조금 바뀌어 출력 바이어스 전압이 바뀌어도 트랜지스터가 어느 정도 증폭기로서 동작할 수 있다는 걸 알 수 있다. 즉 이 바이어스 회로는 외부 전원의 변화에 비교적 좋은 특성을 가지고 있다.

이 회로의 기본 증폭 전압 이득 A_v 를 구해보면 식(2)와 같다.

$$A_v = -\frac{R_F}{R_S + R_F} \cdot \frac{R_C \parallel R_F}{r_e + (R_S \parallel R_F) / \beta} \dots (2)$$

식(2)에서 R_S 는 입력 신호 v_s 에 연결된 저항이고 r_e 는 트랜지스터가 증폭기로 동작할 때 존재하는 이미터 저항이다. 위 식에서 살펴보면 전체 전압 이득의 변화에 R_F 의 값이 영향을 미친다는 걸 알 수 있다.

결과적으로 R_F 의 값은 식(1)에서와 같이 출력 바이어스 전압을 결정할 뿐 아니라 식(2)에서와 같이 전체

전압 이득에 영향을 준다는 것이다. 만약 전압 이득을 높이기 위해 R_F 의 값을 바꾸게 되면 I_C 가 바뀌게 되어 동작점이 바뀌게 된다. 다시 I_C 를 조정하기 위해서는 R_C 의 값을 다시 바꾸어야 한다. 하지만 R_C 값은 다음 단 증폭기의 전압이득에 영향을 주기 때문에 이를 조정한다는 것이 쉽지 않음으로 인해 회로 설계가 복잡해지는 문제가 있다.

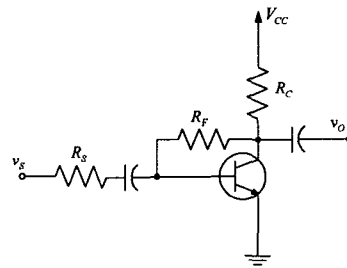


그림 4 컬렉터 귀환 바이어스 회로

다음은 보청기 회로의 전원 잡음에 대해 분석해 보고자 한다. 증폭된 신호가 스피커를 통해 출력될 때 인덕터에 의해 전원에 잡음이 발생한다. 특히 건전지가 방전되면 전원의 내부 저항이 커지게 되고 더 많은 전원 잡음이 발생되며, 이 잡음은 증폭기의 전치 증폭기로 귀환되어 정귀환에 의한 발전이 발생될 수 있다.

그림 3은 이런 전원 잡음이 증폭기의 출력에 어느 정도 나오는지 알아보기 위해 그린 증폭기의 등가회로이다. v_N 은 전원 잡음이고, R_F 는 전원의 내부 저항이다. r_e 는 트랜지스터가 증폭기로 동작할 때 존재하는 베이스 저항이고, i_b 는 베이스로 흐르는 ac 전류이다.

이 등가회로에서 입력 잡음 전원에 대한 출력의 잡음 이득 A_N 을 구하면 다음 식(3)과 같이 된다.

$$A_N = \frac{r_e + R_F}{\beta(R_F + R_C) + r_e + R_F} \dots (3)$$

전압 이득 $A_v \approx 10$ 정도가 되게 보청기 회로를 구성할 때, A_N 은 실제로 0.1~0.3 정도의 값을 가진다.

이 값은 다음 단의 증폭기의 입력으로 들어가서 원래의 신호들과 함께 증폭되어 출력 신호를 왜곡시키게 되는 것이다. 일반적으로 β 가 100 ~ 400 정도의 값을 가지고 $\beta(R_F + R_C) \gg r_e + R_F$ 이기 때문에 아래 식(4)로 나타낼 수 있다.

$$A_N \approx (r_e + R_F) / \beta(R_F + R_C) \dots (4)$$

즉, 입력 신호의 이득을 높이기 위해 R_F 값을 높이면 전원 잡음도 같이 증가한다는 것을 알 수 있다. 기존 보청기 회로에서는 이러한 전원 잡음을 줄이기 위해 전원 단에 저역 통과 필터를 뒀으로써 이러한 문제를

해결하였다.

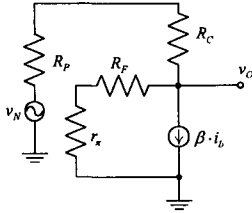


그림 5 전원 잡음에 대한 등가 회로

III. 제안한 바이어스 회로

본 논문에서는 그림 4와 같이 이득을 높이기 위해 R_F 저항을 증가시켜도 바이어스 전압이 변하지 않을 뿐 아니라, 전원 잡음 출력이 항상 작은 값으로 유지시킬 수 있는 회로를 제안한다.

이 회로에서 I_C 와 I_B 를 이용해 R_F 저항으로 흐르는 I_{RF} 를 구해보면 식(5)와 같이 된다.

$$I_{RF} = [V_{CC}(R_B - \beta r_c) - (R_B V_O - \beta R_C V_{BE})] / (\beta R_C R_B) \dots (5)$$

위 식에서 I_{RF} 가 최소값을 가지기 위해 $R_B = \beta R_C$ 로 두면 $I_{RF} = V_{BE} - V_O / \beta R_C$ 이 된다. 또한 I_{RF} 는 R_F 양단으로 흐르는 전류이므로 $I_{RF} = V_O - V_{BE} / R_F$ 이 된다. R_C 와 R_F 의 값에 무관하게 항상 두 수식이 만족되려면, $V_O = V_{BE}$ 가 되어야 한다. 즉 $R_B = \beta R_C$ 가 되면 $I_{RF} = 0$ 이 되어 출력 바이어스 전압 V_O 는 항상 V_{BE} 로 유지된다. 다음은 기본 증폭 전압 이득 A_v 를 구해보면 식(6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$A_v = - \frac{R_B \parallel R_F}{R_B \parallel R_F + R_S} \cdot \frac{R_C \parallel R_F}{r_e + (R_S \parallel R_B \parallel R_F) / \beta} \dots (6)$$

이때 $R_B = \beta R_C$ 이므로 R_B 는 수백 kΩ에서 수 MΩ의 값을 가진다. 따라서 A_v 는 식(7)으로 나타낼 수 있다.

$$A_v = - \frac{R_F}{R_F + R_S} \cdot \frac{R_C \parallel R_F}{r_e + (R_S \parallel R_F) / \beta} \dots (7)$$

이 식은 기존 회로의 이득과 동일하다는 것을 알 수 있다. 그러므로 이 회로 역시 R_F 가 전체 전압이득에 영향을 준다는 것을 알 수 있다. 하지만 기존의 회로에 반해 제안된 회로에서는 전체 전압 이득을 바꾸기 위해 R_F 저항을 바꾸어도 출력 바이어스 동작점은 항상 V_{BE} 로 유지됨을 알 수 있다. 따라서 $R_B = \beta R_C$ 로 두면서 바이어스 전압을 일정하게 유지하면서 전압 이득을 원하는 값으로 조절할 수 있게 되는 것이다.

다음은 V_{CC} 와 β 의 변화에 따른 출력 바이어스 전압을 알아보기 위해, $\beta = \beta_0 + \Delta\beta$ 로 두고 V_O 를 구해보면, 식(8)과 같다.

$$V_O = \frac{R_F \Delta\beta (V_{CC} - V_{BE})}{\beta_0 (R_F + (\beta + 1) R_C)} + V_{BE} \dots (8)$$

$\beta_0 \gg \Delta\beta$ 이므로 $\Delta\beta$ 가 얼마만큼의 값을 가지더라도, $V_O \approx V_{BE}$ 이다. 특히 $\Delta\beta = 0$ 이면, V_O 는 항상 V_{BE} 임을 앞에서 설명했듯이 수식에서도 알 수 있다. V_{CC} 가 증폭기로서 동작할 수 없는 전압까지 떨어지기 전까지 V_{CC} 에 상관없이 $V_O = V_{BE}$ 임을 알 수 있다. 즉 기존 회로에 비해 β 나 V_{CC} 의 변화에 바이어스가 매우 안정적임을 알 수 있다.

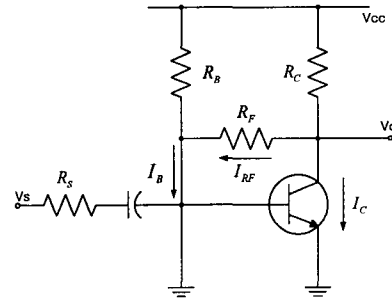


그림 6 제안된 바이어스 회로

다음은 제안된 회로에서 전원 잡음에 대한 분석을 해 보고자 한다. 제안된 회로의 잡음 이득 A_N 을 나타내면 식(9)과 같이 된다.

$$A_N = r_e / [\beta(R_F + R_C) + r_e] \dots (9)$$

전압 이득 $A_v \approx 10$ 정도가 되게 보청기 회로를 설계할 때, A_N 은 실제로 0.03이하의 값을 가진다. 이는 기존 회로의 전원단에 저역 통과 필터를 두지 않은 경우와 비교해서 최대 100배정도 감소되어진 값이다. 또한 A_N 이 R_F 에 무관하게 값을 가짐으로 인해, 전압 이득을 키우기 위해 R_F 의 값을 증가 시켜도 잡음 이득에는 아무런 영향을 미치지 않음을 알 수 있다.

IV. 모의실험 및 고찰

기존의 회로와 제안된 회로의 특성을 확인하기 위해서 General semiconductor사의 BC849C 트랜지스터를 사용하여 PSPICE로 모의실험 하였다. V_{CC} 는 1.5V이고 입력 신호로 1KHz 진폭 0.01mV의 사인파를 제안한 회로에 인가하였다. 시뮬레이션 결과 전압 이득이 10000V/V임을 알 수 있었다. 이는 계산치 13428V/V와 거의 비슷함을 알 수 있다.

다음은 R_F 가 변화에 따라 출력 바이어스 V_O 의 변화를 그림 5에 나타내었다. 여기서 R_F 의 값은 0Ω에서 100kΩ까지 변할 때 기존의 회로는 출력 바이어스 V_O 가 증가하는 것을 볼 수 있다. 반면에 제안한 회로는

R_F 의 값에 무관하게 항상 같은 값인 V_{BE} 즉, 0.65 V를 유지한다.

그림 6는 β 값의 변화에 따라 V_o 의 변화를 알아본 것이다. 기존 회로에 비해 제안된 회로가 출력 바이어스가 β 값에 덜 민감한 걸 알 수 있다.

그림 7은 전원 전압인 건전지가 1.5V에서 1.0V까지 방전할 때, V_o 의 변화를 확인 한 것이다. 기존회로의 경우 V_{CC} 가 떨어지면 V_o 가 많이 변하지만 제안된 회로는 일정한 값으로 유지함을 알 수 있다.

전원잡음이 생길 때, 출력파형이 어떻게 나오는지에 대한 시뮬레이션을 하였다. 전원에 진폭 0.001mV 주파수 60Hz의 사인파를 인가하였으며 전압강하를 고려하여 V_{CC} 는 1.4V, R_F 는 50 Ω 를 사용하였다. 기존 회로의 경우 입력신호와 함께 잡음이 증폭되어 출력으로 나오게 되고 그로 인해 일부 신호가 포화영역에서 동작되는 걸 알 수 있다. 하지만 제안된 회로는 출력신호가 잡음에 영향을 받지 않음을 알 수 있다. 실험 결과 기존 회로를 이용한 보청기의 A_N 은 7V/V이고, 제안된 회로를 이용한 보청기의 A_N 은 2.3541V/V임을 알 수 있었다. 즉 잡음 이득이 기존 회로에 비해 3 배 낮음을 알 수 있었다.

V. 결론

본 논문에서는 휴대용 보청기에서 적합한 바이어스 회로를 제안하였다. 기존 회로인 컬렉터 귀환 바이어스 회로는 외부 전원의 변화에 대해 비교적 안정된 바이어스를 유지하였다. 하지만 이 회로의 R_F 저항이 AC, DC 해석에서 모두 부귀환으로 동작함으로 인해 AC전압 증폭 이득률을 임의로 조정하기 힘들어 회로 설계의 어려움이 있다. 또한 보청기 수화기 부분에서 생성된 잡음이 전원을 통해 증폭기로 입력되어 출력 신호를 왜곡시키는 문제점이 있다. 이는 부귀환 저항을 높이면 더욱 심해진다. 그래서 본 논문에서는 전원과 베이스단에 컬렉터 저항보다 β 배만큼 큰 저항을 댄으로써 부귀환 저항으로 전류를 흐르지 않게 하여 출력 바이어스 전압을 약 0.65V로 유지되도록 하였다. 부귀환 저항값을 증가시키면 전압 이득만 증가 할 뿐, 출력 바이어스 전압에는 영향을 미치지 않는다는 결론의 실험을 통해 알 수 있었다. 또 외부전원과 온도 변화에 의한 β 값이 바뀌어도 기존 회로에 비해 출력 바이어스 전압이 거의 일정 함을 모의 실험을 통해 알 수 있었다. 그리고 제안된 회로는 전원으로 유입되는 잡음을 분리 시켜 아주 미소한 정귀환 증폭이 되게 하여 전체 증폭기에서는 거의 영향을 미치지 않게 설계하였다.

제안된 바이어스 회로는 낮은 전압을 사용하는 휴대용 보청기에 많이 응용되어 질 수 있을 것이다.

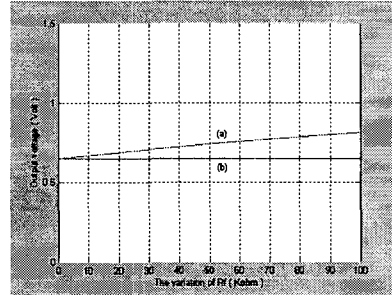


그림 7 R_F 가 변화에 따른 V_o 의 변화 (a) 기존회로의 경우, (b) 제안된 회로의 경우

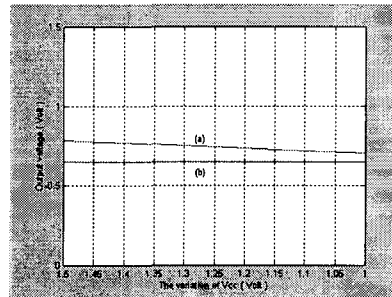


그림 8 V_{CC} 가 변함에 따른 V_o 의 변화 (a) 기존 회로의 경우, (b) 제안된 회로의 경우

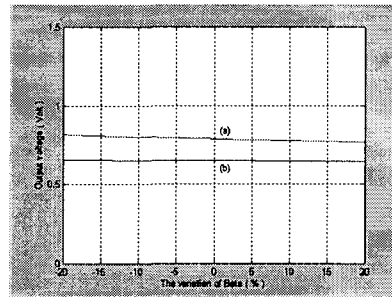


그림 9 β 의 변화에 따른 V_o 의 변화 (a) 기존회로의 경우, (b) 제안된 회로의 경우

REFERENCE

- [1] F. H. Bess and L. E. Humes, Audiology: The Fundamentals 2nd Edition, Williams & Wilkins, (1995)
- [2] M. Tate, Principles of Hearing Aid Audiology, Chapman & Hall (1994)
- [3] Adel S.S and Kenneth C.S , Microelectronic Circuits, Oxford university press, pp. 276~282, (1998)