

論文2003-40SC-6-3

보청기를 위한 개별 BJT 소자의 효과적인 바이어스 회로

(An Efficient Bias Circuit of Discrete BJT Component for Hearing Aid)

成桃洙*, 張炯植*, 玄裕振*

(Kwang-Su Seong, Hyung-sik Jang, and Eugin Hyun)

요약

본 논문에서 보청기를 위한 개별 BJT 소자의 효과적인 바이어스 회로를 제안한다. 보청기에 널리 사용되는 컬렉터 귀환 바이어스 회로는 부귀환 저항을 가지고 있다. 이 저항은 AC와 DC에 동시에 영향을 줌으로서 DC 바이어스 점의 변화 없이 증폭기의 이득을 변화시키기 어렵다. 또한 기존회로는 보청기의 이득이 높을 경우 전원 잡음의 정귀환으로 발전할 수 있는 단점이 있다. 제안된 회로는 컬렉터 귀환 바이어스 회로에 베이스와 전원 사이에 컬렉터 저항보다 β 배 더 큰 저항을 추가하여 기존회로의 두 가지 단점을 줄일 수 있다. 제안된 회로에서 DC 바이어스 점의 변화 없이 증폭기의 이득을 변경 할 수 있고 모의실험에서 기존회로보다 전원 잡음 이득을 18.5%정도 감소시킬 수 있다.

Abstract

In this paper, we propose an efficient bias circuit of discrete BJT component for hearing aid. 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 to the collector feedback bias circuit between base and power supply, which is β times larger than the collector resistor. Thus, we can change amplifier gain without changing DC bias point, and reduce power noise gain about 18.5% compare to that of the previous circuit in the simulation.

Keyword : BJT, DC bias circuit, collect feedback circuit, hearing aid

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 전음성 난청과 감각신경성 난청으로 분류된다^{[1][3]}.

* 正會員, 嶺南大學校 電子情報工學部
(Department of Electrical Engineering & Computer Science, Yeungnam University)

接受日字:2003年5月27日, 수정완료일:2003年10月6日

전음성 난청은 소리 에너지가 중이(中耳)까지 제대로 전달되지 못할 때 생기게 되는데, 보통 이도(耳道)나 고막 등 음을 전달하는 계통의 장애에 의한다^{[4][5]}. 이러한 경우 소리 에너지가 제대로 전달될 수 있도록 일정

이득을 갖는 선형 이득형 보청기를 사용하여 전체 주파수 밴드에 대해서 소리를 크게 증폭하여 들려주면 된다^{4, 5)}. 감각신경성 난청은 내이(內耳)로부터 뇌중추에 걸친 감음계와 신경계의 장애에 의해 생기며, 그 원인이나 증상은 전음성 난청에 비해 매우 복잡하다^{4, 5)}. 이 경우 난청자의 가청 한계 레벨이 상승할 뿐 아니라 가청 대역이 좁아져서 음성 신호의 조그만 레벨 변화도 크게 느끼게 되는 라우드니스 상승(loudness recruitment)현상이 생긴다^{4, 7)}.

송화기로 입력된 음성 신호를 정해진 선형 이득만큼 증폭시켜 수화기를 통해 출력시키는 선형 이득형 보청기는 단순히 소리가 작게 들리는 전음성 난청에는 매우 효과적이다. 하지만 감각신경성 난청의 경우 소리 자체는 커지더라도 확실히 들리지 않거나 소리가 왜곡되어 알아듣기 힘들게 된다. 이를 해결하기 위해 주파수 대역 특성을 고려하고 주파수 밴드 및 입력되는 음성 신호 레벨에 따라 보청기 이득을 변화시키는 음향 압축형 보청기 알고리즘이 개발되고 있다. 특히, 최근에 들어서는 디지털 신호처리 기술과 집적 회로 설계 기술의 발달로 기존 아날로그 방식에서 제기되는 여러 문제점들을 해결할 수 있는 방안이 제안되고 있다^{6, 10)}.

선형 이득형 보청기를 위해 디지털 보청기나 아날로그 보청기가 사용되지만 디지털 보청기의 가격이 고가이기 때문에 이산소자를 이용한 귀걸이 및 포켓형 아날로그 보청기가 많이 사용되고있다. 이러한 이산소자를 이용한 아날로그 보청기는 1.2V ~ 1.5V의 저전압에서 동작한다. 일반적으로 이산소자를 이용한 증폭기의 바이어스 회로는 <그림 1>의 전압 분배 바이어스 회로와

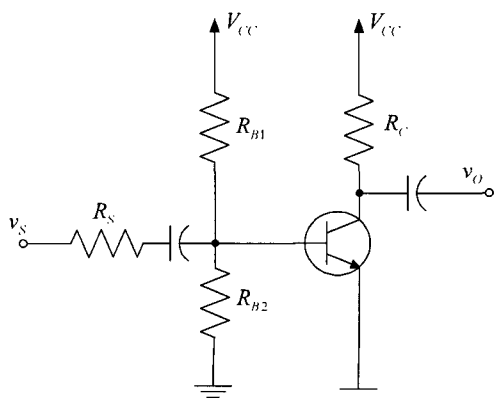


그림 1. 전압 분배 바이어스 회로
Fig. 1. The voltage divider bias circuit.

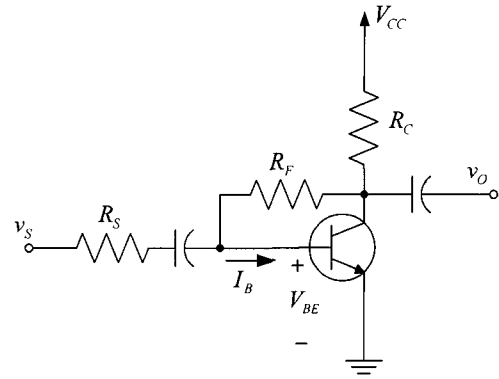


그림 2. 컬렉터 귀환 바이어스 회로
Fig. 2. The collector feedback bias circuit.

<그림 2>의 컬렉터 귀환 바이어스 회로가 사용된다¹¹⁾.

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 바이어스 전압이 크게 변화하지 않는 특성이 있다. 따라서 보청기에서는 컬렉터 귀환 바이어스 회로를 많이 사용하고 있다¹²⁾. 그러나 이 회로에서는 부귀환 저항 R_F 가 AC와 DC에 대해 모두 영향을 미치므로 DC 동작점의 변화 없이 AC전압 증폭률을 임의로 조정하기가 힘들다. 또한 전원에 잡음이 증폭기로 유입되어 발전이 발생하여 보청기로서 동작이 불가능하게 될 수 있다.

본 논문에서는 컬렉터 귀환 바이어스 회로에 컬렉터 저항보다 β 배 큰 저항을 전원과 베이스 사이에 넣어 전압 이득을 변경하기 위해 R_F 저항값을 변경시켜도 바이어스 전압이 변하지 않을 뿐 아니라, 전원 잡음 이득을 줄일 수 있다. II장에서는 기존 보청기 회로에 대해 설명하고, III장에서는 제안된 회로에 대해 설명한다. 그리고 IV장에서는 기존회로나 제안된 회로의 모의 실험 결과에 대해 설명한다.

II. 기존 보청기의 바이어스 회로

<그림 3>은 개별 BJT 소자를 이용하는 일반적인 보청기의 구조이다¹²⁾. 송화기로부터 입력된 신호는 전치 증폭기와 주 증폭기를 통해 증폭되고, 필터를 통과 한 후 다시 증폭된다. 그리고 마지막으로 전력 증폭단을 거쳐 수화기를 통해 출력된다.

전치 증폭기 그리고 주 증폭기에서 일반적으로 컬렉

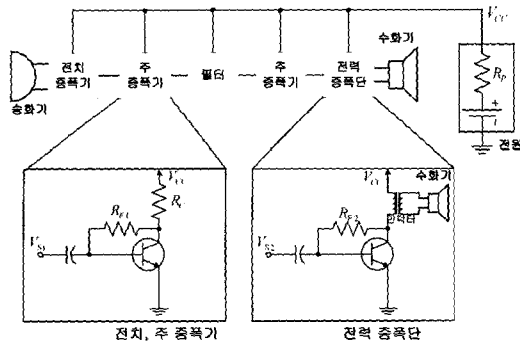


그림 3. 개별 BJT 소자를 이용한 일반적인 보청기 구조
Fig. 3. The typical hearing aid architecture using discrete BJT.

터 귀환 바이어스 회로를 사용한다. <그림 2>에 있는 컬렉터 귀환 바이어스 회로에서 R_S 는 앞 단 증폭기의 출력 임피던스이거나 송화기의 출력 임피던스이다. <그림 2>에서 컬렉터 DC전압 V_O 를 구해보면 식 (1)과 같이 된다. 여기서 I_B 는 베이스 전류이고 β 는 전류이득이다.

$$V_O = I_B \cdot R_F + V_{BE} = \frac{R_F \cdot (V_{CC} - V_{BE})}{R_F + (1 + \beta) \cdot R_C} + V_{BE} \quad (1)$$

보청기는 공급 전원으로 건전지를 사용하기 때문에 시간이 지남에 따라 전압이 떨어진다. 통상 V_{CC} 가 1.5V~1.2V에서 동작하도록 설계하며 제작 후 측정해보면 1.0V까지 동작한다. 위 식에서 출력 바이어스 전압 V_O 는 R_F 와 V_{CC} 의 영향을 받는다.

<그림 2> 회로의 AC 해석을 위한 등가 회로는 <그림 4>와 같다.

귀환이 있는 회로이므로 전압 이득은 식 (2)와 같다.

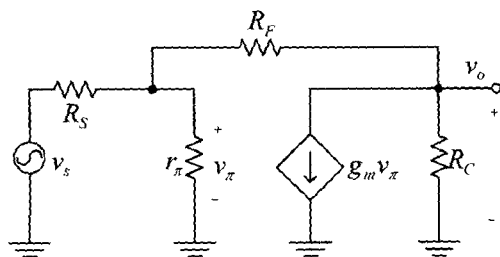


그림 4. <그림 2>에 있는 컬렉터 귀환 회로의 AC 등가회로
Fig. 4. The AC equivalent circuit of the collector feedback circuit in figure 2.

$$A_{vf} = \frac{A}{1 + \mathcal{F} \cdot A} \quad (2)$$

여기서 \mathcal{F} 는 귀환율(feedback factor)로 $\mathcal{F} = -\frac{R_S}{R_F}$ 가 되고 A 는 기본 증폭기의 이득으로 식 (3)과 같이 정리된다. <그림 5>는 <그림 4>의 기본 증폭기이다.

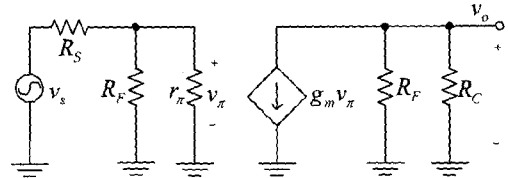


그림 5. <그림 4>에 있는 컬렉터 귀환 회로의 AC 등가회로에 대한 기본 증폭기
Fig. 5. The basic amplifier of the AC equivalent circuit of the collector feedback circuit in figure 4.

$$A = \frac{R_F \parallel r_\pi}{R_S + R_F \parallel r_\pi} \cdot (-g_m \cdot R_C \parallel R_F) \quad (3)$$

식 (2)와 식 (3)에서 R_F 가 전압 이득 A_{vf} 에 영향을 미침을 알 수 있다. 특히 $A \gg 1$ 일 경우 $A_{vf} = -\frac{1}{\mathcal{F}} = -\frac{R_F}{R_S}$ 가 된다.

결과적으로 R_F 의 값은 바이어스 전압을 결정할 뿐 아니라 전압 이득에 영향을 준다. R_S 값이 고정되어 있으므로 전압이득을 변경하기 위해 R_F 의 값을 변경해야되며 이에 따라 I_C 가 바뀌게 되어 동작점이 바뀌게 된다. 다시 I_C 를 조정하기 위해서는 R_C 의 값을 다시 변경하여야 한다. 하지만 R_C 값이 변경되면 전압 이득과 다음 단 증폭기의 전압이득에 영향을 주기 때문에 이를 조정한다는 것이 쉽지 않고 이로 인해 회로 설계가 복잡해진다.

다음은 보청기 회로의 전원 잡음에 대해 분석해보고자 한다. <그림 3> 보청기의 구조에서 증폭된 신호가 스피커를 통해 출력될 때 전력 증폭기와 전원의 내부 저항에 의해 전원 V_{CC} 에 잡음이 발생한다. 이 잡음은 증폭기의 전지 증폭기로 귀환되어 정귀환에 의한 발진이 발생될 수 있다. 기존 보청기 회로에서는 이러한 발진 현상을 줄이기 위해 전지 증폭기의 전원단에 저역 통과 필터를 둬으로써 이러한 문제를 해결하였다.

<그림 6>은 이런 전원 잡음이 증폭기의 출력에 어느 정도 나오는지 알아보기 위해 전원 잡음을 고려한 증폭기의 AC 등가회로이다. v_n 은 전원 잡음이고, R_n 는 전원잡음의 등가 저항이다.

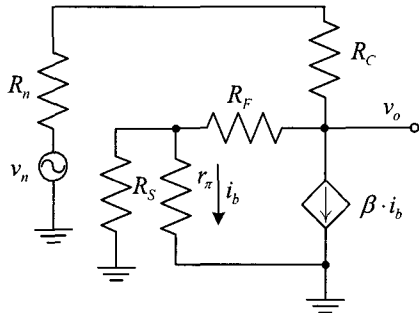


그림 6. 전원 잡음을 고려한 컬렉터 귀환 회로의 AC 등가회로

Fig. 6. The AC equivalent circuit of the collector feedback circuit with power noise.

<그림 6>에서 입력 전원 잡음에 대한 출력의 잡음 이득 A_n 을 구하면 다음 식 (4)와 같다.

$$A_n = \frac{v_o}{v_n} = \frac{(R_S \parallel r_\pi + R_F) \cdot (\frac{r_\pi}{R_S} + 1)}{(\beta + 1 + \frac{r_\pi}{R_S}) \cdot (R_n + R_C) + (R_S \parallel r_\pi + R_F) \cdot (\frac{r_\pi}{R_S} + 1)} \quad (4)$$

이 값은 1보다 작지만 다음 단 증폭기로 입력된 후 증폭되어 정귀환이 발생 될 수 있다. 잡음 이득 A_n 인 식 (4)에서 $R_S \rightarrow 0$ 일 때와 $R_S \rightarrow \infty$ 일 때의 값을 구하면 식 (5)와 식 (6)과 같다.

$$A_n = \frac{v_o}{v_n} \Big|_{R_S \rightarrow 0} = \frac{R_F}{R_n + R_C + R_F} \quad (5)$$

$$A_n = \frac{v_o}{v_n} \Big|_{R_S \rightarrow \infty} = \frac{r_\pi + R_F}{(\beta + 1) \cdot (R_n + R_C) + r_\pi + R_F} \quad (6)$$

입력 신호의 이득을 높이기 위해 R_F 값을 높이면 전원 잡음도 같이 증가함을 알 수 있다.

III. 제안한 바이어스 회로

본 논문에서는 <그림 7>과 같이 컬렉터 귀환 바이어스 회로에 R_B 저항을 베이스와 전원단 사이에 넣어 이

득을 변경하기 위해 R_F 저항을 변경시켜도 바이어스 전압이 변하지 않을 뿐 아니라, 전원 잡음 이득을 줄일 수 있는 회로를 제안한다. 이 회로에서 R_F 는 DC 바이어스에 영향을 주지 않고 AC 전압 이득에만 영향을 주게 한다. 즉 R_F 에 흐르는 DC전류 I_{R_F} 가 0이 되도록 R_B 값을 조절한다. I_{R_F} 가 0이므로 $V_O = V_{BE}$ 가 된다. 또한 I_{R_F} 가 0이므로 R_B 로 흐르는 전류 I_{R_B} 와 베이스 전류 I_B 가 같아지며, R_C 로 흐르는 전류 I_{R_C} 는 컬렉터 전류 I_C 와 같아진다. 따라서 다음과 같이 식(7), (8)로 정리된다.

$$I_{R_B} = I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \quad (7)$$

$$I_{R_C} = I_C = \frac{V_{CC} - V_O}{R_C} \quad (8)$$

위 식에서 $V_O = V_{BE}$ 이고 $I_C = \beta I_B$ 이므로 $R_B = \beta R_C$ 가 된다. 즉 $R_B = \beta R_C$ 가 되면 $I_{R_F} = 0$ 이 되어 출력 바이어스 전압 V_O 는 항상 V_{BE} 로 유지된다.

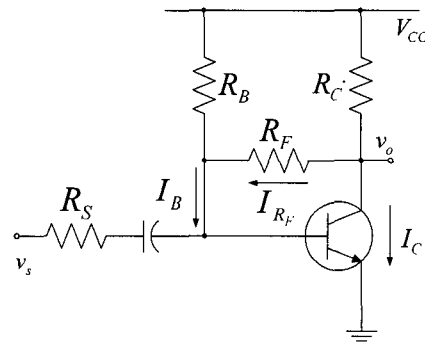


그림 7. 제안된 바이어스 회로
Fig. 7. The proposed bias circuit.

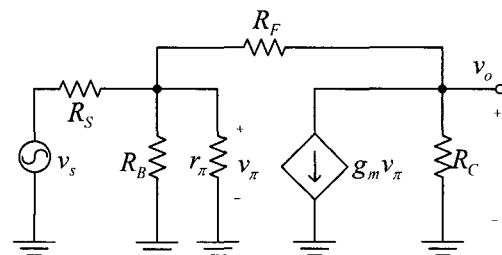


그림 8. <그림 7>에 있는 제안된 회로의 AC 등가회로
Fig. 8. The AC equivalent circuit of the proposed circuit in the figure 7.

이 회로의 AC 해석을 위한 등가 회로는 <그림 8>과 같다.

<그림 8>에서 R_S, R_B 와 v_s 부분을 테브낭의 등가회로로 표현하면 <그림 9>와 같다.

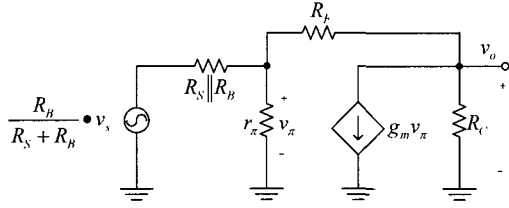


그림 9. <그림 8>에서 R_S, R_B 와 v_s 를 테브낭 등가회로로 변경한 회로

Fig. 9. R_S, R_B and v_s in the figure 8 are replaced with Thevenin's equivalent circuit.

이때 $R_B = \beta \cdot R_C$ 이므로 R_S 에 비해 상당히 큰 값을 가지므로 $\frac{R_B}{R_S + R_B} \approx 1$ 이고 $R_S \parallel R_B \approx R_S$ 가 된다. 따라서 이 회로의 전압이득은 컬렉터 귀환 증폭기의 전압이득 A_{v1} 와 같아 저서 R_F 가 전압이득에 영향을 준다. 하지만 기존의 회로에 비해 제안된 회로에서는 전압이득을 바꾸기 위해 R_F 저항을 바꾸어도 출력 바이어스 동작점은 항상 V_{BE} 로 유지된다.

다음은 제안된 회로에서 전원 잡음의 영향에 대한 분석해 보고자 한다. <그림 10>은 제안된 회로의 전원 잡음을 고려한 AC 등가회로이다.

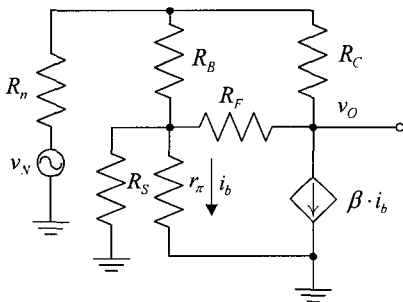


그림 10. 전원 잡음을 고려한 제안된 회로의 AC 등가회로

Fig. 10. The AC equivalent circuit of the proposed circuit with the power noise.

제안된 회로에서 A_n 의 일반식을 구할 수 있지만 복잡하여 물리적 의미를 알기 힘들므로 $R_S \rightarrow 0$ 인 경우

와 $R_S \rightarrow \infty$ 인 경우 A_n 을 구하여 기존 회로와 비교하고자 한다. 제안된 회로에서 잡음 이득 A_n 은 $R_S \rightarrow 0$ 일 때 식(9), $R_S \rightarrow \infty$ 일 때 식(10)과 같다.

$$A_n = \frac{v_o}{v_n} \Big|_{R_S \rightarrow 0} = \frac{R_F}{R_n \parallel R_B + R_C + R_F} \cdot \frac{R_B}{R_n + R_B} \approx \frac{R_F}{R_n + R_C + R_F} \cdot \frac{R_B}{R_n + R_B} \quad (9)$$

$$A_n = \frac{v_o}{v_n} \Big|_{R_S \rightarrow \infty} = \frac{r_\pi}{(\beta + 1)R_n + \beta R_C + r_\pi} \quad (10)$$

$R_S \rightarrow 0$ 일 때 식 (5)와 식 (9)에서 기존 회로에 대한 제안된 회로의 잡음 이득을 비교하면 식 (11)과 같다.

$$\frac{A_{n \text{ (proposed)}}}{A_{n \text{ (existing)}}} \Big|_{R_S \rightarrow 0} = \frac{\frac{R_F}{R_n + R_C + R_F} \cdot \frac{R_B}{R_n + R_B}}{\frac{R_F}{R_n + R_C + R_F}} = \frac{R_B}{R_n + R_B} \quad (11)$$

또한, $R_S \rightarrow \infty$ 일 때 식 (6)과 식 (10)에서 기존 회로에 대한 제안된 회로의 잡음 이득을 비교하면 식 (12)와 같다.

$$\frac{A_{n \text{ (proposed)}}}{A_{n \text{ (existing)}}} \Big|_{R_S \rightarrow \infty} = \frac{\frac{r_\pi}{(\beta + 1) \cdot R_n + \beta R_C + r_\pi}}{\frac{r_\pi + R_F}{(\beta + 1) \cdot (R_n + R_C) + r_\pi + R_F}} = \frac{r_\pi}{r_\pi + R_F} \cdot \frac{(\beta + 1) \cdot (R_n + R_C) + r_\pi + R_F}{(\beta + 1) \cdot R_n + \beta R_C + r_\pi} \quad (12)$$

일반적으로 R_n 은 수십 Ω 정도이고 R_C 는 $K\Omega$ 단위이므로 $R_n \ll R_C$ 이다. 그리고 R_C, r_π 그리고 R_F 가 $K\Omega$ 단위이므로 βR_C 가 다른 값에 비해 상대적으로 상당히 큰 값을 갖게 된다. 따라서 $\frac{(\beta + 1) \cdot (R_n + R_C) + r_\pi + R_F}{(\beta + 1) \cdot R_n + \beta R_C + r_\pi} \approx 1$ 이 되므로 식(12)는 $\frac{r_\pi}{r_\pi + R_F}$ 로 근사화 할 수 있다.

식 (11), 식 (12)에서 제안된 회로가 기존의 회로보다 잡음 전원에 대해 우수함을 알 수 있다.

IV. 모의실험 및 고찰

기존의 회로와 제안된 회로의 특성을 확인하기 위해서 기존회로^[12]에서 사용한 BC849C 트랜지스터를 사용

하여 PSPICE로 모의실험 하였다. V_{CC} 는 1.5V, 입력 저항 R_S 는 500Ω으로 하였다. 기존회로에서 I_C 는 200 μA 로 설정하였으며 V_O 가 $\frac{V_{CC}}{2}$ 가 되도록 R_C 값을 정하면 3.75 KΩ이 된다. 또한 I_C 값이 200 μA 가 되도록 R_F 값을 결정하면 285 KΩ이 된다. 제안된 회로 역시 I_C 가 200 μA 로 설정하였으며 V_O 는 V_{BE} 인 0.622 V가 되도록 R_C 값을 정하면 4.39 KΩ이 된다. 그리고 R_F 로 흐르는 전류를 0으로 만드는 R_B 값을 결정하면 1.98 MΩ이 된다. 또한 기존 회로에서 얻은 전압 이득과 동일한 값을 가질 수 있는 R_F 를 결정하면 85.69 KΩ이 된다.

제안된 회로와 기존회로의 출력 침두치를 비교하기 위해 THD(Total Harmonic Distortion)가 5%가 될 때의 기존 회로와 제안된 회로의 출력 파형을 <그림 11>에 나타내었다. <그림 11>은 기존 회로와 제안된 회로의 출력 파형에서 DC 전압을 제거하여 각각의 침두치를 비교하였다. 제안된 회로의 출력 침두치가 478 mV로 기존회로의 출력 침두치 393 mV보다 높다. 제안된 회로가 더 좋은 이유는 제안된 회로의 R_F 값이 작아 귀환을 ㄴ값이 작고 R_C 값이 기존회로보다 커서 기본 증폭기의 이득이 커서 귀환량이 증가하였기 때문이다. 물론 THD를 고려하지 않으면 기존회로의 침두치 값이 0.75 V를 기준으로 $\pm 0.75 V$ 가 되지만 제안된 회로는 0.62 V를 기준으로 $\pm 0.62 V$ 가 된다.

다음은 V_{CC} 변화에 따른 출력 바이어스 전압에 대한

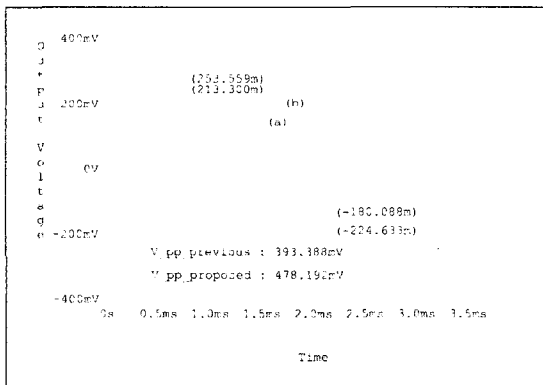


그림 11. 기존회로의 침두치 (a)와 제안된 회로의 침두치 (b)
Fig. 11. Output peak-to-peak voltage of the previous circuit marked as (a) and that of the proposed circuit marked as (b).

모의실험을 하였다. <그림 12>은 전원 인 건전지가 1.5V에서 0.6V까지 방전할 때 출력전압 V_O 의 변화를 확인 한 것이다. 기존회로에 비해 제안된 회로가 V_{CC} 에 덜 민감함을 알 수 있다.

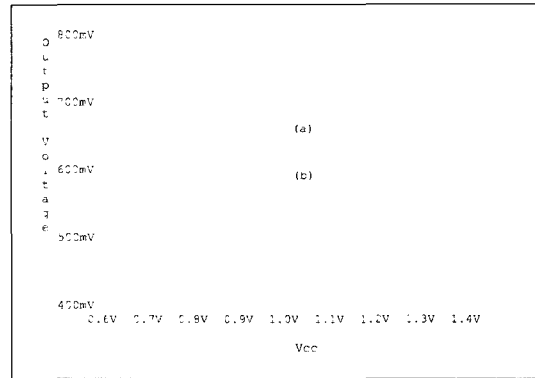


그림 12. V_{CC} 의 변화에 따른 출력전압 V_O 의 변화 (a) 기존 회로의 경우, (b) 제안된 회로의 경우
Fig. 12. The output voltage V_O as a function of V_{CC} (a) in case of the previous circuit (b) in case of the proposed circuit.

다음은 R_F 의 변화에 따른 출력 바이어스 전압 변화에 대한 모의실험이다. <그림 13>은 R_F 가 변함에 따라 출력 바이어스 V_O 의 변화를 나타내었다. R_F 의 값은 50 KΩ에서 500 KΩ까지 변할 때 V_O 의 변화를 알아 보았다. III장에서 설명 한 바와 같이 제안된 회로에서 V_O 는 R_F 에 영향을 받지 않음을 알 수 있다.

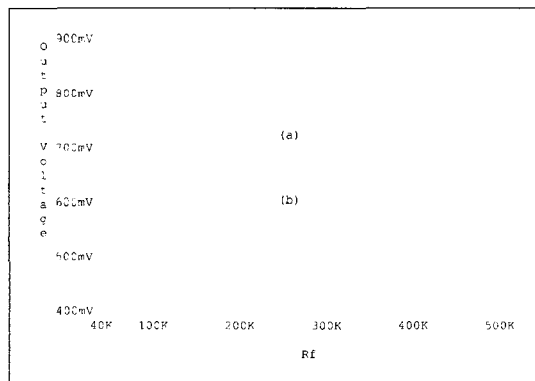


그림 13. R_F 의 변화에 따른 출력전압 V_O (a) 기존회로의 경우, (b) 제안된 회로의 경우
Fig. 13. The output voltage V_O as a function of R_F (a) in case of the previous circuit (b) in case of the proposed circuit.

다음은 β 의 변화에 따른 출력 바이어스 전압의 변화에 대해서 모의 실험 하였다. <그림 14>는 β 값의 변화에 따른 V_o 의 파형을 보인 것이다. 제안된 회로에서 $R_B = \beta R_C$ 이므로 β 값이 변경되면 R_B 값이 정확해지지 않는다. 그러나 모의 실험에서 β 값이 변경되어도 V_o 의 값이 크게 바뀌지 않음을 알 수 있다. 모의 실험에서 사용한 BC849C 트랜지스터의 β 값은 462.4의 값을 가지며 이 값에 $\pm 10\%$ 의 오차를 주어서 출력 전압 V_o 를 측정하였다.

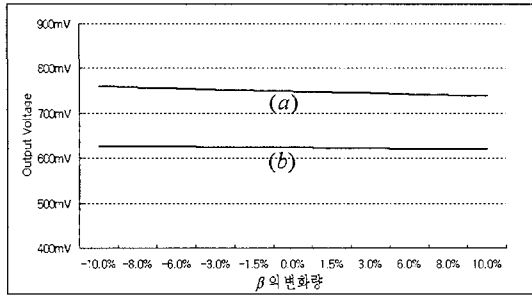


그림 14. β 의 변화에 따른 출력전압 V_o (a) 기존회로의 경우, (b) 제안된 회로의 경우
Fig. 14. The output voltage V_o as a function of β variation (a) in case of the previous circuit (b) in case of the proposed circuit.

<그림 15>는 모의 실험을 위해 결정한 R_B 저항의 오차가 출력 전압에 미치는 영향을 나타낸 것이다. 실제 저항의 오차를 고려하여 $\pm 10\%$ 의 오차 범위로 모의 실험을 하였다. 출력 전압의 변화량이 약 7mV로 출력 전압에 큰 영향을 주지 않음을 알 수 있다.

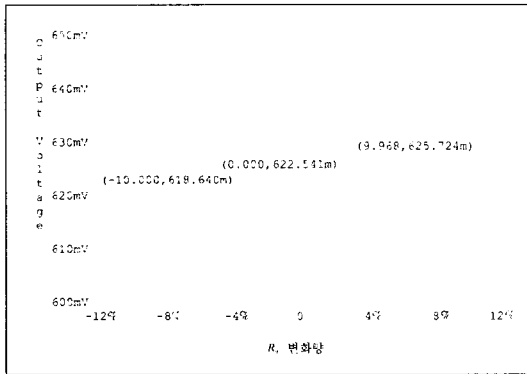


그림 15. 제안된 회로에서 R_B 변화에 따른 출력전압 V_o
Fig. 15. The output voltage V_o of the proposed circuit as a function of R_B variation.

전원잡음이 생길 때, 출력 파형이 어떻게 나오는지 <그림 16> 회로와 같이 모의 실험을 하였다. 진진지에 대한 내부 저항 R_P 는 20Ω 로 설정하였으며, 전력 증폭단을 연결하여 V_{CC} 에 잡음을 인가하였다.

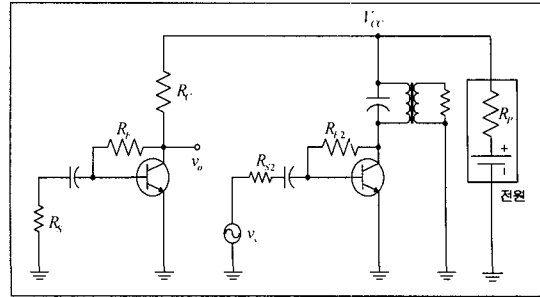


그림 16. 전원 잡음의 영향을 측정하기 위한 회로도
Fig. 16. The circuit to measure the effect of power noise.

<그림 17>은 전원 잡음에 대한 출력 파형을 비교한 것이다. 기존회로의 출력 파형의 첨두치는 약 20mV이고 제안된 회로의 출력 파형의 첨두치는 약 16.3mV이다. 제안된 회로에서 기존회로보다 전원 잡음 이득이 18.5%정도 감소 한 것을 알 수 있다. III장에서 보인바와 같이 R_S 값이 커지면 제안된 회로의 A_n 이 기존 A_n 보다 전원잡음을 보다 효과적으로 제거한다. R_S 가 $1M\Omega$ 일 경우 기존회로와 제안된 회로의 첨두치가 3.7mV 그리고 0.7mV가 되어 전원 잡음 이득이 81.0%정도 감소하였다.

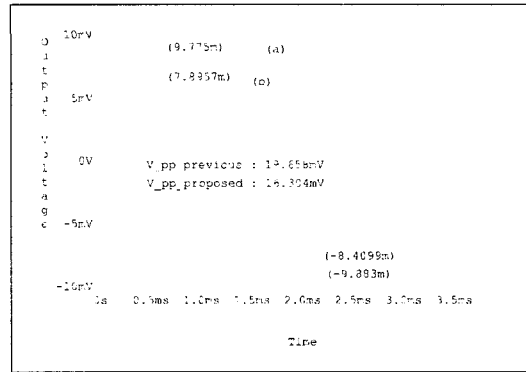


그림 17. <그림 16>과 같이 전원 잡음이 발생한 경우 출력전압 (a) 기존회로의 경우, (b) 제안된 회로의 경우
Fig. 17. The output voltage when power noise exists as the figure 16 (a) in the previous circuit (b) in the proposed circuit.

V. 결 론

본 논문에서는 휴대용 보청기에 적용 가능한 개별 BJT 소자의 바이어스 회로를 제안하였다. 보청기 회로에 많이 사용되는 컬렉터 귀환 바이어스 회로는 부귀환 저항이 있다. 이 저항은 AC와 DC에 모두 부귀환으로 동작함으로 인해 DC 바이어스 전압 변경 없이 AC 전압 증폭 이득률을 임의로 조정하기 힘들어 회로 설계의 어려움이 있다. 또한 전력 증폭단의 잡음이 입력 단으로 정귀환 되어 발진이 발생할 수 있는 문제점이 있다. 본 논문에서는 컬렉터 귀환 바이어스 회로에 컬렉터 저항보다 β 배만큼 큰 저항 R_B 를 전원과 베이스단에 댄으로써 기준회로에서의 단점을 줄일 수 있었다. R_B 를 통해 DC 바이어스가 결정되므로 부귀환 저항은 전압 이득에만 영향을 줄을 보였다. 그리고 제안된 회로는 전원으로 유입되는 잡음을 효과적으로 제거 할 수 있었으며 모의 실험을 통해 기준회로보다 전원 잡음 이득을 18.5%정도 감소시킬 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] John. A. Adam, "Technology 1996-Medical Electronic," IEEE Spectrum, PP. 93, (1996).
 [2] F. H. Bess and L. E. Humes, Audiology: The Fundamentals 2nd Edition, Williams & Wilkins, (1995).
 [3] M. Tate, Principles of Hearing Aid Audiology, Chapman & Hall (1994).
 [4] Moore B. C. J., Perceptual consequences of cochlear damage. Oxford psychology Series No.

28, 182-184, 187-188, 1995.
 [5] Berlin, C.I., Hair cells and Hearing aids. Singular Publishing Group, Inc. San Diego London, 1996.
 [6] Thomas Lunner and Johan Hellgren, "A Digital Filterbank Hearing Aid - Design, Implementation and Evaluation", Proc. IEEE ICASSP, 3661-3664, (1991).
 [7] F. Asano, Y. Suzuki, T. Sone, S. Kakehata, M. Satake, K. Ohyama, T. Kobayashi, and T. Takasaka, "A digital hearing aid that compensates loudness for sensorineural impaired listeners", Proc. IEEE ICASSP, 3625-3628, (1991).
 [8] H. C. Rutledge and M. A. Clements, "Compensation for Recruitment of Loudness in Sensorineural Hearing Impairments Using a Sinusoidal Model of Speech," Proc. IEEE ICASSP, pp.3641-3644, (1991).
 [9] Donald G. Jamieson et al, "A General-Purpose Hearing Aid Prescription, Simulation and Testing System", Proc. IEEE ICASSP, 141-144, (1993).
 [10] J. C. Ventura, "Digital Audio Gain Control for Hearing Aid," Proc. IEEE ICASSP, pp. 2049-2052, (1989).
 [11] Adel S.S and Kenneth C.S, Microelectronic Circuits, Oxford university press, pp. 276-282, 696-701(1998).
 [12] SIEMENS MEDICAL INSTRUMENTS VITA 166M.

저 자 소 개

成 桃 洙(正會員) 第37卷 SD編 第2號 參照
 현재 : 영남대학교 전자정보공학부 조교수



張 炯 植(正會員)
 2002년 2월 : 영남대학교 전자공학과 졸업. 2002년 3월~현재 : 영남대학교 대학원 전자공학과 석사과정 재학중. <주관심분야 : CMOS 아날로그 집적회로 설계 및 CAD>



玄 裕 振(正會員) 第37卷 SD編 第10號 參照
 2001년 8월 : 영남대학교 대학원 전자공학과 석사 졸업. 2002년 9월~현재 : 영남대학교 대학원 전자공학과 박사과정 재학중. <주관심분야 : 디지털 시스템, 집적회로

설계 및 CAD>