

BJT 베이스 분산저항의 $1/f$ 잡음특성에 관한 연구

A Study on $1/f$ Noise Characteristics of the Base Spreading Resistance for BJT

具 會 佑*, 李 奇 榮*

(Hoe-Woo Koo* and Kie-Young Lee*)

요 약

BiCMOS 공정으로 제조된 바이폴라 트랜지스터의 베이스 분산저항 r_{bb} 에서 발생하는 $1/f$ 잡음을 실험적으로 분석하였다. 공통컬렉터 잡음등가회로의 해석으로부터 $g_m^{-1} - r_{bb} - R_B$ 값이 매우 작을 때는 출력측에서의 $1/f$ 잡음은 순수하게 r_{bb} 에서 발생하는 잡음임을 실험을 통해서 확인할 수 있었다. $S_{r_{bb}}^{1/f} = K_f I_b^{A_f} / f$ 에서 $A_f = 2$, $K_f \approx 5 \times 10^{-9}$ 를 얻었다. 그리고 Hooge상수 α 값은 $\sim 10^{-3}$ 범위로 추출되었다.

Abstract

$1/f$ noise component due to base spreading resistance r_{bb} of bipolar junction transistors fabricated by BiCMOS process is experimentally analyzed. The analysis of equivalent noise circuit for common collector shows that output $1/f$ noise value is purely generated from r_{bb} when $g_m^{-1} - r_{bb} - R_B$ is closely to zero. From the eq. $S_{r_{bb}}^{1/f} = K_f I_b^{A_f} / f$, we find that $A_f = 2$, $K_f \approx 5 \times 10^{-9}$. And Hooge constant α values are in the order of 10^{-3} .

I. 서 론

반도체 소자들에서 발생하는 잡음은 그 발생 원인에 따라 열잡음, 산탄잡음, 생성 및 재결합잡음 그리고 $1/f$ 잡음 등으로 분류되고 있으며, 각 개별 소자에서 이와 같은 잡음들이 나타나는 원인도 대체적으로 알려져 있다[1][2]. 저항체의 열잡음은 Nyquist정리식으로, 다이오드 특성을 보여 주는 소자에서의 산탄잡음은 Schottky정리로 그 잡음의 크기가 계산된다[3][4]. 생성 및 재결합 잡음, burst잡음 등은 결합(metallic

defect) 및 격자의 어긋남(dislocation)이 없는 이상적인 제조공정을 가정하면 무시될 수 있다[3]. 그리고 각 개별 소자들에서 발생하는 $1/f$ 잡음은 $S_i(f)$ 가 Hooge의 관계식,

$$\frac{S_i(f)}{I^2} = \frac{\alpha}{fN} \quad (1)$$

을 따르고 있음이 실험적으로 알려져 있다. SPICE잡음 모델식에서는 $S_i(f)$ 가

$$S_i(f) = \frac{K_f I_{dc}^{A_f}}{f} \quad (2)$$

* 忠北大學校 電子工學科

(Dept. of Electronic Eng., Chungbuk National Univ.)

接受日: 1999年7月16日, 修正完了日: 1999年11月13日

의 일반적인 형태로 주어진다. 그런데 SPICE $1/f$ 잡음 식에서 K_f 와 A_f 는 특히 소자의 구조 및 바이어스에 크게 의존하게 된다. 따라서 집적 회로의 잡음 특성을 구하기 위해서는, 바이폴라 접합트랜지스터 소자의 $1/f$ 잡음 특성을 기술할 수 있는 SPICE $1/f$ 잡음 모델식에 포함된 모수(parameter)들의 값이 구체적으로 요구된다.

최근의 반도체 소자가 계속적으로 작아지고 있는 추세에서 바이폴라 접합트랜지스터(Bipolar Junction Transistor; BJT)의 베이스 분산저항 값의 크기도 수 [K Ω]까지 커지고 있기 때문에 베이스 분산저항에서 발생하는 $1/f$ 잡음의 크기도 상대적으로 중요한 요소로 나타나고 있다. 그러나 기존에 발표된 베이스 분산저항의 $1/f$ 잡음 전류밀도스펙트럼 분석이 측정의 어려움으로 인해 변동 폭이 매우 크고, 그 정확한 값을 제시하고 있지 못하다[5]. 따라서 본 연구에서는, BJT의 열잡음 및 산탄잡음은 각각 Nyquist와 Schottky잡음식으로 추정할 수 있음을 가정하고, SPICE잡음 모델에서 요구하는 $1/f$ 잡음의 기하학적 구조 및 바이어스 변화에 따른 특성을 조사하였다. 그리고 베이스 분산저항 r_{bb} 의 값을 잡음 측정 방법으로 구해 보고, r_{bb} 에서 발생하는 $1/f$ 잡음크기를 측정하는 방법론을 제시하며, 이러한 방법으로 구한 $1/f$ 잡음의 크기로부터 Hooge상수를 구하여 그 타당성을 밝히고자 한다.

II. 바이폴라 트랜지스터의 잡음등가회로 해석

바이폴라 접합 트랜지스터에서 발생하는 $1/f$ 잡음원은 크게 세가지 물리적 기작으로 발생하는 잡음원으로 분류되고 있다[6][7]. 첫째, 에미터접합 공핍층의 표면에서 전송자의 표면 재결합 속도의 섭동에 의해 발생하는 $1/f$ 잡음원, 둘째, 에미터와 베이스에서의 전송자 이동도섭동에 의한 $1/f$ 잡음, 셋째, 증성베이스의 표면 근처에서 발생하는 $1/f$ 잡음원 등에 의한 잡음들이 BJT에서 발생하는 것으로 알려져 있다[6-8]. 이들 잡음원들은 각각 BJT의 등가회로에서, 첫 번째 잡음원은 에미터와 베이스 사이에, 둘째 항은 에미터와 베이스 및 콜렉터와 에미터 사이에, 그리고 마지막 항은 베이스와 콜렉터 사이에 배치되어 출력 잡음에 기여하는 것으로 알려져 있다. BJT에서 베이스와 콜렉터 사

이의 $1/f$ 잡음원은 상대적으로 작아서 보통 무시될 수 있다. 안정된 공정으로 제조된 실리콘 BJT에서는 베이스 전류 I_b 에 비례하는 이동도 섭동 즉, 확산 계수의 섭동에 의한 잡음이 측정되어서, I_b^2 에 비례하는 첫 번째 $1/f$ 잡음원이 발생되지 않는 것으로 알려져 있다[7]. 최근에는 크기가 축소된 구조와 BiCMOS공정으로 제조되는 폴리머터의 트랜지스터에서 발생하는 $1/f$ 잡음특성에 관한 연구가 주목되고 있다[9][10]. 폴리머터 BJT에서는 베이스 전류의 자승에 비례하는 베이스 $1/f$ 잡음스펙트럼의 실험 결과가 발표되었다[10].

바이폴라 트랜지스터에서 발생하는 $1/f$ 잡음원들은 여러 독립적인 전송기작으로 발생하고 있으며, 소자내에서 그 $1/f$ 잡음들이 발생하는 국부적인 위치에 따라 BJT의 소신호 교류등가회로에서 서로 다른 위치에 배치된다. 현재 SPICE에서 사용하는 BJT잡음등가회로는 이와 같은 대표적인 잡음성분을 갖고 있으며, 그림 1과 같이 표시할 수 있다.

그림 1의 소신호 등가회로에서 발생하는 모든 잡음원을 그림 2 와 같이 등가 입력 잡음원으로 간단하게 표시할 수 있으며, 등가 전압잡음원 및 전류잡음원들은 그림 1의 개별 잡음원들과 다음과 같은 관계식을 갖는다[3].

$$\begin{aligned} \langle V_i^2 \rangle &= 4k_B T r_{bb} + 2qI_b(r_e + r_{bb})^2 + 4k_B T r_e \\ &+ \frac{1}{\beta^2} (r_e + r_{bb} + r_e)^2 2qI_c \\ &+ [S_{r_{bb}}^{1/f}(f)r_{bb}^2 + S_{I_b}^{1/f}(f)(r_e + r_{bb})^2 + S_{I_c}^{1/f}(f)r_e^2] \end{aligned} \quad (3)$$

$$\langle I_i^2 \rangle = 2q(I_b + \frac{I_c}{\beta}) + S_{I_b}^{1/f}(f) \quad (4)$$

여기서 각각의 값들은 표 1에 기술하였다.

잡음원 $S_{I_b}^{1/f}(f)$ 는 (4)식의 등가입력전류 잡음원으로부터 쉽게 그 크기를 결정할 수 있다. 공통콜렉터 잡음등가회로에서 관측되는 출력측의 $1/f$ 잡음 성분은 다음과 같은 식으로 표시된다[10].

표 1. 용어정의

Table 1. Nomenclature.

Symbol	Definition
k_B	Boltzmann's constant
T	device temperature
r_{bb}	Base spreading resistance
q	electron charge
r_e	emitter bulk resistance
β	collector/base current gain
r_π	forward base-emitter resistance
I_b	dc base current
I_c	dc collector current
$S_{I_{rb}}^{1/f}$	1/f noise source due to base resistance(A ² /Hz)
$S_{I_{re}}^{1/f}$	1/f noise source due to emitter resistance(A ² /Hz)
$S_{I_b}^{1/f}$	base-emitter flicker noise source(A ² /Hz)

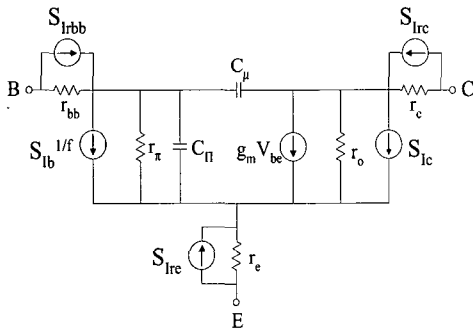


그림 1. 잡음 분석을 위한 SPICE 소신호 등가회로
Fig. 1. SPICE small-signal equivalent circuit for noise analysis.

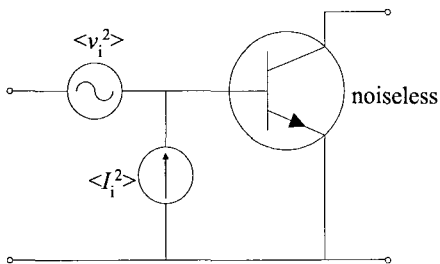


그림 2. 등가입력 잡음
Fig. 2. Equivalent input noise.

$$S_V^{1/f}(f) = \frac{((r_\pi - \beta(r_{bb} + R_B))^2 R_E^2 S_{I_b}^{1/f})}{Z^2} + \frac{(1 + \beta)^2}{Z^2} R_E^2 (S_{I_{rb, re}}^{1/f} (r_{bb}^2 + r_e^2)) \quad (5)$$

여기서 $Z = R_B + r_{bb} + r_\pi + (1 + \beta)(R_E + r_e)$, R_E 는 외부 에미터 저항이고, R_B 는 외부 베이스 저항이다. 만일 바이어스 조건을 $(1 + \beta)R_E \gg r_{bb} + R_B + r_\pi$ 와 같이 하면 식 (5)는 다음과 같이 쓸 수 있게 된다.

$$S_V^{1/f}(f) = (\frac{1}{g_m} - (r_{bb} + R_B))^2 S_{I_b}^{1/f} + (r_{bb}^2 + r_e^2) S_{I_{rb, re}}^{1/f} \quad (6)$$

여기서 g_m 은 BJT 소신호 컨덕턴스이다.

III. 실험 결과

베이스 저항을 정확하게 구하려는 이론 및 실험 적 방법이 많이 제시되어 왔으며, 근래에는 여러 기하학적 구조에서 베이스전류의 흐름을 고려하여 수치계산방법으로 베이스저항을 계산하는 연구가 다수 보고된 바 있다[11][12]. 낮은 베이스 전류에서는 베이스 저항이 일반적으로 전류에 영향을 받지 않지만 전류의 집중효과(current crowding)가 일어나는 전류범위 이상에서는 베이스 저항이 베이스 전류의 증가에 따라 작아진다. 베이스 저항을 실험적으로 측정하는 방법은 입력 임피던스를 복소수 평면에 표시하여 구하는 방법과[13] 직류적으로 Gummel plot으로부터 구하는 방법[14], 그리고 노이즈측정에 의해 얻는 방법등이 있다. 노이즈 측정에 의하여 베이스 저항을 구하는 방법은 기존에도 발표되었지만[15], 본 연구에서는 공통컬렉터회로에서 백색잡음 측정으로부터 베이스 저항을 구하였다. 소자의 dc 파라미터 값들은 HP4156A를 이용하여 추출하였으며, 노이즈 측정은 DUT에서 발생된 잡음을 실험실에서 설계된 LNA(Low Noise Amplifier)를 거쳐 HP3562A에서 측정하였다. 저전류에서 이러한 방법으로 구한 베이스 분산저항은 표 2와 같다. 전류집중 효과가 일어나기 전, 즉 베이스 전류

가 적을 때는 비교적 간단한 방법으로 베이스 분산저항이 계산된다. 베이스 접촉이 에미터의 양쪽에 각각 하나씩 있는 간단한 모델에서 r_{bb} 은 다음과 같이 계산된다[16].

$$r_{bb} = \frac{1}{12} \frac{\bar{\rho}_B}{ZW_B} L \quad (7)$$

여기서 $\bar{\rho}_B$ 는 베이스의 평균 비저항이고, Z 는 베이스 전류에 수직방향의 에미터 폭이며, L 은 에미터의 길이이고, W_B 는 베이스의 폭이다. 그리고 베이스 접촉이 한개인 경우에는 식 (7)로 주어진 r_{bb} 의 4 배가된다. 본 연구에서 측정한 표 2의 베이스 분산저항 값은 이러한 이론적인 예측과 거의 유사하다.

식 (4)로 부터 등가입력잡음전류원 $\langle I_i^2 \rangle$ 는 에미터와 콜렉터 접합에서 발생하고 산탄잡음들과 1/f 잡음원중 가장 우세한 $S_{ib}^{1/f}(f)$ 로 나타남을 알 수 있다. 백색 잡음의 특성을 갖는 산탄잡음은 실험적으로 Schottky잡음식으로 추정된 크기와 거의 일치함이 확인되었다. 그러나 베이스 분산저항의 1/f 잡음분석을 위해서는 우선 잡음전력밀도 $S_{ib}^{1/f}(f)$ 를 측정하여 실험적으로 그 특성이 조사되어야 한다.

현재 바이폴라 접합 트랜지스터에서의 1/f 잡음 모델식은 다음과 같이 표시되고 있다.

$$S_{ib}^{1/f}(f) = K_f \frac{I_b^{A_f}}{f^a} \quad (8)$$

여기서 a 는 보통 1이며, A_f 는 1과 2사이의 값을 갖는다. 일반적으로 안정된 공정으로 제조된 실리콘 BJT에서는 베이스로부터 에미터로 주입된 전송자들의 이동도 섭동에 의해서 1/f 잡음이 발생되고, 이 경우에는 $A_f \approx 1$ 이 되는 것으로 알려져 있다[17]. 그리고 근래에 1/f 잡음과 백색잡음이 교차하는 주파수 f_L 을 이용하여, 식 (8)에서 K_f 의 특성을 분석하는 방법이 제시된 바 있다[18]. 이 경우에 절점주파수(corner frequency) f_L 이 소자의 구조 및 바이어스에 의존하게 되므로, f_L 이 K_f 를 대치하는 모델변수가 된다. 따라서 f_L

의 특성이 예측 가능하지 않으면, f_L 을 이용하는 분석 방법이 별 장점을 갖지 못한다.

본 연구에서는 SPICE매개변수 A_f, K_f, a 를 다음과 같은 방법으로 추출하여서, 바이어스에 따른 1/f 잡음특성과 더불어 트랜지스터의 기하학적 구조에 따른 1/f 잡음의 크기를 예상할 수 있는 식을 제시하였다.

일단, 간단하면서 적용하기 편리한 SPICE매개변수를 알아내기 위해서 일반적으로 사용되고 있는 잡음모델식 (8)에서 K_f 를 상수로 가정하고, 베이스 전류에 따른 출력 잡음전력밀도를 관찰하였다. 출력 잡음전력밀도로부터 1/f 잡음원 $S_{ib}^{1/f}(f)$ 를 알 수 있으므로 베이스 전류에 따른 $S_{ib}^{1/f}(f)$ 값의 변화를 관찰할 수 있다. 그림 3은 주파수 $f=10\text{Hz}$ 에서 측정된 $S_{ib}^{1/f}(f)$ 의 베이스 전류에 대한 특성을 나타내었다.

표 2. BiCMOS 공정으로 제작된 npn BJT 소자의 기하학적 구조 및 베이스 분산저항 r_{bb} (저전류에서)

Table 2. Geometric description of npn BJTs fabricated by BiCMOS process and Base spreading resistance r_{bb} . (at low current).

※ 1E-1B-1C : finger number

Device Name	Description (unit= μm^2)	측정값	이론적 비율 (기준소자 : #1)
#1	Emitter Area=1x3, 1E-1B-1C	2150	1
#2	Emitter Area=1x6, 1E-1B-1C	1070	1/2
#3	Emitter Area=1x24, 1E-1B-1C	310	1/8
#4	Emitter Area=1x3, 1E-2B-1C	610	1/4
#5	Emitter Area=1x6, 1E-2B-1C	350	1/8
#6	Emitter Area=1x24, 1E-2B-1C	90	1/32
#7	Emitter Area=1x3, 2E-3B-1C	330	1/6
#8	Emitter Area=1x24, 2E-3B-1C	40	1/48

K_f 값이 현재는 모르는 양이지만, 상수라고 가정 하였으므로 A_f 값이 2임을 찾아낼 수 있다. 에미터 면적이 틀린 소자에 대하여 똑같은 실험을 한 결과에서도 $A_f=2$ 의 값을 갖고 있음을 확인할 수 있으므로 상수값 K_f 를 추출할 수 있다. K_f 값이 에미터 면적에 반 비례하여 변화함을 그림 4에서 볼 수 있다

이러한 실험적 결과로부터 K_f 는 에미터 면적에 따라 거의 반비례하고 있는 것을 알 수 있고 에미터 면적에 따른 기하학적 구조가 포함된 모델링이 가능하다. 이러한 실험적인 분석과정에 의하여 모델링된 수식은 다음과 같다.

$$S_{ib}^{1/f}(f) = \frac{K}{EA} \frac{I_b^2}{f} \tag{9}$$

여기서 EA 는 에미터 면적 [m^2]이고, K 는 소자상수로써의 값을 갖고, I_b 는 베이스 전류이다. 식 (9)는 간편하고, SPICE잡음모델식과 형태가 같아서 SPICE에서 이용하기가 쉽고, BiCMOS공정의 BJT에 대해서 SPICE잡음 모델식내 파라미터들의 수치값은 $K_f=K/EA$, $A_f=2$ 및 $a_f=1$ 로 주어질 수 있다.

잡음전력밀도 $S_{ib}^{1/f}(f)$ 의 특성이 결정된 후 베이스 분산저항에서 발생하는 $1/f$ 잡음은 식 (5)로부터 추출할 수 있다. (5)식에서 R_B 저항을 변화 시켜 가면 R_B 의 변화에 따라 출력 전압스펙트럼이 오른쪽 첫번째 항의 $g_m^{-1}r_{bb}R_B$ 자승에 따라 변하는 것을 예상할 수 있다. 따라서 첫번째 항이 0이되는 조건에서는 식 (6)과 같이 둘째 항만이 출력 전압스펙트럼 밀도로 나타나게 된다. r_{bb} 와 r_e 는 측정을 통해서 알고 있는 값이므로 $1/f$ 스펙트럼 $S_{ib}^{1/f}$ 를 모델링 할 수 있는 조건이 되며, 베이스 전류에 따라서 SPICE파라미터값 A_f 도 알아 낼 수 있다. 그림 5는 R_B 의 변화에 따라서 출력 전압 스펙트럼을 관찰한 것으로써 $g_m^{-1}r_{bb}R_B$ 가 작을 때 식 (6)의 오른쪽 두번째항의 크기가 실험적으로 관찰된다. $g_m^{-1}r_{bb}R_B$ 의 값이 크게되면 $g_m^{-1}r_{bb}R_B$ 의 자승에 따라서 변화하고 있음도 볼 수 있다. 또한 베이스 전류의 자승에 따라서 변화하고 있음도 확인할 수 있다.

그림 5로부터 $A_f=2$ 임을 실험적으로 추출해 낼 수 있으며 소자상수 K_f 값은 그림 5에서 $g_m^{-1}r_{bb}R_B$ 이 0 에

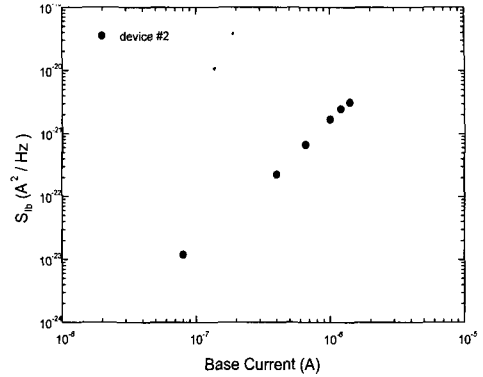


그림 3. 소자 #2의 A_f 값 추출
Fig. 3. Extraction A_f for device #2.

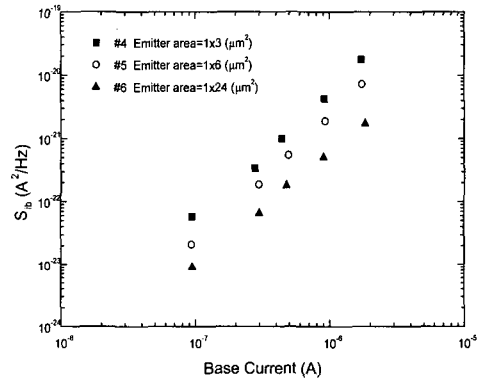


그림 4. 에미터 면적이 서로 다른 소자에 대한 베이스 전류에 따른 잡음스펙트럼($f=10Hz$)
Fig. 4. Noise spectrum in A^2/Hz versus I_b for different emitter area (at $f=10Hz$).

근접하게 외부바이어스 저항 R_B 를 조정하여 $S_{ib}^{1/f}(f)$ 이 출력 스펙트럼 $S_V^{1/f}(f)$ 값에 거의 영향을 주지 않게 함으로써 구할 수 있다. 일반적인 $1/f$ 잡음식,

$$S_V^{1/f}(f) = K_f \frac{I_b^{A_f}}{f} \tag{2}$$

의 형태로서 위의 해석적방법을 통한 베이스 분산 저항에서의 $1/f$ 잡음은 식 (2)와 같은 크기와 형태로 표현가능하며, 추출된 파라미터 값은 $K_f \approx 5 \times 10^{-9}$, $A_f = 2$ 를 얻었다.

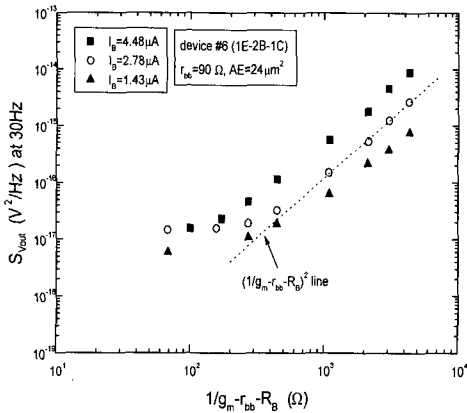


그림 5. 외부 베이스 저항의 변화에 따른 출력 잡음 스펙트럼 ($f=30\text{Hz}$)

Fig. 5. Output noise spectrum versus external base resistance R_B (at $f=30\text{Hz}$).

베이스 분산저항에서 발생한 $1/f$ 잡음해석의 유효성을 확인하기 위해서는 Hooge상수 α 를 구해서 일반적으로 알려진 α 값과 비교할 필요가 있다.

α 는 식 (1)로부터 다음의 관계식으로 간단히 표시된다.

$$\alpha = K_f N \tag{10}$$

베이스 분산저항의 크기가 에미터기생저항의 크기에 비하여 매우 크기 때문에 $1/f$ 잡음은 거의 베이스 분산저항에서 발생한다고 보아도 타당하다. 베이스 영역의 총캐리어 갯수는 에미터면적 A , 베이스 폭 W_b , 베이스 도핑농도 n_b 의 곱으로, 구할 수 있으며 $n_b(x)$ 는 실제소자의 도핑프로파일로부터 가우시안 함수를 이용하여 구할 수 있으므로,

$$N = A \int_0^{W_b} n_b(x) dx = 5 \times 10^5 / \text{cm}^3$$

$$(A = 1 \times 24 \mu\text{m}^2, W_b = 0.17 \mu\text{m})$$

값을 구할 수 있다. Hooge상수 α 는 식 (10)으로부터 $\approx 2.5 \times 10^{-3}$ 값을 추출할 수 있다. 이러한 수치값은

Hooge상수 $\alpha = 2 \times 10^{-3}$ 평균값과 거의 일치하므로 위의 방법으로부터 측정된 베이스 분산저항의 $1/f$ 잡음 크기 및 실험적인 모델링의 유효함이 검증된다.

IV. 결 론

베이스 분산저항에 관한 기존의 잘 알려진 실험 결과 및 모델들을 고려해 볼 때, 여러 종류의 BJT 구조에서 측정된 열잡음의 크기로부터 베이스 저항 r_{bb} 을 잡음 측정 방법으로 구할 수 있음을 보였다. 그리고 SPICE시뮬레이터로 집적회로의 잡음특성을 구하기 위해서 BJT소자의 $1/f$ 잡음특성이 요구되므로, SPICE에 이식되어있는 잡음모델식에 포함된 모수들의 특성을 구체적으로 제시하였다.

베이스 분산저항에서 발생하는 잡음을 분석하여 실험적인 모델식을 제시하였고 Hooge상수를 구하여 그 타당성을 확인하였다.

본 논문에서 제시한 BiCMOS공정에서의 $1/f$ 잡음 모델식은 다른 공정 과정으로 제조된 바이폴라 트랜지스터 또는 소자가 축소된 트랜지스터에 대해 적용해 보아서, 그 타당성을 검증할 필요가 있다.

참 고 문 헌

- [1] A. van der Ziel, *Noise in Solid State Devices and Circuits*, John Wiley & Sons, New York, NY, 1986.
- [2] A. van der Ziel and E. R. chennett, Noise in solid state Devices, in *Adv. Electronics and Electron Phys.*, vol. 46, pp. 313-383, 1978.
- [3] C. D. Motchenbacher and J. A. Connelly, *Low Noise Electronic System Design*, John Wiley & Sons, New York, N. Y., 1993.
- [4] P. R. Gray and R. G. Meyer, *Analysis and design of Analog Integrated Circuits*, 3rd Edn., John-Wiley & Sons, New York, 1993.
- [5] H. M. Rein, and M. Schröter, "Experimental Determination of the Internal Base Sheet

- Resistance of Bipolar Transistors under Forward-Bias Conditions," *Solid State Electron.*, vol. 34, p. 301, 1991.
- [6] J. Kilmer, A. van der Ziel, and G. Bosman, "Presence of Mobility-Fluctuation $1/f$ Noise Identified in Silicon p^+np Transistors," *Solid-State Electron.*, 26. pp. 71-74, 1983.
- [7] A. van der Ziel, X. Zhang, and A. H. Pawlikiewicz, "Location of $1/f$ Noise Sources in BJT's and HBJT's-I. Theory," *IEEE Tran Elec. Dev.*, ED-33, pp. 1371-1376, 1986.
- [8] R. C. Jaeger and A. J. Brodersen, "Low Frequency Noise Sources in Bipolar Junction Transistors," *IEEE Trans. Elec. Dev.*, ED-17, pp. 128-134, 1970.
- [9] H. A. W. Markus and T. G. M. Kleinpenning, "Low-Frequency Noise in Polysilicon Emitter Bipolar Transistors," *IEEE Trans. Elec. Dev.*, ED-42, pp. 720-727, 1994.
- [10] T. G. M. Kleinpenning, "Location of Low-Frequency Noise Sources in Submicron Bipolar Transistors," *IEEE Trans. Elec. Dev.*, ED-39, pp. 1501-1506, 1993.
- [11] J. E. Lary and R. L. Anderson, "Effective base resistance of bipolar transistors," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. ED-32, pp. 302-309, 1986
- [12] M. Schröter, "Simulation and modeling of the low-frequency base resistance of bipolar transistors and its dependence on current and geometry," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 38, pp. 538-544, 1991.
- [13] M. Schröter, "modeling of the low-frequency base Resistance of Single Base Contact Bipolar Transistors," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 39, pp. 1966-1992, 1991.
- [14] T. H. Ning and D. D. Tang, "Method for Determining the Emitter and Base Series Resistances of Bipolar Transistors," *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-31, 409 (1984)
- [15] S. T. Hsu, "Noise in High-Gain Transistors and Its Application to the Measurement of Certain Transistor Parameters," *IEEE Trans. Elec. Dev.*, ED-18, pp. 425-431, 1971.
- [16] D. J. Roulston, *Bipolar Semiconductor Devices*, McGraw-Hill., 1990.
- [17] A. van der Ziel, "Unified Presentation of $1/f$ Noise in Electronic Device Fundamental $1/f$ Noise Sources," *Proc. IEEE.*, 76, pp. 233-258, 1988.
- [18] Julio C. Costa, Dave Ngo, Robert Jackson, Natalino Camilleri, and James Jaffee, "Extracting $1/f$ Noise Coefficients for BJT's," *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-41, No. 11, pp. 1992-1999, 1994.

저 자 소 개



具 會 佑 (正會員)

1991년 서강대학교 물리학과 졸업(이학사), 1991년 현대전자 반도체사업부 근무, 현 충북대학교 박사과정.
주 관심분야는 반도체 소자물리 및 모델링, $1/f$ 잡음.

李 奇 榮 (正會員)

1981년 서울대학교 전자공학과(공학사).
1983년 서울대학교 전자공학과(공학석사).
1993년 서울대학교 전자공학과(공학박사).
1983~1984년 금성반도체 주식회사.
1987년~현재 충북대학교 전자공학과 교수.
주 관심 연구분야는 반도체 소자 모델링 및 전자소자의 잡음해석.