

# 무선 송수신모듈용 실리콘 바이폴라 트랜지스터의 새로운 전류원 모델링

(A New Current Source Modeling of Silicon Bipolar Transistor for Wireless Transceiver Module)

서영석\*

(Young-Suk Suh)

## 요 약

근거리에서의 무선설비제어, 구내음성통신과 같은 전파통신설비의 송수신 모듈에 실리콘 바이폴라 트랜지스터가 많이 사용되고 있다. 이러한 실리콘 바이폴라 트랜지스터의 내부 전류원에 대한 새로운 모델링 방법이 제시되었다. 제안된 방법은 Si-BJT의 새로운 열 저항 추출방법과 전류원 파라미터에 대한 새로운 해석적인 방정식에 기반을 두고 있다. 이 방법은 기존의 방법에서 채택된 반복적인 최적화 과정 없이 바로 파라미터를 구할 수 있다. 제안된 방법을 5개의 핑거를 가지는  $0.4 \times 20 [\mu\text{m}^2]$  의 Si-BJT에 이 방법을 적용시켰으며, 모델링된 데이터는 측정결과를 3% 이내의 오차로 잘 예측하였다.

## Abstract

Silicon bipolar transistors (Si-BJT) are widely used in the telecommunication system such as short range wireless control and wireless indoor voice communication system. New modeling method for the internal current source model of Si-BJT is proposed. The proposed method based on new thermal resistance extraction method and new analytical expressions for the current source parameters of Si-BJT. The proposed method can directly extract the model parameters without any optimization procedure which is adopted in the conventional modeling method. The proposed method is applied to 5 finger  $0.4 \times 20 [\mu\text{m}^2]$  and the model shows good prediction of the measured data in 3% of errors proving the validity of this method.

Key Words : transceiver module, BJT modeling, wireless system

## 1. 서 론

전파통신시스템을 이용한 근거리 통신방식은 유선통신과 달리 통신선로 설치가 필요 없고 장치가 간단해서 무선계측 시스템, 무선 조명제어와 같은 무선 조종 장치, 가정용침입 방지장치(home securi-

\* 주저자 : 영남대학교 전자정보공학부 부교수  
Tel : 053-810-2585, Fax : 053-810-4629  
E-mail : yssuh@yu.ac.kr  
접수일자 : 2005년 2월 15일  
1차심사 : 2005년 2월 21일  
심사완료 : 2005년 3월 10일

ty)등과 같이 간단한 무선통신에 널리 사용되고 있다. 이러한 근거리 무선통신 설비는 상용 휴대전화 통신시스템에 비해 전파 전송거리가 짧고 신호에 대한 보안은 낮지만 낮은 가격으로 통신부품을 만들 수 있는 장점이 있다. GaAs계열의 BJT를 사용하는 휴대전화기의 송신모듈과는 달리 대부분의 근거리 무선통신을 위한 장치에는 실리콘 BiCMOS공정을 이용해서 만들어진 부품을 사용한다[1][2].

최근에 이와 같은 근거리 무선통신시스템을 다양한 방법으로 쉽게 구성할 수 있도록 하기 위해, “지그비”나 “블루투스”와 같은 통신규약이 제안되고 이에 관한 규격화 된 송수신모듈이 생산되고 있다. 그림 1은 무선 송수신 모듈의 대표적인 예를 나타낸 것이다. 그림1의 삼각형 부분은 증폭기가 있는 부분으로 BJT와 같은 트랜지스터로 만들어진다. 이러한 모듈을 설계하기 위해서는 RF대역에서 BJT같은 소자에 대한 모델이 반드시 필요하다[2]. 본 논문은 무선 송수신 모듈에 사용되는 BJT의 모델링에 관한 것이다.

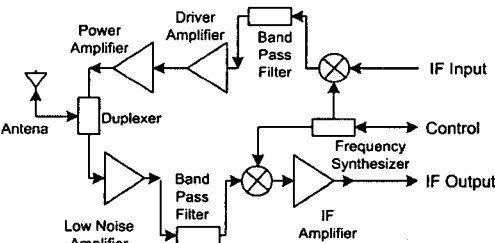


그림 1. BJT를 가지는 증폭기 회로가 사용되는 무선통신 시스템의 한 가지 예

Fig. 1. An Example of Wireless Communication System Using Amplifiers with BJT

바이폴라 트랜지스터에 대한 RF대역에서의 모델링에 대해서는 대부분의 연구가 휴대전화기에 사용되는 GaAs계열의 HBT에 대해 이루어져 왔다. 그러나 최근, 빌딩 및 가정 자동화 분야의 보안, 조명조절, 출입통제와 같은 부분과 산업제어분야의 자산관리, 공정제어, 환경에너지 관리 등과 같은 여러 분야에서 근거리 무선통신모듈을 사용하기 시작했으며 이러한 부분에 적합한 실리콘계열의 바이폴라트랜지스터 모델링에 대한 연구가 필요하게 되었고, Si-BJT 모델링을 위해 1995년에 물리적인 파라미터에 기반을 둔 VBIC모델이 개발되었다[3].

기존의 실리콘 BJT 모델은 대단히 많은 모델 파라미터를 가지고 있고 최적화 과정을 거쳐서 계산되어진다. 따라서 모델링과정이 복잡하고 계산된 모델 파라미터는 최적화 과정에서 반드시 필요한 초기값이나 최적화 목적함수의 종류에 대단히 민감한 특성을 가지고 있는 단점이 있다[4].

본 논문에서는 이와 같은 단점을 해결할 수 있는 새로운 모델링 방법을 제시하였다. 제안된 방법은 파라미터의 계산과정에서 기존의 방법의 문제점인 최적화 과정을 전혀 포함하고 있지 않다. 이를 위해 베이스 전체 저항계산을 위한 새로운 해석방정식을 도입하였고, 최적화 과정이 필요 없도록 새로운 전류원모델을 제시했고, 이 전류원모델의 파라미터에 대한 정확한 해석적인 방정식을 유도하고 이를 적용시켰다.

## 2. 베이스, 에미터, 컬렉터 접근 저항의 계산

그림 1은 Si-BJT의 전형적인 대신호 등가회로를 보여 주고 있다. 에미터와 컬렉터 측의 성분은 참고 문헌[5]에서 제시된 방법으로 구하였다.

전체 베이스 저항( $R_{btot}$ )값은 내부 전류원을 정확하게 모델링하기 위해 대단히 중요하다. 기존의 베이스 저항을 구하기 위한 과정은 여러 가지 바이어스 지점에서 측정된 S-파라미터로부터 복잡한 과정을 거쳐서 계산되었다[6].

본 논문에서는 참고문헌[6]에서 유도된 식을 Si-BJT에 적용 시켰다. 이식은 대단히 쉽고 정확하게 구할 수 있는 단일식 형태로 표시되며 높은 주파수 영역에서 다음과 같은 식의 값으로 표시될 수 있다.

$$R_{btot} = Re \left\{ z'_{11} - z'_{12} \frac{z'_{12} - z'_{21}}{z'_{22} - z'_{12}} \right\} \quad (1)$$

여기서  $Z_{11}' \sim Z_{22}'$ 은 참고문헌[8]에서와 같이 Si-BJT에 대해 회로망분석기로 측정된 Z파라미터로부터 베이스 저항을 제외한 나머지 접근 임피던스를 뺀 Z-파라미터 값을 의미한다.

그림 2는 5개의 핑거를 가지고 에미터 크기가  $0.4 \times 20 [\mu m^2]$ 인 Si-BJT에 대해 몇 개의 바이어스

지점에서 50[MHz]~10[GHz]까지 HP8510 회로망 분석기로 Z-파라미터를 측정하고 위의 식 (1)을 적용시킨 결과를 나타낸 것이다. 베이스 저항은 위의 식 (1)의 고주파 영역에서의 값이며 그림에서처럼 9.2[Ω] 에 수렴함을 알 수 있다.

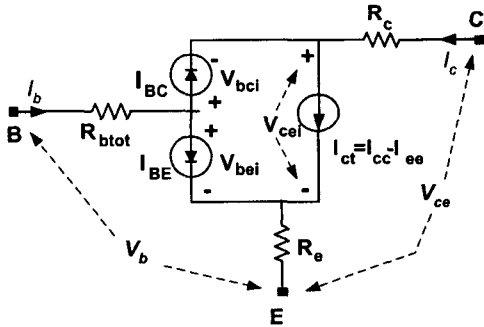


그림 1. 실리콘 바이폴라 트랜지스터의 대신호 등가 모델  
Fig. 1. Large signal equivalent circuit of silicon-bipolar transistor

### 3. 열 저항 및 전류원 모델링

저 준위의 바이어스 상태로 부터 측정된 데이터를 기초로 계산된 기존의 모델은 정상활성화 영역 (Normal Active Region)의 데이터를 정확히 표시하기 위해 복잡한 최적화 과정을 통해 계산되어야 하는 많은 물리적 파라미터를 가지고 있다.

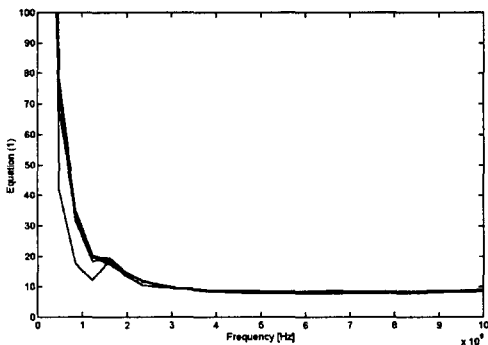


그림 2. 바이어스지점  $I_b=35[\mu A], 60[\mu A], 85[\mu A], 110[\mu A], 135[\mu A],$  and  $160[\mu A], V_{ce1}=2.5[V]$ 에서 계산한 식 (1)의 크기  
Fig. 2. The magnitude of equation(1) at the bias points of  $I_b=35(\mu A), 60(\mu A), 85(\mu A), 110(\mu A), 135(\mu A),$  and  $160(\mu A), V_{ce1}=2.5[V]$

본 논문에서는 Si-BJT의 정상활성화 영역에서 측정된 데이터를 정확하게 예측할 수 있고 그 파라미터들이 간단하게 계산되어질 수 있는 새로운 전류원 모델을 제시한다.

### 3.1 전류원 및 열 등가회로 모델

제시된 4개의 전류원 모델은 식 (2)~(5)와 같이 표시된다. 제시된 모델은 기존의 식과 전체적인 형태는 동일하게 지수함수를 기본으로 표시되어 있다. 그러나 기존의 식에서는 역방향 포화전류가 온도에 관한 분수식으로 표시되지만, 본 논문에서는 이를 지수함수로 표시하였다. 이렇게 함으로써 전체 전류식을 선형화 시킬 수 있으며 뒷부분에 설명 할 것이다.

$$I_{CC} = I_{SCC} \left[ \exp\left(\frac{V_{bei}}{V_{TCC}}\right) - 1 \right] \left( 1 + \frac{V_{ce1}}{V_A} \right) \quad (2)$$

$$I_{BC} = I_{SBC} \left[ \exp\left(\frac{V_{bci}}{V_{TBC}}\right) - 1 \right] \quad (3)$$

$$I_{BE} = I_{SBE} \left[ \exp\left(\frac{V_{bei}}{V_{TBE}}\right) - 1 \right] \quad (4)$$

$$I_{EE} = A_r I_{BC} \quad (5)$$

여기서  $V_A$ 는 Early 전압이며  $V_{bei}, V_{bci}, V_{ce1}$ 는 등가회로상의 베이스-에미터, 베이스-컬렉터, 컬렉터-에미터 접합부 전압이며,  $V_{TCC}, V_{TBE}, V_{TBC}$ 는 각각의 전류원을 표시하기위한 파라미터이다. 온도의존성을 가지는 역방향 포화전류와 관계된 파라미터  $I_{SCC}, I_{SBC}, I_{SBE}$  는 각각 다음과 같이 표시된다.

$$I_{SCC} = I_{SCC0} \exp[A_{CC} \Delta T_j] \quad (6)$$

$$I_{SBE} = I_{SBE0} \exp[A_{BE} \Delta T_j] \quad (7)$$

$$I_{SBC} = I_{SBC0} \exp[A_{BC} \Delta T_j] \quad (8)$$

위의 식 (6)~(8)에서  $I_{SCC0}, I_{SBE0}, I_{SBC0}, A_{CC}, A_{BE}, A_{BC}$  는 상수로 표시되는 파라미터이며, 접합부 온도 상승분을 나타내는  $\Delta T_j$ 는 다음과 같이 표시된다.

$$\Delta T_j = R_{th} P_d + T_A - T_{A0} \quad (9)$$

접합부 온도상승분은 외부온도의 상승( $T_A - T_{A0}$ )과 소자의 전력소모에 의한 온도상승분( $R_{th} P_d$ )을 더한 것이다.  $R_{th}$ 는 소자의 열 저항이며  $P_d$ 는 소자 내부의 전력소모량이다. 위와 같이 식 (2)~(5)로 표시되는 새로운 전류원 표현식은 기존의 식과는 달리 해석적인 방법으로 파라미터를 계산할 수 있는 장점이 있으며, 다음절에서 이 방법에 대해 설명한다.

### 3.2 파라미터 계산과정

파라미터  $V_A$ 의 계산; Early전압( $V_A$ )은 그림 3과 같이 측정된 전압-전류특성곡선으로 부터 얻어질 수 있다. 특성곡선의 가로축 기울기( $\Delta I_c / \Delta V_{ce}$ )는 " $1/V_A$ "가 되므로 기울기로부터 쉽게  $V_A$ 를 구할 수 있다.

파라미터  $I_{scco}$ ,  $V_{TCC}$ ,  $R_{th}$ ,  $A_{CC}$ 의 계산; 전류원식 (2)~(5)중에서 역방향 전류와 관련이 있는 식 (3)과 식 (5)는 정상활성화 영역에서 측정된 데이터와 무관하다. 정상활성화 영역의 데이터는 바이폴라 트랜지스터의 순방향 모드에서 측정된 데이터이며 이는 식 (2)와 식 (4)에 의해서 결정된다. 따라서 그림 3의 문턱전압 (Knee Voltage;  $V_{ce} \sim 0.5[V]$ ) 이상의 정상활성화 영역에서 측정된 모든 데이터는 식 (2)와 식 (4)에 의해서 완벽하게 예측될 수 있다. 이 경우  $I_{cc}$ 는 그림 1의  $I_c$ 가 되고,  $I_{BE}$ 는 그림 1의  $I_b$ 에 의해 결정된다( $I_c = I_{cc}$ ,  $I_b = I_{BE}$ ).

위의 식 (2)에 식 (6) 및 식 (9)을 대입하고, 양변을  $(1 + V_{cei}/V_A)$ 로 나눈 후  $\log$ 를 취하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\ln(I_{CC} / (1 + V_{bei} / V_A)) = \ln(I_{scco}) + P_d A_{CC} R_{th} + (T_A - T_{A0}) A_{CC} + V_{TCC}^{-1} V_{bei} \quad (10)$$

식 (10)에 위에서 구한  $V_A$ 를 대입하고 측정된 컬렉터 전류값( $I_c$ ) 및 소자 내부에서의 전력소모값( $P_d$ ) ( $= V_{bb} I_b + V_{ce} I_c$ )을 측정데이터로부터 대입한다. 파라미터  $T_{A0}$ 는 외부기준온도이며  $T_A$ 는 외부현재온도이다. 위의 식 (10)에  $T_{A0}$ 는  $300[K]$ 로 두었고,  $T_A$ 는 바이폴라 트랜지스터의 전압-전류 특성을 측정

할 때의 외부온도를 대입하였다.  $V_{bei}$ 값은 측정된 데이터  $v_b$ 로부터 에미터 및 베이스에서의 전압강하를 제거함으로써 계산할 수 있고 이를 식 (10)에 대입한다.

이렇게 하면, 위의 식 (10)은 4개의 추출해야 할 파라미터 ( $\ln(I_{scco})$ ,  $V_{TCC}$ ,  $R_{th}$ ,  $A_{CC}$ )를 미지수로 가지는 선형 대수 방정식으로 변환된다.

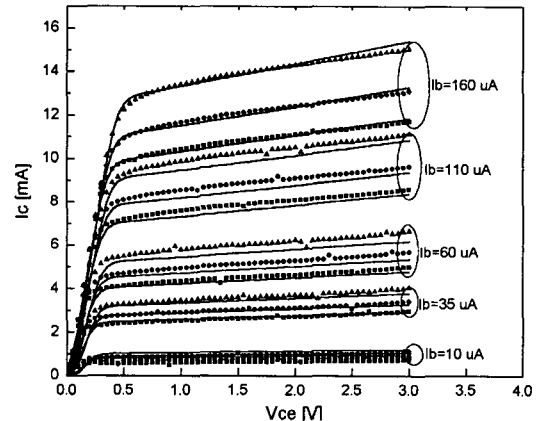


그림 3. 모델링된 전류값 (선) 및 측정된 전류값 (사각형: 273[°K], 원: 299[°K], 및 삼각형: 333[°K])  
Fig. 3. Modeled and measured (rectangle: 273[°K], circle: 299[°K], and triangle: 333[°K]) collector current curves

측정된 여러 데이터를 모두 잘 예측하기 위해 여러 개의 바이어스 지점의 데이터로 식을 구성할 수 있으며 n개의 데이터를 이용할 때, 위의 식 (10)은 일반적으로 다음과 같은 식으로 적을 수 있다.

$$AX = B \quad (11)$$

여기서 A, X, 및 B는

$$A \equiv \begin{bmatrix} 1 & V_{bei,1} & P_{diss,1} & (T_{A,1} - T_{A0}) \\ 1 & V_{bei,2} & P_{diss,2} & (T_{A,2} - T_{A0}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & V_{bei,n} & P_{diss,n} & (T_{A,n} - T_{A0}) \end{bmatrix}_{n \times 4}$$

$$X \equiv \begin{bmatrix} \ln(I_{scco}) \\ V_{TCC}^{-1} \\ R_{th} A_{CC} \\ A_{CC} \end{bmatrix}_{4 \times 1}$$

$$B \equiv \begin{bmatrix} \ln\left(\frac{I_{c,1}}{1 + V_A^{-1}V_{cei,1}}\right) \\ \ln\left(\frac{I_{c,2}}{1 + V_A^{-1}V_{cei,2}}\right) \\ \vdots \\ \ln\left(\frac{I_{c,n}}{1 + V_A^{-1}V_{cei,n}}\right) \end{bmatrix}_{n \times 1}$$

로 표시되는 행렬이며,  $V_{cei}$ 와  $V_{bei}$ 는 컬렉터-에미터 및 베이스-에미터 접합부 전압이다.

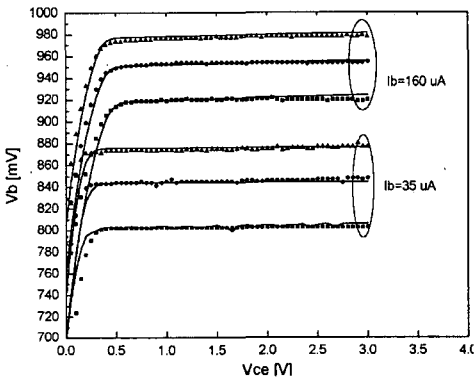


그림 4. 모델링(선) 및 측정된 베이스 전압값 (사각형: 273(°K), 원: 299(°K), 및 삼각형: 333(°K))  
 Fig. 4 Modeled and measured base voltage curves (rectangle: 273(°K), circle: 299(°K), and triangle: 333(°K))

행렬  $A$ 는  $n$ 행 4열의 크기를 가지고 있고  $B$ 는  $n$ 행 1열의 크기를 가지고 있으며  $X$ 에 들어있는 미지수는 4개이다. 식 (11)은 그림 3 및 그림 4와 같은 정상활성화영역에서 측정된 데이터로 구성될 수 있다. 식 (11)의 해를 구하기 위해서는 4개의 방정식만 세우면 ( $n=4$ ) 정확한 해를 구할 수 있다. 그러나 측정된 데이터를 끌고루 잘 예측할 수 있도록 하기 위해 여러 개의 데이터로 과결정대수연립방정식(over-determined linear equation)을 세운다. 이러한 경우 구하려는 해는  $X=(A^T A)^{-1} A^T B$ 이며, 구해진 해는 측정된 데이터와 모델 사이의 오차의 자승을 최소화 하도록 하는 값이 된다.

비슷한 방법으로 전류원  $I_{BE}$ 에 대해서 다음과 같은 방정식을 세울 수 있다.

$$CY = D \tag{12}$$

여기서  $C$ ,  $Y$ , 및  $D$ 는

$$Y \equiv \begin{bmatrix} \ln(I_{SBE0}) \\ V_{TBE}^{-1} \\ A_{BE} \end{bmatrix}_{3 \times 1}, D \equiv \begin{bmatrix} \ln(I_{b,1}) \\ \vdots \\ \ln(I_{b,m}) \end{bmatrix}$$

$$C \equiv \begin{bmatrix} 1 & V_{bei,1} & R_{th} & P_{d,1} + T_{A,1} - T_{A0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & V_{bei,m} & R_{th} & P_{d,m} + T_{A,m} - T_{A0} \end{bmatrix}_{m \times 3}$$

이다.

전류원  $I_{CC}$ 를 이용한 파라미터 해석과정과 마찬가지로 위의 식 (12)의 미지수  $Y$ 의 모든 파라미터들을 측정된 데이터를 이용해서 구해낼 수 있다. 따라서 전류원과 관련된 모든 파라미터들은 식 (11)과 식 (12)를 계산함으로써 얻어질 수 있게 된다.

트랜지스터의 역방향 모드와 관련된 식 (3)과 (5)의 파라미터들은 기존의 방법과 같은 역방향 Gummel특성곡선(Gummel-Plot)으로 부터 구해될 수 있다[1][4].

표 1. 전류원 모델링을 위해 계산된 파라미터값들  
 Table 1. Extracted parameters for current source modeling

Re	6.1	$V_{TBC}$	0.030781543
Rbtot	9.2	$A_{CC}$	0.042457
Rc	2.6	$A_{BE}$	0.041891
$T_{A0}$	299oK	$A_{BC}$	0.041421
$V_A$	15.625	$I_{SCC0}$	$1.1743 \times 10^{-13}$
$V_{TCC}$	0.03453336	$I_{SBE0}$	$1.5077 \times 10^{-16}$
$V_{TBE}$	0.03148644	$I_{SBC0}$	$2.1219 \times 10^{-15}$
$R_{th}$	231.3271	$A_r$	0.366

이러한 방법으로 구해진 모든 파라미터를 표 1에 나타내었다. 실리콘 바이폴라트랜지스터의 측정데이터로 부터 유도된 모든 파라미터는 위에서 설명한 해석적인 과정을 통해서 유도되었고 위의 과정에는 최적화 과정이나 조정과정 없이 직접 계산되었다. 계산된 파라미터로 전체 모델을 Agilent사의 RF회로 설계도구인 ADS로 구현하였으며 구현된 모델 데이터를 측정된 데이터와 비교하였다. 그림 3 및 4는 273[°K], 299[°K], 및 333[°K]에서 모델 및 측정된 전압-전류 특성을 나타낸 것이다. 모델링된 데이터는 선으로 표시되어 있으며 측정데이터는 점선으로

표시되어 있으며 측정데이터와 모델링된 값 사이의 오차는 3[%]이내 이다. 그림에서 보는바와 같이 모델링된 데이터는 측정데이터를 잘 예측함을 알 수 있다.

#### 4. 결 론

Si-BJT를 위한 온도의존성을 잘 나타낼 수 있는 새로운 대신호 전류모델과 이에 대응되는 파라미터의 계산방법을 제시하였다.

제시된 전류원 모델은 역방향 포화전류가 온도에 관한 분수식으로 표시되는 기존의 모델식과 달리, 지수함수로 표시되는 새로운 역방향 포화전류 모델을 포함하고 있다. 이렇게 함으로써, 계산시간을 증대시키고, 파라미터값이 최적화 초기조건에 따라 심하게 변화하는 기존의 최적화 과정의 단점을 해결할 수 있었다.

최적화 과정을 포함하지 않는 파라미터 계산을 위해, 전류원 방정식이 선형대수 방정식으로 변환될 수 있는 새로운 모델을 제시하였다. 측정된 데이터로 과결정선형대수방정식을 세울 수 있고, 이러한 대수방정식의 해로부터 모델파라미터를 구하는 방법을 제시하였다.

이러한 방법으로 구해진 파라미터에 기반을 둔 모델은 측정된 데이터와 모델사이의 오차의 자승을 최소화 하도록 한다. 이러한 방법의 타당성을 확인하기 위해, 5개의 핑거를 가지고 있으며 에미터의 크기가  $0.4 \times 20 [\mu\text{m}^2]$ 를 가지는 Si-BJT에 적용했을 때, 여러 가지 온도에서 측정된 전압과 전류를 잘 예측할 수 있음을 확인하였다. 제안된 모델은 Si-BJT를 사용한 무선 송수신회로 설계에 잘 활용될 수 있을 것이다.

#### References

- [1] J. D. Cressler and G. Niu, "Silicon-Germanium Heterojunction Bipolar Transistors," Artech House 2003.
- [2] G. Puma, et al, "A RF transceiver for WDCT in a 25GHz Si Bipolar technology," 2000 IEEE MTT-Digest, pp. 273-275.
- [3] C. McAndrew et al, "VBIC95, the vertical bipolar intercompany model," IEEE journal of solid state circuit Vol. 31, No. 10, pp.1476-1483, Oct., 1996.
- [4] X. Cao, et al, "Comparison of the new VBIC and conventional Gummel-Poon bipolar transistor models," IEEE Trans. Elec. Dev., Vol. 47, No. 2, pp.427-433, February 2000.
- [5] Y. Govert, et. Al, "A physical yet simple small signal equivalent circuit for the heterojunction bipolar transistor", IEEE Trans. On MTT, Vol.45, No. 1, pp. 149-153, 1997.
- [6] Youngsuk Suh, Eun-Young Seok, D. Heo, A. Raghavan, and J. Laskar, "Direct extraction method for internal equivalent circuit parameters of HBT small-signal hybrid- $\pi$  model," 2000 IEEE MTT-s Digest, pp. 1235, June 2000.

#### ◇ 저자소개 ◇

##### 서영석 (徐映錫)

1964년 6월 30일생. 1986년 영남대학교 전기공학과 졸업. 1995년 포항공과대학교 대학원 박사과정 졸업. 현재 영남대학교 전자정보공학부 부교수.