

SiGe Heterojunction Bipolar Transistor의 등가모델 파라미터 추출

이성현

한국의국어대학교 전자정보공학부 전자공학전공
전화: 031-330-4117 / 팩스: 031-330-4120Equivalent Model Parameter Extraction of
SiGe Heterojunction Bipolar Transistor

Seonghearn Lee

Department of Electronic Engineering, Hankuk University of Foreign Studies, Korea
E-mail: shlee@hufs.ac.kr

Abstract

A new method is developed to extract model parameters of SiGe HBT equivalent circuit including the base impedance and base-collector junction capacitance. Using this method, all resistances and capacitances of SiGe HBT are independently determined from measured S-parameters using two-port parameter formula. This method is proposed to reduce possible errors generated from global optimization process, and its accuracy has been verified by finding good agreements between measured and modeled current / power gain up to 18 GHz.

I. 서론

Si/SiGe/Si HBT(Heterojunction Bipolar Transistor)는 기존의 Si공정을 사용하면서 bandgap engineering을 통한 초고주파 성능향상을 이끌 수 있다는 장점 때문에 크게 각광받고 있다 [1]. 이러한 SiGe HBT를 사용하여 최적성능을 가진 RF IC를 설계하기 위해서는 등가회로 모델 변수를 정확히 추출하는 것이 무엇보다도 중요하다 [2]. 이러한 모델 변수추출을 위해서는 상용화된 CAD 툴을 사용하여 측정된 S-parameter와 모델로 계산된 S-parameter가 가능한 한 일치되도록 복잡한 optimization을 수행하는 것이 일반적이다 [3]. 그러나 이 방법은 초기값에 크게 의존하며 optimization동안에 추출된 변수 값들이 비물리적이고 오차가 생길 가능성이 매우 크다 [4]. 따라서, 이러한 오차들을 제거하기 위하여, 측정된 S-parameter로부터 모델변수들을 직접 추출한 후에 optimization의 초기값으로 사용하는 방법이 널리 쓰이고 있다 [5].

하지만, 기존에는 실제 등가회로 모델내의 미지 변수들의 수가 많기 때문에, 저주파영역에서 단순화된 등가모델을 사용하여 direct 변수추출 방정식들을 유도하는 방법들이 많이 사용된다 [5]. 하지만, 이러한 단순

등가모델에는 RF영역에서 중요한 베이스 접촉 임피던스 (Z_{bp})와 외부 베이스-컬렉터 접합 캐패시턴스 (C_{bc})가 고려되지 않기 때문에 변수추출 오차가 크게 증가하게 된다.

따라서, 본 연구에서는 기존의 단순 추출방법의 오차들을 제거하기 위하여, Z_{bp} 와 C_{bc} 가 포함된 등가회로로부터 유도된 2단자 방정식들을 사용하여 모델변수들을 정확히 추출하는 방법을 제안하고자 한다.

II. 모델 파라미터 추출방법

본 연구에 사용된 소자들은 MBE (Molecular Beam Epitaxy)로 성장된 SiGe graded base를 가지는 n-p-n Si/SiGe/Si 비자기정렬 (non self-aligned) HBT (에미터면적 = $1 \times 4 \mu\text{m}^2$, 전류이득 $\beta = 760$)이다. S-파라미터는 "on-wafer" RF probe를 이용하여 HP8510B로 측정하였으며, RF probe 패드 및 금속배선의 기생성분들은 de-embedding방법을 사용하여 측정된 S-파라미터로부터 정확히 제거되었다. 이러한 de-embedding은 독립적인 "open", "short", "through" 등의 테스트 패드들에서 측정된 Z- 또는 Y-파라미터를 소자의 측정된 S-파라미터로부터 제거시키는 방법을 사용했다 [6].

그림 1은 이러한 SiGe HBT를 나타내는 소신호 등가회로 모델을 보여주고 있다. 이 회로에서 베이스 접촉영역은 베이스 접촉저항인 r_{bp} 와 베이스 접촉용량인 C_{bp} 로 구성된 impedance로 모델화되었으며 정확도는 이미 증명되어왔다 [3], [4]. 또한, 컬렉터 접합용량 성분은 lateral 분포효과를 고려하여 각각 내부(C_c)와 외부 성분 (C_{bc})으로 나누어 나타내었다. 트랜스 컨덕턴스는 $g_m = g_{m0} \exp(-j\omega \tau_d)$ 로 표현되어지며, g_{m0} 는 dc transconductance이고 τ_d 는 transconductance의 위상지연시간이다. r_{π} 는 dynamic 에미터-베이스 저항, C_{π} 는 에미터-베이스 확산용량과 접합용량의 합이고, r_{cc} 는 컬렉터 저항, r_{cc} 는 에미터 저항이고 g_o 는 출력컨덕턴스이다.

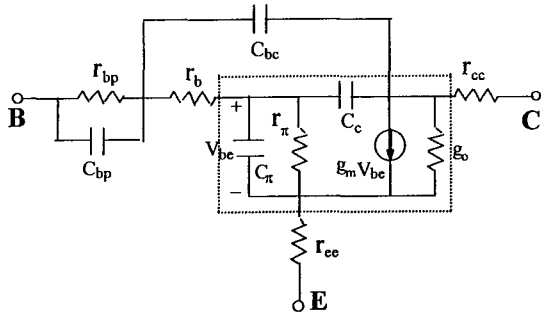


그림 1. Si/SiGe/Si HBT를 나타내는 등가회로 모델

HBT에서 매우 적은 g_o 성분을 무시하면, 그림 1의 Z -파라미터는 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$Z_{11} = Z_{bp} + r_b + r_{cc} + (1 - k_c r_b g_m) \frac{Z_\pi}{1 + g_m Z_\pi} \quad (1)$$

$$Z_{12} = r_{cc} + k_c r_b + (1 - k_c r_b g_m) \frac{Z_\pi}{1 + g_m Z_\pi} \quad (2)$$

$$Z_{21} = r_{cc} + \frac{Z_\pi}{1 + g_m Z_\pi} + \frac{k_c - 1}{j\omega C_c} \left[\frac{g_m Z_\pi}{1 + g_m Z_\pi} \right] \quad (3)$$

$$Z_{22} = r_{cc} + r_{ee} + \frac{Z_\pi}{1 + g_m Z_\pi} + \frac{1 - k_c}{j\omega C_c} \left[\frac{1}{1 + g_m Z_\pi} \right] \quad (4)$$

여기에서

$$Z_{bp} = \frac{r_{bp}}{1 + j\omega r_{bp} C_{bp}} \quad (5)$$

$$Z_\pi = \frac{r_\pi}{1 + j\omega r_\pi C_\pi} \quad (6)$$

$$k_c = \frac{C_{bc}}{C_{bc} + C_c + j\omega r_b C_{bc} C_c} \quad (7)$$

먼저, 식 (1)에서 (2)를 뺀 후에 실수항을 취하면 다음과 같은 복잡한 식으로 근사화 된다.

$$\text{Real}(Z_{11} - Z_{12}) \approx \frac{r_{bp}}{1 + (\omega r_{bp} C_{bp})^2} + \frac{r_b [C_c (C_{bc} + C_c) + (\omega r_b C_{bc} C_c)^2]}{(C_{bc} + C_c)^2 + (\omega r_b C_{bc} C_c)^2} \quad (8)$$

위의 식을 살펴보면 낮은 주파수 영역에서 첫번째 항이 먼저 급격히 감소되고, 주파수가 상승하면서 두번째 항이 천천히 증가하게 되는 경향을 보인다. 이러한 경향은 그림 2에서 잘 보여 주고 있다.

식 (8)에서 첫번째 항이 무시될 수 있는 높은 주파수 영역의 데이터를 사용한다면, 다음과 같이 간단한 식으로 정리할 수 있다.

$$\text{Real}(Z_{11} - Z_{12}) \approx r_b \left[\frac{(1 - k) + m\omega^2}{1 + m\omega^2} \right] \quad (9)$$

여기에서

$$m = \left[\frac{r_b C_{bc} C_c}{C_{bc} + C_c} \right]^2 \quad (10)$$

$$k = \frac{C_{bc}}{C_{bc} + C_c} \quad (11)$$

본 연구에서는, 그림 2에서 보여주는 것처럼 $\text{Real}(Z_{11} - Z_{12})$ 가 증가되는 높은 주파수 영역 데이터를 식 (9)로 curve-fitting함으로써 $r_b = 170 \Omega$ 과 $k = 0.6$ 을 구하였다.

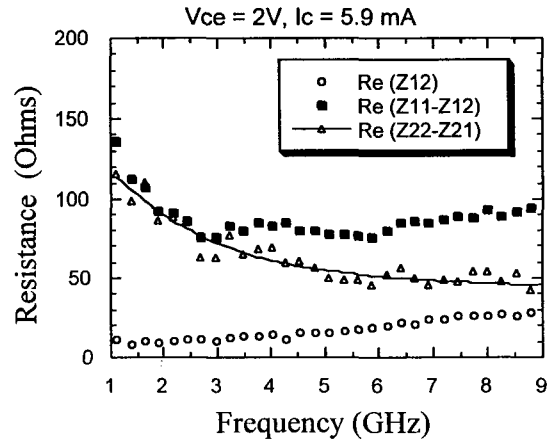


그림 2. $\text{Re}(Z_{12})$, $\text{Re}(Z_{11}-Z_{12})$, $\text{Re}(Z_{22}-Z_{21})$ 의 측정된 주파수 응답 데이터 (기호)와 식 (15)를 사용하여 curve-fitting한 곡선 (실선).

그림 1에서 베이스 접착 임피던스 성분 (r_{bp} , C_{bp})을 구하기 위해 다음과 같은 방법이 사용되었다. 먼저, 식 (7)은 분모에 있는 두번째 항인 $\omega r_b C_c C_{bc}$ 성분이 무시될 정도의 낮은 주파수 영역에서 $k_c \approx k$ 로 단순화되며, Z_{bp} 는 다음 식으로 표현된다.

$$Z_{bp} \approx Z_{11} - Z_{12} - (1 - k)r_b \quad (12)$$

따라서, 이미 추출된 r_b 와 k 를 식 (12)에 대입하면 Z_{bp} 를 구할 수 있다.

그림 1에서 Z_{bp} 는 r_{bp} 와 C_{bp} 의 병렬 연결이므로 다음 식으로 간단히 표현된다.

$$r_{bp} = \frac{1}{\text{Real}(1/Z_{bp})} \quad (13)$$

$$C_{bp} = \frac{1}{\omega} \text{Imag}(1/Z_{bp}) \quad (14)$$

이와 같은 방정식들에 식 (12)에서 추출된 Z_{bp} 를 대입함으로써 r_{bp} 와 C_{bp} 성분을 구할 수 있다. 그림 3은 식 (14)로 얻은 데이터를 주파수의 함수로 그린 그래프를 보여준다.

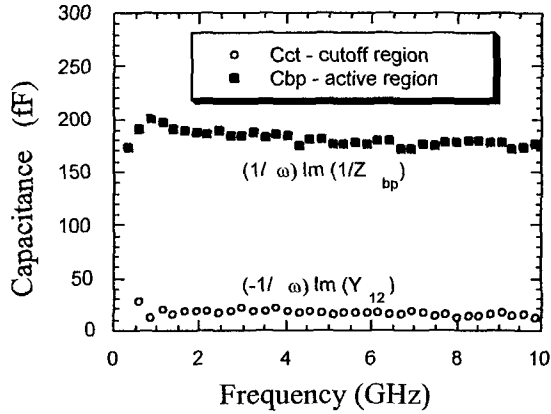


그림 3. 활성영역에서 식 (14)로 구한 C_{bp} 와 차단영역에서 식 (19)로 구한 C_{ct} 의 주파수 응답 데이터.

컬렉터 저항을 구하기 위해, 식 (4)에서 (3)을 뺀 후에 실수항을 취한 다음 식을 사용하였다.

$$\text{Real}(Z_{22} - Z_{21}) = r_{cc} + \frac{r_b C_{bc}^2}{(C_{bc} + C_c)^2 + (\omega r_b C_{bc} C_c)^2} \quad (15)$$

위의 식에서 상수항인 r_{cc} 의 값은 그림 2에서 보여 주는 바와 같이 $\text{Real}(Z_{22} - Z_{21})$ 데이터를 curve-fitting하여 추출하였다.

한편, 식 (15)로 표현된 $\text{Real}(Z_{22} - Z_{21})$ 의 주파수 응답 정보를 이용하면 식 (9)를 fitting하여 이미 추출된 r_b 와 k 값의 정확성을 검사할 수 있다. 이를 위해, 본 연구에서는 $\omega \rightarrow 0$ 로 접근할 때 다음으로 근사화된 식 (15)를 사용하였다.

$$k^2 r_b = \text{Real}(Z_{22} - Z_{21})_{dc} - r_{cc} \quad (16)$$

그림 2의 curve-fitting으로 얻어진 dc 영역의 $\text{Real}(Z_{22} -$

$Z_{21})_{dc}$ 을 대입함으로써 $k^2 r_b = 93 \Omega$ 을 추출하였다.

하지만 이미 식 (9)에서 fitting된 r_b 와 k 값을 대입하면 $k^2 r_b = 61 \Omega$ 이므로 큰 차이를 보인다. 실제 본 연구에서 사용된 HBT layout에서 k 가 0.6 보다는 커야 한다. 따라서, 식 (9)에서 추출된 $r_b \approx 170 \Omega$ 값을 $k^2 r_b = 93 \Omega$ 식에 대입함으로써 새로운 $k = 0.74$ 를 추출하였다.

이 때 추출된 k 값을 다음 식에 대입함으로써 C_c 와 C_{bc} 를 각각 분리하였다.

$$C_c = (1-k)C_{ct} \quad (17)$$

$$C_{bc} = kC_{ct} \quad (18)$$

여기에서 $C_{ct} (=C_c + C_{bc})$ 는 전체 베이스-컬렉터 접합 캐패시턴스이다.

이러한 C_{ct} 추출을 위해서 본 연구에서는 SiGe HBT에 차단모드로 바이어스를 가한 후 측정된 S-파라미터를 사용하였다. 이 때 차단모드의 전압 바이어스는 활성모드 일 때의 접합전압과 똑같이 유지되어야 한다. 차단영역에서는 등가회로가 $g_m = g_o = 0$ 이 되는 수동회로로 변환되며 [3], [4], C_c 와 C_{bc} 가 결합되어 단일 접합 캐패시턴스 (C_{ct})로 단순화된다. 또한, 직렬로 연결된 저항성분들의 영향은 낮은 주파수영역에서 무시될 수 있다. 따라서, C_{ct} 는 낮은 주파수영역의 차단영역 등가회로부터 유도된 다음과 같은 방정식으로 표현된다.

$$C_{ct} \approx -\frac{1}{\omega} \text{Imag}(Y_{12}) \quad (19)$$

이 식으로부터 얻어진 C_{ct} 을 주파수 함수로 그린 그래프가 그림 3에서 보여주고 있다. 여기에서 추출된 C_{ct} 를 식 (17)과 (18)에 대입함으로써 C_c 와 C_{bc} 를 각각 결정하였다.

또한, 에미터저항 r_{ee} 는 낮은 주파수 영역에서 식 (2)로부터 유도된 다음의 방정식으로부터 간단히 구할 수 있다.

$$r_{ee} \approx \text{Real}(Z_{12})_{LF} - r_e - k r_b / (1+\beta) \quad (20)$$

여기에서 r_e 는 kT/qI_e 로 표현된다. $\text{Real}(Z_{12})$ 대 주파수의 곡선은 그림 2에서 보여주며 실제 r_{ee} 의 값은 저주파영역의 값에 $r_e + k r_b / (1+\beta)$ 를 뺀으로서 얻어졌다.

그 밖의 변수는 $g_{m0} = qI_e/kT$ 와 $r_{\pi} = kT/qI_b$ 의 표현식을 사용하여 구하였다. 하지만, C_{π} 는 에미터-베이스 접합과 확산 캐패시턴스 성분들이 포함되어 있으므로 간단히 추출하기가 힘들다. 따라서, 본 연구에서는 그림 1의 등가회로부터 유도된 다음 방정식을 사용하여 C_{π} 를 추출하였다.

그림 1의 점선 box에 있는 intrinsic 회로의 Y_i -파라미터를 사용하면, $\exp(-j\omega\tau_d) \approx 1$ 이 되는 낮은 주파수영

역에서 다음 방정식을 유도할 수 있다 [7]. 또한, 이를 변환하면 Z^i -파라미터항으로도 표현할 수 있다.

$$\frac{g_{\pi}}{g_{mo}} + \frac{j\omega C_{\pi}}{g_{mo}} = \frac{Y_{11}^i + Y_{12}^i}{Y_{21}^i - Y_{12}^i} = \frac{Z_{22}^i - Z_{12}^i}{Z_{12}^i - Z_{21}^i} \quad (21)$$

위의 Z^i -파라미터 항은 직렬요소 (Z_{bp} , r_b , r_{ce})의 첨가를 위해 사용되고, Y^i -파라미터 항은 병렬요소 (C_{bc})를 포함하기 위해 이용된다. 이와같은 4개의 요소가 첨가되어도 위의 식에는 어떤 변화도 일어나지 않는다. 따라서, 최종적으로는 Z^i -파라미터 대신에 측정된 Z -파라미터로 변환하여 (21)식을 표현할 수 있다. 그러나 r_{cc} 를 고려하면 컬렉터 충전시간 ($r_{cc}C_{ct}$)이 포함되므로 이를 제거하여야 한다. 따라서, 식 (21)에 허수항을 취하고 추출된 $r_{cc}C_{ct}$ 를 제거한 다음과 같은 식을 사용하여 C_{π}/g_{mo} 를 구하였다.

$$\frac{C_{\pi}}{g_{mo}} = \frac{1}{\omega} \text{Im} \left[\frac{Z_{22} - Z_{12}}{Z_{12} - Z_{21}} \right] - r_{cc}C_{ct} \quad (22)$$

한편, 본 연구에서는 지금까지의 추출과정 동안에 발생 가능한 오차를 제거하기 위해, 독립적으로 구한 파라미터들을 초기치로 하고 매우 좁은 범위 아래에서 모델과 측정된 S-파라미터가 일치되도록 tuning용 optimization을 수행하였다. 그림 4에서는 추출된 변수 값들의 정확성을 증명하기 위하여 모델된 전류이득과 전력이득의 주파수 응답곡선을 측정된 데이터와 서로 비교하였으며 18GHz 까지 아주 좋은 일치를 보였다. 이러한 RF추출방법은 기존의 단순한 변수 추출방법에서 생길 수 있는 오차를 최소한으로 줄일 수 있는 장점이 있다.

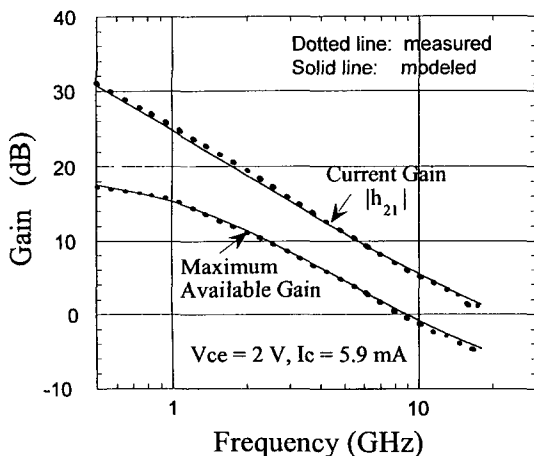


그림 4. 모델된 전류이득과 전력이득 곡선들을 측정값과 비교한 그래프.

III. 결론

본 연구에서는 베이스 임피던스와 베이스-컬렉터 접합 캐패시턴스를 가진 SiGe HBT 등가모델의 파라미터들을 추출하는 새로운 방법을 개발하였다. 이러한 방법은 global optimization 과정에서 생길 수 있는 불확실한 오차를 최소한 줄이기 위하여 연구되었으며, 측정된 S-파라미터로부터 변환된 2단자 방정식을 기초로 하여 파라미터들을 추출하였다. 이를 위해 저항 추출을 위한 Z-파라미터 방정식을 유도하였으며, C_{ct} 의 추출을 위해 차단영역 등가회로의 Y-파라미터 방정식을 사용하였다. 특히, r_b , C_c 와 C_{bc} 를 독립적으로 추출하기 위하여 Z-파라미터 방정식의 주파수 응답 데이터를 curve-fitting하는 방법이 개발되었다.

✦ 이 논문은 2001년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구 되었음 (KRF-2001-041-E00173)

참고문헌

- [1] K. Washio *et al.*, "A 0.2 μ m 180-GHz- f_{max} 6.7-ps-ECL SOI/HRS selfaligned SEG SiGe HBT/CMOS technology for microwave and high-speed digital applications," *IEEE IEDM Tech. Dig.*, pp. 741 - 744, 2000.
- [2] 이성현, 한태현, 이수민, 조덕호, 염병렬, 강진영, "Si/SiGe HBT의 등가회로 모델링 및 변수추출에 관한 연구," 제 2회 한국반도체 학술대회 논문집, p. 259-260, 1995.
- [3] S. Lee and A. Gopinath, "Parameter extraction technique for HBT equivalent circuit using cutoff mode measurement," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, pp. 574-577, 1992.
- [4] S. Lee, "Fast and efficient extraction of HBT model parameters using multi-bias S-parameter sets," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, p. 1499-1502, 1996.
- [5] S. Lee, B. R. Ryum, and S. W. Kang, "A New Parameter Extraction Technique for Small-Signal Equivalent Circuit of Polysilicon Emitter Bipolar Transistors," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 41, pp. 233-238, 1994.
- [6] H. Cho and D. E. Burk, "A three-step method for the de-embedding of high frequency S-parameter measurements," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 38, pp. 1371-1375, 1991.
- [7] S. Lee, "Forward transit time measurement for heterojunction bipolar transistors using simple Z parameter equation," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 43, pp. 2027-2029, Nov. 1996.