

논문 2004-41SD-7-2

바이폴라 트랜지스터 등가회로 모델의 베이스-컬렉터 캐패시턴스 분리를 위한 개선된 추출 방법

(An Improved Extraction Method for Splitting Base-Collector
Capacitance in Bipolar Transistor Equivalent Circuit Model)

이 성 현*

(Seongheam Lee)

요 약

본 논문에서는 교류전류 집중현상이 고려된 바이폴라 등가모델에서 내부 베이스-컬렉터 캐패시턴스(C_{μ})와 외부 베이스-컬렉터 캐패시턴스($C_{\mu x}$)를 분리해서 추출하는 개선된 방법을 연구하였다. 먼저, 기존 추출방법들의 문제점들을 파악하고, 교류전류 집중 캐패시턴스가 포함된 차단모드 등가회로로부터 개선된 추출방정식들을 유도하였다. 이렇게 추출된 C_{μ} 와 $C_{\mu x}$ 를 사용하여 모델된 전류 및 전력이득 주파수 응답곡선들은 기존 추출방법으로 얻어진 곡선보다 측정 데이터와 훨씬 잘 일치되었으며, 이는 개선된 추출방법의 정확도를 증명한다.

Abstract

An improved extraction method considering ac current crowding effect is investigated to determine intrinsic (C_{μ}) and extrinsic ($C_{\mu x}$) base-collector capacitances of bipolar junction transistors separately. The drawbacks of conventional methods are pointed out, and the improved extraction equations are derived from a cutoff mode equivalent circuit with the ac crowding capacitance. The frequency response curves of modeled current and power gains using the extracted values of C_{μ} and $C_{\mu x}$ have much better agreements with measured ones than those of the conventional methods, verifying the accuracy of the improved technique.

Keywords : bipolar transistors, parameter extraction, capacitance measurement, modeling, small-signal model

I. 서 론

바이폴라 접합 트랜지스터(bipolar junction transistor : BJT)를 사용한 RF IC의 설계를 위해서는 높은 동작 주파수에서 정확히 회로 성능을 예측할수 있는 등가회로 모델 연구가 필수적이다. RF 바이폴라 트랜지스터의 등가회로에서 베이스-컬렉터 접합 영역은 내부 베이스-컬렉터 캐패시턴스(C_{μ})와 외부 베이스-컬렉터 캐패시턴스($C_{\mu x}$) 변수들로 나누어져 모델링된다^[1-3]. 이는 비교

적 큰 베이스 저항 (r_b)이 베이스-컬렉터 접합영역과 RC ladder형태로 전송선로처럼 연결되어 단일 베이스-컬렉터 캐패시턴스로는 RF 특성을 표현할 수 없기 때문이다^[4]. 이와 같이 분리된 C_{μ} 와 $C_{\mu x}$ 의 정확한 추출은 소자의 feedback특성에 큰 영향을 주어 전력이득의 주파수응답 시뮬레이션의 정확도를 결정하게 된다. 일반적으로 추출이 비교적 쉬운 전체 베이스-컬렉터 캐패시턴스 ($C_{\mu} + C_{\mu x}$)로부터 C_{μ} 와 $C_{\mu x}$ 의 분리는 layout으로부터 예측된 에미터 면적과 베이스-컬렉터 접합면적을 사용하여 구하였으나, 실리콘 BJT 공정상 부정확하다. 따라서, Y_{12} -parameter의 실수성분을 사용하여 SiGe heterojunction bipolar transistor(HBT)의 C_{μ} 와 $C_{\mu x}$ 를 분리시키는 방법^[1]이 발표되었으나 추출이 매우 어려운 r_b 및 내부 파라미터들의 추출이 필요하므로 복잡하고 부

* 정회원, 한국외국어대학교 전자정보공학부
(School of Electronics and Information Engineering,
Hankuk University of Foreign Studies)
※ 이 연구는 2004학년도 한국외국어대학교 교내학술
연구비의 지원에 의하여 이루어진 것임.
접수일자: 2004년3월16일, 수정완료일: 2004년6월15일

정확한 문제가 있다. 이러한 문제를 극복하기 위하여 Y_{12} -parameter의 허수성분의 고주파 데이터를 사용하여 $C_{\mu x}$ 를 추출하는 방법이 최근에 연구되었으며^[2], 차단 모드 bias 측정데이터를 사용한 SiGe HBT의 C_{μ} 와 $C_{\mu x}$ 의 추출방법이 또한 발표되었다^[3]. 하지만, SiGe HBT보다 베이스 면저항이 훨씬 큰 Si BJT에서는 ac 전류가 에미터-베이스 접합 영역의 가장자리에 모이는 교류전류 집중현상이 발생하여^[4,5], RF 전력이득 주파수 특성에 큰 변화를 준다. 이러한 현상을 모델화하기 위해서는 교류전류 집중 캐패시턴스 (C_b)가 r_b 에 병렬로 연결되어야 하므로^[4-7], 이 등가회로에 맞게 C_{μ} 와 $C_{\mu x}$ 의 추출도 새롭게 개선되어야 한다.

따라서, 본 논문에서는 교류전류 집중 캐패시턴스가 포함된 차단모드 Si BJT 등가회로를 사용하여 C_{μ} 와 $C_{\mu x}$ 를 분리해서 추출하는 새로운 방법을 연구하고자 한다. 이 방법은 교류전류 집중현상을 고려하여 추출하였기 때문에 일반적으로 기존의 방법들보다 훨씬 정확하다.

II. 등가회로 모델

본 연구에서는 8개 multifinger의 Polysilicon 에미터 (에미터 면적 $8 \times 2 \times 24 \mu\text{m}^2$)를 가진 standard Si BJT들이 사용되었다. 그림 1은 본 연구에 사용된 BJT의 소신호 등가회로를 보여준다. 이 회로에서 r_{π} 는 dynamic 에미터 저항, C_{π} 는 에미터-베이스 확산용량 (C_{de})과 접합용량(C_{je})의 합이고, g_o 는 출력컨덕턴스이다. 또한, r_{cc} 는 컬렉터 저항, r_{ee} 는 에미터 저항, g_{bx} 는 외부 베이스 컨덕턴스, g_b 는 내부 베이스 컨덕턴스이고, C_b 는 Si BJT소자에서 심각하게 발생하는 ac 전류집중효과를 고려한 것이다^[4-7]. 또한, C_{bep} , C_{bcp} 와 C_{cep} 은 pad 캐패시턴스이고, L_e , L_b 및 L_c 은 wire 인덕턴스이다. 차단 모드 bias에서는 그림 1에서 C_{de} , r_{π} , g_m , g_o 성분이 없으므로 그림 2와 같이 간단한 수동회로로 구성된다. 또한, capacitance의 임피던스나 r_b 에 비해서 직렬로 연결된 저항성분 (r_{bx} , r_{cc} , r_{ee})과 인덕턴스들의 영향은 낮은 주파수영역에서 매우 적으므로 그림 2에서 무시되었다.

III. Y_{12} -파라미터 허수항을 사용하는 방법

1. 기존 추출방법

기존에 개발된 추출방법^[2]은 교류전류 집중현상을 고려하지 않았기 때문에 C_b 가 없는 그림 1의 등가회로를 사용한다. 하지만, 등가회로의 복잡성 때문에 차단 모

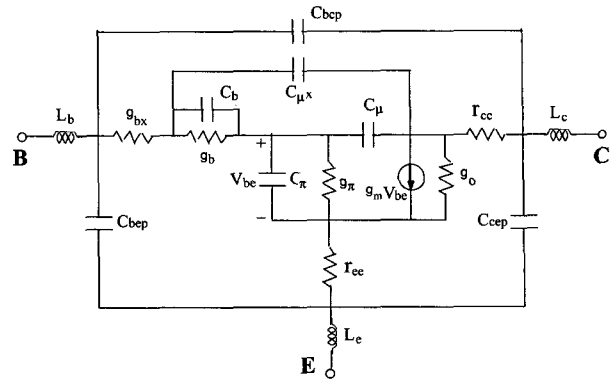


그림 1. 활성모드 바이어스 아래에 있는 BJT 소신호 등가회로

Fig. 1. A small-signal equivalent circuit for a BJT biased to the active mode.

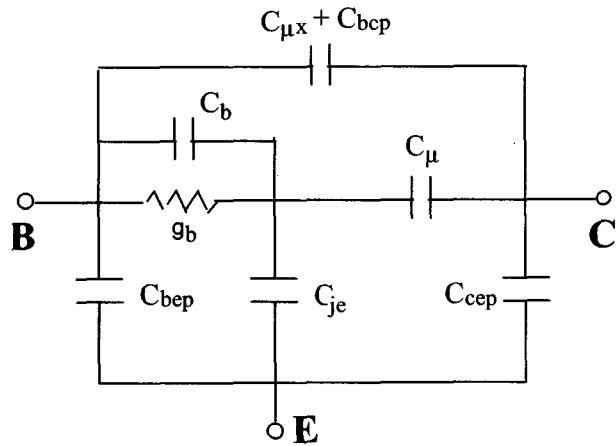


그림 2. 차단모드 바이어스에서 단순화된 BJT 소신호 등가회로.

Fig. 2. A small-signal equivalent circuit simplified for a BJT biased to the cutoff mode.

드 bias를 사용하면 추출이 매우 간단해진다. 따라서, 그림 2의 차단 모드 등가회로에 기존의 추출방법^[2]을 적용하면 다음과 같다. 교류전류 집중현상을 고려하지 않은 $C_b = 0$ 인 경우이므로 그림 2의 Y_{12} -파라미터는 다음과 같다.

$$Y_{12} = \frac{-j\omega g_b C_{\mu}}{g_b + j\omega(C_{je} + C_{\mu})} - j\omega(C_{\mu x} + C_{bcp}) \quad (1)$$

위의 방정식의 허수항을 표현하면 다음과 같다.

$$\frac{-1}{\omega} \text{Imag}(Y_{12}) = \frac{C_{\mu}}{1 + (\omega/\omega_T)^2} + C_{\mu x} + C_{bcp} \quad (2)$$

$$\text{여기에서 } \omega_T = \frac{g_b}{C_{je} + C_{\mu}} \quad (3)$$

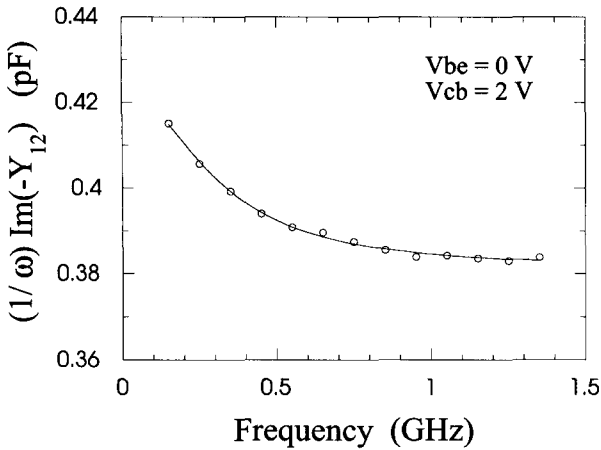


그림 3. 차단모드에서 $(1/\omega)\text{Im}(-Y_{12})$ 의 주파수 응답 그래프. 기호와 선들은 각각 측정치와 식(2)의 fitting곡선을 나타낸다.

Fig. 3. The frequency response of $(1/\omega)\text{Im}(-Y_{12})$ at the cutoff bias. Symbols and line represent measured data points and curve-fit of (2), respectively.

위의 식을 사용하면 C_{μ} 와 $C_{\mu x}$ 는 다음과 같이 간단히 추출할 수 있다.

$$C_{\mu} \approx \frac{-1}{w} \text{Imag}(Y_{12})_{LF} + \frac{1}{w} \text{Imag}(Y_{12})_{HF} \quad (4)$$

$$C_{\mu x} \approx \frac{-1}{w} \text{Imag}(Y_{12})_{HF} - C_{bcp} \quad (5)$$

여기에서 아래첨자 LF는 $w \ll w_T$ 인 저주파 영역 데이터이고, HF는 $w \gg w_T$ 인 고주파 영역 데이터이다. 그림 3은 $(-1/w)\text{Imag}(Y_{12})$ 의 주파수 응답 곡선을 보여주며, 저주파와 고주파영역 값의 차이로부터 $C_{\mu} = 0.042$ pF가 추출되었다. 그림 3으로부터 얻어진 고주파영역 값에 C_{bcp} 를 뺀으로써 $C_{\mu x} = 0.13$ pF가 추출되었다. 이때 C_{bcp} 는 $(-1/w)\text{Imag}(Y_{12})_{LF}$ data 대 V_{bc} 의 곡선을 $(1-V_{bc}/V_{JC})^{-MJC}$ 함수로 fitting한 후 얻어진 상수 값으로 구할 수 있다. 여기에서 VJC는 built-in 장벽 전압이며, MJC는 접합에서의 도핑 profile에 의한 gradient factor이다.

2. 기존 추출방법

교류전류 집중현상이 무시될 수 없는 일반적인 Si BJT에서는 $C_b \neq 0$ 이므로 그림 2의 Y_{12} -파라미터가 다음과 같이 복잡해진다.

$$Y_{12} = \frac{-jwC_{\mu}(g_b + jwC_b)}{g_b + jw(C_{je} + C_{\mu} + C_b)} - jw(C_{\mu x} + C_{bcp}) \quad (6)$$

따라서, 위의 방정식에 허수항을 취하면 다음과 같이 복잡하게 표현된다.

$$\begin{aligned} \frac{-1}{w} \text{Imag}(Y_{12}) &= C_{\mu x} + C_{bcp} \\ &+ \frac{g_b^2 C_{\mu} + w^2 C_{\mu} C_b (C_{je} + C_{\mu} + C_b)}{g_b^2 + w^2 (C_{je} + C_{\mu} + C_b)^2} \end{aligned} \quad (7)$$

여기에서

$$w_{Ta} = \frac{g_b}{C_{je} + C_{\mu} + C_b} \quad (8)$$

$w \gg w_{Ta}$ 인 고주파 영역에서 식 (7)은 다음과 같이 근사화된다.

$$\begin{aligned} \frac{-1}{w} \text{Imag}(Y_{12})_{HF} &\approx \frac{C_{\mu} C_b}{C_{je} + C_{\mu} + C_b} \\ &+ C_{\mu x} + C_{bcp} \end{aligned} \quad (9)$$

위의 식에서 보여주듯이 $C_{\mu x}$ 를 구하기 위해서는 C_{μ} , C_b , C_{je} 의 변수를 미리 알아야 하는 복잡성이 있다. 다시 말해서, 교류전류 집중현상이 무시되는 $C_b = 0$ 인 경우에는 식 (4), (5)처럼 C_{μ} 와 $C_{\mu x}$ 를 간단히 구할 수 있지만, $C_b \neq 0$ 인 BJT에서는 식 (9)처럼 C_{μ} 와 $C_{\mu x}$ 를 추출하기가 매우 어려운 것을 알 수 있다.

IV. Y-파라미터 실수항을 사용하는 방법

1. 기존 추출방법

Y-파라미터 실수항을 사용하는 기존 추출방법^[3]을 적용하여 C_{μ} 와 $C_{\mu x}$ 를 추출하면 다음과 같다. 이 방법은 교류전류 집중현상을 고려하지 않은, 즉 C_b 가 없는 차단 모드 등가회로를 사용하였기 때문에 그림 2 ($C_b = 0$)의 Y-파라미터는 다음 식으로 표현된다.

$$Y_{11} = \frac{jwg_b(C_{je} + C_{\mu})}{g_b + jw(C_{je} + C_{\mu})} + jw(C_{\mu x} + C_{bcp} + C_{bcj}) \quad (10)$$

$$Y_{12} = \frac{-j\omega g_b C_\mu}{g_b + j\omega(C_{je} + C_\mu)} - j\omega(C_{\mu x} + C_{bcp}) \quad (11)$$

위의 식을 결합하면 다음과 같은 Y-파라미터 방정식들을 유도할 수 있다^[3].

$$\frac{w^2}{\text{Real}(Y_{11})} = r_b w_T^2 \left[1 + \left(\frac{w}{w_T} \right)^2 \right] = a + bw^2 \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \frac{w^2}{\text{Real}(Y_{11} + Y_{12})} &= \frac{w_T}{C_{je}} \left[1 + \left(\frac{w}{w_T} \right)^2 \right] \\ &= c + dw^2 \end{aligned} \quad (13)$$

여기에서 a 와 c 는 각 방정식의 y -절편이며, b 와 d 는 기울기이다. 위의 식으로부터 다음과 같은 간단한 관계식들을 유도할 수 있다.

$$w_T = \sqrt{\frac{a}{b}} \quad (14)$$

$$r_b = b \quad (15)$$

$$C_{je} = \frac{1}{c} \sqrt{\frac{a}{b}} \quad (16)$$

위의 식에서 보는 바와 같이 $w^2/\text{Real}(Y_{11})$ versus w^2 과 $w^2/\text{Real}(Y_{11} + Y_{12})$ versus w^2 의 기울기와 y -절편들로부터 w_T , C_{je} , r_b 를 간단히 구할 수 있음을 알 수 있다. 따라서, 그림 4의 기울기와 y -절편들을 식(14)-(16)에 대입함으로써 $w_T = 2.89 \times 10^9$ rad/s, $r_b = 1596 \Omega$, $C_{je} = 0.27$ pF가 얻어졌으며, 이 값들을 식(3)에 대입함으로써 $C_u = 0.053$ pF가 추출되었다. 그리고, $C_{\mu x}$ 를 구하기 위해서는 낮은 주파수 영역에서 유도된 다음 방정식을 사용하였다.

$$\frac{-1}{w} \text{Imag}(Y_{12})_{LF} \approx C_\mu + C_{\mu x} + C_{bcp} \quad (17)$$

그림 3을 fitting하여 구해진 저주파 값과 이미 구해진 C_u 와 C_{bcp} 값들을 식(16)에 대입함으로써 $C_{\mu x} = 0.12$ pF가 추출되었다. 이 방법으로 추출된 C_u 와 $C_{\mu x}$ 는 식(4)와(5)를 사용하여 얻어진 값들과 약간의 차이를 보이는 것을 알 수 있다.

2. 개선된 추출방법

교류 집중현상이 무시될 수 없는 $C_b \neq 0$ 인 BJT에서는 그림 2의 Y-파라미터가 다음과 같이 복잡해진다.

$$Y_{11} = \frac{j\omega(C_{je} + C_\mu)(g_b + j\omega C_b)}{g_b + j\omega(C_{je} + C_\mu + C_b)} + j\omega(C_{\mu x} + C_{bcp} + C_{bcp}) \quad (18)$$

$$Y_{12} = \frac{-j\omega C_\mu(g_b + j\omega C_b)}{g_b + j\omega(C_{je} + C_\mu + C_b)} - j\omega(C_{\mu x} + C_{bcp}) \quad (19)$$

위의 식들을 결합하면 식(12), (13)과 다른 Y-파라미터 방정식들이 유도된다.

$$\frac{w^2}{\text{Real}(Y_{11})} = r_b w_T^2 \left[1 + \left(\frac{w}{w_{Ta}} \right)^2 \right] = a + bw^2 \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \frac{w^2}{\text{Real}(Y_{11} + Y_{12})} &= \frac{w_T}{C_{je}} \left[1 + \left(\frac{w}{w_{Ta}} \right)^2 \right] \\ &= c + dw^2 \end{aligned} \quad (21)$$

교류전류 집중현상이 무시되는 $C_b = 0$ 인 경우에는 $w_{Ta} = w_T$ 가 되므로 기존의 식(12)와(13)으로 단순화된다. 위의 식은 기존 식(12), (13)과 유사하지만, w_{Ta} 라는 별도의 미지 변수가 포함되어 있기 때문에 C_u 를 추출하기 위해서는 C_{je} 또는 r_b 를 먼저 알아야 한다. 따라서, 본 연구에서는 C_{je} 를 먼저 추출한 후에 식(20)과(21)로부터 유도된 다음 식들을 사용하여 w_T , r_b , w_{Ta} 를 추출하였다.

$$r_b = \frac{a}{c^2 C_{je}^2} \quad (22)$$

$$w_T = c C_{je} \quad (23)$$

$$w_{Ta} = \sqrt{\frac{a}{b}} \quad (24)$$

이때 C_{je} 는 $w \ll w_{Ta}$ 의 낮은 주파수 영역(LF)에서 유도된 다음 식으로 추출하였다.

$$C_{je} \approx \frac{1}{w} \text{Imag}(Y_{11} + Y_{12})_{LF} - C_{bcp} \quad (25)$$

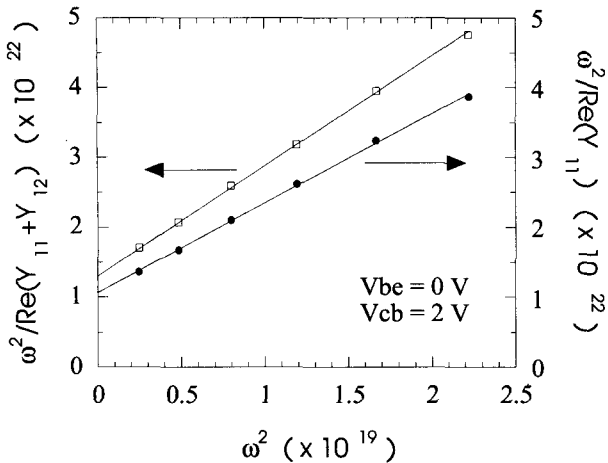


그림 4. ω^2 의 함수로 그려진 $\omega^2/\text{Re}(Y_{11}+Y_{12})$ 과 $\omega^2/\text{Re}(Y_{11})$ 그래프. 기호와 선들은 각각 측정치와 fitting직 선을 나타낸다.

Fig. 4. The plot of $\omega^2/\text{Re}(Y_{11}+Y_{12})$ and $\omega^2/\text{Re}(Y_{11})$ as a function of ω^2 . Symbols and lines represent measured data points and linear-fits, respectively.

여기에서 C_{je} 는 $C_{je} = C_{JE}(1 - V_{be}/V_{JE})^{-MJE}$ 의 다이오드 전압중속 성질을 가지고 있기 때문에, C_{dep} 는 $(1/w)\text{Imag}(Y_{11} + Y_{12})_{LF}$ data 대 V_{be} 의 곡선을 $(1-V_{be}/V_{JE})^{-MJE}$ 함수로 fitting한 후 얻어진 상수 값으로 결정하였다. 여기에서 C_{JE} 는 V_{be} 가 0 일 때의 값이고, V_{JE} 는 built-in 장벽 전압이며, MJE 는 접합에서의 도핑 profile에 의한 gradient factor이다.

이처럼 C_{je} 를 구한 후에 그림 4에서 얻어진 $w^2/\text{Real}(Y_{11} + Y_{12})$ versus w^2 과 $w^2/\text{Real}(Y_{11})$ versus w^2 의 기울기와 y-절편들을 식(22)-(24)에 대입함으로써 $w_T = 7.45 \times 10^9$ rad/s, $r_b = 193 \Omega$, $w_{Tb} = 2.89 \times 10^9$ rad/s를 구하였다. 이 값들을 식 (3)에 대입함으로써 $C_u = 0.136$ pF이 추출되었다. 또한, 식(17)에 $C_u = 0.136$ pF를 대입하여 $C_{ux} = 0.037$ pF가 추출되었다. 이와 같이 교류 집중현상을 고려한 C_u 와 C_{ux} 의 추출값들은 고려하지 않은 기존 추출 값 ($C_u = 0.053$ pF, $C_{ux} = 0.12$ pF)들과 매우 큰 차이를 보임을 알 수 있다. 이는 본 연구에서 사용된 Si BJT에 교류 집중현상이 무시할 수 없이 크다는 것을 나타낸다. 이 값들을 식(8)에 전부 대입하여 $C_b=1.09$ pF를 차단모드에서 구할 수 있지만, r_b 와 C_b 의 값들은 전류에 따라 크게 변하므로 실제 모델링에서는 활성모드 bias에서 다시 추출하여야 한다.

이러한 차단 모드 방법으로 구한 C_u 와 C_{ux} 의 값들이 활성모드 bias에서도 정확히 사용될 수 있는지를 증명하기 위하여, 활성모드 bias 아래에서 모델된 전류이득

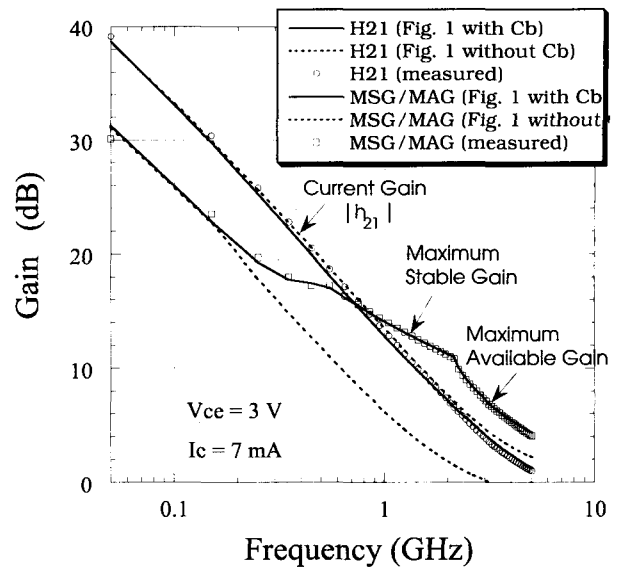


그림 5. C_b 를 가진 등가회로 (그림 1)와 C_b 가 없는 등가회로의 모델된 주파수응답 이득곡선들과 측정 데이터 (기호).

Fig. 5. The frequency response of modeled (lines) gain for Fig. 1 with C_b and without C_b , compared with measured (symbols) ones.

h_{21} : Current Gain
MSG: Maximum Stable power Gain
MAG: Maximum Available power Gain

과 전력이득의 주파수 응답곡선을 측정된 데이터와 서로 비교하였다. 그림 5에서는 교류 집중현상을 고려하여 추출한 모델 곡선과 하지 않은 모델 곡선을 서로 비교하였으며, C_b 를 포함한 새로운 모델이 측정데이터와 훨씬 더 정확함을 알 수 있다. 특히, C_b 가 없는 기존 모델의 전력이득 곡선은 0.2 GHz이상에서 측정된 데이터보다 훨씬 적은 것을 알 수 있다. 이는 베이스 임피던스가 주파수 증가에 따라 줄어드는 교류집중현상이 모델링되지 않았기 때문에 전력이득이 감소되어 계산된 현상이다. 이때 활성 bias 모델데이터를 얻기 위해 필요한 그림 1에 있는 인덕턴스, 저항성분 (r_{bx} , r_{cc} , r_{ce})들과 내부 parameter 들은 기존의 추출방법^[8,9]을 사용하여 추출되었다.

V. 결 론

교류전류 집중현상을 무시할 수 없는 바이폴라 트랜지스터에서 C_u 와 C_{ux} 를 분리해서 추출할 수 있는 개선된 방법을 개발하였다. 이 방법은 교류전류 집중 커패시턴스가 포함된 차단모드 등가회로로부터 유도된 새로운 방정식들을 기초로 하고 있다. 이로부터 얻어진 C_u

와 $C_{\mu x}$ 의 추출값들은 교류 집중현상을 고려하지 않은 기존 추출 값들과 큰 차이를 보였다. 교류집중현상을 고려하여 모델화된 이득 곡선들은 고려하지 않은 모델 곡선보다 측정 데이터에 훨씬 가깝게 일치되었으며, 이는 C_b 를 포함한 바이폴라 등가모델과 개선된 추출방법의 정확성을 보여준다.

참고 문헌

- [1] D. Berger, N. Gambetta, D. Cell, and C. Dufaza, "Extraction of the base-collector capacitancespplitting along the base resistance using HF measurements," in Proc. IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meet., pp. 180-183, 2000.
- [2] S. Lee, "A New Technique to Extract Intrinsic and Extrinsic Base-Collector Capacitances of Bipolar Transistors Using Y-Parameter Equations," in Proc. IEEE Int. Conf. on Microelectronic Test Structures, pp.133-136, 2003.
- [3] B. Ardouin, T. Zimmer, H. Mnif, and P. Fouillat, "Direct method for bipolar base-emitter and base-collector capacitance splitting using high frequency measurements," in Proc. IEEE Bipolar /BiCMOS Circuits and Technology Meet., pp. 114-117, 2001.
- [4] M.P.J.G. Versleijen, "Distributed high frequency effects in bipolar transistors," in Proc. IEEE Bipolar Circuits and Technology Meet., pp. 85-88, 1991.
- [5] H.-S. Rhee, S. Lee, and B.R. Kim, "DC and AC current crowding effects model analysis in bipolar junction transistors using a new extraction method," Solid-State Electronics, vol. 38, no.1, pp.31-35, 1995.
- [6] H.C. de Graaff, W.J. Kloosterman, J.A.M. Geelen, and M.C.A.M. Koolen, "Experience with the new compact MEXTRAM model for bipolar transistors," in Proc. IEEE Bipolar Circuits and Technology Meet., pp. 246-249, 1989.
- [7] A. Koldehoff, M. Schroter, and H.-M. Rein, "A compact bipolar transistor model for very-high-frequency applications with special regard to narrow emitter stripes and high current densities," Solid State Electron., vol. 36, pp. 1035-1048, July 1993.
- [8] 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 Device, vol. 41, pp. 233-238, Feb. 1994.
- [9] S. Lee, H. K. Yu, C. S. Kim, J. G. Koo, and K. S. Nam, "A novel approach to extracting small-signal model parameters of silicon MOSFETs," IEEE Microwave and Guided Wave Lett., vol. 7, pp. 75-77, March 1997.

저자 소개



이 성 현(정회원)

1985년 고려대학교 전자공학과 학사 졸업.

1989년 미국 University of Minnesota 전기공학과 석사 졸업.

1992년 미국 University of Minnesota 전기공학과 박사 졸업

1992년~1995년 한국전자통신연구원 선임연구원

1995년~현재 한국외국어대학교 전자정보공학부 부교수

<주관심분야: CMOS 및 바이폴라 소자 모델링>