

HBT를 위한 간단한 DC CAD 모델과 파라미터 추출 방법

(Simple DC CAD Model and Parameter Extraction Method for HBT)

徐暎錫*, 朴容完*

(Youngsuk Suh and Yong-Wan Park)

요 약

AlGaAs/GaAs HBT를 위한 새로운 정 전류원 모델과 이에 대한 등가회로 파라미터를 추출하는 방법을 제안한다. 제안한 모델은 내부전류를 표시하기 위해 9 개의 파라미터를 가지고 있으며 물리적으로 의미 있는 파라미터로 표시된다. 제안한 파라미터 추출 방법은 기존의 방법에서 사용하는 Gummel-Plot를 사용하지 않고 측정된 DC-IV 곡선을 이용하며 어떤 조정과정도 필요 없다. 만들어진 모델은 측정된 DC-IV 곡선을 잘 예측한다.

Abstract

We propose a new static current source model and parameter extraction method for AlGaAs/GaAs HBT. The proposed model has 9 parameters describing internal currents and are expressed with the physically meaningful parameters. The proposed parameter extraction method uses the measured DC IV curves and does not need the Gummel Plot data and any optimization process. The constructed model based on the proposed method predicts the measured data well.

I. 서 론

HBT는 높은 선형성을 가지고 있고, MESFET와는 달리 역 방향 전압을 필요로 하지않고, 단위 면적당 전류밀도가 높은 성질을 가지고 있어서 초고주파 대역에서 높은 선형성과 높은 출력이 요구되는 전력증폭기에 채택되고 있다. HBT를 이용한 초고주파 전력증폭기를 CAD 도구를 이용하여 설계 하기 위하여 소자의 모델링이 반드시 필요하며 만들어진 모델은 회로의 특성을 정확히 예측 할 수 있어야 한다. HBT의 DC및 RF특성은 온도에 대해서 대단히 민감한 성질을 가지고 있고 여러 저자들이 열적 효과를 고려해서 소

자의 등가 회로들을 제안하고 이에 대한 파라미터를 추출하는 방법들을 제안했다^[1,2,3,4].

그림 1은 일반적으로 널리 쓰이는 HBT의 등가회로 모델이다. 이 모델은 외부성분 (C_{padb} , C_{padc} , R_b , R_c , R_e , L_b , L_e , L_c), 내부 커패시터 성분(C_{bcx} , C_{bc} , C_{be}), 전류원 성분(I_{DEL} , I_{DCL} , I_{DEH} , I_{DCH} , I_{CC} , I_{EC}) 및 열 등가회로 성분(R_{th} , C_{th}) 으로 구성되어 있다. 트랜지스터의 DC 전압과 전류를 결정짓는 전압제어 전류원은 6가지가 있으며 내부 접합부의 온도와 접합부의 전압에 관한 함수로 표시된다. 접합부의 온도를 위하여 상수의 열저항(R_{th}) 과 열용량(C_{th}) 으로 이루어진 간단한 병렬 열 등가회로가 많이 사용되고 있다.

이 논문은 내부의 전압제어 전류원의 모델과 그 모델의 파라미터를 추출하는 과정에 관한 것이다. 기존의 저자들은 내부 전류원에 대해 SPICE 모델에 기반을 둔 모델을 사용하거나^[1,2,3] 실험적(empirical) 모

* 正會員, 嶺南大學校 電氣電子工學部
(School of Electrical and Electronic Engineering, Yeungnam University)
接受日字:1998年4月1日, 수정완료일:1998年6月27日

델을^[4] 사용했다. 지금 까지 연구된 파라미터 추출 방법들로는, 여러 개의 주위온도에서 측정된 DC-IV 특성곡선으로부터 열 저항을 구하고 나서 순방향 및 역방향 Gummel-Plot의 측정자료로부터 역 방향 포화 전류나 이상계수 (Ideality factor)를 직접 구하는 방법이나^[1,2,3,4], SVD (singular value decomposition) 등의 최적화 과정을 통하여 추출하는 방법이 있다^[5]. 그러나 기존의 Gummel-Plot 데이터에 기반을 둔 직접적인 추출 방법은 실제 측정된 DC-IV 특성곡선을 잘 예측하지 못하는 단점이 있고, 최적화 과정은 추출되는 파라미터의 값이 최적화 과정의 평가 함수에 따라 달라지는 단점이 있다.

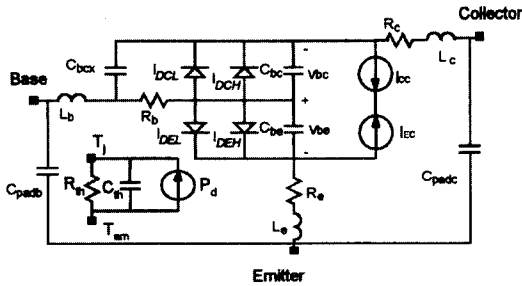


그림 1. HBT 대신호 등가 회로
Fig. 1. Large Signal Equivalent Circuit of HBT.

본 논문에서는 새로운 내부전류 모델을 제시하고 이들의 파라미터를 추출하는 방법에 대해 논의한다. 이 모델의 파라미터는 물리적 의미를 가지고 있고 기존의 모델에 비해 간단하다. 제안한 파라미터 추출 방법은 기존의 방법과는 달리 Gummel-Plot 을 사용하지 않으며, 어떤 조정과정이나 최적화과정이 필요 없다. 제안한 방법을 통하여 만들어진 모델은 측정된 DC-IV 특성곡선을 정확히 예측한다.

II. 대신호 내부 전류원 모델

1. 기존의 BJT 및 HBT 모델에 대한 고찰

기존의 저자들의 HBT 모델들은 크게 두 부류로 나눌 수 있다. 첫째는, 측정된 데이터를 잘 표시하는 임의 실험적 함수(empirical function)를 사용한 것이다^[5] 실험적 함수를 사용한 모델은 측정 데이터를 정확히 표시하지만 모델을 만들기 복잡하고, 모델링을 위해 측정된 지점 이외의 상태에 있을 때 그 결과를 잘 예측하지 못할 가능성이 있고, 파라미터가 물리

적인 의미를 가지지 못하므로 트랜지스터의 성질을 파악하기 힘들고, 일반적으로 많이 사용되는 CAD 도구에서 구현하기가 어려운 단점이 있다. 둘째는, 실리콘 트랜지스터에서 많이 사용되던 SPICE 모델을 HBT에 적용시킨 것으로 대부분의 저자들이 HBT를 위해 이 모델을 사용했고^[1,2,3,4] 이 모델의 파라미터는 물리적으로 의미가 있다. 이 절에서는 SPICE 모델에 기반을 둔 기존의 HBT 모델에 대해 살펴 보고 다음절에서 이 논문에서 제시하는 새로운 모델을 설명한다.

SPICE 모델의 4개의 내부 전류원은 접합부의 온도가 T_0 근처의 임의 온도 T_j 에 있을 때 접합다이오드의 전압-전류 관계식 (ID) 으로 표시 된다.

$$I_D(I_x, n_x, V_T, V_x) = \exp\left[\left(\frac{V_x}{n_x V_T}\right) - 1\right],$$

$$I_x = I_x(T_0) \left(\frac{T_j}{T_0}\right) \exp\left(-\frac{qE_g}{k} \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T_j}\right)\right), V_T = \frac{kT_j}{q}$$

(1)

여기서 X_T 는 조정 파라미터 이고, E_g 는 소자의 밴드 간격 이고, V_x 는 접합부에 걸린 전압이며, I_{sx} 는 역 방향 포화전류 이다. 이 식에 기초로 하며 SPICE 모델을 기술 할 수 있고 현재 HBT에 사용되는 변형된 SPICE 모델들을 살펴보고자 한다.

[A] SPICE 모델; 위의 접합다이오드의 전압전류 관계식을 기초로 SPICE 모델은 그림 1의 등가회로에 대해, 다음과 같은 6개의 전류원 모델을 사용하고 있다.

$$I_{DEL} = I_D(I_{se}, n_{eL}, \tilde{V}_T, V_{be})$$

(2)

$$I_{DCL} = I_D(I_{sc}, n_{cL}, \tilde{V}_T, V_{bc})$$

(3)

$$I_{DEH} = I_D(I_s / \beta_f, n_f, \tilde{V}_T, V_{be})$$

(4)

$$I_{DCH} = I_D(I_s / \beta_r, n_r, \tilde{V}_T, V_{bc})$$

(5)

$$I_{CC} = I_D(I_s / \tilde{q}_b(V_{be}, V_{bc}), n_f, \tilde{V}_T, V_{be})$$

(6)

$$I_{EC} = I_D(I_s / \tilde{q}_b(V_{be}, V_{bc}), n_r, \tilde{V}_T, V_{bc})$$

(7)

여기서 I_{DEL} 과 I_{DCL} 은 공간전하영역의 전류가 지배적일 때의 전류를 의미하며 I_{DEH} 와 I_{DCH} 는 베이스 중성영역의 전류가 지배적일 때의 전류를 의미한다. \sim 표시가 붙은 파라미터는 온도의존성을 가짐을 의미 하며 역방향 포화 전류 (I_{se} , I_{sc} , I_s) 와 열 전압(V_T)은 접합부 온도에 관한 의존성을 가진다. q_b 는 대단히 높은 전류 주입(high level injection) 상태에서의 순 방향 및

역 방향 전류의 감소 효과를 나타낸 것이다.

[B]. HBT 모델형태-1^[1,2]: HBT에 대해서는 위의 SPICE 모델과 다른 몇 가지 사항을 고려 할 필요가 있다. HBT가 초고주파 전력증폭기와 같은 회로에서 동작할 때, 컬렉터 전류이득이 감소하는 정도의 높은 전류까지 구동하지 않는다. 이는 SPICE 모델의 q_b 를 1로 두어도 무방함을 의미한다. 현재 사용되고 있는 대부분의 초고주파 회로 설계용 모델에서 이 사항을 고려 하고 있다.

[C]. HBT 모델형태-2^[3]: 위의 식 (4)~(7)의 SPICE 모델은 모두 같은 역 방향 포화 전류를 이용한다 (I_s). 그러나 Si-BJT 와는 다르게 AlGaAs/GaAs HBT의 에미터 접합부는 이중 접합이고 컬렉터 접합부는 동종 접합이므로 각 접합부의 역 방향 포화 전류의 크기가 달라 질 수 있다. 에미터 접합부의 포화 전류를 I_{sf} 로 표기하고 컬렉터 접합부의 포화 전류를 I_{sr} 로 표기한다. 즉 식(4)와 식(6)은 I_s 대신에 I_{sf} 를 사용하고 식(5)와 식(7)은 I_s 대신에 I_{sr} 이라는 파라미터를 사용한다. 이러한 모델은 참고문헌 [3] 에서 사용되고 있다.

[D]. HBT 모델형태-3^[5]: 위의 HBT 모델형태-2 는 I_{DEH} 과 I_{CC} 의 비는 전류의 크기에 상관없이 항상 같고(β_i), I_{DCH} 와 I_{EC} 의 비도 전류의 크기에 상관없이 같음을(β_r) 의미한다. 그러나 높은 전류 수준에서 실제의 HBT는 여러 가지 원인에 의해 바이어스 상태에 따라 일정한 베이스-컬렉터(에미터) 전류 비를 가지지 않는다. 이러한 효과를 포함시키기 위하여 두 개의 파라미터를 더 도입한다. 결과적으로 모든 전압 제어 전류원이 서로 독립된 역 방향 포화 전류와 이상 계수로 표시 된다.

$$I_{DEL} = I_D(\hat{I}_{se}, \tilde{n}_e, \hat{V}_T, V_{be}) \quad (8)$$

$$I_{DCL} = I_D(\hat{I}_{sc}, \tilde{n}_c, \hat{V}_T, V_{bc}) \quad (9)$$

$$I_{DEH} = I_D(\hat{I}_{seH}, \tilde{n}_{eH}, \hat{V}_T, V_{be}) \quad (10)$$

$$I_{DCH} = I_D(\hat{I}_{sch}, \tilde{n}_{cH}, \hat{V}_T, V_{bc}) \quad (11)$$

$$I_{CC} = I_D(\hat{I}_{sf}, \tilde{n}_f, \hat{V}_T, V_{be}) \quad (12)$$

$$I_{EC} = I_D(\hat{I}_{sr}, \tilde{n}_r, \hat{V}_T, V_{bc}) \quad (13)$$

2. 제안한 모델

새로 제안하는 CAD 모델은 접합다이오드에 대한

새로운 전압-전류 관계식에 기반을 두고 있다. 접합부의 온도가 임의 기준온도 T_0 근처에 있을 때 접합다이오드의 전류는 접합부의 온도와 전압에 관한 다음과 같은 식으로 표시 할 수 있다.

$$I_{dx}(I_{sx}, V_{T0}, \hat{V}_x) \equiv I_{sx} \left[\exp\left(\frac{V_x}{V_{T0}}\right) - 1 \right], \quad (14)$$

$$V_{T0} = \frac{kT_0}{q}, \quad \hat{V}_x \equiv f_x(V_j, T_j)$$

여기서 V_{T0} 는 열 전압, I_{sx} 는 역 방향 포화 전류이다. 식(14)가 기존의 식(1)과 다른 점은 \hat{V}_x 를 제외한 모든 파라미터가 온도 변화와 무관한 상수 라는 점이다. 온도변화와 전압변화에 대한 모든 효과를 변수 \hat{V}_x 에 표현 하고자 한다. 위에서 새로 제안한 식의 물리적인 미부터 설명하려고 한다. 임의의 실제적인 다이오드를 생각하자. 만약 우리가 접합부의 온도와 전압을 독립적으로 마음 대로 제어할 수 있다고 가정하자. 접합부 온도를 고정 시키고 접합부의 전압을 증가 시키면 접합부를 지나가는 전류는 지수 함수적으로 증가한다. 비슷하게 접합부의 전압을 고정시키고 접합부의 온도를 증가 시키면 전류는 역시 지수 함수적으로 증가한다. 그러나 실제로 이들 두개의 물리량은 외부에서 독립적으로 제어할 수 없고 전류가 증가하면 내부온도를 변화 시키고 내부전압도 변화 시킨다. 즉, 다이오드의 전류를 결정하는 요소는 온도와 전압 두개의 물리량이며 이들은 서로 밀접한 관계가 있다.

또한, 실제 다이오드의 전류는 온도와 전압변화에 대해 정확한 지수 함수를 나타내지 않는다. 이러한 비이상적인 지수함수적 특성은 물질의 종류, 도핑농도, 동종 또는 이중접합 인지의 여부, 기하학적구조, 표면 효과 등 여러 가지의 원인에 기인한다. 따라서, 본 논문에서는 주어진 다이오드에 대해, 관심 있는 전압과 온도범위에서, 측정된 실제 데이터를 정확히 표시하기 위해 접합부를 지나가는 전류를 임의의 기준전압(V_{j0}) 및 기준온도(T_{j0}) 근처에서 접합부의 실제 온도(T_j)와 전압(V_j)에 관한 2차원 Taylor 급수의 지수함수로 표시하고자 한다.

$$\hat{V}_x = f_x(V_j, T_j)_{v_i = v_a, T_i = T_a}$$

$$= a_0 a_1 \Delta V_j + a_2 \Delta T_j + a_3 \Delta V_j^2 + a_4 \Delta V_j \Delta T_j + a_5 \Delta T_j^2 + \dots \quad (15)$$

여기서 $\Delta V_j = (V_j - V_{j0})$, $\Delta T_j = (T_j - T_{j0})$ 이다. 식 (15)를 실제 트랜지스터에 적용할 때 급수의 차수를 적절

히 선택함으로써 관심 있는 영역에서 전류가 가지는 전압과 온도에 관한 비 이상적인 지수 함수적 특성을 필요한 정확도로 표시해 줄 수 있다.

본 논문의 최종 목표는 모델링 하려는 트랜지스터에 대해 측정된 DC-IV 특성곡선의 모든 단지 전류와 단지 전압을 가장 잘 예측할 수 있는 6개의 전류원 모델을 만드는 것이다. 이러한 모델을 위의 식 (14)의 형태로 표시하는데 있어서 몇 가지의 가정을 도입 하였다.

(1) 전류원 I_{DEH} , I_{DEL} , I_{CC} 는 단지 베이스-에미터 전압에 관한 함수이며 전류원 I_{DCH} , I_{DCL} , I_{EC} 는 베이스-컬렉터 전압에 관한 함수이다. 이와 상반되는 모델, 즉 하나의 전류가 두개의 접합부 전압의 함수로 표시되는 모델은 SPICE 모델의 I_{CC} 와 I_{EC} 이며 (식 6과 7) 이러한 효과는 q_b 파라미터에 포함되어 있다. 본 논문에서 제안한 모델에서는 모든 전류원은 한 개의 접합부 전압에 관한 함수로 표시하고 있으며 이러한 사실은 대부분의 기존의 HBT 모델에서도 가정하고 있다.

(2) SPICE 모델에서는 몇 개의 물리적으로 의미 있는 파라미터를 동일하게 두었다. 그러나 물리적 의미를 감소 시키는 대신에 좀더 정확한 모델을 만들기 위하여 파라미터의 자유도를 증가 시켜 줄 필요가 있다. 형태-3 모델에서는 모든 파라미터는 서로 다른 값을 가질 수 있음을 가정 하고 있다. 본 논문에서 제안한 모델에서도 식(15)의 모든 계수가 특정한 전류원들에서 같을 필요가 없음을 가정한다. 이렇게 함으로써 측정된 데이터를 좀더 잘 표시하는 모델을 만들 수 있다.

(3) 테일러 전개에서 기본이 되는 접합부의 온도(T_{j0})는 트랜지스터를 모델링 할 때의 주위온도(T_{a0})로 둔다.

(4) V_{j0} 는 0으로 두었다. 만약에 내부 접합부의 온도가 외부 환경의 온도(T_{a0})와 같은 온도 라고 가정하자. 이때 다이오드의 양단에 전압이 0V가 걸리면 흐르는 전류는 0이 되어야 한다. $V_{j0}=0$ 으로 두면 뒤에 볼 수 있듯이 이러한 조건을 만족시키는 식이 보다 간결해진다. 즉, $\bar{V}_x(0, T_{j0})=0$ 이 되도록 한다. 따라서 $a_0=0$ 이고 $\Delta V_j=V_j$ 이고 위의 식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{V}_x &= f_x(V_j, T_j) \Big|_{V_j=0, T_j=T_{a0}} \\ &= a_1 V_j + a_2 \Delta T_j + a_3 V_j^2 + a_4 V_j \Delta T_j + a_5 \Delta T_j^2 + \dots \end{aligned} \quad (16)$$

본 논문에서는 식 (16)의 형식을 사용해서 HBT 내부

의 모든 전류원을 기술 하려 한다. 위의 식 (16)은 어떤 다이오드의 접합부의 온도가 T_{j0} 이고 접합부의 전압이 0이면 \bar{V}_x 는 0이고 전류도 0인 초기상태를 가정 하고 있다. 이 식은 이러한 초기상태로부터 바이어스가 변하거나 온도가 변할 때 터미널 전류가 어떻게 변해야 하는지를 기술하는 식이다. 식 (16)의 \bar{V}_x 에 전자의 전하량을 곱한 값($q \bar{V}_x$)은 활성화에너지의 단위를 가지고 있고 이는 특정한 바이어스와 온도에서 전자가 장벽을 얼마나 많이 지나가게 할지를 결정하는 유효활성화 에너지로 생각할 수 있다. 유효활성화 에너지가 0 eV 이면 전류는 0이고 유효활성화 에너지가 다이오드의 턴온 전압 이상이면 거의 $I_s \exp(\bar{V}_x)$ 의 전류가 흐른다. 본 논문에서 제안한 모델은 접합부의 전류를 결정짓는 가상의 활성화에너지($q \bar{V}_x$)가 접합부에 걸리는 전압(V_j)과 접합부의 온도(T_j)에 따라 어떻게 달라지는지를 기술하고 있다. 식(16)과 같은 형식으로 6개의 전류원을 모델링 한다.

$$I_{DEL} = I_D(I_{se}, V_{T0}, \bar{V}_{bee}), \quad \bar{V}_{bee} = f_{bee}(V_{be}, T_j) \quad (17)$$

$$I_{DCL} = I_D(I_{sc}, V_{T0}, \bar{V}_{bcc}), \quad \bar{V}_{bcc} = f_{bcc}(V_{bc}, T_j) \quad (18)$$

$$I_{DEH} = I_D(I_{seh}, V_{T0}, \bar{V}_{bex}), \quad \bar{V}_{bex} = f_{bex}(V_{be}, T_j) \quad (19)$$

$$I_{DCH} = I_D(I_{sch}, V_{T0}, \bar{V}_{bcx}), \quad \bar{V}_{bcx} = f_{bcx}(V_{bc}, T_j) \quad (20)$$

$$I_{CC} = I_D(I_{sf}, V_{T0}, \bar{V}_{bey}), \quad \bar{V}_{bey} = f_{bey}(V_{be}, T_j) \quad (21)$$

$$I_{EC} = I_D(I_{sr}, V_{T0}, \bar{V}_{bcy}), \quad \bar{V}_{bcy} = f_{bcy}(V_{bc}, T_j) \quad (22)$$

각각의 전류 성분은 전압과 온도에 대한 각각의 서로 다른 유효 활성화에너지 함수를 가지고 있으며, 측정된 DC-IV 특성곡선을 잘 예측할 수 있는 함수의 파라미터를 추출하는 것이 다음 목표이다.

III. 모델 및 파라미터의 추출

모델 (17)~(22)의 유효 전압들의 차수를 얼마나 증가 시켜서 모델을 만들 것인가에 따라서 많은 모델이 있을 수 있다. 차수를 증가 시키면 모델은 측정 데이터를 보다 더 정확히 표시할 수 있으나 파라미터의 값을 결정하기 힘들고 물리적 의미가 감소할 것이다. 본 논문에서는 1차 와 2차 항 까지 적용한 모델을 만들고 파라미터를 추출하는 방법과 장단점에 대해서는 논의하고 실제로 HBT에 적용한다.

DC 모델을 위한 측정데이터로는 순방향과 역 방향 Gummel Plot 이나 DC-IV 특성곡선이 있다. CAD 도구를 위한 모델에서 가장 중요하게 고려 되어야 할 사항은 모델이 측정한 모든 데이터를 잘 표시 해줄 수 있어야 하고 실제로 설계하는 회로의 특성을 잘 예측 할 수 있어야 한다. 그러나 의미 있고 간결한 모델을 사용할 때 측정한 데이터를 모두 정확히 표시하는 것은 불가능하며 이들 사이에는 적절한 trade-off 관계가 필요하다. 기존의 모델링 방법들은 Gummel Plot 을 주로 이용해서 이상계수나 역 방향 포화전류 등 물리적으로 의미 있는 파라미터를 추출했다. 이러한 방법으로 추출된 파라미터는 Gummel Plot의 낮은 전류영역의 데이터에 강하게 의존한다. 그러나 실제 증폭기에서 트랜지스터가 동작하는 영역은 Gummel-Plot의 낮은 전류영역이 아니라 DC-IV 특성곡선을 형성하는 높은 전류 영역 이다. 모델의 물리적 의미는 중요하다. 그러나 증폭기나 발진기 등 대신호 동작이 필요한 회로 설계에 이용될 때, 모델링을 위한 보다 의미 있는 데이터는 Gummel-Plot 이 아니라 DC-IV 특성곡선 이다. DC-IV 특성곡선의 전류 뿐만 아니라 터미널 전압도 중요하다. 통상 기존의 저자들에서 전압예측은 무시되는 경향이 있고 이에 대한 필요성은 논문 [6] 에 잘 언급이 되어있다. 즉 대신호 동작이 필요한 회로 설계에 이용될 때 중요한 측정데이터는 DC-IV 특성곡선상의 터미널 전류와 터미널 전압이며 이 논문에서는 이들 데이터로부터 직접 파라미터를 추출한다.

측정된 DC-IV 특성곡선을 예측하기 위하여 그림 1의 6개의 전류원이 모두 필요한 것은 아니다. DC-IV 특성곡선의 Normal Active 영역의 데이터는 Gummel-Plot 의 높은 전류수준의 데이터에 해당 되며 이들 높은 전류영역에서는 공간 전하영역 결합 전류는 무시될 수 있다. 또한 Normal Active 영역에서 I_{DCH} 는 I_{EC} 에 비해 월등히 크므로 I_{EC} 를 무시할 수 있다. 뒤에 언급할 모델에서 이들 세 가지의 전류성분(I_{DEL} , I_{DCL} , I_{EC})들은 무시되었다.

1. 한개의 계수를 가지는 모델

모델: 식 (16)의 $f(x)$ 는 V_j 와 T_j 에 대한 여러 항의 계수로 구성되어 있다. 이들 중 1개의 계수 만으로 모델링이 가능하다. a_1 만을 가지는 모델에 대해 살펴보기로 한다. 각각의 전류원이 가지는 유효 전압

(effective applied voltage)은 다음과 같이 표시된다.

$$\bar{V}_{bex} = a_{1bex} V_{be} \quad (23)$$

$$\bar{V}_{bey} = a_{1bey} V_{be} \quad (24)$$

$$\bar{V}_{bcx} = a_{1bcx} V_{bc} \quad (25)$$

각각의 유효전압이 가지는 a_{1bex} , a_{1bey} , a_{1bcx} 의 역수가 HBT 모델형태-3의 이상계수들과 같은 물리적 의미를 가진다. 이 모델은 간결하지만 온도효과를 표시해주지 못하며 접합부 내부의 온도가 많이 증가되는 경우에는 사용할 수 없다.

2. 두개의 매개변수를 가지는 모델

모델: 온도효과를 표시하기 위해서는 적어도 1개 이상의 온도관련 파라미터가 있어야 한다. 각 전류원의 유효전압을 표시하기 위해 식 (16)의 2차 항 까지를 고려하면 유효 전압은 다음과 같이 표시된다.

$$\bar{V}_{bex} = a_{1bex} V_{be} + a_{2bex} \Delta T_j \quad (26)$$

$$\bar{V}_{bey} = a_{1bey} V_{be} + a_{2bey} \Delta T_j \quad (27)$$

$$\bar{V}_{bcx} = a_{1bcx} V_{bc} + a_{2bcx} \Delta T_j \quad (28)$$

파라미터 추출: 측정된 DC-IV 특성곡선으로부터 위의 각각의 파라미터들 (I_{seH} , a_{1bex} , a_{2bex} , I_{sf} , a_{1bey} , a_{2bey} , I_{scH} , a_{1bcx} , a_{2bcx})을 구하려고 한다. 위의 식을 이용해서 전류원의 파라미터를 구하기 위해 우선 HBT의 에미터 및 베이스 저항을 구해야 하며 컬렉터 개방 방법과 S-파라미터를 이용해서^[3] 이들 저항값을 구했다. 전류원들 중 I_{DEH} 및 I_{CC} 는 순방향 모드 동작시 지배적인 역할을 하는 전류원이다. 이들 두 전류원들의 파라미터를 추출하기 위하여 측정한 DC-IV 데이터중 충분히 순방향으로 바이어스된 상태에서 측정된 데이터를 이용하였다. 이러한 상태에서의 컬렉터 전류는 대부분 I_{CC} 에 의해서 형성되고 다음과 같이 표시된다.

$$I_{cl} = I_{cc} = I_{sf} \left[\exp \left(\frac{a_{1bey} V_{be} + a_{2bey} \Delta T_j}{V_{To}} \right) \right] \quad (29)$$

여기서 기준온도($T_{jo}=T_{ao}$)와 접합부 온도(T_j)와의 차이는 두 가지 원인에 의해 발생할 수 있다. 기준 온도와 주위의 온도 차 ($\Delta T_a=T_a-T_{ao}$)와 내부전력 소모에 의한 온도(ΔT_p)상승이다.

$$\Delta T_j = \Delta T_p + \Delta T_a = R_{th}R_d + T_a - T_{a0}$$

내부 전력 소모($P_d = I_{bt}V_{bet} + I_{ct}V_{cet}$)를 위의 식에 대입하고 정리하면,

$$\ln(I_{ct})V_{T_o} = \ln(I_{sf})V_{T_o} + a_{1bey}(V_{bet} - I_{et}R_e - I_{bt}R_b) + a_{2bey}[R_{th}(I_{ct}V_{cet} + I_{bt}V_{bet}) + (T_a - T_{a0})] \quad (30)$$

여기서, I_{bt} , I_{ct} 는 베이스 및 컬렉터 외부 터미널 전류이고 V_{bet} , V_{cet} 는 베이스-에미터, 컬렉터-에미터 외부 터미널 전압을 의미한다. 현재의 외부온도(T_a)가 모델링 하려는 온도(T_{a0})와 같고, 파라미터 a_{2bey} 및 R_{th} 는 곱하기 형태로 표시되어 있으므로 이들 전체를 하나의 미지수로 보면 위의 방정식은 세개의 미지수를 가지고 있고 측정된 DC-IV 특성곡선의 모든 지점에서 성립되어야 한다. 이들 세개의 미지수를 구하기 위하여 주어진 측정데이터로 방정식을 세울 수 있으며 방정식은 over-determined matrix를 형성한다. SVD 방법이나 Pseudo-Inverse를 구해서 세개의 미지수를 구할 수 있으나 이상적으로는 세 지점의 데이터만 있으면 해를 구할 수 있다. 그러나 세개의 데이터가 서로 비슷한 바이어스 지점에 있으면 matrix의 condition number가 증가하고 정확한 해를 얻기 힘들다. 따라서, 각각의 미지수에 대해 되도록 독립된 정보를 가지는 세개의 바이어스 지점으로부터 데이터를 얻으면 전체 오차를 최소화 하는 해와 거의 비슷한 해를 얻을 수 있다. 강하게 독립된 정보를 얻을 수 있는 세 지점은 높은 전압(V_{cet})-높은 전류(I_{ct}); (그림 2의 C지점), 낮은 전압-높은 전류(그림 2의 A지점), 낮은 전압-낮은 전류 상태(그림 2의 B지점)이다. 이들 세 지점의 각각의 터미널 전압과 전류정보로부터 I_{sf} , a_{1bey} , a_{2bey} , R_{th} 의 세가지 값을 계산할 수 있다.

같은 방법으로 베이스 터미널 전류에 대해 다음과 같은 식을 세울 수 있고 위와 같은 세개의 지점의 데이터를 이용하면 미지 파라미터 I_{seH} , a_{1bex} , $a_{2bex}R_{th}$ 에 관한 값을 추출할 수 있다.

$$\ln(I_{bt}) = \ln(I_{seH})V_{T_o} + a_{1bex}(V_{bet} - I_{et}R_e - I_{bt}R_b) + a_{2bex}[R_{th}(I_{ct}V_{cet} + I_{bt}V_{bet}) + (T_a - T_{a0})] \quad (31)$$

그 다음으로 DC-IV 특성곡선으로부터 전류원 I_{DCH} 의 파라미터를 추출하고자 한다. I_{DCH} 를 정리하면 다음과 같은 식으로 표시할 수 있다.

$$\ln(I_{DCH})V_{T_o} = \ln(I_{sch})V_{T_o} + a_{1bcx}(V_{bet} - I_{et}R_e - I_{ct}R_c) + a_{2bcx}[R_{th}(I_{ct}V_{cet} + I_{bt}V_{bet}) + (T_a - T_{a0})] \quad (32)$$

I_{DCH} 의 전류의 크기가 지배적인 영역은 베이스-컬렉터 간의 전압이 순 바이어스되는 그림 2의 DC-IV 특성곡선의 knee 전압 이하의 영역(그림 3)이다. 이 영역에서는 전류의 크기가 크지 않으므로 내부 전력소모에 의한 열적 효과와 기생저항에 의한 전압 강하 효과를 무시할 수 있다. 본 논문에서는 a_{2bcx} 를 영으로 두었고 위식의 R_e 와 R_c 에 의한 항은 무시한다. V_{cet} 가 0V 근처에 있을 때 흐르는 컬렉터 전류(I_{ct})는 대부분 베이스에서 유입된 것이고 이는 I_{DCH} 와 같다.

$$\ln(I_{ct})V_{T_o} = \ln(I_{sch})V_{T_o} + a_{1bcx}V_{bet} \quad (33)$$

그림 3의 DC-IV 특성곡선의 D와 E 지점의 각 터미널 전압과 전류 데이터를 이용하면 위식의 두개의 파라미터 I_{sch} 와 a_{1bcx} 를 구할 수 있다.

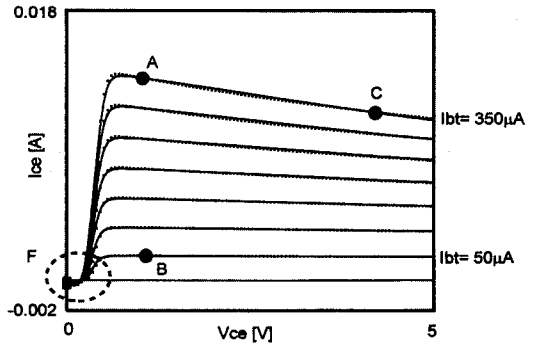


그림 2. 일정 베이스 전류($I_{bt}=50\mu A \sim 350\mu A$, $50\mu A$ 간격)에서 측정된 컬렉터 전류(점선)와 모델링된 컬렉터 전류(실선)

Fig. 2. The Measured collector currents (dotted lines) and Modeled collector currents (solid lines) under the constant base currents ($I_{bt}=50\mu A \sim 350\mu A$, $50\mu A$ step).

이로서 I_{DEH} , I_{DCH} , I_{CC} 의 파라미터 I_{seH} , a_{1bex} , $a_{2bex}R_{th}$, I_{sf} , a_{1bey} , $a_{2bey}R_{th}$, I_{sch} , a_{1bcx} 값을 모두 구하였다. 그러나 $a_{2bex}R_{th}$ 와 $a_{2bey}R_{th}$ 항의 a 파라미터와 R_{th} 는 아직 분리되지 않았다. 즉, 열 저항을 구하지 않았다. 만약 트랜지스터 주위의 온도(T_a)가 모델링할 때의 주위의 온도(기준온도 T_{a0})와 같다면, 식 (30)~(32)에서 보듯이 R_{th} 를 구할 필요 없이도 측정된 DC-IV 특성곡선을 정확히 예측할 수 있다. 온도를

바꾸면서 측정된 컬렉터 전류와 베이스-에미터 전압에 대한 정보를 이용해서^[7] R_{th} 를 구할 수 있고 $R_{th}=923^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 로 측정 되었다. 표 1 은 추출된 모든 파라미터이고 그림 2는 $2 \times 10 \mu\text{m}$ 의 에미터 면적을 가지는 AlGaAs/GaAs HBT의 측정치와 모델링한 DC-IV 특성곡선을 표시한 것이다. 그림 3은 그림 2의 Knee전압 이하의 부분을 확대하여 그린 그림이다. 그림에서 처럼 모델은 측정데이터를 잘 예측 하고 있다.

GaAs HBT에 적용시켜 보았다. 제시한 방법으로 구한 모델로 예측한 DC-IV 특성곡선은 전 영역에서 측정된 데이터와 잘 일치함을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] A. Samelis and D. Pavlidis, A Hetero-junction Bipolar Transistor Large-Signal Model for High Power Microwave Applications, 1995 IEEE MTT-s Digest, pp. 1231~1234.
- [2] D. Wu, M. Fukuda and Y. Yun, A Novel Extraction Method for Accurate Determination of HBT Large-Signal Model parameters, 1995 IEEE MTT-s Digest, pp. 1235~1238.
- [3] R. Anholt, "Electrical and Thermal Characterization of MESFETs, HEMTS, and HBTs," 1995, Artech Hounse, pp. 216.
- [4] J. Dupuis, R. Hajji, F. M. Ghannouchi, A New DC Moodel of HBTs Including Self-Heating Effect Suitable for Circuit Simulators, IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 42, no. 12, pp. 2036~2042, Dec., 1995.
- [5] M. E. Hafizi, C. R. Crowell, and M. E. Grupen, The DC Characteristics of GaAs/AlGaAs Heterojunction Bipolar Transistors with Application to Device Modeling, IEEE Trans. On Electron Devices, vol. 37, no. 10, pp. 2121~2129, Oct., 1990.
- [6] P. Baureis, D. Seitzer, "Parameter Extraction for HBT's Temperature Dependent Large Signal Equivalent Circuit Model, 1993 IEEE GaAs IC Symposium, pp. 263~266.
- [7] Q. M. Zhang, J. Ju, J. Sith, R. K. Surridge, and J. M. Xu, A New Large Signal HBT Model, 1994 IEEE MTT-s Digest, pp. 1253~1256.
- [8] D. E. Dawson, A. K. Gupta, CW measurement of HBT Thermal Resistnace, IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 39, no. 10, pp. 2235~2239, Oct., 1992.
- [9] C. Gao, M. S. Unlu, H. Morkoc, D. L.

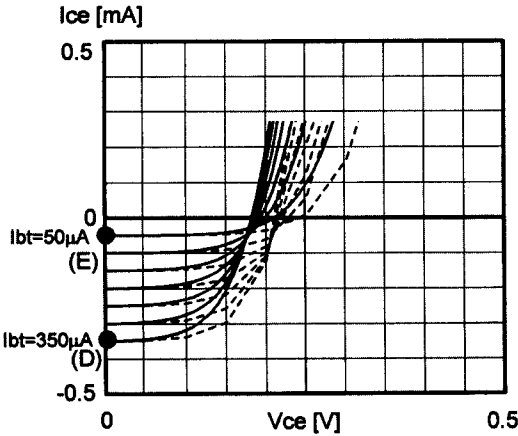


그림 3. 그림 2의 F 영역에 대한 확장된 그림
Fig. 3. Expanded plot for the region F in figure 2.

표 1. $2 \times 10 \mu\text{m}$ AlGaAs/GaAs HBT에 대한 제안한 모델의 추출된 파라미터

Table 1. The extracted parameters of the proposed model for $2 \times 10 \mu\text{m}$ AlGaAs/GaAs HBT.

I_{sbt}	3.81769×10^{-21}	I_{sch}	3.14001×10^{-14}	I_{sf}	1.33147×10^{-21}
α_{ibcx}	0.684499241	α_{ibcx}	0.527365524	α_{ibcv}	0.768285187
$\alpha_{2bcv}R_{th}$	1.275353574	$\alpha_{2bcv}R_{th}$	1.341922452	$\alpha_{2bcv}R_{th}$	1.288884077

IV. 결 론

초고주파용 AlGaAs/GaAs HBT의 새로운 대신호 전류모형을 제시하였다. 이 모형은 9개의 파라미터를 가지고 있다. 제시한 모델의 파라미터를 추출하는 과정을 유도하였다. 기존의 방법과는 달리 어떤 조정 과정이나 최적화 과정이 없으며 측정된 DC-IV 특성 곡선 만을 이용한다. 이와 같은 모델 및 파라미터 추출 과정을 $2 \times 10 \mu\text{m}$ 의 에미터 면적을 가지는 AlGaAs/

Blackburn, Emitter Ballasting Resistor Design for, and Current Handling Capability of AlGaAs/GaAs Power Hetero-

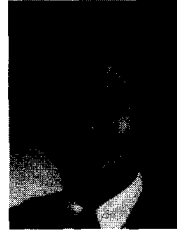
junction Bipolar Transistors, IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 38, no. 2, pp. 185~196, Feb., 1991.

저 자 소 개



徐 暎 錫(正會員)

1986년 영남대학교 전기공학과 (학사). 1995년 포항공과대학교 전자전기공학과 (박사). 1995년 ~ 현재 영남대학교 전기전자공학부 조교수. 주 관심분야는 마이크로파 회로, 마이크로파 소자 모델링



朴 容 完(正會員)

1959년 10월 3일생. 1982년(학사), 1984년(석사) 경북대학교 전자공학과 졸업. 1989년 2월 및 1992년 6월 뉴욕주립 버팔로 대학교에서 석. 박사 졸업. 1992년 ~ 1993년 California Institute of Technology에서 Research Fellow 역임. 1994년 ~ 1996년 8월 한국 이동통신 중앙연구원 PCS기술연구 팀장(책임연구원). 1996년 9월 ~ 현재 영남대학교 정보통신공학과 조교수 주 관심분야는 무선 멀티미디어 시스템, 통신 신호처리 (Interference Canceller, Multicarrier 구조연구 등) 등임