

HBT의 전류원 모델을 위한 최적 열 저항값 추출 방법

Optimal Thermal Resistance Extraction Method for the Current Source Model of HBT

서영석^{1,a}, 김인성², 송재성², 남효덕¹
(Young-Suk Suh^{1,a}, In-Sung Kim², Jae-Sung Song², and Hyo-Duk Nam¹)

Abstract

Two new extraction methods for the thermal Resistance of HBT(Heterojunction Bipolar Transistors) are proposed. First, the analytical expression, based on the thermal characteristics that the base to emitter junction voltage drops with the increase of junction temperature, is derived. Second, the thermal resistance equation that can predict the measured DC(Direct Current) data optimally is derived. These optimal thermal resistance expression is applied to the 2 finger 2x20um-AlGaAs/GaAs HBT and shows the good agreement with the measured data.

Key Words : Modeling, Equivalent Circuits, HBT, Thermal resistance, BJT

1. 서론

HBT는 마이크로파 소자로서 무선 통신기의 송신단에 가장 많이 사용되는 소자이다. 무선 통신 송수신회로를 CAD(Computer Aided Design) 도구를 사용해서 설계하기 위해서 우선 소자에 대한 측정과 모델이 필요하다. 많은 연구자들이 마이크로파 소자인 HBT의 모델링에 대한 여러 가지의 방법들을 개발해 왔다. 모델링, 즉 모델의 파라미터를 구하는 방법은 크게 "반복적인 수치해석을 이용한 최적화방법"과 "직접추출법"으로 나눌 수 있다[1,2].

그림 1은 HBT의 대신호 DC 모델을 나타낸 것이며 저항성분들(R_b , R_e , R_c , R_{th})과 전압제어 전류원들(I_{BE} , I_{BC} , I_{CC} , I_{EE})로 구분할 수 있다. 이들 회로 요소 중 전압제어 전류원은 각각 여러 개의 파라미터로 구성되어 있으며 가장 모델링하기 힘

든 부분이며, 열 저항은 소자의 이상계수, 역방향 포화전류, 저항과 함께 HBT의 DC바이어스 상태를 결정하는데 중요한 역할을 한다[1,2].

기존의 열 저항 추정방법은 "소자가 내부 온도 변화에 대해 가지는 물리적 특성을 측정하고 계산하는 방법"이다. 통상 이러한 방법으로 측정된 열 저항값은 한개의 값이 아니라 온도에 따라 변화하는 특성을 보인다. VBIC(Vertical Bipolar Transistor Inter-Company Model)과 같은 상용 HBT모델에서는 통상 한개의 상수 열 저항 값을 요구한다. 따라서 기존의 방법으로 측정된 열 저항값은 DC 전압 전류 특성을 잘 예측하기위해 수치적으로 최적화하는 과정이 필요하다[1,3].

이 논문은 열 저항(R_{th})에 대한 모델 파라미터를 추출하는 방법에 관해 기술한 것이다. 이 논문에서는[4]의 전류원 모델을 사용하였다. 사용한[4]의 전류원 모델은 참고문헌 [1,2]에서 제시된 모델과 달리 파라미터를 구하기 위한 해석적인 전개가 가능하다[4]. 이 모델에 대해 (1) 기존의 방법을 적용한 열 저항 계산식을 유도하고 적용해 보았으며, (2) 측정된 DC전압 전류 특성곡선을 잘 예측하는 새로운 열 저항 계산식을 유도했다.

1. 영남대학교 전자정보공학부

(경북 경산시 대동 214-1)

2. 한국전기연구원

a. Corresponding Author : yssuh@yu.ac.kr

접수일자 : 2003. 12. 31

1차 심사 : 2004. 2. 11

심사완료 : 2004. 2. 26

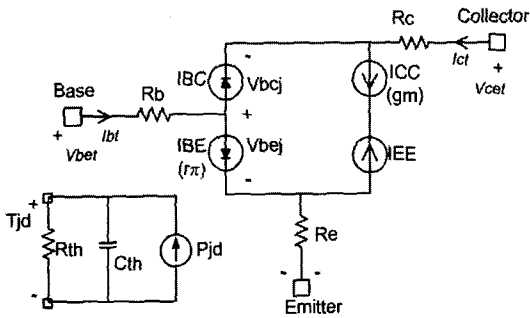


그림 1. 열 등가회로를 가지는 HBT DC 모델.
Fig. 1. HBT DC model including the thermal equivalent circuit.

2. 전류원 모델의 오차를 최소화 하는 열 저항의 새로운 추출방법

열 저항을 구하기 위해 두 가지 방법을 유도한다. 우선 참고문헌 [3]에서 소개된 방법을 위의 등가회로에 사용된 전류원 방정식에 적용시켜서 열 저항을 위한 계산식을 유도하고, 그 다음으로 전류원 모델의 오차를 최소화하는 새로운 열 저항식을 유도한다.

2.1 소자의 온도 특성을 이용한 열 저항의 측정방법

열 저항을 찾아내는 가장 간단한 방법은 소자의 내부 온도 변화에 대해 가지는 물리적 특성을 측정하고 계산하는 방법이다. 바이폴라 트랜지스터는 베이스 전류를 고정시킨 상태에서 소자의 온도가 증가하면 접합부 전압이 감소하는 특성을 가지고 있으며, 대략 $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ 내외의 전압 변화율을 가지고 있다. 헤테로 접합부를 가지는 바이폴라 트랜지스터는 전자전류와 정공전류의 온도에 대한 접합부 전압 변화율의 차이로 인해, 일정 베이스 전류에서 온도가 변하면 컬렉터 전류도 변하는 특성을 나타낸다[1,3]. 이들 두 가지 특성 중 하나를 이용하면 열 저항을 측정할 수 있다. 즉, 외부 온도를 변화시킬 때 생기는 접합부 전압강하 혹은 컬렉터 전류변화를 측정하고, 내부의 전력소비가 변화할 때 생기는 접합부 전압변화나 컬렉터 전류 변화분을 측정해서 그 비를 구함으로써 열 저항 값을 찾아낼 수 있다.

이 논문에서는 베이스-에미터 접합부 전압이 가지는 온도특성을 이용하여 열 저항을 구해보고자

한다. 열 저항을 구하기 위해 그림 1의 등가회로를 사용한다. 등가회로에 사용된 전류원 모델은[4]에서 사용된 모델이며 다음과 같다.

$$I_{BE} = \exp(B_{E00} + B_{E10}V_{bej} + B_{E01}T_{jd}) \quad (1)$$

$$I_{BC} = \exp(B_{C00} + B_{C10}V_{bcj} + B_{C01}T_{jd}) \quad (2)$$

$$I_{CC} = \exp(C_{00} + C_{10}V_{bej} + C_{01}T_{jd}) \quad (3)$$

$$I_{EE} = \exp(E_{00} + E_{10}V_{bcj} + E_{01}T_{jd}) \quad (4)$$

$$T_{jd} = R_{th}P_d + T_{ad} \quad (5)$$

위의 식에서 B_{E00} , B_{E10} , B_{E01} , B_{C01} ... E_{01} 은 전류 방정식을 결정하는 파라미터이다. T_{jd} 는 소자의 전력소비(P_d)에 의한 온도 상승분이며, T_{ad} 는 외부 기준온도와 현재온도의 차이를 의미한다.

위의 식을 이용하여 베이스 전류가 일정할 때 베이스-에미터 접합부가 가지는 온도특성으로부터 열 저항을 구하기 위한 식을 유도한다. 열 저항은 소자의 베이스전류를 고정시킨 상태에서 두 가지 조건을 변화시킬 때, 즉 “외부온도를 변화시킬 때”와 “내부의 전력소비를 변화시킬 때”, 베이스-에미터 접합부 전압의 변화량에 관한 식을 통해 구해질 수 있다.

우선 베이스 전류를 고정시킨 상태에서 외부온도를 변화시킬 때 얻어지는 정보에 대해 알아본다. 위의 식 (1)의 좌변을 상수로 둔 다음 외부온도 (T_a)에 대해 미분하면 다음과 같은 관계식이 얻어진다.

$$0 = B_{E10} \frac{dV_{bej}}{dT_a} + B_{E01} \left(R_{th} \frac{dP_d}{dT_a} + \frac{dT_{ad}}{dT_a} \right) \quad (6)$$

위의 식 (6)으로부터 외부온도변화에 대한 베이스-에미터 접합부 전압변화율을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{dV_{bej}}{dT_a} = - \frac{B_{E01}}{B_{E10}} \left(R_{th} \frac{dP_d}{dT_a} + 1 \right) \quad (7)$$

다음으로 베이스 전류를 고정시킨 상태에서 소자의 전력소비를 변화시킬 때 얻어지는 정보에 대해 알아본다. 위의 식 (1)의 좌변을 상수로 둔 다음 내부 전력소비(P_d)에 대해 미분하면 다음과 같은 관계식이 얻어진다.

$$0 = B_{E10} \frac{dV_{bej}}{dP_d} + B_{E01} \left(R_{th} \frac{dP_d}{dP_d} + \frac{dT_{ad}}{dP_d} \right) \quad (8)$$

위의 식 (8)의 항 중에서 dT_{ad}/dP_d 는 영이다. 따라서 내부 전력소비변화에 대한 베이스-에미터 접합부 전압변화율을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{dV_{bej}}{dP_d} = -\frac{B_{E01}}{B_{E10}} R_{th} \quad (9)$$

식 (7)을 식 (9)로 나누고 R_{th} 에 대해 정리하면 전류원 파라미터로부터 분리된 열 저항 표시식은 다음과 같이 유도된다.

$$R_{th} = \left(\frac{dV_{bej}}{dT_a} \left(\frac{dV_{bej}}{dP_d} \right)^{-1} - \frac{dP_d}{dT_a} \right)^{-1} \quad (10)$$

위의 식 (10)을 이용해서 열 저항을 구할 수 있다. 우선, 임의 바이어스 지점에서 베이스 전류를 고정시킨 후 외부온도를 약간 변화시키고(dT_a), 베이스-에미터 전압변화량(dV_{bet})과 전력소비 변화량(dP_d)을 측정한다. 외부온도를 원래 상태로 만들고 나서, 컬렉터 바이어스를 약간 증가시켜서 전력소비를 변화(dP_d)시킨 후 베이스-에미터 전압변화량(dV_{bet})을 측정한다. 이 경우 베이스 전류를 고정시킨 상태에서 외부 전압변화량은 내부 전압 변화량과 동일하므로($dV_{bej}=dV_{bet}$), dV_{bej}/dT_a 값과 dV_{bej}/dP_d 값을 구할 수 있고, 식(10)에 이 값들을 대입해서 열 저항을 구할 수 있다. 이러한 방법으로 정상 활성화 영역의 모든 바이어스 지점에서 열 저항값을 실험적으로 구할 수 있다.

그림 2는 2개의 핑거(finger)를 가지는 2x20um HBT를 300°K의 외부온도에서 이러한 방법으로 측정된 열 저항을 나타낸 것이다.

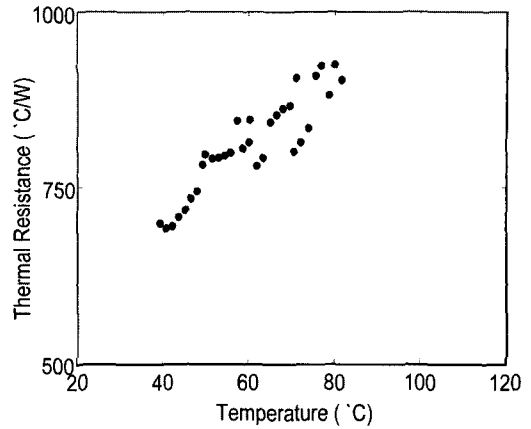


그림 2. 식 (10)을 이용해서 측정된 열 저항 값.
Fig. 2. The measured thermal resistance using the equation (10).

그림에서 보듯이 이러한 방법으로 얻어진 열 저항은 한 개의 값이 아니라 바이어스에 따라 다른 값을 나타내며 700°C/W~900°C/W의 값을 보이고 있다. 일반적으로 반도체 재료는 온도가 올라가면 열 저항도 같이 증가하는 비선형적인 특성을 나타낸다. 그림에서처럼 내부전력 소비가 증가하면 그에 따라 내부 온도도 증가하고 열 저항도 증가하는 경향을 보인다.

이와 같이 바이어스 지점에 따라 여러 가지 값의 열 저항 값이 구해짐에도 불구하고 VBIC모델과 같이 대부분의 회로설계용 상용 CAD BJT 모델은 단지 한 개의 상수 열 저항 값을 요구한다. 그림 2와 같이 여러 바이어스 상태의 서로 다른 열 저항은 모두 사용될 수 없고 한 개의 값만이 사용되어야 한다. 통상, 측정된 열 저항 값들의 평균치를 사용하며 DC 특성곡선을 잘 예측하기 위해 수치적으로 최적화 하는 과정이 필요하다.

2.2 전류원 모델의 오차를 최소화 하는 열 저항 추출방법

열 저항 값은 다른 전류원 모델의 파라미터와 서로 관련되어 있다. 전류원 모델은 소자의 바이어스 상태가 달라지면 전압과 전류의 값이 달라지고 따라서 내부 전력소비가 변화하게 된다. 변화된 내부전력 소비는 열 저항의 크기에 비례하는 접합부 온도 상승을 유발한다. 따라서 전류원 모델에 대해 독립적으로 추출한 열 저항 파라미터는 측정된

DC특성값을 잘 예측하지 못한다. 보통 그림 2에서 측정된 값의 평균치를 초기 열 저항으로 두고 측정된 DC 데이터와 모델 사이의 오차를 최소화하도록 열 저항 값을 바꾸는 과정을 필요로 하게 된다.

이러한 단점을 해결하기 위해 새로운 열 저항을 계산하는 방법을 제시한다. 열 저항 파라미터는 전류원 모델과 밀접한 관련이 있기 때문에 전류원 모델을 통해 유도 한다. 바이폴라 트랜지스터를 사용하는 모든 마이크로파 능동 회로는 활성화 모드(Active Mode)에서 동작하고 있다. 그림 1의 전류원 I_{BC} , I_{EE} 는 역방향 모드에서 중요한 역할을 하고 활성화 모드에서는 동작하지 않으며 전류원 I_{BE} 와 I_{CC} 가 실제 소자의 활성화 모드 동작에 중요한 역할을 한다.

전류원 방정식으로부터 열 저항을 찾아내는 새로운 방법을 제시 하려고 한다. 이를 위해 우선 위의 식 (1)의 log값을 취하면 다음과 같이 된다.

$$\ln(I_{BE}) = B_{E00} + B_{E10}V_{bej} + B_{E01}T_{jd} \quad (11)$$

활성화 바이어스 모드에서 내부 전류원 I_{BE} 의 전류는 베이스 터미널 전류(I_{bt})와 같다. 외부 온도를 기준온도에 고정시킬 때, 접합부 온도 상승분(T_{jd})은 모두 소자의 전력 소모에 기인한다. 전력 소모량(P_d)은 베이스 단자에서 소비되는 전력량($I_{bt}V_{bet}$)과 컬렉터 단자에서의 전력 소모량($I_{ct}V_{cet}$)을 합하면 된다. 위의 식 (11)의 T_{jd} 를 소모 전력량으로 표시하고 $B_{E01}R_{th}$ 를 K 로 다시 정의하면 다음과 같은 두 가지 관계식을 얻을 수 있다.

$$\ln(I_{bt}) = B_{E00} + B_{E10}V_{bej} + K(I_{bt}V_{bet} + I_{ct}V_{cet}) \quad (12)$$

$$R_{th} = \frac{K}{B_{E01}} \quad (13)$$

위의 식 (12)는 3개의 미지수를 가지는 선형 대수 방정식이므로 측정된 DC특성 데이터를 이용해서 파라미터 B_{E00} , B_{E10} , 및 K 값을 구할 수 있다. 그림 3에 $2 \times 2 \times 20 \mu m$ 의 크기를 가지는 AlGaAs/GaAs HBT의 측정된 DC 특성곡선을 보였다. 정상 활성화 영역의 측정 데이터로부터 접합부 전압과 전력량을 계산하고 이를 위의 식 (12)에 대입하

고 유사 역 행열을 구하면 해를 얻을 수 있다[4]. 이와 같은 과정을 통하여 B_{E00} , B_{E10} , 및 K 값이 구해진다. 언급한 소자에 대해 계산된 값은 각각 $B_{E00} = -21.7341$, $B_{E10} = 9.9654$, 및 $K = 0.0154$ 이었다.

위의 식 (13)을 이용해서 소자의 열 저항을 구하려면 남은 미지수 B_{E01} 값을 알아야 한다. 파라미터 B_{E01} 은 다른 방법으로 구해진다. 베이스 전류를 고정시킨 상태에서 외부온도를 변화 시키면서 베이스-에미터 사이의 전압 강하율을 측정하면 B_{E01} 값을 계산할 수 있다. 이러한 사실은 위의 식 (11)에서 유도 될 수 있다. 베이스 전류(I_{BE})가 일정하다고 가정하고 위의 식 (11)의 양변을 접합부 온도 변화(T_{jd})에 대해 미분하면 다음과 같은 관계식이 얻어 진다.

$$B_{E00} \frac{d}{dT_j} V_{bej} + B_{E01} \frac{d}{dT_j} T_{jd} = 0 \quad (14)$$

일정한 컬렉터 전압을 걸고 베이스 전류도 일정하게 두면 소자 내부의 전력 소모는 거의 일정하다. 따라서 외부온도의 변화(T_{ad})는 접합부온도의 변화(T_{jd})와 같다. 또한 이러한 조건하에 베이스와 컬렉터 전류는 거의 일정하므로 접합부 전압의 변화(dV_{bej})는 그대로 외부 터미널 전압변화(V_{bet})로 나타난다. 따라서 위의 식 (14)의 dT_{jd} 는 dT_a 로 대체할 수 있고, dV_{bej} 는 dV_{bet} 로 대체할 수 있다. 위의 식 (14)를 B_{E01} 에 대해 정리 하면 다음과 같이 된다.

$$B_{E01} = -B_{E00} \left. \frac{dV_{bet}}{dT_a} \right|_{I_{bt}=0} \quad (15)$$

B_{E01} 은 식 (12)의 해로부터 구해진 B_{E00} 과 접합부 온도에 대한 베이스-에미터 접합부 전압변화의 곱으로 표시됨을 알 수 있다. 위식의 dV_{bet}/dT_a 값은 실험적으로 구해질 수 있다. 베이스 전류(I_{bt})를 일정하게 두고 외부 온도(dT_a)를 변화시킬 때 대한 베이스-에미터 단자전압의 변화를 측정하면 된다. 위에서 언급한 $2 \times 2 \times 20 \mu m$ 의 크기를 가지는 AlGaAs/GaAs HBT에 $I_{bt} = 400 \mu A$ 와 $V_{cet} = 3.0V$ 를 걸고 주위온도 $300^\circ K$ 에서 측정할 때, 접합부 전압은 $1.436 mV/^\circ C$ 가 강하하였다. 온도변화에 대한 접합부 전압 변동율은 소자의 크기와 관계없이 소자를 구성하는 반도체 물질의 특성에 의존한다.

DC 측정 데이터를 식 (12)에 적용하여 얻어 지는 K 값과 B_{E00} 값, 온도 변화로부터 측정되는 접합부 변동율을 이용하면 열 저항에 대한 새로운 표현식을 얻을 수 있다. 즉, 식 (15)를 식 (13)에 대입하면 열 저항 계산을 위한 새로운 계산식을 얻을 수 있다.

$$R_{th} = -\frac{K}{B_{E00}} / \left(\frac{dV_{bet}}{dT_a} \right) \quad (16)$$

위의 표현식은 기존의 열 저항 과정과는 달리 두 가지의 좋은 점을 가지고 있다. (1) 기존의 열 저항을 구하는 방법과는 달리 한 개의 해석적인 상수가 구해지므로 별도의 최적화 과정이 필요 없으며, (2) 구해진 값은 전류원 모델의 파라미터로부터 구해지므로 측정된 DC 특성곡선을 정확히 예측할 수 있다. 위에서 언급한 소자에 대해 측정된 열 저항 값은 $R_{th}=778.8854W/^{\circ}C$ 이었으며 그림 3은 이 값을 회로모델에 적용 시킬 때 계산된 DC 전압 전류 특성곡선이다. 점선은 계산된 모델이며 실선은 측정된 값이다. 그림에 보는 것처럼 모델과 측정치는 대단히 잘 일치함을 알 수 있다.

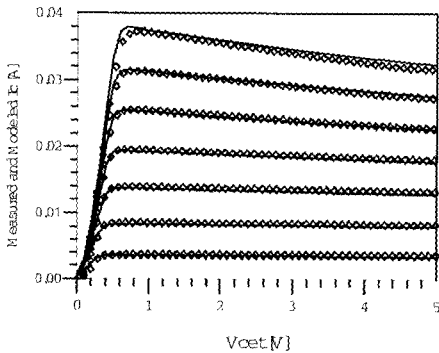


그림 3(a). 최적화된 열 저항 값을 이용한 컬렉터 전류의 모델값 및 측정값.

Fig. 3(a). The measured and modeled collector current with the optimal thermal resistance value.

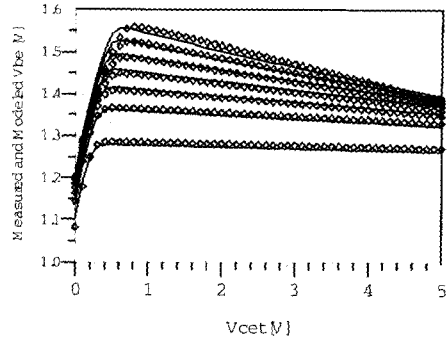


그림 3(b). 최적화된 열 저항 값을 이용한 베이스-에미터 전압의 모델값 및 측정값.

Fig. 3(b). The measured and modeled base-emitter voltage with the optimal thermal resistance value.

3. 결론

AlGaAs/GaAs HBT의 열저항에 대한 새로운 모델링을 방법을 제시했다. 제시된 열 저항 계산 방법은 기존의 방법과는 달리 전류원 모델 파라미터로부터 직접 계산되었다. 계산된 모델은 측정된 DC 특성을 정확히 예측하며 소자의 크기에 상관 없이 오로지 웨이퍼의 물리적 특성에만 의존하는 열적 파라미터인 "외부온도에 대한 베이스-에미터 접합부 전압강하 전압"으로 표시되어서 종류는 같고 크기가 다른 HBT에 그대로 적용될 수 있는 물리적 파라미터로 표시된다. 제안된 열 저항 계산 방법은 HBT의 전체적인 CAD 모델링과정에 유용하게 사용될 수 있을 것이다.

감사의 글

이 논문은 2002년~2003년 영남대학교 학술연구비의 지원과 전기연구소의 지원을 받았으며 감사드립니다.

참고 문헌

[1] R. Anholt, "Electrical and thermal characterization of MESFETs, HEMTs, and HBTs",

Artech House, p. 216, 1995.

- [2] 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, p. 2121, 1990.
- [3] D. E. Dawson and A. K. Gupta, "CW measurement of HBT thermal resistance", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 39, No. 10, p. 2235, 1992.
- [4] Y. Suh, I. S. Kim, and J. S. Song, "Optimal parameter extraction scheme of current source and bias dependent elements for HBT by searching the whole unknown space", EUMA(European Microwave Association)-GAAS 2003 Conference Proceedings, p. 449, Oct. 6~10, Munich, Germany.
- [5] Y. Suh, D. Heo, E. Seok, A. Raghavan, J. Laskar, and B. kim, "Direct extraction method for internal equivalent circuit parameters of HBT small signal hybrid- π model", IEEE 2000-MTT Symposium Digest, p. 1401, Boston, USA.
- [6] J. Dupuis, R. Hajji, and F. M. Ghannouchi, "A new DC model of HBTs including self-heating effect suitable for circuit simulators", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 42, No. 12, p. 2036, 1995.
- [7] P. Baureis and D. Seitzer, "Parameter extraction for HBT's temperature dependent large signal equivalent circuit model", IEEE GaAs IC Symposium, p. 263, 1993.