

Schottky barrier 다이오드의 외부 기생 소자 및 내부 소자 추출에 관한 연구

* 조 동 준 , 김 영 훈 , 최 민 수 , 양 승 인 , 전 용 구 *

승실대학교 RF/MW 교육센터

승실대학교 정보통신전자공학부

* 단암전자통신 주식회사

E-mail : * cellular@orgio.net, yhkim007@yahoo.com

square2000@hotmail.com, siyang@ieee.org

* ykjun@danam.co.kr

A Study on Extracting the Parasitic and Intrinsic Parameters of Equivalent Circuit for Schottky Barrier Diode

* Dong-Jun Cho , Young-Hoon Kim , Min-Soo Choi , Seung-In Yang

Yong-Goo Jun *

School of Electronics Eng., Soongsil Univ.

Education Center for RF/MW

* DANAM Communication Inc.

요 약

본 논문에서는 SIEMENS사의 BAS125 소자의 I-V curve에서 RF신호를 고려하여 파라미터를 추출하였으며, 바이어스에 독립적인 외부소자를 추출하고, 바이어스에 종속적인 접합 캐패시터를 S-parameter를 fitting하여 추출하였다.

I. 서 론

회로설계시 미세 조정을 최소화하고 시뮬레이션의 정확성을 개선시키기 위해서는 사용될 소자의 비선형 특성을 정확히 예측하여야한다.

반도체 소자 중에 다이오드는 믹서(Schottky diodes), 가변감쇠기(PIN diodes), VCO(varactor diodes) 등등 RF/microwave 회로에 폭넓게 사용되어져왔다. 그럼에도 불구하고 몇몇의 다이오드는 생산업체에서 스파이스 모델을 제공하게 되나, 어떤 제품들은 그렇지가 못하다. 그러므로 회로 설계자는 비선형 회로 디자인과 시뮬레이션을 할 수 있는 비선형 모델을 얻는 방법을 찾아야만 한다.

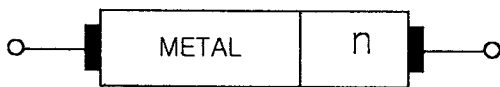
DC, RF 측정과 정확한 모델링을 위해서는 디바이스의 비선형 모델 파라미터를 추출하는 것이 요구된다. 파라미터를 추출하는 방법 중에 가장 빠른 방법은 생산업체의 Data sheet로부터 모델 파라미터를 얻는 것이나 생산업체의 Data sheet로 얻어지는 측정치는 모든 파라미터를 구하기에는 불충분하다.

본 논문에서는 DC측정으로 I-V curve를 구한 후 I-V curve의 기울기의 역수로 저항값을 도출하고, 기울기를 curve-fitting 시킨다. 외부소자는 바이어스에 독립적이므로 바이어스 한 점에서 구할 수 있다. 외부 소자와 내부 저항값을 구한 후, 바이어스를 변화시켜가며 S-parameter를 최적화하여 Cj를 구한다.

II. 소자 추출

(1) Schottky Diode

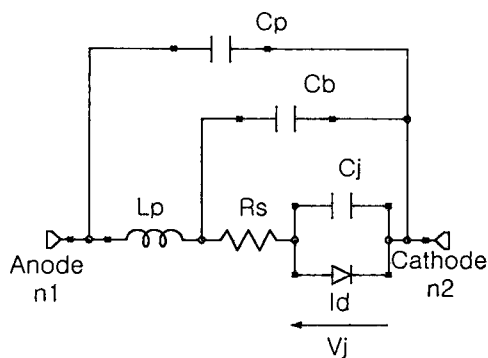
일반적인 다이오드는 낮은 주파수에서 순방향에서 역방향으로 바이어스가 변했을 때 쉽게 차단될 수 있다. 그러나 주파수가 증가하면 다이오드는 역방향의 반주기 동안 흐르는 큰 전류를 제한시킬 만큼 빨리 차단시킬 수 없는 점에 도달하게 된다.



<그림 1> Schottky diode

이 역방향 회복시간의 해결책은 쇼트키 다이오드를 사용하는 것이다. <그림1>에서 다이오드가 순방향으로 바이어스되면 n형 실리콘으로 도핑된 n층의 자유전자는 큰 에너지를 얻게 되어서 접합면을 통과해 금속으로 이동하게 되며 더 큰 순방향 전류를 생성시킨다. 그러나 금속은 정공을 가지고 있지 않기 때문에 전하축적과 역방향 회복시간이 존재하지 않는다[1].

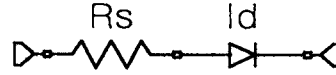
<그림2>는 Schottky 다이오드의 등가회로를 나타내며, 등가회로의 소자는 외부기생소자(Cp, Cb, Lp)와 내부소자(Rs, Cj, Id(Vj))로 나뉜다.



<그림 2> Schottky diode's equivalent circuit

(2) DC 측정

양단에 DC를 주면 <그림2>의 등가회로는 <그림3>과 같이 간단하게 된다.



<그림 3> Simplified diode

<그림3>에서 접합전류(Id)는 (식1)과 같이 지수함수로 나타낼 수 있다. <그림4>에 바이어스를 변화시켜가며 I-V곡선을 그렸으며, [표1]에 파라미터를 정리하였다.

$$I_d = I_s \cdot (e^{a \cdot V_j} - 1) - I_B \quad (\text{식1})$$

V_j : the applied voltage across the junction

I_s : the saturation current

I_B : the reverse breakdown current

$$a = \frac{q}{nkT} \quad (\text{식2})$$

n : the Ideality factor

q : the electron charge

k : the Boltzmann constant

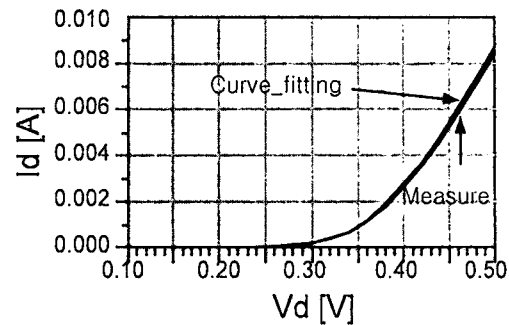
T_j : the junction temperature

$$I_B = \begin{cases} 0 & V_j \geq (1 + V_B) \\ J_B(1 + V_B - V_j)^E & V_j \leq (1 + V_B) \end{cases} \quad (\text{식3})$$

V_B : the reverse breakdown voltage

J_B : the breakdown saturation current

E : the power-law parameter of breakdown current



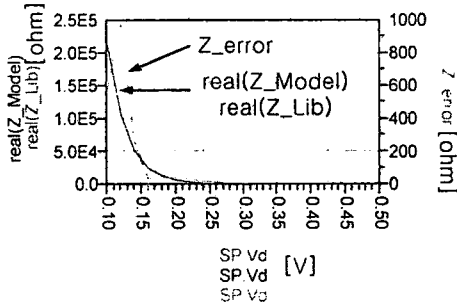
<그림 4> I-V curve

[표 1] 추출된 파라미터

I_s [nA]	n	R_s (Ω)
3.069251	1.048265	11.55002

여기서 Id를 DC로 해석하면 바이어스에 따라서 전류값이 바뀌는 전류원으로 볼 수 있다. AC로 해석하려면 임피던스를 보아야하기 때문에 I-V곡선의 기울기의 역수를 봐야한다. I-V곡선의 기울기의 역수는 저항을 나타낸다[2].

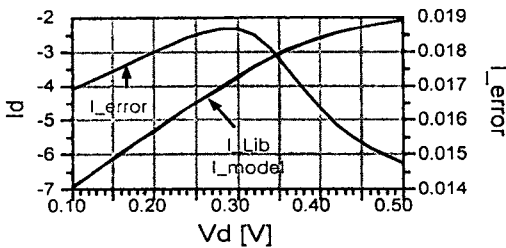
<그림4>에서 아래쪽의 곡선이 SIEMENS사의 BAS125 모델의 I-V곡선이며 위쪽의 곡선이 I-V곡선을 최적화한 것이다. <그림4>에서 바이어스가 3V 이상이 되면서부터 최적화된 곡선과 BAS125모델의 곡선과 약간의 차이가 나는 것을 볼 수 있다. 추출값과 실측값이 차이를 가지는 이유는 최적화 할 때 RF 해석을 위해서 임피던스 오차가 가장 크게 나는 범위의 바이어스에 맞추어서 최적화하였기 때문이다. <그림5>에서 입력임피던스와 오차를 나타내었다.



<그림 5> 입력 임피던스와 오차

<그림5>에서 바이어스에 따른 임피던스를 보면 바이어스 0.20V이하가 되었을 때부터 임피던스의 변화가 가장 큼을 알 수 있다. 그와 동시에 오차도 급격하게 늘어난다. 오차는 실측값과 추출값과의 차이에 절대값을 취해서 나타내었다.

위와 같이 바이어스가 낮을 때 오차가 많이 나는 관계로 I-V곡선을 최적화할 때 바이어스의 높은 쪽에 맞추어 최적화하기 보다는 오차가 많은 바이어스가 낮은 쪽에 맞추어 최적화하였다.



<그림 6> log-scale상의 I-V곡선과 오차

<그림6>은 I-V곡선의 미세한 변화를 보기 위해 log-scale로 나타내었다.

오차는 log-scale의 실측값과 추출값의 차이에 절대값으로 나타내었다.

(3) 외부 소자 추출

외부 소자(Cp, Cb, Lp)는 바이어스에 독립적이다. 그러므로 바이어스 한 점에서 외부 소자를 추출할 수 있다. 추출한 소자 값을 등가회로에 대입한다.

[표 2] 추출된 외부소자

Cp[tF]	Cb[tF]	Lp[nH]
0.559474	0.334893	2.72121

(4) Cj 추출

Cj는 바이어스에 종속적이므로 바이어스를 변화시켜가며 S-parameter를 curve-fitting 시킨다[3]. 모든 소자는 구해졌으므로, S-parameter를 curve-fitting함으로써 Cj를 구할 수 있다.

Cj는 SPICE2 모델로 다음과 같은 수식으로 나타낼 수 있다[4].

$$C_D = \begin{cases} (1) \tau_D \frac{dI_D}{dV_D} + C_j(0) \left(1 - \frac{V_D}{\Phi_0}\right)^{-m} \\ (2) \tau_D \frac{dI_D}{dV_D} + \frac{C_j(0)}{F_2} \left(F_3 + \frac{mV_D}{\Phi_0}\right) \end{cases} \quad \begin{cases} (1) \text{ for } V_D < FC \times \Phi_0 \\ (2) \text{ for } V_D \geq FC \times \Phi_0 \end{cases} \quad (\text{식4})$$

τ_D : Transit time

$C_j(0)$: Zero-bias junction capacitance

m : Grading coefficient

$$F_1 = \frac{\Phi_0}{1-m} [1 - (1-FC)^{1-m}] \quad (\text{식5})$$

$$F_2 = (1-FC)^{1+m} \quad (\text{식6})$$

$$F_3 = 1 - FC(1+m) \quad (\text{식7})$$

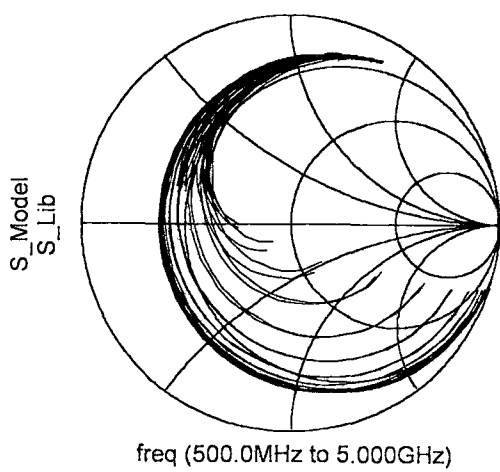
Φ_0 : Junction potential

FC : Coefficient for forward-bias depletion capacitance formula

(식4)에서 $\tau_D \frac{dI_D}{dV_D}$ 부분은 diffusion capacitance를 나타내며 뒷부분은 junction capacitance를 나타낸다. 본 연구에서는 두 개패시턴스를 모두 고려해 최적화시켰다.

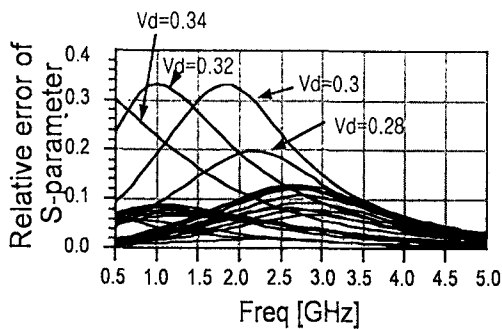
[표 3] 추출된 파라미터

τ_p [ns]	$C_j(0)$ [tF]	V_j [V]
0.124972	0.890946	0.690798
m	FC	Eg(energy gap)
0.3673644	0.5	0.69



<그림 7> 바이어스와 주파수에 따른 S11

<그림7>은 바이어스와 주파수들을 변화시켜가며 S-parameter를 curve-fitting 시킨 것이다.



<그림 8> 바이어스와 주파수에 따른 S-parameter의 오차

<그림8>은 바이어스와 주파수를 변화해가며 S-parameter의 오차를 표현하였다. 위의 오차는 실측값과 추출값의 차이를 실측값으로 나눈 후 절대값을 취했다.

III. 결 론

본 논문에서는 SIEMENS사의 BAS125 소자를 DC측정으로 I-V curve를 구한 후, I-V curve에서 RF신호를 고려하여 파라미터를 추출하는 과정으로 I-V curve의 기울기의 역수로 저항값을 도출하여, 기울기를 curve-fitting 시켰다. 그 결과를 보면 바이어스가 낮은 쪽에서 급격하게 저항값이 변하는 것을 볼 수 있었으며, 그 부분에서 오차도 크게 남을 알 수 있었다. DC적으로 I-V curve를 최적화시킨다면 RF적으로는 맞지 않을 수 있기 때문에 바이어스가 높은 지점에서 정확히 맞지는 않더라도 오차가 큰 바이어스가 낮은 점에서 정확한 추출을 하려고 노력하였다. 바이어스에 독립적인 외부소자는 입력 임피던스의 오차가 적은 부분의 바이어스 한 점을 골라 추출하였고, 바이어스에 종속적인 접합 캐패시터는 S-parameter를 fitting하여 추출하였다.

참 고 문 헌

- [1] Sze, S. M., *Physics of Semiconductor Devices*, second edition, New York: John Wiley & Sons, 1981.
- [2] White, Joseph F., *Microwave Semiconductor Engineering*, E. Orleans: J. F. White Publications, Inc., 1995.
- [3] 김영훈, 조동준, 최민수, 양승인, "바이어스에 따른 MESFET의 소신호 등가회로 파라미터 변화", *추계 마이크로파 및 전파학술대회 논문집*, pp69-72, 2000.
- [4] Giuseppe Massobrio and Paolo Antognetti, *Semiconductor Device Modeling with SPICE*, second edition, McGraw-Hill Inc., pp. 22-23, 1997.