

論文96-33A-6-20

전력용 AlGaAs/GaAs HBT의 제작과 소신호 등가 회로 추출에 관한 연구

(A Study on The Fabrication and The Extraction of Small Signal Equivalent Circuit of Power AlGaAs/GaAs HBTs)

李濟熙*, 禹孝昇*, 元太映*

(Jae Hee Lee, Hyo Seoung Woo, and Tae Young Won)

요 약

본 연구에서는 베이스 p형 불순물로 탄소(carbon)가 첨가된 AlGaAs/GaAs HBT를 제작, AC 및 DC 특성을 분석하였다. 또한 로드-풀 방법을 이용하여 전력 특성을 측정하고 시뮬레이션하였다. 추출된 S 파라미터를 이용하여 소신호 등가모델을 추출하였다. 소자 제작은 습식 식각과 전극 금속의 리프트오프 공정을 이용하여 수행하였으며, 금속간의 절연을 위해 낮은 유전율을 갖는 폴리이미드를 절연막으로 사용하였다. 에미터 크기가 $6 \times 14 \mu\text{m}^2$ 인 HBT는 0.5V의 오프셋 전압, 45의 전류이득, 10V의 BV_{CE0} 및 30GHz의 차단 주파수를 보였고, 전력이득은 13dBm, 효율은 27%를 얻었다. 측정된 소자의 S 파라미터셋으로 부터 소신호 등가모델을 추출하기 위해, 디임베딩(De-embedding)방법을 이용하여 기생성분을 제거하고, 회로 방정식을 이용하여 내부 소자의 등가모델 변수를 추출하였다.

Abstract

We report the experimental results on AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistors(HBTs) with carbon-doped base structure. To characterize the output power, load-pull method was employed. By characterizing the devices with HP8510C, we extracted the small-signal equivalent circuit. The HBTs were fabricated employing wet mesa etching and lift-off process of ohmic metals. The implementation of polyimide into the fabrication process was accomplished to obtain the lower dielectric constant resulting in significant reduction of interconnect routing capacitance. The fabricated HBTs with an emitter area of $6 \times 14 \mu\text{m}^2$ exhibited current gain of 45, BV_{CE0} of 10V, cut-off frequency of 30GHz and power gain of 13dBm. To extract the small signal equivalent circuit, the de-embedded method was applied for parasitic parameters and the calculation of circuit equations for intrinsic parameters.

I. 서 론

B-ISDN의 출현은 기존의 디지털 이동통신 기술, 개인휴대통신(PCN, PCS)기술, 및 위성통신 기술 등의

분야에 큰 영향을 미치게 되어 MESFET, HEMT, 그리고 HBT 등의 초고속 반도체 소자 기술에 대한 연구가 유럽 등 구미 선진국에서 활발하게 진행되고 있다.^[1] 특히 GaAs 이중접합 바이폴라 트랜지스터(HBTs)는 최근, 일본의 Fujitsu 연구소에서는 에미터 크기가 $2 \times 20 \mu\text{m}^2$ 이고 64개의 핑거(finger)를 갖는 HBT를 제작하여 $V_{CE,SAT}=80$ mV, DC전류이득=73, $BV_{CE0}=14$ V, $f_T=40$ GHz, $f_{max}=111$ GHz의 DC 및 RF 특성을 얻었다. 전력 특성 측정 결과 컬렉터 바이어스

* 正會員, 仁何大學校 工科大學 電子材料工學科
(Dept. of Elec. Materials & Devices Eng., Inha Univ.)

接受日字: 1995年4月27日, 수정완료일: 1996年5月3日

=3.5 V, 동작 주파수=1.5 GHz에서 34 dBm의 출력 전력 (P_{out})과 57.7 %의 전력 부가 효율(η_{add})의 특성을 얻었는데, 이는 개인 디지털 셀룰라 폰(PDC : Personal Digital Cellular phone)의 송수신기에 적용하여 사용 가능한 특성이다. 이 전력용 HBT 소자는 2.5 V처럼 낮은 바이어스에서도 31 dBm의 출력 전력을 얻을 수 있다. 또한, 독일의 Daimler-Benz 연구소에서는 GaInP/ GaAs를 이용하여 동작 주파수 10 GHz에서 9 W의 최대 출력 전력과 45 %의 전력 부가 효율을 갖는 X-Band용 power HBT를 제작하였다. 미국의 유수 업체에서는 최근 6~8GHz 밴드에서 38% 이상의 전력 효율(PAE)을, 8~14GHz 밴드에서는 40% 이상, 5~10GHz 밴드에서는 58% 이상의 전력효율을 보였고, X밴드에서 출력 전력이 12Watt 이상의 HBT 전력 증폭기 특성을 보였다^{[12]-[14]}. 이러한 괄목할 만한 성장으로 HBT는 높은 효율과 출력 전력 특성을 요하는 전력 증폭기로서 MESFET을 대체하는 차세대 전력 증폭기 소자로 주목된다.

본 연구에서는 에피 성장기술이 가장 성숙된 AlGaAs/GaAs 이중접합 구조와, p형 불순물로 안정된 전류 전압 특성을 보이는 Carbon이 첨가된 베이스 구조의 HBT를 제작, DC 및 AC 특성, 그리고 전력 특성을 고찰함으로써, 광대역 전력증폭기의 MMIC 제작을 위한 제반기술을 확보하고자 하였다. 또한 HP8510C Network Analyzer와 Cascade사의 Microtech Probe Station을 이용하여 소자의 고주파 특성을 분석, 디임베딩(De-embedding) 방법을 이용하여 기생성분을 추출, 회로 방정식을 이용하여 내부소자의 등가모델 변수를 추출하였다.^[15]

II. 소자 제작

본 연구에서 제작한 HBT의 에피구조는 표 1과 같다. 베이스의 기생 성분을 줄이기 위해 베이스의 불순물 농도를 $2 \times 10^{19} \text{cm}^{-3}$ 로 설계하였으며, 높은 베이스 농도에 의한 정공의 이동을 효과적으로 억제하기 위해 에미터의 Al 조성비를 30%로 선택하였다. 또한 항복 전압 특성을 향상시키기 위해, 컬렉터의 불순물 농도를 $5 \times 10^{16} \text{cm}^{-3}$ 으로 하고 두께를 $0.8 \mu\text{m}$ 로 설계하였다. 또한 베이스층의 확산 방지 및 신뢰성 향상을 위해 탄소(carbon) 도우핑된 베이스를 사용하였다. HBT의 공정 순서로 먼저 에피 성장된 웨이퍼에 에미터와 컬

렉터의 메사(MESA)구조를 형성하였다. 메사 형성은 비교적 안정된 식각 조건을 보이는 인산계 ($\text{H}_3\text{PO}_4:\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O}$)의 식각액을 이용하여 습식 식각하였다. 메사형성 후, 에미터와 컬렉터 전극을 위해 Ni/AuGe/Ni/Ti/Au 형태의 n형 금속을 증착하고, 390°C에서 20초간 어닐링 작업을 수행한 후, 베이스를 형성하고 AuZn/Au 형태의 p형 금속을 증착 하였다.^[16]

표 1. HBT의 에피 구조
Table 1. HBT epi layer structure.

n ⁺ GaAs	0.1 μm	5x10 ¹⁸
n Al _{0.3} Ga _{0.7} As	0.15 μm	5x10 ¹⁷
p GaAs	0.12 μm	2x10 ¹⁹
n GaAs	0.8 μm	5x10 ¹⁶
n ⁺ GaAs	0.5 μm	5x10 ¹⁸
S.I GaAs wafer		

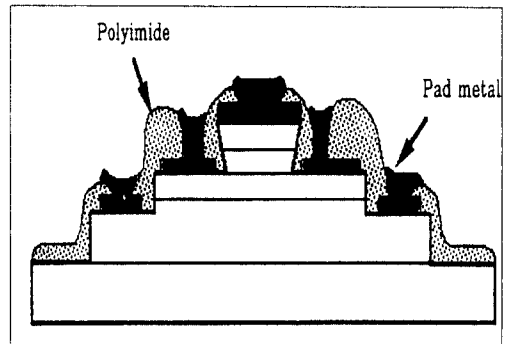


그림 1. 제작된 HBT의 단면도
Fig. 1. The cross section of fabricated HBT.

베이스 금속의 저항성 접촉을 위한 어닐링작업 후, 절연막을 증착하고 비아(via) 형성 및 패드 금속 증착 공정을 수행하였다. 폴리이미드는 일반적으로 사용되는 질화막보다 유전상수 값이 작고, 손쉽게 두꺼운 절연막을 형성할 수 있는 장점을 지니므로 본 실험에서는 폴리이미드를 이용하여 절연막을 형성하였다.^[17] 폴리이미드 절연막은 스핀 코팅을 이용하여 증착하고, 200°C에서 30분간 열처리하여 제작하였고 이때 얻어진 막의 두께는 $1.4 \mu\text{m}$ 이고 유전율은 4.1을 보였다. O_2 를 이용한 RIE 식각을 통해 폴리이미드를 식각하여 비아를 형성하였다. 이때 식각되는 경사도에 따라 비아 형성 이후 증착되는 패드 금속의 스텝 커버리지(Step coverage) 문제가 발생하므로, 45°의 식각 경사도를

갖도록 RIE 조건을 최적화 하였다. 또한 패드 금속의 조성비(Ti/Au)를 변화시켜 폴리이미드와 패드 금속간의 접착특성(Adhesion)을 개선하였다. 제작된 HBT의 단면도를 그림 1에 도시하였다.

III. 측정 및 특성분석

본 연구에서 제작된 HBT소자의 특성은 베이스 저항에 매우 큰 의존성을 보이는 것을 알 수 있었다. 그림 2에 소자의 Gummel 특성을 도시하였다. 베이스 비저항 값(r_b)이 $1 \times 10^{-5} \Omega/\text{cm}^2$ 일 때(G1), 비저항 값이 $1 \times 10^{-4} \Omega/\text{cm}^2$ 일 때(G2)에 비해서 60배 이상의 전류 증가를 보였다. 또한 베이스 저항은 주파수 특성에도 큰 의존성을 보인다. 차단주파수는 베이스 저항에 반비례 특성을 보여, 본 연구에서 제작된 소자는 베이스 저항의 변화에 의해 20GHz (G2)에서 30GHz (G1)으로 차단주파수(f_T)가 증가함을 보였고 최대 진동주파수(f_{max})는 7에서 17GHz로 증가되었다. Gummel 곡선에서 볼 수 있듯이 본 연구에서 제작된 HBT는 베이스 재결합(base recombination) 전류가 낮아, 컬렉터 전류가 수 μA 에서 수십mA 구간에서 전류이득이 매우 선형적인 특성을 보였으며, 에미터 크기가 $6 \times 14 \mu\text{m}^2$ 인 HBT의 경우 최대 전류이득은 45, $12 \times 24 \mu\text{m}^2$ 의 경우 87, $20 \times 28 \mu\text{m}^2$ 인 경우 102를 얻었다.

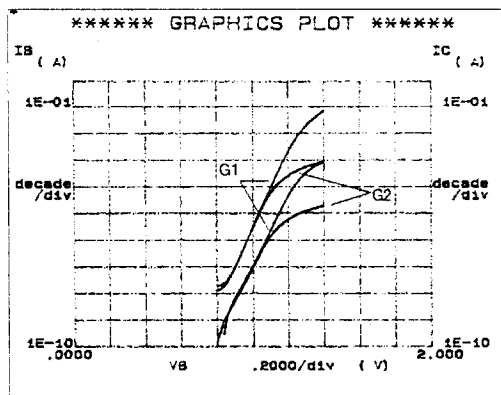


그림 2. 베이스 저항의 변화에 의한 소자 특성의 변화. (G1 : $r_b = 1 \times 10^{-5} \Omega/\text{cm}^2$, G2 : $r_b = 1 \times 10^{-4} \Omega/\text{cm}^2$)
 Fig. 2. The variation of Gummel characteristics caused by base resistance.(G1 : $r_b = 1 \times 10^{-5} \Omega/\text{cm}^2$, G2 : $r_b = 1 \times 10^{-4} \Omega/\text{cm}^2$)

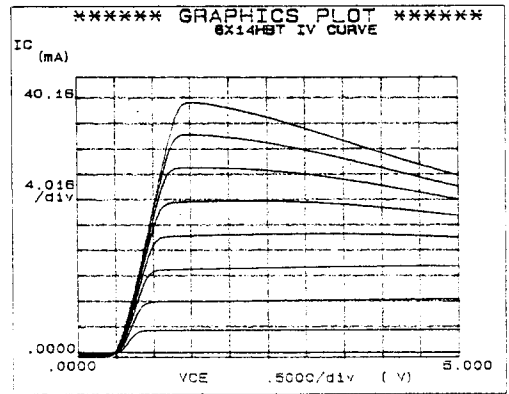


그림 3. 에미터크기가 $6 \times 14 \mu\text{m}^2$ 인 HBT소자의 DC 전류-전압 특성
 Fig. 3. I-V curve of the fabricated HBT with emitter size of $6 \times 14 \mu\text{m}^2$.

컬렉터-에미터 전류전압 특성곡선을 그림 3에 도시하였다. $6 \times 14 \mu\text{m}^2$ 의 에미터 크기를 갖는 소자의 컬렉터-에미터 오프셋 전압은 0.5V을 보였으며, 이는 컬렉터-베이스 접합과 에미터-베이스 접합간의 턴온(turn on) 전압차에 기인한 것으로, 베이스 컬렉터 접합 특성은 컬렉터 불순물 농도가 낮고 두꺼워 에미터-베이스 접합에 비해 턴온(turn on) 전압이 높은 것에 기인한다. 얼리(Early) 전압은 360V를 보였다. 이는 소자의 높은 베이스 농도 때문이며, 따라서 베이스폭 변조(base width modulation)효과가 감소된다. 항복전압은 10V를 얻었다. HP8510C Network Analyzer를 이용하여 소자의 RF 특성을 측정하였다. 에미터 크기가 $6 \times 14 \mu\text{m}^2$ 인 HBT의 컬렉터 전류밀도가 $6 \times 10^4 \text{ A}/\text{cm}^2$ 일때 S-파라미터를 추출하여 AC 전류이득(H_{21})과 최대 유효 전력이득(MAG)을 그림 4에 도시하였다. 상기 소자로부터 f_T (차단주파수)는 30GHz, f_{max} (최대 공진 주파수)는 17GHz를 얻었다. 10GHz에서 AC전류이득은 7dB, MAG는 3.5dB를 얻었다. 제작된 소자의 최대 진동 주파수는 차단주파수에 비해 낮은 값을 보였다. 최대 진동주파수는 베이스 저항과 베이스와 컬렉터간의 커패시턴스에 의존성을 보인다. 본 연구에서 제작된 소자는 자기정렬(self-aligned) 형태가 아니므로, 에미터와 베이스간의 기리가 상대적으로 멀어 베이스에서의 저항성분과 베이스 재결합이 최대 진동주파수의 감소에 많은 영향을 미쳤을 것으로 생각된다.

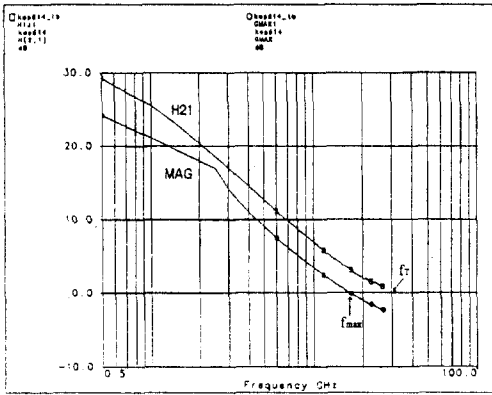


그림 4. $J_c=6 \times 10^4 \text{A/cm}^2$ 에서 $|h_{21}|$ 및 MAG의 동작 주파수 의존성. ($f_t=30\text{GHz}$, $f_{max}=17\text{GHz}$)

Fig. 4. The operating frequency dependence of h_{21} and MAG at $J_c = 6 \times 10^4 \text{A/cm}^2$. ($f_t=30\text{GHz}$, $f_{max}=17\text{GHz}$)

제작된 HBT 소자의 전력측정을 위해 로드-풀 방법을 이용하였다^{[18], [19]}. 로드-풀 방법을 위해 입력단과 출력단에 각각 튜너를 설치하였고, 반사 전력의 제거를 위해 Isolator를 설치하였다. 입력단의 Sweep Generator를 사용하여 전력을 증가시키며, 출력되는 전력을 파워미터로 측정하였다. 먼저 50Ohm 정합상태로 시스템을 셋업한 후 튜너를 조절하여 출력단과 입력단을 부정합(mismatch)시키며 출력 특성을 측정하였다. $Z_L = 47.37 + j20.05 \text{ Ohm}$ 일때 최대 전력이 측정되었으며, 출력 특성을 그림 5에 도시하였다.

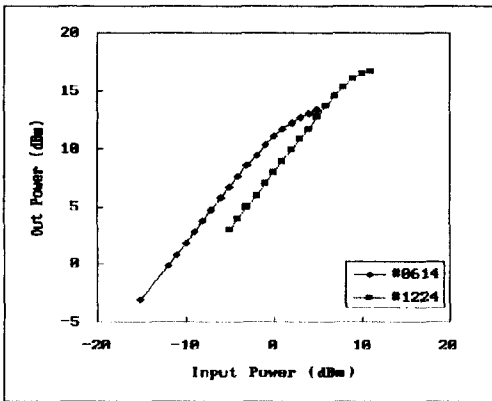


그림 5. 제작된 HBT의 출력 전력 측정 결과. ($6 \times 14 \mu\text{m}^2$ 소자의 P_{1dB} 는 13 dBm, $12 \times 24 \mu\text{m}^2$ 소자의 P_{1dB} 는 16dBm)

Fig.5. The output power characteristics of HBT. (P_{1dB} of $6 \times 14 \mu\text{m}^2$ emitter size is 13 dBm, P_{1dB} of $12 \times 24 \mu\text{m}^2$ emitter size is 16dBm)

2.4GHz에서 수행한 최대 출력은 #0614의 경우 13dBm, #1224는 16dBm을 얻었으며, 효율(Power added efficiency)은 각각 27, 23%를 얻었다. 로드-풀 방법을 이용하여 등전력 곡선을 시뮬레이션하여 그림 6에 도시하였다. 입력 출력이 1dBm일때, 로드-풀 방법을 이용하여 최대 13dBm의 출력을 얻을 수 있었다. 시뮬레이션 결과는 그림 5에 도시한 측정 결과와 잘일치함을 알 수 있었다. 표 2에 측정된 소자의 특성을 도시한 바와 같이 소자 크기가 작아질수록 DC 이득은 감소하지만, 전력이득 및 효율은 증가함을 보인다.

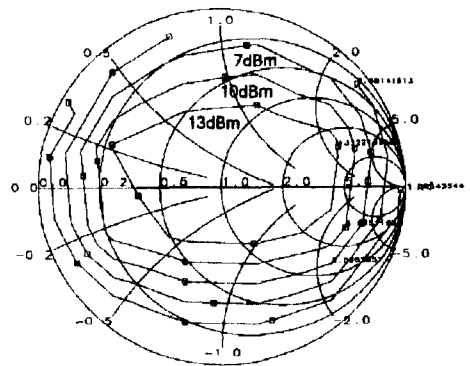


그림 6. 로드-풀 방법을 이용한 HBT 소자의 출력 특성 시뮬레이션

Fig. 6. The load-pull simulation of output power characteristic of fabricated HBT.

표 2. 제작된 HBT소자의 전력 특성

Table 2. Power characteristic of fabricated HBT.

Emitter Size (μm^2)	20 x 28	12 x 24	6 x 14
DC Gain	102	80	40
Power Gain (dB)		7	10
G_{max} (dB)		8	12
$P_{out}(P_{1dB})$ (dBm)		16	13
Power (mW)		40	20
PAE (%)		23	27

IV. 소신호 등가모델 추출

측정된 S-파라미터를 이용하여 소신호 등가모델을 추출하였다. 소신호 등가모델을 위해 사용된 소자는 본 연구진이 제작한 #1224HBT를 사용했으며, 웨이퍼 상태로 측정된 S-파라미터에는 측정을 위해 만들어진 패

드와 소자를 연결시키기 위한 배선의 기생성분이 포함된다. 따라서 이를 제거하기 위해 내부소자(DUT)가 없는 테스트 패턴(test pattern: Open, Short, Thru)의 S-파라미터를 추출하여 기생성분을 구하는 De-embedded 방법을 사용하였다.^[10] 기생성분중 병렬성분인 커패시터(C_{pbc} , C_{pce} , C_{pbc})는 개방된 테스트 패턴(Open)의 측정된 S-파라미터를 Y-파라미터로 변환하여 구하였고 직렬성분인 인덕턴스(L_{pb} , L_{pc} , L_{pe})와 저항(R_{pb} , R_{pc} , R_{pe})는 단락된 테스트 패턴(Short)과 연결된 테스트 패턴(Thru)로부터 측정된 S-파라미터를 Y-파라미터로 변환한 후, 식(1), (2), 그리고 (3)으로부터 얻어진 식(4), (5), 그리고 식(6)을 이용하여 기생성분의 직렬임피던스 성분을 구하였다.

$$Z_1 + Z_3 = \frac{1}{G_{1,short1}} = \frac{1}{Y_{11,short1} + Y_{12,short1}} = S_1 \quad (1)$$

$$Z_2 + Z_3 = \frac{1}{G_{2,short2}} = \frac{1}{Y_{22,short2} + Y_{12,short2}} = S_2 \quad (2)$$

$$Z_1 + Z_2 = \frac{1}{G_{3,thru}} = -\frac{1}{Y_{12,thru}} = T \quad (3)$$

$$Z_1 = \frac{1}{2} [S_1 - S_2 + T] \quad (4)$$

$$Z_2 = \frac{1}{2} [-S_1 + S_2 + T] \quad (5)$$

$$Z_3 = \frac{1}{2} [S_1 + S_2 - T] \quad (6)$$

패드와 소자를 연결하는 배선으로 인한 기생성분을 모델링하기 위해 계산된 병렬기생 커패시터와 직렬 기생 인덕턴스, 저항의 값은 $C_{pbc}=15.9\text{fF}$, $C_{pce}=15.9\text{fF}$, $C_{pbc}=1.98\text{fF}$, $L_{pb}=13.8\text{pH}$, $L_{pc}=13.6\text{pH}$, $L_{pe}=7.9\text{pH}$, $R_{pb}=0.45\Omega$, $R_{pc}=0.5\Omega$, $R_{pe}=0.1\Omega$ 이며, $450\text{MHz} \sim 16.5\text{GHz}$ 의 주파수 대역에서 $2\pi fL$ 그리고 $2\pi fC$ 에 대한 Z-파라미터의 선형적인 특성은 위 방식을 이용한 기생성분의 모델링이 적당함을 증명 해준다.

웨이퍼 상태에서 측정된 S-파라미터에서 기생성분을 제거하여 실제 소자의 S-파라미터를 구하였다. 그림 7은 본 연구에서 사용되어진 HBT의 하이브리드- π 등가회로를 보여준다. 본 등가회로에서는 RF 패드의 기생성분을 포함하고 있으며, R_b 는 베이스 저항, R_c 는 컬렉터 저항, R_e 는 에미터 저항, C_π 는 베이스-에미터 커패시터, R_π 는 베이스-에미터 저항, R_o 는 컬렉터 출력 저항, C_μ 는 베이스-컬렉터 커패시터, 그리고 g_m 은 복소 트랜스 컨덕턴스(transconductance)를 나타낸다. 각 단자의 직렬저항(R_b , R_c , R_e)는 실제소자의 S-파라미터를 변환하여 얻어진 Z, Y-파라미터를 이용한

여 식(7), (8), 및 식(9)로부터 구해진다.^{[11],[12]}

$$R_c = Re(Z_{22} - Z_{12}) \quad (7)$$

$$\frac{1}{|Y_{21}|} \text{ lowfrequency} = \frac{\eta V_T}{I_c} + R_e \quad (8)$$

$$R_b = Re\left(\frac{1}{Y_{11}}\right) - R_e - \frac{Re\left(\frac{Y_{21}}{Y_{11}}\right)}{Im\left(\frac{Y_{21}}{Y_{11}}\right)} \quad (9)$$

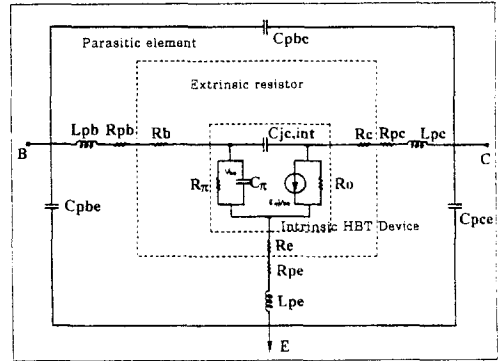


그림 7. 직접 추출법을 위해 사용된 하이브리드- π 등가회로
Fig. 7. The hybrid- π equivalent circuit for direct extraction method.

DUT의 Z-파라미터에서 위 식으로 계산한 직렬 저항 값을 제거하여, 내부소자의 Z-파라미터를 구하였다. 내부소자의 등가 모델 변수는 내부소자의 Y-파라미터와 등가회로의 소자들을 회로망 이론에 따라 식(10)~(13)과 같이 표현하였다.

$$Z_\pi = \frac{1}{(Y_{11} + Y_{12})} \quad (10)$$

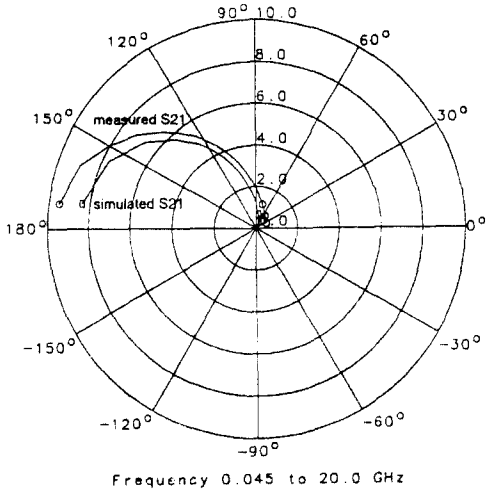
$$Z_\pi = -\frac{1}{(Y_{12})} \quad (11)$$

$$R_o = \frac{1}{(Y_{22} + Y_{12})} \quad (12)$$

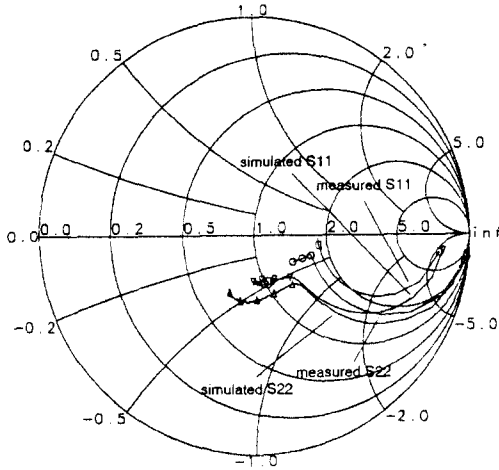
$$g_m = Y_{21} - Y_{12} \quad (13)$$

위 식으로부터 계산된 $12 \times 24 \mu\text{m}^2$ 의 에미터 크기를 갖는 소자 ($I_c = 10\text{mA}$, $V_{ce} = 3\text{V}$)의 등가모델 파라미터는 표 2와 같다. 또한 그림 8은 최적화(fitting)을 수행하지 않은 직접 추출된 파라미터만을 갖는 등가회로의 S-파라미터와 측정된 S-파라미터를 비교하며, 측정치와 동일한 경향을 보여주고 있다. 본 연구에서 추출된 모델 파라미터는 저주파 하이브리드- π 등가모델

을 근간으로 하고 있으며, 고주파 특성을 지원할 수 있는 베이스 분포저항(R_{bb})과, 베이스-컬렉터 커패시터(C_{bc})가 포함된 고주파 하이브리드 π 모델의 최적화 초기 치로 사용되어 그림 9에 도시한 결과와 같이 측정치와 시뮬레이션 결과가 잘 일치하는 결과를 보였다.



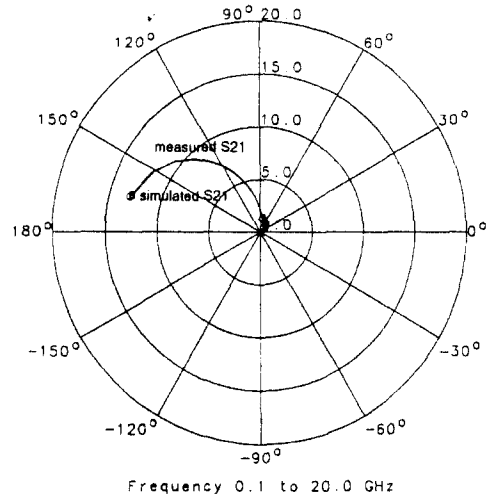
(a)



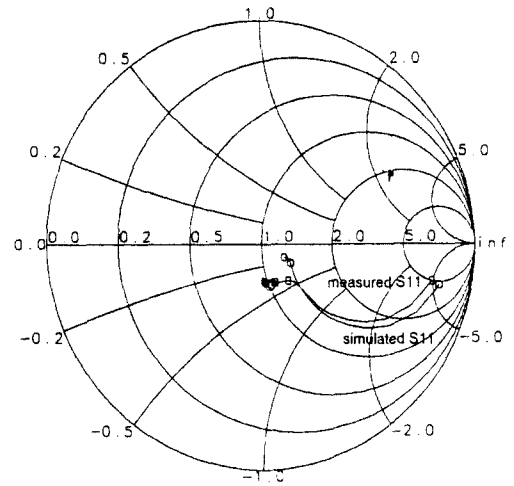
(b)

그림 8. 직접추출법에 의해 모델 되어진 S-파라미터와 측정된 S-파라미터의 비교 : (a) 측정된 S_{21} 과 모델 되어진 S_{21} , (b) 측정된 S_{11} , S_{22} 과 모델 되어진 S_{11}, S_{22} 의 비교

Fig. 8. The comparison between the modeled S-parameter using direct extraction and measured S-parameter (a) measured S_{21} (\circ) and modeled S_{21} (\square), (b) measured S_{11} (∇), S_{22} (\triangle) and modeled S_{11} (\square), S_{22} (\circ).



(a)



(b)

그림 9. 베이스 분포저항과 베이스-컬렉터 커패시터가 포함된 고주파 하이브리드- π 모델 결과 : (a) 측정된 S_{21} 과 모델 되어진 S_{21} , (b) 측정된 S_{11} , S_{22} 과 모델 되어진 S_{11}, S_{22} 의 비교

Fig. 9. The simulation results of high frequency hybrid π model included R_{bb} and C_{bc} : (a) measured S_{21} and modeled S_{21} , (b) measured S_{11} and modeled S_{11} .

V. 결론

탄소(carbon)가 베이스 불순물로 첨가된 AlGaAs/GaAs HBT를 제작하였다. 각 전극간에 절연막에 의한 기생 축전용량을 줄이기 위해 낮은 유전율을 갖는 폴리이미드를 절연막으로 사용하였다. 제작된 HBT는

에미터 크기가 $6 \times 14 \mu\text{m}^2$ 일때 컬렉터 전류가 수 μA 에서 수십 mA 구간에서, 전류이득이 매우 선형적인 특성을 보이며 최대 전류이득은 42를 얻었다. 항복전압은 10V를 얻어 매우 안정된 동작 특성을 보였다. 또한 차단주파수는 30GHz를 얻었고 최대 진동주파수는 17GHz를 얻었다. 차단주파수에 비해 최대 진동주파수는 비교적 낮은 값을 보이는데, 이것은 베이스에서의 높은 저항값에 기인하는 것으로, 자기 정렬구조와 베이스 저항 특성의 개선이 매우 중요한 것으로 판단된다. 전력특성을 로드-풀 방식으로 추출하여 $Z_L = 47.37 + j20.05 \Omega$ 일때 최대 전력이 측정되었다. #0614의 경우 최대 출력은 13dBm, #1224는 16dBm을 얻었으며, 효율(Power added efficiency)은 각각 27, 23%를 얻었다. 측정된 S-파라미터로부터 소신호 등가모델을 구하기 위해 디임베딩(De-embedding)방법을 사용하여 기생성분을 제거하였고, 회로 방정식을 풀어서 내부소자의 변수값을 계산하였다. 계산된 값을 측정값과 비교한 결과가 매우 잘 일치함을 보였다.

표 3. 추출된 내부소자 등가모델 파라미터
Table 3. The extracted equivalent circuit parameter.

C_{pbe}	15.9 fF	R_{pe}	0.1 Ω
C_{pce}	15.9 fF	R_e	4.4 Ω
C_{pbc}	1.98 fF	R_b	85.8 Ω
L_{pb}	13.8 pH	R_c	49 Ω
L_{pc}	13.6 pH	R_r	343 Ω
L_{pe}	7.90 pH	C_r	1.7 pF
R_{pb}	0.45 Ω	C_u	299 fF
R_{pc}	0.5 Ω	g_{mo}	190 mS

※ 본 연구는 인하대학교 자체연구비, 국방과학연구소 한국과학재단, 및 학술진흥재단 반도체 공동연구소 연구사업에 의하여 지원되었음.

참 고 문 헌

[1] 변상기, 박인식, 민정동, "10Gbps급 고속 IC의 기술 동향 및 국내현황," 전자공학회지, 제22권 제2호, pp.24-35, 1995년 2월
[2] M. Salib, et al., "A 1.8W, 6-18 GHz HBT MMIC Power Amplifier with 10 dB Gain and 37% Peak Power Added Efficiency,"

IEEE Microwave and Guided Wave Lett., Vol. 3, No. 9, September 1993, pp. 325-326.
[3] F. Ali, et al., "A 25 Ohm, 2W, 8-14 GHz HBT Power MMIC with 20 dB Gain and 40% Power-Added Efficiency," 1994 IEEE Microwave and Millimeter-wave Monolithic Circuits Symposium Digest, May 1994, pp. 113-115.
[4] M. Khatibzadeh, et al., "12W Monolithic X-band HBT Power Amplifier," IEEE 1992 Microwave and Millimeter-wave Monolithic Circuits Symposium Digest, June 1992, pp. 47-50.
[5] 김병성, 남상욱, "HEMT 기생소자의 새로운 추출법," 1994년도 춘계 마이크로파 및 전파전파 연구회 학술발표회 논문집, 제17권, 제1호, pp.117-120, 1994년 5월 21일
[6] T. Won and H. Morkoc, "Heterojunction bipolar transistors for millimeter wave and optoelectronic applications," 1988 IEEE Princeton Section Sarnoff Symposium, Sep. 30, 1988.
[7] A. S. Bhansali, V. Murali, L. McVay, and R. Shukla, "An advanced multilevel interconnect scheme utilizing polyimide as an ILD," 1992 VMIC Conference, pp.44-50, June 9-10 1992.
[8] Fazal Ali, Aditya Gupta "HEMTs and HBTs" 1991 Artech House, pp. 224-234.
[9] P. Bouysse, et al., "A Novel, Accurate Load-Pull Setup Allowing the Characterization of Highly Mismatched Power Transistors," IEEE Trans. MTT., Vol. 42, No. 42, February, 1994, pp. 327-332.
[10] D. Costa et al, "A new direct method for determining the heterojunction bipolar transistor equivalent circuit model," BCTM, p.118 1990.
[11] Der woei Wu, D.L. Miller "Unique Determination of AlGaAs/GaAs HBT's Small-Signal Equivalent Circuit Parameters" GaAs IC Symposium 1993, pp. 259-262.
[12] Fazal Ali, Aditya Gupta "HEMTs and HBTs" 1991 Artech House, pp. 224-234

저 자 소 개



李 濟 熙(正會員)

1968년 10월 5일생. 1992년 인하대학교 응용물리학과(공학사). 1994년 인하대학교 전자재료공학과(공학석사). 1994~현재 인하대학교 전자재료공학과 박사과정. 주관심분야는 반도체 소자, 공정

물리, 시뮬레이션 등임



禹 孝 昇(正會員)

1968년 10월 25일생. 1993년 인하대학교 전자재료공학과(공학사). 1995년 인하대학교 전자재료공학과(공학석사). 현재 한국 휴렛팩커드 계측기 사업부/기술지원부 근무. 주관심분야는 반도체 소자

모델링, 고주파 회로 설계 등임



元 太 映(正會員)

1959년 2월 21일생. 1981년 서울대학교 전자공학과(공학사). 1983년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사). 1989년 미국 University of Illinois at Urbana-Champaign 전자공학과

(공학박사). 1989년~1990년 미국 State University of New York 조교수. 1990년~1991년 삼성전자(주) 수석연구원. 1991년~현재 인하대학교 공과대학 전자재료공학과 부교수. 주관심분야는 반도체 소자 및 공정 등임