

바이폴라 트랜지스터 소신호 변수의 결정 및 특성에 관한 연구

(Characterization and Determination of Small Signal Parameters of Bipolar Transistors)

裴 東 健*, 鄭 相 九*, 崔 然 益*, 曹 永 哲*

(Dong Gun Bae, Sang Koo Chung, Yearn Ik Choi, and Young Cheul Cho)

要 約

에미터폭을 달리한 2가지 NPN트랜지스터를 설계, 제작하여 에미터폭이 트랜지스터의 소신호 파라미터에 미치는 효과를 측정하고 그 결과에 대하여 논의하였다. 이때 소자의 단자 외부에서 직렬로 연결한 저항값의 함수로서 입력 임피던스를 측정하여 전류이득이 큰 바이폴라 트랜지스터의 차단 주파수와 내부 정전용량 및 전류 증폭도를 결정하는 새로운 교류 측정방법을 제안하였다. 한편 베이스 저항 측정에서는 베이스-콜렉터간의 역 바이어스 전압에 의한 베이스-에미터 접속의 전류-전압특성 변화를 측정하여 역 바이어스 전압에 의한 활성층 베이스 저항의 변화를 논의하였다.

Abstract

NPN Si bipolar transistors with two different emitter widths are designed and fabricated. The effects of the emitter width on the small signal parameters of BJTs are measured and discussed. A new ac method for determining the current gain, the cutoff frequency and the internal capacitances from the input impedance circle characteristics as a function of the varied external series resistances is presented. This method allows an accurate characterization of bipolar transistors with high current gain. The variation of the I-V curves of the emitter junction with the reverse collector junction voltages is discussed from the changes in the intrinsic base resistances.

I. 서 론

반도체 제조기술의 향상으로 소자의 크기와 접합

깊이 등이 감소하여 트랜지스터의 동작 주파수 한계는 점점 높아지고 있다. 이러한 고주파 트랜지스터를 모델링하거나 회로설계 등에 응용하기 위해서는 고주파 영역에서의 정확한 소신호 변수를 추출해야 한다. 그러나 높은 주파수에서의 측정이 어려운 점과 트랜지스터 각 단자의 기생직렬저항의 복잡한 효과 등으로 인하여 정확한 파라미터를 측정하는 것이 어려운 일이며 이를 위해 s파라미터 측정, noise 측정, 입력 임피던스 측정 등 다양한 측정방법이 제

*正會員, 亞洲大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Ajou Univ.)

接受日字: 1989年 7月 10日

(※ 이 연구는 1986~1988년도 문교부 자유과제 학술연구 조성비에 의하여 연구되었음.)

안되었다.¹⁾ s 파라미터 측정 방법은 비교적 정확하고 쉬운 방법이 될 수 있으나 낮은 주파수에서의 측정은 할 수 없고, 낮은 전류 영역에서는 감도가 좋지 않으며 측정 장비가 매우 고가라는 점이 제한요소가 되고 있다. 한편 입력 임피던스 측정법은 IV 절에서 논의한 것처럼 소자의 전류이득이 클 경우에는 적용하기 어려운 결점이 있다.

트랜지스터 각 단자의 기생 직렬저항은 이상적인 특성에서 벗어나게 할 뿐만 아니라 동작속도등 소자의 성능을 저해하는 요인이 된다. 특히 베이스 저항은 베이스에서의 신호를 감쇄시키고 잡음지수를 증가시키며 전류밀집효과를 일으키는 등 TR 특성에 좋지 않게 적용한다. 이 직렬저항을 측정하기 위하여 DC기법^{2,3)} AC기법⁴⁾ 입력임피던스 기법⁵⁾ 등이 개발되어 왔다.

본 논문에서는 에미터 폭이 다른 두가지 바이폴라 트랜지스터(BJT)를 열 확산법으로 제작하여 에미터 폭이 BJT의 특성에 미치는 효과를 비교 조사하였다. 또 제작된 소자의 이득특성, 차단 주파수 및 내부 정전용량은 소자의 단자 외부에 직렬로 연결한 저항의 함수로 입력 임피던스를 측정하여 결정하는 새로운 ac 측정법을 제안하였으며, 종래의 입력 임피던스 측정법과는 달리 전류이득이 큰 소자에서도 정확하게 적용됨을 실험으로 보였다. 한편 소자의 내부 직렬저항 성분은 dc 측정법을 사용하여 결정하였다. 그러나 베이스 전류의 주입계수가 1이 아닌 일반적인 경우를 기준 영역으로 택하므로써 주입계수가 1인 이상적인 베이스전류 영역이 I-V 특성에 나타나지 않는 소자, 즉 재결합 전류성분이 큰 소자의 직렬저항도 결정할 수 있도록 하였으며, 그 결과는 종래의 방법에 의한 직렬저항값과 거의 동일하게 결정됨을 실험으로 보였다. 마지막으로 콜렉터 역방향 전압에 따른 에미터 접합에서의 I-V 특성변화를 측정하고 이의 물리적 의미를 베이스 분산저항 성분 가운데 활성층 저항의 변화로부터 정성적으로 논의하였다.

II. 소자제작

트랜지스터의 전류 공급 능력은 에미터 주변 길이에 비례하고 베이스저항은 에미터폭에 비례하며 차단주파수는 에미터면적에 반비례하는 관계를 갖는다. 본 연구에서는 에미터 폭에 따른 특성 변화를 고찰하기 위하여 에미터 폭을 달리하여 제작하였다. 그림 1은 제작된 트랜지스터의 설계도면이며 각 영역의 길이는 표 1에 나타내었다.

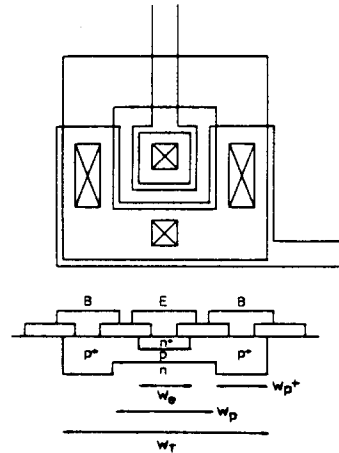


그림 1. 제작된 트랜지스터의 설계도면
Fig. 1. Geometry of the fabricated transistors.

표 1. 제작된 트랜지스터의 각 영역의 길이(단위 μm)

Table 1. Dimensions of the test transistors (unit: μm).

TR	Emitter			Base		
	We	contact	Wp	Wp+	Wtau	contact
S1	20	10x10	60	40	140	20x20x1 20x45x2
S2	40	20x20	80	40	160	20x20x1 20x50x2

소자를 제작하기 위해 비저항이 $0.015\Omega\text{-cm}$ 인 n^+ 기판 위에 비저항이 $4.41 \pm 0.15 \Omega\text{-cm}$ 이고 두께 $6.7 \mu\text{m}$ 인 $\langle 111 \rangle$ 방향의 Si wafer를 사용하였다. p^+ 영역은 BN-1100 Solid Source를 사용하여 1050°C 에서 20분간 선확산(predeposition) 한 후 1000°C 에서 45분간 후확산(drive in)하여 형성시켰다. 이는 비활성 베이스 영역의 오염성 저항을 감소시키고 베이스 콜렉터접합의 항복전압이 낮아지는 것을 막기 위한 것이다. 베이스영역은 BN-975 Solid Source를 사용하여 900°C 에서 40분간 선확산 한 후 1000°C 에서 50분간 후확산하였고 에미터 영역은 PH-1000 Solid Source를 사용하여 900°C 에서 50분간 선확산한 후 1000°C 에서 60분간 후확산하여 형성시켰다.

제작된 TR의 불순물농도분포는 ASR (automatic spreading resistance) 측정 방법으로 측정하였다. 그림 2는 ASR 측정결과이며 에미터 깊이는 약 $1.4\mu\text{m}$, 베이스 두께는 약 $0.45\mu\text{m}$ 로 측정되었다.

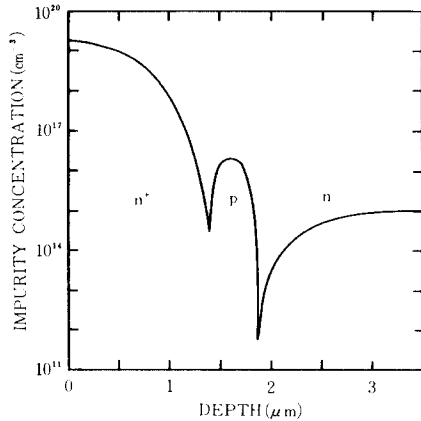


그림 2. ASR 방법으로 측정된 불순물 농도분포
Fig. 2. Impurity profile measured by ASR.

제작된 소자의 전류이득은 $V_{CE} = 20V$ 에서 측정하였다. h_{FE} 가 최대가 되는 I_C 값 및 h_{FE} 최대값은 소자 S1에서 약 1.5mA, 600, S2에서 5mA, 900이며, 항복전압은 $BV_{CE0} = 32V$, $BV_{CBO} = 90V$ 로 제작된 모든 TR에서 거의 균일하게 측정되었다. 두 TR은 동일한 제조과정을 거쳤으므로 전류 이득이 동일하리라 기대되지만 측정 결과 약 1.5배의 차이를 가졌다.

이는 그림 2에서 보듯이 에미터 접합깊이가 $1.4\mu m$ 로 비교적 깊어서 에미터 폭이 작을수록 에미터전류의 수평방향 주입성분비가 커지기 때문에 이득이감소하는 것이다.

III. 트랜지스터 고주파 등가회로

그림3(a)에 planar 공정으로 제작된 n⁺매몰층(duried layer)을 갖는 npn트랜지스터의 단면도를 나타내었다. 여기서 C_x, C_y, C_z 는 금속접촉 및 외부도선 사이에서 나타나는 정전용량 값이며 C_{jc}, C_{μ}, C_{je} 들은 베이스저항을 따라 분포하는 정전용량 값이다. C_x, C_y, C_z 는 잘 설계된 트랜지스터의 경우 무시할 수 있을만큼 작은 값으로 나타나며, C_{jc}, C_{μ}, C_{je} 들은 분산효과(distribution effect)가 나타나지 않는 주파수 영역에서는 집중소자(lumped element)로 나타낼 수 있으므로 그림3(b)와 같은 소신호 등가회로를 얻을 수 있다. 여기서 g_m 은 트랜지스터의 전달콘덕턴스(transconductance)이며, $R_{\pi} = \beta / g_m$ 으로서 β 는 전류증폭도이다. C_{π} 는 에미터-베이스간 접합의 공핍층 정전용량 C_{jc} 와 확산 정전용량 C_d 의 합이다. 한편 C_{μ} 는 역방향 바이어스된 베이스-콜렉터 공핍층 정전용량이

며 C_{je} 는 불활성 베이스 영역(inactive base region)과 콜렉터 사이의 공핍층 정전용량이다. 또한 R_b 는 활성베이스 영역(active base region)의 전압 강하를 나타내는 베이스 분산저항 R_{b2} 와 불활성 베이스 영역의 오유성 저항(ohmic resistance) 및 접촉저항(contact resistance)인 R_{b1} 의 합이다. 그리고 R_c 와 R_e 는 콜렉터 및 에미터의 접촉저항 및 해당영역의 오유성 저항을 나타내며 R_o 는 출력저항으로 Early효과를 나타낸다. 이 R_o 의 값은 보통 매우 크고 R_c 값은 매우 작으므로 이들의 영향을 무시할 수 있다. 따라서 콜렉터 회로를 단락시킬 때 Miller 효과를 고려한 등가회로는 그림3(c)와 같이 매우 단순화될 수 있다.

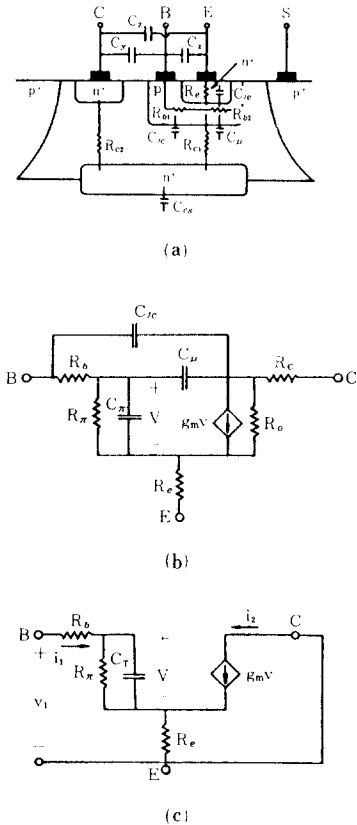


그림 3. (a) 트랜지스터의 단면도
(b) 소신호 등가회로
(c) 단순화한 소신호 등가회로
Fig. 3. (a) Cross section of transistors.
(b) Small signal equivalent circuit.
(c) Simplified equivalent circuit.

IV. 입력 임피던스

제작된 트랜지스터의 차단주파수를 측정하기 위하여 에미터 접지 입력 임피던스 측정 방법¹⁶⁾을 사용하였다. 그림3(c)의 단순화된 등가 회로로부터 입력 임피던스는 다음과 같이 표현된다.

$$Z_{in} = R_b + R_e + \frac{R_\pi + \beta R_e}{1 + (\omega\tau)^2} - j \frac{\omega\tau(R_\pi + \beta R_e)}{1 + (\omega\tau)^2} \quad (1)$$

여기서 β 는 저주파 전류이득 h_{fe} 이며 $\tau = R_\pi C_T$ 이다. 그러므로 주파수를 변화시키며 측정한 입력 임피던스를 복소평면에 그리면 반원이 되며, 실수축과 만나는 두 교점은 낮은 주파수와 높은 주파수에서의 입력 임피던스로 다음과 같다.

$$R_{L'} = R_\pi + R_b + (1 + \beta)R_e \quad (2)$$

$$R_{h'} = R_b + R_e \quad (3)$$

그리고 허수값이 최대가 되는 점에서의 주파수는 에미터접지 전류 이득의 -3dB 주파수가 되며 다음과 같다.

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi R_\pi C_T} \quad (4)$$

그림4는 S1 TR을 $V_{CE} = 20V$, $I_c = 1mA$ 에서 동작시키고 HP 4275A LCR meter를 사용하여 측정한 입력 임피던스 곡선이다. 측정 결과는 최소제곱오차법으로 fitting하여 반원을 그렸다. 이 곡선에서 $R_{L'} \approx 24k\Omega$, $f_\beta \approx 750kHz$ 로 계산되었지만 $R_{h'}$ 는 거의 0임을 알 수 있다. 이는 이 TR의 이득이 매우 커서 $R_\pi = \beta/g_m$ 이 $R_{L'}$ 의 대부분을 차지하기 때문에 임피던스 반원의 반경이 너무 크고, 따라서 $R_{h'}$ 의 정확한 값을 결정하기는 어려운 경우이다. 대부분의 측정 범위에서 모두 위와 같은 경향을 보았으며 따라서 베이스 저항은 다른 방법으로 측정해야 한다.

차단 주파수는 $f_T = \beta \cdot f_\beta$ 로 주어진다. 전류이득 β 는 식(2)에서부터 외부에서 에미터저항 $R_{e\ ext}$ 를 추가하고 입력 임피던스 측정을 행하면 저주파 입력 임피던스는

$$R'_{L'} = R_\pi + R_b + (1 + \beta)(R_e + R_{e\ ext}) = R_{L'} + (1 + \beta)R_{e\ ext} \quad (5)$$

와 같이 된다. 따라서 $R'_{L'}$ 대 $R_{e\ ext}$ 의 그래프의 기울기로부터 $(1 + \beta)$, 그리고 절편으로부터 $R_{L'}$ 의 값이 결정된다. 또한 식(4)로부터 C_T 는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$C_T = \frac{1}{2\pi f_\beta R_\pi} = \frac{g_m}{2\pi f_\beta \beta} = \frac{g_m}{\omega_T} \quad (6)$$

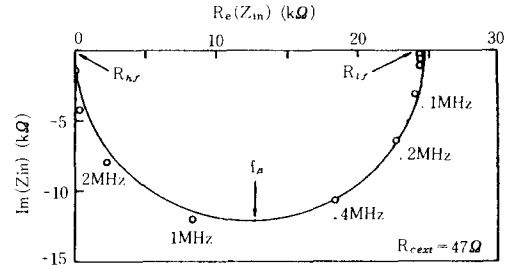


그림 4. 입력 임피던스 측정곡선
Fig. 4. Measured input impedance circle.

외부에서 콜렉터 저항 $R_{e\ ext}$ 을 추가하면

$$C'_T = C_\pi + (C_{jc} + C_\mu)(1 + g_m(R_c + R_{e\ ext})) = C_T + g_m(C_{jc} + C_\mu)R_{e\ ext} \quad (7)$$

와 같이 되며 따라서

$$\frac{1}{f'_\beta} = \frac{2\pi\beta C_T}{g_m} + 2\pi\beta R_{e\ ext}(C_{jc} + C_\mu) = \frac{1}{f_\beta} + 2\pi\beta R_{e\ ext}(C_{jc} + C_\mu) \quad (8)$$

이 되며 $1/f'_\beta$ 대 $R_{e\ ext}$ 의 그래프의 기울기로부터 $(C_{jc} + C_\mu)$, 절편으로 부터 정확한 3dB 주파수 f_β 의 값을 구할 수 있다. 그림5는 이 방법으로 측정한 그림이다. 이 그래프로부터 S1 TR는 $V_{CE} = 20V$, $I_c = 1mA$ 의 동작점에서 $\beta = 515$, $f_\beta = 1.43MHz$, $f_T = 736.5MHz$, $f_T = 736.5MHz$, $R_{L'} = 23.2k\Omega$, $C_{jc} + C_\mu = 4.3pF$ 로 측정되었다.

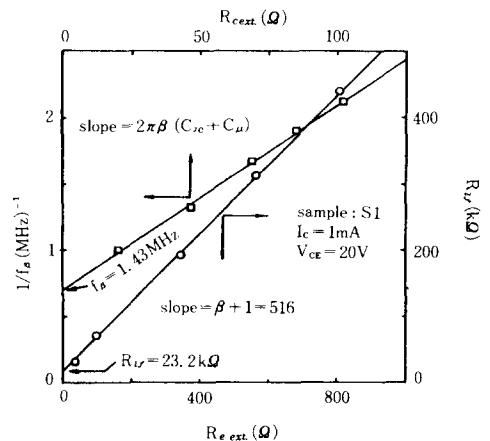


그림 5. β , f_β , $C_{sc} + C_\mu$ 의 결정도
Fig. 5. Determination of β , f_β , $C_{sc} + C_\mu$.

동일한 방법으로 여러 동작점에서 이와 같은 측정을 행하였다. $C_{jc} + C_{\mu}$ 의 값은 I_c 에 관계없이 거의 일정한 값으로 나타났으며 베이스-콜렉터 접합의 역 바이어스된 정전용량 측정값과 거의 일치하는 값으로 나타났다. 그림6은 S1, S2 TR에서 전류를 변화시킬 때의 β , f_{β} , f_T 의 측정결과이다. I_c 에 따른 f_T 의 변화로부터 순방향 전송시간(forward transit time) τ_F 를 계산할 수 있다.

f_T 와 τ_F 는 다음과 같은 관계식을 갖는다.

$$\frac{1}{2\pi f_T} = \tau_{ec} = \tau_F + \frac{V_T}{I_c} (C_{je} + (C_{jc} + C_{\mu})(1 + g_m R_c)) \quad (9)$$

여기서 $V_T = kT/q$ 이며 τ_{ec} 는 총 지연시간이 된다. 따라서 $1/\omega_T$ 대 $1/I_c$ 의 그래프를 그리면 직선이 되며 $1/\omega_T$ 축과의 교점이 τ_F 가 된다. 그림7에 이 결과를 보였으며 S1, S2의 τ_F 는 각각 140psec, 184psec로 계산되었다.

순방향 전송시간 τ_F 는 베이스 주행시간 τ_B 와 콜렉터 공핍영역 주행시간 τ_a 의 합이므로 이들을 계산할 수 있다. 베이스 주행시간은 $\tau_B = W_B^2 / \zeta D_n$ 로 주어지며 W_B 는 그림2에 보인 바와 같이 $0.45\mu m$, $\zeta = 2$, $D_n = 34cm^2/sec$ 로 가정하면 $\tau_B \approx 30psec$ 가 된다. 콜렉터 공핍영역 주행 시간은 $\tau_a = W_{dep}/v_s$ 로 주어지며 $V_{CB} = 20V$ 일 때 p+n접합에서 $N_D = 10^{15}cm^{-3}$ 인 경우 $W_{dep} \approx 5.1\mu m$ 이므로 이 공핍 영역폭을 캐리어가 포화속도 $v_s \approx 10^7cm/sec$ 로 주행한다고 하면 $\tau_a = 25psec$ 로 계산되며 순방향 전송시간 $\tau_F = \tau_B + \tau_a = 55psec$ 가 된다. 그러나 측정된 τ_F 는 계산값과 다른 결과로 보이는데 이는 그림2의 불순물 분포에서 보듯

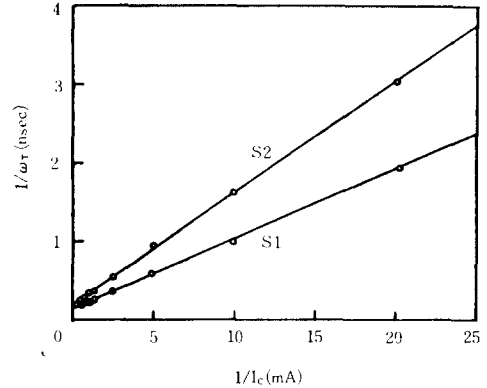


그림 7. 순방향 전송시간 결정도
Fig. 7. Determination of forward transit time.

이 베이스 영역에서 지연전계(retarding field)가 생기는 반대방향의 불순물 경도를 갖는 영역이 가속 전계가 생기는 영역보다 더 커서 ζ 가 2보다 작은 값이 되며 이 지연전계에 의해 베이스 주행시간이 더욱 길어지는 것으로 생각된다. 따라서 에미터 불순물로 비소(As)를 사용하여 에미터 영역이 급한 불순물 경도를 갖게하여 베이스 영역에서 지연전계가 생기는 영역이 감소하도록 공정을 설계하면 τ_F 가 많이 감소할 것이다. 또한 $V_{CB} = 20V$ 일 때 콜렉터에 피층이 약 $5\mu m$ 가 공핍화되는데 이 영역에서 전자가 포화속도로 이동하려면 약 $5 \times 10^4 (V/cm)$ 의 전계가 필요하다. 베이스-콜렉터 영역을 p+n 접합으로 가정하고 전계를 계산하면 $5 \times 10^4 (V/cm)$ 이상의 전계 세기를 갖는 영역이 $1.75\mu m$ 로 계산된다.

따라서 전자가 콜렉터 공핍 영역을 주행할 때 완전히 포화속도로 이동하지 않으며 주행시간은 25psec 이상 소요됨을 알 수 있다.

V. 직렬저항 측정

제작된 소자들의 직렬저항들을 DC측정방법을 이용하여 측정하였다. 콜렉터를 개방하고 ($I_c = 0$) 에미터-베이스간 순방향 전압을 인가하면 CE간 포화전압 V_{CES} 는 다음과 같이 된다.⁶⁾

$$V_{CES} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{1}{\alpha_1}\right) + I_B R_e \quad (10)$$

여기서 α_1 는 반전모드 CB전류이득이다. 따라서 V_{CES} 대 I_B 관계를 측정하면 일직선이 되며 기울기로부터 R_e 를 계산할 수 있다. 이와 동일한 방법으로 에미터와 콜렉터 단자를 바꾸어 측정하면 콜렉터 저

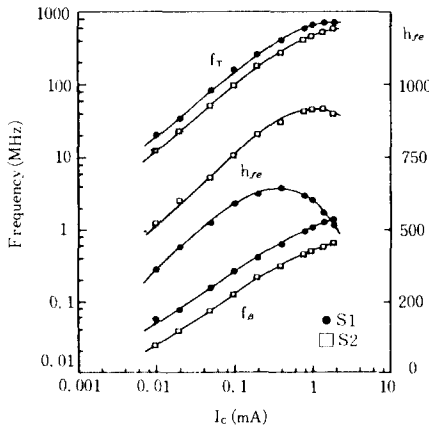


그림 6. β , f_{β} , $C_{sc} + C_{\mu}$ 의 측정곡선
Fig. 6. Measured curves of β , f_{β} , $C_{sc} + C_{\mu}$.

항 R_c 를 결정할 수 있다. 그림8은 R_e , R_c 측정사진이다. 그림8(a)에서 S1, S2의 에미터저항은 각각 $20\ \Omega$, $5.4\ \Omega$ 으로 측정되었다. S1의 에미터 접촉창(contact window)은 $10 \times 10(\mu m^2)$, S2는 $20 \times 20(\mu m^2)$ 으로 면적이 4배 차이가 나는데 따른 차이이다. 그림8(b)에서 콜렉터저항은 S1, S2 모두 약 $11\ \Omega$ 으로 계산되어지며 동일한 기판위에 제작되었으므로 동일한 저항값임을 알 수 있다. 그러나 R_e, R_c 값이 모두 큰 것은 높은 전류영역에서의 측정값이기 때문에 전류밀집 효과가 나타난 것으로 판단된다.^[3]

베이스저항은 이와같은 단순한 방법으로 측정되지 않으며 I_B 대 V_{BE} 곡선에서 베이스 저항의 영향이 나타나는 부분에서 계산되어진다. 그림9는 S2 TR에 $V_{CE} = 20V$ 를 인가한 후 측정된 $I_B - V_{BE}, I_C - V_{BE}$ 곡선이

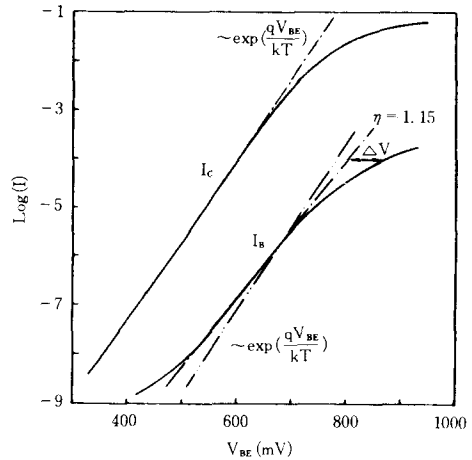


그림 9. S2 TR의 I_C, I_B 대 V_{BE} 특성
Fig. 9. $I_C - V_{BE}, I_B - V_{BE}$ characteristics of S2 TR.

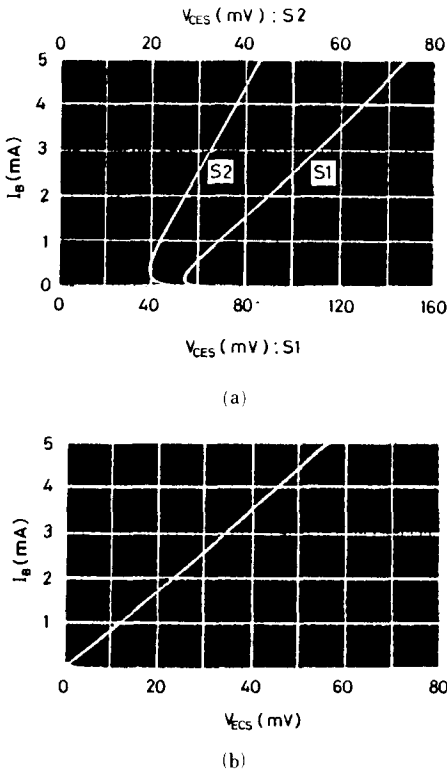


그림 8. (a) 에미터저항 측정을 위한 I_B 대 V_{CES} 측정사진
(b) 콜렉터저항 측정을 위한 I_B 대 V_{CES} 측정사진
Fig. 8. (a) Curve traces display of I_B vs. V_{CES} for measuring the R_e .
(b) Curve traces display of I_B vs. V_{CES} for measuring the R_c .

다. 낮은 전류영역에서는 I_C 는 이상적인 특성을 보이며 거의 $\exp(qV_{BE}/kT)$ 에 비례한다. 그러나 높은 전류영역에서는 직렬 저항의 영향이 나타나서 이상적 특성을 따르지 않는다. I_B 도 유사한 변화를 보이지만 E-B접합의 공핍영역내에서의 재결합 성분에 의해 $\exp(qV_{BE}/kT)$ 에 비례하지 않으며 높은 전류영역에서는 직렬저항성분의 영향이 나타남을 볼 수 있다. $I_B - V_{BE}$ 곡선에서 직렬저항이 없을 때 기대되는 전류값 I_{B0} 와 실제 전류값 I_B 가 같을 때의 전압차 ΔV 로부터 베이스저항이 계산된다. T. H. Ning^[3] 등은 I_{B0} 는 $\exp(qV_{BE}/kT)$ 에 비례하며, $\ln(I_B)$ 측정곡선에서 q/kT 의 기울기를 갖는 선형영역이 나타나야 하고, 이 선형영역과 I_{B0} 를 일치시켜 베이스 저항을 계산할 수 있으며, 그림9와 같이 측정된 $\ln(I_B)$ 곡선이 q/kT 의 기울기를 갖지 않을 때에는 q/kT 기울기를 갖는 I_{B0} 를 이득이 최대가 되는 I_B 점과 일치시켜 계산할 수 있다고 제안하였다. 그러나 이득이 최대가 되는 점을 정확히 찾기는 어려우며 큰 오차를 수반하게 된다. 본 논문에서는 I_B 가 주입계수 η 를 갖고 $\exp(qV_{BE}/\eta kT)$ 에 비례하며, 재결합전류를 무시할 수 없는 일반적인 경우로 가정하고 R_b 를 계산하였다.

그림10은 재결합 전류성분만 갖는 이상적 TR와 직렬저항을 포함한 등가 회로이다. 이로부터

$$I_B = I_0 \exp\left(\frac{V_{BE1}}{\eta V_T}\right) = I_0 \exp\left(\frac{V_{BE} - I_B R_b - I_E R_e}{\eta V_T}\right) \quad (11)$$

따라서 $\Delta V = V_{BE} - V_{BE1}$ 로부터

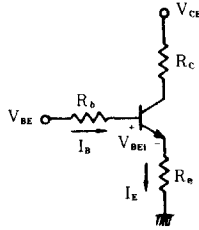


그림10. 내부의 이상적 트랜지스터 및 직렬저항으로 구성된 등가회로

Fig. 10. Equivalent circuit of internal ideal transistor and series resistances.

$$\frac{\Delta V}{I_B} = \frac{V_{BE} - V_{BE1}}{I_B} = (R_e + R_b) + \beta R_e \quad (12)$$

를 얻을 수 있다.

그러므로 $\Delta V/I_B$ 대 β 의 그래프를 그리면 기울기로부터 에미터저항 R_e , 질편으로부터 베이스저항 R_b 를 계산할 수 있다. 그림11은 이 측정 결과를 보인 것이다. 그림에서 원형점들은 재결합 성분을 고려한 I_{B0} 로부터 계산한 것이며 사각형점들은 이득이 최대가 되는 점에 q/kT 의 기울기를 갖는 I_{B0} 를 일치시켰을 때 계산된 것이다.

두 방법에서 R_b 는 일치하며 R_e 에 약간의 오차가 있으나 거의 동일함을 알 수 있다. 측정결과 $R_e \approx 1.6\Omega$, $R_b \approx 140\Omega$ 으로 계산되었다. S1 TR의 측정 결과도 동일한 경향을 보였으며 $R_e \approx 8\Omega$, $R_b = 50\Omega$ 으로 나타났다. 그림8과 그림11에서 계산된 R_e 값은 약 2.5~3.5배 차이를 보이는데 그림8의 측정이 높은 전류영역에서 이루어진 것이므로 전류밀집효과의 영향이 나타난 것이다. $V_{CE} = 20V$ 이므로 베이스 폭 변조에 의해 활성층의 베이스 분산저항이 매우 클 것으로 기대된다. 따라서 에미터 전류성분중에 측면 전류가 커지면서, 베이스 저항값은 활성층 베이스저항 R_{b2} 의 영향이 거의 나타나지 않으며 접촉저항 및 비활성 베이스 영역의 저항값인 R_{b1} 이 측정되는 것이다. 이 사실로부터 활성층 베이스저항과 비활성층 베이스 저항을 구분하여 측정하는 것이 가능하다.

콜렉터 접합의 역 바이어스가 감소할수록 측정된 베이스 저항은 점차 R_{b2} 의 영향이 나타나서 증가할 것이다. 그림12는 동일하게 제작 되었으나 크기가 또 다른 TR에서 $V_{CE} = 2V, 5V, 20V$ 로 인가하고 측정 한 $I_B - V_{BE}$ 특성곡선이다. $V_{CE} = 2V$ 인 경우에는 활성층 베이스저항은 그의 공정에서 결정되는 베이스 면 저항이 나타날 것이다. $V_{CE} = 5V$ 의 곡선은 2V인 경

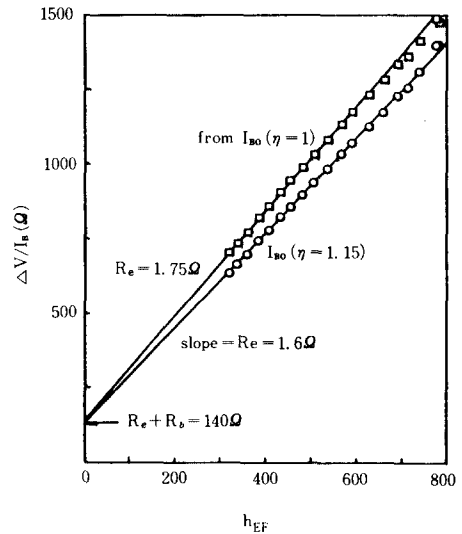


그림11. 베이스 저항 결정을 위한 $\Delta V/I_B$ 대 β 그래프

Fig. 11. $\Delta V/I_B$ vs. β graph for determination of base resistance.

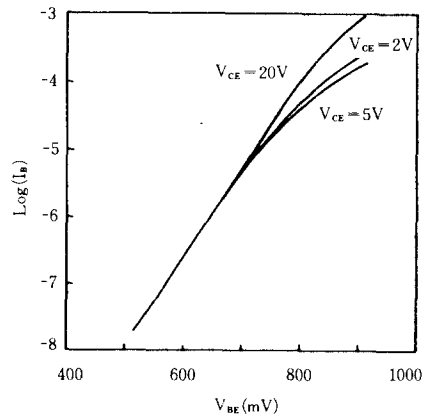


그림12. V_{CE} 를 달리할 때 측정된 $I_B - V_{BE}$ 특성변화
Fig. 12. Variation of $I_B - V_{BE}$ characteristics of different V_{CE} .

우보다 오른쪽으로 약간 치우쳤으며 베이스 폭 변조에 의해 증가된 활성층 베이스저항의 영향이 나타남을 알 수 있다. 그러나 $V_{CE} = 20V$ 의 곡선은 크게 왼쪽으로 이동했으며 활성층 베이스저항의 영향이 크게 감소했음을 알 수 있다. 따라서 V_{CE} 가 증가함에 따라 측정된 베이스 저항값은 약간 증가하다가 감소

할 것이며, 큰 V_{ce} 에서는 거의 일정한 값을 가지게 되며, 이 값이 비활성층 베이스 저항값이 된다. 이상의 논의로부터 V_{ce} 의 변화에 따른 베이스저항값의 변화를 조사하고 또 전류밀집효과와의 상관관계를 고려하면 비활성층 베이스저항 뿐 아니라 활성층 베이스저항을 결정할 수 있음을 알 수 있다. 이에 대한 실험결과 및 정량적 해석방법에 대하여는 현재 연구중이며 추후에 발표할 예정이다.

VI. 결 론

본 논문에서는 베이스두께 $0.45\mu m$ 이고 에미터폭이 각각 $20\mu m$, $40\mu m$ 인 두 가지 종류의 BJT를 제작하고 LCR meter를 사용하여 입력 임피던스를 측정함으로써 이들 트랜지스터의 소신호 변수들을 결정하였다. 이 때 에미터와 콜렉터 단자에 외부 저항을 직렬 연결함으로써 정확한 전류이득 β , 3dB주파수 f_β 및 차단주파수 f_T 를 결정할 수 있는 방법을 제시하였다.

에미터 폭이 작은 트랜지스터가 이득은 작으나 차단주파수는 더 큰 값으로 측정되었으며 이는 에미터 접합이 비교적 깊어서 수평 방향주입에 의한 영향이 나타났기 때문이다. 순방향 전송시간은 S1, S2가 각각 140psec, 184psec로 나타났으며 베이스 영역의 지연 전계가 차단주파수에 미치는 영향이 컸음을 알 수 있었다.

베이스저항은 재결합전류성분을 고려한 I_B 특성으로부터 결정할 수 있으며 이는 종래의 방법보다 훨

씬 실용적인 방법임을 보였다. 또한 콜렉터 인가전압의 변화에 따른 베이스 전류-전압특성의 변화로부터 활성층 베이스저항의 변화를 측정할 수 있음을 보여주었다.

參 考 文 獻

- [1] I. Geutreu, "Modeling the bipolar transistors," Tektronix Inc., Oregon 1976.
- [2] L.J. Giacoletto, "Measurement of emitter and collector resistances," *IEEE Trans. on Elect. Devices*, vol. ED-19, pp. 692-693, 1972.
- [3] T.H. Ning and D.D. Tang, "Method for determining the emitter and base series resistances of bipolar transistors," *IEEE Trans. on Elect. Devices*, vol. ED-31, pp. 409-412, 1984.
- [4] A. Neugroschel, "Measurement of the low-current base and emitter resistances of bipolar transistors," *IEEE Trans. on Elect. Devices*, vol. ED-34, pp. 817-822, 1987.
- [5] W.M.C. Sansen and R.G. Meyer, "Characterization and measurement of the base and emitter resistances of bipolar transistors," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-7, pp. 492-498, 1972.
- [6] J.J. Ebers and J.L. Moll, "Large signal behavior of junction transistors," *Proc. IRE*, vol. 42, pp. 1761-1772, 1954.

著 者 紹 介

裴 東 健 (正會員) 第23卷 第6號 參照
현재 아주대학교 전자공학과 박사과정

鄭 相 九 (正會員) 第19卷 第6號 參照
현재 아주대학교 전자공학과 교수

崔 然 益 (正會員) 第16卷 第1號 參照
현재 아주대학교 전자공학과 부교수



曹 永 哲 (準會員)
1964年 4月 9日生. 1987年 2月
아주대학교 전자공학과 졸업(BS).
현재 아주대학교 대학원 전자공학과 석사과정