

## 第二章

# 異質接面雙極性電晶體 VBIC 模型之建立



時至今日，SPICE Gummel-Poon 模型一直是雙極性接面電晶體 (Bipolar Junction Transistor, BJT) 元件的標準模型。其基本架構自 1970 年由 Gummel 及 Poon 提出後，幾經變革但並無重大的改變。然而由於 GP 模型建立時的一些基本假設，忽略了不少會嚴重影響現今先進 BJT 元件的效應，如：缺少寄生電晶體(parasitic transistor)、倍增崩潰效應(avalanche multiplication)、自我加熱現象(self-heating)、類飽和效應(qusai-saturation)以及假設 Early 電壓為定值等等現象的影響。由於這些效應的缺乏，使得利用 GP 模型在先進 BJT 及異質接面雙極性電晶體(Heter-junction Bipolar Transistor, HBT)的模型化上，遭遇相當的困難。因此而促成了積體電路產業代表合作開發全新的 Vertical Bipolar Inter-Company (VBIC)模型。VBIC 模型是以 Gummel-Poon 模

型為基礎，改善及補強 Gummel-Poon 模型的不足，能更完整且正確的表現出元件的行為。而對熟悉 GP 模型的模型建立者而言，能有效快速的入門。此章將提出一套正確而有效率的方法來萃取 VBIC 模型的各項參數。

## 2.1 VBIC 模型之介紹

繼 Gummel-Poon 大訊號模型之後，VBIC 已儼然成為新的工業界 BJT 模型的標準，它修改及加強 Gummel-Poon 模型，可以更完整的描述電晶體的電特性。以下列出 VBIC 大信號模型包含的改善項目：

1. 更準確的預測基極寬度調變(Base width modulation)現象，因為在先進製程的 BJT 或是 HBT 中，原本 GP 假設  $V_A$ (Early voltage)為定值已不再適用。
2. 加入基底寄生電晶體(parasitic PNP)的模型。
3. 使用修正的 Kull 模型提昇類飽和(quasi-saturation)效應的準確性。即集極的高電流效應。
4. 增強接面電容的模型。
5. 改善溫度效應的模型。
6. 加入分佈基極(distributed base)及分佈射極的直流及交流模型；加入電流擁擠現象(current crowding effect)。
7. 改善擴散電容模型，加入了 epi-layer 的類飽和電荷。即改善傳輸時間的模型。
8. 加入了自我加熱(self-heating)現象。
9. 加入弱累增崩潰(weak avalanche breakdown)電流的影響。
10. 改善小訊號模型中的超量相位(excess phase shift)使其可適用暫態分析模擬。

一個 NPN 電晶體的 VBIC 等效模型，如圖 2-1 所示。此模型包含了一個以 Gummel-Poon 模型為基礎的 NPN 電晶體及一個用簡化過的 Gummel-Poon 模型所表示的 PNP 寄生元件。其中，類飽和效應由  $R_{CI}$ ， $Q_{BCX}$  以及修正過之  $Q_{BC}$  等元件來加以描述。而分佈基極的一階模型則由  $I_{BE}$  和  $I_{BEX}$  來描述。弱累增崩潰效應，是由 BC 接面的逆偏造成，故弱累增電流  $I_{gc}$  跨接在 BC 接面。另還有兩個定值的外部電容  $C_{BEO}$  和  $C_{BCO}$  是用來描述 Double Poly-Silicon BJT 等先進製程中由複晶矽基極(poly-silicon base)所造成之寄生的電容效應。兩個內基極電阻  $R_{BI}$  及  $R_{BIP}$  則是分別由正規化基極電荷(normalized base charge， $q_b$ 、 $q_{bp}$ )來加以修正，以表達基極電阻為偏壓有關的參數。超量相位的部份，為了讓各種分析型式(DC、AC、Transient)，VBIC 模型使用 Weil-McNamee 模型且由一組二階 RLC 網路來描述。同時，加入另外一組熱網路(thermal network)來模擬溫度效應及自我加熱效應對元件的電性之影響。



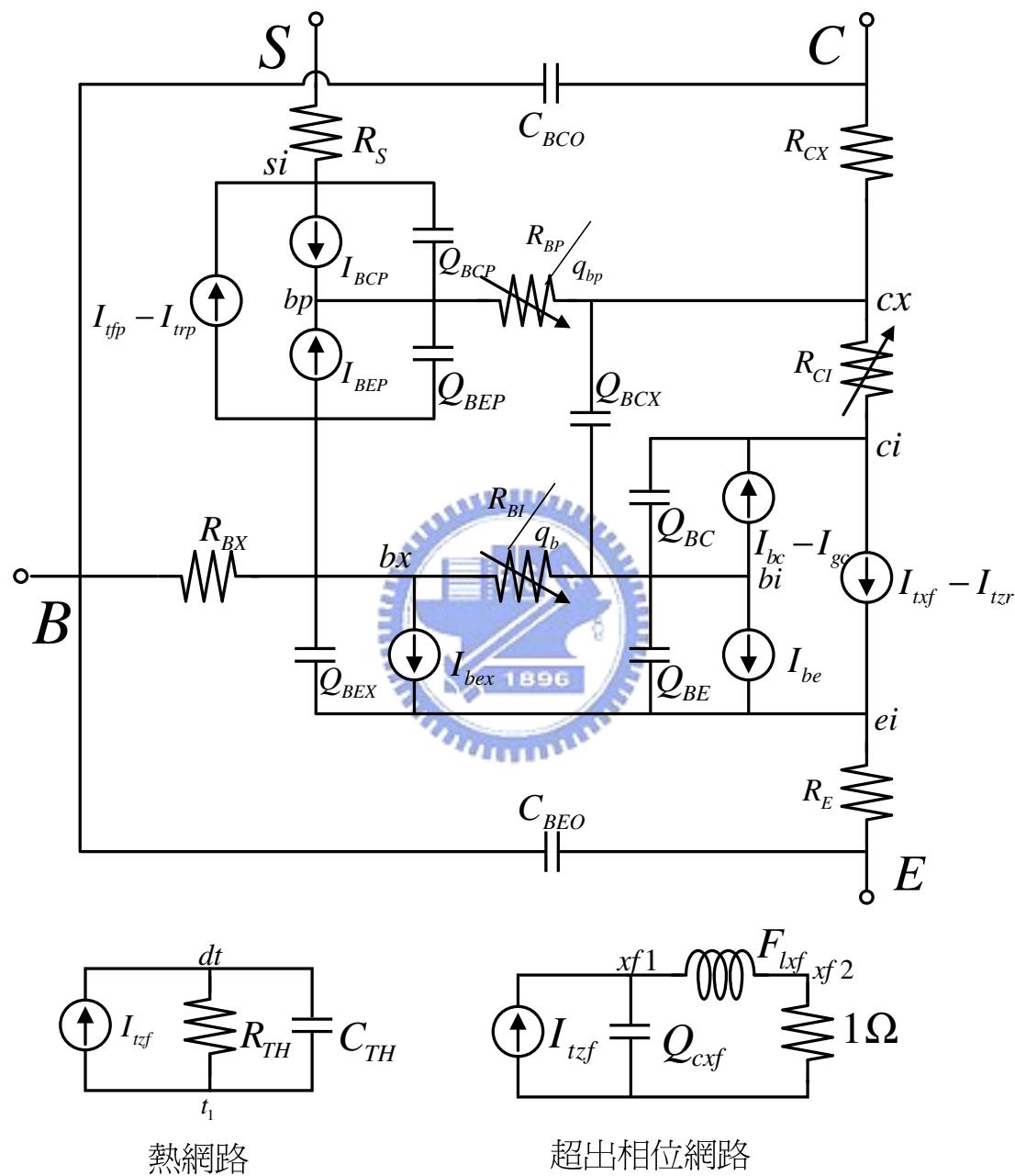


圖 2-1 VBIC 模型等效電路圖

### 2.1.1 集極穿透電流( $I_{cc}$ ) :

綜合以上所述，我們可以將各電流源的關係式寫出來，其中集極電流源  $I_{CC}$  在直流偏壓時，代表穿透電流(Transport current)，可由  $I_{tzf}$  和  $I_{tzt}$  兩項來決定：

$$I_{cc} = I_{tzf} - I_{tzt} = \frac{I_s}{q_b} \left[ \left( \exp\left(\frac{V_{bei}}{N_F \cdot V_{th}}\right) - 1 \right) - \left( \exp\left(\frac{V_{bci}}{N_R \cdot V_{th}}\right) - 1 \right) \right] \quad (\text{式 2.1a})$$

$$V_{th} = \frac{k \cdot T}{q} \quad (\text{式 2.1b})$$

其中， $V_{th}$  代表熱電壓(Thermal voltage)、 $k$  為波茲曼常數、 $q$  為單位電荷電量， $T$  為元件溫度( $^{\circ}\text{K}$ )， $q_b$  為正規化基極電荷。

$$q_b = \frac{1}{2} \left( q_{1s} + \sqrt{q_{1s}^2 + 4q_{2s}^2} \right) \quad (\text{式 2.2a})$$

$$q_{1s} = 1 + \frac{q_{je}}{VER} + \frac{q_{jc}}{VEF} \quad (\text{式 2.2b})$$

$$q_{2s} = \frac{I_s}{IKF} \left( \exp\left(\frac{V_{bei}}{N_F \cdot V_{tv}}\right) - 1 \right) + \frac{I_s}{IKR} \left( \exp\left(\frac{V_{bci}}{N_R \cdot V_{tv}}\right) - 1 \right) \quad (\text{式 2.2c})$$

其中， $q_{1s}$  用來模擬元件的基極寬變調變效應(Base-width modulation)； $q_{2s}$  則是用來模擬高注入效應(High Level injection effect)， $q_{je}$  和  $q_{jc}$  分別為空間電荷電容  $C_{JE}$  和  $C_{JC}$  的正規化電荷。

### 2.1.2 基極電流( $I_{be}, I_{bc}$ ) :

在基極電流的部份，VBIC 使用兩組參數來分別描述理想(穿透電流)和非理想(各種的 Recombination)的基極電流：

$$I_{BE} = W_{BE} \cdot \left[ I_{BEI} \left( \exp\left(\frac{V_{bei}}{N_{EI} \cdot V_{th}}\right) - 1 \right) + I_{BEN} \left( \exp\left(\frac{V_{bei}}{N_{EN} \cdot V_{th}}\right) - 1 \right) \right] \quad (\text{式 2.3a})$$

$$I_{BEX} = (1 - W_{BE}) \cdot \left[ I_{BEI} \left( \exp \left( \frac{V_{bei}}{N_{EI} \cdot V_{th}} \right) - 1 \right) + I_{BEN} \left( \exp \left( \frac{V_{bei}}{N_{EN} \cdot V_{th}} \right) - 1 \right) \right] \quad (\text{式 2.3b})$$

$$I_{BC} = I_{BCI} \left( \exp \left( \frac{V_{bci}}{N_{CI} \cdot V_{th}} \right) - 1 \right) + I_{BCN} \left( \exp \left( \frac{V_{bci}}{N_{CN} \cdot V_{th}} \right) - 1 \right) \quad (\text{式 2.3c})$$

其中， $I_{BEI}$ 、 $I_{BCI}$  分別為理想基極-射極和基極-集極飽和電流， $N_{EI}$ 、 $N_{CI}$  分別為理想基極-射極和基極-集極放射系數(emission coefficient)；而  $I_{BEN}$ 、 $I_{BCN}$ 、 $N_{EN}$ 、 $N_{CN}$  則為非理想的飽和電流及放射系數。 $W_{BE}$  是代表本質(Intrinsic)與外部(extrinsic)部份的比值。

### 2.1.3 弱累增效應(Weak Avalanche Effect)

累增效應是由 BC 接面逆偏大電壓，而使 BC 空乏區中的電場過大，使載子在穿越空乏區時受到撞擊到雜質或是晶體而將其游離，而使得載子數目增加。此游離化的速率約正比於高於臨界能量( $\epsilon_i$ )的電子數目。在正常工作的情況下，為了避免破壞元件所以只能有一小部份的電子可以用來計算此效應。當一個載子(電子或電洞)穿越距離  $d = \frac{\epsilon_i}{qE}$  而沒有遭到撞擊時，其能量才會超過臨界能量。其發生的機率

$$P = \exp \left( -\frac{d}{\lambda} \right) = \exp \left( -\frac{\epsilon_i}{qE\lambda} \right), \quad \text{其中 } \lambda \text{ 為平均自由路徑(mean free path)。}$$

累增電流  $I_{gc}$  可以由下式近似：

$$I_{gc} = I_n \frac{\alpha_n}{b_n} x_d E_{max} \exp \left( -\frac{b_n}{E_{max}} \right) \quad (\text{式 2.4a})$$

$$I_n = I_{cc} - I_{bc} \quad (\text{式 2.4b})$$

$I_{gc}$  為 BC 接面產生的累增電流， $x_d$  為空乏區厚度， $E_{max}$  為 BC 接面中最大的電場強度， $I_n$  為電子流(對 NPN 電晶體)， $\alpha_n$  和  $b_n$  為 empirical 常數。弱累增的定義是  $I_{gc} \ll I_n$ 。

而最大的電場強度及空乏區厚度可以由逆偏電容模型得到。

$$C_{jc} = \frac{CJC}{\left(1 - \frac{V_{BC}}{PC}\right)^{MC}} \quad (\text{式 2.5a})$$

$$x_d = \frac{\varepsilon}{C_{jc}} \quad (\text{式 2.5b})$$

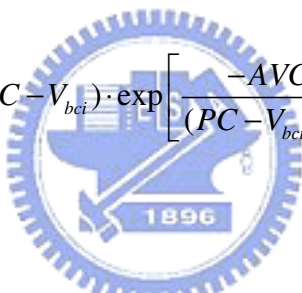
$$x_d \cdot E_{\max} = \frac{PC - V_{BC}}{1 - MC} \quad (\text{式 2.5c})$$

其中， $C_{jc}$  為 BC 電容，CJC 為 BC 零偏壓時單位接面電容，PC 為 BC 接面的內建電位(Built-in potential)。MC 為 BC 接面的指數係數(Grading coefficient)

由於電場已由 BC 空乏區電容得到，所以將其代入(式 2.4a)中，可得：

$$i_{gc} = (I_{cc} - I_{BC}) \cdot AVC1 \cdot (PC - V_{bc1}) \cdot \exp\left[\frac{-AVC2}{(PC - V_{bc1})^{1-MC}}\right]$$

$$AVC1 = \frac{\alpha_n}{b_n} \frac{1}{1 - MC}$$

$$AVC2 = \frac{\varepsilon b_n (1 - MC)}{CJC \cdot PC^{MC}}$$

(式 2.6)

其中，AVC1 及 AVC2 皆為 VBIC 模型的參數。值得一提的是，在 Gummel-Poon 模型中並沒有內建弱累增效應的模型。

#### 2.1.4 類飽和效應(Quasi-saturation effects)

類飽和效應常發生在現今集極低摻雜的元件中，其發生的原理和 Kirk Effect 有其類似之處。且同樣會造成直流電流增益( $\beta$ )及小信號單位電流頻率( $f_T$ )有顯著的下降。此效應發生在大量電流注入低摻雜的集極中，因為其電阻率( $\rho_c$ )值較大，所以當大量電流流經等效電阻



( $R_{CI}$ ), 會造成內部 BC 空乏區的接面電壓  $V_{BCi} = V_{BC} - I_C \cdot (R_{CX} + R_{CI})$  而非等於端點電壓  $V_{BC}$  ; 造成內部 BC 接面已為順向偏壓而外部 BC 偏壓仍呈現反向偏壓的情況。其等效模型如圖 2-2 所示。

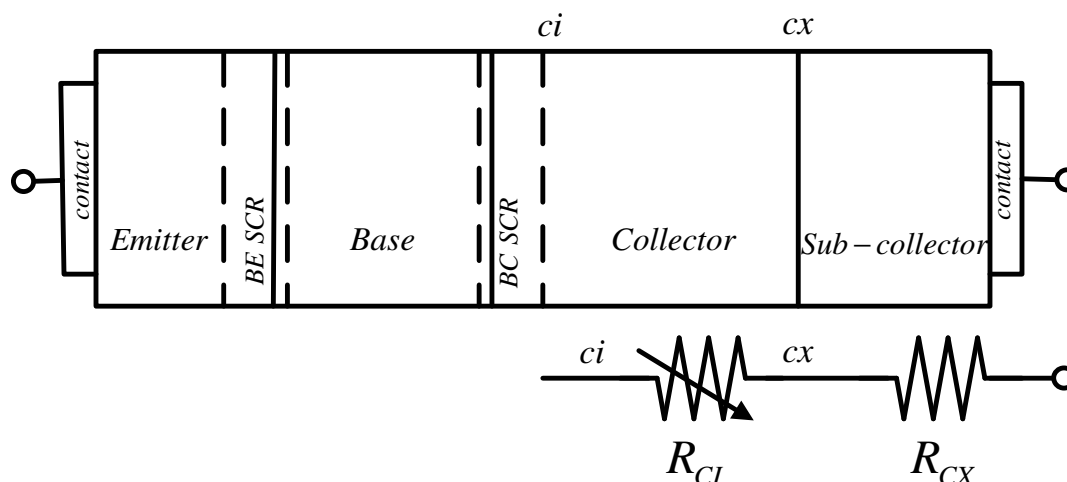


圖 2-2 類飽和效應及其等效模型示意圖

經由詳細的推導[11], 我們可以得到流經低摻雜集極區的電流  $I_{rci}$  的方程式:

$$I_{rci} = \frac{V_{rci} + V_{th} \left( K_{bci} - K_{bcx} - \ln \left( \frac{K_{bci} + 1}{K_{bcx} + 1} \right) \right)}{RCI \left( 1 + \frac{V_{rci}}{VO} \right)} \quad (式 2.7)$$

其中,  $RCI$ 、 $VO$ 、 $GAMM$  皆為 VBIC 模型參數。

## 2.2 VBIC 模型直流參數之量測與萃取

在本論文中, 我們使用經由 CIC(國家晶片製造中心)提供的下線服務取得 GCTC (Global Communication Technology Coporation)所生產的 InGaP/GaAs HBT 作為研究 VBIC 模型的測試元件。其元件結構



如圖 2-3 所示。

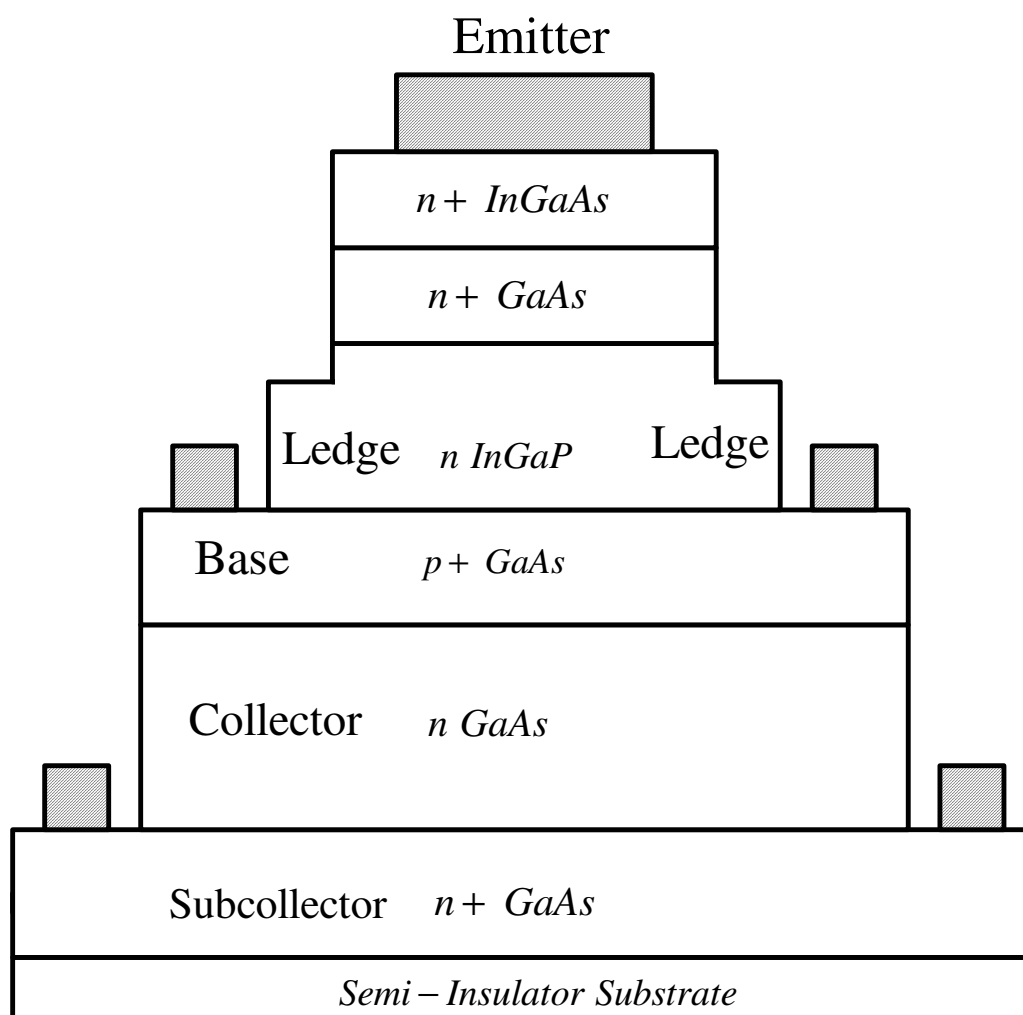


圖 2-3 InGaP/GaAs HBT 元件結構圖

### 2.2.1 寄生電阻之量測與萃取

由圖 2-1 可知，VBIC 模型在寄生電阻的描述方面，總共分成三個部份，分別位於元件各極端點。其中較不隨元件偏壓而改的射極( $R_E$ )與集極電阻( $R_{CX}$ )用來描述元件磊晶層與各極金屬之間的接觸電阻，

可直接由直流量測的方式求得其電阻值。在基極電阻，由於會隨元件偏壓的不同而有不同的值，且又可分為內部電阻( $R_{BI}$ )與外部電阻( $R_{BX}$ )兩個部份。以下，分別介紹各個電阻的量測萃取方法。

### 2.2.1.1 射極與集極寄生電阻

在本文中，我們利用 RE-flyback 及 RC-flyback 的量測方法來量測並萃取射極及集極寄生電阻值，圖 2-4 為量測時的環境設定，使用的儀器為 HP 4142。

$R_E$  代表的物理意義是位於外部射極接點(E)與內部射極接點(ei)之間的寄生電阻。當我們施給基極電流且令射極接地時，同時量測當  $I_C$  等於零(集極開路)時的  $V_{CE}$ ，此電壓值會正比於基極電流在  $R_E$  上所造成的壓降。所以我們求得  $V_{CE}$  對  $I_B$  斜率的平均值即為  $R_E$  的值。其設定如圖 2-4(a)所示。

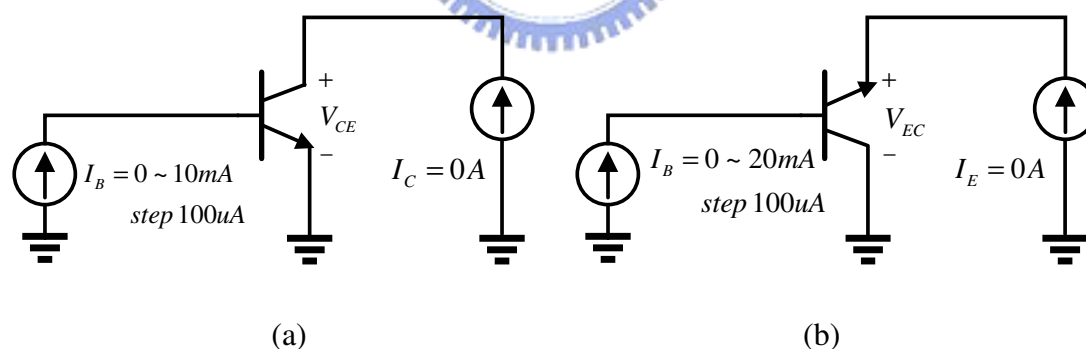


圖 2-4 RE-flyback(a)及 RCX-flyback(b)量測設定圖

$$R_E = \frac{1}{\frac{\Delta I_B}{\Delta V_{CE}}} \quad (\text{式 2.8})$$

由(式 2.8)即可求出射極寄生電阻值約為  $19.3\Omega$ 。

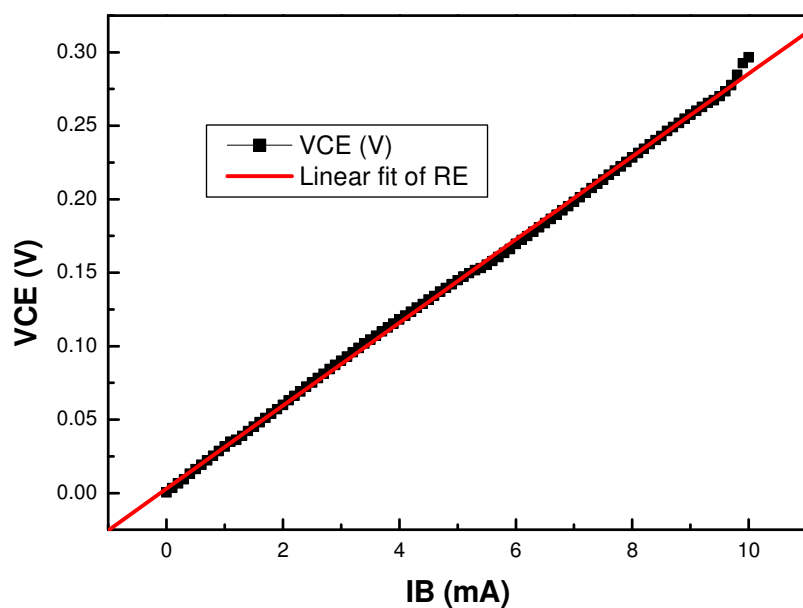


圖 2-5 RE 量測與萃取結果

同理，將射極集極互調我們可以得到在射極端的寄生電阻  $R_{CX}$ ，其  $V_{CE}$  對  $I_B$  關係圖之斜率平均值即為  $R_{CX}$  電阻值，圖 2-6 為其量測結果， $R_{CX}$  約為  $27\Omega$ 。

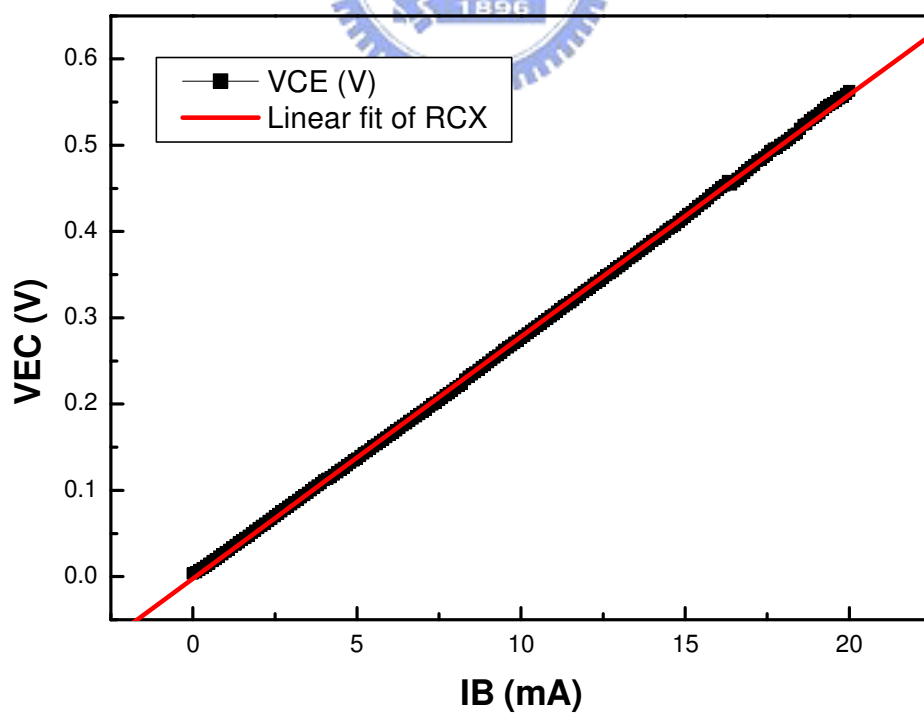


圖 2-6 RCX 量測與萃取結果

### 2.2.1.2 基極寄生電阻

在 VBIC 模型中使用了兩個參數( $R_{BX}$ 、 $R_{BI}$ )來描述基極寄生電阻特性，因為基極電阻包含兩個部份：(1).基極外部電阻( $R_{BX}$ )：用以描述基極和金屬接面之間的接觸電阻；(2).基極內部電阻( $R_{BI}$ )：用以描述會隨元件偏壓而改變的電阻。(式 2.8)即為其關係式，利用正規化基極電荷來調變內部基極電阻，包含爾利效應(Early Effect)所引起的基極寬變調變及高電流操作時其阻值降低的現象。在 VBIC 模型中，並沒有包含射極電流擁擠效應(emitter current crowding effect)的  $IR_B$  參數，而是以參數 WBE 來區別基射極間的內部、外部電流的比例。

$$R_B = R_{BX} + \frac{R_{BI}}{q_b} \quad (\text{式 2.8})$$

萃取基極電阻方面：我們利用量測元件在不同偏壓下的輸入反射圓，即可得基極電阻值。在小信號模型中低頻時其阻抗為  $R_{BX} + R_{BI}(i_b) + R_\pi + (1 + \beta_{ac})R_E$ ，而在輸入頻率為無窮大時由於  $C_\pi$  可視為短路，所以阻抗值為  $R_{BX} + R_{BI}(i_b) + R_E$ 。而如何將其內部、外部電阻分出則使用數學 optimized 的方式得到。

最後，寄生電阻萃取的結果如表 2-1 所示。在萃取時，我們事先做了如下的設定，因為我們使用的 InGaP/GaAs HBT 元件為基極重摻雜( $N_B \gg N_E, N_C$ )的元件，故其基極電阻調變的現象非常不易觀察，且由於其效應較小，故在本文中，將  $R_{BI}$  設定為 0。

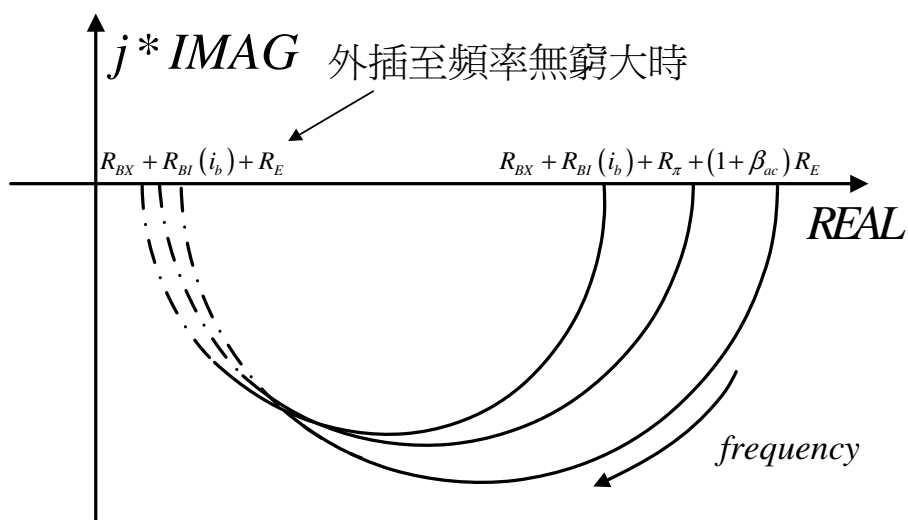


圖 2-7 萃取 RBX 及 RBI 示意圖

表 2-1 寄生電阻萃取結果

參數	參數值
$R_E(\Omega)$	19.2
$R_{CX}(\Omega)$	27
$R_{BX}(\Omega)$	31.24
$R_{BI}(\Omega)$	0

### 2.2.2 順向及逆向 Gummel plot 參數之萃取

由於本文所使用的 InGaP/GaAs HBT 為絕緣體基板故其寄生的 pnp 電晶體並不存在，所以可以顯著的提昇元件的特性及適合在高頻段使用；同時，亦在製作元件模型時可忽略某些效應。由於其寄生 pnp 電晶體不存在，故我們在萃取 VBIC 模型時將其效應忽略。

我們以萃取順向 Gummel plot 之參數作介紹，在逆向 Gummel plot 萃取方法亦同。Gummel plot 是量測元件的二極體(Diode)特性，令  $V_E$  等於 0、 $V_B$  等於  $V_C$  再同時改變  $V_B$  及  $V_C$  量測而得。各相關參數在物性曲線之物理意義如圖 2-8 所示，其中基極電流( $I_B$ )的部份包含了理想( $I_{BEI}$ 、 $N_{EI}$ )和非理想部份( $I_{BEN}$ 、 $N_{EN}$ )，非理想部份用於描述在  $V_{BE}$  較小時，由各種電子電洞對的再結合(Recombination)效應所造成的  $2kT$  電流。在  $V_{BE}$  較大時由於電流較大，當其流經寄生電阻( $R_E$ )所造成的壓降顯著至影響真正落在基極-射極接面上的電壓時，使得基極及集極電流上昇的趨式減緩；且另外集極電流( $I_C$ )亦會受到集極高注入效應的影響而降低電流增益，此高注入效應的行為由參數  $IKF$  來模擬之。

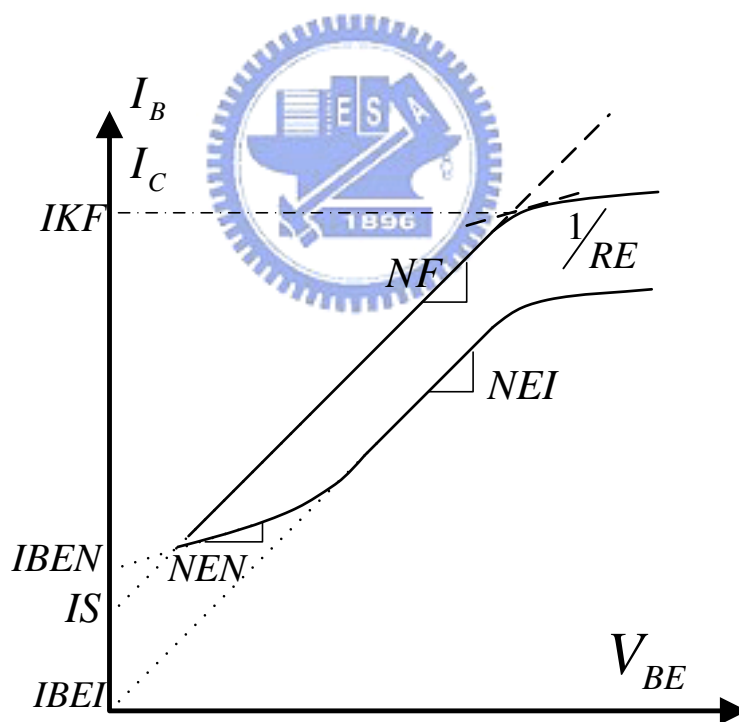


圖 2-8 Gummel Plot 各參數與其物理意義

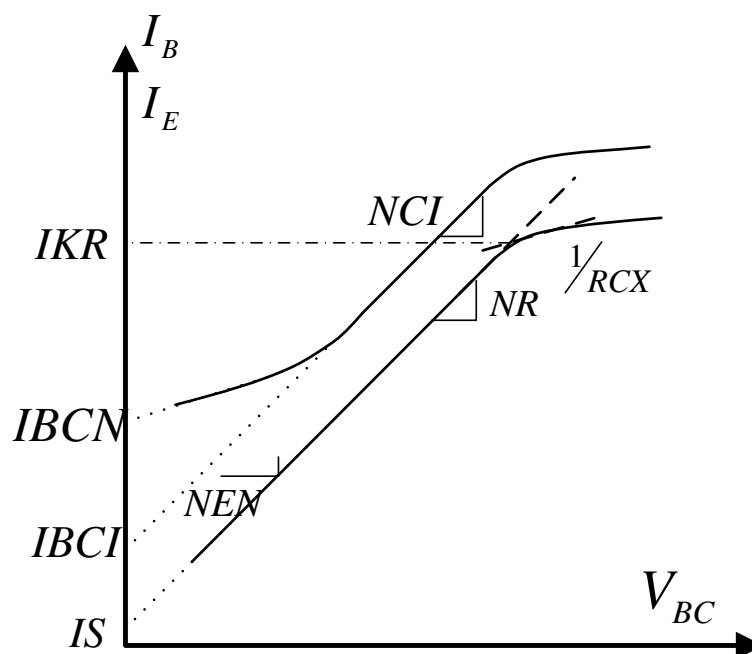


圖 2-9 逆向 Gummel Plot 參數與其物理意義

且當我們將量測的順向和逆向 Gummel plot 疊在一起來看，如圖 2-10 所示。我們可以發現此二電流具有相同的飽和電流( $I_S$ )分別只是其高注入效應發生的時間不同，故描述此元件時只須要使用一個飽和電流即可。

圖 2-11 與圖 2-12 分別為 InGaP/GaAs HBT 的順向及逆向 Gummel 量測圖及模擬結果。由於本文所使用的元件為較小的元件，礙於量測儀器解析度不足以量測  $2kT$  電流出現的情況，故在非理想參數我們使用較小的值以代替，以不影響理想電流參數為主要考量。且在逆向 Gummel 圖量測時，我們發現 HBT 元件在反向偏壓時，並沒有電流增益。在高電流的部份，因為 InGaP/GaAs HBT 的高注入效應很晚發生，所以我們將  $IKF$  設為 1。表 2-2 為 Gummel plot 相關參數萃取結果。



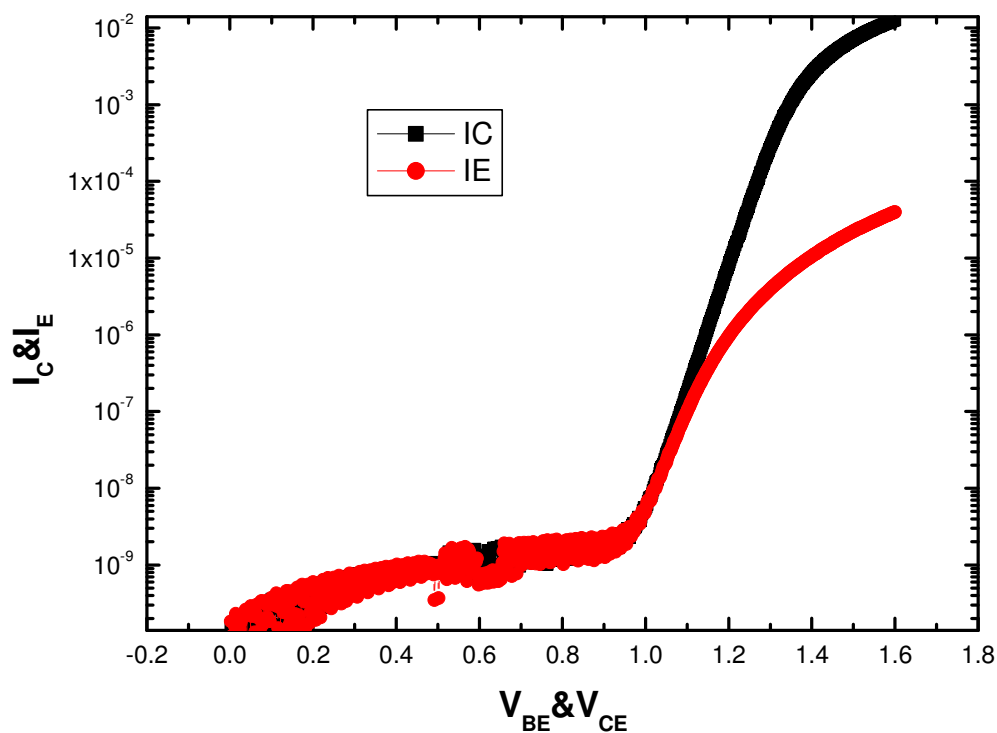


圖 2-10 順向與逆向 Gummel Plot

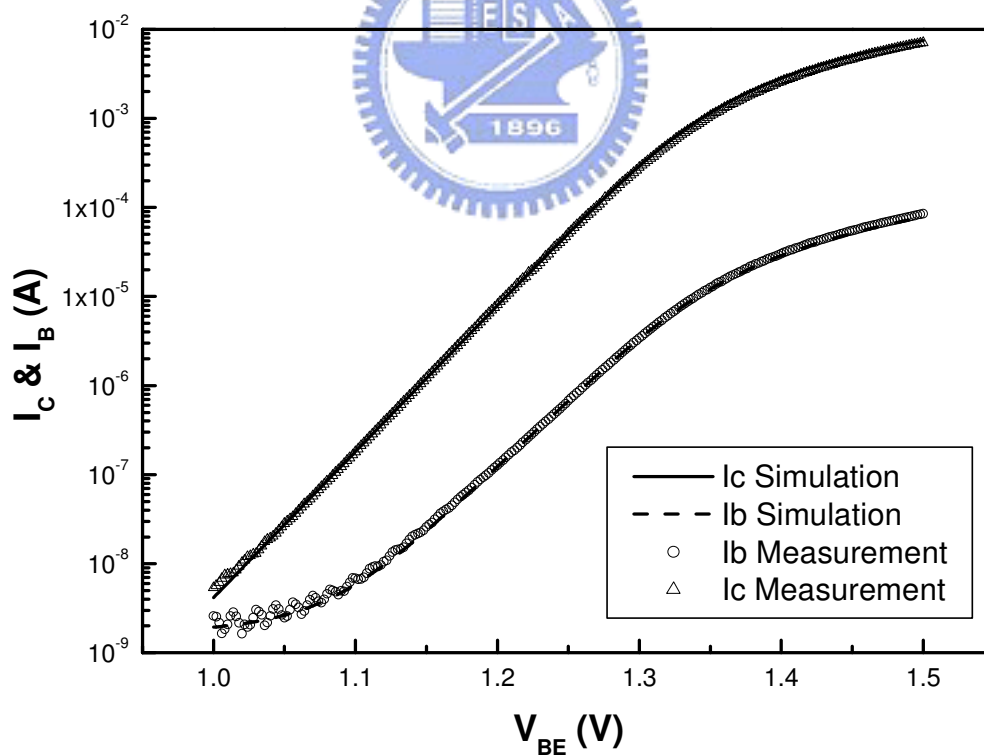


圖 2-11 順向 Gummel Plot 量測與模擬結果比較

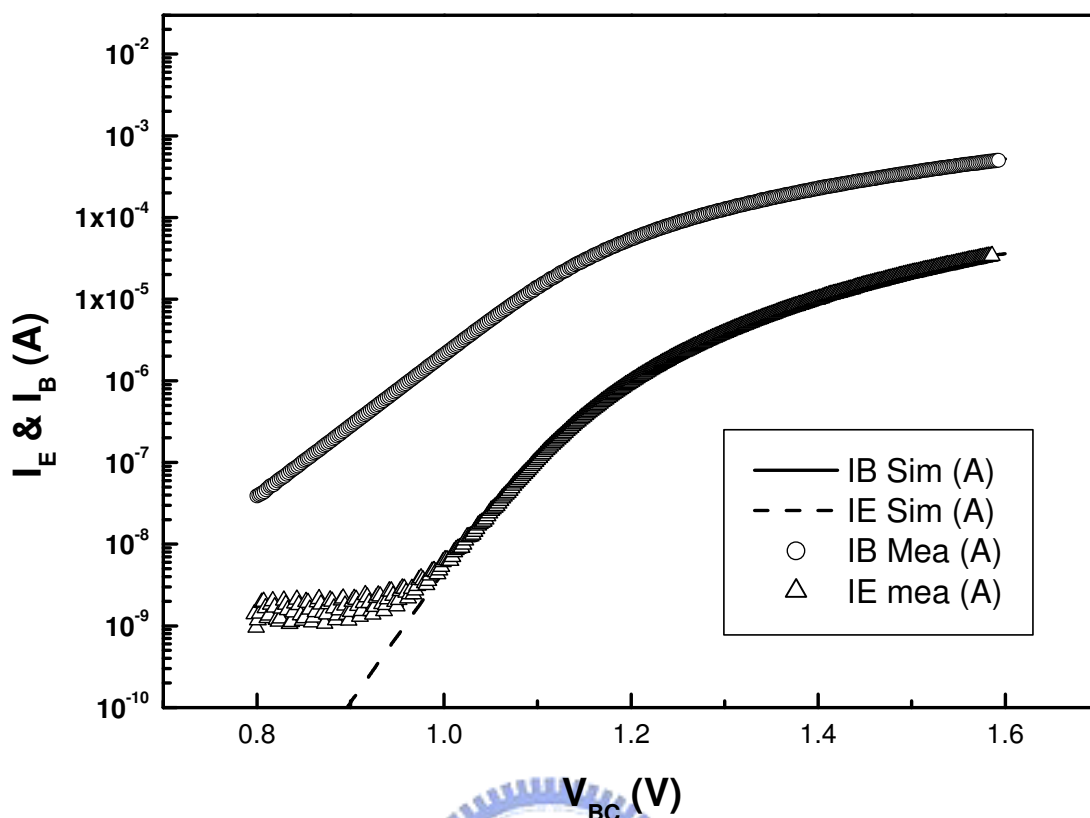


圖 2-12 逆向 Gummel Plot 量測與模擬結果比較

表 2-2 順向與逆向 Gummel Plot 參數萃取結果

參數	參數值	參數	參數值	參數	參數值
IS(Amp.)	1.58E-25	IBEI(Amp.)	8.63E-26	IBCI(Amp.)	4.31E-15
NF	1.023	NEI	1.11	NCI	1.928
NR	1.021	IBEN(Amp.)	1.00E-19	IBCN(Amp.)	1.00E-19
IKF	1	NEN	2	NCN	2
IKR	1.86E-07				

### 2.2.3 基極寬度調變效應(Base Width Modulation Effect)萃取

由於 InGaP/GaAs HBT 的基極重摻雜使其基極寬度對偏壓的改變並不明顯，所以在本文的討論中，我們將  $V_{EF}$  與  $V_{ER}$  兩個參數皆設為

0，表示基極寬變調效應在本元件中並沒有造成影響。

## 2.2.4 類飽和效應(Quasi-saturation)萃取

在 VBIC 模型中，模擬類飽和效應的參數包含有  $R_{CI}$ 、 $G_{AMM}$ 、 $V_O$ 、 $H_{RCF}$  和  $Q_{CO}$  等。其所代表之物理意義如表 2-3 所示。而這些參數對模擬結果的影響如圖 2-13 至圖 2-15 所示， $R_{CI}$  決定飽和區的斜率範圍， $G_{AMM}$  描述類飽和效應的高電流行為， $V_O$  決定飽和速度的開始值。

表 2-3 類飽和效應參數與其物理意義

參數	說明
$R_{CI}$	內部集極電阻
$G_{AMM}$	磊晶(epi)摻雜參數
$V_O$	磊晶飽和漂移電壓
$H_{RCF}$	高電流集極電阻因子
$Q_{CO}$	磊晶電荷參數

由於 InGaP/GaAs 的電子具有非常高的遷移率(mobility)，使其片面電阻值較低，所以我們推測類飽和效應並不會對我們的元件有太大的影響，而從萃取結果來看，也確實如此。參數萃取值如表 2-4 所示。

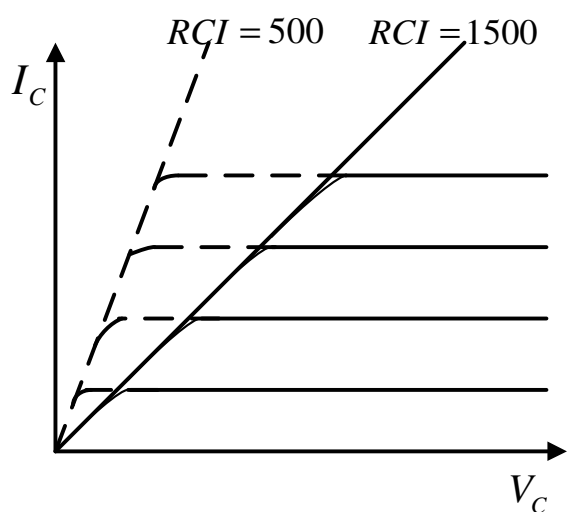


圖 2-13 RCI 對 IV 特性曲線的影響

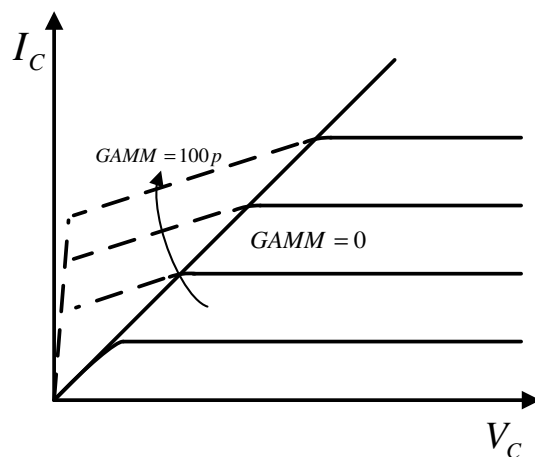


圖 2-14 GAMM 對 IV 特性曲線的影響

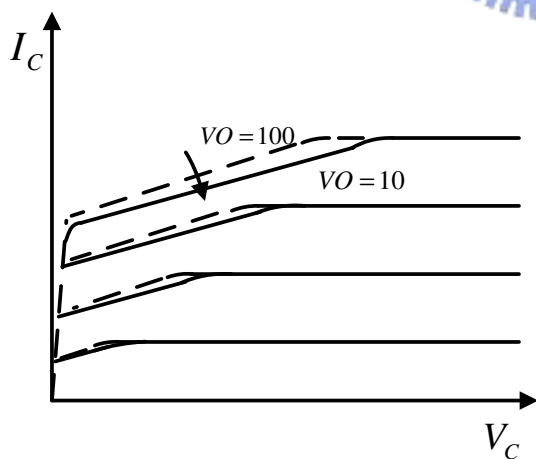


圖 2-15 V<sub>O</sub> 對 IV 特性曲線的影響

表 2-4 類飽和效應參數值

參數	參數值
R <sub>CI</sub>	1
G <sub>AMM</sub>	5.00E-15
V <sub>O</sub>	100
H <sub>RCF</sub>	0.1
Q <sub>CO</sub>	1.00E-15

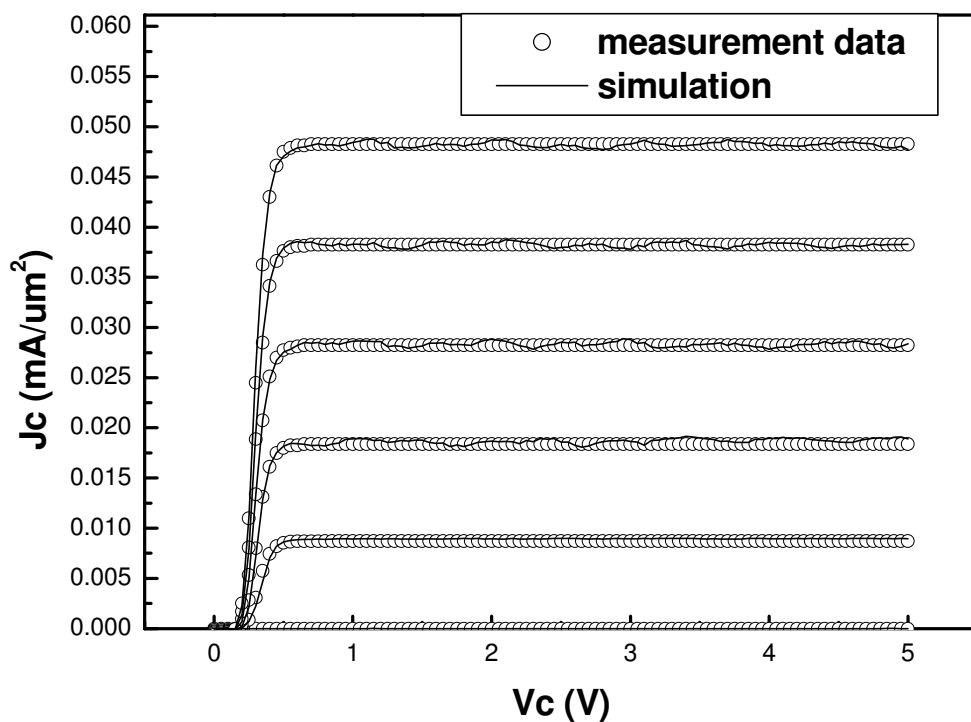


圖 2-16 HBT 元件電壓電流特性圖 1

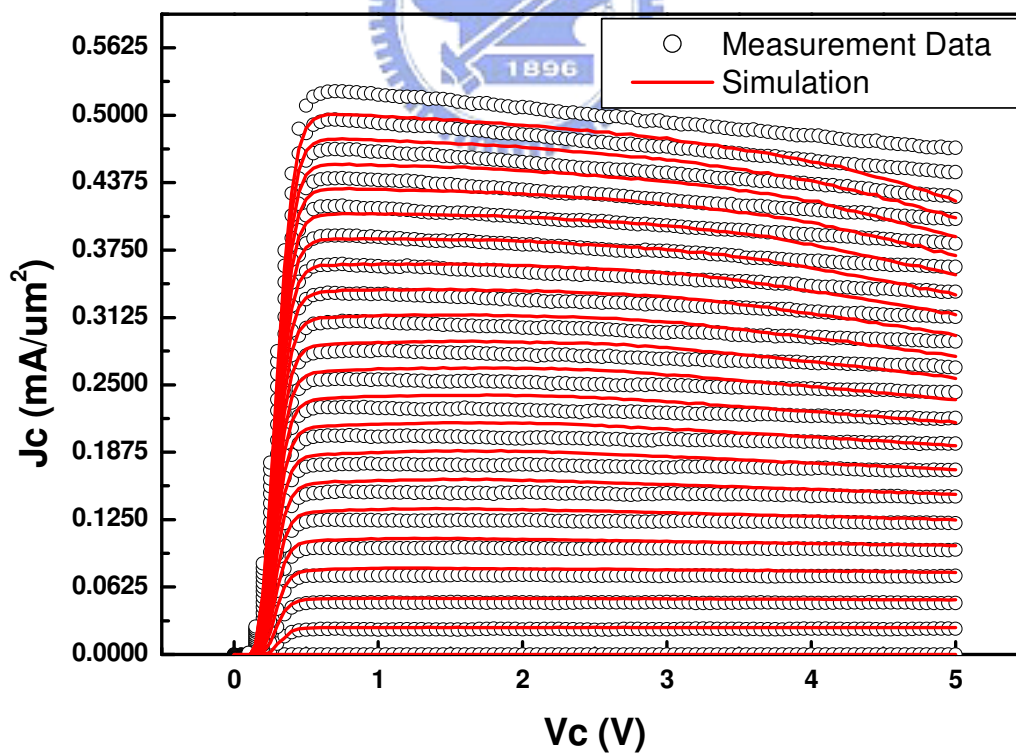


圖 2-17 HBT 元件電壓電流特性圖 2

### 2.2.5 直流參數萃取結果

基於對 InGaP/GaAs HBT 的特性的認識，我們在利用 VBIC 模型來模擬元件特性時共做了以下 3 項假設：

1. 基於 GaAs 使用絕緣體基板，故不存在寄生 pnp 電晶體的效應
2. 由於基極重摻雜( $N_B \gg N_E, N_C$ )，基極寬度調變效應可忽略，即  $V_{EF}$ ， $V_{ER}$  設為 0。且基極電阻也不因偏壓改變。
3. 因 GaAs 具有較高電子遷移率，且並沒有磊晶層(epi-layer)的影響故類飽和效應並不顯著。此亦和實驗結果吻合。

經由上過程的萃取，我們可以看出在直流模型方面，VBIC 可以完整的描述出 InGaP/GaAs HBT 的直流特性。其結果整理列表如下所示：

表 2-5 InGaP/GaAs HBT 直流參數萃取結果整理

直流參數					
IS(Amp.)	1.58E-25	IBEI(Amp.)	8.63E-26	IBCI(Amp.)	4.31E-15
NF	1.023	NEI	1.11	NCI	1.928
NR	1.021	IBEN(Amp.)	1.00E-19	IBCN(Amp.)	1.00E-19
IKF	1	NEN	2	NCN	2
IKR	1.86E-07	WBE	1		
類飽和參數		寄生電阻		其它	
R <sub>CI</sub>	1	R <sub>E</sub> (Ω)	19.2	V <sub>EF</sub>	0
G <sub>AMM</sub>	5.00E-15	R <sub>CX</sub> (Ω)	27	V <sub>ER</sub>	0
V <sub>O</sub>	100	R <sub>BX</sub> (Ω)	31.24	R <sub>TH</sub>	4.4K
H <sub>R<sub>CF</sub></sub>	0.1	R <sub>BI</sub> (Ω)	0	CTH	1.00E-09
Q <sub>CO</sub>	1.00E-15				

## 2.3 VBIC 模型交流參數之量測與萃取

### 2.3.1 VBIC 模型電容分析

VBIC 模型中共包含有四個小信號電容，用來表示電晶體的接面電容，其中基極-射極和基極-集極接面間各有兩個電容，分別位於基極-射極內部( $Q_{BE}$ )和外部( $Q_{BEX}$ )；及基極-集極內部( $Q_{BC}$ )和外部( $Q_{BCX}$ )。另外，在 VBIC 模型中基射極間的寄生重疊電容( $C_{BEO}$ )及基集極間的寄生重疊電容( $C_{BCO}$ )，是由電晶體本身的結構所造成。

在由空間電荷(space charge)空乏(deplete)所產生的電容的部份，VBIC 模型使用了修正過電荷模型，是將 SGP 的電容模型加上一個用以描述順向偏壓時的比例常數 FC，及一個 smooth 參數 AJ，而使得

$$Q_{BE,dep} = CJE \times qj(V_{bei}, PE, ME, FC, AJE)$$

$$C_{BE} = \frac{\partial Q_{BE,dep}}{\partial V_{bei}} = CJE \times \frac{\partial qj(V_{bei}, PE, ME, FC, AJE)}{\partial V_{bei}}$$

$$\approx CJE \times \frac{1}{\left(1 - \frac{V_{bei}}{PE}\right)^{ME}} \quad \text{for } V_{bei} < FC \times PE \text{ (式 2.9)}$$

$$\approx \frac{CJE}{(1-FC)^{1+ME}} \times \left[1 - FC \times (1+ME) + ME \times \frac{V_{bei}}{PE}\right] \quad \text{for } V_{bei} \geq FC \times PE$$

其中，PE 為基極-射極間的內建電位(built-in potential)，ME 為基極-射極間指數因子(0.5, for uniform doped base)。

基極-射極電容 CBE 和基極-集極電容 CBC 都分別包含：(1).由空間電荷空乏所產生的接面電容；(2).由載子流經元件各區域所須時間所描述的擴散電容。以下，我們分別分析如何描述這些電容效應。

#### (1).基極-射極內部電荷 $Q_{BE}$



$$\begin{aligned} Q_{BE} &= Q_{BE,dep} + Q_{BE,duf} \\ &= CJE \cdot WBE \cdot qje + TFF \cdot I_{tcf} \end{aligned} \quad (\text{式 2.10a})$$

$$TFF = TF \cdot (1 + QTF \cdot q_1) \cdot \left( 1 + XTF \cdot \left( \frac{I_{tcf}}{I_{tcf} + ITF} \right)^2 \cdot \exp\left( \frac{V_{bci}}{1.44 \cdot VTF} \right) \right) \quad (\text{式 2.10b})$$

其中，CJE 是零偏壓下的基極-射極電容值，WBE 是用以描述分別內外部基射極接面電容的比例常數。TFF 則是 VBIC 用來描述擴散電容的傳輸時間(transit time)常數。將會在下面有更詳細的討論。

### (2).基極-射極外部電荷 $Q_{BEX}$

$$Q_{BEX} = Q_{BE,dep} \cdot (1 - WBE) = CJE \cdot (1 - WBE) \cdot qj(V_{bex}, PE, ME, FC, AJE) \quad (\text{式 2.11})$$

其中， $0 < WBE < 1$ ， $V_{BEX}$  則是為 VBIC 模型中  $V_{bx} - V_{ei}$  的電壓差。



### (3).基極-集極內部電荷 $Q_{BC}$

$$\begin{aligned} Q_{BC} &= Q_{BC,dep} + Q_{BC,duf} + Q_{epi,in} \\ &= CJC \cdot qjc + TR \cdot qb \cdot I_{tr} + QCO \cdot K_{bci} \end{aligned} \quad (\text{式 2.12})$$

$$\text{其中，} K_{bci} = \sqrt{1 + GAMM \cdot \exp\left( \frac{V_{bci}}{V_{th}} \right)}$$

$QCO \cdot K_{bci}$  是為了模擬當基極向外擴至集極(base pushout 又稱 Kirk Effect)時的擴散電荷效應。

### (4).基極-集極外部電荷 $Q_{BCX}$

$$Q_{BCX} = QCO \cdot K_{bcx} \quad (\text{式 2.13a})$$

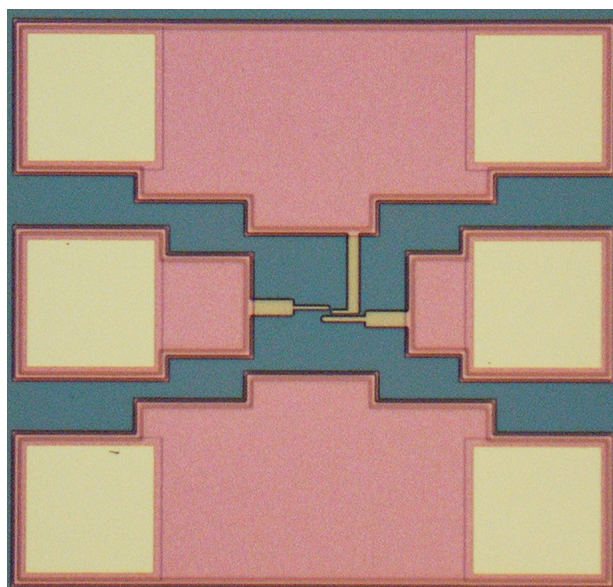
$$K_{bcx} = \sqrt{1 + GAMM \cdot \exp\left(\frac{V_{bcx}}{V_{th}}\right)} \quad (\text{式 2.13b})$$

### 2.3.2 接面電容量測與萃取

量測時，我們利用 HP 8510 網路分析儀在定頻下作不同偏壓的 S 參數量測然後將量測到的 S 參數經 de-embedding 後，再適當的轉換而得到量測電容值

由於在高頻量測時，Pad 所造成的寄生電容將不再可以忽略，所以須要做 de-embedding 的動作，以除去寄生電容所造成量測時將元件特性變差的現象。以避免模型的描述和實際上元件特性的不同，而造成模擬時的誤差。

我們在測試元件上，多加一個 dummy 的開路元件其佈局如下圖所示，經由量測此 open 的 S 參數後，將其轉為 Y 參數。再量測測試元件而得其  $S_{mea}$  矩陣，轉換為 Y 參數後，減掉  $Y_{open}$ ，即得內部元件的  $Y_{device}$  矩陣。執行此步驟是為了扣掉 pad 寄生的電容對測試元件所造成的影響。



$$\begin{bmatrix} S_{11,open} & S_{12,open} \\ S_{21,open} & S_{22,open} \end{bmatrix} \longrightarrow \begin{bmatrix} Y_{11,open} & Y_{12,open} \\ Y_{21,open} & Y_{22,open} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} S_{11,mea} & S_{12,mea} \\ S_{21,mea} & S_{22,mea} \end{bmatrix} \longrightarrow \begin{bmatrix} Y_{11,mea} & Y_{12,mea} \\ Y_{21,mea} & Y_{22,mea} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} Y_{11,device} & Y_{12,device} \\ Y_{21,device} & Y_{22,device} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11,mea} & Y_{12,mea} \\ Y_{21,mea} & Y_{22,mea} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} Y_{11,open} & Y_{12,open} \\ Y_{21,open} & Y_{22,open} \end{bmatrix}$$

此時在定偏壓下的寄生元件可視為如圖 2-18 所示。

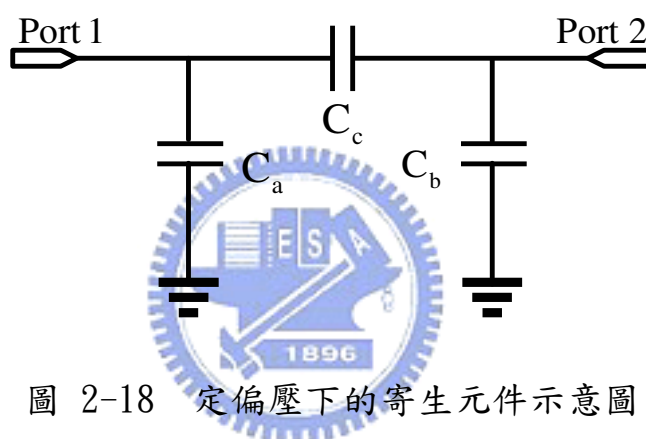


圖 2-18 定偏壓下的寄生元件示意圖

$$C_a = \frac{\text{Imag}(Y_{11,device} + Y_{12,device})}{2\pi f} \tag{式 2.14a}$$

$$C_b = \frac{\text{Imag}(Y_{22,device} + Y_{12,device})}{2\pi f} \tag{式 2.14b}$$

$$C_c = \frac{-\text{Imag}(Y_{12,device})}{2\pi f} \tag{式 2.14c}$$

經由不同偏壓點的量測我們可以描繪出元件的 CV 曲線，當進行  $C_{BE}$  量測時，我們將  $V_c$  設為 0， $V_b$  由逆偏掃到輕微的順向偏壓，再由 (式 2.14) 萃取出其電容值。量測設定如圖 2-19 所示。量測基極-集極電容，量測設定如圖 2-20 所示。

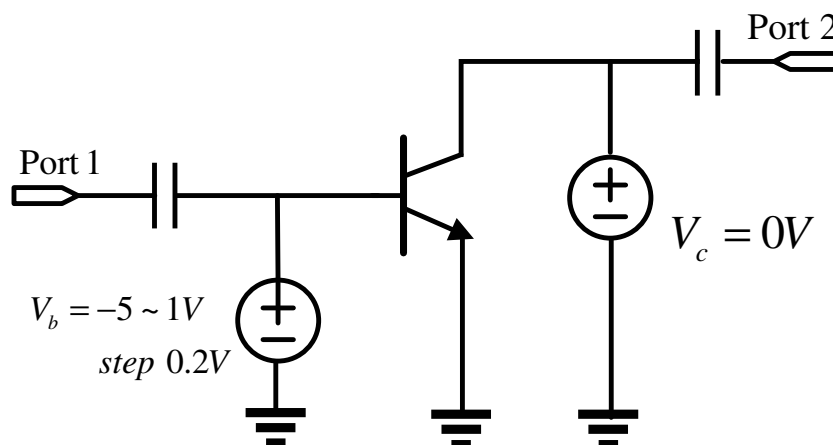


圖 2-19  $C_{BE}$  量測設定示意圖

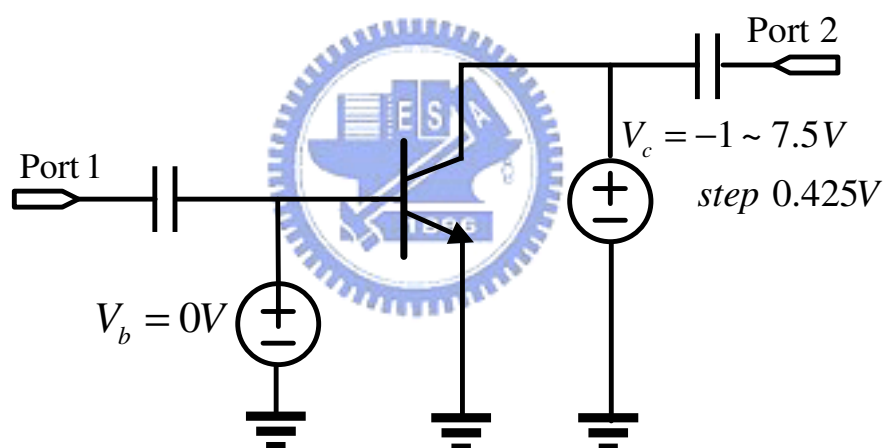


圖 2-20  $C_{BC}$  量測設定示意圖

圖 2-21 及圖 2-22 為 InGaP/GaAs HBT 的基極-射極及基極-集極接面電容量測及模擬結果。表 2-6 為接面電容參數萃取結果。

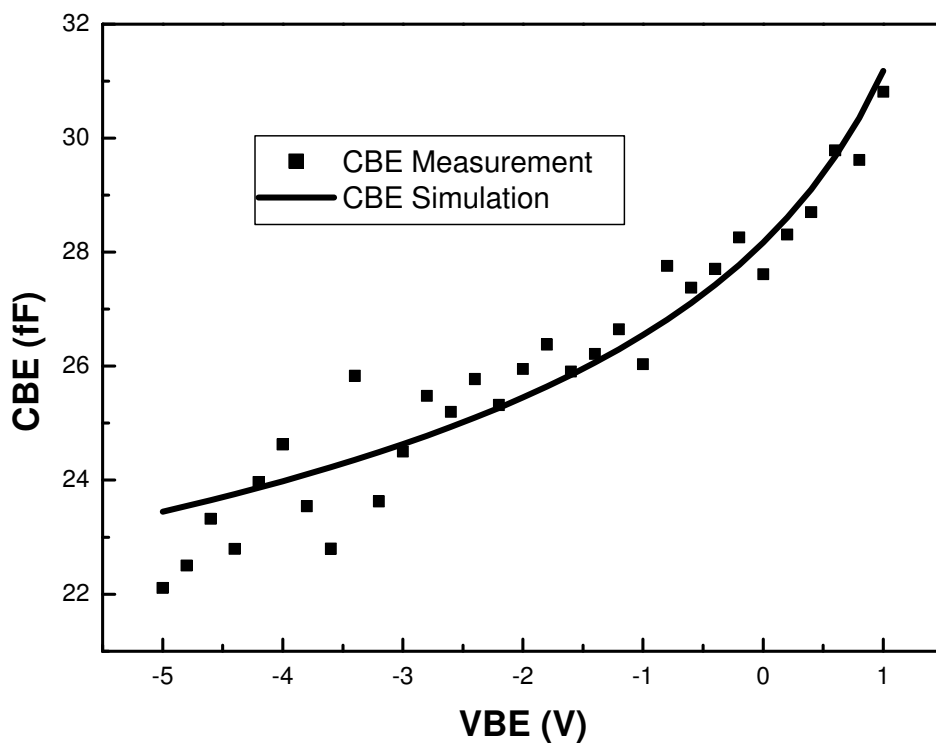


圖 2-21  $C_{BE}$  量測及模擬結果

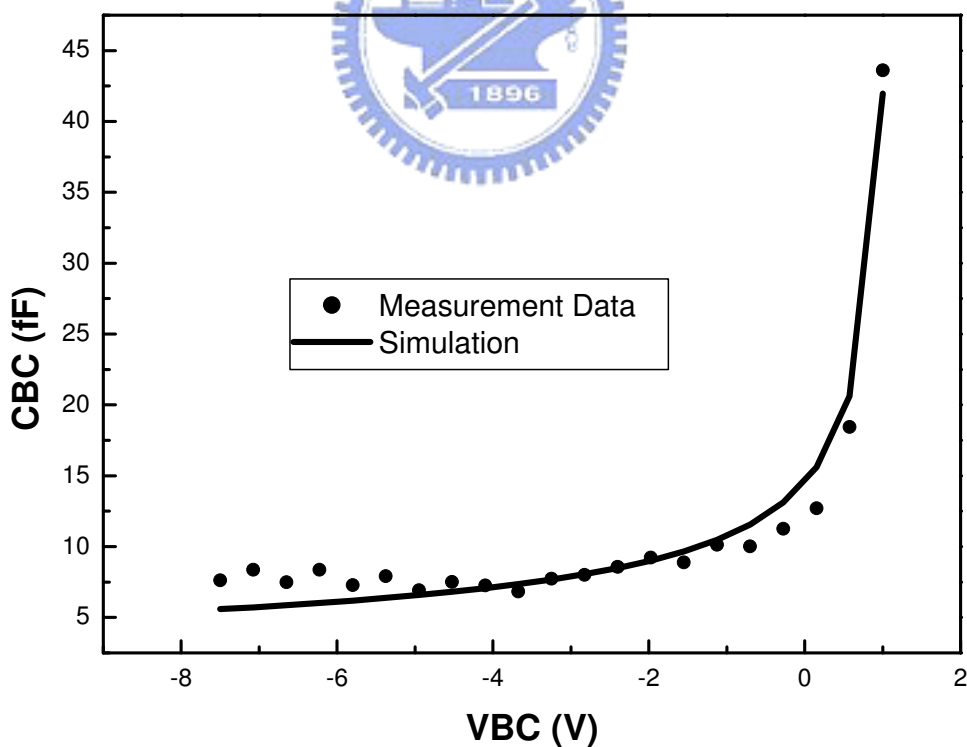


圖 2-22  $C_{BC}$  量測及模擬結果

表 2-6 接面電容參數萃取結果

參數	參數值	參數	參數值
$C_{JE}(\text{fF})$	27.5	$C_{JC}(\text{fF})$	10.22
$P_E$	1.35	$P_C$	1.09
$M_E$	75.01m	$M_C$	481.2m
$A_{JE}$	1m	$A_{JC}$	1m
$F_C$	0.9		

### 2.3.3 傳輸時間常數萃取

由於接面電容並不足以完全描述電晶體的速度特性，所以須要加入電晶體的傳輸時間模型用以表示擴散電容效應。電晶體的傳輸時間可以利用量測其  $f_t$  (unit current gain frequency) 而得到，而 VBIC 用五個參數來描述其行為如(式 2.15)所示：

$$TFF = \frac{1}{2\pi f_t}$$

$$TFF = TF \cdot (1 + QTF \cdot q_1) \cdot \left( 1 + XTF \cdot \left( \frac{I_{tcf}}{I_{tcf} + ITF} \right)^2 \cdot \exp\left( \frac{V_{bci}}{1.44 \cdot VTF} \right) \right) \quad (\text{式 2.15})$$

其中，TF 為理想順向傳輸時間，XTF 為 TF 對偏壓的相依係數，QTF 為 TF 對基極寬度調度的相依係數，ITF 是影響 TF 的高電流參數，VTF 是 TF 對 VBC 偏壓的相依性。此一方程式來自於 Gummel-Poon 模型，VBIC 加入了 VTF 希望可以描述在先進製程中，傳輸時間對 VBC 偏壓的效應。

量測時，是在定頻的條件下量測元件不同偏壓的 S 參數，經過 de-embedding 過程，再將其轉為 H 參數，並根據量測的  $H_{21}$  值，外插

得到  $f_t$  值。由於是使用外插的方法得到量測值，在量測頻率的選擇上就相當重要，一定要選在  $H_{21}$  已呈現  $-20\text{dB/decade}$  的區域內，此量測值才具有意義。量測時，須做驗證，即先量測一個偏壓下從  $\text{DC}\sim 20\text{GHz}$  的  $S$  參數，並轉為  $H$  參數，看看所選的頻率是否恰當後，才可進行量測。本次實驗所選擇的量測頻率為  $2\text{GHz}$ 。量測時設定如圖 2-23 所示。

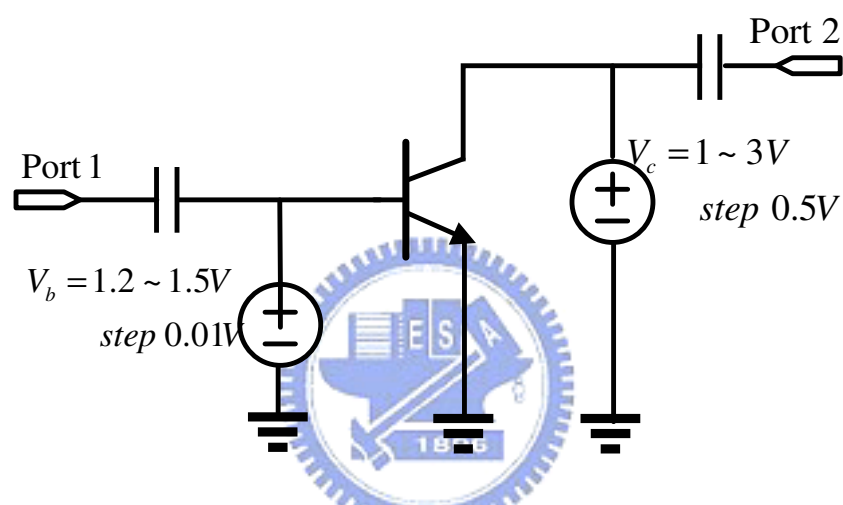


圖 2-23 傳輸時間量測設定示意圖

基於  $\text{InGaP/GaAs}$  HBT 的重摻雜基極，所以沒有基極寬度調變效應，所以我們可以假設  $QTF$  為  $0$ 。再利用 IC-CAP 提供的功能做萃取及最佳化的動作。量測及模擬結果如圖 2-24 所示，萃取結果如表 2-7 所示。



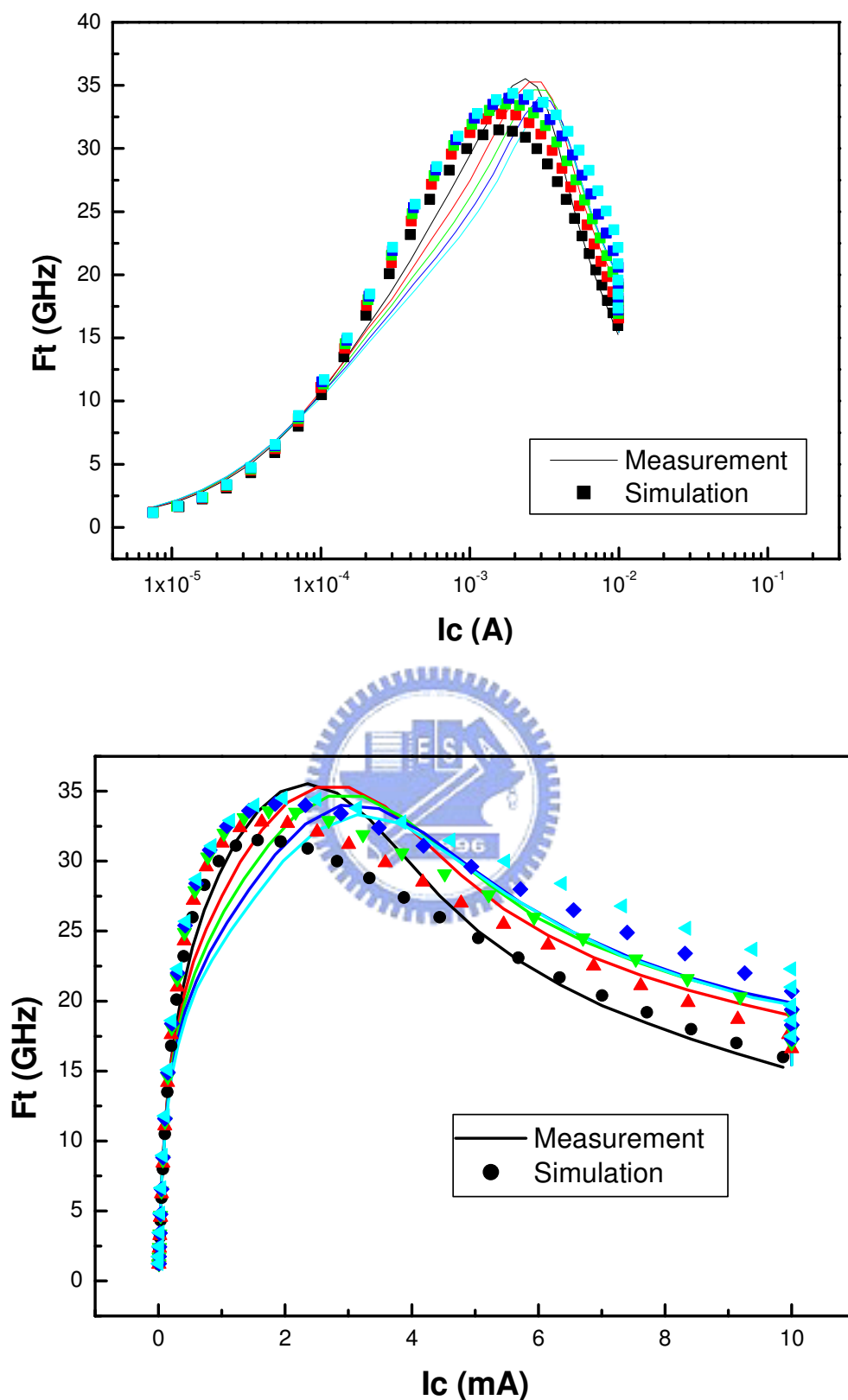


圖 2-24 傳輸時間量測與 VBIC 模擬比較

表 2-7 VBIC 傳輸時間參數萃取結果

參數	參數值	參數	參數值
TF(psec)	3.012	ITF	20.61m
QTF	0	VTF	20
XTF	14.48	TR	0

由以上的結果可知，VBIC 模型在描述傳輸時間上有其可以加以補強之處。在低電流密度的部份，由於沒有加入對  $V_{BC}$  偏壓的影響，所以無法很好的描述電晶體在低電流密度時行為，即 VBIC 模型並沒有辦法描述由基極-集極(BC)接面空乏區所產生的傳輸時間的影響。

由於現在的製程，傳輸時間雖仍是由基極傳輸時間為最長的項，但因為基極寬度不斷的變薄，所以其它傳輸時間如：基極-集極空乏區的傳輸時間，Kirk Effect 所造成的傳輸時間都更加重要。VBIC 模型的公式不足以完整描述在不同  $V_{CE}(V_{BC})$  效應。

#### 2.3.4 S 參數分析與交流參數萃取結果

利用之前所製作的模型，再配合兩組不同偏壓的 S 參數及參數 TD 利用 ADS 作最佳化後，我們可以產生由 VBIC 大信號模型所產生 S 參數，以利高頻電路的設計。交流參數的萃取結果如表 2-8 所示。圖 2-25 到 2-28 為 S 參數之模擬與量測結果。

表 2-8 InGaP/GaAs HBT 的 VBIC 模型交流參數萃取結果

接面電容參數			
$C_{JE}(fF)$	27.5	$C_{JC}(fF)$	10.22
$P_E$	1.35	$P_C$	1.09
$M_E$	75.01m	$M_C$	481.2m
$A_{JE}$	1m	$A_{JC}$	1m
$F_C$	0.9		
傳輸時間參數			
TF(psec)	3.012	ITF	20.61m
QTF	0	VTF	20
XTF	14.48	TR	0

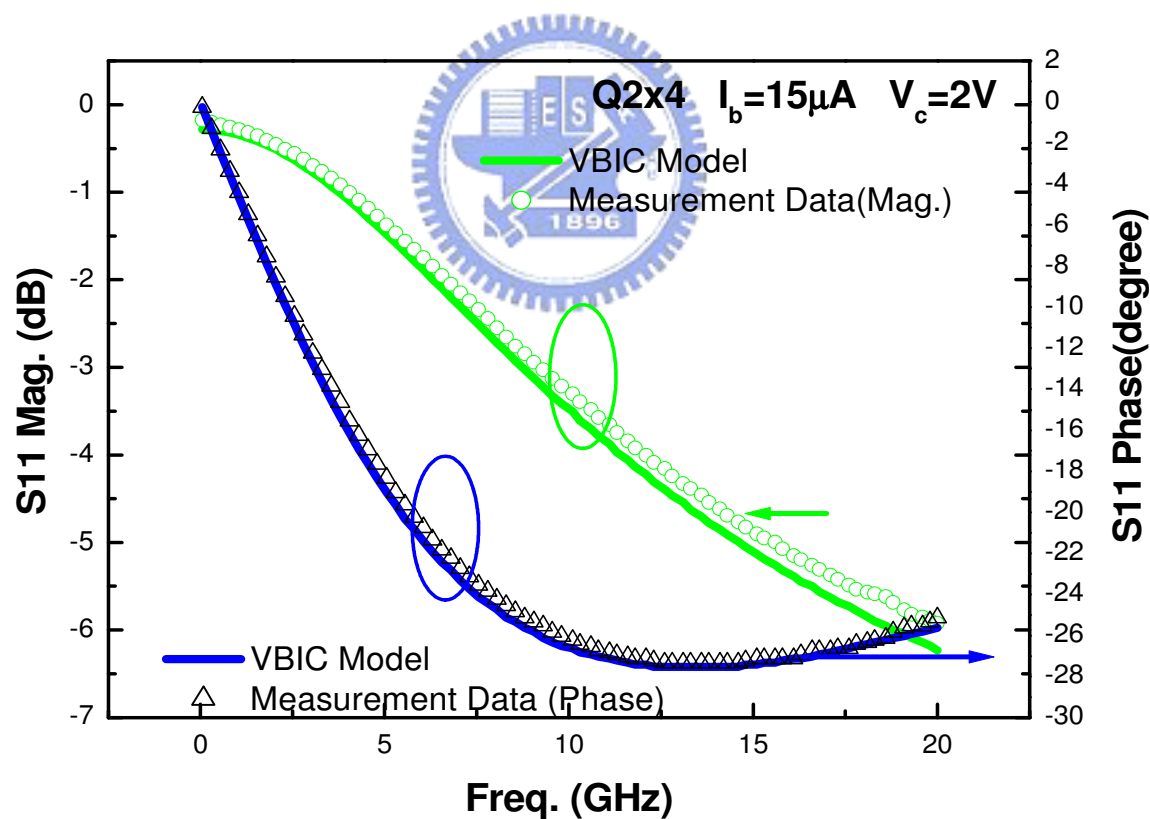


圖 2-25 InGaP/GaAs HBT 量測 S 參數與 VBIC 模型模擬結果(S11)

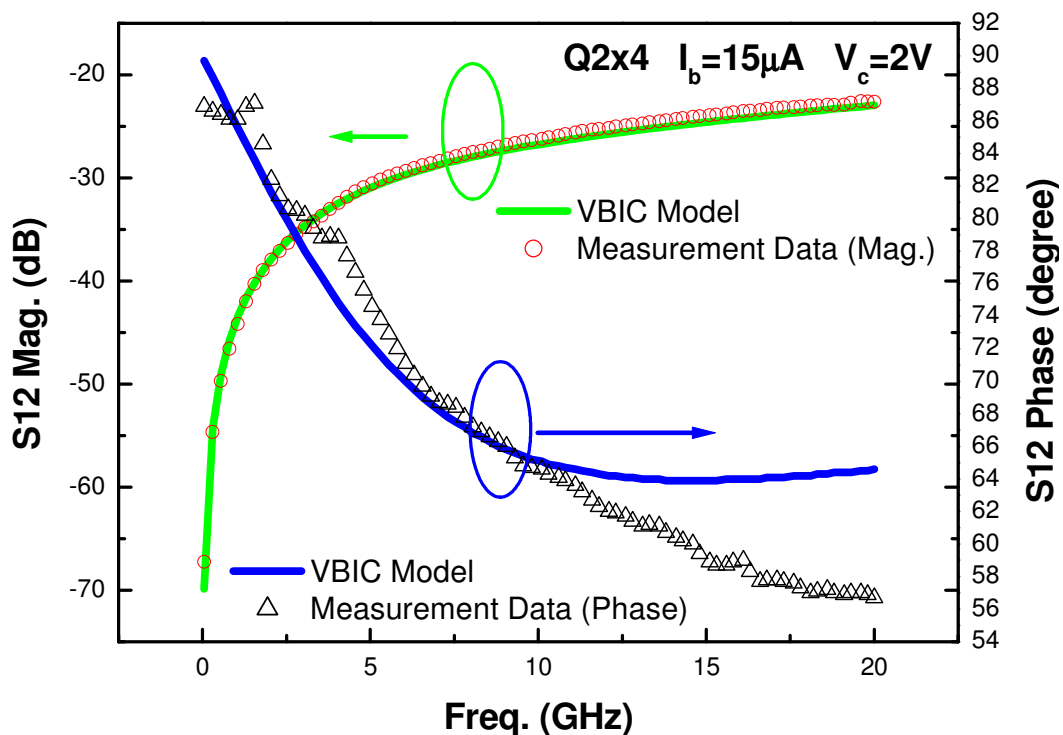


圖 2-26 InGaP/GaAs HBT 量測 S 參數與 VBIC 模型模擬結果(S12)

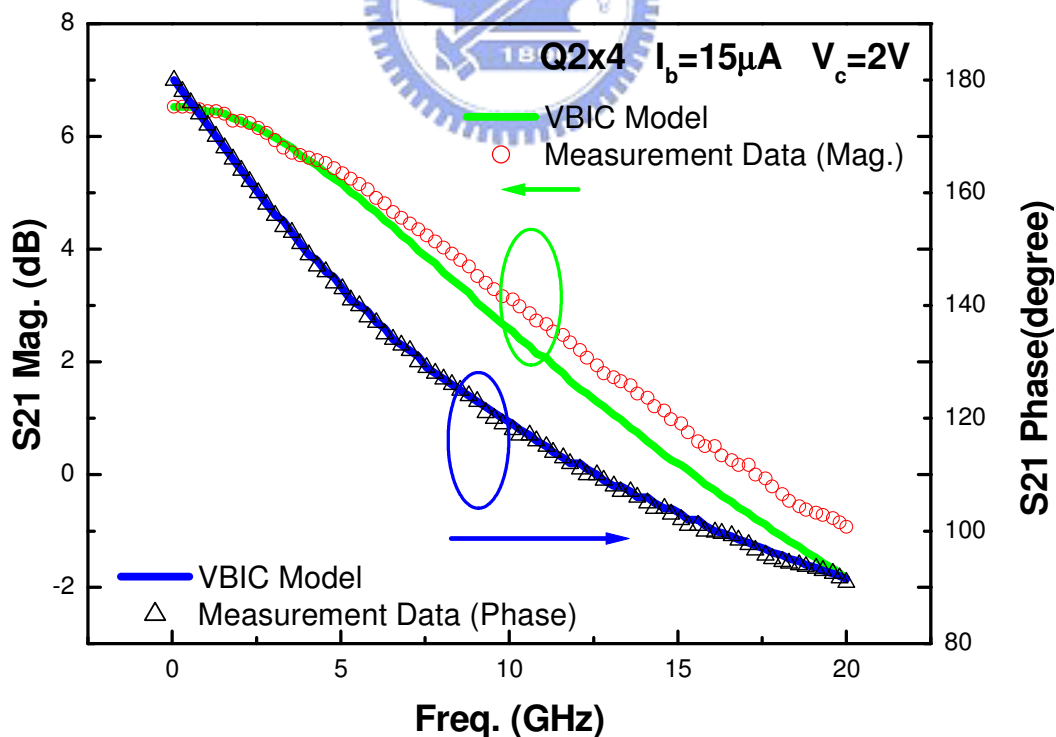


圖 2-27 InGaP/GaAs HBT 量測 S 參數與 VBIC 模型模擬結果(S21)

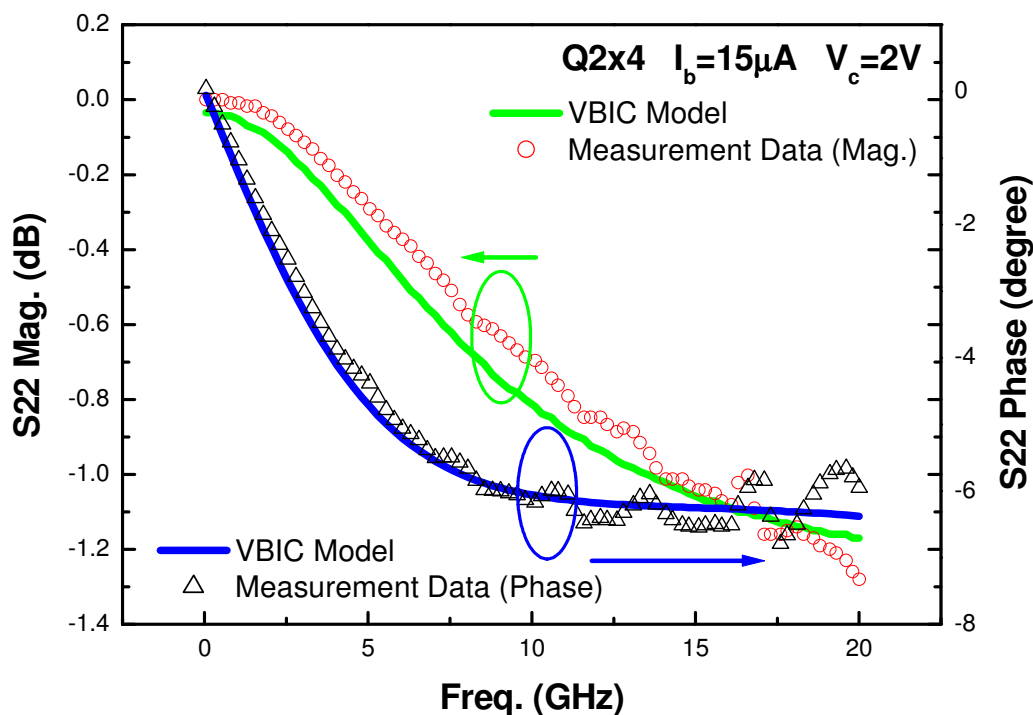


圖 2-28 InGaP/GaAs HBT 量測 S 參數與 VBIC 模型模擬結果(S22)



### 2.4 InGaP/GaAs HBT 傳輸時間特性

由 2.3.3 節的結果，GP 模型及 VBIC 模型所描述的傳輸時間方程式，有以下幾點問題：先進 BiCMOS 及 HBT 製程，常常在  $f_t$  對  $I_C$  作圖時的中段電流密度的地方對  $V_{CE}$  或  $V_{CB}$  有顯著的變化，並沒有辦法用單一參數 TF 來加以描述。XTF、VTF 及 ITF 參數並不具有物理意義。最後，GP 及 VBIC 對傳輸時間的定義為  $\frac{Q_f}{I_C}$ ，和由 S 參數量測而得的  $\frac{dQ_f}{dI_C}$  並不一定相同。基於以上的理由，詳細的分析 HBT 的傳輸時間效應對模型的建立是相當重要的。

在此節中，我們將討論元件中各區域對射極-集極傳輸時間的影響。在 HBT 中，我們將分為五個區域來討論；在討論之前，我們要

先定義一下何謂低電流區域，中電流區域及高電流區域其所定義的區域如圖 2-29 所示。

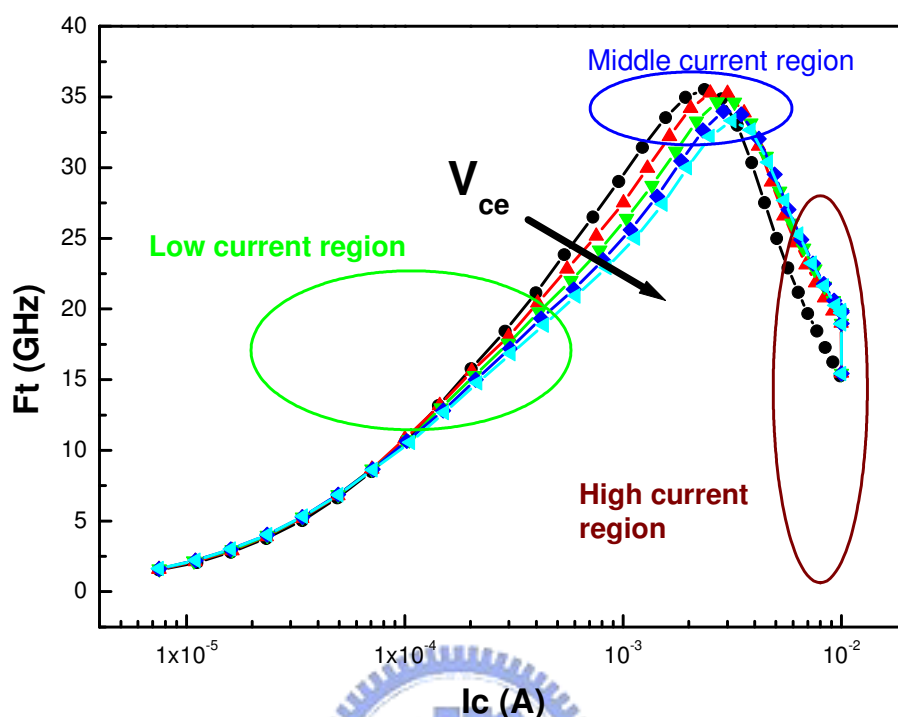


圖 2-29 量測  $F_t$  對  $I_c$  的作圖

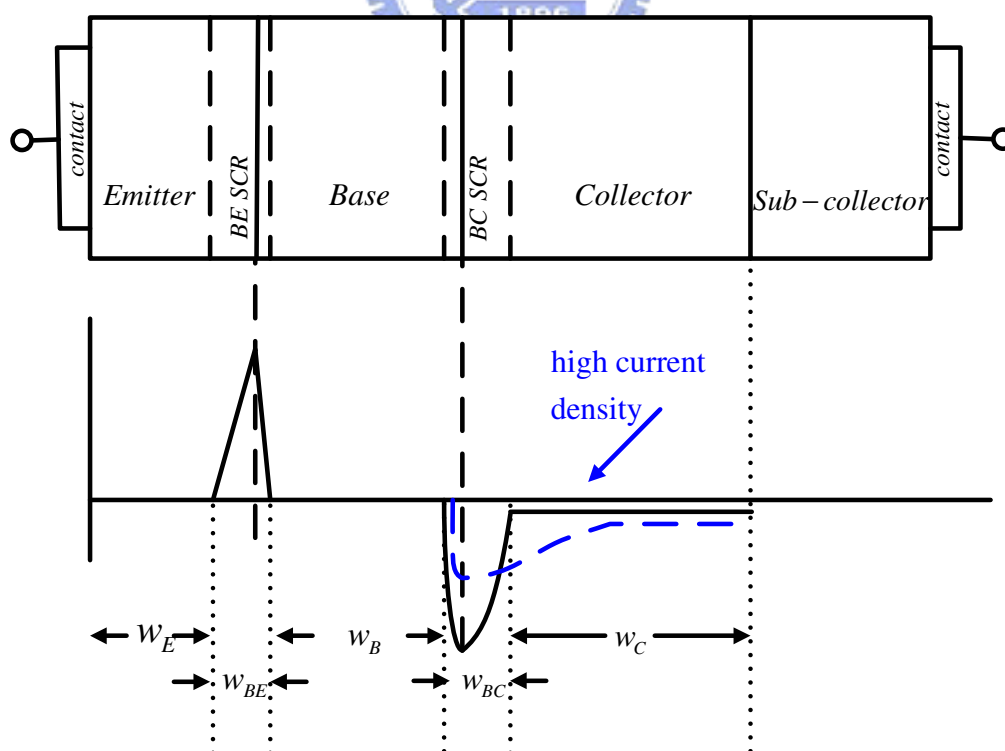


圖 2-30 InGaP/GaAs HBT 區域模型示意圖

### 2.4.1 基極中性區(Neutral Base Region)

在低電流密度時，存在基極寬度  $w_B$  的基極中性區內的少數載子數目可以寫成如下的型式：

$$Q_{nB} = \left( \frac{w_B^2}{\mu_{nB} V_T} \frac{(\zeta - 1)e^\zeta + 1}{\zeta^2 e^\zeta} + \frac{w_B}{v_c} \frac{e^\zeta - 1}{e^\zeta \zeta} \right) i_T \quad (式 2.16)$$

其中， $\mu_{nB}$  為基極平均電子遷移率，且漂移因子(drift factor)定義為：

$$\zeta = -\frac{E_n w_B}{V_{th}} \quad (式 2.17)$$

$\zeta$  正比於  $w_B$  及由基極摻雜濃度( $N_B$ )和等效的純質(intrinsic)載子濃度( $n_i$ )等效漂移電場  $E_n$  為

$$E_n = \frac{V_T}{n + N_B} \frac{dN_B}{dx} - 2 \frac{V_T}{n_i} \frac{dn_i}{dx} \quad (式 2.18)$$

等效的純質載子濃度( $n_i$ )可以由來描述重摻雜效應及藉由摻雜不同的半導體材料如：矽鍺材料(SiGe)所造成的 band-gap grading 的加速電場。

(式 2.16)的第一項代表來自於基本的擴散理論，代表的是由漂移/擴散部份的項。第二項包含在現今製程中必須加入由加速電場造成的在基極末端的電子速度( $v_c$ )的項目。

當電流密度夠低時(Kirk Effect 尚未發生)， $w_B$  和  $v_c$  只和基極-集極內部電壓差  $v_{BCi}$  有關，所以基極傳輸時間可以被考慮為：

$$\tau_{Bf} = \frac{dQ_{nB}}{dI_T} = \frac{w_B^2}{\mu_{nB} V_T} \frac{(\zeta - 1)e^\zeta + 1}{\zeta^2 e^\zeta} + \frac{w_B}{v_c} \frac{e^\zeta - 1}{e^\zeta \zeta} = \tau_{Bfd} + \tau_{Bfv} \quad (式 2.19)$$



當電流密度增加， $w_B$  及  $v_c$  不僅和電壓有關，同時亦和  $I_c$  有直接的相關，而其關係式相當複雜，並不適合加入非線性電路模擬。因此做部份的簡化是必要的。先假設  $\zeta$  與 bias 無關， $\tau_{Bfd}$  和  $\tau_{Bfv}$  的偏壓相關性可分為一個純電壓相關項及一個純電流相關項。

其中，純電壓相關項可以由以下關係表示

$$w_B = w_{B0} [1 - k_b (c - 1)] \quad (\text{式 2.20})$$

其中， $w_{B0} = w_B (V_{BCi} = 0)$ ， $k_b$  為一常數，以及正規化基極-集極界面電容的倒數  $c = C_{jCi0} / C_{jCi}$ 。可得

$$\begin{aligned} \tau_{Bfd} &= \tau_{Bfd0} [1 - k_b (c - 1)]^2 \\ \tau_{Bfd0} &= \frac{w_B^2 (\zeta - 1) e^\zeta + 1}{\mu_{nB} V_T \zeta^2 e^\zeta} \end{aligned} \quad (\text{式 2.21})$$

當  $E_n = 0$ ， $\tau_{Bfd0} = \frac{w_B^2 (\zeta - 1) e^\zeta + 1}{\mu_{nB} V_T \zeta^2 e^\zeta} = \frac{w_B^2}{2\mu_{nB} V_T}$  和單純的擴散電晶體有相

同的傳輸時間。

在  $\tau_{Bfv}$  中電子速度可以利用飽和速度的近似公式加以描述。

$$v_c = v_s \frac{u}{\sqrt{1 + u^2}}, \quad E_{lim} = \frac{V_{lim}}{w_c} = \frac{v_s}{\mu_{nC0}} \quad (\text{式 2.22})$$

其中， $u = E_{jc}(v_{BCi}, i_T) / E_{lim}$  是正規化之 BC 接面電場， $E_{lim}$  為一絕對電場強度，代表當電場強度大於此值時電子速度會有飽和現象， $\mu_{nC0}$  是集極的低電場強度電子遷移率。

$$\tau_{Bfv} = \frac{w_{B0}}{v_s} [1 - k_b (c - 1)] \frac{\sqrt{1 + u^2}}{u} \frac{e^\zeta \zeta}{e^\zeta - 1} \quad (\text{式 2.23})$$

其中， $\frac{e^\zeta \zeta}{e^\zeta - 1} \geq 1$ 。一個逆向偏壓的 BC 接面  $\frac{\sqrt{1+u^2}}{u} \approx 1$  且  $[1-k_b(c-1)] > 1$  由此項主控此偏壓的行為。而順向偏壓的 BC 接面， $\frac{\sqrt{1+u^2}}{u} > 1$ ， $[1-k_b(c-1)] \approx 1$  由此項主控此偏壓的行為。由於在 BC 接面由逆向偏壓至輕微順向偏壓時，基極傳輸時間仍由  $\tau_{Bfd}$  為最大項。故我們可以忽略  $[1-k_b(c-1)]$  項，且將  $\frac{\sqrt{1+u^2}}{u}$  簡化為  $\left(1+\frac{1}{u}\right)$  而得：

$$\begin{cases} \tau_{Bfv} = \frac{w_{B0}}{v_s} \frac{e^\zeta \zeta}{e^\zeta - 1} \left(1 + \frac{1}{u}\right) = \tau_{Bfv0} + \frac{\tau_{Bfv0}}{1+u_0} \left(\frac{u_0}{u} - 1\right) \\ \tau_{Bfv0} = \frac{w_{B0}}{v_s} \frac{e^\zeta \zeta}{e^\zeta - 1} \left(1 + \frac{1}{u_0}\right) \end{cases} \quad (\text{式 2.24})$$

$\tau_{Bfv0}$  為  $V_{BCi} = 0$  的傳輸時間，且  $u_0/u \approx 1/c$ 。



### 2.4.2 基極-集極空間電荷區(BC Space Charge Region)

低電流密度時，由基極-集極空間電荷區所提供之傳輸時間為

$$\tau_{BC} = \frac{w_{BC}}{2v_c} \quad (\text{式 2.25})$$

其中， $w_{BC}$  為電壓相關的空乏區寬度， $v_c$  為電子在基極-集極空間電荷區的飽和速度。定義當 BC 接面全部空乏時(punch-through)其電容為  $C_{jCiP}$ ，由基本的電容公式  $C = \frac{\epsilon A}{w}$ ，可得

$$\tau_{BC} = \tau_{BCP} \frac{C_{jCiP}}{C_{jCi}} = \tau_{BCP} \frac{C_{jCiP}}{C_{jCi0}} c \quad (\text{式 2.26})$$

其 punch-through 傳輸時間為  $\tau_{BCP} = \frac{w_C}{2v_c}$ 。

當高電流密度發生時，此區域造成的效應太複雜，並不適合用在非線性模型上。

### 2.4.3 射極中性區(Neutral Emitter Region)

假設在寬度  $w_E$  的射極中性區中，其傳輸時間  $\tau_{pE0}$  可以被寫成下列形式：

$$\tau_{pE0} = \frac{dQ_{pE}}{dI_B} = \frac{w_E^2}{v_{kE}} + \frac{w_E^2}{2\mu_{pE}V_T} \quad (\text{式 2.27})$$

其中， $v_{kE}$  是一個有限大的等效金屬接觸再結合速率(contact recombination velocity)， $\mu_{pE}$  為電洞遷移率。因為在製作電晶體模型時，希望是能夠利用  $I_C$  作為參數，才適合來做萃取。所以定義低頻小信號電流增益  $\beta_0 = dI_C/dI_B$ 。所以上式可被轉換為電子儲存時間：

$$\tau_{Ef} = \frac{\tau_{pE0}}{\beta_0} \quad (\text{式 2.28})$$

為了推導更適合作參數萃取有關的式子，定義  $\beta_0(I_{C,Low})$  為  $V_{BCi} = 0$  時的電流增益，再加上在低電流密度時  $\beta_0$  和偏壓電流無關，我們可以寫出和偏壓電流的關係式

$$\tau_{Ef} = \tau_{Ef0} \frac{\beta_0(I_{C,Low})}{\beta_0(I_C, V_{BCi})} \quad (\text{式 2.29})$$

利用積分電荷控制關係(Integral Charge-Control Relation)，可以將

和偏壓有關的電流增益比寫成：

$$\frac{\beta_0(I_{C,Low})}{\beta_0(I_C, V_{BCi})} \approx 1 + \left( \frac{I_T}{I_{CK}} \right)^{g_{\tau E}} \quad (\text{式 2.30})$$

其中， $g_{\tau E}$  為一模型參數， $I_{CK}$  為一描述集極進入高電流效應的臨界電流，關於其定義，可參照 2.4.5 節的說明。最後， $\tau_{Ef}$  和其儲存電荷  $Q_{Ef}$  可被寫成下式：

$$\begin{cases} \tau_{Ef} = \tau_{Ef0} \left[ 1 + \left( \frac{I_T}{I_{CK}} \right)^{g_{\tau E}} \right] \\ Q_{Ef} = \tau_{Ef0} \left[ 1 + \left( \frac{I_T}{I_{CK}} \right)^{g_{\tau E}} \right] i_T \end{cases} \quad (\text{式 2.31})$$



#### 2.4.4 基極-射極空間電荷區 (BE Space Charge Region)

儲存在基極-射極空間電荷區的少數載子，可以寫成如下形式：

$$Q_{BE} = 2qA_E w_{BE} \frac{V_T}{PE} n_i \left[ \exp\left(\frac{v_{BEi}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (\text{式 2.32})$$

其中， $w_{BE}$  為基極-射極空間電荷區的寬度， $n_i$  為基極-射極空間電荷區中的等效平均純質載子濃度，PE 為 BE 接面的內建電位。其相對應之傳輸時間為：

$$\tau_{BE} = \frac{qA_E w_{BE} n_i \exp\left(\frac{v_{BEi}}{V_T}\right)}{g_m \cdot PE} \propto \frac{1}{\sqrt{I_C}} \quad (\text{式 2.33})$$

其中， $g_m$  為正向偏壓轉導。因為  $g_m \propto I_C$ ，當高電流密度時  $\tau_{BE}$  會隨

電流增加而降低。

### 2.4.5 集極中性區(Neutral Collector Region)

在中電流密度或高電流密度區域內，注入集極中性區的載子數目愈來愈多，使得原來跨在基極-集極空間電荷區上的電場逐漸降低，最後移至集極及次集極(Sub-Collector)之間，造在原本的集極變成中性區，就好像是基極被拉長一樣。此效應稱為 Kir-effect。由於 Krik-effect 的影響，會造成小信號電流增益的降低，以及  $f_T$  的降低。為了描述此效應的發生，定義一個臨界電流  $I_{CK}$ ：

$$I_{CK} = \frac{v_{ceff}}{r_{Ci0}} \frac{1}{\sqrt{1+(v_{ceff}/V_{lim})^2}} \left[ 1 + \frac{x + \sqrt{x^2 + 10^{-3}}}{2} \right] \quad (式 2.34a)$$

$$x = \frac{v_{ceff} - V_{lim}}{V_{PT}} \quad (式 2.34b)$$

其中， $x$  為一圓滑因子，目的是幫助方程式在低電場和高電場的連接， $V_{PT}$  為集極 punchthrough 的電壓， $V_{lim}$  為一臨界電壓代表高低電場的分別(低： $v_{ceff} < V_{lim}$ )，臨界電流  $I_{CK}$  和製程參數( $V_{lim}$ 、 $V_{PT}$ )及低電場時的內部集極電阻  $r_{Ci0}$  相關，以及等效集極電壓  $v_{ceff}$

$$r_{Ci0} = \frac{w_C}{qA_E \mu_{nC0} N_C} \quad (式 2.35a)$$

$$v_{ceff} = V_T \leq \left[ \ln \left( 1 + \exp \left( \frac{v_{CEi} - v_{CEs}}{V_T} - 1 \right) \right) + 1 \right] \quad (式 2.35b)$$

式中， $v_{CEs}$  為 CE 飽和電壓。經由這些近似方程式，使  $I_{CK}$  成為一

對  $v_{CEi}$  連續且可微的函數。

當  $I_T = I_{CK}$  時，少數載子(電洞)開始注入集極，儲存在其注入的寬度中的電荷  $Q_{pC}$  及飽和儲存時間  $\tau_{pCs}$ ：

$$\begin{cases} Q_{pC} = \tau_{pCs} i_T (w_i/w_C)^2 \\ \tau_{pCs} = \frac{w_C}{4\mu_{nC0} V_T} \end{cases} \quad (\text{式 2.36})$$

注入區寬度  $w_i = w_C (1 - I_{CK}/i_T)$  會影響  $Q_{pC}$  的多寡。

當  $I_T < I_{CK}$  時，上式會造成一個沒有物理意義的  $Q_{pC}$ ，這是要避免在大信號模型中出現的情況。這種情況可以利用下式加以解決。

$$\begin{cases} w = \frac{w_i}{w_C} = \frac{i + \sqrt{i^2 + a_{hc}}}{1 + \sqrt{1^2 + a_{hc}}} \\ i = 1 - I_{CK}/i_T \end{cases} \quad (\text{式 2.37})$$

其中， $a_{hc} > 0$ 。所以，在集極的傳輸時間  $\tau_{pC}$  為：

$$\tau_{pC} = \frac{dQ_{pC}}{di_C} = \tau_{pCs} w^2 \left[ 1 + \frac{2I_{CK}}{i_T \sqrt{i^2 + a_{hc}}} \right] \quad (\text{式 2.38})$$

## 2.4.6 傳輸時間模型及萃取結果

前幾節所述之區域性的模型，雖極具物理意義且對設計電晶體元件設計有極大的好處，但使用在大信號模型以設計電路的實作上，仍是太過複雜且不易萃取其參數。故仍須部分加以減化，以利大信號模型的實作。

### (1). 低電流密度區域

由之前的關係式，我們知道低電流密度的傳輸時間，包含基極擴散及 drift 時間，射極中性區的  $\tau_{Ef}$ ，基極-集極空乏區的  $\tau_{BC}$ ，基極-射極空乏區的  $\tau_{BE}$ ，在此做了些簡化先假設  $I_T = I_C \ll 1$ ，以及忽略  $[\tau_{Bfd0} k_b^2 (c-1)^2]$  項。

$$\begin{aligned}
 \tau_{f0} &= \tau_{Bfd} + \tau_{Bfv} + \tau_{BC} + \tau_{Ef} + \tau_{BE} \\
 &= \tau_0 + [\tau_{BCP} C_{jciP} / C_{jci0} - 2\tau_{Bfd0} k_b] (c-1) + \tau_{Bfv} [u_0/u - 1] + \tau_{BE0} / \text{sqr}(i_T) \quad (\text{式 2.39}) \\
 &= \tau_0 + \Delta\tau_{0h} (c-1) + \tau_{Bfv} [u_0/u - 1] + \tau_{BE0} / \text{sqr}(i_T) \\
 &\doteq \tau_0 + \Delta\tau_{0h} (c-1) + \tau_{Bfv} [1/c - 1] + \tau_{BE0} / \text{sqr}(i_T)
 \end{aligned}$$

其中， $\tau_0 = \tau_{Ef0} + \tau_{Bfd0} + \tau_{Bfv0} + \tau_{BCP} (C_{jciP} / C_{jci0})$  為當  $V_{BCi} = 0$  時的傳輸時間，為模型中的一個參數。另一個模型參數  $\Delta\tau_{0h}$  用以表達由基極-集極空乏區寬度變化及 Early Effect 所造成的傳輸時間變化。和載子速度有關的項則是用  $\tau_{Bfv}$  來模擬。

### (2). 中高電流密度區域

在中、高電流密度時，會使傳輸時間增加的項包含  $\tau_{Ef}$ 、 $\tau_{Bf}$  及  $\tau_{pC}$ ，由  $\tau_{Ef}$  所產生的項為：

$$\begin{aligned}
 \Delta\tau_{Ef} &= \tau_{Ef0} (i_T / I_{CK})^{g_{\tau E}} \\
 \Delta Q_{Ef} &= \Delta\tau_{Ef} i_T / (1 + g_{\tau E})
 \end{aligned} \quad (\text{式 2.40})$$

由於  $\tau_{Bf}$  及  $\tau_{pC}$  有相類似的增加效果[11]，所以將其合併在一起，關係式為：



$$\begin{aligned}\Delta\tau_{fh} &= \tau_{hcs} w^2 \left[ 1 + \frac{2I_{CK}}{i_T \sqrt{i^2 + a_{hc}}} \right] \\ \Delta Q_{fh} &= \tau_{hcs} w^2 i_T \\ \tau_{hcs} &= \tau_{Bfvs} + \tau_{pCs} = \frac{w_{Bm} w_C}{2\mu_{nC0} V_T} \frac{e^\zeta \zeta}{e^\zeta - 1} + \frac{w_C^2}{4\mu_{nC0} V_T}\end{aligned}\quad (\text{式 2.41})$$

其中， $\tau_{Efo}$ 、 $g_{\tau E}$ 、 $\tau_{hcs}$ 、 $a_{hc}$  為模型參數。

萃取參數時，由我們並沒有量測  $V_{BCi} = 0$  時且同時掃  $V_{BE}$  的值，所以是先利用最接近的一條 ( $V_{CE} = 1.5V$ ) 先將傳輸時間扣掉和空乏區電容有關的項。先將低電流密度部份取出。

$$\tau'_f(V_{CE}, I_C) = \frac{1}{2\pi f_T} - \frac{C_{je} + C_{jc}}{g_m} \quad (\text{式 2.42})$$

得到傳輸時間做為初始值。再和其它條曲線之間的關係得到和  $\Delta\tau_{oh}$  有關的項。再利用 matlab 寫出計算的關係式，做手動的最佳化，包含  $\tau_{Bfvl}$  及  $\tau_{BE0}$  的部份。

再利用已知的部份製程參數找出

$$r_{Ci0} = \frac{w_C}{qA_E \mu_{nC0} N_C} \approx 75 \Omega \quad (\text{式 2.43a})$$

$$V_{PT} \approx 2V \quad (\text{式 2.43b})$$

$$E_{lim} = \frac{V_{lim}}{w_C} = \frac{v_s}{\mu_{nC0}} \rightarrow V_{lim} = \frac{v_s}{\mu_{nC0}} w_C \approx 0.2V \quad (\text{式 2.43c})$$

其中， $w_C$ 、 $N_C$ 、 $V_{PT}$  可以利用 CV 方法猜出。再利用 matlab 的程式作最佳化處理。最後，萃取完的參數如表 2-9 所示。模擬及量測結果比較如圖 2-31 及圖 2-32 所示。



表 2-9 InGaP/GaAs HBT 傳輸時間參數萃取結果

參數	參數值	參數	參數值	參數	參數值
$\tau_{f0}$ (psec)	2.6	$\tau_{Efo}$	0.4	$r_{Ci0}$ ( $\Omega$ )	77
$\Delta\tau_{0h}$ (psec)	1.3	$g_{\tau E}$	2.7	$V_{PT}$	2.5
$\tau_{Bfvl}$ (psec)	0.01	$\tau_{hcs}$ (psec)	5	$V_{lim}$	0.34
$\tau_{BE0}$	5.5e-14	$a_{hc}$	0.65	$V_{CEs}$	0.2

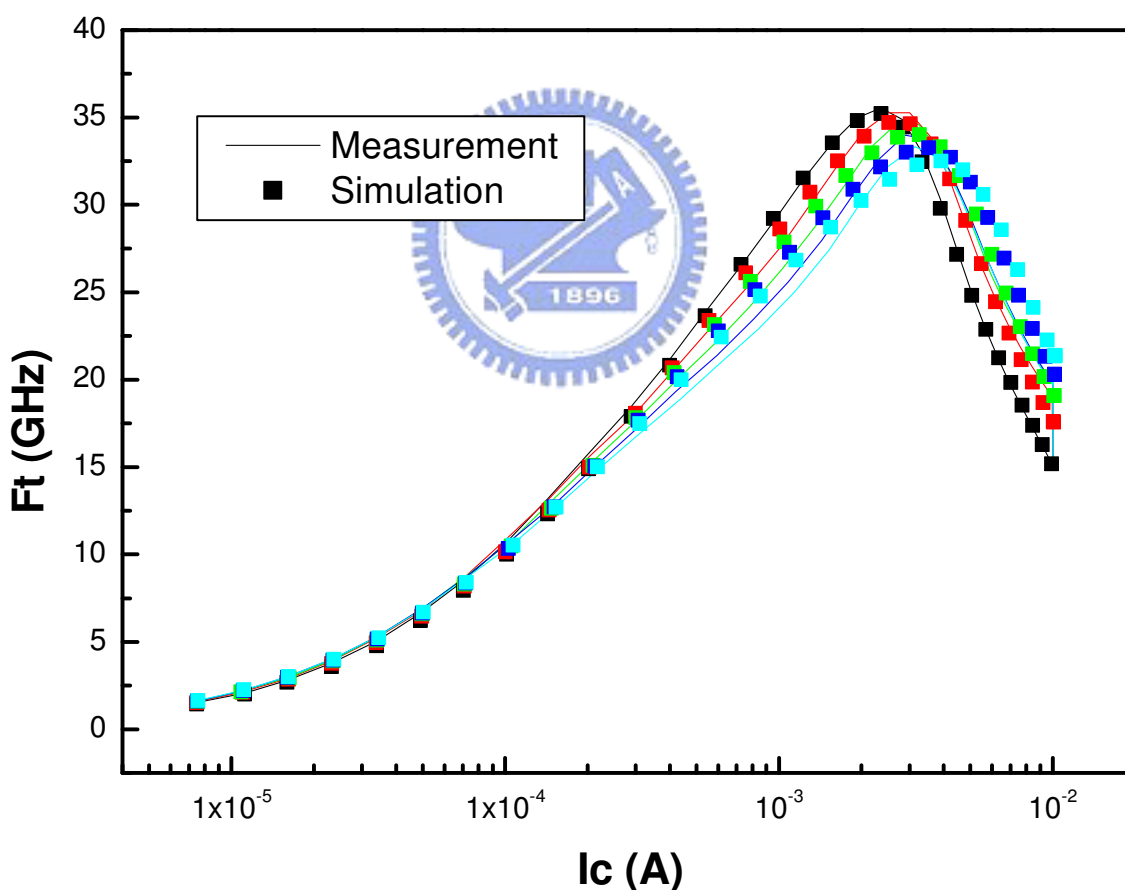


圖 2-31 利用一維元件模型萃取 InGaP/GaAs HBT 傳輸時間(log)

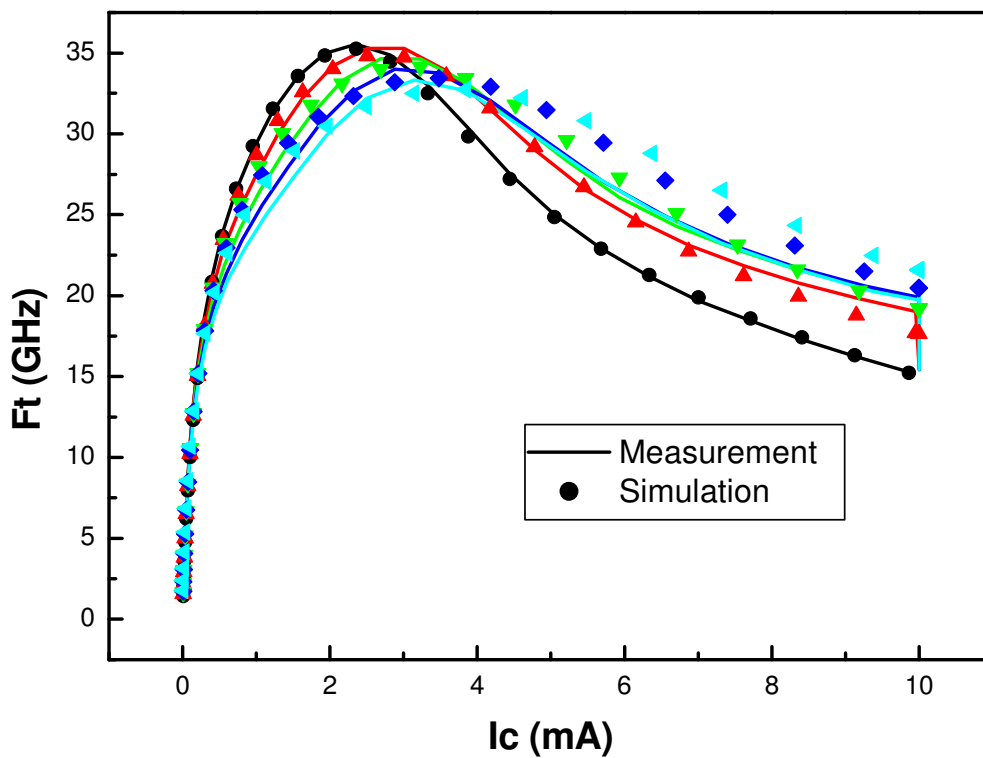


圖 2-32 利用一維元件模型萃取 InGaP/GaAs HBT 傳輸時間(lin)

