

第 2 章 4 : BJT 原理深入

從半導體物理的角度，深入理解 BJT 為什麼能放大。

一、BJT 的內部結構

NPN 結構（精確）

E (Emitter)	B (Base)	C (Collector)
N+	P	N
10 ¹⁹ –10 ²⁰	10 ¹⁶ –10 ¹⁷	10 ¹⁵ –10 ¹⁶

為什麼這樣設計？

1. Emitter 重摻雜 (N+)

→ 注入到 Base 的電子量遠大於 Base 注入回 Emitter 的電洞量 → 「注入效率」 γ 接近 1

2. Base 薄而低摻雜

→ Emitter 注入的電子在 Base 中能在被復合掉之前快速通過 → 「基極傳輸因子」 α_T 接近 1

3. Collector 中等摻雜 + 大面積

→ 高耐壓 → 散熱好

兩個 PN 界面

- BE (Base-Emitter) 界面：順向偏壓（主動區）
- BC (Base-Collector) 界面：反向偏壓（主動區）

二、為什麼 BJT 能「放大」？

物理過程（NPN 主動區）

1. $V_{BE} > 0$ → BE 界面順向 → Emitter 注入大量電子到 Base
2. Base 很薄，電子幾乎不被復合
3. 電子擴散到 BC 界面邊緣

4. BC 反向偏壓的內建電場「抓住」電子，加速到 Collector
5. → 大量電子流入 Collector，由小量 Base 電流控制

α 與 β 的物理意義

α (共基電流增益)

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} = \gamma \cdot \alpha_T$$

- γ : 注入效率 (emitter injection efficiency)
- α_T : 基極傳輸因子 (base transport factor)

典型 α ≈ 0.99–0.998 (電子幾乎全部到達 Collector)

β (共射電流增益)

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{I_C}{I_B}$$

α = 0.99 → β = 99 α = 0.995 → β = 199 α = 0.998 → β = 499

α 微小變化 → β 劇烈變化。這就是為什麼 BJT 的 β 量產時離散性大 (同型號可能 100–400)。

三、I_C 的精確表達式

跨接面的少數載子擴散

主動區 I_C 由 Emitter 注入到 Base、再越過 BC 接面的電子流主導：

$$I_C = I_S(e^{V_{BE}/V_T} - e^{V_{BC}/V_T})$$

主動區 V_{BC} < 0，第二項可忽略：

$$I_C \approx I_S e^{V_{BE}/V_T}$$

I_S 的內涵

$$I_S = \frac{qAD_n n_i^2}{N_A W_B}$$

- A : 接面面積
- D_n : Base 中電子擴散係數

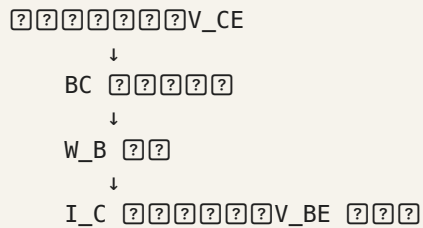
- N_A : Base 摻雜濃度
- W_B : Base 寬度

→ I_S 隨 W_B 變窄而增加 (Base 越薄, 越容易導通) 。

四、Early 效應 (基極寬度調變)

物理本質

V_{CE} 增加 → BC 反向偏壓增加 → BC 空乏區擴展到 Base 中 → 有效 Base 寬度 W_B 變短 → I_S 增加 → I_C 增加



數學表達

$$I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right)$$

V_A : Early 電壓 (典型 50–200V)

對輸出阻抗的影響

$$r_o = \frac{V_A}{I_C}$$

V_A 大 → r_o 大 → 線性放大器增益高 (理想是 ∞) 。

設計時的考慮

- 普通 BJT $V_A \approx 50V$
- 高性能 BJT $V_A \approx 200V$
- IC 中的 BJT 透過「Cascode」結構提升等效 V_A

五、極限與穿通 (Punch-through)

反向擊穿

V_{CE} 過大時：1. BV_{CEO} ：BE 開路時的擊穿電壓 2. BV_{CES} ：BE 短路 3. BV_{CER} ：BE 接電阻

關係： $BV_{CES} > BV_{CER} > BV_{CEO}$

穿通 (Punch-through)

V_{CE} 太大時，BC 空乏區直接穿過 Base 到 Emitter，BJT 失去控制。高耐壓 BJT 的 Base 必須足夠厚以避免穿通。

二次擊穿 (Second Breakdown)

功率 BJT 中，局部熱點造成的「熱失控」現象，可瞬間燒毀。解方：避免進入 SOA 之外、加熱保護。

六、Ebers-Moll 模型

最完整的大信號模型，描述所有四個工作區：

$$I_E = I_{ES}(e^{V_{BE}/V_T} - 1) - \alpha_R I_{CS}(e^{V_{BC}/V_T} - 1)$$

$$I_C = \alpha_F I_{ES}(e^{V_{BE}/V_T} - 1) - I_{CS}(e^{V_{BC}/V_T} - 1)$$

- α_F ：順向電流增益
- α_R ：反向電流增益（很小）

簡化（主動區）

$V_{BC} < 0$ ：

$$I_C = \alpha_F I_{ES} e^{V_{BE}/V_T} = I_S e^{V_{BE}/V_T}$$

飽和區 ($V_{BC} > 0$)

兩項都重要， I_C 不再呈指數，逐漸飽和：

$$V_{CE(sat)} \approx V_T \ln\left(\frac{I_C}{\beta I_B - I_C}\right)$$

→ $V_{CE(sat)}$ 隨 I_C / I_B 比值而變，過驅動越多越接近 0V。

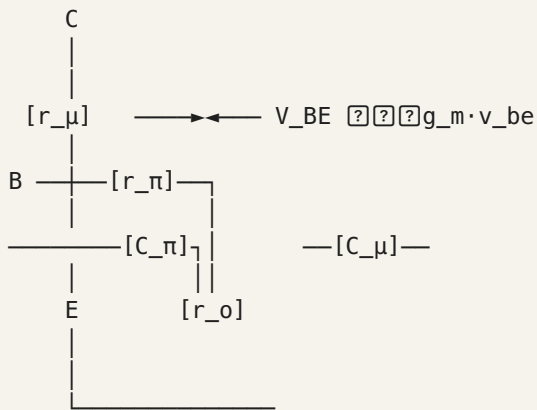
七、Gummel-Poon 模型 (SPICE 用)

更精確的 BJT SPICE 模型，包含： - Early 效應 (V_{AF} , V_{AR}) - 高注入效應 - 串聯電阻 (R_E , R_B , R_C) - 接面電容 (C_{je} , C_{jc} , C_{js}) - 雜訊模型

這是 LTspice 等模擬軟體的內建模型。datasheet 提供 SPICE model file (.lib)，直接 include 就能模擬。

八、BJT 的小信號模型

混合 π 模型 (精確)



關鍵參數：

g_m

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

r_{π}

$$r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m}$$

r_o

$$r_o = \frac{V_A}{I_C}$$

C_{π} (基-射電容)

擴散電容主導：

$$C_{\pi} = g_m \tau_F + C_{je}$$

τ_F : 順向渡越時間

C_{μ} (基-集電容)

空乏電容 (BC 反向偏壓) :

$$C_{\mu} = \frac{C_{\mu 0}}{(1 + V_{CB}/V_{bi})^m}$$

高頻特性

轉變頻率 f_T

電流增益 $|\beta|$ 降到 1 的頻率 :

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{\pi} + C_{\mu})}$$

→ 通常正比於 I_C (直到某個峰值後下降)。

最大振盪頻率 f_{max}

考慮功率增益的最高頻率 :

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi r_b C_{\mu}}}$$

f_{max} 比 f_T 重要 (射頻設計)。

九、BJT 的雜訊

主要雜訊來源

1. 散粒雜訊 (Shot Noise)

DC 電流通過 PN 接面時 :

$$\overline{i_n^2} = 2qI\Delta f$$

2. 熱雜訊

來自 r_b (Base 電阻) :

$$\overline{v_n^2} = 4kTr_b\Delta f$$

3. 1/f 雜訊（閃爍雜訊）

低頻時主導，與製程品質相關。

雜訊指數（NF）

低雜訊放大器（LNA）關鍵：

$$NF = 10 \log_{10} \left(\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \right)$$

選 BJT 做 LNA 時，挑 $NF < 1$ dB 的高頻 BJT。

十、PNP 與 NPN 的對偶

PNP 的所有公式與 NPN 對偶（電流方向反、電壓符號反）：

特性	NPN	PNP
主要載子	電子	電洞
Emitter 接	較負	較正
主動區	$V_{BE} > 0, V_{BC} < 0$	$V_{BE} < 0, V_{BC} > 0$
I_C 方向	流入	流出
速度	較快	較慢（電洞遷移率低）

為什麼 NPN 比 PNP 多？

電子遷移率 $\approx 2.8 \times$ 電洞遷移率，相同尺寸下 NPN 速度快、增益大、雜訊低。

但需要對稱電路（如推挽輸出、CMOS 對應）時，仍需要 PNP。

十一、現代 BJT 製程

標準雙極性（Bipolar）製程

老式製程，PNP 較差。

BiCMOS 製程

整合 BJT + CMOS：- BJT：低雜訊、高頻射頻部分 - CMOS：邏輯與密集數位

SiGe HBT (Heterojunction Bipolar Transistor)

Base 加入 Ge 形成異質界面： f_T 可達數百 GHz - 用於：5G、毫米波、雷達

III-V HBT (GaAs/InP)

InP HBT 的 f_T 已超過 1 THz (實驗室)。用於高速光通訊、極高頻雷達。

十二、BJT 的歷史地位

雖然 MOSFET 主導現代數位 IC，BJT 在以下領域仍不可取代：

1. 超低雜訊射頻：LNA (衛星、醫療磁振造影前端)
2. 高速類比 IC：高速放大器、ADC 取樣
3. 低 V_{OS} 運放：BJT 輸入的 OPAMP 偏移電壓低
4. 音響：很多 hi-fi 設計仍用 BJT
5. 電源管理：保護電路、電流鏡
6. 異質界面：5G、雷達、毫米波

十三、本章總結

✅ 您應該深入理解：

- [x] BJT 三層結構的設計邏輯 (重 Emitter、薄 Base、大 Collector)
- [x] α 、 β 的物理意義與彼此關係
- [x] Early 效應對輸出阻抗的影響
- [x] Ebers-Moll 與 Gummel-Poon 模型概念
- [x] 小信號模型參數： g_m , r_{π} , r_o , C_{π} , C_{μ}
- [x] f_T 、 f_{max} 的差別
- [x] BJT 雜訊來源
- [x] BJT 在現代電子的角色

自我檢測

1. 為什麼 BJT 的 Base 必須做得薄？
2. $\alpha = 0.995$ 對應 β 多少？
3. Early 電壓 $V_A = 100V$ 的 BJT 在 $I_C = 1mA$ 時 r_o 多少？
4. 為什麼 NPN 比 PNP 速度快？

5. SiGe HBT 的優勢是什麼？

解答

1. 讓 Emitter 注入的電子在被 Base 復合掉之前快速通過，提高 α 與 β
2. $\beta = 0.995 / (1 - 0.995) = 199$
3. $r_o = 100 / 0.001 = 100 \text{ k}\Omega$
4. 電子遷移率比電洞快 2.8 倍，NPN 主要載子是電子
5. Base 加 Ge 形成異質接面，能提供更陡的能帶傾斜 (accelerating field)，使 f_T 達數百 GHz

下一章

05-MOSFET 內部物理。 — MOSFET 內部物理。