

INTEGRATED ELECTRONICS

積體電子學 下冊

MILLMAN

HALKIAS 原著

薛興國

謝祖望 合譯

啟學科技系列

- 周賢溪編著
實用自動控制入門.....6.00
- 陳憲雄編著
圖解自動控制入門篇.....10.00
- 陳憲雄編著
圖解自動控制—實用篇.....10.00
- 陳憲雄編著
工業電氣與自動控制實務.....24.00
- 陳憲雄編著
實用順序控制回路解說.....10.00
- 黃博治編著
自動化・省力化實用圖集.....10.00
- 謝賢仁、簡輝龍編著
電氣接線圖入門.....8.00
- 陳憲雄、謝賢仁編著
產業控制系統接線圖.....18.00
- 陳憲雄編著
電力控制系統接線圖.....18.00
- 周賢溪、施成惠編著
鑽模與夾具實例要覽.....10.00
- 曾金龍編著
Hi-Fi 擴大器.....8.00
- 黃政協編著
錄音機原理.....8.00
- 簡章華、林昆龍編譯
音响技術.....16.00
- 黃政協編譯
AM-FM 收音機原理.....15.00
- 陳逢春編著
實用電晶體電路設計.....14.00
- 林昆龍編譯
電晶體迴路設計與分析.....18.00
- 洪添進編譯
電子計算器.....8.00
- 崔承慰編著
空調原理與維修.....14.00
- 陳文華編著
實用揚聲器技術.....10.00
- 簡世源編譯
微型電腦.....20.00

啟學科技系列

出版者：啟學出版社
香港彌敦道樂德商業大廈808室
承印者：美都印刷公司
九龍官塘道達達工業大廈二樓

版權所有 請勿翻印

PUBLISHED & PRINTED IN HONG KONG

H. K. \$ 20.00

積體電子學(下冊)

目次

第十一章 在高頻時之電晶體

(The Transistor at High Frequencies) ... 1

11-1	拼合 π 共射極電晶體模型	1
11-2	拼合 π 之電	2
11-3	拼合 π 電容	7
11-4	拼合 π 模型之有效性	9
11-5	拼合 π 參數之變遷	10
11-6	共射極短路電流增益	11
11-7	具電阻性負載之電流增益	14
11-8	名級共射極電晶體放大器之響應	16
11-9	增益與頻帶寬度之乘積	22
11-10	高頻時之射極追蹤器	24
	參考資料	27
	複習題	27

第十二章 複級放大器 (Multistage Amplifiers) ... 29

12-1	放大器之分類	29
12-2	放大器中之失真	30
12-3	放大器之頻率響應	31
12-4	波德圖表	35
12-5	放大器之級狀響應	40
12-6	串接級之通帶	44
12-7	RC耦合放大器	46
12-8	RC耦合級之低頻響應	47
12-9	射極旁路電容器對低頻響應之影響	50
12-10	兩串接共射極電晶體級之高頻響應	54

2 目 次

12-11	高頻時之複級共射極放大器之串接	58
12-12	雜 訊	61
	參考資料	67
	複習題	68

第十三章 反饋放大器 (Feedback Amplifiers)70

13-1	放大器之分類	70
13-2	反饋觀念	72
13-3	具有反饋之轉移增益	75
13-4	負反饋放大器之一般特性	79
13-5	輸入電阻	82
13-6	輸出電阻	86
13-7	反饋放大器之分析方法	89
13-8	電壓串聯式反饋	89
13-9	電壓串聯式反饋	94
13-10	電流串聯式反饋	98
13-11	電流並聯式反饋	104
13-12	電壓並聯式反饋	109
	參考資料	114
	複習題	115

第十四章 穩定度與振盪器 (Stability and Oscillators)117

14-1	反饋對放大器頻帶寬度之影響	117
14-2	具反饋之雙極位轉移函數	121
14-3	具有反饋之三極位轉移函數	129
14-4	多極位反饋放大器之近似分析	130
14-5	電壓並聯式反饋放大器之頻率響應	131
14-6	電流串聯式反饋放大器之頻率響應	136
14-7	電流並聯式反饋對之頻率響應	139
14-8	電壓串聯式反饋對之頻率響應	143
14-9	穩定度	146

14-10	增益與相位邊限	148
14-11	補償	150
14-12	全極位補償	152
14-13	極位—零位(落後—領先)補償	153
14-14	藉修改B網路之補償	155
14-15	正弦振盪器	159
14-16	相移振盪器	161
14-17	共振電路振盪器	164
14-18	振盪器電路之一般形式	167
14-19	閼氏橋接振盪器	169
14-20	晶體振盪器	171
14-21	頻率穩定度	173
	參考資料	175
	複習題	1757

第十五章 運算放大器 (Operational Amplifiers) 178

15-1	基本運算放大器	178
15-2	訊差放大器	181
15-3	射極耦合訊差放大器	184
15-4	訊差放大器之轉移特性曲線	188
15-5	積體電路運算放大器之例子	190
15-6	間離誤差電壓與電流	196
15-7	輸入間離電壓與電流之溫度遷移	199
15-8	運算放大器參數之量度	201
15-9	運算放大器之頻率響應	205
15-10	主極位補償	207
15-11	極位—零位補償	209
15-12	領先補償	213
15-13	運算放大器	216
	參考資料	216
	複習題	217

第十六章 作為類比系統構成單位之積體電路

(Integrated Circuits as Analog System Building Blocks)219

I. 線性類比系統.....	219
16-1 基本運算放大器之應用.....	219
16-2 訊差直流放大器.....	222
16-3 穩定之交流耦合放大器.....	224
16-4 類比積分與微分.....	225
16-5 類比式電子計算.....	229
16-6 主動濾波器.....	230
16-7 主動共振帶通濾波器.....	237
16-8 延遲均衡器.....	242
16-9 積體電路調諧放大器.....	243
16-10 疊接視頻放大器.....	250
II. 非線性類比系統.....	253
16-11 比較器.....	253
16-12 抽樣並保持電路器.....	256
16-13 精密之交流 直流變換器.....	257
16-14 對數放大器.....	260
16-15 波形產生器.....	265
16-16 再生比較器 (史密特觸發器).....	271
16-17 射極耦合邏輯.....	274
參考資料.....	280
複習題.....	280

第十七章 作為數位系統構造單位之積體電路

(Integrated Circuits as Digital System Building Blocks)283

I. 組合之數位系統.....	283
17-1 標準閘之組合.....	284
17-2 二進位加器.....	286
17-3 算數函數.....	293

17-4	解碼器／解複器	301
17-5	資訊選擇器／複合器	304
17-6	編碼器	306
17-7	僅讀記憶	309
17-8	ROM之應用	314
II.	序向數位系統	318
17-9	1 數元記憶	318
17-10	正反電路	321
17-11	移位置數器	327
17-12	鏈波（不同步）計數器	333
17-13	同步計數器	338
17-14	計數器的應用	343
III.	MOS/LSI 數位系統	346
17-15	動態MOS 電路	346
17-16	MOS 移位置數器	348
17-17	MOS 純讀記憶	352
17-18	隨意出入記憶（RAM）	355
IV	D/A與A/D系統	361
17-19	數位變數比較換器	361
17-20	類比變數位轉換器	366
17-21	字體產生器	368
	參考資料	372
	複習題	373

第十八章 功率電路與系統

(Power Circuits and Systems)	379
--------------------------------	-----

18-1	A類大信號放大器	379
18-2	二次諧波失真	381
18-3	高次諧波之產生	383
18-4	變壓器耦合之音頻功率放大器	387
18-5	效率	390
18-6	推挽式放大器	393

6 目 次

18-7	B類放大器	396
18-8	AB類操作	400
18-9	調整之電源	403
18-10	串聯電壓調整器	405
18-11	單石調整器	412
18-12	四層二極體	413
18-13	p-n-p-n特性曲線	416
18-14	矽控整流器	418
18-15	功率控制	421
	參考資料	430
	複習題	431

第十九章 半導體裝置物理

(Semiconductor-device Physics)434

19-1	金屬中電子之能量分佈	434
19-2	費米-狄拉克函數	436
19-3	狀態密度	439
19-4	金屬之電子發射	442
19-5	本質半導體內之載體濃度	445
19-6	半導體中參雜質之費米階	450
19-7	斷路p-n接面之能帶結構	452
19-8	透納二極體	455
19-9	基本半導體方程式	458
19-10	p-n二極體之伏特安培特性曲線	462
19-11	p-n特性曲線與溫度之關係	465
19-12	動態擴散電容	467
19-13	電晶體內之電流	470
19-14	電晶體之 α	473
19-15	電晶體之截止區與飽和區之分析	473
	參考資料	478
	複習題	479
	習題(第十章~第十九章)	481~552

第十一章 在高頻時之電晶體

THE TRANSISTOR AT HIGH FREQUENCIES

在低頻時，吾人設電晶體對輸入電壓或電流之改變響應係立即者。事實上並非如此，因電荷載體由射極傳輸至集極之機構主要係一種擴散作用。因此欲獲知在高頻時電晶體之性能，必須先詳細探討此種擴散機構。此種分析不僅相當複雜，而且所獲得之方程式亦指出在此情形時與在有損失之傳輸線中所遭遇者相類似。基於傳輸線之模型相當精確，但不幸此種等效電路過於複雜以至實用上不能加以應用。當然，所應用之近似法愈粗劣，則電路變成愈簡單。本章中所推導之拼合 π 模型將在精確與簡單間作一合理之斟酌取捨。利用此模型，從事單級共射極電晶體放大器之詳細分析。

11-1 拼合 π 共射極電晶體模型 (THE HYBRID - π (II) COMMON - EMITTER TRANSISTOR MODEL²)

第八章中曾強調共射極電路乃最重要之實用組態。因此茲探討適用於高頻時之共射極模型。圖11-1所示之電路之電路稱為拼合 π 模型或賈克列屠模型 (*Giacoletto model*)。利用此模型之電路分析並不太困難，而且在電晶體能產生合理放大倍數之所有頻率下，所獲得之結果均與實驗極為符合。再者，於此電路模型中之所有電阻性元件均能由低頻 h 參數中獲得。在此模型中之所有參數（電阻與電容）皆設為與頻率無關，但此等

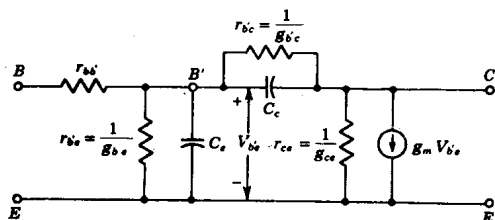


圖 11-1 電晶體在 CE 組態時之拼合 π 模型。

參數可能隨靜態工作點變化，然而在已知之偏壓條件下，就小信號擺幅而言，則為一合理之定值。

電路元件之討論 (Discussion of Circuit Components)

內部節點 B' 事實上並不存在。歐姆基極展佈電阻 $r_{bb'}$ 表介於外部基極端與 B' 間之集總參數 (lumped parameter)。

當跨於射極接面兩端之電壓 $V_{b'e}$ 有小量之變化時，注入基極之超額少數載體濃度與 $V_{b'e}$ 成正比，因此所獲得之小信號集極電流 (集極至射極短路) 與 $V_{b'e}$ 成正比。此效應亦即圖 11-1 中之電流產生器 $g_m V_{b'e}$ 。

當基極中之少數載體增加時，將使基極復合電流增加，此種效應以於 B' 與 E 間加入電導 $g_{b'e}$ 表示。在基極中之超額少數載體儲存以連接在 B' 與 E 間之擴散電容 C_e 表示。

厄列效應 (見 5-5 節) 指出當集極至射極接面之電壓變化時，將使基極寬度調變 (base-width modulation)。若有效基極寬度變化時，則由於基極中少數載體分佈之斜率改變，因此將導致射極 (集極亦如此) 電流發生變化。茲於 B' 與 C 間連接 $g_{b'c}$ 以闡釋輸入與輸出之反饋效應。 C 與 E 間之電導為 g_{ce} 。

最後，茲將集極接面障壁電容包括於 C_e 內。有時，吾人須將集極障壁電容分為兩部分，其中之一電容連接於 C 與 B' 之間，另一電容連接於 C 與 B 之間。後者稱為重疊二極體電容 (overlap-diode capacitance)。

拼合 π 參數值 (Hybrid- π Parameter Values)

於室溫及 $I_c = 1.3 \text{ mA}$ 時，拼合 π 模型之元件之典型大小值為：

$$\begin{array}{llll} g_m = 50 \text{ mA/V} & r_{bb'} = 100 \Omega & r_{b'e} = 1 \text{ K} & r_{b'c} = 4 \text{ M} \\ r_{ce} = 80 \text{ K} & C_e = 3 \text{ pF} & C_c = 100 \text{ pF} & \end{array}$$

下節中將證實此等值係合理者。

11-2 拼合 π 之電導 (HYBRID- π CONDUCTANCES)

茲證明由 CE 組態之 h 參數中能獲得拼合 π 模型之所有電阻性元件。

電晶體互導 g_m (Transistor Transconductance g_m)

圖 11-2 顯示 CE 組態之 $p-n-p$ 電晶體，其中就時變信號而言，集極與射極短路。在作用區內，集極電流如式 (5-3) 所示，為方便起見設 $\alpha_n = \alpha_o$ ，茲將式 (5-3) 重寫為：

$$I_c = I_{co} - \alpha_o I_E$$

由於圖 11-1 中之短路電流為 $g_m V_{b'e}$ ，因此定義互導 g_m 為：

$$g_m \equiv \left. \frac{\partial I_c}{\partial V_{b'e}} \right|_{V_{CE}} = \alpha_o \frac{\partial I_E}{\partial V_{b'e}} = \alpha_o \frac{\partial I_E}{\partial V_E} \quad (11-1)$$

上述吾人設 α_n 與 V_E 無關。就 $p-n-p$ 電晶體而言，如圖 11-2 所示， $V_E = -V_{b'e}$ 。若射極二極體電阻為 r_e ，則 $r_e = \partial V_E / \partial I_E$ ，因此

$$g_m = \frac{\alpha_o}{r_e} \quad (11-2)$$

順向偏壓二極體之動態電阻見式 (3-14) 為 V_T / I_E *，其中 $V_T = kT/q$ ，因此

$$g_m = -\frac{\alpha_o I_E}{V_T} = \frac{I_{co} - I_c}{V_T} \quad (11-3)$$

就 $p-n-p$ 電晶體而言， I_c 為負值。就 $n-p-n$ 電晶體而言， I_c 為正值，然而由前述分析中 ($V_E = +V_{b'e}$) 導致 $g_m = (I_c - I_{co}) / V_T$ 。因此，不論何種電晶體 g_m 皆為正值。由於 $|I_c| \gg |I_{co}|$ ，於是 g_m 為

$$g_m \approx \frac{|I_c|}{V_T} \quad (11-4)$$

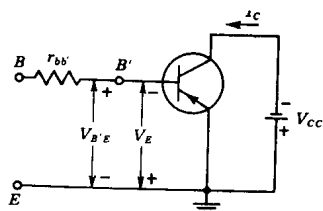


圖 11-2

與推導 g_m 有關之圖形。

*由於射極空間電荷區中之複合電流不能達到集極，故計算 g_m 時，將式 (3-14) 中之因數 η 取為等於 1。

其中由式 (2-38) 得 $V_T = T/11,600$ 。注意 g_m 直接與電流成正比，而與溫度成反比。在室溫下，

$$g_m = \frac{|I_C| \text{ (mA)}}{26} \quad (11-5)$$

當 $I_C = 1.3 \text{ mA}$ 時， $g_m = 0.05 = 50 \text{ mA/V}$ 。當 $I_C = 10 \text{ mA}$ 時， $g_m \approx 400 \text{ mA/V}$ 。此等值遠大於由 FET 所求得之互導。

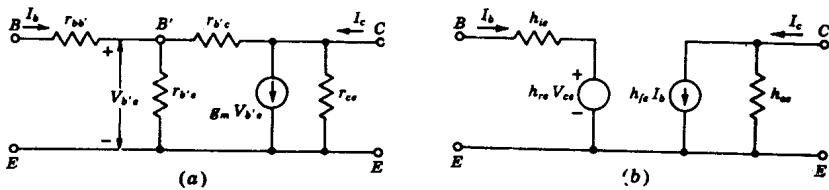


圖 11-3 (a) 低頻時之 π 模型；(b) 低頻時之 h 參數模型。

輸入電導 $g_{b'e}$ (The Input Conductance $g_{b'e}$)

在圖 11-3a 中證實 π 模型於低頻時有效，其中將所有電容均予以忽略。圖 11-3b 中利用 h 參數等效電路表同一電晶體。

由 11-1 節所列之元件值知 $r_{b'e} \gg r_{c'e}$ 。因此 I_b 流入 $r_{b'e}$ 且 $V_{b'e} \approx I_b r_{b'e}$ 。短路集極電流為：

$$I_C = g_m V_{b'e} \approx g_m I_b r_{b'e}$$

茲定義短路電路增益 h_{fe} 為

$$h_{fe} = \left. \frac{I_C}{I_b} \right|_{V_{CE}} = g_m r_{b'e}$$

$$\text{或} \quad r_{b'e} = \frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{h_{fe} V_T}{|I_C|}$$

$$\text{或} \quad g_{b'e} = \frac{g_m}{h_{fe}} \quad (11-6)$$

注意：在 h_{fe} 保持為相當固定之電流範圍內， $r_{b'e}$ 直接與溫度成正比，而與電流成反比。由圖 8-8a 知當電流極低與極高時， h_{fe} 均將減小。

反饋電導 $g_{b'e}$ (The Feedback Conductance $g_{b'e}$)

當輸入為斷路時，定義 h_{re} 為反向電壓增益，或由圖 11-3a，設 $I_b = 0$ ，得

$$h_{re} = \frac{V_{b'e}}{V_{c'e}} = \frac{r_{b'e}}{r_{b'e} + r_{b'c}} \quad (11-7)$$

或
$$r_{b'e}(1 - h_{re}) = h_{re}r_{b'c}$$

由於 $h_{re} \ll 1$ ，因此

$$r_{b'e} = h_{re}r_{b'c} \quad \text{或} \quad g_{b'e} = h_{re}g_{b'c} \quad (11-8)$$

為極佳之近似關係。

由於 $h_{re} \approx 10^{-4}$ ，故根據式 (11-8) 能證明 $r_{b'e} \gg r_{b'c}$ 。

基極展佈電阻 $r_{bb'}$ (The Base-spreading Resistance $r_{bb'}$)

當輸出短路時之輸入電阻為 h_{ie} 。在此等條件下， $r_{b'e}$ 與 $r_{b'c}$ 並聯。利用式 (11-8) 可得 $r_{b'e} \parallel r_{b'c} \approx r_{b'e}$ ，因此，

$$h_{ie} = r_{bb'} + r_{b'e} \quad (11-9)$$

或

$$r_{bb'} = h_{ie} - r_{b'e} \quad (11-10)$$

由式 (11-6) 與式 (11-9) 獲知短路輸入阻抗 h_{ie} 依下列方式隨電流與溫度變化：

$$h_{ie} = r_{bb'} + \frac{h_{fe} V_T}{|I_c|} \approx \frac{h_{fe} V_T}{|I_c|} \quad (11-11)$$

輸出電導 g_{oe} (The Output Conductance g_{oe})

當輸入斷路時，其電導定義為 h_{oe} 。就 $I_b = 0$ 而言，

得：

$$I_o = \frac{V_{ce}}{r_{ce}} + \frac{V_{ce}}{r_{b'e} + r_{b'e}} + g_m V_{b'e} \quad (11-12)$$

當 $I_o = 0$ 時，由式 (11-7) ($V_{b'e} = h_{re} V_{ce}$) 與式 (11-12) 得：

$$h_{oe} \equiv \frac{I_o}{V_{ce}} = \frac{1}{r_{ce}} + \frac{1}{r_{b'e}} + g_m h_{re} \quad (11-13)$$

其中吾人曾應用 $r_{b'e} \gg r_{b'e}$ 之事實。若將式 (11-6) 與 (11-8) 代入 (11-13)，則得

$$h_{oe} = g_{ce} + g_{b'e} + g_{b'e} h_{fe} \frac{g_{b'e}}{g_{b'e}}$$

$$\text{或} \quad g_{ce} = h_{oe} - (1 + h_{fe}) g_{b'e} \quad (11-14)$$

若 $h_{fe} \gg 1$ ，則能將上式寫為 (利用式 (11-8))

$$g_{ce} \approx h_{oe} - g_m h_{re} \quad (11-15)$$

摘要：

若吾人已知在某一集極電流 I_o 時之低頻共射極 h 參數，則能由下列依序所列之五個方程式求得折合 π 電路之電導或電阻：

$$g_m = \frac{|I_o|}{V_T}$$

$$r_{b'e} = \frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{h_{fe} V_T}{|I_o|} \quad \text{或} \quad g_{b'e} = \frac{g_m}{h_{fe}}$$

$$r_{bb'} = h_{ie} - r_{b'e} \quad (11-16)$$

$$r_{b'e} = \frac{r_{b'e}}{h_{re}} \quad \text{或} \quad g_{b'e} = \frac{h_{re}}{r_{b'e}}$$

$$g_{ce} = h_{oe} - (1 + h_{fe}) g_{b'e} = \frac{1}{r_{ce}}$$

當 $I_C = 1.3$ 毫安且在室溫時，應用表 8-2 所列之典型 h 參數，吾人可得第 2 頁 (下) 所列之諸元件值。

11-3 拼合 π 電容 (THE HYBRID- π CAPACITANCES)

圖 11-1 所示電晶體之拼合 π 模型包括兩電容。集極接面電容係當輸入斷路 ($I_E = 0$) 時所量度之共基極輸出電容，廠商通常皆將之表為 C_{ob} 。由於在作用區中，集極接面係受反向偏壓，因此 C_o 為過渡電容，且隨 V_{CB}^{-n} 而變，其中就突變接面 (abrupt junction) 與漸變接面 (graded junction) 而言， n 分別為 $n = \frac{1}{2}$ 及 $\frac{1}{3}$

電容 C_e 表射極擴散電容 C_{De} 與射極接面電容 C_{Te} 之和。就順向偏壓射極接面而言， C_{De} 通常皆遠大於 C_{Te} ，因此

$$C_e = C_{De} + C_{Te} \approx C_{De} \quad (11-17)$$

茲證明 C_{De} 與射極偏壓電流 I_E 成正比，且幾與溫度無關。

擴散電容 (The Diffusion Capacitance)

圖 11-4 表在 $p-n-p$ 電晶體之基極區內注入電洞濃度對距離之圖形。設基極寬度 W 較少數載體之擴散長度 L_B 短。因集極係受反向偏壓，故在集極接面之注入電荷濃度 p' 約為零。當 $W \ll L_B$ 時，如圖 11-4 所示， p' 由射極處之 $p'(0)$ 約作為直線式減少，於集極處為零。儲存基極電荷 Q_B 為平均濃度 $p'(0)/2$ 乘以基極體積 WA (其中 A 表基極截面積) 再乘以電荷 q ；亦即

$$Q_B = \frac{1}{2} p'(0) AWq \quad (11-18)$$

由式(2-36)知擴散電流為

$$\begin{aligned} I &= -AqD_B \frac{dp'}{dx} \\ &= AqD_B \frac{p'(0)}{W} \quad (11-19) \end{aligned}$$

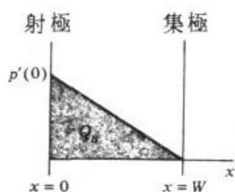


圖 11-4 在基極區中之少數載體電荷分佈。

其中 D_B 表基極中少數載體之擴散常數。合併式(11-18)與式(11-19)得：

$$Q_B = \frac{IW^2}{2D_B} \quad (11-20)$$

靜射極擴散電容 C_{D_e} 為 Q_B 對射極電壓 V 之變化率，或

$$C_{D_e} = \frac{dQ_B}{dV} = \frac{W^2}{2D_B} \frac{dI}{dV} = \frac{W^2}{2D_B} \frac{1}{r_e} \quad (11-21)$$

其中 $r_e \equiv dV/dI = V_T/I_E$ 表射極接面之增量電阻。

$$C_{D_e} = \frac{W^2 I_E}{2D_B V_T} = g_m \frac{W^2}{2D_B} \quad (11-22)$$

由上式知擴散電容與射極偏壓電流 I_E 成正比。同時根據愛因斯坦關係式 $D = \mu V_T$ [見式(2-37)] 與 2-5 節之討論中獲知於 100 至 400°K 之溫度範圍內，擴散常數 D 隨 T^{-1} 變化。例如矽，就電子(電洞)而言， $m = 1.5$ (1.7)，而鎢則對電子(電洞)而言， $m = 0.66$ (1.33)。於是 C_{D_e} 隨 T^{-1} 變化，其中以矽言，對電子(電洞)， $n = +0.5$ (+0.7)，而鎢則對電子(電洞)而言， $n = -0.34$ (+0.33)。

3-9 節中曾指出二極體之動電容與靜電容不同(相差 2 倍)。在 19-12 節中將獲知當電晶體之輸入為正弦式時，電容為式(11-21)所示之靜電容之 $\frac{2}{3}$ 倍。

實驗上， C_e 係由 f_T 之量度而獲得者， f_T 乃當共射極短路電流增益降至 1 時之頻率。於 11-6 節定義：

$$C_e \approx \frac{g_m}{2\pi f_T} \quad (11-23)$$

11-4 拼合 π 模型之有效性

(VALIDITY OF HYBRID - II MODEL^{2,4})

在推導 g_m 與 C_e 有關之式 (11-1) 與 (11-21) 時，吾人曾設 V_{BE} 之變化極為緩慢以致在基極中之少數載體電荷分佈總是如圖 11-4 所示之三角形。若在 V_{BE} 變化下，電荷分佈保持為三角形，則在 $x=0$ 處之斜率等於在 $x=w$ 處之斜率，因此射極與集極電流相等。結果，在當 V_{BE} 之變化率極小，以致基極增量電流 I_b 遠小於集極電流 I_c 之動態條件下，拼合 π 模型仍屬有效。賈克列屠 (Giaccolletto) 在其有關拼合 π 等效電路之原始論文中曾證明圖 11-1 之網路元件於下列條件時與頻率無關。

$$2\pi f \frac{W^2}{6D_B} \ll 1 \quad (11-24)$$

由式 (11-22) 與式 (11-23) 得：

$$\frac{W^2}{6D_B} = \frac{C_e}{3g_m} = \frac{1}{6\pi f_T}$$

因此式 (11-24) 變成

$$f \ll \frac{6\pi f_T}{2\pi} = 3f_T \quad (11-25)$$

由此獲知當頻率約大至 $f_T/3$ 之前時，拼合 π 模型仍屬有效。