

電子電路叢書

脈波與交換電路

編 著 者

黃 國 恩

興業圖書股份有限公司

版權所有・翻印必究

中華民國六十五年三月一版

脈波與交換電路

全一冊 定價 精 140 元
平 120 元

編著者：黃 國 恩

發行人：王 志 康

行政院局版台業字第〇四一〇號

出版者：興業圖書股份有限公司

發行所：興業圖書股份有限公司

臺南市勝利路一一八號

電話：五 三 二 五 三 號

郵撥南字三一五七三號

學校團體採用購買另有優待

目 錄

第一章 電子電路基本定理概論

1-1	記號	1
1-2	網路定理	2
1-3	低頻小信號電晶體模型	4
1-4	拚合- π ；高頻，小信號共射模型	6
1-5	小信號真空管模型	8
1-6	電壓與電流之放大作用	8
1-7	密勒定理	12
1-8	演算放大器	14
1-9	電流回授放大器	18
1-10	電子管電路之圖表計算	19
1-11	電子管級的輸入與輸出阻抗	21
1-12	電晶體級的輸入與輸出阻抗	23

第二章 線性波型RC, RL及RLC 電路

2-1	高通RC電路	26
2-2	高通RC電路(指數Yamp波輸入)	34
2-3	高通電路作微分器之應用	37
2-4	雙微分	39
2-5	低通RC電路	41
2-6	低通RC電路(指數與鋸齒波輸入)	44
2-7	低通RC電路作為積分器之應用	47
2-8	衰減器	48
2-9	RL電路	52
2-10	RLC電路	54
2-11	環路	57
2-12	利用電路之步級響應來測量電容與電感	59

第三章 截波和比較器電路

3-1	截波(限制)電路	61
3-2	二極體截波器	61
3-3	截止時的真空管截波器	68
3-4	使用柵一陰二極體之截波器	69
3-5	觸底之限制法	71
3-6	五極管截波器	71
3-7	電晶體截波器	71
3-8	在二獨立水準上的截割	75
3-9	陰極耦合與射極耦合截割電路	77
3-10	對二極體溫度變化之補償	81
3-11	比較器	83
3-12	脫軌二極體和放大器	86
3-13	二極體一微分器比較器	88
3-14	正確的時間遲延	90
3-15	比較器中的所使用的放大器	91
3-16	電壓比較器的應用	95

第四章 箝位與交換電路

4-1	箝位運算	97
4-2	考慮電源和二極體電阻的箝位電路	100
4-3	箝位電路理論	105
4-4	實用的箝位電路	108
4-5	二極體特性對箝位電壓之影響	111
4-6	基極或柵極電路中之箝位現象	113
4-7	同位箝位	116
4-8	以電晶體或真空管代替開關電路	117
4-9	兩級過驅放大器	124
4-10	具有電感性負載之開關作用	126
4-11	阻尼二極體	128

4 - 12	具有電容性負載之開關作用	129
4 - 13	屏極與集極捕捉二極體	132
4 - 14	不飽和開關	133
4 - 15	其電容性負載之射極隨耦器	135

第五章 雙穩態多諧振動器

5 - 1	二進制之穩態	138
5 - 2	真空管二進制	140
5 - 3	固定偏壓電晶體二進制電路	142
5 - 4	自偏電晶體的二進制	147
5 - 5	換向電容器	150
5 - 6	改進分解能力的方法	153
5 - 7	二進制的不對稱觸發	155
5 - 8	經過一個單向裝置的不對稱觸發	158
5 - 9	對稱觸發	160
5 - 10	直接耦合的二進制電路	163
5 - 11	施密特觸發電路	164
5 - 12	陰極耦合二進制	169
5 - 13	射極耦合二進制	172

第六章 單穩態與不穩態之多諧振動器

6 - 1	單穩態多諧振動器	180
6 - 2	真空管單穩態多諧電路	183
6 - 3	屏極耦合的單穩態多諧的回復	187
6 - 4	集極耦合單穩態多諧之開寬	189
6 - 5	集極耦合單穩態多諧振動器之波形	191
6 - 6	射極耦合單穩態多諧	196
6 - 7	射極耦合單射之開寬	204
6 - 8	陰極耦合單穩態多諧電路	207
6 - 9	V對波形的影響	211
6 - 10	單穩態多諧電路之觸發	211

6-11	自由進行式操作之單穩態電路的調整	213
6-12	不穩態集極耦合多諧電路	214
6-13	不穩態屏極耦合多諧	218
6-14	不穩態射極耦合多諧	221

第七章 負電阻裝置

7-1	透納二極體	228
7-2	反向二極體	231
7-3	單接面電晶體	232
7-4	四層二極體	235
7-5	$p-n-p-n$ 特性	238
7-6	矽控開關	240
7-7	SCS 特性	243
7-8	其他四層裝置	245
7-9	The Thyristor	246
7-10	電晶體之雪崩型操作	247

第八章 負電阻開關電路

8-1	負電阻的特性	248
8-2	基本電路原理	249
8-3	單穩態操作	251
8-4	雙穩態操作	252
8-5	不穩態操作	253
8-6	電壓控制負電阻開關電路	254
8-7	透納二極體單穩態電路	257
8-8	透納二極體不穩態電路	261
8-9	透納二極體比較器	262
8-10	透納二極體之雙穩電路	264
8-11	透納二極體—電晶體的混合電路	265
8-12	應用 $p-n-p-n$ 二極體之電路	268
8-13	單接合電晶體的應用	271
8-14	矽控開關電路	276

8 - 15	轉換開關觸激體與閘流體之激發	278
8 - 16	雪崩型電晶體電路	278
8 - 17	雪崩型電晶體遲延線生器	280

第九章 電壓時基發器

9 - 1	一時基信號的一般圖形	283
9 - 2	產生一時基波形的方方法	285
9 - 3	指數式掃描電路	285
9 - 4	負性電阻開關	287
9 - 5	使用一真空管或電晶體開關的掃描電路	292
9 - 6	固定的振幅掃描	295
9 - 7	電晶體定電流掃描	297
9 - 8	真空管定電流掃描	301
9 - 9	密勒時基產生器	305
9 - 10	真空管密勒時基產生器	310
9 - 11	電晶體密勒時基產生器	315
9 - 12	含遏止閘之五極管密勒掃描	319
9 - 13	幻形複振電路	321
9 - 14	靴帶式時基產生器之基本原理	326
9 - 15	電晶體靴帶式時基產生器	330
9 - 16	補償網路	339
9 - 17	電感器電路	341

第十章 電流時基產生器

10 - 1	簡單之電流掃描 (拂掠)	343
10 - 2	用調整驅動信號波形的方方法來修正線性	345
10 - 3	電晶體之電流時基產生器	348
10 - 4	真空管電流掃描	354
10 - 5	線圈電容	355
10 - 6	電流中省略脈衝部份時產生的影響	358
10 - 7	改良線性的方方法	360

10-8	電流掃描電路實例.....	363
10-9	電晶體電視掃描電路.....	364
10-10	真空管電視機掃描電路.....	368
附錄 真空管特性曲線		371
習題一.....		377
習題二.....		383
習題三.....		387
習題四.....		391
習題五.....		395
習題六.....		400
習題七.....		405
習題八.....		408
習題九.....		415
習題十.....		422

第一章 電子電路基本定理概論

本書原則上乃涉及非正弦波形之產生過程。一個電壓或電流波形之產生常常需要經過某些步驟。例如，它可能必須由一位置傳輸到另一位置，或放大，或截去其波頂或波底而定其波形，或移動其 $d - c$ 水準或選擇其波形之一部份，或與某些邏輯設施一起操作等等。大致說來，能夠完成上述功能之裝置與電路，都必須在高度非線性之情況下操作，這類操作常稱為交換模式 (switching mode)。

關於讀者方面，今假設他對於裝置的交換行為或對於藉以產生非正弦波形之過程，以前並無熟知。不過，假設讀者業已完成了線性電路分析及小信號電子裝置理論的導論課程——二極體、真空管，及電晶體。為了便於參考，本章我們摘記了某些網路定理，裝置模型、概念以及根據電子電路理論的技術，對於這些我們假設讀者已有所精通，因此當他們出現時並沒有證明或精細地導出。

1-1 記號

本書中我們將把真空管及完成同一功能的類似電晶體電路相提並論。因此真空管與電晶體會出現於同樣的討論中。我們採用同時適合於真空管或電晶體且共同實用上偏差極小的代號系統是很重要的。對於半導體記號這些需求附於 $IEEE$ 標準之內，至於真空管也一樣採納這標準規格，但在真空管標準中僅需要三種修正，首先代號 e (E) 已不使用，且用 $v(V)$ 來表示電壓，第二屏極記號 b 已被廢棄，而以 P 代之，第三柵極則以 G 代 C ，注意 b 與 C 現在分別代表基極與集極。

表 1-1 代號

	柵 (屏)對 陰極電壓	基極 (集極)對 射極電壓
瞬時總值	$v_G (v_P)$	$v_B (v_C)$
靜態值	$V_G (V_P)$	$V_B (V_C)$
變化分量之瞬間值	$v_g (v_p)$	$v_b (v_c)$
變化分量 (相量如正弦波) 之有效值	$V_g (V_p)$	$V_b (V_c)$
電源電壓 (大小)	$V_{GG} (V_{PP})$	$V_{BB} (V_{CC})$

這些記號總結在下列六條陳述與表 1-1 中

1. 隨時間變化之量的瞬間值以小寫代表之 (i 表電流, v 表電壓, p 表功率)
2. 最大值、平均值 (直流) 及有效值或均方根值均以適當符號的大寫表之 (I , V 或 P)
3. 平均 (直流) 值及瞬間總值以適當的大寫註字表之 (B 表基極, C 表集極, E 表射極, G 表柵極, P 表屏極, K 表陰極)
4. 某靜態值之變化分量以適當電極符號的小寫註字表之。
5. 若參考電子管很易於了解的話即採用單一註字, 若有任何混淆的可能就應該採用實例的雙註字符號例如 v_{ce} = 集射間電壓降變化分量的瞬間值。如果在所給的瞬間內集極相對射極為正的話則 v_{ce} 為正, 若是射極接地而且所有電壓已知以地為參考所測得則記號 v_{ce} 可縮寫為 v_c , 接地記號為 N (中性), 例如 v_{PN} 二屏極對地間總電壓的瞬間值。
6. 電源、電壓的大小以重覆電子註字表之。

1-2 網路定理 (Network Theorems)

下列諸定理常使用於本書討論之各種電路分析中。

克希荷夫電流定律 [Kirchhoff's Current Law (KCL)] 在任何時間內流入某一節點的電流和必為零。

克希荷夫電壓定律 [Kirchhoff's Voltage Law (KVL)] 在任何時間內環繞一迴路的電壓降總和必為零。

即使網路包含有非線性元件此二定理仍為有效。下列的定律僅適用於

線性定律，但即使是與電源相依仍為有效。一控制或相依電源其電壓或電流為電路中其他地方的電壓或電流之函數，當考慮含有控制電源之網路阻抗時應多加謹慎，為了求得兩端點間之阻抗常在此兩端點間外加一電壓電源 V 再求出由此電源所供應之電流 I 在此以前必須先令網路中每一獨立電源由其內部阻抗所代替——理想電壓源以短路代之理想電流源則以斷路視之。不過所有的相依電源皆保留於網路中。則可用 $Z = \frac{V}{I}$ 公式求出端點間阻抗。

重疊定理 (Superposition Theorem) 一含有幾個獨立電源的線性網路，其響應可由個別考慮每一電源單獨存在時之響應相加而得，當計算由某一電源產生的響應時其他每一個獨立電源皆以其內部阻抗代替。

戴維寧定理 (Thevenin's Theorem) 任何具有兩端點之線性網路可由一電壓源 (等於該兩端間之開路電壓) 與在此兩端點看進去的阻抗串聯電路所取代。

諾頓定理 (Norton's Theorem) 任何具有兩端點之線性網路皆可由一電流源 (等於短路電流) 與在此兩端所得的阻抗之並聯電路所代替。

由戴維寧及諾頓定理可得以下的結論，即一電壓源 V 串聯一阻抗 Z 等效於一電流源 I 並聯 Z 於是 $I = V / Z$ ，這些等效電路表示於圖 1-1。

開路電壓—短路電流定理 (Open-circuit Voltage Short-circuit Current Theorems) 由戴維寧與諾頓定理的推論，我們可得以下的關係式，若 V 表開路電壓， I 為短路電流，且 $Z (Y)$ 為兩端點間的阻抗 (導納)，則

$$V = I Z = \frac{I}{Y},$$

$$I = \frac{V}{Z} = V Y,$$

$$Z = \frac{V}{I} \quad (1-1)$$

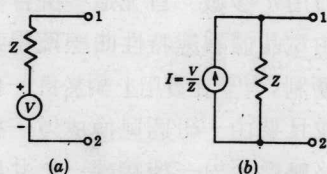


圖 1-1 (a) 為由端點 1 與 2 所看出的戴維寧電路，其等效之諾頓電路示於 (b)
注意：本圖中附有 ± 號的圓圈表理想電壓源，而帶有箭號的圓圈表理想電流源。

儘管甚為簡短，但這些方程式 (回憶歐

姆定律)不可不加細察,因為他們在分析上是很有用的,例如第一個方程式其表示“開路電壓等於短路電流除以導納”此乃求得網路兩點間電壓之最簡單方法,由下列例題作為說明。

〔例〕 求圖 1-2 節點 1 與 2 間的電壓 V

〔解〕 利用重疊定律,則 1 與 2 間之短路電流為

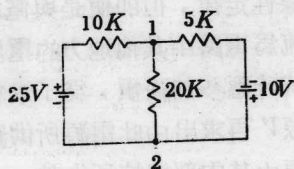


圖 1-2 例圖

$$I = \frac{25}{10} - \frac{10}{5} = 0.50 \text{ mA}$$

若電源由其內阻(設為零)代替,則在 1 與 2 間為兩個電阻並聯,因此

$$Y = \frac{1}{10} + \frac{1}{5} + \frac{1}{20} = 0.35 \text{ mA/V} = 0.35 \text{ mS}$$

且

$$V = \frac{I}{Y} = \frac{0.50}{0.35} = 1.43 \text{ V}$$

方程式 1-1 之第三個關係式是說“兩節點間的阻抗等於開路電壓除以短路電流”此乃計算一電路輸出阻抗的最簡單方法。

1-3 低頻小信號電晶體模型 (Low-Frequency Small-Signal Transistor Model)

電晶體之增量 (incremental) 端點行為,基於下列理由其最佳描述乃用 h 參數。首先這些折合參數在低頻時為實數測量上極為容易,同時可由電晶體靜態特性曲線獲得其值,並且在電路上分析與設計上之使用亦極便利,甚至在實用上對於每一個電晶體廠商通常都有載明其一組 h 參數值,並且要由一組態轉換成另一組態之 h 參數亦為簡單的事,例如共基 (CB) 電路轉換至另一種接線一如共射 (CE) 組態。

折合小信號模型,已知在電晶體的主動區內有效。對於低頻下的任意組態如圖 1-3 所示,輸入 (輸出或負載) 電壓為 V_i (V_L), 輸入 (輸出) 電流為 I_i (I_L) 以及輸出的阻抗負載為 Z_L , 注意本模型乃包含兩個相依電源,一由輸出電壓所控制 ($h_r V_L$) 而另一個則由輸入電流所控制 ($h_f I_i$)。

當電晶體作為放大器時其最重要的量為電流增益 A_I ，輸入阻抗 Z_i 以及電壓增益 A_V ，對於這些量，由圖 1-3 我們可獲得下列諸公式

$$A_I = \frac{I_L}{I_i} = \frac{-h_f}{1 + h_o Z_L} \quad (1-2)$$

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = h_i + h_r A_I Z_L \quad (1-3)$$

$$A_V = \frac{V_L}{V_i} = \frac{A_I Z_L}{Z_i} \quad (1-4)$$

以上放大器方程式之完美簡易，很顯然對於任意組態的數字計算可以十分容易地完成，注意 A_V 的表示式明顯地包含 h 參數因此不管用什麼等效電路代替電晶體都是正確的。

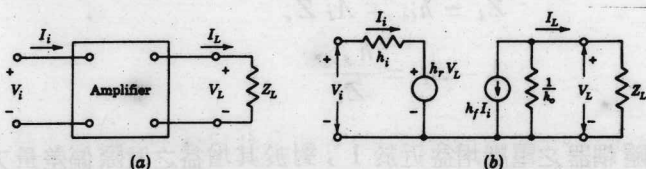


圖 1-3 (a) 電晶體放大器之任一組態 (CE, CB 或 CE)

(b) 由靜態工作點小信號變化之併合參數模型

表 1-2 典型的 h -參數值 (在 $I_E = 1.3 \text{ mA}$)

參數	CE	CC	CB	
h_i	1100	1100	21.6	$+K = 10^3$
h_r	2.5×10^{-4}	~ 1	2.9×10^{-4}	$M = 10^6$
h_f	50	-51	-0.98	
$1/h_o$	40 K+	40 K	2 M	

特別是方程式 (1-4) 甚至在高頻部份仍可應用，一般高頻時 h 參數變為頻率的函數，因此通常我們寧可利用另一個模型 (1-4 節) 叫作 π 模型來解電路。

若用一指定組態作為參考，則在 h 參數上的第二個註字都相同，因此對於 CE 組態， h_i ， h_r ， h_f 及 h_o 分別以 h_{ie} ， h_{re} ， h_{fe} 及 h_{oe} 代替，對

於 $C E$ 組態，當輸出短路時的電流轉換比（簡稱為短路電流增益），其負值常稱之為電晶體的 $beta$ 或 $h_{fe} = \beta$ 對於 $C B$ 組態，此量叫做 $alpha$ 或 $h_{fb} = -\alpha$ 。

以上三種組態可以用 h 參數的轉換公式表來查對。例如，由下列幾乎完全正確的關係式，從已知的 $C E$ 拏合值可以求得 $C C$ 參數。

$$h_{ic} = h_{ie} \quad h_{fc} = -(h_{fe} + 1) \quad h_{rc} = 1 \quad h_{oc} = h_{oe} \quad (1-5)$$

射極隨耦器是 $C C$ 電路，其負載在射極側，因而以 Z_e 代替 Z_L 。對於射極隨耦器由上述方程式可發現：

$$A_v = \frac{h_{fe} + 1}{1 + h_{oe} Z_e} \quad (1-6)$$

$$Z_i = h_{ie} + A_v Z_e \quad (1-7)$$

$$1 - A_v = \frac{h_{ie}}{Z_i} \quad (1-8)$$

射極隨耦器之電壓增益近於 1，對於其增益之實際偏差量方程式（1-8）是一近乎正確的表示式。其次在 14-15 節中我們將利用這些方程式來討論到達靈頓串級電路（Darlington cascade）之構造。表 1-2 顯示一般常用的低或中功率的接合電晶體其拏合參數值，爲了進一步的參考，我們樂意指出 $C E$ 輸入阻抗在合理的負載下與輸出短路時之輸入電阻 h_{ie} 沒什麼差別，因此對於 5 k 負載及表 1-2 之參數值我們發現 $Z_i = 1045 \Omega$ ，此值僅小於 $h_{ie} = 1100 \Omega$ 的 5%

1-4 拏合一 π ；高頻，小信號共射模型

圖 1-4 所示爲一等效電路，此電路從直流到使電晶體之有效性開始被限制以前的頻率範圍內皆與實驗所得一致。在低頻時 h 參數電路比較簡單，故拏合一 π 模型通常只用作高頻的計算。這模型中的所有參數（電阻及電容）均假定與頻率無關，它們可能因操作點而改變，但是在已知的偏壓條件下；對於小信號的擺幅而言都可以看作是常數內節點 B' 事實上是不存在的，它的目的僅在使基極分佈電阻 r_{bb}' 能用一集中參數代表置於外在基極

端 B 和 B' 之間。至於電晶體互導則與射極電流成正比，而與絕對溫成反變如下：

$$g_m = \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} \frac{|I_E|}{\eta V_T} \text{ 姆歐}$$

(1-9) 圖 1-4 電晶體在 CE 組態時之併合 π 模型

此處對於鍺 $\eta = 1$ ，對於矽 $\eta \cong$

2 且 $V_T = T/11600^\circ$ 。因此對於鍺電晶體在室溫下 ($h_{fe} \gg 1$)， I_E 若以毫安計可得

$$g_m \cong \frac{|I_E|}{26} \text{ 姆歐} \quad (1-10)$$

如果在一已知射極電流 I_E 時的低頻 CE h 參數 h_{fe} , h_{ie} , h_{re} 及 h_{oe} 爲已知則併合 π 電路中的各電阻值可依下列四方程式算出

$$r_{b'e} = \frac{h_{fe}}{g_m} \quad \text{或} \quad g_{b'e} = \frac{g_m}{h_{fe}} \quad (1-11)$$

$$r_{bb'} = h_{ie} - r_{b'e} \quad (1-12)$$

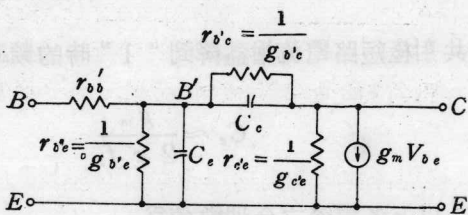
$$r_{b'c} = \frac{r_{b'e}}{h_{re}} \quad \text{或} \quad g_{b'c} = \frac{h_{re}}{r_{b'e}} \quad (1-13)$$

$$g_{ce} = h_{oe} - (1 + h_{fe}) g_{b'c} = \frac{1}{r_{ce}} \quad (1-14)$$

對於鍺電晶體，若在室溫下其射極電流爲 $I_E = 1.3$ 毫安則利用表 1-2 之典型 h 參數值，我們可求得：

$$\begin{aligned} g_m &= 50 \text{ mA/V} & r_{b'e} &= 1 \text{ K} & r_{bb'} &= 100 \Omega \\ r_{b'c} &= 4 \text{ M} & r_{ce} &= 82 \text{ K} \end{aligned}$$

集極接合電容 $C_c = C_{b'c}$ 是輸入斷路 ($I_E = 0$) 時所量得的 CB 輸出電容，廠商通常把它寫成 C_{ob} ，射極接合電容 $C_e = C_{b'e}$ 可由測量 f_T 而得， f_T



爲共射極短路電流增益降到“1”時的頻率。在電子學中我們可證明

$$C_e \approx \frac{g_m}{2\pi f_T} \quad (1-15)$$

以上各電容之合理數值爲

$$C_c = 3 PF \quad C_e = 100 PF$$

1—5 小信號真空管模型 (Small-Signal Tube Models)

對於真空管 (圖 1—5 a) 之由靜態, I 作點偏移所產生的小變量可用圖 1—5 b 之戴維寧模型或圖 1—5 c 之諾頓等效電路所取代。兩相依電源戴維寧之電壓電源及諾頓之電流源皆被柵極至陰極的電壓 V_{gk} 所控制在這些電路中, r_p = 屏極電阻, μ = 放大因數而 g_m = 互導, 此三參數並非獨立, 因有 $\mu = g_m r_p$ 之關係存在, 圖 1—5 之模型對於三極管或五極管一樣有效只要它們的簾極與遏止極被控制在定壓下即可。一個含有真空管的網路, 可不必顧及其外表而以其等效電路代替, 再用此等效電路去分析該網路的作用諸如電源及偏壓、電壓等, 則僅影響電路之靜態位置而已。

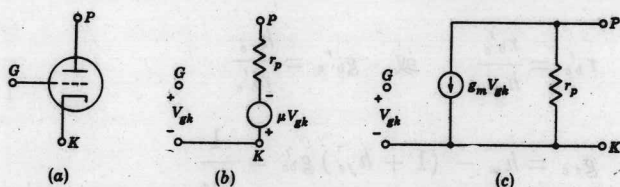


圖 1—5 (a) 之真空管可用如(b)之戴維寧模型或用(c)之諾頓等效電路代替。

1—6 電壓與電流之放大作用 (Voltage and Current Amplification)

在電子學中我們已學過真空管、電晶體放大器及多級放大器之增益, 頻率響應及時域響應。爲了避免離開本題, 在本節我們僅定義一些電壓與流之放大率介紹有關他們的符號, 並且在他們間導出某些有用的關係式。

在圖 1-6 a 中信號 I 乃從內部阻抗為 Z_s 之電源加到放大器級 (電晶體或真空管) 之電流。此電流被放大後產生信號 I_L 傳送至負載 Z_L 上, 此處我們乃選擇其諾頓等效電路代表其輸入電源, 進入放大器的輸入電流為 I_i , 我們定義四個電流增益:

$$A_I = \frac{I_L}{I_i} \quad A_{I_s} = \frac{I_L}{I} \quad (1-16a)$$

$$A_i = \frac{I_L}{I_i} (Z_L = 0) \quad A_{i_s} = \frac{I_L}{I} (Z_L = 0) \quad (1-16b)$$

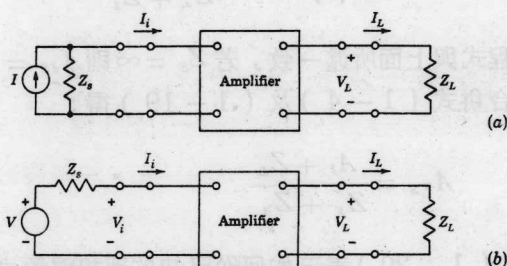


圖 1-6 放大器(a)以一電流源驅動及(b)以一電壓源驅動

增益 A_{I_s} 乃將電源內阻 Z_s 考慮進去之電流增益 A_I 則無。故 A_I 乃負載電流對理想電流源輸入放大器的電流比, 該理想電源之 $Z_s = \infty$, 對這類理想電源 $A_I = A_{I_s}$, A_i 及 A_{i_s} 則為放大器輸出端短路時之電流增益值。

其次, 我們可以選擇用戴維寧等效電路來代表輸入電源, 如圖 1-6 b 所示放大器的輸入與輸出電壓分別為 V_i 與 V_L , 如此將可適當地定義出電壓增益:

$$A_v = \frac{V_L}{V_i} \quad A_{v_s} = \frac{V_L}{V} \quad (1-17a)$$

$$A_v = \frac{V_L}{V_i} (Z_L = \infty) \quad A_{v_s} = \frac{V_L}{V} (Z_L = \infty) \quad (1-17b)$$

與電流放大之情況相同, 增益 A_{v_s} 中含有“實用的”觀點, 即它已將電源