

微電子學

下 冊

JACOB MILLMAN 原著

陳盛有 莊政義 張伯欽 合譯

**MICRO-
ELECTRONICS**

大中國圖書公司印行

微 電 子 學

下 冊

譯 者： 陳 盛 有
莊 政 義
張 伯 欽

大中國圖書公司印行

微 電 子 學

下 冊

第 三 篇

類比電路與系統

微 電 子 學

(下 冊 目 錄)

第三篇 類比電路與系統

第十章 類比二極體電路

10-1	簡單的應用	1
10-2	截波(限制)電路	3
10-3	在兩個獨立位準截波	7
10-4	崩潰二極體之電壓調整器	11
10-5	整流器	13
10-6	其它全波電路	20
10-7	電容濾波器	22
10-8	其它二極體電路	27

第十一章 低頻放大器

11-1	BJT的操作點	44
11-2	偏壓穩定度	47
11-3	自偏壓或射極偏壓	49
11-4	對於 I_{CO} 、 V_{BE} 以及 β 的變化之穩定性	51
11-5	弦波輸入之輸出波形	60

11-6	小信號雙載子接面電晶體之近似模型	62
11-7	電晶體的互導	64
11-8	電晶體電路的線性分析	65
11-9	共射極放大器	66
11-10	射極隨耦器	70
11-11	共基極放大器	73
11-12	雙載子接面電晶體放大器組態之比較	74
11-13	含有射極電阻之射極放大器	75
11-14	串接的電晶體放大器	77
11-15	準確的小信號雙載子接面電晶體之模型	83
11-16	高輸入電阻之雙載子接面電晶體電路	88
11-17	場效電晶體之偏壓	93
11-18	接面場效電晶體或金氧半場效電晶體之小信號模型	98
11-19	低頻之共源極和共汲極放大器	100
11-20	接面場效電晶體作為受電壓控制的電阻器 ⁶	103

第十二章 回授放大器特性

12-1	放大器的分類	129
12-2	回授的觀念	132
12-3	有回授之轉換增益	136
12-4	負回授放大器的一般特性	140
12-5	輸入電阻	144
12-6	輸出電阻	148
12-7	回授放大器的分析方法	151
12-8	電壓串聯回授	155
12-9	電壓串聯回授對	159

12-10	電流串聯回授	163
12-11	電流串聯回授對	167
12-12	電壓並聯回授	172

第十三章 放大器的頻率響應

13-1	頻率失真	193
13-2	放大器的步級響應	198
13-3	耦合電容與射極旁路電容對於低頻響應的影響	203
13-4	RC 耦合的放大器	206
13-5	高頻電晶體混合 π 模型	207
13-6	混合 π 參數的變化	210
13-7	共射短路電流增益	211
13-8	推廣化的電壓增益函數	215
13-9	單級共射放大器的響應	217
13-10	增益與頻寬乘積	223
13-11	高頻下的射極隨耦器	225
13-12	串二級共射電晶體的高頻響應	228
13-13	高頻複級共射放大器	233
13-14	高頻之共源放大器	234
13-15	高頻共吸放大器	239
13-16	串級之通帶	240

第十四章 回授放大器的頻率響應

14-1	回授對放大器頻寬的影響	261
14-2	有回授之雙極點轉換函數	265
14-3	有回授之三極點轉換函數	273

14-4	多極點回授放大器的近似分析	275
14-5	電壓並聯回授放大器——頻率響應	276
14-6	電流串聯回授放大器——頻率響應	281
14-7	電流並聯的回授對——頻率響應	285
14-8	電壓串聯回授對——頻率響應	289
14-9	穩 度	291
14-10	伯德曲線	295

第十五章 運算放大器之特性

15-1	基本運算放大器	311
15-2	差動放大器	316
15-3	射極耦合之差動放大器	319
15-4	差動放大器之轉移特性	323
15-5	運算放大器之設計方法	326
15-6	類比設計方法（續）	333
15-7	抵補誤差電壓與電流	340
15-8	運算放大器參數之測量	346
15-9	運算放大器的頻率響應	351
15-10	補 償	354
15-11	主極點補償	355
15-12	極點——零點補償	357
15-13	超前補償	363

第十六章 運算放大器系統

16-1	運算放大器的基本應用	383
16-2	差動（儀表）放大器 ¹⁻⁶	389

16-3	交流耦合放大器	392
16-4	類比積分與微分	394
16-5	電子之類比計算 ⁸	398
16-6	主動濾波器 ^{1, 9, 10}	400
16-7	主動諧振帶通濾波器	407
16-8	精密之AC/DC變換器 ^{1, 13}	413
16-9	取樣與持位電路	419
16-10	類比多工器與解多工器	422
16-11	對數與指數放大器 ^{1, 19}	424
16-12	數位至類比(D/A)變換器 ^{1, 20-24}	431
16-13	類比至數位(A/D)變換器 ²⁰⁻²⁴	436

第十七章 波形整形與產生器

17-1	比較器	466
17-2	比較器的各種應用	469
17-3	再生式比較器(許密特觸發器)	472
17-4	方波及三角波產生器	476
17-5	脈波產生器	484
17-6	電壓時基產生器	488
17-7	步階(階梯)產生器	494
17-8	方波的調變	497
17-9	弦波產生器	503
17-10	相移振盪器	507
17-11	振盪器組態的一般型式	509
17-12	韋恩電橋振盪器	512
17-13	晶體振盪器	515

第十八章 功率電路與系統

18-1	大信號放大器	532
18-2	諧波失真	534
18-3	放大器之分類	538
18-4	A類放大器的效率	539
18-5	B類推挽放大器	541
18-6	A B類的操作	546
18-7	積體電路式功率放大器	547
18-8	熱方面之考慮 ^{2,3}	549
18-9	調整式電源供給	553
18-10	單石調整器 ^{3,4,5}	555
18-11	開關式調整器 ⁶⁻⁹	558
18-12	其它開關式調整器之電路形態	563
18-13	功率場效電晶體（VMOS） ¹⁰	569

附錄D 部份習題答案

第十章 類比二極體電路

截至目前為止，本書所強調者均為數位電路與系統，其所論及之電壓於理想情況下僅為 $v(0)$ 及 $v(1)$ 二種數值之一而已。我們將從本章開始研習類比電路與系統。電壓或電流隨時間而作連續的變化，同時在所規定的最小與最大幅度之間均有一定的數值之波形，即為類比波形。

圖 2-16 的分段線性二極體模型，在二極體導電時，可用一電池 V_T 與一甚小的順向電阻 R_f 相互串聯以近似之。當二極體截止時，它就形同一甚大之反向電阻 R_r 。此種模型以及第 2-12 節所述有關二極體的分析方法在本章中將用於下列各種應用上：簡單的整流器、單端和雙端的截波器（或稱截割器）、電壓調整器、以及含有電容濾波器之半波和全波整流器。

§10-1 簡單的應用

茲考慮一個由一只二極體 D ，一只負載電阻 R_L 和一弦波輸入 $v_i = V_m \sin \alpha$ 所組成之串聯電路，其中 $\alpha = \omega t$ ， $\omega = 2\pi f$ 而 f 為輸入激勵之頻率。今設圖 2-16 的分段線性模型（ $R_r = \infty$ ）為真。因而順向（ $v_i > V_T$ ）電流可由圖 10-1a 的等效電路求之，在 $v_i = V_m \sin \alpha \geq V_T$ 時得到

$$i = \frac{V_m \sin \alpha - V_T}{R_L + R_f} \quad (10-1)$$

而在 $v_i < V_T$ 時則 $i = 0$ 。此波形繪於圖 10-1b 中，其中切入角 ϕ 為：

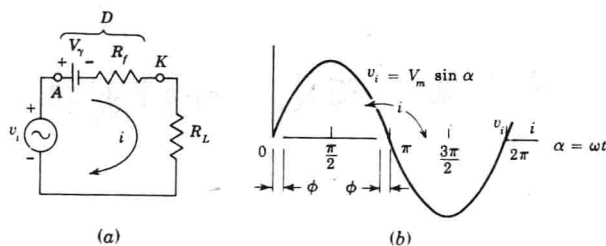


圖 10-1 (a) 二極體 D (在 ON 狀態) 的等效電路與負荷電阻 R_L 以及弦波電壓 v_i 之串聯電路。(b) 輸入波形 v_i 與整流後的波形 i 。

$$\phi = \arcsin \frac{V_T}{V_m} \quad (10-2)$$

設若 $V_m = 2V_T$ ，則 $\phi = 30^\circ$ 。矽（鍺）的切入電壓為

$$V_T = 0.6 \text{ V } (0.2 \text{ V})$$

因而在很小的峯值弦波電壓時，對矽（鍺）而言為 $1.2 \text{ V } (0.4 \text{ V})$ ，即可獲得 30° 之切入角。反之，若 $V_m \geq 10 \text{ V}$ ，則對矽（鍺）而言， $\phi \leq 3.5^\circ (1.2^\circ)$ ，故切入角可略而不計，因此二極體可在整個半週波內導電。此種整流器將於第 10-5 節內詳論。

順便提一下，圖 10-1 所示的電路，可用以自交流電源為蓄電池充電；即將蓄電池 V_B 與二極體 D 串聯，再調整 R_L 用以供給所需之直流（即平均）充電電流。充電的瞬時電流如 (10-1) 式所示，但 V_T 應加上 V_B 。

拐角區 (The Break Region)

圖 2-16a 的分段線性近似指出在 V_T 處之斜率有一突發性的不連續存在。但事實上而言，二極體由 OFF 情況至 ON 狀態之變遷（即轉態）並不是突發性的。因此，經由截波器或整流器而傳送的波形，在拐角點不會顯示出衰減之突變，但有一拐角區 (break region)，亦

稱折斷區)存在,亦即二極體特性線的斜率具有一由甚小的數值漸漸地變成甚大的數值之區域存在着。現在,我們要預估此拐角區的電壓範圍。

拐角點 (break point) 被訂在電壓 V_T 處,於此處,二極體電阻從甚大的數值 R_r 變為甚小的數值 R_f ; 因此,我們就訂定二極體的電阻需乘以很大的因數——如 100 時的電壓區域為拐角區。增量電阻 $r \equiv dV/dI = 1/g$, 依 (2-7) 式為:

$$r = \eta \frac{V_T}{I_0} e^{-V/\eta V_T} \quad (10-3)$$

若 $V_1(V_2)$ 為 $r = r_1(r_2)$ 時之電位,則

$$\frac{r_1}{r_2} = e^{(V_2 - V_1)/\eta V_T} \quad (10-4)$$

當 $r_1/r_2 = 100$ 時, $\Delta V \equiv V_2 - V_1 = \eta V_T \ln 100$, 故於室溫下矽 ($\eta = 2$) 的 ΔV 為 $0.24V$, 而鍺 ($\eta = 1$) 的 ΔV 則為 $0.12V$ 。注意拐角區的 ΔV 僅十分之一或十分之二伏特而已。若輸入信號甚大於此小範圍時,則分段線性的伏安近似以及圖 2-16 的模型即為真實的。

§10-2 截波 (限制) 電路

截波電路係用以選取任意波形在某一位準以上或以下的那部份以便於輸送。截波電路亦名電壓 (或電流) 限制器 (limiter)、幅度選擇器 (amplitude selector) 或切割器 (slicer)。

依上述觀點,圖 10-1 即為一截波電路,其低於 V_T 的輸入電壓均無法送至輸出,這可由圖 10-1b 的波形看出來。現在我們要闡述一些較為常用之截波電路。

考慮圖 10-2a 的電路。利用分段線性模型,可得圖 10-2b 的轉移 (transfer) 特性線,這很容易證明。例如,如果 D 為斷流 (OFF),

則二極體電壓 $v < V_f$ 以及 $v_i < V_f + V_R$; 然而, 若 D 為 OFF, 則電路可簡化如圖 10-3a 所示而無電流流經電阻 R , 因此 $v_o = v_i$; 這證實了輸送特性線由任意負值至 $v_i = V_R + V_f$ 那段線性部份 (其斜率為 1) 。當 v_i 大於 $V_R + V_f$, 二極體即導電, 且其性質如同一只電池 V_f 與一電阻 R_f 之串聯, 如圖 10-3b 所示。因此, 整個轉移特性曲線為:

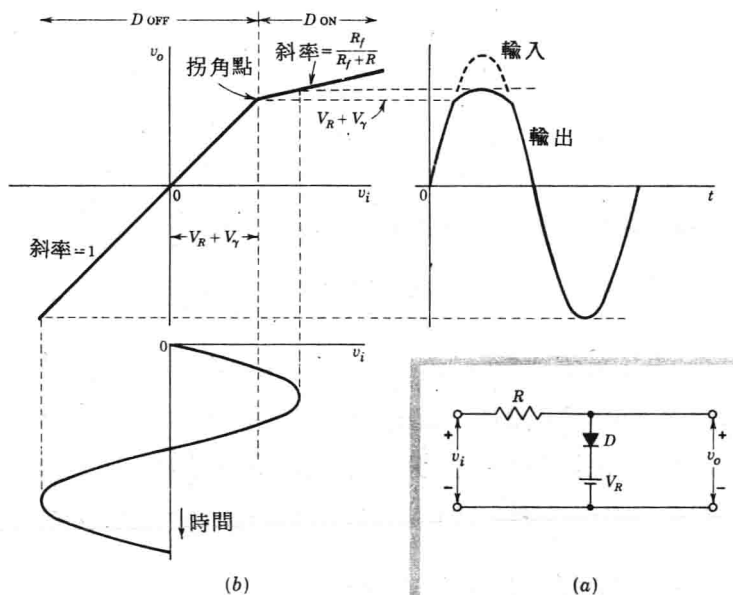


圖 10-2 (a) 輸送小於 $V_R + V_f$ 那段波形的二極體截波電路。(b) 電路的分段線性輸送特性線, 弦波輸入及其截波輸出亦示於圖中。

$$v_i \leq V_R + V_f$$

$$v_o = v_i$$

$$v_i \geq V_R + V_f \quad v_o = v_i \frac{R_f}{R + R_f} + (V_R + V_f) \frac{R}{R + R_f} \quad (10-5)$$

上列第二條方程式係依重疊原理 (見 C-2), 即考慮 v_i 為一個電壓, 再考慮 $V_R + V_f$ 為另一獨立電源而求得的。方程式 (10-5) 證實了轉移曲線在 $v_i > V_R + V_f$ 時斜率為 $R_f / (R_f + R)$ 之線性部份。因之, 輸送特性為分段線性而連續的, 且在 $V_R + V_f$ 處有一個拐角點。

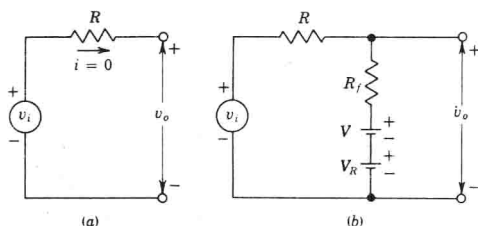


圖 10-3 用以獲得圖 10-2 的截波器的轉移特性線之電路。(a) 二極體為 OFF 時，(b) 二極體為 ON 時。

圖 10-2b 顯示一個幅度足夠大的弦波輸入信號，使信號可在拐角點左右擺動，其對應的輸出信號的正峯有被壓抑的情形。如果 $R_f \ll R$ ，此壓抑將更為增強，而輸出的正向擺動則將被嚴厲地限於電壓 $V_R + V_f$ 處；此類輸出的正峯形同被“截割”或“切平”的樣子。通常 $V_R \gg V_f$ ，在此情況下，可將 V_R 設想成限制的參考電壓。

圖 10-4a 的截波電路係將圖 10-2a 的二極體倒置（反向）而得者，其對應的轉移特性之分段線性代表如圖 10-4b 所示。於此電路中，比 $V_R - V_f$ 更正的那段波形均被傳送而無衰減，但比 $V_R - V_f$ 小的那段波形則大大地被壓抑。

在圖 10-2b 與圖 10-4b 中，我們均假設 R_f 甚大於 R 的。若非如此，則輸送特性必須修改；即將這些曲線中標明斜率為 1 者，必須以 $R_f / (R_f + R)$ 的斜率代之。

在二極體截波電路的輸送區中，我們要求 $R_f \gg R$ ，即如 $R_f = kR$ 之 k 應為一大數目。而在衰減區中，我們則要求 $R \gg R_f$ ，例如， $R = kR_f$ （ k 同前）。依此二方程式，我們可得 $R = \sqrt{R_f R_f}$ 以及 $k = \sqrt{R_f / R_f}$ ；根據此二式子，我們下一結論： R 選為 R_f 與 R_f 之幾何平均是合理的。因此，比值 R_f / R_f 在二極體於目前的應用中可作為優良與否的指標。

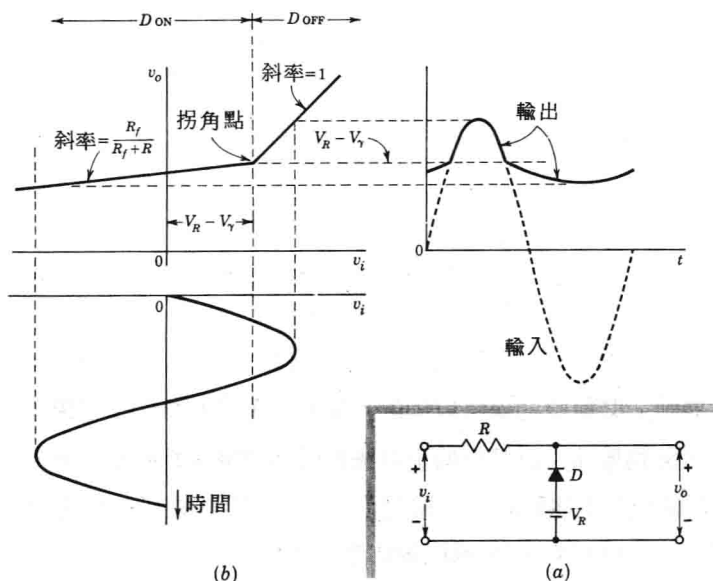


圖 10-4 (a) 可傳送波形中大於 $V_R - V_f$ 那部份之二極體截波電路。
(b) 電路的分段線性傳輸特性線。圖中並示出弦波輸入及其截波輸出。

其它截波電路

圖 10-2 與圖 10-4 重繪於圖 10-5 中，此外另有二極體作為串聯元件之電路。如果各圖的輸入均為弦波，則其輸出波形如圖中之粗黑線所示。在這些輸出波形中，我們略去了 V_f （與 V_R 相較），同時我們假設拐角區與波形的幅度相較是可而略不計的。另外，我們還作 $R_f \gg R \gg R_f$ 之假設。其中兩個電路，輸送波形中低於 V_R 者；而另外兩個電路則輸送波形中高於 V_R 的部份。將二極體用為串聯元件有缺點，即當二極體 OFF 而不希望有任何傳輸時，快速的信號或高頻波形亦仍可經由二極體電容而傳送至輸出端。二極體作為並聯（分流）元件亦有其缺點；當二極體斷開（反向偏壓）且希望有信號傳輸時，

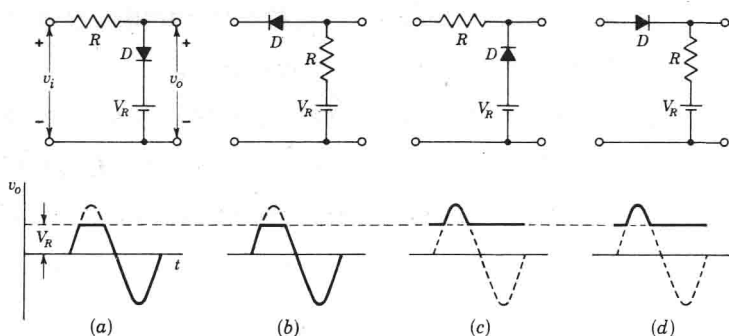


圖 10-5 四種二極體截波電路。在 (a) 與 (c) 中二極體作為並聯元件。在 (b) 與 (d) 中二極體作為串聯元件。每一電路下所示者為對弦波輸入時之輸出波形（實線）。輸入被截割的部份以虛線表之。

二極體的電容連同所有其它與輸出端點並聯的電容均將使輸入波形的尖銳邊緣變圓而且還衰減高頻信號。採用二極體為並聯元件的第二個缺點為此類電路中電源 V_R 的電阻 R_S 必須維持於甚低之數值；而此需求在 V_R 與 R 串聯的電路中是不成問題的，因為在正常情況下 R 甚大於 R_S 之故。

§10-3 在兩個獨立位準處截波

二極體截波器亦可成對地使用，以便於在兩個獨立而互相干的位準 (level) 處作雙端的限制 (即截波)。並聯的，串聯的或串並聯的組合均可採用。並聯的組合如圖 10-6a 所示。圖 10-6b 所示為圖 10-6a 的電路之分段線性且連續的輸入輸出電壓曲線；此轉移曲線共有兩個拐角點，其一在 $v_o = v_i = V_{R1}$ 處，另一在 $v_o = v_i = V_{R2}$ 處，並具有下列特性 (假設 $V_{R2} > V_{R1} \gg V_T$ 以及 $R_f \ll R$)：

輸入 v_i	輸出 v_o	二極體狀態
$v_i \leq V_{R1}$	$v_o = V_{R1}$	D1 ON, D2 OFF
$V_{R1} < v_i < V_{R2}$	$v_o = v_i$	D1 OFF, D2 OFF (10-6)
$v_i \geq V_{R2}$	$v_o = V_{R2}$	D1 OFF, D2 ON

圖 10-6a 亦稱為切片器 (slicer)，因為輸出包含有兩個參考位準 V_{R1} 與 V_{R2} 之間的部分輸入波形（即如切片一般）。

此種電路被用做一種將弦波波轉換成方波之一方法。在此應用中，如欲產生一對稱的方波，則 V_{R1} 與 V_{R2} 必須調整大小相等但符號相反。於是，在此條件下，轉移特性線通過原點，故波形的頂部與底部被對稱地切割掉。若弦波波形的幅度比兩參考位準間的差大甚多時，

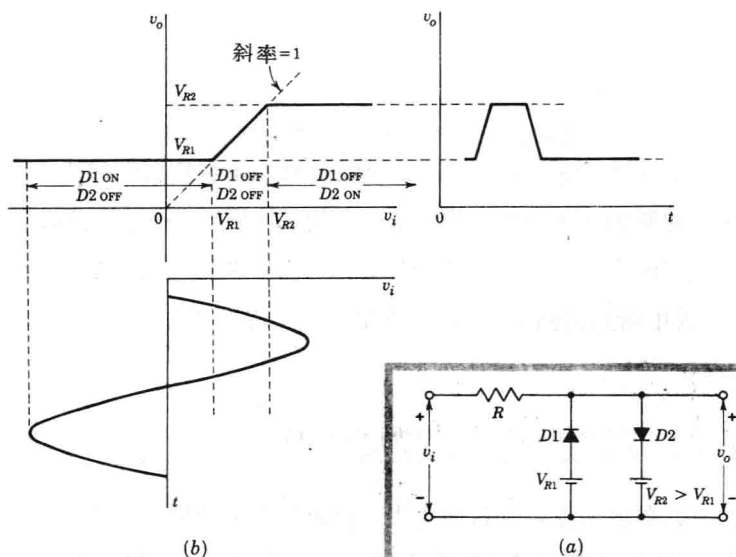


圖 10-6 (a) 於二獨立位準處截波之雙二極體截波器。(b) 在 (a) 中的電路之分段線性轉移曲線。圖中並示出弦波輸入時之雙截波輸出。

則輸出波形即為方的（亦即方波也）。

兩只突崩二極體背對背地串聯，如圖 10-7a 所示，構成雙端截波器之另一形式。如果二極體具有相同的特性，則可得到對稱的限制器。若崩潰（曾納）電壓為 V_z 且若二極體切入電壓為 V_r ，則轉移特性曲線如圖 10-7b 所示。