

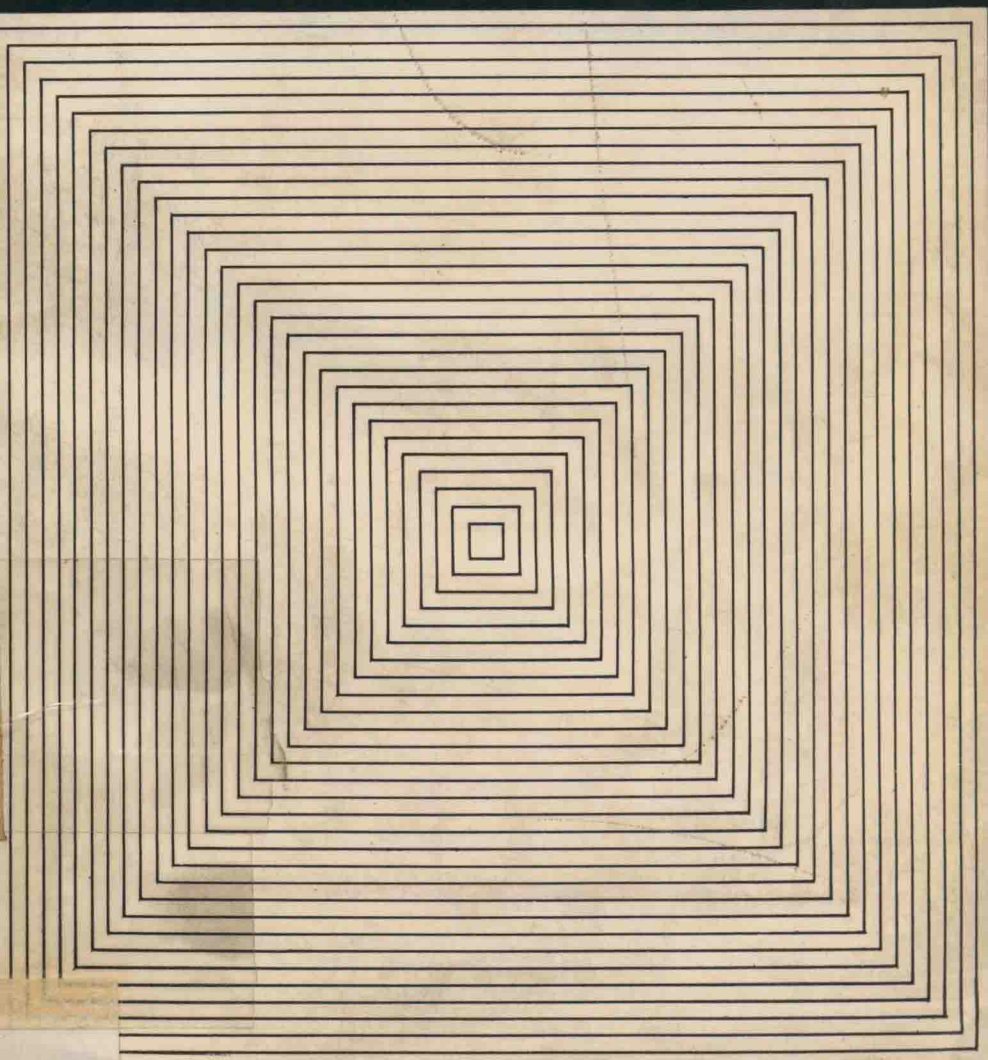
國家科學叢書

微 電 子 學

——附習題詳解——
(下冊)

Jacob Millman, Ph. D. 著

林信安 譯



MICRO-ELECTRONICS
(DIGITAL AND ANALOG)
CIRCUITS AND SYSTEMS

微 電 子 學

——附習題詳解——

(下冊)

原著者：Jacob Millman, Ph. D.

譯 者：林 信 安 博士

國家書店有限公司印行

微電子學 (下冊)

目 錄

第三篇 類比電路與系統

第十章 類比式二極體電路..... 573

10-1 一項簡單的應用 573

10-2 截波 (限制) 電路 575

10-3 二種不同階層之截割 579

10-4 用崩潰二極體作的電壓調整器 583

10-5 整流器 584

10-6 其他的全波電路 590

10-7 電容濾波器 592

10-8 其它二極體電路 596

參考資料 598

複習問題 598

第十一章 低頻放大器 601

11-1 操作點 601

11-2 偏壓的穩定性 605

11-3 自偏或射極偏壓 606

11-4 使 I_{CO} , V_{BE} 及 β 的變化穩定 608

11-5 正弦波輸入之輸出波形 615

11-6 雙載子接面電晶體在小訊號下的近似模型 617

11-7 電晶體的互導 618

11-8 電晶體電路的線型分析 620

11-9	共射極放大器	621
11-10	射極隨耦器	624
11-11	共基極放大器	626
11-12	雙載子接面電晶體放大級組織的比較	627
11-13	具有射極電阻器之 C E 放大器	628
11-14	串聯的電晶體放大器	630
11-15	雙載子接面電晶體在小訊號下的準確模型	635
11-16	高輸入電阻之 BJT 電路	639
11-17	場效電晶體的偏壓	644
11-18	接面場效體或金氧半場效體的小訊號模型	648
11-19	低頻共源極和共汲極的放大器	651
11-20	場效電晶體作為壓控電阻器 (VCR)	653
	參考資料	654
	複習問題	655

第十二章 回授放大器特性..... 659

12-1	放大器的分類	659
12-2	回授觀念	662
12-3	有回授時的轉換增益	665
12-4	負回授放大器的一般特性	669
12-5	輸入電阻	672
12-6	輸出電阻	676
12-7	回授放大器的分析方法	678
12-8	電壓串聯的回授	681
12-9	電壓串聯的回授對	685
12-10	電流串聯回授	688
12-11	電流並聯回授	692
12-12	電壓並聯回授	696

參考資料	699
複習問題	700

第十三章 放大器的頻率響應..... 703

13-1 頻率失真	703
13-2 放大器的步級響應	707
13-3 耦合及射極旁路電容對低頻響應的影響	711
13-4 RC 耦合放大器	714
13-5 高頻的混合- π 電晶體模型	715
13-6 混合 π 參數的變化	718
13-7 共射極短路電流增益	719
13-8 一般化的電壓增益函數	722
13-9 共射極電晶體單級放大器的響應	724
13-10 增益與頻帶寬的乘積	729
13-11 高頻下的射極隨耦器	731
13-12 二個串接的共射電晶體級的高頻響應	734
13-13 高頻下的多級共射極放大器	738
13-14 高頻下的共源極放大器	739
13-15 高頻下的共汲極放大器	743
13-16 串接級的通帶	744
參考資料	747
複習問題	747

第十四章 回授放大器的頻率響應..... 751

14-1 回授對於放大器頻帶寬度的影響	751
14-2 有回授的雙極點轉換函數	755
14-3 有回授的三極點轉換函數	762
14-4 多極點回授放大器的近似分析	763

14-5	電壓並聯回授放大器頻率響應	765
14-6	電流串聯回授放大器頻率響應	768
14-7	電流並聯的回授偶對—頻率響應	772
14-8	電壓串聯的回授偶對—頻率響應	776
14-9	穩定性	778
14-10	波德曲線	782
	參考資料	788
	複習問題	788

第十五章 運算放大器的特性 791

15-1	基本的運算放大器	791
15-2	差動放大器	795
15-3	射極耦合的差動放大器	798
15-4	差動放大器的轉換特性	802
15-5	運算放大器的設計技術	805
15-6	類比的設計技術（續前）	811
15-7	抵捕誤差電壓與電流	818
15-8	運算放大器各參數的量度	824
15-9	運算放大器的頻率響應	829
15-10	補償	832
15-11	主極點補償	833
15-12	極點與零點補償	834
15-13	領先補償	840
	參考資料	841
	複習問題	842

第十六章 運算放大器系統 847

16-1	基本運算放大器的應用	847
------	------------------	-----

16-2	差額（儀表）放大器	852
16-3	交流耦合的放大器	855
16-4	類比微分與積分	856
16-5	電子的類比計算	860
16-6	有功濾波器	862
16-7	有源諧振帶通濾波器	869
16-8	精密交流／直流變換器	874
16-9	抽樣—及—持保系統	879
16-10	類比式多工器與解多工器式	882
16-11	對數及指數放大器	884
16-12	數位—變—類比（D/A）變換器	890
16-13	類比到數位（A/D）變換器	894
	參考資料	901
	複習問題	903

第十七章 波形的整形與產生器..... 905

17-1	比較器	905
17-2	比較器的各項應用	907
17-3	再生式比較器（許密特觸發器）	910
17-4	方波及三角波—產生器	913
17-5	脈衝產生器	920
17-6	電壓時基產生器	924
17-7	步進（階梯）產生器	929
17-8	方波的調變	931
17-9	弦波產生器	936
17-10	相移振盪器	939
17-11	振盪器組態的一般形式	942
17-12	文恩電橋振盪器	944

17-13	晶體振盪器	946
	參考資料	948
	複習問題	949
第十八章 功率電路與系統		953
18-1	大訊號放大器	
18-2	諧波失真	955
18-3	放大器的分類	959
18-4	A類放大器的效率	960
18-5	B類推挽放大器	961
18-6	AB類的操作	965
18-7	積體電路功率放大器	966
18-8	熱力的考慮	968
18-9	調節電源	971
18-10	單石調節器	974
18-11	開關式調節器	976
18-12	其他交換式調節器結構	980
18-13	功率型場效電晶體（縱向金氧半）	986
	參考資料	989
	複習問題	989
附錄A	常數與變換因數	（參閱上冊）
附錄B	半導體製造商與裝置的規格表	（參閱上冊）
附錄C	網絡理論撮要	（參閱上冊）
附錄D	習題	993
附錄E	部份習題答案	1089
	習題詳解	

第十章 類比式二極體電路

(Analog Diode Circuits)

第三篇

類比電路與系統

(ANALOG CIRCUITS AND SYSTEMS)

10-1 一項應用 (application)

考慮一個串聯電路，它為二極體 D ，負載電阻 R_L ，與正弦電壓 $V_s = V_m \sin \omega t$ ，其中 $\omega = 2\pi f$ ， f 為 D 之頻率。圖 2-16 的開關狀態在圖 10-1 中說明。當 D 為正向偏置時，電流 i_D 可以通過 D ，並流過 R_L 。當 D 為反向偏置時，電流 i_D 為零。

$$\frac{V_m \sin \omega t - V_D}{R_L + R_D}$$

$$i_D = \frac{V_m \sin \omega t - V_D}{R_L + R_D} \quad (10-1)$$

$$i_D = \frac{V_m \sin \omega t - V_D}{R_L + R_D} \quad (10-2)$$

第十章 類比式二極體電路

(Analog Diode Circuits)

本書一直所強調的是數位電路及系統，電壓都是理想化的只有二種數值， $V(0)$ 跟 $V(1)$ 。本章討論的重點即為類比電路與系統。類比波形係指電壓與電流之變化量連續的隨時間而變化，分佈於最小與最大振幅之間的任何數值。

由圖 2-16 之片斷線性二極體模型顯示出，當此元件導通時，其可用一電池 V_r 串聯小順向電阻 R_r 來近似。當其為 OFF 時，二極體之動作如同一個大的電阻 R_r ，在前面第 2-12 節中已介紹過之模型與二極體電路之分析方法，將在本章下列應用中使用：簡單的整流器，單獨與雙端截波器，電壓調節器，半波與全波整流器，包括電容濾波器。

10-1 一項簡單的應用 (A simple application)

設想一個串聯電路，包含二極體 D ，負載電阻器 R_L ，與正波輸入 $v_i = V_m \sin \alpha$ ，當中 $\alpha = \omega t$ ， $\omega = 2\pi f$ ，而 f 為輸入激動的頻率。若圖 2-16 的片斷成線性模型 ($R_r = \infty$ 時) 能成立。因此順向 ($V_i > V_r$) 的電流可以從圖 10-1a 的等值電路上解出。又當 $v_i = V_m \sin \alpha \geq V_r$ 時：

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

令 $v_i < V_r$ 時， $i = 0$ 。此波形畫在圖 10-1b 上，其中切入角 ϕ 為

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

倘 $V_m = 2V_r$ 則 $\phi = 30^\circ$ 。對矽 (鎢) 而言，

$$= 0.6 \text{ 伏特 (0.2 伏特)}$$

是故 30° 的切入角可以在相當小的尖峯弦式電壓下解出；對矽（鎢）而言為 $1.2(0.4)$ 伏特。又如果 $V_m \geq 10$ 伏特，則矽（鎢）的 $\phi \leq 3.5^\circ$ (1.2°)，是故切入角可以被略去不計：二極體原則上在整個半週內傳導。在第 10-5 節中將更詳盡的介紹到這種整流器。

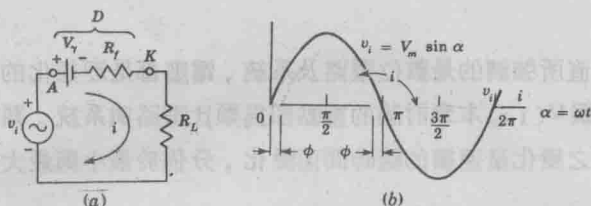


圖 10-1 (a) 二極體 D (在開態的) 與負荷電阻 R_L 與弦式電壓 v_i 串聯的等值電路。(b) 輸入波形 v_i 與整流後的電流 i 。

因此，圖 10-1 的電路可以用來自一條交流電源線上為電池充電。電池 V_B 與二極體 D 串聯， R_L 被調節到所要求的直流（平均）充電電流。瞬時電流可以由式 (10-1) 解出，但是要將 V_B 加到 V_r 上去。

折斷區

參閱圖 2-16a 所示之片斷式線型近似顯出在 V_r 處斜率上有一個突然的不連續性。事實上二極體自 OFF 抵達 ON 狀態的變遷並非偶發性的。勢必經過一個截波器或整流器的波形定不會於一個斷點上指出一項衰減上的突變，而是有一個所謂的折斷區 (break region) 存在，意即表示有一個區域在那裏面二極體特性線的斜率逐漸的由一個相當小的值轉變為一個極大的值。現在則要估計此折斷區電壓的範圍。

斷點規定於電壓 V_r 處，其中二極體之電阻不連續的自極大的 R_r 值轉變為非常小的 R_r 值。因此，可任意的將折斷區規定為二極體電阻被乘了一個極大的因數，例如 100，的電壓改變。依式 (2-7)，增量電阻 $r = dV/dI = 1/g$ 即為

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

倘 $V_1(V_2)$ 係 $r=r_1(r_2)$ 處的電位，那麼

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

令 $r_1/r_2=100$ 時，在室溫下， $\Delta V \equiv V_2 - V_1 = \eta V_T \ln 100 = 0.24$ 伏特，對矽 ($\eta=2$)，對鍺 ($\eta=1$) 為 $\Delta V=0.12$ 伏特。是故；折斷區 ΔV 僅僅是十分之一或二個伏特。倘輸入訊號比這小範圍大得多，片斷式線型伏特安培近似及圖 2-16 的模型便能成立了。

10-2 截波(限制)電路 [Clipping (limiting) circuits]

所謂的截波電路係在輸送時爲了選擇一個任意之波形中在某個參考階之上的一部份用的。截波電路同時亦被稱爲電壓(或電流)限制器 (limiters)，幅度選擇器 (Amplitude selectors)，或者切片器 (slicers)。

見圖 10-1 就是一個典型的截波電路，在 V_r 以下的輸入電壓就不被送到輸出去，這從圖 10-1b 的波形上即可看出。下面則要討論一些用得比較普通的截波電路。

設想圖 10-2a 利用片斷式線性型就可以得出如圖 10-2b 的轉換特性線來，這是相當容易證明的。例如，倘 D 是 OFF，二極體電壓 $v < V_r$ ，同時 $v_i < V_r + V_R$ ，然而，若 D 是 OFF，電路減化成如圖 10-3a 所繪， R 中便不會有電流，所以 $v_o = v_i$ ，如此則可證實輸送特性線上從任意的負值到 $v_i = V_R + V_r$ 的那段線性部份(斜率是 1)，當 v_i 大於 $V_R + V_r$ 時二極體會傳導，其性能就像一個與電阻 R_f 串聯的電池 V_r ，是故轉換特性爲

$$\begin{aligned} v_i \leq V_R + V_r \quad V_o &= v_i \\ v_i \geq V_R + V_r \quad V_o &= v_i \frac{R_f}{R + R_f} + (V_R + V_r) \frac{R}{R + R_f} \end{aligned} \quad (10-5)$$

上述之第二方程式係由重疊定理中得到(第 C-2 節)，考慮 v_i 爲一種電壓， $V_R + V_r$ 爲第二種獨立電源。(10-5) 式就證實了轉換曲線上 $v_i > V_R + V_r$

的那段斜率為 $R_f / (R_f + R)$ 的線性部份。是故：輸送特性線係片斷式線性的，持續的，同時在 $V_R + V_r$ 的地方有一個斷點。

見圖 10-2b 畫了一個正弦式之輸入訊號，它的幅度相當大以致於此訊號在有些部份會超過斷點。相當於它的輸出表示在訊號的正峯處受到了抑制。若 $R_f \ll R$ ，這項抑制會很厲害，輸出的正部份將被限制在電壓 $V_R + V_r$ 處。此輸出看來似乎其正峯被“截掉”或者“切掉”了。是故， $V_R \gg V_r$ ，在這種情形下可以將 V_R 本身當作限制用的參考電壓。

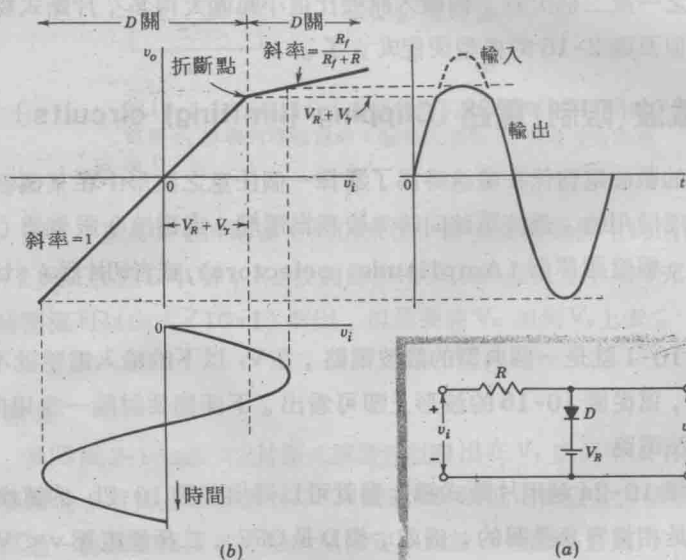


圖 10-2 (a)二極體斬波電路讓低於 $V_R + V_r$ 之波形通過，(b)此電路之片斷線性傳輸特性，圖示出弦波輸入與斬波輸出。

在圖 10-4a 當中此載波電路被修改了一些，又圖 10-2a 當中的二極體被倒反過來。而被畫於圖 10-4b 當中的即為對應的轉換特性之片斷式線性代表。此電路內比 $V_R - V_r$ 還正的波形部份均被無衰減的輸送過去，但是較低的部份則被抑制的相當厲害。

在圖 10-2b 與圖 10-4b 當中，假定了和 R 比較 R_f 是極大的。如果這

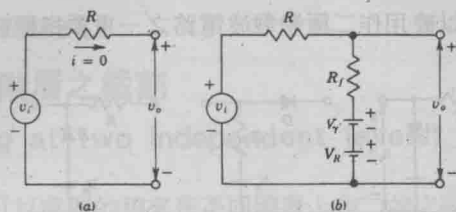


圖 10-3 求出圖 10-2 所示截割電路的轉換特性時用的電路：(a)二極體斷路時；(b)當二極體導通時。

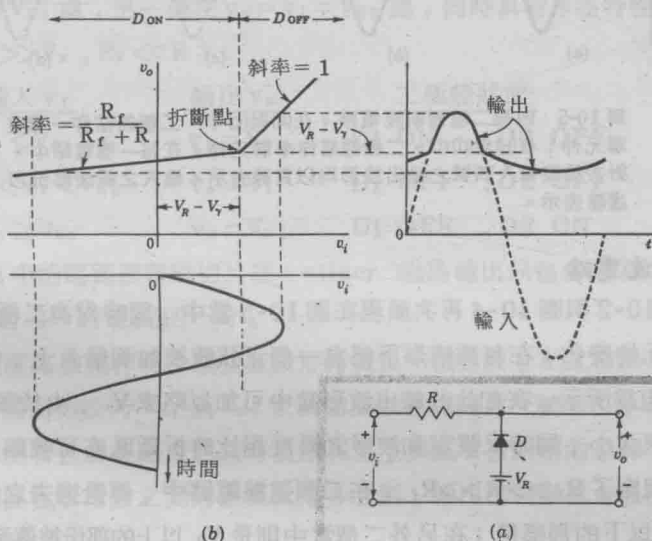


圖 10-4 (a)一個二極體截割電路，它將波形中高於 $V_R - V_f$ 的部份送過去。(b)該電路的片斷式線性輸送特性曲線。同時並畫了一個弦式輸入以及截割後的輸出。

條件不能滿足的話，輸送特性線勢必得被修正。這些曲線中斜率為 1 的部份必須被視為係具有斜率 $R_f / (R_f + R)$ 。

在一個二極體截波電路的輸送區內， $R_r \gg R$ ，例如 $R = KR_r$ ，從這二個方程式可得 $R = \sqrt{R_r R_r}$ 同時 $K = \sqrt{R_r / R_r}$ ，是故，我們結論將 R 選作

R_r 與 R_f 的幾何平均是頗為合理的。同時，也注意到 R_r/R_f 這個比值於目前的應用中可以被用作二極體截波電路之一重要指標數。

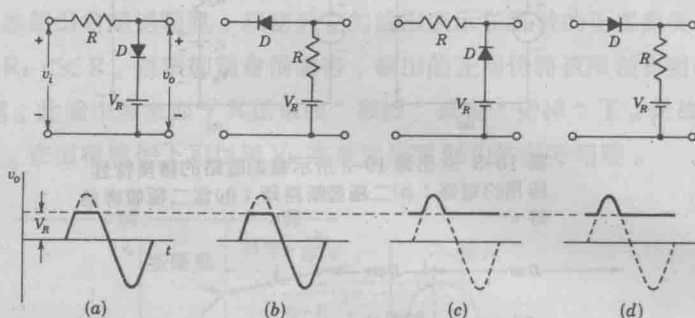


圖 10-5 四種二極體斬波電路。在(a)與(c)中，二極體當作一種並聯元件；在(b)者(d)中，二極體當作串聯元件。在每一種電路中，對於弦波輸入訊號之輸出波形均以實線表示。輸入之斬波部份以虛線表示。

其他截波電路

圖 10-2 與圖 10-4 再次顯現在圖 10-5 當中，同時尚有二極體當作串聯單元的變化。在每種情形下都有一個正弦波被加到輸入上，輸出處之波形如粗線所示。在如此的輸出波形當中可加以略去 V_r ，由於跟 V_R 相互比較起來太小，同時又假定和波形之幅度相比時折斷區亦可被略去不計。並且又假定了 $R_r \gg R \gg R_f$ ，在二個這種電路中，傳送過去之波形部份係在 V_R 以下的那部份；在另外二個當中則是 V_R 以上的部份被傳送過去，在二個電路中二極體成為與訊號引線串聯之元件；在另外二個裏則是並聯之元件。將二極體當作串聯元件用時則有一項缺點，為當二極體是 OFF 而不希望有傳送時，快的訊號或者高頻率之波形可以經過二極體的電容而傳到輸出端。將二極體視為並聯元件用時又有另一種缺點：當二極體是斷路（反偏壓，back-biased）而希望有傳送時，二極體的電容跟所有其他之輸出端並聯的電容合起來會使輸入波形之銳邊變圓並減弱高頻率之訊號。將二極體視為並聯元件用時的第二項缺點是在如此電路中供應 V_R 之電源

阻抗 R_s 勢必被維持得很低。在 V_R 與 R 串聯的電路中便不會有如此的情況產生， R 通常比 R_s 大得多。

10-3 二種不同階層之截割

(Clipping at two independent levels)

二極體截波器可以成對的用來在不同階層上作二端之限制。二截波器可被並聯使用，參閱圖 10-6a 則為如此安排。圖 10-6b 即為此種並聯安排時之輸入與輸出電壓的線性關係曲線圖。轉換曲線有二個折斷點，一個在 $v_0 = v_i = V_{R1}$ 處，另一個在 $v_0 = v_i = V_{R2}$ 處，同時具有下述特性（若 $V_{R2} > V_R \gg V_r$ ， $R_f \ll R$ ）：

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 中的電路被稱為切片器 (slicer) 因為輸出只包含輸入在二個參考標準 V_{R1} 在 V_{R2} 之間的一片。

這個電路被用作將一個正弦波形轉變為一個方波。在這種應用下要產生一個對稱的方波時 V_{R1} 與 V_{R2} 被調節到數值相同而符號相反。在這種情形下，轉換特性會經過原點同時波形在頂上與底下被對稱的截掉。倘弦式波形的幅度比參考階之間的差異大得多的話，輸出的波形就會被變方了 (Squared)。

如圖 10-7a 所示之二個相反地串聯的累增二極體可以構成另一種雙端的截波器。倘二極體具有完全相同的特性時，便能得到一個對稱的截波器。倘崩潰 (齊納) 電壓為 V_z 而二極體之切入電壓為 V_r ，則可以得出如圖 10-7b 所示的轉換特性線。

例 10-1 為圖 10-8a 之雙端切片器計算折斷點並畫出轉換特性線來。假定二極體皆為理想式的。

解 假定 D1 在關態，則 $i_1 = 0$ 。因此 D2 必定在關態，是故迴路電

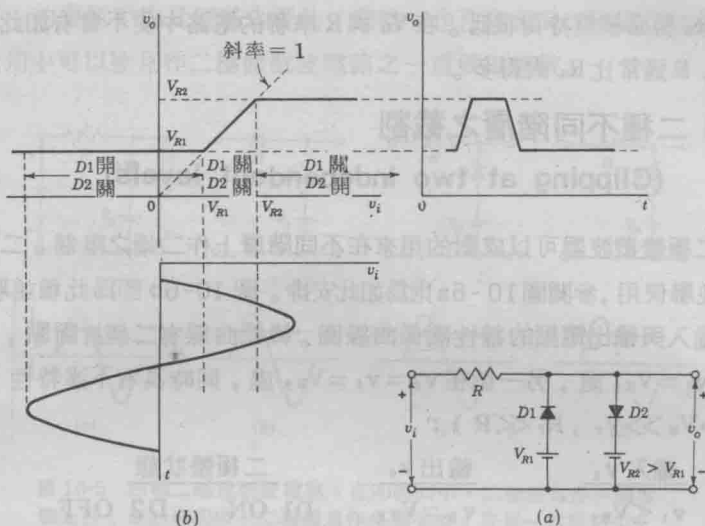


圖 10-6 (a)雙二極體斬波器，它限制在二個獨立的單位，(b)電路(a)之片斷式線性轉換曲線。並示出弦波輸入之雙斬波輸出。

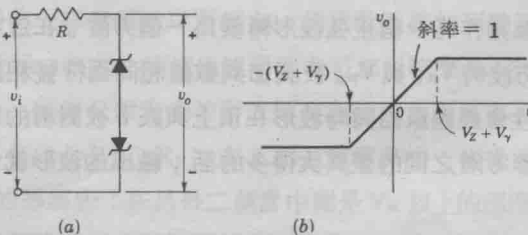


圖 10-7 (a)用疊增二極體的雙端截割電路。(b)轉換特性線。

流 i_2 為

$$i_2 = \frac{10 - 2.5}{10 + 5} = 0.5 \text{ 毫安}$$

則輸出電壓為