

9

轉換式電源供給器

1

1-0 概論

1

1-1 非線上轉換式電源供給器

2

1-2 電源供給器專有名詞

3

2

電源輸入部份

5

2-0 變倍電壓的技巧

5

2-1 零件選擇與設計方法

6

2-1.1 輸入整流器

6

2-1.2 輸入濾波電容器

7

2-2 輸入保護元件

8

2-2.1 突波電流

8

2-2.2 輸入暫態電壓保護

9

3

電源轉換器的種類

11

3-0 各類轉換器定義與原理

11

3-1 隔離返馳式轉換器

14

3-1.1 反馳式轉換器交換電晶體

15

3-1.2 反馳式轉換器變壓器——扼流圈

17

3-1.3 基本反馳式轉換器的變化型式

18

3-2 隔離順向式轉換器

19

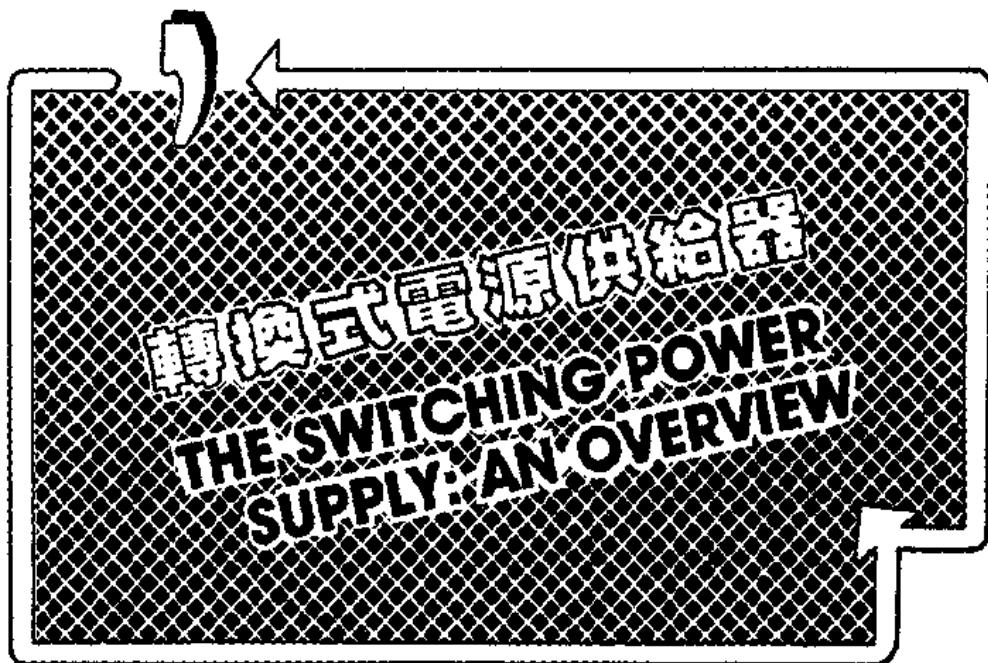
3-2.1	順向式轉換器交換電晶體	21
3-2.2	順向式轉換器變壓器	22
3-2.3	基本順向式轉換器的變化型式	23
3-3	推挽式轉換器	25
3-3.1	推挽式轉換器變壓器	25
3-3.2	推挽式轉換器電晶體	27
3-3.3	推挽式電路的限制	28
3-4	推挽式轉換器的變化型式	30
3-4.1	半橋式轉換器	30
3-4.2	串聯式耦合電容器	33
3-4.3	轉換二極體	36
3-5	全橋式電路	36
3-6	新型式無漣波輸出的轉換器	38
4	轉換器功率電晶體的設計	43
4-0	概論	43
4-1	電晶體的選擇	43
4-2	雙極式功率電晶體的開關作用	44
4-3	雙極式電晶體交換時間的定義（電阻性負載）	45
4-4	電感性負載交換時間的關係	46
4-5	電晶體及飽和電路	47
4-6	雙極式電晶體基極驅動電路的方法	49
4-6.1	恒定驅動電流電路	49
4-6.2	比例式基極驅動電路	55
4-6.3	反飽和電路用於基極驅動	57
4-7	雙極式電晶體二次崩潰的考慮	58
4-7.1	順向偏壓的二次崩潰	58
4-7.2	逆向偏壓的二次崩潰	60
4-8	交換式電晶體保護電路： <i>RC</i> 箝制電路	62

4-9 功率型MOSFET用作開關	66
4-9.1 概論	66
4-9.2 基本MOSFET的定義	66
4-9.3 MOSFET閘極驅動的考慮	67
4-9.4 MOSFET靜態操作點的特性	69
4-9.5 MOSFET的安全操作區(SOA)	71
4-9.6 驅動功率型MOSFET的設計考慮	72
4-9.7 用於驅動MOSFET的電路	74
4-9.8 功率型MOSFET開關保護電路	81
5 高頻率的功率變壓器	83
5-0 概論	83
5-1 電磁的原理	83
5-2 磁滯迴路	86
5-3 基本變壓器原理	89
5-4 鐵心材料與幾何形狀的選擇	91
5-5 脈波寬度調變的半橋式轉換器的功率變壓器設計	93
5-6 實際上的考慮	97
5-7 反馳式轉換器的變壓器——扼流圈設計	98
5-7.1 設計過程	99
5-8 一般高頻變壓器的考慮	106
6 電源輸出部份：整流器、電感器 與電容器	109
6-0 概論	109
6-1 輸出整流與濾波電路	110
6-2 轉換式電源供給器設計上功率整流器的特性	112
6-2.1 快速與超快速回復二極體	113
6-2.2 肖特基障壁整流器	114

6-2.3	暫態過電壓抑制電路	115
6-2.4	計算返馳式、順向式與推挽式轉換器整流二極體 峯值電流的容許值	117
6-3	輸出電感器的設計	121
6-3.1	一般性的考慮	121
6-3.2	設計方程式的推導	121
6-4	輸出濾波電容器的設計	131
7	轉換式穩壓器的控制電路	135
7-0	概論	135
7-1	轉換式穩壓器系統的隔離方法	135
7-2	脈波寬度調變(PWM)系統	137
7-2.1	單端的、不連續的元件、PWM控制電路	137
7-2.2	積體電路PWM控制器	139
7-3	應用於商業上的單石PWM控制電路	141
7-3.1	TL 494 PWM控制電路	142
7-3.2	UC 1840可規劃，非線上的PWM控制器	147
7-4	其它型式的PWM控制器	152
8	轉換式電源轉換器周邊附加電路與元件	153
8-0	概論	153
8-1	光耦合器	153
8-2	自給偏壓的方法	155
8-3	作為輸入與輸出隔離之用的光耦合器電路設計	157
8-4	柔和起動電路設計	160
8-5	電流限制電路	162
8-5.1	應用於初級參考直接驅動的電流限制電路	163
8-5.2	應用於基極驅動器的電流限制電路	164
8-5.3	一般的電流限制電路	167

8-6 過電壓保護電路	168
8-6.1 以矽納二極體做偵測的保護電路	169
8-6.2 以積體電路做過電壓保護電路	170
8-7 交流線路損失偵測電路	175
9 轉換式電源供給器穩定度分析與設計	177
9-0 概論	177
9-1 拉普拉斯轉換	177
9-2 轉移函數	179
9-3 波德圖	180
9-4 回授原理與穩定度的準據	183
9-5 穩定度的分析	185
9-5.1 控制一輸出轉移函數	185
9-5.2 誤差放大器的補償	187
9-6 環路穩定度的測量	197
10 電磁與射頻干擾(EMI-RFI)的考慮	201
10-0 概論	201
10-1 FCC 與VDE 傳導的雜訊規格	202
10-2 在轉換式電源供給器中RFI 的來源	203
10-3 RFI 抑制用的交流輸入線路濾波器	204
11 電源供給器電氣安全標準	207
11-0 概論	207
11-1 電源供給器結構的安全需求	208
11-1.1 空間需求	208
11-1.2 電介質測試承受度	210
11-1.3 漏電流測量	211
11-1.4 絝緣電阻	211

11-1.5 PC板需求	211
11-2 變壓器結構的安全需求	211
11-2.1 變壓器的絕緣	212
11-2.2 變壓器電介質強度	213
11-2.3 變壓器絕緣電阻	214
11-2.4 變壓器沿面與間隙距離	214
11-2.5 變壓器的水阻	215
11-2.6 VDE 規格的變壓器溫度額定值	215
11-2.7 UL 與 CSA 規格的變壓器溫度額定值	216



1-1 概論 (INTRODUCTION)

由於 LSI 與 VLSI 晶片技術的快速成長，尤其是在微處理機與半導體記憶器的發展上，使得電子產品在系統設計上，朝向高密度化、重量輕、效率高及低價格的方向。

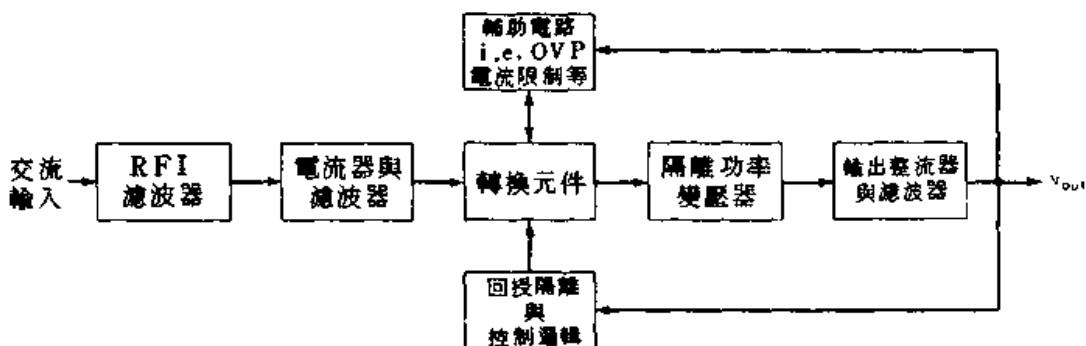
以往電源系統是以線性串聯穩壓器方式來做設計，對現在系統設計上來說，它不僅重量重，體積大，無效率，且是一種落伍的設計。而目前的趨勢是朝向體積小，重量輕，高效率的電源系統來設計發展，也就是一般所謂的非線上轉換式電源供給器 (off-the-line switching power supply)。

最近幾年來，由於功率半導體，控制電路與被動元件的快速研究發展，使得轉換式電源供給器目前已被大量生產，不僅在可靠度上大大提高，而且價格上也漸漸下降。因此，我們有必要在轉換式電源供給器的設計上予以深切明瞭，提昇電子技術的新領域與新的境界。

1.1 非線上轉換式電源供給器

(THE OFF-THE-LINE SWITCHING POWER SUPPLY)

非線上轉換電源供給器設計的方法有好幾種型式，如半橋式（half-bridge）、返馳式（flyback），或是順向式（forward），而以那種方式來做設計，主要取決於它的價格、性能及設計者的選擇。不管設計者以那種方法來做設計，轉換式電源供給器的基本結構都是相同的，如圖 1-1 所示。首先將進來的 AC 交流線電壓，直接予以整流與濾波，得到 DC 直流高電壓，再將其轉換進入轉換元件中，如電晶體、矽控整流器（SCR）等，切割成高頻率（一般頻率都在 20 kHz），高電壓的方波信號。



■ 1-1 非線上轉換式電源供給器組成方塊圖

此方波信號再進入步降（step-down）隔離變壓器的初級，而由次級所感應的電壓，經由整流濾波，就可獲得低電壓電流輸出。不管是輸入電壓有無變化或是輸出負載有無變動，我們都必須保持輸出直流電壓的穩定，因此需將此輸出電壓予以監視，並將信號回授至控制邏輯電路，如此才能達到穩壓效果。此控制邏輯電路的作用就是將輸出電壓與參考電壓做比較，並調整轉換元件的導通週期，由於轉換元件所切割出來的是高頻方波信號，因此在陡峭的上升時間（rise time）與下降時間（fall time）部份，就會有一系列諧頻（harmonic frequencies）產生，此諧頻若傳導回到 AC 交流線上，就會對其它儀器設備有所干擾，因此一台好品質的轉換式電源供給器，就必須在 AC 交流電源輸入端裝上射頻

干擾 (radio frequency interference RFI) 滲波器，減少這些頻率的干擾到可接受的程度。

本書會將轉換式電源供給器每一結構部份，詳細予以解析，其主要目的就是讓讀者在融會貫通之後，有能力去設計可靠度高、價格低、效率高的轉換式電源供給器。

1-2 電源供給器專有名詞 (POWER SUPPLY TERMINOLOGY)

我們將對轉換式電源供給器常用的專有名詞解釋如下：

橋桿電路 (crowbar circuit) : 應用於電源供給器輸出端的保護電路，以防電壓情況發生。

效率 (efficiency) : 此值代表輸出功率與輸入功率比值之百分比，用%來表示，在滿載 (full load) 情況量測。

電磁 - 射頻干擾 (EMI-RFI) : 電磁干擾 (electromagnetic interference) 與射頻干擾 (radio frequency interference) 乃由電源供給器的轉換元件傳導與輻射出不需要的高頻能譜。

有效串聯電阻 (ESR) : 所謂有效串聯電阻 (equivalent series resistance ESR) 乃指電容器中的電阻值，一般來說電容器中的ESR值愈低是愈好。

持住時間 (hold-up time) : 一般指移去 AC 輸入電壓而輸出電壓仍維持穩定值的維續時間，此持住時間愈大愈好。

突波電流限制器 (inrush current limiting) : 屬於保護電路的一種，用來限制當電源啓動時所產生的峯值線電流。避免濾波電容在滿電荷情況下，損失多餘之功率。

隔離電壓 (isolation voltage) : 電路中任何部份與底板的地之間可允許操作的最大電壓。此最大的交流或直流電壓亦需適用於電源供給器的輸入端與輸出端之間。

線穩壓率 (line regulation) : 當負載與周圍溫度保持不變情況下，AC 交流輸入在一定的百分比 (一般在 $\pm 10\%$) 變化下，而在輸出端電壓的變化率。

4 轉換式電源供給器原理與設計

負載穩壓率 (load regulation)：當線電壓與周圍溫度保持不變情況下，輸入電壓不變而輸出電壓從不加負載到全載所產生的電壓變化百分比。

雜訊與鍾波 (noise and ripple)：重疊加在直流輸出電壓之上的交流電壓與高頻波尖 (spikes)，一般都以均方根值 (SMS) 或峯對峯值來表示，單位是以毫伏特 (millivolts) 為大小。

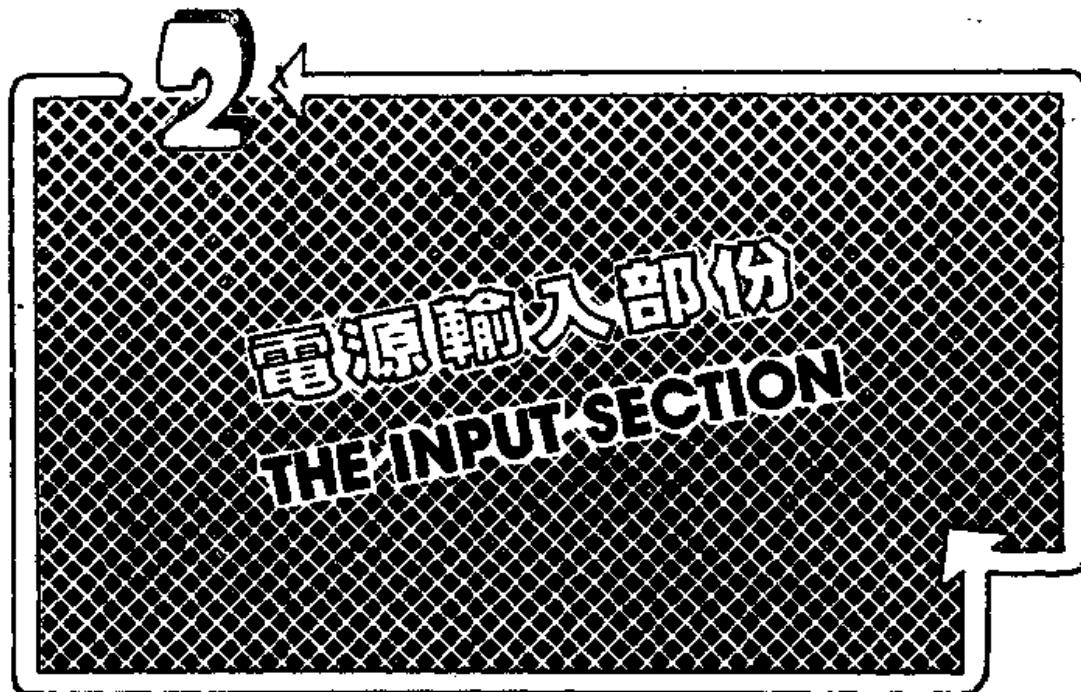
非線上電源供給器 (off-the-line power supply)：也就是一般所稱的轉換式電源供給器，輸入交流信號直接做整流與濾波，不使用低頻的隔離變壓器。

輸出暫態響應 (output transient response)：在指定的穩壓限制範圍內，將輸出負載電流做步級改變，觀察輸出電壓維持固定值所需之時間。

過載或過電流保護 (overload or overcurrent protection)：乃指負載之變動超過電流所需，此電路裝置用於保護電源供給器免於受損。

遙遠偵測 (remote sensing)：當其負載與轉換式電源供給器成一距離時，我們就要考慮到此連接線的內阻抗是否會使正常的輸出電壓產生壓降，而無法使系統正常工作，通常是用 I^2R 公式來計算。

柔和起動 (soft start)：防止轉換式電源供給器在開機瞬間產生巨大電流脈衝，因此我們將其工作週期 (duty cycle) 由零值緩慢上升到其操作點。



2-1 雙倍電壓的技巧 (THE VOLTAGE DOUBLER TECHNIQUE)

在前章我們已經提到過轉換式電源供給器，其輸入的 AC 交流電壓信號，直接予以整流即可，並不需要在輸入端與整流器之間，使用到低頻的隔離變壓器。由於目前製造商對其電子產品都追求國際化，紛紛打入國際市場，因此從事電源供給器的設計者來說，就必須明瞭國際間目前使用的輸入電壓是多少，一般所使用的電壓是 90 伏特至 130 伏特交流電壓或是 180 伏特至 260 伏特的交流電壓。

在圖 2-1 所示為雙倍電壓之電路，當開關 S_1 置於關閉狀態時，它可操作於 115 伏特交流電壓下，因此當交流電壓在正半週時，電容器 C_1 被充電至峯值電壓，此值為 $115\text{V}_{\text{ac}} \times 1.4 = 160\text{V}_{\text{dc}}$ ，而在此正半週期間是經由二極體 D_1 與 D_2 所整流，同理在負半週時，經由二極體 D_3 與 D_4 的整流，電容器 C_2 被充電至 160V_{dc} ，而最後輸出的總電壓為電容器 C_1 與 C_2 的總和值，其大小為 320V_{dc} 。當開關 S_1 打開時，四個二極體 D_1 ~ D_4 就形成全波橋式整流器，可操作於 230 伏特交流電壓，最後輸出的總電壓也是相同為 320V_{dc} 。

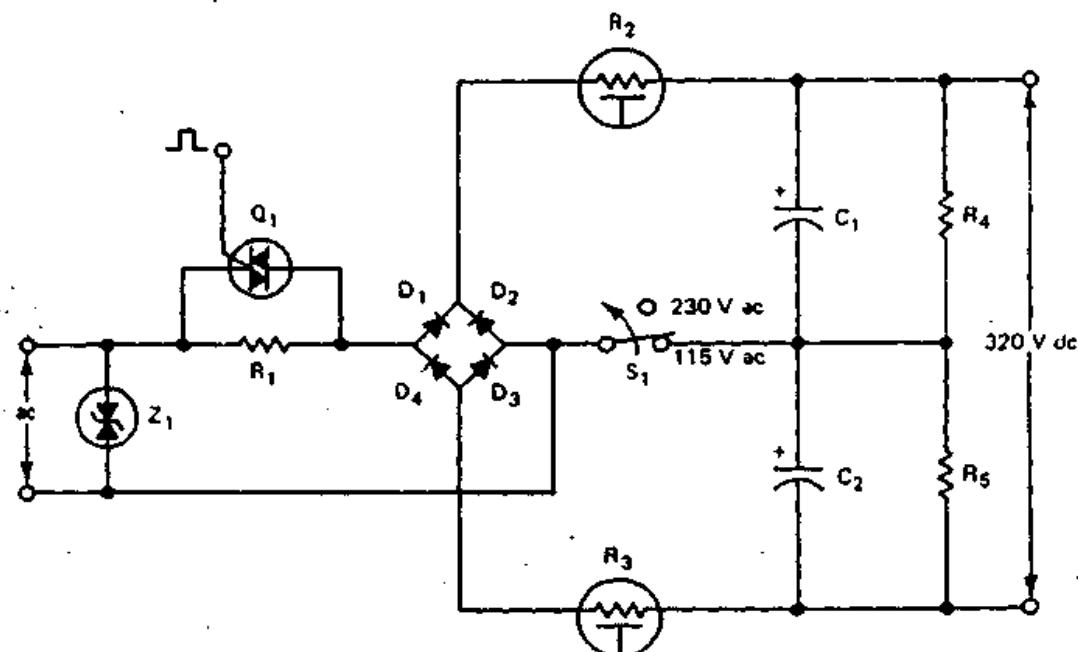


圖 2-1 此電路可用在 115 V_{ac} 或 230 V_{ac} 檢入電壓，全依開關的位置而定。
圖中有突波電流限制器，輸入暫態保護，與放電電阻器

2-1 零件選擇與設計方法

(COMPONENT SELECTION AND DESIGN CRITERIA)

2-1.1 檢入整流器 (Input Rectifiers)

當我們選擇使用橋式整流器時，不管是整體包裝的或是由分離元件來組成，設計者都需考慮到以下一些重要規格：

1. 最大順向整流容許值：此值是依轉換式電源供給器所設計的功率大小來決定，所選擇的二極體至少要能承受所計算出來的二倍穩態電流值。
2. 峯值逆向電壓 (PIV) 阻隔值：由於輸入部份所使用的整流器都是在較高電壓狀態，因此在選擇二極體時，需考慮其峯值逆向電壓 (PIV) 的額定值，一般都在 600 伏特以上。
3. 另外需考慮具有較高的突波電流容許值，避免開關在打開瞬間，其峯值電流破壞二極體。

2-1-2 輸入濾波電容器 (Input Filter Capacitors)

要如何正確地計算與選擇輸入濾波電容器是一項重要的課題，對以下一些性能參數值會有所影響：也就是電源供給器輸出的低頻交流漣波 (ripple) 與保持時間 (holdover time)。一般來說高品質的電解電容器就具有好的濾漣波電流容許能力，以及低的 ESR 值，此時電解電容器至少工作於 200 V_{dc} 電壓下。在圖 2-1 中電阻 R_4 與 R_5 ，與電容器互相並聯，其作用是當開關電源關閉時，提供電容器放電之路徑。

要計算濾波電容器的公式如下：

$$C = \frac{It}{\Delta V} \quad (2-1)$$

C : 電容器，單位 μF (微法拉)

I : 負載電流，單位 A (安培)

t : 電容器所能提供電流時間，單位 ms (毫秒)

ΔV : 容許的峯對峯漣波值，單位 V (伏特)。

例題 2-1

50 W 的轉換式電源供給器，工作於 115 V_{ac}，60 Hz 情況下，試計算輸入濾波電容器之值。

解 首先我們需計算直流負載電流，假設此電源供給器在最差的情況下，也有百分之七十的效率，則在 50 W 輸出下，我們可求得其輸入功率大小

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{50}{0.7} = 71.5 \text{ W}$$

再利用圖 2-1 的電壓倍壓方法，可求得在 115 V_{ac} 交流輸入電壓下，直流輸出電壓為 $2(115 \times 1.4) = 320 \text{ V}_{dc}$ ，因此直流負載電流為

$$I = \frac{P_{in}}{E} = \frac{71.5}{320} = 0.22 \text{ A}$$

現在假設我們設計所能容許的峯對峯鍾波值為 30 V，而且電容器在每一半週情況下必須能維持電壓準位，也就是每一半週對 60Hz 的交流線頻率來說大約是 8 ms 的時間，使用 2-1 公式可得

$$C = \frac{0.22(8 \times 10^{-3})}{30} = \frac{1.76 \times 10^{-3}}{30} = 58 \times 10^{-6} F = 58 \mu F$$

我們可選用電容器一般標準規格值 50 μF

由於倍壓電路之結構電容器 C 值為 C_1 值與 C_2 值串聯之結果，因此當選用 C 值為 50 μF 時， C_1 與 C_2 值應選用 100 μF 之電容器。

2-2 輸入保護元件 (INPUT PROTECTIVE DEVICES)

2-2.1 突波電流 (Inrush Current)

如果設計者在設計轉換式電源供給器時，在輸入部份沒有加入電流限制裝置的話，一般來說，電源供給器在打開瞬間都會有極大的峯值突波電流，而這些電流造成之因，乃由於濾波電容器之充電而引起，在開關導通時，交流線源上就會呈現非常低的阻抗值，其大小約等於 ESR 值。因此，線路中若沒有保護元件的話，其突波電流甚至可高達數百安培，這是非常危險的。

爲了解決突波電流至安全值範圍，以及開關在導通時交流線源上阻抗值問題，我們一般常用以下二種方法，第一種是用電阻——閘控開關 (resistor-triac) 的組合元件，第二種是使用負溫度係數 (negative temperature coefficient NTC) 的熱阻體 (thermistor)，在圖 2-1 中，我們可看到這些元件如何應用於線路裏。

電阻 - 閘控開關的方法：使用電阻——閘控開關的組合元件來達到突波電流限制之目的，需將電阻器串聯於交流線源上，同時將 triac 與電阻器並聯組合在一起，當輸入濾波電容器已經充滿電荷時，triac 會被導通，當然 triac 要能達到導通狀態，吻合預先設定之情況，必須要有觸發電路 (trigger circuit)；來讓它觸發導通方可。另外當 triac 導通時，所有的輸入電流都會流經其上，因此在元件的選擇上與散熱方面的處理，需多加留意。

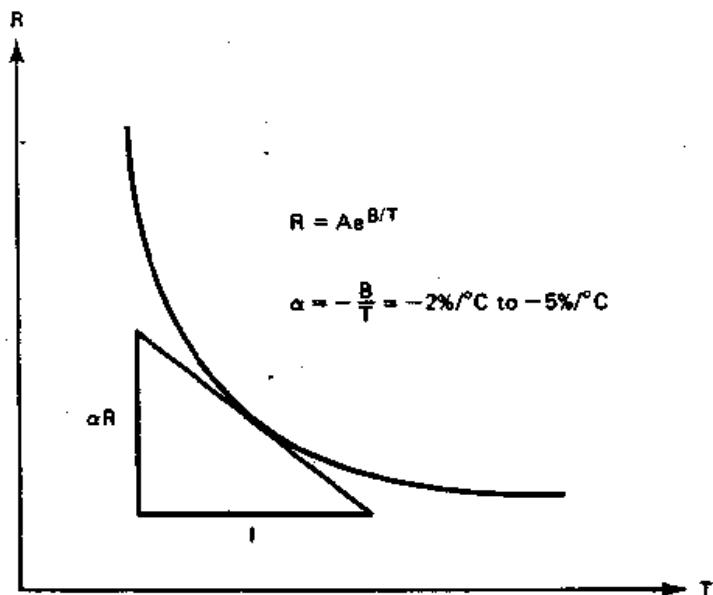


圖 2-2 當溫度增加時 NTC 熱阻體的電阻值快速地下降，
 α 為熱阻體的溫度係數以每 $^{\circ}\text{C}$ 的百分比來表示

熱阻體的方法：使用負溫度係數 (NTC) 的熱阻體，可置於交流線源上或是置於橋式整流器的直流匯流排上，如圖 2-1 所示。

在圖 2-2 中為 NTC 熱阻體的電阻——溫度特性曲線與溫度係數 α 的關係，當電源供給器開關打開時，經由交流線源上的阻抗值就是熱阻體的電阻值了，如此就可達到限制突波電流的目的。

當電容器開始充電時，電流開始流經熱阻體，此時熱阻體就會有發熱現象產生，由於本身又具有負溫度係數之特性，所以熱阻體溫度升高，其電阻值反而下降了。至於若能正確地選擇熱阻體，在穩態負載電流下，其電阻值將會最小，而且也不會影響到整個電源供給器的效率。

2-2-2 輸入暫態電壓保護 (Input Transient Voltage Protection)

雖然目前一般市電其交流電壓的標準額定值一般都為 $115 \text{ V}_{\text{ac}}$ 或是 $230 \text{ V}_{\text{ac}}$ ，然而其共通的都會被感應而有高壓波尖的產生，這是由於附近的感應交換 (inductive switching) 所引起或是天然情況所產生如電暴 (electrical storms) 或雷電 (lightning) 之類。尤其是在嚴重的雷雨產生時，電壓波尖高達 5 kV 是常有之事。

我們由感應交換的電壓波尖可得知其儲存的能量為

$$W = \frac{1}{2}LI^2 \quad (2-2)$$

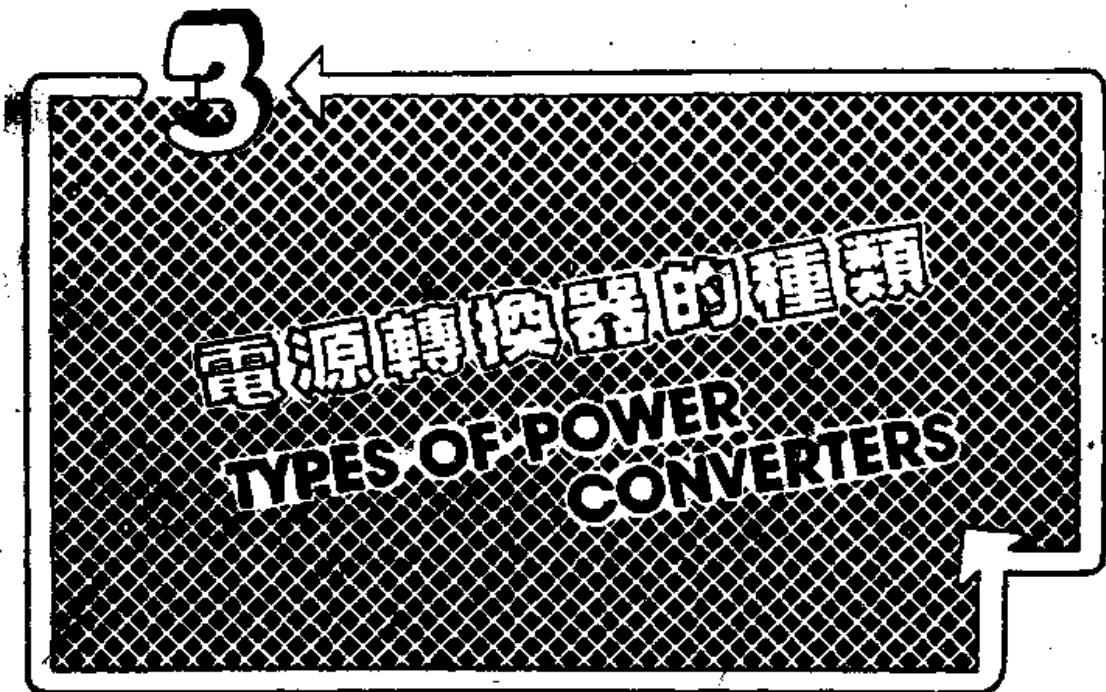
在此 L 為電感器的漏電感， I 為流經繞組的電流。

除非能很成功有效地予以抑制，否則電壓波尖雖然時間非常短暫，但是它却能攜帶足夠的能量，來將輸入整流器與轉換電晶體嚴重破壞。

大多數應用於此種情況的抑制元件為金屬氧化變阻體（metaloxyde varistor MOV）暫態電壓抑制器，如圖 2-1 所示，它裝置於交流線的輸入端。此種元件其作用就如同是一個可變的阻抗，當暫態電壓出現在變阻體兩端時，變阻體的阻抗就會快速地下降到最低值，將輸入電壓定位到安全值範圍，在此暫態期間能量是消耗在變阻體上，以下有幾個步驟是指導如何正確地選擇所需的變阻體元件：

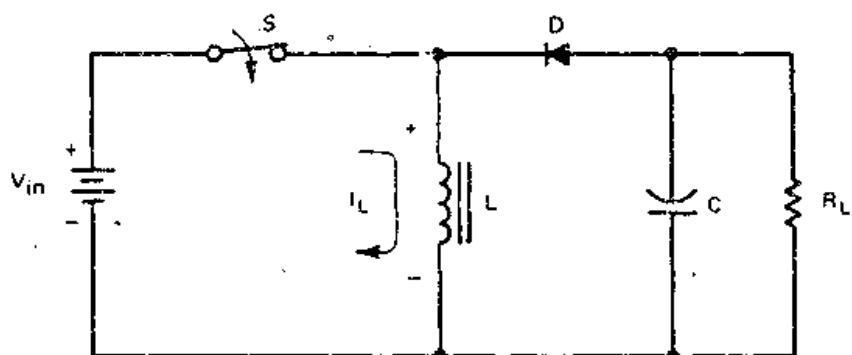
1. 首先要選擇 MOV 的交流電壓額定值，其值必須比最大的穩態電路值大百分之十到百分之二十左右。
2. 計算或估測電路中可能遇到的最大暫態能量有多少焦耳。
3. 最後要確定此元件的最大峯值突波電流的額定值大小。

以上這三點的額定值若確定無誤後，我們就可以從製造廠商的資料手冊中，查出所需的金屬氧化變阻體了。



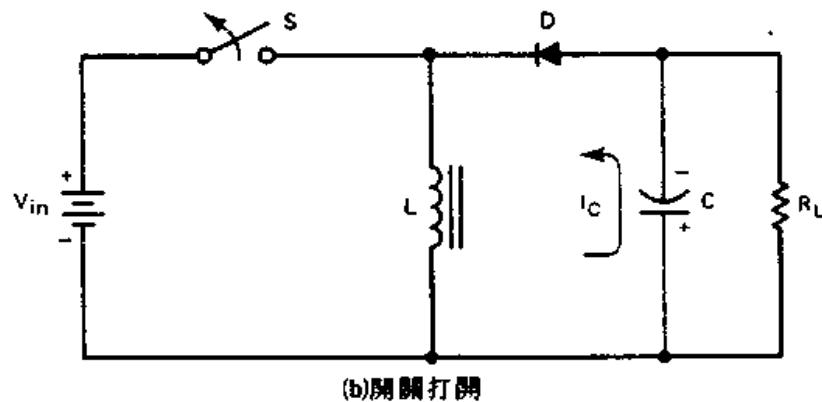
3-1 各類轉換器定義與原理 (DEFINITIONS AND DIMENSIONING)

雖然有很多作者與研究人員創造研究出很多種類的轉換器電路，但是追根究底還是可歸納出三種最基本的電路出來，第一種稱為“返馳式 (flyback)”或者稱為“buck-boost”型式，第二種稱為“順向式 (forward)”或者稱為“buck”型式，第三種稱為“推挽式 (push-pull)”或是稱為“buck-derived”型式，在圖 3-1 中，就是返馳式轉換器的基本電路模型，其操作原理說明如下。



(a)開關關閉

圖 3-1 返回式或是 buck-boost 轉換器



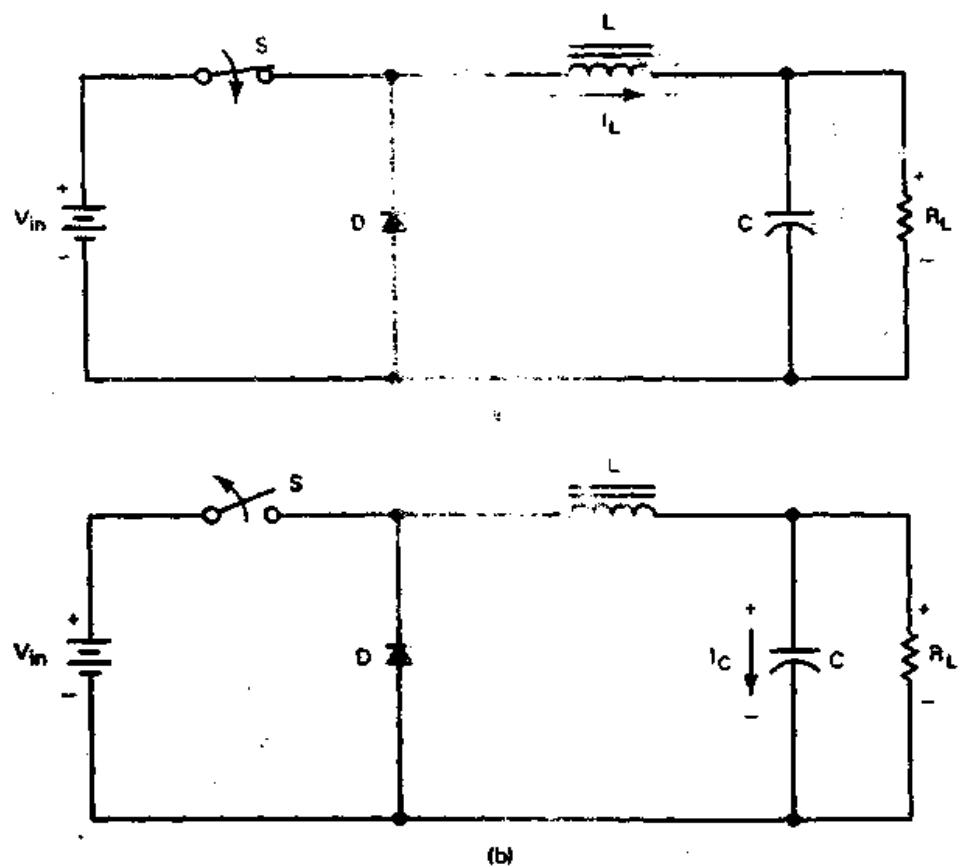
(b) 開關打開

圖 3-1 (續)

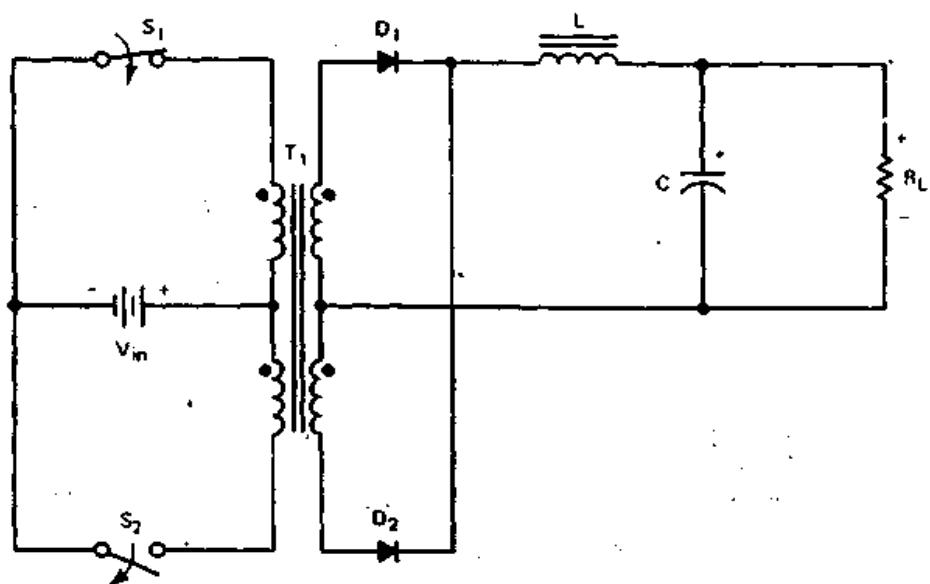
在圖 3-1(a)中，當電路中的開關 S 關閉時，電流就會流經電感器 L ，並將能量儲存於其中，由於電壓極性的關係，二極體 D 是在逆向偏壓狀態，此時負載電阻 R_L 上就沒有電壓輸出，當開關 S 打開時，如圖 3-1(b)所示，此時由於磁場的消失，電感器 L 呈逆向極性，二極體 D 為順向偏壓，環路中則有 I_C 感應電流產生，因此負載 R_L 上的輸出電壓其極性正好與輸入電壓相反，由於開關 ON / OFF 的作用，使得電感器的電流交替地在輸入與輸出間，連續不斷的改變其方向，不過這二者電流都是屬於脈動電流形式，所以在 buck-boost 轉換器電路中，當開關是在導通週期時，能量是儲存於電感器裏，反之，當開關是在打開 (OFF) 週期時，能量會轉移至負載上。

在圖 3-2 為順向轉換器基本電路型式，其操作原理說明如下，當開關 S 關閉時，電流就會順向地流經電感器 L ，此時在負載上就會有帶極性的輸出電壓產生，如圖 3-2(a)所示，由於輸入電壓極性的關係，二極體 D 此時是在逆向偏壓狀態。如圖 3-2(b)所示，當開關 S 打開時，電感器 L 會改變磁場，二極體 D 則為順向偏壓狀態，因此在電容器 C 中就會有電流流過，因此在負載 R_L 上輸出電壓的極性仍是相同的，一般我們稱此二極體 D 為“自由轉輪 (free-wheeling)”或“飛輪 (flywheel)”二極體。

由於此種轉換動作，使得輸出電源是一種連續形式而非脈動電流形式，相對的由於開關 S 在 ON / OFF 之間改變，所以輸入電流則為不連續形式，也就是所謂的脈動電流形式。



■ 3-2 順向式或是 buck 轉換器 (a)開關閉合 (b)開關打開



■ 3-3 推挽式或是 buck-derived 轉換器

最後在圖 3-3 中則為推挽式轉換器的基本電路型式，其實它是由二個順向轉換器的電路所組成，操作於互相推挽的動作狀態，開關 S_1 與 S_2 互相在 ON/OFF 狀態間互相交換，此種電路一般也稱之為 buck-derived。

圖 3-1 隔離返馳式轉換器 (THE ISOLATED FLYBACK CONVERTER)

在圖 3-1 中的返馳式轉換器，其輸入與輸出間，並沒有安全的隔離裝置，一般在轉換式電源供給器裏常用的隔離元件是變壓器 (transformer)。更正確的來說，雖然在電路圖中出現是變壓器形式，但是其動作狀態却是扼流圈 (choke) 形式，因此我們亦可直呼為變壓器——扼流圈 (transformer-choke)。

在圖 3-4 所示的電路為隔離返馳式轉換器 (isolated flyback converter) 與其穩態的電路波形。電路的操作原理如下說明，當電晶體 Q_1 導通時，變壓器的初級繞組漸漸地會有初級電流 I_P 流過，並將能量儲存於其中，由於變壓器——扼流圈的輸入與輸出繞組，其極性是相反的，因此二極體 D 會被逆向偏壓，此時沒有能量轉移至負載。

當電晶體不導通時，由於磁場的消失導致繞組的極性反向，此時二極體 D 會被導通，輸出電容器 C 會被充電，負載 R_L 上有 I_L 電流流通。

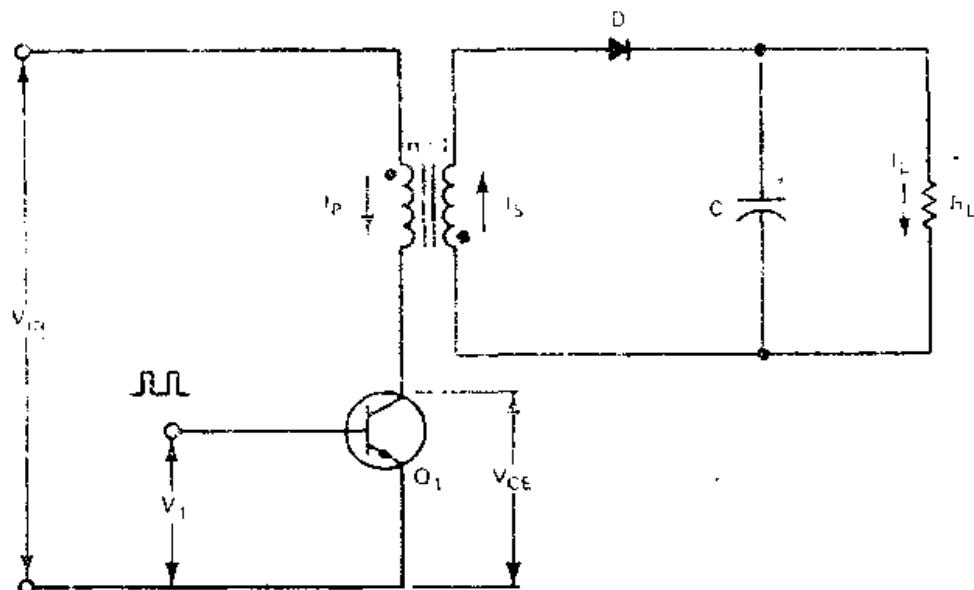


圖 3-4 隔離的返馳式轉換器與其波形

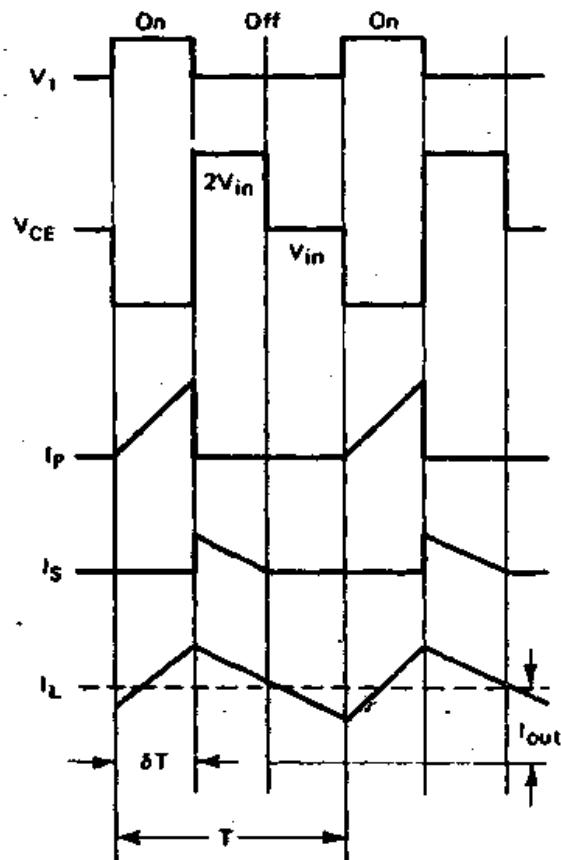


圖 3-4 (續)

由於此種隔離元件的動作就像是變壓器與扼流圈，因此在返馳式轉換器輸出部份，就不需要額外的電感器了，但是在實際電路應用中，為了抑制高頻的轉換雜訊波尖，我們還是會在整流器與輸出電容器之間加裝小型的電感器。

3-1-1 邊馳式轉換器交換電晶體 (The Flyback Converter Switching Transistor)

在返馳式轉換器中所使用的轉換電晶體，必須考慮二個因素就是電晶體在OFF時的峯值集極電壓大小與電晶體轉換成ON時的峯值集極電流大小。此峯值集極電壓乃電晶體在轉換成OFF狀態時，所需承受的電壓大小

$$V_{CE,\max} = \frac{V_{in}}{1 - \delta_{\max}} \quad (3-1)$$

在此 V_{in} 為直流輸入電壓， δ_{\max} 為最大工作週期。

因此公式 3-1，就是告訴我們選擇使用轉換電晶體時，為了避免其受損壞，必須考慮的集極電壓值大小。因此相對地工作週期就必須保持在低值範圍，也就是 $\delta_{\max} < 0.5$ ，在實際的應用中，大都是取 δ_{\max} 為 0.4，如此峯值集極電壓就限制在 $V_{CE,\max} \leq 2.2 V_{in}$ ，所以非線上的返馳式轉換器設計，其電晶體一般我們選擇能有 800 V 左右的工作電壓即可。

另一項要設計選擇的就是電晶體在 ON 時的集極工作電流，也就是

$$I_C = \frac{I_L}{n} \quad (3-2)$$

在此 I_L 為變壓器——扼流圈的初級峯值電流， n 是初級對次級的圈數比。

我們亦可用轉換器的輸出功率與輸入電壓，來表示集極的峯值工作電流，其公式導出如下，在扼流圈中能量轉移的公式可表示如下式

$$P_{out} = \left(\frac{LI_L^2}{2T} \right) \eta \quad (3-3)$$

在此 η (eta) 為轉換器的效率。

在變壓器——電感器的電壓可表示成

$$V_{in} = \frac{L \frac{di}{dt}}{dt} \quad (3-4)$$

如果我們假設 $di = I_L$ ，而且 $1/dt = f/\delta_{\max}$ ，則公式 3-4 可重寫成

$$V_{in} = \frac{LI_L f}{\delta_{\max}} \quad (3-5)$$

或是

$$L = \frac{V_{in} \delta_{\max}}{I_L f} \quad (3-6)$$

將公式 3-6 代入公式 3-3 中，我們可得到

$$P_{\text{out}} = \left(\frac{V_{\text{in}} f \delta_{\max} I_L^2}{2 f I_L} \right) \eta = \frac{1}{2} \eta V_{\text{in}} \delta_{\max} I_L$$

求解上式可得 $I_L = \frac{2P_{\text{out}}}{\eta V_{\text{in}} \delta_{\max}}$ (3-7)

現在，再將公式 3-7 代入公式 3-2 中，就可得到電晶體的工作電流可用輸出功率與輸入電壓來表示

$$I_C = \frac{2P_{\text{out}}}{\eta V_{\text{in}} \delta_{\max}} \quad (3-8)$$

在此假設轉換器的效率為 0.8 (80%)，工作週期為 $\delta_{\max} = 0.4$ (40%)，則公式 3-8 可簡化成

$$I_C = \frac{6.2P_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \quad (3-9)$$

3.1.2 反馳式轉換器變壓器——扼流圈

(The Flyback Converter Transformer-Choke)

由於反馳式轉換器的變壓器——扼流圈，其僅在 $B - H$ 特性曲線的單一方向來做轉換運動，因此在設計變壓器——扼流圈時，不可設計於飽和工作狀態，在第五章我們會有較詳細的分析與設計。毫無疑問的所使用的鐵心 (core)，需有較大的體積並且有空氣間隙 (air gap)。

有效的變壓器——扼流圈的體積大小為

$$\text{Volume} = \frac{\mu_0 \mu_r I_{L,\max}^2 L_{\text{out}}}{B_{\max}^2} \quad (3-10)$$

在此 $I_{L,\max}$ ：由負載電流所決定

μ_r ：鐵心材料的相對導磁率 (permeability)

B_{\max} ：鐵心的最大磁通密度

我們在選擇相對導磁率時，必須選擇足夠大，以避免鐵心會有溫度昇

高的情形發生，也由於對鐵心與繞線尺寸大小的限制，因此會產生銅損失與鐵心損失（copper and core losses）。

3-1.3 基本返馳式轉換器的變化型式

(Variations of the Basic Flyback Converter)

當我們提到基本的返馳式電路時，轉換電晶體在轉換成不導通（turn-off）狀態時，其集極電壓必須承受至少二倍的輸入電壓。因此對商業上使用的電晶體來說，此電壓值就過於高了，為了解決此問題，我們可使用圖 3-5 的電路，它是由二個電晶體所組成的返馳式轉換器電路。此二個電晶體在ON或OFF 狀態時，會同時一起作用，二極體 D_1 與 D_2 的動作就如定位二極體（clamping diodes）能夠限制電晶體的最大集極電壓至 V_{th} 值，因此在選用電晶體時，就可採用耐集極電壓值低的電晶體，但是線路就必須額外使用 Q_2 ， D_1 ， D_2 這三個元件了。

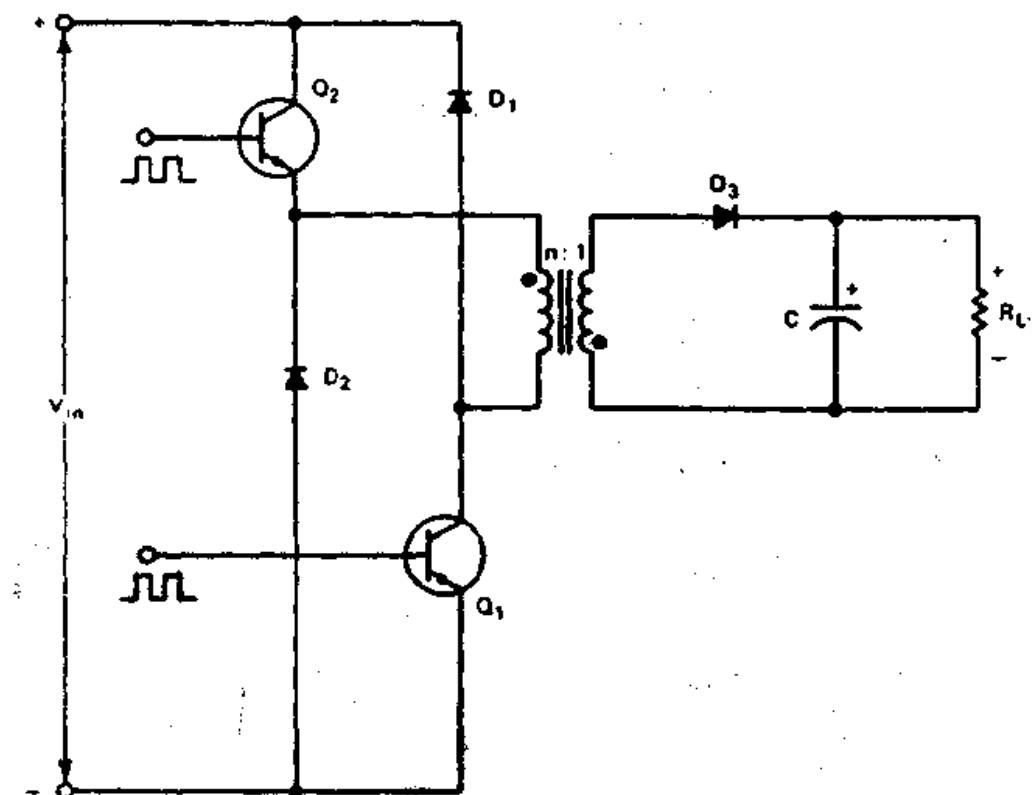


圖 3-5 兩個電晶體返馳式電路限制每一電晶體的集極電壓至 V_{th} 值

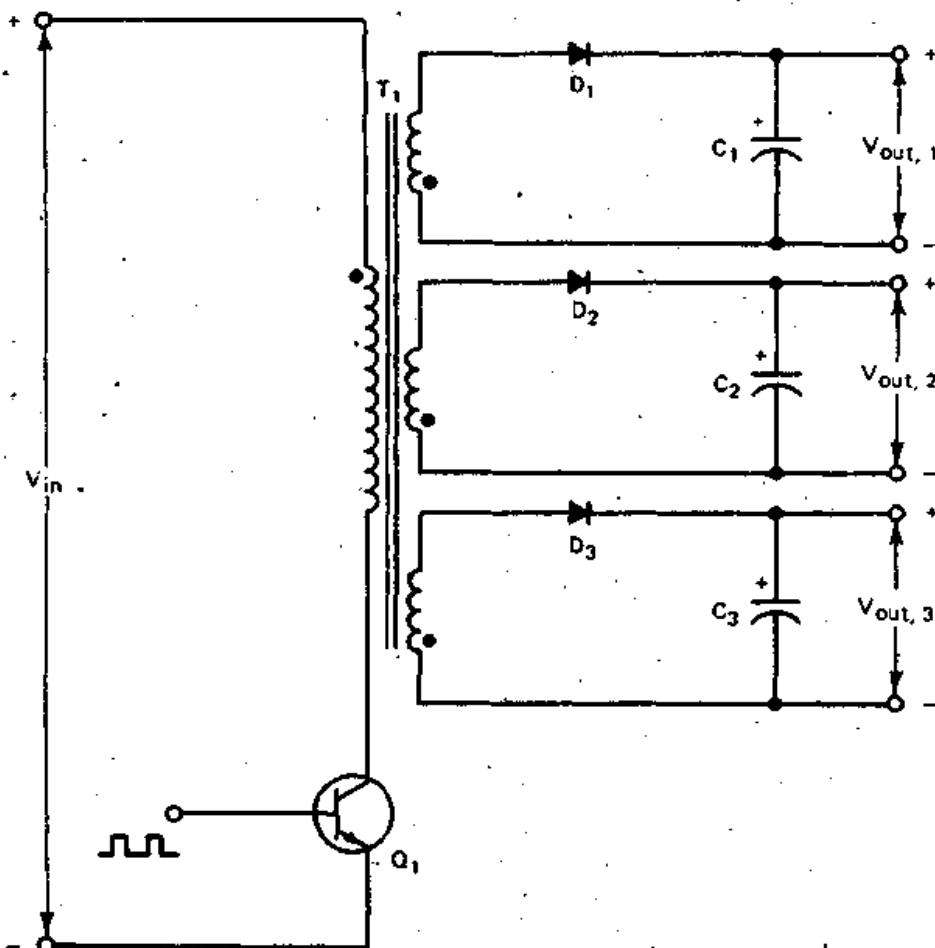


圖 3-6 使用返馳式轉換器能夠很容易得出多重輸出，正電壓與負電壓可能使用額外的輸出繞組，二極體與平滑的電容器

使用返馳式電路的優點就是非常簡單，因此對轉換式電源供給器來說，它可達到多重輸出的目的，此乃隔離元件對所有的輸出，其動作狀態就如一個共有的扼流圈。因此對每一個輸出部份，僅需用到二極體與電容器即可，圖 3-6，就是一個實際的電路。

3-2 隔離順向式轉換器 (THE ISOLATED FORWARD CONVERTER)

乍看之下，隔離順向式轉換器 (isolated forward converter) 的電路與返馳式轉換器的電路，似乎有幾分相似，但是實際研究它，此二電路之間在原理操作上還是有明顯的不同，在圖 3-7 所示，就是基本的順向式轉換器電路，與電路波形。

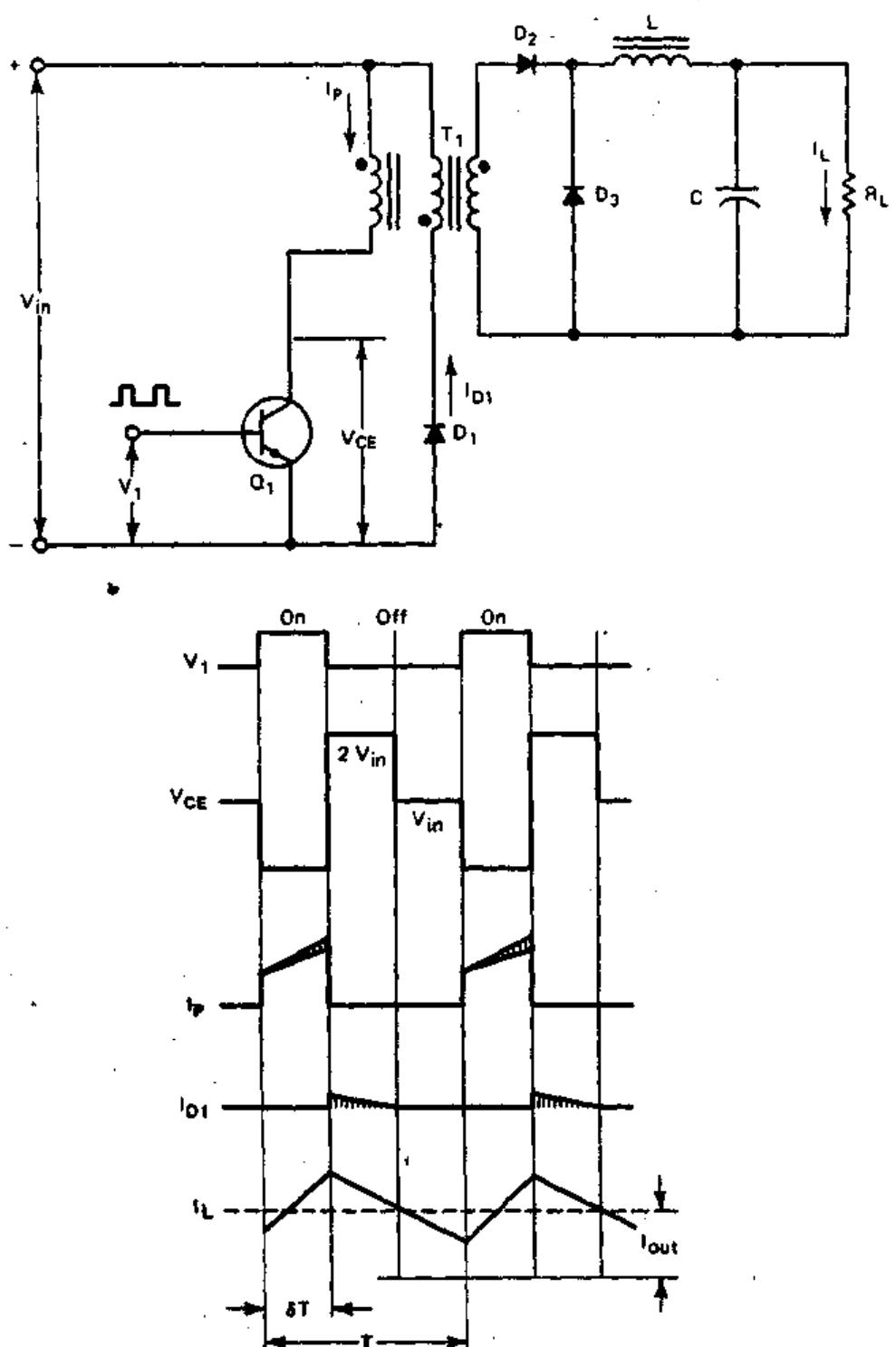


圖 3-7 帶鐵的單向轉換器與其波形。斜線陰影面積則為變壓器磁化電流

由於順向式轉換器中所使用的隔離元件，乃是一個真正的變壓器，因此為了獲致正確有效的能量轉移，必須在輸出端有電感器，做為次級感應的能量儲存元件。而變壓器的初級繞組與次級繞組（primary and secondary windings）有相同之極性，如圖中所示的圓圈符號，此電路的操作原理如下：當電晶體 Q_1 於 ON 的狀態時，初級繞組漸漸會有電流流過，並將能量儲存於其中，由於變壓器次級繞組有相同的極性，此能量就會順向轉移至輸出，且同時經由順向偏壓二極體 D_2 ，儲存於電感器 L 中，此時的二極體 D_3 為逆向偏壓狀態。當電晶體 Q_1 轉換成 OFF 狀態時，變壓器的繞組電壓會反向， D_2 二極體此時就處於逆向偏壓的狀況，此時飛輪二極體（flywheel diode） D_3 則為順向偏壓，在輸出迴路上有導通電流流過，並經由電感器 L ，將能量傳導至負載上。

變壓器上的第三個繞組與二極體 D_1 互相串聯在一起，可達到變壓器消磁（demagnetization）作用，如此可避免當電晶體 Q_1 於 OFF 時，變壓器的磁能會轉回至輸入直流匯流排上。在圖 3-7 的波形中有黑色部份的區域，乃為磁化——消磁電流（magnetizing-demagnetizing current）

$$I_{\text{mag}} = \frac{T\delta_{\max}V_{\text{in}}}{L} \quad (3-11)$$

在此 $T\delta_{\max}$ 為 Q_1 電晶體 ON 時的週期， L 為輸出電感值（微亨利 μH ）。

3-2.1 順向式轉換器交換電晶體

(The Forward Converter Switching Transistor)

在圖 3-7 中，由於變壓器的第三個繞組與二極體 D_1 的作用，因此 Q_1 電晶體 OFF 時，其集極電壓被限制為

$$V_{CE,\max} = 2V_{\text{in}} \quad (3-12)$$

我們由波形中亦可得知集極的峯值電壓 $2V_{\text{in}}$ ，恰為 D_1 二極導通導通之時刻，其導通週期為 $T\delta_{\max}$ 。我們再來看看圖中的波形，當電晶體在 ON 時，集極電流值的大小，就相當於返馳式轉換器的集極電流值，再加上淨磁

化電流值，因此，集極的峯值電流，可寫成下式

$$I_C = \frac{I_L}{n} + \frac{T\delta_{max}V_{in}}{L} \quad (3-13)$$

在此 n ：初級對次級的圈數比

I_L ：輸出電感器的電流，A

$T\delta_{max}$ ：電晶體ON時的週期

L ：輸出電感器， μ H

吾人得知

$$V_{out} = \frac{\delta_{max}V_{in}}{n} \quad (3-14)$$

可是

$$V_{in} = \frac{nV_{out}}{\delta_{max}} \quad (3-15)$$

因此公式3-13可改寫為 $I_C = \frac{I_L}{n} + \frac{nTV_{out}}{L}$ (3-16)

假設磁化電流部份 nTV_{out}/L 與集極峯值電流比較下其值非常小，可予以忽略，此時 I_C 電流值的大小就與 3-1-1 節所導出來的 I_c 值相同

$$I_C = \frac{I_L}{n} \approx \frac{6.2P_{out}}{V_{in}} \quad (3-17)$$

3-2.2 順向式轉換器變壓器 (The Forward Converter Transformer)

在設計順向式轉換器的變壓器時，需多加留意選擇適合的鐵心大小與鐵心的空氣間隙，以防鐵心被飽和了。在第五章裏我們會有變壓器的公式，來設計出適合的順向式變壓器。變壓器的鐵心大小為

$$\text{Volume} = \frac{\mu_0\mu_r I_{mag}^2 L}{B_{max}^2} \quad (3-18)$$

在此

$$I_{mag} = \frac{nTV_{out}}{L} \quad (3-19)$$

另外需注意的是電晶體開關 δ_{max} 的工作週期需保持低於百分之五十以下，如此當經由第三繞組變壓器電壓會被定位，而輸入電壓之間會有伏特—秒 (volt-seconds) 積分作用產生，當 Q_1 電晶體 ON 時，定位於某一單位，當 Q_1 電晶體 OFF 時，其值為零。如果工作週期大於百分之五十，也就是 $\delta > 0.5$ 將會破壞伏特—秒 (volt-seconds) 積分作用的平衡，使得變壓器趨於飽和狀態，也會產生極高的集極電流波尖，而破壞了轉換電晶體。

雖然變壓器的第三繞組與二極體的定位動作，能夠限制電晶體的集極峯值電壓至二倍的輸入直流電壓，但是有一點需留意的是，在繞製變壓器時，需將第三繞組與初級繞組緊密來繞製（使用雙線繞法），如此方可減少由漏電感產生的致命電壓波尖。

3-2.3 基本順向式轉換器的變化型式

(Variations of the Basic Forward Converter)

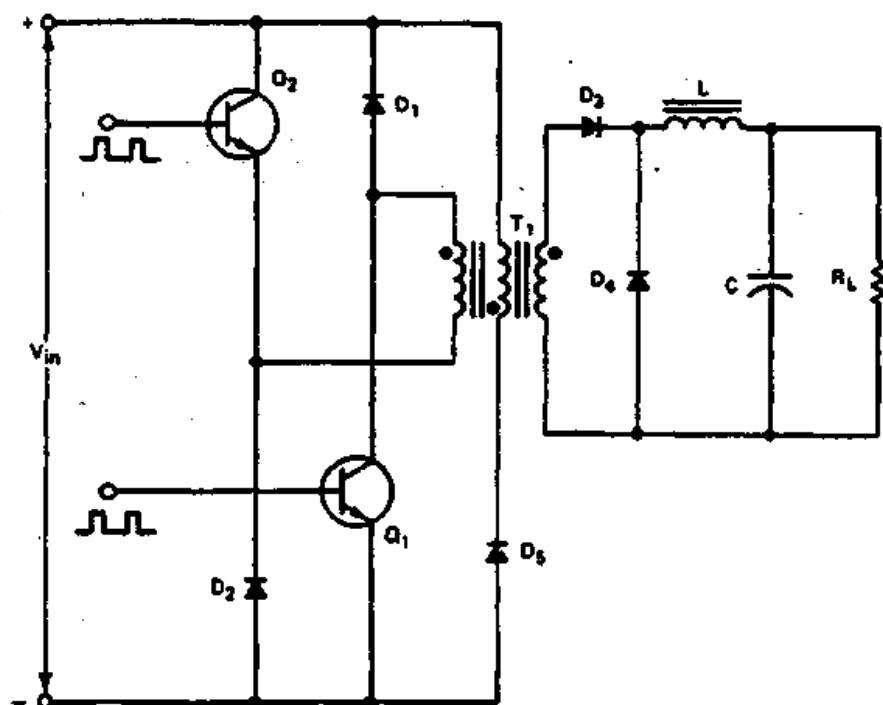
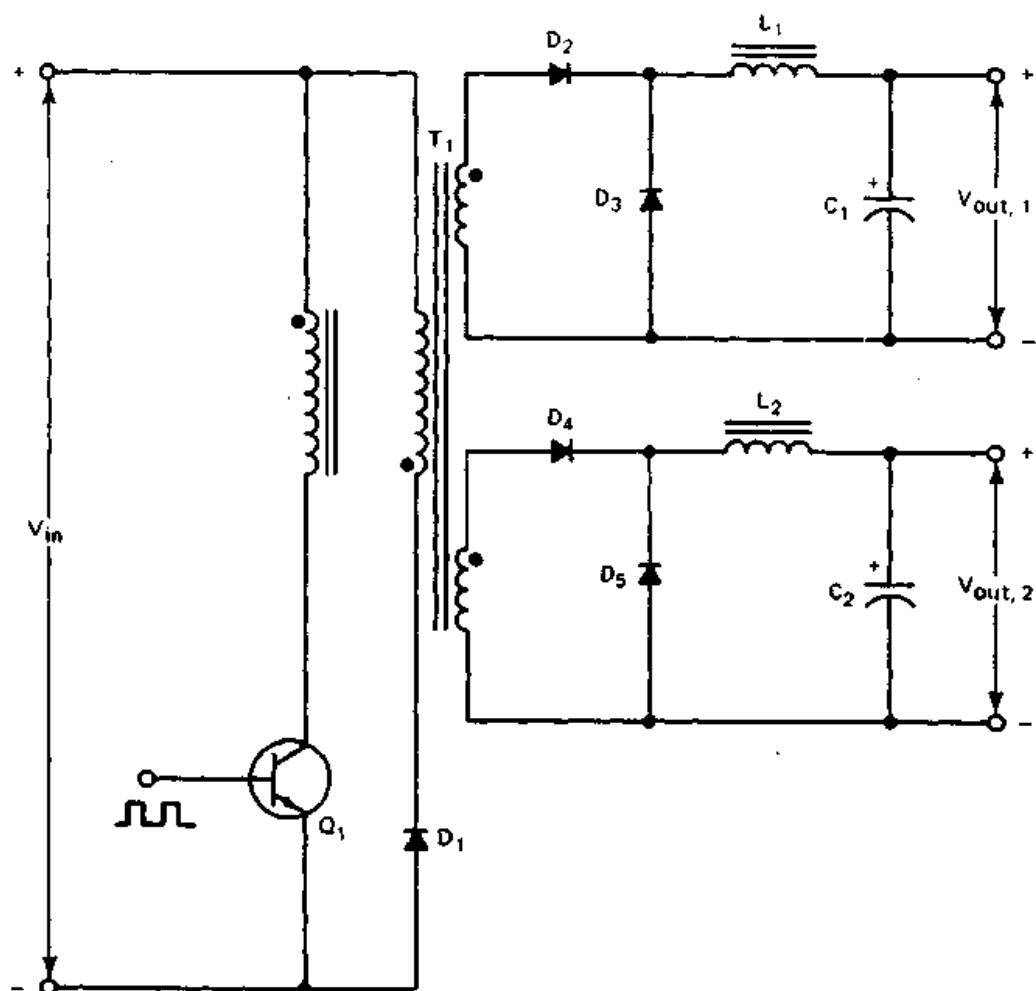


圖 3-8 兩個電晶體的順向轉換器限制每一電晶體的集極電壓至 V_{in} 值，這是由於二極體 D_1 與 D_2 的制止動作

如同在返馳式轉換器的情況，由於輸入電壓過高，電晶體承受較大的耐壓值，因此改用二個電晶體的變化型式，同理順向式轉換器亦可應用此種變化的型式，如圖 3-8 電路所示，此二個電晶體開關會同時 ON 或 OFF，但是電晶體上所承受的電壓不會超過 V_{in} 以上。

順向式轉換器亦可應用於多重輸出的電路中，不過在每一輸出部份都需要有額外的二極體與扼流圈。在此需注意的是飛輪二極體至少要與主要的整流二極體有一樣的電流額定值，這是因為當電晶體 OFF 時，會有滿電流輸出，在圖 3-9 的電路，就是多重輸出順向轉換器 (multiple-output forward converter)。



■ 3-9 順向變壓器非常適合多重輸出，由於在每一輸出需要額外的二極體與扼流圈，因此在價格上會較返馳式轉換器貴些

3-3 推挽式轉換器 (THE PUSH-PULL CONVERTER)

推挽式轉換器 (push-pull converter) 乃是由二個反相位工作的順向式轉換器組合而成，在每一半週時，推挽式轉換器會將功率傳導至負載上，所以此種轉換器更正確地來說應該稱呼為推推轉換器 (push-push converter)，但是延用流行至今，我們還是習慣稱呼為推挽式轉換器。

在圖 3-10 中，就是基本傳統的推挽式電路結構與它的電路波形圖。由於它有二個轉換電晶體與輸出二極體，由波形中觀察得知，在每一組中的平均電流都被減少至百分之五十，此大過於等效的順向轉換器。在電晶體導通期間，二極體 D_1 與 D_2 同時導通，會將隔離變壓器的次級短路，並將功率傳導至輸出，其動作狀態就如飛輪二極體。

此轉換器的輸出電壓可導出如下

$$V_{\text{out}} = \frac{2\delta_{\max} V_{\text{in}}}{n} \quad (3-20)$$

在公式 3-20 中的 δ_{\max} 值必須低於 0.5，為了避免轉換電晶體同時導通，而破壞了電晶體。假設 $\delta_{\max} = 0.4$ ，則公式 3-20 可寫成

$$V_{\text{out}} = \frac{0.8V_{\text{in}}}{n} \quad (3-21)$$

在此 n 為初級對次級的圈數比。

3-3.1 推挽式轉換器變壓器 (The Push-Pull Converter Transformer)

在前面我們所討論的返馳式與順向式轉換器中，其變壓器僅利用到 $B - H$ 特性曲線一半部份，因此鐵心就較為笨大而且有空氣間隙，假定在推挽式轉換器的二個電晶體，其導通時間相同，則變壓器就會使用到 $B - H$ 曲線的各半部，如此鐵心的大小僅需返馳式或順向式的一半即可，而且空氣間隙也不需要了。

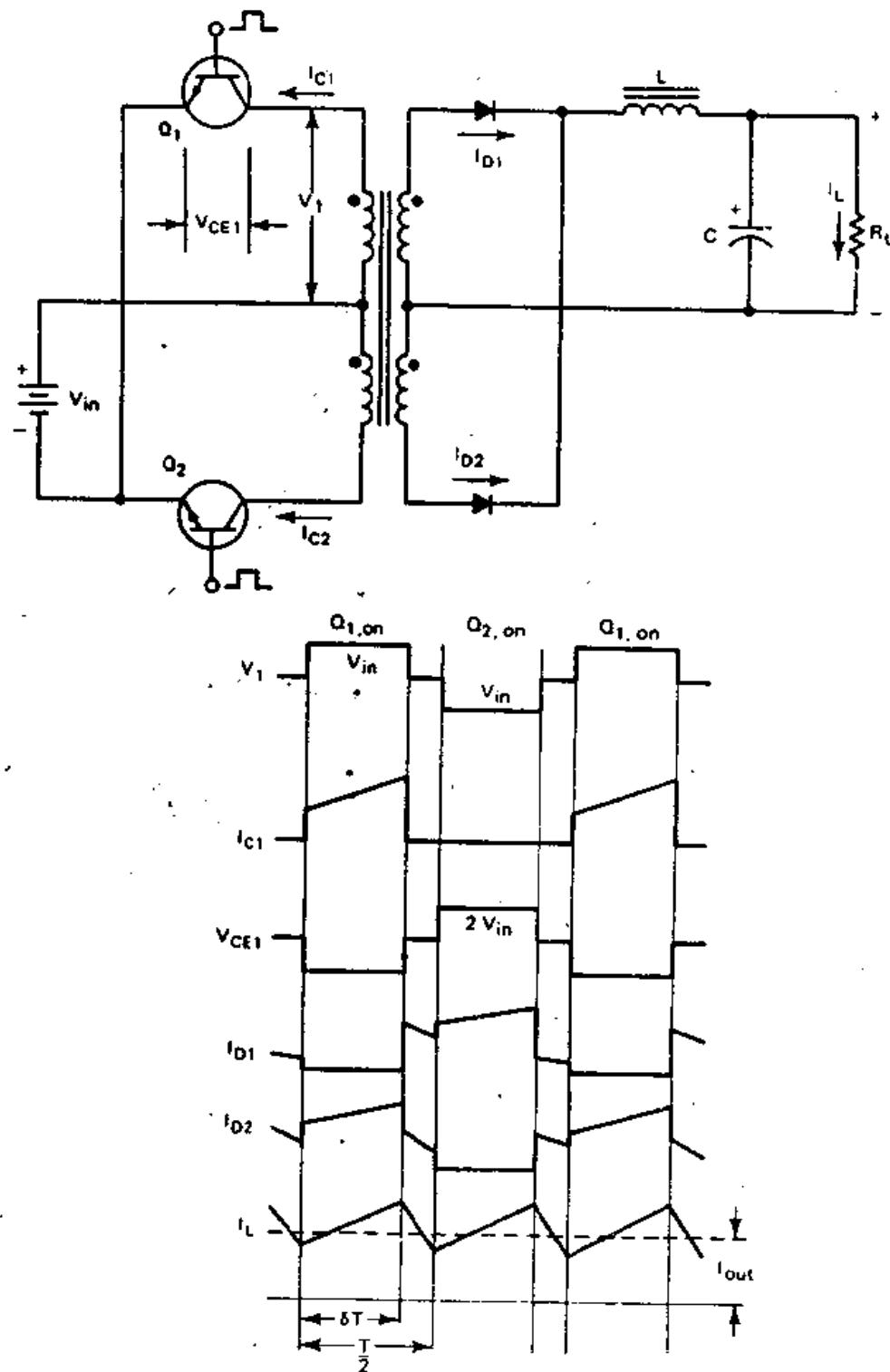


圖 3-10 推挽式轉換器與其電路波形

變壓器的體積大小可由下面公式求得

$$\text{Volume} = \frac{4\mu_0\mu_e I_{\text{mag}}^2 L}{B_{\text{max}}^2} \quad (3-22)$$

在此 $I_{\text{mag}} = nV_{\text{out}}T/4L$ 為磁化電流。

在第 3 章中，將繼續對以推挽式為基底的轉換器有更深入的設計分析。

3-2 推挽式轉換器電晶體 (The Push-Pull Converter Transistors)

由於推挽式轉換器的每一半部份就是屬於順向式轉換器，因此在OFF 時，每一電晶體的集極電壓被限制為

$$V_{CE,\text{max}} = 2V_{\text{in}} \quad (3-23)$$

每一電晶體的集極峯值電流為

$$I_C = \frac{I_L}{n} + I_{\text{mag}} \quad (3-24)$$

假設 $I_{\text{mag}} \ll I_L/n$ ，可得出

$$I_C = \frac{I_L}{n} \quad (3-25)$$

我們可如 3-2-1 節所示，導出電晶體集極工作電流，以輸出功率、效率、與工作週期來表示之，如下：

$$I_C = \frac{P_{\text{out}}}{\eta\delta_{\text{max}} V_{\text{in}}} \quad (3-26)$$

假設轉換器的效率 $\eta = 0.8$ ，工作週期 $\delta_{\text{max}} = 0.8$ ，則電晶體集極工作電流為

$$I_C = \frac{1.6P_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \quad (3-27)$$

三·三·三 推挽式電路的限制 (Limitations of the Push-Pull Circuit)

雖然推挽式轉換器提供了一些優點，如非隔離的基極驅動與較簡單的驅動電路，但是它也有一些缺點，使得非線上的轉換器在使用上變得較為不實際。

第一個就是有關電晶體電壓額定值的限制，也就是電晶體需能承受轉換器二倍的輸入電壓，再加上由變壓器的漏電感所產生的漏波尖值 (leakage spike)，如圖 3-11 所示。因此，若使用在輸入交流電壓為 230V_a 情況下，則非線上推挽式轉換器的轉換電晶體，其集極的耐壓額定值，就必須大於 800 V 了，這對高功率轉換器來說，的確是一個令人傷腦筋的問題，因為要具有高電流，高電壓的電晶體並不普遍而且價格上也非常貴。

對推挽式電路來說，圖 3-11 也顯示出第二個較為嚴重的問題，也就是變壓器的鐵心飽和 (saturation) 的問題，在今日所使用的轉換式電源

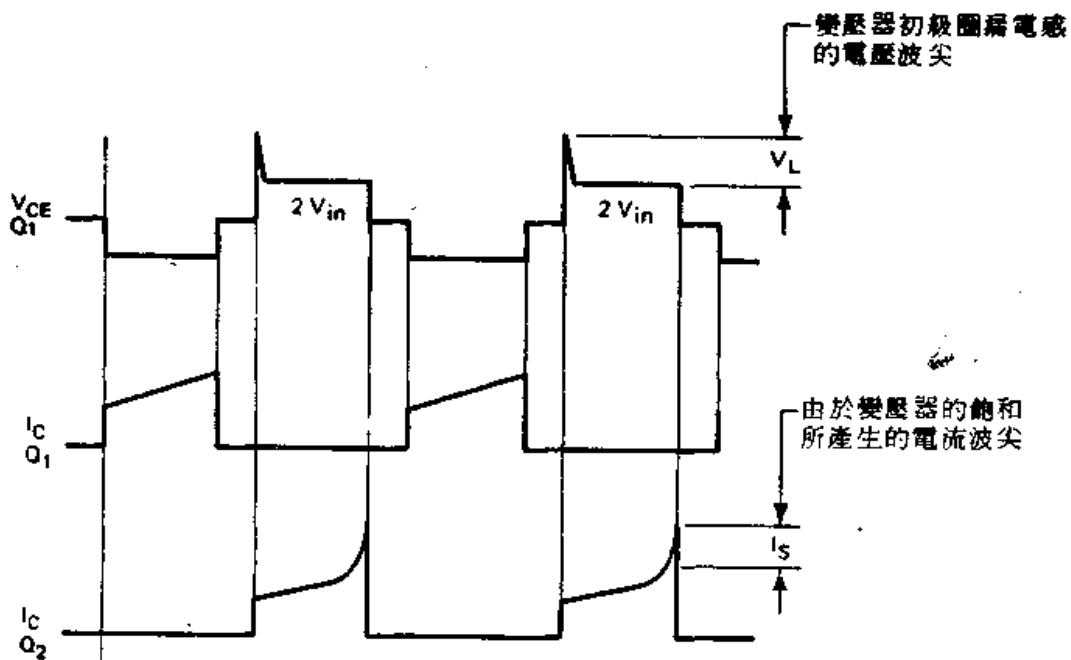


圖 3-11 在圖 3-10 推挽式轉換器的實際電壓與電流波形

供給器，大都使用陶鐵磁鐵心（ferrite core）材料來做變壓器，乃因在 20 kHz 以上高頻率具有低功率的損失，然而不幸的是，陶鐵磁鐵心具有高磁化係數（high susceptibility），會使得鐵心容易產生飽和，這也是因為其低的磁通密度值（flux density），一般約為 3000 高斯（gauss G）。因此，只要小的直流偏壓值，就會使得鐵心驅於飽和狀態。如此顯而易見，在此情況下推挽式電路將會有什麼情況發生了。當其中一個電晶體開關 ON 時，其磁通會在 $B - H$ 曲線的一個方向上移動著，當第一個電晶體 OFF，第二個電晶體 ON 時，則磁通會在 $B - H$ 曲線的另一個相反方向移動。為了使這二個區域的磁通密度能夠相等，在所有工作情況與溫度下，轉換電晶體的飽和與轉換特性必須是一樣的。如果電晶體特性是不一樣的，就會在 $B - H$ 曲線的一個方向上發生“磁通擺動”，使得鐵心驅於飽和區域。鐵心的飽和會使得其中一個電晶體的集極有高的電流波尖產生，如圖 3-11 所示。

這些過大的電流波尖在電晶體中會造成很大的功率損失，使得電晶體會有發燙現象產生，電晶體特性會變得更不平衡，鐵心更容易趨於飽和狀態，且產生更高的飽和電流，此種惡劣情況將連續下去，直到電晶體達到熱跑脫（thermal runaway）現象，最後導致電晶體的破壞。

對於此種問題有二種可能解決方法，首先我們可以增加鐵心的間隙，如此會造成漏電感值的增加，而且需加裝會消耗功率的箝制器，因此所花費的代價就是降低了轉換式電源供給器的效率。另外我們可使用對稱的修正電路，經由驅動產生器來保持修正 ON - OFF 比值相等，來確使功率變壓器達到平衡操作，使用此種方法就是需有額外電路，因此會增加轉換器的成本與複雜性。

為了減少推挽式電路的缺點，可使用半橋式（half-bridge）或全橋式（full-bridge）功率轉換器，對轉換式電源供給器設計者來說，使用半橋式轉換器來做設計，是較為流行的，在 3-4-1 節中有更深入的分析與討論。

3-4 推挽式轉換器的變化型式

(CIRCUIT VARIATIONS OF THE PUSH-PULL CONVERTER)

3-4.1 半橋式轉換器 (The Half-Bridge Converter)

如前章節所提，使用半橋式電路有二個主要理由，第一點就是它能在輸入交流電壓 115 V 或 230 V_{ac} 的工作情況下，不需使用到高壓電晶體。

第二點就是我們只需使用到簡單的方法就能來平衡每一轉換電晶體的伏特—秒 (volt-seconds) 區間，而功率變壓器不需有間隙且不需使用到價格高的對稱修正電路，圖 3-12 所示為基本的雙輸入電壓半橋式轉換器。

在半橋式轉換器結構中，功率變壓器有一端點連接到由串聯電容器 C_1 與 C_2 所產生的浮點電壓值端點，其浮點電壓值為 $V_{in}/2$ ，所以在標準的輸入電壓下，其值為 160 V_{ac} 。變壓器的另一端點則經由串聯電容器 C_3 連接到 Q_1 的射極與 Q_2 的集極接頭處，當 Q_1 電晶體 ON 時，此處變壓器端點會產生正的 160 V 電壓脈波，當 Q_1 電晶體 OFF， Q_2 電晶體 ON 時，變壓器的初級圈會極性反轉，因此，會產生負的 160 V 電壓脈波，在這 Q_1

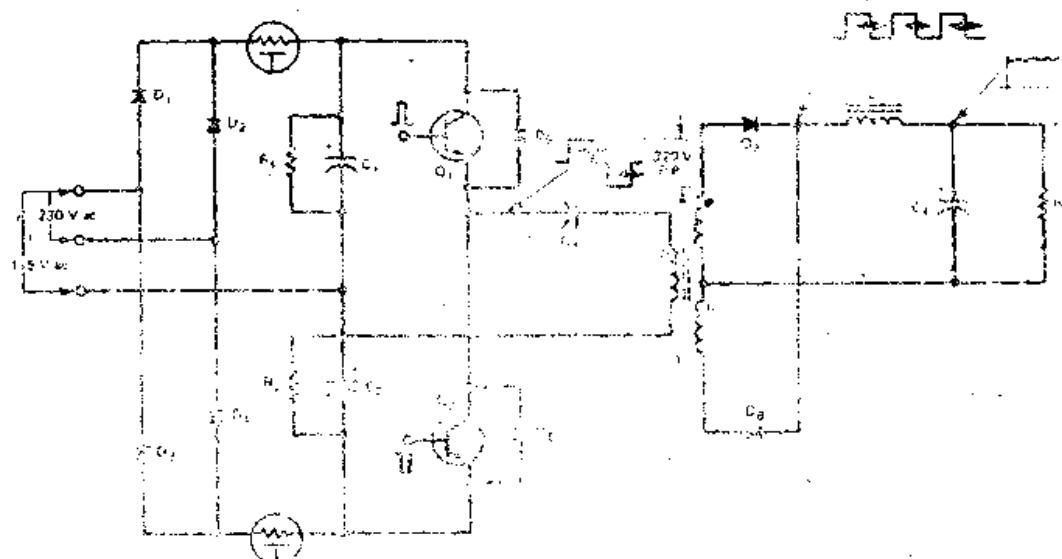


圖 3-12 基本半橋式電路，需注意的是相同的電晶體與變壓器能用於 115 V_{ac} 與 230 V_{ac} 的交流輸入下， D_1 與 D_3 為漏電感轉換二極體

與 Q_2 電晶體 ON-OFF 動作中，其產生的峯對峯方波電壓值為 320 V，經由變壓器轉換降低為次級電壓，再經過整流，濾波而得到直流輸出電壓。

由上面半橋式轉換器原理得知，此轉換器已達到第一個目標了，也就是轉換電晶體所承受的電壓值，不需再大於 V_{in} 以上，因此我們就可選擇使用耐壓額定值較低的轉換電晶體，一般選擇 400 V 耐壓的電晶體即可。

不過當使用半橋式電路時，有一個小小的代價需付出，這是因為變壓器電壓被減少至 $V_{in}/2$ ，因此，電晶體的工作電流將會加倍，如果假設轉換器的效率為 80%，工作週期 $\delta_{max} = 0.8$ ，則電晶體工作電流為

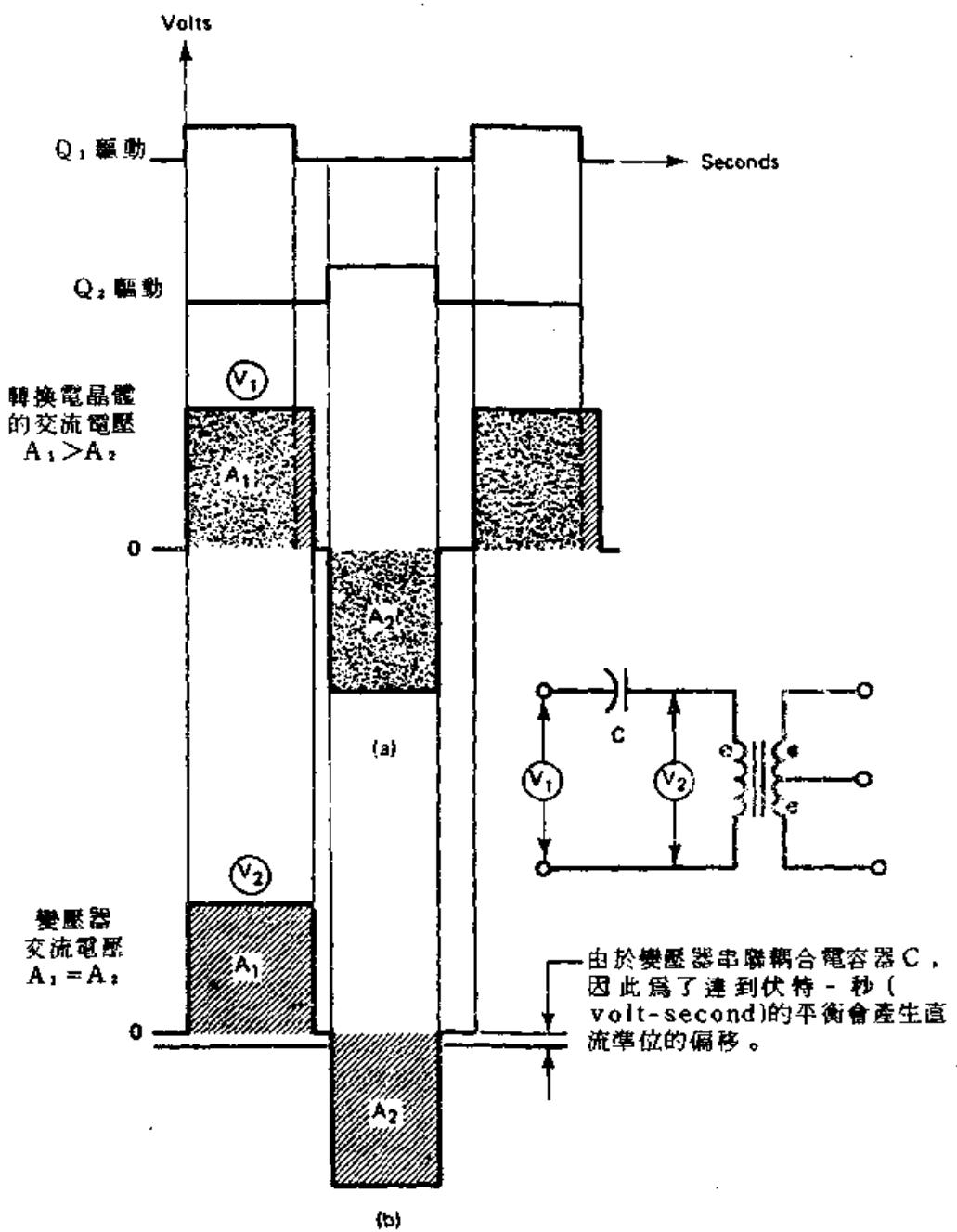
$$I_C \approx \frac{3P_{out}}{V_{in}} \quad (3-28)$$

第二個目標就是要達到自動平衡每一轉換電晶體的伏特——秒 (volt-seconds) 積分，在圖 3-12 中，我們就可看到在變壓器初級圈串聯了一個電容器的作用了。假設在圖 3-12 中的二個轉換功率電晶體，其轉換特性沒有相互匹配的話，就如當電晶體 Q_2 能快速 OFF 時，而電晶體 Q_1 却是緩慢地達到 OFF 狀態。

在圖 3-13 (a) 所示為 Q_1 與 Q_2 接頭處的交流電壓波形，這是 Q_1 電晶體緩慢 OFF 時所產生的效果，而在交流電壓波形旁邊部份，有一額外斜線區域，此乃伏特——秒 (volt-seconds) 的不平衡。如果此不平衡的波形被驅動於功率變壓器中，將會有磁通擺動的現象發生，而造成鐵心的飽和與電晶體集極電流波尖的產生，因此，會降低整個轉換器的效率，甚至造成電晶體熱跑脫而破壞了電晶體。

所以，我們可以在變壓器的初級繞組中，串聯加入耦合電容器，經由此電容器，直流偏壓會成比例的將伏特——秒 (volt-seconds) 積分不平衡部份予以去掉。此時交流波形的直流單位會向上移動，在圖 3-13 (b)，就是二個轉換週期的平衡伏特——秒 (volt-seconds) 積分波形。

為了降低電晶體 OFF 的時間，可在基極電路上加裝使用制止二極體，使用此法在效果上會使得電晶體並不完全達到飽和狀態，如此也會減少其儲存時間 (storage time)，在第四章中，將會有對制止二極體更詳細的討論與應用。



■ 3-13 (a) 在串聯電容器之前的交流電壓，其波形所示為伏特 - 秒 (volt-seconds) 的不平衡，如斜線陰影面積所示。此不平衡是由於 Q₁ 電晶體緩慢 turn-off 所造成。
(b) 在串聯電容器之後相同的交流波形為了平衡伏特 - 秒 (volt-seconds) 積分會有直流準位的偏移。

3-4.2 串聯式耦合電容器 (The Series Coupling Capacitor)

在上一節中已對功率變壓器的耦合電容器有所描述，一般來說使用薄膜非極性電容器，即可處理全部的初級電流，為了降低熱效應的產生，電容器需使用有較低的 ESR 值，或是將一些電容器並聯在一起使用，也可降低其 ESR 值，並得到所希望的電容值大小。以下我們將對如何來正確選擇耦合電容器，其值的大小做個分析。

我們由圖 3-12 得知，線路中的耦合電容器與輸出濾波電感器形成了一個串聯共振電路 (series resonant circuit)，由電路原理得知，其共振頻率為

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C}} \quad (3-29)$$

在此 f_R ：共振頻率，kHz

C ：耦合電容值， μF

L_R ：反射濾波電感值， μH

變壓器初級圈的反射濾波電感值為

$$L_R = \left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 L \quad (3-30)$$

在此 N_P/N_S 為變壓器初級至次級圈數比， L 為輸出電感值 (μH)

將公式 3-30 代入 3-29，我們可求得耦合電容值 C 為

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_R^2 (N_P/N_S)^2 L} \quad (3-31)$$

為了使耦合電容器能夠線性地充電，因此共振頻率的選擇必須低於轉換器的轉換頻率。一般在實際電路設計上，我們都選定共振頻率大小約為轉換頻率的四分之一，表示如下：

$$f_R = 0.25 f_s \quad (3-32)$$

在此 f_s 為轉換器的轉換頻率 (kHz)。

3.4 轉換式電源供給器原理與設計

例題 3-1 ~~~~~

求工作於頻率 20 kHz 轉換器的耦合電容值，其輸出電感值為 20 μH 變壓器圈數比為 10。

解 由於轉換頻率為 20 kHz，由公式 3-32 可求得其共振頻率為 $f_R = 5$ kHz，由公式 3-30 可求出反射電感值為 $L_R = 10^2 (20 \times 10^{-6}) = 2000 \times 10^{-6} = 2 \text{ mH}$ ，因此耦合電容值為

$$C = \frac{1}{4(3.14)^2(25 \times 10^6)(2 \times 10^{-3})} = 0.50 \mu\text{F}$$

有關耦合電容器的另外一項重要值是其充電電壓。由於電容器在每一半週會有充電與放電的情況，且會移動直流電壓的準位，如圖 3-12 所示。此移動的直流電壓值會加或減至變壓器初級圈 $V_{in}/2$ 上，當然最精密的設計準據是發生在當充電電容器的電壓將變壓器初級圈 $V_{in}/2$ 的電壓予以降壓（bucks），因為如果此電壓過高，在低電壓線上，會干擾到轉換器上的穩壓率。

在此有二個步驟可用來檢查此電壓值，且依次來修正所計算的電容值，電容器充電電壓為

$$V_C = \frac{I}{C} dt \quad (3-33)$$

在此 I ：初級平均電流，A

C ：耦合電容值， μF

dt ：電容器充電時間， μs

電容器充電時間為

$$dt = \frac{T}{2} \delta_{max} \quad (3-34)$$

且

$$T = \frac{1}{f_s} \quad (3-35)$$

在此 T ：轉換週期， μs

δ_{max} ：工作週期

f_s ：轉換頻率，kHz

若對 20 kHz 轉換器來說，其工作週期為 0.8，則充電時間為 $20 \mu s$ 。

充電電壓其合理值的範圍是介於 $V_{in}/2$ 的 10% 至 20% 之間；假設 $V_{in}/2 = 160 V$ ，則 $16 \leq V_C \leq 32 V$ 的情況下，轉換器才會有好的穩壓率。如果充電電壓超過了極限值，就必須重新計算較正確的電容值，此值為

$$C = I \frac{dt}{dV_C} \quad (3-36)$$

在此 I ：初級平均電流，A

dt ：充電時間， μs

dV_C ：16 V 至 32 V 之間的任意值

在 16 V 至 32 V 之間可任意選定 dV_C 之值，我們可求出電容值大小，並選用標準值的電容器，至於新的串聯耦合電容器之電壓額定值，可由公式 3-36 所求出的耦合電容值，再代回至公式 3-33，就可求出電壓額定值，由此理論所計算出來的電壓額定值都非常低，而在實際設計上我們都使用電壓額定值 200 V 的薄膜電容器 (film capacitors)。

例題 3-2

假設我們使用例題 3-1 所計算出來的電容器值，用於 200 W, 20 kHz 的半橋式轉換器中，試證明所計算出來 $0.5 \mu F$ 的電容值是否可接受，若否，則重新計算正確的耦合電容值。

問 從公式 3-28，我們可求出電晶體的工作電流為

$$I_C = \frac{3(200)}{320} = 1.86 A$$

假設轉換器輸入電壓誤差為 $\pm 20\%$ ，則電晶體最大工作電流會發生在低電壓線上，因此，我們重新修正，此最差情況的集極電流為

$$I_C = 1.85 + 0.2(1.86) = 2.3 A$$

利用公式 3-33，可求出耦合電容器的充電電壓為

$$V_C = \frac{2.3(20 \times 10^{-6})}{0.5 \times 10^{-6}} = 90 V$$

此求出的 90 V 充電電壓過高了，在低電壓線上將會干擾到轉換器穩壓率。因此必須重新計算耦合電容器之值，充電電壓值我們選為 30 V，利用公式 3-36 可得

$$C = \frac{2.3(20 \times 10^{-6})}{30} = 1.5 \mu\text{F}$$

因此我們可使用標準的電容器 $1.5 \mu\text{F}$ ，再利用公式 3-33，得出其最小的電壓額定值 30 V，為了安全理由，一般都選用 200 V 電壓額定值的電容器。

3-4. 轉換二極體 (The Commutating Diodes)

在圖 3-12 中所示的基本半橋式轉換器裏，二極體 D_5 與 D_6 與電晶體 Q_1 與 Q_2 的集極，射極並聯使用。此種二極體我們稱之為轉換二極體 (commutating diodes)，具有以下二點功用。

1. 當電晶體變為 OFF 時，轉換二極體將會使得變壓器漏電感值的能量折回至主要的直流灌流排上。如此高能量漏電感的脈衝波尖，就不會像圖 3-11 的推挽式電路，出現在 V_{ce} 的波形上。
2. 在沒有負載的突然情況下，由於變壓器的磁通量會增加，此時轉換二極體可以防止在 ON 時電晶體的集極至射極間電壓搖擺至負電位，也就是說轉換二極體可以將電晶體予以旁路，直到集極再度達到正電位，如此可避免電晶體元件的逆向導通與其可能的破壞。

轉換二極體必須是高速回復類型 (fast-recovery types) 的二極體，同時要具有阻隔電壓能力，其值至少二倍的電晶體 OFF 時，集極至射極電壓。在實際應用電路中，我們大都選用具有 450 V 逆向阻隔電壓的二極體。

3-5 全橋式電路 (THE FULL-BRIDGE CIRCUIT)

在前面我們討論過的半橋式電路，雖然已經能夠成功地減少轉換電晶體在 OFF 時，所產生的電壓波尖至輸入直流電壓值的一半，不過所付出

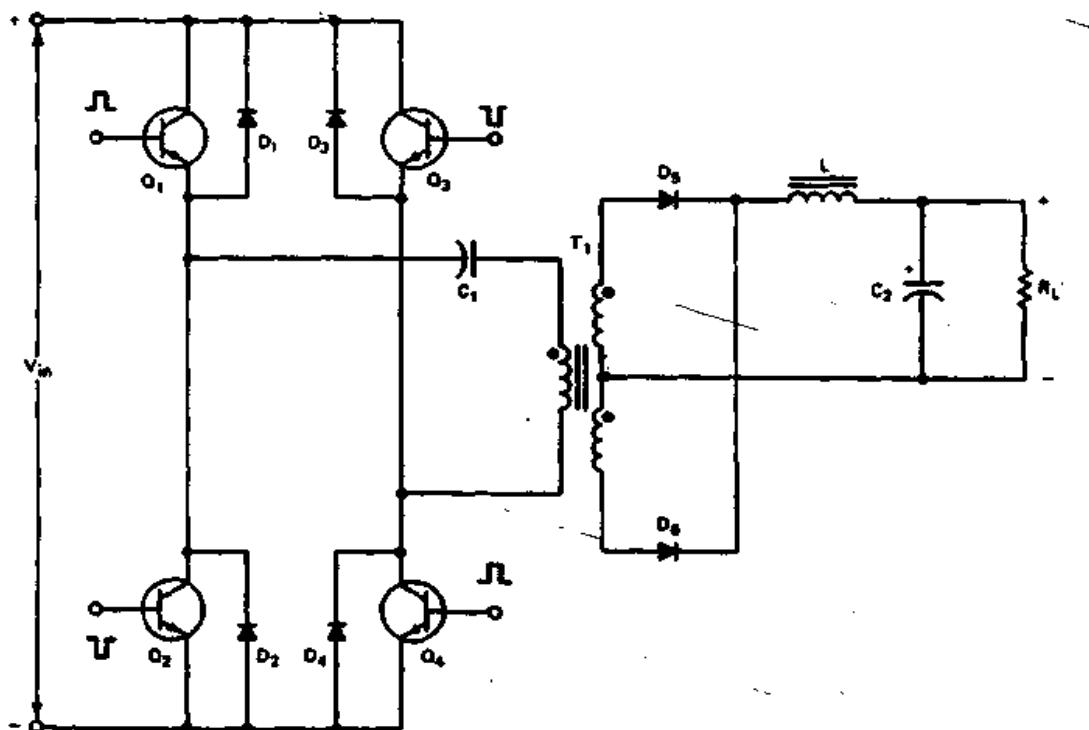


圖 3-14 全橋式轉換器電路

的代價是電晶體在 ON 時集極電流會加倍，就如推挽式的電路一般。此種限制對低功率或中功率的轉換器來說，倒無大礙，但是對高功率轉換器而言，就稍有困難了，因為能具有高電壓，高電流的電晶體實在不多。

為了保留半橋式電路的電壓特性與推挽式電路的電流特性，我們發展出另一種型式的電路，稱之為全橋式轉換器 (full-bridge converter) 電路，如圖 3-14 所示。在此電路中，\$Q_1\$ 與 \$Q_4\$ 電晶體，或是 \$Q_3\$ 與 \$Q_2\$ 電晶體會同時地導通。

由於這些電晶體的動作狀態，使得變壓器初級圈上的電壓在 \$+V_{in}\$ 與 \$-V_{in}\$ 之間擺動著，因此，這時電晶體在 OFF 狀態時，集極電壓絕不會超過 \$V_{in}\$ 值，同時流經電晶體的電流也僅為等效半橋式電路的一半。

全橋式電路的缺點就是必須使用到四個電晶體，且由於 \$Q_1\$ 與 \$Q_4\$ 或 \$Q_3\$ 與 \$Q_2\$ 電晶體會同時 ON，因此每一電晶體必須用到隔離的基極驅動器。

假設轉換器的效率為 80%，工作週期為 0.8，則電晶體的工作電流為

$$I_C = \frac{1.6P_{out}}{V_{in}} \quad (3-37)$$

此種轉換器的其它特性就與半橋式轉換器相同，所有導出計算元件的公式也適合應用於此。

3-6 新型式無漣波輸出的轉換器

(A NEW ZERO OUTPUT RIPPLE CONVERTER)

以上所討論的各種電路，其輸出電流都會有漣波(ripple)產生，近年來有一種新型式的轉換器被發展研究出來，我們稱之為'Cuk 轉換器'，這是由 Dr.S./Cuk 所發明出來，因此，以他的名字來稱呼。此種轉換器，只要能將變壓器設計適當，即可達到無漣波的輸出。

在圖 3-15，就是基本的極端型'Cuk 轉換器'，電路的操作原理說明如下：當 Q_1 電晶體 OFF 時，二極體 D_1 會導通，輸入電流 I_1 會將電容器 C_1 充電，當 Q_1 電晶體 ON 時，二極體 D_1 不導通，此時電容器 C_1 的正端點就接到地電位了，因此，電流 I_2 流過電感器 L_2 ，會在負載上得到負的輸出電壓。

由於此種轉換器結合了 buck-boost 的特性，且能量的轉移為電容性

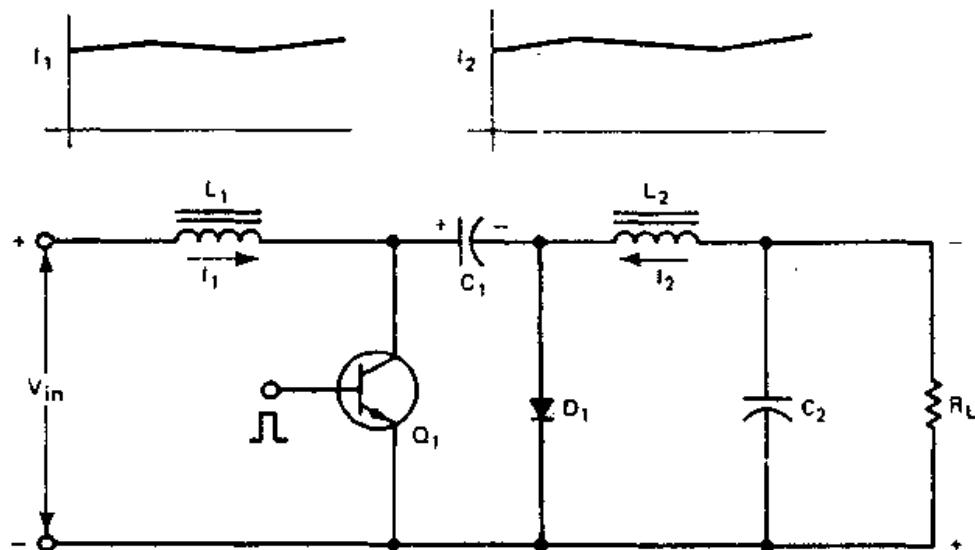


圖 3-15 基本的'CUK轉換器與其輸入和輸出電流波形

的，其輸入電流與輸出電流幾近於純直流的特性，轉換漣波幾乎可忽略了。但是，所謂的“忽略轉換漣波”，並不是“沒有漣波”之意，要達成此沒有漣波的境界，此乃原理上的最終目標，幸運的是經由下面的觀察無漣波輸出的理論，似乎可以達到。為了使經由每一電感器的平均直流電壓為零，且此二個波形必須是相等且一樣的，因此，為了達到此目的，二個電感器必須共用相同的鐵心，且需具有相同的圈數，如圖 3-16 所示。

由於這二個耦合電感器構成了一個變壓器，因此每一繞組的有效電感值，經由交互的感應能量轉移，其值會被改變。如果我們將其圈數比定為 $1:1$ ，此二個電感值將會加倍，因此能夠減少輸入與輸出的漣波值，為無耦合轉換器的一半。此乃重要的結果，因為如果我們適當地改變圈數比的

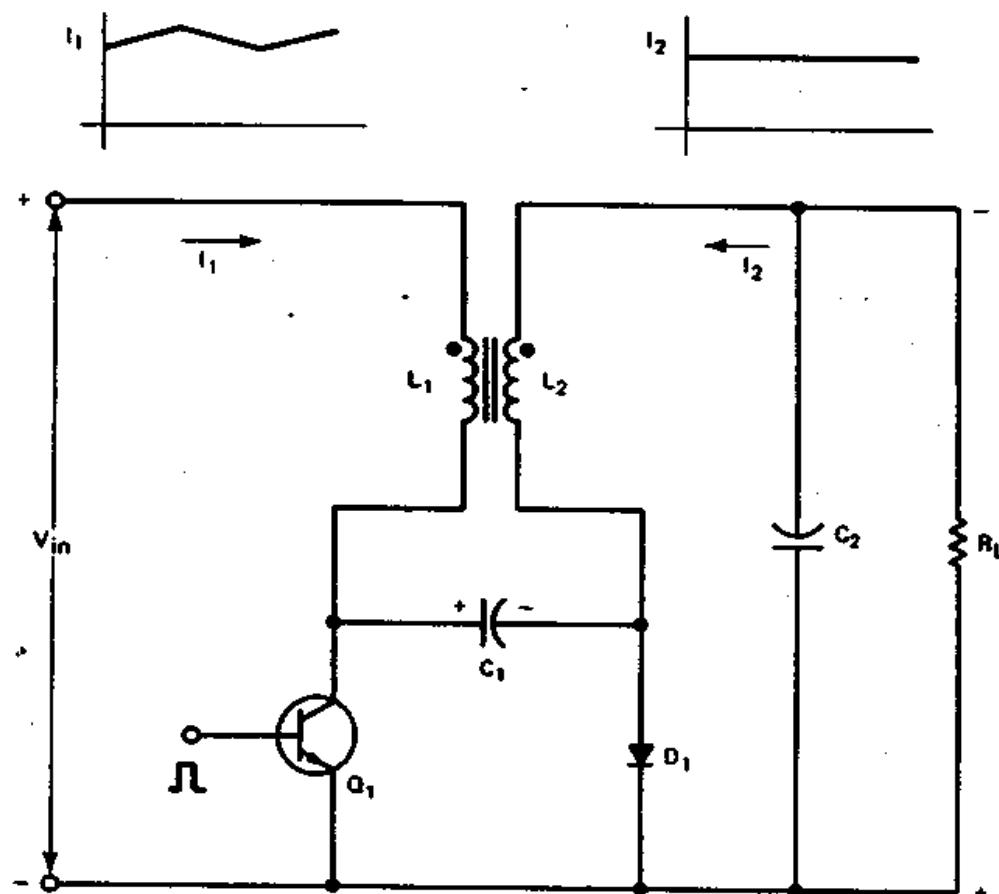


圖 3-16 CUK 轉換器的耦合電感器與其電路的電流波形

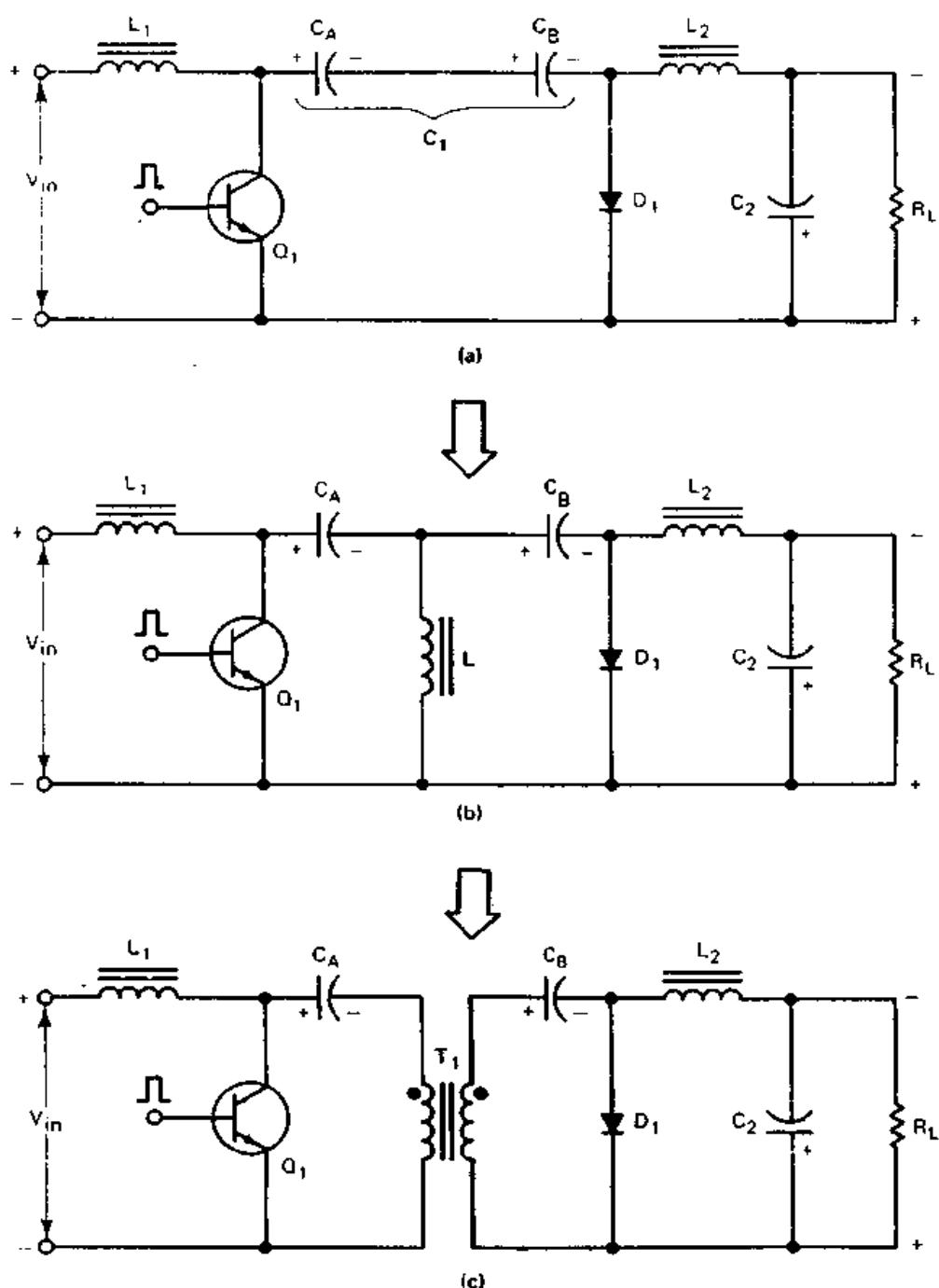


圖 3-17 'CUK 轉換器由非隔離轉變至隔離式的三個基本步驟
 (a) 將耦合器 C_1 分成二個串聯電容器 C_A 與 C_B ；
 (b) 在二個串聯電容器中間點與地端之間加入電感器 L ；
 (c) 改變電感器 L 成為隔離式變壓器。

話，也就是初級對次級圈數比能夠與變壓器感應耦合係數匹配，則輸出電流的漣波就可能完全被消除，電路如圖 3-16 所示。

雖然圖 3-16 是一個非常有用的電路，但是美中不足的是輸入與輸出之間却沒有設計隔離元件，因此，使用在非線上的結構時，最好能在輸入與輸出間加裝隔離元件。以下我們就是要來討論如何在'Cuk 轉換器上達到隔離之效果，如圖 3-17 所示，有三個基本步驟來完成它。

首先，如圖 3-17 (a)所示，我們將耦合電容器 C_1 分成二個串聯的電容器 C_A 與 C_B ，而在這二個電容器的連接處，由於其平均直流電壓是不確定的而且是浮動的，我們亦可使其趨於零電位之值，也就是在電容器連接處與地之間，加上電感器 L ，如圖 3-17 (b)所示。如果我們選的電感值夠大的話，由二個串聯電容器流經至此的電流，可忽略不計，因此轉換器的操作保持不變不受影響。

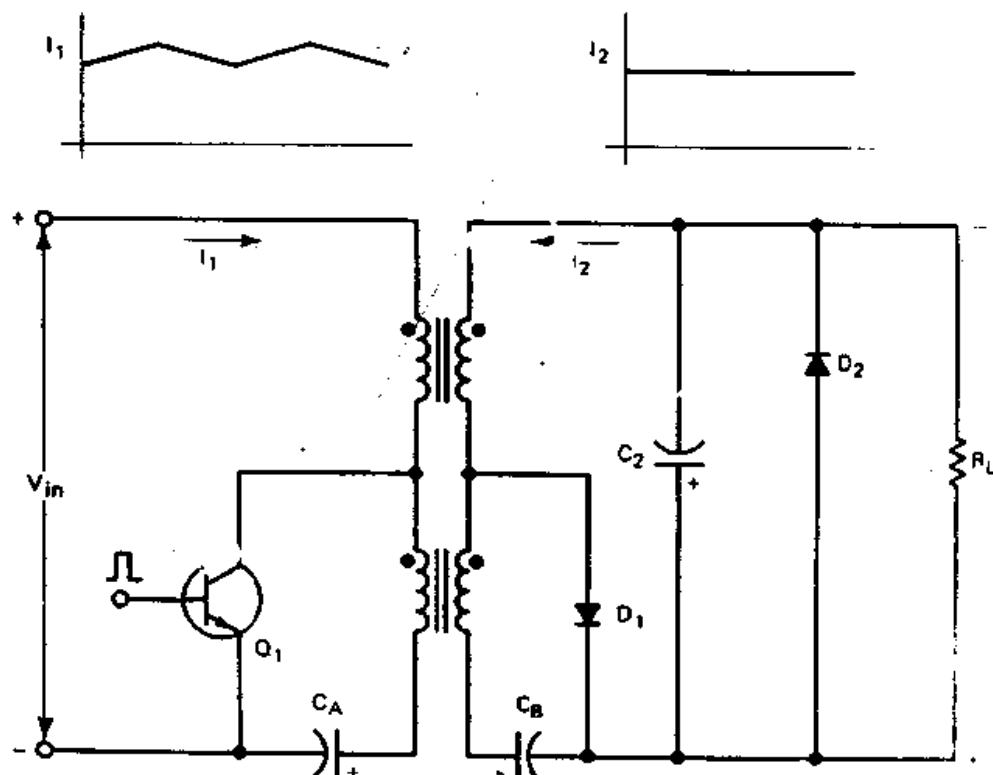
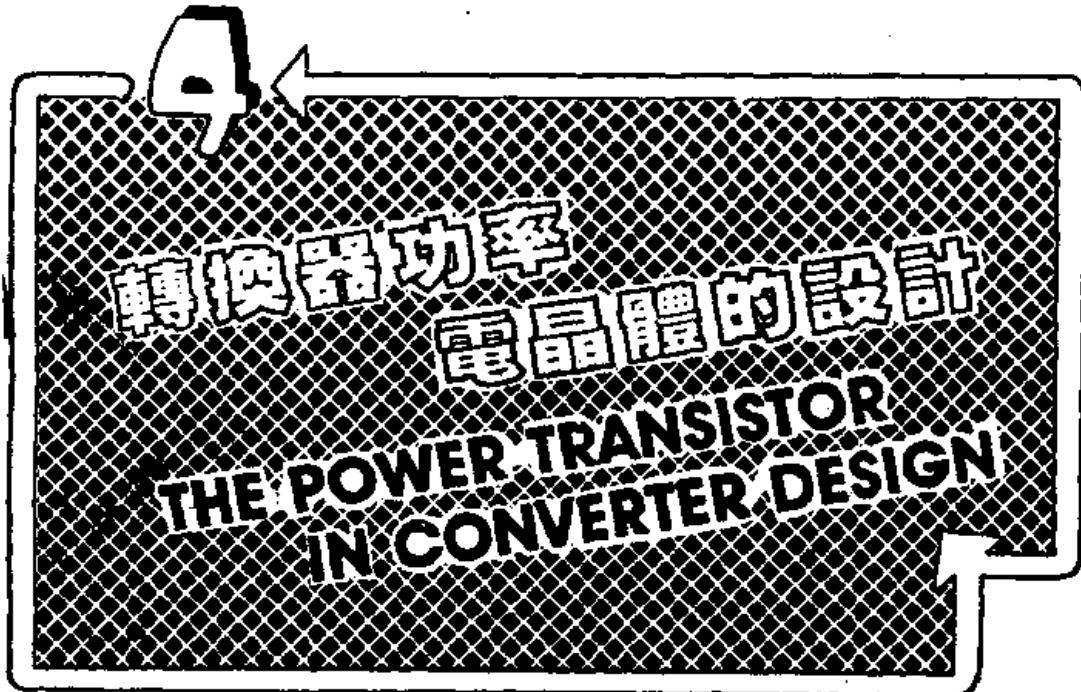


圖 3-18 耦合電感器零漣波直流隔離的'CUK'轉換器。二極體 D_2 乃輸出半二極體，在起動時由於極性反轉可保持輸出至二極體擊降。

4.2 變換式電源供給器原理與設計

為了達到直流隔離的目的，因此，我們將電感器 L 改換成隔離變壓器，如圖 3-17(c)所示，此種隔離式的 'Cuk 變換器與無隔離的變換器亦保有相同之特性。在圖 3-18 所示為耦合電感器無濾波輸出的直流隔離式 'Cuk 變換器電路與電流波形圖，在這電路中轉移電容器 C_A 與 C_B ，被放置於變壓器繞組的另一端，此事並不會影響變換器的操作。

雖然輸入與輸出電感器的耦合能夠減少濾波的輸出，但是也會產生不希望的邊際效應，也就是在電源開啓時，輸出極性會反轉，雖然此反向極性的脈波非常短暫，然而對敏感的電子負載裝置來說，此乃致命之擊，因此，在圖 13-8 中，我們加裝了一個制止二極體 D_2 ，來限制其暫態電壓至 1 伏特或是更小之值，如此可用來保護敏感的電子裝置。



4-0 概論 (INTRODUCTION)

在圖 1-1 的方塊圖中，所描述的為轉換式電源供給器，其轉換的方塊部份，主要包括轉換元件，其種類非常多，如電晶體、SCR、GTO，都是電源設計者使用多年了，但是較受歡迎，也較常用的是雙極式電晶體，近年來 MOSFET 亦大行其道，深受人們喜愛。因此，本章將討論雙極式電晶體與 MOSFET 的各種特性，以及他們在轉換式電源供給器中的使用。

4-1 電晶體的選擇 (TRANSISTOR SELECTION)

在設計轉換器時，有二個電晶體的參數值需予以考慮，第一個就是電晶體在 OFF 時，其電壓阻隔能力之值，其次，就是電晶體在 ON 時，其電流承載容許值。因此，這些參數值依所選用轉換器之種類而定，再來選擇適用的電晶體，在第三章中，我們已討論過如何選擇適當的元件的設計公式與方法。

對設計者來說，另一重要的考慮因素必須去面對的是，到底是要使用雙極式電晶體或是 MOSFET 較好呢？其實這二者各有其優缺點，以目前來說，雙極式電晶體價格上較便宜，然而使用 MOSFET，其驅動電路較為簡單。

另外，雙極式電晶體的工作截止頻率被限制在 50 kHz 左右，而 MOSFET 可使用在高達 200 kHz 的轉換頻率下。當然，若使用愈高的頻率，元件可以更小型化，同時電源供給器也會更小型化，更簡捷，事實上，這也是目前電源供給器設計的潮流與趨勢。

4-2 雙極式功率電晶體的開關作用

(THE BIPOLE POWER TRANSISTOR USED AS A SWITCH)

雙極式電晶體在本質上就是屬於電流驅動的元件，乃因我們在基極端注入電流時，在集極端就會有電流的產生。集極電流值的大小是依電晶體的增益而定，其關係式為

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (4-1)$$

在此 I_C 為集極電流 (A)， I_B 為基極電流 (A)

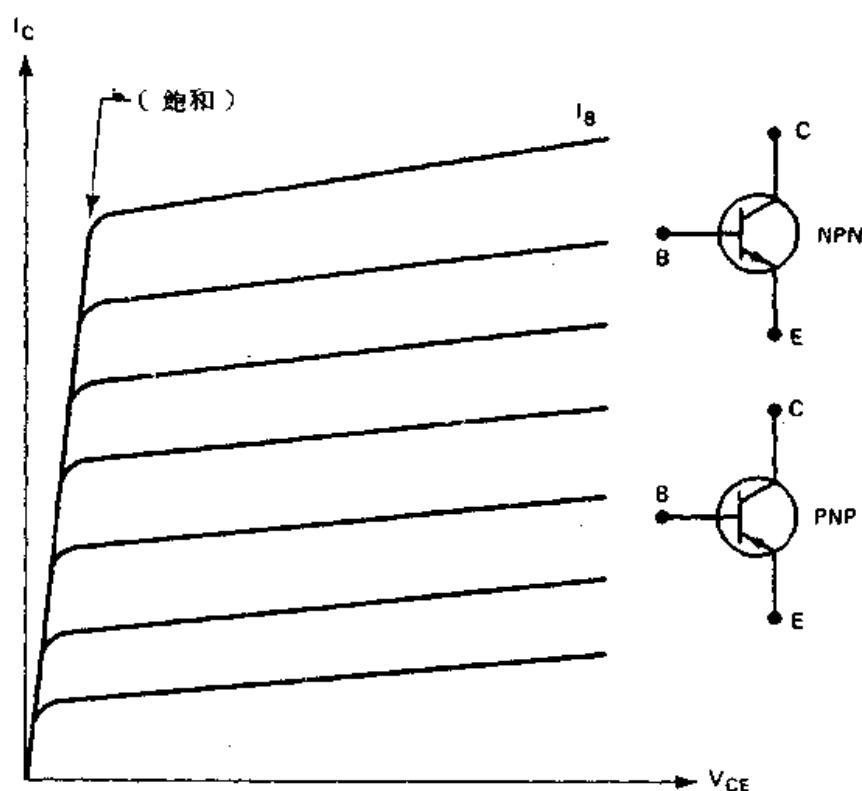


圖 4-1 雙極式電晶體的典型輸出特性曲線與符號

基本上雙極式電晶體有二種操作型式：線性與飽和型式。線性型式是用於放大電路中，而飽和型式則用於將電晶體開關於ON或OFF狀態。

在圖4-1所示為典型的雙極式電晶體V-I特性曲線，當電晶體使用於轉換狀態時，我們可從V-I特性曲線上看出其飽和區域部份，也就是說在此區域，只要某一數值的基極電流能夠將電晶體開關於ON狀態，就會有大量的集極電流產生，此時集極至射極端的電壓值非常小。

在轉換電路的應用上，必須有足夠的基極驅動電流，使得電晶體確時達到ON的狀態，而逆向極性的基極電流，也必須確實使用電晶體處於OFF狀態。由於電晶體並非理想的元件，因此，在操作上就會有延遲時間(delay times)與儲存時間(storage times)產生。

在下節中我們將對不連續的雙極式電晶體做某些定義，它是以步階函數信號來驅動至電阻性負載。

4-1 雙極式電晶體交換時間的定義（電阻性負載）

(SWITCH TIMES DEFINITIONS OF BIPOLAR TRANSISTORS
(RESISTIVE LOAD))

我們以基極脈波電流 I_B ，來驅動雙極式NPN電晶體至電阻性負載，則其產生的基極-射極與集極-射極的電壓波形，如圖4-2所示，以下將以這些波形來做一些定義：

延遲時間(delay time) t_d ：所謂延遲時間就是基極脈波驅動電流 I_{B1} 至集極-射極電壓 V_{CE} 下降到初值90%之處的這段期間稱之。

上升時間(rise time) t_r ：集極-射極電壓波形 V_{CE} 下降到10%至90%的這段時間，我們稱為上升時間。

儲存時間(storage time) t_{stg} ：所謂儲存時間就是反向的基極脈波驅動電流 I_{B2} 至集極-射極電壓 V_{CE} 到達其終值的10%之處的這段期間稱之。

下降時間(fall time) t_f ： V_{CE} ：集極-射極電壓波形 V_{CE} 上升到10%至90%的這段時間，我們稱為下降時間。

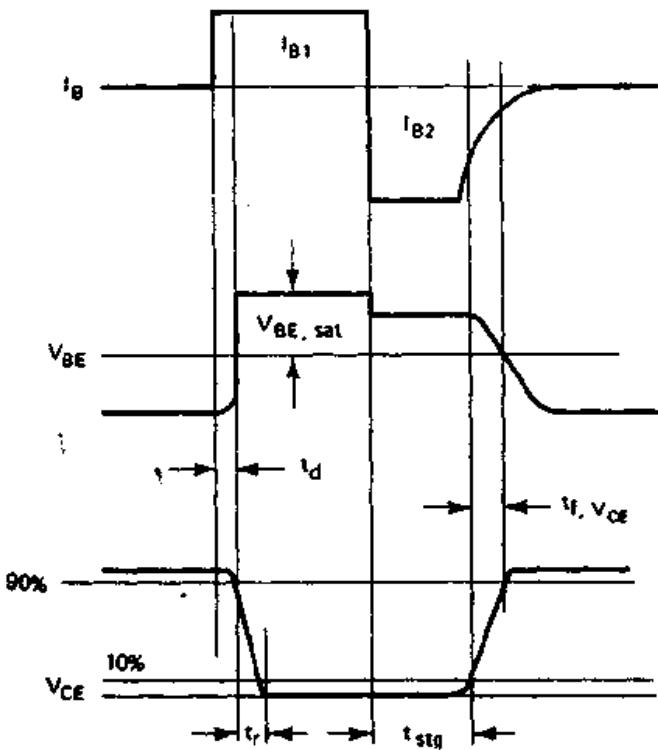


圖 4-2 雙極式電晶體轉換波形

4-4 電感性負載交換時間的關係 (INDUCTIVE LOAD SWITCHING RELATIONSHIPS)

在上節中我們都是以集極 - 射極電壓波形，來定義雙極式電晶體的轉換時間，由於負載是電阻性的，因此我們若以集極電流來定義轉換時間，亦是相同的。然而如果電晶體所驅動的是電感性負載的話，集極的電壓波形與電流波形將會有所不同，這是因為在所使用的電壓情況下，流經電感器的電流，並不會瞬時產生，在電晶體 OFF 時，我們期望在電流開始下降以前，集極 - 射極電壓能上升至直流電源電壓。因此我們可定義出二種下降時間，一則以集極 - 射極電壓波形來定義， t_f, v_{CE} ，另外以集極電流來定義， t_f, i_{CE} ，在圖 4-3 為其波形圖。

我們觀察圖 4-3 波形，可得知集極 - 射極電壓波形所定義的 t_f, v_{CE} 與電阻性負載情況相同，至於集極電流波形所定義的下降時間 t_f, i_{CE} 為集極電流由初值的 90 % 降至 10 % 的這段期間稱之。一般來說，負載電感 L 就

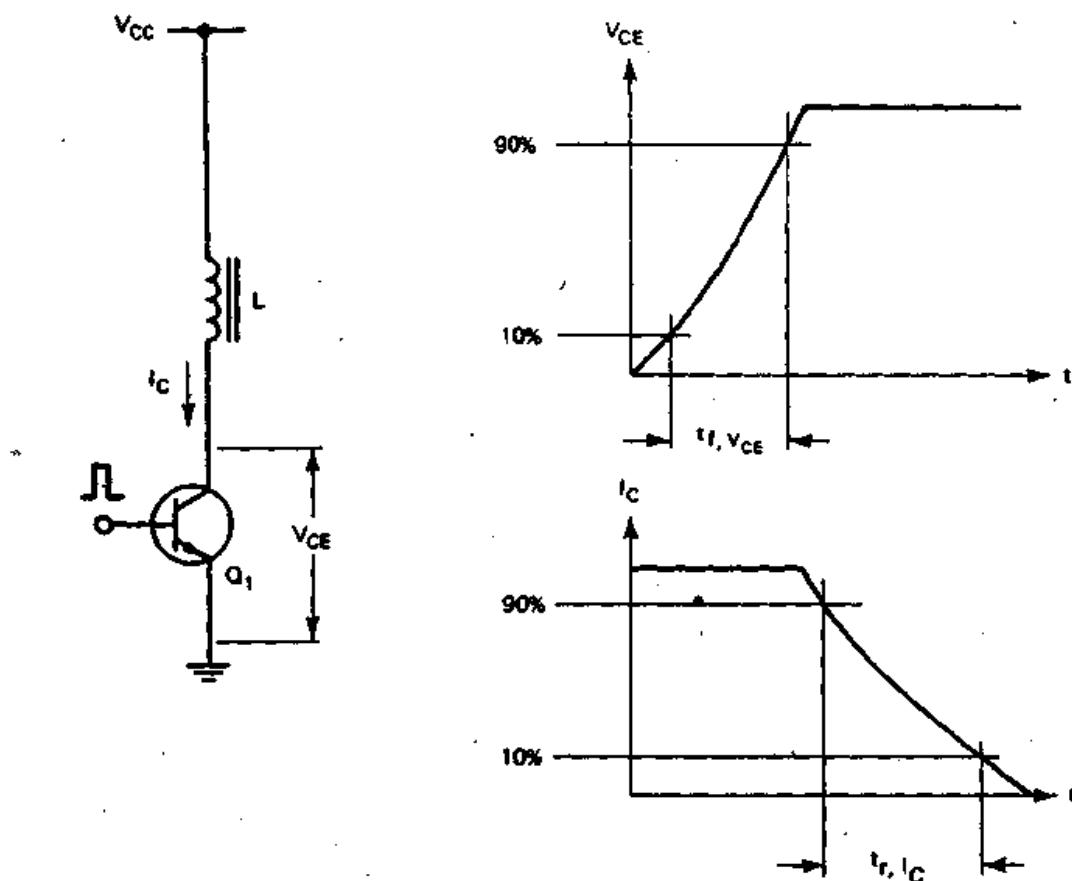


圖 4-3 變極式轉換電晶體驅動感應負載與其下降時間特性的波形。
需注意的是電流落後集極 - 射極電壓

可視為一電流源 (current source)，因此它能較電阻性負載，快速地將基極 - 集極暫態電容予以充電，所以在相同的基極與集極電流下，對電感性電路來說，集極 - 射極電壓的下降時間 t_f, v_{CE} 是較短的。

4-5 電晶體反飽和電路 (TRANSISTOR ANTISATURATION CIRCUITS)

在圖 4-2 的波形中，電晶體最長的轉換時間就是其儲存時間 (storage time) t_{ssg} ，因此如果能夠降低儲存時間，則整個電晶體的轉換速度就會有所改進。因此，我們只要結合使用大型的逆向基極驅動與反飽和的方法，就可減少儲存時間至零的境界。

至於逆向基極電流的產生用來作基極驅動的方法，我們將在 4-6 節再做討論，在此我們將討論使用二種方法使得轉換電晶體不會飽和，其目的就是要減少儲存時間至零值，來改進電晶體的轉換速度。

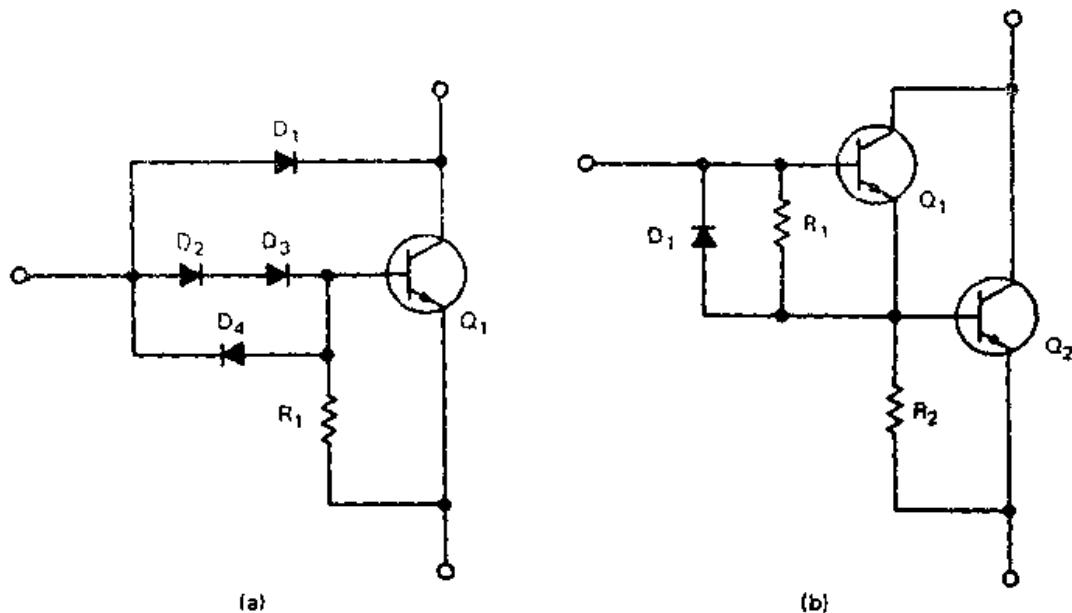


圖 4-4 (a)反飽和二極體防止 Q_1 電晶體處於飽和狀態
 (b)使用達蓋頓電路使得 Q_2 電晶體不處於飽和狀態

在圖 4-4 (a)的電路中我們使用反飽和二極體，一般也稱之為 Baker 式制止二極體，將此二極體與轉換電晶體連接使用，可減少儲存時間，由電路可得知，當電晶體 ON 時，二極體 D_2 與 D_3 順向偏壓，會有電壓降產生，因此輸入端電位會較基極端電位高，假設二極體 D_2 與 D_3 的順向偏壓為 0.8 V ，則輸入端會較基極端高出 1.6 V 的電壓降，由於電晶體集極端與 D_1 二極體連接，因此輸入端會較集極端高出 0.8 V 的電壓，所以，電晶體的集極端電壓會大於基極端的電壓，且為正值，其值為 $1.6 - 0.8 = 0.8\text{ V}$ ，如此，電晶體就不在飽和狀態了。由於電晶體都是在 20 kHz 以上的高頻率下工作，因此，反飽和二極體必須使用高速回復二極體的型式。二極體 D_2 與 D_3 其逆向阻隔電壓額定值可以較低，但是二極體 D_1 則必須具有至少 $2V_{CE}$ 的額定值，對轉換式電源供給器來說，一般都使用 800 V PIV 的二極體。

二極體 D_4 是屬於“包周 (wrap-around)”的型式，它用來當電晶體 OFF 時，牽引逆向基極電流，將基極 - 射極端的電容放電，如此可減少儲存時間。

在圖 4-4 (b) 所示，為達靈頓連接的電路，其工作原理基本上是與前面所描述的相似，電晶體 Q_1 的作用就是用來防止 Q_2 電晶體完全地達到飽和狀態，在此有一點非常重要的是電晶體 Q_1 必須較 Q_2 事先到達 OFF 狀態，二極體 D_1 提供了一個低阻抗的路徑，作為 Q_2 電晶體在 OFF 時，其逆向基極電流迴路之用， R_1 與 R_2 為低歐姆值的電阻，提供給電晶體 Q_1 與 Q_2 的漏電流路徑。

圖中的達靈頓電路可以使用個別的分離元件來組合，亦可使用已裝置在一起的單石 (monolithic) 達靈頓電路。

4-6 變極式電晶體基極驅動電路的方法

(BASE DRIVE CIRCUIT TECHNIQUES FOR BIPOLAR TRANSISTORS)

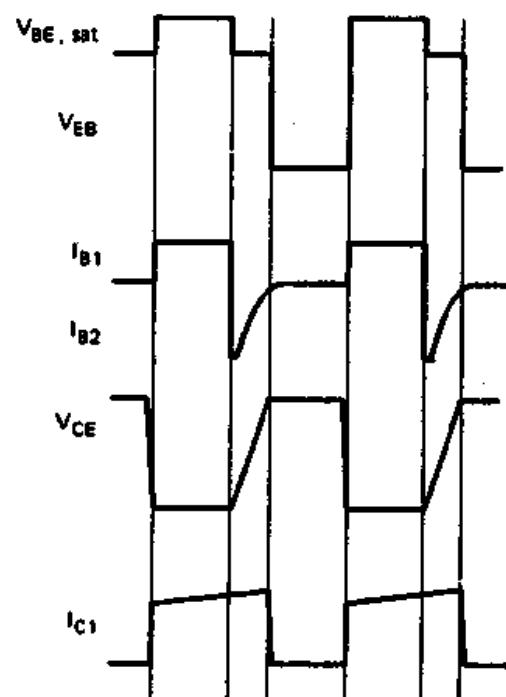
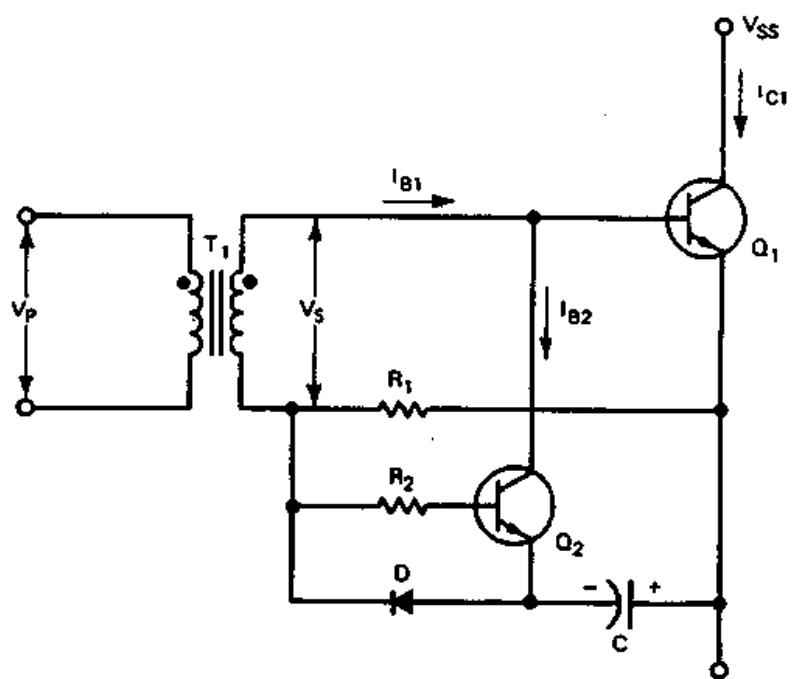
4-6.1 恒定驅動電流電路 (Constant Drive Current Circuits)

在前節中我們已討論過變極式電晶體，當做開關時在 ON 或 OFF 狀態的限制，顯而易見的，為了減少飽和的損失，必須有適當大小的順向基極驅動電流 I_{B1} ，為了減少儲存時間與電晶體的轉換損失 (switching losses)，也必須有足夠的逆向基極驅動電流 I_{B2} 。

在此我們需注意的是，當 I_{B2} 電流增加時，電晶體的儲存時間與下降時間都會減少，射極至基極的逆向偏壓 V_{EB} 也會增加，而其逆向偏壓的二次崩潰能量 E_{SB} ，也會被降低，因此，在設計逆向驅動電路時，若不小心的話，轉換電晶體很可能因為二次崩潰而被損壞了。在 4-7-2 節中，我們將討論 E_{SB} 的重要性，與變極式電晶體二次崩潰的現象。總而言之，在實際設計上，逆向基極驅動電路必須有低來源阻抗 (source impedance)，也就是此電路必須能提供高的 I_{B2} 電流與低的 V_{EB} 電壓。

一般在製造商的資料手冊中，都會提供逆向射極至基極偏壓的極限值，在實際電路設計上，所用的 V_{EB} 值是從 -2 V 到 -5 V 之間，愈高的逆向基極電壓會減少儲存時間的延遲，這是因為會允許更少數的載子，經由復合而被中性化 (neutralized)，因此移去所儲存電荷的時間就更短了。

目前較常用的基極驅動電路是使用浮動式轉換電晶體，如圖 4-5 所示的電路與波形。線路操作原理說明如下：當在變壓器的次級端出現正脈波



■ 4-5 使用隔離變壓器驅動功率開關 Q_1 於 ON 與 OFF 狀態的基極驅動電路。圖中所示為其電壓與電流的轉換波形。

V_s 時，順向基極驅動電流 I_{B1} 會流入電晶體 Q_1 的基極，並將電晶體予以導通，電阻 R_1 限制此電流至預先設定之值。此基極電流值乃由增益比 (gain ratio) 所定，在實際電路中增益比之值介於 8 到 10 之間，集極電流之值我們由輸出功率的大小與轉換器的型式，即可計算出來，因此基極電流，我們就可以由公式 4-1 預先決定了。

此正的驅動脈波會迅速地將電容器 C 充電，因此在電容器上的充電電壓為

$$V_C = V_s - V_{BE} - V_D \quad (4-2)$$

在此 V_s ：變壓器次級端電壓振幅

V_{BE} ： Q_1 電晶體飽和基極 - 射極電壓

V_D ：二極體 D 的順向偏壓

如果我們假設 $V_{BE} = V_D = 0.8\text{ V}$ ，則公式 4-2 變為

$$V_C = V_s - 1.6 \quad (4-3)$$

當變壓器的初級圈趨於零電位時，此時變壓器次級圈亦同樣趨於零電位，而已充滿電荷的電容器 C ，會將 Q_2 電晶體的基極順向偏壓，此時電晶體會被導通，因此，會牽引 Q_1 電晶體的基極至負電位。

電容器此時會與 Q_1 電晶體基極 - 射極接頭處連接，因此會有大的逆向基極電流 I_{B2} 產生，此電流值大小是由電容器與線路電阻值與電晶體 Q_1, Q_2 的特性來決定的。

另外一種應用於轉換式電源供給器上，已證實非常有效用的基極驅動電路，如圖 4-6 所示。此電路有個顯著的優點是在使用最少的元件下，能提供適當的 I_{B2} 電流，電路的操作原理如下：當電晶體 Q_1 於 ON 狀態時，基極驅動變壓器的初級圈連接至供應電壓 V_{cc} 上，並將能量儲存於變壓器上，而初級圈兩端會有電壓脈波 V_{P1} 產生，此電壓脈波會耦合至次級端，由於變壓器的初級端與次級端極性相同，因此次級端也會有正的電壓脈波 V_s 產生，可將 Q_2 電晶體導通。

R_1 為基極限流電阻，其作用允許足夠的 I_{B1} 電流來驅動 Q_2 電晶體導通，不需將電晶體過度驅動 (overdriving) 或過度飽和 (oversaturation)

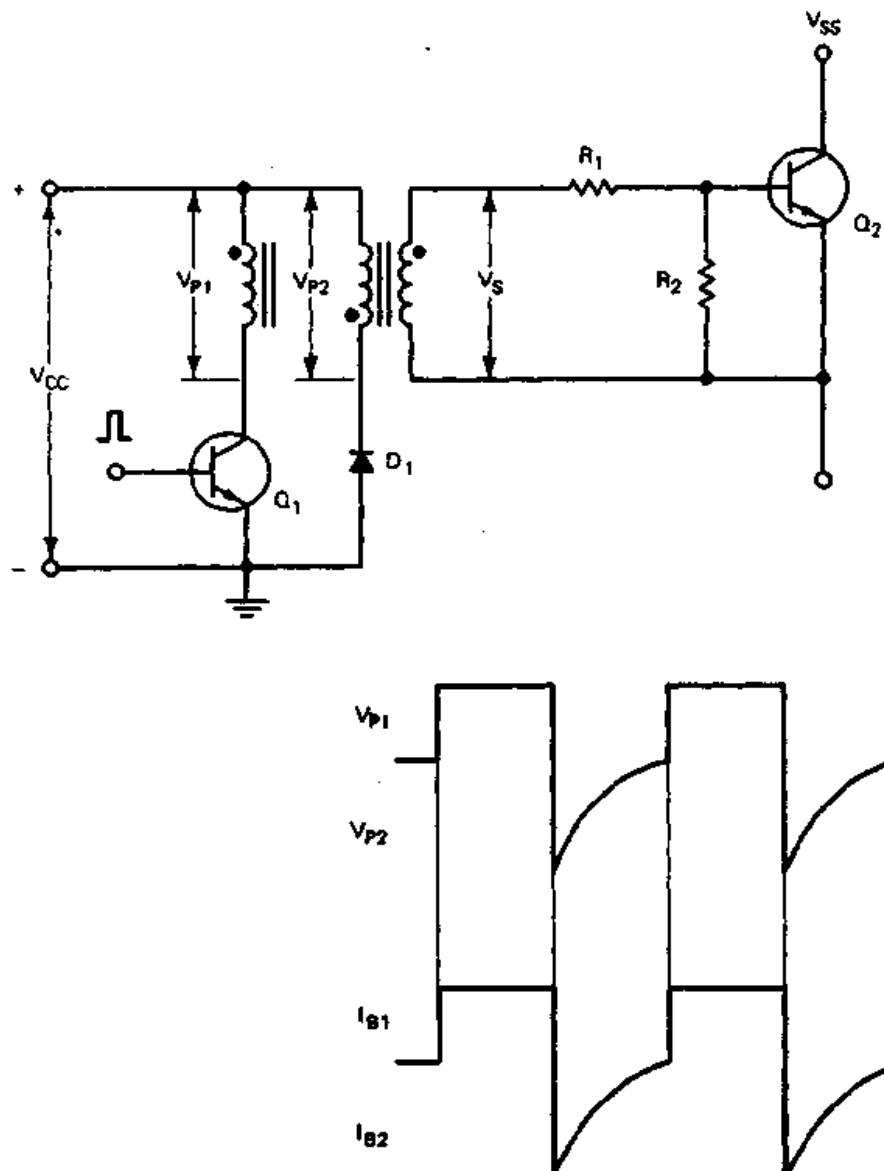


圖 4-6. 變壓器耦合基極驅動電路，儲存在變壓器的能量經由第三繞組產生逆向基極驅動

ting），電阻 R_2 提供 Q_2 電晶體的基極 - 射極接頭的漏電流路徑，一般 R_2 電阻值都非常低，其值介於 50Ω 至 100Ω 之間。

當 Q_1 電晶體 OFF 時，儲存在變壓器的能量經由第三個繞組與二極體 D_1 返回至 V_{CC} 值，由於第三個繞組的極性與初級繞組的極性相反，因此會有反向極性的電壓脈波 V_{P2} 產生，此負的脈波電壓會耦合至次級端，而有逆向驅動電流 I_{B2} 產生。

當我們在設計基極驅動變壓器時，初級至次級的圈數比，必須選擇不超過 Q_2 電晶體的 V_{BE} 與 V_{SS} 規格，一般初級繞組與第三繞組的圈數是相同的。

另外需注意的是初級繞組與第三繞組必須緊緊纏繞（以雙繞方式），減少漏電感值，以避免產生過大的電壓波尖。電晶體 Q_1 的選擇，必須電晶體在 OFF 時集極能承受最少二倍的 V_{CC} 電壓。為了簡化變壓器，我們將電路略作修正，並保有先前所描述的優點，此實際電路如圖 4-7 所示。

如果正脈波電壓 V_P 出現於基極驅動變壓器的初級繞組上，則在次級端也會有正的電壓脈波 V_S 產生，並將 Q_1 電晶體導通。在正脈波期間，順向驅動電流 I_{B1} 會將電容器 C 充電，其極性如圖 4-7 所示。電容器上的電壓，由於二極體 D_1 、 D_2 與 D_3 的順向電壓降，會被箝制於 3V，我們可用電壓額定值相同的箝位二極體（zener diode）來取代這些二極體。當初級電壓趨於零時，變壓器次級端電壓也會趨於零值，此時電容器 C 的正端

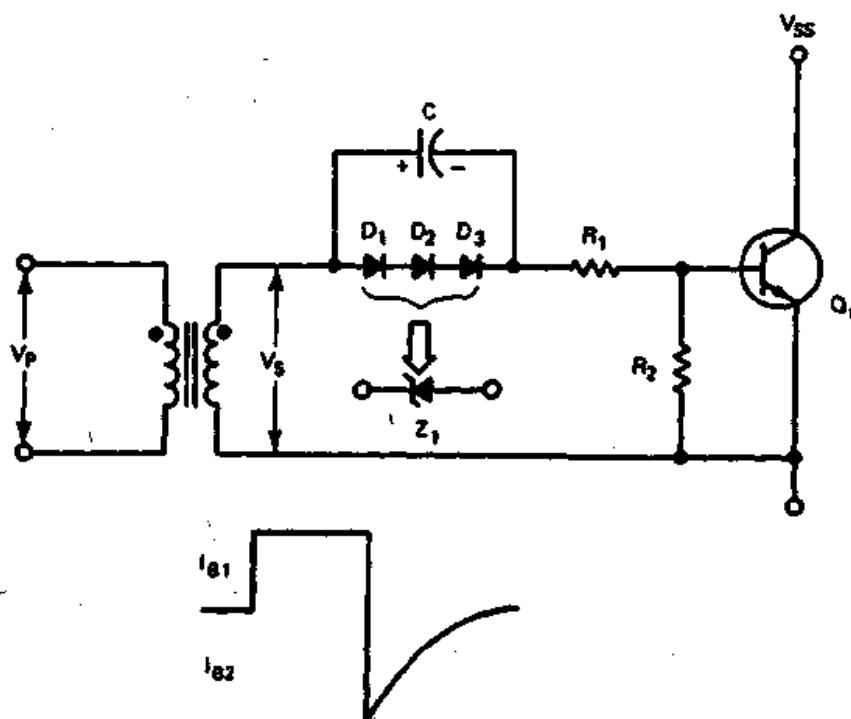


圖 4-7 使用簡單隔離變壓器的基極驅動電路可用来產生電晶體在 ON 時的脈波。可由電容器 C 的負充電來產生開閉驅動信號

點，即為 Q_1 電晶體的射極電位。此時充電的電容器會連接至電晶體開關的基極 - 射極接點，產生所需的逆向基極驅動電流 I_{B2} ，並將電晶體 OFF 且減少其储存時間。

在圖 4-8 中為簡單的驅動電路，可用來驅動直接耦合的功率電晶體，由 Q_1 與 Q_2 電晶體組成的射極隨耦器，會交替地將 Q_3 電晶體 ON 或 OFF，其基極電位為 V_{CC} 或零電位。當電晶體 Q_1 於 ON 狀態時， Q_2 電晶體也會被導通，此時電容器 C 會被充電，矽納二極體 Z_1 會限制電容器 C 的充電（在實際電路中 $V_Z = 4.3\text{ V}$ ），而且也提供了順向基極驅動電流 I_{B1} 的路徑，其電流值被電阻 R_1 所設定。電晶體 Q_1 於 OFF 狀態， Q_2 於 ON 狀態時，充電電容器 C 會有效地連接至 Q_3 電晶體的基極 - 射極，因此，由於電

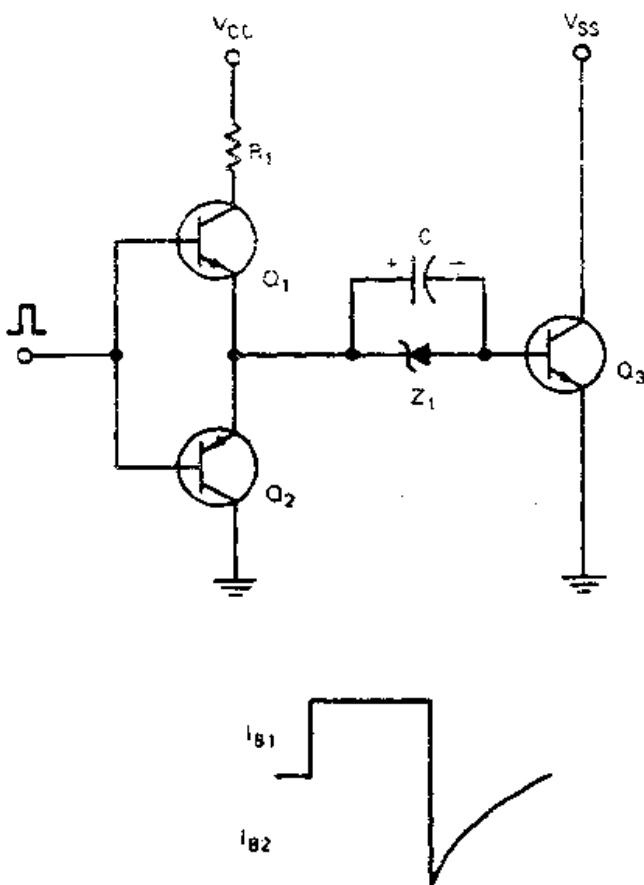


圖 4-8 電容器耦合的直接驅動基極電路。可由充電電容器 C 產生順向與逆向基極驅動電流。 Z_1 可用來在電容器上制止預定單位的電壓

容器的極性，會有逆向電流 I_{B2} 的產生， I_{B2} 電流值大小是依電晶體 Q_2 的增益，與電容器 C 之值與充電大小及線路的阻抗而定。

4-5-2 比例式基極驅動電路 (A Proportional Base Drive Circuit)

在前節中所描述的基極驅動電路，都會提供恒定的驅動電流至電晶體開關，不過這些電路有個缺點就是當集極電流低時，由於電晶體 β 值的改變，以致於電晶體的儲存時間無法足夠地或有效地達到較短的時間。

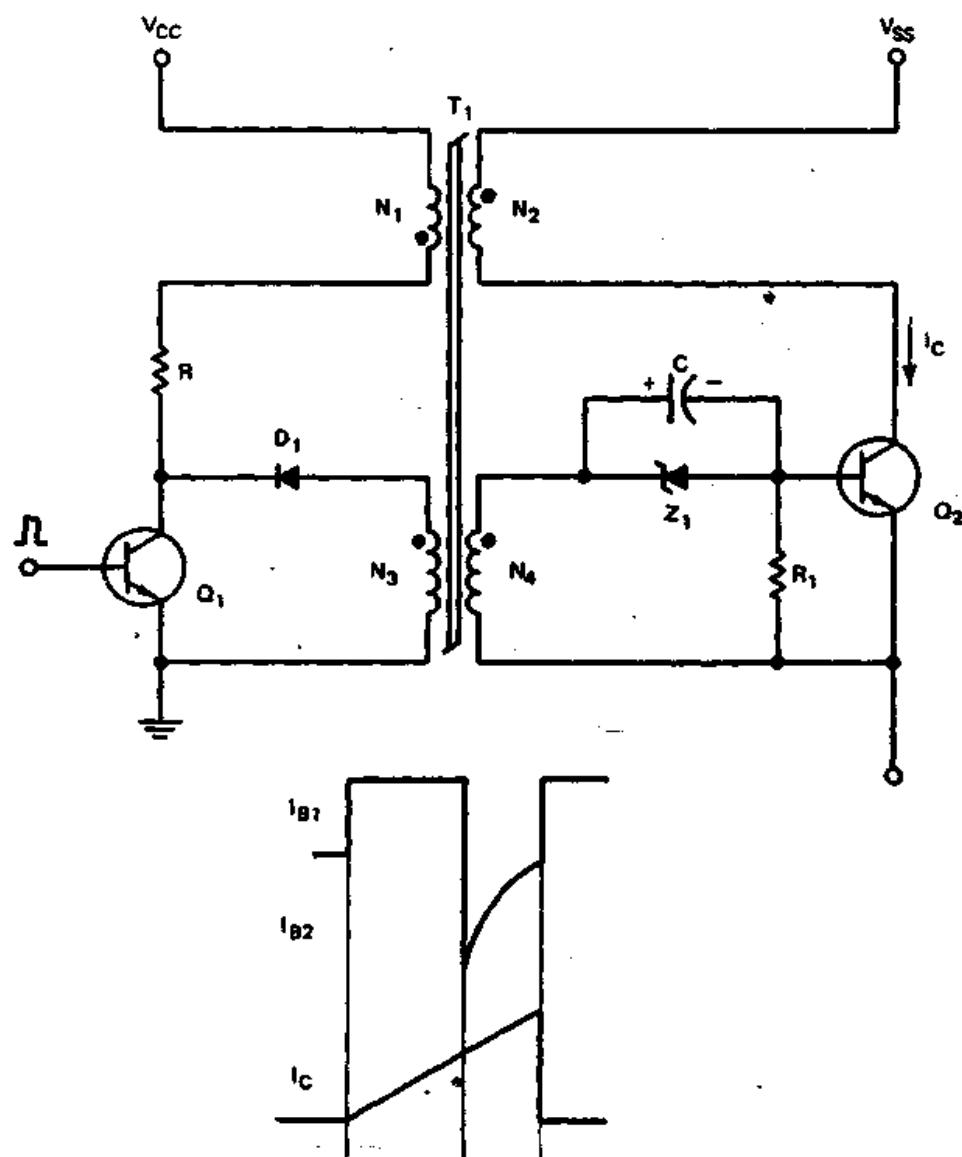


圖 4-9 比例式基極驅動電路與其基極電流和集極電流波形

因此，如果我們使用比例式基極驅動的方法，就可以控制 β 值了，而且事實上我們能夠保持所有集極電流為一恒定值。所以，使用此種型式的驅動方法，在集極電流低的情況下，我們所期望的是去縮短儲存時間，其結果會優於使用恒定驅動電流的方法。

在圖 4-9 所示，就是比例式基極驅動電路，此電路的操作原理說明如下：當 Q_1 電晶體 ON 時， T_1 變壓器處於負飽和狀態，此時 Q_2 電晶體 OFF，在 Q_1 處於 ON 這段期間，在 N_1 繞組上會有電流流過，此電流值大小會被串聯電阻 R 所限制，因此在繞組上就會有能量儲存並保持 T_1 變壓器在飽和狀態，當 Q_1 電晶體 OFF 時，儲存在 N_1 上的能量會轉移至繞組 N_4 上，並在 Q_2 上有基極電流流通，此時會將 Q_2 電晶體導通，因此會有集極電流的產生，則變壓器 N_2 繞組上會被激發而有能量儲存，所以，在變壓器 T_1 上有標記圓點的各端點都會變成正電位，並牽引鐵心由負飽和變成正飽和。

由於 N_2 與 N_4 繞組，其動作就如電流變壓器，電晶體 Q_2 會保持在 ON 狀態，此時在所有集極電流準位下會強制 β 值保持常數。 Q_1 電晶體變成 ON 時， Q_2 電晶體才會轉換至 OFF 狀態，下面的公式可用來計算變壓器的圈數比，對 Q_2 來說使用一個強制的 β 常數值，則有

$$\beta = \frac{N_4}{N_2} \quad (4-4)$$

在變壓器操作期間， t_{ON} 與 t_{OFF} 的磁通密度必須相等，

$$\Delta\Phi t_{on} = \Delta\Phi t_{off} \quad (4-5)$$

且 $\Delta\Phi = 2B_{max}A_C \quad (4-6)$

在此 B_{max} 為最大操作磁通密度（單位為高斯）， A_C 為鐵心面積（單位為平方公分）。

由基本的磁性公式我們可得

$$N(\Delta\Phi) = \frac{V}{2f(10^{-8})} \quad (4-7)$$

將公式 4-6 與公式 4-7 結合，我們可求得 N_1 與 N_4 變壓器的繞組

$$N_1 = \frac{V_{CC}(10^8)}{2fB_{max}A_C} \quad (4-8)$$

$$N_4 = \frac{V_{BE}(10^8)}{2fB_{max}A_C} \quad (4-9)$$

在此 V_{BE} 為 Q_2 電晶體的基極 - 射極電壓， f 為轉換器的操作頻率 (kHz)。將公式 4-8 與公式 4-9 相除，可得 N_1/N_4 的圈數比為

$$\frac{N_1}{N_4} = \frac{V_{CC}}{V_{BE}} \frac{t_{off}}{t_{on}} \quad (4-10)$$

4-5.3 反飽和電路用於基極驅動

(Antisaturation Circuits Used in Base Drives)

在 4-5 節中我們討論使用二種方法，來使得功率轉換器的轉換電晶體

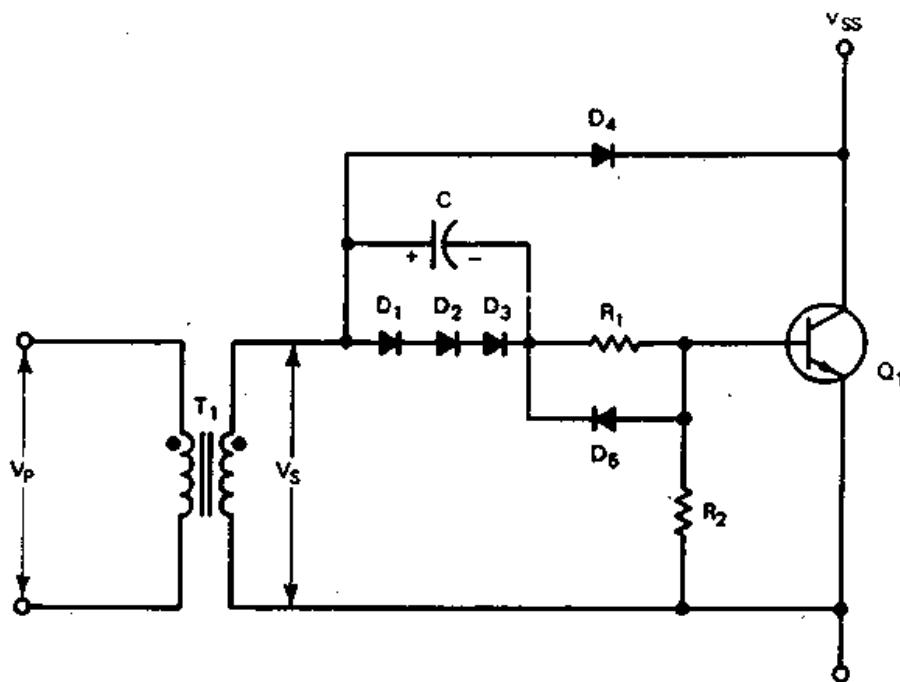


圖 4-10 示於圖 4-6 的基極驅動電路，重新示於此的反飽和二極體可用來減少 Q_1 電晶體的儲存時間以避免處於飽和狀態

不會達到飽和狀態，如此可減少電晶體的儲存時間，並予以忽略。這些反飽和電路可以與先前討論的基極驅動電路互相结合，可獲致更好的效果，圖4-10的電路就是一個典型的應用，我們結合了Baker制止電路與基本的基極驅動電路來使用，其它的基極驅動電路，亦可與其連接使用，當然如果使用的轉換電晶體為達靈頓電晶體，因為本身具有反飽和特性，所以就不需使用反飽和二極體了。

4-7 雙極式電晶體二次崩潰的考慮

(BIPOLAR TRANSISTOR SECONDARY BREAKDOWN CONSIDERATIONS)

4-7.1 順向偏壓的二次崩潰 (Forward-Bias Secondary Breakdown)

由我們討論所知，功率轉換器的轉換電晶體，在其ON與OFF期間，需承受很大的應力(stress)，為了能設計可靠的，無缺點的電路，從事設計的工程師們，必須要能清楚瞭解到，雙極式功率電晶體在順向偏壓與逆向偏壓狀態下，其特性如何。

首當其衝的是，當電晶體在順向偏壓時，要防止轉換電晶體ON時的二次崩潰(secondary breakdown)，一般製造商都會提供電晶體的安全操作區域(safe-operating area SOA)的曲線規格，如圖4-11就是一個典型的SOA曲線。此曲線乃集極電流對集極-射極電壓，所獲致的結果，其曲線軌跡所代表的意義就是電晶體所能操作範圍的最大極限，因此，在電晶體ON期間，負載線若落於脈波的順向偏壓SOA曲線內，則電晶體就能安全地工作，不會超過熱效應的極限與SOA的導通(ON)時間。

順向偏壓二次崩潰的現象，乃由於過熱點(hot spots)散亂地到處產生，超過了功率電晶體的工作區域而引起，也是由於在高壓應力下，不相等的導通電流所引起。因為電晶體的基極-射極接頭處的溫度係數是負的，因此，過熱點會增加局部電流(local current)產生，電流愈多也就是會產生更多的功率，換句話說，過熱點的溫度就會愈來愈高，由於集極-射極崩潰電壓的溫度係數也是負的，所以亦會有相同的結果產生。因此，如果我們不將電壓應力移去，並終止電流的產生，則集極-射極接頭會崩潰，而且也由於熱跑脫現象，使得電晶體會受損壞。

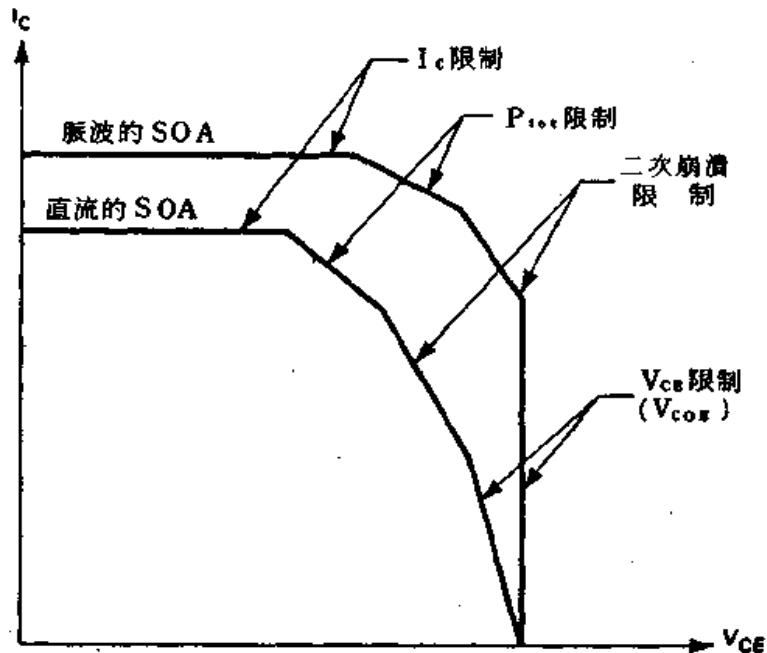


圖 4-11 雙極式功率電晶體的直流與脈波 SOA 曲線

最近國際半導體公司已發展研究出可以避免順向崩潰的方法，此法乃是電晶體在製造時使用修正的射極穩流技術來完成，由此技術所製造出來的元件，能夠操作在最大額定功率準位與集極電壓下，不需擔心二次崩潰的現象，在圖 4-12 所示，為整個單石元件的結構圖。

此方法就是將接面場效電晶體 (junction field-effect transistor JFET) 與功率電晶體的基極串聯，JFET 的動作就如基極穩流電阻

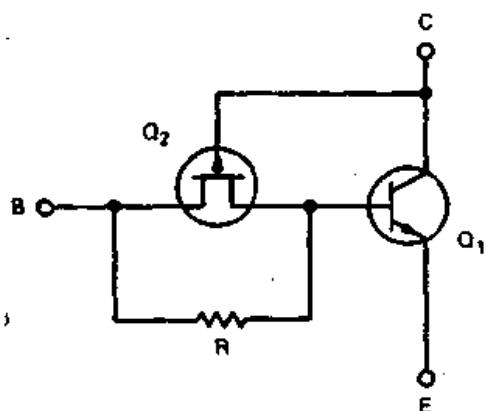


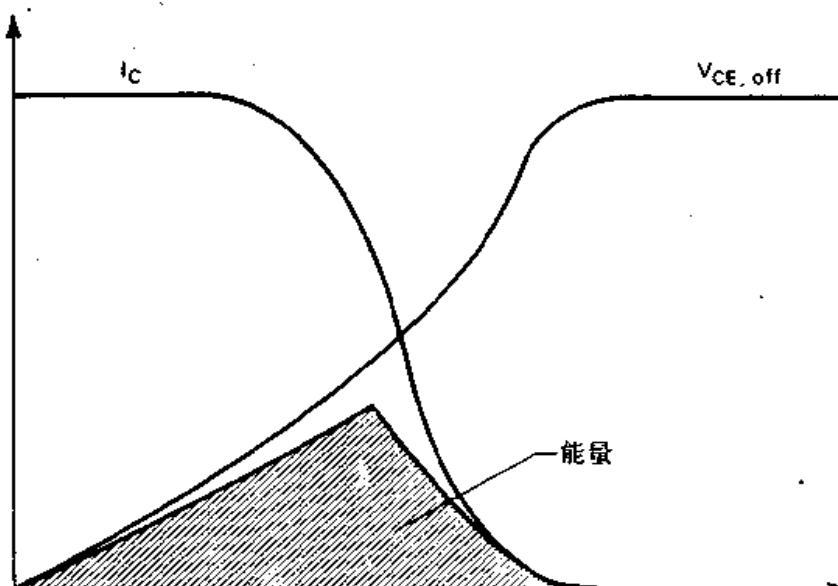
圖 4-12 在 Q_1 基極上串聯 JFET 可用來防止雙極式功率電晶體的二次崩潰。
JFET 的作用就類似於穩流電阻器

器，其電阻值的變化為集極 - 基極電壓的函數，我們在 JFET 射極上串聯了一個電阻器，因此，此方法不同於標準的射極穩流技術。在忽視集極電壓下，基極穩流也保持恒定的功率消耗，當 JFET 夾止 (pinch OFF) 時，電阻器 R 就取而代之了。

4-7.2 逆向偏壓的二次崩潰 (Reverse-Bias Secondary Breakdown)

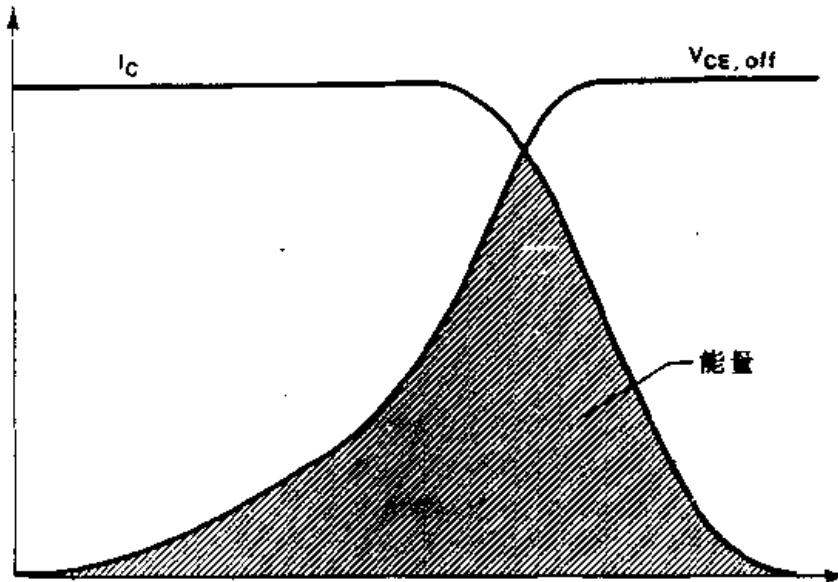
我們曾在前面提過，在轉換應用上的功率電晶體，其儲存時間與轉換損失這二個參數值非常重要，因此工程師在設計上就必須謹慎來處理。如果儲存時間不能減少至最低值，變壓器就會有飽和情況發生，而且轉換器的穩壓率的範圍就被限制了。

另外轉換損失也必須予以控制，否則整個系統的效率會大受影響，在圖 4-13 中所示為高壓功率電晶體在電阻性與電感性負載下，其 turn-OFF 時的特性曲線。查此曲線，我們可得知，電感性負載會較電阻性負載，在電晶體 OFF 時，產生更多更高的峯值能量，在這些情況下，如果超過了逆向偏壓安全操作區的範圍 (RBSOA)，則就可能產生二次崩潰的現象。



(a) 為電阻性與電感性負載

圖 4-13 高壓功率電晶體的 turn-OFF 特性曲線



(b) 為電阻性負載。斜線陰影部份的面積表示能量的轉換損失

圖 4-13 (續)

在早期電晶體文獻中，測定逆向偏壓二次崩潰的方法是使用非定位電感性負載來測試電晶體，逆向偏壓二次崩潰的能量 E_{SB} ，可由下式求得

$$E_{SB} = \frac{1}{2} L_{\text{eff}} I_C^2 \quad (4-11)$$

在此 $L_{\text{eff}} = \frac{V_{CEX}}{V_{CEX} - V_{CC}} L \quad (4-12)$

計算求得的 E_{SB} 值，求單位為焦耳，但是，由於以開路基極來 turn-OFF 或是以非常高的基極阻抗，來真正測試電晶體，則 E_{SB} 值範圍，可從毫焦耳 (millijoules) 變化至焦耳 (joules)。若基於事實上的考慮，電晶體操作於崩潰電壓 V_{CEX} 附近時，則對目前電晶體規格來說， E_{SB} 的參數值乃相對地無效。

可選擇的 RBSOA 額定系統，經由功率電晶體製造廠商已發展出來，其使用定位的電感性集極負載，如圖 4-14 所示的曲線，它與順向偏壓的 SOA 曲線有些類似，由 RBSOA 曲線得知，當電壓低於 V_{CEO} 值，會操作在安全區域，而與逆向偏壓 V_{EB} 值無關，僅受限於電晶體的集極電流 I_C ，

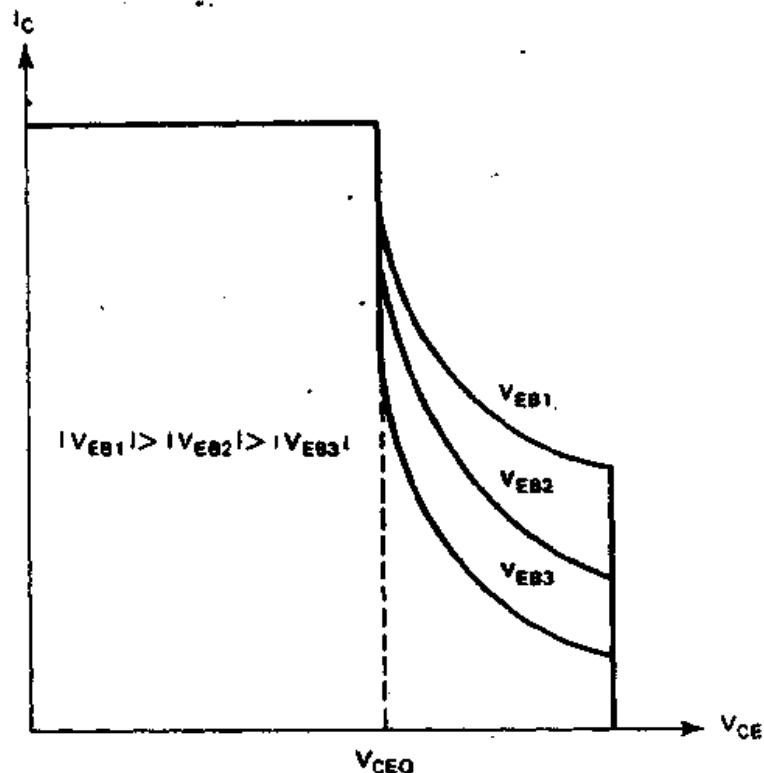


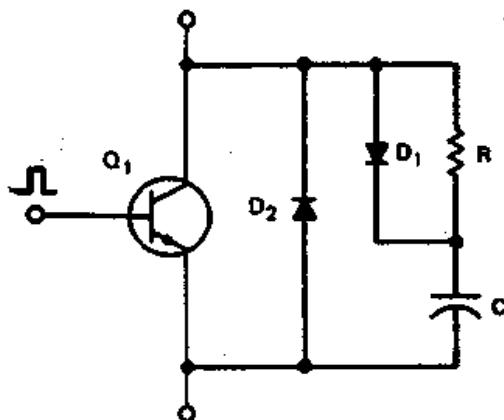
圖 4-14 逆向偏壓安全操作區 (RB SOA)，以高壓轉換電晶體的逆向偏壓電壓 V_{EB} 為函數所得出的圖形

若超過了 V_{CEO} 值時，此時集極電流值必須予以減少，其值依所供給的逆向偏壓而定。

顯而易見的，逆向偏壓 V_{EB} 值的重要性，與其在 RB SOA 上的效果，另一重要之點乃是要避免，電晶體 OFF 時，基極 - 射極接頭處的累增崩潰，在此情況下，電晶體 OFF 時的轉換時間可以被減少。基極與射極接頭處的累增崩潰，在任何情況下，我們都不考慮其關連性，因此，一般設計者為了保護轉換電晶體，都使用制止二極體或是箝制電路，來避免此種情況。

4-5 交換式電晶體保護電路：RC 箝制電路 (SWITCHING TRANSISTOR PROTECTIVE NETWORKS: RC SNUBBERS)

由前節的討論，我們可清楚地得知，轉換週期的最臨界部份是發生在



■ 4-15 在雙極式轉換電晶體上的 turn-OFF 箓制電路。二極體 D_2 為漏電感轉換二極體

電晶體 OFF 之時，至於我們曾提過使用基極驅動的方法，是用來增加逆向基極電流 I_{B2} ，來使得電晶體的儲存時間可以被減少。不幸的是，在此情況下基極 - 射極接頭可能會有累增崩潰產生而損壞了電晶體。我們可用以下二種方法來避免此種情況發生：(1)在低的集極 - 射極電壓 V_{CE} 下，將電晶體 OFF，(2)在升高集極電壓下減少集極電流值。

當我們所設計的電源供給器是屬於轉換型式時，此時使用第二種解決方法會來得較實際些，圖 4-15 所示，就是達成此目的電路，我們在電晶體上使用了 RC 箓制電路，使得電晶體 OFF 時，集極電流能逸出轉向，此電路工作原理如下：當 Q_1 電晶體 OFF 時，電容器 C 經由二極體 D_1 充電，其值為 $(V_{CC} - V_D)$ ，當 Q_1 電晶體 ON 時，電容經由電阻器 R 的路徑放電，有一點非常重要的是，箓制電路會消耗一些功率，而減少了轉換電晶體的功率消耗，若沒有使用箓制電路，則這些功率都會消耗在電晶體上。

以下的設計與分析過程，乃基於實際經驗的結果，在實際電路設計上，這些公式能夠有效成功地計算求出箓制電路之值，在圖 4-13 (b)中，電晶體 OFF 時，其能量可寫為

$$E = \frac{CV_{CE}^2}{2} = \frac{I_C V_{CE} (t_r + t_f)}{2} \quad (4-13)$$

在此 I_C : 最大集極電流，A

V_{CE} : 最大集極 - 射極電壓，V

t_r : 最大集極電壓上升時間, μs

t_f : 最大集極電流下降時間, μs

解公式 4-13, 我們可求得電容之值 C

$$C = \frac{I_c(t_r + t_f)}{V_{CE}} \quad (4-14)$$

如前面所說的電容器 C 在電晶體 OFF 時充電，在電晶體 ON 時 (t_{on})，經由電阻器 R 放電，則在電容器上的電壓可寫為

$$V_C = V_{CE} \exp - (t_{on}/RC) \quad (4-15)$$

為了保證電容器在電晶體 OFF 之前充滿電荷，其值趨近於 V_{CE} ，我們必須選擇 RC 值，如此 $\exp - (t_{on}/RC)$ 表示式，將會趨於 1，在同一理由下，我們亦須選擇 RC 值，使得在 t_{on} 時，電容器能被放電。

由基本電路理論我們可得知，若要電容器經由電阻器完全放電，則需要五倍的時間常數 (5τ ; $\tau = RC$)，假設在三倍時間常數之後，電容器就能完全放電，則我們可導出最大放電之電阻值：

$$R = \frac{t_{on}}{3C} \quad (4-16)$$

由公式 4-6 所計算求得的電阻 R ，我們必須檢查在 ON 瞬，流經電晶體的電容器放電電流，並由以下公式，限制它至 $0.25 I_c$ 值範圍：

$$I_{dis} = \frac{V_{CE}}{R} \quad (4-17)$$

如果電阻值太低而且 $I_{dis} > 0.25 I_c$ 的話，則我們必須重新選擇 R 值，直到滿足上面所說的條件。

最後我們要來計算最大電阻的功率額定值，其公式為

$$P_R = \frac{1}{2} C V_{CE}^2 f \quad (4-18)$$

在此， f 為轉換器的工作頻率，(kHz)。

以下我們就舉個例題來說明驗證上面的公式。

例題 4-1 ~~~~~

假設轉換電晶體使用在半橋式轉換器中時，其 $V_{CE} = 200V$ ， $t_f = 2\mu s$ ， $t_r = 0.5\mu s$ ，轉換器工作於 20 kHz 的頻率下，而且電晶體集極電流 $I_c = 2A$ ，試計算箝制電路的電阻值 R 與電容器值 C 。

解 由公式 4-14 可得

$$C = \frac{I_c(t_r + t_f)}{V_{CE}} = \frac{2(0.5 + 2) \times 10^{-6}}{200} = 0.025 \mu F = 25 nF$$

我們取 C 值為 22 nF，假設 t_{on} 為整個時間週期的 40%，則

$$t_{on} = \frac{0.4 \times 10^{-3}}{20} = 0.02 \times 10^{-3} = 20 \mu s$$

利用公式 4-16 可得

$$R = \frac{20 \times 10^{-6}}{3(0.22) \times 10^{-6}} = 303 \Omega$$

我們取 R 值為 300 Ω。檢查放電電流可得

$$I_{dis} = \frac{200}{300} = 0.67 A$$

此值會大於 $0.25 I_c$ ，因此必須重新計算 R 值

$$R = \frac{V_{CE}}{0.25I_c} = \frac{200}{(0.25)(2)} = 400 \Omega$$

取電阻 $R = 430 \Omega$

最後計算電阻的功率頻定值為

$$P_R = \frac{(0.025 \times 10^{-6})(200^2)(2 \times 10^3)}{2} = 1 W$$

4-1 功率型MOSFET用作開關

(THE POWER MOSFET USED AS A SWITCH)

4-1.1 概論 (Introduction)

雖然場效電晶體 (field-effect transistor FET) 應用於電路設計上已有許多年了，而近年來功率型金屬氧化半導體場效電晶體 (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor MOSFET)，也已成功地製造出來，並在商業上大量地應用於功率電子的設計上。而此 MOSFET 的功能需求，更超越了其它的功率元件，工作頻率可達 20 kHz 以上，一般都工作於 100 ~ 200 kHz，而不需像雙極式功率電晶體有諸般經驗上的限制。

當然，如果我們設計轉換器工作於 100 kHz 頻率下，比工作於 20 kHz 的頻率會有更多的優點，最重要的優點就是能減少體積大小與重量，功率型 MOSFET 提供設計者一種高速度，高功率，高電壓，與高增益的元件，且幾乎沒有儲存時間，沒有熱跑脫與被抑制的崩潰特性，由於不同的製造廠商會使用不同的技術來製造功率型的 FET，因此就會有不同的名稱，如 HEXFET, VMOS, TMOS 等，此乃成為每一公司特有的註冊商標。雖然結構上會有所改變而增強了某些功能，但是所有的 MOSFETs 基本的工作原理都是相同的，事實上對某些應用上來說，使用特有型式的 MOSFET 有時亦會較使用其它型式來得適切引人些。

4-1.2 基本MOSFET的定義 (Basic MOSFET Definitions)

MOSFET 的電路符號示於圖 4-16 中，此為 N 通道的 MOSFET，在圖 4-16 中另一個為 NPN 雙極式電晶體，可互相參考比較其符號之不同，當然亦有 P 通道的 MOSFET，其電路符號中的箭頭方向剛好與 N 通道相反，在圖 4-16 的這二個電路符號，雙極式電晶體的集極，基極，與射極端，就相對於 MOSFET 的洩極，閘極與源極端。

雖然此二者元件都稱為電晶體，可是我們必須明瞭，雙極式元件與 MOSFET，在結構上與操作原理上還是有顯著的不同。最大之不同點就是 MOSFET 為多數載子半導體元件，而雙極式則為少數載子半導體元件。

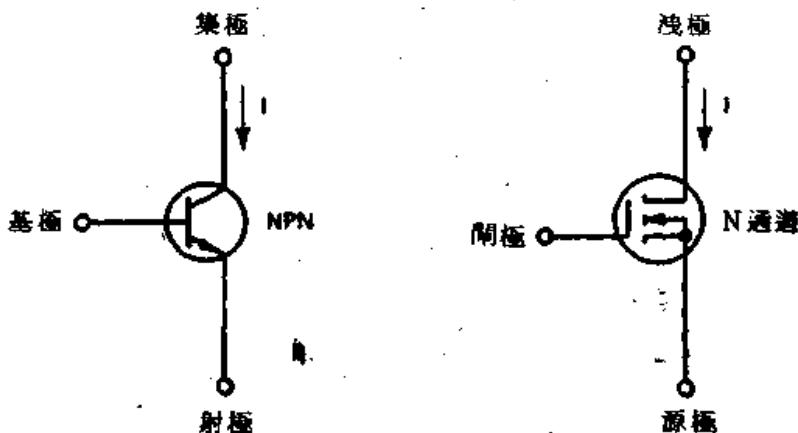


圖 4-16 NPN 雙極式電晶體與 N 通道的 MOSFET 符號表示

4-5.6 MOSFET兩極驅動的考慮

(Gate Drive Considerations of the MOSFET)

當我們使用到雙極式功率電晶體時，此元件基本上是屬於電流驅動的，也就是為了能在集極端有電流產生，必須在基極端注入電流，此產生的集極電流正比例於雙極式電晶體的增益。

反之，MOSFET 則為電壓控制的 (voltage-controlled) 元件，也就是為了能在洩極端有電流產生，必須在閘極與源極之間，提供額定的電壓值，由於MOSFET的閘極端與源極端之間會被氧化矽層 (silicon oxide layer) 作電氣上的隔離，因此，僅有微量的漏電流會由所供應的電壓源進入閘極。所以我們可以說，MOSFET 具有極高的增益與極高的阻抗。

為了將 MOSFET 導通，閘極至源極電壓脈波必須傳遞足夠的電流，在期望的時間內，將輸入電容器充電，MOSFET 的輸入電容值 C_{iss} 乃為金屬氧化閘極結構所形成的電容值總和，此為閘極至洩極的電容值 C_{GD} 與閘極至源極的電容值 C_{GS} 。因此，驅動電壓源阻抗 R_s ，其值必須非常低，為了達到電晶體高速之作用。

我們有一種方法可以大約計算驅動產生器的阻抗值與所需的驅動電流值，如下公式：

$$R_g = \frac{t_r (\text{or } t_f)}{2.2C_{iss}} \quad (4-19)$$

且 $I_g = C_{iss} \frac{dv}{dt}$ (4-20)

在此 R_g : 產生器阻抗, Ω

C_{iss} : MOSFET 輸入電容值, pF

dv/dt : 產生器的電壓變化率, V/ns

若要將MOSFET關閉(OFF)時，我們不需像雙極式電晶體一樣，使用精確的逆向電流產生電路，這是由於MOSFET為多數載子(majority carrier)的半導體，因此只要將閘極至源極電壓移去，即可將MOSFET達至OFF狀態。在移去閘極電壓時電晶體會關閉，此時洩極與源極之間會呈現非常高的阻抗，因而除了漏電流外(幾微安培)，可抑制其它的電流產生。在圖4-17中說明了洩極電流對洩極至源極電壓之間的關係，由圖中可得知，僅當洩極至源極電壓超過其累增電壓時，洩極電流才會開始產生，而此時，閘極至源極電壓保持在零伏特之值。

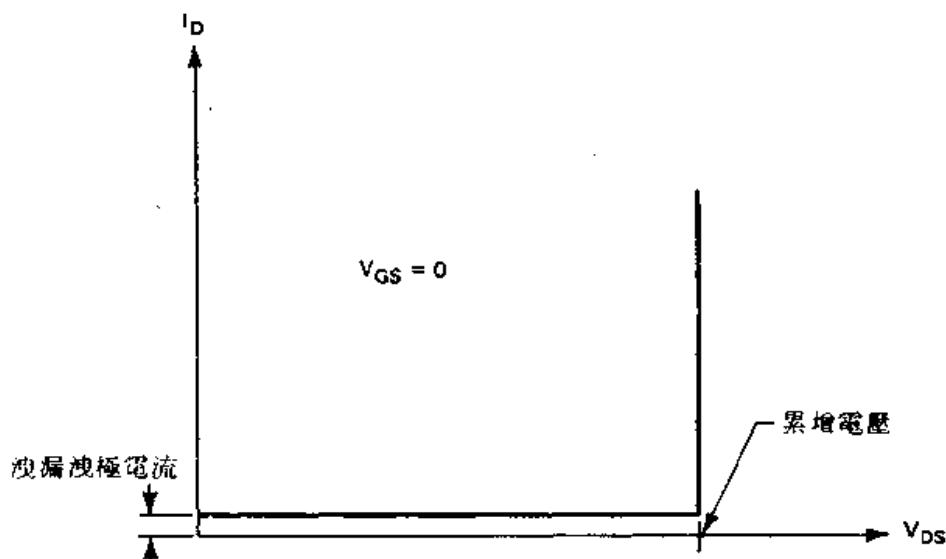


圖 4-17 MOSFET 的洩極至源極阻隔特性曲線。需注意的是當到達累增電壓時洩極電流會線性地增加

4-圖.4 MOSFET靜態操作點的特性 (Static Operating Characteristics of the MOSFET)

在圖 4-18 所示為功率型 MOSFET 淚極至源極的操作特性曲線，讀者可將此 MOSFET 特性曲線與圖 4-1 的雙極式電晶體特性曲線作個比較，乍看之下，它們雖然有些相同，不過它們之間還是有些不同的。

MOSFET 的輸出特性曲線有二個顯著的操作區域，稱為“恒定電阻區”與“恒定電流區”，當淚極至源極電壓增加時，淚極電流亦會成比例地增加，直到淚極至源極電壓達到夾止 (pinch OFF) 電壓時，淚極電流才會保持恒定之值。

當功率型 MOSFET 被當作開關作用時，淚極端與源極端之間的電壓降會正比於淚極電流；這也就是功率型 MOSFET 工作於恒定電阻區 (constant resistance region)，且其動作狀態基本上就像是一個電阻性元件，因此，功率型 MOSFET 在處於 ON 狀態時的電阻值 $R_{DS\text{ on}}$ ，

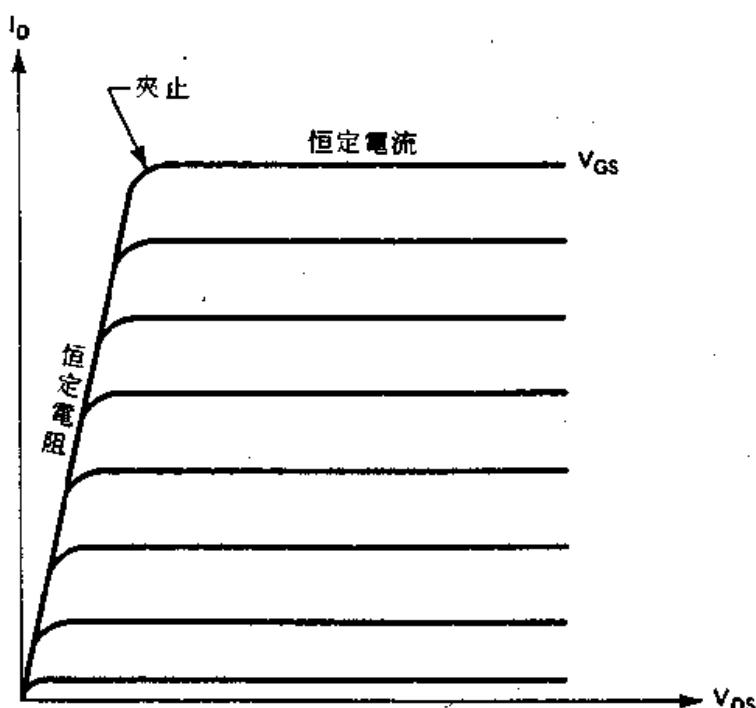


圖 4-18 MOSFET 的典型輸出特性曲線

此值乃為重要的參數值，乃因在所給的洩極電流情況下，可決定其功率之損失大小，就如同雙極式功率電晶體 $V_{CE\text{ sat}}$ 參數值的重要性。由圖 4-18 可得知，當閘極至源極的電壓提供時，洩極電流並不會少許地遞增，事實上，洩極電流開始產生是在臨限閘極電壓(threshold gate voltage)供給以後，一般此臨限閘極電壓值是介於 2 V 與 4 V 之間。超過此臨限電壓後，洩極電流與閘極電壓之間的關係幾乎是相等的，如此，互導(

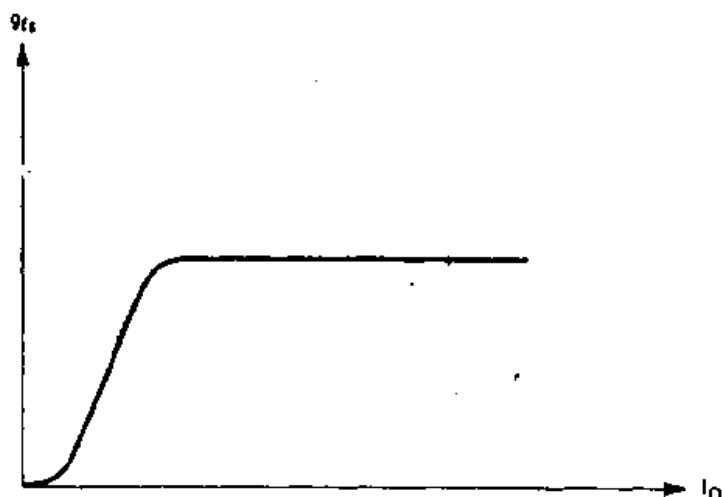


圖 4-19 功率型MOSFET的轉移特性曲線所示為
 dI_D/dV_{GS} 的線性關係

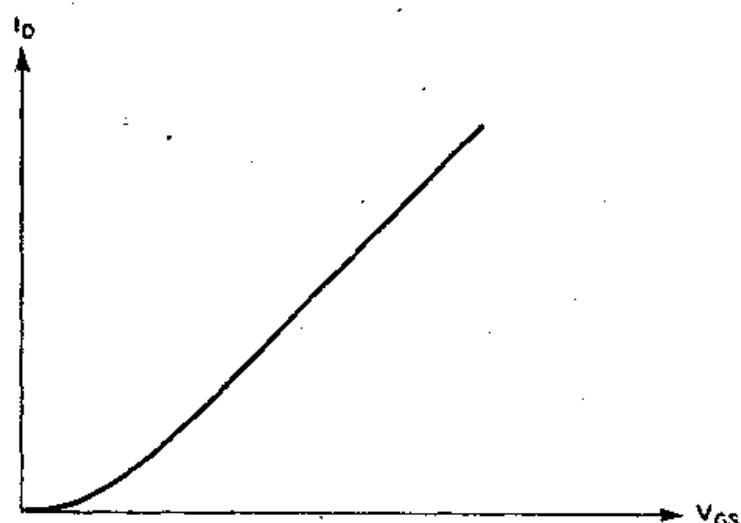


圖 4-20 曲線所示為互導 g_{ds} 與洩極電流的關係。需注意的是
當洩極電流增加時互導是如何快速地升高至飽和

transconductance) g_T 就可定義為洩極電流對閘極電壓的變化率，在較高的洩極電流值下亦保持不變。在圖 4-19 為 I_D 對 V_{GS} 的轉移特性曲線，在圖 4-20 則為互導 g_m 與洩極電流 I_D 之間的關係曲線。

顯而易見的，若提高互導值將會使得電晶體增益成比例地升高，也就是會產生更大的洩極電流，但是不幸的是，此種情況將會使 MOSFET 的輸入電容值增大，因此，閘極驅動器必須仔細小心地設計，此乃將傳遞電流至輸入電容予以充電，為了增加 MOSFET 的轉換速度 (switching speed)。

4-5.5 MOSFET的安全操作區(SOA) (MOSFET Safe Operating Area (SOA))

在先前所討論過的雙極式功率電晶體中，我們曾提過為了避免二次崩潰現象的發生，元件的功率消耗必須保持在順向安全操作區的操作極限內，如此，在高的集極電壓下，雙極式電晶體的功率消耗會被其二次崩潰限制到非常小的滿額定功率的百分比下，甚至在非常短的轉換週期內 SOA 能力還是會被限制的，且結合箝制電路的使用可減少電晶體的轉換應力 (switching stress)，亦可避免二次崩潰。

相對的，MOSFET 却提供了一個非常穩定的安全操作區 (SOA)，這是因為 MOSFET 在順向偏壓時，不需苦於二次崩潰所產生的效應，因此，此直流與脈波的安全操作區 (SOA) 會優於雙極式電晶體的 SOA，事實上以功率型 MOSFET 來說，在不需箝制電路情況，在額定的電壓下就能轉換作用至額定的電流，當然在實際電路設計期間，需能做適切的取捨，方為明智之舉，在圖 4-21 中，我們可以比較出 MOSFET 與雙極式電晶體的 SOA 的容許能力。

在逆向偏壓期間的二次崩潰也是不存在於功率型 MOSFET 中，所以在雙極式電晶體 OFF 期間所使用的簡單逆向偏壓方法，是不適用於 MOSFETs 的，在此要將 MOSFET 處於 OFF 狀態時，僅需將閘極電壓轉換 0V 即可。

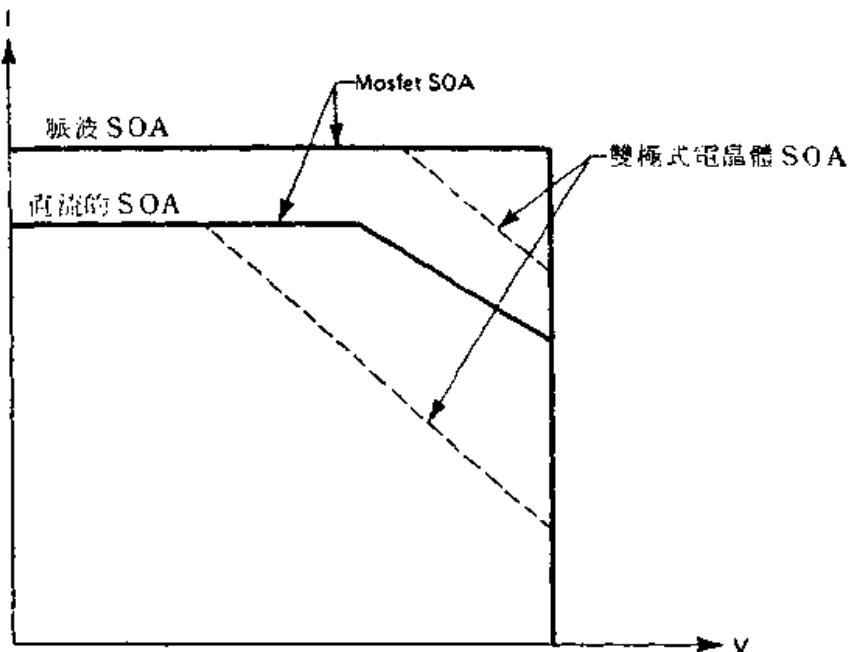


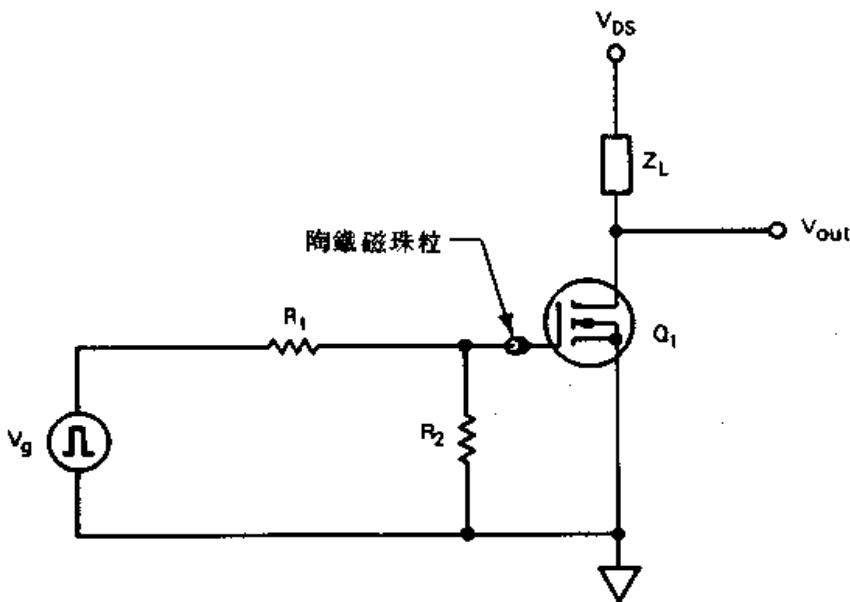
圖 4-21 MOSFET 功率電晶體的直流與脈波 SOA 曲線（實線所示）。圖中亦示有等效的雙極式電晶體 SOA 曲線。由圖中得知 MOSFET 元件的 SOA 特性曲線比較好

4-9.6 驅動功率型MOSFET的設計考慮

(Design Considerations for Driving the Power MOSFET)

此時，我們可以清楚地明瞭到設計者在做轉換器的設計時，若使用功率型的 MOSFET 會比使用雙極式功率電晶體，在效果或性能上來得更好，尤其是當MOSFET 操作在很高的頻率下（一般都在100 kHz 以上），其最好的功能特性就會顯現出來，在做設計時應多加留心，儘量減少問題的產生，特別是有關振盪 (oscillation) 情況的發生，在圖 4-22 所示的電路為典型的 MOSFET 駕動 阻性負載電路，此電路工作於共源極模式 (common-source mode)。

在此基本上有二個非常簡單的設計準則，可用來防止 MOSFET 應用於高頻中而產生振盪的現象。首先，要減少進入 MOSFET 端點的引線長度，尤其是閘極端點的引線，如果實在無法使用短的引線的話，設計者可使用陶鐵磁珠粒 (ferrite bead)，或是小電阻器 R_1 ，與 MOSFET 串



■ 4-22 典型的MOSFET當做開關使用，操作在共源極組態中

聯來使用，如圖 4-22 所示，因此只要使用以上其中一種方法，將其置於 MOSFET 閘極附近，即可達到抑制寄生振盪 (parasitic oscillation) 的現象。

其次，因為MOSFET有極高的輸入阻抗，所以驅動源的阻抗值必須低，以避免正回授的產生，而導致振盪現象的發生，在此我們也必須注意的是，MOSFET的直流輸入阻抗是非常高的，而其動態或交流輸入阻抗值却是隨著頻率而來改變的，因此，MOSFET的上升時間與下降時間，則依驅動產生器的阻抗而定。

其上升時間或下降時間可由以下的公式大約計算求出：

$$t_r \text{ or } t_f = 2.2R_g C_{iss} \quad (4-21)$$

在此 t_r : MOSFET 的上升時間，ns

t_f : MOSFET 的下降時間，ns

R_g : 驅動產生器的阻抗，Ω

C_{iss} : MOSFET 輸入電容值，pF

有一點非常重要的是，公式 4-21 必須在 $R_L \gg R_g$ 情況下才是有效的，基

於此事實我們所使用的MOSFET幾乎沒有儲存時間，或是延遲時間，因此，允許上升時間與下降時間由設計者來設定，圖4-22電路中的 R_2 電阻值的作用是幫助MOSFET達到OFF狀態。

例題 4-2

在圖4-22電路中，MOSFET的輸入電容值 $C_{iss} = 500 \text{ pF}$ ，電阻器 $R_1 = 150 \Omega$ ， $R_L = 2000 \Omega$ ，試求出驅動波形的上升時間為多少？

解 利用公式4-21，我們可得

$$t_r = (2.2)(150)(500 \times 10^{-12}) = 165 \text{ ns}$$

另外一個必須記得的重要事實是，如果閘極至源極電壓超過製造廠商的規定標準時，則閘極至源極區域之間的氧化矽層，會很容易地被打穿，而使得MOSFET遭受破壞，實際上閘極電壓的最大值可從20V至30V，即使如果閘極電壓低於最大可容許值時，我們必須要有明智之舉，去徹底調查確定是否有因雜散電感(stray inductances)，而引起快速上升的波尖，這會使得MOSFET的氧化層遭受破壞。

4-9.7 用於驅動MOSFET的電路

(Circuits Used in Driving the MOSFET)

由TTL來驅動MOSFET——雖然某些電晶體——電晶體邏輯(TTL)族的輸出可直接用來驅動MOSFET，但是還是少用為妙，這是由於到達飽和之前，電晶體會停留在線性區域很長一段時間，因此，如果以此閘來驅動，則MOSFET的性能就可能無法達到最佳點了。

因此，為了改善此轉換性能，我們必須加上緩衝電路，使得電流能快速地流入或流出至閘極電容器中，此簡單的緩衝器電路乃由互補隨耦器構成，如圖4-23所示。 Q_1 與 Q_2 必須選擇具有高增益，高電流的電晶體，使能在ON與OFF期間，經由米勒效應(Miller effect)傳遞所需之電流。

我們由以下公式可計算出流入每一緩衝電晶體的電流值，此時 Q_1 電晶體ON， Q_2 電晶體OFF，此充電電流 I_{charge} 為

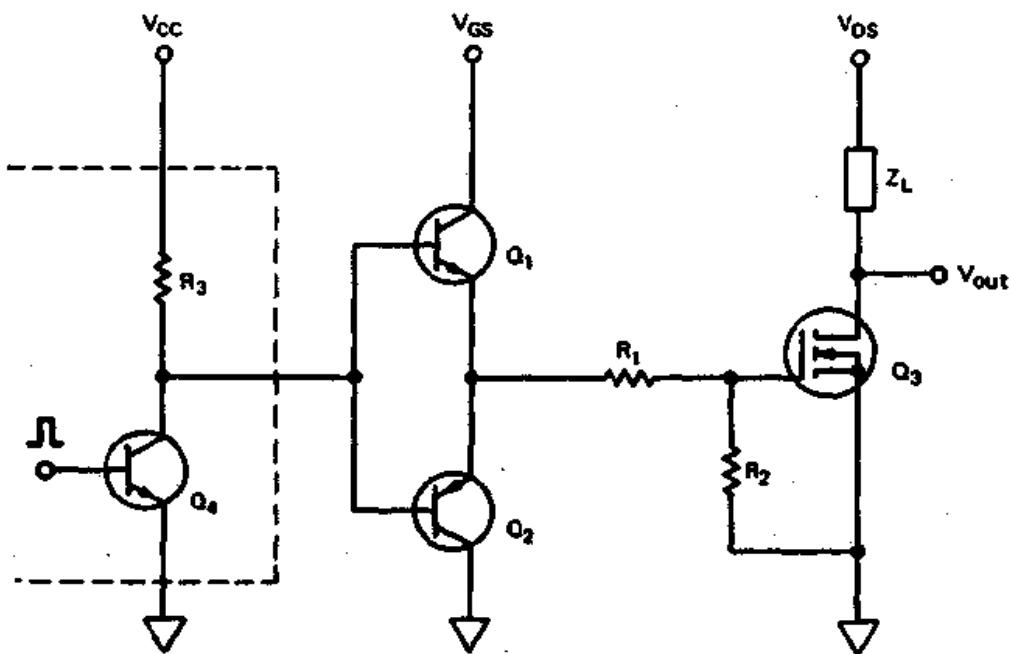


圖 4-23 射極隨耦緩衝器用於 TTL 與 MOSFET 之間用來減少轉換上升時間和下降時間。這些電晶體必須有較高的增益和較大的頻寬。

$$I_{\text{charge}} = \frac{C_{GS}V_{GS}}{t_r} \quad (4-22)$$

且

$$C_{GS} = C_{iss} - C_{rss} \quad (4-23)$$

在此 C_{GS} ：閘極至源極電容值，pF

C_{iss} ：輸入電容值，pF

C_{rss} ：逆向轉移電容值，pF

V_{GS} ：閘極至源極電壓，V

t_r ：輸入脈波上升時間，ns

如果我們假設在同時閘極至源極的電容器充電，且 $t_r = t_f$ ，則放電電流可由下面公式求得：

$$I_{\text{dis}} = \frac{C_{rss}V_{DS}}{t_r} \quad (4-24)$$

在此， V_{DS} 是洩極至源極電壓（以伏特計）。

為了計算每個緩衝電晶體中的功率消耗，可由下列公式求得：

$$P = V_{CE}I_Ct_f \quad (4-25)$$

在此 V_{CE} : 緩衝電晶體的飽和電壓, V

I_C : 緩衝電晶體的集極電流, A

f : 電晶體的轉換頻率, kHz

另外驅動MOSFET的方法，可使用特別的積體緩衝器來取代分離式的電晶體，如圖4-24所示，電路中的DS0026就是高電流驅動器。

由CMOS來驅動MOSFET——由於MOSFET具有高的輸入阻抗，可由CMOS閘來直接驅動，如圖4-25(a)所示，由此結構產生的上升時間與下降時間約為60 ns，為了增加更快速的轉換時間，我們亦可使用射極隨耦器的緩衝器，如圖4-23所示，或是我們使用多個CMOS閘並聯在一起，如圖4-25(b)所示，此增加了電流可用率至MOSFET的輸入電容。

由線性電路來驅動MOSFET——我們亦可使用運算放大器(op-amp)的輸出來直接驅動MOSFET，因為op-amp能提高較高的輸出電流，然而功率型的op-amp會受限於其緩慢轉動率(slow slew rate)，此限制了其操作頻帶寬度至25 kHz以下。

為了改進運算放大器(op-amp)的頻帶寬度與轉功率，使其能夠有效地去驅動MOSFET，因此，我們可使用射極隨耦器的緩衝器，其典型的運算放大器驅動電路，如圖4-26所示。

其它驅動上的考慮——在先前所討論的驅動電路裏，MOSFET都是

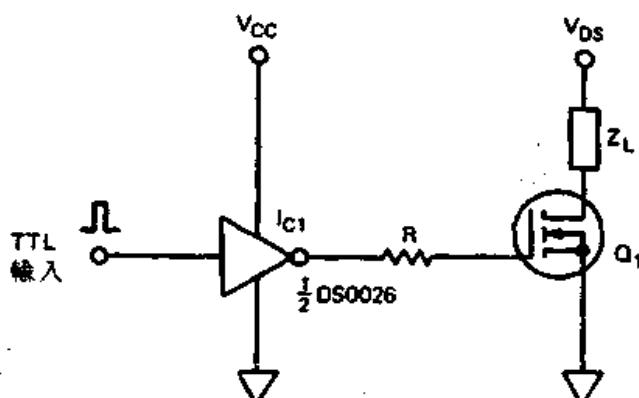


圖4-24 高電流積體緩衝器(DS0026)可用做TTL界面準位至MOSFET，如此可改進轉換時間

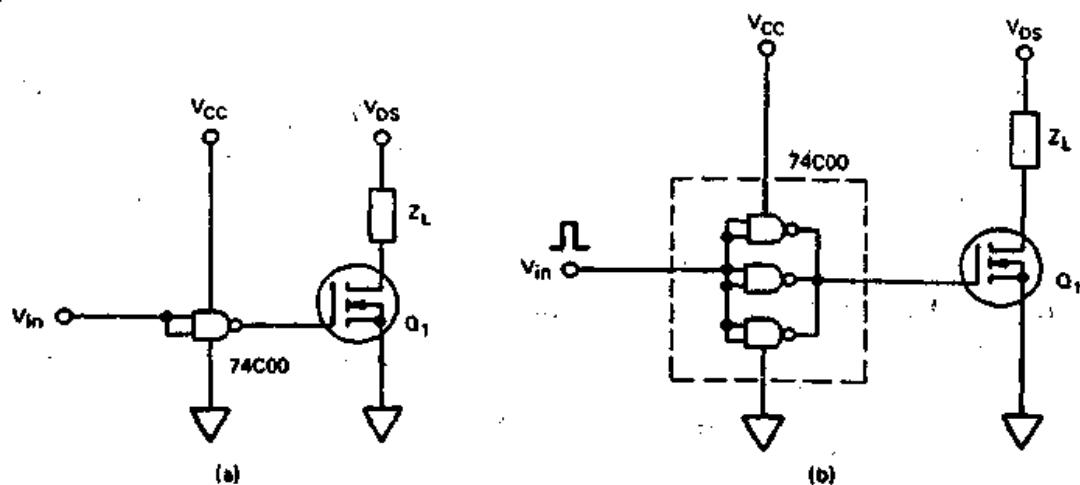


圖 4-25 電路(a)所示由 CMOS 閘來直接驅動 MOSFET。為了改進MOSFET的速度可並聯一個以上的 CMOS 閘，如此可提供較大的開極電流，如圖(b) 所示。

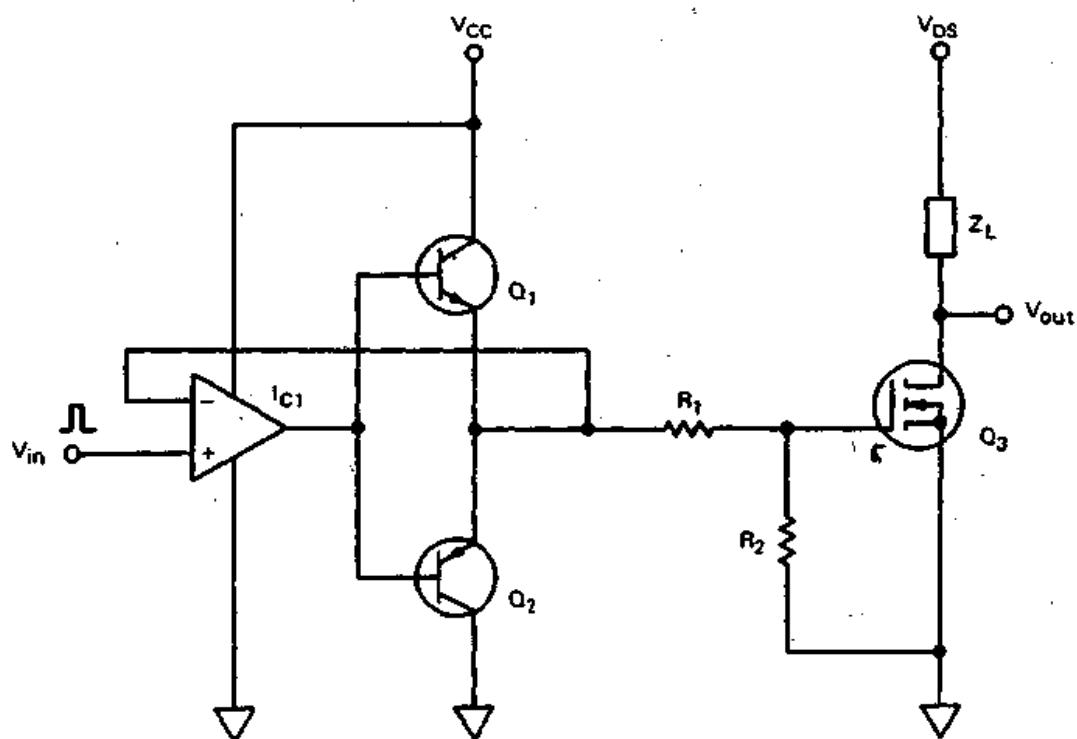


圖 4-26 單一電源 op-amp 射極隨耦器驅動電路用來驅動MOSFET的典型應用

用在共源極 (common-source) 結構中，然而，有時我們亦可使用共洩極 (common-drain) 結構，例如，在橋式電路中即可使用。在此使用共洩極的情況下，必須要有圖騰極 (totem-pole) 電路，而且在驅動上也變為較困難些，此困難乃起因於負載上的電壓增加，而共洩極的MOSFET加強電壓 (enhancement voltage) 就會降低。

由圖 4-27 我們可以很容易地了解此電路，在此結構中，當MOSFET (ON) 狀態時，則負載 Z_L 上的電壓會升至 V_2 電壓值，這就是 Q_3 的加強電壓值降低了，而且除非 $V_1 > V_2$ ，否則 Z_L 上的電壓不會達至 V_2 值。因此，我們必須在 Q_3 的閘極上產生一電壓來大於負載上的電壓，而且此供給電壓無法獲致時，我們可使用圖 4-28 的靴帶式電路 (bootstrap circuit)。

在此電路中，當 Q_1 與 Q_3 處於ON 狀態時，電容器 C 經由二極體 D 充

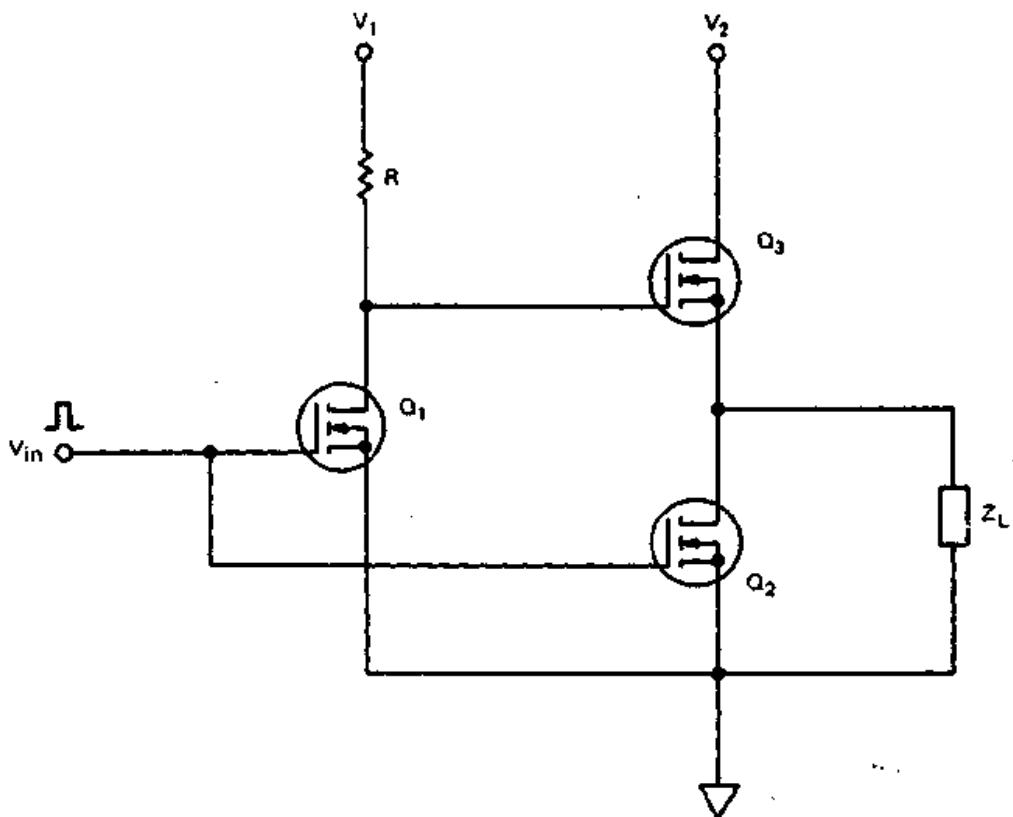


圖 4-27 圖騰極電路用來驅動接至地端的負載。在此情況 MOSFET 是操作在共洩極模式中。

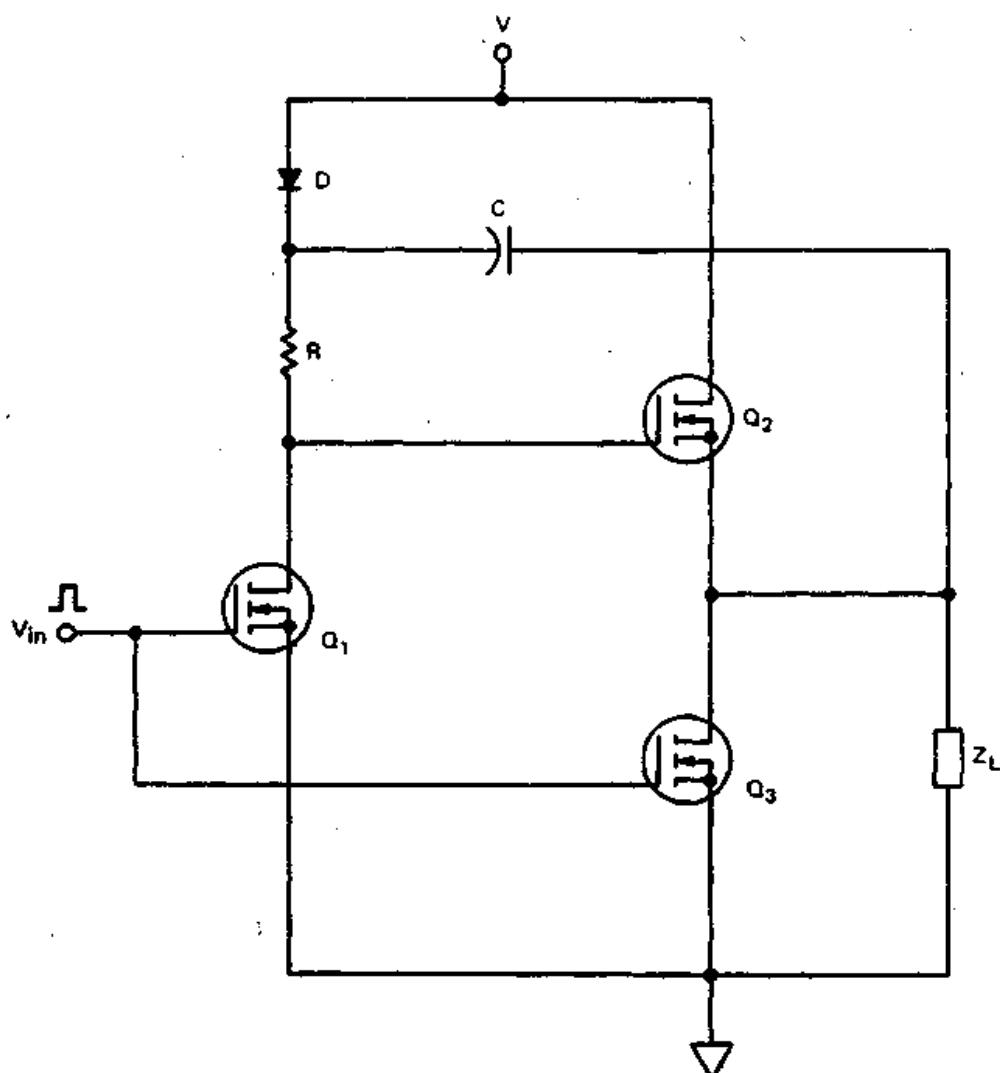


圖 4-28 靴帶式電路可用來改進圖騰極結構的電路，此時 MOSFET 是操作在共源極模式中。

電至 $(V - V_D)$ 電壓值，當 Q_1 與 Q_3 處於 OFF 狀態時， Q_2 的閘極電壓會被牽引至上述的電壓值，並將 Q_2 導通，使負載 Z_L 上的電壓為 $(V - V_{GS})$ 。當然，由於 Q_2 的輸入阻抗非常高，電容器 C 上能夠保持住足夠的充電電荷，而將 Q_2 完全導通，電容器 C 的值必須選得足夠大，使能維持住此充電電荷，一般最好的選擇方法是 $C \geq 10 C_{iss}$ 。

另外我們可使用其它的方法來驅動共源極的MOSFET，此為變壓器耦合驅動的方法，典型的電路如圖 4-29 所示，而且亦可應用於橋式電路

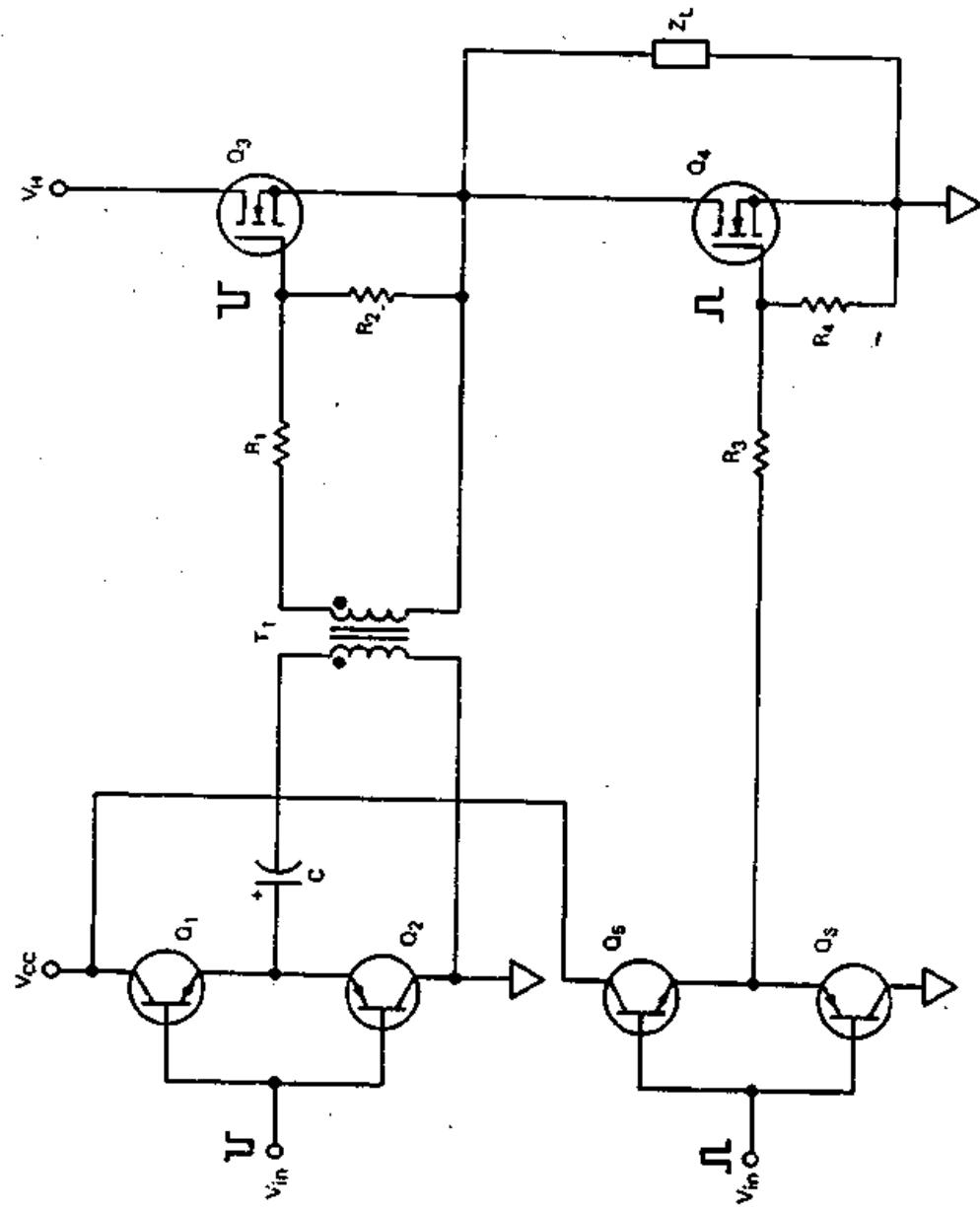


圖 4-29 變壓器耦合的共漏極MOSFET結構。變壓器 T_1 可用來提高轉換電能體 Q_1 的 turn-on 與 turn-off。開極電阻 R_1 與 R_2 可抑制寄生振盪現象
而且它們在裝置上必須很靠近MOSFET的引線，電阻 R_3 與 R_4 可幫助
MOSFET達到 turn-on/off 狀態。

◆

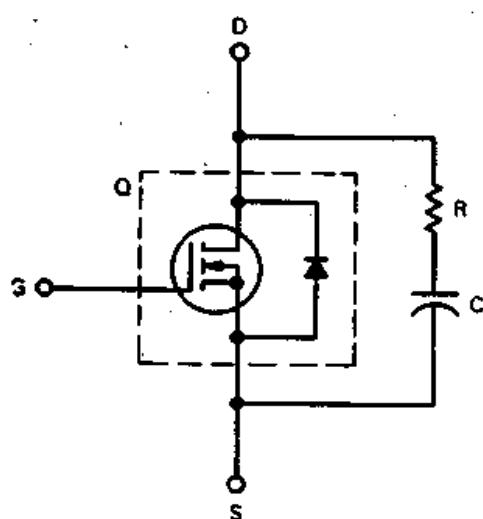
的設計上，輸入驅動脈波 V_{in} 都在同相位（in phase），電晶體配對 Q_1-Q_2 與 Q_3-Q_4 組成射極隨耦器的驅動器，MOSFET Q_3 經由變壓器來驅動，MOSFET Q_4 由 Q_5-Q_6 組成的射極隨耦器來直接耦合驅動，由於變壓器 T_1 的初級與次級繞組極性相同（由黑色圓圈的標記符號決定），當 Q_4 處於 OFF 時， Q_3 則處於 ON 狀態，反之 Q_3 OFF 時， Q_4 則為 ON 狀態。電阻 R_1 與 R_3 用來抑制寄生振盪（parasitic oscillations），電阻 R_2 與 R_4 則用來幫助 MOSFET 達到 OFF 狀態。

4-30. 功率型MOSFET開關保護電路

(Power MOSFET Switch Protection Circuits)

我們曾提過由 MOSFET SOA 的特性曲線可得知，在不需用到箝制電路情況下，經由功率型 MOSFET，就可能轉換至最大功率。雖然以上的陳述是事實，但是在設計上最好考慮在 MOSFET 開關上加裝 RC 箝制電路之優點。首先， RC 箝制電路可以改變 MOSFET 的負載線，增加其可靠度至最大值範圍，其次就是箝制電路可以消耗額外的 OFF 時，所產生的能量，避免消耗在 MOSFET 開關上。如此 MOSFET 的應力可被減少至最低值，而不會影響到整個開關的效率。

在此有一點有趣且值得注意的是，當我們使用雙極式功率電晶體時，在其上需加上洩漏電感轉換二極體，來將感應的能量返回至供應電源的濾



■ 4-30 功率型MOSFET本身含有積體轉換二極體可做為開關使用。 RC 管制電路可用來使得電晶體電壓低於崩潰電極 - 源極電壓 (V_{BPS})

流排上，然而使用功率型 MOSFET 時，就不再需要此轉換二極體了，這是因為在所有 MOSFET 結構上，就會在通道（channel）上並聯本體洩極 PN 接面（body-drain PN junction），如圖 4-30 所示的 MOSFET 開關，其中積體的本體洩極二極體是包含在原結構上，而 RC 箔制電路則為外加的保護電路。

雖然 MOSFET 的暫態時間較雙極式電晶體要短，而在 4-8 節用來計算雙極式電晶體 R 與 C 值的公式，亦可適用於功率型的 MOSFET 上。



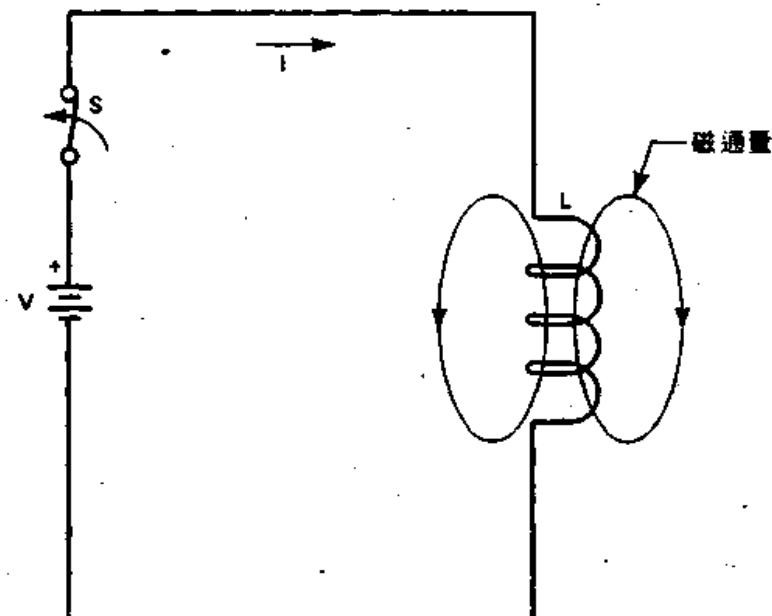
5-0 概論 (INTRODUCTION)

很多科學家認為磁性元件的設計是一種“高深的技術”，其實這乃是一種嚴重的錯誤觀念。磁性元件的設計乃為精密的科學，而且那些所有正確的基本電磁定律，乃由以前的科學家們所研究發展出來，如 Maxwell, Ampere, Oersted, 與 Gauss 等人。

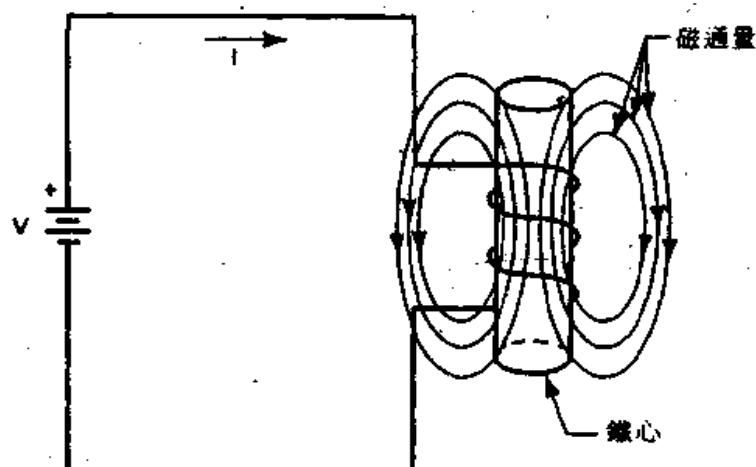
本章主要的目的就是介紹基本的磁學定律，而且為了實際的電磁元件設計，如線圈與變壓器，我們將以簡單的，合邏輯的，有條理的方式來深入淺出介紹磁性與電性之間存在的關係。

5-1 電磁的原理 (PRINCIPLES OF ELECTROMAGNETISM)

考慮如圖 5-1 所示的簡單電路，此由電壓源 V ，開關 S 與負載 L ，組成一個空氣線圈 (air coil) 的電路，如果在某些情況下，開關 S 被關閉 (closed)，則會有電流 I 產生經由線上流至負載，當電流通過線圈時，就會有磁場被建立起來，如圖中所示，連接於線圈之間所產生的磁場，此乃稱之為磁通量 (flux)，而磁場中的磁力線可稱之為磁通鏈 (flux linkages)。



■ 5-1 流經空氣線圈的電流 I 會有磁通量的產生



■ 5-2 鐵磁材料棒置於線圈之內會產生較多且較強的磁通量

然而，在此線圈中的磁通量並不會很大，如果我們在線圈中加入磁性材料（鐵磁材料）棒，則會有額外的磁場被感應產生，因此，也就會有更多的磁通量被產生，如圖 5-2 所示。而磁通鏈將延著磁棒前進，並經由空氣傳導路徑形成一迴路，如果鐵磁鐵心 (ferromagnetic core) 以此種方式構成並取代了磁棒，則磁通就會呈現一連續的路徑，且磁場將形成於鐵心之內，因此所感應的磁場就會較強大，如圖 5-3 所示。

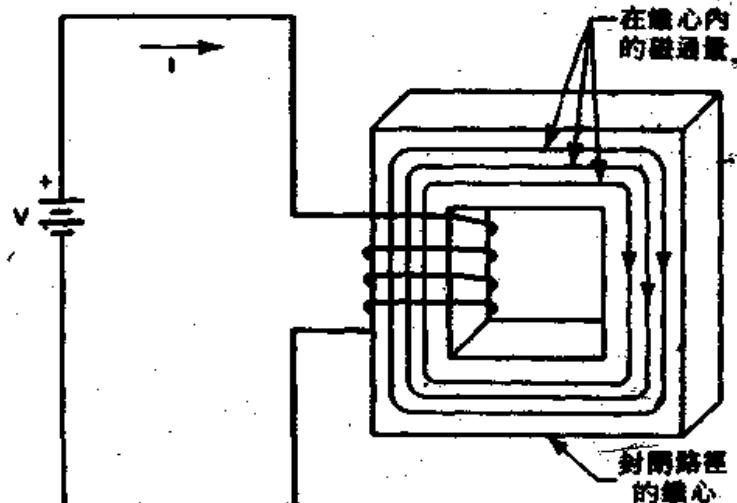


圖 5-3 連接的鐵磁性鐵心會限制所有磁通量於鐵心內並有很強的磁場產生

在磁場上某一點所測量的磁通聚集程度，我們稱之為磁通量密度 (magnetic flux density) 或是磁感應 (magnetic induction)，以符合 B 來表示。在本書中磁通量密度 B 的單位，我們以 cgs 系統 (centimeter-gram-second system) 來表示，其單位為高斯 (gauss) G。另外一方面，由磁化力所產生的磁通量稱之為磁場強度 (magnetic field strength) H ，其單位為奧斯特 (oersteds) Oe。

磁場強度可由以下公式求出

$$H = \frac{0.4\pi NI}{l_i} \quad (5-1)$$

在此 N ：線圈的圈數

I ：磁路電流

l_i ：鐵心的磁路長度

另外一重要的關係，乃為磁通量與磁化力之間的比，我們稱之為導磁率 (permeability) μ ，可表示如下：

$$\mu = \frac{B}{H} \quad (5-2)$$

導磁率就是測量鐵心材料被感應力所能磁化的容易程度，空氣中的導磁率為一常數值，在 cgs 系統中其值為 1。

5-2 磁滯迴路 (THE HYSTERESIS LOOP)

每一種磁性材料都有 S 形狀曲線的特性，我們稱之為磁滯迴路 (hysteresis loop)。此磁滯迴路曲線是畫在 B - H 的坐標軸上，此乃使磁性材料遭受完全磁化與非磁化週期。在圖 5-4 中所示為典型的鐵磁鐵心的磁滯曲線，且在磁通量路徑上無空氣間隙，因此，如果我們從曲線 a 點開始，此點表示最大正磁化力，至 b 點磁化力為零，然後下降至 c 點為最大負磁化力，再至 d 點磁化力為零，最後返回最大正磁化力的 a 點，因此整個磁性週期就可獲致，此形狀為 S。

在圖 5-4 中磁滯迴路所描述的某些點非常重要，它們被定義如下：

B_{max} 為最大磁通量密度

H_{max} 為最大磁化力

B_{res} 為殘餘磁通量 (residual magnetic flux)，此時磁化力為零。

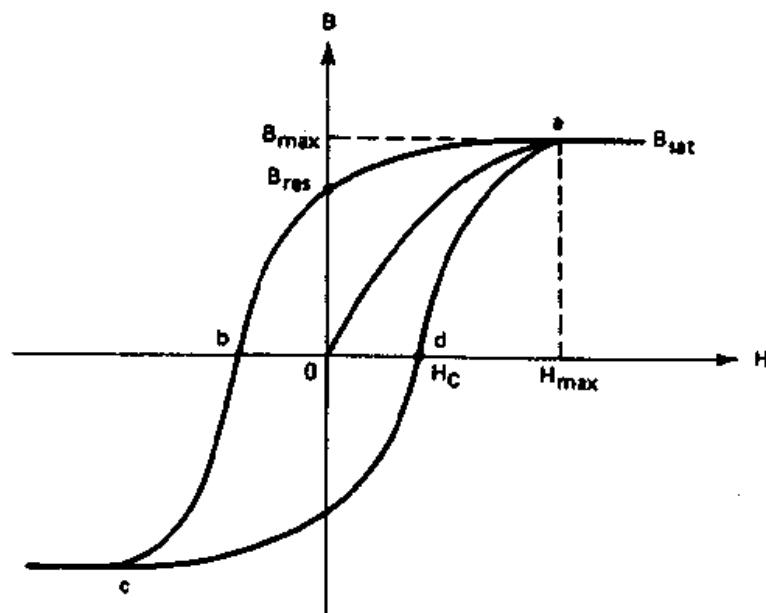


圖 5-4 典型磁性鐵心的遲滯迴路 (無間隙)

H_c 為磁頑磁力 (coercive force) 或逆向磁化力需減少殘餘感應至零值。

顯而易見的由圖 5-4 的 B - H 曲線可得知，當磁化力到達最大值 H_{max} 時，其磁通量密度也到達最大值 B_{max} ，此時即使磁化力繼續增加，其最大磁通量密度保持不變，在此點磁感應之值，我們稱之為飽和點，寫為 B_{sat} 。

如果我們使用有空氣間隙的鐵心，將產生混合的磁通量路徑，而改變磁路的有效長度，由於空氣間隙的導磁率為 1，則有效的磁路長度為

$$l_r = l_i + \mu_i l_g \quad (5-3)$$

在此 l_i ：材料的磁路長度

l_g ：空氣間隙的磁路長度

μ_i ：磁性材料的導磁率

我們應用安培的環路定律 (ampere's circuital law) 於有間隙的鐵心時，可證明出鐵心磁通量密度為

$$B_i = \frac{0.4\pi NI\mu_i}{l_i + \mu_i l_g} \quad (5-4)$$

公式 5-4 乃為一重要的關係式，由所給的安培 - 圖數乘積 (NI) 中可得知，有空氣間隙的鐵心，其磁通量密度會小於無間隙的鐵心，換句話說，有空氣間隙的飽和磁通量密度 B_{sat} 會小於無空氣間隙的飽和磁通量密度 B_{sat} ，在磁路上若有空氣間隙存在，則磁滯迴路曲線上就會有“傾斜 (tilt)” 現象產生，如圖 5-5 所示的曲線。因此，在高磁化力的情況下，可減少鐵心飽和的可能性。

大多數的磁性鐵心製造廠商都以標準的磁化曲線，來描述其材料的 B - H 特性。如圖 5-6 所示，此曲線的斜率為 B 對 H 的比值，而在此曲線中“彎曲點”以下的斜率可視為一常數值，因此，激發電流 (excitation current) 與合成的磁通量 (resultant flux) 之間，在此區域存在一種線性的關係，此使得鐵心的導磁率也為一常數值。

在此曲線的低位準區域鐵心的損失可以忽略；如此鐵心的溫度可保持

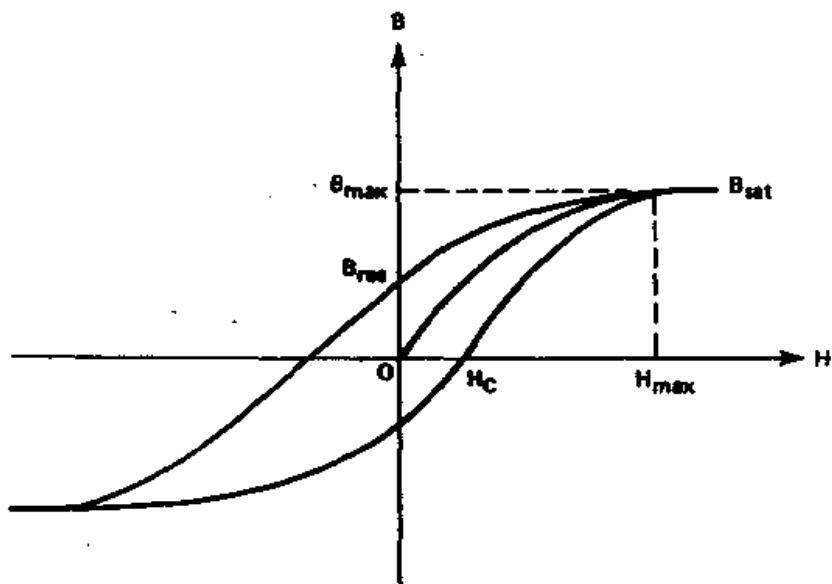


圖 5-5 具有空氣間隙鐵心的磁滯迴路。需注意的是由於增加了空氣間隙的磁通量而改變了磁滯迴路而且與無間隙情況比較 $B_{...}$ 的值會被減少

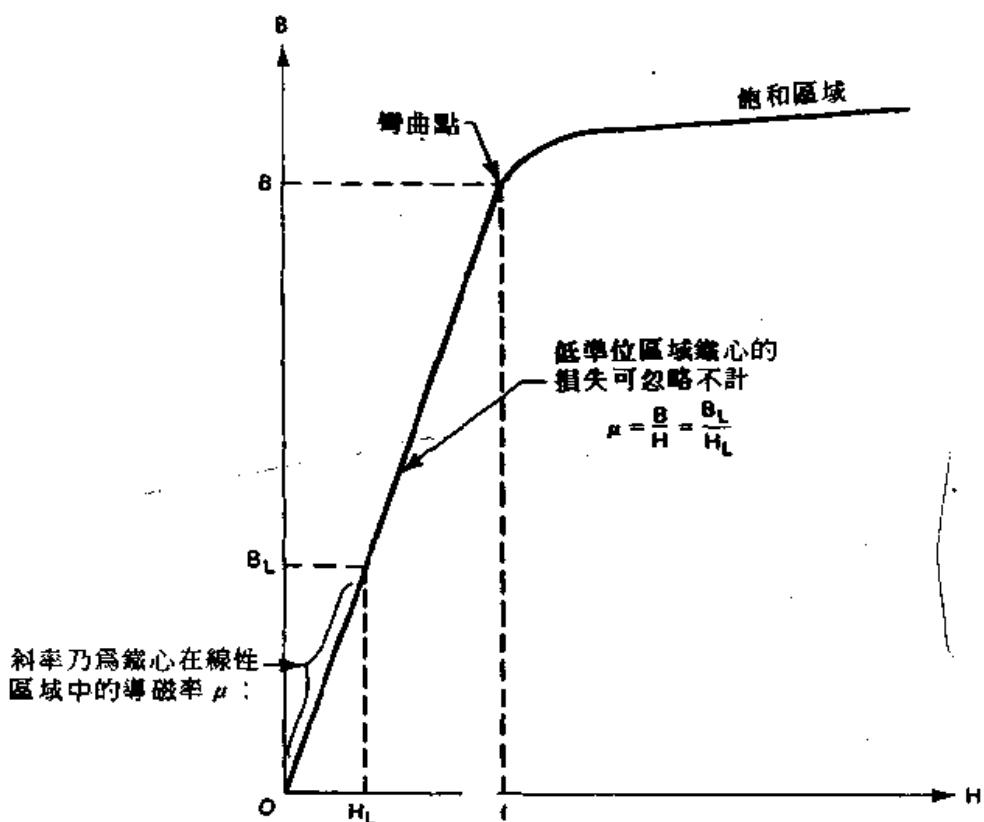


圖 5-6 圖中所示為線性與飽和區域的典型磁化曲線

在低值範圍，在彎曲點以上部份，鐵心就進入飽和狀態，因此，對線性上的應用來說，應該避免在此區域操作。

5-2 基本變壓器原理 (BASIC TRANSFORMER THEORY)

在前面我們曾提過電流流經封閉鐵心的線圈繞組上，將會在鐵心內感應磁通量的變化，如果此電流為週期性的，而且次級線圈也纏繞在相同的鐵心上，我們所期望的相反效果將會發生，也就是在次級繞組上會感應電壓與電流。在圖5-7中所示，就是二個繞組變壓器的最簡單形式。

一般變壓器的操作，其效率都非常高，不管是提高或降低輸出電壓都與圈數比成比例變化，也就是變壓器的初級圈與次級圈的電壓比與圈數比之間成正比，如下式表示

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{V_P}{V_S} \quad (5-5)$$

因此，變壓器可分為升壓 (step-up) 變壓器與降壓 (step-down) 變壓器，至今屬於何種型式的變壓器，全視次級電壓是否高於或低於輸入電壓而定。當然，在次級我們亦可使用多組以上的繞組，可產生較高或較低的電壓輸出，變壓器最重要且最有用的特性，就是提供初級與次級之間電氣上的隔離 (electrical isolation)。

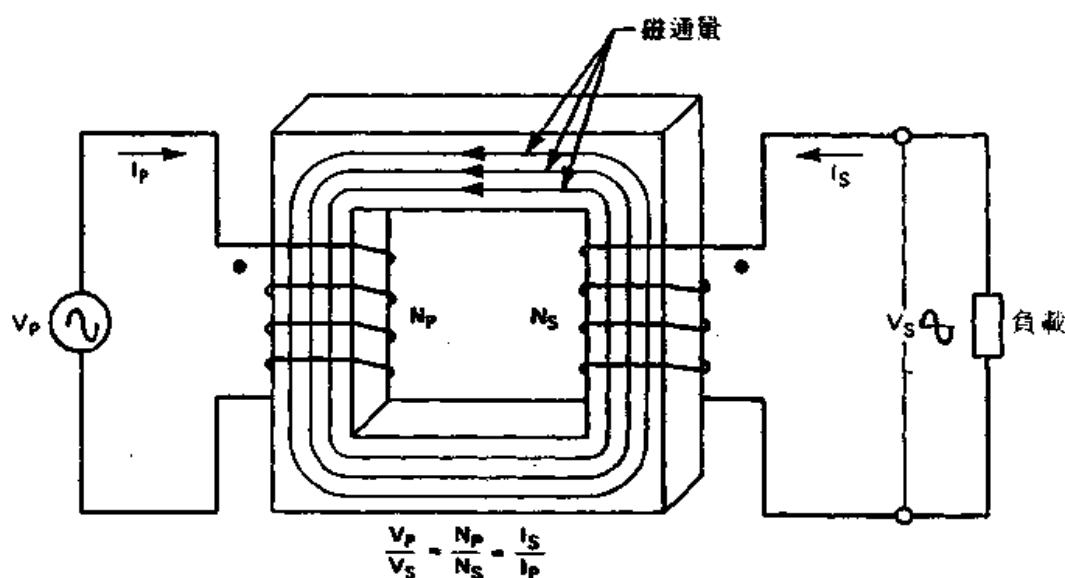


圖5-7 典型的兩個繞組變壓器

由基本變壓器磁性關係

$$e = NA_e \left(\frac{dB}{dt} \right) 10^{-8} \quad (5-6)$$

我們可以導出一個公式來計算磁通量密度 B ，此乃確使變壓器能操作在磁化曲線的線性區域部份，此公式為

$$B_{\max} = \frac{(V_P)10^8}{KfN_p A_e} \quad (5-7)$$

在此 V_P :外加的初級電壓，V

f :頻率，Hz

N_p :初級圈數

A_e :有效的鐵心面積， cm^2

K :正弦波時為 4.44 且矩形波時為 4.0

由於本書所討論研究的是轉換式電源供給器，因此， K 值我們取用 4 來使用。

一般功率變壓器的設計者， B_{\max} 值的選定都是任意的，只要能在 $B-H$ 曲線的線性區域即可，最好的開始點是選 $B_{\max} = B_{sat}/2$ 。

將公式 5-7 重新整理，可求出初級的圈數為

$$N_p = \frac{(V_P)10^8}{4fB_{\max}A_e} \quad (5-8)$$

在選擇適當的鐵心 (core) 時，有二個以上的設計參數是非常重要的，其中之一為鐵心的繞組面積（或是捲線軸的繞組面積），此值必須選得足夠大，才能承載適當的繞線尺寸，而將繞組損失減至最小値。另外一個則為鐵心的功率容許值，這些參數值由下面的公式可得知其關係為：

$$P_{out} = (1.16B_{\max}fdA_eA_c)10^{-9} \quad (5-9)$$

在此 P_{out} :鐵心的功率容許值，W

B_{\max} ：峯值操作的磁通量密度，G

f ：頻率，Hz

d ：繞線的電流密度，A/m²

A_e ：有效的鐵心面積，cm²

A_c ：捲線軸的繞組面積，cm²

有些製造廠商使用窗型面積 (window area) 的 W 符號來代替 A_e 的符號，一般電流密度的表示單位為每安培的圓密爾 (circular mils per ampere) c.m./A，符號則以 D 來表示，其與繞線電流密度 d 的關係為

$$d = \frac{1.27 \times 10^6}{D} \quad (5-10)$$

將公式 5-10 代入公式 5-9，我們可得

$$P_{\text{out}} = \frac{(1.47fB_{\max}A_e A_c)10^{-3}}{D} \quad (5-11)$$

重新整理公式 5-11，我們可以導出一個非常有用的公式，用來計算選擇變壓器的鐵心大小，此公式為

$$A_e A_c = \frac{(0.68P_{\text{out}}D)10^3}{fB_{\max}} \text{ cm}^4 \quad (5-12)$$

操作電流密度 D 的大小是由繞線製造廠商所提供之值，而且都以每安培 1000 圓密爾 (100 c.m./A) 做基底單位，然而在實際設計上所使用的電流密度都低於此值，全依應用上與繞組的圈數而定，一般使用的電流密度值低於 200 c.m./A 是較為安全的。

B-4 鐵心材料與幾何形狀的選擇

(CORE MATERIAL AND GEOMETRY SELECTION)

雖然大多數的磁性材料都能用來設計高頻的功率變壓器，陶鐵磁 (ferrites) 材料目前幾乎都使用它來做轉換器的設計，陶鐵磁沒有很高的

操作磁通量密度——大多數陶鐵磁的 B_{sat} 值由 3000 G 至 5000 G ——不過它却提供了在高頻率下低的鐵心損失 (core losses)，良好的繞組耦合，與組合的方便。

由陶鐵磁所做出來的鐵心，有許多種形狀與大小規格，而且有很多種類的功率型陶鐵磁材料，目前製造廠商都特別朝向高頻率變壓器設計上來研究發展。在表 5-1 中，就是目前最受歡迎的陶鐵磁材料與製造廠商。

鐵心的幾何形狀用於特定的應用上，全視功率之需求而定，其中 E - E, E - I, E - C 與 Pot 型式的鐵心是最受歡迎的形狀。由於他們的結構關係，Pot 型式的鐵心非常適合應用於 20 W 至 200 W 的中低功率上，尤其在設計上特別吸引人的是，他們有低的洩漏磁通量，而且其固有的自身隔離 (self-shielding) 設計，可減少 EMI 至最低值。

若對高功率以上的設計，我們就使用 E - E, E - I, 與 E - C 形狀的鐵心，E - C 鐵心是結合了每一種形狀優點而介於 E - E 與 Pot 型式鐵心之間。

鐵心的製造廠商都會列出設計功率變壓器的所有重要參數，如果特殊的參數沒有列出來的話，我們很容易由 5-3 節的公式來計算出來，表 5-2 所列為美國線規 (american wire gauge) AWG 的繞線尺寸大小與其電流密度。

表 5-1 高頻功率變壓器的陶鐵磁鐵心材料

材料	製造廠商
3C8	Ferroxcube
24B	Stackpole
77	Fair-Rite Products
F, T	Magnetics, Inc.
H7C1	TDK
N27	Siemens

表5-2 重薄膜絕緣的磁線規格

AWG	含蓋絕緣的 直徑 (英寸)		標稱的 圓密爾 面積	電阻值 / 1000 ft	在 1000 c.m. / A 的毫安培 電流容量	AWG
	Min.	Max.				
8	0.130	0.133	16510	0.6281	16510	8
9	0.116	0.119	13090	0.7925	13090	9
10	0.104	0.106	10380	0.9985	10380	10
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226	11
12	0.0829	0.0847	6530	1.588	6529	12
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184	13
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109	14
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	2580	4.020	2581	16
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624	18
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.13	1024	20
21	0.0302	0.0314	812	12.77	812.3	21
22	0.0271	0.0281	640	16.20	640.1	22
23	0.0244	0.0253	511	20.30	510.8	23
24	0.0218	0.0227	404	25.67	404	24
25	0.0195	0.0203	320	32.37	320.4	25
26	0.0174	0.0182	253	41.02	252.8	26
27	0.0157	0.0164	202	51.44	201.6	27
28	0.0141	0.0147	159	65.31	158.8	28
29	0.0127	0.0133	128	81.21	127.7	29
30	0.0113	0.0119	100	103.7	100	30
31	0.0101	0.0108	79.2	130.9	79.21	31
32	0.0091	0.0098	64	162	64	32
33	0.0081	0.0088	50.4	205.7	50.41	33
34	0.0072	0.0078	39.7	261.3	39.69	34
35	0.0064	0.0070	31.4	330.7	31.36	35

5-5 脈波寬度調變的半橋式轉換器的功率變壓器設計

(DESIGN OF A POWER TRANSFORMER FOR A PULSE-WIDTH-MODULATED HALF-BRIDGE CONVERTER)

至於要如何來設計高頻率的功率變壓器，我們將舉例來一個步驟一個

步驟詳細說明。此比例題是很一般化的，只要做正確的改變對半橋式，全橋式，或推挽式脈波寬度調變(pulse-width-modulated PWM)的功率轉換器設計，將使其更為有用的。在此設計例題中所選擇的材料，則被選擇當做代表性的樣品，亦可選用其它的材料，只要製造廠商在資料手冊中能提供正確規定的用法即可。

例題 5-1~~~~~

試設計 100 W 的功率變壓器，用於 20 kHz 的半橋式電路，此 PWM 轉換器操作的輸入電壓為 90 V_{ac} 至 130 V_{ac} 與 180 V_{ac} 至 260 V_{ac}，輸出則為 5 V，20 A。

設計過程：

步驟 1：選擇鐵心的幾何形狀與陶鐵磁材料。在此例題的設計中，我們選擇 Ferroxcube 公司的 Pot 型式的鐵心與 3C8 陶鐵磁材料，使用圖 3-12 的電路來做設計。

步驟 2：選擇工作的 B_{max} 值。我們查 Ferroxcude 的目錄資料可得知 3C8 材料在 100°C 時，其飽和磁通量密度為 $B_{sat} = 3300 \text{ G}$ ，由於轉換器必須工作在輸入電壓 90 V_{ac} 至 130 V_{ac} 與 180 V_{ac} 至 260 V_{ac} 情況下，因此，我們在 90 V_{ac} 電壓下，取 B_{max} 值為 1600 G，此種選擇將保證在 130 V_{ac} 電壓下， B_{max} 值將會低於 3300 G，如此變壓器就不會達到飽和狀態了。

步驟 3：求最大工作初級電流。變壓器的初級圈在低輸入電壓 90 V_{ac} 下，必須能傳導最大可能的電流，經整流後的直流電壓為 $V_{dp} = 2(90 \times 1.4) = 252 \text{ V}$ ，利用公式 3-28，則初級電流為

$$I_P = \frac{3P_{out}}{V_{in}} = \frac{3 \times 100}{252} = 1.19 \text{ A}$$

步驟 4：決定鐵心與捲線軸的尺寸大小。我們選擇工作的電流密度為 400 c.m./A，利用公式 5-12，計算 $A_e A_c$ 的乘積為

$$A_e A_c = \frac{0.68 \times 100 \times 400 \times 10^3}{20 \times 10^3 \times 1600} = 0.850 \text{ cm}^4$$

選擇鐵心的尺寸大小必須要能接近 $A_s A_c$ 的乘積值 0.850 cm^4 ，選擇 2616 的鐵心，其 $A_s = 0.948$ ，但是單一截面捲線軸的繞組面積 $A_c = 0.406$ 。因此， $A_s A_c$ 的乘積值為 0.384 cm^4 ，此值與 0.850 cm^4 比較之下太低了，所以無法適用於此種型號的鐵心。

我們再嘗試選擇另一型號的鐵心與捲線軸 (bobbin)，其型號為 3019-PL00-3C8，由製造廠商的資料手冊中可得知， $A_s = 1.38 \text{ cm}^2$ ， $A_c = 0.587 \text{ cm}^2$ ，因此 $A_s A_c = 0.810 \text{ cm}^4$ ，此值與所計算的 0.850 cm^4 非常接近。

雖然此種型號的鐵心已經能夠處理所需的功率，但是實際上，我們最好選擇 $A_s A_c$ 的值，至少要高於所計算值的百分之五十，此乃為了繞線間的絕緣厚度與空氣間隙作預留之用。因此，我們選擇了 Ferroxcude 的 3622-PL00-3C8 Pot 型式的鐵心與 3622 FID 捲線軸，由製造廠商的資料手冊可得知 $A_s = 2.02 \text{ cm}^2$ 與 $A_c = 0.748 \text{ cm}^2$ ，則 $A_s A_c = 1.5 \text{ cm}^4$ ，此值足夠滿足變壓器的設計需求。

步驟5：計算繞線尺寸與初級圈數。由於我們所選擇的繞線電流密度為 400 c.m./A ，因此，初級繞組所需的繞線尺寸為 1.19×400 476 c.m.；由表 5-2 中的繞線規格表中，可查出適合的繞線尺寸為 no. 23 AWG。

由 Ferroxcude 的目錄資料中可得知，3622 FID 單一截面捲線軸，若使用 no. 23 的繞線，大約需要 180 圈可繞滿捲線軸 (bobbin)，假設初級繞組需要捲線軸繞組面積的 30% 來填繞，而且如果初級圈數計算所得為 60 圈或是更少，則鐵心與捲線軸的選擇才是正確的。

我們再取最差的操作情況為 $90V_{ac}$ ， $V_{in\ min} = 90 \times 1.4 - 20 \text{ V}$ 直流鍵波，與整流器壓降 = $107V_{ac}$ ，利用公式 5-8 則初級圈數可計算為

$$N_P = \frac{107 \times 10^3}{4 \times 1600 \times 20 \times 10^3 \times 2.02} = 41.3 \text{ 圈}$$

我們取 N_P 為 40 圈，此值低於理論值 60 圈；因此，鐵心與捲線軸的選擇是正確無誤的。

步驟 6：在 V_{in_max} 情況下檢查 B_{max} 值。利用所計算的圈數，我們可以計算出變壓器的最大工作的磁通量密度，在 $V_{in_max} = 130 \times 1.4 + 20 \text{ V 直流漣波電壓} = 202 \text{ V}_{dc}$ ，利用公式 5-8，求 B_{max} 值

$$B_{max} = \frac{202 \times 10^3}{4 \times 40 \times 20 \times 10^3 \times 2.02} = 3125 \text{ G}$$

此 3125 G 的值會低於 Ferroxcude 3C8 材料的飽和磁通量密度，其額定值在 25°C 時， $B_{sat} \geq 4400 \text{ G}$ ，在 100°C 時， $B_{sat} \geq 3300 \text{ G}$ ，如果需要較大的 B_{sat} 邊限值的話，則在步驟 5 中所取的 B_{max} 值必須低於 1600 G。

步驟 7：計算初級繞組所需的層數。由表 5-2 得知，對雙絕緣繞線來說，no. 23 AWG 的繞線，其最大直徑為 0.025 in，Ferroxcude 的目錄資料中可查出捲線軸的窗型寬度為 0.509 in，因此，使用 no. 23 AWG 的繞線，其每層最大圈數為 $0.509 / 0.025 = 20.4$ 圈，所以初級繞組需要二層來纏繞，每層 20 圈。

步驟 8：計算變壓器次級圈數。因為，我們使用 PWM 方法，所以輸出電壓是由全波中間抽頭整流器 (full-wave center-tap rectifier) 的結構中而獲得的，在最小的 V_{in} 電壓下， $V_o = 2V_{out}$ ，在此 V_{out} 為輸出電壓值，而係數 2 則為平均輸出，在其工作週期 50% 之處。由於在 V_{in_min} 情況下，我們需要維持輸出電壓的穩壓率。因此，次級的圈數則為

$$N_S = N_P \frac{V_S}{V_P} = 40 \frac{10}{107} = \frac{400}{107} = 3.74 \text{ 圈}$$

因此，我們取次級圈數為 4 圈。

步驟 9：計算次級繞組的繞線尺寸與層數。我們已經提過在次級是使用全波中間抽頭整流器的結構，因此每半個次級圈的導通約為 50 %

的負載電流，也就是 10 A 的電流，取電流密度為 400 c.m./A，則每半個次級繞組我們需要 $400 \text{ c.m./A} \times 10 \text{ A} = 400 \text{ c.m.}$ ，因此需選用 no. 14 AWG 的繞線。由於集膚效應(skin effects)為了減少銅損至最低值，我們可使用於每一半個繞組上，用較小線規的配對導體，或是對整個次級來說，使用每一條 2000 c.m. 的四條繞組。

在 2000 c.m. 下，我們可選用 no. 17 AWG 的繞線，其最大的直徑為 0.049 in，然而對整個次級來說；每層的圈數為 $0.509 / 4(0.049) = 2.69$ 圈，因此次級繞組為 4 圈，需要二層來纏繞。

步驟 10：最後檢查是否適用。由 Ferroxcube 的目錄資料可得知，3019 FID 滾線軸窗型高度計算可得約為 0.260 in，由步驟 7 與步驟 9 中可得知，二個繞組的堆疊高度為 $2(0.025) + 2(0.049) = 0.148$ in，假設所使用的絕緣帶厚度為 0.010 in；因此整個總高度約為 0.160 in，此值會低於有效值 0.260 in；所以，捲線軸將能充裕地接受所有變壓器繞組。

5-5 實際上的考慮 (PRACTICAL CONSIDERATIONS)

在實際的應用上當測試變壓器時，最好能做一些微調(fine tuning)，使能夠提高整個性能，雖然大多數的變壓器製作；都是以堆疊在另一繞組上來繞製，如圖 5-8(a)所示，我們亦可使用插入繞組的方式來減少洩漏電感的效應，插入繞組的方法是先繞製一半的次級繞組，接著再繞初級繞組，最後再繞另一半的次級繞組，如圖 5-8(b)所示。

有些設計上需要在初級與次級圈之間做法拉第隔離(faraday shield)，用來減少射頻干擾(radio frequency interference)RFI 的輻射，雖然 Pot 型式的鐵心能呈現出極好的隔離特性，乃因所有的繞組會被鐵心材料所覆蓋，不管所需的是什麼，好的變壓器設計能提高電源供給器的操作，因此在設計期間必須特別小心留意。

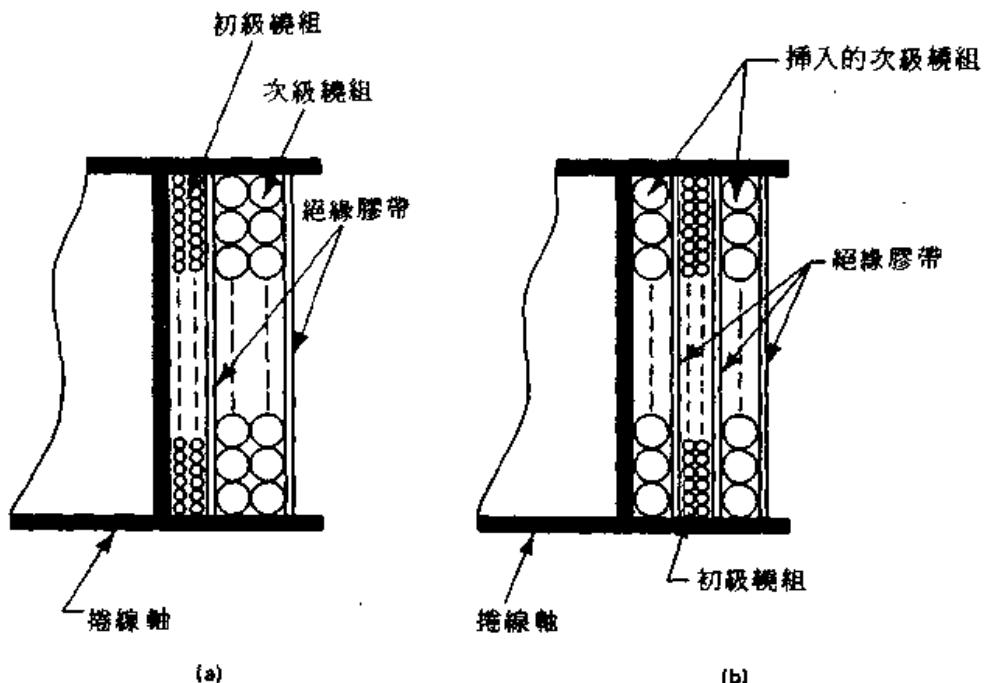


圖 5-8 (a) 具有堆疊繞組的標準變壓器結構；
(b) 相同變壓器使用插入式結構，在此初級圈則介於分割的次級繞組之間

5.7 還馳式轉換器的變壓器——扼流圈設計

(THE FLYBACK CONVERTER'S TRANSFORMER-CHOKE DESIGN)

在第三章中所描述的是還馳式轉換器的基本操作，而且在圖 3-4 中所描述的就是其基本電路與波形，在此電路中的隔離元件具有變壓器與扼流圈的雙重功用，因此，我們稱之為變壓器——扼流圈 (transformer-choke)。

在還馳式轉換器中，對變壓器——扼流圈來說有二種可能的操作模式：(1)整個能量轉移，在電晶體開關轉換至 ON 狀態前，所有儲存在電感器——變壓器的能量會轉移至次級圈。(2)不完全的能量轉移，在電晶體開關轉換至 ON 狀態前，並非所有儲存在變壓器——電感器的能量會轉移至次級圈，在圖 5-9 所示為此二種操作模式的波形。

在轉換電晶體的 ON 期間裏，整個能量轉移波形中具有較高的峯值集極電流，也就是因為相對地低的初級電感值，而使此電流值升高，所需付出的代價是增加了繞組損失 (winding losses) 與輸入電容器漣波電流。

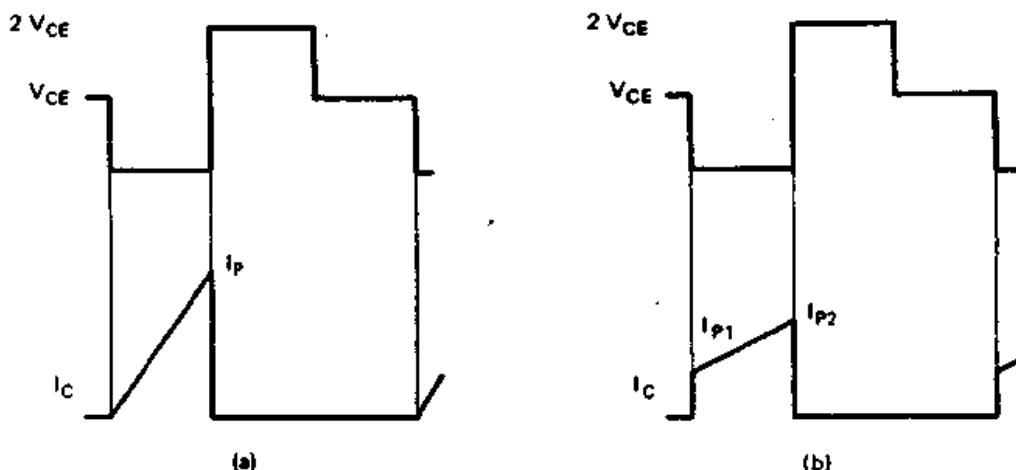


圖 5-9 (a)此電壓與電流的波形描述返馳式變壓器 - 扼流圈整個能量轉移的關係
(b)此波形則描述不完全能量轉移的關係

所以，同樣地轉換電晶體必須有高電流的承載能力，方能忍受此峯值電流。

在另一方面，不完全的能量轉移模式中，所呈現的是較低峯值轉換電晶體集極電流，而所需付出的代價是當電晶體開關於 ON 狀態時，會產生較高的集極電流值，因此導致電晶體高功率的消耗，然而為了達成此模式的操作，相對地就需要較高的變壓器——扼流圈初級電感值。在變壓器鐵心中所儲存的殘餘能量則假定不完全能量轉移變壓器——扼流圈的體積會較完全能量轉移的體積為大，而所有其它的係數是相等的。

5-7.1 設計過程 (Design Procedure)

對完全的能量轉移模式來說，以下乃為返馳式轉換器的變壓器——扼流圈的設計過程，而不完全的能量轉移模式的變壓器——扼流圈其設計亦是相同的，只不過在峯值集極電流的定義會有較小的改變（圖 5-9 (b)），此值可寫為 ($I_{P1} + I_{P2}$)。

步驟 1：變壓器峯值初級電流。首先需要計算變壓器的峯值初級電流，此值會相等於電晶體峯值集極電流，由基本的電感器電壓關係可得知

$$V = L \frac{di}{dt} \quad (5-13)$$

由於在完全的能量轉移模式中，當電晶體開關時在 t_c 時間裏，電流斜坡會由零值升至峯值集極電流值，輸入電壓可寫為

$$V_{in} = L_P \frac{I_{PP}}{t_c} \quad (5-14)$$

取 $1/t_c = f/\delta_{max}$ ，則公式 5-14 變為

$$V_{in,min} = \frac{L_P I_{PP} f}{\delta_{max}} \quad (5-15)$$

在此 V_{in} ：直流輸入電壓，V

L_P ：變壓器初級電感值，mH

I_{PP} ：變壓器峯值電流，A

δ_{max} ：最大工作週期，μs

f ：轉換頻率，kHz

在完全的能量轉移模式中，輸出功率等於在每一週期時間操作頻率下所儲存的能量，其為

$$P_{out} = \frac{1}{2} L_P I_{PP}^2 f \quad (5-16)$$

將公式 5-16 除以公式 5-15 可得

$$\frac{P_{out}}{V_{in,min}} = \frac{L_P I_{PP}^2 f \delta_{max}}{2 L_P I_{PP} f}$$

將上式重新整理，則可得變壓器峯值初級電流為

$$I_{PP} = I_C = \frac{2 P_{out}}{V_{in,min} \delta_{max}} \quad (5-17)$$

步驟 2：最小與最大工作週期的關係。在返馳式轉換器中，經由預定的極限值來改變電晶體開關的工作週期，而使穩壓率能被達成，我們以 δ_{min} 與 δ_{max} 來表示最小，最大的工作週期，如果轉換器輸入電

壓的改變由 $V_{in,min}$ 至 $V_{in,max}$ ，則

$$\delta_{min} = \frac{\delta_{max}}{(1 - \delta_{max})K + \delta_{max}} \quad (5-18)$$

在此 $K = \frac{V_{in,max}}{V_{in,min}}$ (5-19)

步驟 3：計算變壓器初級電感值。由於我們已知峯值初級電流，則變壓器扼流圈的初級電感值可計算如下：

$$L_P = \frac{V_{in,min}\delta_{max}}{I_{PPf}} \quad (5-20)$$

步驟 4：選擇最小尺寸的鐵心。由磁性鐵心的目錄資料中選取鐵心材料與幾何形狀，使其能最適合你自己的應用，如果我們僅纏繞初級繞組至捲線軸上，則繞組面積 A_c 與鐵心的有效面積 A_e ，其關係為

$$A_c A_e = \frac{(6.33 L_P I_{PP} D^2) 10^8}{B_{max}} \quad (5-21)$$

在此， D 為絕緣線的直徑（可使用重聚尼龍繞線），且 $B_{max} = B_{sat}/2$ 。

由於我們所設計的是變壓器——扼流圈，因此亦需將次級繞組設計出來。假設初級繞組需要捲線軸有效繞組面積的 30 % 方能繞滿，則剩下的 70 % 繞組空間可保留給次級使用，這包括了周圍導體的空氣空間與絕緣帶。因此，在公式 5-21 的右邊必須再乘上係數 3，才能適用於次級，不過在經驗上為了安全理由，我們可將係數提高，所以此係數可改為 4，則公式 5-21 變為

$$A_c A_e = \frac{(25.32 L_P I_{PP} D^2) 10^8}{B_{max}} \quad (5-22)$$

當然，公式 5-22 只是首次的估算，而最後鐵心與捲線軸的選擇是可以改變的。

步驟 5：計算鐵心空氣間隙長度。由於返馳式轉換器為單端式的操作；也就是變壓器——扼流圈只剛好使用到磁通量容許值的一半，因此電流與磁通量絕不會趨於負值，此事實可出現一電位上的問題，而驅動鐵心至飽和狀態。我們有二種可能的方法來解決此問題，首先，使用較大體積的鐵心，其次，在磁通量路徑上使用空氣間隙，使磁滯迴路能較平坦些，如此在相同的直流偏壓下可降低工作的磁通量密度。一般設計者比較喜歡使用第二種解決方法，因為在製造上它能提供更小型化的變壓器。在磁通量的路徑上，空氣間隙會產生較大的磁阻，而且大多數在變壓器——扼流圈中所儲存的能量是在空氣間隙的體積 V_g 中，其長度為 l_g ，則

$$\frac{1}{2} L_p I_{PP}^2 = (\frac{1}{2} B_{max} H_{c_g}) 10^8$$

在此 $V_g = A_e l_g$

而且 $\mu_0 H = \frac{B_{max}}{0.4\pi}$

μ_0 = 空氣導磁率 = 1，所以空氣間隙的長度可為

$$l_g = \frac{(0.4\pi L_p I_{PP}^2) 10^8}{A_e B_{max}^2} \text{ cm} \quad (5-23)$$

如果使用的是 E-E 型式的鐵心，或是類似型式的鐵心，來製作此變壓器——扼流圈，而中心柱之處可以造成間隙，使其空氣間隙的長度為 l_g ，如果我們使用取間隔的裝置 (spacer) 的話，則 l_g 的長度可以在鐵心的外側柱之間予以相等地分割。

步驟 6：計算變壓器的初級圈數。我們已經知道空氣間隙的長度，則變壓器——扼流圈的初級圈數可由下式計算得知

$$N_P = \frac{B_{\max} l_s}{0.4 \pi I_{PP}} \quad (5-24)$$

我們亦可使用下面等效的公式來計算初級圈數：

$$N_P = \frac{(L_P I_{PP}) 10^8}{A_e B_{\max}} \quad (5-25)$$

不管是公式 5-24 或是公式 5-25，都會獲得相同的結果。

步驟 7：計算次級圈數。當輸入電壓（初級電壓）在最小值，工作係數在最大值時，則次級電壓 V_S 必須被計算求出，我們所需注意的是 $V_{in,min} = 1.4 V_{in,ac} - 20 \text{ V}$ 直流漣波與二極體的壓降。

考慮輸出整流二極體的壓降，則額定次級繞組的輸出電壓可寫為

$$\begin{aligned} V_{out} + V_D &= V_{in,min} \frac{\delta_{\max}}{1 - \delta_{\max}} \frac{N_S}{N_P} \\ \text{所以 } N_S &= \frac{N_P (V_P + V_D) (1 - \delta_{\max})}{V_{in,min} \delta_{\max}} \end{aligned} \quad (5-26)$$

例題 5-2

設計 100 W 的功率變壓器，且為完全的能量轉移返馳式轉換器（見圖 3-4），輸出為 $5 V_{dc}$ ，20 A，且操作的輸入電壓範圍為 90 V 至 $130 V_{ac}$ 。設計過程：

步驟 1：計算峯值初級電流。假設轉換器的最大工作週期係數為 $\delta_{\max} = 0.45$ ，由於最小的輸入交流電壓為 90 V，因此， $V_{in,min} = 90 \times 1.4 - 20 \text{ V}$ 直流漣波與二極體降 = $107 V_{ac}$ ，利用公式 5-17，則可得峯值初級電流為

$$I_{PP} = \frac{2P_{out}}{V_{in,min} \delta_{\max}} = \frac{2 \times 100}{107 \times 0.45} = 4.15 \text{ A}$$

因此轉換電晶體在 ON 時，要能忍受此峯值集極電流，方能適用於此設計。

步驟 2：求最小的工作週期 δ_{\min} 。經整流後，最大直流輸入電壓為

$$V_{in,max} = 130 \text{ V ac} \times 1.4 - 0 \text{ V dc ripple} = 182 \text{ V dc}$$

$$V_{in,max} = 130 \text{ V ac} \times 1.4 - 0 \text{ V} \text{ 直流漣波} = 182 \text{ V dc}$$

若允許 10% 的邊限，則 $V_{in,max} = 200 \text{ V dc}$ ，若 $V_{in,min}$ 電壓也允許

7% 的邊限，則 $V_{in,min} = 100 \text{ V dc}$ ，則輸入電壓比 K 為

$$K = \frac{V_{in,max}}{V_{in,min}} = \frac{200}{100} = 2$$

利用公式 5-18

$$\delta_{\min} = \frac{\delta_{\max}}{(1 - \delta_{\max})K + \delta_{\max}} = \frac{0.45}{(1 - 0.45)2 + 0.45} = 0.29$$

所以此轉換器會操作於 $0.29 < \delta < 0.45$ 的工作週期裏，而且輸入電壓的範圍為 $200 \text{ V dc} > V_{in} > 100 \text{ V dc}$

步驟 3：計算變壓器初級電感值。利用公式 5-20 可得

$$L_P = \frac{V_{in,min}\delta_{\max}}{I_{PP}f} = \frac{100 \times 0.45}{4.15 \times 20 \times 10^3} = 0.54 \times 10^{-3} \text{ H}$$

因此

$$L_P = 540 \mu\text{H}$$

步驟 4：選擇鐵心與捲線軸尺寸大小。假設我們選的繞組繞線電流密度值為 400 c.m./A，則

$$400 \text{ c.m./A} \times 4.15 \text{ A} = 1550 \text{ c.m.}$$

由表 5-2 得知，AWG no. 18 的 1660 c.m. 值近似於上面所求出的值，其直徑為 0.044 in。

我們選擇 Ferroxcude 3C8 的材料，E-C 型式的鐵心，3C8 陶鐵材料在 100°C 時， $B_{sat} = 3300 \text{ G}$ ，在此設計上取 $B_{max} = B_{sat}/2 = 3300/2 = 1650 \text{ G}$ ，所以

$$A_e A_e = \frac{(25.32 L_P I_{PP} D^2) 10^8}{B_{max}}$$

$$= \frac{25.32 \times 540 \times 10^6 \times 4.15 \times 0.044^2 \times 10^8}{1650} = 6.7 \text{ cm}^4$$

由 Ferroxude 的目錄資料可查出 EC 70-3C8 的鐵心與 70 PTB 捲線軸，其 $A_e A_c$ 值為

$$A_e A_c = 2.79 \times 4.77 = 13.3 \text{ cm}^4$$

此值較我們所計算出來之值大出許多，但是在其目錄資料中，也僅有此 E-C 型式的鐵心適用且滿足於 $A_e A_c \geq 6.7 \text{ cm}^4$ ，因此，在此設計上我們選用此鐵心——捲線軸的組合來使用。

步驟 5：計算空氣間隙長度 l_g 。為了能夠使用無間隙的鐵心，則在目錄資料中所列的有效鐵心體積 v_e ，必須要等於或大於理論值 v_t 。

$$v_e = \frac{(0.4\pi)10^8(L_p I_{PP}^2)}{B_{max} H}$$

由於我們選擇 $B_{max} = 1650 \text{ G}$ (在 100°C)，且由 Ferroxude 目錄資料可查出 3C8 材料的磁化曲線；我們可得出 $H = 0.4 \text{ Oe}$ ，因此

$$v_{e,min} = \frac{0.4 \times 3.14 \times 10^8 \times 0.54 \times 10^{-3} \times 4.15^2}{1650 \times 0.5} = 1415 \text{ cm}^3$$

由此計算所得之有效的無間隙鐵心的體積乃需要相當大的鐵心尺寸，而 EC 70-3C8 的有效的鐵心體積僅為 18.8 cm^3 ，因此，為了能夠使用 EC 70-3C8 鐵心，必須分割一間隙長度 l_g ，由公式 5-23 可得

$$l_g = \frac{(0.4\pi L_p I_{PP})10^8}{A_e B_{max}^2} = \frac{11.66 \times 10^5}{75.96 \times 10^5} = 0.15 \text{ cm}$$

我們可以在 E-C 鐵心的中心柱之處分割 0.15 cm 的間隙或是使用取間隔的裝置 (spacer) 在鐵心外側柱之間取 0.075 cm 的間隙亦可，這些都能達到相同的間隙效果。

步驟 6：計算變壓器的初級圈數。現在所有的參數都已知道了，我們可以計算初級圈數來達至所期望的電感值，由公式 5-24 可得

$$N_P = \frac{B_{max} l_g}{0.4\pi I_{PP}} = \frac{1650 \times 0.15}{0.4 \times 3.14 \times 4.15} = 47.48 \text{ 圈}$$

因此，初級圈數我們取 48 圈，利用公式 5-28 亦可計算初級圈數

$$N_P = \frac{(L_P I_{PP}) 10^8}{A_e B_{max}} = \frac{0.54 \times 10^{-3} \times 4.15 \times 10^8}{2.79 \times 1650} = 47.68 \text{ turns}$$

因此，此二公式可得相同之結果。

步驟 7：計算變壓器的次級圈數。利用公式 5-26，我們可得

$$N_S = \frac{N_P (V_{out} + V_D) (1 - \delta_{max})}{V_{in,min} \delta_{max}} = \frac{48(5 + 1)(1 - 0.45)}{100 \times 0.45} = 3.52 \text{ turns}$$

由於在印刷電路導體上與輸出繞組銅導體上會有少許的電壓降，不過在上面的公式計算中，我們不予以考慮，次級圈數我們可以取 $N_S = 4$ 圈。

在返馳式轉換器中，輸出電壓需有單一的繞組，一個二極體與一個電容器，如圖 3-4 所示。為了在 400 c.m./A 電流密度下傳遞 20 A 的輸出電流，則需要 $20 \times 400 = 8000$ c.m. 的繞線，由於集膚效應必須減少損失至最低值，可用每條 2000 c.m. 的四條繞線並聯使用，而 AWG no. 17 的繞線即可適用。

我們所選的捲線軸應該沒什麼問題，能適合所有的繞組與絕緣，這是因為 $A_s A_c$ 的乘積值較所計算之值大 2 倍左右。

5-8 一般高頻變壓器的考慮 (SOME GENERAL HIGH-FREQUENCY TRANSFORMER CONSIDERATIONS)

在前面所討論的內容是有關具有一定型式轉換器，其隔離變壓器的實際與基本的設計公式在基本上還是有效的，而且也適合去解決許多磁性上的應用，不管是變壓器，扼流圈，還是此二種的組合。

一般磁性元件用於轉換式電源供給器的結構中時，必須遵行一定國家的或是國際上的安全標準，如此，對北美國家來說，UL (underwriter laboratories) 為北美合衆國的標準規格，而且 CSA (canadian standards association) 則為加拿大的標準規格，至於歐洲所使用的則為西德的 VDE (verband deutscher elektronotechniker) 安全標準

規格，VDE 目前已成為較受歡迎的標準指南，這是它的安全標準規格考慮較為嚴格。

UL 與 VDE 安全標準規格，它們之間有些基本上的差異，UL 規格比較集中在防止失火的危險，而 VDE 規格比較關心操作員的安全，在隔離式變壓器結構中，UL 與 CSA 規格限制繞組溫度升至 65°C 以上的周圍溫度時，需用 105 級等級的絕緣，而升至 85°C 以上的周圍溫度時，需用 130 級等級的絕緣。

在任何情況，我們都要設計使得轉換式電源供給器的變壓器溫度上升保持至最低值，由於大多數變壓器結構都是使用陶鐵磁 (ferrites)，其本身具有熱的極限，陶鐵磁的居里溫度 (curie temperature) 約為 200°C ，此限制了鐵心操作溫度至 100°C 左右，所謂居理溫度乃指材料改變其鐵磁 (ferromagnetic) 特性，而且變為順磁時之溫度。

在另一方面，VDE 安全標準對特性的繞組方法與輸入至輸出的隔離要求，有較嚴格的需求，也就是需要高達 3750 V_{ac} 的高電位測試，這些安全需求在第 11 章中會有較深入的討論。

陶鐵磁變壓器可以不需做油漆浸透 (varnish impregnation)，當外殼以鐵疊片製作時，由於濕氣所引起鐵心的氧化並非主要的因素，而在低頻變壓器所引起的聲雜訊 (acoustical noise)，在陶鐵磁的高頻變壓器就不會出現了。一般我們都是操作於人類聲能範圍以上，這並不是說陶鐵磁變壓器的裝置不會產生機械雜訊或聲雜訊，也就是亦有可能這些情況發生，因為不管他們如何被裝置，就有如共鳴板 (sounding board) 一般，陶鐵磁材料如置於磁場中，會使得材料有收縮或膨脹的特性，此現象稱之為磁伸縮 (magnetostriiction)，且依次地會引起鐵心裝置的機械共振 (mechanical resonance)。事實上當鐵心的溫度升高時，磁伸縮會改變磁場的負極性至正極性，因此當變壓器裝置於板上時，必須小心留意取用適合的方法，來達到減少或消除任何的聲能機械的雜訊。

從交換機到OA設備—— 電源設備使用面廣要求面廣 有效的運用，實際的學習



編號1031/簡章華編譯/25K/192頁/160元

■本書譯自日本長谷川彰原著「スイッチング・レギュレータ設計ノウハウ」一書，針對與轉換式電源穩定器之各相關事項從入門到應用，以及各種專門技巧詳加說明。主要內容包括非變壓器之簡式轉換式電源穩定器基礎介紹，磁性放大器電源電路、設計技巧、波寬控制電路、如何實際應用、如何提高效率等。作者考慮到目前使用之50kHz ~ 120kHz的轉換頻率，及IC化之趨勢，不固於傳統理論，而做整體性由淺入深之應用說明。

■本書適用於大專電子科同學及從事相關行業之技術人員參考。

本書重點

- 1. 轉換式電源穩定器之基礎
- 2. 轉換式電源穩定器之電路構成與特徵
- 3. 轉換式電源穩定器之具體設計法
- 4. 波寬控制電路與保護電路
- 5. 轉換式電源之具體電路例
- 6. 增進轉換式電源穩定器性能之要點



全華科技圖書股份有限公司

台北市龍江路76巷20-2號2樓(台北總公司)

電話：507-1300·507-1390 電傳：0100836-1

電源輸出部份：
整流器、電感器與電容器
THE OUTPUT SECTION:
RECTIFIERS, INDUCTORS,
AND CAPACITORS

6-0 概論 (INTRODUCTION)

一般轉換式電源供給器的輸出部份，是由單一直流輸出或是多重直流輸出所組成，其直流的輸出電壓是由變壓器的次級電壓經由直接整流與濾波而獲得，而且在某些情況下，可以經由串聯式通過穩壓器 (series-pass regulator) 來達成濾波之效。一般這些輸出電壓都為低電壓值，直流且能傳遞一定的功率來驅動電子元件與電路。大多數共同的輸出電壓型式為 $\pm 5V_{dc}$, $\pm 12V_{dc}$, $\pm 15V_{dc}$, $\pm 24V_{dc}$, 或是 $\pm 28V_{dc}$ ，而且其功率容許值可由幾瓦至幾仟瓦範圍。

在轉換式電源供給器中，次級電壓最普通的型式為高頻方波 (high-frequency square wave)，需經整流濾波後方能獲致直流輸出，此整流濾波部份元件為肖特基二極體或是快速回復二極體，低 ESR 值的電容器，與儲存能量的電感器，大部份這些元件對於產生低雜訊輸出是非常有用的。

在本章所描述的是轉換式電源供給器輸出部份的元件特性，優點與限制等性質，我們也導出設計公式與過程，來幫助讀者對這些元件的實際應用。

圖 6-1 輸出整流與濾波電路

(OUTPUT RECTIFICATION AND FILTERING SCHEMES)

用於電源供給器中的輸出整流與濾波電路結構，全依設計者選擇使用的電源供給器的型式而定。在圖 6-1 中為返馳式轉換器的輸出電路結構，在返馳式轉換器中的 T_1 變壓器，其動作狀態就有如儲存能量的電感器，而二極體 D_1 與電容器 C_1 的作用就是產生直流電壓輸出，然而在有些實際設計上，亦可加入額外的 LC 濾波器，來抑制高頻轉換波尖，如圖 6-1 所示的虛線部份，此二者 L 與 C 值都非常小。

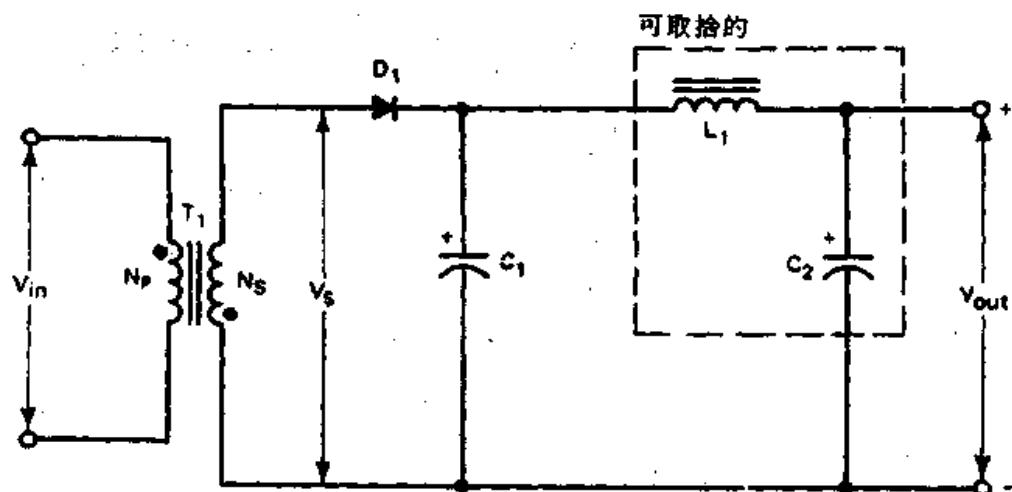


圖 6-1 轉換式電源供給器返馳型式的輸出部份

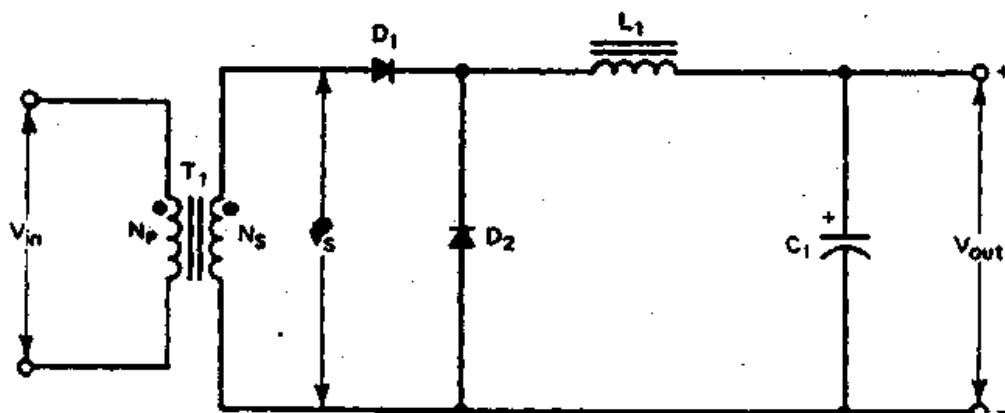


圖 6-2 轉換式電源供給器順向型式的輸出部份

在設計電源供給器輸出部份最重要的參數為整流二極體與飛輪二極體所需的最小直流阻隔電壓值，對返馳式轉換器來說，整流二極體 D_1 必須有 $[1.2V_{in}(N_s/N_p)]$ 最小的逆向電壓額定值。

在圖 6-2 所示為順向式轉換器的輸出部份，需注意的是它與返馳式轉換器之間的顯著差異，其中增加了一個 D_2 飛輪二極體與電感器 L_1 。在 OFF 週期裏，二極體 D_2 提供電流至輸出，因此， D_1 與 D_2 二極體的組合必須能夠傳遞全部的輸出電流，這二個二極體的逆向阻隔電壓容許值必須是相同的，其最小值為 $[1.2V_{in}(N_s/N_p)]$ 。而在圖 6-3 所示的輸出電路結構，適合於推挽式，半橋式與全橋式轉換器。

大約每半週期裏，二個 D_1 與 D_2 二極體的每一個都能提供相等的輸出電流至負載上，在此不需再額外使用飛輪二極體，這是因為當其中一個二極體在 OFF 時，另外一個二極體之動作狀態就類似於飛輪作用，這些二極體必須有 $[2.4V_{out}(V_{in\ max}/V_{in\ min})]$ 最小的逆向阻隔電壓容許值。

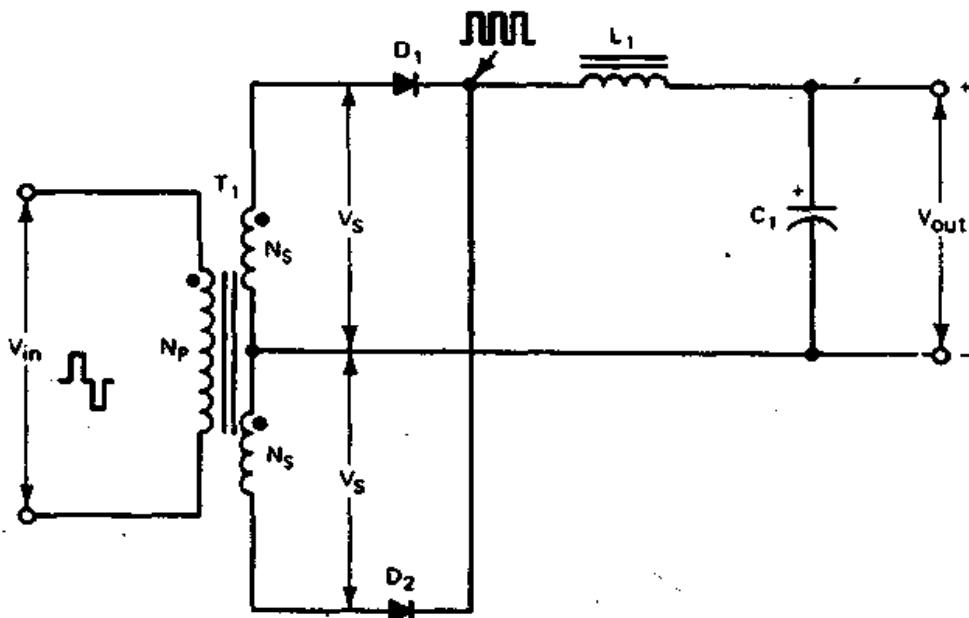


圖 6-3 推挽式，半橋式，全橋式轉換器電源供給器的輸出部份

6-2 轉換式電源供給器設計上功率整流器與電容器的特性 (POWER RECTIFIER CHARACTERISTICS IN SWITCHING POWER SUPPLY DESIGN)

轉換式電源供給器中，對功率整流器二極體的要求就是必須具有低值的順向電壓降，快速回復的特性，與適當的功率容許值。一般的 PN 接面二極體是不適合於轉換上的應用，這是因為它的回復速度較慢，而且效率較低。在轉換式電源供給器中，一般常用的整流二極體有三種型式：(1)高效率快速回復二極體，(2)高效率超快速回復二極體，與(3)肖特基障壁整流二極體。在圖 6-4 所示為這些二極體型式的典型順向特性曲線，由圖中曲線可得知，肖特基障壁整流二極體具有較小的順向電壓降，因此能提供較高的效率。

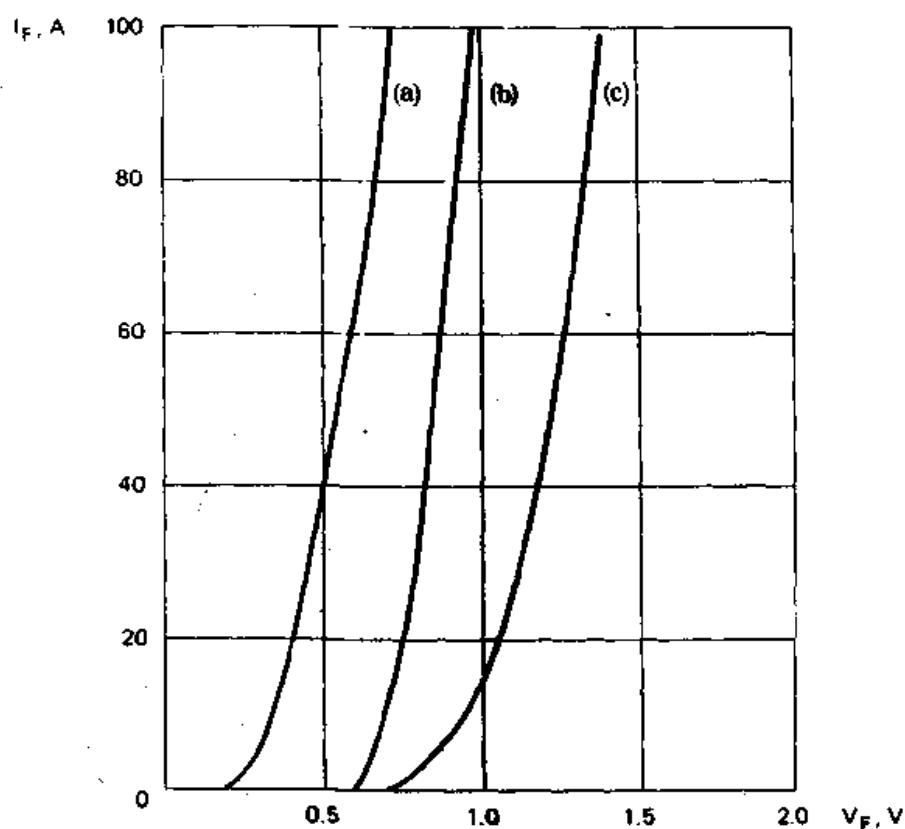


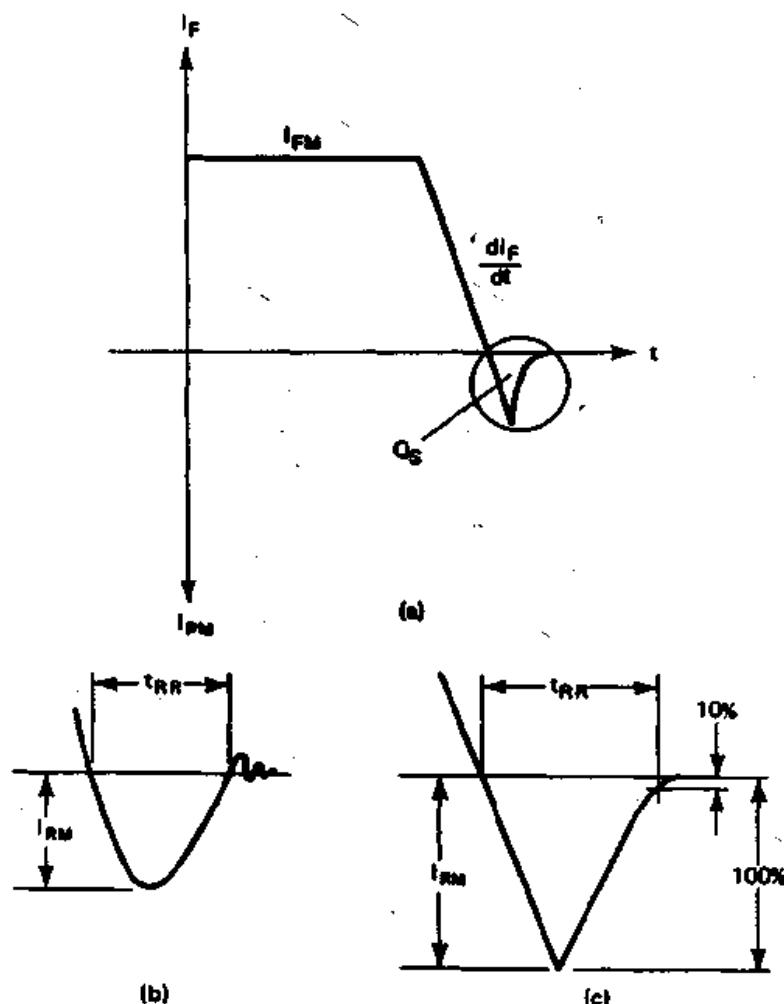
圖 6-4 在許多順向電流單位下，典型的順向電壓降特性曲線
 (a)為肖特基障壁整流器，(b)為超快速回復整流器，
 (c)為普通的快速整流器

接下來我們將討論每一種型式的整流器，它們之間的不同與優點，而在轉換模式的功率整流結構中，必須使用這些型式的二極體。

6.2.1 快速與超快速回復二極體

(Fast and Very Fast Recovery Diodes)

快速與超快速回復二極體有較高的順向電壓降，其範圍約為 0.8 V 至 1.2 V 之間，由於具有較高的順向電壓降與高阻隔電壓容許值，所以這些二極體特別適合於低功率，且輸出在 12 V 以上的輔助電壓整流之用。



■ 6-5 波形(a)描述整流器的動作行為，在特定斜坡率定率 dI/dt 下由順向導通開關至逆向狀態，此圓圈部份的波形則為逆向回復的一部份。波形(b)所描述的則為陡峭回復類型的二極體，而(c)所描述的則為柔和回復類型的二極體。需注意的是在此二個不同類型的回復二極體之間，其 t_{RR} 與 I_{RM} 之值會有顯著的不同。

由於目前大多數的轉換式電源供給器都是操作在 20 kHz 以上的頻率，因此，使用快速與超快速回復二極體可提供減少逆向回復時間 t_{RR} 在千分之一微秒 (nanosecond) 範圍，所以經常我們在選用快速回復二極體時，其 t_{RR} 值至少要小於轉換電晶體上升時間的三倍。

這些二極體也能減少輸出漣波電壓的轉換波尖 (switching spikes)，雖然“柔和 (soft)”回復二極體會有較小的雜訊，其較長的 t_{RR} 時間與較高的逆向電流 I_{RM} 會產生較大的轉換損失，在圖 6-5 所示為陡峭的與柔和的回復二極體的逆向回復特性。

在轉換式電源供給器中，所用的快速與超快速轉換二極體，在當做輸出整流器時，是否需要散熱裝置，全依最大的工作功率而定。一般這些二極體都有非常高的接面溫度，大約在 175°C 左右，而且大多數的製造廠商都會提供詳細的規格圖表，此將使得設計者能夠計算出最大輸出工作電流對引線或是外殼的溫度。

6-2-2 肖特基障壁整流器 (Schottky Barrier Rectifiers)

在圖 6-4 所示的肖特基障壁整流器有極低的順向電壓降，約為 0.5 V 左右，甚至在較高的順向電流情況下，亦保有此極低之值，也就是因為這個緣故，使得肖特基整流器在低電壓輸出時特別地有效，就如 5 V 的輸出電壓。所以一般這些輸出都會傳遞較高的負載電流，此外，當肖特基接面溫度升高時，順向電壓降會變得更低。

在肖特基障壁整流器 (schottky barrier rectifier) 中逆向回復時間是可忽略的，這是因為此元件為多數載子半導體，因此，在轉換期間就沒有少數載子的儲存電荷被移去。

不幸的是，肖特基障壁整流器有二個主要的缺點。首先是其逆向阻隔容許值較低，目前約為 100 V 左右。其次為具有較高的逆向洩漏電流值，使得較其它型式的整流器更容易產生熱跑脫的現象。然而這些問題還是可以被避免的，祇要使用暫態過電壓保護電路與謹慎的選擇操作接面溫度。

6.2.3 噴擊過電壓抑制電路 (Transient Overvoltage Suppression)

考慮如圖 6-3 所示的全波整流器，在 PWM 穩壓半橋式電源供給器中， D_1 與 D_2 使用肖特基整流器，在變壓器次級端每半個繞組上的電壓 V_s 為 $2V_{out}$ 極小值，因此，在 OFF 狀態或是 $4V_{out}$ 時，每一個二極體必須能夠阻隔 $2V_s$ 的電壓。

不幸的是，高頻變壓器的洩漏電感值與肖特基整流器的接面電容值 (junction capacitance)，在 OFF 狀態時會形成調諧電路 (tuned circuit)，此會產生暫態過電壓的振鈴 (ringing) 現象，如圖 6-6 所示。此振鈴的振幅有時會足夠地高而超過了肖特基整流器的阻隔容許值，這會使得肖特基整流器在 OFF 期間被破壞。

我們可以在其電路上，增加 RC 箍制電路來抑制此振鈴至安全振幅值，如圖 6-6 所示的下面波形圖，有二種方法可用來加入 RC 箍制電路至電源供給器的輸出，而達到保護肖特基整流器之目的。對於高電流的輸出箝制電路可加在整流器兩端上，如圖 6-7 (a) 所示，而對低電流的輸出，祇要

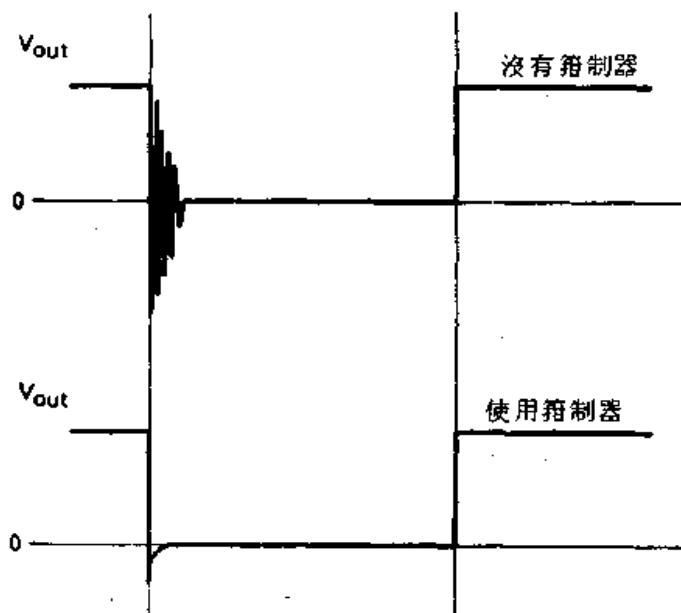


圖 6-6 上面波形所示在肖特基整流器 turn-OFF 時會有振鈴現象發生。
下面波形所示在相同整流器使用暫態抑制器後能消除振鈴現象。

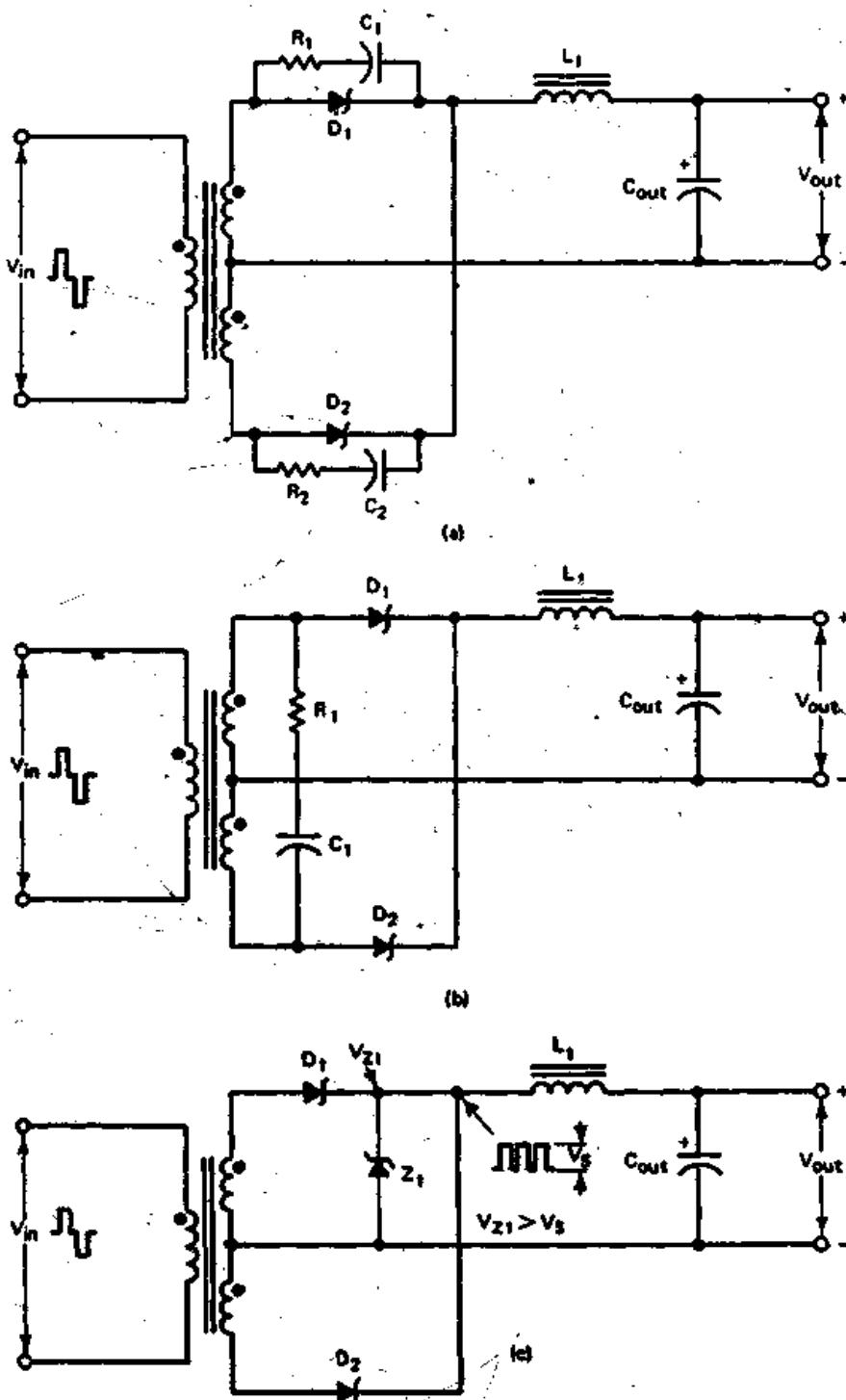


圖 6-7 在 turn-OFF 期間保護輸出肖特基整流器的方法。
 (a)箝制器置於每一個整流器兩端
 (b)將單一的RC箝制器置於變壓器次級繞組兩端
 (c)使用藉納二極體。

在次級兩端加上一組 RC 箔制電路即可，如圖 6-7 (b) 所示。此外有一種方法就是使用稽納二極體去制止超越置的電壓至安全單位，如圖 6-7 (c) 所示。雖然此種方法工作良好，但是稽納二極體的緩慢回復，會在電源供給器的輸出引起雜訊波尖 (noise spikes)，因此，對於低雜訊的應用上來說，這是我們所不期望的。

箇制電阻器 R_s 可由下式計算得到

$$R_s = \frac{\sqrt{L_T/C_J}}{n} \quad (6-1)$$

在此 L_T ：變壓器的洩漏電感值， μH

C_J ：肖特基接面電容值， pF

n ：初級至次級圈數比， N_P/N_S

而箇制電容值 C_s 可以任意的選擇，其範圍由 $0.01 \mu\text{F}$ 至 $0.1 \mu\text{F}$ 之間。

在電阻器上的功率消耗可計算如下

$$P_R = \frac{1}{2} C_s \left(\frac{V_{in}}{n} \right)^2 f \quad (6-2)$$

在此 f 為轉換器的操作頻率。

正確地選擇箇制電容值 C_s 會使得箇制電路變得更有效，且能減少功率的消耗。

6-2.4 計算返馳式、順向式與推挽式轉換器整流二極體峯值電流的容許值 (Calculating the Rectifier Diode Peak Current Capability for the Flyback, Forward, and Push-pull Converters)

在先前我們曾經討論過返馳式轉換器中的輸出二極體，僅在轉換器轉換週期部份時間裏才會導通，換句話說，也就是在轉換電晶體的 OFF 狀態時間裏。因此，輸出整流器在導通時間週期裏，必須能夠承受整個輸出電流之容許值 (圖 6-1)。

輸出二極體最小峯值的順向電流值可為

$$I_{FM} = \frac{2I_{out}}{1 - \delta_{max}} \quad (6-3)$$

在此 δ_{max} 為轉換器的最大工作週期係數。

假設 $\delta_{max} = 0.45$ ，對返馳式轉換器來說，則

$$I_{FM} = 3.6 I_{out} \quad (6-4)$$

例題 6-1 ~~~~~

試計算在 100 W 的 PWM 反馳式轉換器中，輸出整流器的峯值順向電流額定值，其輸出為 $5V_{dc}$ ，20 A，最大工作週期係數為 $\delta_{max} = 0.45$ ，操作頻率為 20 kHz。

解 由公式 6-4 我們可得

$$I_{FM} = 3.6 I_{out} = 3.6(20) = 72 \text{ A}$$

因此，整流器必須能夠有 72 A 的峯值重覆順向電流值，且在此設計上最大工作週期約為 45 %。

在順向式轉換器中，輸出二極體的選擇就變得稍為複雜些了，這是因為我們也需要計算飛輪二極體的峯值順向電流容許值（圖 6-2）。在另一方面，由於順向轉換器中的能量會連續地流至輸出負載上，因此每一個二極體的峯值順向電流值會比反馳式轉換器之值更低，所以順向轉換器中的輸出二極體的峯值順向電流值可為

$$I_{FM} = I_{out}\delta_D \quad (6-5)$$

在此 δ_D 為整流器或飛輪二極體的工作週期係數。

例題 6-2 ~~~~~

試計算順向式 PWM 轉換器中；整流器與飛輪二極體的最大順向電流額定值，其它的詳細工作規格如同例題 6-1 所示，輸入電壓的操作範圍由 $90V_{ac}$ 至 $130V_{ac}$ 。

問 利用公式 6-5 計算整流器二極體峯值順向電流值為

$$I_{FM} = I_{out} \delta_{DR} = 20 (0.45) = 9 \text{ A}$$

因此，我們可以使用 10 A 的額定值，45% 工作週期的整流器二極體。

飛輪二極體的最大工作週期係數為

$$\delta_{DF} = 1 - \delta_{min} = 1 - \delta_{max} \left(\frac{V_{in,min}}{V_{in,max}} \right) \quad (6-6)$$

取 $V_{in,min} = 90\sqrt{2} - 20 \text{ V}$ 的直流漣波 $= 106 V_{dc}$ ，我們將取用 $V_{in,min} = 100 V_{dc}$ ， $V_{in,max} = 130\sqrt{2} = 182 V_{dc}$ ，我們取 $V_{in,max} = 190 V_{dc}$ ，則由公式 6-6 可得

$$\delta_{DF} = 1 - 0.45 \left(\frac{100}{190} \right) = 0.76$$

因此，飛輪二極體的順向電流為

$$I_{FM} = 20 (0.76) = 15.2 \text{ A}$$

所以我們可使用在 76% 的工作週期裏，20 A 額定值的二極體。

在推挽式轉換器中，在相等導通週期裏，輸出整流器會提供相等的電流至輸出負載上（圖 6-3），對半橋式或是全橋式電路來說，此輸出結構亦是有效的。

由於推挽式轉換器的輸出，其工作狀態就有如二個背對背的順向轉換器的輸出，因此，每一個整流器的最大順向電流值可由公式 6-5 求得。

例題 6-3

試計算半橋式 PWM 轉換器中，每一個輸出整流器二極體的最大順向電流額定值，其它的詳細工作規格如同例題 6-1 所示。

問 轉換器的轉換週期為

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{20 \text{ kHz}} = 50 \mu\text{s}$$

假設在每一交替半週期之間，其截止時間（dead time）為 $5 \mu\text{s}$ ，則每一個整流器的導通時間為 $20 \mu\text{s}$ ，於是每一個二極體的工作週期係

數為 $\delta_{DR} = 20 / 50 = 0.4$ ，由公式 6-5 我們可得

$$I_{FM} = 20 (0.4) = 8 \text{ A}$$

因此，在 40% 的工作週期裏，每一個整流器有 8A 的最小額定值（實際上我們可使用 10A 的整流器）。

在前面我們也曾提過，當其中一個整流器二極體在 OFF 狀態時，則另一個整流器二極體的動作狀態就有如飛輪二極體一般，在此情況下，對飛輪模式來說每一個二極體在 $5\mu\text{s}$ 的導通時間，則 $\delta_{OF} = 5 / 50 = 0.1$ ，因此在截止時間對每一個整流器二極體所提供的輸出電流為

$$I_{FDM} = 20 (0.1) = 2 \text{ A}$$

整流器在使用時最好能做熱分析，有必要時選擇適當的散熱片使用，可以防止熱跑脫現象，避免整流器被破壞，一般製造廠商都會提供減額二極體電流對外殼溫度的曲線。

若要獲得更高電流的輸出，我們可以將二極體並聯使用，如此可用來平均分擔此負載電流，不過此種並聯並不是直接將二極體並聯在一起使用，而是必須使用分離式的次級繞組，將其上的各別二極體互相並聯在一起，如圖 6-8 所示的電路。

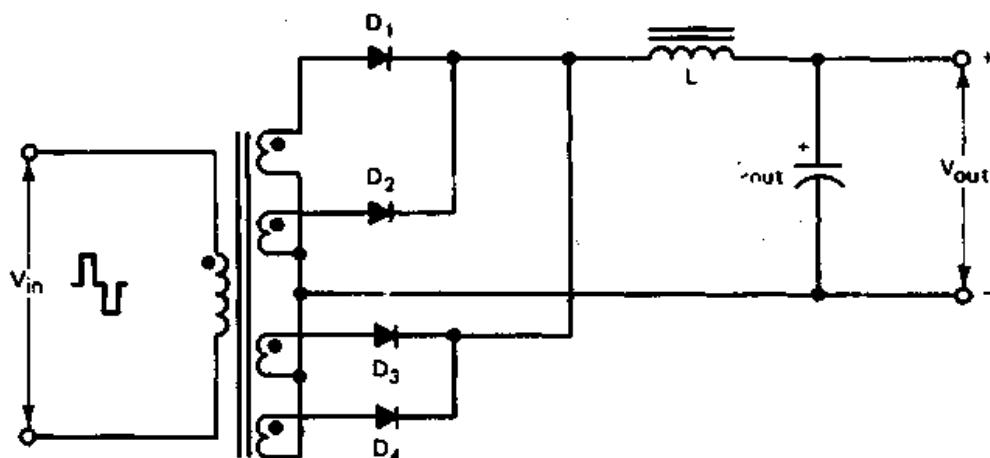


圖 6-8 使用分離式的次級繞組並回輸各別的二極體，此法能夠增加所需的輸出電流容許值

6-3 輸出電感器的設計 (OUTPUT POWER INDUCTOR DESIGN)

6-3.1 一般性的考慮 (General Considerations)

大多數轉換式電源供給器的設計，都會使用到電感器來做為輸出濾波電路結構的一部份，其主要有二個目的：首先，在 OFF 或是“凹口 (notch)”期間，電感器能夠儲存能量，使得輸出電流能夠連續地流至負載上。其次，電感器能夠平滑與平均輸出電壓漣波至可接受的準位。

有許多種類的鐵心，設計者可用來設計電感器，目前在高頻轉換式設計上，最受歡迎的材料為陶鐵磁鐵心 (ferrite cores)，鐵粉心鐵心 (iron powder cores)，與MPP鐵心 (molypermalloy cores)，這些鐵心都非常適用於做功率電感器的設計，至於要選擇那種鐵心，則依其價格，重量，可用率，性能，與製作的容易度來決定。

鐵粉心與 MPP 鐵心一般的形狀都為環型，由於具有以下的特性，很適合做功率扼流圈 (choke)：

1. 高飽和磁通量密度， B_{sat} 可高達至 8000 G。
2. 具有高能量儲存容許能力。
3. 本身具有空氣間隙，不需在鐵心上切割間隙。
4. 有較多的尺寸大小可供選擇。

在另一方面，陶鐵磁鐵心就必須切割間隙，這是由於它的飽和磁通量密度 B_{sat} 值較低，而且對溫度又較敏感，體積尺寸也較為大些，但是如果我們在輸出扼流圈上使用 Pot 型式的鐵心，則輻射的 EMI 將可以被減少，這是因為 Pot 型式的鐵心本身具有隔離的特性，另外陶鐵磁扼流圈也較容易繞製，特別是使用較大的線規來繞製。

6-3.2 設計方程式的推導 (Deriving the Design Equations)

考慮如圖 6-9 (a) 所示的 PWM 半橋式轉換器的輸出部份，而 E_{in} 與 E_{out} 輸出波形，以及具有漣波 ΔI 的平均負載電流 I_{out} 之波形示於圖 6-9 (b)。

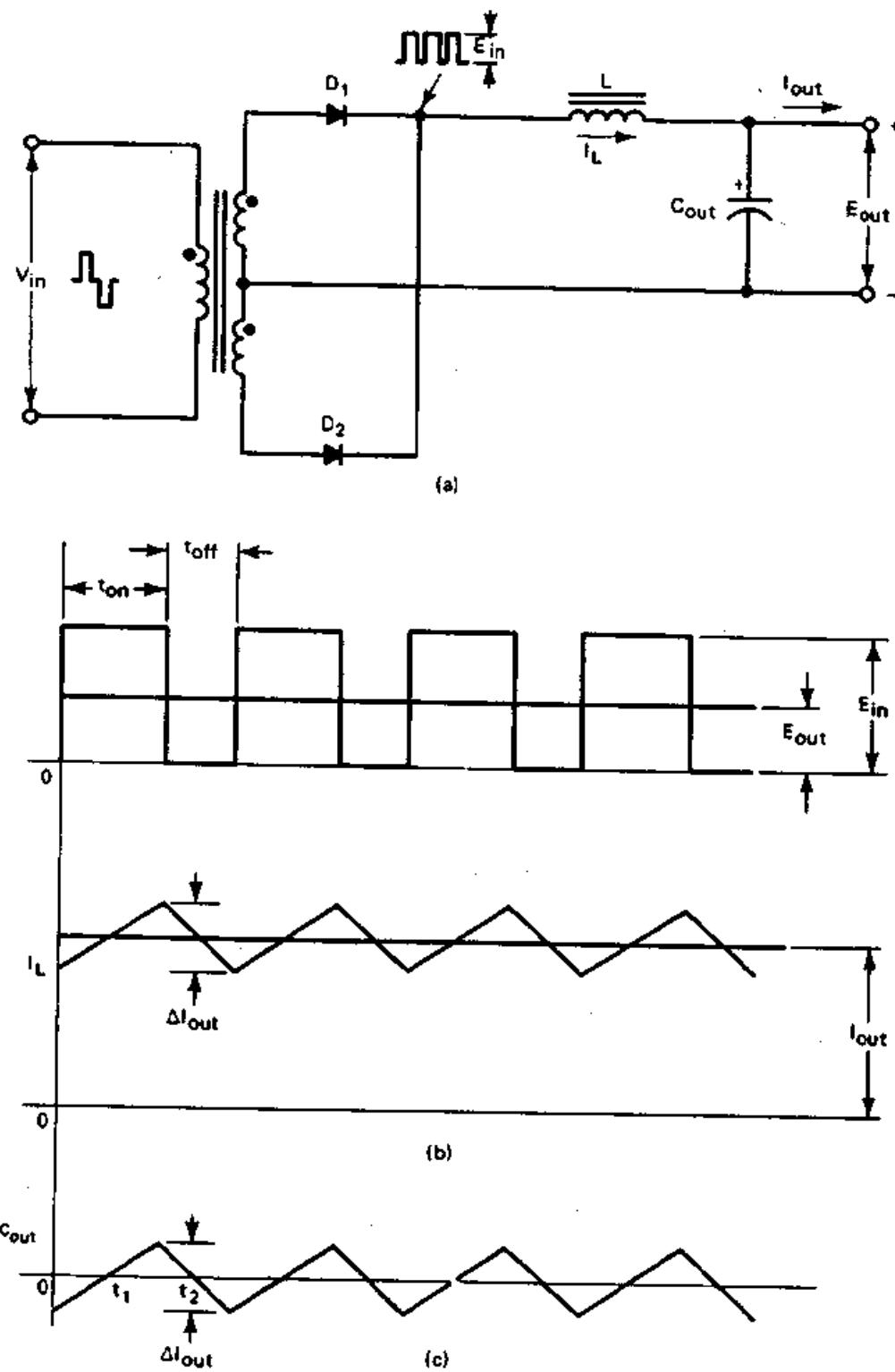


圖 6-9 (a) PWM 半橋式轉換器的輸出部份，與其電壓和電流波形

由基本的電路理論，我們可得知在電感器上的電壓為

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (6-7)$$

由於

$$V_L = E_{in} - E_{out}$$

而且

$$di = \Delta I_L$$

綜合以上，並代入公式 6-7 可求得電感器 L 為

$$L = \frac{(E_{in} - E_{out})\Delta t}{\Delta I_L} \quad (6-8)$$

在此情況的 PWM 半橋式或全橋式轉換器，其最大初級輸入電壓為 V_{in} ，則 E_{in} 的電壓值約為二倍的輸出電壓 E_{out} （見圖 6-9），所以 $E_{in} - E_{out} = E_{out}$ ，時間間隔 Δt 等於最大的截止時間（dead time），或是“凹口（notch）”時間 t_{off} ，此時間是發生於轉換的半週期交替之間。

最大的 t_{off} 時間值會發生在最大輸入線電壓下，這是由於此時電晶體導通時間 t_{on} 是在最小值，因此，電感器必須被設計能儲存足夠的能量，在凹口期間裏能提供連續的輸出電流。

以次級電壓 E_{in} 與 E_{out} 來表示 Δt ，其式子為

$$t = t_{off} = \frac{1}{2} \left[\frac{1 - (E_{out}/E_{in})}{f} \right] \quad (6-9)$$

在此 f 為轉換器的頻率（kHz），係數 $\frac{1}{2}$ 是相關於凹口時間 t_{off} 對整個轉換週期而得。這是由於在整個轉換期間裏會遭遇到二個凹口時間間隔，為了保持低電感器的峯值電流與良好的輸出漣波，我們建議 ΔI_L 值不可超過 $0.25 I_{out}$ 。

由以上得知，公式 6-7 可以被寫為：

$$L = \frac{E_{out} t_{off}}{0.25 I_{out}} \quad (6-10)$$

因此公式 6-10 乃為計算電感值之公式，其值與實際值非常接近，所以在真正的應用上可以要，也可以不需要做微調（fine tuning）。電感值計算出來以後，下一個步驟就是選擇鐵心的尺寸大小與鐵心的材料，如此就能完成設計了。

下面例題我們以陶鐵磁鐵心與 MPP 鐵心，來一步步說明整個設計過程，第一個設計過程是用分析的方法，第二個則用圖表的方法，對設計最佳的濾波扼流圈來說，這二種方法都相當有用。

例題 6-4~~~~~

20 kHz，100 W 的半橋式電源供給器，其輸出為 $5V_{dc}$ ，20 A，試計算輸出電感器 L 之值（使用陶鐵磁鐵心）。

解 利用公式 6-9 計算最大凹口時間

$$t_{off} = \frac{1 - (E_{out}/E_{in})}{2f} = \frac{1 - (5/10)}{40 \times 10^3} = 12 \mu s$$

在 t_{off} 期間電感器 L 能夠傳遞 ΔI_L 的輸出電流， L 值可由公式

6-10 計算得知

$$L = \frac{E_{out} t_{off}}{0.25 I_{out}} = \frac{5 \times 12 \text{ s}}{5} = 12 \mu H$$

利用下面的公式選擇最小尺寸的鐵心

$$A_s A_c = \frac{(5.067) 10^8 (LI_{out} D^2)}{KB_{max}}$$

在此 K ：對環型鐵心為 0.4，對捲線軸為 0.8

D ：繞線直徑

A_s ：鐵心有效面積

A_c ：捲線軸繞組面積

選擇電流密度為 400 c.m./A，則對 20 A 的電流輸出來說，其繞線為 $400 \times 20 = 8000$ c.m.，因此，我們可以選擇 no.11 AWG 的繞線，由表 5-2 可查出其最大直徑為 0.0948。

我們也選擇 $B_{max} = 2000$ G，則 $A_s A_c$ 的乘積為

$$A_e A_r = \frac{5.067 \times 10^8 \times 12 \times 10^{-6} \times 20 \times 0.0948^2}{0.8 \times 2000} = 0.683 \text{ cm}^4$$

由陶鐵磁目錄資料可查出 3019 型號的 Pot 型式鐵心，其 $A_r = 1.38 \text{ cm}^2$ ， $A_e = 0.587 \text{ cm}^2$ ，則 $A_e A_r = 0.81 \text{ cm}^4$ ，因此，此種型號的鐵心符合我們所需，但是我們可以選擇較大的鐵心，使能滿足較大線規的繞線，事實上，我們建議使用較小尺寸的一束繞線，如此可增加導體表面積，而且減少集膚效應的損失。就以此例題來說，我們可使用 8 條 no. 20 AWG 的繞線，來取代 no. 11 AWG 的一條繞線。並聯使用整束的導體，由於減少了 $I^2 R$ 的損失，所以銅損失可以被減少至最低值，因此，我們也能減少電流密度之需求，若僅使用 6 條 no. 20 AWG 的繞線，則電流密度為 300 c.m./A ，還是會在可接受的範圍值內，綜合以上所說，選用 3622 型號的鐵心與單一截面的捲線軸 (single-section bobbin)。

因為電感器會遭遇到大的直流偏壓，所以鐵心上需要有間隙 (gap)，以避免達到飽和狀態，則間隙的長度為

$$l_g = \frac{(0.4\pi L I_{out})^2 10^8}{A_e B_{max}^2} = \frac{0.4 \times 3.14 \times 12 \times 10^{-6} \times 20^2 \times 10^8}{2.02 \times 2000^2} = 0.0746 \text{ cm}$$

因為空氣間隙會中斷磁性電路二次，如果使用取間隔裝置 (spacer) 來提供間隙的話，則 spacer 的厚度為 $l_g/2 = 0.0373 \text{ cm}$ ，在另一方面，如果僅有中心柱之處切割間隙的話，則應使用全部的間隙長度。現在我們來計算其圈數

$$N = \frac{B_{max} l_g}{0.4\pi I_{out}} = \frac{2000 \times 0.0746}{0.4 \times 3.14 \times 20} = 5.94 \text{ 圈}$$

我們取 $N = 6$ 圈，使用 6 條並聯的 no. 20 AWG 繞線導體，所以總共需要 $6 \times 6 = 36$ 圈。

在每一捲線軸的圈數圖表（依據 Ferroxcube 目錄資料）上，由 3622 型號的單一截面捲線軸資料可得知，使用 no. 20 AWG 的繞線要繞滿捲線軸的繞線面積大約要 60 圈，若將繞線周圍的空氣空間與

絕緣帶所使用的厚度予以考慮的話，則 3622 型號的捲線軸與 Pot 型式的鐵心乃是此設計的最好選擇。在真正的應用上還可以做些改良，例如我們可增加圈數達到較好的濾波效果，或是增加繞線導體的數目減少熱效應的產生。

例題 6-5~~~~~

設計例題 6-4 的濾波扼流圈，使用 MPP 的鐵心來做設計。

解 雖然使用 MPP 鐵心來做濾波扼流圈的設計，但是亦可以使用前面所提的分析方法來完成設計，在本例題中我們將使用更快的圖表方法，此法是由 Magnetics 公司所研究發展出來的，不但快速而且很精確。本例題是以 Magnetics 公司的 MPP 鐵心資料來做設計，但是還有許多製造廠商能做出具有同樣磁性且相等的鐵心大小，如此讀者就可以擴大所描述的方法，去選擇其它製造廠商的鐵心。

步驟 1：利用公式 6-10 計算所需之電感值。

$$L = \frac{E_{out,off}}{0.25I_{out}} = \frac{5 \times 12}{5} = 12 \mu\text{H}$$

步驟 2：計算 LI^2_{out} 的乘積。取 $L = 12 \mu\text{H}$ ， $I_{out} = 20 \text{ A}$ ，則

$$LI^2 = (12 \mu\text{H})(20^2) = (0.012 \text{ mH})(20^2) = 4.8.$$

步驟 3：選擇鐵心大小。由圖 6-10 的鐵心選擇圖表，可查出 LI^2 座標軸上的 4.8 此點，將此點直接對至各種導磁率的實線上可得出 55548 型號的鐵心。

步驟 4：選擇導磁率 (permeability)。4.8 此點的座標與 55548 型號的鐵心座標的交點會落於導磁率 26μ 與 60μ 實線之間，僅有相交 LI^2 的座標 (4.8 此點) 與鐵心座標交點以下的導磁率實線可以被使用，首先我們嘗試使用導磁率為 60μ 的鐵心，如果使用較高導磁率的鐵心 (如 $\mu = 125$)，則會產生較低的繞組係數，因此所需的圈數就會較少。

步驟 5：計算圈數以獲得所需之電感值。圈數可由下式計算求出：

$$N = 1000 \sqrt{\frac{L}{L_{1000}}} \quad (6-11)$$

在此 L 為所期望的電感值 (mH) , L_{1000} 為標稱的電感值 (mH/1000 圈)。

由表 6-1 或表 6-2 可得知 $L_{1000} = 61$ (60 μ 的導磁率, 55548

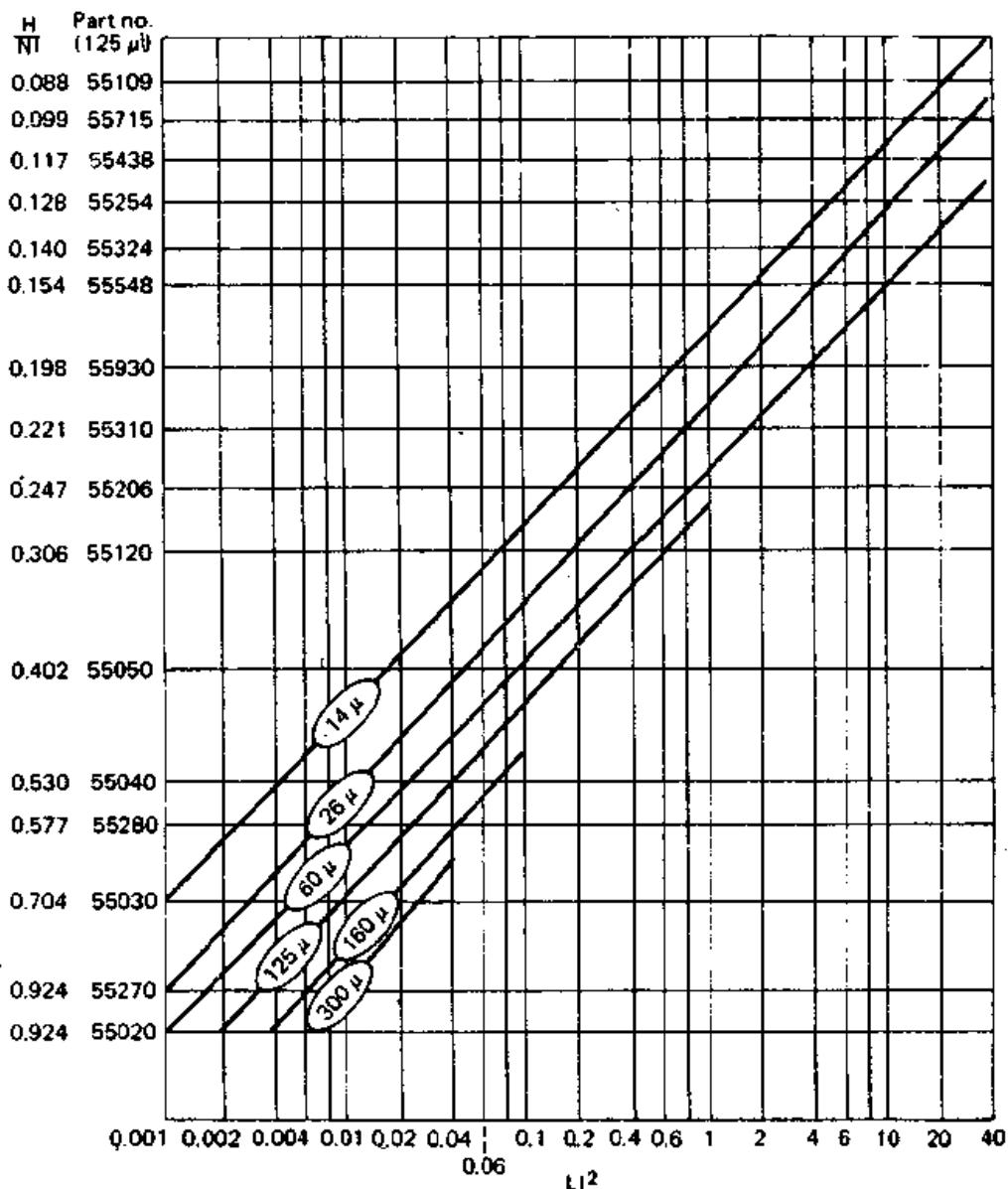
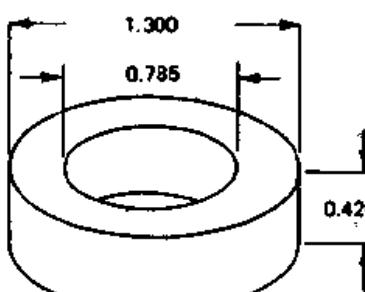


圖 6-10 MPP 磁心的直流通偏壓鐵心選擇圖表，有關鐵心大小，導磁率， H/NI 與 LI^2 之值。 L = 直流通偏壓的電感值 (mH)； I = 直流通電流 (A)。(由 Magnetics, Inc. 提供)

表 6-1 為Magnetics公司55548系列鐵心的電氣、機械與繞組上的資料



(鐵心尺寸)						
DD (Max.)	1.332 in.	33.80 mm				
ID (Min.)	0.760 in.	19.30 mm				
HT (Max.)	0.457 in.	11.61 mm				
(繞組的圈數長度)						
繞組係數	長度 / 圈					
100% (Unity)	0.1943 ft	5.93 cm				
60%	0.1668 ft	5.09 cm				
40%	0.1400 ft	4.27 cm				
20%	0.1282 ft	3.91 cm				
0%	0.1238 ft	3.78 cm				
(繞線尺寸)						
(單位繞組係數)						
DD (Max.)	1.840 in.	46.7 mm				
HT (Max.)	1.103 in.	28.0 mm				
磁性資料						
元件號碼	導磁率 μ	電感值 / 1000 圈 MH $\pm 8\%$	標稱直流通阻 Ω / MH	表面磨光與穩定	等級狀態	高斯每安培圈數 B/NI
55551-	14	14	0.335	A2	•	2.16 (<1500 G)
55550-	28	28	0.167	A2	•	4.00 (<1500 G)
55071-	60	61	0.0768	ALL	Yes	9.24 (<1500 G)
55548-	125	127	0.0369	ALL	Yes	19.3 (<1500 G)
55547-	147	150	0.0312	ALL	Yes	22.6 (<1500 G)
55546-	160	163	0.0287	ALL	Yes	24.6 (<1500 G)
55542-	173	176	0.0266	ALL	Yes	26.6 (<1500 G)
55545-	200	203	0.0230	ALL	Yes	30.8 (<600 G)
55543-	300	305	0.0153	A2 and L8	Yes	46.2 (<3500 G)
55544-	550	559	0.0083	A2	Yes	84.7 (<50 G)
單位繞組係數的繞組資料						
AWG 繞線尺寸	圈數	直流通阻 $R_{dc} \Omega$	AWG 繞線尺寸	圈數	直流通阻 $R_{dc} \Omega$	
8	32	0.00393	23	889	3.50	
9	40	0.00618	24	1100	5.49	
10	50	0.00976	25	1359	8.56	
11	63	0.01544	26	1699	13.53	
12	79	0.0244	27	2139	21.4	
13	98	0.0384	28	2625	33.3	
14	123	0.0604	29	3209	51.3	
15	154	0.0949	30	4011	81.1	
16	193	0.1504	31	4937	125.7	
17	239	0.234	32	6017	189.4	
18	298	0.370	33	7463	299	
19	370	0.579	34	9500	482	
20	462	0.909	35	11,788	758	
21	578	1.437	36	14,549	1173	
22	713	2.24				

資料來源：經由Magnetics公司所允許的鐵心資料

表 6-2 電感值表

Part no.	每 1000 圈的電感值，mH										
	125 μ	14 μ	26 μ	60 μ	125 μ	147 μ	160 μ	173 μ	200 μ	300 μ	550 μ
55140	NA	NA	NA	NA	26	31	33	36	42	62	NA
55150	4	7	17	35	41	45	48	56	84	NA	NA
55180	5	9	20	42	49	53	57	67	99	NA	NA
55020	6	10	24	50	59	64	69	80	120	220	NA
55240	6	11	26	54	64	69	75	86	130	242	NA
55270	12	21	50	103	122	132	144	165	247	466	NA
55030	6	11	25	52	62	66	73	83	124	229	NA
55280	6	11	25	53	63	68	74	84	128	232	NA
55290	7	14	32	66	78	84	92	105	159	290	NA
55040	7	14	32	66	78	84	92	105	159	290	NA
55130	6	11	26	53	63	68	74	85	127	NA	NA
55050	6.4	12	27	56	67	72	79	90	134	255	NA
55120	8	15	35	72	88	92	104	115	173	317	NA
55206	7.8	14	32	68	81	87	96	109	163	320	NA
55310	9.9	19	43	90	106	115	124	144	216	396	NA
55350	12	22	51	105	124	135	146	169	253	NA	NA
55930	18	32	75	157	185	201	217	251	377	740	NA
55548	14	28	61	127	150	163	176	203	305	559	NA
55585	9	16	38	79	93	101	109	126	190	348	NA
55324	13	24	56	117	138	150	162	187	281	515	NA
55254	19	35	81	168	198	215	233	269	403	740	NA
55438	32	59	135	281	330	360	390	450	674	NA	NA
55089	20	37	86	178	210	228	246	285	427	NA	NA
55715	17	32	73	152	179	195	210	243	365	NA	NA
55109	18	33	75	156	185	200	218	250	374	NA	NA
55866	16	30	68	142	NA						

注意：此為Magnetics, Inc. 的MPP 鐵心在各種導磁率下每 1000 圈的電感值。
資料來源：由 Magnetics, Inc. 提供。

型號的鐵心），因此為了獲得 $12\mu\text{H}$ (0.012mH) 的電感值，
則所需之圈數為

$$N = 1000 \sqrt{\frac{0.012}{61}} = 14 \text{ turns}$$

我們增加 20% 的圈數，則可得 $N = 17$ 圈。

步驟 6：計算繞線尺寸與適合的繞線鐵心。如果我們選 400 c.m./A 的電流密度，則 $400 \text{ c.m./A} \times 20 \text{ A} = 8000 \text{ c.m.}$ 為繞線所需，由表 5-2 可查出適合的繞線為 no. 11 AWG。

為了減少集膚效應的損失，我們可以並聯使用 4 條 no. 17 AWG 的繞線，則總共的圈數為 $17 \times 4 = 68$ 圈，現在我們來檢查看看，這些繞線是否能適合滿足鐵心，no. 17 AWG 的繞線 (2050 c.m.)，其圈數為 68 圈，則等於 139400 c.m.，由表 6-1 可得知 55548 型號的 MPP 鐵心，其總共的窗型面積為 577600 c.m.，因此，此鐵心繞組係數為 $139400 / 577600 = 0.24$ ；同樣的依圖 6-9 由繞組的資料可得出，使用 no. 17 AWG 的繞線要完全地繞滿鐵心需要 239 圈，所以對 24% 的繞組係數來說，需要繞滿這個鐵心的圈數為 $239 \times 0.24 = 57.36$ 圈，但是我們所設計的圈數為 68 圈，所以我們必須重新選擇較高導磁率的 55548 型號的鐵心。由表 6-2 我們重新選擇 125μ 導磁率的鐵心，其中 $L_{1000} = 127$ ，則我們重新計算步驟 5 所需之圈數

$$N = 1000 \sqrt{\frac{0.012}{127}} = 9.72 \text{ tur}$$

我們增加 20% 的圈數，則可得 $N = 12$ 圈，使用 no. 11 AWG 的繞線，或是並聯使用 4 條 no. 17 AWG 的繞線，總共的圈數為 $12 \times 4 = 48$ 圈，因此能適合鐵心之需求。

為了檢查所獲致的結果，則需做以下的分析：

步驟 1：計算直流磁化力 (dc magnetizing force)。由表 6-1 可得知 55548 型號的鐵心，其 $H/NI = 0.154$ ，則磁化力為

$$H = \frac{H}{NI} (NI) = 0.154 \times 12 \times 20 = 36.98 \text{ Oe}$$

步驟 2：檢查導磁率的減少。由圖 6-11 的曲線可得知，在磁化力為 36.98 Oe， 125μ 的材料下，在一般經驗上會減少 30% 的最初導磁率，所以僅有 70% 可用的導磁率。

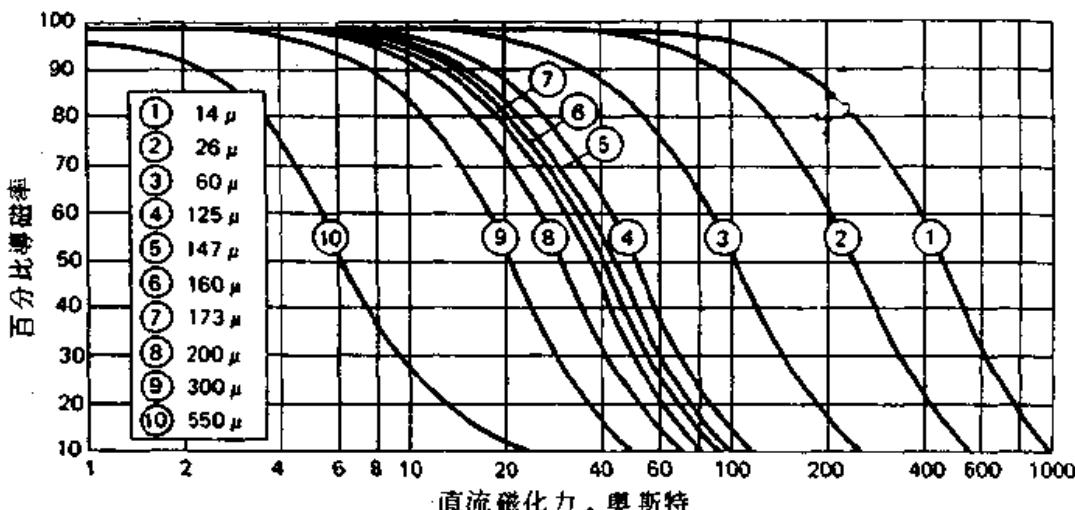


圖 6-11 Magnetics, Inc. MPP 鐵心的導磁率對直流偏壓曲線（由Magnetics Inc. 提供）

步驟 3：由步驟 2 所獲得的導磁率，求出鐵心的電感值。對 55548 型號的鐵心， 125μ 的材料，其標稱電感值為 $L_{1000} = 127 \text{ mH}/1000 \text{ 圈}$ ，因此，對 70% 可用的導磁率來說，其標稱電感值變為 $127 \times 0.70 = 88.5 \text{ mH}/1000 \text{ 圈}$ ，由公式 6-11 求電感值 L 為

$$L = \left(\frac{N}{1000} \right)^2 (L_{1000}) = \left(\frac{12}{1000} \right)^2 (88.5) = 12.74 \mu\text{H}$$

因此可達到所需最小的電感值 $12 \mu\text{H}$ 。

6-4 輸出濾波電容器的設計

(DESIGNING THE OUTPUT FILTER CAPACITOR)

輸出濾波電容器的選擇，全視所使用轉換器的型式與最大操作電流，以及轉換頻率而定。目前大多數應用上都是使用電解電容器 (electrolytic capacitors)，這是因為它有較低的 ESR 值，濾波電容器的 ESR 值會直接影響到漣波的輸出，而且也會影響到其本身的壽命，這是由於 ESR 是屬於功率消耗要素之一，因此其功率損失在其內會產生熱，而會漸漸地縮短電容器的壽命。

目前的電容器溫度額定值都可高達 105°C ，而且在頻率 20 kHz 以上也有非常低的 ESR 值，當轉換器的操作頻率開始增加時，大多數的電容器製造廠商都可以提供低 ESR 值的電解電容器，而且在 100 kHz 時亦能保證其性能。由於被動元件技術的改進，目前的趨勢是研究發展出 50 kHz 以上頻率的薄膜型式的電容器（film type capacitors），它能提供較高的電流容許值。薄膜電容器有極低的 ESR 值，而且其它的特性都會優於電解電容器，已經有些電容器製造廠商自稱能做出工作頻率 100 kHz 以上，電流容許值可達 $2\text{A}/\mu\text{F}$ 的薄膜電容器。

下面將分析計算電容值大小，我們將不考慮輸出濾波電容器的型式，在圖 6-9(c)為輸出電容器 C_{out} 的電流波形，其平均的中間值約為零，而振幅為 ΔI ，在正方向 t_1 時間電流波形會通過零參考點，且剛好位於 ON 時間的中間之處。而在負方向 t_2 時間電流波形會通過零參考點，且剛好位於 OFF 時間的中間之處，如此電流將會產生 ΔV 的濾波電壓，可由以下公式 6-12 得到

$$V_{\text{out}} = \frac{1}{C_{\text{out}}} \int_{t_1}^{t_2} i \, dt \quad (6-12)$$

但是在 t_1 與 t_2 期間平均電流為 $(\Delta I_{\text{out}}/2)/2$ 或 $\Delta I_{\text{out}}/4$ ，因此將公式 6-12 積分可得到

$$V_{\text{out}} = \frac{I_{\text{out}}}{4C_{\text{out}}} \frac{T}{2} = \frac{(\Delta I_{\text{out}})T}{8C_{\text{out}}} = \frac{\Delta I_{\text{out}}}{8fC_{\text{out}}}$$

在此 T 為整個週期時間，也就是 ON 時間 t_1 與 OFF 時間 t_2 ，這二者的總和時間。

將上式重新整理，可得最小的輸出電容值為

$$C_{\text{out}} = \frac{\Delta I_{\text{out}}}{8f\Delta V_{\text{out}}} \quad (6-13)$$

在此 ΔI_{out} : $0.25 I_L$ ； I_L 為規定的輸出電流

ΔV_{out} : 允許的峯對峯輸出濾波電壓

f : 操作頻率

為了確使最小的濾波電壓輸出，則電容器的 ESR 值，可以由以下的關係計算得知：

$$ESR_{\max} = \frac{\Delta V_{\text{out}}}{\Delta I_{\text{out}}} \quad (6-14)$$

正確地選擇 LC 濾波器之值，此乃一大重要之課題，因為它會影響到轉換式電源供給器性能上的二個重要參數，首先， LC 濾波器的組合對整個轉換系統的穩定度 (stability) 來說，會有很大的影響，詳見第九章。其次，較小的電感值 L 與較大的電容值 C 會產生低的輸出濾波器的突波阻抗值 (surge impedance)，這也就是說由於負載的步級變化，電源供給器會有較好的暫態響應 (transient response)。

事實上，測量轉換式電源供給器的暫態響應乃為一重要的要素之一。它在一個步級負載變化期間裏，輸出回復祇需很短的時間，但是，它却會大大地遠離輸出電壓的標稱值 (nominal value)。例如 5V 的直流輸出電壓，如果在 25% 負載變化期間裏，下陷的電壓超過 250 mV，則此 5V 電壓就不適用於 TTL 的電路，在真正的應用上，我們所提供的此負載變化也是被預期的。

例題 6-6~~~~~

試計算例題 6-4 半橋式轉換器輸出濾波電容器的電容值與 ESR 值，所允許的最大輸出濾波電壓為 100 mV。

■ 利用公式 6-13 我們可得

$$C_{\text{out}} = \frac{5}{8 \times 20 \times 10^3 \times 0.1} = 0.3125 \times 10^3 = 312.5 \mu\text{F}$$

由公式 6-14 可得

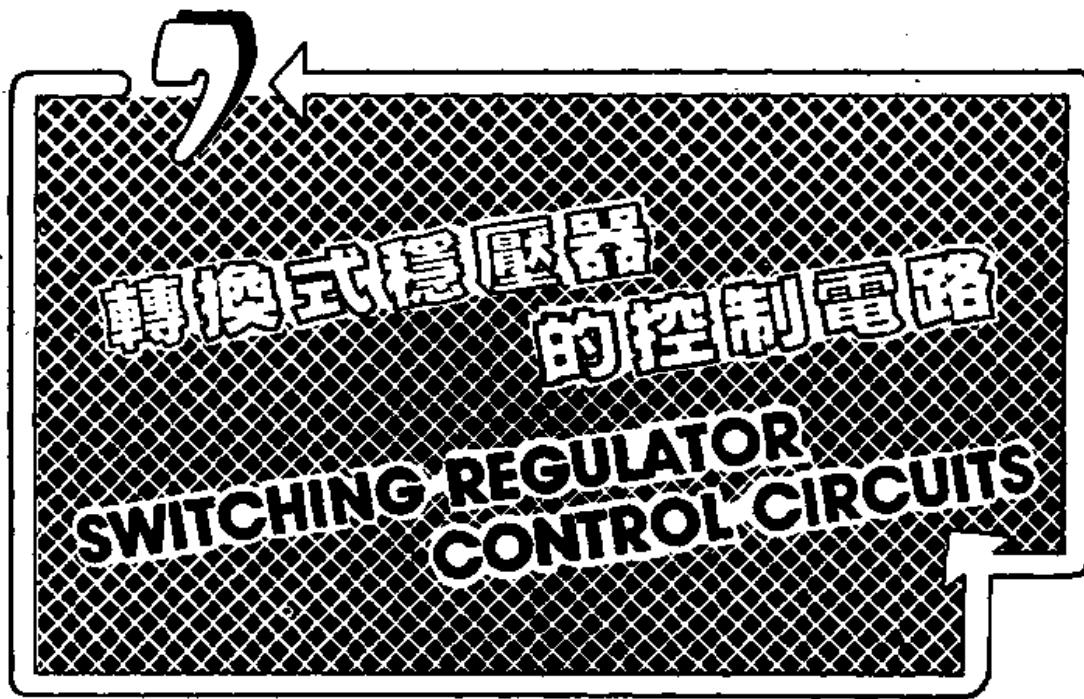
$$ESR_{\max} = \frac{0.1}{5} = 0.02 \Omega$$

~~~~~

雖然我們計算出來的最小輸出電容值為  $312 \mu\text{F}$ ，在理論上已能夠適用，不過在實際經驗上，我們都會取稍微高一點的電容值來達到所需的額

定，事實上當使用電解電容器時，在頻率 20 kHz 大約  $300 \mu\text{F}/\text{A}$  最小值乃較為實在之值。

我們可以使用二個以上的電容器並聯在一起，而獲得所需的電容值，並且能夠減少 ESR 至極低之值，在任何情況，都要仔細地做最後電路的測試，而且要精確地改進原型設計電路之缺失，如此便能獲致最佳之結果，至於以上所列之公式將給設計者做首次近似設計最好的開始。



## 7-0 概論 (INTRODUCTION)

目前大多數的轉換式電源供給器都為脈波寬度調變 ( PWM ) 的型式。此種方法乃改變轉換電晶體的導通時間，並在 ON 期間裏來控制及調整輸出電壓至預定之值。雖然也可用其它的方法來做控制與穩壓，但是 PWM 的方法能提供極優的性能，例如較緊密的線路，較好的負載穩壓率，而且在溫度變化時有較好的穩定度。

最近幾年來，有許多積體電路被發展出來，它們包含了設計整個轉換式電源供給器所需之功能，只要增加一些外部的元件，我們就可以設計出轉換式電源供給器了。本章目的就是要介紹讀者了解一些轉換式電源供給器 PWM 的控制方法與電路，並詳細說明此種控制是如何達成的。

### 7-1 轉換式穩壓器系統的隔離方法

(ISOLATION TECHNIQUES OF SWITCHING REGULATOR SYSTEMS)

非線上穩壓的轉換式電源供給器具有雙重的任務，首先，它必須能獲得好的穩壓與低位準的輸出電壓，並能夠將功率傳遞至電子電路或電機機械 (electromechanical) 電路的裝置上。其次，它必須具有高輸入至輸

出之隔離，此乃由於在高電壓或洩漏電流情況下，可用來保護使用者免於受電震的危險。

在圖 7-1 所示為兩個不同的方塊圖，圖中乃為轉換式電源供給器不同的隔離方法，方塊圖中共地之處則以相同的接地符號來表示，這些方塊圖乃為一般性的結構，可用於轉換式電源供給器的任何基本型態，如半橋式，全橋式，返馳式或是順向式電路等。

在圖 7-1 (a) 的方塊圖中，誤差放大器，PWM，控制電路，會與輸出整流器，濾波器有共地存在，至於輸入至輸出之間的隔離，乃由功率變壓器  $T_1$  與驅動變壓器  $T_2$  來達成，一般變壓器  $T_2$  為基極或閘極驅動。在圖

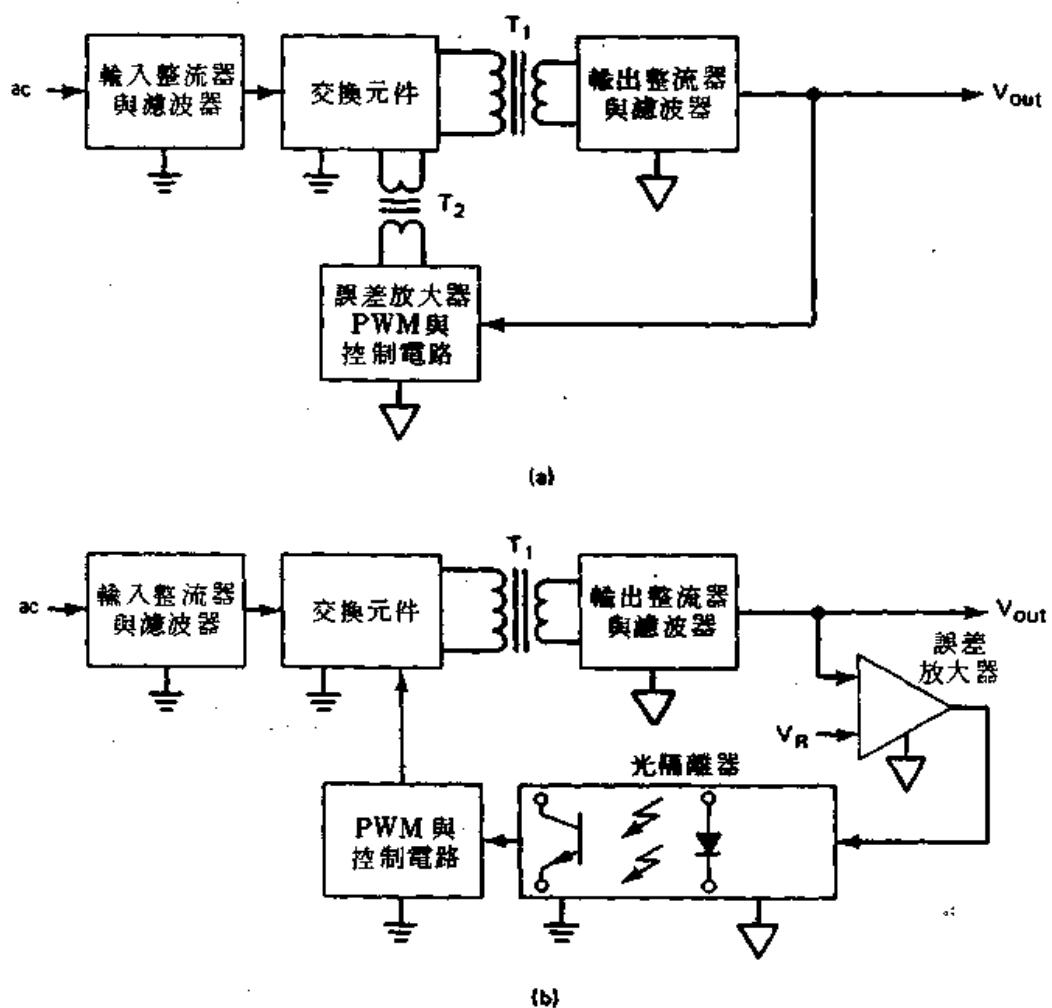


圖 7-1 (a)變壓器隔離與(b)光耦合隔離方法用於非線上轉換式電源供給器上

7-1(b)中的方塊圖，控制電路，PWM，會與轉換元件，輸入整流器，濾波器有共地存在，至於輸入至輸出之間的隔離，乃由功率變壓器  $T_1$  與光隔離器（optoisolator）來達成。

在圖 7-1 中的兩種隔離方法，如果電路都能設計良好，則會有很好的功能特性，至於要選擇何種隔離方法，則主要植基於經濟效益與轉換式電源供給器的設計型式而定。一般在圖 7-1(a)的變壓器隔離電路可以用在各種不同的功率轉換器設計上，而在圖 7-1(b)的光隔離器電路大部份會用在返馳式與順向式轉換器的設計上。

## 7-2 脈波寬度調變(PWM)系統 (PWM SYSTEMS)

雖然轉換式電源供給器可以用許多轉換的方法來達成，但是使用固定頻率的 PWM 方法却是最受歡迎的一種。在 PWM 系統中所產生的方形脈波可用來推動轉換電晶體至 ON 或 OFF 狀態，因此，我們藉著改變脈波的寬度，則轉換電晶體的導通時間就會適當地增加或減少，如此輸出電壓就可達穩壓狀態。

PWM 控制電路可以是單端的型式，能夠驅動單一電晶體的轉換器，如返馳式或順向式轉換器。如果有二個以上的電晶體被驅動，則可使用半橋式或全橋式電路，如此就需要用到雙波道的 PWM 電路。

### 7-2.1 單端的、不連續的元件、PWM 控制電路 (A Single-Ended, Discrete Component, PWM Control Circuit)

在圖 7-2 所示為一個非常簡單封閉迴路的返馳式轉換電源供給器，其 PWM 控制電路可以用少量的不連續元件與半導體電路來達成，這個電路的功能如下所述。時鐘脈波產生器  $IC_1$  會產生固定頻率 20 kHz 的不對稱方波輸出，此產生器可以用 555 計時器或是等效電路，就能很容易設計出來。

此方波可經由電容器  $C_1$  與電阻器  $R_1$  微分而產生鋸齒波形 ( sawtooth waveform )，並能將導通的電晶體  $Q_1$  轉換至 OFF 狀態，因此，在電晶體  $Q_1$  的集極端會有負的脈波電壓產生， $Q_2$  電晶體又將此負的脈波電壓反轉，所以在  $Q_2$  的集極就會有正電壓產生。

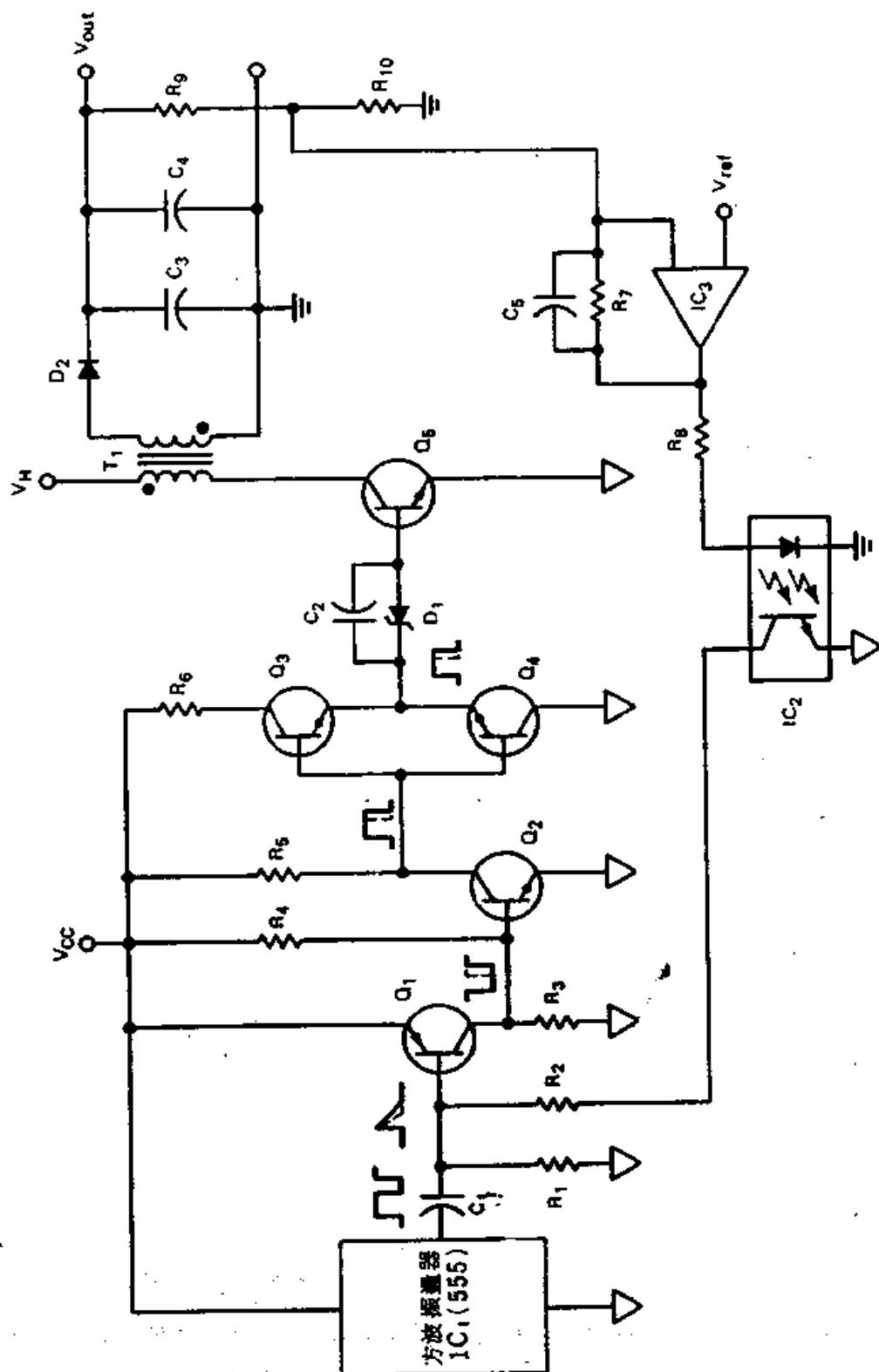


圖 7-2 反馳式轉換電源供給器的 PWM 控制電路

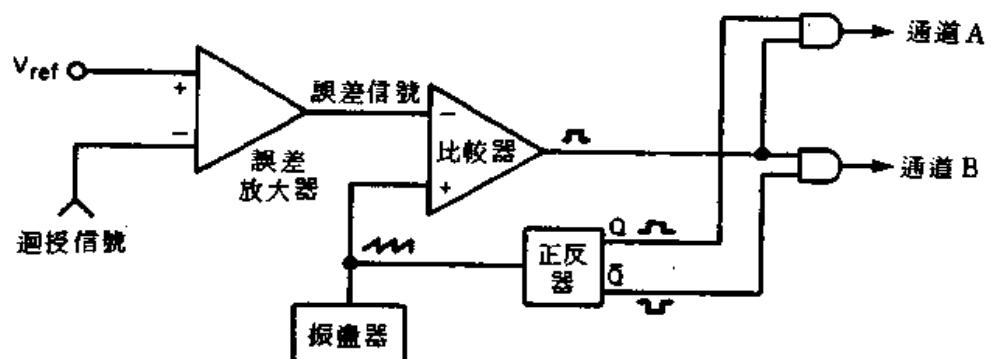
由電晶體  $Q_3$  與  $Q_4$  所組成的低阻抗輸出驅動器，可用來開關主要的轉換電晶體至 ON 與 OFF 狀態，如此就能經由變壓器——扼流圈  $T_1$  將能量轉移至轉換器的輸出。我們可將輸出電壓經由分壓電路（由電阻  $R_9$  與  $R_{10}$  組成）與一個固定的參考電壓做比較，而達成電路的穩壓效果。由於線電壓或是負載的變化會引起輸出的改變，此變化的信號經由運算放大器  $IC_3$  放大後，可用來驅動光耦合器  $IC_2$  的光二極體（photodiode），並調變其光的強度，因此可強制使得  $IC_2$  的光電晶體更加難以導通。如此在  $Q_1$  電晶體基極的方形脈波會被大大地予以微分，這會使得電晶體  $Q_1$ ， $Q_2$ ，與  $Q_4$  的導通時間增長，然而電晶體  $Q_3$  與  $Q_5$  會被開關導通至較短的週期。因此，脈波寬度是依負載與線電壓變化情況來做調變，而使得輸出電壓獲得穩定。

圖 7-2 所示是最簡單的電路，當然若真正地應用於轉換式電源供給器上，則還需做一些精細的電路改善。

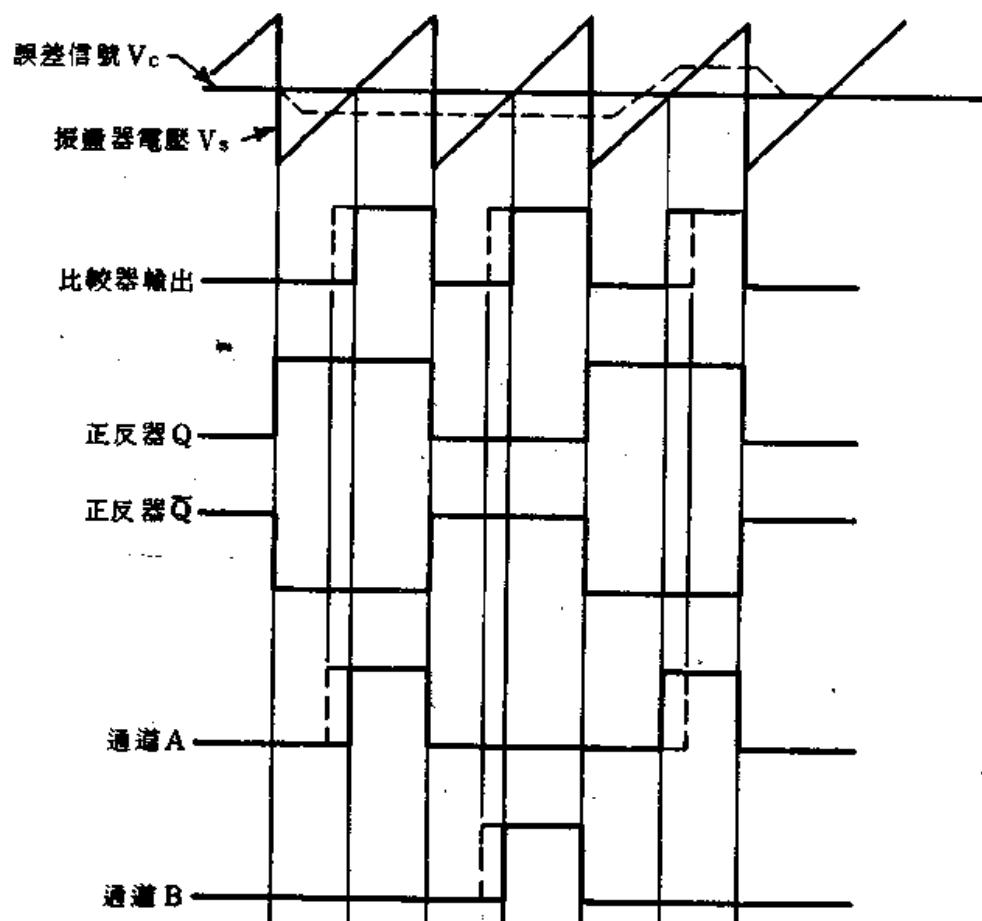
## 7-2.2 積體電路 PWM 控制器 (An Integrated PWM Controller)

近年來已經有許多積體電路被發展研究出來，它包含了所有一切必要之功能，且為單一包裝的型式，因此，祇要增加一些外部的元件，就能構成 PWM 系統的轉換式電源供給器。圖 7-3 所示為 PWM 控制器簡單的基本方塊圖與電路的波形圖。電路的操作功能如下所述：誤差運算放大器的作用就是將電源供給器的回授輸出信號與固定參考電壓  $V_{ref}$  做比較，此輸出放大的誤差信號會進入比較器的反相輸入端，而比較器的非反相輸入端，則為具有線性斜率的鋸齒波形，此鋸齒波乃由固定頻率的振盪器所產生，而振盪器的輸出信號亦會送入正反器 (flip-flop) 中，並產生  $Q$  與  $\bar{Q}$  的方波輸出。

比較器的方波輸出與正反器的輸出信號，此二者可用來驅動 AND 閘，當 AND 閘的兩輸入端都在“高電位”時，輸出才會在高電位。因此，在波道  $A$  與波道  $B$  會獲得可變工作週期的脈波輸出，在圖 7-3 (b) 可看出，當誤差信號 (error signal) 改變其振幅時 (如圖中的虛線所示)，其輸出脈波寬度會隨著改變。一般 PWM 控制器的輸出會以外部緩衝的方式來



(a)



(b)

■ 7-3 (a)積體的 PWM 控制電路  
(b)電路波形 ■

驅動主要的功率轉換電晶體，此種型式的電路可用來驅動兩個電晶體或是單一的電晶體，而電路最後輸出的信號可以用外部 OR 的方式，或是僅使用單一波道的方式來當做驅動器。

PWM 控制器的優點是，它含有可規劃的固定頻率振盪器，工作週期可由 0 % 變化至 100 % 的線性 PWM 電路，可調整的截止時間 (dead time) 以防止輸出電晶體同時導通，而且它的電路結構簡單，可靠度高，價格便宜。

## 7-3 應用於商業上的單石 PWM 控制電路

(SOME COMMERCIALLY AVAILABLE MONOLITHIC PWM CONTROL CIRCUITS AND THEIR APPLICATIONS)

在 1970 年代初期，轉換式電源供給器開始擴大其商業市場，此時積體電路製造廠商開始嘗試以單一晶片來製造提供 PWM 控制電路，首先出現於市場上的 PWM 控制電路為 Motorola 公司的 MC3420 轉換模式的穩壓器控制電路，與 Silicon General 公司 SG3524 的 PWM 控制電路，此種型式的控制電路已成為工業上的標準 (industry standard)。

PWM 控制器乃為整個轉換式電源供給器的心臟部份，不僅可用於單端式，亦可為雙波道的應用，不久之後製造廠商也開始推出改良過且更具特性與特色的 PWM 控制電路，例如德州儀器公司 (Texas Instruments) 就是改良 SG3524 而推出 TL494 PWM 控制電路，其所提供的特色為可調整截止時間的控制電路，輸出電晶體具有高汲出或汲入的能力，改進電流限制的控制能力，及輸出操縱控制電路等。

以我們所介紹過的功率型 MOSFET 來說，首先 PWM 控制電路是以圖騰極 (totem-pole) 輸出出現，能夠直接驅動雙極式，而且也能夠直接來驅動 MOSFETs。例如 SG1525 A 與 SG1526 系列，除了先前所提到控制電路的一些特色外，而這些新的 ICs 亦增加了一些特色，如欠壓鎖定 (undervoltage lockout)，可規劃的柔和起動，數位電流限制，以及操作頻率可達至 400 kHz。

雖然以上所述的所有電路可被應用於流行的轉換模式技術上，但是最

近有些公司已推出極佳的 PWM 控制器，在順向式或返馳式功率轉換器上具有很高的效率，此種電路為 Motorola 公司的 MC 34060 PWM 控制器，此種控制器包含了所有的特色。因此，僅需使用極少量的外部元件，就能實現完成順向式或返馳式的設計。

另外一種電路為 Unitrode 公司的 UC1840 系列，此種控制電路在單端式功率轉換器的設計上具有很好的效果，而且 PWM 控制電路包含了所有的控制，驅動，偵測與保護的功能。因此，僅需在外部增加一些被動元件，就能構成一個完整的轉換式電源供給器。此種控制器的特色為低電流，非線上起動電路；且具有過電壓（overvoltage），欠電壓（undervoltage），與過電流（overcurrent）保護電路；而前饋的線穩壓率（feed-forward line regulation）可超過 4：1 的輸入範圍；操作頻率可達 500 kHz 等。

在下一節中我們將描述一些 PWM 控制積體電路的功能，讓讀者能對這些控制電路更熟悉其操作，不過在此僅做概略性的描述，讀者若要獲得更詳細的設計資料，可參考每一家製造廠商的資料手冊，如此在特殊的應用設計上，才能選擇出最佳的 PWM IC 控制器。

### 7-3.1 TL 494 PWM控制電路 (The TL494 PWM Control Circuit)

TL 494 為固定頻率的 PWM 控制電路，它結合了全部方塊圖所需之功能，在轉換式電源供給器裏可做單端式或雙波道式的輸出控制。圖 7-4 所示為 TL 494 控制器的內部結構與方塊圖，其內部的線性鋸齒波振盪器乃為頻率可規劃式（frequency-programmable），在腳 5 與腳 6 連接兩個外部元件  $R_T$  與  $C_T$ ，即可獲得所需之頻率，其頻率可由下式計算得知

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T C_T} \quad (7-1)$$

輸出脈波寬度調變之達成可藉著在電容器  $C_T$  端的正鋸齒波形與兩個控制信號中的任一個做比較而得之。電路中的 NOR 閘可用來驅動輸出電晶體  $Q_1$  與  $Q_2$ ，而且僅當正反器的時鐘輸入信號是在低準位時，此閘才會

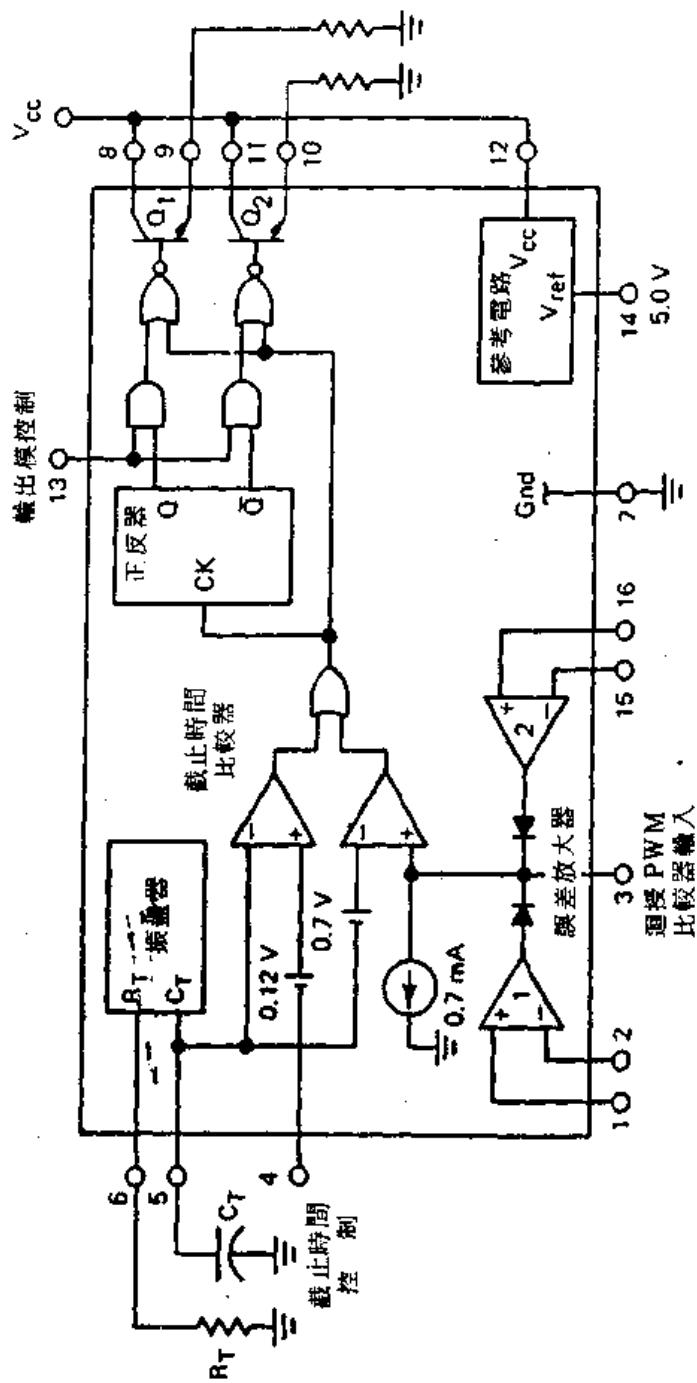


圖 7-4 TL494 PWM 控制器的內部方塊圖 (由 Motorola Semiconductor Products, Inc. 提供)

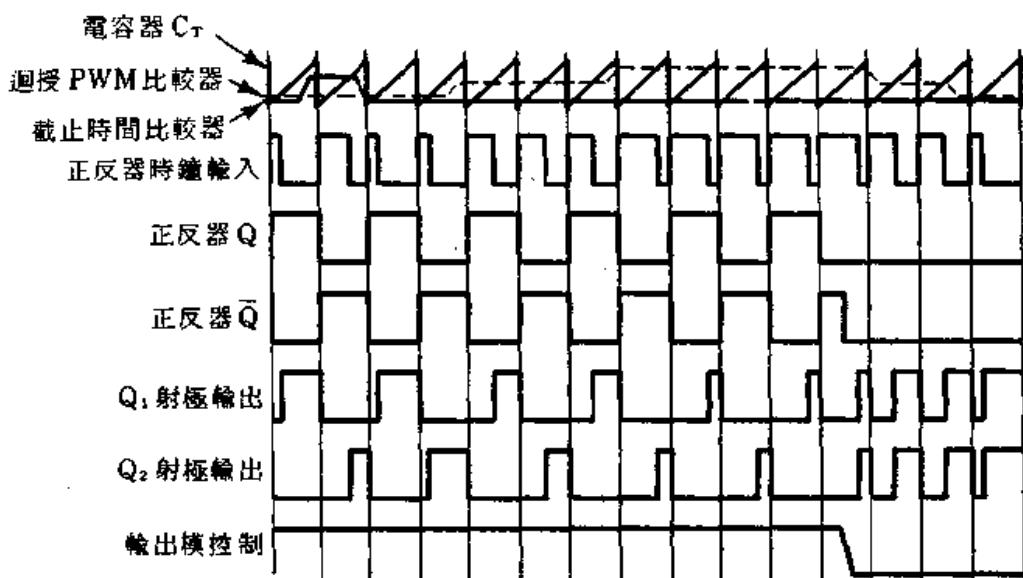


圖 7-5 TL494 PWM 控制器時序波形圖

在有效狀態，此種情況的發生也是僅當鋸齒波電壓大於其控制信號電壓的期間裏。因此，當控制信號的振幅增加時，此時也會一致引起輸出脈波寬度的線性減少，如圖 7-5 所示的波形圖。

外部輸入端的控制信號可輸入至腳 4 的截止時間控制端，與腳 1，2，15，16 誤差放大器的輸入端，其輸入端點的補儲電壓為  $120\text{ mV}$ ，其可限制輸出截止時間至最小值，大約為最初鋸齒波週期時間的 4%。因此，當 13 脚的輸出模控制端接地時，可獲得 96% 最大工作週期，而當 13 脚接至參考電壓時，可獲得 48% 最大工作週期。如果我們在第 4 脚截止時間控制輸入端設定一個固定電壓，其範圍由  $0\text{ V}$  至  $3.3\text{ V}$  之間，則附加的截止時間一定出現於輸出上。

PWM 比較器提供一個方法給誤差放大器，乃由最大百分比的導通時間來做輸出脈波寬度的調整，此乃藉著設定截止時間控制輸入端降至零電位，而此時在回授輸入腳的電壓變化可由  $0.5\text{ V}$  至  $3.5\text{ V}$  之間，此二個誤差放大器有共模態 (common-mode) 輸入範圍由  $-0.3\text{ V}$  至  $(V_{cc} - 2)\text{ V}$ ，而且可用來檢知電源供給器的輸出電壓與電流。

誤差放大器的輸出會處於高主動狀態，而且在 PWM 比較器的非反相

輸入端與其誤差放大器輸出乃為或(OR)運算結合。依此電路結構，放大器需要最小輸出導通時間，此乃抑制了迴路的控制，通常第一個誤差放大器都使用參考電壓和穩壓輸出的電壓做比較，其環路增益可依靠迴授來控制。而第3腳通常用做頻率的補償，它主要的目的是為了整個環路的穩定度，有一點要特別注意的是，運用迴授時必須避免第3腳汲入過載電流大於 $600\mu A$ ，否則最大脈波寬度將會被不正常的限制，此兩種誤差放大器都可利用，不管是正向或反向放大都可用來穩壓。

第二個誤差放大器可用來做過電流檢知迴路，可使用檢知電阻來與參考電壓源做比較，這迴路的工作電壓接近地端，而此誤差放大器的轉換速率(slew rate)在 $7V V_{cc}$ 時為 $2V/\mu s$ 。但無論如何在高頻運用中，由於脈波寬度比較器和控制邏輯的傳播延遲使得它不能用為動態電流限制器。它可運用於恒流限制電路或者外加元件做成電流回疊(current foldback)的限流裝置，而動態電流限制最好能使用截止時間控制輸入端的第4腳。

當電容器 $C_T$ 放電時，在截止時間比較器的輸出端會有正脈波信號輸出，此時鐘脈波可控制操縱正反器，且會抑制輸出電晶體 $Q_1$ 與 $Q_2$ 。若將輸出模控制的第13腳連接至參考電壓準位線，此時在推挽式操作下，則兩個輸出電晶體在脈波信號調變下會交替地導通，這時每一個輸出的轉換頻率是振盪器頻率的一半。

當以單端方式(single-ended)操作時，最大工作週期需少於50%，此時輸出驅動可由電晶體 $Q_1$ 或 $Q_2$ 取得，若在單端方式操作下需要較高的輸出電流時，可以將 $Q_1$ 與 $Q_2$ 電晶體以並聯方式連接，而且輸出模控制的第13腳必須接地，則使得正反器在失效(disable)狀態，此時輸出的轉換頻率乃相當於振盪器之頻率。

因此TL494的兩個輸出級可以用單端方式或是推挽式來輸出，兩個輸出關係是不被拘束的，兩個集極和射極都有輸出端可茲利用，在共射極狀態下，集極和射極電流在 $200mA$ 時，集極和射極飽和電壓大約在 $1.1V$ ，而在共集極結構下的電壓是 $1.5V$ ，在輸出過載之下兩個輸出都有保護作用，一般這兩個輸出在共射極的轉換時間為 $t_r = 150\text{ n}s$ ， $t_f = 50$

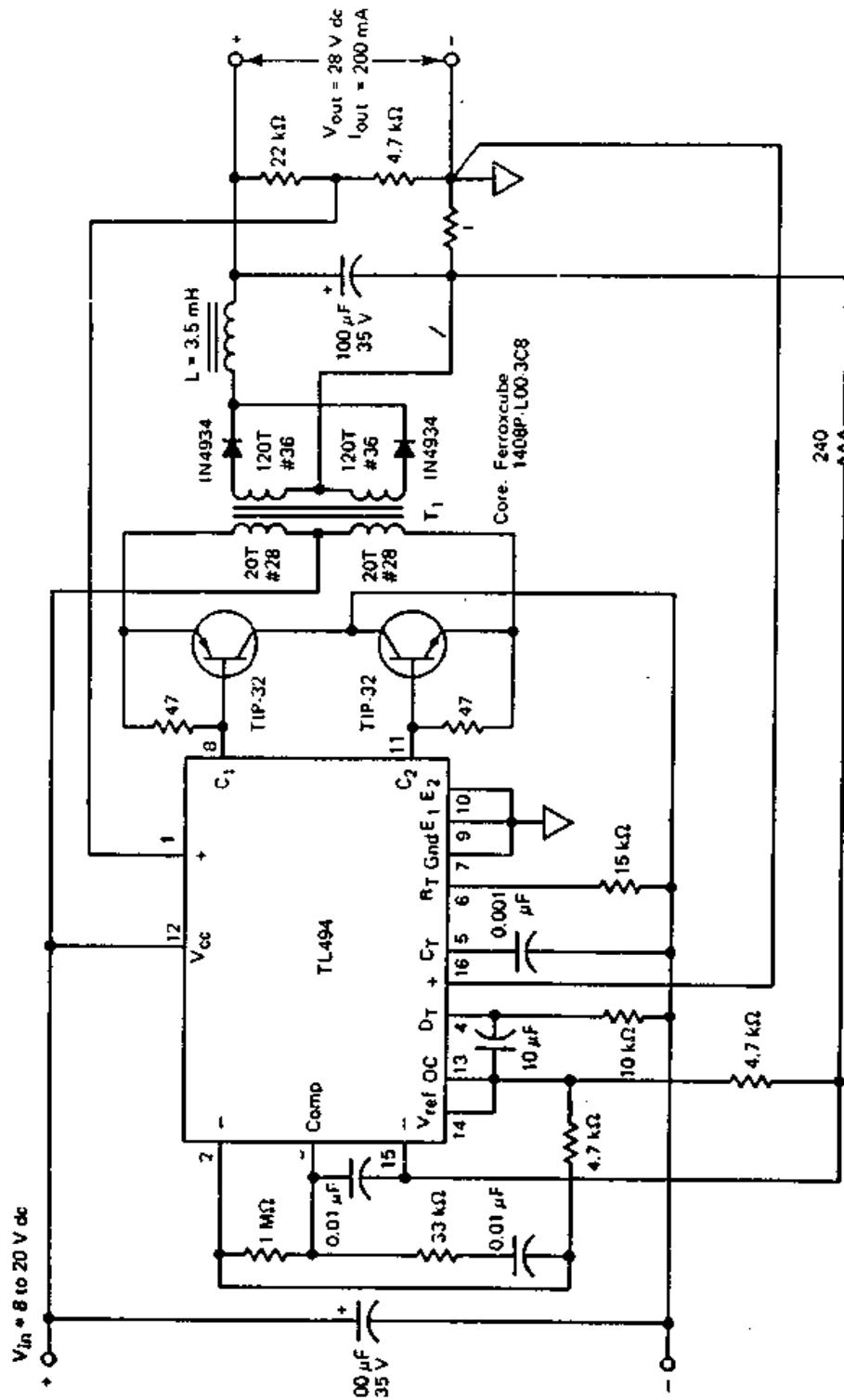


圖 7-6 TL494 控制器在推挽式，低電流功率轉換器的典型應用並具有短路保護。

ns，所以我們可以知道其轉換速度非常地快，操作頻率可達 300 kHz，在 25°C 時輸出漏電流一般都小於  $1\mu A$ 。

如圖 7-6 所示為 TL 494 的 PWM 推挽式轉換器電路，此電路有電流限制的保護。

## 7-3.2 UC 1840 可規劃，非線上的PWM控制器

(The UC1840 Programmable, Off-Line, PWM Controller)

雖然目前商業上大多數可茲利用的 PWM 控制器，在設計上都可做一般性的用途，然而 Unitrode 公司的 UC 1840 列系可規劃式的 PWM 控制器，則特別設計於一次邊 (primary-side)，價格便宜的應用，也就是說它可做返馳式或前饋式 (feed-forward) 的設計，在圖 7-7 所示為整個 UC 1840 PWM 控制器的方塊圖。

參考圖 7-7 可得知，UC 1840 包含了以下顯著的特色：

1. 固定頻率的操作，使用者可藉著簡單的 RC 電路來做頻率的規劃。
2. 對恒定伏特 - 秒 (volt-second) 的操作下，具有可變斜率的斜坡產生器，提供開迴路的線穩壓，而且減少或是消除在有些情況下迴授控制之所需。
3. 低電流起動的驅動開關，具有直接非線上偏壓。
4. 具有內部過電壓保護的精密參考電壓產生器。
5. 整個欠電壓與過電流保護包含了可規劃的開關 (shutdown) 與重新起動 (restart)。
6. 高電流，單端方式的 PWM 輸出能夠很完美地快速開關外部的功率開關。
7. 可控制脈波 (pulse-commandable) 或連續直流電源的邏輯控制 (logic control)。

下面我們對 UC 1840 PWM 控制電路的功能做個分析討論，而圖 7-7 與圖 7-8 則為整個詳細方塊圖，以及它的應用線路。在最初電源起動之時，而當在第 2 脚電壓達到 3 V 以前，則起動／欠電壓 [start/undervoltage (UV)] 比較器會牽引  $200\mu A$  的電流，此時會在  $R_4$  電阻器上增加

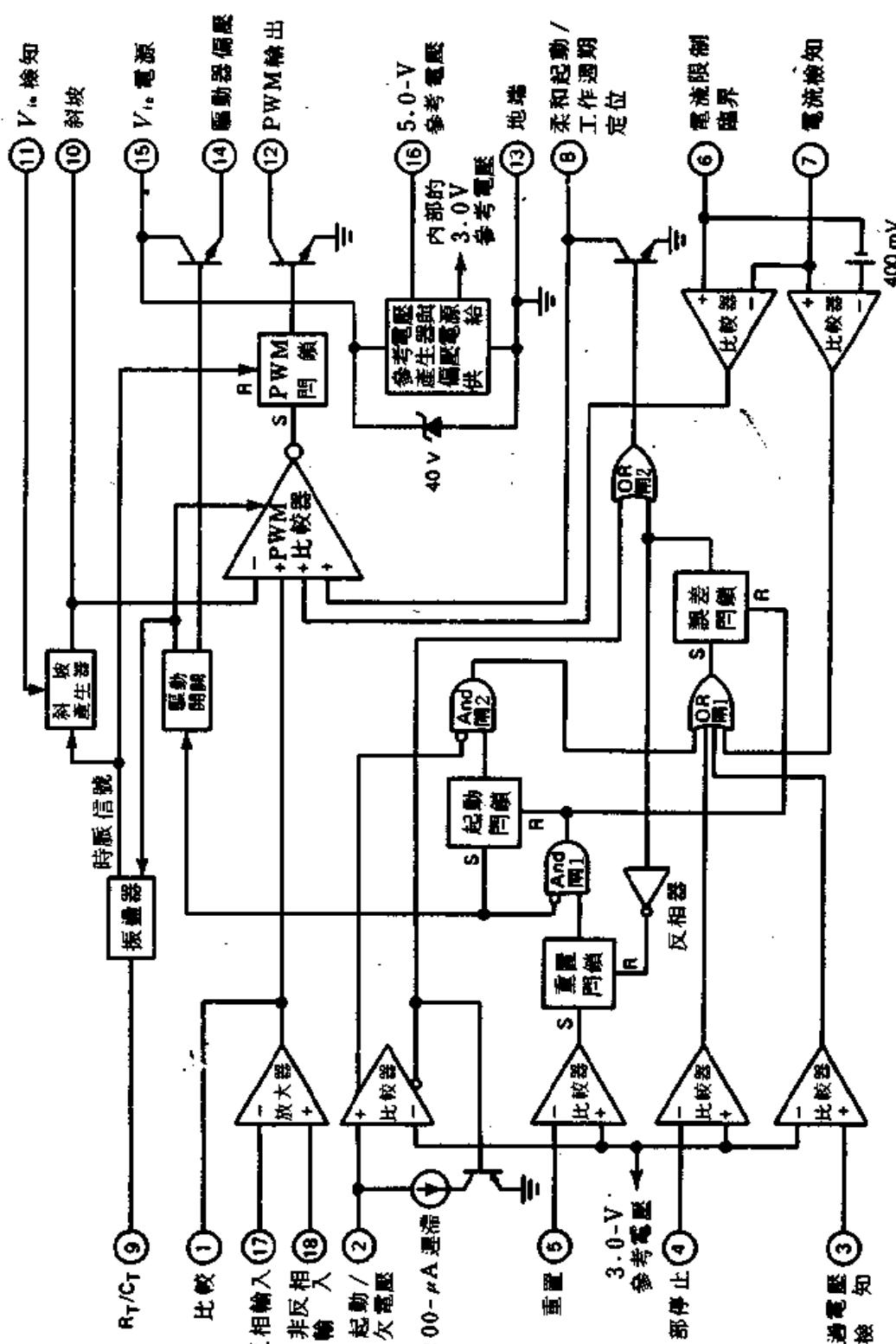


圖 7-7 UC1840 PWM 線體控制器的方塊圖，適合於一次邊控制的非線性轉換式電源供給器

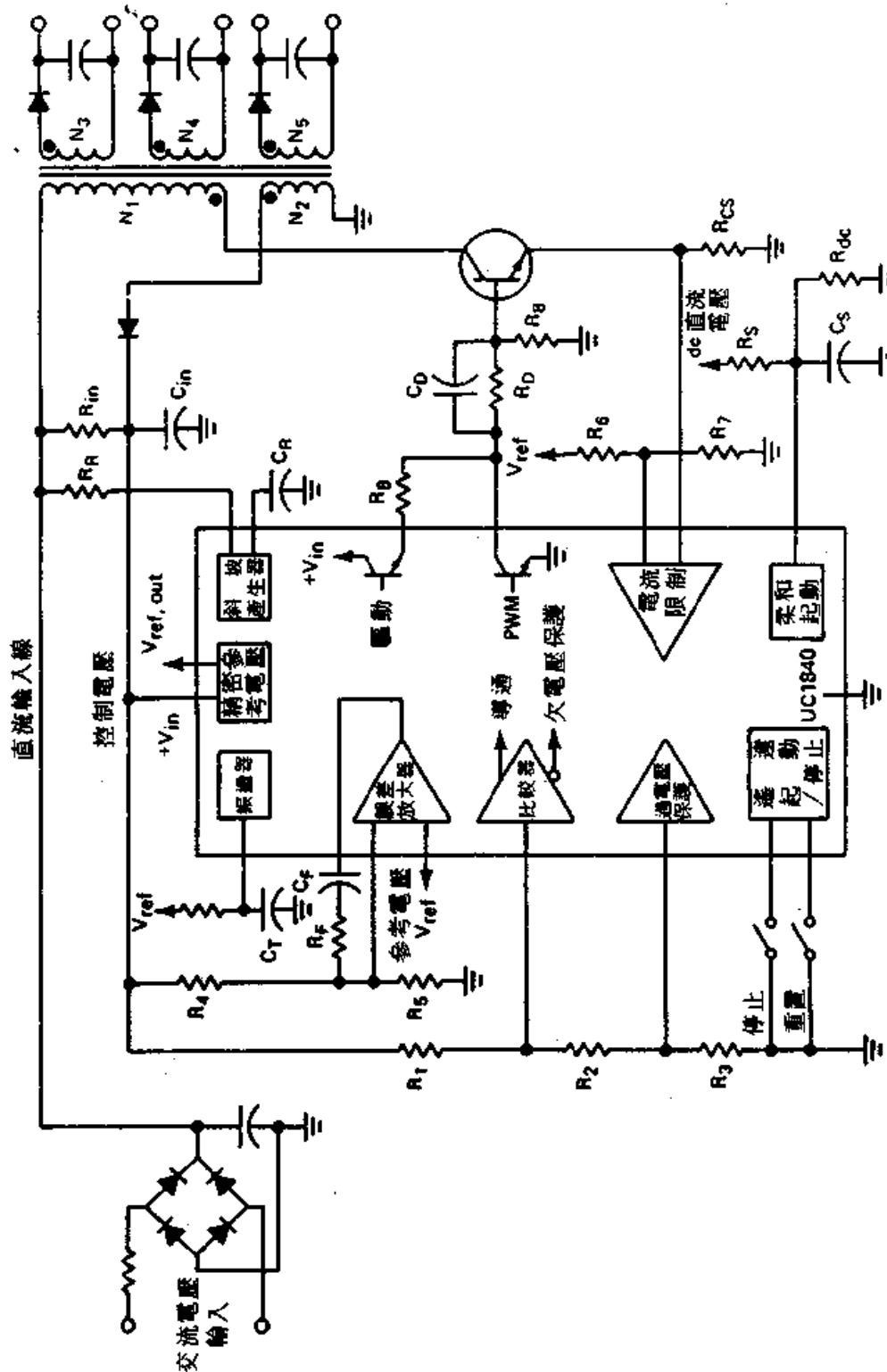


圖 7-8 使用UC1840 PWM控制器的非線上隔離反馳式電源供給器。有欠電壓(UV), 過電壓(OV), 短路保護，並有柔和起動與自動偏壓等特色

一電位降，在同時驅動開關保持驅動器偏壓電晶體在 OFF 狀態，以確保這惟一的電流必須能夠流經電阻器  $R_{in}$ ，此乃為起動電流 (start-up current)，而且緩慢起動電晶體會在 ON 狀態，使得 IC 的第 8 脚保持在低準位狀態，如此可使得電容器  $C_s$  放電。

起動門鎖 (start latch) 正反器可抑制欠電壓 UV 信號被誤以為是一個錯誤信號，起動電壓的準位可由下式得之

$$V_C(\text{start}) = 3 \left( \frac{R_4 + R_5}{R_5} \right) + 0.2R_4 \quad (7-2)$$

當此控制電壓 (control voltage) 升高超過此準位時，start / UV 比較器會消除  $200\ \mu\text{A}$  的遲滯電流，起動門鎖正反器會被設定來偵測欠電壓的錯誤信號，並使得驅動器偏壓輸出電晶體以提供基極電流至功率開關，而且將緩慢起動電晶體轉換至 OFF 狀態，並提供了電源的柔和起動 (soft-start)，此電路由電阻器  $R_s$  與電容器  $C_s$  來組成設定。

UC1840 的第 8 脚可以用來做柔和起動的導通與工作週期的限制，就如同 PWM 的關閉埠端，工作週期的改變可以由 0 % 至 90 %，而且最大工作週期的限制可以由電阻器  $R_s$  與  $R_D$  所組成的分壓電路，而將第 8 脚予以定位電壓來達成。當使用固定斜坡的斜率操作時，電阻  $R_s$  則連接至 5 V 的參考電壓，若做恒定伏特 - 秒 (volt-second) 操作時，斜坡產生器需如圖 7-8 所示來連接，而電阻器  $R_s$  則必須連接至直流輸入線上。

所期望的最大工作週期乃由第 8 脚的電壓所設定，其設定的電壓值可由下面的公式求出

$$V(\text{pin } 8) = \left( \frac{R_{DC}}{R_s + R_{DC}} \right) V_{DC,in} \quad (7-3)$$

此定位電壓必須相等於斜坡電壓，這是在相同的直流輸入電壓準位情況下而得的。

在另一方面，斜坡產生器會產生輸出斜坡電壓，其斜率為

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_{line}}{R_R C_R} \quad (7-4)$$

在此  $V_{line}$  為連接至  $R_R$  電阻器的電壓，對一個固定斜坡的斜率來說， $R_R$  必須連接至 5 V 的參考電壓，斜坡的峯值電壓會被定位在 4.2 V，而最低的電壓值為 0.7 V。

UC1840 的 PWM 電路乃由振盪器 (oscillator)，斜坡產生器 (ramp generator)，誤差放大器 (error amplifier)，PWM 比較器 (comparator)，PWM 門鎖正反器 (latch flip-flop)，與 PWM 輸出電晶體所組成，如圖 7-7 的方塊圖所描述。在此 PWM 電路的功能就如先前所描述的一樣，而恒定的時鐘頻率可連接簡單的  $RC$  電路至第 9 脚而得到，其中電容器一端接地，而電阻器的另一端接至 5 V 的參考電壓端，如圖 7-8 所示，振盪頻率可由下式計算得之

$$f = \frac{1}{R_T C_T} \quad (7-5)$$

在此電阻器  $R_T$  的範圍由 1 KΩ 至 100 KΩ，而電容器  $C_T$  的範圍由 300 pF 至 0.1 μF。

斜坡產生器的基本功能已如上所述，在此的誤差放大器乃為電壓模式的運算放大器，其共態模的範圍由 1 V 至 ( $V_{in} - 2$ ) V。因此，運算放大器的任何一個輸入端都可以直接連至 5 V 參考電壓上，放大器的另一個輸入端則用來檢知被控制的等效輸出 (或輸入) 電壓。

斜坡產生器的輸出，誤差放大器的輸出，以及緩慢起動的輸入與電流限制的輸出，這些信號都會進入 PWM 比較器的輸入端點。比較器在時鐘脈波末端會開始有輸出脈波產生，而當斜坡波形相交於三個正輸入端最低點時，輸出脈波會結束。時鐘脈波會產生遮沒脈波 (blanking pulse) 使得工作週期低於 100 %。PWM 門鎖正反器的作用是用來確保在每一週期裏有一個脈波產生，而且可消除在比較器交越 (crossover) 情況下所產生的振盪現象。PWM 輸出脈波是在 UC1840 的第 12 脚，以開集極電晶

體方式輸出，此輸出電晶體能夠提供 200 mA 的輸出電流；因此，它能夠直接驅動雙極式電晶體或是 MOSFETs。如果需要較高的輸出電流時，我們可以很容易地以外部緩衝的方式來達成，至於輔助電路如過電壓的檢知，外部的停止與重置（reset）都很容易來完成使用。

電流限制與過電流開關是以比較器不同的臨限值來達成，在過載的時候，這些比較器會縮短了 PWM 輸出脈波，而且同時將緩慢起動電晶體導通，柔和起動的電容器會被放電，最後在這些錯誤結束後，以確保正確的重新起動。

## 7-4 其它型式的PWM控制器 (MORE PWM CONTROL CIRCUITS)

前面所介紹討論的僅是一些目前商業上可茲利用，而且代表性的 PWM 控制晶片，還有一些可利用的控制器，設計者可以查詢各製造廠商的資料手冊與其標準規格，以便能選擇出最適合的 PWM 控制器而能應用於設計上。自 1976 年以來，當第一個完整的 PWM 控制 IC SG 1524 被推出後，漸漸就有許多控制器被發展出來，設計者也就有更多的選擇餘地了。若不管它的極限值，SG 1524 已成為工業上的設計標準。因此，即使目前有很多新產品出現，它還是被廣泛地應用於設計上。

SG 1524 A 或 B 為最近改良過的新產品，其所增進的功能有較好的電流限制，較精確的 5 V 參考電壓，有欠電壓鎖定電路，消除雙重脈波的問題，與較高功率的輸出開關，其它的 PWM 控制器如 SG 1526，SG 1525，與 SG 1527 系列都能提供更詳盡的功能，而且又有直接驅動功率型 MOSFETs 的能力，這是因為輸出電晶體被設計成圖騰極型式。

對於單端方式的設計來說，可以使用 MC 34060 與 MC 35060 PWM 控制器，且僅需少量的零件就能設計出性能優良的轉換式電源供給器。

至於到底要選擇那一種控制器，就留給設計者自己做抉擇了，前面所介紹討論的祇是讓讀者了解 PWM 控制器的基本原理。



轉換式電源轉換器  
周邊附加電路與元件

SWITCHING POWER SUPPLY  
ANCILLARY, SUPERVISORY,  
AND PERIPHERAL CIRCUITS  
AND COMPONENTS

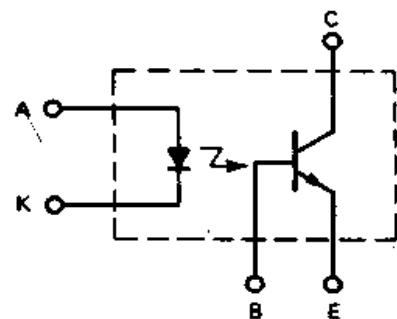
### 8-1 概論 (INTRODUCTION)

一般來說轉換式電源供給器乃為閉迴路 (closed-loop) 系統，因此會具有好的穩壓率，小的漣波輸出，與很好的系統穩定度。除了在前面幾章已討論過轉換式電源供給器的基本方塊圖外，還有一些周邊電路與輔助電路可用來加強提高電源供給器的功能與可靠度。

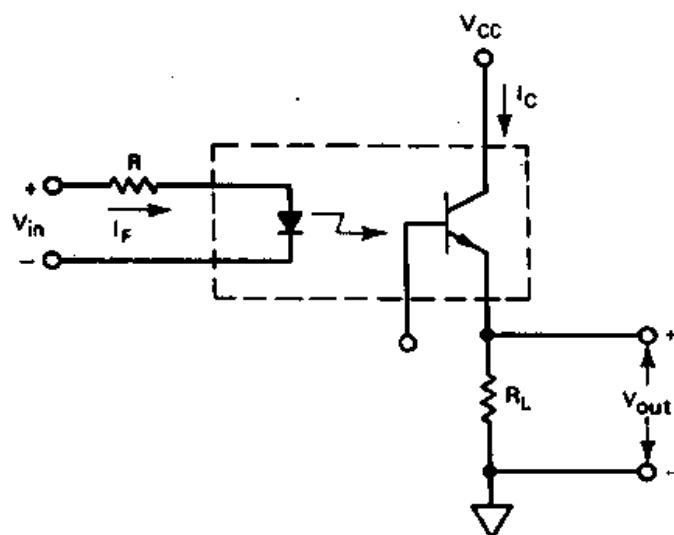
例如光隔離器元件就被廣泛地應用於返馳式轉換器，或是前饋式轉換器上，它可提供做為輸入與輸出之間的隔離，而且還能保持良好的信號傳輸。其它如柔和起動電路，過電流與過電壓保護電路都可用來保護電源供給器，以免遭受外來應力的破壞。本章將針對應用於這些電路的元件做為介紹，並且做一些典型的電路設計，使讀者能了解它們是如何在電路上執行其功能。

#### 8-1 光耦合器 (THE OPTICAL COUPLER (OR OPTOISOLATOR))

光耦合器 (optocoupler) 亦稱為光隔離器 (optoisolator)，基本上它可用來提供電源供給器輸入與輸出之間的隔離，同時它也提供了穩壓控制的信號路徑，在圖 8-1 所示即為光耦合器電路的結構圖。



■ 8-1 典型的光耦合器電路



■ 8-2 光耦合器連接至基本線性模式中。二極體  
順向電流  $I_F$  會產生光源，在光電晶體會  
感應集極電流  $I_C$ 。

光耦合器主要由兩種元件所組成：第一種元件為光源，它可以為白熾燈 (incandescent lamp) 或是發光二極體 (light-emitting diode; LED)；第二種元件為檢波器 (detector)，它可以為光電伏打電池 (photovoltaic cell)，光二極體 (photodiode)，光電晶體 (phototransistor)，或是光靈敏 (light-sensitive) SCR。光耦合器最普通的結構是由鎵砷 (GaAs) LED 與矽光電晶體在同一封裝下所組成，在正常操作下，電流流經 LED 會產生光源，而其光源強度則視激發電流而定，因此能調變光電晶體而產生集極電流，此電流會與 LED 的順向電流成比例變化，在圖 8-2 所示為光耦合器在基本線性操作模式下的連接方法。

為了設計此輸入電路，所需要之參數為二極體順向電流  $I_F$ ，二極體順向電壓  $V_F$ ，與輸入電壓  $V_{in}$ ，因此電流限制電阻器  $R$ ，可由下面公式求得其值：

$$R = \frac{V_{in} - V_F}{I_F} \quad (8-1)$$

一般來說，製造廠商都會在標準規格資料中提供二極體順向電壓對二極體順向電流的曲線圖，如此操作點就很容易被選擇出來，電流限制電阻器也就能很容易地被計算出來，至於輸出部份耦合器的基本參數則為光電晶體的集極電流  $I_C$ 。

在光電晶體所產生的集極電流  $I_C$  會與二極體順向電流  $I_F$ ，以及光耦合器的直流轉移比或是耦合效率  $\eta$  成正比。如果二極體順向電流已經知道，則光電晶體的集極電流可以由下式計算得知：

$$I_C = \eta I_F \quad (8-2)$$

在指定的集極 - 射極電壓  $V_{CE}$  情況下，製造廠商的資料手冊中都會提供直流轉移比的曲線。因此，由此資料就可推導出集極電流（與射極電流），此時我們就可以選擇計算  $R_L$  值，而獲得所需之輸出電壓  $V_{out}$ （見圖 8-2）。

## 8-2 自給偏壓的方法 (A SELF-BIAS TECHNIQUE USED IN PRIMARY SIDE-REFERENCED POWER SUPPLIES)

基極驅動變壓器可以用於轉換式電源供給器中，做為輸入與輸出隔離之用，它們最常用於橋式轉換器的設計上，而大多數的返馳式或順向式轉換器的設計，則以光隔離器來達成所需之隔離作用。

光隔離器的使用使得設計變成非常的簡單，這是因為它不需要驅動變壓器與偏壓變壓器的緣故。因而在此情況整個控制環路可為一次邊參考，起動電路，而且自給偏壓可以直接由高電壓線與高頻變壓器上取得，可用來偏壓控制環路。

在圖 8-3 所示即為用於轉換式電源供給器的自偏電路，電路的操作原理如下說明：當交流輸入電壓進入時，PWM 的控制與驅動電路可獲得一

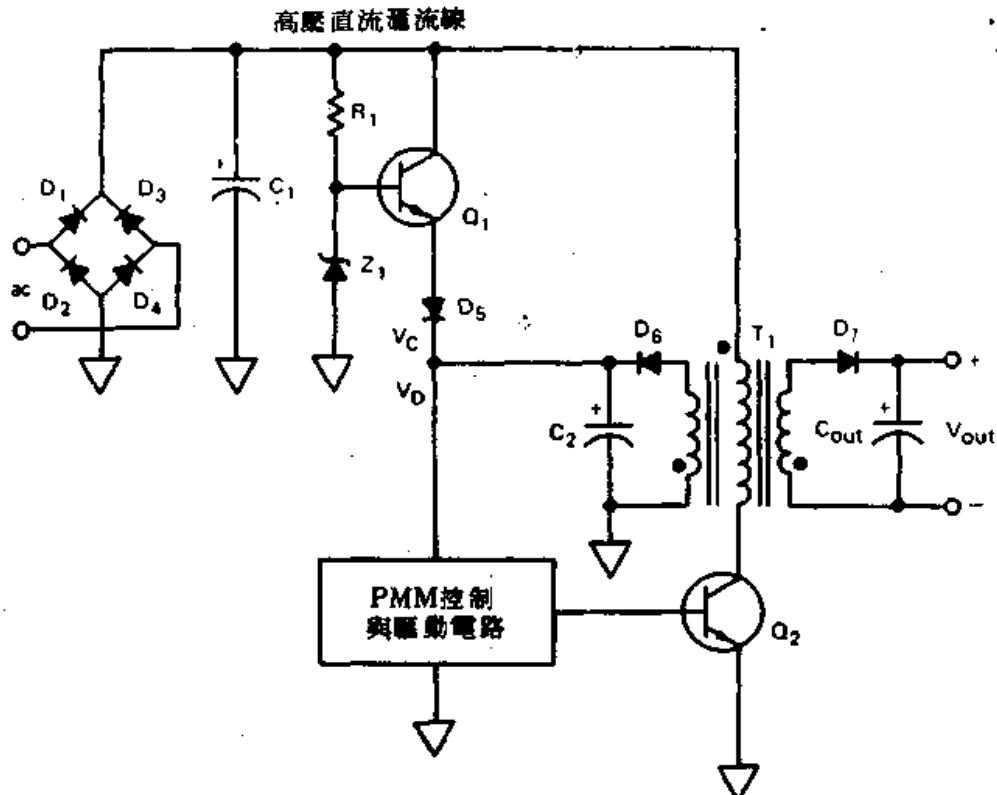


圖 8-3 起動與自給偏壓電路用於一次邊參考的非線性轉換式電源供給器

偏壓  $V_c$ ，此電壓值由  $R_1$ ， $Z_1$ ，與  $Q_1$  所組成的線性穩壓器而產生，並直接連至高壓直流灌流排上。電源供給器起動後，在主變壓器的輔助繞組上可提供產生  $V_D$  電壓， $V_D$  電壓值的設計必須高於  $V_c$  電壓值，因此可將二極體  $D_5$  反向偏壓，而且線性穩壓器會被關閉，在此情況下，電源供給器就能提供  $V_D$  的自偏電壓，並能一直維持此  $V_D$  電壓，所以在剛開始的起動穩壓器上，此時就不會再有功率消耗了。

有一點需特別留意的是在設計此電路時，需選擇使用高壓電晶體，當電晶體 OFF 時，它必須能夠承受基極 - 集極的電壓應力，此電路乃為自給激發輔助電源供給器的典型應用，當然還有許多相同原理的電路被發展出來，亦能適合各種不同電路之所需。

## 圖 8-4 作為輸入與輸出隔離之用的光耦合器電路設計

(OPTOCOUPLER CIRCUIT DESIGN TO PROVIDE INPUT-TO-OUTPUT ISOLATION IN A SWITCHING POWER SUPPLY)

當光耦合器是用於非線上轉換式電源供給器時，其主要的目的是提供輸入與輸出隔離之用，下面是一些設計上的準則：

1. 光耦合器必須能夠承受隔離崩潰電壓，此依各國或是國際上的安全標準來規定。
2. 驅動耦合器的放大器電路必須設計良好，用以補償耦合器的熱不穩定與轉移之現象。
3. 選擇光耦合器需具有好的耦合效率。

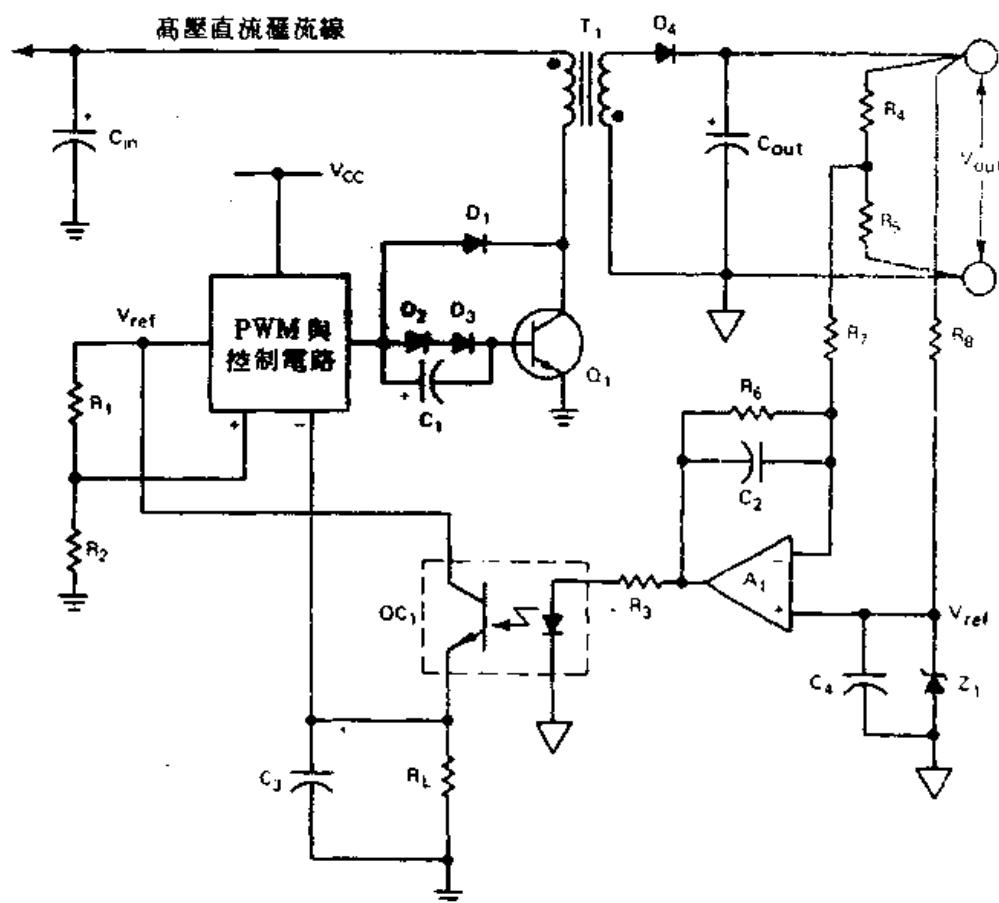


圖 8-4 飛馳式電路使用光耦合器做穩壓控制與輸入至輸出的隔離

一般在常態下光耦合器都是應用於線性模式，也就是在耦合器輸入端的控制電壓會產生正比例的輸出電壓，因此可用來做更進一步的控制，例如開迴路的穩壓即是。

在此種操作模式下，典型的電路進變方法如圖 8-4 所示，電路的操作功能如下說明：在這個返馳式電路中，輸出電壓經由分壓電路（由  $R_4$  與  $R_5$  組成）所產生的電壓，會輸入放大器的  $A_1$  的反相輸入端，而與非反相輸入端的固定參考電壓  $V_{ref}$  做比較。

這兩個輸入端的電壓差會被放大器予以放大，而且在放大器輸出端會有流經  $R_L$  的電流產生，因此可用來調變耦合器 LED 的光強度，而 LED 光源會在光電晶體上感應產生成比例的射極電流，因此在  $R_L$  上就會有電壓降，這就好比是由  $R_4$  與  $R_5$  接面所鏡射出來的電壓。

在電阻  $R_L$  上的電壓會輸入至 PWM 電路的誤差放大器反相輸入端（見圖 7-3），而誤差放大器的非反相輸入端則設定一個固定電壓，其值可由參考電壓  $V_{ref}$  分壓取得。因此，為了維持電源供給器的輸出穩壓，電晶體  $Q_1$  的導通週期就可以適當地被調整。

雖然在圖 8-4 所示的電路是一個很實際的應用，不過我們可以使用圖 8-5 的電路，如此可以大大地減少驅動光耦合器 LED 所需的零件數目。在此我們是使用 TL 431 並聯穩壓器，來使得電路更簡單化，而取代了一些額外的零件，目前也有許多公司能提供此並聯穩壓器的產品，如 Texas Instruments, Motorola 等公司，TL 431 乃為一個可規劃的，低溫度係數的穩壓器，並具有汲入電流能力可達 100 mA 的參考放大器。

TL 431 內部的 2.5 V 參考電壓，使其在 5 V 滙流排上更能理想地操作，而且輸出電壓可以由外部規劃至 36 V，在應用上它的最大特色就是具有低的輸出雜訊與 50 ppm/°C 低溫度係數。在圖 8-6 所示為 TL 431 的符號表示與方塊結構圖，在圖 8-5 由  $C_2 - R_6$  所組成的電路乃做為頻率補償之用。

另外一個以單電晶體為主所設計的電路如圖 8-7 所示，此電路不但價格便宜，零件也不多，而且有很好的性能。電路中的  $Q_1$  電晶體被稽納二極體  $Z_1$  偏壓在固定準位上，因此，電晶體集極電流的產生會將光二極體激發，使得電阻  $R_L$  上會有控制電壓降。

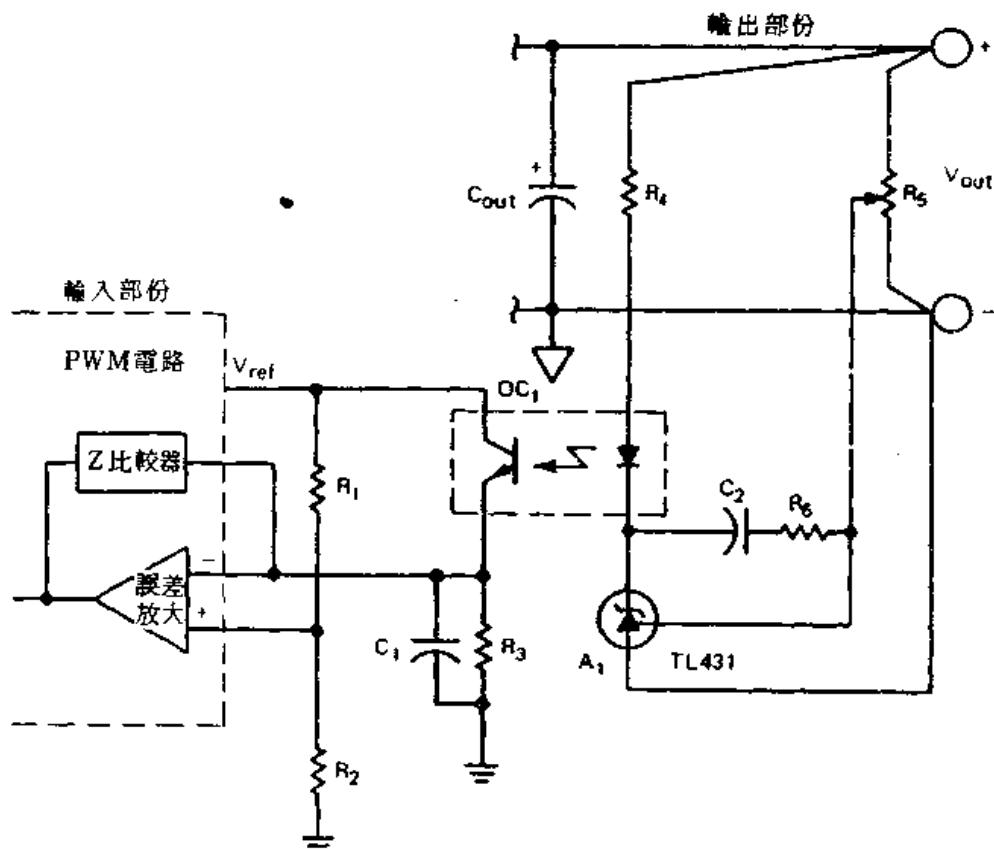


圖 8-5 使用 TL 431 並聯穩壓器驅動光耦合器 LED 並且提供所需的放大功能，減少所需的零件數目

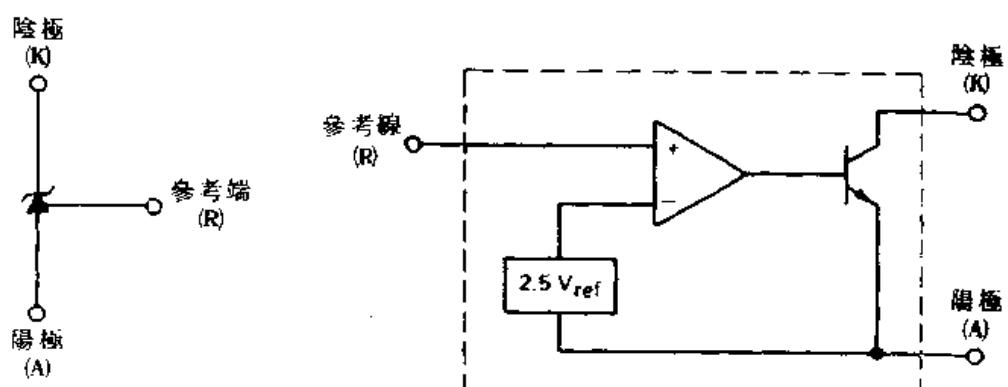


圖 8-6 可規劃精確參考的 TL 431 之符號與方塊圖

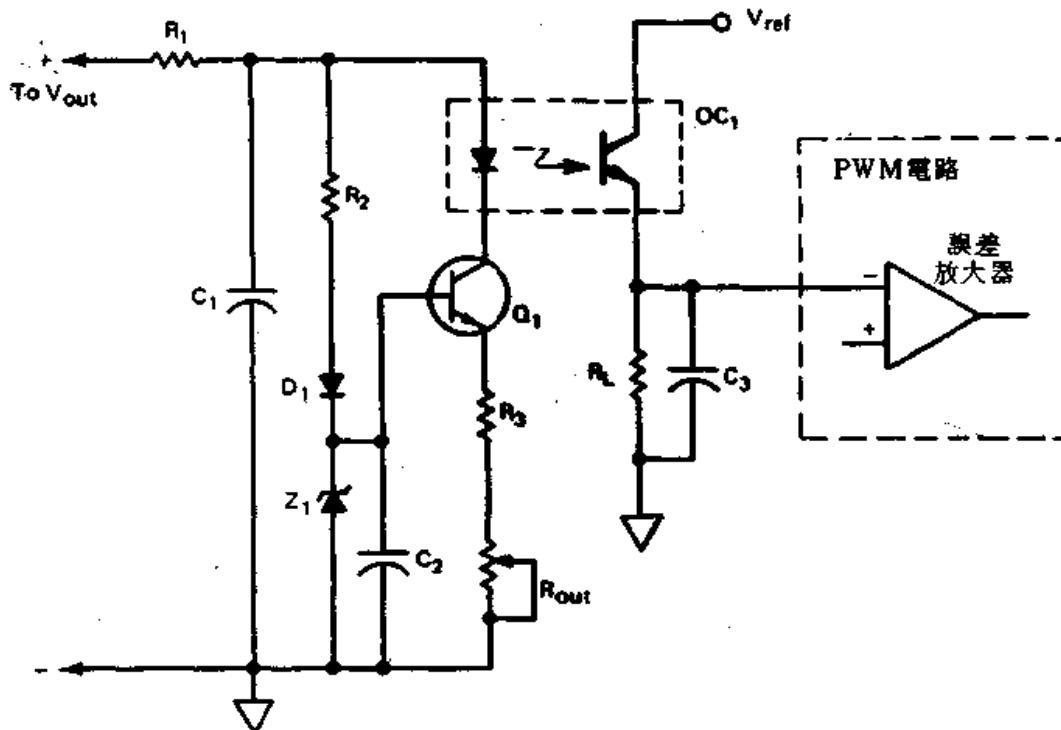


圖 8-7 單一電晶體放大比較器在轉換式電源供給器的迴授迴路上  
可用來驅動光耦合器

可變電阻器  $R_{out}$  之值可用來達到調整輸出電壓之目的，如此可調變光二極體的光強度，而  $R_1 - C_1$  的低頻濾波器能增加改進整個電源供給器的穩定度。

以上所描述的光耦合驅動電路都是最典型的例子，而在實際應用上則需稍微修飾，以適合各別之所需，在另一方面，這些電路也可以被應用於其它的線路上，尤其是一些較特殊的應用。事實證明，光耦合器在轉換式電源供給器設計上乃為一重要的周邊元件，它提供了輸入與輸出之間的隔離，而且還能保持轉換器所有穩壓特色。

#### ■•4 柔和起動電路設計

(SOFT START IN SWITCHING POWER SUPPLY DESIGNS)

大多數轉換式電源供給器在起動時都設計有一些延遲時間，此乃為了避免輸出超越量(overshoot)的產生，與在 turn-on 時變壓器的飽和

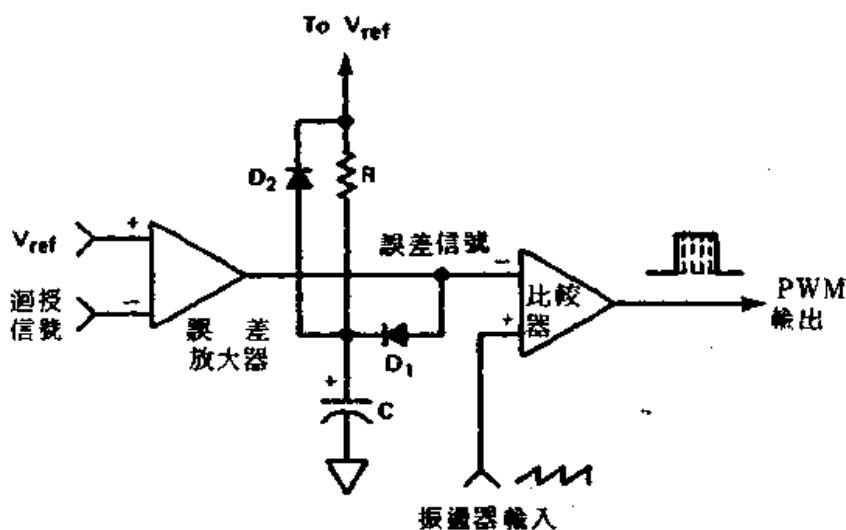


圖 8-8 用於 PWM 控制電路的柔和起動電路可逐漸增加 PWM 信號至其操作值

。因此，能達成此目的電路我們稱為柔和起動電路（soft-start circuits），一般它們是由  $RC$  電路所組成，能夠允許 PWM 控制電路的輸出，以非常緩慢的方式由零值增加至其操作值。

在圖 8-8 所示為柔和起動電路在 PWM 控制電路的連接方法，在時間  $t = 0$  時，當電源供給器正要 ON 時，電容器  $C$  會被放電，而且經由二極體  $D_1$ ，所以誤差放大器的輸出被保持在地電位，如此可抑制比較器的輸出。

在  $t = 0^+$  時，電容器經由電阻  $R$  開始充電，其時間常數為

$$\tau = RC \quad (8-3)$$

其充電的電壓值接近  $V_{ref}$ ，當電容器  $C$  充滿電荷時，二極體  $D_1$  會被反向偏壓，因此誤差放大器的輸出會與柔和起動電路隔離，由於電容器  $C$  的緩慢充電，會使得比較器輸出的 PWM 波形逐漸地增加，所以，轉換元件的“柔和起動”乃是整個電路中最先開始動作的。

二極體  $D_2$  乃是做為電阻  $R$  的旁路，此乃為了在系統關閉情況下，能使得電容器  $C$  足夠快速地予以放電，如此即使在非常短的中斷期間裏，也將會開始一個新的柔和起動週期，在有一些新的 PWM 控制電路裏，電阻

$R$  則以單晶片電流產生器來取代，此時我們僅需要在外部增加電容器  $C$ ，即可實現柔和起動的特色。

顯而易見的柔和起動會使得輸出電壓的上升時間有一些延遲，因此，我們需選擇合理的  $R$  值與  $C$  值，使得此延遲能在實際的極限值內。

### 四-四 電流限制電路 (CURRENT LIMIT CIRCUITS)

變換式電源供給器在預定的輸出功率單位下，一般都會設計在安全操作範圍內，因此，我們應該避免操作超過其標稱的輸出電流，但是有時不小心會有過電流或是短路的情況發生，此時電源供給器就必須有一些保護裝置，以免受到永久性的破壞。

而電流限制電路就是最基本的保護電路，因此，如果有輸出短路的情況發生，就能限制輸出電流至安全單位。有許多的方法可用來達成電流限制的電路，我們可將它置於電源供給器的初級（輸入）端，或是置於輸出部份，當然最適宜的電流限制方式，則需完全地依所特定設計的電源供給器而定，如此方能達到保護的效果。若為單一輸出的設計，則電流限制電路置於輸入或輸出部份，都同樣地可達到保護之目的，因此，對初級參考直接驅動的電源供給器來說，將電流限制電路置於輸入端乃較為方便。然而對使用基極驅動的電源供給器來說，將電流限制電路置於輸出濾波排上是較為有利的。

雖然具有監測濾波排的直接耦合電流限制電路，在使用上非常方便，簡單，而且僅需一些零件即可達成目的，但是變壓器耦合的電流限制電路亦被廣泛地使用。尤其是當不共地點且需要電壓單位譯換時。電流限制電路可用分離元件來完成，或是可以使用 IC PWM 控制電路的積分電流限制之功能。

在此所需要注意的是，電流限制電路在破壞發生之前，必須有快速的響應，以保護電源供給器。

### 圖 8-9 應用於初級參考直接驅動的電流限制電路 (Current Limit Circuits for Primary- Referenced Direct Drive Designs)

初級參考直接驅動的設計，就如返馳式或順向式轉換器，能很容易地做到電流限制的目的，在圖 8-9 所示乃針對這些設計的兩種電流限制電路。

在圖 8-9 (a) 中，我們可以檢知到峯值初級電流會在電流限制電阻器  $R_{SC}$  上有成比例的電壓降， $R_{SC}$  的電阻值可由下式計算得之

$$R_{SC} = \frac{V_{BE}}{I_P} \quad (8-4)$$

當在電阻器  $R_{SC}$  上的電壓降超過了基極 - 射極臨限電壓，電晶體  $Q_2$  會被導通， $Q_2$  的集極輸出則連接至振盪器的輸出或是關閉埠端。

如果在電源供給器的輸出有過載或短路情況發生，此時初級電流會急

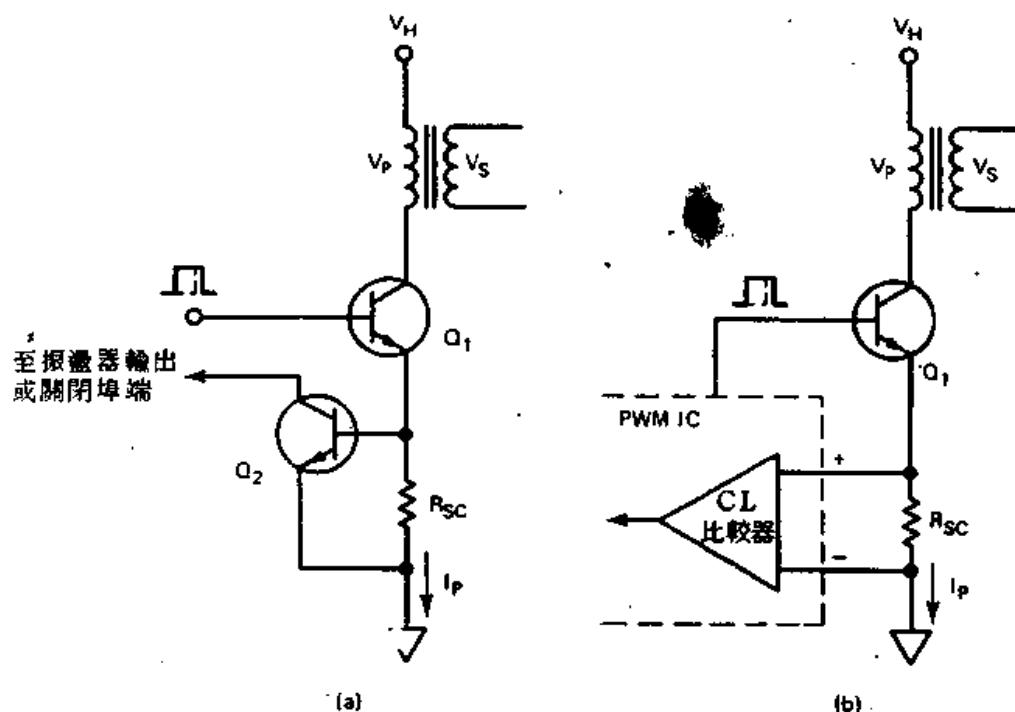


圖 8-9 在返馳式或順向式轉換器中使用簡單的電阻器與開關串聯可提供所需的電壓降來導通電晶體(a)，或是激發 IC 比較器(b)，因此在過電流情況可縮短驅動脈波。

劇地增加，而導致電晶體  $Q_2$  被導通，因此，依次地  $Q_2$  的集極會牽引振盪器的輸出至地電位，或是將關閉電路產生作用，如此可限制有效的初級電流至安全單位上。

圖 8-9(b)是更快速且更精確的電流限制電路，在 PWM 控制電路的 ICs 中，如此的電流限制電路是較受歡迎的，雖然此電路的操作原理與圖 8-9(a)相似，但是使用此電路對電晶體而言，有一些顯著的優點。首先，比較器的電流限制激發臨限電壓可預置到一個精確的且可預測的單位上，這就相對於雙極式電晶體較大範圍的  $V_{BE}$  臨限電壓值，其次是此臨限電壓會足夠地小，基本上約為 100 mV 至 200 mV，因此，我們就可使用較小值的電流限制檢知電阻器，所以整個轉換器的效率就可以提高了。

### 8-5.2 應用於基極驅動器的電流限制電路

#### (Current Limit Circuits for Designs Utilizing Base Drivers)

正常在設計上利用基極驅動可做控制電路與轉換電晶體之間的隔離，例如半橋式與全橋式轉換器，或是返馳式與順向式轉換器，其輸出部份是與控制電路共地點的，在此情況下，電流限制電路可以直接連至輸出灌流排上，此種電流限制電路結構如圖 8-10 所示。

在正常操作下，負載電流  $I_L$  會足夠地小，並能在  $R_{SC}$  電阻上產生足夠的電壓降，來將  $Q_1$  電晶體導通，若  $Q_1$  在 OFF 狀態時，而且  $I_{C1}=0$  時，電容器  $C_1$  會全部放電掉，因此， $Q_2$  電晶體就會處於 OFF 狀態，如果  $I_L$  電流逐漸增加其值時，則

$$I_L R_{SC} = V_{BE,Q1} + I_{B1} R_1 \quad (8-5)$$

此時集極開始會有  $I_{C1}$  電流流通，並以下面的時間常數將  $C_1$  電容器充電

$$\tau = R_2 C_1 \quad (8-6)$$

在電容器  $C_1$  上的充電電壓，其值為

$$V_{C1} = I_{B2} R_3 + V_{BE,Q2} \quad (8-7)$$

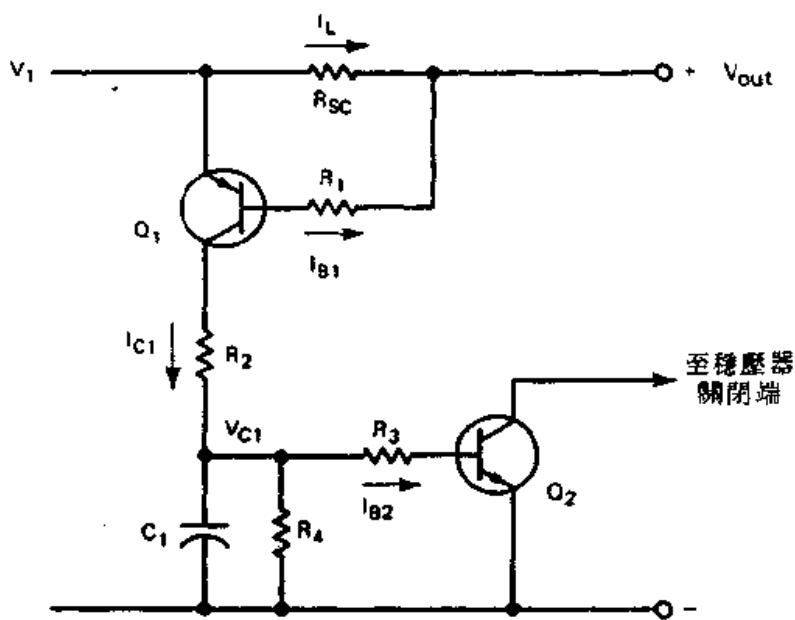


圖 8-10 幾乎可用於所有功率轉換器設計的電流限制電路，  
在此控制電路與輸出回流匯流排共地

為了使電容器電壓的負載效應減至最低值，我們可選用具有很高  $h_{FE}$  值的達靈頓 (darlington) 電晶體來取代單一電晶體的  $Q_2$ ，此將限制基極電流  $I_{B2}$  至微安培之值，另外我們選擇電阻  $R_4 \ll R_3$ ，當電流過載被檢知出來時，使得  $C_1$  電容能夠快速放電。

$R_2$  電阻值的選擇如下：

$$I_{B1,\max} = \frac{V_1 - V_{BE,Q1}}{R_1}$$

而且

$$I_{C1} = \beta_{Q1} I_{B1,\max}$$

所以

$$R_2 \geq \frac{(V_1 - V_{CE,sat,Q1})R_1}{(V_1 - V_{BE,Q1})} \quad (8-8)$$

在適當的電路設計上， $V_{C1}$  能足夠快速地到達其電壓值，並將  $Q_2$  電晶體偏置至 ON 狀態，接著將會關閉穩壓器的驅動信號。

當過載除去時，電路會自動回復，如果使用具有固定電流限制比較器的積體 PWM 控制電路，則圖 8-9 (b) 的電路我們將電流限制電阻器  $R_{sc}$  移至正輸出匯流排上，就能獲致很好的電流限制效果。

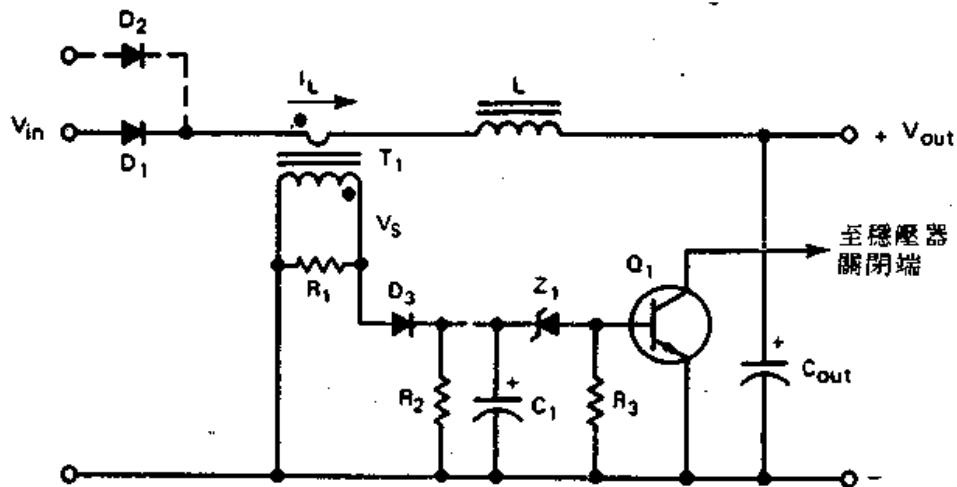


圖 8-11 不消耗電流的限制電路使用電流變壓器來檢知過電流情況

雖然這兩種方法在檢知過電流情況都能工作良好，但是功率電阻器  $R_{SC}$  的存在可能會變成不受歡迎的，尤其是在高電流輸出下會造成功率的消耗，以致於會影響系統的效率，因此，如果有上述情況，我們可以使用圖 8-11 的電路，此電路是使用電流變壓器來檢知過電流的情況，而且電路中沒有造成功率損失的元件。因此，整個電源供給器的效率就可以被提高了。電路的操作原理說明如下：電流變壓器  $T_1$  用來檢知負載電流  $I_L$ ，因此在電阻器  $R_1$  會有成比例的電壓產生，二極體  $D_3$  則將脈波電壓予以整流，而且所選擇的電阻器  $R_2$  與電容器  $C_1$ ，其作用可將整流過的電壓給予平滑化。

當電流過載發生時，電容器  $C_1$  上的電壓會增加至箝位二極體  $Z_1$  的導通點，此時電晶體  $Q_1$  會被導通。因此，在  $Q_1$  集極上的信號可用來關閉穩壓器的驅動信號，電流變壓器  $T_1$  的繞製可以使用陶鐵磁或 MPP 環型 (toroid) 鐵心來在其上繞線而得，但是必須注意的是鐵心不能使用在飽和狀態。一般初級都是由一圈來組成，而次級圈數則需由次級電壓所決定，即

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{I_S}{I_P} \quad (8-9)$$

由於  $I_S = V_S / R_1$ ，因此在最大指定負載電流  $I_L$  情況下，次級圈數必須能

在電容器  $C_1$  上產生所期望的電壓值，所以

$$N_S = N_P \frac{I_P R_1}{V_S + V_{D3}} \quad (8-10)$$

因此由公式 8-10，我們就可以繞製出精確的電流變壓器，而在實際電路測試上，還需在圈數上稍微最後的調整，以便能獲得最佳的性能。

### 圖 8-12 一般的電流限制電路 (A Universal Current Limit Circuit)

所設計的一般電流限制電路，不管是置於電源供給器的輸入或輸出部份都能獲得很好的效果，同樣地，此電路也極適合於多重輸出電壓的電源供給器，在此多重的輸出要使得各別的電流限制能達其作用，的確是一件棘手之事。

如圖 8-12 所示就是基本電路的設計，在電源供給器的輸入端，此電

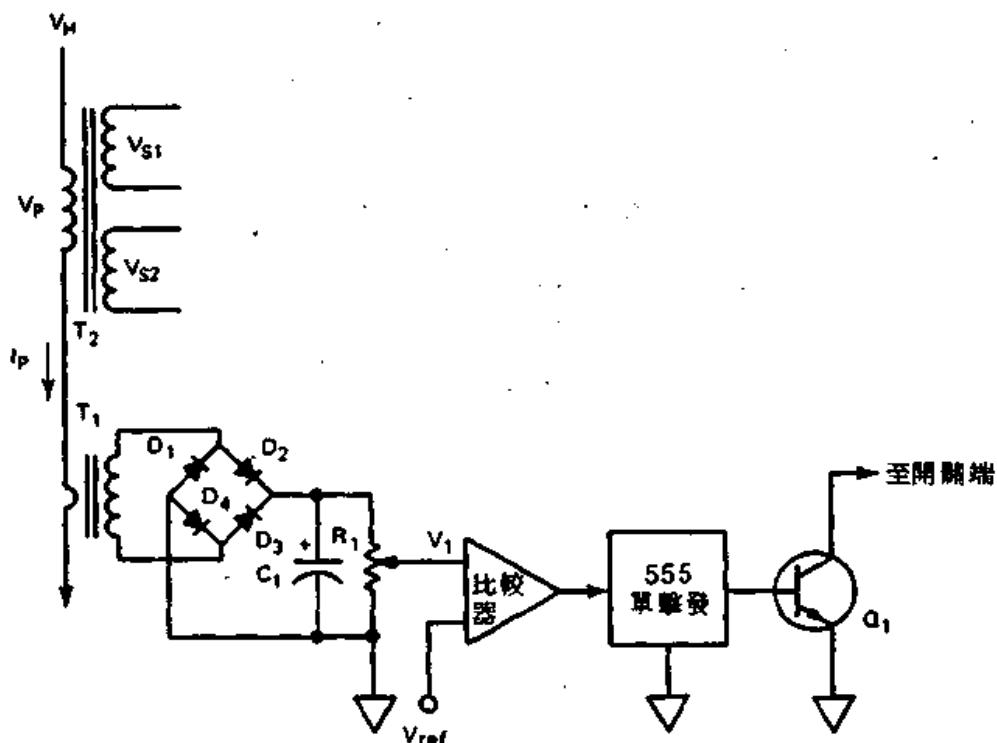


圖 8-12 當過載被檢知時，草擊多諧振盪器用來產生電流限制的  
“打 (hiccup)”作用

路所示其操作原理如下：電流變壓器  $T_1$  用來檢知功率變壓器  $T_2$  的初級電流，變壓器  $T_1$  的次級電壓經由橋式整流器（由  $D_1, D_2, D_3$  與  $D_4$  組成）予以整流，然後再以電容器  $C_1$  來將整流過電壓予以平滑化，可變電阻器  $R_1$  用來設定比較器輸入端的臨限電壓，在正常操作情況下，比較器的  $V_{ref}$  參考輸入端電壓會高於電位器  $R_1$  上的電壓，此時比較器的輸出會在高電位。因此，*IC 555* 單擊多諧振盪器（one-shot multivibrator）會有低準位的輸出，使得  $Q_1$  電晶體保持在 OFF 狀態。

如果過載情況發生，電壓  $V_1$  會高於  $V_{ref}$ ，使得比較器的輸出在低電位，因此在 *IC 555* 輸入端由高電位至低電位的轉移過程，會在 *IC 555* 輸出端產生單擊輸出，而將  $Q_1$  電晶體導通，此時電晶體的集極端會連接至關閉的輸入端或是 PWM 電路的柔和起動電容器上，所以會牽引至地電位，而終止了輸出轉換脈波，並將穩壓器關閉。

如果過載情況持續著，電源供給器會處於“打（hiccup）”的模式中，也就是它會以 *IC 555* 單擊  $RC$  時間常數的週期在 ON 與 OFF 狀態之間不停地轉換，除非將過載除去，電路才會自動回復到正常狀態。至於環型電流變壓器的設計方法會與 8-5-2 節所描述的相同。

## 8-6 過電壓保護電路 (OVERVOLTAGE PROTECTION CIRCUITS)

過電壓保護電路的作用就是當輸出電壓超過其預定之值時，會將輸出電壓箝制至安全範圍值，雖然過電壓情況的威脅會與線性電源供給器十分相似，但是轉換式電源供給器也未必會有此情況。事實上，大多數的轉換式電源供給器之故障產生乃為“沒有輸出”情況，那為什麼又要使用過電壓保護電路呢？

理由有二點。首先，在具有可調整輸出的電源供給器中，過電壓保護電路可用來防止意外過調的輸出。其次，在過電壓發生之時，我們必須確保使用者在安全範圍之內，即使此情況很少發生，還是需要過電壓保護電路，以策安全。

因此，在提供電源之用的電源供給器的電子電路中，使用過電壓保護電路此乃明智之舉，所以過電壓保護 (OVP) 電路將可以正確地保護電路

免於因裝配誤差而造成意外的過電壓產生，尤其是當一個以上的電壓纏繞在相同的電路上時。最簡單且又最有效能完成 OVP 電路方法是在直流電源匯流排上使用“橋桿式(crowbar)”SCR 電路，當過電壓情況被檢知出來時，經由某種方式將 SCR 導通，因此可將輸出端短路掉，由於在 SCR 導通期間會有大量的電流流經其上，所以在選擇元件時需特別小心，能使適合設計之需求。

### 圖 8-13 以稽納二極體做偵測的保護電路

(The Zener Sense OVP Circuit)

在圖 8-13 為最常被用來使用的 OVP 電路之一，雖然對 SCR 來說，此電路所提供之閘極驅動並不十分好，而且也會降低 SCR 的  $di/dt$  容許能力，但是對低價格的設計而言，它已能正確地達到保護之效果了。在正常操作下，SCR 的閘極是在地電位的，並使得 SCR 處於 OFF 狀態，當過電壓被檢知出來時，稽納二極體  $Z_1$  被導通，此時 SCR 閘極會到達稽納電壓，而將 SCR 導通了，因此輸出端就被短路了。

一旦 SCR 被觸發後，它還會保持在 ON 狀態，一直到其陽極電壓被移去時，才會回復到 OFF 狀態，此種情況在電源供給器中，只要移去輸入電源幾秒鐘的時間，即可達成此目的。

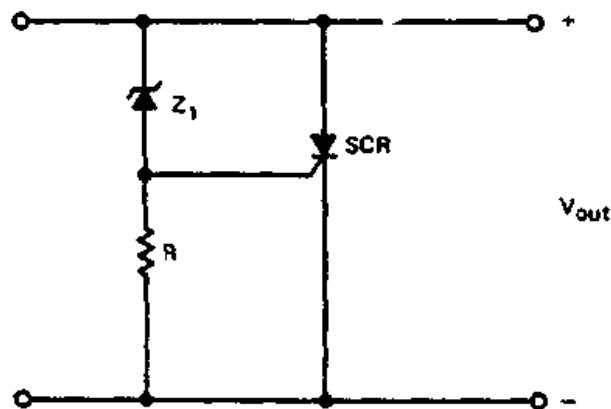


圖 8-13 由稽納二極體與 SCR 組成的 OVP 電路

### 圖 8-14 以積體電路做過電壓保護電路 (Integrated OVP Circuits)

近年來已經有一些 OVP 積體電路，由製造廠商陸續推出來，大多數這些電路價格都很便宜，而且能提供給設計者許多設計上的特色，例如可規劃式的臨限跳脫電壓，快速的響應，與低的溫度係數跳脫等特性。

最早期的這些 ICs 首推 MC 3423，它已成為工業上的標準，在圖 8-14 則為 MC 3423 的基本方塊圖，由圖中可得知它是由穩定的 2.6 V 參考電壓，二個比較器與高電流的輸出所組成，當第 2 腳的電壓大於 2.6 V 時，輸出會被激發，或是在第 5 腳置一個高邏輯準位於遙遠激發 (remote activation) 上。

在圖 8-15 所示為 MC 3423 在 OVP 的基本應用，在這個電路中， $R_1$  與  $R_2$  電阻是用來設定臨限跳脫電壓 (threshold trip voltage) 值，因比  $V_{trip}$  與  $R_1$ ， $R_2$  之間之關係為

$$V_{trip} = 2.6 \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (8-11)$$

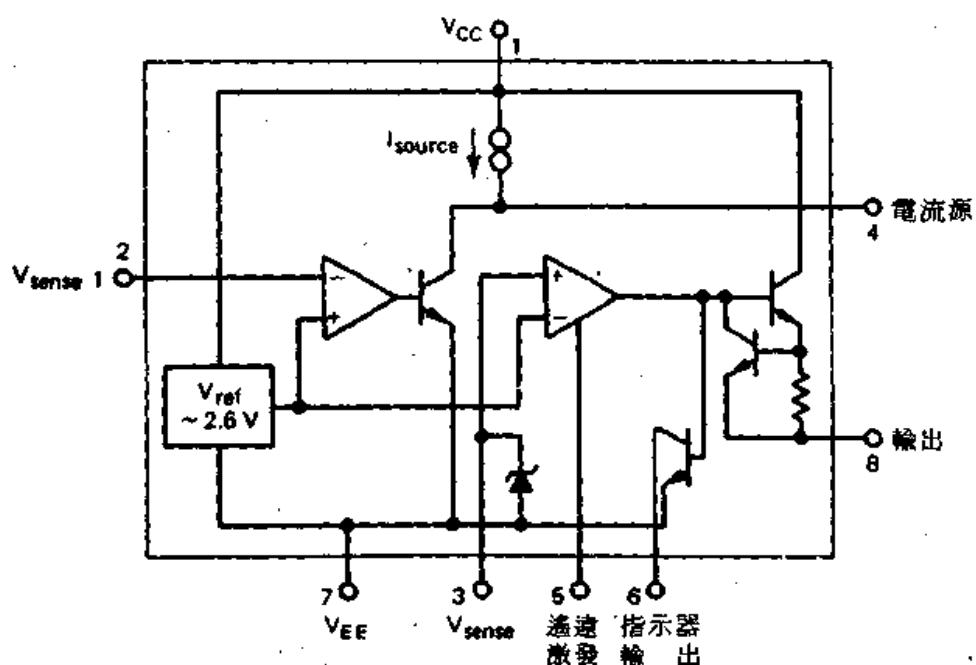


圖 8-14 MC 3423 OVP 電路方塊圖

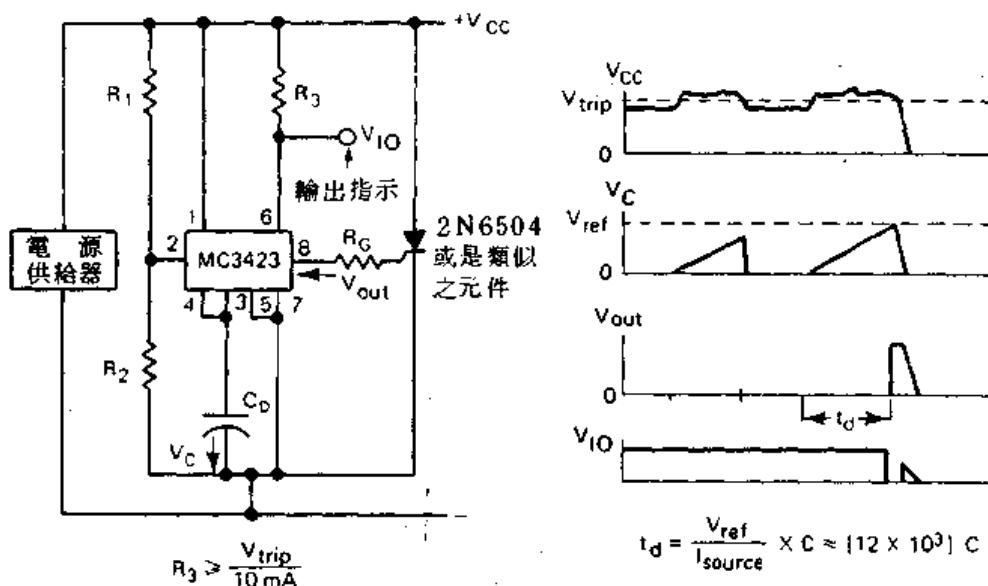
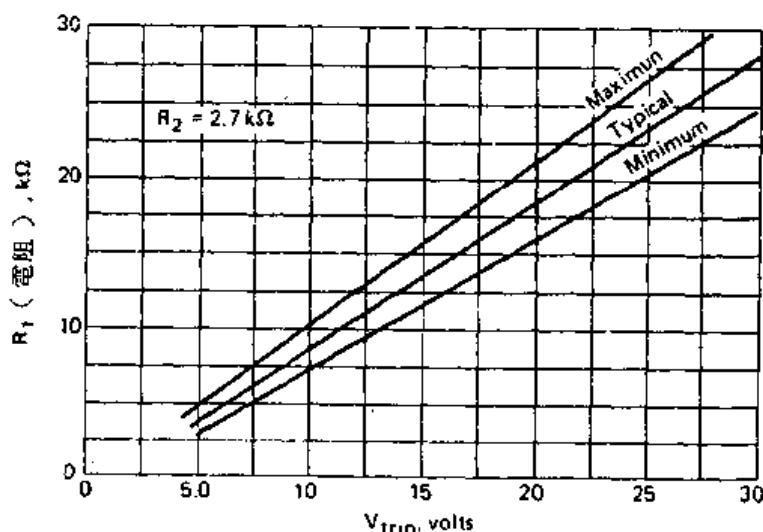


圖 8-15 典型的MC 3423 OVP應用

圖 8-16 離限電阻值可直接由此表計算得之，此乃以MC 3423 OVP  
電路的R<sub>1</sub>電阻對跳脫電壓所繪得

在此  $R_2$  電阻值最好需低於  $10\text{K}\Omega$ ，以減少漂移至最低值。

我們也可以利用圖 8-16 的圖表來計算  $R_1$  與  $R_2$  電阻值，在此圖表中， $R_2$  設定為  $2.7\text{K}\Omega$ ，因此可直接由  $V_{trip}$  電壓值與斜線的交點，得出  $R_1$  實阻值。

MC3423 OVP 電路也具有可規劃的延遲特性，當使用於多雜訊的環境中時，它可用來防止錯誤的觸發。因此，在圖 8-15 中，我們使用電容器  $C_D$  從第 3 脚與第 4 脚連接至負電位端，即可達成此功能。電路的操作原理說明如下：當  $V_{CC}$  電壓升高至由  $R_1$  與  $R_2$  所設定的跳脫點時，內部電流源開始向第 3 脚與第 4 脚的電容器  $C_D$  充電，如果過電壓情況維持一段足夠長的時間，則電容器電壓  $V_{CD}$  會到達  $V_{ref}$  電壓值，此時輸出就會被觸發了，如果過電壓在此情況發生之前消失，則電容器會較充電所需時間，以更快 10 倍速度放電掉，重置了定時 ( timing ) 特色，延遲電容器  $C_D$  之值可由圖 8-17 的圖表求得。

另外一個更詳盡的 OVP 電路為 MC3424，它與 MC3423 有許多類似的地方，但是 MC3424 在欠電壓檢知下也可以被規劃，而且也可以做線上損失的監測，在圖 8-18 則為 MC3424 的方塊圖，圖中兩個檢知比較器的兩個輸入端會帶來更大的設計彈性，加之比較器的反相輸入端能汲入可控制的  $14 \mu A$  遲滯電流，因此在檢知功能上，它可用來提供遲滯作用。

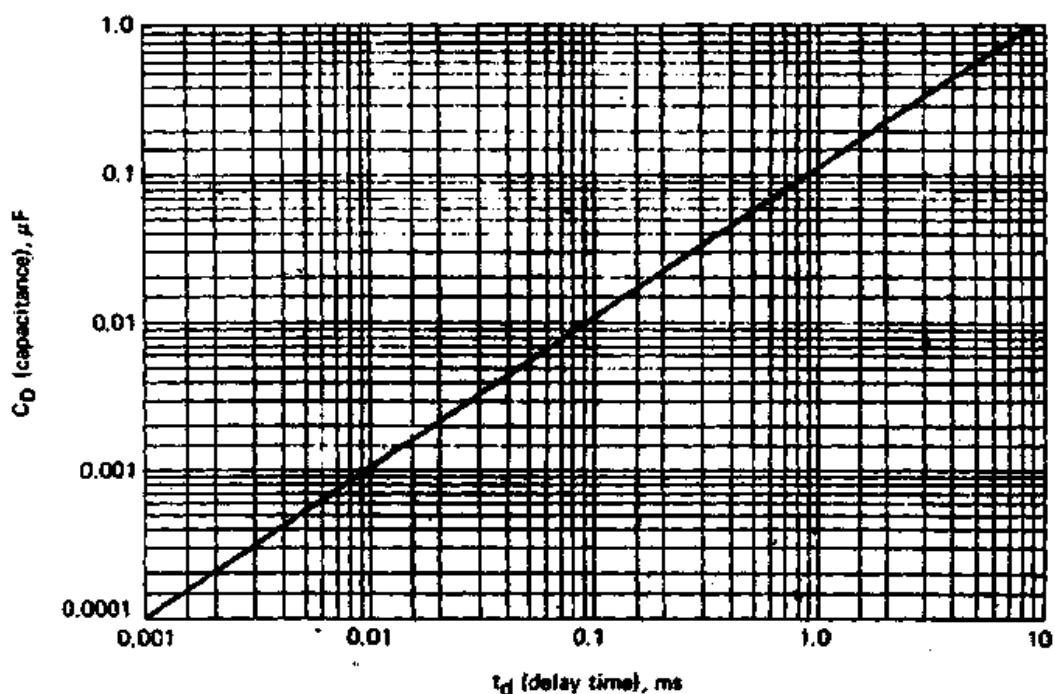


圖 8-17 MC 3423 OVP 電路的延遲電容  $C_D$  對最小過電壓延遲時間  $t_d$

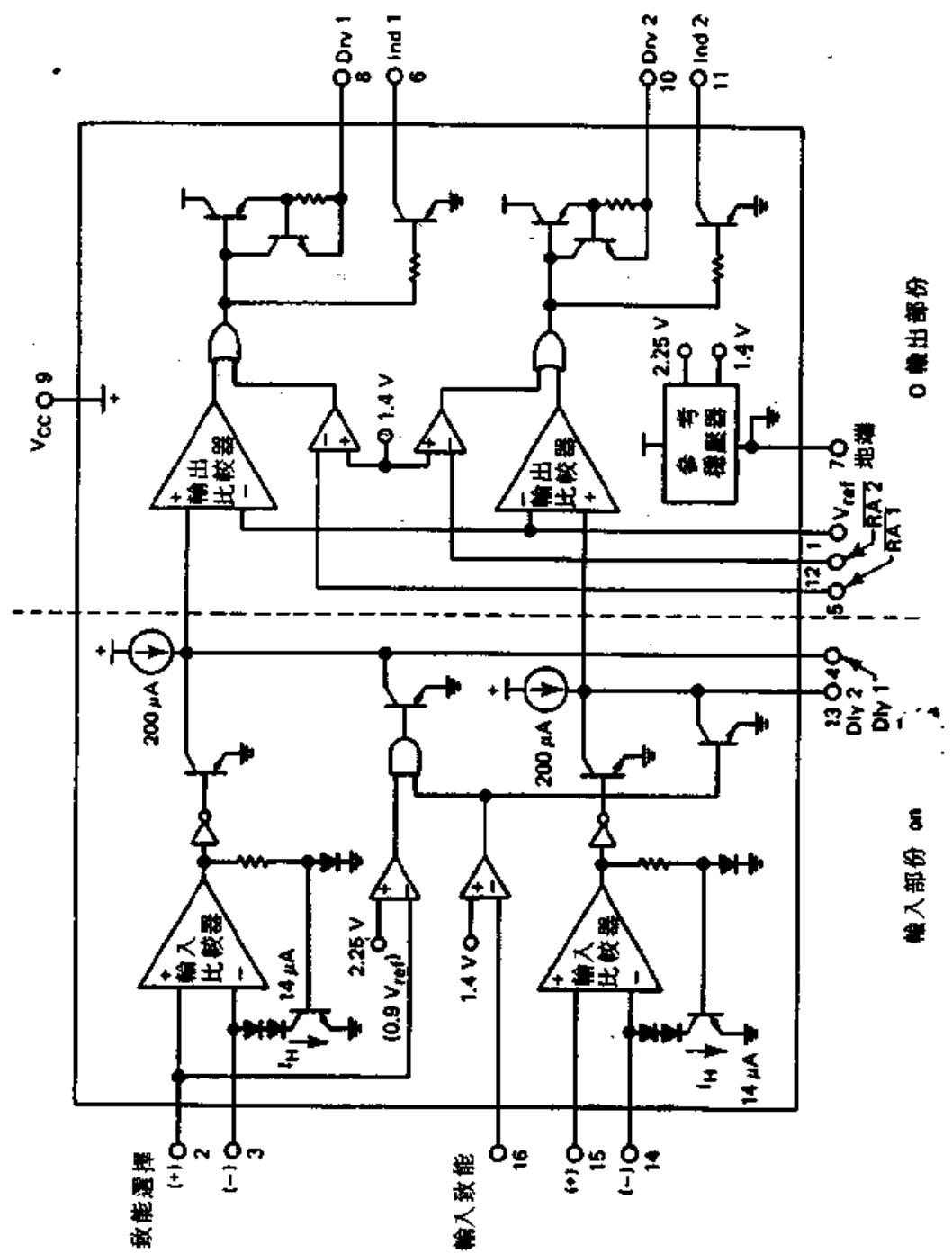


圖 8-18 變通道 OVP 穩體電路 MC3424 方塊圖，此 IC 可以用來檢知過電壓與欠電壓情況

遲滯電壓  $V_H$  可由下式計算得之

$$V_H = R_H I_H \quad (8-12)$$

在此  $R_H$  為等效電阻， $I_H$  為遲滯電流，如果不需要遲滯作用時，只要使  $R_H = 0$  即可消除，或是連接兩個比較器的反相輸入端至 1.2 V 以下的電位。

對一個分離的電源供給來說，MC 3424 的兩個通道可以獨立地工作，而且也可以用來提供過電壓的檢知。在圖 8-19 所示就是一個典型的應用，雖然在此應用中 MC 3424 以正電壓來供給其電源，但是它却可檢知正電源與負電源的供給器，而且如果在任何一個電源上有 OVP 情況被檢知時，它將能“燒掉（crowbar）”此二者的輸出。此情況我們可以在指示器輸出端至遙遠激發端各連接一個指示器即可得知。

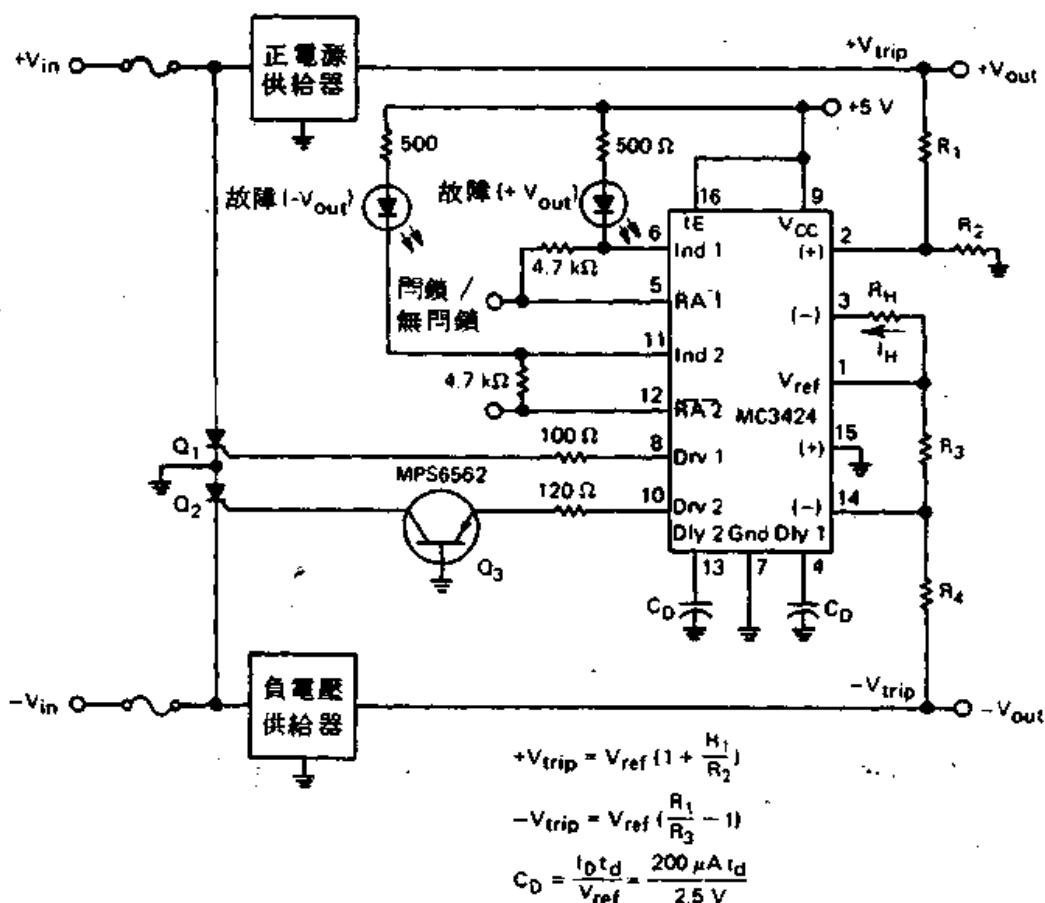


圖 8-19 在雙輸出電源供給器 MC3424 用來提供 OVP 之用

## 8-7 交流線路損失偵測電路 (AC LINE LOSS DETECTORS)

在許多的電腦應用例中，當交流線路有損失時或是電源突然被中斷時，此時必須適時地偵測出來，使得電源在失效之前，能將有價值的資料轉移至不受變化的記憶庫去，或是去觸發無間斷電源供給器（UPS）。此線路損失的偵測必須在交流頻率的一個或二個週期內來完成，因為大多數的轉換式電源供給器都有最小值的持住時間（hold-up time）約為16ms，因此在線路損失的偵測與接收時間（take-over time）之間足夠去供給電源至電路上。

使用MC3424積體電路，電源供給器設計者可以達成兩個設計目標。首先，MC 3424 的一半部份可以利用做為 OVP 電路，而另一半部份則用來檢知交流線路損失或是電源突然中斷情況，在圖8-20就是一個典型的應用例子。

在MC 3424 的線路損失偵測器中，第2腳與第14腳輸入端會被連接做為欠電壓檢知電路去檢知由電阻  $R_A$  與  $R_B$  組成分壓器的中間接點，並會與交流電壓成比例的全波整流信號來驅動。在線上每一峯值時比較器的輸出將延遲電容器  $C_D$  放電，如果線上電壓錯失了半週期或是電源中斷突然

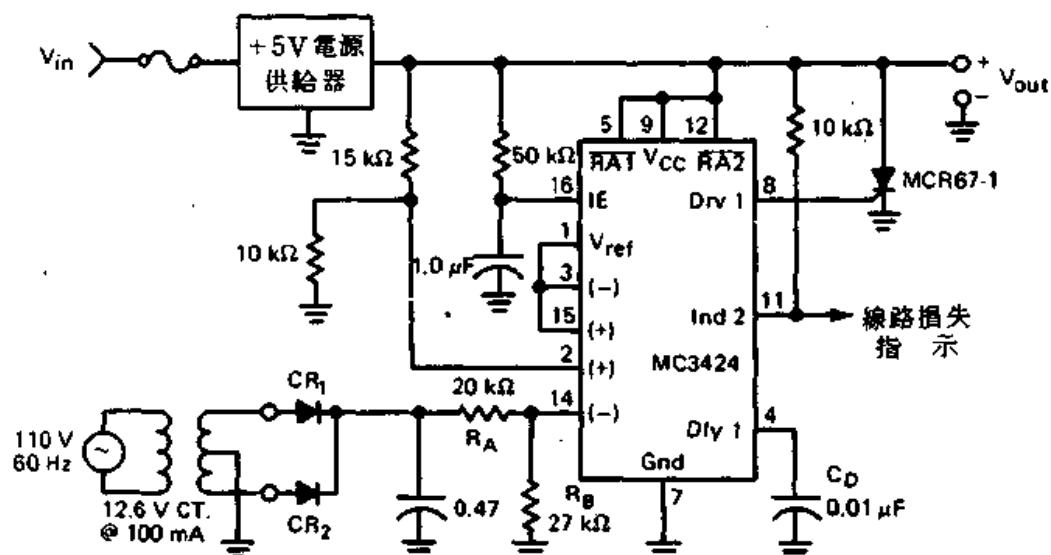


圖 8-20 MC 3424 積體電路可獨立用來檢知交流線故障與過電壓情況

發生而減少了峯值線上電壓，此時延遲電容不會被放電，反而會繼續被充電，如圖 8-21 所示。如果足夠數目的半週期被錯失了，或是電源中斷持續了一段足夠長的時間，此時電路將會偵測出交流線路的故障，而且會將第 11 腳牽引至低電位，輸出指示器會有線路故障的顯示。

延遲電容可用來提供雜訊免疫力 (noise immunity)，而且可預防單一的半週期損失，以免觸發了線路故障信號，因此故障情況發生的最小值小時間可以改變調整延遲電容器之值而獲得，我們可以使用圖 8-17 的圖表來獲得所需的延遲電容器之值。

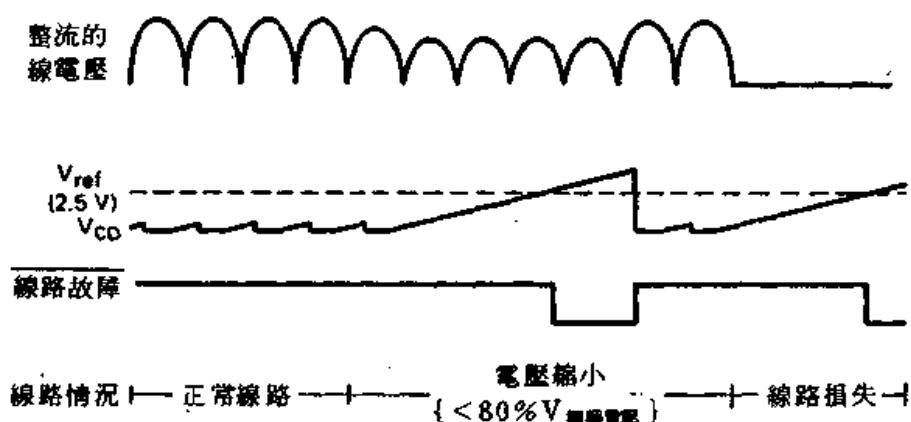


圖 8-21 在圖 8-20 的電路中此圖中的波形說明了突然斷電與線路損失檢知的情況



## 9-0 概論 (INTRODUCTION)

本章所要討論的穩定度 (stability) 乃指轉換式穩壓器的閉環路頻率響應，無庸置疑的在這方面人們已付諸許多的研究，而在國外更有許多相關的論文被發表與討論，但是對大多數的工程師及學生而言，在迴授控制的環路穩定度方面還是不甚了解。就目前來說雖然大部份設計者都知道轉換式電源供給器振盪的原因為何，人們也使用嘗試一錯誤 (trial-and-error) 的方法來穩定環路系統，更進一步則建立 數學模式用電腦來設計分析。

因此本章乃針對迴授環路穩定度提出討論，將理論與實際一齊連貫起來，使讀者能在轉換式穩壓器的穩定度方面，祇需花費稍許的功夫，就能獲致很大的實際收穫。

## 9-1 拉普拉斯轉換 (THE LAPLACE TRANSFORM)

在大部份的線性系統中，系統的特性常由輸入與輸出之間的關係來描述，而且以數學模式所建立的微分或積微分的方程式，對某些輸入激發信號能夠表示出系統響應的觀念，而這些方程式大都是以時域 ( time

domain)來表示，因此在處理上就顯得有些困難，所以我們可將這些方程式經由拉普拉斯轉換(laplace transform)到頻域(frequency domain)中，如此就變成代數(algebraic)的形式，在處理上就來得容易些，經由頻域分析所得之結果，可再經由拉普拉斯逆轉換回到時域中。

如果我們定義  $f(t)$  是時間的任何函數，在  $t < 0$  時， $f(t) = 0$  且積分  $\int_0^\infty f(t)e^{-st} dt$  為有限值，如此我們就稱  $f(s)$  為  $f(t)$  的拉普拉斯轉換，拉普拉斯運算子“ $s$ ”被定義成如下的複變數

$$s = \sigma + j\omega \quad (9-1)$$

而且拉普拉斯轉換也定義成如下

$$f(s) = \int_0^\infty f(t)e^{-st} dt \quad (9-2)$$

### 例題 9-1

試求單位步級函數的拉普拉斯轉換，定義  $f(t) = 1$ ，在  $t > 0$  時，而且  $f(t) = 0$ ，在  $t < 0$  時。

**解** 利用公式 9-2 我們可得

$$f(s) = \int_0^\infty 1 e^{-st} dt = -\frac{1}{s} e^{-st} \Big|_0^\infty = -\frac{1}{s} (e^{-\infty} - e^0)$$

因此

$$f(s) = \frac{1}{s}$$

由例題 9-1 可得知，在任何時間的函數可經由複變數  $s$  來轉換，萬一此結果需要在時域中時，則其反拉普拉斯轉換為

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} f(s)e^{st} ds \quad (9-3)$$

因此由上式可得到  $f(t)$ 。

由  $f(s)$  與  $f(t)$  所建立的表中，我們能夠快速且有效地求出此二者時域與頻域之間的轉換。

## 9-2 轉移函數 (TRANSFER FUNCTIONS)

但是我們要如何將拉普拉斯轉換用於所研究的系統穩定度上，而能推論出有用的訊息呢？第一個步驟就是要推論出系統的輸入驅動信號與輸出響應之間的關係。例如，讓我們檢驗圖 9-1 的簡單  $RC$  電路，利用克希荷夫定律 ( kirchhoff's law ) 則可寫出其網路方程式為

$$V_{in} = iR + \frac{1}{C} \int i dt$$

而且

$$V_{out} = \frac{1}{C} \int i dt$$

以  $q = \int i dt$  來取代，則上面的方程式可變為

$$V_{in} = R \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C}$$

而且

$$V_{out} = \frac{q}{C}$$

取拉普拉斯轉換，則

$$V_{in}(s) = \left( sR + \frac{1}{C} \right) q(s) \quad (9-4)$$

而且

$$V_{out}(s) = \frac{q(s)}{C} \quad (9-5)$$

將方程式 9-4 與 9-5 相除，我們可得

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{sRC + 1} \quad (9-6)$$

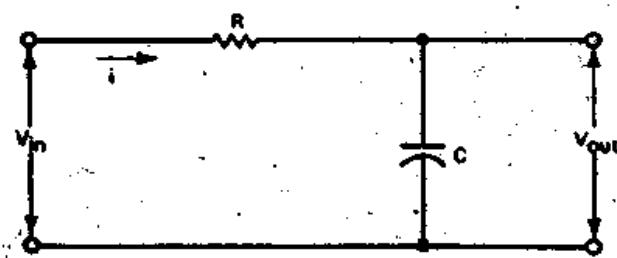
$V_{out}(s)/V_{in}(s)$  的比值我們將它定義為轉移函數 (transfer function)  $G(s)$ ，由此函數可得知，其結合了增益 (gain) 與相位 (phase) 之特性。因此，任何系統都可以用轉移函數來描述，所以

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (9-7)$$

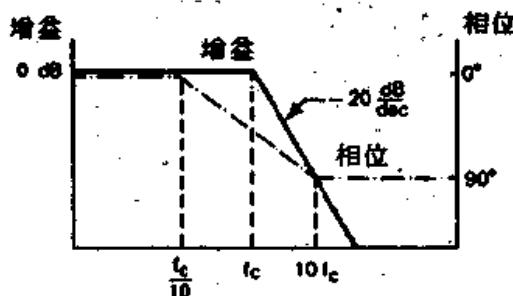
由上面的方程式  $N(s)=0$  的根稱之為系統的零值 (zeros)，而  $D(s)=0$  的根稱之為系統的極值 (poles)，若要畫出轉移函數的增益與相位，則簡便的方式是以分貝 (decibel) 為基準即可得出，因此所畫出來的函數曲線就稱為波德圖 (bode plots)。

### 圖 9-1 波德圖 (BODE PLOTS)

在前面我們提到轉移函數方程式含有極值與零值，而且也能夠決定增益圖形的斜率，讓我們現在先來檢驗一下方程式 9-6 與圖 9-1，由此方程



(a) RC 滻分器電路



(b) 其增益與相位圖

圖 9-1

式可得知分母中有一極值，也就是設定  $sRC + 1 = 0$ ，我們可得

$$sRC = -1$$

而且  $s = -\frac{1}{RC} \Rightarrow f = -\frac{1}{2\pi RC}$  (9-8)

方程式 9-8 所示乃為一個非常重要的結果——也就是在頻率  $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$

時，極值將使得增益圖形的轉移由 0 至 -1，由於漸近線會在  $f_c$  點產生轉折，因此， $f_c$  此點的頻率就稱之為角頻率 (corner frequency)，或是轉折頻率 (break frequency)。

如果我們要決定此漸近線的變化率，我們可用每八度 (octave) 有 -6 dB 的斜率，或是用每十進 (decade) 有 -20 dB 的斜率來表示，所謂八度乃指 2:1 的頻率範圍，而十進則指 10:1 的頻率範圍，同樣的電路中相位變化在  $f_c/10$  與  $10f_c$  兩點間會產生  $90^\circ$  的相位落後 (phase lag)。

總括來說，極值將會產生 +1 至 0 的斜率變換，或是 0 至 -1，或是 -1 至 -2，或是 -2 至 -3 等變換，這就相當於每八度增益的變化為 +6 dB, 0 dB, -6 dB, -12 dB, 與 -18 dB，相對的其相移 (phase shift) 則為  $+90^\circ, 0^\circ, -90^\circ, -180^\circ$ , 與  $-270^\circ$ 。若是每十進增益的變化為 +20 dB, 0 dB, -20 dB, -40 dB, 與 -60 dB，相對的其相移則為  $+45^\circ, 0^\circ, -45^\circ, -90^\circ$ , 與  $-135^\circ$ 。

在另一方面，在頻率中的零值點其波德圖的斜率是向上轉折的，因此，所產生增益圖形的變換斜率是由 -1 至 0，或是 -2 至 -1，或是 -3 至 -2 等，所以此時相移將超前 (lead)  $90^\circ$ ，在圖 9-2 所示為產生極值的電路，與產生具有極值和零值的電路。

然而為了能畫出任何網路的波形圖，首先順利用拉普拉斯轉換求得其轉移函數，然後再將方程式整理成如下的形式

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2) \cdots (1 + s\tau_n)}{(1 + s\tau_a)(1 + s\tau_b) \cdots (1 + s\tau_m)}$$

## 10.2 變換式電源供給器原理與設計

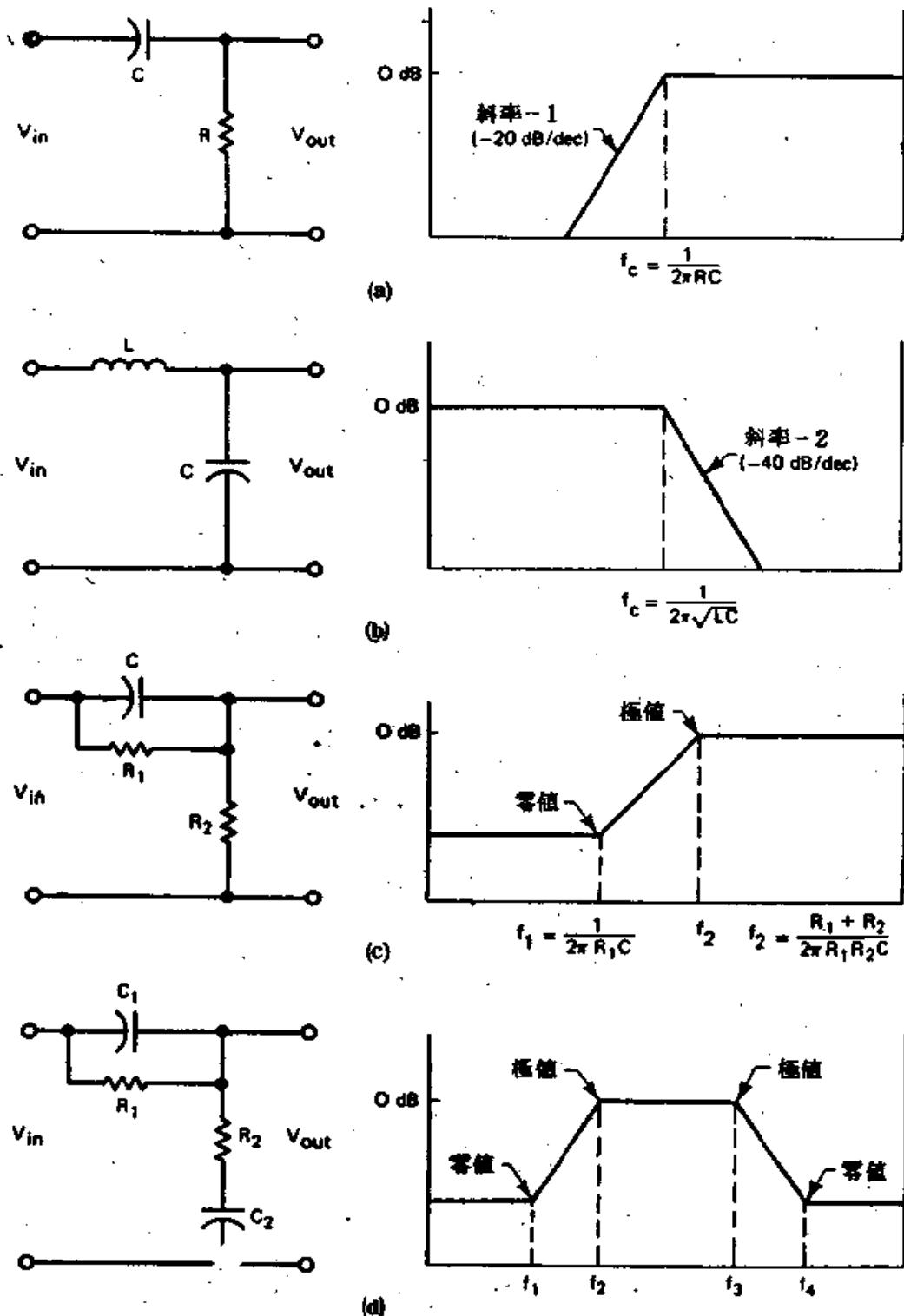


圖 9-2 網路(a)與(b)產生極值，而網路(c)與(d)產生極值與零值。

而  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$  點就相當於是零值的轉折頻率，而  $\tau_a, \tau_b, \dots, \tau_m$  點就相當於是極值的轉折頻率，然後在對數紙上能畫出增益對頻率的圖形出來，因此可選擇每八度分貝或每十進分貝的增益變化斜率來表示之。

如果要畫相移的圖形時，需記住極值每十進會有  $90^\circ$  的相位落後，而零值每十進會有  $90^\circ$  的相位超前，由於在增益 - 相位圖表上的資料都是以分貝方式畫在對數紙上，所以可以簡單的用個別漸近線方式求得圖形，而能推論出最終之關閉程度。

## 9-4 回授原理與穩定度的準據

### FEEDBACK THEORY AND THE CRITERIA FOR STABILITY

任何的轉換式穩壓器都可被視為閉環路迴授控制系統，在圖 9-3 所示為閉環路系統的方塊圖，圖中輸出信號會被迴授與輸入端信號做比較，參考信號  $R(s)$  與迴授信號  $B(s)$  在相加點做比較，而產生的誤差信號  $E(s)$  會輸入至方塊圖  $G(s)$ ，並獲得  $C(s)$  輸出信號，為了導出閉環路轉移函數  $f(s)$ ，我們可用下列過程得之：

$$C(s) = G(s)E(s)$$

$$B(s) = H(s)C(s)$$

$$E(s) = R(s) - B(s) = R(s) - H(s)C(s)$$

由上面的方程式可將  $E(s) = C(s)/G(s)$  來取代，則我們可得

$$C(s) = G(s)R(s) - H(s)G(s)C(s)$$

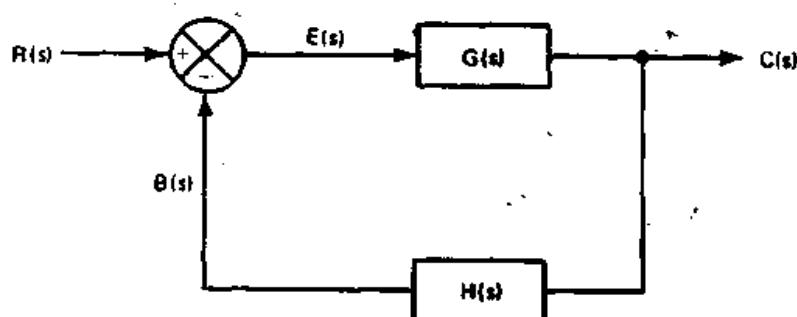


圖 9-3 閉迴路迴授控制系統的方塊圖

因此閉環路的轉移函數為

$$f(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (9-9)$$

式子中的  $G(s)$  為開環路增益，而  $G(s)H(s)$  則稱為開環路轉移函數。

為了導出有關系統的穩定度的結論，則特性方程式的解為

$$1 + G(s)H(s) = 0 \quad (9-10)$$

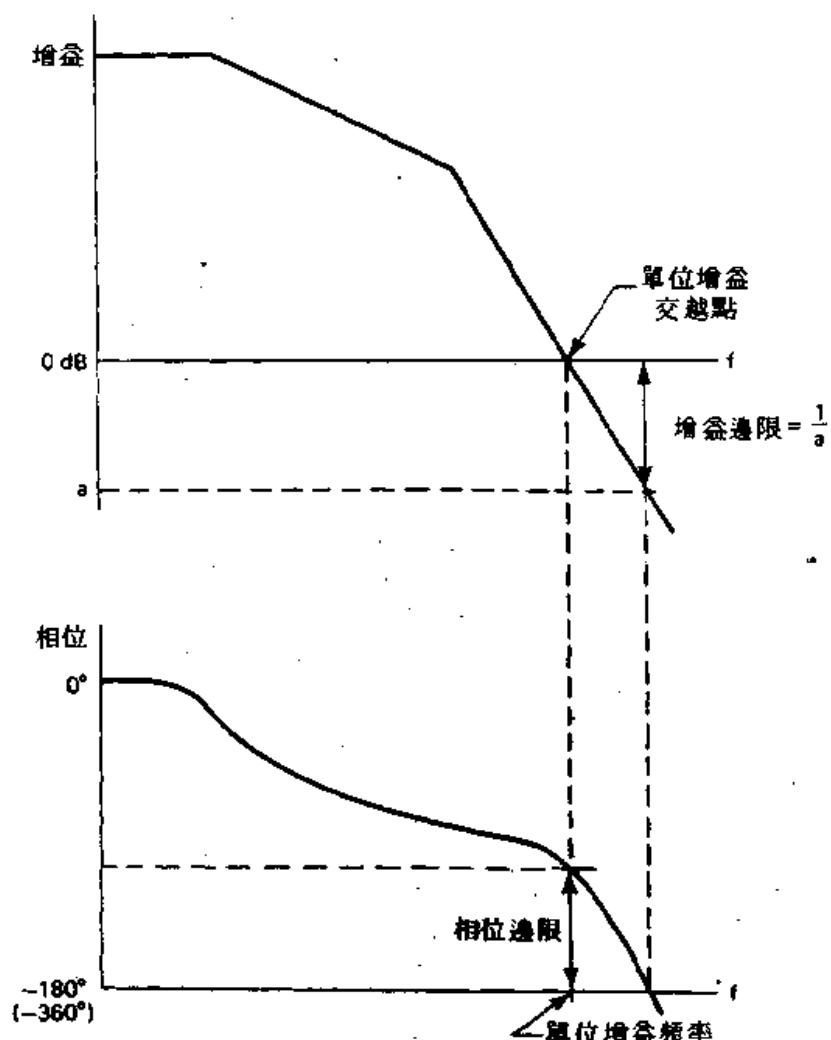


圖 9-4 運作系統的相位與增益邊限圖。由於在直流迴授為負的，所以在此相移以  $180^\circ$  計出，也就是有額外的  $180^\circ$  相移，總共的相移為  $360^\circ$  如本文所定義的。

將可求得閉環路轉移函數的極值，所以它們具有系統響應的特性。因此，迴授系統必須檢查閉環路增益的每一個值，以便決定開環路增益與閉環路增益之間的關閉程度。穩定度分析的目的就是用來減少閉環路增益的滾轉率（roll-off rate）至 $-1$ 的斜率，也就是每八度為 $-6$  dB，或是每十進為 $-20$  dB。在單位增益交越（0 dB）的範圍，此時相移將會少於 $360^\circ$ 時，增益會低於單位1之總值稱之為增益邊限（gain margin），而相位邊限（phase margin）乃為實際相移與 $360^\circ$ 之間的差值，此時環路增益為1單位，如圖 9-4 所示。

## 9-5 穩定度的分析

(OFF-THE-LINE SWITCHING POWER SUPPLY STABILITY ANALYSIS)

### 9-5.1 控制-輸出轉移函數 (Control-to-Output Transfer Function)

所有非線上 PWM 轉換式電源供給器大都是由調變器，誤差放大器，隔離變壓器與 LC 輸出濾波器所組成，而使用 IC PWM 控制器的轉換式電源供給器，其控制 - 輸出轉移函數包括了鋸齒波調變器的增益，功率轉換電路與輸出濾波器的特性。

在單端直接工作週期控制的 PWM 電源供給器中，電壓  $V_C$  提供至 PWM 比較器的控制端（見圖 7-3 與 7-5）與一定振幅的鋸齒波電壓  $V_s$  做比較，因此，可改變比較器的輸出工作週期 0 至 1。所產生驅動波形的工作週期  $\delta$  會變化為

$$\delta = \frac{V_C}{V_s} \quad (9-11)$$

buck 型式的轉換器，也就是前饋式，推挽式，與橋式轉換器，它們的增益為

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{N_S}{N_P} \delta = \frac{N_S}{N_P} \frac{V_C}{V_s} \quad (9-12)$$

在此  $N_S/N_P$  為變壓器次級至初級的圈數比，而  $V_{in}$  為變壓器的初級電壓。

而 buck-boost 型式的轉換器，如返馳式轉換器，其增益為

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{N_S}{N_P} \frac{\delta}{1 - \delta} = \frac{N_S}{N_P} \frac{V_C}{V_S - V_C} \quad (9-13)$$

為了得到 PWM 電源供給器的控制至輸出電壓 dc (直流) 增益，我們將方程式 9-12 與 9-13 對  $V_C$  電壓微分，也就是  $\partial V_{out} / \partial V_C$ ，因此對 buck 型式的轉換器而言，則為

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial V_C} = (\text{dc gain}) = \frac{V_{in}}{V_S} \frac{N_S}{N_P} \quad (9-14)$$

將上式直流增益 (dc gain) 取分貝值，則變為

$$(\text{dc gain})_{dB} = 20 \log_{10} \left( \frac{V_{in}}{V_S} \frac{N_S}{N_P} \right) \quad (9-15)$$

若對 buck-boost 型式的轉換器而言，則為

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial V_C} = (\text{dc gain}) = \frac{V_{in}}{(V_S - V_C)^2} \frac{N_S}{N_P} = \frac{(V_{in} + V_{out})^2}{V_{in} V_S} \frac{N_S}{N_P} \quad (9-16)$$

將上式直流增益 (dc gain) 取分貝值，則變為

$$(\text{dc gain})_{dB} = 20 \log_{10} \left[ \frac{(V_{in} + V_{out})^2}{V_{in} V_S} \frac{N_S}{N_P} \right] \quad (9-17)$$

在另一方面，輸出濾波器一般都為  $LC$  型式，其具有  $-2$  (每十進  $-40$  dB) 的斜率，如圖 9-2 (b) 所示。電源供給器整個閉環路的增益為

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial V_C} = [(\text{Gain}) H(s)] \quad (9-18)$$

方程式 9-18 的波德曲線具有重要的意義，其直流增益會將  $LC$  濾波器的

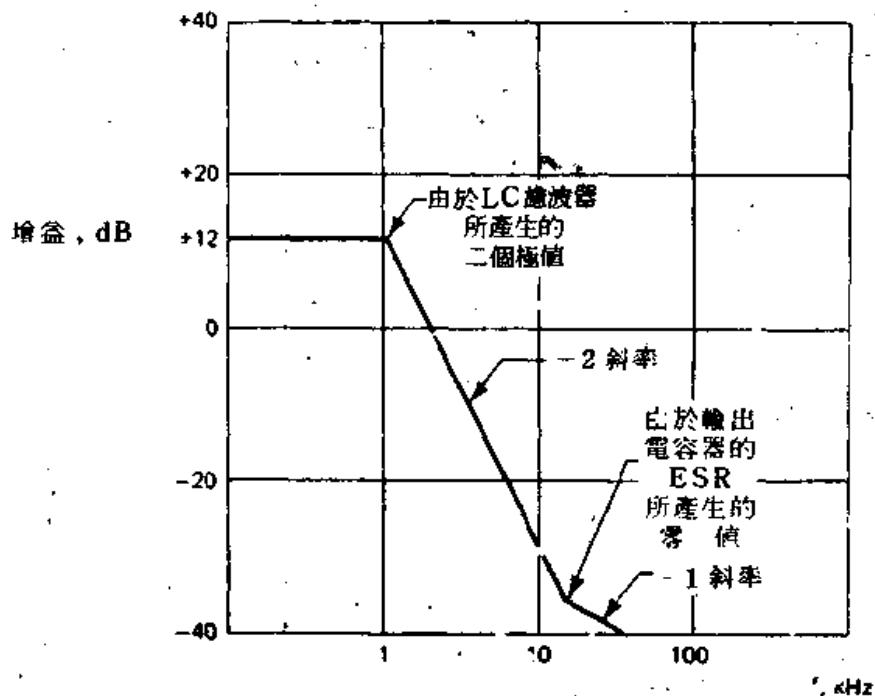


圖 9-5 PWM 轉換式電源供給器中 LC 濾波器與調變器的控制至輸出轉移函數特性曲線。在 29 kHz 處  $-1$  的斜率會產生零值，此乃由於輸出濾波電容器的 ESR 所引起。

共振頻率平坦化，而且之後會下降在  $-2$ （每十進  $-40$  dB）斜率之處，如圖 9-5 所示。

#### 圖 9-2 誤差放大器的補償 (Error Amplifier Compensation)

大多數 PWM 控制的 ICs，其誤差放大器乃為高增益的運算放大器，能產生誤差信號至調變器的控制輸入端，而誤差放大器的主要任務就是將 PWM 轉換式電源供給器的環路閉合起來，並且其目的是在放大器周圍設計迴授網路，如此整個環路增益  $-1$ （每十進  $-20$  dB）斜率時會經過  $0$  dB（單位增益）線。

為了能以波德圖方式畫出放大器之特性，其增益必須寫成拉普拉斯的形式，讓我們首先查驗一下運算放大器之性質，並且瞧瞧我們如何以拉普拉斯的形式來寫出其轉移函數，在圖 9-6 所示為運算放大器與其迴授阻抗，由先前所提可得知此電路的轉移函數為輸出電壓與輸入電壓之比，因此

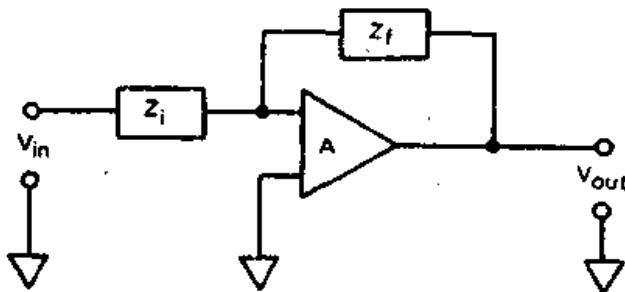


圖 9-6 具有迴授阻抗的簡單運算放大器電路

對運算放大器而言，則為

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_f}{Z_i} \quad (9-19)$$

由於  $Z_f$  與  $Z_i$  代表複數阻抗，因此，當拉普拉斯轉換時，方程式 9-19 會變為下列形式：

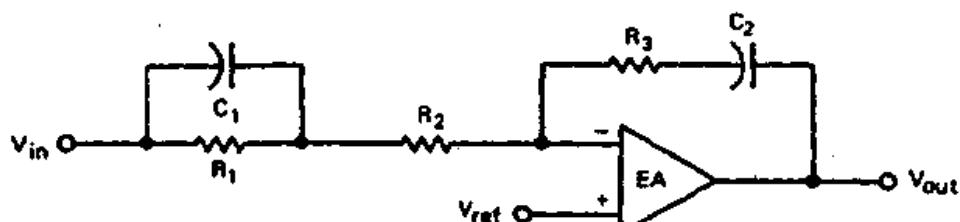
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{(\tau_3 s)(\tau_4 s + 1)} \quad (9-20)$$

在方程式 9-20 的運算子  $\tau$  代表  $RC$  時間常數，分子項代表零值，而分母項則代表極值，而  $\tau_3 s$  此項由於缺少 +1 項，所以它代表原點的極值。

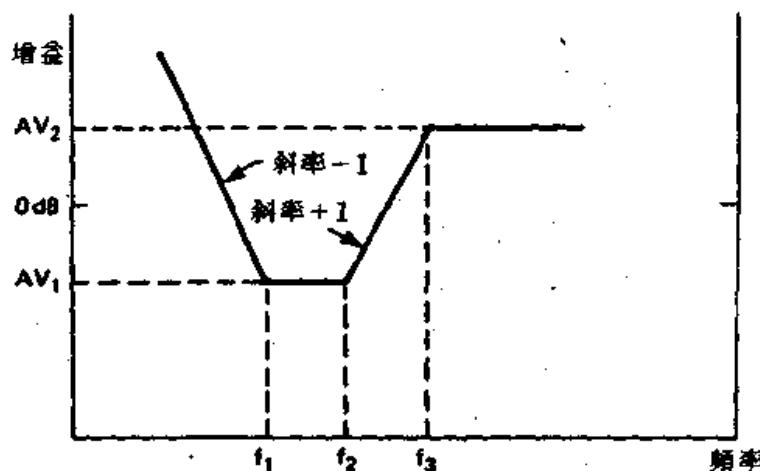
為了使我們能夠很容易以複數阻抗寫出任何運算放大器的轉移函數，而且也能畫出轉移函數的波德圖，所以我們以圖 9-7 的例子來做說，由電路我們可得知

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_f}{Z_i} = \frac{R_3 + 1/C_2 s}{R_2 + \{R_1(1/C_1 s)/[R_1 + (1/C_1 s)]\}} \quad (9-21)$$

$$\begin{aligned} \frac{V_{out}}{V_{in}} &= \frac{R_3 + 1/C_2 s}{R_2 + \{(R_1/C_1 s)/[(R_1 C_1 s + 1)/C_1 s]\}} = \frac{R_3 + 1/C_2 s}{R_2 + [R_1/(R_1 C_1 s + 1)]} \\ &= \frac{(R_3 C_2 s + 1)/C_2 s}{(R_1 R_2 C_1 s + R_1)/(R_1 C_1 s + 1)} = \frac{(R_3 C_2 s + 1)/C_2 s}{R_1(R_2 C_1 s + 1)/(R_1 C_1 s + 1)} \\ &= \frac{(R_3 C_2 s + 1)(R_1 C_1 s + 1)}{(R_1 C_2 s)(R_2 C_1 s + 1)} \end{aligned} \quad (9-22)$$



(a) 具有迴授阻抗的運算放大器



(b) 由增益波德圖得知有一對零點 - 極值

圖 9-7

將方程式 9-22 與 9-20 比較可得

$$\tau_1 = R_3 C_2$$

$$\tau_2 = R_1 C_1$$

$$\tau_3 = R_1 C_2$$

$$\tau_4 = R_2 C_1$$

而高頻放大器的增益是由電阻  $R_2$  與  $R_3$  來設定，因此，在頻率  $f_3$  的增益為

$$AV_2 = \frac{R_3}{R_2} \quad (9-23)$$

在頻率  $f_1$  與  $f_2$  的增益為

$$AV_1 = \frac{R_3}{R_1 + R_2} \quad (9-24)$$

因此，波德圖的轉折或角頻率，則由下式決定之：

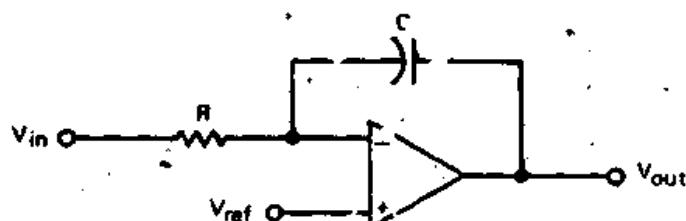
$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (9-25)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_3 C_2} \quad (9-26)$$

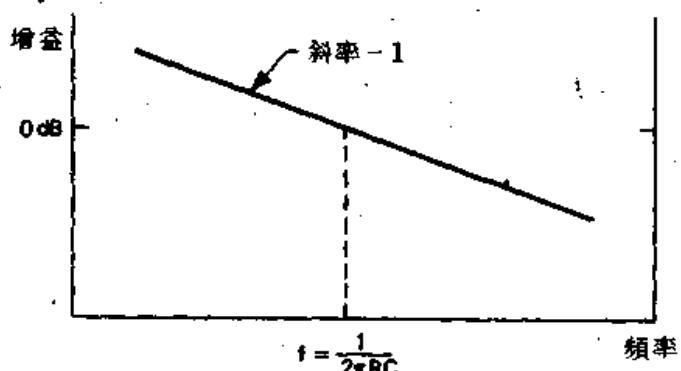
而且  $f_3 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (9-27)$

在實際的設計應用中，轉折頻率在設計目的上正常地會被預定，然後用方程式 9-23 至 9-27 就很容易地計算出電阻器與電容器之值，在圖 9-7(a)的電路可用在任何 PWM 轉換式電源供給器中做誤差放大器補償之用。因此，為了在 0 增益交越處達到 -1 的斜率，整個環路增益需通過頻率  $f_2$  與  $f_3$  之間，這也就是環路穩定度分析的最終目的。

在此我們將介紹一些受歡迎的誤差放大器補償網路，圖 9-8 所示就是



(a)單極值迴授放大器



(b)增益波形圖

圖 9-8

最簡單形式的單極值迴授放大器，其轉移函數為

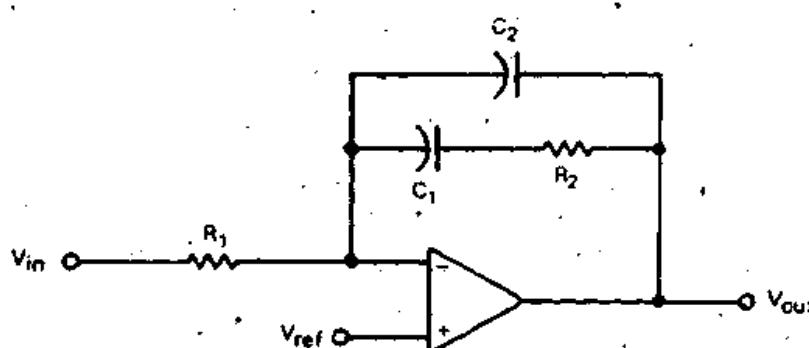
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{RCs} \quad (9-28)$$

而其轉折頻率為

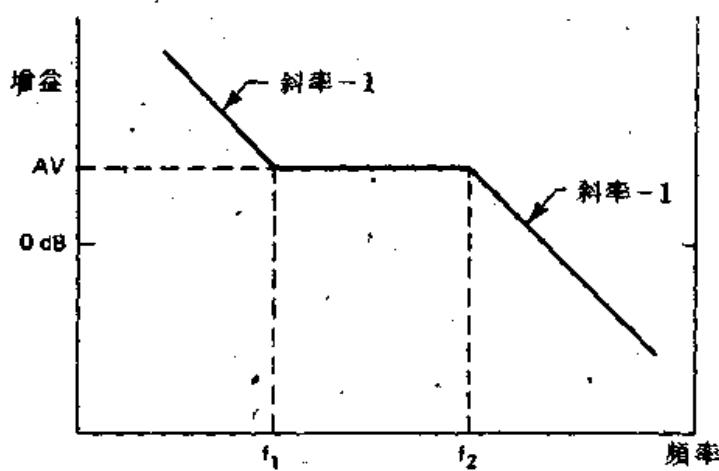
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (9-29)$$

另外一個放大器結構如圖 9-9 所示，在此網路中會有一對極值 - 零值產生，而在其頻率範圍內增益是平坦的，而且沒有相移產生，也就是在轉折頻率  $f_1$  與  $f_2$  範圍之間具有恒定的增益，當此電路在 PWM 電源供給器中當做誤差放大器使用時，此範圍必須做環路增益交越之用。

在先前所討論分析的方法亦可用於此電路中，而能導出增益與轉折頻



(a) 具有一對零值 - 極值的運算放大器



(b) 增益圖

■ 9-9

率，產生之結果如下所示

$$AV = \frac{R_2}{R_1} \quad (9-30)$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (9-31)$$

$$f_2 = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_2 C_1 C_2} \approx \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (9-32)$$

當電源受到輸出負載改變時，圖 9-7 與 9-9 的放大器可用來提供改進電源供給器的暫態響應，而相對的圖 9-8 放大器則為緩慢的響應。

而在圖 9-10 的放大器雖然看起來似乎較複雜些，但是却有較好的暫態響應，在這個電路中會有兩對零值 - 極值產生，而在其頻率範圍內增益會在 +1 斜率處增加，並具有  $90^\circ$  的相位超前，此放大器的功能非常類似於圖 9-7 所示的放大器，增益與轉折頻率如下所示：

$$AV_1 = \frac{R_2}{R_1} \quad (9-33)$$

$$AV_2 = \frac{R_2(R_1 + R_3)}{R_1 R_3} \approx \frac{R_2}{R_3} \quad (9-34)$$

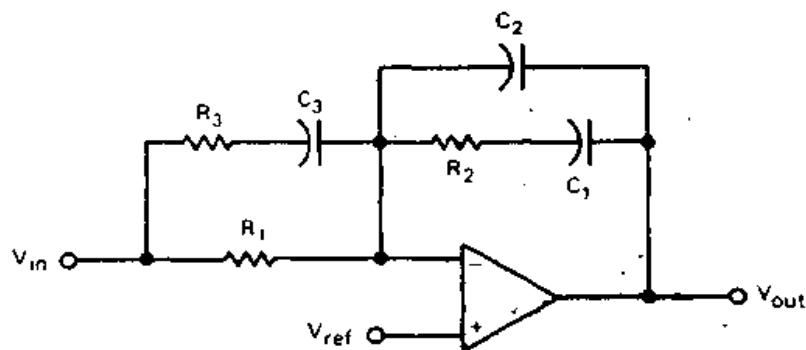
$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (9-35)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_3)C_3} \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_3} \quad (9-36)$$

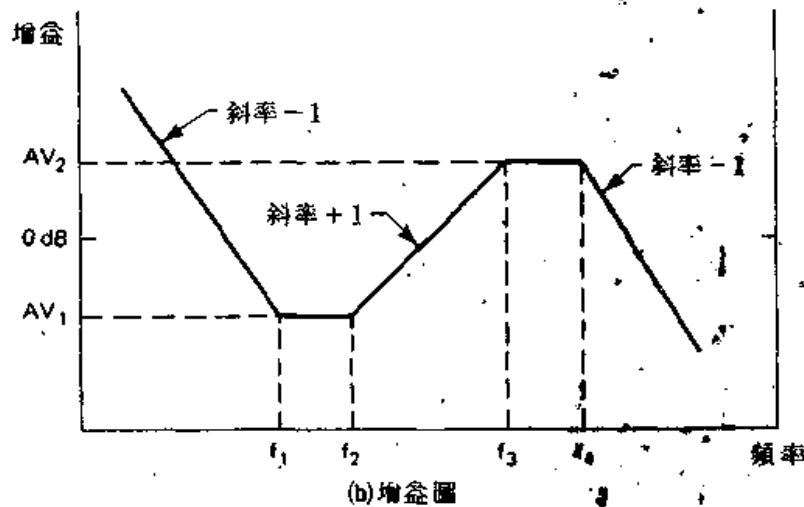
$$f_3 = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \quad (9-37)$$

$$f_4 = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_2 C_1 C_2} \approx \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (9-38)$$

當圖 9-10(a)的電路在 PWM 轉換式電源供給器中，做為誤差放大器的補償之用時，最好的結果是環路交越發生在頻率  $f_2$  與  $f_3$  之間。



(a) 具有兩對零值 - 極值的運算放大器



(b) 增益圖

圖 9-10

雖然有許多電路可做為誤差放大器補償之用，但是我們前面所介紹的四個電路已足夠用在大多數的 PWM 變換式電源供給器中，做環路穩定度的分析與設計。因此，我們將用前面所提的原理，對下面的例題在實際轉換應用中，做一步步穩定度的分析。

#### 例題 9-2

考慮半橋式電源供給器的設計，所允許的輸出交流電壓為  $90V_{ac}$  至  $130V_{ac}$ ，或是  $180V_{ac}$  至  $260V_{ac}$ ，工作頻率為  $20\text{ kHz}$ ，並且使用 UC 3524 A PWM 控制電路。 $LC$  輸出濾波器的共振頻率為  $1\text{ kHz}$ ，功率變壓器的初級至次級圈數比為  $N_p/N_s = 18$ ，為了達到整個電源供給器的穩定度，試設計誤差放大器的補償網路，並且畫出整個環路增益的波德圖。

問 首先，我們由前面所提過的四種電路中，選出一種放大器的結構，雖然祇要小心地設計，所有的放大器都能工作良好，但是我們還是選擇圖 9-10，這是因為它有較佳的暫態響應。

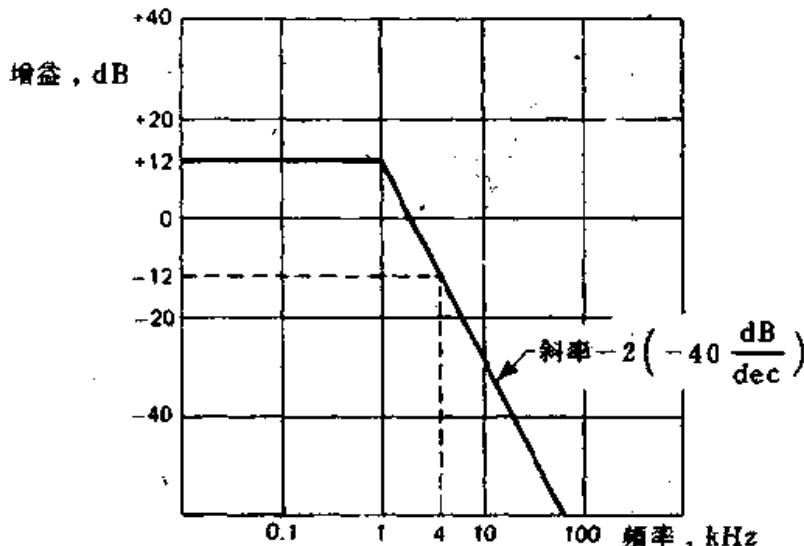
其次要考慮的是選擇交越頻率，在此增益為 1 單位 (unity)，而且波德圖會在 -1 斜率（每十進 -20 dB）處通過，理論上的限制是將交越頻率 (crossover frequency) 設定為轉換頻率的一半，但是從實際經驗上，以少於  $\frac{1}{3}$  的轉換頻率來使用較為恰當。因此，我們選擇交越頻率為 4 kHz，此值乃為  $\frac{1}{3}$  的轉換頻率，或是 1/10 的調變器頻率。由於我們使用了 UC 3524 A 的控制器，控制電壓  $V_C$  會在 2.5 V 上下擺動，用來改變比較器的驅動波形由 0 至 1，輸入電壓我們取最差情況  $130 V_{in}$ ，利用公式 9-15 可得控制至輸出的電壓增益為

$$\begin{aligned} (\text{直流增益})_{dB} &= 20 \log_{10} \left( \frac{V_m N_s}{V_s N_p} \right) = 20 \log_{10} \left( \frac{182}{2.5} \frac{1}{18} \right) \\ &= 20 \log_{10} \left( \frac{182}{45} \right) = 20 \log_{10} 4.04 = +12 \text{ dB} \end{aligned}$$

輸出轉移函數的特性描繪於圖 9-11，雖然在實際上圖 9-11 的漸近線上會有一個轉折頻率，此乃由於輸出電容器的 ESR 所引起；但是在本例中對整個環路增益來說是沒有什麼影響的，因此，為了簡化起見我們就將它省略了。

由圖 9-11 可得出，在低頻時控制至輸出的增益為 +12 dB，在頻率 1 kHz 以上時會有轉折發生，其斜率為 -2（每十進 -40 dB），所以在 4 kHz 的交越頻率時，其控制至輸出增益為 -12 dB，而且事實上此兩增益的絕對值 |12 dB| 乃是全然一致的，因此，對整個環路增益為零值而言，迴授放大器的增益在 4 kHz 時，必須為 +12 dB。

在此有件重要之事需謹記在心，就是如果整個環路增益在 -1 斜率處通過 0 dB 線，則此轉換式電源供給器將是穩定的，由於在 -2 斜率處，轉換器的控制至輸出的增益會下降，如圖 9-11 所描述。因此，為了得到 -1 的斜率（每十進 -20 dB），在此點迴授放大器必須提供



■ 9-11 例題 9-1 的控制至輸出轉移函數

+1 的斜率，也就是迴授放大器的增益在 4 kHz 時為 +12 dB（或是 4.0），並具有 +1 的斜率，由於轉換式電源供給器輸入的線電壓會由於電源至高電源之間擺動著，也就是調變器的增益會隨著輸入電壓而變化時，+1 的斜率必須有一些邊限去擴展交越頻率的範圍。

現在，讓我們來求在 1 kHz 之處調變器的增益，其值為

$$AV_1 = \frac{1 \text{ kHz}}{4 \text{ kHz}} (4.0) = 1.00 \text{ or } 0 \text{ dB}$$

然後讓我們假設下面迴授放大器之特性，並繪其波德圖，在 4 kHz 之處，增益為 +12 dB，而且在 1 kHz 之處，增益為 0 dB，因此，我們希望有兩個零值在 1 kHz，有一個極值在 10 kHz，而第二個極值在 30 kHz，在圖 9-12 就是所畫的波德圖，由圖中可得

$$AV_1 = 0 \text{ dB} \text{ or } 1.00$$

$$AV_2 = 19.96 \text{ dB} \text{ or } 9.95$$

而且

$$f_1 = f_2 = 1 \text{ kHz}$$

$$f_3 = 10 \text{ kHz}$$

$$f_4 = 30 \text{ kHz}$$

參考圖 9-10(a)與公式 9-33 至 9-39，則需要得到圖 9-12 的情況，

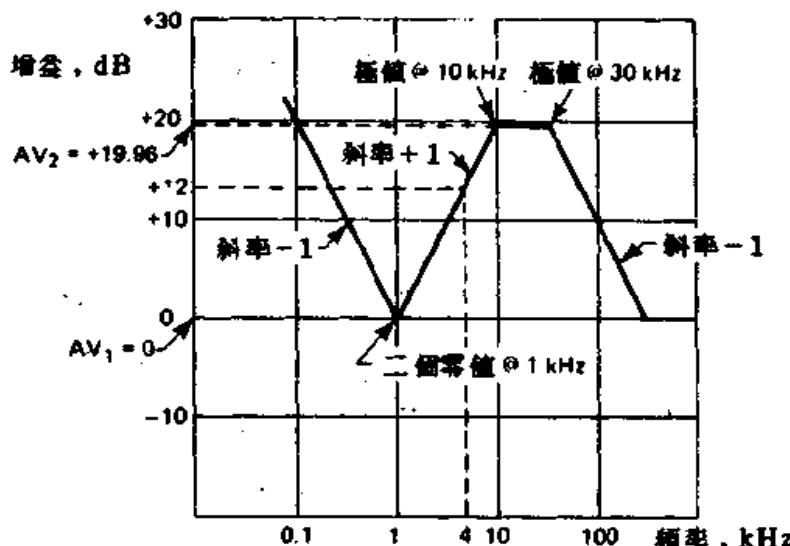


圖 9-12 週授放大器波德圖所示的為期望之頻率與增益特性

其電阻值與電容值可計算如下，假設  $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ ，由公式 9-33 可得

$$R_3 = \frac{R_2}{AV_2} = \frac{10\text{ k}\Omega}{9.95} \approx 1\text{ k}\Omega$$

由公式 9-35 可得

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 R_2} = \frac{10^{-6}}{62.8} = 0.015\text{ }\mu F$$

由公式 9-36 可得

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_2 R_1} = 0.015\text{ }\mu F$$

由公式 9-38 可得

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_4 R_2} = 0.0005\text{ }\mu F$$

最後放大器的設計與整個環路增益如圖 9-13 所示，圖 9-13 的結果乃是將圖 9-11 與 9-12 相加所得，由圖中我們就可得知，在 4 kHz 之處，且斜率為 -1，此時整個增益會通過 0 dB 線（單位增益），正如我們所期望的。當然若輸入線電壓在 90 V<sub>ac</sub> 至 130 V<sub>ac</sub> 的範圍變化（或是 130 V<sub>ac</sub> 至 260 V<sub>ac</sub>），則交越頻率也將會受到改變，但是交越

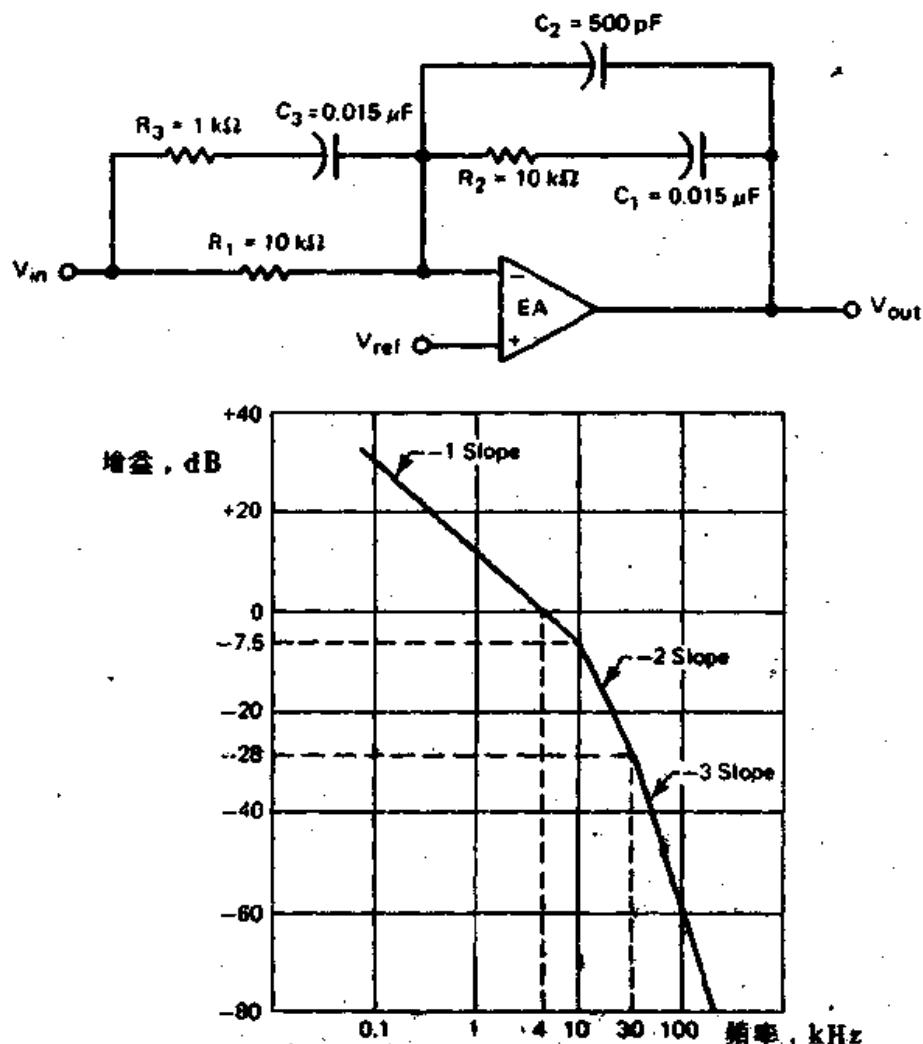


圖 9-13 橋償迴授放大器與例題 9-1 轉換式電源供給器的整個系統迴路增益圖

還是會在一斜率之處，讀者祇要在低輸入電源  $90V_{dc}$  (或  $180V_{dc}$ ) 情況下，繪出環路增益的波德曲線即可證明之。

### 9-5 環路穩定度的測量 (LOOP STABILITY MEASUREMENTS)

雖然有許多方法可用來測量轉換式電源供給器的整個環路增益，但是最簡單且有效的方法是測量電源供給器的暫態響應，即可得出閉環路穩定度有關情況。暫態響應的測量可在二倍的交流輸入頻率下，轉換輸出負載

由其全額值的 75% 至 100%，如此的負載變化在回復時間結束時，可強制使得迴授放大器由一個開環路情況變至閉環路情況。

在圖 9-14 所示為土 25% 負載變化下，典型的暫態響應軌跡。圖 9-14 (a) 的轉換波形在方波的上升與下降邊緣，會引起開關的輸出電壓有“下陷”或“跳動”之現象產生，這些暫態的  $V_r$  電壓大小主要全視輸出電容器的 ESR 值而定，然而回復時間  $t_r$ ，乃為輸出濾波器與環路響應的函數。

對大多數的應用而言，輸出需要多久時間回復，並不是非常重要的，

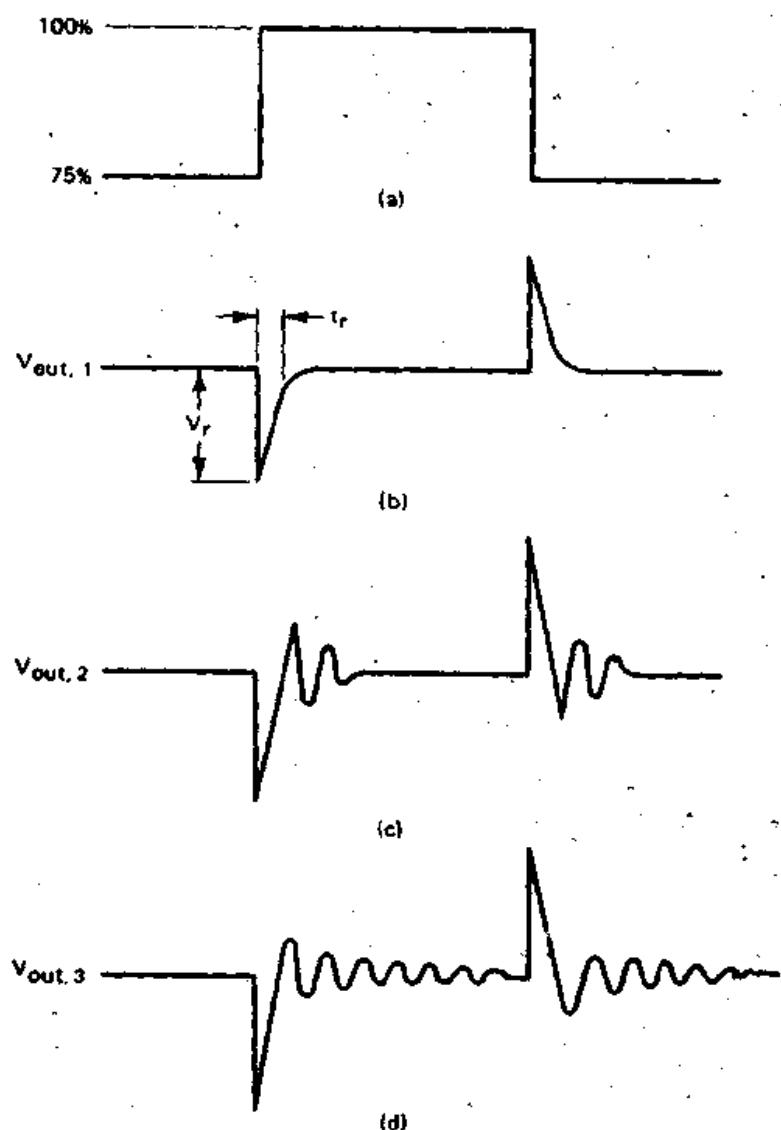
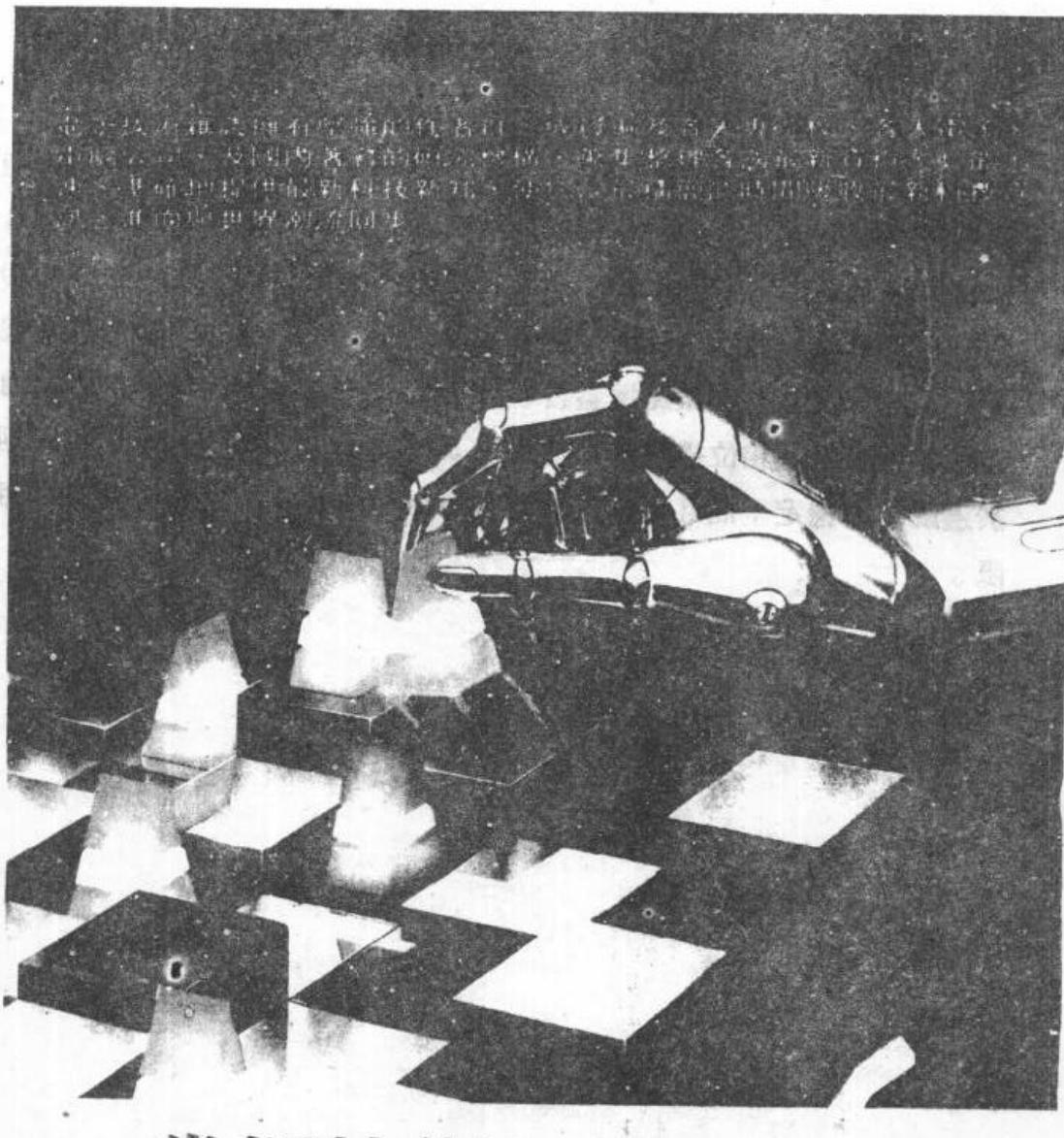


圖 9-14 在 25% 輸出負載變化下轉換式電源供給器以不同的迴授放大器捕獲值所產生的暫態響應軌跡

重要的是回復暫態之值有多大。例如在 5 V 的直流輸出上若有超過±250 mV 的暫態電壓值，則對 TTL 來說，可能會有潛在性的危險，圖 9-14 (b) 所示乃為最好亦是我們所期望的回復響應，並具有在每十進-20 dB 處整個環路增益會通過單位增益，而且相位邊限大於 90°。在圖 9-14 (c) 所示也是一個可接受的回復響應，而其振鈴現象在一個或二個週期就會被減弱了，在此情況，整個環路增益會在非常接近每十進-20 dB 斜率處通過單位增益線，而其相位邊限會介於 90° 與 45° 之間。圖 9-14 (d) 所示則是處於邊限上的穩定，而且電源供給器會有振盪的現象，並具有很差的相位邊限。



W17114

## 掌握技術・創造未來

選擇全華科技圖書創辦的電子技術雜誌等於  
掌握了電子界發展的契機

訂閱電子技術雜誌，優先享受限額贈書活動，以及購買本社叢書特價優待。

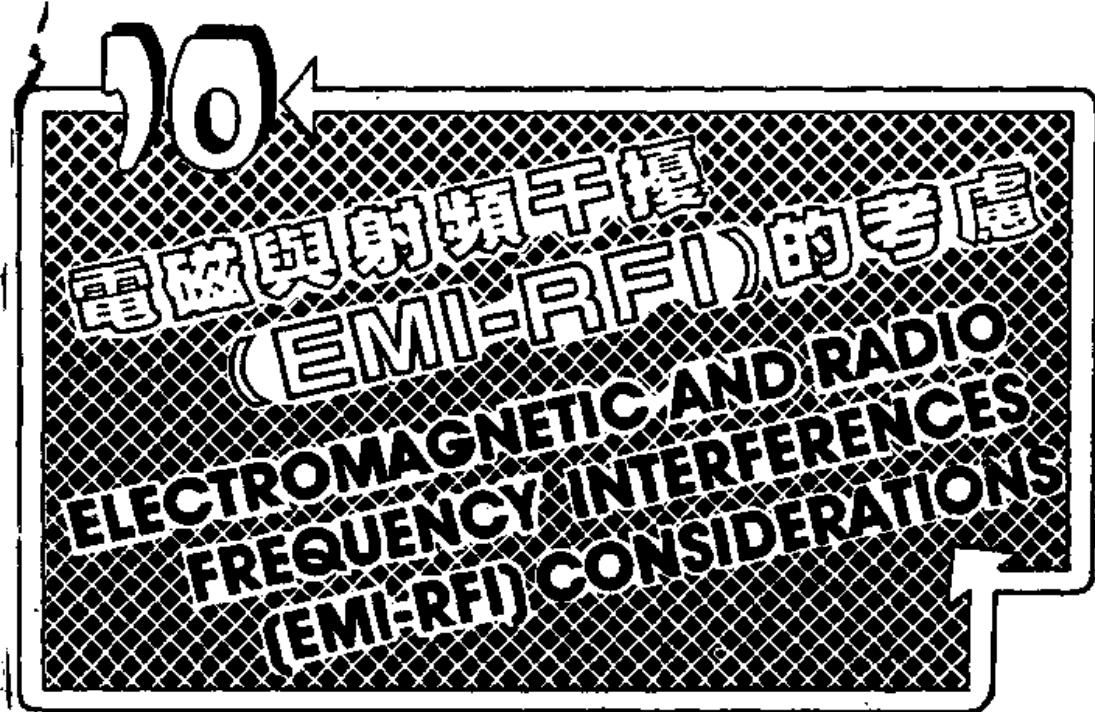
77年元月一日起調以新價為準

|      | 零售  | 一年   | 二年   |
|------|-----|------|------|
| 新訂戶  | 100 | 1000 | 1800 |
| 續訂戶  |     | 950  | 1750 |
| 學生特價 |     | 850  | 1650 |

● 按號一年調另付144元



地址／台北市經江路76巷20-8號5F 電話／(02)5374018 5651646 創刊號號／10270129



## 10-1 概論 (INTRODUCTION)

美國與國際上的 EMI - RFI 標準已經建立完成，而此需要電子裝置的製造者，將其裝置的輻射與傳導干擾減至可接受準位的最低值。在美國此標準的指導文件乃為美國聯邦通信委員會所規定的 FCC Docket 20780，然而在國際間則以西德電氣技術員協會的 VDE 安全標準被廣泛的使用。

去了解 FCC 與 VDE 標準但不包含副會議所承諾的規則條例，乃為重要之事，說得更恰當一點最終的裝置，在此所用的為轉換式電源供給器，必須符合 EMI - RFI 的規格，正當如此，所以即使轉換式電源供給器有輸入濾波器，當被動式負載被供給電源時，濾波器也能與電源供給器匹配，而且當用於功率主動的電子電路時，其特性與抑制能力會徹底地受到改變。

本章就是要嘗試介紹有關傳導的 RFI 問題讓讀者有所了解，而且為了使它能減至最低值並提供一些建議，使其能夠適用在電源供給器或是最終的系統上。

## 10-1 FCC與VDE傳導的雜訊規格

(THE FCC AND VDE CONDUCTED NOISE SPECIFICATIONS)

FCC 與 VDE 的標準規格會與 RFI 抑制有關係，其產生之因乃由於裝置連接至使用高頻數位電路的交流主線上。VDE 標準將其 RFI 規定細分為兩大類，第一類為由裝置偶發產生的高頻，其額定頻率由 0 至 10 kHz，這一類的標準為 VDE-0875 與 VDE-0879，而第二類乃處理由裝置非偶發產生的高頻，其使用的頻率在 10 kHz 以上，這一類標準為 VDE-0871 與 VDE-0872。

在另一方面，FCC 標準包括了所有電子元件與系統的 RFI 規定，所產生與使用的時間信號或脈波是在額定頻率 10 kHz 以上，在圖 10-1 則扼要說明 FCC 與 VDE 的 RFI 需求。

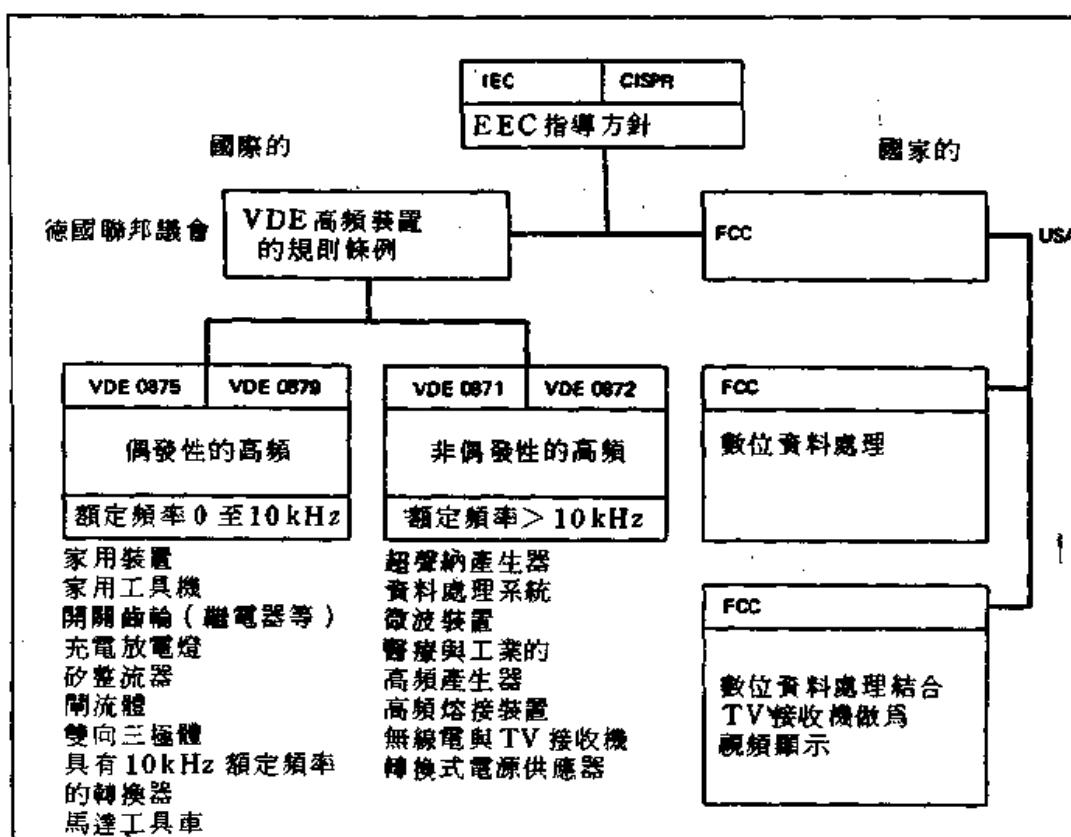
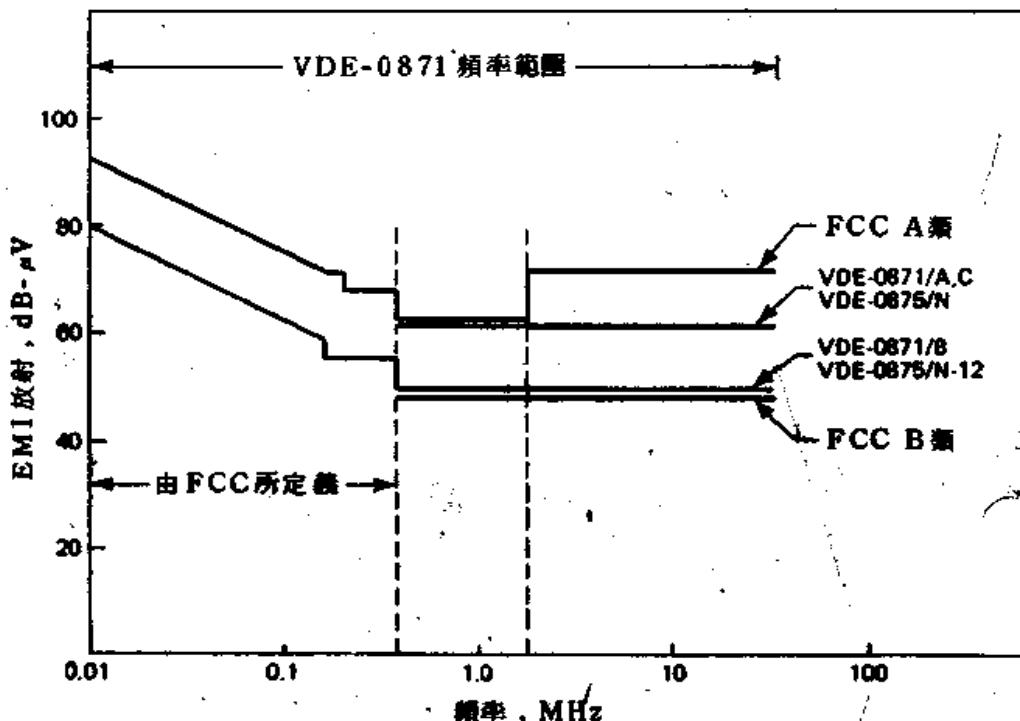


圖 10-1 為 FCC 與 VDE 的 EMI-RFI 需求概要



■ 10-2 FCC 與 VDE 規定曲線在傳導雜訊上以  $\text{dB}-\mu\text{V}$  所示最大可允許的 RFI 放射

FCC EMI-RFI 規定非常接近於 VDE 的規定，FCC A 類的規定含蓋了商業，廣播，與工業上的環境，而且依從所指定的 EMI 放射 ( $\text{dB}-\mu\text{V}$ ) 使能夠被任何裝置所合適，並滿足 VDE-0875/N 或 VDE-0871/A, C 標準規格。

在另一方面，FCC B 類的需求包含了與居住有關的環境，而且其規定較 A 類來得更嚴厲些，然而這二類的 FCC 傳導 EMI-RFI 規格所包含的頻率範圍由 450 kHz 至 30 MHz，VDE 規定擴大低於 450 kHz 範圍含蓋了 10 kHz 至 30 MHz 的頻譜，在圖 10-2 所示為傳導 RFI 放射的 FCC 與 VDE 曲線。

## 10-2 在轉換式電源供給器中RFI的來源

(RFI SOURCES IN SWITCHING POWER SUPPLIES)

每一個轉換式電源供給器都會有 RFI 來源的產生，這是因為在轉換器的操作中，其電壓與電流波形具有非常快速的上升與下降時間，轉換雜

訊的主要來源是轉換電晶體，主要的整流器，輸出二極體，電晶體的保護二極體，與控制電路本身，依轉換器使用的種類而定，在主輸入端上RFI雜訊單位可能會每況愈下受到改變。

返馳式轉換器在設計上具有三角形的輸入電流波形，而順向回輸或橋式轉換器則具有矩形的輸入電流波形。因此，前者會較後者產生較少傳導的RFI雜訊，由傅立葉分析(fourier analysis)所示在每十進40 dB之處，三角形電流波形的高頻譜波振幅會下降，而對可比較的矩形電流波形則在每十進20 dB之處下降。

## 10-3 RFI抑制用的交流輸入線路濾波器 (AC INPUT LINE FILTERS FOR RFI SUPPRESSION)

雜訊抑制最普通的方法是在轉換式電源供給器的交流主線上，利用LC濾波器來做微分與共模態的RFI抑制。一般正常情況耦合電感器是與每一條交流輸入線串聯在一起，而電容器則置於輸入線之間(稱之為X電容器)，以及每一條輸入線與地端之間(稱之為Y電容器)。

這些元件的電容值與電感值可在下面範圍之內：

$C_x$ : 0.1  $\mu\text{F}$  至 2  $\mu\text{F}$

$C_y$ : 2200 pF 至 0.033  $\mu\text{F}$

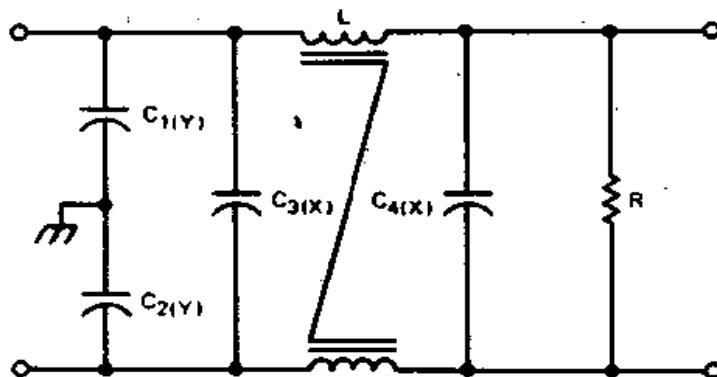
$L$  : 在 25 A 為 1.8 mH 至 0.3 A 為 47 mH

在圖 10-3 所示就是一個標準的轉換式電源供給器的輸入線路濾波器。

在選擇濾波器元件時，重要的是我們必須確定輸入濾波器的共振頻率要低於電源供給器的工作頻率，在另一方面，當電源供給器的工作頻率增加時，傳導雜訊的濾波作就變得非常容易了。

在濾波器的交流線兩端的電阻器 $R$ ，是做為 $X$ 電容器放電路徑之用，而安全規格則使用 VDE-0806 與 IEC-380 標準。事實上，電路中的放電電阻器之值可由下式求得：

$$R = \frac{t}{2.21C} \quad (10-1)$$



■ 10-3 轉換式電源供給器輸入線路濾波器做為交流主線路RFI雜訊抑制

在此  $t=1\text{ s}$ ，而  $C$  為所有  $X$  電容值總和 ( $\mu\text{F}$ )。

#### 例題 10-1

試計算圖 10-3 濾波器的放電電阻值  $R$ ，而  $C_3(X)=C_4(X)=0.1\mu\text{F}$ 。

解 利用公式 10-1，則

$$R = \frac{t}{2.21C} = \frac{1}{(2.21)(0.2)} = 2.2\text{ M}\Omega$$

若要更進一步減少對稱與非對稱的干擾電壓，則可在線路上加入額外的扼流圈  $L_2$ ，即可達成目的，如圖 10-4 所示，至於所加入的扼流圈  $L_2$  會導致電容器  $C_4(X)$  的充電電流有個限制。

雖然此電路能夠抑制 RFI 的產生至可接受的單位，但是，重要的是我們必須知道，如果電源供給器的封裝成配置有所改變時，而此一定的濾波器就有可能無此正確地工作。我們來詳盡的說明此要求，如果使用高頻波形的功率電晶體或是功率整流器直接安裝在電源供給器的底板上，它們之間僅使用雲母絕緣體，而且如果底板被連接至交流地端導體上，此時所產生的 RF 雜訊將會被耦合至地端導體上，因此就會破壞了特別主濾波器的效果。我們可得知 TO-3 封裝型式的轉換電晶體若工作在 20 kHz 的頻率與 200 V 的輸入電壓下，並經由雲母絕緣體安裝在地端散熱片上，此時

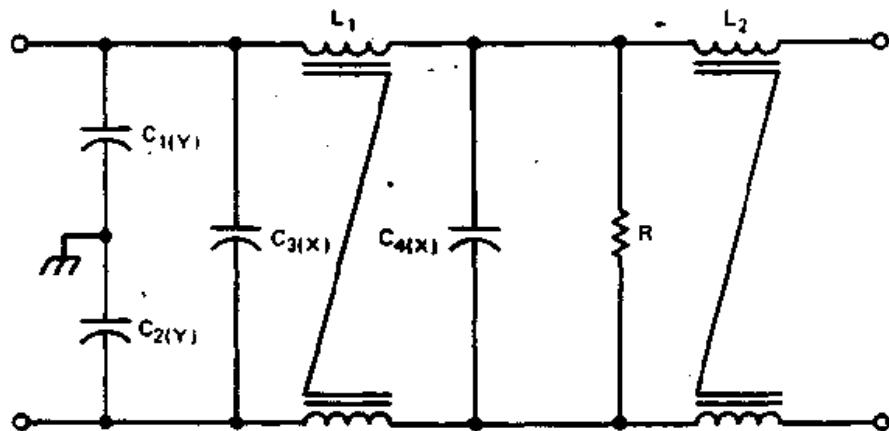


圖 10-4 結合二個線上扼流圈改進交流線路濾波器

在 1 MHz 時會有 1 mA 的 RF 電流產生，解決之法就是在絕緣體之間插入金屬隔離物，並且將隔離物折回至直流地端，此方法能夠有效地由雲母絕緣體產生電容器的“短路”現象，因此能減少 RF 雜訊電流。

在減少或消除 RFI-EMI 的問題時，電源供給器與系統的配置是非常重要的，因此在正確選擇線路濾波器之前，設計者應多加考慮並分析所有可能潛在的問題。

#### [參考資料]

有關 EMI-RFI 的標準規定，可參考如下的原始文件資料：

1. VDE-0875/6.77
2. VDE-0871/6.78
3. FCC Docket 20780
4. Docket 80-284, FCC 81-69



## 11-■ 概論 (INTRODUCTION)

本國與國際上的安全統制機構已建立完成電氣化安全標準 ( electrical safety standards )，它們對製造的裝置與電元件會有明確的陳述與指導，以提供具有安全與高品質的產品給終端使用者。這些標準的目的就是用來預防損害或破壞的產生，其發生之因乃由於電震 ( electrical shock )，著火，機械上與熱的危險等所造成。

一般而言，每一個國家都可以建立自己本國的電氣安全標準，但是大數的電源供給器製造廠商都是使用 IEC ( international electrotechnical commission ) , VDE , UL ( underwriters' laboratories ) 與 CSA ( canadian standards association ) 標準作為解決安全之需求，而用於商業機械上的西德安全標準 VDE-0806 乃是以 IEC 的推薦書 IEC-380 做基礎的，而且顯然的此標準對電源供給器而言，乃是最高級的電氣安全標準。對美國與加拿大的標準來說，一般所設計的電源供給器必須滿足資料處理裝置的安全標準，也就是 UL-478 與 CSA-C22.2 no. 143-1975 。

除非有其它方面的指定說明，在本書中的 VDE , UL , 與 CSA 安全標準乃依據以上的需求。

## 11-1 電源供給器結構的安全需求

(POWER SUPPLY CONSTRUCTION REQUIREMENTS FOR SAFETY)

### 11-1-1 空間需求 (Spacing Requirements)

UL, CSA, 與 VDE 安全規格會在活性元件之間，以及活性元件與固定金屬元件之間，強制規定特定的空間需求。UL 與 CSA 需要高達 250  $V_{ac}$  反極性的高壓導體，或是高壓導體與固定的金屬元件，除了被覆線端點外，必須有超過表面或是經由空氣中 0.10 in 的分隔距離。在 VDE 標準中規定在交流輸入線之間需要有 3 mm 的沿面距離 (creepage distance) 或是 2 mm 間隙距離，以及交流線與地端導體之間需要有 4 mm 的沿面距離或是 3 mm 的間隙距離，而在 IEC 標準中則規定在交流輸入線之間需要有 3 mm 的間隙距離，以及交流線與地端導體之間需要有 4 mm 的間隙距離，加上 VDE 與 IEC 在電源供給器的輸入與輸出部份之間規定需要有 8 mm 的滿額空間，在此有點要注意的是，UL 標準中所謂的超過表面的分隔距離，在 VDE 標準中則稱之為沿面距離，而 UL 經由空氣分離距離的定義會與 VDE 的間隙距離一致的。

在圖 11-1 所示就是測量間隙距離與沿面距離之間的不同之處，在圖 11-1(a)所研究的路徑中，包括了一個小於  $80^\circ$  的內角與大於 3 mm 寬度的 V 型凹槽，以及具有一任何深度且寬度小於 1 mm 的平行或收斂邊 (converging-sided) 的凹槽，在此情況規則中所敘述的間隙就是“視線”距離，其在凹槽之上所測量的。沿面距離則是在凹槽表面所測量得到的，但是在 V 型凹槽的底部我們則取 1 mm 的路徑，如圖所示。任何凹槽的沿面距離若少於 1 mm 寬時，則其寬度會被限制，也就是此時僅有間隙距離適用。在圖 11-1(b)所示則包含一個圓拱狀外圍所得之路徑。

在圖 11-2 所示為電源供給器的一次電路與二次電路之間為了達到間隙與沿面距離所設計不同印刷電路板的例子。在圖 11-2(a)所示，如果一次電路的路徑與二次電路的路徑相反時，印刷電路板的厚度必須有 2 mm 最小值，當印刷電路板厚度大於 1 mm，但是小於 2 mm 時，則一次與二次電路的路徑必須分開至少 3 mm 的距離，如圖 11-2(b)所示。如果一次

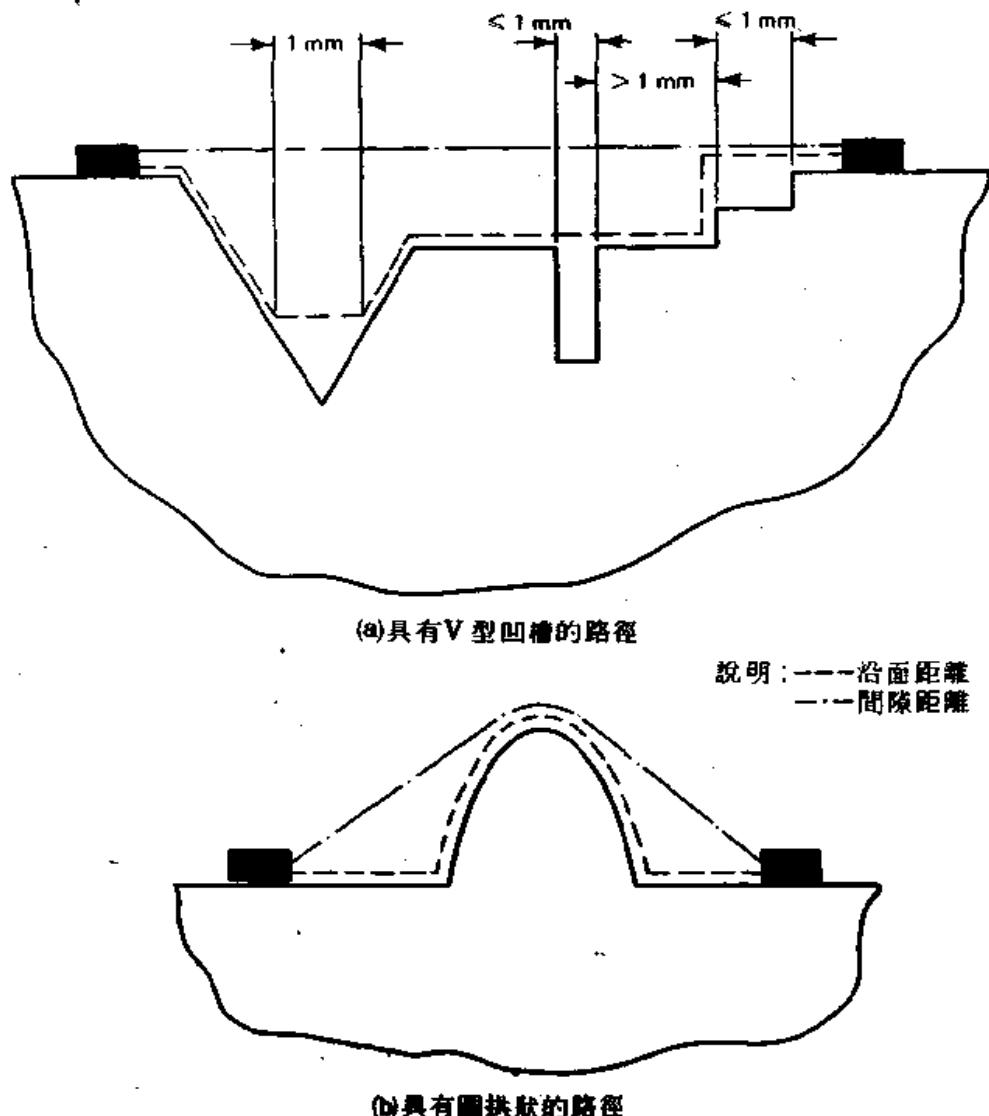
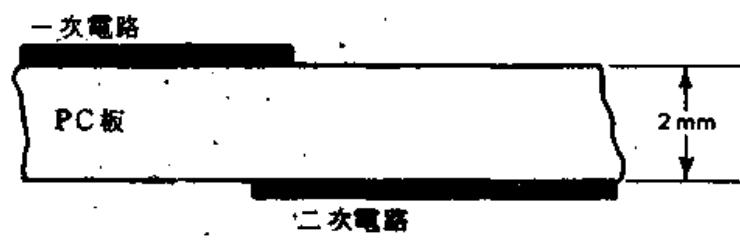
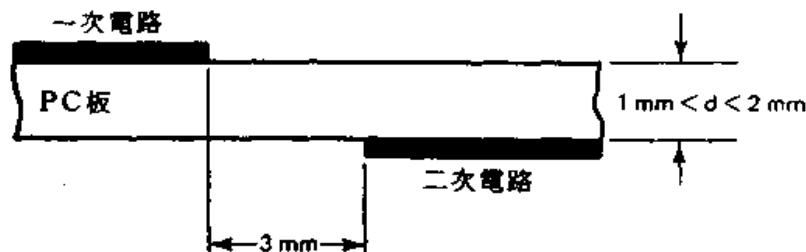


圖 11-1 在 VDE 所指定的安全標準中測量間隙與沿面距離

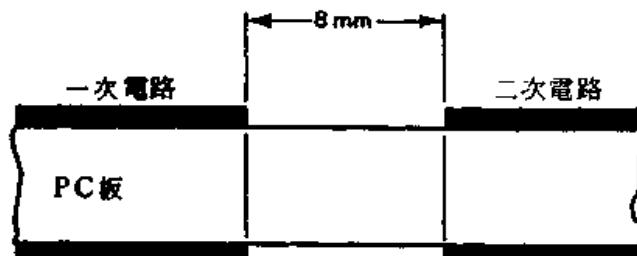


(a)一次電路的路徑與二次電路的路徑相反時

圖 11-2 正確的電路板設計必須在電源供給器的一次與二次電路之間滿足 VDE 標準的間隙與沿面距離需求。



(b)印刷電路板厚度大於 1 mm 但是小於 2 mm 時



(c)一次電路與二次電路的路徑彼此互相面對時

圖 11-2 (續)

電路與二次電路的路徑彼此互相面對時，如圖 11-2 (c) 所示，此時則必須有 8 mm 的間隙距離。

### 11-1-2 電介質測試承受度 (Dielectric Test Withstand)

對裝置上的額定電壓為  $250\text{ V}_{\text{ac}}$  或是更小時，在 UL 與 CSA 標準規格中需要做輸入至輸出與輸入至地端的高電位隔離測試 (hi-pot isolation test)，也就是在 1 分鐘內提供  $1000\text{ V}_{\text{ac}}$  的測試，或是在 1 秒內提供  $1200\text{ V}_{\text{ac}}$  的測試，而此交流電壓必須為  $50\text{ Hz}$  或是  $60\text{ Hz}$  的正弦波。

而在 VDE 標準規格中則需要做下面的電介質 (dielectric) 測試：在每一條輸入交流線與二次額外低電壓 (SELV) 輸出電路之間提供  $3750\text{ V}_{\text{ac}}$  的高電位測試；交流線與地端導體之間則使用  $2500\text{ V}_{\text{ac}}$  的電壓；而地端導體與二次 SELV 輸出電路之間則提供使用  $500\text{ V}_{\text{ac}}$  的電壓；並且在交流輸入線之間則提供  $1250\text{ V}_{\text{ac}}$  的高電位測試，所有以上的測試時間為 1 分鐘，如果所有的測試電壓增加 10 % 的話，則測試時間可減至 1 秒鐘。

### 11-1.3 漏電流測量 (Leakage Current Measurements)

在 UL 與 CSA 標準規格中需要所有露出的固定金屬元件必須予以接至大地端，而且經由連接至地端的  $1500\Omega$  電阻器來測量漏電流，其值必須不可超過  $5\text{ mA}$ 。

在  $1.06$  倍的額定電壓下，經由  $1500\Omega$  電阻器與  $150\text{ nF}$  電容器並聯來測量漏電流，因此 VDE 標準規格允許下面的漏電流值：對於可攜帶的事務裝置 ( $< 25\text{ kg}$ )，其漏電流值為  $0.5\text{ mA}$ ；對於不可攜帶的事務裝置，其漏電流值則為  $3.5\text{ mA}$ ；而對於資料處理裝置，其最大的漏電流值則為  $3.5\text{ mA}$ 。

而日本所允許的最大漏電流值為  $1\text{ mA}$ ，其測量是經由  $1000\Omega$  電阻器，而線頻率則高達  $1\text{ kHz}$ ，如果有較高的漏電流，則在裝置上就需要隔離變壓器了。當線頻率在  $1\text{ kHz}$  以上時，最大漏電流值會成對數地增加，在  $30\text{ kHz}$  時則為  $20\text{ mA}$ 。

### 11-1.4 絶緣電阻 (Insulation Resistance)

在 VDE 標準規格中，輸入端與 SELV 輸出電路之間需要有  $7.0\text{ M}\Omega$  的最小電阻值，而輸入端與較容易受變動的金屬元件之間，則需要有  $2.0\text{ M}\Omega$  的最小電阻值，而其外施電壓則為 1 分鐘  $500V_{ac}$ 。

### 11-1.5 PC板需求 (PC Board Requirements)

UL 與 CSA 規格也提供可燃性 (flammability) 標準，也就是所有 PC 板必須被 UL 認可為  $V-2$  或是更好的材料，而 VDE 規格亦接受這些標準。

## 11-2 變壓器結構的安全需求

(POWER SUPPLY TRANSFORMER CONSTRUCTION FOR SAFETY)

由於 VDE 標準規格中，對於變壓器的設計，製造與利用都有較嚴格的規定，以滿足大多數其它國家的安全需求，因此，在這裏我們以更深入

的方式來討論它們。因為 VDE 標準規格中，對變壓器結構沒有可燃性需求，因此，UL 標準可被用來使用，而其需要用在變壓器結構中的所有材料，必須有 94 V-2 或是更好的額定值。

### 11-2.1 變壓器的絕緣 (Transformer Insulation)

變壓器的繞組依照需求，如圖 11-3 與表 11-1 所示，必須以絕緣做物理上的分隔。在繞組線上的亮漆 (enamel)，瓷漆 (lacquer)，或洋漆 (varnish) 塗料，以及其他金屬元件，石綿，與會吸收水分的材料，在此需求的目的之內則不考慮絕緣。

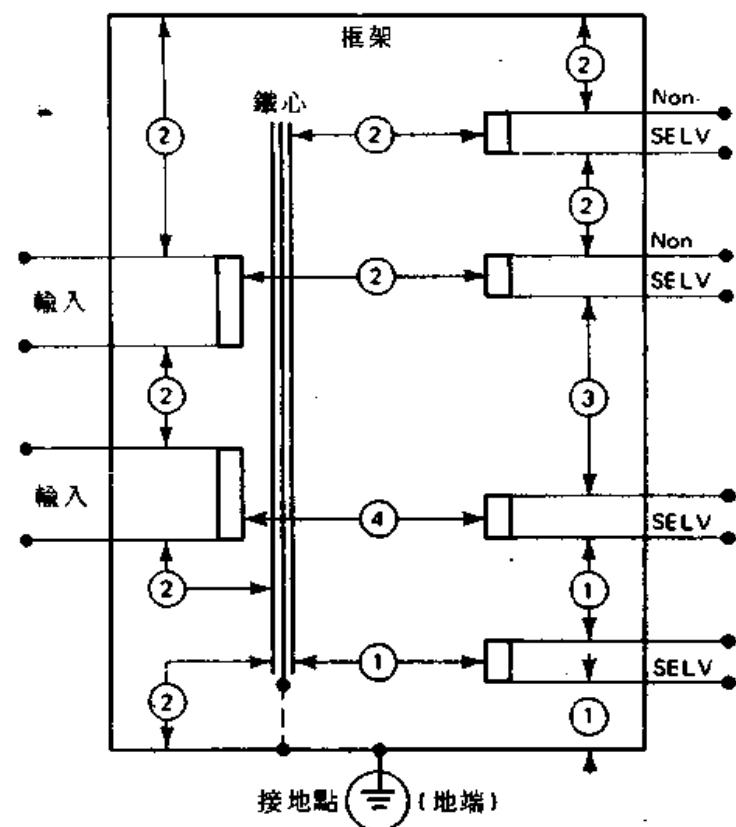


圖 11-3 由 VDE 標準所規定變壓器絕緣距離

表 11-1 變壓器的絕緣距離

| 參考號碼 | 工作電壓                                        |                                             |                |
|------|---------------------------------------------|---------------------------------------------|----------------|
|      | $U < 50^*$                                  | $50 \leq U \leq 250$                        | $U > 250$      |
| 1    | 1 ply <sup>†</sup>                          | —                                           | —              |
| 2    | 1 ply                                       | 2 plies or 0.5                              | 2 plies or 0.8 |
| 3    | 3 plies or 0.5 or<br>2 plies/screen/2 plies | 3 plies or 0.5 or<br>2 plies/screen/2 plies | 3 plies or 0.8 |
| 4    | —                                           | 3 plies or 2.0 or<br>2 plies/screen/2 plies | —              |

\* 符號  $U$  表示指示點之間的工作電壓

+ 每疊最小的厚度為 0.1 mm

### 11-2.2 變壓器電介質強度 (Transformer Dielectric Strength)

當使用複合層的絕緣厚度時，任何兩層之間必須能夠承受電介質強度值，如圖 11-4 所示，在此絕緣層是接觸在一起的，而且測試電位則加諸

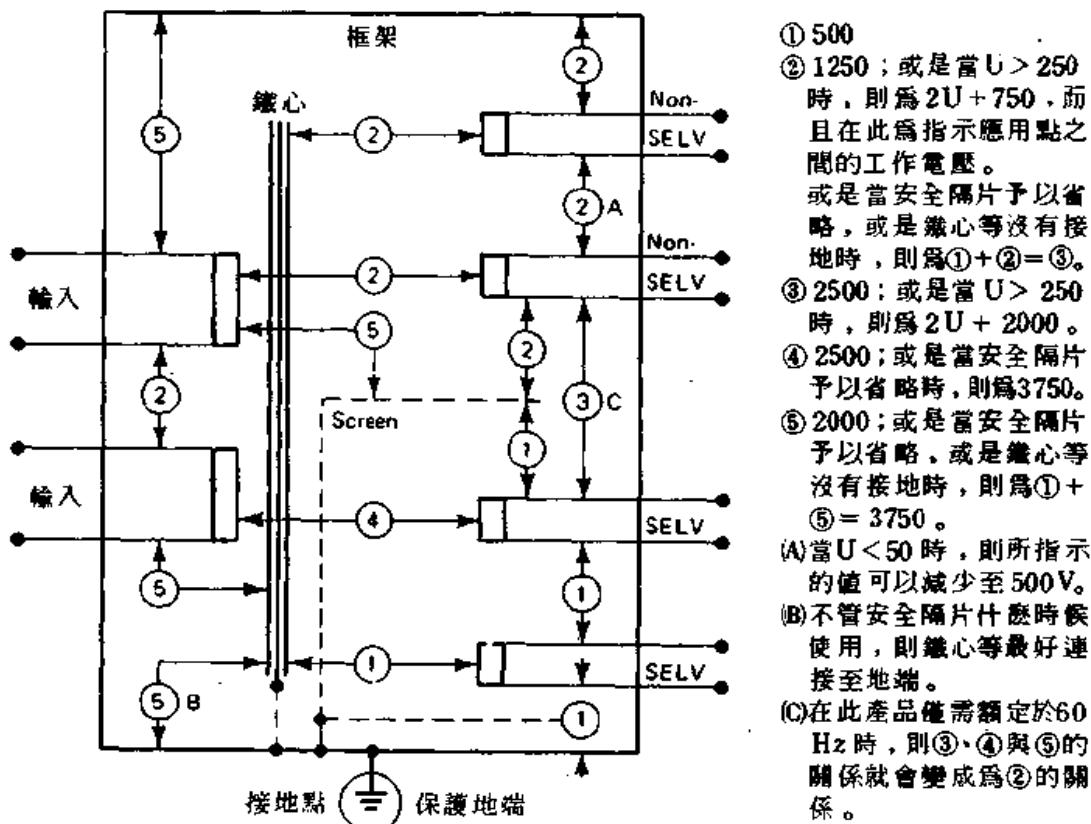


圖 11-4 VDE 變壓器的電介質強度

於外部表面，所用的交流電位必須具有50Hz或是60Hz的正弦波，而且測試時間需要1分鐘，在電介質強度測試期間，不會有絕緣破壞或是閃絡(flashover)現象產生。

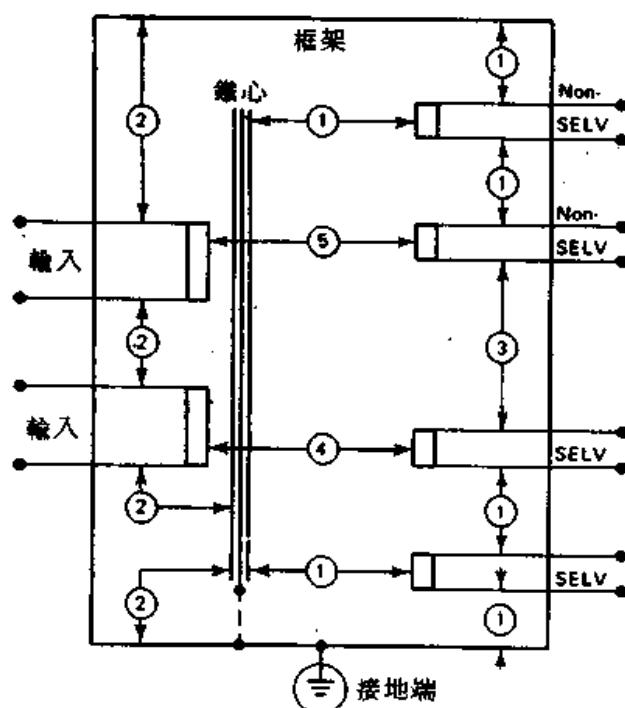
### 11-2.3 變壓器絕緣電阻 (Transformer Insulation Resistance)

絕緣用於變壓器的結構中必須在繞組之間，以及在繞組與鐵心和框架與金屬板之間，必須擁有  $10\text{ M}\Omega$  的最小電阻值，並在1分鐘之內提供  $500\text{ V}_{dc}$  的電壓。

### 11-2.4 變壓器沿面與間隙距離

(Transformer Creepage and Clearance Distances)

在繞組之間的空間間隔；在繞組與端點，金屬板，鐵心，框架，繞組通過引線之間的空間間隔；在端點之間的空間間隔；以及在端點——鐵心與框架之間的空間間隔——必須依據圖11-5與表11-2之值，沿面與間隙距離之值是植基於繞組線塗上一層洋漆來做假設的。



①表11-2中所提供的第一個值  
；在括弧中的第二個值則沒有  
提供。

②若為1.6時，則 $U < 130$ ；若  
為2.0， $U > 130$ 。

③表11-2的括弧中所提供的第二  
個值。

④6.0；變壓器僅額定在60Hz  
時，則為1.6。

⑤若為1.6時，則 $U < 130$ ；則  
最小值為2.0或是在表11-2中  
 $U > 250$ 的第一個值。

注意：在此產品若僅額定於60  
Hz時，則③的關係就會與  
①的關係相同。

圖11-5 變壓器沿面與間隙距離

表 11-2 在次級電路中沿面與間隙需求（單位為毫米）

| U = 工作電壓<br>最高極限的<br>RMS 電壓 | 最高限極的<br>峯值電壓 | 50 Hz all VA<br>50/60, 50–60 Hz < 200 VA |             | >200 VA<br>50/60 or 50–60 Hz, 60 Hz |             |
|-----------------------------|---------------|------------------------------------------|-------------|-------------------------------------|-------------|
|                             |               | 最小<br>間隙值                                | 最小<br>沿面值   | 最小<br>間隙值                           | 最小<br>沿面值   |
| 12                          | 17            | 0.19 (0.38)                              | 0.40 (0.80) | 0.19 (0.38)                         | 0.40 (0.80) |
| 30                          | 43            | 0.28 (0.56)                              | 0.55 (1.10) | 0.28 (0.56)                         | 0.50 (1.10) |
| 60                          | 85            | 0.38 (0.76)                              | 0.72 (1.44) | 0.38 (0.76)                         | 0.72 (1.44) |
| 100                         | 141           | 0.62 (1.24)                              | 1.12 (2.24) | 0.62 (1.24)                         | 1.12 (2.24) |
| 125                         | 177           | 0.62 (1.24)                              | 1.12 (2.24) | 1.60 (1.60)                         | 1.60 (2.24) |
| 130                         | 184           | 0.62 (1.24)                              | 1.12 (2.24) | 2.40 (2.40)                         | 2.40 (2.40) |
| 250                         | 354           | 1.15 (2.30)                              | 1.95 (3.90) | 2.40 (2.40)                         | 2.40 (3.90) |
| 380                         | 540           | 1.75 (3.50)                              | 2.80 (5.60) | 9.50 (9.50)                         | 12.7 (12.7) |
| 500                         | 710           | 2.40 (4.80)                              | 3.70 (7.40) | 9.50 (9.50)                         | 12.7 (12.7) |
| 600                         | 850           | 3.60 (7.20)                              | 5.60 (11.2) | 9.50 (9.50)                         | 12.7 (12.7) |
| 750                         | 1060          | 3.60 (7.20)                              | 5.60 (11.2) | 19.0 (19.0)                         | 19.0 (19.0) |
| 1000                        | 1410          | 4.90 (9.80)                              | 7.50 (15.0) | 19.0 (19.0)                         | 19.0 (19.0) |
| 1250                        | 1770          | 6.20 (12.4)                              | 9.50 (19.0) | 19.0 (19.0)                         | 19.0 (19.0) |
| 1500                        | 2120          | 7.50 (15.0)                              | 11.6 (23.2) | 19.0 (19.0)                         | 19.0 (23.2) |
| 2000                        | 2820          | 10.2 (20.4)                              | 15.5 (31.0) | 19.0 (20.4)                         | 19.0 (31.0) |
| 2500                        | 3540          | 13.0 (26.0)                              | 20.0 (40.0) | 19.0 (26.0)                         | 20.0 (40.0) |
| 3000                        | 4240          | 16.0 (32.0)                              | 24.0 (48.0) | 19.0 (32.0)                         | 24.0 (48.0) |

注意：如果產品僅額定於 60Hz，且次級電壓 < 100 VRMS 141 VRK/dc，或是如果輸出 < 200 VA，則沒有特定的空間需求，而且須從的情況可由電介質強度測試來決定。

## 11-2.5 變壓器的水阻 (Transformer Moisture Resistance)

變壓器必須能夠立即順應絕緣電阻值的需求與電介質強度的需求，這是當變壓器若遇上濕度不佳的境況之時，此時相對濕度可為 92 ± 2%，而且穩定溫度值則介於 20°C 與 30°C 之間，穩定係數 (stabilization factor) 則為 ± 1°C，此狀況期間的最小值為 48 小時，變壓器可以被溫度穩定化至不超過 4°C，可大於先前情況的濕度溫度值。

## 11-2.6 VDE 規格的變壓器溫度額定值 (VDE Transformer Temperature Rating)

在正常操作下對特定的絕緣等級而言，最大的穩定化溫度必須不超過絕緣等級的溫度值，如下面表中所示，在溫度預估期間我們必須考慮在產品或電源供給器範圍內去利用周圍的溫度。

| 絕緣等級                | 最大溫度 °C |
|---------------------|---------|
| A (105)             | 100     |
| E (僅使用於 50 Hz)      | 115     |
| B (130)             | 120     |
| F (155, 僅使用於 60 Hz) | 140     |
| H (180, 僅使用於 60 Hz) | 165     |

藉著改變電阻值的方法，則溫度的測量可以被獲得，在此提供變壓器的輸入電壓值為 1.06 倍的標稱額定電壓值，而且對變壓器額定在 50 Hz，50 Hz 至 60 Hz，或 50/60 Hz，其頻率則在 50 Hz，以及若對變壓器同樣的額定，其頻率則在 60 Hz。

當示於表中的溫度約被減少 15°C 左右時，熱偶 (thermocouples) 可用來達到測量溫度的目的，此方法是可接受的，當非順從 (noncompliance) 情況是由熱偶方法所決定時，改變電阻值的方法仍然可以被用來使用，做為最終順從 (compliance) 之決定。

### 11-2.7 UL與CSA規格的變壓器溫度額定值

(UL and CSA Transformer Temperature Rating)

當升高至周圍溫度 (25°C) 以上時，UL 與 CSA 規格會額定變壓器的溫度，可使用兩種方法來做溫度的測量，也就是所謂的熱偶方法或電阻值方法，下表所示就是可接受的溫度升高。

| 絕緣等級 | 升高至周圍溫度以上的最大值 °C |       |
|------|------------------|-------|
|      | 熱偶方法             | 電阻值方法 |
| 105  | 65               | 75    |
| 130  | 85               | 95    |
| 155  | 110              | 120   |
| 180  | 125              | 135   |

#### [參考資料]

在電氣安全標準上，若要有深入且完整的資料，讀者可參考下面的原始草案：

1. UL-478:
2. UL-114:
3. CSA-C22.2 No. 154-1975
4. CSA-C22.2 No. 143-1975
5. IEC-380:
  
6. IEC-435:
7. VDE-0730/Part 2P:
8. VDE-0806/8.81:

# 從交換機到OA設備 —— 電源設備使用趨勢要求趨精 有效的運用，實際的學習 目看本書！



## 轉換式電源供給器設計技術

編號1031/簡章華編譯/25K/192頁/160元

- 本書譯自日本長谷川彰原著「スイッチング・シギエーシーク設計ノウハウ」一書，針對與轉換式電源穩定器之各相關事項從入門到應用，以及各種專門技巧詳加說明。主要內容包括非變壓器之簡式轉換式電源穩定器基礎介紹，磁性放大器電源電路、設計技巧、波寬控制電路、如何實際應用、如何提高效率等。作者考慮到目前使用之50kHz ~ 120kHz的轉換頻率，及IC化之趨勢，不囿於傳統理論，而做整體性由淺入深之應用說明。
- 本書適用於大專電子科同學及從事相關行業之技術人員參考。

### 本書要目

1. 轉換式電源穩定器之基礎
2. 轉換式電源穩定器之電路構成與特徵
3. 轉換式電源穩定器之具體設計法
4. 波寬控制電路與保護電路
5. 轉換式電源之具體電路例
6. 增進轉換式電源穩定器性能之要點



中華科技圖書股份有限公司

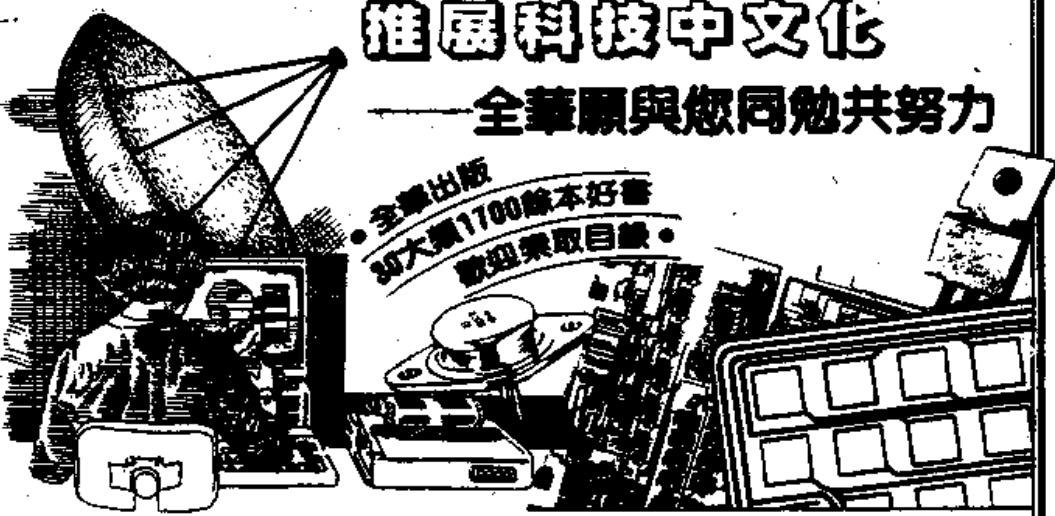
台北市龍江路76巷20-2號2樓(台北總公司)  
電話：507-1300·507-1390 郵政：0100836-1

宏碁科技股份有限公司  
台北市基江路76巷24-2號2樓(台北總公司)  
電話：5071300-5071390 傳真：0100826-1

# 帶動工業升級 推展科技中文化

——全華願與您同勉共努力

• 多書出版  
• 30大類1700餘本好書  
• 敬請索取目錄



## 電腦語言

|      |                        |     |
|------|------------------------|-----|
| 9718 | 培基語言科學副程式集             | 198 |
| A061 | 工程科學BASIC語言            | 198 |
| 0884 | APPLE BASIC 的應用--電路分析  | 278 |
| 1017 | PASCAL程式範例--電子學計算      | 178 |
| 1157 | PASCAL程式範例--電子工程       | 188 |
| 0498 | 6502組合語言               | 318 |
| 0635 | 6502組合語言程式設計           | 188 |
| 1105 | Z-80機械語言控制             | 140 |
| 0885 | IBM 8088組合語言程式設計       | 170 |
| 1885 | IBM PC/XT 8088組合語言程式設計 | 288 |
| 0952 | IBM PC/XT巨集組合語言程式設計    | 178 |
| A030 | MC68000原理與設計           | 218 |
| 1042 | Intel80286組合語言程式設計手冊   | 178 |
| 1233 | MC 68000組合語言程式設計       | 210 |



## 微電腦・微處理機

|      |                        |     |
|------|------------------------|-----|
| A052 | IBM PC DOS 2.0/3.0作業系統 | 198 |
| A060 | IBM PC DOS 3.1作業系統操作指引 | 210 |
| 1038 | IBM個人電腦軟體技術概論 (PC/XT)  | 220 |
| 1228 | BASIC圖形處理技術            | 198 |

|       |                     |      |
|-------|---------------------|------|
| 10130 | IBM PC/XT 微電腦圖形處理技巧 | 178  |
| 8736  | 微電腦教學---技術及應用       | 218  |
| 0034  | IBM PC & XT電腦地圖     | 178  |
| 0288  | Z-80微處理機原理與應用       | 118  |
| 0551  | 68000微處理機與微電腦       | 188  |
| 0584  | 8-BIT微處理器實用系統硬體設計   | 168  |
| A038  | MC68000原理與設計        | 218  |
| 1063  | APPLEII應用專題製作       | 228  |
| 0957  | 微電腦軟硬體原理與應用         | 178  |
| 0929  | APPLEII電路分析與故障檢修    | 178  |
| 0734  | Z80與工程學小教科微電腦MPF-IP | 358  |
| 0845  | 小教授工程型微處理機專題製作      | 298  |
| 1048  | 2-80經典軟硬體專題製作       | 448  |
| A063  | IBM PC硬體結構與組合語言     | 218  |
| 1115  | 微處理機界面技術            | 260  |
| 0275  | 微處理機介面技術            | 188  |
| 0823  | 介面技術                | 218  |
| A035  | IBM PC / XT介面技術     | 178  |
| 1483  | IBM PC/XT硬體電路徹底剖析   | 268  |
| 0929  | APPLEII電路分析與故障檢修    | 178  |
| 1135  | APPLE II硬體分析與故障排除   | 298  |
| 1340  | Z80微處理機介面技術         | 258  |
| 1486  | 微處理機/界面技術與應用        | 近期出書 |

\* 上列書價若有調整，請以最新目錄為準。

H.

|                                                                                                         |     |                                                                                                      |     |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 4050 IBM PC硬體分析與維護手冊                                                                                    | 210 | 9704 電源電路故障分析與檢修                                                                                     | 170 |
| 8852 IEEE-488原理與應用                                                                                      | 150 | 9702 高頻電路故障分析檢修                                                                                      | 200 |
| 1454 C語言與IEEE-488                                                                                       | 140 | 1031 變換式電源供給器設計技術                                                                                    | 160 |
| 1837 RS-232C 介面技術應用                                                                                     | 120 | 1330 變換式電源供給器原理與設計                                                                                   | 220 |
| 1118 微電腦通用介面電路設計                                                                                        | 180 | 8427 電子量測技術                                                                                          | 180 |
| 8982 微電腦資料傳送技術                                                                                          | 230 |                                                                                                      |     |
| 8732 微電腦工業控制(基礎篇)                                                                                       | 180 |  <b>積體電路</b>        |     |
| 8881 微電腦工業控制(應用篇)                                                                                       | 280 | 8817 運算放大器原理與應用                                                                                      | 220 |
| 8921 微電腦控制手冊                                                                                            | 220 | 1183 常用線性IC資料手冊                                                                                      | 320 |
| 8616 自製微電腦機械控制                                                                                          | 210 | 1278 OP放大器之寬頻帶電路設計                                                                                   | 190 |
| 8886 微處理機工業應用                                                                                           | 200 | A874 線性積體電路原理與應用                                                                                     | 250 |
| 8887 自動控制專題製作                                                                                           | 200 | 1253 機比積體電路應用                                                                                        | 260 |
| 1829 工業用機器人—計算機介面及控制                                                                                    | 180 | 8855 機比積體電路分析與設計                                                                                     | 280 |
| 8765 8086微處理機                                                                                           | 340 | 1114 機比積體電路—雙極子積體電路的                                                                                 | 260 |
| 1807 86/88微處理機系統結構程式設計                                                                                  | 270 | 1820 數位積體電路                                                                                          | 240 |
| 8854 168IT微處理機結構與介面技術                                                                                   | 240 |                                                                                                      |     |
| 8838 8848/8849微電腦                                                                                       | 180 |  <b>音響・電視</b>       |     |
| 8848 88286處理器應用                                                                                         | 150 | 8886 數位雷射音響                                                                                          | 160 |
| 8779 128 COLOR電腦顯示器原理與設計                                                                                | 170 | 8312 最新家用彩色電視學                                                                                       | 160 |
| 8965 款式磁碟機原理與應用                                                                                         | 150 | 9972 有線電視系統原理                                                                                        | 210 |
| 1126 影像處理技術                                                                                             | 180 | 8737 放影機電路分析與調整檢修                                                                                    | 290 |
|  <b>數位邏輯</b>           |     | 8439 數位電視                                                                                            | 230 |
| 8553 IC應用電路集                                                                                            | 190 | 8894 電腦電視                                                                                            | 260 |
| 8535 數位電路實習與專題製作                                                                                        | 280 |                                                                                                      |     |
| 8791 世界TTL/IC規格·互換表                                                                                     | 330 |  <b>通 信</b>        |     |
| 1652 最新TTL IC規格表(87')                                                                                   | 200 | 1237 通訊系統                                                                                            | 230 |
| 1653 最新CMOS IC規格表(87')                                                                                  | 180 | 1238 數位通信                                                                                            | 180 |
| 8799 IC定時器手冊                                                                                            | 220 | 8393 電子電話學                                                                                           | 180 |
| 8943 A/D-D/A轉換電路設計                                                                                      | 170 | 8919 衛星電視廣播技術                                                                                        | 160 |
| 8987 數位電路設計技術                                                                                           | 160 | 1039 實用衛星電視接收工程                                                                                      | 140 |
|  <b>電子學・電子實習・電路學</b> |     | 1084 個人電腦網路與數據通信概論                                                                                   | 280 |
| 1576 微電子學(上)                                                                                            | 220 | 1096 光纖特性與應用                                                                                         | 180 |
| 1192 電路學—計算機輔助電路分析                                                                                      | 290 | 1164 區域網路概論                                                                                          | 160 |
|  <b>電子電路</b>         |     | 1362 數位/語音通信系統                                                                                       | 260 |
| 8588 變換式電源供給器                                                                                           | 170 |                                                                                                      |     |
| 8559 檢壓電源電路集                                                                                            | 220 |  <b>工業電子・自動控制</b> |     |
| 1212 放大器電路設計指南                                                                                          | 190 | 8641 變換器介面手冊                                                                                         | 160 |
| 8709 高頻電路設計原理                                                                                           | 190 | 8670 檢測器原理與使用                                                                                        | 150 |
| 8787 高頻電路設計實例                                                                                           | 270 | 8803 感測與轉換器                                                                                          | 210 |
| 1243 微波電晶體電路設計                                                                                          | 220 | 9811 圖解感測器應用實務                                                                                       | 150 |
| 1215 電磁干擾及控制                                                                                            | 260 | 1132 感測器原理與應用                                                                                        | 280 |
| 1047 電子裝置測試技術                                                                                           | 140 | 1003 感測器原理與應用技術                                                                                      | 140 |
| 8939 光電元件應用技術                                                                                           | 150 | 8587 素覺器(Sensor)原理與應用                                                                                | 260 |
| 8475 電子電路故障分析與檢修                                                                                        | 170 | 1012 程序控制與轉換器使用技術                                                                                    | 240 |
| 8554 機比電路故障分析與檢修                                                                                        | 190 | 1162 工程量測                                                                                            | 290 |

• 上列書價若有調整，請以最新目錄為準。

77.1.150 H.