

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。

8-8 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“橫桿式 (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。

8-8.1 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，此電路所提供柵極驅動並不十分好，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 的柵極是在地電位的，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 柵極會到達稽納電壓，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。

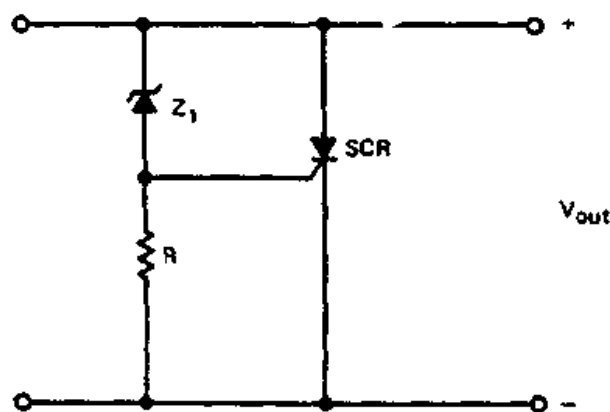


圖 8-13 由稽納二極體與 SCR 組成的 OVP 電路

8-6.2 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，由製造廠商陸續推陳出來，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

$$V_{trip} = 2.6 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (8-11)$$

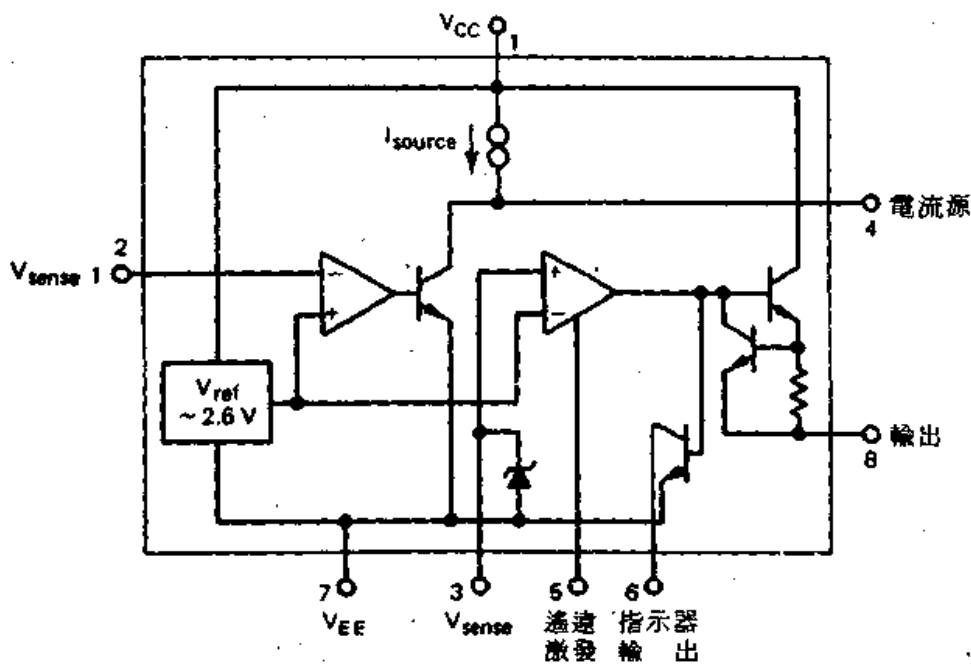


圖 8-14 MC 3423 OVP 電路方塊圖

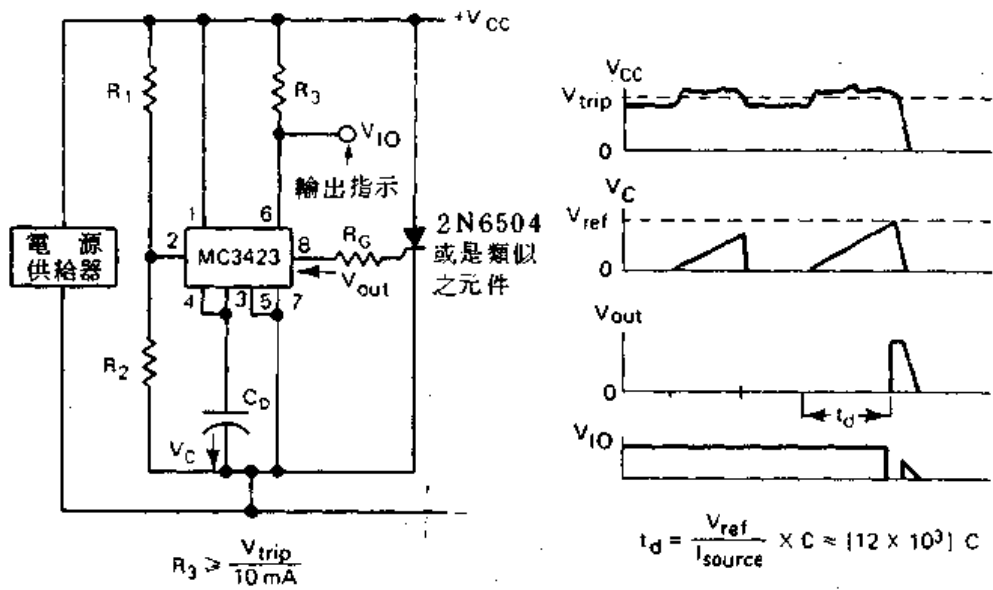


圖 8-15 典型的MC 3423 OVP應用

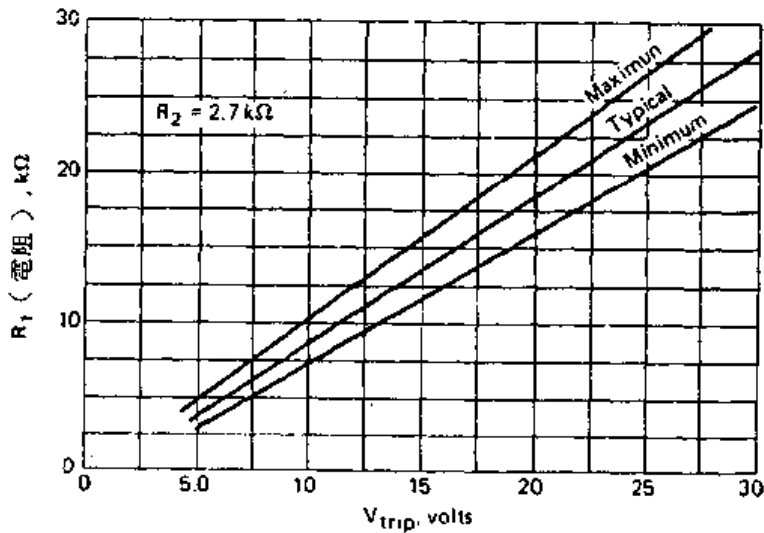


圖 8-16 臨限電阻值可直接由此表計算得之，此乃以MC 3423 OVP 電路的 R_1 電阻對跳脫電壓所繪得

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 電阻值。

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 腳與第 4 腳連接至負電位端，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 腳與第 4 腳的電容器 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，此時輸出就會被激發了，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，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。

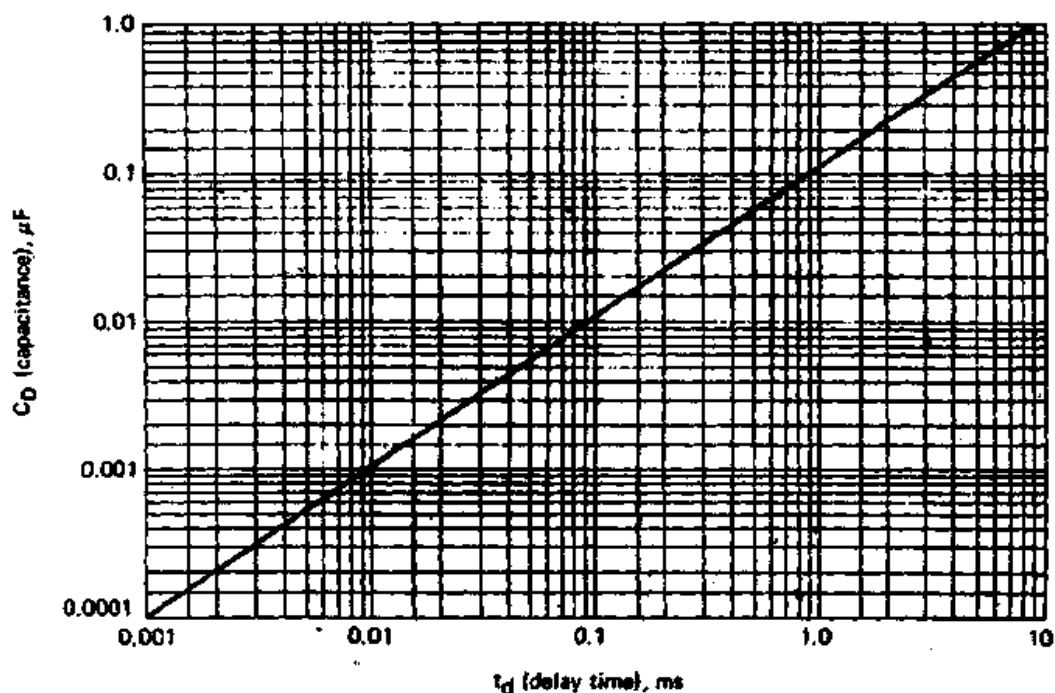


圖 8-17 MC 3423 OVP 電路的延遲電容值 C_D 對最小過電壓延遲時間 t_d

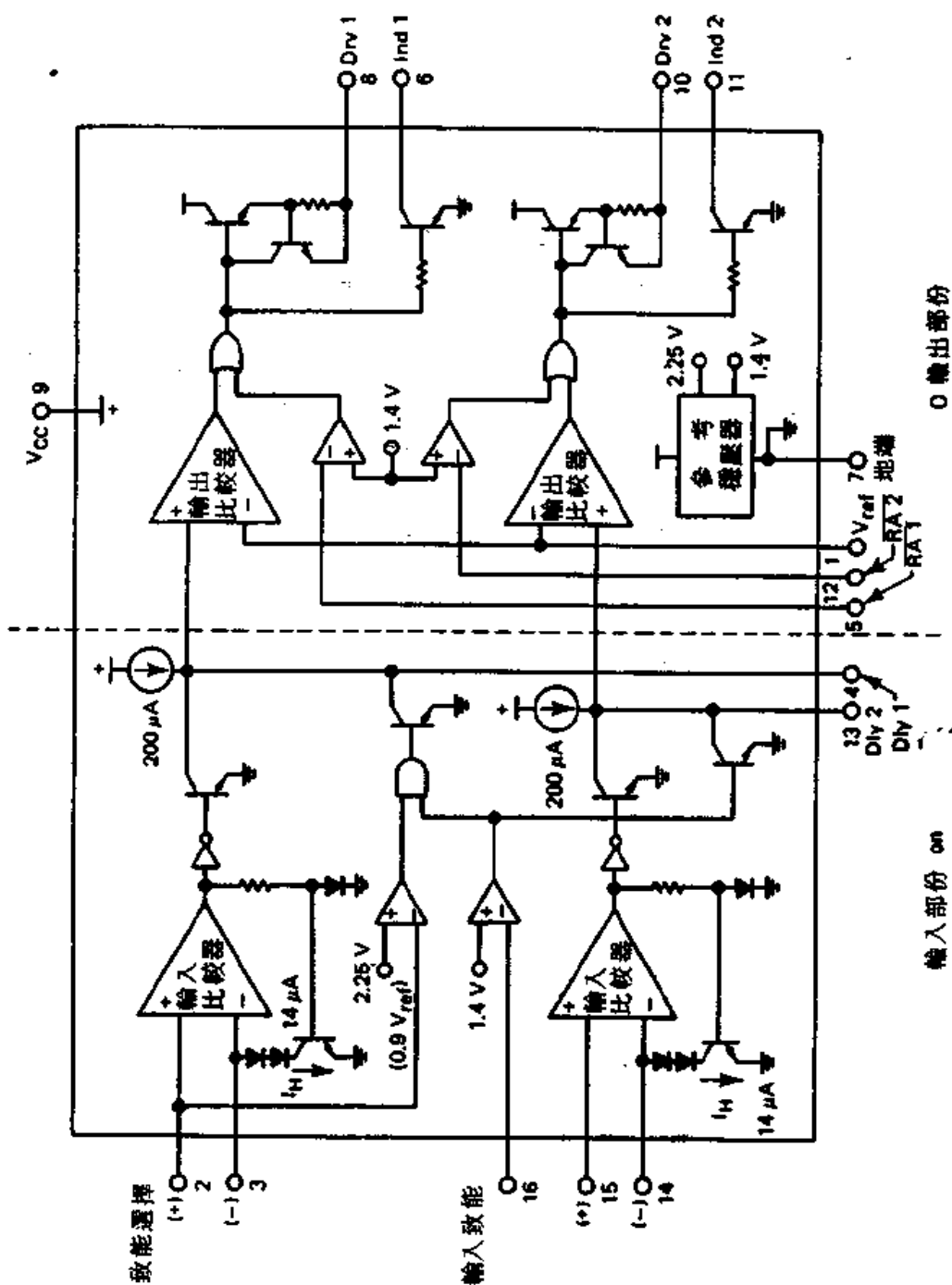


圖 8-18 雙通道 OVP 檢壓電路 MC3424 方塊圖，此 IC 可以用來檢知過電壓與欠電壓情況

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“撬桿 (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。

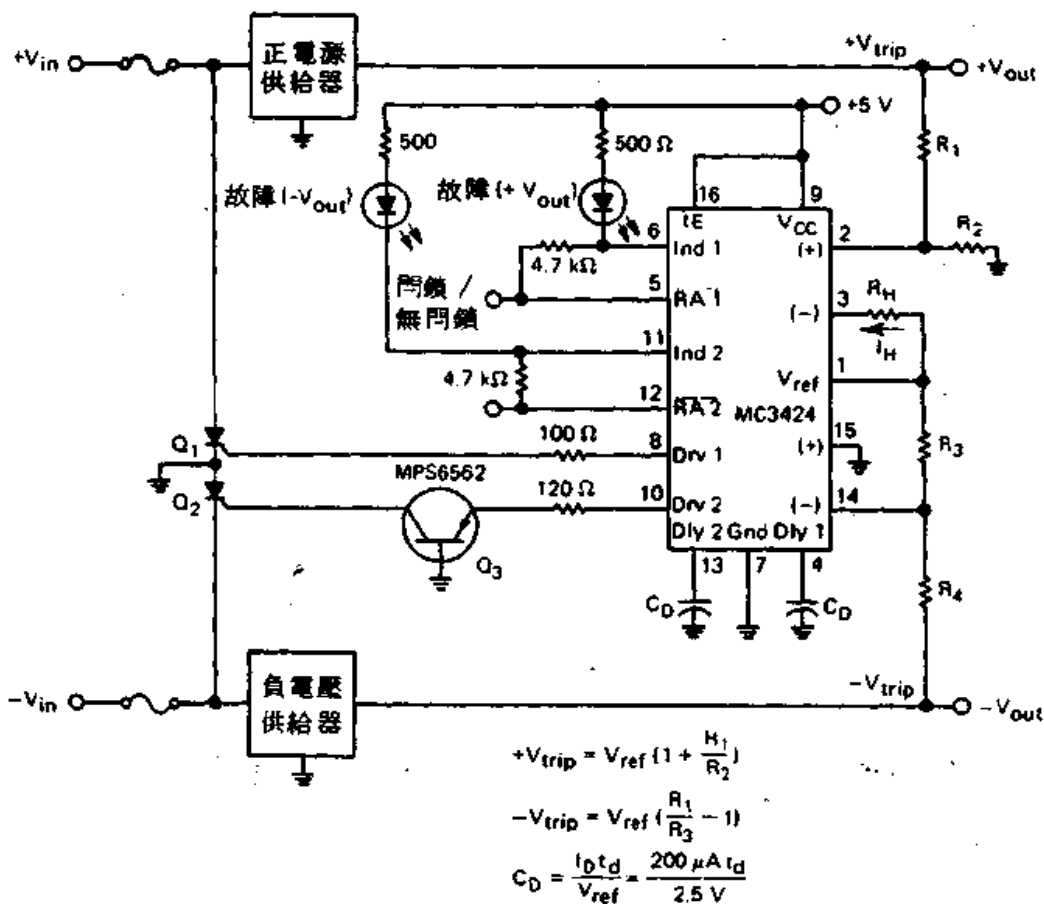


圖 8-19 在雙輸出電源供給器 MC 3424 用來提供 OVP 之用

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，MC3424 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 MC3424 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

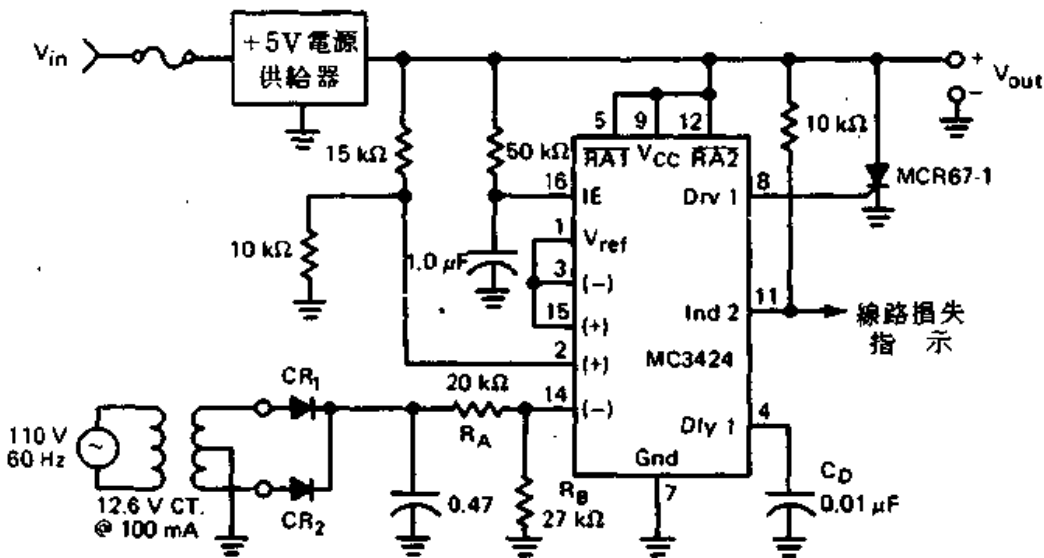


圖 8-20 MC3424 積體電路可獨立用來檢知交流線故障與過電壓情況

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。

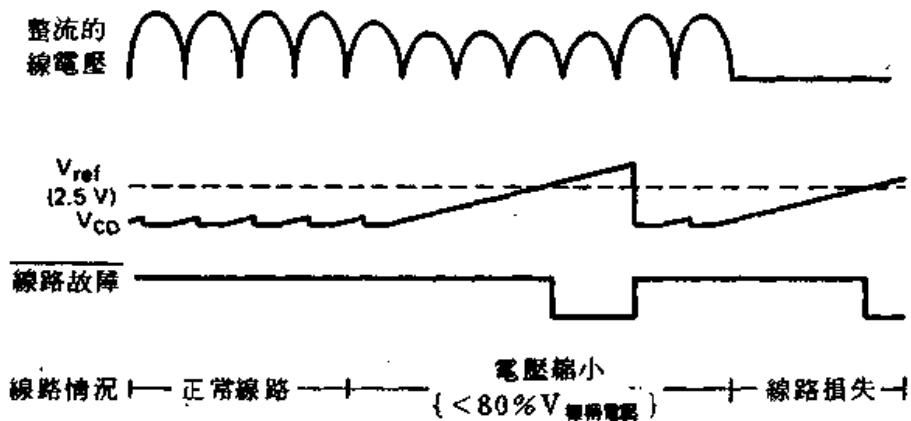


圖 8-21 在圖 8-20 的電路中此圖中的波形說明了突然斷電與線路損失檢知的情況

9

轉換式電源供給器 穩定度分析與設計

STABILITY IN SWITCHING POWER SUPPLIES: ANALYSIS AND DESIGN

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，如此就變成爲代數 (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 $\int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt$ 爲有限值，如此我們就稱 $f(s)$ 爲 $f(t)$ 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爲

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} f(s) e^{st} ds \quad (9-3)$$

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

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{sRC + 1} \quad (9-6)$$

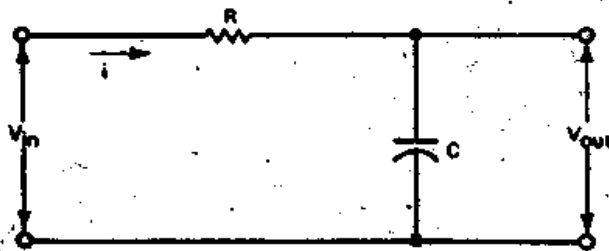
$V_{out}(s)/V_{in}(s)$ 的比值我們將它定義為轉移函數 (transfer function) $G(s)$ ，由此函數可得知，其結合了增益 (gain) 與相位 (phase) 之特性。因此，任何系統都可以用轉移函數來描述，所以

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (9-7)$$

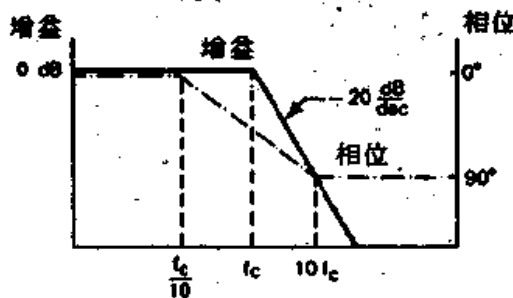
由上面的方程式 $N(s)=0$ 的根稱之為系統的零值 (zeros)，而 $D(s)=0$ 的根稱之為系統的極值 (poles)，若要畫出轉移函數的增益與相位，則簡便的方式是以分貝 (decibel) 為基準即可得出，因此所畫出來的函數曲線就稱為波德圖 (bode plots)。

9-3 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 積分器電路



(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
$$s = -\frac{1}{RC} \Rightarrow f = -\frac{1}{2\pi RC} \quad (9-8)$$

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° 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° ， -90° ， -180° ，與 -270° 。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° ， -45° ， -90° ，與 -135° 。

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° ，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永得其轉移函數，然後再將方程式整理成如下的形式

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2) \cdots (1 + s\tau_n)}{(1 + s\tau_a)(1 + s\tau_b) \cdots (1 + s\tau_m)}$$

182 轉換式電源供給器原理與設計

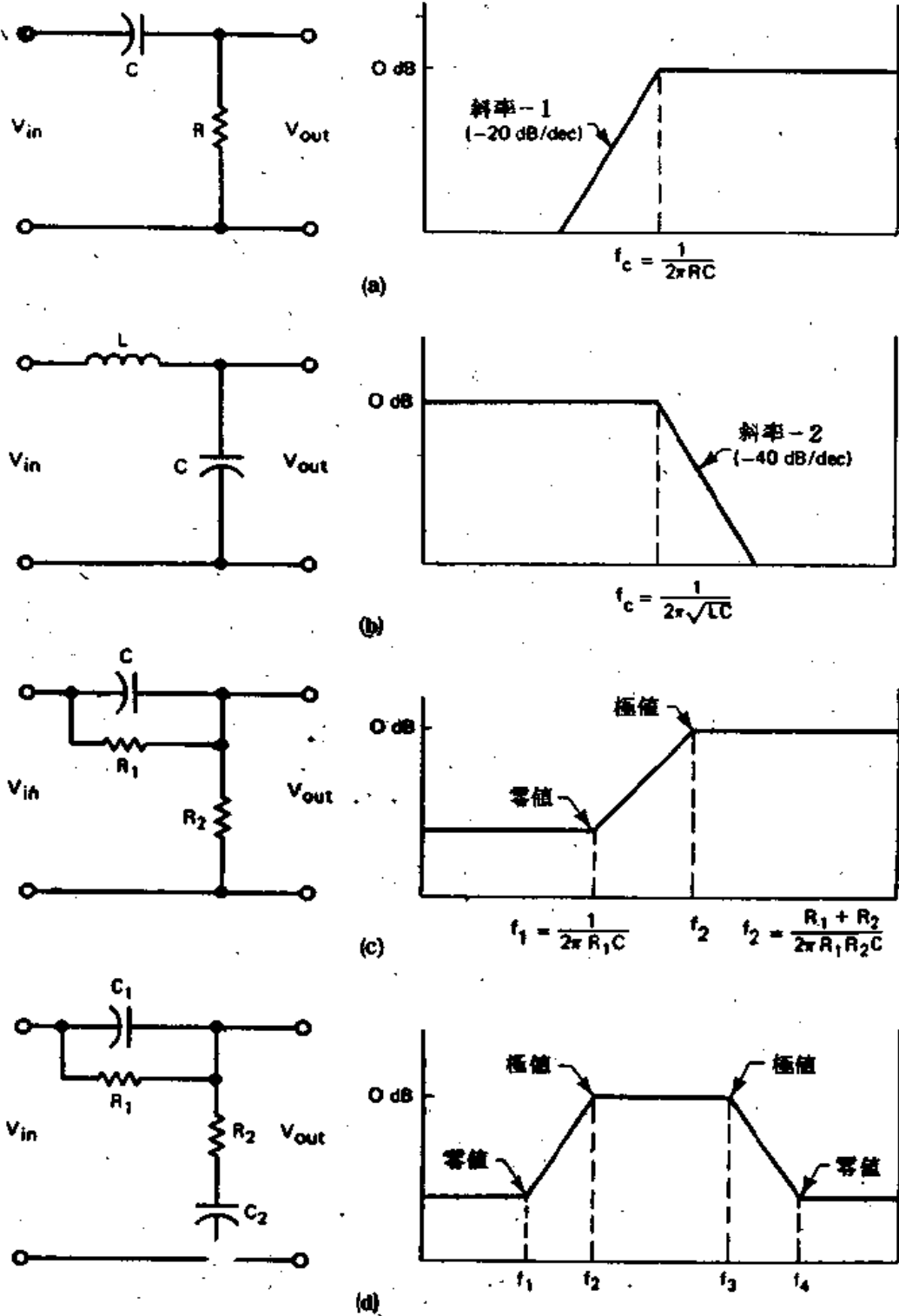


圖 9-2 網路(a)與(b)產生極值，而網路(c)與(d)產生極值與零值。

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° 的相位落後，而零值每十進會有 90° 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

$$C(s) = G(s)R(s) - H(s)G(s)C(s)$$

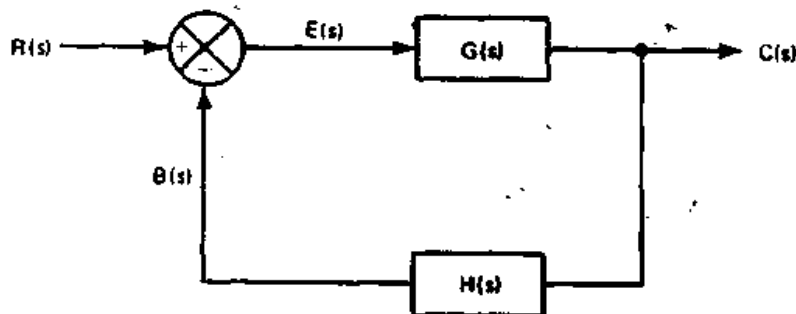


圖 9-3 閉迴路迴授控制系統的方塊圖

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。

為了導出有關係統的穩定度的結論，則特性方程式的解為

$$1 + G(s)H(s) = 0 \quad (9-10)$$

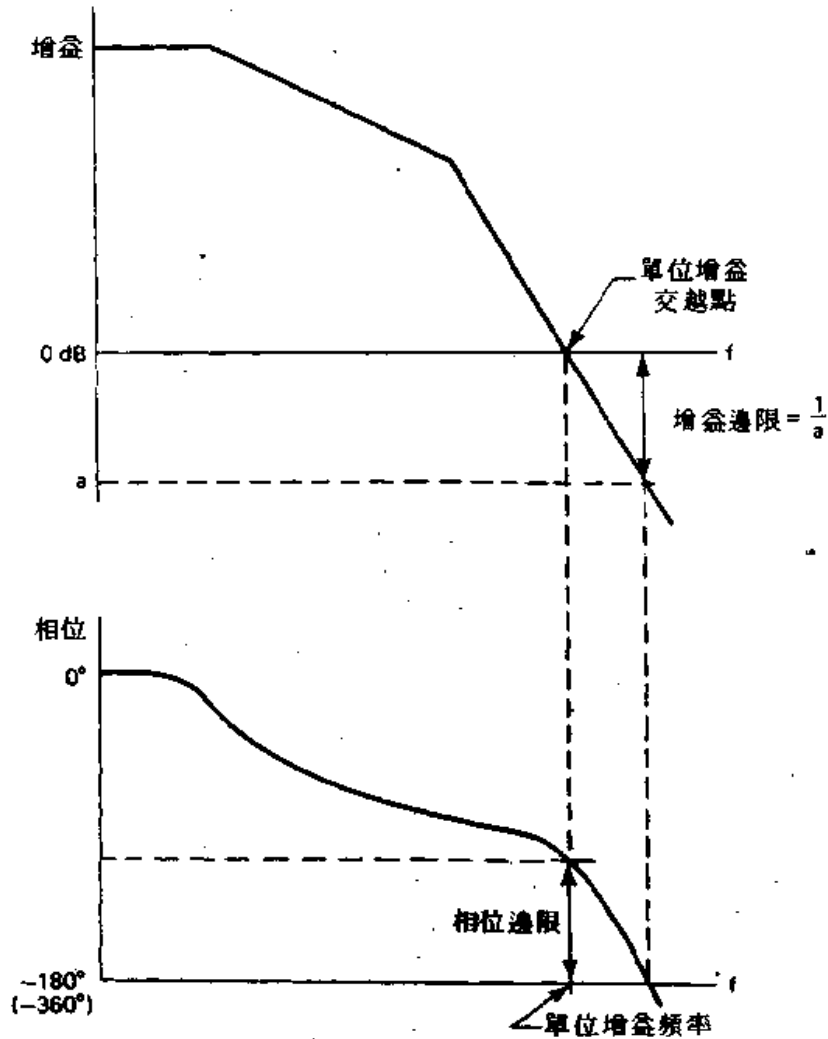


圖 9-4 迴授系統的相位與增益邊限圖。由於在直流迴授為負的，所以在此相移以 180° 畫出，也就是有額外的 180° 相移，總共的相移為 360° 如本文所定義的。

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° 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° 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 。所產生驅動波形的輸出週期 δ 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匝數比，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

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \frac{\delta}{1-\delta} = \frac{N_s}{N_p} \frac{V_C}{V_S - V_C} \quad (9-13)$$

爲了得到 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，則爲

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial V_C} = (\text{dc gain}) = \frac{V_{in}}{V_S} \frac{N_s}{N_p} \quad (9-14)$$

將上式直流增益 (dc gain) 取分貝值，則變爲

$$(\text{dc gain})_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{V_{in}}{V_S} \frac{N_s}{N_p} \right) \quad (9-15)$$

若對 buck-boost 型式的轉換器而言，則爲

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial V_C} = (\text{dc gain}) = \frac{V_{in}}{(V_S - V_C)^2} \frac{N_s}{N_p} = \frac{(V_{in} + V_{out})^2}{V_{in} V_S} \frac{N_s}{N_p} \quad (9-16)$$

將上式直流增益 (dc gain) 取分貝值，則變爲

$$(\text{dc gain})_{dB} = 20 \log_{10} \left[\frac{(V_{in} + V_{out})^2}{V_{in} V_S} \frac{N_s}{N_p} \right] \quad (9-17)$$

在另一方面，輸出濾波器一般都爲 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爲

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial V_C} = [(\text{Gain}) H(s)] \quad (9-18)$$

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

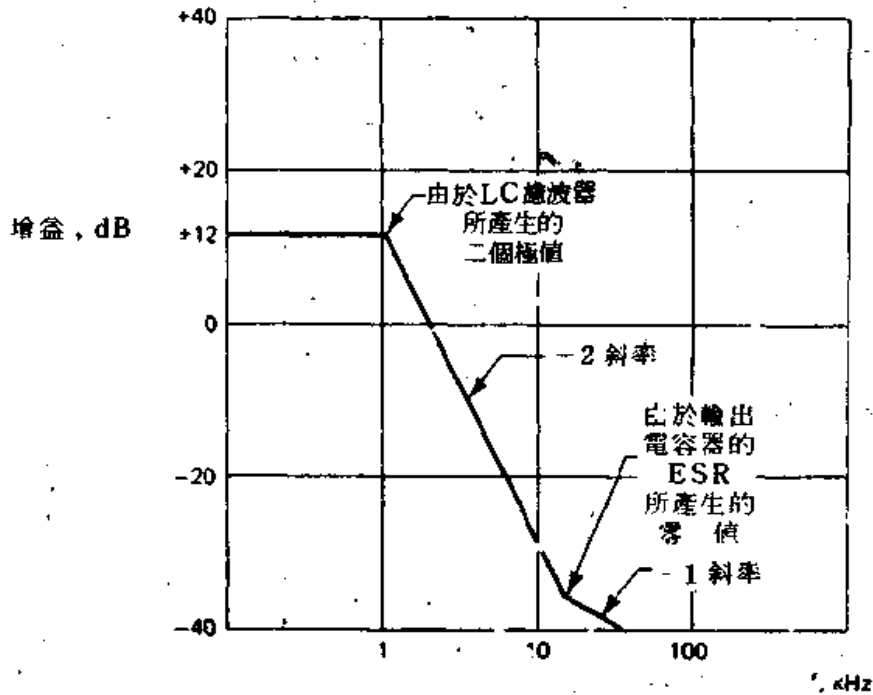


圖 9-5 PWM 轉換式電源供給器中 LC 濾波器與調變器的控制迴路轉移函數特性曲線。在 20 kHz 處 -1 的斜率會產生零值，此乃由於輸出濾波電容器的 ESR 所引起。

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。

9-5.2 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

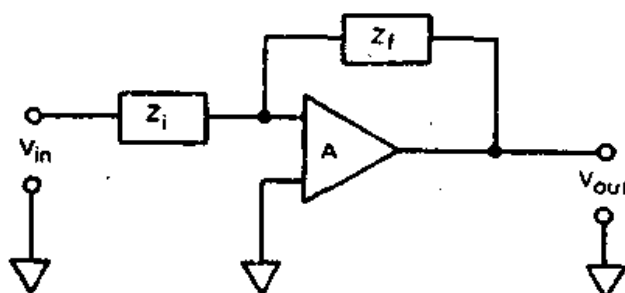


圖 9-6 具有迴授阻抗的簡單運算放大器電路

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

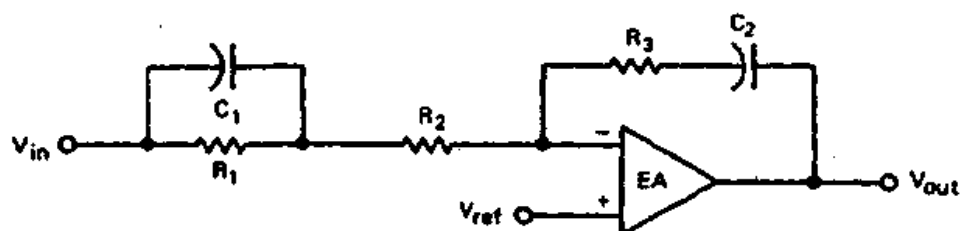
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{(\tau_3 s)(\tau_4 s + 1)} \quad (9-20)$$

在方程式 9-20 的運算子 τ 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。

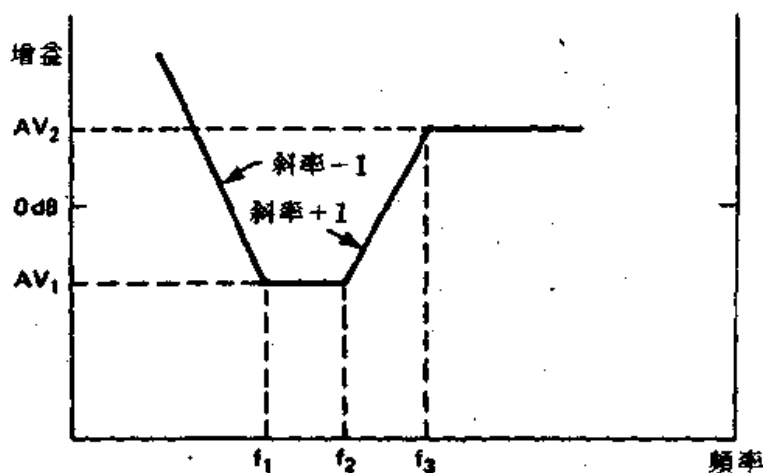
為了使我們能夠很容易以複數阻抗寫出任何運算放大器的轉移函數，而且也能畫出轉移函數的波德圖，所以我們以圖 9-7 的例子來做說，由電路我們可得知

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_f}{Z_i} = \frac{R_3 + 1/C_2 s}{R_2 + \{R_1(1/C_1 s)/[R_1 + (1/C_1 s)]\}} \quad (9-21)$$

$$\begin{aligned} \frac{V_{out}}{V_{in}} &= \frac{R_3 + 1/C_2 s}{R_2 + \{(R_1/C_1 s)/[(R_1 C_1 s + 1)/C_1 s]\}} = \frac{R_3 + 1/C_2 s}{R_2 + [R_1/(R_1 C_1 s + 1)]} \\ &= \frac{(R_3 C_2 s + 1)/C_2 s}{(R_1 R_2 C_1 s + R_1)/(R_1 C_1 s + 1)} = \frac{(R_3 C_2 s + 1)/C_2 s}{R_1(R_2 C_1 s + 1)/(R_1 C_1 s + 1)} \\ &= \frac{(R_3 C_2 s + 1)(R_1 C_1 s + 1)}{(R_1 C_2 s)(R_2 C_1 s + 1)} \quad (9-22) \end{aligned}$$



(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值 - 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：

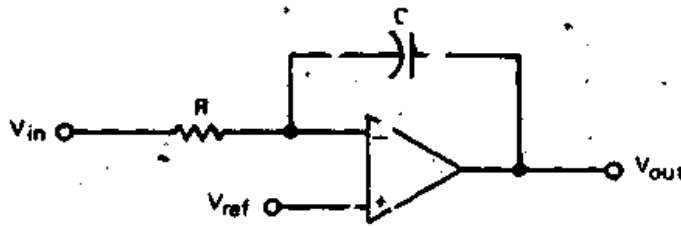
$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (9-25)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_3 C_2} \quad (9-26)$$

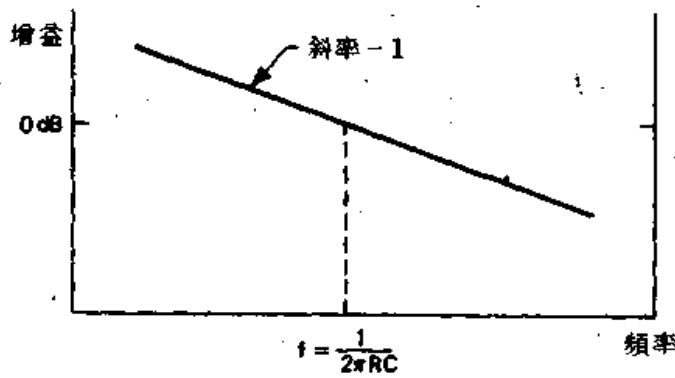
而且
$$f_3 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (9-27)$$

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) 單極值滯後放大器



(b) 增益波形圖

圖 9-8

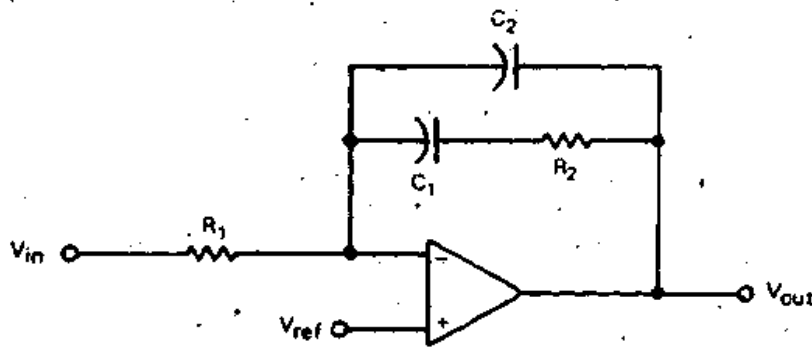
最簡單形式的單極值迴授放大器，其轉移函數為

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{RCs} \quad (9-28)$$

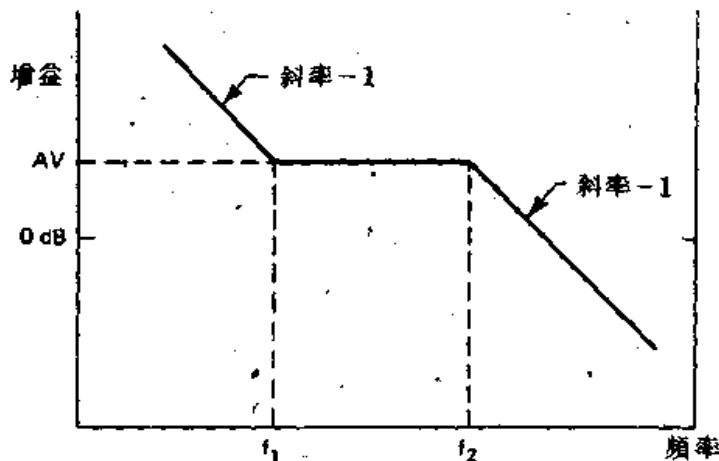
而其轉折頻率為 $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ (9-29)

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

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° 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：

$$AV_1 = \frac{R_2}{R_1} \quad (9-33)$$

$$AV_2 = \frac{R_2(R_1 + R_3)}{R_1 R_3} \approx \frac{R_2}{R_3} \quad (9-34)$$

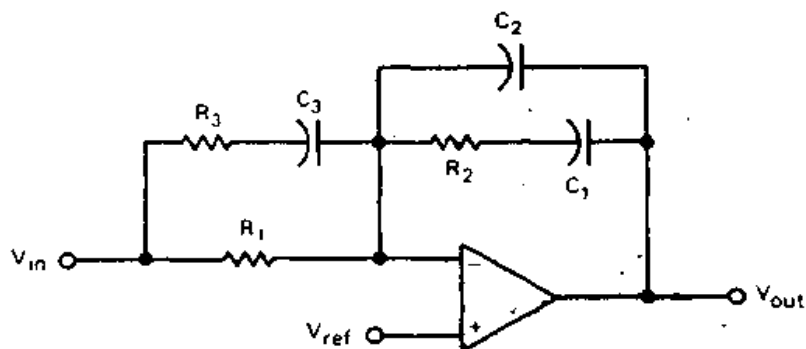
$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (9-35)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_3)C_3} \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_3} \quad (9-36)$$

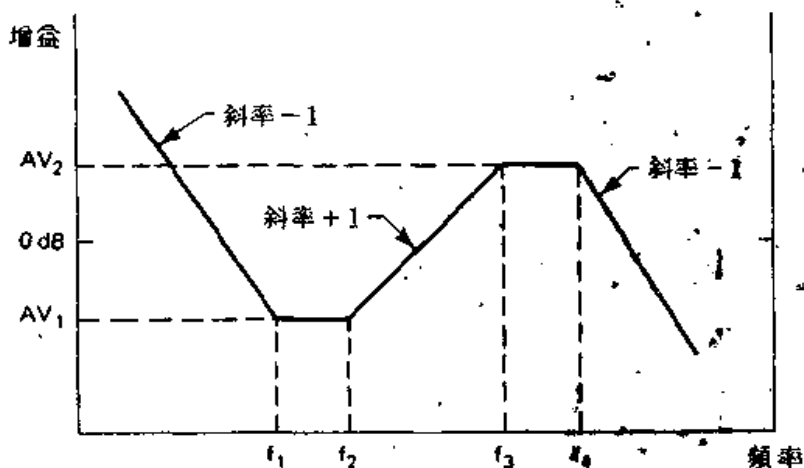
$$f_3 = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \quad (9-37)$$

$$f_4 = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_2 C_1 C_2} \approx \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (9-38)$$

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 轉換式電源供給器中，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，所允許的輸入交流電壓為 $90V_{ac}$ 至 $130V_{ac}$ ，或是 $180V_{ac}$ 至 $260V_{ac}$ ，工作頻率為 20 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 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。

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 $\frac{1}{5}$ 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 $\frac{1}{5}$ 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 $130 V_c$ ，利用公式 9-15 可得控制至輸出的電壓增益為

$$\begin{aligned} (\text{直流增益})_{\text{dB}} &= 20 \log_{10} \left(\frac{V_{in} N_S}{V_S N_P} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{182}{2.5} \frac{1}{18} \right) \\ &= 20 \log_{10} \left(\frac{182}{45} \right) = 20 \log_{10} 4.04 = +12 \text{ dB} \end{aligned}$$

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；但是在此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

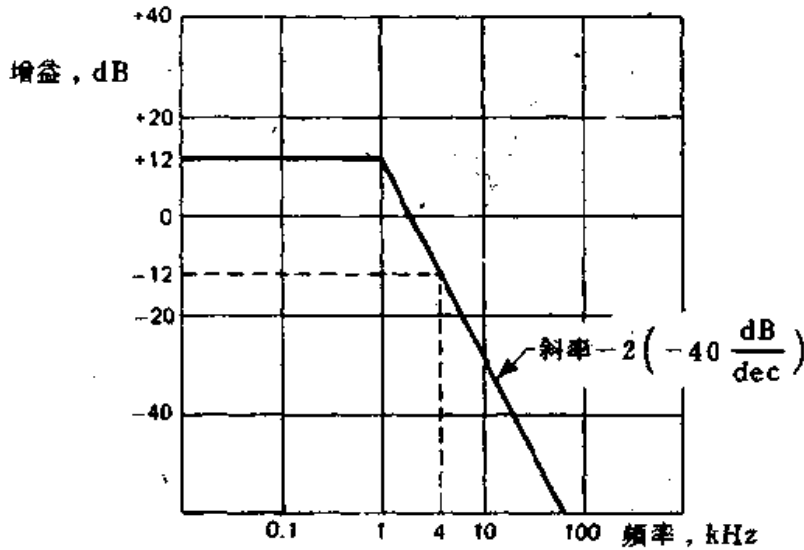


圖 9-11 例題 9-1 的控制至輸出轉移函數

+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

$$AV_1 = 0 \text{ dB or } 1.00$$

$$AV_2 = 19.96 \text{ dB or } 9.95$$

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，

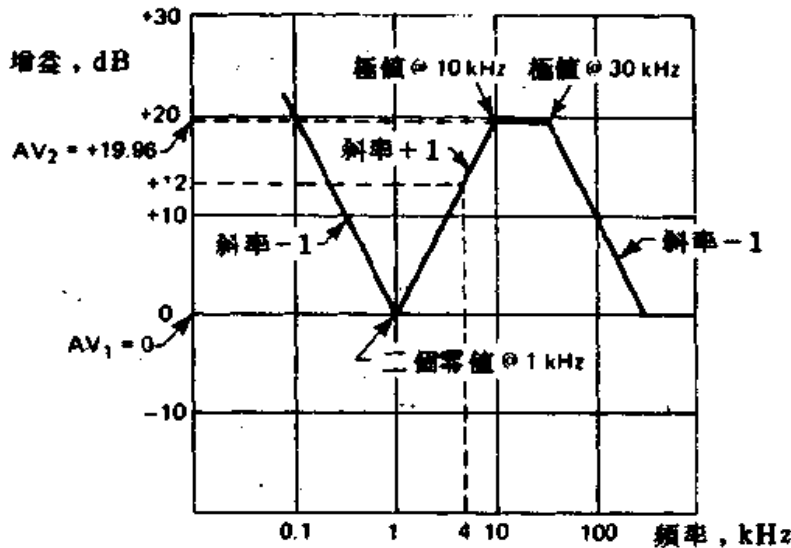


圖 9-12 迴授放大器波德圖所示的為期望之頻率與增益特性

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

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 R_2} = \frac{10^{-6}}{62.8} = 0.015\ \mu\text{F}$$

由公式 9-36 可得

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_2 R_1} = 0.015\ \mu\text{F}$$

由公式 9-38 可得

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_4 R_2} = 0.0005\ \mu\text{F}$$

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_{ac} 至 130 V_{ac} 的範圍變化（或是 130 V_{ac} 至 260 V_{ac}），則交越頻率也將會受到改變，但是交越

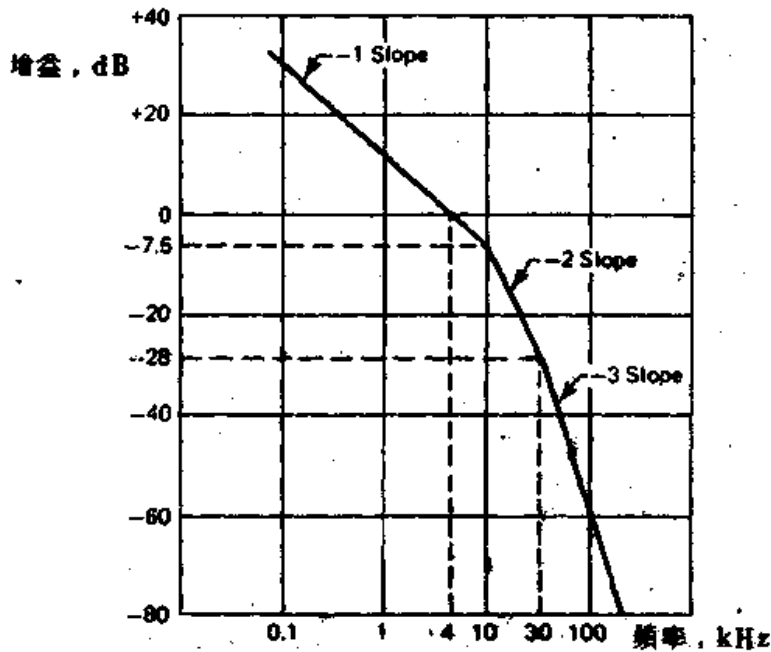
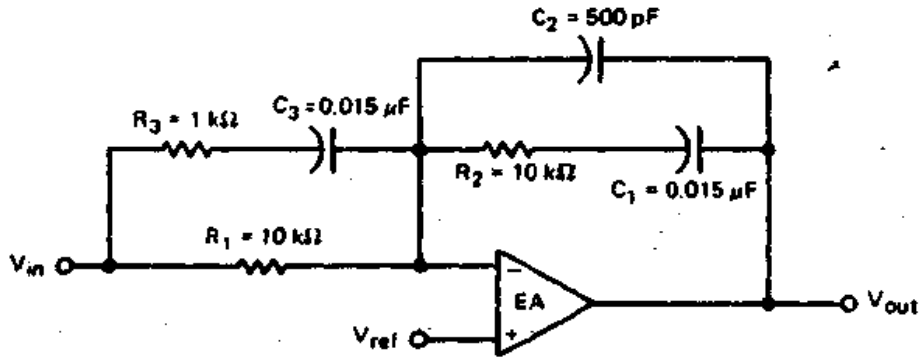


圖 9-13 補償迴授放大器與例題 9-1 轉換式電源供給器的整個系統迴路增益圖

還是會在一 1 斜率之處，讀者祇要在低輸入電源 90V_{a.c.} (或 180V_{a.c.}) 情況下，繪出迴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 $\pm 25\%$ 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，

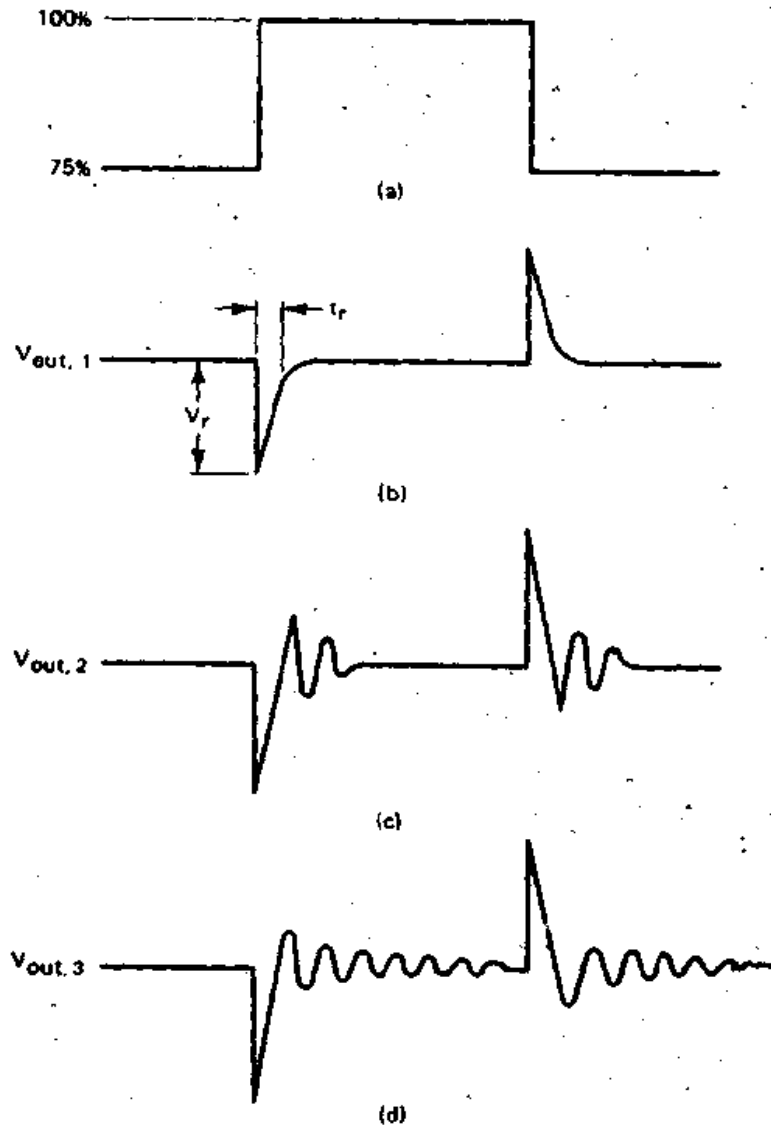
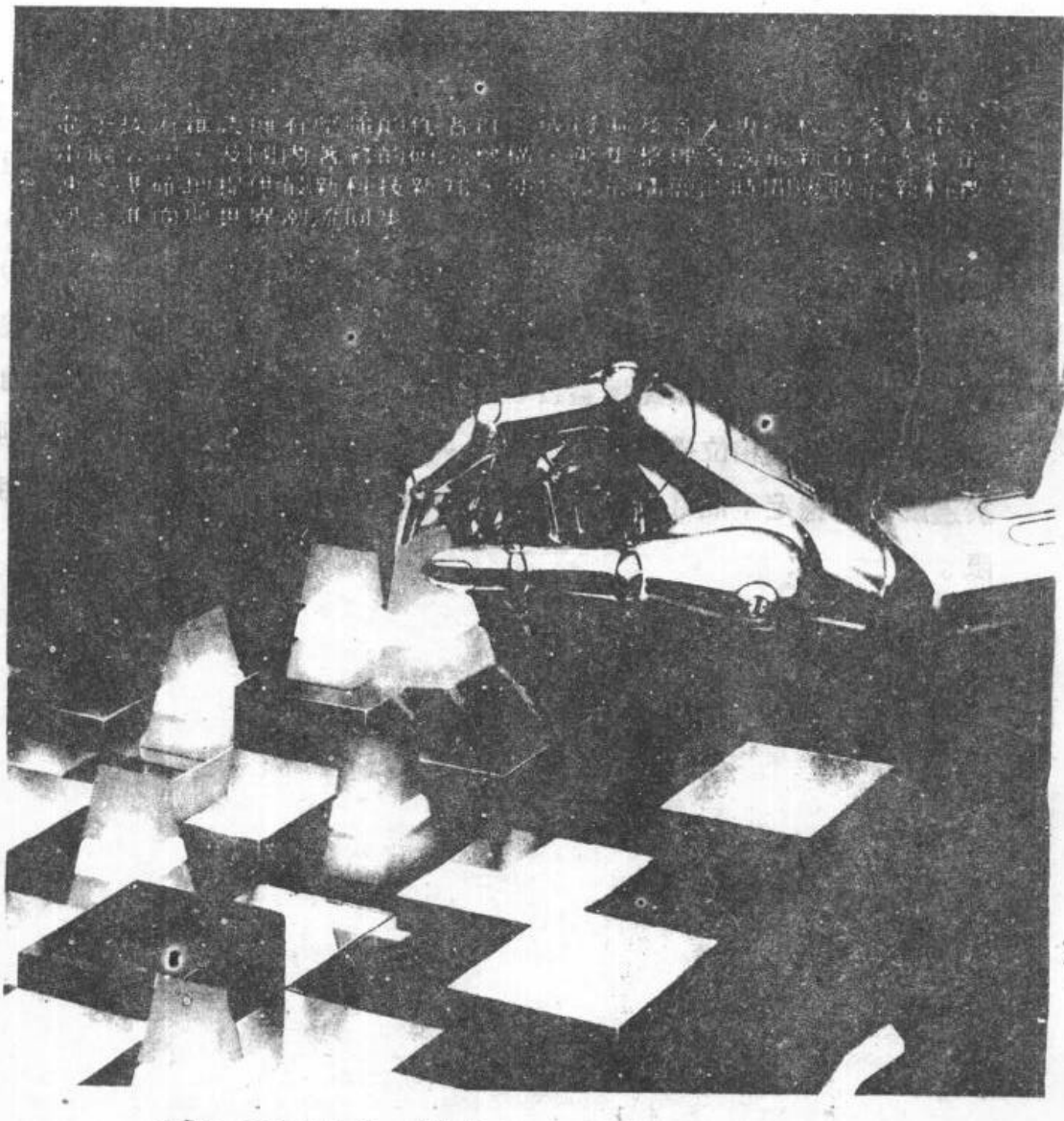


圖 9-14 在 25% 輸出負載變化下轉換式電源供給器以不同的迴授放大器補償值所產生的暫態響應軌跡

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。



W17.14

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

●掛號一年購另付144元



地址 / 台北市麗江路76號20-8號5F 電話 / (02)5374018 · 5651646 劃撥帳號 / 10270129

10

電磁與射頻干擾 (EMI-RFI)的考慮

ELECTROMAGNETIC AND RADIO FREQUENCY INTERFERENCES (EMI-RFI) CONSIDERATIONS

10-0 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 安全標準被廣範的使用。

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。

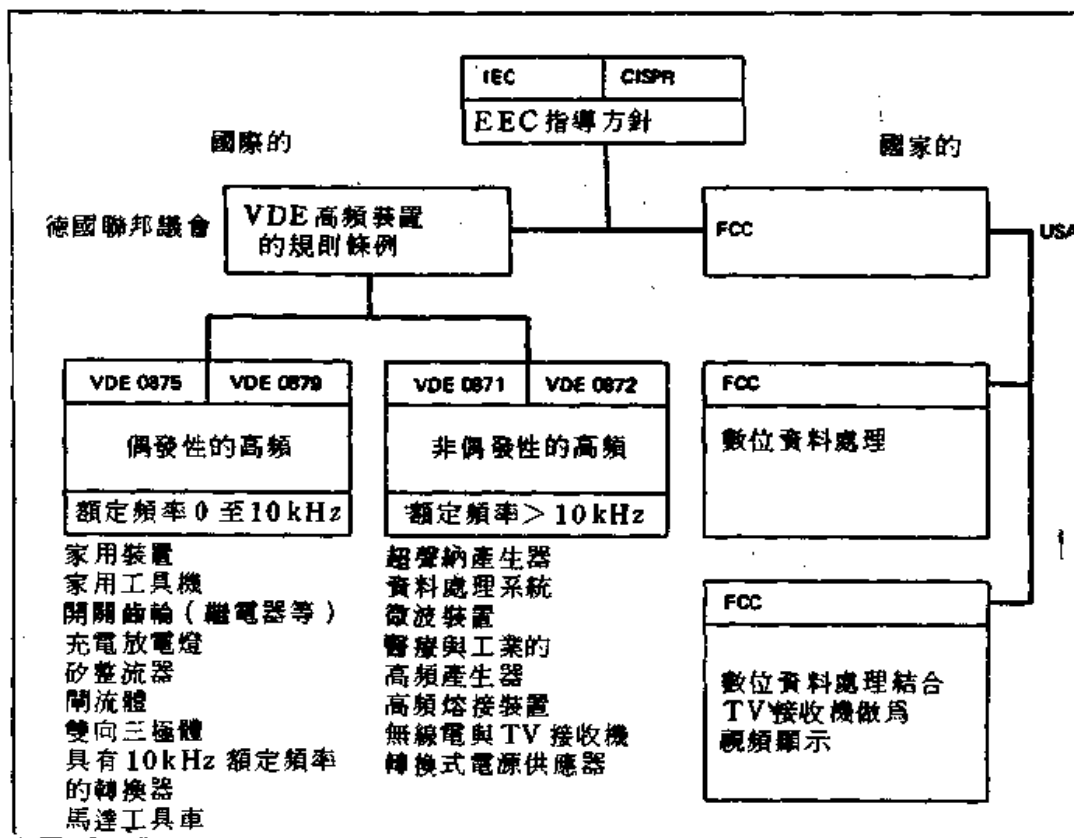


圖 10-1 為 FCC 與 VDE 的 EMI-RFI 需求概要

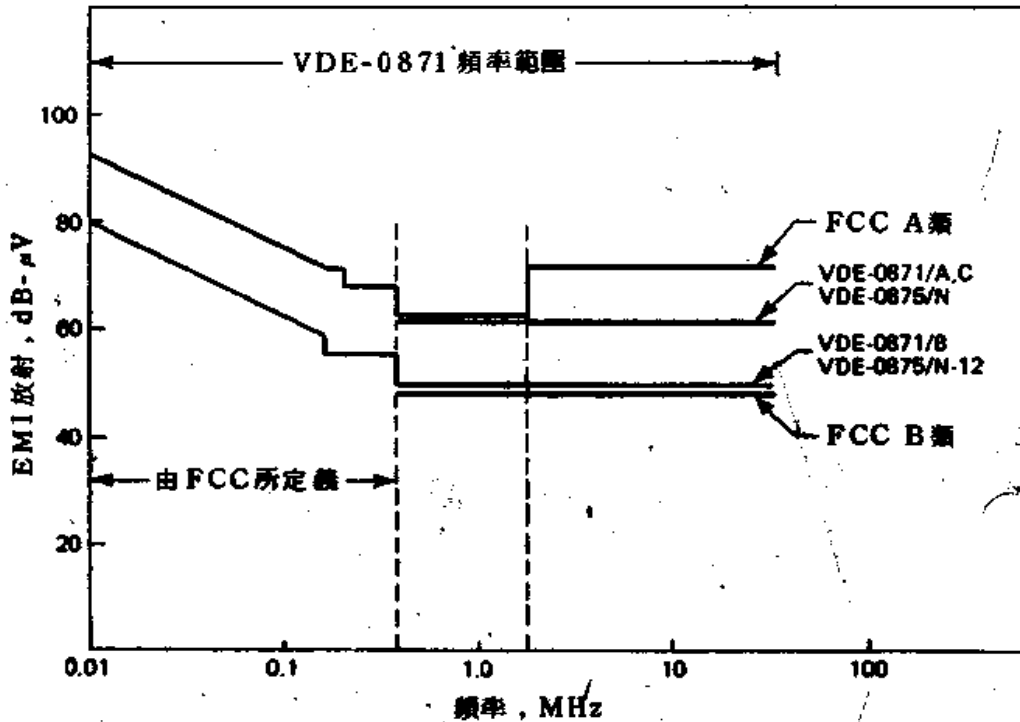


圖 10-2 FCC 與 VDE 規定曲線在傳導雜訊上以 dB- μ V 所示最大可允許的 RFI 放射

FCC EMI-RFI 規定非常接近於 VDE 的規定，FCC A 類的規定涵蓋了商業，廣播，與工業上的環境，而且依從所指定的 EMI 放射 (dB- μ 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 範圍涵蓋了 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雜訊準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諧波振幅會下降，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：

$$C_x: 0.1 \mu F \text{ 至 } 2 \mu F$$

$$C_y: 2200 \text{ pF 至 } 0.033 \mu F$$

$$L: \text{在 } 25 \text{ A 爲 } 1.8 \text{ mH 至 } 0.3 \text{ A 爲 } 47 \text{ mH}$$

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：

$$R = \frac{t}{2.21C} \quad (10-1)$$

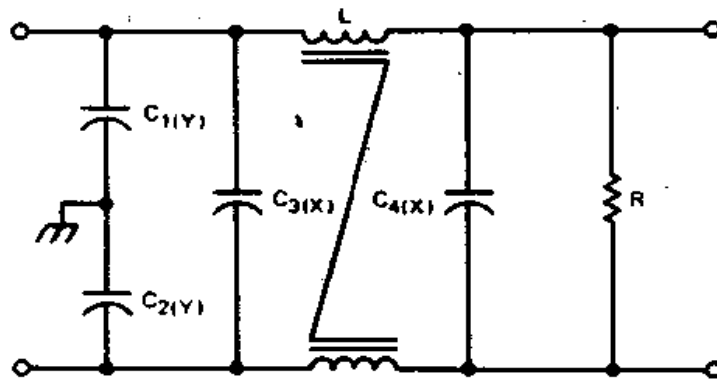


圖 10-3 轉換式電源供給器輸入線路濾波器做為交流主線路 RFI 雜訊抑制

在此 $t=1\text{ s}$ ，而 C 為所有 X 電容值總和 (μF)。

例題 10-1

試計算圖 10-3 濾波器的放電電阻值 R ，而 $C3(X) = C4(X) = 0.1\ \mu\text{F}$ 。

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或配置有所改變時，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

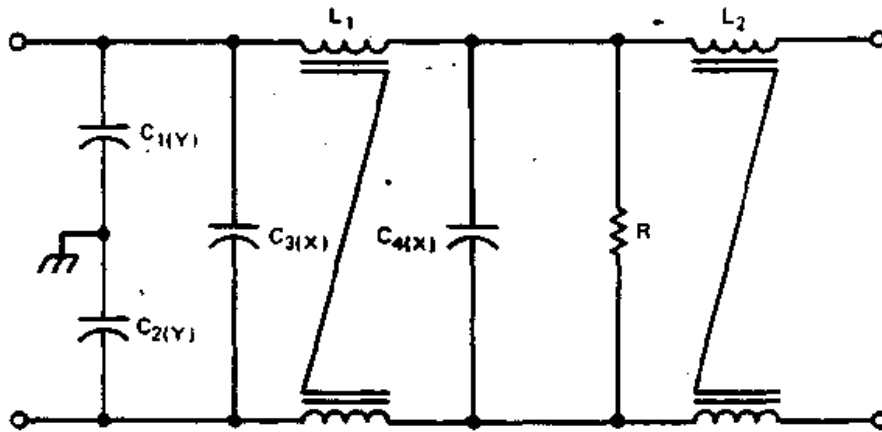


圖 10-4 結合二個線上扼流圈改進交流線路濾波器

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



1-1-0 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，但是大多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，乃是最嚴厲的電氣安全標準。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

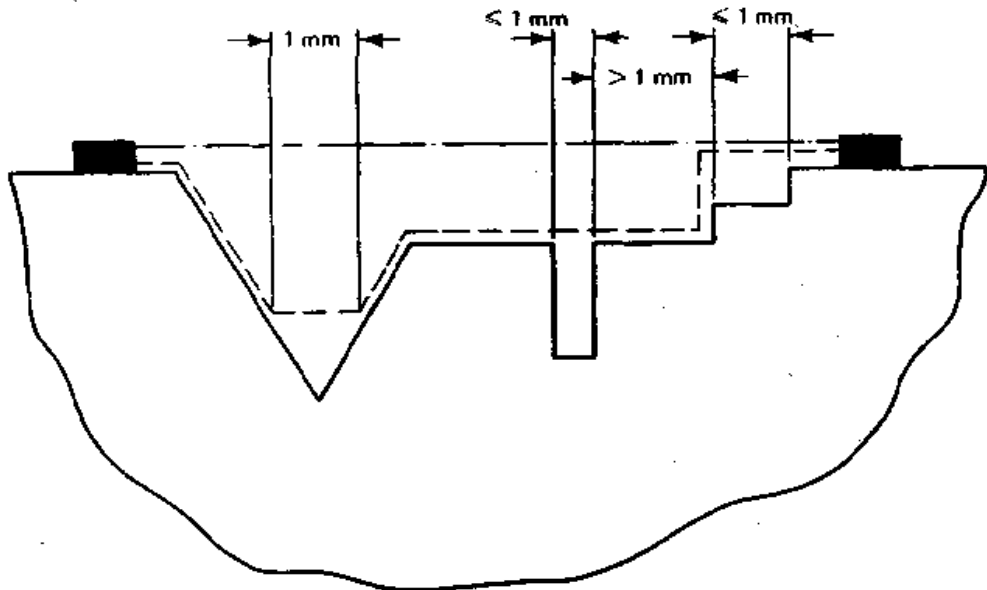
(POWER SUPPLY CONSTRUCTION REQUIREMENTS FOR SAFETY)

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。

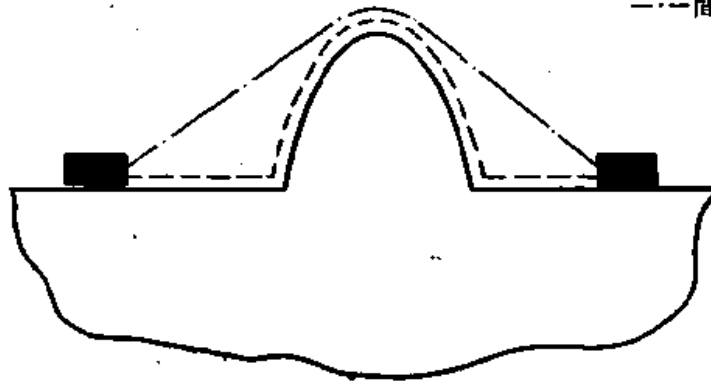
在圖 11-1 所示就是測量間隙距離與沿面距離之間的不同之處, 在圖 11-1 (a) 所研究的路徑中, 包括了一個小於 80° 的內角與大於 3 mm 寬度的 V 型凹槽, 以及具有一任何深度且寬度小於 1 mm 的平行或收斂邊 (converging-sided) 的凹槽, 在此情況規則中所敘述的間隙就是“視線”距離, 其在凹槽之上所測量的。沿面距離則是在凹槽表面所測量得到的, 但是在 V 型凹槽的底部我們則取 1 mm 的路徑, 如圖所示。任何凹槽的沿面距離若少於 1 mm 寬時, 則其寬度會被限制, 也就是此時僅有間隙距離適用。在圖 11-1 (b) 所示則包含一個圓拱狀外圍所得之路徑。

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



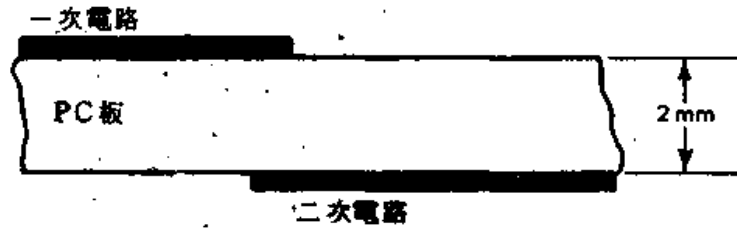
(a) 具有V型凹槽的路徑

說明：---沿面距離
 ····間隙距離



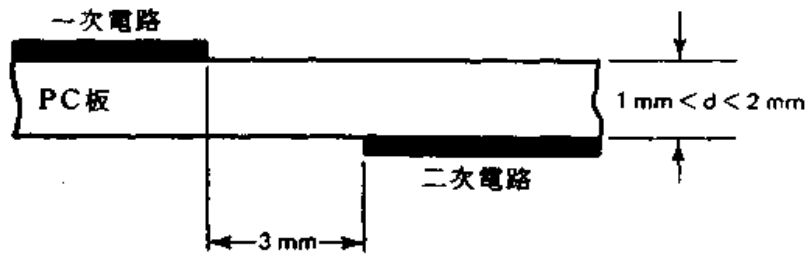
(b) 具有圓拱狀的路徑

圖 11-1 在 VDE 所指定的安全標準中測量間隙與沿面距離

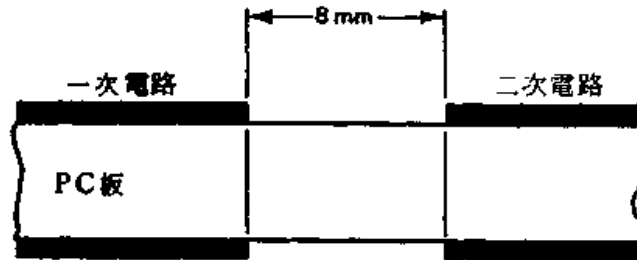


(a) 一次電路的路徑與二次電路的路徑相反時

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 V_{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 V_{ac} 的測試，或是在 1 秒內提供 1200 V_{ac} 的測試，而此交流電壓必須為 50 Hz 或是 60 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 V_{ac} 的高電位測試；交流線與地端導體之間則使用 2500 V_{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 V_{ac} 的電壓；並且在交流輸入線之間則提供 1250 V_{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 絕緣電阻 (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属元件之間，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 $500\ \text{V}_{\text{dc}}$ 。

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，以及其它的金屬元件，石棉，與會吸收水分的材料，在此需求的目的之內則不考慮絕緣。

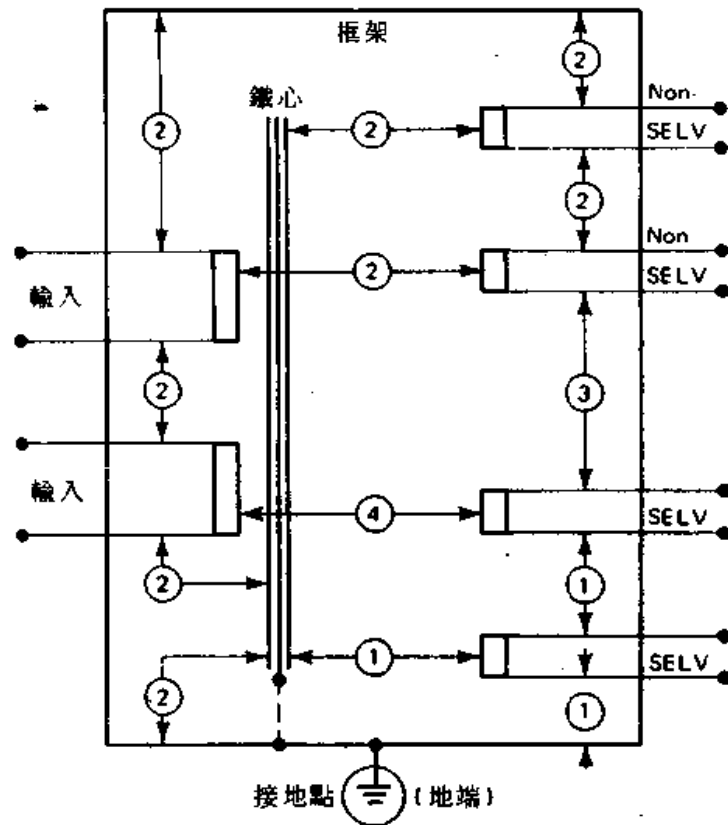


圖 11-3 由 VDE 標準所規定變壓器絕緣距離

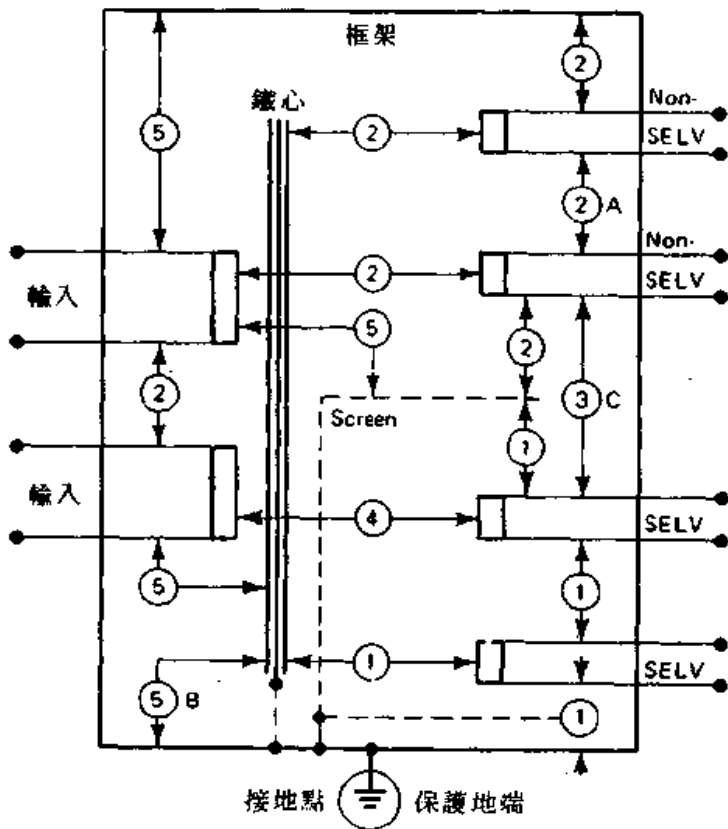
表 11-1 變壓器的絕緣距離

參考號碼	工作電壓		
	$U < 50^*$	$50 \leq U \leq 250$	$U > 250$
1	1 ply [†]	—	—
2	1 ply	2 plies or 0.5	2 plies or 0.8
3	3 plies or 0.5 or 2 plies/screen/2 plies	3 plies or 0.5 or 2 plies/screen/2 plies	3 plies or 0.8
4	—	3 plies or 2.0 or 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 0.1mm

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



- ① 500
- ② 1250；或是當 $U > 250$ 時，則為 $2U + 750$ ，而且在此為指示應用點之間的工作電壓。或是當安全隔片予以省略，或是鐵心等沒有接地時，則為 ① + ② = ③。
- ③ 2500；或是當 $U > 250$ 時，則為 $2U + 2000$ 。
- ④ 2500；或是當安全隔片予以省略時，則為 3750。
- ⑤ 2000；或是當安全隔片予以省略，或是鐵心等沒有接地時，則為 ① + ⑤ = 3750。
- (A) 當 $U < 50$ 時，則所指示的值可以減少至 500V。
- (B) 不管安全隔片什麼時候使用，則鐵心等最好連接至地端。
- (C) 在此產品僅需額定於 60 Hz 時，則 ③、④ 與 ⑤ 的關係就會變成為 ② 的關係。

圖 11-4 VDE 變壓器的電介質強度

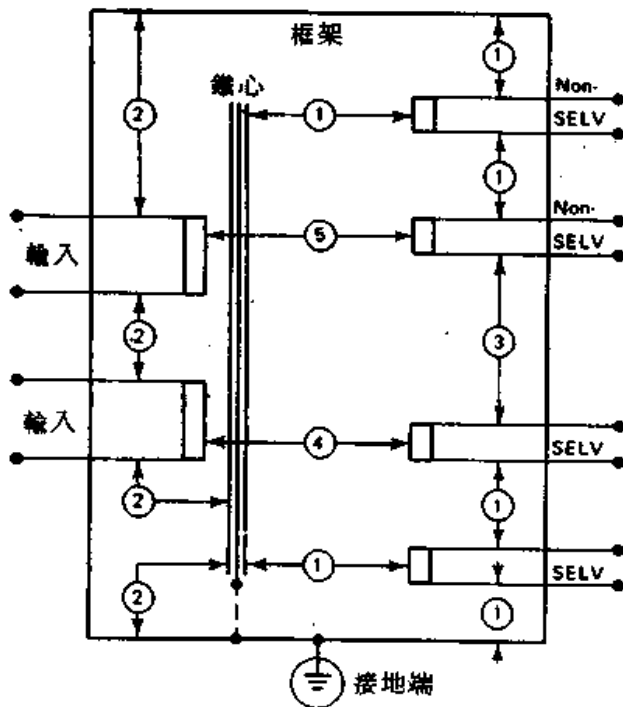
於外部表面，所用的交流電位必須具有 50Hz 或是 60Hz 的正弦波，而且測試時間需要 1 分鐘，在電介質強度測試期間，不會有絕緣破壞或是閃絡 (flashover) 現象產生。

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 MΩ 的最小電阻值，並在 1 分鐘之內提供 500 V_{ac} 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 60 Hz 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		50 Hz all VA 50/60, 50-60 Hz < 200 VA		>200 VA 50/60 or 50-60 Hz, 60 Hz	
最高極限的 RMS 電壓	最高限極的 峯值電壓	最小 間隙值	最小 沿面值	最小 間隙值	最小 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，而且順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 $92 \pm 2\%$ ，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 $\pm 1^{\circ}\text{C}$ ，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 50Hz)	115
B (130)	120
F (155, 僅使用於 60Hz)	140
H (180, 僅使用於 60Hz)	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

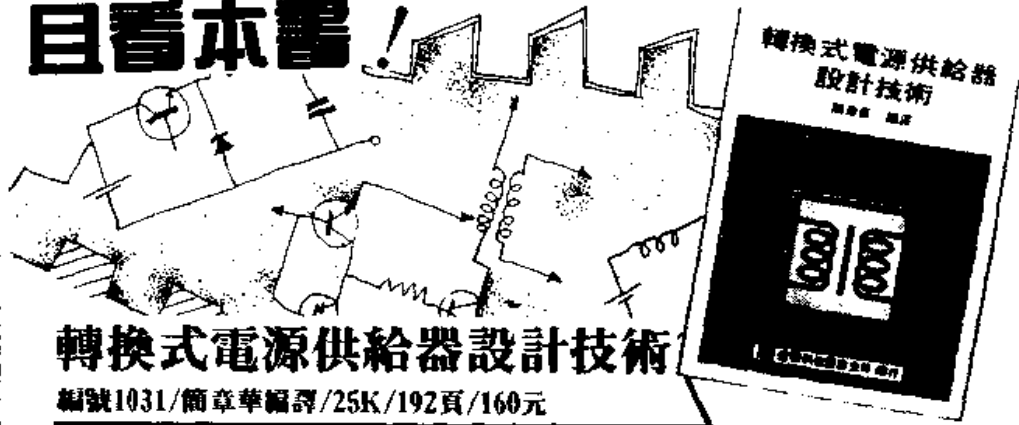
[參考資料]

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 電源設備使用益廣要求益精 有效的運用，實際的學習 且看本書！



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・レギュレーク設計ノウハウ」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，而做整體性由淺入繁之應用說明。

■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



全華科技圖書股份有限公司

台北市麗江路76巷20-2號2樓(台北總公司)

電話：507-1300·507-1390 郵撥：0100836-1

帶動工業升級 推展科技中文化

——全華願與您同勉共努力



● 全華出版
 30大類1700餘本好書
 歡迎索取目錄●

電腦語言

0710	培基語言科學副程式集	190
A001	工程科學BASIC語言	190
0884	APPLE BASIC 的應用--電路分析	270
1017	PASCAL程式範例--電子學計算	170
1157	PASCAL程式範例--電子工程	180
0498	6502組合語言	310
0635	6502組合語言程式設計	180
1105	Z-80機械語言控制	140
0805	IBM 8088組合語言程式設計	170
1085	IBM PC/XT 8088組合語言程式設計	280
0952	IBM PC/XT 8088組合語言程式設計	170
A030	MC68000原理與設計	210
1042	Intel 80286組合語言程式設計手冊	170
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	190
A060	IBM PC DOS 3.1作業系統操作指引	210
1030	IBM個人電腦軟體技術概論(PC/XT)	220
1220	BASIC圖形處理技術	190

10130	IBM PC/XT 微電腦圖形處理技巧	170
0736	微電腦編譯學---技術及應用	210
0034	IBM PC & XT電腦繪圖	170
0208	Z-80微電腦原理與應用	110
0551	6800微處理機與微電腦	180
0504	8-BIT微處理機實用系統硬體設計	160
A030	MC68000原理與設計	210
1063	APPLE II應用專題製作	220
0957	微電腦軟體原理與應用	170
0929	APPLE II電路分析與故障檢修	170
0734	Z80與工程型小教授微電腦MPF-IP	350
0845	小教授工程型微處理機專題製作	290
1048	Z-80體系軟體專題製作	440
A063	IBM PC硬體結構與組合語言	210
1115	微處理機介面技術	260
0275	微處理機介面技術	180
0823	介面技術	210
A035	IBM PC / XT介面技術	170
1483	IBM PC/XT硬體電路徹底剖析	260
0929	APPLE II電路分析與故障檢修	170
1135	APPLE II硬體分析與故障排除	290
1340	Z80微處理機介面技術	250
1406	微處理機/介面技術與應用	近期出版

4050	IBM PC硬體分析與維護手冊	210
0852	IEEE-488原理與應用	150
1454	C語言與IEEE-488	140
1037	RS-232C 介面技術應用	120
1118	微電腦實用介面電路設計	180
0902	微電腦資料傳送技術	230
0732	微電腦工業控制(基礎篇)	180
0601	微電腦工業控制(應用篇)	280
0921	微電腦控制手冊	220
0616	自製微電腦機械控制	210
0686	微處理機工業應用	200
0887	自動控制專題製作	280
1029	工業用機器人--計算機介面及控制	180
0765	8086微處理機	340
1007	86/88微處理機系統結構程式設計	270
A054	168IT微處理機結構與介面技術	240
0038	8048/8049微電腦	180
A048	80286原理與應用	150
0779	128 COLOR電腦顯示器原理與設計	170
0965	軟式磁碟機原理與應用	150
1128	影像處理技術	180

數位邏輯

0553	IC應用電路集	190
0535	數位電路實習與專題製作	280
0791	世界TTL/IC規格互換表	330
1652	最新TTL IC規格表(87')	200
1653	最新CMOS IC規格表(87')	180
0799	IC定時器手冊	220
0943	A/D-D/A轉換電路設計	170
0907	數位電路設計技術	160

電子學·電子實習·電路學

1576	微電子學(上)	220
1192	電路學--計算機輔助網路分析	290

電子電路

0508	轉換式電源供給器	170
0559	穩壓電源電路集	220
1212	放大器電路設計指南	190
0709	高頻電路設計原理	190
0787	高頻電路設計實例	270
1243	微波電晶體電路設計	220
1215	電磁干擾及控制	260
1047	電子裝置測試技術	140
0939	光電元件應用技術	150
0475	電子電路故障分析與檢修	170
0554	類比電路故障分析與檢修	190

0704	電源電路故障分析與檢修	170
0702	高頻電路故障分析檢修	260
1031	轉換式電源供給器設計技術	160
1330	轉換式電源供給器原理與設計	220
0427	電子搬運技術	180

積體電路

0817	運算放大器原理與應用	220
1103	常用線性IC資料手冊	320
1278	OP放大器之寬頻帶電路設計	190
A074	線性積體電路原理與應用	250
1253	類比積體電路應用	260
0855	類比積體電路分析與設計	280
1114	類比積體電路--雙軌子積體電路的	260
1020	數位積體電路	240

音響·電視

0806	數位雷射音響	160
0312	最新實用彩色電視學	100
0972	有線電視系統原理	210
0737	錄放影機電路分析與調整檢修	290
0479	數位電視	230
0894	電腦電視	260

通信

1237	通訊系統	230
1238	數位通信	180
0393	電子電話學	180
0919	衛星電視廣播技術	160
1039	實用衛星電視接收工程	140
1084	個人電腦網路與數據通信概論	200
1096	光纖特性與應用	180
1164	區域網路概論	160
1362	數位/語音通信系統	280

工業電子·自動控制

0641	轉換器介面手冊	160
0670	檢測器原理與使用	150
0803	感測器與轉換器	210
M011	圖解感測器應用實務	150
1132	感測器原理與應用	260
1003	感測器原理與應用技術	140
0587	察覺器(Sensor)原理與應用	260
1012	程序控制與轉換器使用技術	240
1162	工程量測	290
0378	直流馬達速度控制.伺服系統	180
1070	感測電路與微電腦介面	170
1319	6502 PC可程式控制器-製作與應用	220

• 上列售價若有調整，請以最新目錄為準。