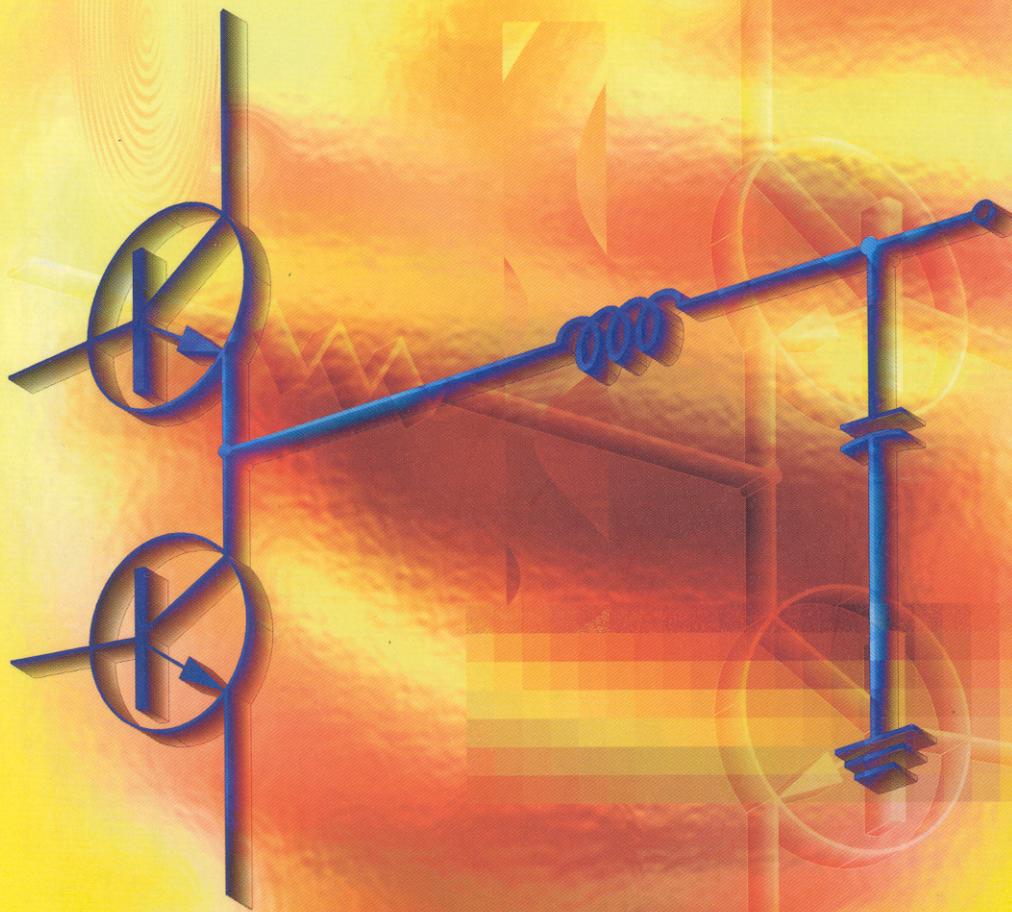


SPECIAL

最新交換式電源技術

溫坤禮、陳德超 編譯



全華科技圖書股份有限公司 印行

目 錄

第〇章 本章的閱讀方式及交換式電源的綜合介紹	0-1
0-1 本書的閱讀方式及建議	0-2
0-2 交換式電源的生產狀況	0-2
0-3 交換式電源的規格要求	0-4
0-4 交換式電源的技術動向	0-4
第一章 軟交換的方法介紹	1-1
1-1 何謂軟交換(Soft Switching)	1-2
1-1.1 PWM(Pulse Width Modulation)和軟交換式	1-2
1-1.2 交換損失的種類	1-3
1-2 交換損失的防止方式	1-4
1-2.1 交換元件響應延遲作用而產生損失的防止	

方法	1-4
1-2.2 ZCS 的基本回路	1-6
1-2.3 寄生電容所引起之損失的防止方法	1-9
1-2.4 ZVS 的基本回路	1-10
1-2.5 變壓器洩漏電感所引起之損失的防止方法	1-12
1-2.6 交換損失之討論	1-13
1-2.7 部份振盪電路	1-14
1-3 低雜訊 RCC 自激式交換式電源的研製	1-16
1-3.1 利用軟交換的低雜訊自激式交換式電源	1-16
1-3.2 PSpice 的介紹說明	1-17
1-3.3 實際研製交換式電源轉換器	1-25
1-3.4 軟交換的效果比較	1-31

第二章 前進式(Forward)式低雜訊

5V/15A 電源 2-1

2-1 何謂“準E級交換式”電源	2-2
2-1.1 交換損失及雜訊	2-2
2-1.2 如何降低交換損失	2-3
2-1.3 如何減少交換雜訊	2-4
2-2 自激式 Forward 交換電源	2-4
2-2.1 動作原理	2-4
2-2.2 定電壓控制	2-7
2-2.3 過電流保護	2-9
2-2.4 飽和電抗匝數的設計方式	2-10

2-3 實際製作 5V/15A 的電源	2-12
2-3.1 回路及主要元件的動作原理	2-12
2-3.2 變壓器的規格	2-15
2-3.3 輸出的各部份波形	2-17
2-3.4 輸出功率的調整	2-19
2-3.5 其它特性	2-19
第三章 軟同步 (Soft Synchronous) 整流型交換式 16.5V/3A 電源	3-1
3-1 何謂同步整流	3-2
3-2 同步整流電路	3-3
3-3 自激型整流器之同步整流	3-4
3-3.1 基本原理	3-4
3-3.2 定電壓控制	3-6
3-3.3 ON 狀態下固定的振盪頻率	3-7
3-3.4 過電流保護	3-9
3-3.5 過熱保護	3-9
3-4 16.5V/3A，效率為 88 % 的電源設計舉例	3-10
3-4.1 過電壓保護	3-14
3-4.2 過電流保護	3-15
第四章 24V/2A 頻率固定式交換電源的 軟交換化	4-1
4-1 頻率固定式得交換電源	4-2

4-2 降低雜訊的方法	4-2
4-2.1 連續模式和不連續模式	4-2
4-2.2 閘極驅動回路及雜訊的關係	4-4
4-2.3 一般的使用電路	4-6
4-3 回路變壓器的設計	4-8
4-3.1 一次繞組電感 L_p 的求法	4-8
4-3.2 匝數和間隙的求法	4-10
4-3.3 線徑和隔離層的求法	4-12
4-3.4 是否需要採用三明治繞法	4-15
4-4 軟交換化	4-16
4-4.1 實際的應用回路	4-17
4-4.2 軟交換化的電源	4-18
4-4.3 波形分析	4-20

第五章 利用主動濾波器(Active Filter) 消除 24V/6A 電源的高頻諧波成份 5-1

5-1 交流的有效功率及無效功率	5-2
5-1.1 交流整流器的平滑電路	5-2
5-1.2 利用軟體模擬	5-3
5-2 利用主動濾波器於高頻諧波之抑制	5-6
5-2.1 主動濾波器的動作原理	5-6
5-2.2 主動濾波器用之 IC	5-8
5-2.3 24V / 6A 電源應用列說明	5-10

第六章 使用於 5V/5A 同步整流回路上的

90%效率之降壓抗流圈	6-1
6-1 同步整流	6-2
6-1.1 電流變壓器	6-2
6-1.2 同步驅動	6-3
6-2 5V／5A 降壓抗流圈的設計	6-4
第七章 低消耗功率 5V/0.4A 交換式電源	7-1
7-2 低消耗功率的必要性	7-2
7-2 5V/0.4A 電源回路介紹	7-2
7-2.1 主要構成之要素	7-2
7-2.2 可飽和之變壓器	7-3
7-2.3 回路的動作說明	7-3
7-2.4 重置電流控制回路	7-5
7-2.5 過電流保護	7-6
7-2.6 軟交換	7-6
7-3 測定值	7-7
第八章 適合初學者入門的交換式電源 調整器系列介紹——截波器 (Chopper)	8-1
8-1 利用三端子電源調整器 IC 研製截波器型式的 電源	8-2
8-1.1 三端子電源調整器的振盪	8-2

8-1.2	回路的評估	8-3
8-1.3	振盪的機構	8-5
8-1.4	其它廠家的調整器	8-6
8-2	利用截波器研製 DC 到 DC 的轉換器	8-7
8-2.1	布型電感(Cloth Indutance)的使用	8-7
8-2.2	實際的回路成品	8-8
8-2.3	動作原理說明	8-10
8-2.4	實際的硬體	8-10
8-2.5	性能評估	8-11
8-3	利用 PSpice 做模擬	8-11
8-3.1	模擬的數據(檔案)	8-11
8-3.2	各部位波形的狀況	8-13

第九章 適合初學者入門的交換式電源調整器系列介紹——線性調整器(78 系列，79 系列，LM317 及 TL431) 9-1

9-1	三端子調整器 IC	9-2
9-1.1	78 系列的三端子調整器	9-2
9-1.2	電容的選擇和最小輸入輸出電壓差	9-4
9-1.3	變壓器的選擇	9-9
9-1.4	79 系列的三端子調整器	9-9
9-1.5	低損失型定電壓輸出電源	9-10
9-1.6	輸出電壓可變型電源	9-11
9-1.7	散熱裝置	9-13

9-2 含參考電源之控制 IC(TL431)	9-15
第十章 交換式電源用之特殊元件	10-1
10-1 電阻方面的特殊元件	10-17
10-2 電容方面的特殊元件	10-19
10-3 電感方面的特殊元件	10-23
10-4 MOSFET 方面的元件	10-25
第十一章 交換式電源動作原理的總結及範例	11-1
11-1 電源的動作原理總結	11-2
11-1.1 RCC 振盪的原理	11-2
11-2 自激式 Forward 型電源的振盪原理	11-3
11-3 PWM 式 Forward 型電源的動作原理	11-4
11-4 PWM 轉換器的兩種方式	11-5
11-4.1 一般型式的 PWM 式轉換器	11-5
11-4.2 電流模式的 PWM 型轉換器	11-6
11-5 利用 PWM 轉換器做軟啟動及工作時間(Duty Time)的控制	11-7
11-6 ON 時間固定型 Flyback 電源的動作原理	11-8
11-7 範例介紹	11-9
11-7.1 誤差放大器的響應特性	11-9
11-7.2 AC 線上濾波器	11-11

第十二章 雜訊的介紹

12-1

12-1 雜訊中的 RFI 及 EMC	12-2
12-1.1 雜訊的根源	12-3
12-1.2 連結及傳導之迴路	12-4
12-1.3 被影響的機器部份	12-5
12-2 EMC 的規格	12-5
12-3 電源方面的雜訊規格	12-8
12-4 高頻訊的限制規格	12-10
12-5 VCCI	12-12
12-5 端子的雜訊電壓	12-14
12-6 EMC 的測試及測試中心(Test Sight)	12-15



第〇章

本章的閱讀方式

及交換式電源

的綜合介紹

0-1 本書的閱讀方式及建議

本書重點是放在製作實例的介紹，尤其是在效率和耐雜訊方面特別的加以說明，各位讀者可以依本身的需要做閱讀順序上的調整。如果在實作上需要購買相關的元件時，可以參照本書第十章中所提供的廠商名單，自行做更進一步的洽詢。

0-2 交換式電源的生產狀況

在圖 0-1 中列出了交換式電源於 1987 年至 1995 年的生產金額及生產的件數。其中值得說明的是在 1991 年由於泡沫經濟的崩潰，為了因應此一狀況，有些公司也將產業外移，使得成本降低。由於這些產品從國外輸入，因而使圖 1 的生產金額有些許的下降。

在圖 0-2 中則是列出了交換式電源在市場上的應用領域，由圖中可得知，個人電腦、傳真機、行動電話及影印機等 OA 產品佔了 $\frac{3}{4}$ 之多，不過隨著社會進步，民生用的金額應該會大幅的上昇。

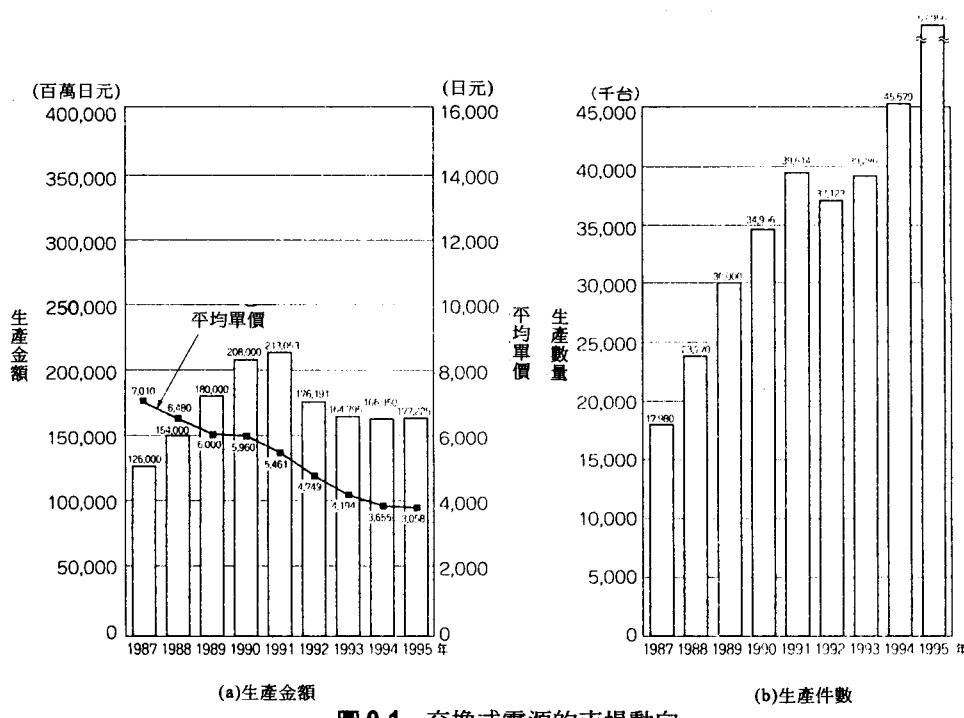


圖 0-1 交換式電源的市場動向

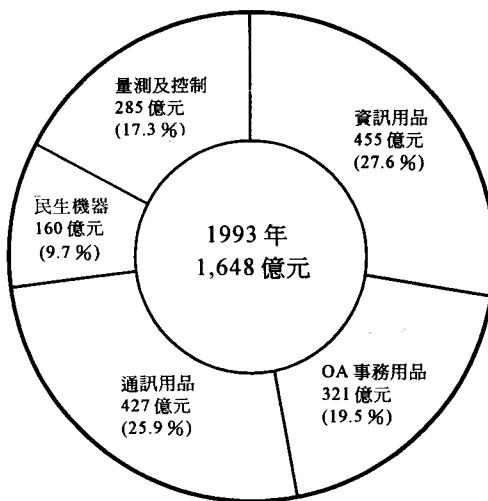


圖 0-2 交換式電源的市場佔有率

0-3 交換式電源的規格要求

交換式電源的規格要求的可以歸納為

- (1) 安全規格
- (2) 雜訊規格
- (3) 高次諧波規格

三大項。

對於安全規格而言，依據 PL 法(Product Liability)，是當產品於消費者手中發生事故時，製造廠商需負連帶的責任，因此在產品出廠前必須做好認證，並給予產品安全標誌(類似台灣的商檢合格標籤)。而雜訊規格則以 CISPR(Comite Internationale Special des Perturbations Radioelectriques)所規定的 Pub.22 文件為標準。在高次諧波方面，目前並無明文規定，一般多是以各廠家的手冊為主，不過現已有朝向 IEC1000-3-2 及 IEC1000-3-3 法規整合的趨勢了，如果各位讀者要了解更進一步的資訊，可以先翻閱本書的第十一章。

0-4 交換式電源的技術動向

如同規格的要求，交換式電源的技術動向可以歸納如下列幾項：

- (1) 高效率化
- (2) 低雜訊及耐雜訊
- (3) 高次諧波對策
- (4) 低消耗功率

高效率化的交換式電源，長久以來都是主要的研究主題，估計在西元2000年時可以達到5V的交換式電源具有90%的效率。而目前的研究方向則是朝向軟交換式(Soft-Switch)及同步整流方面，詳情請見本書的第三章及第六章內容。

在雜訊方面，則必須滿足EMC的要求，在本書中只是概略的說明，各位讀者可以參考IEEE所發行的EMC期刊。

而在高次諧波方面，對於75W功率以上的交換式電源，則是利用C-less Converter電路(意思為整流後的直流部份不經電容平滑即做交換式處理的電路)，詳細情形請見本書第五章的說明。

另外在低消耗功率上，主要設計重點為當機器於待機狀態時，消耗的功率必須在最小狀態，目前的實作製品有300W的功率輸出在待機狀態時只需消耗1W的功率，這在本書的第七章中會有詳細的介紹。

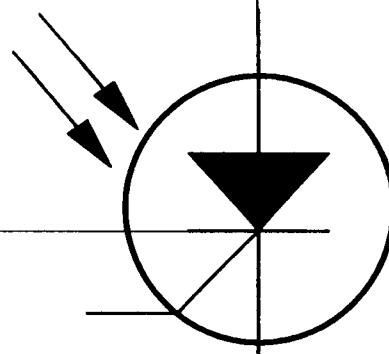
○參考文獻○

1. 日本電子機械工業會，交換式電源業務委員會，“1995年交換式電源的現狀及動向”，1996年3月。
2. 日本能率協會，1996年交換式電源研討會，“PL法及安全規格的對應技術”。

小電池大用途 讓電池發揮最大的功效

電池活用手冊
編號02401/李世興編譯
20 K/432頁/定價340元

時下電製品皆講求它的可攜性高，相對的選擇使用高效率的電池就顯得相當重要。而本書係針對各種電池的結構、特性及使用場合作一完整介紹，其中穿插了許多應用電路實例和趣味短文，非常適合從事電源、電池設計者或一般對電池有興趣的讀者閱讀。





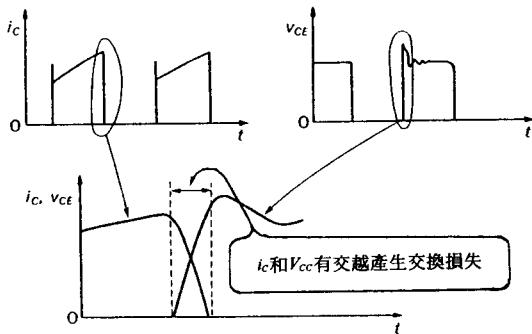
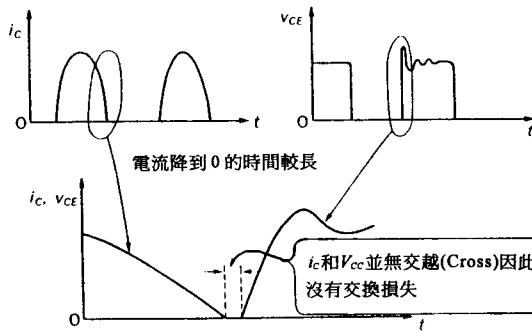
第一章 軟交換的方法介紹

由電機的理論中可以得知，當電源的體積要縮小時，交換頻率數一定要加大，一旦頻率加大，接著而來的優點就是交換時所產生的損耗亦會降低。本章的目的即是針對此一現象，介紹如何使用軟交換的方式，將上述的現象凸顯，並實際的提出共振型電路及部份共振型電路的解說，再將其應用於實作一 RCC 型的 24V/4.5A 之交換式電源上。

1-1 何謂軟交換(Soft Switching)

☆ 1-1.1 PWM(Pulse Width Modulation)和軟交換式

在電源的基本設計上，我們是希望得到高交換速度的電源，因為交換速度一加大，損失就降低，可是此時交換雜訊就會加大，為了解決此一矛盾，因此發展出利用共振型及半共振型兩種電路。在交換速度增加時，可以將交換損失及交換雜訊同時降低，這就是軟交換的意義。在圖 1-1 中列出了 PWM 型式和電流共振型的 i_c 及 V_{cc} 關係圖，由圖中可以很明顯的得知利用共振電路時，損失是比 PWM 型小得許多。

(a) PW 型式的 i_C 和 V_{CC} 之波形(交換時)(b) 電流共振型之 i_C 和 V_{CC} 之波形(交換時)圖 1-1 PWM 型式和電流共振型之 i_C - V_{CC} 波形

☆ 1-1.2 交換損失的種類

有了軟交換的電路後，接著再討論交換的損失種類。一般而言，交換損失可以分成下面幾類：

- (1) 在交換元件上由於響應時間的延遲而產生延遲損失，尤其在雙極性的電晶體上最常見到。
- (2) 交換元件上的寄生電容所產生，常常存在於 MOSFET 上。

- (3) 在變壓器上的洩漏(Leakage)電感的損失，一般是由此所產生的突波(Surge)而造成損失。
- (4) 交換頻率在 500kHz 以上時，會和 AM 產生干涉的能量損失。而以上的損失其大小都和交換的頻率是成正比加大，亦即在 200kHz 下的損失會是在 100kHz 下的兩倍之多。因此在以往的做法是降低寄生電容的大小，或是利用緩衝(Snubber)電路吸收突波，但是這些方式在目前都已嫌麻煩，因此提出新的改善方式以降低交換時的損失。

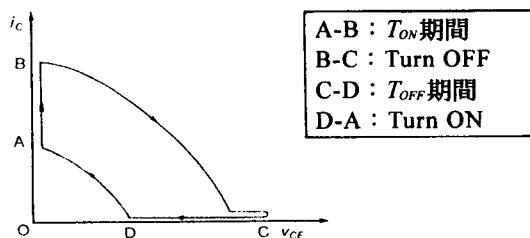
1-2 交換損失的防止方式

☆ 1-2.1 交換元件響應延遲作用而產生損失的防止方法

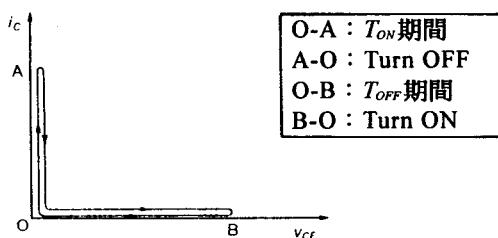
交換元件為雙極性元件時，由於在 ON 和 OFF 之間會有下降時間(t_f)，此一 t_f 即是造成損失的原因。為了防止此一情形產生，必須將元件設計能在電流為未到達零時，電壓不能有上昇的情形發生，此一方式稱為ZCS(Zero Current Switching)，如圖 1-1(b)中所示。另外如果將 i_c 和 v_{CE} 用函數表示的話，則可以寫成下列的式子：

$$\begin{aligned} i_c &= f(t) \quad \text{及} \quad v_{CE} g(t) \text{之下} \Rightarrow \\ i_c &= f \mid g^{-1}(v_{CE}) \mid \end{aligned} \quad (1-1)$$

根據(1-1)式，我們可以將圖 1-1 的波形畫成軌跡圖的型式，如圖 1-2 所示。又由於電晶體(雙極性元件)的特性可以分成飽和區，工作區及截止區(如圖 1-3 所示)，因此如果要滿足ZCS的條件，則 $i_c - V_{CE}$ 的軌跡就不能通過工作區，這就是本節中所提到 ZCS 所必須擁有的動作特性。



(a)圖 1-1(a)的軌跡



(b)圖 1-1(b)的軌跡

圖 1-2 圖 1-1 中 i_C 和 V_{CE} 的軌跡圖

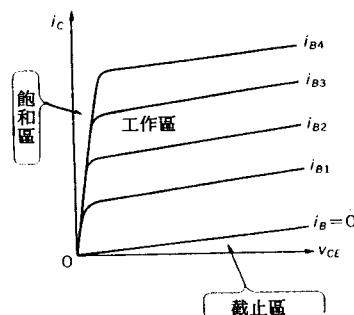


圖 1-3 雙極性元件的 i_C - V_{CE} 特性及三個區域

☆ 1-2.2 ZCS 的基本回路

對 ZCS 回路而言，主要的構成元件為交換用變壓器 T_r ，二極體 D_r ，電容 C_r 及電感 L_r ，而類別則大致可以分為降壓型(Buck)，昇壓型(Boost)及昇降壓型(Buck boost)三類(如圖 1-4 所示)。圖 1-5 則為和昇降壓型具有相同等價回路的 Flyback 型轉換器，圖 1-6 則為和降壓型具有相同等價回路的 Forward 型轉換器之電路圖。另外圖 1-7 為圖 1-4 之降壓型電路的修飾型(Modify)，將振盪的部份由圖 1-4 的單一元件變成在虛線內的所有元件，並利用二極體的作用可以形成半波振盪及全波振盪的型式。此外在圖 1-7 中，平滑用電容及電感(C_r 及 L_r)的數值由於相當的大，因此在振盪時，能使流過 L_r 的電流保持一定值。另外圖 1-7 又可簡化成圖 1-8 的型式，對圖 1-8 而言，我們只要設定交換時間 T_{ON} 大於 L_r 及 C_r 的振盪週期一半以上，這樣即使在振盪電流到達零時，交換狀態仍會永遠的處於 ON 的狀態，意思就是將交換狀態切斷，交換電流仍不會為零。圖 1-9 則為半波振盪交換時之部份狀況，根據振盪的條件，可以得到

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (1-2)$$

$$I_p = I_o + \frac{V_{IN}}{Z_r} \quad (1-3)$$

$$I_p' = I_o - \frac{Z_{IN}}{Z_r} \quad (1-4)$$

其中 I_p : L_r 的電流峰值

V_{IN} : 輸入電壓

此外對於 ZCS 而言，要能夠產生振盪，除了 $I_p' < 0$ ($I_o < \frac{V_{IN}}{Z_r}$) 外，另一個主要的條件是交換時間中的 T_{ON} 時間必須保持為一定，如此才能在變化 T_{OFF} 時間之下得到電壓及定電流之輸出。

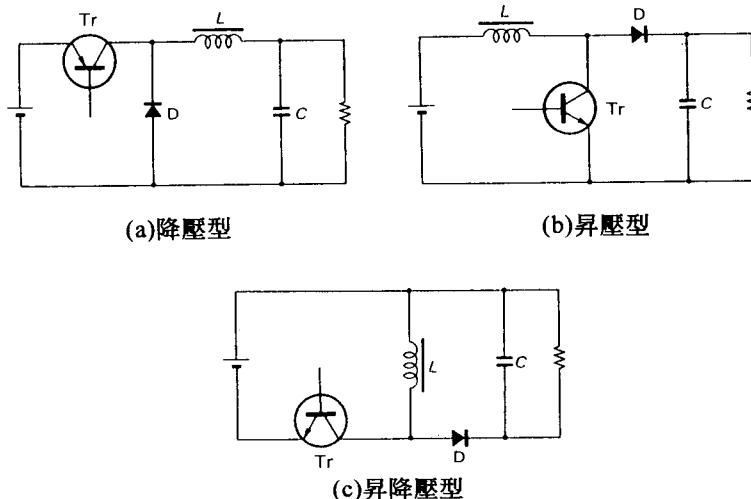


圖 1-4 交換式回路的基本構造

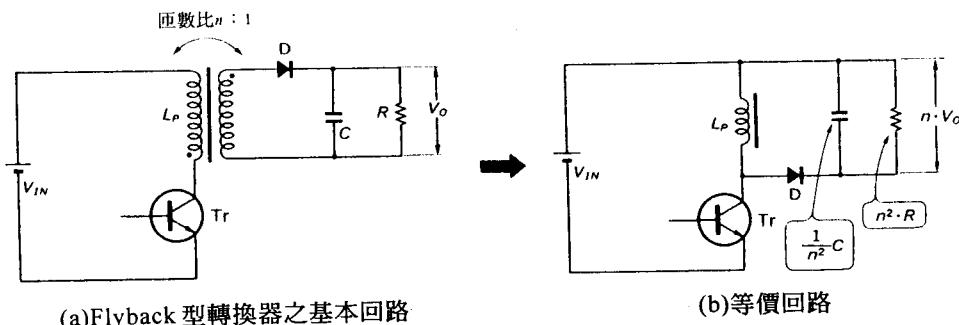


圖 1-5 Flyback 轉換器的等價回路

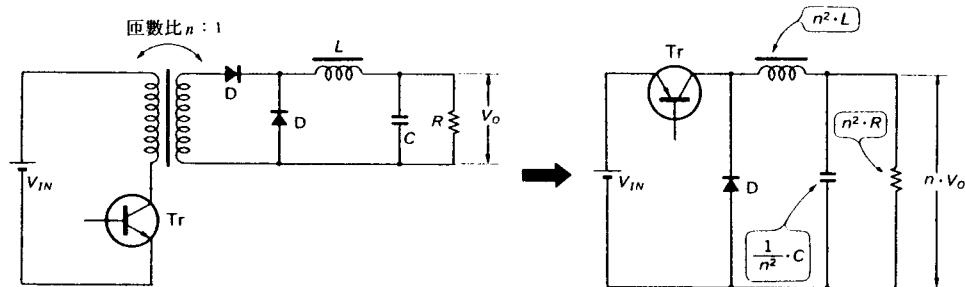


圖 1-6 Forward 轉換器的等價回路

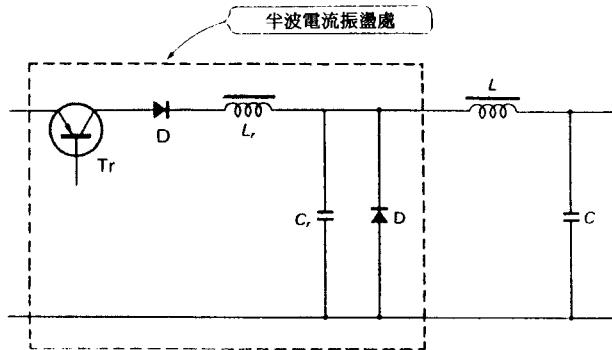


圖 1-7 降壓型電流振盪型式之回路

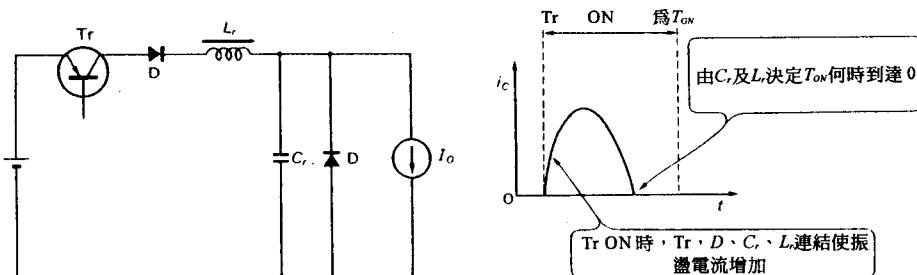


圖 1-8 電流振盪型式之回路及 ON 時的電流波形圖

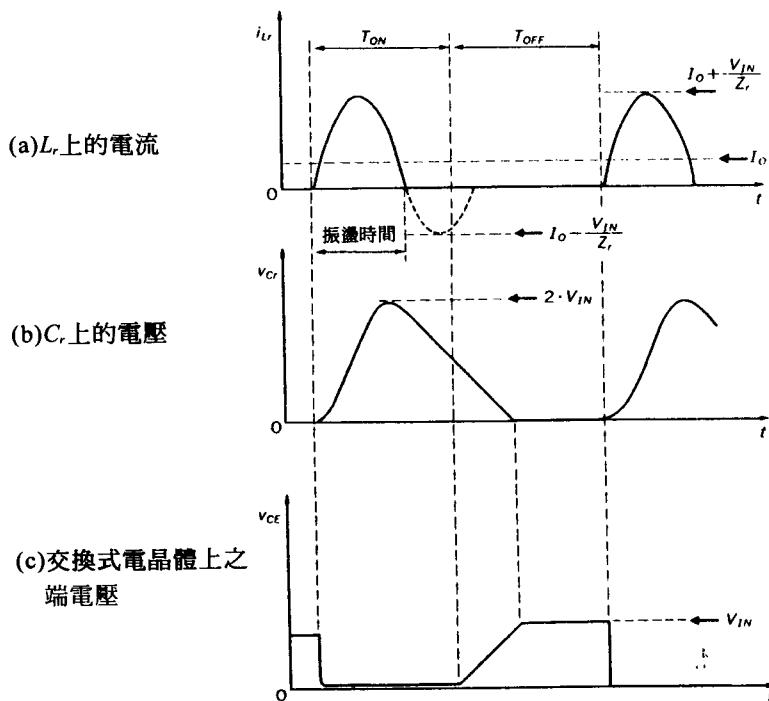


圖 1-9 半波電流振盪形回路的波形

☆1-2.3 寄生電容所引起之損失的防止方法

在前面所討論的雙極性元件的響應延遲，一般可以由 MOSFET 加以改善。因為由實驗數據得知雙極性元件的交換頻率為 100kHz，而 MOSFET 則可到達 10MHz，但是在解決了響應延遲的問題之後，接著卻發生了寄生電容的問題。由於 MOSFET 的寄生電容遠大於雙極性元件，並且所造成的損失是和充電電壓大小的平方成正比，因此為了防止此項損失，提出了使用 ZVS(Zero Voltage Switching)回路做為降低損失的改善方法。

在提到ZVS回路之前，我們先寫出寄生電容所造成的損失之大小為

$$P_{coss} = \frac{1}{2} C_{oss} \cdot V_D^2 \cdot f \quad (1-3)$$

其中 P_{coss} 為損失大小， C_{oss} 為寄生電容大小， V_D 為 OFF 期間之充電電壓， f 為交換頻率這些關係，各位讀者可以參照圖 1-10 所示做一參考。

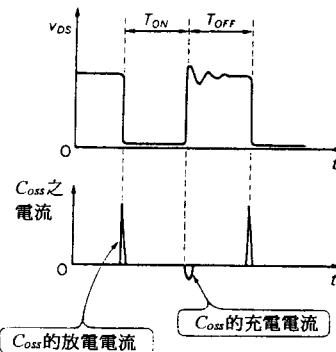


圖 1-10 MOSFET 在做 PWM 之交換時汲極和源極之電壓(V_{ds})和寄生電容 C_{oss} 充放電流之關係)

☆ 1-2.4 ZVS 的基本回路

在圖 1-11 中列出了圖 1-4(a)中的 ZVS 型回路，和 ZCS 一樣，虛線內仍為電壓振盪部份，也一樣的分成半波和全波兩種。而圖 1-11 和圖 1-8(a)不同的地方是圖 1-8(a)是在 ON 時形成振盪鍵結(Link)，而圖 1-11 則是在 OFF 時才會形振盪鍵結。因此電壓振盪的週期變成 T_{OFF} 要大於 C_r 和 L_r 的振盪週期一半以上，使得振盪電壓就算到達零時，交換狀態仍會處於 OFF 狀態，如此一來就不會有寄生電容所產生的能量損失了。在圖 1-12 中列出 C_r 的電壓和 L_r 的電流的波形，而再進一步比較 ZCS 的特性可以得到：

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (1-6)$$

$$V_p = V_{IN} + I_o Z_r \quad (1-7)$$

$$V_p' = V_{IN} - I_o Z_r \quad (1-8)$$

其中 V_p : C_r 的電壓峰值

V_{IN} : 輸入電壓

因此對ZVS而言，要有振盪產生，也是除了 $V_p' < 0$ ($I_o > \frac{V_{IN}}{Z_r}$) 外，另一個條件是交換時間中的 T_{OFF} 必須為一定值才可以。

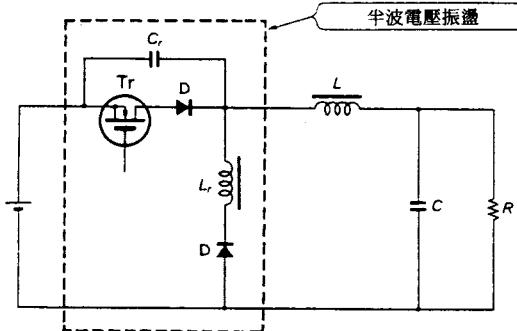


圖 1-11 附有振盪回路之降壓型電路

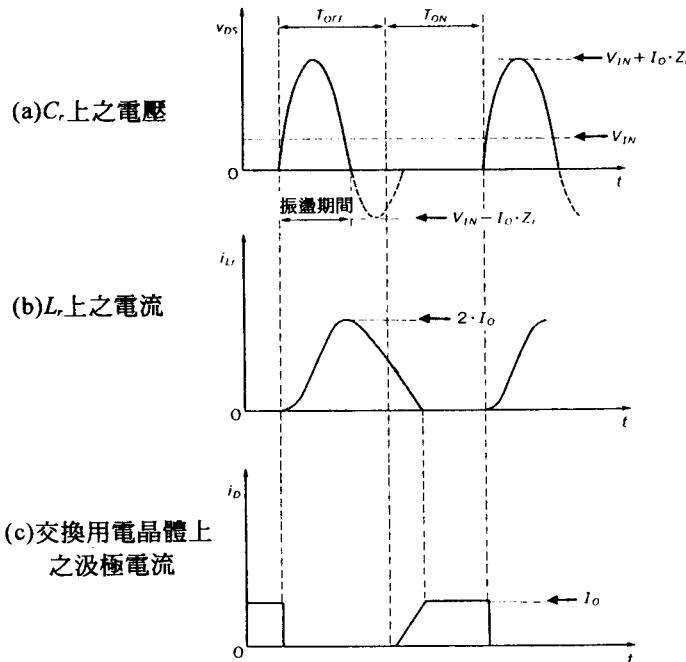


圖 1-12 半波振盪下各部份之波形

☆ 1-2.5 變壓器洩漏電感所引起之損失的防止方法

除了以上所提到的損失外，另外由於在交換回路上必須使用到變壓器，因此在變壓器中的一次繞組和二次繞組之間所存在洩漏電感，也會經由在ON/OFF轉態時所產生的突波而產生損失。為了防止此一現象而造成巨大的損失，因此加入了緩衝(Snubber)電路做能量的吸收。而緩衝電路中又可以分成鉗位型態(Clamping)和阻尼型態(Damper)兩種，前者的特點為抑制突波電壓，但雜訊抑制效果較差，而後者除了可以抑制突波電壓外，雜訊抑制的效果也較前者為佳，兩者的電路如圖 1-13 及圖 1-14 所示。

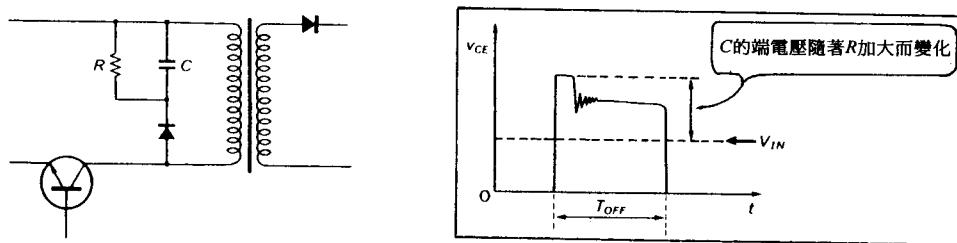


圖 1-13 鉗位型態之緩衝電路

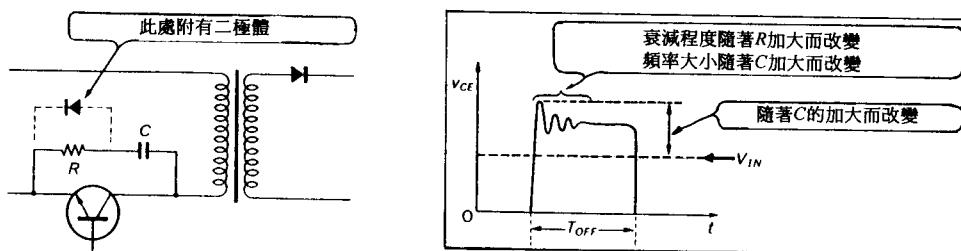


圖 1-14 阻尼型態之緩衝電路

★ 1-2.6 交換損失之討論

在前面的討論中，我們得知了交換損失的種類及各種防止損失的方法，並且討論了 ZCS 及 ZVS 的特性，在本節中再做一次歸納。

- (1) 電流振盪方面：主要利用電流的啟動(Turn-ON)，使得突波電壓不致產生，因此在洩漏電感的損失上有良好的功效。
- (2) 電壓振盪方面：可以做三種損失的防止，但是由於在動作時，峰值電壓會增加到 2 倍以上，因此在選擇元件時，耐壓值的大小上要特別注意。

☆ 1-2.7 部份振盪電路

所謂的部份振盪電路即是將ZVS及ZCS電路和傳統的PWM回路結合，形成具有兩者優點的回路。在圖 1-15 中，虛線內部為半波振盪部份，雖然主體上是 PWM 型式，但是振盪的型式已經是 ZCS 的型式了。

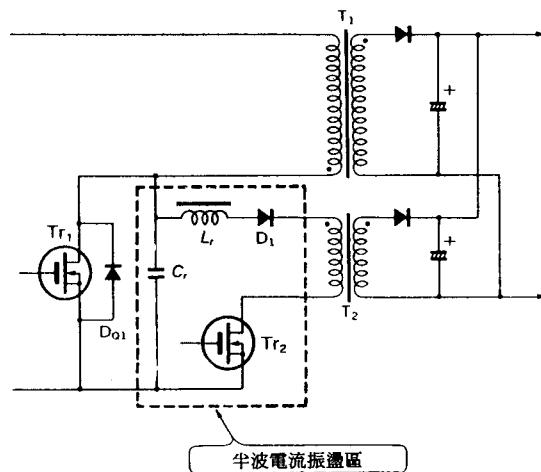


圖 1-15 部份振盪電路之一例

圖 1-16 為圖 1-15 中各部份的波形，在圖 1-15 的例子中，利用 Tr_2 的時序(Timing)做 Tr_1 的觸發動作，使得電容可以做完整的放電。此外亦將 Tr_1 的電流在振盪時利用 C_1 將其截斷，使得突波電壓不會產生，達到了損失的防止效用。

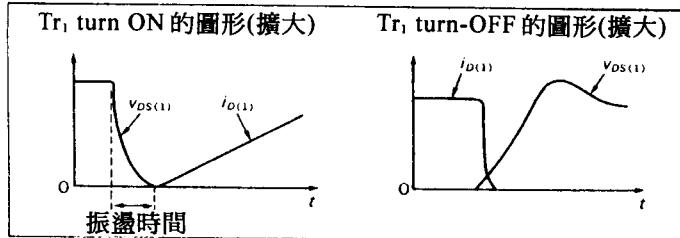
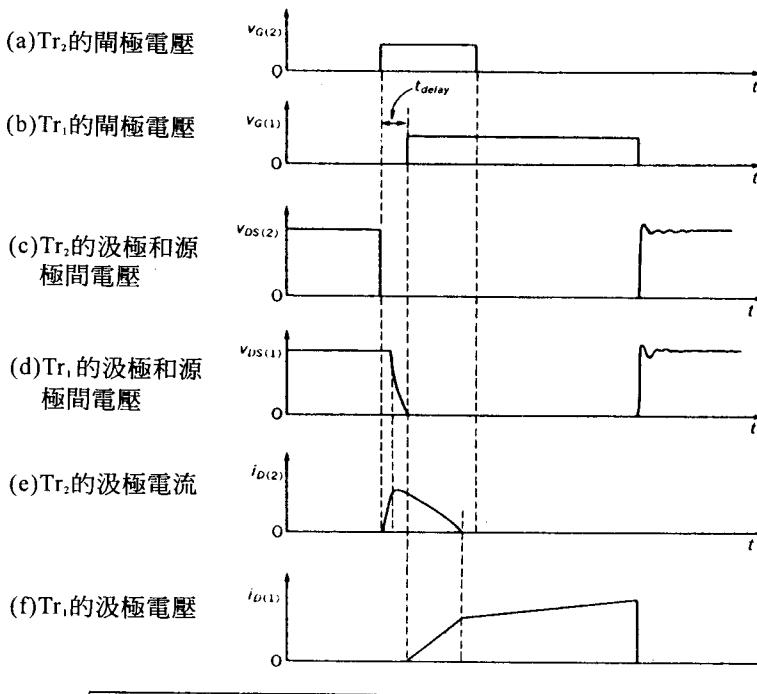


圖 1-16 圖 1-15 中各部份的波形

一般而言，在設計此種部份振盪的電路上，大部份是使用 ZVS 電路和 PWM 結合，並且使用 PM(Phase Modulation)方法做軟交換，詳細的研製情形請讀者進入第四章內詳讀。

1-3 低雜訊 RCC 自激式交換式電源的研製

在本節中實際的製作一個規格為 24V/4.5A RCC 型式的交換式電源，並利用 PSpice 做電路模擬，以期得到各參數之最佳值。

☆ 1-3.1 利用軟交換的低雜訊自激式交換式電源

對於利用軟交換的低雜訊 RCC 式自激式交換式電源而言，是利用間歇振盪器(Blocking Oscillator)做自激振盪。主要的波形請詳見圖 1-17，而在振盪時電容的大小為

$$V_C = V_{IN} + \frac{n_1}{n_2} \cdot V_o \quad (1-9)$$

其中 V_{IN} ：輸入電壓

V_o ：輸出電壓

n_1 ， n_2 ：一次及二次繞組之匝數

另外由電容所造成損失則為

$$P_{loss} = \frac{1}{2} C V_{IN}^2 f \quad (1-10)$$

其中 C ：電容值

f ：振盪頻率

而本節中所介紹的交換式電源，可以叫做針對能降低損失並且具有高耐雜訊的能力的有點像 ZVS 又不太像 ZVS 的電路。

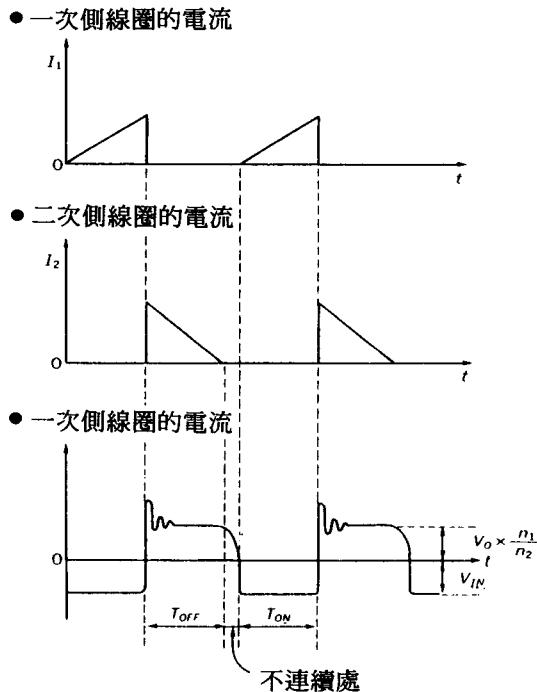


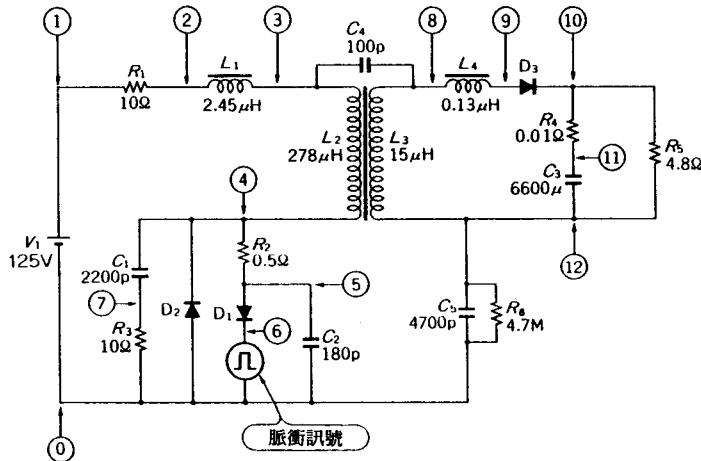
圖 1-17 RCC 方式之波形及其不連續之處

☆1-3.2 PSpice 的介紹說明

一般在做實作產品之前，都先經由軟體模擬而使所有的參數達到最佳的數值匹配，而交換式電源也不例外，因此在本節中介紹常用來做模擬的 PSpice 的一些細節及其模擬的結果。

1. Turn-OFF

Turn-OFF 的模擬電路如圖 1-18(a)所示，其中 CIR 及 CMD 檔內容 List 1-1 中，而動作程序則為輸入使用脈衝(Pluse)。在輸出為零時，輸入是短路的，而當輸出為 500V 時，其效果相當於將 D_1 二極體視為一個齊納(Zener)二極體的作用，所得的波形如圖 1-19 所示。



其中： R_2 ：交換元件 ON 之電阻

R_4 ： C_3 之 ESR

R_6 ：防止電路浮動之電阻

C_1 ：交換元件的寄生電容

C_2 ：緩衝電路的電容

C_4 ：變壓器的雜散電容

C_5 ： Y 電容

D_1 ：交換元件之代用品(針對脈衝訊號)

D_2 ：交換元件之寄生二極體

L_2 、 L_4 ：變壓器的洩漏電感

圖 1-18 Turn-OFF 及 Turn-ON 的 PSpice 模擬電路

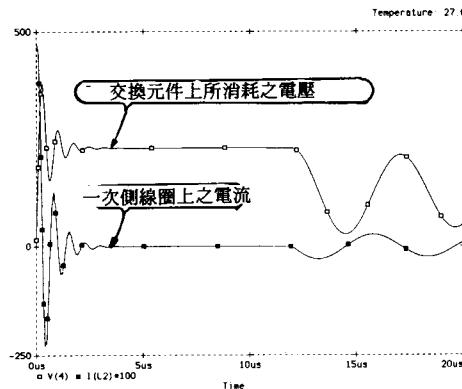


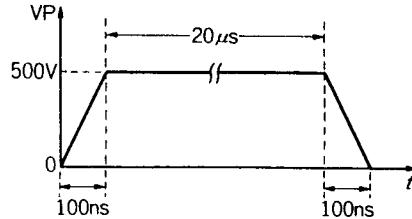
圖 1-19 圖 1-18 的輸出波形

```

TURN-OFF/TURN-ON
.TRAN 1N 20U ON 10N UIC
.OPT ITL5=10000
.MODEL DD D
V1 1 0 125V
VP 6 0 PULSE(0 500V 0 100N 100N 20U 20U)
R1 1 2 10
R2 4 5 0.5
R3 7 0 10
R4 10 11 0.01
R5 10 12 4.8
R6 12 0 4.7MEG
C1 4 7 2200P
C2 5 0 180P
C3 11 12 6600U IC=24V
C4 3 8 100P
C5 12 0 4700P
L1 2 3 2.45U IC=4.6A
L2 3 4 278U IC=4.6A
L3 12 8 15U
L4 8 9 0.13U
K1 L2 L3 0.999
D1 5 6 DD
D2 0 4 DD
D3 9 10 DD
.PROBE
.END

```

● 脈衝訊號之波形



(a)CIR 檔

A
V(4) I(L2)*100

(b)CMD 檔

List 1-1 CIR 及 CMD 檔

另外圖 1-20 為鉗位型態的模擬電路圖，其 CIR 及 CMD 檔內容均列於 List 1-2 中，和圖 1-18 的差別主要是在前者是利用 C_1 數值的改變而使得電壓上升電流就下降，而且洩漏電感 L_1 的電壓也會下降，如此一來雜訊就可以被抑制到最小。而後者則是當 C_2 的電壓下降，鉗位效果就會上升而會導致雜訊的增加，並且洩漏電感也會有大電流通過，加大電路損失。圖 1-21 中列出了鉗位型態的輸出波形圖。

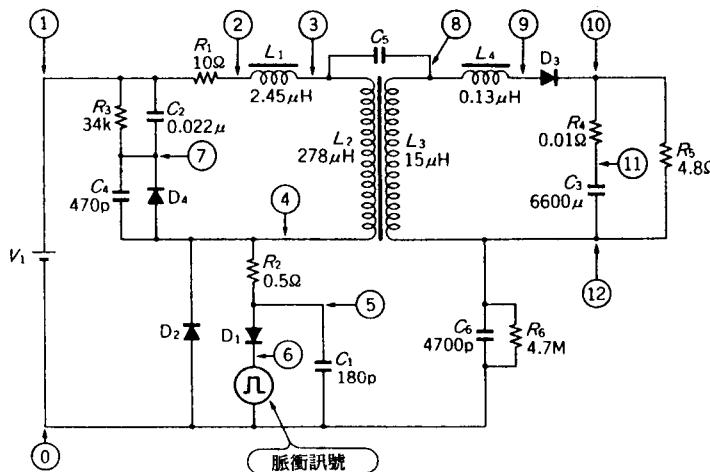


圖 1-20 鉗位型態的模擬電路①~⑫如同圖 1-18(a)

```

TURN-OFF/TURN-ON
.TRAN 1N 20U ON 10N UIC
.OPT ITL5=10000
.MODEL DD D
V1 1 0 125V
VP 6 0 PULSE(0 500V 0 100N 100N 20U 20U)
R1 1 2 10
R2 4 5 0.5
R3 7 1 34K
R4 10 11 0.01
R5 10 12 4.8
R6 12 0 4.7MEG
C1 5 0 180P
C2 7 1 22N IC=200V
C3 11 12 6600U IC=24V
C4 4 7 470P
C5 3 8 100P
C6 12 0 4700P
L1 2 3 2.45U IC=4.6A
L2 3 4 278U IC=4.6A
L3 12 8 15U
L4 8 9 0.13U
K1 L2 L3 0.999
D1 5 6 DD
D2 0 4 DD
D3 9 10 DD
D4 4 7 DD
.PROBE
.END

```

脈衝訊號源之波形

(a)CIR 檔

```

A
V(4) I(L2)*100

```

(b)CMD 檔

List 1-2 CIR 及 CMD 檔

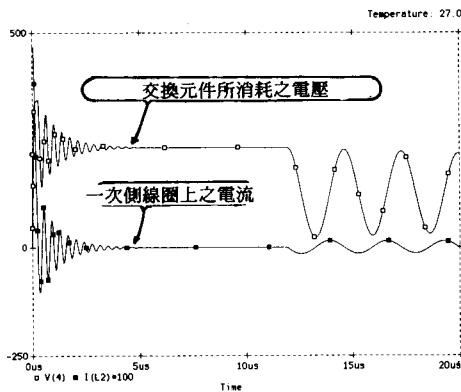
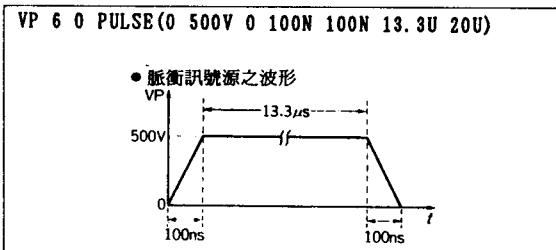


圖 1-21 圖 1-20 的輸出波形

2. Turn-ON

Turn-ON回路仍舊是使用圖1-18(a)，但是CIR及CMD則變成List 1-3(a)、(b)及List1-4(a)、(b)中所示。其主要的變化是在脈衝訊號寬度的改變上，使得電壓 $V(3)$ 和 $V(4)$ 相等。而圖1-22及圖1-23為模擬所得到的輸出波形，由圖中可以很明顯的看出當 Turn-ON 的時間大於振盪週期的一半以上的話，則損失會減少的許多。

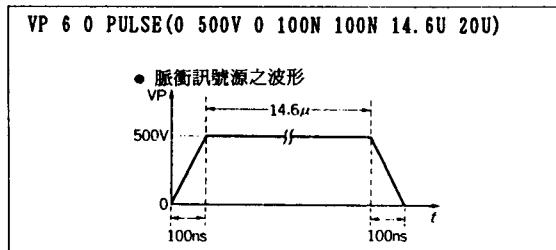


(a)CIR 檔的變化點

A
V(4) V(4)*1(R2)

(b)CIR 檔

List 1-3 將在 List 1-1 中的脈寬設定和一般的 RCC 方式相同



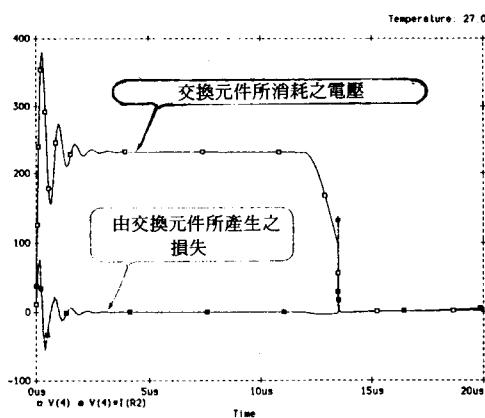
(a)CMD 檔的變化點

A
V(4) V(4)*1(R2)

(b)CMD 檔

List 1-4 將在 List 1-1 中的脈衝設定比一般的 RCC 多半個週期

圖 1-22 List 1-3 所得之結果



↓ Turn-ON 部份的放大圖

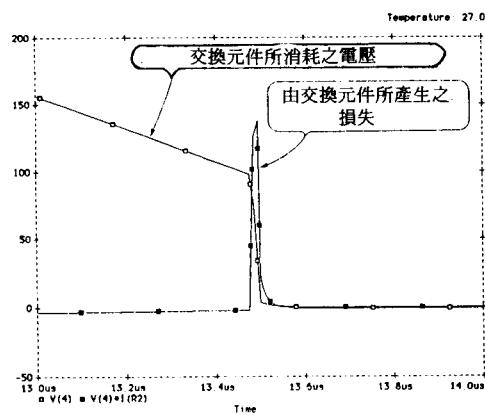
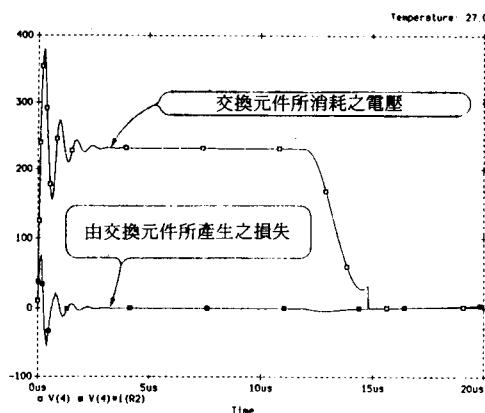


圖 1-22 List 1-3 所得之結果



↓ Turn-ON 部份的放大圖

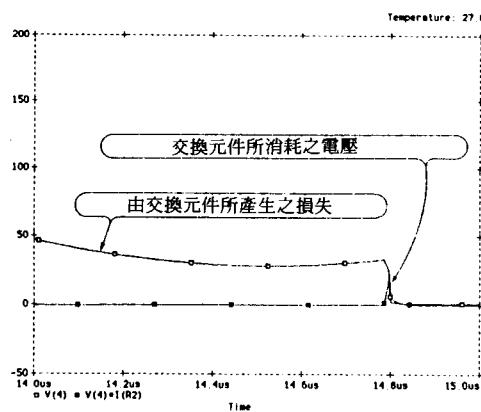


圖 1-23 List 1-4 所得之結果

★1-3.3 實際研製交換式電源轉換器

經由 PSpice 模擬，我們可以得到 Turn-ON 的延遲時間 t_d 和振盪週期在 $t_d = \sqrt{(L_1 + L_2) \cdot C}$ 之下損失是為最小，因此在實際製作時，建議朝此一方向做元件數值的匹配。我們在圖 1-24 中列出了實際的實作電路，其中的緩衝電路則是由再吸收(Resorb)電路代替，並且放在 MOSFET 的閘極和回授線圈之間(用 S_1 表示)，其它的元件則和 RCC 的方式均相同。

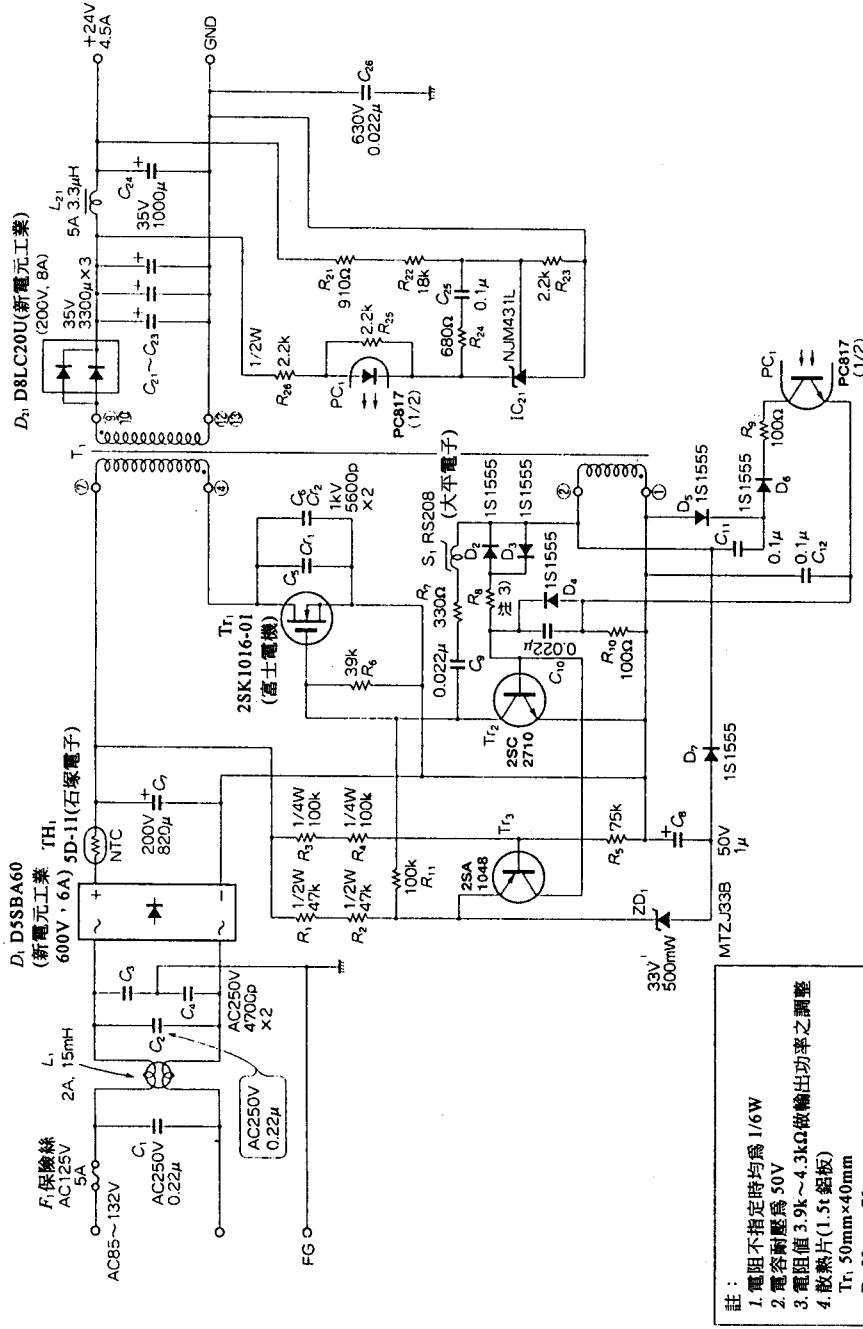


圖 1-24 使用飽和電抗於開極驅動低損失型 RCC 交換式電源上之實例

1. 再吸收元件(Resorb)的選擇方法

在本節中使用一實例做再吸收電路中元件的選擇，我們以RS200系列為一實例，其規格如表1-1所示，而外觀在圖1-25中，根據表1-1的特性中，可以知道其中最重要的參數為“電壓時間之乘積”，因此在設計時均以此為導向，而“電壓時間之乘積”的公式則為

$$V_s = \sqrt{L_p C_r} \times \frac{n_p'}{n_p} V_{IN}$$

其中 L_p ：一次側之電感

C_r ：緩衝電路上之電容

n_p ：一次側之匝數

n_p' ：回檢線圈之匝數

V_{IN} ：平滑整流後之輸入電壓

這樣當計算值 V_s 得到後，再利用圖1-26所觀測到之實際波形，取其實際值 \hat{V}_s (如果為波形像(a)則 $\hat{V}_s > V_s$ ，像(b)時則 $\hat{V}_s < V_s$ ，像(c)時則 $\hat{V}_s = V_s$)後，再對照表1-1中取適當編號之元件即可。以圖1-24中電路為例，在

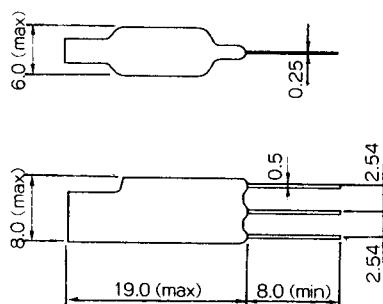
$$\begin{aligned} V_s &= 3.14 \sqrt{11200 \times 10^{-12} \times 278 \times 10^{-6}} \times \frac{2}{30} \times 125 \\ &= 46.2 \times 10^{-6} \text{之下} \end{aligned}$$

對照取表1-1中的RS208即可滿足需求。

表 1-1 RS200 系列的規格表

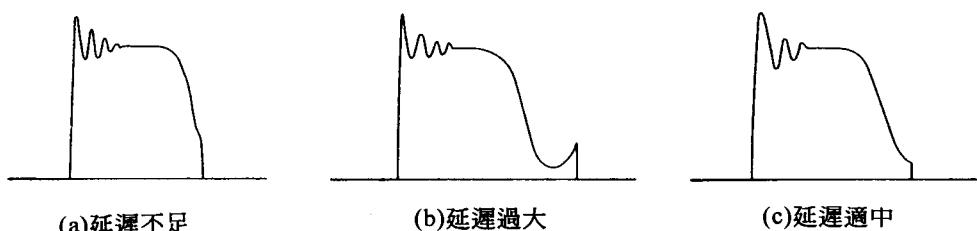
型 名	匝 數	直 流 電 阻	電 壓 時 間 積(標準)
RS204	4	1Ω以下	23 μ V _s
RS205	5	1Ω以下	28 μ V _s
RS206	6	1Ω以下	34 μ V _s
RS207	7	1.5Ω以下	39 μ V _s
RS208	8	1.5Ω以下	45 μ V _s

電壓時間積測定條件：10kHz 專用測定器



單位 : mm

圖 1-25 RS200 系列之外觀

圖 1-26 V_{DS} 和延遲時間長短之波形

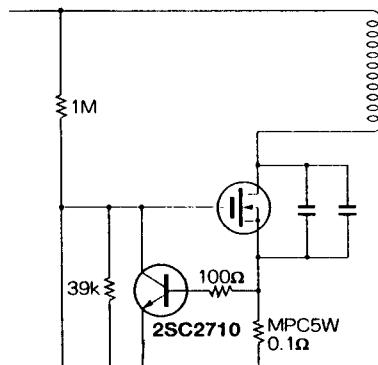
2. 控制回路

控制回路的主要元件是使用小訊號電晶體 2SC27110，功能則是有定電壓控制，過電流保護及啟動磁滯效應三大項。

在定電壓控制上，主要是利用 2SC2710 基極的 $0.022\mu F$ 之電容 (C_{10}) 做控制，當回授線圈電流流入過大(小)時，此時表示輸出電壓過大(小)會使得 C_{10} 的電容產生充放電現象，而 2SC2710 的基極及射極間之電壓達到飽和狀態的時間就會改變，再利用 $0.1\mu F$ (C_{11}) 使 2SC2710 ON，而相對的 MOSFET Tr_i 的 ON 時間就會變小(大)，如此將輸出電壓降低(升高)，使輸出能維持在定壓的狀態。

再來則在負載電流過大時，輸出電壓就會下降，如此一來，也使 $0.1\mu F$ 的電容做充放電動作，2SC2710 的 ON 時間也會減少，而產生過電流的 Fu 字型保護。

對於磁滯效應來說，其主要來源是 FET 的 RCC 電路雖然有許多優點，但是在輸入電壓下降到某一程度的時候會產生電路的振盪，而使變壓器飽和，為了防止此一現象，在 2SC2710 及 2SA1048 之間做 ON-OFF 控制，並利用回授線圈的電壓使 33V 齊納二極體的陽極電壓下降，而產生磁滯效應做保護。此一現象請參閱圖 1-27 的 OCP 電路，此為磁滯效應的電路圖。其中緩衝電路的電容值設計很大，如此就可以使電路的突波電壓降低，而圖 1-27 中的變壓器的規格請見表 1-2。



OCP : Over Current Protection

圖 1-27 防止輸入電壓效應的 OCP 電路

表 1-2 變壓器 Tr_1 的規格

鐵心	EER42																			
間隙	0.5mm																			
繞線規格	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th>繞組</th><th>接腳</th><th>線徑</th><th>匝數</th></tr> </thead> <tbody> <tr> <td>P</td><td>④ → ⑥</td><td>0.65φ</td><td>30t</td></tr> <tr> <td>S</td><td>⑨ → ⑫ ⑩ → ⑬</td><td>0.65φ×2 0.65φ×2</td><td>7t } 7t } 一體化</td></tr> <tr> <td>P'</td><td>① → ②</td><td>0.3φ</td><td>2t</td></tr> </tbody> </table>				繞組	接腳	線徑	匝數	P	④ → ⑥	0.65φ	30t	S	⑨ → ⑫ ⑩ → ⑬	0.65φ×2 0.65φ×2	7t } 7t } 一體化	P'	① → ②	0.3φ	2t
繞組	接腳	線徑	匝數																	
P	④ → ⑥	0.65φ	30t																	
S	⑨ → ⑫ ⑩ → ⑬	0.65φ×2 0.65φ×2	7t } 7t } 一體化																	
P'	① → ②	0.3φ	2t																	
絕緣空間	上：2mm，下：4mm																			
繞組間措施	P-S 間，S-P 間，外周寬 27mm，厚 25μm 的膠帶繞 3 層																			
電感	278μH																			
洩漏電感	4.9μH																			

☆1-3.4 軟交換的效果比較

在本節中我們主要變更圖 1-24 中的少數元件，而成為圖 1-28 中的 RCC 回路，並對此兩個電路做一綜合的分析及輸出的比較。

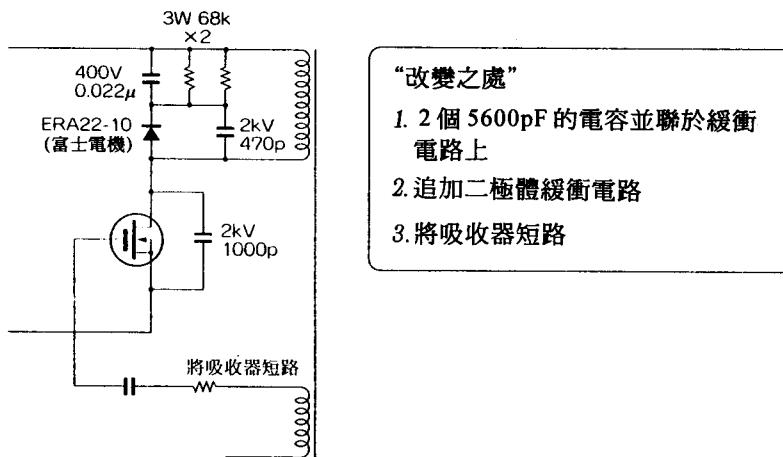


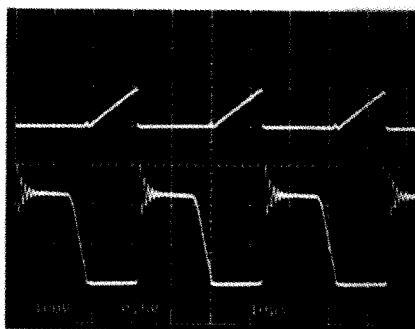
圖 1-28 將圖 1-24 中的少數元件做改變

在下面的敘述中，我們主要以照片的型式對圖 1-24 及圖 1-28 的輸出做比較。

1. 交換時的波形

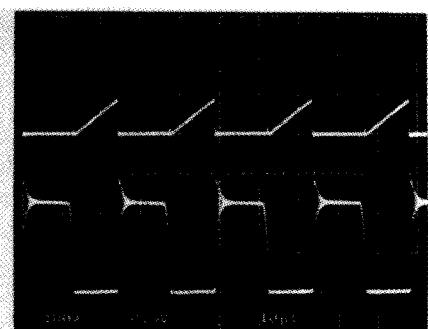
在DC 125V之下，照片 1-1(a)，1-1(b)為Tr₁的 V_{DS} (汲極和源極電壓)及 i_D (汲極電流)，其中 1-1(a)圖 1-24 之電路，1-1(b)則為圖 1-28 的電路，而照片 1-2(a)，1-2(b)為 Turn-OFF 時的波形放大圖，由圖中可以很明顯的看出圖 1-24 的電容值是較大。

上：
CH₂… I_D ，
5A/div



(a)圖 1-24 之波形

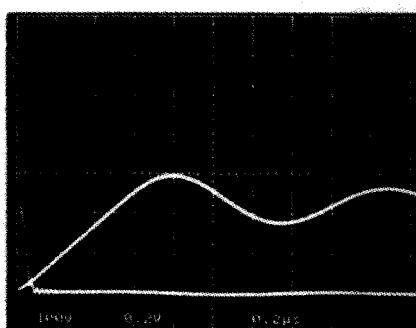
下：
CH₁… v_{DS} ，
100V/div



(b)圖 1-28 之波形

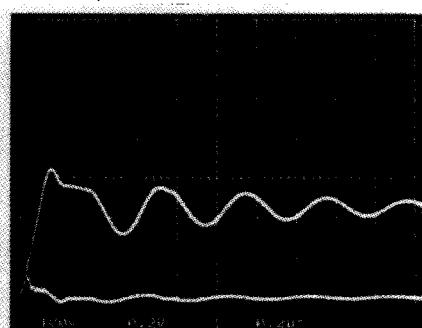
照片 1-1 交換時之波形

上： CH₂… I_D ， 2A/div



(a)圖 1-24 之波形

下： CH₁… v_{DS} ， 100V/div



(b)圖 1-28 之波形

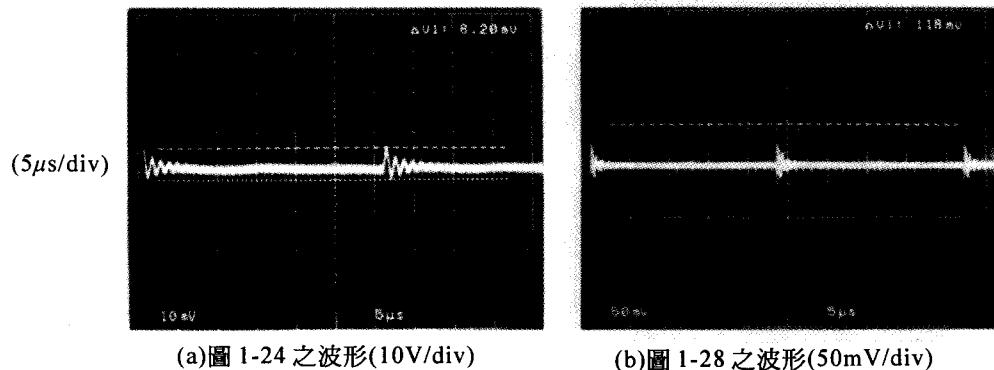
照片 1-2 Turn-OFF 時之波形

2. 輸出漣波(Ripple)雜訊波形

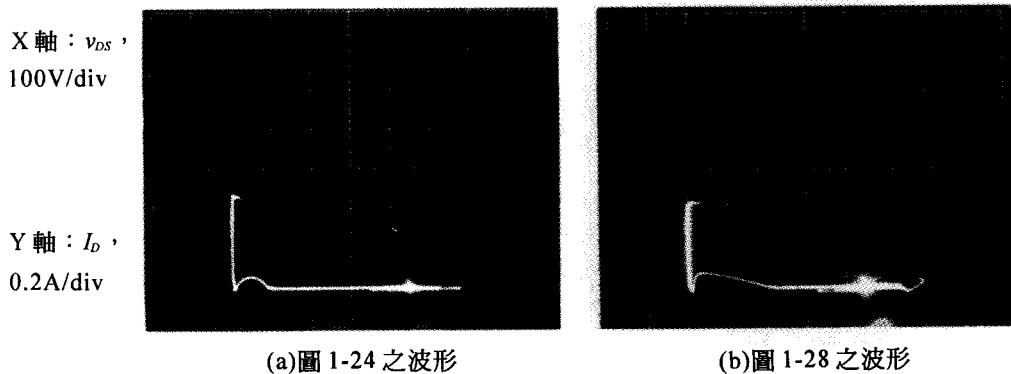
照片 1-3(a)，1-3(b)為輸出漣波雜訊波形，並利用圖 1-29 的設備在離電源 20cm 處測量，其中照片 1-3(a)為 Turn-OFF 時之波形，而照片 1-3(b)則為 Turn-ON 時之波形。

3. 軌跡圖

照片 1-4(a)及 1-4(b)為 V_{DC} 和 i_D 的軌跡圖，如果要做一個比較的話，圖 1-24 的電路由於 C_L 值較大，所以寬度小，而 ZVS 的軌跡比較接近 L 型。



照片 1-3 輸出漣波雜訊



照片 1-4 V_{DS} 及 i_D 的軌跡圖

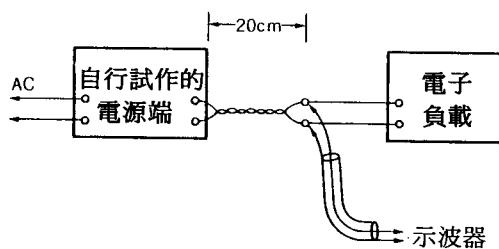


圖 1-29 漣波雜訊的測量方式

4. 效 率

圖 1-30 中為輸出電流對效率的變化圖，對於圖 1-28 的電路而言，在輸出電流大於 2.0A 時幾乎沒有影響，但是在輸出電流小時則其對效率的影響相當的大。

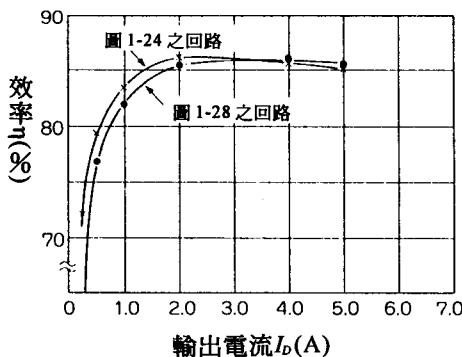


圖 1-30 輸出電流和效率關係圖

5. 負載特性

圖 1-31 為負載保護的 Γ 型保護電路，而 Γ 型保護電路的特性主要是由圖 1-24 電路中的 R_1 值大小決定，為了能順利的調整 R_1 之值，一般都用 2 個電阻串聯做電阻值的控制。

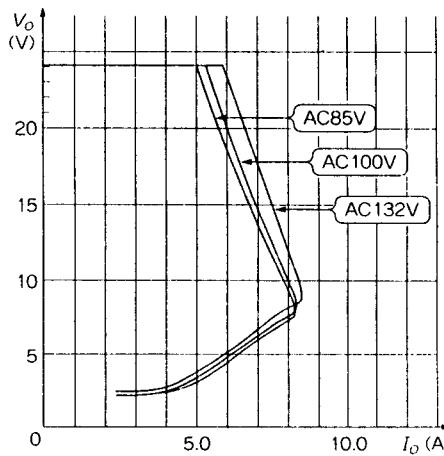


圖 1-31 圖 1-24 電路負載曲線

6. 振盪頻率

圖 1-32 為輸出電流和振盪頻率之間的關係圖。

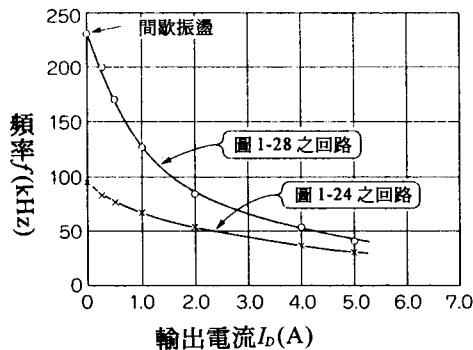
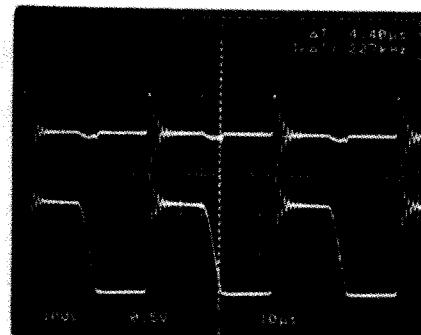


圖 1-32 輸出電流和頻率關係圖

7. 緩衝電路之電容

照片 1-5 為緩衝電路上電容的電流波形，可以利用此一波形的大小求出突波電流的大小。



上： $CH_2 \cdots I_{cr}$ ，5A/div
下： $CH_1 \cdots v_{Ds}$ ，100V/div

照片 1-5 緩衝電路電容上之電路波形

8. 啟動磁滯

圖 1-33 為啟動電壓及截止電壓所形成之磁滯曲線圖。

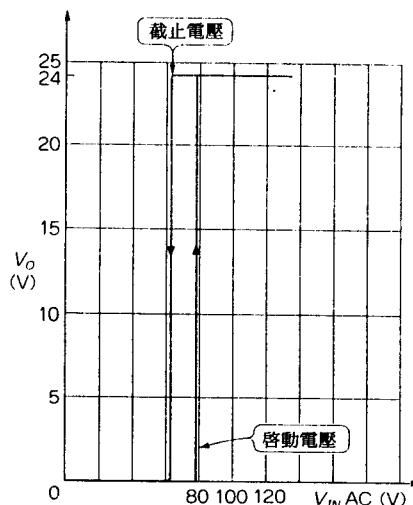


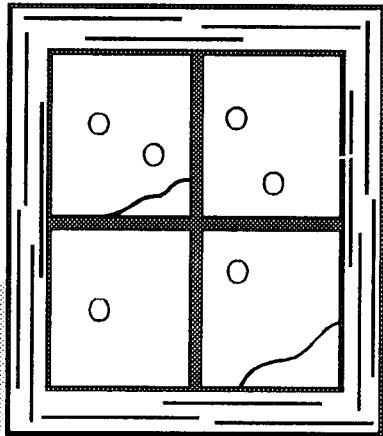
圖 1-33 啓動電壓和截止電壓的磁滯曲線

●參考文獻●

1. 佐藤守男，“最新電源回路設計總集”，電晶體技術Special(特集)，No：28，CQ出版社，1991年7月。
2. 岡村迪夫，“電路模擬的開始”，電晶體技術，1990年7月，PP.338～458。
3. 原田耕介，二宮保，顧文建，“交換式轉換器之基礎”，Corona出版社，1992年2月。
4. 信學學報，電子情報通訊學會，1992年7月31日，Vol.92，No.169，pp.21～31。

深入剖析交換式電源供給器原理

瞭解穩定電壓的莫大功臣



本書要目

- 1 簡介
- 2 基本交換式電源轉換器電路
- 3 隔離型高頻直流電源轉換器電路
- 4 其它型式之直流電源轉換電路
- 5 電源轉換器之小信號模式化分析
- 6 穩定度之分析與迴授補償控制器之設計
- 7 轉換器頻率響應量測技術之建立
- 8 實際系統穩定度之量測與迴授補償網路之設計

交換式電源供給器之理論與實務設計

編號02466／梁適安編著／20K／408頁／340元

本書是作者針對國人需要所編寫而成的，內容詳細介紹交換式電源供給器基本理論、和控制理論以及迴授補償方法以使轉換器系統達到穩定。言簡意賅、易學易懂，非常適合實際從事交換式電源供給器之工程人員及大專院校學生閱讀。

第二章

前進式(Forward)式

低雜訊 5V/15A 電源

2-1 何謂“準 E 級交換式”電源

☆ 2-1.1 交換損失及雜訊

在前一章中已經很明確的說明了交換損失的來由及種，而在本章中則是說明交換損失和雜訊之間的關係，並提出減少的方式(如圖 2-1 的情形)。在圖 2-1(a)中為普通的交換動作波形，而圖 2-1(b)則為本章中所要介紹的準 E 級交換式電源，圖 2-1(b)中的主要重點則是利用電壓及電流交換時兩者所重疊(Overlap)的大小降低損失，進而減少了雜訊。

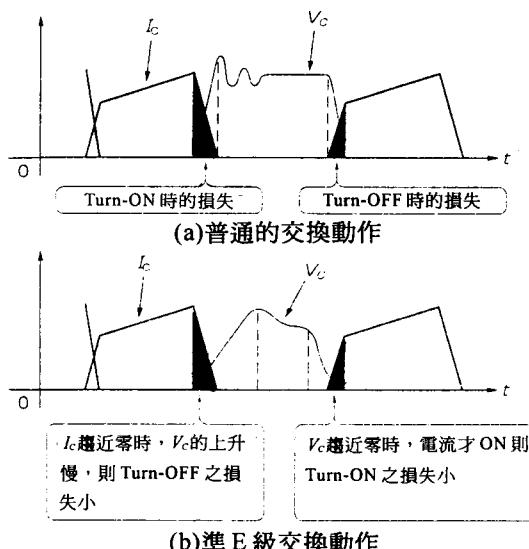


圖 2-1 普通的交換波形和準 E 級交換波形

另外在圖 2-2 及圖 2-3 中列出了準 E 級交換電路的輸出波形，請各位讀者要注意的是在圖中 I_c 和 V_{CE} 的波形重疊部份是相當的小，這也就是損失會降低的主要原因。

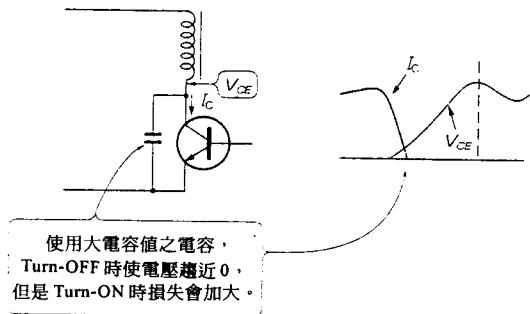


圖 2-2 並聯一個電容的輸出波形

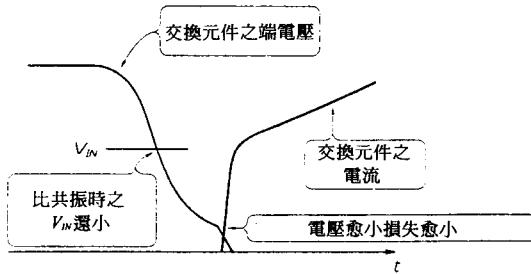


圖 2-3 Turn-ON 時的電壓和電流

☆2-1.2 如何降低交換損失

我們根據準 E 級交換電源的特性，在圖 2-2 中利用了一個大電容值之電容並聯電晶體，使得 IC 在趨近零時， V_{CE} 亦會趨近於 0V，而使重疊部份減少到最小，達到了降低損失的目的。這就稱為準 E 級交換電源中“Turn-ON 時交換元件的端電壓會傾斜到零”的特性。而圖 2-3 中也是利用前面的接法，得到 Turn-ON 時的波形。

☆2-1.3 如何減少交換雜訊

根據交換回路上雜訊的定義，雜訊的產生可以分成下列幾項原因：

- (1) 電路所產生的能量無法完全散熱，而發射到空氣中。
- (2) 回路上電流的變化率 $\left(\frac{di}{dt}\right)$ 及電壓變化率 $\left(\frac{dV}{dt}\right)$ 過大之緣故。
- (3) 電流所流過的路徑(Path)太長。
- (4) 電極上所承受電壓之面積過大。

因此針對以上的原因，準 E 級交換式電源為

- (1) 使用高速元件使電流路徑減少。
- (2) 電晶體並聯電容，使電流(壓)變化率降低。
- (3) 加大散熱板面積，及使散熱板和汲極完全密合。

2-2 自激式 Forward 交換電源

☆2-2.1 動作原理

所謂的自激式Forward交換的定義是一次側線圈和二次側線圈為串接纏繞，而動作原理如圖 2-4 所示，主要的動作步驟是：

- (1) 由啟動電阻 R_s 使 Tr_1 導通。
- (2) Tr_1 之導通使 1 次側之線圈 P 產生激磁生電流，然後正回授線圈 P' 的電壓亦增加，將 Tr_1 的偏壓加大。
- (3) 和(2)相同，二次側 P 所產生的電流為 $\frac{n_s}{n_p} I_o$ 。

- (4) 當 P' 的電流加大，而使電容 C_2 充電，而 C_2 充電一到達 Tr_2 的飽和電壓時， Tr_2 的 V_{CE} 一小而使 Tr_1 Turn-OFF。
- (5) 當 Tr_1 Turn-OFF， P 上之激磁電流會流向重置線圈(Reset)及二極體 D_1 。如此做 Tr_1 的 ON-OFF，使電路振盪。
- (6) 在 S 線圈上的電流會經由 L_1 及 D_3 對 C_3 充電，並且 L_1 的大小決定電流的傾斜程度。
- (7) 經由(1)到(6)的步驟而使電源做反復交換式的動作，達到了準 E 級化。

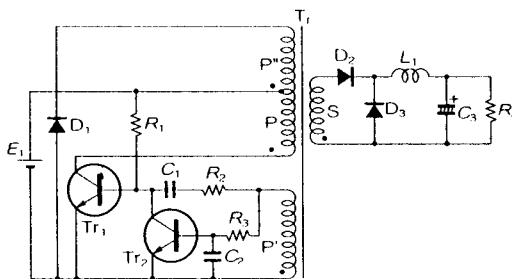


圖 2-4 自激式 Forward 交換電源

在圖 2-5 中列出了重置線圈取代鉗位電路的回路，而圖 2-6 則為變壓器的負載電流，激磁電流激磁電流及重置電流的波形圖，由圖中可以看到負載電流為其中最主要的部份，因此設計時重點即針對此一參數，一般而言將變壓器的體積減小是最有效的調整方法。此外對鐵心大小的設計方法，也可以依據(2-1)式中磁通密度對鐵心大小的公式，得出鐵心損失的大小。

$$\Delta B = \frac{V_{IN} \cdot t_{ON}}{n_p \cdot S} (\text{Web/m}^2) \quad (2-1)$$

當 n_p (P 線圈上的匝數)大時，對一定的 ΔB 而言， S (鐵心截面積)就會變小，由此可以達到設計的要求。

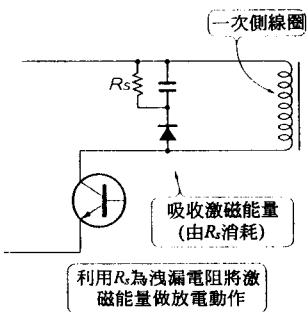
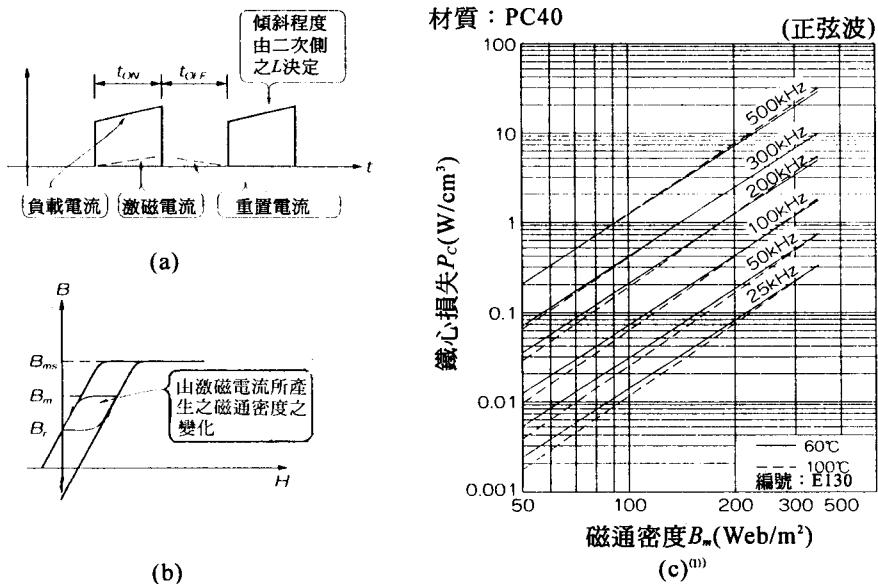


圖 2-5 使用重置線圈代替鉗位電路



註：(1)(a)為負載電流，激磁電流及重置電流之波形。

$$(2) \text{ 激磁電流之 } \Delta B = \frac{V \cdot t_{ON}}{n_s}.$$

(3) Forward 型中變壓器之 ΔB 上限為 300 Web/m^2 ， ΔB 愈小損失愈小。

(4)(c)為正弦波輸入時之損失曲線。

圖 2-6 變壓器之輸出波形

☆2-2.2 定電壓控制

對於輸出電壓 V_o 而言，其大小可由(2-2)式決定：

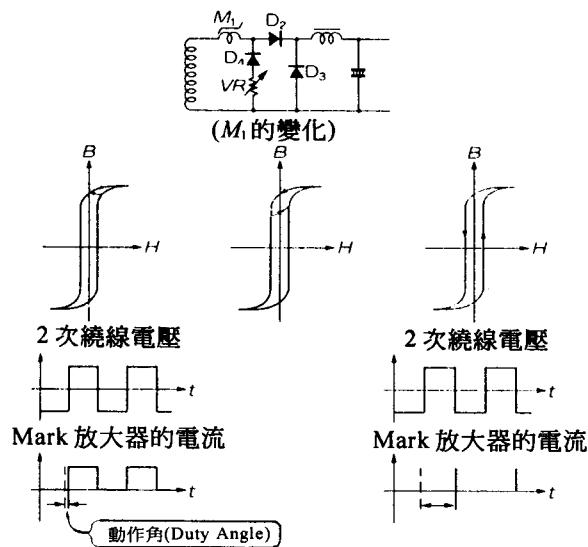
$$V_o = \frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{t_{ON}}{t} \cdot V_{IN} \quad (\text{V}) \quad (2-2)$$

其中 $t = t_{ON} + t_{OFF}$

由圖 2-4 中可以很明顯的得到 t_{ON} / t_{OFF} 即為一次側匝數和重置線圈匝數之比。此外控制 V_o 的大小亦可以使用 Mark 方式，主要的動作原理是利用線圈飽和前為高阻抗，但飽和後由於為短路因此為低阻抗的情形下，可以使磁通密度 B 保持不變達到定電壓的輸出，這由圖 2-7 中可以了解其動作情形。如此一來，在飽和時間為 t_s 之下，(2-2)式就可以改寫成

$$V_o = \frac{n_s}{n_p} \times \left(\frac{t_{ON} - t_s}{t} \right) V_{IN} \quad (\text{V}) \quad (2-3)$$

的形式，而實際的回路可以參考圖 2-8。



- (a) 當重置電流不流動時，
B無變化，此時 $VR = \infty$
- (b) 有少許重置
電流時
- (c) 當重置電流為最大時

圖 2-7 Mark 放大器的原理

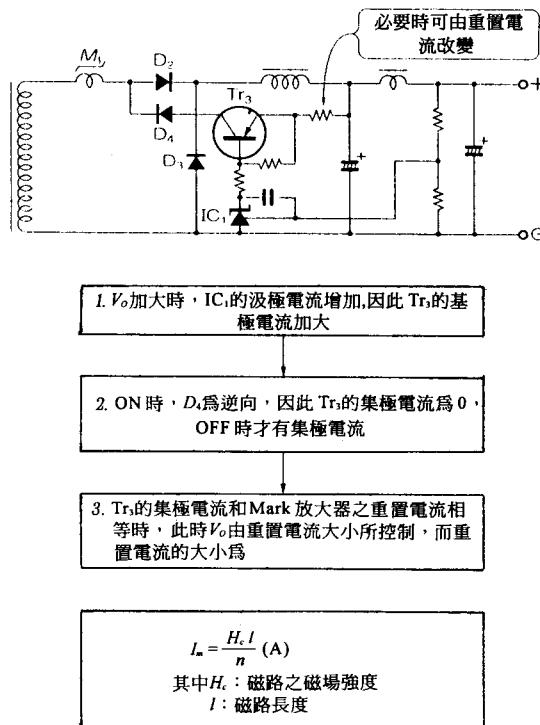


圖 2-8 Mark 放大器的動作原理

★ 2-2.3 過電流保護

過電流保護的原理在正常工作時是和上一節中所提到的定電壓控制是相同的。只是在輸出短路時，必須注意的是可飽和電抗的 t_s 大小必須大於 t_{ON} 的大小，而且是利用 Flyback 電壓做保護(如圖 2-9 所示)。

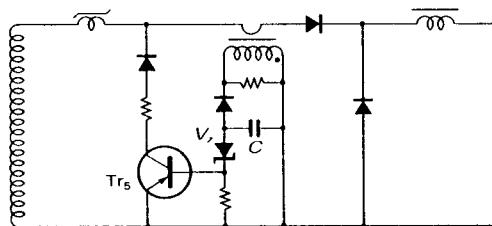


圖 2-9 利用 Flyback 電壓做重置電流的過電流保護

☆2-2.4 飽和電抗匝數的設計方式

由於飽和電抗匝數的大小只和其磁通有關，因此可以利用

$$B_{ms} n_s = n \phi = V_2 t_s \quad (2-4)$$

及

$$V_2 = \frac{n_s}{n_p} \cdot V_{IN} \quad (2-5)$$

兩式的關係及另外在 t_s 必須大於 t_{ON} 的條件下，可以得到

$$n > \frac{V_1 \cdot t_{ON}}{\phi} \quad (2-6)$$

而(2-6)式就是飽和電抗在設計時，匝數必須滿足的數學公式，此外，Mark 放大器設計的步驟可以歸納如圖 2-10 所示。

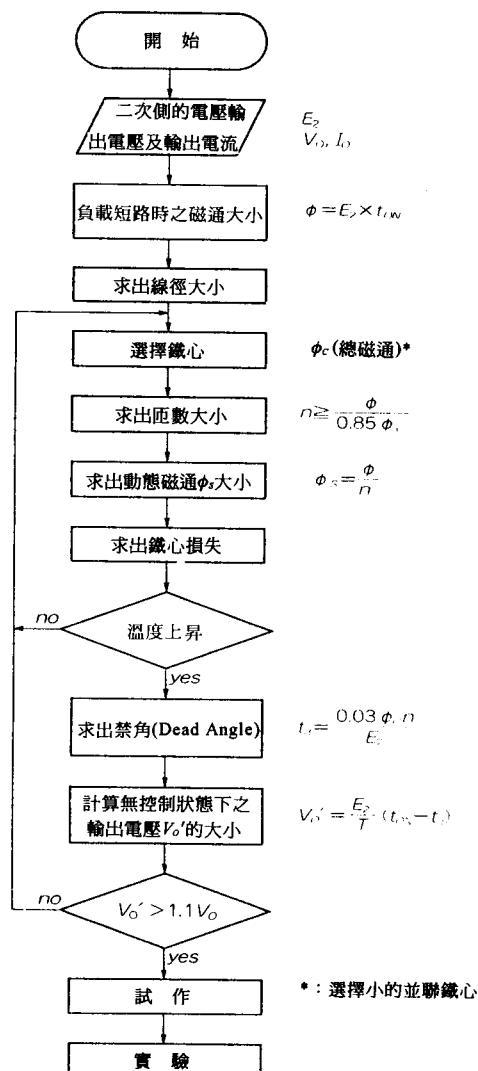


圖 2-10 Mark 放大器的設計流程

2-3 實際製作 5V/15A 的電源

☆2-3.1 回路及主要元件的動作原理

談完了這麼多理論後，我們接著實際的研製一個 5V/15A 的電源，其回路如圖 2-11 所示，而主要元件的動作則如圖中所示。另外圖 2-12 及圖 2-13 則為 IC₁₀₁ 及 IC₂₀₁ 內部電路和接腳的關係圖。

在圖 2-11 中幾個重要元件的功能說明如下：

- (1) C₁₀₅ 為共振用電容，材料為陶瓷電容，有時候為了改善溫度特性也可以改用薄膜電容，但是要注意電流不可過大。
- (2) M₁₀₁ 為再吸收元件。
- (3) C₁₀₇ 及 R₁₀₇ 是決定 t_{ON} 的元件，但 R₁₀₇ 小時頻率就會加大。
- (4) IC₂₀₁ 為定電壓控制及定電流保護。
- (5) R₂₁₁ 及 R₂₁₄ 為 f 型保護的控制元件，當 R₂₁₁ 大而 R₂₁₄ 小時， f 型保護的功能愈顯著。
- (6) IC₂₀₁ 及 Mark 放大器的電源是利用 Flyback 線圈經由參考電源所提供之。
- (7) 當輸出在 10mA 之下時，電壓會上昇至相當大的數值，此時利用 Z₂₀₁ 做電壓抑制用(大小為 5.6V)。

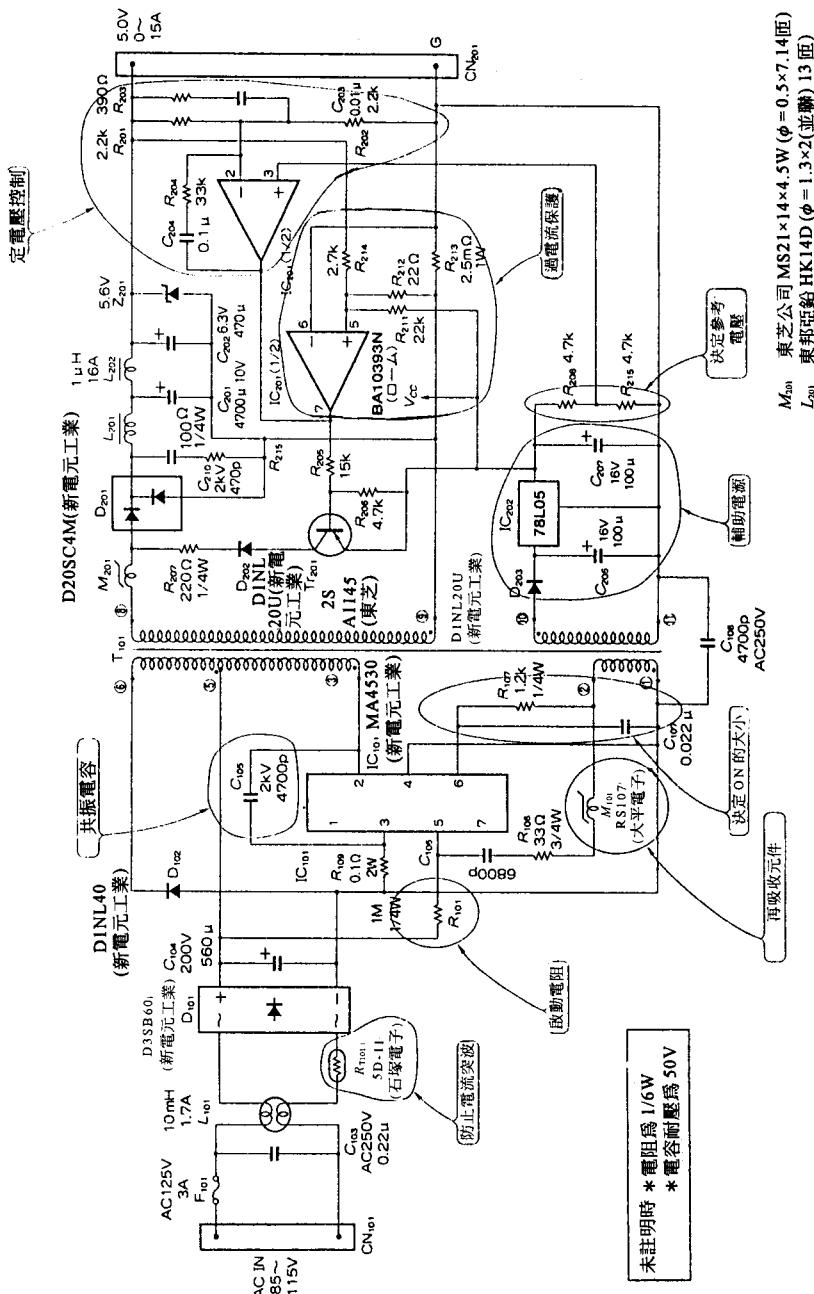
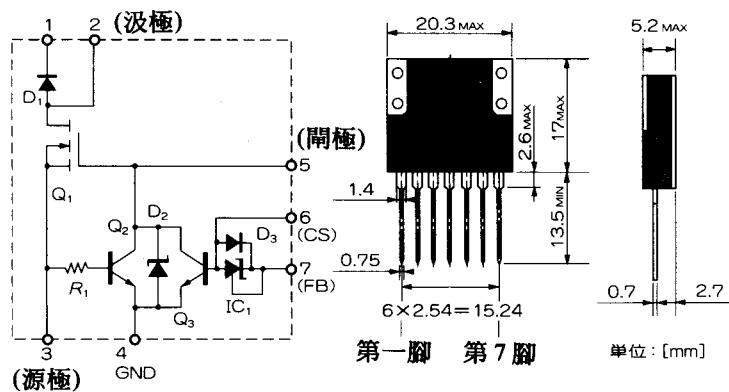
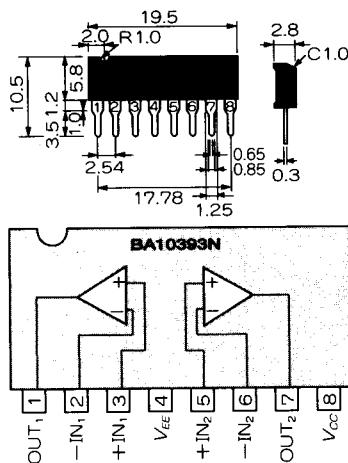


圖 2-11 5V/15A 準 E 級化低損失電源之實際電路圖



■ 2-12 MA4000 系列內部接線及外觀



■ 2-13 BA10393N 內部接線及外觀

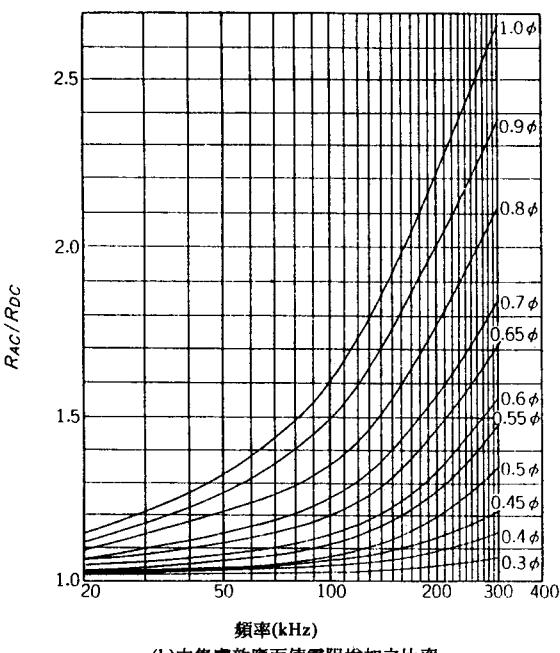
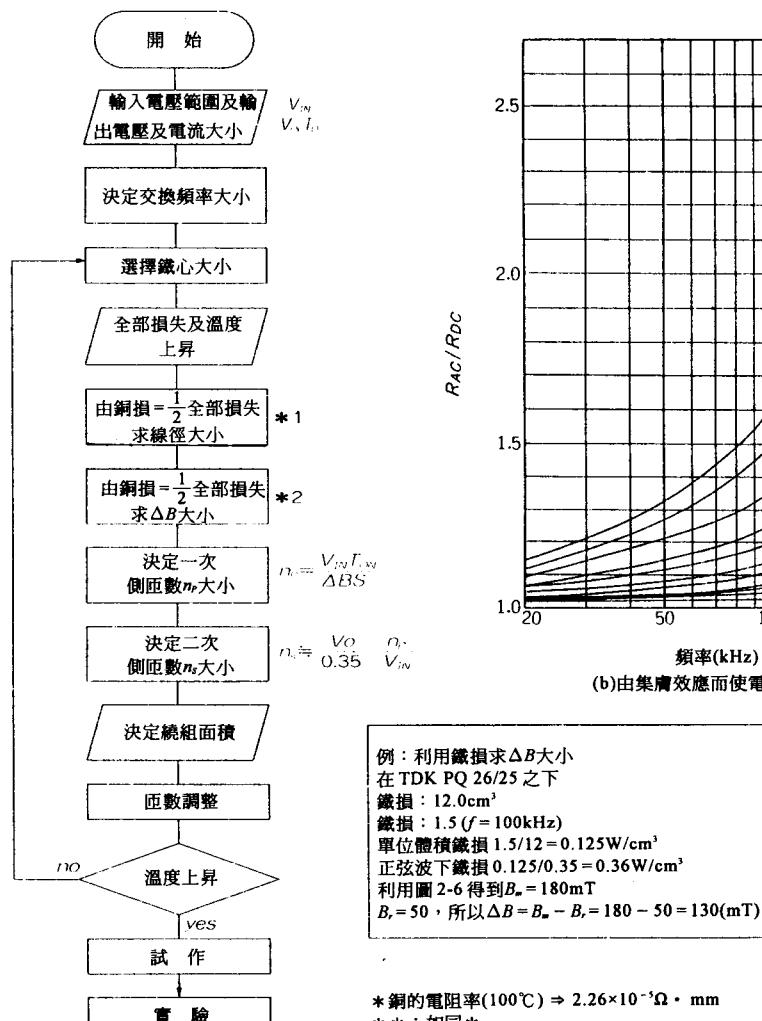
☆ 2-3.2 變壓器的規格

變壓器的規格請參考圖 2-14 所示，而設計的流程則在圖 2-15。

鐵心：PC40 PQ32/30(TDK)
 型號：BPQ32/30(TDK)
 間隙：0.1mm
 阻隔層：上 2mm，下 4mm
 間隔： $25\mu\text{m} \times 3$
 電感： $L_p \approx 650\mu\text{H}$
 繞線順序

S_2 : + 8V 50mA	$\textcircled{10} \rightarrow \textcircled{11}$	$\phi 0.26$	2 回	平均
$P \frac{1}{2}$: 1 次繞組	$\textcircled{4} \rightarrow \textcircled{5}$	$\phi 0.26 \times 7$ 匝	13 回	緊密
S_1 : + 5V 15A	$\textcircled{9} \rightarrow \textcircled{8}$	$\phi 0.4 \times 7$ 匝 $\times 2$ 並聯	4 回	緊密
$P \frac{2}{2}$: 1 次繞組	$\textcircled{3} \rightarrow \textcircled{4}$	$\phi 0.26 \times 7$ 匝	14 回	緊密
P''' : 重置線圈	$\textcircled{5} \rightarrow \textcircled{6}$	$\phi 0.4$	24 回	緊密
P' : 正回授繞組	$\textcircled{1} \rightarrow \textcircled{2}$	$\phi 0.26$	2 回	中央緊密

圖 2-14 變壓器的規格



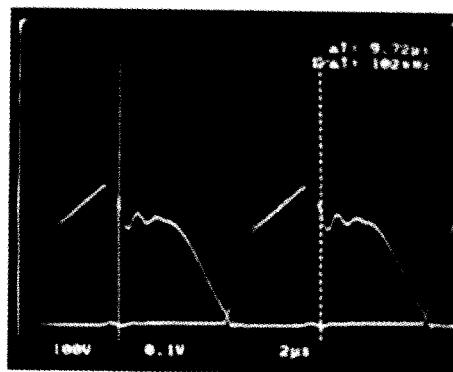
例：利用鐵損求 ΔB 大小
在 TDK PQ 26/25 之下
鐵損：12.0cm³
鐵損：1.5 ($f = 100\text{kHz}$)
單位體積鐵損 $1.5/12 = 0.125\text{W/cm}^3$
正弦波下鐵損 $0.125/0.35 = 0.36\text{W/cm}^3$
利用圖 2-6 得到 $B_s = 180\text{mT}$
 $B_r = 50$ ，所以 $\Delta B = B_s - B_r = 180 - 50 = 130(\text{mT})$

* 銅的電阻率(100°C) $\Rightarrow 2.26 \times 10^{-8}\Omega \cdot \text{mm}$
** : 如同 *

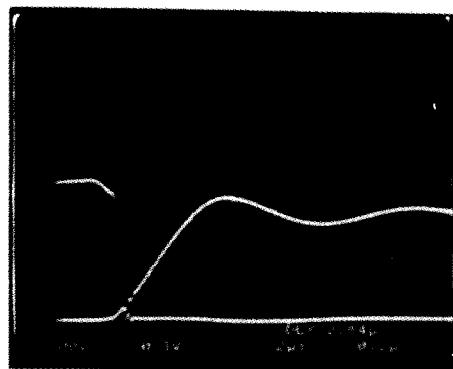
圖 2-15 變壓器設計的流程

☆2-3.3 輸出的各部份波形

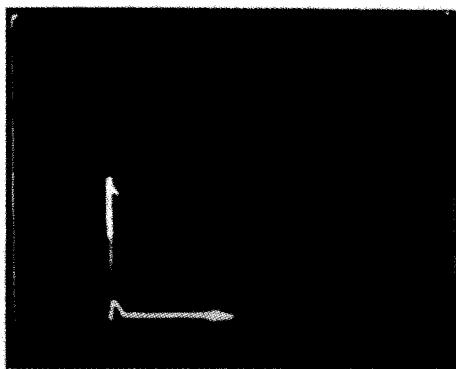
在照片 2-1 至照片 2-5 中，列出了各重要部份的波形。



照片 2-1 $V_{DS}-I_D$ 波形 [$V_{IN} = DC125V$ ， $I_o = 15A(5V)$ ，CH₁：100V/div，CH₂：1A/div，2μs/div]



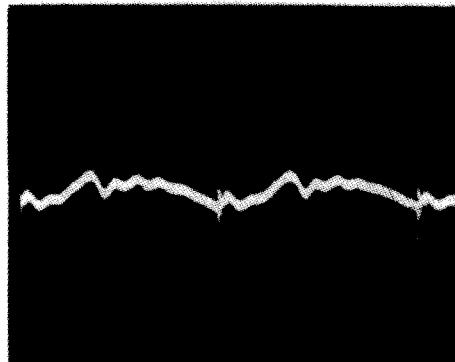
照片 2-2 Turn-OFF 波形 [$V_{IN} = DC125V$ ， $I_o = 15A(5V)$ ，CH₁：100V/div，CH₂：1A/div，2μs/div]



照片 2-3 V_{DS} - I_D 軌跡 [V_{IN} =DC125V, I_o =15A(5V), X: 1A/div, Y: 100V/div]



照片 2-4 V_{DS} 及緩衝電容的電流波形 [V_{IN} =DC125V, I_o =15A(5V), CH₁: 100V/div, 2μs/div]



照片 2-5 輸出漣波 [V_{IN} = DC125V, I_o = 15A(5V), 10mV/div, 2μs/div]

☆2-3.4 輸出功率的調整

輸出功率的調整則是利用 R_{109} 、 R_{213} 及 R_{107} 三個元件，其中 R_{109} 是做一次側峰值電流的限制， R_{213} 則是做限制二次側最大輸出電流之用。而 R_{107} 則是做 T_{ON} 時全部功率的限制，因此電阻值是比 R_{109} 及 R_{213} 大許多。 $(R_{107}$ 為 $1.2\text{k}\Omega$ ， R_{109} 為 0.1Ω ， R_{213} 為 $2.5\text{m}\Omega$)

☆2-3.5 其它特性

在圖 2-16 中為 f 型保護曲線，圖 2-17(a) 則為輸出電流和效率的關係圖，而圖 2-17(b) 則為輸出電流和交換頻率之間的關係圖。此外在圖 2-11 中，如果將 R_{215} 換成 $5\text{k}\Omega$ 的電阻(原來為 $4.7\text{k}\Omega$)，則輸出電壓可以從 5V 線性的變化到 5.15V，讀者不妨試作一下。

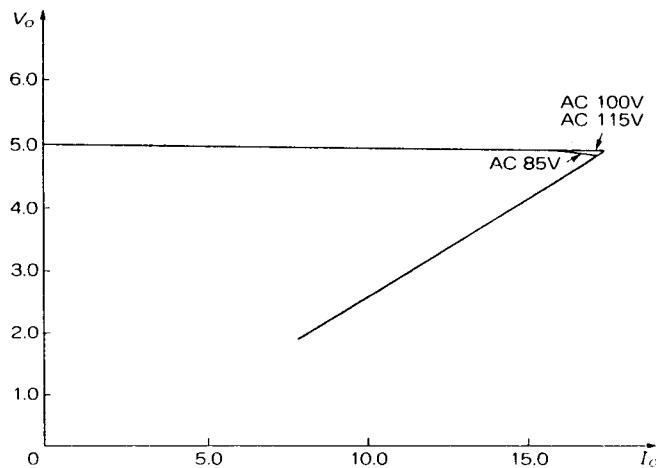


圖 2-16 自激式準 E 級電源(MA4000)的 T 型曲線

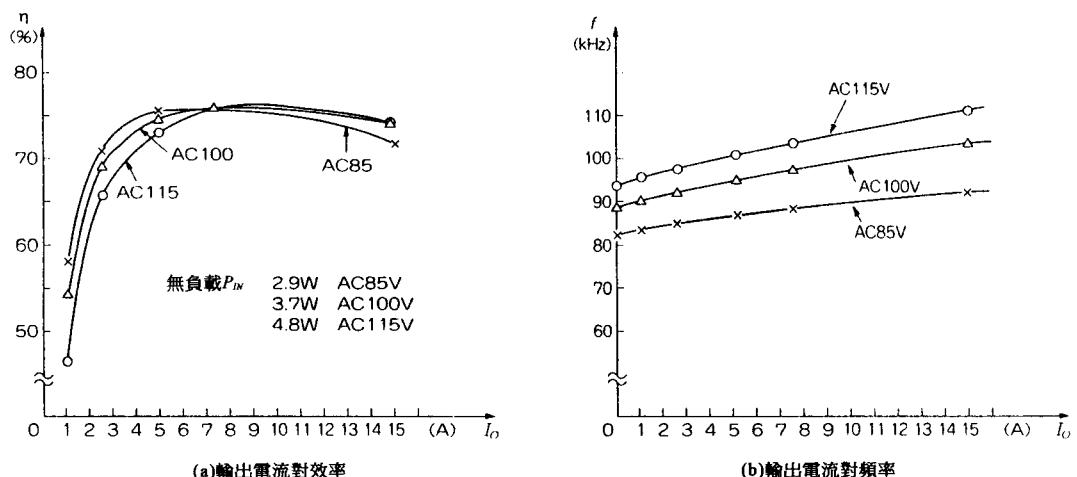


圖 2-17 自激式準 E 級電源(MA4000)的其它特性

● 參考文獻 ●

- TDK, "Cores for Switching Power Supply", DLJ84X002C, 1984, 10。

第三章 軟同步

(Soft Synchronous)

整流型交換式 16.5V/3A 電源

3-1 何謂同步整流

由電學上的定義中可以很明確的得知，所謂的整流是將交流電壓經過某種作用而得到直流電壓(流)，在圖 3-1 中可以看到一般整流的基本架構圖。對於此種作用而言，我們在設計時是希望效率能達到最大，因此在圖 3-1 中的轉換元件 D 就必須不能消耗太多能量，又由於 D 的材質為矽(Si)，在本質上如果設計成雙極性元件時，則作用時的電壓下降損失約為 $1V (V_F)$ ，即使是設計成肖特基二極體的情形，電壓的損失也會達到 $0.5V$ ，仍然會有損失。為了解決此一問題，而提出了使用 MOSFET 做轉換元件，並且利用電學上並聯時電阻變小的特性，將數個 MOSFET 並聯使電阻變小而構成電路中的轉換元件，此種型態即稱為同步整流。

我們以一個 $24V/5A$ 的電壓為例而言，如果使用雙極性時的損失為

$$P_1 = 5A \times 1V (\text{下降電壓}) = 5W$$

而使用 MOSFET 的話，在動作時電阻為 $10m\Omega$ ，如此一來

$$P_2 = 5A \times (10m\Omega) = 25 \times 10 \times 10^{-3} = 0.25W$$

明顯的比較得知損失會降到只有 1% 而已。

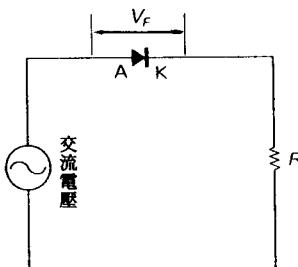
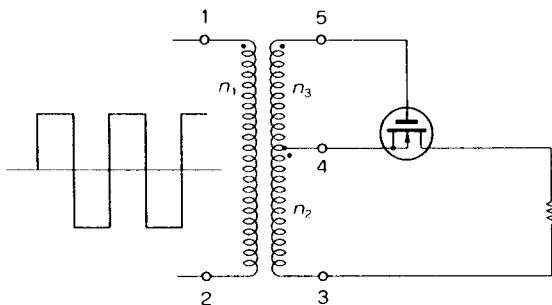


圖 3-1 二極體整流電路

3-2 同步整流電路

在圖 3-2 中為使 MOSFET 的半波同步整流電路圖，其中輔助線圈 n_3 和二次側線圈 n_2 的電壓相位相同，當 MOSFET 的閘極為順向偏壓時(由 n_3 提供)，此時二次線圈 n_2 會從 MOSFET 的源極經由汲極而輸出電壓。如果仍不供應電壓則輸出中斷，利用此種斷續而形成交流作用，使輸出達到整流的效果，這就是所謂的利用 Flyback 整流器的半波同步整流電路。

在圖 3-3 中則為使用 Flyback 整流器的 MOSFET 型同步整流回路，圖中使用電容的目的是對二次側線圈做激磁，圖 3-4 則為另一種接法，是利用 MOS_1 當開關控制而 MOS_2 當做其輸出。



變壓器之第 4 接腳為正電位時，第 5 接腳亦為正電位，此時 MOSFET 為 ON 狀態，相對的當第 4 及第 5 接腳均為負電位時，MOSFET 為 OFF 狀態。

圖 3-2 使用 MOSFET 之同步整流回路

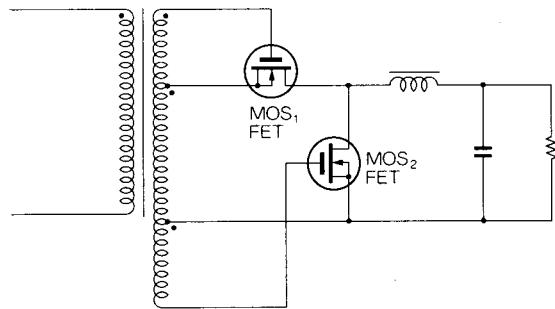


圖 3-3 Flyback 型之例(一)

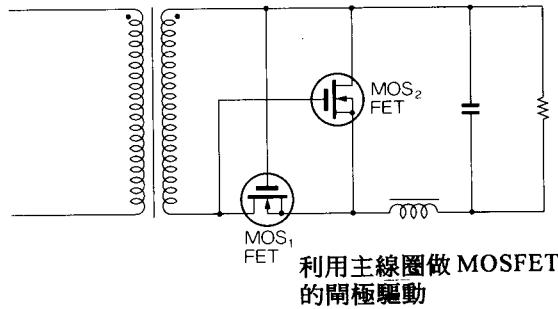


圖 3-4 Flyback 型之例(二)

3-3 自激型整流器之同步整流

☆3-3.1 基本原理

自激型整流器之原理可以用圖 3-5 的 RCC 式 MOSFET 型電路做說明，在圖中是利用 T_{r2} 的設定電壓做基準電壓 V_{TH} ，將輸出電壓的範圍控制在一定值之內，因此不需要光耦合器或並聯調整元件做控制。

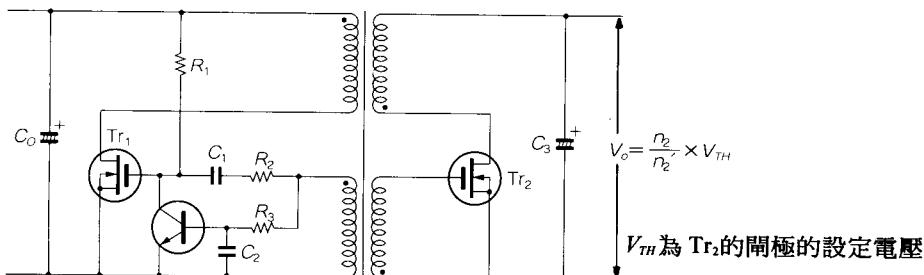


圖 3-5 使用 MOSFET 做同步整流之 RCC 電路

圖 3-5 的動作原理為當線圈 n_2 的電流降至零時，此時變壓器本身已經沒有激磁現象，但電晶體 Tr_2 則繼續保持 ON 的狀態，使電容 C_3 的電壓能完全的供應到 N_2 上。此時如果輸出電壓 $\left(V_o \times \frac{n_2'}{n_2}\right)$ 和 V_{TH} 有偏差時，可以利用 C_3 的充放電做定電壓控制。而 C_3 放電到某一數值之下時，會使變壓器的激磁方向改變， Tr_1 由 OFF 變成 ON，充電的路徑會經由 n_2 而到 C_0 ，如此一來一往而使 Tr_1 及 Tr_2 做 ON-OFF 的動作。並利用 R_3 及 C_2 的數值做交換時間的控制，將輸出電壓控制在一定值之內，此種方式就稱為自激型同步整流，內部動作波形則如圖 3-6 所示。

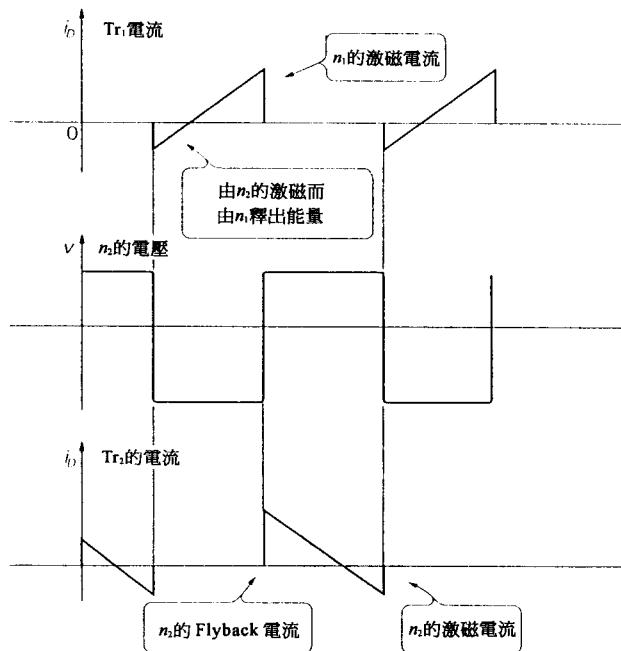


圖 3-6 圖 3-5 中的各部波形圖

☆3-3.2 定電壓控制

由上節中可以得知輸出的精確度大小是由 MOSFET 閘極之 V_{TH} 所控制，因此 V_{TH} 的重要性不可言喻。為了要防止在 V_{TH} 過大時會導致動態電阻的快速下降，使動作特性產生偏差，一般在閘極前端加上了一個可飽和之小電感(吸收器)以做回路補償之用(請見圖 3-7)。

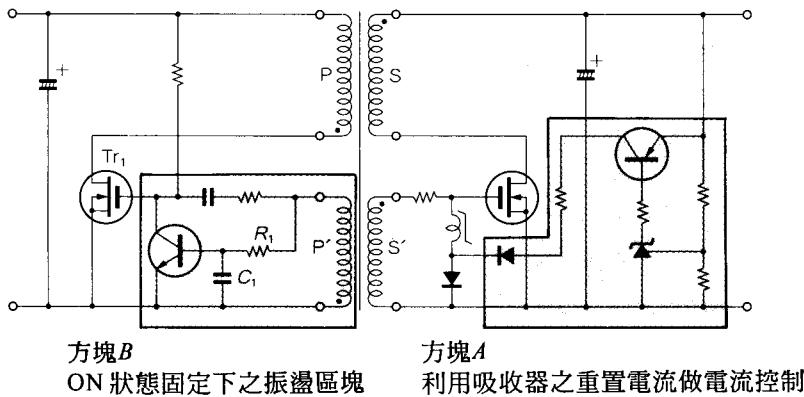


圖 3-7 實用化的 RCC 回路

而圖 3-7 的動作原理是當重置電流加大時，吸收器到達飽和的時間也會加長，使加在二次側之 MOSFET 的閘極電壓脈衝寬度也會隨著變大，如此一來二次側之輸出電壓則一直保持輸出。當電壓一旦過大時，二次側的平滑電容會加電壓至二次繞組上，使變壓器產生反向激磁，將過大的輸出電壓加以降低，使輸出電壓仍保持在一定值之下。相對於圖 3-5而言，圖 3-7的輸出電壓是由吸收器的飽和時間所控制，而圖 3-5的輸出電壓是由 V_{TH} 所控制，兩者有相當大的不同。

☆3-3.3 ON 狀態下固定的振盪頻率

由於圖 3-7 中的輸出電壓是由二次側所控制，因此在一次側是利用正回授繞組 P' 和 R_1C_1 做時間常數，使一次側能在 ON 的狀態下做一固定的振盪。在(3-1)式中列出了最大輸出功率的公式

$$P_{o(\max)} = \frac{1}{2} L_p \left(\frac{V_{IN}}{L_p} \cdot T_{ON} \right)^2 \cdot f \quad (3-1)$$

其中 L_p : 一次繞組的電感值

V_{IN} : 輸入直流電壓

T_{ON} : ON 狀態之長短

f : 振盪頻率

由(3-1)式中可以很清楚的了解，當 T_{ON} 時 f 固定，則 $P_{o(max)}$ 就為一定數，也就是說 $P_{o(max)}$ 的大小是由 T_{ON} 固定時的 f 大小所決定的。

圖 3-8 則是在 ON 狀態下固定振盪頻率時，輕負載及最大負載的一次電流及二次電流的關係圖。當輕負載時， Tr_1 及 Tr_2 的電流合成為激磁電流而成為輸出能量的總電流。在最大負載之下， Tr_1 的電流則變成激磁電流， Tr_2 的電流變成 Flyback 的電流。

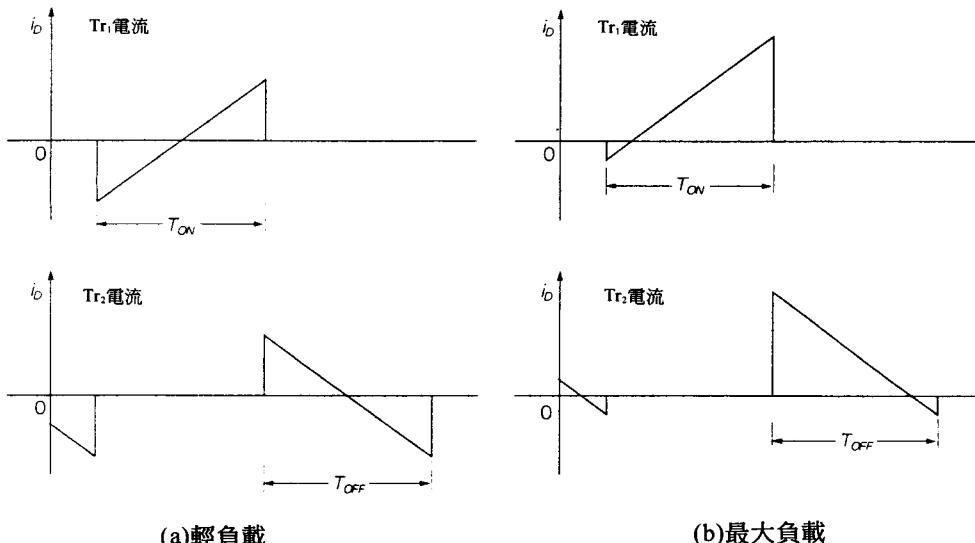


圖 3-8 輕負載及最大負載下的 Tr_1 及 Tr_2 電流(T_{ON} 不變)

☆ 3-3.4 過電流保護

任何電路在設計時一定會有過電流保護裝置，在圖 3-7 的設計中，當輸出不幸短路時，正回授繞組 P 會形成 OFF 狀態，此時電容 C_2 充電而造成 T_{on} 值下降，進而使 f 型保護電路動作，達到過電流保護的作用。

☆ 3-3.5 過熱保護

除了過電流保護外，在二次側也有過熱保護。這是在二次側的輸出電壓降到某一數值時，此時整流作用停止，MOSFET 的等效電容(Body Diode)會產生電流而使 MOSFET 發熱，為防止發熱造成電路的損害，一般使用散熱片降低溫度，有時也用熱阻器(圖 3-9)做溫度補償以達到過熱保護的效果。

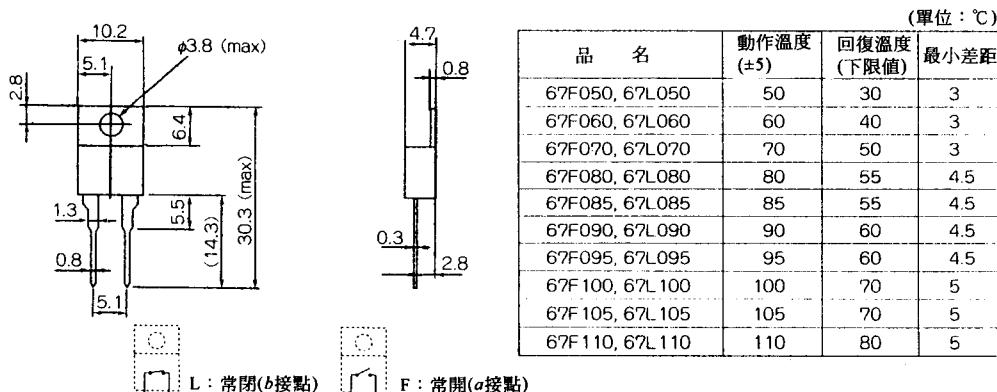


圖 3-9 某公司之熱阻器外觀圖及規格

3-4 16.5V/3A，效率為 88 %的電源設計 舉例

談了這麼多的理論，現在讓我們實際的來設計一個實用的電源。在圖 3-10 中首先列出電路圖，而表 3-1 及圖 3-11 則為各元件規格及變壓器的規格表，照片 3-1 則為電源外觀(請注意其中並無散熱片裝置)。

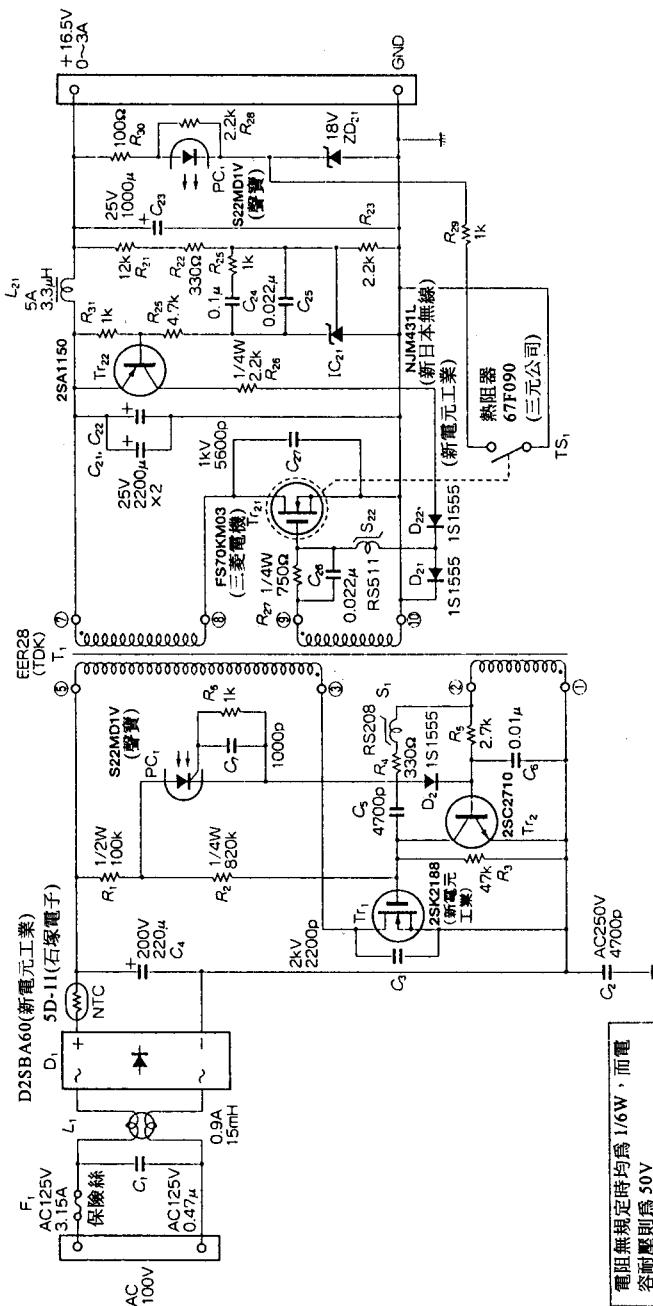


圖 3-10 16.5V/3A 軟交換式同步整流式電源

表 3-1 16.5V/3A 的電特性

	項 目	規 格
輸入	額定輸入電壓	AC100/110/120V , 50/60Hz
	輸入電壓範圍	85~132V , 45~66Hz
	額定輸入電流	
	突波電流	AC100V 輸入時：30A 以下
	效率	88 % (typ)(額定時)
	功率因數	AC100V 0.65(typ)(額定時)
	保持時間	額定時 10ms 以上
輸出	額定輸出電壓	16.5V
	額定輸出電流	3A
	輸入變動	輸入電壓範圍內±1%以下
	負載變動	0~3A±1%以下
	溫度變動	-10°C~60°C 範圍時 0.03 %/°C
	頻率變動	45~66Hz 範圍時±1%以下
	全體變動	±3%以下
	啟動負載變動	10% → 100% , 負載劇變時±5%以下
	起動時間	額定為 0.5 秒以下
	啟動之過擺	3%以下
保護	輸出過電壓保護	18~20V 時動作
	輸出過電流保護	3.1~3.5A 的フ型
	過熱保護	100°C±10°C 的動作*

* : 二次側可測溫度值

①鐵心：EER28

②隔離層：BEER-28-1110CPH

③間隙：0.4mm 每一層

④中間隔離膠帶：無

繞線步驟

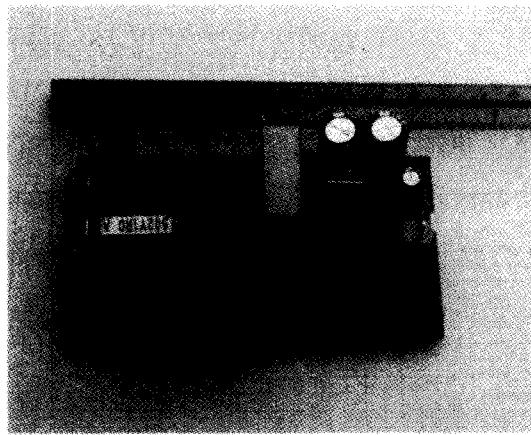
記號		端 子		線 徑	匝數	備 註
P	一次繞組	3	4	0.5φ三層絕緣線	46t	密
S	16.5V/3A	7	8	0.3φ × 74 × 2並聯	6t	均勻
P	回授繞組	1	2	0.2φ三層絕緣線	3t	中央緊密
S	輔助線圈	9	10	0.2	3t	中央緊密

電源

$$L_p = 326\mu\text{H}$$

$$L_t = 20\mu\text{H}$$

圖 3-11 16.5V/3A 軟交換式同步整流電源用變壓器規格說明書



照片 3-1 16.5V/3A 電源外觀

對於圖 3-10 的電路而言，我們可以利用變壓器二次繞組的匝數(n)，元件 R 及 C 數值的變化，使輸出電壓的大小可以由 3.3V 變化到 20V。如果還要使電壓輸出大於 20V(到 30V 左右)的話，則只要改變 Tr_2 的耐壓數即可。另外輸出電流如果要加大的話，也只需調整 Tr_2 的 R_{ON} 值，當 R_{ON} 值小時輸出電流就會變大。以上的這些變化不管如何，總效率仍會保持在 88 %左右，而各元件的相對規格請參照表 3-2 中所示。

表 3-2 50W 級之 MOSFET 產品

廠 商	編 號	V_{DSS} (耐壓)	$R_{DS(on)}$ (max)	C_{iss} (輸入容量)
新電元工業	2SK2289	60V	30mΩ	2300 pF
新電元工業	2SK2291	60V	18mΩ	3800 pF
東芝	2SK2391	100V	85mΩ	—
日本電氣	2SK1295	100V	75mΩ	—
三菱電機	FS30KM-06	60V	30mΩ	1450 pF
三菱電機	FS70KM-06	60V	7.5mΩ	6750 pF

☆3-4.1 過電壓保護

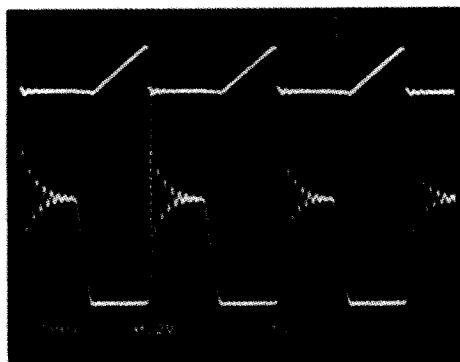
圖 3-10 的過電壓保護的動作原理為利用 18V 的齊納二極體做保護，當電壓大於 18V 時，電流導通流動，此時由 $2.2k\Omega$ 之電阻所產生的電壓降會將 LED 導通，再使 PC_1 的閘流體 ON 進而將 2SC2170 電晶體 ON 使得一次側的振盪停止，因而達到過電壓保護的要求。當振盪停止後，如果要再使其振盪的話，只要將 $200V/220\mu F$ 的電解質電容放電完全後即可恢復振盪。

☆3-4.2 過電流保護

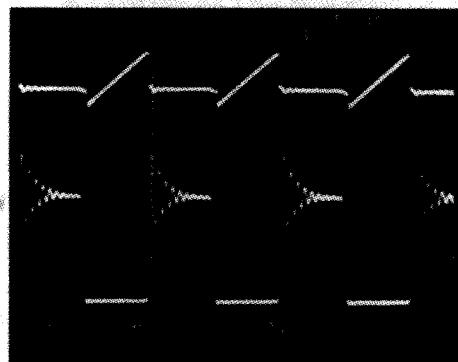
過電流保護是當輸出電流大於 3A 時，會使 Tr_2 發熱，一般是在 Tr_2 加上熱阻器做一溫度開關，當溫度上升到某一設定值時(一般為 90°C)，此時熱阻器 ON，LED 接著導通，其後的動作原理和過電壓保護是相同的。在照片 3-2 到照片 3-6 中，顯示了電路動作時之各種波形，請各位讀者參考。

上：(CH_2) : 2A/div， Tr_1 之 I_D
 下：(CH_1) : 100V/div， Tr_1 之 V_{DS}
 (輸入：DC125V 輸出：16.5V 3A)

上：(CH_2) : 2A/div， Tr_1 之 I_D
 下：(CH_1) : 100V/div， Tr_1 之 V_{DS}
 (輸入：DC125V 輸出：16.5V 1.5A)

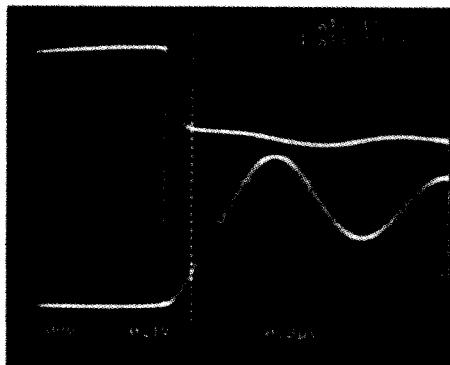


照片 3-2 最大負載時的 V_{DS} 和 I_D



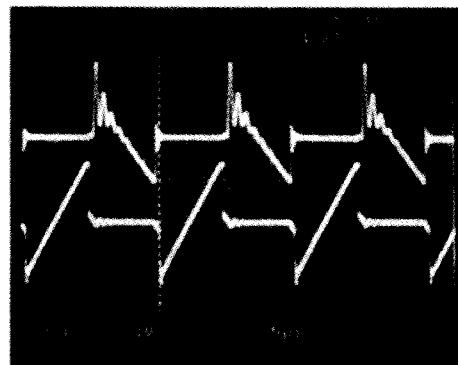
照片 3-3 中負載時的 V_{DS} 和 I_D

上： (CH_2) ：1A/div， Tr_1 之 I_b
下： (CH_1) ：100V/div， Tr_1 之 V_{DS}
(輸入：DC125V 輸出：16.5V 3A)

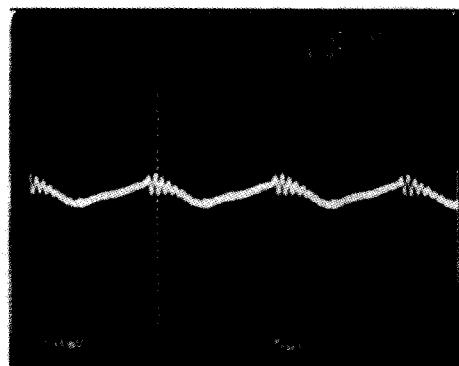


照片 3-4 最大負載時的 Turn-OFF

上： (CH_2) ：10A/div， Tr_2 之 I_b
下： (CH_1) ：1A/div， Tr_1 之 I_b
(輸入：DC125V 輸出：16.5V 0.0A)



照片 3-5 無負載時的 1 次 2 次之各 MOSFET 的 I_b 波形



照片 3-6 最大負載時的輸出漣波(50mV/div)

第四章

24V/2A 頻率固定式 交換電源的軟交換化

在前三章中和各位讀者所談到的都是電路本身含有振盪元件，是一種內含振盪元件的電路，稱為自激式電源。而在本章開始則是介紹振盪電路和回路是分開的他激式電源，除了特性的說明外也詳細的敘述軟交換化的情形。

4-1 頻率固定式得交換電源

由於他激式電源的振盪電路是和主回路分開，主要的最大特性是振盪頻率為固定的，因而有下列幾點特性：

- (1) 變壓器的設計比較容易。
- (2) 電源的效應所引起的終端雜訊會和負載無關。
- (3) 電路在做設計模擬時由於頻率固定，各元件參數值容易固定，所以容易模擬。

4-2 降低雜訊的方法

☆4-2.1 連續模式和不連續模式

在 Flyback 的電路中，根據變壓器中的電感值不同，可以將電路再分成電流連續模式及電流不連續模式兩大類。

而兩者不同可以由圖 4-1(a)及圖 4-1(b)中分析得知，電流不連續模式為一次及二次側在 ON 時會有一緩衝區域為零，就損失觀點而言，在交換速度大時也不會有損失的增加。相對的在電流連續模式上，由於一次側和二次側之間並無緩衝區域，因而必須為高速交換速度，否則一旦

一次側和二次側電流重疊的話則會使損失增加。接著我們根據前述的內容可以整理出下列幾項規則：

- (1) Turn-OFF 的速度 - 增加，則降低雜訊容易。
- (2) Turn-ON 的速度 - 增加，則降低雜訊困難。

由以上得規則可以得知要能降低雜訊最好的方法是使用電流不連續模式。

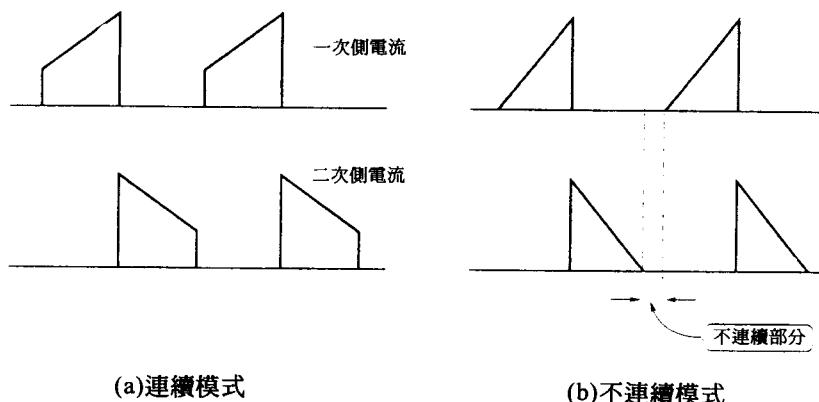


圖 4-1 不連續和連續模式之電流波形

那麼什麼是電流不連續模式的數學模式呢？我們在(4-1)式中列出其數學式，也就是說 L_p 必須滿足下式，就能使其成為電流不連續模式。

$$L_p < \frac{V_{IN}^2}{2P_{IN} \cdot f} \left(\frac{1}{1 + \frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{V_{IN}}{V_O}} \right)^2 \quad (4-1)$$

其中 L_p ：變壓器一次側的電感

V_{IN} 、 V_O ：輸入及輸出之電壓

P_{IN} ：輸入功率

n_s 、 n_p ：一次側及二次側之匝數

f ：振盪頻率

☆4-2.2 閘極驅動回路及雜訊的關係

由於在上節中提到利用 Turn-OFF 的高速度及 Turn-ON 的低速度差別可以降低雜訊，因此在設計電路時必須考慮此二種速度的差別，也就是說閘極的充放電時間必須有所差別。我們在圖 4-2 中分別列出了三種不同的閘極驅動回路，其中圖 4-2(a)的充電電流由($R_1 + R_2$)所控制，而放電電流則由 R_2 所控制。圖 4-2(b)的情形如圖 4-2(a)相同，而圖 4-2(c)則再加上 S_1 吸收器使充電電流能產生延遲，相對的使放電電流加快。

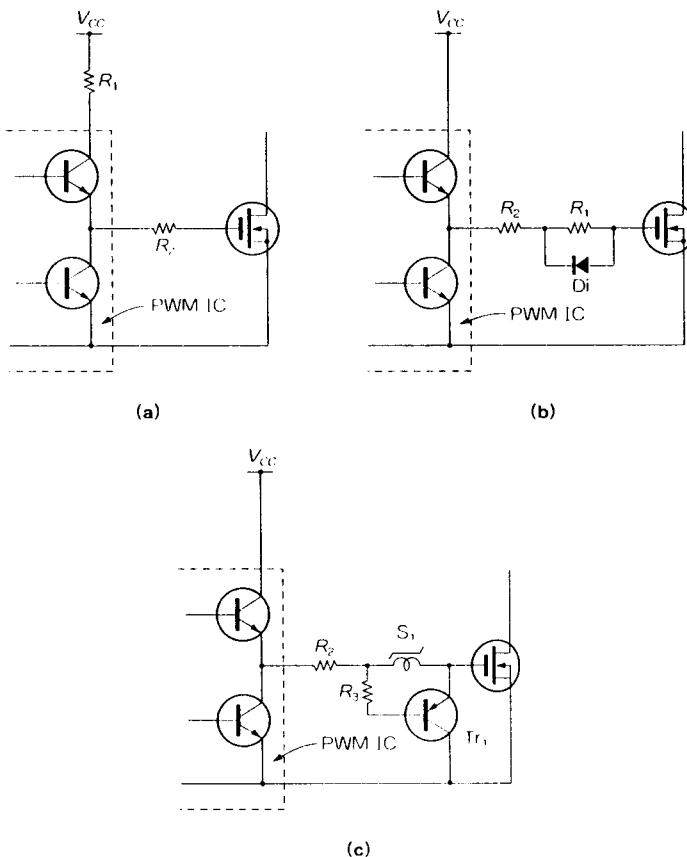
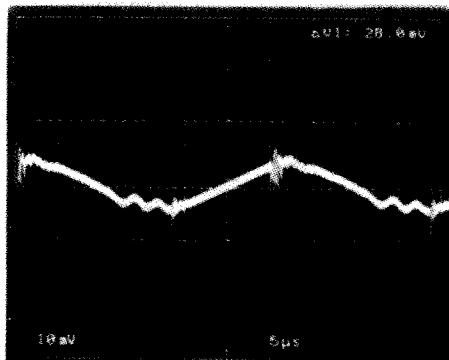
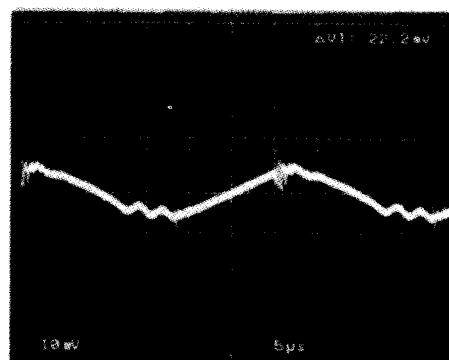


圖 4-2 高速 Turn-OFF 且低速 Turn-ON 的閘極驅動回路

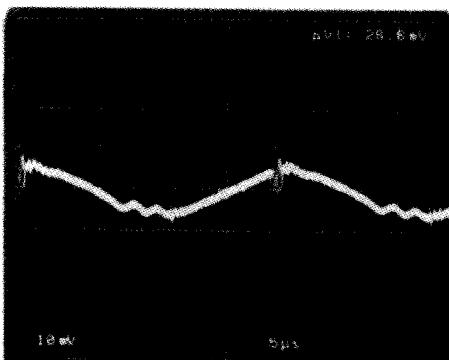
經由實際的測試，在照片 4-1 到照片 4-4 中，可以看出雜訊的大小情形，而圖 4-3 中所示則為在照片 4-1 到照片 4-4 中 Turn ON 及 Turn OFF 時雜訊值的大小地方的標示。



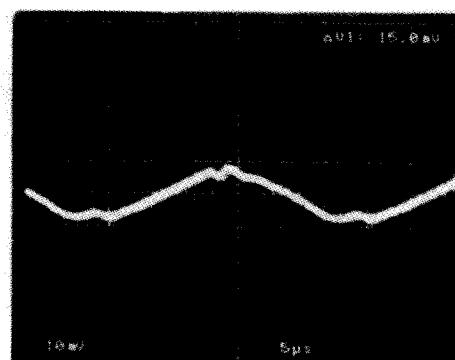
照片 4-1 充電電流和放電流相同時的輸出
漣波值 $R_2 = 100\Omega$, $R = 0$, 效率
80.4 %



照片 4-2 充電電流小的時候的輸出漣波
值 $R_2 = 100\Omega$, $R_1 = 220\Omega$, 效率
80.0 %



照片 4-3 當充電電流被延遲時的輸出漣
波值 $R_2 = 100\Omega$, $R_2 = 47k\Omega$, $S_1 =$
RS204, 效率 81.5 %



照片 4-4 軟交換下的輸出漣波值，效率
83 % (相關資料請參閱 4-4 節)

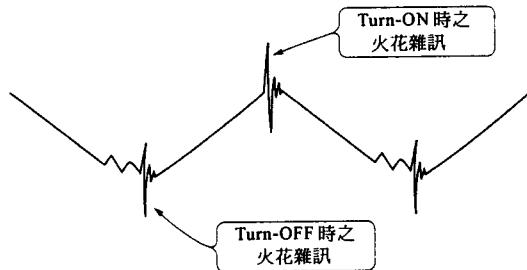


圖 4-3 波形上的雜訊處

☆4-2.3 一般的使用電路

在圖 4-4 中為使用 PWM IC 做頻率固定的常用回路圖。

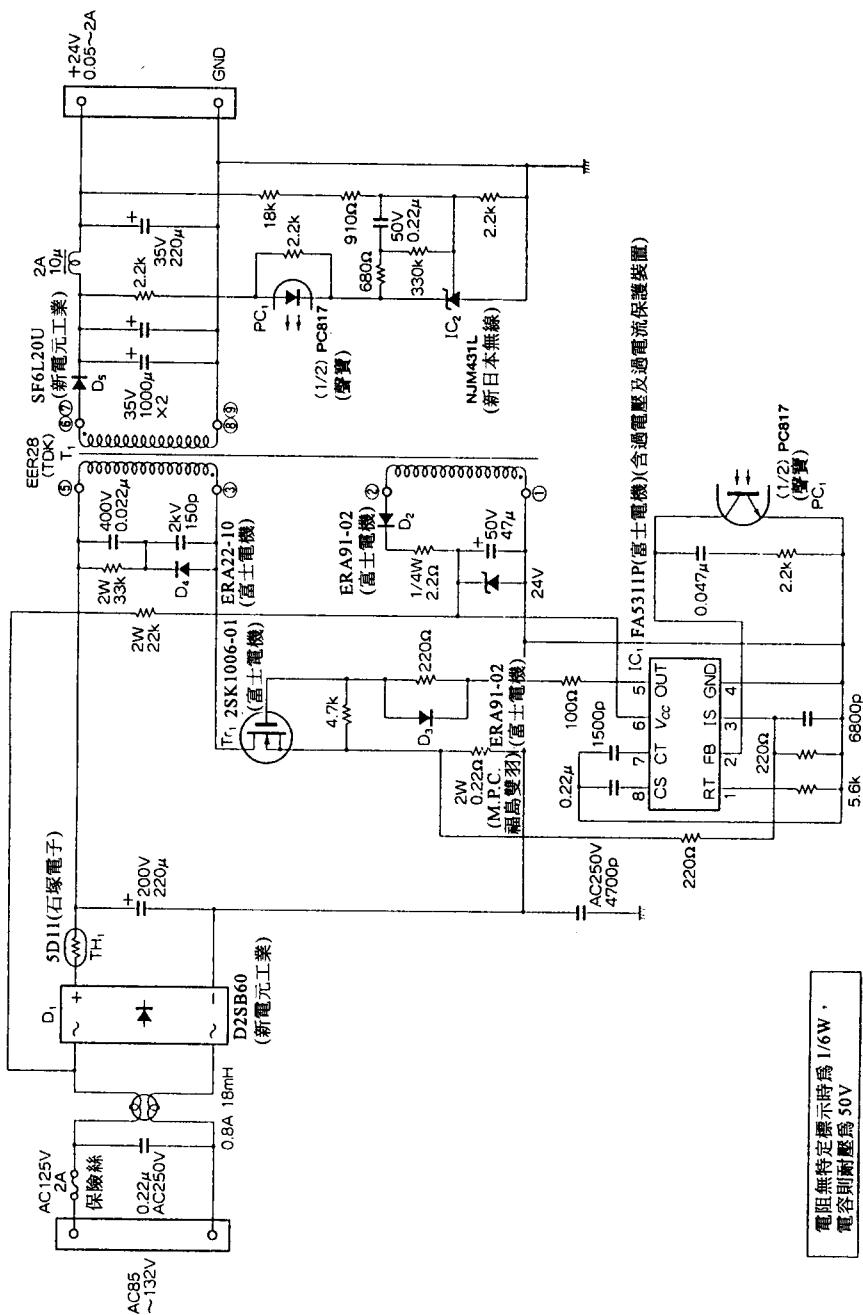


圖 4-4 使用 PWMIC 的 24V/2A 電源之回路

電阻無特定標示時為 1/6W。
電容則耐壓為 50V

4-3 回路變壓器的設計

☆4-3.1 一次繞組電感 L_p 的求法

在本節中首先介紹如何求出一次繞組電感值 L_p 的大小，由 T_{ON} 和 T_{OFF} 的關係式

$$\frac{T_{OFF}}{T_{ON}} = \frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{V_{IN}}{V_o} \quad (4-2)$$

中得到

$$T_{ON} + T_{OFF} \Rightarrow \left(1 + \frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{V_{IN}}{V_o}\right) T_{ON} \quad (4-3)$$

又由於

$$T_{ON} + T_{OFF} < \frac{1}{f} \quad (4-4)$$

其中： f 為交換頻率

再根據圖 4-5 中得到

$$I_p = \frac{V_{IN}}{L_p} T_{ON} \quad (4-5)$$

及 $P_{IN} = \frac{1}{2} L_p I_p^2 f \quad (4-6)$

利用(4-5)及(4-6)式可以求得

$$T_{ON} = \frac{\sqrt{2P_{IN} L_p}}{V_{IN} \sqrt{f}} \quad (4-7)$$

我們實際利用圖 4-4 中的各項數值代入(4-3)、(4-4)及(4-7)式中，

$$V_{IN} = 100\text{V}, P_{IN} = 60\text{W}$$

$$f = 33\text{kHz}, \frac{n_s}{n_p} = \frac{25}{125}, V_o = 24\text{V}$$

得到

$$\left(1 + \frac{25}{125} \times \frac{100}{24}\right) T_{ON} < \frac{1}{33 \times 10^3}$$

$$\Rightarrow T_{ON} < \frac{1}{1.833 \times 10^3 \times 33}$$

$$\Rightarrow T_{ON} < 16.9 \times 10^{-6}$$

取 $T_{ON} = 16.9 \times 10^{-6}$ 再代入

$$16.9 \times 10^{-6} = \frac{\sqrt{2 \times 60 \times L_p}}{100 \times \sqrt{33 \times 10^3}}$$

得到

$$L_p = 779 \times 10^{-6} \Rightarrow 779(\mu\text{H})$$

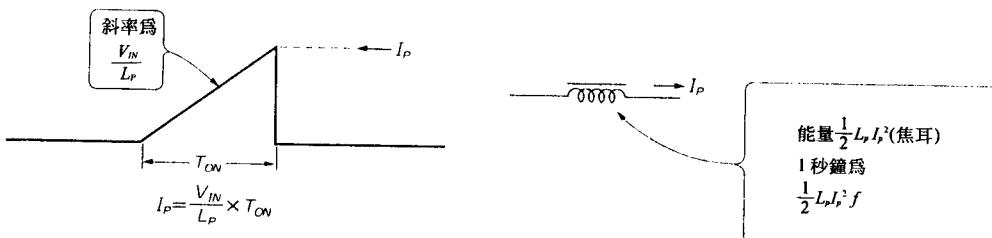


圖 4-5 峰值電流和輸入功率

☆4-3.2 匝數和間隙的求法

接著再利用所得之 $T_{ON} = 16.9 \times 10^{-6}$ 數值，代入 B_m 的公式

$$B_m = \frac{V_{IN} \times T_{ON}}{n_p \cdot S} \quad (4-8)$$

而(4-8)式必須滿足

$$B_m < 0.3 \quad (4-9)$$

因此選擇了 $S = 82 \times 10^{-6}$ mm(請參照表 4-1)代入(4-8)式中

$$\frac{100 \times 16.9 \times 10^{-6}}{n_p \times 82 \times 10^{-16}} < 0.3 \quad (4-10)$$

得到

$$n_p \geq \frac{100 \times 16.9 \times 10^{-6}}{0.3 \times 82 \times 10^{-6}} \doteq 68.6 \quad (4-11)$$

取整數值得到 $n_p = 69$ 匝。而 n_s 則利用匝數比的公式

$$\frac{n_s}{n_p} = \frac{25}{125} = \frac{n_s}{69}$$

求出 $n_s = 14$ 匝。

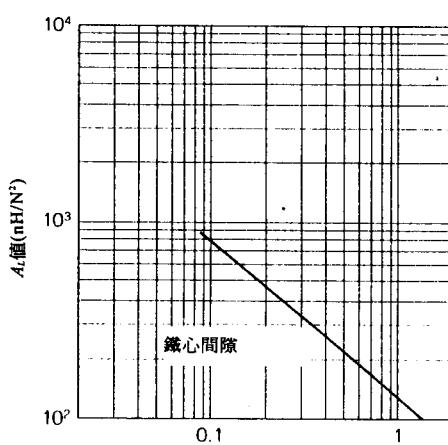
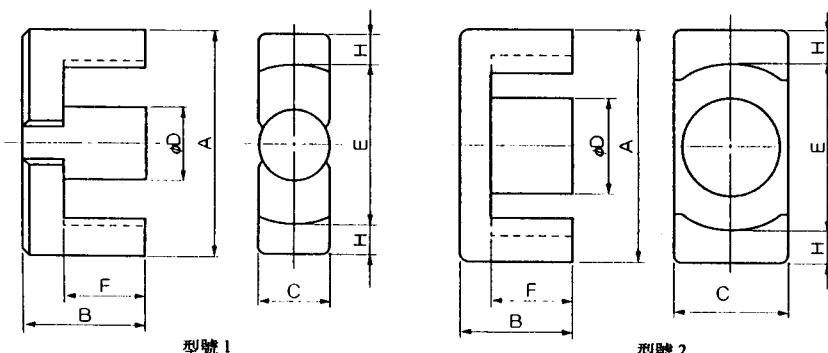
當匝數及 L_p 求得後，利用圖 4-6 的 PC40EER28 鐵心之 A_L 值($\mu\text{H}/\text{n}^2$) (由 TDK 公司出品)曲線，計算出

$$\frac{799}{69^2} = 0.6 \mu\text{H}/\text{n}^2 \quad (4-12)$$

再對照圖 4-6，可以得到間隙值為 0.7mm。

表 4-1 變壓器的鐵心(TDK 公司提供)

品名	型號	尺寸(mm)				參數			
		A	B	C	d	鐵心係數 ($C_1 \text{mm}^2$)	截面積 $A_L(\text{mm}^2)$	磁路 $l_s(\text{mm})$	體積 $V_r(\text{mm}^3)$
PC40EER25.5-Z	1	25.5±0.5	9.3±0.2	7.5±0.2	7.5±0.15	1.08	44.8	48.2	2160
PC40EER28-Z	2	28.55±0.5	14.0±0.2	11.4±0.25	9.9±0.25	0.78	82.1	64.0	5257
PC40EER28L-Z	2	28.55±0.55	16.9±0.25	11.4±0.25	9.9±0.25	0.928	81.4	75.5	6143
PC40EER35-Z	1	35.0±0.5	20.7±0.2	11.3±0.2	11.3±0.15	0.851	107	90.8	9682
PC40EER40-Z	1	40.0±0.5	22.4±0.2	13.3±0.25	13.3±0.25	0.659	149	98.0	14587
PC40EER42-Z	1	42.0±0.6	22.4±0.2	15.5±0.25	15.5±0.25	0.509	194	98.8	19163
PC40EER42/42/20-Z	2	42.15±0.65	21.2±0.2	19.6±0.4	17.3±0.25	0.40	240	98.6	23635
PC40EER49-Z	1	49.0±0.8	19.0±0.3	17.2±0.4	17.2±0.25	0.394	231	91.3	21124

圖 4-6 PC40EER28 鐵心之間隙和 A_L 值關係(TDK 公司提供)

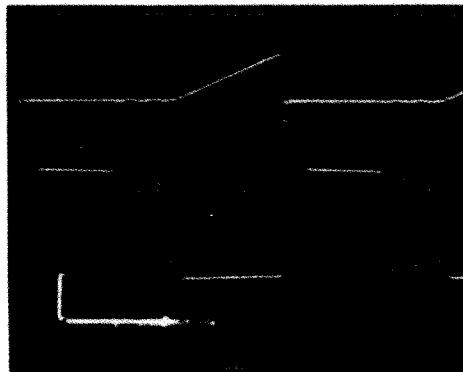
☆ 4-3-3 線徑和隔離層的求法

線徑的求法是經由照片 4-5 中的波形,利用圖 4-7 的數學方式

$$I_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (\text{平均值}) \quad (4-12)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} \quad (\text{均方根值}) \quad (4-13)$$

一起先求出 $I_{AV} = 0.43A$ 及 $I_{RMS} = 0.80A$ 。



照片 4-5 圖 4-5 回路的波形(放大)

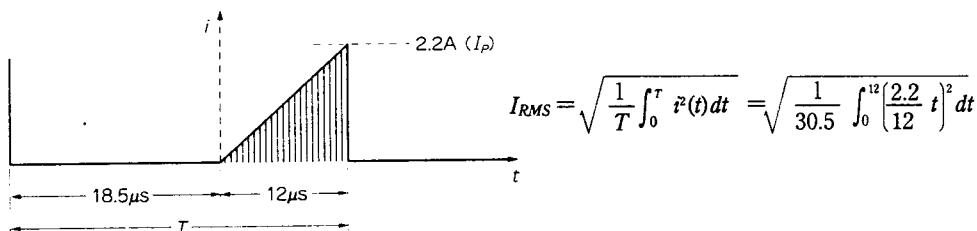


圖 4-7 I_{AV} 及 I_{RMS} 的求法

再根據目前實際生產的電線得知 1mm^2 線徑大小可耐電流 6A，因此一次側可以使用 0.1333mm^2 的電線，換算成為 $0.4\text{mm}\phi$ 的電線。

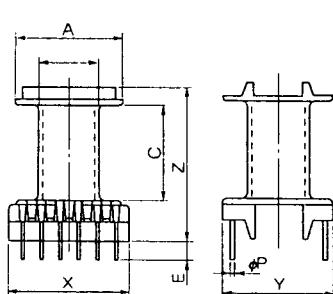
而隔離層則使用表 4-2 中的 BEER-28-1110CP，其中繞組間隙為 16.7mm，為了使隔離層能保持在 4mm，及一、二次接面也要 4mm，因此所剩之空間不夠，此時可以利用 UEW 銅線做 23 匝為一層，共繞三層而達到 69 匝的要求。

另外二次側的電流大小的求法也和一次側相同，由於平均電流為 2A 及 $I_{rms} = 3.72\text{A}$ ，所以取 $0.9\text{mm}\phi$ 的電線，並利用兩條 $0.45\text{mm}\phi$ 並聯做一層繞組，總共 13 匝。

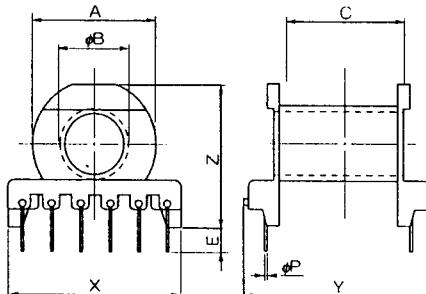
而輔助線圈之電流因為只有數十 mA 的大小，所以利用 $0.26\text{mm}\phi$ 的電線即可以確保其安全性。

表 4-2 隔離層大小(TDK 公司提供)

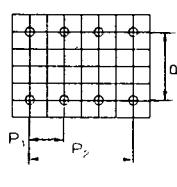
品名	型號	尺寸(mm)					參數	
		A	ϕB	C	E	X	Y	Z
BEER-25.5-118CP	1	19.53	9.9	10.05	4.5	22.0	19.6	19.05
BEER-28-1110CP	1	20.90	12.3	16.7	4.5	24.8	23.0	26.6
BEER-28L-1110CP	1	20.90	12.3	22.4	4.5	24.8	23.0	32.3
BEER-35-1112CP	1	25.4	13.7	26.1	5.5	30.0	28.5	39.3
BEER-40-1112CP	1	28.7	15.8	27.5	5.0	32.0	30.0	41.7
BEER-42-1114CP	1	29.1	17.95	27.5	5.0	38.0	30.0	42.7
BEER-42/42/20-1112CP	1	31.5	19.8	27.3	5.0	43.5	37.0	42.5
BEER-49-1118CP	1	35.95	20.3	21.45	4.5	49.0	37.0	39.45
BEER-28-1112CPH	2	20.9	12.0	16.1	5.0	30.0	31.3	25.0
BEER-28L-1112CPH	2	20.9	12.0	21.8	5.0	30.0	37.0	25.0
BEER-35-1116CPH	2	25.2	13.6	26.4	4.5	40.0	45.5	29.0
BEER-40-1116CPH	2	28.6	15.7	27.5	4.2	40.0	44.0	31.8
BEER-42-1116CPH	2	29.0	18.0	27.3	5.0	40.0	44.0	34.5



型號 1



型號 2



☆4-3.4 是否需要採用三明治繞法

由於變壓器設計時使用高導磁係數的材料，相對使間隙的導磁係數變小，因此在線圈耦合時會產生大的漏電抗使輸出電壓降低，因此一般而言均不使用三明治繞線法，而直接使用往復的層繞方式，詳細規格請參照表 4-3。

表 4-3 變壓器繞組的規格

- ①鐵心：PC40EER28-Z(TDK)
- ②隔離層：BEER-28-111-CP(TDK)
- ③間隙(1)：0.7mm 中心間隙(或 0.4mm)
間隙(2)：1.0mm 中心間隙(或 0.55mm)^{註1)}
- ④隔離：上 2.0mm，下 4.0mm
- ⑤順序

鐵心	輸出電壓／電流	端子		線徑	匝數	方式
P1/2	1 次主線圈	3	4	0.4φ	46t	密
S	24V/2.0A	7	9	0.65φ×2	13t	密
		8	10			
P2/2	1 次主線圈	4	5	0.4φ	23t	密
P'	1 次輔助線圈	1	2	0.26φ	7t	中央密

⑥電感

- L_p (接腳 3~5)(1) $770\mu\text{H}$ (at 1kHz)
(2) $630\mu\text{H}$ (at 1kHz)^{註1)}

註 1)軟交換化時

4-4 軟交換化

在自激式的交換電源中，MOSFET的 V_{DS} 是利用緩衝電容(C_r)的充放電做控制，但在固定頻率的電源中， C_r 的作用則是吸收ON/OFF之間的突波及控制MOSFET的ON/OFF動作。

在圖4-8中， Tr_1 為一次側的MOSFET，接受由PWMIC所送來的脈衝訊號做ON/OFF控制，並在電路上加上一個雙方向的延遲電路，使其ON/OFF之間產生速度的差別。而圖中的緩衝電容 C_r 的作用有三個，一是吸收重疊部份所產生的突波，二是對變壓器做充放電動作以便 Tr_1 及 Tr_2 的ON/OFF交換。此外為了確保在ON/OFF交換時不會產生共振，只要 C_r 的最小電壓不改變，則可以使損失降到最低。因此 C_r 值的大小對損失不會產生影響，這就是 C_r 的三個作用。

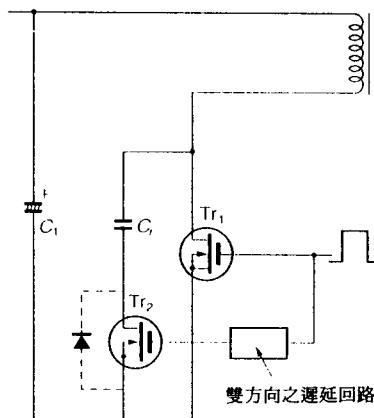


圖4-8 利用緩衝電容 C_r 充放電做制

☆4-4.1 實際的應用回路

在圖 4-8 中各位可以看到利用 C_1 的放電形成的 Tr_2 的等效接面二極體，但是此二極體對高頻的作用不夠用，因此實際上會並聯一個二極體做為高頻時之控制，另外在 Tr_2 上也並聯一個具大耐壓值的肖特基二極體以防止電流的反向流動。

此外在電路上的延遲回路是利用 S_1 吸收器，只要調整其中的電感值，即可決定延遲時間的長短。在損失方面，為了要減少損失，一般最小電流均取最大電流的 2~3 % 左右，以本電路而言，最大電流為 2A，則最小電流大約為 0.04~0.06A。

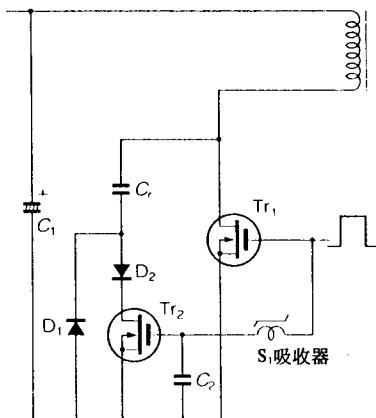


圖 4-9 圖 4-8 的實用化回路

☆4-4.2 軟交換化的電源

對圖 4-4 的軟交換化的電源在圖 4-10 中所示，和圖 4-4 中不同的地方主要是在閘極驅動回路的延遲電路中，加入 $3Tr_3$ 及 C_r 的充放電回路(內含 S_1 ， Tr_2 及 D_7 ， D_8)。另外在變壓器上，電感值大小也稍有改變，其計算公式如同前面章節所述，在(4-4)式中加上延遲成為

$$T_{ON} + T_{OFF} + \frac{1}{2} T_r < \frac{1}{f} \quad (4-14)$$

其中 $T_r = 2\pi\sqrt{L_p C_r}$ 。

而其它則如同(4-5)式至(4-13)式的計算方法。

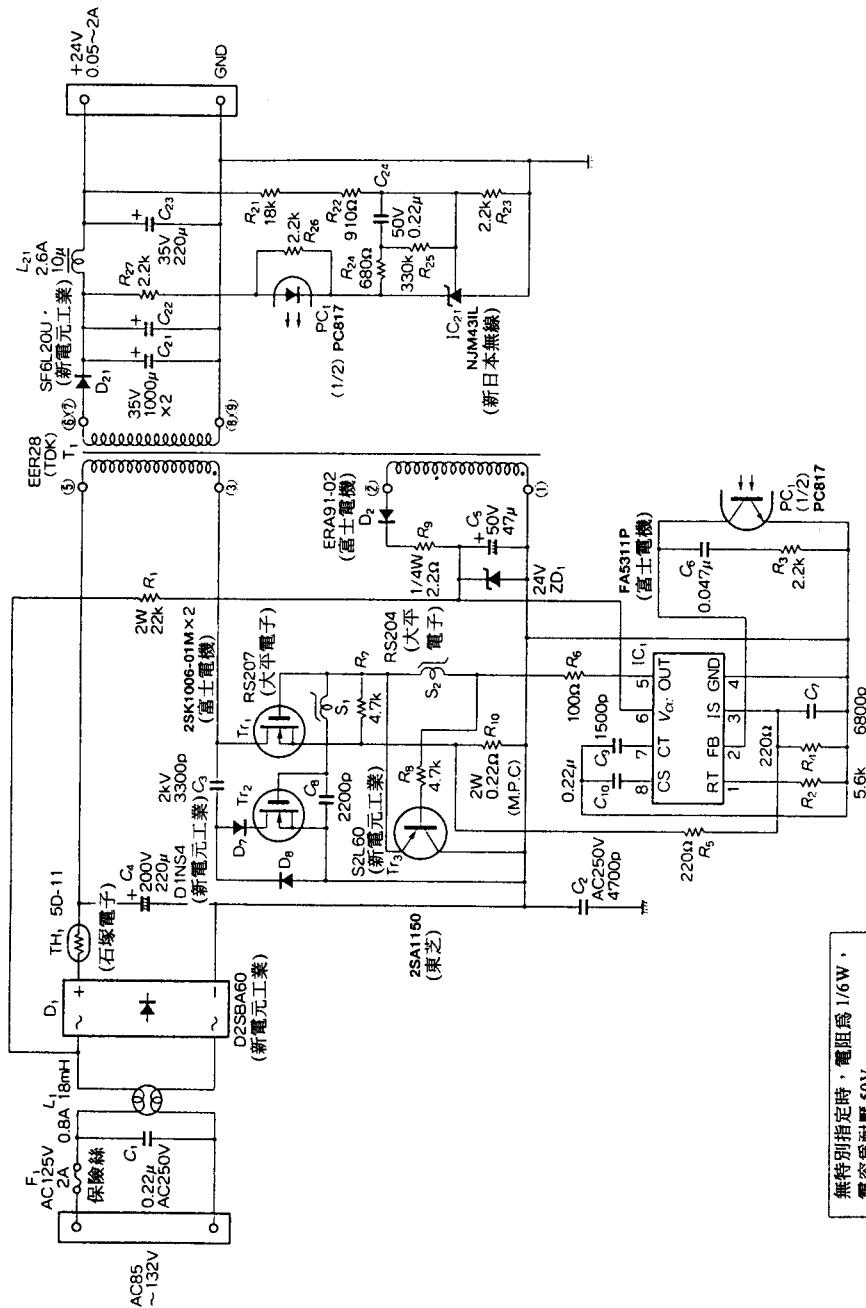
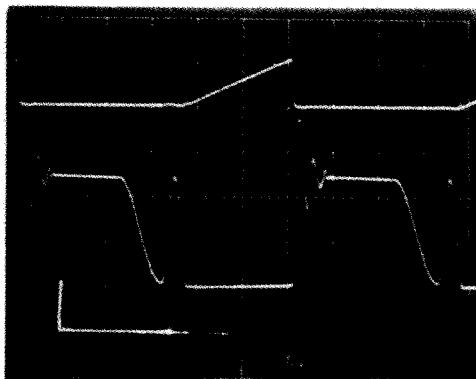


圖 4-10 軟交換式的 PWMIC 型 24V/2A 電源回路

☆4-4.3 波形分析

在照片 4-6 中為 Tr_1 的 V_{DS} 及 I_D 的波形圖，在左下角有一 L 型軌跡，此一軌跡為軟交換式電源的特徵之一，而照片 4-7 則為 I_D 及 V_{DS} 共振的波形圖，其圖解請見圖 4-11 所示，另外最重要的 C 波形則在照片 4-8 中所示。

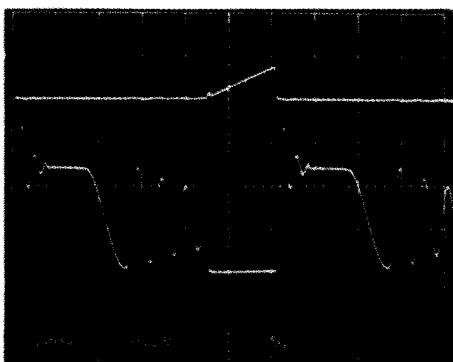


L型軌跡 輸入 125V，輸出 24V/2A
上 CH₂ I_D 2A/div
中 CH₁ V_{DS} 100V/div
X 軸：100V/div
Y 軸：2A/div

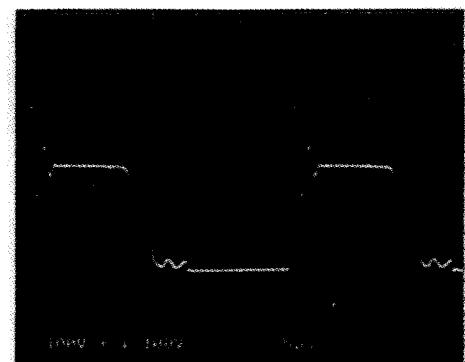
照片 4-6 圖 4-10 之波型

上：CH₂ I_D 電流 2A/div
下：CH₁ V_{DS} 間電壓 100V/div

CH₁
CH₂} ADD 模式 100V/div
CH₂ 極性相反



照片 4-7 圖 4-10 回路波形(輸入 DC125V，輸出 24V0.5A)



照片 4-8 圖 4-10 回路中 C 兩端的電壓波形(輸入 DC125V 輸出 24V2A)

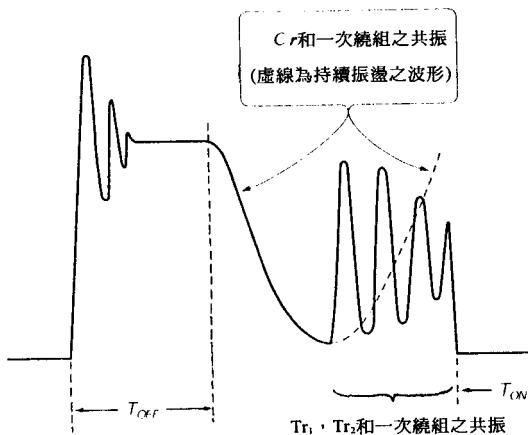


圖 4-11 照片 4-7 中共振波型之解釋

剖析SPS的原理構造



高頻交換式電源供應器原理與設計

編號02637／梁適安編譯／20K／384頁／360元

本書譯自George Chryssis所著之「High-Frequency Switching Power Supplies : Theory and Design」一書。書中以深入淺出的方式，將近年來所發展研究的交換式電源供應器，結合理論與實際予以介紹，同時提供許多例子，使讀者對SPS有全盤之了解，並為修習SPS之設計，十分適合大專電子、電機科系的學生做為參考書。

第五章

利用主動濾波器 (Active Filter)

消除 24V/6A

電源的高頻諧波成份

5-1 交流的有效功率及無效功率

在圖 5-1 中的電視，如果以直流電壓輸入，則量測電流為 0.7A。如果以交流輸入，則電流變成了 1A。這是為什麼呢？原因就是在直流輸入時，功率為電壓和電流的直接乘積，但是在交流輸入時，電壓和電流的乘積內包含了無效功率(一般以 Q^* 表示，單位為 Var(乏)) 存在。以圖 5-1 而言， Q 佔了 30Var ，因此功率仍然是 $100 \times 1 - 30 = 70(\text{W})$ ，這和直流輸入時是相同的。(* 請參照一般的輸配電學課本)。

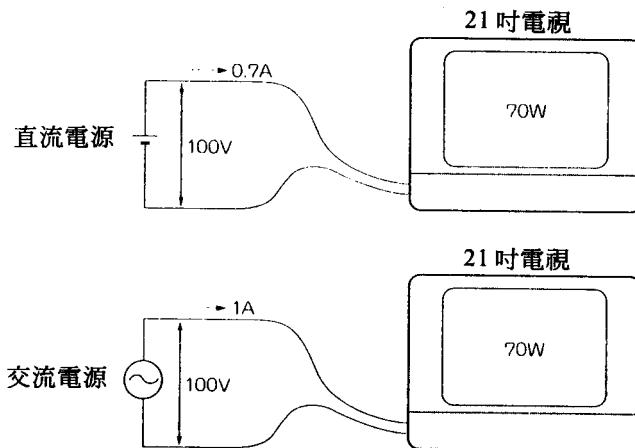


圖 5-1 直流和交流功率之比較

☆5-1.1 交流整流器的平滑電路

在前節中所談到的直流，目前都是由交流經由整流而得。因此必須在整流前加入平滑電路，一般而言，平滑電路可以分成電容及電感兩大型態，如圖 5-2 所示。兩者之間的差別為：

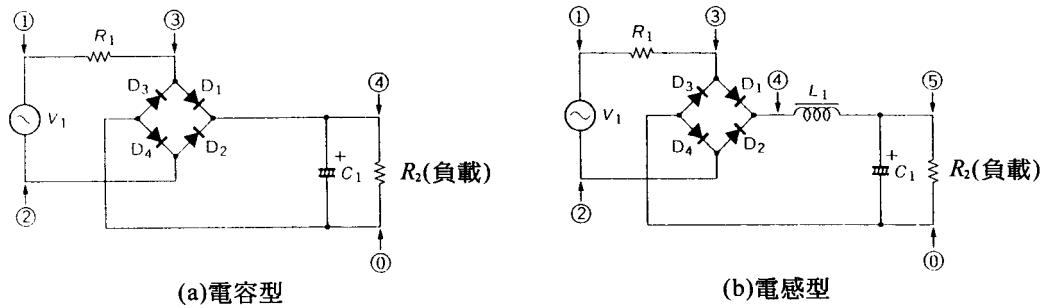


圖 5-2 交流整流的平滑電路

- (1) 電容型：容易引起高頻諧波，對輸電設備產生破壞。另外則是造成成功率因數(Power Factor)的下降，會使能量損失。
- (2) 電感型：電路架構上為低通濾波器之型態，但是在對三次諧波做抑制時， L 值必須相當的大，這是主要的缺點。

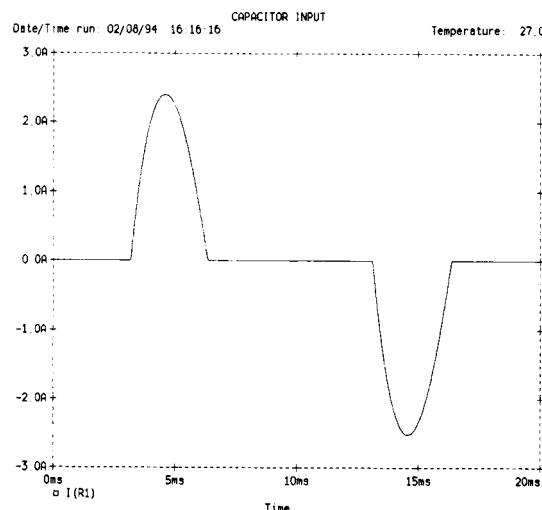
☆5-1.2 利用軟體模擬

在圖 5-3 及表 5-1 中列出了對圖 5-2 使用 PS pice 的模擬結果，由圖中可以很明確的了解到電感型的平滑電路峰值較小，而且電流的間隔較大。

表 5-1 PSpice 模擬結果

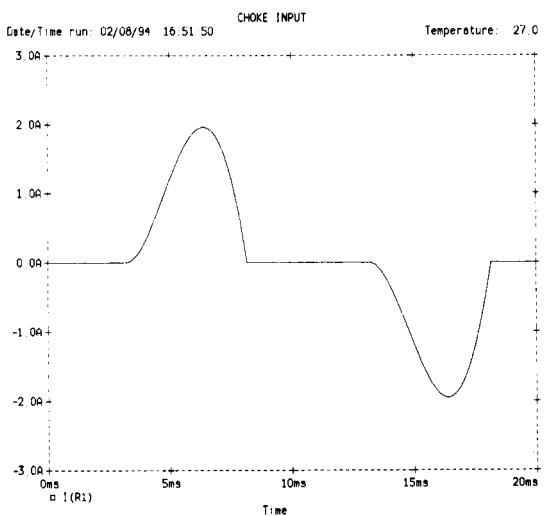
```
CAPACITOR INPUT
.TRAN 20U 20M 0 20U UIC
.FOUR 50HZ I(R1)
V1 1 2 SIN(0 141 50 0 0 0)
R1 1 3 6.8
D1 3 4 DF
D2 2 4 DF
D3 0 2 DF
D4 0 3 DF
C1 4 0 330U IC=122.5V
R2 4 0 220
.MODEL DF D
.PROBE
.END
```

```
CHOKE INPUT
.TRAN 20U 20M 0 20U UIC
.FOUR 50HZ I(R1)
V1 1 2 SIN(0 141 50 0 0 0)
R1 1 3 2.2
D1 3 4 DF
D2 2 4 DF
D3 0 2 DF
D4 0 3 DF
L1 4 5 22MH
C1 5 0 330U IC=122.5V
R2 5 0 220
.MODEL DF D
.PROBE
.END
```



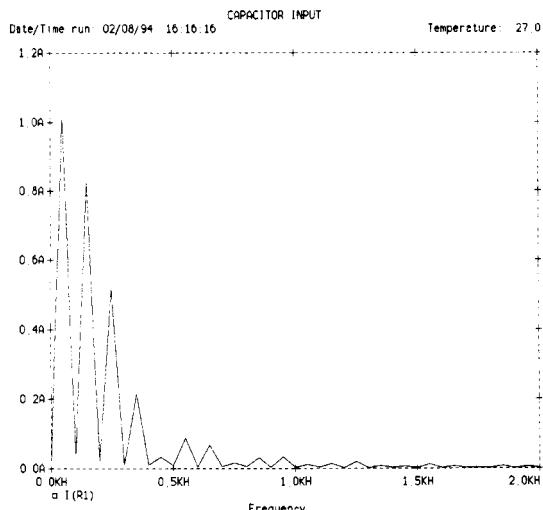
(a)電容型

圖 5-3 輸入電流波形



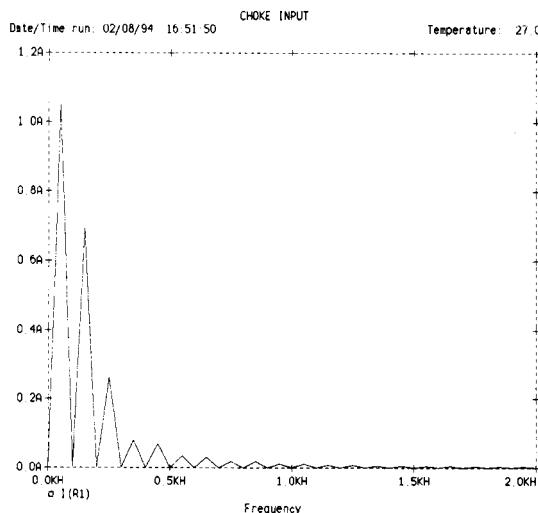
(b)電感型

圖 5-3 (續)



(a)電容型

圖 5-4 圖 5-2 電路的傅立葉分析圖



(b)電感型

圖 5-4 (續)

另外圖 5-4 中也可以看出電容型在基本波上是比電感型小，但是經由傅立葉分析，在高頻諧波方面，電感型則是比電容型小許多，對高頻諧波的抑制上來說，效果較好。

5-2 利用主動濾波器於高頻諧波之抑制

☆5-2.1 主動濾波器的動作原理

在圖 5-5 中以一個回路的例子來說明主動濾波器的動作原理，而其動作波形則顯示在圖 5-6 中。

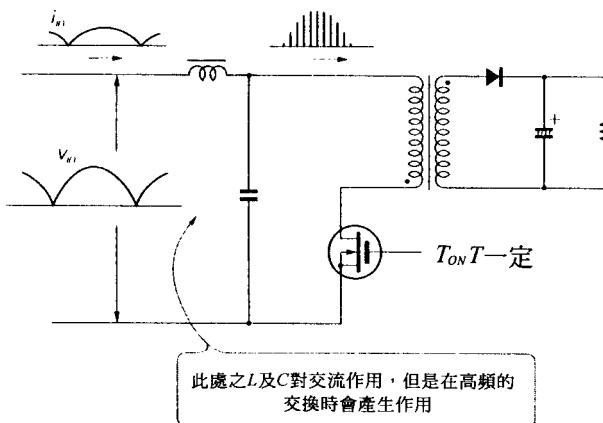


圖 5-5 主動濾波器的舉例模型

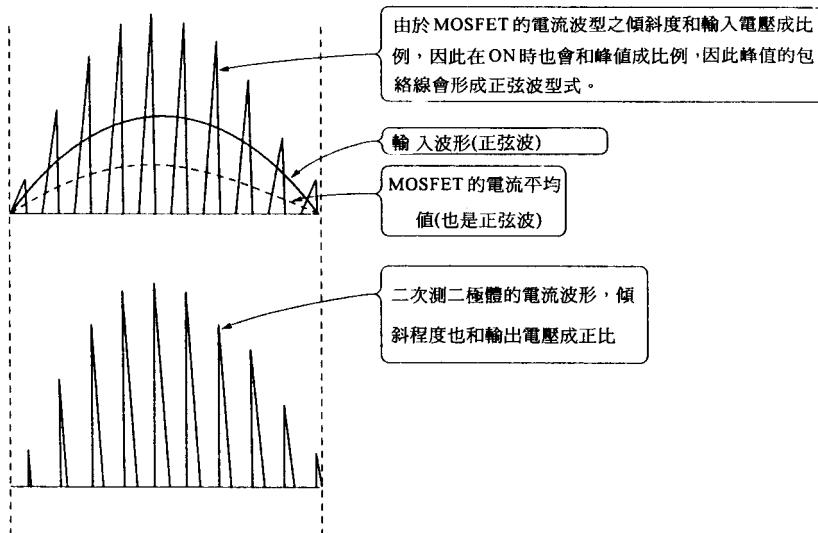


圖 5-6 圖 5-5 中的一次側和二次側電流

在圖 5-5 中，輸入電壓經由橋式整流器作用後，形成整流波形，並利用圖中 MOS FET 的 ON 時間的大小得到其有效值大小為 $\sqrt{2} V_{IN} \sin \omega_1 t$ ，而此時一次側電流的峰值 i_{1P} 為

$$i_{1P} = \frac{\sqrt{2} V_{IN} \sin \omega_1 t}{L_p} \quad (5-1)$$

其中 L_p 為一次側的電感值

亦即在 ON 時 i_{1P} 和 V_{IN} 成正比。另外平均電流的大小在一週期內則為

$$i_{AV} = \frac{T_{ON}}{2T} \times i_{1P} = \frac{\sqrt{2} V_{IN} \sin \omega_n t}{2L_p T} (T_{ON})^2 \quad (5-2)$$

和(5-1)式相同， i_{AV} 也和 V_{IN} 也成正比。

由此而形成了電流不連續的模式，而且負回授回路對交流週期的響應又不快，因而得到了輸入電流和輸入電壓為一成比例的關係。由圖 5-6 中可以明顯得知， T_{ON} 的大小控制了電壓及電流之數值，另外在圖 5-6 中，除了可以看到由 MOSFET 的所產生的電流波形和輸入電壓成一比例，也可以看到二次側的電流和輸出電壓成一正比。如此一來，隨著輸入和輸出的比例關係，使得高頻的成份自然地被抑制了(請參照照片 5-3)。

雖然在圖 5-5 的回路上有了可以抑制高頻諧波的優點，但是仍然是有一些缺點存在，根據實際的製作及測試可以歸納成二點，一是停電時會馬上關掉(Down)而使電路不能工作，二是對相同的輸出功率而言，和別種類的電源相比較，需要更大的耐電流量的 MOSFET 才行，這兩點請讀者在試作時要特別地注意。

☆5-2.2 主動濾波器用之 IC

一般的主動濾波器用 IC 是使用頻率的變化做控制，在新電元出品的 MA6540 IC 系列中也具有此項功能(如表 5-3 所示)，而內部的電路方塊圖如圖 5-7 所示，外觀則如圖 5-8。

表 5-2 MA6000 系列

品名	峰值	峰值	ON 電阻	最大輸出	輸入
MA6510	500	10	1.0	120	100V系
MA6520	500	12	0.7	140	100V系
MA6530	500	15	0.45	180	100V系
MA6540	500	20	0.35	240	100V系
MA6910	900	5	3.0	120	200V系
MA6920	900	7	2.0	160	200V系
MA6930	900	10	1.4	240	200V系

表 5-3 MA6000 系列(新電元工業)的端子說明

端子	記號	功能名	功能說明
①、⑥	D	汲極	主 MOSFET 之汲極
②	S	源極	主 MOSFET 之源極
③	V_{nc}	繞組電壓檢出	二次側二極體之 OFF 檢出用
④	CL	電流限制	電流限制用
⑤	GND	接地	內部控制回路之接地
⑦	V_{cc}	電源	內部控制回路之電源
⑧	F/B	回授	輸出電壓控制用
⑨	L_a	栓鎖	停止振盪用，使用 “H” 做停止控制
⑩	ON/OFF	ON/OFF	外部控制 ON / OFF 端子

“L” 時動作

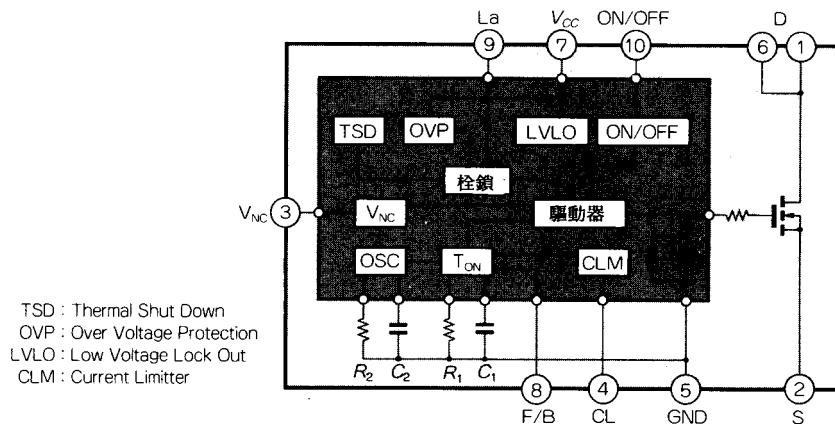


圖 5-7 MA6000 系列 IC 的內部方塊圖

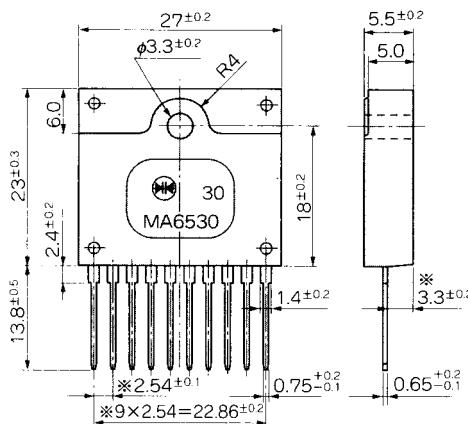


圖 5-8 MA6000 系列的外觀圖

☆5-2.3 24V / 6A 電源應用列說明

圖 5-9 中舉出了 24V/6A 的電源電路，主要的動作原理為：變壓器的輔助線圈和 R_4 ， R_5 及 C_7 由第 3PIN 的外加電壓做控制而產生振盪。此時流經 R_9 之電流(和 I_D 相等)由栓鎖回路(Latch)以脈衝的型式做電流限制

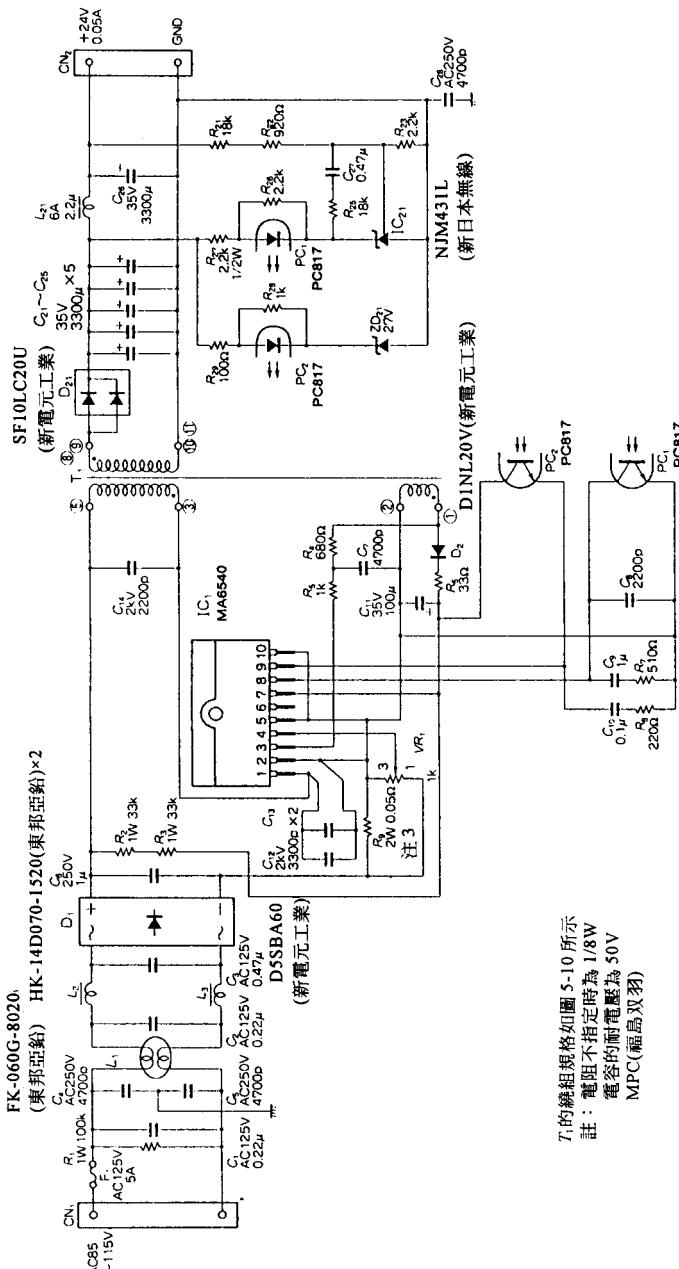


圖 5-9 24V / 6A 高頻抑制無電容之回路

的保護。圖中的 C_7 ， C_8 及 C_9 則兼具有緩衝電路及共振之作用，當第3PIN的電壓大於1.8V時，MOSEFT ON，此時 C_8 及 C_9 作用使電壓下降，同時決定了 R_4 ， R_5 及 C_6 之數值大小。另外一次側的電流則由 R_9 檢出，利用VR₁分壓到第4PIN，當第4PIN的電壓大於200mV時，即驅動其作用，為了防止雜訊侵入， R_9 之數值均取相當大。在輸出電壓方面，經由輔助線圈所得之回授直流電壓直接輸入至第7PIN中，控制輸出電壓在一定值下，此時則由 C_{10} 及 C_{11} 的數值大小決定振盪時間以達成此要求。

在過熱保護上，利用循環模式(Cycle Mode)，時間設計為500mS之下決定 R_2 及 R_3 之數值大小。

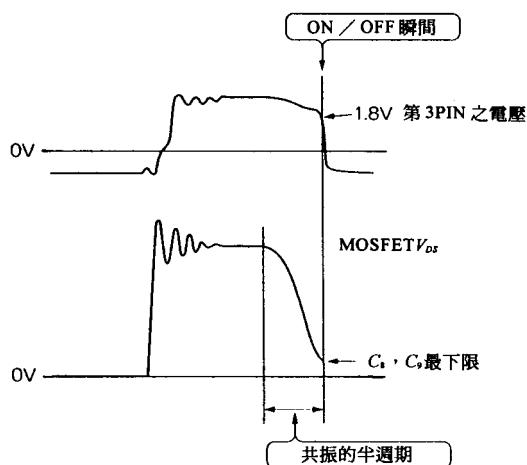
而光耦合器PC₁及RC₂之作用則是RC₁利用光通量之大小及第8PIN的作用做定電壓輸出的控制，PC₂為結合第9PIN做過電壓的保護，並利用第7PIN做保護解除之用。

- ① 鐵心：EER42／42／20(TDK)
- ② 隔離層：BEER-42／42／20-1112CP (TDK)
- ③ 間隙：0.8mm(或1.5mm中心間隙)
- ④ 上下層：上：2mm，下：4mm
- ⑤ 步驟

線圈	輸出電壓／電流	端子		線徑	匝數	繞線方式
P1/2	一次側主繞組	3	4	0.26φ × 7束 × 2並聯	11t	緊密
S	24V/6A	8	10	0.2φ × 7束 × 2並聯	5t	同層緊密
		9	11	0.2φ × 7束 × 2並聯	5t	
P2/2	一次側主繞組	4	5	0.26φ × 7束 × 2並聯	11t	緊密
P'	輔助繞組	1	2	0.3φ	3t	中央緊密

- ⑥ 電感值 $L_p = 124\mu\text{H}$

圖 5-10 24V6A 用變壓器之規格



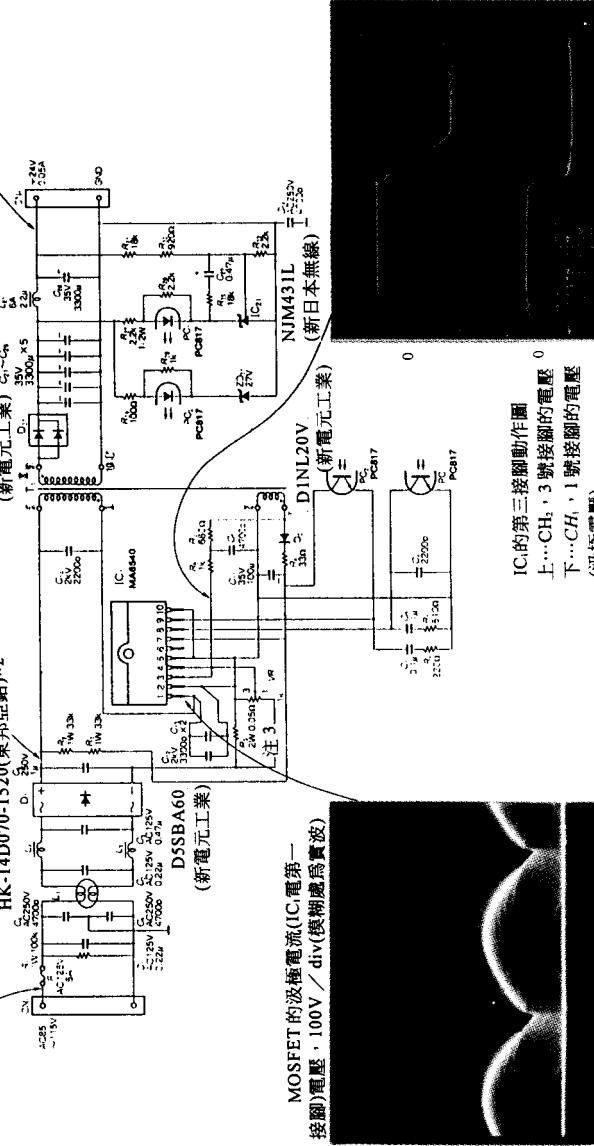
■ 5-11 共振電壓波形及第 3PIN 的電壓

在照片 5-1 至照片 5-5 中列出 3 各個部份的波形

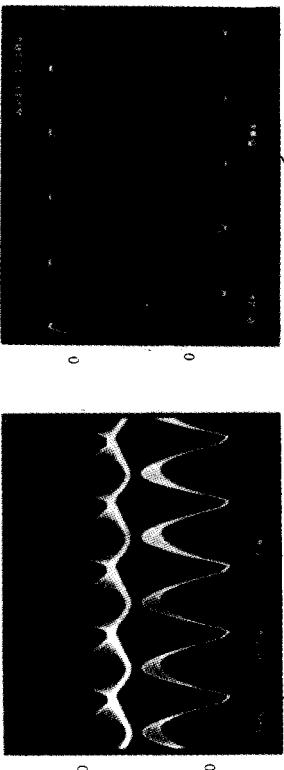
AC 輸入端子電壓及電流
上...CH₁, 交流電流, 2A / div
下...CH₁, 交流電壓, 100V / div



照片 5-1 ~ 5-5 FK-060G-8020(東邦亞鉛) HK-14D070-1520(東邦亞鉛)



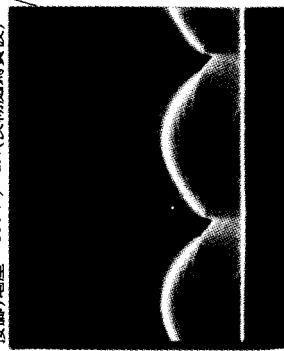
輸出速度 0.2V / div (100Hz 左右但部份雜訊已消失)



經過整流後的電壓及電流波形

照片 5-3

MOSFET 的汲極電流 (IC 電第一接腳) 電壓, 100V / div (模擬處為實波)



照片 5-4

IC 的第三接腳動作圖
上...CH₁, 3號接腳的電壓
下...CH₁, 1號接腳的電壓
(汲極電壓)

而表 5-4 則為所得之數據，圖 5-12 為輸出電壓和輸入電壓及輸出電流的特性圖，另外圖 5-13 則為輸入電壓和效率及功率因數之關係圖。最後在照片 5-6 中則是日本菊水電子工業所生產之 PCR 2000 及 LIN40M-PCR-L 組合之電源之電腦畫面圖。

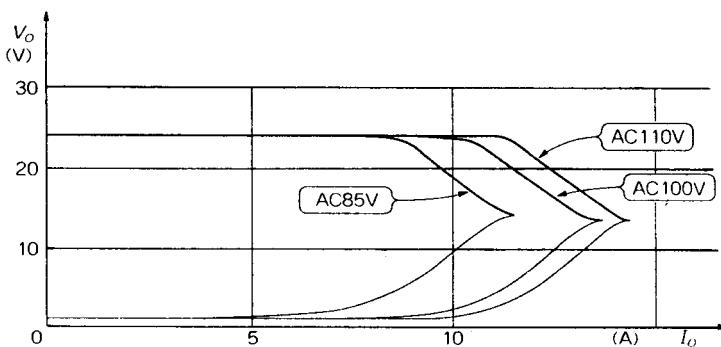


圖 5-12 輸出電壓的調整特性

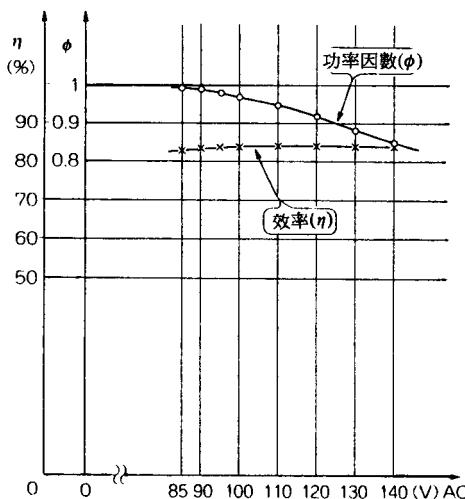


圖 5-13 輸入電壓和效率及功率因數之關係

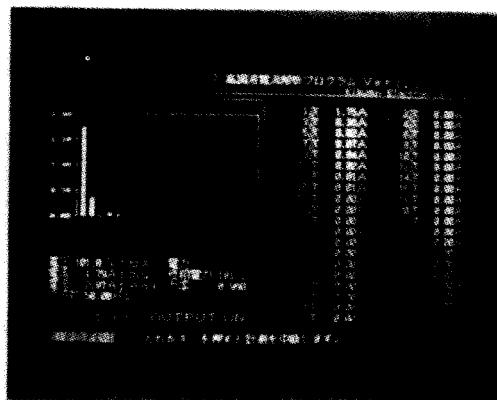
表 5-4 各部份之數據

電壓 101.0Vrms
 電流 1.75Arms
 電流 2.85Apeak
 頻率 50.00Hz

電力 171.3W
 視功率 177.3VA
 功率因數 0.970

	測量值	額定值	測量值÷額定值
1 次	1.72 A	-----	-----
2 次	0.00 A	0.319 A	0.000
3 次	0.31 A	1.386 A	0.224
4 次	0.00 A	0.159 A	0.000
5 次	0.04 A	0.690 A	0.058
6 次	0.00 A	-----	-----
7 次	0.06 A	0.509 A	0.118
8 次	0.00 A	-----	-----
9 次	0.04 A	0.319 A	0.126
10 次	0.00 A	-----	-----
11 次	0.02 A	0.181 A	0.110
12 次	0.00 A	-----	-----
13 次	0.01 A	0.154 A	0.065
14 次	0.00 A	-----	-----
15 次	0.01 A	0.133 A	0.075
16 次	0.00 A	-----	-----
17 次	0.00 A	0.117 A	0.000
18 次	0.00 A	-----	-----
19 次	0.00 A	0.105 A	0.000
20 次	0.00 A	-----	-----
21 次	0.00 A	0.095 A	0.000
22 次	0.00 A	-----	-----
23 次	0.00 A	0.087 A	0.000
24 次	0.00 A	-----	-----
25 次	0.00 A	0.080 A	0.000
26 次	0.00 A	-----	-----
27 次	0.00 A	0.074 A	0.000
28 次	0.00 A	-----	-----
29 次	0.00 A	0.069 A	0.000
30 次	0.00 A	-----	-----
31 次	0.00 A	0.064 A	0.000
32 次	0.00 A	-----	-----
33 次	0.00 A	0.060 A	0.000
34 次	0.00 A	-----	-----
35 次	0.00 A	0.057 A	0.000
36 次	0.00 A	-----	-----
37 次	0.00 A	0.054 A	0.000
38 次	0.00 A	-----	-----
39 次	0.00 A	0.051 A	0.000

規格：IEC pub.555-2，1982(改訂案) Class D 的 2.3 倍



照片 5-6 工業產品 LIN40M-PCR-L 之電腦畫面

第六章

使用於 5V/5A 同步 整流回路上的 90% 效率之降壓抗流圈

6-1 同步整流

在本章中所討論的為使用電流變壓器將回路內的同步訊號取出，以做 MOSFET 的 ON / OFF 控制。在名詞上雖然和第三章中所討論的相同，但是實際的情形卻不同，此些不同點會在下面章節中加以說明。

☆6-1.1 電流變壓器

電流變壓器的圖形如圖 6-1 所示，主要構造為一次側為一匝，二次側為 n 匝，利用變壓器的匝數比關係可以得到(6-1)式：

$$V_2 = \frac{i_1}{n} R \quad (6-1)$$

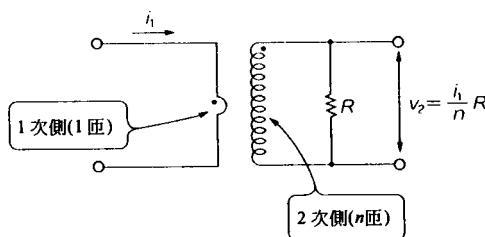


圖 6-1 電流變壓器之構造

其中 V_2 為二次側電壓， i_1 為一次側電流， R 為電阻值而電流變壓器的特性有

- (1) 在頻率為 50Hz 下，一次側可以允許有一匝以上的設計。
- (2) 電阻 R 相當的小。
- (3) 利用(6-1)式，在 $n = 100$ ， $R = 100\Omega$ 下，如果一次側有 1A 通過

則 V_2 有 $\frac{10}{100} \times 100 = 1V$ 產生，此時一次側的電壓利用 $\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{1}{n}$

$= \frac{1}{100}$ 的公式得到 $V_1 = \frac{1}{100} \times 1 = 0.01V$ ，表示在一次側的壓降

(Drop) 小，因此利用此一低損失的特性可以將大電流加以檢出。

☆6-1.2 同步驅動

利用電流變壓器的特性表示於圖 6-2 中，首先電流流過 MOSFET 的寄生(Body)二極體，接著電流變壓器的二次側產生電壓，使 MOSFET 的閘極到達工作電壓而使 MOSFET 動作，此一動作即稱為“同步驅動”。

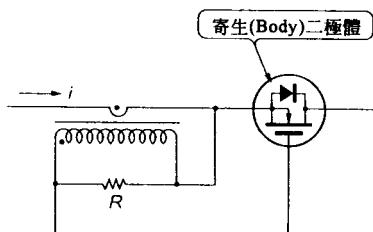


圖 6-2 利用電流變壓器做 MOSFET 的驅動

一般在實用上是希望圖 6-2 的回路能在高速下動作，不過此時必須先克服兩個缺點：

1. 由於電流為方波型式，在高速驅動時，電流會流到寄生(Body)二極體上，此時電阻會加大而產生大的損失。
2. 在 ON / OFF 切換時，MOSFET 的閘極會有延遲作用，使電流會產生逆流現象，因而造成損失。

如果克服了以上的缺點，則可以將圖 6-2 的回路改成高速的驅動作用。

另外為了能夠在二次側得到較高的電壓，有時會在電流變壓器和 MOSFET 的閘極之間串聯上一個電流放大器以使電壓增高。

6-2 5V / 5A 降壓抗流圈的設計

有了上面所述的基本概念後，接著利用圖 6-3 的應用回路做 5V/5A 同步整流降壓抗流圈變壓器的說明。而圖 6-3 中的 IC₁ 之內部方塊及接腳圖則如圖 6-4 所示。

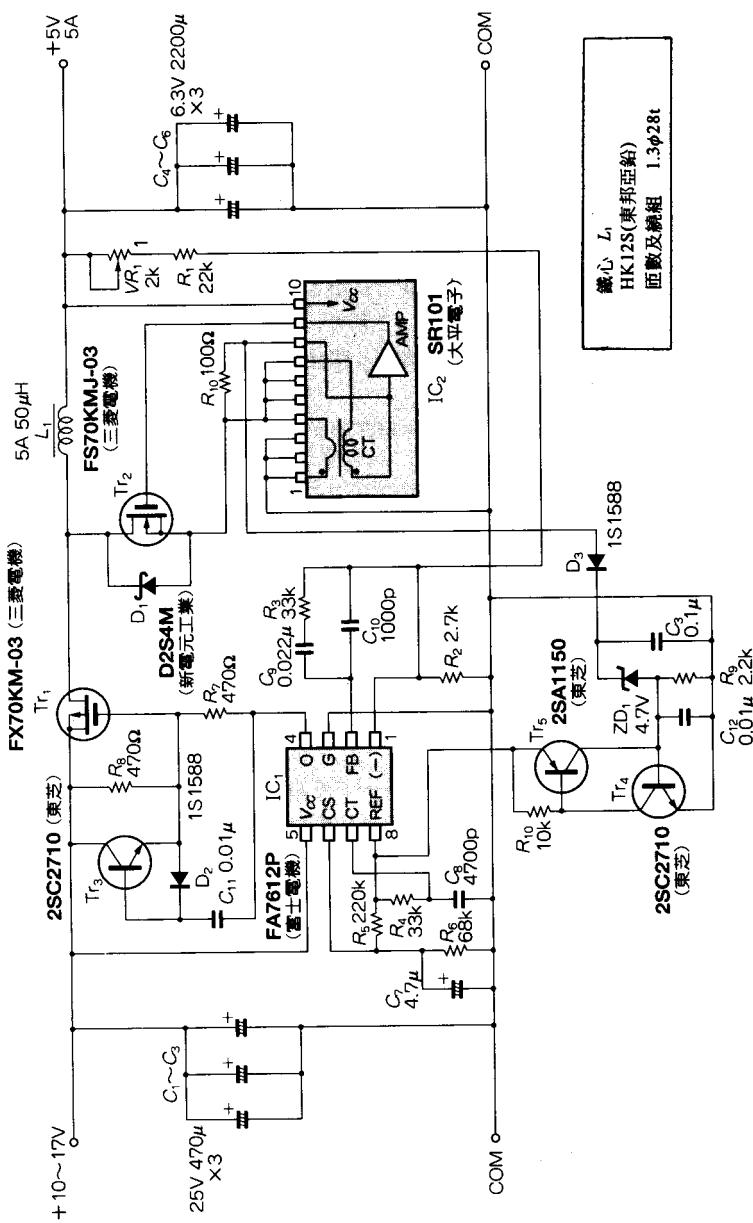


圖 6-3 5V / 5A 同步整流降壓抗流圈變壓器之應用回路

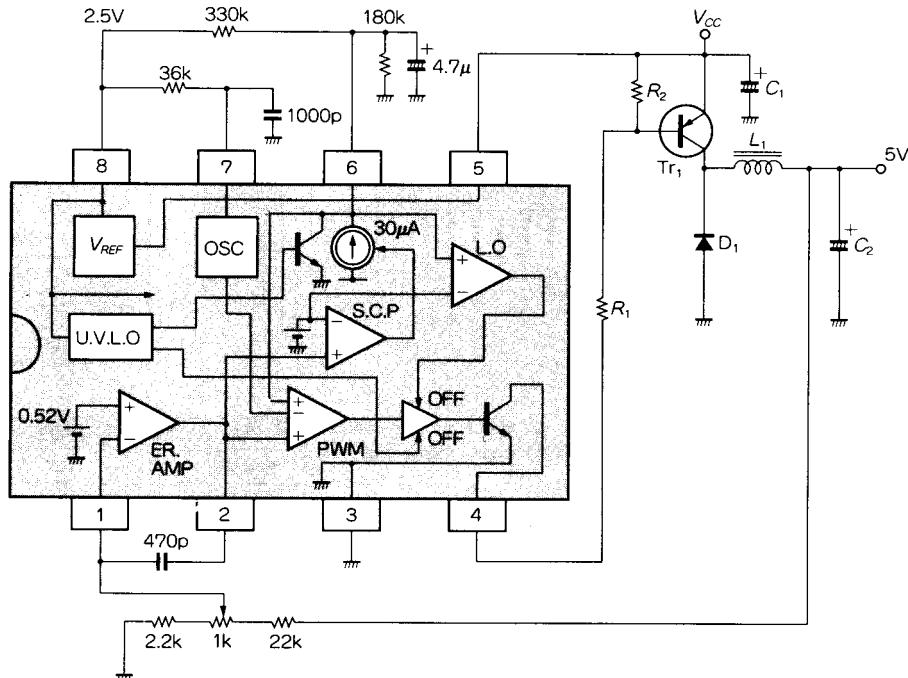


圖 6-4 FA7612P 的內部方塊圖及接腳圖

因此在本章中，主要利用電流變壓器的原理說明圖 6-3 的動作原理，在圖 6-3 回路中的 FA7612P 動作原理說明如下：

利用 Tr_4 及 Tr_5 構成保護回路，並利用電流變壓器的二次側的電壓和輸出電流成比例的關係，當電壓值超過設定值後，電流即會流過齊納二極體 ZD_1 ，使 Tr_4 及 Tr_5 所形成的回路 ON，將振盪 OFF 掉，而電壓值的設定則由 R_{10} 的數值所決定。

以上的方式雖然很方便，但是仍存在一個缺點，是在回路上應用 PWM 動作時，於無載下啟動會產生 10 % 的過擺(Overshoot)，此點必須特別注意。

而同步整流方面則是由 SR101IC 及 T_{r2} 和肖特基二極體 D_1 所構成，利用啟動時電流大多流向 D_1 ，使流向 Body 二極體的電流減少將效率提高。

在圖 6-5 及表 6-1 中列出了 SR101 的外觀圖，規格表及各接腳功能說明。而圖 6-6 至圖 6-8 為各種特性圖，相關的波形則顯示在照片 6-1 至照片 6-4 中，請讀者參閱。

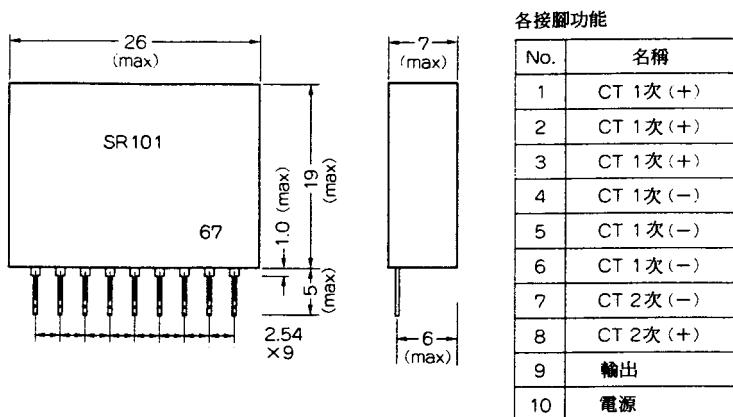


圖 6-5 SR101 的外觀及名稱腳功能(+表示接正極)

表 6-1 SR101 的規格(最大顯定)

項目	記 號	規 格	單 位
電源電壓	V_{CC}	27	V
輸入電流	I_{IN}	20(峯值)	A
輸出電流	I_o	500	mA
動作溫度	T_{OP}	85	°C
保存溫度	T_{sg}	125	°C

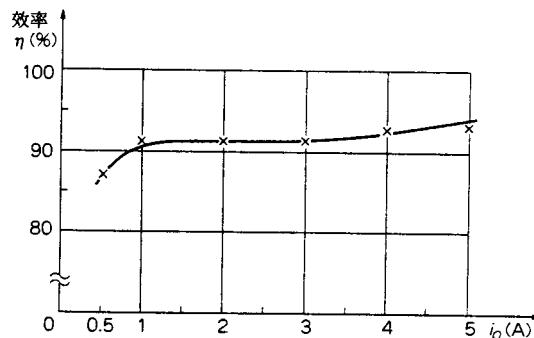


圖 6-6 輸出電流和效率關係圖($V_{in} = 12V$ 下)

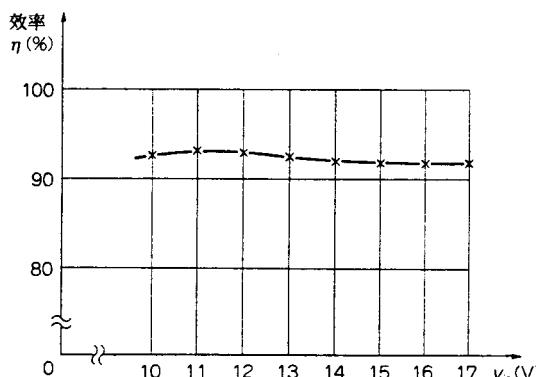


圖 6-7 輸入電壓對效率關係圖($I_o = 5A$ 下)

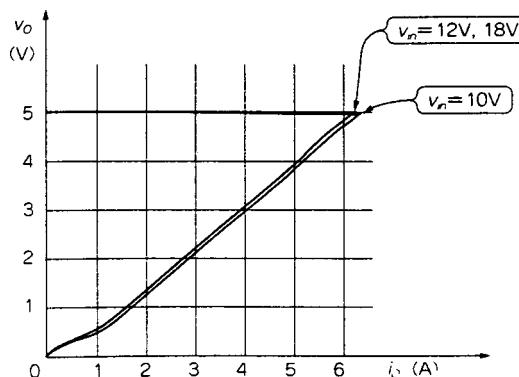


圖 6-8 輸之電壓電流關係圖

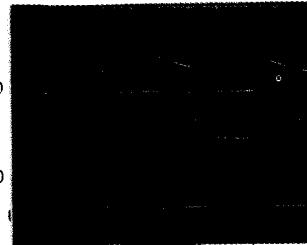
上…CH₂, Tr₁ 沖極電流, 5V / div
下…CH₁, Tr₁ 沖極電壓(對地), 5V / div

上…CH₂, Tr₂ 沖極電流, 5V / div
下…CH₁, Tr₂ 沖極電壓(對地), 5V / div

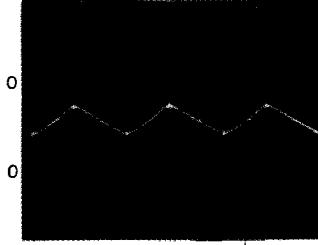
輸出漣波



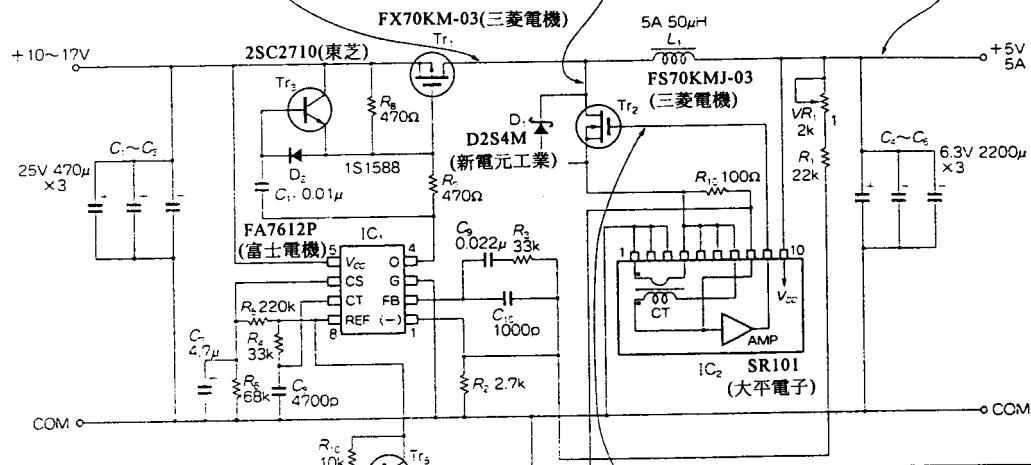
照片 6-1



照片 6-2



照片 6-4



上…CH₂, Tr₃ 開極電壓, 2V / div
下…CH₁, Tr₃ 第 8 接腳(對地), 5V / div



照片 6-3

學習變頻器以驅動



變頻器驅動技術

編號03400／羅國杰編譯／20 K／464頁／440元

本書取材新穎，介紹變頻器的最新觀念及技術動向，領先現代水準；書中“應用事例篇”道盡各界需用的最新機械所能高速運轉的專門知識秘訣Know-How，本書譯者對於關鍵字的辨認均特加在“譯者註”欄，可連結現今最新科技工程界理論與實際的學識之用。適合作為大專交流電氣應用的教材；內容分為兩篇：第一篇主述原理、類別及感應電動機操作當遇到的問題與有關技術的配合運用，然後列表介紹選用變頻器的挑選技術。第二篇主述實務之外，另撰述產業界應用的變頻控制速度之實例！是一本相當實用的好書！



第七章 低消耗功率 **5V/0.4A 交換式電源**

7-2 低消耗功率的必要性

在日常生活中所使用的電器產品中，先以大哥大為例，不使用時仍要開機，所以仍處在用電狀態(稱為待機損失)。再以電冰箱而言，不做冷媒壓縮時仍是處在用電狀態(稱為無載損失)。這種在不使用(工作)時所消耗的電力佔了總功率的絕大部份，因此開發出高效率低消耗功率的電源是目前關注的話題。在本章中提出設計一個 AC 整流器，除了改善消耗功率外，也要求能在低價格下研製成產品。

7-2 5V/0.4A 電源回路介紹

☆7-2.1 主要構成之要素

由前面幾章的說明中，相信各位讀者對交換式電源已有相當的了解了。不過在這裏仍不厭其煩的再將回路的主要構成之元件敘述一遍。

交換式電源回路的主要元件有

- (1) 主交換用的驅動回路。
- (2) 傳遞驅動回路控制訊號用的接收元件(例如光耦合器)。
- (3) 驅動回路的過電流保護裝置。

而在本章中所介紹的低消耗功率交換式電源當然是具有以上三個系統，在下面章節中會詳細的加以說明。

☆7-2.2 可飽和之變壓器

在設計及使用變壓器時，一般都不希望變壓器會有飽和現象發生，因為一旦產生飽和現象時，會使訊號失真。但是在交換式電源中恰巧利用此一現象，使變壓器在飽和之時產生開關動作，這也就是本節所介紹的可飽和變壓器之重點。

在圖 7-1 中列出了可飽和變壓器的圖形，其動作原理為：當一次側(P , n 匝)通過振幅為 $2e$ 及時間(寬度)為 T_1 的方波時，此時相同匝數的二次側(S)會產生寬度為 T_2 的方波，而一次側之電流則為 e/R (當 P 的電感很小時)。

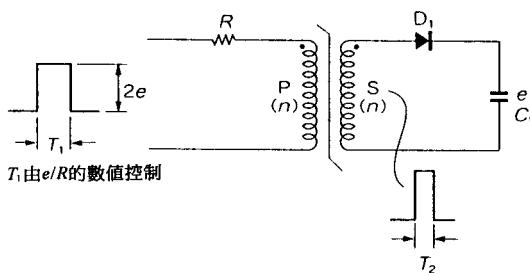


圖 7-1 可飽和變壓器之回路

接著當電流到達 e/R 時，變壓器到達飽和，使得一次側之電壓為0，而二次側電流也跟著為0，如此利用電流到達 e/R 之時間控制二次側的輸出產生開關動作的現象，即稱為飽和現象。而此一變壓器即稱為可飽和變壓器。

☆7-2.3 回路的動作說明

在圖 7-2 中為 5V/0.4A 低功率交換式電源的回路圖，動作原理為利用 R_6 及 R_{10} 提供 T_{r1} 的順向偏壓，此時 T_{r1} 之⑤處產生正電壓，當 T_{r1} 之⑤處有

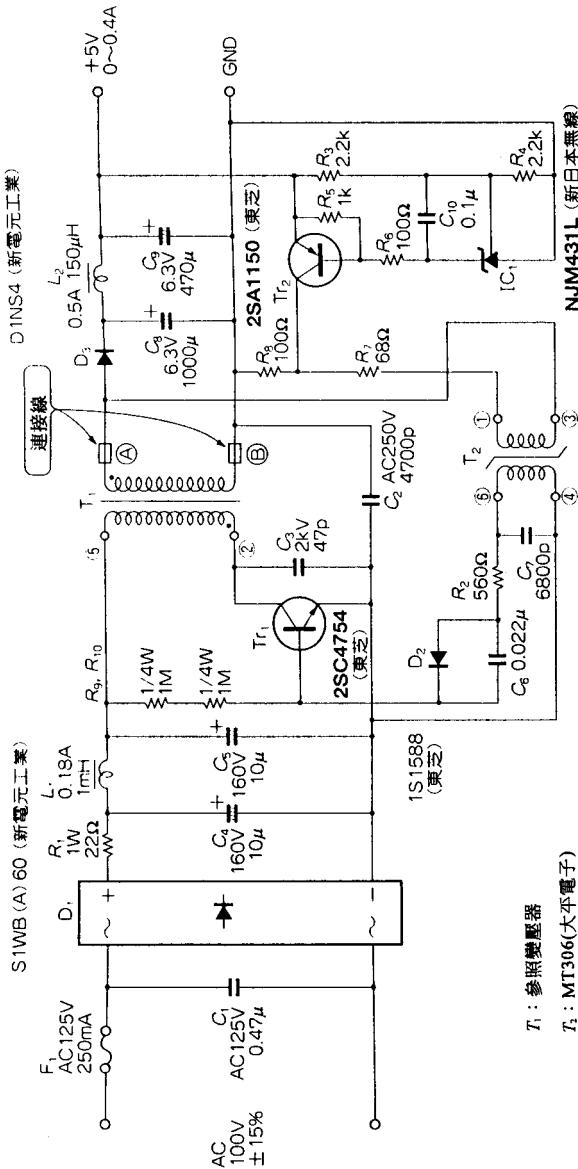


图 7-2 5V/0.4A 低功率交換式電源回路

T₁ : 參照變壓器
T₂ : MT306(大平電子)

正電壓時，則 T_1 的⑥處因為減極性之緣故亦產生正電壓。而 T_1 之⑥處正電壓會造成 R_7 及 R_8 動作，並對 T_2 的 D_1 及 ③處產生電壓。接著 T_2 的⑥及④產生電壓使電流流經 R_2 ， D_2 及 C_6 至 Tr_1 的基極使 Tr_1 ON 而產生振盪(ON/OFF 動作)。另外，當輸出電壓超過 5V 時，重置電流則利用 IC_1 及 Tr_2 動作使電壓維持在 5V 之狀態。

鐵心	EPC19(TDK)		
線軸	BEPC-19-1111CPH(TDK)		
間隙	0.05mm		
隔離層	不使用三層絕緣線		
繞線順序	P ②—⑤	0.1mm ϕ	190 匝
	S 連線線	0.2mm ϕ	三層絕緣 (並聯) 8 匝
電感值	$L_p = 9\text{mH}$		

圖 7-3 變壓器之規格

☆7-2.4 重置電流控制回路

在上節中所提到的重置電流做定電壓輸出的控制方式為：當輸出電壓大於 5V 時， IC_1 處流入的電流會增加，同時 Tr_2 的集極電流也加大，使得在 R_8 的電壓降加大。當 R_8 的電壓降加大後，電流沿著 T_2 之一次側①—③及 T_1 ⑥處的電壓變小而使 T_1 之⑤—②處的電壓也降低，此時 Tr_1 ON 的間隔會變小，而使輸出電壓降回至額定的 5V 處。利用此一方式控制輸出電壓的方式稱為重置電流控制法。

☆7-2.5 過電流保護

對於過電流保護而言，動作原理和上節的方式類似，都是利用重置電流作動。當輸出電流大於 0.4A 時，輸出電壓下降(低於 5V)，重置電流動作，同樣使 T_{r1} 產生逆向偏壓將 T_{r1} ON 的時間縮短而使輸出的電流下降，各位讀者可以參考圖 7-4 的曲線。

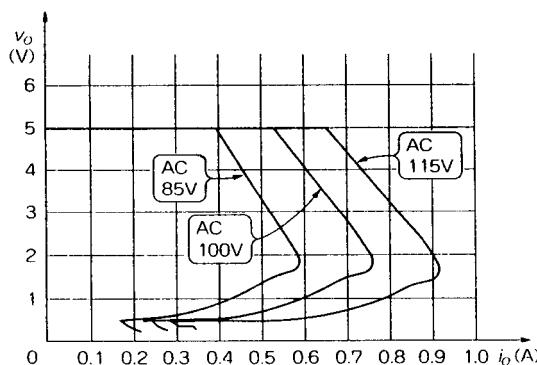


圖 7-4 輸出電壓和負載變化之關係

☆7-2.6 軟交換

在圖 7-2 中 T_2 之一次側①—③處為 3 匝，而 T_2 之二次側⑥—④處則為 6 匝，由於使用高導磁係數(μ)的材料做鐵心，因此二次側的電感值在動作時會產生 $500\mu\text{H}$ 大小的電感效應，而造成訊號的延遲。我們利用此種延遲特性，而可以製造軟交換，在圖 7-2 中也特別加上一並聯電容 C_1 (6800pF)以增強此一效果。

7-3 測定值

所有的波形如照片 7-1 至照片 7-3 所示，圖 7-4 則為輸出電壓和負載變化的曲線，圖 7-5 為效率和消耗之關係圖，而圖 7-6 為交換頻率之軌跡圖。

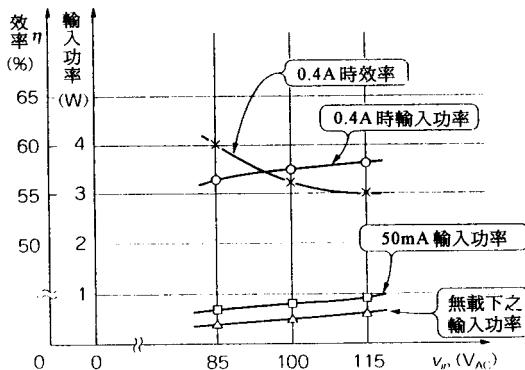


圖 7-5 效率和消耗功率之關係

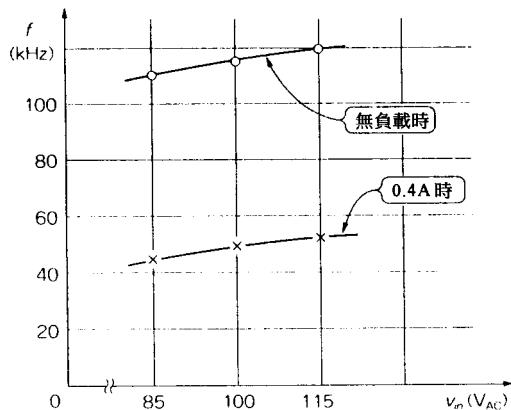
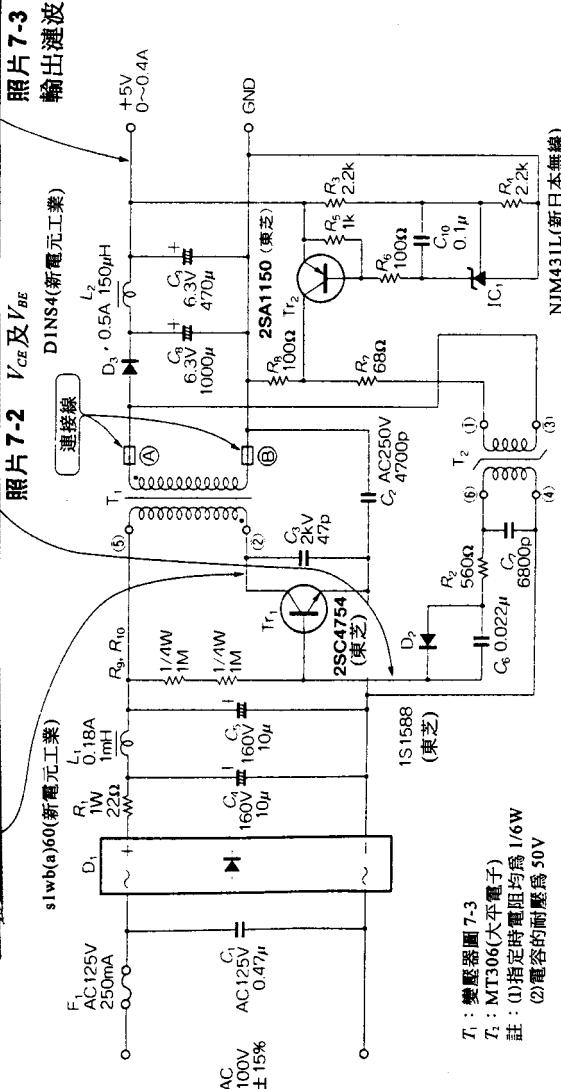
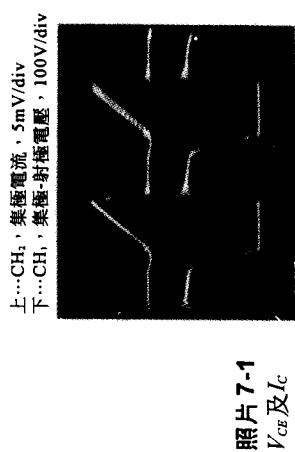


圖 7-6 交換頻率之軌跡圖



第八章

適合初學者入門的交換式電源調整器系列

介紹——截波器 (Chopper)

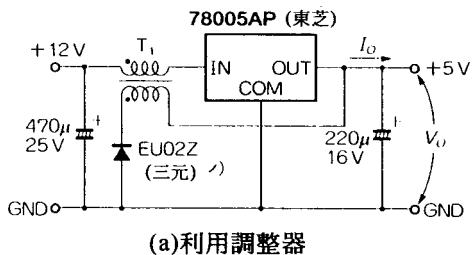
在本章中主要是利用三端子電源調整器 IC 為出發點，進而製作一個 DC 到 DC 的載波型轉換器(Converter)，最後並以 PSpice 做實際模擬，以提供初學者對截波器的了解。

8-1 利用三端子電源調整器 IC 研製截波器型式的電源

☆8-1.1 三端子電源調整器的振盪

在圖 8-1(a)中是使用東芝公司出品的三端子電源調整器，振盪的大小取決於該調整器的規格。而圖 8-1(b)則是使用 TI 公司的產品，和圖 8-1(a)不同之處在於是使用了一個正回授電路(內含 220P 的電容 22kΩ 及 22Ω 的電阻)，並利用此一回路上的電阻值變化做振盪。

對於圖 8-1 的結構而言，雖然簡單但是仍具有過電流保護及熱保護的功能，不過對於外加電壓而言，建議最好是在 10V 以上，否則可能會產生交流哼聲。另外在雜訊方面，儘量將變壓器的漏電感(Leakage)降低以減少雜訊，因此一般在實作上均採用 TDK H_{7c1} 之材料做鐵心，並且使用兩條平行線繞法(Bifilar Winding)做繞組的繞線方式。



鐵心 EI33 (H_{c1} 材, TDK), 間隙: 0.3mm
 匝數 1次: 45t } 平行繞法
 2次: 45t }
 線徑 0.35 mm ϕ
 (1 次電感: 600 μ H
 漏電感: 1 μ H)
 變壓器 T_1 條件 [(a), (b) 相同]

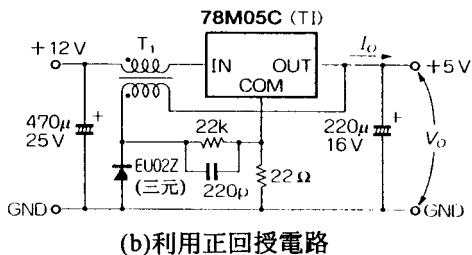


圖 8-1 基本的三端子電源調整器電路

☆8-1.2 回路的評估

圖 8-1 的測定結果如圖 8-2 所示，而圖 8-3 中加了一個電容的目的主要是降低電路的漣波之用。此時振盪週期會有所改變而引起電壓降，在此種現象下，一般都是加大導線路徑，藉著電阻值的改變而稍做補償。

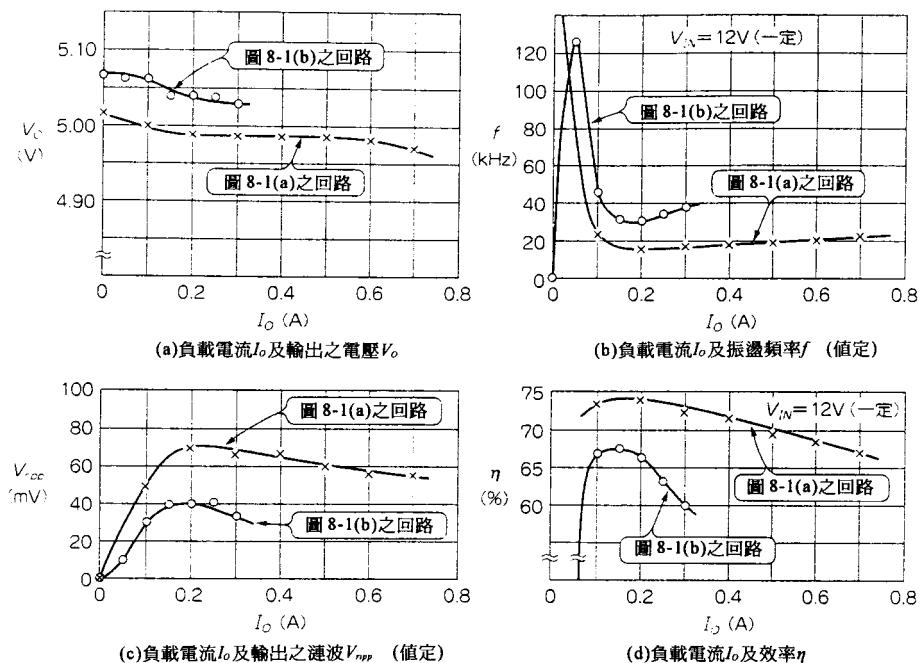


圖 8-2 對圖 8-1 回路測定的結果

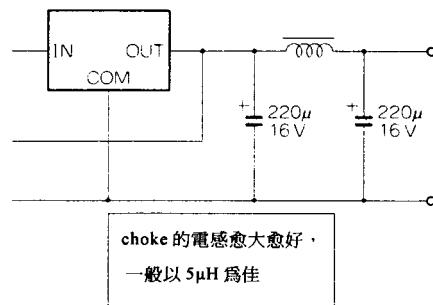


圖 8-3 降低輸出漣波的方式

☆8-1.3 振盪的機構

我們先對圖 8-1(a)做一說明，當輸出電壓小於額定的 5V 時，輸出／輸入之間的阻抗就會下降，此時為 ON 的狀態(相對的當輸出電壓大於 5V 時，輸出／輸入之間的阻抗上升，使其成為 OFF 狀態)。由於形成 ON 的狀態，電流通過變壓器之一次側及三端子調整器，會使波形呈現三角形形狀的增加(如圖 8-4(a))，如此一來在輸出端的電容電壓就會上升使輸出電壓達到額定。當輸出超過額定則形成 OFF 狀態，使波形下降，並由二次側及二極體放出能量而形成振盪作用。

另外在振盪中當然免不了有延遲作用，在此處的延遲時間以 ϕ_1 及 ϕ_2 表示，由此可以求出振盪週期的大小為

$$\frac{V_b}{V_{IN} - V_d} = \frac{T - T_{OFF}}{T} = \frac{\phi_1}{\phi_1 + (T_{OFF} - \phi_2)} \quad (8-1)$$

整理得到

$$T = \frac{V_{IN} - V_d}{V_o} \phi_1 + \frac{V_{IN} - V_d}{V_{IN} - V_d - V_o} \phi_2 \quad (8-2)$$

其中 V_d 為三端子調整器的壓降，如果我們用 $\phi_1 = 10\mu s$, $\phi_2 = 18\mu s$, $V_d = 2V$, $V_o = 5V$ 代入，可以到振盪週期為

$$\begin{aligned} T &= \frac{12 - 2}{5} \times 10 \times 10^{-6} + \frac{12 - 2}{12 - 2 - 5} \times 18 \times 10^{-6} \\ &= (20 + 36) \times 10^{-6} = 56 (\mu s) \end{aligned} \quad (8-3)$$

而圖 8-1(b)主要是利用 $22k/22\Omega$ 的電阻做分流，當輸出電壓大於額定之電壓時(此時額定電壓已由 $22K/22\Omega$ 分壓成 $(V_{IN} - V_d)mV$ 的大小)，三端子調整器 OFF 會使一次側放出能量而形成振盪作用。

對圖 8-1(a)及圖 8-1(b)而言，圖 8-1(b)利用分壓作用將電壓降到 mV 的程度，因此在實際的應用回路中，圖 8-1(b)的控制比圖 8-1(a)較為精確。

☆8-1.4 其它廠家的調整器

除了圖 8-1 的東芝公司產品之外，目前市面上常用還有松下公司的 78MO5 及 78LO5 兩種 IC，動作方式和圖 8-1(a)是相同的。另外摩特羅拉公司的 78LO5 之特性則和圖 8-2(b)是相同的，不過在使用其它代替品時，週邊的電阻值及電容值可能要稍做修改才能維持具有相同的特性，這點請讀者在使用時要特別注意。

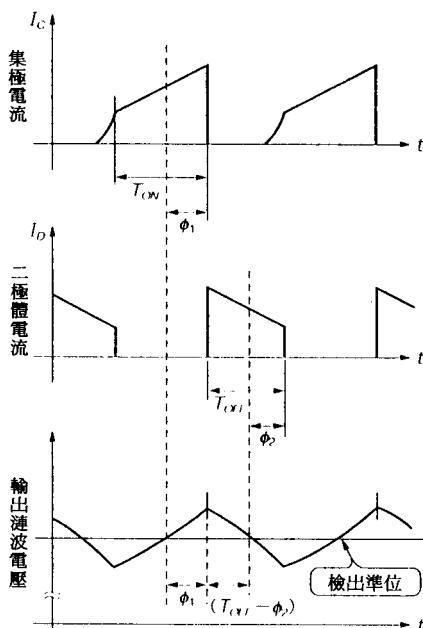


圖 8-4 圖 8-1(b)中的動作波形

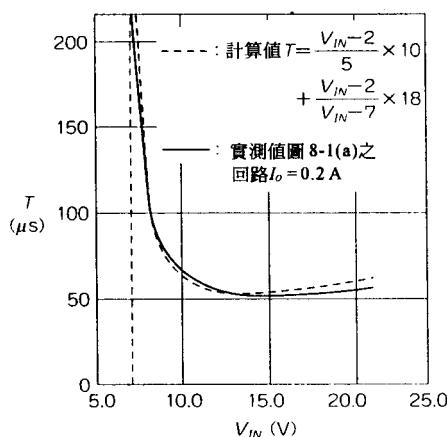


圖 8-5 圖 8-1(a)中計算值和實側值之比較

8-2 利用截波器研製 DC 到 DC 的轉換器

☆8-2.1 布型電感(Cloth Indutance)的使用

布型電感主要的作用是將以往厚度大的電感以薄片形型式加以完成，由於構造原理是和織布的原理相同，而且也同時希望和布一樣便宜因而得名。

如圖 8-6 所示，布型電感的鐵心是使用非結晶金屬纖維，而銅線則是以織布的型式加以繞線，這和織布原理是相同的。

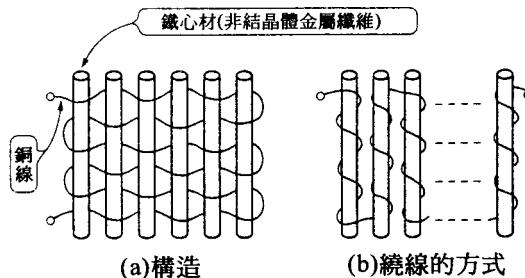


圖 8-6 布型電感的構造

在本節中，我們在電感值為 $70\mu\text{H}$ ，直流電阻值為 2Ω ，輸入電壓為 12V ，輸出電壓為 5V 及輸出電流為 200mA 之下，設計一個 DC 到 DC 的轉換器，並使用 PSpice 做電路的模擬。

☆8-2.2 實際的回路成品

在圖 8-7 中為實際成品的回路圖，框線內部為表面實裝部份，外觀圖則如照片 8-1 及照片 8-2 所示。

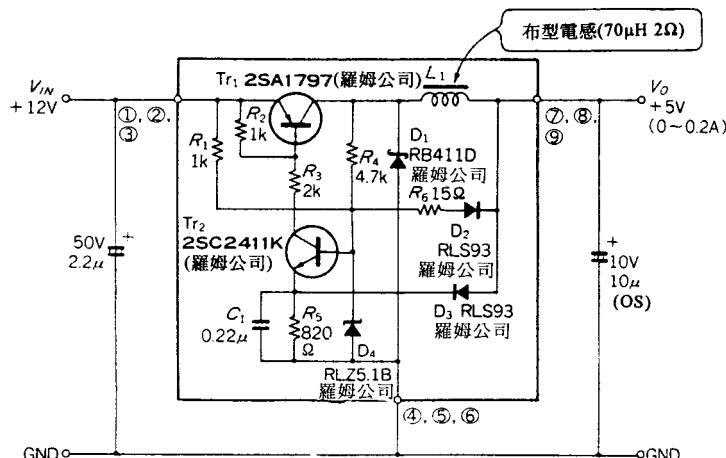
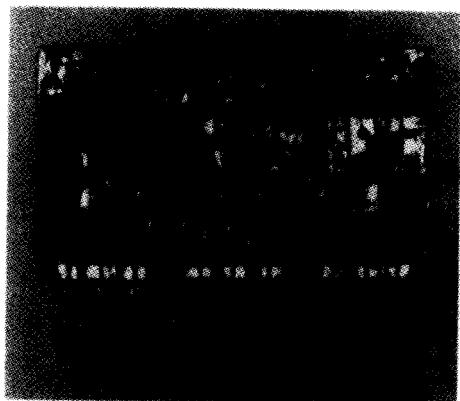
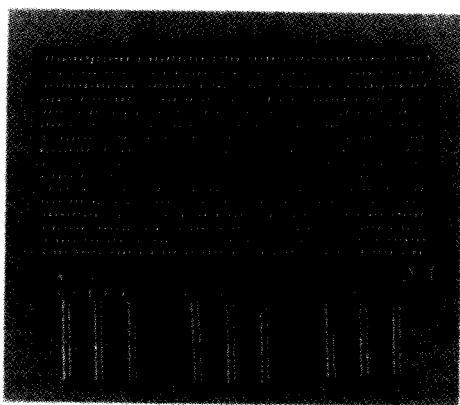


圖 8-7 實際的 DC 到 DC 轉換器之成品

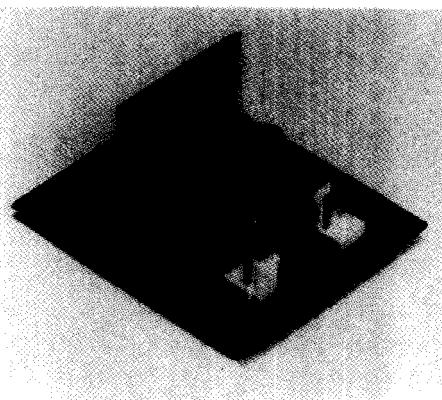


(a)表面實裝部品面

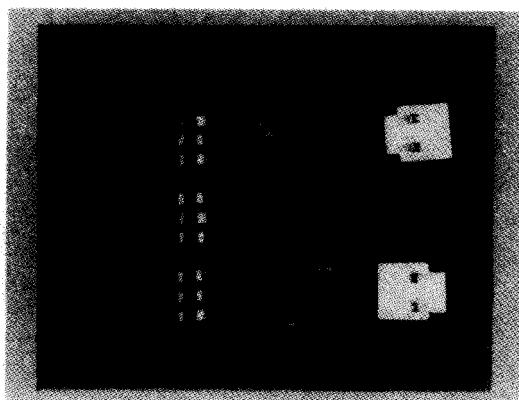


(b)布型電感表面

照片 8-1 實際成品的外觀



照片 8-2 完成之成品



照片 8-3 附有 IC 插座及輸出／輸入用電容的
PC 板

☆8-2.3 動作原理說明

詳細的動作原理各位讀者可以由 PSpice 中得知，在本節中我們只是概略的加以說明。

整個電路的動作方式是電流流經 R_4 使 Tr_1 ON，再利用 D_4 及 R_4 所構成的正回授電路，在 ON 時 D_4 內部動作電阻加大，使 Tr_2 之動作電壓加大，保持 Tr_2 ON 的狀態。當輸出電壓超過額定時，通過 D_3 上的回授電壓會降低 Tr_2 的 V_{BE} 電壓值，使 Tr_2 之電流下降而將狀態由 ON 轉成 OFF 狀態，如此週而復始的形成振盪。

另外在過電流保護方面，是由 R_5 及 D_2 所構成，保護範圍為 $15 \sim 20\text{mA}$ 。如果要加大此一範圍時可以加大 R_5 的數值，但是在加大 R_5 的數值後可能會發生誤動作，這點請讀者要拿捏得宜。

☆8-2.4 實際的硬體

圖 8-8 為圖 8-7 的電路板上視圖，其中的導線是利用 $50\mu\text{m}$ 厚度的銅所加工鍍上的。

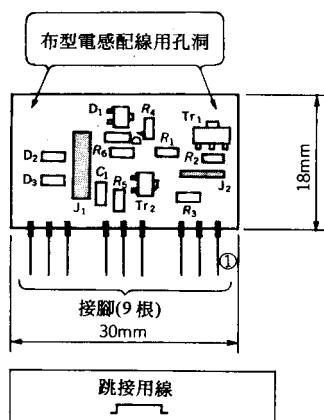


圖 8-8 PC 板之實例(原尺寸)

☆8-2.5 性能評估

在圖 8-9 中為輸出電壓對輸出／輸入的變化圖，實測的數據為

- (1) 輸入電壓在 $12V \pm 10\%$ 。
- (2) 輸出電流為 $0 \sim 200mA$ (在低於 $60mA$ 時，會產生不連續的振盪)。
- (3) 在輸入電壓 $12V$ ，輸出電流為 $200mA$ 時效率為 68% 。
- (4) 負載短路之電流為 $12mA$ 至 $13.8mA$ (額定之輸入電壓之下)。

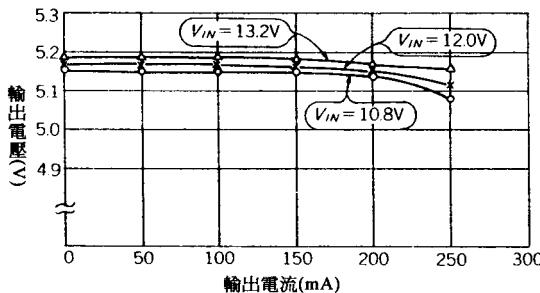


圖 8-9 輸出／輸入之變化特性

8-3 利用 PSpice 做模擬

☆8-3.1 模擬的數據(檔案)

在本章中模擬的電路及其一部份如圖 8-10，而檔案內容則在 List8-1，圖 8-10 和圖 8-7 的最大不同點在加大了布型電感的電感值，使得輸入的電容能去除。除此之外，對於各個元件仍要做各種數值的測試，除了能防止電晶體振盪外，也能測試齊納二極體的動作電壓是否正常。最後要注意的是，有時為了方便而使用 PN 二極體代替其中的肖特基二極體的話，請特別留意會影響振盪的寄生電容，而使動作特性改變。

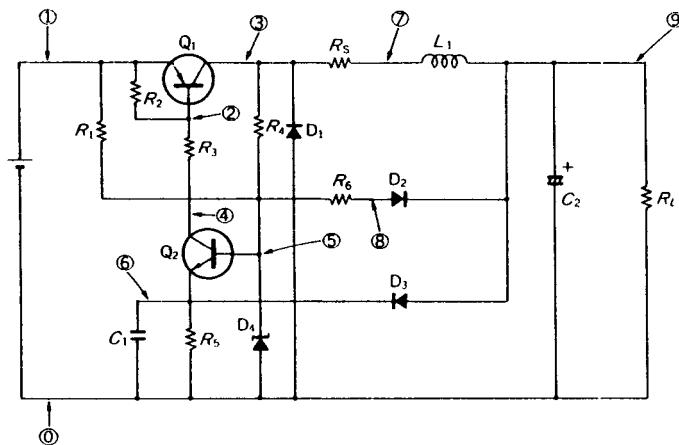


圖 8-10 模擬的電路及部位

```

DC-DC CONVERTER
.OPT ABSTOL=.1M VNTOL=.1M ITL4=100 ITL5=10000
.TRAN/OP 1N 250U 0 200N UIC
.MODEL QSW PNP(BF=400 IKF=.1 NK=.75 TF=10N TR=10N)
.MODEL QCN NPN(BF=400 IKF=.2 NK=.75 TF=10N TR=10N)
.MODEL DSB D(CJO 10P)
.MODEL DFW D
.MODEL DZ D(BV=5.1 IBV=10M RS=22)
V1 1 0 12V
Q1 3 2 1 QSW
Q2 4 5 6 QCN
D1 0 3 DSB
D2 8 9 DFW
D3 9 6 DFW
D4 0 5 DZ
R1 1 5 1K
R2 1 2 1K
R3 2 4 2.2K
R4 3 5 4.7K
R5 6 0 820
R6 5 8 15
RS 3 7 2
RL 9 0 25
L1 7 9 70U IC=0
C1 6 0 .22U
C2 9 0 10U IC=0
.PROBE V(9) V(9) I(RS)
.END

```

(a)CIR 檔

List8-1 模擬的檔案

```

Y
S
-2 15
E
A
V(3) V(9) I(RS)*10

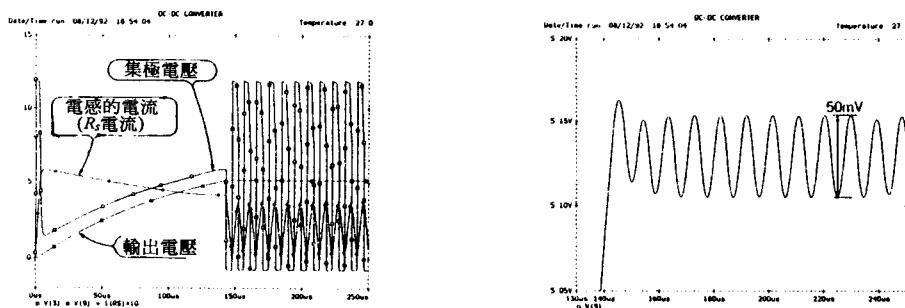
```

(b)CMD 檔

List8-1 模擬的檔案(續)

☆8-3.2 各部位波形的狀況

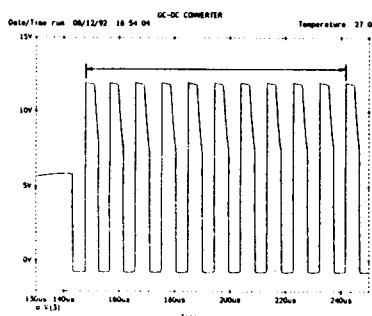
在圖 8-11 中列出了模擬後各部份的波形圖。而照片 8-4 則為實際的上昇波形，請讀者做一比較(注意時間的不同)。



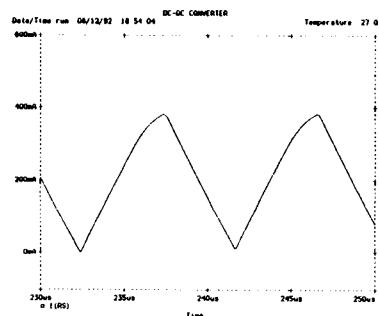
(a)上升的波形

(b)輸出電壓波形(漣波)

圖 8-11 對圖 8-10 中模擬的結果

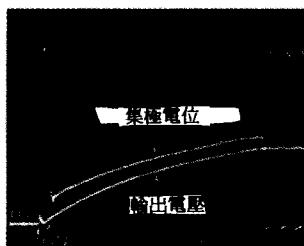


(c) Q_1 的集極電壓波形

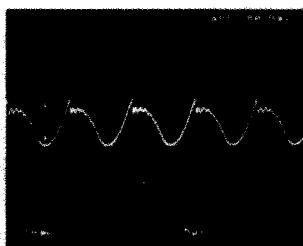


(d) 電感器的電流波形

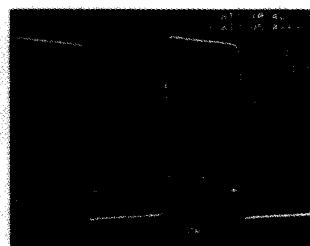
圖 8-11 (續)



(a) 上升的波形



(b) 輸出漣波



(c) Tr_1 集極電位波形

照片 8-4 DC 到 DC 轉換器成品的各部位之實際波形(請注意時間的不同處)

○參考文獻○

1. 佐騰守男 “交換式電源二次側整流平滑用之截波線圈” 電晶體技術，1992年2月，pp.336~363。
2. 岡村迪夫：“特集 這就是回路的模擬”，電晶體技術，1990年7月，pp.338~4558

第九章

適合初學者入門的交換式電源調整器系列 介紹——線性調整器 (78 系列，79 系列， **LM317 及 TL431**)

在交換式電源中，如果輸出端有兩個以上則稱為多重輸出型(Multi-output)。一般而言常用的有三輸出型，即5V及 $\pm 15V$ 的合成。對於此種多輸出型的交換式電源，為了能保證輸出電壓在規定的5V及 $\pm 15V$ ，因此多使用線性調整器(Regular)做定電壓的輸出以保持電的品質。在下面的說明中就簡單的對線性調整器做一介紹。

對於線性調整器而言，輸入電壓必須比輸出電壓大上幾伏特才能動作，此一電壓稱為“最小輸入輸出電壓差”。一般而言，此數值大概在2~2.5V左右，有時候在低損失型的線性調整器上，這一數值會降到0.5~1V大小。另外在動作時電壓變動如果會達到10%時的情形時，就要考慮使用散熱片(Heat Sink)做散熱之用。

對於本章中所使用的線性調整器而言，主要是在78系列及79系列上，除此也順便介紹LM317及TL431的作用，詳細情形請參閱下面章節中的說明。

9-1 三端子調整器 IC

☆9-1.1 78系列的三端子調整器

78系列為線性調整器中最常用的元件之一，輸出電流的範圍雖然在300mA至3A，但輸出一般都設定在1A左右。對於78系列的規格而言，78M05中M表示輸出電流為0.5A，而05則表示輸出電壓為5V。對78L05的型號而言，輸出電流變為100mA，輸出電壓仍保持為5V。如果編號只有7805時，輸出電流變為1A，其它則不變。

圖 9-1 為電路上加上 78 系列調整器後各部位的動作說明，而圖 9-2 則為其相對的波形。圖 9-3 為 78 系列反 79 系列的接腳說明，照片 9-1 則為外觀的實體圖。

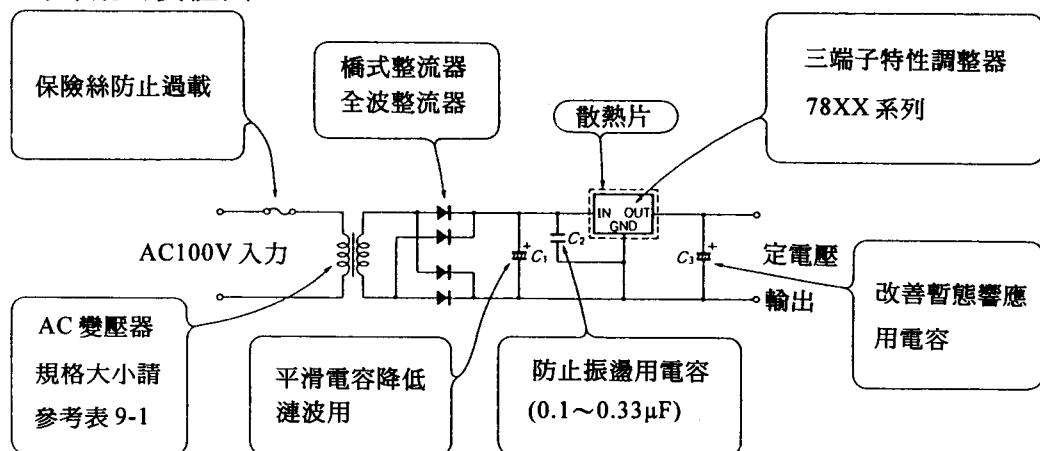


圖 9-1 各元件的功能

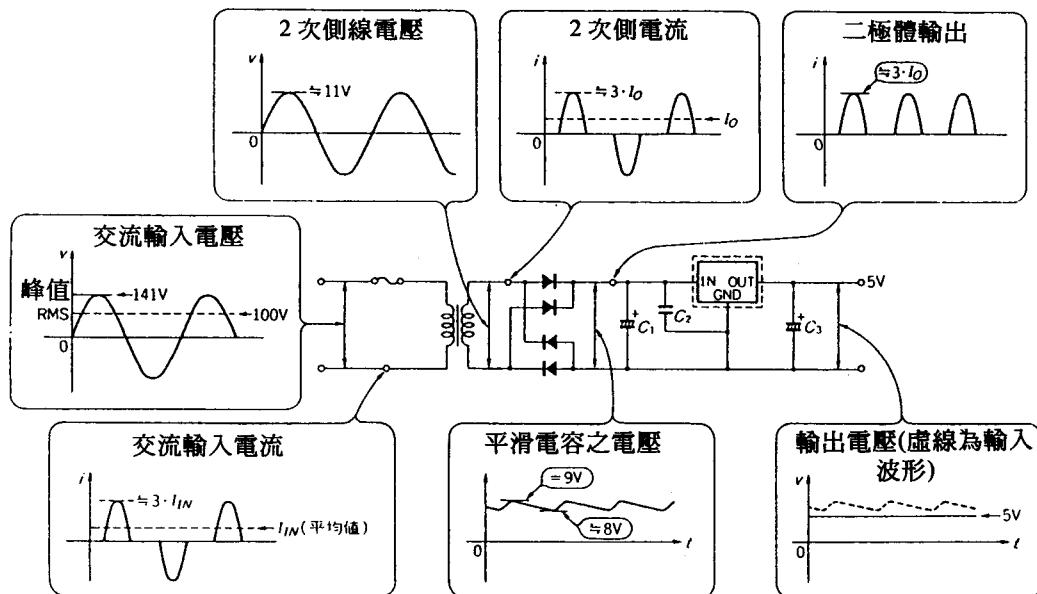
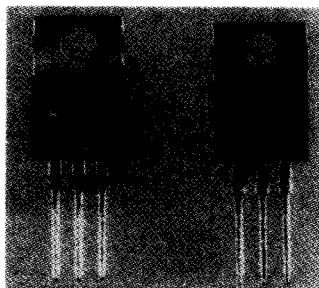


圖 9-2 電壓及電流的波形

接腳		品名	1	2	3
7800 系列	78Lxx	輸出	地	輸入	
	78Mxx, 78xx	輸入	地	輸出	
7900 系列	79Lxx	地	輸入	輸出	
	79Mxx, 79xx	地	輸入	輸出	

圖 9-3 78 系列及 79 系列的接腳圖



照片 9-1 3 端子調整器之外觀

☆9-1.2 電容的選擇和最小輸入輸出電壓差

在圖 9-1 中總共有三個電容，即平滑電容 C_1 ，防止振盪用電容 C_2 及改善暫態響應用的電容 C_3 ，以下就針對這三個電容做一簡單的說明。

對於平滑用電容而言，主要的功能在於消除漣波，其端電壓大小為

$$V_C = V_2 (1 + \varepsilon) \sqrt{2} - 3 I_o \frac{V_2}{I_2} \varepsilon - 2 V_F \quad (9-1)$$

其中 V_2 ：變壓器二次側額定電壓， I_2 ：變壓器二次側額定電流， I_o ：輸出電流， V_F ：橋式整流器之電壓降， ε ：變壓變動率

再來 C_1 的漣波大小 ΔV 為

$$\Delta V = \frac{3}{4} \frac{I_o}{2fC_1} \quad (9-2)$$

其中 f = 電源頻率， C_1 ：電容值，根據(9-2)式我們可以得知 C_1 大則 ΔV 小。現在假設電壓變動率為最大之下(亦即 $V_2 = 0.9V_2$)，則(9-1)式和(9-2)式可以合併成為

$$V_c = \left\{ 0.9V_2(1 + \varepsilon)\sqrt{2} - 3I_o \frac{V_2}{I_2}\varepsilon - 2V_F \right\} - \frac{1}{2} \times \left(\frac{3}{4} \times \frac{I_o}{2fC_1} \right) \quad (9-3)$$

利用(9-3)式可以求出在要求規格下的電容 C_1 之端電壓大小。以表 9-1 中的 5V/1A 為例代入(9-3)式中，可以得到

$$V_c = \left\{ 0.9 \times 8 \times (1 + 0.12) \times \sqrt{2} - 3 \times 1 \times \frac{8}{2} \times 0.12 - 2 \times 0.9 \right\} - \frac{1}{2} \left(\frac{3}{4} \times \frac{1}{2 \times 50 \times 6800 \times 10^{-6}} \right) = 7.6 \text{ (V)}$$

然後使用 PSpice 模擬，如圖 9-5 及圖 9-6 所示，所得的結果和上式是相同的。

再來討論 C_2 的大小及作用，如果在電路上不加上 C_2 的話，則在輸出部份會如同照片 9-3 中所出現的異常振盪，為了防止此一振盪都加上 C_2 ，其大小約在 $0.1 \sim 0.33\mu\text{F}$ 左右。

最後對 C_3 而言，主要作用是對脈衝電流輸出及暫態響應做改善，在數值上一般都使用數 μF 左右。

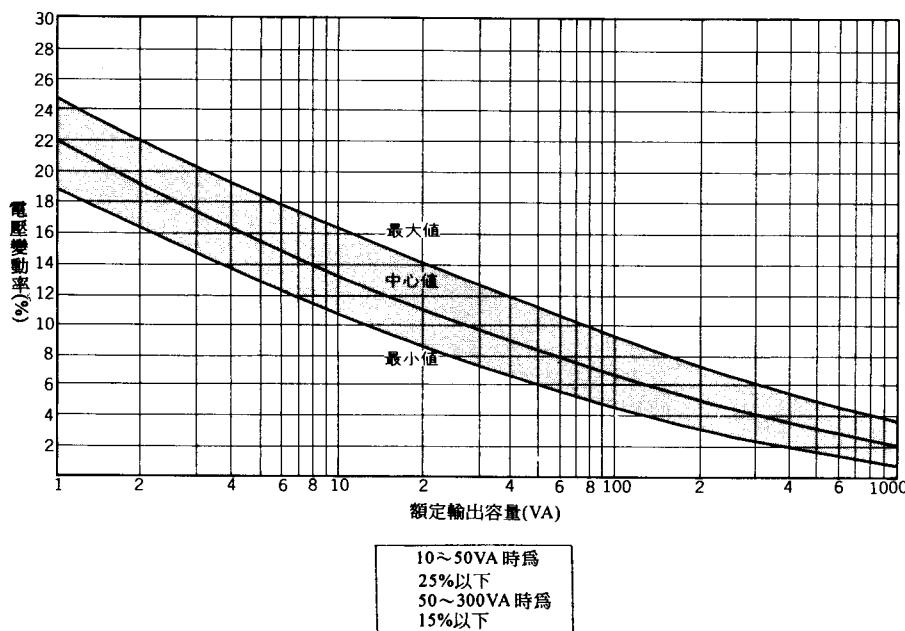
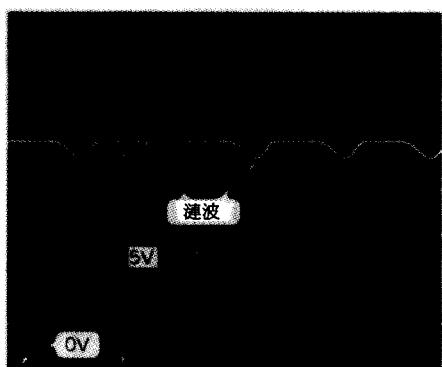
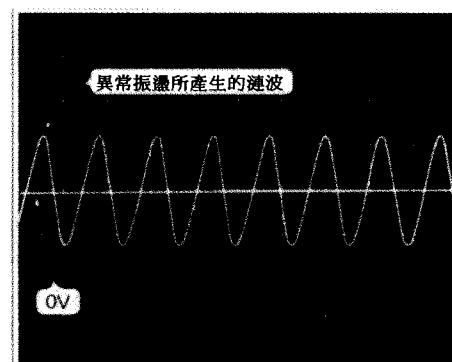


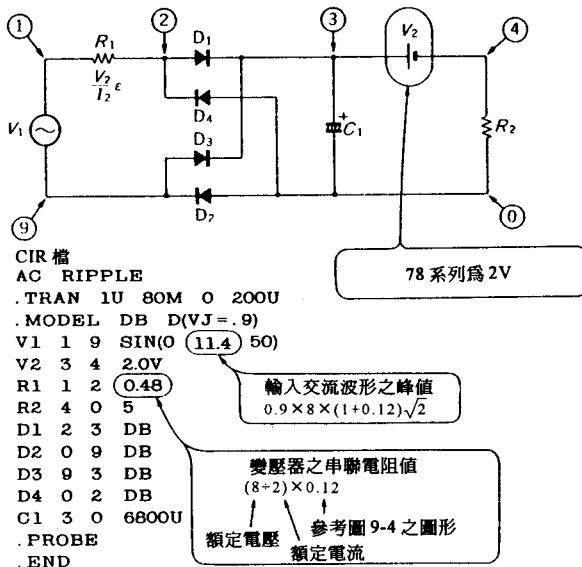
圖 9-4 變壓器的額定容量及電壓變動率 ϵ 的關係



照片 9-2 平滑電容 C_1 之電容大小使輸出產生 AC 漣波



照片 9-3 將 C_1 自電路中和三端子調整器分離後，如不加上 C_2 時會在輸出端產生高頻漣波



CMD 檔
A
V(4,0) I(R1)

圖 9-5 模擬的回路各部位及 CIR, CMD 檔

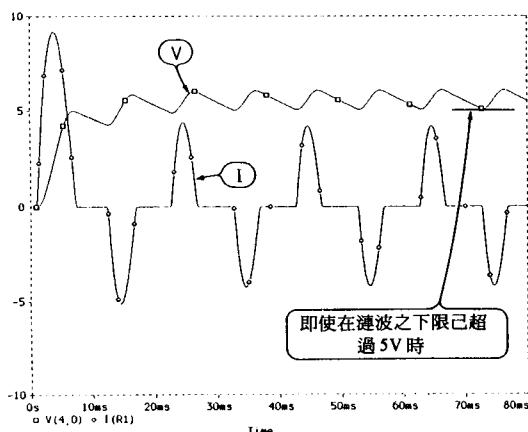


圖 9-6 模擬結果

表 9-1 78 系列各部位元件之規格

輸出	二次側	AC 保險絲	橋式整流		平滑電容	3端子 調整器	散熱片	C ₁	C ₂
			新電元	三元					
5V 50mA	8V 0.1A	32mA S1VB10	—	—	25V/330μ	78L05	不用 15×20(mm ²)	4.7μF 0.1μF	4.7μF 0.1μF
	0.2A	100mA S1YB10	—	W01A	16V/1500μ	78N05			
	0.5A	200mA S1VB10	RB151	W01A	16V/3300μ	78M05			
10A	2.0A	400mA D2SBA10	RB151	RC202	16V/6800μ	7805	GOT-1625 -SPL GOT-3030 -SPL	/50V /16V	/50V /16V
	1.0A	50mA S1YB10	—	—	35V/220μ	78L12			
	0.2A	200mA S1YB10	—	W01A	35V/860μ	78N12			
12V 50mA	0.4A	400mA S1VB10	RB151	W01A	35V/2200μ	78M12	GOT-2425 -SPL	100×150(mm ²)	100×150(mm ²)
	0.5A	1.0A	800mA D2SBA10	RB151	RC202	24V/4700μ			
	1.0A	16V 0.1A	63mA S1YB10	—	—	35V/220μ			
15V 50mA	0.2A	0.4A	250mC S1VB10	—	W01A	35V/860μ	15×20(mm ²)	15×20(mm ²)	15×20(mm ²)
	0.5A	1.0A	500mA S1VB10	RB151	W01A	35V/2200μ			
	1.0A	2.0A	1A D2SBA10	RB151	RC202	35V/4700μ			
24V 50mA	0.2A	0.4A	80mA S1YB10	—	—	50V/150μ	78L24 15×40(mm ²)	注 1 10μF /35V	10μF /35V
	0.5A	1.0A	320mA S1VB10	—	W01A	50V/680μ			
	1.0A	2.0A	630mA S1VB10	RB151	W01A	50V/1500μ			
-5V -12V -15V	0.2A	0.4A	1.25A D2SBA10	RB151	RC202	50V/2200μ	7824 15×20(mm ²)	注 2 GOT-4525 -SPL	4.7μF /16V
	0.2A	0.4A	100mA S1YB10	—	W01A	16V/860μ			
	0.2A	0.4A	200mA S1YB10	—	W01A	35V/470μ			
0.2A	16V 0.4A	250mA S1YB10	—	W01A	35V/470μ	79N15	15×20(mm ²)	15×20(mm ²)	15×20(mm ²)

C₁：防止振盪用
 C₂：改善暫態響應
 散熱片為規定廠牌

☆9-1.3 變壓器的選擇

變壓器的選擇主要是在額定電壓及額定電流上，各位請參照表 9-1。一般而言，額定電流的大小是取輸出電流大小的 1.5~1.7 倍左右，而電壓則依照規定大小即可，只是在決定各項數值後，建議讀者再利用 PSpice 做一次確認。對於 79 系列的線性調整器而言，步驟也是相同的，沒有多大的變化。

☆9-1.4 79 系列的三端子調整器

79 系列的三端子調整器雖然和 78 系列的三端子調整器的作用相同，都是做定電壓輸出，但是其間仍存在著一些不同。

以圖 9-8 而言，在加上放大器時，78 系列為正輸出而 79 系列則為負輸出。另外在圖 9-9 中，可以看到兩者的驅動電晶體之驅動回路亦有相當的不同，因此有人戲稱 78 系列為“吐出電流”用，而 79 系列則為“吸入電流”用之三端子調整器。此外 78 系列的壓降為 2.0V，而 79 系列的壓降只有 1.1V。兩者的相差也相當的大。

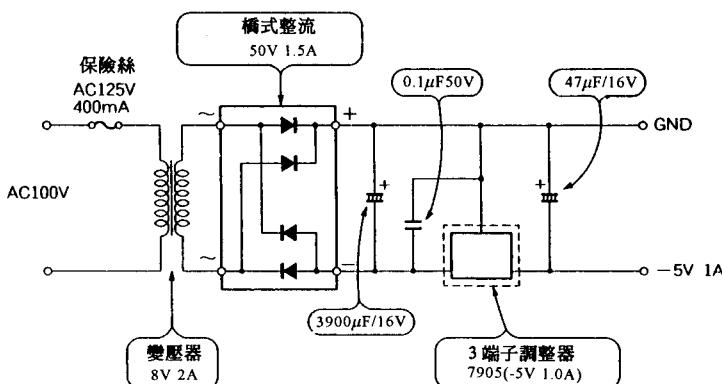
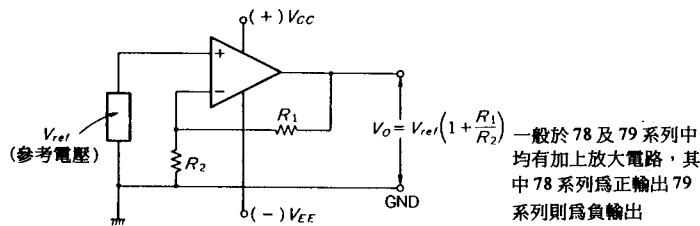
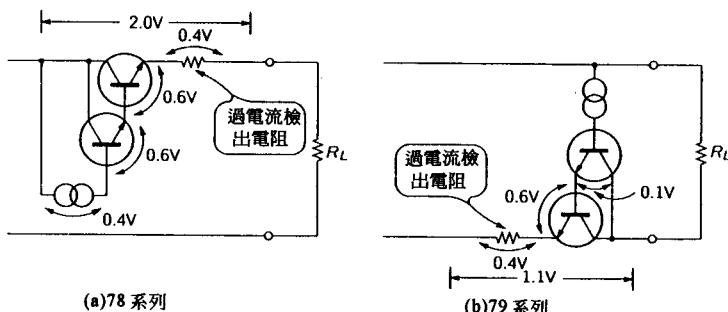


圖 9-7 使用 79 系列為負輸出電壓



■ 9-8 將三端子調整器接上放大器



■ 9-9 78 系列及 79 系列中電晶體驅動回路之不同處

☆9-1.5 低損失型定電壓輸出電源

對於低損失的型態而言，79 系列可以說是其中的一種，由圖 9-10 中可以很清楚的看到 79 系列的過電流檢出電阻不是和 Tr_1 串聯的，因此輸入輸出間的電壓差會比 78 系列小了許多。又由於本身電晶體的 h_{FE} 值相當大(為達靈頓電路)，因此又可以降低輸入輸出間的電壓差。一般而言，利用以上的兩個特點，可以將輸入輸出間的電壓差降到 0.2V 的程度。

此種低損失型電源目前是使用在電動車及電腦的 CPU 上，有時為了增加功能起見，也會做成四端子及五端子型態的調整器。而相對於 78 系列，79 系列的其它各項參數值也可以利用圖 9-5 的方式求得。

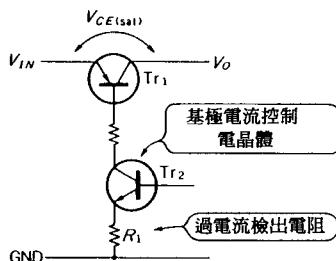
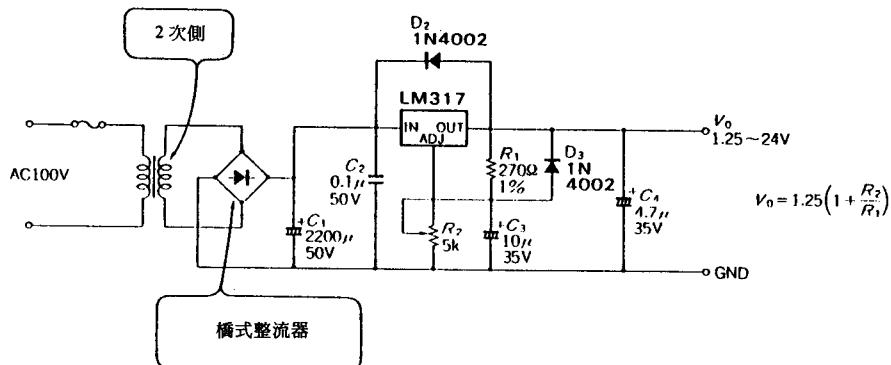


圖 9-10 低損失型基極驅動回路部分

☆9-1.6 輸出電壓可變型電源

除了 78 系列及 79 系列的調整器之外，也可以使用 LM317 做輸出電壓的變化，如圖 9-11 所示。LM317 的輸出電流為 1.5A，電壓變化則為 $1.25 \sim 24V$ ，不過要注意的是當輸出及輸入電壓過大時，會產生損失進而發熱，所以要加裝散熱片散熱。

另外在圖 9-12 中，加上 378L05 做一個電荷泵(Charge Pump)，如此一來可以得到一個 $-5V$ 的輸出。如果再經過 NJU7662 的轉換器，於Ⓐ點加上 79L05 的話，則在該處亦可以得到一個 $0 \sim 24V$ 的電壓輸出電源。



1. D_2 當輸入短路時提供 C_2, C_3 放電用 } 防止 IC 內部電流逆流
2. D_3 當輸出短路時提供 C_3 放電用 }
3. C_1 防止振盪用
4. C_2 改善暫態響應用
5. C_3 改善暫態響應用
6. $V_o = 24V$, $I_o = 1.5A$, 而 $V_o = 5V$ 時 $I_o = 0.6A$

圖 9-11 使用 LM317 做輸出電壓可變

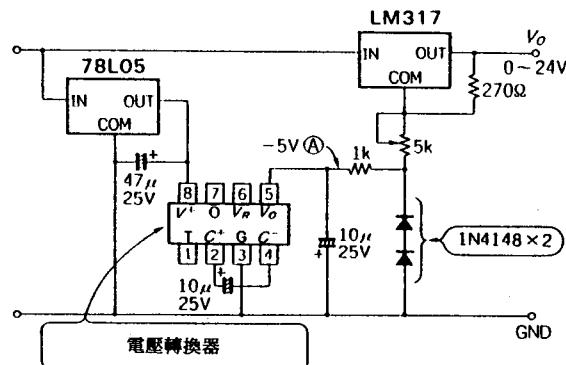


圖 9-12 圖 9-11 中 0~24V 變化之回路

☆9-1.7 散熱裝置

三端子調整器的功率大小利用公式可以求出為

$$P_D = (V_C - V_o) I_o \quad (9-4)$$

此時再將表 9-1 中 5V/1A 的各項參數代入並參照(9-2)式，可以得到 P_D 的大小為

$$\begin{aligned} P_D &= \left[\left\{ 1.1 V_2 (1 + \varepsilon) \sqrt{2} - 3 I_o \frac{1.1 V_2}{I_2} \varepsilon - 2 V_F \right\} - V_o \right] \times I_o \\ &= \left[\left\{ 1.1 \times 8 (1 + 0.12) \sqrt{2} - 3 \times 1 \times \frac{1.1 \times 8}{2} + 0.12 - 2 \times 0.9 \right\} \right. \\ &\quad \left. - 5 \right] \times \div 5.7 \text{ W} \end{aligned}$$

而 IC 本身的電阻，溫度及功率的關係則為

$$R_a = \frac{T_j - T_a}{P_D} (\text{°C/W}) \quad (9-5)$$

其中 R_a ：熱電阻， T_j (°C)：接面溫度， T_a (°C)：週圍溫度。

再由 IC 的包封面溫度 T_c (°C) 的關係可以得到

$$R_a = \frac{T_j - T_c}{P_D} + \frac{T_c - T_a}{P_D} (\text{°C/W}) \quad (9-6)$$

其中 $\frac{T_j - T_c}{P_D}$ 為 IC 內部到表面之熱電阻， $\frac{T_c - T_a}{P_D}$ 為散熱板之熱電阻。

如此一來，以 5V/1A 為例，由 $P_D = 5.7\text{ W}$, $T_j = 125^\circ\text{C}$, $T_a = 55^\circ\text{C}$ ，則 $R_a = \frac{125 - 55}{5.7} = 12.3\text{ (}^\circ\text{C/W)}$ ，所以要限制 5V/1A 的熱散要在此一數值之下。在圖 9-4 中為目前常用之標準型散熱片及散熱曲線，而圖 9-15 為面積和熱電阻大小之關係圖。

熱電阻	接合部一周圓間	$R_{j,s}$	70(TO220)	$^\circ\text{C/W}$
	接合部一外殼間	$R_{j,c}$	60(TO220F)	
		5		

$\frac{T_j - T_c}{P_D}$

圖 9-13 NJM7805 規格

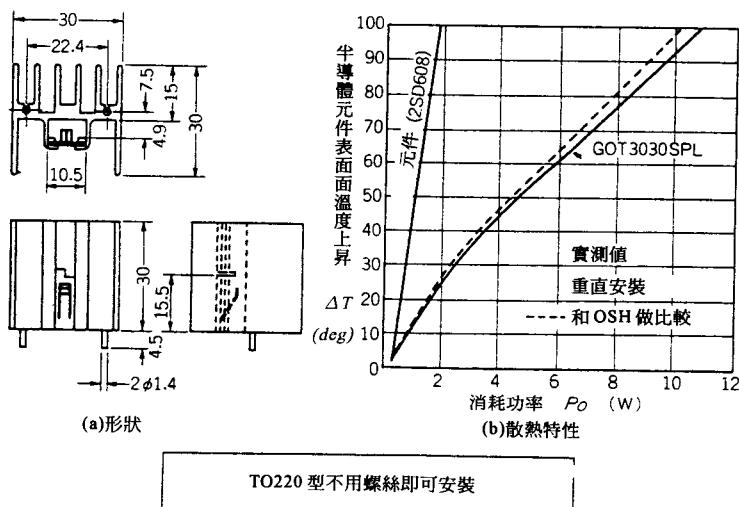


圖 9-14 標準型散熱片[附線夾]

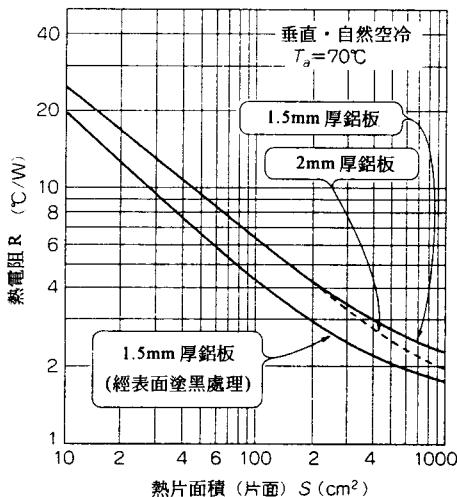


圖 9-15 鋁板的熱電阻

9-2 含參考電源之控制 IC(TL431)

對於 TL431 而言，也是另外一種線性調整器。其內部構造及接腳如圖 9-16 所示。在 OP 放大器及陽極之間加入 2.5V 的參考電位 V_{Ref} ，主要的作用雖然和齊納二極體相同，但仍有下列三點不同，就是(1)輸出電壓可以由外部電阻改變，(2)當電流為 100mA 時動作電阻會下降，(3)溫度係數相當的小。

TL431 的內部等價回路如圖 9-17 所示，應用回路則如圖 9-18 及圖 9-19。值得注意的是圖 9-19 中是利用 RC 相位補償電路防止振盪產生，而其中的 RC 數值可以依實際的需要給予規定的數值大小。另外在表 9-3 中則為 TL431 的互換表，也就是說是 TL431 的代用品規格表，請讀者參考。

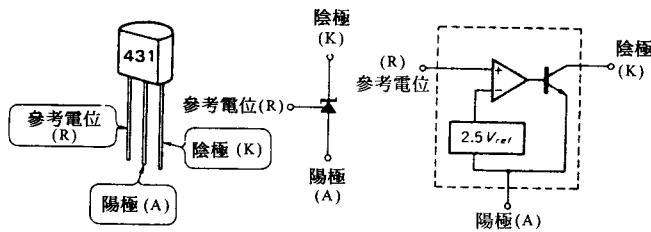


圖 9-16 TL431 的接腳圖及內部方塊圖

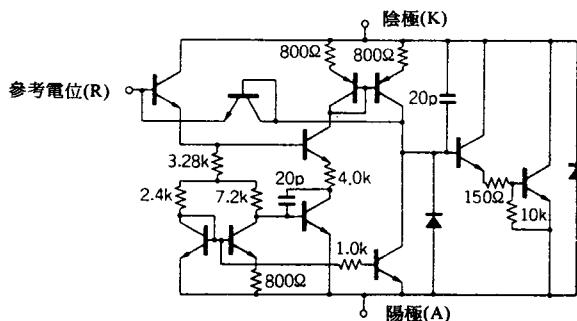


圖 9-17 TL431 的內部等價回路

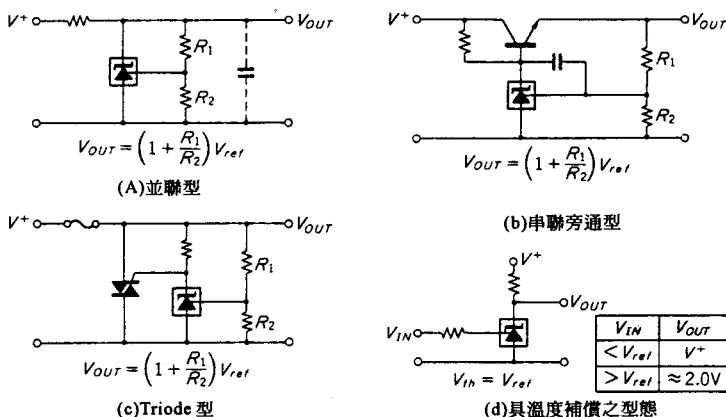
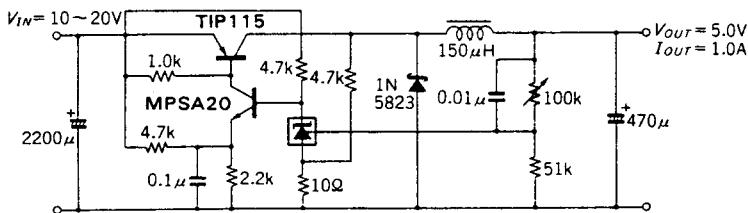


圖 9-18 使用 TL431 的應用回路例



測試參數	條件	結果
輸入穩定度	$V_{IN} = 10V \sim 20V, I_o = 1.0A$	53mV(1.1%)
負載穩定度	$V_{IN} = 15V, I_o = 0 \sim 1.0A$	25mV(0.5%)
輸出連波值	$V_{IN} = 10V, I_o = 1.0A$	50mV _{P-P} P.A.R.D
輸出連波值	$V_{IN} = 20V, I_o = 1.0A$	100mV _{P-P} P.A.R.D.
效率	$V_{IN} = 15V, I_o = 1.0A$	82%

圖 9-18 (續)

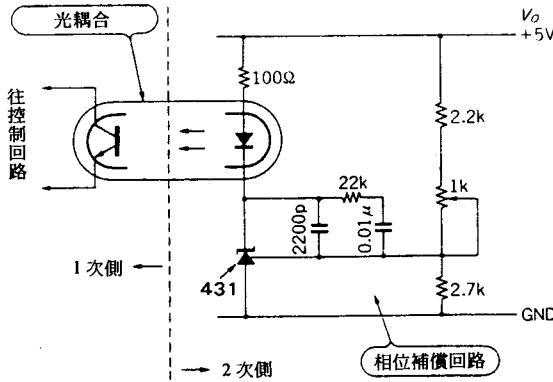


圖 9-19 於絕緣型轉換器之回例實例

表 9-2 低損失型 IC 的種及規格

品名	公司	輸出 主要規格			備註
		電壓電流	輸出輸入之間電壓	包裝	
NJU7201 系列	新日本無線	1.2V~5.5V 100mA	0.6 以下 (40mA)	TO92 SOT89	CMOS
NJU7211 系列	新日本無線	-3V, -5V 100mA	0.6V 以下 (40mA)		
S802 系列	精工電子工業	-3V, -5V 30mA, 50mA	60mV 以下 (1mA)		
S812 系列	精工電子工業	1.1V~5.2V 3mA~50mA	0.03V~0.3V 1(mA)		
S813 系列	精工電子工業	3V, 5V 30mA, 40mA	0.3V, 0.2V (30mA)(40mA)		
NJM2930 系列	新日本無線	5V, 8V, 8.5V 150mA	0.6 以下 (150mA)	TO220 TO220F	
TA78D 系列	東芝	5V~18V 250mA	0.6 以下 (200mA)		
μ PC24MOOHF 系列	日本電氣	5V~18V 0.5A	1.0V 以下 (0.5A)	TO220F	
μ PC24OOHF 系列	日本電氣	5V~18V 1.0A	1.0V 以下 (1.0A)		
μ PC24AOOHF 系列	日本電氣	5V, 12V, 15V 2.0A	1.0V 以下 (2.0A)		
AN77 系列	松下電子工業	3V~24V 1.0A	0.6V 以下 (1.0A)	TO220 TO220F	
STR3000C 系列	三元電氣	5V~12V 1.5A	1.0V 以下 (1.5A)	5 端子	
SI3000V	三元電氣	5V, 12V, 15V 2.0A	1.0 以下 (2.0A)	TO3P	
PQ 1A 系列	聲寶公司	5V, 9V, 12V 1.0A	0.5V 以下 (1.0A)	4 端子	
PQ 2A 系列	聲寶公司	5V~15V 2.0A	0.5V 以下 (2.0A)		
PQ 1A 可變型	聲寶公司	1.5V~30V 可變 1.0A	0.5V 以下 (0.5A)		
PQ 2A 可變型	聲寶公司	1.5V~30V 可變 2.0A	0.5V 以下 (2.0A)		
LM2940 系列	國際半導體公司	5V, 8V, 10V 1.0A	1.0V 以下 (1.0A)	TO220	
L4941 系列	SGS 湯姆森	5V~12C 1.5V	0.9V 以下 (1.5A)		
LT1080 系列	括性邏輯公司	5V, 12V, 3A, 5A, 7.5A	1.5V 以下 (滿載下)	TO220, TO3P, TO3	

表 9-3 TL431 代用品

廠 商	型 名
德州儀器	TL431
摩特羅拉	TL431
新日本無線	NJM431
東 茲	TA76431S



第十章 交換式電源用 之特殊元件



在前面章節中所提到的均是交換式電源的回路，在本章即是將其中的元件做一整體的介紹，內容有電阻、電容、電感及 MOSFET 四大種類。從表 10-1 至表 10-7 則列出了前面章節中所介紹的回路之內容元件的規格、數量及製造廠家，而表 10-8 則是日本著名的相關廠家之目錄。

表 10-1 做 RCC 方式軟交換之元件

符 號	品 名	額 定 值	數量	製 造 者	備 註
F_1	保險絲	AC125, 5A	1		
L_1	AC 濾波器	2A, 15mH	1	光輪技研	HR-35-E153
L_{21}	抗流圈	5A, 3.3μH	1	大平電子	05G3R3
S_1	可飽和電感	RS208	1	大平電子	吸收器
T_1	變壓器		1	EER42 鐵心	
C_1, C_2	X 電容	AC250V, 0.22μF	2	岡谷電機產業	PA224-L
C_3, C_4	Y 電容	AC250V, 4700pF	2	松下電子部品	ECKDNB472ME
C_5, C_6	陶瓷	1kV, 5600pF	2	TDK	
C_7	電解電容	200V, 820μF	1	三電子工業	200mV820FCB
C_8	電解電容	50V, 1μF	1	三電子工業	50MV1CG
C_9, C_{10}	薄膜電容	50V, 0.022μF	2	日製	
C_{11}, C_{12}	薄膜電容	50V, 0.1μF	2	日製	
$C_{21} \sim C_{23}$	電解電容	35V, 3300μF	3	三電子工業	35MV3300CG
C_{24}	電解電容	35V, 1000μF	1	三電子工業	35MV1000CG
C_{25}	薄膜電容	50V, 0.1μF	1	日製	
C_{26}	薄膜電容	630V, 0.022μF	1	日製	

表 10-1 (續)

符號	品名	額定值	數量	製造者	備註
R_1, R_2	碳膜電阻	1/2W, 47kΩ	2		
R_3, R_4	碳膜電阻	1/4W, 100kΩ	2		
R_5	碳膜電阻	1/6W, 75kΩ	1		
R_6	碳膜電阻	1/6W, 39kΩ	1		
R_7	碳膜電阻	1/6W, 330Ω	1		
R_8	碳膜電阻	1/6W, 3.9k~4.3kΩ	1	調整用	
R_9, R_{10}	碳膜電阻	1/6W, 100Ω	2		
R_{11}	碳膜電阻	1/6W, 100kΩ	1		
R_{21}	碳膜電阻	1/6W, 910Ω	1		
R_{22}	碳膜電阻	1/6W, 18kΩ	1		
R_{23}	碳膜電阻	1/6W, 2.2kΩ	1		
R_{24}	碳膜電阻	1/6W, 680Ω	1		
R_{25}	碳膜電阻	1/6W, 2.2kΩ	1		
R_{26}	碳膜電阻	1/2W, 2.2kΩ	1		
TH_1	熱阻器	5D-11	1	石塚電子	
D_1	橋式整流	5SBA60	1	新電元工業	
$D_2 \sim D_4$	二極體	1S1555	6	東芝	
D_{21}	低損失二極體	D8LC20U	1	新電元工業	
ZD_1	二極體	MTZJ33B	1	羅姆	

表 10-1 (續)

符號	品名	額定值	數量	製造者	備註
Tr ₁	MOSFET	2SK1016-01	1	富士電機	
Tr ₂	小訊號電晶體	2SC2710	1	東芝	
Tr ₃	小訊號電晶體	2SA1048	1	東芝	
IC ₂₁	並聯調整器	NJM43IL	1	新日本無線	
PC ₁	光耦合器	PC817	1	聲寶	

表 10-2 準 E 級低損失交換式電源之元件(5V/15A)

符號	品名	額定值	數量	製造者	備註
F ₁₀₁	保險絲	AC125V, 3A	1		
L ₁₀₁	絲上濾波器	1.7A, 10mA	1	光輪技研	HR-28-E103
L ₂₀₁	電感		1	東邦亞鉛	HK14D
L ₂₀₂	杭流圈	16A, 1μH	1	大平電子	16G1RO
M ₁₀₁	可飽和電感	RS107	1	大平電子	吸收器
M ₂₀₁	可飽和電感		1	東芝	MS21 × 14 × 45W
T ₁₀₁	變壓器		1		PQ32/30
C ₁₀₃	X 電容	AC250V, 0.22μF	1	岡谷電機產業	PA224-LL
C ₁₀₄	電解電容	200V, 560μF	1	三電子工業	200MV560FCC
C ₁₀₅	陶瓷電容	2kV, 4700pF	1	TDK	
C ₁₀₆	薄膜電容	50V, 6800pF	1	日製	
C ₁₀₇	薄膜電容	50V, 0.022μF	1	日製	

表 10-2 (續)

符號	品 名	額 定 值	數量	製 造 者	備 註
C_{108}	Y 電容	AC250V, 4700pF	1	松下電子部品	ECKDNB472ME
C_{201}	電解電容	10V, 4700μF	1	三電子工業	10MV4700CG
C_{202}	電解電容	6.3V, 470μF	1	三電子工業	6MV470CG
C_{203}	薄膜電容	50V, 0.01μF	1	日製	
C_{204}	薄膜電容	50V, 0.1μF	1	日製	
C_{205}, C_{207}	電解電容	16V, 100μF	2	三電子工業	16MV100CG
C_{201}	陶瓷電容	2kV, 470pF	1	TDK	
R_{101}	碳膜電阻	1/4W, 1MΩ	1		
R_{106}	碳膜電阻	3/4W, 33Ω	1		
R_{107}	碳膜電阻	1/4W, 1.2kΩ	1		
R_{109}	M.P.C.	2W, 0.1Ω	1	福島雙羽電機	
R_{201}, R_{202}	碳膜電阻	1/6W, 2.2kΩ	2		
R_{203}	碳膜電阻	1/6W, 390Ω	1		
R_{204}	碳膜電阻	1/6W, 33kΩ	1		
R_{205}	碳膜電阻	1/6W, 15kΩ	1		
R_{206}	碳膜電阻	1/6W, 4.7kΩ	1		
R_{207}	碳膜電阻	1/4W, 22pΩ	1		
R_{208}, R_{215}	碳膜電阻	1/6W, 4.7kΩ	2		
R_{211}	碳膜電阻	1/6W, 22kΩ	1		

表 10-2 (續)

符號	品 名	額 定 值	數量	製 造 者	備 註
R_{212}	碳膜電阻	1/6W, 22Ω	1		
R_{213}	線	1W, 2.5mΩ	1		
R_{214}	碳膜電阻	1/6W, 2.7kΩ	1		
R_{215}	碳膜電阻	1/4W, 100Ω	1		
RT_{101}	功率熱阻器	5D-11	1	石塚電子	
D_{101}	橋式整流器	D3SBA60	1	新電元工業	
D_{102}	低損失二極體	D1NL40	1	新電元工業	
D_{201}	肖特基二極體	D30SC4M	1	新電元工業	
D_{202}, D_{203}	低損失二極體	D1NL20U	2	新電元工業	
Z_{201}	齊納二極體	MTZJ5.6B	1	羅姆	
Tr_{201}	小訊號電晶體	2SA1145	1	東芝	
IC_{101}	電原組	MA4530	1	新電元工業	
IC_{201}	對偶轉換器	MA4530	1	新電元工業	
IC_{202}	調整器	MJM78L05	1	新日本無線	

表 10-3 軟同步整流型交換式電源元件表(16.5V/3A)

符號	品名	額定值	數量	製造者	備註
F_1	保險絲	AC125V, 3.15A	1		
TS_1	熱阻器	67F090	1	三元 Arrbx	
L_1	AC 線上濾波器	0.9A, 15mH	1	光輪技研	HR-24-E153
L_{21}		5A, 3.3μH	1	大平電子	05G3R3
S_1	可飽和電感	RS208	1	大平電子	吸收器
S_{21}	可飽和電感	RS511	1	大平電子	吸收器
T_1	變壓器		1		EER28
C_1	X 電容	AC125V, 0.47μF	1	Nichcon	QXJ2E474KTP
C_2	Y 電容	AC250V, 4700pF	1	松下電子部品	ECKDNB472ME
C_3	陶瓷電容	2kV, 2200pF	1	TDK	
C_4	電解電容	200V, 220μF	1	電子工業	200MV220FCA
C_5	薄膜電容	50V, 4700pF	1	日製	
C_6	薄膜電容	50V, 0.01μF	1	日製	
C_7	薄膜電容	50V, 1000pF	1	日製	
C_{21}, C_{32}	電解電容	25V, 220μF	2	三電子工業	25MV2200CG
C_{23}	電解電容	25V, 100μF	1	三電子工業	25MV1000CG
C_{24}	薄膜電容	50V, 0.1μF	1	日製	
C_{25}, C_{26}	薄膜電容	50V, 0.022μF	1	日製	
C_{27}	陶瓷電容	1kV, 5600pF	1	TDK	

表 10-3 (續)

符 號	品 名	額 定 值	數 量	製 造 者	備 註
R_1	碳膜電阻	1/2W, 100kΩ	1		
R_2	碳膜電阻	1/4W, 820kΩ	1		
R_3	碳膜電阻	1/6W, 47kΩ	1		
R_4	碳膜電阻	1/6W, 330Ω	1		
R_5	碳膜電阻	1/6W, 270kΩ	1		
R_6	碳膜電阻	1/6W, 1kΩ	1		
R_{21}	碳膜電阻	1/6W, 12kΩ	1		
R_{22}	碳膜電阻	1/6W, 330Ω	1		
R_{23}	碳膜電阻	1/6W, 2.2kΩ	1		
R_{24}	碳膜電阻	1/6W, 4.7kΩ	1		
R_{25}	碳膜電阻	1/6W, 1kΩ	1		
R_{26}	碳膜電阻	1/4W, 2.2kΩ	1		
R_{27}	碳膜電阻	1/4W, 750Ω	1		
R_{28}	碳膜電阻	1/6W, 2.2kΩ	1		
R_{29}	碳膜電阻	1/6W, 1kΩ	1		
R_{30}	碳膜電阻	1/6W, 100Ω	1		
R_{31}	碳膜電阻	1/6W, 1kΩ	1		
NTC	功率熱阻器	5D-11	1	石塚電子	

表 10-3 (續)

符 號	品 名	額 定 值	數 量	製 造 者	備 註
D_1	橋式整流器	D2SBA60	1	新電元工業	
D_2	小訊號二極體	1s1555	1	東芝	
D_{21}, D_{22}	小訊號二極體	1S1555	2	東芝	
ZD_{21}	齊納二極體	MTZJ18B	1	羅姆	
Tr_1	功率 MOSFET	2SK2188	1	新電元工業	
Tr_2	小訊號電晶體	2SC2710	1	東芝	
Tr_{21}	功率-MOSFET	FS70KM-03	1	三菱電機	
Tr_{22}	小訊號電晶體	2SA1150	1	東芝	
IC_{21}	並聯調整器	NJM43IL	1	新日本無線	
PC_1	光閘流體	S22MD1V	1	聲寶	

表 10-4 將頻率固定之交換式電源軟交換化之元件表(24V/2A)

符 號	品 名	額 定 值	數 量	製 造 者	備 註
F_1	保險絲	AC125V, 2A	1		
L_1	線上濾波器	0.8A, 18mH	1	光輪技研	HR-24-E183
L_{21}	抗流圈	2.6A, 10μH	1	光輪技研	PJ8d-100K
S_1	可飽和電感	RS207	1	大平電子	吸收器
S_2	可飽和電感	RS204	1	大平電子	吸收器
T_1	變壓器		1		EER28 鐵心

表 10-4 (續)

符號	品名	額定值	數量	製造者	備註
C_1	X 電容	AC250V, 0.22μF	1	岡谷電機產業	PA224-L
C_2	Y 電容	AC250V, 4700pF	1	松下電子部品	ECKDNB472ME
C_3	陶瓷電容	2kV, 3300pF	1		TDK
C_4	電解電容	200V, 220μF	1	三電子工業	200MV220FCA
C_5	電解電容	50V, 47μF	1	三電子工業	50MV47CG
C_6	薄膜電阻	50V, 0.047μF	1	日製	
C_7	薄膜電阻	50V, 6800pF	1	日製	
C_8	薄膜電阻	50V, 2200pF	1	日製	
C_9	薄膜電阻	50V, 1500pF	1	日製	
C_{10}	薄膜電阻	50V, 0.22μF	1	日製	
C_{21}, C_{22}	電解電容	35V, 100μF	2	三電子工業	35MV1000CG
C_{23}	電解電容	35V, 220μF	1	三電子工業	35MV220CG
C_{24}	薄膜電阻	50V, 0.22μF	1	日製	
R_1	金屬碳膜電阻	2W, 22kΩ	1		
R_2	碳膜電阻	1/6W, 5.6kΩ	1		
R_3	碳膜電阻	1/6W, 2.2kΩ	1		
R_4	碳膜電阻	1/6W, 220Ω	1		
R_5	碳膜電阻	1/6W, 220Ω	1		
R_6	碳膜電阻	1/6W, 100Ω	1		

表 10-4 (續)

符 號	品 名	額 定 值	數 量	製 造 者	備 註
R_7, R_8	碳膜電阻	1/6W, 4.7kΩ	2		
R_9	碳膜電阻	1/4W, 2.2Ω	1		
R_{10}	M.P.C.	2W, 0.22Ω	1		
R_{21}	碳膜電阻	1/6W, 18kΩ	1		
R_{22}	碳膜電阻	1/6W, 910Ω	1		
R_{23}	碳膜電阻	1/6W, 2.2kΩ	1		
R_{24}	碳膜電阻	1/6W, 680Ω	1		
R_{25}	碳膜電阻	1/6W, 330kΩ	1		
R_{26}, R_{27}	碳膜電阻	1/6W, 2.2kΩ	2		
TH_1	功率熱阻器	5D-11	1	石塚電子	
D_1	橋式整流器	D2SBA60	1	新電元工業	
D_2	低損失二極體	ERA91-D2	1	富士電機	
D_7	肖特基二極體	DINS4	1	新電元工業	
D_8	低損失二極體	S2L60	1	新電元工業	
D_{21}	低損失二極體	SF6L20U	1	新電元工業	
ZD_1	齊納二極體	MTZJ24B	1	羅姆	
Tr_1, Tr_2	功率 MOSFET	25K1006-01M	1	富士電機	
Tr_3	小信號電晶體	2SA1150	1	東芝	
IC_1	PWM IC	FA5311P	1	富士電機	
IC_{21}	並聯調整器	NJM431L	1	新日本無線	
PC_1	光耦合器	PC817	1	聲寶	

表 10-5 對高頻對第的電源之元件表(24V/6A)

符 號	品 名	額 定 值	數量	製 造 者	備 註
F_1	保險絲	AC125V, 5A	1		
L_1	AC	2A, 8mH	1	東邦亞鉛	FK-060G-8020
L_2, L_3	電感	2A, 1.5mH	2	東邦亞鉛	HK-14D070-1520
L_{21}	電感	6A, 2.2μH	1	大平電子	06G2R2
T_1	變壓器		1		EER42/42/20 鐵心
C_1, C_2	X 電容	AC250V, 0.22μF	2	岡谷電機產業	PA224-L
C_3	X 電容	AC250V, 0.47μF	1	岡谷電機產業	PA474-L
C_4, C_5, C_{28}	Y 電容	AC250V, 4700pF	3	松下電子部品	ECKDNB472ME
C_6	薄膜電容	250V, 1μF	1	Nichcon	
C_7	薄膜電容	50V, 4700pF	1	日製	
C_8	薄膜電容	50V, 2200pF	1	日製	
C_9	薄膜電容	50V, 1μF	1	日製	
C_{10}	薄膜電容	50V, 0.1μF	1	日製	
C_{11}	電解電容	35V, 100μF	1	三電子工業	35MV100CG
C_{12}, C_{13}	陶盜電容	2kV, 3300pF	2	TDK	
C_{14}	陶盜電容	2kV, 2200pF	1	TDK	
$C_{21} \sim C_{26}$	電解電容	35V, 3300μF	6	三電子工業	35MV3300CG
C_{27}	薄膜電容	50V, 0.47μF	1	日製	
R_1	氧化金屬碳膜電阻	1W, 100kΩ	1		

表 10-5 (續)

符 號	品 名	額 定 值	數 量	製 造 者	備 註
$R_2 \sim R_3$	氧化金屬碳膜電阻	1W, 33kΩ	2		
R_4	碳膜電阻	1/6W, 680Ω	1		
R_5	碳膜電阻	1/6W, 1kΩ	1		
R_8	碳膜電阻	1/6W, 33Ω	1		
R_7	碳膜電阻	1/6W, 510Ω	1		
R_8	碳膜電阻	1/6W, 220Ω	1		
R_9	M.P.C.	5W, 0.05Ω	1		
R_{21}	碳膜電阻	1/6W, 18kΩ	1		
R_{22}	碳膜電阻	1/6W, 920Ω	1		
R_{23}	碳膜電阻	1/6W, 2.2kΩ	1		
R_{24}	碳膜電阻				
R_{25}	碳膜電阻	1/6W, 18kΩ	1		
R_{26}	碳膜電阻	1/6W, 2.2kΩ	1		
R_{27}	碳膜電阻	1/2W, 2.2kΩ	1		
R_{28}	碳膜電阻	1/6W, 1kΩ	1		
R_{29}	碳膜電阻	1/6W, 100Ω	1		
VR_1	半固定電阻	GF06P, 1kΩ	1	東京國際	
D_1	橋式整流器	D5SBA60	1	新電元工業	
D_2	低損失二極體	D1NL20U	1	新電元工業	
D_{21}	低損失二極體	SF10LC20U	1	新電元工業	
ZD_{21}	齊納二極體	MTZJ27B	1	羅姆	
IC_1	功率模組	MA6540	1	新電元工業	
IC_{21}	並聯調整器	NJM43IL	1	新日本無線	
PC_1, PC_2	光耦合器	PC817	2	聲寶	

表 10-6 使用同步整流 92%降壓之截波電源元件表

符 號	品 名	額 定 值	數 量	製 造 者	備 註
L_1	電感	5A, 50μH	1		HK12S 鐵心
$C_1 \sim C_3$	電解電感	25V, 470μF	3	三電子工業	25MV470CG
$C_4 \sim C_6$	電解電容	6.3V, 220μF	3	三電子工業	6MV2200CG
C_7	電解電容	50V, 4.7μF	1	三電子工業	50MV4R7CG
C_8	薄膜電容	50V, 4700pF	1	日製	
C_9	薄膜電容	50V, 0.022μF	1	日製	
C_{10}	薄膜電容	50V, 1000pF	1	日製	
$C_{11} \sim C_{12}$	薄膜電容	50V, 0.01μF	2	日製	
R_1	碳膜電阻	1/6W, 22kΩ	1		
R_2	碳膜電阻	1/6W, 2.7kΩ	1		
R_3, R_4	碳膜電阻	1/6W, 33kΩ	2		
R_5	碳膜電阻	1/6W, 220kΩ	1		
R_6	碳膜電阻	1/6W, 68kΩ	1		
R_7, R_8	碳膜電阻	1/6W, 470Ω	2		
R_9	碳膜電阻	1/6W, 2.2kΩ	1		
R_{10}	碳膜電阻	1/6W, 10kΩ	1		
VR_1	半固定電阻	2kΩ	1	東京國際	GF6P
D_1	肖特基二極體	D254M	1	新電元工業	
D_2, D_3	小訊號二極體	1S1555	2	東芝	
ZD_1	齊納二極體	MTZJ4.7B	1	羅姆	
Tr_1	功率 MOSFET	FX70KM-03	1	三菱電機	P型
Tr_2	功率 MOSFET	FS70KMFJ-03	1	三菱電機	N型
Tr_3, Tr_4	小訊號電晶體	2SC2710	2	東芝	
Tr_5	小訊號電晶體	2SA1150	1	東芝	
IC_1	PWM IC	FA7612P	1	富士電機	
IC_2	同步整流模組	SR101	1	大平電子	

表 10-7 小功率對象式電源之元件表

符 號	品 名	額 定 值	數 量	製 造 者	備 註
F_1	保險絲	AC125V, 250mA	1		
L_1	抗流圈	0.18A, 1mH	1	光輪技研	PJ66-102K
L_2	抗流圈	0.5A, 150μH	1	光輪技研	PJ66-151K
T_1	變壓器		1	EPC19 鐵心	
T_2	可飽和變壓器	MT306	1	大平電子	吸收器
C_1	X 電容	AC125V, 0.47μF	1	Nichcon	QXJ2E474TP
C_2	Y 電容	AC250V, 4700pF	1	松下電子部品	ECKDNB472ME
C_3	陶瓷電容	2kV, 47pF	1	TDK	
C_4, C_5	電解電容	160V, 10μF	2	三電子工業	160MV10IC
C_6	薄膜電容	50V, 0.022μF	1	日製	
C_7	薄膜電容	50V, 6800pF	1	日製	
C_8	電解電容	6.3V, 1000μF	1	三電子工業	6MV1000CG
C_9	電解電容	6.3V, 470μF	1	三電子工業	6MV470CG
C_{10}	薄膜電容	50V, 0.1μF	1	日製	
R_1	酸化金屬皮膜電阻	1W, 22Ω	1		
R_2	碳膜電阻	1/6W, 560Ω	1		
R_3, R_4	碳膜電阻	1/6W, 2.2kΩ	2		
R_5	碳膜電阻	1/6W, 1kΩ	1		
R_6	碳膜電阻	1/6W, 100Ω	1		
R_7	碳膜電阻	1/6W, 68Ω	1		
R_8	碳膜電阻	1/4W, 100Ω	1		
$R_9 \sim R_{10}$	碳膜電阻	1/6W, 1MΩ	2		
D_1	橋式整流器	S1WB(A)60	1	新電元工業	
D_2	小訊號二極體	1S155	1	東芝	
D_3	肖特二極體	DINS4	1	新電元工業	
Tr_1	比率電晶體	2SC4754	1	東芝	
Tr_2	小訊號電晶體	2SA1150	1	東芝	
IC_1	並聯調整器	NJM43IL	1	新日本無線	

表 10-8

S.O.C(株)	TEL 045(432)1283	(1)パワードバイス	
リトルヒューズ(代理店:ビコ(株))	TEL 03(5463)1781	新電元工業(株)	TEL 03(3279)4431
内構エステック(株)	TEL 06(962)6666	(株)日立製作所	TEL 03(3258)1111
安全電具(株)	TEL 0425(60)0744	サンケン電気(株)	TEL 03(3986)6165
(1)コア、トランジ		三洋電機(株)	TEL 03(3837)6344
TDK(株)磁性材料事業本部	TEL 03(5201)7223	(株)東芝 半導体事業本部	TEL 03(3257)3406
富士電気化学(株)	TEL 03(3434)1271	日本電気(株)	TEL 03(3454)1111
トーキン(株)	TEL 044(751)5320	松下電子工業(株)	TEL 03(3437)1121
(株)東芝電子部品・材料事業本部	TEL 03(3457)3340	三菱電機(株)	TEL 03(3490)1281
東邦亜鉛(株)加工品営業部	TEL 03(3272)5624	富士電機(株)	TEL 03(5388)7651
トミダ電機(株)	TEL 03(3732)7541	(2)フォト・カブラ	
日立フェライト電子(株)	TEL 03(5379)7236	シャープ(株)	TEL 06(621)1221
(2)フィルタ、コイル		(株)東芝 半導体事業本部	TEL 03(3257)3406
トーキン(株)	TEL 044(751)5320	(3)PTC(パワードサーミスター)	
富士電気化学会(株)	TEL 03(3434)1271	石塚電子(株)	TEL 03(3621)2704
光輪技研(株)	TEL 03(3775)3661	(4)モノリシックIC	
タムラ精工(株)	TEL 0492(31)1381	シャープ(株)	TEL 06(621)1221
松下電子部品(株)	TEL 03(3438)5337	三洋電機(株)	TEL 03(3837)6344
大平電子(株)	TEL 0493(62)9776	日本電気(株)	TEL 03(3454)1111
(1)フィルム・コンデンサ		松下電子工業(株)	TEL 03(3437)1121
ニッセイ電機(株)	TEL 03(3442)8151	日本モトローラ(株)	TEL 0120-191014
岡谷電機産業(株)	TEL 03(3424)8126	日本ブレジションデバイス(株)(Micro Linear)	TEL 03(3260)1411
ニチコン(株)	TEL 075(231)8461	インターニックス(株)(Unitrode)	TEL 03(3369)1105
(2)セラミック・コンデンサ		新日本無線(株)	TEL 03(5642)8234
TDK(株)セラミック・コンデンサ事業本部	TEL 03(5201)7226	三菱電機(株)	TEL 03(5573)3388
松下電子部品(株)	TEL 03(3438)5337	(株)ローム	TEL 075(311)2121
(株)村田製作所	TEL 044(422)5151	(5)ハイブリッドIC	
(3)アルミニウム電解コンデンサ		サンケン電気(株)	TEL 03(3986)6165
ニチコン(株)	TEL 075(231)8461	三洋電機(株)	TEL 03(3837)6344
日本ケミコン(株)	TEL 03(3785)1251	新電元工業(株)	TEL 03(3279)4431
サン電子工業(株)	TEL 0720(76)1421	(1)絶縁テープ	
(4)タンタル電解コンデンサ		ニチバン(株)	TEL 03(5978)5601
(株)ニチコン	TEL 075(231)8461	日東電工(株)	TEL 03(3264)2101
(5)OSコンデンサ		(株)寺岡製作所	TEL 03(3491)1141
三洋電子部品(株)	TEL 0720(70)6310	(株)住友スリーエム	TEL 03(3709)8385
(1)セメント抵抗		(2)絶縁フィルム、絶縁シート	
帝国通信工業(株)	TEL 044(433)7511	東レ(株)	TEL 03(3245)5111
(株)磐城無線研究所	TEL 044(833)4311	富士高分子工業(株)	TEL 03(5821)3100
東京電音(株)	TEL 03(3251)3377	(3)絶縁チューブ	
ミクロン電気(株)	TEL 045(542)3960	日星電気(株)	TEL 03(3935)0771
(2)メタル・プレート・セメント抵抗		(株)コシフジ	TEL 0427(72)6524
福島双羽電機(株)	TEL 03(5700)3611	三菱樹脂(株)	TEL 03(3283)4343
松下電子部品(株)	TEL 03(3438)5341	住友電気工業(株)	TEL 03(3423)5451
(3)半固定抵抗		(4)ヒートシンク	
東京コスマス電機(株)	TEL 03(3255)3911	(株)放熱器のOS	TEL 03(3255)5441
		(株)丸三電機	TEL 03(3253)0411
		(5)シリコーン・グリース	
		信越化学工業(株)	TEL 03(3246)5152

10-1 電阻方面的特殊元作

只要讀過基本電學的人都知道電阻的作用大致有下列幾項，即電流的限制、分流、電流的檢出及做分壓之用。在交換式電源中當然也不例外。在本節中是以功能為主介紹各種電阻使用的場合，分別其功能敘述如下：

1. 在AC的輸入中使用水泥電阻以防止突入之電流，一旦當電流過大時，電阻本身會產生冒煙現象(不會燃燒)做為警告作用。
2. 在小功率電源上為了限制電流，一般都是使用碳膜電阻，而且在電流過大時會崩潰(毀壞)但不會冒煙。
3. 在電源的交換動作上是使用 M.P.C (Metal Plate Cement) 型電阻，除了電感值小外，在電晶體短路時也不會冒煙，如圖 10-1 所示。
4. 在脈衝電流下使用金屬氧化型電阻，主要是具有低電感值，如此一來在 $\frac{di}{dt}$ 過大時就不會產生大的電壓降($L \frac{di}{dt}$)，詳細的規格請參閱圖 10-2 及照片 10-1。

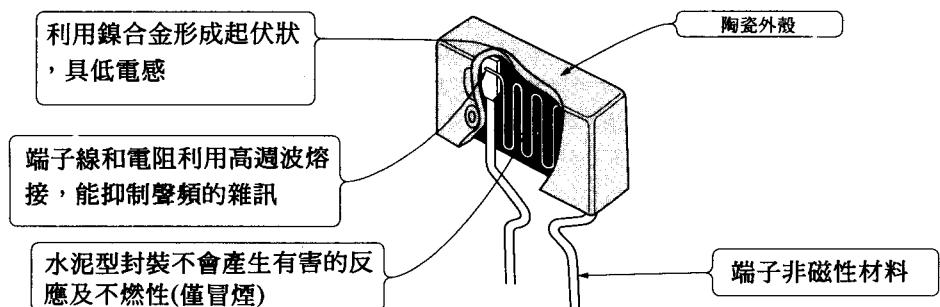
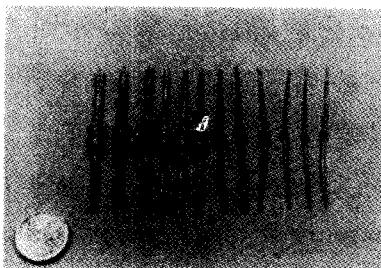
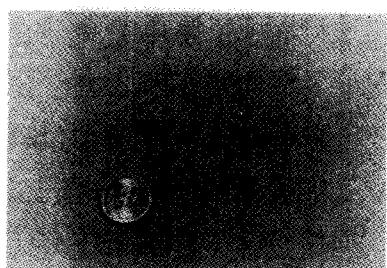


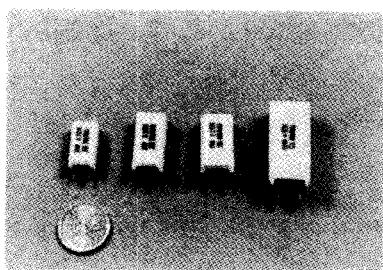
圖 10-1 電流檢出用電阻的內部構造[松下電子公司提供]



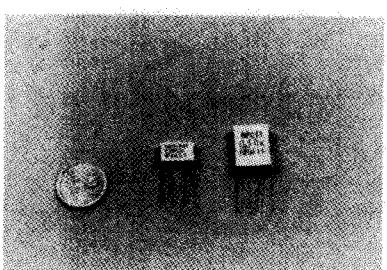
(a)各種碳膜型電阻



(b)繞絲型水泥電阻



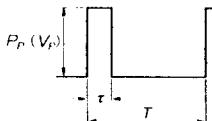
(c)做加工之低電阻



(d)M.P.C. (Metal Plate Cement)電阻

照片 10-1 交換式電源用之各種電阻

(a) 脈衝特性(不一定)

 P_p ：脈衝之臨界功率值 V_p ：脈衝之臨界電壓值 τ ：脈衝之持續時間 T ：週期(sec) V_n ：額定電壓(V) P ：額定功率(W) R ：規定之電阻(Ω)耐壓極限之功率 P_p 及電壓 V_p 可由 V_{max} ：最大之脈衝臨界電壓(V)

下式求出

$$P_p = K \cdot P \cdot T / \tau$$

$$V_p = \sqrt{K \cdot P \cdot R \cdot T / \tau}$$

$$I_p = \sqrt{K \cdot P \cdot 1 / R \cdot T / \tau}$$

其中常數 K 及 V_{max} 請參照下表

- $T > 1\text{sec}$ 時利用 $T = 1\text{sec}$ 求出
- $T/\tau > 100$ 時利用 $T/\tau = 100$ 求出
- $P_p > P$ 時， P 取 P_p ($V_p < V_n$ 時也取 $V_p = V_n$)
- 外加電壓之 V_{max} 請依表中所示
- P_p 及 V_p 為外加條件為加入 1000T 後電阻變化為 $\pm 5\%$ 之下所測得

品種	K	V_{max} (V)
ERG (X) 12S	0.5	600
ERG (X) 1S	0.5	600
ERG (X) 2S	0.5	700
ERG (X) 3S	0.5	700
ERG (X) 5S	0.5	1000

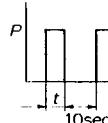
(b) 脈衝特性

<試驗方法>

下列條件是在加上 1000 次脈衝下而電阻之變化為 $\pm 5\%$ 之下成立

- ① 外加電壓及時間在要令之下
- ② 在常溫及規定溫度下進行

<試驗波形>

 P ：印加電功率 t ：印加時間

印加·外加·供應。

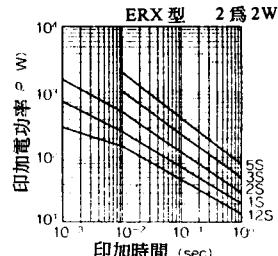
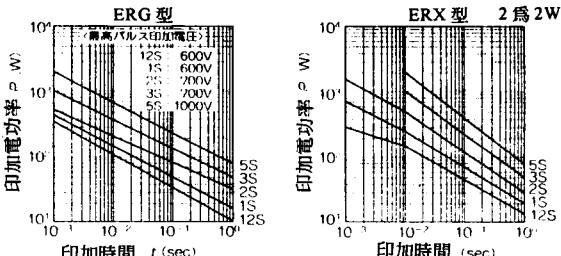
12 為 $1/2W$
1 為 $1W$ 

圖 10-2 電阻的脈衝電流特性[松下電子公司提供]

10-2 電容方面的特殊元件

在交換式電源供應器上，電容最主要的功用是做雜訊的衰減，在本書的電路中則有X型及Y型，如照片 10-2 所示，有圓型及方型兩大類。

一般而言，在系統上雜訊分成正規模式(Normal Mode)及共模模式(Common Mode)兩類，前者是由電流經迴路所產生，而後者則是系統對地所產生。對X型及Y型電容而言，X型電容是用於正規模式的雜訊抑制上，而Y型電容則是適用於共模模式的雜訊抑制上，各位可以參考

圖 10-3 及圖 10-4 中所示。在數值的分析上，對正規模式主要的作用為去除低頻雜訊，所以 X 型電容的數值均取 $0.01\mu\text{F}$ 至 $1\mu\text{F}$ 之間，而對共模模式而言則是為去除高頻雜訊，因此 Y 型電容的數值均取 1000pF 至 4700pF 之間。

由於雜訊的抑制相當重要，因此各國均有 X 型及 Y 型電容的工業產品問世，在圖 10-5 中我們列出了歐洲各先進國家此一產品的規格及其內容概要。

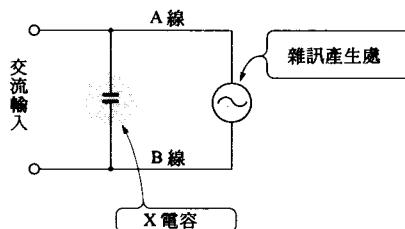


圖 10-3 正規模式(Normal Mode)雜訊產生地方及 X 電容之插入位置

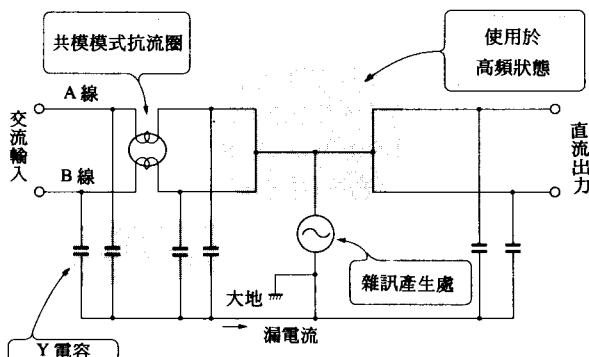


圖 10-4 共模模式雜訊產生源及 Y 電容插入之位置

表示項目	表示例
製造者商標	例 : ECKDBS422MEY
型名	RS
品及及額定電壓	
	Y2-250V~ X1-400V~
定格靜電容量	
各國符號	VDE (德)  560-2 EN132400
	SEV (瑞士)  LL2
	SEMKO (瑞典) 
	FIMKO (法國) 
	NEMKO (挪威) 
	DEMKO (丹麥) 
	UL (美) 
	CSA (加拿大) 
工程識別記號	
製造年月略號	

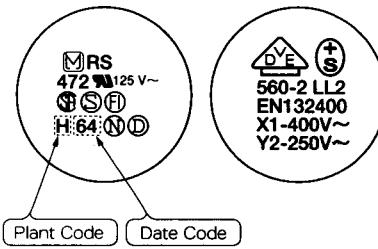
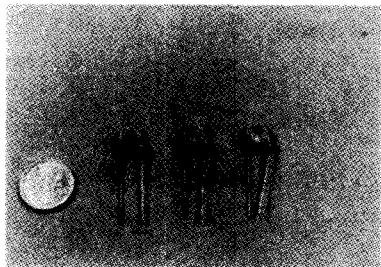
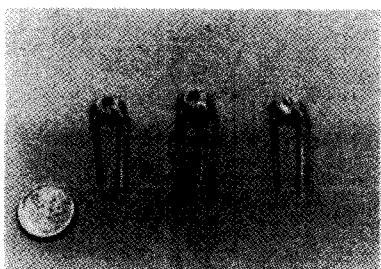


圖 10-5 Y 電容之範例(松下電子公司提供)

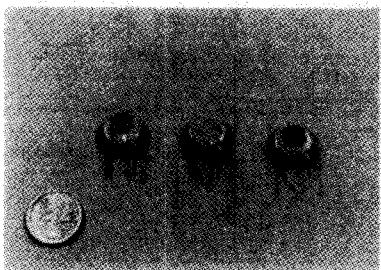
(a)AC250V2200pF, class I 機器用



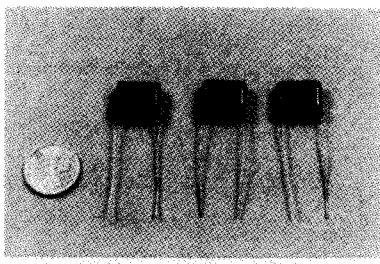
(b)AC250V2200f, class II 機器用



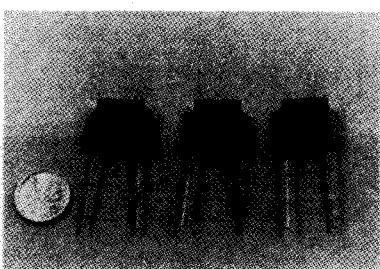
(c)AC250V4700pF, class I 機器用



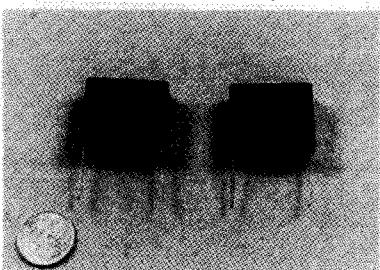
(d)AC125V 0.47μF



(e)AC125V0.1μF



(f)AC125V0.47μF



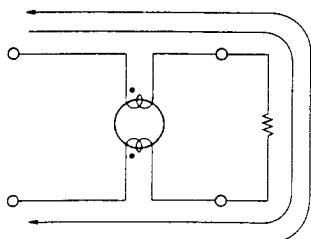
Y
型
電
容

X
型
電
容

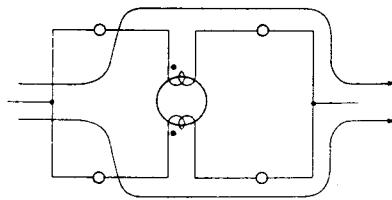
照片 10-2 交換式電源用之各種電容

10-3 電感方面的特殊元件

電感的模式基本上是和電容相同的，也具有類似於電容中X型和Y型的形態。在圖 10-6 中我們利用電流流動的不同路徑而形成高低阻抗兩種型態的共模模式抗流圈。因此在幾何形狀上利用了一體成形的方式形成了如照片 10-3 中的 □ 字型、日字型、E 字型及螺管線圈型之各種型態的電感。而在學理分析方面則利用數學上的“兩向量垂直時內積為0”的定義，將繞線之繞組面和變壓器之磁通做成垂直方向，所有的目的都是要使雜訊能降低到最小。



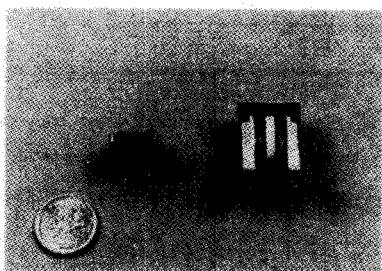
LFE 種形態為低阻抗型(接近 O)



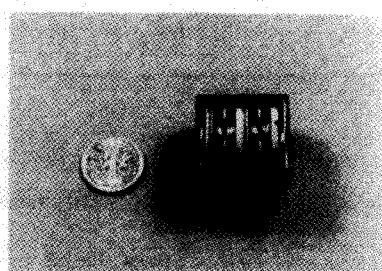
此種形態為高阻抗型

圖 10-6 共模模式抗流圈之阻抗

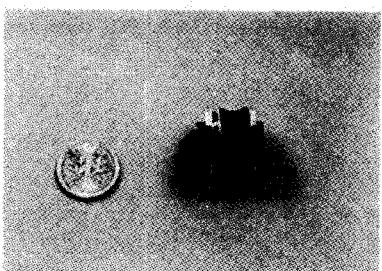
(a) □字型



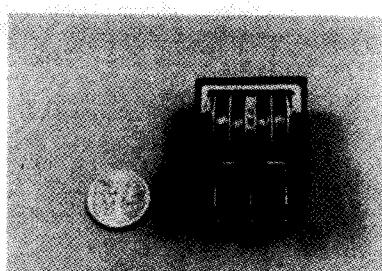
(d) 日字型



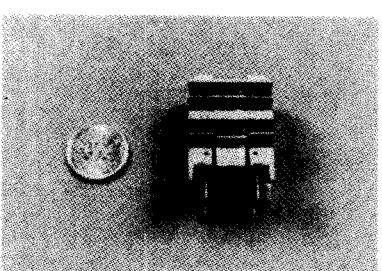
(b) 口字型



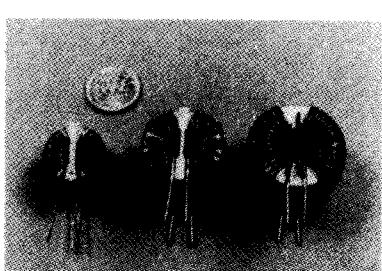
(e) 日字型



(c) E 字型



(f) 螺管線圈型



照片 10-3 共模模式抗流圈之觀現

10-4 MOSFET 方面的元件

對於 MOSFET 來說相信各位讀者一定不會陌生。在本節中主要是說明 MOSFET 通道(Channel)內的有效作用面積對實際電路的影響。在圖 10-7 中我們以 N 型 MOSFET 為例，主要的電極使用金屬，而絕緣體則是為 SiO_2 ，利用此種材料的組合，在電子學上稱為“Induced N channel”。而圖 10-8 中則是利用內部通道的大小做分析，以圖 10-8 而言，在圖 10-8(a)中的有效通道面積為 $4\pi ab$ ，而圖 10-8(b)中有效面積則為 $6.25\pi ab$ ，如此一來圖 10-8(b)的效果一定比圖 10-8(a)中為佳*。另外在照片 10-4 中則列出了目前常用之 MOSFET，包括大型 TO-39、絕緣型 TO-220、絕緣型 TO-39 及小型 TO-220 多種 MOSFET，而且每一種產品都有打上生產公司的名稱以便使用者能確認廠牌。

*MOSFET 的效果通常以導通時的電子濃度為判斷標準，此一電子濃度有時又稱為有效通道面積。

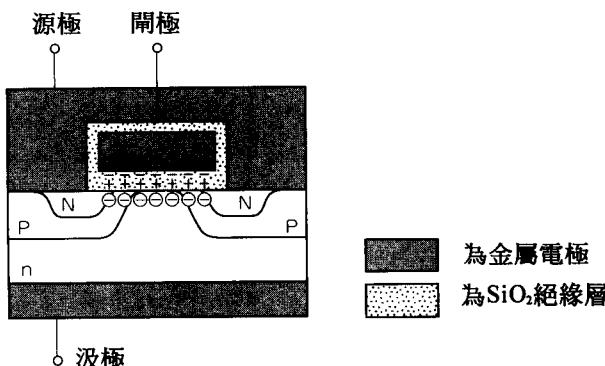


圖 10-7 N 型 MOSFET 構造圖

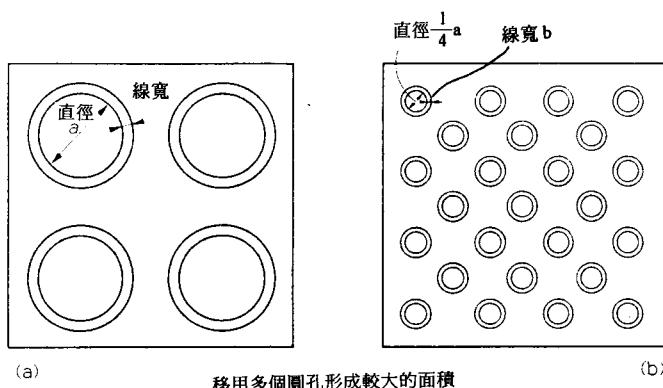
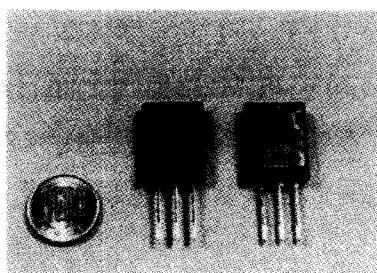
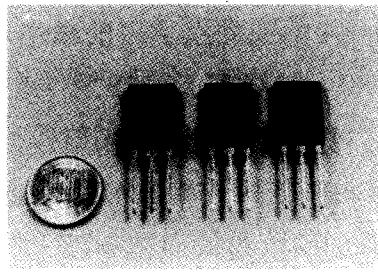


圖 10-8 通道面積

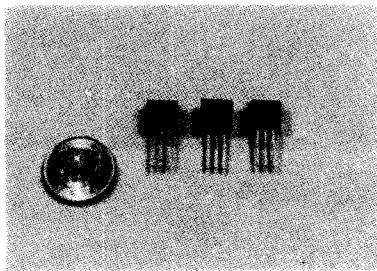
(a)大型 TO-3P



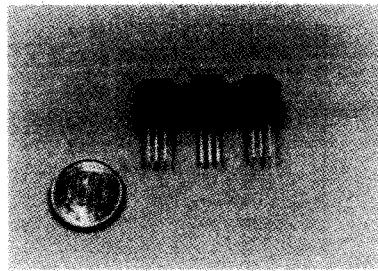
(b)絕緣 TO-3P 型



(c)小型 TO-220

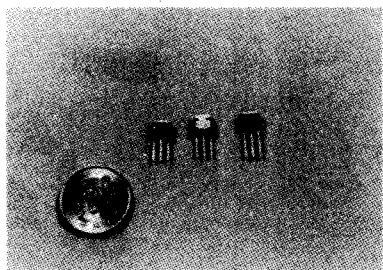


(d)絕緣 TO-220 型



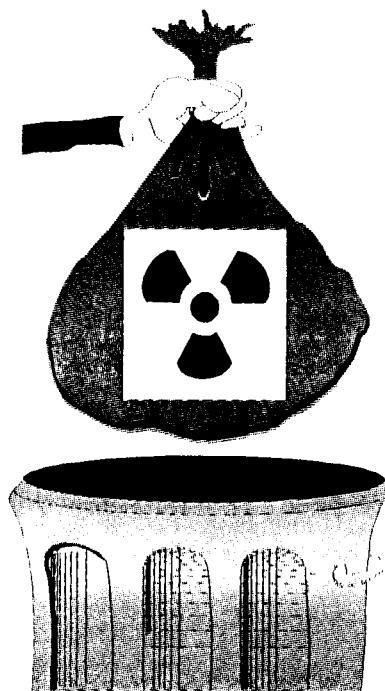
照片 10-4 MOSFET 的包裝外型

(e)外表印上廠商名稱



照片 10-4 (續)

除了核能外
我們還有太



太陽能工程－太陽電池篇 (精裝本)

編號030057／莊嘉琛編著／20 K／384頁／380元

「太陽能工程（太陽電池篇）」這本書，適合高工、專科及大學院校電子、電機等理工科的學生使用，讀完此書，非但對於二十一世紀的新能源－太陽有更進一步的認識，更能有效地利用，甚至化為自身的潛力。是兼顧環保與節約能源的一本好書。



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

電話：(02)2507 - 1300 傳真：(02)2506 - 2993

<http://www.chwa.com.tw>

最專業的科技圖書網站

Email:service@ms1.chwa.com.tw

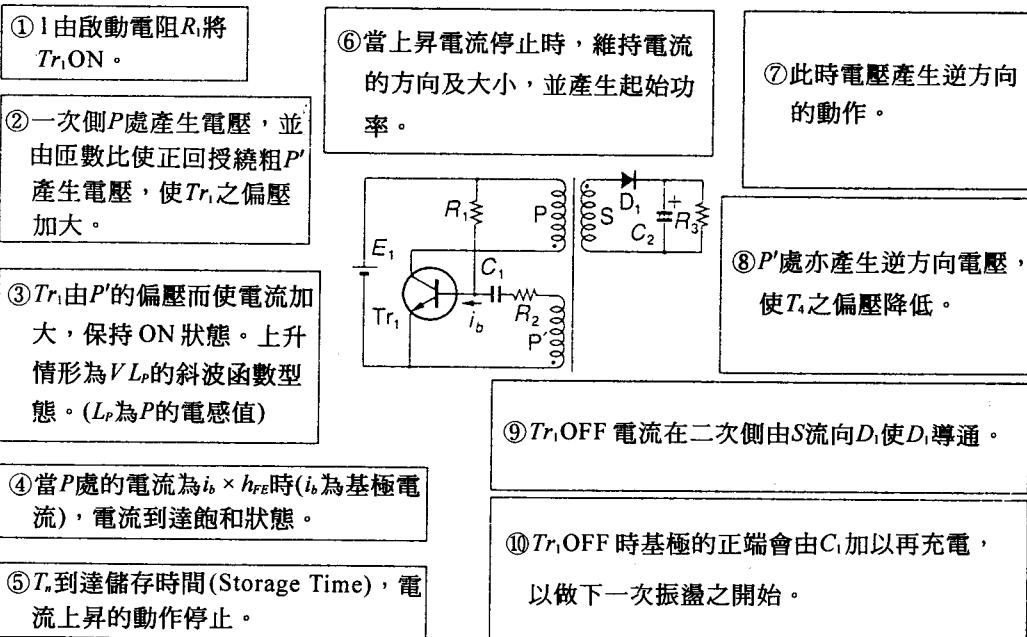


第十一章 交換式電源動作 原理的總結及範例

在本章中我們將本書中的所有交換式電源動作做一總整理，並舉一個範例加以說明。

11-1 電源的動作原理總結

☆ 11-1.1 RCC 振盪的原理



11-2 自激式Forward型電源的振盪原理

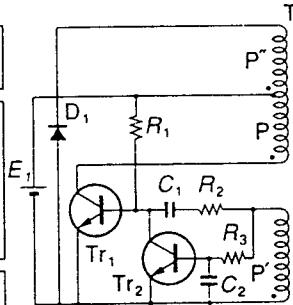
①由啟動電阻將 Tr_1 ON。

②一次側 P 處產生電壓，並由匝數比使正回授繞組 P' 產生電壓，使 Tr_1 之偏壓加大。

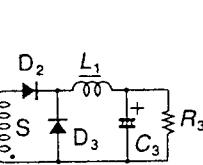
③此時二次側應產生

$$\frac{n_s}{n_p} I_o \text{ 的電流}$$

(I_o 為輸出電流)。



④ P' 所產生的電壓經由 R_3 對 C_2 充電，當 C_2 的電壓到達 Tr_2 的 V_{BE} 值時， Tr_2 之 V_{CE} 變小而使 Tr_1 的基極電流減少導致 Tr_1 OFF。



⑤ Tr_1 OFF 則儲存時產生變化。

⑥ 此時由流經 P 處的激磁電流會將儲存的能量經由 P'' 及 D_1 回流到輸入側。

⑦ 流經 L_1 的電流所儲存的能量經由 D_2 對 C_3 充電。

⑧ Tr_1 的 ON 時間由 R_3 及 C_3 之乘積所決定。

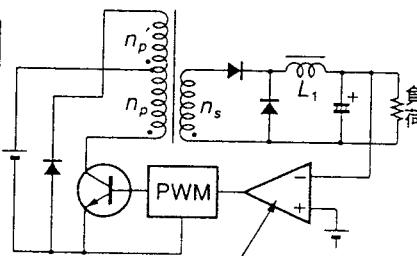
⑨ Tr_1 的 OFF 時間 P 及 P'' 的匝數比所決定。

⑩ 當 P 和 P'' 匝數相同時，工作比(Duty)為 50%，則輸出電壓 $V_o = \frac{1}{2} \frac{n_s}{n_p} V_{IN}$ ，其中 V_{IN} 為 E_1 的電壓。

11-3 PWM式Forward型電源的動作原理

①利用頻率為固定值的
PWM方式驅動交換
元件。

②輸出電壓(V_o)，振盪週期
(T)及ON時間(T_{ON})的關
係式為 $V_o = \frac{n_s}{n_p} \times \frac{T_{ON}}{T} \times V_{IN}$
其中 n_s 及 n_p 為一次側及



④利用一次側所流過
的激磁電流將變壓
器所儲存的能量，
利用重置繞組(n_p''
處)回傳到輸入處。

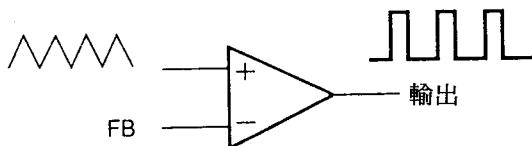
⑤當負載電流變小時，
一旦二次側的 L_1 到達
臨界電流之數值時，
 T_{ON} 及 T_{OFF} 會同時變小
，產生了不是 T_{ON} 也
不是 T_{OFF} 的狀態，稱
為“休止期”。

③將 V_{IN} 和 T_{ON} 的乘積固定，則 V_o 為一定值輸出，即 $V_o = K T_{ON} \times V_{IN}$ ，
其中 $K = \frac{n_s}{n_p} \frac{1}{T}$ 為一定數。

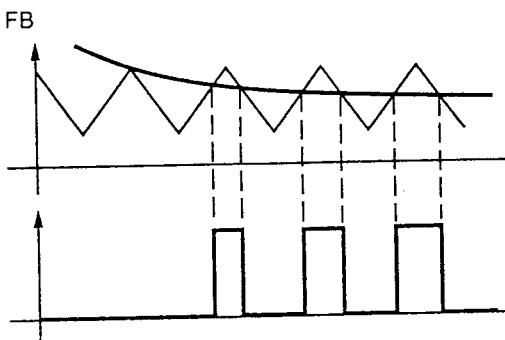
11-4 PWM 轉換器的兩種方式

☆ 11-4.1 一般型式的 PWM 式轉換器

①將轉換器正端輸入之電壓及週期固定下輸入三角波。



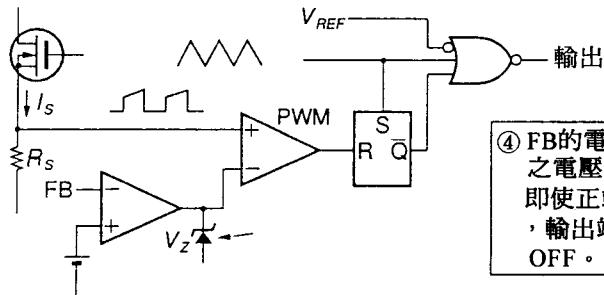
②對反相輸入端(負端)
輸入 FB 訊號。



③轉換器的三角形輸出波之振幅
會比 FB 的輸出振幅來得大。

☆11-4.2 電流模式的 PWM 型轉換器

①由於輸入方式之不同，所以稱為電流模式的 PWM 型轉換器。



④FB的電壓一高則負端之電壓會下降，此時即使正端的輸入下降，輸出端的狀態仍為OFF。

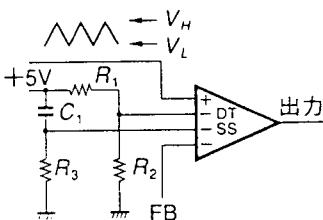
②在 PWM 之正端輸入和交換元件相同的電流波形。

③當輸入正端的電壓昇高而和負端不同時，PWM 轉換器的輸出會產生動作電壓使後端之正反器作用，將輸出 OFF 掉。

⑤利用 FB 的訊號可以做脈衝控制及過電流保護，也可以改善響應的特性。

11-5 利用 PWM 轉換器做軟啟動及工作時間(Duty Time)的控制

① PWM 轉換器加上二個反相輸入(負端)，其中一個利用電阻做 0 至 5V 的控制。

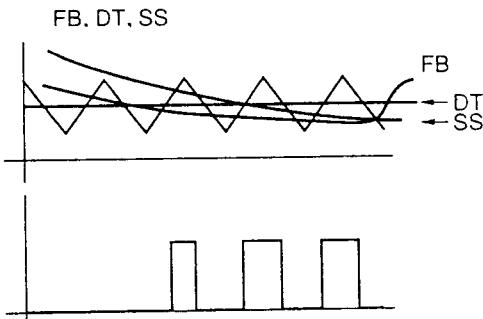


④ SS 的輸入為 C_1 及 R_3 分壓所決定，由於電壓小及時間短，因此僅在啟動時才會動作。

⑤ SS 在啟動時才會動作，此時電壓為最高狀態，所以可以利用脈衝加以驅動，又稱為軟啟動端子。

② DT 的輸入由 R_1 及 R_2 的分析所決定，當其它輸入端的電壓小於 R_1 及 R_2 的分壓電壓時，輸出的主動權在 DT，此時仍為三角波的輸出。

③ DT 稱為 Duty Time 控制，作用是決定 ON 的大小，一般設定為 50 %。

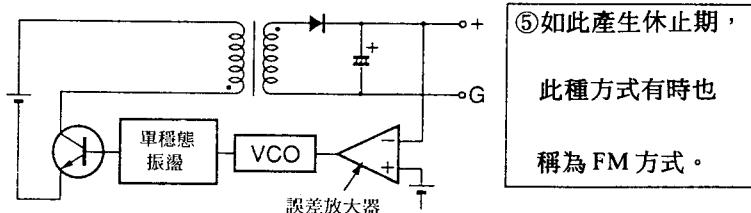


11-6 ON 時間固定型 Flyback 電源的動作原理

①利用VCO做交換元件的ON/OFF動作，一旦ON之後則利用單穩態振盪器維持ON的狀態。

④當負載電流小時，輸出電壓加大使VCO的頻率下降，進而使其週期比 $T_{ON} + T_{OFF}$ 還要大。

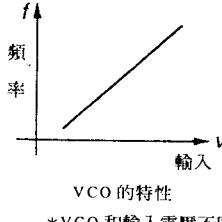
②VCO的頻率要比輸入電壓的頻率來得高(*)



③Flyback的輸出電壓

$$V_o = \frac{n_s}{n_p} \times \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} \times V_{IN},$$

當 T_{ON} 一定時， ϕV_o 可以由 $\frac{V_{IN}}{T_{OFF}}$ 之相對數值做定電壓輸出的控制。

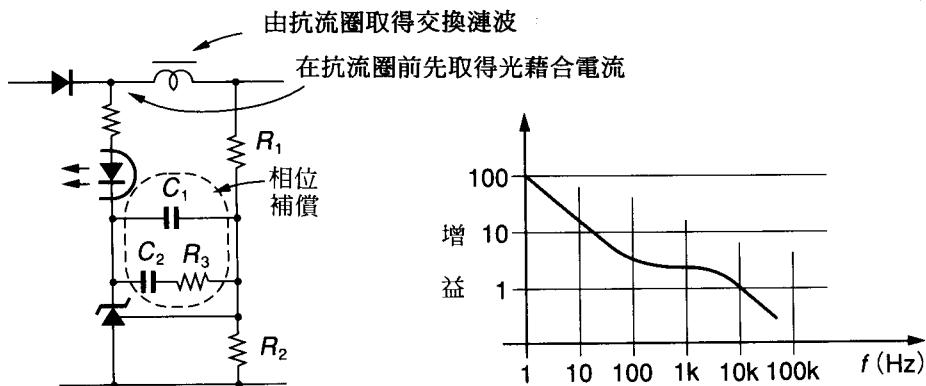


⑥VCO的上限頻率控制著輸出功率的上限值。

⑦共振型轉換器由於週期固定而使ON時間固定，因此在應用上相當容易。

11-7 範例介紹

☆ 11-7.1 誤差放大器的響應特性

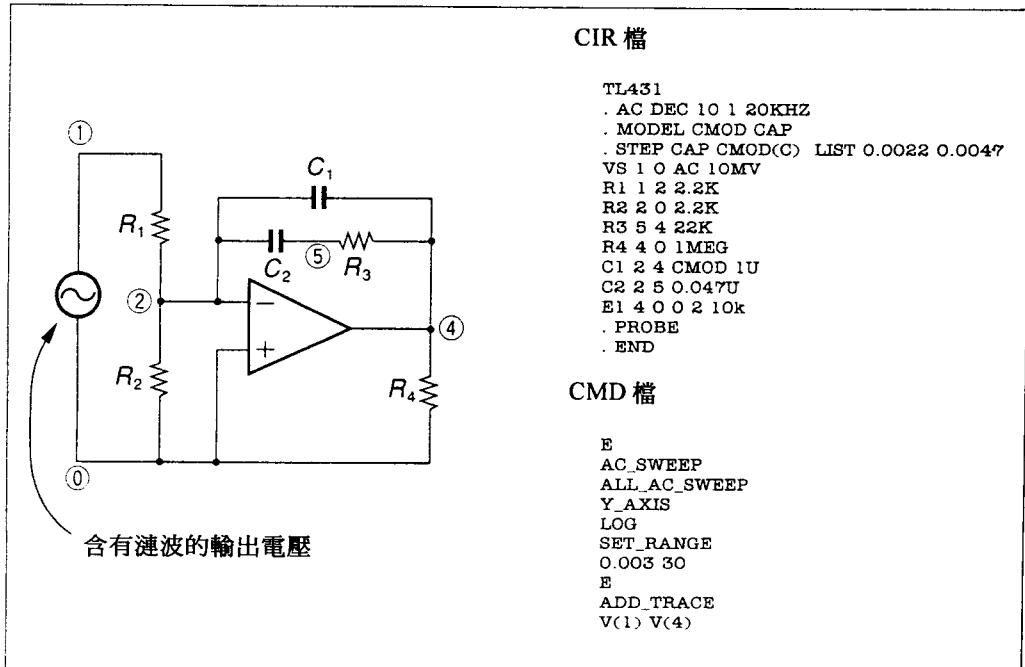


當並聯調整器內之誤差放大器的增益在到達交換頻率時。
將增益定為 1 之下決定相位補償之數值(即 C_1 , C_2 及 R_3 之值)

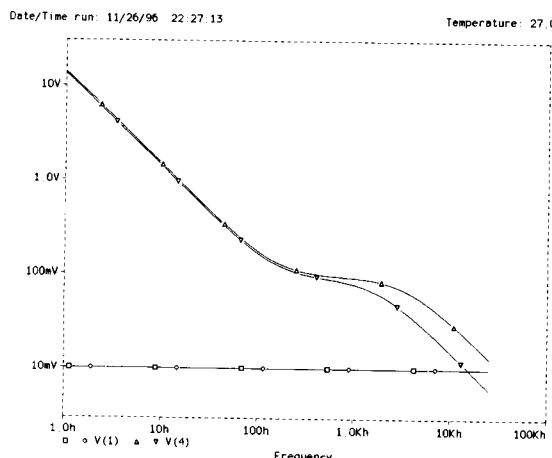
為確保增益之穩定性請避免加入大電容

定電壓控制回路對 AC 的漣波具有強健性(Robust)

(a)響應特性的測定

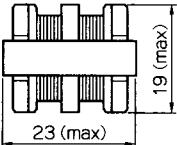
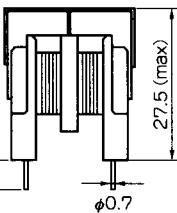
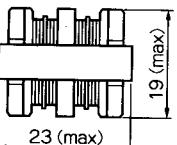
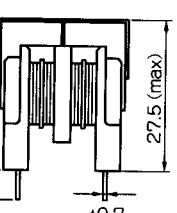
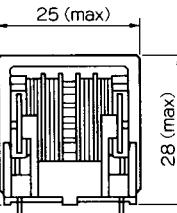
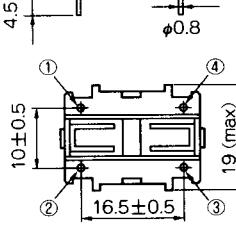
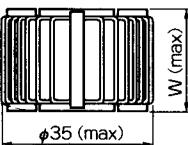
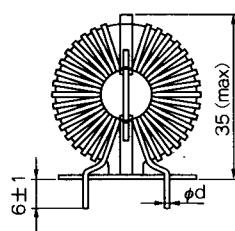


(b)利用 PSpice 做 AC 部份的分析模擬

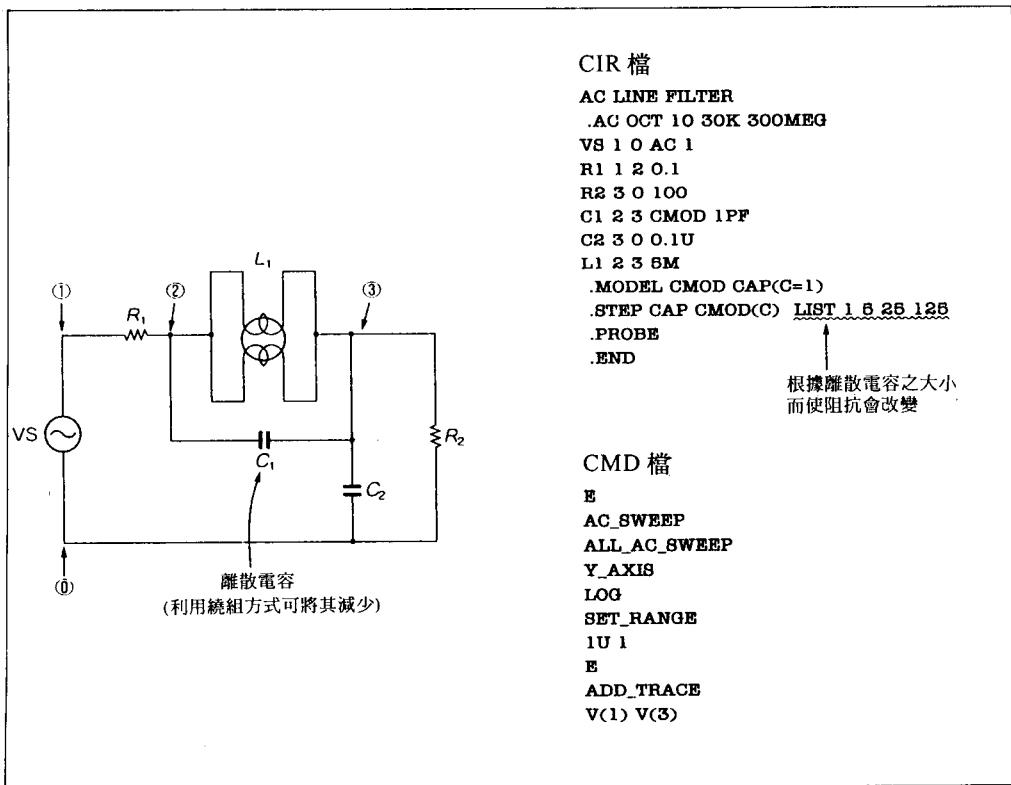


(c)模擬的結果

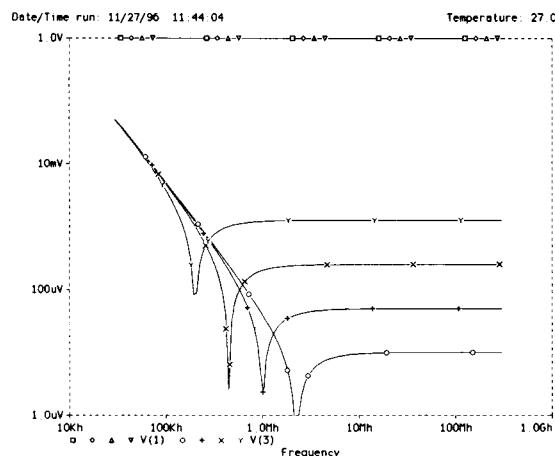
★11-7.2 AC 線上濾波器

形 狀	特 徵	形 狀	特 徵
 	將兩個單一繞線的U型鐵心結合，為一段常用之方式	 	和左圖方式相同但中間分割成二個繞組使離散電容減少
 	日字型二體內形由於繞組分佈可使漏磁場及離散電容降低及頻率特性佳	 	利用螺管線方式使截面積大，因此匝數低而且耐熱性佳

(a)形狀及特徵



(b) 利用 PSpice 做模擬



(c) 模擬的結果



第十二章 雜訊的介紹



西元 1979 年 9 月，美國的行星探測衛星“先鋒 11 號”從土星傳送訊號到地球，電波大約經過 90 分鐘才到地球，但是在接收時，有 15 分鐘的內容不見了，而這 15 分鐘的內容乃是對土星之最大衛星[泰坦]做表面溫度的深測，經由事後的調查得知，發現是被其它國家發射的人造衛星所發出的電波影響，如此一來雜訊(NOTISE)這個“東西”開始登場了。

一般而言，最容易受到雜訊影響的為電視機及收音機，從汽車的點火至高壓的輸電線，都是在開關動作中產生。另外由於違法的使用非規定的頻率，致使各種通訊產生混亂，例如妨害到海灘救助的情況發生等等。此外，在工廠及辦公室中，人體的帶靜電容量大概為 12KV，(有時會高達 39KV)，當進入電腦室中時，如無徹底放電，則會使電腦誤動作，工廠中的馬達及繼電器在動作時亦會有雜訊產生，嚴重的則會使電腦當機，NC 裝置產生誤差及商業用的計數器產生誤動作。

12-1 雜訊中的 RFI 及 EMC

在以往將電子及電磁裝置向外發出的電波而影響所在環境的機器動作的現象稱為 RFI(Radio Frequency Interference)。但到了現在，由於影響的範圍加大，不僅在工業上有影響，就連商業也被波及到了，因此目前是使用 EMC(Electromagnetic compatibility)來稱呼它，並且也討論被影響機器的感受性(Susceptibility)及對雜訊的豁免性(Immunity)的關係，(IEEE 在 1964 年正式採用此字，以取代 PFI)。

但在底 EMC 是何東西呢？由以前的研究可知其對象不僅是機器之間的影響，同時也包括了人體和電磁波之間的影響。因此我們定義 EMC 為“設計一系統或裝置，在被設置的場合中，不受周圍電磁波的影響，且不互相影響，亦不會產生誤動作及性能劣化所具備的能力”。

一般而言，EMC 所討論的對象為印刷電路板上各個元件之間的關係及印刷電路板和各電力機器間的關係，在圖 12-1 中我們把整個分成四大部份加以表示。

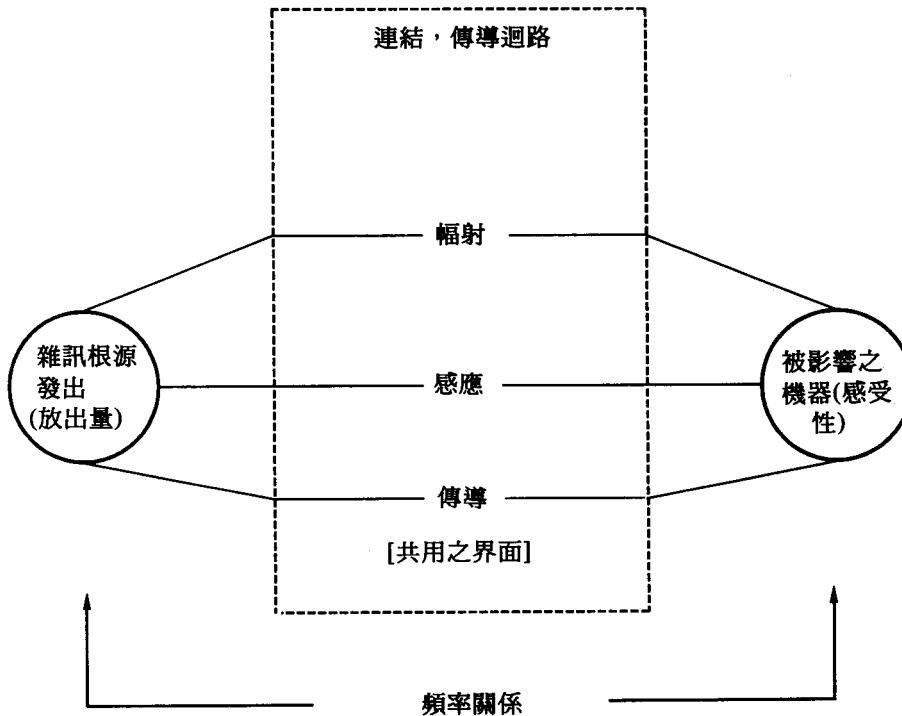


圖 12-1 EMC 所考慮的四大重點

☆12-1.1 雜訊的根源

由於自動化的快速進展，電磁元件及小型馬達的大量使用，會在感應開關引起雜訊，並且加上不當的使用，在配電線上的高頻諧波及電力變換元件也會產生雜訊，因而影響整個系統。

由此可知雜訊的產生原因為電流電壓間的急速變化，特別要注意其所產生的高諧波，此外也要注意靜電，因為它就是OA機器的最大敵人。

在表 12-1 中列出了雜訊根源的實際情況：

表 12-1 雜訊根源的實際情況

1. 感應開關(雜訊的增加)：接觸器，繼電器，電磁閥，馬達。
2. 半體開關(雜訊的增加)：調光器，電壓調整器，激磁器，變頻器，SSR，李翁納得。
3. 高週波及放電加工的增加：加熱，熔接，洗淨，偵測，加工，醫療。
4. 電波利用機器的增加：接收器，無線電話，TV 遊戲，無線控制。
5. 直流馬達的增加：真空吸塵器，乾燥機，電動工具。
6. 各種電器的啟動及停止：
7. 靜電：石油化學製品，絕緣物質，家電製品。
8. 數位機器的開關雜訊：FCC 的強制規定。

☆ 12-1.2 連結及傳導之迴路

另外，我們把連結及傳導迴路稱為“Noise Loop”，而實際情形如表 12-2 所示。

表 12-2 連結，傳導迴路的實際情況

1. 近接使用裝置。
2. 電源供用(AC, DC)
3. 共接地。
4. 共配線導管。
5. 連結線增加，密集化：界面匯流排，互鎖。
6. 天線加多：感知線，控制線。
7. 電子及電磁共存：機電一體化。
8. 外部：屏蔽，絕緣電阻。
9. 絝緣體數目。
10. 分散處理：環境壓力。

目前在工廠內有許多的機器均互相排列著，尚且也共接地，如果不注意，則很容易產生雜訊，另外“機電一體化”及“電子化製品”也已 IC 化，在狹小的空間內，擠入了這樣多的物件，此種情況也要特別注意。此外在控制及檢出的地方，配線也有很多，那也是雜訊產生的地方。

☆ 12-1.3 被影響的機器部份

目前的控制用機器都已數位化了，高速化及 IC 化了，如此一來，就會有雜訊產生。在高效率的地方就要注意此點，不要因為一小部份的零件所產生的雜訊，而波及其它元件，使其產生誤動作。此外用於“防災”“醫療”及“無人化”上時，也必須有良好的 EMC，詳細情況如表 12-3 所示。

表 12-3 被影響機器的實際情況

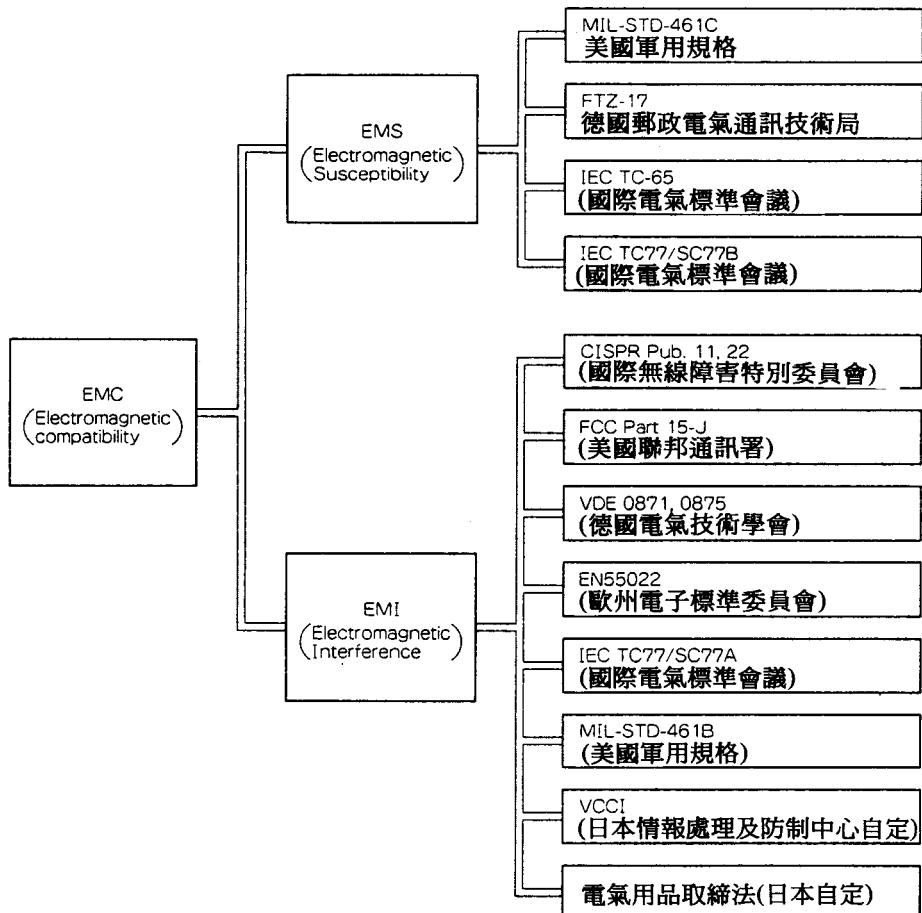
1. IC 的高速化，低功率化及低電壓化而產生誤動作及破壞。
2. 裝置的高速化，高感度化，高精度化，複雜化及參數增加。並且互鎖增加及高速運算。
3. 網路擴大化。
4. 數位化的進行。
5. 機器的無線化。

12-2 EMC 的規格

在表 12-4 中為世界各國對 EMC 的規格及其名稱，目前台灣地區太多參考 CISRR Pub 11.122 的規格。

而圖 12-1 至圖 12-3 則為各個雜訊的相關參數之圖形，包括端電壓值，雜訊限制值及高次諧波的分類。

表 12-4 世界各國的 EMC 規格



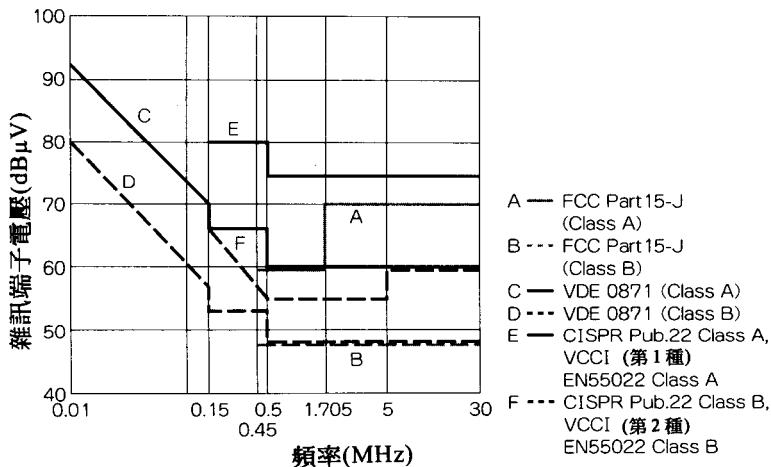


圖 12-1 各國雜訊端子電壓之規格

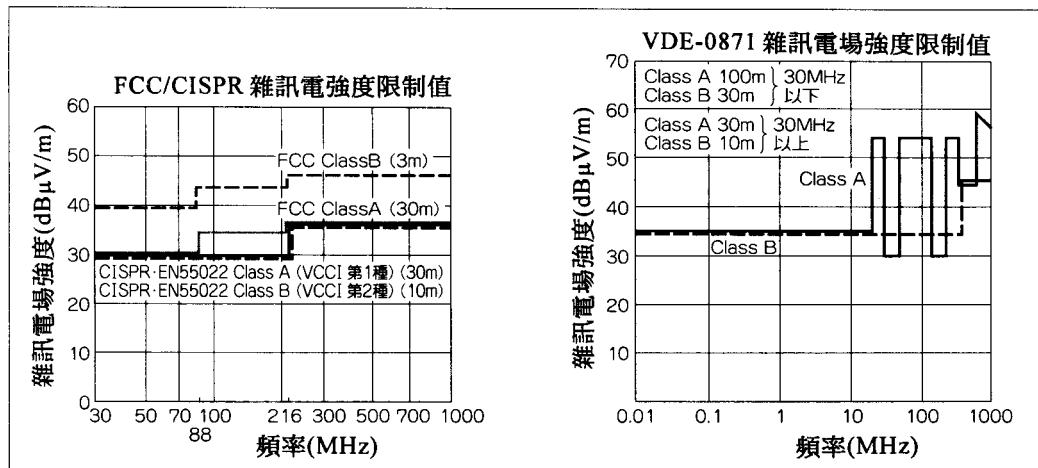


圖 12-2 主要的雜訊電場強度之限制值

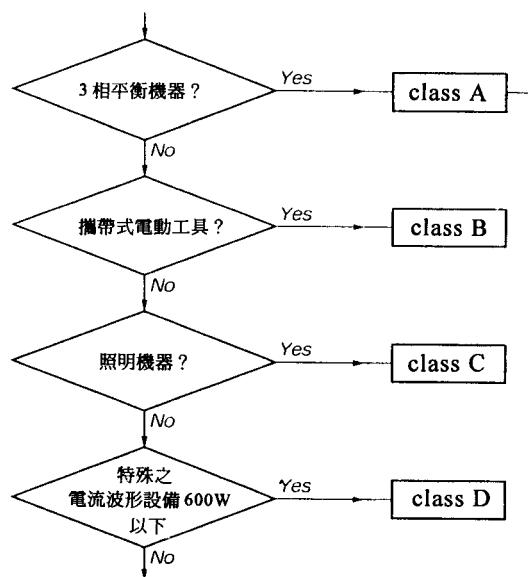


圖 12-3 各種設備高頻電流分類

12-3 電源方面的雜訊規格

在電源方面也有雜訊的要求及規格，請參照表 12-5 及表 12-6，而相關的研究方向及發表園地則請參照表 12-7。

表 12-5 電源的 IEC 規格

規 格	名 称
IEC Pub.950 (1986)	Safety of information Technology Equipment Including Electrical Business Equipment
IEC Pub.555	Disturbances in supply systems caused by household appliance and similar electrical equipment
IEC Pub.1204	Low-voltage power supply devices. d.c. output-performance characteristics and safty requirements
IEC Pub.801	Electromagnetic compatibility for industrial-process measurement and control equipment

表 12-6 EIAJ 規格表(直流式安定化電源)

編 號	名 稱	制定／修改日
RCR-9101	交換式電源專用語	1992 年 9 月制定
RCF-9102	直流安定化電源製品的信賴度預測	1994 年 3 月修正
RCF-9180	交換式電源的保養方針	1989 年 6 月制定
RC-9130	交換式電源的通則及個別規定	1994 年 6 月制定
RC-9131	交換式電源的試驗方法	1994 年 6 月制定
RC-9140	直流輸入單一輸出形電源之通則	1990 年 6 月制定
RC-9141	直流輸入單一輸出形電源的試驗方法	1994 年 12 月制定
RC-9142	直流輸入單一輸出形電源的個別規定	1991 年 10 月制定
RC-9160	單一輸出形電源之試驗方法	1990 年 10 月修正
RCX-9150	直流電源的高頻電流測定標準	1993 年 10 月制定

表 12-7 有關 EMC 的學會及國際會議名稱

名 称	主 催 單 位	特 色
通信用電源研究會	(社)電子情報通信學會	一年 6 次，並由大學及企業界每次提供 10 篇論文。
次世代能量機電研究會	(社)日本能率協會(JMA)	和能量及電源相關之會議，一年 6 次。
PESC(Power Electronics Specialists Conference)	IEEE Power Electronics Society	一年的論文錄取率為 50%。
APEC(Applied Power Electronics Conference)	IEEE Power Electronics Society	為一應用之研討會。
INTELEC(International Telecommunications Energy Conference)	IEEE Power Electronics Society	包含通訊、電池、UPS 及電源能量管理等主題。

12-4 高頻訊的限制規格

在高頻方面請參照表 12-8，而表 12-9 則為高次諧波的各個相關數值。

表 12-8 IEC 中高頻的規格

IEC555-2	IEC555-2 : 16A 以下設備之高頻諧波之規格 超過 1KW 之大型機器之高頻諧波之規格
IEC555-3	16A 以下的設備之電壓為起伏狀態之規格(IEC1003-3)
IEC555-4	超過 16A 以上之設備之高頻諧波之規格(1994 年定案)(IEC1000-3-4)
IEC555-5	超過 16A 以上之設備且電壓為起伏狀態之規格(IEC1003-5)
IEC1000-2-2	一般低電壓電源系統的低頻感應之相容影響
IEC1000-2-4	產業上低頻感應之相容影響
IEC1000-4-1	豁免度之所有試驗規格
IEC1000-4-7	有關電源系統及其相連之週邊設備之測定規定
REPORT725	所有家電製品及相關的電化產品之規格

表 12-9 諧波的數值比例及電流大小

諧波次數	功率比例之限制值	最大允許之諧波電流值
n	$[x(230/V_{nom})]$ mA/W	$[x(230/V_{nom})]$ A
3	3.4	2.30
5	1.9	1.14
7	1.0	0.77
9	0.5	0.40
$13 \leq n \leq 39$	$3.85/n$	0.33

表中之 230V 僅為參考值，本表亦適用於 220V, 230V, 240V 之電壓中

12-5 VCCI

VCCI 是日本本身實施的雜訊規格，全名為 Voluntary Control Council for Interference by Data Processing Equipment and Electronic Office Machine，詳細的情形請見表 12-10(a)及表 12-10(b)。

表 12-10 VCCI 定等中之雜訊電場強度①及雜訊端子電壓②(日本)

(a)第一種資訊裝置

①外混電波的電場強度之峰值應對應下表之值

自行規範 頻率範圍	正規容許值		
	平成元年 12 月以後製造		
(測定距離)	(30m)	(10m)	(3m)
30MHz～230MHz	30dB	40dB	50dB
230MHz～1,000MHz	37dB	47dB	57dB

注①：1μV/m 為 0dB。

注②：測定距離為 30m, 10m 及 3m 以下。

注③：製造日為裝置完成日，以下皆同。

②電源端子之感應高頻電壓應對應下表中之值

自行規範 頻率範圍	正規容許值	
	平成元年 12 月以後製造	
	峰 值	平均值
150MHz～500MHz	79dB	66dB
500MHz～30MHz	73dB	60dB

注①： $1\mu\text{V}/\text{m}$ 為 0dB。

注②：對峰值之測定值而言滿足平均值。

注③：150kHz~526.3kHz 暫定的設定目標。

(b)第二種資訊裝置

①外洩電波的電場強度之峰值測定距離應對應下表。

自行規範 頻率範圍	正規容許值	
	昭和 63 年 12 月以後製造	
(測定距離)	(10m)	(3m)
30MHz~230MHz	30dB	40dB
230MHz~1,000MHz	37dB	47dB

注①： $1\mu\text{V}/\text{m}$ 為 0dB。

注②：測定距離為 10m 及 3m 以下。

②電源端子之感應高頻電壓應為下表中之值

自行規範 頻率範圍	正規容許值	
	昭和 63 年 12 月以後製造	
	峰 值	平均值
150MHz~500MHz	66~56dB	56~46dB
500MHz~5MHz	56dB	46dB
5MHz~30MHz	60dB	50dB

注①： $1\mu\text{V}/\text{m}$ 為 0dB。

注②：150kHz~500kHz 之容許值為對數型式直線下降。

注③：對峰值之測定而言滿足平均值。

注④：150kHz~526.5kHz 暫定的設計目標。

12-5 端子的雜訊電壓

端子的雜訊電壓由於是向外傳播，在CISPR的規定中較為寬鬆，所以定在150kHz至30MHz之中，而VCCI則定在526.5kHz至30MHz之間。

再來雜訊電壓的測定值有峰值(Peak Value)、半峰值(Quasi Peak value)及平均值(Average)三大類，不過一般都是測定峰值電壓為主。在圖12-4至圖12-6中列出了在本書中所介紹的三種交換電源所產生的雜訊電壓峰值圖，而相關的雜訊規格請讀者參閱表12-10。

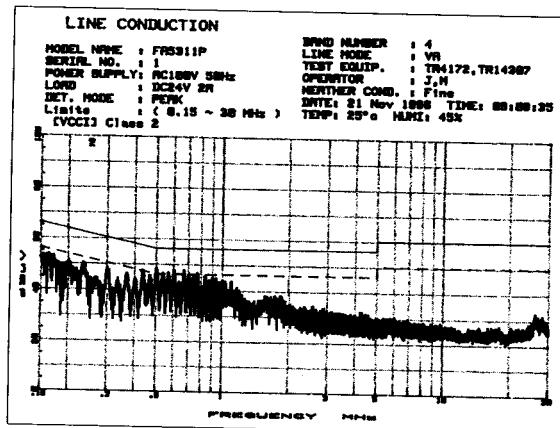


圖 12-4 第 4 章中 24V2A(圖 4-4)的雜訊端子之電壓之峰值

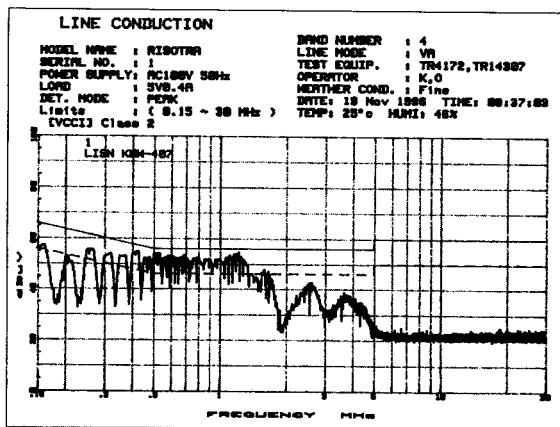


圖 12-5 第 7 章中 5V0.4A 電源的雜訊端子電壓之峰值

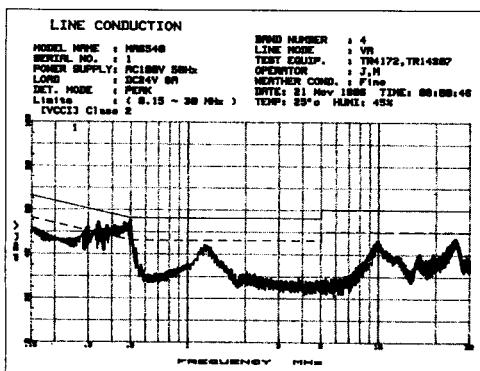


圖 12-6 第 5 章中 24V/6A 高頻無電容轉換器之端子雜訊電壓之峰值

12-6 EMC 的測試及測試中心(Test Sight)

EMI 的測試(Test Sight)，它的定義為測定是否有雜訊存在的試驗中心。另外測試由設備外部侵入之雜訊設備所造成影響的試驗中心則稱為EMC測試中心。表 12-11 為日本現有之EMI/EMC測試中心的總表，表 12-2 則是測試的內容及項目。

表 12-11 日本的 EMC/EMI 測試中心名錄

名稱(依字母排列)	公 司 地 點	電 話
アクゾジャパン(株)EMC(事)	波崎町(茨城県), 掛川市(静岡県), 辰野町(長野県), 川崎市(神奈川県), 松田町(神奈川県), 栃木市(栃木県)	03(3261)8967
イーエムテック(株)	富岡市(群馬県)	0274(64)4138
(株)EMC ジャパン	津久井町(神奈川県)	0427(84)8005
(株)ウェイプ	吉井町(群馬県)	0273(87)7856
(株)オータマ	芦川村(山梨県)	0552(98)2141
オリックス・レンテックス(株)	清川村(神奈川県)	0462(88)2971
(社)関西電子工業振興センター	生駒市(奈川県)	07437(8)0283
(株)関東イーエムシー	山武町(千葉県)	04758(9)1190
(財)機械電子検査検定協会	都留市(山梨県), 箕面市(大阪府), 師勝町(愛知県), 世田谷區(東京都)	03(3583)4131
(株)ケミトックス電波研究所	須玉町(山梨県)	0551(42)4411
セキテクノトロン(株)	八王子市(東京都)	0426(64)3011
(株)ザクタテクノロジーコーポレーション DS&G シャハーン	米沢市(山形県)	0238(28)2880
(株)テクーサイト	八日市場市(千葉県)	0479(74)1155
東京イーエムシー(株)	大月市(山梨県)	0554(23)2511
TDK(株)	佐久市(長野県)	0267(68)5111
(株)トーキン	つくば市(茨城県), 三田市(兵庫県), 大安町(三重県), 川崎町(宮城県)	044(751)5331
(株)日本 EMC ラボラトリ	我孫子市(千葉県), 津久井町(神奈川県)	0471(88)6381
(株)日本 EMC 研究所	豊橋市(愛知県)	0532(23)3181
ニュートロニクス(株)	天竜市(山形県)	0236(53)8817
日立フェライト(株)	甘楽町(群馬県)	0274(74)6207
富士電気化學(株)	湖西市(滋賀県)	05357(6)2156
松下電子部品(株)	門真市(大阪府)	06(908)1101
(財)無線設備検査検定協会	小金井市(東京都), 松戸市(千葉県), 神戸市(兵庫県)	03(3799)9033

表 12-12 EMC Test Sight 測定之項目及內容

(a)測定項目

測定項目	(1)放射雜訊：3m 法，頻率範圍 30MHz~1GHz 測試設備傳到空氣中的雜訊 (2)雜訊端子電壓：測試電源線中的傳導雜訊 (3)雜訊功率：測試電源線放射到空氣中輻射雜訊。
對應規範	(1) VCCI (2) FCC (3) FTZ/VDE (4) CISPR
利用方法	自行測定或委託

(b)測定內容

測定室名	名 稱	廠 商	機 種 名
電波半無響室	頻譜分析儀 電場強度計 天線 訊號產生器	アドバンテスト チエイス アンリツ シュワルツベック シュワルツベック シュワルツベック コンプライアンス デザイン EMCO ローデ&シュワルツ	R2523 UHR4000 MPS34A VHAP UHAP BBA9106 UHFLP9107 ROBERTS ANTENNA LOOP ANTENNA SMG
屏蔽室	電場強度計 頻譜分析儀 干擾源分析儀 模擬回路 吸收箱位	チエイス ヒューレット・パッカード チエイス 協立電子工業	LHR7000 8568B DIA1512 KNW407 KNW242 KNW242C KT10 KT20

○參考文獻○

1. 日本事務機械工業會，(社)日本電子機械工業會，(社)日本電子工業振興協會，通信機械工業會，情報處理裝置等電波障害自主規制協議會，No.V-0/93.0，平成5年10月。
2. 日本電子機械工業會，交換式電源業務委員會，交換式電源的現狀及動向'95，平成7年3月。
3. 關岡達夫，關於對象機器別高調波電流規制對策的動向，第4次交換式電源技術專欄，高調波歪對策的最新動向，1995年3月15日，(社)日本能率協會。