

## 同步整流應用說明

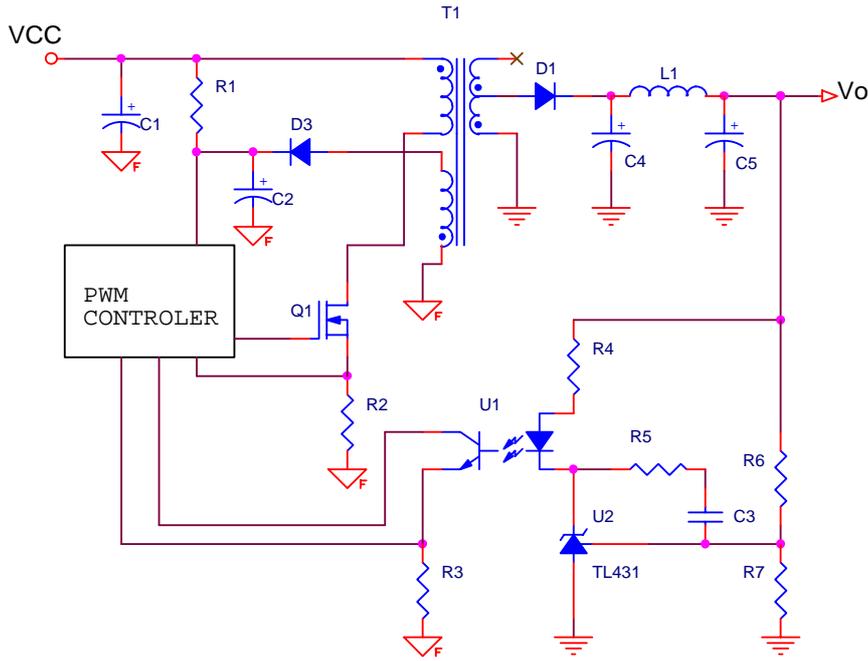
如第一圖 A 所示，其係一般返馳式交換電源供應器之電路裝置。其中 Q1 為金氧半場效電晶體具有小信號控制其 on/off 作用之開關元件。而 D1 於導通時會產生 0.4V-1.5V 不等之電壓降（此為二極體之特性），因此當輸出電壓（Vo）低時常發生效率低，二極體（D1）消耗功率過大需大面積之散熱片等情事。例如當 Vo 為 5Vdc，D1 之壓降為 0.4V，D1 反向耐壓為 30Vdc，電源供應器之輸出為 50W（5v/10A），因此於 D1 上的消耗功率為  $0.4V \times 10A = 4W$ ，不計其他元件之消耗，此電源供應器之效率（Efficiency）為  $50W / (50W + 4W) = 92.6\%$ 。

如第一圖 B 所示，其係目前返馳式交換電源供應器之電路裝置。為了提高返馳式電源供應器之效率，若於 D1 位置改以 Q2 金氧半場效電晶體代替，以今日科技水準 MOSFET 可輕易做到 10 毫歐姆左右之  $R_{DS(on)}$ ，如 SI4410，可將消耗功率降低甚多，克服上述困擾。以上例做為比較，Vo 為 5Vdc，Q2 以 SI4410（ $R_{DS} = 11$  毫歐姆， $V_{DS} = 30V$ ）取代，輸出功率為 50W（5V/10A）則 Q2 之壓降為  $10A \times 11$  毫歐姆 = 110 mVdc，Q2 之消耗功率為  $110mV \times 10A = 1100mW = 1.1W$  不計其他元件之消耗功率之效率為  $50W / (50W + 1.1W) = 97.8\%$  較使用二極體之效率提升 5.2%，此為目前工程人員追求之目標，惟，以 Q2 取代 D1 的過程中仍有其技術瓶頸存在。

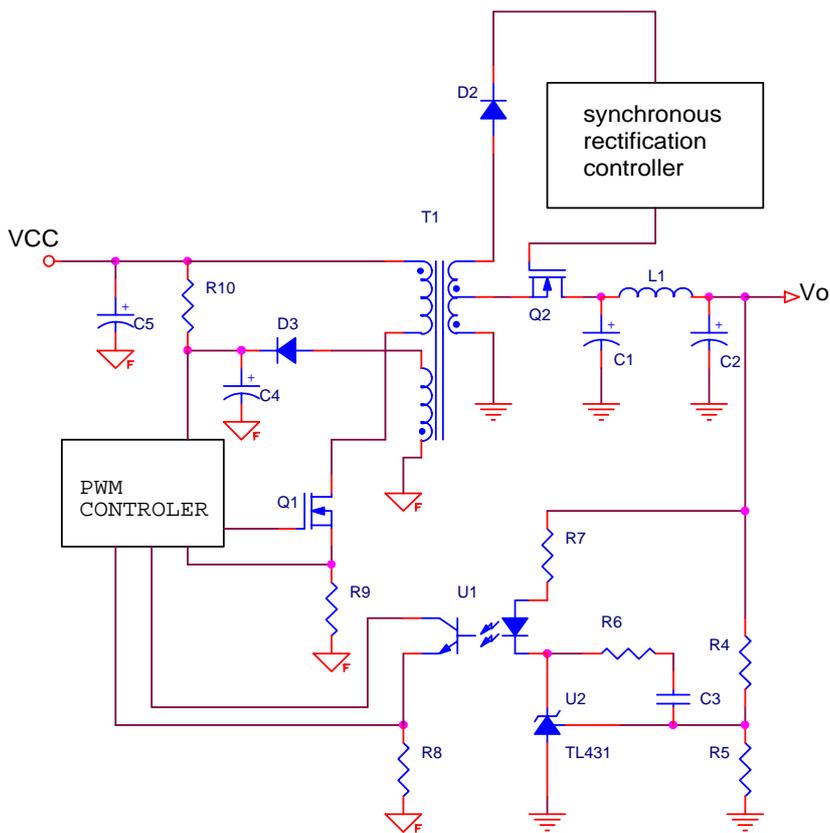
如第二圖所示，其係習知之返馳變壓器各點之電壓波形及電流波形。Q2 必須很精準的控制 在  $t_1$  週期導通，同時在  $t_2, t_3$  來臨前截止，通常  $t_1$  較易控制，吾人可利用  $V_{N2}$  為觸發信號，延遲少許時間 (DELAY TIME) 後令 Q2 導通即可，但返馳變壓器  $t_2, t_3$  之週期則隨負載 ( $I_o$ ) 之變化而改變，相當難以預測，且  $t_3$  產生前需將 Q2 截止，否則，Co 將經

由 Q2 對次極線圈 N2 放電，而於 Q1 再次導通時產生一逆向電流而可能致使 Q1 燒毀。

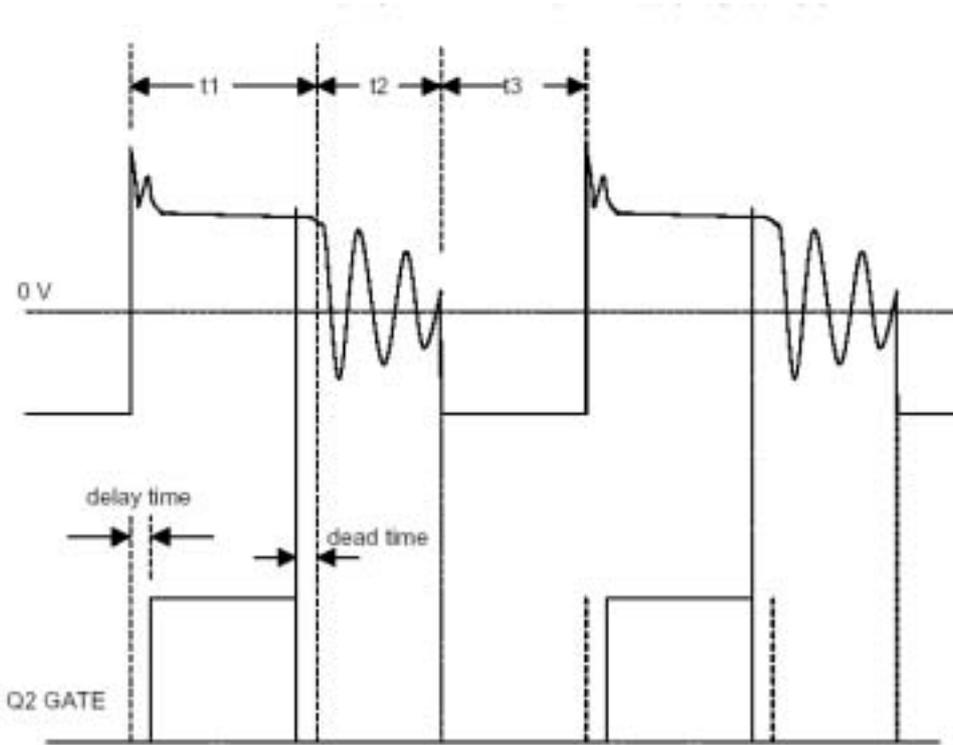
因此返馳式交換電源供應器將次極側（指變壓器而言）的整流電路變更為金氧半場效電晶體作控制時，一般均以次級側的金氧半場效電晶體作為主動控制其導通/截止狀態，而以初級側（指變壓器而言）的開關元件為被動控制，亦即返馳式交換電源供應器先令次級側的開關元件先截止，再令初級側的開關元件導通。例如利用一電流變流器偵測次極電流降到零點時，令次級側的開關元件截止，初級側再導通。而此技術通常應用於非連續模式（即次極電流降至零點時使金氧半場效電晶體截止，再使初級側的開關元件導通謂之）非連續模式將使變壓器體積變大、電源供應器效率變差。若能令返馳式交換電源供應器操作於連續模式（即次級電流仍高於零點，即將初級側的開關元件導通，並令次級側的開關元件進入截止），則將使得變壓器體積變小、電源供應器效率變高等優點存在。



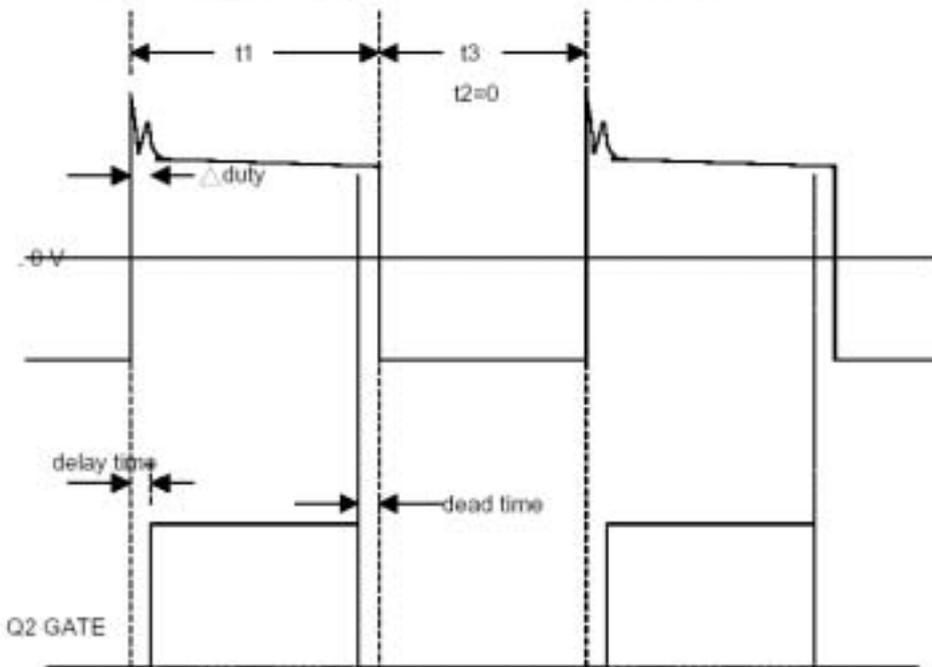
第一圖 A



第一圖 B



第二圖 A. 為控制電路在 discontinuous mode 調變波形



第二圖 B. 為控制電路在 continuous mode 調變波形