

發明專利說明書

(本說明書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：P4136784

※申請日期：P4-10-20

※IPC 分類：H02M 3/07

一、發明名稱：(中文/英文)

自適應同步整流控制電路及方法

ADAPTIVE SYNCHRONOUS RECTIFICATION CONTROL
CIRCUIT AND METHOD THEREOF

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

台達電子工業股份有限公司

DELTA ELECTRONICS, INC.

代表人：(中文/英文) 鄭崇華 / Bruce C. H. Cheng

住居所或營業所地址：(中文/英文)

333 桃園縣龜山鄉山頂村興邦路 31-1 號

31-1 Shien Pan Road, Kuei San Industrial Zone, Taoyuan

Hsien 333, Taiwan, R.O.C.

國籍：(中文/英文)

中華民國 / Taiwan, R.O.C.

三、發明人：(共 4 人)

姓名：(中文/英文)

1. 陳立烽 / Li-Feng Chen ID :

2. 劉騰 / Teng Liu ID :

3. 甘鴻堅 / Hung-Chien Kan ID :

4. 應建平 / Chien-Ping Ying ID :

國籍：1~4. 中華人民共和國 / People's Republic of China

四、聲明事項：

主張專利法第二十二條第二項 第一款或 第二款規定之事實，其事實發生日期為： 年 月 日。

申請前已向下列國家（地區）申請專利：

【格式請依：受理國家（地區）、申請日、申請案號 順序註記】

有主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

無主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

主張專利法第二十九條第一項國內優先權：

【格式請依：申請日、申請案號 順序註記】

主張專利法第三十條生物材料：

須寄存生物材料者：

國內生物材料 【格式請依：寄存機構、日期、號碼 順序註記】

國外生物材料 【格式請依：寄存國家、機構、日期、號碼 順序註記】

不須寄存生物材料者：

所屬技術領域中具有通常知識者易於獲得時，不須寄存。

九、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係指一種自適應同步整流控制電路及方法，尤指一種應用於電源轉換電路 (POWER CONVERTER) 的自適應同步整流控制電路及方法。

【先前技術】

隨著電力電子的發展，對於某些電子裝置如個人電腦以及通訊器材所要求之輸出電壓越來越低、所要求之輸出功率亦越來越大。傳統的電力電子轉換電路至少會採用一個二極體以進行整流轉換，顯而易見地，在低電壓輸出的場合下，二極體的正向導通壓降便成為限制轉換器效率之提升的主要原因。

一般的解決方法是用一個電晶體代替二極體以進行整流，也就是所謂的同步整流技術。目前被用作為同步整流之用的電晶體多半為金氧半場效電晶體 (MOSFET)。

請參閱第一圖，其為習用之半橋串聯諧振轉換電路的電路圖。

第一圖的半橋串聯諧振轉換電路 (LLC-SRC) 係使用同步整流的金氧半場效電晶體。在第一圖中，Q1 和 Q2 為兩個金氧半場效電晶體，諧振電容 C_s 和諧振電感 L_s 則共同構成了一個諧振網路；Tr 是一個以二次側為中間抽頭的變壓器；S1 和 S2 分別是變壓器 Tr 二次側的同步整流電晶體，其中 D1 和 C1 分別是同步整

流電晶體 S1 的寄生體二極體和寄生節電容，而 D2 和 C2 則分別是同步整流電晶體 S2 的寄生體二極體和寄生節電容； C_o 為輸出電容。

金氧半場效電晶體 Q1 和 Q2 係交錯導通，其占空比分別為 50%。當電晶體 Q1 獲得控制脈波而導通時，一個正向的電壓 V_r 會加在諧振電容 C_s 及諧振電感 L_s 所共同構成的該諧振網路上，正向的電壓 V_r 的電壓極性如第一圖中所標注。此時，變壓器 Tr 二次側的同步整流電晶體 S1 導通，於是變壓器 Tr 一次側的電壓被輸出電容 C_o 的電壓箝位，諧振電容 C_s 和諧振電感 L_s 便產生諧振。如果諧振時間小於電晶體 Q1 的導通時間，便代表了轉換電路 10 的諧振頻率高於工作頻率，則必須在該諧振結束之時關斷同步整流電晶體 S1 以避免形成反向電流。

同樣地，當電晶體 Q1 關斷、電晶體 Q2 導通以後，同步整流電晶體 S2 便導通，進入下半個諧振週期；同步整流電晶體 S2 在諧振結束之後即關斷，以防止反向電流。

請參閱第二圖，其為第一圖之 LLC-SRC 轉換電路 10 在諧振頻率高於工作頻率之情況下的波形圖，其中， V_{gp} 為變壓器 Tr 一次側之金氧半場效電晶體 Q1 及 Q2 的控制脈波， V_{gs} 為變壓器 Tr 二次側同步整流電晶體 S1 及 S2 的控制脈波， V_r 為加在該諧振網路上的電壓， i_r 和 i_m 分別是通過該諧振網路的諧振電流和變壓器 Tr 的激磁電流，而 i_{s1} 和 i_{s2} 分別為通過同步

整流電晶體 S1 和 S2 的電流。

由第二圖可看出，在 t_0 至 t_1 時刻，變壓器 Tr 一次側的電晶體 Q1 導通，該諧振網路承受正向電壓而諧振，變壓器 Tr 二次側的同步整流電晶體 S1 導通，其電流值為諧振電流與變壓器激磁電流的差值（在此假設變壓器 Tr 的匝數比為 1:1）。在 t_1 時刻，同步整流電晶體 S1 之電流過零，同步整流電晶體 S1 被關斷，此時該諧振網路和變壓器 Tr 的激磁電感 L_m 共同構成了另一個諧振網路，由於新的諧振網路的諧振週期很長，所以在 t_1 - t_3 時刻內，可以將其諧振電流視為近似地保持不變。在 t_3 時刻，變壓器 Tr 一次側的電晶體 Q2 和二次側的同步整流電晶體 S2 導通，負向電壓加在諧振電容 C_s 和諧振電感 L_s 所構成的該諧振網路上，進入下一個諧振週期。

從 LLC-SRC 10 的工作過程可以看出，如果串聯諧振轉換電路工作在其諧振週期小於開關週期的情況下，則必須適當地控制變壓器二次側之同步整流電晶體的關斷時間，整個電路才能正常運作。

傳統的 LLC-SRC 電路中常用來進行同步整流的控制方法有：(1)採樣同步整流電晶體之電流過零點來關斷；以及(2)控制整流電晶體之固定導通時間。

(1)採樣同步整流電晶體之電流過零點來關斷

採樣同步整流電晶體上的電流，並在電流過零時將同步整流電晶體關斷；這種方法的優點是可以實現對同步整流電晶體的最佳控制，缺點是電流採樣方法

比較困難。

(2) 控制整流電晶體之固定導通時間

相較於前一個方法，控制同步整流電晶體之固定導通時間之方法的實現比較簡單；但缺點是適應能力差，如果電路參數不同，便無法達到對同步整流電晶體的最佳控制。

此外，美國專利 US6,870747 號案件亦提出另一種自適應性控制方法，其係採用數位控制方式，主要適用於脈寬調變(PWM)轉換器的同步整流控制之中，藉由檢測同步整流電晶體的寄生體二極體是否導通，來針對同步整流電晶體作相應的控制。

這種方法雖然在某些 PWM 轉換器中可以實現對同步整流電晶體的良好控制，但在串聯諧振電路中卻不能實現對同步整流電晶體的最佳控制。這是因為在同步整流電晶體導通的後半期其電流接近於零，因此透過判斷寄生體二極體是否導通的方式很難實現對同步整流電晶體在電流過零時關斷的控制。此外，由於該案件所採用的是數位控制方法，因計時器之計數精度受限的緣故，較難應用到高頻場合。再者，當 PWM 轉換器工作在電流斷續模式(DCM)下，同步整流電晶體的關斷也需要在電流過零時執行，而與主 PWM 信號的關斷信號沒有直接聯繫，是故，這種方案對轉換器工作在 DCM 時無法做到同步整流電晶體的最佳關斷。

請參閱第三圖(a)，其為同步整流電晶體 S1 或 S2 之等價模型的示意圖。

在第三圖(a)中，電晶體有三個端點，分別是源極 s、汲極 d 以及閘極 g， C_p 為其汲-源極間寄生節電容， D_p 為其寄生體二極體。在 PWM 轉換器中，若轉換器工作在電流連續模式(CCM)下，可以假設流經同步整流電晶體的電流為恆定。

請參閱第三圖(b)，其為 PWM 轉換器工作在電流連續模式(CCM)下時、同步整流電晶體之主要電流及電壓的示意圖。

在第三圖(b)中， i_{sd} 為流經同步整流電晶體的電流， V_{gs} 為同步整流電晶體的控制脈波，而 V_{ds} 為同步整流電晶體的壓降(亦即，寄生節電容上 C_p 的電壓)。

如第三圖(b)所示，為同步整流電晶體的導通時間小於最佳導通時間；亦即在 t_1 時刻、同步整流電晶體上還有電流流過時就將同步整流電晶體關斷。當同步整流電晶體關斷以後，電流首先對同步整流電晶體的節電容 C_p 進行充電，因此電容電壓會上升，上升的斜率由 C_p 的電容值和電流的大小所決定。而當電容電壓上升到一定值以後，即被同步整流電晶體的體二極體 D_p 箝位，因此其具體值便是體二極體 D_p 的正向壓降，電流透過體二極體導通，節電容電壓一直保持一個恆定電位水平。在這種情形下，若是提早關斷同步整流電晶體將會將降低轉換器的運作效率。

請參閱第三圖(c)，其為 PWM 轉換器工作在電流

連續模式(CCM)下，同步整流電晶體提早關斷時主要電流及電壓的示意圖。

同樣地，在 t_1 時刻，當同步整流電晶體關斷時，電流便對寄生節電容充電。由於在諧振轉換電路中，當同步整流電晶體關斷時，其電流已經是一個接近于零的較小值，因此這一較小電流對節電容充電會使得電容電壓緩慢上升，其斜率亦逐漸減小。在 t_2 時刻電流過零時，寄生節電容 C_p 上的電壓還沒有上升到體二極體 D_p 的箝位值。從這個過程也可以看出，美國專利 US6,870,747 號案件所提出僅僅透過體二極體 D_p 的是否導通以作為同步整流電晶體的控制方法，並不能達到同步整流電晶體的最佳控制。

請參閱第三圖(d)，其為 PWM 轉換器工作在電流斷續模式(DCM)下，同步整流電晶體提早關斷時主要電流及電壓的示意圖。

如第三圖(d)所示，與串聯諧振電路相類似，流經同步整流電晶體的電流線性下降，當在 t_1 時刻過早關斷同步整流電晶體時，小電流就對同步整流電晶體的節電容 C_p 時行充電，因此電容電壓緩慢上升，同樣其斜率也逐漸減小。當 t_2 時刻電流過零時，電容 C_p 電壓低於體二極體 D_p 的箝位值。是故，當 PWM 轉換器工作在 DCM 下時，僅僅透過判斷體二極體是否導通以作為同步整流電晶體相應的控制方法亦無法達到同步整流電晶體的最佳控制。

職是之故，申請人鑑於習知技術中所產生之缺

失，乃經悉心試驗與研究，並一本鍥而不捨之精神，終構思出本案「自適應同步整流控制電路及方法」，以下為本案之簡要說明。

【發明內容】

本案之主要構想係在電流對節電容充電的過程當中，採樣節電容電壓來優化同步整流電晶體的導通時間。

根據本案之構想，提出一種自適應同步整流控制電路，係應用於一電源轉換電路中一變壓器一次側的一主開關以及二次側的至少一同步整流電晶體，該自適應同步整流控制電路包括一信號預處理器、一信號調節器及一控制脈波產生器。該信號預處理器係用以接收該同步整流電晶體的一源-汲極電壓，並輸出一預處理信號。該信號調節器係用以接收該預處理信號，並輸出一同步整流控制信號。該控制脈波產生器係用以接收該同步整流控制信號，並根據同步於該主開關的一同步脈波信號而產生同步於該主開關的一控制脈波信號，再藉由該控制脈波信號控制該同步整流電晶體。

本案得藉由下列圖式及詳細說明，俾得更深入之了解：

【實施方式】

請參閱第四圖，其為本案所提自適應同步整流控

制電路的方塊圖，該控制電路需要兩個輸入信號，第一個輸入信號 P10 係為電晶體汲極 d 與源極 s 的電壓差 V_{ds} ；亦即，電晶體寄生節電容上的電壓 V_{cp} 。第二個輸入信號 P20 是一次側開關的同步脈波信號，用以讓同步整流電晶體之導通與主開關同期相互同步。值得一提的是，本案係使用第二圖中之一一次側開關 Q1、Q2 的驅動信號 V_{gp} 來說明，但是只要與驅動信號 V_{gp} 同步的任何信號都可以實現本發明。

在第四圖中，信號預處理器 P30 接收同步整流電晶體的寄生節電容電壓 V_{ds} ，並且對其進行適當的處理以便於檢測控制。信號調節器 P40 接收預處理過的信號，其係透過一個類比的閉迴路控制來作相應的調節，最終得出一個反映能最佳控制同步整流電晶體的信號 P60。控制脈波產生器 P50 就是根據信號調節器 P40 輸出的控制信號 P60 來產生同步整流電晶體的控制脈波信號 P70，同時控制脈波信號 P70 亦與主開關同期相互同步。

請參閱第五圖，其為轉換電路採用第四圖之控制電路後的波形圖。

由第五圖可看出，在第一個開關週期中，同步整流電晶體在 t_1 時刻關斷，由於關斷過早，此時同步整流電晶體上還有小電流 I_{sd} 通過，此一小電流 I_{sd} 會對同步整流電晶體的寄生節電容進行充電，而產生 t_1-t_2 時段內的小尖峰，第四圖之控制電路透過檢測同步整流電晶體之寄生節電容的電壓 V_{cp} ，藉由閉迴路進行

調節以得到優化的控制脈波。而在下一個週期 t_2-t_4 中，同步整流電晶體便在 t_3 時刻關斷，但是該關斷還是過早，因此本案之控制電路便再次進行優化……，最後在經過了幾個週期之後便可得到最優化的控制脈波。以此一實施例來看，在 t_4-t_5 這一週期內便不再出現電壓尖峰，因此同步整流電晶體的控制便得到了最優化。

請參閱第六圖，其為第四圖之控制電路的一具體實施電路圖。在第六圖中，該控制電路主要包括採樣整形電路 X10、谷值檢測電路 X20、比例積分控制迴路 X30 以及控制脈波產生電路 X40。整個控制電路有兩個輸入信號；信號 P10 為同步整流電晶體之節電容的電壓 V_{cp} ，信號 P20 為一次側電晶體的控制信號 V_{gp} 。P70 則是該控制電路最後輸出之同步整流電晶體的最佳控制信號 V_{gs} 。

X10 為一個採樣整形電路，當同步整流電晶體的節電容電壓 V_{cp} 為負時，亦即有電流通過同步整流電晶體時，三個二極體 X11 便正向導通，得到了偏置後的正向電壓 V_a (即 X13)，適當偏置後以方便採樣。需要注意的是，只要能達到實現電壓偏置的目的，二極體 X11 的數量無須限定為圖中的三個；亦即，任何數量的二極體皆可。

當同步整流電晶體反向關斷時，其節電容承受很高的正向電壓，此時三個二極體 X11 就承受反壓而關斷，此舉阻斷了同步整流電晶體 S1、S2 在關斷時 V_{cp}

的高壓，可以防止圖中之控制元件發生損壞。

第七圖(a)係為採樣整形電路 X10 之工作波形圖。由圖中可看出，當同步整流電晶體 S1、S2 有電流通過時，節電容的電壓 V_{cp} (圖中的 W10)為一負值，當同步整流電晶體反向關斷時， V_{cp} 則為一高壓正值，該值之大小係由電路參數所決定。 V_a (圖中的 W20)為整形後的採樣電壓之波形， V_d 為三個二極體 X11 的正向導通壓降，當同步整流電晶體承受正電壓時，由於三個二極體承受反向電壓而阻斷，採樣電壓便僅是控制電壓 V_{CC} 。

第六圖中的 X20 為一個谷值檢測電路，用來檢測信號 V_a 的最低值，比較器 X21 係用來比較輸入信號 V_a 與谷值信號 V_b (第六圖的 X22); 倘若輸入信號 V_a 之值大於谷值信號 V_b ，比較器 X21 的輸出即為高電位，此時谷值信號保持不變; 倘若輸入信號 V_a 之值小於谷值信號 X22，比較器 X21 的輸出即為低電位，從而將谷值信號迅速拉低，以達到輸入信號 V_a 的最低值。

請參閱第七圖(b)，其為谷值檢測電路 X20 的工作波形圖。

在第七圖(b)中， V_a 為整形後的採樣信號波形， V_b (第六圖的 W40)即為 X22 端的谷值信號波形。當谷值信號高於檢測電路的輸入信號時， V_b 被拉低至輸入信號的谷值，而當谷值信號低於檢測電路的輸入信號時， V_b 便不會對輸入信號進行回應。

X30 為一個比較積分控制電路。運算放大器 X31 接收谷值檢測電路 X20 所檢測谷值信號 V_b 與一個固定的參考電位 V_{ref} (第六圖的 X32)，以進行誤差的比例放大，實現一個閉迴路的電路控制，最後輸出控制電壓 V_c (第六圖的 X34)。 V_{ref} (第六圖的 X32) 為一個固定的參考電位，其值的大小決定了同步整流電晶體工作時的優化程度；具體而言，其值是三個二極體 X11 的偏置電位減去一個較小值(例如 0.1V)，這樣透過比例積分的閉迴路控制，同步整流電晶體的寄生節電容的值將可被控制在 $-0.1V$ 。因此可實現同步整流電晶體的優化控制。此外，作為比例積分環節的電阻電容電路 X33 的引入是為了加強此一閉迴路系統的穩定性與動態性能。

由於閉迴路輸出結果將在下一個週期作用於同步整流電晶體，因此，運算放大器 X31 以及谷值檢測電路中的比較器 X21 都可以利用低速元件而不會影響控制性能。

X40 為同步整流電晶體的控制脈波產生電路，由於比例積分控制迴路只產生了一個控制的電壓信號 V_c (X34)，因此必須將它轉換成相應之同步整流電晶體的導通時間。在這裡，我們採用了將電壓信號與一個三角波進行比較以產生控制脈波的方法。X41 為一個三角波產生電路，它由一個 RC 充電網路和一個電晶體 X42 所組成。當電晶體關斷時，RC 充電網路就充電，於是電容電壓逐漸上升，當電晶體 X42 開通時，

電容就立刻透過電晶體 X42 放電，電容電壓迅速下降。此處，我們用了一次側的開關脈波來作為同步控制信號，電晶體 X42 的開通就由此一同步控制信號(即一次側電晶體的控制信號)Vgp 所控制，控制信號 Vgp 經過一個非閘反向後作為電晶體 X42 的控制電位，如此不但產生了三角波信號 Vtriangle(X44)，而且此一三角波信號 Vtriangle(X44)被一次側的控制信號 Vgp 所同步。三角波信號 Vtriangle(X44)與比例控制迴路產生的控制信號 Vc(X34)經過比較器 X45 得到了比較信號 X46，X46 信號再與一次側的控制信號 Vgp 透過及閘 X47，而生成最終之同步整流控制信號 Vgs(P70)。

請參閱第八圖，其為控制脈波的工作波形圖。由第八圖可看出，透過一次側電晶體控制信號 Vgp 的控制，三角波產生電路就產生了如第八圖中 Vtriangle(Z20)所示的三角波形，透過比較器 X45 與 VC(Z30)和一個及閘 X47，最終得到了同步整流的控制信號波形，如 Vgs(Z40)所示。由圖中可以看出，同步整流之控制信號的開通與一次側控制信號同步，關斷則由閉迴路控制電路所控制。

藉由在串聯諧振電路中引入本發明所提出之自適應同步整流控制方法之後，就可以對同步整流關斷時間作最佳優化。由於控制方法採樣了同步整流寄生節電容的電壓，並取樣了其谷值電壓，因此提升了控制方法的控制精度。此外，比例積分環節的引入則加強了該控制方法的穩定性，並且優化了控制，具有自調

節功能。

本案之自適應同步整流控制方法的優點在於所使用的元件較少，電路架構簡單，同時電路對部份元件之性能的要求亦不高；再者，由於整個控制方法所採用的是類比控制方式，因此不存在數位控制方法所具有之計時精度的問題，是故本案方法亦適用於高頻的應用場合。

需要說明的是，實施例中所列舉的控制方法不僅僅適用於串聯諧振電路(LLC-SRC)，也適用於其它型態的諧振轉換電路、以及工作在電流斷續模式(DCM)下的脈寬調變(PWM)電路(如返馳式(flyback)拓撲)。如前所述，當 PWM 電路工作在 DCM 時，藉由同步整流電晶體的電流逐漸下降，其關斷時間和一次側的控制信號並沒有直接聯繫，而是由轉換器的電路參數所決定，因此利用本發明所提出的方法就可以隨著電路參數的變換而控制同步整流電晶體、使其在電流過零時被關斷。

此外，同樣需要指出的是，實施例中雖然只描述了控制同步整流脈波的關斷時刻，但本發明所提出的方法亦同樣適用於轉換器的開通時刻。請參閱第九圖，其為本控制方法應用於開通時的控制原理圖。

與第六圖相同，該電路同樣包括採樣整形電路 X10、谷值檢測電路 X20、比例積分控制環 X30 以及控制脈波產生電路 X40。但與第六圖不同的是，第九圖還增加了電位調節器 X50 和延遲電路 X60；此外，

控制脈波產生電路中原先的及開 X47 換成了或開 X48。在第九圖中，電位調節器 X50 的作用是將電位進行調整以保證控制電路的正確性，延遲電路的引入是為了使控制信號得到正確的同步脈波信號。經過整個開通的優化控制，最終可得到開通優化後的同步整流控制信號 P90。

請參閱第十圖，其為同步整流電晶體開通控制脈波產生的工作波形圖。

由圖中可看出，一次側控制信號 V_{gp} 經過一個延遲電路 X60 之後得到了第十圖中所示延遲之後的信號 $V_{gp-delay}$ ，延遲時間為 t_{-delay} 。三角波產生電路所產生的三角波如圖中所示的 $V_{triangle2}$ ，此一信號被 $V_{gp-delay}$ 所同步，亦即受一次側電晶體的信號 V_{gp} 所同步。信號 VC2 為透過電位調整後的比例積分控制信號，透過比較器 X45 及一個或開 X48，最終得到了同步整流的控制信號波形，如 V_{gs2} 所示。從圖中可以看出，同步整流的控制信號之開通由閉迴路控制電路所控制，關斷則與一次側控制信號同步。如此便可達到優化開通控制的目的。

綜上所述，將本發明提出的控制方案同時用于開通與關斷的優化控制，就能夠得到最優化的同步整流控制方案。

本案得由熟悉本技藝之人士任施匠思而為諸般修飾，然皆不脫如附申請專利範圍所欲保護者。

【圖式簡單說明】

- 第一圖：一習用之半橋串聯諧振轉換電路的電路圖；
- 第二圖：第一圖之 LLC-SRC 轉換電路 10 在諧振頻率高於工作頻率之情況下的波形圖；
- 第三圖(a)：同步整流電晶體之等價模型的示意圖；
- 第三圖(b)：PWM 轉換器工作在電流連續模式(CCM)下時、同步整流電晶體之主要電流及電壓的示意圖；
- 第三圖(c)：PWM 轉換器工作在電流連續模式(CCM)下，同步整流電晶體提早關斷時主要電流及電壓的示意圖；
- 第三圖(d)：PWM 轉換器工作在電流斷續模式(DCM)下、同步整流電晶體提早關斷時主要電流及電壓的示意圖；
- 第四圖：本案所提自適應同步整流控制電路的方塊圖；
- 第五圖：轉換電路採用第四圖之控制電路後的波形圖；
- 第六圖：第四圖之控制電路的第一具體實施電路圖；
- 第七圖(a)：採樣整形電路的工作波形圖；
- 第七圖(b)：谷值檢測電路的工作波形圖；以及
- 第八圖：控制脈波的工作波形圖；
- 第九圖：第四圖之控制電路的第二具體實施電路圖；以及
- 第十圖：同步整流電晶體開通控制脈波產生的工作波形圖。

【主要元件符號說明】

10 半橋串聯諧振轉換電路

Q1、Q2、S1、S2 電晶體

Cs 諧振電容

Ls 諧振電感

Tr 變壓器

D1、D2 寄生體二極體

C1、C2 寄生節電容

Co 輸出電容

Vr 正向電壓

ir 諧振電流

im 激磁電流

is1、is2、isd 電晶體電流

s 源極

g 閘極

d 汲極

Cp 寄生節電容

Dp 寄生體二極體

vgs 電晶體控制脈波

vds 電晶體壓降

vgp 驅動信號

P10 第一輸入信號

P20 第二輸入信號

P30 信號預處理器

P40 信號調節器

P50 控制脈波產生器
P60 控制信號
P70 控制脈波信號
P90 同步整流控制信號
iSD 小電流
X10 採樣整形電路
X20 谷值檢測電路
X30 比例積分控制迴路
X40 控制脈波產生電路
X11 二極體
X13(Va)正向電壓
X21 比較器
X22(Vb)谷值信號
X31 運算放大器
X33 電阻電容電路
X34(Vc)電壓信號
X41 三角波產生電路
X42 電晶體
X44(Vtriangle)三角波信號
X46 比較信號
X47 及閘
X48 或閘
X50 電位調節器
X60 延遲電路
Vref 參考電位

五、中文發明摘要：

本案係指一種自適應同步整流控制電路及方法，係應用於一電源轉換電路中一變壓器一次側的一主開關以及二次側的至少一同步整流電晶體，該自適應同步整流控制方法包括步驟如下：於該同步整流電晶體之節電容進行充電時，採樣該同步整流電晶體的一源-汲極電壓，以防止其寄生二極體導通，藉以優化對該同步整流電晶體的開關控制。

六、英文發明摘要：

An adaptive synchronous rectification control circuit and a method thereof for a power converter are provided. The power converter includes a transformer. The primary side of the transformer is connected to a main switch and the secondary side of the transformer is connected to a synchronous rectification transistor. The method includes steps of: sampling a source-gate voltage of the synchronous rectification transistor while a parasite capacitor of the synchronous rectification transistor is charged to prevent a parasitic diode of the synchronous rectification transistor from being switched on, such that the control of the synchronous rectification transistor is perfected.

路，其中該採樣整形電路係由至少一二極體串聯所構成。

5.如申請專利範圍第 3 項之自適應同步整流控制電路，其中該谷值檢測電路係由一比較器及一二極體反向串聯所構成。

6.如申請專利範圍第 1 項之自適應同步整流控制電路，其中該信號調節器為一比例積分控制迴路。

7.如申請專利範圍第 6 項之自適應同步整流控制電路，其中該比例積分控制迴路包括：

一運算放大器，用以接收該預處理信號，並將其與一參考電位作比較而輸出該同步整流控制信號。

8.如申請專利範圍第 7 項之自適應同步整流控制電路，其中該比例積分控制迴路更包括：

一電阻電容(RC)電路，並聯於該運算放大器，用以穩定該比例積分控制迴路及增進其動態性能。

9.如申請專利範圍第 1 項之自適應同步整流控制電路，其中該控制脈波產生器包括：

一反相器，用以接收並將該同步整流控制信號反相；

一三角波產生電路，根據被反相的該同步整流控制信號以產生同步於該主開關的一三角波信號；

一比較器，用以比較該同步整流控制信號與該三角波信號，而輸出一比較信號；以及

一及閘(AND gate)，用以針對該同步整流控制信號及該比較信號執行一及運算(AND operation)，而產

生該控制脈波信號。

10.如申請專利範圍第 9 項之自適應同步整流控制電路，其中該三角波產生電路包括：

一電晶體，根據被反相的該同步整流控制信號而開啟及關閉；以及

一電阻電容電路，當該電晶體開啟時，該電阻電容電路放電，而當該電晶體關閉時，該電阻電容電路充電。

11.如申請專利範圍第 1 項之自適應同步整流控制電路，其中該控制脈波產生器包括：

一延遲電路，用以接收並延遲該同步整流控制信號；

一三角波產生電路，根據被延遲的該同步整流控制信號以產生同步於該主開關的一三角波信號；

一電位調節器，用以接收並調節該同步整流控制信號；

一比較器，用以比較被調節之該同步整流控制信號與該三角波信號，而輸出一比較信號；以及

一或閘(OR gate)，用以針對該同步整流控制信號及該比較信號執行一或運算(OR operation)，而產生該控制脈波信號。

12.如申請專利範圍第 11 項之自適應同步整流控制電路，其中該三角波產生電路包括：

一電晶體，根據被延遲的該同步整流控制信號而開啟及關閉；以及

一電阻電容電路，當該電晶體開啟時，該電阻電容電路放電，而當該電晶體關閉時，該電阻電容電路充電。

13.一種自適應同步整流控制方法，係應用於一電源轉換電路(POWER CONVERTER)中一變壓器一次側的一主開關以及二次側的至少一同步整流電晶體，該自適應同步整流控制方法包括步驟如下：

(A)於該同步整流電晶體之節電容進行充電時，針對該同步整流電晶體的源-汲極進行電壓採樣；

(B)比較該同步整流電晶體的該採樣電壓與一特定電壓，而獲得一同步整流控制信號；以及

(C)根據該同步整流控制信號和該主開關的一同步信號得到一同步整流驅動信號，使得該同步整流電晶體的寄生電容的充電時間最小，其中該特定電壓的選擇是小於該同步整流電晶體之寄生二極體的導通電壓。

14.如申請專利範圍第 13 項之自適應同步整流控制方法，其中該電源轉換電路係選自一諧振電路及一工作在 DCM 的脈寬調變電路(PWM)其中之一。

15.如申請專利範圍第 13 項之自適應同步整流控制方法，其中步驟(A)更包括步驟如下：

(A1)接收該同步整流電晶體的一源-汲極電壓，並進行一預處理；以及

(A2)根據該預處理輸出一同步整流控制信號。

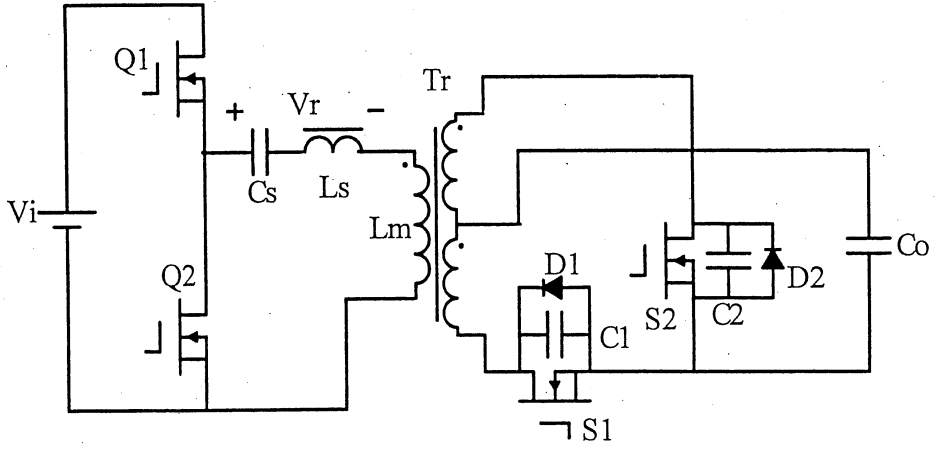
16.如申請專利範圍第 13 項之自適應同步整流控制方

法，其中步驟(B)更包括步驟如下：

(B1)根據同步於該主開關的一同步脈波信號而產生同步於該主開關的一控制脈波信號；以及

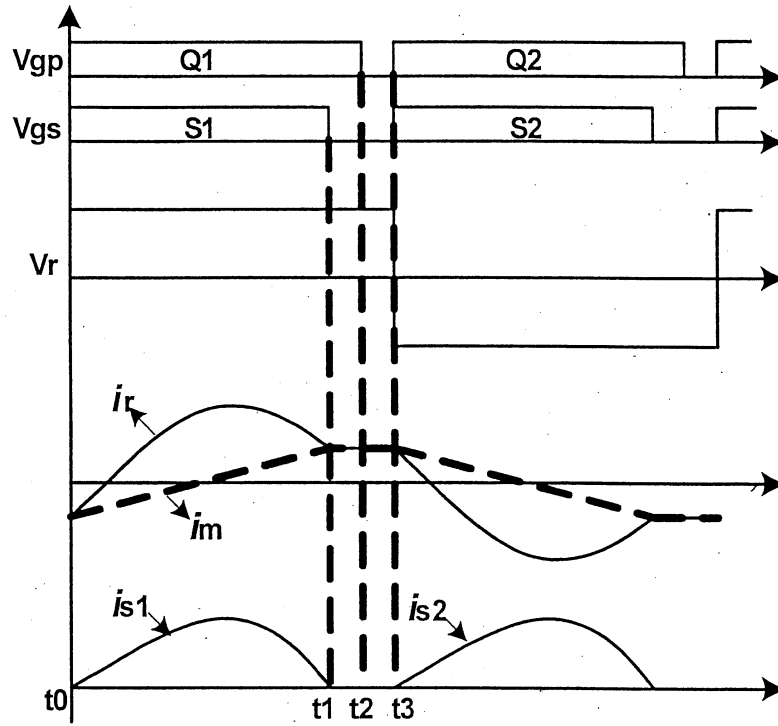
(B2)藉由該控制脈波信號控制該同步整流電晶體。

十一、圖示：

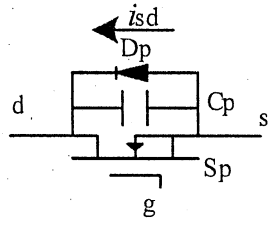


10

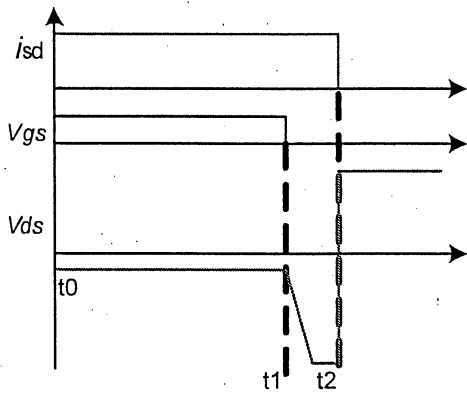
第一圖



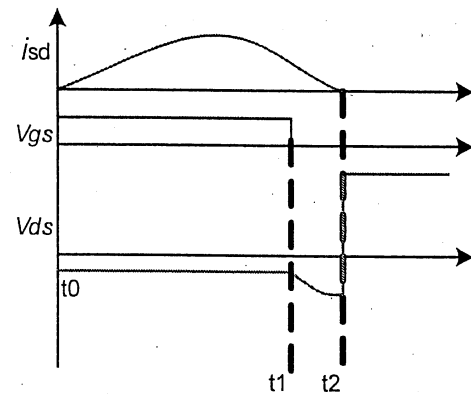
第二圖



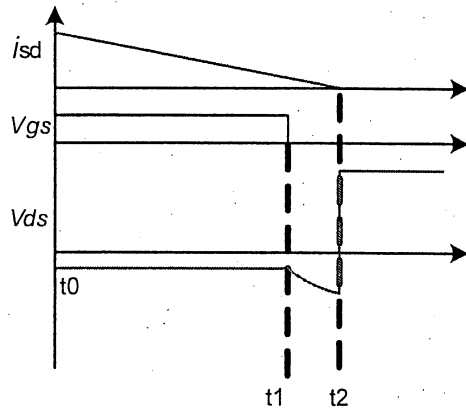
第三圖(a)



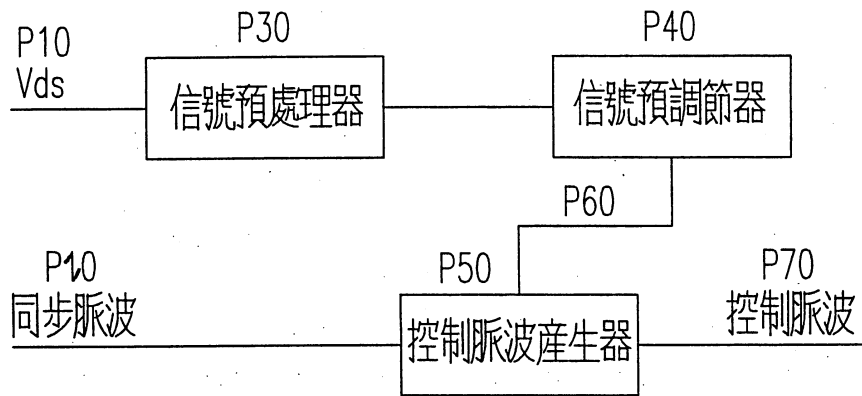
第三圖(b)



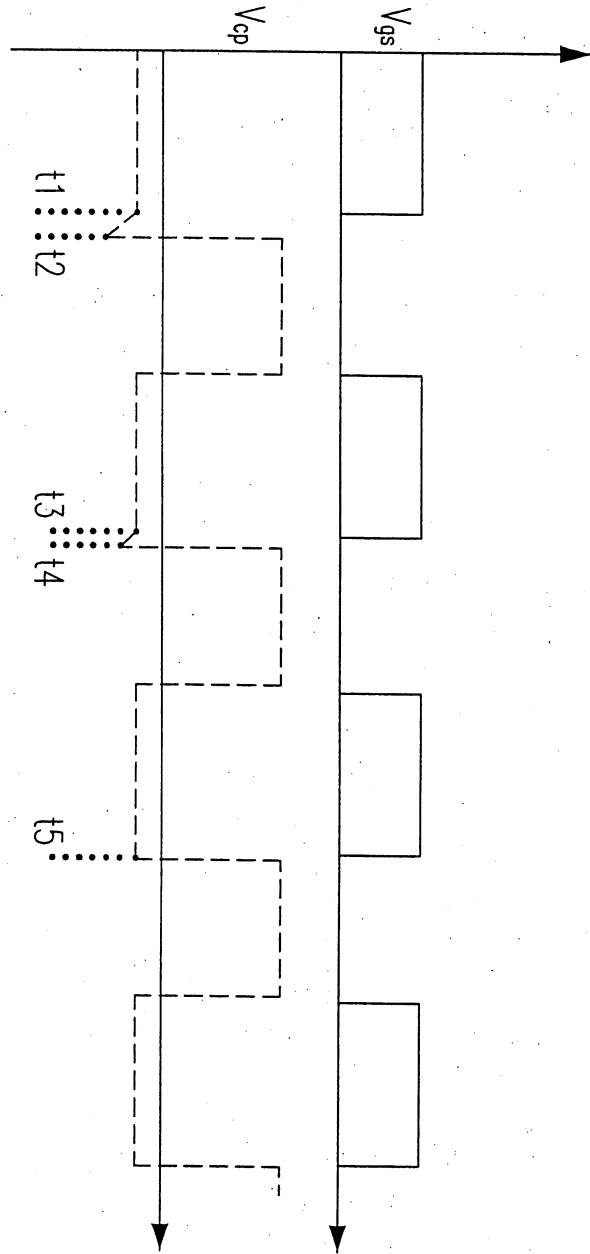
第三圖(c)



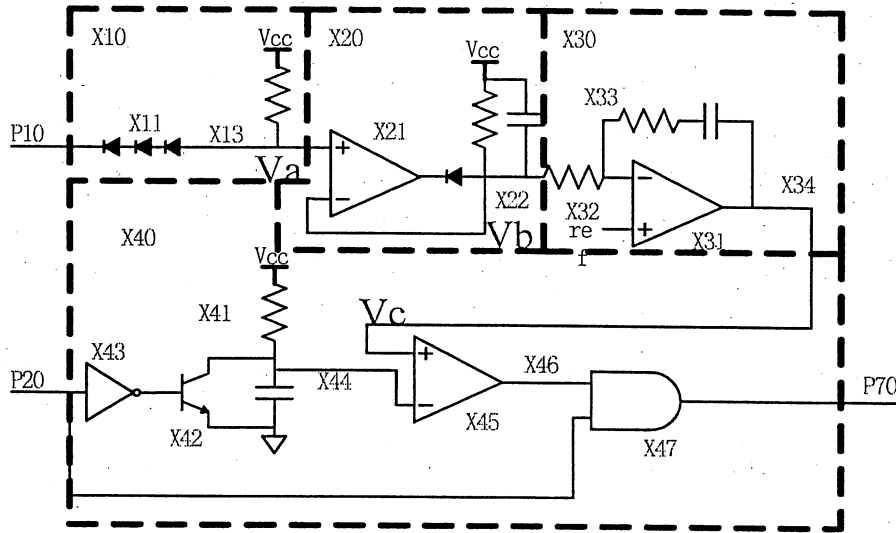
第三圖(d)



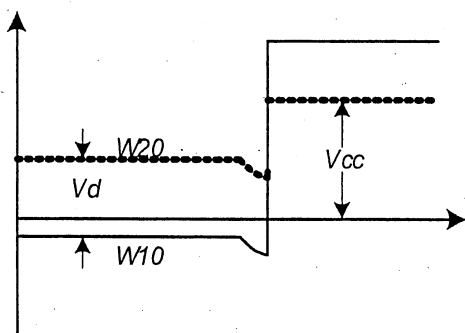
第四圖



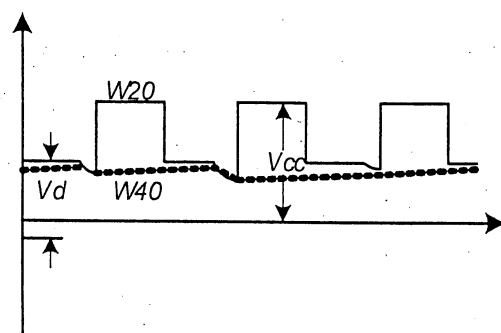
第五圖



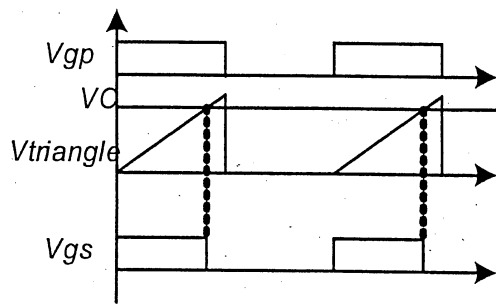
第六圖



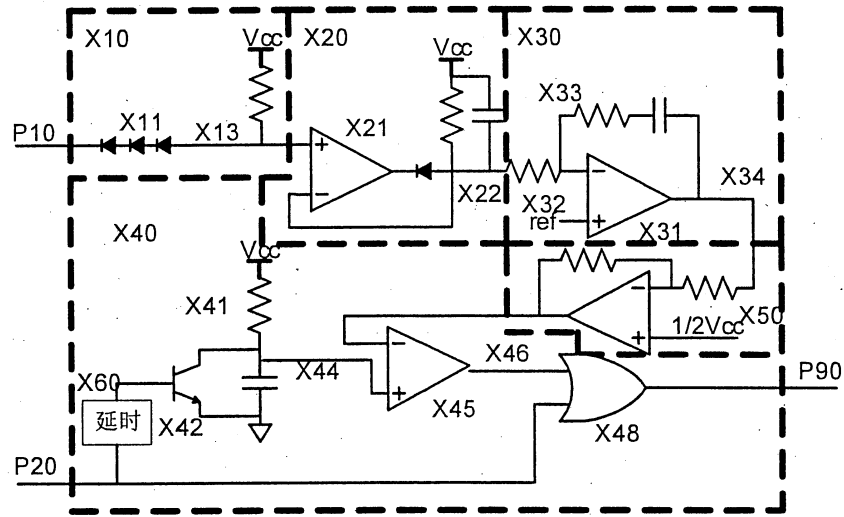
第七圖(a)



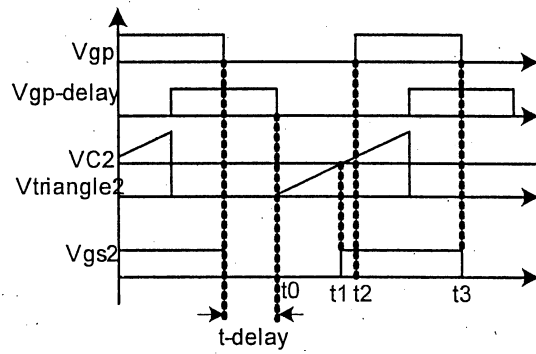
第七圖(b)



第八圖



第九圖



第十圖

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第四圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

P10 第一輸入信號

P20 第二輸入信號

P30 信號預處理器

P40 信號調節器

P50 控制脈波產生器

P60 控制信號

P70 控制脈波信號

vds 電晶體壓降

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

十、申請專利範圍：

1.一種自適應同步整流控制電路，係應用於一電源轉換電路(POWER CONVERTER)中一變壓器一次側的一主開關以及二次側的至少一同步整流電晶體，該自適應同步整流控制電路包括：

一信號預處理器，用以接收該同步整流電晶體的一源-汲極電壓，並輸出一預處理信號；

一信號調節器，用以接收該預處理信號及一預定電壓，並輸出一同步整流控制信號；以及

一控制脈波產生器，用以接收該同步整流控制信號，並根據同步於該主開關的一同步脈波信號而產生同步於該主開關的一控制脈波信號，再藉由該控制脈波信號控制該同步整流電晶體，其中該預定電壓的選擇使得該同步整流電晶體的該源-汲極電壓不大於該同步整流電晶體之寄生二極體的導通電壓。

2.如申請專利範圍第 1 項之自適應同步整流控制電路，其中該電源轉換電路係選自一諧振電路及一工作在 DCM 的脈寬調變電路(PWM)其中之一。

3.如申請專利範圍第 1 項之自適應同步整流控制電路，其中該信號預處理器包括：

一採樣整形電路，當該源-汲極電壓為負時導通，並輸出一正向電壓；以及

一谷值檢測電路，用以接收該正向電壓並將其與一谷值信號作比較而輸出該預處理信號。

4.如申請專利範圍第 3 項之自適應同步整流控制電