

發明專利說明書

(填寫本書件時請先行詳閱申請書後之申請須知，作※記號部分請勿填寫)

※ 申請案號：97136742 ※IPC 分類：H02M7/2

※ 申請日期：01.12.10

壹、發明名稱

(中文) 利用滯後驅動器進行能量恢復的電流驅動同步整流器

(英文) Current Driven Synchronous Rectifier With Energy Recovery Using Hysteresis Driver

貳、發明人 (共 3 人)

發明人 1 (如發明人超過一人，請填說明書發明人續頁)

姓名：(中文) 廖柱幫

(英文) Joe Chui Pong LIU

住居所地址：(中文) 中國香港新界葵興邨葵俊苑葵豐閣 3406 室

(英文)

國籍：(中文) 中國 (英文) CHINA

參、申請人 (共 1 人)

申請人 1 (如發明人超過一人，請填說明書申請人續頁)

姓名或名稱：(中文) 香港大學

(英文) The University of Hong Kong

住居所或營業所地址：(中文) 中國香港特別行政區薄扶林道

(英文) Pokfulam Road, Hong Kong Special

Administrative Region, P.R. of China

國籍：(中文) 中國 (英文) CHINA

代表人：(中文) 林炳麟 簽章

(英文) P.B.L. LAM

續發明人或申請人續頁 (發明人或申請人欄位不敷使用時，請註記並使用續頁)

發明人 2

姓名：(中文) 潘毅傑

(英文) Franki Ngai Kit POON

住居所地址：(中文) 中國香港九龍深水埗基隆街 312 號 1 樓

(英文)

國籍：(中文) 中國

(英文) CHINA

發明人 3

姓名：(中文) 龐敏熙

(英文) Man Hay PONG

住居所地址：(中文) 中國香港鴨脷洲郵海怡半島 13A 座 1 樓 G 室

(英文)

國籍：(中文)

(英文)

發明人 4

姓名：(中文)

(英文)

住居所地址：(中文)

(英文)

國籍：(中文)

(英文)

發明人 5

姓名：(中文)

(英文)

住居所地址：(中文)

(英文)

國籍：(中文)

(英文)

發明人 6

姓名：(中文)

(英文)

住居所地址：(中文)

(英文)

國籍：(中文)

(英文)

捌、聲明事項

本案係符合專利法第二十條第一項 第一款但書或 第二款但書規定之期間，其日期為： _____

本案已向下列國家（地區）申請專利，申請日期及案號資料如下：

【格式請依：申請國家（地區）；申請日期；申請案號 順序註記】

- 1. _____
- 2. _____
- 3. _____

主張專利法第二十四條第一項優先權：

【格式請依：受理國家（地區）；日期；案號 順序註記】

- 1. 美國；2002/04/02；10/115,492 _____
- 2. _____
- 3. _____
- 4. _____
- 5. _____
- 6. _____
- 7. _____
- 8. _____
- 9. _____
- 10. _____

主張專利法第二十五條之一第一項優先權：

【格式請依：申請日；申請案號 順序註記】

- 1. _____
- 2. _____
- 3. _____

主張專利法第二十六條微生物：

國內微生物 【格式請依：寄存機構；日期；號碼 順序註記】

- 1. _____
- 2. _____
- 3. _____

國外微生物 【格式請依：寄存國名；機構；日期；號碼 順序註記】

- 1. _____
- 2. _____
- 3. _____

熟習該項技術者易於獲得，不須寄存。

玖、發明說明

發明所屬之技術領域

本發明涉及功率變換器領域，具體而言，涉及用於高效變換器的同步整流器領域。

先前技術

二極體在正向導通過程中的正向壓降造成的二極體整流器導通損耗限制了基於二極體整流器的功率變換器設計，對於矽二極體來說，正向壓降一般是 0.7V。當經過整流的輸出電壓低並且可以與二極體整流器的正向壓降相比時，該損耗是重要的。例如，當今邏輯電路和微處理器的電源電壓可以低到 2.2V，將來甚至會更低。在這種應用中變換器的輸出二極體整流器一般消耗輸出功率的三分之一。

一種已知的提高整流效率的方式是用具有低導通損耗的有源開關，如 MOSFET 的同步整流器代替二極體整流器。同步整流器比二極體有更低的正向壓降，因為電晶體的正向壓降比二極體得的多。然而，作為有源開關，同步整流器需要驅動信號在適當的時候將其開啓。此外，有源開關的損耗和性能對驅動信號的振幅和波形很敏感。因此，驅動方法成為同步整流器設計中一個重要的問題。

一種典型的同步整流器利用源自主變壓器線圈的電壓信號驅動 MOSFET，以確保 MOSFET 與變壓器上的交流電壓信號同步開啓和關閉。然而這種驅動方法對某些變換器

拓撲結構不適合。一個例子是使用諧振重定的正向開關調節器。在這種情況下，由於驅動電壓隨著主變壓器的重定而消失，同步整流器不能在整個導通過程中得到驅動信號。在主變壓器漏感存在的情況下，在換向過程中得不到驅動信號。在這期間，體二極體（body diode），而不是 MOSFET 的導通通道，開啓以傳導電流。這樣增加了同步整流器中的損耗，尤其在高頻和高電流時，因為體二極體的正向壓降甚至比傳統二極體整流器中的還高，並且在換向時隨著更高的輸出電流還會增加。另一個不能由變壓器原邊/次邊線圈很好驅動的變換器拓撲結構的例子是在低頻 AC 整流中使用同步整流器。正弦曲線驅動電壓緩慢的上升邊，例如，由正弦曲線電壓驅動的 50Hz 或 60Hz 的主變壓器，不能在導通過程中有效地驅動同步整流器到開啓狀態。這些侷限性都使輸入電壓範圍、變換器拓撲結構選擇和具體應用受到限制。

爲了解決有效驅動同步整流器該問題已經花費了相當大的努力。1993 年 1 月 12 日授予 Fisher 等人的美國專利 No.5179512 公開了一種用於同步整流器的閘極驅動電路。然而，這種閘極驅動電路只能在諧振變換器中工作。1992 年 6 月 30 日授予 Kim R. Gauen 和 1995 年 10 月 10 日授予 Roy A. Hastings 的美國專利 No.5126651 和 No.5457624 各自公開了同步整流器的驅動電路。這些驅動電路都只能應用在非隔離的補償（buck）變換器。類似地，1994 年 4 月 12 日授予 Allen F. Rozman 的美國專利

No.5303138 公開了閘極驅動電路但沒有解決擴大受限的輸入電壓範圍的問題。1992年3月17日授予 David A. Smith 的美國專利 No.5097403 公開了檢測電流的電流檢測整流器和電子電路，只適用於帶電流檢測設備的 MOSFET。特別地，1990年5月1日授予 Ludwig 等人的美國專利 No.4922404 討論了使用微處理器驅動同步整流器的複雜性。2000年10月17日授予 Poon 等人的美國專利 No.6134131 公開了一種用於檢測電流並且為帶電流檢測能量恢復的同步整流器提供合適的閘極驅動的電流變壓器。儘管這種設計在很多方面都很好，但是由於大工作負載週期或低工作頻率，電流變壓器不能工作在飽和狀態，這種要求使該設計受到限制。此外，雜訊還會干擾驅動信號。

發明內容

公開了一種借助附加的滯後驅動器提高同步整流器性能的方法和系統。這種驅動器可減少雜訊對驅動信號的干擾，增大工作頻率範圍，增強驅動能力，甚至用在其他情況下太低的磁化電感使驅動電流流到 MOSFET 的閘極。所公開的方法和系統除產生低磁化電感導致變壓器設計更加靈活之外，還克服了由於電流檢測變壓器飽和產生的問題。

所公開的方法和系統包括對所選電子電路分支中電流的有效整流。它利用低損耗 MOSFET 並與有關的電路一起實現等效低損耗二極體，從電流檢測裝置中恢復能量以保

證高效率。

特別地，所公開的實施例包括一個帶並聯二極體的低損耗有源開關設備，如 MOSFET，多個線圈，兩個二極體，都連到如輸出電壓或穩壓二極體的電壓源上。變壓器的第一線圈與二極體類比開關設備串聯耦合。變壓器的第二線圈與滯後驅動器耦合，其輸出端與開關設備的控制端耦合。分別帶有一個串聯二極體的變壓器第三和第四線圈與電壓源相連。

電流流過第一線圈和串聯 MOSFET。在第二線圈上感應一電壓並為該 MOSFET 提供驅動信號。第二線圈設計為向滯後驅動器的輸入端提供正電壓信號，以便通過第一線圈的電流正向流動時能夠驅動 MOSFET 盡可能長時間為開啓狀態。

流過第一線圈和 MOSFET 的主電流在第二線圈上產生電壓，從而開啓 MOSFET。然而，該電壓不可能在流過第一線圈的電流正向流動期間一直維持。這是因為磁化電流隨時間增大，並且當磁化電流超過第一線圈中的主電流時該電壓就會消失。因而，延長 MOSFET 開啓的時間可以提高效率。

作為一種能更長時間開啓 MOSFET 的策略，公開了滯後驅動器的使用。因為滯後驅動器可以預置上臨限值和下臨限值，所以它可以克服該侷限性。當在第二線圈感應的電壓超過上臨限值時，滯後驅動器開啓 MOSFET。此外，因為下臨限值設置得足夠低，只要主電流保持為正，開啓

信號就可以保持。換句話說，甚至當第二線圈的電壓消失以後，開啓 MOSFET 的驅動信號還可以保持。這就確保了即便電流檢測變壓器運行到飽和態，也可以獲得足夠的驅動信號。因此，電流驅動技術的使用使得同步整流器象低損耗有源二極體一樣地工作，有源開關的開啓或關閉不依賴於輸入電壓。

第三線圈限制產生的電壓並提供能量恢復。作用到滯後驅動器輸入端以及開關設備控制端的電壓必須被限制以避免損害開關設備。變壓器第三線圈將額外的能量耦合到電壓源並提供電壓鉗位元。驅動電壓的振幅由第二線圈與第三線圈的匝數比和電壓源控制。與第三線圈串聯的一個二極體確保當 MOSFET 開啓時電壓鉗位元有效。這種裝置使驅動信號不依賴輸入電壓範圍和波形。第一線圈中額外的能量傳送到如功率變換器的 DC 輸出電壓的電壓源上，恢復的電流檢測能量成爲輸出功率的一部分。

第四線圈提供磁重定。需要一種重定機制以允許在開啓期間變壓器通電之後的關閉階段，線圈中出現反向電壓。第四線圈提供一條重定路徑，由此存儲在變壓器中的磁能通過串聯的整流器釋放到電壓源。第四線圈的相位應該與第三線圈的相位相反，從而一個線圈用於開啓階段，另一線圈用於關閉或重定階段。這種佈置允許磁能的恢復和重用。

因此，公開的方法和系統提供了一種改進的帶有電流檢測和適用於寬輸入電壓和/或頻率範圍的自驅動同步整

流器電路。特別地，在電流換向期間，與從電流檢測中恢復的能量一起提供了足夠的驅動信號。此外，公開的方法和系統對隔離或非隔離的變換器都適用。

從隨後的發明詳述和相應的附圖中，本發明的這些及其它優點對於具有本領域基本技能的人員來說將變得顯而易見。

實施方式

通過以下對圖 1 的描述可以更好地理解本發明的特徵，圖 1 顯示了一種在典型的正向類型變換器的輸出級驅動兩個同步整流器的典型配置。該配置包括一個帶有原邊線圈 9，次邊線圈 10 及輸出漏電感 8 的主變壓器。其中同步整流器是 MOSFET 1 和 2，而二極體 3 和 4 分別是 MOSFET 1 和 2 固有的體二極體。電感 5 和輸出電容 6 一起組成輸出濾波電路。電阻 7 代表等效負載。

當一個交流電壓作用到原邊線圈 9 的端子 11 和 12 時，在次邊線圈 10 中感應一個交流電壓。當通過次邊線圈的電壓變正時，它驅動電流流過等效漏電感 8。這時有連續的電流流過輸出電感線圈 5 和二極體 4。當通過等價漏電感 8 的電流從 0 上升到電感線圈 5 的電流電平時，二極體 3 與二極體 4 同時導通。由於 MOSFET 1 和 2 的閘極彼此連到對方的汲極，在該階段，兩個有源開關 1 和 2 都斷開，而電流流過它們的體二極體。MOSFET 的體二極體有 0.7V 的高（帶高耗散）正向電壓，比開啓的 MOSFET 的正

向電壓高。當流過二極體 3 的電流達到電感線圈 5 的電流電平時，二極體 4 關閉且 MOSFET 1 開啓。只有在該時候，電流才可以流過低損耗 MOSFET 1 而不是它的體二極體。

當輸入交流電壓由正變負時，通過次邊線圈 10 的電壓變負。然而，流過等價輸出漏電感 8 的電流不能立刻降到 0。而是有一個過程，其間 MOSFET 體二極體 3 和 4 同時導通。在該階段，MOSFET 1 和 2 被關閉，而電流流過高損耗體二極體，直到流過漏電感 8 的電流降到 0 且 MOSFET 2 完全導通。

所述同步整流器有三個主要的缺陷。首先，所述的同時導通階段降低了變換器的效率。當變換器轉換頻率和輸出電流增大且/或該同時導通階段成爲轉換階段的一個重要部分時，效率將進一步降低。其次，兩個 MOSFET 的驅動信號依賴於通過主變壓器次邊線圈的電壓和波形。當原邊電壓在大範圍內改變時，次邊電壓可能超過 MOSFET 閘極電壓的限制，或者它可能太低以至於不能完全開啓 MOSFET。第三，需要一個專門的主變壓器最佳重定機制來確保完整的驅動信號，因爲當主變壓器重定以後同步整流器或驅動電壓將消失，並進一步增大體二極體的導通階段並因此增大損耗。

圖 2 說明了一種具有代表性的描述具有並聯二極體 105 的 MOSFET 100 的電路圖，二極體的陽極與 MOSFET 的源極端子相連，而陰極與 MOSFET 的汲極端子相連。儘管沒有限制的意圖，但通常並聯二極體 105 是 MOSFET 100

的體二極體。該電路圖還描述了具有四個線圈 101~104 的變壓器 111。線圈 101 的一端耦合到端子 109，另一端耦合到 MOSFET 100 的源極端子。線圈 102 的一端耦合到滯後緩衝器 112 的輸入端，另一端耦合到 MOSFET 100 的源極端子。滯後緩衝器 112 的輸出端耦合到 MOSFET 100 的閘極以提供驅動信號。二極體 113 和電容 114 構成整流電路以便從線圈 102 獲得功率並且向滯後緩衝器 112 提供 DC 電源，其電壓大約等於線圈 102 上電壓的正向幅度。

在圖 2 中，線圈 103 的一端耦合到二極體 106 的陽極，另一端耦合到電壓源 108 的負端。線圈 104 的一端耦合到二極體 107 的陽極，另一端耦合到電壓源 108 的負端。二極體 106 和 107 的陰極連接在一起，並且連接到電壓源 108 的正端。端子 110 耦合到 MOSFET 100 的汲極端子。

下面對第一基本實施例的工作原理進行描述。該基本實施例就象一個二極體，陽極在端子 109，陰極在端子 110。當端子 109 的電壓高出端子 110 的電壓的值達到二極體 105 的正向壓降時，電流將開始從端子 109 通過線圈 101 和體二極體 105 流向端子 110。圖 3A 表示了本實施例中流過線圈 101 的電流 I_{100} ，滯後緩衝器 112 的輸出 V_{GS100} ，滯後緩衝器 112 的輸入 V_{102} 以及變壓器 111 的磁化電流 I_{mag111} 的工作波形。當電流流過電流檢測線圈 101 時，在線圈 102 將感應電壓 V_{g_on} 。線圈 102 的設計應當使得能夠感應一個經過滯後緩衝器 112 和 MOSFET 100 源極端子的正電壓。設置滯後緩衝器 112 的上臨限值 V_H 低於電壓 V_{g_on}

以便滯後緩衝器的輸出與 V_{g_on} 相等，從而驅動 MOSFET 開啓並使得電流流過其低阻值溝道而不是體二極體 105。電流開始流過體二極體和 MOSFET 開啓邊緣之間的時間間隔與滯後緩衝器的工作電流幅度和電流增益的乘積、開啓 MOSFET 要求的閘極電荷及固有的緩衝器開啓延遲成反比。驅動電壓 V_{g_on} 由線圈 102 與 103 的線圈比、電壓源 108 的量級及變壓器 111 的耦合係數決定。線圈 103 的涉及應使該線圈感應的電流能夠將電流傳送到電壓源 108 且電流的大小由線圈 101 與 103 之比決定。電壓源 108 作為電壓鉗位元設備來穩定 MOSFET 100 的汲極源電壓。這種機制還可以恢復能量返回到電壓源 108。

下面參考圖 3A 描述同步整流器的關閉操作。當從端子 109 流到端子 110 的電流降為 0 時，變壓器 111 自己重定並且產生通過線圈 102 的負電壓 V_{g_off} 。因為滯後緩衝器的下限臨限值 V_L 設置得比 V_{g_off} 高，滯後緩衝器的輸出將根據滯後緩衝器的設計降為 0 或 V_{g_off} ，並驅動 MOSFET 關閉。關閉電壓 V_{g_off} 由線圈 102 與 104 的線圈比、電壓源 108 的量級及變壓器 111 的耦合係數決定。線圈 104 的涉及應使重定過程中電流能傳送到電壓源 108，電流的大小由線圈 104 和變壓器 111 的磁性決定。該充電電流實際上恢復了儲存在變壓器 111 中的磁能並把它傳送到電壓源 108。

沒有對電壓源 108 做專門標識，但事實上它可以是屬於變換器系統的具有恒定電壓的任何電壓源。一種顯而易

見的電壓源就是變換器的輸出，因為它允許從電流檢測線圈恢復的能量和儲存在變壓器 111 中的能量直接用於輸出負載。

與二極體 D106 和 D107 有關的損耗小，因為由這兩個二極體處理的電流分別根據線圈 103 與線圈 101 及線圈 104 與線圈 101 的匝數比按比例縮小。然而，通過使用其他低損耗開關如帶有合適驅動器的 MOSFET，損耗還可以進一步減少。

滯後緩衝器 112 不僅減小了雜訊問題，還使電流變壓器的設計更加靈活。在如長工作週期或高溫的不利條件下，變壓器 111 可能被驅動到飽和狀態。結果，線圈 102 上的驅動電壓會消失，但在滯後緩衝器存在的情況下，正常的閘極驅動信號不受影響。

圖 3B 表示變壓器被驅動到過飽和狀態時的工作波形。 I_{100} 是流過線圈 101 的電流， V_{GS100} 是滯後緩衝器 112 的輸出， V_{102} 是滯後緩衝器 112 的輸入， I_{mag111} 是變壓器 111 的磁化電流。隨著變壓器 111 被驅動到飽和態，通過線圈 102 的驅動信號或滯後緩衝器 112 的輸入降為 0。由於滯後緩衝器 112 的輸出只在其輸入下降到比下臨限值 V_L 還低時才改變，所以如果將 V_L 設為負值，則閘極驅動信號的振幅就可以保持。當流過電流檢測線圈 101 的電流下降得足夠多，使變壓器 111 的磁化電流降到飽和電平之下時，通過 102 的驅動信號變負。回應達到了下限臨限值 V_L ，該驅動信號觸發滯後緩衝器 112 關閉同步整流器。可以看

到，用於 MOSFET 100 的完整的閘極驅動波形保持不受擾動。

圖 3C 表示變壓器 111 的另一種可能情況。如果工作負載週期長，以至於重定階段不夠由變壓器 111 的重定電壓重定變壓器 111，則磁化電流的一個高 DC 分量就會維持。如果磁化電流比該線圈中反映的驅動電流高並且變壓器 111 被驅動到飽和態，通過線圈 102 或滯後緩衝器 112 輸入端的電壓將消失。但只要它的輸入電壓不降到低於 V_L ，緩衝器 112 就保持正常的閘極驅動。

因為本發明消除了考慮飽和問題的必要性，所以本發明的工作頻率可以象 AC 線路頻率一樣低或者更低。換句話說，變壓器的尺寸可以大大減小。

有利的是，不需要定時電路或控制電路為 MOSFET 100 產生必要的同步驅動信號。

圖 4 表示另一種有代表性的實施例的電路圖。它與圖 2 的不同之處將四個整流二極體用於電壓源。圖 4 中的電路描述了作為帶並聯二極體 151 的主開關的 MOSFET 150，二極體 151 的陽極與 MOSFET 的源極端子相連，陰極與 MOSFET 的汲極端子相連。儘管沒有限制的意圖，但通常並聯二極體 151 是 MOSFET 150 的體二極體。端子 157 耦合到 MOSFET 的汲極端子。該電路圖還描述了有三個線圈 152-154 的變壓器 155。線圈 153 的一端與端子 156 耦合，另一端與 MOSFET 150 的源極耦合。線圈 152 的一端與滯後緩衝器 163 的輸入端耦合，另一端與 MOSFET 150

的源極端子耦合。滯後緩衝器 163 的輸出耦合到 MOSFET 150 的閘極，從而提供驅動信號。線圈 154 的一端與二極體 161 的陽極及二極體 159 的陰極耦合，另一端與二極體 160 的陽極及二極體 158 的陰極耦合。二極體 158 和 159 的陽極連在一起，並耦合到電壓源 162 的負端。二極體 160 和 161 的陰極連在一起，並耦合到電壓源 162 的正端。

運行時，該電路的作用就象二極體，陽極在端子 156，陰極在端子 157。當端子 156 的電壓高出端子 157 的電壓的值達到二極體 151 的正向壓降時，電流從端子 156 經線圈 153 和體二極體 151 流到端子 157。該電流流過電流檢測線圈 153 導致在線圈 152 上感應正電壓 V_g 。線圈 152 的設計應當使得在滯後緩衝器 163 的輸入端和 MOSFET 150 的源極端子感應一正電壓。由於在滯後緩衝器 163 輸入端感應的電壓超過滯後緩衝器 163 的上限臨限值 V_H ，該滯後緩衝器的輸出變得足夠正以驅動 MOSFET 150 開啓，並且通過其低阻值溝道而不是體二極體 151 分流。電流開始流過體二極體與 MOSFET 150 開啓邊緣之間的時間間隔和滯後緩衝器的工作電流的幅值與電流增益的乘積、開啓 MOSFET 150 所要求的閘極電荷及固有的緩衝器開啓延遲成反比。驅動電壓 V_{g_on} 由線圈 152 與 154 的線圈比、電壓源 162 的量級及變壓器 155 的耦合係數決定。線圈 154 將電流傳送到電壓源 162，並且該電流的大小由線圈 154 與 153 之比決定。電壓源 162 作為電壓鉗位元設備來穩定 MOSFET 150 的汲極源電壓。這種機制也能夠恢復能量返

回到電壓源 162。

接下來描述該同步整流器的關閉操作。當從端子 156 流到端子 157 的電流降為 0 時，變壓器 155 重定並產生通過線圈 152 的負電壓 V_{g_off} 。當滯後緩衝器 163 的下臨限值 V_L 設為比 V_{g_off} 高時，滯後緩衝器的輸出將根據滯後緩衝器的設計降為 0 或 V_{g_off} ，並且驅動 MOSFET 150 關閉。 V_{g_off} 由 152 與 154 的線圈比率、電壓源 162 的量級及變壓器 155 的耦合係數決定。線圈 154 在重定過程中向電壓源 162 傳送電流，且電流的大小由線圈 154 和變壓器 155 的磁性決定。該充電電流將儲存在變壓器 155 和 MOSFET 150 閘極電荷中的能量恢復到電壓源 162。

電壓源 162 可以是變換器系統中具有恒定電壓的任何電壓源。一種顯而易見的選擇是變換器的輸出。這樣允許從電流檢測線圈恢復的能量及儲存在變壓器 162 中的能量可以直接用於輸出負載。

與四個二極體 D158，D159，D160 及 D161 有關的損耗小，這是因為：(1) 由這四個二極體處理的電流按照線圈 154 與線圈 153 的匝數比按比例縮小；(2) 還可以通過用低損耗開關，如帶合適驅動器的 MOSFET，來代替這些二極體進一步減小損耗。

如前所述，變壓器 155 的飽和問題不影響閘極驅動，從而工作頻率可以象 AC 線路頻率範圍一樣低或更低，而變壓器 155 也不需要大鐵心。換句話說，變壓器的尺寸可以減小很多以用於高頻工作。此外，不需要計時電路和控

制電路為 MOSFET 150 產生同步驅動信號。

圖 5 表示本發明應用在帶半波整流器的隔離正向變換器中的一種實施例。它示出作為正向變換器主輸出變壓器的變壓器 T201，該變壓器包括原邊線圈 W201，次邊線圈 W202 及其等效漏電感 L203。次邊線圈的一端與同步整流器單元 220 耦合。同步整流器單元 220 包括前面所述圖 2 或圖 4 中電路圖的所有元件。儘管沒有明確說明，但同步整流器單元 220 和 230 可以有圖 2 和/或圖 4 中說明的配置。相似的同步整流器單元 230 耦合到次邊線圈 W202 的另一端及同步整流器單元 220。濾波電感 L201 耦合到同步整流器單元 220 和 230。輸出濾波電容 C201 耦合到濾波電感 L201。輸出端子 Vo203 和 Vo204 耦合到電容 C201，再連接到負載電阻 R201。在這兩個同步整流器單元中用於連接到電壓源的端子分別連接到輸出端子 Vo203 和 Vo204。

接下來描述正週期中的操作。一個 AC 電壓作用到原邊線圈 W201，在次邊線圈 W202 感應相應的 AC 電壓。AC 輸出電壓只有半個週期將被整流和濾波以提供 DC 輸出電壓。當次邊線圈 W202 從其負週期過渡到正週期時，電流開始流過線圈 N201 和體二極體 DM201。流過線圈 N201 的電流在線圈 N202 上感應電壓。該電壓驅動滯後緩衝器 U201 的輸入端。滯後緩衝器 U201 連接到 MOSFET M201 的閘極以驅動 M201 開啓。D203 和 C202 將 N202 上的 AC 電壓整流成 DC 電壓以提供給緩衝器 U201。隨著電流連續流過電感線圈 L201，流過開關 M201 的電流上升，而流過

開關 M202 的電流相應地下降。電流改變的速率由變壓器 T201 的輸出漏電感 L203 決定。由於 MOSFET M201 和 M202 都導通，變壓器 T201 的次邊端子電壓基本上是 0，因為絕大部分電壓都作用到輸出漏電感 L203 上了。不過，兩個 MOSFET 都被流過他們的電流開啓，並且保持最小耗散的最小壓降。這就解決了在現有技術的電路配置中通過 MOSFET 的體二極體同時導通的問題。當流過 M201 的電流上升到電感線圈 L201 中電流電平以後，流過 MOSFET M202 和線圈 N205 的電流降為 0。由於沒有電流流過線圈 N205，在 N206 上產生一個負電壓，並由該電壓驅動滯後緩衝器 U202 關閉 MOSFET M202。在正週期其餘的時間裏，電流流過同步整流器單元 220，直到線圈 W202 上的電壓改變。

接下來描述本實現在負週期內的操作。當次邊線圈 W202 從其正週期變為負週期時，作用到次邊線圈 W202 的電壓反向。通過 MOSFET M201 的電流減小。然而，變壓器 T201 的漏電感 L203 在一段有限時間內保持其電流方向不變。結果，兩個 MOSFET 都有電流流過，但是通過 M201 的電流下降，而通過 M202 的電流上升。由於兩個開關都開啓，通過變壓器次邊端子的電壓大約為 0。這種機制保持兩個 MOSFET 都為開啓狀態並有最小損耗的壓降，解決了由於 MOSFET 體二極體同時導通造成的損耗問題。該過渡階段隨著流進 M202 的電流上升到電感線圈 L201 的電流電平而結束。M201 中的電流降為 0，然後關閉。在負週期

其餘的時間，電流繼續流過 M202。

當在一個轉換週期內原邊線圈上的電壓為 0 時，同步整流器單元 203 仍然能夠驅動 MOSFET M202 開啓並且利用其低損耗的特點。這是因爲本發明是電流驅動的。只要電流連續通過電感線圈 L201，電晶體 M202 就保持開啓。這與現有技術不同，現有技術在這種情況下，由於沒有在次邊線圈感應電壓，所以沒有驅動信號可以提供給 MOSFET，而且不能提供合適的電壓驅動。

該實施例對正週期整流並產生穩定的 DC 輸出電壓，對本領域的技術人員來說，顯然如果 MOSFET 以相反的方式連接，將形成負脈衝串，從而導致負輸出電壓。

所述實施例的操作不依賴于變壓器原邊的輸入 AC 電壓，因爲它是電流驅動的而不依賴輸入電壓。這就允許功率變換器在寬輸入電壓範圍內高效運行——與現有技術相比是一個重要的優點。

圖 6 示出在帶中間抽頭的隔離正向變換器的全波整流環境下的另一個實施例。它包括正向變換器的主輸出變壓器的變壓器 T301，該變壓器包括原邊線圈 W301，第一次邊線圈 W302 和它的等效漏電感 L302，以及第二次邊線圈 W303 和它的等效漏電感 L303。第一次邊線圈 W302 的一端耦合到包括圖 2（或圖 4）所述元件的同步整流器單元 320。第二次邊線圈 W303 的一端耦合到另一個同步整流器單元 330，該整流器單元 330 又耦合到同步整流器單元 320。這兩個同步整流器單元耦合到與濾波電容 C301 耦合

的濾波電感 L301。電容 C301 的一個端子耦合到變壓器 T301 帶中間抽頭的次邊線圈。輸出端子 Vo303 耦合到電容 C301 和電感 L301，而另一輸出端子 Vo304 耦合到電容 C301 的另一端及次邊線圈的中間抽頭。同步整流器具有 MOSFET M301 和 M302 作為其主開關設備。在兩個同步整流器中用於連接到電壓源的端子分別連接到輸出端子 Vo303 和 Vo304。

下面描述該實施例的操作。一個 AC 電壓作用到原邊線圈 W301，並在次邊線圈 W302 和 W303 中感應相應的 AC 電壓。當次邊線圈 W302 在正週期時，次邊線圈 W303 在負週期並反向偏置體二極體 DM302。因而，沒有電流流過電流檢測線圈 N305，且 MOSFET M302 關閉。同時，體二極體 DM301 正向偏置且電流流過電流檢測線圈 N301。隨著電流流過該低損耗設備，MOSFET M301 被開啓。同樣，當次邊線圈 W303 在正週期時，次邊線圈 W302 在負週期並反向偏置體二極體 DM301。同樣，沒有電流流過電流檢測線圈 N301 且 MOSFET M301 被關閉。另一方面，體二極體 DM302 正向偏置且電流流過電流檢測線圈 N305，導致 MOSFET M302 開啓且有電流流過該低損耗設備。結果，正負週期都被整流成正電壓，然後被濾波，並且在輸出端產生穩定的 DC 電源。

儘管在一個轉換週期中通過變壓器原邊線圈的電壓可能變為 0，但同步整流器單元仍然能象低損耗開關一樣工作。在這種情況下，電感線圈 L301 中的電流被兩條路徑

分配，一條通過 MOSFET M301 和次邊線圈 W302，另一條通過 MOSFET M302 和次邊線圈 W303。兩個 MOSFET 都被開啓，因為它們是電流驅動且以低損耗方式導通電流。

如前面所提到的，因為本設計是電流驅動的且不依賴輸入電壓，所以操作不依賴于變壓器原邊線圈上的輸入 AC 電壓。這就使功率變換器可以在寬輸入電壓範圍內高效地工作——重要的優點。

圖 7 示出隔離的電流倍增類型正向變換器的環境下的另一個實施例。它包括正向變換器的主輸出變壓器 T401，該變壓器包括原邊線圈 W401，次邊線圈 W402 及其等效漏電感 L405。次邊線圈 W402 的一個端子與同步整流器單元 420 耦合。該同步整流器單元包括在基本實施例中描述的所有元件。變壓器次邊的耦合點還耦合到電感線圈 L401。次邊線圈 W402 的另一個端子對稱佈置。它與包括基本實施例中描述的所有元件的另一同步整流器單元 430 耦合。該端子還耦合到電感線圈 L402。該電感線圈通過輸出端子 Vo404 耦合到電感線圈 L401。連在線圈 N401 上的同步整流器單元 420 的一個端子耦合到連在線圈 N405 上的同步整流器單元 430 的一個端子。輸出端子 Vo403 耦合到該節點，而輸出電容 C401 耦合到輸出端子 Vo403 和 Vo404。這些輸出端子還耦合到負載電阻 R401。在兩個同步整流器單元中用於連接到電壓源的端子分別連接到輸出端子 Vo403 和 Vo404。

應該注意到同步整流器單元可以有圖 2 或圖 4 中描述

的配置。

接下來描述該實施例的操作。一個 AC 電壓作用到原邊線圈 W401，並在次邊線圈 W402 中感應相應的 AC 電壓。當次邊線圈 W402 在正週期時，體二極體 DM401 開啓。電流流過線圈 N401，且開啓低損耗 MOSFET M401。電流流過 MOSFET M401 並流到輸出負載電阻 R401。由於二極體 DM402 反向偏置，所以沒有電流流過 MOSFET M402。負載電流在電感線圈 L401 和 L402 中的電流間分配。當次邊線圈 W402 在負週期時，體二極體 DM402 開啓。流過線圈 N405 的電流開啓低損耗 MOSFET M402。二極體 DM401 反向偏置且 MOSFET M401 關閉。注意，這種電路設計使得在正負週期中，功率都能傳送到連在輸出端子上的負載，並由電容 C401 和電感線圈 L401 和 L402 濾波。輸出電壓在端子 Vo403 上為正，在端子 Vo404 上為負。

儘管在一個轉換週期中通過變壓器原邊線圈的電壓可能變為 0，但同步整流器單元仍然可象低損耗開關一樣工作。因為同步整流器單元是電流驅動的，所以只要有足夠的電流流過開關 M401 或 M402，它們就將開啓。它們的操作不會因為變壓器次邊電壓降為 0 或變壓器漏電感 L405 的存在而受變得不對稱。

圖 8 示出在回掃類型變換器環境下的另一實施例。圖中所示為變壓器 T501，包括原邊線圈 W501、次邊線圈 W502 及其等效漏電感 L502。次邊線圈 W502 的一個端子耦合到同步整流器單元 520，同步整流器單元 520 還耦合

到輸出電容 C501。輸出端子 Vo503 和 Vo504 分別耦合到電容 C501 的正負端子。這些端子產生 DC 輸出電壓連接到負載 R501。負端子 Vo504 耦合到次邊線圈 W502。同步整流器單元 520 用於連接到電壓源的端子連接到輸出端子 Vo503 和 Vo504。本實施例中的滯後緩衝器由二極體 D503 和 D504，電晶體 Q501，Q502 和 Q503，電阻 R502，R503 和 R504 來實現。當然，其他有合適驅動能力的滯後緩衝器電路的設計也可以用於該同步整流器單元以增強 MOSFET 的閘極驅動信號。應該注意到在其他設計中，同步整流器單元可以有圖 2 或圖 4 所示的配置。

接下來描述該實施例的操作。一個 AC 電壓作用到原邊線圈 W501，並在次邊線圈 W502 中感應相應的 AC 電壓。線圈 W501 和 W502 的涉及應當使它們能產生相反相位的電壓。當次邊線圈 W502 在正週期時，體二極體 DM501 開啓。電流流過線圈 N501，並在 N502 上感應一正電壓。當該感應的正電壓比 D503 的正向壓降($\sim 0.6V$)加上 Q502 從基極到發射極的壓降($\sim 0.6V$)還高時，Q502 將被驅動開啓並通過 R504 開啓低損耗 MOSFET M501。這就意味著該滯後緩衝器的上臨限值大約等於 1.2V。然後電流流過 MOSFET M501 的低損耗溝道，並將電流傳送到輸出負載電阻 R501。當次邊線圈 W502 在負週期時，正週期內 N501 中的電流將下降，下降的速度與通過 W502 的負電壓成正比，與漏電感 L502 成反比。當該電流降為 0 時，由於正週期內儲存在 T502 中的磁能，N502 上會感應負電壓。當

該負電壓降到一個負值（ $\sim -0.6\text{V}$ ），使得 Q501 的基-射結正向偏置時，Q501 將被開啓，從而開啓電晶體 Q503 以釋放 M501 的閘極電壓。這意味著這樣實現的滯後緩衝器的下臨限值大約等於 -0.6V 。然後 M501 將被關閉以停止電流朝與正週期中相反的方向流動。與其他實施例中的操作相似，同步整流器提供能量恢復以獲得高效操作。

本發明在基於正向變換器的設計中進行過實驗評估。進行了兩個實驗。在一個實驗中，正向變換器的次邊部分包括 MBR1645 類型的蕭特基二極體，這是一種 16A，45V 的器件。在另一個實驗中，次邊部分將本發明作為同步整流器單元。同步整流器中的開關器件是 SGS60NE03L-10 類型的 MOSFET，具有 10 毫歐姆導通電阻。變換器在相同的條件下進行工作，負載電流為 4A。在兩個實驗中，記錄了設備的溫升。蕭特基二極體的溫升是 27°C ，而 MOSFET 的溫升只有 6°C 。這兩種類型的器件有相同的電晶體外殼類型 TO220。該實驗證實了本發明在降低損耗和提高效率方面的有效性。

儘管本發明已經結合此處被認為是最可行的優選實施例進行了描述，但應當理解本發明並不限於所公開的實施例，而且特別要覆蓋包括在附加申請專利範圍內的各種不同的修改與等效設計。

這樣，可以理解這裏描述的各種不同特徵可以被單獨使用或在其任意組合中使用。因此，本發明不僅僅侷限於這裏具體描述的實施例。儘管前面的描述和附圖代表了本

發明的一個實施例，但應當理解，在不背離隨後申請專利範圍中定義的本發明主旨和範圍的前提下，可以在其中進行各種不同的補充，修改和代替。特別地，對本領域的技術人員，應當清楚本發明在不背離其主旨和基本特徵的情況下，可以體現為其他的形式，結構和佈置，和包括其他的元件和組成部分。本領域的技術人員會理解本發明可以在有許多結構，佈置和元件及其它修改的情況下使用，在本發明的實踐中使用，這尤其適用於不背離本發明原理時特殊的環境和工作要求。因此，此處公開的實施例在所有方面都可以認為是說明性和非限制性的，將由申請專利範圍說明本發明的範圍，而且不限於前面的描述。

圖式簡單說明

圖 1 是由正向變換器輸出電壓驅動的自同步整流器的簡化示意圖。

圖 2 是本發明一種基本實施例的電路。

圖 3A-3C 是基本實施例工作電壓和電流的時序圖。

圖 4 是一種具有較少變壓器線圈和較多整流二極體的基本實施例。

圖 5 是本發明的第一種實際的實現。

圖 6 是本發明的第二種實際的實現。

圖 7 是本發明的第三種實際的實現。

圖 8 是本發明的第四種實際的實現。

主要元件之符號說明

1、2..開關；3、4、105、106、107、113、151、158~161..
二極體；5..電感線圈；6..輸出電容；7..電阻；8..漏電感；
9..原邊線圈；10..次邊線圈；11、12、109、110、156、157..
端子；101~104、152~154..線圈；108、162..電壓源；
100..MOSFET；111、155..變壓器；112、163..滯後緩衝器；
114..電容

肆、中文發明摘要

公開了一種使用電流驅動方法的同步整流器，它可以在絕大多數功率變換器拓撲結構中代替二極體整流器，使低整流損耗成爲可能。本發明包括一個低損耗開關，還必須包括一個變壓器，該變壓器包括至少一個電流檢測線圈、用於電流檢測能量恢復的線圈以及一個與滯後驅動器相連的驅動線圈，其中滯後驅動器向同步整流器提供驅動信號和功率。該同步整流器是自驅動的而且驅動信號不依賴於變換器的輸入電壓，這增強了它在寬輸入範圍變換器中的應用。電流檢測能量恢復使功率變換器能高頻高效率地工作。

伍、英文發明摘要

A synchronous rectifier using current driven approach is disclosed which can replace diode rectifier in most of the power converter topologies to enable low rectification loss. The present invention comprises a low loss switch and essentially a transformer with at least one current sensing winding, windings for current sense energy recovery and one driving winding connected to a hysteresis driver which provides driving signal and power for the synchronous rectifier. This synchronous rectifier is self-driven and the driving signal is independent of the input voltage of the converter which enhances its application to wide input range converter. Current sense energy recovery enables power converters to operate at high efficiency and high frequency.

陸、(一)、本案指定代表圖為：第 2 圖

(二)、本代表圖之元件代表符號簡單說明：

105、106、107、113..二極體；110..端子；

101~104..線圈；108..電壓源；100..MOSFET；

111..變壓器；112..滯後緩衝器；114..電容

柒、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

申請專利範圍

1. 一種對電路所選分支中的電流進行整流的整流器裝置，包括：

用於同外部電壓源連接的一對端子；

至少帶有三個端子的電源開關，其中三個端子中至少有一個是控制端子，該控制端子在接收到適當的電壓時開啓電源開關；

一個耦合到電源開關控制端子的滯後驅動器，該驅動器包括一對接收電壓信號的輸入端子，當該電壓信號等於第一預置電壓電平時，使驅動器產生合適的電壓，通過控制端子開啓電源開關，然後當該電壓信號降到低於第二預置電壓電平時，驅動器產生比合適電壓小的電壓關閉電源開關；

有多個線圈的變壓器；

多個線圈中第一線圈的一個端子與電源開關耦合，從而提供整流電流；

多個線圈中第二線圈耦合到驅動器的輸入端子對；

多個線圈中第一線圈和多個線圈中第二線圈之間耦合的磁場，從而流過第一線圈的電流在第二線圈感應電壓信號；

變壓器的第三線圈，通過至少一個整流器耦合到與外部電壓源連接的一對端子，從而當電源開關開啓時能量可以傳送到外部電壓源；以及

有限磁性裝置，用於耦合上述線圈，從而在第二線圈

上形成的電壓由於通過其他線圈耦合到電壓源而受到限制。

2. 如申請專利範圍第 1 項中的整流器裝置，其中第三線圈耦合到僅通過一個整流器連接到外部電壓源的端子對。

3. 如申請專利範圍第 2 項中的整流器裝置，其中當電源開關斷開時，磁重定能量傳送到外部電壓源。

4. 如申請專利範圍第 1 項中的整流器裝置，還包括變壓器的第四線圈，通過第二整流器耦合到輸出端子，從而當電源開關斷開時，能量可以傳送到外部電壓源。

5. 如申請專利範圍第 1 項中的整流器裝置，還可以連接成功率變換器中的一個元件。

6. 如申請專利範圍第 5 項中的整流器裝置，其中功率變換器是正向類型的功率變換器。

7. 如申請專利範圍第 6 項中的整流器裝置，其中功率變換器帶中間抽頭的次邊線圈。

8. 如申請專利範圍第 6 項中的整流器裝置，其中功率變換器是電流倍加類型正向變換器。

9. 如申請專利範圍第 6 項中的整流器裝置，其中功率變換器是回掃類型變換器。

10. 一種改進基於同步整流器的整流器裝置的方法，該方法包括以下步驟：

回應接收到採樣輸入電壓，觸發帶有滯後驅動器的同步整流器的控制端子，該滯後驅動器產生提供給控制端子

的電壓信號；

設置滯後驅動器的第一預置電壓電平使之符合與通過同步整流器被整流的正電流有關的採樣電壓，由此，當採樣電壓超過第一預置電壓電平時，滯後驅動器產生電壓信號開啓同步整流器；

設置滯後驅動器的第二預置電壓電平使之符合與同步整流器被整流的電流的降低有關的採樣電壓，由此，當採樣電壓降到低於第二預置電壓電平時，滯後驅動器產生電壓信號將同步整流器由開啓狀態關閉；及

回應源自外部功率源的待整流電流，連接滯後驅動器以接收採樣電壓。

11. 如申請專利範圍第 10 項中的方法，其中滯後驅動器從外部功率源接收功率。

12. 如申請專利範圍第 10 項中的方法，其中滯後驅動器從獨立的功率源接收功率。

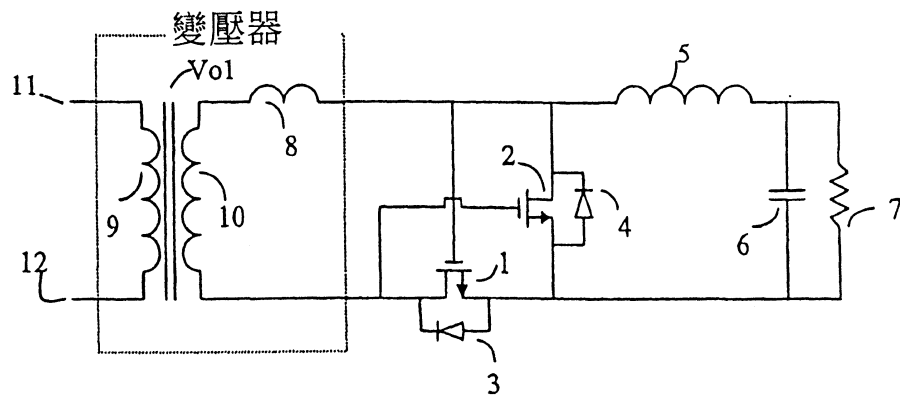


圖 1

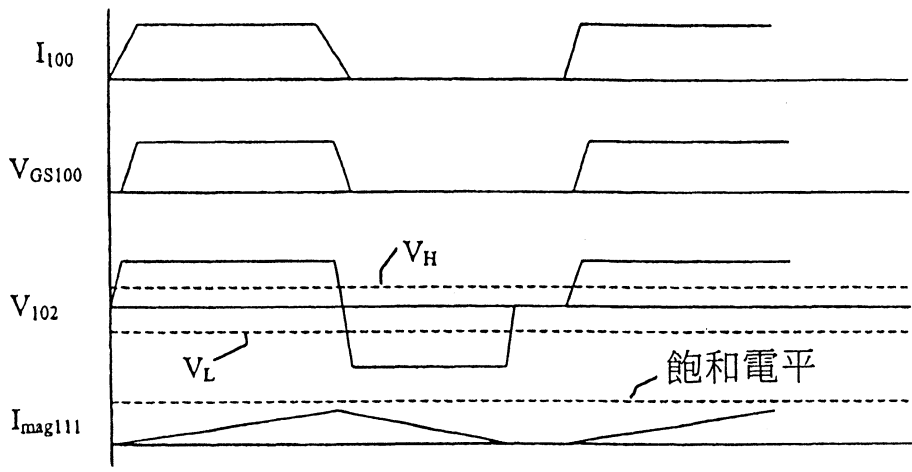


圖 3A

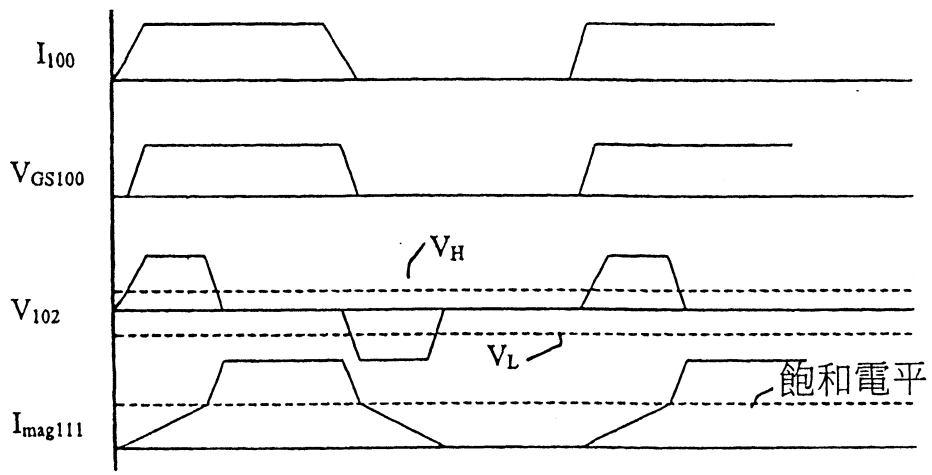


圖 3B

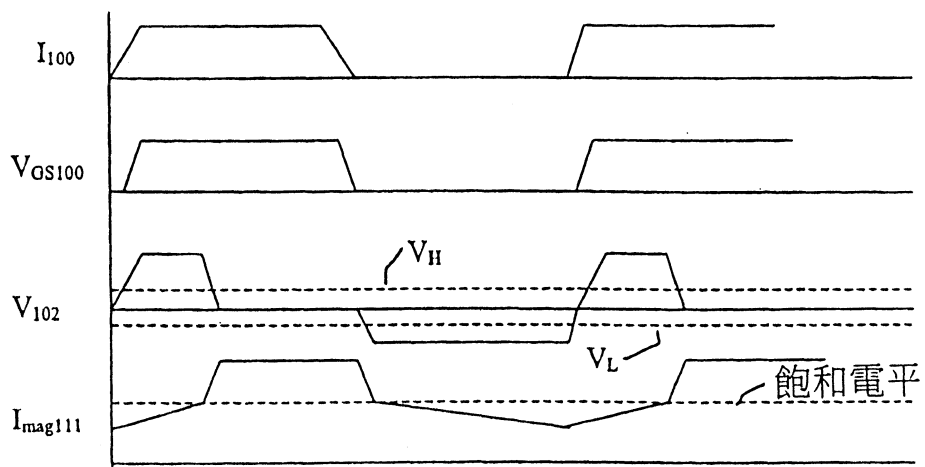


圖 3C

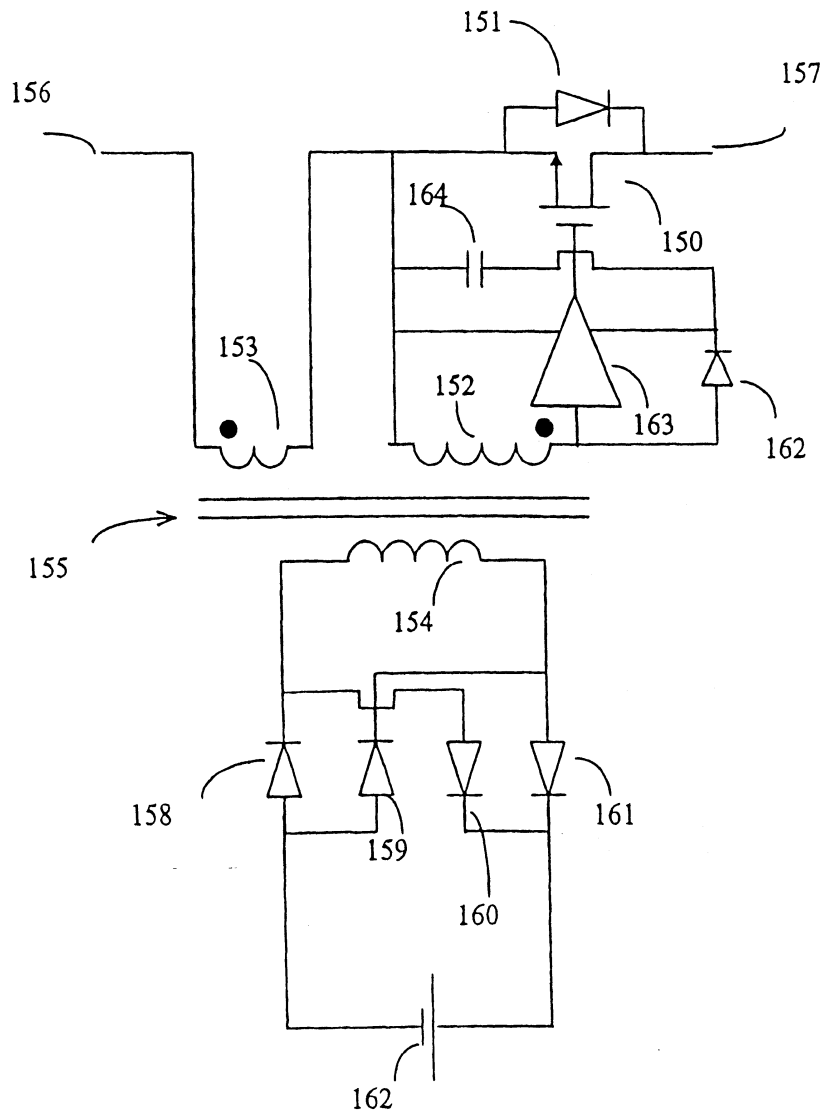


圖 4

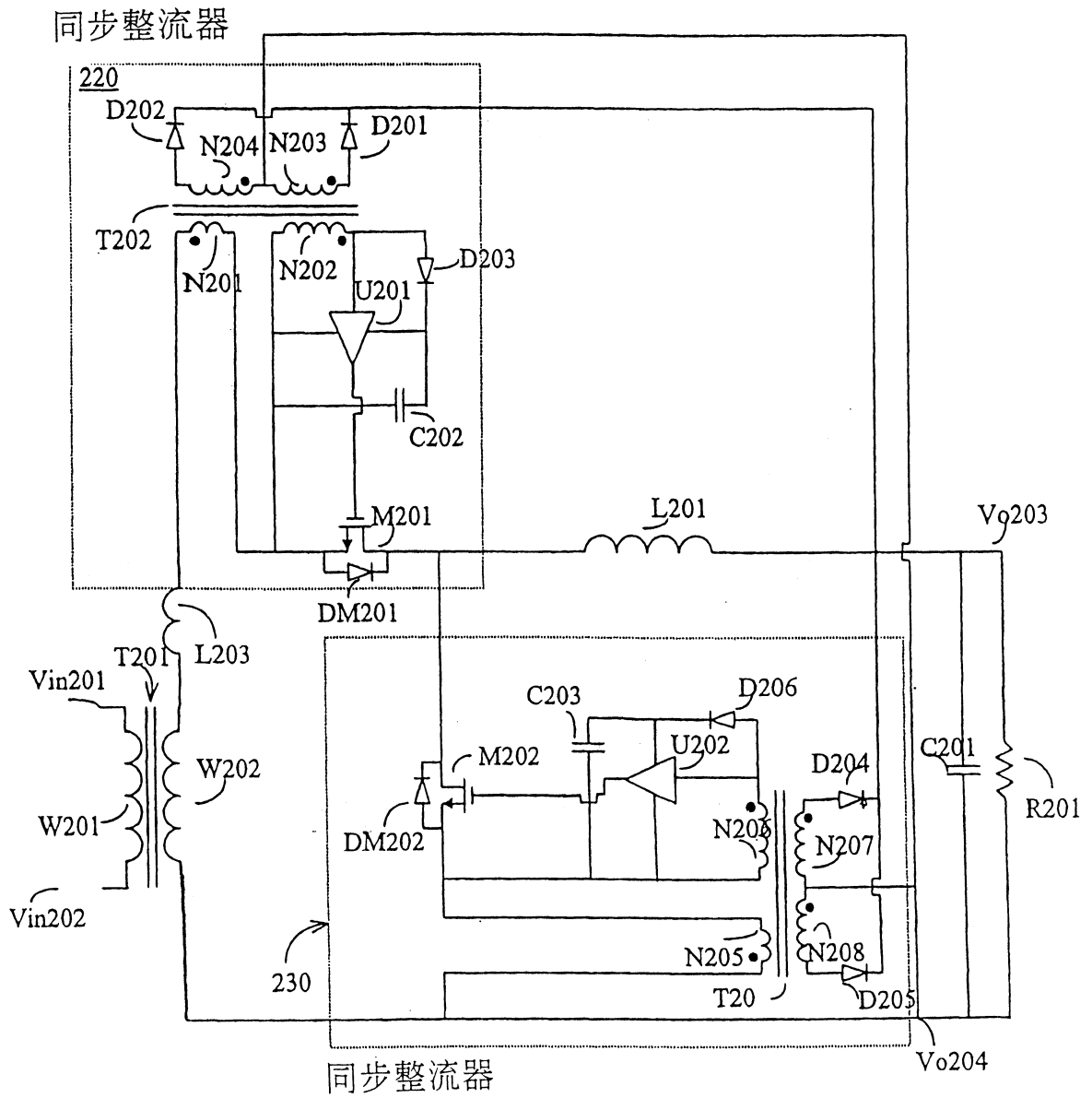


圖 5

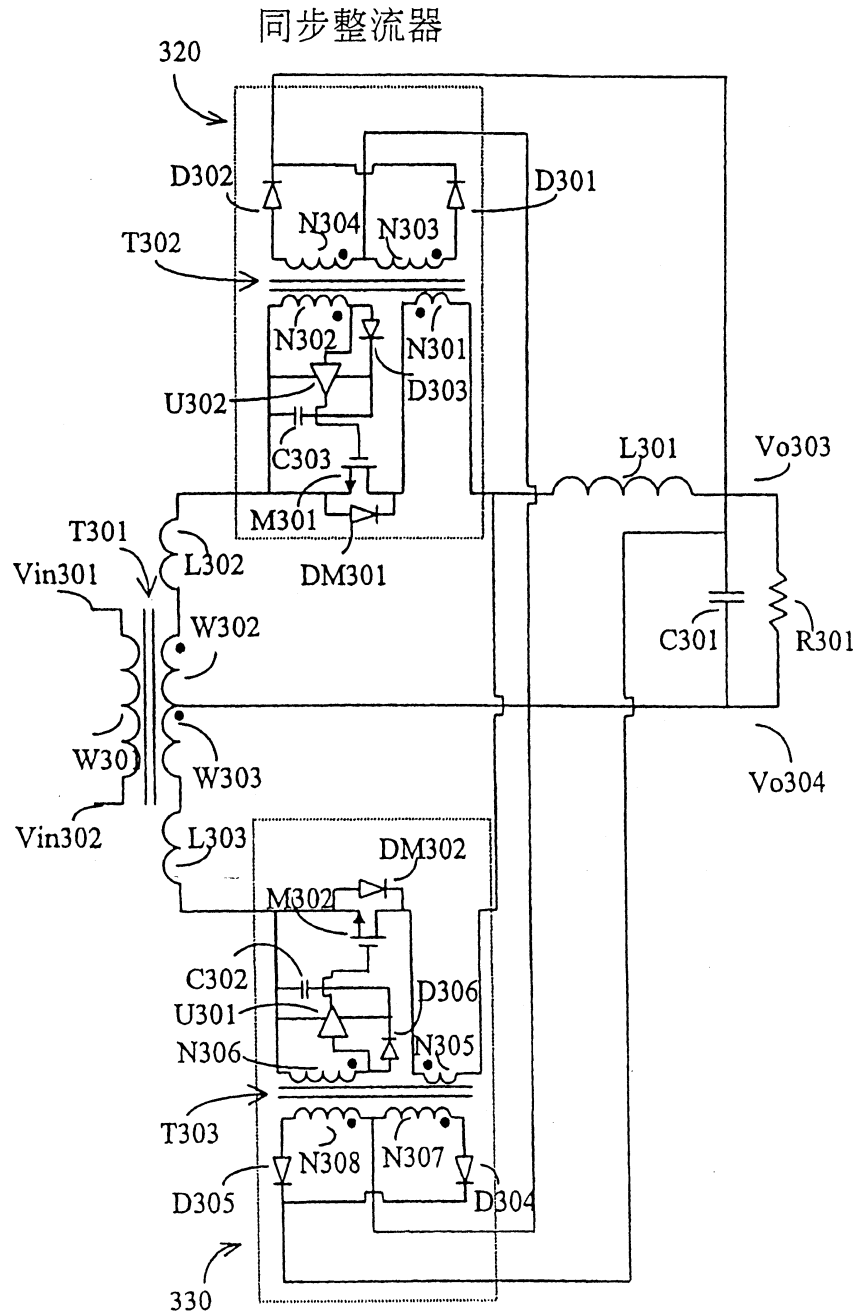


圖 6

同步整流器

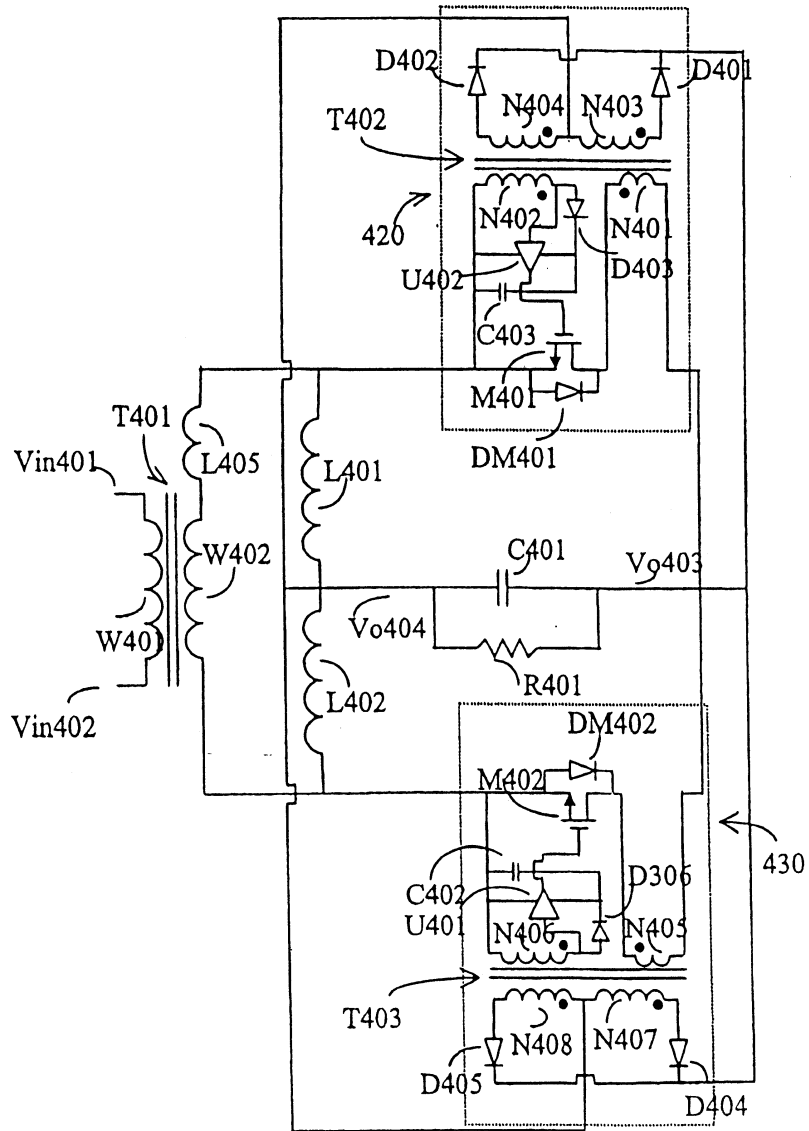


圖 7

同步整流器

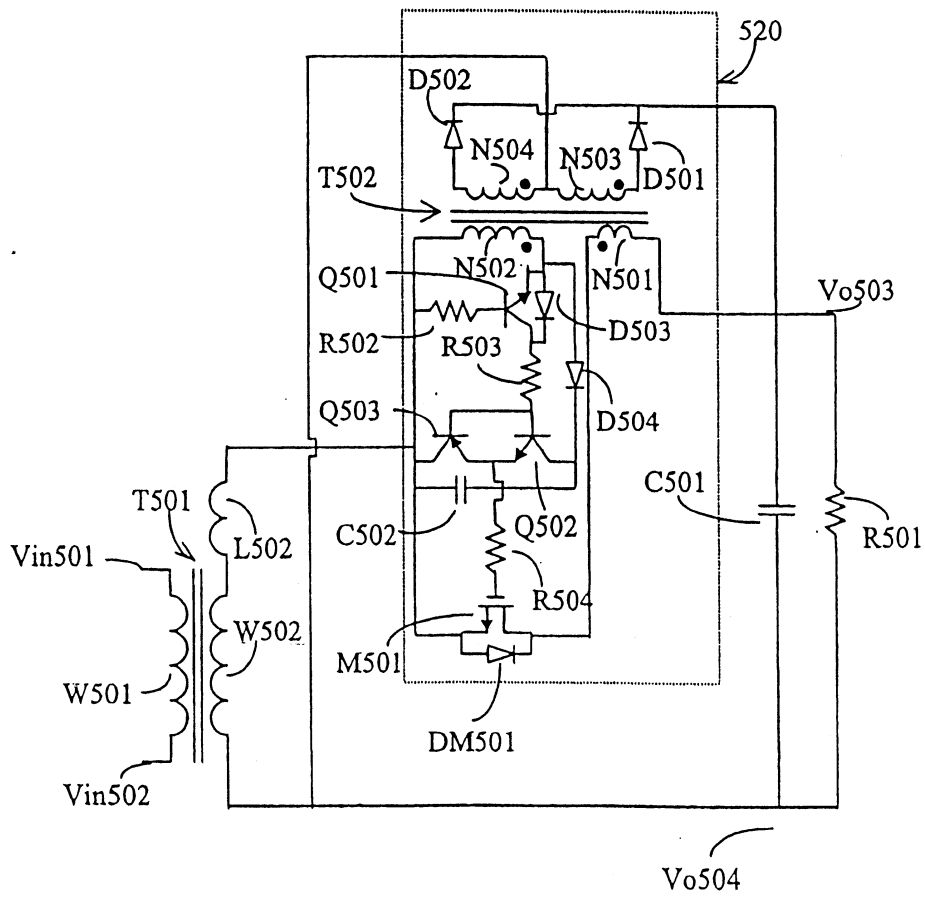


圖 8