



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公告本

(11)證書號數：TW I423569 B

(45)公告日：中華民國 103 (2014) 年 01 月 11 日

(21)申請案號：101140178

(22)申請日：中華民國 101 (2012) 年 10 月 30 日

(51)Int. Cl. : H02M1/08 (2006.01)

H02M1/42 (2007.01)

H02M1/32 (2007.01)

H02M3/335 (2006.01)

(30)優先權：2012/01/26 美國

13/359,447

(71)申請人：林耳科技公司 (美國) LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION (US)

美國

(72)發明人：莫理斯 約翰 D MORRIS, JOHN D. (US)；聶格特 麥可 G NEGRETE, MICHAEL G. (US)；陳敏 CHEN, MIN (CN)

(74)代理人：陳長文

(56)參考文獻：

US 7254044B2

US 7450402B2

US 7463497B2

US 7471522B2

US 7869231B2

US 7906942B2

US 7952894B2

審查人員：彭極富

申請專利範圍項數：19 項 圖式數：5 共 0 頁

(54)名稱

具有有效率輕負載操作之隔離返馳轉換器

ISOLATED FLYBACK CONVERTER WITH EFFICIENT LIGHT LOAD OPERATION

(57)摘要

本發明係關於一種返馳轉換器，其使用初級側感測以感測輸出電壓以用於調節回饋。此感測即使在極輕之負載電流下亦需要一預定最小作用時間循環。因此，此一最小作用時間循環可形成一過電壓狀況。在返馳相位中，在電力開關處於輕負載電流之一最小作用時間循環之後，一同步整流器大致在通過次級繞組之電流降至零時斷開以形成一斷續模式。若偵測到存在一過電壓，則同步整流器接通並持續一短暫之時間間隔以經由該次級繞組汲取一反向電流。當該同步整流器關斷時，一電流經由一汲極-本體二極體流過該初級繞組，同時該電力開關斷開。因此，過剩之電力自該次級側轉移至電源以減小該過電壓，從而避免浪費電力。

A flyback converter uses primary side sensing to sense the output voltage for regulation feedback. Such sensing requires a predetermined minimum duty cycle even with very light load currents. Therefore, such a minimum duty cycle may create an over-voltage condition. In the flyback phase, after a minimum duty cycle of the power switch at light load currents, a synchronous rectifier turns off approximately when the current through the secondary winding falls to zero to create a discontinuous mode. If it is detected that there is an over-voltage, the synchronous rectifier is turned on for a brief interval to draw a reverse current through the secondary winding. When the synchronous rectifier shuts off, a current flows through the primary winding via a drain-body diode while the power switch is off. Therefore, excess power is transferred from the secondary side to the power source to reduce the over-voltage so is not wasted.



Vref . . . 內部帶隙
參考電壓

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：101140178

※申請日：101.10.30

※IPC 分類：H02M 1/08 (2006.01)
H02M 1/42 (2007.01)
H02M 1/32 (2007.01)
H02M 3/355 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

具有有效率輕負載操作之隔離返馳轉換器

ISOLATED FLYBACK CONVERTER WITH EFFICIENT LIGHT LOAD
OPERATION

二、中文發明摘要：

本發明係關於一種返馳轉換器，其使用初級側感測以感測輸出電壓以用於調節回饋。此感測即使在極輕之負載電流下亦需要一預定最小作用時間循環。因此，此一最小作用時間循環可形成一過電壓狀況。在返馳相位中，在電力開關處於輕負載電流之一最小作用時間循環之後，一同步整流器大致在通過次級繞組之電流降至零時斷開以形成一斷續模式。若偵測到存在一過電壓，則同步整流器接通並持續一短暫之時間間隔以經由該次級繞組汲取一反向電流。當該同步整流器關斷時，一電流經由一汲極-本體二極體流過該初級繞組，同時該電力開關斷開。因此，過剩之電力自該次級側轉移至電源以減小該過電壓，從而避免浪費電力。

三、英文發明摘要：

A flyback converter uses primary side sensing to sense the output voltage for regulation feedback. Such sensing requires a predetermined minimum duty cycle even with very light load currents. Therefore, such a minimum duty cycle may create an over-voltage condition. In the flyback phase, after a minimum duty cycle of the power switch at light load currents, a synchronous rectifier turns off approximately when the current through the secondary winding falls to zero to create a discontinuous mode. If it is detected that there is an over-voltage, the synchronous rectifier is turned on for a brief interval to draw a reverse current through the secondary winding. When the synchronous rectifier shuts off, a current flows through the primary winding via a drain-body diode while the power switch is off. Therefore, excess power is transferred from the secondary side to the power source to reduce the over-voltage so is not wasted.

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 (3) 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

14	輸出調節及控制電路
20	轉換器
24	同步開關控制電路
42	比較器
44	計時器
48	邏輯電路/邏輯
C1	平滑電容器/輸出電容器
D1	MOSFET M1之汲極-本體二極體
D2	MOSFET M2之汲極-本體二極體
L1	初級繞組
L2	次級繞組
M1	電力開關MOSFET
M2	同步整流器MOSFET
RFB	回饋電阻器
RREF	參考電阻器
VIN	輸入電壓
VOUT	輸出電壓
Vref	內部帶隙參考電壓

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

(無)

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係關於使用一同步整流器之DC-DC返馳轉換器，且特定言之，係關於使用初級側感測以偵測一輸出電壓之此一返馳轉換器。

【先前技術】

使用同步整流器之DC-DC返馳轉換器係眾所周知的。當需要在輸入級與輸出級之間隔離時，可藉由各種方法感測輸出電壓以用於調節回饋。運送輸出電壓而同時維持隔離之一些方式包括在變壓器之初級側上使用一光耦合器或使用一第三繞組。然而，此等方式需要額外之電路、空間、電力及費用。偵測輸出電壓之一更巧妙方式係在轉換器之放電(或返馳)循環期間當電力開關斷開時感測電力開關之一終端處之一電壓。此一感測電壓實質上與輸出電壓成比例。然而，為了使感測精確，此一方案需要一最小作用時間循環，此係因為電流必須流入次級繞組中以便形成初級側感測電壓。此一方案一般亦需要呈一負載電阻器形式之一最小負載，以便在實際負載處於汲取較少電流或不汲取電流之一備用模式的情況下在放電循環期間汲取一最小電流。

若不存在最小負載電阻器，且實際負載進入一極弱電流之備用模式中，則最小作用時間循環可大於達成一經調節輸出電壓所需要之作用時間循環，且輸出電壓將超過需要之經調節位準。因此，最小負載電流必須高於一臨限電流

以防止此種情況。最小負載減小轉換器之效率。

圖1繪示使用一最小負載之返馳轉換器10之一個類型，且返馳轉換器10藉由在放電(或返馳)循環期間當電力開關MOSFET M1斷開時偵測初級繞組處之電壓而偵測輸出電壓VOUT。未使用光耦合器或第三繞組來偵測VOUT。

一變壓器12具有一初級繞組L1及一次級繞組L2。MOSFET M1係由一輸出調節及控制電路14控制以在一充電循環期間將繞組L1連接在輸入電壓VIN(例如，一電池電壓)與接地之間。

為達成一經調節VOUT，MOSFET M1在一經控制之時間之後斷開，且同步整流器MOSFET M2接通。通過繞組L2之電流在需要之電壓下轉移至負載及平滑電容器C1。

為調節回饋，在放電循環(MOSFET M1斷開)期間，電路14偵測MOSFET M1之汲極處之電壓。藉由在變壓器之初級側處之一信號而感測一輸出電壓有時被稱作初級側感測。汲極電壓與L1及L2之一繞組比有關，且跨越繞組L2之電壓係輸出電壓VOUT加上跨越MOSFET M2之電壓降(假設MOSFET M2接通)。使用者選擇一回饋電阻器RFB之值及一參考電阻器RREF之值，使得 $(RFB/RREF) \cdot V_{ref}$ 等於所需要之經調節電壓，其中Vref係施加至一內部誤差放大器之一內部帶隙參考電壓。此種用於偵測VOUT之初級側感測電路係眾所周知的，不需要詳細描述。以引用之方式併入本文中且線上(on-line)可獲得之用於線性技術LT3573返馳轉換器之完整資料表描述回饋電路之操作。此操作亦

在讓與給本發明之受讓人且以引用之方式併入本文中之美國專利第7,471,522號及第7,463,497號中描述。可使用其他已知初級側電壓感測技術。

電路14以一可變頻率或一固定頻率繼續控制MOSFET M1之作用時間循環以基於所感測之電壓而調節VOUT。

電路14亦可直接控制同步整流器MOSFET M2以使其在MOSFET M1斷開時接通，或一自動同步開關控制電路16可控制MOSFET M2在適當時間接通。MOSFET M1及M2通常不在相同時間接通。二極體D2表示MOSFET M2之汲極-本體二極體。

輸出調節及控制電路14可使用任何類型之習知技術來調節，包含電流模式、電壓模式或其他模式。

當負載高於某一臨限電流時，轉換器10之習知操作用於精確地調節VOUT。然而，當實際負載降至臨限電流之下時，轉換器10所需要之最小作用時間循環產生太多電流，致使VOUT升至高於經調節之電壓。此輕負載操作仍需要一最小作用時間循環以對初級繞組L1上之輸出電壓進行取樣。若實際負載係具有汲取非常少之電力之一備用模式之一類型，轉換器10具有一最小負載電流電阻器R1以協助驅散繞組L2電流，因此在MOSFET M1及M2之週期性循環期間可維持調節。作為替代或結合，一齊納二極體D3用於確保VOUT不升至高於一臨限位準。電阻器R1及齊納二極體D3係選用的，此係因為由實際負載汲取之最小電流可能足以實質上維持在最輕負載電流下之調節。

圖 2 繪示對於一相對低之作用時間循環操作，通過初級繞組 L1 之電流、通過次級繞組 L2 之電流及跨越 MOSFET M1 之電壓 V_{M1} 。可假設實際負載電流低於由最小電流負載電阻器 R1 設定之最小電流。

在時間 T1，MOSFET M1 接通以對初級繞組 L1 充電，致使一斜變電流流入繞組 L1。MOSFET M2 在此時斷開。

在一可變或固定時間之後，在時間 T2，MOSFET M1 關斷且 MOSFET M2 接通。此可在最小作用時間循環。此使初級繞組 L1 中之電流停止，且致使通過次級繞組 L2 之電流斜降，而對輸出電容器 C1 充電且提供電流至負載。跨越 MOSFET M1 之電壓與輸出電壓 VOUT 有關且在此時間期間由電路 14 取樣。在此輕負載狀況期間供應至電容器 C1 之電流可使 VOUT 增加超過齊納二極體 D3 之雪崩電壓，從而將 VOUT 箝位至該值。

在時間 T3，次級繞組 L2 電流斜降至零，且 MOSFET M2 斷開以引起一斷續模式。MOSFET M2 可藉由一電路斷開，該電路藉由偵測跨越 MOSFET M2 之電壓而偵測通過繞組 L2 之電流之一輕微反向。

在時間 T3 之後，MOSFET M1 之寄生電容及繞組 L1 之電感形成一振盪儲能電路。

在時間 T4，MOSFET M1 再次接通，且循環重複，其可為最小作用時間循環。

各種轉換器電路之額外細節在美國專利第 5,481,178 號；第 6,127,815 號；第 6,304,066 號及第 6,307,356 號中描述，

該等專利讓與給本發明之受讓人且以引用之方式併入本文中。

在轉換器10之一中至高電流模式期間，可能不存在斷續操作，且轉換器10可以一可變作用時間循環在一固定頻率下操作以調節輸出電壓。此一操作可為習知的。

在負載之輕負載狀況(例如一備用模式)期間，轉換器10汲取儘可能少之電流以延長電池壽命是很重要的。此備用模式通常發生持續相對較長週期。令人期望的是，當實際負載處於其備用模式時，不需要一最小電流負載電路(例如，電阻器R1)而使轉換器10能夠調節VOUT。藉由除去最小電流電路，同時在實際負載汲取零或非常小之電流時仍達成實質性調節，可改良效率且增加電池壽命。

【發明內容】

本發明揭示一種返馳轉換器，其使用初級側感測以感測輸出電壓VOUT，但不需要一最小負載電流電阻器或齊納二極體以防止在輕負載狀況期間輸出電壓增加而實質上難以調節。在高至中負載電流期間，轉換器可使用任何技術來調節輸出電壓，諸如電流模式或電壓模式。

在輕負載電流期間，當轉換器以一斷續模式操作(同步整流器斷開)同時以一最小作用時間循環操作時，在變壓器之次級側上偵測輸出電壓且將其與一臨限電壓相比較以判定輸出電壓是否已超過經調節之電壓。可直接在轉換器之輸出終端處偵測輸出電壓或可使用一電阻分壓器。一旦判定輸出電壓已超過臨限值，同步整流器即短暫地接通以

汲取一反向電流通過次級繞組以對輸出電容器輕微放電以將輸出電壓降至接近於經調節之電壓。當同步整流器接著斷開時，變壓器中儲存之能量致使初級繞組中之一斜變電流通過電力 MOSFET 之汲極-本體二極體(電力 MOSFET 斷開)。過剩之能量因此在電源供應器(例如，一電池)中再循環而不被浪費。換而言之，過剩之電力自轉換器之輸出側轉移至輸入側。因此，不需要最小負載電流電阻器或齊納二極體，且在輕負載電流下該轉換器比圖 1 之先前技術轉換器更有效率。

為確保有足夠時間進行初級側感測以控制調節，可利用一計時器以偵測在再一次循環接通之前同步整流器已斷開達一足夠時間。

在一項實施例中，同步整流器接通達足夠長時間以將輸出電壓降至臨限值之下。在另一實施例中，若輸出電壓仍高於臨限值，則同步整流器可循環地接通及斷開多次以減少漣波。

在下一轉換器切換循環開始時，電力開關接著以最小作用時間循環接通，以對初級繞組充電，且該等循環重複直至負載脫離其備用模式為止。其後，該轉換器正常操作。

本發明可與所有類型之初級側感測電路結合使用，且可使用任何合適之操作模式，諸如電流模式、電壓模式、突發模式等。

儘管一揭示之實施例藉由偵測在一 MOSFET 開關之汲極處之電壓而利用初級側感測，但初級側感測亦可藉由偵測

跨越輸入側上之一輔助繞組之電壓而進行，其中該電壓與跨越次級繞組之電壓有關。

【實施方式】

相同或等效之元件用相同之數字標記。

圖3表示使用對輸出電壓VOUT之初級側感測之許多類型之返馳轉換器之任一者。因為本發明僅係關於轉換器在一輕負載電流狀況期間之操作，所以當轉換器在斷續模式中操作且發生過電壓時，返馳轉換器之任何習知態樣可用於中至高負載電流。因為此習知電路係眾所周知的，且存在各種類型，如電流模式、電壓模式、可變頻率、固定頻率等，所以不需要詳細描述此習知電路。對圖1之轉換器10之習知態樣之描述適用於圖3之轉換器20。

對於中至高負載電流操作，轉換器20週期性地使MOSFET M1接通以對初級繞組L1充電。MOSFET M1之接通時間取決於MOSFET M1之汲極處之一回饋電壓(與VOUT有關)，該回饋電壓係在同步整流器MOSFET M2接通且電流正流過次級繞組L2時之時間取樣。該回饋電壓用於使用電阻器RFB及RREF而形成一值，該值藉由一誤差放大器與一參考電壓比較。由誤差放大器產生之誤差信號設定在循環期間MOSFET M1接通之時間(即，設定作用時間循環)。此可為習知的。

在一項實施例中，轉換器20係一電壓模式類型，其中輸出調節及控制電路14將誤差信號與一鋸齒波形比較。當其等交叉時，對於中及高電流負載，MOSFET M1斷開以確

立精確地調節電壓所需要之作用時間循環。

若轉換器 20 係一電流模式類型，則 MOSFET M1 保持接通直至通過 MOSFET M1 之一斜變電流信號與誤差信號交叉為止。

調節可使用任何其他類型之初級側感測，包含使用輸入側上之一輔助繞組以偵測輸出電壓。

當 MOSFET M1 斷開時，MOSFET M2 接通。許多習知技術可用於感測何時接通 MOSFET M2。在一項實施例中，同步開關控制電路 24 偵測跨越 MOSFET M2 之一電壓。當 MOSFET M1 關斷時，跨越 MOSFET M2 之電壓將變成負的（汲極電壓低於接地），且此所感測之電壓反向致使同步開關控制電路 24 將 MOSFET M2 接通。當次級繞組 L2 電流斜降至零時，汲極電壓將上升，致使同步開關控制電路 24 將 MOSFET M2 斷開。隨著 MOSFET M1 及 M2 接通及斷開之每一循環，一電流脈衝被提供至輸出，該輸出藉由電容器 C1 而平滑化以產生一 DC 調節輸出電壓 VOUT。

各種其他習知方案亦可用於控制 MOSFET M2 之接通及斷開以模擬二極體。

調節方案可為一可變頻率類型或一固定頻率類型。

圖 5 係描述在一輕負載、最小作用時間循環模式中由轉換器 20 執行之各種步驟之一流程圖，且此等步驟將在下文描述中提及。

對於初級側感測，MOSFET 必須觸發以跨越初級繞組 L1 產生一電壓以便偵測 VOUT。在輕負載下，可汲取非常少

的電流或無電流，但轉換器20仍須執行一週期性最小作用時間循環以偵測VOUT(圖5中之步驟30)。該輕負載可歸因於負載進入一備用模式中(圖5中之步驟32)。結果，對於所需要之負載電流而言，最小作用時間循環太高，VOUT將上升至所需要之經調節之值之上(圖5中之步驟34及36)。

圖4繪示根據本發明在一輕負載狀況期間初級繞組L1及次級繞組L2中之電流以及跨越MOSFET M1之電壓。

在時間T1，MOSFET M1接通，此可在一固定頻率操作類型之一時脈之控制之下。此致使一斜變電流流過初級繞組L1。

在一最小時間(對於一最小作用時間循環)之後，在時間T2，MOSFET M1斷開。可由防止MOSFET M1在一預定最小時間之前斷開的輸出調節及控制電路14中之一計時器設定此一最小時間。此電路係習知的。

在時間T2，同步開關控制電路24偵測跨越次級繞組L2之電壓之反向，且接通MOSFET M2。此產生通過次級繞組L2之一斜降電流，歸因於輕負載需求，此斜降電流將電容器C1充電至高於所需要之經調節VOUT位準。

在時間T3，次級繞組L2電流已斜降至零。同步開關控制電路24偵測汲極電壓之輕微上升且斷開MOSFET M2，從而形成一斷續模式(圖5中之步驟40)。若MOSFET M2未斷開，則一反向電流將流過次級繞組L2。習知電路可用於偵測次級繞組L2中之電流反向之開始且關斷MOSFET M2，其中此可在次級繞組L2中之實際電流反向稍微之前或之後

發生。

在時間 T2 與 T3 之間，VOUT 可藉由輸出調節及控制電路 14 進行取樣以判定 MOSFET M1 在下一循環期間之作用時間循環。儘管不需要，但習知上取樣大致是在通過次級繞組 L2 之電流為零之時間發生。在輕負載電流期間，作用時間循環將為一預定最小作用時間循環。

一比較器 42 接收 VOUT 或與 VOUT 成比例之一電壓，諸如一電阻器分壓電壓，且將該電壓與略高於所需要之經調節電壓之一參考電壓 Vref 比較。Vref 可等於 $VOUT \times 1.05$ 。

同時，一計時器 44 偵測 MOSFET M2 已斷開達一最小之時間量以確保已在初級側上取樣 VOUT。計時器 44 係選用的，此係因為在一些情況下可能不需要計時器，諸如若取樣發生在通過次級繞組 L2 之電流為零之前則不需要計時器。若偵測到一過電壓且若計時器 44 指示 MOSFET M2 已斷開達足夠之時間量(圖 5 中之步驟 46)，則在時間 T4，一邏輯電路 48 觸發同步開關控制電路 24 以接通 MOSFET M2 以傳導一反向電流通過次級繞組 L2(圖 5 中之步驟 50)。此接通時間可為一固定時間或可發生持續足夠降低 VOUT 以觸發比較器 42 之一時間。若接通時間係一固定時間，則可使用接通及斷開 MOSFET M2 之多次循環以降低 VOUT 以使漣波最小化。

在 MOSFET M2 接通期間，在時間 T4 至 T5 之間，跨越 MOSFET M1 之一電壓與跨越次級繞組 L2 之電壓有關。

在時間 T5，MOSFET M2 斷開，其致使跨越初級繞組 L1

之電壓反向。此致使MOSFET M1之汲極-本體二極體D1導電，如在時間T5至T6之間展示，在時間T5至T6之間，該汲極-本體二極體D1經由初級繞組L1汲取一電流(圖5中之步驟52)。此電流流入電池中從而供應VIN，所以未浪費電力。因此，過剩之電力已自次級側轉移至初級側以改良在輕負載下轉換器20之效率，且不需要最小負載電流電阻器或齊納二極體來減輕過電壓(圖5中之步驟54)。在一些情況下，在二極體D1正在導電期間MOSFET M1可接通，諸如當一新充電循環依照一時脈脈衝開始時。

在兩個MOSFET均斷開時，形成一儲能電路，導致跨越MOSFET M1之振盪。

在另一實施例中，代替在時間T5至T6期間汲極-本體二極體D1經由初級繞組L1傳導電流，在反向電流時間間隔之後，可添加一感測電路，該感測電路感測在初級繞組L1處之電壓改變及接通MOSFET M1以將過剩電力傳導至電源供應器中。對MOSFET M1之此控制可獨立於輸出調節及控制電路14，此係因為電路14通常將僅在一時脈循環之開始時接通MOSFET M1。若電力開關不包含初級繞組L1與接地之間之一固有二極體，則此一技術可為有用。

在又另一實施例中，比較器42偵測到輸出電壓大於所需要之經調節電壓，且只要需要便保持MOSFET M2接通以將輸出電壓減小至低於Vref。舉例而言，關於圖4，在時間T3，同步開關控制電路24、比較器42及邏輯48操作以保持MOSFET M2接通，以便經由次級繞組L2傳導一反向電

流，以將輸出電壓降至低於 V_{ref} ，而不是先進入一斷續模式。一旦比較器42偵測到輸出電壓已降至低於 V_{ref} ，比較器42便觸發以致使MOSFET M2斷開，且促成一斷續模式。在另一實施例中，斷續模式可為在通過次級繞組L2之電流降至零之後之任何持續時間(包含零)。比較器42可具有滯後。

本發明可在轉換器20之一固定頻率操作期間或在一特定輕負載操作模式(其中MOSFET M1不是在一固定頻率下接通)期間利用。

MOSFET可改為雙極電晶體。

熟悉此項技術者不需要過度之實驗及使用習知電路技術便可以許多方式設計各種功能塊。

雖然已展示及描述本發明之特定實施例，但對於熟悉此項技術者將顯而易見的是可在不脫離本發明之更廣泛之態樣之情況下做出改變及修改。所附申請專利範圍將所有此等改變及修改涵蓋於其範圍內，如同落在本發明之真實精神及範圍內一般。

【圖式簡單說明】

圖1繪示一先前技術返馳轉換器。

圖2繪示當轉換器提供一輕負載電流時通過圖1中變壓器之繞組之電流以及跨越電力開關之電壓。

圖3繪示利用本發明之一返馳轉換器，其用於使同步整流器循環以在轉換器提供一輕負載電流或無負載電流時防止一過電壓狀況。

圖 4 繪示當轉換器提供一輕負載電流或無負載電流時，通過圖 3 中之變壓器之繞組之電流以及跨越電力開關之電壓。

圖 5 係識別在使用本發明期間發生之各種事件之一流程圖。

【主要元件符號說明】

10	返馳轉換器
12	變壓器
14	輸出調節及控制電路
16	自動同步開關控制電路
20	轉換器
24	同步開關控制電路
42	比較器
44	計時器
48	邏輯電路/邏輯
C1	平滑電容器/輸出電容器
D1	MOSFET M1之汲極-本體二極體
D2	MOSFET M2之汲極-本體二極體
D3	齊納二極體
L1	初級繞組
L2	次級繞組
M1	電力開關MOSFET
M2	同步整流器MOSFET
R1	最小負載電流電阻器/最小電流負載電阻器

RFB	回饋電阻器
RREF	參考電阻器
T1	時間
T2	時間
T3	時間
T4	時間
T5	時間
T6	時間
VIN	輸入電壓
VOUT	輸出電壓
Vref	內部帶隙參考電壓
V _{M1}	跨越MOSFET M1之電壓

七、申請專利範圍：

1. 一種用於以一低電流負載操作一返馳轉換器之方法，該轉換器具有擁有一初級繞組及一次級繞組之一變壓器，該初級繞組耦合至一電源及一第一電晶體，用於當該第一電晶體接通時經由該初級繞組傳導一電流，該次級繞組耦合至一第二電晶體，用於當該第二電晶體接通時經由該次級繞組傳導一電流；該轉換器具有一初級側調節作用時間循環用於超過一臨限位準的負載電流、以及具有一初級側最小作用時間循環用於低於該臨限位準的負載電流，以使用初級側感測週期性地感測該轉換器之一輸出電壓；該轉換器具有一輸出電容器，該方法包含：

基於該負載電流係低於該臨限位準，以該最小作用時間循環接通該第一電晶體並持續一第一時間間隔以經由該初級繞組汲取一電流；

在該第一電晶體已斷開之後，接通該第二電晶體以經由該次級繞組汲取一電流，以對該輸出電容器充電；

執行該輸出電壓之該初級側感測；

判定該輸出電壓是否已超過一預定經調節電壓達某一臨限值，以偵測由該低電流負載引起之一過電壓狀況；

若偵測到該過電壓狀況，則接通該第二電晶體並持續一第二時間間隔以經由該次級繞組傳導一反向電流，以減小該輸出電壓；及

在該第二時間間隔之後，斷開該第二電晶體以停止該次級繞組中之電流流動且致使一電流在該初級繞組中流

動並進入該電源，使得過剩之電力自該變壓器之一次級側轉移至該變壓器之一初級側，以在低負載電流狀況期間減小該過電壓。

2. 如請求項1之方法，其中該第二時間間隔係一預定之固定時間間隔。
3. 如請求項1之方法，其中該第二時間間隔係使該輸出電壓減小至低於該臨限值所需之一可變時間間隔。
4. 如請求項1之方法，其中該第二電晶體在該第一電晶體接通之前接通及斷開多次。
5. 如請求項1之方法，其進一步包含：

感測表示在該變壓器之一初級側處之該輸出電壓之一電壓，以提供用於調節該輸出電壓之一回饋信號；

對於汲取大於該低負載電流之一電流之負載，控制該第一電晶體之作用時間循環以將該輸出電壓維持在一經調節電壓；及

對於汲取小於或等於該臨限位準之一電流之負載，以該最小作用時間循環切換該第一電晶體。

6. 如請求項1之方法，其中該第一電晶體係具有一汲極-本體二極體之一第一MOSFET，當該第二電晶體在該第二時間間隔之後已斷開時其經由該初級繞組傳導電流。
7. 如請求項1之方法，其中該初級側感測包括感測在該初級繞組之一末端處之一電壓。
8. 如請求項1之方法，其中斷開該第二電晶體以停止該次級繞組中之電流流動且致使一電流在該初級繞組中流動

之該步驟係在未接通該第一電晶體之情況下發生。

9. 如請求項1之方法，其中在該第一電晶體已斷開之後接通該第二電晶體以經由該次級繞組汲取一電流以便對該輸出電容器充電之該步驟之後，該方法進一步包括當通過該次級繞組之電流已降至接近於零時斷開該第二電晶體，以形成一斷續模式，且其中在一第二時間間隔接通該第二電晶體之步驟包含在該第二電晶體已斷開之後並在該第一電晶體再被接通之前再接通該第二電晶體。
10. 如請求項9之方法，其進一步包括先感測該第二電晶體已斷開並持續一預定週期，然後容許接通該第二電晶體並持續該第二時間間隔。
11. 如請求項1之方法，其中在通過該次級繞組之電流已降至接近於零之後立即發生該第二時間間隔，使得直至該第二時間間隔之後才存在斷續模式。
12. 一種返馳轉換器，其包含：
 - 一變壓器，其具有一初級繞組及一次級繞組，該初級繞組耦合至一電源；
 - 一第一電晶體，其耦合至該初級繞組，用於當該第一電晶體接通時經由該初級繞組傳導一電流；
 - 一第二電晶體，其用於當該第二電晶體接通時經由該次級繞組傳導一電流；
 - 一調節器，其耦合至該第一電晶體，用於控制該第一電晶體之一作用時間循環以調節該轉換器之該輸出電壓，該調節器經組態以控制該第一電晶體，使其具有一

初級側調節作用時間循環用於超過一臨限值準的負載電流、以及具有一初級側最小作用時間循環用於低於該臨限值準的負載電流；

一輸出電壓感測器電路，其耦合至該變壓器，用於使用初級側感測而感測該轉換器之一輸出電壓；

一輸出電容器，其耦合至該轉換器之一輸出終端；

一同步整流器控制器，其耦合至該第二電晶體，用於控制該第二電晶體，使其接通或斷開；

一比較器，其具有經耦合以接收對應於該轉換器之該輸出電壓之一電壓之一個輸入，且具有連接至表示超過該轉換器之一經調節電壓之一臨限電壓之一參考電壓之另一輸入，其中該比較器之觸發表示一過電壓狀況；

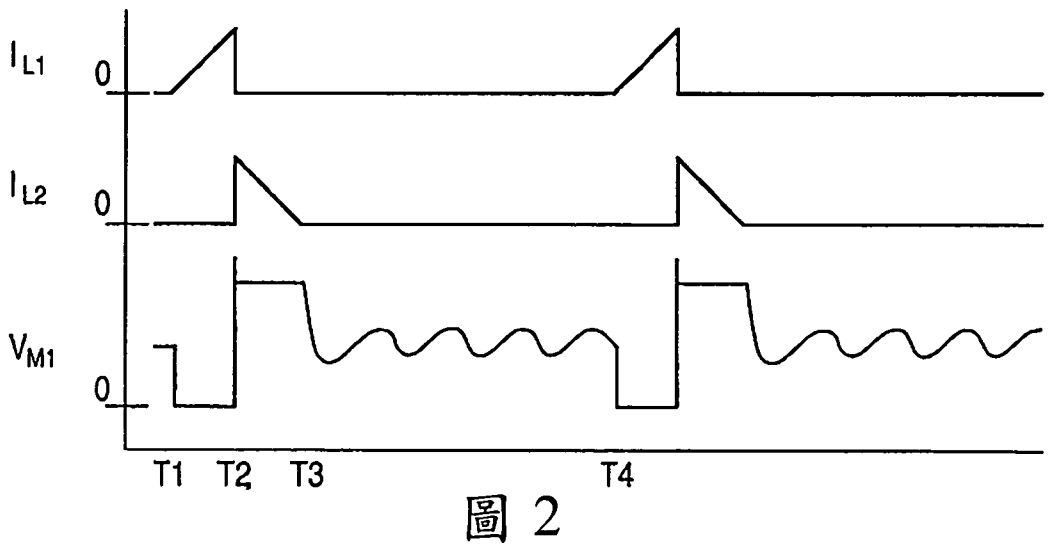
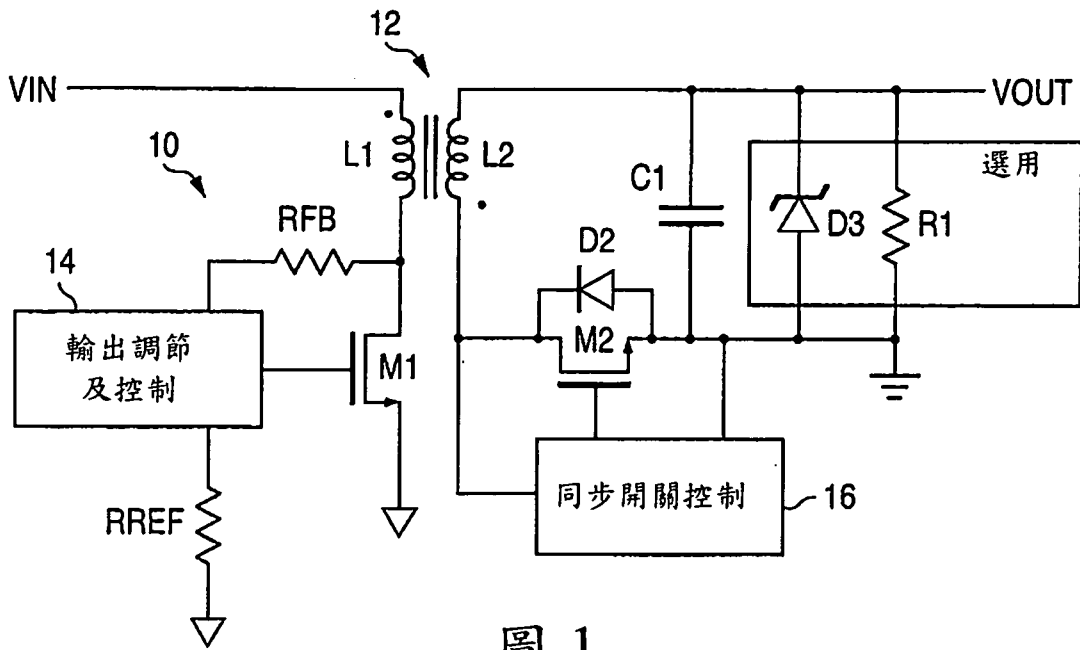
於該負載電流低於該臨限值準時在該最小作用時間循環下操作之該調節器的期間，該比較器之一輸出經耦合以便控制該同步整流器控制器，以在偵測到一過電壓狀況後即刻接通該第二電晶體並持續一時間間隔以經由該次級繞組傳導一反向電流，以減小該轉換器之該輸出電壓以減輕該過電壓狀況；及

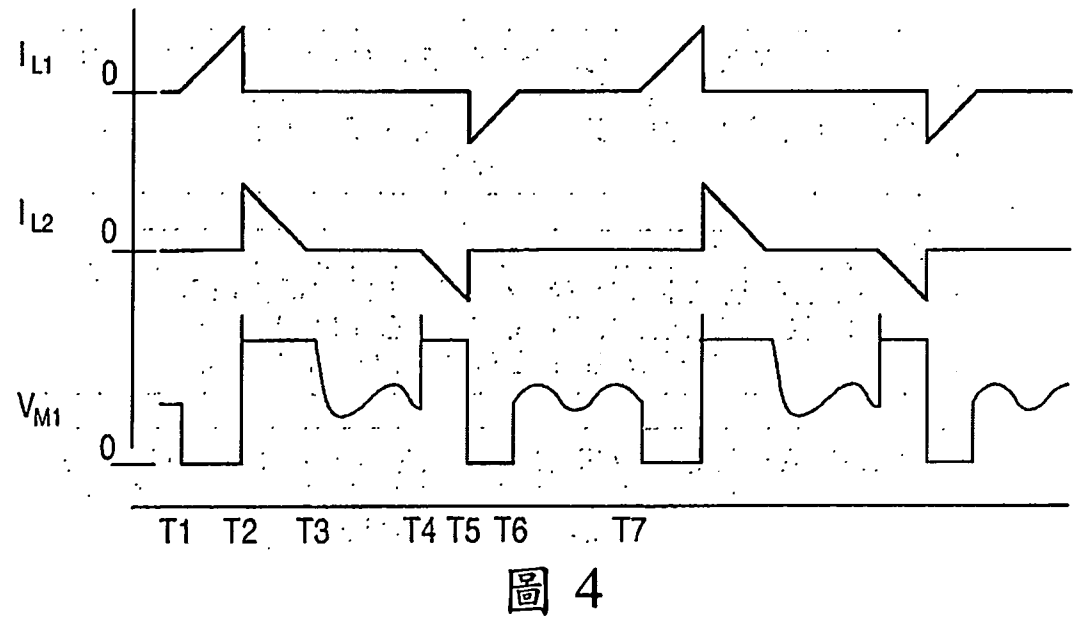
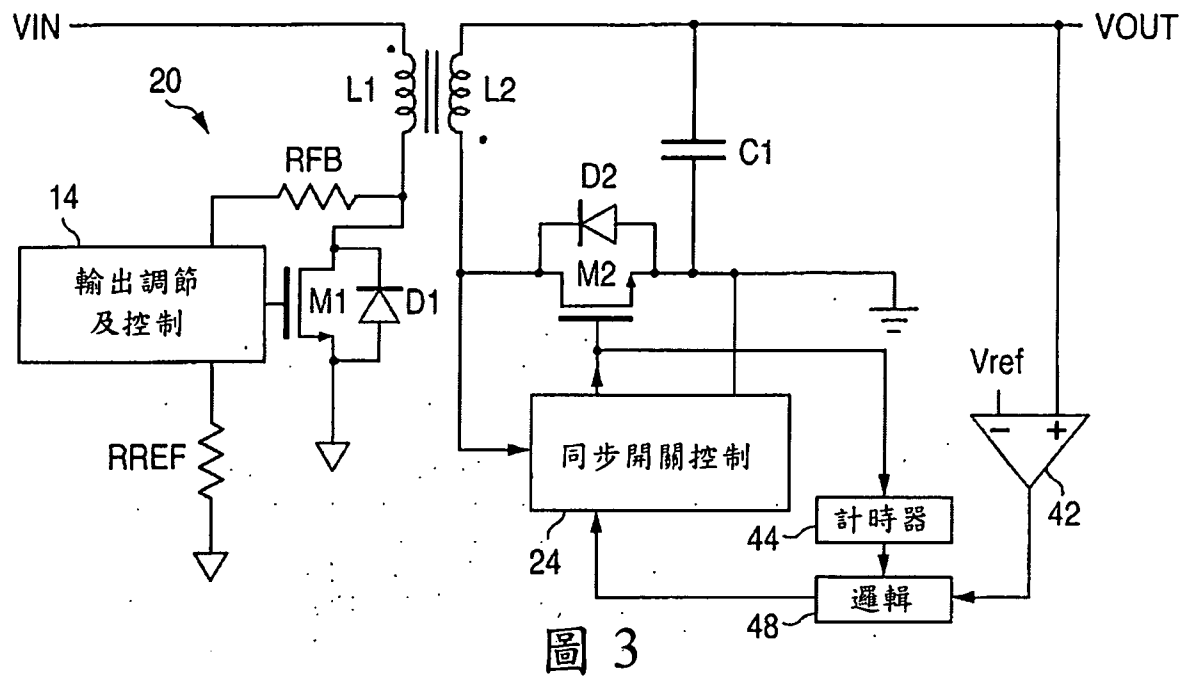
一個二極體，其耦合至該初級繞組以在未接通該第一電晶體之情況下在該時間間隔之後經由該初級繞組傳導一電流，使得電力自該變壓器之一次級側轉移至該電源，同時減輕該過電壓狀況。

13. 如請求項12之轉換器，其中該第一電晶體係一MOSFET且該二極體係該MOSFET之一汲極-本體二極體。

14. 如請求項12之轉換器，其進一步包括耦合在該比較器與該同步整流器控制器之間之一邏輯電路。
15. 如請求項14之轉換器，其進一步包含一計時器電路，該計時器電路偵測該第二電晶體已斷開並持續一臨限時間週期，且若如此，則控制該邏輯電路在該過電壓狀況期間接通該第二電晶體並持續該時間間隔。
16. 如請求項12之轉換器，其中該第二電晶體接通以傳導該反向電流之該時間間隔係一固定時間間隔。
17. 如請求項12之轉換器，其中該第二電晶體接通以傳導該反向電流之該時間間隔係將該輸出電壓減小至低於該臨限電壓所需要之一可變時間間隔。
18. 如請求項12之轉換器，其中該初級側感測偵測在該初級繞組與該第一電晶體之間之一節點處之一電壓。
19. 如請求項12之轉換器，其中該同步整流器亦經組態以致通過該次級繞組之電流為零時之一時間處斷開該第二電晶體以形成該轉換器之一斷續模式，其中該比較器之該輸出經耦合以便控制該同步整流器控制器，以在該斷續模式之後接通該第二電晶體並持續一時間間隔以經由該次級繞組傳導該反向電流，以減小該轉換器之該輸出電壓以減輕該過電壓狀況。

八、圖式：





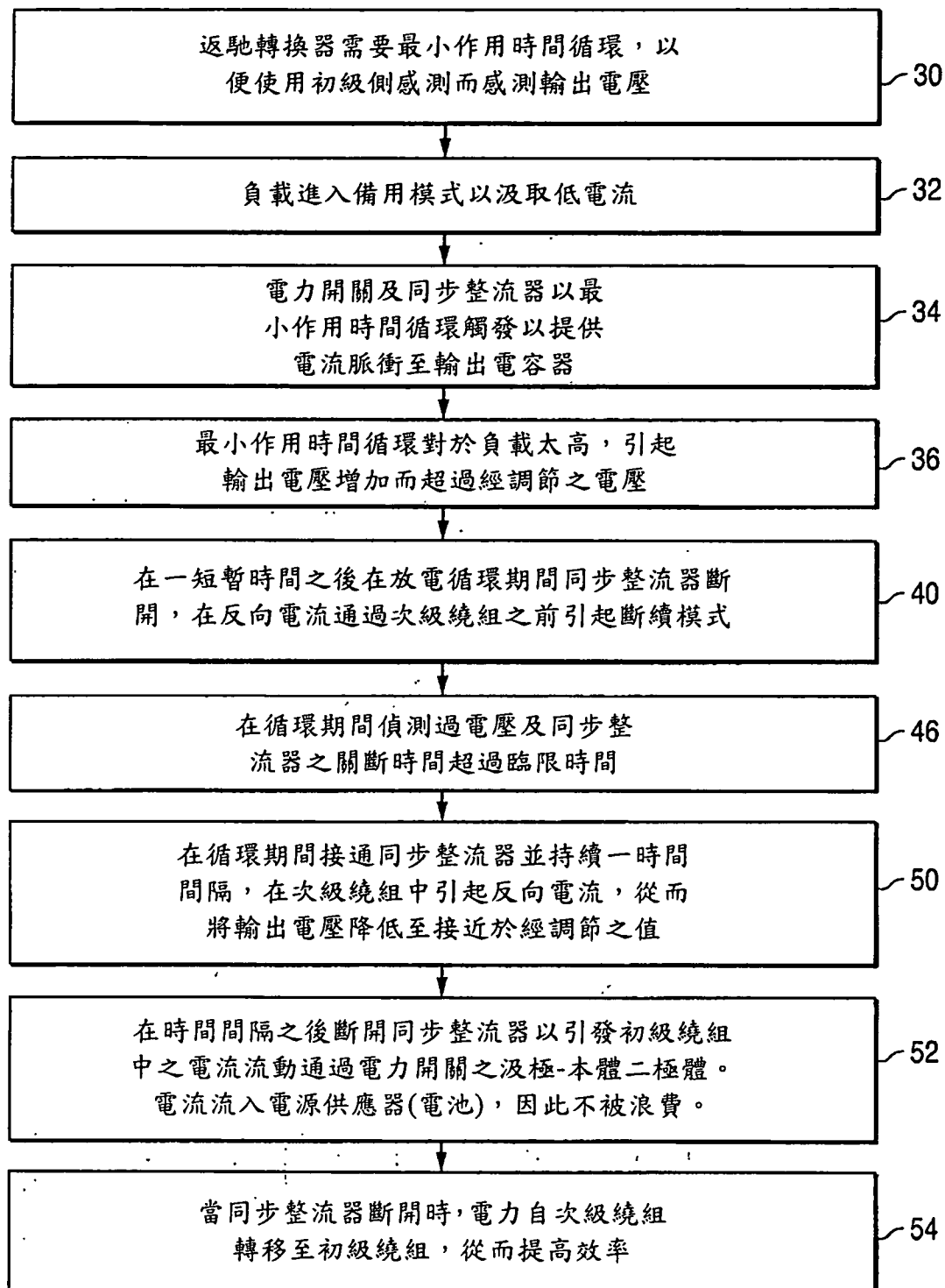


圖 5