



(19) 中華民國智慧財產局

(12) 發明說明書公開本

(11) 公開編號：TW 201722044 A

(43) 公開日：中華民國 106 (2017) 年 06 月 16 日

(21) 申請案號：105124273

(22) 申請日：中華民國 105 (2016) 年 08 月 01 日

(51) Int. Cl. : H02M1/32 (2007.01)

(30) 優先權：2015/08/04 美國 14/818,186

(71) 申請人：電源整合公司 (美國) POWER INTEGRATIONS, INC. (US)  
美國

(72) 發明人：胡宗齊 HU, ZONGQI (CN)；帕斯托雷 提傑安若 PASTORE, TIZIANO (IT)；佛漢 彼得 VAUGHAN, PETER (GB)；杰諾可 尤里 GAKNOKI, YURY (US)；德爾卡門 荷西瑞匡頓二世 DEL CARMEN, JOSE REQUINTON, JR. (PH)；桑德瑞拉 桑德瑞森 SUNDARARAJ, SUNDARESAN (US)

(74) 代理人：陳翠華

申請實體審查：無 申請專利範圍項數：20 項 圖式數：7 共 50 頁

(54) 名稱

在降壓轉換器中使用的具有反向電流防護的切換電路

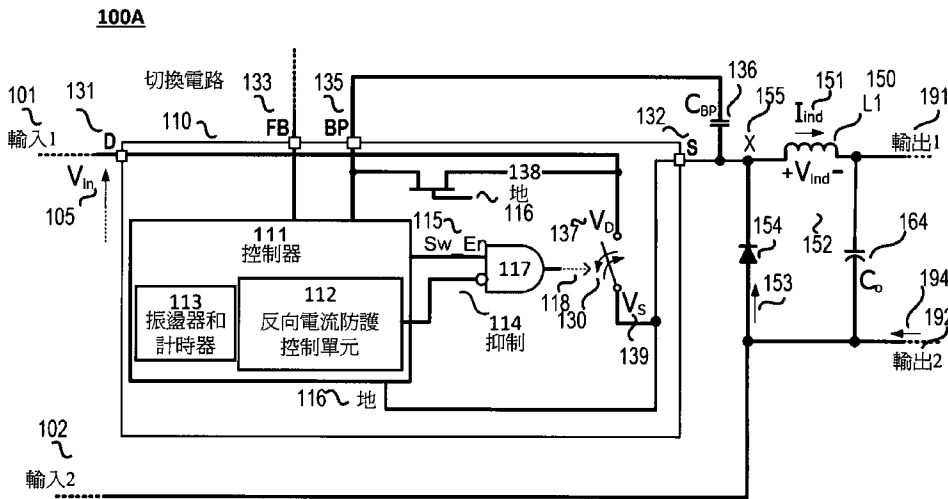
SWITCHING CIRCUIT WITH REVERSE CURRENT PREVENTION FOR USE IN A BUCK CONVERTER

(57) 摘要

一種在降壓轉換器中使用的具有反向電流防護的切換電路，包含耦合至耦合節點的功率開關，該耦合節點為該降壓轉換器的功率開關、電感器以及續流二極管的互連點。電感器耦合在耦合節點和降壓轉換器的輸出之間，並且續流二極管耦合在耦合節點和降壓轉換器的輸出返回之間。控制器被耦合以接收回授訊號來控制功率開關的切換，從而調節從降壓轉換器的輸入到降壓轉換器的輸出的能量傳遞。反向電流防護電路被耦合以檢測功率開關的反向電流條件來生成抑制訊號以阻止功率開關接收驅動訊號，從而防止反向電流通過功率開關。

A switching circuit with reverse current prevention for use in a Buck converter includes a power switch coupled to a coupling node, which is an interconnection point of a power switch, an inductor and a freewheeling diode of the Buck converter. The inductor is coupled between the coupling node and an output of the Buck converter, and the freewheeling diode is coupled between coupling node and an output return of the Buck converter. A controller is coupled to receive a feedback signal to control switching of the power switch to regulate a transfer of energy from the input to the output of the Buck converter. A reverse current prevention circuit is coupled to detect a reverse current condition of the power switch to generate an inhibit signal to inhibit the power switch from receiving a drive signal to prevent a reverse current through the power switch.

指定代表圖：



第 1A 圖

符號簡單說明：

- 100A . . . 降壓轉換器
- 101 . . . 輸入端口
- 102 . . . 輸入端口
- 105 . . . 輸入電壓
- 110 . . . 切換電路
- 111 . . . 控制器
- 112 . . . 反向電流防護控制單元
- 113 . . . 振盪器與計時器
- 114 . . . 抑制訊號
- 115 . . . 開關致能訊號
- 116 . . . 地端子
- 117 . . . 及閘
- 118 . . . 驅動訊號
- 130 . . . 功率開關
- 131 . . . 汲極端子
- 132 . . . 源極端子
- 133 . . . 回授訊號
- 135 . . . 旁路電源
- 136 . . . 旁路電容
- 137 . . . 汲極電壓
- 138 . . . 耦合部
- 139 . . . 源極電壓
- 150 . . . 電感器
- 151 . . . 電流
- 152 . . . 電壓
- 153 . . . 循環電流
- 154 . . . 續流二極管
- 155 . . . 節點 X
- 164 . . . 輸出電容
- 191 . . . 輸出端口
- 192 . . . 輸出端口
- 194 . . . 電流



申請日: 105年/08/01

IPC分類: H02M 1/32 (200701)

201722044

## 【發明摘要】

【中文發明名稱】 在降壓轉換器中使用的具有反向電流防護的切換電路

【英文發明名稱】 SWITCHING CIRCUIT WITH REVERSE CURRENT  
PREVENTION FOR USE IN A BUCK CONVERTER

【中文】

一種在降壓轉換器中使用的具有反向電流防護的切換電路，包含耦合至耦合節點的功率開關，該耦合節點為該降壓轉換器的功率開關、電感器以及續流二極管的互連點。電感器耦合在耦合節點和降壓轉換器的輸出之間，並且續流二極管耦合在耦合節點和降壓轉換器的輸出返回之間。控制器被耦合以接收回授訊號來控制功率開關的切換，從而調節從降壓轉換器的輸入到降壓轉換器的輸出的能量傳遞。反向電流防護電路被耦合以檢測功率開關的反向電流條件來生成抑制訊號以阻止功率開關接收驅動訊號，從而防止反向電流通過功率開關。

【英文】

A switching circuit with reverse current prevention for use in a Buck converter includes a power switch coupled to a coupling node, which is an interconnection point of a power switch, an inductor and a freewheeling diode of the Buck converter. The inductor is coupled between the coupling node and an output of the Buck converter, and the freewheeling diode is coupled between coupling node and an output return of the Buck converter. A controller is coupled to receive a feedback signal to control switching of the power switch to regulate a transfer of energy from the input to the output of the Buck converter. A reverse current prevention circuit is coupled to detect a reverse current condition of the power switch to generate an inhibit signal to inhibit

the power switch from receiving a drive signal to prevent a reverse current through the power switch.

【指定代表圖】 第(1A)圖

【代表圖之符號簡單說明】

100A：降壓轉換器

101：輸入端口

102：輸入端口

105：輸入電壓

110：切換電路

111：控制器

112：反向電流防護控制單元

113：振盪器與計時器

114：抑制訊號

115：開關致能訊號

116：地端子

117：及閘

118：驅動訊號

130：功率開關

131：汲極端子

132：源極端子

133：回授訊號

135：旁路電源

136：旁路電容

137：汲極電壓

138：耦合部

139：源極電壓

150：電感器

151：電流

152：電壓

● 153：循環電流

154：續流二極管

155：節點X

164：輸出電容

191：輸出端口

192：輸出端口

194：電流

● 【特徵化學式】

無

## 【發明說明書】

【中文發明名稱】 在降壓轉換器中使用的具有反向電流防護的切換電路

【英文發明名稱】 SWITCHING CIRCUIT WITH REVERSE CURRENT  
PREVENTION FOR USE IN A BUCK CONVERTER

【技術領域】

【0001】 本公開文本大致上關於功率轉換器，更具體而言係關於非隔離降壓轉換器。

【先前技術】

【0002】 傳統的壁式插座通常輸送高電壓交流（AC）電源，該高電壓AC電源需要在用於對許多電子裝置供電之前被轉換為直流（DC）電源。由於開關式功率轉換器的效率高、體積小、重量輕及安全保護特性，它們通常用於將高電壓AC電源轉換為經調節的DC電源。例如：開關式功率轉換器通常用在照明行業的驅動電路中，以用於為各種類型的燈（例如：緊湊型螢光燈（CFL）、鹵素燈或發光二極管（LED）燈）提供DC電源。

【0003】 通常通過感測來自轉換器的輸出的回授訊號並在閉合迴路中控制功率轉換器來提供開關式功率轉換器的輸出調節。在不同的控制方法下，回授或控制訊號可以用於對切換波形的占空比進行調變（稱之為脈波寬度調變，PWM）、改變切換頻率（稱之為脈衝頻率調變，PFM）或禁用以功率轉換器控制器產生的切換波形的一些周期（稱之為開關控制）。這些控制方法中的任一方法都會導致相對於負載和線路變化對DC輸出電壓或電流的控制。

【0004】 在消費者可以接近功率轉換器之輸出的應用下，隔離轉換器通常用於提供輸出負載和輸入功率線路之間的電流隔離。然而，在消費者無法接近

在正常運行期間的功率轉換器之輸出的應用下，如用於LED（或CFL或鹵素）燈的燈驅動器，簡單的非隔離轉換器，如降壓轉換器，由於其元件數量較少、重量較輕以及尺寸較小而受青睞。

【0005】 可以從耦合至轉換器之DC輸出的感測電路直接或間接提取回授訊號。在具有經調節之輸出電流的轉換器，例如：LED驅動器中，可以監測/感測/測量輸出端的電流以向控制器提供回授訊號，從而控制切換以及控制到轉換器輸出的能量傳遞。現有技術中測量輸出電流的一種典型方式是在功率轉換器之輸出處包含感測電阻器，使得輸出電流流過感測電阻器。感測電阻器兩端產生的電壓與輸出電流成比例。然而，感測電阻器兩端的電壓降通常較大，並且經常所參考的電壓位準不同於功率轉換器控制器的電壓位準。因此，經常需要額外的電路，如光耦合器或偏置繞組，以對感測電阻器兩端的電壓進行位準移位從而與控制器相接合。

【0006】 還可以參照控制器接地端間接測量輸出訊號。例如：在非隔離高壓側開關降壓轉換器中，可以參照控制器接地端通過感測電感器的電流、續流二極管的電流或開關的電流來間接獲得輸出回授訊號。

【0007】 降壓轉換器中一個已知問題在於當開關上出現負電壓時，會由於通過降壓功率開關的反向電流而導致的失效風險。此情況可能會反過來影響功率轉換器的運行，且最終導致失效。具體而言，在控制器和功率開關位於共用晶片中或在單個積體電路IC封裝件中時，反向電流可能會通過基板，這能夠導致不穩定性、控制器門鎖以及在一些情況下功率轉換器的失效。

### 【發明內容】

**【0008】** 本發明通過提供一種在降壓轉換器中使用的具有反向電流防護的切換電路來實現上述目的至少之一。

**【0009】** 一種在降壓轉換器中使用的具有反向電流防護之切換電路，包含：一功率開關、一控制器以及一反向電流防護電路。該功率開關耦合在該降壓轉換器的輸入和該降壓轉換器的耦合節點之間。該降壓轉換器的該輸入耦合至經整流的正弦交流電壓。該耦合節點為該功率開關、電感器以及續流二極管的互連點。該電感器耦合在該耦合節點和該降壓轉換器的輸出之間。該續流二極管耦合在耦合節點和該降壓轉換器的輸出返回之間。該控制器被耦合以接收代表該降壓轉換器的該輸出的回授訊號。該控制器被耦合以生成驅動訊號，該驅動訊號被耦合以控制該功率開關的切換，來調節從該降壓轉換器的該輸入通過該電感器到該降壓轉換器的該輸出的能量傳遞。該反向電流防護電路被包含在該控制器中並且被耦合以響應於該功率開關而檢測該功率開關的反向電流條件。該反向電流防護電路被耦合以響應於該反向電流條件生成抑制訊號。該功率開關被耦合以響應於該抑制訊號而被禁止接收該驅動訊號，以抑制通過該功率開關的反向電流。

**【0010】** 在參閱圖式及隨後描述之實施方式後，此技術領域具有通常知識者便可瞭解本發明之其他目的，以及本發明之技術手段及實施態樣。

#### **【圖式簡單說明】**

**【0011】** 參考以下附圖描述本發明之非限制性且非窮舉性實施方案，除非另外明確說明，在各個視圖中相似的附圖標記指示相似的部分。

**【0012】**



第1A圖、第1B圖、第1C圖及第1D圖為具有帶不同示例的反向電流防護之高壓側切換電路的示例降壓轉換器之簡化電路圖。

第2圖為具有高壓側切換電路之示例降壓轉換器之更加詳細的電路圖，該高壓側切換電路具有反向電流防護功能的另一個示例，其中在降壓續流二極管的通路中對回授電流進行感測。

第3A圖及第3B圖為基於本發明所揭露之一個實施例的切換電流和電壓波形的示例。

第4A圖及第4B圖為示出了基於本發明之揭露所教示的反向電流之可能事件的模擬波形。

第5A圖及第5B圖示出了具有不同控制區臨界值位準之輸入電壓之經整流的半線路循環。

第6A圖及第6B圖示出了基於本發明之揭露所教示之實現邏輯單元之一個實施例。

第7圖為示出了半線路循環中的不同控制區的處理之流程圖。

**【0013】** 在附圖中的多個視圖，相應的附圖標記指示相應的元件。所屬技術領域具有通常知識者將理解，附圖中的元件是爲了簡單和清楚而示出的，並且不一定按比例繪製。例如，圖中的一些元件的尺寸可以相對於其他元件被放大，以幫助增進對本發明之各個實施例的理解。此外，常常沒有描繪在商業上可行的實施例中 useful 或必要的普通卻公知的元件，以便於較小地妨礙本發明內容之各個實施例的理解。

#### **【實施方式】**

【0014】 在以下的描述中，闡明了許多具體細節以提供對本發明的透徹理解。然而，所屬技術領域中具有通常知識者將明瞭，實施本發明無需採用這些具體細節。在其他情況下，爲了避免模糊本發明，沒有詳細描述眾所周知的材料或方法。

【0015】 在此說明書全文中提到的「一個實施方案」、「一實施方案」、「一個實施例」或「一實施例」意指關於該實施方案或實施例描述的具體特徵、結構或特性被包含在本發明之至少一個實施方案中。因此，在該說明書全文中多個地方出現的詞語「在一個實施方案中」、「在一實施方案中」、「一個實施例」或「一實施例」未必全都指相同的實施方案或實施例。此外，該具體特徵、結構或特性可以在一個或多個實施方案或實施例中以任何合適的組合和/或子組合結合。具體特徵、結構或特性可被包含在積體電路、電子電路、組合邏輯電路或提供所描述的功能之其他合適的元件內。此外，將理解的是，本文提供的圖是爲了向所屬領域中具有通常知識者解釋，且這些圖未必按比例繪製。

【0016】 降壓轉換器主要用於下述應用：如螢光燈、CFL、鹵素放電燈以及LED燈，由於它們的發光效率較高、熱損耗較低及其他優點，因此成爲當今流行的照明光源。特別地，由於LED燈改進的色譜和有效的光生成而在室內和室外照明中變得普及。爲了這些先進的照明光源的運行，不同類型的開關式功率轉換器可以提供經良好調節的電流或電壓源以驅動這些燈。可以使用的一種高效且成本節省的轉換器的示例類型爲降壓非隔離功率轉換器。此種類型的轉換器結構簡單、元件數量少、尺寸小以及重量輕，使其成爲這些照明應用中適合且流行的候選。

【0017】 在降壓轉換器中，控制器控制開關的切換以調節傳遞到轉換器之輸出的能量。控制器通常可以因應於代表轉換器之輸出電流或電壓的回授或感測訊號來調節輸出。如果感測到的訊號不以控制器參考位準為參考，那麼可能需要額外的元件來對該參考進行移位。除了對參考位準進行移位之外，直接感測具有高壓側開關之降壓轉換器的輸出也可能導致更多的功率消耗、更多的效率降低以及更多的熱量損耗，通常導致對較大的散熱表面的需求。

【0018】 在開關和控制器被整合在如第1A圖、第1B圖、第1C圖及第2圖所示之單個「切換電路」IC中時，由於通過基板的反向電流或者換言之基板傳導而導致的失效風險將會顯著更高。存在兩種常用於防止由於反向電流導致的失效的方法。在第一種方法中，當檢測到反向電流條件（例如：在降壓轉換器中 $V_{in} < V_o$ ），將功率開關保持在具有低導通電阻（ $R_{dson}$ ）的空間接通狀態（閉合），以允許電流在低電壓降（ $\sim 0.6V$ ）並且沒有失效風險的情況下通過體二極管。在另一種方法中，每當檢測到反向電流條件時，通過將功率開關保持在空間斷開狀態（斷開）來防止失效風險。

【0019】 基於正常運行期間設計考慮因素的降壓轉換器提供低於輸入電壓之輸出電壓（即 $V_o < V_{in}$ 或換言之 $V_o / V_{in} < 1$ ）。然而，在一些情況下，輸入電壓可能低於輸出電壓。在一個示例中，當應用小型輸入濾波電容器或不應用輸入濾波電容器時，經整流的正弦AC輸入電壓中可能發生這種情況。在這樣的情況下，在瞬時輸入電壓接近經調節的輸出電壓時的每個線路循環中，任何負振盪可能使輸入電壓低於輸出電壓，這增加了反向電流和隨之發生的失效的風險。在其他示例中，任何可能導致 $V_{in} < V_o$ 之輸入或輸出電壓的瞬態還可能導致

可能的反向電流和隨之發生的失效（例如：通過整合在控制器芯片中的金屬氧化物半導體場效電晶體（MOSFET）開關的基板，這加劇了控制器失效的風險）。

【0020】 可以通過下面眾所周知的等式（1）得到降壓轉換器中的主要關係，降壓轉換器的主要關係如第1A圖、第1B圖、第1C圖、第1D圖以及第2圖中所示的示例中示出的那些，並且定義了在通過開關的電流與電感電流相同時開關開啓狀態期間通過用於功率轉換器的開關的電流：

$$\text{【0021】} \quad V_{\text{ind}} = V_{\text{in}} - V_{\text{o}} = L1 (di_{\text{ind}} / dt) \quad (1)$$

【0022】 在一個實施方案中，當電感電流通過續流二極管放電時，可以通過在斷開狀態下測量功率開關上在汲極和源極之間的電壓（ $V_{\text{DS}}$ ）來直接檢測並防止反向電流。如果功率開關上的電壓 $V_{\text{DS}}$ 低於臨界值（ $V_{\text{DS\_OffTh}}$ ），則 $V_{\text{DS}} \leq V_{\text{DS\_OffTh}}$ ，並且 $V_{\text{DS\_OffTh}} \simeq V_{\text{o}} + V_{\text{margin}}$ 。在一個示例中， $V_{\text{margin}} = 25\text{V}$ 。通過檢測反向電流條件，切換停止並且功率開關保持在斷開狀態或接通狀態直到汲-源電壓（ $V_{\text{DS}}$ ）增加到具有滯後現象的臨界值電壓之上（ $V_{\text{DS}} \geq V_{\text{DS\_OffTh}} + V_{\text{hyst}}$ ）。在具有高壓側切換電路的降壓轉換器中，控制器以開關的低電勢側為參考。在功率MOSFET開關裝置的情況下，源極端子將會是控制器的參考電壓位準地（Gnd）116，而在具有抽頭端子之控制器的集成MOSFET的情況下，可以在抽頭端子上對汲極電壓進行檢測。在一個實施例中，抽頭端子還可以耦合至BP供電電壓。

【0023】 在另一個實施方案中，按照上述等式（1），可以在開關的接通狀態期間通過檢測汲極電流 $i_{\text{D}}$ 斜率或電感電流 $i_{\text{L}}$ 斜率（ $di_{\text{D}}/dt$ 或 $di_{\text{ind}}/dt$ ）來進行反向電流檢測。在一個示例中，可以在控制器中內部地測量汲極電流斜率。當電流斜率接近0臨界值附近的最小值時，這表示了輸入電壓正接近輸出電壓（ $V_{\text{ind}} =$

$V_{in} - V_o \approx 0$ ,  $V_{in} \approx V_o$ ) 並且切換停止。這防止了由於輸入電壓降為低於輸出電壓  $V_{in} \leq V_o$  導致的通過開關之反向電流的風險。

【0024】 第1A圖、第1B圖、第1C圖以及第1D圖介紹了在總體非隔離降壓轉換器之示例中反向電流檢測和防護的總體構思，這些總體非隔離降壓轉換器的示例介紹了被包含在控制器塊以防止任何通過開關的反向電流的三種可能示例方法。

【0025】 第1A圖示出了具有高壓側切換電路的示例降壓轉換器100A，該高壓側切換電路耦合至輸入端口 (IN1) 101 及 (IN2) 102，並且具有功率開關 130。在該示例中，功率開關130在切換電路120中為結合的、單片的或混合的。功率開關130的受控 (HF) 切換通過電感器150、大輸出電容 (Co) 164及續流二極管154將能量從輸入端口 (IN1) 101 及端口 (IN2) 102 傳遞至輸出端口 (OUT1) 191 及端口 (OUT2) 192。當功率開關130處於接通狀態 (閉合) 時，電流 ( $I_{ind}$ ) 151 將能量從輸入端口 (IN1) 101 及 (IN2) 102 傳遞至輸出端口 (OUT1) 191 及 (OUT2) 192。當開關轉到斷開狀態 (斷開) 時，電感電流 ( $I_{ind}$ ) 151 通過續流二極管154續流 (循環電流153)。節點 (X) 155 為耦合節點，該耦合節點為功率開關130、電感器150以及續流二極管154的互連點。在該示例中，功率開關130之源極為控制器111之參考電勢。切換電路110可以為4個接腳或5個接腳裝置。

【0026】 在第1A圖所示出的實施例中，根據本發明之教示，控制器111包含反向電流防護控制單元112。控制器111接收電源 (BP) 135和回授訊號 (FB) 133並生成開關致能訊號 (Sw\_En) 115，該開關使能訊號通過及AND閘117來驅動功率開關130調節能量從降壓功率轉換器之輸入到輸出的傳遞。反向電流防護控制單元112檢測通過開關的反向電流的任何條件，並生成抑制訊號114，該抑

制訊號114通過及閘117的反向輸入阻攔驅動訊號118到功率開關130。須說明者，第1A圖中之切換電路110包含接收代表輸出電壓之訊號的第5接腳（未繪示）。控制器111和單元112還通過地端子116耦合至功率開關130的源極端子（S）132。

【0027】 第1B圖示出了與100A相似之一個示例降壓功率轉換器100B。在一個實施方案中，控制器121包含檢測汲極電壓（ $V_D$ ）137的單元122。汲極電壓（ $V_D$ ）137通過耦合部138耦合至控制器121和單元122，該耦合部在一個實施例中可以為MOSFET功率開關的抽頭端子並且還可以為控制器161提供旁路電源（BP）135。控制器121和單元122也通過端子地126耦合至功率開關130的源極端子（S）132。根據本發明的教導，可以通過檢測 $V_D - V_S$ 並生成抑制訊號124來防止通過開關的反向電流，該抑制訊號124被耦合以通過及閘127抑制開關訊號125從而通過中斷功率開關130的正常切換運行來停止能量傳遞。在一個實施例中，當功率開關130處於斷開狀態時，計時器啟動，並且在特定的時刻 $t_{OFF1}$ ，測量汲極電壓 $V_{D1}$ 和源極電壓 $V_{S1}$ 。在一個實施方案中，如果「 $V_{DS1} = V_{D1} - V_{S1}$ 」低於臨界值（ $V_{DS1} < V_{DS\_th}$ ），那麼啟動抑制訊號124，該抑制訊號124通過及閘127停止驅動訊號128從而停止功率開關130的正常切換，以防止通過開關基板的反向電流和隨之發生的失效的風險。在一個實施例中，為了防止失效風險，功率開關130可以保持為空閒斷開狀態（使得零電流通過功率開關）或保持為空閒接通狀態（使得功率開關兩端存在幾乎為零的電壓降）。

【0028】 第1C圖為與第1A圖中100A和第1B圖中100B相似的、具有另一個示例方案的切換電路140的示例降壓功率轉換器100C的示意圖。控制器單元141包含檢測電感電流的變化率 $di_{ind}/dt$ 的單元142。該電感電流在接通狀態期間與通

過功率開關130的電流相同。單元142接收開關電流訊號143。在一個實施例中，開關電流訊號143可以通過功率開關結構中的集成感測場效電晶體（FET）來測量。在接通狀態期間，計時器啟動，且單元142測量時刻 $t_{on1}$ 的 $i_{on1}$ 和時刻 $t_{on2}$ 的 $i_{on2}$ 以計算限定了電感器兩端的電壓（ $V_{ind}$ ）152的切換電流的上升斜率：

$$\text{【0029】 } L1 [(i_{on2}-i_{on1})/(t_{on2}-t_{on1})] = V_{ind} = V_{in} - V_o \quad (2)$$

● **【0030】** 在一個實施例中，如果輸入電壓 $V_{in}$ 接近輸出電壓 $V_o$ ，或由於任何振盪，如果輸入電壓 $V_{in}$ 下降為低於 $V_o$ ，則可能表示由於通過基板的反向電流而導致的失效風險。在考慮足夠邊限的實踐中，每當電感電流的上升斜率低於按照如下限定的臨界值位準時，單元142就啟動抑制訊號148：

$$\text{【0031】 } V_{ind} = V_{in} - V_o = L1 (di_{ind}/dt) = L1 [(i_{on2}-i_{on1})/(t_{on2}-t_{on1})] \leq k1 \quad (3)$$

● **【0032】** 如描述的實施例所示，及邏輯閘147被耦合以從第一輸入上的控制器161接收切換訊號（ $Sw\_En$ ）145和第二反相輸入上的抑制訊號144。相應地，根據本發明的教導，與邏輯閘147被耦合以因應於抑制訊號144抑制驅動訊號148以將開關130保持為空閒斷開狀態或空閒接通狀態，從而避免由於通過開關基板之反向電流而導致的失效。

**【0033】** 第1D圖示出了與第1A圖、第1B圖及第1C圖相似的、具有第三實施例的切換電路160的一個示例降壓功率轉換器100D。控制器單元161包含通過汲極端子(D)或MOSFET抽頭耦合部138檢測輸入電壓（ $V_{in}$ ）172的單元162，該MOSFET抽頭耦合部在一個示例中還可以為控制器161提供旁路電源（BP）135。單元162還可以在功率開關130的斷開狀態期間從降壓功率轉換器輸出端口（ $Out1$ ）191（訊號195）接收輸出電壓（ $V_o$ ）171。在一個示例中，計時器被耦

合，以允許在特定時刻 $t_{OFF1}$ 測量 $V_{in1}$ 和 $V_{o1}$ 以計算 $V_{in1}-V_{o1}$ 並在每當 $V_{in1}-V_{o1} \leq \Delta V_{thresh}$ 時啟動抑制訊號148。

【0034】 須說明者，在另一個實施例中， $V_{in1}/V_{o1} \leq k2$ 可以啟動抑制訊號164。根據本發明的教導，及邏輯閘167通過在一個輸入上接收來自控制器161的切換訊號(Sw\_En) 165和在其反相輸入上接收抑制訊號164而被耦合以因應抑制訊號164抑制驅動訊號168，以將功率開關130保持在空閒斷開狀態或空閒接通狀態，從而避免由於通過基板的反向電流而導致的控制器失效。

【0035】 第2圖示出了根據本發明所教導之離線降壓轉換器200之更加詳細的電路圖之一個實施例，該降壓轉換器200在輸入端口可以耦合至AC線路供應( $V_{AC}$ ) 電壓202或通過可選調光器電路耦合至調光器相位受控AC電壓205。調光器電路可以包含前沿或後沿相位控制的三端雙向可控矽開關(Traic) 調光器。通過易熔電阻器208的AC電壓耦合至全橋整流器模組210。

【0036】 降壓轉換器200還在輸入端口處、在高壓側正幹線和低壓側負幹線之間接收經整流的正弦AC輸入電壓( $V_{in}$ ) 212，該經整流的正弦AC輸入電壓相對於主接地201為正。在一個示例中，包含電容器( $C_{F1}$ ) 216、( $L_F$ ) 215及( $C_{F2}$ ) 218之輸入pi( $\pi$ ) 濾波器也可以被包含在如圖所示之輸入處，以提供對切換噪音和電磁干擾(EMI)的濾波功能。對於具有功率因數校正(PFC)之功率轉換器，輸入端口之正幹線和負幹線之間的總輸入濾波電容( $C_{F1}+C_{F2}$ ) 應當被保持小，以允許輸入端口之電壓( $V_{in}$ ) 212基本上跟隨線路整流正弦電壓202(沒有調光器)或205(具有調光器)。換言之，選擇輸入濾波電容器的總電容，使得在線路電壓零交叉處，輸入濾波電容器上之電壓也基本上達到零。然而，



對於不具有PFC之功率轉換器，可以將輸入電容器之電容選擇為夠大，使得在降壓轉換器200之輸入端口（ $V_{in}$ ）212處施加實質上為DC的電壓。

【0037】 降壓轉換器200更包含切換電路240。控制器245被耦合以控制功率開關（S1）230A，該功率開關在一個示例中等效於包含理想開關和反平行二極管（antiparallel diode）的開關裝置（ $S1_{equi}$ ）230B，該反平行二極管可以模擬體二極管和基板傳導。在一個示例中，包含控制器245和功率開關（S1）230A的切換電路240可以被包含在單片或混合積體電路IC中。切換電路240為具有外部接腳之4或5端子（4個接腳或5個接腳）裝置，這些外部接腳用於汲極231、源極232、電容器234上的回授（FB）233以及經由電容器236的電源端子（BP）235。可以存在接收代表輸出電壓之電壓 $V'$ 的第五接腳237。切換電路240的地連接地接腳232參考位於高壓側正幹線之功率開關230A的源極232互連。在一個示例中，開關之源極232可以包含多個互連接腳以進行更好的熱傳遞管理。

【0038】 由於切換電路240可以是具有單個感測端子（回授端子（FB）233）的4-端子裝置，所以與正常運行期間感測輸出電流和無負載下輸出過電壓保護（OVP）相關的所有信息都被傳送到切換電路240的回授FB端子233。

【0039】 在第2圖的實施例中，可以從切換電路240之內部向旁路端子（BP）235供應電流。在一個實施方案中，可以從MOSFET的抽頭提供用於控制器的電源，MOSFET的抽頭在一個實施例中與通常導通的JFET（未繪示）內部串接，並通過接腳（BP）235耦合在外部電容器236上。在一些實施方案中，可以通過將BP接腳耦合至降壓功率轉換器的輸出DC電壓或通過降壓電感器150A上的輔助繞組或通過任何其他外部電源提供用於開關和控制模組240之電源。

【0040】 耦合在功率轉換器之輸出端子上的輸出負載用負載電壓 ( $V_o$ ) 270和負載電流 ( $I_o$ ) 272表示。在LED發光負載的一些示例中，爲了調節用於LED的受控/調光輸出光的負載電流，輸出感測或回授訊號 (FB) 233代表輸出電流 ( $I_o$ ) 272。通過FB訊號272之輸出感測可以包含電壓訊號或電流訊號。

【0041】 降壓轉換器200還包含續流/環流二極管 (D1) 244、降壓電感器 (L1) 250A、輸出濾波電感器 ( $L_{Fo}$ ) 以及輸出大電容器 ( $C_o$ ) 264。在一個示例中，耦合至輸出端口的負載可以包含具有一個或多個LED的LED串。預負載高阻抗電阻器265可以包含在降壓轉換器200的輸出處，以在Triac調光器的情況下提供最小負載及更好的穩定性，從而爲低調光下的Triac調光器提供最小保持電流以確保低/無負載條件下的正確運行。

【0042】 在一個實施例中，降壓電感器 (L1) 250A可以被介紹爲呈現與寄生電容259並聯的理想電感器之模組 ( $L_{1eqi}$ ) 250B。在運行時，當開關230A接通時，電流可以從輸入流至電感器 (L1) 260，從而對輸出電容器 ( $C_o$ ) 264充電並向負載提供功率。當開關230A關閉時，電流具有環流，該環流通過電感器 (L1) 250A、電容器 ( $C_o$ ) 264，且通過經該續流二極管 (D1) 254返回之外部負載，從而在電感器 (L1) 250A中所存的能量釋放出時緩慢下降。

【0043】 控制器245被耦合以利用因應於所接收的代表輸出負載變化的FB訊號233生成的驅動訊號來控制開關230A在接通狀態和斷開狀態之間的切換，以調節轉換器的輸出電流或輸出電壓。在接通狀態下，基本上允許電流以低阻抗流過開關。在斷開狀態下，基本上防止電流流過功率開關。然而，須說明者，被模制爲如圖所示之模組 ( $S_{1eqi}$ ) 230B的MOSFET切換裝置可以將反向

方向的電流傳導通過反平行內接二極管239。任何由於電路振盪或瞬態導致的反向電流都可能導致不穩定和裝置失效。

【0044】 須注意者，在現有技術中，通常使用反向電流阻斷二極管( $D_{\text{block}}$ ) 220來阻止任何中斷反向電流通過開關並且避免由於反向電流所導致的失效。然而，如將討論的，根據本發明所教示之控制器中所添加的特徵防止了任何反向電流並節省了外部阻斷二極管( $D_{\text{block}}$ ) 220，否則原本應添加該外部阻塞二極管以阻止反向電流通過開關。

● 【0045】 在具有高壓側開關的降壓轉換器中，如第2圖所示，利用負載側的感測電阻器對DC輸出負載電流的直接感測可導致功率耗散、由於較高的散熱導致的較大的傳熱區域以及較低的效率。同樣，由於與控制器之電壓參考位準不同之電壓參考位準，可能需要額外的電路來對感測訊號的參考進行移位，以匹配控制器的參考。

● 【0046】 基於高壓側開關降壓轉換器的方案，可以通過耦合至耦合節點(X) 255的回授感測電阻器( $R_{\text{FB}}$ ) 253，通過感測在續流二極管(D1) 254之通路中的脈動電流，來執行對DC輸出負載電流的感測。耦合節點(X) 255耦合至控制器245的參考(地)，該控制器耦合至功率開關230A的源極端子232。由於續流電流而導致的感測電阻器( $R_{\text{FB}}$ ) 242上的電壓降被施加至電容器234上的回授端子(FB) 233。

● 【0047】 耦合節點(X) 255為電感器(L1) 250A、電阻器( $R_{\text{FB}}$ ) 253(感測續流電流)以及開關230A源極端子232的公共耦合點，開關230A源極端子232為控制器245的參考地。

【0048】 第3A圖和第3B圖示出了降壓轉換器在不連續導通模式DCM下運行的切換波形。第3A圖示出了相對於時間310的通過電感器 (L1) 250A之電感電流 ( $I_{L1}$ ) 320，且第3B圖示出了對於穩定狀態下的幾個切換循環介紹的在節點 (X) 255 (第2圖，開關230A、電感器 (L1) 250A以及續流二極管感測電阻器253的公共耦合點) 處的電壓 ( $V_x$ ) 40。當開關230A閉合且導通 (接通狀態) 時，電感器 (L1) 250A中的電流在從時刻 $t_0$  312到時刻 $t_1$  314的導通時間期間傾斜上升322，上升至由電流限制所限定的導通時間的結束時的最大峰值點323。在時刻 $t_1$  314，開關打開 (斷開) 且電感電流緩慢下降324，同時電流通過續流二極管 (D1) 244續流 (環流)。如果運行是處於不連續導通模式 (DCM)，電感器 (L1) 250A中所儲存的能量在時刻 $t_2$  316完全釋放出，以在時刻 $t_3$  318的下一開關接通之前，在時段326內保持處於零。

【0049】 另一方面，第3B圖示出了耦合節點 (X) 255處之電壓在切換循環期間 ( $T_{sw}$ ) 350運行的示例波形，該耦合節點與功率開關230A的源極端子及控制器245的參考位準相同。當功率開關230A閉合 (接通狀態) 並傳導，從時刻 $t_0$  312到時刻 $t_1$  314，電壓 ( $V_x$ ) 340 (圖2的耦合節點 (X) 245處) 基本上等於輸入電壓 ( $V_{in}$ ) 342 (圖2中 ( $V_{in}$ ) 212)。只要輸入電壓 ( $V_{in}$ ) 的瞬時值保持為高於降壓轉換器之輸出電壓，電感電流 ( $I_{L1}$ ) 320就傾斜上升322至時刻 $t_1$  314之峰值323。

【0050】 當開關斷開 (斷開狀態)，續流二極管 (D1) 254開始傳導電感器 (L1) 250A之放電電流。電感電流 ( $I_{L1}$ ) 320緩慢下降324並且在時刻 $t_1$  314耦合節點 (X) 255處之電壓 ( $V_x$ ) 340轉到大約零位準344，即在負載參考接地位準201之下的續流二極管 (D1) 254和感測電阻器 ( $R_{FB}$ ) 253的少量電壓降。

【0051】 在DCM下，當電感器 (L1) 250A中所有能量均釋放出時，電感電流 ( $I_{L1}$ ) 320降至零326並在時刻 $t_2$  316和時刻 $t_3$  318之間保持為零。耦合節點 (X) 255變為在空閒振盪下懸浮，直到耦合節點 (X) 255處的電壓 ( $V_x$ ) 340最終穩定為輸出電壓 ( $V_o$ ) 或直至下一切換循環開始。由於電路元件和電路板寄生，所以可能發生空閒振盪。在一個示例中，電感器 ( $L_{1\text{equal}}$ ) 250B的雜散寄生電容 259與迴路電感諧振。迴路電感主要包含降壓電感器 (L1) 250A加電路板佈線的寄生電感。在功率開關接通的時刻 $t_3$  318處，在下一切換循環開始之時，耦合節點 (X) 255處的電壓再次被迫回到輸入電壓 ( $V_{in}$ ) 342。峰值諧振電壓可以高達 $2 \cdot V_o$  384。在一個用於降壓轉換器的臨界導通模式 (CrM) 的示例中，延遲下一切換循環的開關接通，直到振盪電壓已達到 $V_{in}$ 以實現零電壓切換 (ZVS)，以有益於最小開關損耗以及最佳效率。

【0052】 須說明者，在運行時，在控制單元和驅動器中可能存在傳播延遲。此外，在電感器 (L1) 250B值和其雜散寄生電容 ( $C_r$ ) 259中可能存在變化，這使得難於迫使在 $V_x = V_{in}$ 精確時刻的開關接通。如果在不具有外部阻斷二極管 ( $D_{\text{block}}$ ) 220的情況下開關在 $V_x > V_{in}$ 時接通，反向電流可能通過功率開關 ( $S_{1\text{equi}}$ ) 230B。

【0053】 具體而言，在其中功率開關 ( $S_{1\text{equi}}$ ) 230B和控制器245形成在單一模組240中之單個晶片上的切換電路之積體電路 (IC) 示例中，可能發生通過內接二極管的反向電流傳導，該內接二極管可以將電流注入到基板中，這可能導致控制器中之參考的變化和位準移位。這可能引起導致芯片閉鎖的不穩定性，甚至可能導致失效。

【0054】 因此，在具有這種已知的可靠性問題的情況下，似乎外部阻斷二極管 ( $D_{\text{block}}$ ) 220可能是必要的，以在每當 $V_x$ 可能高於 $V_{\text{in}}$ 時阻止反向電流。然而，插入阻塞二極管不利地影響了元件數目、電路板面積、成本以及效率。

【0055】 因此，根據本發明所教示之實施例提供了新系統方式以在控制器中包含新的特徵和功能，這些新的特徵和功能在不犧牲系統在防止反向電流通過開關的內接二極管的穩定性的情況下允許移除外阻斷二極管 ( $D_{\text{block}}$ ) 220 (第2圖中)。

【0056】 爲了例示，第4A圖繪示發生通過降壓功率開關 (例如第2圖中 (S1) 230A) 的反向電流的條件和可能原因的示例。第4A圖中示出了具有兩個半循環 ( $T_{\text{Line}/2}$ ) 411及412的輸入電壓的一個線路循環 ( $T_{\text{Line}}$ ) 415。縱軸 ( $V_{\text{in}}$ ) 420呈現了整流器電橋210之後的經整流AC輸入電壓 ( $(V_{\text{in}})$  212, 第2圖) 的瞬時值相對於橫軸410上的時間。在具有功率因數校正 (PFC) 的功率轉換器中，整流器橋之後的輸入電容 (例如第2圖中 ( $C_{F1}$ ) 216及 ( $C_{F2}$ ) 218) 較小，對線路正弦形狀421及422無影響。

【0057】 只要輸入電壓 ( $V_{\text{in}}$ ) 420之正弦瞬時值高於輸出電壓 ( $V_o$ ) 425，降壓轉換器就運行以基於占空比 (導通時間) 控制關係： $D = V_o / V_{\text{in}}$ 進行調節。

【0058】 第4B圖是在輸入電壓 ( $V_{\text{in}}$ ) 420瞬時值朝向輸出電壓 $V_o$  425傾斜下降且可能下降到輸出電壓 ( $V_o$ ) 425之下的從 $t_{x1}$  440到 $t_{x2}$  460之時間區間期間電感電流 ( $I_{\text{ind}}$ ) 440和閘極電壓 ( $V_{\text{gate}}$ ) 450 (第2圖，功率開關 (S1) 230A的閘極訊號248) 的放大視圖。閘極脈衝 ( $V_{\text{gate}}$ ) 450的導通時間和時間段逐漸增加 (從區間452A到452B並到452C)。隨著所增加的占空比，電感電流 ( $I_{\text{ind}}$ ) 440的切換時段也增加 (從區間442A到442B並到442C)。

【0059】 在點A，時刻 $t_{y1}$  426處， $V_{in} = V_o$ ，占空比已達到最大值，且開關(S1) 230A在從 $t_{y1}$  426到 $t_{y2}$  428（從點A到點B）的整個時間區間均保持為導通，該整個時間區間在第4B圖之放大區域中包含斷開時間區間446。在時間區間 $t_{y1}$  426到 $t_{y2}$  428，功率開關(S1) 230保持處於接通狀態下而不具有進一步的切換，並且可能發生具有最大正峰值443和最大負峰值444的空閒寄生阻尼振盪，之後是在 $V_{in} < V_o$ 時可以在部分或整個區間A-B（時間區間 $t_{y1}$  426到 $t_{y2}$  428）內持續的阻尼振盪445。

● 【0060】 在時刻 $t_{y2}$  428（點B），輸入電壓（ $V_{in}$ ） 420的瞬時值增加，且回到輸出電壓（ $V_o$ ） 425之上，且然後被迫受控切換恢復。閘極訊號（ $V_{gate}$ ） 450的導通時間和時段逐漸降低（從區間458A到458B並到458C）。隨著降低的占空比，電感電流（ $I_{ind}$ ） 440的切換時段也降低（從區間448A到448B並到448C）。

● 【0061】 第5A圖和第5B圖繪示根據本發明所教示之每個線路半循環期間多個控制區。和第4A圖相似，第5A圖繪示在橋式整流器210之後具有輸入電壓（第2圖，（ $V_{in}$ ）212）的兩個整流半循環（ $T_{Line/2}$ ）511和512的一個線路循環（ $T_{Line}$ ）515。如在所例示的實施例中所示，根據本發明教導將每個半線路循環分為不同的控制區。縱軸（ $V_{in}$ ） 520呈現相對於橫軸510上的時間的AC整流正弦輸入電壓之瞬時值。由於整流器電橋之後的小輸入電容（例如：第2圖，（ $C_{F1}$ ）216和（ $C_{F2}$ ）218），所以整流AC輸入電壓保持線路正弦形狀521和522。

● 【0062】 如第5B圖所示，在具有有利控制和運行性能的情況下，選擇了將每個半線路循環分為多個區域或多個控制區的輸出電壓（ $V_o$ ） 530和輸出電壓的兩倍 $2*V_o$  535的兩個臨界值電壓位準，第5B圖示出了具有多個運行區域的半

線路循環 ( $T_{Line/2}$ ) 512。在一個實施例中，每個半線路循環 ( $T_{Line/2}$ ) 512的控制處理可以被分為兩個不同的控制處理區。

【0063】 爲了示出，可以限定在臨界值位準(C\_D) 535之上至峰值525的第一控制區，其中 $V_{in} > 2 * V_o$  418，且其中輸入電壓 $V_{in}$ 以足夠的邊限高於降壓輸出電壓 $V_o$ 。在此區域中，控制是基於每個切換循環中的傳統零電流檢測 (ZCD)，以保持斷續或臨界導通運行模式下的降壓調節具有眾所周知的優點。

【0064】 可以限定第二控制區514A及514B(在臨界值位準C\_D 535之下至零線路，交叉點O1\_O2)，其中 $V_{in} < 2 * V_o$ 。在此控制區中，控制可以基於 $dV_x/dt$  檢測，以識別交叉點A和B，在這些交叉點處輸入電壓等於輸出電壓 ( $V_{in} = V_o$ )。在脈波寬度調變 (PWM) 控制方案中，占空比在線路正弦電壓降低並在零交叉附近時反向地增加，占空比可以達到 $D=1$ 。

【0065】 在A\_B 530的臨界值之下，其中輸入電壓 $V_{in}$ 表現出小於輸出電壓 $V_o$ ，占空比保持爲在 $D=1$ 時空閒，並且功率開關230A在 $V_{in} < V_o$ 的整個區域內保持爲穩定地閉合 (接通狀態)。如第4 A圖和第4B圖所示，在此區域中，任何振盪都可能導致由於通過基板的反向電流導致的失效風險，該風險是通過在 $V_{in} < V_o$ 的整個區域期間，在臨界值位準A\_B 530之下至零交叉線O1\_O2或區域513A和513B中，將開關保持爲接通狀態來防止。

【0066】 第6A圖和第6B圖中的實現方式的以下示例示出了本申請的防止反向電流通過降壓功率開關的一個實施方案，該反向電流在每當輸入電壓低於輸出電壓時可能由於任何振盪而發生。空閒振盪可發生在功率開關的斷開狀態期間在DCM下發生，並且可以使傳導反向電流的體二極管正向偏置。在基於本



發明教示之這樣的情況下，在一個實施例中，占空比被鎖存為 $D=1$ ，並且開關在輸入電壓低於輸出電壓 $V_{in} < V_o$ 的整個時間區間內保持處於接通狀態（閉合）。

【0067】 第6A圖和第6B圖示出了基於本申請的教導的用以防止反向電流通過降壓轉換器的高壓側開關的一個控制器單元的實現邏輯的簡單示例。圖6A中所示出的簡單邏輯單元象徵性地介紹了響應於數位控制訊號605的反向電流防護控制單元600，該數字控制訊號在一個實施例中可以為10位訊號 $D[9:0]$ 。數位脈波寬度調變單元（DPWM）610接收數字訊號流。在一個實施例中，10位切換訊號605可以因應於第2圖中的回授（FB）訊號233。響應於數位控制訊號605，通過數位脈寬調製單元DPWM 610生成ON-RST訊號615。

【0068】 第一輸入端子615上的邏輯及閘620因應於流605  $D[9:0]$ 從數位脈波寬度調變（DPWM）單元610接收數字ON-RST訊號615。邏輯及閘620的第二反向輸入端子接收臨界值下電感電流訊號（ $i_{ind-small}$ ）655，該臨界值下電感電流訊號指示電感電流是否已經低於臨界值。在一個實施例中，其可以代表經整流的正弦AC輸入電壓是否已經降至降壓轉換器的輸出電壓附近或之下的臨界值。邏輯及閘620之輸出（622）耦合至觸發器單元630的端子R 623且每當（ $i_{ind-small}$ ）訊號655未啟動時被重置。觸發器630的設置輸入端子625耦合至零電流檢測訊號（ZCD）624，以在當具有足夠大的邊線的輸入電壓 $V_{in}$ 高於輸出電壓 $V_o$ 時在臨界導通模式（CrM）或不連續導通模式（DCM）運行降壓轉換器。

【0069】 只要經整流的正弦AC輸入電壓高於輸出電壓之上的臨界值，（ $i_{ind-small}$ ）訊號655未被啟動，並將來自數位脈波寬度調變（DPWM）單元610的ON-RST訊號615施加至觸發器單元630的R端子623。觸發器單元630接收S端子625上的零電流檢測訊號（ZCD）624。觸發器單元630之輸出為降壓功率開關（例

如第2圖中之230A)生成驅動訊號638以使降壓轉換器正常運行。端子R 623上的重置訊號622在每當臨界值下電感電流訊號( $i_{ind-small}$ ) 655啓動時可以停止切換訊號並將開關閉鎖在接通狀態下。根據本發明之教導，如果啓動了及閘620之反向輸入上的( $i_{ind-small}$ )訊號655，觸發器單元630不能重置，且驅動訊號638閉鎖爲高，以保持功率開關處於接通狀態，並防止由於通過基板反向電流而導致的控制器損壞。

【0070】第6B圖示出了可以用於生成( $i_{ind-small}$ )訊號655的簡單比較器。比較器650的反向輸入上之電感電流( $i_{ind}$ ) 640與非反向輸入上之訊號645比較，該訊號代表電感電流峰值( $i_{ind-pk}$ )的20%。每當電感電流小於峰值電感電流的20%時( $i_{ind} < 20\% i_{ind-pk}$ )，輸出訊號655( $i_{ind-small}$ )被啓動或變高，這表示輸入電壓( $V_{in}$ )正接近輸出電壓( $V_o$ )。

【0071】第7圖爲根據本發明的教導總結了第5A圖和第5B圖中所描述的半線路循環中的示例控制方法的示例流程圖。下面解釋了用於半線路循環的多個控制區。

【0072】當處理在步驟710開始時，在步驟715中，在功率開關的接通狀態期間，通過抽頭端子測量與汲極電壓 $V_D$ 相同之輸入電壓 $V_{in}$ ， $V_{in} = V_D = V_{tap}$ 。在斷開狀態期間測量輸出電壓 $V_o$ 。在條件步驟720中，將輸入電壓 $V_{in}$ 與兩倍的輸出電壓 $V_o$ 相比較。輸出電壓 $V_o$ 可以被直接測量或間接測量。在5接腳裝置中，如果額外端子 $V_o'$  237(第2圖)可用，那麼測量可以是直接的。然而，在4接腳裝置中，可以在開關斷開狀態期間從續流通路中之電流或電感器中之電流的回授訊息間接獲取測量。

【0073】 只要 $V_{in} > 2*V_o$ ，選項為是（Yes）721，控制區保持對於臨界或不連續導通運行模式（CrM或DCM）對電感器放電電流的零電流檢測（ZCD）。通過正常零電流檢測來控制開關接通，例如：在電感電流觸及零之後以固定的延遲接通（步驟723）。在一個實施例中，通過測量電感器L1兩端的電壓並監測 $V_{ind} = L1 \cdot (di_{Lind}/dt)$ 來進行電感器零電流檢測。當此電壓在開關斷開狀態期間降至某一臨界值位準，在條件步驟740和選項為「是」741時，生成了零電流檢測（ZCD）訊號。在檢測零電流（步驟745）之後，開關接通延遲允許空閒振盪，以迫使耦合節點（X）255上的電壓 $V_x$ 朝向條件步驟760中的輸入電壓 $V_{in}$ 和「是」選項761。 $V_x = V_{in}$ 處的開關接通使能夠實現使用零電壓切換（ZVS）（步驟770）、較低的開關接通損耗以及較高的效率。然後控制方法通過路徑771和路徑775折返至條件步驟720，用於下一切換循環。第2圖中之節點（X）255為續流二極管D1 254的電流通路中之電感器（L1）250A、開關（S1）230A以及感測電阻器253的耦合點。

【0074】 當輸入電壓 $V_{in}$ 低於兩倍輸出電壓 $V_o$ 時，即 $V_{in} < 2*V_o$ 時，或選項為「否」（No）722時，處理轉到條件步驟724以對輸入電壓 $V_{in}$ 和輸出電壓 $V_o$ 進行比較。如果 $V_{in} < 2*V_o$ 並且 $V_{in} > V_o$ （即 $2*V_o > V_{in} > V_o$ ），或選項為「是」725，控制區變到第5B圖中之514A和514B，其通過對耦合節點X進行電壓變化檢測（ $dV_x/dt$ ）以控制開關接通時間（步驟735）。在此控制區中，替代等待電感器兩端的電壓降至臨界值位準之下（ $V_{ind} < V_{th-ZCS}$ ），開關接通通過感測電壓率變化進行（步驟750）。在一個實施例中，一旦檢測到 $dV_x/dt$ 的空閒振盪，其為電感電流觸及零之標誌，功率開關就以最小延遲接通。這樣，運行保持為臨界模式CrM，耦合節點（X）255上的電壓 $V_x$ 不能升至太高，且唯一的上升是由於控

制塊的傳播延遲。在開關接通之後，控制環路通過路徑751和路徑775折回至條件步驟720，用於下一切換循環。

【0075】 在條件步驟724的選項為「否」726時，當輸入電壓 $V_{in}$ 朝著輸出電壓 $V_o$ 變化時，耦合節點X 255處的電壓 $V_x$ 的任何可能振盪都會導致此電壓增加高於 $V_{in}$ 且發起通過功率開關的反向電流，通過功率開關的反向電流可以傳導通過內接二極管和基板從而導致控制器的失效。在這樣的情況下，當輸入電壓 $V_{in}$ 低於輸出電壓 $V_o$ 時，峰值電流控制接管，並且替代恆定的接通時間控制，開關接通並在所有時間區間 $V_{in} < V_o$ 期間保持為空閒接通狀態（步驟730），且控制環路折回到條件步驟724，直到輸入電壓 $V_{in}$ 再次高於輸出電壓 $V_o$ ，並且控制區變化。

【0076】 對於上述本發明所示之實施例，包含摘要中描述知內容，並非旨在是窮舉性的或限於所公開的確切形式。儘管出於例示目的在本文中描述了本發明的具體實施方案和實施例，但是在不偏離本發明的較寬泛的精神和範圍的前提下，多種等同改型都是可能的。實際上，應理解具體示例的電壓、電流、頻率、功率範圍值、時間等是出於解釋目的被提供的，且根據本發明之教示，在其他實施方案和實施例中也可以使用其他值。

#### 【符號說明】

##### 【0077】

100A：降壓轉換器

100B：降壓轉換器

100C：降壓轉換器

101：輸入端口

102：輸入端口

- 105：輸入電壓
- 110：切換電路
- 120：切換電路
- 111：控制器
- 112：反向電流防護控制單元
- 113：振盪器&計時器
- 114：抑制訊號
- 115：開關致能訊號
- 116：地端子
- 117：及閘
- 118：驅動訊號
- 121：控制器
- 122：單元
- 123：振盪器及計時器
- 124：抑制訊號
- 125：開關致能訊號
- 126：地端子
- 127：及閘
- 128：驅動訊號
- 130：功率開關
- 131：汲極端子
- 132：源極端子

- 133：回授訊號
- 135：旁路電源
- 136：旁路電容
- 137：汲極電壓
- 138：耦合部
- 139：源極電壓
- 140：切換電路
- 141：控制器
- 142：單元
- 143：振盪器&計時器
- 144：抑制訊號
- 145：開關致能訊號
- 146：地端子
- 147：及閘
- 148：驅動訊號
- 149：開關電流訊號
- 150：電感器
- 151：電流
- 152：電壓
- 153：循環電流
- 154：續流二極管
- 155：節點X

- 156：輸出電容
- 160：切換電路
- 161：控制器
- 162：單元
- 164：抑制訊號
- 165：開關致能訊號
- 166：地端子
- 167：及閘
- 168：驅動訊號
- 171：輸出電壓
- 172：輸入電壓
- 191：輸出端口
- 192：輸出端口
- 195：訊號
- 200：降壓轉換器
- 202：電壓
- 205：電壓
- 208：易熔電阻器
- 210：全橋整流器模組/整流器電橋/橋式整流器
- 212：輸入電壓
- 215：電感器
- 216：電容器

- 218：電容器
- 220：阻斷二極管
- 230A：功率開關
- 230B：開關裝置/功率開關
- 231：汲極
- 232：源極
- 233：回授訊號/回授端子
- 234：電容器
- 235：旁路端子
- 236：電容器
- 237：電壓
- 239：內接二極管
- 240：切換電路
- 245：控制器
- 246：地接腳
- 248：閘極訊號
- 250A：電感器
- 250B：電感器
- 253：電阻器
- 254：續流二極管
- 255：節點
- 259：寄生電容



- 260：接地端
- 264：電容器
- 265：預負載高阻抗電阻器
- 270：負載電壓
- 272：負載電流
- 310：時間
- 312：時刻 $t_0$
- 314：時刻 $t_1$
- 316：時刻 $t_2$
- 318：時刻 $t_3$
- 320：電感電流
- 322：上升
- 323：峰值
- 324：下降
- 326：時段
- 340：電壓
- 342：輸入電壓
- 344：零位準
- 345：輸出電壓
- 350：切換循環期間
- 410：橫軸
- 411：半循環

- 412：半循環
- 415：線路循環
- 420：縱軸
- 421：正弦形狀
- 422：正弦形狀
- 424： $t_{x1}$
- 425：輸出電壓
- 426：時刻 $t_{y1}$
- 428：時刻 $t_{y2}$
- 440：電感電流
- 442A：區間
- 442B：區間
- 442C：區間
- 443：最大正峰值
- 444：最大負峰值
- 445：阻尼振盪
- 446：斷開時間區間
- 448A：區間
- 448B：區間
- 448C：區間
- 450：閘極電壓
- 452A：區間

452B：區間

452C：區間

458A：區間

458B：區間

458C：區間

460： $t_{x2}$

510：橫軸

512：半線路循環

513A：區域

513B：區域

514A：第二控制區

514B：第二控制區

515：線路循環

520：縱軸

521：正弦形狀

522：正弦形狀

525：峰值

530：輸出電壓/臨界值位準

535：輸出電壓的兩倍/臨界值位準

600：反向電流防護控制單元

605：訊號

610：數位脈波寬度調變單元

615：ON-RST訊號

620：及閘

622：重置訊號

623：端子R

624：零電流檢測訊號

625：輸入端子

630：觸發器單元

638：驅動訊號

640：電感電流

645：訊號

655：訊號

710：步驟

715：步驟

720：步驟

721：是

722：否

723：步驟

724：步驟

725：是

726：否

730：步驟

731：路徑

735：步驟

740：步驟

741：是

742：否

745：步驟

750：步驟

751：路徑

760：步驟

761：是

762：否

770：步驟

771：路徑

775：路徑

## 【發明申請專利範圍】

【第1項】 一種用於一降壓轉換器中具有反向電流防護之一切換電路，包含：

一功率開關，耦合在該降壓轉換器之一輸入和該降壓轉換器之一耦合節點之間，其中該降壓轉換器之該輸入耦合至一經整流的正弦交流電壓，其中該耦合節點為該功率開關、一電感器以及一續流二極管（freewheeling diode）之一互連點，其中該電感器耦合在該耦合節點和該降壓轉換器之一輸出之間，以及其中該續流二極管耦合在耦合節點和該降壓轉換器之一輸出返回之間；

一控制器，被耦合以接收代表該降壓轉換器之該輸出之一回授訊號，其中該控制器被耦合以產生一驅動訊號，該驅動訊號被耦合以控制該功率開關之切換來調節從該降壓轉換器之該輸入通過該電感器到該降壓轉換器之該輸出之一能量傳遞；以及

一反向電流防護電路，被包含於該控制器中並且被耦合以因應該功率開關而檢測該功率開關之一反向電流條件，其中該反向電流防護電路被耦合以因應該反向電流條件產生一抑制訊號，其中該功率開關被耦合以因應該抑制訊號而被禁止接收該驅動訊號，以抑制通過該功率開關之一反向電流。

【第2項】 如請求項1所述之切換電路，其中該反向電流防護電路被耦合以在該功率開關之一斷開狀態期間因應該功率開關之一汲極電壓和該功率開關之一源極電壓之間之一差值來檢測該功率開關之該反向電流條件。

- 【第3項】 如請求項1所述之切換電路，其中該反向電流防護電路被耦合以在該功率開關之一接通狀態期間因應通過該功率開關的電流隨時間的變化來檢測該功率開關之該反向電流條件。
- 【第4項】 如請求項1所述之切換電路，其中該反向電流防護電路被耦合以在該功率開關之一斷開狀態期間感測該降壓轉換器之一經整流的正弦交流輸入電壓和一輸出電壓，其中該反向電流防護電路被耦合以因應該降壓轉換器之該經整流的正弦交流輸入電壓和該輸出電壓之間之一比較，在該經整流的正弦交流輸入電壓之一瞬時值接近該降壓轉換器之該輸出電壓時，檢測該功率開關之該反向電流條件。
- 【第5項】 如請求項4所述之切換電路，其中該控制器被耦合以在該經整流的正弦交流輸入電壓之該瞬時值接近該降壓轉換器之該輸出電壓時，將該功率開關維持在一接通狀態。
- 【第6項】 如請求項4所述之切換電路，其中該控制器被耦合以在該經整流的正弦交流輸入電壓之該瞬時值接近該降壓轉換器的該輸出電壓時，將該功率開關維持在一斷開狀態。
- 【第7項】 如請求項4所述之切換電路，其中該控制器被耦合以在該經整流的正弦交流輸入電壓之該瞬時值在該降壓轉換器之該輸出電壓之上的一臨界值內時，將該功率開關維持在一接通狀態，其中該接通狀態下之該功率開關為通過該功率開關之該反向電流提供一低阻抗路徑，以避免由於基板傳導而導致一控制器失效。
- 【第8項】 如請求項4所述之切換電路，其中該控制器被耦合以在該經整流的正弦交流輸入電壓之該瞬時值在該降壓轉換器之該輸出電壓之上的一

臨界值內時，將該功率開關維持在一斷開狀態，以防止任何反向電流通過一基板，從而防止一控制器失效。

【第9項】如請求項1所述之切換電路，其中該回授訊號被耦合以因應通過該續流二極管之一續流電流被取回，其中該回授訊號被耦合以因應耦合至該續流二極管之一感測電阻器兩端的一電壓降被提取。

【第10項】如請求項1所述之切換電路，其中該回授訊號被耦合以因應通過該電感器之一電流被取回。

【第11項】如請求項1所述之切換電路，其中該回授訊號被耦合以因應通過該功率開關之一電流被取回。

【第12項】如請求項1所述之切換電路，其中該控制器被耦合以接收一旁路電壓，其中該控制器的參考端子耦合至該耦合節點。

【第13項】如請求項12所述之切換電路，其中該旁路電壓被耦合以通過該功率開關之一內部抽頭端子被提供，其中該功率開關與該控制器被整合在一單個積體電路中。

【第14項】如請求項1所述之切換電路，其中該降壓轉換器被耦合以在一臨界導通模式 (CrM) 或一不連續導通模式 (DCM) 下運行，其中在該功率開關之一斷開狀態期間，在該電感器中的全部儲存能量均釋放至該降壓轉換器之該輸出後，該耦合節點上存在該降壓轉換器之一輸出電壓附近之一電壓之一空閒振盪直至一下一切換循環，以使該耦合節點上之該電壓穩定降至該輸出電壓，以及其中在該輸出電壓附近之該振盪被耦合以使該耦合節點上之該電壓小於該輸出電壓導致通過該功率開關之一反向電流之一條件。



【第15項】如請求項14所述之切換電路，其中該控制器被耦合以因應該經整流的正弦交流輸入電壓之每個半線路循環的複數不同控制區，其中該等不同控制區包含：

一第一控制區，在該第一控制區中，該經整流的正弦交流輸入電壓大於該輸出電壓的兩倍；

一第二控制區，在該第二控制區中，該經整流的正弦交流輸入電壓小於該輸出電壓的兩倍且大於該輸出電壓；以及

一第三控制區，在該第三控制區中，該經整流的正弦交流輸入電壓小於該輸出電壓。

【第16項】如請求項15所述之切換電路，其中該控制器被耦合以在該第一控制區中運行以因應通過該電感器之一電流之一零電流檢測，以保持該降壓轉換器在具有該耦合節點上之該電壓之該空閒振盪的不連續導通模式下運行，其中在該功率開關之該斷開狀態期間，當該耦合節點上之該電壓等於該輸入電壓時，該功率開關被耦合以接通。

【第17項】如請求項15所述之切換電路，其中該控制器被耦合以在該第二控制區中運行以因應檢測該耦合節點上之該電壓隨時間之一變化，以使該功率開關接通，其中該耦合節點上之該電壓隨時間的該變化代表一零電流通過該電感器之和該耦合節點上之該電壓的該空閒振盪開始提供該功率開關之一零電流接通。

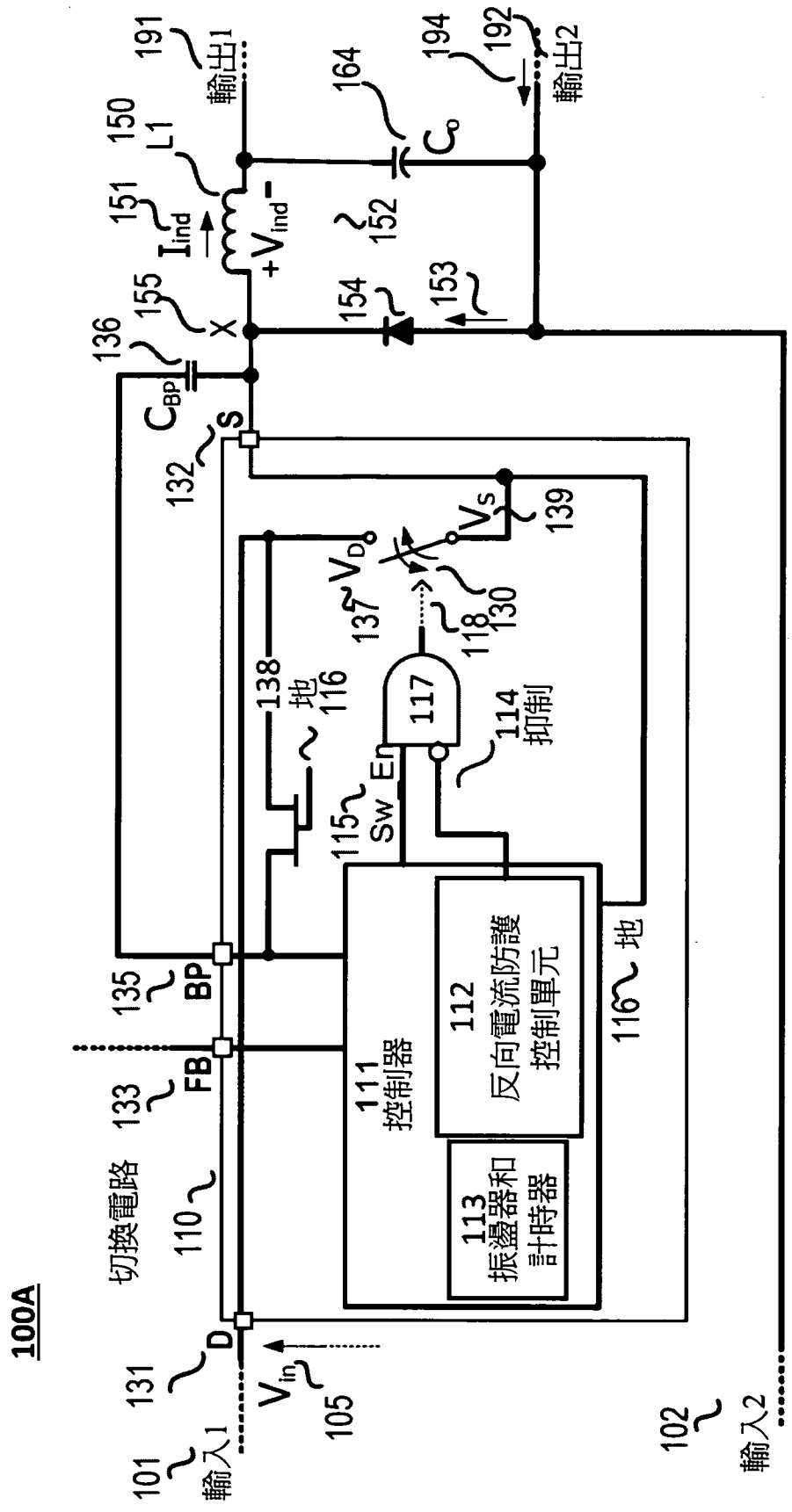
【第18項】如請求項15所述之切換電路，其中該控制器被耦合以在該第三控制區中運行以保持該功率開關處於一接通狀態，以為通過該功率開關

之該反向電流提供一低阻抗路徑並避免由於一基板傳導而導致一控制器失效。

【第19項】如請求項15所述之切換電路，其中一低於臨界值電感電流訊號之一啓動被耦合以指示在該第三控制區中該經整流的正弦交流輸入電壓之一瞬時值接近該降壓轉換器的該輸出電壓，其中該控制器被耦合以因應該低於臨界值電感電流訊號之該啓動來將該功率開關閉鎖在一接通狀態，其中該低於臨界值電感電流訊號被耦合以因應該降壓轉換器之該輸入電壓增加至比該降壓轉換器之該輸出電壓大之一電壓而被停用，以及其中該控制器被耦合以因應該低於臨界值電感電流訊號被停用而恢復該功率開關之一正常切換。

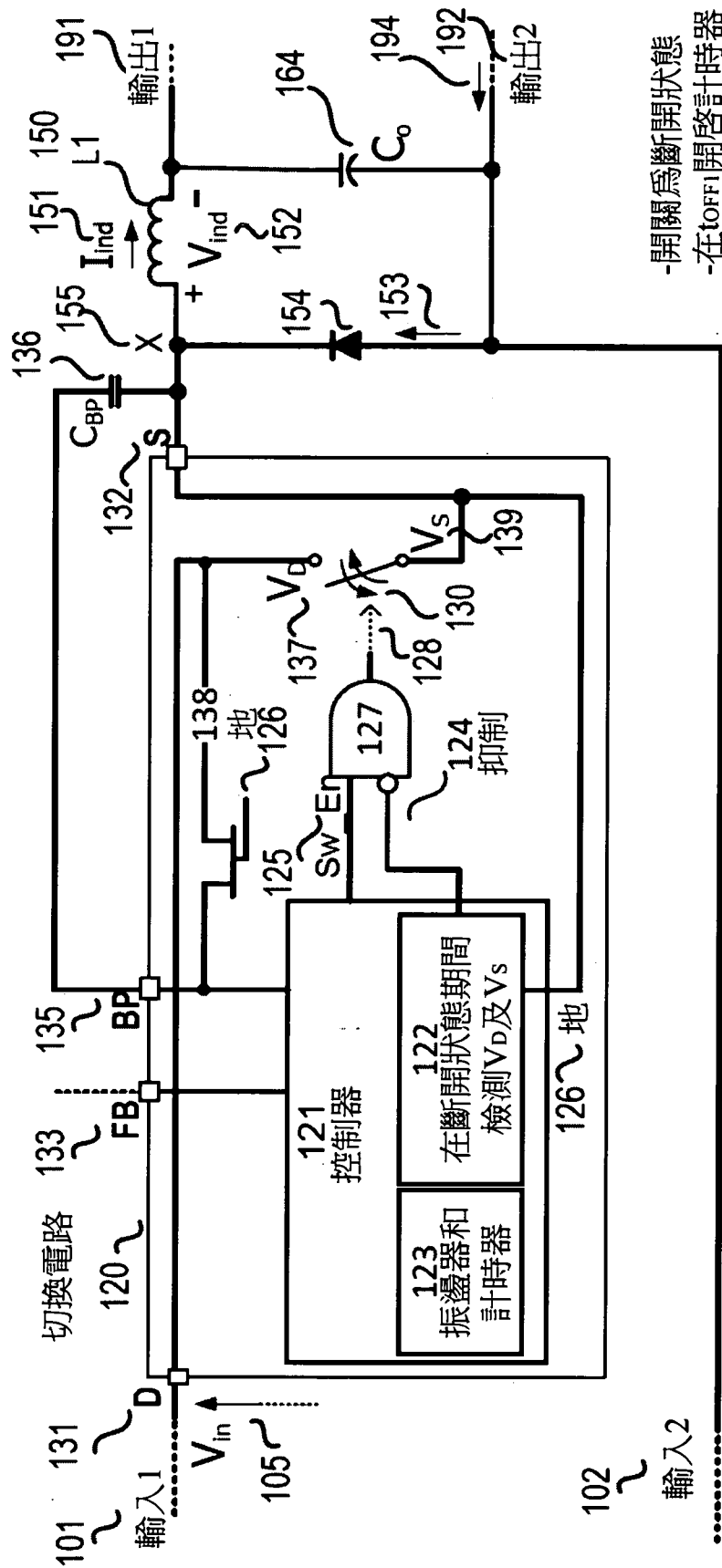
【第20項】如請求項19所述之切換電路，其中該驅動訊號爲一脈波寬度調變訊號。

【發明圖式】



第 1A 圖

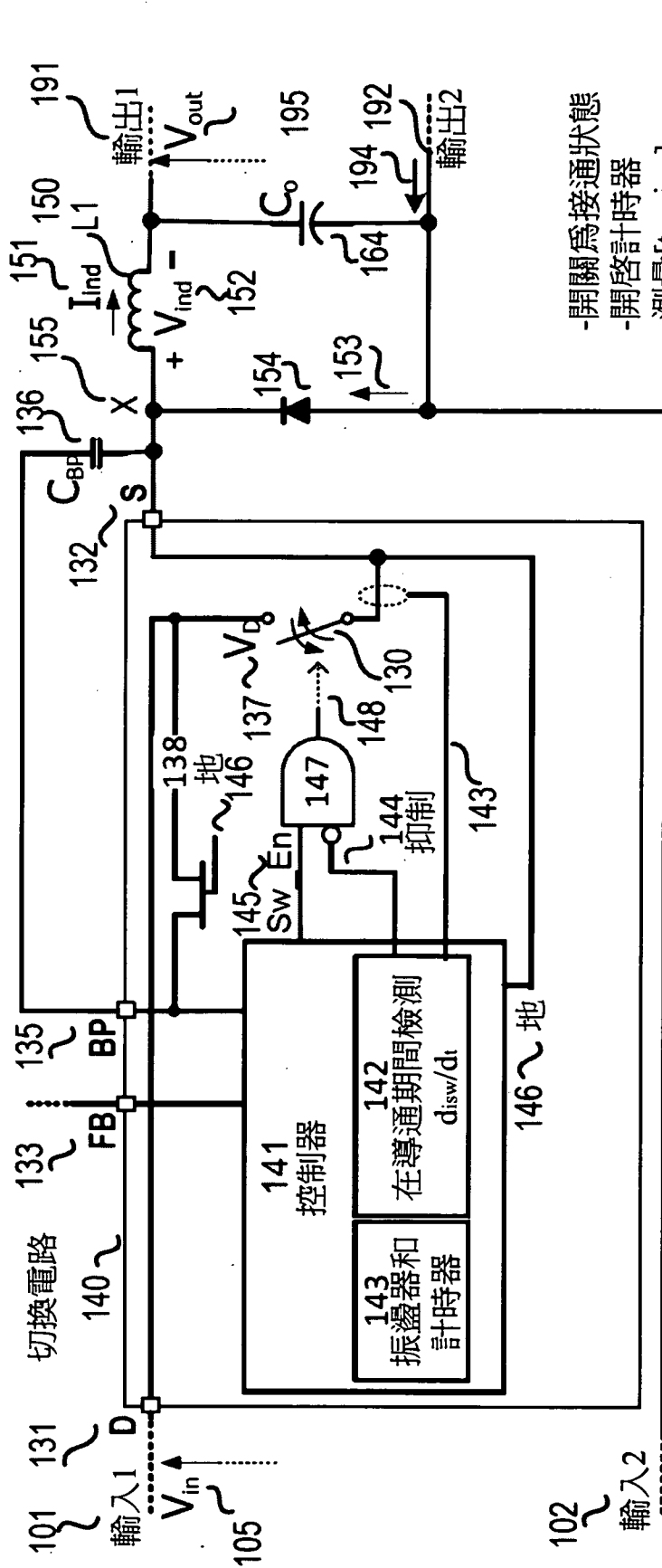
100B



- 開關為斷開狀態
- 在toff開啓計時器
- 測量[V<sub>D1</sub>, V<sub>S1</sub>]
- 若V<sub>D1</sub> - V<sub>S1</sub> < V<sub>DS\_th</sub>
- 啓動「抑制」

第 1B 圖

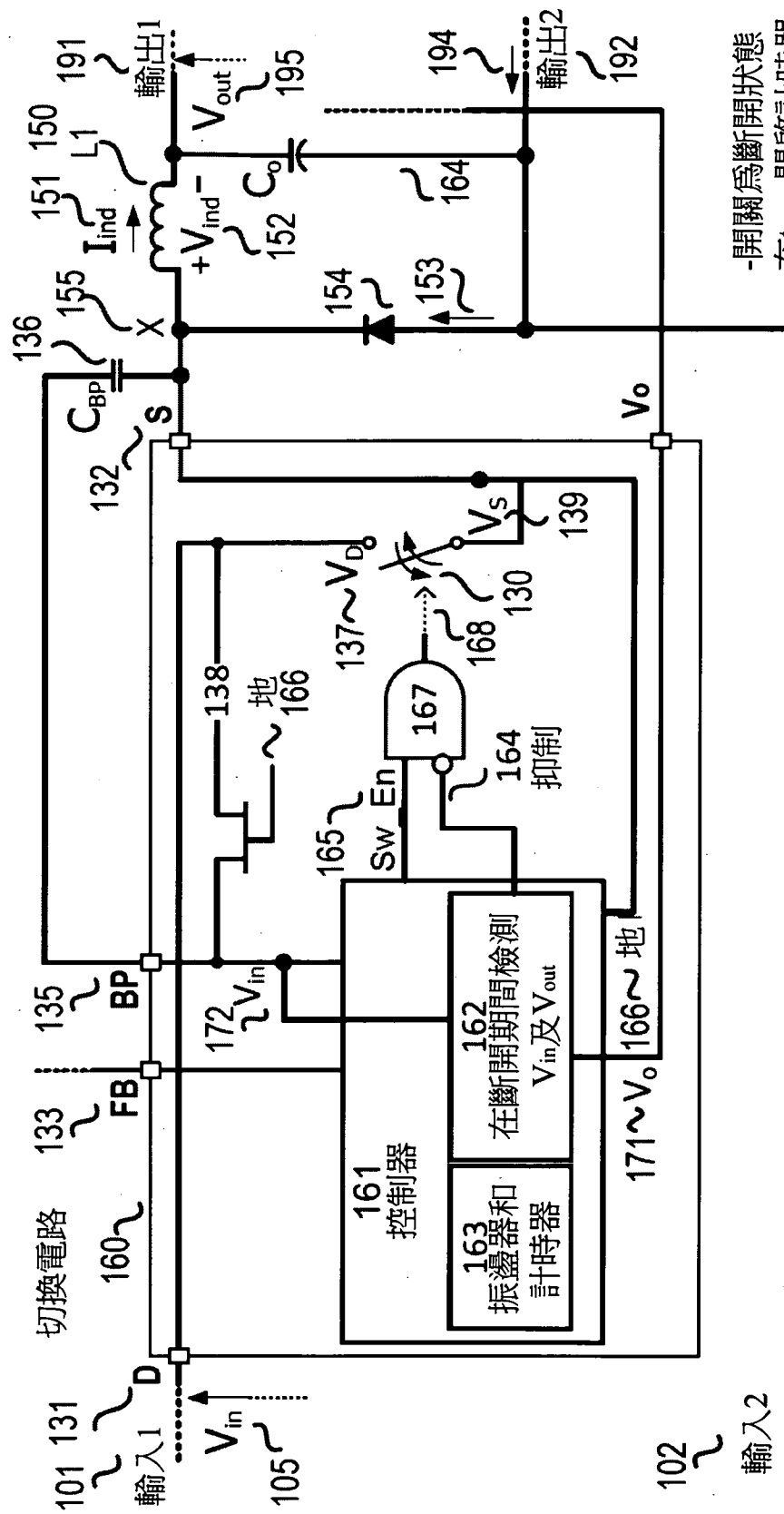
100C



- 開關為接通狀態
- 開啓計時器
- 測量[ton1, ion1]
- 測量[ton2, ion2]
- 若[ton1, ion1]/[ton2, ion2] < k2
- 啓動「抑制」

第 1C 圖

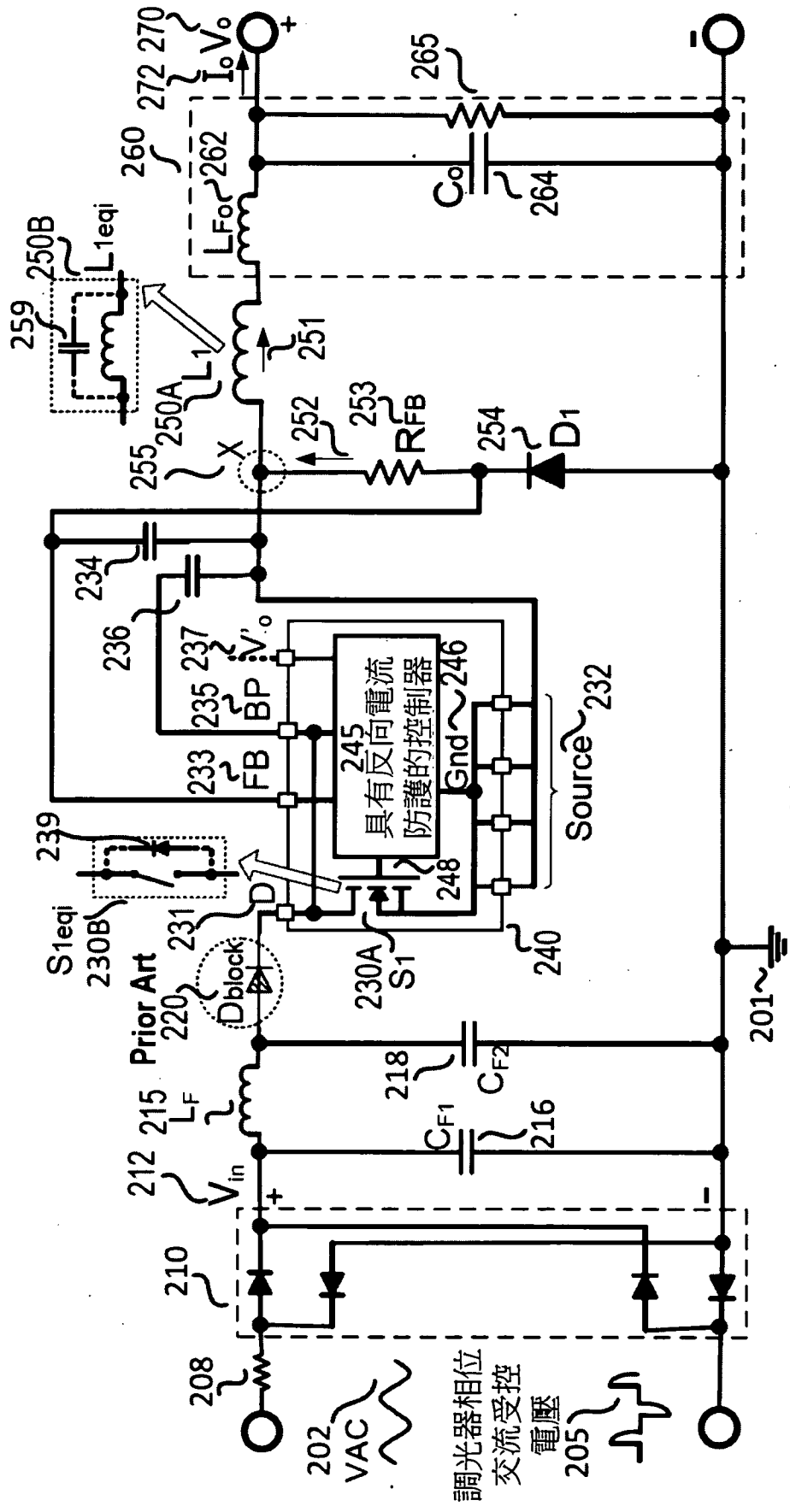
100D



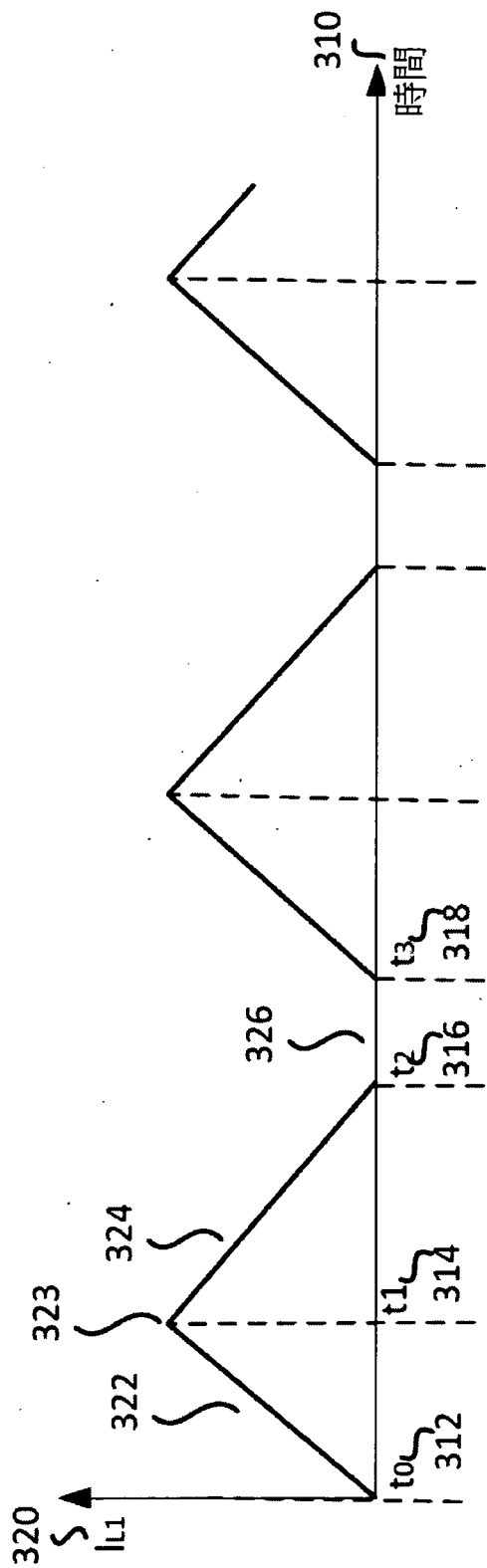
-開關為斷開狀態  
在toff開啓計時器  
-測量 $[V_{in}, V_{out}]$   
-若 $[V_{in}/V_{out}] < k2$   
→啓動「抑制」

第1D圖

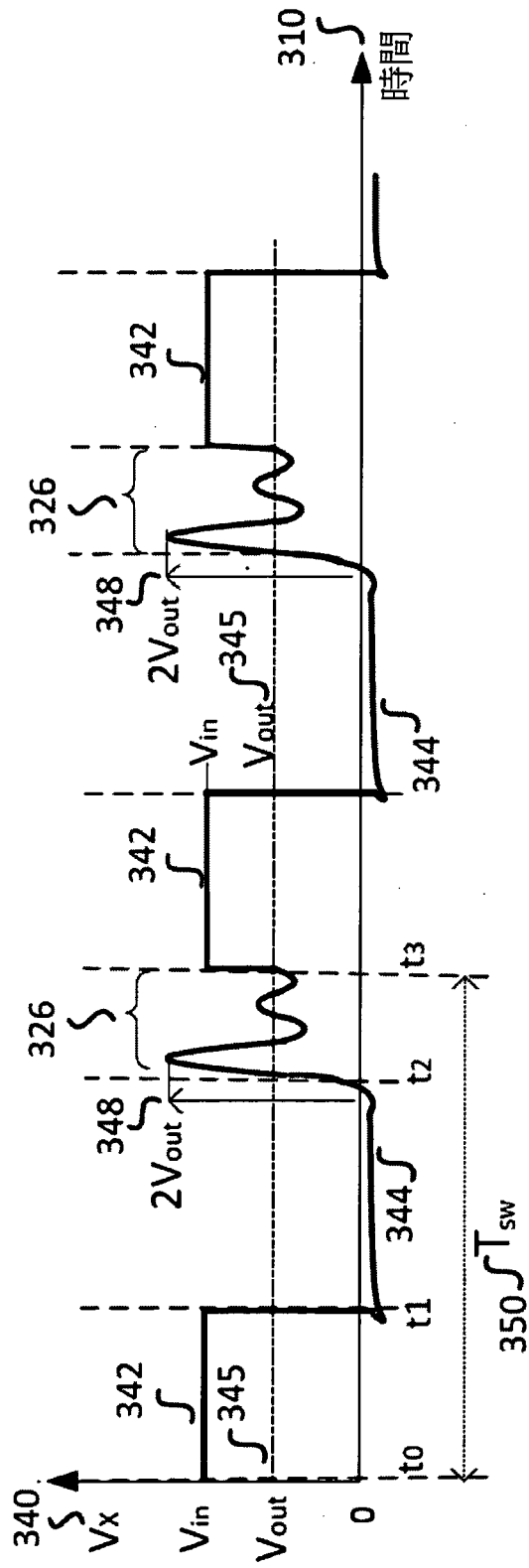
200



第 2 圖

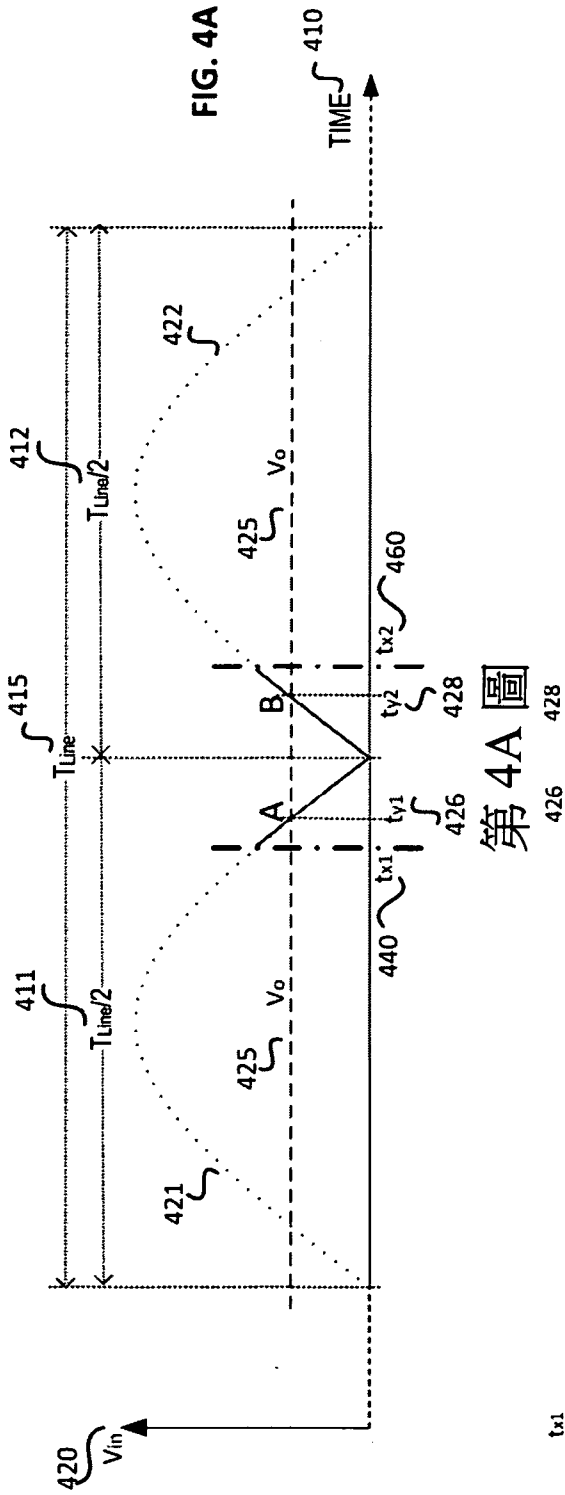


第3A圖

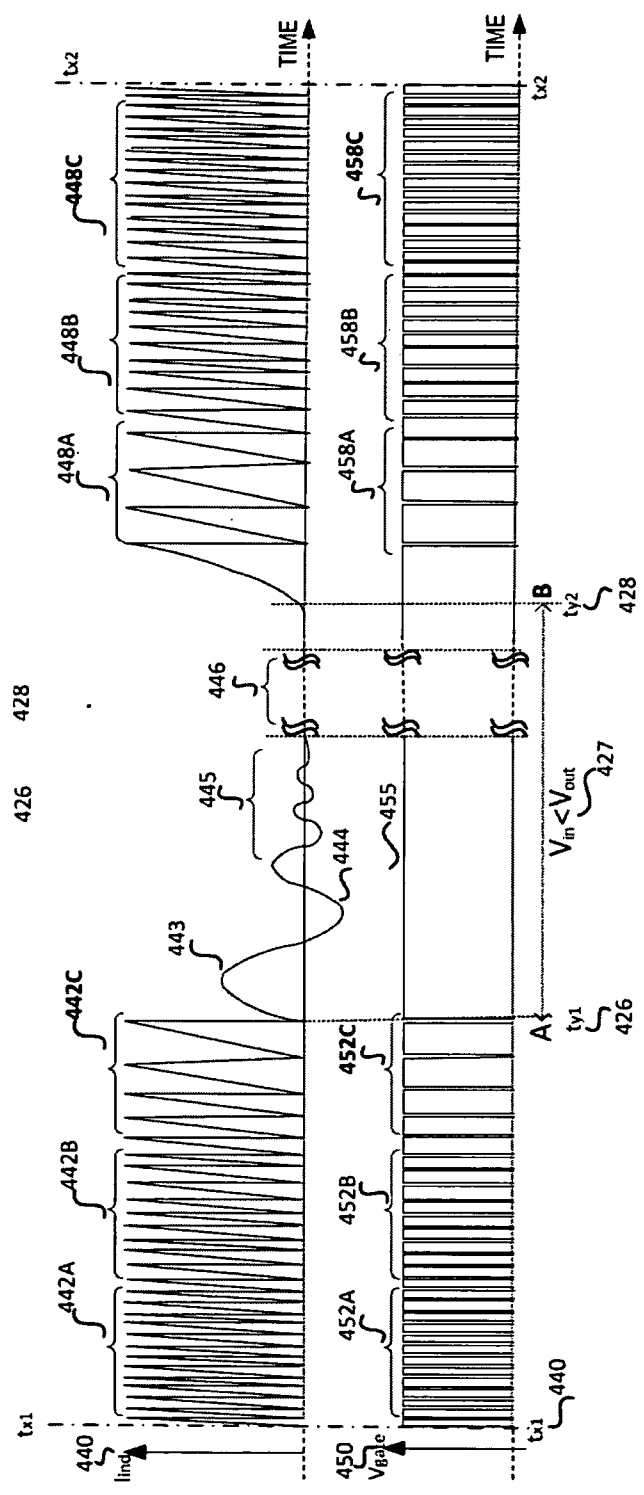


第3B圖



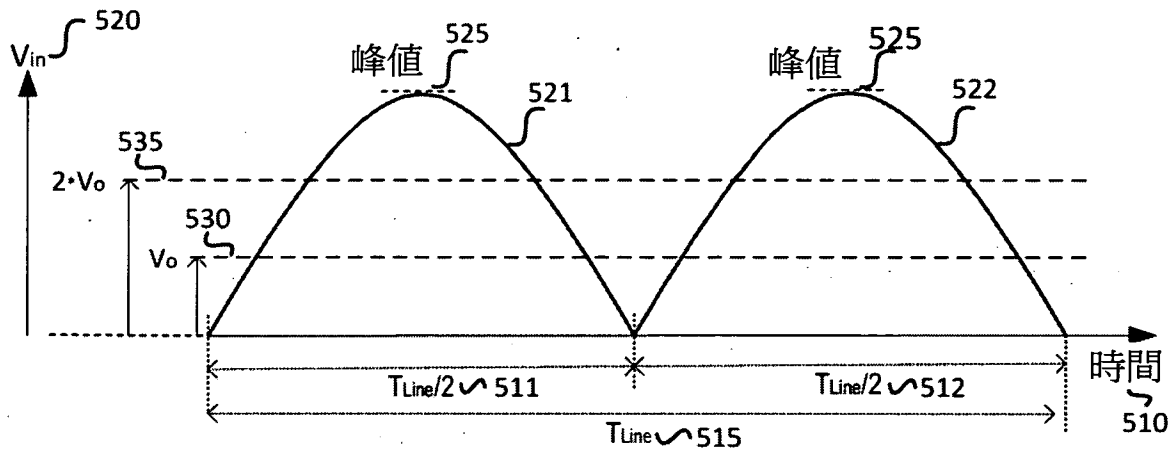


第 4A 圖

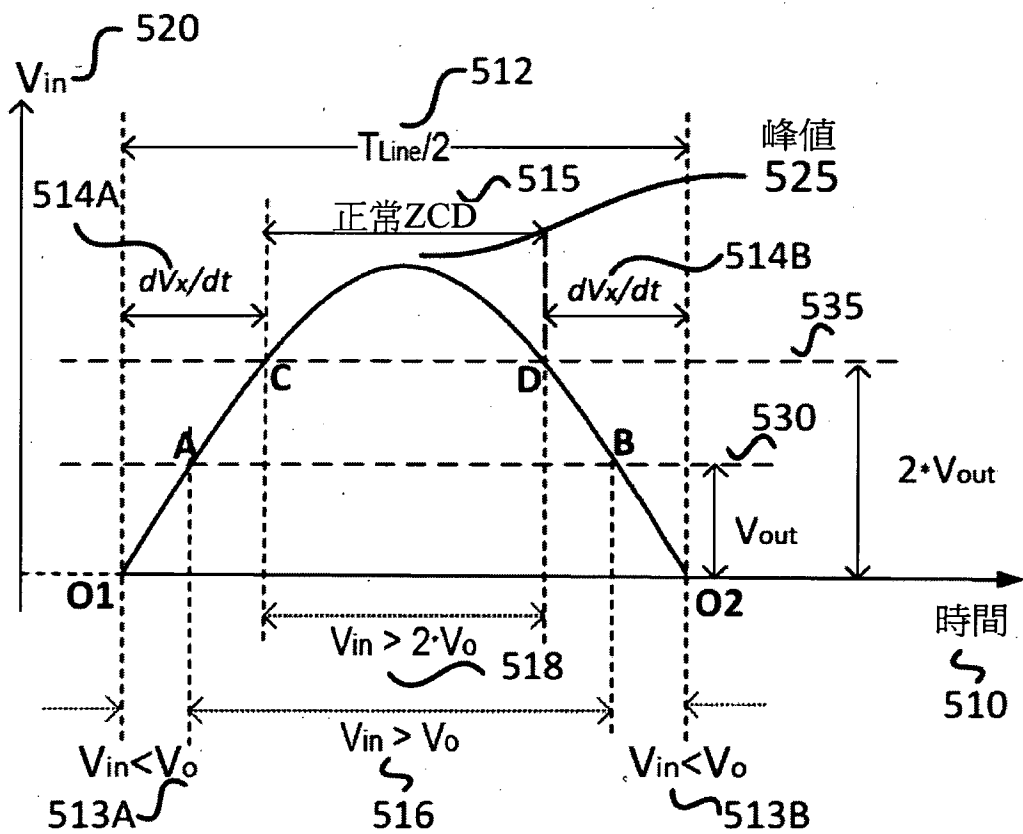


第 4B 圖

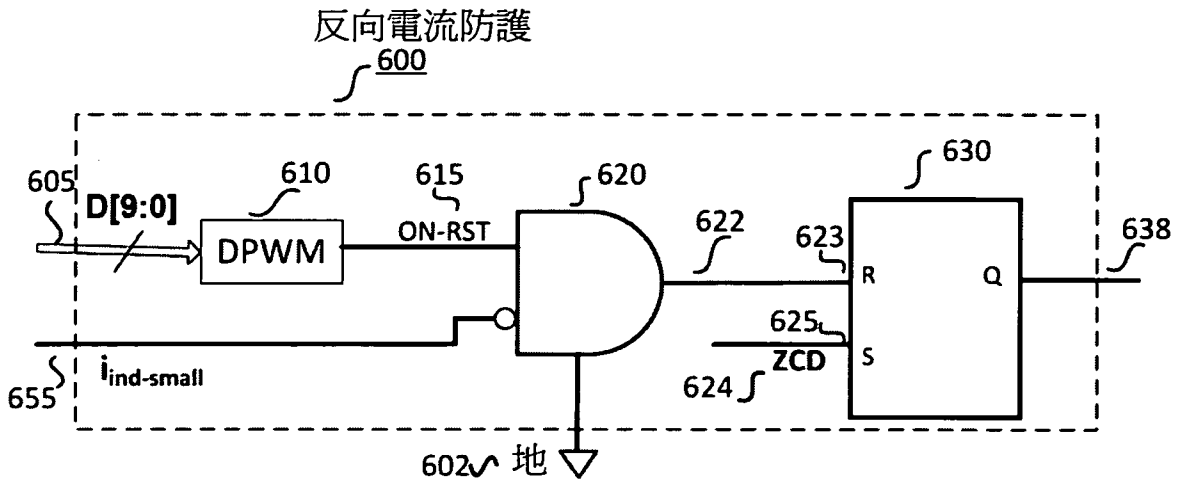
不具有降壓輸入電容器之經整流的交流電壓



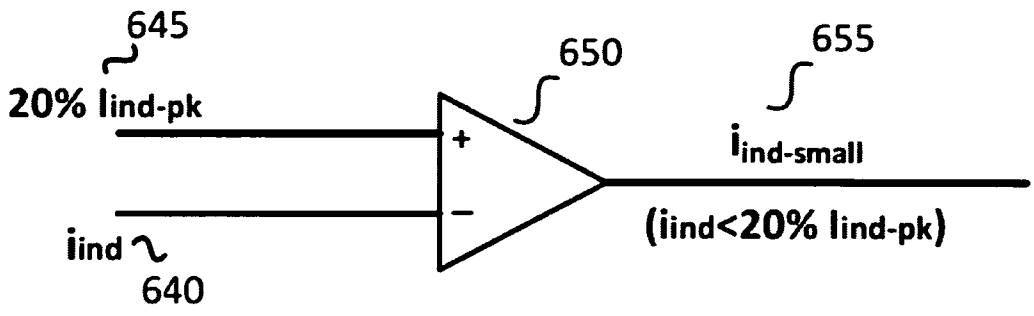
第 5A 圖



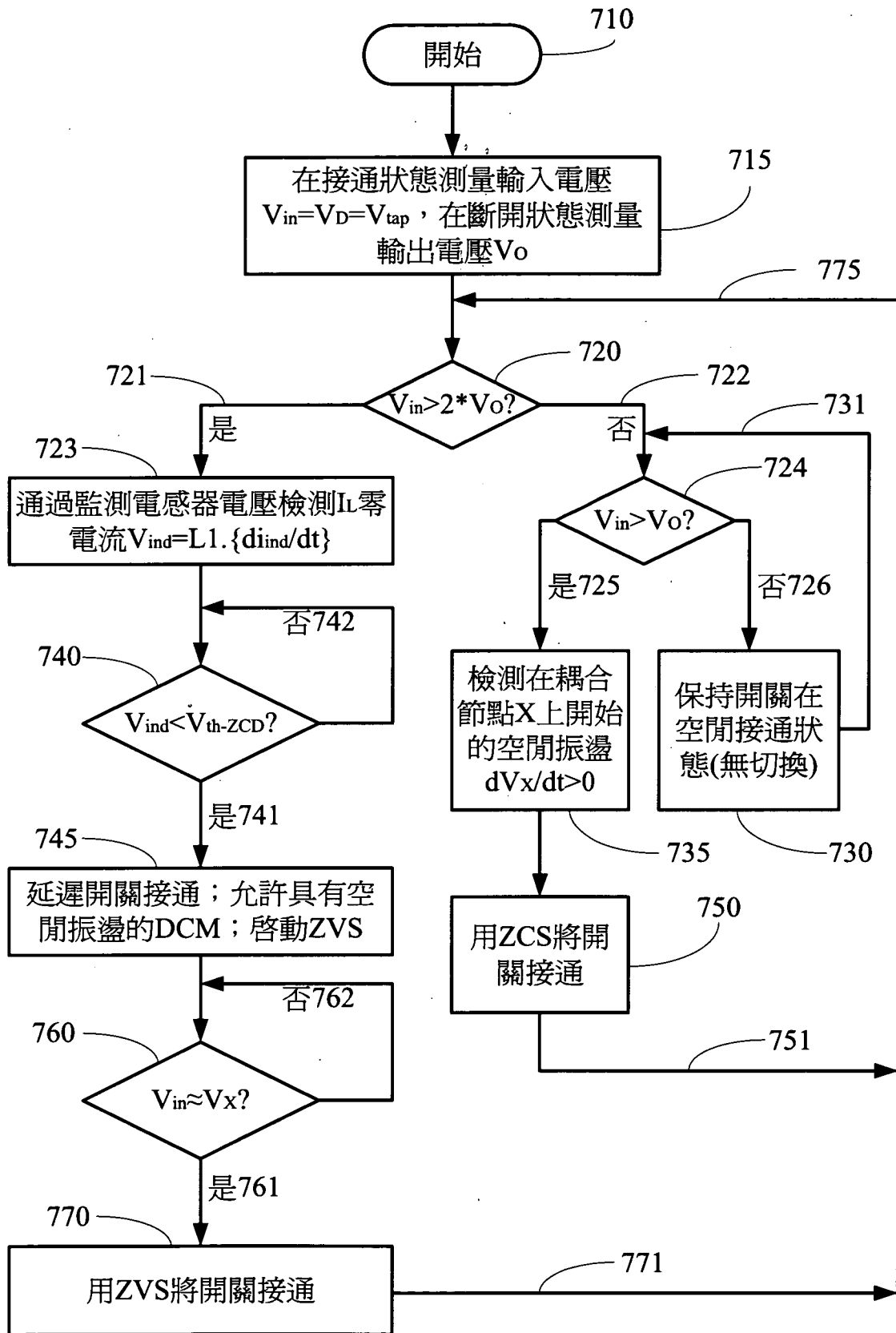
第 5B 圖



第 6A 圖



第 6B 圖



第 7 圖

## 【發明說明書】

【中文發明名稱】 在降壓轉換器中使用的具有反向電流防護的切換電路

【英文發明名稱】 SWITCHING CIRCUIT WITH REVERSE CURRENT  
PREVENTION FOR USE IN A BUCK CONVERTER

【技術領域】

【0001】 本公開文本大致上關於功率轉換器，更具體而言係關於非隔離降壓轉換器。

【先前技術】

【0002】 傳統的壁式插座通常輸送高電壓交流 (AC) 電源，該高電壓 AC 電源需要在用於對許多電子裝置供電之前被轉換為直流 (DC) 電源。由於開關式功率轉換器的效率高、體積小、重量輕及安全保護特性，它們通常用於將高電壓 AC 電源轉換為經調節的 DC 電源。例如：開關式功率轉換器通常用在照明行業的驅動電路中，以用於為各種類型的燈 (例如：緊湊型螢光燈 (CFL)、鹵素燈或發光二極管 (LED) 燈) 提供 DC 電源。

【0003】 通常通過感測來自轉換器的輸出的回授訊號並在閉合迴路中控制功率轉換器來提供開關式功率轉換器的輸出調節。在不同的控制方法下，回授或控制訊號可以用於對切換波形的占空比進行調變 (稱之為脈波寬度調變，PWM)、改變切換頻率 (稱之為脈衝頻率調變，PFM) 或禁用由功率轉換器控制器產生的切換波形的一些周期 (稱之為開關控制)。這些控制方法中的任一方法都會導致相對於負載和線路變化對 DC 輸出電壓或電流的控制。

【0004】 在消費者可以接近功率轉換器之輸出的應用下，隔離轉換器通常用於提供輸出負載和輸入功率線路之間的電流隔離。然而，在消費者無法接近

在正常運行期間的功率轉換器之輸出的應用下，如用於LED（或CFL或鹵素）燈的燈驅動器，簡單的非隔離轉換器，如降壓轉換器，由於其元件數量較少、重量較輕以及尺寸較小而受青睞。

**【0005】** 可以從耦合至轉換器之DC輸出的感測電路直接或間接提取回授訊號。在具有經調節之輸出電流的轉換器，例如：LED驅動器中，可以監測/感測/測量輸出端的電流以向控制器提供回授訊號，從而控制切換以及控制到轉換器輸出的能量傳遞。現有技術中測量輸出電流的一種典型方式是在功率轉換器之輸出處包含感測電阻器，使得輸出電流流過感測電阻器。感測電阻器兩端產生的電壓與輸出電流成比例。然而，感測電阻器兩端的電壓降通常較大，並且經常所參考的電壓位準不同於功率轉換器控制器的電壓位準。因此，經常需要額外的電路，如光耦合器或偏置繞組，以對感測電阻器兩端的電壓進行位準移位從而與控制器相接合。

**【0006】** 還可以參照控制器接地端間接測量輸出訊號。例如：在非隔離高壓側開關降壓轉換器中，可以參照控制器接地端通過感測電感器的電流、續流二極管的電流或開關的電流來間接獲得輸出回授訊號。

**【0007】** 降壓轉換器中一個已知問題在於當開關上出現負電壓時，會由於通過降壓功率開關的反向電流而導致的失效風險。此情況可能會反過來影響功率轉換器的運行，且最終導致失效。具體而言，在控制器和功率開關位於共用晶片中或在單個積體電路IC封裝件中時，反向電流可能會通過基板，這能夠導致不穩定性、控制器門鎖以及在一些情況下功率轉換器的失效。

### **【發明內容】**

【0008】 本發明通過提供一種在降壓轉換器中使用的具有反向電流防護的切換電路來實現上述目的至少之一。

【0009】 一種在降壓轉換器中使用的具有反向電流防護之切換電路，包含：一功率開關、一控制器以及一反向電流防護電路。該功率開關耦合在該降壓轉換器的輸入和該降壓轉換器的耦合節點之間。該降壓轉換器的該輸入耦合至經整流的正弦交流電壓。該耦合節點為該功率開關、電感器以及續流二極管的互連點。該電感器耦合在該耦合節點和該降壓轉換器的輸出之間。該續流二極管耦合在耦合節點和該降壓轉換器的輸出返回之間。該控制器被耦合以接收代表該降壓轉換器的該輸出的回授訊號。該控制器被耦合以生成驅動訊號，該驅動訊號被耦合以控制該功率開關的切換，來調節從該降壓轉換器的該輸入通過該電感器到該降壓轉換器的該輸出的能量傳遞。該反向電流防護電路被包含在該控制器中並且被耦合以響應於該功率開關而檢測該功率開關的反向電流條件。該反向電流防護電路被耦合以響應於該反向電流條件生成抑制訊號。該功率開關被耦合以響應於該抑制訊號而被禁止接收該驅動訊號，以抑制通過該功率開關的反向電流。

【0010】 在參閱圖式及隨後描述之實施方式後，此技術領域具有通常知識者便可瞭解本發明之其他目的，以及本發明之技術手段及實施態樣。

#### 【圖式簡單說明】

【0011】 參考以下附圖描述本發明之非限制性且非窮舉性實施方案，除非另外明確說明，在各個視圖中相似的附圖標記指示相似的部分。

【0012】

第1A圖、第1B圖、第1C圖及第1D圖為具有帶不同示例的反向電流防護之高壓側切換電路的示例降壓轉換器之簡化電路圖。

第2圖為具有高壓側切換電路之示例降壓轉換器之更加詳細的電路圖，該高壓側切換電路具有反向電流防護功能的另一個示例，其中在降壓續流二極管的通路中對回授電流進行感測。

第3A圖及第3B圖為基於本發明所揭露之一個實施例的切換電流和電壓波形的示例。

第4A圖及第4B圖為示出了基於本發明之揭露所教示的反向電流之可能事件的模擬波形。

第5A圖及第5B圖示出了具有不同控制區臨界值位準之輸入電壓之經整流的半線路循環。

第6A圖及第6B圖示出了基於本發明之揭露所教示之實現邏輯單元之一個實施例。

第7圖為示出了半線路循環中的不同控制區的處理之流程圖。

**【0013】** 在附圖中的多個視圖，相應的附圖標記指示相應的元件。所屬技術領域具有通常知識者將理解，附圖中的元件是為簡單和清楚而示出的，並且不一定按比例繪製。例如，圖中的一些元件的尺寸可以相對於其他元件被放大，以幫助增進對本發明之各個實施例的理解。此外，常常沒有描繪在商業上可行的實施例中 useful 或必要的普通卻公知的元件，以便於較小地妨礙本發明內容之各個實施例的理解。

## **【實施方式】**



【0014】 在以下的描述中，闡明了許多具體細節以提供對本發明的透徹理解。然而，所屬技術領域中具有通常知識者將明瞭，實施本發明無需採用這些具體細節。在其他情況下，爲了避免模糊本發明，沒有詳細描述眾所周知的材料或方法。

【0015】 在此說明書全文中提到的「一個實施方案」、「一實施方案」、「一個實施例」或「一實施例」意指關於該實施方案或實施例描述的具體特徵、結構或特性被包含在本發明之至少一個實施方案中。因此，在該說明書全文中多個地方出現的詞語「在一個實施方案中」、「在一實施方案中」、「一個實施例」或「一實施例」未必全都指相同的實施方案或實施例。此外，該具體特徵、結構或特性可以在一個或多個實施方案或實施例中以任何合適的組合和/或子組合結合。具體特徵、結構或特性可被包含在積體電路、電子電路、組合邏輯電路或提供所描述的功能之其他合適的元件內。此外，將理解的是，本文提供的圖是爲了向所屬領域中具有通常知識者解釋，且這些圖未必按比例繪製。

【0016】 降壓轉換器主要用於下述應用：如螢光燈、CFL、鹵素放電燈以及LED燈，由於它們的發光效率較高、熱損耗較低及其他優點，因此成爲當今流行的照明光源。特別地，由於LED燈改進的色譜和有效的光生成而在室內和室外照明中變得普及。爲了這些先進的照明光源的運行，不同類型的開關式功率轉換器可以提供經良好調節的電流或電壓源以驅動這些燈。可以使用的一種高效且成本節省的轉換器的示例類型爲降壓非隔離功率轉換器。此種類型的轉換器結構簡單、元件數量少、尺寸小以及重量輕，使其成爲這些照明應用中適合且流行的候選。

【0017】 在降壓轉換器中，控制器控制開關的切換以調節傳遞到轉換器之輸出的能量。控制器通常可以因應於代表轉換器之輸出電流或電壓的回授或感測訊號來調節輸出。如果感測到的訊號不以控制器參考位準為參考，那麼可能需要額外的元件來對該參考進行移位。除了對參考位準進行移位之外，直接感測具有高壓側開關之降壓轉換器的輸出也可能導致更多的功率消耗、更多的效率降低以及更多的熱量損耗，通常導致對較大的散熱表面的需求。

【0018】 在開關和控制器被整合在如第1A圖、第1B圖、第1C圖及第2圖所示之單個「切換電路」IC中時，由於通過基板的反向電流或者換言之基板傳導而導致的失效風險將會顯著更高。存在兩種常用於防止由於反向電流導致的失效的方法。在第一種方法中，當檢測到反向電流條件（例如：在降壓轉換器中  $V_{in} < V_o$ ），將功率開關保持在具有低導通電阻 ( $R_{dson}$ ) 的空間接通狀態（閉合），以允許電流在低電壓降 ( $\sim 0.6V$ ) 並且沒有失效風險的情況下通過體二極管。在另一種方法中，每當檢測到反向電流條件時，通過將功率開關保持在空閒斷開狀態（斷開）來防止失效風險。

【0019】 基於正常運行期間設計考慮因素的降壓轉換器提供低於輸入電壓 ( $V_{in}$ ) 的輸出電壓 ( $V_o$ )（即  $V_o < V_{in}$  或換言之  $V_o / V_{in} < 1$ ）。然而，在一些情況下，輸入電壓可能低於輸出電壓。在一個示例中，當應用小型輸入濾波電容器或不應用輸入濾波電容器時，經整流的正弦AC輸入電壓中可能發生這種情況。在這樣的情況下，在瞬時輸入電壓接近經調節的輸出電壓時的每個線路循環中，任何負振盪可能使輸入電壓低於輸出電壓，這增加了反向電流和隨之發生的失效的風險。在其他示例中，任何可能導致  $V_{in} < V_o$  之輸入或輸出電壓的瞬態還可能導致可能的反向電流和隨之發生的失效（例如：通過整合在控制器芯

片中的金屬氧化物半導體場效電晶體 (MOSFET) 開關的基板，這加劇了控制器失效的風險)。

【0020】 可以通過下面眾所周知的等式 (1) 得到降壓轉換器中的主要關係，降壓轉換器的主要關係如第1A圖、第1B圖、第1C圖、第1D圖以及第2圖中所示的示例中示出的那些，並且定義了在通過開關的電流與電感電流相同時間開關開啓狀態期間通過用於功率轉換器的開關的電流：

$$\text{【0021】} \quad V_{\text{ind}} = V_{\text{in}} - V_{\text{o}} = L1 (di_{\text{ind}} / dt) \quad (1)$$

【0022】 在一個實施方案中，當電感電流通過續流二極管放電時，可以通過在斷開狀態下測量功率開關上在汲極和源極之間的電壓 ( $V_{\text{DS}}$ ) 來直接檢測並防止反向電流。如果功率開關上的電壓  $V_{\text{DS}}$  低於臨界值 ( $V_{\text{DS\_OffTh}}$ )，則  $V_{\text{DS}} \leq V_{\text{DS\_OffTh}}$ ，並且  $V_{\text{DS\_OffTh}} \simeq V_{\text{o}} + V_{\text{margin}}$ 。在一個示例中， $V_{\text{margin}} = 25\text{V}$ 。通過檢測反向電流條件，切換停止並且功率開關保持在斷開狀態或接通狀態直到汲-源電壓 ( $V_{\text{DS}}$ ) 增加到具有滯後現象的臨界值電壓之上 ( $V_{\text{DS}} \geq V_{\text{DS\_OffTh}} + V_{\text{hyst}}$ )。在具有高壓側切換電路的降壓轉換器中，控制器以開關的低電勢側為參考。在功率MOSFET開關裝置的情況下，源極端子將會是控制器的參考電壓位準地(Gnd) 116，而在具有抽頭端子之控制器的集成MOSFET的情況下，可以在抽頭端子上對汲極電壓 ( $V_{\text{D}}$ ) 137進行檢測。在一個實施例中，抽頭端子還可以耦合至BP供電電壓。

【0023】 在另一個實施方案中，按照上述等式 (1)，可以在開關的接通狀態期間通過檢測汲極電流  $i_{\text{D}}$  斜率或電感電流  $i_{\text{ind}}$  斜率 ( $di_{\text{D}}/dt$  或  $di_{\text{ind}}/dt$ ) 來進行反向電流檢測。在一個示例中，可以在控制器中內部地測量汲極電流斜率。當電流斜率接近0臨界值附近的最小值時，這表示了輸入電壓正接近輸出電壓 ( $V_{\text{ind}} =$

$V_{in} - V_o \leq 0$ ,  $V_{in} \leq V_o$ ) 並且切換停止。這防止了由於輸入電壓降為低於輸出電壓  $V_{in} \leq V_o$  導致的通過開關之反向電流的風險。

【0024】 第1A圖、第1B圖、第1C圖以及第1D圖介紹了在總體非隔離降壓轉換器之示例中反向電流檢測和防護的總體構思，這些總體非隔離降壓轉換器的示例介紹了被包含在控制器塊以防止任何通過開關的反向電流的三種可能示例方法。

【0025】 第1A圖示出了具有高壓側切換電路的示例降壓轉換器100A，該高壓側切換電路耦合至輸入線路 (IN1) 101及輸入線路 (IN2) 102，並且具有功率開關130。在該示例中，功率開關130在切換電路110中為結合的、單片的或混合的。功率開關130的受控高頻 (HF) 切換通過電感器150、大輸出電容 (Co) 164及續流二極管154將能量從輸入線路 (IN1) 101及輸入線路 (IN2) 102傳遞至輸出線路 (OUT1) 191及輸出線路 (OUT2) 192。當功率開關130處於接通狀態 (閉合) 時，電流 ( $I_{ind}$ ) 151將能量從輸入線路 (IN1) 101及輸入線路 (IN2) 102傳遞至輸出線路 (OUT1) 191及輸出線路 (OUT2) 192。當開關轉到斷開狀態 (斷開) 時，電感電流 ( $I_{ind}$ ) 151通過續流二極管154續流 (循環電流153)。節點 (X) 155為耦合節點，該耦合節點為功率開關130、電感器150以及續流二極管154的互連點。在該示例中，功率開關130之源極為控制器111之參考電勢。切換電路110可以為4個接腳或5個接腳裝置。

【0026】 在第1A圖所示出的實施例中，根據本發明之教示，控制器111包含反向電流防護控制單元112以及振盪器&計時器113。控制器111接收旁路電源 (BP) 135和回授訊號 (FB) 133並生成開關致能訊號 (Sw\_En) 115，該開關使能訊號通過及AND閘117來驅動功率開關130調節能量從降壓功率轉換器之輸入

到輸出的傳遞。反向電流防護控制單元112檢測通過開關的反向電流的任何條件，並生成抑制訊號114，該抑制訊號114通過及閘117的反向輸入阻攔驅動訊號118到功率開關130。須說明者，第1A圖中之切換電路110包含接收代表輸出電壓之訊號的第5接腳（未繪示）。控制器111和反向電流防護控制單元112還通過地端子116耦合至功率開關130的源極端子（S）132。旁路電容（ $C_{BP}$ ）136耦合至旁路電源（BP）135。

【0027】 第1B圖示出了與100A相似之一個示例降壓功率轉換器100B。在一個實施方案中，控制器121包含檢測汲極電壓（ $V_D$ ）137的單元122以及振盪器&計時器123。汲極電壓（ $V_D$ ）137通過耦合部138耦合至控制器121和單元122，該耦合部在一個實施例中可以為MOSFET功率開關的抽頭端子並且還可以為控制器161提供旁路電源（BP）135。控制器121和單元122也通過端子地126耦合至功率開關130的源極端子（S）132。根據本發明的教導，可以通過檢測汲極電壓（ $V_D$ ）137和源極電壓（ $V_S$ ）139間之電壓差（即 $V_D - V_S$ ）並生成抑制訊號124來防止通過開關的反向電流，該抑制訊號124被耦合以通過及閘127抑制開關訊號（Sw\_En）125從而通過中斷功率開關130的正常切換運行來停止能量傳遞。在一個實施例中，當功率開關130處於斷開狀態時，計時器啟動，並且在特定的時刻 $t_{OFF1}$ ，測量汲極電壓 $V_{D1}$ 和源極電壓 $V_{S1}$ 。在一個實施方案中，如果「 $V_{DS1} = V_{D1} - V_{S1}$ 」低於臨界值（ $V_{DS1} < V_{DS\_th}$ ），那麼啟動抑制訊號124，該抑制訊號124通過及閘127停止驅動訊號128從而停止功率開關130的正常切換，以防止通過開關基板的反向電流和隨之發生的失效的風險。在一個實施例中，為了防止失效風險，功率開關130可以保持為空閒斷開狀態（使得零電流通過功率開關）或保持為空閒接通狀態（使得功率開關兩端存在幾乎為零的電壓降）。

【0028】 第1C圖為與第1A圖中100A和第1B圖中100B相似的、具有另一個示例方案的切換電路140的示例降壓功率轉換器100C的示意圖。控制器單元141包含檢測電感電流 $i_{ind}$ 的變化率 $di_{ind}/dt$ 的單元142以及振盪器&計時器143。該電感電流在接通狀態期間與通過功率開關130的電流相同。單元142接收開關電流訊號143。在一個實施例中，開關電流訊號143可以通過功率開關結構中的集成感測場效電晶體（FET）來測量。在接通狀態期間，計時器啓動，且單元142測量時刻 $t_{on1}$ 的 $i_{on1}$ 和時刻 $t_{on2}$ 的 $i_{on2}$ 以計算限定了電感器兩端的電壓（ $V_{ind}$ ）152的切換電流的上升斜率：

$$\text{【0029】 } L1 \cdot [(i_{on2} - i_{on1}) / (t_{on2} - t_{on1})] = V_{ind} = V_{in} - V_o \quad (2)$$

【0030】 在一個實施例中，如果輸入電壓 $V_{in}$ 接近輸出電壓 $V_o$ ，或由於任何振盪，如果輸入電壓 $V_{in}$ 下降為低於 $V_o$ ，則可能表示由於通過基板的反向電流而導致的失效風險。在考慮足夠邊限的實踐中，每當電感電流的上升斜率低於按照如下限定的臨界值位準時，單元142就啓動抑制訊號144：

$$\text{【0031】 } V_{ind} = V_{in} - V_o = L1 \cdot (di_{ind}/dt) = L1 \cdot [(i_{on2} - i_{on1}) / (t_{on2} - t_{on1})] \leq k1 \quad (3)$$

【0032】 如描述的實施例所示，及邏輯閘147被耦合以從第一輸入上的控制器161接收切換訊號（ $Sw\_En$ ）145和第二反相輸入上的抑制訊號144。相應地，根據本發明的教導，與邏輯閘147被耦合以因應於抑制訊號144抑制驅動訊號148以將開關130保持為空閒斷開狀態或空閒接通狀態，從而避免由於通過開關基板之反向電流而導致的失效。

【0033】 第1D圖示出了與第1A圖、第1B圖及第1C圖相似的、具有第三實施例的切換電路160的一個示例降壓功率轉換器100D。控制器單元161包含MOSFET抽頭耦合部138檢測輸入電壓（ $V_{in}$ ）172的單元162，以及振盪器&計時

器163，該MOSFET抽頭耦合部在一個示例中還可以為控制器161提供旁路電源 (BP) 135。單元162還可以在功率開關130的斷開狀態期間從降壓功率轉換器輸出端口 (Out1) 191 (訊號195) 接收輸出電壓 ( $V_o$ ) 171。在一個示例中，計時器被耦合，以允許在特定時刻 $t_{OFF1}$ 測量 $V_{in1}$ 和 $V_{o1}$ 以計算 $V_{in1}-V_{o1}$ 並在每當 $V_{in1}-V_{o1} \leq \Delta V_{thresh}$ 時啟動抑制訊號164。

【0034】 須說明者，在另一個實施例中， $V_{in1} / V_{o1} \leq k2$ 可以啟動抑制訊號164。根據本發明的教導，及邏輯閘167通過在一個輸入上接收來自控制器161的切換訊號 (Sw\_En) 165和在其反相輸入上接收抑制訊號164而被耦合以因應抑制訊號164抑制驅動訊號168，以將功率開關130保持在空閒斷開狀態或空閒接通狀態，從而避免由於通過基板的反向電流而導致的控制器失效。

【0035】 第2圖示出了根據本發明所教導之離線降壓轉換器200之更加詳細的電路圖之一個實施例，該降壓轉換器200在輸入端口可以耦合至AC線路供應 ( $V_{AC}$ ) 電壓202或通過可選調光器電路耦合至調光器相位受控AC電壓205。調光器電路可以包含前沿或後沿相位控制的三端雙向可控矽開關 (Traic) 調光器。通過易熔電阻器208的AC電壓耦合至全橋整流器模組210。

【0036】 降壓轉換器200還在在高壓側正幹線和低壓側負幹線之間接收一輸入，即經整流的正弦AC輸入電壓 ( $V_{in}$ ) 212，該經整流的正弦AC輸入電壓相對於主接地201為正。在一個示例中，包含電容器 ( $C_{F1}$ ) 216、電感器 ( $L_F$ ) 215及電容器 ( $C_{F2}$ ) 218之輸入pi ( $\pi$ ) 濾波器也可以被包含在如圖所示之輸入處，以提供對切換噪音和電磁干擾 (EMI) 的濾波功能。對於具有功率因數校正 (PFC) 之功率轉換器，輸入處之正幹線和負幹線之間的總輸入濾波電容 ( $C_{F1} + C_{F2}$ ) 應當被保持小，以允許輸入之電壓 ( $V_{in}$ ) 212基本上跟隨線路整流正弦電壓202 (沒

有調光器)或205(具有調光器)。換言之,選擇輸入濾波電容器的總電容,使得在線路電壓零交叉處,輸入濾波電容器上之電壓也基本上達到零。然而,對於不具有PFC之功率轉換器,可以將輸入電容器之電容選擇為夠大,使得在降壓轉換器200之輸入處施加實質上為DC的電壓( $V_{in}$ ) 212。

【0037】降壓轉換器200更包含切換電路240。控制器245被耦合以控制功率開關(S1) 230A,該功率開關在一個示例中等效於包含理想開關和反平行二極管(antiparallel diode)的開關裝置( $S1_{equi}$ ) 230B,該反平行二極管可以模擬體二極管和基板傳導。在一個示例中,包含控制器245和功率開關(S1) 230A的切換電路240可以被包含在單片或混合積體電路IC中。切換電路240為具有外部接腳之4或5端子(4個接腳或5個接腳)裝置,這些外部接腳用於汲極231、源極232、電容器234上的回授(FB) 233以及經由電容器236的電源端子(BP) 235。可以存在接收代表輸出電壓之電壓 $V'_o$ 的第五接腳237。切換電路240的地連接地接腳246參考位於高壓側正幹線之功率開關230A的源極互連232。在一個示例中,開關之源極232可以包含多個互連接腳以進行更好的熱傳遞管理。

【0038】由於切換電路240可以是具有單個感測端子(回授端子(FB)233)的4-端子裝置,所以與正常運行期間感測輸出電流和無負載下輸出過電壓保護(OVP)相關的所有信息都被傳送到切換電路240的回授端子(FB) 233。

【0039】在第2圖的實施例中,可以從切換電路240之內部向旁路端子(BP) 235供應電流。在一個實施方案中,可以從MOSFET的抽頭提供用於控制器的電源,MOSFET的抽頭在一個實施例中與通常導通的JFET(未繪示)內部串接,並通過接腳(BP) 235耦合在外部電容器236上。在一些實施方案中,可



以通過將BP接腳耦合至降壓功率轉換器的輸出DC電壓或通過降壓電感器150A上的輔助繞組或通過任何其他外部電源提供用於開關和控制模組240之電源。

【0040】 耦合在功率轉換器之輸出端子上的輸出負載用負載電壓 ( $V_o$ ) 270和負載電流 ( $I_o$ ) 272表示。在LED發光負載的一些示例中，爲了調節用於LED的受控/調光輸出光的負載電流，輸出感測或回授訊號 (FB) 233代表輸出電流 ( $I_o$ ) 272。通過FB訊號272之輸出感測可以包含電壓訊號或電流訊號。

【0041】 降壓轉換器200還包含續流/環流二極管 (D1) 254、降壓電感器 (L1) 250A、輸出濾波電感器 ( $L_{FO}$ ) 262以及輸出大電容器 ( $C_o$ ) 264。在一個示例中，耦合至輸出的負載可以包含具有一個或多個LED的LED串。預負載高阻抗電阻器265可以包含在降壓轉換器200的輸出處，以在Triac調光器的情況下提供最小負載及更好的穩定性，從而爲低調光下的Triac調光器提供最小保持電流以確保低/無負載條件下的正確運行。

【0042】 在一個實施例中，降壓電感器 (L1) 250A可以被介紹爲呈現與寄生電容259並聯的理想電感器之模組 ( $L_{lequi}$ ) 250B。在運行時，當開關230A接通時，電流可以從輸入流至電感器 (L1) 250A，從而對輸出電容器 ( $C_o$ ) 264充電並向負載提供功率。當開關230A關閉時，電流具有環流，該環流通過電感器 (L1) 250A、電容器 ( $C_o$ ) 264，且通過經該續流二極管 (D1) 254返回之外部負載，從而在電感器 (L1) 250A中所存的能量釋放出時緩慢下降。

【0043】 控制器245被耦合以利用因應於所接收的代表輸出負載變化的FB訊號233生成的驅動訊號來控制開關230A在接通狀態和斷開狀態之間的切換，以調節轉換器的輸出電流或輸出電壓。在接通狀態下，基本上允許電流以低阻抗流過開關。在斷開狀態下，基本上防止電流流過功率開關。然而，須說

明者，被模制為如圖所示之模組 ( $S_{1equi}$ ) 230B的MOSFET切換裝置可以將反向方向的電流傳導通過反平行內接二極管239。任何由於電路振盪或瞬態導致的反向電流都可能導致不穩定和裝置失效。

【0044】 須注意者，在現有技術中，通常使用反向電流阻斷二極管 ( $D_{block}$ ) 220來阻止任何中斷反向電流通過開關並且避免由於反向電流所導致的失效。然而，如將討論的，根據本發明所教示之控制器中所添加的特徵防止了任何反向電流並節省了外部阻斷二極管 ( $D_{block}$ ) 220，否則原本應添加該外部阻塞二極管以阻止反向電流通過開關。

【0045】 在具有高壓側開關的降壓轉換器中，如第2圖所示，利用負載側的感測電阻器對DC輸出負載電流的直接感測可導致功率耗散、由於較高的散熱導致的較大的傳熱區域以及較低的效率。同樣，由於與控制器之電壓參考位準不同之電壓參考位準，可能需要額外的電路來對感測訊號的參考進行移位，以匹配控制器的參考。

【0046】 基於高壓側開關降壓轉換器的方案，可以通過耦合至耦合節點 (X) 255的回授感測電阻器 ( $R_{FB}$ ) 253，通過感測在續流二極管 (D1) 254之通路中的脈動電流，來執行對DC輸出負載電流的感測。耦合節點 (X) 255耦合至控制器245的參考 (地)，該控制器耦合至功率開關230A的源極端子232。由於續流電流而導致的感測電阻器 ( $R_{FB}$ ) 253上的電壓降被施加至電容器234上的回授端子 (FB) 233。

【0047】 耦合節點 (X) 255為電感器 (L1) 250A、電阻器 ( $R_{FB}$ ) 253 (感測續流電流) 以及開關230A之源極端子的公共耦合點，開關230A源極端子232為控制器245的參考地。

【0048】 第3A圖和第3B圖示出了降壓轉換器在不連續導通模式DCM下運行的切換波形。第3A圖示出了相對於時間310的通過電感器 (L1) 250A之電感電流 ( $I_{L1}$ ) 320，且第3B圖示出了對於穩定狀態下的幾個切換循環介紹的在節點 (X) 255 (第2圖，開關230A、電感器 (L1) 250A以及續流二極管感測電阻器 ( $R_{FB}$ ) 253的公共耦合點) 處的電壓 ( $V_x$ ) 40。當開關230A閉合且導通 (接通狀態) 時，電感器 (L1) 250A中的電流在從時刻 $t_0$  312到時刻 $t_1$  314的導通時間期間傾斜上升322，上升至由電流限制所限定的導通時間的結束時的最大峰值點323。在時刻 $t_1$  314，開關打開 (斷開) 且電感電流緩慢下降324，同時電流通過續流二極管 (D1) 254續流 (環流)。如果運行是處於不連續導通模式 (DCM)，電感器 (L1) 250A中所儲存的能量在時刻 $t_2$  316完全釋放出，以在時刻 $t_3$  318的下一開關接通之前，在時段326內保持處於零。

【0049】 另一方面，第3B圖示出了耦合節點 (X) 255處之電壓在切換循環期間 ( $T_{sw}$ ) 350運行的示例波形，該耦合節點與功率開關230A的源極端子及控制器245的參考位準相同。當功率開關230A閉合 (接通狀態) 並傳導，從時刻 $t_0$  312到時刻 $t_1$  314，電壓 ( $V_x$ ) 340 (圖2的耦合節點 (X) 245處) 基本上等於輸入電壓 ( $V_{in}$ ) 342 (圖2中 ( $V_{in}$ ) 212)。只要輸入電壓 ( $V_{in}$ ) 的瞬時值保持為高於降壓轉換器之輸出電壓，電感電流 ( $I_{L1}$ ) 320就傾斜上升322至時刻 $t_1$  314之峰值323。

【0050】 當開關斷開 (斷開狀態)，續流二極管 (D1) 254開始傳導電感器 (L1) 250A之放電電流。電感電流 ( $I_{L1}$ ) 320緩慢下降324並且在時刻 $t_1$  314耦合節點 (X) 255處之電壓 ( $V_x$ ) 340轉到大約零位準344，即在負載參考接地位準201之下的續流二極管 (D1) 254和感測電阻器 ( $R_{FB}$ ) 253的少量電壓降。

【0051】 在DCM下，當電感器 (L1) 250A中所有能量均釋放出時，電感電流 ( $I_{L1}$ ) 320降至零326並在時刻 $t_2$  316和時刻 $t_3$  318之間保持為零。耦合節點 (X) 255變為在空閒振盪下懸浮，直到耦合節點 (X) 255處的電壓 ( $V_x$ ) 340最終穩定為輸出電壓 ( $V_{out}$ ) 345或直至下一切換循環開始。由於電路元件和電路板寄生，所以可能發生空閒振盪。在一個示例中，電感器 ( $L1_{equal}$ ) 250B的雜散寄生電容259與迴路電感諧振。迴路電感主要包含降壓電感器 (L1) 250A加電路板佈線的寄生電感。在功率開關接通的時刻 $t_3$  318處，在下一切換循環開始之時，耦合節點 (X) 255處的電壓再次被迫回到輸入電壓 ( $V_{in}$ ) 342。峰值諧振電壓348可以高達 $2 * V_{out}$  345。在一個用於降壓轉換器的臨界導通模式 (CrM) 的示例中，延遲下一切換循環的開關接通，直到振盪電壓已達到 $V_{in}$ 以實現零電壓切換 (ZVS)，以有益於最小開關損耗以及最佳效率。

【0052】 須說明者，在運行時，在控制單元和驅動器中可能存在傳播延遲。此外，在電感器 (L1) 250B值和其雜散寄生電容 ( $C_r$ ) 259中可能存在變化，這使得難於迫使在 $V_x = V_{in}$ 精確時刻的開關接通。如果在不具有外部阻斷二極管 ( $D_{block}$ ) 220的情況下開關在 $V_x > V_{in}$ 時接通，反向電流可能通過功率開關 ( $S_{1equi}$ ) 230B。

【0053】 具體而言，在其中功率開關 ( $S_{1equi}$ ) 230B和控制器245形成在單一模組240中之單個晶片上的切換電路之積體電路 (IC) 示例中，可能發生通過內接二極管的反向電流傳導，該內接二極管可以將電流注入到基板中，這可能導致控制器中之參考的變化和位準移位。這可能引起導致芯片閉鎖的不穩定性，甚至可能導致失效。

【0054】 因此，在具有這種已知的可靠性問題的情況下，似乎外部阻斷二極管 ( $D_{\text{block}}$ ) 220可能是必要的，以在每當 $V_x$ 可能高於 $V_{\text{in}}$ 時阻止反向電流。然而，插入阻塞二極管不利地影響了元件數目、電路板面積、成本以及效率。

【0055】 因此，根據本發明所教示之實施例提供了新系統方式以在控制器中包含新的特徵和功能，這些新的特徵和功能在不犧牲系統在防止反向電流通過開關的內接二極管的穩定性的情況下允許移除外部阻斷二極管 ( $D_{\text{block}}$ ) 220 (第2圖中)。

【0056】 爲了例示，第4A圖繪示發生通過降壓功率開關 (例如第2圖中 (S1) 230A) 的反向電流的條件和可能原因的示例。第4A圖中示出了具有兩個半循環 ( $T_{\text{Line}/2}$ ) 411及412的輸入電壓的一個線路循環 ( $T_{\text{Line}}$ ) 415。縱軸 ( $V_{\text{in}}$ ) 420呈現了整流器電橋210之後的經整流AC輸入電壓 ( $V_{\text{in}}$ ) 212，第2圖) 的瞬時值相對於橫軸410上的時間。在具有功率因數校正 (PFC) 的功率轉換器中，整流器橋之後的輸入電容 (例如第2圖中 ( $C_{F1}$ ) 216及 ( $C_{F2}$ ) 218) 較小，對線路正弦形狀421及422無影響。

【0057】 只要輸入電壓 ( $V_{\text{in}}$ ) 420之正弦瞬時值高於輸出電壓 ( $V_o$ ) 425，降壓轉換器就運行以基於占空比 (導通時間) 控制關係： $D = V_o / V_{\text{in}}$ 進行調節。

【0058】 第4B圖是在輸入電壓 ( $V_{\text{in}}$ ) 420瞬時值朝向輸出電壓 $V_o$  425傾斜下降且可能下降到輸出電壓 ( $V_o$ ) 425之下的從 $t_{x1}$  440到 $t_{x2}$  460之時間區間期間電感電流 ( $I_{\text{ind}}$ ) 440和閘極電壓 ( $V_{\text{gate}}$ ) 450 (第2圖，功率開關 (S1) 230A的閘極訊號248) 的放大視圖。閘極脈衝 ( $V_{\text{gate}}$ ) 450的導通時間和時間段逐漸增加 (從區間452A到452B並到452C)。隨著所增加的占空比，電感電流 ( $I_{\text{ind}}$ ) 440的切換時段也增加 (從區間442A到442B並到442C)。

【0059】 在點A，時刻 $t_{y1}$  426處， $V_{in} = V_o$ ，占空比已達到最大值，且開關(S1) 230A在從 $t_{y1}$  426到 $t_{y2}$  428 (從點A到點B) 的整個時間區間均保持為導通，該整個時間區間在第4B圖之放大區域中包含斷開時間區間446。在時間區間 $t_{y1}$  426到 $t_{y2}$  428，功率開關(S1) 230保持處於接通狀態下而不具有進一步的切換，並且可能發生具有最大正峰值443和最大負峰值444的空閒寄生阻尼振盪，之後是在 $V_{in} < V_o$ 時可以在部分或整個區間A-B (時間區間 $t_{y1}$  426到 $t_{y2}$  428) 內持續的阻尼振盪445。

【0060】 在時刻 $t_{y2}$  428 (點B)，輸入電壓( $V_{in}$ ) 420的瞬時值增加，且回到輸出電壓( $V_o$ ) 425之上，且然後被迫受控切換恢復。閘極訊號( $V_{gate}$ ) 450的導通時間和時段逐漸降低(從區間458A到458B並到458C)。隨著降低的占空比，電感電流( $I_{ind}$ ) 440的切換時段也降低(從區間448A到448B並到448C)。

【0061】 第5A圖和第5B圖繪示根據本發明所教示之每個線路半循環期間多個控制區。和第4A圖相似，第5A圖繪示在橋式整流器210之後具有輸入電壓(第2圖，( $V_{in}$ ) 212)的兩個整流半循環( $T_{Line/2}$ ) 511和512的一個線路循環( $T_{Line}$ ) 515。如在所例示的實施例中所示，根據本發明教導將每個半線路循環分為不同的控制區。縱軸( $V_{in}$ ) 520呈現相對於橫軸510上的時間的AC整流正弦輸入電壓之瞬時值。由於整流器電橋之後的小輸入電容(例如：第2圖，( $C_{F1}$ ) 216和( $C_{F2}$ ) 218)，所以整流AC輸入電壓保持線路正弦形狀521和522。

【0062】 如第5B圖所示，在具有有利控制和運行性能的情況下，選擇了將每個半線路循環分為多個區域或多個控制區的輸出電壓( $V_o$ ) 530和輸出電壓的兩倍 $2*V_o$  535的兩個臨界值電壓位準，第5B圖示出了具有多個運行區域的半

線路循環 ( $T_{Line/2}$ ) 512。在一個實施例中，每個半線路循環 ( $T_{Line/2}$ ) 512 的控制處理可以被分為兩個不同的控制處理區。

【0063】 爲了示出，可以限定在臨界值位準(C\_D) 535 之上至峰值525 的第一控制區515，其中 $V_{in} > 2 * V_o$ ，且其中輸入電壓 $V_{in}$ 以足夠的邊限高於降壓輸出電壓 $V_o$ 。在此區域中，控制是基於每個切換循環中的傳統零電流檢測 (ZCD)，以保持斷續或臨界導通運行模式下的降壓調節具有眾所周知的優點。

【0064】 可以限定第二控制區514A及514B(在臨界值位準C\_D 535 之下至零線路，交叉點O1\_O2)，其中 $V_{in} < 2 * V_o$ 。在此控制區中，控制可以基於 $dV_x/dt$  檢測，以識別交叉點A和B，在這些交叉點處輸入電壓等於輸出電壓 ( $V_{in} = V_o$ )。在脈波寬度調變 (PWM) 控制方案中，占空比在線路正弦電壓降低並在零交叉附近時反向地增加，占空比可以達到 $D=1$ 。

【0065】 在A\_B 530 的臨界值之下，其中輸入電壓 $V_{in}$ 表現出小於輸出電壓 $V_o$ ，占空比保持爲在 $D=1$ 時空閒，並且功率開關230A在 $V_{in} < V_o$ 的整個區域內保持爲穩定地閉合 (接通狀態)。如第4 A圖和第4B圖所示，在此區域中，任何振盪都可能導致由於通過基板的反向電流導致的失效風險，該風險是通過在 $V_{in} < V_o$ 的整個區域期間，在臨界值位準A\_B 530 之下至零交叉線O1\_O2或區域513A和513B中，將開關保持爲接通狀態來防止。

【0066】 第6A圖和第6B圖中的實現方式的以下示例示出了本申請的防止反向電流通過降壓功率開關的一個實施方案，該反向電流在每當輸入電壓低於輸出電壓時可能由於任何振盪而發生。空閒振盪可發生在功率開關的斷開狀態期間在DCM下發生，並且可以使傳導反向電流的體二極管正向偏置。在基於本

發明教示之這樣的情況下，在一個實施例中，占空比被鎖存為 $D=1$ ，並且開關在輸入電壓低於輸出電壓 $V_{in} < V_o$ 的整個時間區間內保持處於接通狀態（閉合）。

【0067】 第6A圖和第6B圖示出了基於本申請的教導的用以防止反向電流通過降壓轉換器的高壓側開關的一個控制器單元的實現邏輯的簡單示例。圖6A中所示出的簡單邏輯單元象徵性地介紹了響應於數位控制訊號605的反向電流防護控制單元600，該數字控制訊號在一個實施例中可以為10位訊號 $D[9:0]$ 。數位脈波寬度調變單元（DPWM）610接收數字訊號流。在一個實施例中，10位切換訊號605可以因應於第2圖中的回授（FB）訊號233。響應於數位控制訊號605，通過數位脈寬調製單元DPWM 610生成ON-RST訊號615。

【0068】 第一輸入端子615上的邏輯及閘620因應於流605  $D[9:0]$ 從數位脈波寬度調變（DPWM）單元610接收數字ON-RST訊號615。邏輯及閘620的第二反向輸入端子接收臨界值下電感電流訊號（ $i_{ind-small}$ ）655，該臨界值下電感電流訊號指示電感電流是否已經低於臨界值。在一個實施例中，其可以代表經整流的正弦AC輸入電壓是否已經降至降壓轉換器的輸出電壓附近或之下的臨界值。邏輯及閘620之輸出（其產生重置訊號622）耦合至觸發器單元630的端子R 623且每當（ $i_{ind-small}$ ）訊號655未啟動時被重置。觸發器630的設置輸入端子625耦合至零電流檢測訊號（ZCD）624，以在當具有足夠大的邊線的輸入電壓 $V_{in}$ 高於輸出電壓 $V_o$ 時在臨界導通模式（CrM）或不連續導通模式（DCM）運行降壓轉換器。邏輯及閘620亦具有一端點，耦接至接地端（Gnd）602。

【0069】 只要經整流的正弦AC輸入電壓高於輸出電壓之上的臨界值，（ $i_{ind-small}$ ）訊號655未被啟動，並將來自數位脈波寬度調變（DPWM）單元610的ON-RST訊號615施加至觸發器單元630的R端子623。觸發器單元630接收S端子



625上的零電流檢測訊號(ZCD) 624。觸發器單元630之輸出為降壓功率開關(例如第2圖中之230A)生成驅動訊號638以使降壓轉換器正常運行。端子R 623上的重置訊號622在每當臨界值下電感電流訊號( $i_{ind-small}$ ) 655啟動時可以停止切換訊號並將開關閉鎖在接通狀態下。根據本發明之教導, 如果啟動了及閘620之反向輸入上的( $i_{ind-small}$ ) 訊號655, 觸發器單元630不能重置, 且驅動訊號638閉鎖為高, 以保持功率開關處於接通狀態, 並防止由於通過基板的反向電流而導致的控制器損壞。

● **【0070】** 第6B圖示出了可以用於生成( $i_{ind-small}$ ) 訊號655的簡單比較器。比較器650的反向輸入上之電感電流( $i_{ind}$ ) 640與非反向輸入上之訊號645比較, 該訊號代表電感電流峰值( $i_{ind-pk}$ )的20%。每當電感電流小於峰值電感電流的20%時( $i_{ind} < 20\% i_{ind-pk}$ ), 輸出訊號655( $i_{ind-small}$ )被啟動或變高, 這表示輸入電壓( $V_{in}$ )正接近輸出電壓( $V_o$ )。

● **【0071】** 第7圖為根據本發明的教導總結了第5A圖和第5B圖中所描述的半線路循環中的示例控制方法的示例流程圖。下面解釋了用於半線路循環的多個控制區。

● **【0072】** 當處理在步驟710開始時, 在步驟715中, 在功率開關的接通狀態期間, 通過抽頭端子測量與汲極電壓 $V_D$ 相同之輸入電壓 $V_{in}$ ,  $V_{in} = V_D = V_{tap}$ 。在斷開狀態期間測量輸出電壓 $V_o$ 。在條件步驟720中, 將輸入電壓 $V_{in}$ 與兩倍的輸出電壓 $V_o$ 相比較。輸出電壓 $V_o$ 可以被直接測量或間接測量。在5接腳裝置中, 如果額外端子 $V_o'$  237(第2圖)可用, 那麼測量可以是直接的。然而, 在4接腳裝置中, 可以在開關斷開狀態期間從續流通路中之電流或電感器中之電流的回授訊息間接獲取測量。

【0073】 只要 $V_{in} > 2*V_o$ ，選項為是 (Yes) 721，控制區保持對於臨界或不連續導通運行模式 (CrM或DCM) 對電感器放電電流的零電流檢測 (ZCD)。通過正常零電流檢測來控制開關接通，例如：在電感電流觸及零之後以固定的延遲接通 (步驟723)。在一個實施例中，通過測量電感器L1兩端的電壓並監測 $V_{ind} = L1 \cdot (di_{Lind}/dt)$ 來進行電感器零電流檢測。當此電壓在開關斷開狀態期間降至某一臨界值位準，在條件步驟740和選項為「是」741時，生成了零電流檢測 (ZCD) 訊號。在條件步驟740和選項為「否」742時，控制環路折回到條件步驟740。在檢測零電流 (步驟745) 之後，開關接通延遲允許空閒振盪，以迫使耦合節點 (X) 255上的電壓 $V_x$ 朝向條件步驟760中的輸入電壓 $V_{in}$ 和「是」選項761。 $V_x = V_{in}$ 處的開關接通使能夠實現使用零電壓切換 (ZVS) (步驟770)、較低的開關接通損耗以及較高的效率。然後控制方法通過路徑771和路徑775折返至條件步驟720，用於下一切換循環。第2圖中之節點 (X) 255為續流二極管D1 254的電流通路中之電感器 (L1) 250A、開關 (S1) 230A以及感測電阻器253的耦合點。在條件步驟760和選項為「否」762時，控制環路折回到條件步驟760。

【0074】 當輸入電壓 $V_{in}$ 低於兩倍輸出電壓 $V_o$ 時，即 $V_{in} < 2*V_o$ 時，或選項為「否」(No) 722時，處理轉到條件步驟724以對輸入電壓 $V_{in}$ 和輸出電壓 $V_o$ 進行比較。如果 $V_{in} < 2*V_o$ 並且 $V_{in} > V_o$  (即 $2*V_o > V_{in} > V_o$ )，或選項為「是」725，控制區變到第5B圖中之514A和514B，其通過對耦合節點X進行電壓變化檢測 ( $dV_x/dt$ ) 以控制開關接通時間 (步驟735)。在此控制區中，替代等待電感器兩端的電壓降至臨界值位準之下 ( $V_{ind} < V_{th-ZCS}$ )，開關接通通過感測電壓率變化進行 (步驟750)。在一個實施例中，一旦檢測到 $dV_x/dt$ 的空閒振盪，其為電感電流觸及零之標誌，功率開關就以最小延遲接通。這樣，運行保持為臨界模

式CrM，耦合節點（X）255上的電壓 $V_x$ 不能升至太高，且唯一的上升是由於控制塊的傳播延遲。在開關接通之後，控制環路通過路徑751和路徑775折回至條件步驟720，用於下一切換循環。

【0075】 在條件步驟724的選項為「否」726時，當輸入電壓 $V_{in}$ 朝著輸出電壓 $V_o$ 變化時，耦合節點X 255處的電壓 $V_x$ 的任何可能振盪都會導致此電壓增加高於 $V_{in}$ 且發起通過功率開關的反向電流，通過功率開關的反向電流可以傳導通過內接二極管和基板從而導致控制器的失效。在這樣的情況下，當輸入電壓 $V_{in}$ 低於輸出電壓 $V_o$ 時，峰值電流控制接管，並且替代恆定的接通時間控制，開關接通並在所有時間區間 $V_{in} < V_o$ 期間保持為空閒接通狀態（步驟730），且控制環路通過路徑731折回到條件步驟724，直到輸入電壓 $V_{in}$ 再次高於輸出電壓 $V_o$ ，並且控制區變化。

【0076】 對於上述本發明所示之實施例，包含摘要中描述知內容，並非旨在是窮舉性的或限於所公開的確切形式。儘管出於例示目的在本文中描述了本發明的具體實施方案和實施例，但是在不偏離本發明的較寬泛的精神和範圍的前提下，多種等同改型都是可能的。實際上，應理解具體示例的電壓、電流、頻率、功率範圍值、時間等是出於解釋目的被提供的，且根據本發明之教示，在其他實施方案和實施例中也可以使用其他值。

#### 【符號說明】

##### 【0077】

100A：降壓轉換器

100B：降壓轉換器

100C：降壓轉換器

- 101：輸入端口
- 102：輸入端口
- 105：輸入電壓
- 110：切換電路
- 120：切換電路
- 111：控制器
- 112：反向電流防護控制單元
- 113：振盪器&計時器
- 114：抑制訊號
- 115：開關致能訊號
- 116：地端子
- 117：及閘
- 118：驅動訊號
- 121：控制器
- 122：單元
- 123：振盪器及計時器
- 124：抑制訊號
- 125：開關致能訊號
- 126：地端子
- 127：及閘
- 128：驅動訊號
- 130：功率開關

- 131：汲極端子
- 132：源極端子
- 133：回授訊號
- 135：旁路電源
- 136：旁路電容
- 137：汲極電壓
- 138：耦合部
- 139：源極電壓
- 140：切換電路
- 141：控制器
- 142：單元
- 143：振盪器&計時器
- 144：抑制訊號
- 145：開關致能訊號
- 146：地端子
- 147：及閘
- 148：驅動訊號
- 149：開關電流訊號
- 150：電感器
- 151：電流
- 152：電壓
- 153：循環電流

- 154：續流二極管
- 155：節點X
- 156：輸出電容
- 160：切換電路
- 161：控制器
- 162：單元
- 164：抑制訊號
- 165：開關致能訊號
- 166：地端子
- 167：及閘
- 168：驅動訊號
- 171：輸出電壓
- 172：輸入電壓
- 191：輸出端口
- 192：輸出端口
- 195：訊號
- 200：降壓轉換器
- 202：電壓
- 205：電壓
- 208：易熔電阻器
- 210：全橋整流器模組/整流器電橋/橋式整流器
- 212：輸入電壓

- 215：電感器
- 216：電容器
- 218：電容器
- 220：阻斷二極管
- 230A：功率開關
- 230B：開關裝置/功率開關
- 231：汲極
- 232：源極
- 233：回授訊號/回授端子
- 234：電容器
- 235：旁路端子
- 236：電容器
- 237：電壓
- 239：內接二極管
- 240：切換電路
- 245：控制器
- 246：地接腳
- 248：閘極訊號
- 250A：電感器
- 250B：電感器
- 253：電阻器
- 254：續流二極管

- 255：節點
- 259：寄生電容
- 260：接地端
- 264：電容器
- 265：預負載高阻抗電阻器
- 270：負載電壓
- 272：負載電流
- 310：時間
- 312：時刻 $t_0$
- 314：時刻 $t_1$
- 316：時刻 $t_2$
- 318：時刻 $t_3$
- 320：電感電流
- 322：上升
- 323：峰值
- 324：下降
- 326：時段
- 340：電壓
- 342：輸入電壓
- 344：零位準
- 345：輸出電壓
- 350：切換循環期間



410：橫軸  
411：半循環  
412：半循環  
415：線路循環  
420：縱軸  
421：正弦形狀  
422：正弦形狀  
424： $t_{x1}$   
425：輸出電壓  
426：時刻 $t_{y1}$   
428：時刻 $t_{y2}$   
440：電感電流  
442A：區間  
442B：區間  
442C：區間  
443：最大正峰值  
444：最大負峰值  
445：阻尼振盪  
446：斷開時間區間  
448A：區間  
448B：區間  
448C：區間

- 450：閘極電壓
- 452A：區間
- 452B：區間
- 452C：區間
- 458A：區間
- 458B：區間
- 458C：區間
- 460： $t_{x2}$
- 510：橫軸
- 512：半線路循環
- 513A：區域
- 513B：區域
- 514A：第二控制區
- 514B：第二控制區
- 515：線路循環
- 520：縱軸
- 521：正弦形狀
- 522：正弦形狀
- 525：峰值
- 530：輸出電壓/臨界值位準
- 535：輸出電壓的兩倍/臨界值位準
- 600：反向電流防護控制單元

- 605：訊號
- 610：數位脈波寬度調變單元
- 615：ON-RST訊號
- 620：及閘
- 622：重置訊號
- 623：端子R
- 624：零電流檢測訊號
- 625：輸入端子
- 630：觸發器單元
- 638：驅動訊號
- 640：電感電流
- 645：訊號
- 655：訊號
- 710：步驟
- 715：步驟
- 720：步驟
- 721：是
- 722：否
- 723：步驟
- 724：步驟
- 725：是
- 726：否

730 : 步驟

731 : 路徑

735 : 步驟

740 : 步驟

741 : 是

742 : 否

745 : 步驟

750 : 步驟

751 : 路徑

760 : 步驟

761 : 是

762 : 否

770 : 步驟

771 : 路徑

775 : 路徑

**【發明申請專利範圍】**

**【第1項】** 一種用於一降壓轉換器中具有反向電流防護之一切換電路，包含：

一功率開關，耦合在該降壓轉換器之一輸入和該降壓轉換器之一耦合節點之間，其中該降壓轉換器之該輸入耦合至一經整流的正弦交流電壓，其中該耦合節點為該功率開關、一電感器以及一續流二極管 (freewheeling diode) 之一互連點，其中該電感器耦合在該耦合節點和該降壓轉換器之一輸出之間，以及其中該續流二極管耦合在耦合節點和該降壓轉換器之一輸出返回之間；

一控制器，被耦合以接收代表該降壓轉換器之該輸出之一回授訊號，其中該控制器被耦合以產生一驅動訊號，該驅動訊號被耦合以控制該功率開關之切換來調節從該降壓轉換器之該輸入通過該電感器到該降壓轉換器之該輸出之一能量傳遞；以及

一反向電流防護電路，被包含於該控制器中並且被耦合以因應該功率開關而檢測該功率開關之一反向電流條件，其中該反向電流防護電路被耦合以因應該反向電流條件產生一抑制訊號，其中該功率開關被耦合以因應該抑制訊號而被禁止接收該驅動訊號，以抑制通過該功率開關之一反向電流。

**【第2項】** 如請求項1所述之切換電路，其中該反向電流防護電路被耦合以在該功率開關之一斷開狀態期間因應該功率開關之一汲極電壓和該功率開關之一源極電壓之間之一差值來檢測該功率開關之該反向電流條件。

- 【第3項】 如請求項1所述之切換電路，其中該反向電流防護電路被耦合以在該功率開關之一接通狀態期間因應通過該功率開關的電流隨時間的變化來檢測該功率開關之該反向電流條件。
- 【第4項】 如請求項1所述之切換電路，其中該反向電流防護電路被耦合以在該功率開關之一斷開狀態期間感測該降壓轉換器之一經整流的正弦交流輸入電壓和一輸出電壓，其中該反向電流防護電路被耦合以因應該降壓轉換器之該經整流的正弦交流輸入電壓和該輸出電壓之間之一比較，在該經整流的正弦交流輸入電壓之一瞬時值接近該降壓轉換器之該輸出電壓時，檢測該功率開關之該反向電流條件。
- 【第5項】 如請求項4所述之切換電路，其中該控制器被耦合以在該經整流的正弦交流輸入電壓之該瞬時值接近該降壓轉換器之該輸出電壓時，將該功率開關維持在一接通狀態。
- 【第6項】 如請求項4所述之切換電路，其中該控制器被耦合以在該經整流的正弦交流輸入電壓之該瞬時值接近該降壓轉換器的該輸出電壓時，將該功率開關維持在一斷開狀態。
- 【第7項】 如請求項4所述之切換電路，其中該控制器被耦合以在該經整流的正弦交流輸入電壓之該瞬時值在該降壓轉換器之該輸出電壓之上的一臨界值內時，將該功率開關維持在一接通狀態，其中該接通狀態下之該功率開關為通過該功率開關之該反向電流提供一低阻抗路徑，以避免由於基板傳導而導致一控制器失效。
- 【第8項】 如請求項4所述之切換電路，其中該控制器被耦合以在該經整流的正弦交流輸入電壓之該瞬時值在該降壓轉換器之該輸出電壓之上的一

臨界值內時，將該功率開關維持在一斷開狀態，以防止任何反向電流通過一基板，從而防止一控制器失效。

【第9項】如請求項1所述之切換電路，其中該回授訊號被耦合以因應通過該續流二極管之一續流電流被取回，其中該回授訊號被耦合以因應耦合至該續流二極管之一感測電阻器兩端之一電壓降被提取。

【第10項】如請求項1所述之切換電路，其中該回授訊號被耦合以因應通過該電感器之一電流被取回。

【第11項】如請求項1所述之切換電路，其中該回授訊號被耦合以因應通過該功率開關之一電流被取回。

【第12項】如請求項1所述之切換電路，其中該控制器被耦合以接收一旁路電壓，其中該控制器的參考端子耦合至該耦合節點。

【第13項】如請求項12所述之切換電路，其中該旁路電壓被耦合以通過該功率開關之一內部抽頭端子被提供，其中該功率開關與該控制器被整合在一單個積體電路中。

【第14項】如請求項1所述之切換電路，其中該降壓轉換器被耦合以在一臨界導通模式 (CrM) 或一不連續導通模式 (DCM) 下運行，其中在該功率開關之一斷開狀態期間，在該電感器中的全部儲存能量均釋放至該降壓轉換器之該輸出後，該耦合節點上存在該降壓轉換器之一輸出電壓附近之一電壓之一空閒振盪直至一下一切換循環，以使該耦合節點上之該電壓穩定降至該輸出電壓，以及其中在該輸出電壓附近之該振盪被耦合以使該耦合節點上之該電壓小於該輸出電壓導致通過該功率開關之一反向電流之一條件。

【第15項】如請求項14所述之切換電路，其中該控制器被耦合以因應該經整流的正弦交流輸入電壓之每個半線路循環的複數不同控制區，其中該等不同控制區包含：

一第一控制區，在該第一控制區中，該經整流的正弦交流輸入電壓大於該輸出電壓的兩倍；

一第二控制區，在該第二控制區中，該經整流的正弦交流輸入電壓小於該輸出電壓的兩倍且大於該輸出電壓；以及

一第三控制區，在該第三控制區中，該經整流的正弦交流輸入電壓小於該輸出電壓。

【第16項】如請求項15所述之切換電路，其中該控制器被耦合以在該第一控制區中運行以因應通過該電感器之一電流之一零電流檢測，以保持該降壓轉換器在具有該耦合節點上之該電壓之該空閒振盪的不連續導通模式下運行，其中在該功率開關之該斷開狀態期間，當該耦合節點上之該電壓等於該輸入電壓時，該功率開關被耦合以接通。

【第17項】如請求項15所述之切換電路，其中該控制器被耦合以在該第二控制區中運行以因應檢測該耦合節點上之該電壓隨時間之一變化，以使該功率開關接通，其中該耦合節點上之該電壓隨時間的該變化代表一零電流通過該電感器之和該耦合節點上之該電壓的該空閒振盪開始提供該功率開關之一零電流接通。

【第18項】如請求項15所述之切換電路，其中該控制器被耦合以在該第三控制區中運行以保持該功率開關處於一接通狀態，以為通過該功率開關

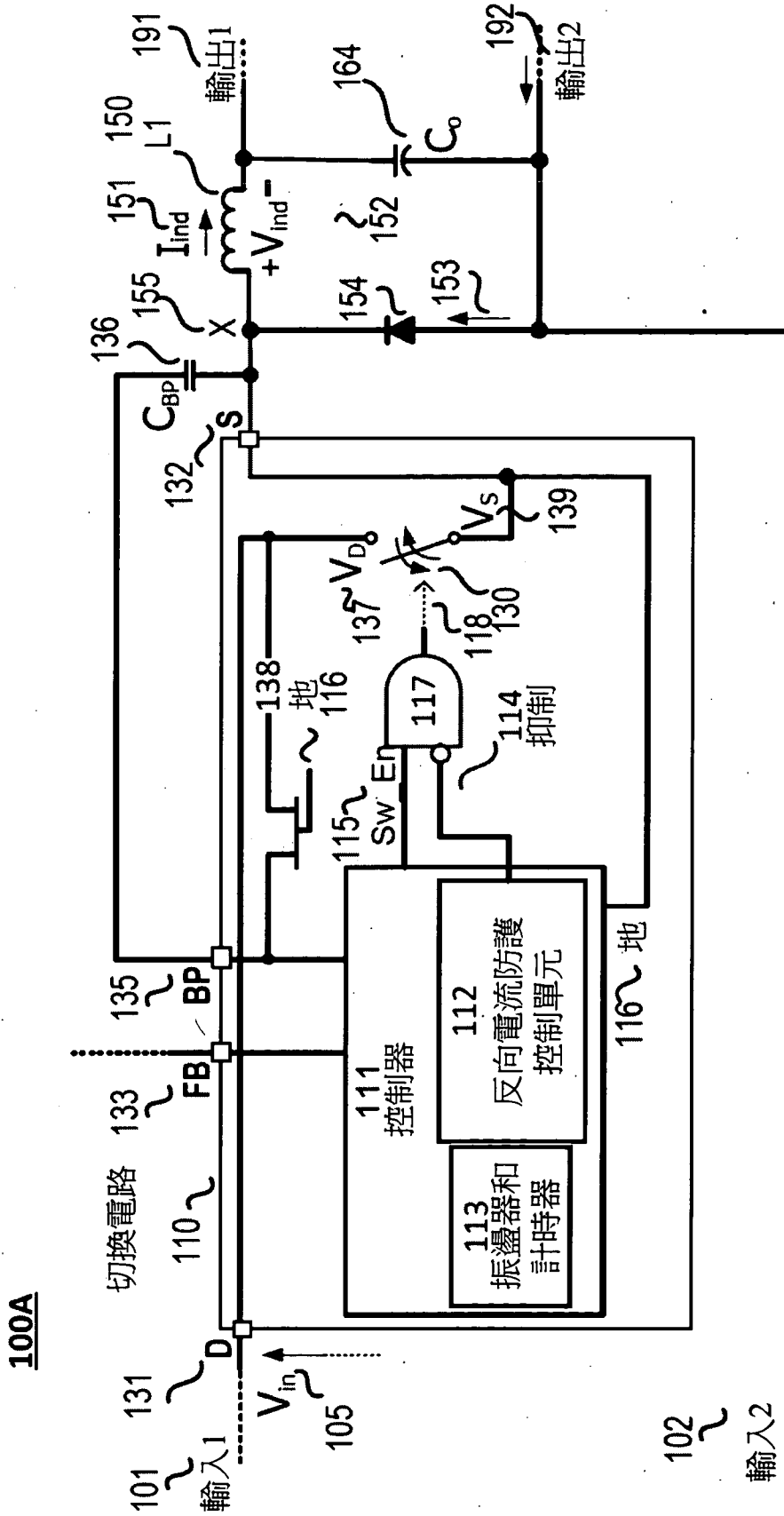


之該反向電流提供一低阻抗路徑並避免由於一基板傳導而導致一控制器失效。

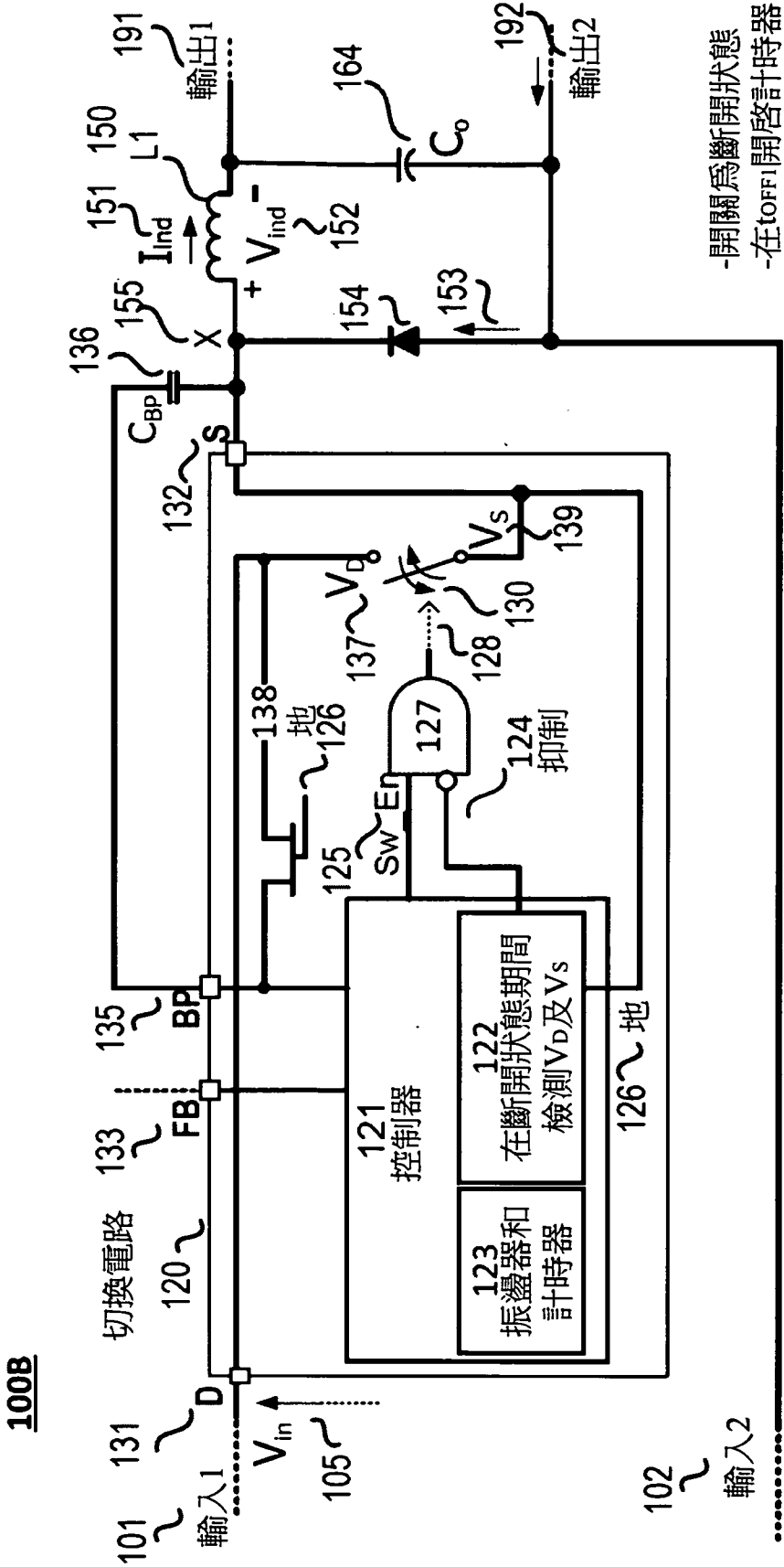
【第19項】如請求項15所述之切換電路，其中一低於臨界值電感電流訊號之一啓動被耦合以指示在該第三控制區中該經整流的正弦交流輸入電壓之一瞬時值接近該降壓轉換器的該輸出電壓，其中該控制器被耦合以因應該低於臨界值電感電流訊號之該啓動來將該功率開關閉鎖在一接通狀態，其中該低於臨界值電感電流訊號被耦合以因應該降壓轉換器之該輸入電壓增加至比該降壓轉換器之該輸出電壓大之一電壓而被停用，以及其中該控制器被耦合以因應該低於臨界值電感電流訊號被停用而恢復該功率開關之一正常切換。

【第20項】如請求項19所述之切換電路，其中該驅動訊號爲一脈波寬度調變訊號。

【發明圖式】



第 1A 圖

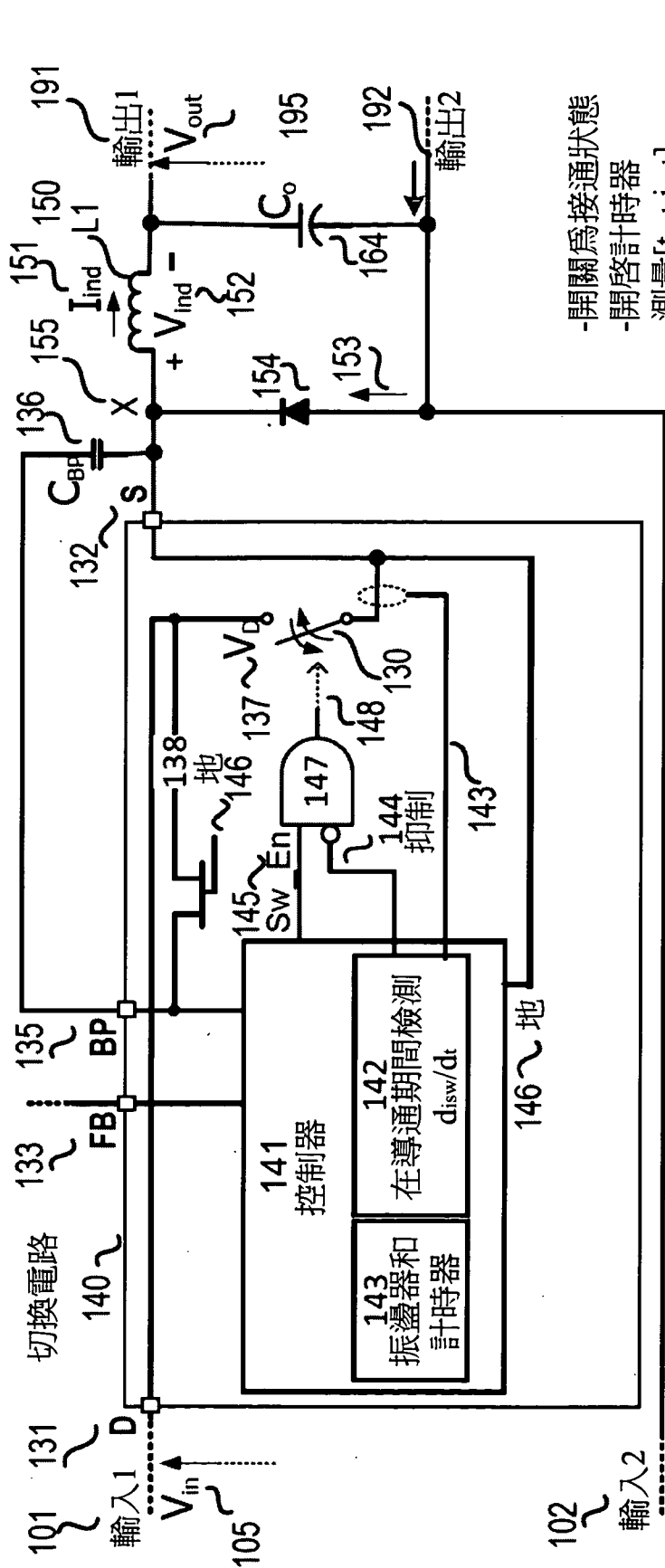


- 開關為斷開狀態
- 在toff|開啓計時器
- 測量  $[V_{DI}, V_{SI}]$
- 若  $V_{DI} - V_{SI} < V_{DS\_th}$
- 啓動「抑制」

第 1B 圖

100B

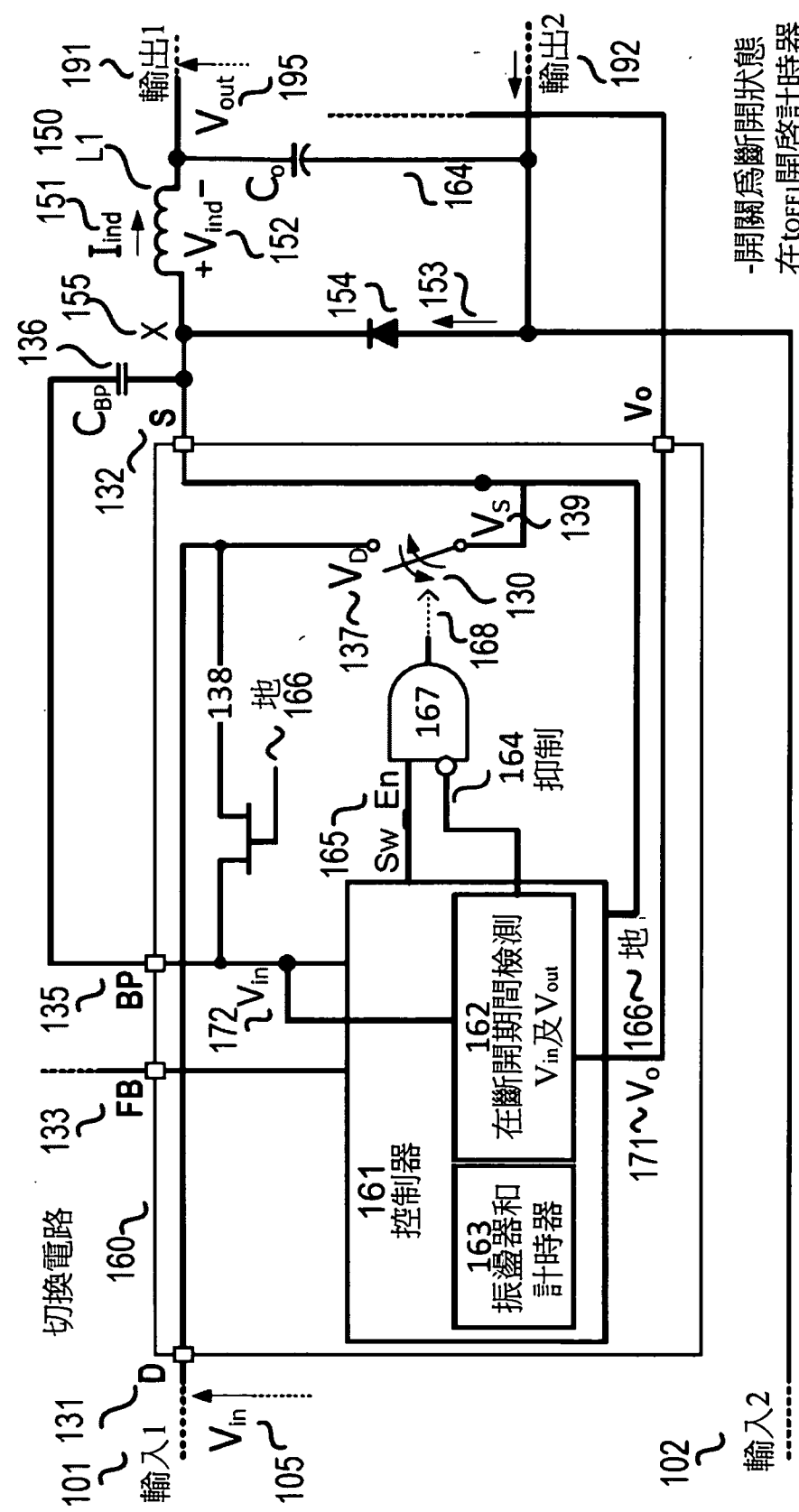
100C



- 開關為接通狀態
- 開啓計時器
- 測量 $[ton1, ion1]$
- 測量 $[ton2, ion2]$
- 若 $[ton1, ion1]/[ton2, ion2] < k2$   
 → 啓動「抑制」

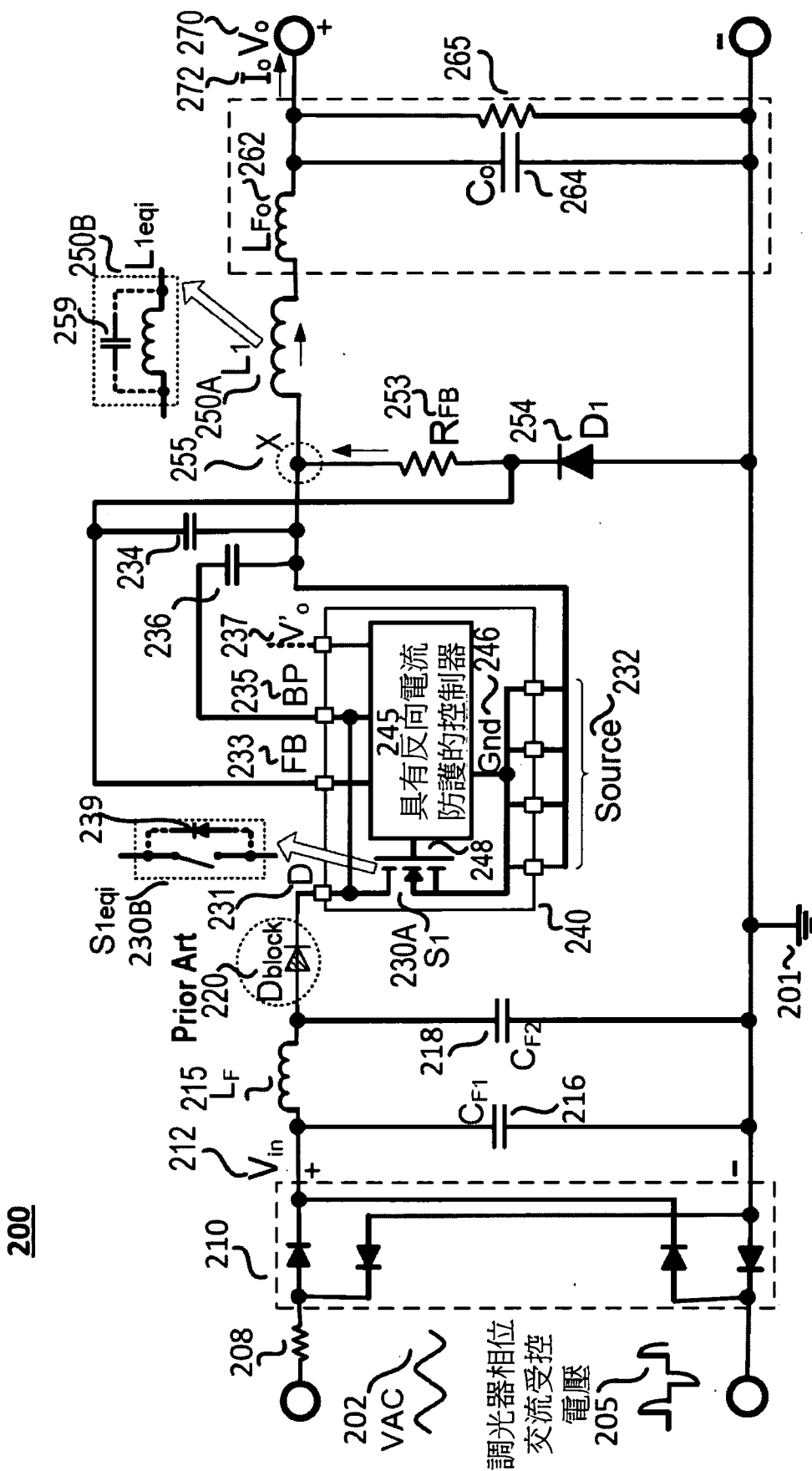
第 1C 圖

100D



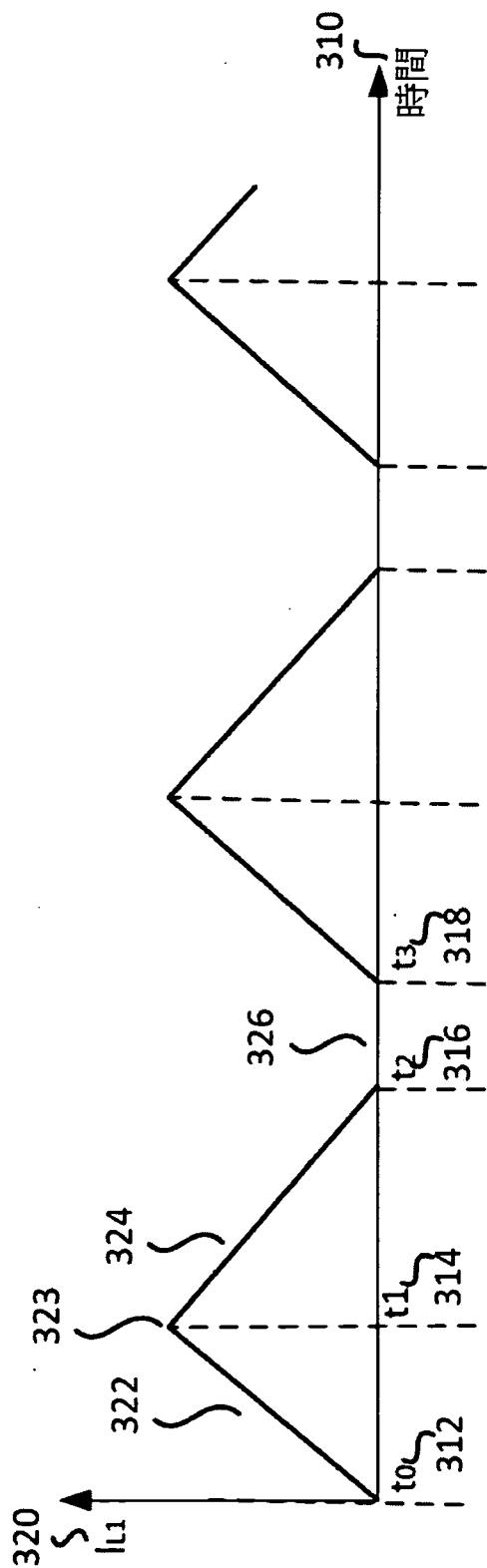
- 開關為斷開狀態
- 在toff開啓計時器
- 測量[V<sub>in</sub>, V<sub>out</sub>]
- 若[V<sub>in</sub>/V<sub>out</sub>] < k2
- 啓動「抑制」

第 1D 圖

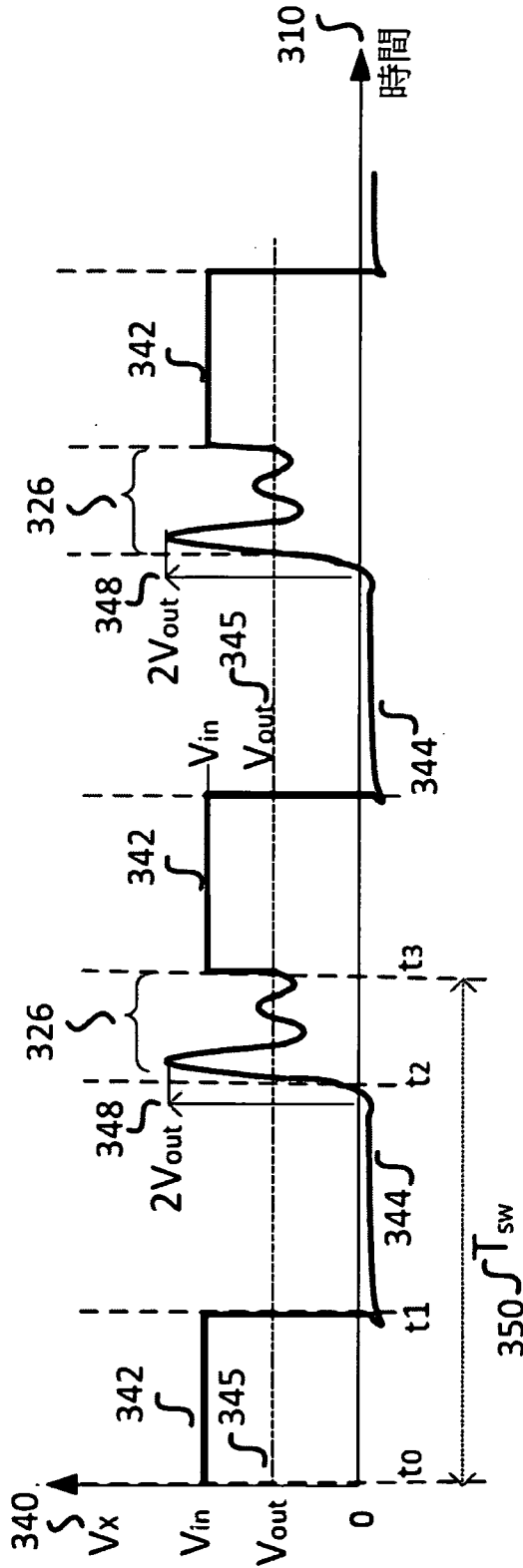


第 2 圖

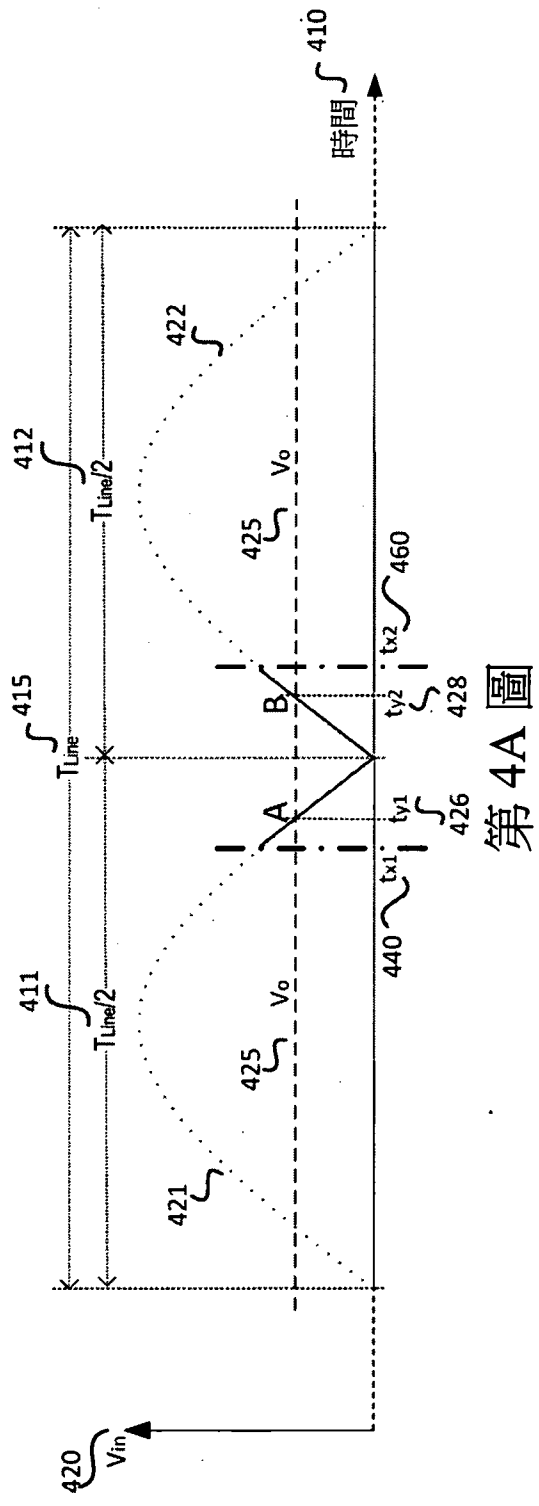
200



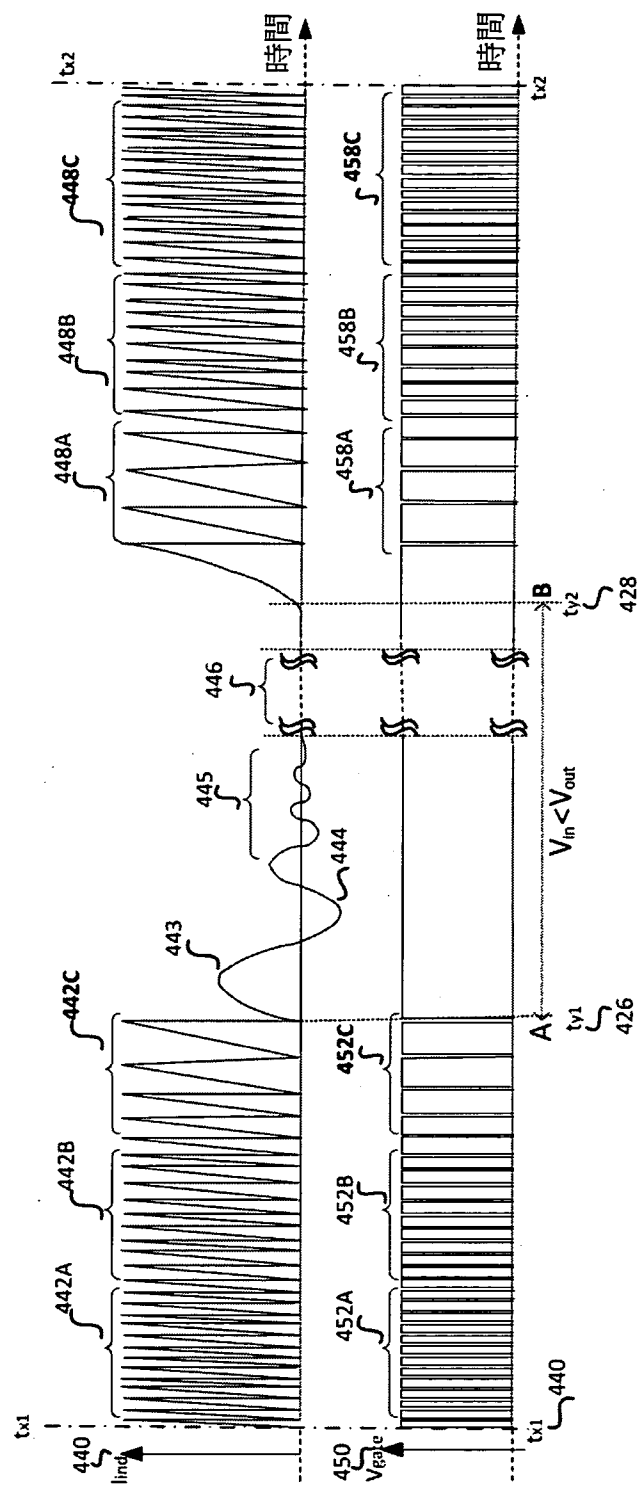
第 3A 圖



第 3B 圖



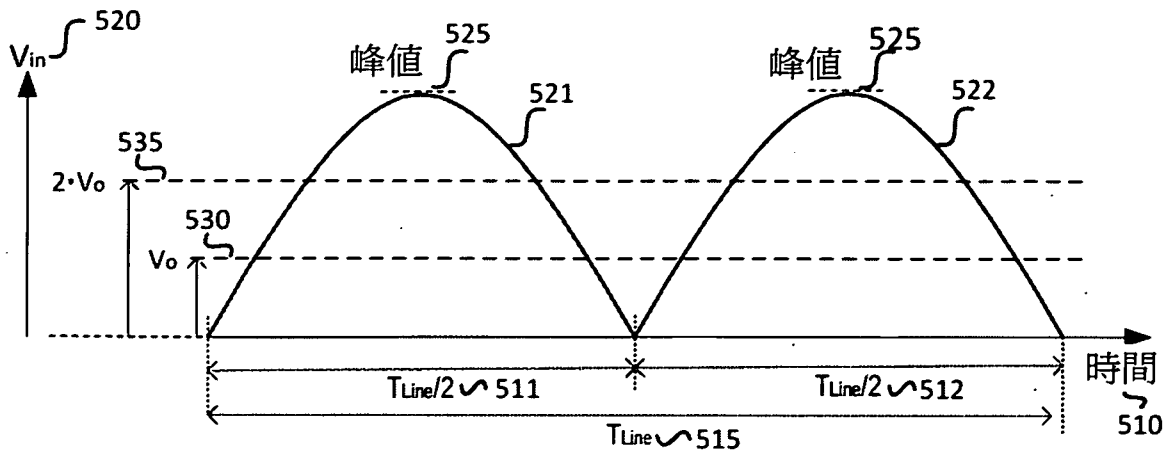
第 4A 圖



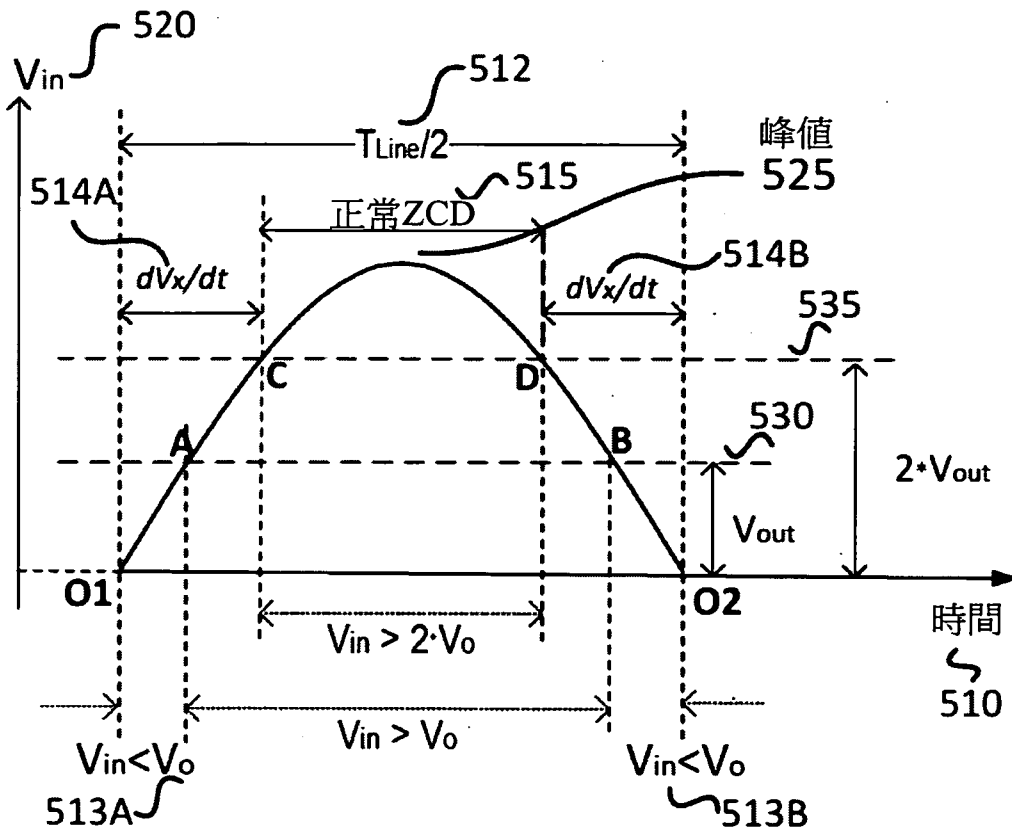
第 4B 圖



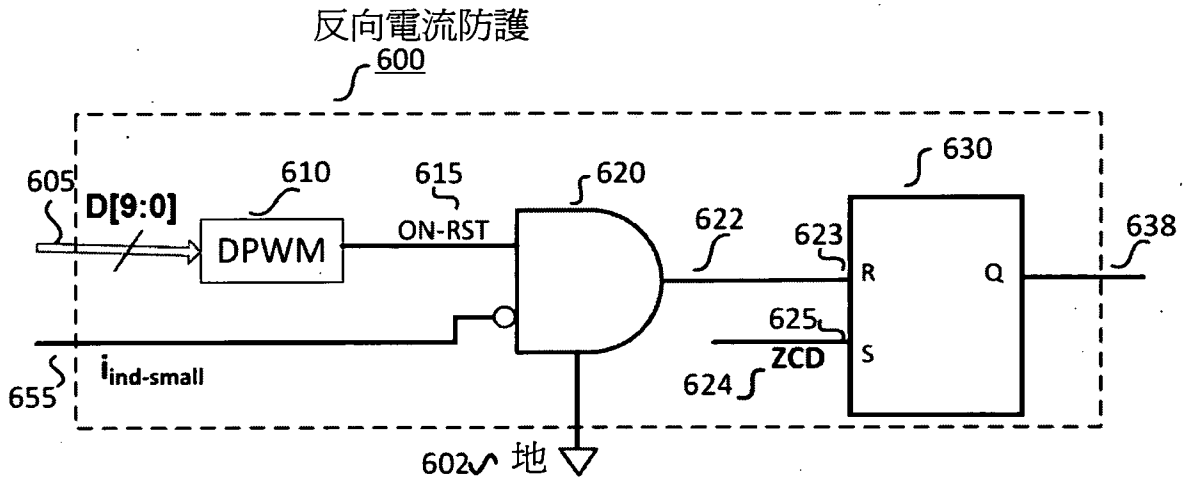
不具有降壓輸入電容器之經整流之交流電壓



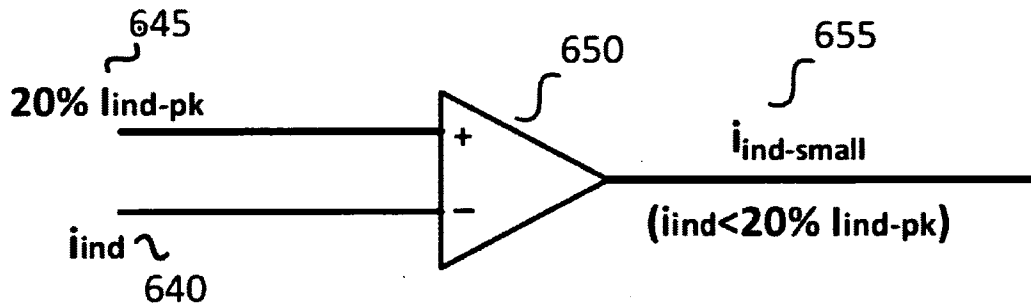
第 5A 圖



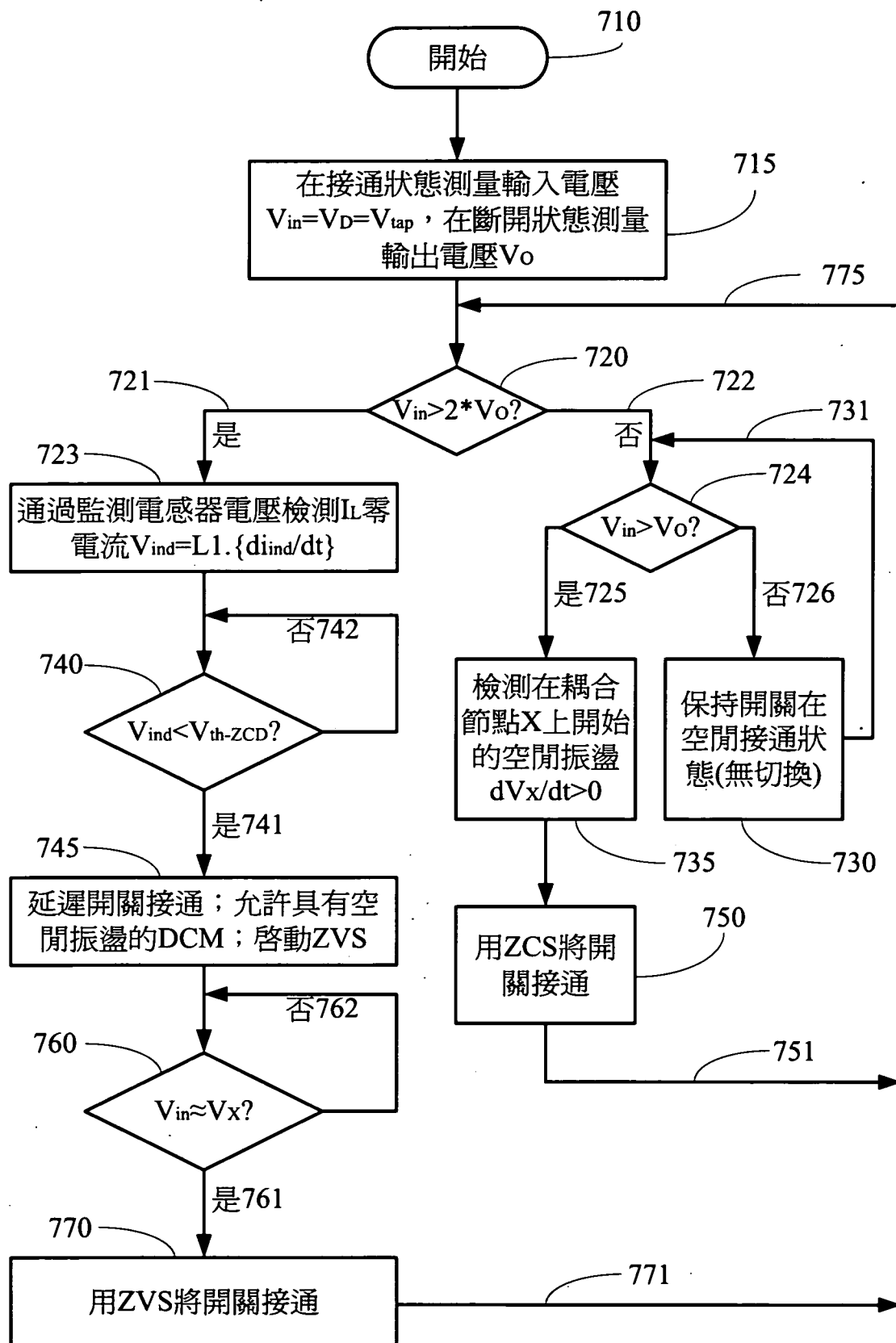
第 5B 圖



第 6A 圖



第 6B 圖



第 7 圖