

(21) 申請案號：100139234

(22) 申請日：中華民國 100 (2011) 年 10 月 27 日

(51) Int. Cl. : **G05F1/70 (2006.01)**

(71) 申請人：立錡科技股份有限公司 (中華民國) RICHTEK TECHNOLOGY CORPORATION  
(TW)

新竹縣竹北市台元街 20 號 5 樓

(72) 發明人：何峻徹 HO, JYUN CHE (TW)；呂紹鴻 LU, SHAO HUNG (TW)；賴勇志 LAI, YUNG CHIH (TW)；陳曜洲 CHEN, ISSAC Y. (TW)

(74) 代理人：施志豪；郭仁智

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：12 項 圖式數：8 共 33 頁

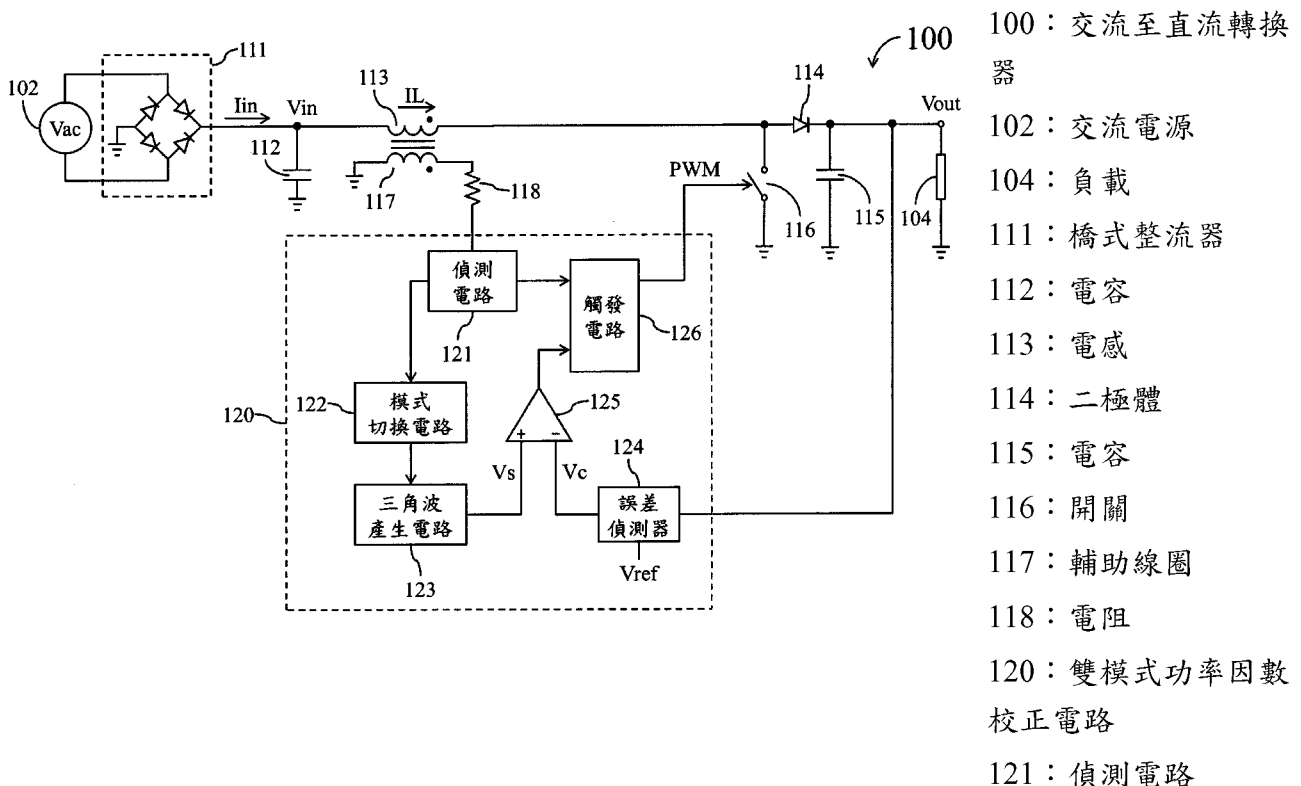
(54) 名稱

雙模式功率因數校正電路

DUAL-MODE POWER FACTOR CORRECTION CIRCUIT

(57) 摘要

本專利提出一種雙模式功率因數校正電路，用於校正交流至直流轉換器的功率因數，其中該交流至直流轉換器包含有一電感以及一功率開關，該雙模式功率因數校正電路包含有：偵測電路，用於偵測該電感的電流；模式切換電路，用於將雙模式功率因數校正電路在第一操作模式與第二操作模式間交替切換；三角波產生電路，用於在操作於第一操作模式時產生三角波，並在操作於第二操作模式時降低三角波的斜率；誤差偵測器，用於依據交流至直流轉換器的輸出電壓產生誤差信號；比較器，用於對三角波與誤差信號進行比較；以及觸發電路，用於依據偵測電路的偵測結果和比較器的比較結果，控制功率開關的切換動作。



- 122：模式切換電路
- 123：三角波產生電路
- 124：誤差偵測器
- 125：比較器
- 126：觸發電路

專利案號：100139234



日期：100年10月27日

## 發明專利說明書

※申請案號：100139234

※IPC分類：G05F 1/70 (2006.01)

※申請日：100.10.27

### 一、發明名稱：

雙模式功率因數校正電路

DUAL-MODE POWER FACTOR CORRECTION CIRCUIT

### 二、中文發明摘要：

本專利提出一種雙模式功率因數校正電路，用於校正交流至直流轉換器的功率因數，其中該交流至直流轉換器包含有一電感以及一功率開關，該雙模式功率因數校正電路包含有：偵測電路，用於偵測該電感的電流；模式切換電路，用於將雙模式功率因數校正電路在第一操作模式與第二操作模式間交替切換；三角波產生電路，用於在操作於第一操作模式時產生三角波，並在操作於第二操作模式時降低三角波的斜率；誤差偵測器，用於依據交流至直流轉換器的輸出電壓產生誤差信號；比較器，用於對三角波與誤差信號進行比較；以及觸發電路，用於依據偵測電路的偵測結果和比較器的比較結果，控制功率開關的切換動作。

### 三、英文發明摘要：

A dual-mode power factor correction (PFC) circuit for correcting the power factor of an AC-to-DC converter which has an inductor and a power switch is disclosed. The dual-mode PFC circuit comprises a detection circuit for detecting the current of the inductor; a mode switching circuit for switching the dual-mode PFC circuit between a first operating mode and a second operating mode; a ramp signal generator for gener-

ating a ramp signal when operating under the first operating mode and for reducing the slope of the ramp signal when operating under the second operating mode; an error detection circuit for generating an error signal according to the output voltage of the AC-to-DC converter; a comparator for comparing the ramp signal and the error signal; and a trigger circuit for controlling the switching operations of the power switch according to the detection result of the detection circuit and the comparison result of the comparator.

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第(1)圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

- 100 交流至直流轉換器
- 102 交流電源
- 104 負載
- 111 橋式整流器
- 112、115 電容
- 113 電感
- 118 電阻
- 114 二極體
- 116 開關
- 117 輔助線圈
- 120 雙模式功率因數校正電路
- 121 偵測電路
- 122 模式切換電路
- 123 三角波產生電路
- 124 誤差偵測器
- 125 比較器
- 126 觸發電路

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

## 六、發明說明：

### 【發明所屬之技術領域】

[0001] 本發明有關功率因數校正電路，尤指一種用於交流至直流轉換器的雙模式功率因數校正電路。

### 【先前技術】

[0002] 由於能源日益短缺的問題，促使人們越來越重視電子裝置的用電效率。傳統的交流至直流轉換器大多使用二極體整流來達成，此種架構雖然簡單且成本低，但由於輸入電流的嚴重非線性失真，造成低頻諧波大量增加，導致功率因數（power factor, PF）低落。功率因數指有效功率與視在功率（apparent power）間的比值，是衡量電力利用效率高低的指標。功率因數低落除了會造成能源無謂的浪費，大量的諧波也會造成電力系統的不穩定及發電機的困擾，而嚴重影響供電的品質。

[0003] 一般而言，在交流至直流轉換器中加設功率因數校正（power factor correction, PFC）電路可改善功率因數。然而，習知的功率因數校正電路在輸入電壓接近零的附近時，常會有較高的總諧波失真（total harmonic distortion, THD），進而對功率因數的提升造成阻礙。

### 【發明內容】

[0004] 有鑑於此，如何以更精簡的架構來實現功率因數校正電路，以降低電源轉換裝置的總諧波失真並提高功率因數，實為有待解決的問題。

[0005] 本說明書提供了一種雙模式功率因數校正電路之實施例

，用於校正一交流至直流轉換器的功率因數，其中該交流至直流轉換器包含有一電感以及一功率開關，該雙模式功率因數校正電路包含有：一偵測電路，用於偵測該電感的電流；一模式切換電路，耦接於該偵測電路，用於將該功率因數校正電路在一第一操作模式與一第二操作模式間交替切換；一三角波產生電路，耦接於該模式切換電路，用於在操作於該第一操作模式時產生一三角波，並在操作於該第二操作模式時降低該三角波的斜率；一誤差偵測器，用以耦接於該交流至直流轉換器的一輸出端，用於依據該交流至直流轉換器的一輸出電壓產生一誤差信號；一比較器，耦接於該三角波產生電路和該誤差偵測器，用於對該三角波與該誤差信號進行比較；以及一觸發電路，耦接於該偵測電路和該比較器，用於依據該偵測電路的偵測結果和該比較器的比較結果，控制該功率開關的切換動作。

[0006] 藉由將雙模式功率因數校正電路在該第一操作模式與該第二模式間交替切換，可使輸入電流的波形跟隨輸入電壓的波形變化，以有效降低總諧波失真並改善交流至直流轉換器的功率因數。

#### 【實施方式】

[0007] 以下將配合相關圖式來說明本發明之實施例。在這些圖式中，相同的標號表示相同或類似的元件或流程步驟。

[0008] 在說明書及後續的申請專利範圍當中使用了某些詞彙來指稱特定的元件。所屬領域中具有通常知識者應可理解，同樣的元件可能會用不同的名詞來稱呼。本說明書及

後續的申請專利範圍並不以名稱的差異來作為區分元件的方式，而是以元件在功能上的差異來作為區分的基準。在通篇說明書及後續的請求項當中所提及的「包含」為一開放式的用語，故應解釋成「包含但不限定於…」。另外，「耦接」一詞在此包含任何直接及間接的連接手段。因此，若文中描述一第一元件耦接於一第二元件，則代表該第一元件可直接（包含透過電性連接或無線傳輸、光學傳輸等信號連接方式）連接於該第二元件，或透過其他元件或連接手段間接地電性或信號連接至該第二元件。

[0009] 在此所使用的「及/或」的描述方式，包含所列舉的其中之一或多個項目的任意組合。另外，除非本說明書中有特別指明，否則任何單數格的用語都同時包含複數格的涵義。

[0010] 請參考圖1，其所繪示為本發明一實施例之交流至直流轉換器100簡化後的功能方塊圖。交流至直流轉換器100用於將交流電源102所提供的交流電壓 $V_{ac}$ 轉換成直流輸出電壓 $V_{out}$ ，以提供給負載104。在本實施例中，交流至直流轉換器100包含有橋式整流器111、輸入電容112、電感113、二極體114、輸出電容115、功率開關（power switch）116、輔助線圈117、電阻118以及雙模式功率因數校正電路（power factor correction circuit，PFC circuit）120。

[0011] 橋式整流器111用於將交流電源102提供的交流電壓 $V_{ac}$ 整流成m形波的輸入電壓 $V_{in}$ 。輸入電容112耦接於橋式

整流器111的輸出端。電感113和二極體114則耦接於橋式整流器111的輸出端和負載104之間。輸出電容115耦接於二極體114的輸出端。功率開關116的一端耦接於電感電流 $I_L$ 及二極體114之間，並依據雙模式功率因數校正電路120的控制來進行切換。實作上，功率開關116可用功率電晶體來實現。

[0012] 如圖1所示，雙模式功率因數校正電路120包含有偵測電路121、模式切換電路122、三角波產生電路123、誤差偵測器124、比較器125和觸發電路126。偵測電路121用於偵測電感113的電流 $I_L$ 。模式切換電路122耦接於偵測電路121，用於將雙模式功率因數校正電路120在臨界導通模式（critical conduction mode, CRM）和非連續導通模式（discontinuous conduction mode, DCM）間進行切換。三角波產生電路123耦接於模式切換電路122，用於在雙模式功率因數校正電路120操作在臨界導通模式時，產生三角波 $V_s$ ，並於雙模式功率因數校正電路120操作在非連續導通模式時，降低三角波 $V_s$ 的斜率。誤差偵測器124用於依據交流至直流轉換器100的輸出電壓 $V_{out}$ 產生誤差信號 $V_c$ 。比較器125會對三角波 $V_s$ 與誤差信號 $V_c$ 進行比較。觸發電路126耦接於偵測電路121和比較器125，用於依據偵測電路121的偵測結果和比較器125的比較結果產生開關控制信號PWM，以控制交流至直流轉換器100的功率開關116的切換動作。

[0013] 圖2為雙模式功率因數校正電路120產生的開關控制信號PWM與電感電流 $I_L$ 間的關係的一實施例簡化後的示意圖。

為便於了解，開關控制信號PWM在圖2的實施例中是以高態有效（active high）的信號為例來做說明。當功率開關116導通（on）時，交流至直流轉換器100的二極體114處於逆向偏壓截止狀態，輸入電流 $I_{in}$ 會經由電感113流進功率開關116。此時，輸入電壓 $V_{in}$ 會對電感113充電，使電感電流 $I_L$ 逐漸線性上升，直到功率開關116截止（off）為止。此時，負載104所需的能量由輸出電容115供應。

[0014] 當功率開關116截止時，電感113上的電壓極性會反相，並加上輸入電壓 $V_{in}$ 經由二極體114對輸出電容115進行充電。此時，輸出電容115是處於充電狀態，而電感電流 $I_L$ 則會逐漸下降，直到功率開關116再度導通為止。在此階段中，輸出電壓 $V_{out}$ 會維持固定，其大小為輸入電壓 $V_{in}$ 加上電感113的電壓。因此，交流至直流轉換器100是昇壓型的電路架構。

[0015] 雙模式功率因數校正電路120藉由對控制功率開關116進行高頻切換，而控制電感電流 $I_L$ 的大小，並藉由輸入電容112濾除掉電感電流 $I_L$ 的高頻成份，而使輸入電流 $I_{in}$ 的大小為電感電流 $I_L$ 的平均值。因此，雙模式功率因數校正電路120能藉由控制電感電流 $I_L$ 的大小，使輸入電流 $I_{in}$ 的波形能夠近似於正弦波形，並且使輸入電流 $I_{in}$ 的波形與輸入電壓 $V_{in}$ 的波形間的相位相同，而能降低電流諧波而提升功率因數。

[0016] 如圖2所示，在運作時，雙模式功率因數校正電路120會在臨界導通模式與非連續導通模式間交替切換。當輸入

電壓 $V_{in}$ 在峰值附近時，雙模式功率因數校正電路120會操作在臨界導通模式。在此模式中，觸發電路126每次導通功率開關116的時間都是固定的，但切換功率開關116的頻率則是可變的。換言之，當雙模式功率因數校正電路120操作在臨界導通模式時，交流至直流轉換器100的功率開關116的切換運作是屬於變頻模式。

[0017] 當輸入電壓 $V_{in}$ 在零點附近時，雙模式功率因數校正電路120則會操作在非連續導通模式。在此模式中，觸發電路126切換功率開關116的頻率是固定的，但每次導通功率開關116的時間則是可變的。換言之，當雙模式功率因數校正電路120操作在非連續導通模式時，交流至直流轉換器100的功率開關116的切換運作是屬於定頻模式。

[0018] 圖3所繪示為本發明第一實施例之雙模式功率因數校正電路120簡化後的功能方塊圖。在本實施例中，偵測電路121會透過輔助線圈117和電阻118來偵測電感電流 $I_L$ 的變化。雙模式功率因數校正電路120的模式切換電路122包含有開關310、320以及控制電路330。控制電路330會偵測功率開關116的切換頻率，以決定雙模式功率因數校正電路120的操作模式，並依據偵測電路121偵測到的電流值（或輸入節點的電壓值 $V_L$ ）來控制開關310和320的切換動作。實作上，控制電路330可藉由偵測觸發電路126輸出的開關控制信號PWM的頻率，來得知偵測功率開關116的切換頻率。如圖3所示，三角波產生電路123包含有低通濾波器340、轉導放大器350、電容360和開關370，其中，低通濾波器340包含電阻342和電容344。三角

波產生電路123會產生三角波 $V_s$ ，並會依據模式切換電路122的控制來調整三角波 $V_s$ 的斜率。誤差偵測器124可將與輸出電壓 $V_{out}$ 具有一比例關係的回授電壓與參考電壓 $V_{ref}$ 進行比較，以產生誤差信號 $V_c$ 。在本實施例中，觸發電路126是用RS正反器來實現。比較器125會比較三角波 $V_s$ 與誤差信號 $V_c$ ，以設置觸發電路126的R輸入端的準位。

[0019] 在一實施例中，當功率開關116的切換頻率低於預定的臨界頻率 $F_{th}$ 時，控制電路330會判斷此時輸入電壓 $V_{in}$ 是位於峰值附近，因此會將雙模式功率因數校正電路120設置成操作在臨界導通模式。當功率開關116的切換頻率大於或等於臨界頻率 $F_{th}$ 時，控制電路330會判斷此時輸入電壓 $V_{in}$ 是位於零點附近，因此會將雙模式功率因數校正電路120設置成操作在非連續導通模式。以下將搭配圖4與圖5來進一步說明雙模式功率因數校正電路120在不同操作模式下的運作方式。

[0020] 圖4為雙模式功率因數校正電路120操作在臨界導通模式下的波形示意圖。在臨界導通模式中，控制電路330會將開關310保持導通，並將開關320維持在截止狀態（亦即不導通），使三角波產生電路123的低通濾波器340輸出固定的電壓 $V_{set}$ 給轉導放大器350。每次偵測電路121偵測到零電流時（例如，輸入節點的電壓 $V_L$ 低於一預定值 $V_{zcd}$ 時），偵測電路121會送一高準位信號到觸發電路126的S輸入端，使觸發電路126將開關控制信號PWM設置成高準位，以導通功率開關116。同時，觸發電路126會

將反相輸出端的信號QB設置成低準位，以使三角波產生電路123的開關370呈現不導通狀態。

[0021] 每次功率開關116導通時，電感電流IL會從零開始逐漸上升。同時，三角波產生電路123產生的三角波Vs的準位也會以一預定斜率逐漸上升。當比較器125偵測到三角波Vs的準位大於或等於誤差信號Vc的準位時，便會將觸發電路126的R輸入端設置成高準位，使開關控制信號PWM轉態成低準位，以使功率開關116呈現不導通狀態。同時，觸發電路126的反相輸出端的信號QB會轉態成高準位，以導通三角波產生電路123的開關370，使三角波Vs的準位下降。當偵測電路121又偵測到零電流時，觸發電路126會將開關控制信號PWM切換至高準位，以再次導通功率開關116。

[0022] 由前述說明可知，功率開關116在臨界導通模式中的每次導通時間Ton的大小，取決於三角波Vs的斜率，且可用下式表示：

$$T_{on} = (C_{ramp} * V_c) / (V_{set} * G_m) \quad \text{式(1)}$$

[0023] 其中，Cramp為三角波產生電路123的電容360的電容值，Gm為轉導放大器350為轉導值（transconductance）。由於Cramp、Vc、Vset、和Gm的大小都是實質上固定的，故可知功率開關116在臨界導通模式中的每次導通時間Ton是固定的。因此，藉由改變功率開關116的截止時間Toff的變頻操作即可使輸出電壓Vout保持穩定。

[0024] 另外，假設電感113的電感值為L，由圖4可知，在臨界導

通模式中，輸入電流 $I_{in}$ 在功率開關116的每個切換週期中的平均值可以用下式表示：

$$I_{in} = (V_{in}/L) * T_{on} * (1/2) \quad \text{式(2)}$$

[0025] 由於 $T_{on}$ 和 $L$ 都是固定值，故由式(2)可知輸入電流 $I_{in}$ 的波形在臨界導通模式中將會完全跟隨輸入電壓 $V_{in}$ 的波形變化，兩者間不會有相位差。因此，雙模式功率因數校正電路120操作在臨界導通模式時，可有效降低總諧波失真並改善交流至直流轉換器100的功率因數。此外，由於功率開關116都是在電感電流 $I_L$ 為零時進行切換，可使二極體114具有零電流切換的優點。

[0026] 圖5為雙模式功率因數校正電路120操作在非連續導通模式下的波形示意圖。在非連續導通模式中，每次偵測電路121偵測到零電流時（例如，輸入節點的電壓 $V_L$ 低於預定值 $V_{zcd}$ 時），偵測電路121會送一高準位信號到觸發電路126的S輸入端，使觸發電路126將開關控制信號PWM設置成高準位，以導通功率開關116，如圖5中的 $T_{on}$ 時段。同時，觸發電路126會將反相輸出端的信號QB設置成低準位，以截止三角波產生電路123的開關370。

[0027] 每次功率開關116導通時，電感電流 $I_L$ 會從零開始逐漸上升。同時，三角波產生電路123產生的三角波 $V_s$ 的準位也會逐漸上升。當比較器125偵測到三角波 $V_s$ 的準位追上誤差信號 $V_c$ 的準位時，便會將觸發電路126的R輸入端設置成高準位，使開關控制信號PWM轉態成低準位，以截止功率開關116，如圖5中的 $T_{off}$ 時段。同時，觸發電路126的反相輸出端的信號QB會轉態成高準位，以導通三角波

產生電路123的開關370，使三角波Vs的準位下降。此時，電感113會開始放電，當電感113上沒有能量時，原跨有輸出電壓Vout的功率開關116的等效輸出電容會開始與電感113產生共振，如圖5中的Td時段。當偵測電路121的輸入節點的電壓VL低於一預定值Vdcm，且功率開關116的等效輸出電容與電感113共振達一預定時段（例如Td）時，偵測電路121會送一高準位信號到觸發電路126的S輸入端，使觸發電路126將開關控制信號PWM設置成高準位，以再次導通功率開關116。

[0028] 在非連續導通模式中，輸入電流Iin在功率開關116的每個切換週期中的平均值可以用下式表示：

$$I_{in} = (V_{in}/L) * T_{on} * [(T_{on} + T_{off})/T_p] * (1/2) \quad \text{式 (3)}$$

[0029] 其中，Tp是功率開關116在非連續導通模式中的每個切換週期的時間長度。雙模式功率因數校正電路120在非連續導通模式中切換功率開關116的頻率是固定的，亦即功率開關116在單位時間內被導通的次數是固定的，因此Tp為定值。由式(3)可知，若能讓Ton\*[(Ton+ Toff)/Tp]的部分趨近於定值，則輸入電流Iin的大小便會正比於輸入電壓Vin的大小。如此一來，便可使輸入電流Iin的波形在非連續導通模式中跟隨輸入電壓Vin的波形變化，以消除、或極小化兩者間的相位差。

[0030] 在非連續導通模式中，功率開關116的導通時間Ton的大小，同樣取決於三角波Vs的斜率。功率開關116在非連續導通模式中的每次導通時間Ton的大小可用下式表示：

$$T_{on} = (C_{ramp} * V_c) / (V_{set} * G_m * K) \quad \text{式(4)}$$

[0031] 與臨界導通模式相同， $C_{ramp}$ 、 $V_c$ 、 $V_{set}$ 、和 $G_m$ 的大小實質上都是固定的。因此，若參數 $K$ 能正比於 $(T_{on} + T_{off})/T_p$ ，則 $T_{on}$ 便會正比於 $T_p/(T_{on} + T_{off})$ 。如此一來，便能使式(3)中的 $T_{on} * [(T_{on} + T_{off})/T_p]$ 的部分趨近於定值，實現使輸入電流 $I_{in}$ 的波形跟隨輸入電壓 $V_{in}$ 的波形變化的目標。

[0032] 在非連續導通模式中，控制電路330會藉由控制開關310和320的個別導通時間來決定參數 $K$ ，以達成使參數 $K$ 正比於 $(T_{on} + T_{off})/T_p$ 的目的。在功率開關116的每個切換週期中，控制電路330可先於一第一時段中將開關310導通並將開關320截止，接著再於一第二時段中將開關320導通並將開關310截止。例如，在一實施例中，前述第一時段的長度會等於功率開關116在前一個切換週期中的導通時間 $T_{on}(t-1)$ 和截止時間 $T_{off}(t-1)$ 的總和。前述第二時段的長度則會等於定值 $T_p$ 減去該第一時段後的長度，亦即功率開關116的等效輸出電容在前一切換週期中與電感113產生共振的時間 $T_d(t-1)$ 。

[0033] 在本實施例中，參數 $K$ 將成為 $[T_{on}(t-1) + T_{off}(t-1)]/T_p$ ，可視為與 $(T_{on} + T_{off})/T_p$ 成正比。因此， $T_{on}$ 也會正比於 $T_p/(T_{on} + T_{off})$ ，使得式(3)中的 $T_{on} * [(T_{on} + T_{off})/T_p]$ 的部分趨近於定值，而得以實現使輸入電流 $I_{in}$ 的波形跟隨輸入電壓 $V_{in}$ 的波形變化的目標。此外，由於參數 $K$ 會小於1，三角波產生電路123的低通濾波器340輸出給轉導放大器350的電壓 $V_{set}'$ ，

會小於臨界導通模式中的電壓 $V_{set}$ 。因此，三角波 $V_s$ 在非連續導通模式中的斜率會小於在臨界導通模式中的斜率。

[0034] 三角波 $V_s$ 的斜率降低會使得三角波 $V_s$ 的準位追上誤差信號 $V_c$ 的準位所需的時間增加，進而提升功率開關116的導通時間 $T_{on}$ 。因此，功率開關116在非連續導通模式中的每次導通時間會大於在臨界導通模式中的每次導通時間。

[0035] 在另一實施例中，前述第一時段的長度會等於功率開關116在前一個輸入電壓 $V_{in}$ 弦波週期內的相對應順序的切換運作中的導通時間和截止時間的總和，而前述第二時段的長度則是定值 $T_p$ 減去該第一時段後的長度，亦即功率開關116的等效輸出電容在前一個輸入電壓 $V_{in}$ 弦波週期內的相對應順序的切換運作中與電感113產生共振的時間。

[0036] 由前述說明可知，控制電路330在非連續導通模式中調整開關310和320的導通時間的方式，不僅可控制三角波產生電路126調降三角波 $V_s$ 的斜率，藉以增加功率開關116的導通時間，避免造成輸入電流 $I_{in}$ 在輸入電壓 $V_{in}$ 位於零點附近時產生失真的情況，還能使輸入電流 $I_{in}$ 的波形跟隨輸入電壓 $V_{in}$ 的波形變化。因此，當輸入電壓 $V_{in}$ 在零點附近時，藉由將雙模式功率因數校正電路120操作在非連續導通模式的方式，同樣可有效降低總諧波失真並改善交流至直流轉換器100的功率因數。由於功率開關116也都是在電感電流 $I_L$ 為零時進行切換，所以二極體

114仍然具有零電流切換的優點。此外，由於功率開關116在非連續導通模式中的切換頻率是固定的，故可有效將功率開關116的切換頻率限制在理想的範圍內。

[0037] 在前述實施例中，模式切換電路122是依據功率開關116的切換頻率（例如觸發電路126輸出的開關控制信號PWM的頻率），來作為要將雙模式功率因數校正電路120設置成操作在臨界導通模式或是非連續導通模式的判斷依據。此僅係為一實施例，而非侷限本發明的實際實施方式。實作上，模式切換電路122也可以依據輸入電壓 $V_{in}$ 的大小，或是電感電流 $I_L$ 的峰值大小來決定雙模式功率因數校正電路120的操作模式。

[0038] 例如，圖6為本發明第二實施例之雙模式功率因數校正電路620簡化後的功能方塊圖。相較於前述的雙模式功率因數校正電路120，雙模式功率因數校正電路620另包含一電壓偵測器627，用以偵測輸入電壓 $V_{in}$ 的大小。當輸入電壓 $V_{in}$ 大於一預定閾值 $V_{th}$ 時，模式切換電路122中的控制電路630會將雙模式功率因數校正電路620設置成操作在臨界導通模式；而當輸入電壓 $V_{in}$ 小於或等於預定閾值 $V_{th}$ 時，則模式切換電路122中的控制電路630會將雙模式功率因數校正電路620設置成操作在非連續導通模式。前述雙模式功率因數校正電路120中的許多功能方塊的運作方式，同樣適用於雙模式功率因數校正電路620中的對應功能方塊，為簡潔起見，在此不重複敘述。

[0039] 圖7為本發明另一實施例之雙模式功率因數校正電路720簡化後的功能方塊圖。在雙模式功率因數校正電路720中

，偵測電路721除了會透過輔助線圈117和電阻118來偵測電感電流 $I_L$ 的變化外，還會偵測流經功率開關116的電感電流 $I_L$ 的峰值大小。當節點CS的電流（亦即流經功率開關116的電感電流）小於一預定閾值電流 $I_{th}$ 時，模式切換電路122中的控制電路730會將雙模式功率因數校正電路720設置成操作在臨界導通模式；而當節點CS的電流大於或等於預定閾值電流 $I_{th}$ 時，則模式切換電路122中的控制電路730會將雙模式功率因數校正電路720設置成操作在非連續導通模式。前述雙模式功率因數校正電路120中的許多功能方塊的運作方式，同樣適用於雙模式功率因數校正電路720中的對應功能方塊，為簡潔起見，在此不重複敘述。

[0040] 在實際應用上，前揭的雙模式功率因數校正電路也適用於返馳式（flyback）架構的交流至直流轉換器。

[0041] 例如，圖8為本發明一實施例之返馳式交流至直流轉換器800簡化後的功能方塊圖。在交流至直流轉換器800中，雙模式功率因數校正電路120同樣會依據功率開關116的切換頻率（例如觸發電路126輸出的開關控制信號PWM的頻率），來作為要將雙模式功率因數校正電路120設置成操作在臨界導通模式或是非連續導通模式的判斷依據。交流至直流轉換器800中的雙模式功率因數校正電路120的運作及實施方式，與前述圖1和圖3的實施例中的雙模式功率因數校正電路120相同，為簡潔起見，在此不重複敘述。

[0042] 另外，也可以用前述圖6中的雙模式功率因數校正電路

620來取代圖8中的雙模式功率因數校正電路120，使交流至直流轉換器800中的雙模式功率因數校正電路依據輸入電壓 $V_{in}$ 的大小，在臨界導通模式和非連續導通模式之間進行操作模式的切換。或者，也可以用前述圖7中的雙模式功率因數校正電路720來取代圖8中的雙模式功率因數校正電路120，使交流至直流轉換器800中的雙模式功率因數校正電路依據電感電流 $I_L$ 的峰值大小，在臨界導通模式和非連續導通模式之間進行操作模式的切換。

[0043] 由前述說明可知，本發明提出的雙模式功率因數校正電路120和620的電路架構非常精簡，卻能藉由在臨界導通模式與非連續導通模式間來回切換運作的方式，使交流至直流轉換器同時享有兩種操作模式的優點，又能有效降低總諧波失真並提升功率因數。

[0044] 以上所述僅為本發明之較佳實施例，凡依本發明申請專利範圍所做之均等變化與修飾，皆應屬本發明之涵蓋範圍。

#### 【圖式簡單說明】

[0045] 圖1為本發明之交流至直流轉換器的一實施例簡化後的功能方塊圖。

[0046] 圖2為圖1中的雙模式功率因數校正電路產生的開關控制信號與電感電流間的關係的一實施例簡化後的示意圖。

[0047] 圖3為本發明之雙模式功率因數校正電路的第一實施例簡化後的功能方塊圖。

[0048] 圖4為圖3中的雙模式功率因數校正電路操作在臨界導通

模式下的波形示意圖。

[0049] 圖5為圖3中的雙模式功率因數校正電路操作在非連續導通模式下的波形示意圖。

[0050] 圖6為本發明之雙模式交流至直流轉換器的第二實施例簡化後的功能方塊圖。

[0051] 圖7為本發明之雙模式功率因數校正電路的第三實施例簡化後的功能方塊圖。

[0052] 圖8為本發明之返馳式交流至直流轉換器的一實施例簡化後的功能方塊圖。

**【主要元件符號說明】**

[0053]	100、800	交流至直流轉換器
	102	交流電源
	104	負載
	111	橋式整流器
	112、115、344、360	電容
	113	電感
	118、342	電阻
	114	二極體
	116、310、320、370	開關
	117	輔助線圈
	120、620	雙模式功率因數校正電路
	121、721	偵測電路
	122	模式切換電路
	123	三角波產生電路

124	誤差偵測器
125	比較器
126	觸發電路
330、630、730	控制電路
340	低通濾波器
350	轉導放大器
627	電壓偵測器

## 七、申請專利範圍：

- 1 . 一種雙模式功率因數校正電路，用於校正一交流至直流轉換器的功率因數，其中該交流至直流轉換器包含有一電感以及一功率開關，該雙模式功率因數校正電路包含有：
  - 一偵測電路，用於偵測該電感的電流；
  - 一模式切換電路，耦接於該偵測電路，用於將該雙模式功率因數校正電路在一第一操作模式與一第二操作模式間交替切換；
  - 一三角波產生電路，耦接於該模式切換電路，用於在操作於該第一操作模式時產生一三角波，並在操作於該第二操作模式時降低該三角波的斜率；
  - 一誤差偵測器，用以耦接於該交流至直流轉換器的一輸出端，用於依據該交流至直流轉換器的一輸出電壓產生一誤差信號；
  - 一比較器，耦接於該三角波產生電路和該誤差偵測器，用於對該三角波與該誤差信號進行比較；以及
  - 一觸發電路，耦接於該偵測電路和該比較器，用於依據該偵測電路的偵測結果和該比較器的比較結果，控制該功率開關的切換動作。
- 2 . 如請求項1所述的雙模式功率因數校正電路，其中該模式切換電路會於該功率開關的切換頻率低於一預定頻率或該交流至直流轉換器的輸入電壓大於一預定閾值時，將該雙模式功率因數校正電路設置成操作在該第一操作模式，並於該功率開關的切換頻率高於該預定頻率或該交流至直流轉換器的輸入電壓小於該預定閾值時，將該雙模式功率

- 因數校正電路設置成操作在該第二操作模式。
- 3 . 如請求項2所述的雙模式功率因數校正電路，其中該第一操作模式是臨界導通模式，而該第二操作模式是非連續導通模式。
  - 4 . 如請求項3所述的雙模式功率因數校正電路，其中該模式切換電路包含有：
    - 一第一開關；
    - 一第二開關；以及
    - 一控制電路，當操作在非連續導通模式時，該控制電路會在該功率開關的每個切換週期中先於一第一時段中將該第一開關導通並將該第二開關截止，接著再於一第二時段中將該第二開關導通並將該第一開關截止。
  - 5 . 如請求項4所述的雙模式功率因數校正電路，其中該第一時段的長度等於該功率開關在前一個切換週期中的導通時間和截止時間的總和，而該第二時段的長度等於該功率開關的每個切換週期的長度減去該第一時段後的長度。
  - 6 . 如請求項4所述的雙模式功率因數校正電路，其中當該控制電路操作在臨界導通模式時，該控制電路會將該第一開關保持導通，並將該第二開關維持在截止狀態。
  - 7 . 如請求項4所述的雙模式功率因數校正電路，其中當該偵測電路偵測到零電流時，該觸發電路會導通該功率開關，而當該三角波的準位大於或等於該誤差信號的準位時，該觸發電路會截止該功率開關。
  - 8 . 如請求項7所述的雙模式功率因數校正電路，其中該三角波產生電路包含有：
    - 一電容；以及

一 第三開關；

其中，當該觸發電路導通該功率開關時，該觸發電路會截止該第三開關，而當該觸發電路截止該功率開關時，該觸發電路會導通該第三開關。

- 9 . 如請求項8所述的雙模式功率因數校正電路，其中該誤差偵測器會將與該輸出電壓具有一比例關係的回授電壓與一參考電壓進行比較，以產生該誤差信號。
- 10 . 如請求項8所述的雙模式功率因數校正電路，其中該觸發電路包含一RS正反器，該RS正反器的S輸入端耦接至該偵測電路、R輸入端耦接至該比較器、輸出端耦接至該功率開關、而反相輸出端則耦接於該第三開關。
- 11 . 如請求項4所述的雙模式功率因數校正電路，其中該觸發電路包含一RS正反器，該RS正反器的S輸入端耦接至該偵測電路、R輸入端耦接至該比較器、而輸出端則耦接至該功率開關。
- 12 . 如請求項1所述的雙模式功率因數校正電路，其中在該第一操作模式中，該觸發電路每次導通該功率開關的時間會固定，而在該第二操作模式中，該觸發電路導通該功率開關的頻率會固定。

八、圖式：

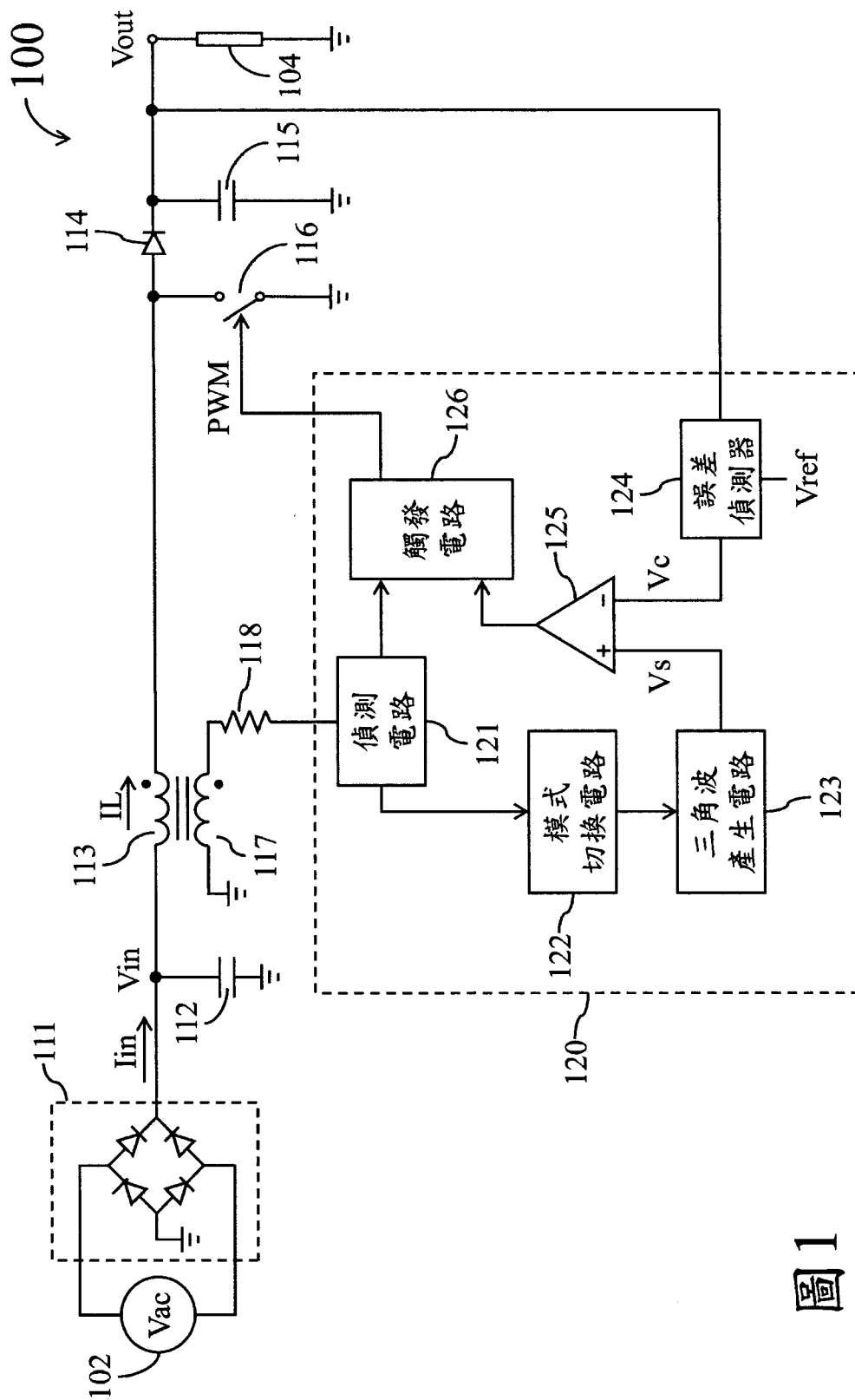


圖1

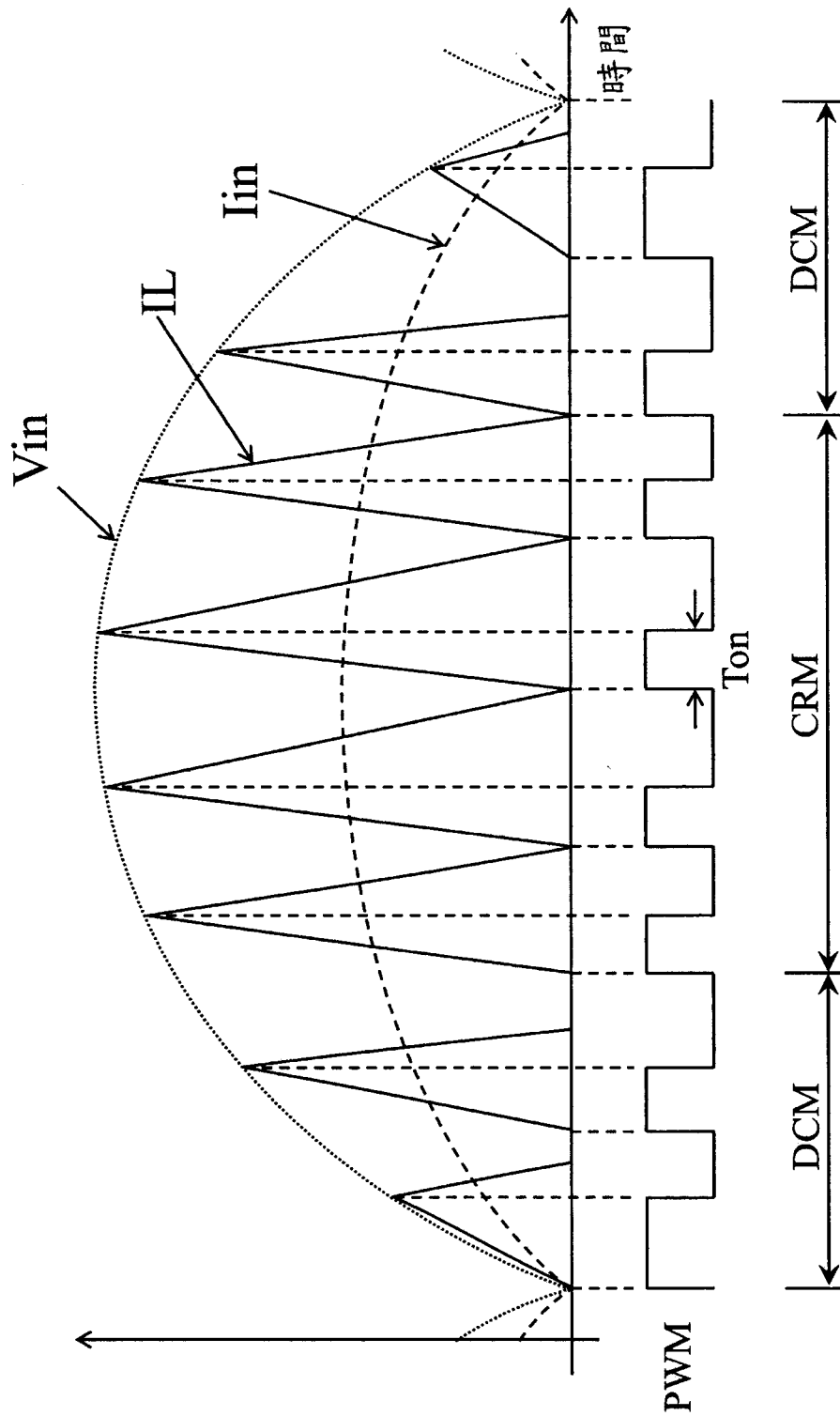


圖2

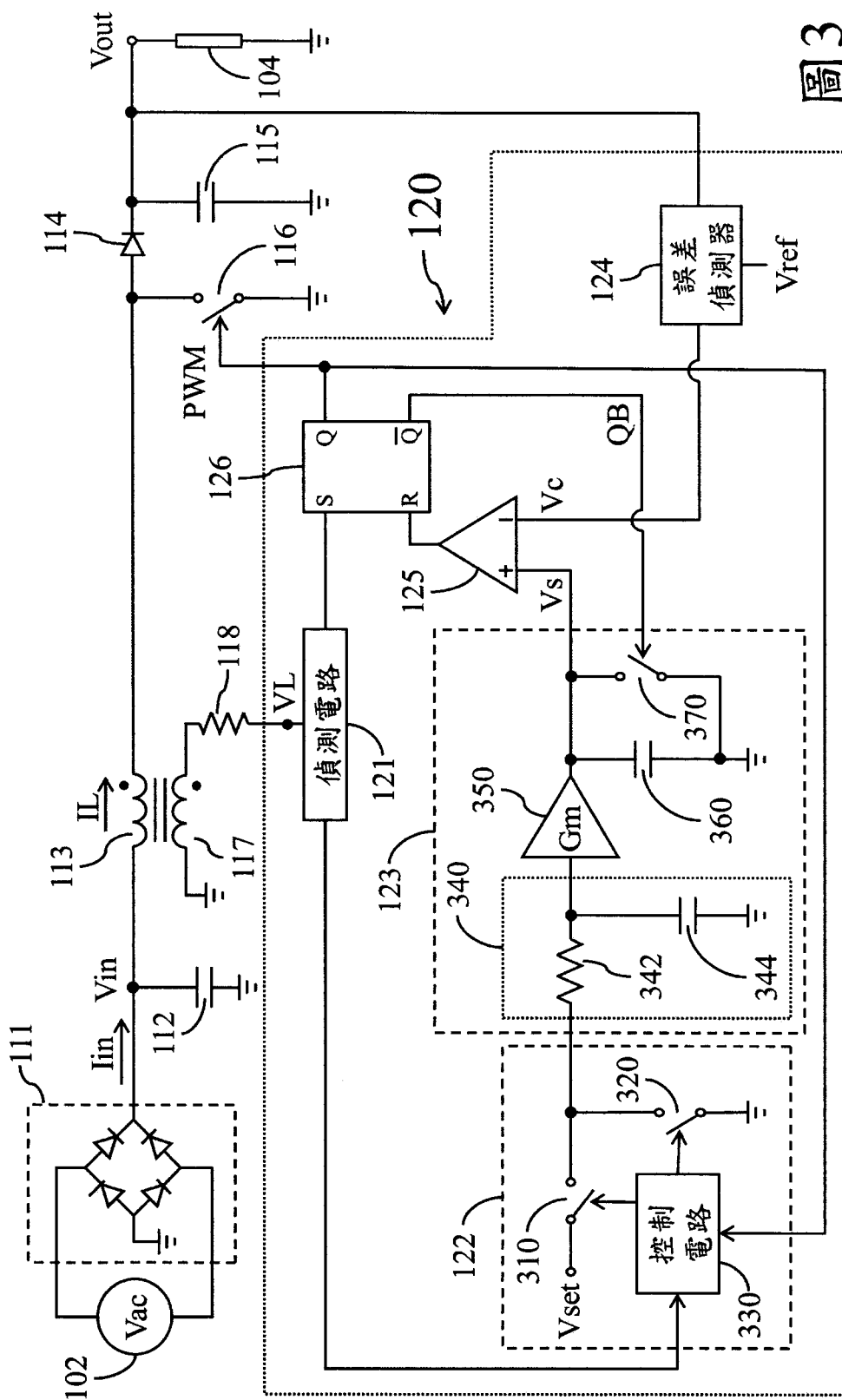


圖3

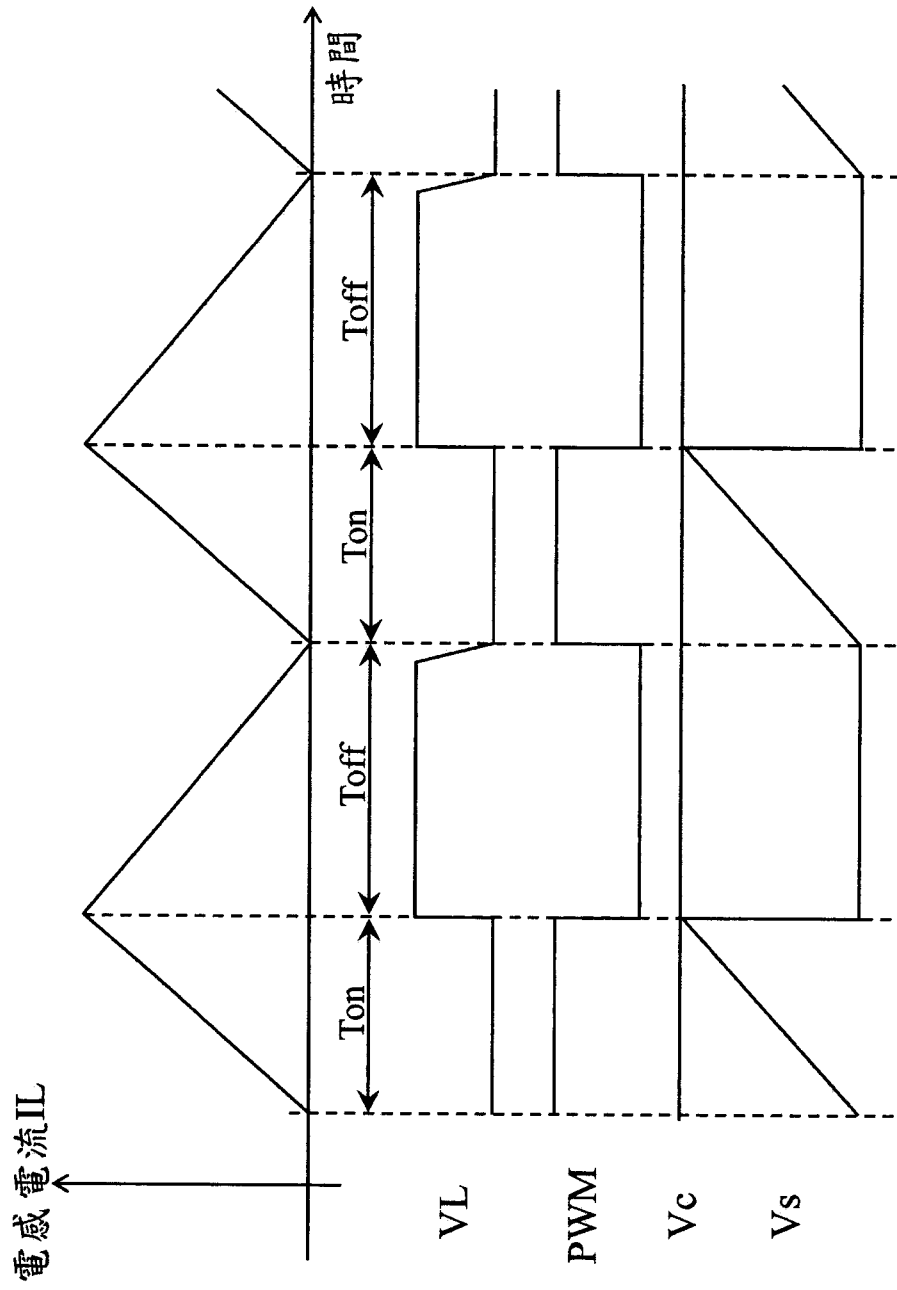


圖4

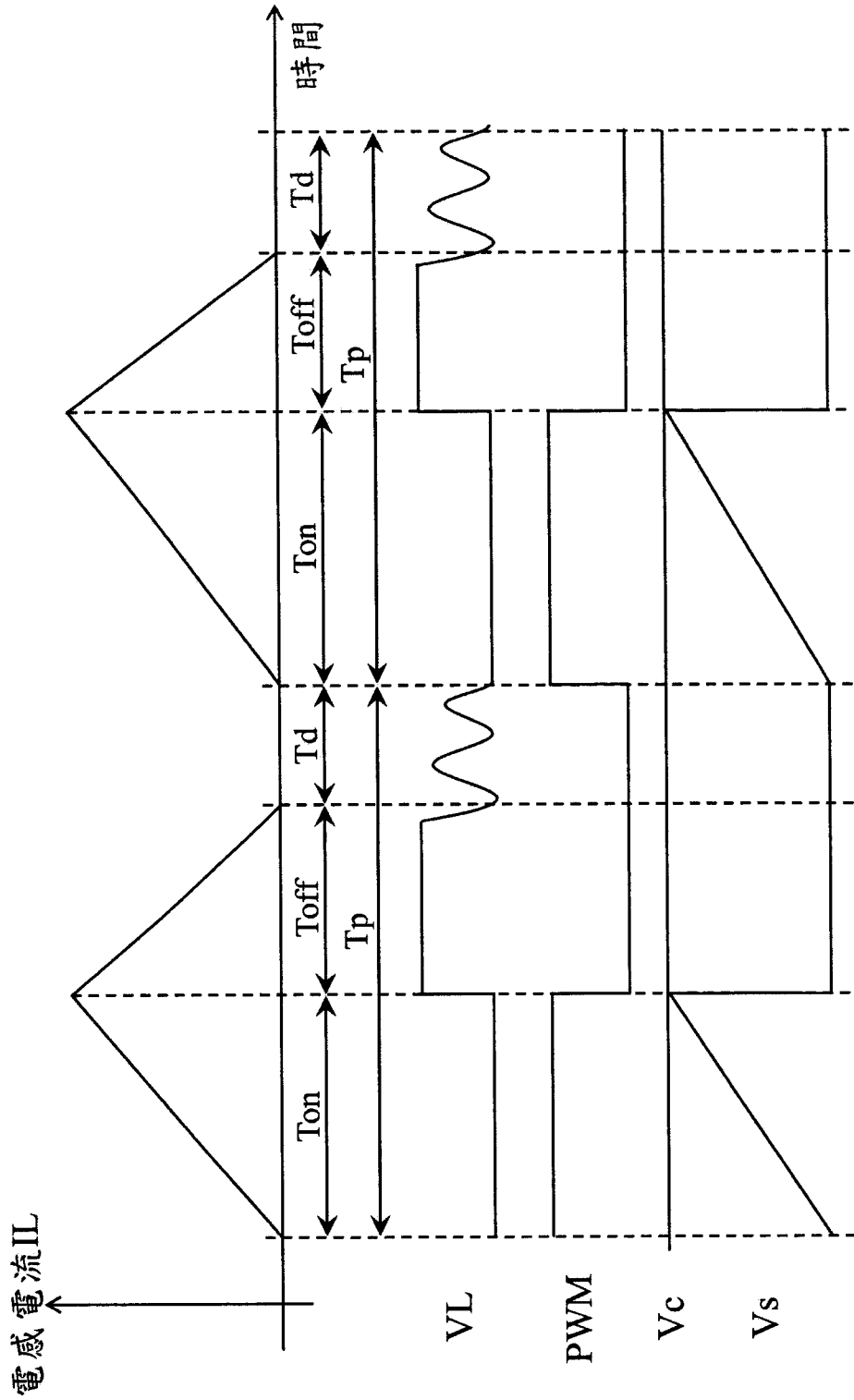


圖5

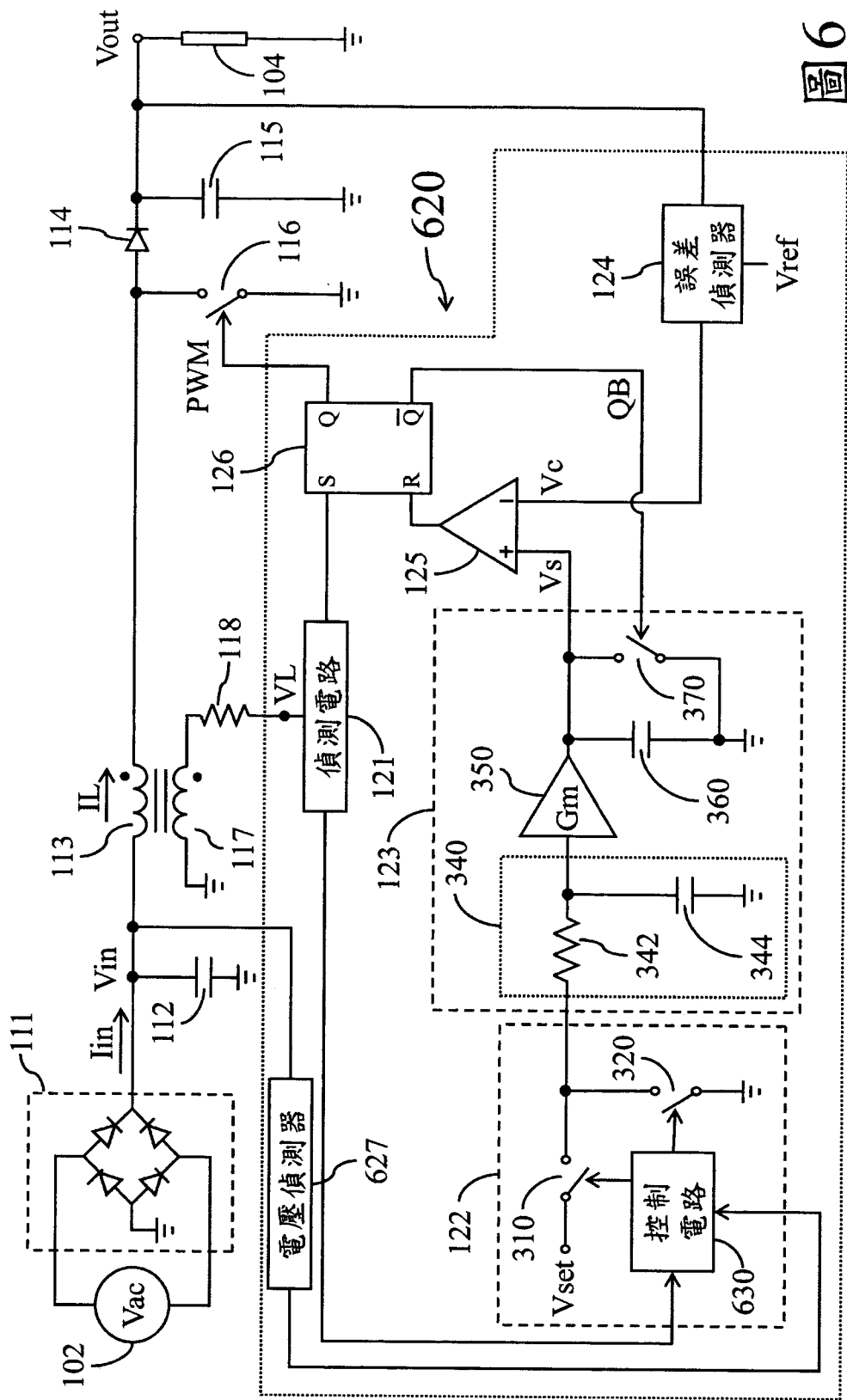


圖6

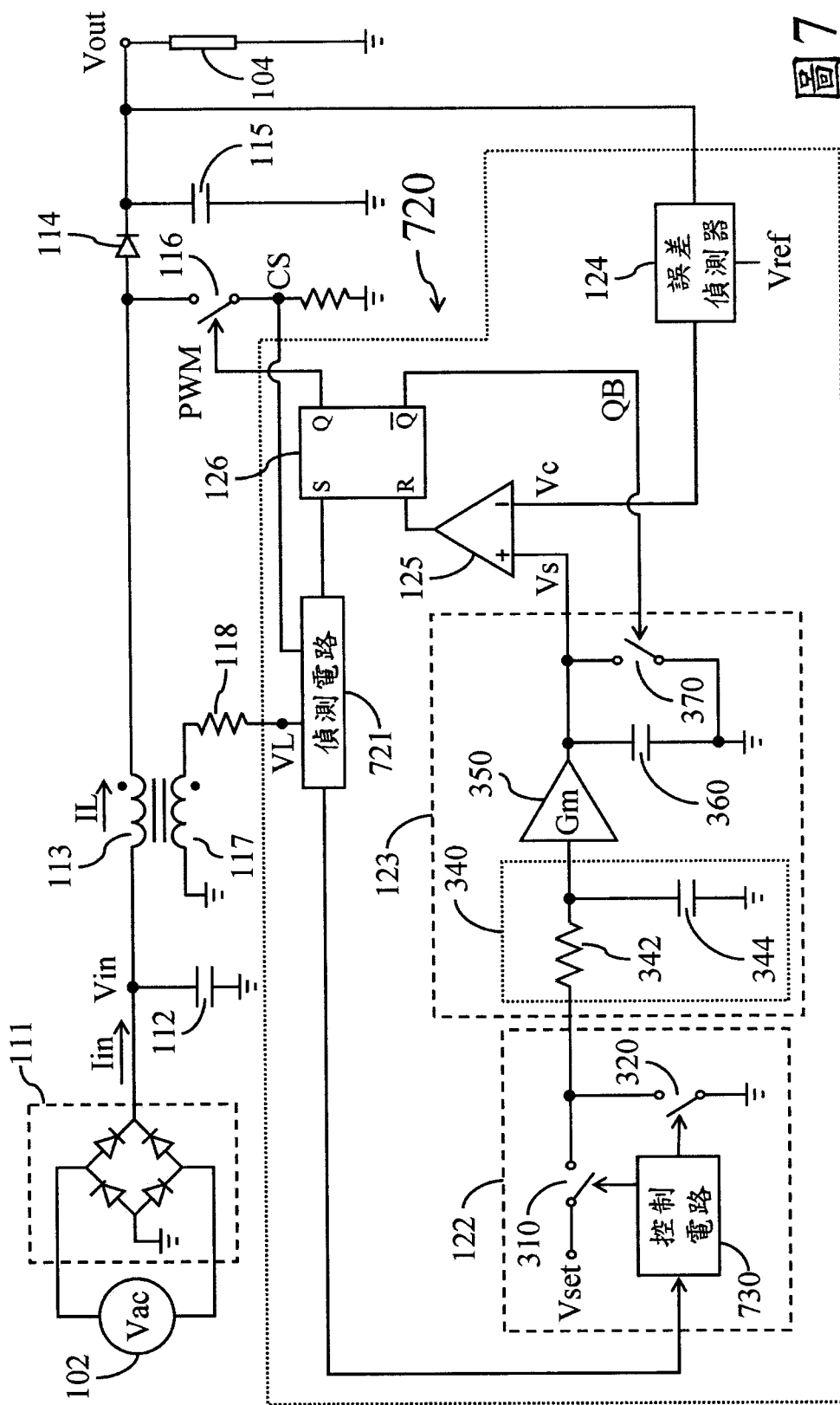


圖7

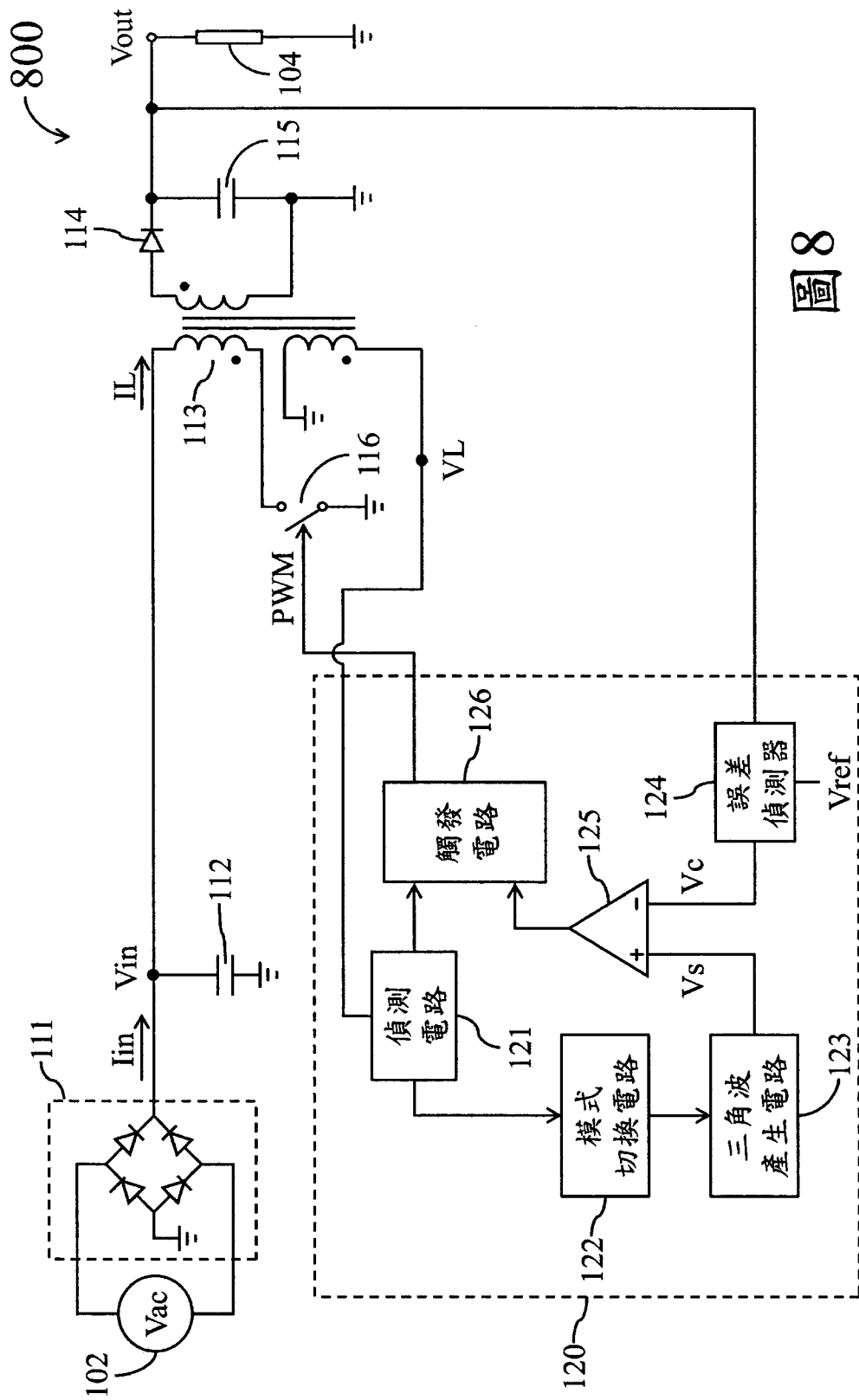


圖8