

- 1 -

※申請案號：96108427

※申請日期：96年03月12日

※IPC分類: H02M 3/335 (2006.01)

一、發明名稱：

(中) 切換電源供應電路

(英) Switching power supply circuit

二、申請人：(共 1 人)

1.姓 名：（中）新力股份有限公司

(英) SONY CORPORATION

代表人：（中）1.中鉢良治

(英) 1. CHUBACHI, RYOJI

地 址：（中）日本國東京都港區港南一丁目七番一號

(英) 1-7-1 Konan, Minato-ku, Tokyo, Japan

國籍：(中英) 日本 JAPAN

三、發明人：(共 1 人)

1.姓 名：（中）安村昌之

(英) YASUMURA, MASAYUKI

國籍：(中)日本

(英) JAPAN

四、聲明事項:

◎本案申請前已向下列國家（地區）申請專利 ☐ 主張國際優先權：

【格式請依：受理國家（地區）；申請日；申請案號數 順序註記】

1. 日本 ; 2006/03/13 ; 2006-067730 ☒有主張優先權

(1)

九、發明說明

【發明所屬之技術領域】

本發明係關於設置作為各種電子裝置的電源供應之切換電源供應電路。

【先前技術】

整流商業用交流電源且提供想要的直流電壓之大部分電源供應電路近來都是切換型電源供應電路。切換電源供應電路具有變壓器及藉由增加切換頻率而小型化的其它裝置，且被使用作為各種電子裝置的電源供應，如高能直流換流器。

商業用交流電源係正弦交流電壓。當使用整流元件及平流電容器之平流及整流電路整流及平流商業用交流電源時，由於平流及整流電路的峰值保持效應，電流在交流電壓的峰值電壓附近之短期間自商業用交流電源供應流至切換電源供應電路，且自商業用交流電源供應流至切換電源供應電路之電流具有與正弦波非常不同之畸變波形。然後，表示電源供應的使用效率之功率因數被劣化。再者，用於抑制諧波所需之考量，諧波起因於商業用交流電源的循環的此種畸變電流波形。使用例如日本專利先行公開案第 Hei 6-327246 號的所謂的有源濾波器來解決這些問題之方法，在相關技術中已知為用於改善功率因數的技術。

圖 20 顯示此種有源濾波器的基本組態。於圖 20 中，形成作為橋接整流器之主要側整流元件 D_i 係連接至商業

(2)

用交流電源供應線路 AC。升壓型換流器係連接至主要側整流元件 D_i 的正極/負極線路。平流電容器 C_{out} 係與換流器的輸出並聯連接。直流電壓 V_{out} 被獲得作為跨接平流電容器 C_{out} 之電壓。直流電壓 V_{out} 被供應作為例如，後續階段中直流換流器之對負載 110 之輸入電壓。

用於功率因數改善之組態包括：由電感器 L、快速恢復型快速切換二極體 D 及切換元件 Q 所組成之升壓型換流器；及用於升壓型換流器之控制部位。控制部位具有作為主要組件之倍增器 111。電感器 L 及快速切換二極體 D 係於相互串聯連接的狀態中而插在主要側整流元件 D_i 的正極輸出端子與平流電容器 C_{out} 的正極端子之間。電阻 R_i 被插在主要側整流元件 D_i 的負極輸出端子（主要側接地）及平流電容器 C_{out} 的負極端子之間。切換元件 Q 例如，為 MOS-FET。切換元件 Q 被插在電感器 L 及快速切換二極體 D 間的連接點與主要側接地之間。

倍增器 111 係與電流檢測線路 L_I 、波形輸入線路 L_w 、及電壓檢測線路 L_v 而連接。倍增器 111 自跨接電阻 R_i 來檢測相當於流經主要側整流元件 D_i 的負極輸出端子之整流電流 I_{in} 。信號係自電流檢測線路 L_I 而輸入。再者，倍增器 111 檢測相當於在主要側整流元件 D_i 的正極輸出端子的整流電壓 V_{in} 之信號。此信號係自波形輸入線路 L_w 而輸入。整流電壓 V_{in} 係藉由將來自商業用交流電源供應 AC 的交流輸入電壓 V_{AC} 的波形轉換成絕對值而獲得。再者，基於平流電容器 C_{out} 的直流電壓 V_{out} ，倍增器

(3)

111 檢測直流輸入電壓的變化差（藉由放大預定參考電壓及直流電壓 V_{out} 間的差所獲得之信號將被稱為變化差，該變化差在以下同樣被使用）。直流電壓 V_{out} 係自電壓檢測線路 L_v 而輸入。然後，用於驅動切換元件 Q 之驅動信號係自倍增器 111 而輸出。

倍增器 111 將相當於整流電流 I_{in} 且自電流檢測線路 L_I 檢測之信號及直流輸入電壓的自電壓檢測線路 L_v 所檢測之變化差一起相乘。倍增器 111 檢測相乘結果及信號間之誤差，該信號係相當於整流電壓 V_{in} 且係自波形輸入線路 L_w 檢測到。在放大誤差信號之後，倍增器 111 實施 PWM（脈衝寬度調變）轉換，且藉由具有高位準及低位準之二元信號來控制切換元件 Q 。因此，雙輸入反饋系統被形成，直流電壓 V_{out} 的值被致使成為預定值，且整流電流 I_{in} 被致使具有相似於整流電壓 V_{in} 之波形。結果，自商業用交流電源供應 AC 施加至主要側整流元件 D_i 之交流電壓的波形及流入主要側整流元件 D_i 之交流電流的波形亦相似，使得功率因數接近實質一者。因此，功率因數改善被達到。

圖 21A 顯示當圖 20 所示的有源濾波器電路正確操作時之整流電壓 V_{in} 及整流電流 I_{in} 。圖 21B 顯示自輸入至及輸出自平流電容器 C_{out} 之能量（電源）的變化 P_{chg} 。斷續線代表輸入至及輸出自能量（電源）之平均值 P_{in} 。亦即，平流電容器 C_{out} 在整流電壓 V_{in} 係高時儲存能量，且平流電容器 C_{out} 在整流電壓 V_{in} 係低時釋放能量。

(4)

平流電容器 C_{out} 藉此保持輸出電源的流量。圖 21C 顯示使平流電容器 C_{out} 的充電及放電電流 I_{chg} 的波形。圖 21D 顯示作為跨接平流電容器 C_{out} 的電壓之直流電壓 V_{out} 。直流電壓 V_{out} 係加有包括作為主要組件之整流電壓 V_{in} 的循環的第二諧波分量的紋波電壓之直流電壓（例如，375V 的直流電壓）。

圖 22 顯示基於圖 20 所示的組態藉由連接接著有源濾波器之階段的電流共振換流器所形成之電源供應電路的組態的實例。圖 22 所示之電源供應電路具有當交流輸入電壓 V_{AC} 的值在 85V 至 264V 的範圍時可應付 300W 至 0W 的範圍之負載功率 P_o 。電流共振換流器利用外激式半橋耦合系統的組態。現將自交流輸入側依序說明圖 22 所示之電源供應電路。由兩個線路過濾變壓器 LFT 及三個跨接電容器 CL 所形成之共模雜訊濾波器被設置。主要側整流元件 D_i 係連接於接在共模雜訊濾波器之階段。藉由連接電感器 L_N 及濾波電容器（薄膜電容器） C_N 所形成之 π 組態正常模式雜訊濾波器 125 係連接至主要側整流元件 D_i 的整流輸出線路。

主要側整流元件 D_i 的正極輸出端子係經由電感器 L_N 的串聯連接而連接至平流電容器 C_i 的正極端子，抗流線圈 PCC （作用如電感器 L_{pc} ）、及快速恢復型快速切換二極體 D_{20} 。平流電容器 C_i 具有如圖 20 中的平流電容器 C_{out} 之相同功能。抗流線圈 PCC 的電感器 L_{pc} 及快速切換二極體 D_{20} 分別具有如圖 20 所示之電感器 L 及快速切

(5)

換二極體 D 之相同功能。再者，由相互串聯連接之電容器 C_{sn} 及電阻 R_{sn} 所形成之 RC 緩衝電路係與圖 22 中的快速切換二極體 $D20$ 並聯連接。

切換元件 $Q103$ 相當於圖 20 的切換元件 Q 。此例中之功率因數及功率因數及輸出電壓控制 $IC120$ 係控制用於改善功率因數之有源濾波器的操作以使功率因數近似一之積體電路（ IC ）。功率因數及功率因數及輸出電壓控制 $IC120$ 包括例如，倍增器、分配器、誤差電壓放大器、 PWM 控制電路及用於輸出驅動切換元件 $Q103$ 的驅動信號之驅動電路。藉由電壓分配電阻 $R5$ 及電壓分配電阻 $R6$ 分配跨接平流電容器 C_i 之電壓（直流輸入電壓 E_i ）所獲得之電壓係輸入至功率因數及輸出電壓控制 $IC120$ 的端子 $T1$ ，使得用於保持直流輸入電壓 E_i 在預定值之第一反饋控制電路被形成。

再者，電壓分配電阻 $R101$ 及電壓分配電阻 $R102$ 的串聯連接係設在主要側整流元件 D_i 的正極輸出端子與主要側接地之間。電壓分配電阻 $R101$ 及電壓分配電阻 $R102$ 間的連接點係連接至端子 $T5$ 。因此，由主要側整流元件 D_i 所整流之電壓被分配然後輸入至端子 $T5$ 。電阻 103 的電壓，亦即，相當於切換元件 $Q103$ 的源極電流之電壓係輸入至端子 $T2$ 。切換元件 $Q103$ 的源極電流係流經抗流線圈 PCC 的電流 $I101$ 中所促成之磁能量的儲存之電流。然後，第二反饋控制電路的形成使相當於整流電壓之輸入功率因數及輸出電壓控制 $IC120$ 的端子 $T5$ 的信號形式相似於

(6)

相當於輸入至端子 T2（亦即，電流 I101 的波封）之電壓的波封之信號形式。

再者，端子 T4 係以操作電源供應給功率因數及輸出電壓控制 IC120。圖 22 中所示由整流二極體 D11 及串聯共振電容器 C11 所形成之半波整流電路將感應於繞組 N5 中（其為抗流線圈 PCC 中與感應器 L_{pc} 耦合之變壓器）的交流電壓轉換成低直流電壓，然後將低直流電壓供應至端子 T4。再者，端子 T4 係經由啓動電阻 R_s 而連接至主要側整流元件 D_i 的正極輸出端子。在接通商業用交流電源供應 AC 後之電壓被包括於繞組 N5 之前的啓動時間內，在主要側整流元件 D_i 的正極輸出端子所獲得之整流輸出係經由啓動電阻 R_s 而供應至端子 T4。功率因數及輸出電壓控制 IC120 啓動使用因此供應的整流電壓作為啓動電源之操作。

用於驅動切換元件之驅動信號（閘極電壓）係自端子 T3 輸出至切換元件 Q103 的閘極。亦即，用於操作該兩個反饋控制電路之驅動信號係輸入至切換元件 Q103 的閘極。該兩個反饋控制電路為，使由上述電壓分配電阻 R_5 及 R_6 所分配的電壓值成為預定值之第一反饋控制電路及使電流 I101 的波封具有與直流輸入電壓 E_i 的相似形式之第二反饋控制電路。因此，自商業用交流電源供應 AC 流入之交流輸入電流 I_{AC} 的波形係實質上相同如交流輸入電壓 V_{AC} 的波形，使得功率因數被控制在實質上為一。亦即，功率因數被改善。

(7)

圖 23A、23B 及 23C 與圖 24 顯示圖 22 所示的有源濾波器的功率因數改善操作中之各部分的波形。圖 23A、23B 及 23C 顯示切換元件 Q103 的切換操作（on：接通，及 off 斷開操作）與依據負載變化之流經抗流線圈 PCC 的感應器 L_{pc} 之電流 I101。圖 23A 顯示在輕負載下之操作。圖 23B 顯示在中負載下之操作。及圖 23C 顯示在重負載下之操作。如自圖 23A、23B 及 23C 間之比較所瞭解，切換元件 Q103 的交換循環被保持恆定，同時切換元件 Q103 的接通週期隨著負載變更重而增長。經由感應器 L_{pc} 而流入平流電容器 C_i 之電流 I101 依據負載條件因此而調整，因此，無關交流輸入電壓 VAC 的電壓變化及負載變化，直流輸入電壓 E_i 被穩定。例如，直流輸入電壓 E_i 的值被保持恆定在 380V，同時交流輸入電壓 VAC 的值在 85V 至 264V 的範圍。直流輸入電壓 E_i 係跨接平流電容器 C_i 之電壓，且係以下階段中的電流共振轉換器之直流輸入電壓。

圖 24 顯示與交流輸入電壓 VAC 相較之交流輸入電流 IAC 及直流輸入電壓 E_i 的波形。附帶地，此圖顯示當交流輸入電壓 VAC 的值係 100V 時之實驗的結果。如此圖所示，交流輸入電壓 VAC 的波形及交流輸入電流 IAC 的波形隨著時間的通過係實質地相似。亦即，功率因數被改善。除了功率因數的此種改善外，還顯示直流輸入電壓 E_i 被穩定在 380V 的平均值。而且，如圖 24 所示，直流輸入電壓 E_i 在 380V 具有 10V_{p-p} 的波紋改變。

(8)

回到圖 22，於接著有源濾波器的階段，將說明電流共振換流器。電流共振換流器係以直流輸入電壓 E_i 供應且實施電源轉換之切換操作。電流共振換流器具有以藉由半橋接連接之連接的切換元件 Q_{101} 及 Q_{102} 所形成之切換電路。此例中之電流共振換流器係外激式。MOS-FET 被使用作為切換元件 Q_{101} 及切換元件 Q_{102} 。主體二極體 DD_{101} 及主體二極體 DD_{102} 分別地與這些 MOS-FET 並聯連接。振盪及驅動電路 102 於切換元件 Q_{101} 及切換元件 Q_{102} 交替接通/斷開之時機在需要交換頻率而交換驅動切換元件 Q_{101} 及切換元件 Q_{102} 。振盪及驅動電路 102 係藉由來自控制電路 101 的信號所控制。控制電路 101 操作來依據次要側直流輸出電壓 E_o 的位準可變地控制切換頻率。因此，次要側直流輸出電壓 E_o 被穩定。

換流變壓器 PIT 被設置來將切換元件 Q_{101} 及切換元件 Q_{102} 的切換輸出自主要側傳輸至次要側。換流變壓器 PIT 的主要繞組 N1 的一端子部件係經由主要側串聯共振電容器 C_{101} 而連接至切換元件 Q_{101} 及切換元件 Q_{102} 間之連接點（切換輸出點）。主要繞組 N1 的另一端子部件係連接至主要側接地。主要側串聯共振電容器 C_{101} 及漏電感 L_1 形成串聯共振電路。串聯共振電路藉由切換元件 Q_{101} 及切換元件 Q_{102} 而供應以切換輸出來實施共振操作。

次要繞組 N2 被捲繞在換流變壓器 PIT 的次要側上。此例中的次要繞組 N2 具有設有如圖 22 所示的中央分接頭

(9)

之次要繞組部件 $N2A$ 及次要繞組部件 $N2B$ 。中央分接頭係連接至次要側接地。次要繞組部件 $N2A$ 及次要繞組部件 $N2B$ 分別連接至整流二極體 D_{o1} 及整流二極體 D_{o2} 的陽極。整流二極體 D_{o1} 及整流二極體 D_{o2} 的陰極各自連接至平流電容器 C_o 。因此，雙波整流電路被形成。因此，次要側直流輸出電壓 E_o 被獲得作為電壓跨接該平流電容器 C_o 。此次要側直流輸出電壓 E_o 被供應至負載側上（未顯示），且亦輸入至上述控制電路 101。

圖 25 顯示相對於負載變化之自 AC 電源至 DC 電源之電源轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ （整體效率）、及直流輸入電壓 E_i 。圖 25 顯示當交流輸入電壓 V_{AC} 的值係 100V 且負載功率 P_o 的值自 300W 改變至 0W 時之特性。圖 26 顯示交流輸入電壓 V_{AC} 中相對於變化之電源轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ （整個效率）、電源因數 PF 、及直流輸入電壓 E_i 的特性。圖 26 顯示當交流輸入電壓 V_{AC} 的值在負載功率 P_o 的值保持在 300W 的負載條件下自 85V 改變至 264V 時之特性。

首先，如圖 25 所示，電源轉換效率（整個效率）隨著負載功率 P_o 增加而減小。相對於交流輸入電壓 V_{AC} 的改變，如圖 26 所示，當交流輸入電壓 V_{AC} 的位準在相同負載條件下變更高時，電源轉換效率（整個效率）增加。例如，所獲得之結果顯示，在負載功率 P_o 係 300W 的負載條件下，當交流輸入電壓 V_{AC} 係 100V 時，電源轉換效率（整個效率）約為 83.0%，當交流輸入電壓 V_{AC} 係

(10)

230V 時，電源轉換效率（整個效率）係約 89.0%，及當交流輸入電壓 VAC 係 85V 時，電源轉換效率（整個效率）係約 80.0%。

當負載功率 P_o 改變時之電源因數 PF 係實質地恆定，如圖 25 所示。至於相對於交流輸入電壓 VAC 的改變之電源因數 PF 的變化特性，圖 26 顯示雖然電源因數 PF 隨著交流輸入電壓 VAC 的增加而減小，電源因數 PF 可被認定為實質地恆定。例如，在負載功率 P_o 係 300W 的負載條件下，當交流輸入電壓 VAC 係 100V 時，電源因數 PF 的值係約 0.96，及當交流輸入電壓 VAC 係 230V 時，電源因數 PF 的值係約 0.94。

如圖 25 及 26 所示，所獲得之結果顯示當負載功率 P_o 或交流輸入電壓 VAC 改變時，直流輸入電壓 E_i 係實質地恆定。

【發明內容】

如自目前為止說明而瞭解的，圖 22 所示之電源供應電路包括圖 20 所示相關技術中的習知有源濾波器，且此種組態改善功率因數。

然而，圖 22 所示之組態的電源供應電路具有以下問題。首先，圖 22 所示的電源供應電路的電源轉換效率係藉由結合先前階段中其效率相當於有源濾波器之自 AC 電源至 DC 電源的轉換效率及後續階段中其效率相當於電流共振換流器之自 DC 電源至 DC 電源的轉換效率所獲得。

(11)

亦即，圖 22 所示的電路的整體電源轉換效率（整體效率）係藉由將這些電源轉換效率的值相乘一起所結合之值，且因此是各值不超過一之數字的乘積。因此，整體效率減小。

再者，有源濾波器電路實施困難的切換操作，且因此造成很多雜訊。因此，嚴格的雜訊抑制衡量係需要。因此，於圖 22 所示的電路中，由兩個線路濾波變壓器及三個跨接電容器所形成之雜訊濾波器被設置於商業用交流電源供應 AC 的線路。再者，藉由連接一電感器 LN 及濾波電容器 CN 所形成之正常模式雜訊濾波器被設在整流輸出線路。再者，RC 緩衝器電路被設於快速恢復型快速切換二極體 D20 用來整流。因此，使用大量部件針對雜訊之量測係需要，導致電源供應電路的電路板的成本及安裝面積之增加。

再者，當由作為一般用 IC 的功率因數及輸出電壓控制 IC120 所操作之切換元件 Q103 的切換頻率被固定在 60kHz 時，以下階段中之電流共振換流器的切換頻率改變於 80kHz 至 200kHz 的範圍。切換元件 Q103 的切換時機（時鐘）及電流共振換流器因此相互不同且相互獨立。因此，由於操作在各別時鐘上之切換元件 Q103 與電流共振換流器的切換操作，接地電位相互干擾且變得不穩，且例如，異常振盪易於發生。這亦引起例如，更困難的電路設計及可靠性下降的問題。

具有圖 22 所示的組態的電源供應電路中之電流共振

(12)

換流器的部分具有藉由半橋接連接所連接之切換元件 Q101 及切換元件 Q102 作為切換元件。因此需要使用兩個昂貴的切換元件，整體上使得裝置的成本增加。

依據本發明的實施例之切換電源供應電路包括：整流及平流部位，用於將來自交流電源供應之交流輸入電壓轉換成主要側直流電壓；換流器部位，用於將來自該整流及平流部位之該主要側直流電壓轉換成交流電壓，且進一步將該交流電壓轉換成次要側直流電壓；及功率因數改善部位，用於改善功率因數。其中該整流及平流部位包括用於整流該交流輸入電壓之主要側整流元件與用於平流來自該主要側整流元件的整流輸出之平流電容器，且供應該主要側直流電壓，該換流器部位包括：抗流線圈，其具有連接於該平流電容器之一端子，換流變壓器，其具有連接於該抗流線圈的另一端子之主要繞組在主要側上、及與該主要繞組磁性地鬆耦合在次要側上之次要繞組，主切換元件，用於切換經由該換流變壓器的該主要繞組所供應之該主要側直流電壓，振盪及驅動電路，用於接通/斷開驅動該主切換元件，主要側串聯共振電容器，其具有預定電容且具有連接於該抗流線圈及該主要繞組間的連接點之一端子，因此該主要側串聯共振電容器係與該抗流線圈及該主要繞組的一者串聯連接，該預定電容被設定使得主要側第一串聯共振電路的主要側第一串聯共振頻率實質上為主要側第二串聯共振電路的主要側第二串聯共振頻率的兩倍，（該主要側第一串聯共振頻率係被該抗流線圈的電感及該預定

電容所控制)，該主要側第二串聯共振頻率係被發生在該主要繞組之漏電感及該預定電容所控制，主要側並聯共振電容器，其具有預定電容且係與該主切換元件並聯連接，該預定電容被設定使得由該抗流線圈的該電感、發生在該主要繞組之該漏電感、及該預定電容所控制之主要側並聯共振頻率實質上為該主要側第一串聯共振頻率的兩倍，及有源定位電路，其包括電壓定位電容器及與該電壓定位電容器串聯連接之輔助切換元件，該輔助切換元件係對該主切換元件互補地接通及斷開，藉此施加於該主切換元件之電壓被定位。

該功率因數改善部位經由該主要側整流元件將相當於產生在該主要側串聯共振電容器的電壓之電流增加且傳輸至該該平流電容器。因此，作為交流電源供應的負載之切換電源供應電路的功率因數被改善。

切換電源供應電路的功率因數改善部位具有連接在該主要側整流元件及該平流電容器間之電感器，且該主要側串聯共振電容器的另一端子係連接至該電感器及該主要側整流元件間之連接點。

抗流線圈被使用作為功率因數改善部位的電感器，藉此部件的數量減少。

抗流線圈被形成作為發生在換流變壓器的主要繞組之漏電感，該換流變壓器形成有相互磁性地鬆耦合之該主要繞組及次要繞組，及相當於產生在該主要側串聯共振電容器的該電壓之該電流流經該換流變壓器的該次要繞組。因

(14)

此，作為交流電源供應的負載之切換電源供應電路的功率因數被改善。

依據本發明的一實施例之切換電源供應電路可提供功率因數改善功能無需有源濾波器。藉由省略有源濾波器，切換電源供應電路的電源轉換效率特性被改善。然後，散熱器及類似物可被省略或尺寸減小。再者，相較於包括有源濾波器之組態，部件的數量亦大大地減少。再者，一切換元件被使用來應付高功率，使得該電路減小其尺寸、重量及成本。再者，當有源濾波器實施困難的切換操作時，基於共振換流器之依據本發明的一實施例之切換換流器實施輕鬆的切換操作。此大大地降低切換雜訊，且因此有助於雜訊濾波器的尺寸、重量及成本之降低。再者，因為數個不同頻率的時鐘不存在，由於該數個時鐘頻率之相互干擾的問題不會發生，可靠性被改善，且電路板圖案設計及類似設計變得更容易。再者，切換元件的耐電壓可被降低。

【實施方式】

在說明用於實施本發明之最佳模式之前（以下稱為實施例），首先將參照圖 18 及 19 說明實施 E 級共振型的切換操作之切換換流器（以下亦稱為 E 級切換換流器）的基本組態。

圖 18 顯示 E 級切換換流器的基本組態。圖 18 所示的 E 級切換換流器利用操作作為 E 級共振型的 DC 對 AC 反

相器的組態。

圖 18 所示之 E 級切換換流器具有切換元件 Q1。此例中的切換元件 Q1 例如，為 MOS-FET。主體二極體 DD 係以與作為 MOSFET 之切換元件 Q1 的汲極及源極並聯連接之方式而形成。主要側並聯共振電容器 C_r 係與切換元件 Q1 的相同汲極及源極並聯連接。

切換元件 Q1 的汲極係經由抗流線圈 L10 的串聯連接而連接至直流輸入電壓 E_{in} 的正電極。切換元件 Q1 的源極係連接至直流輸入電壓 E_{in} 的負電極。再者，切換元件 Q1 的汲極係與抗流線圈 L11 的一端子連接。串聯共振電容器 C11 係與抗流線圈 L11 的另一端子串聯連接。作為負載之阻抗 Z 被插在串聯共振電容器 C11 及直流輸入電壓 E_{in} 的負電極之間。此例中的阻抗 Z 係藉由將次要側的負載轉換成主要側的負載所獲得。

因為抗流線圈 L10 的電感被設定相當地高於抗流線圈 L11 的電感，具有此種組態之 E 級切換換流器可被認為是一形式的複雜共振換流器，該換流器具有由抗流線圈 L10 的電感及主要側並聯共振電容器 C_r 的電容所形成之並聯共振電路與由抗流線圈 L11 的電感及串聯共振電容器 C11 的電容所形成之串聯共振電路。且，具有此種組態之 E 級切換換流器可被說是相同如共振換流器具有一切換元件之單端型的電壓共振換流器。

圖 19 顯示具有圖 18 所示的組態之 E 級切換換流器的主要部件的操作。

(16)

切 換 電 壓 V_1 係 跨 接 切 換 元 件 Q_1 而 獲 得 。 切 換 電 壓 V_1 在 切 換 元 件 Q_1 接 通 的 接 通 期 間 T_{ON} 係 位 於 零 位 準 ， 且 在 切 換 元 件 Q_1 斷 開 的 斷 開 期 間 T_{OFF} 形 成 正 弦 脈 衝 波 形 。 此 脈 衝 波 形 係 藉 由 以 上 並 聯 共 振 電 路 的 共 振 操 作 （ 電 壓 共 振 操 作 ） 所 獲 得 。

切 換 電 流 I_{Q1} 流 經 切 換 元 件 Q_1 及 主 體 二 極 體 DD 。 切 換 電 流 I_{Q1} 於 斷 開 期 間 T_{OFF} 係 在 零 位 準 。 在 自 接 通 期 間 T_{ON} 的 起 始 之 某 期 間 ， 切 換 電 流 I_{Q1} 首 先 流 經 主 體 二 極 體 DD ， 且 因 此 具 有 負 極 性 。 然 後 切 換 電 流 I_{Q1} 被 反 相 成 正 極 性 ， 且 自 切 換 元 件 Q_1 的 汲 極 流 至 源 極 。

流 經 E 級 切 換 換 流 變 壓 器 之 電 流 I_2 係 藉 由 結 合 流 經 切 換 元 件 Q_1 （ 主 體 二 極 體 DD ） 的 切 換 電 流 I_{Q1} 及 流 經 主 要 側 並 聯 共 振 電 容 器 C_r 的 電 流 所 獲 得 。 電 流 I_2 具 有 包 括 正 弦 波 分 量 之 波 形 。

切 換 電 流 I_{Q1} 及 切 換 電 壓 V_1 間 的 關 係 指 出 ZVS 操 作 被 獲 得 於 斷 開 切 換 元 件 Q_1 的 時 機 ， 以 及 ZVS 操 作 及 ZCS 操 作 被 獲 得 於 接 通 切 換 元 件 Q_1 的 時 機 。

因 為 抗 流 線 圈 L_{10} 的 電 感 被 設 定 高 於 如 上 述 之 抗 流 線 圈 L_{11} 的 電 感 ， 流 入 E 級 切 換 換 流 器 以 自 直 流 輸 入 電 壓 E_{in} 的 電 極 端 子 流 經 抗 流 線 圈 L_{10} 的 電 流 I_1 形 成 具 有 如 圖 19 所 示 的 預 定 平 均 位 準 之 脈 動 電 流 波 形 。 此 種 脈 動 電 流 波 形 可 被 認 為 是 接 近 直 流 電 流 。

抗 流 線 圈 L_{10} 的 電 感 被 設 定 高 於 抗 流 線 圈 L_{11} 的 電 感 。 穩 定 ZVS 操 作 被 獲 得 於 切 換 元 件 Q_1 斷 開 的 時 機 ， 且 穩

定 ZVS 及 ZCS 操作被獲得於接通切換元件 Q1 的時機，如上述。依據作為起始點的事實，為了降低裝置尺寸及價格，列於本申請案的本發明人（簡稱為本發明人）產生減小抗流線圈 L10 的電感之 E 級切換換流器的修改電路，且獲得穩定 ZVS 操作可被實施於斷開及接通切換元件 Q1 的時機之電路組態。

特別地，依據本發明人的創作之換流部件（切換換流器）在主要側具有電壓共振電路及兩個電流共振電路。電流共振電路的一者係主要側第一串聯共振電路，其主要側第一串聯共振頻率係由抗流線圈的電感及主要側串聯共振電容器所控制。另一者係主要側第二串聯共振電路，其主要側第二串聯共振頻率係由發生在換流變壓器的主要繞組之漏電感及主要側串聯共振電容器所控制。主要側第一串聯共振頻率被設定在實質上主要側第二串聯共振頻率的兩倍。藉此，甚至當抗流線圈的電感值係低時，優質穩定的 ZVS 操作被獲得。於此例中，實質上頻率的兩倍包括以作為中心的頻率有兩倍之 20% 的範圍。

再者，本發明人結合功率因數改善部與換流部件，且藉此達到亦顯示優質功率因數改善特性之切換電源供應電路。特別地，功率因數改善部可被配置來經由主要側整流元件自交流電源供應傳送流經主要側第一串聯共振電路的共振電流的一部分及流經主要側第二串聯共振電路的共振電流的一部分。替代地，功率因數改善部可經由主要側整流元件自交流電源供應傳送相當於產生於主要側串聯共振

電容器的電壓之電流。以下將說明這些部件的具體電流組態作為實施例。

(第一實施例)

作為本實施例，上述 E 級切換換流器的修改被應用於電源供應電路。以下將說明依據圖 1 所示的第一實施例之切換電源供應電路的概要。依據第一實施例之切換電源供應電路包括：整流及平流部位、換流器部位、及功率因數改善部位。整流及平流部位將來自交流電源供應 AC 的輸入交流電壓轉換成主要側直流電壓。換流器部位將來自整流及平流部位之主要側直流電壓轉換成交流電壓，且進一步將交流電壓轉換成次要側直流電壓。功率因數改善部位改善功率因數。整流及平流部位包括主要側整流元件 D_i 及平流電容器 C_i ，主要側整流元件 D_i 係以來自交流電源供應 AC 的輸入交流電壓而供應且整流輸入交流電壓。換流器部位包括抗流線圈 PCC、換流變壓器 PIT、切換元件 Q1、控制電路 1、主要側第二串聯共振電路及有源定位電路。抗流線圈 PCC 係以來自平流電容器 C_i 的主要側直流電壓所供應。換流變壓器 PIT 具有以來自抗流線圈 PCC 的電壓所供應之主要繞組 N1 及與主要繞組 N1 磁性地鬆耦合之次要繞組 N2。切換元件 Q1 供應交流電壓至主要繞組 N1。振盪及驅動電路 2 通/斷驅動切換元件 Q1。控制電路 1 以控制信號供應振盪及驅動電路 2 以使由形成連接於次要繞組 N2 的次要側整流電路之次要側整流元件 D_o 及平

流電容器 C_o 所輸出之次要側直流輸出電壓 E_o 的值為一預定值。主要側第一串聯共振電路藉由抗流線圈 PCC 所具有的電感 L_3 及主要側串聯共振電容器 C_2 來控制主要側第一串聯共振頻率。主要側第二串聯共振電路藉由發生在主要繞組 N_1 的漏電感 L_1 及主要側串聯共振電容器 C_2 來控制主要側第二串聯共振頻率。主要側第一串聯共振頻率被設定在實質上主要側第二串聯共振頻率的兩倍。有源定位電路定位施加於切換元件 Q_1 的電壓。有源定位電路係電壓定位電容器 C_c 及輔助切換元件 Q_2 的串聯電路。於此例中，輔助切換元件 Q_2 係互補地對切換元件 Q_1 接通。功率因數改善部位係形成使得流經主要側第一串聯共振電路及主要側第二串聯共振電路之共振電流經由主要側整流元件 D_i 自交流電源供應而流出。爲了因此自交流電源供應傳輸共振電流，上述主要側整流元件 D_i 係由快速整流元件所形成，且功率因數改善感應器 L_o 被提供。以下將依序說明整流及平流部位的概要、換流器部位的概要、功率因數改善部位的概要及次要側整流電路的概要。

整流及平流部位形成有主要側整流元件 D_i 及平流電容器 C_i ，主要側整流元件 D_i 係以來自交流電源供應 AC 的輸入交流電壓且整流該輸入交流電壓。來自交流電源供應 AC 之輸入交流電壓被輸入至主要側整流元件 D_i 的輸入側，且主要側整流元件 D_i 的輸出側的一端子係連接至平流電容器 C_i ，因此產生主要側直流電壓。

雖然主要側具有實施 E 級切換操作之電壓及電流共振

換流器的組態，主要側具有不同於圖 18 所示的 E 級切換換流器之連接。特別地，圖 18 所示的 E 級切換換流器自抗流線圈 L10 及抗流線圈 L11 間的連接點將直流電源供應至切換元件 Q1。然而，依據本實施例之換流器將來自相當於抗流線圈 L10 之直流電源及相當於抗流線圈 L11 之發生在主要繞組 N1 的漏電感 L1 供應至切換元件 Q1。因此，雖然依據本實施例之換流器具有不同於 E 級換流器之組態，依據本實施例之換流器可提供 E 級換流器的功效，其在於，輸入至換流器電路之電流係接近直流電流且 ZVS 操作被獲得於斷開及接通切換元件 Q1 的時機。本實施例的電路組態將被稱為修改型 E 級換流器。因此，主要側具有電流及電壓共振電路，且次要側具有電流共振電路（將後述），藉此形成多共振換流器部位。

更特別地，當被視為共振換流器時，多共振換流器部位包括具有連接至平流電容器 C_i 的一端子之一端子、及以相互鬆耦合的主要繞組 N1 及次要繞組 N2 捲繞之換流變壓器 PIT。主要繞組 N1 的一端子係連接至抗流線圈 PCC 的另一端子。換流變壓器 PIT 的主要繞組 N1 的另一端子（以下亦將使用主要繞組 N1 的簡單縮寫）係連接至切換元件 Q1 的一端子，藉此交流電源被供應至換流變壓器 PIT。則，多共振換流器部位包括：電流共振型的主要側第一串聯共振電路，其作為共振頻率之主要側第一串聯共振頻率係由抗流線圈 PCC 所具有之電感 L3 及連接至抗流線圈 PCC 的另一端子與主要繞組 N1 的該一端子之主要

(21)

側串聯共振電容器 C2 的電容所控制的；電流共振型的主要側第二串聯共振電路，其作為共振頻率之主要側第二串聯共振頻率係由發生在主要繞組 N1 之漏電感 L1 及主要側串聯共振電容器 C2 的電容所控制的；及電壓共振型的主要側並聯共振電路，其共振頻率係由發生在主要繞組 N1 之漏電感 L1、抗流線圈 PCC 所具有的電感 L3、及與切換元件 Q1 並聯連接之主要側並聯共振電容器 Cr 所控制的。

於此例中，主要側第一串聯共振頻率對主要側第二串聯共振頻率的比被設定在實質上 2 : 1。亦即，當主要側第一串聯共振頻率係參考頻率時，主要側第一串聯共振頻率被設定在實質地主要側第二串聯共振頻率的兩倍。當主要側第一串聯共振頻率係參考頻率時，主要側第二串聯共振頻率係設定在實質地主要側第一串聯共振頻率的 1/2。本發明人已發現到此值對於斷開及接通切換元件 Q1 的時機之 ZVS 操作的功效是重要的，以及獲得 ZVS 操作之負載電源可變範圍被縮小為偏離上述值之主要側第一串聯共振頻率對主要側第二串聯共振頻率的比。於此例中，實質上頻率的兩倍及實質上頻率的 1/2 包括以作為中心之頻率的兩倍及頻率的 1/2 之 20% 的範圍。附帶地，主要側第一串聯共振電路的頻率係實質上主要側第一串聯共振頻率的兩倍。

再者，多共振換流器部位包括用於接通/斷開驅動切換元件 Q1 及控制電路 1 之振盪及驅動電路 2。控制電路 1 以控制信號供應振盪及驅動電路 2 以使由連接至換流變壓

(22)

器 PIT 的次要繞組 N2 (以下亦將使用次要繞組 N2 的簡單縮寫) 之次要側整流電路所輸出之次要側直流輸出電壓 E_o 的值為一預定值。連接至次要繞組 N2 之次要側整流電路具有次要側串聯共振電容器 C4 以形成次要側串聯共振電路。

控制電路 1 以相當於次要側直流輸出電壓 E_o 及預定參考電壓值間的差檢測輸出來供應振盪及驅動電路 2。振盪及驅動電路 2 依據控制電路 1 的輸入檢測輸出來驅動切換元件 Q1 以主要地改變切換頻率。除了此切換頻率外，振盪及驅動電路 2 還可改變作為一循環中的切換元件 Q1 的接通期間的比之時間比。

因此，可變地控制切換元件 Q1 的切換頻率來改變電源供應電路中之主要側及次要側的共振阻抗，且改變自主要繞組 N1 傳輸至換流變壓器 PIT 的次要繞組 N2 側之電源量且將自次要側整流電路供應至負載之電源量。藉此，獲得使次要側直流輸出電壓 E_o 的大小與參考電壓匹配的操作。亦即，次要側直流輸出電壓 E_o 被穩定化。

再者，有源定位電路係由電壓定位電容器 C_c 及輔助切換元件 Q2 的串聯電路所形成。於此例中，輔助切換元件 Q2 係互補地對切換元件 Q1 接通。亦即，輔助切換元件 Q2 在切換元件 Q1 接通時 (導電) 未被接通，且切換元件 Q1 在輔助切換元件 Q2 接通時未被接通。

再者，依據本實施例之電源供應電路具有功率因數改善部位。功率因數改善部位包括：主要側整流元件 D_i ，其

(23)

作用如使藉由一起增加流經主要側第一串聯共振電路及主要側第二串聯共振電路的共振電路所獲得的電流之整流元件流動於自交流電源供應 AC 至平流電容器 C_i 之方向；及功率因數改善感應器 L_o 。

功率因數改善感應器 L_o 的一端子係連接至主要側整流元件 D_i 及主要側串聯共振電容器 C_2 的輸出側的一端子。功率因數改善感應器 L_o 的另一端子係連接至平流電容器 C_i 。

再者，濾波電容器 C_N 係連接至主要側整流元件 D_i 的輸入側。濾波電容器 C_N 用來抑制正常模式雜訊，藉此使其可能防止依據切換元件 Q_1 的切換所發生之輻射分量流出至交流電源供應 AC 側。

依據本實施例的切換電源供應電路的次要側整流電路係藉由將操作在高速的次要側整流元件 D_o 及平流電容器 C_o 連接至次要繞組 N_2 而形成作為全波整流器電路。次要側串聯共振電容器 C_4 係與次要繞組 N_2 串聯連接。亦即，正電流及負電流於切換循環中流經次要側串聯共振電容器 C_4 ，且次要側串聯共振電容器 C_4 作用如共振電路的一部分而未被以任一極性的電荷所充電。亦即，次要側整流電路形成次要側串聯共振電路，其串聯共振頻率係由次要繞組 N_2 的漏電感 L_2 及次要側串聯共振電容器 C_4 而控制。附帶地，次要側整流電路不僅可以是產生次要繞組 N_2 所產生的一倍電壓的電壓之整流電路，亦可以是產生次要繞組 N_2 所產生的兩倍電壓的電壓之倍壓整流器電路。再者

，至於次要側共振電路，不僅串聯共振電路可被形成來製作多換流器，而且部分電壓共振電路或並聯共振電路可被形成來製作多換流器。再者，次要側整流電路可被提供而無需形成在次要側上之共振電路。而後將說明這些次要側整流電路的修改的各種實例。

以下將依序自集中在切換電源供應電路的作用上之商業用交流電源供應 AC 的側而更詳細說明依據圖 1 所示的實施例之切換電源供應電路。商業用交流電源供應 AC 的雙相輸入線路係經由共模抗流線圈 CMC、跨接電容器 CL 及濾波電容器 CN 所組成的共模雜訊濾波器而連接至主要側整流元件 Di。共模雜訊濾波器具有消除造成於商業用交流電源供應 AC 的線路及切換電源供應電路的次要側之間之共模雜訊的功能。附帶地，濾波電容器 CN 不僅作用如共模雜訊濾波器，且亦作用如本實施例中的正常模式濾波器，如上述。

通過共模雜訊濾波器之交流電壓被供應至藉由四個快速型整流元件（二極體）的橋式連接所形成之主要側整流元件 Di 的輸入側，且被主要側整流元件 Di 所整流，因此產生脈動電壓。脈動電壓係經由功率因數改善感應器 Lo 施加至平流電容器 Ci。作為具有脈動電壓的峰值附近的電壓值的直流電壓之直流輸入電壓 Ei 被保持跨接平流電容器 Ci。藉由快速型整流元件（二極體）的橋式連接所形成之主要側整流元件 Di 的理由是為了電路簡化。主要側整流元件 Di 作用如用於傳輸流經主要側第一串聯共振電路

及主要側第二串聯共振電路的共振電流於一方向之整流元件以形成功率因數改善部位的一部分。亦即，功率因數改善部位傳輸一方向的分量作為經由主要側整流元件 D_i 自商業用交流電源供應 AC 流動於兩個方向之部分電流共振，且因此改善功率因數。

直流輸入電壓 E_i 具有相當於交流輸入電壓 V_{AC} 一倍之位準。直流輸入電壓 E_i 係用於後續階段的 E 級切換換流器之直流輸入電壓。

多共振換流器部位作用如具有實質上如 E 級切換換流器的相同方式修改式 E 級切換換流器。多共振換流器部位形成有作為主部件之抗流線圈 PCC、換流變壓器 PIT、主要側串聯共振電容器 C_2 、主要側並聯共振電容器 C_r 及切換元件 Q1。其原理已參考圖 18 說明之 E 級切換換流器的部件及圖 1 中的部件間之對應性係如下所述。抗流線圈 L10 相當於抗流線圈 PCC；抗流線圈 L11 相當於發生在換流變壓器 PIT 的主要繞組 N1 之漏電感 L1；串聯共振電容器 C11 相當於主要側串聯共振電容器 C_2 ；主要側並聯共振電容器 C_r 相當於主要側並聯共振電容器 C_r ；切換元件 Q1 相當於切換元件 Q1；及作為負載之阻抗 Z 相當於藉由將次要側的阻抗轉換成主要側所獲得之阻抗。

亦即，於圖 1 所示的第一實施例中，修改式 E 級切換換流器被形成如下所述。抗流線圈 PCC 的一端子（一端）係連接至平流電容器 C_i 的一端子。抗流線圈 PCC 的另一端子（另一端）係連接至換流變壓器 PIT 的主要繞組 N1

的一端子及主要側串聯共振電容器 C_2 。換流變壓器 PIT 的主要繞組 N1 的另一端子係連接至切換元件 Q1 的一端子。再者，主要側並聯共振電容器 C_r 係與切換元件 Q1 並聯連接。即使當此種組態被利用時，電流 I_1 係脈動電流，交流電流未自平流電容器 C_i 供應，且因此降低平流電容器 C_i 上的負載的利益可被增益。

換流變壓器 PIT 的主要繞組 N1 及次要繞組 N2 係以 0.82 的耦合係數相互鬆耦合。因此，主要繞組 N1 具有漏電感 L_1 。其主要側第一串聯共振頻率被抗流線圈 PCC 的電感 L_3 及主要側串聯共振電容器 C_2 的電容所控制之主要側第一串聯共振電路被形成。再者，其主要側第二串聯共振頻率被漏電感 L_1 及主要側串聯共振電容器 C_2 的電容所控制之主要側第二串聯共振電路被形成。再者，其主要側並聯共振頻率被漏電感 L_1 、抗流線圈 PCC 的電感 L_3 及主要側並聯共振電容器 C_r 的電容所控制之主要側並聯共振電路被形成。

共振頻率被 "控制" 意指共振頻率主要地被這些元件所決定。例如，雖然主要側第一串聯共振頻率、主要側第二串聯共振頻率及主要側並聯共振頻率被功率因數改善感應器 L_o 、平流電容器 C_i 及類似物的電感分量所影響，功率因數改善感應器 L_o 的電感分量、平流電容器 C_i 及類似物產生較少影響在主要側串聯共振頻率及主要側並聯共振頻率上。

特別地，主要側第一串聯共振電路於一方向形成電流

路徑，該方向為自主要側整流元件 D_i 的接地點經由兩組相互串聯連接的兩快速整流元件的每一組的陽極及陰極至主要側串聯共振電容器 C_2 、抗流線圈 PCC 、平流電容器 C_i 。主要側第一串聯共振電路於另一方向形成電流路徑，該方向為主要側串聯共振電容器 C_2 至功率因數改善感應器 L_o 、抗流線圈 PCC 。主要側第二串聯共振電路於一方向形成電流路徑，該方向為自主要側整流元件 D_i 的接地點經由兩組相互串聯連接的兩快速整流元件的每一組的陽極及陰極至主要側串聯共振電容器 C_2 、主要繞組 N_1 ，則自切換元件 Q_1 的汲極至源極。主要側第二串聯共振電路於另一方向形成電流路徑，該方向為主要側串聯共振電容器 C_2 至功率因數改善感應器、平流電容器 C_i 、主體二極體 DD_1 、主要繞組 N_1 。

再者，如上述，換流變壓器的次要繞組 N_2 係連接至次要側串聯共振電容器 C_4 。其共振頻率被次要側的漏電感分量（圖 1 中的電感 L_2 表示）及次要側串聯共振電容器 C_4 的電容所控制之次要側串聯共振電路被形成。附帶地，於本實施例中，次要側整流電路被形成作為全波整流器電路。然而，除了全波整流器電路外，次要側整流器電路還可被形成作為倍壓半波整流器電路或倍壓全波整流器電路（將後述）。再者，次要側不僅可使用次要側串聯共振電路，還可使用部分共振電路。附帶地，準備用於流經次要繞組 N_2 的半頻率電流且具有優質高頻切換特性之快速二極體被利用作為使用於次要側上的各種整流器電路之

二極體。

供應交流電壓至主要側串聯共振電路及主要側並聯共振電路之切換元件 Q1 係連接至主要繞組 N1 的另一端子。於此例中，振盪及驅動電路 2 驅動切換元件 Q1。因此，主要側操作如實施修改式 E 級切換操作之換流器且具有電壓及電流共振換流器的組態，且次要側具有電流共振換流器，藉此，整體而言，保持次要側直流輸出電壓 E_o 的值恆定之多共振換流器被形成。亦即，依據本實施例之電源供應電路具有包括主要側串聯共振電路、主要側並聯共振電路及次要側串聯共振電路的多共振換流器部位，如於交流電流的方面所觀察。

接著將說明有源定位電路。有源定位電路被插在切換元件 Q1 及平流電容器 C_i 之間。有源定位電路定位跨接切換元件 Q1 的電壓。

有源定位電路係由電壓定位電容器 C_c 及輔助切換元件 Q2 的串聯連接電路所形成。具有主體二極體 DD2 之 MOS-FET 被使用作為輔助切換元件 Q2。MOS-FET 的閘極被供應以由驅動來自由電阻 R_{g1} 及電阻 R_{g2} 的控制繞組 N_g 的電壓所獲得之電壓。控制繞組 N_g 係於致使切換元件 Q1 及輔助切換元件 Q2 互補地接通的方向而捲繞於換流變壓器 PIT。電阻 R_{g1} 的值係 $220\ \Omega$ ，且電阻 R_{g2} 的值係 $100\ \Omega$ 。產生於控制繞組 N_g 之電壓具有近似正弦波形。因此，藉由改變電阻 R_{g1} 及電阻 R_{g2} 間的比，這係可能調整輔助切換元件 Q2 的閘極及源極間的電壓，且調整定位產

生於切換元件 $Q1$ 的電壓之期間的長度。亦即，當電阻 R_{g1} 的值相較於電阻 R_{g2} 的值而減小時，輔助切換元件 $Q2$ 接通之期間被增長。

電壓定位電容器 C_c 的電容係足夠大，使得跨接電壓定位電容器 C_c 之電壓幾乎未被流經輔助切換元件的電流的電荷量而改變。因此，當輔助切換元件 $Q2$ 接通時，亦即，當電流正流經輔助切換元件時，施加至切換元件 $Q1$ 之電壓被定位。因此，原本應形成正弦波狀之電壓的峰值部分變平坦。則，切換元件 $Q1$ 的承受電壓可被降低。

再者，實驗已證實，顯現 ZVS 特性之範圍係藉由使電流通過輔助切換元件 $Q2$ 而擴大。亦即，有源定位電路可擴大 ZVS 特性的範圍。

再者，輔助切換元件 $Q2$ 被控制繞組 N_g 所控制，且產生於控制繞組 N_g 之電壓被切換元件 $Q1$ 所控制。因此，輔助切換元件 $Q2$ 與切換元件 $Q1$ 同步操作。因此，例如，起因於數個被混合的切換頻率（數個頻率間的干擾）之不想要拍頻的發生的問題不會發生。

接著將說明功率因數改善部位的作用。功率因數改善功效係藉由將功率因數改善感應器 L_o 及主要側整流元件 D_i 連接至主要側串聯共振電容器 $C2$ 所產生。流經主要側第一串聯共振電路及主要側第二串聯共振電路之共振電路流經主要側串聯共振電容器 $C2$ 。流經主要側串聯共振電容器 $C2$ 之共振電流的一方向之電流經由形成主要側整流元件 D_i 之兩個整流元件的陰極自交流電源供應 AC 流出，

被加至整流電流，則流動作為電流 I_1 。於此例中，用於此共振電流之具有高阻抗的功率因數改善感應器 L_o 防止共振電流自平流電容器 C_i 流至主要側串聯共振電容器 C_2 。

共振電流的另一方向之電流係難以流經形成主要側整流元件 D_i 之兩個整流元件的陰極，而被加至來自主要側整流元件 D_i 的電流作為流至平流電容器 C_i 之電流 I_2 。如上述，為了具有改變共振電流依據電流的流動方向通過之路徑的功效，主要側整流元件 D_i 需要由具有足夠切換能力的快速整流元件所形成，用於具有流經主要側第一串聯共振電路及主要側第二串聯共振電路的共振電流的循環之分量及具有循環的積分倍數之諧波。不然的話，不僅會發生切換損失的增大及切換電源供應電路的效率減小，而且於某些例子發生主要側整流元件 D_i 由於熱損失的受損。

因此，於一方向作為包括於共振電流的部分共振電流之電流流經主要側整流元件 D_i ，因此交流輸入電流 I_{AC} 的流動角度被增加，且功率因數被改善。亦即，當主要側串聯共振電容器 C_2 未連接至主要側整流元件 D_i 時，電流 I_1 具有流於電壓 V_2 的峰值附近之脈衝的形狀的波形。然而，於包括於共振電流的一方向中之共振電流亦流於電壓 V_2 的峰值附近外側。因此，於本實施例中，流經主要側第一串聯共振電路及主要側第二串聯共振電路之共振電流被回送至平流電容器 C_i ，且因此電源再生型功率因數改善部位被形成。

再者，將說明依據圖 1 所示的實施例之切換電源供應

電路中的重要部件的細節的具體構造及獲得將後述之圖 3 及 5 的結果之部件的常數。

首先將說明換流變壓器 PIT 的細節。換流變壓器 PIT 具有使主要側及次要側相互絕緣且實施電壓轉換的功能。再者，換流變壓器 PIT 亦作用如形成使多共振型的修改式 E 級切換換流器作用之漏電感 L_1 。漏電感 L_1 係由換流變壓器 PIT 所形成的漏電感分量。現將參照圖 2 說明換流變壓器 PIT 的具體結構，圖 2 係換流變壓器 PIT 的剖面圖。

換流變壓器 PIT 具有藉由相互結合鐵氧體材料的 E 型磁心 CR1 及 E 型磁心 CR2 使得 E 型磁心 CR1 的磁腳正對 E 型磁心 CR2 的磁腳而形成之 EE 型磁心（EE 形磁心）。主要側繞組部件及次要側繞組部件係相互隔開而相互獨立，且由例如，樹脂所形成之捲線軸 B 被設置。則，以主要繞組 N1、控制繞組 Ng、及次要繞組 N2 捲繞之捲線軸 B 係附接至 EE 形磁心。因此，主要繞組 N1、控制繞組 Ng、及次要繞組 N2 係繞著 EE 形磁心的中央磁腳而捲繞，主要繞組 N1 及控制繞組 Ng 被捲繞於一區，而次要繞組 N2 被分開於不同於該一區的捲繞區。換流變壓器 PIT 的結構整體上因此被獲得。

2mm 的間隙 G 被形成於 EE 形磁心的中央磁腳。因此，0.82 被獲得作為主要側及次要側間的耦合係數 k 的值。因此，具有高電感值之漏電感 L_1 被獲得。附帶地，間隙 G 係藉由使 E 型磁心 CR1 及 E 型磁心 CR2 的中央磁腳短

於 E 型磁心 CR1 及 E 型磁心 CR2 的中央磁腳而形成。主要繞組 N1 的圈數係 45T (圈)。次要繞組 N2 的圈數係 30T (圈)。控制繞組 Ng 的圈數係 1T (圈)。磁心材料係 EER-35 (磁心材料的名稱)。

主要側並聯共振電容器 Cr 的值係 1000pF。主要側串聯共振電容器 C2 的值係 0.1μF。電壓定位電容器 Cc 的值係 0.1μF。次要側串聯共振電容器 C4 的值係 0.056μF。濾波電容器 CN 的值係 1μF。

抗流線圈 PCC 及功率因數改善感應器 Lo 兩者可使用實質上如換流變壓器 PIT 之相同組態。抗流線圈 PCC 的電感 L3 的值係 82μH。功率因數改善感應器 Lo 的電感的值係 82μH。

符合 3A/600V 承受電壓規格之整流元件被使用作為主要側整流元件 Di。符合 5A/200V 承受電壓規格之整流元件被使用作為次要側整流元件 Do。該兩元件係由快速整流元件所形成。

在換流變壓器 PIT 的次要側上，相似於由主要繞組 N1 所感應的交流電壓之電壓波形被產生於次要繞組 N2。次要側串聯共振電容器 C4 係與次要繞組 N2 串聯連接。因此，次要側串聯共振電路係由如自次要繞組 N2 側所觀察之漏電感 L2 及次要側串聯共振電容器 C4 予以形成。於本實施例中，次要側串聯共振電路的共振頻率係設定實質上等於由主要側串聯共振電容器 C2、漏電感 L1、及上述的抗流線圈 PCC 的電感 L3 所控制之主要側串聯共振頻率。

然而，次要側串聯共振電路的共振頻率可相對於主要側串聯共振頻率適當地設定。再者，部分電壓共振電路可被設在次要側上而不需設置次要側串聯共振電路。

MOS-FET 被選擇作為切換元件 Q1，如上述。切換元件 Q1 包括與切換元件 Q1 的源極及汲極並聯之主體二極體 DD1。

控制電路 1 以相當於次要側直流輸出電壓 E_o 及預定參考電壓值間的差之檢測輸出而供應振盪及驅動電路 2。振盪及驅動電路 2 依據控制電路 1 的輸入檢測輸出來驅動切換元件 Q1 以主要地改變切換頻率。依據切換頻率，振盪及驅動電路 2 還可改變作為一循環中切換元件 Q1 的一期間的比之時間比。

因此，可變地控制切換元件 Q1 的切換頻率以改變電源供應電路中的主要側及次要側的阻抗 ω ，且改變自主要繞組 N1 傳輸至換流變壓器 PIT 的次要繞組 N2 側之電源量及將自次要側整流電路供應至負載之電源量。因此，使次要側直流輸出電壓 E_o 的大小與參考電壓匹配的操作被獲得。亦即，次要側直流輸出電壓 E_o 被穩定。於此例中，次要側直流輸出電壓 E_o 的值係 175V。

（第一實施例的主要部分的操作波形及量測資料）

以上已說明依據本實施例之切換電源供應電路的組態及作用。圖 3 及 4 顯示圖 1 所示的依據本實施例之切換電源供應電路的主要部分的操作波形。圖 5 顯示量測資料。

圖 3 顯示當基於商業用交流電流電源的循環之交流輸入電壓係 100V 及最大負載功率係 300W 時之主要部件的操作的波長圖。圖 3 自上而下顯示次要側直流輸出電壓 E_o 的交流輸入電壓 V_{AC} 、交流輸入電流 I_{AC} 、電流 I_1 、電壓 V_2 、電流 I_2 及波紋分量 ΔE_o 。圖 3 中之電流 I_1 、電壓 V_2 、及電流 I_2 的影線部分的每一部分表示切換被實施。

圖 4 顯示當基於商業用交流電流電源的循環之交流輸入電壓係 230V 及最大負載功率係 300W 時之主要部件的操作的波長圖。圖 4 自上而下顯示次要側直流輸出電壓 E_o 的交流輸入電壓 V_{AC} 、交流輸入電流 I_{AC} 、電流 I_1 、電壓 V_2 、電流 I_2 及波紋分量 ΔE_o 。圖 4 中之電流 I_1 、電壓 V_2 、及電流 I_2 的影線部分的每一部分表示切換被實施。

圖 5 係在交流輸入電壓 V_{AC} 係 100V 或 230V 的值之輸入電壓條件下，相對於負載功率 P_o 的值係 0W（無負載）的範圍的負載變化，顯示直流輸入電壓 E_i 、電源因數 PF 、自交流輸入電源至直流輸出電源之電源轉換的效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 、及切換元件 Q_1 的接通期間 T_{ON} 及斷開期間 T_{OFF} 間之比 T_{ON}/T_{OFF} 。實線表示當交流輸入電壓 V_{AC} 的值係 100V 時之特性。斷續線表示當交流輸入電壓 V_{AC} 的值係 230V 時之特性。

介紹可自圖 5 讀取之代表性特性的一部分，例如，當交流輸入電壓 V_{AC} 的值係 100V 時，在 300W 的負載功率

P_o 之電源因數 PF 的值係 0.992，且在 75W 的負載功率 P_o 之電源因數 PF 的值係 0.85，這些值表示高功率因數。當交流輸入電壓 VAC 的值係 100V 時，在 300W 的負載功率 P_o 之電源轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 的值係高的（91.6%）。於負載功率 P_o 係 300W 至 0W 之範圍中，直流輸入電壓 E_i 的值係 157V 至 170V。

當交流輸入電壓 VAC 的值係 230V 時，在 300W 的負載功率 P_o 之電源因數 PF 的值係 0.930，且在 75W 的負載功率 P_o 之電源因數 PF 的值係 0.76，這些值表示高功率因數。當交流輸入電壓 VAC 的值係 230V 時，在 300W 的負載功率 P_o 之電源轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 的值係高的（93.5%）。於負載功率 P_o 係 300W 至 0W 之範圍中，直流輸入電壓 E_i 的值係 353V 至 374V。交流輸入電壓 VAC 的值係 100V 及 230V 之兩例子中之功率因數的上述值超過作為如 IEC 61000-3-2 所界定之電視及類似裝置的 D 級的標準值之 0.75 的功率因數，IEC 61000-3-2 係關於諧波電流抑制之國際標準。

相較於如圖 22 的背景所示之切換電源供應電路，依據本實施例之此種切換電源供應電路已改善電源轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 。再者，於依據本實施例之切換電源供應電路中，有源濾波器之需要被消除，且因此電路組件的數量被降低。亦即，如自參照圖 22 的說明所瞭解，有源濾波器係由包括切換元件 Q103、用於驅動切換元件 Q103 之功率因數及輸出電壓控制 IC120、及類似組件之許多部件所形

成。另一方面，這滿足依據本實施例之切換電源供應電路具有濾波電容器 C_N 、功率因數改善感應器 L_o 及作為主要側整流元件 D_i 的功率因數改善感應器 L_o 以作為改善功率因數所需之附加部件。因此，相較於有源濾波器，這滿足依據實施例之切換電源供應電路具有非常少量部件。因此，作為具有功率因數改善功能的電源供應電路之依據本實施例之切換電源供應電路的成本可變得比圖 22 所示的電路的成本小很多。再者，因為組件數量大大地降低，電路板可在尺寸及重量上有效地降低。於此例中，功率因數改善感應器 L_o 的電感係 $82\mu H$ 的低值，且抗流線圈 PCC 的電感係 $82\mu H$ 的低值。因此，裝置尺寸及重量可被降低。

再者，於依據實施例之切換電源供應電路中，多共振換流器部位及功率因數改善部位的操作係所謂軟切換操作，且因此，相較於使用圖 22 所示的有源濾波器之電路，切換雜訊的位準大大地減小。特別地，因為輸入至 E 級切換換流器之電流可以是大致直流，切換雜訊的位準可變得非常低。

再者，依據實施例之切換電路具有主要側串聯共振電路及主要側並聯共振電路以及次要側串聯共振電路。因此，次要側直流輸出電壓 E_o 可藉由每一些微頻率改變而保持在預定電壓位準，且雜訊濾波器可被容易設計。為此理由，由共模抗流線圈 CMC 及跨接電容器 CL 所組成的一階段之雜訊濾波器足以符合電源供應干擾標準。再者，針對整流輸出線路的正常模式雜訊之足夠考量可藉由單濾波電

容器 CN 而進行。

再者，次要側及類似側之整流二極體 Do1 至 Do4 與切換元件 Q1 同步操作。因此，後續階段中如圖 22 的電源供應電路之有源濾波器側及切換換流器間的接地電位干擾不會發生，且無關切換頻率改變，接地電位被穩定。

再者，藉由設置有源定位電路，這係可能降低切換元件 Q1 的承受電壓且降低接通期間 TON 及斷開期間 TOFF 間的比 TON/TOFF 的可變範圍。再者，這係可能低於切換元件 Q1 的承受電壓，擴大 ZVS 範圍，且達到容許交流輸入電壓 VAC 的值之所謂的範圍加寬在 85V 至 264V 的寬廣範圍。

（第二實施例）

於圖 6 所示之依據第二實施例的切換電源供應電路中，如第一實施例的相同組件係由相同參照號碼而識別，且將省略其說明。依據第二實施例的切換電源供應電路於許多組件使用如第一實施例的相同組態。第二實施例係不同於第一實施例，在於，能夠整流具有 50 或 60Hz 的頻率之商業用交流電壓之慢整流元件被使用作為主要側整流元件 Di。再者，主要側整流元件 Di 被製作成作用如整流元件，用於使流經主要側第一串聯共振電路及主要側第二串聯共振電路之共振電流流於一方向。為了使流經快速整流元件 D1 且具有幾十 KHz 至 200KHz 的頻率之共振電流流動於一方向，快速整流元件 D1 的陰極及功率因數改善感應

器 L_o 的一端子係連接至主要側串聯共振電容器 C_2 。快速整流元件 D_1 的陽極係連接至主要側整流元件 D_i 的輸出側。功率因數改善感應器 L_o 的另一端子係連接至平流電容器 C_i 。濾波電容器 C_N 係連接在平流電容器 C_i 及快速整流元件 D_1 的陽極之間。

以此種組態，使用於功率因數改善之快速整流元件的數量可自第一實施例的四個減少至一個，藉此降低成本。再者，濾波電容器 C_N 係配置於接在如自交流電源供應 AC 的側所觀察之主要側整流元件 D_i 之後的階段，使得安全標準未驗證之普通部件可被使用作為濾波電容器 C_N 。其它部件的構成不同於第一實施例的構成，且生產實質上相同如第一實施例之作用及功效。

(第三實施例)

於依據圖 7 所示的第三實施例之切換電源供應電路中，如第一實施例的相同組件係由相同參照號碼而識別，且將省略其說明。依據第三實施例的切換電源供應電路於許多組件使用如第一實施例的相同組態。第三實施例係不同於第一實施例，在於，功率因數改善部位經由主要側整流元件自交流電源供應傳輸相當於產生於主要側串聯共振電容器的電壓之電流。至於換流部位，第三實施例係不同於第一實施例，其在於，抗流線圈 PCC 被使用在主要側整流元件 D_i 及平流電容器 C_i 之間來取代功率因數改善感應器 L_o 。再者，換流變壓器 PIT 的主要繞組 N_1 係連接至主要

側整流元件 D_i 的輸出側。此種組態未使用第一實施例所需之功率因數改善感應器 L_o ，使得部件的數量可被減少。

特別地，依據第三實施例之切換電源供應電路包括：整流及平流部位、換流部位、及功率因數改善部位。整流及平流部位將來自交流電源供應 AC 輸入交流電源轉換成主要側直流電源。換流部位將來自整流及平流部位的主要側直流電源轉換成交流電源，且進一步將交流電源轉換成次要側直流電源。功率因數改善部位改善功率因數。整流及平流部位包括主要側整流元件 D_i 及平流電容器 C_i ，主要側整流元件 D_i 係以來自交流電源供應 AC 的輸入交流電源供應且整流輸入交流電源。換流部位包括：抗流線圈 PCC；換流變壓器 PIT；切換元件 Q1；振盪及驅動電路 2；控制電路 1；主要側第一串聯共振電路；主要側第二串聯共振電路；及有源定位電路。抗流線圈 PCC 係以來自平流電容器 C_i 的主要側直流電源所供應。換流變壓器 PIT 具有以來自抗流線圈 PCC 的電源所供應之主要繞組 N1 及與主要繞組 N1 磁性地鬆耦合之次要繞組 N2。切換元件 Q1 供應交流電源至主要繞組 N1。振盪及驅動電路 2 接通/斷開驅動切換元件 Q1。控制電路 1 以控制信號供應振盪及驅動電路 2 以使由形成連接於次要繞組 N2 的次要側整流電路之次要側整流元件 D_o 及平流電容器 C_o 所輸出之次要側直流輸出電壓 E_o 的值為一預定值。主要側第一串聯共振電路藉由抗流線圈 PCC 所具有的電感 L_3 及主要側串

聯共振電容器 C_2 來控制主要側第一串聯共振頻率。主要側第二串聯共振電路藉由發生在主要繞組 N_1 的漏電感 L_1 及主要側串聯共振電容器 C_2 來控制主要側第二串聯共振頻率。主要側第一串聯共振頻率被設定在實質上主要側第二串聯共振頻率的兩倍。有源定位電路定位施加於切換元件 Q_1 的電壓。有源定位電路係電壓定位電容器 C_c 及輔助切換元件 Q_2 的串聯電路。於此例中，輔助切換元件 Q_2 係對切換元件 Q_1 互補地接通。因為功率因數改善部位經由主要側整流元件 D_i （快速整流元件）自交流電源供應傳輸相當於產生在主要側串聯共振電容器 C_2 的電壓之電流，上述主要側整流元件 D_i 係由快速整流元件所形成。

以下，將說明不同於第一實施例及第二實施例之第三實施例的特徵部件，且相似於第一實施例及第二實施例之第三實施例之部件的說明將被省略。

首先將說明主要側第一串聯共振電路及主要側第二串聯共振電路。主要側第一串聯共振電路形成自抗流線圈 PCC 經由平流電容器 C_i 及接地點至主要側串聯共振電容器 C_2 之電流路徑。主要側第二串聯共振電路於自主要側串聯共振電容器 C_2 經由主要繞組 N_1 及切換元件 Q_1 的汲極與源極至接地點之一方向而形成電流路徑。主要側第二串聯共振電路於自主要側串聯共振電容器 C_2 經由主體二極體 DD_1 至主要繞組 N_1 的另一方向而形成電流路徑。

流經用於功率因數改善的功率因數改善部位之電流係流經主要側第一串聯共振電路及主要側第二串聯共振電路

之共振電流的一部份，該部件被加在電流 I_1 上。亦即，藉由連接主要側串聯共振電容器 C_2 至主要側整流元件 D_i ，相當發生於主要側串聯共振電容器 C_2 的共振電壓之共振電流係經由兩個快速整流元件的陽極及陰極自交流電源供應 AC 而傳輸。用於功率因數改善之共振電流與藉由來自交流電源供應 AC 的整流商業用交流電源所獲得之電流相加一起所產生之電流流動作為電流 I_1 。

亦即，當功率因數改善部位未被設置時，電流 I_1 具有流在電壓 V_2 的峯值附近之脈衝形狀的波形。然而，相當發生於主要側串聯共振電容器 C_2 的共振電壓之共振電流未被傳輸在電壓 V_2 的峯值附近外側，藉此導電角度增加。因此，本實施例，發生於主要側串聯共振電容器 C_2 之共振電壓係經由抗流線圈 PCC 反饋至平流電容器 C_i ，藉此電壓反饋型功率因數改善部位被形成。

第三實施例之部件的具體常數被設定如下。次要側直流輸出電壓 E_o 係 175V。切換元件 Q_1 的斷開期間 $TOFF$ 係依據負載功率 P_o 的改變而變化，切換元件 Q_1 的接通期間 TON 隨著負載功率 P_o 的減小及交流輸入電壓 V_{AC} 的增加而減小，且次要側直流輸出電壓 E_o 的值係藉由增加切換頻率來保持恆定。

換流變壓器 PIT 的鐵氧體材料係 EER-35。換流變壓器 PIT 的間隙係 1.2mm。換流變壓器 PIT 的耦合係數係 0.82。主要繞組 N_1 的圈數係 45T（圈）。次要繞組 N_2 的圈數係 30T（圈）。控制繞組 N_g 的圈數係 1T（圈）。

(42)

主要側並聯共振電容器 C_r 的值係 1000pF 。主要側串聯共振電容器 C_2 的值係 $0.1\mu\text{F}$ 。電壓定位電容器 C_c 的值係 $0.1\mu\text{F}$ 。次要側串聯共振電容器 C_4 的值係 $0.056\mu\text{F}$ 。濾波電容器 C_N 的值係 $1\mu\text{F}$ 。

抗流線圈 PCC 及功率因數改善感應器 L_o 兩者可使用實質上如換流變壓器 PIT 之相同組態。抗流線圈 PCC 的電感 L_3 的值係 $82\mu\text{H}$ 。

符合 $3\text{A}/600\text{V}$ 承受電壓規格之整流元件被使用作為主要側整流元件 D_i 。符合 $5\text{A}/200\text{V}$ 承受電壓規格之整流元件被使用作為次要側整流元件 D_o 。該兩元件係由快速整流元件所形成。

第三實施例中之主要部件的波形係實質上相同如圖 3 及 4，且因此將被省略。圖 8 顯示在交流輸入電壓 V_{AC} 係 100V 或 230V 的值時之輸入電壓條件下，相對於負載功率 P_o 的的值係 0W （無負載）至 300W 的範圍之負載變化之直流輸入電壓 E_i 、電源因數 PF 、自交流輸入電源至直流輸出電源之電源轉換的效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 、及切換元件 Q_1 的接通期間 T_{ON} 及斷開期間 T_{OFF} 間之比 T_{ON}/T_{OFF} 。實線表示當交流輸入電壓 V_{AC} 的值係 100V 時之特性。斷續線表示當交流輸入電壓 V_{AC} 的值係 230V 時之特性。

現介紹可自圖 8 讀取之代表性特性的一部分，例如，當交流輸入電壓 V_{AC} 的值係 100V 時，在 300W 的負載功率 P_o 之電源因數 PF 的值係 0.995 ，且在 75W 的負載功率 P_o 之電源因數 PF 的值係 0.86 ，這些值表示高功率因數。

(43)

當交流輸入電壓 V_{AC} 的值係 100V 時，在 300W 的負載功率 P_o 之電源轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 的值係高的（89.7%）。於負載功率 P_o 係 300W 至 0W 之範圍中，直流輸入電壓 E_i 的值係 158V 至 167V。

當交流輸入電壓 V_{AC} 的值係 230V 時，在 300W 的負載功率 P_o 之電源因數 PF 的值係 0.945，且在 75W 的負載功率 P_o 之電源因數 PF 的值係 0.77，這些值表示高功率因數。當交流輸入電壓 V_{AC} 的值係 230V 時，在 300W 的負載功率 P_o 之電源轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 的值係高的（91.7%）。於負載功率 P_o 係 300W 至 0W 之範圍中，直流輸入電壓 E_i 的值係 360V 至 375V。交流輸入電壓 V_{AC} 的值係 100V 及 230V 的兩例子中之功率因數的上述值超過作為用於 IEC 61000-3-2 所界定的 D 級的標準值之 0.75 的功率因數。

相較於如圖 22 的背景所示之切換電源供應電路，依據本實施例之此種切換電源供應電路已改善電源轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 。再者，於依據本實施例之此種切換電源供應電路中，有源濾波器的需要被取消，且因此電路組件的數量被降低。亦即，如自參考圖 22 的說明所瞭解到，有源濾波器係由包括切換元件 Q103、用於驅動切換元件 Q103 之功率因數及輸出電壓控制 IC120、及類似組件之許多部件所形成。另一方面，這足以使依據本實施例之切換電源供應電路具有濾波電容器 CN 及作為主要側整流元件 D_i 的快速整流元件以作為改善功率因數所需之附加部件，且因

此相較於有源濾波器，這是足以使依據本實施例之切換電源供應電路具有非常小量的部件。因此，作為具有功率因數改善功能的電源供應電路之依據本實施例之切換電源供應電路的成本可變得比圖 22 所示的電路的成本低很多。再者，因為組件數量大大地降低，電路板的尺寸及重量可被有效地減小。於此例中，抗流線圈 PCC 的電感係 $82\mu\text{H}$ 的低值。因此，裝置尺寸及重量可被降低。

再者，於依據實施例之切換電源供應電路中，多共振換流器部位及功率因數改善部位的操作係所謂軟切換操作，且因此，相較於使用圖 22 所示的有源濾波器之電路，切換雜訊的位準大大地減小。特別地，因為輸入至 E 級切換換流器之電流可以是大致直流，切換雜訊的位準可變得非常低。

再者，依據實施例之切換電路具有主要側串聯共振電路及主要側並聯共振電路以及次要側串聯共振電路。因此，次要側直流輸出電壓 E_o 可藉由每一些微頻率改變而保持在預定電壓位準，且雜訊濾波器可被容易設計。為此理由，由共模抗流線圈 CMC 及跨接電容器 CL 所組成的一階段之雜訊濾波器足以符合電源供應干擾標準。再者，針對整流輸出線路的正常模式雜訊之足夠考量可藉由單濾波電容器 CN 而進行。

再者，次要側及類似側之整流二極體 Do1 至 Do4 與切換元件 Q1 同步操作。因此，如圖 22 的電源供應電路之後續階段中之有源濾波器側及切換換流器間的接地電位干

擾不會發生，且無關切換頻率改變，接地電位被穩定。

再者，藉由設置有源定位電路，相較於如未設置有源定位電路之例子，接通期間 TON 及斷開期間 TOFF 間的比 TON/TOFF 的可變範圍減小。再者，這係可能低於切換元件 Q1 的承受電壓，擴大 ZVS 範圍，且達到容許交流輸入電壓 VAC 的值在 85V 至 264V 的寬廣範圍之所謂的範圍加寬。

(第四實施例)

於依據圖 9 所示的依據第四實施例的切換電源供應電路中，如第三實施例的相同組件係由相同參照號碼而識別，且將省略其說明。如於第二實施例中，慢整流元件係使用作為主要側整流元件 Di，且藉由快速整流元件 D1 致使共振電流流於一方向。如第三實施例，抗流線圈 PCC 被使用來取代功率因數改善感應器 Lo。第四實施例係不同於第三實施例，其在於，換流部位的主要側第一串聯共振電路的電流路徑係由抗流線圈 PCC 及主要側串聯共振電容器 C2 所形成，主要側第二串聯共振電路的一方向之電流路徑係自平流電容器 Ci 經由主要側串聯共振電容器 C2 至主要繞組 N1 然後自切換元件 Q1 的汲極至源極之路徑，且主要側第二串聯共振電路的另一方向之電流路徑係自切換元件 Q1 的主體二極體 DD1 經由主要繞組 N1 及主要側串聯共振電容器 C2 至平流電容器 Ci 之路徑。功率因數改善部位使用慢整流元件作為主要側整流元件 Di，且快速整流

元件 D1 係連接至主要側整流元件 Di 的輸出側，使得相當發生於次要側直流輸出電壓 E_o 的電壓之電流係經由快速整流元件 D1 自交流電源供應 AC 而傳輸。

第四實施例之換流部位係相同如第一至第三實施例，在於，ZVS 操作係以設定在實質上主要側第二串聯共振電路的共振頻率兩倍之主要側第一串聯共振電路的共振頻率所實施。

（第五實施例）

於依據圖 10 所示的第五實施例之切換電源供應電路中，如圖 7 所示的第三實施例中之相同部件係由相同參考號碼所識別，且將省略其說明。依據第五實施例之切換電源供應電路係第三實施例的修改。第五實施例係不同於第三實施例，在於，換流部位使用具有取代使用於第三實施例的抗流線圈 PCC 之相互磁性地鬆耦合的抗流線圈主要繞組 NC1 及抗流線圈次要繞組 NC2 之抗流變壓器 VFT，且抗流線圈 PCC 的功能係藉由發生在抗流線圈主要繞組 NC1 的電感 L_3 來實施。至於功率因數改善部位，相當發生於功率因數改善部位的主要側串聯共振電容器 C2 的電壓之電流流經抗流變壓器 VFT 的抗流線圈次要繞組 NC2。

特別地，依據第五實施例之切換電源供應電路包括：整流及平流部位、換流部位、及功率因數改善部位。整流及平流部位將來自交流電源供應 AC 的輸入交流電源轉換成主要側直流電源。換流部位將來自整流及平流部位的主

要側直流電源轉換成交流電源，且進一步將交流電源轉換成次要側直流電源。功率因數改善部位改善功率因數。整流及平流部位包括主要側整流元件 D_i 及平流電容器 C_i ，主要側整流元件 D_i 係以來自交流電源供應 AC 的輸入交流電源供應且整流輸入交流電源。換流部位包括：抗流線圈主要繞組 NC1、換流變壓器 PIT、振盪及驅動電路 2、控制電路 1、主要側第一串聯共振電路、主要側第二串聯共振電路、及有源定位電路。抗流變壓器 VFT 的抗流線圈主要繞組 NC1 係以來自平流電容器 C_i 的主要側直流電源所供應。換流變壓器 PIT 具有以來自抗流線圈主要繞組 NC1 的電源所供應之主要繞組 N1 及與主要繞組 N1 磁性地鬆耦合之次要繞組 N2。切換元件 Q1 供應交流電源至主要繞組 N1。振盪及驅動電路 2 接通/斷開驅動切換元件 Q1。控制電路 1 以控制信號供應振盪及驅動電路 2 以使由形成連接於次要繞組 N2 的次要側整流電路之次要側整流元件 D_o 及平流電容器 C_o 所輸出之次要側直流輸出電壓 E_o 的值為一預定值。主要側第一串聯共振電路藉由發生在抗流線圈主要繞組 NC1 的電感 L_3 及主要側串聯共振電容器 C_2 來控制主要側第一串聯共振頻率。主要側第二串聯共振電路藉由發生在主要繞組 N1 的漏電感 L_1 及主要側串聯共振電容器 C_2 來控制主要側第二串聯共振頻率。主要側第一串聯共振頻率被設定在實質上主要側第二串聯共振頻率的兩倍。有源定位電路定位施加於切換元件 Q1 的電壓。有源定位電路係電壓定位電容器 C_c 及輔助切換元件 Q2 的串聯

電路。於此例中，輔助切換元件 $Q2$ 係對切換元件 $Q1$ 互補地接通。爲了功率因數改善部位經由主要側整流元件 Di （快速整流元件）自交流電源供應傳輸相當於產生在主要側串聯共振電容器 $C2$ 的電壓之電流，上述主要側整流元件 Di 係由快速整流元件所形成。發生於主要側串聯共振電容器 $C2$ 的電壓被施加至抗流線圈主要繞組 $NC1$ ，相似於發生於主要側串聯共振電容器 $C2$ 的電壓之電壓被產生於抗流線圈次要繞組 $NC2$ 。相當於發生在主要側串聯共振電容器 $C2$ 之電流被致使自交流電源供應而流出。附帶地，主要側並聯共振電路的頻率係實質上主要側第一串聯共振頻率的兩倍。

以下，將說明不同於第一至第四實施例之第五實施例的特徵部件，且相似於第一至第四實施例之部件的說明將被省略。

首先將說明主要側第一串聯共振電路及主要側第二串聯共振電路。主要側第一串聯共振電路形成自發生於抗流線圈主要繞組 $NC1$ 的電感 $L3$ 經由平流電容器 Ci 及接地點至主要側串聯共振電容器 $C2$ 之電流路徑。主要側第二串聯共振電路形成電流路徑於自主主要側串聯共振電容器 $C2$ 至主要繞組 $N1$ 然後自切換元件 $Q1$ 的汲極至源極再至接地點之一方向。主要側第二串聯共振電路形成電流路徑於自主主要側串聯共振電容器 $C2$ 經由主體二極體 $DD1$ 至主要繞組 $N1$ 的另一方向。

抗流變壓器 VFT 具有實質上如圖 2 所示的換流變壓器

PIT 之相同結構。抗流變壓器 VFT 具有相互磁性地鬆耦合的抗流線圈主要繞組 NC1 及抗流線圈次要繞組 NC2。藉此，抗流線圈主要繞組 NC1 可產生漏電感 L_3 。再者，抗流線圈次要繞組 NC2 產生漏電感 L_3' 。產生於抗流線圈主要繞組 NC1 及抗流線圈次要繞組 NC2 的電壓間之比等於抗流線圈主要繞組 NC1 及抗流線圈次要繞組 NC2 的各別圈數間的比。藉由使用具有此種結構之抗流變壓器 VFT 且最佳化圈數比，這係可能分開調整主要側第一串聯共振頻率及作為通過功率因數改善部位的電流之相當發生於主要側串聯共振電容器 C2 的電壓之電流，且最佳化主要側第一串聯共振頻率及電流的每一者。

流經用於功率因數改善的功率因數改善部位之電流係流經主要側第一串聯共振電路及主要側第二串聯共振電路之共振電流的一部分，該部分被加在電流 I_1 上。亦即，藉由連接主要側串聯共振電容器 C2 至抗流線圈主要繞組 NC1 且連接抗流線圈次要繞組 NC2 至主要側整流元件 D_i ，相當發生於主要側串聯共振電容器 C2 的共振電壓之共振電流係經由兩個快速整流元件的陽極及陰極自交流電源供應 AC 而傳輸。用於功率因數改善之共振電流與藉由來自交流電源供應 AC 的整流商業用交流電源所獲得之電流相加一起所產生之電流流動作為電流 I_1 。

亦即，當功率因數改善部位未被設置時，電流 I_1 具有流動在電壓 V_2 的峯值附近之脈衝形狀的波形。然而，相當發生於主要側串聯共振電容器 C2 的共振電壓之共振

電流亦被傳輸在電壓 V_2 的峯值附近外側，藉此導電角度增加。另一方面，來自平流電容器 C_i 之主要側直流電源係經由抗流線圈主要繞組 $NC1$ 而供應至換流變壓器 PIT 的主要繞組 $N1$ 。因此，本實施例，發生於主要側串聯共振電容器 $C2$ 之共振電壓係經由抗流變壓器 VFT 的抗流線圈主要繞組 $NC1$ 而反饋至平流電容器 C_i ，藉此電壓反饋型功率因數改善部位被形成。

第五實施例之部件的具體常數被設定如下。次要側直流輸出電壓 E_o 係 $175V$ 。切換元件 $Q1$ 的斷開期間 $TOFF$ 係依據負載功率 P_o 的改變而變化，切換元件 $Q1$ 的接通期間 TON 係隨著負載功率 P_o 的減小及交流輸入電壓 VAC 的增加而縮短，且次要側直流輸出電壓 E_o 的值係藉由增加切換頻率來保持恆定。

換流變壓器 PIT 的鐵氧體材料係 $EER-35$ 。換流變壓器 PIT 的間隙係 $1.2mm$ 。換流變壓器 PIT 的耦合係數係 0.82 。主要繞組 $N1$ 的圈數係 $45T$ （圈）。次要繞組 $N2$ 的圈數係 $30T$ （圈）。主要側並聯共振電容器 C_r 的值係 $6800pF$ 。主要側串聯共振電容器 $C2$ 的值係 $0.1\mu F$ 。電壓定位電容器 C_c 的值係 $0.1\mu F$ 。次要側串聯共振電容器 $C4$ 的值係 $0.056\mu F$ 。濾波電容器 C_N 的值係 $1\mu F$ 。發生於抗流線圈主要繞組 $NC1$ 的漏電感 $L3$ 的值係 $82\mu H$ 。發生於抗流線圈次要繞組 $NC2$ 的漏電感 $L3'$ 的值係 $82\mu H$ 。主要側整流元件 D_i 的規格係 $3A/600V$ 規格。次要側整流元件 D_o 的規則 $5A/200V$ 規格。主要側整流元件 D_i 及次要側整流

元件 D_o 的每一者係快速整流元件。

第五實施例中之主要部件的波形係實質上相同如圖 3 及 4，且將省略其說明。圖 11 顯示在交流輸入電壓 V_{AC} 係 100V 或 230V 的值時之輸入電壓條件下，相對於負載功率 P_o 的的值係 0W（無負載）至 300W 的範圍之負載變化之直流輸入電壓 E_i 、電源因數 PF 、自交流輸入電源至直流輸出電源之電源轉換的效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 、及切換元件 Q_1 的接通期間 T_{ON} 及斷開期間 T_{OFF} 間之比 T_{ON}/T_{OFF} 。實線表示當交流輸入電壓 V_{AC} 的值係 100V 時之特性。斷續線表示當交流輸入電壓 V_{AC} 的值係 230V 時之特性。

介紹可自圖 11 讀取之代表性特性的一部分，例如，當交流輸入電壓 V_{AC} 的值係 100V 時，在 300W 的負載功率 P_o 之電源因數 PF 的值係 0.990，且在 75W 的負載功率 P_o 之電源因數 PF 的值係 0.84，這些值表示高功率因數。當交流輸入電壓 V_{AC} 的值係 100V 時，在 300W 的負載功率 P_o 之電源轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 的值係高的（90.1%）。於負載功率 P_o 係 300W 至 0W 之範圍中，直流輸入電壓 E_i 的值係 154V 至 176V。

當交流輸入電壓 V_{AC} 的值係 230V 時，在 300W 的負載功率 P_o 之電源因數 PF 的值係 0.935，且在 75W 的負載功率 P_o 之電源因數 PF 的值係 0.76，這些值表示高功率因數。當交流輸入電壓 V_{AC} 的值係 230V 時，在 300W 的負載功率 P_o 之電源轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 的值係高的（92.1%）。於負載功率 P_o 係 300W 至 0W 之範圍中，直流輸入電

壓 E_i 的值係 356V 至 376V。交流輸入電壓 V_{AC} 的值係 100V 及 230V 之兩例子中之功率因數的上述值超過作為如 IEC 61000-3-2 所界定之 D 級的標準值之 0.75 的功率因數。

相較於如圖 22 的背景所示之切換電源供應電路，依據本實施例之此種切換電源供應電路已改善電源轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 。再者，於依據本實施例之切換電源供應電路中，有源濾波器之需要被消除，且因此電路組件的數量被降低。亦即，如自參照圖 22 的說明所瞭解，有源濾波器係由包括切換元件 Q103、用於驅動切換元件 Q103 之功率因數及輸出電壓控制 IC120、及類似組件之許多部件所形成。另一方面，足以使依據本實施例之切換電源供應電路具有濾波電容器 CN、作為主要側整流元件 D_i 的快速整流元件、及取代抗流線圈 PCC 的抗流變壓器 VFT 作為改善功率因數所需之附加部件。因此，相較於有源濾波器，這滿足依據實施例之切換電源供應電路具有非常少量部件。因此，作為具有功率因數改善功能的電源供應電路之依據本實施例之切換電源供應電路的成本可比圖 22 所示的電路的成本低很多。再者，因為組件數量大大地降低，電路板的尺寸及重量上可有效地降低。

於此例中，發生於抗流線圈主要繞組 NC1 之漏電感 L_3 係 82 μ H 的低值。再者，足以使具有一切換元件 Q1 作為切換元件。因此，裝置尺寸及重量可被降低。再者，這係可能最佳化功率因數改善部位（功率因數近似一），同

時藉由調整抗流變壓器 VFT 的抗流線圈主要繞組 NC1 及抗流線圈次要繞組 NC2 間之比使漏電感 L_3 的值成為最佳值（使主要側第一串聯共振頻率成為主要側第二串聯共振頻率之漏電感 L_3 的值）。

再者，於依據本實施例之切換電源供應電路中，多共振換流器部位及功率因數改善部位的操作係所謂軟切換操作，且因此，相較於使用圖 22 所示的有源濾波器之電路，切換雜訊的位準大大地減小。特別地，因為輸入至 E 級切換換流器之電流可以是大致直流，切換雜訊的位準可變得非常低。

再者，依據實施例之切換電路具有主要側串聯共振電路及主要側並聯共振電路以及次要側串聯共振電路。因此，次要側直流輸出電壓 E_o 可藉由每一些微頻率改變而保持在預定電壓位準，且雜訊濾波器可被容易設計。為此理由，由共模抗流線圈 CMC 及跨接電容器 CL 所組成的一階段之雜訊濾波器足以符合電源供應干擾標準。再者，針對整流輸出線路的正常模式雜訊之足夠考量可藉由單濾波電容器 CN 而進行。

再者，次要側及類似側之整流二極體 Do1 至 Do4 與切換元件 Q1 同步操作。因此，如圖 22 的電源供應電路的後續階段中之有源濾波器側及切換換流器間的接地電位干擾不會發生，且無關切換頻率改變，接地電位被穩定。

再者，藉由設置有源定位電路，相較於未設置有源定位電路的例子，接通期間 TON 及斷開期間 TOFF 間的比

TON/TOFF 的可變範圍減小。再者，這係可能低於切換元件 Q1 的承受電壓，擴大 ZVS 範圍，且達到容許交流輸入電壓 VAC 的值在 85V 至 264V 的寬廣範圍之所謂的範圍加寬。

(第六實施例)

於依據圖 12 所示的第六實施例之切換電源供應電路中，如第五實施例中之相同部件係由相同參考號碼所識別，且將省略其說明。依據第六實施例之切換電源供應電路於許多部件使用如第五實施例的相同組態。第六實施例係不同於第五實施例，在於，換流部位的主要側第一串聯共振頻率的電流路徑係由抗流線圈主要繞組 NC1 及主要側串聯共振電容器 C2 所形成，主要側第二串聯共振電路的方向之電流路徑係自平流電容器 Ci 經由主要側串聯共振電容器 C2 至主要繞組 N1 然後自切換元件 Q1 的汲極至源極之路徑，且主要側第二串聯共振電路的另一方向之電流路徑係自切換元件 Q1 的主體二極體 DD1 經由主要繞組 N1 及主要側串聯共振電容器 C2 至平流電容器 Ci 之路徑。功率因數改善部位使用慢整流元件作為主要側整流元件 Di，且快速整流元件 D1 係連接至主要側整流元件 Di 的輸出側，使得相當發生於主要側串聯共振電容器 C2 的電壓之電流係經由快速整流元件 D1 自交流電源供應 AC 而傳輸。

第六實施例之換流部位係相同如第一至第五實施例，在於，ZVS 操作係以設定在實質上主要側第二串聯共振電

路的共振頻率兩倍之主要側第一串聯共振電路的共振頻率所實施。第六實施例之功率因數改善部位係相同如第四實施例，在於，相當發生於主要側串聯共振電容器 C2 的電壓之電流係經由快速整流元件 D1 自交流電源供應 AC 而傳輸。

(次要側電路的修改實例)

圖 13 至 17 顯示依據第一至第六實施例之可取代切換電源供應電路中之次要側電路的修改實例。

圖 13 所示的次要側整流電路形成倍壓全波整流電路。特別地，次要繞組設有分成兩部件的中央分接頭，亦即，以中央分接頭為界的次要繞組部件 N2A 及次要繞組部件 N2B。相同圈數被設定於次要繞組部件 N2A 及次要繞組部件 N2B。次要繞組 N2 的中央分接頭係連接至次要側接地。次要側串聯共振電容器 C4A 係與次要繞組 N2 的次要繞組部件 N2A 側上的端子部件串聯連接。具有如次要側串聯共振電容器 C4A 的相同電容之次要側串聯共振電容器 C4B 係與次要繞組 N2 的次要繞組部件 N2B 側上的端子部件串聯連接。藉此，次要繞組部件 N2A 的漏電感組件與次要側串聯共振電容器 C4A 的電容形成第一次要側串聯共振電路，且次要繞組部件 N2B 的漏電感組件與次要側串聯共振電容器 C4B 的電容形成具有實質上如第一次要側串聯共振電路的相同共振頻率之第二次要側串聯共振電路。

次要繞組 N2 的次要繞組部件 N2A 側上的端子部件係

經由次要側串聯共振電容器 C_{4A} 的串聯連接而連接至整流二極體 D_{o1} 的陽極及整流二極體 D_{o2} 的陰極間之連接點。再者，次要繞組 N_2 的次要繞組部件 N_{2B} 側上的端子部件係經由次要側串聯共振電容器 C_{4B} 的串聯連接而連接至整流二極體 D_{o3} 的陽極及整流二極體 D_{o4} 的陰極間之連接點。整流二極體 D_{o1} 及整流二極體 D_{o3} 的各別陰極係連接至平流電容器 C_o 的正電極端子。平流電容器 C_o 的負電極端子係連接至次要側接地。整流二極體 D_{o2} 及整流二極體 D_{o4} 的各別陽極間之連接點係連接至次要側接地。

因此，次要繞組部件 N_{2A} 、次要側串聯共振電容器 C_{4A} 、整流二極體 D_{o1} 、整流二極體 D_{o2} 、及平流電容器 C_o 形成包括第一次要側串聯共振電路之第一倍壓半波整流電路。次要繞組部件 N_{2B} 、次要側串聯共振電容器 C_{4B} 、整流二極體 D_{o1} 、整流二極體 D_{o2} 、及平流電容器 C_o 形成包括第二次要側串聯共振電路之第二倍壓半波整流電路。因此，於次要繞組 N_2 的交流電壓具有另一極性之半週期，平流電容器 C_o 係藉由將感應於次要繞組部件 N_{2A} 的電壓加在跨接次要側串聯共振電容器 C_{4A} 的電壓上所獲得之電位以整流電流而充電。於次要繞組 N_2 的交流電壓具有一極性之半週期，平流電容器 C_o 係藉由將感應於次要繞組部件 N_{2B} 的電壓加在跨接次要側串聯共振電容器 C_{4B} 的電壓上所獲得之電位以整流電流而充電。藉此，具有相當於包括次要繞組部件 N_{2A} 及次要繞組部件 N_{2B} 之電壓的位準兩倍的位準之次要側直流輸出電壓 E_o 被獲得。

作為跨接平流電容器 C_o 之電壓。亦即，倍壓全波整流電路被獲得。

圖 14 所示的次要側整流電路形成倍壓半波整流電路。特別地，次要繞組 N_2 的漏電感組件及次要側串聯共振電容器 C_4 的電容形成次要側共振電路。產生於次要繞組 N_2 之一極性的電壓經由整流二極體 D_{o2} 來充電次要側串聯共振電容器 C_4 ，且另一極性的電壓經由整流二極體 D_{o1} 來充電平流電容器 C_o 。次要側串聯共振電容器 C_4 所充電的電壓及平流電容器 C_o 所充電之電壓被相加一起，使得相當包括於次要繞組 N_2 之電壓的位準兩倍之位準被獲得。亦即，倍壓半波整流電路被獲得。

圖 15 所示的次要側整流電路係包括整流二極體 D_{o1} 至 D_{o4} 以及由具有小電容的部分電壓共振電路 C_3 所形成的部分電壓共振電路之全波整流電路且次要繞組 N_2 的漏電感組件。當部分電壓共振電路 C_3 的值增加時，部分電壓共振電路 C_3 作用如並聯共振電容器，且次要側整流電路與由並聯共振電容器 C_3 及次要繞組 N_2 的漏電感組件所形成之並聯電壓共振電路一起。

圖 16 所示的次要側整流電路係包括整流二極體 D_{o1} 及整流二極體 D_{o2} 以及由部分電壓共振電容器 C_3 及次要繞組部件 N_{2A} 與次要繞組部件 N_{2B} 的漏電感組件所形成的部分電壓共振電路之中央接頭倍波整流電路。當部分電壓共振電容器 C_3 的值增加時，部分電壓共振電容器 C_3 作用如並聯共振電容器，且次要側整流電路與由並聯共振電

容器 C3 及次要繞組 N2 的漏電感組件所形成之並聯電壓共振電路一起。

圖 17 所示的次要側整流電路係包括整流二極體 Do1、整流二極體 Do2、平流電容器 CoA、平流電容器 CoB 以及由部分電壓共振電容器 C3 與發生在次要繞組 N2 的漏電感組件所形成的部分電壓共振電路之倍波整流電路。當部分電壓共振電容器 C3 的值增加時，部分電壓共振電容器 C3 作用如並聯共振電容器，且次要側整流電路與由並聯共振電容器 C3 及次要繞組 N2 的漏電感組件所形成之並聯電壓共振電路一起。

附帶地，這些部分共振電路共振於接通及斷開整流二極體 Do1 與類似元件的時間。

應注意到，雖然依據因此所述的實施例之電源供應電路的設計的具體實例廣泛地假設商業用交流電源被輸入在 100V 的交流輸入電壓 VAC，本發明的實施例未特別地受限於交流輸入電壓 VAC 的值。例如，亦於設計準備給 200-V 商業用交流電源的輸入的電源供應電路的例子中，相似功效可藉由使用基於本發明的組態而獲得。再者，至於主要側電壓共振換流器的詳細的電路形式及包括次要側串聯共振電路之次要側整流電路的組態，例如，其它電路形式及其它組態係可想得到的。再者，作為切換元件，除了 MOS-FET 外的元件，諸如 IGBT（絕緣閘雙極電晶體）及雙極電晶體可被選擇。再者，雖然上述實施例的每一者使用外激式切換換流器，本發明的實施例可應用於切換換

流器被形成作為自激式切換換流器之例子。

熟習此項技藝者而言應可瞭解到，各種修改、結合、次結合及更改可能依賴設計需求與其它因素而發生，只要它們是在申請專利範圍請求項的範圍或其等效物內。

【圖式簡單說明】

圖 1 係顯示依據實施例之電源供應電路的組態的實例之電路圖；

圖 2 係顯示依據實施例之換流變壓器的結構的實例之示意圖；

圖 3 係顯示基於交流輸入電壓的循環之依據實施例的電源供應電路中之主要部件的操作之波長圖；

圖 4 係顯示基於交流輸入電壓的循環之依據實施例的電源供應電路中之主要部件的操作之波長圖；

圖 5 係顯示依據實施例的電源供應電路中相對於負載變化之整流及平流電壓、功率因數、功率轉換效率及 TON/TOFF 的比的特性之示意圖；

圖 6 係顯示依據實施例之電源供應電路的組態的實例之電路圖；

圖 7 係顯示依據實施例之電源供應電路的組態的實例之電路圖；

圖 8 係顯示依據實施例的電源供應電路中相對於負載變化之整流及平流電壓、功率因數、功率轉換效率及 TON/TOFF 的比的特性之示意圖；

圖 9 係顯示依據實施例之電源供應電路的組態的實例之電路圖；

圖 10 係顯示依據實施例之電源供應電路的組態的實例之電路圖；

圖 11 係顯示依據實施例的電源供應電路中相對於負載變化之整流及平流電壓、功率因數、功率轉換效率及 TON/TOFF 的比的特性之示意圖；

圖 12 係顯示依據實施例之電源供應電路的組態的實例之電路圖；

圖 13 顯示依據實施例之次要側電路的修改的實例；

圖 14 顯示依據實施例之次要側電路的修改的實例；

圖 15 顯示依據實施例之次要側電路的修改的實例；

圖 16 顯示依據實施例之次要側電路的修改的實例；

圖 17 顯示依據實施例之次要側電路的修改的實例；

圖 18 係表示 E 級切換換流器的基本原理之示意圖；

圖 19 係基於 E 級切換換流器的操作原理之波長圖；

圖 20 係先前技術所示之有源濾波器的組態的示意圖

；

圖 21A、21B、21C 及 21D 係輔助解說先前技術所示之有源濾波器的操作之波長圖；

圖 22 係顯示先前技術所示之電源供應電路的組態的實例之電路圖；

圖 23A、23B 及 23C 係輔助解說先前技術所示之有源濾波器的操作之波長圖；

圖 24 係顯示基於商業用交流電源的循環之包括先前技術所示的有源濾波器之電源供應電路中的交流輸入電壓、交流輸入電流及平流電壓之波長圖；

圖 25 係顯示包括先前技術所示的有源濾波器之電源供應電路中相對於負載變化之功率轉換功效、功率因數及整流與平流電壓的特性之特性圖；

圖 26 係顯示包括先前技術所示的有源濾波器之電源供應電路中相對於交流輸入電壓的變化之功率轉換功效、功率因數及整流與平流電壓的特性之特性圖。

【主要元件之符號說明】

Q1：切換元件

V_{out}：直流電壓

C_{out}：平流電容器

L：電感器

Q：切換元件

Q101：切換元件

Q102：切換元件

Q103：切換元件

R_i：電阻

D：快速恢復型快速切換二極體

LI：電流檢測線路

L_w：波形輸入線路

L_v：電壓檢測線路

(62)

I_{in} : 整流電流

DD : 主體二極體

V_{in} : 整流電壓

PWM : 脈衝寬度調變

I_{chg} : 電流 I_{chg}

LFT : 線路過濾變壓器

LN : 電感器

L_{pc} : 電感器

$D20$: 快速切換二極體

C_{sn} : 電容器

R_{sn} : 電阻

$R5$: 電壓分配電阻

$R6$: 電壓分配電阻

$T1$: 端子

$R101$: 電壓分配電阻

$R102$: 電壓分配電阻

L_{pc} : 感應器

IAC : 交流輸入電流

$T3$: 端子

$T5$: 端子

$I101$: 電流

$T4$: 端子

R_s : 啓動電阻

$N5$: 繞組

(63)

C11：串聯共振電容器

D11：整流二極體

T2：端子

Cr：主要側並聯共振電容器

L10：抗流線圈

Ein：直流輸入電壓

L11：抗流線圈

C11：串聯共振電容器

Z：阻抗

V1：切換電壓

TON：接通期間

TOFF：斷開期間

IQ1：切換電流

I2：電流

I1：電流

AC：交流電源供應

Di：主要側整流元件

Ci：平流電容器

PCC：抗流線圈

PIT：換流變壓器

N1：主要繞組

N2：次要繞組

Do：次要側整流元件

Co：平流電容器

(64)

E_o : 次要側直流輸出電壓

L_3 : 電感

L_1 : 漏電感

C_2 : 主要側串聯共振電容器

C_{101} : 主要側串聯共振電容器

C_c : 電壓定位電容器

Q_2 : 輔助切換元件

L_o : 功率因數改善感應器

C_4 : 次要側串聯共振電容器

L_2 : 漏電感

C_N : 濾波電容器

CMC : 共模抗流線圈

C_L : 跨接電容器

E_i : 直流輸入電壓

V_{AC} : 交流輸入電壓

DD_{101} : 主體二極體

DD_{102} : 主體二極體

DD_1 : 主體二極體

DD_2 : 主體二極體

R_{g1} : 電阻

R_{g2} : 電阻

N_g : 控制繞組

I_{AC} : 交流輸入電流

CR_1 : E 型磁心

(65)

CR2：E 型磁心

B：捲線軸

k：耦合係數

G：間隙

V2：電壓

ΔE_o ：波紋分量

PF：電源因數

Po：負載功率

$\eta_{AC \rightarrow DC}$ ：電源轉換效率

Q103：切換元件

Do1：整流二極體

Do2：整流二極體

D1：快速整流元件

NC1：抗流線圈主要繞組

NC2：抗流線圈次要繞組

VFT：抗流變壓器

L3'：漏電感

N2A：次要繞組部件

N2B：次要繞組部件

C4B：次要側串聯共振電容器

C4A：次要側串聯共振電容器

C3：部分電壓共振電容器

CoA：平流電容器

CoB：平流電容器

(66)

IGBT：絕緣閘雙極電晶體

1：控制電路

2：振盪及驅動電路

101：控制電路

102：振盪及驅動電路

103：電阻

110：負載

111：倍增器

120：功率因數及輸出電壓控制 IC

125：Pi 組態正常模式雜訊濾波器。

五、中文發明摘要

發明之名稱：切換電源供應電路

本發明提供包括整流及平流部位、換流器部位、及功率因數改善部位之切換電源供應電路。整流及平流部位包括主要側整流元件及平流電容器。換流器部位包括抗流線圈、振盪及驅動電路、主要側串聯共振電容器、主要側並聯共振電容器及有源定位電路。功率因數改善部位經由該主要側整流元件將相當於產生在該主要側串聯共振電容器的電壓之電流增加且傳輸至平流電容器。

六、英文發明摘要

發明之名稱：

SWITCHING POWER SUPPLY CIRCUIT

The present invention provides a switching power supply circuit including a rectifying and smoothing section, a converter section, and a power factor improving section. The rectifying and smoothing section includes a primary side rectifying element and a smoothing capacitor. The converter section includes a choke coil, a converter transformer, a main switching element, an oscillating and driving circuit, a primary side series resonant capacitor, a primary side parallel resonant capacitor, and an active clamping circuit. The power factor improving section adds and passes a current corresponding to a voltage generated in the primary side series resonant capacitor to the smoothing capacitor via the primary side rectifying element.

(1)

十、申請專利範圍

1. 一種切換電源供應電路，包含：

整流及平流部位，用於將來自交流電源供應之交流輸入電壓轉換成主要側直流電壓；

換流器部位，用於將來自該整流及平流部位之該主要側直流電壓轉換成交流電壓，且進一步將該交流電壓轉換成次要側直流電壓；及

功率因數改善部位，用於改善功率因數；

其中該整流及平流部位包括用於整流該交流輸入電壓之主要側整流元件及用於平流來自該主要側整流元件的整流輸出之平流電容器，且供應該主要側直流電壓，

該換流器部位包括：

抗流線圈，其具有連接於該平流電容器之一端子，

換流變壓器，其在主要側上具有連接於該抗流線圈的另一端子之主要繞組及在次要側上與該主要繞組磁性地鬆耦合之次要繞組，

主切換元件，用於切換經由該換流變壓器的該主要繞組所供應之該主要側直流電壓，

振盪及驅動電路，用於接通-斷開驅動該主切換元件

，

主要側串聯共振電容器，其具有預定電容且具有連接於該抗流線圈及該主要繞組間的連接點之一端子，藉此該主要側串聯共振電容器係與該抗流線圈及該主要繞組的一者串聯連接，該預定電容被設定使得主要側第一串聯共振

(2)

電路的主要側第一串聯共振頻率實質上為主要側第二串聯共振電路的主要側第二串聯共振頻率的兩倍，該主要側第一串聯共振頻率係由該抗流線圈的電感及該預定電容所控制，該主要側第二串聯共振頻率係由發生在該主要繞組之漏電感及該預定電容所控制，

主要側並聯共振電容器，其具有預定電容且係與該主切換元件並聯連接，該預定電容被設定使得由該抗流線圈的該電感、發生在該主要繞組之該漏電感、及該預定電容所控制之主要側並聯共振頻率實質上為該主要側第一串聯共振頻率的兩倍，及

有源定位電路，其包括電壓定位電容器及與該電壓定位電容器串聯連接之輔助切換元件，該輔助切換元件係對該主切換元件互補地接通及斷開，藉此施加於該主切換元件之電壓被定位，及

該功率因數改善部位經由該主要側整流元件將相當於產生在該主要側串聯共振電容器的電壓之電流增加且傳輸至該該平流電容器。

2. 如申請專利範圍第 1 項之切換電源供應電路，

其中該功率因數改善部位具有連接在該主要側整流元件及該平流電容器間之電感器，且該主要側串聯共振電容器的另一端子係連接於該電感器及該主要側整流元件間之連接點。

3. 如申請專利範圍第 2 項之切換電源供應電路，

其中該抗流線圈被使用作為該電感器。

(3)

4. 如申請專利範圍第 2 項之切換電源供應電路，

其中該抗流線圈被形成作為發生在抗流變壓器的主要繞組之漏電感，該抗流變壓器形成有相互磁性地鬆耦合之該主要繞組及次要繞組，及

相當於產生在該主要側串聯共振電容器的該電壓之該電流，流經該抗流變壓器的該次要繞組。

5. 如申請專利範圍第 1 項之切換電源供應電路，

其中該主要側整流元件係由快速整流元件所形成，該快速整流元件具有用於回應流經該主要側第一串聯共振電路及該主要側第二串聯共振電路之電流的頻率之切換速度。

6. 如申請專利範圍第 1 項之切換電源供應電路，

其中該主要側整流元件係由慢整流元件所形成，該慢整流元件具有用於回應來自該交流電源供應之輸入交流電源的頻率之切換速度，及

具有用於回應流經該主要側第一串聯共振電路及該主要側第二串聯共振電路之電流的頻率的切換速度之快速整流元件係與該慢整流元件的輸出側串聯連接。

7. 如申請專利範圍第 1 項之切換電源供應電路，

其中連接於該換流變壓器的該次要繞組之該次要側整流電路具有次要側共振電容器，該次要側共振電容器具有預定電容，且其共振頻率由發生在該次要繞組的漏電感及該預定電容所控制之次要側共振電路被形成。

8. 如申請專利範圍第 7 項之切換電源供應電路，

(4)

其中該次要側共振電容器係與該換流變壓器的該次要繞組串聯連接之串聯共振電容器，且與發生在該次要繞組之該漏電感一起形成次要側串聯共振電路。

9. 如申請專利範圍第 7 項之切換電源供應電路，

其中該次要側共振電容器係與該換流變壓器的該次要繞組並聯連接之部分電壓共振電容器，且與發生在該次要繞組之該漏電感一起形成次要側部分電壓共振電路。

圖1

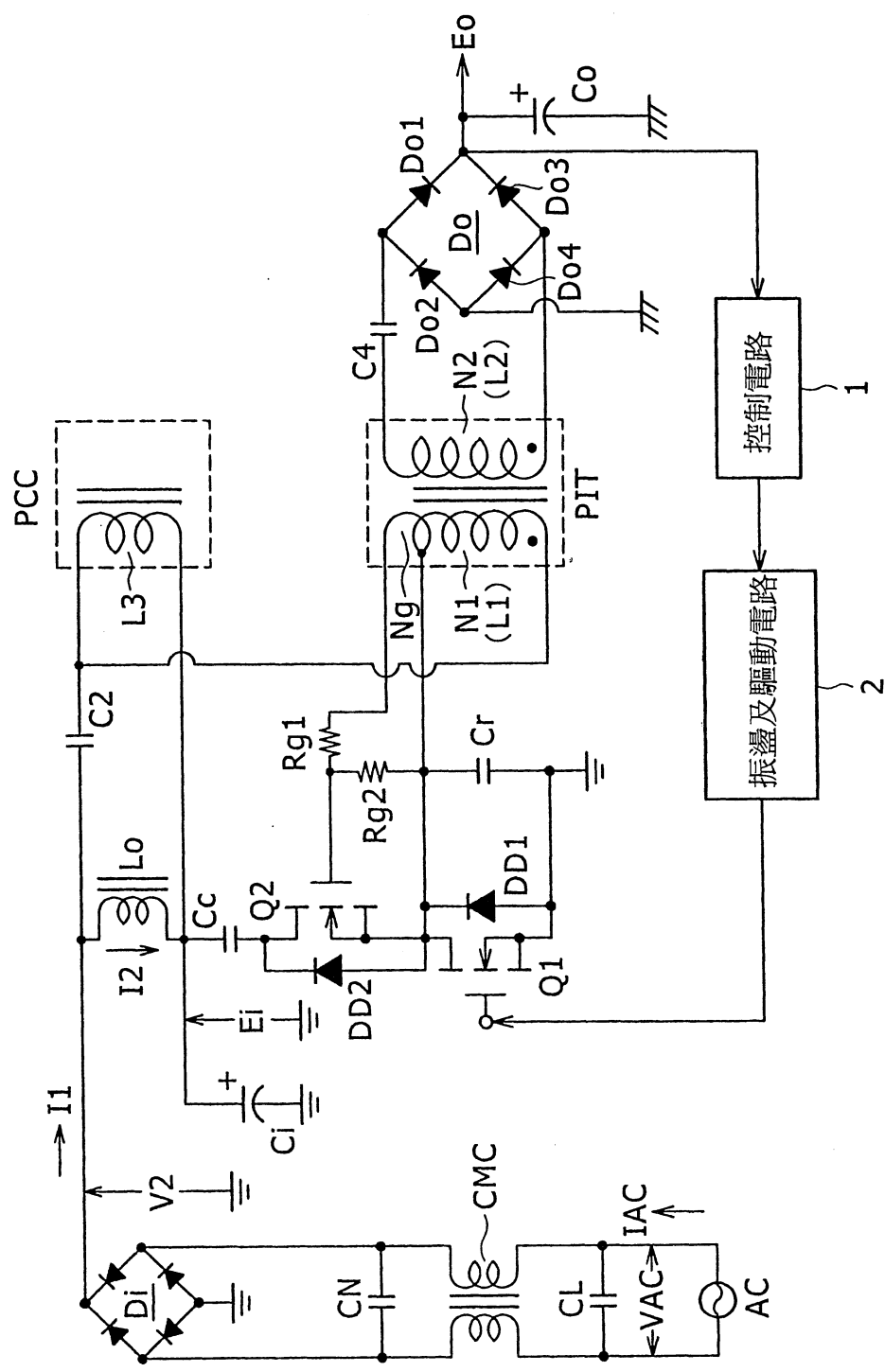


圖2

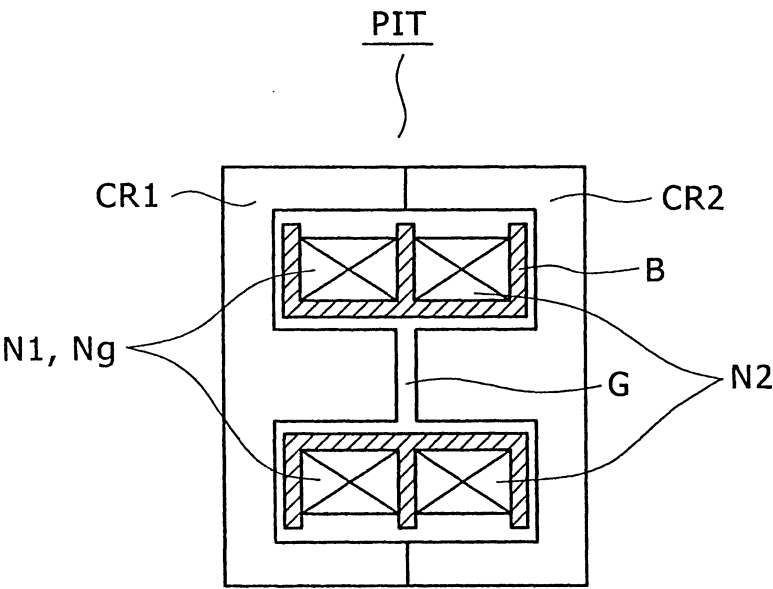


圖 3

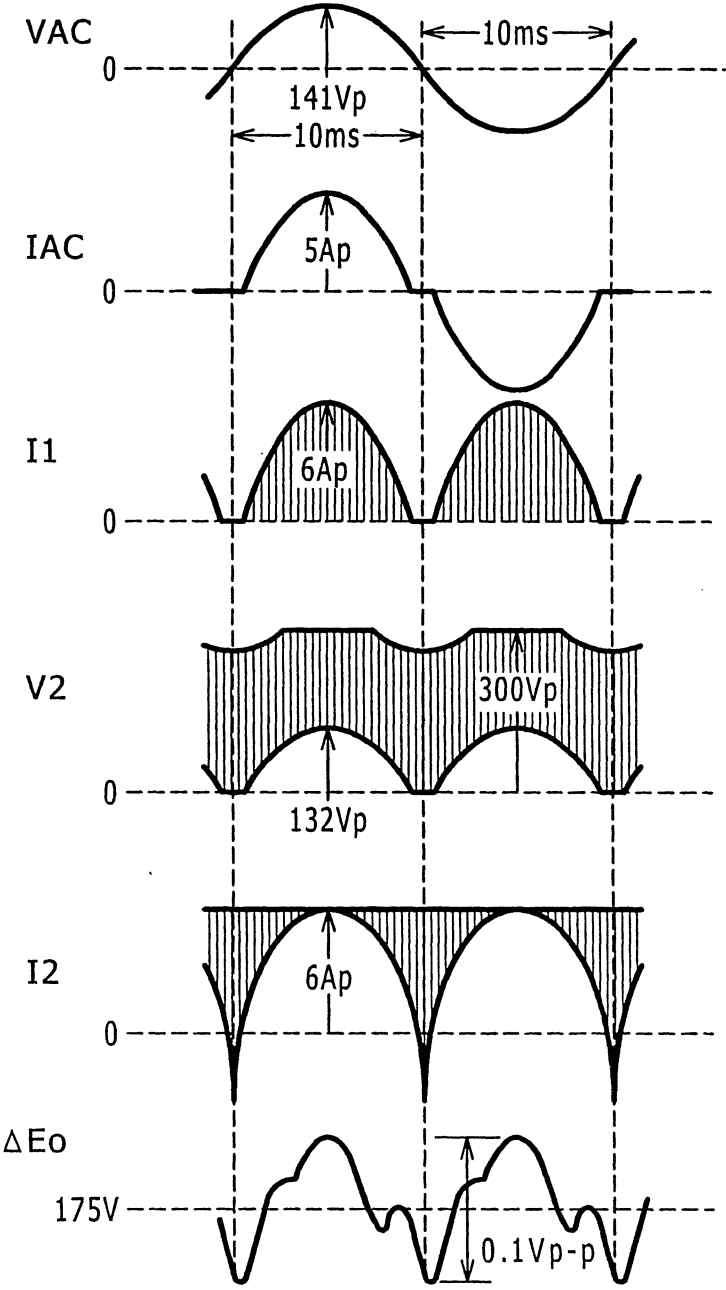


圖 4

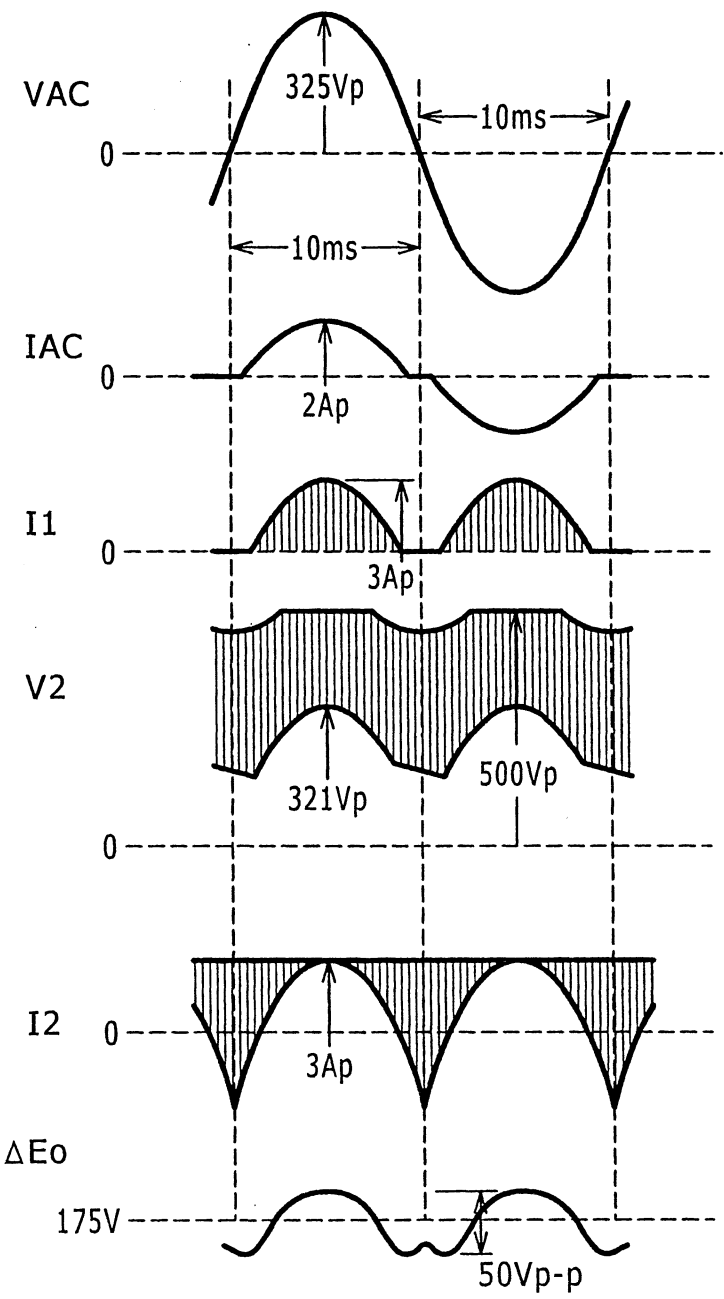


圖5

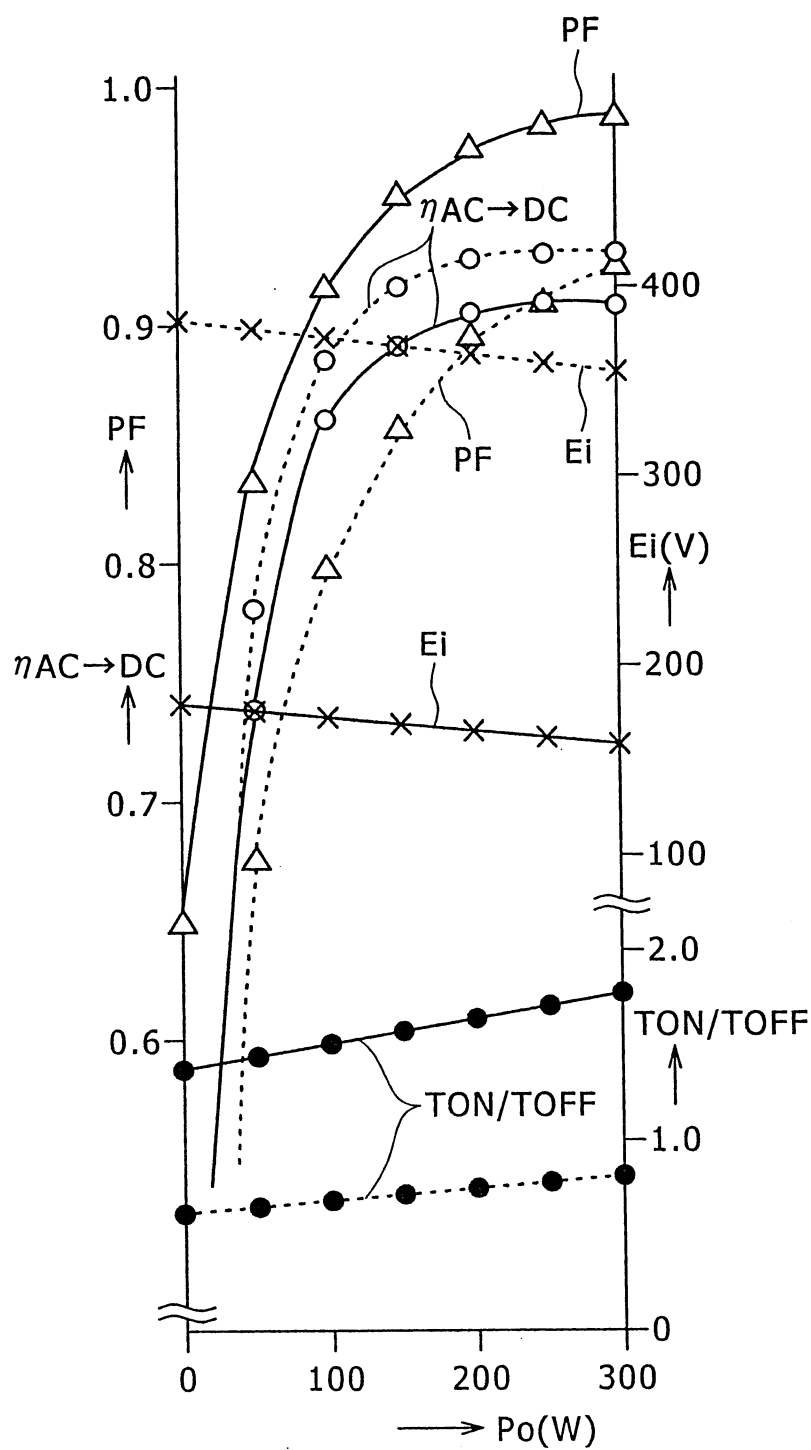


圖7

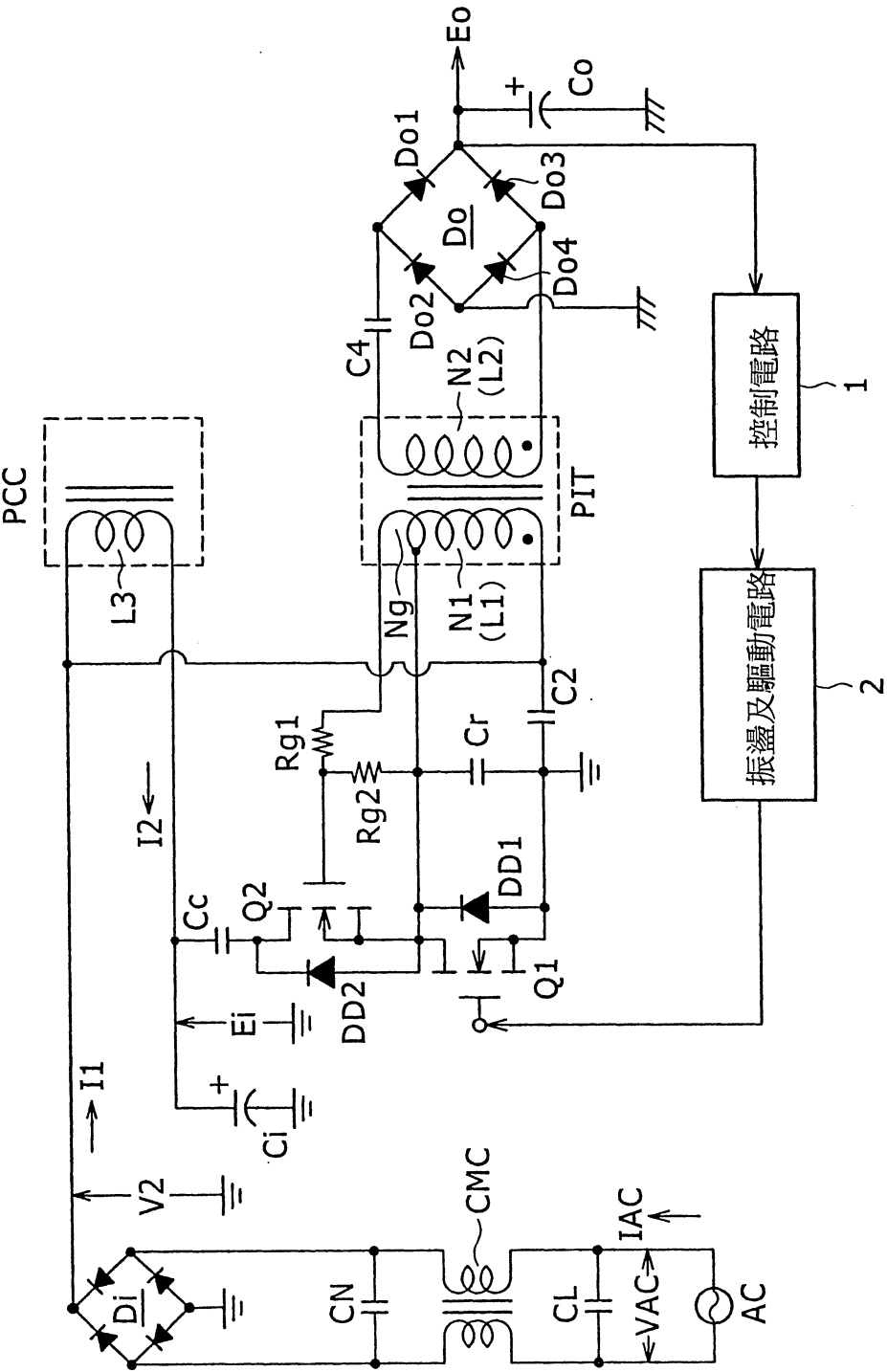


圖 8

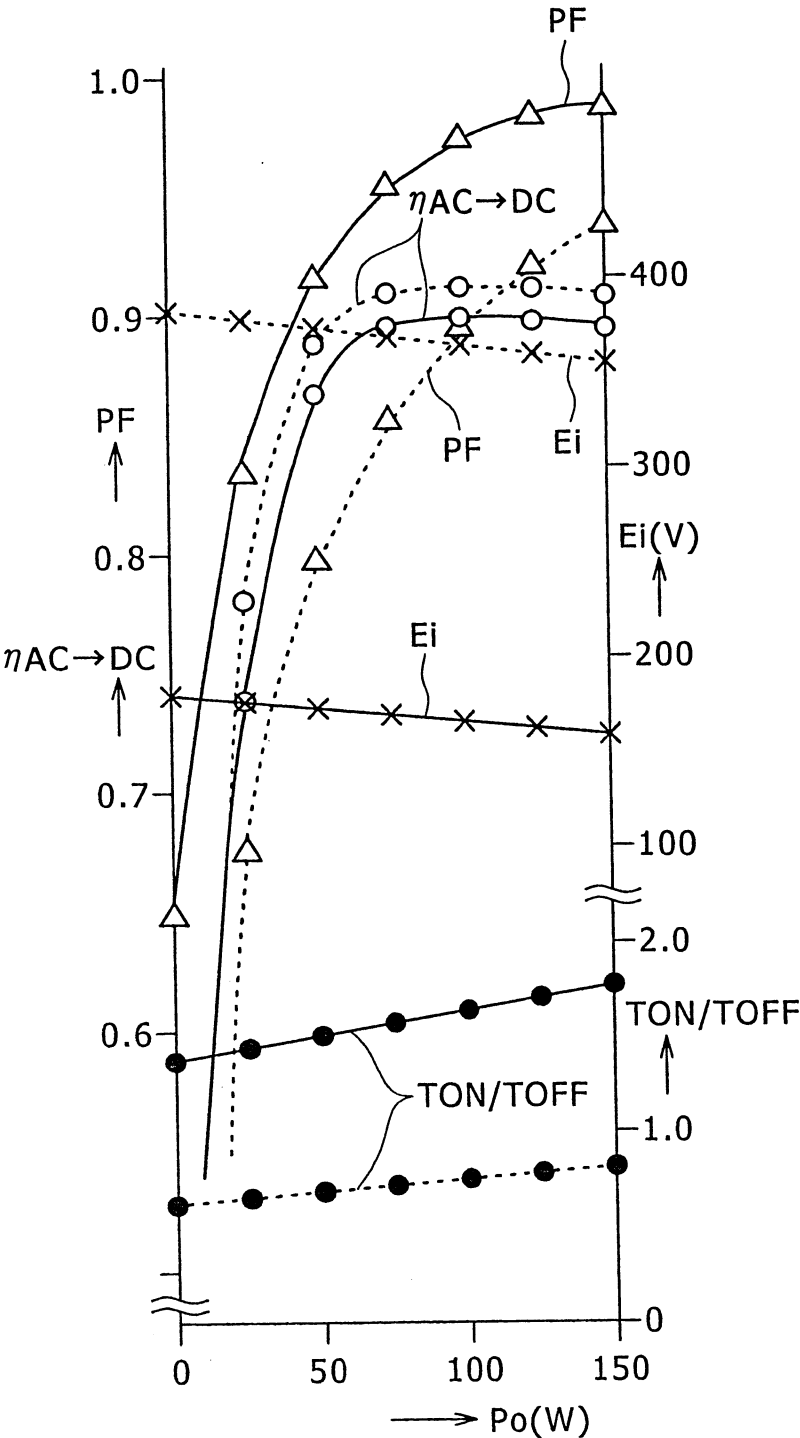


圖9

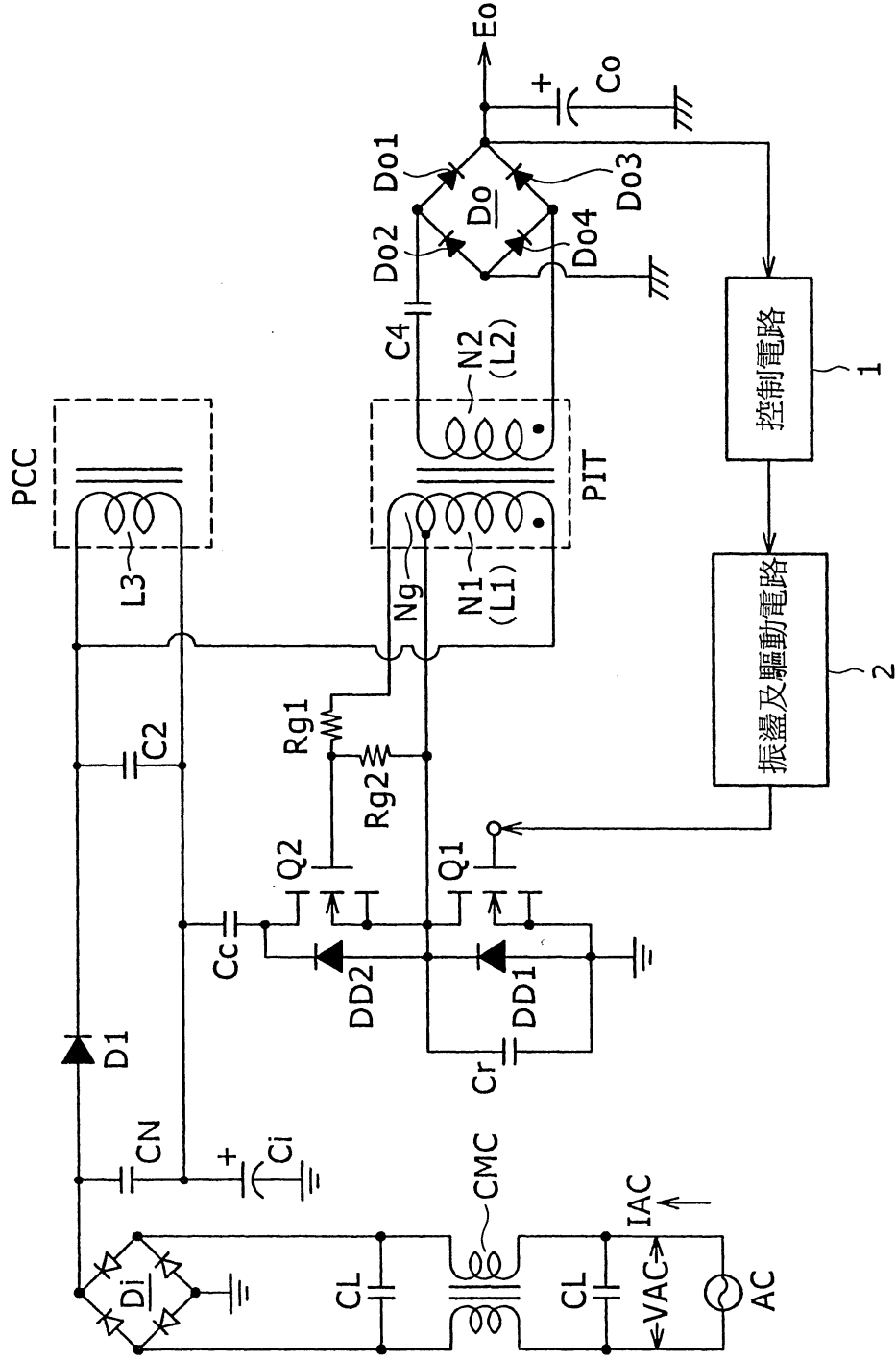


圖10

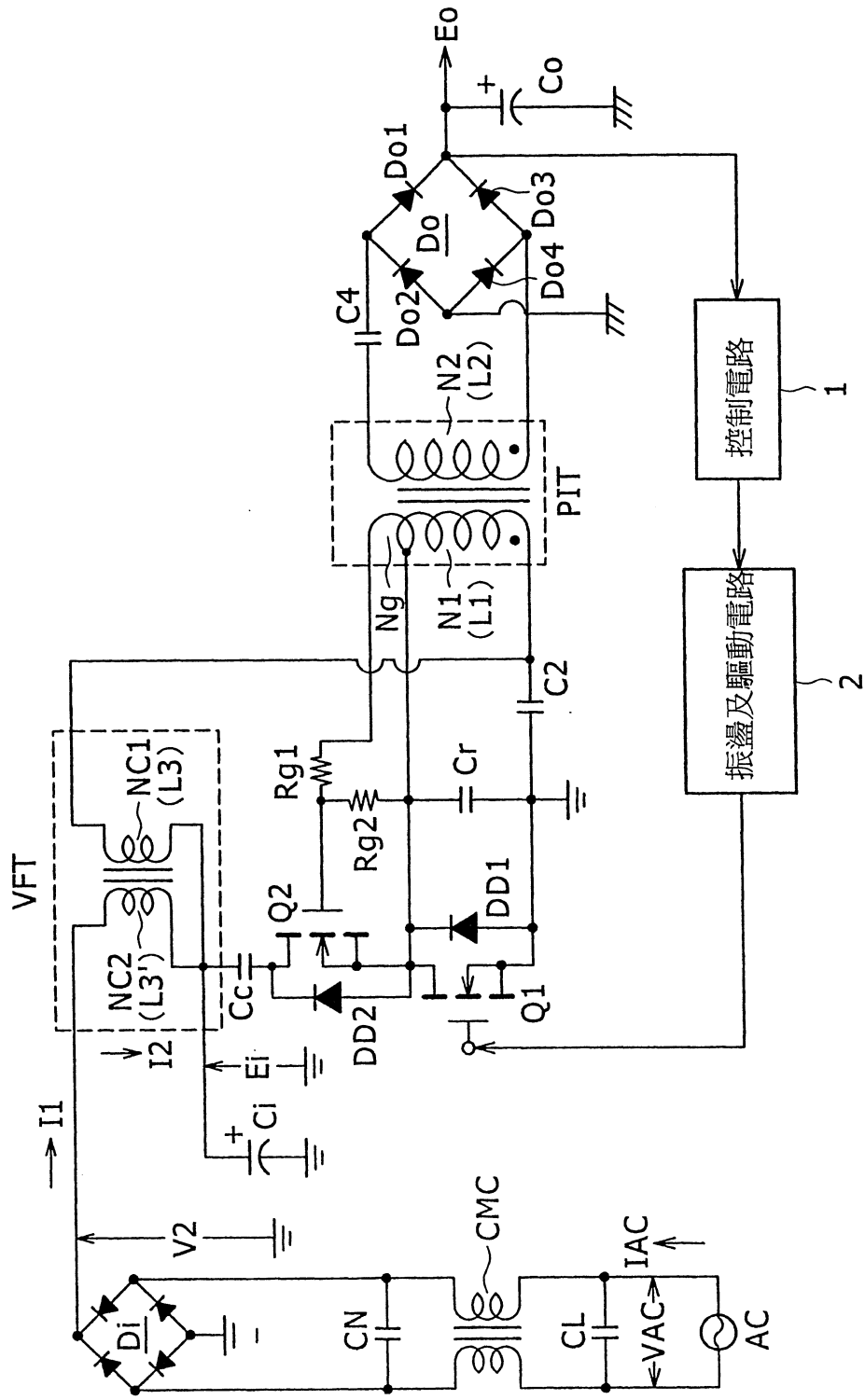


圖 11

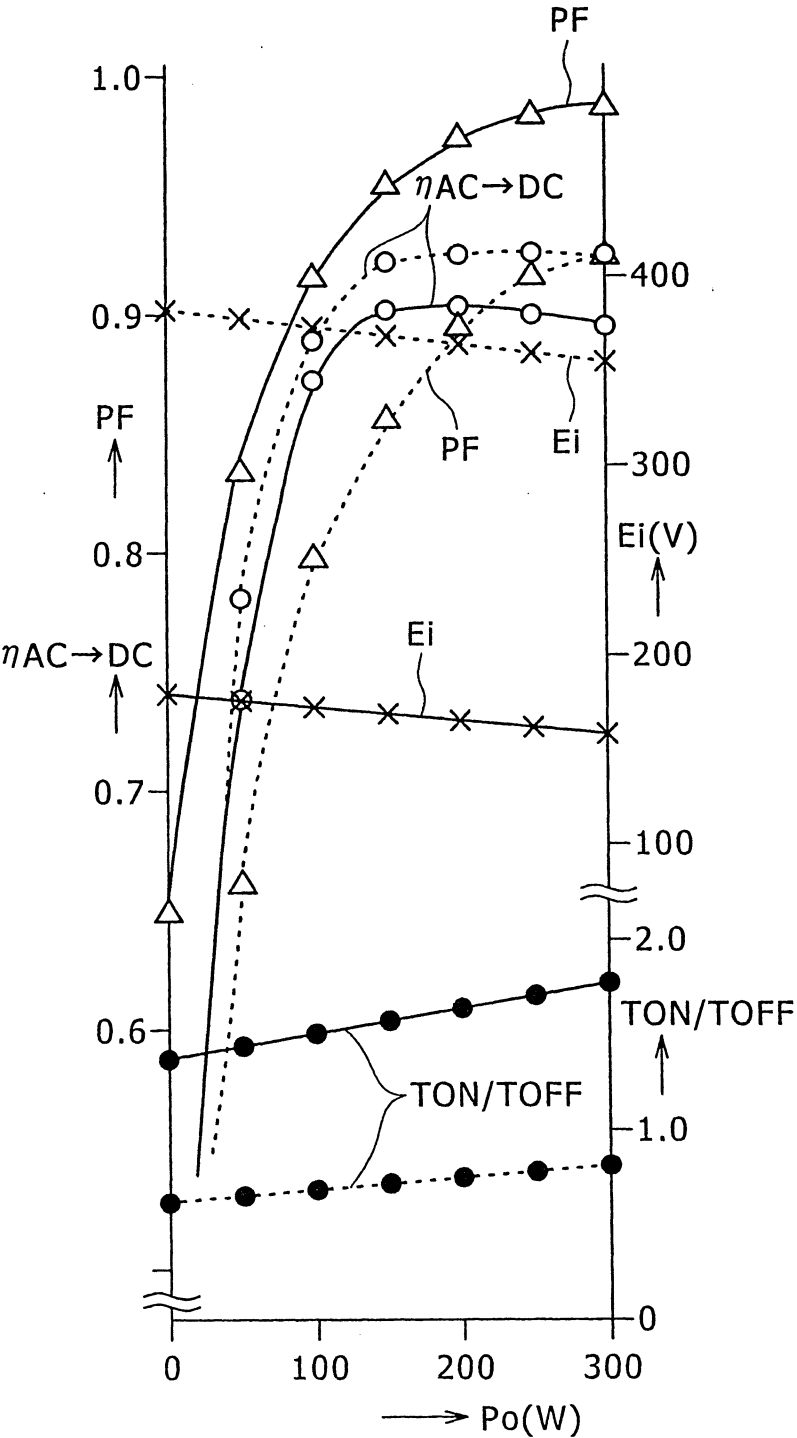


圖12

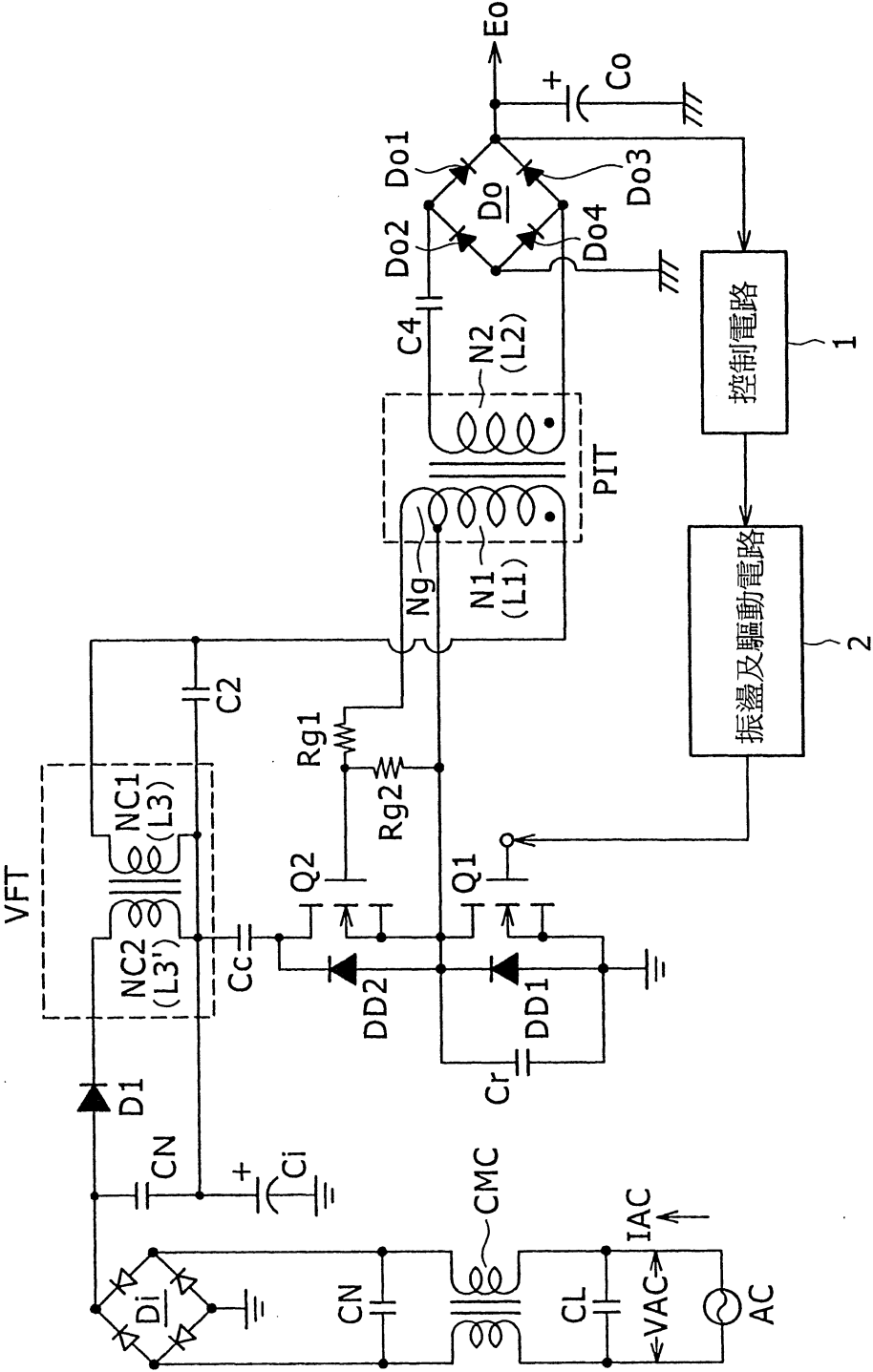


圖 13

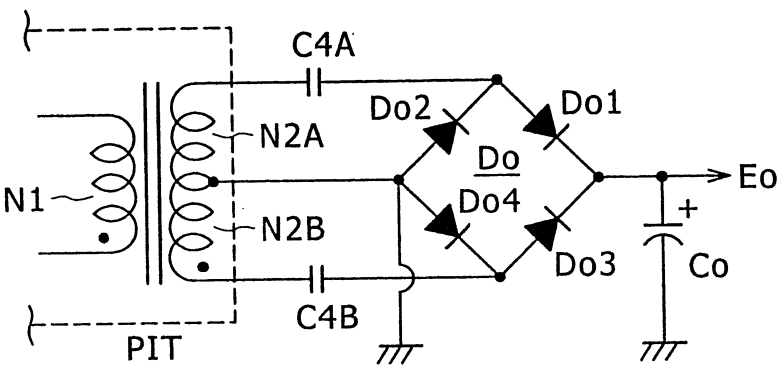


圖 14

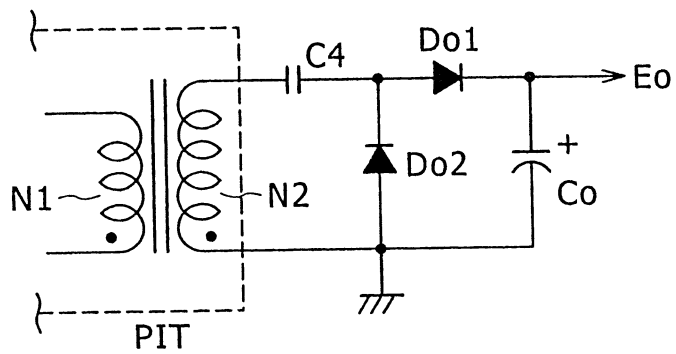


圖 15

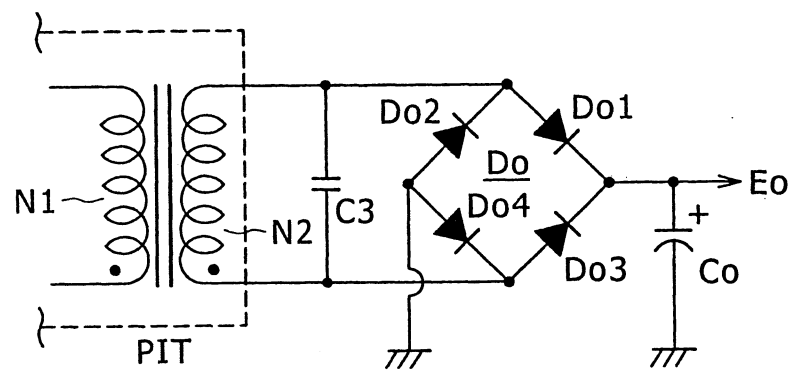


圖 16

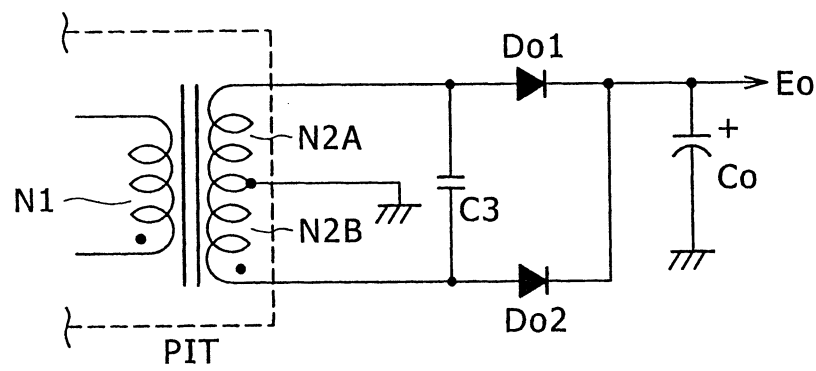


圖 17

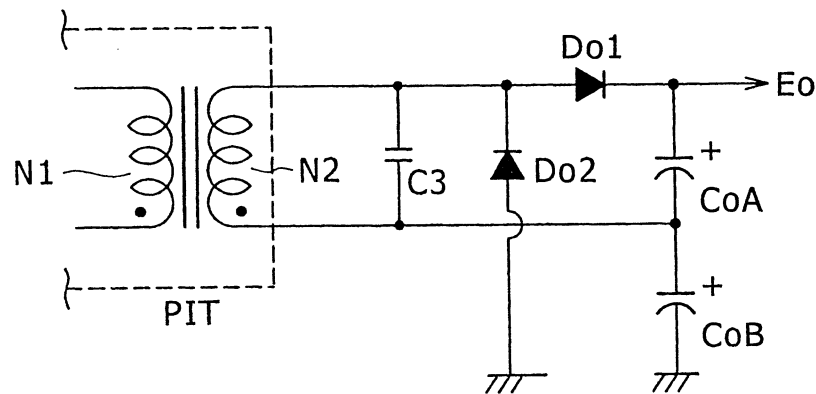


圖 18

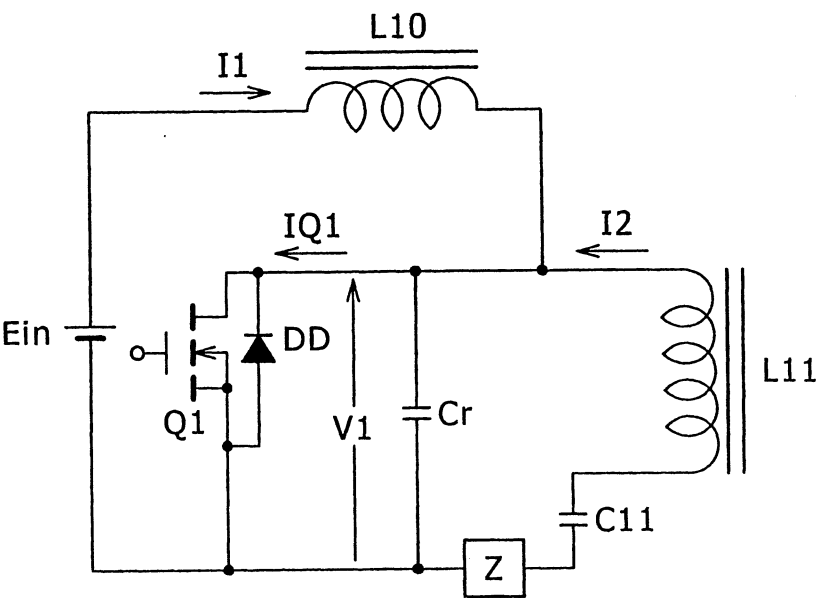


圖 19

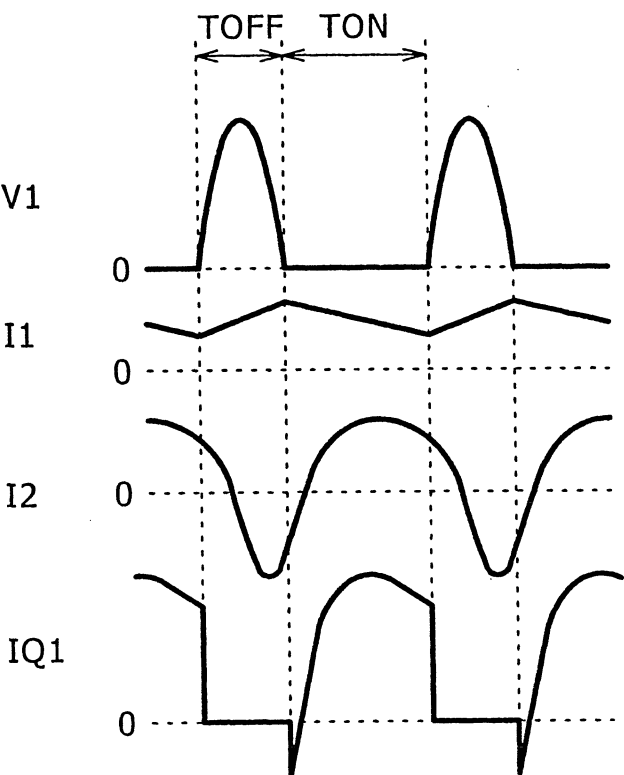


圖 21A

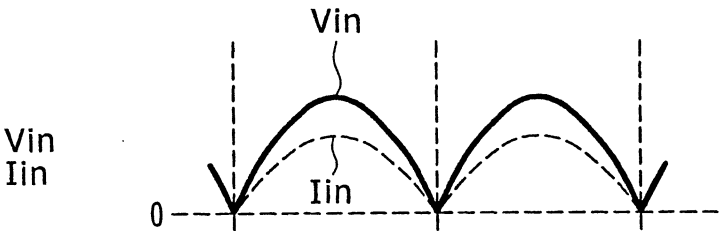


圖 21B

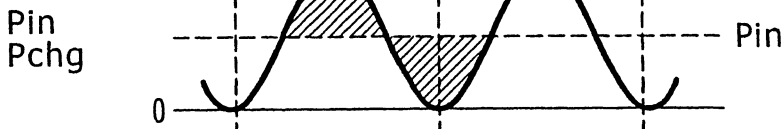


圖 21C

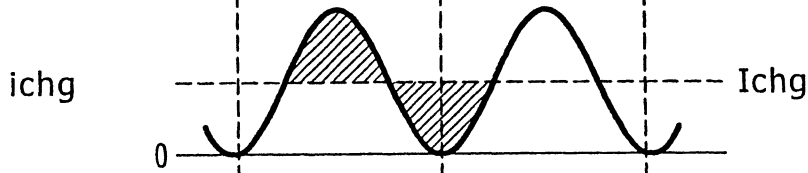


圖 21D

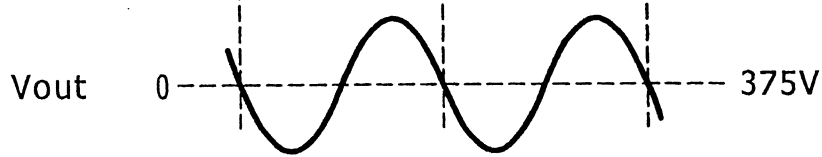


圖22

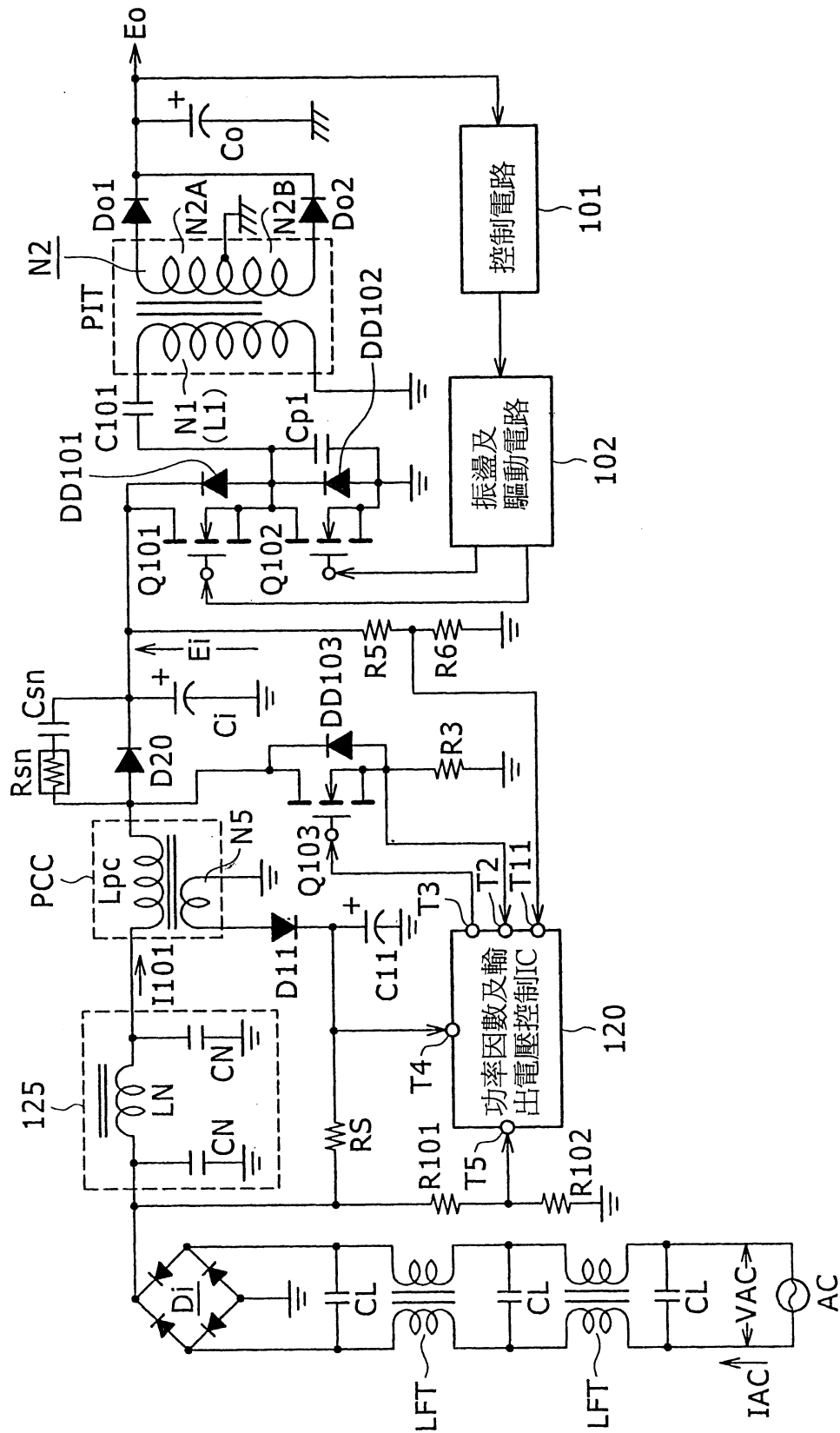


圖 23A

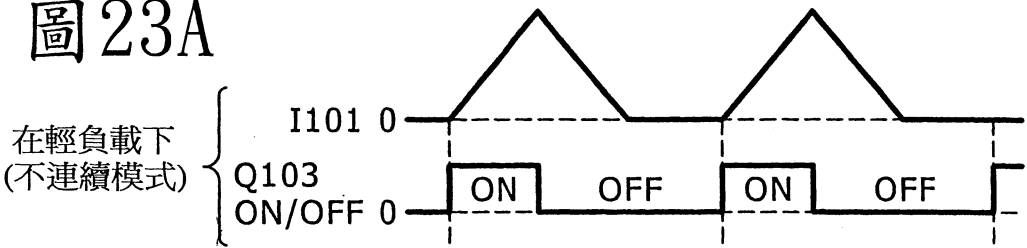


圖 23B

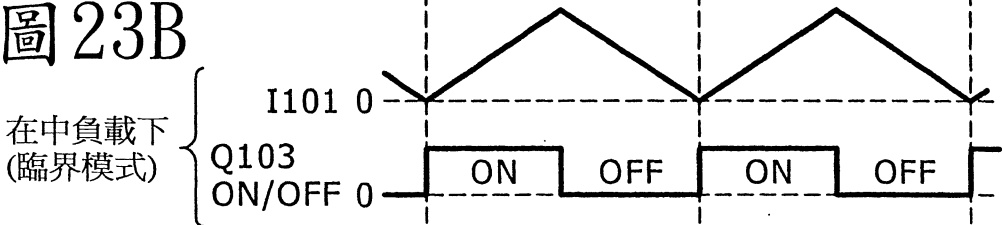


圖 23C

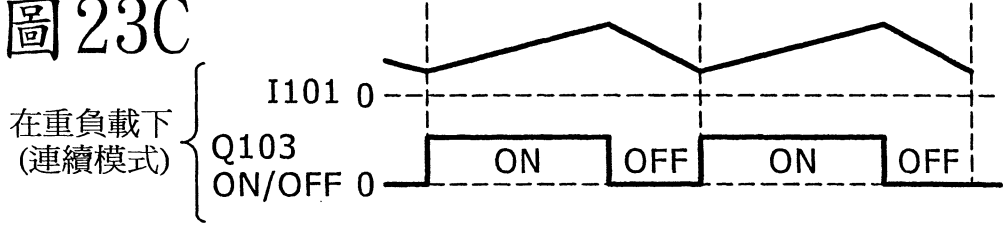


圖 24

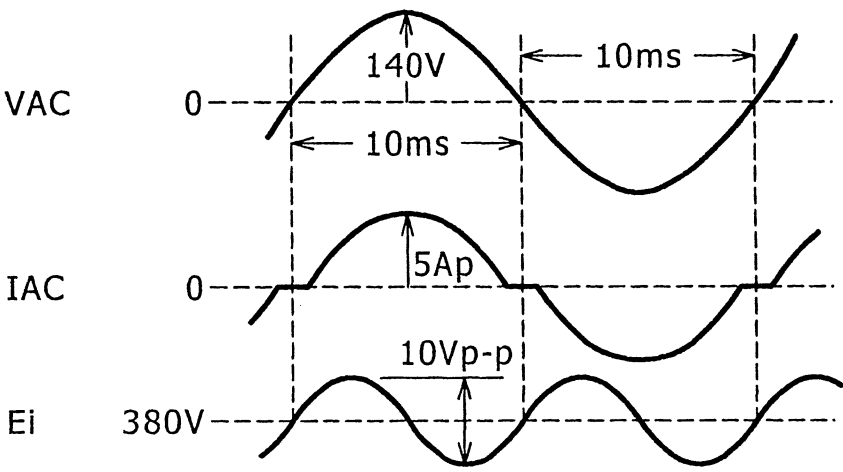


圖 25

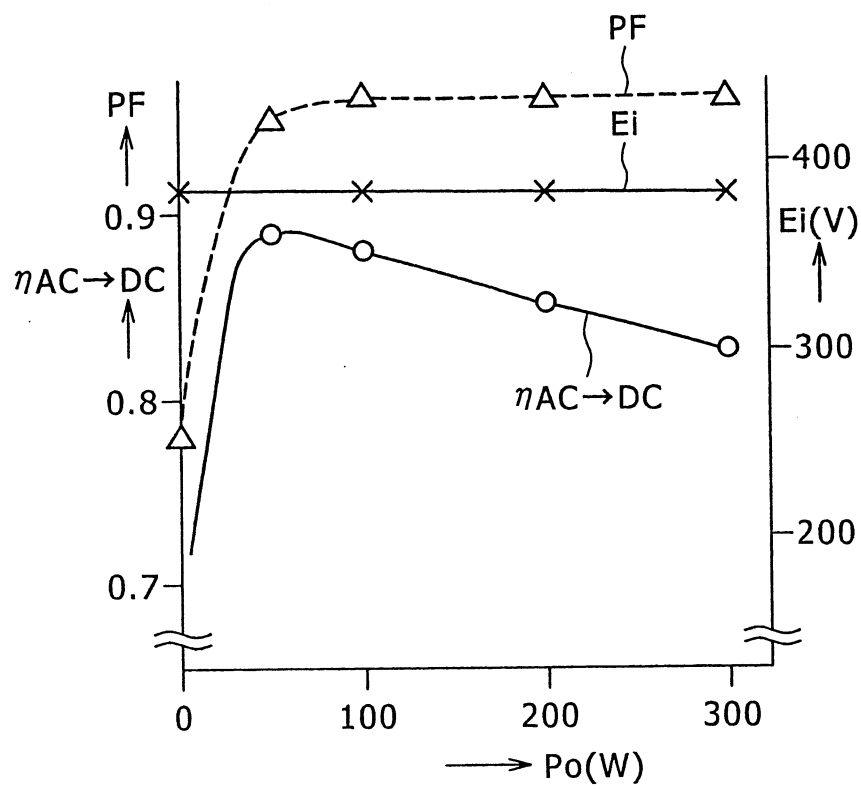
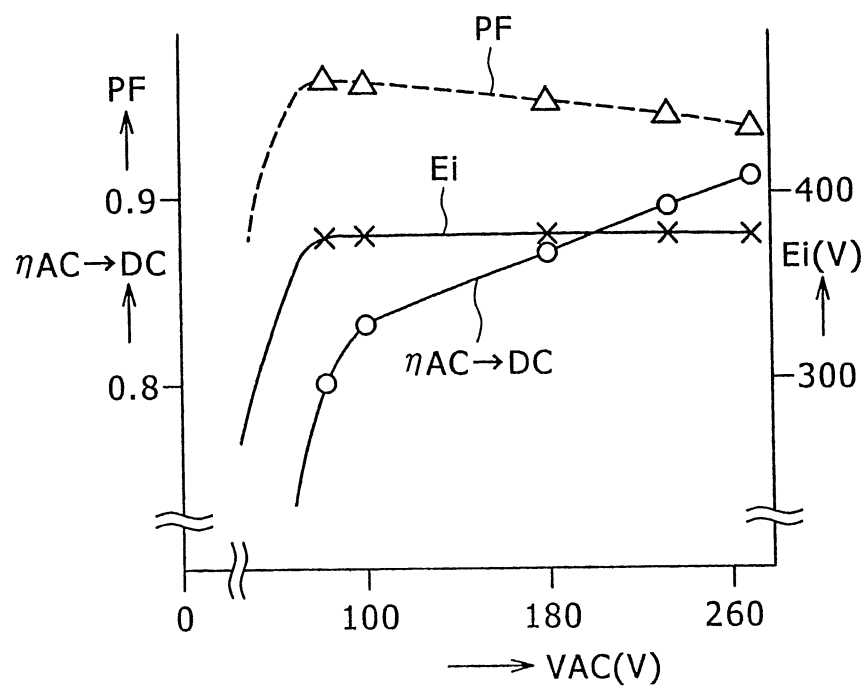


圖 26



七、指定代表圖：

(一)、本案指定代表圖為：第 (1) 圖

(二)、本代表圖之元件代表符號簡單說明：

1:控制電路，2:振盪及驅動電路，

Di:主要側整流元件,CN:濾波電容器,AC:交流電源供應

CMC:共模抗流線圈,CL:跨接電容器,Ei:直流輸入電壓，

VAC:交流輸入電壓,IAC:交流輸入電流,I1、I2:電流

V2:電壓,Ci:平流電容器,C2:主要側串聯共振電容器

L1、L2:漏電感,L3:電感,PCC:抗流線圈，

C2:主要側串聯共振電容器，PIT:換流變壓器，

Cc:電壓定位電容器,Q2:輔助切換元件，

DD1、DD2:主體二極體,Rg1:電阻,Rg2:電阻，

Ng:控制繞組,Do1、Do2、Do3、Do4:整流二極體

Do:次要側整流元件,Co:平流電容器，

Eo:次要側直流輸出電壓,Lo:功率因數改善感應器

Q1:切換元件,Cr:主要側並聯共振電容器，

C4:次要側串聯共振電容器,N1:主要繞組,N2:次要繞組

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：無