

發明專利說明書

公告本

(本申請書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：96107030

※申請日期：96年03月01日

※IPC分類：

H02M 7/2 (2006.01)

H02M 3/28 (2006.01)

一、發明名稱：

(中) 交換式電源電路

(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 ; 2006/03/03 ; 2006-057756 有主張優先權

發明專利說明書

公告本

(本申請書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：96107030

※申請日期：96年03月01日

※IPC分類：

H02M 7/2 (2006.01)

H02M 3/28 (2006.01)

一、發明名稱：

(中) 交換式電源電路

(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 ; 2006/03/03 ; 2006-057756 有主張優先權

(1)

九、發明說明

【發明所屬之技術領域】

本發明包含關於2006年3月3日向日本專利局申請請的日本專利申請案 JP2006-057756號的申請標的，其整體內容於此併入參考。

本發明關於一種為各種電子裝置設置的交換電源電路。

【先前技術】

最近大部分用以整流商用交流電力並提供想要的直流電壓的電源電路已是交換式電源電路。交換電源電路具有變壓器及其它藉由增加交換頻率而縮小的裝置，且用作為不同電子裝置，諸如高功率 DC 轉 DC 轉換器，的電源。

商用交流電力是一種正弦交流電壓。當使用整流元件及平流電容器的平流及整流電路整流及平流該商用交流電源時，電流僅在該交流電壓之鋒值電壓附近的短暫週期期間自該商用交流電源流到該交換電源電路，且自該商用交流電源流到該交換電源電路的電流具有與正弦波大不相同的失真的波形。接著指出電源使用效能的功率因數惡化。此外，需要抑制該商用交流電力的周的諧波的措施，該諧波係因此失真的電流波形所產生。使用一種用以解決此等問題的所謂主動濾波器為用以改良功率因數的習知技術(例如日本專利公開第 Hei 6-327246號)。

圖 24 顯示種主動濾波器的基本架構。於圖 24，構成橋

(2)

式整流器的一次側整流元件 D_i 係連接到商用交流電源 AC。升壓轉換器連接到一次側整流元件 D_i 的正電極/負電極線。平流電容器 C_{out} 與轉換器的輸出並聯。得到直流電壓 V_{out} 作為跨平流電容器 C_{out} 的電壓。直流電壓 V_{out} 作為輸入電壓供應到負載 110 (例如像是在後續級中的 DC 轉 DC 轉換器)。

用於功率因數改良的架構包括：由電感器 L 、快回復開關二極體 D 、以及交換元件 Q 所組成的升壓式轉換器；以及該升壓式轉換器的控制部，該控制部有乘法器 111 作為主要組件。電感器 L 及快回復開關二極體 D 係以一種彼此串聯的狀態插設於一次側整流元件 D_i 的正電極輸出端與平流電容器 C_{out} 的正電極端之間。電阻 R_i 插設於一次側整流元件 D_i 的負電極輸出端 (一次側地) 與平流電容器 C_{out} 的負電極端之間。交換元件 Q 例如係 MOS-FET。交換元件 Q 係插設於電感器 L 與快回復開關二極體 D 的連接點與一次側地之間。

乘法器 111 與電流偵測線路 L_I 、波形輸出線路 L_w 以及電壓偵測線路 L_v 連接。乘法器 111 偵測應於從跨電阻 R_i 流經一次側整流元件 D_i 的負電極輸出端的經整流電流 I_{in} 的信號，該信號從電流偵測線路 L_I 被輸入。此外，乘法器 111 偵測到對應於在一次側整流元件 D_i 的正電極輸出端的經整流電壓 V_{in} 的信號，該信號從波形輸出線路 L_w 被輸入。此經整流的電壓 V_{in} 係藉著將來自商用交流電源 AC 的交流輸入電壓 V_{AC} 的波形轉換成絕對值而得到。再

(3)

者，乘法器 111 基於平流電容器 C_{out} 的直流電壓輸出 V_{out} 偵測到值流輸入電壓的變化差 (藉著在預定參考電壓與直壓 V_{out} 之間施加差而得到的信號稱為變化差，下文以類似方式使用之)，該直流電壓 V_{out} 從電壓偵測線路 L_v 被輸入。接著，用以驅動交換元件 Q 的驅動信號從乘法器 111 輸出。

乘法器 111 將對應於經整流的電流 I_{in} 的信號、從電流偵測線路 L_I 偵測到的信號、以及直流輸入電壓之變化差乘起來，該變化差係偵測自電壓偵測線路 L_v 。乘法器 111 在乘法的結果與對應於經整流的電壓 V_{in} 的信號之間偵測到誤差，該信號自波形輸入線路 L_w 被偵測到。在放大該誤差信號之後，乘法器 111 實施 PWM (脈衝寬度調變) 轉換，且以具有高位準及低位準的二進制信號來控制交換元件 Q 。因此，形成二輸入回授系統，使直流電壓 V_{out} 的值為預定值，且使經整流的電流 I_{in} 具有類似於經整流的電壓 V_{in} 的波形。因此，自商用交流電源 AC 施加到一次側整流二極體 D_i 的交流電壓的波形與流進一次側整流二極體 D_i 的交流電流的波形亦彼此類似，故功率因數大體上到達一。因此得到功率因數改良。

圖 25A 顯示當圖 24 所示之主動濾波器電路操作適當時的經整流的電壓 V_{in} 及經整流的電流 I_{in} 。圖 25B 顯示輸入至平流電容器 C_{out} 及輸出自平流電容器 C_{out} 的能量 (功率) 變化 P_{chg} 。虛線表示輸入及輸出能量 (功率) 的平均值 P_{in} 。換言之，當經整流的電壓 V_{in} 高時，平流電容器

(4)

C_{out} 儲存能量，而當經整流的電壓 V_{in} 低時，平流電容器 C_{out} 釋放能量。平流電容器 C_{out} 因此維持輸出功率的流動。圖 25C 顯示平流電容器 C_{out} 之充電及放電電流 I_{chg} 的波形。圖 25D 顯示作為跨平流電容器 C_{out} 之電壓的直流電壓 V_{out} 。直流電壓 V_{out} 是一直流電壓(例如 375V 的直流電壓)，上面疊加了含有經整流的電壓 V_{in} 的週的第二諧波成分作為主成分的漣波電壓。

圖 26 顯示藉著基於圖 24 所示之架構連接主動濾波器後一級中的電流共振轉換器所形成的電源電路的架構例。圖 26 所示之電源電路具有能處理當交流輸入電壓 V_{AC} 的值在 85 V 至 265 V 的範圍內時在 300 W 至 0 W 範圍內的負載功率 P_o 的架構。該電源共振轉換器採用外部受激半橋耦合系統的架構。

圖 26 所示之電源電路會依序由交流電流輸入側說明起。設置由二線性濾波器轉換器 LFT 及三跨線電容器 CL 所形成的共模雜訊濾波器。一次側整流二極體 D_i 連接於共模雜訊濾波器後續的級中。藉連接電感器 LN 與濾波器電容器(膜電容器)CN 而形成的 π 架構正常模雜訊濾波器 125 係連接到一次側整流二極體 D_i 的經整流的輸出線上。

一次側整流二極體 D_i 的正電極輸出端經由電感器 LN、抗流線圈 PCC(作用為電感器 L_{pc})、以及快回復式快交換二極體 D_{20} 的串聯而連接到平流電容器 C_i 的正極端。平流電容器 C_i 具有與圖 24 中之平流電容器 C_{out} 相同的功能。抗流線圈 PCC 的電感器 L_{pc} 及快交換二極體 D_{20} 具有

(5)

與分別與圖 24 所示之電感器 L 及快交換二極體 D 相同的功能。此外，圖 26 中，以電容器 C_{sn} 及電阻 R_{sn} 彼此串聯所形成的 RC 緩衝電路 (RC snubber circuit) 係與快交換二極體 D_{20} 並聯。

交換元件 Q_{103} 對應到圖 24 中的交換元件 Q 。此情形中的功率因數及輸出電壓控制 IC 120 是一積體電路 (IC)，控制主動濾波器的操作，用以改良功率因數，以便使功率因數接近一。功率因數及輸出電壓控制 IC 120 包括例如乘法器、除法器、誤差電壓放大器、PWM 控制電路、以及用以輸出驅動交換元件 Q_{103} 之驅動信號的驅動電路。用以將直流輸入電壓 E_i 設定在預定值的第一回授控制電路，係藉著將以分壓電阻 R_5 及分壓電阻 R_6 來劃分跨平流電容器 C_i 之電 (直流輸入電壓 E_i) 而得到的電壓輸入到功率因數及輸出電壓控制 IC 120 的端 T1 而獲得。

此外，分壓電阻 R_{101} 與分壓電阻 R_{102} 的串聯係設在一次側整流二極體 D_i 的正電極輸出端與一次側地之間。分壓電阻 R_{101} 與分壓電阻 R_{102} 間的連接點係與端 T5 連接。因此，由一次側整流二極體 D_i 整流的電壓被劃分且接著被輸入到端 T5。電阻 103 的電壓，亦即，應於交換元件 Q_{103} 之源極電流的電壓，被輸入到端 T2。交換元件 Q_{103} 之源極電流係提供給磁能的儲存的電流，在流經抗流線圈 PCC 的電流 I_{101} 中。接著，形成第二回授控制電路，使得對應於經整流的電壓的信號 (該信號被輸入到功率因數及輸出電壓控制 IC 120 的端 T5) 具有與對應於輸入到端 T2 之

(6)

電壓的包跡(envelop)類似的形式(亦即，電流 I_{101} 的包跡)。

此外，端 T4被供以給功率因數及輸出電壓控制 IC 120的操作功率。顯示於圖 26中以整流二極體 D11與串聯共振電容器 C11形成之半波整流電路將感應於繞組 N5與抗流線圈 PCC 中之電感器 L_{pc} 變壓器耦合的交流電壓轉換成低直流電壓，且接著將該低直流電壓施加到端 T4。此外，端 T4經由起動電阻 R_S 連接到一次側整流元件 D_i 的正電極輸出端。於導通商用交流電源 AC 之後的電壓在繞組 N5感應之前的起動時間期間，在一次側整流元件 D_i 的正電極輸出端得到之經整流的輸出經由起動電阻 R_S 被供應至端 T4。功率因數及輸出電壓控制 IC 120使用該供應的經整流的電壓作為起動電力來起動操作。

用以驅動交換元件的驅動信號(閘極電壓)自端 T3輸出至交換元件 Q103的閘極。換言之，用以操作該二回授控制電路的驅動信號被輸入到交換元件 Q103的閘極，該二回授控制電路亦即用以使被上述分壓電阻 R_5 及 R_6 劃分的電壓的值成為預定值的第一回授控制電路，以及用以使電流 I_{101} 之包跡具有與直輸入電壓 E_i 相同的形式。因此，自商用交流電源 AC 流進的交流輸入電流 I_{AC} 的波形大體上與交流輸入電壓 V_{AC} 的波形相同，故功率因數得以控制成大體上為一。亦即，因率因數得以改良。

圖 27A、27B、27C 及圖 28顯示圖 26所示之主動濾波器之功率因數改良操作中的部件的波形。圖 27A、27B 及 27C

(7)

顯示交換元件 Q103的交換操作(on：導通，以及 off：切斷操作)以及根據負載變化流經抗流線圈 PCC 之電感器 L_{pc} 的電流 I_{101} 。圖 27A 顯示輕負載情況的操作。圖 27B 顯示中負載情況的操作。圖 27C 顯示重負載情況的操作。從圖 27A、圖 27B 及圖 27C 的間的比較可瞭解到，交換元件 Q103的交換周保持固定，而交換元件 Q103的 on 週期隨著負載加重而變長。經由電感器 L_{pc} 流進平流電容器 C_i 的電流 I_{101} 因而根據該負載條件而調整，從而直流輸入電壓 E_i 被穩定化而與交流輸入電壓 VAC 的電壓變化及負載變化無關。例如，直流輸入電壓 E_i 的值保持固定在 380 V 而交流輸入電壓 VAC 的值在 85 V 到 264 V 的範圍內。直流輸入電壓 E_i 是跨平流電容器 C_i 的電壓，且是供下一級之電流共振轉換器的直流輸入電壓。

圖 28顯示用以交流輸入電壓 VAC 比較的交流輸入電壓 I_{AC} 及直流輸入電壓 E_i 的波形。順帶一提的是，此圖顯示當交流輸入電壓 VAC 的值是 100 V 時的實驗結果。如此圖所示者，交流輸入電壓 VAC 的波形與交流輸入電壓 I_{AC} 的波形隨著時間流逝大體上彼此類似。亦即，功率因數得到改良。除了在功率因數方面的改良外，其還顯示直流輸入電壓 E_i 穩定於 380 V 的平均值。而且，如圖 28所示，直流輸入電壓 E_i 在 380 V 處具有 10 Vp-p 的漣波變化。

回到圖 26，將說明主動濾波器下一級中的電流共振轉換器。該電流共振轉換器係被供以直流輸入電壓 E_i 且實施功率轉換的交換操作。該電流共振轉換器具有由半橋式

(8)

連接的交換元件 Q101及 Q102所形成的交換電路。此情形中的電流共振轉換器係外部受激。MOS-FET用作為交換元件 Q101與交換元件 Q102。本體二極體 DD101與本體二極體 DD102分別與此等 MOS-FET 並聯。振盪及驅動電路 102以要求的交換頻率在交換元件 Q101與交換元件 Q102交替導通/關斷的時序交換驅動交換元件 Q101與交換元件 Q102。振盪及驅動電路 102受到來自控制電路 101的信號控制。控制電路 101操作以便根據二次側直流輸出電壓 E_o 的位準可變地控制交換頻率。藉以穩定化二次側直流輸出電壓 E_o 。

設置轉換器變壓器 PIT 以將來自一次側的交換元件 Q101與交換元件 Q102的交換輸出傳送到二次側。轉換器變壓器 PIT 之一次繞組 N1的一端部係經由一次側串聯共振電容器 C101連接到交換元件 Q101與交換元件 Q102之間的連接點(交換輸出點)。一次側 N1的另一端部連接到一次側接地。一次側串聯共振電容器 C101及一次側漏感 L1形成串聯共振電路。該串聯共振電路藉著被供以交換元件 Q101與交換元件 Q102的交換輸出而實施共振操作。

二次繞組 N2纏繞在轉換器變壓器 PIT 的二次側上。此情形中的二次繞組 N2具有二次繞組部 N2A 及設有中心抽頭的二次繞組部 N2B，如圖 26所示。該中心抽頭連接到二次側接地。二次繞組部 N2A 及二次繞組部 N2B 係分別連接到整流二極體 Do1及整流二極體 Do2。整流二極體 Do1及整流二極體 Do2的陽極各連接到平流電容器 Co。因

(9)

此，形成雙波整流電路。藉以得到二次側直流輸出電壓 E_o 作為跨平流電容器 C_o 的電壓。此二次側直流輸出電壓 E_o 被供應到未顯示於圖中的負載側，且亦輸入到上述控制電路 101。

圖 29 顯示從 AC 功率到 DC 功率的功率轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ (整體效率)、功率因數 PF、以及直流輸入電壓 E_i 對負載變化的特性。圖 29 顯示當交流輸入電壓 V_{AC} 的值是 100 V 且負載功率 P_o 的值從 300 W 到 0 W 時的特性。圖 30 顯示功率轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ (整體效率)、功率因數 PF、以及對交流輸入電壓 V_{AC} 之變化的直流輸入電壓 E_i 的特性。圖 30 顯示當交流輸入電壓 V_{AC} 的值從 85 V 變化到 264 V 且在負載功率 P_o 的值固定在 300 W 時的特性。

首先，如圖 29 所示，功率轉換效率 (整體效率) 隨負載功率 P_o 增加而減小。對於交流輸入電壓 V_{AC} 的變化而言，如圖 30 所示，在相同負載條件下，功率轉換效率 (整體效率) 隨著交流輸入電壓 V_{AC} 的位準變高而增加。例如，得到的結果顯示在負載功率 P_o 是 300 W 的負載條件下，當交流輸入電壓 V_{AC} 是 230 V 時，功率轉換效率 (整體效率) 約 89.0%，當交流輸入電壓 V_{AC} 是 85 V 時，功率轉換效率 (整體效率) 約 80.0%。

當負載功率 P_o 改變時，功率因數 PF 大體上是固定的，如圖 29 所示。至於與交流輸入電壓 V_{AC} 之變化有關的功率因數 PF 的變化的特性，圖 30 顯示雖然功率因數 PF 隨著交流輸入電壓 V_{AC} 增加而減小，但功率因數 PF 可視為

(10)

大體上固定的。例如，在負載功率 P_o 是 300 W 的負載條件下，當交流輸入電壓 V_{AC} 是 100 V 時，功率因數 PF 的值約 0.96，而當交流輸入電壓 V_{AC} 是 230 V 時，功率因數 PF 的值約 0.94。

如圖 29 及圖 30 所示，得到的結果顯示隨著負載功率 P_o 或交流輸入電壓 V_{AC} 改變而。直流輸入電壓 E_i 大體上固定

【發明內容】

如可由目前的說明瞭解到，圖 26 所示的電源電路包括圖 24 所示之先前已知的主動濾波器，且此種架構改良了功率因數。

然而，圖 26 所示之架構的電源電路具有以下問題。首先，圖 26 之電源電路的功率轉換效率的獲得係著結合從 AC 功率轉 DC 功率之轉換的效率，該 AC 功率轉 DC 功率的效率對應於前一級之主動濾波器，且從 DC 功率轉 DC 功率的效率對應於後一級中之電流共振轉換器。換言之，圖 26 之電路的整體功率轉換效率(整體效率)的獲得是藉著將此等功率轉換效率的值乘起來，且因而是各個或更少的乘積。因此，整體效率是增加的。

此外，主動濾波器實施硬交換操作，且因而產生雜訊。因此，於圖 26 所示的電路中，設置由二線性濾波器變壓器及三跨線電容器所形成的雜訊濾波器於商用交流電源 AC 的線路上。此外，藉著連接一電感器 LN 及二濾波器電

(11)

容器 CN 所形成的正常模雜訊濾波器設置給經整流的輸出線。再者，針對快回復式快交換二極體 D20設置 RC 緩衝電路供整流之用。因此，需要使用大量部件的抗雜訊的方法，結果造成電源電路之成本及電路路板安裝區的增加。

再者，雖然作為通用 IC 之功率因數及輸出電壓控制 IC 120操作的交換元件 Q103的交換頻率固定在 60 kHz，在下一級中之電流共振轉換器的交換頻率在 80 kHz 到 200 kHz 的範圍中變化。交換元件 Q103及電流共振轉換器的交換時序(時鐘)因而彼此不同且互不相干。因此，由於交換元件 Q103及電流共振轉換器對各別時鐘操作的交換操作，接地電位彼此互相干擾且變得不穩，且例如易產生異常振盪。此亦例如會引起更困難的電路設計及可靠度的降級等問題。

在具有如圖 26所示之架構的電源電路中的電流共振轉換器的部分具有作為交換元件之以半橋連接的交換元件 Q101與交換元件 Q102。因此有必要使用二個昂貴的交換元件，所以增加整體裝置的成本。

根據本發明之交換電源電路包括：整流及平流部，用以將來自交流電源之交流輸入電壓轉換成一次側直流電壓；轉換器部，用以將來自該整流及平流部之一次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二次側直流電壓；以及功率因數改良部，用以改良功率因數。該整流及平流部包括用以整流該交流輸入電壓之一次側整流元件及用以平流來自該一次側整流元件的經整流的輸出。該

(12)

轉換器部包括：抗流線圈，具有一端連接到該平流電容器；轉換器變壓器，具有在一次側的一次繞組，該一次繞組連接到該抗流線圈的另一端，且具有在二次側的二次繞組，該二次繞組磁性地鬆弛地與該一次繞組耦合；交換元件，用以交換經由該轉換器變壓器的該一次繞組供應的該一次側直流電壓；振盪及驅動電路，用以導通/關斷該交換元件；控制電路，用以將控制信號供應給該振盪及驅動電路，以使由連接到該轉換器變壓器之該二次繞組的二次側整流電路輸出的該二次側直流電壓的值成為預定值；一次側串聯共振電容器，具有預定的電容，該一次側串聯共振電容器具有一端連接在該抗流線圈與該一次繞組間的連接點，藉以一次側串聯共振電容器與該抗流線圈與該一次繞組的其中之一串聯，該預定的電容被設定使得由該抗流線圈之電感及該預定電容支配的一次側第一串聯共振頻率大體上二倍於由在該一次繞組產生之漏感及該預定電容所支配的一次側第二串聯共振頻率；以及一次側並聯共振電容器，具有預定電容功率因數改良部，該一次側並聯共振電容器與該交換元件並聯，該預定電容被設定使得由抗流線圈之電感、產生於該一次繞組之漏感、以及該預定電容所支配的一次側並聯共振頻率大體上二倍於該一次側第一串聯共振頻率。該功率因數改良部，經由該一次側整流元件將對應於產生於該一次側串聯共振電容器之電壓的電流加到及傳送到該平流電容器。從而作為該交流電源之負載的該交換電源電路的功率因數得以改良。

(13)

該交換電源電路之功率因數改良部具有連接於該一次側整流元件與該平流電容器之間的電感器，且該一次側串聯共振電容器之另一端係連接到該電感器與該一次側整流元件間之連接點。

該抗流線圈係用作為該功率因數改良部的電感器，藉以減少部件的數目。

該抗流線圈係形成為產生於抗流線圈變壓器之一次繞組的漏感，該抗流線圈變壓器係以一次繞組及二次繞組磁性地鬆弛地彼此纏繞而形成，且對應於產生於一次側串聯共振電容器之電壓的電流流經該抗流線圈變壓器的二次繞組。從而作為該交流電源之負載的該交換電源電路的功率因數得以改良。

根據本發明一實施例的交換電源電路能被提供功率因數改良功能而不需該主動濾波器。藉省略該主動濾波器，該交換電源電路的功率轉換效率特性得以改良。接著，可省略散熱器或類似者，或者縮減尺寸。此外，相較於包括該主動濾波器的架構，部件數目亦可大幅減少。再者，只有使用到一交換元件來處理高功率，所以電路可在尺寸、重量及成本方面縮減。此外，雖然該主動濾波器實施硬交換操作，但根據本發明一實施例的交換變壓器，基於共振轉換器，進行軟交換操作。此大大減少雜訊濾波器之交換雜訊，且因而促成尺寸、重量、及成本。再者，因為多數個不同頻率的時鐘不存在，由於多數個時鐘頻率的互相干擾不會發生，可靠度得以改良，且電路板圖案設計等可更

(14)

容易。再者，能降低交換元件的耐受電壓。

【實施方式】

在說明實施本發明最佳模式(下文稱實施例)之前，首先參照圖 22 及 23 說明實施 E 類(下文亦稱 E 類交換轉換器)交換操作之交換轉換器的基本架構。

圖 22 顯示 E 類交換轉換器之基本架構。顯示於圖 22 之 E 類交換轉換器採用作用為 E 類共振型的 DC 轉 AC 反向器的架構。

顯示於圖 22 之 E 類交換轉換器具有交換元件 Q1。此情形中的交換元件 Q1 是例如 MOS-FET。本體二極體 DD 形成且與作為 MOS-FET 之交換元件 Q1 之汲極與源極並聯。該交換元件 Q1 的汲極經由抗流線圈 L10 的串聯而連接到直流輸入電壓 E_{in} 的正電極端。該交換元件 Q1 的源極係連接到直流輸入電壓 E_{in} 的負電極端。此外，交換元件 Q1 的汲極係連接到抗流線圈 L11 的一端。串聯共振電容器 C11 係串聯到抗流線圈 L11 另一端。作為負載的阻抗 Z 係插置於串聯共振電容器 C11 與直流輸入電源 E_{in} 的負電極端之間。此例中的阻抗 Z 係藉著將在二次側的負載轉換成在一次側的負載而得到。

該 E 類交換轉換器具有此一架構，能被視為一種複雜共振轉換器的形式，其具有以抗流線圈 L10 之電感及一次側並聯共振電容器 C_r 之電容形成的並聯共振電路以及以抗流線圈 L11 之電感與串聯共振電容器 C11 形成之串聯共

(15)

振電路。而且，該 E 類交換轉換器具有此一架構，能被視為與單端電壓共振轉換器相同，其中該 E 類交換轉換器僅以一交換元件所構成。

圖 23 顯示具有圖 22 所示之架構的 E 類交換轉換器之主要部件的操作。

交換電壓 V_1 係跨交換元件 Q_1 得到。交換電壓 V_1 於交換元件 Q_1 處於導通狀態時的週期 T_{ON} 期間係在零位準，而於關斷狀態時的週期 T_{OFF} 期間具有正弦脈衝波形。此交換脈衝波形係由於上述並聯共振電路之電壓共振操作而得到。

交換電流 I_{Q1} 流經該交換元件 Q_1 及本體二極體 DD 。於週期 T_{OFF} 期間，該交換電流 I_{Q1} 係於零位準。於週期 T_{ON} 期間，交換電流 I_{Q1} 首先流經本體二極體 DD ，且因而自週期 T_{ON} 開始的時間點的一段期間具有負的極性，且後來被反轉成正極性並自交換元件 Q_1 的汲極流到源極。

流經上述串聯共振電路作為該 E 類交換轉換器之輸出的電流 I_2 係藉由將流經該交換元件 Q_1 以及本體二極體 DD 之交換電流 I_{Q1} 與流至該一次側並聯共振電容器 C_r 之電流合成所產生。電流 I_2 具有包括正弦波成分的波形。

上述交換電流 I_{Q1} 與交換電壓 V_1 間的關係顯示出在交換元件 Q_1 的關斷時序時得到 ZVS 特性操作，且 ZVS 特性與 ZCS 特性的操作係在其導通時序時得到。

由於抗流線圈 L_{10} 自的電感設定成高於抗流線圈 L_{11}

(16)

的電感，流經到 E 類交換轉換器以便自直流輸入電壓 E_{in} 的正電極端流經抗流線圈 L10 的輸入電流 I_1 形成具有如圖 23 所示之預定平均位準的脈動電流波形。此脈動電流波形能視為接近直流電流。

由於抗流線圈 L10 自的電感設定成高於抗流線圈 L11 的電感，可在關斷交換元件 Q1 的時序中得到穩定的 ZVS 操作，且可在導通交換元件 Q1 的時序中得到穩定的 ZVS 及 ZCS 操作，如上述，以便縮減裝置尺寸及成本，發明人(下文稱本發明人)於本案中列出所創作之經修改的 E 類交換轉換器，其中電路中抗流線圈 L10 的電感被縮減，並且得到的電路架構中，可在關斷及導通交換元件 Q1 的時序中實施穩定的 ZVS 操作。

具體而言，根據本發明人之創作的轉換器部分在一次側具有一電壓共振電路及二電流共振電路。其中一個電流共振電路果一次側第一串聯共振電路，其一次側第一串聯共振頻率係由抗流線圈的電感及一次側串聯共振電容器所支配，而另一個是一次側第二串聯共振電路，其一次側第二串聯共振頻率係由在轉換器變壓器之一次繞組產生之漏感及一次側第一串聯共振電容器所支配。一次側第一串聯共振頻率設定成大體上二倍於該一次側第二串聯共振頻率。因此即使在抗流線圈的電感值低時能得到優良穩定的 ZVS 操作。

再者，本發明人結合功率因數改良部分與轉換器部分，且因此得到亦可呈現優良功率因數改良特性的交換電源

(17)

電路。具體而言，功率因數改良部分可經由一次側整流元件從交流電源通過一部分流經一次側第一串聯共振電路的共振電流，以及通過一部分流經一次側第二串聯共振電路的共振電流，或可經由一次側整流元件從交流電源通過對應於產生於一次側串聯共振電容器之電壓的電流。此等部分的實施電路架構將於下文以實施例的方式說明。

(第一實施例)

作為本實施例，上述 E 類交換轉換器的修改施用於電源電路。顯示於圖 1 之根據第一實施例的交換電源電路的概要將說明如下。根據第一實施例的交換電源電路包括：整流及平流部，用以將來自交流電源 AC 之輸入交流功率轉換成一次側直流電力；轉換器部，用以將來自該整流及平流部之一次側直流電力轉換成交流功率且進一步將該交流功率轉換成二次側直流電力；以及功率因數改良部，用以改良功率因數。該整流及平流部包括一次側整流元件 D_i ，其被供應來自交流電源 AC 的交流電力並整流該輸入的交流電力，以及包括平流電容器 C_i 。該轉換器部包括：抗流線圈 PCC，被供應來自平流電容器 C_i 之一次側直流電力；轉換器變壓器 PIT，具有被供應來自抗流線圈 PCC 之電力的一次繞組 N1 以及與該一次繞組 N1 磁性鬆弛耦合的二次繞組 N2；交換元件 Q1，用以將該交流電力供應至該一次繞組 N1；振盪及驅動電路 2，用以導通/關斷該交換元件 Q1 的驅動；控制電路 1，用以將控制信號供應給該振盪

(18)

及驅動電路 2，以使由形成連接到該二次繞組 N2 的二次側整流電路輸出的該二次側直流電壓的值成為預定值；一次側第一串聯共振電路，其一次側第一串聯共振頻率由抗流線圈 PCC 所具有的電感 L3 及一次側串聯共振電容器 C2 所支配；以及一次側第二串聯共振電路，其一次側第二串聯共振頻率由發生於一次繞組 N1 之漏感 L1 及一次側串聯共振電容器 C2 所支配，該一次側第一串聯共振頻率大體上二倍於一次側第二串聯共振頻率。該功率因數改良部被形成使得作為流經一次側第一串聯共振電路及一次側第二串聯共振電路的共振電流的 I3 經由一次側整流元件 Di 從交流電源流動。為能使來自交流電源的電流 I3 通過，上述一次側整流元件 Di 係以快整流元件形成，且設有功率因數改良電感器 Lo。以下將說明整流及平流部的概要、轉換器部的概要、功率因數改良部的概要、以及二次側整流電路的概要。

整流及平流部以一次側整流元件 Di 及平流電容器 Ci 形成，一次側整流元件 Di 被供應來自交流電源 AC 的輸入交流電力且整流該輸入交流電力。來自交流電源 AC 的輸入交流電力被輸入到一次側整流元件 Di 的輸入側，且一次側整流元件 Di 的輸出側的一端連接到平流電容器 Ci，藉以產生一次側直流電力。

雖然一次側具有實施 E 類交換操作的電壓及電流共振轉換器的架構，一次側具有與圖 22 所示之 E 類交換轉換器不同的連接。具體而言，雖然顯示於圖 22 之 E 類交換轉換

(19)

器從抗流線圈 L10與抗流線圈 L11間的連接點供應直流電力到交換元件 Q1，但根據本實施例的轉換器從對應於抗流線圈 L10的抗流線圈 PCC與產生於對應於抗流線圈 L11之一次側繞組 N1之漏感 L1形成的串聯電路供應直流電力到交換元件 Q1。因此，雖然根據本實施例之轉換器具有與 E類交換轉換器不同的架構，但根據本實施例之轉換器能提供 E類交換轉換器的功效，輸入到轉換器的電流接近直流且於第四實施例的轉換器部與第一到第三實施例者相同，ZVS操作係以一次側第一串聯共振電路的共振頻率實施，該一次側第一串聯共振電路的共振頻率設定大體上二倍一次側第二串聯共振電路的共振頻率操作在關斷及導通交換元件 Q1的時序中得到。本實施例的電路架構可稱為修改的 E類交換轉換器。因此，一次側具有電流及電壓共振電路，且二次側具有稍後描述的電流共振電路，從而形成多重共振轉換器部。

更具體而言，當視為共振轉換器時，此多重共振轉換器部包括抗流線圈包括抗流線圈 PCC，其具有一端連接到平流電容器 Ci的一端以及轉換器變壓器 PIT纏繞一次繞組 N1及二次繞組 N2彼此鬆彼此耦合，一次繞組 N1與二次繞組 N2，一次繞組 N1的一端連接到抗流線圈 PCC的另一端。轉換器變壓器 PIT的一次繞組 N1(一次繞組 N1的簡稱亦使用於下文)另一端連接到交換元件 Q1的一端，藉以交流電力供應到轉換器變壓器 PIT。接著，多重共振轉換器部包括：一次側第一串聯共振電路，其作為共振頻率的一

(20)

次側第一串聯共振頻率由連接到抗流線圈 PCC 之另一及一次繞組 N1 之一端的抗流線圈 PCC 所具有的電感 L3 及一次側串聯共振電容器 C2 的電容所支配；一次側第二串聯共振電路，其作為共振頻率的一次側第二串聯共振頻率由產生於一次繞組 N1 之漏感 L1 及一次側串聯共振電容器 C2 的電容所支配，以及一次側並聯共振電路，其共振頻率由產生於一次繞組 N1 之漏感 L1、抗流線圈 PCC 所具有的電感 L3 及與交換元件 Q1 並聯的一次側並聯共振電容器 Cr 所支配。

於此例中，一次側第一串聯共振頻率對一次側第二串聯共振頻率的比被設定在大體上 2:1。亦即，當一次側第二串聯共振頻率是參考頻率時，一次側第一串聯共振頻率被設定在大體上二倍一次側第二串聯共振頻率。當一次側第一串聯共振頻率是參考頻率時，一次側第二串聯共振頻率被設定在 1/2 的一次側第一串聯共振頻率。本發明人已發現到此值對於在關斷或導通交換元件 Q1 的時序中 ZVS 操作的效果是重要的，且當一次側第一串聯共振頻率對一次側第二串聯共振頻率的比偏離上述值時，得到 ZVS 操作之負載功率可變的範圍可變窄。於此例中，大體上二倍頻率及大體上 1/2 頻率包括具有百分之 20 的二倍頻率及 1/2 頻率的範圍作為中心。順便一提，一次側並聯共振電路的頻率大體上二倍一次側第一串聯共振頻率。

此外，多重共振轉換器部包括振盪及驅動電路 2，用以 on 或 off 驅動交換元件 Q1，及控制電路 1，用以供應控

(21)

制信號給振盪及驅動電路2，以使由連接到轉換器變壓器 PIT 之二次繞組 N2(二次繞組 N2之簡稱且亦用於下文中)之二次側整流電路輸出之二次側直流輸出電壓 E_o 成爲預定值。連接到二次繞組 N2的二次側整流電路具有二次側串聯共振電容器 C4以形成二次側串聯共振電路。

控制電路1供應對應於輸入二次側直流輸出電壓 E_o 與預定參考電壓值間的差的偵測輸出給振盪及驅動電路2。振盪及驅動電路2驅動交換元件 Q1以便主要根據控制電路1的輸入偵測輸出改變交換頻率。除了交換頻率以外，振盪及驅動電路2尚可改變時間比作爲在交換元件 Q1於一周中的 on 週期的比。

因此可變地控制交換元件 Q1的交換頻率改變電源電路中的一次側及二次側的共振阻抗，並改變從轉換器變壓器 PIT 之一次繞組 N1傳送到二次繞組 N2之電力的量，以及從二次側整流電路供應到負載的電力的量。從而得到將二次側直流輸出電壓 E_o 與參考電壓之大小的匹配。亦即，得以穩定化二次側直流輸出電壓 E_o 。

再者，根據本實施例之交換電源電路具有功率因數改良部。該功率因數改良部包括：一次側整流元件 D_i ，作爲整流元件，用以使電流 I_3 藉著將流經一次側第一串聯共振電路及一次側第二串聯共振電路之共振電流加在一起而得到的電流以一個方向從交流電源流到平流電容器 C_i ；以及功率因數改良電感器 L_o 。

功率因數改良電感器 L_o 連接到一次側整流元件 D_i 的

(22)

輸出側以及一次側串聯共振電容器 C_2 。功率因數改良電感器 L_o 的橡一端係連接到平流電容器 C_i 。

此外，濾波器電容器 C_N 係連接到一次側整流元件 D_i 的輸入側。此濾波器電容器 C_N 是用來抑制正常模雜訊，從而使其可以防止根據交換元件 Q_1 的交換發生的幅射成分流到交流電源 AC 側之外。

根據本實施例之交換電源電路的二次側整流電路係以全波整流器電路形成，其係藉著將在高速操作的二次側整流元件 D_o 及平流電容器 C_o 連接到二次繞組 N_2 而形成，其中二次側串聯共振電容器 C_4 為串聯。換言之，正電流及負電流在一交換周內流經二次側串聯共振電容器 C_4 ，且二次側串聯共振電容器 C_4 作用為共振電路的一部分而不被二種極性的電充電。換言之，二次側整流電路形成二次側串聯共振電路，其串聯共振頻率係由二次繞組 N_2 的漏感 L_2 及二次側串聯共振電容器 C_4 所支配。順帶一提的是，二次側整流電路可以不僅是產生產生於二次繞組 N_2 之電壓一倍的電壓的整流電路，亦是產生產生於二次繞組 N_2 中之電壓二倍的倍壓整流電路。再者，至於二次側整流電路，不僅可以是形成製成多重轉換器的串聯共振電路，亦是形成製成多重轉換器的部分電壓共振電路或並聯共振電路。再者，只有可以設置二次側整流電路而不用在二次側形成共振電路。稍後將說明此二次側整流電路修改例。

以下將更詳細依序從商用交流電源 AC 該側說明圖 1 所

(23)

示之根據本實施例的交換電源電路，集中到交換電源電路的作動。商用交流電源 AC 的二相輸入線係經由以共模抗流線圈 CMC、跨線電容器 CL、以及濾波器電容器 CN 所構成的共模雜訊濾波器連接到一次側整流元件 Di。共模雜訊濾波器具有消弭產生於商用交流電源 AC 之線交換電源電路之二次側之間的共模雜訊的功能。順帶一提的是，濾波器電容器 CN 在本實施例中不僅作用為共模雜訊濾波器，亦作用為正常模雜訊濾波器，如上述。

電力通過該共模雜訊濾波器之具有 50 或 60 Hz 之頻率的商用交流電力被供應到一次側整流元件 Di 的輸入側，一次側整流元件 Di 係以四個快型整流元件(二極體)的橋式連接而形成，且接著被一次側整流元件 Di 整流，藉以產生脈動電壓(pulsating voltage)。該脈動電壓經由功率因數改良電感器 Lo 被施加到平流電容器 Ci。跨平流電容器 Ci 保持有作為具有約在該脈動電壓之峰值的直流電壓的直流輸入電壓 Ei。用以藉著快整流元件(二極體)之橋式連接而形成一次側整流元件 Di 的原因在於電路簡化，其乃藉由使一次側整流元件 Di 亦作用為整流元件，用以通過具有數十 kHz 至 200 kHz 之頻率的共振電流，並以一個方向從功率因數改良部的一部分流經一次側第一串聯共振電路及一次側第二串聯共振電路。亦即，功率因數改良部以一個方向通過一組件作為以二種方向從商用交流電源 AC 經由一次側整流元件 Di 流動的共振電流的部分，從而改良功率因數。

(24)

直流輸入電壓 E_i 具有對應於交流輸入電壓 V_{AC} 之一倍的位準。直流輸入電壓 E_i 作為供該 E 類交換轉換器在後續的級的直流輸入電壓。

多重共振轉換器部作用為大體上與 E 類交換轉換器相同方式的修改的 E 類交換轉換器。多重共振轉換器部係以抗流線圈 PCC、轉換器變壓器 PIT、一次側串聯共振電容器 C2、一次側並聯共振電容器 C_r 、以及交換元件 Q1 作為主要部件所形成。E 類交換轉換器之部件間的對應已參照圖 22 予以描述，而圖 1 中的部件如下述。抗流線圈 L10 對應於抗流線圈 PCC；抗流線圈 L11 對應於產生於轉換器變壓器 PIT 之一次繞組 N1 的漏感 L1；一次側串聯共振電容器 C11 對應於一次側串聯共振電容器 C2；一次側並聯共振電容器 C_r 對應於一次側並聯共振電容器 C_r ；交換元件 Q1 對應於交換元件 Q1；以及作為負載的阻抗 Z 對應於由二次側上的阻抗轉換到一次側上所得到的阻抗。

換言之，於圖 1 之第一實施例中，修改的 E 類交換轉換器的形成如下。抗流線圈 PCC 的一端（一末端）係連接到平流電容器 C_i 的一端。抗流線圈 PCC 的另一端（另一末端）係連接到轉換器變壓器 PIT 之一次繞組 N1 以及一次側串聯共振電路 C2。轉換器變壓器 PIT 之一次繞組 N1 的另一端係連接到交換元件 Q1 的一端。此外，一次側並聯共振電容器 C_r 係與交換元件 Q1 並聯。即使當此一架構被採用，電流 I_1 係一脈動電流，交流電流不會從平流電容器 C_i 供應，且因而可得到減小在平流電容器 C_i 上之負載的利

(25)

益。

轉換器變壓器 PIT 的一次繞組 N1及二次繞組 N2係鬆弛地以 0.82 的耦合係數彼此耦合。因此，一次繞組 N1 具有漏感 L1。其一次側第一串聯共振頻率係由抗流線圈 PCC 之電感 L3 及一次側串聯共振電容器 C2 之電容所支配的一次側第一串聯共振電路被形成。此外，其一次側第二串聯共振頻率係由漏感 L1 及一次側串聯共振電容器 C2 之電容所支配的一次側第二串聯共振電路被形成。此外，其一次側並聯共振頻率係由漏感 L1、抗流線圈 PCC 之電感 L3 及一次側並聯共振電容器 Cr 之電容所支配的一次側並聯共振電路被形成。

共振頻率受到“支配”的說法表示，共振頻率係大大取決此等元件。例如，雖然一次側第一串聯共振頻率、一次側第二串聯共振頻率、以及一次側並聯共振頻率係受到功率因數改良電感器 Lo 之電感成分的影響，但平流電容器 Ci 及其之類者、功率因數改良電感器 Lo 之電感成分、平流電容器 Ci 及其之類者對一次側串聯共振頻率及一次側並聯共振頻率產生較少的影響。

具體而言，一次側第一串聯共振電路形成一方向的電流路徑，從一次側整流元件 Di 的接地點透過彼此串聯之二組二快整流元件之各陽極與陰極到一次側串聯共振電容器 C2 到抗流線圈 PCC 到平流電容器 Ci。一次側第一串聯共振電路形成另一個方向的電流路徑，從一次側串聯共振電容器 C2 到功率因數改良電感器到抗流線圈 PCC。一次

(26)

側第二串聯共振電路形成一個方向的電流路徑，從一次側整流元件 D_i 的接地點透過彼此串聯之二組二快整流元件之各陽極與陰極到一次側串聯共振電容器 C_2 到一次繞組 N_1 且接著從交換元件 Q_1 的汲極到源極。一次側第二串聯共振電路形成另一方向的電流路徑，從一次側串聯共振電容器 C_2 到功率因數改良電感器 E 類交換轉換器到平流電容器 C_i 到本體二極體 DD_1 到一次繞組 N_1 。

此外，如上述，轉換器變壓器的二次繞組 N_2 係連接到二次側串聯共振電容器 C_4 。其共振頻率係由二次側之漏感組件(由圖 1 之電感 L_2 代表)及二次側串聯共振電容器 C_4 之電容所支配的二次側串聯共振電路被形成。順帶一提的是，於本實施例中，二次側整流電路係形成為全波整流電路。然而，除了全波整流電路以外，二次側整流電路可形成為稍後敘述的倍壓器半波整流電路或倍壓器全波整流電路。再者，二次側不僅可使二次側串聯共振電路亦可使用部分共振電路。順帶一提的是，採用供流經二次繞組 N_2 之高頻率電流之快二極體作為使用於二次側上之不同整流電路中。部分共振電路使用小電容電容器以便僅在導通及關斷二次側整流電路之二極體之時序中共振。

供應交流電電力到一次側串聯共振電路及一次側並聯共振電路之交換元件 Q_1 係連接到一次繞組 N_1 的另一端。於此例中，振盪及驅動電路 2 驅動交換元件 Q_1 。因此，一次側操作為實施修改 E 類交換操作之轉換器且具有電壓及電流共振轉換器之架構，且二次側具有電流共振轉換器

(27)

，藉以，就整體而論，將二次側直流輸出電壓 E_o 的值保持恆定的多重共振轉換器被形成。換言之，根據本實施例之交換電源電路具有多重共振轉換器部，其就交流電來論，包括一次側第二串聯共振電路、一次側並聯共振電路、以及二次側串聯共振電路。

接下來將說明功率因數改良部的作動。功率因數改良功效係藉著將功率因數改良電感器 L_o 及一次側整流元件 D_i 連接到一次側串聯共振電路 C_2 而產生。流經一次側第一串聯共振電路及一次側第二串聯共振電路的共振電流流經一次側串聯共振電容器 C_2 。以電流 I_3 之一個方向作為流經一次側串聯共振電容器 C_2 之共振電流的電流從交流電源 AC 經由形成一次側整流元件 D_i 之二整流元件之陰極流動，被加到經整流電流，且接著如電流 I_1 流動。於此例中，針對此共振電流具有高阻抗的功率因數改良電感器 L_o 防止共振電流從平流電容器 C_i 流到一次側串聯共振電容器 C_2 。

以電流 I_3 之另一方向的電流無法流經形成一次側整流元件 D_i 之二整流元件的陰極，但是作為流到平流電容器 C_i 的電流 I_2 被加到來自一次側整流元件 D_i 的電流。如上述，為具有改變路徑的功效，電流 I_3 根據該電流的流動方向通過該路徑，一次側整流元件 D_i 需要以快整流元件形成，該快整流元件具有供作為流經一次側第一串聯共振電路及一次側第二串聯共振電路之共振電流之具電流 I_3 之周之成分，以及具有該周之整數倍數之諧波充分的交換能力

(28)

。否則，不僅會發生交換損失方面的增加以及交換電源電路之效率方面的減少，亦會發生由於在某些情形熱損失所造成之一次側整流元件 D_i 的破壞。

因此，作為包括於電流 I_3 之部分共振電流之依一方向的電流流經一次側整流元件 D_i ，藉以交流輸入電流 I_{AC} 的流動角增大，且功率因數得以改良。亦即，當一次側串聯共振電容器 C_2 不連接到一次側整流元件 D_i 時，電流 I_1 具有僅繞著電壓 V_2 之峰值流動的脈波的形狀的波形。然而，包括於電流 I_3 之以一方向的電流亦流到電壓 V_2 之峰值附近外面，藉以傳導角增大。因此，於本實施例中，流經一次側第一串聯共振電路及一次側第二串聯共振電路的共振電路被回授到平流電容器 C_i ，且因此形成一種電力再生式 (power regenerative type) 功率因數改良部。

再者，將對圖 1 所示之根據本實施例之交換電源電路中的重要部件細節的實際架構加以說明，且得到稍後說明之圖 3 及圖 5 之結果的部件的常數。

首先說明轉換器變壓器 PIT 的細節。轉換器變壓器 PIT 具有使一次側及二次側彼此隔絕並實施電壓轉換的功能。再者，轉換器變壓器 PIT 亦作用為形成部分共振電路之電感 L_1 ，用以製成多重共振型功能的修改的 E 類交換轉換器。電感 L_1 係由轉換器變壓器 PIT 所形成的漏感組件。將參照圖 2 說明轉換器變壓器 PIT 的實際結構，圖 2 係轉換器變壓器 PIT 的剖面圖。

轉換器變壓器 PIT 具有 EE 型芯 (EE 形芯)，其係藉彼

(29)

此結合以鐵酸鹽材料構成的 E 芯 CR1 及 E 芯 CR2 而得到的 E E 形芯，使得 E 芯 CR1 的磁腳相對 E 芯 CR2 的磁腳。一次側的繞線部分及二次側的繞線部分是彼此分開因此互相獨立，且設有例如以樹脂形成的。接著，該線圈 B 與一次側繞組 N1 纏繞，二次側繞組 N2 係貼附在 E E 形芯。因此一次側繞組 N1 與二次側繞組 N2 在各個不同的繞線區彼此分開，且繞著該 E E 形芯的中心磁腳纏繞。因而得到該隔離轉換器變壓器 PIT 的整個結構。

1.2 mm 的空隙 G 形成於該 E E 型芯的中心磁腳中。因此在一次側與二次側間得到耦合係數 $k = 0.82$ 。因此，得到具有高電感值的漏感 L_1 。順帶一提，空隙 G 的形成係藉著使 E 芯 CR1 與 E 芯 CR2 的中心磁腳比 E 芯 CR1 與 E 芯 CR2 的二外部磁腳短來形成。一次繞組 N1 的匝數被設為 45T(匝)，及二次繞組 N2 的匝數被設為 30T。芯構件是 EER-35(芯材料的名稱)。

一次側並聯共振電容器 C_r 的值是 6800 pF(微微法拉)。一次側串聯共振電容器 C_2 的值是 0.1 μ F(微法拉)。二次側串聯共振電容器 C_4 的值是 0.056 μ F(微法拉)。濾波器電容器 C_N 的值是 1 μ F(微法拉)。

抗流線圈 PCC 及功率因數改良電感器 L_o 能採用大體上與轉換器變壓器 PIT 相同的架構。抗流線圈 PCC 的電感 L_3 是 82 μ H(微亨利)。功率因數改良電感器 L_o 的電感值是 μ H(微亨利)。

符合 3 A/600 V 規格之整流元件係用作為一次側整流

(30)

元件 D_i 。符合 5 A/200 V 規格之整流元件係用作為二次側整流元件 D_o 。二者皆以快整流元件形成。

在轉換器變壓器 PIT 的二次側，類似於由一次繞組 N_1 所感應的交流電壓的電壓波形係產生於二次繞組 N_2 。二次側串聯共振電容器 C_4 係與二次繞組 N_2 並聯。從而自二次繞組 N_2 及二次側串聯共振電容器 C_4 觀看，二次側串聯共振電路係以漏電感 L_2 形成。於本實施例中，二次側串聯共振電路的共振頻率係設定在大體上等於一次側串聯共振頻率，一次側串聯共振頻率係由上述之一次側串聯共振電容器 C_2 、漏感 L_2 、抗流線圈 PCC 的電感 L_3 所支配。然而，二次側串聯共振電路的共振頻率能與一次側串聯共振頻率相關地適合地設定。再者，部分電壓共振電路可設於二次側而不用設置二次側串聯共振電路。

MOS-FET 被選作為交換元件 Q_1 ，如上述。交換元件 Q 包括與交換元件 Q_1 之源極及汲極並聯的本體二極體 DD_1 。

控制電路 1 供應對應於輸入二次側直流輸出電壓 E_o 與預定參考電壓值間的差的偵測輸出給振盪及驅動電路 2。振盪及驅動電路 2 驅動交換元件 Q_1 以便主要根據控制電路 1 的輸入偵測輸出改變交換頻率。除了交換頻率以外，振盪及驅動電路 2 尚可改變時間比作為在交換元件 Q_1 於一周中的 on 週期的比。

因此可變地控制交換元件 Q_1 的交換頻率改變電源電路中的一次側及二次側的共振阻抗，並改變從轉換器變壓

(31)

器 PIT 之一次繞組 N1 傳送到二次繞組 N2 之電力的量，以及從二次側整流電路供應到負載的電力的量。從而得到將二次側直流輸出電壓 E_o 與參考電壓之大小的匹配。亦即，得以穩定化二次側直流輸出電壓 E_o 。於此例中，二次側直流輸出電壓 E_o 的值是 175 V。

(第一實施例之主要部件的操作波形及測量數字)

根據本實施例之交換電源電路的架構及作動已敘述。圖 3 及圖 4 顯示根據顯示於圖 1 之第二實施例之交換電源電路的主要部件的操作波形。圖 5 顯示測量數據。

圖 3 顯示基於交換周當交流輸入電流是 100 V 且最大負載功率是 300 W 時之電路的主要部件的操作波形。圖 3，從上到下顯示電壓 V1、電流 IQ1、電壓 V2、電流 I3、電流 I4 及電流 I5。

圖 4 顯示基於商用交流電源之交換周當交流輸入電壓是 100 V 且最大負載功率是 300 W 時之電路的主要部件的操作波形。圖 4，從上到下顯示交流輸入電壓 VAC、交流輸入電流 IAC、電壓 V3、電壓 V2、電流 I1、電流 I2 及電流 I3。圖 4 中電壓 V3、電壓 V2、電流 I1、電流 I2 及電流 I3 的陰影部分指示在實施交換。

圖 5 顯示直流輸入電壓 E_i 、功率因數 PF、從交流輸入功率轉換成直流輸出功率的效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 、以及交流輸入電壓 VAC 是 100 V 的條件下交換元件 Q1 針對無負載之負載功率 P_o 是 0W 到 300W 的範圍內的負載變化在 on 週期

(32)

TON 與 off 週期 TOFF 之間的比值 TON/TOFF。

可從圖 5 得到部分的代表特性，例如當負載功率 P_o 是 300W 時的功率因數 PF 是 0.933，且當負載功率 P_o 是 50W 時的功率因數 PF 是 0.86，此等值代表高的功率因數。當負載功率 P_o 是 300W 時的功率轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 是在高的 92.1%。於負載功率 P_o 是 300W 到 0W 的範圍內，直流輸入電壓 E_i 的值是 157 V 至 169 V，且在 on 週期 TON 與 off 週期 TOFF 之間的比 TON/TOFF 是 2.0 比 1.0。

此種根據本實施例的交換電源電路相較於顯示於圖 26 作為背景技術的交換電源電路而言已改良功率轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 。此外，於根據本實施例的交換電源電路中，消除了主動濾波器的需要，且因此電路構成部件數目得以減少。亦即，如參照圖 26 所說明者，主動濾波器係以多包括交換元件 Q103、功率因數及用以驅交換元件 Q103 之輸出電壓控制 IC 120 的部件等等所形成。另一方面，對於根據本實施例之交換電源電路而言，具有濾波器電容器 C_N 、功率因數改良電感器 L_o 、以及快整流元件作為一次側整流元件 D_i 作為額外改良功率因數的部件是充分的，且因此就根據本實施例的交換電源電路而言相對於主動濾波器具有非常小數目的部件是充分的。因此，根據本實施例作為具有功率因數改良功能的電源電路的交換電源電路的成本可較圖 26 之電路者更低。此外，由於部件的數目大大減少，電路板能有效率的減少尺寸及重量。於此例中，功率因數改良電感器 L_o 的電感是 $47\mu H$ (微亨利) 的低值，且抗

(33)

流線圈 PCC 的電感是 $82 \mu\text{H}$ (微亨利)。再者，僅具有一交換元件 Q1 作為交換元件是充分的。因此裝置的尺寸及重量得以縮減。

此外，於根據本實施例的交換電源電路中，多重共振轉換器部及功率因數改良部的操作是所謂的軟交換操作，且因此交換雜訊的位準相較於圖 26 所示之使用主動濾波器之 E 類交換轉換器是大大減小。特別是，因為輸入到 E 類交換轉換器的電流接近直流電流，交換雜訊的位準可以變得非常低。

再者，根據本實施例的交換電源電路具有一次側串聯共振電路及一次側並聯共振電路，以及二次側串聯共振電路。因此，二次側直流輸出電壓 E_o 能以非常小的頻率變化保持在預定的電壓位準，使得雜訊濾波器能容易設計。為此原因，於由一共模抗流線圈 CMC 及二跨線電容器 C_L 組成之一級中的雜訊濾波器充分符合電源干擾標準。此外，對整流輸出線之正常模雜充分的測量能以單一濾波器電容器 C_N 執行。

再者，在二次側之整流二極體 D_{o1} 至 D_{o4} 及類似者與交換元件 Q1 同步操作。因此不會發在主動濾波器側與在如同圖 26 之電源電路之後續級的交換轉換器之間的生接地電位干擾，且接地電位與交換頻率的變化無關。

(第二實施例)

於根據圖 6 所示之第二實施例的交換電源電路中，與

(34)

第一實施例之交換電源電路中相同的部件係以相同參考標號標示，且其詳細說明予以省略。根據第二實施例的交換電源電路在許多部分採用與第一實施例相同的架構。第二實施例有別於第一實施例之處在於能夠整流具有 50 或 60 Hz 之商用交流電壓的慢整流元件係用作為一次側整流元件 D_i 及快整流元件 D_1 係作為整流元件，用以使流一次側第一串聯共振電路及一次側第二串聯共振電路的共振電流以一個方向流動。為使流經該快整流元件 D_1 及具有數十 KHz 至 200 KHz 之頻率的之共振電流以一個方向流動，快整流元件 D 之陰極及功率因數改良電感器 L_o 的一端連接到一次側串聯共振電容器 C_2 。快整流元件 D_1 的陽極係連接到一次側整流元件 D_i 的輸出側。功率因數改良電感器 L_o 的另一端係連接到平流電容器 C_i 。濾波器電容器 C_N 係連接於平流電容器 C_i 與快整流元件 D_1 之陽極之間。以此種架構，用於功率因數改良的快整流元件 D_1 從第一實施例的四減到一。因此減少成本。其它部件的構成並不有別於第一實施例的部件。此一連接的電路能產生大體上與第一實施例相同的作動及效果。

(第三實施例)

於圖 7 所示之根據第三實施例的交換電源電路中，與第一實施例之交換電源電路中相同的部件係以相同參考標號標示，且其詳細說明予以省略。根據第三實施例的交換電源電路在許多部分採用與第一實施例相同的架構。第三

(35)

實施例有別於第一實施例之處在於功率因數改良部讓對應於產生於一次側串聯共振電容器的電壓從交流電源經由一次側整流元件通過。至於轉換器部，第三實施例有別於第一實施例之處在於抗流線圈 PCC 係使用於一次側整流元件 D_i 與平流電容器 C_i 之間，取代功率因數改良電感器，且轉換器變壓器 PIT 的一次繞組 N1 係連接到一次側整流元件 D_i 的輸出側。此一架構並不使用第一實施例中必要的功率因數改良電感器 L_o ，故部件的數目得以減少。

具體而言，根據第三實施例之交換電源電路包括：整流及平流部，用以將來自交流電源 AC 的輸入交流電力轉換一次側直流電力；轉換器部，用以將來自整流及平流部之一次側直流電力轉換成交流電力且進一步將該交流電力轉換成二次側直流電力；以及功率因數改良部，用以改良功率因數。該整流供應來自交流電源 AC 的交流電力並整流該輸入交流電力，以及平流電容器 C_i 。該轉換部包括：抗流線圈 PCC，被供應來自平流電容器 C_i 的一次側直流電力；轉換器變壓器 PIT，具有被供應來自抗流線圈 PCC 之電力的一次繞組 N1，以及與一次繞組 N1 彼此磁性地鬆弛耦合的二次繞組 N2；振盪及驅動電路 2，用以導通關斷 (on-off) 驅動交換元件 Q1；控制電路 1，用以供應振盪及驅動電路 2 控制信號以使二次側整流元件 D_o 及形成連接到二次繞組 N2 之二次側整流電路之平流電容器 C_o 所輸出之二次側直流輸出電壓 E_o 的值成為預定值；一次側第一串聯共振電路，其一次側第一串聯共振頻率係由抗流線圈

(36)

PCC 具有之電感 L_3 及一次側串聯共振電容器 C_2 所支配；以及一次側第二串聯共振電路，其一次側第二串聯共振頻率係由產生於一次繞組 N_1 之漏感 L_1 及一次側串聯共振電容器 C_2 所支配，一次側第一串聯共振頻率設定在大體上二倍一次側第二串聯共振頻率。對功率因數改良部而言，對應於產生於一次側串聯共振電容器 C_2 之電壓的電流從交流電源經由一次側整流元件 D_i (快整流元件) 通過，上述一次側整流元件 D_i 係以快整流元件形成。

下文中，僅針對第三實施例之與第一實施例及第二實施例不同的特性部件加以說明，且省略類似於第一實施例及第二實施例之部件的說明。

首先將說明一次側第一串聯共振電路及一次側第二串聯共振電路。一次側第一串聯共振電路形成從抗流線圈 PCC 透過平流電容器 C_i 及接地點到一次側串聯共振電容器 C_2 的電流路徑。一次側第二串聯共振電路形成從一次側串聯共振電容器 C_2 透過一次繞組 N_1 及交換元件 Q_1 之汲極與源極到接地點之一個方向的電流路徑。一次側第二串聯共振電路形成從一次側串聯共振電容器 C_2 透過本體二極體 DD_1 到一次繞組 N_1 之另一個方向的電流路徑。

流經針對功率因數改良的功率因數改良部的電流是流經一次側第一串聯共振電路及一次側第二串聯共振電路之共振電流的一部分，該部分被疊加到電流 I_1 。換言之，藉著連接一次側串聯共振電容器 C_2 到一次側整流元件 D_i ，對應於產生於一次側串聯共振電容器 C_2 之共振電壓的共

(37)

振電流從交流電源 AC 經由二快整流元件之陽極及陰極通過。將針對功率因數改良的共振電流及藉著整流來自交流電源 AC 之商用交流電力所得到之電流加在一起所產生的電流以電流 I_1 來流動。

換言之，當沒有設置功率因數改良部時，電流 I_1 具有僅繞著電壓 V_2 之峰值之脈衝之形狀的波形。然而，對應於產生於一次側串聯共振電容器 C_2 之共振電壓的共振電流亦通過電壓 V_2 ，藉以傳導角得以增加。因此，於本實施例中，產生於一次側串聯共振電容器 C_2 的共振電壓經由抗流線圈 PCC 被回授到平流電容器 C_i ，且從而形成電壓回授型功率因數改良部。

於第三實例之部件的實際常數設定如下。二次側直流輸出電壓 E_o 是 175 V。交換元件 Q1 的週期 TOFF 根據負載功率 P_o 的變化被充電，交換元件 Q1 的週期 TON 隨著負載功率 P_o 的減少以及交流輸入電壓 VAC 方面的增加而減小，且二次側直流輸出電壓 E_o 的值藉著減小交換頻率而達到恆定。

轉換器變壓器 PIT 的鐵酸鹽材料是 EER-35。1.2 mm 轉換器變壓器 PIT 的空隙 G 是 1.2 mm。轉換器變壓器 PIT 的耦合係數是 0.82。一次繞組 N1 被設為 48T。二次繞組 N2 被設為 30T。一次側並聯共振電容器 C_r 的值是 6800 pF(微微法拉)。一次側串聯共振電容器 C_2 的值是 0.1 μ F(微微法拉)。二次側串聯共振電容器 C_4 的值是 0.056 μ F(微微法拉)。濾波器電容器 C_N 的值是 1 μ F(微微法拉)。抗流線圈 PCC 的電

(38)

感 L_3 是 $82 \mu\text{H}$ (微亨利)。一次側整流元件 D_i 的規格為 $3 \text{ A}/600 \text{ V}$ 規格。二次側整流元件 D_o 的規格為 $5 \text{ A}/200 \text{ V}$ 規格。一次側整流元件 D_i 與二次側整流元件 D_o 各是快整流元件。

圖 8 顯示基於交換周當交流輸入電流是 100 V 且最大負載功率是 300 W 時之電路的主要部件的操作波形。圖 8，從上到下顯示電壓 V_1 、電流 I_{Q1} 、電壓 V_2 、電流 I_3 、電流 I_4 及電流 I_5 。

圖 9 顯示基於商用交流電源之交換周當交流輸入電壓是 100 V 且最大負載功率是 300 W 時之電路的主要部件的操作波形。圖 9，從上到下顯示交流輸入電壓 V_{AC} 、交流輸入電流 I_{AC} 、電壓 V_3 、電壓 V_2 、電流 I_1 、及電流 I_2 。圖 9 中電壓 V_3 、電壓 V_2 、電流 I_1 、及電流 I_2 的陰影部分指示在實施交換。

圖 10 顯示直流輸入電壓 E_i 、功率因數 PF 、從交流輸入功率轉換成直流輸出功率的效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 、以及交流輸入電壓 V_{AC} 是 100 V 的條件下交換元件 Q_1 針對負載功率 P_o 是 0 W 到 300 W 的範圍內的負載變化在 on 週期 T_{ON} 與 off 週期 T_{OFF} 之間的比值 T_{ON}/T_{OFF} 。

可從圖 10 得到部分的代表特性，例如當負載功率 P_o 是 300 W 時的功率因數 PF 是 0.933 ，且當負載功率 P_o 是 50 W 時的功率因數 PF 是 0.76 ，此等值代表高的功率因數。當負載功率 P_o 是 300 W 時的功率轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 是在高的 90.5% 。於負載功率 P_o 是 300 W 到 0 W 的範圍內，直

(39)

流輸入電壓 E_i 的值是 155 V 至 175 V，且在 on 週期 T_{ON} 與 off 週期 T_{OFF} 之間的比 T_{ON}/T_{OFF} 是 2.0 比 0.8。

此種根據本實施例的交換電源電路相較於顯示於圖 26 作為背景技術的交換電源電路而言已改良功率轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 。此外，於根據本實施例的交換電源電路中，消除了主動濾波器的需要，且因此電路構成部件數目得以減少。亦即，如參照圖 26 所說明者，主動濾波器係以多包括交換元件 Q103、功率因數及用以驅交換元件 Q103 之輸出電壓控制 IC 120 的部件等等所形成。另一方面，對於根據本實施例之交換電源電路而言，具有濾波器電容器 CN、功率因數改良電感器 L_o 、以作為一次側整流元件 D 及快整流元件 i 作為額外改良功率因數的部件是充分的，且因此就根據本實施例的交換電源電路而言相對於主動濾波器具有非常小數目的部件是充分的。因此，根據本實施例作為具有功率因數改良功能的電源電路的交換電源電路的成本可較圖 26 之電路者更低。此外，由於部件的數目大大減少，電路板能有效率的減少尺寸及重量。於此例中，抗流線圈 PCC 的電感是 82 μH (微亨利) 的低值。再者，僅具有一交換元件 Q1 作為交換元件是充分的。因此裝置的尺寸及重量得以縮減。

此外，於根據本實施例的交換電源電路中，多重共振轉換器部及功率因數改良部的操作是所謂的軟交換操作，且因此交換雜訊的位準相較於圖 26 所示之使用主動濾波器之 E 類交換轉換器是大大減小。特別是，因為輸入到 E 類

(40)

交換轉換器的電流接近直流電流，交換雜訊的位準可以變得非常低。

再者，根據本實施例的交換電源電路具有一次側串聯共振電路及一次側並聯共振電路，以及二次側串聯共振電路。因此，二次側直流輸出電壓 E_o 能以非常小的頻率變化保持在預定的電壓位準，使得雜訊濾波器能容易設計。為此原因，於由一共模抗流線圈 CMC 及二跨線電容器 CL 組成之一級中的雜訊濾波器充分符合電源干擾標準。此外，對整流輸出線之正常模雜充分的測量能以單一濾波器電容器 CN 執行。

再者，在二次側之整流二極體 D_{o1} 至 D_{o4} 及類似者與交換元件 Q1 同步操作。因此不會發在主動濾波器側與在如同圖 26 之電源電路之後續級的交換轉換器之間的生接地電位干擾，且接地電位與交換頻率的變化無關。

(第四實施例)

於根據圖 11 所示之第四實施例的交換電源電路中，與第一實施例之交換電源電路中相同的部件係以相同參考標號標示，且其詳細說明予以省略。如同於第二實施例，慢整流元件用作為一次側整流元件 D_i ，且藉使用快整流元件 D_1 使共振電流以一個方向流動。如同於第三實施例，抗流線圈 PCC 取代功率因數改良電感器。第四實施例有別於第三實施例之處在於轉換器部之一次側第一串聯共振電路的電流路徑是僅由抗流線圈 PCC 及一次側串聯共振電容器

(41)

C2所形成，一次側第二串聯共振電路的一個方向的電流路徑是從平流電容器 C_i 透過一次側串聯共振電容器 C2到一次繞組 N1，且接著從交換元件 Q1的汲極到源極的路徑，且一次側第二串聯共振電路的另一個方向的電流路徑是從交換元件 Q1的本體二極體 DD1透過一次繞組 N1及一次側串聯共振電容器 C2到平流電容器 C_i 。功率因數改良部使用慢整流元件作為一次側整流元件 D_i ，且快整流元件 D1連接到一次側整流元件 D_i 的輸出側，所以對應於產生於一次側串聯共振電容器 C2之電壓的電流從交流電源 AC 經由快整流元件 D1通過。

於第四實施例的轉換器部與第一到第三實施例者相同，ZVS 操作係以一次側第一串聯共振電路的共振頻率實施，該一次側第一串聯共振電路的共振頻率設定大體上二倍一次側第二串聯共振電路的共振頻率。

(第五實施例)

於圖 12所示之根據第五實施例的交換電源電路中，與圖 7第三實施例之交換電源電路中相同的部件係以相同參考標號標示，且其詳細說明予以省略。根據第五實施例的交換電源電路是第三實施例的修改。第五實施例有別於第三實施例之處在轉換器部使用變壓器 VFT，其具有抗流線圈一次側繞組 NC1及與抗流線圈一次側繞組 NC1彼此磁性鬆弛地耦合的抗流線圈二次繞組 NC2，取代使用於第三實施例的抗流線圈 PCC，且抗流線圈 PCC 的功能係由產生於

(42)

抗流線圈一次繞組 NC1的漏感 L3來實施。至於功率因數改良部，對應於產生於功率因數改良部之一次側串聯共振電容器 C2之電壓的電流流經抗流線圈變壓器 VFT 的抗流線圈二次繞組 NC2。

具體而言，根據第五實施例之交換電源電路包括：整流及平流部，用以將來自交流電源 AC 的輸入交流電力轉換一次側直流電力；轉換器部，抗流線圈變壓器 VFT 之抗流線圈一次繞組 NC1，被供應平流電容器 Ci 之一次側直流電力；轉換器變壓器 PIT，具有被供應來自抗流線圈一次繞組 NC1之電力的一次繞組 N1以及與一次側繞組 N1彼此磁性鬆弛地耦合；交換元件 Q1，用以供應交流電力到一次繞組 N1；振盪及驅動電路2，用以用以導通關斷 (on-off) 驅動交換元件 Q1；控制電路1，用以供應振盪及驅動電路2控制信號以使二次側整流元件 Do 及形成連接到二次繞組 N2之二次側整流電路之平流電容器 Co 所輸出之二次側直流輸出電壓 Eo 的值成為預定值；一次側第一串聯共振電路，其一次側第一串聯共振頻率係由抗流線圈 PCC 具有之電感 L3及一次側串聯共振電容器 C2所支配；以及一次側第二串聯共振電路，其一次側第二串聯共振頻率係由產生於一次繞組 N1之漏感 L1及一次側串聯共振電容器 C2所支配，一次側第一串聯共振頻率設定在大體上二倍一次側第二串聯共振頻率。對功率因數改良部而言，對應於產生於一次側串聯共振電容器 C2之電壓的電流從交流電源經由一次側整流元件 Di(快整流元件)通過，上述一次側整

(43)

流元件 D_i 係以快整流元件形成。發生於一次側串聯共振電容器 C_2 的電壓被施加於抗流線圈一次繞組 NC_1 ，類似於產生於一次側串聯共振電容器 C_2 之電壓係產生於抗流線圈二次繞組 NC_2 ，且使對應於產生於一次側串聯共振電容器 C_2 之電壓的電流從交流電源流動。順帶一提，一次側並聯共振電路的頻率大體上二倍一次側第一串聯共振頻率。

下文中，僅針對第五實施例之與第一到四實施例不同的特性部件加以說明，且省略類似於第一到第四實施例之部件的說明。

首先將說明一次側第一串聯共振電路及一次側第二串聯共振電路。一次側第一串聯共振電路形成從產生於抗流線圈一次繞組 NC_1 之漏感 L_3 透過平流電容器 C_i 及接地點到一次側串聯共振電容器 C_2 的電流路徑。一次側第二串聯共振電路形成從一次側串聯共振電容器 C_2 透過一次繞組 N_1 及交換元件 Q_1 之汲極與源極到接地點之一個方向的電流路徑。一次側第二串聯共振電路形成從一次側串聯共振電容器 C_2 透過本體二極體 DD_1 到一次繞組 N_1 之另一個方向的電流路徑。

抗流線圈變壓器 VFT 具有大體上與圖 2 所示之轉換器變壓器 PIT 相同的結構。此外，抗流線圈變壓器 VFT 具有抗流線圈一次側繞組 NC_1 及與抗流線圈一次側繞組 NC_1 彼此磁性鬆弛地耦合的抗流線圈二次繞組 NC_2 。從而抗流線圈一次繞組 NC_1 能產生漏感 L_3 。此外，抗流線圈二次繞

(44)

組 NC2產生漏感 $L3'$ 。產生於抗流線圈一次繞組 NC1與之電壓間的比值等於抗流線圈一次繞組 NC1與抗流線圈二次繞組 NC2各別匝數的比值。藉使用具有此結構及最佳化匝數比的抗流線圈變壓器 VFT，可以分別調整一次側第一串聯共振頻率及對應於產生於一次側串聯共振電容器 C2之電壓的電流作為通過功率因數改良部之電流，且各最佳化一次側第一串聯共振頻率及電流。

流經針對功率因數改良的功率因數改良部的電流是流經一次側第一串聯共振電路及一次側第二串聯共振電路之共振電流的一部分，該部分被疊加到電流 $I1$ 。換言之，藉著連接一次側串聯共振電容器 C2到抗流線圈一次繞組 NC1並將抗流線圈二次繞組 NC2連接到一次側整流元件 D_i ，對應於產生於一次側串聯共振電容器 C2之共振電壓的共振電流從交流電源 AC 經由二快整流元件之陽極及陰極通過。將針對功率因數改良的共振電流及藉著整流來自交流電源 AC 之商用交流電力所得到之電流加在一起所產生的電流以電流 $I1$ 來流動。

換言之，當沒有設置功率因數改良部時，電流 $I1$ 具有僅繞著電壓 $V2$ 之峰值之脈衝之形狀的波形。然而，對應於產生於一次側串聯共振電容器 C2之共振電壓的共振電流亦通過電壓 $V2$ ，藉以傳導角得以增加。另一方面，來自平流電容器 C_i 的一次側直流電力被供應到轉換器變壓器 PIT 的一次繞組 N1。因此，於本實施例中，產生於一次側串聯共振電容器 C2的共振電壓經由抗流線圈變壓器

(45)

VFT 的抗流線圈二次繞組 NC2 被回授到平流電容器 C_i ，且從而形成電壓回授型功率因數改良部。

於第五實例之部件的實際常數設定如下。二次側直流輸出電壓 E_o 是 175 V。交換元件 Q1 的週期 TOFF 根據負載功率 P_o 的變化被充電，交換元件 Q1 的週期 TON 隨著負載功率 P_o 的減少以及交流輸入電壓 VAC 方面的增加而減小，且二次側直流輸出電壓 E_o 的值藉著減小交換頻率而達到恆定。

轉換器變壓器 PIT 的鐵酸鹽材料是 EER-35。1.2 mm 轉換器變壓器 PIT 的空隙是 1.2 mm。轉換器變壓器 PIT 的耦合係數是 0.82。一次繞組 N1 被設為 45T。二次繞組 N2 被設為 30T。一次側並聯共振電容器 C_r 的值是 6800 pF(微微法拉)。一次側串聯共振電容器 C_2 的值是 0.1 μ F(微法拉)。二次側串聯共振電容器 C_4 的值是 0.056 μ F(微法拉)。濾波器電容器 C_N 的值是 1 μ F(微法拉)。抗流線圈一次繞組 NC1 的電感 L_3 是 82 μ H(微亨利)。抗流線圈二次繞組 NC2 的電感 L_3' 是 82 μ H(微亨利)。一次側整流元件 D_i 的規格為 3 A/600 V 規格。二次側整流元件 D_o 的規格為 5 A/200 V 規格。一次側整流元件 D_i 與二次側整流元件 D_o 各是快整流元件。

圖 13 顯示基於交換周當交流輸入電流是 100 V 且最大負載功率是 300 W 時之電路的主要部件的操作波形。圖 13，從上到下顯示電壓 V_1 、電流 I_{Q1} 、電壓 V_2 、電流 I_3 、電流 I_4 及電流 I_5 。

(46)

圖 14 顯示基於商用交流電源之交換周當交流輸入電壓是 100 V 且最大負載功率是 300 W 時之電路的主要部件的操作波形。圖 14，從上到下顯示交流輸入電壓 V_{AC} 、交流輸入電流 I_{AC} 、電壓 V_3 、電壓 V_2 、電流 I_1 、電流 I_2 、及電流 I_3 。圖 14 中電壓 V_3 、電壓 V_2 、電流 I_1 、電流 I_2 、及電流 I_3 的陰影部分指示在實施交換。

圖 15 顯示直流輸入電壓 E_i 、功率因數 PF 、從交流輸入功率轉換成直流輸出功率的效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 、以及交流輸入電壓 V_{AC} 是 100 V 的條件下交換元件 Q_1 針對負載功率 P_o 是 0W 到 300W 的範圍內的負載變化在 on 週期 T_{ON} 與 off 週期 T_{OFF} 之間的比值 T_{ON}/T_{OFF} 。

可從圖 15 得到部分的代表特性，例如當負載功率 P_o 是 300W 時的功率因數 PF 是 0.991，且當負載功率 P_o 是 50W 時的功率因數 PF 是 0.76，此等值代表高的功率因數。當負載功率 P_o 是 300W 時的功率轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 是在高的 90.5%。於負載功率 P_o 是 300W 到 0W 的範圍內，直流輸入電壓 E_i 的值是 155 V 至 175 V，且在 on 週期 T_{ON} 與 off 週期 T_{OFF} 之間的比 T_{ON}/T_{OFF} 是 2.0 比 1.25。

此種根據本實施例的交換電源電路相較於顯示於圖 26 作為背景技術的交換電源電路而言已改良功率轉換效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 。此外，於根據本實施例的交換電源電路中，消除了主動濾波器的需要，且因此電路構成部件數目得以減少。亦即，如參照圖 26 所說明者，主動濾波器係以多包括交換元件 Q_{103} 、功率因數及用以驅交換元件 Q_{103} 之輸出

(47)

電壓控制 IC 120的部件等等所形成。另一方面，對於根據本實施例之交換電源電路而言，具有濾波器電容器 CN、及作為額外改良功率因數的部件的快整流元件作為一次側整流元件 Di 是充分的，且因此就根據本實施例的交換電源電路而言相對於主動濾波器具有非常小數目的部件是充分的。因此，根據本實施例作為具有功率因數改良功能的電源電路的交換電源電路的成本可較圖 26之電路者更低。此外，由於部件的數目大大減少，電路板能有效率的減少尺寸及重量。於此例中，抗流線圈 PCC 的電感是 $82 \mu\text{H}$ (微亨利)的低值。再者，僅具有一交換元件 Q1作為交換元件是充分的。因此裝置的尺寸及重量得以縮減。

於此例中，產生於抗流線圈一次繞組 NC1的漏感 L3 $82 \mu\text{H}$ (微亨利)的低值。再者，僅有一交換元件 Q1作為交換元件是足夠的。因此，裝置尺寸及動量得以縮減。再者，可以使功率因數改良部(使功率因數近似一)最佳化而同時藉調整抗流線圈變壓器 VFT 之抗流線圈一次繞組 NC1與抗流線圈二次繞組 NC2間的比值，使漏感 L3的值為最佳值(可使一次側第一串聯共振頻率成一次側第二串聯共振頻率之漏感 L3的值)。

此外，於根據本實施例的交換電源電路中，多重共振轉換器部及功率因數改良部的操作是所謂的軟交換操作，且因此交換雜訊的位準相較於圖 26所示之使用主動濾波器之 E 類交換轉換器是大大減小。特別是，因為輸入到 E 類交換轉換器的電流接近直流電流，交換雜訊的位準可以變

(48)

得非常低。

再者，根據本實施例的交換電源電路具有一次側串聯共振電路及一次側並聯共振電路，以及二次側串聯共振電路。因此，二次側直流輸出電壓 E_o 能以非常小的頻率變化保持在預定的電壓位準，使得雜訊濾波器能容易設計。為此原因，於由一共模抗流線圈 CMC 及二跨線電容器 CL 組成之一級中的雜訊濾波器充分符合電源干擾標準。此外，對整流輸出線之正常模雜充分的測量能以單一濾波器電容器 CN 執行。

再者，在二次側之整流二極體 D_{o1} 至 D_{o4} 及類似者與交換元件 Q1 同步操作。因此不會發在主動濾波器側與在如同圖 26 之電源電路之後續級的交換轉換器之間的生接地電位干擾，且接地電位與交換頻率的變化無關。

(第六實施例)

於根據圖 16 所示之第六實施例的交換電源電路中，與第五實施例之交換電源電路中相同的部件係以相同參考標號標示，且其詳細說明予以省略。根據第六實施例的交換電源電路在許多部分採用與第五實施例相同的架構。第六實施例有別於第五實施例之處在於轉換部之一次側第一串聯共振電路之電流路徑僅由抗流線圈一次繞組 NC1 及一次側串聯共振電容器 C2 形成，一次側第二串聯共振電路之一個方向的電流路徑係從平流電容器 C_i 透過一次側串聯共振電容器 C2 到一次繞組 N1 且接著從交換元件 Q1 的汲極

(49)

到源極的路徑，而一次側第二串聯共振電路之另一個方向的電流路徑係從交換元件 Q1的本體二極體 DD1透過一次繞組 N1及一次側串聯共振電容器 C2到平流電容器 Ci。功率因數改良部使用慢整流元件作為一次側整流元件 Di，且快整流元件 D1係連接到一次側整流元件 Di的輸出側，所以對應於產生於一次側串聯共振電容器 C2之電壓的電流從交流電源 AC經由快整流元件 D1通過。

於第六實施例的轉換器部與第一到第四實施例者相同，ZVS操作係以一次側第一串聯共振電路的共振頻率實施，該一次側第一串聯共振電路的共振頻率設定大體上二倍一次側第二串聯共振電路的共振頻率。於第六實施例之功率因數改良部係第四實施例者相同，即對應於產生於一次側串聯共振電容器 C2之電壓的電流係從交流電源 AC經由快整流元件 D1通過。

(二次側電路之修改例)

圖 17至 23顯示可在根據第一至第六實施例之交換電源電路中被取代之二次側電路之修改例。

顯示於圖 17之二次側整流電路形成倍壓器半波整流電路。具體而言，要被分成二部分的二次繞組設有中心抽頭，亦即，具中心抽頭作為二次繞組部 N2A及二次繞組部 N2B。二次繞組部 N2A及二次繞組部 N2B設有相同的匝數。二次繞組 N2的中心抽頭係連接到二次側接地。二次側串聯共振電容器 C4A係與在二次繞組 N2之二次繞組部

(50)

N2A 的端部串聯。具有與二次側串聯共振電容器 C4A 相同電容的二次側串聯共振電容器 C4B 係與在二次繞組 N2 之二次繞組部 N2B 的端部串聯。因此，二次繞組部 N2A 的漏感成分及二次側串聯共振電容器 C4A 的電容形成第一二次側串聯共振電路，且二次繞組部 N2B 之漏感成分及二次側串聯共振電容器 C4B 形成第二二次側串聯共振電路，其具有大體上第一二次側串聯共振電路的共振頻率。

在二次繞組 N2 之二次繞組部 N2A 側的端部係經由二次側串聯共振電容器 C4A 之串聯連接到整流二極體 Do1 之陽極與與整流二極體 Do2 間的連接點。此外，在二次繞組 N2 之二次繞組部 N2B 側的端部係經由二次側串聯共振電容器 C4B 之串聯連接到整流二極體 Do3 之陽極與與整流二極體 Do4 間的連接點。整流二極體 Do1 及整流二極體 Do3 的各對應陰極係連接到平流電容器 Co 的正電極端。平流電容器 Co 的負電極端係連接到二次側接地。整流二極體 Do2 及整流二極體 Do4 的各對應陽極係連接二次側接地。

因此，二次繞組部 N2A、二次側串聯共振電容器 C4A、整流二極體 Do1、整流二極體 Do2、以及平流電容器 Co 形成第一倍壓半橋整流電路，其包括第一二次側串聯共振電路、以及二次繞組部 N2B。二次側串聯共振電容器 C4B、整流二極體 Do1、整流二極體 Do2、以及平流電容器 Co 形成二倍壓半橋整流電路，其包括第二二次側串聯共振電路。因此，平流電容器 Co 被得自疊加於半週期間感應於二次繞組部 N2B 之電壓於跨二次側串聯共振電容器 C4B

(51)

的電壓所得到的電位以經整流的電流充電，該平流電容器半週期間中，二次繞組 N2的交流電壓是一種極性。平流電容器 C_o 被得自疊加於半週期間感應於二次繞組部 N2A之電壓於跨二次側串聯共振電容器 C4A的電壓所得到的電位以經整流的電流充電，該平流電容器半週期間中，二次繞組 N2的交流電壓是另一種極性。因此，得到具有對應於二倍感應於二次繞組部 N2A及二次繞組部 N2B之電壓位準的二次側直流輸出電壓 E_o ，作為跨平流電容器 C_o 的電壓。換言之，得到倍壓全波整流電路。

顯示於圖 18之二次側整流電路形成倍壓半波整流電路。具體而言，二次繞組 N2之漏感成分及二次側串聯共振電容器 C4的電容形成二次側串聯共振電路。產生於二次繞組 N2之一種極性的電壓經由整流二極體 D02對二次側串聯共振電容器 C4充電，且另一種極性的電壓經由整流二極體 D01對平流電容器 C_o 充電。對二次側串聯共振電容器 C4充電的電壓及對平流電容器 C_o 充電的電壓被加在一起，所以得到對應於二倍感應於二次繞組 N2中之電壓位準的位準。

顯示於圖 19之二次側整流電路係包括整流二極體 D01至 D04的全波整流電路，具有以部分電壓共振電容器 C3及二次繞組 N2之漏感成分所形成的部分電壓共振電路。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作用為並聯共振電容器，且二次側整流電路以由並聯共振電容器 C3及二次繞組 N2之漏感成分所形成的並聯

(52)

電壓共振電路來操作。

顯示於圖 20 之二次側整流電路係一包括整流二極體 D_{o1} 及整流二極體 D_{o2} 中心抽頭倍波整流電路，具有以部分電壓共振電容器 C_3 及二次繞組部 N_{2A} 與二次繞組部 N_{2B} 之漏感成分所形成的部分電壓共振電路。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 作用為並聯共振電容器，且二次側整流電路以由並聯共振電容器 C_3 及二次繞組 N_2 之漏感成分所形成的並聯電壓共振電路來操作。

顯示於圖 21 之二次側整流電路係一包括整流二極體 D_{o1} 、整流二極體 D_{o2} 、平流電容器 C_{oA} 、及平流電容器 C_{oB} 中心抽頭倍波整流電路，具有以部分電壓共振電容器 C_3 及產生於二次繞組 N_2 之漏感成分所形成的部分電壓共振電路。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 作用為並聯共振電容器，且二次側整流電路以由並聯共振電容器 C_3 及二次繞組 N_2 之漏感成分所形成的並聯電壓共振電路來操作。

應注意到，雖然根據本實例的電源電路的設計實際例子假設商用交流電力是在 100 V 的交流輸入電壓 V_{AC} 被輸入，但本發明並不侷限於交流輸入電壓 V_{AC} 的值。例如，亦於用來供 200-V 商用交流電力之輸入的電源電路的設計情形中，可使用基於本發明的架構得到類似的功效。此外，至於電路形式，一次側電壓共振轉換器的細節及二次側整流電路的架構包括二次側串聯共振電路，例如，可想

(53)

到其它電路形式及其它架構。再者，作為交換元件，有別於 MOS-FET 的元件，例如 IGBT(絕緣閘極雙極性電晶體)及雙極性電晶體，可選作為交換元件。此外，雖然各上述實施例採用外部受激交換轉換器，但本發明實施例仍能用於交換轉換器係自激式的交換轉換器的情形。

熟於此技者應瞭解到，只要在所附之申請專利範圍及其等效物的範疇之內，便可視設計需求及其它因數而產生多種修改、組合、子組合及變化。

【圖式簡單說明】

圖 1 係顯示根據實施例之電源電路的架構例的電路圖

；

圖 2 係顯示根據實施例之轉換器變壓器的架構例的圖

；

圖 3 係顯示於根據實施例之該電源電路中主要部件基於交換周之操作的波形圖；

圖 4 係顯示於根據實施例之該電源電路中主要部件基於交流輸入電壓的周之操作的波形圖；

圖 5 係顯示經整流且平整的電壓、功率因數、功率轉換效率、以及對在電源電路中之負載變化的 TON/TOFF 比

；

圖 6 係顯示根據實施例的電源電路的架構例的電路圖

；

圖 7 係顯示根據實施例的電源電路的架構例的電路圖

(54)

;

圖 8 係顯示於根據實施例之該電源電路中主要部件基於交換周之操作的波形圖；

圖 9 係顯示於根據實施例之該電源電路中主要部件基於交流輸入電壓之周之操作的波形圖；

圖 10 係顯示經整流且平整的電壓、功率因數、功率轉換效率、以及對在電源電路中之負載變化的 TON/TOFF 比

;

圖 11 係顯示根據實施例的電源電路的架構例的電路圖

;

圖 12 係顯示根據實施例的電源電路的架構例的電路圖

;

圖 13 係顯示於根據實施例之該電源電路中主要部件基於交換周之操作的波形圖；

圖 14 係顯示於根據實施例之該電源電路中主要部件基於交流輸入電壓之周之操作的波形圖；

圖 15 係顯示經整流且平整的電壓、功率因數、功率轉換效率、以及對在電源電路中之負載變化的 TON/TOFF 比

;

圖 16 係顯示根據實施例之電源電路之架構例的電路圖

;

圖 17 顯示根據實施例之二次側電路的修改例；

圖 18 顯示根據實施例之二次側電路的修改例；

圖 19 顯示根據實施例之二次側電路的修改例；

(55)

圖 20 顯示根據實施例之二次側電路的修改例；

圖 21 顯示根據實施例之二次側電路的修改例；

圖 22 係顯示 E 類交換轉換器之操作原理的電路圖；

圖 23 係顯示基於 E 類交換轉換器之操作原理的波形圖

；

圖 24 係顯示於背景技術之主動濾波器的架構圖；

圖 25A、25B、25C 及 25D 係協助於說明顯示於背景技術之主動濾波器之操作的波形圖；

圖 26 係顯示於相關技術之交換電源電路之架構例的電路圖；

圖 27A、27B 及 27C 係協助說明顯示於相關技術之主動濾波器之操作的波形圖；

圖 28 係波形圖，顯示包括於顯示於相關技術中之主動濾波器之電源電路中基於商用交流電源之周的交流輸入電壓、交流輸入電流、以及經平整電壓；

圖 29 係顯示包括於顯示於相關技術中之主動濾波器之電源電路中針對負載變化之功率轉換效率、功率因數及經整流及平流電壓的特性圖；以及

圖 30 係顯示包括於顯示於相關技術中之主動濾波器之電源電路中針對交流輸入電壓變化之功率轉換效率、功率因數及經整流及平流電壓的特性圖。

【主要元件符號說明】

1：控制電路

(56)

2 : 振盪及驅動電路

101 : 控制電路

102 : 振盪及驅動電路

110 : 負載

111 : 乘法器

120 : 功率因數及輸出電壓控制 IC

五、中文發明摘要

發明之名稱：交換式電源電路

本發明提供一種交換式電源電路，其包括整流及平流部，用以將來自交流電源之交流輸入電壓轉換成一次側直流電壓；轉換器部，用以將來自該整流及平流部之該一次側直流電壓轉換成二次側直流電壓；以及用以改良功率因數之功率因數改良部。

六、英文發明摘要

發明之名稱：SWITCHING POWER SUPPLY CIRCUIT

There is provided a switching power supply circuit including a rectifying and smoothing section for converting an alternating input voltage from an alternating-current power supply into a primary side direct-current voltage; a converter section for converting the primary side direct-current voltage from the rectifying and smoothing section into an alternating voltage and further converting the alternating voltage into a secondary side direct-current voltage; and a power factor improving section for improving a power factor.

(1)

十、申請專利範圍

1. 一種交換式電源電路，包含：

整流及平流部，用以將來自交流電源的交流輸入電壓轉換成一次側直流電壓；

轉換器部，用以將來自該整流及平流部之一次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二次側直流電壓；以及

功率因數改良部，用以改良功率因數，

其中該整流及平流部包括用以整流該交流輸入電壓之一次側整流元件及用以平流來自該一次側整流元件的經整流的輸出，並供應該一次側直流電壓的平流電容器，

該轉換部包括：

抗流線圈，具有一端連接到該平流電容器，

轉換器變壓器，具有在一次側的一次繞組，該一次繞組連接到該抗流線圈的另一端，且具有在二次側的二次繞組，該二次繞組磁性地、鬆弛地與該一次繞組相耦合，

交換元件，用以交換經由該轉換器變壓器的該一次繞組供應的該一次側直流電壓，

振盪及驅動電路，用以導通關斷驅動該交換元件，

控制電路，用以供應控制信號到該振盪及驅動電路，以使由連接到該轉換器變壓器之該二次繞組之二次側整流電路所輸出之該二次側直流電壓的值成爲預定值；

(2)

一次側串聯共振電容器，具有預定的電容，該一次側串聯共振電容器具有一端連接至在該抗流線圈與該一次繞組之間的連接點，藉此，該一次側串聯共振電容器與該抗流線圈和該一次繞組的其中之一串聯連接，該預定的電容被設定而使得由該抗流線圈之電感及該預定電容所支配的一次側第一串聯共振頻率大體上二倍於由在該一次繞組處所產生之漏感及該預定電容所支配的一次側第二串聯共振頻率，以及

一次側並聯共振電容器，具有預定電容，該一次側並聯共振電容器與該交換元件並聯連接，該預定電容被設定而使得由抗流線圈之電感、產生於該一次繞組處之漏感、以及該預定電容所支配的一次側並聯共振頻率大體上二倍於該一次側第一串聯共振頻率，以及

該功率因數改良部，經由該一次側整流元件將對應於產生於該一次側串聯共振電容器之電壓的電流加到及傳送到該平流電容器。

2.如申請專利範圍第1項之交換式電源電路，

其中該功率因數改良部具有連接於該一次側整流元件與該平流電容器之間的電感器，且該一次側串聯共振電容器之另一端係連接到該電感器與該一次側整流元件間之連接點。

3.如申請專利範圍第2項之交換式電源電路，

其中該抗流線圈係用作為該電感器。

4.如申請專利範圍第2項之交換式電源電路，

(3)

其中該抗流線圈係形成為產生於抗流線圈變壓器之一次繞組處的漏感，該抗流線圈變壓器係形成有彼此磁性地、鬆弛地耦合的一次繞組及二次繞組，以及

對應於產生於該一次側串聯共振電容器之電壓的電流流經該抗流線圈變壓器的二次繞組。

5.如申請專利範圍第 1 或 2 項之交換式電源電路，

其中該一次側整流元件係由具有交換速度的快整流元件所形成，該交換速度用以回應流經該一次側第一串聯共振電路及該一次側第二串聯共振電路的電流的頻率。

6.如申請專利範圍第 1 項之交換式電源電路，

其中一次側整流元件係由具有交換速度之慢整流元件所形成，該交換速度用以回應來自該交流電源之輸入交流電力之頻率，以及

快整流元件與該慢整流元件串聯連接，該快整流元件具有交換速度，用以回應流該一次側第一串聯共振電路及該一次側第二串聯共振電路的電流的頻率。

7.如申請專利範圍第 1 項之交換式電源電路，

其中連接到該轉換器變壓器之該二次繞組的該二次側整流電路具有具預定電容的二次側共振電容器，以及其共振頻率係由產生於該二次繞組處之漏感及該預定電容所支配的二次側共振電路。

8.如申請專利範圍第 7 項之交換式電源電路，

其中該二次側共振電容器係一與該轉換器變壓器之該二次繞組串聯連接之串聯共振電容器，且與產生於該二次

(4)

繞組處之該漏感共同形成二次側串聯共振電路。

9.如申請專利範圍第7項之交換式電源電路，

其中該二次側共振電容器係一與該轉換器變壓器之二次繞組並聯連接之部分電壓共振電容器，且與產生於該二次繞組處之該漏感共同形成二次側部分電壓共振電路。

圖 1

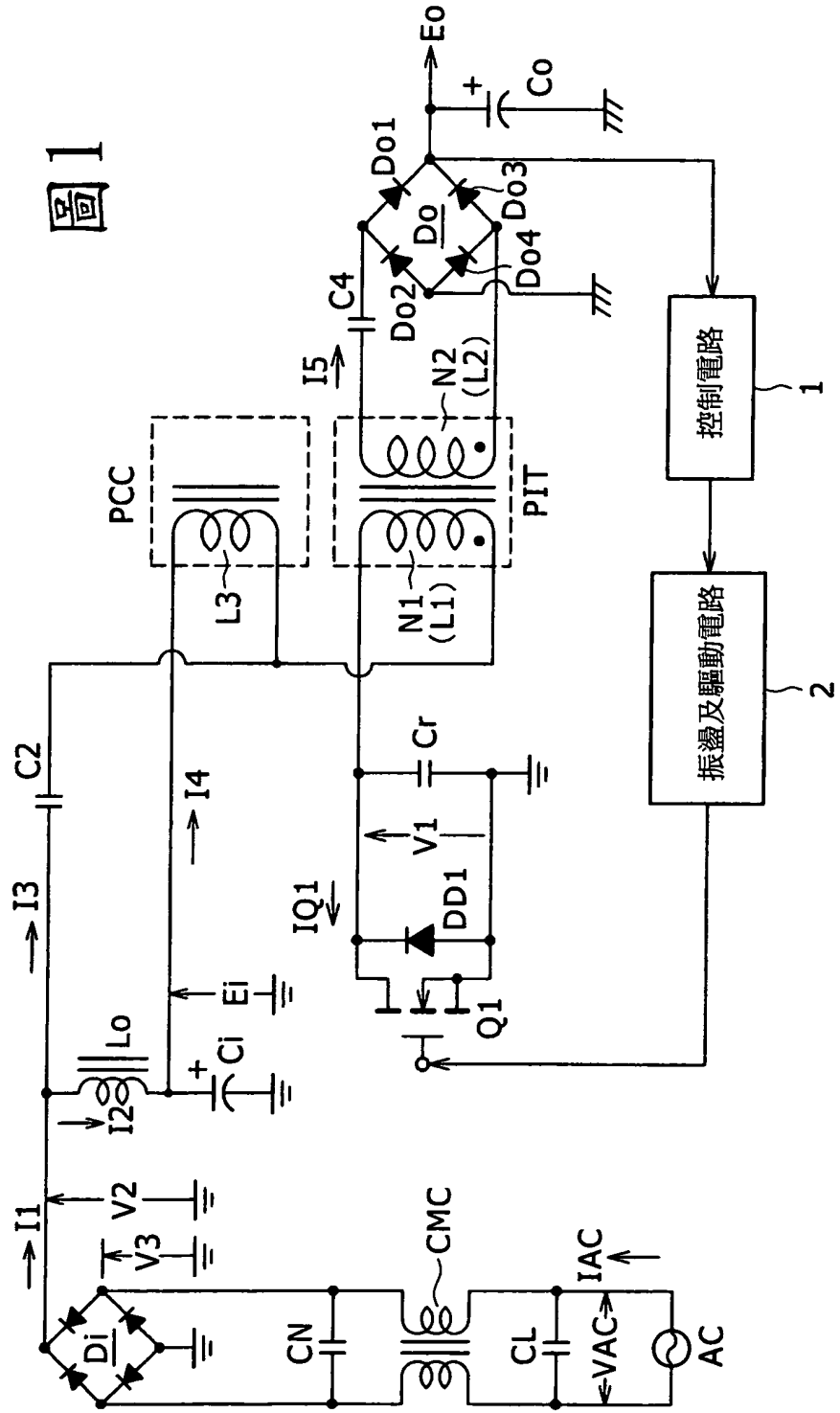


圖2

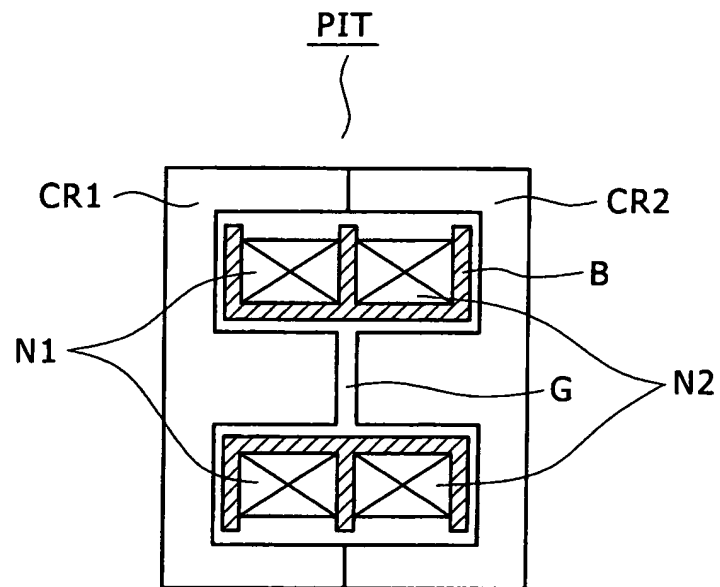


圖3

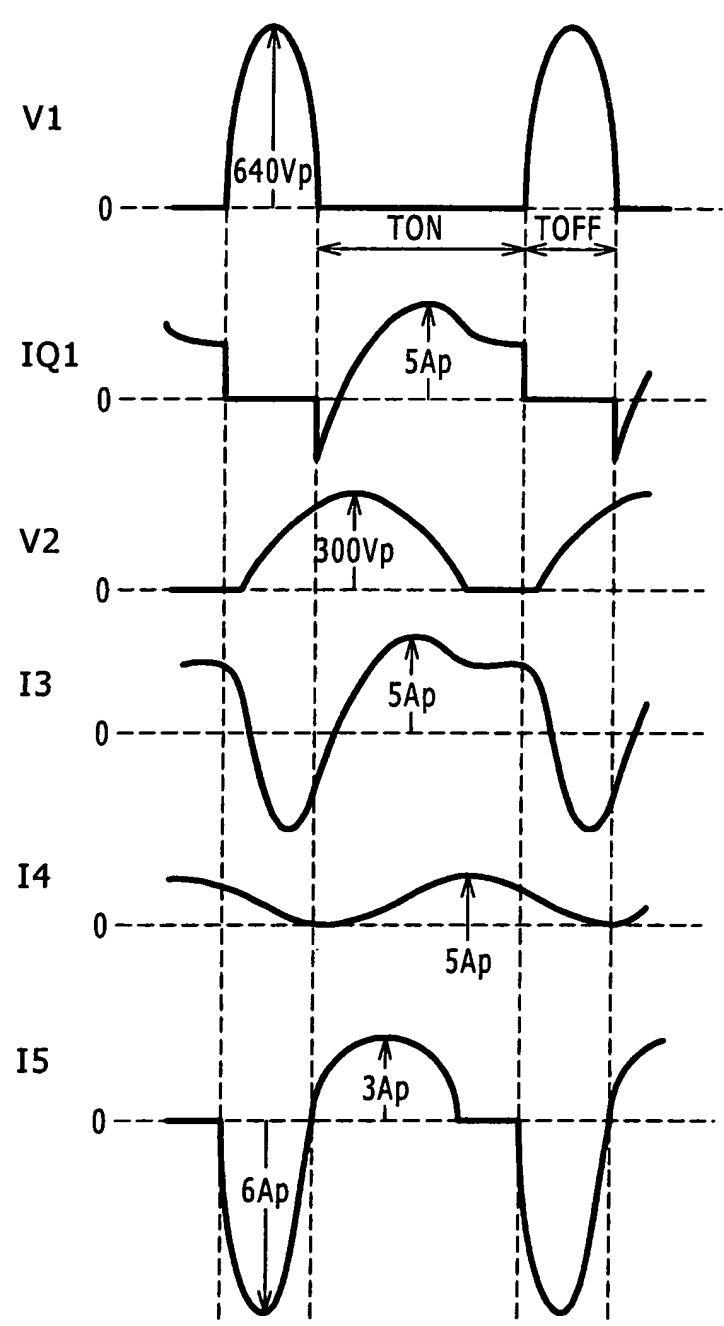


圖4

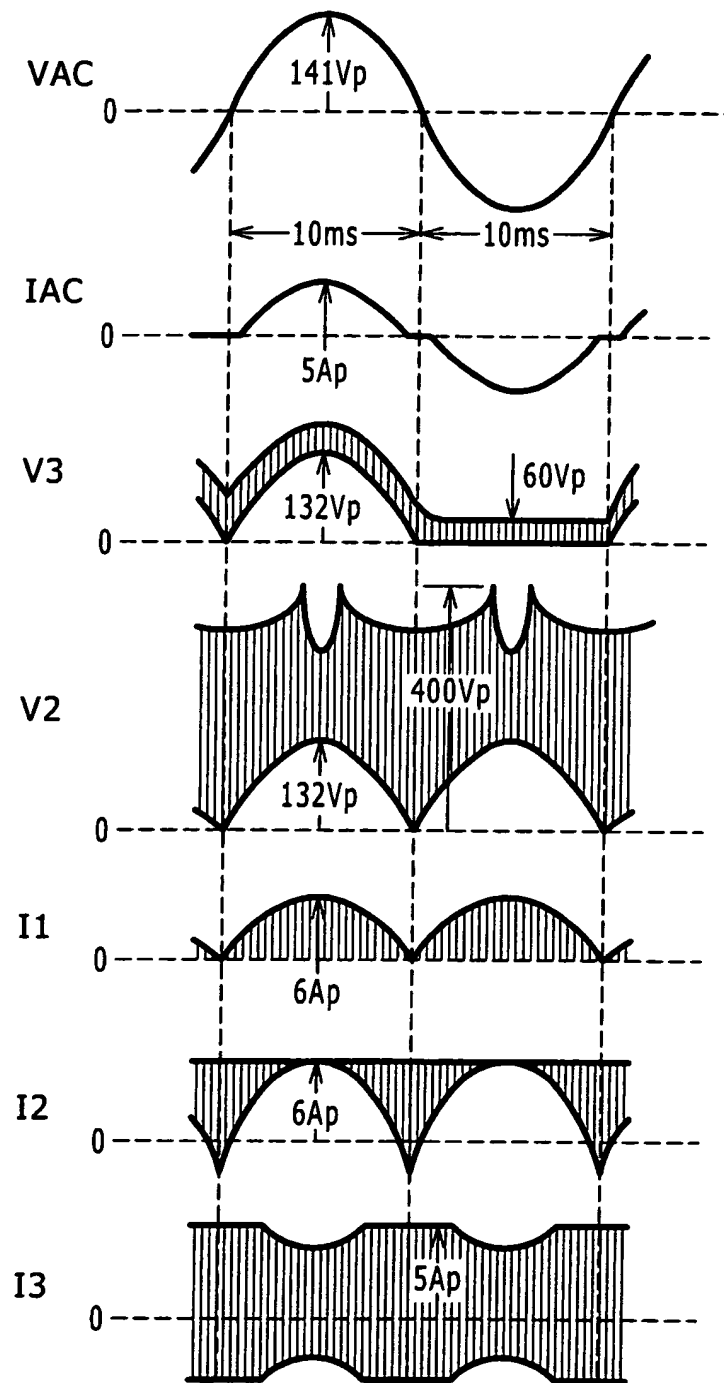


圖5

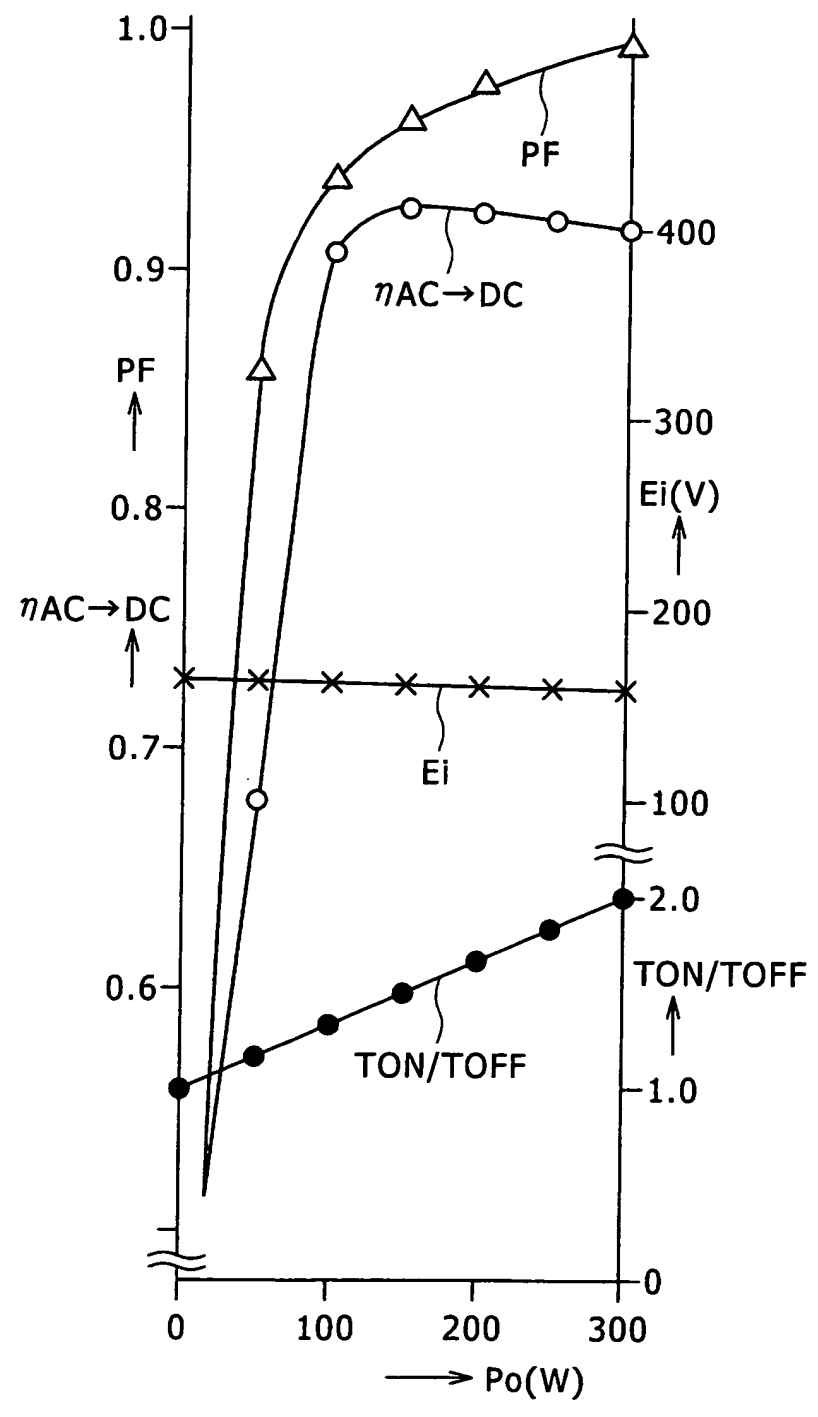


圖6

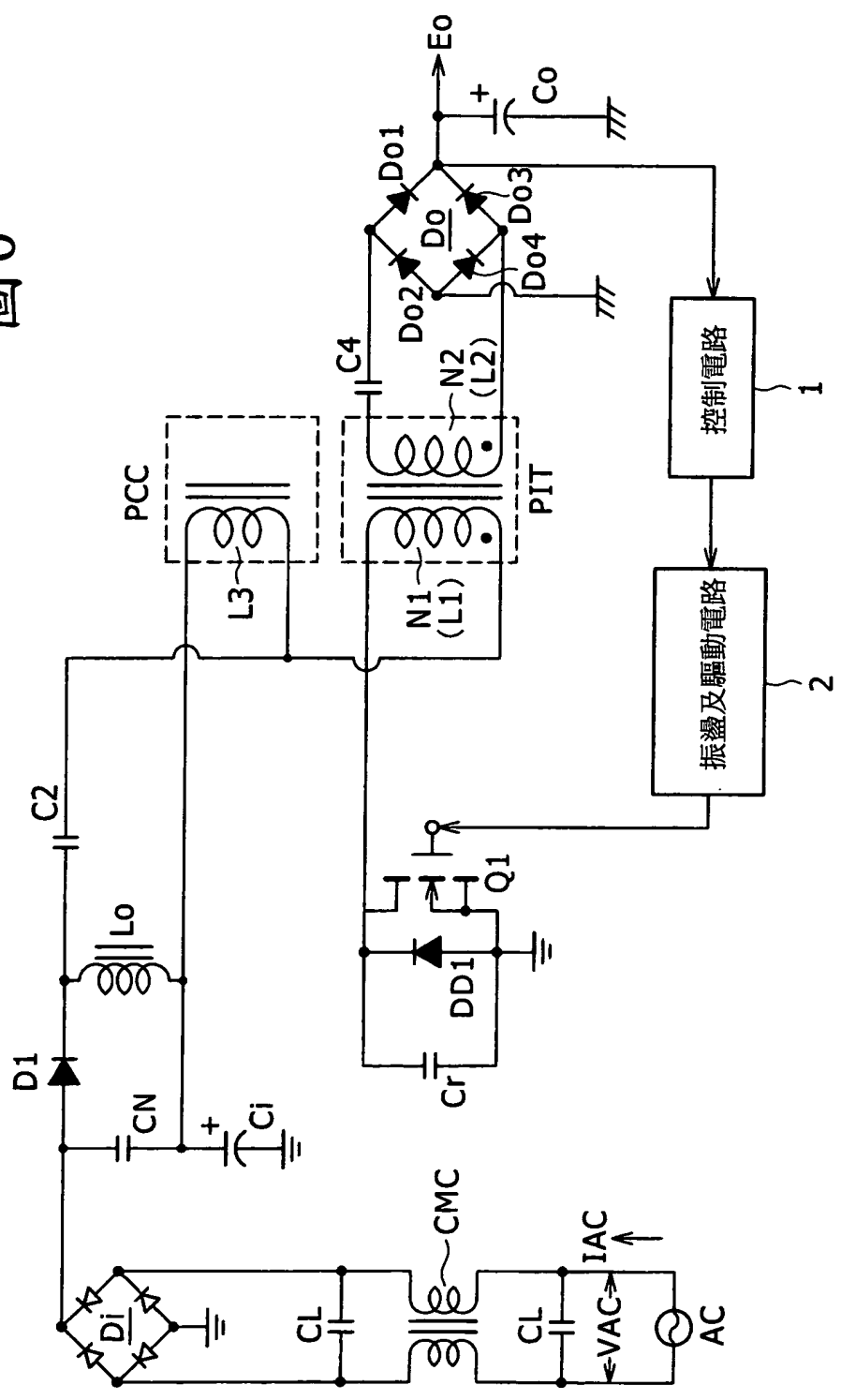


圖7

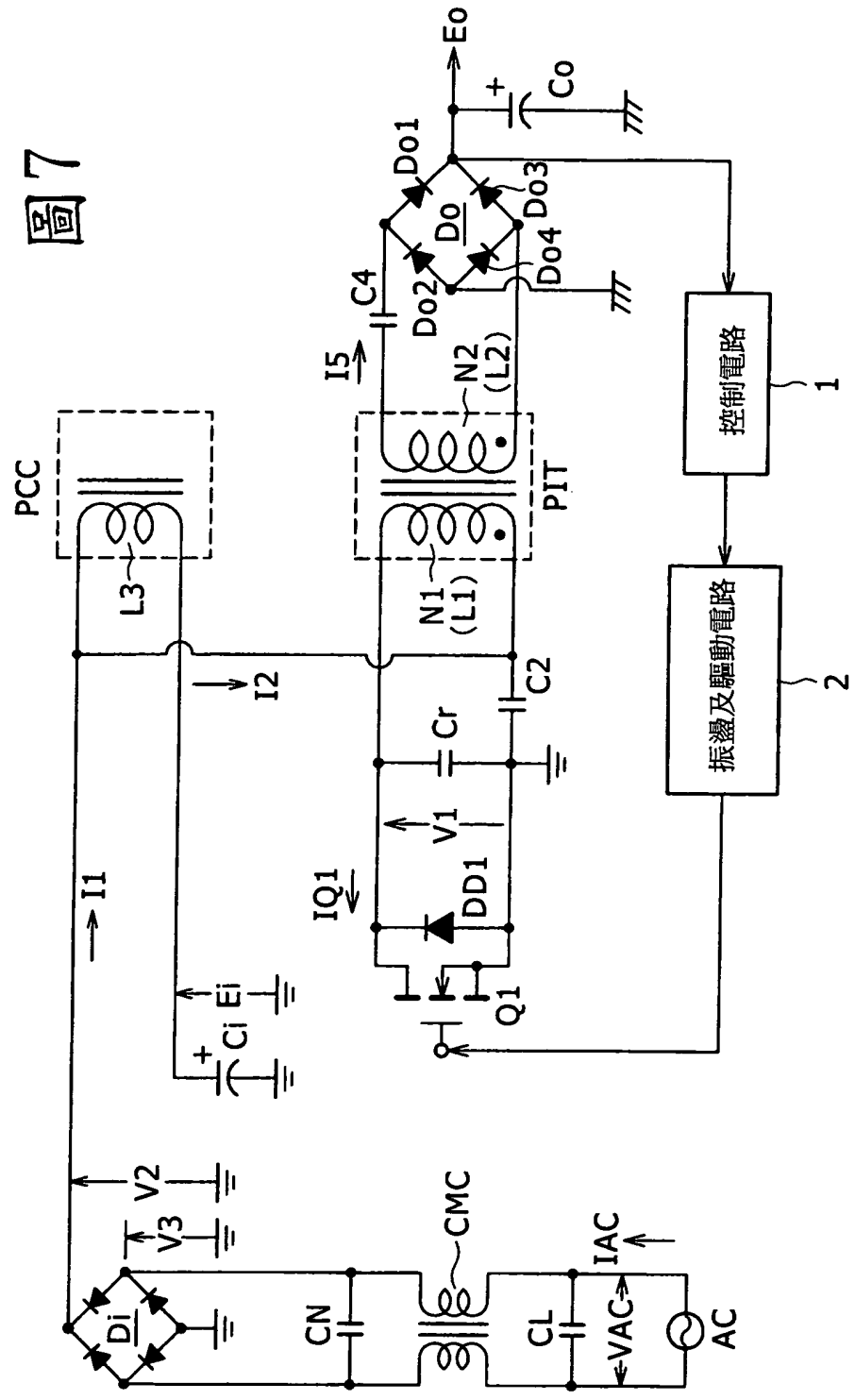


圖 8

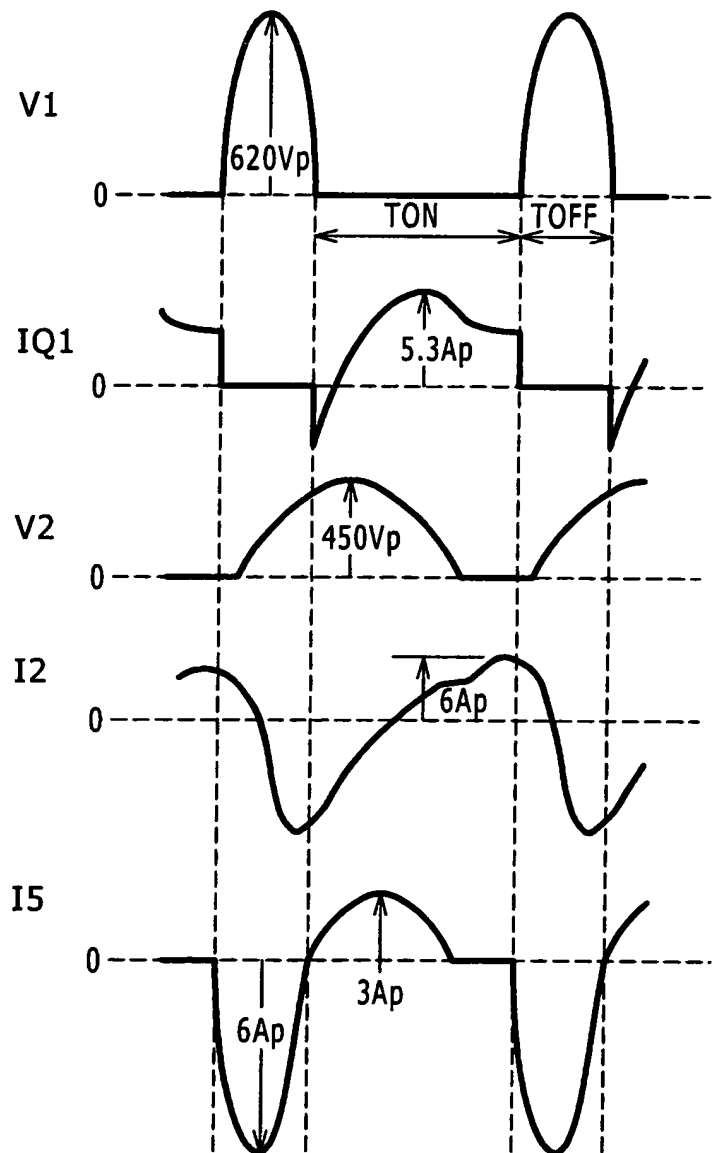


圖 9

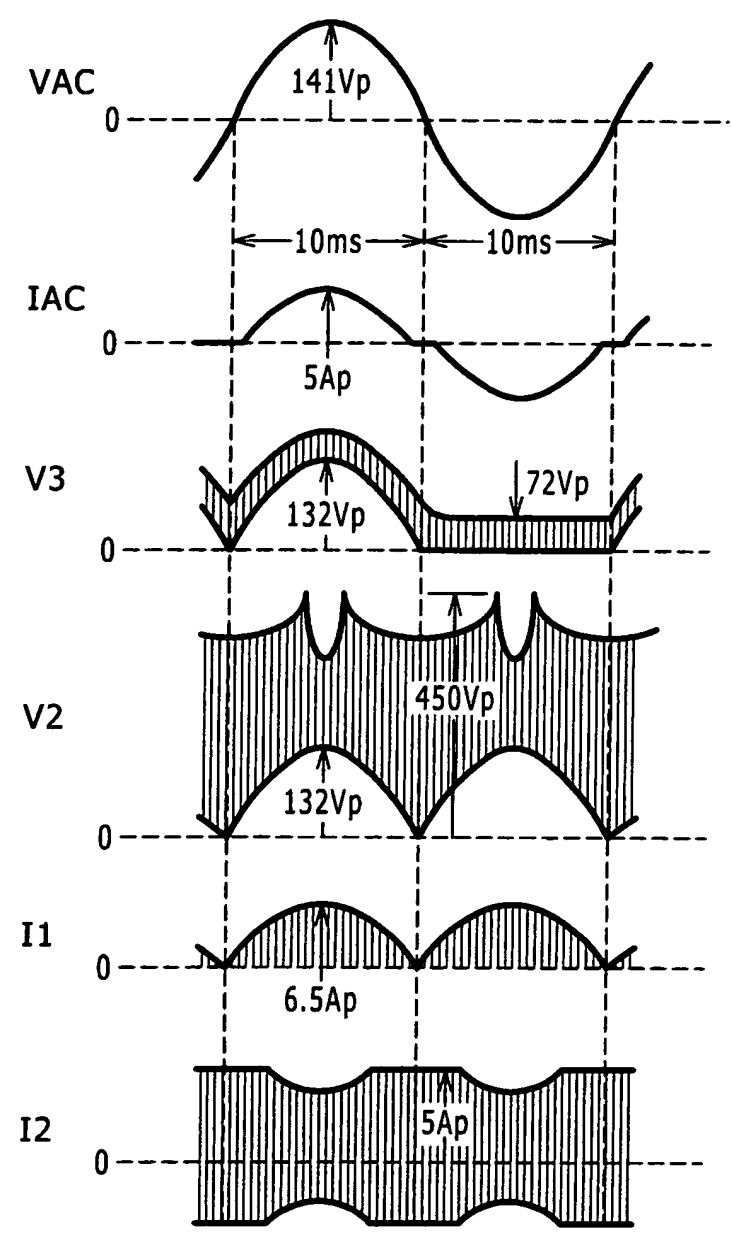
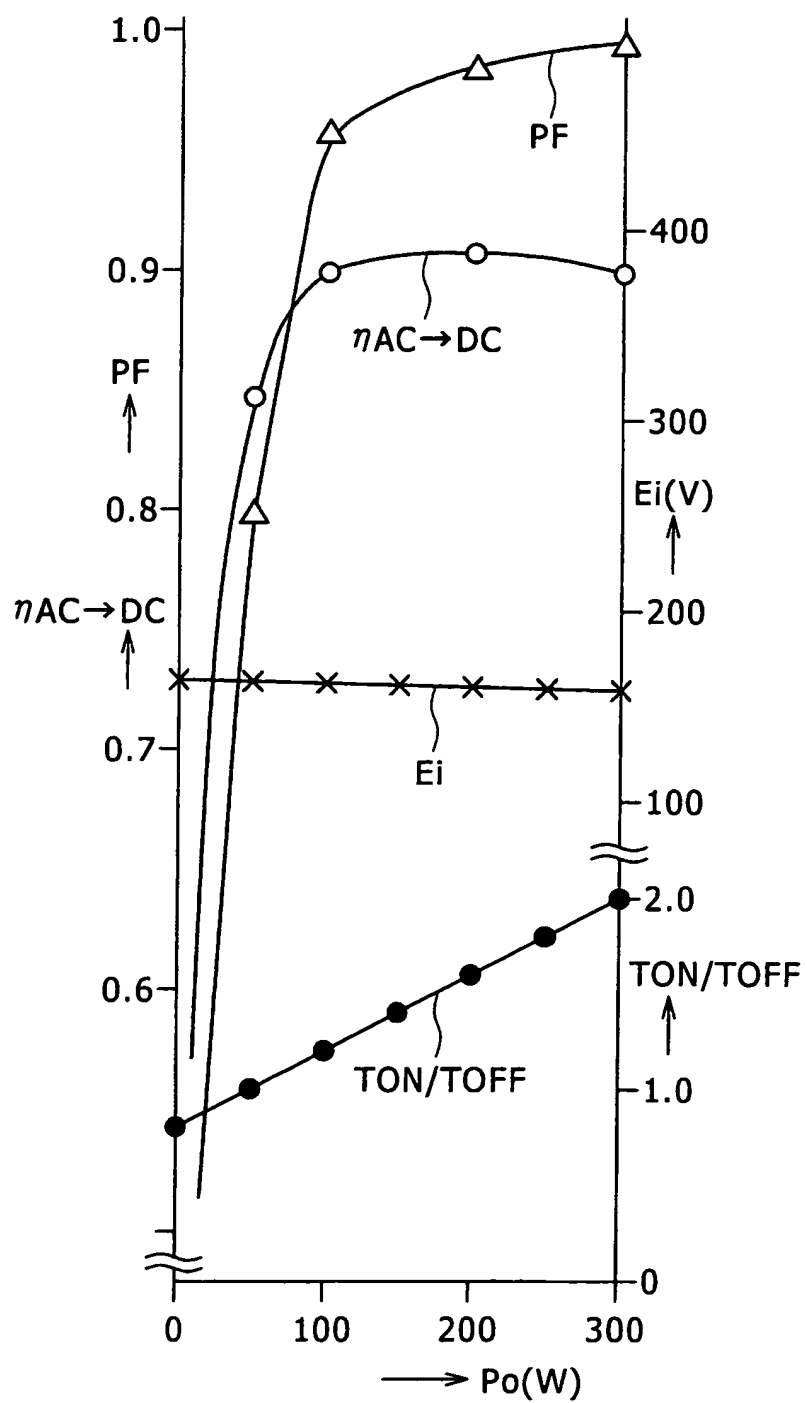


圖 10



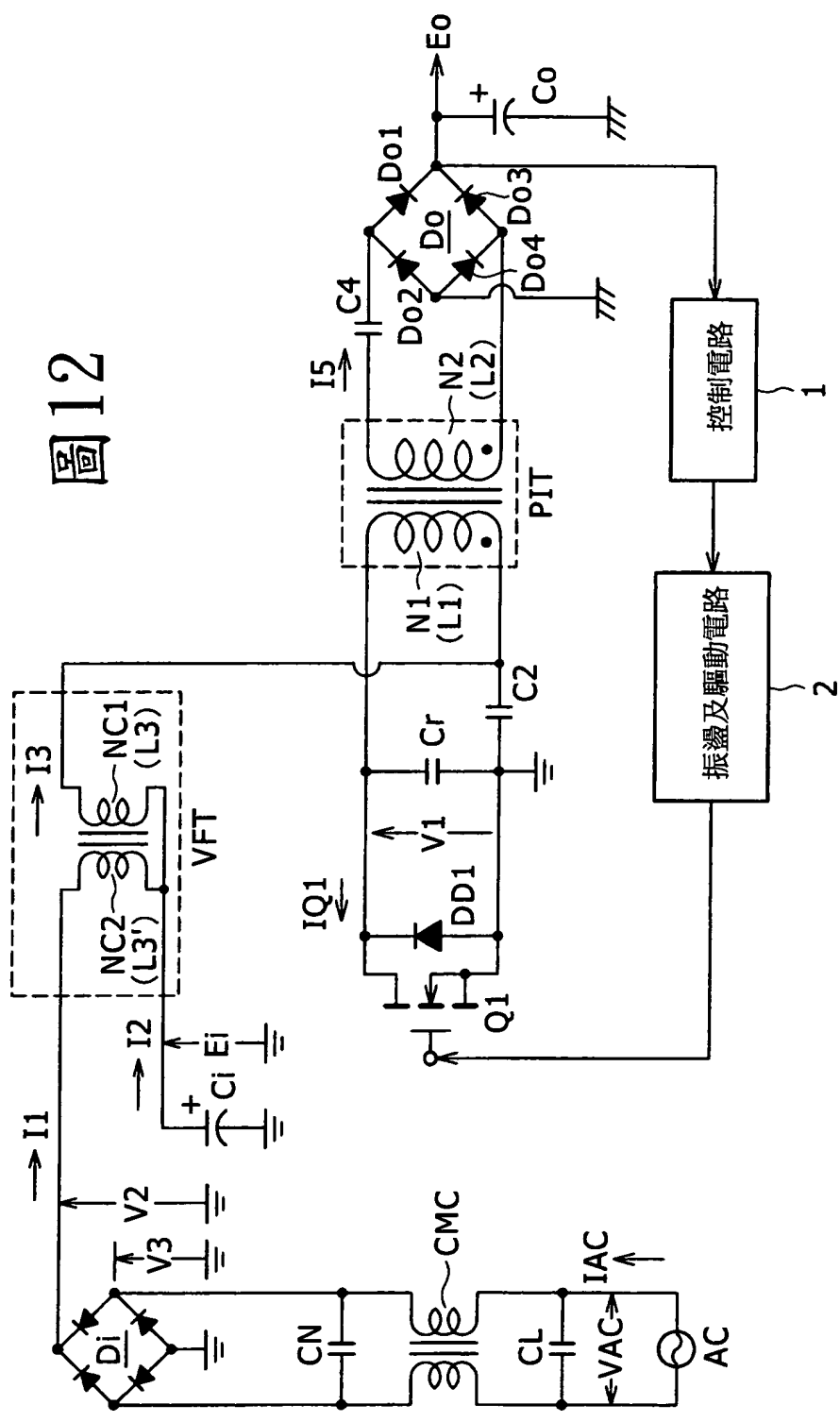


圖12

圖 13

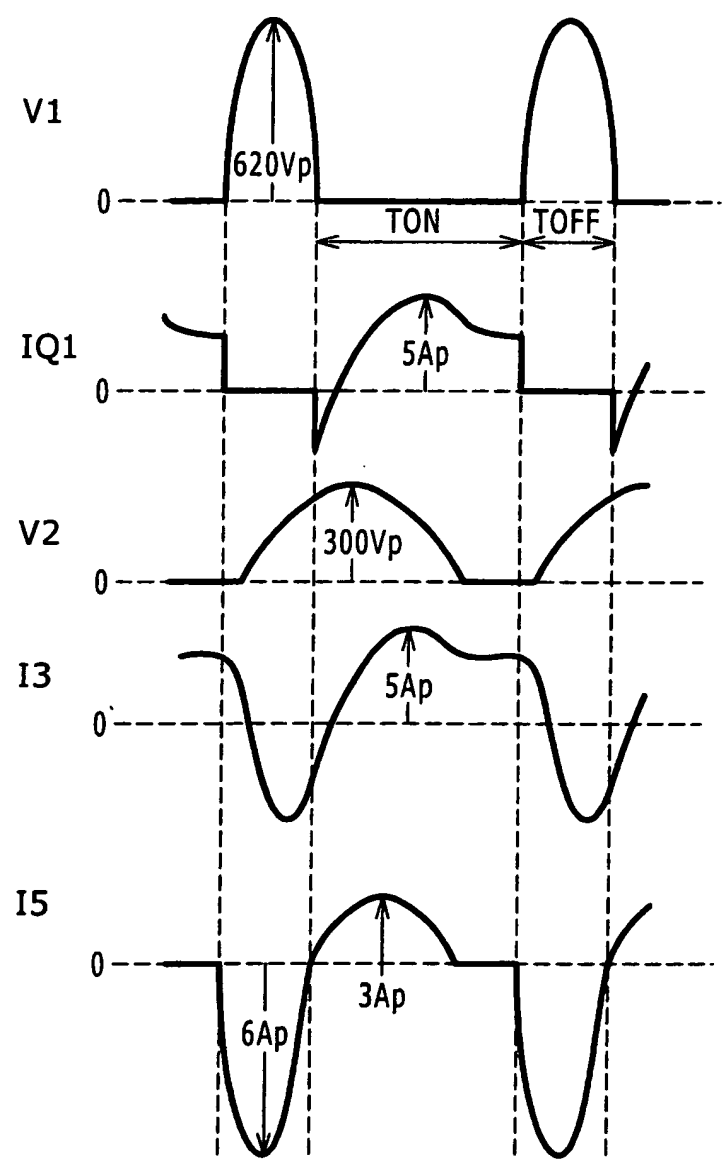


圖14

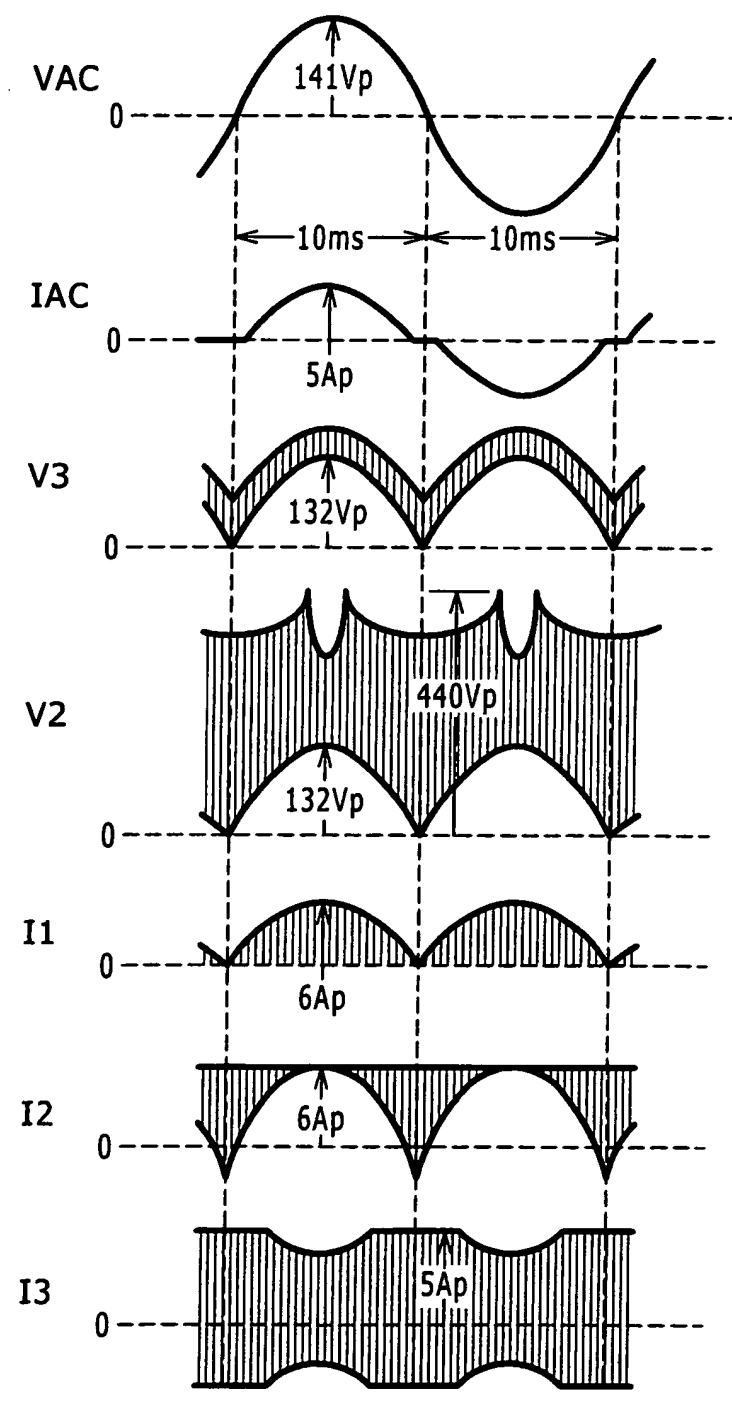
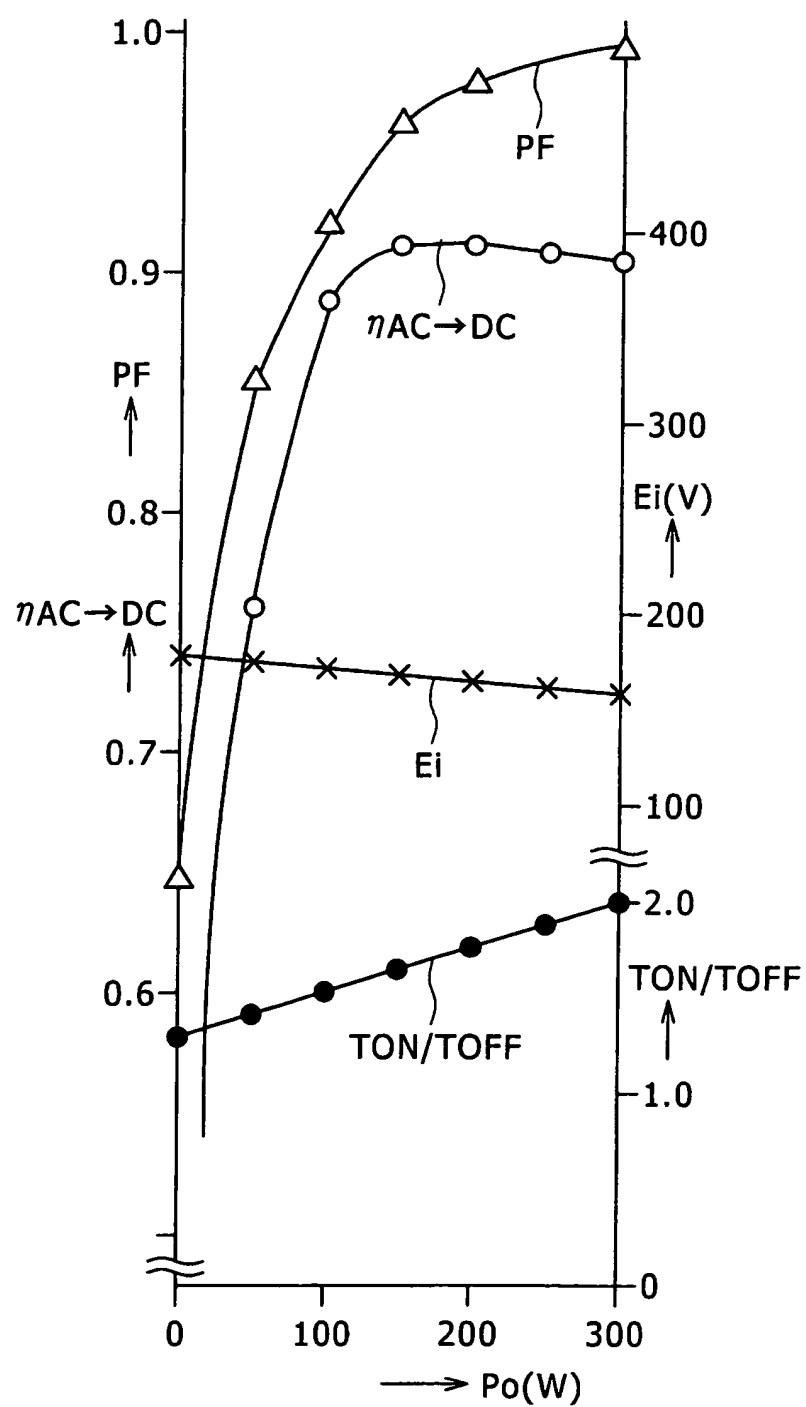


圖 15



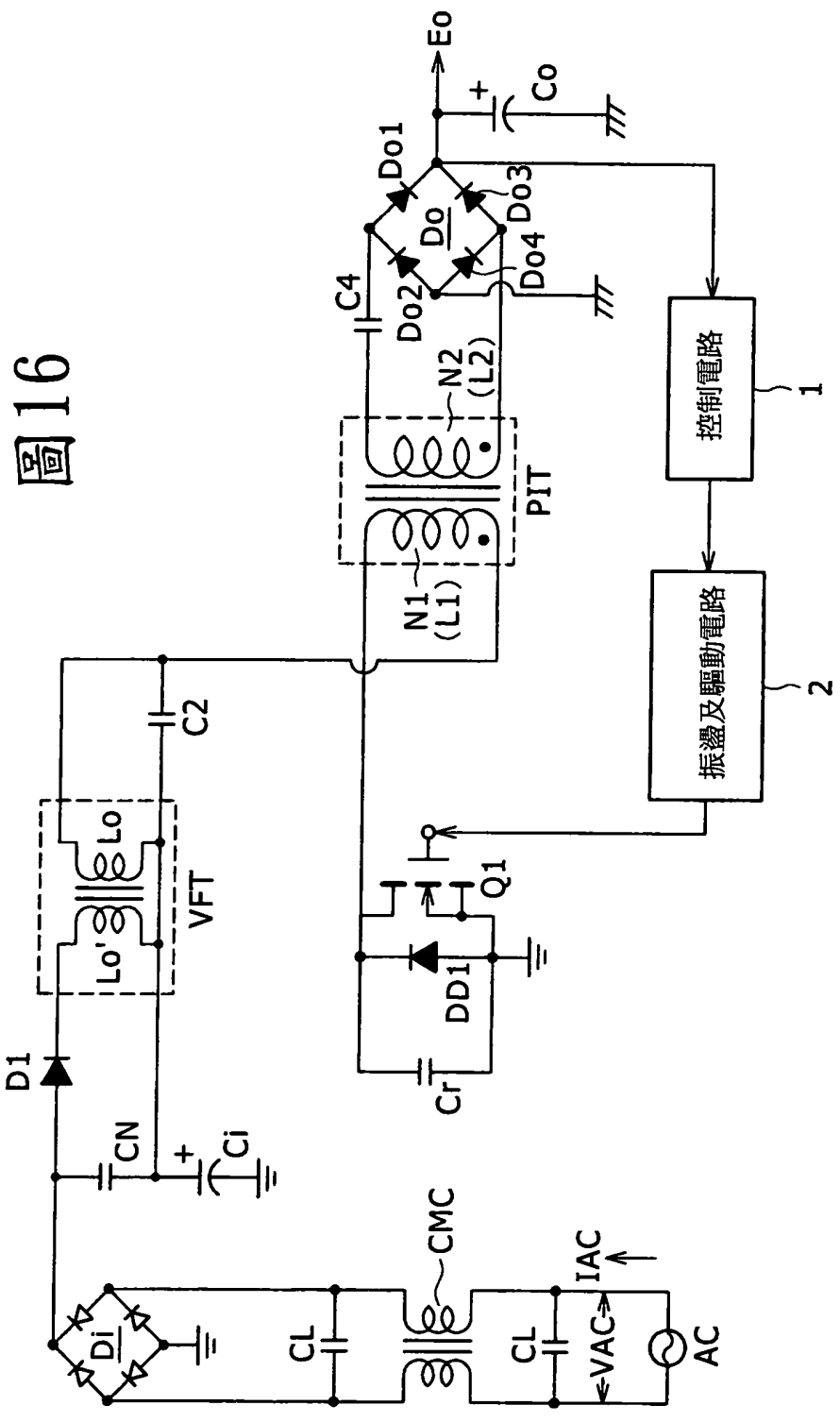


圖 16

圖 17

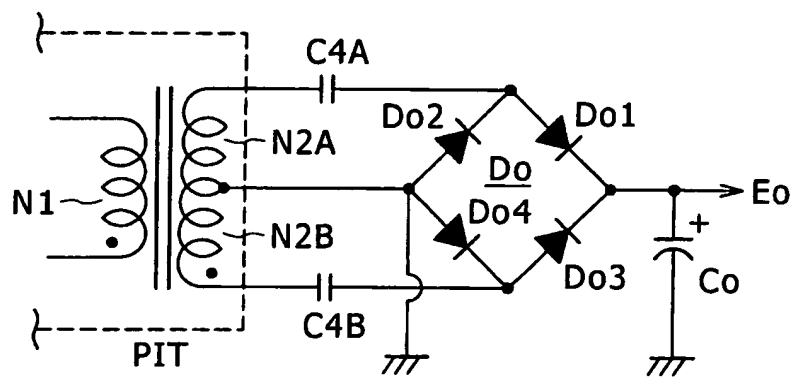


圖 18

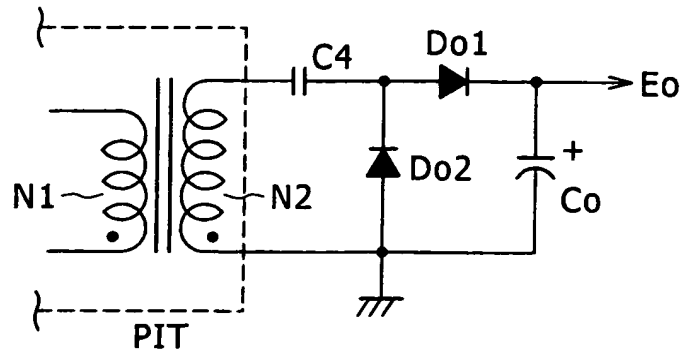


圖 19

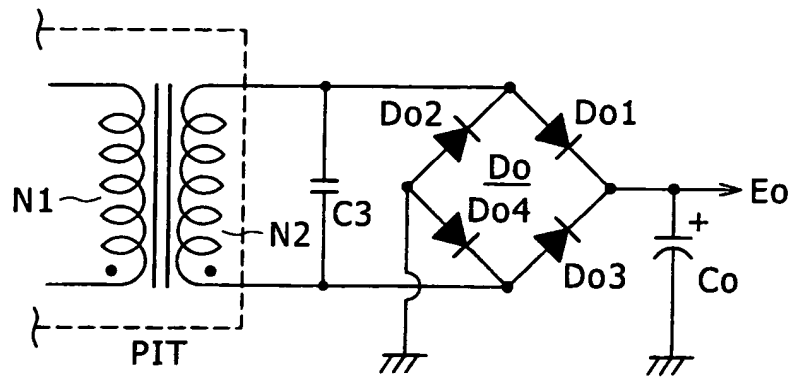


圖 20

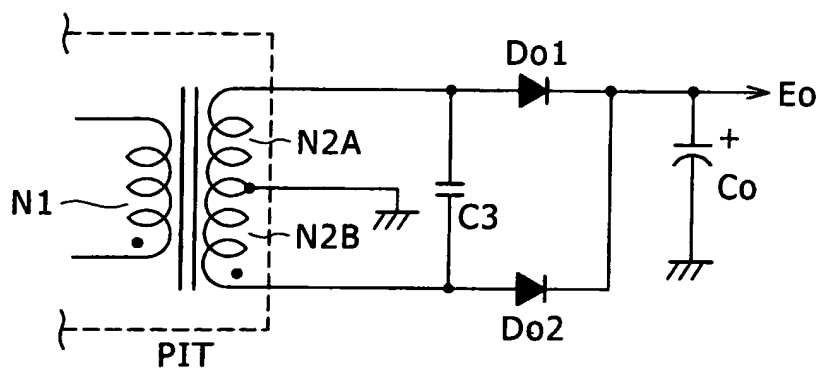


圖 21

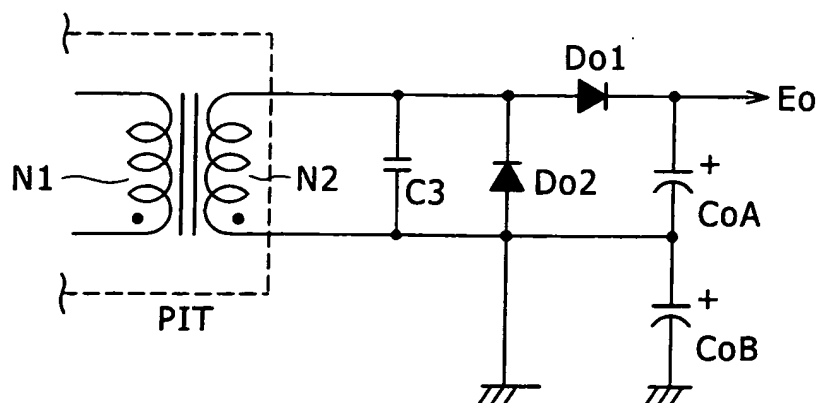


圖 22

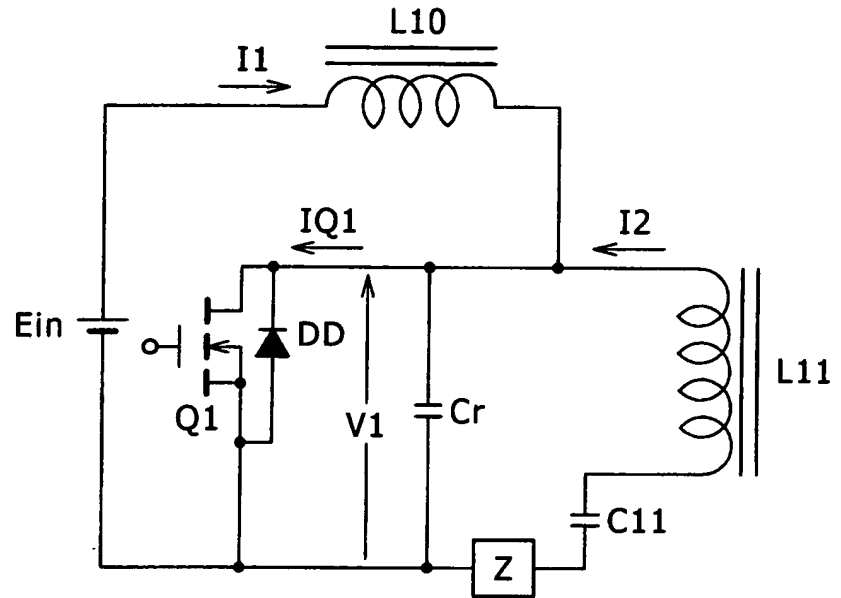


圖 23

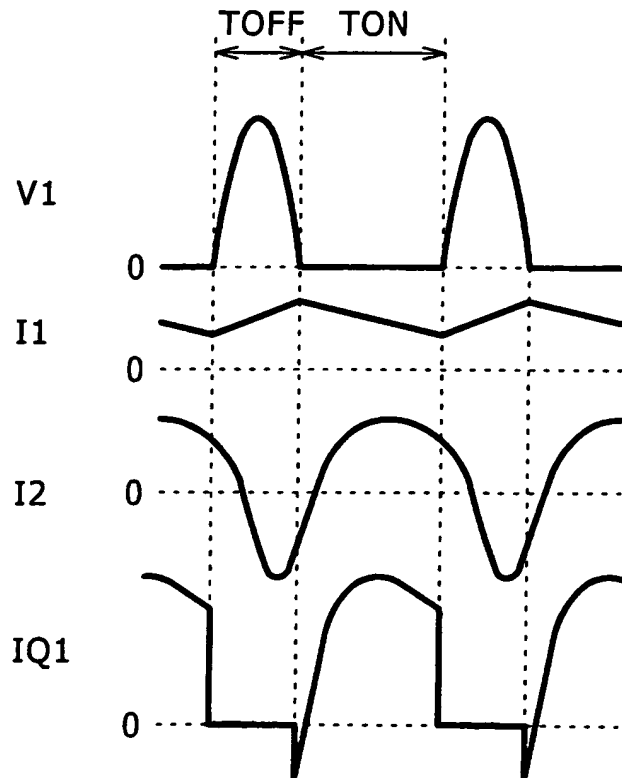


圖24

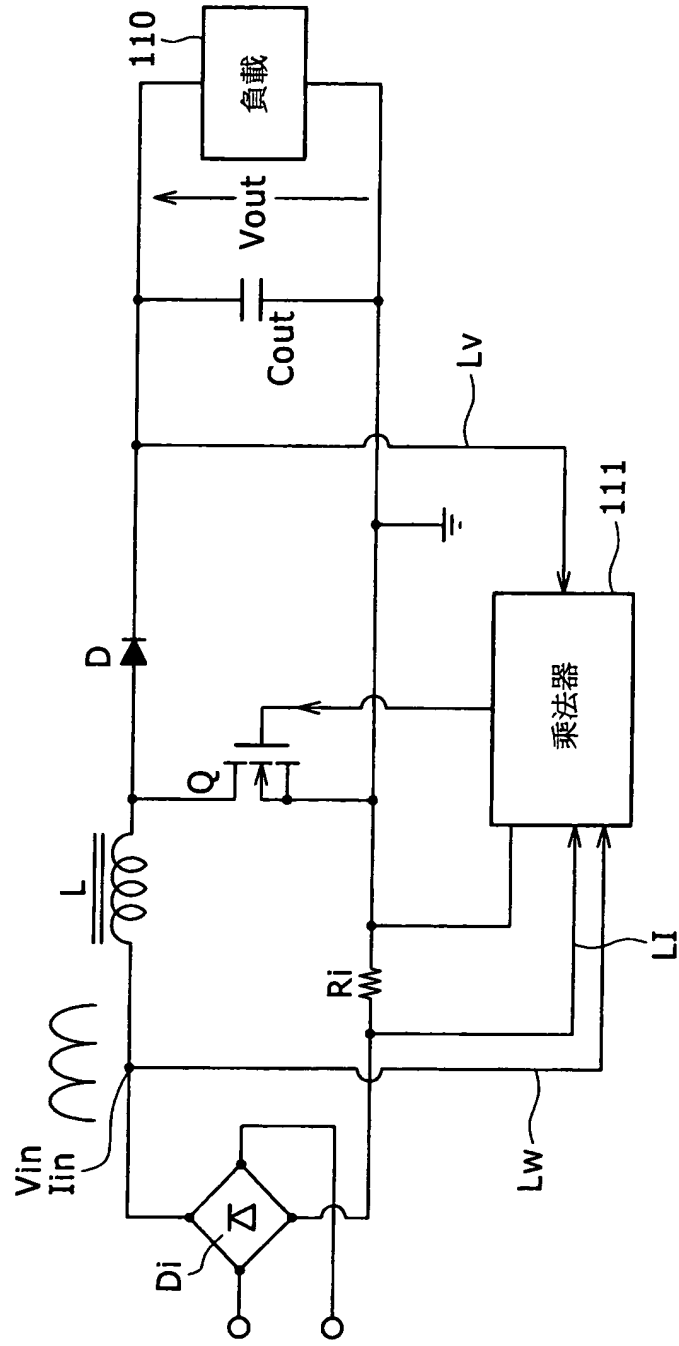


圖 25A

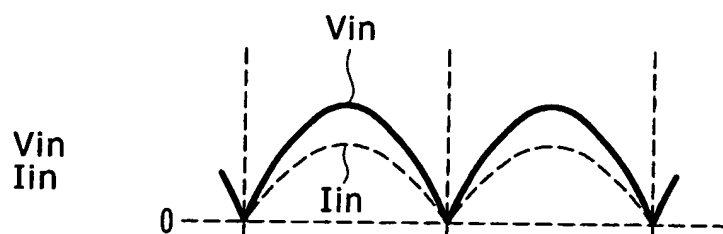


圖 25B

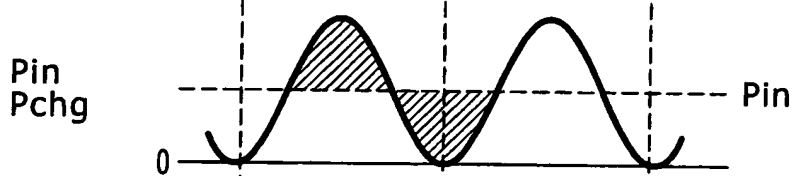


圖 25C

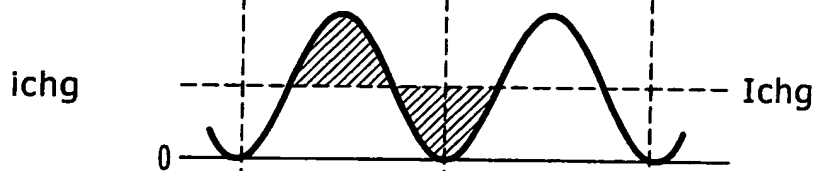


圖 25D

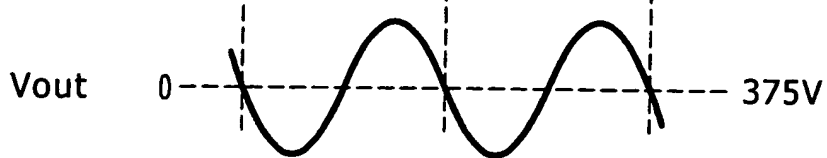


圖26

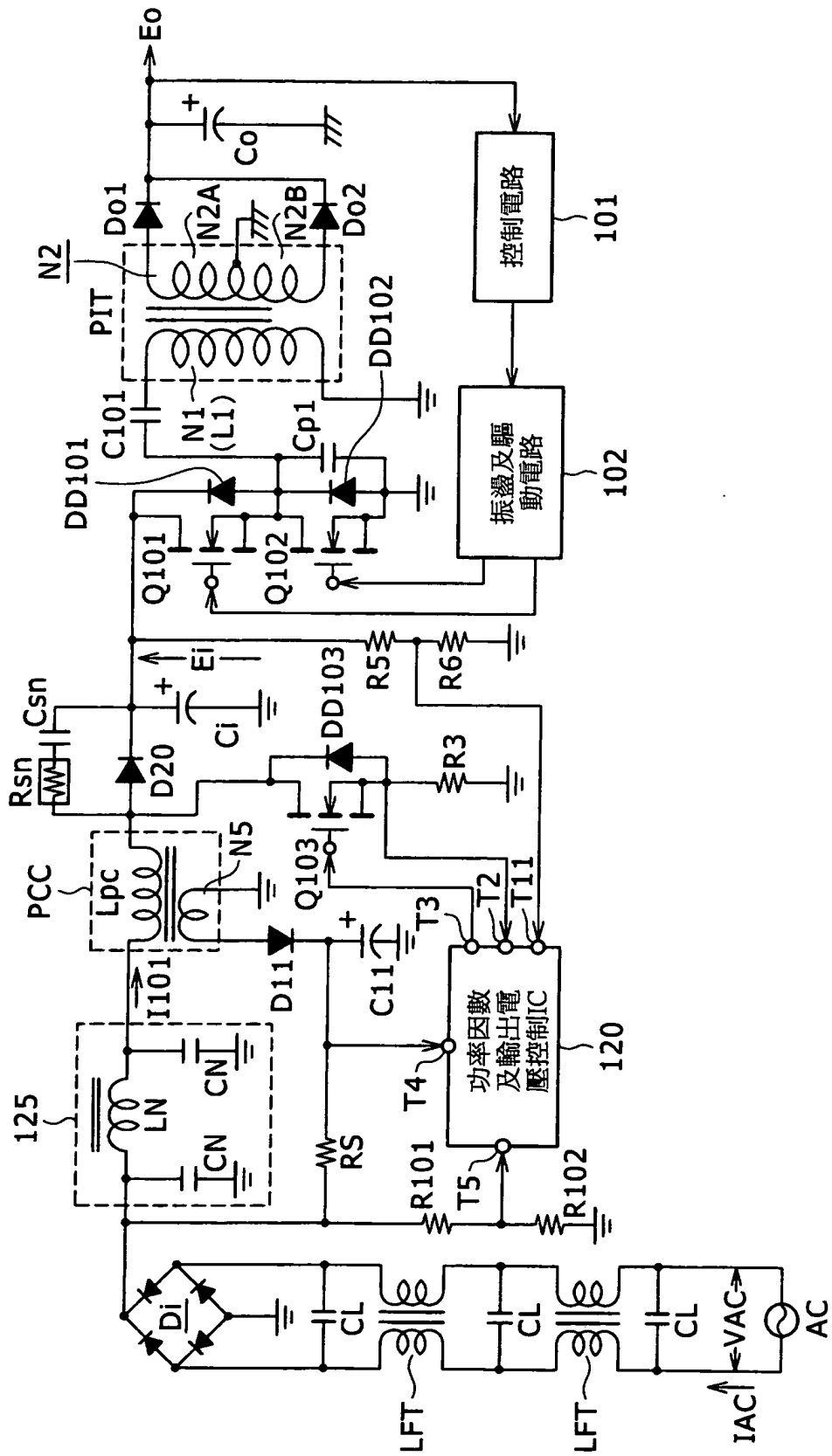


圖 27A

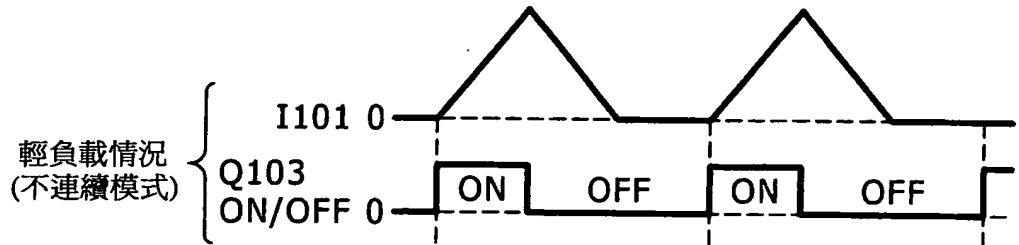


圖 27B

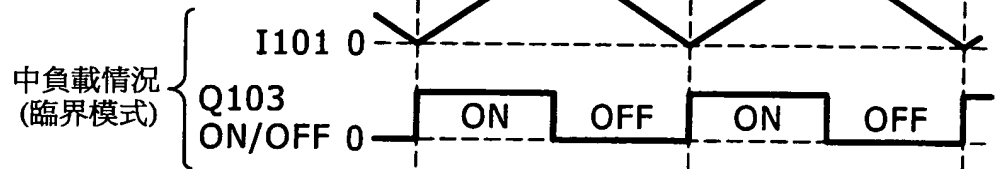


圖 27C

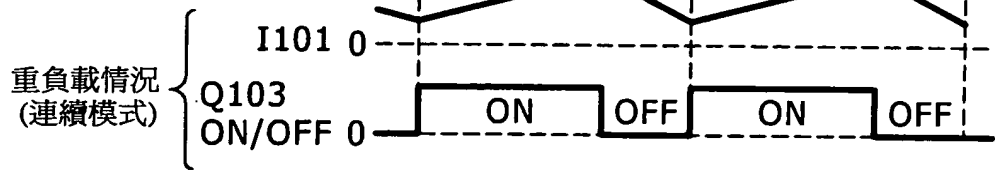


圖 28

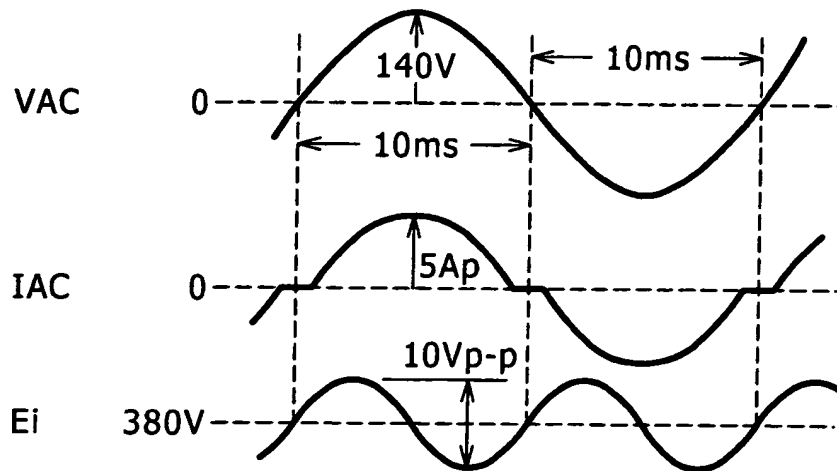


圖 29

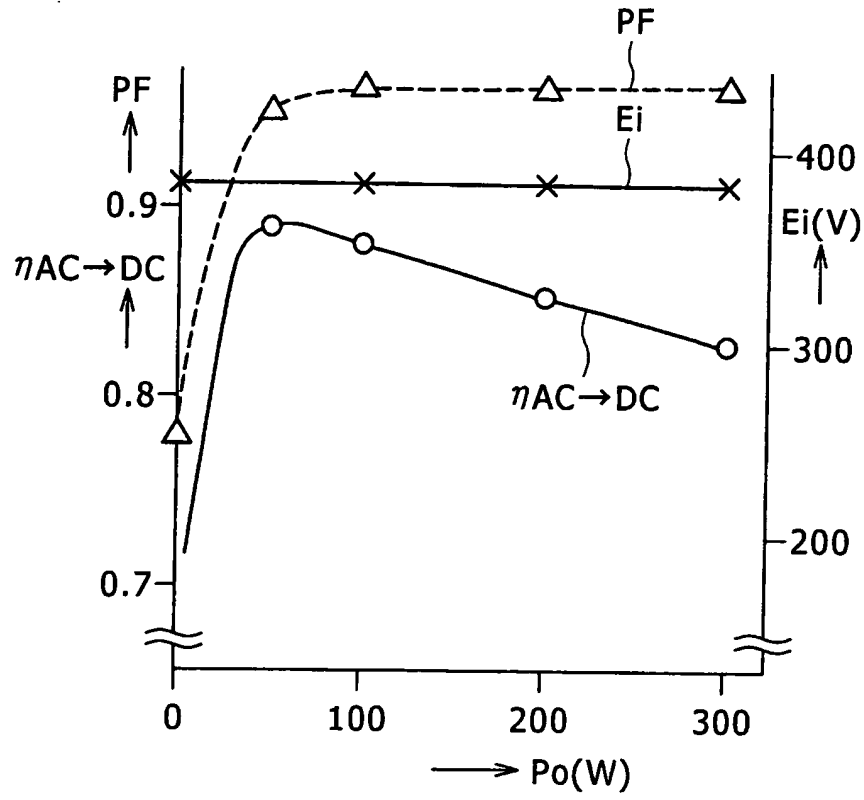
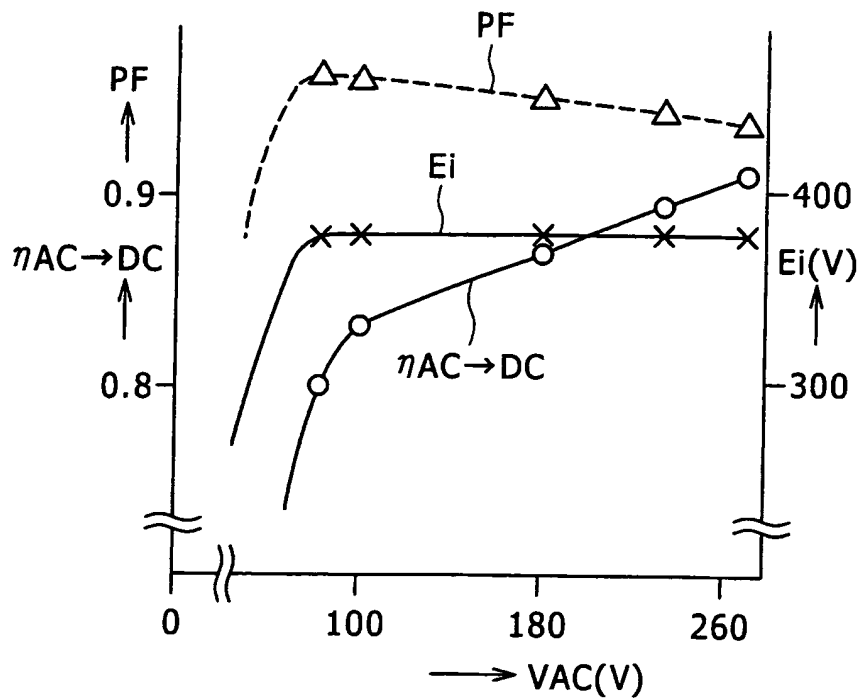


圖 30



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：振盪及驅動電路

2：控制電路

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：