

公告本

申請日期	89 年 5 月 5 日
案 號	89108643
類 別	H02M 3/38, 7/517

A4
C4

483224

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

一、發明 名稱	中 文	交換電源供應電路
	英 文	Switching power supply circuit
二、發明 創作人	姓 名	(1) 安村昌之
	國 籍	(1) 日本 (1) 日本國東京都品川區北品川六一七-三五 蘇妮股份有限公司
	住、居所	
三、申請人	姓 名 (名稱)	(1) 蘇妮股份有限公司 ソニー株式会社
	國 籍	(1) 日本 (1) 日本國東京都品川區北品川六丁目七番三五號
	住、居所 (事務所)	
	代 表 人 姓 名	(1) 出井伸之

裝

訂

線

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大 類：
I P C 分類：

A6
B6

本案已向：

國 (地區) 申請專利，申請日期： 案號： ， ☐ 有 ☐ 無主張優先權

日本 1999 年 5 月 11 日 11-129725 ☒ 有主張優先權

有關微生物已寄存於： ，寄存日期： ，寄存號碼：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

五、發明說明 (1)

發明背景

本發明係關於一種交換電源供應電路，此電路可以被使用在一個用於電子裝置的電源供應器。

交換電源供應電路，此電路包括一種具有電壓諧振形式的交換變換器，是一種軟交換電源供應電路。在這樣的電路中，藉由交換變換器所產生且被供應到一絕緣變換變壓器之交換輸出脈衝電壓及交換輸出電流可以具有平滑的波形。結果，交換變換器可以產生相當地的噪音。而且，這樣的交換變換器可以被由相當少量的零件形成。

圖 1 1 說明一電壓諧振形式的交換電源供應電路。這樣的交換電源供應電路以一商業用交流 1 0 0 V 之交流電源供應器就可以操作，此交流電源供應器可以被獲得在日本或美國，且可以在至少 1 5 0 W 的最大負載功率使用。

圖 1 1 中所示的交換電源供應電路包括一整流器電路，用於整流及平滑商業用的交流電源供應器。整流器電路被形成作為一電壓乘法整流電路，此電路是由一對整流二極體 D_{i1} 及 D_{i2} 及一對平滑電容器 C_{i1} 及 C_{i2} 所組成的。電壓乘法整流電路可以產生一直流輸出電壓相等於大約兩倍的直流輸入電壓 E_i ，此電壓是相等於交流輸入電壓 V_{AC} 的一峰值。例如，假如交流輸入電壓 V_{AC} 是 1 4 4 V 的話，則直流輸入電壓 $2 E_i$ 大約是 4 0 0 V。

電壓乘法整流電路被採用作為整流器平滑電路，以便能從 1 0 0 V 的交流輸入電壓及至少 1 5 0 W 的最大負載

五、發明說明 (2)

功率起動一相當大的負載。換句話說，直流輸入電壓是被設定成兩倍正常電壓，以抑制在下一階段中到一交換變換器的流入電流量，以便提昇交換電源供應電路之零件可靠性。

一侵入電流限制電阻 R_i 是被插入在圖 1 1 所示的電壓乘法整流器電路的整流器電流路徑中。結果，可以抑制侵入電流，此電流在電源起初供應期間可能會流入平滑電容器。

圖 1 1 的交換電源供應電路可以包括一電壓諧振形式的交換變換器，此變換器具有一自激的結構且包含一單一交換元件 Q_1 。這樣的交換元件可以是一耐高電壓的二極體電晶體 (BJT：接頭電晶體)。交換元件 Q_1 的集電極是被連接到一絕緣變換器電源隔離變壓器 (PIT) 的主要繞組 N_1 之一端上，且交換元件 Q_1 的射極被接地。交換元件 Q_1 的基座經由一啓動電阻 R_S 是被耦合到平滑電容器 C_{i2} (整流平滑電壓 E_i) 的正電極側。結果，在啓動操作期間，供應到交換元件 Q_1 基座之電流可以被整流及平滑。而且，用於自激震盪的一諧振電路是被連接在交換元件 Q_1 的基座與主要側的地面之間，且是由一電感 L_B 、一諧振電容器 C_B 、一偵測驅動繞組 N_B 及一阻尼電阻 R_B 之串接所形成的。偵測驅動繞組 N_B 是被捲繞在絕緣變換器 PIT，且連同電感 L_B 提供用於設定交換頻率的電感。

一箝位二極體 D_D 被設置在交換元件 Q_1 的基座與主

五、發明說明 (3)

要側的地面之間，且形成一用於阻尼電流的路徑，此電流流動當交換元件 Q 1 是關掉的時候。

一平行諧振電容器 C r 是被並聯在交換元件 Q 1 的集電極與射極之間。根據平行諧振電容器 C r 的電容及由絕緣變換變壓器 P I T 的主要繞組 N 1 與正交控制功率調節變壓器 (P R T) 之串接所獲得的一組合電感 (L 1 及 L R)，平行諧振電容器 C r 形成一種電壓諧振形式變換器的平行諧振電路。當交換元件 Q 1 是關掉時，可以藉由平行諧振電路獲得電壓諧振形式操作，此平行諧振電路導致電壓 V c r 跨接諧振電容器 C r 以顯示一正弦波形的脈衝波。

P I T 的主要繞組 N 1 之一端是被連接到交換元件 Q 1 的集電極上，且主要繞組 N 1 之另一端是被連接到 P R T 的控制繞組 N R。

P I T 傳送交換元件 Q 1 的交換輸出到第二側。

在絕緣變換變壓器 P I T 的第二側上，藉由主要繞組 N 1 所感應的交流電壓出現在第二繞組 N 2。第二側平行諧振電容器 C 2 是被並聯到第二繞組 N，以便形成一平行諧振電路。包含在第二繞組 N 中的交流電壓藉由平行諧振電路被變換成爲一諧振電壓。這樣的諧振電壓被供應到兩個半波整流器電路，其中一個這樣的半波整流器電路包括一整流器二極體 D 0 1 及一平滑電容器 C 0 1，且另一個半波整流器電路包括一整流器二極體 D 0 2 及一平滑電容器 C 0 2。兩個半波整流器電路產生兩個不同的直流輸出

五、發明說明 (4)

電壓 E_{01} 及 E_{02} 。整流器二極體 D_{01} 及 D_{02} 可以是高速形式的整流器二極體，以便整流具有一交換週期的交流電壓。

控制電路 1 是一誤差放大器，此放大器可以比較第二側的直流輸出電壓與參考電壓，且供應一直流電流相應於在其中間之誤差，作為到正交控制變壓器 PRT 的控制繞組 NC 之控制電流。在此，直流輸出電壓 E_{01} 及直流輸出電壓 E_{02} 可以被供應到控制電路 1 分別作為偵測電壓及作為操作電源供應器。

例如，假如第二側的輸出電壓 E_{02} 響應於交流輸入電壓 VAC 或負載功率的變化而改變的話，則流經控制繞組 $N1$ 的控制電流藉由控制電路 1 可以被改變在 10 mA 到 40 mA 的範圍之內。結果，控制繞組 NR 的電感 LR 可以改變在 0.1 mH 到 0.6 mH 之內的範圍。

由於控制繞組 NR 形成一平行諧振電路，所以此電路可以執行如先前所述之一電壓諧振形式的交換操作，平行諧振電路的諧振情形可以相對於被固定的交換頻率改變。跨接交換元件 $Q1$ 與平行諧振電容器 Cr 的並聯電路，可以出現具有正弦波形的一諧振脈衝由於平行諧振電路相應於交換元件 $Q1$ 的一關週期，且諧振脈衝的寬度藉由平行諧振電路的諧振情形之變化可以被可變地控制。如此，可獲得用於諧振脈衝的脈衝寬度調變 (PWM) 控制操作。諧振脈衝寬度的 PWM 控制可以發生在交換元件 $Q1$ 的關週期，且結果交換元件 $Q1$ 的開週期是被可變地控制在交

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝
訂
線

五、發明說明 (5)

換頻率被固定的情形之中。由於交換元件 Q 1 的開週期是被以此方式可變地控制，所以從主要繞組 N 1 傳送的交換輸出（此輸出形成平行諧振電路到第二側）改變，且第二側的直流輸出電壓 E 0 1 及 E 0 2 的一程度或多程度改變。因此，第二側直流輸出電壓 E 0 1 或 E 0 2 是被連接到一固定電壓。這種固定電壓控制方法以下被稱為電感控制法。

圖 1 2 說明電壓諧振形式的另一種交換電源供應電路。圖 1 2 中類似於圖 1 1 的元件是被標示以相同的參考字元且為了簡化，在以下省略其進一步的說明。

在圖 1 2 中的電源供應電路中，正交控制變壓器 P R T 的一控制繞組是被設置在第二側上。這樣一個正交控制變壓器 P R T 的控制繞組可以包括兩個控制繞組 N R 及 N R 1。控制繞組 N R 是被串聯地配置在第二繞組 N 2 的一端與整流二極體 D 0 1 的陽極之間。控制繞組 N R 1 是被串聯地配置在第二繞組 N 2 的分接頭輸出與整流二極體 D 0 2 的陽極之間。在此結構當中，形成第二側之一平行諧振電路，此電路包括控制繞組 N R 及 N R 1 的電感零件。

在圖 1 2 的配置下，其中正交控制變壓器 P R T 的控制繞組（N R 及 N R 1）是被設置在第二側，正交控制變壓器 P R T 運作，使得當控制繞組 N R 根據一電感控制法而改變時，第二側平行諧振電容器 C 2 的諧振電壓 V 2 之脈衝寬度，亦即第二側整流器二極體的連續角，是被可變

五、發明說明 (6)

地控制。這樣在第二側上輸出程度的控制使得固定電壓控制能夠達成。

圖 1 3 說明設置在圖 1 1 及 1 2 的電源供應電路中的絕緣變換變壓器 P I T。如圖所示，絕緣變換變壓器 P I T 包括一個具有一對 E 形芯 C R 1 及 C R 2 之 E E 形芯，此芯可以由陶磁材質所製成。這些 E 形芯可以被彼此組合使得其磁腳彼此正對，且使得在中間磁腳之間沒有間隙。主要繞組 N 1 及第二繞組 N 2 使用一捲線軸 B 是被分開地彼此捲繞在 E E 形芯的中央磁腳上。結果，可以在主要繞組 N 1 及第二繞組 N 2 之間獲得一鬆耦合（例如，一耦合係數 k 可以大約是 0 . 9 ）。

在絕緣變換變壓器 P I T 中，一相互電感 M 在主要繞組 N 1 的電感 L 1 與第二繞組 N 2 的電感 L 2 之間可以具有一值 + M（加法模式）或一值 - M（減法模式）視在主要繞組 N 1 與第二繞組 N 2 之間的關係及整流二極體 D 0 1 及 D 0 2 的連接而定。例如，假如這樣的零件具有一個如圖 1 4 A 所示之結構的話，則相互電感為 - M。

圖 1 5 A 到 1 5 C 說明操作波形在圖 1 1 的電源供應電路之一交換週期中。在這些圖形中，參考字元 T O N 及 T O F F 分別標示其中交換元件 Q 1 是開及關的週期。且參考字元 D O N 及 D O F F 分別標示其中在第二側上的整流二極體 D 0 1 是開及關的週期。

跨接交換元件 Q 1 及平行諧振電容器 C r 的諧振電壓 V c r 具有一波形類似於在週期 T O F F 之內的一正弦波

五、發明說明 (7)

形的脈衝（如圖 1 5 A 中所示）在此週期中交換元件 Q 1 是關的且交換變換器的操作是一電壓諧振形式操作。諧振電壓 V_{cr} 的脈衝之峰值程度大約是 1 8 0 0 V，此情形是由於電壓諧振變換器的主要側平行諧振電路之阻抗作用在藉由電壓乘法整流所獲得的 $2 E_i$ 直流輸入電壓。

關於第二側的操作，整流二極體 D 0 1 操作使得整流電流在一週期 D O N 之內流動，此週期大約相等於如圖 1 5 所示的交換元件 Q 1 之週期 T O N。此操作是根據上述參考圖 1 4 所述的 + M（加法模式）相互電感。亦獲得關於整流二極體 D 0 2 之大致類似的操作時序。

由於上述整流操作，跨接第二側平行諧振電容器 C 2 的諧振電壓 V 2 在週期 D O F F 之內變成一正弦波具有一峰值程度相等於直流輸出電壓 E 0 的 2 到 3 . 5 倍，其中整流二極體 D 0 1 是關的，及一電壓程度相等於直流輸出電壓 E 0（E 0 1 或 E 0 2）在週期 D O N 之內，其中整流二極體 D 0 1 是開的，如圖 1 5 B 中所示。

在上述參考圖 1 1 到 1 5 C 所述的電壓諧振變換器中，使用電壓乘法整流系統獲得一具有 $2 E_i$ 程度的直流輸入電壓，以便滿足交流 1 0 0 V 的交流輸入電壓 V A C 及至少 1 5 0 W 的最大負載功率之條件。因此，如上述參考圖 1 5 A，當交換元件 Q 1 是關的時候，1 8 0 0 V 的諧振電壓 V_{cr} 出現跨接交換元件 Q 1 與平行諧振電容器 C r。

因此，交換元件 Q 1 與平行諧振電容器 C r 應該能夠

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

線

五、發明說明 (8)

承受高壓。結果，交換元件 Q_1 與平行諧振電容器 C_r 具有相當大的尺寸。而且，特別是當使用一個耐高壓交換元件 Q_1 時，由於這樣的元件在飽和電壓 $V_{CE(SAT)}$ 相當高，且儲存時間 t_{STG} 及掉落時間 t_f 很長，且在電流放大因素 h_{FE} 相當低，可能很難去設定交換頻率到一相當高的值。一個交換頻率的低值或減少可能增加交換損失及驅動功率，如此可能會增加電源供應電路之電源損失。

而且，在圖 1 1 及 1 2 中所示的電源供應電路中，正交控制變壓器 PRT 之控制繞組 N_R 是被串接到主要繞組 N_1 及第二繞組 N_2 。這樣的配置可以增加絕緣變換變壓器 PIT 的洩漏電感部分。

因此作為對策，整個電源供應電路可以被配置在一個其中具有通風孔形成的鋁屏蔽外殼中，及一用於連接輸入及輸出線路的連接器可以被安裝在一電路板上。然而，這樣的對策可能會增加電源供應電路的尺寸及重量，且可能會增加其製造的複雜性。

發明目的及概述

本發明之一目的是要提供一交換電源供應電路，此電路可以操控相當高的功率負載，具有相當高的功率變換係數，且具有相當小的尺寸及輕盈的重量。

根據本發明的一觀點，設有一交換電源供應電路，此電路包含一整流器平滑電路，用於接受一交流電源供應，

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (9)

產生一個具有與交流電源供應程度相同的程度之整流平滑電壓，及輸出整流平滑電壓作為一直流輸入電壓；一絕緣變換變壓器，用於傳送主要側輸出到第二側，其中絕緣變換變壓器具有一間隙形成於其中，使獲得得一用於一鬆耦合的耦合係數（ k ）；一交換電路，包括一交換元件，用於交換直流輸入電壓開及關，以便被輸出到絕緣變換變壓器的主要繞組；一主要側平行諧振電路，被形成由一從絕緣變換變壓器的主要繞組之洩漏電感部分，及一平行諧振電容器之電容，使得交換電路能夠操作作為一電壓諧振形式；第二側平行諧振電路包括連接絕緣變換變壓器的一第二繞組及一第二側平行諧振電容器，使得一平行諧振電路是被由絕緣變換變壓器的一第二繞組之洩漏電感部分及第二側平行諧振電容器的電容所形成的；一直流輸出電壓產生電路，用於接受在絕緣變換變壓器的第二繞組所獲得之一交流電壓，及對於交流電壓藉由一加法模式執行一半波整流操作以產生第二側直流輸出電壓；及一固定電壓控制電路，用於改變交換元件的交換頻率響應於第二側直流輸出電壓之程度，以執行第二側輸出電壓的固定電壓控制。

在本發明交換電源供應電路中，絕緣變換變壓器具有一鬆耦合，且平行諧振電路，用於形成一電壓諧振變換器在主要側上，及平行諧振電路在第二側上形成一複合諧振變換器。而且，藉由控制交換元件的交換頻率而執行固定電壓控制，此交換元件形成主要側的電壓諧振變換器。交換電源電路可因此操作以改變交換頻率在一高頻率範圍之

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

線

五、發明說明 (10)

內。

代替電壓乘法整流器電路，本發明交換電源供應電路在主要側可以包括一全波整流器電路，用於產生一整流平滑電壓相等於到此交流輸入電壓的程度。

因此，本發明交換電源供應電路可以包括一複合諧振變換器，其中一電壓諧振變換器是被設置在主要側上，且一平行諧振電路是被設置在第二側上，及一間隙是被形成在絕緣變換變壓器的中間磁腳中，使得絕緣變換變壓器具有一鬆耦合情形及一高於預定值的耦合係數，且一具有加法模式的半波整流器電路是被設置在第二側上。改變交換頻率以執行固定電壓控制。

在本發明交換電源供應電路中，藉由交換頻率控制可以執行固定電壓控制。而且，相較與其他電路交換頻率可以被設定到相當高的程度，其中絕緣變換變壓器的電感控制被固定或電壓諧振脈衝的寬度是被可變地控制。

當交換頻率是被設定到一相當高程度時，則藉由交換的功率損失就減少，且結果，可以在一廣大範圍的負載條件下達成增加功率變換效率。

而且，由於在第二側上的平行諧振電路是以固定電壓控制運作，所以可能會擴張固定電壓控制的範圍。

在操作交換電源供應電路的期間，當負載相當大時，可以控制交換元件的交換頻率以便增加交換元件的開週期。由於在此週期期間可以供應相當高程度的主要側諧振電流及第二側諧振電流，交換電源供應電路可以操縱重負載

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (11)

情形。結果，可以本發明交換電源供應電路達成在最大負載功率中的增加。於是，本發明交換電源供應電路可以被應用到一個在負載中顯示很大起伏的裝置上。

由於交換電源供應電路可以增加最大負載功率，它可以足夠地操縱上述情形，即使它被構建使得不用電壓乘法整流器電路，普通全波整流器電路是被使用在第二側上使可以被輸入一相應於交流輸入電壓程度之整流平滑電壓。

對於一個習知交換電源供應電路欲產生上述情形時，它使用電壓乘法整流器電路以產生一相等於交流輸入電壓程度的兩倍之整流平滑電壓。因此，在這樣的電路中，在主要側上的交換元件或平行諧振電容器應該具有一耐電壓性以對抗響應於整流平滑電壓程度所產生的一交換電壓。

另一方面，關於本發明交換電源供應電路，由於視整流平滑電壓而定的主要側平行諧振電壓，很小於習知交換電源供應電路的電壓，由於等電壓整流器電路及提高交換頻率到一高程度的能力，所以交換元件或主要側諧振電容器可以具有一耐電壓性低於習知交換電源供應電路的耐電壓性，且可以具有一較小的尺寸，較輕的重量及較優的特性相較於習知交換電源供應電路的特性。

因此，本發明交換電源供應電路（此電路可以包括一電壓諧振變換器）相較於習知交換電源供應電路可以具有相當小的尺寸及重量，可以提供相當高的功率變換效率及例如負載功率特性之改善的特性。

從以下說明性實施例的詳細說明，當連同與附圖閱讀

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

線

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (12)

時，本發明的其他目的、特色及優點將變得明顯，在此附圖中相應的部分是被藉由相同的參考數字標示。

簡易圖示說明

圖 1 是根據本發明一實施例的電源供應電路之圖形；

圖 2 是一絕緣變換變壓器的剖面圖，此變壓器是設置在圖 1 的電源供應電路中；

圖 3 a 到 3 l 是波形圖，在說明圖 1 的電源供應電路之操作時，將參考到的這些圖形；

圖 4 及 5 是圖 1 的電源供應電路之操作特性的圖形；

圖 6 是另一個絕緣變換變壓器的剖面圖，此變壓器可以被設置在圖 1 的電源供應電路中；

圖 7 是一圖形，說明圖 1 的電源供應電路之修改；

圖 8 及 9 是圖形，說明圖 1 的電源供應電路之修改；

圖 1 0 a 到 1 0 b 是波形圖，關於圖 9 的修改電源供應電路之操作；

圖 1 1 及 1 2 是電源供應電路的電路圖；

圖 1 3 是一絕緣變換變壓器的剖面圖，此變壓器可以被使用在圖 1 1 或 1 2 的電源供應電路中；

圖 1 4 a 及 1 4 b 是圖 1 3 的絕緣變換變壓器之圖形，當相互電感分別是 + M 及 - M 時；且

圖 1 5 a 到 1 5 c 是波形圖。

主要元件對照表

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝
訂
線

五、發明說明 (13)

- φ1 磁通量
- B 捲線軸
- B J T 二極電晶體
- C 2 第二側平行諧振電容器
- C i 1 平滑電容器
- C r 諧振電容器
- C R 1 E 形芯
- D 0 1 整流器二極體
- D D 箝位二極體
- D i 橋式整流器電路
- E i 直流輸入電壓
- f s 交換頻率
- G 間隙
- I 2 第二側諧振電流
- I c p 集電極電流
- L 1 組合電感
- L 2 洩漏電感
- L B 感應器
- L B 1 電感
- N 1 主要繞組
- N 2 第二繞組
- N B 驅動繞組
- N C 控制繞組
- N D 偵測繞組

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (14)

- P I T 絕緣變換變壓器
- P R T 正交控制變壓器
- Q 1 交換元件
- R B 基座電流限制電阻
- R i 侵入電流限制電阻
- R S 啓動電阻
- V A C 交流輸入電壓
- V c r 諧振電壓

較佳實施例之詳細說明

圖 1 說明根據本發明一實施例的交換電源供應電路。這樣的電源供應電路包括多數類似於參考圖 1 1 及 1 2 所述的電源供應電路之零件的零件。而且，圖 1 的電源供應電路包括一電壓諧振形式的交換變換器具有一交換元件（二極電晶體）在主要側上，類似於在圖 1 1 及 1 2 的電源供應電路中之交換元件。如所知道的，類似的部分可以大致類似上述方式的方式操作或執行，且爲了簡潔，以下省略這樣類似部分的進一步說明。

在圖 1 的電源供應電路中，一全波整流器電路是由一橋式整流器電路 D i 及一平滑電容器 C i 所組成，可以被設置作爲一整流器平滑電路，此電路接受一交流輸入電壓 V A C 且從那裡產生一直流輸入電壓 E i 。整流平滑電壓 E i 可以具有一程度相等於交流輸入電壓 V A C 之程度。換句話說，圖 1 的電源供應電路並不包括如在圖 1 1 及

五、發明說明 (15)

1 2 的電源供應電路中之電壓乘法整流器電路。(在本說明書中，一全波整流器電路被稱為“等電壓整流電路”，此電路產生一整流平滑電壓 E_i 相等於交流輸入電壓 V_{AC} 之程度)。

圖 1 1 的電壓諧振變換器包括一自激震盪驅動電路，用於交換元件 Q_1 類似於圖 1 1 及 1 2 的電源供應電路。然而，圖 1 這樣的自激震盪驅動電路包括一基座電流限制電阻 R_B 、用於諧振及一驅動繞組 N_B 的一電容器 C_B 以一種不同於圖 1 1 及 1 2 的電源供應電路方式插入在交換元件 Q_1 的基座與主要側地面之間。

圖 1 的交換電源供應電路進一步包括一正交控制變壓器 PRT 作為具有一偵測繞組 N_D 的飽和電抗器、驅動繞組 N_B 及捲繞於其上的控制繞組 N_C 。正交控制變壓器 PRT 被採用以驅動交換元件 Q_1 及用於執行固定電壓控制。

變壓器 PRT 可以形成一個三維芯，使得每個具有四磁腳的兩個雙通道形芯彼此被連結在其磁腳的端點上。偵測繞組 N_D 及驅動繞組 N_B 被以相同的驅動方向繞著三維芯的兩個預定之磁腳捲繞，且控制繞組 N_C 是被以一正交於偵測繞組 N_D 與驅動繞組 N_B 的捲繞方向捲繞。偵測繞組 N_D 可以被串聯配置在平滑電容器 C_i 的正電極與絕緣變換變壓器 PRT 的主要繞組 N_1 之間，使得交換元件 Q_1 的交換輸出經由主要繞組 N_1 被傳送到偵測繞組 N_D 。藉由在偵測繞組 N_D 所獲得的交換輸出經由轉移耦合驅

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (16)

動繞組 N B 可以被激勵，使可以產生一交流電壓作為一驅動電壓在驅動繞組 N B 中。結果，可以經由基座電流限制電阻 R B 從一個由驅動繞組 N B 及電容器 C B (此形成自激震盪驅動電路) 所形成的直流諧振電路，供應一驅動電流到交換元件 Q 1 的基座。因此，交換元件 Q 1 可以一交換頻率執行交換操作視直流諧振電路 (N B 及 C B) 的諧振頻率而定。

在具有上述變壓器 P R T 的電源供應電路中，控制繞組的一電感部分不能被串接到主要繞組 N 1 或第二繞組 N 2。雖然主要繞組 N 1 及偵測繞組 N D 可以被串接，但是由於偵測繞組的轉數相當小，所以偵測繞組 N D 的電感是相當小的相對於絕緣變換變壓器 P I T 的洩漏電感，且如此，偵測繞組 N D 的電感在絕緣變換變壓器 P I T 的洩漏電感上之影響幾乎可以被忽略。

圖 2 說明設置在圖 1 的電源供應電路中之絕緣變換變壓器 P I T。如其中所示，變壓器 P I T 可以包括一 E E 形芯，此芯具有一對 E 形芯 C R 1 及 C R 2，此芯可以由陶瓷材質等所製成，且被彼此組合使得其磁腳是彼此相對的。主要繞組 N 1 及第二繞組 N 2 被分開地彼此捲繞在中心或在 E E 形芯的中央磁腳，使用一分開的捲線軸 B，此捲線軸具有分開的繞組部用於主要側及第二側。而且，在絕緣變換變壓器 P I T 中，一間隙 G 可以被形成在 E E 形芯的中央磁腳之間。可以形成這樣的間隙 G 藉由使 E 形芯 C R 1 及 C R 2 的中央磁腳短於外側的兩磁腳。而且，主

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (17)

要繞組 N 1 的捲繞方向與絕緣變換變壓器 P I T 的第二繞組 N 2 之捲繞方向可以是彼此相同的如圖 2 中所指示的一樣。

結果，圖 2 的變壓器 P I T 可以具有一鬆耦合，即具有一耦合係數低於圖 1 1 及 1 2 的絕緣變換變壓器 P I T 之耦合係數。因此，較不可能達成一飽和情況。圖 2 的變壓器 P I T 之耦合係數 k 大約可以是 0 . 7 8 。

關於圖 1 的電源供應電路之第二側，這樣的第二側可以類似於圖 1 1 的電源供應電路之第二側。更特別地是，在第二側上，第二側平行諧振電路可以被由第二繞組 N 2 及第二側平行諧振電容器 C 2 所形成。此外，半波整流器電路（此電路可以被由電容器 C 0 1 及整流器二極體 D 0 1，及電容器 C 0 2 及整流器二極體 D 0 2 所形成）可以被設置在第二側以便獲得第二側直流電壓 E 0 1 及 E 0 2。在此，可以獲得一加法模式（+ M；前向操作）整流操作類似於參考圖 1 4 A 所述的整流操作。

控制電路可以改變供應到控制繞組 N C 的控制電流（直流電流）響應於第二側直流輸出電壓程度（E 0 1）的變化，以可變地控制捲繞在正交控制變壓器 P R T 上的驅動繞組 N B 之電感。結果，可以產生在自激震盪驅動電路中用於交換元件 Q 1 的系列諧振電路之諧振情況，此交換元件可以包括驅動繞組 N B 的電感 L B。如此，交換元件 Q 1 的交換頻率可以如以下參考圖 3 A 到 3 L 所述地改變。這樣的操作可以穩定第二側直流輸出電壓。

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

線

五、發明說明 (18)

關於交換頻率控制，當第二側輸出電壓上升由於負載減少或其他改變時，交換頻率可以被提高以便造成用於抑制第二側輸出的控制。

圖 1 的電源供應電路可以被形成作為一複合諧振交換變換器，其中一平行諧振電路用於產生一交換操作，一電壓諧振形式的操作是被設置在主要側，且用於獲得一電壓乘法全波整流操作的系列諧振電路是被設置在第二側上。此外，對於固定電壓控制，電源供應電路可以具有一“自激震盪交換頻率控制”系統，其中自激震盪的交換頻率被可變地控制。而且，電源供應電路可以操作使得，當它改變交換頻率時，它可變地控制週期 T_{ON} ，在此週期之內交換元件 Q_1 是開的，反之在此 T_{OFF} 週期之內交換元件 Q_1 是關的，它保持週期 T_{OFF} 固定。當執行一固定電壓控制操作以可變地控制交換頻率時，這樣的電源供應電路可以被認為用以執行用於交換輸出的諧振組抗控制，且同時在一交換週期中執行交換元件的連續角控制（ PWM 控制）。此複合控制操作是以一個單一控制電路系統而執行。

在圖 1 的電源供應電路中，絕緣變換變壓器 PIT 的陶瓷 EE 形式的芯可以是一 $EE35$ 形式的芯。而且，變壓器 PIT 的間隙 G 可以具有一大約 1 mm 的值而得到一大約 0.78 的耦合係數。而且，變壓器 PIT 的主要繞組 N_1 及第二繞組 N_2 分別可以是 $43T$ 及 $38T$ 。此外，關於變壓器 PIT 的洩漏電感，主要繞組 N_1 的電感

五、發明說明 (19)

L 1 及第二繞組 N 2 的電感 L 2 可以分別具有 1 3 0 μ H 及 1 0 0 μ H 的值。而且，在主要側上的平行諧振電容器 C r 及第二側平行諧振電容器 C 2 可以分別具有 5 6 0 0 μ F 及 0 . 0 2 2 μ F 的值。

圖 3 A 到 3 L 是關於圖 1 電源供應電路的操作之波形圖。更特別地是，圖 3 A 到 3 F 顯示操作波形在電源供應電路的不同部分，當交流輸入電壓 V A C 是 8 0 V 時，且負載功率是 2 7 0 W 的最大負載功率 P o m a x ，且圖 3 G 到 3 L 顯示相同部分的操作波形，當交流輸入電壓 V A C 是 1 4 4 V 時，且負載功率是 0 W 的最小負載功率 P o m i n 時。

將說明圖 3 A 到 3 F 中的操作。

週期 T O F F ，在此週期之內交換元件 Q 1 是關的，大約是 3 μ s ；且週期 T O N ，在此週期之內交換元件 Q 1 是開的，大約是 8 . 1 μ s ，且交換頻率大約是 1 0 0 K H z 。在此，跨接交換元件 Q 1 的平行電路及第二側平行諧振電容器 C r 之諧振電壓 V c p (圖 3 A) 當交換元件 Q 1 是關的可以被產生，當主要側平行諧振電路作用在整流平滑電壓 E i 上時。在本發明電源供應電路中，由於整流平滑電壓 E i 大約是如上述電壓乘法整流時所獲得的 1 / 2 ，諧振電壓 V c p 可以被抑制到大約 7 0 0 V 在峰值，反之產生在圖 1 1 的電源供應電路中的諧振電壓 V c p 大約是 1 8 0 0 V 。於是，在圖 1 的電源供應電路中，一個具有對抗大約 8 0 0 V 的耐電壓性裝置

五、發明說明 (20)

可以被選擇用於交換元件 Q_1 及平行諧振電容器 C_r 。

在打開交換元件 Q_1 時，阻尼電流可以流經一箝位二極體 D_D 及交換元件 Q_1 的基座集電極到主要繞組 N_1 。在阻尼週期結束之後，其中阻尼電流的流動終止，交換元件 Q_1 的集電極電流 I_{cp} 首先顯示一突然的程度上昇從負程度朝向正程度，且然後顯示如圖 3 C 中所示的緩和下降。此時，集電極電流 I_{cp} 在週期 T_{ON} 之內的波形具有一向右遞減的斜率。結果，每個流經主要繞組 N_1 的主要側諧振電流 I_1 且流經第二繞組 N_2 的第二側諧振電流 I_2 ，一旦在週期 T_{OFF} 之內顯示突然到負程度的程度改變，且然後顯示一上升到一正程度在大致相應於阻尼週期的週期期間。之後，電流 I_1 及電流 I_2 顯示一減少如藉由圖 3 B 及 3 D 的波形所分別顯示的。如其中所示，此時，在週期 T_{ON} 之內波形具有一向右遞減的斜率。

如圖 3 B 及 3 D 所示，主要側電流 I_1 及第二側諧振電流 I_2 具有高程度用於週期 T_{ON} 之相當長的部分。結果，相較於一習知電源供應電路，圖 1 的電源供應電路可以增加可用的負載功率。

本發明電源供應電路的上述操作與特色可以歸因於形成在絕緣變換變壓器 PIT 的中間磁腳之間的間隙 G ，此變壓器提供一個如上述參考圖 2 的鬆耦合情形。

關於第二側的操作，跨接第二繞組 N_2 且第二側平行諧振電容器 C_2 的第二側諧振電壓 V_2 是顯示於圖 3 F 中，且流經整流二極體 D_{O1} 的整流電流 I_3 是被顯示在圖

五、發明說明 (21)

3 E 中。如從圖 3 E 及 3 F 的波形中所見，第二側諧振電壓 V_2 在一 D O F F 的週期之內具有一個以正弦波的形式之負極性諧振脈衝波形，在週期 D O F F 期間整流二極體 D O 1 是關的，且流經整流二極體 D O 1 即第二側諧振電壓 V_2 的整流電流則具有一波形被以相等於直流輸出電壓 (E O) 在週期 D O N 之內的程度夾住，在週期 D O N 期間整流二極體 D O 1 是開的。圖 3 E 及 3 F 的波形提供半波整流操作的指示用於產生在第二側上的諧振電壓。

另一方面，當交流輸入電壓是 1 4 4 V 且負載功率是最小負載功率如圖 3 G 到 3 L 所說的時，可以提高交換頻率如從在圖 3 G 所示的主要側上之平行諧振電壓 V_{cp} 的波形所示。而且，當交換頻率被改變時，週期 T O F F 可以被固定而週期 T O N (交換元件 Q 的連續角) 可以如上述被改變。結果，週期 T O N 可以變得更短。例如，週期 T O F F 及週期 T O N 每個可以具有大約 3 s e c 的值，且交換頻率可以大約是 1 7 0 K H z 。

換句話說，在圖 1 的電源供應電路中，交換頻率可以被可變地控制在大約 1 0 0 K H z 到 1 7 0 K H z 的範圍之內，響應於一負載功率變化。因此，相較於圖 1 1 及 1 2 的電路，其中交換頻率可以被固定到大約 5 0 K H z ，以圖 1 的本電路可以獲得一較高的交換頻率。

如圖 3 I 中所示，集電極電流 I_{cp} 可以顯示一相應於操作的波形，在此操作中阻尼電流流動在週期 T O N 的前半之間，且然後在週期 T O N 的後半之間，集電極電流

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (22)

I c p 以一個從集電極到射極的方向流動。而且，主要側諧振電流 I 1 及第二側諧振電流 I 2 可以顯示正弦波波形分別相應於圖 3 H 及 3 J 所示的交換週期。而且，第二側諧振電壓 V 2 可以具有一正弦波的波形相應於第二側諧振電流 I 2 。

當交換頻率被提高以減少交換元件 Q 1 的連續角 (週期 T O N) 時，第二側的整流器電路 D 0 1 可以執行整流操作，使得整流電路 I 3 被固定在週期 D O F F 之內，在此週期中交換元件 Q 1 是關的，且其中交換元件 Q 1 是開的週期 D O N 被縮短，如圖 3 K 中所示。由於整流電路 I 3 的這種操作波形，所以固定電壓控制範圍可以被顯著地擴張。

當交流輸入電壓 V A C 是 1 0 0 V 且負載功率範圍從 P o m i n = 0 W 到 P o m a x = 2 7 0 W 時，圖 1 的電源供應電路可以具有一功率變換效率特性及交換頻率 f s 及交換元件 Q 1 的週期 T O N 特性，相對於於圖 4 中所示的負載功率變化。如從圖 4 中的特性可見，當負載功率從最小負載功率 P o m i n = 0 W 到最大負載功率 P o m a x = 2 7 0 W 增加時，交換頻率 f s 可以從大約 1 7 0 K H z 下降到大約 9 0 K H z ，且其中交換元件 Q 1 是開的週期 T O N 可以增加。如此相應於上述參考圖 3 的操作。

當負載功率是在最大 P o m a x = 2 7 5 W 且交流輸入電壓 V A C 範圍從 8 0 V 到 1 4 4 V 時，圖 1 的電源供

五、發明說明 (23)

應電路可以具有一功率變換效率特性且交換頻率 f_s 及交換元件 Q_1 的週期 T_{ON} 特性，相對於如圖 5 中所示的交流輸入電壓 V_{AC} 。從圖 5 所見，當交流輸入電壓 V_{AC} 從 80 V 上升到 144 V 時，交換頻率 f_s 可以從大約 60 KHz 提高到大約 150 KHz，且其中交換元件 Q_1 是開的週期 T_{ON} 可以減少。

而且，從圖 4 及 5 所見，圖 1 的電源供應電路可以具有一大約是 92 % 的功率變換效率。這樣的功率變換效率大致是高於圖 11 的電源供應電路之功率變換效率，此電路具有一大約是 84 % 的功率變換效率。此可以起因於交流頻率的控制在一至少 100 KHz 的高變化範圍歸因於上述參考圖 1 的正交變換變壓器 PRT 的結構。

圖 1 所說的電源供應電路可以被修改如上所述。

修改的電源供應電路可以採用一種自激震盪形式的交換頻率控制系統，且可以被形成作為一複合諧振變換器，此變換器包括一電壓諧振變換器在主要側上。絕緣變換變壓器 PIT 可以被構建在主要側及第二側如圖 8 中所示。

(要知道的是：在圖 8 中，只有顯示平滑電容器 C_i ，交換元件 Q_1 ，主要側平行諧振電路 (N_1)、絕緣變換變壓器 PIT 、第二側諧振電路 (N_2 及 C_2) 及第二側半波整流器電路 (D_{O1} 及 C_{O1}) 用於產生值流輸出電壓 E_{O1})。在第二側上，可以藉由一前向模式操作執行半波整流。

在圖 8 的修改電源供應電路中，絕緣變換變壓器

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (24)

P I T 可以具有一芯結構類似於上述參考圖 2 的結構除了繞組方向之外。亦即，捲繞在絕緣變換變壓器 P I T 之主要繞組 N 1 的捲繞方向及第二繞組 N 2 的捲繞方向，如圖 6 中所示是彼此相反的。在這樣的絕緣變換變壓器 P I T 中，如圖 7 所示，藉由主要側諧振電流所產生流經主要繞組 N 1 的磁通量 ϕ_1 及藉由第二側諧振電流所產生流經第二繞組 N 2 的磁通量 ϕ_2 作用以彼此抵銷。另一方面，當主要繞組 N 1 及第二繞組 N 2 的捲繞方向是相同的如在圖 2 中的配置時，磁通量 ϕ_1 及磁通量 ϕ_2 可以作用以便被加在一起。

當磁通量 ϕ_1 及磁通量 ϕ_2 作用以彼此抵銷如在修改的電源供應電路時，形成絕緣變換變壓器 P I T 的陶瓷芯之磁通量密度是低於當磁通量 ϕ_1 及磁通量 ϕ_2 是被加在一起的時候。此可以導致在陶瓷芯的離子損失之減少。例如，在圖 8 的電源供應電路具有圖 6 的絕緣變換變壓器 P I T 時，可以達成功率損失的減少，藉由大約 1 . 5 W 相對於最大負載功率 $P_{o\max} = 270\text{ W}$ 。

上述修改的電源供應電路之操作可以類似於參考圖 3 A 到 3 L 的波形圖所述之操作。

圖 9 顯示對於圖 1 的電源供應電路之另一個修改型。在圖 9 中，類似於圖 1 及 8 的元件是被藉由相同的參考字元標記。圖 9 的這些元件可以操作且作用以類似先前參考圖 1 及 8 所說的方式，且如此，以下則省略其進一步說明。

五、發明說明 (25)

圖 9 的修改電源供應電路可以具有一類似於圖 1 的結構，且可以具有一絕緣變換變壓器 P I T 類似於圖 6 的絕緣變換變壓器 P I T。然而，圖 9 的本修改電源供應電路是不同於圖 8 的修改電源供應電路在關於第二側的半波整流器電路之結構。在圖 9 的修改電源供應電路中，平滑電容器 C 0 1 的正端點是被連接到第二繞組 N 2 的一端，且第二繞組 N 2 的另一端是經由整流器二極體 D 0 1 被接到第二側地面。整流器二極體 D 0 1 的陽極是被連接到第二側地面，且其陰極是被連接到第二繞組 N 2。而且，平行諧振電容器 C 2 是被並聯到整流器二極體 D 0 1。而且，一第二側平行諧振電路可以被由平行諧振電容器 C 2 及第二繞組 N 2 之洩漏電感部分形成所形成。

圖 9 的修改電源供應電路可以達成在功率損失上的減少，由於藉由陶瓷芯的離子損失可以被減少類似於圖 8 的修改電源供應電路的功率損失。

關於圖 9 的修改電源供應電路之操作，主要側的平行諧振電壓 V_{cp} 之一波形圖是被顯示在圖 10 A 中，且第二側平行諧振電壓 V_2 之一波形圖是被顯示在圖 10 B 中。由於第二側的半波整流器電路是被形成如上述參考圖 9，顯示在圖 10 B 中的第二側平行諧振電壓 V_2 是不同於顯示在圖 3 F 中的波形。

雖然圖 1、8 及 9 的電源供應電路具有一種結構，使得一自激電壓諧振變換器可以被設置在主要側上，他們是不被限制到此且可以具有另一種結構，使得，例如，一個

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (26)

以積體電路 (I C) 形式的震盪及驅動電路，被設置代替驅動電壓諧振變換器的交換元件之自激震盪驅動電路。

在此情形中，藉由震盪及驅動電路所產生的驅動信號波形是被可變地控制響應於第二側輸出電壓程度。對於這樣的控制，所產生的驅動信號波形可以使得其中交換元件 Q 1 是關的週期 T O F F 被固定，且其中交換元件 Q 1 是開的週期 T O N 被減少，當第二側輸出電壓程度提高以便相應於先前參考圖 3 A 到 3 L 所說的交換頻率控制操作（連續角變化）。藉此控制，電源供應電路可以類似上述參考圖 5 的方式操作。

當採用如上述分開激勵的結構時，可以省略正交控制變壓器 P R T 。

而且，當上述分開激勵的結構被採用時，以單一二極體電晶體 (B J T) 的形式代替交換元件 Q 1，可以使用一達令吞複合電路，其中兩個二極體電晶體 (B J T) 是被連接以一達令吞連接。而且以單一二極體電晶體 (B J T) 的形式代替交換元件 Q 1，可以使用一 M O S - F E T (M O S 場效應電晶體；金屬氧化物半導體)、I G B T (絕緣閘二極體電晶體) 或一 S I T (靜電導電閘流體) 等等。當達令吞複合電路或其他裝置之一被使用作為交換元件時，可以達成更高的效率。而且，當任何這些裝置被使用作為交換元件時，用於交換元件的驅動電路之結構可以被修改以便滿足用以代替交換元件 Q 1 的個別裝置之特性。例如，假如一 M O S - F E T 是被使用作為

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (27)

交換元件時，則用於交換元件的驅動電路可以被構建以便驅動交換元件以上述分開激勵的方式。

雖然本發明之較佳實施例及其修改已經在此詳細說明過，要了解的是：本發明並不被限制到此實施例及修改，且藉由熟知此項技術者，以不背離如藉由附加的申請專利範圍所界定的本發明之精神與範圍，可以產生其他修改與變化。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

四、中文發明摘要 (發明之名稱: 交換電源供應電路)

一種具有諧振形式的交換電源供應電路，此電路可以操控大負載功率且具有較高的功率變換效率、設有小尺寸及輕盈的重量。交換電源供應電路可以被形成作為一複合諧振變換器，其中一電壓諧振變換器是被設置在一主要側上且一平行諧振電路是被設置在第二側上。交換電源供應電路可以包括一絕緣變換變壓器具有一對E形芯，每個芯具有外側及中心腳，其中間隙是被形成在中央腳之間，使可以獲得一個具有耦合係數高於預定的程度的鬆耦合情形。一加法模式的半波整流器電路可以被設置在第二側上。可以改變用於交換直流輸入電壓到絕緣變換變壓器開及關之交換元件的交換頻率，以產生固定電壓控制。

英文發明摘要 (發明之名稱: SWITCHING POWER SUPPLY CIRCUIT)

A switching power supply circuit of the resonance type which can handle high load power and has high power conversion efficiency, small size and light weight is provided. The switching power supply circuit may be formed as a composite resonance converter wherein a voltage resonance converter is provided on a primary side and a parallel resonance circuit is provided on a secondary side. The switching power supply circuit may include an insulating converter transformer having a pair of E-shaped cores each with outer and center legs in which a gap is formed between the middle legs thereof so that a loose coupling condition having a coupling coefficient higher than a predetermined level may be obtained. A half-wave rectifier circuit of an additive mode may be provided on the secondary side. A switching frequency of a switching element for switching a dc input voltage to the insulating converter transformer on and off may be varied to effect constant voltage control.

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

六、申請專利範圍

1 . 一種交換電源供應電路，包含；

整流器平滑機構，用於接受交流電源供應，產生整流平滑電壓，此電壓具有一相等於交流電源供應器的程度，即輸出整流平滑電壓作為直流輸入電壓；

一絕緣變換變壓器，用於傳送一主要側輸出到第二側，該絕緣變換變壓器具有一間隙形成於其中，使獲得一用於鬆耦合的耦合係數（ k ）；

交換機構，包括一交換元件，用於交換直流輸入電壓開及關，以便被輸出到絕緣變換變壓器的主要繞組；

一主要側平行諧振電路，被由從該絕緣變換變壓器的該主要繞組之一洩漏電感零件及一平行諧振電容器之電容所形成，以使該交換機構能夠操作如電壓諧振形式；

一第二側平行諧振電路，包括該絕緣變換變壓器的一第二繞組，且第二側平行諧振電容器被連接，使得一平行諧振電路是被由該絕緣變換變壓器的該第二繞組之洩漏電感零件及該第二側平行諧振電容器之電容所形成；

直流輸出電壓產生機構，用於接受一獲得在該絕緣變換變壓器的該第二繞組之一交流電壓，且藉由一加法模式對於交流電壓執行半波整流操作以產生一第二側直流輸出電壓；及

固定電壓控制機構，用於改變該交換元件的交換頻率響應於第二側直流輸出電壓之程度，以執行第二側輸出電壓之固定電壓控制。

2 . 如申請專利範圍第 1 項之交換電源供應電路，其

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

線

六、申請專利範圍

中該絕緣變換變壓器的該主要繞組及該第二繞組是被以相同的捲繞方向捲繞。

3．如申請專利範圍第1項之交換電源供應電路，其中該絕緣變換變壓器的該主要繞組及該第二繞組是被以相反的方向捲繞。

4．如申請專利範圍第1項之交換電源供應電路，其中絕緣變換變壓器包括兩個E形芯，每個具有外側及中心腳，其中該間隙是在兩個E形芯的中心腳之間的距離。

5．如申請專利範圍第4項之交換電源供應電路，其中該間隙大約是1 mm。

6．如申請專利範圍第1項之交換電源供應電路，其中該耦合係數k大約具有0.78的值。

7．如申請專利範圍第1項之交換電源供應電路，其中該固定電壓控制機構包括一正交控制變壓器。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

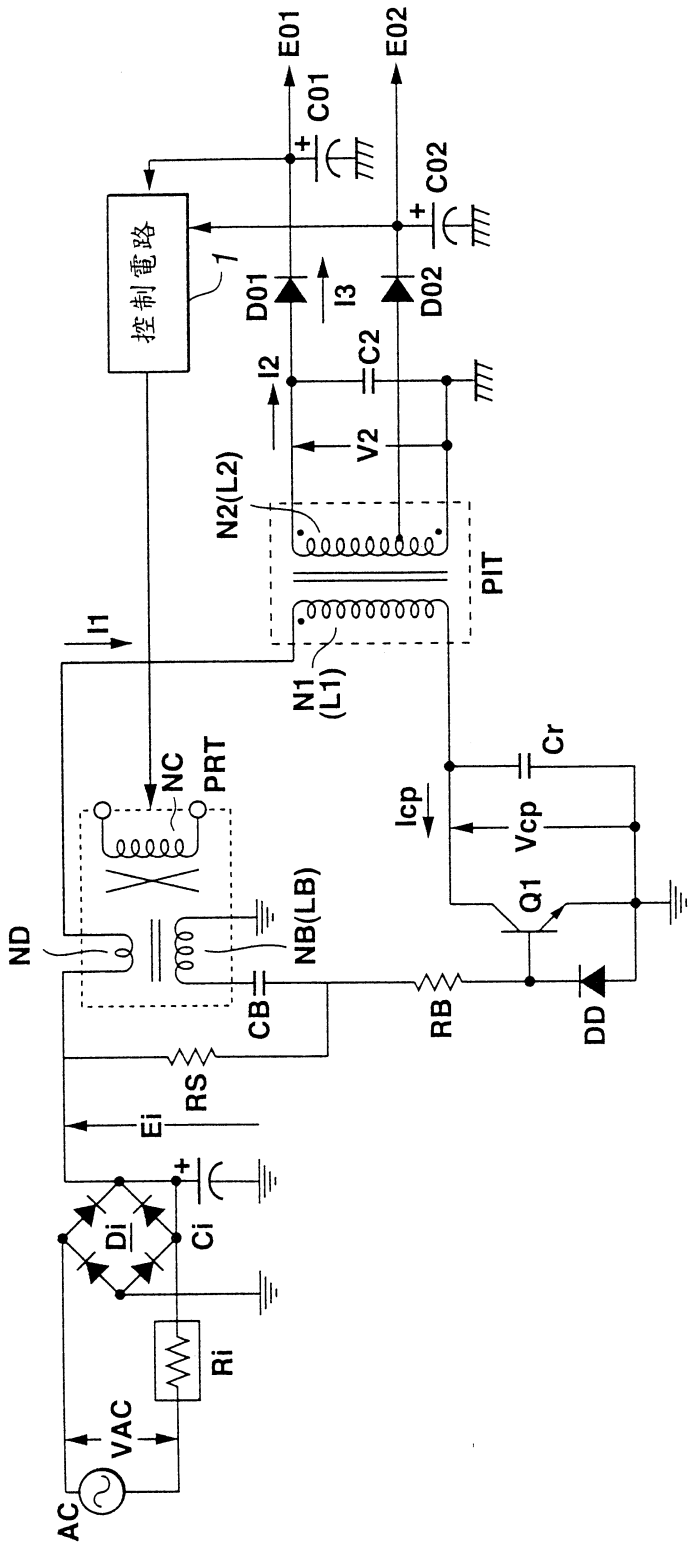
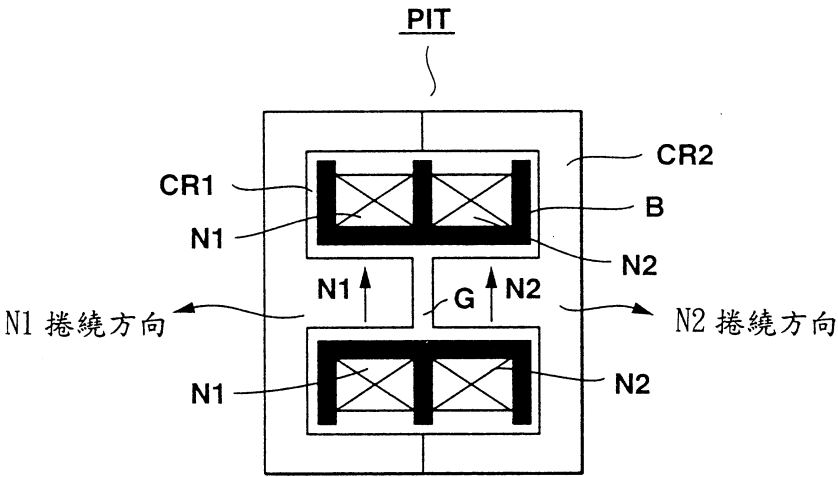
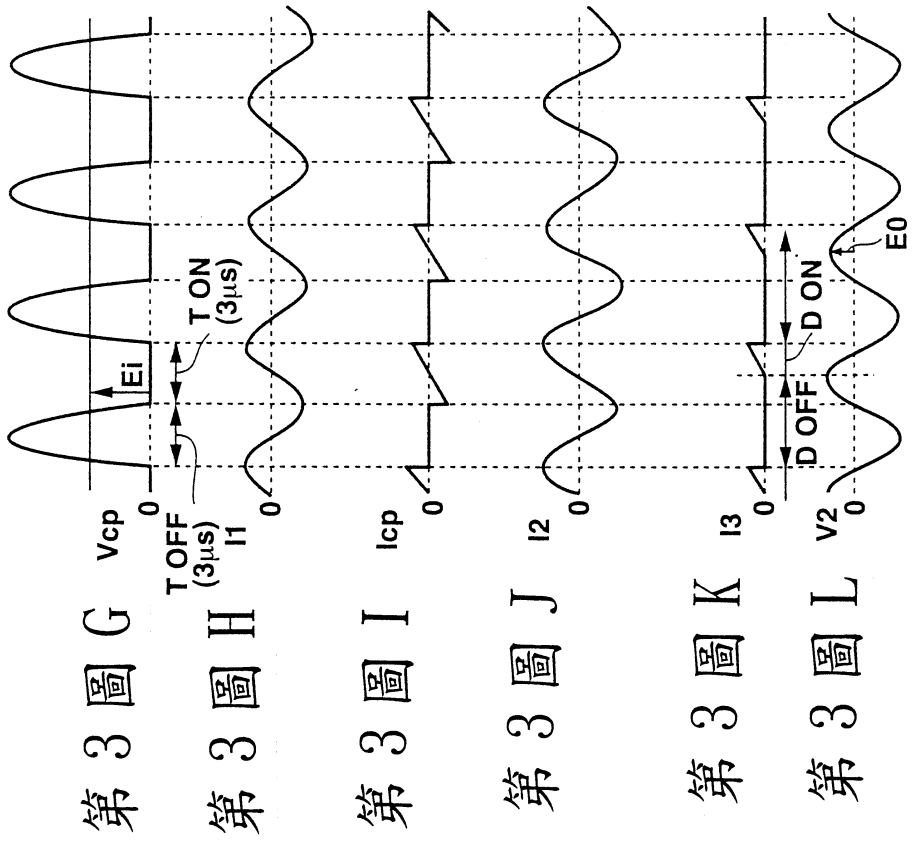
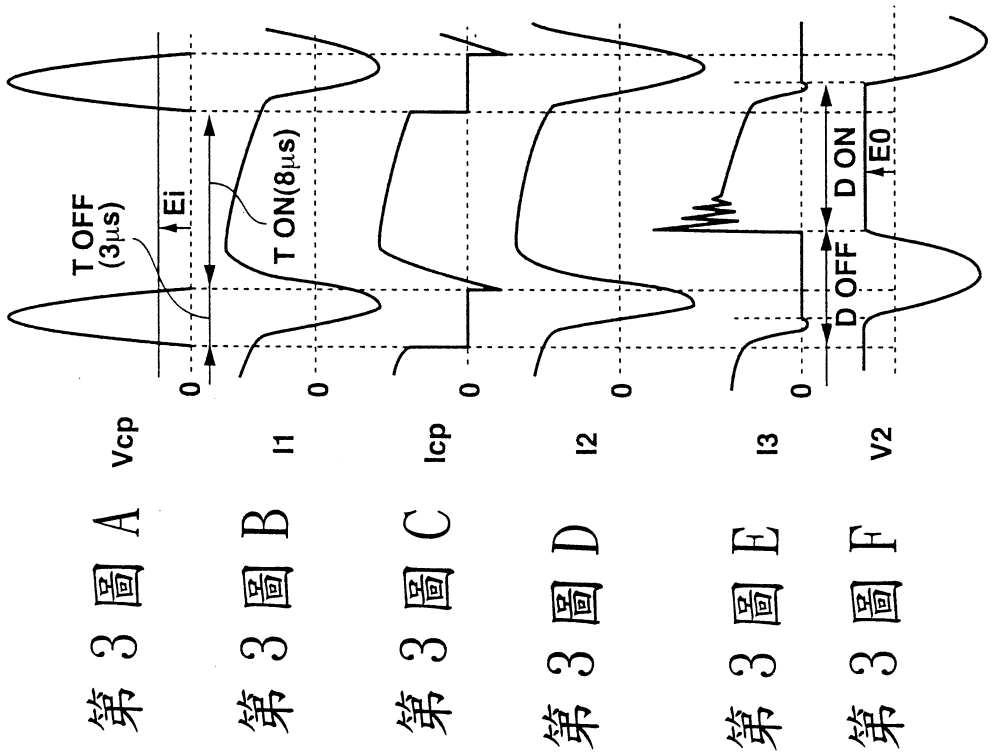
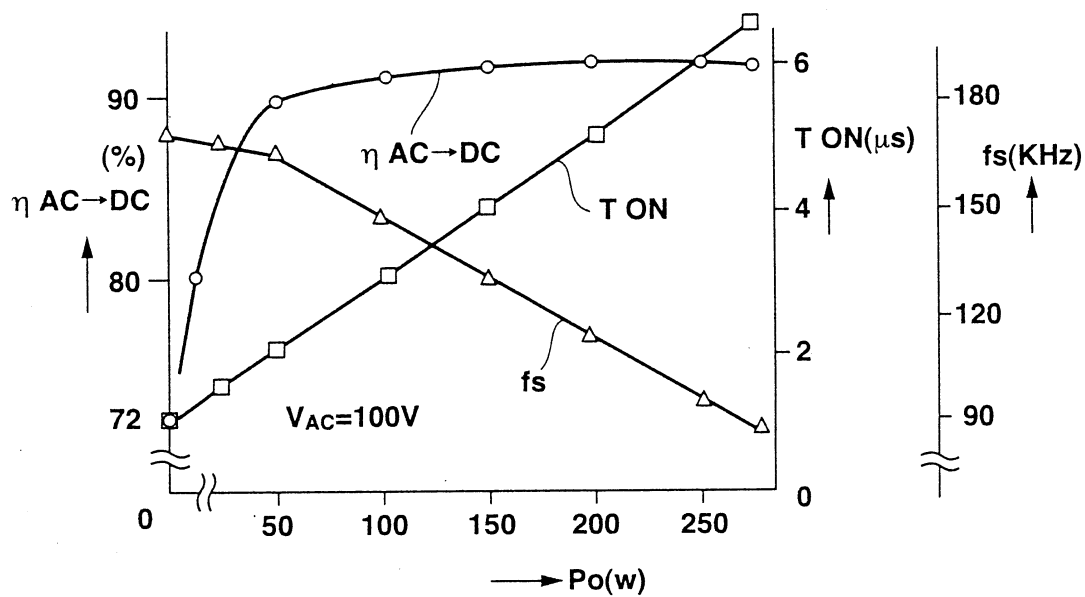


圖
一
第

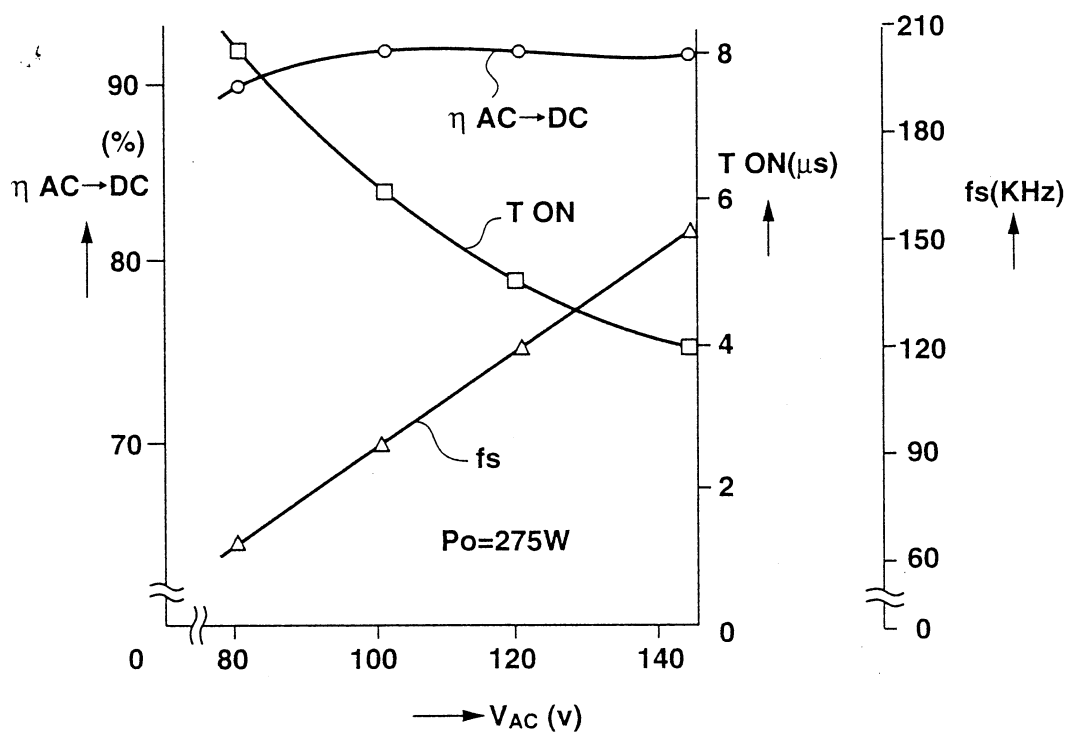


第 2 圖

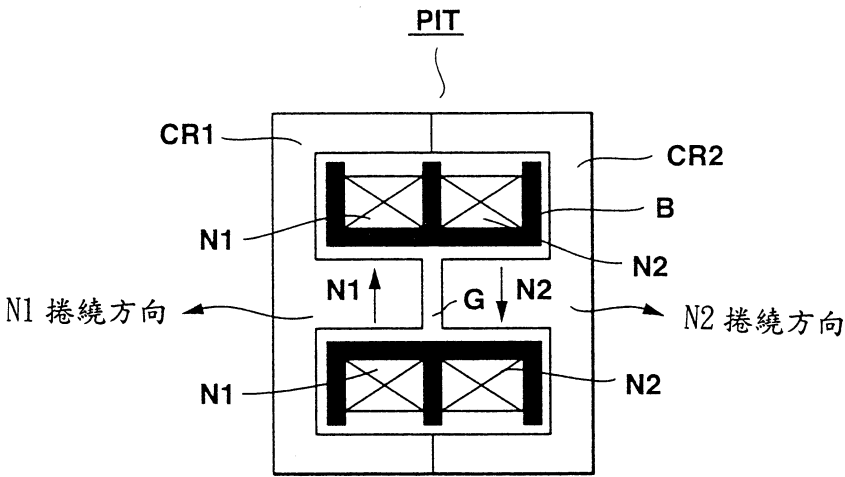




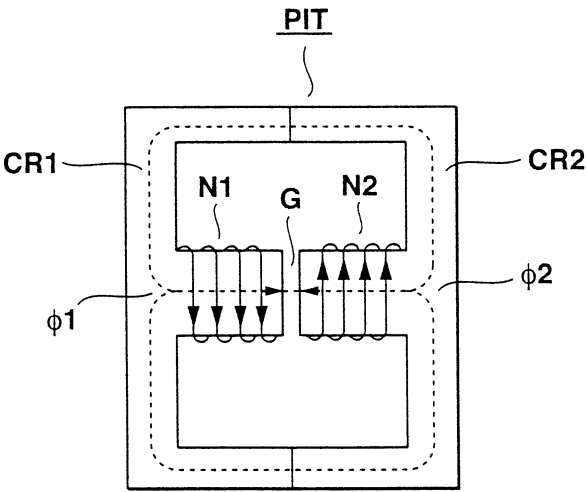
第 4 圖



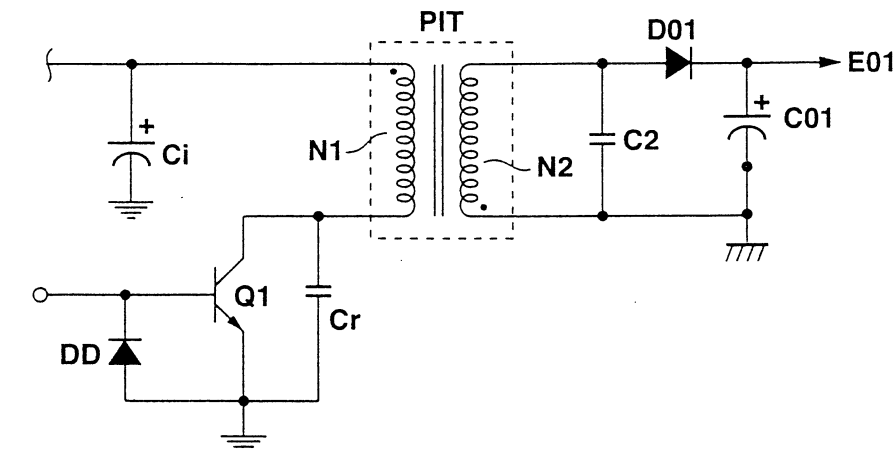
第 5 圖



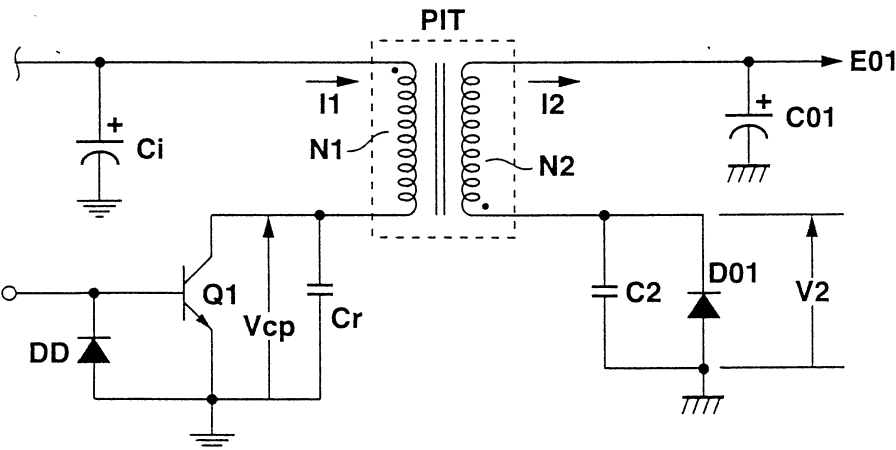
第 6 圖



第 7 圖

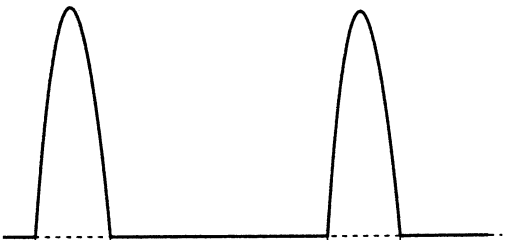


第 8 圖



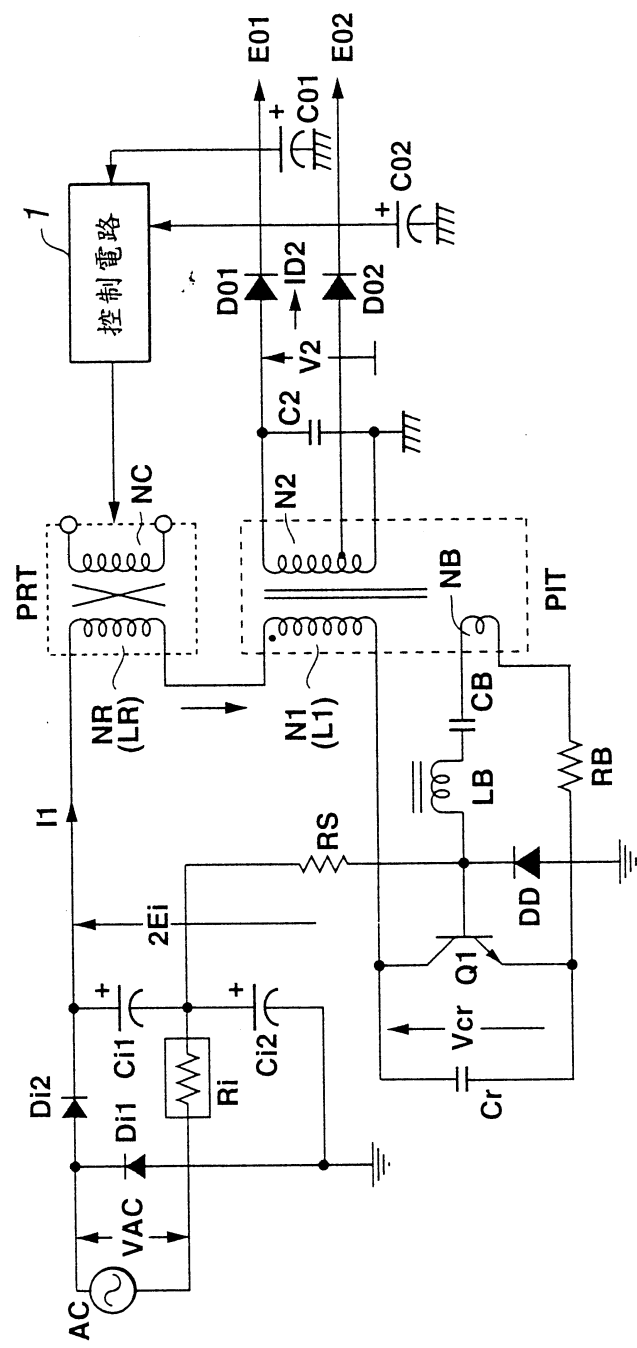
第 9 圖

第 10 圖 A v_{cp}

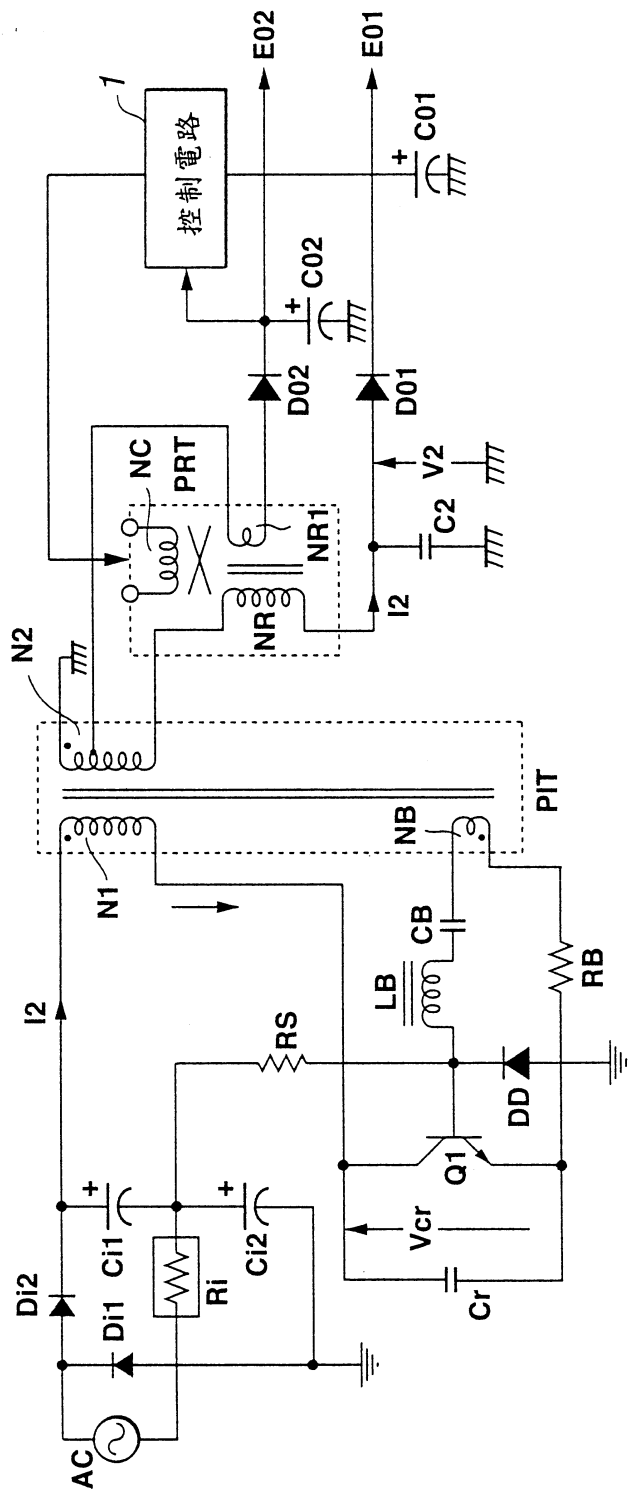


第 10 圖 B v_2

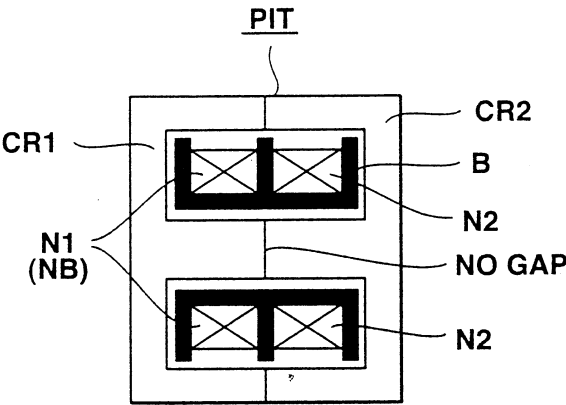




第 11 圖

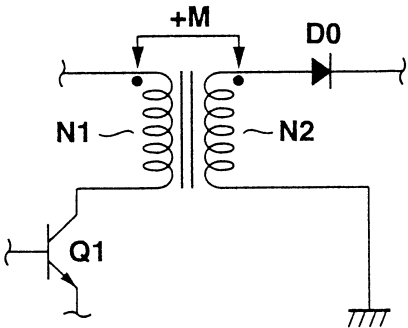


第12圖

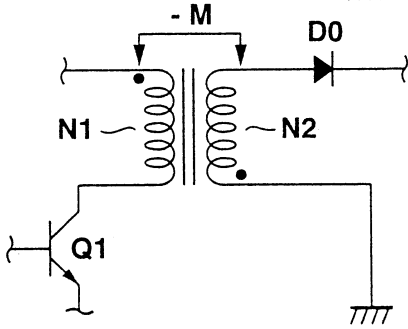


第 13 圖

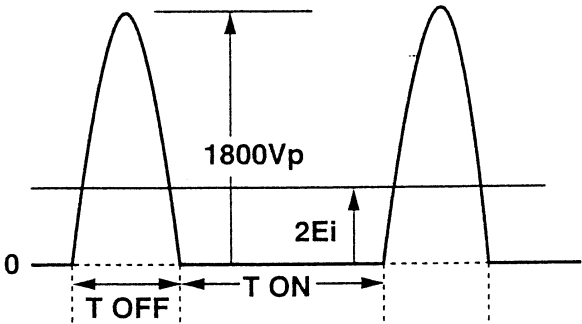
第 14 圖 A



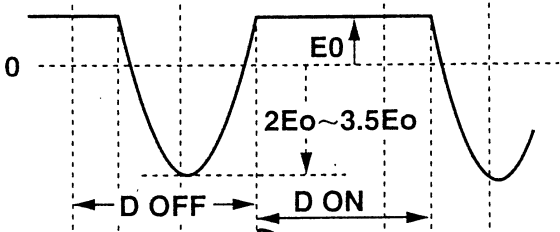
第 14 圖 B



第 15 圖 A V_{cr}



第 15 圖 B V_2



第 15 圖 C I_{D2}

