公告本

申請日期	90.8.1.
案號	90118723
類別	H02M 3/28, 3/335 H05B 41/00 H01J 11/04, 13/48

A4
C4

552768

（以上各欄由本局填註）

發明 新型 專利說明書

一、發明 新型 名稱	中文	返馳變壓器
	英文	FLYBACK TRANSFORMER
二、發明 創作 人	姓名	1.內藤 憲嗣　4.永井 唯夫 2.瀧口 昶　5.北本 雅彥 3.大村 大　6.梅元 剛
	國籍	日本
	住、居所	1.日本京都府長岡京市天神 2-26-10 2.3.4.5.6. 同 1.
三、申請人	姓名（名稱）	村田製作所股份有限公司
	國籍	日本
	住、居所（事務所）	日本京都府長岡京市天神 2-26-10
	代表人 姓名	村田充弘

裝 訂 線

本紙張尺度適用中國國家標準（CNS）A4規格（210×297公釐）

（由本局填寫）

承辦人代碼：	A6 B6
大　　類：	
ＩＰＣ分類：	

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	2000.08.31	2000-262842	

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（ / ）

本發明之背景

1.本發明之領域

本發明係關於返馳變壓器，更具體來說，係關於在給陰極射線管提供高壓的 PWM(脈寬調變)控制的電壓發生器電路中使用的返馳變壓器。

2.相關技藝敘述

圖 1 顯示出包括返馳變壓器的高壓發生器電路的電路圖，這是開發本發明的動機。二極體 14 的陽極連到用於高壓發生器電路 10 中的返馳變壓器 12 的初級繞組，而二極體 14 的陰極連到開關元件功能的 FET(場效電晶體)16 的汲極。FET 16 的源極連到電阻器 18 的一端，電阻器 18 的另一端接地。二極體 20 與二極體 14、FET 16 及電阻器 18 構成的串聯電路　聯。二極體 20 的陰極連到二極體 14 的陽極，而二極體 20 的陽極接地。

諧振電容器 22 與二極體 24 的串聯連接與二極體 20 並聯。諧振電容器 22 的一端連到二極體 14 的陽極，而諧振電容器 22 的另一端連到二極體 24 的陰極。二極體 24 的陽極接地。諧振電容器 22 與二極體 24 的結點連到另一二極體 26 的陽極，二極體 26 的陰極通過阻尼振蕩(ringing)抑制電路 28 連到返馳變壓器 12 的初級繞組。阻尼振蕩抑制電路 28 包括電容器 30、電阻器 32 和電感器 34。電源 +B 連到二極體 26 與阻尼振蕩抑制電路 28 之間的結點。二極體 26 與阻尼振蕩抑制電路 28 之間的結點通過電容器 36 和電容器 38 接地。

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝 訂 線

本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A4規格(210×297公釐)

五、發明說明（ 2 ）

從 PWM(脈寬調變)控制電路 40 把控制 FET 16 作導通和斷開操作的信號饋送到 FET 16 的閘極。控制 PWM 電路 40 接收一電壓，該電壓是通過對返馳變壓器 12 的次級繞組兩端的輸出電壓進行分壓而獲得的。根據所分的電壓和一輸入水平驅動電壓來形成控制 FET 16 的控制信號。FET 16 與電阻器 18 的結點連到 PWM 40 中的保護電路，通過保護電路來檢測流過電路的過量電流。

圖 2 顯示出高壓發生器電路 10 各點處的電壓波形。如圖所示，圖 2(a)顯示出控制 FET 16 的信號的波形，圖 2(b)顯示出圖 1 中點 A 處的電壓波形。圖 2(c)顯示出流入返馳變壓器 12 的初級繞組的電流。當 FET 16 在 t_0 導通時，電流從電源+B 流過返馳變壓器 12 的初級繞組、二極體 14、FET 16 和電阻器 18。在此電流流動時，返馳變壓器 12 的初級繞組存儲電磁能量。

當 FET 16 在時間 t_1 斷開時，電流從返馳變壓器 12 的初級繞組流過諧振電容器 22 和二極體 26，返馳變壓器 12 的初級繞組和諧振電容器 22 開始諧振，從而產生如圖 2(b)所示的返馳脈衝。在返馳變壓器中所存儲的電磁能量在諧振電容器 22 中被完全轉化成靜電能量的時刻，此返馳脈衝最大化。

當存儲在返馳變壓器 12 的初級繞組中的電磁能量被完全轉移到諧振電容器 22 時，反向電流流過沿著二極體 24、諧振電容器 22 和返馳變壓器 12 的初級繞組的路徑。諧振電容器 22 中的靜電能量在返馳變壓器 12 的初級繞組中

本紙張尺度適用中國國家標準 (CNS)A4 規格 (210 × 297 公釐)

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝 訂 線

五、發明說明（ 3 ）

被轉化回靜電能量。存儲在 FET 16 的寄生電容中的電荷被二極體 14 所阻擋，而且不流入返馳變壓器 12 的初級繞組。

點 A 處的電壓在返馳脈衝結束時的時間 t_2 處歸零。二極體 20 導通，所得電流從地流到返馳變壓器 12 的初級繞組。點 A 處的電壓在此電流流動時上升，並達到電源+B 的電壓。在時間 t_3 處，二極體 20 斷開，電流變爲零。來自電源+B 的電流企圖流入諧振電容器 22，但包括二極體 24 和 26 的電流保護箝位電路把諧振電容器 22 兩端的電壓箝位到電源+B 的電壓。沒有電流從返馳變壓器 12 的初級繞組流到諧振電容器 22。但 FET 16 在時間 t_4 導通時，電流從電源+B 流到返馳變壓器 12 的初級繞組，電路的狀態與時間 t_0 處的相同。此高壓產生器電路重復上述操作的功能。返馳變壓器 12 在電壓位準中產生返馳脈衝，並從其次級繞組提供高壓。

當電流在時間 t_3 處降到零時，在返馳變壓器 12 的初級繞組與包括 FET 16 中所存在的寄生電容的電路中之電容之間發生諧振。繼而，從時間 t_3 到時間 t_4 產生阻尼振蕩。使用阻尼振蕩抑制電路 28 來控制阻尼振蕩。

在高壓發生器電路 10 中，返馳變壓器 12 的初級繞組的電感 Lp 滿足以下條件：

$$Lp \leq Eb_Ts/Ipp$$

這裏，Eb 是電源+B 的電壓，Ts 是從返馳脈衝結束到下一返馳脈衝開始的持續時間，而 Ipp 爲返馳變壓器 12 的輸入電流。在此條件下，輸入電流 Ipp 必須適合 FET 16 的

本紙張尺度適用中國國家標準 (CNS)A4 規格 (210 × 297 公釐)

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）
裝
訂
線

五、發明說明（ 4 ）

容許電流。常規的返馳變壓器 12 必須滿足這些條件，且設計成從其次級繞組提供所需的輸出電壓。

返馳變壓器 12 的磁心中所產生的磁通密度 Bmax=Lp_Ipp/N1_S，這裏 N1 係初級繞組線圈的數目，S 係初級繞組磁心的截面積。給定電源+B 的恒定電壓 Eb，把輸入電流 Ipp 保持低態，磁心的尺寸變小，使返馳變壓器 12 變得緊密。較低的輸入電流 Ipp 導致較低的功率消耗。

本發明之概要

相應地，本發明之一個目的係提供一種緊密的，並且減少流入其中的輸入電流的低功率消耗返馳變壓器。

本發明的返馳變壓器用於 PWM 控制的高壓產生器電路，包括層數等於或大於六的按層纏繞的(layer-wound)次級繞組。

在一較佳實施例中，二極體之構成爲其陰極連到次級繞組的一端，而其陽極接地。

該返馳變壓器最好使用在操作頻率爲 70kHz 或更高的 PWM 控制的高壓發生器電路中。

次級繞組的匝數可不超過 2500。

給定相同繞組匝數，按層纏繞的次級繞組的層數增加使次級繞組兩端之間的寬度變窄，減少了返馳變壓器的分布電容。隨著分布電容變得較低，阻尼振蕩的頻率變得較高，且返馳脈衝的脈衝寬度變得較窄。此布局加速了終止阻尼振蕩的計時，從而加長了開關元件的導通時間。隨著

本紙張尺度適用中國國家標準 (CNS)A4 規格 (210 × 297 公釐)

（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 ）

開關元件導通時間的加長，減小了流過返馳變壓器初級繞組的電流波形的梯度，也減小了輸入電流 Ipp。

在一二極體連接在次級繞組的一端與地(D0 二極體方法)之間的返馳變壓器電路中，接地的交變電流的零點近似發生於次級繞組的中心。負和正的相對脈衝發生在交變電流的零點附近。由初級繞組與次級繞組之間的分布電容以及繞組與接地區之間的分布電容來確定交變電流的零點。由於分布電容隨每個繞組與接地區之間的間距而變化，所以在偏離繞組中心的位置處產生交變電流零點。

如果經由增加操作於 D0 開關方法的返馳變壓器中的層繞組的層數，使繞組寬度變窄，則每個繞組與接地區之間的間距變小，且交變電流零點接近繞組的中心。如此，便產生正和負脈衝的繞組部分的繞組寬度變得相互靠近，正脈衝與負脈衝的諧振頻率變近，從而減少了諧振所涉及的損耗。

從以下對本發明實施例的討論以及附圖，將使本發明的上述和其他目的、特徵和優點變得明顯。

圖示簡單說明

圖 1 是顯示出包括返馳變壓器的高壓產生器電路的電路圖，其爲開發本發明的背景；

圖 2(a)顯示出用於控制 FET 的控制信號的波形，圖 2(b)顯示出圖 1 的點 A 處的電壓波形，圖 2(c)顯示出流過圖 1 的返馳變壓器的初級繞組的電流波形；

圖 3 是顯示出在阻尼振蕩的頻率變高時 T_{ON} 的開始與

本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A4 規格(210 × 297 公釐)

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝 訂 線

五、發明說明（ 7 ）

這裏，Tr 係直到返馳脈衝返回零的返馳周期，T_D 係二極體 20 的導通時間，T_{OFF} 是從二極體 20 斷開到 FET 16 導通時之持續時間，T_{ON} 是 FET 16 的導通時間，此處保持 $T_H=Tr+T_D+T_{OFF}+T_{ON}$。給定電源+B 的恒定電壓 Eb，Lp 滿足 $Lp<Eb(T_D+T_{OFF}+T_{ON})/Ipp$。由返馳變壓器 12 的分布電容來確定阻尼振蕩的頻率。

當返馳變壓器 12 的次級繞組的層數爲五時，考慮到在頻率爲 f_5 的阻尼振蕩波形的一個點處建立導通時間 T_{ON} 的開始來確定 Lp 的值。從 $Ipp=Eb_T_{ON}/Lp$ 來確定高度 Ipp。考慮到等效電路的振蕩條件，諸如振蕩的一個峰值)來確定導通時間 T_{ON} 的開始。給定相同匝數的次級繞組，有六層次級繞組的返馳變壓器 12 的繞組寬度比具有五層次級繞組的返馳變壓器 12 的繞組寬度窄，且具有較小的分布電容。因而，六層次級繞組處的阻尼振蕩的頻率 f_6 高於五層次級繞組的頻率 f_5。

可把六層次級繞組處導通時間 T_{ON} 的開始與五層次級繞組處導通時間 T_{ON} 的開始相比較。六層的導通時間 T_{ON} 的開始較早，這是因爲六層處的阻尼振蕩的頻率 f_6 高於五層處的阻尼振蕩的頻率 f_5。調節電感 Lp 來加速導通時間 T_{ON} 的開始。電流波形的梯度 Eb/Lp 變得較小，同時減小了電流 Ipp。

一般，用於返馳變壓器的磁心的磁通密度 Bmax 滿足 $Bmax=Lp_Ipp/N1_S$，這裏 N1 係初級繞組的匝數，S 係磁心的截面積。隨著電流 Ipp 的下降，可減小磁心的尺寸。

本紙張尺度適用中國國家標準（CNS)A4 規格（210 × 297 公釐）

（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 ）

因而可使整個返馳變壓器 12 變的緊密。隨著電流 Ipp 的降低，功耗下降，還可節約功率。當把返馳變壓器 12 的次級繞組的層數增加到六或甚至到七，降低了電流 Ipp 的幅度。獲得了小型的節約功率的返馳變壓器 12。提高了高壓發生器電路 10 的高驅動頻率區中阻尼振蕩的頻率。在 70kHz 或更高的頻率區域尤其表明了這些優點。

由諧振電容器 22 的電容、返馳變壓器 12 的初級繞組的電感以及返馳變壓器 12 的分布電容來確定返馳脈衝的脈衝寬度 Tr。在返馳變壓器 12 的次級繞組係六層的情形下，返馳脈衝的脈衝寬度 Tr 變短，這是因爲分布電容相對於五層次級繞組的返馳變壓器 12 下降之故。如圖 4 所示，阻尼振蕩的開始來得較早。通過調節電感 Lp 從而使 FET 16 在與五層次級繞組相同的點處導通，降低了電流波形的梯度，使輸入電流 Ipp 的高度降低。因而，在返馳變壓器 12 中實現了小型且節約功率的設計。通過增加返馳變壓器 12 的次級繞組的層數，提高了阻尼振蕩的頻率，也縮短了返馳脈衝的脈衝寬度。降低了輸入電流 Ipp，因而實現了小型化的節約功率的設計。

參考圖 5，二極體 50 的陰極連到返馳變壓器 12 的次級繞組的一端。在二極體 50 的陽極接地的 D0 二極體方法中，就交變電流而言，次級繞組的這一端與接地區之間隔離。如圖 5 所示，初級繞組與次級繞組之間的分布電容在繞組的每一段中是均勻的。因此，把圖 5 所示的電路看做一集總(lumped)參數網絡，其次級繞組具有如圖 6 所示連

本紙張尺度適用中國國家標準 (CNS)A4 規格 (210 × 297 公釐)

（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 ）

到其兩端的相同電容的電容器。因而，就交變電流而言，次級繞組的中心用作接地的交變電流零點。這樣，在次級繞組的兩側產生正脈衝和負脈衝。

在返馳變壓器 12 中，次級繞組的中心作爲地，單個繞組起到兩個繞組的作用，其中心用作中性(neutral)點。具體來說，繞組線圈的數目分半，分布電容變小，繼而諧振頻率提高。

在 D0 二極體方法的返馳變壓器 12 中，初級繞組與次級繞組之間的分布電容在每一段中是均勻的，但在安裝返馳變壓器 12 時繞組與接地區之間的間距變得不同。繞組與接地區之間的分布電容是不同的，實際上，次級繞組的中心不能與交變電流零點相符。如圖 7 所示，由從返馳變壓器 12 的安裝表面到繞組上沿的距離 X1、從返馳變壓器 12 的安裝表面到繞組下沿的距離 X2 以及繞組寬度 Y1 來確定交變電流零點。交變電流零點從繞組的中心向上偏移 Z1。

由於與繞組的中心偏移 Z1，正脈衝部分具有圖 7 所示的較寬寬度，諧振振蕩波形的頻率低。相反，負脈衝部分具有較窄的寬度，諧振振蕩波形的頻率高。由幾何參數 X1、X2、Y1、Z1 等集中地確定的諧振損耗隨著與繞組中心的偏移量的變大而增加。

在次級繞組線圈的匝數爲 2500 或更少的返馳變壓器 12 中比較五層次級繞組和六層次級繞組。給定相同的次級繞組的線圈節距，六層次級繞組具有繞組寬度 Y2，此寬度小於五層繞組的繞組寬度 Y1。參考圖 8，從安裝表面到六

本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A4 規格(210 × 297 公釐)

（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）

層返馳變壓器 12 的上沿的距離 X1 比五層返馳變壓器 12 的短。由於繞組寬度的減少以及繞組給定的減少，由幾何參數 X1、X2、Y2 及初級繞組與次級繞組中每一個所產生的電壓所確定的交變電流零點的偏移量 Z2 也降低。交變電流零點接近繞組的中心。結果，正脈衝部分的繞組寬度與負脈衝部分的繞組寬度之差變小。正脈衝的諧振頻率與負脈衝的諧振頻率之差降低。可以容易地進行調諧正脈衝和負脈衝的設計。在整個返馳變壓器 12 中，減少了諧振損耗且提高了功率效率。

當次級繞組的層數增加時，減少了分布電容。阻尼振蕩的頻率增加，返馳脈衝的脈衝寬度變窄。加速了 FET 16 的導通時間 T_{ON} 的開始。在返馳變壓器 12 中實現了小型化且節約功率的設計。

因而，通過增加次級繞組的層數提供了小型化且節約功率的返馳濾波器 12。在 D0 二極體方法中，通過使交變電流零點更靠近繞組的中心提供了小型化且節約功率的設計。

依據本發明，增加返馳變壓器 12 的次級繞組的層數減小了分布電容，提高了 D0 二極體方法中的交變電流零點。因而，在返馳變壓器中實現小型化且節約功率的設計。

雖然相對於特定實施例描述了本發明，但許多其他變化和修改及其他用途將對本領域內的技術人員變得明顯。因此，本發明應不限於此處之特定公開，而僅由申請專利範圍來限定。

本紙張尺度適用中國國家標準（CNS）A4 規格（210 × 297 公釐）

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝 訂 線

A8
B8
C8
D8

六、申請專利範圍

1. 一種由 PWM 控制的高壓產生器電路中使用的返馳變壓器，包括初級和次級繞組，次級繞組包括層數等於或大於六的按層纏繞的次級繞組。

2. 如申請專利範圍第 1 項所述的返馳變壓器，進一步包括具有陽極和陰極的二極體，陰極連接到所述次級繞組的一端，並且陽極接地。

3. 如申請專利範圍第 1 項所述的返馳變壓器，其中所述返馳變壓器用於由具有操作頻率爲 70kHz 或更高的 PWM 控制的高壓產生器電路。

4. 如申請專利範圍第 2 項所述的返馳變壓器，其中所述返馳變壓器用於由操作頻率爲 70kHz 或更高的 PWM 控制的高壓產生器電路。

5. 如申請專利範圍第 1 項所述的返馳變壓器，其中所述次級繞組的匝數係 2500 或更小。

6. 如申請專利範圍第 2 項所述的返馳變壓器，其中所述次級繞組的匝數係 2500 或更小。

7. 如申請專利範圍第 3 項所述的返馳變壓器，其中所述次級繞組的匝數爲 2500 或更小。

8. 如申請專利範圍第 4 項所述的返馳變壓器，其中所述次級繞組的匝數係 2500 或更小。

9. 一種製造由 PWM 控制的高壓產生器電路中使用的返馳變壓器的方法，包括提供初級繞組和次級繞組，並且以多個纏繞的層次來形成次級繞組，其中層數等於或大於六。

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）
裝
訂
線
經濟部智慧財產局員工消費合作社印製
本紙張尺度適用中國國家標準（CNS）A4 規格（210 × 297 公釐）

六、申請專利範圍

10. 如申請專利範圍第 9 項所述的方法，進一步包括提供具有陽極和陰極的二極體，其陰極連到所述次級繞組的一端，而陽極接地。

11. 如申請專利範圍第 9 項所述的方法，其中該返馳變壓器用於由具有操作頻率爲 70kHz 或更高的 PWM 控制的高壓發生器電路。

12. 如申請專利範圍第 10 項所述的方法，其中所述返馳變壓器用於操作頻率爲 70kHz 或更高的由 PWM 控制之高壓發生器電路。

13. 如申請專利範圍第 9 項所述的方法，進一步包括以 2500 或更小的匝數纏繞所述次級繞組。

14. 如申請專利範圍第 10 項所述的方法，進一步包括以 2500 或更小的匝數纏繞所述次級繞組。

15. 如申請專利範圍第 11 項所述的方法，進一步包括以 2500 或更小的匝數纏繞所述次級繞組。

16. 如申請專利範圍第 12 項所述的方法，進一步包括以 2500 或更小的匝數纏繞所述次級繞組。

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）
裝
訂
線
經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

本紙張尺度適用中國國家標準（CNS）A4 規格（210 × 297 公釐）

90118923

圖 1

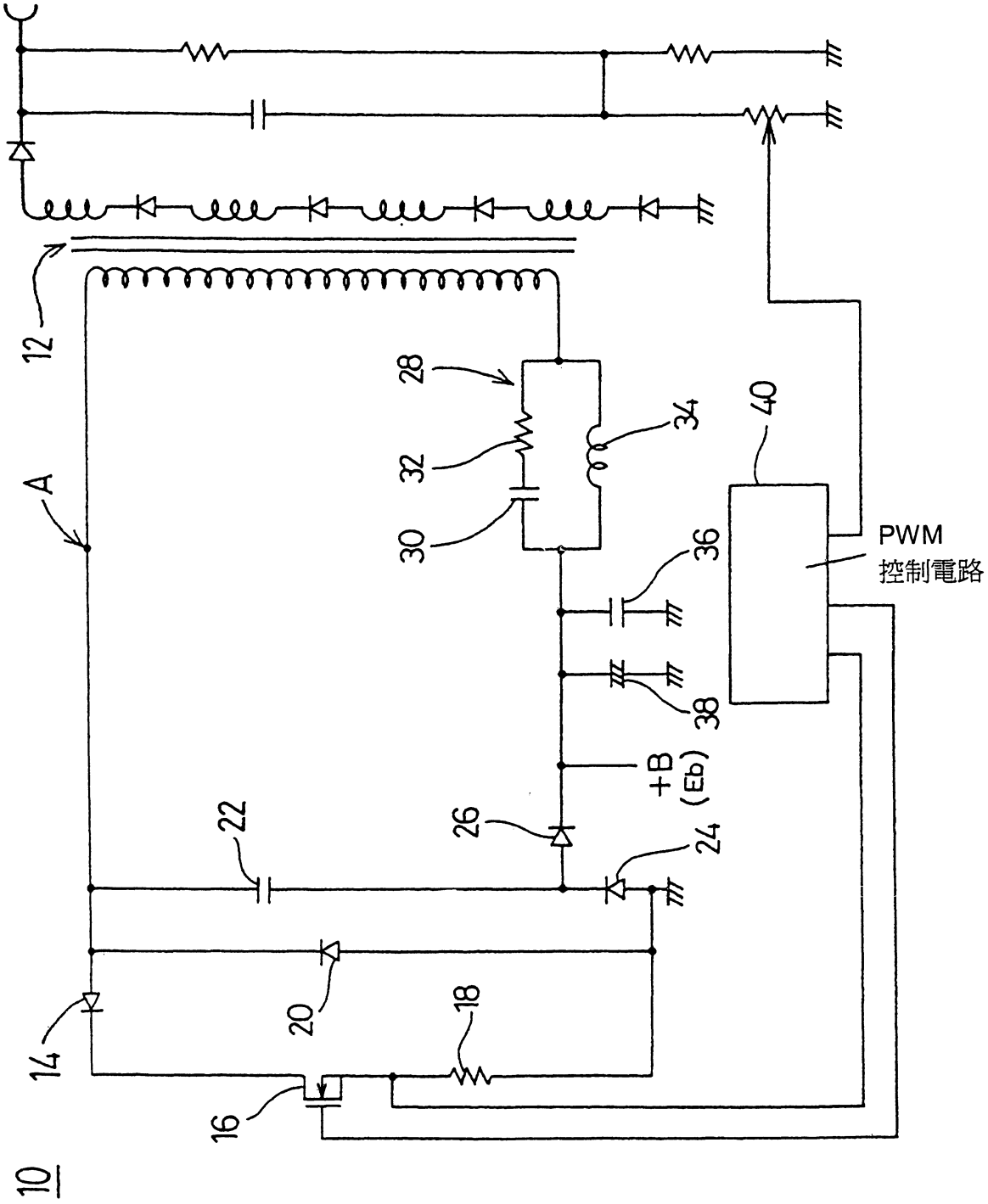


圖 2

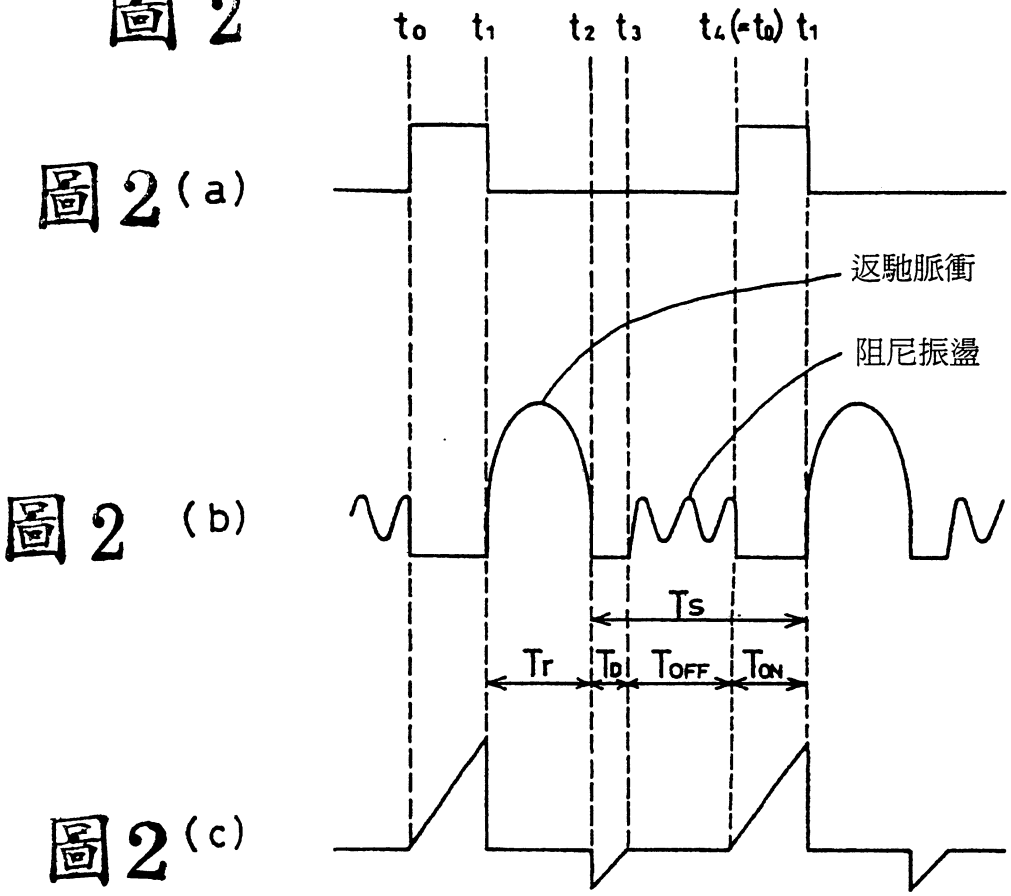


圖 3

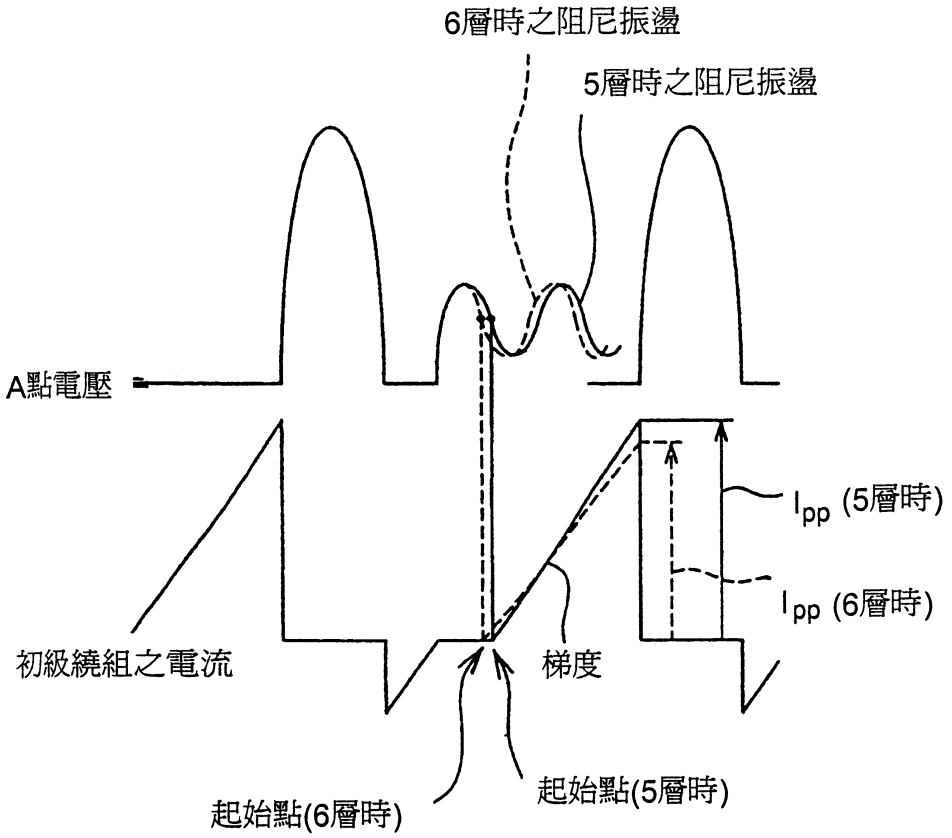

6層時之阻尼振盪
5層時之阻尼振盪
A點電壓
I_{pp} (5層時)
I_{pp} (6層時)
初級繞組之電流
梯度
起始點(6層時)
起始點(5層時)

圖 4

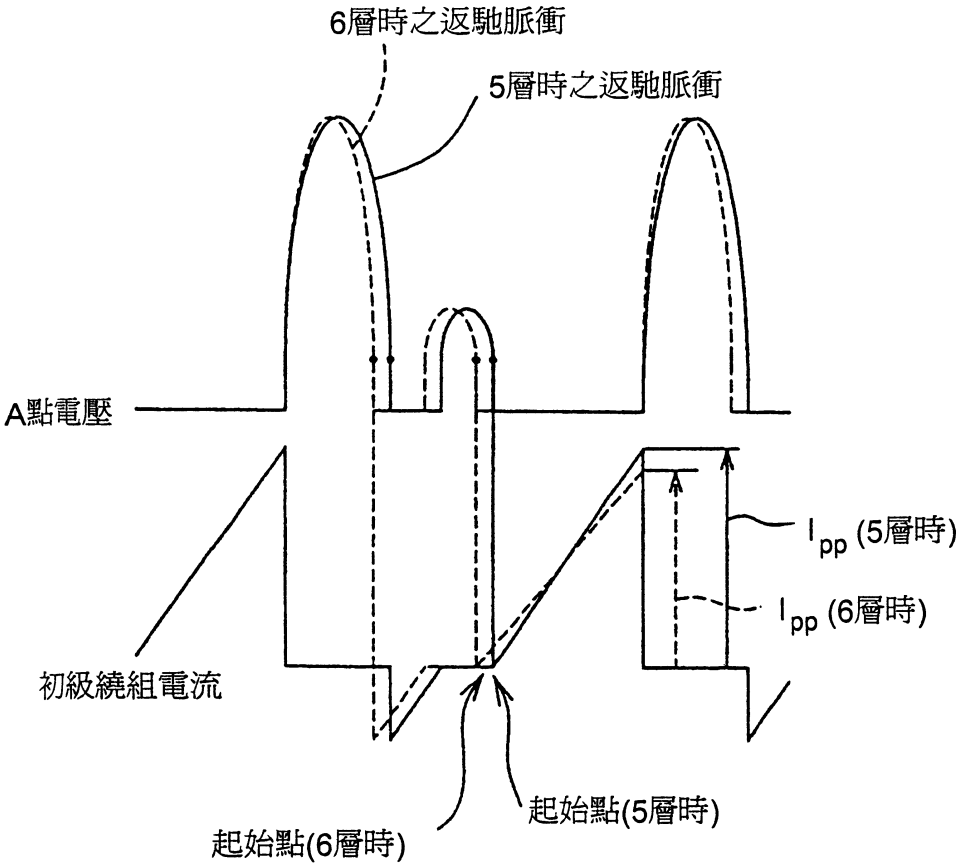

6層時之返馳脈衝
5層時之返馳脈衝
A點電壓
I_{pp} (5層時)
I_{pp} (6層時)
初級繞組電流
起始點(6層時)
起始點(5層時)

圖 5

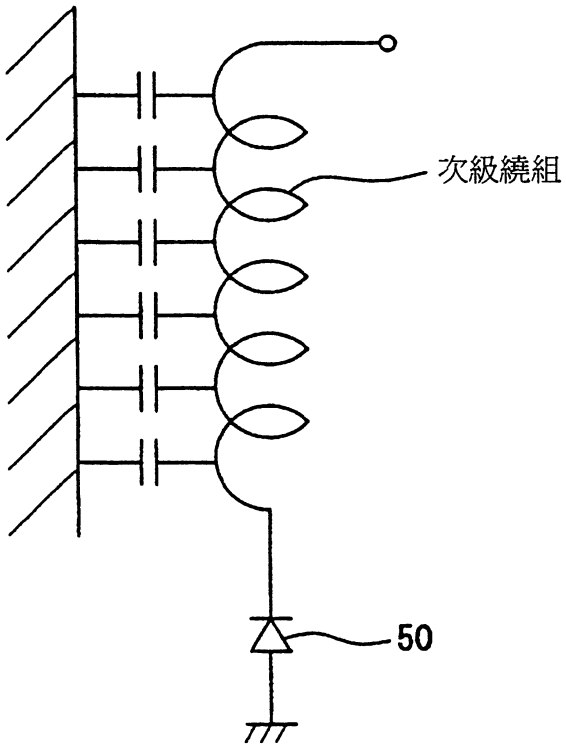


圖 6

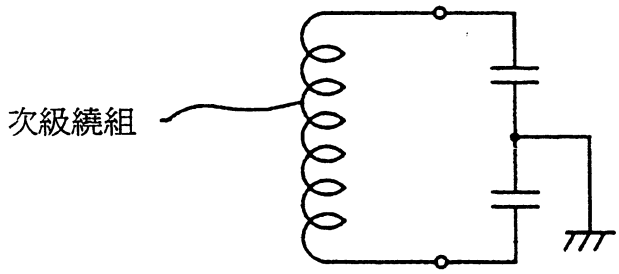


圖 7

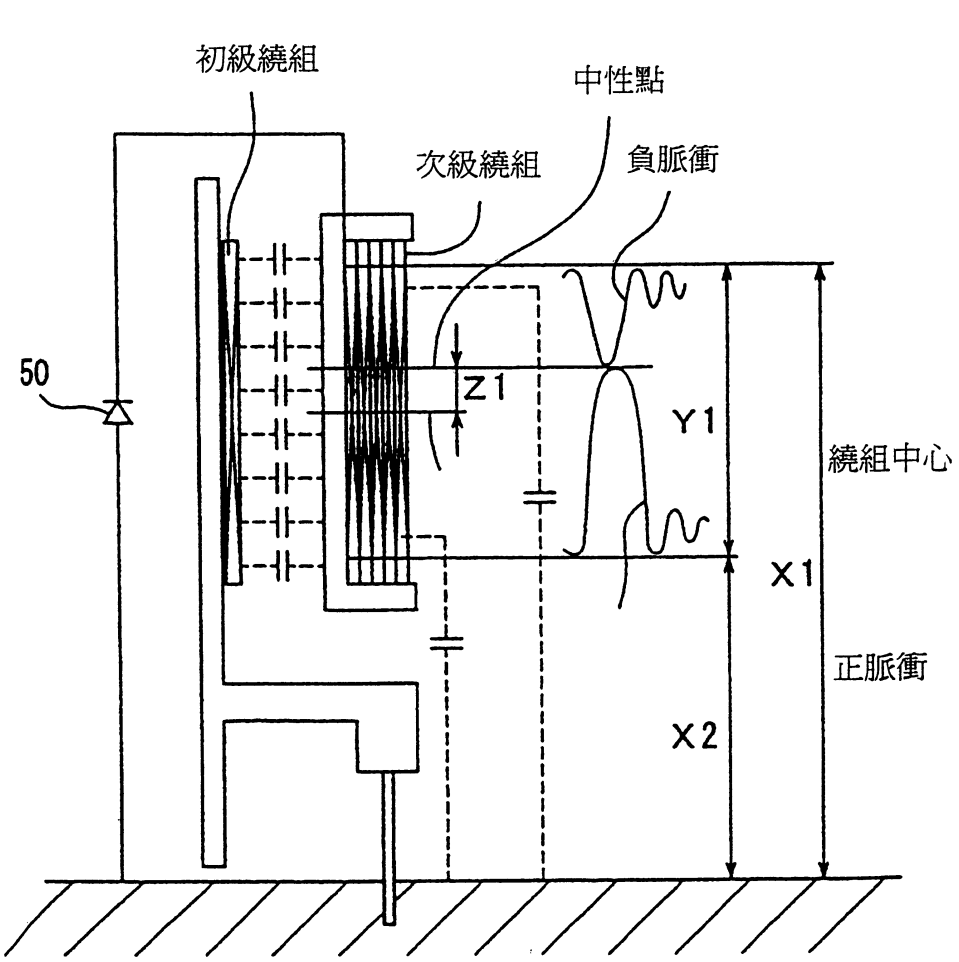
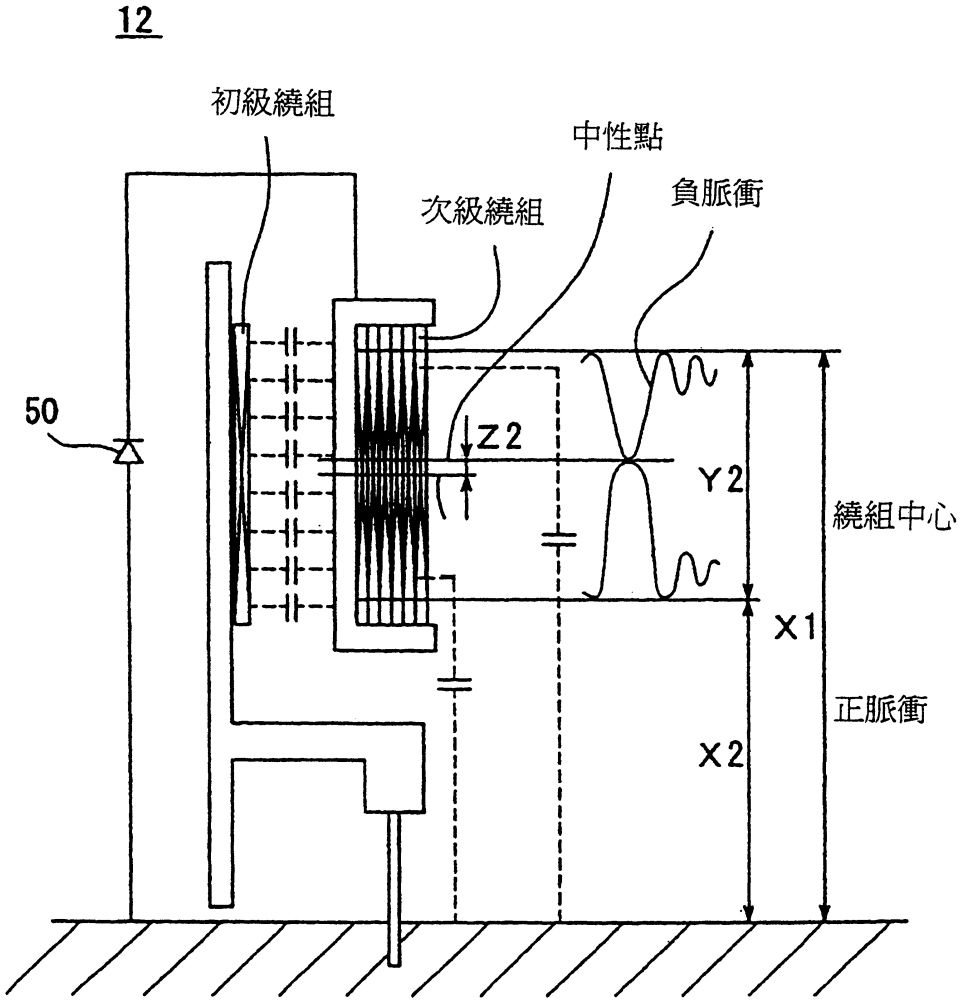


圖 8



92.4.23 修正補充
B7

五、發明說明（ 6 ）

流過的電流之間關係的波形圖；

圖 4 是顯示出在返馳脈衝的脈衝寬度變窄時 T_{ON} 的開始與流過的電流之間關係的波形圖；

圖 5 是顯示出利用 D0 二極體方法的返馳變壓器的次級繞組的電路圖；

圖 6 是圖 5 所顯示返馳變壓器的次級繞組的等效電路圖；

圖 7 是顯示出返馳變壓器一側的電路圖，該變壓器被切成兩半，以顯示出使用 D0 二極體方法的返馳變壓器的繞組的位置關係；以及

圖 8 是顯示出返馳變壓器一側的電路圖，該變壓器被切成兩半，以顯示出在利用 D0 二極體方法的返馳變壓器的次級繞組的層數增加時繞組的位置關係。

本發明的較佳實施方式

參考圖 1，高壓產生器電路 10 中的返馳變壓器 12 通常包括五層或更少層的按層纏繞的次級繞組，而返馳變壓器 12 的層數與尺寸之間的關係在習知技術中並沒有特別的考慮到。本發明的發明人已研究了返馳變壓器 12 的次級繞組的層數與返馳變壓器 12 的尺寸之間的關係，發現通過增加次級繞組的層數來減少返馳變壓器 12 的尺寸。把具有五層次級繞組的返馳變壓器 12 與具有六層次級繞組的返馳變壓器 12 作了比較。

在圖 2 所示的波形圖中，如下表示最大容許輸入電流 Ipp：

$$Ipp=Eb(T_D+T_{OFF}+T_{ON})/Lp$$

本紙張尺度適用中國國家標準 (CNS)A4 規格 (210 × 297 公釐)

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）
裝 訂 線

92.7.4.23 修正補充
B7

五、發明說明（11）

範圍來限定。

元件符號說明

14 二極體

10 高壓發生器電路

12 返馳變壓器

16FET(場效電晶體)

18 電阻器

20 二極體

22 諧振電容器

24 二極體

26 二極體

28 阻尼振蕩(ringing)抑制電路

30 電容器

32 電阻器

34 電感器

36 電容器

38 電容器

40PWM 控制電路

50 二極體

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）
裝 訂 線

本紙張尺度適用中國國家標準（CNS)A4 規格（210×297 公釐）

A5
B5

92.4.23 修正補充
年 月 日

四、中文發明摘要（發明之名稱：　　）

返馳變壓器

把用於 PWM 控制的高密度電壓產生器中的返馳變壓器的次級繞組的層數增加到六或更高。因而，返馳變壓器的分布電容係被減少，增加阻尼振盪的頻率，使返馳脈衝的脈衝寬度變窄。加速了控制 FET 進行操作的計時，降低了返馳變壓器的輸入電流。因而獲得了外型緊密且節約功率的返馳變壓器。

英文發明摘要（發明之名稱：　FLYBACK TRANSFORMER　）

The number of layers of a secondary winding of a flyback transformer for use in a PWM controlled high-tension voltage generator is increased to six or higher. The distributed capacitance of the flyback transformer is thus decreased, the frequency of ringing is increased, and the pulse width of a flyback pulse is narrowed. The timing of the on-operation of a control FET is expedited, and the input current to the flyback transformer is lowered. A compact and power-saving flyback transformer thus results.

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄）

裝 訂 線