

公告本

395076

申請日期	87-09-08
案號	87114911
Int. Cl. 類	H02M3/28

A4
C4

395076

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

一、發明 名稱	中文	返馳變壓器
	英文	FLYBACK TRANSFORMER
二、發明 人 創作	姓名	1.今村宣明 5.永井唯夫 2.戶田安彥 6.田仲章信 3.瀧口昶 4.大村大
	國籍	日本
三、申請人	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.
	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 姓名	村田充弘

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

裝

訂

線

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大類：
IPC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 1997.09.29 9-264027

有關微生物已寄存於: , 寄存日期: , 寄存號碼:

(請先閱讀此之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

五、發明說明 (/)

發明背景

1.發明之領域

本發明有關一個返馳變壓器，其產生一個用於彩色 CRT 顯示器的高壓。

2.相關前技之說明

一個用來作為高壓產生電路的返馳變壓器，其高壓產生電路乃是用來產生一個使用於電視接收器和電腦螢幕的彩色 CRT 顯示器之陽極電壓或相類似的電壓。

傳統高壓產生電路的例子如圖 7 所示。一個驅動電源 3 連接於一次側繞組 2 的一端以及接地端之間。一個作為開關元件的電晶體 11 串接於一次側繞組 2 的另一端，加上一個阻尼二極體 5 和一個共振電容器 6 每個皆是並接於此開關元件。一個返馳變壓器 1 的二次側繞組 7 之高壓端，經一個整流二極體 8 而連接到一個 CRT 的陽極。一個控制電路乃輸入一個由電阻器 15 和 16 分壓而得的電壓，並且將此電壓與一個參考電壓做比較，而來控制驅動電源 3 的電壓以使得電路的高輸出電壓是穩定的。

然而，使用一個控制驅動電源電壓的方法，由於為了於控制電路中產生一個驅動電源電壓而以相當大的電容器將控制信號濾得平滑，會有響應慢的缺點。所以，除非使用一些措施，否則會有一個問題：當顯示一個具有急劇明視度變化的影像時，其影像會被扭曲。

五、發明說明 (2)

因此，傳統地，履行於下：增加一個返馳變壓器的無功能量，一個共振頻率調諧到第 9 次、第 13 次或其他的諧波，以導致返馳脈衝的波形接近一個矩形波，來改善返馳變壓器自我調整的特性。

然而，如果使用上述的方式來增加一個返馳變壓器的無功能量，則所產生的熱量會由於上述所增加的量而增加。因此，爲了增加返馳變壓器熱散逸效率以抑制溫度上升，要使用一個龐大的鐵心，而如此則會導致整個返馳變壓器更爲龐大。

同時，爲了穩定一個高的輸出電壓，在功率電路上改良的返馳變壓器發表於日本免審查專利刊物第 2-222374 和 8-256476 號。前者揭示一個供應返馳變壓器一次側繞組的驅動電壓，其乃是使用根據輸出電壓而同步於水平驅動信號，來履行 PWM 控制驅動電壓。後者則揭示藉由 PWM 直接控制開關元件導通期間以穩定高輸出電壓，而其開關元件以根據輸出電壓而同步於水平驅動信號，來控制一次側繞組電流的導通/關閉。這些功率電路具有高速響應乃是由於不需一個平滑濾波電路，且以根據輸出電壓而同步於水平驅動信號來控制一次側，而不是以如圖 7 中的傳統功率電路所使用的 DC 方式來控制其驅動電壓。

發明概要

本發明的一個目的乃是爲了減少連接於一個功率電路的返馳變壓器之尺寸；其功率電路乃包含一個以根據輸出

(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)

電壓而同步於水平驅動信號，來執行負回授控制的電路；而該電路則是一個用來分離流經一次側繞組電流的電路。

爲了實現上述的目的，根據本發明，提出一個用於彩色 CRT 顯示器而連接於一個功率電路的返馳變壓器；該功率電路包含：一個分離流經一次側繞組電流的電路，以及此電路的一個以根據輸出電壓而同步於水平驅動信號來執行負回授控制的電路，其中二次側繞組對一次側繞組的圈數比設爲 80 或更高。

執行一次側負回授的電路，根據輸出電壓較佳地以 PWM 來控制開關元件導通期間。

一次側繞組和二次側繞組所環繞的鐵心之直徑較佳的是 10mm 或更小。

彩色 CRT 顯示器較佳的是一個多重掃描相容顯示器，其中水平驅動信號的最高頻率爲 115kHz 或更低。

當以下詳細的敘述結合附圖來研讀，本發明上述以及更進一步的目的、觀點和新穎的特色將變得更明顯。

圖式簡單說明

圖 1 顯示一個功率電路的範例，其中應用本發明實施例的返馳變壓器。

圖 2 顯示此功率電路每一部分的波形圖。

圖 3 爲另一個功率電路的電路圖。

圖 4 顯示圈數比和損失兩者間的關係。

圖 5 爲一個電路圖，顯示返馳變壓器的架構。

五、發明說明(4)

圖 6 顯示鐵心直徑和溫升兩者間的關係。

圖 7 為一個傳統功率電路的電路圖。

較佳實施例之說明

應用本發明的返馳變壓器之功率電路架構，參考圖 1 和 2 來描述。

參照圖 1，提及的數字 1 表示一個返馳變壓器。一個驅動電源 3 連接於此返馳變壓器 1 一次側繞組 2 的一端，一個用作開關元件的 MOS-FET(金氧化半導體場效應電晶體)(其後簡稱為“電晶體”)11 之洩極連接於其一次側繞組 2 的另一端，且將其電源另一端接地。電晶體 11 洩極和一次側繞組 2 兩者之間，一個二極體 26 串接於晶體 11。一個共振電容器 6 的一端連接於一次側繞組 2 的一端，二極體 12 的陰極於此連接到電容器 6 的另一端，而二極體 12 的陽極則連接到地端。二極體 13 的陽極連接於二極體 12 和電容器 6 的連接處，而二極體 13 的陰極則連接到一次側繞組 2 和驅動電源 3 兩者之間。返馳變壓器 1 二次側繞組 7 的低壓端連接到一個 ABL(自動亮度控制電路)，而分壓電阻器 15 和 16 則連接到其高壓端。此一分壓乃是應用於一個運算放大器 17 的非反向輸入端。一個參考電源 18 的參考電壓則應用於此運算放大器 17 的反向輸入端。此運算放大器 17，和連接於其上的電阻器共同組成一個誤差放大電路。運算放大器 17 的輸出信號連接到一個比較器 20 的反向輸入端，而一個來自波形成形電路 21 的信號應用於比較

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明()

器 20 的非反向輸入端。波形成形電路 21 整合水平驅動信號(HD signal)來產生一個鋸齒波。一個驅動電路 22 根據比較器 20 的輸出信號來執行電晶體 11 的切換動作。

圖 2 顯示如圖 1 所示的電路每一部分的波形圖。在此將參照圖 1 和圖 2 來描述其功率電路的運作方式。首先，當電晶體 11 在時間 t_0 導通，電流從驅動電源 3 處，流經一次側繞組 2，再流經電晶體 11 而到地端。如圖 2 下端所示，流經此一次側繞組 2 的電流隨著時間的增加而增加，並且在一次側繞組 2 中積蓄而為電磁能量。當電晶體 11 在時間 t_1 截止，電流主要沿著從一次側繞組 2 流經共振電容器 6 和二極體 13 的路徑，以及沿著經過二極體 13 和電晶體 11 寄生電容的路徑，而開始一次側繞組 2 的電感和共振電容器 6 的靜電電容之串聯共振，並產生一個返馳脈波。一次側繞組 2 所有的電磁能量轉換到共振電容器 6 之後，反向電流沿著流經二極體 12、共振電容器 6 和一次側繞組 2 的路徑，依序而到達驅動電源 3，並且共振電容器 6 的靜電能量逆向轉換成一次側繞組 2 的電磁能量。此時，由於受到阻隔，電晶體 11 的寄生電容所積蓄的電荷不能釋出而到一次側繞組 2。此二極體 26 顯然地減少電晶體 11 的寄生電容並且避免產生不要的脈波。

在 t_2 當返馳脈波消失，則圖 1 中 A 點的電位到達 0，而於此時，阻尼二極體 5 導通，導致電流從地端流經阻尼二極體 5 而到一次側繞組 2 之處。當在 A 點的電位隨著反向電流的流動而增加，並且到達與驅動電源 3 的電源電壓

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂
線

五、發明說明()

E_B 相同的電位時，阻尼二極體 5 截止。此時，因為以箝制電路 14 來箝制共振電容器 6 兩端的電壓於驅動電源 3 的電源電壓 E_B ，所以電流不會從一次側繞組 2 流到共振電容器 6，而且不會產生不要的脈波電壓。再者，當電晶體 11 在時間 t_4 導通時，則 A 點接地，導致從驅動電源 3 流經一次側繞組 2 的電流，流過電晶體 11 而到地端；並且回到 t_0 的初始狀態。之後，重複如此的運作。

驅動電路 22 根據來自控制電路的一個控制信號來導通/截止電晶體 11。此乃導致電晶體導通於固定的水平驅動信號(HD signal)一個週期中預定的導通時間內。由於此導通時間乃是負回授所控制的，以致運算放大器 17 的輸入電位差為 0，以穩定輸出電壓。

圖 3 顯示一個功率電路的另一個範例，其中藉由 PWM 控制驅動電源電壓來穩定輸出的高壓。此範例中，一個開關電晶體 31 連接於返馳變壓器 1 一次側繞阻 2 的一端和驅動電源 3 兩者之間。控制電路輸入一個分自電阻器 15 和 16 的電壓，並且以同步於一個水平的驅動信號(HD signal)來執行開關電晶體 31 的導通/截止控制。較特別的是，由於執行負回授控制，以致減掉參考電壓的輸出電壓檢出值愈小，開關電晶體 31 所需的導通時間愈長，來穩定輸出電壓。由於控制開關電晶體 31 以使其在返馳期間開始之前截止，即在開關電晶體 31 截止之後，電晶體 11 的導通期間中，電晶體 11 的集極電流流經一個二極體 32。控制電路控制開關電晶體 31 的導通時間，以使得電阻器 15 和 16 之

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂
線

五、發明說明 (7)

電阻分壓電路所檢出的電壓相等於參考電壓。因此，穩定輸出電壓。

再者，已知用於功率電路的返馳變壓器架構之描述。

此一範例中，返馳變壓器使用於功率電路以執行一個電路的負回授控制，而其電路乃是以根據輸出電壓而同步於水平驅動信號來分離流經一次側繞組的電流，本發明則是設計來減小返馳變壓器的尺寸而不用調整返馳變壓器本身，並且也設計來減小整個功率電路的尺寸，其中的功率電路乃是以功率電路本身的調整特性來產生一個高壓。

當只注意依照返馳變壓器的功能來產生一個高壓之觀點，具有以下的關係：

$$\begin{aligned} V_{cp} &= k \cdot E_B \cdot t_{ON} / L \\ &= k \cdot I_p \end{aligned}$$

$$H_v = n \cdot V_{cp}$$

其中 V_{cp} 為跨於電晶體兩端之峰值電壓，其電晶體則是用來導通/截止一次側繞組的電流， E_B 為驅動電源電壓， t_{ON} 為電晶體導通時間， L 為一次側電感值， I_p 為一次側繞組的峰值電流， n 為二次側繞組對一次側繞組的圈數比，而 H_v 為其輸出電壓。

重新整理以上的方程式，

$$I_p = H_v / n \cdot k$$

此乃顯示二次側繞組對一次側繞組的圈數比愈大，則流經一次側繞組的峰值電流 I_p 愈小。

鐵心損失(磁滯損失+渦流損失)，一般表示為以下的式

五、發明說明(8)

子：

$$\text{鐵心損失} = (afB_m + bfB_m^2) + (k\pi^2f^2B_m^2)$$

其中 B_m 為飽和磁通密度，而 a 、 b 和 k 皆為常數。換言之，鐵心損失為飽和磁通密度 B_m 的函數。飽和磁通密度 B_m 陳述如下：

$$B_m = LI_p/SN_1$$

其中 S 為鐵心的截面積，而 N_1 為一次側繞組的圈數。其結果是 I_p 愈小，則鐵心損失愈小。

同時，電流損失(稱為“銅損”)以一次側繞組有效電流值的函數來表示。因此， I_p 愈小，則銅損愈小。

由以上的關係，增加二次側繞組對一次側繞組的圈數比 n 可以降低 I_p ，而能抑制整體的損失。

在返馳變壓器中損失的另一個範例乃包含介質損失。此乃是以幾何結構來決定，例如環繞其鐵心的繞組架構，而且圈數比愈大，則此介質損失愈大。換言之，在鐵心損失和介質損失兩者之間有一個權宜取捨。在此，圈數比 n 和整個返馳變壓器的損失兩者之間的關係如圖 4 所示。如其圖所示的，圈數比 n 愈大，則鐵心損失 P_c 降得愈小而介質損失增得愈大。無論如何，不像 P_c 的範例，而能不用加大整個返馳變壓器來降低介質損失至若干程度。

圖 5 顯示一個適於降低介質損失的返馳變壓器之架構電路圖。返馳變壓器 1 的二次側繞組成爲一個五層的多層繞組，以 7a 到 7b 來指示之。此乃使得每一個二次側繞組皆環繞在圓柱狀的繞組鐵心上，其上則被五層所覆蓋；而

五、發明說明(9)

二極體連接於每兩層之間。再者，一個二極體 D0 插入於低電壓端和二次側繞組之間。使用上述方式的多層繞組架構，在每一對繞層兩者間的接近位置沒有電壓差。也就是說，一個二極體插入於二次側繞組分離的位置上，而且一個二極體插入於低電壓端，因而執行在二次側繞組每一個部分的電壓之分擔。此乃導致電壓升降率大體上變慢而介質損失降低。因此，如圖 4 中的虛線所示，在整個返馳變壓器的損失 P 減到最小之處，可以增加圈數比 n。

接下來，圈數比 n 設計的方式乃是經由實驗來決定，而其結果如下所示。

在此，返馳變壓器的架構描述於下：

繞組方式： 多層繞組
 層 數： 五層
 鐵心材料： 低損失材質
 鐵心直徑： 8.5mm
 <輸入條件>
 E_B ： 87 V
 I_b ： 336 mA
 水平驅動信號頻率： 94kHz

<輸出條件>

輸出電壓： 25.5 kV
 輸出電流： 800 μ A

當在上述的條件下改變圈數比，各種量測值的量測結果如下所示。

五、發明說明 (10)

表 1

圈數比 n	78	80	90	100	110
I_b (A)	0.512	0.510	0.502	0.500	0.495
I_P (AopAC)	2.79	2.76	2.68	2.62	2.62
I_b+I_P (A)	3.302	3.270	3.182	3.12	3.115
輸出/輸入之效率(%)	60.12	60.38	61.32	61.59	62.16
V_{CP} (V_{PP})	520	480	420	375	358
T_r (μs)	1.50	1.60	1.73	1.88	2.05
T_{ON} (μs)	4.00	3.80	3.70	3.70	3.65
Bm (G)	1511	1497	1456	1428	1426
ΔT ($^{\circ}C$)	37.2	34.9	32.0	32.3	30.5

在上表中， I_b 為一次測繞組電流的 DC 成份， I_P 為一次測繞組的峰值電流(零點至最高點的 AC 成份)， V_{CP} 為跨於電晶體兩端的峰值電壓， T_r 為返馳脈波寬度， T_{ON} 為電晶體導通的期間，而 ΔT 為 $60^{\circ}C$ 大氣中的鐵心溫升。這些全部是應用於圖 1 所示的功率電路中之範例。從其結果可知，圈數比 n 由 70 增加到 110 而愈大時，則鐵心的溫升 ΔT 變得愈小。由於圈數比 n 愈大，則 I_P 以上述的方式而降得愈低，所以 ΔT 降低。

如一個參考文獻，實際的電視機接收器和電腦螢幕內，抑制於 $60^{\circ}C$ 大氣中的 ΔT 為 $35^{\circ}C$ 或更低事實上是較佳的。

上述的結果中，圈數比 n 設為 80 以上。也就是說，從上述的資料可以判斷出，如果 $n=120$ 則 ΔT 會更為減少。無論如何，如果圈數比增加得太多，則圈數會增加，而導致繞組的寬度和層數增加。如此則會導致增大整個返馳變

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(II)

壓器的尺寸，而導致增加了成本。因此，將此觀點列入決定圈數比 n 的考慮。在此條件下，相信 n 值增加到大約 120 是可行的。

接下來，如圖 6 所示的結果中，當改變圈數比 n 和鐵心直徑來測量鐵心的溫升 ΔT 。圖中的“+B 控制”為一種如圖 7 所示的傳統控制方式，乃是使用一個圈數比 n 為 60 的傳統返馳變壓器之範例，在此則是用來當作一個比較的範例。當鐵心直徑為 12mm 或更大時，可以將任何一個情況中的 ΔT 抑制到 35°C 或者更低，但是當鐵心直徑為 9.5mm，如果圈數比 n 為 60，則 ΔT 會超過 35°C 。因此，通常不能使用傳統返馳變壓器。當然，在 +B 控制下溫升會再增加，而不能使用傳統返馳變壓器。如果鐵心的直徑為 9.5mm 和圈數比 n 為 70 或更多，則可以將 ΔT 抑制到 35°C 或者更低。可知的是，如果鐵心的直徑為 10mm，即使在 $n=70$ 的範例中，也會有鐵心的溫升寬限。在鐵心直徑為 8.5mm 的範例中，如果圈數比 n 為 80 或更多，則在任何一個情況中的 ΔT 為 35°C 或者更低。再者，即使鐵心直徑為 8mm，如果圈數比 n 為 90 或更多，則可知的是，由於 ΔT 為 35°C 或者更低而能使用其返馳變壓器。

以上所示的範例之中，量測乃是在水平驅動信號頻率為 94kHz 的條件下完成。水平驅動信號頻率愈高，則鐵心損失(特別是渦流損失)增得愈大；而水平驅動信號頻率愈低，則鐵心損失減得愈小。因此，在水平驅動信號頻率為 94kHz 或更低的條件下，即使鐵心直徑減得再小， ΔT 也

(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)

可以被抑制。

在水平驅動信號頻率為一般所使用的多重掃描相容彩色 CRT 顯示器的最高頻率 115kHz 之條件下， ΔT 的增加較上述量測的結果多一些。無論如何，藉由設定鐵心直徑在 10mm 以及設定圈數比在 80，則可以將 ΔT 抑制到 35°C 或者更低。因此，如果圈數比 n 設在 80 或更多，即使是使用具有 10mm 或更小直徑的鐵心，返馳變壓器可以應用於多重掃描相容彩色 CRT 顯示器，其中水平驅動信號的最高頻率為 115kHz。

根據本發明，即使減小鐵心直徑，也能充分地抑制鐵心的溫升，而且大體上可得到一個小的返馳變壓器。

根據本發明，由於返馳變壓器一次測繞組電流的導通/關閉控制可以藉由單一個開關元件來實行，組件的數目可以減少，而能減小整個功率電路以及本發明之返馳變壓器的尺寸。

根據本發明，藉由限制鐵心的直徑，則可能於一個固定的溫升範圍中減小整個返馳變壓器的尺寸。

根據本發明，即使是使用於一個水平驅動信號頻率通常較高的多重掃描相容彩色 CRT 顯示器中，藉由使用一個已減小的返馳變壓器，則能建構一個小的功率電路。

本發明許多不同的實施例能以不違反本發明的精神和範疇來建構之。應該了解的是，本發明並不限於在本說明書中所描述的特定實施例。相反的，本發明打算涵蓋各種修正和等效的配置，而各種的修正和等效的配置包含於此

(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)

後要申請專利的本發明精神和範疇之中。以下的申請專利範圍之範疇要給與最廣泛的詮釋，以包含所有如此修正、等效之架構和功能。

(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:)

返馳變壓器

一個具有減小尺寸的返馳變壓器，其允許減小隨其而使用的功率電路之尺寸。該返馳變壓器應用於一個功率電路，該功率電路包含：根據輸出電壓，用來執行負回授的電路，以及同步於一個水平驅動信號來分離流經該一次側繞組電流的電路，而其二次側繞組對一次側繞組的圈數比設為 80 或更大。如此則使之能抑制鐵心的溫升 ΔT 到 35°C 或更低，即使此鐵心的直徑為 8.5mm 或者更小時。

英文發明摘要(發明之名稱: FLYBACK TRANSFORMER)

A flyback transformer is of reduced size, allowing an entire power circuit used therewith to be of reduced size. The flyback transformer is applied to a power circuit including a circuit for performing negative feedback control of a circuit which disconnects electric current flowing through a primary winding in synchronization with a horizontal driving signal in accordance with an output voltage, and the turn ratio of a secondary winding to the primary winding is set to 80 or more. This makes it possible to suppress the temperature increase ΔT of a core to 35°C or less even if the core diameter is 8.5 mm or less.

六、申請專利範圍

1.一種用於彩色 CRT 顯示器的返馳變壓器，連接到一個功率電路，其功率電路包含：根據輸出電壓，一個分離流經一次側電流的電路；以及一個同步於一個水平驅動信號來執行功率電路負回授控制的電路，

其中二次側繞組對一次側繞組的圈數比設為 80 或更大。

2.根據申請專利範圍第 1 項之返馳變壓器，其中該執行負回授控制的電路乃是以 PWM 控制一個開關元件的導通期間，而其開關元件則是根據輸出電壓來分離流經該一次側繞組的電流。

3.根據申請專利範圍第 1 或第 2 項之返馳變壓器，其中一個該一次側繞組和該二次側繞組所環繞的鐵心之直徑為 10mm 或者更小。

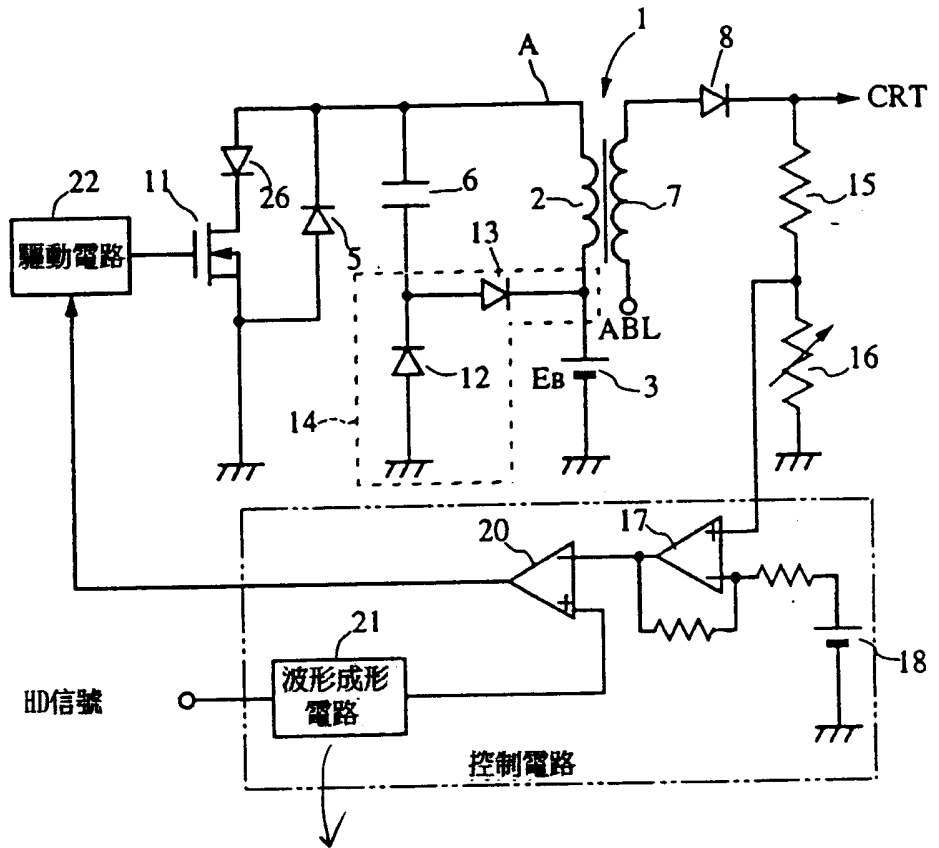
4.根據申請專利範圍第 3 項之返馳變壓器，其中該彩色顯示器乃是一個多重掃描相容顯示器，而顯示器中該水平驅動信號的最高頻率為 115kHz 或者更低。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂
線

395076

圖 1



395076

圖 2

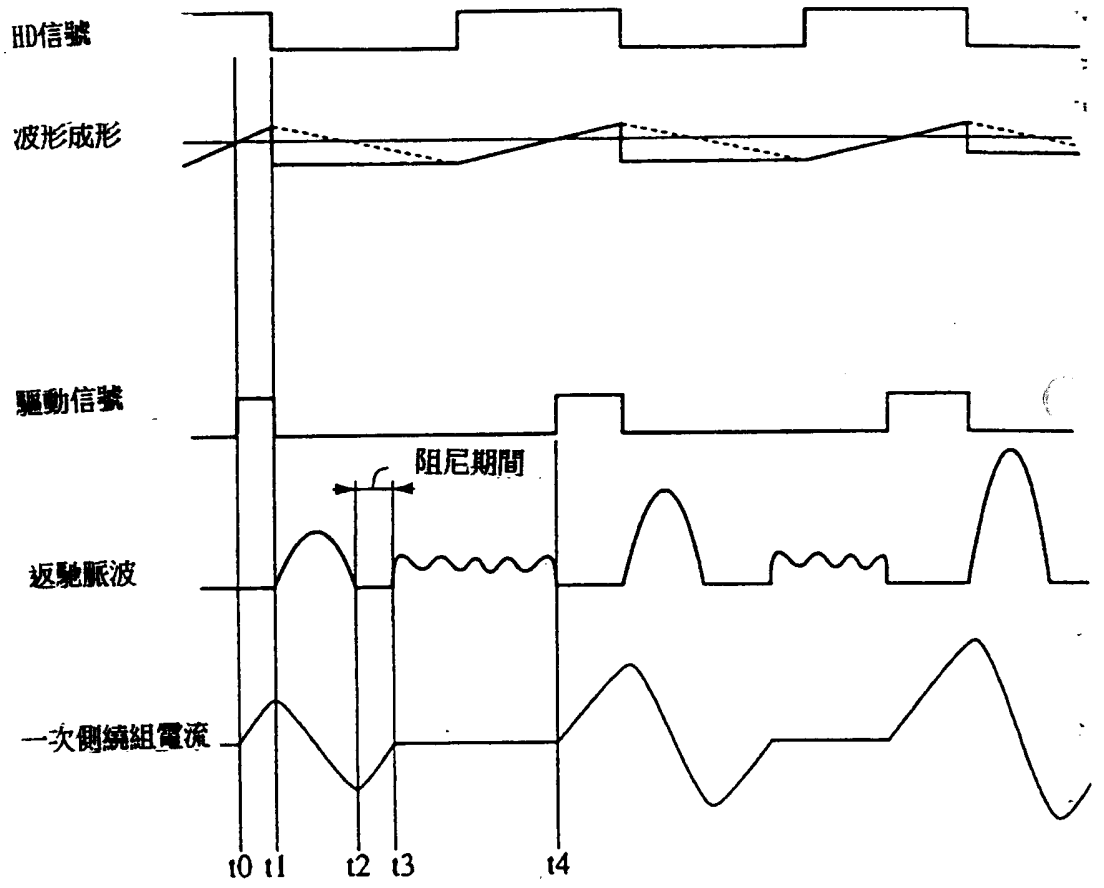


圖 3

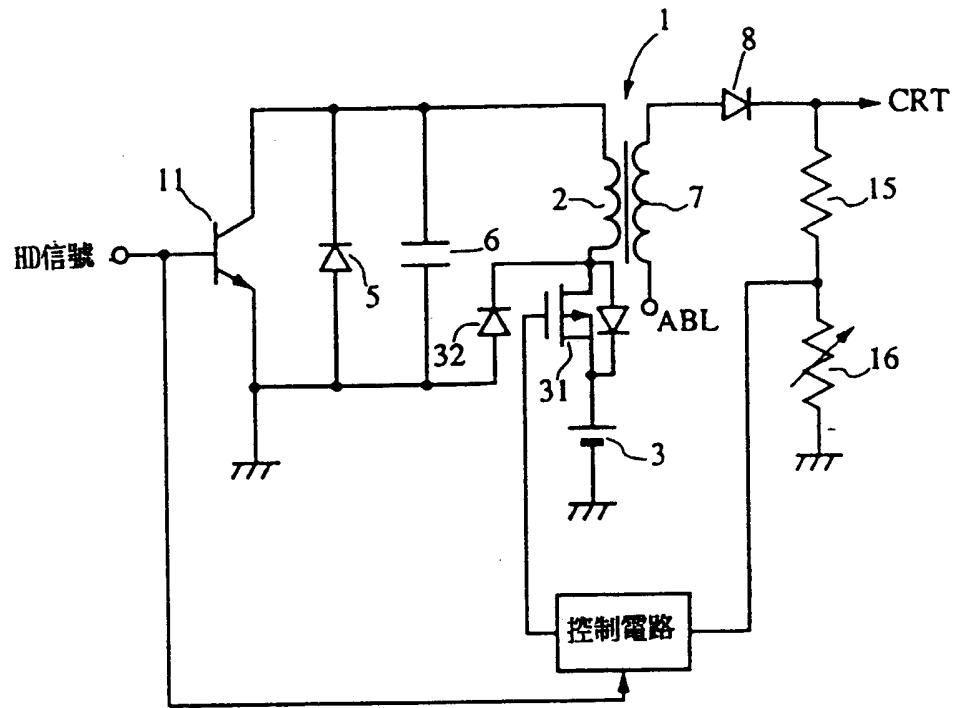


圖 4

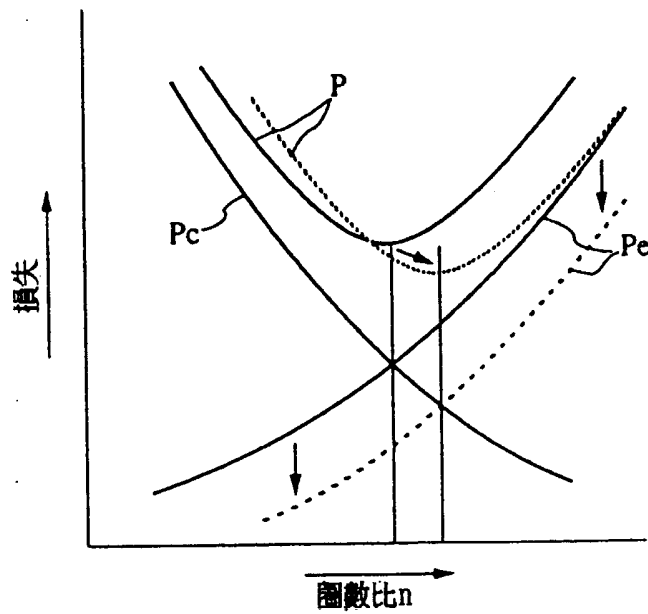


圖 5

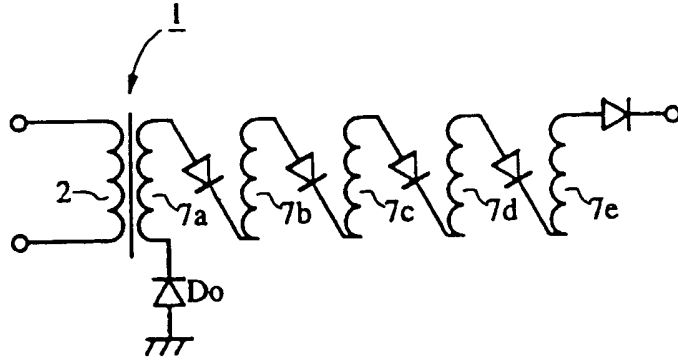


圖 6

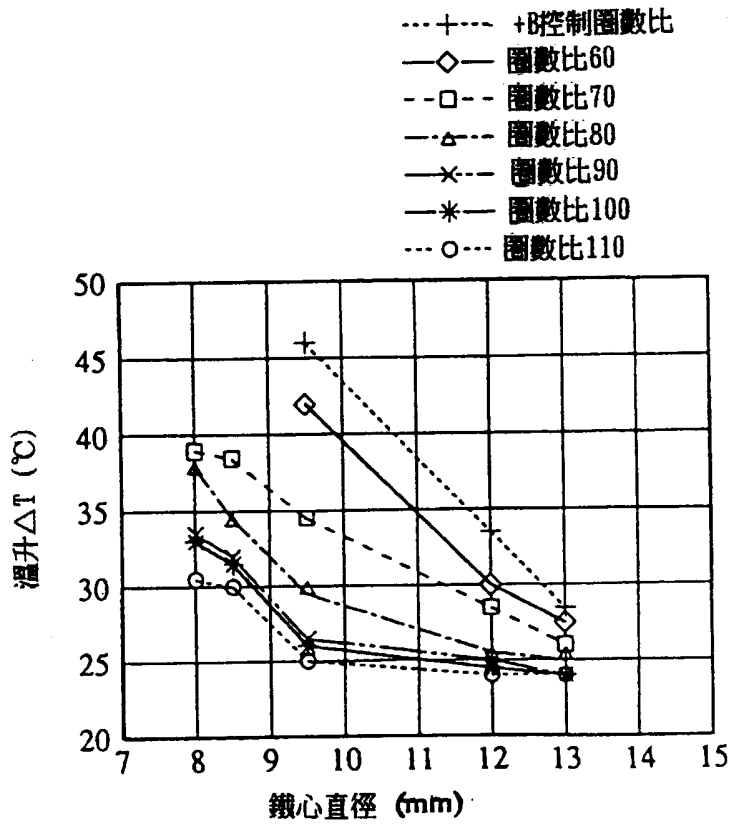


圖 7

