

(21) 申請案號：100108293

(22) 申請日：中華民國 100 (2011) 年 03 月 11 日

(51) Int. Cl. : **H02M3/28 (2006.01)**

(30) 優先權：2011/02/01 中國大陸 201110034669.9

(71) 申請人：昂寶電子(上海)有限公司(中國大陸) ON-BRIGHT ELECTRONICS (SHANGHAI) CO., LTD. (CN)
中國大陸

(72) 發明人：張允超 (CN)；董金亞 (CN)；張秀紅 (CN)；方烈義 (CN)

(74) 代理人：侯德銘

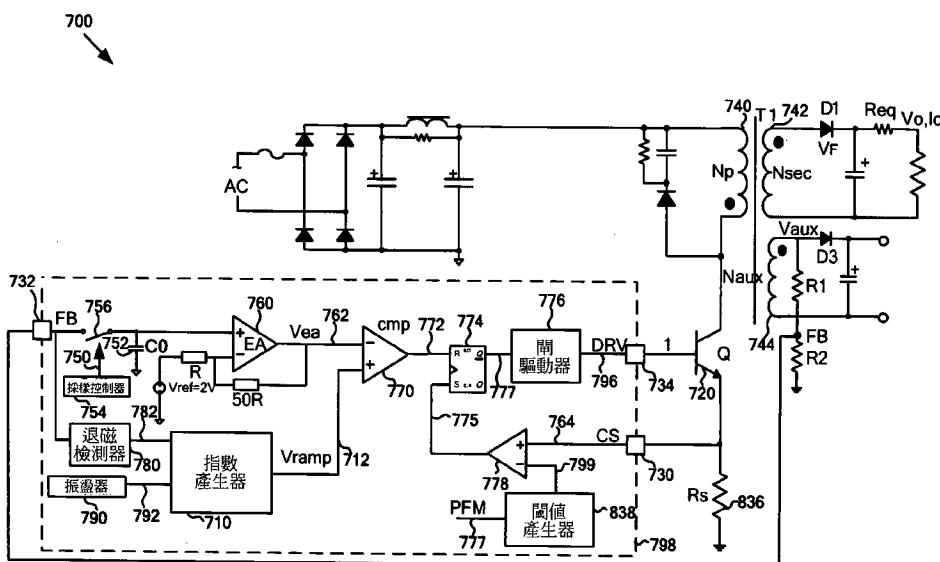
申請實體審查：有 申請專利範圍項數：33 項 圖式數：17 共 59 頁

(54) 名稱

用於反激式電源變換器之動態閾值調節的系統和方法

(57) 摘要

本發明公開了用於反激式電源變換器之動態閾值調節的系統和方法。揭露用於調節電源變換系統之閾值的系統和方法，該系統包括：閾值產生器，配置以接收第一信號並且至少基於與第一信號相關聯的信息產生閾值信號；比較器，配置以接收閾值信號和第二信號並且產生比較信號；以及開關驅動器，配置以至少基於與比較信號相關聯的信息產生驅動信號。該開關驅動器至少被耦合到配置以接收驅動信號並且影響流經與次級繞組耦合的初級繞組的電流的開關。如果第二信號在大小方面大於閾值信號，則驅動信號使開關斷開。該驅動信號與一開關頻率相關聯。



700：電源變換系統

710：指數產生器

712：斜坡信號

720：開關

730：端子

732：端子

734：端子

740：初級繞組

742：次級繞組

744：輔助繞組

750：採樣信號

752：電容器

754：採樣控制器

756：採樣開關

760：誤差放大器

762：放大信號

764：信號

- 770：比較器
- 772：信號
- 774：觸發器組件
- 775：信號
- 776：閘驅動器
- 777：信號
- 778：比較器
- 780：退磁檢測器
- 782：信號
- 790：振盪器
- 792：信號
- 796：信號
- 798：控制器晶片
- 799：閾值信號
- 836：電阻器
- 838：閾值產生器

(21) 申請案號：100108293

(22) 申請日：中華民國 100 (2011) 年 03 月 11 日

(51) Int. Cl. : **H02M3/28 (2006.01)**

(30) 優先權：2011/02/01 中國大陸 201110034669.9

(71) 申請人：昂寶電子(上海)有限公司(中國大陸) ON-BRIGHT ELECTRONICS (SHANGHAI) CO., LTD. (CN)
中國大陸

(72) 發明人：張允超 (CN)；董金亞 (CN)；張秀紅 (CN)；方烈義 (CN)

(74) 代理人：侯德銘

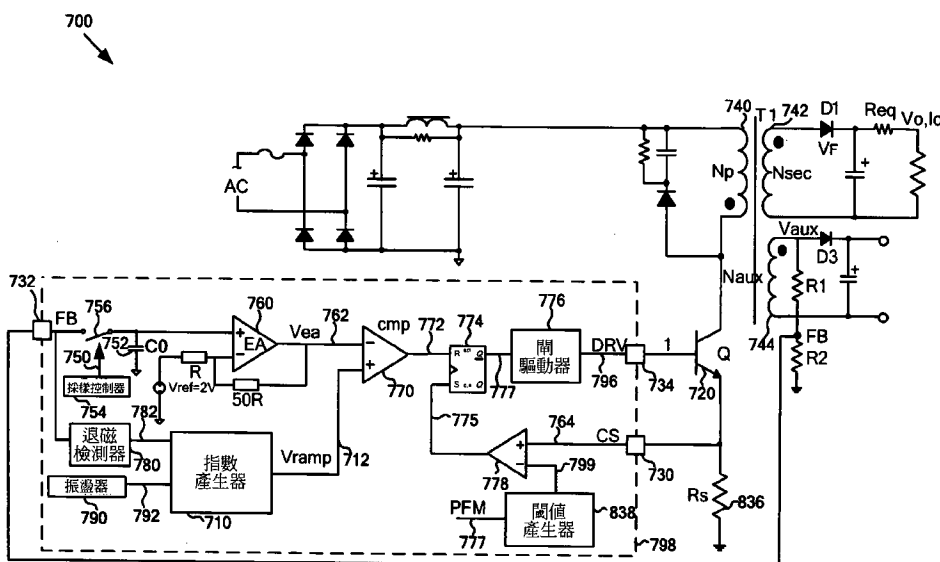
申請實體審查：有 申請專利範圍項數：33 項 圖式數：17 共 59 頁

(54) 名稱

用於反激式電源變換器之動態閾值調節的系統和方法

(57) 摘要

本發明公開了用於反激式電源變換器之動態閾值調節的系統和方法。揭露用於調節電源變換系統之閾值的系統和方法，該系統包括：閾值產生器，配置以接收第一信號並且至少基於與第一信號相關聯的信息產生閾值信號；比較器，配置以接收閾值信號和第二信號並且產生比較信號；以及開關驅動器，配置以至少基於與比較信號相關聯的信息產生驅動信號。該開關驅動器至少被耦合到配置以接收驅動信號並且影響流經與次級繞組耦合的初級繞組的電流的開關。如果第二信號在大小方面大於閾值信號，則驅動信號使開關斷開。該驅動信號與一開關頻率相關聯。



700：電源變換系統

710：指數產生器

712：斜坡信號

720：開關

730：端子

732：端子

734：端子

740：初級繞組

742：次級繞組

744：輔助繞組

750：採樣信號

752：電容器

754：採樣控制器

756：採樣開關

760：誤差放大器

762：放大信號

764：信號

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明涉及積體電路。更具體地，本發明提供了用於過電流保護的動態閾值調節。僅僅作為示例，本發明已應用於反激式電源變換器 (flyback power converter)。但是將認識到，本發明具有更廣泛的應用範圍。

【先前技術】

一般而言，傳統的電源變換系統通常使用變壓器來隔離初級側上的輸入電壓與次級側上的輸出電壓。為了調整輸出電壓，諸如 TL431 和光電耦合器之類的某些組件可被用來將反饋信號從次級側發送到初級側上的控制器晶片。替代地，次級側上的輸出電壓可以被反映 (image) 到初級側，因此，通過直接調節初級側上的一些參數來控制輸出電壓。

圖 1 是示出具有初級側檢測和調整的傳統反激式電源變換系統的簡化示圖。電源變換系統 100 包括初級繞組 110、次級繞組 112、輔助繞組 114、功率開關 120、電流感測電阻器 130、輸出線纜的等效電阻器 140、電阻器 150 和 152、以及整流二極體 160。例如，功率開關 120 是雙極電晶體。在另一示例中，功率開關 120 是 MOS 電晶體。

為了調整輸出電壓到額定電壓範圍內，通常需要提取與輸出電壓和輸出負載有關的信息。在斷續傳導模式 (DCM) 中，這樣的信息可以通過輔助繞組 114 來提取。當功率開關 120 導通時，能量儲存在次級繞組 112 中。然後，當功率開關 120 截止時，所儲存的能量釋放到輸出端，並且輔助繞組 114 的電壓如下所示來映射次級側上的輸出電壓。

$$V_{FB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_{aux} = k \times n \times (V_o + V_F + I_o \times R_{eq}) \quad (\text{等式 1}),$$

其中， V_{FB} 表示節點 154 處的電壓，並且 V_{aux} 表示輔助繞組 114 的電壓。 R_1 和 R_2 分別表示電阻器 150 和 152 的電阻值。另外， n 表示輔助繞組 114 與次級繞組 112 之間的匝數比。具體地， n 等於輔助繞組 114 的匝數除以次級繞組 112 的匝數。 V_o 和 I_o 分別表示輸出電壓和輸出電流。此外， V_F 表示

整流二極體 160 的正向電壓，並且 R_{eq} 表示等效電阻器 140 的電阻值。而且， k 表示如下所示的反饋係數：

$$k = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{等式 2})。$$

圖 2 是示出反激式電源變換系統 100 之傳統操作機制的簡化示圖。如圖 2 所示，電源變換系統 100 的控制器晶片使用採樣保持機制。當次級側上的退磁過程幾乎完成並且次級繞組 112 的電流 I_{sec} 幾乎變為零時，輔助繞組 114 的電壓 V_{aux} 例如在圖 2 的點 A 處被採樣。採樣的電壓值通常被保持直到下一電壓採樣被執行為止。通過負反饋環，採樣的電壓值可以變得等於參考電壓 V_{ref} 。因此，

$$V_{FB} = V_{ref} \quad (\text{等式 3})。$$

組合等式 1 和 3，可以獲得下面的等式：

$$V_o = \frac{V_{ref}}{k \times n} - V_F - I_o \times R_{eq} \quad (\text{等式 4})，$$

基於等式 4，輸出電壓隨著輸出電流的增大而減小。

脈寬調變 (PWM) 和脈衝頻率調變 (PFM) 兩者可以應用於原邊檢測和調整。圖 3 和圖 4 都是示出了在脈衝頻率調變下具有針對恆定輸出電壓的初級側檢測和調整之傳統反激式電源變換系統的簡化示圖。如圖所示，電源變換系統 300 包括指數產生器 310、開關 320、初級繞組 340、次級繞組 342、電容器 352、誤差放大器 360、比較器 370、退磁檢測器 380、振盪器 390 以及端子 330、332 和 334。另外，電源變換系統 300 還包括電阻器 322、觸發器組件 374、開驅動器 384 和比較器 386。

類似地，電源變換系統 400 包括指數產生器 410、開關 420、初級繞組 440、次級繞組 442、電容器 452、誤差放大器 460、比較器 470、退磁檢測器 480、振盪器 490 以及端子 430、432 和 434。另外，電源變換系統 400 還包括電阻器 422、觸發器組件 474、開驅動器 484 和比較器 486。

例如，指數產生器 310 或 410 包括受恆定週期 T 的振盪器控制的開關-電容電路。在另一示例中，開關 320 是雙極電晶體，並且開關 420 是 MOS 電晶體。

如圖 3 或 4 所示，退磁檢測器 380 或 480 分別向指數產生器 310 或 410 輸出信號 382 或 482。另外，振盪器 390 或 490 也分別向指數產生器 310 或 410 輸出信號 392 或 492。另外，開關 320 或 420 經由端子 334 或 434 而由信號 396 或 496 控制。此外，用於檢測流經初級繞組 340 或 440 的電流的信號 398 或 498 分別由電阻器 322 或 422 產生，並且分別由端子 330 或 430 接收。

圖 5 是示出用於傳統電源變換系統 300 或 400 的傳統指數產生器 310 或 410 的簡化示圖。傳統指數產生器 500 可用作指數產生器 310 或指數產生器 410。如圖所示，指數產生器 500 包括開關 510、520 和 540、電容器 514 和 524、計數器 550、分頻器 560、開關控制器 570 以及反 (NOT) 閘 580。

開關 510 由信號 512 控制，開關 520 由信號 522 控制，並且開關 540 由信號 542 控制。例如，信號 542 是信號 382 或 482。信號 512 和 522 是至少基於從振盪器輸出的時鐘信號 532 而產生。例如，時鐘信號 532 是分別由振盪器 390 或 490 產生的信號 392 或 492。

具體地，當開關 510 閉合並且開關 520 和 540 斷開時，參考電壓 V_{refb} 對電容器 514 充電。反之，當開關 520 閉合並且開關 510 和 540 斷開時，一些電荷從電容器 514 轉移到電容器 524，從而使得電容器 524 上的電壓上升。隨著電容器 524 上的電壓變得越來越高，在保持開關 540 斷開的情況下每次使開關 510 斷開並使開關 520 閉合時，從電容器 514 轉移到電容器 524 的附加電荷量變得越來越少。

因此，如果開關 540 保持斷開，則在開關 510 斷開和閉合之間交替並且開關 520 在閉合和斷開之間交替的情況下，電容器 524 上的電壓近似以指數方式上升。當開關 540 通過信號 542 閉合時，電容器 524 通過參考電壓 V_{refa} 被放電。此後，信號 542 將開關 540 從閉合改為斷開。

如圖 5 所示，計數器 550 還接收信號 542 和來自分頻器 560 的信號 552。信號 552 表示由分頻器 560 接收的時鐘信號 532 的上升沿。時鐘信號 532 的時鐘週期標識為 T 。當信號 542 將開關 540 從閉合改變為斷開時，計數器 550 也被復位。基於信號 552，計數器 550 產生輸出信號 554。輸出信號 554 包括輸出信號 clk_2 、 $\text{clk}_4 \dots \text{clk}_m \dots$ 和 clk_N ，其中， $2 \leq m \leq N$ 。m 和 N 各自等

於 2 的冪（例如 2 的整數冪）。當 clk 信號在自復位起的第一時間期間從邏輯低位準上升為邏輯高位準（例如，從“0”位準到“1”位準）時，自上次復位起的時間段為 $n \times T = \frac{m \times T}{2}$ 。n 表示以時鐘週期的數目計算的自上次復位起的時間段。

另外，計數器 550 還將輸出信號 556 發送給開關控制器 570。基於輸出信號 556，開關控制器 570 僅閉合開關中分別與“clk”、“1/2 clk”、“1/4 clk”和“1/8 clk”相對應的一個開關。具體地，如果 $0 \leq n \leq 64$ ，則與“clk”相對應的開關被閉合，並且開關 510 和 520 的切換週期等於 T。如果 $64 < n \leq 128$ ，則與“1/2 clk”相對應的開關被閉合，並且開關 510 和 520 的切換週期等於 2T。如果 $128 < n \leq 512$ ，則與“1/4 clk”相對應的開關被閉合，並且開關 510 和 520 的切換週期等於 4T。如果 $n > 512$ ，則與“1/8 clk”相對應的開關被閉合，並且開關 510 和 520 的切換週期等於 8T。因此，

$$V_{ramp}(n) = (V_{refb} - V_{refa}) \times \left(1 - e^{-\left(\frac{n \times T}{\tau}\right)} \right) + V_{refa} \quad (\text{等式 5}),$$

其中， V_{ramp} 表示信號 526 的電壓大小。例如，信號 526 是信號 312 或 412。另外， V_{refa} 和 V_{refb} 都表示恆定電壓位準。例如， V_{refa} 等於 1 V， V_{refb} 等於 3V。此外，n 表示自計數器 550 的上次復位起以時鐘週期的數目計算的信號 526 上升的時間。T 是時鐘信號 532 的時鐘週期。此外， τ 是時間常數。具體地，如果 $0 \leq n \leq 64$ ，則 $\tau = 128 \times T$ ；如果 $64 < n \leq 128$ ，則 $\tau = 256 \times T$ ；如果 $128 < n \leq 256$ ，則 $\tau = 512 \times T$ ；並且如果 $256 < n$ ，則 $\tau = 1024 \times T$ 。

返回圖 3 或圖 4，當開關 320 或 420 導通時，變壓器儲存能量。流經初級繞組 340 或 440 的電流線性地傾斜上升，並且信號 398 或 498（例如，電流感測電壓）也線性地傾斜上升。信號 398 或 498 分別由比較器 386 或 486 接收，並且分別與閾值信號 399 或 499 相比較以用於過電流保護（OCP）。例如，閾值信號 399 或 499 是等於 0.5 V 的閾值電壓。作為響應，比較器 386 或 486 將比較信號 388 或 488 輸出給觸發器組件 374 或 474。例如，如果信號 398 在大小上超過閾值信號 399，則比較信號 388 為邏輯高位準。在

另一示例中，如果信號 498 在大小上超過閾值信號 499，則比較信號 488 為邏輯高位準。

當開關 320 或 420 截止時，儲存在變壓器中的能量被釋放給輸出端。退磁過程開始，並且流經次級繞組 342 或 442 的電流線性地傾斜下降。當退磁過程幾乎結束並且流經次級繞組 342 或 442 的電流接近零時，產生採樣信號 350 或 450 以對端子 332 或 432 處的反饋電壓採樣。經採樣的電壓被保持在電容器 352 或 452 上。另外，採樣/保持電壓與參考電壓 V_{ref} ，例如 2V 相比較，並且採樣/保持電壓與參考電壓 V_{ref} 之間的差值被誤差放大器 360 或 460 放大以產生放大信號 362 或 462。放大信號 362 或 462 由比較器 370 或 470 的負輸入端子接收，比較器 370 或 470 的輸出信號 372 或 472 由觸發器組件 374 或 474 接收並且分別用來產生信號 396 或 496。

觸發器組件 374 接收信號 372 和 388，並且作為響應產生信號 376。如果信號 372 為邏輯高位準並且信號 388 為邏輯低位準，則信號 376 為邏輯高位準。反之，如果信號 372 為邏輯高位準並且信號 388 也為邏輯高位準，則信號 376 為邏輯低位準。類似地，觸發器組件 474 接收信號 472 和 488，並且作為響應產生信號 476。如果信號 472 為邏輯高位準並且信號 488 為邏輯低位準，則信號 476 為邏輯高位準。反之，如果信號 472 為邏輯高位準並且信號 488 也為邏輯高位準，則信號 476 為邏輯低位準。

如圖 3 所示，信號 376 由閘驅動器 384 接收，閘驅動器 384 將信號 396 輸出給開關 320。如果信號 376 為邏輯高位準，則信號 396 也為邏輯高位準並且使得開關 320 導通。反之，如果信號 376 為邏輯低位準，則信號 396 也為邏輯低位準並且使得開關 320 截止。類似地，如圖 4 所示，信號 476 由閘驅動器 484 接收，閘驅動器 484 將信號 496 輸出給開關 420。如果信號 476 為邏輯高位準，則信號 496 也為邏輯高位準並且使得開關 420 導通。反之，如果信號 476 為邏輯低位準，則信號 496 也為邏輯低位準並且使得開關 420 截止。

另外，當退磁過程開始時，指數產生器 310 或 410 的斜坡信號 312 或 412 被恢復為初始值。例如，斜坡信號 312 或 412 是信號 526，當退磁過程開始時，根據等式 5 其被恢復為 V_{refa} 。在退磁過程完成之後，斜坡信號 312 或 412 以指數方式增大。如果斜坡信號 312 或 412 在大小方面變得高於放

大信號 362 或 462，則比較信號 372 或 472 為邏輯高位準（例如，“1”位準），並且開關 320 或 420 導通。

參考圖 3 或圖 4，電源變換系統 300 或 400 的輸出負載越大，則誤差放大器 360 或 460 的放大信號 362 或 462 的大小就變得越小。因此，開關 320 或 420 保持截止的時間段也變得越短。反之，電源變換系統 300 或 400 的輸出負載越小，則誤差放大器 360 或 460 的放大信號 362 或 462 的大小變得越大。因此，開關 320 或 420 保持截止的時間段也變得越長。

圖 6 是示出電源變換系統 300 或 400 的某些傳統波形的簡化示圖。波形 610 表示作為時間的函數的信號 382 或 482，波形 620 表示作為時間的函數的信號 396 或 496，波形 630 表示作為時間的函數的信號 398 或 498，波形 640 表示作為時間的函數的信號 312 或 412，波形 650 表示作為時間的函數的信號 362 或 462。如圖 6 所示，開關 320 或 420 保持截止的時間段 t_{off} 等於 $t_{Demag} + t_{ramp}$ 。 t_{Demag} 表示退磁過程的時間，並且 t_{ramp} 表示信號 312 或 412 位準上升到信號 362 或 462 位準的時間。例如，信號 312 或 412 是由指數產生器 500 產生的信號 526。信號 526 的電壓大小 V_{ramp} 上升直到開關 540 通過信號 542 被閉合為止。在另一示例中， t_{ramp} 等於 $n_{ramp} \times T$ 。在又一示例中，當 $n = n_{ramp}$ 時，根據等式 5， V_{ramp} 小於 V_{refb} ，其中， n 表示以時鐘週期的數目計算的信號 526 上升的時間。在又一示例中， $n \times T$ 由輸出信號 554 表示。

但是，電源變換系統 300 或 400 通常不能在負載改變時提供有效的動態響應。因此，非常希望改進利用初級側檢測和調整的動態響應技術。

【發明內容】

本發明涉及積體電路。更具體地，本發明提供了用於過電流保護的動態閾值調節。僅僅作為示例，本發明已應用於反激式電源變換器。但是將認識到，本發明具有更廣泛的應用範圍。

根據一個實例，一種用於調節電源變換系統的閾值的系統包括：閾值產生器，配置以接收第一信號並且至少基於與第一信號相關聯的信息產生閾值信號；比較器，配置以接收閾值信號和第二信號並且產生比較信號；以及開驅動器，被配置來至少基於與比較信號相關聯的信息產生驅動信號。該開驅動器至少被耦合到配置以接收驅動信號並且影響流經與次級繞

組耦合的初級繞組的電流的開關。如果第二信號在大小方面大於閾值信號，則驅動信號使開關斷開。該驅動信號與一開關頻率相關聯。第二信號在大小方面隨著電流的增大而增大並且在大小方面隨著電流的減小而減小，並且該閾值信號在大小方面隨著開關頻率的增大而增大並且在大小方面隨著開關頻率的減小而減小。

根據另一實例，一種用於調節電源變換系統的有效閾值的系統包括：電流產生器，配置以接收第一信號並且至少基於與第一信號相關聯的信息產生第一電流；以及第一比較器，配置以接收預定閾值電壓和第一電壓並且產生第一比較信號。第一電壓是第二電壓和第三電壓之和。另外，該系統包括開關驅動器，配置以至少基於與比較信號相關聯的信息產生驅動信號。開關驅動器至少被耦合到配置以接收驅動信號並且影響流經與次級繞組耦合的初級繞組的第二電流的開關。如果第一電壓在大小方面大於預定閾值電壓，則驅動信號使得開關斷開。驅動信號與一開關頻率相關聯。第二電壓在大小方面隨著第一電流的增大而增大並且在大小方面隨著第一電流的減小而減小，並且第三電壓在大小方面隨著第二電流的增大而增大並且在大小方面隨著第二電流的減小而減小。第一電流在大小方面隨著開關頻率的增大而減小並且在大小方面隨著開關頻率的減小而增大。

根據又一實例，一種用於調節電源變換系統的閾值的方法包括：接收第一信號；處理與第一信號相關聯的信息；並且至少基於與第一信號相關聯的信息產生閾值信號。另外，該方法包括：接收閾值信號和第二信號；並且至少基於與閾值信號和第二信號相關聯的信息產生比較信號。此外，該方法包括：處理與比較信號相關聯的信息；並且至少基於與第一比較信號相關聯的信息產生驅動信號，以影響流經與次級繞組耦合的初級繞組的電流。如果第二信號在大小方面大於閾值信號，則驅動信號使電流減小。驅動信號與一開關頻率相關聯。第二信號在大小方面隨著電流的增大而增大並且在大小方面隨著電流的減小而減小，並且閾值信號在大小方面隨著開關頻率的增大而增大並且在大小方面隨著開關頻率的減小而減小。

根據又一實例，一種用於調節電源變換系統的有效閾值的方法包括：接收第一信號；處理與第一信號相關聯的信息；並且至少基於與第一信號相關聯的信息產生第一電流。另外，該方法包括：接收預定閾值電壓和第

一電壓，並且至少基於與閾值電壓和第一電壓相關聯的信息產生第一比較信號。第一電壓是第二電壓和第三電壓之和。此外，該方法包括：處理與第一比較信號相關聯的信息；並且至少基於與第一比較信號相關聯的信息產生驅動信號，以影響流經與次級繞組耦合的初級繞組的第二電流。如果第一電壓在大小方面大於預定閾值電壓，則驅動信號使得第二電流減小。驅動信號與開關頻率相關聯。第二電壓在大小方面隨著第一電流的增大而增大並且在大小方面隨著第一電流的減小而減小，並且第三電壓在大小方面隨著第二電流的增大而增大並且在大小方面隨著第二電流的減小而減小。第一電流在大小方面隨著開關頻率的增大而減小並且在大小方面隨著開關頻率的減小而增大。

與傳統技術相比，通過本發明可以獲得許多益處。本發明的某些實例利用脈衝-頻率調節來動態地調節導通時間 (on-time duration)。本發明的一些實例提高了最小頻率 (例如，無負載條件下的頻率) 並且改善了針對負載變化的動態響應，而不會減小負載變化範圍或增加待機功耗。

取決於實例，可以獲得這些益處中的一個或多個。參考下面的詳細描述和附圖可以全面理解本發明的這些益處以及各種另外的目的、特徵和優點。

【實施方式】

本發明涉及積體電路。更具體地，本發明提供了用於過電流保護的動態閾值調節。僅僅作為示例，本發明已應用於反激式電源變換器。但是將認識到，本發明具有更廣泛的應用範圍。

參考圖 3 和圖 4，在斷續傳導模式 (DCM) 中，反激式電源變換系統 300 或 400 的能量傳送關係為

$$P_o = \frac{1}{2} \times L \times I_p^2 \times F_s \times \eta \quad (\text{等式 6}),$$

其中， P_o 表示系統 300 或 400 的輸出功率。另外， L 表示初級繞組 340 或 440 的電感量，並且 I_p 表示初級繞組 340 或 440 的電流。此外， F_s 表示功率開關 320 或 420 的開關頻率，並且 η 表示系統 300 或 400 的變換效率。此外，

$$I_p = \frac{V_{thoc}}{R_s} \quad (\text{等式 7}),$$

其中， V_{thoc} 表示閾值信號 399 或 499 的大小，並且 R_s 表示電阻器 322 或 422 的電阻值。因此，等式 6 可以變為

$$P_o = \frac{1}{2} \times L \times \left(\frac{V_{thoc}}{R_s} \right)^2 \times F_s \times \eta \quad (\text{等式 8}).$$

因此，如果 L 、 V_{thoc} 、 R_s 和 η 是常數，則輸出功率 P_o 與開關頻率 F_s 成比例。

例如，如果電源變換系統 300 或 400 在滿負載時具有 5V 的輸出電壓和 1A 的輸出電流，並且在無負載時具有 5V 的輸出電壓和 5 mA 的輸出電流，則開關頻率 F_s 在滿負載時等於 40 KHz（例如， $F_{smax} = 40$ KHz）並且在無負載時等於 0.2 KHz（例如， $F_{smin} = 0.2$ KHz），其中，輸出電容 C_o 為 680 μ F。根據一個實施例，基於等式 8，

$$P_{max}/P_{min} = F_{smax}/F_{smin} = 200 \quad (\text{等式 9a}),$$

其中， P_{max} 表示 $F_{smax} = 40$ KHz 時的輸出功率，並且 P_{min} 表示 $F_{smin} = 0.2$ KHz 時的輸出功率。參考圖 3 或圖 4，當次級側上的退磁過程幾乎完成並且次級繞組 342 或 442 的電流 I_{sec} 幾乎變為零時，輔助繞組的電壓 V_{aux} 被控制器晶片採樣。因此，如果負載條件從無負載變為滿負載，則控制器晶片必須等待直到下一退磁過程，以便檢測輸出電壓的改變。因此，即使系統 300 或 400 在檢測到輸出電壓的下降之後立即提高開關頻率，輸出電壓也可能已經下降了：

$$\Delta V_o = \frac{I_o \times t}{C_o} \cong \frac{1A \times 1/0.2KHz}{680\mu F} = 0.74V \quad (\text{等式 9b}).$$

因此，為了改善電源變換系統 300 或 400 的動態響應，應當提高最小開關頻率（例如，無負載時的開關頻率）。但是，較高的最小開關頻率可能縮窄負載變化範圍。為了支持寬的負載變化範圍，須使用假負載（dummy load），但是假負載也會增加系統 300 或 400 的待機功耗。

圖 7 是示出根據本發明一個實例之具有動態閾值調節的反激式電源變換系統的簡化示圖。該示圖僅僅是示例，其不應當不當地限制申請專利範圍的範疇。該項技術領域具有通常知識者將認識到許多形變、替換和修改。

電源變換系統 700 包括指數產生器 710、開關 720、初級繞組 740、次級繞組 742、輔助繞組 744、電容器 752、採樣控制器 754、採樣開關 756、誤差放大器 760、比較器 770 和 778、觸發器組件 774、閘驅動器 776、退磁檢測器 780、振盪器 790、端子 730、732 和 734、電阻器 836 以及閾值產生器 838。例如，端子 730、732 和 734 是控制器晶片 798 的端子。在另一示例中，開關 720 是雙極電晶體。在又一示例中，指數產生器 710 是指數產生器 500。根據一個實例，信號 782、792 和 712 分別是信號 542、532 和 526。

如圖 7 所示，退磁檢測器 780 向指數產生器 710 輸出信號 782，並且振盪器 790 也向指數產生器 710 輸出信號 792。在一個實施例中，開關 720 通過端子 734 由信號 796 控制。在另一實例中，用於檢測流經初級繞組 740 的電流的信號 764 由電阻器 836 產生並且由比較器 778 接收。

根據一個實例，比較器 778 還接收來自閾值產生器 838 之用於過流保護 (OCP) 的閾值信號 799，並且將閾值信號 799 與信號 764 相比較。例如，作為響應，比較器 778 向觸發器組件 774 輸出比較信號 775。在另一示例中，當開關 720 導通時，流經初級繞組 740 的電流線性地傾斜上升，並且信號 764 (例如，電流感測電壓) 也線性地傾斜上升。在另一示例中，如果信號 764 的大小超過閾值信號 799，則比較信號 775 為邏輯高位準。

在又一示例中，當開關 720 截止時，儲存在變壓器中的能量被釋放給輸出端。根據一個實例，退磁過程開始，並且流經次級繞組 742 的電流線性地傾斜下降。例如，當退磁過程幾乎結束並且流經次級繞組 742 的電流接近零時，採樣信號 750 由採樣控制器 754 產生，以通過閉合採樣開關 756 來對端子 732 處的反饋電壓採樣。在另一示例中，在採樣過程完成之後，採樣開關 756 響應採樣信號 750 而斷開。在又一示例中，經採樣的電壓被保持在電容器 752 上，並且與參考電壓 V_{ref} 相比較，例如 2V 相比較。根據實例，採樣/保持電壓與參考電壓 V_{ref} 之間的差值被誤差放大器 760 放大以產生放大信號 762。根據另一實例，放大信號 762 由比較器 770 的負輸入端

子接收，比較器 770 的正輸入端子接收斜坡信號 712。例如，比較器 770 作為響應將輸出信號 772 發送給觸發器組件 774。

在一個實例中，當退磁過程開始時，指數產生器 710 的斜坡信號 712 被恢復為初始值。例如，斜坡信號 712 是信號 526，當退磁過程開始時，根據等式 5 其被恢復為 V_{refa} 。在另一示例中，在退磁過程完成之後，斜坡信號 712 以指數方式增大。在另一示例中，如果斜坡信號 712 在大小方面變得高於放大信號 762，則比較信號 772 為邏輯高位準（例如，“1”位準）。

如圖 7 所示，觸發器組件 774 接收信號 772 和 775，並且作為響應產生信號 777。例如，如果信號 772 為邏輯高位準並且信號 775 為邏輯低位準，則信號 777 為邏輯高位準。在另一示例中，如果信號 772 為邏輯高位準並且信號 775 也為邏輯高位準，則信號 777 為邏輯低位準。在另一實施例中，信號 777 由閘驅動器 776 接收，閘驅動器 776 通過端子 734 向開關 720 輸出信號 796。例如，如果信號 777 為邏輯高位準，則信號 796 也為邏輯高位準並且使得開關 720 導通。在另一示例中，如果信號 777 為邏輯低位準，則信號 796 也為邏輯低位準並且使得開關 720 截止。

根據一個實例，用於過流保護（OCP）的閾值信號 799 由接收信號 777 的閾值產生器 838 產生。例如，閾值產生器 838 處理與信號 777 相關聯的信息，並且基於與信號 777 相關聯的信息檢測開關頻率的大小。在另一示例中，利用開關頻率的大小，閾值產生器 838 確定閾值信號 799（例如，閾值電壓 V_{thoc1} ）。

在一個實例中，閾值電壓 V_{thoc1} 隨著開關頻率的增大而增大，並且隨著開關頻率的減小而減小。例如， V_{thoc1} 隨著開關頻率線性地改變，如下：

$$V_{thoc1} = V_{thoc0} + k_{thoc} \times F_s \quad (\text{等式 } 10),$$

其中， F_s 表示所檢測到的開關 720 的開關頻率。另外， V_{thoc0} 表示預定的恆定電壓位準，並且 k_{thoc} 表示預定正常數。在另一示例中，利用等式 10，等式 8 變為

$$P_o = \frac{1}{2} \times L \times \left(\frac{V_{thoc0} + k_{thoc} \times F_s}{R_s} \right)^2 \times F_s \times \eta \quad (\text{等式 } 11)。$$

圖 8 是示出根據本發明實施例之具有動態閾值調節時的輸出功率與具有恆定閾值位準時的輸出功率之間的簡化示圖比較。該示圖僅僅是示例，其不應當不當地限制申請專利範圍的範疇。該項技術領域具有通常知識者將認識到許多形變、替換和修改。

曲線 810 表示作為開關頻率的函數、具有恆定閾值位準時的輸出功率，並且曲線 820 表示作為開關頻率的函數、具有動態閾值調節時的輸出功率。例如，曲線 810 是根據等式 8 作出的，並且曲線 820 是根據等式 11 作出的。如圖 8 所示，在相同的開關頻率範圍內，如果頻率範圍的較低端接近於零並且頻率範圍的較高端遠大於 F_{s0} ，則曲線 820 提供了比曲線 810 寬的輸出功率範圍。

如上面所討論並且這裡進一步地強調，圖 7 僅僅是示例，其不應當不當地限制申請專利範圍的範疇。該項技術領域具有通常知識者將認識到許多形變、替換和修改。例如，利用電流產生器和電阻器來取代閾值產生器 838。

圖 9 是示出根據本發明另一實施例之具有動態閾值調節的反激式電源變換系統的簡化示圖。該示圖僅僅是示例，其不應當不當地限制申請專利範圍的範疇。該項技術領域具有通常知識者將認識到許多形變、替換和修改。

電源變換系統 900 包括指數產生器 710、開關 720、初級繞組 740、次級繞組 742、輔助繞組 744、電容器 752、採樣控制器 754、採樣開關 756、誤差放大器 760、比較器 770、觸發器組件 774、閘驅動器 776、退磁檢測器 780、振盪器 790、端子 730、732 和 734、電阻器 836、電流產生器 938、電阻器 968 以及比較器 978。例如，端子 730、732 和 734 是控制器晶片 998 的端子。

與圖 7 相比，在圖 9 中閾值產生器 838 被電流產生器 938 和電阻器 968 取代。在一個實施例中，電流產生器 938 接收信號 777。例如，電流產生器 938 處理與信號 777 相關聯的信息，並且基於與信號 777 相關聯的信息來檢測開關頻率的大小。在另一示例中，利用開關頻率的大小，電流產生器 938 確定從電流產生器 938 流向電阻器 968 的補償電流 936，並且因而提高了信號 964 的大小。

如圖 9 所示，信號 964 由比較器 978 接收，比較器 978 還接收用於過流保護 (OCP) 的閾值信號 999 並且將閾值信號 999 與信號 964 相比較。例如，作為響應，比較器 978 向觸發器組件 774 輸出比較信號 975。

在一個實例中，補償電流 936 隨著開關頻率的增大而減小，並且隨著開關頻率的減小而增大。例如，補償電流 936 隨著開關頻率線性地改變。在另一實例中，至少流經電阻器 968 的補償電流 936 通過提高信號 964 的大小而有效地減小了閾值信號 799。例如，有效的閾值信號隨著開關頻率的增大而增大，並且隨著開關頻率的減小而減小。在另一示例中，

$$V_{thoc_eff} = V_{thoc0} + k_{thoc} \times F_s \quad (\text{等式 12}),$$

其中， F_s 表示所檢測到的開關 720 的開關頻率。另外， V_{thoc0} 表示預定的恆定大小的閾值信號 799，並且 k_{thoc} 表示預定正常數。

如上面所討論並且這裡進一步強調的，圖 9 僅僅是示例，其不應當不當地限制申請專利範圍的範疇。該項技術領域具有通常知識者將認識到許多形變、替換和修改。例如，電流產生器 936 的一個或多個組件位於控制器晶片 998 的外面。

圖 10 是示出根據本發明另一實施例之電源變換系統 900 的電流產生器 938 的簡化示圖。該示圖僅僅是示例，其不應當不當地限制申請專利範圍的範疇。該項技術領域具有通常知識者將認識到許多形變、替換和修改。

例如，電流產生器 938 包括單穩態 (one-shot) 產生器 1010、電阻器 1020、電壓到電流轉換器 1030、電流鏡 1040、恆定電流產生器 1050 和電容器 1060。在另一示例中，電源變換系統 900 還包括低壓降 (low-dropout) 線性調整器 (LDO) 1070 和端子 1036。

如圖 10 所示，單穩態產生器 1010 接收信號 777 和來自 LDO 1070 的電壓信號 1072，並且作為響應，產生單穩態信號 1012。例如，單穩態信號 1012 具有與信號 777 相同的頻率 (例如，開關頻率)。在另一示例中，單穩態信號 1012 對於不同的信號週期具有恆定脈寬 (例如 T_a)。根據一個實施例，單穩態信號 1012 由包括電阻器 1020 和電容器 1060 的低通濾波器來處理，並且產生電壓信號 1022。例如，該低通濾波器具有足夠大的 RC 時間常數以使得電壓信號 1022 濾波成為近似 DC 電壓信號。

根據另一實施例，電壓信號 1022 由電壓到電流轉換器 1030 接收，電壓到電流轉換器 1030 將電壓信號 1022 轉換為電流信號 1032。例如，轉換器 1030 的跨導為 $1/R_1$ 。在另一示例中，電流信號 1032 由電流鏡 1040 接收。根據又一實例，電流鏡 1040 還接收來自恆定電流產生器 1050 的恆定電流 1052。作為響應，電流鏡 1040 例如產生如下的補償電流 936：

$$I_{R2} = I_{\max} - \frac{T_a \times F_s \times V_{AVDD}}{R_1} \quad (\text{等式 13}),$$

其中， I_{R2} 表示補償電流 936，並且 I_{\max} 表示恆定電流 1052。另外， T_a 表示單穩態信號 1012 的恆定脈寬，並且 F_s 表示開關 720 的開關頻率。此外， V_{AVDD} 表示電壓信號 1072，並且 $1/R_1$ 表示電壓到電流轉換器 1030 的跨導。

在一個實施例中，電阻器 968 的電阻遠大於電阻器 836 的電阻，因此，補償電流 936 將信號 964 的大小升高了

$$\Delta V = I_{\max} \times R_2 - \frac{T_a \times F_s \times V_{AVDD} \times R_2}{R_1} \quad (\text{等式 14}),$$

其中， ΔV 表示由於補償電流 936 而使信號 964 增加的量。另外， R_2 表示電阻器 968 的電阻。因此，作為示例，閾值信號 999 有效地被減小了 ΔV ，如下：

$$V_{thoc_eff} = V_c - \Delta V \quad (\text{等式 15}),$$

其中， V_{thoc_eff} 表示有效閾值電壓，並且 V_c 表示閾值信號 999 的大小。在一個實施例中，比較器 978 將 V_{thoc_eff} 與 V_s 進行有效比較，其中， V_s 表示假設補償電流 936 為零時的信號 964 的大小。

組合等式 14 和 15，可以獲得：

$$V_{thoc_eff} = V_c - \Delta V = V_c - \left(I_{\max} \times R_2 - \frac{T_a \times F_s \times V_{AVDD} \times R_2}{R_1} \right) \quad (\text{等式 16}).$$

因此，根據一個實施例，參考等式 12，

$$V_{thoc0} = V_c - I_{\max} \times R_2 \quad (\text{等式 17}),$$

$$k_{thoc} = \frac{T_a \times V_{AVDD} \times R_2}{R_1} \quad (\text{等式 18})。$$

根據另一實例，利用等式 16、17 和 18，等式 8 也變為等式 11。

圖 11 是示出根據本發明另一實例用於電源變換系統 900 的電流產生器 938 中之單穩態產生器 1010 的簡化示圖。該示圖僅僅是示例，其不應當不當地限制申請專利範圍的範疇。該項技術領域具有通常知識者將認識到許多形變、替換和修改。單穩態產生器 1010 包括 D 觸發器組件 1110、反 (NOT) 閘 1120 和 1170、電流源 1130、電壓源 1132、PMOS 電晶體 1140、NMOS 電晶體 1142、電容器 1150、比較器 1160 以及觸發器組件 1180。

如圖 11 所示，D 觸發器組件 1110 接收信號 777 並向反閘 1120 輸出信號 1112，反閘 1120 作為響應產生信號 1122。例如，響應於信號 777 的上升沿，信號 1112 變為邏輯高位準（例如“1”），並且信號 1122 變為邏輯低位準（例如，“0”）。

如果信號 1122 是邏輯低位準，則 PMOS 電晶體 1140 導通並且 NMOS 電晶體 1142 截止。因此，根據一個實例，來自電流源 1130 的恆定電流信號 1136 用來對電容器 1150 充電，電容器 1150 產生電壓信號 1152（例如， V_a ）。在另一實例中，電壓產生器 1132 產生恆定電壓信號 1134（例如 V_0 ）。在又一實例中，恆定電壓信號 1134 和電壓信號 1152 都被比較器 1160 接收，並且作為響應，比較器 1160 向 D 觸發器組件 1110 輸出信號 1162。

例如，如果電壓信號 1152 大於恆定電壓信號 1134，則信號 1162 為邏輯高位準。在另一示例中，如果信號 1162 變為邏輯高位準，則信號 1112 變為邏輯低位準，這使得 PMOS 電晶體 1140 截止並且使得 NMOS 電晶體 1142 導通。因此，根據一個實例，電容器 1150 被放電，並且信號 1162 變為邏輯低位準。在另一實例中，如果信號 1162 變為邏輯低位準，則信號 1122 保持為邏輯低位準直到信號 777 的下一上升沿被 D 觸發器組件 1110 接收到為止。

如圖 11 所示，信號 1162 由反閘 1170 接收，反閘 1170 向觸發器組件 1180 輸出信號 1172。在一個實例中，觸發器組件 1180 還接收電壓信號 1072 和信號 777，並且作為響應產生信號 1012。

圖 12 是示出根據本發明另一實例之電源變換系統 900 的電流產生器 938 中的單穩態產生器 1010 的某些波形的簡化示圖。該示圖僅僅是示例，其不應當不當地限制申請專利範圍的範疇。該項技術領域具有通常知識者將認識到許多形變、替換和修改。

波形 1210 表示作為時間的函數的信號 777，波形 1220 表示作為時間的函數的信號 1152，並且波形 1230 表示作為時間的函數的信號 1012。例如，信號 1012 具有與信號 777 相同的頻率（例如，開關頻率）。在另一示例中，單穩態產生器 1010 檢測信號 777 的上升沿，並且在每次這樣的檢測時，產生具有恆定脈寬的脈衝。在一個實例中，該脈寬如下這樣確定：

$$T_a = \frac{C_0 \times V_0}{I_0} \quad (\text{等式 19}),$$

其中， T_a 表示信號 1012 的恆定脈寬。另外， C_0 表示電容器 1150 的電容， V_0 表示恆定電壓信號 1134，並且 I_0 表示恆定電流信號 1136。

例如，如果電源變換系統 700 或 900 在滿負載時具有 5V 的輸出電壓和 1A 的輸出電流，並且在無負載時具有 5V 的輸出電壓和 5 mA 的輸出電流，則開關頻率 F_s 在滿負載時等於 40 KHz（例如， $F_{s\max} = 40 \text{ KHz}$ ）並且在無負載時等於 1 KHz（例如， $F_{s\min} = 1 \text{ KHz}$ ），其中，輸出電容 C_0 為 680 μF 。根據一個實例，基於等式 10 或 12，如果 $V_{thoc0} = 0.5V$ 並且 $k_{thoc} = 0.0075V/Hz$ ，則

$$P_{\max}/P_{\min} \approx 232 \quad (\text{等式 20a}),$$

其中， P_{\max} 表示 $F_{s\max} = 40 \text{ KHz}$ 時的輸出功率，並且 P_{\min} 表示 $F_{s\min} = 1 \text{ KHz}$ 時的輸出功率。因此，負載改變範圍近似等於 232。根據另一實例，如果負載條件從無負載變為滿負載，則系統 700 或 900 的輸出電壓可能臨時下降

$$\Delta V_o = \frac{I_o \times t}{C_o} \cong \frac{1A \times 1/1KHz}{680\mu F} = 0.148V \quad (\text{等式 20b}).$$

根據本發明的一些實例，將等式 9a 和 9b 分別與等式 20a 和 20b 相比較可見，系統 700 或 900 可以顯著地改善動態響應並且還可以加寬負載改變範圍，而無需依賴於可能增加待機功耗的假負載。

如上面討論並且在這裡強調的，圖 9 僅僅是示例，其不應當不當地限制申請專利範圍的範疇。該項技術領域具有通常知識者將認識到許多形變、替換和修改。例如，電阻器 968 位於控制器晶片 998 的外面。

圖 13 是示出根據本發明又一實例之具有動態閾值調節的反激式電源變換系統的簡化示圖。該示圖僅僅是示例，其不應當不當地限制申請專利範圍的範疇。該項技術領域具有通常知識者將認識到許多形變、替換和修改。與圖 9 相比，在圖 13 中，電源變換系統 900 的電阻器 968 被電源變換系統 1300 的電阻器 1368 取代。

圖 14 是示出根據本發明又一實例之具有動態閾值調節的反激式電源變換系統的簡化示圖。該示圖僅僅是示例，其不應當不當地限制申請專利範圍的範疇。該項技術領域具有通常知識者將認識到許多形變、替換和修改。

電源變換系統 1400 包括指數產生器 710、開關 720、初級繞組 740、次級繞組 742、輔助繞組 744、電容器 752、採樣控制器 754、採樣開關 756、誤差放大器 760、比較器 770、觸發器組件 774、閘驅動器 776、退磁檢測器 780、振盪器 790、端子 730、732 和 734、電阻器 836、電阻器 968、數字電流產生器 1438 以及比較器 1478。例如，端子 730、732 和 734 是控制器晶片 1498 的端子。

與圖 9 相比，電流產生器 938 在圖 14 中被數字電流產生器 1438 取代。在一個實施例中，數字電流產生器 1438 接收來自指數產生器 710 的信號 1414。例如，指數產生器 710 是指數產生器 500，並且信號 782、792、712 和 1414 分別是信號 542、532、526 和 554。在另一示例中，數字電流產生器 1438 處理與信號 1414 相關聯的信息，並且確定從數字電流產生器 1438 流到電阻器 968 的補償電流 1436，從而提高了信號 1464 的大小。

如圖 14 所示，信號 1464 由比較器 1478 接收，比較器 1478 還接收用於過流保護 (OCP) 的閾值信號 999，並且將閾值信號 999 與信號 1464 相比較。作為響應，比較器 1478 向觸發器組件 774 輸出比較信號 1475。

圖 15 是示出根據本發明一個實施例之具有動態閾值調節的反激式電源變換系統 1400 的數字電流產生器 1438 的簡化示圖。該示圖僅僅是示例，其不應當不當地限制申請專利範圍的範疇。該項技術領域具有通常知識者將認識到許多形變、替換和修改。數字電流產生器 1438 包括比較器 1510

和 1512、觸發器組件 1520、信號產生器 1530、多個觸發器組件 1540、編碼組件 1550、及(AND)閘 1560、多個開關 1570、多個電流源 1572、電晶體 2580、2582、2584 和 2586、電阻器 2590 以及電容器 2592。如圖所示，電阻器 2590 和電容器 2592 都在控制器晶片 1498 上。

參考圖 14，數字電流產生器 1438 接收信號 1414，並且至少基於與信號 1414 相關聯的信息產生補償電流 1436。例如，信號 1414 是信號 554。在一個實例中，信號 1414 包括信號 clk_2 、 $\text{clk}_4 \dots \text{clk}_m \dots$ 和 clk_N ，其中， $2 \leq m \leq N$ ，並且 m 和 N 都等於 2 的冪（例如，2 的整數冪）。在另一實例中，當 clk_m 信號在自復位起的第一時間期間從邏輯低位準上升為邏輯高位準（例如，從“0”位準到“1”位準）時，自上次復位起的时间段為

$$n \times T = \frac{m \times T}{2} \quad , \quad \text{其中 } n \text{ 表示以時鐘週期的數目計算的自上次復位起的时间段}$$

段，並且 T 表示時鐘信號 792 的時鐘週期。

返回圖 15，根據一實例，信號 762 由比較器 1510 和 1512 兩者接收。例如，比較器 1510 判斷信號 762 的電壓大小是否小於 3V，並且比較器 1512 判斷信號 762 的電壓大小是否高於 1V。在另一示例中，如果信號 762 的電壓大小被確定為在 1V 與 3V 之間，則電源變換系統 1400 被確定為在恆壓 (CV) 模式中操作。

根據一個實施例，如果信號 762 的電壓大小被確定為在 1V 與 3V 之間，並且如果由信號產生器 1530 產生的信號 1532 為邏輯高位準，則與閘 1560 向觸發器組件 1520 發送也為邏輯高位準的信號 1562。例如，信號產生器 1530 是單穩態信號產生器。在另一示例中，觸發器組件 1520 還至少接收信號 796，並且至少基於與信號 796 和 1562 相關聯的信息產生信號 1522。

根據另一實施例，信號 1522 由觸發器組件 1540 接收，觸發器組件 1540 還接收信號 1414。例如，信號 1414 表示 $n \times T$ ，其中， n 表示以時鐘週期的數目計算的自前一 t_{Demag} 結束時起的时间，並且 T 表示時鐘信號 792 的時鐘週期。在另一示例中，信號 1522 被用來鎖定信號 1542，以使得信號 1542 在緊鄰後一 t_{on} 之前在 t_{ramp} 結束時反映 n 的值，因此信號 1542 指示 $n_{\text{ramp}} \times T$ 。

作為響應，觸發器組件 1540 至少基於與信號 1414 和 1522 相關聯的信息來向編碼組件 1550 輸出信號 1542。例如，觸發器組件 1540 包括觸發器

組件 1540₂、1540₄...1540_m...和 1540_N，信號 1414 包括信號 clk₂、clk₄...clk_m...和 clk_N，並且信號 1542 包括信號 1542₂、1542₄...1542_m...和 1542_N。在一個實例中，m 和 N 都等於 2 的冪（例如 2 的整數冪）其中， $2 \leq m \leq N$ 。在又一示例中，觸發器組件 1540₂、1540₄...1540_m...和 1540_N 至少分別接收信號 clk₂、clk₄...clk_m...和 clk_N，並且分別產生信號 1542₂、1542₄...1542_m...和 1542_N。

根據一個實例，如果在信號 1522 的上升沿處，信號 clk_m 為邏輯高位準（例如“1”位準），則信號 1542_m 也為邏輯高位準（例如“1”位準），其中 $2 \leq m \leq N$ 。根據另一實例，如果在信號 1522 的上升沿處，信號 clk_m 為邏輯低位準（例如“0”位準），則信號 1542_m 也為邏輯低位準（例如“0”位準），其中 $2 \leq m \leq N$ 。

如圖 15 所示，編碼組件 1550 基於與信號 1542 相關聯的信息執行數字編碼，並且產生被用來確定補償電流 1436 的大小的信號 1552。例如，信號 1552 包括信號 S₀、S₁...S_q...和 S_Q。q 和 Q 都是整數，其中 $0 \leq q \leq Q$ 。在另一示例中，補償電流 1436 與 $n_{ramp} \times T$ 具有如下非線性關係：

$$I_c(n_{ramp} \times T) = I_{max} - C \times F_s \quad (\text{等式 21}),$$

$$\text{其中, } F_s = \frac{1}{t_{ON} + t_{Demag} + n_{ramp} \times T} \quad (\text{等式 22}).$$

另外，I_{max} 和 C 都表示常數。此外，t_{ON} 表示開關 720 保持導通時的時間段，並且 t_{Demag} 表示退磁過程的時間段。此外，t_{ramp} 表示信號 712 的大小上升到信號 762 的位準時的時間段。例如，t_{ramp} 等於 $n_{ramp} \times T$ 。在另一示例中，I_{max} 和 C 都由系統 1400 的某些組件確定。

根據一個實例，通過比較等式 13 和 22，可以確定用於補償電流 1436 的等式 22 的 C 與用於補償電流 936 的等式 13 的 $(T_a \times V_{AVDD})/R_1$ 相對應。根據另一實例，補償電流 1436 將信號 1464 的大小提高了

$$\Delta V = I_{max} \times R_2 - C \times F_s \times R_2 \quad (\text{等式 23}),$$

其中，ΔV 表示由於補償電流 1436 而使信號 1464 增大的量。另外，R₂ 表示電阻器 968 的電阻。因此，作為示例，閾值信號 999 有效地被減小了 ΔV，如下：

$$V_{thoc_eff} = V_c - \Delta V \quad (\text{等式 24})$$

其中， V_{thoc_eff} 表示有效閾值電壓，並且 V_c 表示閾值信號 999 的大小。在一個實例中，比較器 1478 有效地比較 V_{thoc_eff} 與 V_s ，其中， V_s 表示假設補償電流 1436 為零時的信號 1464 的大小。

組合等式 23 和 24，可以獲得：

$$V_{thoc_eff} = V_c - \Delta V = V_c - (I_{max} \times R_2 - C \times F_s \times R_2) \quad (\text{等式 25})。$$

因此，根據一個實例，參考等式 12，

$$V_{thoc0} = V_c - I_{max} \times R_2 \quad (\text{等式 26})，$$

$$k_{thoc} = C \times R_2 \quad (\text{等式 27})。$$

根據另一實例，利用等式 25、26 和 27，等式 8 也變為等式 11。

如圖 15 所示，根據一些實例，信號 1552 被用來控制開關 1570。開關 1570 包括開關 1570_0 、 1570_1 ... 1570_q ... 和 1570_Q 。q 和 Q 都是整數，其中， $0 \leq q \leq Q$ 。在另一示例中，開關 1570_0 、 1570_1 ... 1570_q ... 和 1570_Q 分別由信號 S_0 、 S_1 ... S_q ... 和 S_Q 控制。在一個實例中，如果信號 S_q 為邏輯高位準（例如“1”位準），則開關 1570_q 閉合。在另一實例中，如果信號 S_q 為邏輯低位準（例如“0”位準），則開關 1570_q 斷開。

根據某些實例，開關 1570 連接到電流源 1572。例如，電流源 1572 包括電流源 I_0 、 I_1 ... I_q ... 和 I_Q 。q 和 Q 是整數，其中 $0 \leq q \leq Q$ 。在另一示例中，開關 1570_0 、 1570_1 ... 1570_q ... 和 1570_Q 分別連接到電流源 I_0 、 I_1 ... I_q ... 和 I_Q 。在一個實例中，如果開關 1570_q 閉合，則電流源 I_q 影響補償電流 1436。在另一實例中，如果開關 1570_q 斷開，則電流源 I_q 不影響補償電流 1436。

如圖 15 所示，補償電流 1436 由低通濾波器（LPF）濾波。例如，低通濾波器（LPF）包括電阻器 2590 和電容器 2592。在另一示例中，電晶體 2580 將電流 2570 轉換為電壓 2572 以用於低通濾波，電晶體 2582 將經濾波的電壓 2574 轉換為另一電壓 2576，並且電晶體 2584 和 2586 將電壓 2576 轉換為補償電流 1436。

在一個實例中，編碼組件 1550 與數字電流產生器 1438 的其它組件一起執行分段曲線擬合處理以近似實現等式 21。在另一實例中，執行下面的 6 段曲線擬合處理：

第 1 段：根據一個實例，如果 $n_{ramp} \times T < 16 \times T$ ，則 $I_c(n_{ramp} \times T) = 0$ (μA)。例如，當 clkj 信號 ($32 < j \leq N$) 都為邏輯低位準（例如“0”位準）時，信號 $S_0, S_1 \dots S_q \dots$ 和 S_Q 都為邏輯低位準（例如“0”位準），其中，Q 等於 15。

第 2 段：根據一個實例，如果 $16 \times T \leq n_{ramp} \times T < 32 \times T$ ，則

$$I_c(n_{ramp} \times T) = \frac{1}{2} \times (n_{ramp} \times T - 16 \times T) \text{ (}\mu A\text{)}。$$
例如，當 clk32 信號變為邏輯高位準（例如“1”位準）並且 clkj 信號 ($64 < j \leq N$) 都保持邏輯低位準（例如“0”位準）時，信號 S_0, S_1, S_2 和 S_3 以 $2 \times T$ 的間隔順序地變為邏輯高位準（例如“1”位準）。在另一示例中，電流源 I_0, I_1, I_2 和 I_3 的大小都等於 $1 \mu A$ 。

第 3 段：根據一個實例，如果 $32 \times T \leq n_{ramp} \times T < 128 \times T$ ，則

$$I_c(n_{ramp} \times T) = \frac{1}{8} \times (n_{ramp} \times T - 32 \times T) + 8 \text{ (}\mu A\text{)}。$$
例如，當 clk128 信號變為邏輯高位準（例如“1”位準）並且 clkj 信號 ($256 < j \leq N$) 都保持邏輯低位準（例如“0”位準）時，信號 S_4, S_5, S_6 和 S_7 以 $8 \times T$ 的間隔順序地變為邏輯高位準（例如“1”位準），並且信號 S_0, S_1, S_2 和 S_3 保持邏輯高位準（例如“1”位準）。在另一示例中，電流源 I_4, I_5, I_6 和 I_7 的大小都等於 $1 \mu A$ 。

第 4 段：根據一個實例，如果 $128 \times T \leq n_{ramp} \times T < 512 \times T$ ，則

$$I_c(n_{ramp} \times T) = \frac{0.75}{32} \times (n_{ramp} \times T - 128 \times T) + 20 \text{ (}\mu A\text{)}。$$
例如，當 clk512 信號變為邏輯高位準（例如“1”位準）並且 clkj 信號 ($1024 < j \leq N$) 都保持邏輯低位準（例如“0”位準）時，信號 S_8, S_9, S_{10} 和 S_{11} 以 $32 \times T$ 的間隔順序地變為

邏輯高位準（例如“1”位準），並且信號 S_0, S_1, \dots 和 S_7 保持邏輯高位準（例如“1”位準）。在另一示例中，電流源 I_8, I_9, I_{10} 和 I_{11} 的大小都等於 $0.75 \mu\text{A}$ 。

第 5 段：根據一個實施例，如果 $512 \times T \leq n_{ramp} \times T < 2048 \times T$ ，則

$$I_c(n_{ramp} \times T) = \frac{1.25}{128} \times (n_{ramp} \times T - 512 \times T) + 29 \text{ (}\mu\text{A)}。$$

例如，當 clk_{64} 信號變為

邏輯高位準（例如“1”位準）並且 clk_j 信號（ $2048 < j \leq N$ ）都保持邏輯低位準（例如“0”位準）時，信號 S_{12}, S_{13}, S_{14} 和 S_{15} 以 $128 \times T$ 的間隔順序地變為邏輯高位準（例如“1”位準），並且信號 S_0, S_1, \dots 和 S_{11} 保持邏輯高位準（例如“1”位準）。在另一示例中，電流源 I_{12}, I_{13}, I_{14} 和 I_{15} 的大小都等於 $1.25 \mu\text{A}$ 。

第 6 段：根據一個實施例，如果 $2048 \times T < n_{ramp} \times T$ ，則 $I_c(n_{ramp} \times T) = 44 \text{ (}\mu\text{A)}$ 。例如，當 clk_{4096} 信號（ $32 < j \leq N$ ）變為邏輯高位準（例如“1”位準）時，信號 $S_0, S_1, \dots, S_q, \dots$ 和 S_Q 都為邏輯高位準（例如“1”位準），其中， Q 等於 15。

根據某些實例，如果信號 762 的電壓大小停留在 1V 和 3V 之間達 $8 \times T$ 的時間，則電源變換系統 1400 被確定為穩定的工作在恆壓 (CV) 模式。例如，作為響應，數字電流產生器 1438 利用信號 1522 控制觸發器組件 1540 儲存信號 1414，信號 1414 指示 $n_{ramp} \times T$ 的大小 t_{ramp} 。在另一示例中，信號 1542 由編碼組件 1550 接收，編碼組件 1550 執行數字編碼處理並產生信號 1552。在又一示例中，信號 1552 被用來控制連接到電流源 1572 的開關 1570，並確定補償電流 1436 的大小。

如上面所討論並且在這裡進一步地強調，圖 15 僅僅是示例，其不應當不當地限制申請專利範圍的範疇。該項技術領域具有通常知識者將認識到許多形變、替換和修改。例如，電阻器 2590 在控制器晶片 1498 上，但電容器 2592 不在控制器晶片 1498 上。在另一示例中，電容器 2592 通過控制器晶片 1498 的端子連接到電阻器 2590。

圖 16 是示出根據本發明實例之由反激式電源變換系統 1400 的數字電流產生器 1438 產生、作為 $n_{ramp} \times T$ 的函數的補償電流 1436 的簡化示圖。該示圖僅僅是示例，其不應當不當地限制申請專利範圍的範疇。該項技術領域具有通常知識者將認識到許多形變、替換和修改。曲線 1690 表示由如圖 15 所示的數字電流產生器 1438 產生的、作為 $n_{ramp} \times T$ 的函數的補償電流 1436，並且與等式 21 和 22 一致。例如，T 等於 $2 \mu\text{s}$ 。

圖 17 是示出根據本發明實例之由反激式電源變換系統 1400 的數字電流產生器 1438 產生、作為 F_s 的函數的補償電流 1436 的簡化示圖。該示圖僅僅是示例，其不應當不當地限制申請專利範圍的範疇。該項技術領域具有通常知識者將認識到許多形變、替換和修改。曲線 1790 表示由如圖 15 所示的數字電流產生器 1438 產生、作為 F_s 的函數的補償電流 1436，並且與等式 21 一致。例如，T 等於 $2 \mu\text{s}$ 。

根據另一實例，一種用於調節電源變換系統的閾值的系統包括：閾值產生器，配置以接收第一信號並且至少基於與第一信號相關聯的信息產生閾值信號；比較器，配置以接收閾值信號和第二信號並且產生比較信號；以及閘驅動器，配置以至少基於與比較信號相關聯的信息產生驅動信號。該閘驅動器至少被耦合到配置以接收驅動信號並且影響流經與次級繞組耦合的初級繞組的電流的開關。如果第二信號在大小方面大於閾值信號，則驅動信號使開關斷開。該驅動信號與一開關頻率相關聯。第二信號在大小方面隨著電流的增大而增大並且在大小方面隨著電流的減小而減小，並且該閾值信號在大小方面隨著開關頻率的增大而增大並且在大小方面隨著開關頻率的減小而減小。例如，該系統至少根據圖 7 來實現。

根據另一實例，一種用於調節電源變換系統的有效閾值的系統包括：電流產生器，配置以接收第一信號並且至少基於與第一信號相關聯的信息產生第一電流；以及第一比較器，配置以接收預定閾值電壓和第一電壓並且產生第一比較信號。第一電壓是第二電壓和第三電壓之和。另外，該系統包括閘驅動器，配置以至少基於與比較信號相關聯的信息產生驅動信號。閘驅動器至少被耦合到配置以接收驅動信號並且影響流經與次級繞組耦合的初級繞組的第二電流的開關。如果第一電壓在大小方面大於預定閾值電壓，則驅動信號使得開關斷開。驅動信號與一開關頻率相關聯。第二

電壓在大小方面隨著第一電流的增大而增大並且在大小方面隨著第一電流的減小而減小，並且第三電壓在大小方面隨著第二電流的增大而增大並且在大小方面隨著第二電流的減小而減小。第一電流在大小方面隨著開關頻率的增大而減小並且在大小方面隨著開關頻率的減小而增大。例如，該系統至少根據圖 9、圖 13 和/或圖 14 實現。

根據又一實例，一種用於調節電源變換系統的閾值的方法包括：接收第一信號；處理與第一信號相關聯的信息；並且至少基於與第一信號相關聯的信息產生閾值信號。另外，該方法包括：接收閾值信號和第二信號；並且至少基於與閾值信號和第二信號相關聯的信息產生比較信號。此外，該方法包括：處理與比較信號相關聯的信息；並且至少基於與第一比較信號相關聯的信息產生驅動信號，以影響流經與次級繞組耦合的初級繞組的電流。如果第二信號在大小方面大於閾值信號，則驅動信號使電流減小。驅動信號與一開關頻率相關聯。第二信號在大小方面隨著電流的增大而增大並且在大小方面隨著電流的減小而減小，並且閾值信號在大小方面隨著開關頻率的增大而增大並且在大小方面隨著開關頻率的減小而減小。例如，該方法至少根據圖 7 來實現。

根據又一實例，一種用於調節電源變換系統的有效閾值的方法包括：接收第一信號；處理與第一信號相關聯的信息；並且至少基於與第一信號相關聯的信息產生第一電流。另外，該方法包括：接收預定閾值電壓和第一電壓，並且至少基於與閾值電壓和第一電壓相關聯的信息產生第一比較信號。第一電壓是第二電壓和第三電壓之和。此外，該方法包括：處理與第一比較信號相關聯的信息；並且至少基於與第一比較信號相關聯的信息產生驅動信號，以影響流經與次級繞組耦合的初級繞組的第二電流。如果第一電壓在大小方面大於預定閾值電壓，則驅動信號使得第二電流減小。驅動信號與一開關頻率相關聯。第二電壓在大小方面隨著第一電流的增大而增大並且在大小方面隨著第一電流的減小而減小，並且第三電壓在大小方面隨著第二電流的增大而增大並且在大小方面隨著第二電流的減小而減小。第一電流在大小方面隨著開關頻率的增大而減小並且在大小方面隨著開關頻率的減小而增大。例如，該方法至少根據圖 9、圖 13 和/或圖 14 來實現。

與傳統技術相比，通過本發明可以獲得許多益處。本發明的某些實例利用脈衝-頻率調節來動態地調節功率管開啟工作持續時間。本發明的一些實例提高了最小頻率（例如，無負載條件下的頻率）並且改善了針對負載改變的動態響應，而不會減小負載變化範圍或增加待機功耗。

儘管已描述了本發明的特定實例，然而該項技術領域具有通常知識者將明白，存在與所描述實例等同的其它實例。因此，將明白，本發明不局限於所示出的特定實例，而是僅由申請專利範圍的範疇來限定。

本申請涉及共同轉讓的美國專利申請第 12/859,138 號，為了所有目的而結合引用於此。

【圖式簡單說明】

圖 1 是示出具有初級側檢測和調整之傳統反激式電源變換系統的簡化示圖；

圖 2 是示出反激式電源變換系統之傳統工作機制的簡化示圖；

圖 3 和圖 4 都是示出了在脈衝頻率調節下具有針對恆定輸出電壓的初級側檢測和調整的傳統反激式電源變換系統的簡化示圖；

圖 5 是示出用於傳統電源變換系統之傳統指數產生器的簡化示圖；

圖 6 是示出電源變換系統之某些傳統波形的簡化示圖；

圖 7 是示出根據本發明一實例的具有動態閾值調節的反激式電源變換系統的簡化示圖；

圖 8 是示出根據本發明一實例之具有動態閾值調節時的輸出功率與具有恆定閾值位準時的輸出功率之間的比較的簡化示圖；

圖 9 是示出根據本發明另一實例之具有動態閾值調節的反激式電源變換系統的簡化示圖；

圖 10 是示出根據本發明另一實例之電源變換系統的電流產生器的簡化示圖；

圖 11 是示出根據本發明另一實例之用於電源變換系統的電流產生器中單穩態產生器的簡化示圖；

圖 12 是示出根據本發明另一實例之電源變換系統的電流產生器中單穩態產生器的某些波形的簡化示圖；

圖 13 是示出根據本發明又一實例之具有動態閾值調節的反激式電源變換系統的簡化示圖；

圖 14 是示出根據本發明又一實例之具有動態閾值調節的反激式電源變換系統的簡化示圖；

圖 15 是示出根據本發明一個實例之具有動態閾值調節的反激式電源變換系統的數字電流產生器的簡化示圖；

圖 16 是示出根據本發明實施例之由反激式電源變換系統的數字電流產生器產生、作為 $n_{ramp} \times T$ 的函數的補償電流的簡化示圖；以及

圖 17 是示出根據本發明實施例之由反激式電源變換系統的數字電流產生器產生、作為 F_s 的函數的補償電流的簡化示圖。

【主要元件符號說明】

100	電源變換系統
110	初級繞組
112	次級繞組
114	輔助繞組
120	功率開關
130	電流感測電阻器
140	等效電阻器
150、152	電阻器
154	節點
160	二極體
300	電源變換系統
310	指數產生器
312	斜坡信號
320	開關
322	電阻器
330、332、334	端子
340	初級繞組
342	次級繞組

- 350 採樣信號
- 352 電容器
- 360 誤差放大器
- 362 放大信號
- 370 比較器
- 372、376、382、392、396、398 信號
- 374 觸發器組件
- 380 退磁檢測器
- 384 閘驅動器
- 386 比較器
- 388 比較信號
- 390 振盪器
- 399 閾值信號
- 400 電源變換系統
- 410 指數產生器
- 412 斜坡信號
- 420 開關
- 422 電阻器
- 430、432、434 端子
- 440 初級繞組
- 442 次級繞組
- 450 採樣信號
- 452 電容器
- 460 誤差放大器
- 462 放大信號
- 470 比較器
- 472、476、482、492、496、498 信號
- 474 觸發器組件
- 480 退磁檢測器
- 484 閘驅動器

486	比較器
488	比較信號
490	振盪器
499	閾值信號
500	指數產生器
510	開關
512、522、526、542、552、554、556	信號
514	電容器
520	開關
524	電容器
532	時鐘信號
540	開關
550	計數器
560	分頻器
570	開關控制器
580	反閘
610、620、630、640、650	波形
700	電源變換系統
710	指數產生器
712	斜坡信號
720	開關
730、732、734	端子
740	初級繞組
742	次級繞組
744	輔助繞組
750	採樣信號
752	電容器
754	採樣控制器
756	採樣開關
760	誤差放大器

- 762 放大信號
- 764、772、775、777、782、792、796 信號
- 770 比較器
- 774 觸發器組件
- 776 閘驅動器
- 778 比較器
- 780 退磁檢測器
- 790 振盪器
- 798 控制器晶片
- 799 閾值信號
- 810、820 曲線
- 836 電阻器
- 838 閾值產生器
- 900 電源變換系統
- 936 補償電流
- 938 電流產生器
- 964 信號
- 968 電阻器
- 975 比較信號
- 978 比較器
- 998 控制器晶片
- 999 閾值信號
- 1010 單穩態 (one-shot) 產生器
- 1012 單穩態信號
- 1020 電阻器
- 1022 電壓信號
- 1030 電壓到電流轉換器
- 1032 電流信號
- 1036 端子
- 1040 電流鏡

- 1050 恆定電流產生器
- 1052 恆定電流
- 1060 電容器
- 1070 低壓降 (low-dropout) 線性調整器 (LDO)
- 1072、1122、1162、1172、1414、1464、1475 信號
- 1110 D 觸發器組件
- 1120 反 (NOT) 閘
- 1130 電流源
- 1132 電壓源
- 1134 恆定電壓信號
- 1136 恆定電流信號
- 1140 PMOS 電晶體
- 1142 NMOS 電晶體
- 1150 電容器
- 1152 電壓信號
- 1160 比較器
- 1170 反 (NOT) 閘
- 1180 觸發器組件
- 1210、1220、1230 波形
- 1300 系統
- 1368 電阻器
- 1400 電源變換系統
- 1436 補償電流
- 1438 數字電流產生器
- 1478 比較器
- 1498 控制器晶片
- 1510、1512 比較器
- 1520 觸發器組件
- 1522、1532、1542、1552、1562 信號
- 1530 信號產生器

1540	觸發器組件
1550	編碼組件
1560	及(AND)閘
1570	開關
1572	電流源
1690、1790	曲線
2570	電流
2572、2574、2576	電壓
2580、2582、2584、2586	電晶體
2590	電阻器
2592	電容器

發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：(00)08293

※申請日：100. 3. 11

※IPC 分類：

H02M 3/28

(2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

用於反激式電源變換器之動態閾值調節的系統和方法

二、中文發明摘要：

本發明公開了用於反激式電源變換器之動態閾值調節的系統和方法。揭露用於調節電源變換系統之閾值的系統和方法，該系統包括：閾值產生器，配置以接收第一信號並且至少基於與第一信號相關聯的信息產生閾值信號；比較器，配置以接收閾值信號和第二信號並且產生比較信號；以及閘驅動器，配置以至少基於與比較信號相關聯的信息產生驅動信號。該閘驅動器至少被耦合到配置以接收驅動信號並且影響流經與次級繞組耦合的初級繞組的電流的開關。如果第二信號在大小方面大於閾值信號，則驅動信號使開關斷開。該驅動信號與一開關頻率相關聯。

三、英文發明摘要：

無

七、申請專利範圍：

1. 一種用於調節電源變換系統的閾值的系統，該系統包括：

閾值產生器，配置以接收第一信號並且至少基於與該第一信號相關聯的信息產生閾值信號；

比較器，配置以接收該閾值信號和第二信號並且產生比較信號；以及

開關驅動器，配置以至少基於與該比較信號相關聯的信息產生驅動信號，該開關驅動器至少被耦合到配置以接收該驅動信號並且影響流經與次級繞組耦合的初級繞組的電流的開關；

其中，如果該第二信號在大小方面大於該閾值信號，則該驅動信號使該開關斷開；

其中：

該驅動信號與一開關頻率相關聯；

該第二信號在大小方面隨著該電流的增大而增大並且在大小方面隨著該電流的減小而減小；

該閾值信號在大小方面隨著該開關頻率的增大而增大並且在大小方面隨著該開關頻率的減小而減小。

2. 如申請專利範圍第 1 項所述的系統，其中，該閾值信號在大小方面隨著該開關頻率的增大而線性增大並且在大小方面隨著該開關頻率的減小而線性減小。

3. 如申請專利範圍第 1 項所述的系統，其中：

該閾值信號是第一電壓信號；並且

該第二信號是第二電壓信號。

4. 如申請專利範圍第 3 項所述的系統，其中，該第二電壓信號在大小方面與該電流成比例。

5. 如申請專利範圍第 1 項所述的系統，其中：

該開關包括電晶體；

如果該第二信號在大小方面大於該閾值信號，則該驅動信號通過使該電晶體截止而使該開關斷開。

6. 一種用於調節電源變換系統的有效閾值的系統，該系統包括：

電流產生器，配置以接收第一信號並且至少基於與該第一信號相關聯的信息產生第一電流；

第一比較器，配置以接收預定閾值電壓和第一電壓並且產生第一比較信號，該第一電壓是第二電壓和第三電壓之和；以及

開關驅動器，配置以至少基於與該比較信號相關聯的信息產生驅動信號，該開關驅動器至少被耦合到配置以接收該驅動信號並且影響流經與次級繞組耦合的初級繞組的第二電流的開關；

其中，如果該第一電壓在大小方面大於該預定閾值電壓，則該驅動信號使得該開關斷開；

其中：

該驅動信號與一開關頻率相關聯；

該第二電壓在大小方面隨著第一電流的增大而增大並且在大小方面隨著第一電流的減小而減小；

該第三電壓在大小方面隨著第二電流的增大而增大並且在大小方面隨著第二電流的減小而減小；

其中，該第一電流在大小方面隨著開關頻率的增大而減小並且在大小方面隨著開關頻率的減小而增大。

7. 如申請專利範圍第6項所述的系統，其中，該第一電流在大小方面隨著開關頻率的增大而線性減小，並且在大小方面隨著開關頻率的減小而線性增大。

8. 如申請專利範圍第6項所述的系統，其中，該第二電壓在大小方面與該第一電流成比例。

9. 如申請專利範圍第6項所述的系統，其中，該第三電壓在大小方面與該第二電流成比例。

10. 如申請專利範圍第6項所述的系統，其中：

該第一比較器還配置以將有效閾值電壓與該第三電壓進行有效比較；以及

該有效閾值電壓等於該預定閾值電壓減去該第二電壓。

11. 如申請專利範圍第 10 項所述的系統，其中，該有效閾值電壓在大小方面隨著開關頻率的增大而增大，並且在大小方面隨著開關頻率的減小而減小。
12. 如申請專利範圍第 11 項所述的系統，其中，該有效閾值電壓在大小方面隨著開關頻率的增大而線性增大，並且在大小方面隨著開關頻率的減小而線性減小。
13. 如申請專利範圍第 6 項所述的系統，其中，該開驅動器還被配置來接收至少與該第一比較信號相關聯的調節信號，並且至少基於與該調節信號相關聯的信息來產生該驅動信號。
14. 如申請專利範圍第 13 項所述的系統，其中：
 - 該調節信號與該開關頻率相關聯；並且
 - 該第一信號包括該調節信號。
15. 如申請專利範圍第 6 項所述的系統，還包括：
 - 信號產生器，配置以產生第二信號以及一個或多個第三信號；以及
 - 第二比較器，配置以接收該第二信號和第四信號，並且產生第二比較信號。
16. 如申請專利範圍第 15 項所述的系統，其中，該開驅動器還配置以接收至少與該第一比較信號和該第二比較信號相關聯的調節信號，並且至少基於與該第一比較信號和該第二比較信號相關聯的信息來產生該驅動信號。
17. 如申請專利範圍第 14 項所述的系統，其中，該第一信號包括該一個或多個第三信號。
18. 一種用於調節電源變換系統的閾值的方法，該方法包括：
 - 接收第一信號；
 - 處理與該第一信號相關聯的信息；
 - 至少基於與該第一信號相關聯的信息產生閾值信號；
 - 接收該閾值信號和第二信號；
 - 至少基於與該閾值信號和該第二信號相關聯的信息產生比較信號；
 - 處理與該比較信號相關聯的信息；以及
 - 至少基於與該第一比較信號相關聯的信息產生驅動信號，以影響流經與次級繞組耦合的初級繞組的電流；

其中，如果該第二信號在大小方面大於該閾值信號，則該驅動信號使該電流減小；

其中：

該驅動信號與一開關頻率相關聯；

該第二信號在大小方面隨著該電流的增大而增大並且在大小方面隨著該電流的減小而減小；並且

該閾值信號在大小方面隨著該開關頻率的增大而增大並且在大小方面隨著該開關頻率的減小而減小。

19. 如申請專利範圍第 18 項所述的方法，其中，該閾值信號在大小方面隨著該開關頻率的增大而線性增大並且在大小方面隨著該開關頻率的減小而線性減小。

20. 如申請專利範圍第 18 項所述的方法，其中：

該閾值信號是第一電壓信號；並且

該第二信號是第二電壓信號。

21. 如申請專利範圍第 20 項所述的方法，其中，該第二電壓信號在大小方面與該電流成比例。

22. 一種用於調節電源變換系統的有效閾值的方法，該方法包括：

接收第一信號；

處理與該第一信號相關聯的信息；

至少基於與該第一信號相關聯的信息產生第一電流；

接收預定閾值電壓和第一電壓，該第一電壓是第二電壓和第三電壓之和；

至少基於與該預定閾值電壓和該第一電壓相關聯的信息產生第一比較信號；

處理與該第一比較信號相關聯的信息；以及

至少基於與該第一比較信號相關聯的信息產生驅動信號，以影響流經與次級繞組耦合的初級繞組的第二電流；

其中，如果該第一電壓在大小方面大於該預定閾值電壓，則該驅動信號使得該第二電流減小；

其中：

該驅動信號與一開關頻率相關聯；

該第二電壓在大小方面隨著第一電流的增大而增大並且在大小方面隨著第一電流的減小而減小；

該第三電壓在大小方面隨著第二電流的增大而增大並且在大小方面隨著第二電流的減小而減小；

其中，該第一電流在大小方面隨著開關頻率的增大而減小並且在大小方面隨著開關頻率的減小而增大。

23. 如申請專利範圍第 22 項所述的方法，其中，該第一電流在大小方面隨著開關頻率的增大而線性減小，並且在大小方面隨著開關頻率的減小而線性增大。

24. 如申請專利範圍第 22 項所述的方法，其中，該第二電壓在大小方面與該第一電流成比例。

25. 如申請專利範圍第 22 項所述的方法，其中，該第三電壓在大小方面與該第二電流成比例。

26. 如申請專利範圍第 22 項所述的方法，其中：

用於產生第一比較信號的處理包括：將有效閾值電壓與該第三電壓進行有效比較；並且

該有效閾值電壓等於該預定閾值電壓減去該第二電壓。

27. 如申請專利範圍第 26 項所述的方法，其中，該有效閾值電壓在大小方面隨著開關頻率的增大而增大，並且在大小方面隨著開關頻率的減小而減小。

28. 如申請專利範圍第 27 項所述的方法，其中，該有效閾值電壓在大小方面隨著開關頻率的增大而線性增大，並且在大小方面隨著開關頻率的減小而線性減小。

29. 如申請專利範圍第 22 項所述的方法，還包括：

接收至少與該第一比較信號相關聯的調節信號；

其中，用於至少基於與該第一比較信號相關聯的信息來產生驅動信號的處理包括：至少基於與該調節信號相關聯的信息來產生該驅動信號。

30. 如申請專利範圍第 29 項所述的方法，其中：

該調節信號與該開關頻率相關聯；以及

該第一信號包括該調節信號。

31. 如申請專利範圍第 22 項所述的方法，還包括：

產生第二信號以及一個或多個第三信號；

接收該第二信號和第四信號；以及

至少基於與該第二信號和該第四信號相關聯的信息來產生第二比較信號。

32. 如申請專利範圍第 31 項所述的方法，還包括：

接收至少與該第一比較信號和該第二比較信號相關聯的調節信號；以及

至少基於與該第一比較信號和該第二比較信號相關聯的信息來產生該驅動信號。

33. 如申請專利範圍第 32 項所述的方法，其中，該第一信號包括該一個或多個第三信號。

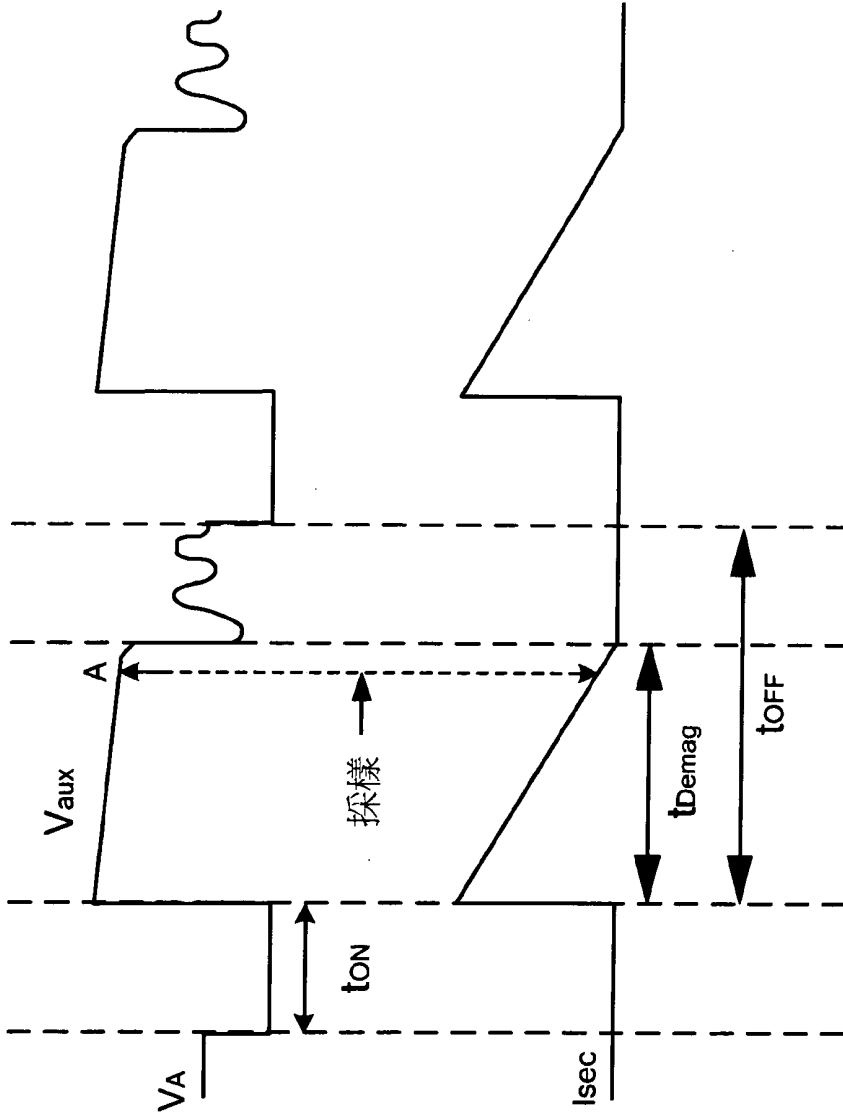


圖2

300 ↗

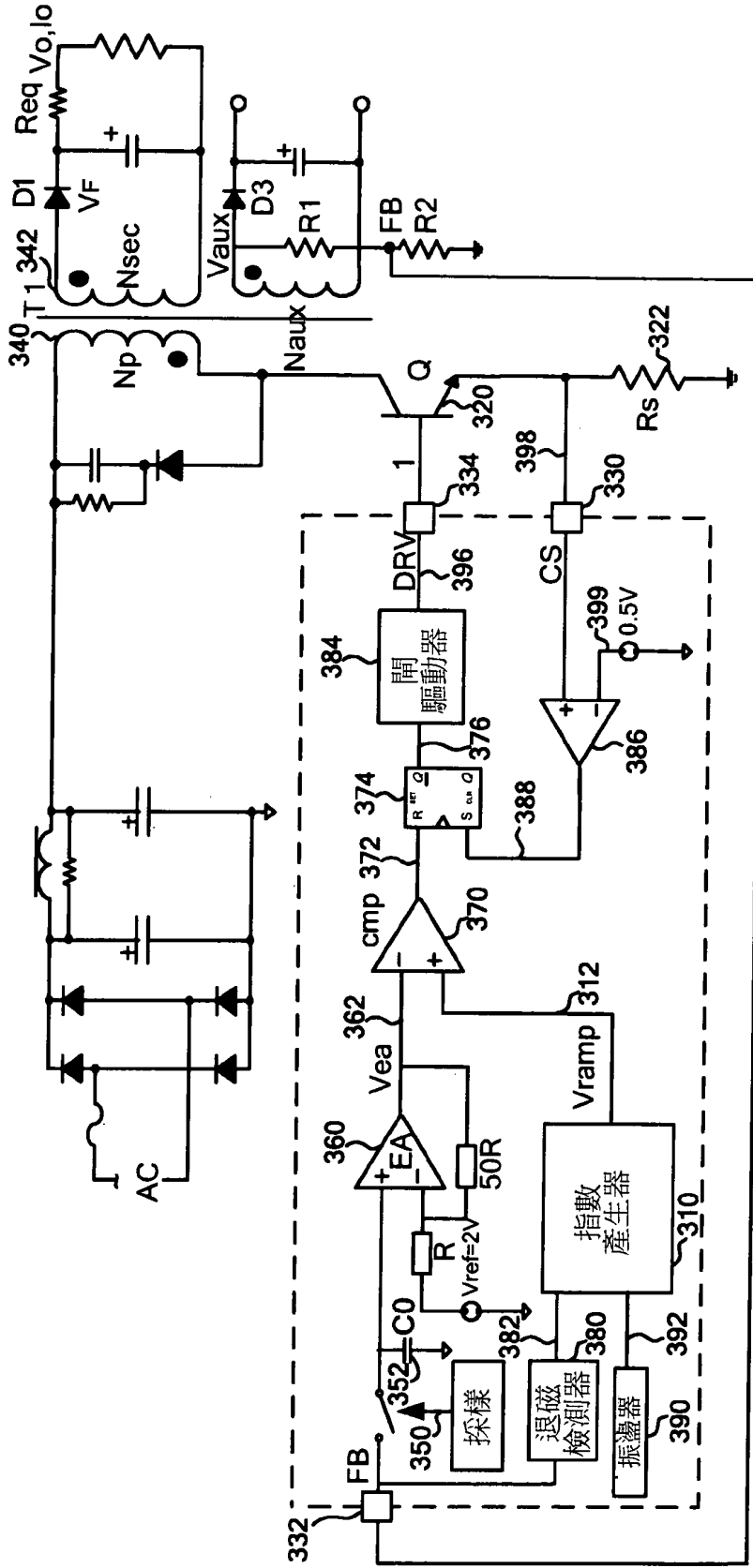


圖3

400 ↗

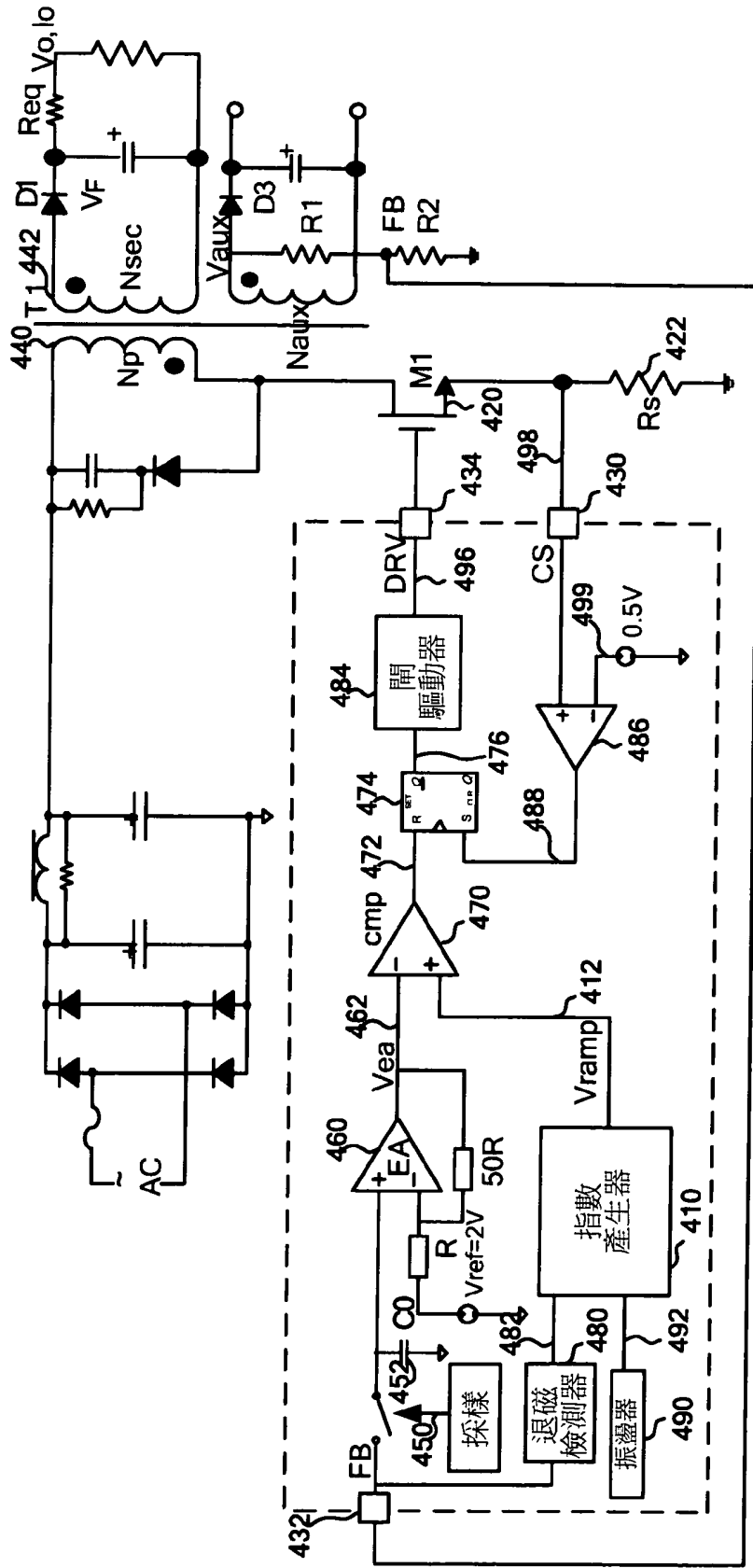


圖4

500 ↗

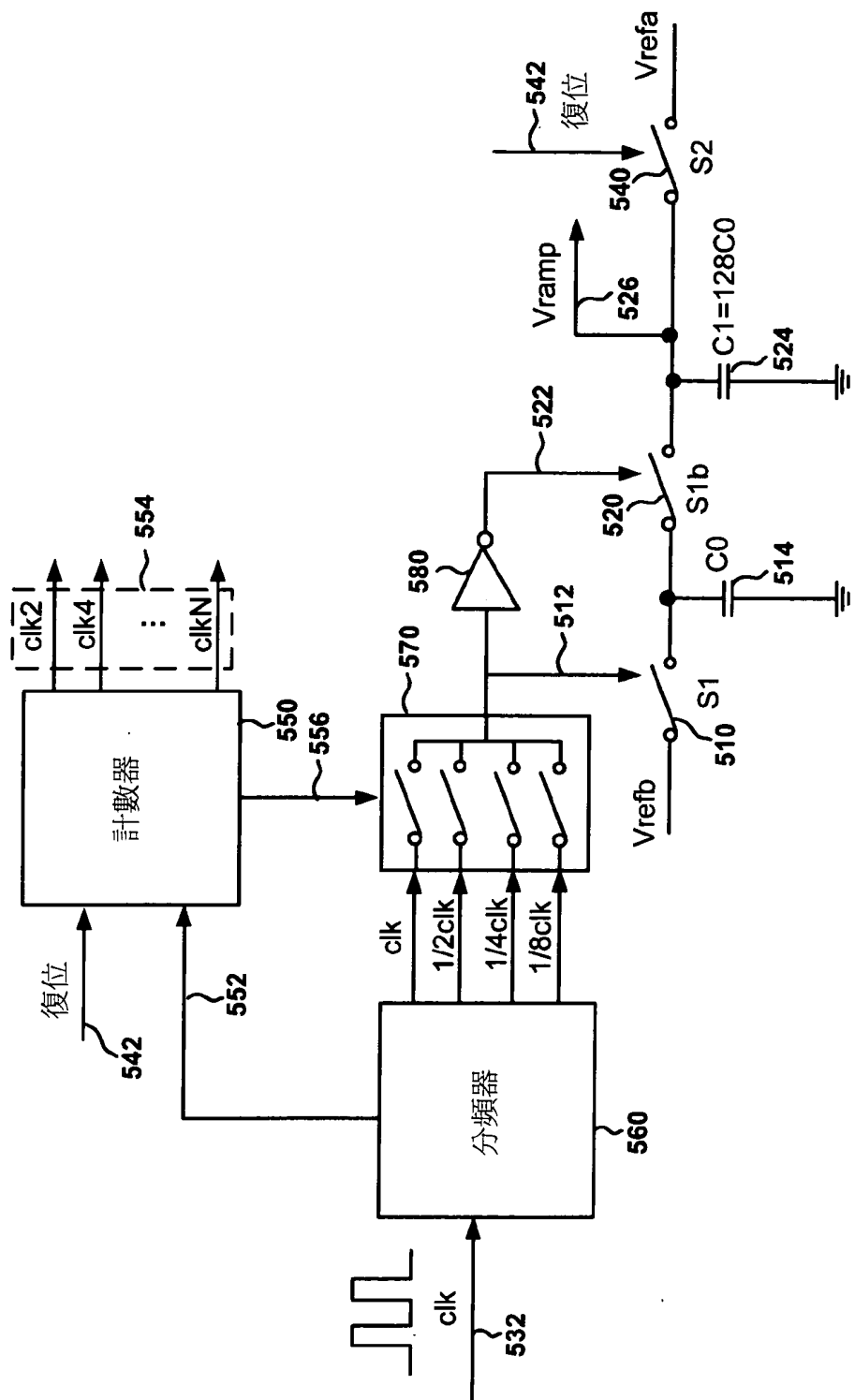


圖5

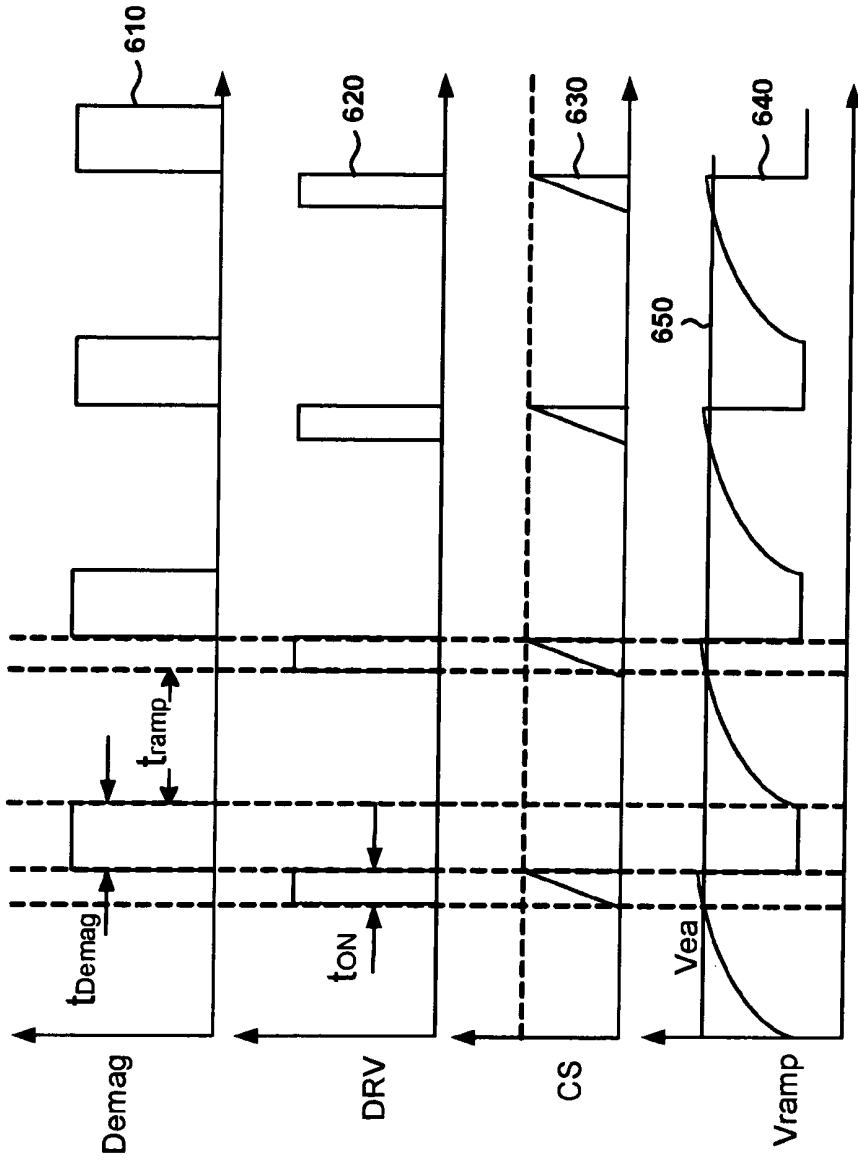


圖6

700 ↗

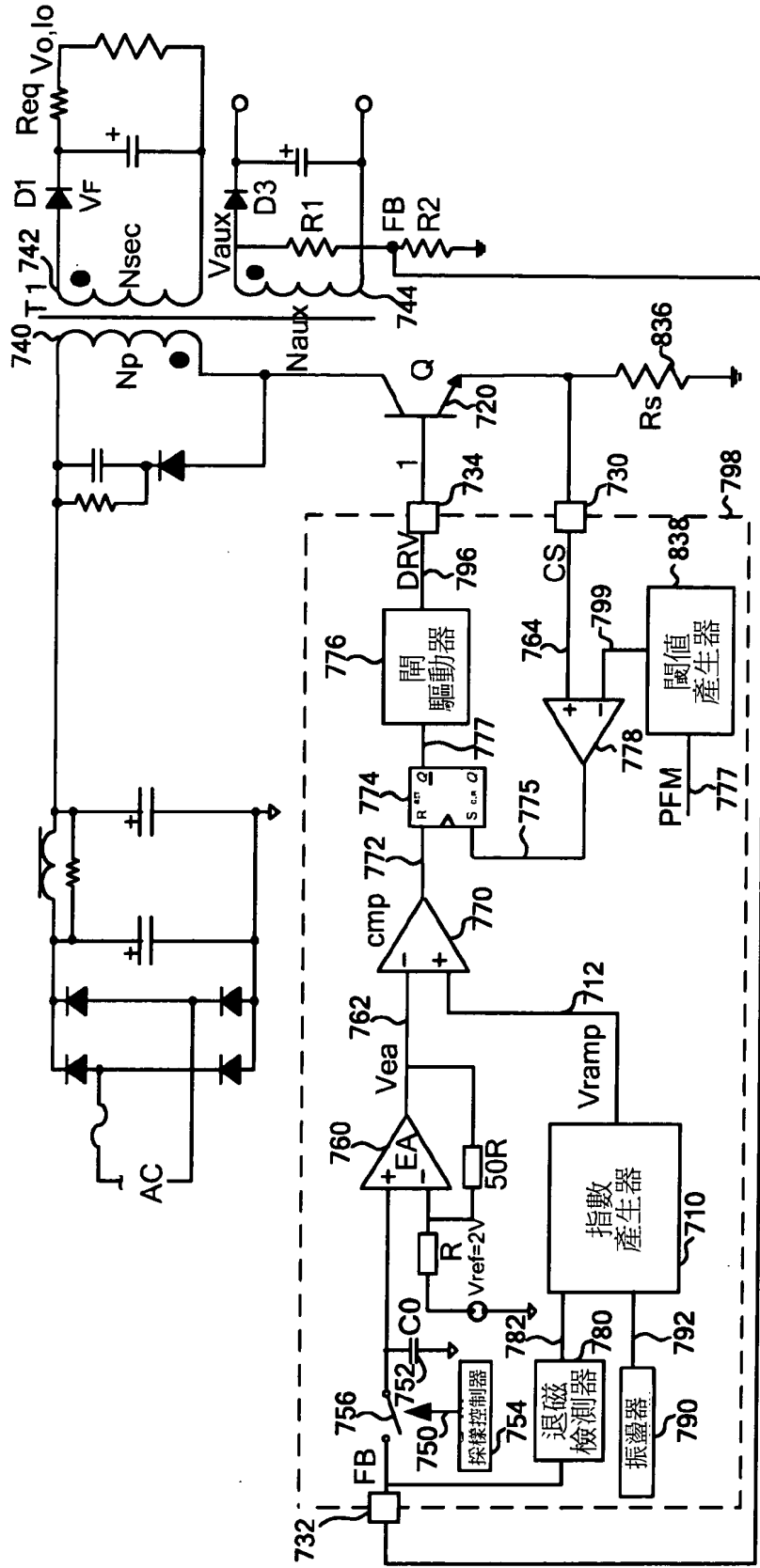


圖7

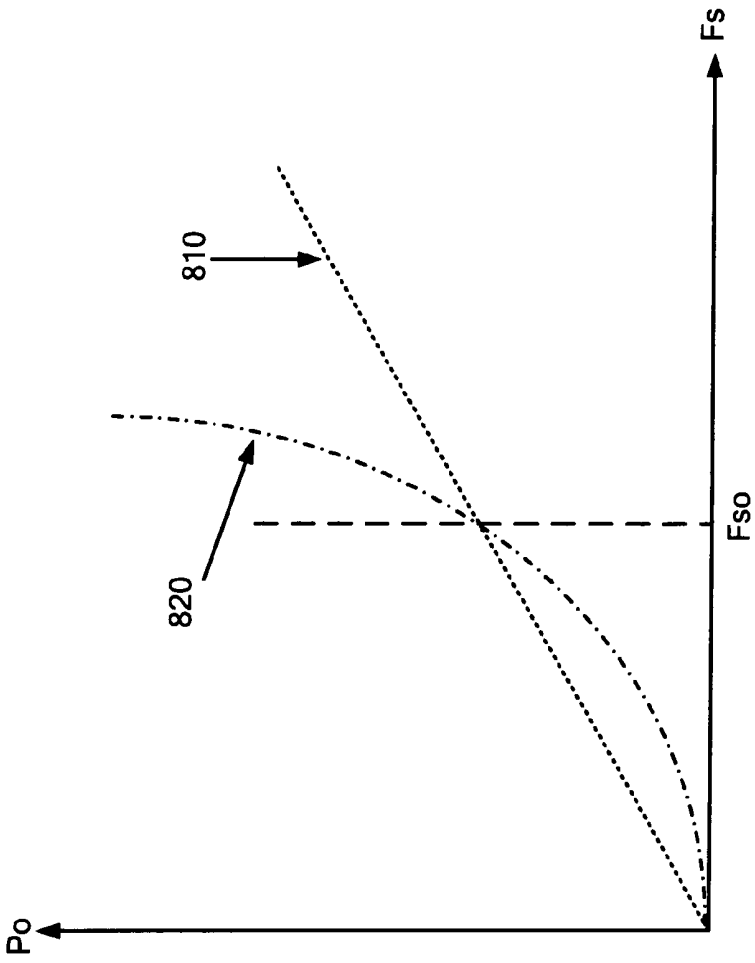


图 8

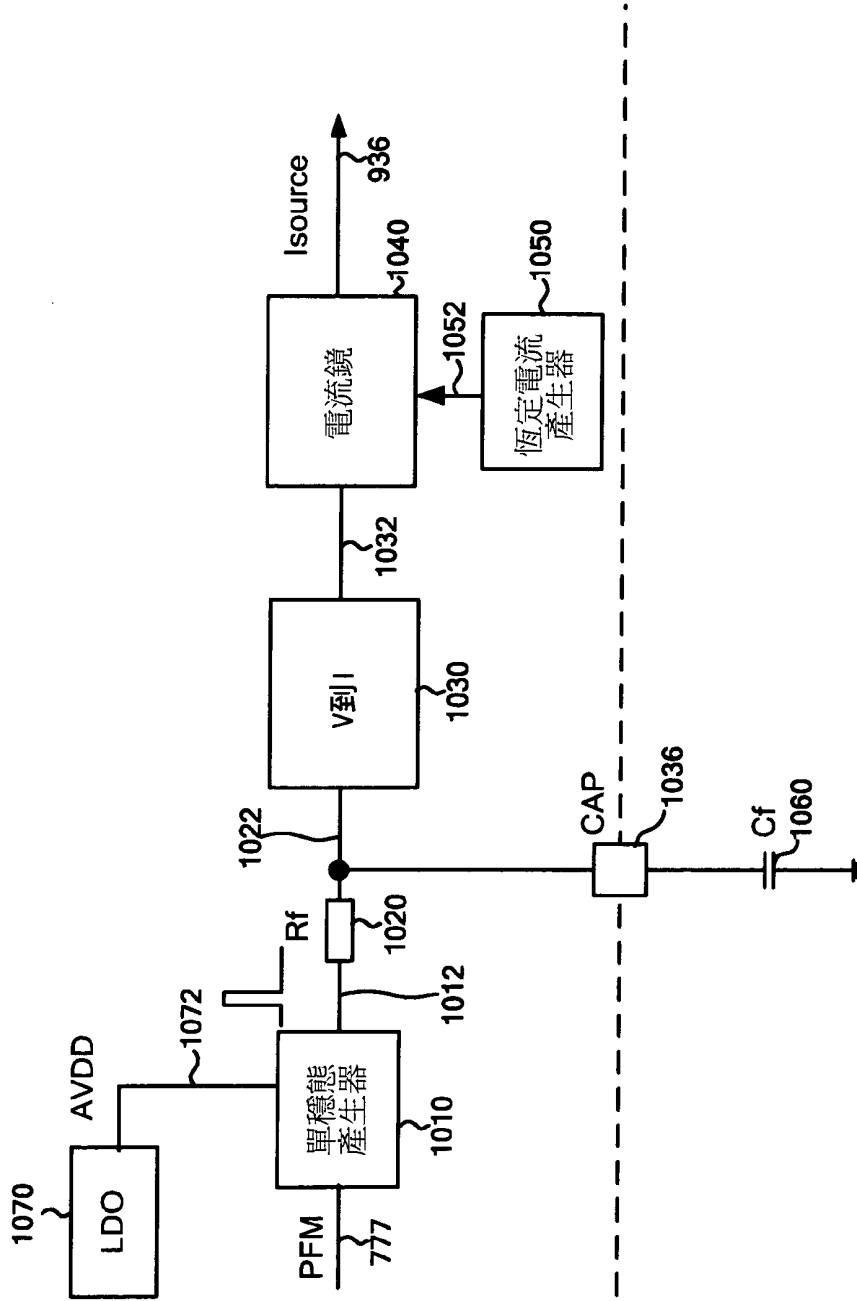


圖10

1010 ↗

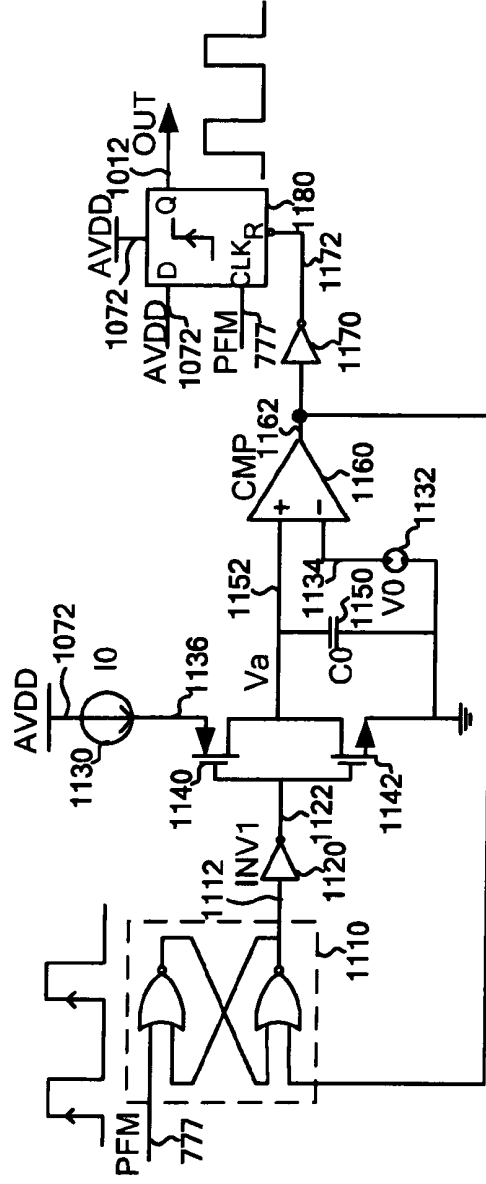


圖11

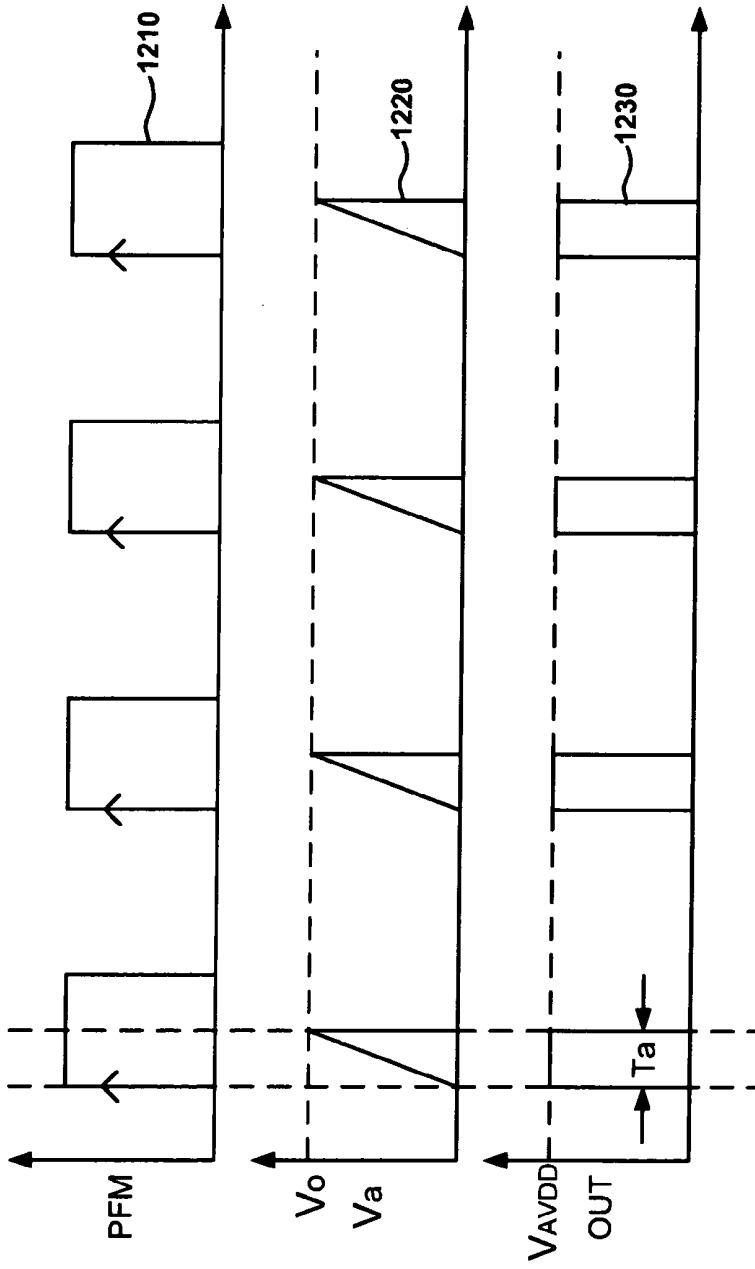


圖12

1400 ↗

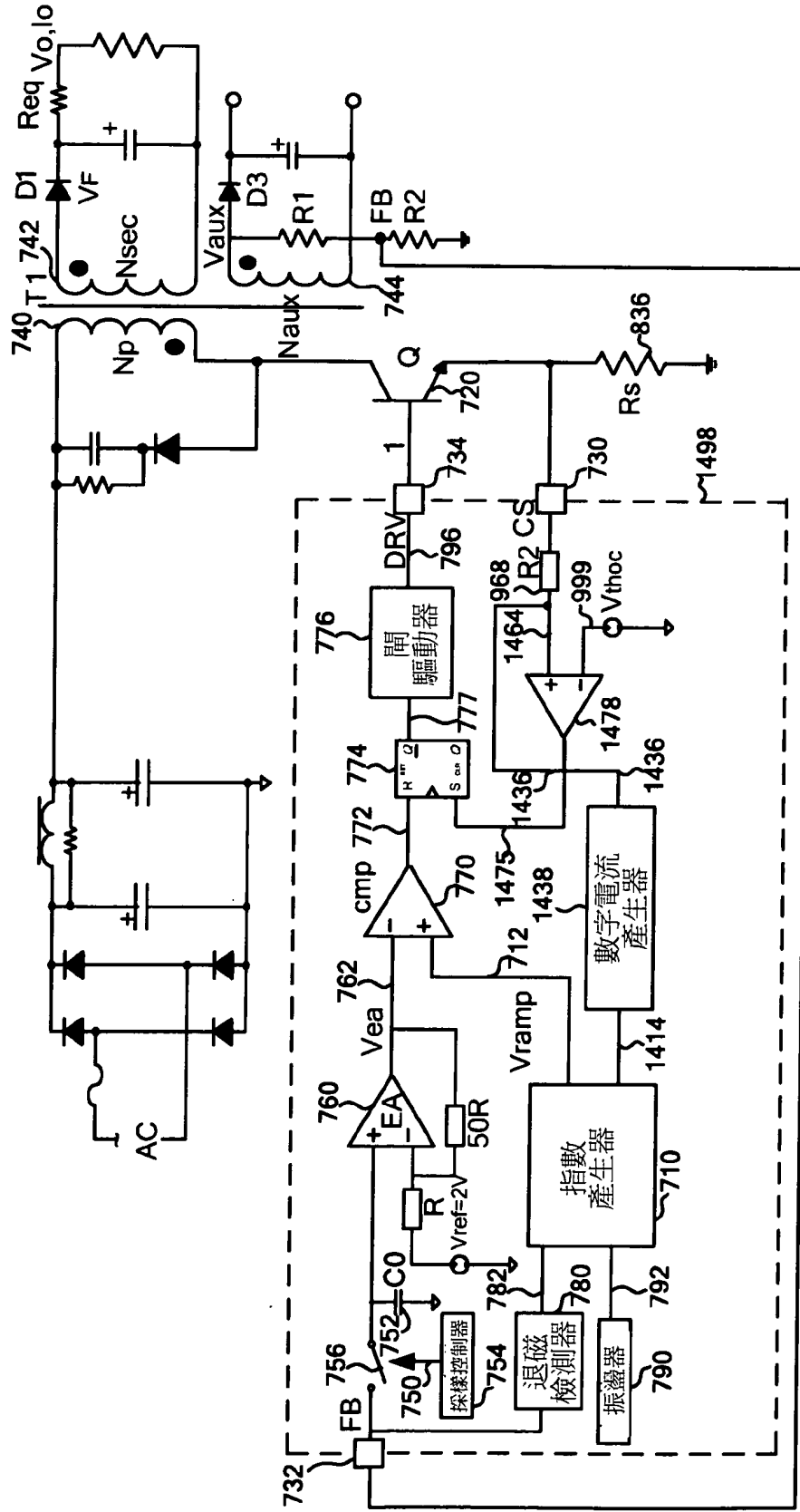


圖 14

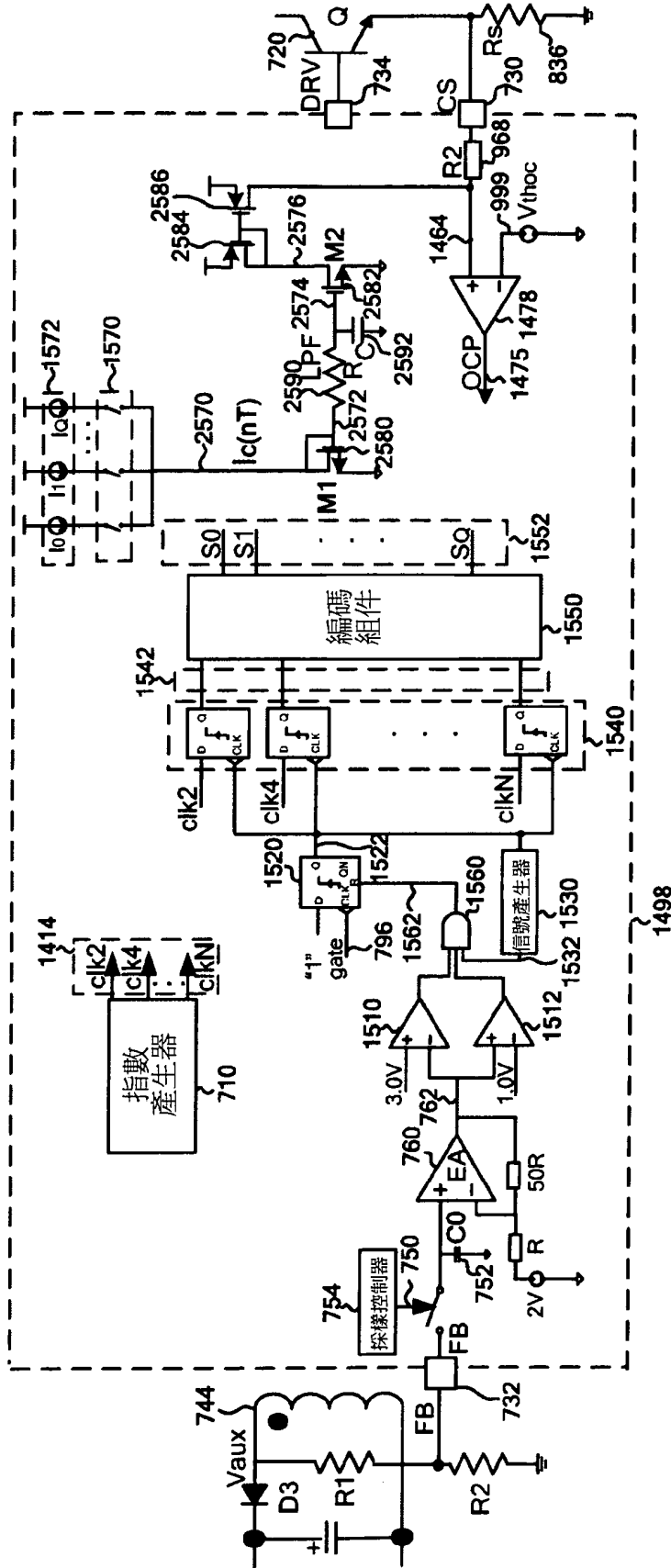


圖15

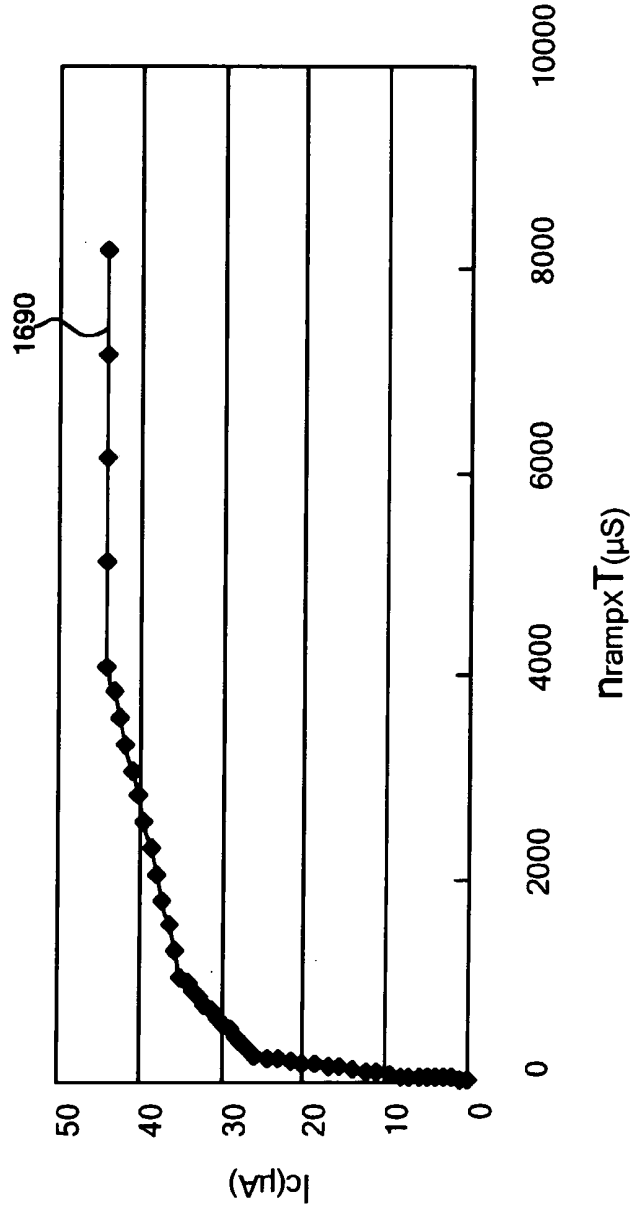


圖16

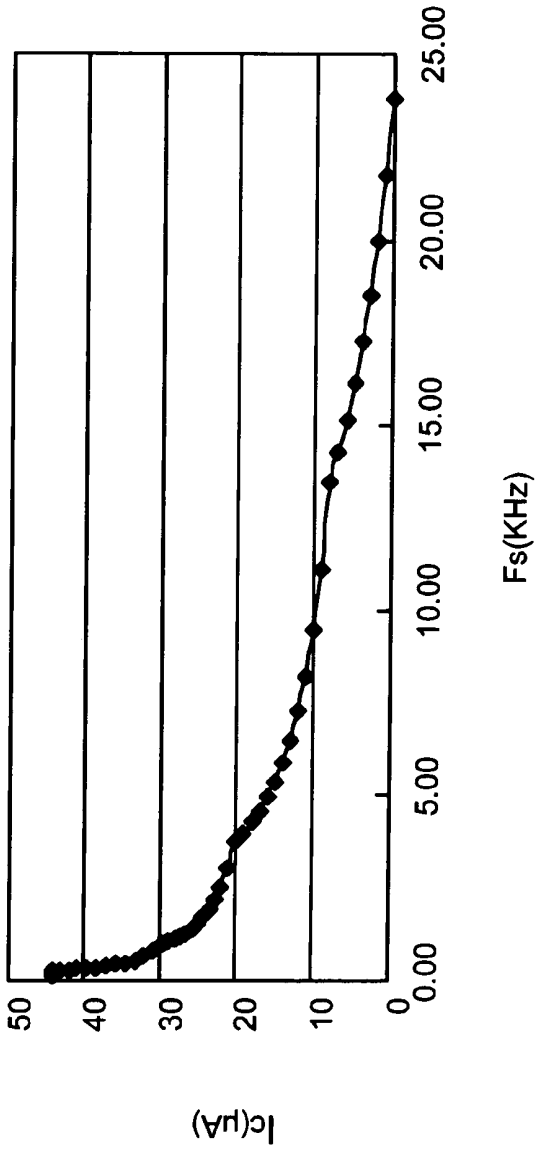


圖17

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第(7)圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

- 700 電源變換系統
- 710 指數產生器
- 712 斜坡信號
- 720 開關
- 730、732、734 端子
- 740 初級繞組
- 742 次級繞組
- 744 輔助繞組
- 750 採樣信號
- 752 電容器
- 754 採樣控制器
- 756 採樣開關
- 760 誤差放大器
- 762 放大信號
- 764、772、775、777、782、792、796 信號
- 770、778 比較器
- 774 觸發器組件
- 776 閘驅動器
- 780 退磁檢測器
- 790 振盪器
- 798 控制器晶片
- 799 閾值信號
- 836 電阻器
- 838 閾值產生器

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

無