

(21)申請案號：101141651

(22)申請日：中華民國 101 (2012) 年 11 月 08 日

(51)Int. Cl. : **H05B33/08 (2006.01)**

(30)優先權：2012/03/19 美國 13/424,331

(71)申請人：凹凸科技股份有限公司(美國) O2MICRO, INC. (US)
美國

(72)發明人：林永霖 LIN, YUNG LIN (US)；郭清泉 KUO, CHING CHUAN (TW)

(74)代理人：謝振中

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：20 項 圖式數：14 共 52 頁

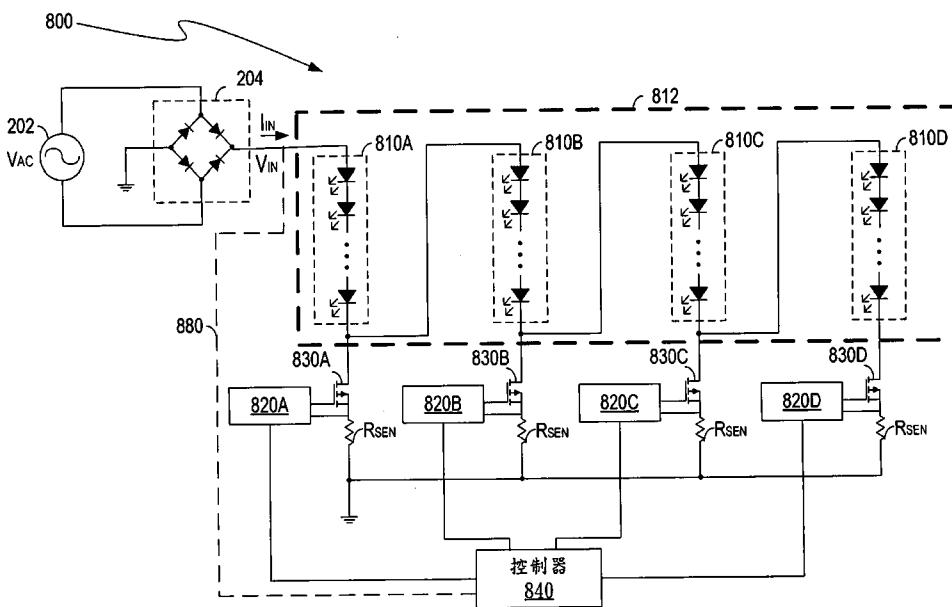
(54)名稱

控制供電至光源之控制器及其電路

CONTROLLERS AND CIRCUITS FOR POWERING

(57)摘要

本發明公開了一種控制供電至光源之控制器及其電路。控制器控制提供至光源的供電。光源包括第一多個發光二極體和第二多個發光二極體。光源接收整流後交流電壓。當整流後交流電壓在第一預設範圍內，控制器調節流過第一多個發光二極體的電流至第一預設值，此時，第二多個發光二極體保持關斷。



800：光源驅動電路

810A~810D：LED 串

812：LED 陣列

820A~820D：電流調節器

830A~830D：開關

840：控制器

880：監測信號

(21)申請案號：101141651

(22)申請日：中華民國 101 (2012) 年 11 月 08 日

(51)Int. Cl. : **H05B33/08 (2006.01)**

(30)優先權：2012/03/19 美國 13/424,331

(71)申請人：凹凸科技股份有限公司(美國) O2MICRO, INC. (US)
美國

(72)發明人：林永霖 LIN, YUNG LIN (US)；郭清泉 KUO, CHING CHUAN (TW)

(74)代理人：謝振中

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：20 項 圖式數：14 共 52 頁

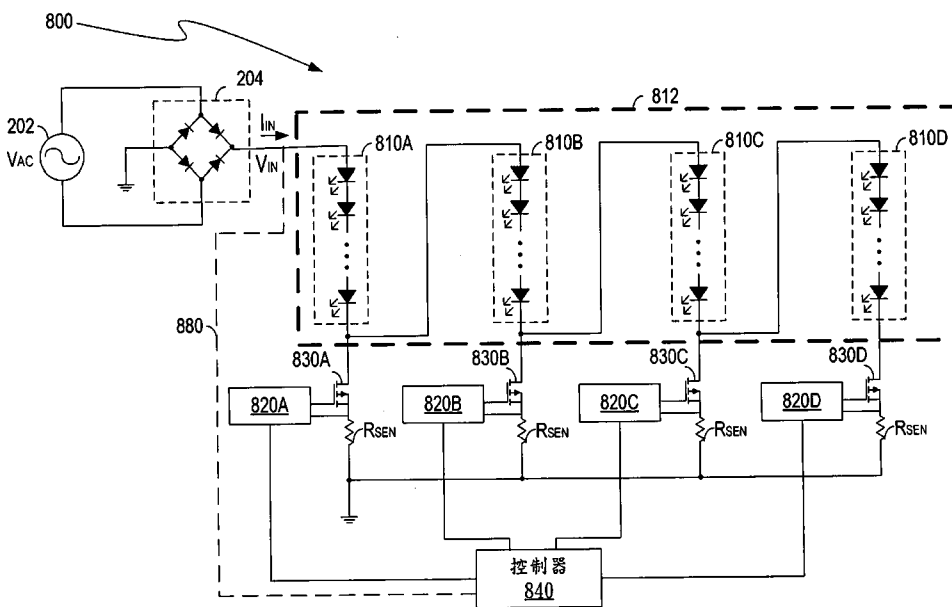
(54)名稱

控制供電至光源之控制器及其電路

CONTROLLERS AND CIRCUITS FOR POWERING

(57)摘要

本發明公開了一種控制供電至光源之控制器及其電路。控制器控制提供至光源的供電。光源包括第一多個發光二極體和第二多個發光二極體。光源接收整流後交流電壓。當整流後交流電壓在第一預設範圍內，控制器調節流過第一多個發光二極體的電流至第一預設值，此時，第二多個發光二極體保持關斷。



800：光源驅動電路

810A~810D：LED 串

812：LED 陣列

820A~820D：電流調節器

830A~830D：開關

840：控制器

880：監測信號

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：101141657

※申請日：101.11.08 ※IPC 分類：H05B 33/08 (2006.1)

一、發明名稱：(中文/英文)

控制供電至光源之控制器及其電路

CONTROLLERS AND CIRCUITS FOR POWERING

二、中文發明摘要：

本發明公開了一種控制供電至光源之控制器及其電路。控制器控制提供至光源的供電。光源包括第一多個發光二極體和第二多個發光二極體。光源接收整流後交流電壓。當整流後交流電壓在第一預設範圍內，控制器調節流過第一多個發光二極體的電流至第一預設值，此時，第二多個發光二極體保持關斷。

三、英文發明摘要：

A controller and a circuit control power to a light source. The light source receives a rectified AC voltage and includes a first plurality of LEDs and a second plurality of LEDs. The controller regulates a current flowing through the first plurality of LEDs to a first predetermined level when the rectified AC voltage is within a first predetermined range. The second plurality of LEDs remains off when the rectified AC voltage is within the first predetermined range.

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 (8) 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

800：光源驅動電路

810A~810D：LED 串

812：LED 陣列

820A~820D：電流調節器

830A~830D：開關

840：控制器

880：監測信號

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

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係有關一種控制器和控制電路，特別是一種光源之供電控制器和供電電路。

【先前技術】

近年來，發光二極體(LED)被利用在諸多應用領域中，例如，普通照明。相較於傳統光源(例如，螢光燈和白熾燈等)，LED 具有一些優勢，例如，較低電力消耗等。傳統白熾燈將相當大一部分之電力用在加熱金屬燈絲，以使燈絲到很高的溫度進而發光，而 LED 幾乎不發熱，僅需消耗極少的電力即能產生與白熾燈相等亮度的光。舉例說明，在燈泡應用中，如果要產生同樣亮度的光，採用 LED 作為光源僅需消耗 7 瓦之電力，而傳統白熾燈泡則需要消耗大約 60 瓦。

此外，LED 的使用壽命超過 5 萬小時，而白熾燈的平均使用壽命則大約僅為 5 千小時，螢光燈的平均使用壽命大約為 1 萬 5 千小時。相較於傳統光源，LED 之使用壽命高出許多。此外，LED 不含汞等有害物質，也不產生紫外線輻射，採用 LED 作為光源能保護環境並節省能源。

傳統方法利用交流/直流(AC/DC)轉換器將來自交流電源之交流電壓轉換為一直流電壓，以為 LED 光源供電。圖 1 所示為傳統光源驅動電路 100 示意圖，用於驅動一光源(例如，LED 陣列 108)。光源驅動電路 100 包括橋式整流器 104，用於將交流電壓進行整流。光源驅動電路 100 還

包括一與橋式整流器 104 耦接之電解電容 C_{BULK} ，電解電容 C_{BULK} 的尺寸較大，並對整流後的交流電壓進行濾波並產生直流電壓 V_{IN} 。

光源驅動電路 100 還包括工作於開關模式的 DC/DC 轉換器 122，用於將直流電壓 V_{IN} 轉換為電容 116 上的直流輸出電壓 V_{OUT} ，以為 LED 陣列 108 供電。在操作中，控制器 118 產生一開/關信號(ON/OFF)以完全導通開關 106 或完全斷開開關 106，進而控制傳送至 LED 陣列 108 的電力。因為開關 106 交替地導通和斷開會產生電磁干擾，因此需要使用電磁干擾濾波器 130 來抑制電力線上的雜訊。除了電磁干擾濾波器 130 外，DC/DC 轉換器 122 通常還包括電感 112 以及電容 116 等元件用於儲能和濾波，這些元件通常體積較大，很難放入現在常用的照明裝置，例如 E12、E13、E17 等型號的燈泡或 T-5、T-8 等型號的燈管。

【發明內容】

本發明的目的為提供一種控制供電至一光源之控制器，該光源包括第一多個發光二極體和第二多個發光二極體，該光源接收一整流後交流電壓，當該整流後交流電壓在一第一預設範圍內，該控制器調節流過該第一多個發光二極體的一電流至一第一預設值，且該第二多個發光二極體保持關斷。

本發明還提供一種對一光源供電之電路，該光源包含第一多個發光二極體以及第二多個發光二極體，該電路包含：一整流器，接收一交流電壓，並提供一整流後交流電

壓至該第一多個發光二極體和該第二多個發光二極體；一第一電流調節器，耦接至該第一多個發光二極體；一第二電流調節器，耦接至該第二多個發光二極體；以及一控制器，當該整流後交流電壓在一第一預設範圍內，該控制器使得該第一電流調節器調節流過該第一多個發光二極體的一電流至一第一預設值且該第二多個發光二極體保持關斷。

【實施方式】

以下將對本發明的實施例給出詳細的說明。雖然本發明將結合實施例進行闡述，但應理解這並非意指將本發明限定於這些實施例。相反地，本發明意在涵蓋由後附申請專利範圍所界定的本發明精神和範圍內所定義的各種變化、修改和均等物。

此外，在以下對本發明的詳細描述中，為了提供針對本發明的完全的理解，提供了大量的具體細節。然而，於本技術領域中具有通常知識者將理解，沒有這些具體細節，本發明同樣可以實施。在另外的一些實例中，對於大家熟知的方法、程序、元件和電路未作詳細描述，以便於凸顯本發明之主旨。

本發明提供了驅動一或多個光源(例如，發光二極體)的控制電路。本發明提供的電路可適用於 E12、E13、E17 等型號的燈泡或 T-5、T-8 等型號的燈管，但並不以此為限。在一實施例中，光源驅動電路包括一交流/直流線性轉換器。利用 AC/DC 線性轉換器能同時獲得較高的功率效率

和較高的功率因數。在一實施例中，AC/DC 線性轉換器可被配置於一相對較薄（例如，厚度小於 6mm）的印刷電路板（PCB）上，進而能夠放入 E12、E13、E17 等型號的燈泡或 T-5、T-8 等型號的燈管中。此外，相較於傳統光源驅動電路採用開關模式 DC/DC 轉換器與 AC/DC 轉換器配合工作，本發明採用 AC/DC 線性轉換器不會產生電磁波干擾，進而無需電磁波干擾濾波器，亦不需要如電感等體積較大的元件。因此，本發明提供的光源驅動電路和方法能提高效率且降低成本。

圖 2 所示為根據本發明一實施例的光源驅動電路 200 的電路示意圖。在圖 2 的例子中，光源驅動電路 200 包括 AC/DC 線性轉換器 240，用於接收交流電壓，並控制流經光源的電流。在圖 2 的例子中，光源可為包括多組 LED 鏈的 LED 陣列 210，但並不以此為限，亦可採用其他類型之光源。AC/DC 線性轉換器 240 包括整流器（例如，橋式整流器 204），用於將交流電壓 V_{AC} 轉換為整流後的交流電壓 V_{REC} ；與 LED 陣列 210 串聯的開關 Q1，用於根據一預設電流參考值控制流經 LED 陣列 210 的電流；控制電路（例如，運算放大器 206），用於線性地控制開關 Q1；以及電流監測器（例如，監測電阻 R_{SET} ），用於監測流經光源的電流並為控制電路提供一監測信號 220。在一個實施例中，開關 Q1 是金屬氧化物半導體場效電晶體（MOSFET）。

圖 3 所示為交流電壓 V_{AC} 在 0 到 2π 的區間內所對應的整流後交流電壓 V_{REC} 波形圖。圖 3 將結合圖 2 描述。在一個實施例中， V_{REC} 為週期性的電壓信號，其峰值電壓為 V_P 。

LED 陣列 210 的順向壓降 V_0 與 V_{REC} 相交(interest)。當 LED 陣列 210 兩端的電壓大於 LED 陣列 210 的順向壓降 V_0 時，LED 陣列 210 被點亮。具體而言，在圖 3 的例子中，當整流後的交流電壓 V_{REC} 大於 LED 陣列 210 的順向壓降 V_0 時，LED 陣列 210 被點亮。在一個實施例中，監測電阻 R_{SET} 上的壓降較小，可以忽略不計。

因此，LED 陣列 210 是否被點亮取決於整流後的交流電壓 V_{REC} 的大小。當整流後的交流電壓 V_{REC} 大於 LED 陣列 210 的順向壓降 V_0 時，LED 陣列 210 被點亮。在一實施例中，電流監測器（例如，監測電阻 R_{SET} ）與 LED 陣列 210 串聯，用於提供指示流經 LED 陣列 210 的電流的監測信號 220。控制電路比較監測信號 220 和指示預設電流參考值的參考信號 ADJ 並線性地控制開關 Q1，進而調節流經 LED 陣列 210 的電流，使其電流大小與預設電流參考值相等。在一實施例中，控制電路中之運算放大器 206 比較監測信號 220 和參考信號 ADJ，並產生一誤差信號以線性地控制開關 Q1。

在圖 3 的例子中，整流後的交流電壓 V_{REC} 是半波正弦電壓信號。在其他例子中，整流後的交流電壓 V_{REC} 可為其他類型的週期信號，而並不侷限於圖 3 中所示之類型。在正常工作狀態下，監測電阻 R_{SET} 上的壓降可被忽略，光源（例如，LED 陣列 210）的順向壓降 V_0 與整流後的交流電壓 V_{REC} 相交。換言之，整流後的交流電壓 V_{REC} 的峰值大於光源 V_0 且谷值小於 LED 陣列 210 的順向壓降 V_0 。

在一個實施例中，流經 LED 陣列 210 的電流 I_0 可表示

為：

$$I_o = \text{ADJ} / R_{\text{SET}} \quad (1)$$

其中，方程式(1)中之 ADJ 代表參考信號 ADJ 的電壓值， R_{SET} 代表監測電阻 R_{SET} 的電阻值。LED 陣列 210 的順向壓降 V_o 可表示為：

$$V_o = V_p \times \sin\theta \quad (2)$$

其中，方程式(2)中之 V_p 代表整流後的交流電壓 V_{REC} 的峰值， θ 代表當整流後的交流電壓 V_{REC} 等於 LED 陣列 210 的順向壓降 V_o 時所對應的導通角。此處“整流後的交流電壓 V_{REC} 等於 LED 陣列 210 的順向壓降 V_o 時”是在忽略開關 Q1 和監測電阻 R_{SET} 上的壓降以及忽略電路元件的非理想因素的前提下方能成立。

因此，在 0 到 π 的區間內，平均輸入功率 P_{in} 可表示為：

$$\begin{aligned} P_{\text{in}} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi-\theta} I_o * V_p * \sin\theta d\theta \\ &= \frac{1}{\pi} * I_o * V_p * (-\cos\theta) \Big|_0^{\pi-\theta} \\ &= \frac{1}{\pi} * I_o * V_p * 2 * \cos\theta \end{aligned} \quad (3)$$

在 0 到 π 的區間內，LED 陣列 210 的輸出功率 P_{out} 可以表示為：

$$\begin{aligned} P_{\text{out}} &= \frac{I_o * V_o * (\pi - \theta - \theta)}{\pi} \\ &= I_o * V_o * \left(1 - \frac{2 * \theta}{\pi}\right) \end{aligned} \quad (4)$$

根據方程式 (3) 和 (4)，AC/DC 線性轉換器 240 的功率效率 η 可以由下面方程式計算得到：

$$\begin{aligned}
\eta &= \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{I_o * V_o * (1 - \frac{2 * \theta}{\pi})}{\frac{1}{\pi} * I_o * V_o * 2 * \cos \theta} \\
&= \frac{I_o * V_p * \sin \theta * (1 - \frac{2 * \theta}{\pi})}{\frac{1}{\pi} * I_o * V_p * 2 * \cos \theta} \quad (5) \\
&= \frac{1}{2} * \tan \theta * (\pi - 2\theta)
\end{aligned}$$

在 0 到 π 的區間內，開關 Q1 和監測電阻 R_{SET} 上總共消耗的功率可表示為：

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out} = [(1/\eta) - 1]P_{out} \quad (6)$$

根據方程式 (5)，可以得到如圖 4 所示之功率效率 η 與導通角 θ 之間的關係圖，。

因此，若功率效率 η 已知，導通角 θ 可以根據方程式 (5) 得到。如果整流後的交流電壓 V_{REC} 的峰值電壓 V_P 也已知，根據方程式 (2) 可計算得到順向壓降 V₀。如果一個照明設備的輸出功率已知，例如 P_{out}=5W，則根據方程式 (4) 可得到流經 LED 陣列 210 的電流 I₀。因此，如果 LED 的額定電流已知，可以計算出產生 5W 輸出功率所需要的 LED 的個數。

舉例而言，若要設計具有 5W 輸出功率且功率效率 η 為 80% 的燈具，假設交流電源 202 提供一頻率為 60 赫茲之 110 伏特交流電壓 V_{AC}，且整流後的交流電壓 V_{REC} 的峰值 V_P 為 155 伏，則根據方程式 (5)，導通角 θ 大約為 0.81 弧度 (46.43 度)。根據方程式 (2)，LED 陣列 210 的順向壓降 V₀ 為 155 * sin(0.81)，約為 112 伏。根據方程式 (4)，電流 I₀ 大約為 92mA。若每一個單一 LED 的順向壓降為 3.2V，則 LED 陣列 210 中之每組 LED 鏈所能包含的 LED 個數為 35 個

($112\text{V}/3.2\text{V}=35$)。若 LED 的額定電流為 20mA ，則 LED 陣列 210 可包括 5 組 LED 鏈，且每組 LED 鏈包括 35 個 LED。消耗在開關 Q1 和監測電阻 R_{SET} 上的功率 P_{loss} 為： $P_{\text{loss}} = P_{\text{in}} - P_{\text{out}} = [(1/\eta) - 1]P_{\text{out}} = 1.25 \text{ W}$ 。

系統的功率因數 PF 可表示為：

$$PF = \frac{P_{\text{in}}}{V_{\text{rms}} * I_{\text{rms}}} \quad (7)$$

其中， P_{in} 代表平均輸入功率，可以透過方程式 (3) 得到， V_{rms} 代表輸入電壓 V_{REC} 的均方根， I_{rms} 代表輸入至 LED 陣列 210 的電流的均方根。 V_{rms} 和 I_{rms} 可表示為：

$$V_{\text{rms}} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (8)$$

$$I_{\text{rms}} = I_o * \sqrt{1 - \frac{2 * \theta}{\pi}} \quad (9)$$

因此功率因數 PF 與導通角 θ 之間的關係可表示為：

$$PF = \frac{2 * \sqrt{2} * \cos \theta}{\pi * \sqrt{1 - \frac{2 * \theta}{\pi}}} \quad (10)$$

圖 5 所示為根據本發明一實施例的系統功率因數 PF 和導通角 θ 之間的關係圖。如圖 4 和圖 5 所示，透過選擇合適的導通角 θ ，本發明所提供的光源驅動電路 200 能夠同時獲得較高的功率效率 η 和較高的功率因數 PF。例如，當導通角 θ 為 0.81 的時候，功率效率 η 大約是 80% ，功率因數 PF 大約是 0.89 。此外，本發明所提供的光源驅動電路 200 不需要額外的功率因數校正電路（一般包括電感、開關和控制電路等元件）即可獲得較高的功率因數。

在一實施例中，開關 Q1 和運算放大器 206 構成一個控制器，且該控制器可整合於積體電路 230 中。此外，橋式

整流器 204、積體電路 230、監測電阻 R_{SET} 可被配置於一印刷電路板上。而光源（如圖 2 中的 LED 陣列 210）可被配置於另外一印刷電路板上。

圖 6 所示為根據本發明另一實施例的光源驅動電路 600 的電路示意圖。圖 6 中與圖 2 標號相同的元件具有類似的功能。光源驅動電路 600 包括 AC/DC 線性轉換器 640。AC/DC 線性轉換器 640 包括用於控制開關 Q1 的控制電路。在一個實施例中，當指示整流後的交流電壓 V_{REC} 的信號大於一直流電壓時，光源驅動電路 600 點亮 LED 陣列 210；當指示整流後的交流電壓 V_{REC} 的信號小於所述直流電壓時，光源驅動電路 600 關閉 LED 陣列 210。

具體而言，當指示整流後的交流電壓 V_{REC} 的信號 V_1 大於直流電壓 V_{DC} 時，運算放大器 206 的輸出線性地控制開關 Q1。但當指示整流後的交流電壓 V_{REC} 的信號 V_1 小於直流電壓 V_{DC} 時，運算放大器 206 的輸出為低電位，因此斷開開關 Q1。在圖 6 的例子中，AC/DC 線性轉換器 640 包括比較器 610，用於比較信號 V_1 和直流電壓 V_{DC} 以控制與運算放大器 206 耦接的開關 Q3。信號 V_1 與整流後的交流電壓 V_{REC} 成比例。光源驅動電路 600 包括由電阻 R1、R2 構成的分壓器，用於接收整流後的交流電壓 V_{REC} 並產生信號 V_1 。在一個實施例中，直流電壓 V_{DC} 與整流後的交流電壓 V_{REC} 的平均值成比例。光源驅動電路 600 還包括由電阻 R3、R4 構成的分壓器。平均濾波電容 C1 與電阻 R4 並聯。因此，直流電壓 V_{DC} 與整流後的交流電壓 V_{REC} 的平均值成比例。在一個實施例中，當信號 V_1 大於直流電壓 V_{DC} 時，比較器 610 斷開開關

Q3，運算放大器 206 線性地控制開關 Q1。當信號 V_1 小於直流電壓 V_{DC} 時，比較器 610 導通開關 Q3，運算放大器 206 的輸出接到地，開關 Q1 斷開。因此，即使輸入的交流電壓 V_{AC} 變化，光源驅動電路 600 可控制 LED 陣列 210 產生相對穩定的亮度。

圖 7 所示為在 0 到 2π 區間中，整流後的交流電壓 V_{REC1} 和整流後的交流電壓 V_{REC2} 的波形圖。圖 7 結合圖 6 描述。在一個實施例中，整流後的交流電壓 V_{REC1} 和 V_{REC2} 都是週期性的電壓信號，比如半波正弦電壓信號。假設輸入交流電壓 V_{AC} 從 V_{AC1} 變化到 V_{AC2} ，整流後的交流電壓相應的從 V_{REC1} 變化到 V_{REC2} 。 V_{REC1} 的峰值為 V_{P1} ， V_{REC2} 的峰值為 V_{P2} 。因為直流電壓 V_{DC} 與整流後的交流電壓 V_{REC} 的平均值成比例，其電壓值也相應的從 V_{DC1} 變化到 V_{DC2} 。如圖 7 的例子中所示，不管整流後的交流電壓是 V_{REC1} 還是 V_{REC2} ，在 $0 \sim \theta$ 、 $(\pi - \theta) \sim (\pi + \theta)$ 和 $(2\pi - \theta) \sim 2\pi$ 的區間內，開關 Q3 導通；在 $\theta \sim (\pi - \theta)$ 以及 $(\pi + \theta) \sim (2\pi - \theta)$ 的區間內，開關 Q3 斷開。在一個實施例中，當開關 Q3 導通，開關 Q1 斷開；當開關 Q3 斷開，運算放大器 206 比較參考信號 ADJ 和監測信號 220 以線性地控制開關 Q1，進而調整流經 LED 陣列 210 的電流。換言之，即使因為輸入交流電壓 V_{AC} 發生變化而導致整流後的交流電壓 V_{REC} 發生變化，開關 Q1 仍然在相同的導通角處導通，所以 LED 陣列 210 的亮度相對穩定。

在圖 6 所示之例子中，直流電壓 V_{DC} 可表示為：

$$V_{DC} = \frac{2}{\pi} * V_p * \frac{R4}{R3 + R4} \quad (11)$$

其中， $R3$ 代表電阻 $R3$ 的電阻值， $R4$ 代表電阻 $R4$ 的電

阻值。在一個實施例中，根據積體電路設計條件（例如，要求比較器 610 非反相輸入端的輸入電壓為 2.0V，即 V_{DC} 為 2.0V）來選取 R3 和 R4 的阻值。如果整流後的交流電壓 V_{REC} 的峰值 V_P 為 155V，根據方程式(11)，R3 與 R4 之間之比例關係可表示為：

$$\frac{R4}{R3+R4} = \frac{V_{DC}}{\frac{2}{\pi} * V_P} = \frac{2}{\frac{2}{\pi} * 155} \approx 0.02 \quad (12)$$

已知當整流後的交流電壓 V_{REC} 大於 LED 陣列 210 的順向壓降 V_0 時，開關 Q1 導通。比較器 610 之反相輸入端的電壓 V_i 與整流後的交流電壓 V_{REC} 成比例，且由電阻 R1、R2 的阻值決定。假設 LED 陣列 210 的順向壓降 V_0 為 112V，整流後的交流電壓 V_{REC} 的峰值 V_P 為 155V，R1 與 R2 之間之比例關係可表示為：

$$\frac{R2}{R1+R2} = \frac{2.0}{112} = 0.0178 \quad (13)$$

假設因為輸入交流電壓 V_{AC} 的變化，整流後的交流電壓 V_{REC} 的峰值 V_P 從 155V 變為 180V。根據方程式 (11)，直流電壓 V_{DC} 也會相應的變化為：

$$V_{DC} = \frac{2}{\pi} * \frac{R3}{R3+R4} * 180 = 2.322V \quad (14)$$

根據方程式 (2)， $\sin\theta = \frac{V_{DC}}{V_P} \times \frac{R1+R2}{R2}$ ，因此 $\theta \approx 0.81$ 弧度 (46.43 度)，與 V_P 為 155V 時的導通角相等。從上分析可以看出，即使整流後的交流電壓 V_{REC} 變化，開關 Q1 總在相同的導通角導通，因此 LED 陣列 210 的亮度相對穩定。

參考圖 2，對於圖 2 中的光源驅動電路 200，如果因為交流電壓 V_{AC} 的變化，整流後的交流電壓 V_{REC} 的峰值 V_P 從

155V 變為 180V，則根據下面的計算，可以得到導通角 θ 大約為 0.67 弧度（38.48 度）：

$$V_0 = V_p \times \sin\theta \Rightarrow 112V = 180V \times \sin\theta \Rightarrow \theta = 0.67 \quad (15)$$

因此，如果採用圖 2 的光源驅動電路 200，輸出功率 P_{out} 可以表示為：

$$\begin{aligned} P_{out} &= I_0 \times V_0 \times \left(1 - \frac{2 \times \theta}{\pi}\right) \\ &= I_0 \times V_0 \times \left(1 - \frac{2 \times 0.67}{\pi}\right) \\ &= 5.75Watts \end{aligned} \quad (16)$$

這說明如果因交流電壓 V_{AC} 的變化導致整流後的交流電壓 V_{REC} 的峰值 V_p 從 155V 變為 180V，會使得 LED 陣列 210 的亮度產生變化。功率損耗為：

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out} = [(1 - \eta) - 1]P_{out} = 2.35W \quad (17)$$

而如果採用圖 6 中的光源驅動電路 600，功率效率進一步提高。對於光源驅動電路 600，若整流後的交流電壓為 V_{REC2} ，其峰值為 180V，則

$$\begin{aligned} P_{loss} &= P_{in} - P_{out} \\ &= \frac{1}{\pi} \times I_0 \times V_p \times 2 \times \cos\theta - 5Watts \\ &= \frac{1}{\pi} \times I_0 \times 180 \times 2 \times \cos(0.81) - 5Watts \\ &= 2.27Watts \end{aligned} \quad (18)$$

在一個實施例中，開關 Q1 和 Q3、運算放大器 206、比較器 610 和電阻 R1、R2、R3、R4 構成一個控制器，該控制器可整合於積體電路 630 內。在另一個實施例中，電阻 R1 和/或 R3 也可被配置於積體電路外部。此外，橋式整流器 204、濾波電容 C1、監測電阻 R_{SET} 和積體電路 630 可被配置於一印刷電路板上。而光源（例如，圖 6 中所示之 LED 陣

列 210) 可被配置於另外一印刷電路板上。

如前所述，本發明提供了光源驅動電路，適用於驅動一或多個光源，例如 LED 光源。光源驅動電路利用 AC/DC 線性轉換器，能夠同時獲得較高的功率效率和較高的功率因數。且相對於傳統的光源驅動電路需要採用電感、電容、開關等元件構成開關模式的 DC/DC 轉換器，本發明的電路不需要開關模式的 DC/DC 轉換器，進而縮小了尺寸且降低了成本。而且本發明的電路中採用的 AC/DC 線性轉換器不產生電磁干擾，無需使用電磁干擾濾波器。因為其尺寸較小，本發明提供的光源驅動電路能夠適用於 E12、E13、E17 等型號的燈泡或 T-5、T-8 等型號的燈管。

圖 8 所示為根據本發明一實施例光源驅動電路 800 示意圖。光源驅動電路 800 包括橋式整流器 204、電流調節器 820A 至 820D、控制器 840 和負載(例如，LED 陣列 812)，負載係由橋式整流器 204 所產生的整流後交流電壓驅動之。

橋式整流器 204 用於從交流電源 202 接收交流輸入電壓，並產生一整流後交流電壓 V_{IN} 。整流後交流電壓 V_{IN} 具有海維賽德弦波形(heaviside sinusoidal waveform)。在一實施例中，濾波電容(例如，0.1u)可耦接至整流器 204 的輸出端來為整流後交流電壓 V_{IN} 濾除雜訊。在圖 8 的實施例中，LED 陣列 812 包含 LED 串 810A~810D，LED 陣列 812 接收整流後交流電壓 V_{IN} 。LED 串 810A~810D 中的每一 LED 串具有多個串聯耦接的 LED。舉例說明，LED 串 810A 具有 6 個 LED、LED 串 810B 具有 12 個 LED、LED 串 810C 具有 12

個 LED、及 LED 串 810D 具有 8 個 LED。LED 串 810A~810D 所各自包含之 LED 數量僅為示例，並不以此為限。LED 串 810A~810D 中的每一 LED 串串聯耦接至相對應之開關 830A~830D。電流調節器 820A~820D 中個別透過一感應電阻 R_{SEN} 感應流過相對應 LED 串的電流，並透過線性控制相對應開關 830A~830D 以調節流過相對應 LED 串 810A~810D 的電流至一預設值。控制器 840 控制電流調節器 820A~820D 以調節流過 LED 陣列 812 的電流 I_{IN} 。有利之處在於，控制器 840 用於整形電流 I_{IN} 之波形，因此提升了光源驅動電路 800 的功率因數。

圖 10 所示為根據本發明一實施例之整流後交流電壓 V_{IN} 和從圖 8 中所示之橋式整流器 204 流至 LED 陣列 812 的電流 I_{IN} 的波形圖。圖 10 將結合圖 8 進行描述。在操作中，在 LED 串兩端的電壓超過該 LED 串對應的順向電壓前，流過該 LED 串的電流根據 LED 的電流-電壓特性指數上升。在一個實施例中，當 LED 串兩端的電壓大於該 LED 串對應的順向電壓時，電流調節器 820A~820D 中之相對應電流調節器會相應調節流過 LED 串的電流至預設值。

LED 串 810A 接收整流後交流電壓 V_{IN} 。若忽略感應電阻 R_{SEN} 的阻值和開關 830A 的導通電阻，當整流後交流電壓 V_{IN} 小於 LED 串 810A 的順向電壓時，流過 LED 串 810A 的電流指數上升。在時刻 t_1 ，整流後交流電壓 V_{IN} 大於 LED 串 810A 的順向電壓。控制器 840 控制電流調節器 820A，使之線性控制開關 830A，進而調節流過 LED 串 810A 的電流至第一預設值 I_1 。因此，LED 串 810A 之陰極端的電壓相應上升。

在 t_1 和 t_2 之間，流過 LED 串 810B 的電流開始指數上升。因此，從橋式整流器 204 流至 LED 陣列 812 的電流 I_{IN} 包括流過 LED 串 810A 的已調節電流 I_1 和流過 LED 串 810B 的指數增長的電流。

在時刻 t_2 ，整流後交流電壓 V_{IN} 大於 LED 串 810A 和 810B 的順向電壓之和。控制器 840 控制電流調節器 820A 斷開開關 830A，並使得電流調節器 820B 線性控制開關 830B，進而調節流過串聯耦接的 LED 串 810A 和 810B 的電流至第二預設值 I_2 ($I_2 > I_1$)。隨著 LED 串 810B 陰極端的電壓上升，在 t_2 和 t_3 之間，流過 LED 串 810C 的電流開始指數上升。因此，從橋式整流器 204 流至 LED 陣列 812 的電流 I_{IN} 包括流過 LED 串 810A 至 810B 的已調節電流 I_2 和流過 LED 串 810C 的指數增長的電流。

在時刻 t_3 ，整流後交流電壓 V_{IN} 大於 LED 串 810A、810B 和 810C 的順向電壓之和。控制器 840 控制電流調節器 820B 斷開開關 830B，並使得電流調節器 820C 線性控制開關 830C，進而調節流過串聯耦接的 LED 串 810A、810B 和 810C 的電流至第三預設值 I_3 ($I_3 > I_2$)。隨著 LED 串 810C 陰極端的電壓上升，在 t_3 和 t_4 之間，流過 LED 串 810D 的電流開始指數上升。因此，從橋式整流器 204 流至 LED 陣列 812 的電流 I_{IN} 包括流過 LED 串 810A 至 810C 的已調節電流 I_3 和流過 LED 串 810D 的指數增長的電流。

在時刻 t_4 ，整流後交流電壓 V_{IN} 大於 LED 串 810A、810B、810C 和 810D 的順向電壓之和。控制器 840 控制電流調節器 820C 斷開開關 830C，並使得電流調節器 820D 線

性控制開關 830D，進而調節流過串聯耦接的 LED 串 810A、810B、810C 和 810D 的電流至第四預設值 I_4 ($I_4 > I_3$)。

至此，所有的 LED 串 810A~810D 皆被開啟。因此，從橋式整流器 204 流至 LED 陣列 812 的電流 I_{IN} 包括流過 LED 串 810A 至 810D 的已調節電流 I_4 。

在時刻 t_5 ，整流後交流電壓 V_{IN} 降至小於 LED 串 810A、810B、810C 和 810D 的順向電壓之和。因此，控制器 840 使得電流調節器 820C 線性控制開關 830C，進而調節流過串聯耦接的 LED 串 810A、810B 和 810C 的電流至第三預設值。因此，從整流器 204 流至 LED 陣列 812 的電流 I_{IN} 包括流過 LED 串 810A 至 810C 的已調節電流 I_3 和流過 LED 串 810D 的指數下降的電流。

在時刻 t_6 ，整流後交流電壓 V_{IN} 降至小於 LED 串 810A、810B 和 810C 的順向電壓之和。因此，控制器 840 使得電流調節器 820B 線性控制開關 830B，進而調節流過串聯耦接的 LED 串 810A 和 810B 的電流至第二預設值。因此，從整流器 204 流至 LED 陣列 812 的電流 I_{IN} 包括流過 LED 串 810A~810B 的已調節電流 I_2 和流過 LED 串 810C 的指數下降的電流。

在時刻 t_7 ，整流後交流電壓 V_{IN} 降至小於 LED 串 810A 和 810B 的順向電壓之和。因此，控制器 840 使得電流調節器 820A 線性控制開關 830A，進而調節流過 LED 串 810A 的電流至第一預設值。因此，從整流器 204 流至 LED 陣列 812 的電流 I_{IN} 包括流過 LED 串 810A 的已調節電流 I_1 和流過 LED 串 810B 的指數下降的電流。

在時刻 t_8 ，整流後交流電壓 V_{IN} 降至小於 LED 串 810A 的順向電壓。因此，流過 LED 串 810A 的電流指數下降。

相應地，根據整流後交流電壓 V_{IN} ，電流調節器 820A~820D 被依次開啟以線性調節對應的開關 830A~830D，進而控制流過開關 830A~830D 的電流至各自的預設值。當整流後交流電壓 V_{IN} 在第一預設範圍內 ($V_1 < V_{IN} < V_2$)，控制器 840 透過線性控制開關 830A 控制電流調節器 820A，進而調節流過 LED 串 810A 的電流至第一預設值 I_1 。LED 串 810B~810D 關斷。

當整流後交流電壓 V_{IN} 在第二預設範圍內 ($V_3 < V_{IN} < V_4$)，控制器 840 透過線性控制開關 830B 控制電流調節器 820B，進而調節流過串聯耦接的 LED 串 810A 和 810B 的電流至第二預設值 I_2 。開關 830A 斷開。LED 串 810C 和 810D 關斷。

當整流後交流電壓 V_{IN} 在第三預設範圍內 ($V_5 < V_{IN} < V_6$)，控制器 840 透過線性控制開關 830C 控制電流調節器 820C，進而調節流過串聯耦接的 LED 串 810A~810C 的電流至第三預設值 I_3 。開關 830A 和 830B 斷開。LED 串 810D 關斷。

當整流後交流電壓 V_{IN} 在第四預設範圍內 ($V_7 < V_{IN} < V_8$)，控制器 840 透過線性控制開關 830D 控制電流調節器 820D，進而調節流過串聯耦接的 LED 串 810A~810D 的電流至第四預設值 I_4 。開關 830A、830B 和 830C 斷開。至此，從整流器 204 流出的電流流過所有 LED 串 810A~810D。

在一個實施例中，控制器 840 從橋式整流器 204 接收一監測信號 880，監測信號 880 指示整流後交流電壓 V_{IN} 的電壓值。對應地，控制器 840 能夠根據監測信號 880 控制電流調節器 830A~830D。在另一實施例中，控制器 840 無需接收監測信號 880，控制器 840 能夠監測 LED 串 810A~810D 的狀態（例如，LED 串兩端的電壓是否超過該 LED 串對應的順向電壓），進而控制電流調節器 820A~820D。

圖 8A 所示為根據本發明一實施例之光源驅動電路 800 相關信號波形圖。更具體地說，圖 8A 顯示了整流後交流電壓 V_{IN} 、從橋式整流器 204 流至 LED 陣列 812 的電流 I_{IN} 、LED 串 810A、810B、810C 和 810D 各自的兩端電壓 V_{810A} 、 V_{810B} 、 V_{810C} 和 V_{810D} 、流過 LED 串 810A、810B、810C 和 810D 各自的電流 I_{810A} 、 I_{810B} 、 I_{810C} 和 I_{810D} 、輸入功率 P_{IN} 、以及由 LED 串 810A、810B、810C 和 810D 各自消耗的功率 P_{810A} 、 P_{810B} 、 P_{810C} 和 P_{810D} 。有利之處在於，在一實施例中，光源驅動電路 800 的功率因數達到了 99%， I_{IN} 的總諧波失真為 9.26%。

圖 9 所示為根據本發明一實施例光源驅動電路 900 示意圖。光源驅動電路 900 包括橋式整流器 204、電流調節器 920A~920D、控制器 940 及負載（例如，LED 陣列 912）。

在圖 9 的實施例中，LED 陣列 912 包括 LED 串 910A~910D，每一串 LED 串接收一整流後交流電壓 V_{IN} 。在一個實施例中，LED 串 910B 中 LED 的數目大於 LED 串 910A 中的數目，LED 串 910C 中 LED 的數目大於 LED 串 910B 中的數目，LED 串 910D 中 LED 的數目大於 LED 串 910C 中的

數目。舉例說明，LED 串 910A 具有 6 個 LED，LED 串 910B 具有 18 個 LED，LED 串 910C 具有 30 個 LED，LED 串 910D 具有 38 個 LED。LED 串 910A~910D 中的每一 LED 串串聯耦接至一相對應之開關 930A~930D。電流調節器 920A~920D 分別透過一感應電阻 R_{SEN} 感應流過相對應 LED 串的電流，並透過線性控制相對應開關 930A~930D 調節流過對應 LED 串的電流至一預設值。控制器 940 控制電流調節器 920A~920D 以調節流過 LED 陣列 912 的電流 I_{IN} 。有利之處在於，控制器 940 用於整形電流 I_{IN} 之波形，因此提升了光源驅動電路 900 的功率因數。

圖 9 將結合圖 10 進行描述。若忽略感應電阻 R_{SEN} 的阻值和開關 930A 的導通電阻，當整流後交流電壓 V_{IN} 小於 LED 串 910A 的順向電壓時，流過 LED 串 910A 的電流指數上升。在時刻 t_1 ，整流後交流電壓 V_{IN} 大於 LED 串 910A 的順向電壓。控制器 940 使得電流調節器 920A 線性控制開關 930A，進而調節流過 LED 串 910A 的電流至第一預設值 I_1 。因為 LED 串 910B~910D 具有更多數量的 LED，LED 串 910B~910D 仍然保持關斷。隨著整流後交流電壓 V_{IN} 上升，在 t_1 和 t_2 之間，流過 LED 串 910B 的電流開始指數上升。因此，從橋式整流器 204 流至 LED 陣列 912 的電流 I_{IN} 包括流過 LED 串 910A 的已調節電流 I_1 和流過 LED 串 910B 的指數增長的電流。

在時刻 t_2 ，整流後交流電壓 V_{IN} 大於 LED 串 910B 的順向電壓。控制器 940 控制電流調節器 920A 斷開開關 930A，並使得電流調節器 920B 線性控制開關 930B，進而調節流

過 LED 串 910B 的電流至第二預設值 I_2 。因為 LED 串 910C 至 910D 具有更多數量的 LED，LED 串 910C~910D 仍然保持關斷。隨著整流後交流電壓 V_{IN} 上升，在 t_2 和 t_3 之間，流過 LED 串 910C 的電流開始指數上升。因此，從橋式整流器 204 流至 LED 陣列 912 的電流 I_{IN} 包括流過 LED 串 910B 的已調節電流 I_2 和流過 LED 串 910C 的指數增長的電流。

在時刻 t_3 ，整流後交流電壓 V_{IN} 大於 LED 串 910C 的順向電壓。控制器 940 控制電流調節器 920B 斷開開關 930B，並使得電流調節器 920C 線性控制開關 930C，進而調節流過 LED 串 910C 的電流至第三預設值 I_3 。因為 LED 串 910D 具有更多數量的 LED，LED 串 910D 仍然保持關斷。隨著整流後交流電壓 V_{IN} 上升，在 t_3 和 t_4 之間，流過 LED 串 910D 的電流開始指數上升。因此，從橋式整流器 204 流至 LED 陣列 912 的電流 I_{IN} 包括流過 LED 串 910C 的已調節電流 I_3 和流過 LED 串 910D 的指數增長的電流。

在時刻 t_4 ，整流後交流電壓 V_{IN} 大於 LED 串 910D 的順向電壓。控制器 940 控制電流調節器 920C 斷開開關 930C，並使得電流調節器 920D 線性控制開關 930D，進而調節流過 LED 串 910D 的電流至第四預設值 I_4 。因此，從橋式整流器 204 流至 LED 陣列 912 的電流 I_{IN} 包括流過 LED 串 910D 的已調節電流 I_4 。

在時刻 t_5 ，整流後交流電壓 V_{IN} 降至小於 LED 串 910D 的順向電壓，因此，流過 LED 串 910D 的電流指數下降。控制器 940 使得電流調節器 920C 線性控制開關 930C，進而調節流過 LED 串 910C 的電流至第三預設值。因此，從橋式

整流器 204 流至 LED 陣列 912 的電流 I_{IN} 包括流過 LED 串 910C 的已調節電流 I_3 和流過 LED 串 910D 的指數下降的電流。

在時刻 t_6 ，整流後交流電壓 V_{IN} 降至小於 LED 串 910C 的順向電壓，因此，流過 LED 串 910C 的電流指數下降。控制器 940 使得電流調節器 920B 線性控制開關 930B，進而調節流過 LED 串 910B 的電流至第二預設值 I_2 。因此，從橋式整流器 204 流至 LED 陣列 912 的電流 I_{IN} 包括流過 LED 串 910B 的已調節電流 I_2 和流過 LED 串 910C 的指數下降的電流。

在時刻 t_7 ，整流後交流電壓 V_{IN} 降至小於 LED 串 910B 的順向電壓，因此，流過 LED 串 910B 的電流指數下降。控制器 940 使得電流調節器 920A 線性控制開關 930A，進而調節流過 910A 的電流至第一預設值 I_1 。因此，從橋式整流器 204 流至 LED 陣列 912 的電流 I_{IN} 包括流過 LED 串 910A 的已調節電流 I_1 和流過 LED 串 910B 的指數下降的電流。

在時刻 t_8 ，整流後交流電壓 V_{IN} 降至小於 LED 串 910A 的順向電壓。因此，流過 LED 串 910A 的電流指數下降。

對應地，根據整流後交流電壓 V_{IN} ，電流調節器 920A~920D 依次被開啟以線性調節對應的開關 930A~930D，進而控制流過開關 930A~930D 的電流至各自的預設值。當整流後交流電壓 V_{IN} 在第一預設範圍內 ($V_1 < V_{IN} < V_2$)，控制器 940 透過線性控制開關 930A 控制電流調節器 920A，進而調節流過 LED 串 910A 的電流至第一預設值 I_1 。LED 串 910B~910D 關斷。

當整流後交流電壓 V_{IN} 在第二預設範圍內 ($V3 < V_{IN} < V4$)，控制器 940 透過線性控制開關 930B 控制電流調節器 920B，進而調節流過 LED 串 910B 的電流至第二預設值 $I2$ 。開關 930A 斷開。LED 串 910A、910C 和 910D 關斷。

當整流後交流電壓 V_{IN} 在第三預設範圍內 ($V5 < V_{IN} < V6$)，控制器 940 透過線性控制開關 930C 控制電流調節器 920C，進而調節流過 LED 串 910C 的電流至第三預設值 $I3$ 。開關 830A 和 830B 斷開。LED 串 910A、910B 和 910D 關斷。

當整流後交流電壓 V_{IN} 在第四預設範圍內 ($V7 < V_{IN} < V8$)，控制器 940 透過線性控制開關 930D 控制電流調節器 920D，進而調節流過 LED 串 910D 的電流至第四預設值 $I4$ 。開關 930A、930B 和 930C 斷開。LED 串 910A、910B 和 910C 關斷。

在一個實施例中，控制器 940 從橋式整流器 204 接收一監測信號 980，監測信號 980 指示整流後交流電壓 V_{IN} 的電壓值。對應地，控制器 940 能夠根據監測信號 980 控制電流調節器 930A~930D。在另一個實施例中，控制器 940 無需接收監測信號 980，控制器 940 能夠監測 LED 串 910A~910D 的狀態（例如，LED 串兩端的電壓是否超過該 LED 串對應的順向電壓），進而控制電流調節器 920A~920D。

圖 11 及圖 12 所示為根據本發明一實施例之光源驅動電路 1100 及光源驅動電路 1200 的示意圖。圖 11 中所示之光源驅動電路 1100 與圖 8 中所示之光源驅動電路 800 之差

異係在於光源驅動電路 1100 還包括耦接於交流電源 202 和橋式整流器 204 之間的三端雙向交流開關 (TRIAC) 調光器 1104。同理，圖 12 中所示之光源驅動電路 1200 與圖 9 中所示之光源驅動電路 900 之差異係在於光源驅動電路 1200 還包括耦接於交流電源 202 和橋式整流器 204 之間的三端雙向交流開關 (TRIAC) 調光器 1104。圖 11 及圖 12 將結合圖 14 進行說明。

圖 14 所示為根據本發明一實施例之使用圖 11 及圖 12 所示之光源驅動電路 1100/1200 結合 TRIAC 調光器 1104 時之整流後交流電壓 V'_{IN} 和從橋式整流器 204 流至 LED 陣列 812/912 的電流 I'_{IN} 的波形圖。如圖 14 所示，整流後交流電壓 V'_{IN} 由於 TRIAC 調光器 1104 的調整而具有槽口。除了在時間 0 至 $T1'$ 期間內，整流後交流電壓 V'_{IN} 為零且無電流流過 LED 陣列 812/912，光源驅動電路 1100/1200 與圖 8/9 中的光源驅動電路 800/900 工作類似。在此不再贅述。

TRIAC 調光器 1104 可有不同之實施方式。為清楚起見，圖 13A 至圖 13F 所示為本發明一些實施例之 TRIAC 調光器 1104 的電路圖，但並不以此為限。有利之處在於，光源驅動電路透過整流後交流電壓驅動光源，無需龐大電解電容或電感的儲能元件。光源驅動電路提供整流功能，因而無需額外的功率因數校正電路即可提升光源驅動電路的功率因數。本發明的光源驅動電路提供波形整型功能而避免了 EMI 雜訊。

如前所述，本發明披露了一種用於驅動一或多個光源（例如，LED 光源）的電路。舉例說明，根據本發明實施

例的電路可用於的照明燈具包括 E12、E14、E17 燈泡或 T-5、T-8 燈管，但並不以此為限。有利之處在於，根據本發明實施例的光源驅動電路能夠實現較高的效率和較高的功率因數。

上文具體實施方式和附圖僅為本發明之常用實施例。顯然，在不脫離權利要求書所界定的本發明精神和發明範圍的前提下可以有各種增補、修改和替換。本領域技術人員應該理解，本發明在實際應用中可根據具體的環境和工作要求在不背離發明準則的前提下在形式、結構、佈局、比例、材料、元素、元件及其它方面有所變化。因此，在此披露之實施例僅用於說明而非限制，本發明之範圍由後附權利要求及其合法等同物界定，而不限於此前之描述。

【圖式簡單說明】

以下結合附圖和具體實施例對本發明的技術方法進行詳細的描述，以使本發明的特徵和優點更為明顯。其中：

圖 1 所示為傳統光源驅動電路示意圖。

圖 2 所示為根據本發明一實施例的光源驅動電路示意圖。

圖 3 所示為根據本發明一實施例之交流電壓 V_{AC} 在 0 到 2π 的區間內所對應的整流後交流電壓 V_{REC} 波形圖。

圖 4 所示為根據本發明一實施例之功率效率 η 與導通角 θ 之間的關係圖。

圖 5 所示為根據本發明一實施例的系統功率因數 PF

和導通角 θ 之間的關係圖。

圖 6 所示為根據本發明另一實施例的光源驅動電路的電路示意圖。

圖 7 所示為在 0 到 2π 區間中，整流後的交流電壓 V_{REC1} 和整流後的交流電壓 V_{REC2} 的波形圖。

圖 8 所示為根據本發明一實施例光源驅動電路示意圖。

圖 8A 所示為根據本發明一實施例之光源驅動電路相關信號波形圖。

圖 9 所示為根據本發明一實施例光源驅動電路示意圖。

圖 10 所示為根據本發明一實施例之整流後交流電壓 V_{IN} 和從圖 8 中所示之橋式整流器流至 LED 陣列的電流 I_{IN} 波形圖。

圖 11 所示為根據本發明一實施例之光源驅動電路的示意圖。

圖 12 所示為根據本發明又一實施例之光源驅動電路的示意圖。

圖 13A 至圖 13F 所示為一些實施例之 TRIAC 調光器的一些實施電路圖電路圖。

圖 14 所示為根據本發明一實施例之使用圖 11 所示之光源驅動電路結合 TRIAC 調光器時之整流後交流電壓 V'_{IN} 和從橋式整流器流至 LED 陣列的電流 I'_{IN} 的波形圖。

【主要元件符號說明】

- 100：光源驅動電路
- 104：橋式整流器
- 106：開關
- 108：LED 陣列
- 112：電感
- 116：電容
- 118：控制器
- 122：DC/DC 轉換器
- 130：電磁干擾濾波器
- 200：光源驅動電路
- 202：交流電源
- 204：橋式整流器
- 206：運算放大器
- 210：LED 陣列
- 220：監測信號
- 230：積體電路
- 240：AC/DC 線性轉換器
- 600：光源驅動電路
- 610：比較器
- 630：積體電路
- 640：AC/DC 線性轉換器
- 800：光源驅動電路
- 810A~810D：LED 串
- 812：LED 陣列
- 820A~820D：電流調節器

830A~830D：開關

840：控制器

880：監測信號

900：光源驅動電路

910A~910D：LED 串

912：LED 陣列

920A~920D：電流調節器

930A~930D：開關

940：控制器

980：監測信號

1100：光源驅動電路

1104：三端雙向交流開關（TRIAC）調光器

1200：光源驅動電路

七、申請專利範圍：

1. 一種控制供電至一光源之控制器，該光源包括第一多個發光二極體和第二多個發光二極體，該光源接收一整流後交流電壓，當該整流後交流電壓在一第一預設範圍內，該控制器調節流過該第一多個發光二極體的一電流至一第一預設值，且該第二多個發光二極體保持關斷。
2. 如申請專利範圍第 1 項的控制器，其中，當該整流後交流電壓在一第二預設範圍內，該第一多個發光二極體和該第二多個發光二極體係為串聯耦接，該控制器調節流過該第一多個發光二極體和該第二多個發光二極體的一電流至大於該第一預設值之一第二預設值，且其中，該第二預設範圍在該第一預設範圍之外。
3. 如申請專利範圍第 2 項的控制器，其中，該第一多個發光二極體串聯耦接至一第一開關，當該整流後交流電壓在該第一預設範圍內，該控制器線性控制該第一開關，以調節流過該第一多個發光二極體的該電流至該第一預設值，且其中，當該整流後交流電壓在該第二預設範圍內，該控制器斷開該第一開關。
4. 如申請專利範圍第 2 項的控制器，其中，該第二多個發光二極體串聯耦接至一第二開關，當該整流後交流電壓在該第二預設範圍內，該控制器線性控制該第二開關，以調節流過該第一多個發光二極體和該第二多個發光二極體的該電流至該第二預設值。
5. 如申請專利範圍第 1 項的控制器，其中，當該整流後

交流電壓在一第二預設範圍內，該控制器調節流過該第二多個發光二極體的一電流至大於該第一預設值的一第二預設值，當該整流後交流電壓在該第二預設範圍內，該控制器關斷該第一多個發光二極體，其中，該第二預設範圍在該第一預設範圍之外。

6. 如申請專利範圍第 5 項的控制器，其中，該第一多個發光二極體串聯耦接至一第一開關，當該整流後交流電壓在該第一預設範圍內，該控制器線性控制該第一開關，以調節流過該第一多個發光二極體的該電流至該第一預設值，且其中，當該整流後交流電壓在該第二預設範圍內，該控制器斷開該第一開關。
7. 如申請專利範圍第 5 項的控制器，其中，該第二多個發光二極體串聯耦接一第二開關，當該整流後交流電壓在該第二預設範圍內，該控制器線性控制該第二開關，以調節流過該第二多個發光二極體的該電流至該第二預設值。
8. 如申請專利範圍第 5 項的控制器，其中，該第二多個發光二極體的數目大於該第一多個發光二極體的數目。
9. 如申請專利範圍第 1 項的光源控制器，其中，該整流後交流電壓由一三端雙向交流開關調光器產生。
10. 一種對一光源供電之電路，該光源包含第一多個發光二極體以及第二多個發光二極體，該電路包含：
一整流器，接收一交流電壓，並提供一整流後交流電壓至該第一多個發光二極體和該第二多個發光二極

體；

一第一電流調節器，耦接至該第一多個發光二極體；

一第二電流調節器，耦接至該第二多個發光二極體；

以及

一控制器，當該整流後交流電壓在一第一預設範圍內，該控制器使得該第一電流調節器調節流過該第一多個發光二極體的一電流至一第一預設值且該第二多個發光二極體保持關斷。

11. 如申請專利範圍第 10 項的電路，其中，當該整流後交流電壓在一第二預設範圍內，該第一多個發光二極體串聯耦接至該第二多個發光二極體，該控制器調節流過該第一多個發光二極體和該第二多個發光二極體的電流至大於該第一預設值的一第二預設值，且其中，該第二預設範圍在該第一預設範圍之外。
12. 如申請專利範圍第 11 項的電路，進一步包括：

一第一開關，串聯耦接至該第一多個發光二極體，其中，當該整流後交流電壓在該第一預設範圍內，該控制器線性控制該第一開關，以調節流過該第一多個發光二極體的該電流至該第一預設值；當該整流後交流電壓在該第二預設範圍內，該控制器斷開該第一開關。
13. 如申請專利範圍第 11 項的電路，進一步包括：

一第二開關，串聯耦接至該第二多個發光二極體，其中，當該整流後交流電壓在該第二預設範圍內，該控制器線性控制該第二開關，以調節流過該第一多個

發光二極體和該第二多個發光二極體的該電流至該第二預設值。

14. 如申請專利範圍第 10 項的光源驅動電路，其中，當該整流後交流電壓在一第二預設範圍內，該控制器調節流過該第二多個發光二極體的一電流至大於該第一預設值的一第二預設值，且該控制器關斷該第一多個發光二極體，其中，該第二預設範圍在該第一預設範圍之外。
15. 如申請專利範圍第 14 項的光源驅動電路，進一步包括：
 - 一第一開關，串聯耦接至該第一多個發光二極體，其中，當該整流後交流電壓在該第一預設範圍內，該控制器線性控制該第一開關，以調節流過該第一多個發光二極體的該電流至該第一預設值；當該整流後交流電壓在該第二預設範圍內，該控制器斷開該第一開關。
16. 如申請專利範圍第 14 項的光源驅動電路，進一步包括：
 - 一第二開關，串聯耦接至該第二多個發光二極體，其中，當該整流後交流電壓在該第二預設範圍內，該控制器線性控制該第二開關，以調節流過該第二多個發光二極體的該電流至該第二預設值。
17. 如申請專利範圍第 14 項的光源驅動電路，其中，該第二多個發光二極體的數目大於該第一多個發光二極體的數目。

18. 如申請專利範圍第 10 項的光源驅動電路，其中，該整流後交流電壓由一三端雙向交流開關調光器產生。
19. 如申請專利範圍第 10 項的光源驅動電路，其中，該第一電流調節器感應流過該第一多個發光二極體的該電流，並據此線性控制串聯耦接至該第一多個發光二極體的一開關。
20. 如申請專利範圍第 10 項的光源驅動電路，其中，該第二電流調節器感應流過該第二多個發光二極體的該電流，並據此線性控制串聯耦接至該第二多個發光二極體的一開關。

八、圖式：

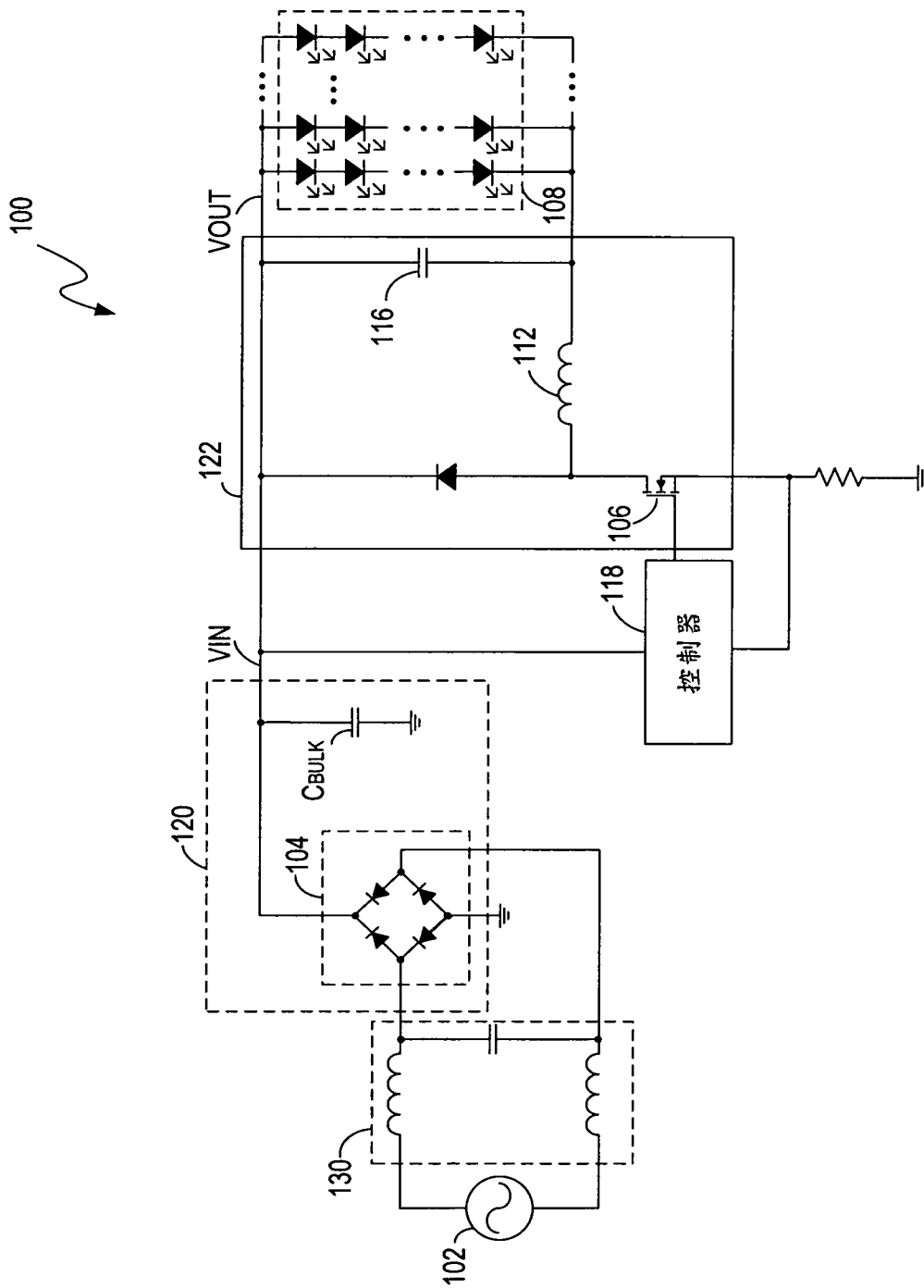


圖 1 (先前技術)

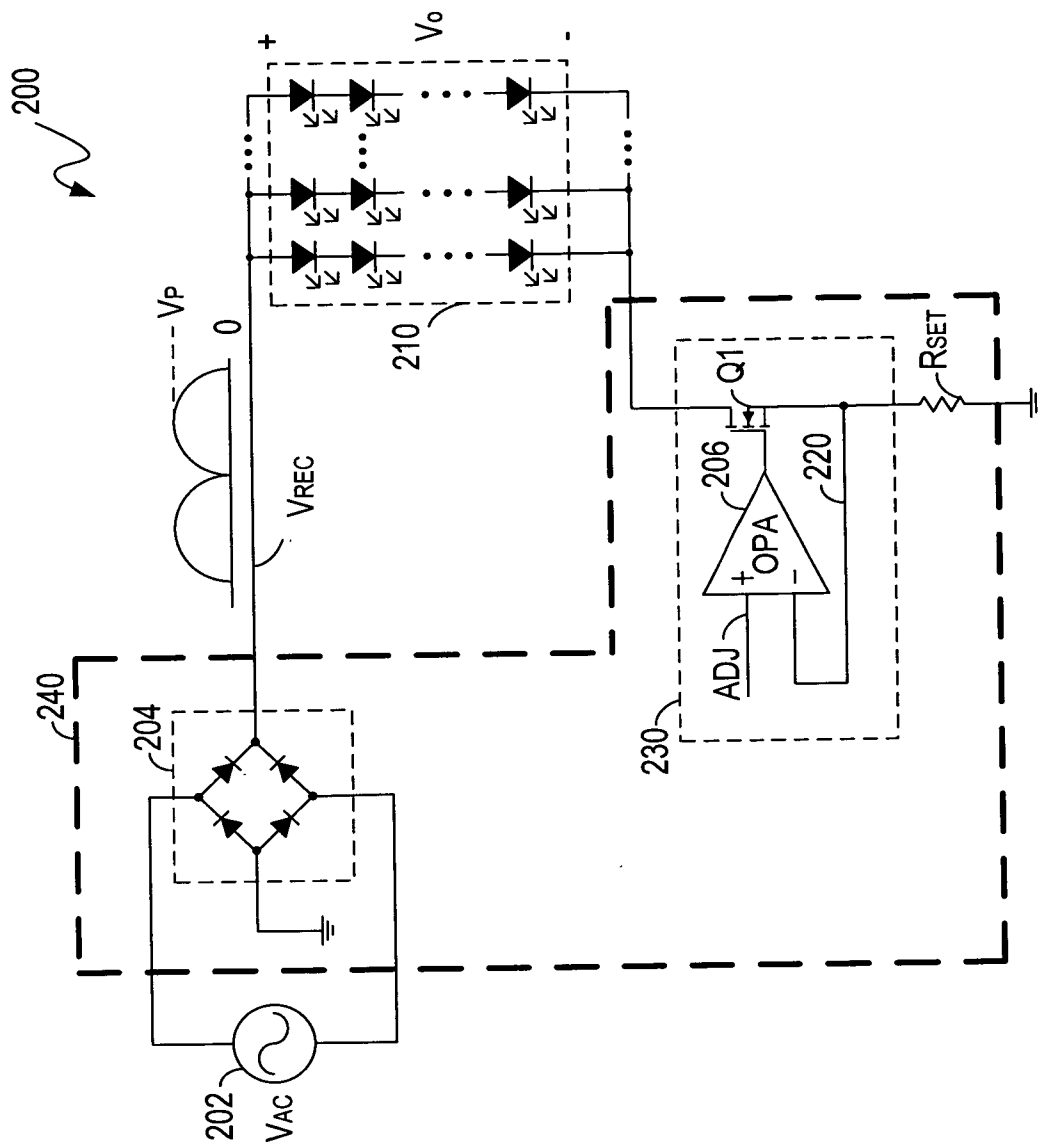


圖 2

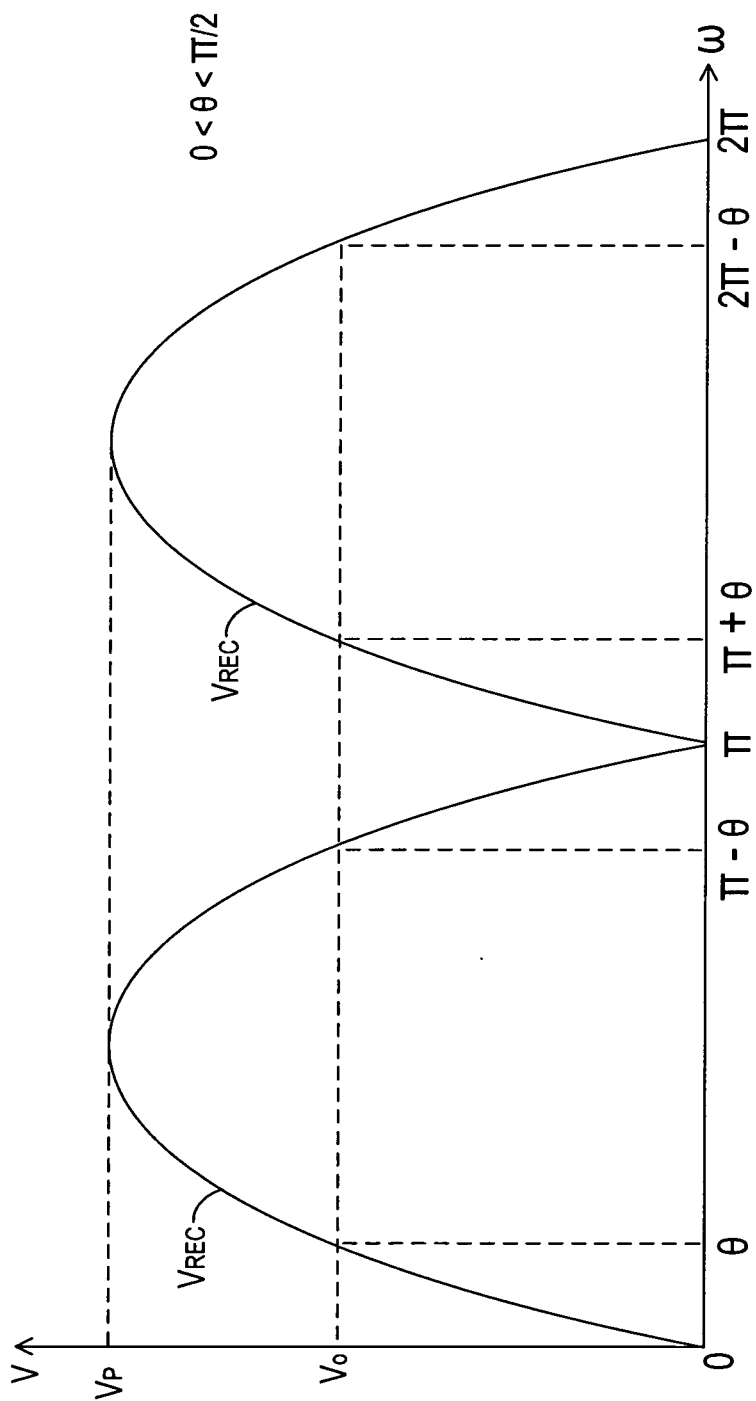


圖 3

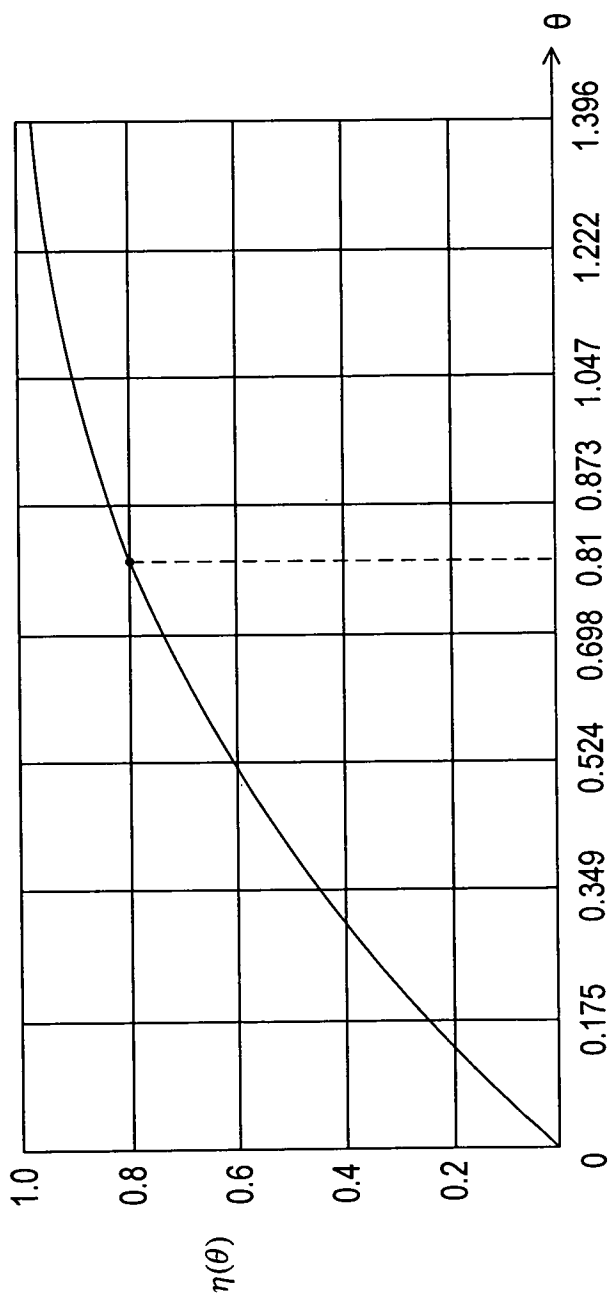


圖 4

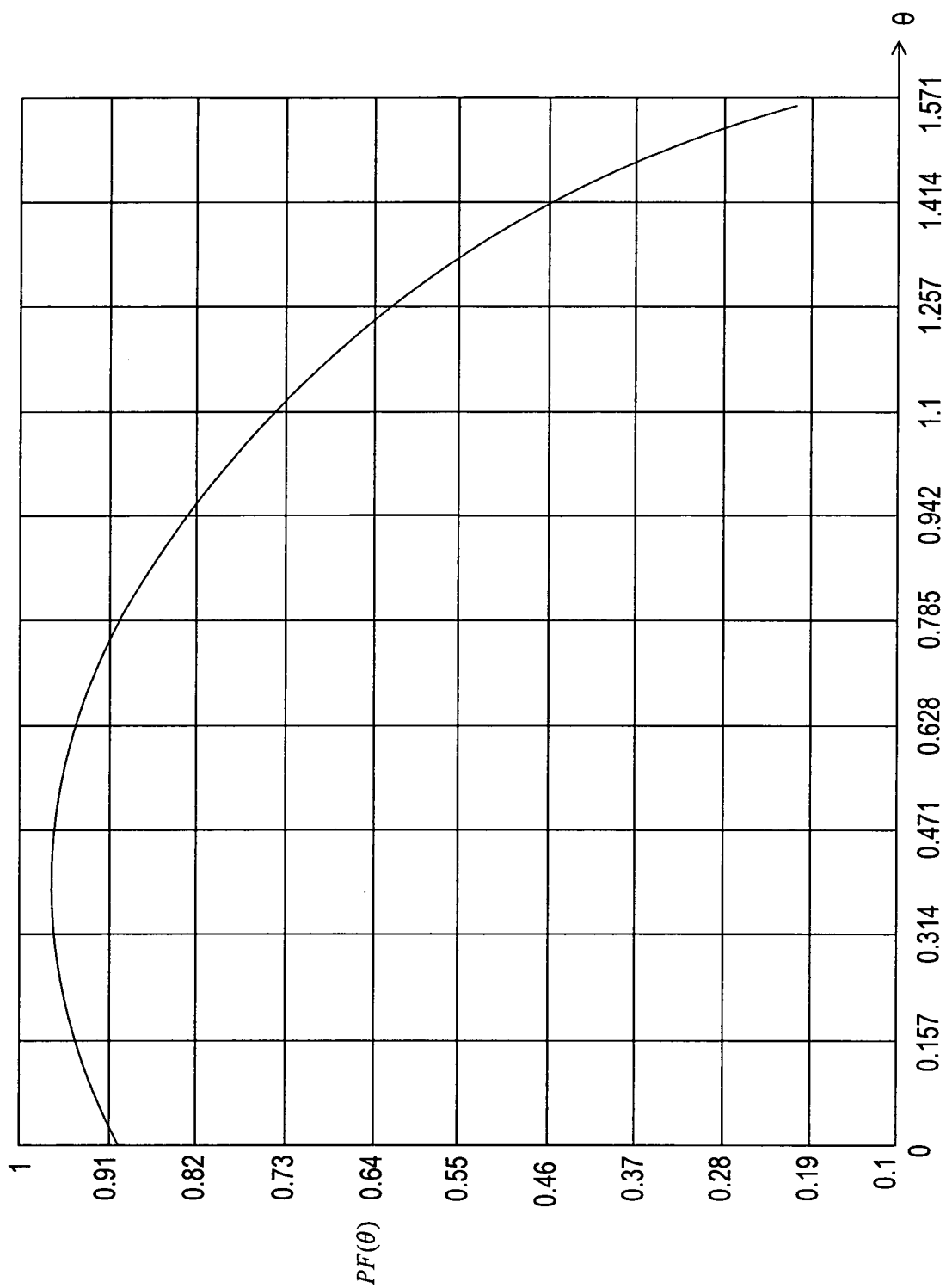


圖 5

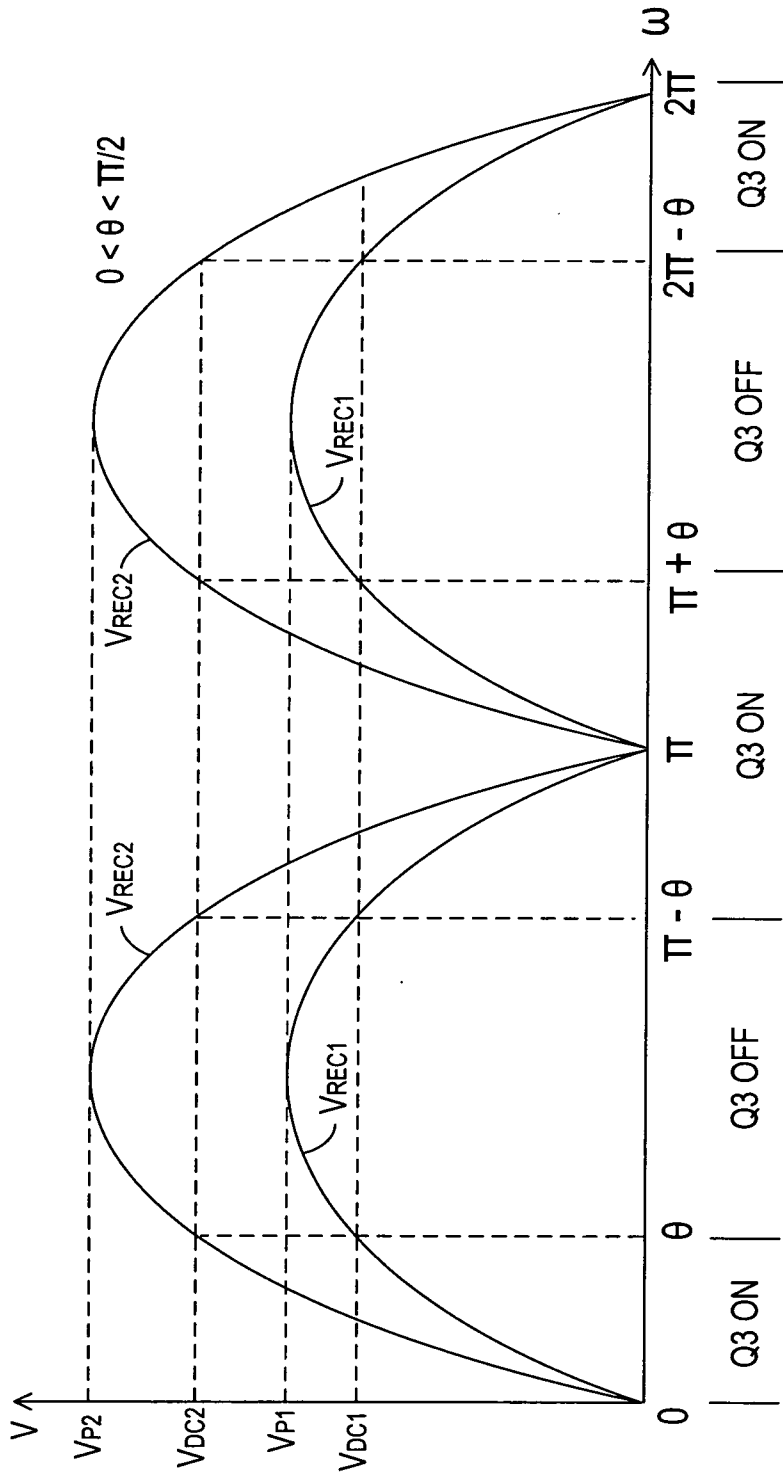


圖 7

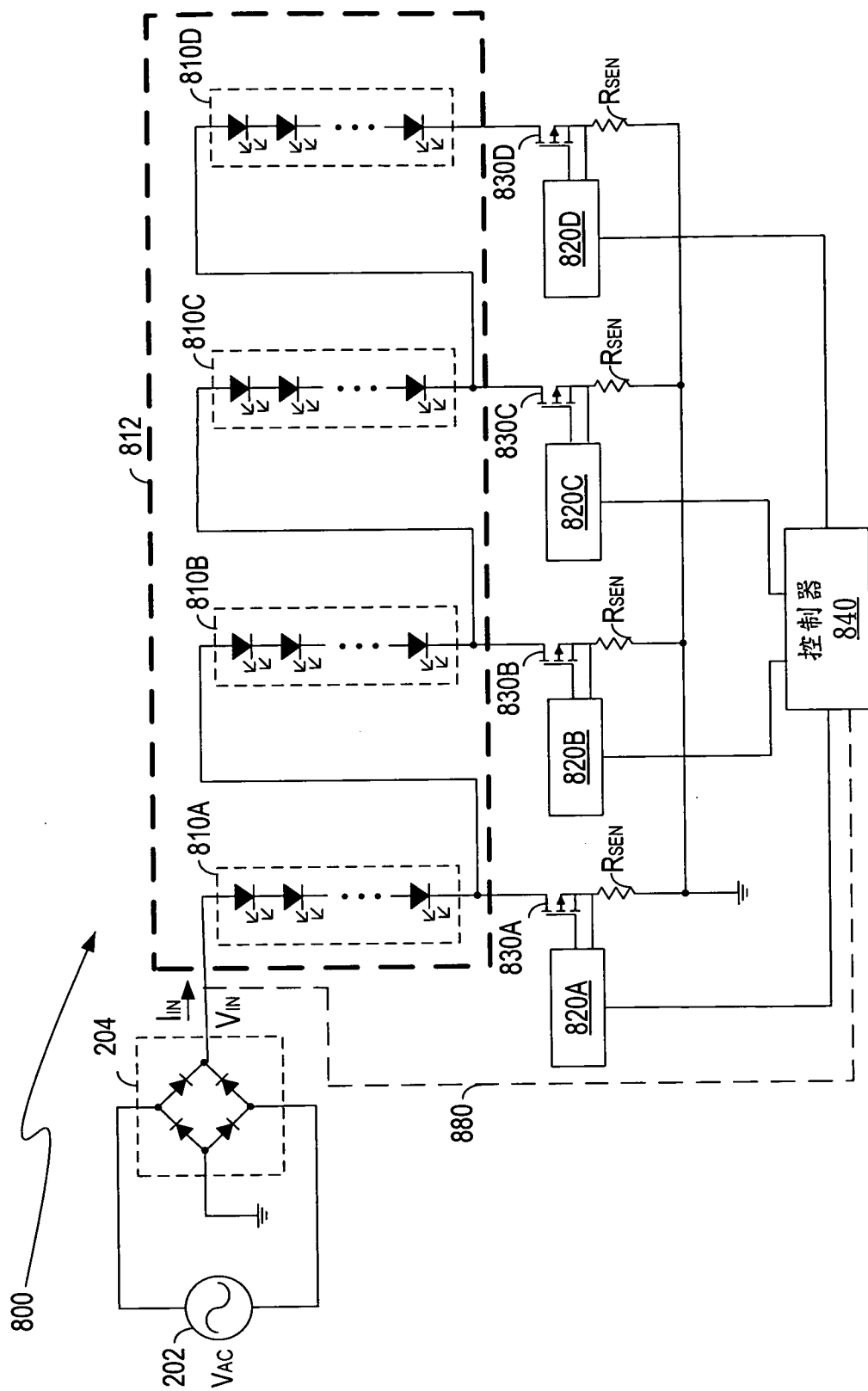


圖 8

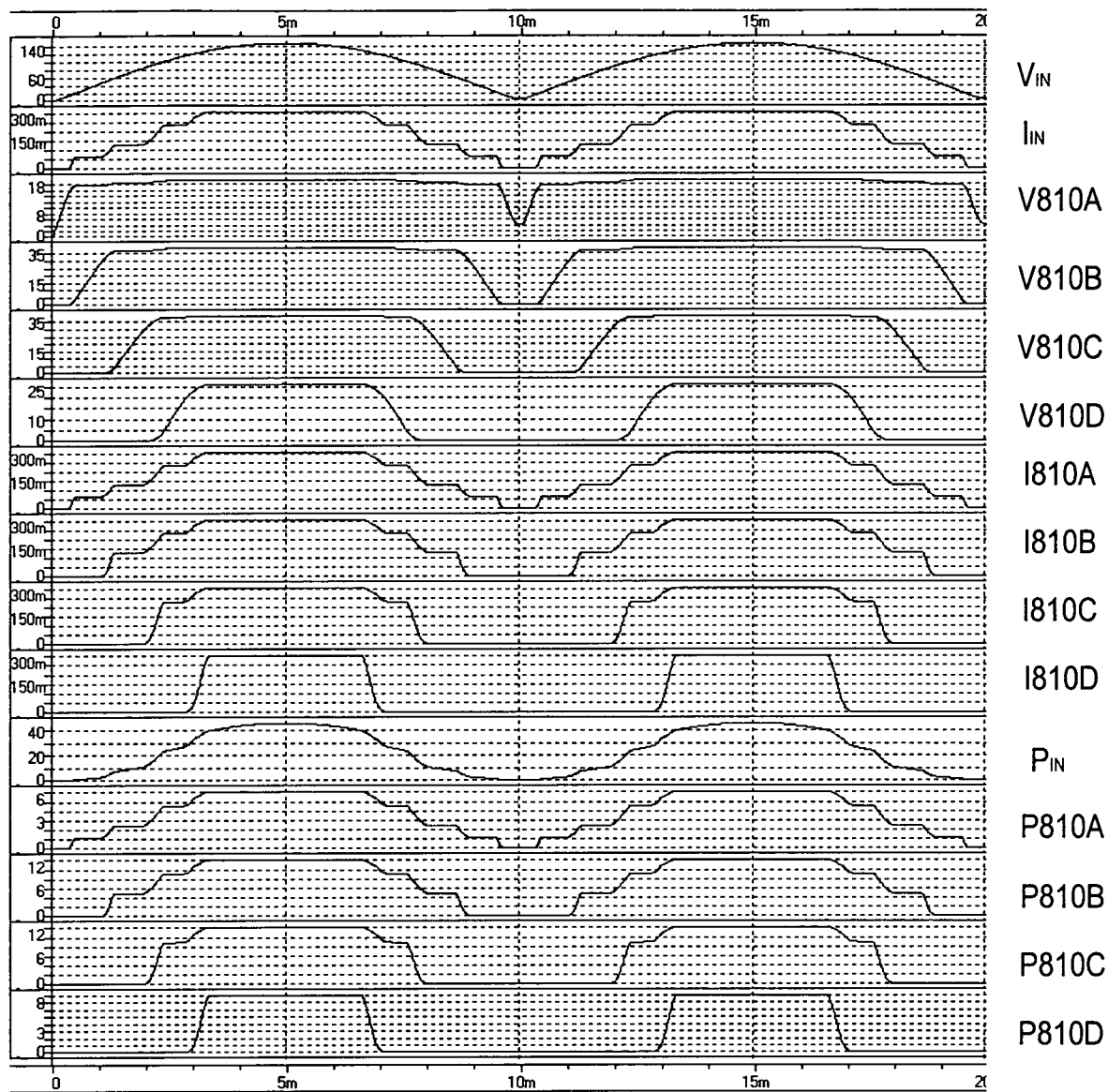


圖 8A

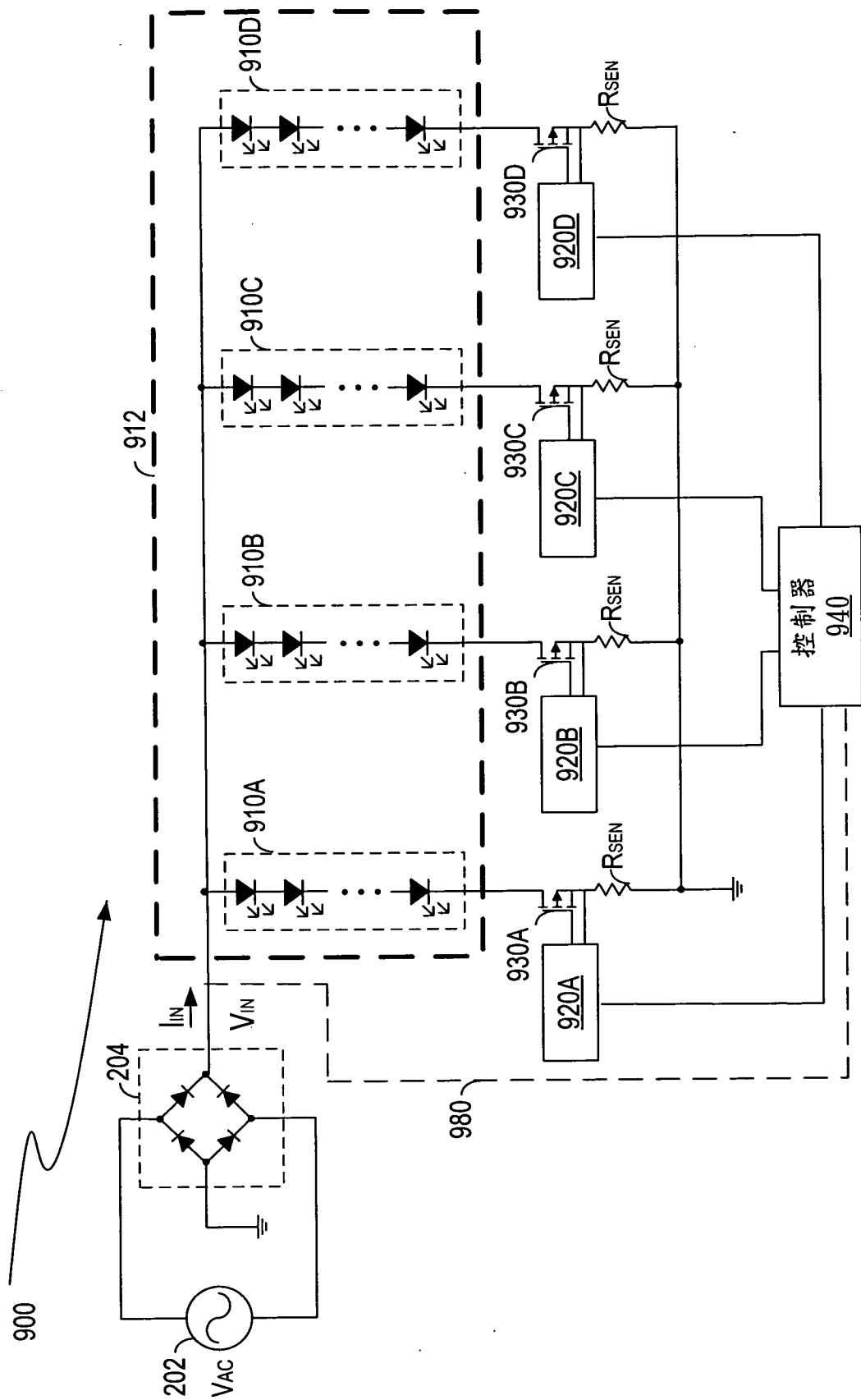


圖 9

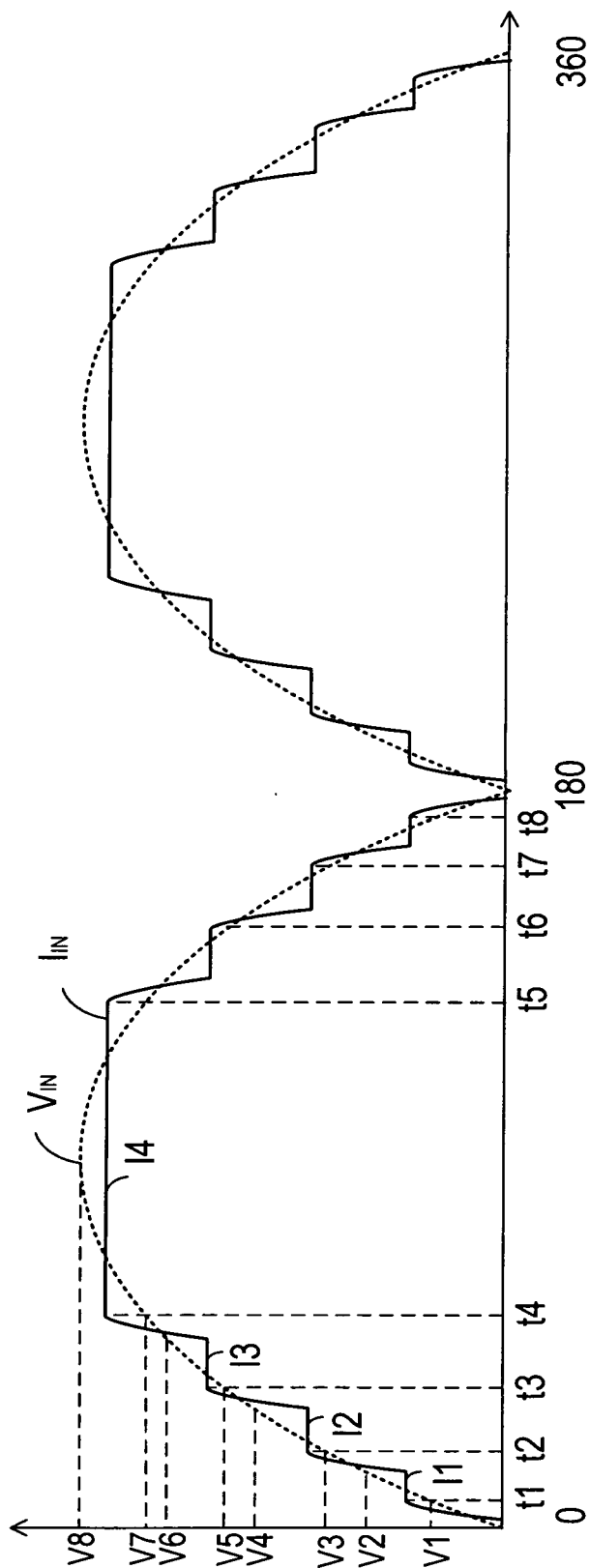


圖 10

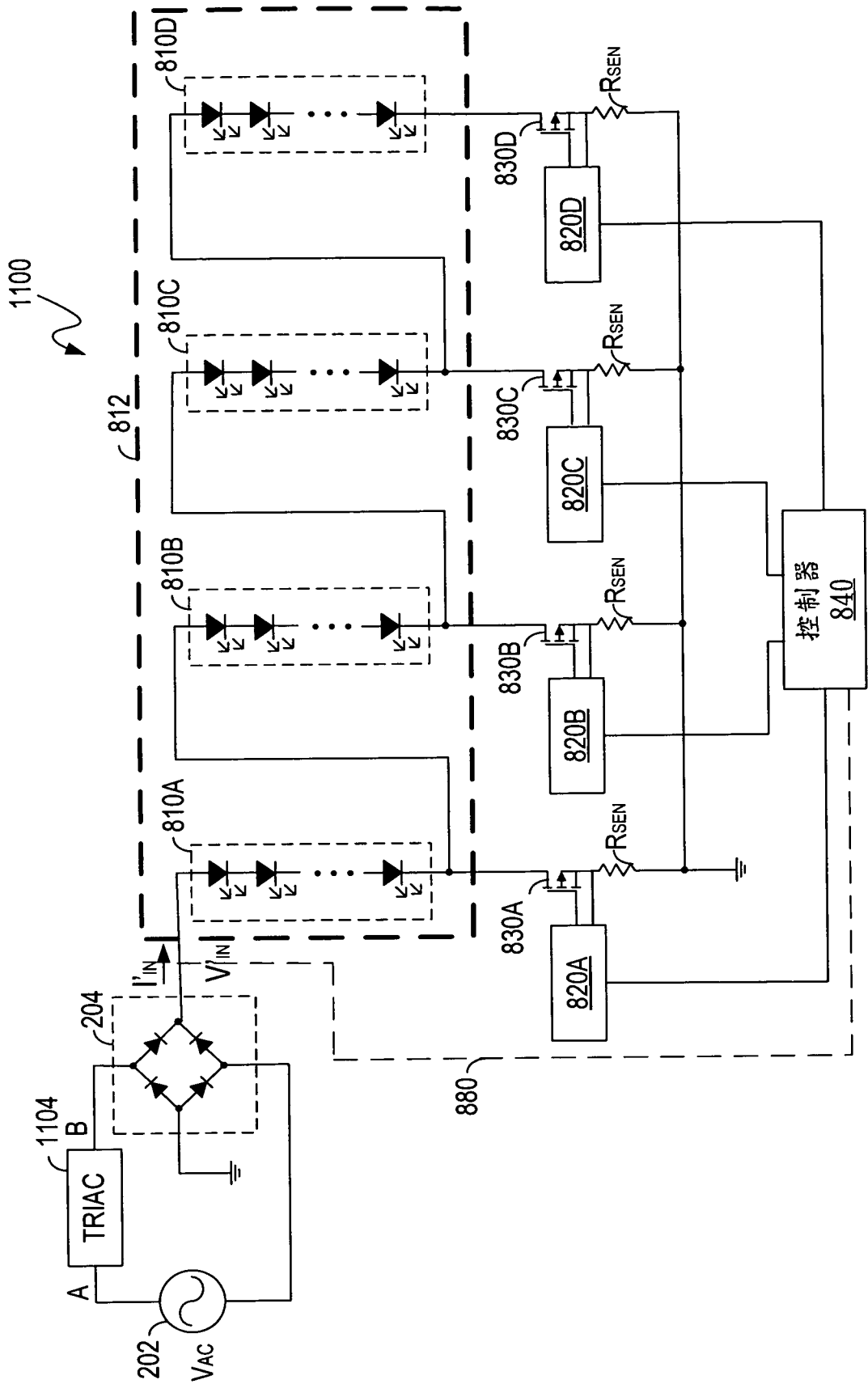


圖 11

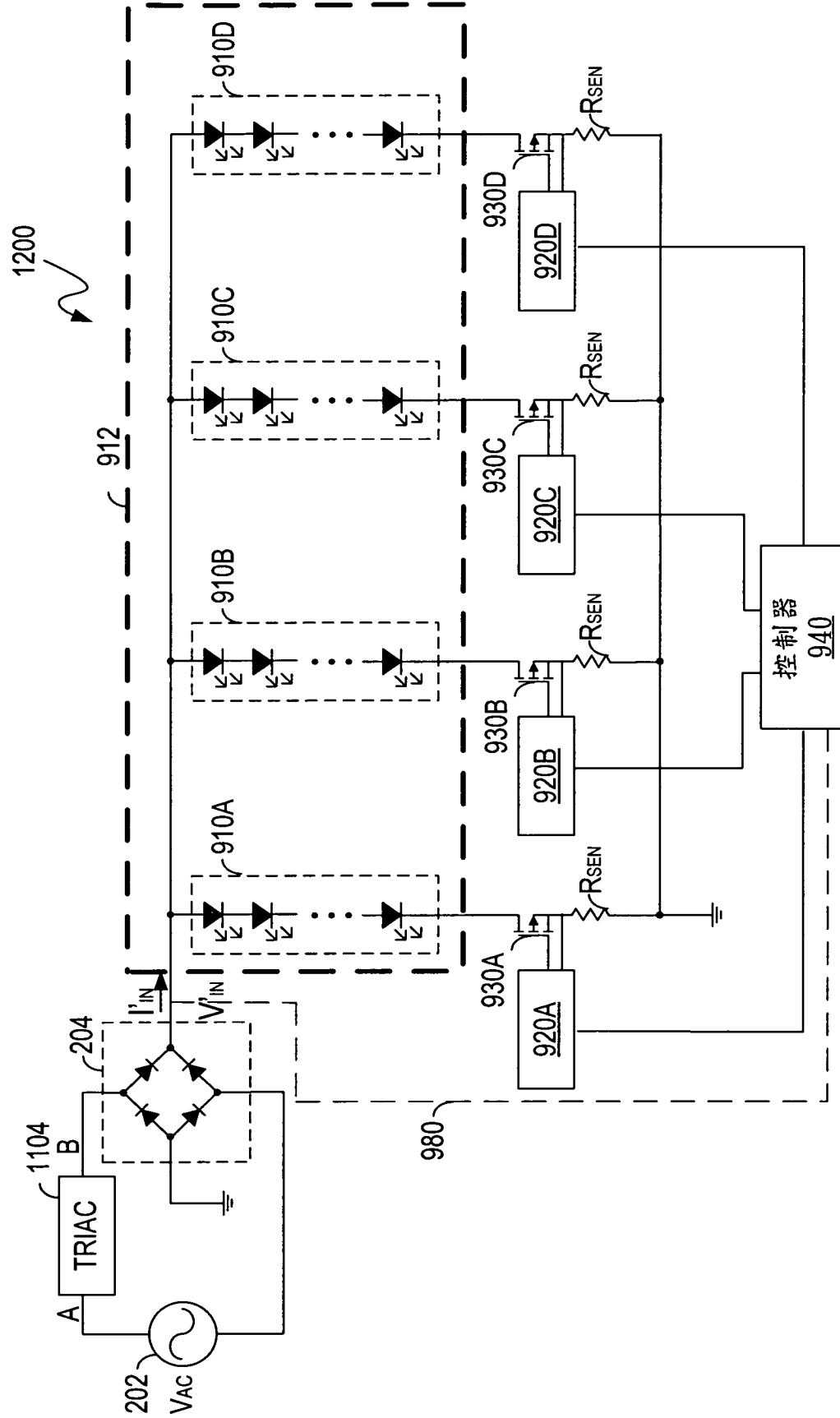


圖 12

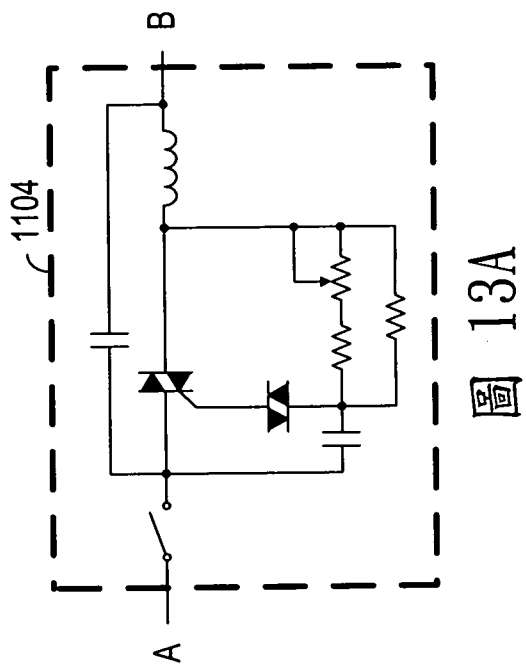


圖 13A

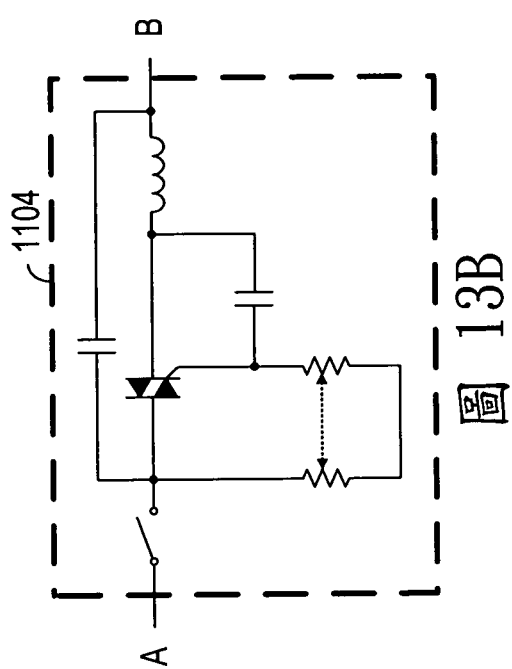


圖 13B

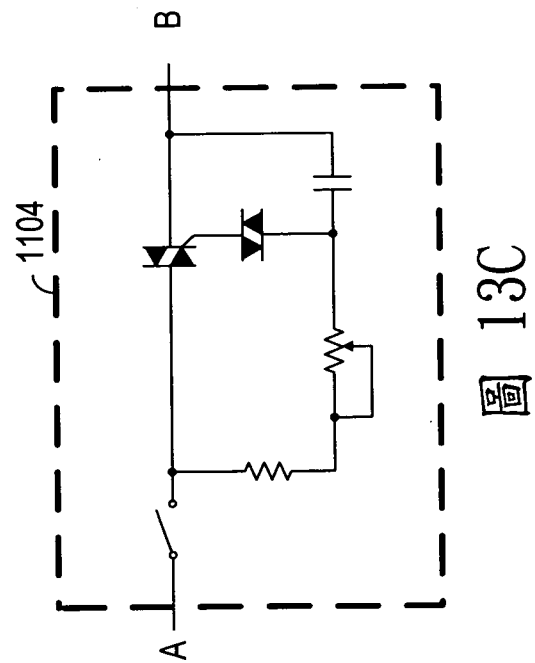


圖 13C

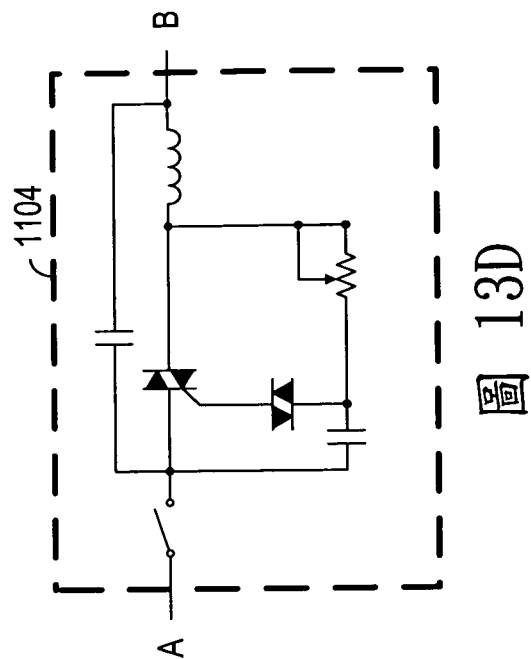


圖 13D

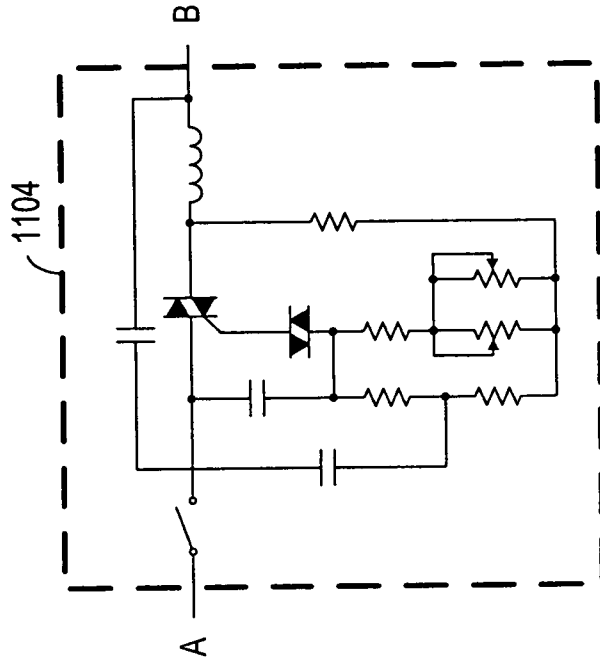


圖 13F

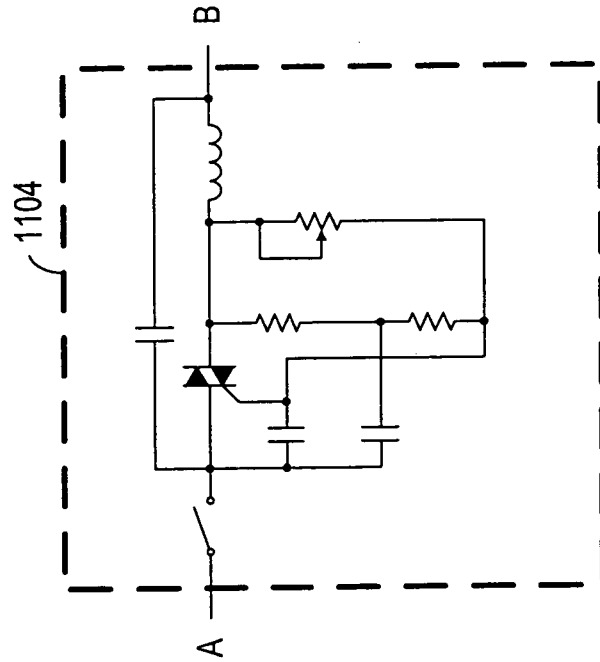


圖 13E

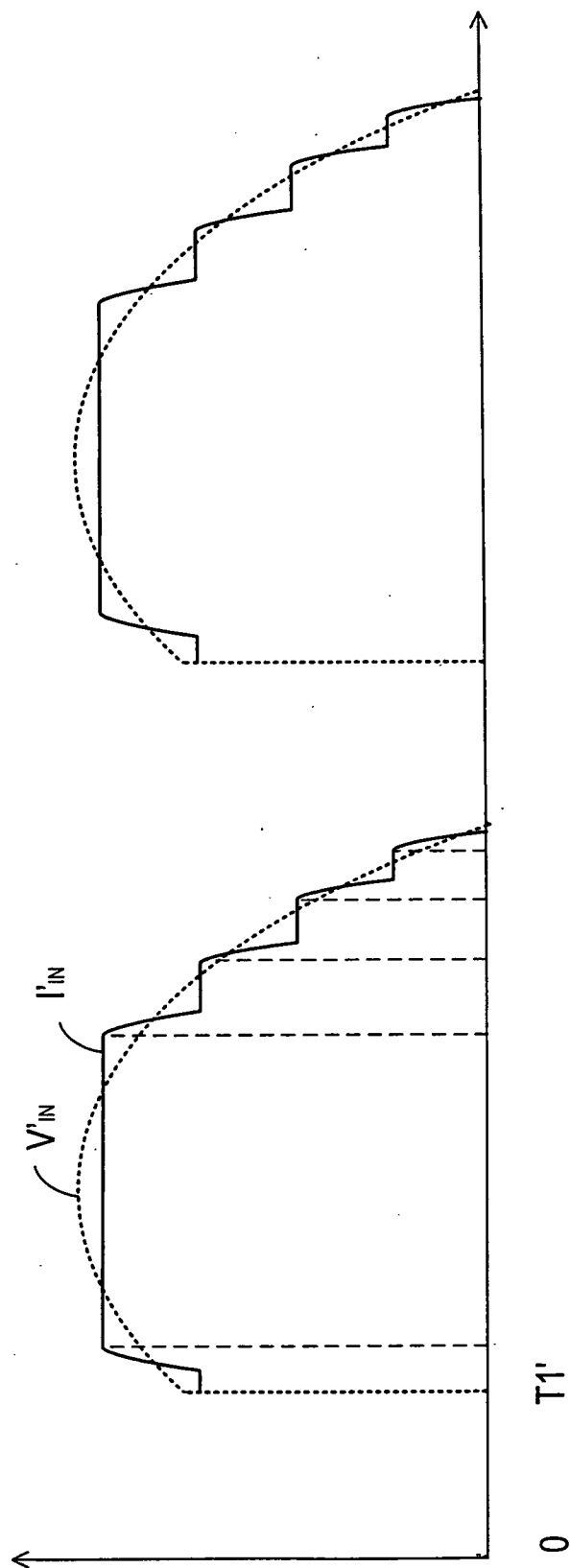


圖 14