



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公告本

(11)證書號數：TW I513367 B

(45)公告日：中華民國 104 (2015) 年 12 月 11 日

(21)申請案號：103124262

(22)申請日：中華民國 103 (2014) 年 07 月 15 日

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

(71)申請人：群高科技股份有限公司 (中華民國) GROUPS TECH CO., LTD. (TW)

臺北市內湖區堤頂大道 1 段 1 號 4 樓

(72)發明人：余金生 YU, CHING SHENG (TW)；王志良 WANG, CHIH LIANG (TW)；陳光輝 CHEN, KUANG HUI (TW)

(74)代理人：蔡朝安

(56)參考文獻：

TW 201249253A1

TW 201352065A

CN 101305642A

CN 102612861A

US 2010/0308739A1

審查人員：洪子倫

申請專利範圍項數：23 項 圖式數：10 共 82 頁

(54)名稱

LED 光引擎的電子控制裝置及其應用

ELECTRONIC CONTROL GEARS FOR LED LIGHT ENGINE AND APPLICATION THEREOF

(57)摘要

本發明揭露一種 LED 光引擎的電子控制裝置，利用比較電路分別比較電流檢測電阻的跨壓與各比較電路不同的參考電壓作比較，對應地調控旁通開關的操作狀態，以依據並追隨交流電壓源的輸入電壓上升，逐級點亮子 LED 陣列，且依據並追隨交流電壓源的輸入電壓下降，逐級熄滅子 LED 陣列，達到高功率因數與低總諧波失真。

Disclosed are electronic control gears for LED light engine. The electronic control gears can achieve high power factor and low total harmonic distortion by way of utilizing a bank of comparator circuits to control the operating states of the current regulating switches according to the comparison of the voltage across a current-sense resistor with different reference voltages of the comparator circuits for turning on the LED sub-arrays or turning off the LED sub-arrays so as to closely follow the AC input voltage.

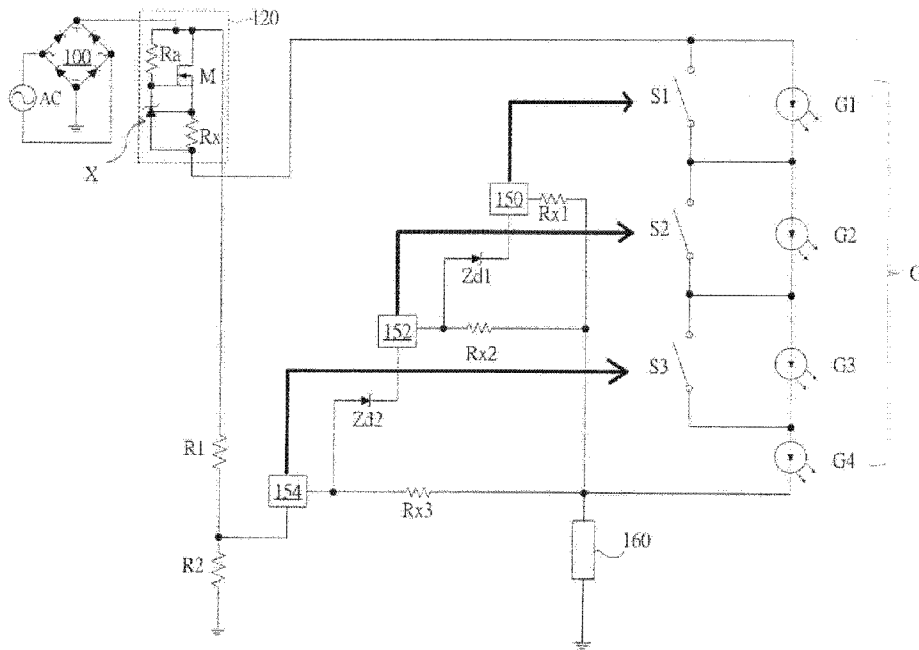


圖1A

- AC . . . 交流電壓源
- 100 . . . 整流器
- 120 . . . 電流調節器
- 150、152、
- 154 . . . 比較電路
- M . . . 金氧半場效電晶體
- X . . . 並聯調節器
- Rx1、Rx2、Rx3、Ra、Rx . . . 電阻
- R1、R2 . . . 正弦電壓補償器
- G1、G2、G3、G4 . . . LED子陣列
- G . . . 外部LED陣列
- Zd1、Zd2 . . . 齊納二極體
- S1、S2、S3 . . . 旁通開關
- 160 . . . 電流檢測電阻

## 發明摘要

※申請案號：103124262

※申請日：

※IPC 分類：

H05B33/08

(2006.01)

103. 7. 15

## 【發明名稱】(中文/英文)

LED 光引擎的電子控制裝置及其應用/ ELECTRONIC CONTROL GEARS FOR LED LIGHT ENGINE AND APPLICATION THEREOF

## 【中文】

本發明揭露一種 LED 光引擎的電子控制裝置，利用比較電路分別比較電流檢測電阻的跨壓與各比較電路不同的參考電壓作比較，對應地調控旁通開關的操作狀態，以依據並追隨交流電壓源的輸入電壓上升，逐級點亮子 LED 陣列，且依據並追隨交流電壓源的輸入電壓下降，逐級熄滅子 LED 陣列，達到高功率因數與低總諧波失真。

## 【英文】

Disclosed are electronic control gears for LED light engine. The electronic control gears can achieve high power factor and low total harmonic distortion by way of utilizing a bank of comparator circuits to control the operating states of the current regulating switches according to the comparison of the voltage across a current-sense resistor with different reference voltages of the comparator circuits for turning on the LED sub-arrays or turning off the LED sub-arrays so as to closely follow the AC input voltage.

**【代表圖】**

**【本案指定代表圖】**：圖 1A

**【本代表圖之符號簡單說明】**：

AC：交流電壓源

100：整流器

120：電流調節器

150、152、154：比較電路

M：金氧半場效電晶體

X：並聯調節器

Rx1、Rx2、Rx3、Ra、Rx：電阻

R1、R2：正弦電壓補償器

G1、G2、G3、G4：LED子陣列

G：外部LED陣列

Zd1、Zd2：齊納二極體

S1、S2、S3：旁通開關

160：電流檢測電阻

**【本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式】**：無。

# 發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動)

**【發明名稱】** (中文/英文) LED 光引擎的電子控制裝置及其應用/  
ELECTRONIC CONTROL GEARS FOR LED LIGHT ENGINE AND  
APPLICATION THEREOF

## **【技術領域】**

**【0001】** 本發明係有關於一種發光二極體(LED)光引擎控制裝置，特別是利用比較電路比較電流檢測電阻與各個比較電路不同的參考電壓，調控對應之旁通開關的操作狀態，以逐級點亮或逐級熄滅LED子陣列的LED光引擎電子控制裝置。

## **【先前技術】**

**【0002】** 相對於傳統燈具，發光二極體具有較高的發光效率(luminous efficacy)，傳統燈泡每瓦提供約15流明(lumens per watt)，而發光二極體(LED)則每瓦高達100流明(lumens per watt)以上，且發光二極體具有相對壽命較長、較不受外界干擾及不易損壞的優點，是照明設備的首選。

**【0003】** 一般來說，發光二極體需要直流電驅動，而市電為交流電，必須透過整流器(全波或半波整流)轉成直流電，才可供應給發光二極體作使用。經過轉換之直流脈衝訊號，在每週期之初始及結束區段附近(亦即，空載時間)，尚無法克服發光二極體之順向電壓降(forward voltage drop)以驅動發光二極體，導致導通角(conduction angle)狹小以及功率因數(power factor)低落。空載時間是指LED停止導通的期間，相對地，導通角是指LED被導通的期間。導通角與空載時間的總和為一整流後之直流脈衝波

形。空載時間越長，導通角就越狹小，功率因數就越低落。傳統的LED驅動器(LED driver)通常會面臨以下三種問題。

【0004】第一個問題是傳統的LED驅動器須採用濾波器、整流器、以及功率因數修正器(power factor corrector, PFC)等較為複雜的驅動器電路(driver circuit)，造成驅動器的成本高昂。同時，發光二極體的壽命雖長，但功率因數修正器所採用之電解電容器(electrolytic capacitor)卻易於損壞，使得整體壽命相對縮短，無法發揮發光二極體的優點。

【0005】第二問題是在空載時間，沒有電流通過發光二極體，造成照明設備的閃爍現象(flicker phenomenon)。於直流脈衝週期中，LED受到正向電流驅動而被點亮，再受到零電流驅動而熄滅。當有空載時間時，LED在點亮與熄滅之間會造成閃爍。一般市用交流電的頻率是60Hz，整流後形成直流電壓脈衝，頻率為兩倍(約為120Hz)，閃爍現象以大約是120Hz的頻率發生在空載時間。空載時間所帶來的閃爍現象雖不易被人眼察覺，但易使人眼疲勞。

【0006】第三個問題是功率因數低落。低功率之功率因數修正器，其迴路電流太弱而無法準確地被偵測，而將AC輸入電流修正為正弦波的波形。功率因數的計算方式可以為將輸入功率除以輸入電壓(線電壓)與輸入電流(線電流)之乘積( $PF=P/(V \times I)$ )，其中PF為功率因數、P表示輸入功率、V及I分別為線電壓及線電流的有效值)，用以度量電力(electricity)的使用效率，當線電壓與線電流的相似度越高，表示電力使用效率越好，功率因數越高。當線電壓與線電流的波形幾乎一致，此時，功率因數有最大值近似於1。

【0007】傳統的功率因數修正器，需要偵測迴路中的電流，藉以修正線電流波形更接近線電壓波形。若迴路中的電流太低而無法正確地被功率因數修正器之電流偵測電路偵測，功率因數修正器將無法適當地將線電流與線

電壓之波形與相位對齊，以達到較佳的功率因數。由於AC輸入電流波形之不連續點與跳躍點造成的總諧波失真(Total Harmonic Distortion, THD)與空載時間有關。根據傅立葉分析對於週期訊號的展開，週期波形中任何不連續點或跳躍點，將導致基本成份上高階諧波（higher-order harmonics），造成總諧波失真的增加。因此，消除不連續點及跳躍點將有助於減少總諧波失真。

【0008】有鑒於此，如何簡化電路及製程複雜度，維持良好的功率因數及較低的諧波失真，是目前研發發光二極體光源的主要課題之一。

### 【發明內容】

【0009】本發明所提出的LED光引擎電子控制裝置，利用比較電路透過電流檢測測電阻，偵測通過LED子陣列的電流於電流檢測電阻的跨壓，並與各個比較電路不同的參考電壓比較，以調控對應之旁通開關的操作狀態，以逐級點亮或逐級熄滅LED子陣列的發光二極體光引擎電子控制裝置。

【0010】本發明一實施例所提出之LED光引擎的電子控制裝置，包含一整流器、一電流調節器(current regulator)、一旁通開關(current regulate switch)列及一開關控制電路。整流器用以連接一外部交流電壓源，提供一直流脈衝電壓。電流調節器用以調整輸入電流波以形成類正弦(quasi-sinusoidal)的方波(square wave)或步階波(step wave)波形，有效地提升功率因數。旁通開關列耦接於整流器且與一外部LED陣列並聯設置，此外部LED陣列包括串聯之複數個LED子陣列，各旁通開關可以是電晶體（例如是金氧半場效電晶體）。旁通開關列包括串聯之複數個旁通開關，於導通時用以旁通對應之LED子陣列。開關控制電路具有一電流檢測電阻及複數個比較電路，電流檢測電阻耦接於外部LED陣列之陰極與接地端之間，且耦接至各比較電

路的參考端，此些比較電路分別具有不同的參考電壓，且此些比較電路分別依據電流檢測電阻的跨壓與各參考電壓作比較，調控對應之旁通開關為截止或導通，電流檢測電阻的跨壓與直流脈衝電壓有關，以使旁通開關列依據該直流脈衝電壓，分段點亮此些LED子陣列。旁通開關的數量例如是小於外部LED子陣列的數量。

【0011】本發明另一實施例所提出之LED光引擎的電子控制裝置，包含一整流器、一旁通開關(current regulate switch)列及一開關控制電路。整流器用以連接一外部交流電壓源，提供一直流脈衝電壓。旁通開關列耦接於整流器且與一外部LED陣列並聯設置，此外部LED陣列包括串聯之複數個LED子陣列，各旁通開關可以是電晶體（例如是金氧半場效電晶體）。旁通開關列包括串聯之複數個旁通開關，於導通時用以旁通對應之LED子陣列。開關控制電路具有一電流檢測電阻及複數個比較電路，電流檢測電阻耦接於外部LED陣列之陰極與接地端之間，且耦接至各比較電路的參考端，此些比較電路分別具有不同的參考電壓，且此些比較電路分別依據電流檢測電阻的跨壓與各參考電壓作比較，調控對應之旁通開關為截止或導通，電流檢測電阻的跨壓與直流脈衝電壓有關，以使旁通開關列依據該直流脈衝電壓，分段點亮此些LED子陣列。旁通開關的數量例如是等於外部LED子陣列的數量。

【0012】本發明實施例中的旁通開關例如為空乏型或增強型的電晶體，可受到開關控制電路調控，依據輸入交流電壓，在電壓升高時，逐級驅動LED子陣列，同時逐級提高線電流；在電壓降低時，逐級熄滅LED子陣列，同時逐級降低線電流，簡化電路、提高發光效率、提高功率因數及降低成本等優點。



【0013】本發明一實施例所提出之電流檢測電阻，包括一共享電流感測與調變單元，耦接於外部LED陣列，用以規劃點亮之外部LED子陣列的電流，以調整點亮之外部LED子陣列的亮度，其中共享電流感測與調變單元，包括一電位計、一壓控電阻或一電晶體開關。於一實施例中，更包括一脈衝寬度調變單元、一低通濾波器及一電壓追隨器至少一者。使得此LED光引擎的電子控制裝置，可經由共享電流感測與調變單元作手動調光(機械式調光)，或者，利用調光訊號對共享電流感測與調變單元進行調光(電控調光)。

【0014】本發明之一實施例中，更包括一電壓調節器陣列，包括複數個電壓調節器，分別耦接於輸入電壓與比較電路之間，用以穩定旁通開關之導通電壓，使得旁通開關之導通狀態不受直流脈衝之輸入電壓的下降緣(falling edge)影響。

【0015】於本發明之一實施例中，更包括一正弦電壓補償器，耦接於輸入電壓與開關控制電路之間，用以汲取直流脈衝之輸入電壓，以補償通過發光二極體之電壓波形，使得電壓波形由步階波修飾為更貼近正弦波的波形，進一步改善功率因數。

【0016】於本發明之一實施例中，更包括一線電壓調整率緊縮器(Line regulation tightener)耦接電流調節器。線電壓調整率緊縮器包括一並聯調節器(或一雙載子接面電晶體)作電壓偵測之用，透過一電壓偵測分壓電阻耦接於輸入電壓。當輸入電壓克服所有的LED子陣列之順向電壓降，但尚未克服電壓偵測之並聯調節器或電壓偵測之雙載子接面電晶體之參考電壓時，通過LED子陣列的電流為第一電流，當輸入電壓克服所有的LED子陣列之順向電壓降，且克服電壓偵測之並聯調節器或電壓偵測之雙載子接

面電晶體之參考電壓時，通過LED子陣列的電流為第二電流，且第一電流大於第二電流。

【0017】於本發明之一實施例中，更包括複數個閃爍抑制電容(flicker-suppression capacitor)與複數個二極體，各閃爍抑制電容分別並聯於對應之一個或多個外部LED子陣列，且各個二極體之陰極耦接至對應之外部LED子陣列的陽極。當輸入電壓尚僅克服當級與當級以下之外部LED子陣列的順向電壓降時，閃爍抑制電容放電以點亮當級以上之外部LED子陣列。

### 【圖式簡單說明】

【0018】圖1A所示為依照本發明的照明裝置之電路架構的示意圖。照明裝置包括包括電流調節器、LED光引擎的電子控制裝置及外部之LED陣列(分割成複數個發光二極體子陣列)。

【0019】圖1B所示為依照本發明的照明裝置之另一種電路架構示意圖。此照明裝置為不包括電流調節器之另一種LED光引擎的電子控制裝置及外部之LED陣列。

【0020】圖2A~2B所示實施例為依照圖1A之LED光引擎的電子控制裝置的具體電路示意圖。其中，旁通開關為N通道空乏型金氧半場效電晶體(n-channel depletion-mode metal oxide semiconductor field effect transistor, NDMOSFET)。圖2A~2B的差異在於，開關控制電路的比較電路是否透過雙載子接面電晶體，切換旁通開關之導通或截止。

【0021】圖3A~3B所示為依照圖1A之LED光引擎的電子控制裝置的另一具體電路示意圖。與圖2A~2B的差異在於，比較電路包括雙載子接面電晶體，以切換旁通開關之導通或截止。

【0022】圖4A～圖4D繪示依照圖1A之LED光引擎的電子控制裝置，電流檢測電阻更包括共享電流感測與調變單元以達調光功能的具體實施方式。

【0023】圖5A～5B所示為依照圖1A之LED光引擎的電子控制裝置的示意圖。與圖2A～2B的差異在於，旁通開關對應至N通道增強型金氧半場效電晶體(n-channel enhancement-mode metal oxide semiconductor field effect transistor, NEMOSFET)。圖5A～5B的差異在於，旁通開關是透過二極體或雙載子接面電晶體切換其導通或截止。

【0024】圖6A～6B所示為依照圖1A之LED光引擎的電子控制裝置的一具體電路示意圖。與圖5A～5B的差異在於，比較電路包括雙載子接面電晶體。

【0025】圖7A～7B所示為依照圖1A之LED光引擎的電子控制裝置的一具體電路示意圖。與圖5A、6B的差異在於，LED光引擎的電子控制裝置更包括一電壓調節器陣列，包括複數個電壓調節電路，用以穩定旁通開關之導通狀態。電壓調節器陣列適用於前述任一實施例之電路結構。

【0026】圖8A～8G所示為依照圖1A之LED光引擎的電子控制裝置，更包括不同之線電壓調整率緊縮器的電路示意圖。

【0027】圖9A及9B所示為不同實施例之線電壓調整率緊縮器設置前後，其輸入電壓、通過LED子陣列之電流相對於時間軸的波形比較圖。

【0028】圖10A所示為依照圖1A之LED光引擎的電子控制裝置的一實施例之電路示意圖。此LED光引擎的電子控制裝置包括複數個閃爍抑制電容與複數個二極體，各個閃爍抑制電容分別並聯於對應之外部LED子陣列，且各個二極體之陰極耦接至對應之外部LED子陣列的陽極。

【0029】圖10B所示為依照圖1A之LED光引擎的電子控制裝置的另一實施例之電路示意圖。此LED光引擎的電子控制裝置包括複數個閃爍抑制電容

與複數個二極體，各個閃爍抑制電容分別並聯於一個或多個串聯之對應的外部LED子陣列，且各個二極體之陰極耦接至對應之外部LED子陣列的陽極。

【0030】圖10C所示為圖10A或圖10B之閃爍抑制電容與二極體設置前後，其輸入電壓、輸入電流、通過LED子陣列之電流及光輸出強度相對於時間軸的波形比較圖。

### 【實施方式】

【0031】一般而言，交流電源之輸出電壓為正弦波形，經整流器整流後，以正弦波的前半週為週期的脈衝直流波形(pulsating DC waveform)之脈衝電壓，再應用於LED照明裝置。

【0032】每週期前半段之初與後半段之末的低電壓區段，輸入電壓無法克服LED的順向電壓降，無電流通過，形成空載時間。另，LED照明設備通常是由LED子陣列構成。當串聯之LED數量較多時，總順向電壓降提高，使得空載時間(dead time)變大，導通角變得更狹小，降低功率因數。

【0033】針對導通角狹小之問題，傳統的解決方式是利用功率因數修正器將整流後交流電壓推升至高於所有LED子陣列順向電壓降的總和的一直流電壓值。但，功率因數修正器所採用的電解電容器容易毀損，使得發光二極體無法發揮預期的效用。

【0034】本發明一實施例的點燈策略是將LED陣列，切割為數個LED子陣列(sub-array)。藉由旁通開關與開關控制電路所構成的LED光引擎的電子控制裝置，在一週期之前半週期，隨著輸入電壓升高，逐級點亮LED子陣列，且線電流逐步升高；在一週期之後半週期，隨著輸入電壓的降低，逐級熄滅LED子陣列，藉以提高導通角，並且修飾電流波形。

【0035】此外，可以藉由調整通過LED的電流，調整LED的亮度。亦即，當有多段的LED子陣列需要調光，可以分段調整各段LED子陣列的阻值，藉以改變各段LED子陣列通過的電流，來調整各段LED的亮度。然而，這樣的調光機制不容易實現在電路結構上，而且需要較高的製造成本以及製造難度。特別是當LED子陣列的段數越多時，電路的製造成本及困難度越高。因此，本發明一實施例的調光策略，即提供一簡化調光機制之可調光的LED光引擎的電子控制裝置，僅須利用電流感測電阻，即可達到分段調光的效果。

【0036】請參考圖1A，LED光引擎的電子控制裝置包括整流器100、電流調節器(current regulator)120、一旁通開關列（包括複數個旁通開關S1、S2及S3），一開關控制電路，包括比較電路150、152及154及一電流檢測電阻(current-sense resistor)160。比較電路150、152及154具有例如是三端的結構，可以是並聯調節器或雙載子接面電晶體，比較電路150、152及154各具有第一端、第二端及參考端。比較電路150、152及154的參考端分別透過防箝位電阻(anti-clamping resistor)Rx1、Rx2及Rx3耦接電流檢測電阻160，避免電流檢測電阻160兩端的跨壓被箝制(clamped)在比較電路154的參考電壓 $V_{ref,3}$ 。比較電路150、152及154的第二端分別對應地控制旁通開關S1、S2及S3。除最後一級比較電路154之外，上級之比較電路（例如是比較電路150）的第一端透過一齊納二極體（例如是齊納二極體Zd1）耦接於下級比較電路（例如是比較電路152）的參考端。旁通開關S1、S2及S3例如是金氧半場效電晶體或接面場效電晶體。整流器100用以連接一外部交流電壓源，提供一直流脈衝電壓。電流調節器(current regulator)120耦接外部LED陣列G，外部LED陣列G包括外部LED子陣列G1~G4。

【0037】於此說明比較電路150、152及154的作用機制。於實施例中，假設比較電路150、152及154具有實質上相同的基準電壓

$V_{ref,1} = V_{ref,2} = V_{ref,3} = V_{ref}$ ，且齊納二極體Zd1及Zd2具有實質上相同的崩潰電壓  $V_{z,1} = V_{z,2} = V_z$ 。比較電路154比較其參考電壓（即，基準電壓  $V_{ref}$ ）

與檢測電阻160兩端的跨壓；比較電路152比較其參考電壓（比較電路154及152的基準電壓與齊納二極體Zd2的崩潰電壓之和，即， $2V_{ref} + V_z$ ）與檢測電阻160兩端的跨壓；比較電路150比較其參考電壓（比較電路154、152及150的基準電壓與齊納二極體Zd2及Zd1的崩潰電壓之和，即，

$3V_{ref} + 2V_z$ ）與檢測電阻160兩端的跨壓。基準電壓  $V_{ref,1}$ 、 $V_{ref,2}$ 及 $V_{ref,3}$ 皆為大於0的正值( $V_{ref,1}, V_{ref,2}, V_{ref,3} > 0$ )，且基準電壓  $V_{ref,1}$ 、 $V_{ref,2}$ 及 $V_{ref,3}$ 可以彼此相等（皆為  $V_{ref}$ ）或不相等，齊納二極體Zd1及Zd2的崩潰電壓  $V_{z,1}$ 及 $V_{z,2}$ 皆為大於或等於0的正值( $V_{z,1}, V_{z,2} \geq 0$ )，表示齊納二極體Zd1或Zd2係選擇性地連接，且  $V_{z,1}$ 及 $V_{z,2}$ 可以彼此相等（皆為  $V_z$ ）或不相等，並不作限制。當比較電路150、152或154的參考端所接收的電壓大於其參考電壓，比較電路150、152或154導通。當比較電路150、152或154的參考端所接收的電壓小於其參考電壓，比較電路150、152或154截止。藉由比較電路150、152或154的導通或截止，可以對應地控制旁通開關的截止或導通。只要基準電壓  $V_{ref,1}$ 、 $V_{ref,2}$ 及 $V_{ref,3}$ 皆為大於0的正值

( $V_{ref,1}, V_{ref,2}, V_{ref,3} > 0$ )而且齊納二極體Zd1及Zd2的崩潰電壓  $V_{z,1}$ 及 $V_{z,2}$ 皆為大於或等於0的正值( $V_{z,1}, V_{z,2} \geq 0$ )，必然滿足下列一般不等式

$V_{ref,1} + V_{ref,2} + V_{ref,3} + V_{z,1} + V_{z,2} > V_{ref,1} + V_{ref,2} + V_{z,2} > V_{ref,1}$ ，得以順利逐級點亮或逐級熄滅LED子陣列。

【0038】於一實施例中，比較電路150、152及154例如是並聯調節器或雙載子界面電晶體。比較電路150、152及154的參考極分別透過防箝位電阻

Rx1、Rx2及Rx3，偵測電流檢測電阻160兩端的跨壓，使得比較電路對應地導通或截止，藉以控制旁通開關S1~S3的操作狀態。

【0039】以下說明點亮或熄滅LED子陣列的原理。於正半周之輸入電壓的上半週期，輸入電壓( $v_i$ )由零逐漸升高。當輸入電壓尚未克服最後一級LED子陣列的順向電壓降( $v_i < V_{G4}$ )，無電流通過LED子陣列G4的迴路，比較電路154未能產生電壓控制信號，旁通開關S1、S2及S3維持初始狀態（舉例來說，若為空乏型電晶體則初始狀態為導通態）。隨著輸入電壓升高至克服最後一級LED子陣列G4的順向電壓降( $v_i > V_{G4}$ )，但尚未克服最後二級的LED子陣列G4及G3的順向電壓降之和( $v_i < V_{G3} + V_{G4}$ )，電流經旁通開關S1~S3點亮LED子陣列G4，並通過電流檢測電阻160，電流檢測電阻160兩端的跨壓達到比較電路154之參考電壓，使比較電路154導通，旁通開關S3截止，隨後，通過電流檢測電阻160的電流下降，使比較電路154截止，旁通開關S3又導通，此階段內，旁通開關S3快速切換導通與截止狀態，稱為調節態(Regulating state)，藉以調控通過LED子陣列G4的電流為 $I_1$ 。此時，旁通開關S1及S2均為導通態。

【0040】電壓繼續升高至克服最後二級LED子陣列G3及G4以下之順向電壓降( $V_{G3} + V_{G4}$ )，旁通開關S2原為導通態，電流經旁通開關S1、S2至LED子陣列G3及LED子陣列G4，隨即比較電路152偵測電流檢測電阻160兩端的跨壓，產生電壓控制信號而截止旁通開關S2，使此階段內旁通開關S2保持調節態（快速地切換導通與截止狀態），藉以調控通過LED子陣列G3及G4的電流為 $I_2$ 。此時，旁通開關S1維持導通態，比較電路154偵測電流檢測電阻160兩端的跨壓，產生電壓控制信號而恆截止旁通開關S3，使旁通開關S3轉為截止態。

【0041】當輸入電壓持續上升至克服LED子陣列G2以下之順向電壓降 ( $V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )，旁通開關S1原為導通態，電流經旁通開關S1至LED子陣列G2、LED子陣列G3至LED子陣列G4，比較電路150偵測電流檢測電阻160兩端的跨壓，產生電壓控制信號而截止旁通開關S1，使此階段內旁通開關S1保持調節態（快速地切換導通與截止狀態），藉以調控通過LED子陣列G2、G3及G4的電流為I3。並且，比較電路152及比較電路154偵測電流檢測電阻160兩端的跨壓後，也分別使旁通開關S2及旁通開關S3恆截止。

【0042】直到輸入電壓上升至克服LED子陣列G1以下之順向電壓降 ( $V_{G1}+V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )，此時，比較電路150偵測電流檢測電阻160兩端的跨壓，產生電壓控制信號而截止旁通開關S1，受到整流器100整流後的電流，經電流調節電路120調控為I4以直接供應至LED陣列G，以點亮LED子陣列G1至LED子陣列G4。此階段內，比較電路150、比較電路152及比較電路154分別使旁通開關S1～S3保持截止狀態。根據上述方式，LED光引擎的電子控制裝置，可依據一週期前半之輸入電壓的上升，由LED子陣列G4朝向LED子陣列G1的方向，逐級點亮LED子陣列。

【0043】於正半周之輸入電壓的下半週期，輸入電壓逐漸下降。當輸入電壓( $v_i$ )繼續下降至無法克服LED子陣列G1以下的順向電壓 ( $v_i < V_{G1}+V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )，但仍能克服LED子陣列G2以下的順向電壓 ( $v_i > V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )時，電流檢測電阻160兩端的跨壓不足以使比較電路150導通，旁通開關S1未接收比較電路150的調控訊號而由截止態切換回導通態。接著，輸入電流微幅上升，比較電路150透過防箝位電阻Rx1偵測電流檢測電阻160兩端的跨壓後又導通，使旁通開關S1截止。旁通開關S1如此迅速地切換於導通與截止之間而進入調節態，藉以調控通過LED子陣列G2、G3及G4的迴路電流為I3。此時，旁通開關S2及旁通開關S3仍為截止



態。同樣地，當輸入電壓繼續下降至無法克服LED子陣列G2以下的順向電壓降，但仍能克服LED子陣列G3以下的順向電壓降時

( $V_{G3}+V_{G4}<v_i<V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )，比較電路152將旁通開關S2由截止態切換為導通態，隨後電流上升，比較電路152導通，使旁通開關S2又截止，旁通開關S2切換於截止與導通間而進入調節態。此時，比較電路152控制旁通開關S2不斷切換截止與導通狀態而進入調節態，藉以調控通過點亮的LED子陣列G3及G4的迴路電流為I2。

【0044】以此方式，比較電路154、152及150分別偵測電流檢測電阻160兩端的跨壓後，與比較電路154、152及150之參考電壓作比較（比較電路154、152及150之參考電壓已經定義於前），由LED子陣列G1朝向LED子陣列G4的方向，逐級熄滅LED子陣列直至週期結束，然後重新一個週期，如此循環。

【0045】圖1B所示為另一種LED光引擎的電子控制裝置之電路架構的示意圖。與圖1A的差異在於，LED光引擎的電子控制裝置不包括電流調節器。比較電路156、比較電路154、比較電路152及比較電路150偵測電流檢測電阻160兩端跨壓的電壓值，藉以調控旁通開關S3、旁通開關S2、旁通開關S1及旁通開關S0的狀態，以提供點亮LED子陣列G4之固定電流I1，點亮LED子陣列G3~G4為固定電流I2，點亮LED子陣列G2~G4為固定電流I3，點亮LED子陣列G1~G4為固定電流I4。電流調節器120的有無，會影響比較電路的數量，而上述元件的數量係於說明書中為方便說明所作之例示，並不用於限定本發明。

【0046】圖2A所示實施例為依照圖1A之LED光引擎的電子控制裝置的一具體電路示意圖。電流調節器120包括電晶體開關M（例如為金氧半場效電晶體）、啟動電阻Ra、並聯調節器X(或雙載子電晶體)與偵測電阻Rx。

電流調節器120可用以調整輸入電流波形成類正弦的波或步階波的波形，有效地提升功率因數。並聯調節器X1、X2及X3對應至圖1A之比較電路150、比較電路152及比較電路154，並聯調節器X1、X2及X3分別用以依據其參考端接收的電壓與各比較電路之參考電壓作比較，切換旁通開關S10、S20及S30的操作狀態。旁通開關對應至N通道空乏型金氧半場效電晶體(n-channel depletion-mode metal oxide semiconductor field effect transistor, NDMOSFET)。

【0047】於一實施例中，並聯調節器X1、X2及X3可以為具有相同的基準電壓之電壓比較器，即， $V_{ref,x1} = V_{ref,x2} = V_{ref,x3} = V_{ref}$ 。然，各並聯調節器X1、X2及X3的參考電壓不相同，分別為其基準電壓加上其陽極端的端電壓。舉例來說，並聯調節器X1的參考電壓為並聯調節器X1、X2及X3的基準電壓與齊納二極體Zd2及Zd1的崩潰電壓之和，即， $3V_{ref} + 2V_z$  (假設齊納二極體Zd2及Zd1的崩潰電壓皆為 $V_z$ )，並聯調節器X2的參考電壓為並聯調節器X2及X3的基準電壓與齊納二極體Zd2的崩潰電壓之和，即， $2V_{ref} + V_z$ ，並聯調節器X3的參考電壓為並聯調節器X3的基準電壓，即， $V_{ref,x3}$ 。當然，於某些實施例中，也可以依照需求使用具有不同的基準電壓之電壓比較器作為並聯調節器X1、X2及X3。

【0048】於此實施例中，旁通開關S10~S30係常閉開關(normally closed switches)，例如為N通道空乏型金氧半場效電晶體(n-channel depletion-mode metal oxide semiconductor field effect transistor, NDMOSFET)，其在閘源極間的電位差為零或不受電壓時( $V_{GS} \geq 0$ )導通，而在閘源極間的電位差為接受足夠負的電壓( $V_{GS} < V_{th} < 0$ ， $V_{th}$ 表示電晶體的截止電壓)時，通道截止。

【0049】於實施例中，正弦電壓補償器(例如係串聯電阻R1與R2)為選擇性地設置。首先，考慮電阻R1的值近似於無限大，且電阻R2的值近似於

0，亦即，電阻R1斷路且電阻R2短路的情況。於輸入電壓的上半周期，隨著輸入電壓(線電壓)上升，點亮的LED子陣列的級數也增多。假設最後一級之LED子陣列G4被點亮時，通過LED子陣列G4之電流為I1，倒數二級之LED子陣列G4及G3皆被點亮時，通過LED子陣列G4及G3之電流為I2，後三級LED子陣列G4、G3及G2皆被點亮時，通過LED子陣列G4、G3及G2之電流為I3，全部LED子陣列G4、G3、G2及G1皆點亮時，通過LED陣列G之電流為I4(電流I4>電流I3>電流I2>電流I1)，電流受到電流調節器120與開關控制電路的調節而以固定電流輸出，電流I1、電流I2、電流I3及電流I4呈現類正弦(Quasi-sinusoidal wave)步階波形。

【0050】電流檢測電阻160設置在LED陣列G的電流迴路中。假設忽略輸入至比較電路的微弱電流，則通過LED子陣列之電流會約略等同於通過電流檢測電阻160之電流。因此，輸入電流的大小與電流檢測電阻160兩端的電壓有關，用以對應地調控並聯調節器X1~X3的導通或截止。並聯調節器X1~X3分別透過防箝位電阻Rx1~Rx3耦接至電流檢測電阻160的高壓端，防箝位電阻Rx1~Rx3用以避免當通過LED子陣列的電流 $I_{LED}$ 大於電流I1、電流I2或電流I3，分別使得並聯調節器X3、X2或X1之參考端的電壓位準可能被箝制 (being clamped) 在基準電壓Vref，造成電流檢測電阻160的跨壓被牽制於此基準電壓，進而遏止通過LED子陣列電流之消長。

【0051】於輸入電壓的上半週期，輸入電壓逐漸上升。當輸入電壓克服LED子陣列G4的順向電壓降 $V_{G4}$ ，但尚未克服LED子陣列G3及G4的順向電壓降( $V_{G4}+V_{G3}$ )，電流I1通過旁通開關S10~S30至LED子陣列G4，並經電流檢測電阻160而產生跨壓 $V_{160} = I1 \times (R160)$ ，假設忽略防箝位電阻Rx3的影響，設計此時電流檢測電阻160產生跨壓 $V_{160}$ 略大於並聯調節器X3之基準電壓 $V_{ref,x3}$ ，使並聯調節器X3導通，旁通開關S30之閘源極電位透過電阻Rz3及

Rg3經過並聯調節器X3而被拉低（pulled low）至負準位而截止，隨後輸入電流下降，並聯調節器X3截止，旁通開關S30又導通，旁通開關S30快速地切換於截止態與導通態之間，定義此狀態為調節態，以將通過最後一級LED子陣列G4之電流維持在電流I1。

【0052】隨著輸入電壓克服倒數第一、二級LED子陣列G4及G3之順向電壓( $V_{G4}+V_{G3}$ )，但尚未克服倒數第一、二、三級LED子陣列G4、G3及G2之順向電壓降( $V_{G4}+V_{G3}+V_{G2}$ )，電流I2 ( $I2>I1$ )由旁通開關S10及S20流至LED子陣列G3及G4，此時，電流檢測電阻160之跨壓 $V_{160}$ 略大於並聯調節器X2之基準電壓  $V_{ref,x2}$ ，使並聯調節器X2快速地切換於導通與截止之間。旁通開關S20受到並聯調節器X2的控制而對應地操作於調節態，以將通過點亮之LED子陣列之電流維持在電流I2。同時，電流檢測電阻160的跨壓 $V_{160}$ 大於並聯調節器X3的參考電壓，故並聯調節器X3恆導通，旁通開關S30恆截止，旁通開關S30之閘源極間所施加的負電位，可近似於最後一級LED子陣列G4之順向電壓降與電流檢測電阻160跨壓之和 ( $V_{G4}+V_{160}$ ) 經過電阻Rz3及Rg3的分壓。

【0053】當輸入電壓介於後三級LED子陣列G4、G3及G2之順向電壓降 ( $V_{G4}+V_{G3}+V_{G2}$ )與後四級LED子陣列G4、G3、G2及G1之順向電壓降 ( $V_{G4}+V_{G3}+V_{G2}+V_{G1}$ )間，電流檢測電阻160之跨壓 $V_{160}$ 略大於並聯調節器X1之基準電壓  $V_{ref,x1}$ ，旁通開關S10進入調節態，以將通過最後一級LED子陣列G4之電流維持在電流I3。同時，旁通開關S20之閘源極電位透過電阻Rz2及Rg2，受到並聯調節器X2被拉低至負準位而截止，此負準位可近似於LED子陣列G4及G3之順向電壓降與電流檢測電阻160之跨壓之和 ( $V_{G4}+V_{G3}+V_{160}$ )經電阻Rz2及電阻Rg2的分壓。旁通開關S10之閘源極電位透過電阻Rz1及Rg1，受到並聯調節器X1被拉低至負準位而截止，此負準位

可近似於LED子陣列G2~G4之順向電壓降與電流檢測電阻160跨壓之和( $V_{G4}+V_{G3}+V_{G2}+V_{160}$ )經電阻Rz3及電阻Rg3的分壓。

【0054】以此類推，直到輸入電壓克服後四級LED子陣列G4、G3、G2及G1之順向電壓降( $V_{G4}+V_{G3}+V_{G2}+V_{G1}$ )，電流調節器120提供定電流I4至所有的LED子陣列G1~G4，且電流 $I4 = \frac{V_{ref,x}}{R_x}$  ( $V_{ref,x}$ 為並聯調節器X的基準電壓)。由於電流 $I4 > I3 > I2 > I1$ ，故電流I4於電流檢測電阻160跨壓，必然使並聯調節器X1、X2及X3導通，旁通開關S10、S20及S30截止。此時，部份輸入電流直接由電流調節器120提供至LED陣列G，輸入電流經啟動電阻Ra對金氧半場效電晶體M之閘源極間的電容充電，以導通金氧半場效電晶體M，使電流I4經金氧半場效電晶體M通過電阻Rx供應至LED陣列G。同時，並聯調節器X偵測電阻Rx兩端的電壓而切換於截止與導通間，使得金氧半場效電晶體M對應地操作於調節態，以將通過所有LED子陣列G1~G4之電流維持在電流I4。電流調節器120之內部電路僅為示意，並聯調節器X可以雙載子接面電晶體取代，金氧半場效電晶體M可為增強型或空乏型金氧半場效電晶體，並不作特別限制。

【0055】於輸入電壓的下半週期，輸入電壓逐漸下降。藉由並聯調節器X1、X2或X3偵測電流檢測電阻160之跨壓後，分別與並聯調節器X1、X2或X3之參考電壓比較而切換於導通或截止，控制電阻Rz1及電阻Rg1、電阻Rz2及電阻Rg2、電阻Rz3或電阻Rg3的迴路形成與否。當迴路形成，產生負電壓於旁通開關S10、S20或S30之閘源極間以控制旁通開關S10、S20或S30的操作狀態，據以逐級熄滅LED子陣列G1、G2、G3及G4。

【0056】於實施例中，旁通開關S10、S20及S30的閘極與源極之間更設置有齊納二極體Z1、Z2及Z3（假設齊納二極體Z1、Z2及Z3的崩潰電壓皆為 $V_z$ ），可以將旁通開關S10、S20或S30及閘源極電壓控制在齊納二極體的

崩潰電壓 $V_z$ ，以保護旁通開關S10、S20或S30的閘-源極間之絕緣層不會被擊穿。

【0057】綜合以上，圖2A所繪示之LED光引擎的電子控制裝置，是利用包括當級LED子陣列以及當級以下之LED子陣列之順向電壓降之和，控制當級旁通開關之源閘極的電壓，藉以調節當級旁通開關之操作狀態(導通、調節或截止態)。隨著一周期前半之電壓波形上升緣，線電流隨之上升，LED子陣列逐級點亮，且點亮LED子陣列之電流隨之上升。隨著一周期後半之電壓波形下降緣，線電流隨之下降，LED子陣列逐級熄滅，且點亮LED子陣列之電流隨之下降。具體而言，並聯調節器X1、X2及X3分別透過防箝位電阻 $R_{x1}$ 、 $R_{x2}$ 及 $R_{x3}$ 偵測電流檢測電阻160之跨壓。於實施例中，假設忽略防箝位電阻 $R_{x1}$ 、 $R_{x2}$ 及 $R_{x3}$ 的影響，則當級並聯調節器達導通條件而切換於導通與截止之間時，下級並聯調節器必為導通。換句話說，當級旁通開關操作於調節態時，下級旁通開關必為截止，如此對應地控制LED子陣列的點亮或熄滅狀態，並穩定通過LED子陣列之電流。

【0058】接著，考慮電阻 $R_1$ 與電阻 $R_2$ 介於0到無窮大 ( $0 < R_1 < \infty$  且  $0 < R_2 < \infty$ )。當只有最後一級LED子陣列G4被點亮，通過之電流為 $I_1$ 。電流檢測電阻160之跨壓 $V_{160}$ 之值受到輸入電壓經正弦電壓補償器(電阻 $R_1$ 及電阻 $R_2$ )的補償，即 $V_{160} = V_{ref,x3} + v_i \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ ，且此補償值為輸入電壓經過整流器100整流後的直流脈衝(DC Pulse)的一分壓。因此，通過點亮之LED子陣列的電流為 $I_1 = \frac{V_{ref,x3} + v_i \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{R_{160}}$ ，即，通過點亮之LED子陣列的電流 $I_1$ 之類正弦步階波形會受到補償而更接近正弦波的波形，因而更接近線電壓的波形。如此一來，可進一步改善功率因數(power factor)以及降低諧波失真(harmonic distortion)。同樣地，通過點亮之LED子陣列G3及G4的電流

I2，以及通過點亮之LED子陣列G2、G3及G4的電流I3的電流波形也會受到正弦電壓補償器所提供之輸入電壓的分壓補償，分別為

$$I_2 R_{160} = V_{ref,x2} + V_{sd2} + V_{ref,x3} + \frac{v_i R_2}{R_1 + R_2}，且$$

$$I_3 R_{160} = V_{ref,x1} + V_{sd1} + V_{ref,x2} + V_{sd2} + V_{ref,x3} + \frac{v_i R_2}{R_1 + R_2}，可進一步改善功率因數及降$$

低諧波失真。

【0059】圖2B所示為依照圖1A之具有LED光引擎的電子控制裝置的另一具體電路示意圖。與圖2A的差異在於，比較電路透過一雙載子接面電晶體，控制旁通開關之導通或截止。此些雙載子接面電晶體P1、P2及P3之集極分別耦接至各LED子陣列G2、G3及G4的陰極，使得旁通開關S10、S20及S30的源閘極被施加一驅動電壓，此些驅動電壓分別係各段LED子陣列的順向電壓降，於電阻Rz1及電阻Rg1、電阻Rz2及電阻Rg2、電阻Rz3及電阻Rg3所產生的分壓。

【0060】當輸入電壓克服最後一級LED子陣列G4之順向電壓降，但不足以克服倒數兩級LED子陣列G4及G3之順向電壓降時，電流I1於電流檢測電阻160產生的跨壓 $V_{160}$ ，使得並聯調節器X3迅速地切換於導通與截止態之間，使得pnp雙載子接面電晶體(Bipolar junction transistor, BJT)P3切換於導通與截止之間，旁通開關S30則迅速地切換於截止與導通態之間，使得旁通開關S30的源閘極電壓透過電阻Rz3及Rg3而被pnp雙載子接面電晶體P3拉低(pull low)，旁通開關S30之閘源極被施加足夠的負電壓而截止，此負電壓近似於最後一級之LED子陣列G4的順向電壓降於電阻Rz3及電阻Rg3的分壓 $(V_{G4} \times \frac{Rz3}{Rz3 + Rg3})$ ，此時旁通開關S30操作於調節態，以將通過最後一級LED子陣列G4之電流維持在電流I1。

【0061】當輸入電壓克服最後二級LED子陣列G4及G3之順向電壓降，但不足以克服最後三級LED子陣列G4、G3及G2之順向電壓降時，電流I2經電流檢測電阻160產生的跨壓 $V_{160}$ ，使得並聯調節器X2迅速地切換於導通與截止態之間，pnp雙載子接面電晶體P2切換於導通與截止之間，當pnp雙載子接面電晶體P2導通時，旁通開關S20的源閘極電壓透過電阻Rz2及Rg2而被pnp雙載子接面電晶體P2拉低，旁通開關S20之閘源極被施加足夠的負電壓而截止，此負電壓近似於倒數第二級之LED子陣列G3的順向電壓降於電阻Rz2及Rg2的分壓 $(V_{G3} \times \frac{Rz2}{Rz2 + Rg2})$ ，使旁通開關S20切換於截止與導通，此時旁通開關S20操作於調節態，以將通過最後二級LED子陣列G4及G3之電流維持在電流I2。同時，並聯調節器X3恆導通，旁通開關S30操作於截止態。

【0062】當輸入電壓克服最後三級LED子陣列G4、G3及G2之順向電壓降，但不足以克服最後四級LED子陣列G4、G3、G2及G1之順向電壓降時，電流I3經電流檢測電阻160產生的跨壓 $V_{160}$ ，使並聯調節器X1迅速切換於導通與截止態間，pnp雙載子接面電晶體P1切換於導通與截止間。當pnp雙載子接面電晶體P1導通時，旁通開關S10的源閘極電壓透過電阻Rz1及Rg1而被pnp雙載子接面電晶體P1拉低至足夠的負電壓而截止，此負電壓近似於倒數第三級之LED子陣列G2的順向電壓降於電阻Rz1及Rg1的分壓 $(V_{G2} \times \frac{Rz1}{Rz1 + Rg1})$ 。旁通開關S10切換於截止與導通而操作於調節態，以將通過最後三級LED子陣列G4、G3及G2之電流維持在電流I3。同時，並聯調節器X2及X3導通，旁通開關S20及S30操作於截止態。以此類推，直到輸入電壓克服所有的LED子陣列之順向電壓降，電流調節器120提供定電流I4至所有的LED子陣列G1~G4。



【0063】綜合以上，圖2B所繪示之LED光引擎的電子控制裝置，是利用下一級LED子陣列之順向電壓降，控制當級旁通開關之源閘極電壓，藉以調節當級旁通開關之操作狀態(導通、調節或截止態)，藉以對應地控制LED子陣列的點亮或熄滅狀態，並穩定通過LED子陣列之電流。LED子陣列的點燈機制及調光機制，與圖2A相似，於此不再贅述。假設忽略防箝位電阻Rx1、Rx2及Rx3的影響，當級旁通開關操作於調節態時，下級旁通開關必為截止，如此對應地控制LED子陣列的點亮或熄滅狀態，並穩定通過LED子陣列之電流。

【0064】圖3A所示為依照圖1A之具有LED光引擎的電子控制裝置的另一具體電路示意圖。與圖2A的差異在於，並聯調節器X1、X2及X3，由雙載子接面電晶體B1、B2及B3所取代。雙載子接面電晶體B1之基極(Base)耦接於防箝位電阻Rx1，雙載子接面電晶體B2之基極耦接於防箝位電阻Rx2，雙載子接面電晶體B3之基極耦接於防箝位電阻Rx3。

【0065】圖3A之雙載子接面電晶體B1、B2及B3的作用與圖2A之並聯調節器X1、X2及X3相似。差異在於，並聯調節器以參考端接收之電壓（相對於接地端電壓）與其參考電壓（參考端與陽極間基準電壓與其陽極對接地端之電壓的和）比較，控制並聯調節器的導通或截止。雙載子接面電晶體以基極接收之電壓（相對於接地端電壓）與其參考電壓（基射極間閥值電壓與射極對接地端之電壓的和）比較，控制雙載子接面電晶體的導通或截止。

【0066】舉例來說，當輸入電壓克服最後一級LED子陣列G4之順向電壓降，但不足以克服倒數兩級LED子陣列G4及G3之順向電壓降時，電流I1經電流檢測電阻160產生的跨壓 $V_{160}$ ，使得雙載子接面電晶體B3迅速地切換於導通與截止態之間。旁通開關S30受雙載子接面電晶體B3的控制而迅速切

換於截止與導通，定義此時旁通開關S30操作於調節態，以將通過LED子陣列G4之電流維持在電流I1。

【0067】以此類推，當輸入電壓介於倒數三級（G2~G4）至倒數四級（G1~G4）之LED子陣列之順向電壓降間，電流I3經電流檢測電阻160產生的跨壓 $V_{160}$ 使雙載子接面電晶體B1迅速地切換於導通與截止，使旁通開關S10操作於調節態，以將通過LED子陣列G2、G3、G4之電流維持在電流I3。電流I3經電流檢測電阻160產生的跨壓 $V_{160}$ ，必使雙載子接面電晶體B3及B2恆導通，旁通開關S30及S20恆截止。直到輸入電壓克服所有的LED子陣列之順向電壓降，電流調節器120提供定電流I4點亮所有的LED子陣列G1~G4。

【0068】反之，於輸入電壓之下半周期的下降緣，隨著電壓下降，旁通開關S10、S20及S30分別受到雙載子接面電晶體B1、B2及B3的控制，逐級導通，使得LED子陣列G1、G2、G3及G4逐級熄滅。此外，利用正弦電壓補償器(電阻R1及電阻R2)汲取輸入電源之線電壓之波形，藉以修飾線電流波形的原理皆已經說明於前，而不再贅述。

【0069】圖3B所示為依照圖1A之具有LED光引擎的電子控制裝置的另一具體電路示意圖。與圖2B的差異在於，並聯調節器X1、X2及X3由雙載子接面電晶體B1、B2及B3取代。雙載子接面電晶體B1、B2及B3的作用相似於圖3A，其作用機制已說明於前而不再贅述。

【0070】於本發明一實施例，可藉由調整通過電流檢測電阻160之電流，調整通過LED子陣列的電流，進而調整LED子陣列的亮度。圖4A~4D繪示依照圖1A之LED光引擎的電子控制裝置，用以說明具有調光功能之實施例的調光策略。於某些實施例中，圖4A~4D之共享電流感測與調變單元160a~160d，為圖1A~1B之電流檢測電阻160的幾種具體形式，藉由通過共

享電流感測與調變單元160a~160d的電流近似於點亮之LED陣列的電流，可調控共享電流感測與調變單元160a~160d的阻值以調控點亮之LED陣列的電流，據以控制點亮之LED子陣列的亮度。共享電流感測與調變單元160a~160d可應用於本發明任一實施例中，取代電流檢測電阻160的方塊圖，使得通過LED陣列的電流近似於通過共享電流感測與調變單元160a~160d，以提供簡化調光機制之LED光引擎的電子控制裝置。

【0071】請先參考圖4A實施例中，共享電流感測與調變單元160a含有電晶體之壓控電阻(voltage controlled resistance)，包括脈衝寬度調變 (Pulse Width Modulation, PWM) 單元PWM、電阻R15、電阻R16、分壓電阻Rm1及Rm2、電容Cf、金氧半場效電晶體(MOSFET)M16及電壓追隨器(Voltage Follower)F。脈衝寬度調變單元PWM可提供脈衝寬度調變訊號，透過遙控裝置(例如手機、遙控器等)的藍牙功能以微波傳輸，例如遙控裝置中設置有天線的發送器(Transmitter)，且照明裝置之電路架構中設置有天線的接收器(Receiver)，脈波訊號藉由遙控裝置的發射與照明裝置的接收作傳遞。或者，脈衝寬度調變也可為內建之訊號產生器(Signal generator)所產生。

【0072】在頻率不變的狀態下，藉由調整脈衝寬度調變訊號的工作週期，可調整訊號的整體平均電壓值上升或下降。然後，透過天線傳遞或內建產生之脈衝寬度調變訊號，通過由電阻R16及電容Cf組成的低通濾波器後，輸出類比訊號至電壓追隨器F，以將此類比訊號轉而傳遞至金氧半場效電晶體M16。電壓追隨器F可確保類比訊號的傳遞不失真，其本身不汲取電流，可提供足夠的電流驅動金氧半場效電晶體M16，且不會對電路造成負載效應。

【0073】金氧半場效電晶體M16作為一壓控電阻，其閘源極間接收分壓電阻Rm1及Rm2提供的類比訊號而使汲極與源極間的通道形成，產生對應放

大的電流，此放大的電流反比於金氧半場效電晶體M16的阻值。亦即，金氧半場效電晶體M16的阻值是可以被調控的，而通過金氧半場效電晶體M16的電流，約為通過LED子陣列的電流。故，藉由調整脈衝寬度調變訊號的工作週期，可調整訊號的整體平均電壓值，以控制金氧半場效電晶體M16的阻值，調變通過金氧半場效電晶體M16的電流（近似於通過LED子陣列的電流），如此，可控制通過LED子陣列的電流，據以調節照明亮度。上述實施例中，也可以使用接面場效電晶體(JFET)等其他壓控電阻，取代如金氧半場效電晶體，其工作原理相近，容此不多贅述。

**【0074】**請接著參照圖4B，共享電流感測與調變單元160b含有電晶體作為開關，包括脈衝寬度調變單元PWM、電阻R15、電阻Rp、雙載子接面電晶體(BJT)B16。於此實施例中，脈衝寬度調變單元PWM之訊號經電阻Rp，作為一電流訊號提供雙載子接面電晶體(BJT)B16之基極，藉以調變雙載子接面電晶體B16的導通或截止，藉以調控通過LED子陣列之平均電流。如此，即可調控各段LED子陣列之亮度。

**【0075】**請接著參照圖4C，共享電流感測與調變單元160c含有電晶體作為開關，包括脈衝寬度調變單元PWM、電阻R15、分壓電阻Rm1及Rm2、金氧半場效電晶體M16。於此實施例中，脈衝寬度調變單元PWM之訊號經分壓電阻Rm1及Rm2，作為一電壓訊號提供金氧半場效電晶體M16之閘源極，以調變金氧半場效電晶體M16的導通或截止，控制通過LED子陣列之平均電流，調控各段LED子陣列之亮度。

**【0076】**請接著參照圖4D，共享電流感測與調變單元160d係電位計(亦即，可變電阻)。藉由調變電位計的阻值，控制通過電位計的電流，據以調控通過LED子陣列的電流，據以調節照明亮度。

【0077】綜上，本發明上述實施例之調光機制，假設忽略流至旁通開關S1~S3的電流，則流經共享電流感測與調變單元160a~160d的電流可近似於流至被點亮之LED子陣列的電流，藉由調變通過共享電流感測與調變單元160a~160d的電流來控制被點亮之LED子陣列的亮度。並且，隨著一周期前半之電壓波形上升緣，線電流隨之上升，LED子陣列逐級點亮，且點亮LED子陣列之電流隨之上升。隨著一周期後半之電壓波形下降緣，線電流隨之下降，LED子陣列逐級熄滅，且點亮LED子陣列之電流隨之下降。

【0078】圖5A所示為依照圖1A之具有LED光引擎的電子控制裝置的另一具體電路示意圖。與圖2A的差異在於，於此實施例之旁通開關S15、S25及S35包括的金氧半場效電晶體(Metal-Oxide-Semiconductor FET, MOSFET)為增強型，亦即，旁通開關S15、S25及S35係常開開關(normally open switches)，在其閘源極未施加電壓或所施加的電壓小於閥值電壓時，旁通開關截止，當其閘源極施加之電壓大於或等於閥值電壓時，旁通開關導通。

【0079】旁通開關S15、S25及S35係常開開關，需先建立初始狀態，使得旁通開關S15、S25及S35得以導通。於實施例中，分別設置啟動電阻Ra1~Ra3於旁通開關S15、S25及S35之閘極與汲極間。於一輸入電壓之周期之前半(上升緣)，當輸入電壓克服最後一級LED子陣列的順向電壓降時，第一級之啟動電阻Ra1可以汲取輸入電壓至旁通開關S15之閘極，以對旁通開關S15之閘源極間的電容(未繪示出)充電，使得旁通開關S15導通，電流經旁通開關S15之源極流至旁通開關S25之汲極，第二級之旁通開關S25的汲極所連接之啟動電阻Ra2接著對旁通開關S25之閘源極間的電容充電，使得旁通開關S25導通。以此方式，直至最後一級旁通開關S35導通而進入調節態，以將電流調控在電流I1，電流I1經旁通開關S15、S25及S35流

至最後一級LED子陣列G4，最後流至電流檢測電阻160。詳細之點亮LED子陣列的機制已經說明於前，不再贅述。

【0080】於一輸入電壓之周期後半(下降緣)，當輸入電壓下降至不足以克服全部之LED陣列的順向電壓降，但仍克服倒數三級LED子陣列G4、G3及G2的順向電壓降( $V_{G4}+V_{G3}+V_{G2}$ )，電流檢測電阻160之跨壓 $V_{160}$ 使並聯調節器X1導通，旁通開關S15之源極電壓經二極體D1與電阻Rd1的迴路拉低，使旁通開關S15截止。當輸入電壓下降至不足以克服倒數三級LED子陣列G4、G3及G2的順向電壓降( $V_{G4}+V_{G3}+V_{G2}$ )，但克服最後二級LED子陣列G4及G3的順向電壓降( $V_{G4}+V_{G3}$ )時，電流檢測電阻160之跨壓 $V_{160}$ 使並聯調節器X2導通，旁通開關S25之源極電壓經二極體D2與電阻Rd2的迴路拉低，使旁通開關S25截止，以此類推，以逐級熄滅LED子陣列。熄滅LED子陣列的機制已經說明於前，不再贅述。

【0081】圖5B所示為依照圖1A之具有LED光引擎的電子控制裝置的另一具體電路示意圖。此實施例與圖5A的相同處不多贅述，差異在於，增強型旁通開關S15、S25及S35的操作狀態，係受到雙載子接面電晶體P4、P5及P6的導通與否來控制。於圖5B中，當旁通開關S15、S25及S35之常開開關，受到輸入電壓經由啟動電阻Ra1~Ra3建立初始狀態後，旁通開關S15及S25進入導通態且旁通開關S35為調節態。此為最後一級LED子陣列G4的點亮方式，依此方式，隨輸入電壓的上升，可逐級點亮LED子陣列。

【0082】於一輸入電壓之周期之後半(下降緣)，當輸入電壓下降至不足以克服全部之LED陣列的順向電壓降，但仍克服倒數三級LED子陣列G4、G3及G2的順向電壓降( $V_{G4}+V_{G3}+V_{G2}$ )，電流檢測電阻160之跨壓 $V_{160}$ 使並聯調節器X1導通，雙載子接面電晶體P4導通，旁通開關S15之閘極電壓被拉低(pulled low)，旁通開關S15截止。當輸入電壓下降至不足以克服倒數三級

LED子陣列G4、G3及G2的順向電壓降( $V_{G4}+V_{G3}+V_{G2}$ )，但克服最後二級LED子陣列G4及G3的順向電壓降( $V_{G4}+V_{G3}$ )時，電流檢測電阻160之跨壓 $V_{160}$ 使並聯調節器X2導通，雙載子接面電晶體P2導通，旁通開關S25之閘極電壓被拉低，旁通開關S25截止，以此類推，以逐級熄滅LED子陣列。

【0083】圖6A及6B所示為依照圖1A之具有LED光引擎的電子控制裝置的不同實施例示意圖。圖6A及6B之實施例與圖5A及5B的差異在於，利用雙載子接面電晶體B1、B2及B3取代並聯調節器X1、X2及X3。於圖6A利用例如為npn型之雙載子接面電晶體B1、B2及B3的導通或截止，分別控制二極體D1與電阻Rd1之迴路、二極體D2與電阻Rd2之迴路及二極體D3與電阻Rd3之迴路的形成與否，以控制旁通開關的截止或導通。於圖6B利用雙載子接面電晶體B1、B2及B3的導通或截止，分別控制例如為pnp型之雙載子接面電晶體P4、P5及P6的導通或截止，以控制旁通開關S15、S25及S35的截止或導通。

【0084】圖7A及7B所示為依照圖1A之具有LED光引擎的電子控制裝置的一具體電路示意圖。與圖5A及5B的差異在於，LED光引擎的電子控制裝置更包括一電壓調節器陣列，適用於前述任一實施例之電路結構，其包括複數個電壓調節電路180、182及184，分別用以穩定旁通開關S15、S25及S35之導通狀態。圖7A及7B所例示之電壓調節電路180、182及184，可應用於本發明任何一實施例。

【0085】以電壓調節器180為例作說明，其包括電阻Rv1、齊納二極體Z4、雙載子接面電晶體B7及電容C1。當輸入電壓由整流器100整流後，經電流調節器120輸出，供應至雙載子接面電晶體B7之集極，透過電阻Rv1至齊納二極體Z4，以將電壓維持在齊納電壓 $V_{Z4}$ 。此時，耦接於雙載子接面電晶體B7之射極的電容C1兩端的電壓 $V_{C1}$ ，等於齊納電壓 $V_{Z4}$ 與雙載子接面電

晶體B10之基射極間電位差 $V_{BE,10}$ 的差值(即 $V_{C1}=V_{Z4}-V_{BE,10}$ )。電壓調節器182及電壓調節器184與電壓調節器180的原理相似，不再贅述。藉由電壓調節器180、182及184，可以提供定電壓 $V_C$ 經電阻Ra1~Ra3至增強型旁通開關S15、S25及S35的閘極，以對閘源極間的電容充電，建立旁通開關S15~S35之通道形成的初始狀態。如此一來，即便於輸入電壓之週期的下降緣(Falling Edge)，仍可以穩定地維持旁通開關S15、S25及S35。

【0086】圖8A~8G所示為依照圖1A之LED光引擎的電子控制裝置，更包括不同之線電壓調整率緊縮器(line regulation tightener)的電路示意圖。圖9A所示為依照圖1A及圖8A、8B或8C之LED光引擎的電子控制裝置，於線電壓調整率緊縮器設置前後，其輸入電壓( $V_{IN}$ )的有效值、通過LED子陣列之電流( $I_{LED}$ )相對於時間軸(t)的波形比較圖。圖9A之(a)、(b)及(c)部份分別表示線電壓調整率緊縮器設置前，輸入電壓的有效值於105V、120V及135V時的波形比較圖，圖9A之(d)、(e)及(f)部份分別表示線電壓調整率緊縮器設置後，輸入電壓的有效值於105V、120V及135V時的波形比較圖。

【0087】一般來說，輸入電壓經過整流後的有效值可設計為120伏特(V) $\pm 15V$ ，其中 $\pm 15V$ 為可容許的誤差範圍。於一週期內，將通過LED子陣列之電流 $I_{LED}$ 對時間( $t_0 \sim t_T$ )的積分除以一週期時間( $t_T - t_0$ )為平均電流 $I_{ave}$ ( $t_0$ 為週期起點， $t_T$ 為週期終點)，此平均電流 $I_{ave}$ 會與輸入電壓的有效值正相關(positively correlated)。請先參考圖9A，於線電壓調整率緊縮器設置前，若以(b)部份之輸入電壓的有效值為120V為基準，則(a)部份中，輸入電壓的有效值較小(105V)， $I_{LED}$ 與時間的積分面積較小，平均電流也較小，點亮之LED子陣列較暗，(c)部份中，輸入電壓的有效值較大(135V)， $I_{LED}$ 與時間的積分面積較大，平均電流也較大，點亮之LED子陣列較亮。如此一來，於輸入電壓的有效值之誤差範圍內，通過LED子陣列



之平均電流 $I_{ave}$ 會隨之變動，使得點亮之LED子陣列的亮度也會隨誤差值作變動而變得不穩定。

【0088】圖8A~8G的實施例提出各線電壓調整率緊縮器140a~140c、145a及148a，用以穩定通過LED子陣列之平均電流 $I_{LED}$ 落在可允許的範圍內，確保點亮之LED子陣列的亮度不隨輸入電壓的有效值變異而有大幅度的變動。舉例來說，若交流輸入電壓有效值落在可允許的範圍 $V_{IN,NOM} \pm 15V$ 內 ( $V_{IN,NOM}$ 為標稱電壓， $\pm 15V$ 為電壓容差)，且線電壓調整率緊縮器設置後，使得通過LED子陣列之平均電流落在可允許的範圍 $I_{LED,NOM} \pm 5\%$ 內 ( $I_{LED,NOM}$ 為標稱電流， $\pm 5\%$ 為電流容差)，則可稱LED光引擎在可允許的交流輸入電壓有效值範圍為 $V_{IN,NOM} \pm 15V$ 的前提下，具有之線電壓調整率為 $\pm 5\%$ 。換句話說，在此種線電壓調整率緊縮器的作用下，只要交流輸入電壓有效值落在可允許的範圍 $V_{IN,NOM} \pm 15V$ 內，通過LED子陣列之平均電流將會被調整在可允許的 $I_{LED,NOM} \pm 5\%$ 的範圍內。

【0089】請先參考圖8A，電流調節器120耦接於一線電壓調整率緊縮器140a，包括金氧半場效電晶體 $M_e$ 、電阻 $Re1$ 、電阻 $Re2$ 、電阻 $Re3$ 、電阻 $Re4$ （電阻 $Re3$ 與電阻 $Re4$ 為電壓偵測分壓電阻）、齊納二極體 $Z_e$ 與作為電壓偵測之並聯調節器 $X_e$ （或雙載子電晶體）。金氧半場效電晶體 $M_e$ 之汲極透過一電阻 $Re1$ 耦接於電流調節器120，金氧半場效電晶體 $M_e$ 之閘極透過電阻 $Re2$ 耦接於電流調節器120，齊納二極體 $Z_e$ 與並聯調節器 $X_e$ 耦接於金氧半場效電晶體 $M_e$ 的閘極與源極間，並聯調節器 $X_e$ 之參考極與陽極間設置一電阻 $Re4$ 。

【0090】請同時參考圖8A及圖9A，假設忽略正弦電壓補償器（ $R1$ 及 $R2$ ）以及電流檢測電阻160兩端的跨壓 $V_{160}$ 。當輸入電壓 $v_i$ 克服所有LED子陣列的順向電壓降 ( $v_i > V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G$ )，且  $(v_i - V_G) \times \frac{Re4}{Re3 + Re4} < V_{th,X_e}$  時（定

義  $V_{th_{Xe}}$  為並聯調節器Xe的閾值電壓），並聯調節器Xe截止，啟動電阻Re2提供金氧半場效電晶體Me之閘極電位而使之導通，此時，電阻Rx與Re1並聯（阻值為  $R_x \parallel Re1$ ），通過LED子陣列的電流由I3上升至  $I4^H = \frac{V_{th_X}}{R_x \parallel Re1}$

（對應至圖9A(d)、(e)及(f)部份的時間t4），定義  $V_{th_X}$  為電流調節器120中並聯調節器X的閾值電壓，並聯調節器X偵測並聯電阻Rx與Re1的阻值而操作於調節態，使金氧半場效電晶體M對應地操作於調節態，以將電流穩定在  $I4^H$ 。隨輸入電壓vi繼續上升至克服所有LED子陣列的順向電壓降

$(v_i > V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G)$ ，且  $(v_i - V_G) \times \frac{Re4}{Re3 + Re4} \geq V_{th_{Xe}}$  時，並聯調節器Xe

導通，金氧半場效電晶體Me之閘極電位被拉低而截止，此時，電阻Rx的阻值較阻值  $R_x \parallel Re1$  更高，通過LED子陣列的電流由  $I4^H$  降至  $I4^L$ （對應至圖9A(e)、(f)及(g)部份的時間t4'）。此時，並聯調節器X操作於調節態，且金氧半場效電晶體M對應地操作於調節態，通過LED子陣列的電流穩定維持在  $I4^L = \frac{V_{th_X}}{R_x}$ ，直到輸入電壓開始下降至  $(v_i - V_G) \times \frac{Re4}{Re3 + Re4} < V_{th_{Xe}}$  時，並

聯調節器Xe又截止，金氧半場效電晶體Me導通，電阻Rx與Re1並聯（ $R_x \parallel Re1$ 的阻值小於Rx），通過LED子陣列的電流由  $I4^L$  上升至  $I4^H$ （時間t5'），通過LED子陣列的電流穩定在  $I4^H$ ，直到輸入電壓vi繼續下降無法克服所有LED子陣列的順向電壓降  $(v_i < V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G)$ ，通過LED子陣列的電流由  $I4^H$  下降至I3（時間t5）。

**【0091】** 請接著參考圖8B，電流調節器120之金氧半場效電晶體M的閘源極間耦接二極體Dx，且金氧半場效電晶體M的閘極耦接線電壓調整率緊縮器140b。線電壓調整率緊縮器140b包括金氧半場效電晶體Mf1、金氧半場效電晶體Mf2、雙載子接面電晶體Bf、電阻Rf1、電阻Rf2、電阻Rf3、電阻Rf4、電阻Rf5、電阻Rf6、電阻Rf7（電阻Rf6與電阻Rf7為電壓偵測分壓電

阻)、電阻Rf8、齊納二極體Zf1、齊納二極體Zf2與作電壓偵測之用的並聯調節器Xf(或雙載子電晶體)。

【0092】請同時參考圖8B及圖9A，假設忽略正弦電壓補償器(R1及R2)。當輸入電壓 $v_i$ 克服所有LED子陣列的順向電壓降( $v_i > V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G$ )，且 $v_i \times \frac{Rf7}{Rf6 + Rf7} < V_{th_{Xf}}$ 時(定義 $V_{th_{Xf}}$ 為並聯調節器Xf的閾值電壓)，並聯調節器Xf截止，啟動電阻Rf5提供金氧半場效電晶體Mf2之閘極電位而使之導通，此時，金氧半場效電晶體Mf1截止，雙載子接面電晶體Bf之基極與射極間所接收的電壓 $V_{be1, Bf}$ 為電流檢測電阻160之跨壓 $V_{160}$ 經過串聯之電阻Rf1及Rf2與電阻Rf3的分壓，設計此分壓不足以使雙載子接面電晶體Bf導通。因此，二極體Dx的迴路無法形成，通過LED子陣列的電流由電流調節器120作調節(電流受到電阻Rx規劃)，通過LED子陣列的電流由 $I3$ 上升至 $I4^H = \frac{V_{th_{Xf}}}{R_x}$ (對應至圖9A(d)、(e)及(f)部份的時間 $t4$ )。

【0093】隨輸入電壓 $v_i$ 繼續上升至克服所有LED子陣列的順向電壓降( $v_i > V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G$ )時， $v_i \times \frac{Rf7}{Rf6 + Rf7} \geq V_{th_{Xf}}$ ，並聯調節器Xf導通，金氧半場效電晶體Mf2之閘極電位被拉低而截止，金氧半場效電晶體Mf1(電壓偵測旁通開關)導通而將電阻Rf2旁通(bypass)，此時，雙載子接面電晶體Bf之基極與射極間所接收的電壓 $V_{be2, Bf}$ 為電流檢測電阻160之跨壓 $V_{160}$ 經過串聯之電阻Rf1與電阻Rf3的分壓，此分壓可使雙載子接面電晶體Bf導通，使得金氧半場效電晶體M截止，輸入電流往下降，又使雙載子接面電晶體Bf截止。雙載子接面電晶體Bf如此快速地切換於導通與截止間而操作於調節態，使金氧半場效電晶體M切換於截止與導通間而操作於調節態，通過LED子陣列的電流由 $I4^H$ 降至 $I4^L = \left(1 + \frac{Rf1}{Rf3}\right) \frac{V_{be2, Bf}}{R30 + R20 + R10}$ (對應至

圖9A(d)、(e)及(f)部份的時間 $t_4'$ )，定義 $V_{be, bf}$ 為雙載子接面電晶體Bf的閾值電壓。通過LED子陣列的電流穩定維持在 $I_4^L$ ，使得電阻Rx兩端的電壓不足以導通並聯調節器X，電流受到線電壓調整率緊縮器140b的調節（電流受到電阻Rf3規劃），直到輸入電壓開始下降至 $v_i \times \frac{Rf7}{Rf6 + Rf7} < V_{th, Xf}$ 時，並聯調節器Xf又截止，金氧半場效電晶體Mf2導通，金氧半場效電晶體Mf1截止，通過LED子陣列的電流由 $I_4^L$ 上升至 $I_4^H$ （時間 $t_5'$ ），通過LED子陣列的電流穩定在 $I_4^H$ ，直到輸入電壓 $v_i$ 繼續下降無法克服所有LED子陣列的順向電壓降( $v_i < V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G$ )，通過LED子陣列的電流由 $I_4^H$ 下降至 $I_3$ （時間 $t_5$ ）。

【0094】請接著參考圖8C，電流調節器120之金氧半場效電晶體M的閘源極間耦接二極體Dx，且金氧半場效電晶體M的閘極耦接線電壓調整率緊縮器140c。線電壓調整率緊縮器140c包括光電耦合元件Pf、雙載子接面電晶體Bh、電阻Rt1、電阻Rt2、電阻Rt3、電阻Rt4、電阻Rt5、電阻Rt6（電阻Rt5與電阻Rt6為電壓偵測分壓電阻）、電阻Rt7與作為電壓偵測的並聯調節器Xh(或雙載子電晶體)。光電耦合元件Pf包含光二極體Dp與光電晶體Bp（電壓偵測旁通開關），光二極體Dp之陽極耦接電壓源Vcc。當光二極體Dp導通時發光，可使光電晶體Bp對應導通。

【0095】請同時參考圖8C及圖9A，假設忽略正弦電壓補償器（R1及R2）。當輸入電壓 $v_i$ 克服所有LED子陣列的順向電壓降( $v_i > V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G$ )，且 $v_i \times \frac{Rt6}{Rt6 + Rt5} < V_{th, Xh}$ 時（定義 $V_{th, Xh}$ 為並聯調節器Xh的閾值電壓），並聯調節器Xh截止，光二極體Dp無迴路，光電晶體Bp截止，雙載子接面電晶體Bh之基極與射極間所接收的電壓 $V_{be1, Bh}$ 為電流檢測電阻160之跨壓 $V_{160}$ ，經過串聯之電阻Rt1及Rt2與電阻Rt3的分壓，設計此分壓不足以使雙載子接面電晶體Bh導通。因此，二極體Dx的迴路無法

形成，通過LED子陣列的電流由電流調節器120作調節（電流受到電阻 $R_x$ 規劃），通過LED子陣列的電流由 $I_3$ 上升至 $I_4^H = \frac{V_{th_x}}{R_x}$ （對應至圖9A(d)、

(e)及(f)部份的時間 $t_4$ ）。

【0096】隨輸入電壓 $v_i$ 繼續上升至克服所有LED子陣列的順向電壓降

( $v_i > V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G$ )時， $(v_i - V_G) \times \frac{R_{t6}}{R_{t6} + R_{t5}} \geq V_{th_{xh}}$ ，並聯調節器 $X_h$ 導

通，光二極體 $D_p$ 導通，光電晶體 $B_p$ 導通而將電阻 $R_{t2}$ 旁通。此時，雙載子

接面電晶體 $B_h$ 之基極與射極間所接收的電壓 $V_{be_{2,Bh}}$ 為電流檢測電阻160之

跨壓 $V_{160}$ 經過串聯之電阻 $R_{t1}$ 與電阻 $R_{t3}$ 的分壓，此分壓可使雙載子接面電

晶體 $B_h$ 導通，使得金氧半場效電晶體 $M$ 截止，輸入電流往下降，又使雙載

子接面電晶體 $B_h$ 截止。雙載子接面電晶體 $B_h$ 如此操作於調節態，使金氧半

場效電晶體 $M$ 對應地操作於調節態，電流由 $I_4^H$ 降至

$$I_4^L = \left(1 + \frac{R_{f1}}{R_{f3}}\right) \frac{V_{be_{2,Bh}}}{R_{30} + R_{20} + R_{10}} \quad (\text{對應至圖9A(d)、(e)及(f)部份的時間}t_4')$$

定義 $V_{be_{2,Bh}}$ 為雙載子接面電晶體 $B_h$ 的閾值電壓。通過LED子陣列的電流穩

定維持在 $I_4^L$  (其中電流 $I_4^H > I_4^L > I_3$ )，使電阻 $R_x$ 兩端的電壓不足以導通並聯

調節器 $X$ ，電流主要受到線電壓調整率緊縮器140c的調節（電流受到電阻 $R_{t3}$ 規劃）。當輸入電壓下降至 $v_i \times \frac{R_{t6}}{R_{t6} + R_{t5}} < V_{th_{xh}}$ 時，並聯調節器 $X_h$ 又截

止，光電晶體 $B_p$ 截止，雙載子接面電晶體 $B_h$ 截止，通過LED子陣列的電流

由 $I_4^L$ 上升至 $I_4^H$ （時間 $t_5'$ ），通過LED子陣列的電流由電流調節器120穩定

在 $I_4^H$ ，直到輸入電壓 $v_i$ 繼續下降無法克服所有LED子陣列的順向電壓降

( $v_i < V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G$ )，通過LED子陣列的電流由 $I_4^H$ 下降至 $I_3$ （時間 $t_5$ ）。

【0097】綜上所述，於圖8A~8C與圖9A之實施例中，通過LED子陣列的電

流 $I_0$ ~ $I_3$ 在線電壓調整率緊縮器140a、140b或140c設置後（圖9A之(d)、(e)

及(f)部份的波形)與線電壓調整率緊縮器140a、140b或140c設置前(圖9A之(a)、(b)及(c)部份的波形)實質上相同。線電壓調整率緊縮器140a、140b或140c的設置主要係改變輸入電壓克服所有LED子陣列的順向電壓降時，將通過LED子陣列的電流 $I_4$ 劃分為 $I_4^H$ 與 $I_4^L$ ，且 $I_4 = I_4^H > I_4^L > I_4 > I_3 > I_2 > I_1$ 。輸入電壓 $v_i$ 的有效值越高時，輸入電壓 $v_i$ 的波形於上升緣(rising edge)及下降緣(falling edge)斜率越大，表示通過LED子陣列的電流 $I_4^H$ 經過的時間 $t_4$ 至 $t_4'$ 間隔越短，故通過LED子陣列的電流 $I_4^L$ 的時間 $t_4'$ 至 $t_5'$ 間隔越長。因此，可以調整通過LED子陣列的電流 $I_{LED}$ 與時間的積分面積，穩定平均電流而不受輸入電壓 $v_i$ 的有效值影響。

【0098】請接著參考圖8D~8G之電路圖與圖9B之波形圖，圖8D~8G之LED光引擎電子控制裝置，係依照圖8A之LED光引擎電子控制裝置的架構，改變其中線電壓調整率緊縮器的實施架構。當然，圖8D~8G之線電壓調整率緊縮器的實施架構也可以應用於圖8B或8C之LED光引擎電子控制裝置的架構。

【0099】請先參考圖8D，電流調節器120耦接於一第一線電壓調整率緊縮器140a及一第二線電壓調整率緊縮器145a。第一線電壓調整率緊縮器140a包括金氧半場效電晶體 $M_e$ 、電阻 $R_{e1}$ 、電阻 $R_{e2}$ 、電阻 $R_{e3}$ 、電阻 $R_{e4}$ (電阻 $R_{e3}$ 與電阻 $R_{e4}$ 為電壓偵測分壓電阻)、齊納二極體 $Z_e$ 與作為電壓偵測之並聯調節器 $X_e$ (或雙載子電晶體)。第二線電壓調整率緊縮器140b包括金氧半場效電晶體 $M_j$ 、電阻 $R_{j1}$ 、電阻 $R_{j2}$ 、電阻 $R_{j3}$ 、電阻 $R_{j4}$ (電阻 $R_{j3}$ 與電阻 $R_{j4}$ 為電壓偵測分壓電阻)、齊納二極體 $Z_j$ 與作為電壓偵測之並聯調節器 $X_j$ (或雙載子電晶體)。金氧半場效電晶體 $M_j$ 之汲極透過一電阻 $R_{j1}$ 耦接於電流調節器120，金氧半場效電晶體 $M_j$ 之閘極透過電阻 $R_{j2}$ 耦接於電流調節器

120，齊納二極體Z<sub>j</sub>與並聯調節器X<sub>j</sub>耦接於金氧半場效電晶體M<sub>j</sub>的閘極與源極間，並聯調節器X<sub>j</sub>之參考極與陽極間設置一電阻R<sub>j4</sub>。

【0100】請同時參考圖8D及圖9B，假設忽略正弦電壓補償器（R<sub>1</sub>及R<sub>2</sub>）。當輸入電壓v<sub>i</sub>克服所有LED子陣列的順向電壓降

$$(v_i > V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G), \text{ 同時, } (v_i - V_G) \times \frac{Re4}{Re3 + Re4} < V_{th_{Xe}} \text{ 且}$$

$$(v_i - V_G) \times \frac{Rj4}{Rj3 + Rj4} < V_{th_{Xj}} \text{ (定義 } V_{th_{Xe}} \text{ 為並聯調節器Xe的閥值電壓, } V_{th_{Xj}} \text{ 為並}$$

聯調節器X<sub>j</sub>的閥值電壓, 其中,  $V_{th_{Xe}}$  與  $V_{th_{Xj}}$  可以相同或相近, 且

$$\frac{Rj4}{Rj3 + Rj4} > \frac{Re4}{Re3 + Re4} \text{ ) , 此時, 並聯調節器Xe截止, 啟動電阻Re2提供金氧}$$

半場效電晶體Me之閘極電位而使之導通, 並且, 並聯調節器X<sub>j</sub>截止, 啟動

電阻R<sub>j2</sub>提供金氧半場效電晶體M<sub>j</sub>之閘極電位而使之導通, 此時, 電阻R<sub>x</sub>

與Re<sub>1</sub>及R<sub>j1</sub>並聯(阻值為R<sub>x</sub> || Re<sub>1</sub> || R<sub>j1</sub>), 通過LED子陣列的電流由I<sub>3</sub>上

$$\text{升至 } I_4^H = \frac{V_{th_X}}{R_x // Re1 // Rj1} \text{ (對應至圖9B(d)、(e)及(f)部份的時間} t_4 \text{), 定義}$$

$V_{th_X}$  為電流調節器120中並聯調節器X的閥值電壓, 並聯調節器X偵測並聯

之電阻R<sub>x</sub>、Re<sub>1</sub>與R<sub>j1</sub>的阻值而操作於調節態, 使金氧半場效電晶體M對應

地操作於調節態, 以將電流穩定在I<sub>4</sub><sup>H</sup>。

【0101】當輸入電壓v<sub>i</sub>克服所有LED子陣列的順向電壓降

$$(v_i > V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G), \text{ 同時, } (v_i - V_G) \times \frac{Re4}{Re3 + Re4} < V_{th_{Xe}} \text{ 且}$$

$$(v_i - V_G) \times \frac{Rj4}{Rj3 + Rj4} \geq V_{th_{Xj}} \text{ ( } V_{th_{Xe}} \text{ 為並聯調節器Xe的閥值電壓, } V_{th_{Xj}} \text{ 為並聯調}$$

節器X<sub>j</sub>的閥值電壓), 此時, 並聯調節器Xe截止, 啟動電阻Re<sub>2</sub>提供金氧

半場效電晶體Me之閘極電位而使之導通。並且, 並聯調節器X<sub>j</sub>導通, 金氧

半場效電晶體M<sub>j</sub>之閘極電位被拉低而截止。此時, 電阻R<sub>x</sub>與Re<sub>1</sub>並聯(阻

$$\text{值為 } R_x // Re1 \text{), 通過LED子陣列的電流由 } I_4^H \text{ 下降至 } I_4^M = \frac{V_{th_X}}{R_x // Re1} \text{ (對應}$$

至圖9B(d)、(e)及(f)部份的時間t<sub>41</sub>), 定義 $V_{th_X}$  為電流調節器120中並聯調

節器X的閾值電壓，並聯調節器X偵測並聯之電阻Rx與Re1的阻值而操作於調節態，使金氧半場效電晶體M對應地操作於調節態，以將電流穩定在 $I4^M$ 。

【0102】隨輸入電壓 $v_i$ 繼續上升至克服所有LED子陣列的順向電壓降( $v_i > V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G$ )，且 $(v_i - V_G) \times \frac{Re4}{Re3 + Re4} \geq V_{th_{Xe}}$  但 $(v_i - V_G) \times \frac{Rj4}{Rj3 + Rj4} \geq V_{th_{Xj}}$ 時，並聯調節器Xe及Xj均導通，金氧半場效電晶體Me及Mj之閘極電位均被拉低而截止。此時，電阻Rx的阻值較阻值Rx || Re1更高，通過LED子陣列的電流由 $I4^M$ 降至 $I4^L$ （對應至圖9B(d)、(e)及(f)部份的時間 $t_4$ ）。此時，並聯調節器X操作於調節態，使金氧半場效電晶體M對應地操作於調節態，通過LED子陣列的電流穩定維持在 $I4^L = \frac{V_{th_X}}{R_x}$ 。

【0103】於輸入電壓 $v_i$ 之後半週期，輸入電壓 $v_i$ 開始下降至 $(v_i - V_G) \times \frac{Re4}{Re3 + Re4} < V_{th_{Xe}}$ ，且 $(v_i - V_G) \times \frac{Rj4}{Rj3 + Rj4} \geq V_{th_{Xj}}$ ，但仍克服所有LED子陣列的順向電壓降( $v_i > V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G$ )時，並聯調節器Xe截止，金氧半場效電晶體Me導通。並且，並聯調節器Xj導通，金氧半場效電晶體Mj之閘極電位被拉低而截止。此時，電阻Rx與Re1並聯（阻值為Rx || Re1），通過LED子陣列的電流由 $I4^L$ 又上升至 $I4^M = \frac{V_{th_X}}{R_x // Re1}$ （對應至圖9B(d)、(e)及(f)部份的時間 $t_5$ ）。

【0104】當輸入電壓 $v_i$ 繼續下降至 $(v_i - V_G) \times \frac{Re4}{Re3 + Re4} < V_{th_{Xe}}$ ，且 $(v_i - V_G) \times \frac{Rj4}{Rj3 + Rj4} < V_{th_{Xj}}$ ，但仍克服所有LED子陣列的順向電壓降( $v_i > V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G$ )時，並聯調節器Xe與Xj均截止，金氧半場效電晶體Me與Mj均導通，電阻Rx、Re1與Rj1並聯（其中，Rx || Re1 || Rj1的阻值 $< Rx || Re1$ 的阻值 $< Rx$ 的阻值）而具有較低的等效電阻，使通過LED子陣列的電流由 $I4^M$ 上升至 $I4^H$ （時間 $t_5$ ），通過LED子陣列的電流穩定在 $I4^H$ ，



直到輸入電壓 $v_i$ 繼續下降無法克服所有LED子陣列的順向電壓降 ( $v_i < V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G$ )，通過LED子陣列的電流由 $I_4^H$ 下降至 $I_3$  (時間 $t_5$ )。

【0105】請參考圖8E，其繪示依照本發明另一實施例之線電壓調整率緊縮器140a的實施方式。圖8E之電流調節器120與線電壓調整率緊縮器140a的結構及實施方式相同或相似於圖8A之實施方式，主要差異在於圖8E之電流調節器120與線電壓調整率緊縮器140a設置於電流檢測電阻160與LED陣列之陰極端間。

【0106】於圖8E之實施例中，假設忽略正弦電壓補償器 (R1及R2) 以及電流檢測電阻160兩端的跨壓 $V_{160}$ ，電阻 $Re_3$ 與電阻 $Re_4$ (電壓偵測分壓電阻) 之節點主要係偵測輸入電壓 $v_i$ 克服所有LED子陣列的順向電壓降 ( $v_i > V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G$ ) 的時候，於此時期，旁通開關S1、S2及S3皆導通。電阻 $Re_3$ 與電阻 $Re_4$ 之節點所分到的電壓為輸入電壓 $v_i$ 扣除所有LED子陣列的順向電壓降 $V_G$ 後，於電阻 $Re_3$ 與電阻 $Re_4$ 作分壓(即， $(v_i - V_G) \times \frac{Re_4}{Re_3 + Re_4}$ )，此特徵與圖8A相近，表示圖8E之線電壓調整率緊縮器140a對於輸入電壓 $v_i$ 的偵測方式與圖8A的偵測方式相近，其調控方式容此不再贅述。換句話說，不論將電流調節器120與線電壓調整率緊縮器140a設置於輸入電壓 $v_i$ 端 (high side) 或接地端 (low side)，皆不影響其作用結果。

【0107】請接著參照圖8F之實施例中，線電壓調整率緊縮器146a可以包括旁路電阻 $Ra_5$ 、電壓偵測分壓電阻 (電阻 $Re_3$ 及電阻 $Re_4$ )、控制電路142及金氧半場效電晶體M5。假設忽略正弦電壓補償器 (R1及R2) 以及電流檢測電阻160兩端的跨壓 $V_{160}$ ，電阻 $Re_3$ 與電阻 $Re_4$ (電壓偵測分壓電阻) 之節點同時耦接於通過整流器100之輸入電壓 $v_i$ 以及控制電路142的輸入端，用

以偵測輸入電壓 $v_i$ ，並將輸入電壓 $v_i$ 之分壓供應至控制電路142。電流調節器120設於電流檢測電阻160與LED陣列之陰極端之間，電流調節器120中的金氧半場效電晶體M之源極，透過電阻Re5耦接於金氧半場效電晶體M5之汲極，且金氧半場效電晶體M5之閘極耦接至控制電路142的輸出端。

**【0108】**於此實施例中，當輸入電壓 $v_i$ 尚未克服所有LED子陣列的順向電壓降( $v_i < V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G$ )而處於相對低壓時，控制電路142偵測輸入電壓 $v_i$ 於電阻Re3與電阻Re4之節點分壓後，使金氧半場效電晶體M5恆導通，此時，並聯調節器X偵測電阻 $R_x \parallel Re5$ 的阻值後切換於導通與截止之間，使金氧半場效電晶體M對應地切換於截止與導通而進入調節態，通過LED子陣列的電流受到電阻 $R_x$ 並聯Re5的阻值( $R_x \parallel Re5$ )所控制。

**【0109】**當輸入電壓 $v_i$ 克服所有LED子陣列的順向電壓降( $v_i > V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G$ )而處於相對高壓時，此時的金氧半場效電晶體M5類似於可變電阻。控制電路142偵測輸入電壓 $v_i$ 於電阻Re3與電阻Re4之節點分壓後，使金氧半場效電晶體M5的通道由導通趨向截止。即，金氧半場效電晶體M5的通道電阻逐漸變大，此種阻值的改變為連續且平滑地變化。此時，電流調節器120調節通過LED子陣列的電流，此電流受到電阻 $R_x$ 及電阻Re5與金氧半場效電晶體M5之阻值( $R_{M5}$ )和的並聯電阻所控制，並聯之等效阻值為 $R_x \parallel (Re5 + R_{M5})$ ，且金氧半場效電晶體M5之阻值 $R_{M5}$ 會受到輸入電壓 $v_i$ 的變化而改變。換句話說，當輸入電壓 $v_i$ 克服所有LED子陣列的順向電壓降（處於相對高壓區）時，通過LED子陣列的電流受到等效阻值為 $R_x \parallel (Re5 + R_{M5})$ 所調控，等效阻值的範圍為 $R_x \parallel Re5 < R_x \parallel (Re5 + R_{M5}) < R_x$ 。當輸入電壓 $v_i$ 由( $v_i < V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G$ )甫上升至( $v_i > V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G$ )時，金氧半場效電晶體M5之通道阻值 $R_{M5}$ 最小（接近0），此時，具有最小之等效電阻值 $R_x \parallel (Re5 + R_{M5})$ ，僅略大於

$R_x \parallel R_{e5}$ 。隨著輸入電壓 $v_i$ 持續上升，金氧半場效電晶體M5的通道由導通趨向截止，且通道阻值 $R_{M5}$ 也逐漸變大，使得等效電阻值 $R_x \parallel$

$(R_{e5} + R_{M5})$ 也變大，通過LED子陣列的電流會逐漸減少。當輸入電壓 $v_i$ 繼續上升至金氧半場效電晶體M5的通道完全截止（ $R_{M5}$ 接近 $\infty$ ）而斷路，等效電阻值為 $R_x$ ，使得通過LED子陣列的電流受到電阻 $R_x$ 的阻值所控制。

【0110】請接著參照圖8G，電流調節器120耦接於線電壓調整率緊縮器148a。線電壓調整率緊縮器148a透過電阻 $R_{e1}$ 及電阻 $R_{k1}$ 耦接至電流調節器120的電阻 $R_x$ ，線電壓調整率緊縮器148a更包括金氧半場效電晶體 $M_e$ 及 $M_k$ ，電阻 $R_{e2}$ 、電阻 $R_{e3}$ 、電阻 $R_{e4}$ 、電阻 $R_{k2}$ 、電阻 $R_{k3}$ 及電阻 $R_{k4}$ ，並聯調節器 $X_e$ 及 $X_k$ ，齊納二極體 $Z_e$ 及 $Z_k$ 。於此實施例中，假設忽略正弦電壓補償器（ $R_1$ 及 $R_2$ ）以及電流檢測電阻160兩端的跨壓 $V_{160}$ ，當輸入電壓 $v_i$ 克服所有LED子陣列的順向電壓降（ $v_i > V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G$ ）且

$(v_i - V_G) \times \frac{R_{e4}}{R_{e3} + R_{e4}} < V_{th_{Xe}}$  但  $(v_i - V_G) \times \frac{R_{k4}}{R_{k3} + R_{k4}} < V_{th_{Xk}}$  時，（其中 $V_{th_{Xe}}$ 為並聯調節器 $X_e$ 的閾值電壓， $V_{th_{Xk}}$ 為並聯調節器 $X_k$ 的閾值電壓， $V_{th_{Xe}}$ 與 $V_{th_{Xk}}$ 相同或相近，且 $\frac{R_{e4}}{R_{e3} + R_{e4}} > \frac{R_{k4}}{R_{k3} + R_{k4}}$ ），並聯調節器 $X_e$ 及 $X_k$ 均截止，金氧半場

效電晶體 $M_e$ 及 $M_k$ 均導通，使得 $R_{e1}$ 及 $R_{k1}$ 均被旁通，使電流調節器120受控於最小的等效電阻 $R_x$ ，而提供最大的等效電流 $I_4^H$ 。

【0111】當輸入電壓 $v_i$ 上升至克服所有LED子陣列的順向電壓降

$(v_i > V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G)$ ，且 $(v_i - V_G) \times \frac{R_{e4}}{R_{e3} + R_{e4}} \geq V_{th_{Xe}}$  但

$(v_i - V_G) \times \frac{R_{k4}}{R_{k3} + R_{k4}} < V_{th_{Xk}}$  時，並聯調節器 $X_e$ 導通但並聯調節器 $X_k$ 截止，金

氧半場效電晶體 $M_e$ 截止但金氧半場效電晶體 $M_k$ 導通，使得 $R_{k1}$ 被旁通，等效電阻為電阻 $R_x$ 串聯電阻 $R_{e1}$ （電阻 $R_x + R_{e1}$ ），提供對應之等效電流 $I_4^M$ （電流 $I_4^M < I_4^H$ ）。

【0112】當輸入電壓 $v_i$ 繼續上升至克服所有LED子陣列的順向電壓降  
 $(v_i > V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4} = V_G)$ ， $(v_i - V_G) \times \frac{Re4}{Re3 + Re4} \geq V_{th_{Xe}}$  且  
 $(v_i - V_G) \times \frac{Rk4}{Rk3 + Rk4} \geq V_{th_{Xk}}$  時，並聯調節器 $Xe$ 及 $Xk$ 均導通，金氧半場效電晶  
 體 $Me$ 及 $Mk$ 均截止，使得等效電阻為電阻 $R_x$ 串聯電阻 $Re1$ 再串聯 $Rk1$ (電阻  
 $R_x + Re1 + Rk1$ )，對應之等效電流為 $I4^L$ (電流 $I4^L < I4^M < I4^H$ )。

【0113】於輸入電壓 $v_i$ 之後半段週期，輸入電壓 $v_i$ 開始往下降，使得並聯  
 調節器 $Xk$ 及 $Xe$ 由原本的導通狀態又相繼被截止，等效電阻由電阻值  
 $(R_x + Re1 + Rk1)$ 降低為電阻值 $(R_x + Re1)$ ，再將低至電阻值 $(R_x)$ ，如此一  
 來，對應的等效電流由 $I4^L$ 升高為 $I4^M$ 再升高至 $I4^H$ 。

【0114】請同時參考圖8D~8G與圖9B，於實施例中，通過LED子陣列的電  
 流 $I0$ ~ $I3$ 在線電壓調整率緊縮器140a、140a及145a、146a或148a設置後(圖  
 9B之(d)、(e)及(f)部份的波形)與線電壓調整率緊縮器140a、140a及145a、  
 146a或148a設置前(圖9B之(a)、(b)及(c)部份的波形)實質上相同，表示  
 線電壓調整率緊縮器140a、140a及145a、146a或148a的設置主要係改變輸  
 入電壓克服所有LED子陣列的順向電壓降時，將通過LED子陣列的電流 $I4$   
 劃分為 $I4^H$ 、 $I4^M$ 與 $I4^L$ ，且 $I4 = I4^H > I4^M > I4^L > I3 > I2 > I1$ 。輸入電壓 $v_i$ 的有效值  
 越高時，輸入電壓 $v_i$ 的波形於上升緣(rising edge)及下降緣(falling  
 edge)斜率越大，表示通過LED子陣列的電流 $I4^H$ 經過的時間 $t4$ 至 $t4_1$ 及 $t5_2$ 至  
 $t5$ 間隔越短，通過LED子陣列的電流 $I4^M$ 及/或 $I4^L$ 的時間 $t4_1$ 至 $t4_2$ 及 $t5_1$ 至 $t5_2$ 及  
 /或 $t4_2$ 至 $t5_1$ 間隔越長。因此，可以調整通過LED子陣列的電流 $I_{LED}$ 與時間的  
 積分面積，穩定平均電流而不受輸入電壓 $v_i$ 的有效值影響。於實施例中，  
 線電壓調整率緊縮器的數量可以為 $n$ 階，使得通過LED子陣列的電流 $I4$ 被劃  
 分為 $n+1$ 階。

【0115】 圖10A及10B所示為依照圖1A之LED光引擎的電子控制裝置的不同實施例之具體電路示意圖。請先參考圖10A，此LED光引擎的電子控制裝置包括複數個閃爍抑制電容Cg1、Cg2、Cg3及Cg4，與複數個二極體Dg1、Dg2、Dg3及Dg4，各個閃爍抑制電容Cg1、Cg2、Cg3及Cg4分別並聯於對應之外部LED子陣列G1、G2、G3及G4，且各個二極體Dg1、Dg2、Dg3及Dg4之陰極耦接至對應之外部LED子陣列G1、G2、G3及G4的陽極。於一實施例中，可以由非電解電容所組成M×N矩陣來實施閃爍抑制電容的實施態樣。舉例來說，可選擇使用非電解電容例如係陶瓷電容（ceramic capacitors）、鉭電容（tantalum capacitors）及固態電容（solid-state capacitors）等非電解電容，透過建立M列(row)的非電解電容來建立電壓額定（voltage rating），並透過N行(column)的非電解電容來建立電流額定（current rating），如此，可以避免使用短壽命的電解電容（electrolytic capacitor）。當然，若不考慮使用期限的長短，也可以選用電解電容作為閃爍抑制電容Cg1、Cg2、Cg3及Cg4。

【0116】 以下先說明於輸入電壓的第一次週期期間，閃爍抑制電容Cg1、Cg2、Cg3及Cg4在零初始狀態(即完全放電)下，LED子陣列的點亮與熄滅的方式。

【0117】 於一週期之前半，當旁通開關S15、S25及S35的通道建立而均導通成串聯之旁通開關列時，二極體Dg1~Dg4順偏，輸入電壓 $v_i$ 透過二極體Dg1~Dg4以分別對閃爍抑制電容Cg1~Cg4充電。於此階段，閃爍抑制電容Cg1~Cg4係串聯充電。直到當輸入電壓 $v_i$ 克服最後一級LED子陣列G4之順向電壓降( $V_{G4}$ )時，閃爍抑制電容Cg4充電至電壓 $V_{G4}$ 後維持於電壓 $V_{G4}$ 。此時，輸入電壓 $v_i$ 繼續透過二極體Dg1~Dg3以對閃爍抑制電容Cg1~Cg3充電，同時，輸入電流點亮G4並通過電流檢測電阻160。

【0118】當輸入電壓 $v_i$ 上升至克服倒數兩級LED子陣列G3及G4之順向電壓降( $V_{G3}+V_{G4}$ )，且介於LED子陣列G3及G4之順向電壓降( $V_{G3}+V_G$ )與LED子陣列G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )之間時，旁通開關S35截止，旁通開關S25轉為調節態，輸入電流經旁通開關S15至S25後，通過並點亮LED子陣列G3及G4，此時，閃爍抑制電容Cg3充電至電壓 $V_{G3}$ 後維持於電壓 $V_{G3}$ 。此時，輸入電壓 $v_i$ 持續透過二極體Dg1及Dg2對閃爍抑制電容Cg1及Cg2進行充電。

【0119】當輸入電壓 $v_i$ 上升至克服LED子陣列G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )，且介於LED子陣列G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )與第一至四級LED子陣列G1、G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G1}+V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )之間時，旁通開關S25及S35截止，旁通開關S15轉為調節態，輸入電流經旁通開關S15至LED子陣列G2、G3至LED子陣列G4以點亮LED子陣列G2、G3及G4，閃爍抑制電容Cg2充電至電壓 $V_{G2}$ 後維持於電壓 $V_{G2}$ 。此時，輸入電壓 $v_i$ 持續透過二極體Dg1對閃爍抑制電容Cg1進行充電。

【0120】直到輸入電壓 $v_i$ 上升至克服所有的LED子陣列G1、G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G1}+V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )時，閃爍抑制電容Cg1充電至電壓 $V_{G1}$ 後維持於電壓 $V_{G1}$ 。此時，由於雙載子界面電晶體B1、B2及B3皆處於導通狀態，旁通開關S15、S25及S35均截止，輸入電流經LED子陣列G1、G2及G3至LED子陣列G4，以點亮第一至四級LED子陣列G1、G2、G3及G4，並通過電流檢測電阻160。電流調節器120將通過LED子陣列G1、G2、G3至G4的電流維持在 $I_4$ 。

【0121】於一週期後半，輸入電壓 $v_i$ 開始下降至克服倒數三級LED子陣列G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )，且介於LED子陣列G2、G3及

G4之順向電壓降( $V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )與第一至四級LED子陣列G1、G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G1}+V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )之間，二極體Dg1逆偏，且閃爍抑制電容Cg1放電以點亮LED子陣列G1。此時，雙載子接面電晶體B2及B3皆處於導通狀態，旁通開關S25及S35均截止，旁通開關S15轉為調節態，輸入電流經旁通開關S15點亮倒數三級LED子陣列G2、G3及G4，並通過電流檢測電阻160，以將導通過LED子陣列G2、G3及G4的電流維持在I3。

【0122】隨輸入電壓 $v_i$ 繼續下降至克服倒數二級LED子陣列G3及G4之順向電壓降( $V_{G3}+V_{G4}$ )，且介於倒數二級LED子陣列G3及G4之順向電壓降( $V_{G3}+V_{G4}$ )與倒數三級LED子陣列G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )之間，二極體Dg1及Dg2逆偏。閃爍抑制電容Cg1及Cg2分別放電，以點亮LED子陣列G1及G2。此時，電流檢測電阻160之跨壓不足以導通雙載子接面電晶體B1，旁通開關S15轉為導通態。同時，雙載子接面電晶體B2透過防箝位電阻Rx2偵測電流檢測電阻160之跨壓後導通，拉低旁通開關S25之閘源極間電壓而截止旁通開關S25，流經電流檢測電阻160之電流下降，使雙載子接面電晶體B2截止，旁通開關S25又導通而進入調節態，雙載子接面電晶體B3處於導通狀態，旁通開關S35截止，輸入電流I2通過旁通開關S15及S25點亮LED子陣列G3及G4，並通過電流檢測電阻160。

【0123】隨輸入電壓 $v_i$ 繼續下降至克服最後一級LED子陣列G4之順向電壓降( $V_{G4}$ )，且介於LED子陣列G4之順向電壓降( $V_{G4}$ )與最後二級LED子陣列G3及G4之順向電壓降( $V_{G3}+V_{G4}$ )間，二極體Dg1、Dg2及Dg3逆偏，閃爍抑制電容Cg1、Cg2及Cg3分別放電，以點亮LED子陣列G1、G2及G3。此時，電流檢測電阻160之跨壓不足以導通雙載子接面電晶體B1及B2，旁通開關S15及S25分別轉為導通態。雙載子接面電晶體B3透過防箝位電阻Rx3偵測電流檢測電阻160之跨壓後快速地切換於導通態與截止態，使得旁通

開關S35對應地進入調節態，輸入電流I1通過並點亮LED子陣列G4，且通過電流檢測電阻160。

【0124】於輸入電壓的第一次週期以後，閃爍抑制電容Cg1、Cg2、Cg3及Cg4的初始狀態建立並達到穩態（充電完成），以下說明於穩態期間，LED子陣列的點亮與熄滅的方式。於一週期之前半，輸入電壓 $v_i$ 小於最後一級LED子陣列G4之順向電壓降( $V_{G4}$ )時，二極體Dg1、Dg2、Dg3及Dg4逆偏，閃爍抑制電容Cg1、Cg2、Cg3及Cg4放電以分別點亮LED子陣列G1、G2、G3及G4，避免空載時間(dead time)發生。

【0125】當輸入電壓 $v_i$ 上升至克服最後一級LED子陣列G1之順向電壓降( $V_{G4}$ )，且介於最後一級LED子陣列G4之順向電壓降( $V_{G4}$ )與最後二級LED子陣列G3及G4之順向電壓降( $V_{G3}+V_{G4}$ )之間，二極體Dg1、Dg2及Dg3逆偏，閃爍抑制電容Cg1、Cg2及Cg3放電，以分別點亮LED子陣列G1、G2及G3。二極體Dg4順偏，輸入電流點亮最後一級LED子陣列G4，並對閃爍抑制電容Cg4重新充電（Recharge）至電壓 $V_{G4}$ ，且通過電流檢測電阻160。雙載子界面電晶體B3透過防箝位電阻Rx3偵測電流檢測電阻160之跨壓後切換於導通與截止之間，使旁通開關S35快速切換於截止與導通之間而進入調節態，以將通過LED子陣列G4的電流維持在I1。

【0126】當輸入電壓 $v_i$ 上升至克服倒數二級LED子陣列G3及G4之順向電壓降( $V_{G3}+V_{G4}$ )，且介於倒數二級LED子陣列G3及G4之順向電壓降( $V_{G3}+V_{G4}$ )與倒數三級LED子陣列G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )之間時，二極體Dg1及Dg2逆偏，閃爍抑制電容Cg1及Cg2放電以分別點亮LED子陣列G1及G2。同時，二極體Dg3順偏，輸入電流經旁通開關S15及S25至LED子陣列G3至LED子陣列G4以點亮LED子陣列G3及G4，並分別對閃爍抑制電容Cg3及Cg4重新充電至電壓 $V_{G3}$ 及 $V_{G4}$ 。此時，輸入電流通過電流檢測電



阻160，雙載子接面電晶體B2透過防箝位電阻Rx2偵測電流檢測電阻160之跨壓後快速地切換於導通與截止之間，使旁通開關S25對應切換於截止與導通之間而進入調節態，以將通過LED子陣列G3及G4的電流維持在 $I_2$ 。雙載子接面電晶體B3透過防箝位電阻Rx3偵測電流檢測電阻160之跨壓後恆導通，使旁通開關S35恆截止。

【0127】當輸入電壓 $v_i$ 上升至克服倒數三級LED子陣列G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )，且介於倒數三級LED子陣列G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )與倒數四級LED子陣列G1、G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G1}+V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )之間時，二極體Dg1逆偏，閃爍抑制電容Cg1放電以點亮LED子陣列G1。同時，二極體Dg2順偏，輸入電流經旁通開關S15至LED子陣列G2、G3至LED子陣列G4，並對閃爍抑制電容Cg2、Cg3及Cg4重新充電至電壓 $V_{G2}$ 、 $V_{G3}$ 及 $V_{G4}$ 。輸入電流點亮LED子陣列G2、G3及G4，並通過電流檢測電阻160。雙載子接面電晶體B1透過防箝位電阻Rx1偵測電流檢測電阻160之跨壓後切換於導通與截止之間，旁通開關S15對應地切換於截止與導通之間而進入調節態，以將通過LED子陣列G2、G3及G4的電流維持在 $I_3$ 。此時，雙載子接面電晶體B2及B3分別透過防箝位電阻Rx2及Rx3偵測電流檢測電阻160之跨壓後恆導通，使旁通開關S25及S35恆截止。

【0128】當輸入電壓 $v_i$ 上升至克服所有的LED子陣列G1、G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G1}+V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )時，二極體Dg1順偏，輸入電流經LED子陣列G1、G2及G3至LED子陣列G4以點亮全部之LED子陣列，並通過電流檢測電阻160。輸入電壓 $v_i$ 對閃爍抑制電容Cg1重新充電至電壓 $V_{G1}$ 。此時，雙載子接面電晶體B1、B2及B3分別透過防箝位電阻Rx1、Rx2及Rx3偵測

電流檢測電阻160之跨壓後恆導通，使旁通開關S15、S25及S35恆截止，由電流調節器120調控通過LED子陣列G1、G2、G3及G4的電流維持在 $I_4$ 。

【0129】於一週期後半，輸入電壓 $v_i$ 開始下降後，LED子陣列的點亮與熄滅的方式相似於前述之初始狀態時的LED子陣列的點亮與熄滅的方式，容此不再贅述。

【0130】請接著參考圖10B，此LED光引擎的電子控制裝置包括複數個閃爍抑制電容 $C_{g1'}$ 、 $C_{g2'}$ 、 $C_{g3'}$ 及 $C_{g4'}$ ，與複數個二極體 $D_{g1}$ 、 $D_{g2}$ 、 $D_{g3}$ 及 $D_{g4}$ ，各個閃爍抑制電容 $C_{g1'}$ 、 $C_{g2'}$ 、 $C_{g3'}$ 及 $C_{g4'}$ 分別並聯於對應的串聯之多個外部LED子陣列G1、G2、G3及G4；串聯之多個外部LED子陣列G2、G3及G4；串聯之多個外部LED子陣列G3及G4；及單一個對應的外部LED子陣列G4，且各個二極體 $D_{g1}$ 、 $D_{g2}$ 、 $D_{g3}$ 及 $D_{g4}$ 之陰極耦接至對應之外部LED子陣列G1、G2、G3及G4的陽極。閃爍抑制電容的實施態樣可以為電解電容或非電解電容所組成 $M \times N$ 矩陣來實施，非電解電容的類型已經說明於前，容此不再贅述。

【0131】以下先說明於輸入電壓的第一次週期期間，閃爍抑制電容 $C_{g1'}$ 、 $C_{g2'}$ 、 $C_{g3'}$ 及 $C_{g4'}$ 在零初始狀態(即完全放電)下，LED子陣列的點亮與熄滅的方式。

【0132】於一週期之前半，當旁通開關S15、S25及S35的通道建立且均導通而形成串聯之旁通開關列時，輸入電壓 $v_i$ 透過二極體 $D_{g1} \sim D_{g4}$ 以分別對閃爍抑制電容 $C_{g1'}$ 、 $C_{g2'}$ 、 $C_{g3'}$ 及 $C_{g4'}$ 充電的作用機制相似於圖10A，差異在於，閃爍抑制電容 $C_{g4'}$ 充電至電壓 $V_{G4}$ 後維持於電壓 $V_{G4}$ ，閃爍抑制電容 $C_{g3'}$ 充電至電壓 $V_{G3} + V_{G4}$ 後維持於電壓 $V_{G3} + V_{G4}$ ，閃爍抑制電容 $C_{g2'}$ 充電至電壓 $V_{G2} + V_{G3} + V_{G4}$ 後維持於電壓 $V_{G2} + V_{G3} + V_{G4}$ ，閃爍抑制電容 $C_{g1'}$ 充電至電壓 $V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4}$ 後維持於電壓 $V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} + V_{G4}$ 。

【0133】於一週期後半，輸入電壓 $v_i$ 開始下降至克服倒數三級LED子陣列G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )，且介於LED子陣列G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )與第一至四級LED子陣列G1、G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G1}+V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )之間，二極體Dg1逆偏，且閃爍抑制電容Cg1'放電以供應放電電流I4'至LED子陣列G1~G4。此時，旁通開關S15由截止態轉為調節態，旁通開關S25及S35維持截止態，輸入電流經旁通開關S15點亮倒數三級LED子陣列G2、G3及G4，並通過電流檢測電阻160，以提供電流I3至LED子陣列G2、G3及G4。也就是說，於此階段通過LED子陣列G1的電流為I4'，通過LED子陣列G2、G3及G4的電流I4'+I3。

【0134】隨輸入電壓 $v_i$ 繼續下降至克服倒數二級LED子陣列G3及G4之順向電壓降( $V_{G3}+V_{G4}$ )，且介於倒數二級LED子陣列G3及G4之順向電壓降( $V_{G3}+V_{G4}$ )與倒數三級LED子陣列G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )之間，二極體Dg1及Dg2逆偏。閃爍抑制電容Cg1'放電，以提供LED子陣列G1~G4放電電流I4'，閃爍抑制電容Cg2'放電，以提供LED子陣列G2~G4放電電流I3'。此時，旁通開關S15轉為導通態，旁通開關S25進入調節態，旁通開關S35截止，輸入電流經由旁通開關S15及S25提供電流I2至LED子陣列G3及G4及電流檢測電阻160。於此階段，通過LED子陣列G1的電流為I4'，通過LED子陣列G2的電流為I4'+I3'，通過LED子陣列G3及G4的電流I4'+I3'+I2。

【0135】隨輸入電壓 $v_i$ 繼續下降至克服最後一級LED子陣列G4之順向電壓降( $V_{G4}$ )，且介於LED子陣列G4之順向電壓降( $V_{G4}$ )與最後二級LED子陣列G3及G4之順向電壓降( $V_{G3}+V_{G4}$ )間，二極體Dg1、Dg2及Dg3逆偏，閃爍抑制電容Cg1'、Cg2'及Cg3'分別放電，以點亮LED子陣列G1、G2及G3。具體而言，閃爍抑制電容Cg1'放電，以提供LED子陣列G1~G4放電電流

I4'，閃爍抑制電容Cg2'放電，以提供LED子陣列G2~G4放電電流I3'。閃爍抑制電容Cg3'放電，以提供LED子陣列G3~G4放電電流I2'。此時，旁通開關S15及S25分別轉為導通態，旁通開關S35對應地進入調節態，輸入電流通過旁通開關S15~S35並提供輸入電流I1以點亮LED子陣列G4。於此階段，通過LED子陣列G1的電流為I4'，通過LED子陣列G2的電流為I4'+I3'，通過LED子陣列G3的電流I4'+I3'+I2'，且通過LED子陣列G4的電流I4'+I3'+I2'+I1。

【0136】於輸入電壓的第一次週期以後，閃爍抑制電容Cg1'、Cg2'、Cg3'及Cg4'的初始狀態建立並達到穩態（充電完成），以下說明於穩態期間，LED子陣列的點亮與熄滅的方式。於一週期之前半，輸入電壓 $v_i$ 小於最後一級LED子陣列G4之順向電壓降( $V_{G4}$ )時，二極體Dg1、Dg2、Dg3及Dg4逆偏，閃爍抑制電容Cg1'、Cg2'、Cg3'及Cg4'分別放電，以點亮LED子陣列G1~G4、G2~G4、G3~G4及G4，避免空載時間(dead time)發生。

【0137】當輸入電壓 $v_i$ 上升至克服最後一級LED子陣列G1之順向電壓降( $V_{G4}$ )，且介於最後一級LED子陣列G4之順向電壓降( $V_{G4}$ )與最後二級LED子陣列G3及G4之順向電壓降( $V_{G3}+V_{G4}$ )之間，二極體Dg1、Dg2及Dg3逆偏，閃爍抑制電容Cg1'、Cg2'及Cg3'分別放電，分別提供電流I4'、電流I3'及電流I2'以點亮LED子陣列G1~G4、G2~G4及G3~G4。此時，二極體Dg4順偏，輸入電流點亮最後一級LED子陣列G4，並對閃爍抑制電容Cg4'重新充電(Recharge)至電壓 $V_{G4}$ 。並且，旁通開關S35進入調節態，以提供電流I1至LED子陣列G4。

【0138】當輸入電壓 $v_i$ 上升至克服倒數二級LED子陣列G3及G4之順向電壓降( $V_{G3}+V_{G4}$ )，且介於倒數二級LED子陣列G3及G4之順向電壓降( $V_{G3}+V_{G4}$ )與倒數三級LED子陣列G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )之間時，

二極體Dg1及Dg2逆偏，閃爍抑制電容Cg1'及Cg2'放電，以分別提供電流I4'及電流I3'點亮LED子陣列G1~G4及G2~G4。二極體Dg3順偏，輸入電流經旁通開關S15及S25至LED子陣列G3及G4以點亮LED子陣列G3及G4，並分別對閃爍抑制電容Cg3'及Cg4'重新充電至電壓 $V_{G3}$ 及 $V_{G4}$ 。此時，旁通開關S35恆截止，旁通開關S25進入調節態，提供電流I2通過LED子陣列G3及G4。

【0139】當輸入電壓 $v_i$ 上升至克服倒數三級LED子陣列G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )，且介於倒數三級LED子陣列G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )與倒數四級LED子陣列G1、G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G1}+V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )之間時，二極體Dg1逆偏，閃爍抑制電容Cg1'放電以提供電流I4'點亮LED子陣列G1~G4。同時，二極體Dg2順偏，輸入電流經旁通開關S15至LED子陣列G2、G3及G4，並對閃爍抑制電容Cg2'、Cg3'及Cg4'重新充電至電壓 $V_{G2}$ 、 $V_{G3}$ 及 $V_{G4}$ 。旁通開關S15進入調節態，以提供電流I3至LED子陣列G2、G3及G4。此時，旁通開關S25及S35恆截止。

【0140】當輸入電壓 $v_i$ 上升至克服所有的LED子陣列G1、G2、G3及G4之順向電壓降( $V_{G1}+V_{G2}+V_{G3}+V_{G4}$ )時，二極體Dg1順偏，輸入電流經LED子陣列G1、G2、G3及G4以點亮全部之LED子陣列，並通過電流檢測電阻160。輸入電壓 $v_i$ 對閃爍抑制電容Cg1'重新充電至電壓 $V_{G1}$ 。此時，旁通開關S15、S25及S35恆截止，由電流調節器120調控以提供電流I4通過LED子陣列G1、G2、G3及G4。

【0141】於一週期後半，輸入電壓 $v_i$ 開始下降後，LED子陣列的點亮與熄滅的方式相似於前述之初始狀態時的LED子陣列的點亮與熄滅的方式，容此不再贅述。於實施例中，閃爍抑制電容同樣可以有效地改善閃爍百分比閃爍及閃爍指數，並維持高功率因數及低諧波失真。

【0142】圖10C所示為圖10A之LED光引擎的電子控制裝置，於閃爍抑制電容與二極體設置前後，其輸入電壓、輸入電流及通過LED子陣列之電流相對於時間軸的波形比較圖，其中圖10C之(a)、(b)部份分別繪示如圖10A之閃爍抑制電容與二極體設置前後，輸入電壓 $V_{in}$ 、輸入電流 $I_{in}$ 相對於時間 $t$ 的波形比較圖，圖10C之(c)、(d)部份分別繪示如圖10A之閃爍抑制電容與二極體設置前後，輸入電壓 $V_{in}$ 、通過LED子陣列之電流 $I_{LED}$ 相對於時間 $t$ 的波形比較圖，圖10C之(e)、(f)部份分別繪示如圖10A之閃爍抑制電容與二極體設置前後，光輸出強度（Light Intensity）相對於時間 $t$ 的波形比較圖。依照LED光源特性，通過LED子陣列之電流 $I_{LED}$ 與其光輸出強度呈現線性關係，故圖10C之(e)、(f)的波形圖分別與圖10C之(c)、(d)的波形圖相近似。此外，圖10B之LED光引擎的電子控制裝置與圖10A之LED光引擎的電子控制裝置的作用機制相似，差異在於各個閃爍抑制電容的充電的截止電位以及其放電時所供應的LED子陣列數量，故圖10B之LED光引擎的電子控制裝置於閃爍抑制電容與二極體設置前後，其輸入電壓、輸入電流及通過LED子陣列之電流相對於時間軸的波形比較圖相近於圖10A，容此不多贅述。

【0143】請先參考圖10A、10B及圖10C之(a)、(b)部份，於閃爍抑制電容與二極體設置前後，輸入電流 $I_{in}$ 的波形幾乎沒有改變，表示閃爍抑制電容與二極體設置後，功率因數與諧波失真相近於閃爍抑制電容與二極體設置前。換句話說，不會因為閃爍抑制電容與二極體設置後，造成功率因數降低或諧波失真增加。於圖10A或10B之閃爍抑制電容設置後，因各個閃爍抑制電容僅充電至其所對應並聯之一個或多個LED子陣列的總順向電壓降，故閃爍抑制電容的設置，並不會影響整流後的正弦輸入電壓以及總LED子

陣列之順向電壓降的比較結果，當然也不會影響旁通開關的操作狀態，故得以維持高的功率因數及低的總諧波失真。

【0144】請接著參考圖10A、10B及圖10C之(c)、(d)部份，於閃爍抑制電容與二極體設置前後，通過LED子陣列之電流 $I_{LED}$ 的波形有明顯的改變。請先參考圖10C之(c)部份，於閃爍抑制電容與二極體設置前，通過LED子陣列之電流 $I_{LED}$ 類似於靶型，於此波形之輸入電壓 $V_{in}$ 較低的部份，輸入電壓 $V_{in}$ 尚無法克服LED子陣列G4的順向電壓降，無電流通過LED子陣列G4，定義此段期間為空載時間(dead time)  $t_1$ 。

【0145】請參考圖10C之(d)部份，於閃爍抑制電容與二極體設置後，通過LED子陣列G4之電流 $I_{LED}$ 類似於疊加於直流電流上的漣波(a ripple superimposed on a DC current)。值得注意的是，於此波形之輸入電壓 $V_{in}$ 較低的部份，輸入電壓 $V_{in}$ 雖無法克服LED子陣列G4的順向電壓降，但閃爍抑制電容（繪示於圖10A）可以提供電流以點亮LED子陣列G4。因此，於圖10C之(d)部份中，輸入電壓 $V_{in}$ 小於LED子陣列G4的順向電壓降( $V_{G1}$ )的區間，所對應之通過LED子陣列G4之電流 $I_{LED}$ 波形圖上的時間 $t_1'$ 內，通過LED子陣列G1之電流 $I_{LED}$ 仍大於0（由閃爍抑制電容提供電流）。換句話說，閃爍抑制電容與二極體的設置，可避免空載時間(dead time)  $t_1$ 的發生。

【0146】請參考圖10C之(e)部份，圖中標示出於一週期 $T$ 之間，光輸出(Light output) $L$ 波形的最大值 $L_{max}$ 與最小值 $L_{min}$ ，並定義平均光輸出(Average Light Output) $L_{ave}$ 以上的面積為 $A$ ，定義平均光輸出 $L_{ave}$ 以下的面積為 $B$ 。根據照明協會修訂之照明手冊（Modified from IES Lighting Handbook）所定義，百分比閃爍(percent flicker)常用以衡量日光燈的品質，公式為 $100\% \times \frac{L_{max} - L_{min}}{L_{max} + L_{min}}$ ，閃爍指數(flicker index)則可用以衡量LED

的品質，公式為 $100\% \times \frac{A}{A+B}$ ，一般來說，閃爍指數的值低於LED電流波形頻率(例如120Hz)的千分之一(12%)為佳。

【0147】請接著參考圖10C之(f)部份，圖中標示出光輸出L'波形的最大值Lmax'與最小值Lmin'，並定義平均光輸出Lave'以上的面積為A'，定義平均光輸出Lave'以下的面積為B'。根據定義，此時的百分比閃爍為 $100\% \times \frac{L_{\max}' - L_{\min}'}{L_{\max}' + L_{\min}'}$ ，閃爍指數為 $100\% \times \frac{A'}{A'+B'}$ 。比較圖10C之(e)部份與(f)部份的波形，可明顯發現 $\frac{L_{\max} - L_{\min}}{L_{\max} + L_{\min}} > \frac{L_{\max}' - L_{\min}'}{L_{\max}' + L_{\min}'}$ ，且 $\frac{A}{A+B} > \frac{A'}{A'+B'}$ 。也就是說，於閃爍抑制電容與二極體設置後，百分比閃爍與閃爍指數均明顯地下降。

【0148】綜上所述，於一實施例中，當輸入電壓克服當級（例如為LED子陣列G3）及當級以下之外部LED子陣列的順向電壓降之和，但未克服上級（例如為LED子陣列G2）及上級以下之外部LED子陣列的順向電壓降之和時，輸入電流點亮當級及當級以下之外部LED子陣列，且閃爍抑制電容（例如為Cg1及Cg2）放電以點亮上級及上級以上之外部LED子陣列（例如為LED子陣列G1及G2）。換句話說，藉由設置閃爍抑制電容與二極體，可以避免輸入電壓未克服LED子陣列的順向電壓降時造成的空載時間。並且，可進一步改善百分比閃爍與閃爍指數，且不會造成功率因數降低或諧波失真增加的問題，可使LED陣列的照明品質更好。上述設置閃爍抑制電容與二極體的實施例可適用於本發明任何實施例中。

【0149】綜上所述，本發明之實施例所提出的LED光引擎的電子控制裝置，透過比較電路偵測通過LED子陣列的電流於電流檢測電阻的跨壓，調控對應之旁通開關的操作狀態，以逐級點亮或逐級熄滅LED子陣列的發光二極體光引擎電子控制裝置，具有簡化電路，改善功率因數與降低諧波失



真之功效。本發明一實施例所提出之LED光引擎的電子控制裝置可連接LED陣列，而形成可調光之發光二極體照明設備。

【0150】本發明LED光引擎的電子控制裝置，可以實作於一積體電路上，或以模組區分實作於多個積體電路，再整合於一電路板上。

【0151】本發明LED光引擎的電子控制裝置，可與一LED陣列整合，其中LED陣列與LED光引擎的電子控制裝置並聯設置，作為一種LED子陣列之照明設備。

【0152】依上述內容已描述了本發明的原理、較佳實施例以及操作模式。然而，本發明不應被理解成受限於討論過的特定實施例。相反地，以上所描述的實施例應該被視為例示而非限制，並且應該要體認為在不脫離以下申請專利範圍所定義的本發明範圍的情況之下，所屬技術領域中具有通常知識者可對這些實施例做出變化。

#### 【符號說明】

【0153】 AC：交流電壓源

【0154】 100：整流器

【0155】 120：電流調節器

【0156】 140a、145a、146a、148a、140b、140c：線電壓調整率緊縮器

【0157】 142：控制電路

【0158】 160：電流檢測電阻

【0159】 160a、160b、160c、160d：共享電流感測與調變單元

【0160】 180、182、184：電壓調節器

【0161】 C1、C2、C3、C4、Cf、Cg1、Cg2、Cg3、Cg4、Cg1'、Cg2'、Cg3'、Cg4'：電容

【0162】 150、152、154：比較電路

【0163】 F：電壓追隨器

【0164】 PWM：脈衝寬度調變單元

【0165】 Rp、R15、R16、Rx、Rx1、Rx2、Rx3、Rx4、Ra、Ra1、Ra2、Ra3、Ra4、Rm1、Rm2、Rg1、Rg2、Rg3、Rx、Rx1、Rx2、Rx3、Rz1、Rz2、Rz3、Rk1、Rk2、Rk3、Rk4、Re1、Re2、Re3、Re4、Rj1、Rj2、Rj3、Rj4、Rf1、Rf2、Rf3、Rf4、Rf5、Rf6、Rf7、Rf8、Rt1、Rt2、Rt3、Rt4、Rt5、Rt6、Rt7、R50、R52、R54、Rd1、Rd2、Rd3、Rp4、Rp5、Rp6、Rv1、Rv2、Rv3：電阻

【0166】 R1、R2：正弦電壓補償器

【0167】 G：外部LED子陣列

【0168】 G1、G2、G3、G4：LED子陣列

【0169】 S1、S2、S3、S4、S10、S20、S30、S15、S25、S35：旁通開關

【0170】 Z1、Z2、Z3、Z4、Z5、Z6、Zd1、Zd2、Zd3、Ze、Zk、Zf1、Zf2：齊納二極體

【0171】 Dx、Dg1、Dg2、Dg3、Dg4、D1、D2、D3、D4、D5、D6：二極體

【0172】 Dp：光二極體

【0173】 X1、X2、X3、X、Xe、Xf、Xh、Xk：並聯調節器

【0174】 M、Me、Mj、Mk、M16、Mf1、Mf2、B1、B2、B3、B7、B8、B9、B10、B16、Bf、P1、P2、P3、P4、P5、P6、Bh、Bp：電晶體

【0175】 Pf：光電耦合元件

【0176】 Vcc：電壓源

【0177】 Vin：輸入電壓

【0178】  $I_{in}$ ：輸入電流

【0179】  $I_{LED}$ ：通過LED子陣列之電流

【0180】  $T$ 、 $T'$ ：週期

【0181】  $t$ 、 $t_1'$ 、 $t_0$ 、 $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ 、 $t_4$ 、 $t_4'$ 、 $t_{4_1}$ 、 $t_{4_2}$ 、 $t_5$ 、 $t_5'$ 、 $t_{5_1}$ 、 $t_{5_2}$ 、  
 $t_6$ 、 $t_7$ 、 $t_8$ 、 $t_9$ ：時間

【0182】  $I_0$ 、 $I_1$ 、 $I_2$ 、 $I_3$ 、 $I_4$ 、 $I_4^L$ 、 $I_4^M$ 、 $I_4^H$ ：電流

【0183】  $L_{max}$ 、 $L_{max}'$ ：光輸出波形的最大值

【0184】  $L_{min}$ 、 $L_{min}'$ ：光輸出波形的最小值

【0185】  $L_{ave}$ 、 $L_{ave}'$ ：平均光輸出

【0186】  $A$ 、 $B$ 、 $A'$ 、 $B'$ ：面積

#### 【生物材料寄存】

國內寄存資訊【請依寄存機構、日期、號碼順序註記】

無。

國外寄存資訊【請依寄存國家、機構、日期、號碼順序註記】

無。

**【序列表】** (請換頁單獨記載)

無。

## 申請專利範圍

1. 一種 LED 光引擎的電子控制裝置，包含：
  - 一整流器，用以連接一外部交流電壓源，提供一直流脈衝電壓；
  - 一旁通開關列，耦接該整流器且與一外部 LED 陣列並聯設置，該外部 LED 陣列包括串聯之複數個 LED 子陣列，該旁通開關列包括串聯之複數個旁通開關，於導通時用以旁通對應之 LED 子陣列；
  - 一開關控制電路，具有一電流檢測電阻及複數個比較電路，該電流檢測電阻耦接於該外部 LED 陣列之陰極與接地端之間，且耦接至各該比較電路的參考端，該些比較電路分別具有不同的參考電壓，且該些比較電路分別依據該電流檢測電阻的跨壓與各該參考電壓作比較，調控對應之旁通開關為截止或導通，該電流檢測電阻的跨壓與該直流脈衝電壓有關，以使該旁通開關列依據該直流脈衝電壓，分段點亮該些 LED 子陣列，其中每該比較電路具有第一端、第二端及該參考端，該些比較電路中，除最後一級比較電路之外，上級之比較電路的第一端耦接於下級比較電路的該參考端。
2. 如申請專利範圍第 1 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，其中該上級之比較電路的第一端係透過齊納二極體耦接於該下級比較電路的該參考端。
3. 如申請專利範圍第 1 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，其中每該比較電路具有第一端、第二端及該參考端，該些比較電路的該些參考端彼此耦接於該電流檢測電阻，且每該比較電路的該第二端分別對應地控制每該旁通開關。

4. 如申請專利範圍第 3 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，其中該些比較電路的該些參考端分別透過一防箝位電阻而共接於該電流檢測電阻。

5. 如申請專利範圍第 1 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，其中該電流檢測電阻包括一共享電流感測與調變單元，耦接該外部 LED 陣列，用以規劃點亮之外部 LED 子陣列的電流，以調整該點亮之外部 LED 子陣列的亮度，其中該共享電流感測與調變單元，包括一電位計、一壓控電阻或一電晶體開關之其中一者。

6. 如申請專利範圍第 5 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，其中當該共享電流感測與調變單元包括該壓控電阻時，該共享電流感測與調變單元更包括一脈衝寬度調變單元、一低通濾波器及一電壓追隨器。

7. 如申請專利範圍第 1 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，其中任一該旁通開關是一 N 通道金氧半場效電晶體或一 N 通道接面場效電晶體，任一該比較電路包括一並聯調節器或一雙載子接面電晶體。

8. 如申請專利範圍第 1 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，更包括一電流調節器，耦接該外部 LED 陣列，用以調整輸入電流波形成類正弦的方波(square wave)或步階波之波形，其中，除最後一級的外部 LED 子陣列外，每該外部 LED 子陣列與對應之旁通開關連接，且任一該旁通開關包括一電晶體。

9. 如申請專利範圍第 8 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，更包括一線電壓調整率緊縮器，耦接於該電流調節器，該線電壓調整率緊縮器包括一電壓偵測並聯調節器或一電壓偵測雙載子接面電晶體，透過一電壓偵測分壓電阻，耦接於輸入電壓，其中，當輸入電壓克服所有的該些外部 LED 子陣

列之順向電壓降，但尚未克服該電壓偵測並聯調節器或該電壓偵測雙載子界面電晶體之參考電壓時，通過點亮之外部 LED 子陣列的電流為一第一電流，當輸入電壓克服所有的該些外部 LED 子陣列之順向電壓降，且克服該電壓偵測並聯調節器或該電壓偵測雙載子界面電晶體之參考電壓時，通過點亮之外部 LED 子陣列的電流為一第二電流，該第一電流大於該第二電流。

10. 如申請專利範圍第 9 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，其中該線電壓調整率緊縮器設置於該外部 LED 陣列之陰極與該電流檢測電阻之間，或該外部 LED 陣列之陽極與該外部交流電壓源之間。

11. 如申請專利範圍第 8 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，其中，更包括一線電壓調整率緊縮器，耦接於該電流調節器，該線電壓調整率緊縮器包括一電壓偵測分壓電阻、一旁路電阻、一電晶體及一控制電路，其中，該旁路電阻耦接於該電流調節器，該電晶體耦接於該旁路電阻，該控制電路之輸入端耦接該電晶體、該控制電路之輸出端耦接該電壓偵測分壓電阻，且該電壓偵測分壓電阻之分壓節點耦接於該外部交流電壓源。

12. 如申請專利範圍第 9 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，其中該線電壓調整率緊縮器更包括一另一電壓偵測並聯調節器或一另一電壓偵測雙載子界面電晶體，透過一另一電壓偵測分壓電阻，耦接於輸入電壓，當輸入電壓克服所有的該些外部 LED 子陣列之順向電壓降，但尚未克服該另一電壓偵測並聯調節器或該另一電壓偵測雙載子界面電晶體之參考電壓，且未克服該電壓偵測並聯調節器或該電壓偵測雙載子界面電晶體之參考電壓時，通過點亮之外部 LED 子陣列的電流為該第一電流，當輸入電壓克服所有的該些外部 LED 子陣列之順向電壓降，且克服該另一電壓偵測並聯調節器或該另一電

壓偵測雙載子界面電晶體之參考電壓時，並克服該電壓偵測並聯調節器或該電壓偵測雙載子界面電晶體之參考電壓時，通過點亮之外部 LED 子陣列的電流為一第二電流，當輸入電壓克服所有的該些外部 LED 子陣列之順向電壓降，且克服該另一電壓偵測並聯調節器或該另一電壓偵測雙載子界面電晶體之參考電壓時，但未克服該電壓偵測並聯調節器或該電壓偵測雙載子界面電晶體之參考電壓時，通過點亮之外部 LED 子陣列的電流為一第三電流，該第一電流大於該第三電流，且該第三電流大於該第二電流。

13. 如申請專利範圍第 9 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，其中該線電壓調整率緊縮器更包括一電壓偵測旁通開關，該電壓偵測旁通開關受控於該電壓偵測並聯調節器或該電壓偵測雙載子界面電晶體，且該電壓偵測旁通開關的通道係與一分壓電阻的一部分並聯耦接，該分壓電阻更耦接於該電流檢測電阻，當該電壓偵測並聯調節器或該電壓偵測雙載子界面電晶體導通時，該電壓偵測旁通開關導通而旁通該分壓電阻，使該線電壓調整率緊縮器調控該通過 LED 子陣列的電流為該第二電流。

14. 如申請專利範圍第 13 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，其中該電壓偵測旁通開關為金氧半場效電晶體或光電晶體。

15. 如申請專利範圍第 1 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，更包括一正弦電壓補償器，該正弦電壓補償器之第一端耦接該整流器，該正弦電壓補償器之第二端接地，該正弦電壓補償器之分壓節點耦接該些比較電路之一，該直流脈衝電壓於該正弦電壓補償器之分壓節點具有一分壓，其中，該分壓用以提供分段點亮該些 LED 子陣列之複數個電流一正弦成份，使得分段點亮該些 LED 子陣列之該些電流的波形更接近正弦波。



16. 如申請專利範圍第 1 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，其中每該旁通開關包括一空乏型金氧半場效電晶體，耦接一齊納二極體、一第一電阻及一第二電阻，該齊納二極體之陽極耦接該空乏型金氧半場效電晶體之閘極，該齊納二極體之陰極耦接該空乏型金氧半場效電晶體之源極，該第一電阻與該齊納二極體並聯，該第二電阻耦接該金氧半場效電晶體之閘極與對應之比較電路。

17. 如申請專利範圍第 16 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，更包括一另一雙載子界面電晶體，該第二電阻係透過該另一雙載子界面電晶體耦接該比較電路。

18. 如申請專利範圍第 1 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，其中每該旁通開關包括一增強型金氧半場效電晶體及一啟動電阻，該啟動電阻耦接於該增強型金氧半場效電晶體之閘極與汲極間，該增強型金氧半場效電晶體之閘極與源極間的電容透過該啟動電阻充電。

19. 如申請專利範圍第 18 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，更包括複數個二極體，該些二極體之陽極分別耦接於對應之旁通開關，且該些二極體之陰極分別耦接於對應之外部 LED 子陣列的陽極。

20. 如申請專利範圍第 18 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，更包括一電壓調節器，其中該電壓調節器包括一第四雙載子界面電晶體、一電容、一另一齊納二極體及一第三電阻，該電容耦接於該雙載子界面電晶體之射極與該另一齊納二極體之陽極間，且該第三電阻係跨接於該第四雙載子界面電晶體之基極與集極之間。

21. 如申請專利範圍第 1 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，其中更

包括複數個閃爍抑制電容與複數個二極體，每該閃爍抑制電容分別並聯於對應之外部 LED 子陣列，且每該二極體之陰極耦接至對應之外部 LED 子陣列的陽極，使得當輸入電壓克服當級及當級以下之外部 LED 子陣列的順向電壓降之和，但未克服上級及上級以下之外部 LED 子陣列的順向電壓降之和時，輸入電流點亮當級及當級以下之外部 LED 子陣列，且該些閃爍抑制電容放電以點亮當級以上之外部 LED 子陣列。

22. 如申請專利範圍第 1 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，其中更包括複數個閃爍抑制電容與複數個二極體，每該閃爍抑制電容分別並聯對應之一個或串聯之多個外部 LED 子陣列，且每該二極體之陰極耦接至對應之外部 LED 子陣列的陽極，使得當輸入電壓克服當級及當級以下之外部 LED 子陣列的順向電壓降之和，但未克服上級及上級以下之外部 LED 子陣列的順向電壓降之和時，輸入電流點亮當級及當級以下之外部 LED 子陣列，且該些閃爍抑制電容放電以點亮上級及上級以下之外部 LED 子陣列。

23. 如申請專利範圍第 1 項所述的 LED 光引擎電子控制裝置，其中該 LED 光引擎電子控制裝置係實作於一積體電路上，或以模組區分實作於多個積體電路，再整合於一電路板上。

圖式

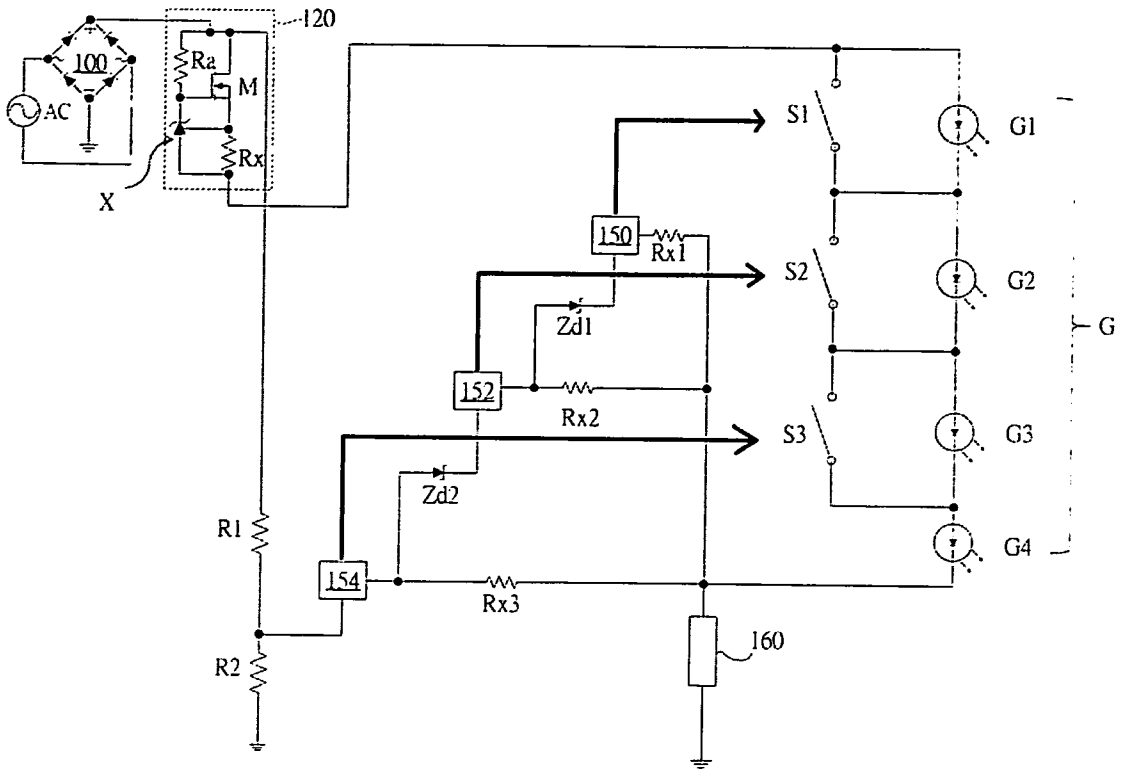


圖1A

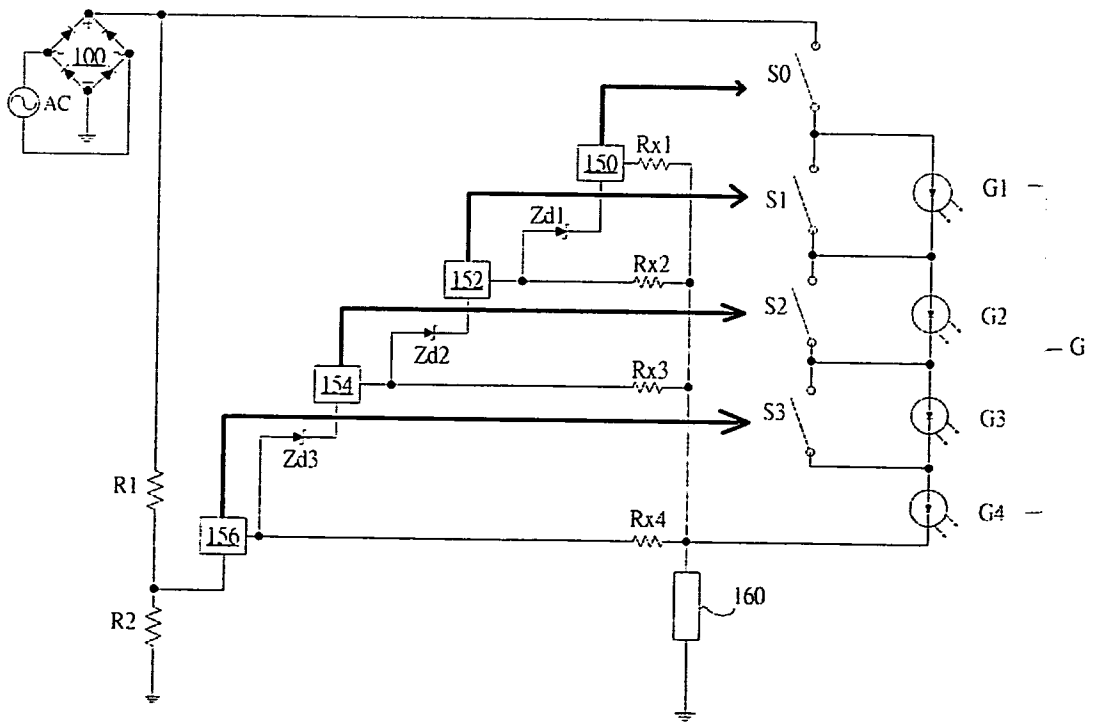


圖1B

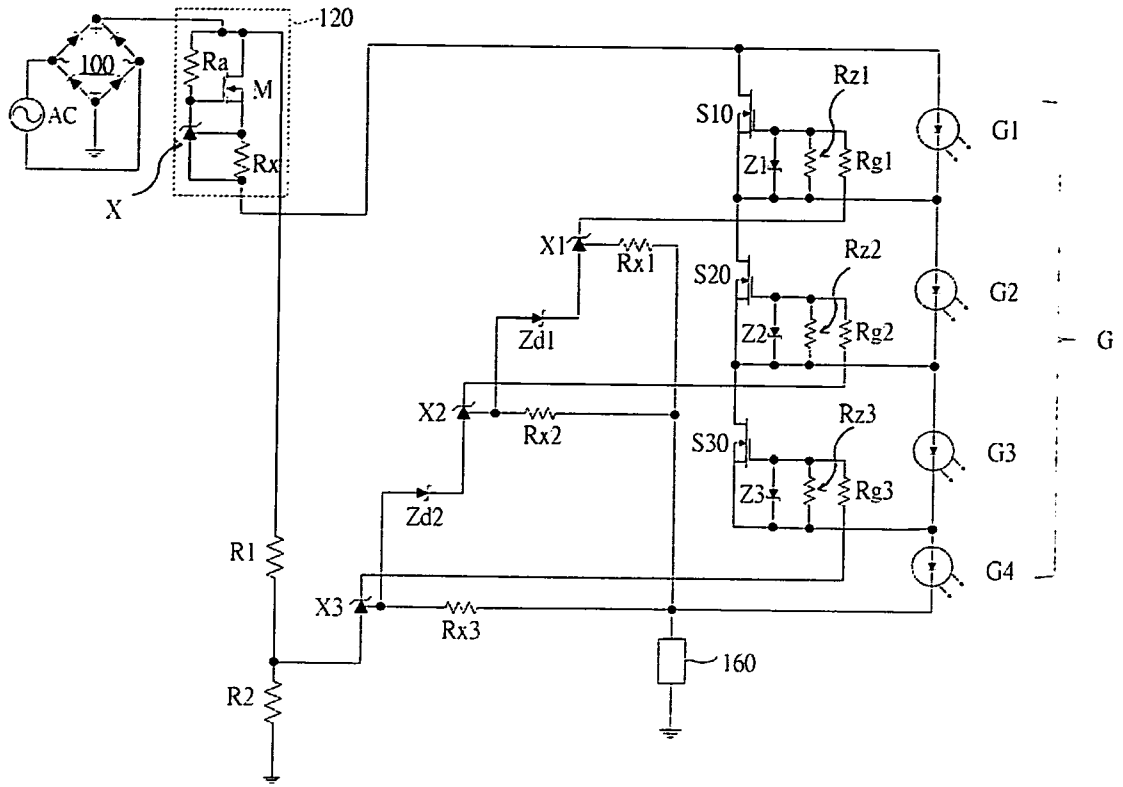


圖2A

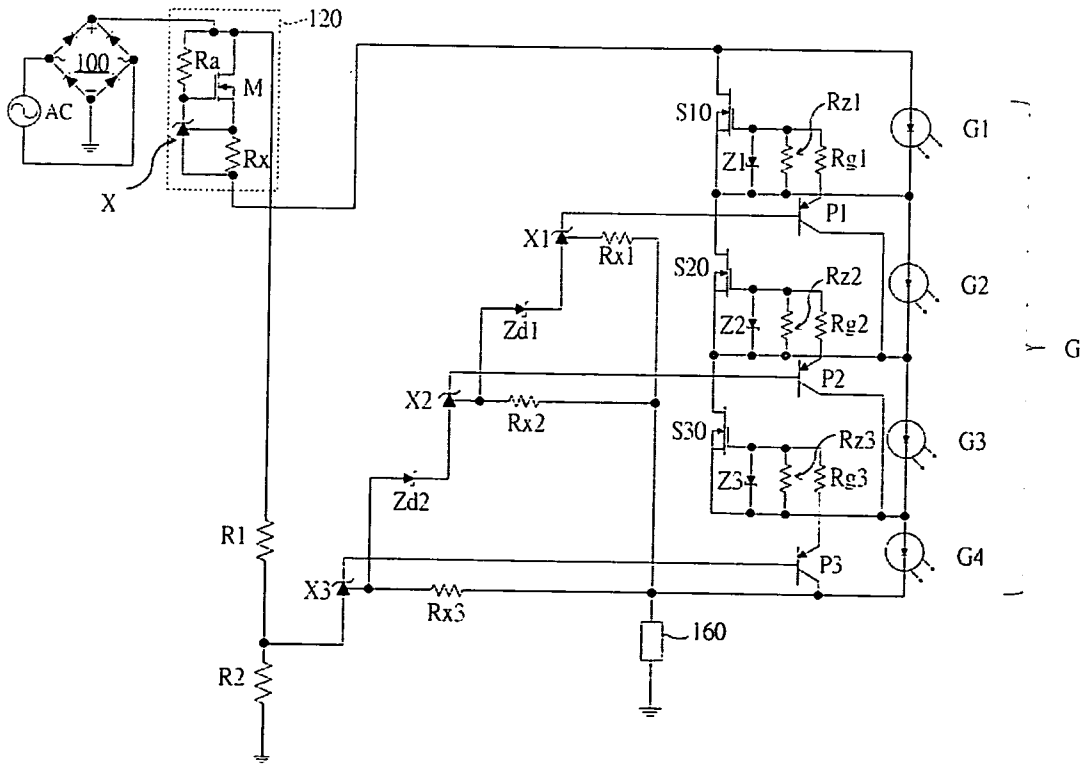


圖2B

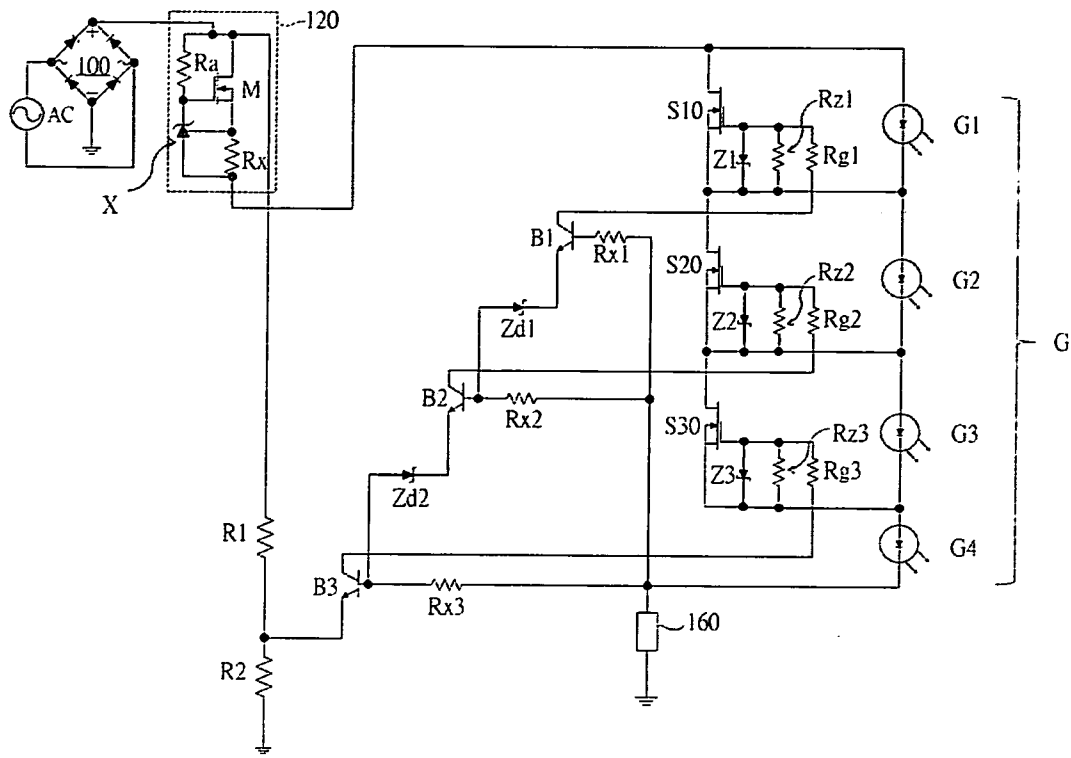


圖3A

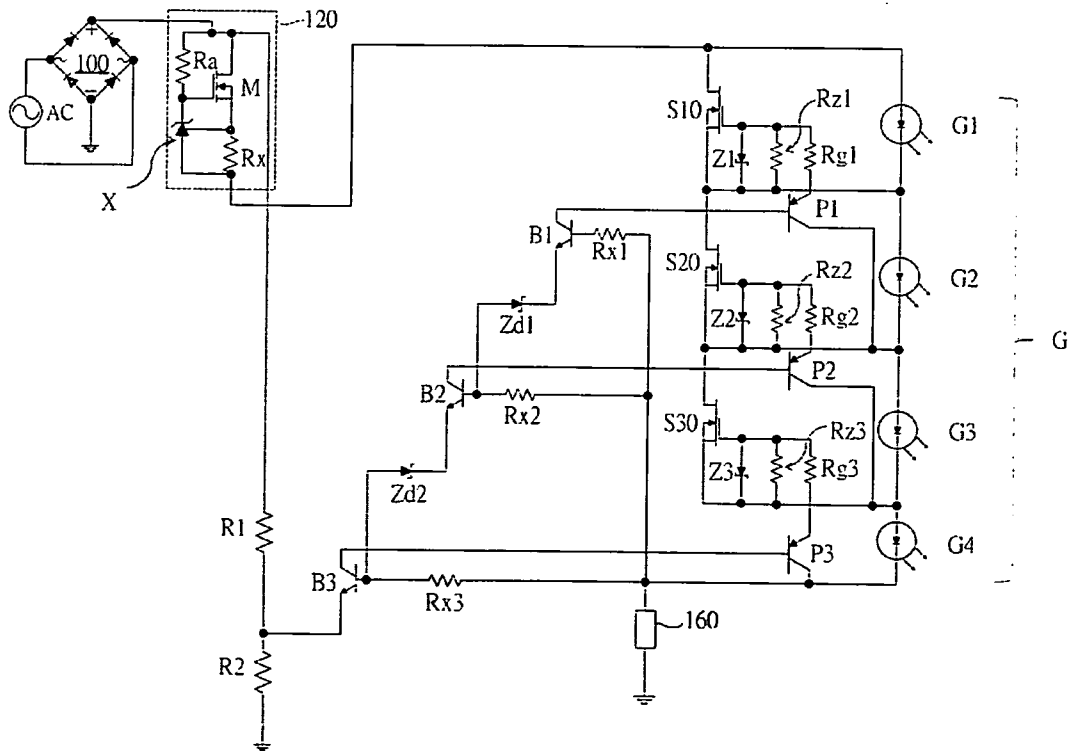


圖3B

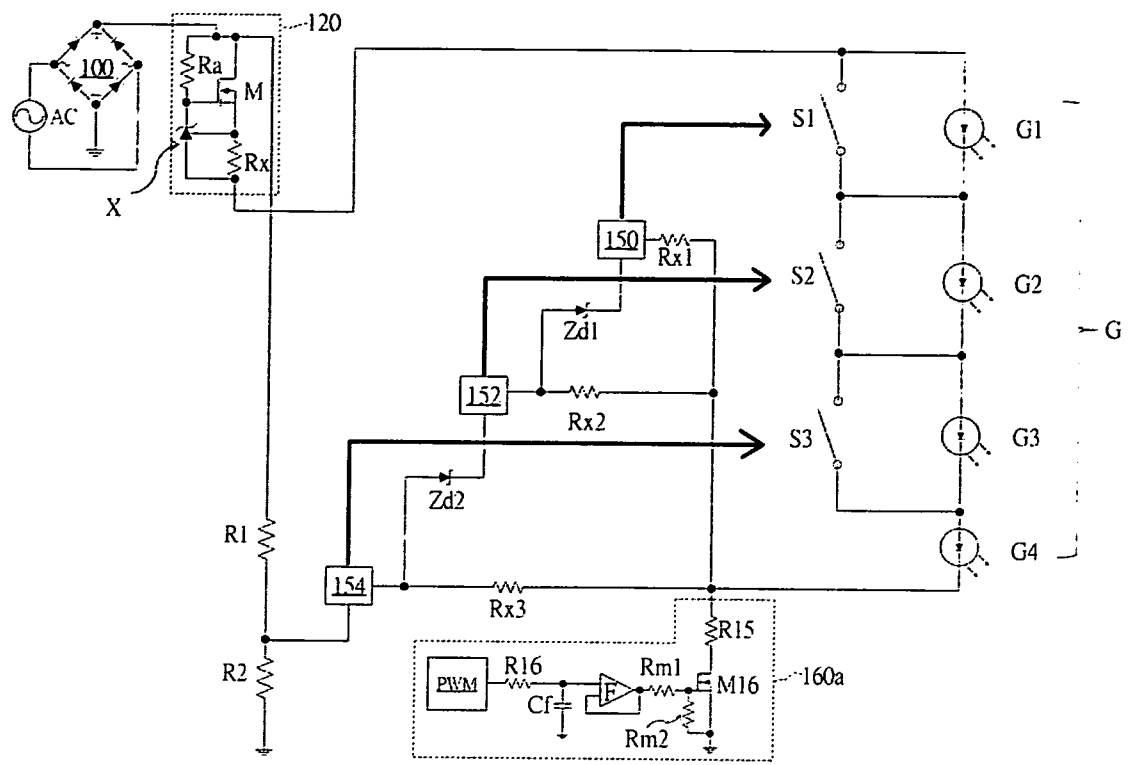


圖4A

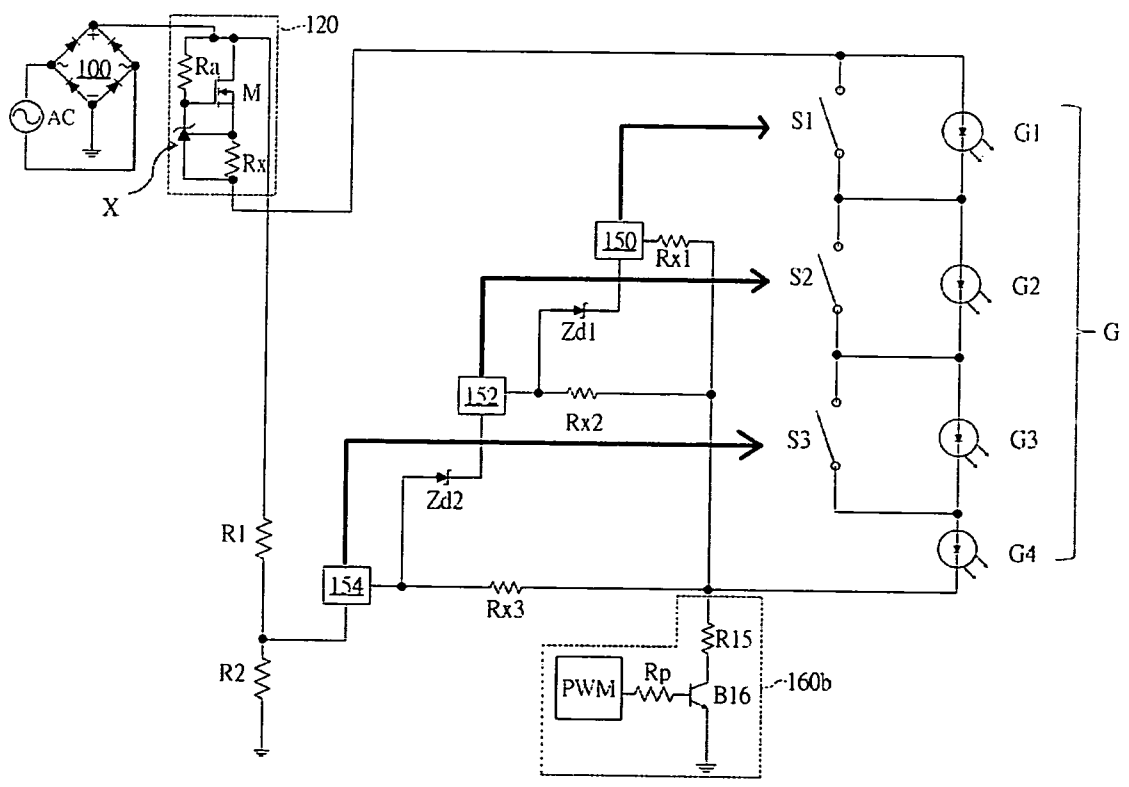


圖4B



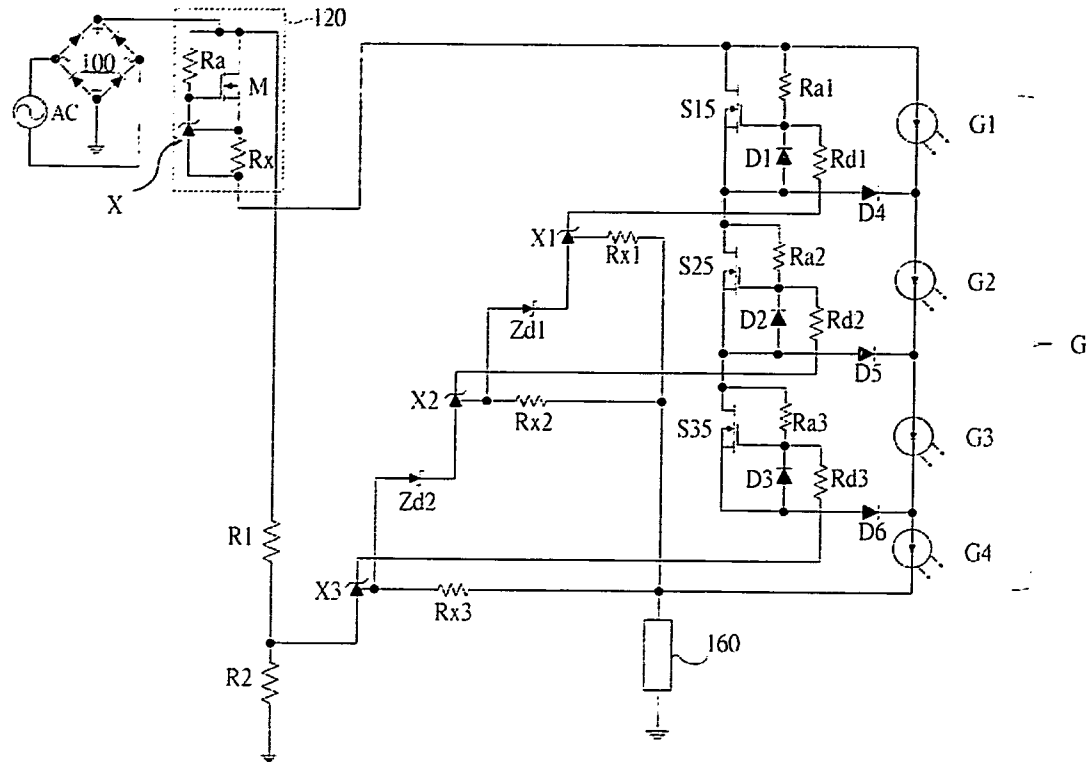


圖5A

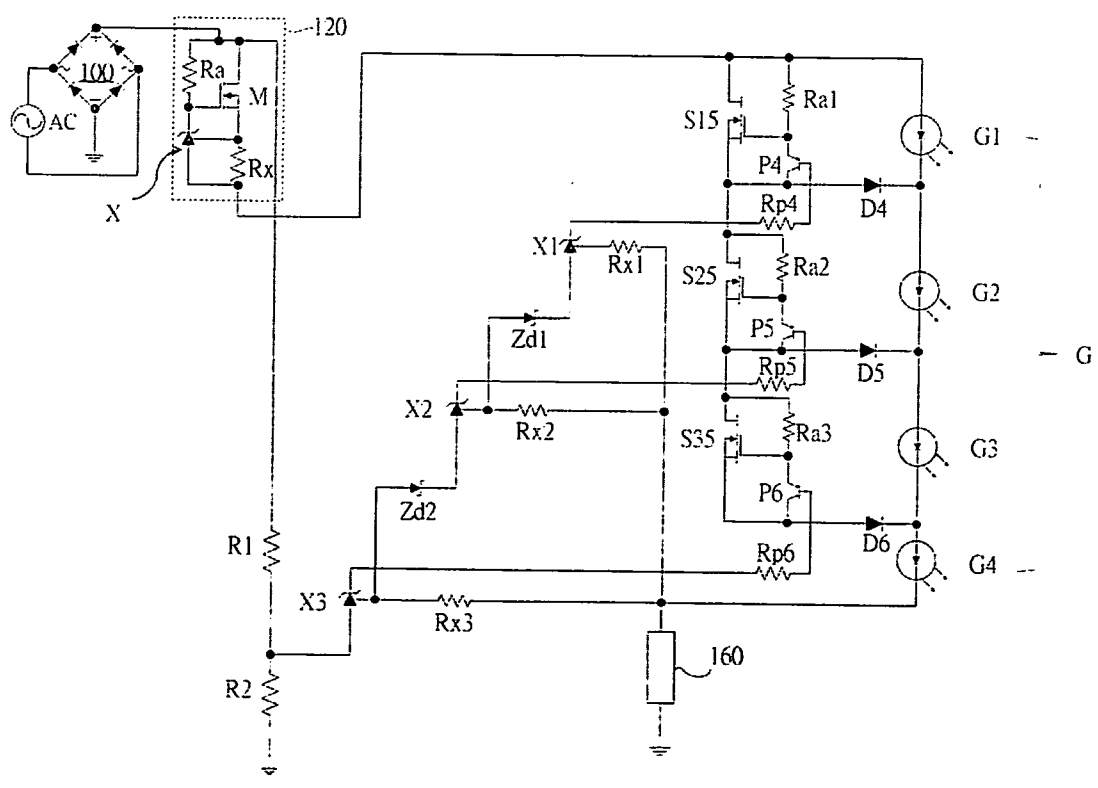


圖5B



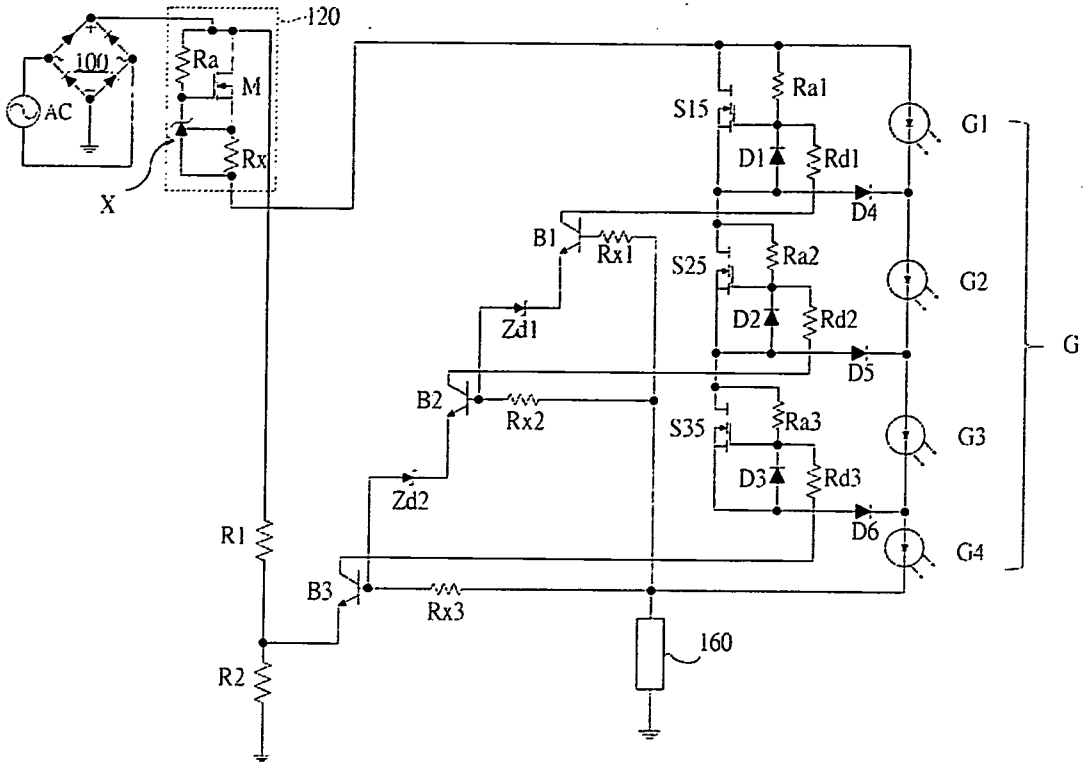


圖6A

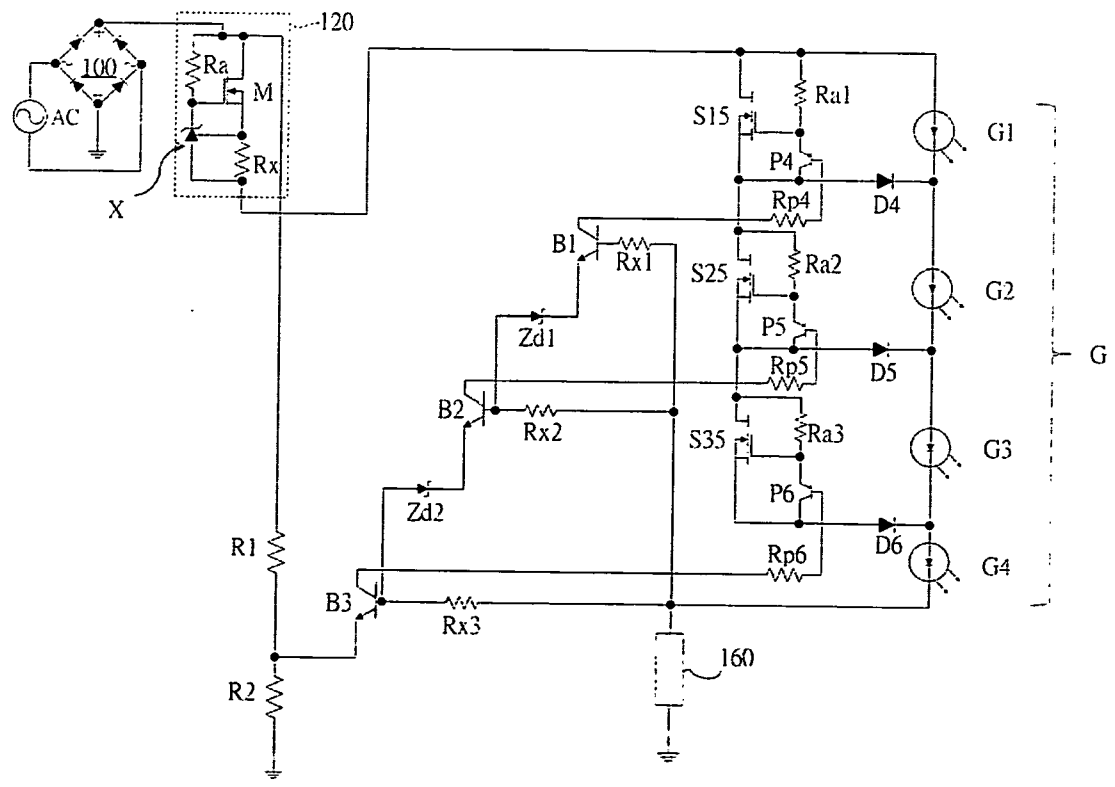


圖6B

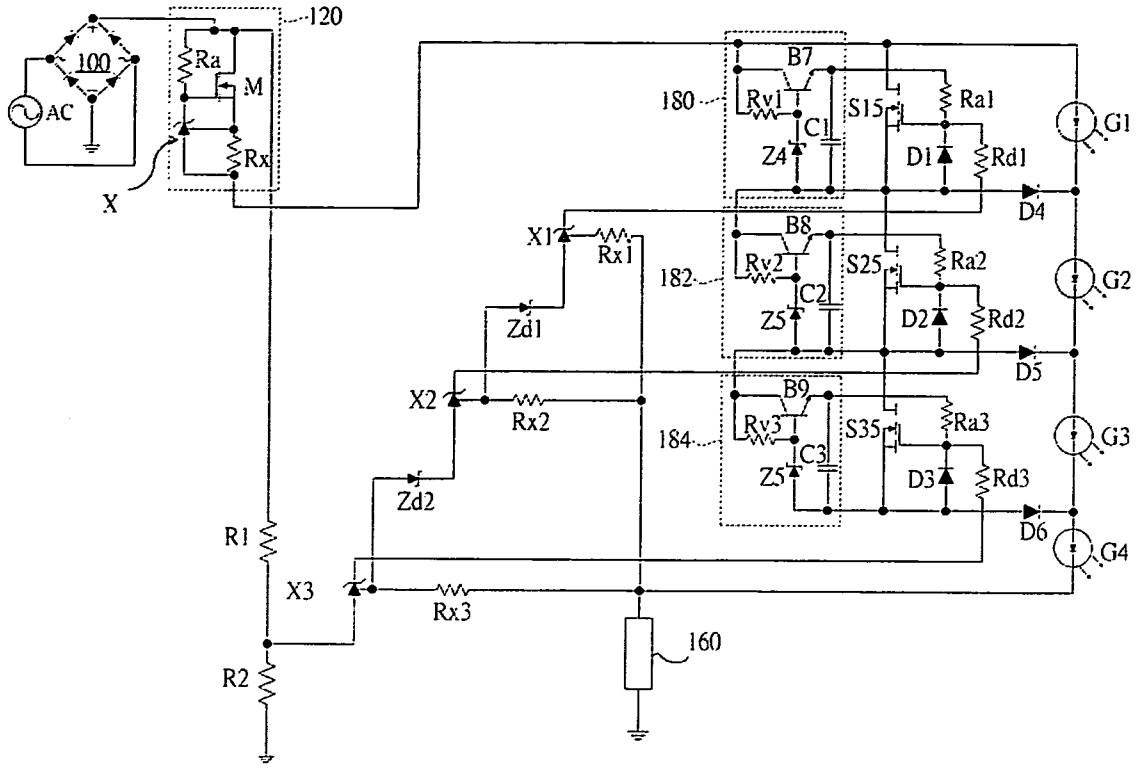


圖7A

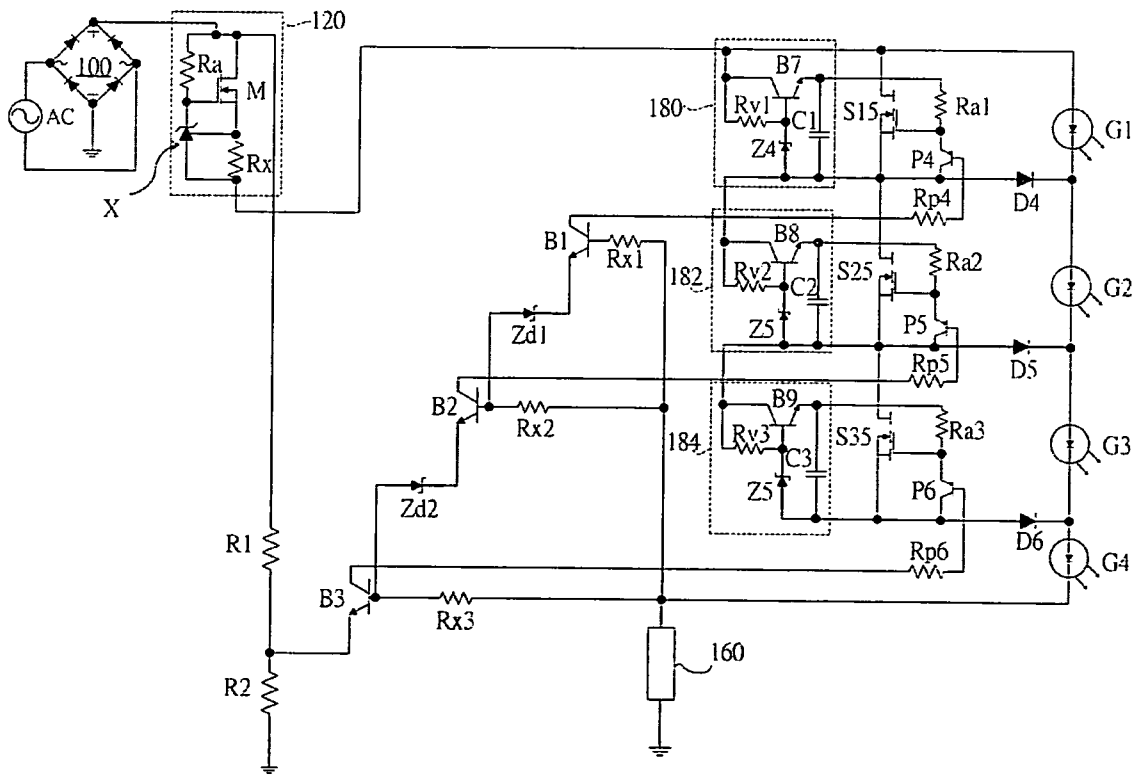


圖7B

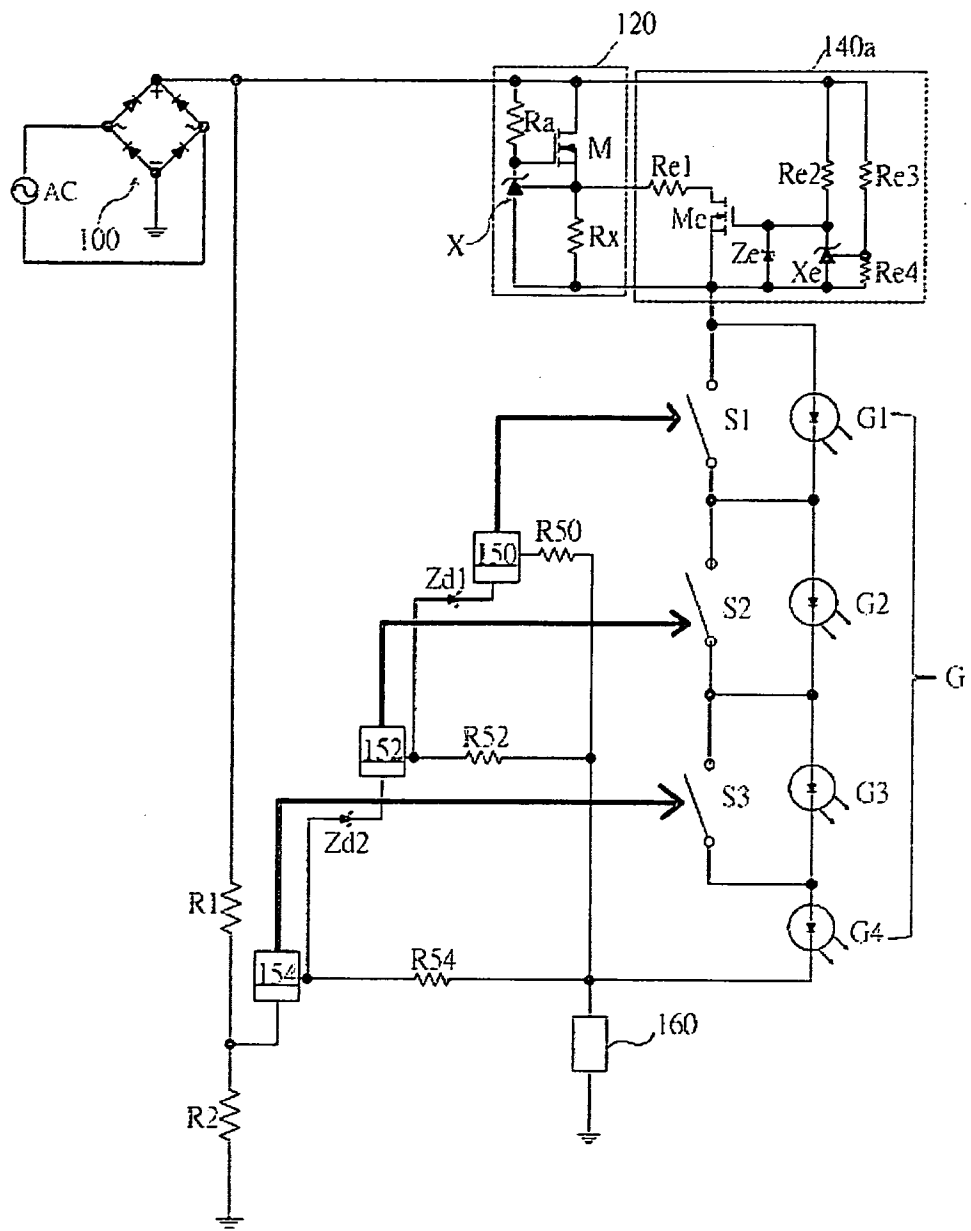


圖8A

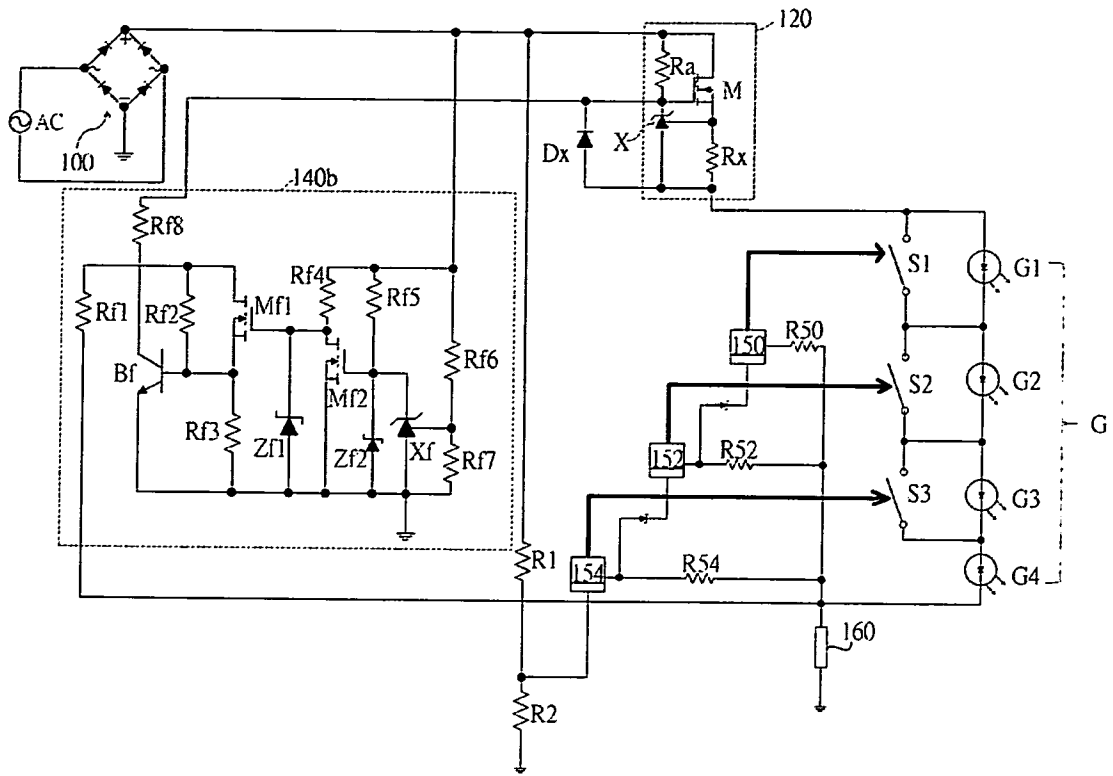


圖8B

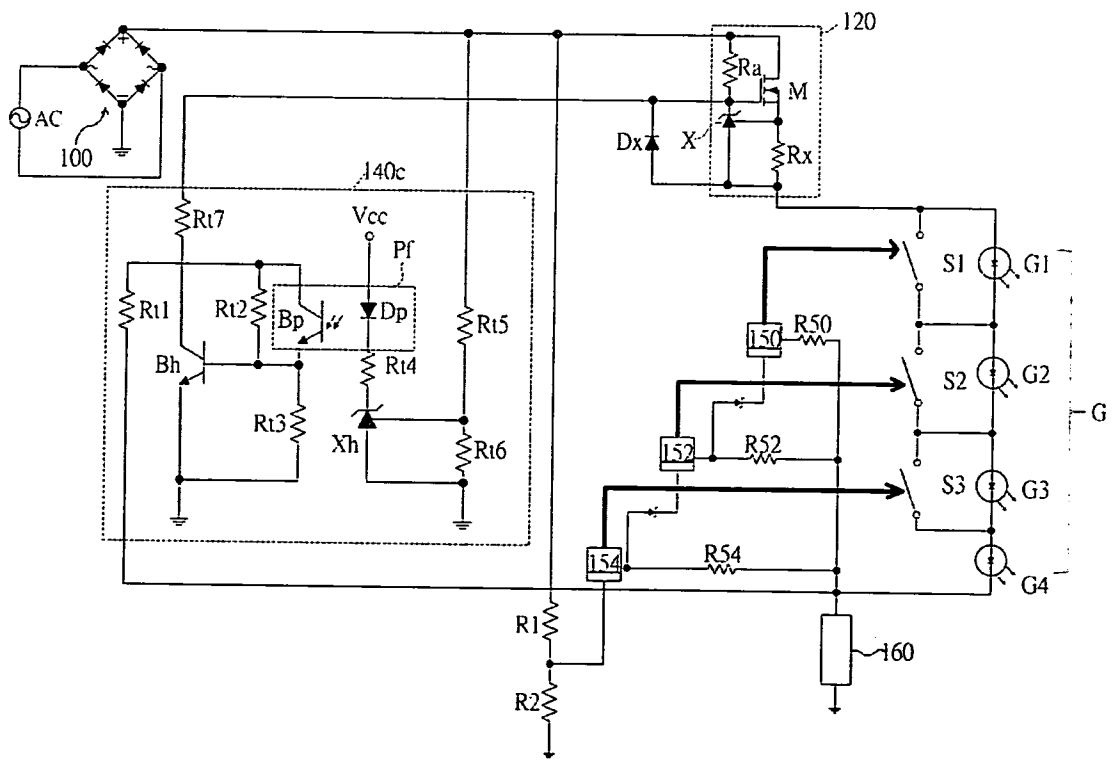
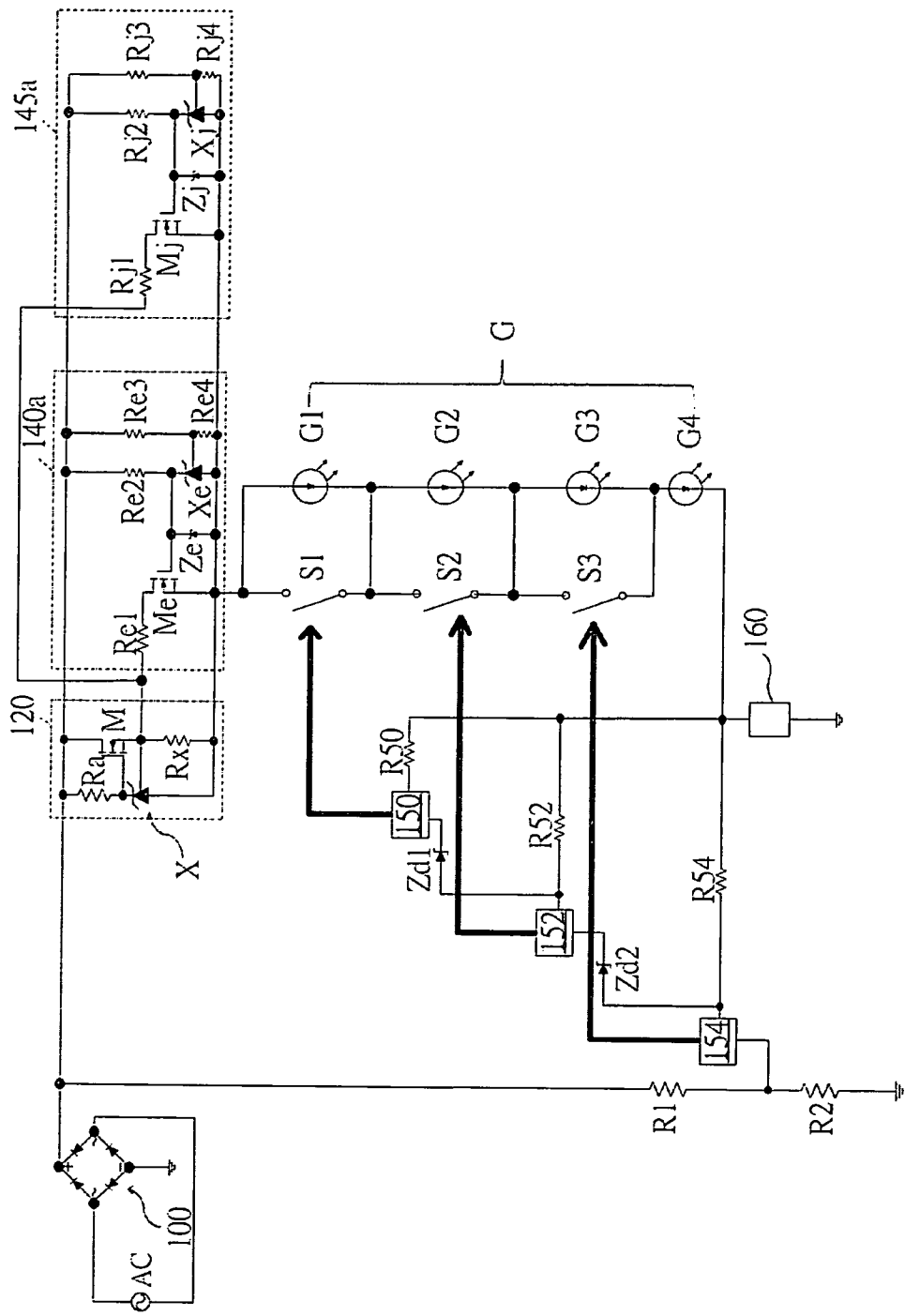


圖8C



8D

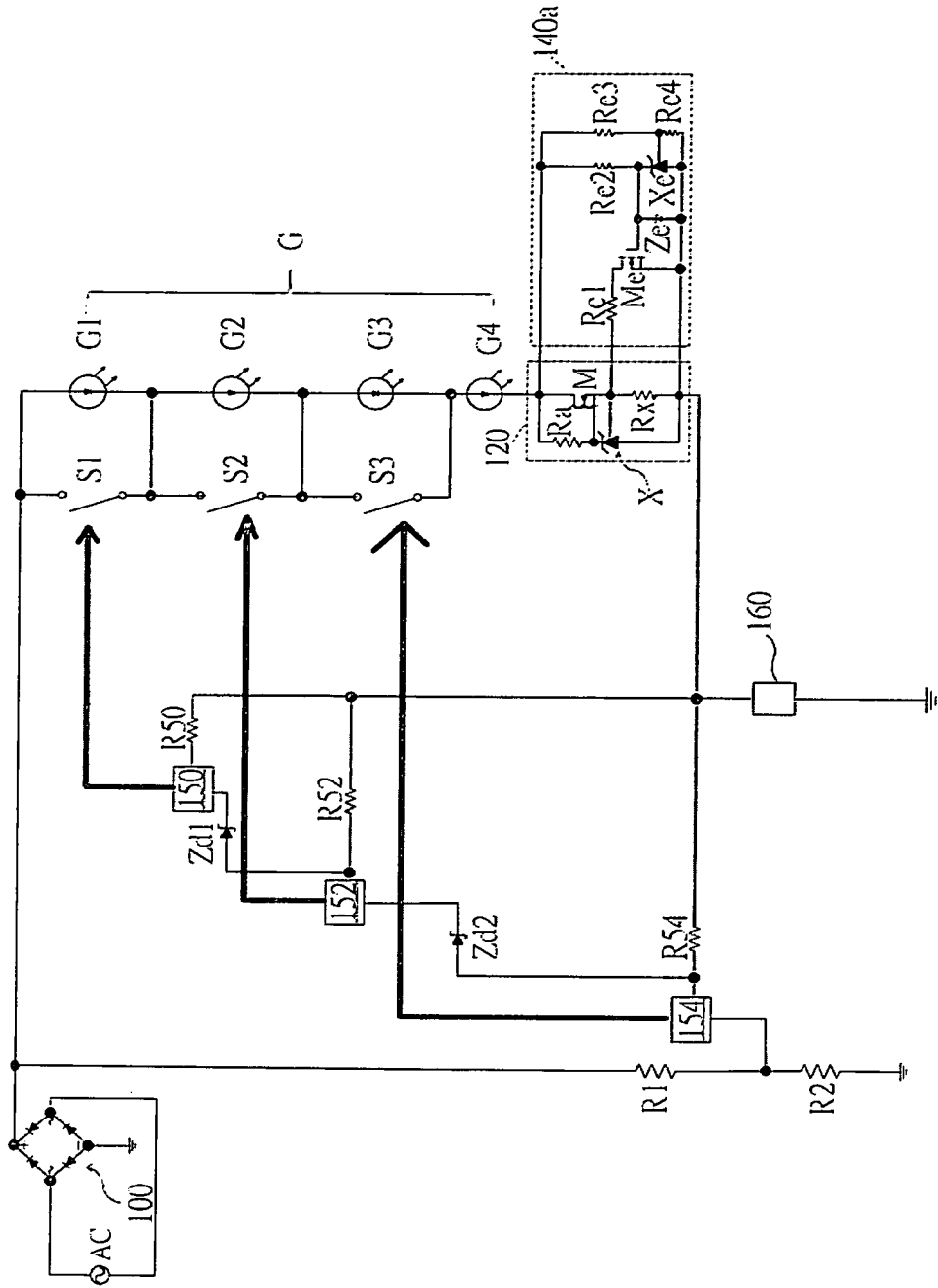


圖8E

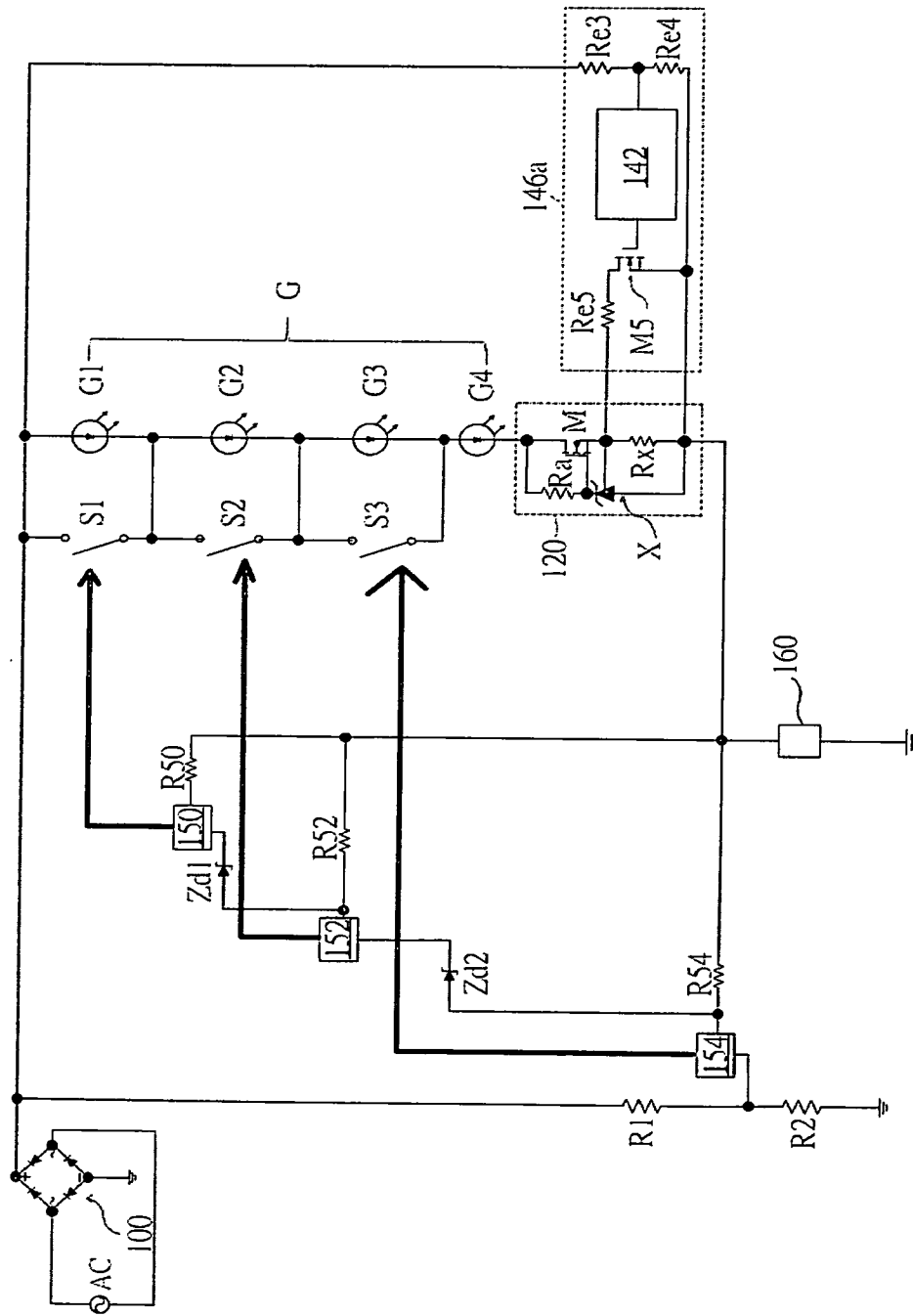


圖8F

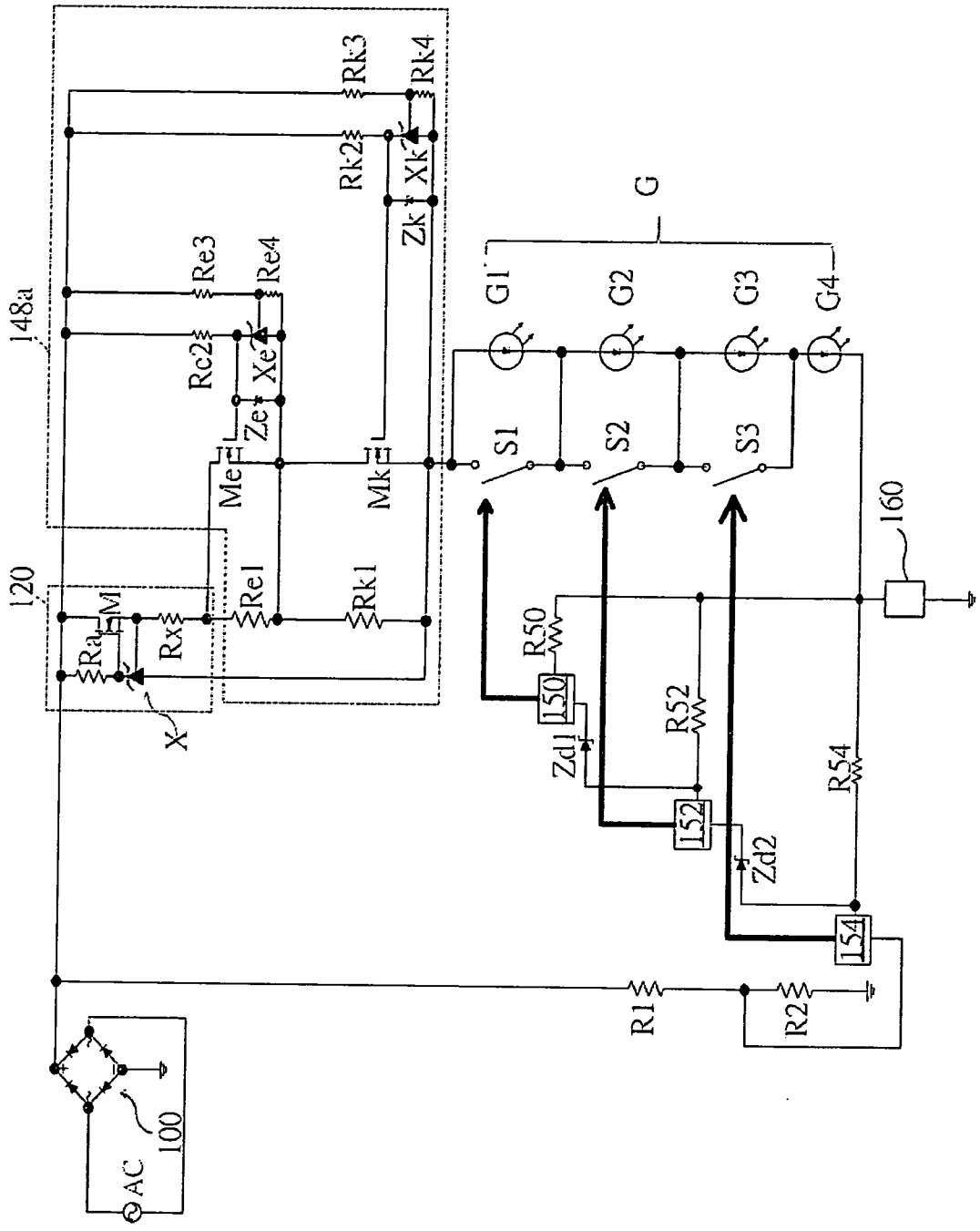


圖8G



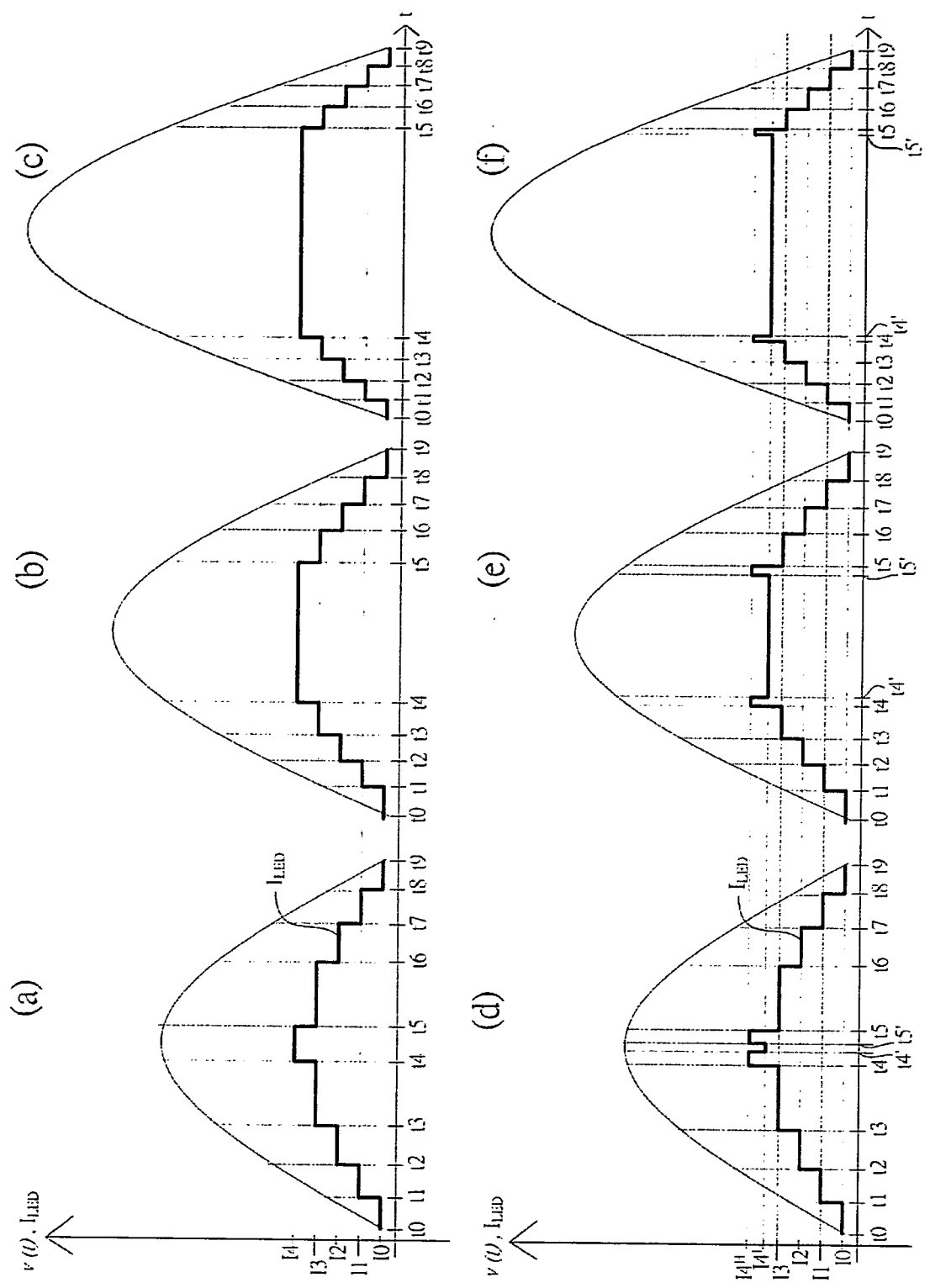


圖9A

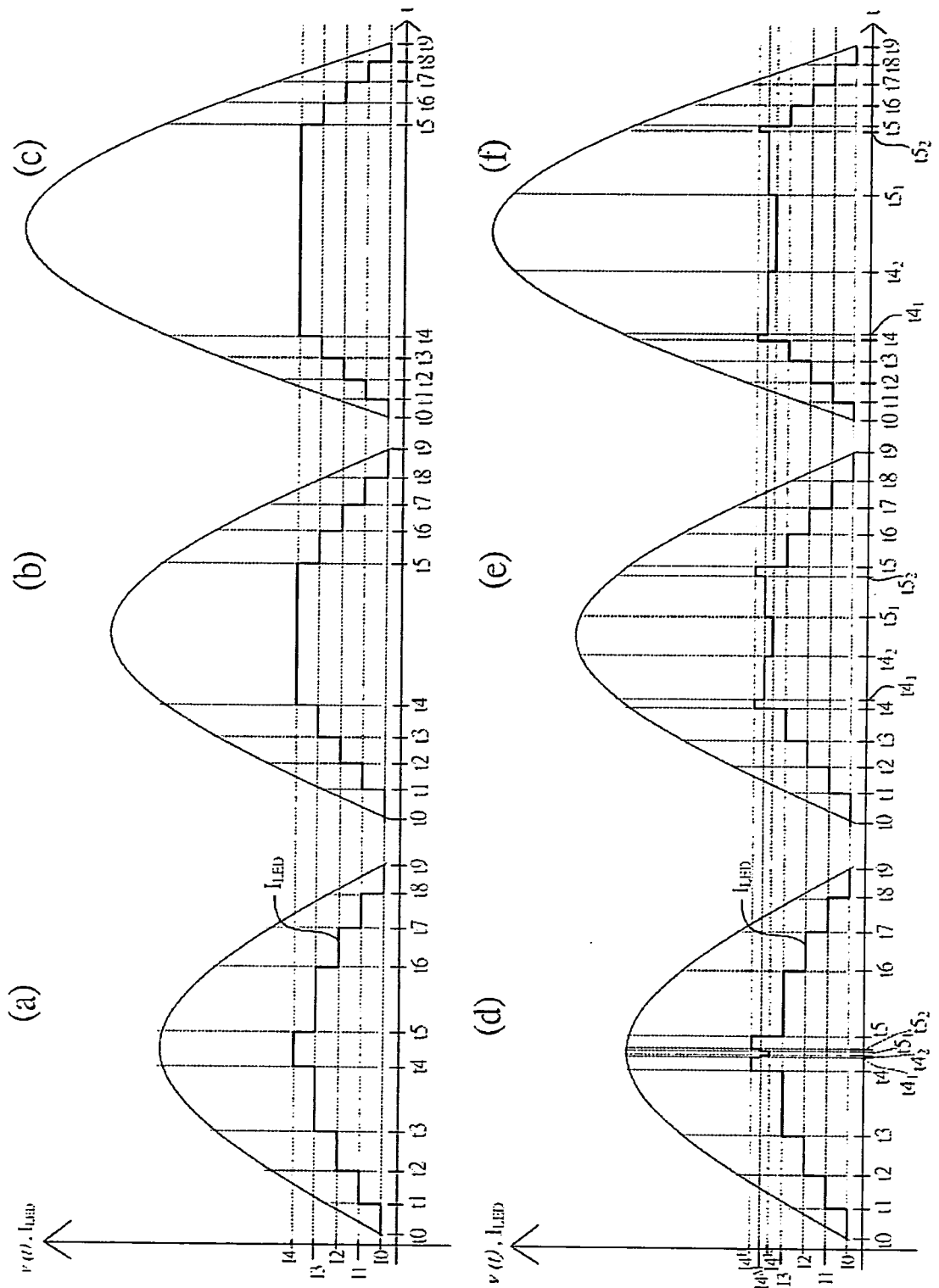


圖9B

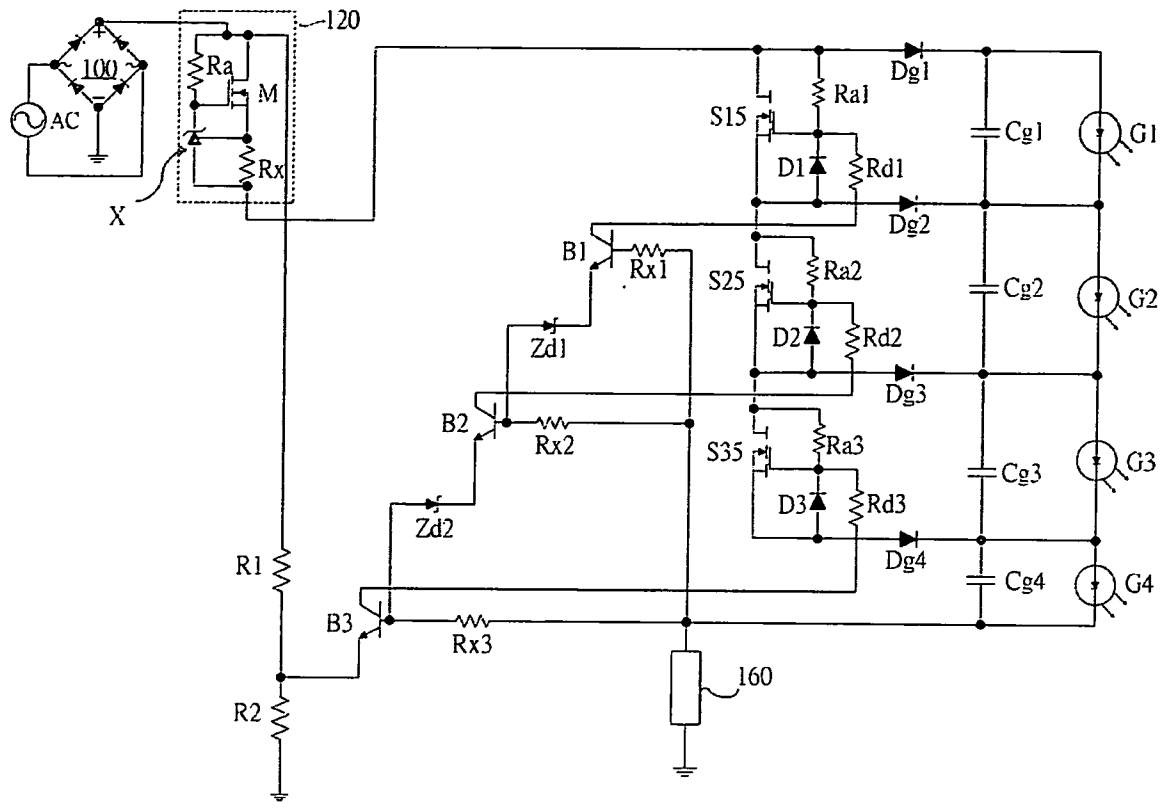


圖10A

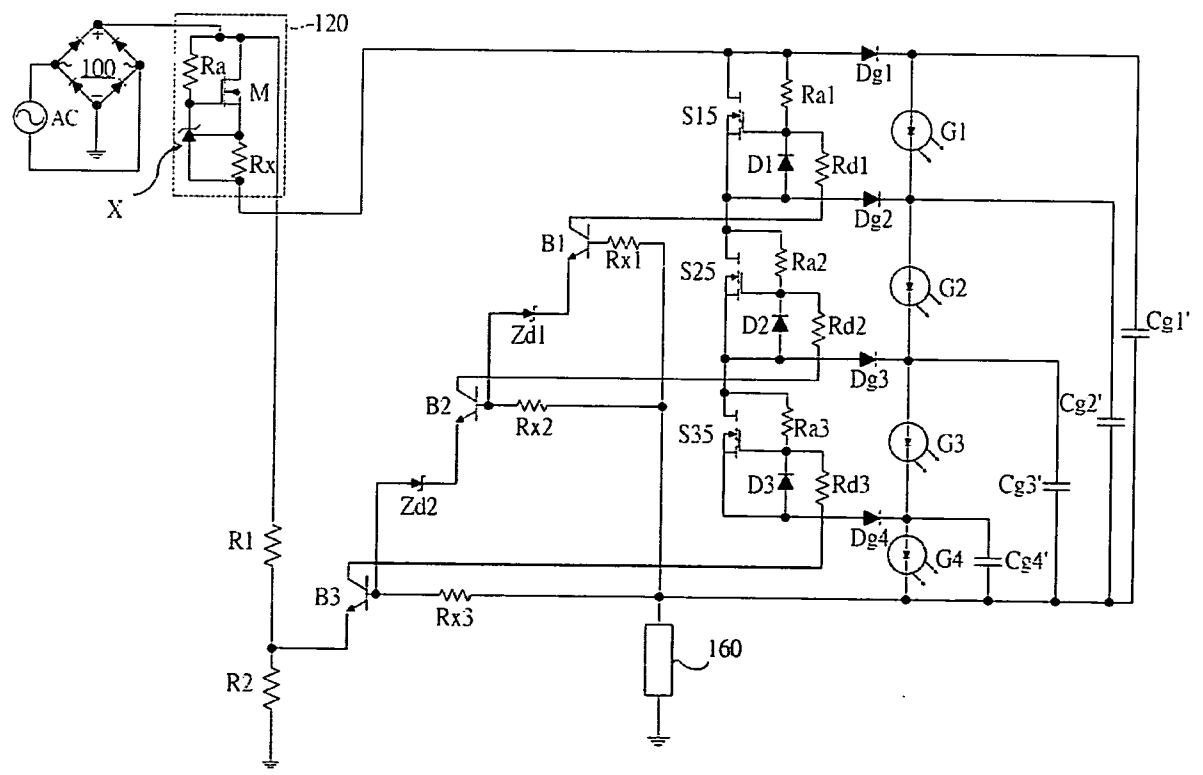


圖10B

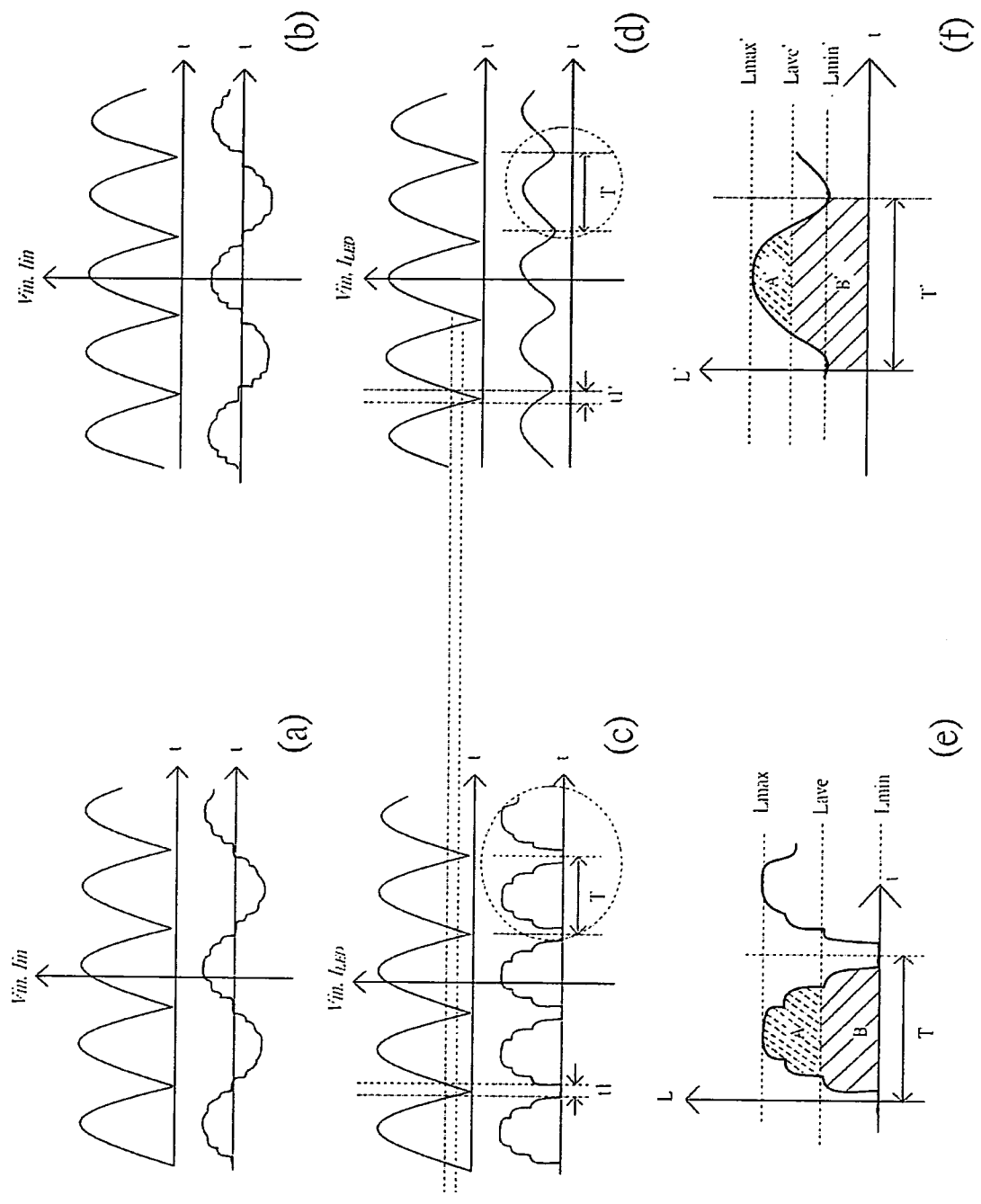


圖10C