



(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 I422275 B

(45)公告日：中華民國 103 (2014) 年 01 月 01 日

(21)申請案號：098129866

(22)申請日：中華民國 98 (2009) 年 09 月 04 日

(51)Int. Cl. : H05B37/02 (2006.01)

H03K7/08 (2006.01)

(30)優先權：2008/09/05 南韓

10-2008-0087758

(71)申請人：首爾半導體股份有限公司 (南韓) SEOUL SEMICONDUCTOR CO., LTD. (KR)
南韓

(72)發明人：崔炳勳 CHOI, BYUNG-HOON (KR)；朴仁圭 PARK, IN-KYU (KR)

(74)代理人：詹銘文；蕭錫清

(56)參考文獻：

TW 200428896A

TW 200704284A

TW 200816869A

CN 201063902Y

JP 2006-172820A

US 5661645

審查人員：陳昭雯

申請專利範圍項數：16 項 圖式數：16 共 0 頁

(54)名稱

交流發光二極體調光器及其調光方法

AC LED DIMMER AND DIMMING METHOD THEREBY

(57)摘要

揭露關於一種交流發光二極體調光器及其調光方法。交流發光二極體調光器包括整流器，從交流電壓源接收交流電壓並全波整流交流電壓；直流對直流轉換器，從整流器接收被全波整流之電壓、產生被全波整流後的提升電壓以及產生脈衝致能訊號；脈寬調變控制器，接收被全波整流後的提升電壓並回應於脈衝致能訊號來產生脈寬調變訊號以對交流發光二極體調光；開關，於脈寬調變訊號之控制下驅動交流發光二極體；以及電磁干擾濾波器，連接於交流電壓源與開關之間，以消除來自交流電壓源的電磁干擾。據此，調光器可執行有效且線性的調光功能及抑制諧波。

The disclosure relates to an AC LED dimmer and dimming method thereof. The AC LED dimmer includes a rectifier receiving AC voltage from an AC voltage source and full-wave rectifying the AC voltage; a direct current (DC)/DC converter receiving the full-wave rectified voltage from the rectifier, generating a full-wave rectified stepped-up voltage, and generating a pulse enable signal; a pulse width modulation controller receiving the full-wave rectified stepped-up voltage and generating a pulse width modulation signal to dim an AC LED in response to the pulse enable signal; a switch driving the AC LED under control of the pulse width modulation signal, and an electromagnetic interference (EMI) filter to be connected between the AC voltage source and the switch to eliminate electromagnetic interference from the AC voltage source. Accordingly, the dimmer can perform an efficient and linear dimming function and suppress harmonics.

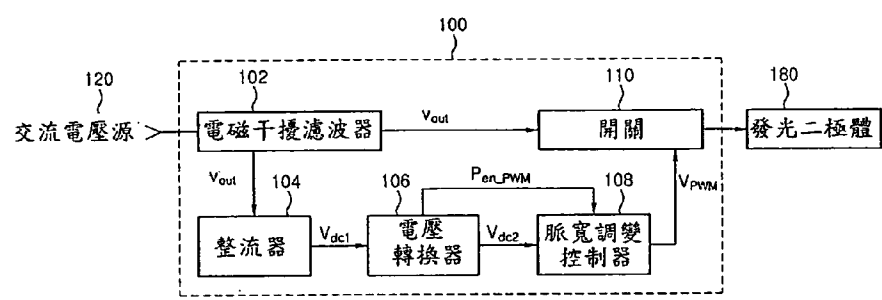


圖 3

- 100 . . . 交流發光二極體調光器
- 102 . . . 電磁干擾濾波器
- 104 . . . 整流器
- 106 . . . 電壓轉換器
- 108 . . . 脈寬調變控制器
- 110 . . . 開關
- 120 . . . 交流電壓源
- 180 . . . 發光二極體
- V_{dc1}、V_{dc2} . . . 電壓
- P_{en_PWM} . . . 脈衝致能訊號
- V_{PWM} . . . 脈寬調變訊號

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：98129866

※ 申請日：98.9.4

※IPC 分類：H05B 37/02 (2006.01)

H03K 7/08 (2006.01)

一、發明名稱：

交流發光二極體調光器及其調光方法

AC LED DIMMER AND DIMMING METHOD
THEREBY

二、中文發明摘要：

揭露關於一種交流發光二極體調光器及其調光方法。交流發光二極體調光器包括整流器，從交流電壓源接收交流電壓並全波整流交流電壓；直流對直流轉換器，從整流器接收被全波整流之電壓、產生被全波整流後的提升電壓以及產生脈衝致能訊號；脈寬調變控制器，接收被全波整流後的提升電壓並回應於脈衝致能訊號來產生脈寬調變訊號以對交流發光二極體調光；開關，於脈寬調變訊號之控制下驅動交流發光二極體；以及電磁干擾濾波器，連接於交流電壓源與開關之間，以消除來自交流電壓源的電磁干擾。據此，調光器可執行有效且線性的調光功能及抑制諧波。

三、英文發明摘要：

The disclosure relates to an AC LED dimmer and dimming method thereof. The AC LED dimmer includes a rectifier receiving AC voltage from an AC voltage source and full-wave rectifying the AC voltage; a direct current (DC)/DC converter receiving the full-wave rectified voltage from the rectifier, generating a full-wave rectified stepped-up voltage, and generating a pulse enable signal; a pulse width modulation controller receiving the full-wave rectified stepped-up voltage and generating a pulse width modulation signal to dim an AC LED in response to the pulse enable signal; a switch driving the AC LED under control of the pulse width modulation signal, and an electromagnetic interference (EMI) filter to be connected between the AC voltage source and the switch to eliminate electromagnetic interference from the AC voltage source. Accordingly, the dimmer can perform an efficient and linear dimming function and suppress harmonics.

四、指定代表圖：

(一) 本案之指定代表圖：圖 3

(二) 本代表圖之元件符號簡單說明：

100：交流發光二極體調光器

102：電磁干擾濾波器

104：整流器

106：電壓轉換器

108：脈寬調變控制器

110：開關

120：交流電壓源

180：發光二極體

V_{dc1} 、 V_{dc2} ：電壓

P_{en_PWM} ：脈衝致能訊號

V_{PWM} ：脈寬調變訊號

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】

本發明之示範實施例是有關於一種交流發光二極體調光器及其調光方法，且特別是有關於一種經由雙向地切換脈寬調變訊號之控制下於高速之交流電壓來執行交流發光二極體之調光功能的發光二極體調光器及其調光方法。

【先前技術】

一般來說，燈（lamp）具有允許使用者控制燈之亮度的調光功能，但這類的功能實際上具有限制性。當隨著電能消耗的增加而能源節省變成更重要時，燈的調光功能變成一個必要的功能，而不是一個可選擇的(optional)功能，以節省能源。進一步來說，作為環境友善性光源來節省電能的發光二極體（light-emitting diode, LED）已引起注意。

透過使用例如交流電流之三極體（triode）之半導體元件來控制交流電壓之交流相位，傳統的典型調光器經由調整交流電壓之均方根（root-mean-square, RMS）值（ V_{rms} ）來調光交流發光二極體。

三端雙向可控矽開關（Tri-electrode AC switch, Triac）是一種電子元件，其大約等於兩個矽控整流器（SCR/閘流器）以反向並聯的方式（並聯但使極性相反）相互連接，且矽控整流器的閘極是連接在一起。三端雙向可控矽開關可以經由施加於其閘電極之正或負電壓來觸發，而一旦被觸發，三端雙向可控矽開關會連續地導通直到通過三端雙向可控矽開關的電流降低至某一臨界(threshold)值之下。三

端雙向可控矽開關 (Triac) 的技藝已為人所知，此處因此不再詳述。

在預定延遲之後且當輸入電壓為 0V（此刻當輸入電壓開始上升或減少）時，上述相位控制方法經由驅動三端雙向可控矽開關來調整輸出電壓之均方根值。然而，就操作範圍來說，由於安裝控制器來驅動三端雙向可控矽開關以及三端雙向可控矽開關之內在的特性，會限制相位控制方法與使用三端雙向可控矽開關之傳統調光方法。

傳統調光器與調光方法將搭配隨附圖式說明如下。

圖 1 為使用三端雙向可控矽開關之傳統調光器之方塊圖。調光器 10 包括三端雙向可控矽開關 14 與電阻/電容 (R/C) 相位控制器 16。三端雙向可控矽開關 14 供應或阻止由交流電壓源 12 至燈(亦即交流發光二極體 18)之交流電壓，並且電阻/電容相位控制器 16 控制三端雙向可控矽開關 14。因此，三端雙向可控矽開關 14 經由來自電阻/電容相位控制器 16 之閘極開啟訊號 I_G 來開啟，以允許交流電壓供應至交流發光二極體 18。

當交流電壓為 0V 時，調光器 10 使用電阻 R 與電容 C 來產生相位控制訊號，亦即閘極開啟訊號 I_G ，以驅動三端雙向可控矽開關 14。相位控制訊號是經由電阻與電容所決定之時間常數 (time constant) 而延遲之交流電壓訊號。

就典型三端雙向可控矽開關之操作特性而言，調光器之調光範圍是根據三端雙向可控矽開關之驅動電壓來限制。

圖 2 為圖 1 之傳統調光器中之交流輸入電壓 v_1 與交流輸入電流 i_1 之波形圖。參照圖 2，使用三端雙向可控矽開關之相位控制架構導致電流 i_1 的非正弦波形。

當交流輸入電壓為 0V 時，由於三端雙向可控矽開關之操作特性，使用電阻 R 與電容 C 所產生之相位控制訊號，亦即如圖 1 之閘極開啟訊號 I_G ，會引起三端雙向可控矽開關 14（參照圖 1）突然地傳導電流，從而導致如圖 2 所示之電流的非正弦波形。

進一步來說，電流 i_1 開始以電流波形來流動時之時間點是根據電阻/電容相位控制器 16 之電阻與電容而定。在決定這類相位延遲中，電阻於電容之操作邊限(margin)是需要的。不足夠的相位邊限會引起閘極啟動訊號 I_G （參照圖 1）突如其來地流動，從而導致交流發光二極體閃爍。

因此，由於三端雙向可控矽開關之驅動電壓與電阻/電容相位控制器之電阻和電容之特性，會有一個非常受限制之最小調光範圍與最大調光範圍的問題。

另外，三端雙向可控矽開關經由使用三端雙向可控矽開關之相位控制方法中之閘開啟訊號來突然地切換，從而於切換過程期間（特別是如圖 2 所示之標號 20 所表示之開啟時間）產生多個諧波。

據此，需要新的交流電壓源驅動器與控制器來完成邊界（broader）控制範圍與線性調光功能。

【發明內容】

本發明之示範實施例提供一種改進過之交流發光二

極體調光器與調光方法，其能對付傳統調光器中之三端雙向可控矽開關之驅動電壓與電阻/電容相位控制器之電阻和電容之特性所限制之調光範圍的問題。

本發明之示範實施例也提供一種改進過之交流發光二極體調光器與調光方法，其能對付傳統調光器中之開啟切換操作中所產生之多個諧波的問題。

本發明之示範實施例也提供一種改進過之交流發光二極體調光器與調光方法，其能將傳統調光器中之電阻/電容相位控制器之電阻和電容之不足夠的操作邊限所導致之交流發光二極體的閃爍降低或減到最少。

本發明之額外特徵將提出而描述如下，且部分從描述中將是顯而易見的，或可以經由本發明之實施來學習。

本發明之一示範實施例揭露一種交流發光二極體調光器，其包括整流器，其從交流電壓源接收交流電壓，並且第一全波整流該交流電壓。包括在調光器中之電壓轉換器從整流器接收第一全波整流電壓、產生第二全波整流後的提升電壓以及產生脈衝致能訊號。調光器也包括脈寬調變控制器，其接收第二全波整流後的提升電壓，並回應於脈衝致能訊號來產生脈寬調變訊號以調光交流發光二極體；以及開關，其於脈寬調變訊號之控制下，驅動交流發光二極體。

本發明之示範實施例也揭露一種交流發光二極體調光方法，其包括接收交流電壓並產生脈寬調變訊號。此方法包括於脈寬調變訊號之控制下驅動交流發光二極體；以

及經由調整脈寬調變訊號之責任週期(duty cycle)來調光交流發光二極體。

本發明之示範實施例也揭露一種交流發光二極體調光方法，其包括接收並第一全波整流交流電壓來產生第一全波整流後的電壓。此方法包括從第一全波整流之電壓來產生第二全波整流後的提升電壓，並產生脈衝致能訊號。此方法包括從第二全波整流後的提升電壓並回應於脈衝致能訊號來產生脈寬調變訊號。此方法也包括根據於脈寬調變訊號之控制下之交流電壓來雙向地切換以驅動交流發光二極體；以及經由調整脈寬調變訊號之責任週期來調光交流發光二極體。

應了解上述一般描述與下面詳細描述為示範性與闡釋性的，並提供本發明進一步所欲主張之範圍的說明。

【實施方式】

本發明將搭配本發明之實施例所示之隨附圖式，更充分地說明如下。然而，本發明可以實施於多個不同型式，並不應理解為限制於本文所提出之實施例。當然，所提供的這些實施例，使得這個揭露是完全且將充分傳達本發明之觀點給熟習此項技術者。在圖式中，為了清楚起見而可誇示層以及區域之尺寸以及相對尺寸。圖式中之相似的標號代表相似的元件。

應了解，當元件或層被稱作在另一元件或層“上”或是“連接至”另一元件或層時，可以是直接在另一元件或層上或是直接連接至其他元件或可存在介入元件

(intervening element) 或層。相對地，當元件或層被稱作“直接”在另一元件或層“上”或是“直接連接至”另一元件或層時，不存在介入元件或層。

圖 3 為根據本發明之示範實施例之交流發光二極體調光器之方塊圖。

交流 (alternating current, AC) 發光二極體 (light-emitting diode, LED) 調光器 100 包括電磁干擾 (electromagnetic interference, EMI) 濾波器 102、交流對直流 (alternating current to direct current, AC/DC) 整流器 104、電壓轉換器 106、脈寬調變 (pulse width modulation, PWM) 控制器 108 與開關 110。

電磁干擾濾波器 102 連接於交流電壓源 120 與開關 110 之間，並用以消除包括在交流電壓源 120 中之電磁干擾。也就是，由於調光器 100 內部或外部的電磁干擾是產生於交流電壓源 120 與交流發光二極體 180 之間的電源線中，電磁干擾濾波器 102 會消除脈衝雜訊、諧波等。電磁干擾濾波器 102 可以是有選擇性的(optional)，但是最好包括用以降低電磁干擾與改善功率因數。

交流對直流整流器 104 接收來自交流電壓源 120 之交流電壓，並將交流電壓全波整流成直流電壓 V_{dc1} 。電磁干擾濾波器 102 允許交流對直流整流器接收不具有電磁干擾之電壓 V_{out} 。

電壓轉換器 106 接收經由交流對直流整流器 104 全波整流後之電壓 V_{dc1} ，並輸出全波整流後之已提升之電壓

V_{dc2} 與脈衝致能訊號 P_{en_PWM} 。也就是，電壓轉換器 106 輸出從交流電壓源 120 所分離之直流電壓 V_{dc2} ，並也輸出用以產生脈寬調變訊號 V_{PWM} 之脈衝致能訊號 P_{en_PWM} 。

脈寬調變控制器 108 接收來自電壓控制器 106 之電壓 V_{dc2} 並回應於脈衝致能訊號 P_{en_PWM} 來產生脈寬調變訊號 V_{PWM} 。

開關 110 於脈寬調變訊號 V_{PWM} 之控制下用來驅動交流發光二極體 180。若使用電磁干擾濾波器 102，則開關 110 接收不具有電磁干擾之電壓 V_{out} ，並驅動交流發光二極體 180。

據此，交流發光二極體調光器 100 包括上述元件，其可解決使用三端雙向可控矽開關之傳統調光器的問題，亦即，由於三端雙向可控矽開關之驅動電壓與電阻/電容相位控制器之電阻和電容之特性而限制之調光範圍、於開啟切換操作所產生之諧波以及由於電阻/電容相位控制器之電阻和電容之不足夠的邊限而使交流發光二極體產生閃爍。

圖 4 為當使用圖 3 之交流發光二極體調光器時之交流輸入電壓 v_4 與電流 i_4 之波形圖。名稱輸入電壓是指屬於交流發光二極體之輸入電壓。輸入電壓與電流之波形說明了具有 100% 之責任週期之脈寬調變訊號 V_{PWM} 。

比較圖 4 與圖 2，儘管電壓波形 v_1 與 v_4 是相似的（交流電壓源假設完全相同），圖 4 之電流波形 i_4 是接近正弦曲線。進一步來說，能抑制當三端雙向可控矽開關突然地開啟而產生例如於圖 2 之電流波形 i_1 中之諧波。

圖 5A 與圖 5B 為說明圖 3 之電磁干擾濾波器 102 之電路圖之示範實施例。參照圖 5A，電磁干擾濾波器 102 是線性濾波器（也稱為交流線性濾波器），其包括濾波電容 C_1 與共模（common mode）電感 L_1 和 L_2 。線性濾波器是 LC 低通濾波器，其可去除包括在電壓源中之電磁干擾。交流電壓 V_{out} 是不具有電磁干擾之電壓。

可以設計電磁干擾濾波器 102，使得濾波電容 C_1 具有小電容值，而共模電感 L_1 和 L_2 具有大電感值，以增加功率因數。

如圖 5A 所示之形成單一級之共模電感 L_1 和 L_2 可以經由線圈之數量、尺寸等來達成物理上的限制。為了克服這類物理上的限制並增加共模電感的電感值，從而增加功率因數，共模電感可以形成為以串聯的方式相互連接之兩級或兩級以上。

圖 5B 為說明以串聯方式相互連接之共模電感 L_3 和 L_4 與 L_5 和 L_6 之兩級的示意圖。提供圖 5B 只用以說明的目的，並且共模電感可以形成三級或三級以上。

據此，經由使用電磁干擾濾波器 102，能產生近乎正弦曲線的輸入電流至交流發光二極體 180，以抑制諧波並消除電磁干擾。

圖 6 為圖 3 之交流對直流整流器 104 之示範實施例之電路圖。交流對直流整流器 104 包括電壓分配器 114 用來分配交流電壓源 V_{in} 之電壓、第一全波整流單元 124 用來全波整流電壓分配器 114 所分配之電壓以及具有電容 C_{62} 之

第一電壓穩定器用來穩定第一全波整流單元 124 所全波整流之電壓。

這時，交流電壓源 v_{in} 可以是具有未濾除電磁干擾之交流電壓源 120，或是具有使用電磁干擾濾波器 102 來濾除電磁干擾之交流電壓源（如圖 5A 或圖 5B 之 v_{out} ）。

電壓分配器 114 包括電容 C_{61} ，其以串聯的方式連接至交流電壓源；電阻 R_{61} ，其以串聯的方式連接至電容 C_{61} ；以及一對齊納二極體（Zener Diode） ZD_{61} 和 ZD_{62} ，其以串聯的方式連接至電阻 R_{61} 。橫跨該對齊納二極體（Zener Diode） ZD_{61} 和 ZD_{62} 之預定的齊納電壓 V_{ZD} 是以並聯的方式連接至第一全波整流單元 124 之輸入。

該對齊納二極體（Zener Diode） ZD_{61} 和 ZD_{62} 以反向串聯的方式連接以用來提供低於交流電壓源 v_{in} 之預定的齊納電壓 V_{ZD} 。

交流對直流整流器 104 的操作將詳細描述如下。

由於電容 C_{61} 、電阻 R_{61} 以及該對齊納二極體（Zener Diode） ZD_{61} 和 ZD_{62} 是以串聯的方式連接至交流電壓源 V_{in} ，並且該對齊納二極體 ZD_{61} 和 ZD_{62} 是連接至第一全波整流單元 124 之輸入，因此該對齊納二極體 ZD_{61} 和 ZD_{62} 用以限制第一全波整流單元 124 之輸入電壓至預定的齊納電壓 V_{ZD} 。

橫跨電容 C_{61} 之電壓可以根據第一電壓穩定器之電容 C_{62} 的電源消耗而變化。在此例中，就電容 C_{61} 而言，電阻 R_{61} 與該對齊納二極體（Zener Diode） ZD_{61} 和 ZD_{62} 是以串

聯的方式相互連接，交流電壓源 v_{in} 之電壓是以預定比率進行分配，並且包括二極體 D_{61} 、 D_{62} 、 D_{63} 和 D_{64} 之第一全波整流單元 124 之交流輸入電壓是根據電容 C_{62} 之電源消耗而變化。

因此，電容 C_{61} 之電容值可考慮電容 C_{62} 之電源消耗來作設計。舉例來說，電容 C_{61} 可以具有 100 至 300nF 的電容值。

進一步來說，根據考慮到電容 C_{62} 之電源消耗而是否最佳地設計電容 C_{61} ，則該對齊納二極體 ZD_{61} 和 ZD_{62} 可以有選擇性的。

電感 C_{62} 形成第一電壓穩定器。第一電壓穩定器將第一全波整流單元 124 所整流之電壓穩定成直流電壓，並將此直流電壓提供至電壓轉換器 106。

圖 7 為圖 3 之電壓轉換器之示範實施例之電路圖，亦即直流對直流 (DC/DC) 轉換器。電壓轉換器 106 包括脈衝產生器 116、第一放大器 146、變壓器 TR_{71} 、第二全波整流單元 166 與第二電壓穩定器 156。脈衝產生器 116 接收交流對直流整流器 104 之輸出電壓 V_{dc1} ，並產生高頻脈衝訊號 P_1 。第一放大器 146 接收高頻脈衝訊號 P_1 ，並輸出交流方波訊號 P_2 。變壓器 TR_{71} 於其主要線圈接收交流方波訊號 P_2 ，而於其次要線圈感應出一種已提升的電壓。第二全波整流單元 166 全波整流該變壓器 TR_{71} 之次要線圈所感應的電壓 v_2 ，並輸出施加至脈寬調變控制器 108 之脈衝致能訊號 P_{en_PWM} 。第二電壓穩定器 156 穩定第二全波整流單

元 166 所全波整流之電壓（位於 N_{73} 之電壓）。

脈衝產生器 116 為產生方波的振盪器，並且包括責任週期調整器 126 與計時器積體電路（integrated circuit, IC）136。儘管圖 7 之脈衝產生器 116 之計時器積體電路 136 之示範實施例為 NE555 計時器積體電路，計時器積體電路 136 仍可為任何可以產生高頻脈衝訊號之積體電路。

舉例來說，就計時器積體電路 136 而言，GND 接腳（接腳 1）連接至接地端；THR（接腳 2）、TRG（接腳 6）與 DIS（接腳 7）連接至調整責任週期的周邊電路 126（參照“責任週期調整器”）；VCC（接腳 4）與 RST（接腳 8）連接至直流電壓 V_{dc1} ；而 CV（接腳 5）連接至電容來穩定計時器積體電路 136。

責任週期調整器 126 包括以串聯方式相互連接之第一電阻 R_{71} 、第二電阻 R_{72} 與電容 C_{72} ，而責任週期調整器 126 用來施加直流電壓 V_{dc1} 。

計時器積體電路 136 之接腳 7 連接至第一電阻 R_{71} 與第二電阻 R_{72} 之間的節點 N_{71} ；計時器積體電路 136 之接腳 2 和 6 共同地連接至第二電阻 R_{72} 與電容 C_{72} 之間的節點 N_{72} 。就本身而論，責任週期是經由計時器積體電路 136 之操作以及第一電阻 R_{71} 、第二電阻 R_{72} 與電容 C_{72} 所決定的時間常數來決定。

如圖 7 所示，為了產生具有 50% 之責任週期的高頻脈衝訊號 P_1 ，可以進一步包括二極體 D_{71} ，其以並聯的方式連接至第二電阻 R_{72} 且朝向電容 C_{72} 而偏壓成順向。

第一放大器 146 接收高頻脈衝訊號 P_1 ，並施加交流方波訊號 P_2 至變壓器 TR_{71} 之主線圈。

舉例來說，如圖 7 所示，第一放大器 146 可以包括一對雙極接面電晶體 (bipolar junction transistor, BJT) Q_{71} 和 Q_{72} 。雙極接面電晶體 Q_{71} 和 Q_{72} 之基極是共同地連接至脈衝產生器 116 之輸出；雙極接面電晶體 Q_{71} 和 Q_{72} 之射極是共同地相互連接；雙極接面電晶體 Q_{71} 和 Q_{72} 之集極是連接至交流對直流轉換器 104 之輸出。也就是，雙極接面電晶體 Q_{71} 之集極是連接至直流電壓源 V_{dc1} ，而雙極接面電晶體 Q_{72} 之集極是連接至接地端，使得雙極接面電晶體 Q_{71} 和 Q_{72} 經由直流電壓源 V_{dc1} 來驅動。

雙極接面電晶體 Q_{71} 和 Q_{72} 之射極是共同地連接至變壓器 TR_{71} 之主線圈，使得交流方波訊號 P_2 從射極輸出至變壓器 TR_{71} 。

直流切斷電容 C_{74} 可以進一步以串聯的方式連接於雙極接面電晶體 Q_{71} 和 Q_{72} 之射極與變壓器 TR_{71} 之主線圈之間，以阻止直流訊號。

第二全波整流單元 166 包括四個二極體 D_{72} 、 D_{73} 、 D_{74} 與 D_{75} 。第二全波整流單元 166 連接至變壓器 TR_{71} 之次要線圈，以對該變壓器 TR_{71} 所提升之電壓（亦即變壓器 TR_{71} 之次要線圈的電壓 v_2 ）進行全波整流。電容 C_{75} 是以並聯的方式連接第二全波整流單元之輸出，以穩定直流電壓。

第二電壓穩定器 156 例如包括雙極接面電晶體 Q_{73} 、電阻 R_{73} 、齊納二極體 ZD_{71} 與電容 C_{76} 。

如圖 7 所示之雙極接面電晶體 Q_{73} 是 NPN 雙極接面電晶體，其集極是連接至第二全波整流器之輸出；其射極是連接脈寬調變控制器 108 之輸入；其基極是連接至齊納二極體 ZD_{71} 。具有預定電阻值之電阻 R_{73} 是連接於雙極接面電晶體 Q_{73} 之集極與基極之間，而齊納二極體 ZD_{71} 連接於雙極接面電晶體 Q_{73} 之基極與電壓轉換器 106 之輸出接地節點 N_{74} ，以供應預定的齊納電壓至雙極接面電晶體 Q_{73} 之基極。電容 C_{76} 是以並聯的方式連接至電壓轉換器 106，以穩定直流電壓 V_{dc2} 。

儘管第二電壓穩定器 156 是雙極接面電晶體 Q_{73} ，特別是如圖 7 所示之 NPN 雙極接面電晶體，但第二電壓穩定器 156 可以是 PNP 雙極接面電晶體（應了解其他元件將據此需要而不同地設計）或其他能穩定直流電壓的電路。

雜訊濾波器 176 可於變壓器 TR_{71} 之主線圈之接地節點 N_{75} 與電壓轉換器 106 之輸出接地節點 N_{74} 之間增加。雜訊濾波器 176 可以藉由穩定變壓器 TR_{71} 之次要線圈之接地節點 N_{74} ，亦即電壓轉換器 106 之輸出的接地端，以及將連接至變壓器 TR_{71} 之次要線圈之電路中的雜訊傳遞至變壓器 TR_{71} 之主要線圈，來產生穩定的直流電壓 V_{dc2} 。

雜訊濾波器 176 可以包括電容與電阻等的組合，或是具有數百千歐姆 (kilo-ohm, $k\Omega$) 至數千千歐姆電阻值之電阻。

電壓轉換器 106 的操作將搭配圖 7 來說明。交流對直流整流器 104 之輸出電壓 V_{dc1} 是經由電容 C_{71} 來充電或穩

定，而計時器積體電路 136 與第一放大器 146 之電晶體 Q_{71} 和 Q_{72} 是經由通過電容 C_{71} 之直流電壓 V_{dc1} 來驅動。

計時器積體電路 136 產生具有預定責任週期之高頻脈衝訊號 P_1 ，而責任週期是根據第一電阻 R_{71} 、第二電阻 R_{72} 與電容 C_{72} 所決定之時間常數而定。第一放大器 146 使用高頻脈衝訊號 P_1 來放大電流，並通過直流切斷電容 C_{74} 提供直流方波訊號 P_2 至變壓器 TR_{71} 之主線圈。變壓器 TR_{71} 之主線圈的電壓以變壓器 TR_{71} 之次要線圈中的預定比率來提升。提升的電壓 v_2 是經由包括二極體 D_{72} 、 D_{73} 、 D_{74} 與 D_{75} 之第二全波整流單元 166 來全波整流。全波整流後的電壓是經由電容 C_{75} 而穩定成直流電壓（位於 N_{73} 之電壓）。直流電壓是進一步經由第二電壓穩定器 156 來穩定成直流電壓 V_{dc2} ，並且直流電壓 V_{dc2} 是施加至脈寬調變控制器 108。進一步來說，第二全波整流單元 166 之二極體 D_{75} 和 D_{74} 之間的節點所輸出之脈衝致能訊號 P_{en_PWM} 提供至脈寬調變控制器 108，以產生脈寬調變訊號 V_{PWM} 。

電壓轉換器 106 可允許變壓器 TR_{71} 之主要線圈來產生交流電壓，且允許與主要線圈電性分離之變壓器 TR_{71} 之次要線圈來提升主要線圈所產生之電壓，並產生穩定的直流電壓 V_{dc2} 。

圖 8 為圖 3 之脈寬調變控制器 108 之示範實施例之電路圖。脈寬調變控制器 108 包括一種包含可變電阻（variable resistor） R_{var} 、固定電阻（constant resistor） R_{83} 和電容 C_{82} 之責任週期控制單元 128、方波脈衝產生器 118

以及包含雙極接面電晶體 Q_{81} 和 Q_{82} 之第二放大器 138。

責任週期控制單元 128 經由可變電阻 R_{var} 、固定電阻 R_{83} 和電容 C_{82} 之函數所決定的時間常數來決定脈衝致能訊號 P_{en_PWM} 所產生之脈寬調變訊號 V_{PWM} 的移位時間。

方波脈衝產生器 118 接收脈衝致能訊號 P_{en_PWM} 來移位方波脈衝 P_3 至第一準位，而責任週期控制單元 128 移位第一準位的方波脈衝 P_3 至第二準位。由於脈衝致能訊號 P_{en_PWM} 也是方波，因此脈寬調變訊號 V_{PWM} 之頻率（或週期）是經由脈衝致能訊號 P_{en_PWM} 來決定。

舉例來說，假設第一準位是高準位，而第二準位是低準位，方波脈衝產生器 118 接收脈衝致能訊號 P_{en_PWM} 且將方波脈衝 P_3 升高至第一準位，而被升高之方波脈衝 P_3 是經由責任週期控制單元 128 所決定之時間常數來移位至低準位。在此方法中，決定出方波脈衝 P_3 的開啟週期。

舉例來說，方波脈衝產生器 118 之示範實施例可以包括 4528 系列的積體電路。如圖 8 所示，在 4528 系列的積體電路中，方波產生器 118 之 RC 接腳是連接於以串聯方式相互連接之可變電阻 R_{var} 、固定電阻 R_{83} 和電容 C_{82} 之間的節點 N_{81} 。施加直流電壓 V_{dc2} 以橫跨該可變電阻 R_{var} 、固定電阻 R_{83} 和電容 C_{82} 。施加脈衝致能訊號 P_{en_PWM} 至方波脈衝產生器 118 之 A 接腳。

第二放大器 138 接收方波脈衝產生器 118 之輸出脈衝 P_3 ，並輸出脈寬調變訊號 V_{PWM} 。第二放大器 138 接收直流電壓 V_{dc2} ，且可以包括一對雙極接面電晶體 Q_{81} 和 Q_{82} 。第

二放大器 138 相似於電壓轉換器 106 中之第一放大器 146，故在此不再贅述。然而，在第一放大器 146 與第二放大器 138 中之每一電晶體可以具有不同特性。

再次參照圖 8，方波脈衝產生器 118 與第二放大器 138 接收來自電壓轉換器 106 之直流電壓 V_{dc2} ，方波脈衝產生器 118 回應於來自電壓轉換器 106 之脈衝致能訊號 P_{en_PWM} 來產生方波脈衝 P_3 ，而第二放大器 138 接收方波脈衝，並產生脈寬調變訊號 V_{PWM} 。

如上所述，脈寬調變訊號 V_{PWM} 之責任週期是經由作為方波脈衝產生器 118 之周邊電路的責任週期控制單元 128 來決定，並且脈寬調變訊號 V_{PWM} 之開啟時間和頻率是經由脈衝致能訊號 P_{en_PWM} 來決定。

脈寬調變控制器 108 之輸出，亦即脈寬調變訊號 V_{PWM} ，可以是具有頻率範圍為 20 至 100kHz 或更高的方波，並且脈寬調變可以控制在責任週期範圍為 1 至 100%。

在責任週期控制單元 128 中，可變電阻 R_{var} 可以直接結合一種操作單元（未繪示）以調光該交流發光二極體，使得可經由該操作單元來調整可變電阻 R_{var} 之電阻值以調整脈寬調變訊號 V_{PWM} 之責任週期，從而調光該交流發光二極體。

圖 9A、圖 9B 與圖 9C 為調光交流發光二極體之一些脈寬調變訊號的波形圖。更具體來說，圖 9A 為脈寬調變訊號 V_{PWM} 具有 1% 之責任週期的波形圖。圖 9B 為脈寬調變訊號 V_{PWM} 具有 70% 之責任週期的波形圖。圖 9C 為脈寬

調變訊號 V_{PWM} 具有 100%之責任週期的波形圖。

參照圖 9A，脈衝致能訊號 P_{en_PWM} 具有預定頻率，且如上所述具有被致能之脈寬調變訊號 V_{PWM} 且決定脈寬調變訊號 V_{PWM} 之頻率。

當經由調整如圖 8 之可變電阻 R_{var} 而使脈寬調變訊號 V_{PWM} 具有 1%之責任週期時，可以獲得如圖 9A 所示之脈寬調變訊號 V_{PWM} 的波形。在此例中，由於在此週期期間開關 110 開啟的時間非常短，則交流發光二極體會產生非常低的光能。

參照圖 9B，脈衝致能訊號 P_{en_PWM} 具有如圖 9A 之脈衝致能訊號 P_{en_PWM} 之相同頻率且調整可變電阻 R_{var} ，使得脈寬調變訊號 V_{PWM} 具有 70%之責任週期。在此例中，由於開關 110 開啟的時間長於圖 9A 之開關的開啟時間，因此交流發光二極體可以產生的光能大於在圖 9A 所產生的光能。

參照圖 9C，脈衝致能訊號 P_{en_PWM} 具有如圖 9A 之脈衝致能訊號 P_{en_PWM} 之相同頻率且調整可變電阻 R_{var} ，使得脈寬調變訊號 V_{PWM} 具有 100%之責任週期。在此例中，由於開關 110 保持開啟，因此交流發光二極體可以產生最大的光能。

圖 10 為圖 3 之開關 110 之實施例之電路圖。當脈寬調變訊號 V_{PWM} 為第一準位時，開關 110 於交流電壓源之正半週期期間處於第一操作模式，而於交流電壓源之負半週期期間處於第二操作模式。在此例中，若電磁干擾濾波

器 102 位於交流電壓源（查看圖 3 之標號 120）之後，則經由電磁干擾濾波器 102 消除來自交流電壓源之電磁干擾，並且不具有電磁干擾之交流電壓接著被提供至開關 110。

舉例來說，脈寬調變訊號 V_{PWM} 之第一準位與第二準位分別指出一種用以開啟電晶體 Q_{101} 和 Q_{102} 之電壓準位以及一種於閘極與源極之間用以關閉電晶體 Q_{101} 和 Q_{102} 之電壓準位。

由於施加交流電壓源至開關 110 並使用交流發光二極體，因此使用具有兩個不同電流路徑之兩種操作模式。

開關 110 包括第一切換電晶體 Q_{101} 和第二切換電晶體 Q_{102} 以及以並聯的方式分別連接至第一切換電晶體 Q_{101} 和第二切換電晶體 Q_{102} 的第一反相二極體 Qd_{101} 和第二反相二極體 Qd_{102} 。

第一切換電晶體 Q_{101} 和第二切換電晶體 Q_{102} 是經由脈寬調變訊號 V_{PWM} 來開啟或關閉，且以串聯的方式相互連接。

第一反相二極體 Qd_{101} 以並聯的方式連接至第一切換電晶體 Q_{101} 的汲極與源極之間，而第二反相二極體 Qd_{102} 以並聯的方式連接至第二切換電晶體 Q_{102} 的汲極與源極之間。

在圖 10 中，於第一操作模式中，電流流過第一切換電晶體 Q_{101} 與第二反相二極體 Qd_{102} 。於第二操作模式中，電流流過第二切換電晶體 Q_{102} 與第一反相二極體 Qd_{101} 。

也就是，若脈寬調變訊號 V_{PWM} 處於開啟該切換電晶體 Q_{101} 和 Q_{102} 的準位（如上範例之第一準位），則該切換電晶體 Q_{101} 和 Q_{102} 是開啟且只有一個順偏（forward-biased）二極體（ Qd_{102} 於第一操作模式； Qd_{101} 於第二操作模式）傳導電流，因而導致不同的電流路徑。

現在將詳細描述各自的操作模式。

就交流電壓 v_1 之正半週期的第一操作模式而言，由於第一反相二極體 Qd_{101} 不傳導電流，根據脈寬調變訊號 V_{PWM} ，第一切換電晶體 Q_{101} 之汲極 N_{101} 與源極 N_{102} 之間會有電流流動或無電流流動。相反地，由於第二反相二極體 Qd_{102} 是順偏，電流流過第二切換電晶體 Q_{102} 之源極 N_{102} 與汲極 N_{103} 之間的第二反相二極體 Qd_{102} 。因此，在第一操作模式中，根據脈寬調變訊號 V_{PWM} 來控制第二切換電晶體 Q_{102} ，據以調光該交流發光二極體。

就交流電壓 v_1 之負半週期的第二操作模式而言，由於第二反相二極體 Qd_{102} 不傳導電流，根據脈寬調變訊號 V_{PWM} ，第二切換電晶體 Q_{102} 之汲極 N_{103} 與源極 N_{102} 之間會有電流流動或無電流流動。相反地，由於第一反相二極體 Qd_{101} 是順偏，電流流過第一切換電晶體 Q_{101} 之源極 N_{102} 與汲極 N_{101} 之間的第一反相二極體 Qd_{101} 。因此，在第二操作模式中，根據脈寬調變訊號 V_{PWM} 來控制第一切換電晶體 Q_{101} ，據以調光該交流發光二極體。

儘管使用 N 型金氧半場效電晶體 (metal-oxide-semiconductor field effect transistor, MOSFET)

作為圖 10 之切換電晶體 Q_{101} 和 Q_{102} ，但是也可使用 P 型金氧半場效電晶體來作為切換電晶體 Q_{101} 和 Q_{102} 或是使用任何形式之切換電晶體，其可經由脈寬調變訊號 V_{PWM} 快速地切換，以供應交流電源至交流發光二極體。

圖 11A、圖 11B 與圖 11C 為根據本發明之示範實施例之根據交流發光二極體調光器中之脈寬調變訊號 V_{PWM} 之責任週期來說明交流發光二極體之輸入電壓與輸入電流之間關係的波形圖。

圖 11A 說明脈寬調變訊號 V_{PWM} 具有 1% 之責任週期；圖 11B 說明脈寬調變訊號 V_{PWM} 具有 70% 之責任週期；圖 11C 說明脈寬調變訊號 V_{PWM} 具有 100% 之責任週期。因此，圖 11A、圖 11B 與圖 11C 可以是說明交流發光二極體之輸入電壓與輸入電流之間之關係的波形，其分別對應於圖 9A、圖 9B 與圖 9C。在圖 11A、圖 11B 與圖 11C 中，x 軸表示時間，而 y 軸表示電壓或電流。

在圖 11A 與圖 11B 中，由於根據脈寬調變訊號 V_{PWM} 之責任週期開關 110 之開啟或關閉週期是包括在脈寬調變訊號 V_{PWM} 之週期範圍內，而據以改變交流發光二極體之輸入電壓與電流。因此，於根據脈寬調變訊號 V_{PWM} 來改變交流發光二極體之輸入電壓之週期期間中的內部週期以及於輸入電流出現之週期期間的內部週期是與脈寬調變訊號 V_{PWM} 之週期相同。

在圖 11C 中，由於脈寬調變訊號 V_{PWM} 具有 100% 之責任週期，開關是持續開啟(on)，因而獲得交流電壓源之

電壓與電流波形。

交流發光二極體的光能依據電壓乘上電流而定。因此，如圖 11A、圖 11B 與圖 11C 所示，增加脈寬調變訊號 V_{PWM} 之責任週期導致增加峰值；因此，增加脈寬調變訊號 V_{PWM} 之責任週期導致增加交流發光二極體之光能。

脈寬調變訊號 V_{PWM} 可以經由調整責任週期至預定值（1 與 100%之間）來線性地控制。

如上所述，交流發光二極體調光器可以使用脈寬調變訊號來完成有效且廣大範圍之調光功能。具體來說，交流發光二極體可以解決使用三端雙向可控矽開關之傳統調光器中之受限制的調光範圍與諧波問題。

交流發光二極體調光方法之示範實施例包括接收交流電壓，並產生脈寬調變訊號；於脈寬調變訊號之控制下驅動交流發光二極體；以及經由調整脈寬調變訊號之責任週期來調光該交流發光二極體。

脈寬調變訊號可以使用多種不同的積體電路及周邊電路來產生。舉例來說，可以使用如圖 6、圖 7、圖 8 與圖 10 所示之用以產生交流發光二極體調光器中之脈寬調變訊號之元件的上述示範實施例。利用元件來產生脈寬調變訊號已說明如上，故在此不再贅述。

根據交流發光二極體調光方法，經由調整脈寬調變訊號之責任週期來調光該交流發光二極體。交流發光二極體調光方法更進一步包括消除一種包含在用來產生脈寬調變訊號或驅動該交流發光二極體而施加之交流電壓中的電磁

干擾。

舉例來說，電磁干擾可以經由如圖 5A 或圖 5B 所示之電磁干擾濾波器之示範實施例來消除。

交流發光二極體調光方法之另一示範實施例包括接收並全波整流交流電壓；接收全波整流後的電壓、產生全波整流後的提升電壓以及產生脈衝致能訊號；接收全波整流後的提升電壓，並回應於脈衝致能訊號來產生脈寬調變訊號；根據於脈寬調變訊號之控制下之交流電壓，雙向地切換以驅動一交流發光二極體；以及經由調整脈寬調變訊號之責任週期來調光該交流發光二極體。

交流發光二極體調光方法中各別的操作例如可以搭配圖 6、圖 7、圖 8 與圖 10 來說明。更具體來說，全波整流交流電壓可以經由圖 6 之整流器 104 來執行；產生全波整流後的提升電壓與脈衝致能訊號可以經由圖 7 之電壓轉換器 106 來執行；產生脈寬調變訊號可以經由圖 8 之控制器 108 來執行；藉由雙向切換來驅動該交流發光二極體可以經由圖 10 之開關 110 來執行。

進一步來說，藉由調整責任週期來調光該交流發光二極體可以經由配置責任週期控制單元 128 來完成，使得可變電阻 R_{var} 直接結合一操作單元（未繪示）來調光該交流發光二極體。

相似地，交流發光二極體調光方法可更進一步包括消除包含在用來產生脈寬調變訊號或驅動交流發光二極體而施加之交流電壓中的電磁干擾。

交流發光二極體調光方法可以使用脈寬調變控制方法來完成有效且廣大範圍之調光功能。進一步來說，交流發光二極體調光器可以抑制諧波。

如上所述的說明顯而易見的是，根據本發明之示範實施例，交流發光二極體調光器與調光方法利用脈寬調變方法，其能對付傳統調光器之三端雙向可控矽開關之驅動電壓與電阻/電容相位控制器之電阻和電容之特性所限制之調光範圍的問題。

進一步來說，根據本發明之示範實施例，交流發光二極體調光器及其調光方法可以解決傳統調光器中於開啟切換操作中所產生之多個諧波的問題。

另外，根據本發明之示範實施例，交流發光二極體調光器與調光方法可以將經由傳統調光器中之電阻/電容相位控制器之電阻和電容之不足夠的操作邊線所引起的交流發光二極體之閃爍降低或減到最少。

如上所述之多個不同的實施例可被結合來提供更進一步的實施例。在本說明書中提到及/或在公開資料手冊中列舉之所有專利、專利申請公告、專利申請、外國專利、外國專利公告與非專利申請，這些專利案均作為本案之參考資料。若需要使用不同專利、申請與公佈來提供更進一步的實施例，可以修改本發明的觀點。

按照上述詳細說明，這些與其他改變可以製作成實施例。顯而易見的是，任何熟習此項技術者，在不脫離本發明之精神和範圍內，當可作些許之更動與潤飾。一般來說，

在下面的申請專利範圍中，使用之多個條件不應理解成來限制說明書與申請專利範圍中所揭露之特定實施例之申請專利範圍，但應理解成包括伴隨著相等於有權利之申請專利範圍之最大範圍的所有可能的實施例。因此，申請專利範圍未受此處已揭露的內容所限制。因此，意指本發明涵蓋各種更動與潤飾。本發明之保護範圍當視後附之申請專利範圍所界定者為準。

【圖式簡單說明】

圖 1 為使用三端雙向可控矽開關之傳統調光器之方塊圖。

圖 2 為圖 1 之調光器之交流輸入電壓與電流之波形圖。

圖 3 為根據本發明之示範實施例之交流發光二極體調光器之方塊圖。

圖 4 為圖 3 之發光二極體調光器之交流輸入電壓與電流之波形圖。

圖 5A 與圖 5B 為圖 3 之電磁干擾濾波器之示範實施例之電路圖。

圖 6 為圖 3 之整流器之示範實施例之電路圖。

圖 7 為圖 3 之電壓轉換器之示範實施例之電路圖。

圖 8 為圖 3 之脈寬調變控制器之示範實施例之電路圖。

圖 9A 為當脈寬調變訊號 V_{PWM} 指示最小輸出的波形圖。

圖 9B 為當脈寬調變訊號 V_{PWM} 具有 70%之責任週期的波形圖。

圖 9C 為當脈寬調變訊號 V_{PWM} 具有 100%之責任週期的波形圖。

圖 10 為圖 3 之開關之示範實施例之電路圖。

圖 11A、圖 11B 與圖 11C 為根據本發明之示範實施例之根據交流發光二極體中之脈寬調變訊號 V_{PWM} 之責任週期來說明交流發光二極體之輸入電壓與輸入電流之間的關係之波形圖。

【主要元件符號說明】

10：調光器

12、120：交流電壓源

14：三端雙向可控矽開關

16：電阻/電容相位控制器

18、180：發光二極體

v_1 ：交流輸入電壓

i_1 ：交流輸入電流

I_G ：閘極開啟訊號

100：交流發光二極體調光器

102：電磁干擾濾波器

104：整流器

106：電壓轉換器

108：脈寬調變控制器

110：開關

V_{dc1} 、 V_{dc2} 、 V_{out} ：電壓

P_{en_PWM} ：脈衝致能訊號

V_{PWM} ：脈寬調變訊號

v_4 ：交流電壓

i_4 ：交流電流

C_1 、 C_2 ：濾波電容

L_1 、 L_2 、 L_3 、 L_4 、 L_5 、 L_6 ：共模電感

114：電壓分配器

v_{in} ：交流電壓源

124：第一全波整流單元

C_{61} 、 C_{62} 、 C_{76} 、 C_{82} 、 C_{72} ：電容

R_{61} 、 R_{73} 、 R_{71} 、 R_{72} ：電阻

ZD_{61} 、 ZD_{62} 、 ZD_{71} ：齊納二極體

D_{61} 、 D_{62} 、 D_{63} 、 D_{64} 、 D_{72} 、 D_{73} 、 D_{74} 、 D_{75} 、 D_{71} ：二極體

116：脈衝產生器

146：第一放大器

TR_{71} ：變壓器

166：第二全波整流單元

156：第二電壓穩定器

P_1 ：高頻脈衝訊號

P_2 ：交流方波訊號

N_{71} 、 N_{72} 、 N_{73} 、 N_{74} 、 N_{75} ：節點之電壓

126：責任週期調整器

136：計時器積體電路

GND、THR、TRG、DIS、VCC、RST、CV：計時器

積體電路 136 之接腳

Q_{71} 、 Q_{72} 、 Q_{73} 、 Q_{81} 、 Q_{82} ：雙極接面電晶體

C_{74} ：直流切斷電容

128：責任週期控制單元

R_{var} ：可變電阻

R_{83} ：固定電阻

118：方波脈衝產生器

138：第二放大器

P_3 ：方波脈衝

A：方波脈衝產生器 118 之接腳

Q_{101} ：第一切換電晶體

Q_{102} ：第二切換電晶體

Qd_{101} ：第一反相二極體

Qd_{102} ：第二反相二極體

176：雜訊濾波器

七、申請專利範圍：

1.一種交流發光二極體調光器，包括：

一整流器，其接收來自一交流電壓源之交流電壓，並第一全波整流該交流電壓；

一電壓轉換器，其接收來自該整流器之第一全波整流後的電壓、產生一第二全波整流後的提升電壓並產生一脈衝致能訊號；

一脈寬調變控制器，其接收該第二全波整流後的提升電壓，並回應於該脈衝致能訊號來產生一脈寬調變訊號，以調光一交流發光二極體；以及

一開關，其於該脈寬調變訊號之控制下來驅動該交流發光二極體。

2.如申請專利範圍第 1 項所述之交流發光二極體調光器，更包括：一電磁干擾濾波器，其連接於該交流電壓源與該開關之間，以消除來自該交流電壓源之電磁干擾。

3.如申請專利範圍第 2 項所述之交流發光二極體調光器，其中該電磁干擾濾波器是一包括一濾波電容與一共模電感的線性濾波器。

4.如申請專利範圍第 3 項所述之交流發光二極體調光器，其中該共模電感形成為以串聯的方式相互連接的至少兩級。

5.如申請專利範圍第 1 項所述之交流發光二極體調光器，其中該整流器包括：

一電壓分配器，其分配該交流電壓源之電壓；

一第一全波整流單元，其第一全波整流被分離之該電壓；以及

一第一電壓穩定器，其穩定該第一全波整流單元所第一全波整流之該電壓。

6.如申請專利範圍第 5 項所述之交流發光二極體調光器，其中該電壓分配器包括連接至該交流電壓源之一電容與以串聯的方式連接至該電容的一電阻，而該第一全波整流單元則連接於該電阻與該交流電壓源之間。

7.如申請專利範圍第 6 項所述之交流發光二極體調光器，其中該電壓分配器更包括一對齊納二極體，其以並聯的方式連接至該第一全波整流單元之輸入以供應一齊納電壓。

8.如申請專利範圍第 1 項所述之交流發光二極體調光器，其中該電壓轉換器包括：

一脈衝產生器，其接收該整流器之一輸出電壓，並產生一脈衝訊號；

一第一放大器，其接收該脈衝訊號，並產生一方波訊

號；

一變壓器，其於主線圈中接收該方波訊號，並於次要線圈中感應一提升電壓；

一第二全波整流單元，其第二全波整流該次要線圈之該提升電壓，並輸出一施加至該脈寬調變控制器之脈衝致能訊號；以及

一第二電壓穩定器，其穩定該第二全波整流單元所第二全波整流後之該電壓。

9.如申請專利範圍第 8 項所述之交流發光二極體調光器，更包括一雜訊濾波器，其位於該變壓器之主線圈的接地端與該電壓轉換器之輸出的接地端之間。

10.如申請專利範圍第 8 項所述之交流發光二極體調光器，更包括一直流切斷電容，其以串聯的方式連接於該第一放大器之輸出與該變壓器之主線圈之間。

11.如申請專利範圍第 1 項所述之交流發光二極體調光器，其中該脈寬調變控制器包括：

一責任週期控制電路，其控制一方波脈衝的責任週期；

一方波脈衝產生器，其接收該脈衝致能訊號，將該方波脈衝移位至一第一準位，並回應於該責任週期控制電路之控制而將該方波脈衝移位至一第二準位；以及

一第二放大器，其接收該方波脈衝產生器的輸出，並輸出該脈寬調變訊號。

12.如申請專利範圍第 1 項所述之交流發光二極體調光器，其中當該脈寬調變訊號處於第一準位時，該開關於該交流電壓源之正半週期期間具有第一操作模式，而於該交流電壓源之負半週期期間具有第二操作模式。

13.一種交流發光二極體調光方法，包括：

接收交流電壓，並使用該交流電壓來產生脈寬調變訊號；

於該脈寬調變訊號之控制下，驅動一交流發光二極體；以及

經由調整該脈寬調變訊號的一責任週期，以調光該交流發光二極體。

14.一種交流發光二極體調光方法，包括：

接收交流電壓，並且第一全波整流該交流電壓以產生第一全波整流後的電壓；

從該第一全波整流後的電壓來產生第二全波整流後的提升電壓，並產生一脈衝致能訊號；

從該第二全波整流後的提升電壓並回應於該脈衝致能訊號來產生一脈寬調變訊號；

根據該脈寬調變訊號之控制下之交流電壓，雙向地切

換來驅動一交流發光二極體；以及

經由調整該脈寬調變訊號之一責任週期來調光該交流發光二極體。

15.如申請專利範圍第 13 項之交流發光二極體調光方法，更包括：消除包含在該交流電壓中之電磁干擾。

16.如申請專利範圍第 14 項之交流發光二極體調光方法，更包括：消除包含在該交流電壓中之電磁干擾。

八、圖式：

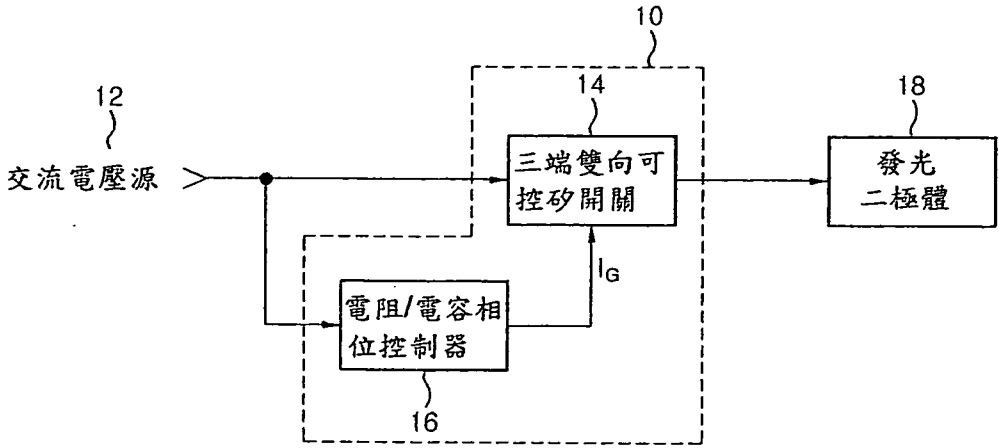


圖 1

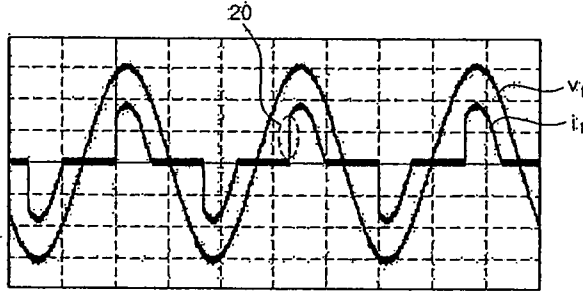


圖 2

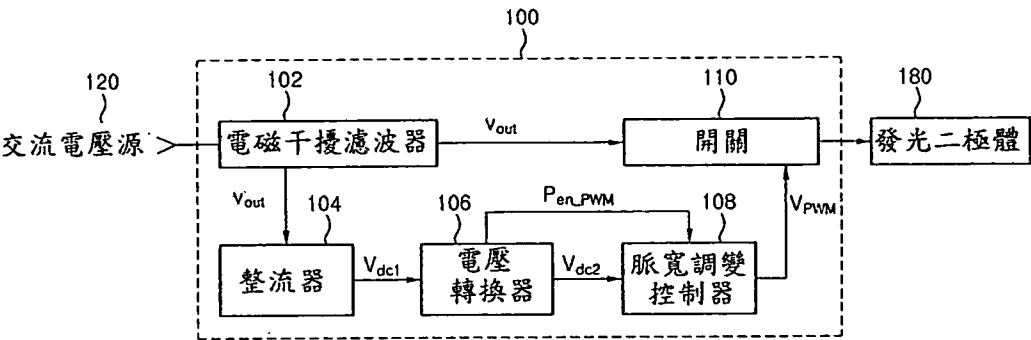


圖 3

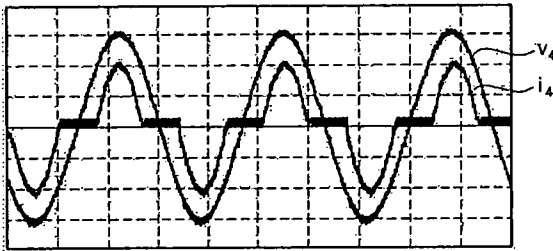


圖 4

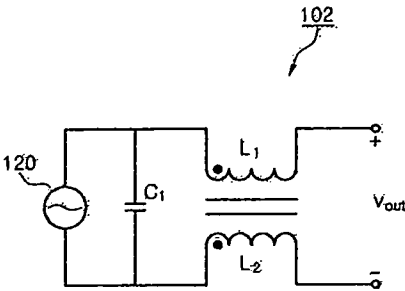


圖 5A

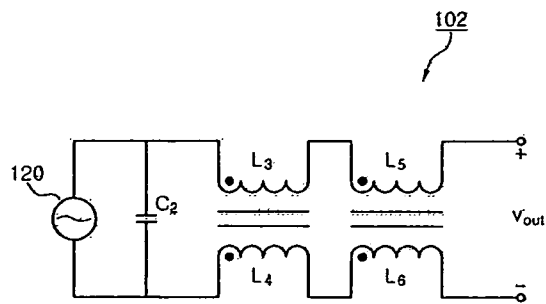


圖 5B

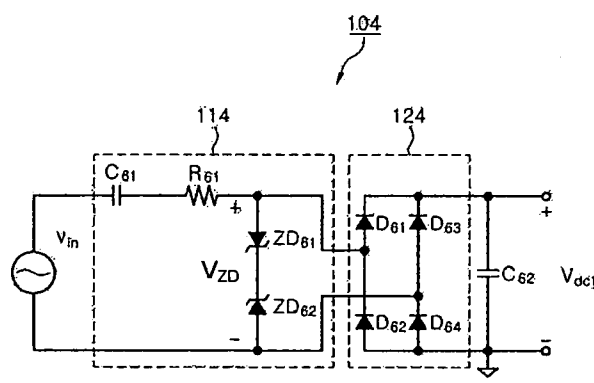


圖 6

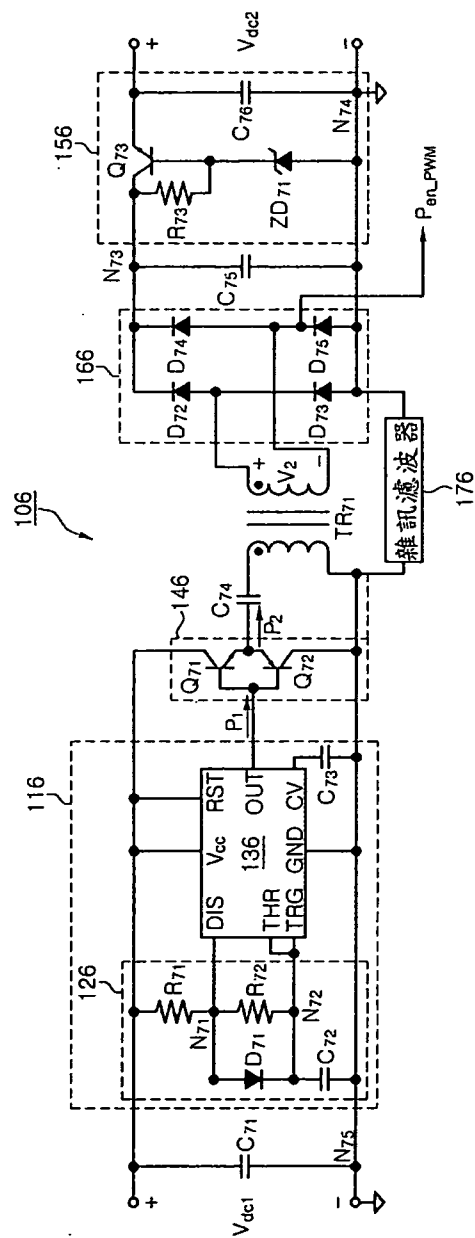


圖 7

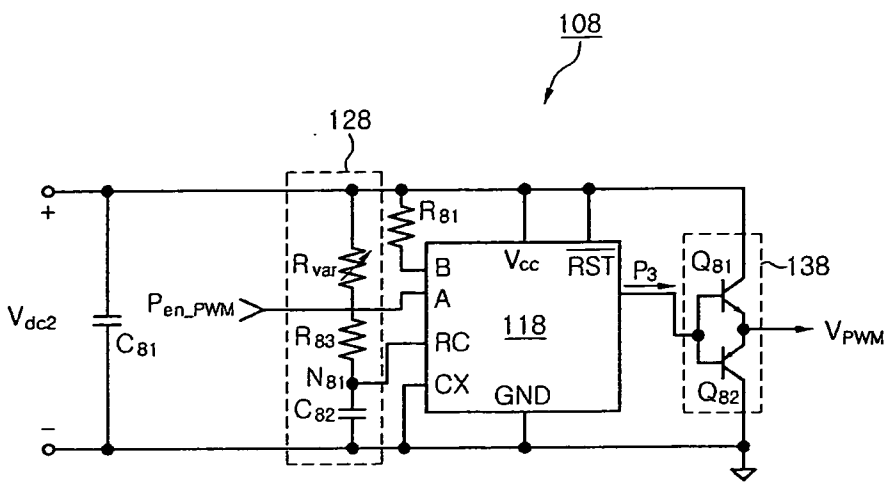


圖 8

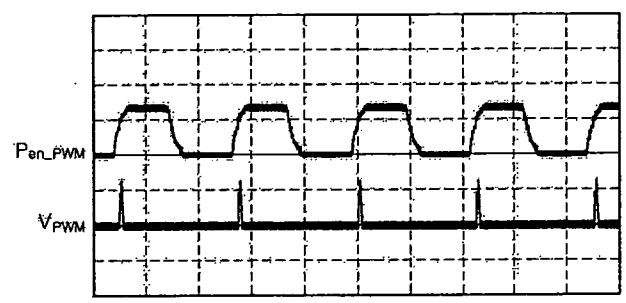


圖 9A

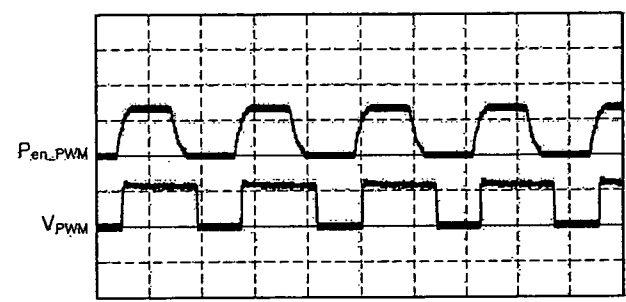


圖 9B

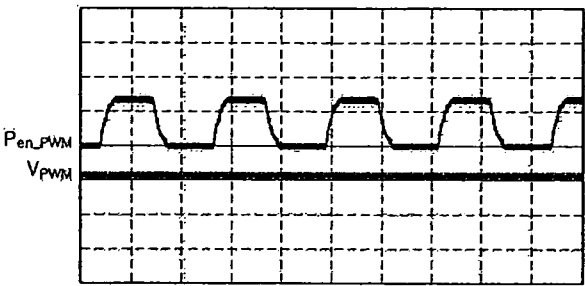


圖 9C

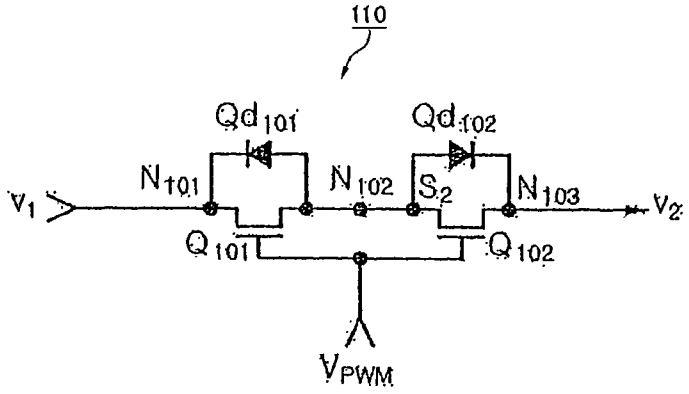


圖 10

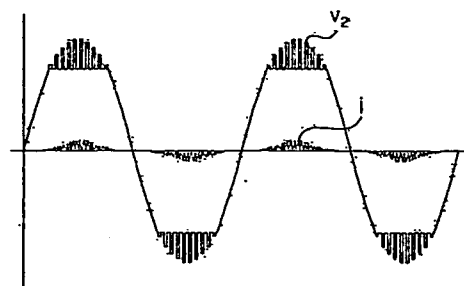


圖 11A

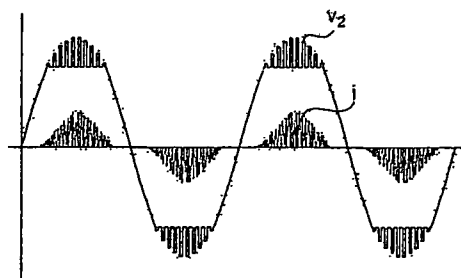


圖 11B

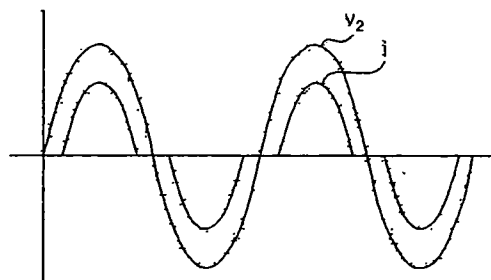


圖 11C