

雙級複金屬燈電子式安定器之研製

Study and Implementation of a Two-Stage Electronic Ballast for Metal Halide Lamp

蔣克弘 梁從主 李嘉猷 廖學科 陳佳鴻

國立成功大學綠能電子研究中心
Green Energy Electronics Research Center,
National Cheng Kung University

摘要

本論文主要研製「雙級複金屬燈電子式安定器」，此電子式安定器由昇壓型功率因數修正電路、串聯諧振並聯負載半橋變流器、頻率調變控制電路與微控制器 PIC12F675 所組成，並使用頻率調變技術之高頻弦波電流驅動複金屬燈管以避免音頻共振現象。燈管功率之控制則偵測直流鏈功率以確保燈管功率在設計範圍之內。文中首先介紹複金屬燈之動作原理與特性，說明三級式電子式安定器之電路架構，並描述本文使用之兩級式電子式安定器與頻率調變分析。最後依據所推導電路之參數實際製作一可操作於 90 至 264 V_{ac} 通用輸入電壓之 400 W 複金屬燈電子式安定器。實驗結果顯示其具有良好之定功率能力，電路之最高效率為 94.8%，且功率因數值可達到 0.99。

關鍵字：高功率因數、複金屬燈、頻率調變

Abstract

A two-stage electronic ballast for 400 W metal halide lamp with frequency modulation control is presented in this paper. This electronic ballast consists of a boost PFC stage, series resonant parallel loaded half bridge inverter stage, frequency modulation control circuit, and constant power control circuit with digital microcontroller PIC12F675. The boost PFC circuit is operated in continuous conduction mode to achieve high power factor. The series resonant parallel loaded half bridge inverter drives the HID lamp with a high frequency sinusoidal wave current by frequency modulation to avoid acoustic resonance. Finally, a laboratory prototype of 400 W electronic ballast for metal halide lamp with 90~264 V_{ac} universal input voltage is implemented. The measured results show that the HID lamps can be driven with constant power. The power factor is 0.99 and the maximum efficiency of the ballast is 94.8%.

Keywords : high power factor, metal halide lamp, frequency modulation

一、前言

近年來由於開發中國家經濟發展突飛猛進，加速對石油的需求，全球油源日漸枯竭的問題逐漸浮上檯面，油價也屢屢再創新高。當 1997 年「京都議定書」簽訂後，溫室氣體排放減量的決議，更加重世界各國對於能源效率的重視。在先進國家之中，照明用電約占用電量的 15% ~ 20%[1]，其消耗能源極其龐大，節能已成為

照明系統重要的課題之一。而人類對光源的需求早已是密不可分，提升照明系統的整體發光效率，為照明產業今後重要的研究方向。

二、研究背景

自從 1879 年發明白熾燈之後，隨著技術的演進，1920 年白熾燈已普及並融入人們的生活之中。從此人類徹底脫離日出而作、日落而息的生活方式。而後 1938 年螢光燈管的發明，更是讓人類的照明生活進入下一個新世代，成為至今最為普及的照明燈源之一。而 1941 年問世的複金屬燈與水銀燈、1960 年發明的氙氣燈與高壓鈉燈，以及 1980 年發明的低壓鈉燈等等，皆屬於高強度氣體放電燈(High intensity discharge lamp, HID lamp)[2]。高強度氣體放電燈是目前擁有最高發光效率(Efficacy)的燈源，此種燈源具有壽命長、效率高、低光衰與應用面廣的優點，可大幅改善人類的生活品質。應用場合包括體育場、道路、橋樑及隧道等大功率之戶外照明；室內諸如大賣場、倉庫、櫥窗及工廠的小功率照明或投影機、汽車頭燈與印刷製版等的工業應用等，為應用面最廣的燈源產品。

但氣體放電燈本身具有的負增量電阻 (Negatively incremental equivalent resistance) 特性使燈管自身無力穩定燈管電流，需要外加安定器限制燈管電流，以確保燈管穩定運作。傳統式電磁安定器(Electromagnetic ballast)具有其構造簡單及價格便宜的優點。然而，電磁式安定器因操作於低頻，導致其光輸出低頻閃爍、體積大、笨重且轉換效率低等缺點。此外，當輸入電壓與燈管等效阻抗變化時，將導致燈管功率產生較大的變化量，有燒毀燈管的危險。近年來隨著電力電子技術與半導體科技的進步，已逐漸改用電子式安定器(Electronic ballast)取代傳統電磁式安定器。電子式安定器使用高頻操作，優點為光輸出穩定、體積小、功率因數高、諧波成份低與轉換效率高，可達到精準之定功率控制。

而在驅動電路方面，一般電子式安定器皆使用三級架構如圖 1 所示。共分為功率因數修正級、功率控制級與燈管驅動級三級。不但各級皆須外加獨立控制電路以確保高功率因數與燈管功率控制，造成電路架構複雜、元件數目眾多，且電路轉換效率低的缺點。為了改善上述缺點，發展出將三級架構中其中兩級結合為一級之雙級式電子式安定器。

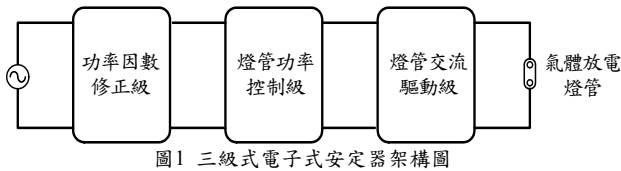


圖1 三級式電子式安定器架構圖

雙級式電子式安定器如圖2所示，依照結合功能的不同可分為兩種。其中功率因數與燈管功率控制級因共用開關結合為一級，並與燈管交流驅動級組成的兩級式電子式安定器如圖2(a)所示，但缺點為控制燈管功率時難以兼顧輸入電壓，使可接受輸入電壓範圍較小。

而本文使用之雙級式電子式安定器如圖2(b)所示，前級為功率因數修正級，確保輸入電流接近單位功率因數並提供穩定直流電壓，且可操作在通用輸入電壓規格。後級則將功率控制與燈管驅動級結合為一級，不但可減少元件數目，亦可減少一組控制電路，達到同時驅動燈管與燈管定功率的功能。

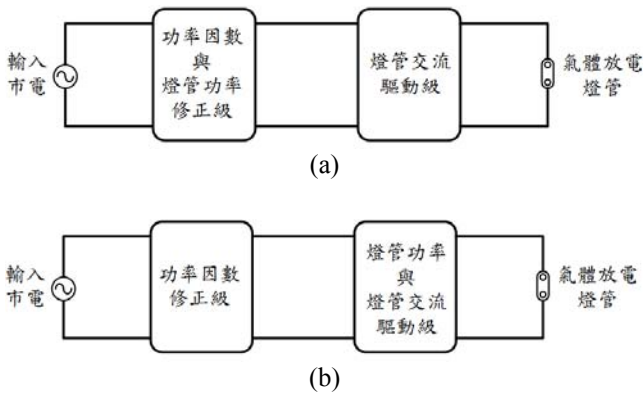


圖2 雙級式電子式安定器架構圖

三、複金屬燈簡介

複金屬燈(Metal halide lamp)又名金屬鹵化燈。為高強度氣體放電燈源的一種。為改善傳統水銀燈發光效率與演色性的缺點，將水銀燈管中加入金屬鹵化物，即為複金屬燈。其基本構造由燈頭、插銷、電極、導線、石英玻璃外管和發光管所構成，如圖3所示。複金屬燈管功率可由數十瓦至數千瓦之間，發光效率高，可見光之能量約占輸入能量的24%，其餘皆屬於不可見光與傳導、輻射之損失[3]。能量分布如圖4所示。其可應用範圍廣泛，為現今重要的照明燈源之一。

複金屬燈的發光過程可分為三個階段如下所述：

1. 自由電子被外加電場加速形成電子流。
2. 加速之自由電子與燈管內氣體原子互相碰撞，使氣體原子成激發狀態。
3. 受激之氣體原子返回基態並發射電磁波，此電磁波含有部分可見光，所以只要外加電場持續存在，則上述的放電過程就可不斷重複，即可持續發光。

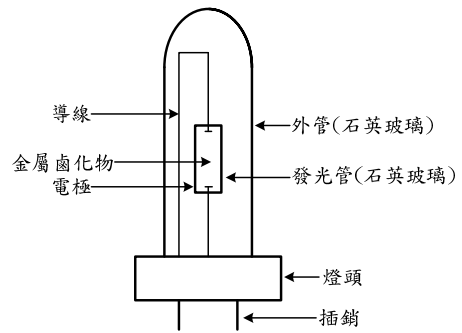


圖3 複金屬燈構造圖

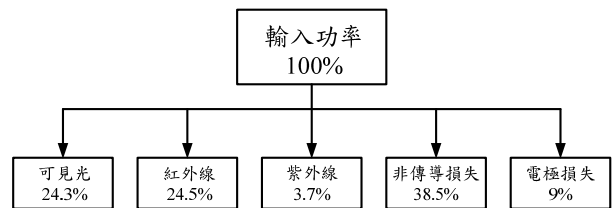


圖4 複金屬燈能量分佈圖

其中若電子碰撞氣體原子的能量足夠，將使氣體原子電離並產生新的電子在電場中加速碰撞其他氣體原子，再次造成電離。使得自由電子倍增，此現象稱為湯森雪崩效應(Thomson avalanche effect)。意即若電子持續地被外加電場加速，上述之過程即可不斷重複，持續放電的過程，繼而不斷地發出可見光。

氣體放電燈皆需要高壓用以啟動燈管，尤其是高強度氣體放電燈其啟動電壓遠大於穩態額定電壓。一般而言，用於氣體放電燈的電子式安定器需要外加點火電路，以提供燈管點火時所需的啟動高壓，順利啟動燈管。但若燈管已達到正常工作溫度時燈管熄滅，因管內蒸氣壓力仍然很高，使電子平均自由程過短，因此無法以冷點燈時的點火電壓啟動燈管。需要更高的點火電壓對自由電子提供更高能量，才能使填充氣體高壓電離並啟動燈管，稱之為熱點燈或二次點燈。一般而言，複金屬燈點燈電壓約為1 kV~3 kV之間，其二次點燈電壓則須高達20 kV以上。

電子安定器須使用交流電流驅動複金屬燈管，但燈管阻抗並非為定值，若是以定電流驅動燈管將造成燈管功率大幅度改變，最終將導致燈管燒毀。此外，當輸入電壓變化時，燈管功率亦會產生較大的變化量。因此，在高強度氣體放電燈的驅動電路中需要加上定功率控制的機制，以確保在燈管阻抗變化時仍能保持穩定的燈管額定輸出功率。

雖然複金屬燈具有多項優點，但若使用高頻弦波驅動高強度氣體放電燈時會產生音頻共振(Acoustic resonance)問題，輕則使弧光閃爍(Flicker)、熄滅，重則有燈管破裂的危險。音頻共振的原因在於輸入能量為周期性變化，使燈管內的氣體分子會隨輸入能量的波形而變化。若氣體分子撞擊管壁後反射之波形與輸入能量同

相位時，將形成駐波並影響電弧，此現象稱為音頻共振。產生音頻共振的特定頻率並不固定，難以計算的方式找出音頻共振頻段，其頻段隨著燈管的幾何構造、充填氣體與氣體壓力有關。一般而言，音頻共振發生的頻段範圍介於 1 kHz 至數百 kHz 之間[4-17]。

解決複金屬燈管音頻共振問題的關鍵就在於如何選擇適當的燈管驅動方式。現今已有許多文獻提出解決方案，用以改善音頻共振的問題。

1. 操作於無音頻共振頻段[4]：選擇適當的複金屬燈管工作頻率之頻段以避開其音頻共振範圍。此方法需先經由實驗得出燈管的音頻共振散佈範圍，但隨著燈管老化其音頻共振頻段將會改變，實用效果有限。
2. 諧波注入技術[5-6]：使用正弦波電流疊加其三次諧波用以驅動燈管，可分散基本波能量至其三次諧波，降低能量頻譜之振幅，以避免音頻共振。
3. 超高頻操作[7]：將燈管之操作頻率高於音頻共振頻段，以避開音頻共振範圍，確保燈管不產生音頻共振。
4. 高頻方波電流[8]：因使用高頻方波電流驅動燈管可提供恆定的燈管功率，故可避免音頻共振。但高頻方波將增加電路的電磁干擾問題，需要額外設計濾波電路，且增加切換損失以致降低效率。
5. 低頻方波電流[9-13]：使用低於音頻共振之低頻方波電流驅動燈管，且每個週期內燈管功率並無變化，燈管功率可視為定值，故可避免音頻共振。
6. 頻率調變[14-17]：使用頻率調變或複雜頻率調變技術調節燈管操作頻率，擴展燈管電流於頻譜上的能量分佈頻段，以降低燈管電流於頻譜上之最高振幅，若設計得宜可避免音頻共振的產生。

四、展頻技術

展頻技術的目的在於不斷調變電子式安定器的操作頻率，使能量頻譜中所有能量，平均散佈於中心頻率之兩側，而不是集中在同一頻率點，如圖 5 所示。若設計得宜，可大幅降低能量頻譜之最大振幅，達到消除音頻共振的目的。此外，因使用展頻技術可降低能量頻譜之振幅，對電磁干擾有極好的抑制效果。頻率調變技術是指調頻的頻率受輸入調變信號所改變，其高頻載波的頻率不易受雜訊影響，故調頻系統的抗雜訊能力極優。在卡森法則(Carson's rule)中，已明確定義調變前後總能量保持不變，且頻率調變的功率占總功率的 98%時視為其頻寬。

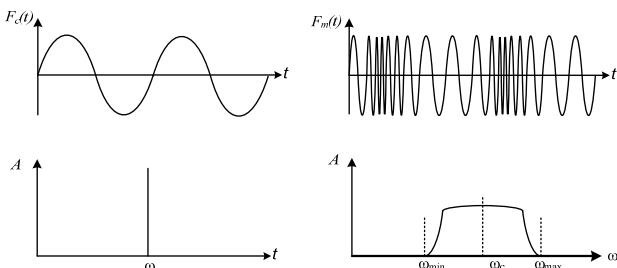


圖 5 定頻與調頻之波形與其能量頻譜圖

展頻系統之載波訊號可由下式表示

$$V_c = A_c \cos(\omega_c t + \theta_c) = A_c \cos \phi(t) \quad (1)$$

其中 A_c 為波幅， ω_c 為載波頻率， θ_c 為起始相角。當相角 θ_c 不變時，載波頻率 ω_c 將隨著調變信號變化而改變，即稱之為**頻率調變**。調頻波之公式如下

$$v_s = A_c \cos(\omega_c t \pm k_f \frac{A_m}{\omega_m} \sin \omega_m t) \quad (2)$$

由(2)式可知頻率最大值为

$$\omega_{\max} = \omega_c + k_f A_m \quad (3)$$

頻率最小值为

$$\omega_{\min} = \omega_c - k_f A_m \quad (4)$$

由以上兩式可得知最大頻率偏移量

$$\omega_d = |k_f A_m| \quad (5)$$

根據(2)式可定義調變指數如下

$$m_f = \left| \pm k_f A_m \right| = \frac{\omega_d}{\omega_m} \quad (6)$$

則(2)式亦可化簡如下

$$v_s = A_c \cos(\omega_c t + m_f \sin \omega_m t) \quad (7)$$

此即為頻率調變之基本公式。由上式所知，相角除了中心角頻率 ω_c 以外，亦含有 $\sin \omega_m$ 弦波成分。兩者相加後將使調變後之載波產生一以中心頻率 ω_c 為中心之最高與最低頻率如圖 6 所示。

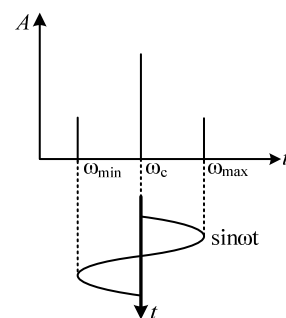


圖 6 中心頻率與頻率偏移量圖

展頻技術的頻寬與其調變指數有關，隨著主要諧波階數的提升，其頻寬亦逐漸增加。但過高的階數將使鄰近之旁波帶互相重疊，重疊的結果將有可能使振幅高於主要諧波波幅，稱之為旁波帶之重疊現象[18]，如圖 7 所示。

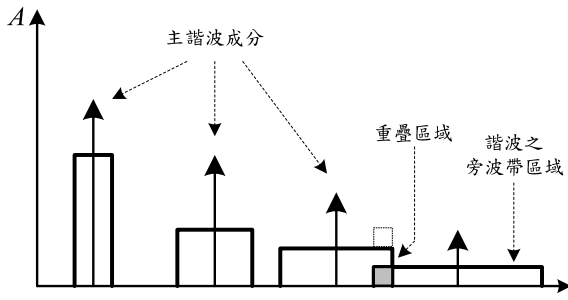


圖 7 旁波帶之重疊現象圖

其重疊階次可經由近似估算得到，發生重疊效應時可令方程式如下：

$$f_h + \frac{B_h}{2} = f_{h+1} - \frac{B_{h+1}}{2} \quad (8)$$

其中頻寬為

$$B_h = 2f_m(1 + h \cdot m_f) \quad (9)$$

將(9)式代入(8)式可得到

$$f_c = \frac{4}{2 - \delta(1 + 2 \cdot h_{overlap})} \cdot f_m \quad (10)$$

其中 $\delta = \frac{\Delta f_c}{f_c}$ ，為偏移頻率與中心頻率之比值，整理後可得下式。

$$h_{overlap} = \frac{(2 - \delta)f_c - 4f_m}{2 \cdot \delta \cdot f_c} \quad (11)$$

為了簡化計算，可將上式近似如下

$$h_{overlap} \approx \frac{(2 - \delta)}{2 \cdot \delta} \quad (12)$$

可進一步近似如下

$$h_{overlap} \approx \frac{1}{\delta} \quad (13)$$

將偏移頻率比代入上式可得

$$h_{overlap} \approx \frac{f_c}{\Delta f_c} \quad (14)$$

經由上式可計算得到發生重疊現象的最低主諧波階數，而觀察上式可知偏移頻率越大將使重疊現象越容易在低階諧波之間發生。因此，在設計調變指數時並非越大越好，仍須考量重疊現象對能量頻譜的影響，且須確認產生重疊時之振幅低於主諧波之波幅，如此一來使用展頻技術降低能量頻譜之振幅才具有其意義。

先前已有說明音頻共振的產生原因在於能量集中在單一頻率，使該頻率點之能量振幅過高，導致音頻共振的發生。然而，不同的燈管在不同的頻率下，達到音頻共振所需的最小能量亦是不同，已有文獻提出各別測量燈管，達到音頻共振的臨界能量並繪製成曲線的方法[18]。如此可在計算頻率調變參數時，設定最高振幅低於臨界振幅點以輔助設計燈管，確保參數設計之精準

性。圖 8 即為能量頻譜上造成音頻共振之臨界曲線，以此曲線為基準，在未連接燈管之前即可確認能否有效避免音頻共振，缺點為每支燈管皆有不同之臨界曲線，需各別量測以確保曲線之準確度，頗為不便。

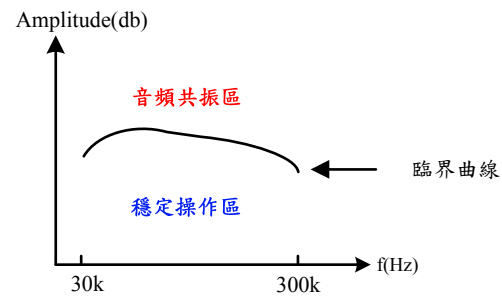


圖 8 音頻共振之臨界曲線

五、實驗結果

本文所設計之雙級式電子式安定器適用於 90 ~ 264 V_{ac} 之通用電壓輸入規格，藉由驅動不同廠牌之燈管以驗證本電子式安定器使用頻率調變對燈管音頻共振的效果，其燈管型號規格表與系統電氣規格表分別如表一與表二所示。本文使用頻率調變技術之高頻弦波電流驅動 400 W 複金屬燈以避免音頻共振問題，並可藉由改變諧振槽之電壓增益用以抑制燈管電壓的低頻漣波成份。另外，本文使用加法型定功率控制法，藉由偵測直流鏈傳送至半橋變流器之電壓與電流作為輸出功率的調整信號，與使用頻率調變之電壓模式脈寬調變控制器的參考信號作比較，可將輸出燈管功率控制在設定範圍內，同時達到驅動燈管與燈管定功率的功能。

表一 燈管規格表

燈管編號	燈管電壓 (V)	燈管電流 (A)	演色性 (%)	色溫 (°K)
PHILIPS HPL-T PLUS 400W	120	3.4	69	4500
OSRAM HQI-BT 400W/D	120	3.4	90	5500
GE KRC400/T/H/960	125	3.3	90	6000

表二 系統之電氣規格表

定義	數 值
交流輸入電壓(v_{ac})範圍	90 ~ 264 V
交流輸入電壓頻率(f_{ac})	60 Hz
Boost輸出電壓(V_{bus})	400 V
Hals-bridge輸出電壓(V_{Lamp})	125 V
額定輸出電流(I_{Lamp})	3.3 A

功因修正級切換頻率(f_{PFC})	65 kHz
直流-交流轉換器中心切換頻率(f_c)	50 kHz
直流-交流轉換器最高切換頻率($f_{s,max}$)	55 kHz
直流-交流轉換器最低切換頻率($f_{s,min}$)	45 kHz
功因修正級效率(η_{PFC})	$\geq 94\%$
直流-交流轉換器效率(η_{DD})	$\geq 94\%$
系統效率(η)	$\geq 89\%$

圖 9 為輸入電壓 90 V_{ac} 與 264V_{ac}，系統輸出功率為 480 W 時，輸入電壓 v_{ac} 與輸入電流 i_{ac} 之波形。由波形中觀察可得，輸入電流近似弦波並與輸入電壓同相位，故可達到低輸入端電流總諧波失真與高功率因數之功能。圖 10 為輸入電壓 264 V_{ac} 下，輸出功率為 480 W 時，輸入電壓 v_{ac} 與輸入電流 i_{ac} 之波形，由波形中觀察可得電流波形失真較為嚴重，產生稍低之 PF 值。

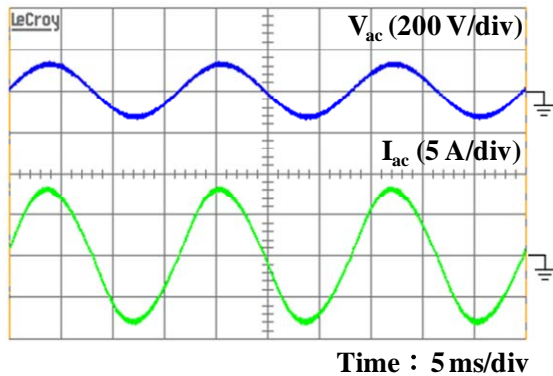


圖 9 輸入電壓 90 V_{ac} 時輸出瓦數 480 W 之電壓與電流波形

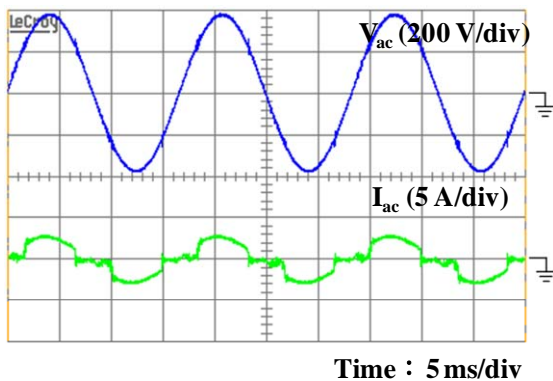


圖 10 輸入電壓 264 V_{ac} 時輸出瓦數 480 W 之電壓與電流波形

圖 11 為輸入電壓 90~264 V_{ac} 時輸出瓦數 480 W 功因校正級之效率圖。由圖中可知功率因數校正級電路效率皆可達到 94% 以上，且其最大效率點位於輸入電壓 250V_{ac} 時可達到 98.3%。

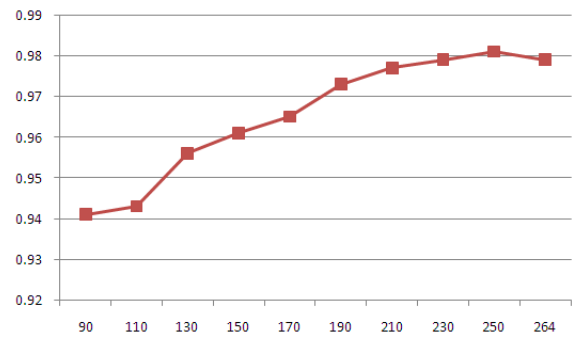


圖 11 輸入電壓 90~264 V_{ac} 時輸出瓦數 480 W 功因校正級之效率圖

直流鏈連波調變信號與震盪器補償電壓波形圖如圖 12 所示。當直流鏈之連波值至最高點時，可觀察到振盪器補償電壓值為負值最低點。此時跨於震盪限流電阻之電壓最大，使對震盪充電電容之電流最大，造成震盪頻率最高。反之，當直流鏈之連波值至最低點時，振盪器補償電壓值為負值最高點，造成震盪頻率最低。

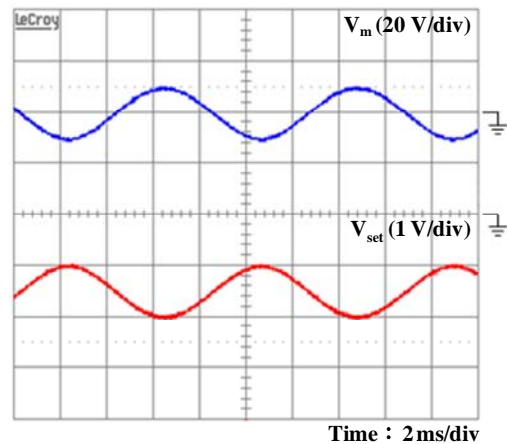
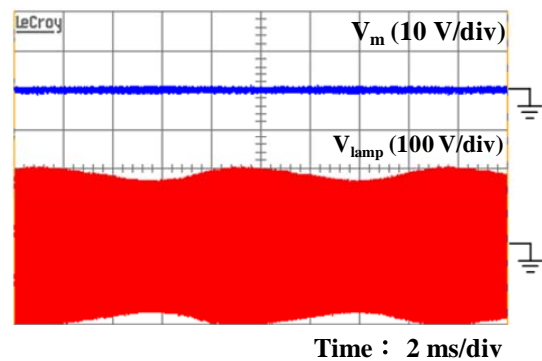
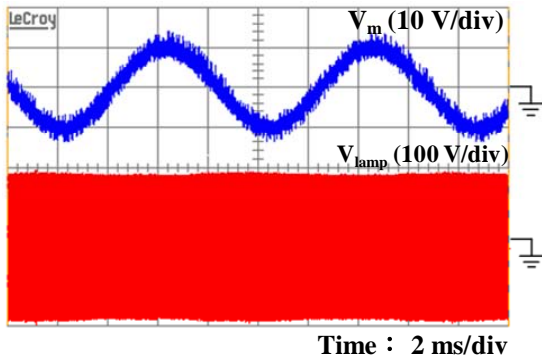


圖 12 直流鏈連波調變信號 V_m 與震盪器補償電壓 V_{set} 波形圖

圖 13 為定頻與變頻控制之調變信號與燈管電壓比較圖。當安定器操作於定頻控制時，燈管電壓為固定頻率，且燈管電壓上含有一低頻連波成分。當安定器操作於變頻控制時，燈管電壓為變動頻率，並透過改變諧振槽增益的方式抑制燈管電壓上的低頻連波。



(a) 定頻



(b)變頻

圖 13 定頻與變頻控制之調變信號 V_m 與燈管電壓 V_{Lamp} 比較圖

圖 14 為燈管電壓波形展開圖。當調變信號至最高點時，此時直流鏈電壓漣波最高，為了抑制低頻漣波需要將諧振槽操作於高頻以得到較低的電壓增益。觀察此時展開之燈管電壓波形，可得知此時之燈管電壓確實操作於最高頻。反之，當調變信號至最低點時，需要將諧振槽操作於低頻以得到較高的電壓增益。觀察此時展開之燈管電壓波形，可得知此時之燈管電壓確實操作於最低頻。

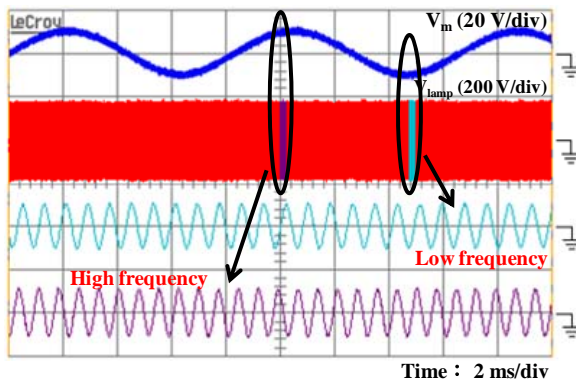
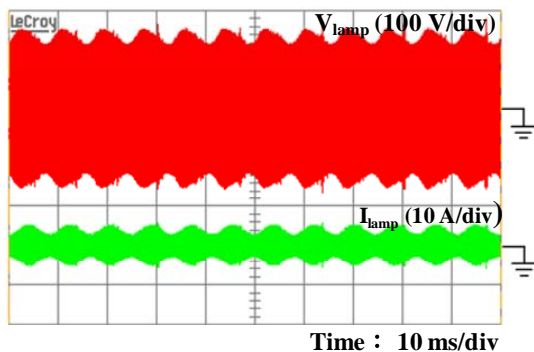
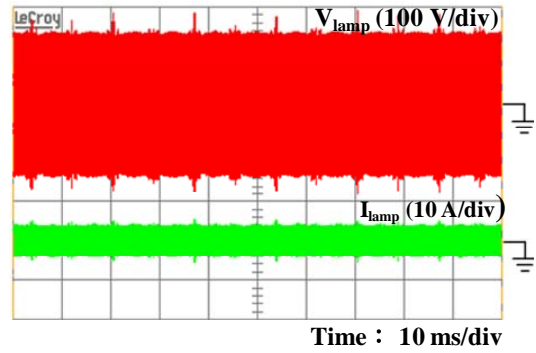


圖 4.8 燈管電壓 V_{Lamp} 波形展開圖

使用頻率調變與位使用頻率調變之燈管電壓與燈管電流如圖 15 所示。當安定器操作於定頻操作時，可清晰察覺低頻漣波對燈管電壓與燈管電流的影響。此低頻漣波亦會反映在燈管功率上，降低照明的品質。而使用變頻操作時可將其低頻漣波抑制在較低的範圍內，可將燈管電壓與燈管電流視為穩定值。



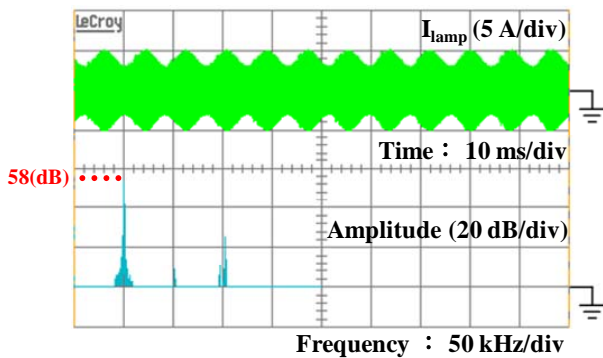
(a)定頻



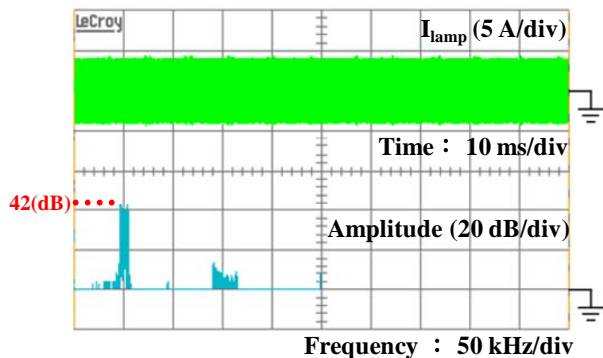
(b)變頻

圖 15 定頻與變頻控制之燈管電壓與燈管電流比較圖

定頻與變頻控制之燈管電流與其頻譜圖如圖 16 所示。由圖中可觀察到當定頻操作時燈管電流含有低頻漣波成分，其能量皆集中於操作頻率與其奇次諧波之頻率點，使振幅達到 58dB。而使用變頻操作時，可有效抑制燈管電流上的低頻漣波，且能量可平均散佈於頻率調變之頻寬範圍內，調變後之燈管電流中心頻率之振幅為 42dB，可有效抑制振幅高達 16dB。使用此方式可降低燈管電流於能量頻譜上之最高振幅，可避免複金屬燈的音頻共振問題，對電路的電磁干擾也有助益。



(a)定頻



(b)變頻

圖 16 定頻與變頻控制之燈管電流與其頻譜圖

表三為此雙級式電子式安定器使用三種不同燈管時之輸入功率與燈管功率。在不同輸出燈管下皆能抑制功率變化以穩定控制燈管功率，並於輸入電壓 250 伏特時電路具有最高效率 94.8%

表三 不同燈管之實測功率表

燈管廠牌與編號	輸入功率 (W)	燈管功率 (W)	電路效率 (%)
PHILIPS HPI-T PLUS 400W	432.1	399.8	92.4
OSRAM HQI-BT 400W/D	413.8	392.3	94.8
GE KRC400/T/H/960	424.7	397.1	93.5

(註:最大效率點位於 250V_{ac} 時)

圖 17 為穩定操作在頻率調變控制時未產生音頻共振之燈管弧光圖，由圖中可觀察到燈管之弧光為完整的圓弧型，未發現音頻共振的閃爍現象。本文所研製之雙級式電子式安定器實體電路圖如圖 18 所示，由功率因數校正級、半橋換流器、頻率調變電路與功率控制電路所組成，可穩定驅動複金屬燈管而不造成音頻共振。



圖 17 燈管弧光圖(PHILIPS HPI-T PLUS 400W)

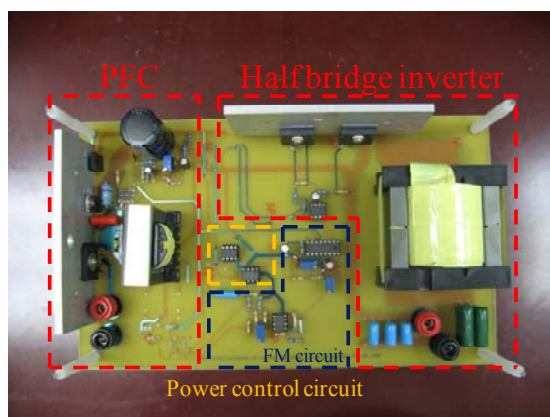


圖 18 實體電路圖

六、結論

本文所研製之雙級式電子式安定器，使用展頻技術之高頻弦波電流用以驅動 400W 之複金屬燈管，並達到燈管定功率之功能。此雙級電子式安定器由功因修正級、半橋變流器驅動級、頻率調變控制電路與數位定功

率電路所組成，以達到高功率因數與避免音頻共振之效果。藉由在半橋變流器中使用頻率調變技術可改變其操作頻率並進一步改變諧振槽之增益，以降低功因修正級產生的低頻電壓漣波。此外，展頻技術亦可有效抑制能量頻譜上之最大振幅，如此可避免音頻共振的產生。

實驗顯示此雙級式電子式安定器於交流輸入電壓 90 至 264Vac 時皆能穩定控制燈管功率，電路具有最高效率 94.8%，功率因數最高可達 0.99。且於操作三組不同燈管時之功率變動量低於 1.8%，確保安定器適用於多種不同廠牌之燈管。

參考文獻

- [1] 小泉實，「照明設計實務入門」，全華科技圖書股份有限公司，民國九十一年。
- [2] 黃哲平，「照明設計」，東華科技圖書股份有限公司，民國七十五年。
- [3] 「電光源原理」，凡異出版社，民國七十六年。
- [4] M. A. D. Costa, J. M. Alonso, J. Garcia, J. Cardesin, and M. R. Secades, "Acoustic resonance characterization of low-wattage metal-halide lamps under low-frequency square-waveform operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 3, pp. 735-743, May 2007.
- [5] L. M. F. Morais, P. F. D. Garcia, S. I. Seleme, and P. C. Cortizo, "Electronic ballast for high pressure sodium lamps without acoustic resonance via controlled harmonic injection synthesized with PWM," in *Proc. IEEE PESC*, pp. 1107-1112, 2008.
- [6] J. M. Alonso, J. Ribas, M. R. Secades, J. Garcia, J. Cardesin, and M. A. Dalla Costa, "Evaluation of high-frequency sinusoidal waveform superposed with third harmonic for stable operation of metal halide lamps," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 41, no. 3, pp. 721-727, May 2005.
- [7] M. Gulko and S. B. Yaakov, "A MHz electronic ballast for automotive-type HID lamps," in *Proc. IEEE PESC*, vol. 1, pp. 39-45, 1997.
- [8] M. Ponce, A. Lopez, J. Correa, J. Arau, and J. M. Alonso, "Electronic ballast for HID lamps with high frequency square waveform to avoid acoustic resonances," in *Proc. IEEE APEC*, pp. 658-663, 2001.
- [9] C. A. Cheng and Y. C. Wu, "A novel single-stage low-frequency square-wave driven electronic ballast for HID lamps," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 1-7, Oct. 2008.
- [10] T. J. Liang, C. A. Cheng, and W. S. Lai, "A novel two-stage high-power-factor low-frequency HID electronic ballast," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 3, pp. 2607-2612, Apr. 2004.
- [11] T. J. Liang and C. M. Huang, "Interleaving controlled three-leg electronic ballast for dual-HID-lamps," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1401-1409, May 2008.
- [12] C. A. Cheng and Y. M. Cheng, "A novel two-stage electronic ballast for metal-halide-type HID lamps," in *Proc. IEEE TENCON*, pp. 1-4, 2007.
- [13] T. J. Liang, C. M. Huang, and J. F. Chen, "Two-stage high power factor electronic ballast for metal-halide lamps," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1-8, Oct. 2008.
- [14] T. J. Liang, C. A. Cheng, J. F. Chen, and R. L. Lin, "Single-stage high-power-factor electronic ballast with complex frequency modulation for HID lamps," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 1, no. 3, pp. 377-386, 2007.
- [15] L. Laskai, P. N. Enjeti, and I. J. Pitel, "White-noise modulation of high-frequency high-intensity-discharge lamp ballasts," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 3, pp. 597-605, May-Jun., 1998.
- [16] H. J. Chiu, T. H. Song, S. J. Cheng, C. H. Li, and Y. K. Lo, "Design and implementation of a single-stage high-frequency HID lamp electronic ballast," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 674-683, Feb. 2008.
- [17] J. Q. Wang, D. G. Xu, and H. Yang, "Low-frequency sine wave modulation of 250 W high-frequency metal halide lamp ballasts," in *Proc. IEEE APEC*, vol. 2, pp. 1003-1007, 2004.
- [18] D. González, J. Balcells, A. Santolaria, J. C. L. Bunetel, J. Gago, D. Magnon, and S. Bréhaut, "Conducted EMI reduction in power converters by means of periodic switching frequency modulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 6, pp. 2271-2281, Nov. 2007.