

馬文

內容標題導覽： | [CCFL的設計挑戰](#) | [陰極冷光燈的特性](#) | [ZVS諧振轉換器電路](#) | [波形分析](#) |
| [簡化的轉換器模型](#) | [控制方程式](#) | [完整的解決方案](#) | [應用電路實例](#) | [結語](#) |

本文介紹啟動陰極冷光燈 (cold cathode fluorescent lamp ; CCFL) 的「零電壓交換 (zero voltage switched ; ZVS)」諧振轉換器 (resonant converter) 技術。其主要功能是為了讓液晶顯示器(LCD)展現背光 (back-lighting) 的效果, 而且此電路中的元件數量和所佔體積大小必須最小。一個特別設計的積體電路提供推挽式 (push-pull) 電流型ZVS轉換器所需的全部控制功能, 同時也包含了一個輔助性的「脈衝寬度調變 (PWM)」控制器, 可用程式來設計LCD的電壓。轉換器的分析及模擬和一份完整的電路圖, 最後會被呈現出來, 此分析和模擬的結果, 將由實際電路的波形和重要的性能參數來驗證。

CCFL的設計挑戰

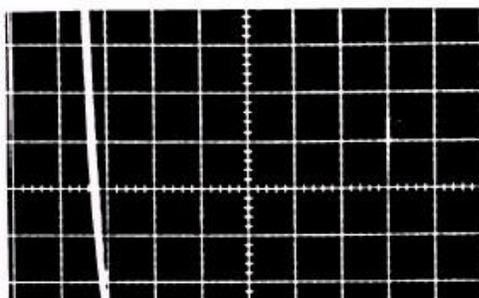
因行動電腦和筆記型電腦的激增, 讓顯示器的需求不斷成長。高解析度和高對比是執行新一代繪圖程式的基本要求, 但也增加了顯示器在性能、大小和效能上的衝突。具有陰極冷光功能的LCD最能滿足這樣的設計需求, 然而傳統的技术需要冷光燈和高電壓交流電供應, 這仍然造成電池電力不足的主因。

陰極冷光燈(CCFL)需要1至2KV來啟動 (fire), 此動作國內廠商俗稱為「點燈」。因為波形驅動 (wave drive) 最好能降低RF的干擾和提高冷光燈的效率, 轉換器對於效率和體積大小的要求是非常嚴苛的。這些嚴苛的條件, 需要一個高效率的轉換電路和最佳化的電路整合技術才能滿足。

零電壓交換諧振電路利用充電的寄生電容達到高電壓, 可以降低功率損失, 提高效率。這種電路架構可以利用離散電路來控制。最常見的方式是修改Royer振盪器來提供ZVS運作。當這方法第一次被發現是很好的解決方案, 並被廣泛地使用時, 卻受到一些限制。高電壓DC轉換到AC只是LCD的部份需求, 此外, 平均輸出的電流必須能用來控制冷光燈的強度, 而且LCD需要一個可編程的低電壓, 用來調整對比的效果。這些額外的電路, 不管是使用離散電路或多顆晶片來實現, 都將造成元件數量的增加, 嚴重影響LCD的體積大小和可靠度。同步 (synchronization) 的要求也同樣希望能去除「成拍頻率 (beat frequency)」的影響, 例如: 冷光燈強度的調變 (modulation), 這將使電路設計更加複雜。成拍頻率的意義是: 當兩不同頻率訊號混合時, 會產生另兩種不同頻率, 分別為原兩頻率的和與差。例如在一式中: $\cos A \cos B = \cos(A+B) + \cos(A-B) / 2$, 原訊號為A與B, 生成成拍訊號為A+B與A-B。整合是減少電路的複雜度和體積大小的最好方法。

陰極冷光燈的特性

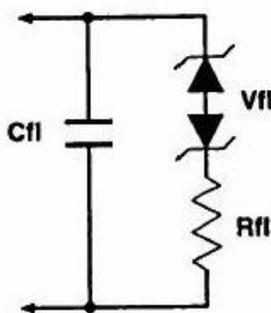
對轉換器而言, CCFL代表的是一個高非線性負載, 如圖一所示。一開始當冷光燈是冷卻的時候 (在一段沒有運轉的時間內), 啟動冷光燈的電壓是一般的三倍。冷光燈在圖一中的特徵是, 啟動電壓為1600伏特, 一般運作的平均電壓是300伏特。請注意, 冷光燈在一開始時是正電阻, 然後轉換為負電阻在1mA之上。這些特性表示它具有高輸出阻抗(電流源), 能抑制負的負載電阻效應, 且在啟動冷光燈時可以限制電流。因為ZVS轉換器有一個低輸出阻抗, 所以必須加入一個額外的「無損失 (loseless)」串聯阻抗, 例如: 一個耦合電容。





圖一：陰極冷光燈的電流是電壓函數。縱座標: 2mA/div. 橫座標: 200V/div

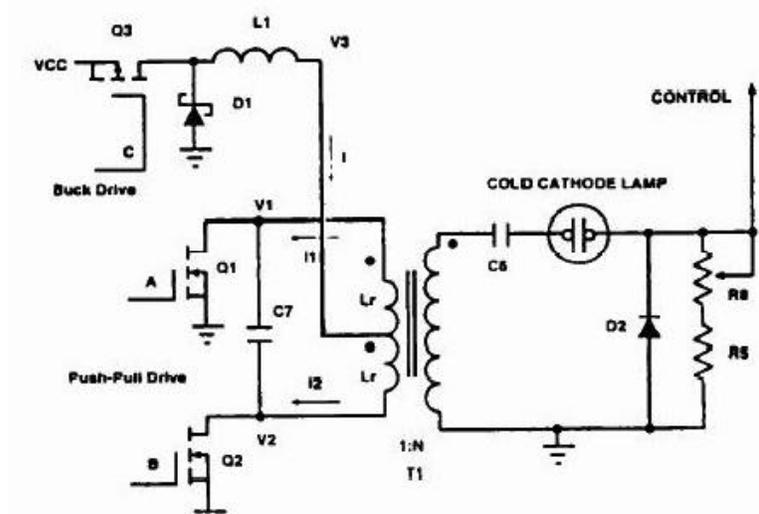
在圖二中，對CCFL的等效電路做分析。 V_{FL} 是冷光燈在一般操作下的平均電壓。冷光燈的阻抗 (R_{FL}) 是一個複函數，但在固定電壓時，可被視為一個固定的負電阻。雜散電容和互連電容結合在一起成為 C_{FL} 。



圖二：CCFL的等效電路

ZVS 諧振轉換器電路

在圖三中，推挽式電流型轉換器在它的諧振頻率上被驅動，以提供ZVS作業。推挽輸出的MOSFETS ($Q1$ 和 $Q2$) 各在50%的工作週期內，被交替驅動。當 $v1$ 和 $v2$ 通過零產生諧振時，電壓交替即發生，因此能確保零電壓切換。這幾乎消除了因充電的MOSFETS輸出和離散電容所引起的切換損失，並藉由減少開電荷降低開極驅動電壓的損失。



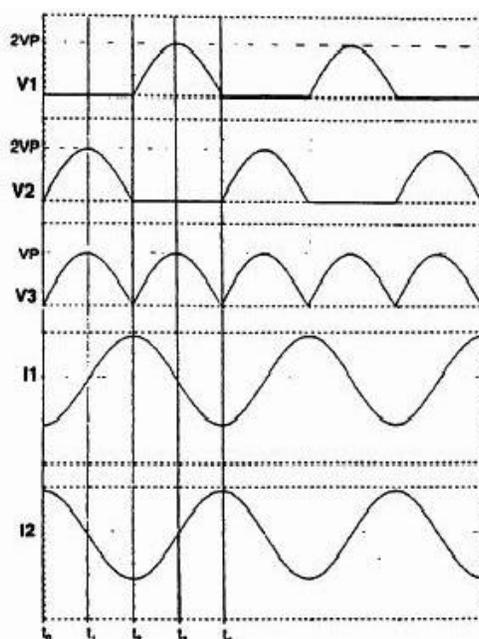
圖三：推挽式電流型ZVS諧振轉換器

在推挽單元 (stage)，電流是透過一個切換式降壓轉換器 (buck regulator) Q3 提供。控制電路強迫令橫跨於電流感測電阻 (R_8+R_5) 與整流器 D2 上的平均電壓等於一個參考電壓。R8 可以改變電流和冷光燈的亮度。D2 所引起的非線性效應是很輕微的，因為 RS 可針對某一特定的亮度做調整，和實際的電流準位無關。

纏繞的電感， L_R 和 C_R ，結合產生的有效電容 C_7 ，和感應產生的次要電容形成「諧振並聯電路」或「諧振槽 (resonant tank)」。變壓器的次級代表一個對稱的正弦波，電壓變化從大約 300V 到最大 1500V。C6 電容提供穩定電流和確保轉換器只須面對正阻抗的負載。

波形分析

模擬的轉換器電壓和電流波形呈現在圖四中。在時間軸 t_0 上，主要電流 (I_1 & I_2) 已經達到它的最高值，推挽洩極電壓 (V_1 & V_2) 已經諧振至零。主要電壓 (V_3) 也同樣諧振至零，透過控制電路，切換 Q1 關閉，而 Q2 開啟。儲存在 L_R 的功率也同樣是在它的最高點。這功率在 t_0 到 t_1 這段時間內，從 L_R 轉換到有效諧振電容 C_R ，導致 C_R 的電壓增加。



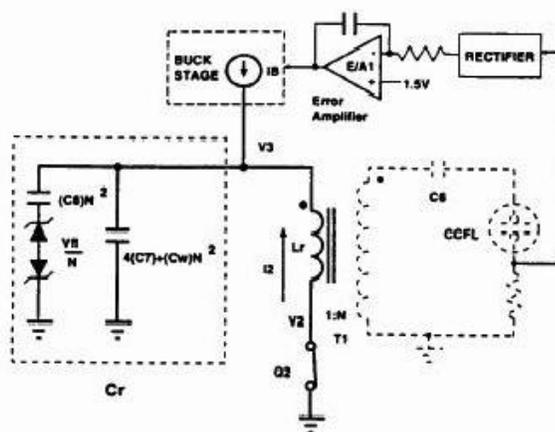
圖四：轉換器的電壓和電流波形

在 t_1 的時間點上， L_R 的功率已經轉換到 C_R ，結果零電流通過 L_R ，最大電壓存在 C_R 中。從 t_1 到 t_2 的這段時間裡，功率從 C_R 轉回到 L_R ，當 L_R 的電流增加時， C_R 的電壓下降了。

諧振電流在時間 t_2 通過 L_R ，其絕對值等於它在 t_0 時的大小，但極性相反。當 MOSFET 開啟時，由於感應的負載電流的流動，可以察覺到電流振幅會稍微不對稱。在 V_1 ， V_2 和 V_3 的電壓已經諧振至零，導致控制電路將 Q2 切換成關閉，Q1 為開啟。在 t_2 到 t_4 相隔的時間內，波形週期仍然對稱地進行著，最後產生完整的正弦曲線的電壓和電流波形。

簡化的轉換器模型

圖五是轉換器模型，也是一個 $1/2$ 週期簡易分析的等效電路，反映變壓器主級的全部阻抗，省略變壓器。變壓器主級通過推挽單元發展出來的差動電壓（ V_1-V_2 ）的振幅大小比中心點（center-tap）處的 V_3 大兩倍。這表示出 C_7 是透過變壓器主級和次級線圈的纏繞數目比率（turns ratio）的平方，將功率轉換為 V_3 ，結果 V_3 可以得到 $4 \cdot (C_7)$ 的值。次級線圈的電容也是由纏繞數比率（ n ）的平方決定的，因為纏繞數比率一般都很大，所以感應電容是不能忽視的。切換式降壓單元是在連續電流模式下運作，而且和推挽單元同步。



圖五：簡化的轉換器模型

冷光燈的電流和冷光燈的強度成正比，而且被當成回饋變數。切換式降壓電流（ I ）是一個響應變數，它會回頭調節變壓器主級的平均推挽電壓。耦合電容的高阻抗將變壓器次級的電壓轉換成冷光燈的電流。

控制方程式

變數摘要:

C_R = 有效諧振並聯電容

C_W = 次級的線圈互纏電容

F_L = 平均冷光燈電壓

I_B = 平均降壓輸出電流

L_R = 主級的線圈纏繞電感

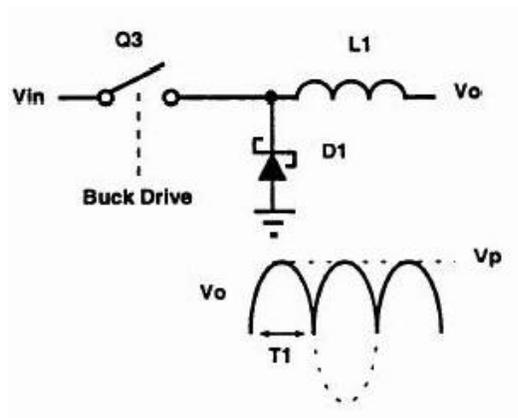
n = 變壓器的纏繞數比率

Z_{sec} = 次級的阻抗

在圖六中，顯示了降壓輸出單元和輸出電壓波形。輸出電壓是一個整流過的正弦波，它回應同步的，諧振推挽單元的輸入電壓。電感輸出的組態設定顯示，在諧振頻率時具有高阻抗；而且在一週期內，取輸出電壓的平均值。若將降壓輸出電壓（buck output voltage）視為時間的函數：

$$V_{out}(t) = V_p \sin(\omega t)$$

而角度頻率是： $\omega = 2\pi f = 2\pi / T = 2\pi / t_1$



圖六：降壓轉換器單元

當在穩定狀態，電感上的電壓和時間的乘積必須為零。設定開啟和關閉時的電壓與時間的乘積相等，並積分之，可得到降壓轉換函式：

$$V_{LR}(t_{on}) = -V_{LR}(t_{off})$$

$$\int_0^{t_{on}} V_{L} dt = - \int_{t_{on}}^{t_1} V_{L} dt$$

$$V_p = \frac{\pi}{2} V_i D \quad (1)$$

這個轉換函式等同於一般常見的DC輸出降壓轉換函式， $V_p/2$ 為峰值對平均輸出電壓的關係式。和使用DC降壓一樣，變壓器的主級電壓和工作週期呈線性關係。

變壓器的主級電壓也和冷光燈的燈管電流相關，經由：

$$V_p = \frac{(I_{FL(peak)})(Z_{sec}) + V_{FL}}{n} \quad (2)$$

設定(1)等於(2)，求 $I_{FL(av)}$ ，表示冷光燈的電流是工作週期的函式：

$$I_{FL(av)} = \frac{DV_p n - 2V_{FL}}{Z_{sec}} \quad (3)$$

如同從圖五所看到的，冷光燈的維持電壓 V_{FL} 會引起非線性效應。

降壓輸出電流是和冷光燈的電流相關，且輸入和輸出的功率相同。輸入的功率是：

圖七：CCFL應用電路

V_{FL} 引起的非線性會造成諧振頻率隨負載而改變。當冷光燈的強度非常弱時，變壓器的次級電壓幾乎到達 V_{FL} 的 值。有效諧振電容 C_R 主要是 C_7 和 C_W 的加總，感應回到主級。當次級電壓增加超過 V_{FL} 時，感應的 C_6 值加在諧振電容中降低頻率。頻率範圍大約是經由假設：當冷光燈強度最小時， C_6 不具影響力；但當強度最大時，則完全加到 C_R 中。

值諧振電感電流是從 (5) 得出的感應負載電流和諧振電流的總和：

$$I_{LR(\text{peak})} = \frac{V_P}{Z \tan \delta} + I_\delta \quad (7)$$

並聯阻抗的求得是經由設定諧振能量儲存式等於：

$$\frac{1}{2} L_R I^2 = \frac{1}{2} C_R V^2$$

$$\text{求 } V_R/I_R \text{ 可得出並聯阻抗： } Z_{\tan \delta} = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (8)$$

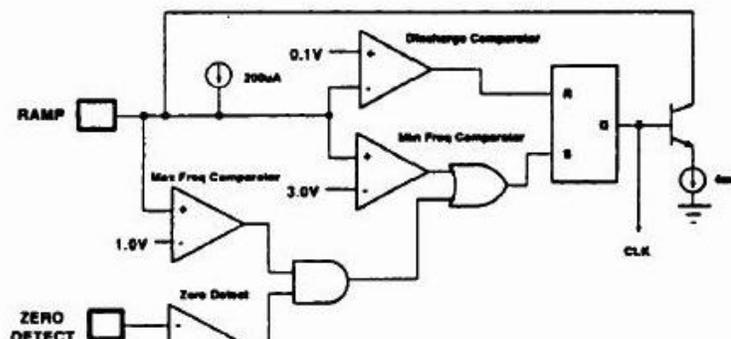
雖然，相當大的電流通過諧振並聯電路，但是這些切換是在低電流準位下動作。連續諧振電路的一個直接效果是：這些開關只需要處理由負載所移除的功率和在寄生電路中流失的功率。 值切換電流是：

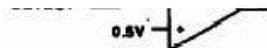
$$I_{SW(\text{peak})} = I_\delta \quad (9)$$

完整的解決方案

圖七是使用一顆能驅動同步諧振冷光燈和LCD的驅動式積體電路，來完成一個完整的應用電路。此電路提供了完整的驅動、控制和管理功能，來實現CCFL和LCD轉換器。降壓輸出電壓（變壓器中心點）提供了零交錯和同步訊號。LCD的電源調變器也是和諧振並聯電路同步。

降壓調變器（buck modulator）直接驅動一個P頻道的MOSFET，並在0~100%工作週期內運作。調變範圍包括了100%的部份，允許最小的額外消耗。LCD電源調變器也直接驅動一個P頻道的MOSFET，但是它的工作週期限定為95%，以防止電源因突然劇降或極性逆轉（飛返；flyback）時，所產生的巨大輸出電流（foldback）。



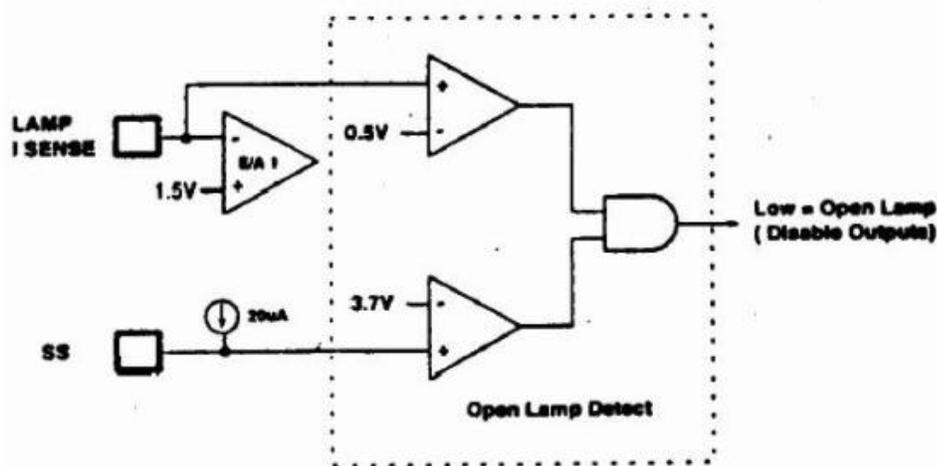


圖八：振盪器方塊圖

振盪器和同步電路顯示在圖八中。振盪器是設計在3:1的頻率範圍內能同步。然而,在實際應用上,頻率範圍大約只有1.5:1。零偵測比較器 (zero detect comparator) 偵測變壓器主級的中心點電壓,當振盪波形降到零時,會產生一個同步脈衝。實際的臨界點是0.5伏特,可提供一個小量的期待值用來補償傳播延遲 (propagation delay)。

同步脈衝的寬度是定義為:4mA 電流吸收端 (current sink) 將定時的電容器放電0.1伏特所需的時間。這個脈衝寬度決定LCD電源調節器的最短關閉 (off) 時間,而且可限制降壓調變器的最小線性控制範圍。200 μ A 的電流來源端 (current source) 將電容器充電最多到3伏特。一個比較器平時忽略「零偵測訊號」,直到電容電壓超過1伏特,以避免多同步脈衝的產生,並可得出最大頻率。如果電容電壓達到3伏特 (一個零偵測還沒有發生),一個內部時脈脈衝 (clock pulse) 會被產生,用來限制最小頻率。

一個獨特的保護功能可以整合在此積體電路中,這就是「啟動冷光燈偵測電路」。一個開啟的冷光燈會中斷電流回饋迴路,並導致非常高的變壓器次級電壓。在這種情況下運作,通常會損壞變壓器的絕緣體,對轉換器造成永久的損害。啟動冷光燈偵測電路,如圖九所示,在「錯誤放大器」輸入處偵測冷光燈的電流回饋訊號,如果訊號量不足,它會關閉輸出。暖開機 (soft-start) 電路限制開機時的電流量,並忽視啟動冷光燈的偵測訊號。



圖九：啟動冷光燈偵測電路

此積體電路所需的外部電路很少。一個邏輯位階的致能 (enable) 腳位就可以關閉整個積體電路,並且允許直接連接到電池。在關機時,此電路的工作電流一般會低於100nA。工作電壓從4.5V到20V,這幾乎和所有的行動電腦的電池電壓相容。經由電壓鎖定電路,可暫停一切作業,直到充足的電源供應恢復,並提供一個1%的電壓參考值,以確保能正確地運作。兩個輸入到LCD電源錯誤放大器的訊號被忽略,不需要額外的線路,就能允許正電或負電的電源閉合迴路存在。LCD電源調變器也結合了週期性的電流限制,來加強額外的保護。

應用電路實例

圖七的應用電路,是大約在50kHz處諧振的。這個頻率是在體積大小與效率之間,做出合理取捨之後決定的。雖然以今天的標準來看,這是相當低的頻率,但是這是從高電壓絕緣和間隔要求、降低離散與互纏電容的實際限制與考量中得出來的。半波 (half wave) 電流感測訊號是經由錯誤放大器1感測,並由積分

補償 (integral compensation) 求取平均值。電流控制的範圍是在 $500\ \mu\text{A}$ 到 10mA 。

一個飛返轉換器能供應LCD電源,它是輸出 -12V 到 -24V 的偏壓給單色的LCD使用。彩色顯示通常需要一個正電偏壓。因為此電壓基本上也要上升,具有一個耦合電感的飛返轉換器因此常被使用。

實際的電路波形和圖四中的SPICE 模擬波形類似。因冷光燈的非線性所造成的失真,在最高或最低的工作電壓或電流下,是清晰可見的。在名義上,許多波形是理想的,只有少數是因為觀察而造成的失真。

下列波形都是在最高或最低的冷光燈強度下取得的,用來表示最差的情況。名義上的測量效率是 80% ,若利用電阻更小的線圈和MOSFET,可以得到更好的測量效率。圖 表示變壓器的次級輸出電壓,圖 一表示冷光燈的電壓,圖 二表示冷光燈的電流。請注意冷光燈的電壓是幾乎固定不變的,但它的電流卻變化很大。頻率大約從 48kHz 到 57kHz ,連同冷光燈的強度範圍,一併被觀察。冷光燈的電流顯示出,因為被它的非線性感應,所以有額外的諧波 (harmonics) 存在。推挽式MOSFET的洩極到源極電壓如圖 三所示,其洩極電流如圖 四所示。變壓器中心點電壓 (降壓輸出) 如圖 五所示。全部的波形都是正弦曲線,包含最少的諧波內容。

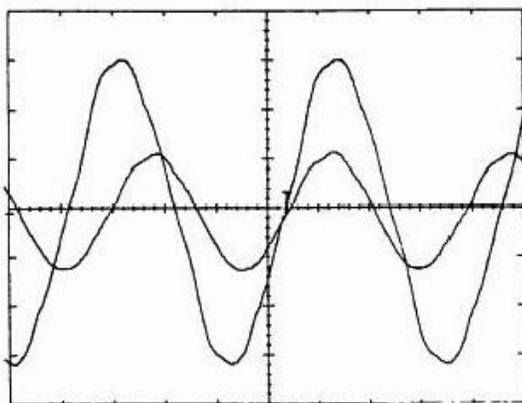


圖 0 : 次級輸出電壓 (縱座標: $500\text{V}/\text{div}$. 橫座標: $5\ \mu\text{s}/\text{div}$.)

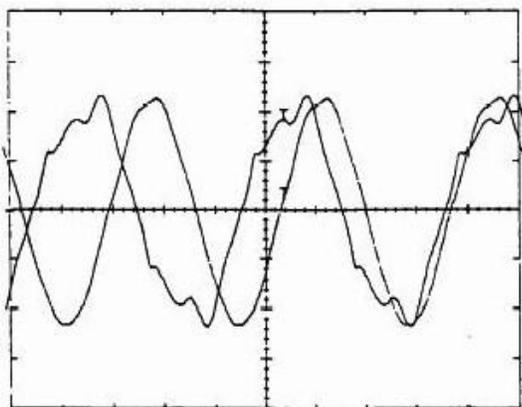


圖 一 : 冷光燈的電壓 (縱座標: $200\text{V}/\text{div}$. 橫座標: $5\ \mu\text{s}/\text{div}$.)

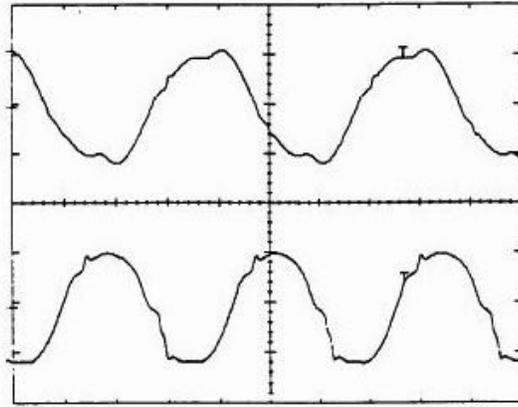


圖 二：冷光燈的電流 (縱座標: 10mA/div、500 μ A/div. 橫座標: 5 μ s/div.)

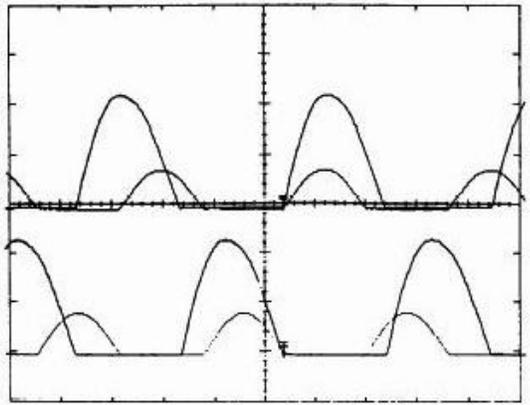


圖 三：推挽式MOSFET的洩極到源極電壓 (縱座標: 10V/div. 橫座標: 5 μ s/div.)

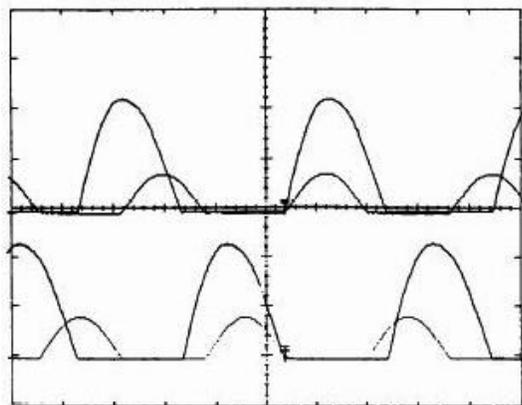


圖 四：推挽式MOSFET的洩極電流 (縱座標: 200mA/div. 橫座標: 5 μ s/div.)

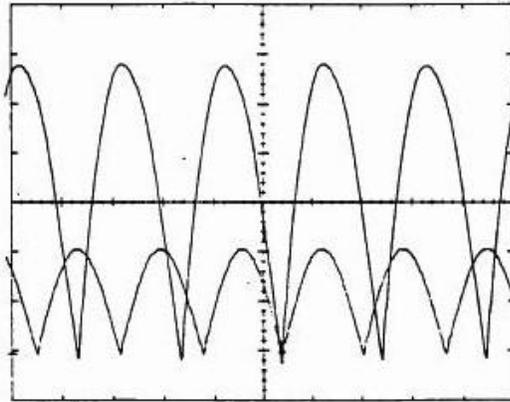


圖 五：變壓器中心點電壓（縱座標: 200V/div. 橫座標: 5 μ s/div.）

結語

推挽式 (push-pull) 電流型ZVS轉換器能有效率地產生高電壓和提供具正弦波特性的功率，來驅動陰極冷光燈。在本文中，其設計方程式已經被求出，並經過實驗性的簡易應用電路設計、分析和驗證。透過此設計，就可以實現一個高效率的背光和LCD電源供應的完整解決方案。

本文內容（包括圖片）非經同意不得轉載（除有另行約定外）
EEdesign擁有內文著作權，但文責由作者自行負責，不代表本網站立場

[【TOP】](#) [【關閉視窗】](#) [【回上一頁】](#) [【回首頁】](#)