

一次側亮度控制之

CCFL 驅動器



Harris 產品應用工程經理
林木森

簡介

冷陰極射線管(CCFL)的體積小、發光效率高,因此常被利用來作背光式液晶顯示器的背光用。而此背光式液晶顯示器目前正廣範泛使用於筆記型電腦及攜帶型產品上,所以體積小、效率高、有效地亮度控制和延長燈管壽命長成為 CCFL 推動器的基本要求。目前推動這些燈管最普遍的電路是一種所謂的"current-fed self-oscillating Royer circuit"的電路。

因為 CCFL 的電氣特性,使得設計他們的驅動器有些困難。這種 gas-discharge lamp 需要大約 1000-1400 Vrms 的啟動電壓來產生游離。管電壓在燈管點亮之後會降到 280V 到 480V (rms) 之間,工作頻率建議在 25KHz 到 80KHz 之間,且推動燈管的電壓波形最好是弦波,這樣對燈管的壽命比較好。一般來說燈管發光亮度和輸入功率成正比,圖 1 中可以看出,對於不同的燈管電流,燈管電壓幾乎是一樣的,所以燈管亮度和燈管電流幾乎成正比。同時,這曲線隨著溫度及燈管的老化上下變化很大。因此,控制亮度最好的方法是用可調整的電流源來推動燈管。傳統

的做法上會在 Royer circuit 的前端加一個 Buck pre-regulator,而以二次側管電流回授來控制這個 Buck 電路的工作週期以達到調整 Royer circuit 的輸入電流來控制亮度。這樣便是一種電流源的驅動器,如圖 2 所示。

在本文中將針對驅動器的設計有一番詳細的說明,並提出一種所謂"一次側亮度控制的 CCFL 推動器"。它也是一種電流源的驅動器,但比較容易設計且線路簡單、成本低、體積小、效率高,同時可以解決在雙燈管系統中不等亮的問題,最重要的是它很穩定,因此截至目前為止,這是最佳 CCFL 推動器。在這種電路中,最重要的觀念是在於它與燈管隔離,不需要光耦合器或其他隔離零件而且又可以線性且有效地控制亮度。

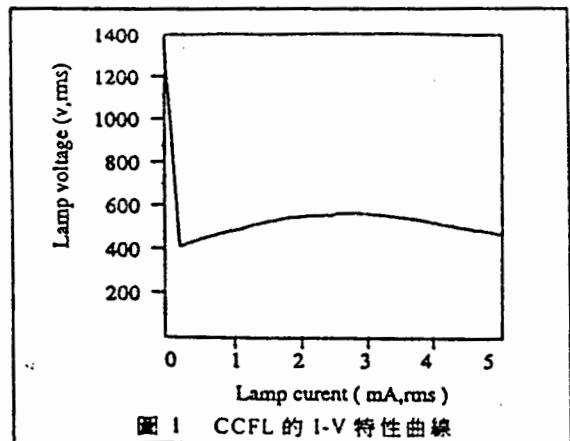


圖 1 CCFL 的 I-V 特性曲線

一次側亮度控制

我們將介紹一次側亮度控制驅動器的工作原理，並說明其優點。一些和設計有關的重要公式也將被推導出來。所有用到的符號均匯整於文中 Symbol List 中。

電路工作原理

一次側亮度控制驅動器是根據 current-fed self oscillating Royer circuit 演變過來的，如圖 3 所示。輸入端電感的值很大，可視為電流源，而這電流源和 C 及 $4l$ 共振，在二次側產生 quasi-sinusoidal 的輸出，這樣的電路和圖 2 中所示的電路最大的不同在於它是由一次側的訊號來作回授的訊號，以控制 Buck pre-regulator 的工作週期來調整輸入端電感上的電流，所以這也是一種電流源的驅動器。

一開始 B 點的電壓 V_B 等於輸入電壓 V_{IN} ，經由 R5 啟動開關 Q1。輔助繞組的極性會使得 Q1 繼續導通而 Q2 關閉。C 和 $4l$ 共振至 C 上的電壓反向時，會使得 Q2 導通而 Q1 關閉，這時 C 仍然和 $4l$ 繼續共振，共振至 C 上電壓反向時，Q1 又導通而 Q2 關閉，如此 Q1、Q2 交替 ON-OFF，便形成一種自我共振盪的 ZVS 並聯諧振電路。

將 Q1 及 Q2 的射極連接在一起，串一個電阻 R1 到地，可以由 R1 上的電壓來作回授信號以控制 Buck pre-regulator 的工作週期。R1 上的電流即是輸入端電感的電流 i_L ，可視為一 DC 電流。

由上述的描述可以知道 $V_A = 1/2 |V_C|$ (V_C 是電容 C 兩端的電壓)， $i_{C1} + i_{C2} = I$ 。稍後將會推導出電流 I 和管電流 i_{lamp} 的 rms 值成正比關係，因此，線性的控制 I 便可以線性的控制 $i_{lamp}(rms)$ 。一次側亮度控制就是利用這一方式，來完成由一次

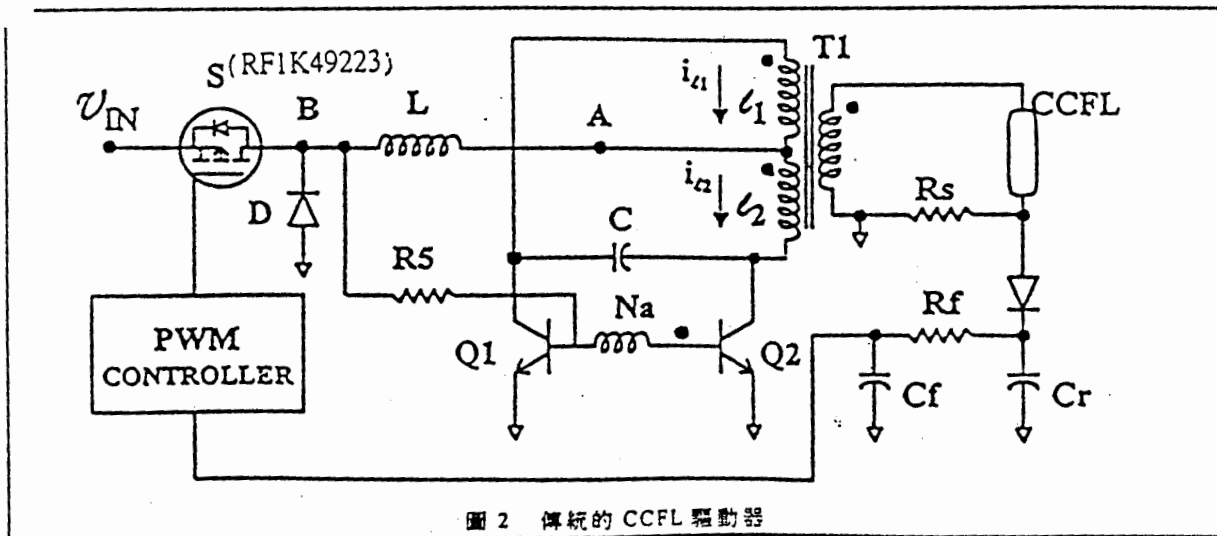


圖 2 傳統的 CCFL 驅動器



側控制二次側的燈管電流。

這樣的電路好處在哪裡呢？第一，由圖 2 中，Buck 的 duty cycle 是由管電流回授作控制的，交流的管電流必須先整流和濾波後，才可以作回授控制，這樣會增加兩個極點出來 ($1/R_s C_r$ & $1/R_f C_f$)，而在圖 3 中 Buck 的工作週期是由輸入端電感電流 i_L 來控制的，它可以視為是一直流電流，可直接作回授控制，因此線路簡單且會比較穩定。第二， i_L 為一次側的信號，由它來作回授控制，燈管和 power stage 是隔離的，但在圖 2 中，若要作隔離，它還須要光耦合器，這會使線路較複雜且成本增加。

為什麼 CCFL 驅動器需要隔離？在大部分的應用，CCFLs 和驅動器間會有很長的導線。為了通過 EMI 方面的要求，通常 LCD 面板會有導電漆且接至系統的

接地，如此一來，導線和地間便有較大的寄生電容存在，如圖 4 所式。這些寄生電容的大小由導線與系統接地的相對位置來決定，所以其值都不大相同。

在圖 2 中，如果沒有隔離，二次側的地必須接至一次側的地 (即是系統的地)，如此便有很多漏電流由寄生電容流至系統的接地，這些漏電流不但造成功率損耗，而且沒有流經控制回路，因此 R_s 上的電壓並不是真正的管電流，故以 R_s 上的電壓來作為回授信號，將無法作線性有效地控制亮度。因為 CCFL 為高阻抗負載，通常管電流只有幾個毫安，因此漏電流對亮度會有顯著影響。在雙燈管系統下，這些漏電流還會造成不等亮的問題。

而如果有隔離，因為沒有地回路便可以解決上述的問題，所以一個好的 CCFL 驅動器，必須要有隔離。

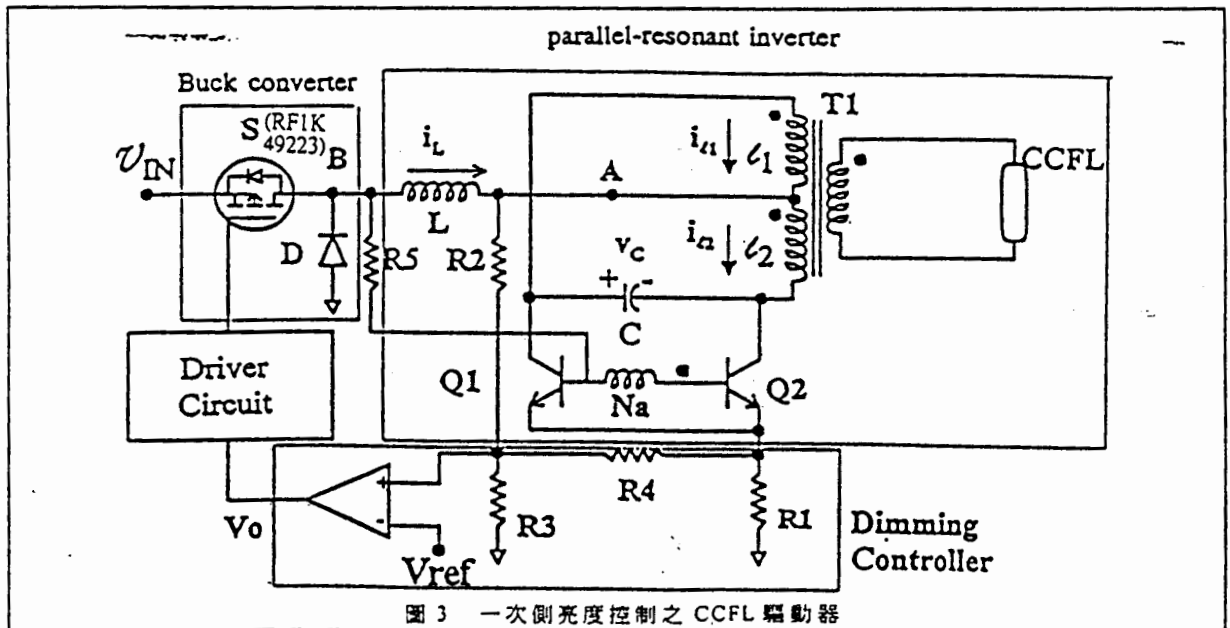


圖 3 一次側亮度控制之 CCFL 驅動器

相關的設計方程式

• 輸入端電感電流和管電流的關係

輸入端電感電流和管電流的關係是設計一次側亮度控制推動器中最重要的東西，如果它們是線性正比關係，那對亮度控制的設計就可以非常簡單。整個推導過程整理在附錄 A，這裡只將最後的結果列出。

從(付錄 A18)式中，可得管電流的 rms 值為

$$i_{lamp,rms} \cong I(N_p/N_s)(\sqrt{2}w^2/\pi\omega_0^2) \quad \dots \text{Eq}(1)$$

$$\text{if } \alpha T < 2.6 \text{ and } \alpha^2 \ll w^2$$

從式(1)可以看出燈管電流的 rms 值幾乎是和輸入端電感電流成線性正比關係，且控制 Buck 的工作週期可以對電流 I 作調整(參考附錄 A16 式)，因此圖 3 便可如預期地作一個 CCFL 推動器。

• 產生弦波的條件

弦波是推動 CCFL 最好的波形，對 CCFL 的壽命比較好。只有當方程式(A7)的解為共軛覆數根時，這並聯諧振電路的輸出才會是弦波。因此，其共振條件為

$$\frac{l}{C} < R = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 R_L \quad \dots \text{Eq}(2)$$

$\frac{l}{C}$ 越小於 $\left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 R$ ，輸出波形會越接近弦波。從附錄 A 可知，共振頻率在 Q-factor 大於 1 的時候是由 C 和 $4l$ 來決定，其關

係如下：

$$f = f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \cong f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{4lC}} \quad \dots \text{Eq}(3)$$

總結來說，一次側亮度控制推動器可以直接回授輸入端電感電流，不需要任何的二極體或濾波器，同時自然形成隔離。其線路簡單，比圖 2 中的線路，更能線性地作亮度控制，提高效率，且更能符合體積小的要求。

電路設計的考慮

設計 CCFL 驅動器有幾點原則：(1) 高效率(2)亮度控制的線性度要夠(3)壽命長(4)解決雙燈管系統中不等亮現象。

從上面的討論，隔離式架構可以滿足上述大部的原則。這裡，根據之前的理論分析，提出改進效率及增加壽命的實際方法。

Power Circuit 的分析與設計

在圖 3 中，L、C、Q1、Q2 和 T1 是 Royer Circuit 的主要零件。根據式(1)，管電流的 rms 值和 $I(N_p/N_s)$ 成正比，所以對於相同的管電流而言， (N_p/N_s) 值越高，I 值越小。降低 I 值可以減小 L、C、Q1、Q2 和 T1 的導通損耗。但是越高的 (N_p/N_s) 值會造成 V_A 、 V_B 、 V_{CE1} 、 V_{CE2} 的工作電壓越高及無載時的輸出電壓越低，可能無法啟動 CCFL。再者，共振頻率是由 $4l$ 和 C 來決定，共振波形也和它



們有關係。共振波形會影響到燈管壽命，因此(Np/Ns)、l 和 C 值是設計推動器時的重要參數。

• Np/Ns 值的決定

CCFL 啓動之前，VB = VIN 且由參考資料[1] 可得 VA 的振幅等於 πVIN/√2，而無載時的輸出電壓等於 (Ns/Np) πVIN/√2。因此(Np/Ns) 必須要夠高，才能啓動燈管，但是(Np/Ns) 的增加，會造成 Royer circuit 的導通損耗增加，因此選擇(Np/Ns) 的比值大到足以啓動 CCFL 就好，也就是

Np/Ns = (πVIN(min) / √2vstart-up(rms,max))Eq(4)

• Q1 和 Q2 規格的決定

很明顯地，較高的(Np/Ns) 值有兩個缺點：一是 Q1 和 Q2 的耐壓 BVCEO 需要較高，另一是磁損耗會因為 VA、VB 的工作電壓增高而增加。從圖 1 可知，Q1、Q2 的 VCE 要承受的最高電壓是當 CCFL 要啓動的那一瞬間，因此 Q1、Q2 的電壓額定值必須。

BVCEO ≥ 2(Np/Ns) vstart-up,maxEq(5)

Q1 導通時，輸入端電感電流流經 Q1；Q2 導通時流經 Q2，所以 Q1、Q2 的電流額定值是 I。

• L、C 和 l 的決定

由式(2)、(3)來看，

C > 1 / (4πRL * (Ns/Np)^2)Eq(6)

l = 1 / (4C(2πf)^2)Eq(7)

對於相同的共振頻率而言，選擇愈大的 C 值、愈小的 l 值，共振的電壓波形會愈接近弦波，對燈管的壽命愈好，然而 C 值愈大，共振電流愈大，l1、l2 的銅損愈大，C 上的導通損失也會愈大。所以這是設計者 trade-off 的問題。

在整個推導過程中，輸入端電感電流一直被視為直流電流，L 值的選擇便不能太小，它必須遠大於 4l 才合理。

電感 L 的電流額定值是 I，但是流經 C 最大的電流是 I 再加上共振電流的峰值，亦即

I + C(Np/Ns)(πw0^2/w2) vIamp

• R5 與 NA 的決定

Q1、Q2 中任何一個導通時，它的 iB 都是等於 I，爲了要增加效率，這兩個開關必須工作在飽和的狀況下，也就是 R5 必須

R5 ≤ (b_min(vIN,min - 0.7) / I_max) Eq(8)

輔助繞組是爲了在 Q1 和 Q2 的基極間產生一個電位差，讓某一個開關在導通時，另一個開關會關閉。因此這電位差必須大於 0.5V 以確保不會兩個開關同時導

通。Na 為輔助繞組的圈數，Na 必須

$$N_a \geq \frac{0.5N_s}{V_{lamp, min}} \dots\dots Eq(9)$$

• V_{REF} 的決定

由圖 3，比較器非反向端上的直流電壓可由重疊原理求得為

$$V_{+, DC} = I(R_1) \frac{R_2/R_3}{R_2/R_3 + R_4} \dots\dots Eq(10)$$

交流電壓為

$$V_{+, AC} = V_A \frac{R_3/R_4}{R_2 + R_3/R_4} \dots\dots Eq(11)$$

根據式(1)和式(10)，如果 $V_{+, DC} \gg V_{+, AC}$ ，則 $V_{+, DC} = V_{ref}$ ，那麼

$$V_{ref} = I_{lamp, rms} \frac{R_1(R_2/R_3) \cdot N_p \cdot \sqrt{2} \omega^2}{R_2/R_3 + R_4 \cdot N_s \cdot \pi \omega^2} \dots Eq(12)$$

因此，由所需燈管電流的範圍可求得參考電壓的值。

設計實例與實驗驗證

在本文中，依據之前所提出的規則來設計一個推動器。

設計實例

假設所欲設計的 Inverter 與其 CCFL 的特性如下：

- ☆燈管啟動電壓：1000-1400 V_{rms}
- ☆工作電壓：480 V_{rms} (typical), 280 V_{rms} (min)
- ☆工作電流：3-5 mA_{rms}
- ☆消耗功率：2.5W

☆輸入電壓範圍：8-15V

☆無載輸出電壓：14000 V_{rms} (min)

☆工作頻率：50KHz (建議在 35KHz-80KHz)

根據電路設計中的設計規則來決定圖 3 中的一些關鍵參數。

決定 N_s/N_p 函數比值

由式(4)，可得

$$N_s/N_p = (\sqrt{2}/\pi)(1400/8) = 78.8$$

考慮設計及實作上的誤差，取 $N_s/N_p = 81$

• 決定 Q1 與 Q2 的額定值

由式(5)，可以得到 Q1 和 Q2 的電壓額定值

$$BV_{CEO} \geq 2(1/81)1400 = 34.6 \text{ V}$$

假設在我們的應用中，最大的燈管電流為 2.5 mA_{rms} ，那根據式(1)可得到輸入端電感電流 I，也就是 Q1 和 Q2 的電流額定值為

$$2.5 \text{ mA}(81) \pi / \sqrt{2} = 0.449 \text{ A}$$

• 決定電感 L、電容 C 與變壓器的一次側磁化電感量 $4l$

當燈管電流在 1.4 mA 到 2.5 mA 之間，實際測量到 CCFL 的阻抗在 290 $K\Omega$ 到 180 $K\Omega$ 之間。根據式(6)，(7)

$$C > \frac{1}{4\pi(50k)188K} (81)^2 = 0.0556 \mu F$$

$$l = \dots$$

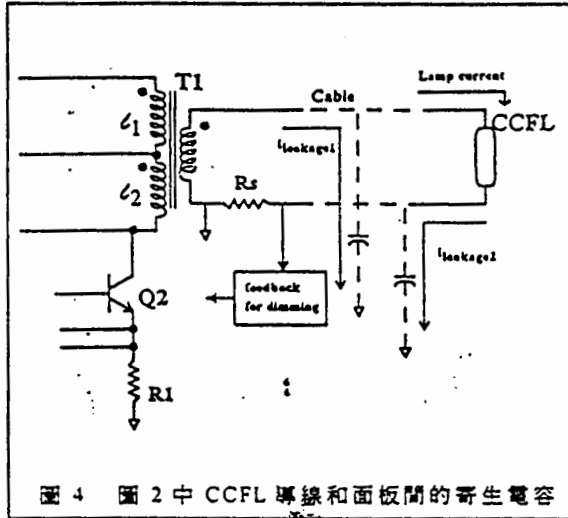


圖 4 圖 2 中 CCFL 導線和面板間的寄生電容

因此，選擇 $C=0.22\mu\text{F}$ ，則取 $\ell=10\mu\text{H}$ ，代回可得其工作頻率是 53KHz。L 值必須遠大於 4ℓ ，所以選擇

$$L = 4\ell = 400\mu\text{H}$$

• 決定 R_5 與 N_A 的值

實驗中選用 ROHM 2SD1760 作為開關 Q1 與 Q2，它的 $b_{\min} = 82$ ，由式(8)可得

$$R_5 \leq 82(8-0.7)/0.449=1333 (\Omega)$$

由式(9)可得

$$N_A \geq 0.5(1300)/280 = 2.32(\text{取 } 3)$$

在圖 3 中，較大的 R_1 值可以增強抵抗雜訊的能力，並可更線性地控制亮度。但是 R_1 越大， R_1 上的損耗就越大。這可由設計者自行取捨，在這實驗中選擇 R_1 為 0.5W。

• 決定 V_{REF} 的值

由式(12)可清楚的知道，當 $R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot R_4$ 決定之後，控制 V_{ref} 就可線性地

表 1 當輸入 8V 時，其實際值及理論值之比較

V_{ref} (V)	dV_{ref} (V)	I(A)		$i_{lamp,rms}$ (mA)		Brightness (Lux)
		measured	theoretical	measured	theoretical	
0.08	2.30	0.174	0.16	1.03	0.89	5.74
0.10	2.41	0.216	0.2	1.13	1.11	7.67
0.12	2.53	0.260	0.24	1.40	1.33	9.44
0.14	2.65	0.307	0.28	1.65	1.55	11.30
0.16	2.79	0.352	0.32	1.90	1.78	13.51
0.18	2.92	0.392	0.36	2.09	2.00	14.98
0.20	3.01	0.438	0.40	2.32	2.22	16.61
0.22	3.31	0.490	0.44	2.62	2.44	18.42

調整亮度。在此我們不討論如何決定這些電阻值，但在下一章中將會發現燈管電流與 V_{ref} 成正比。

實驗結果

根據前一節所計算出的數據進行實驗，表 1 及表 2 分別列出實驗結果與理論的計算值作比較。

由式(1)可得

$$\frac{I}{i_{lamp,rms}} \cong 180$$

由表 1 得知

$$\frac{I}{i_{lamp,rms}} \cong 186$$

由此可看出其理論值與實驗值非常接近。

表 2 當輸入 15V 時，其實際值及理論值之比較

V_{ref} (V)	dV_{ref} (V)	I(A)		$i_{lamp,rms}$ (mA)		Brightness (Lux)
		measured	theoretical	measured	theoretical	
0.08	2.41	0.170	0.16	0.939	0.89	6.46
0.10	2.50	0.216	0.20	1.208	1.11	8.26
0.12	2.58	0.258	0.24	1.414	1.33	10.26
0.14	2.67	0.302	0.28	1.635	1.55	12.06
0.16	2.78	0.344	0.32	1.860	1.78	14.16
0.18	2.92	0.386	0.36	2.090	2.00	15.66
0.20	3.08	0.432	0.40	2.330	2.22	17.66
0.22	3.24	0.474	0.44	2.560	2.44	19.46

圖 5 是燈管電流與電感電流的相對關係的實驗結果，可以用來印證先前的理論分析。

結論

在這報告中討論了 CCFL 一次側亮度控制推動器的設計，因為其本身的隔離架構可以輕易解決雙燈管系統不等亮的問題，及二次側的漏電流的問題，更可有效地作調光的控制。再說，這個新線路天生就很穩定、簡單及容易設計，不需要額外的回授電路，所以設計起來成本低、尺寸小，非常適合運用在攜帶式的產品上。

此外，本研究所導出的各個設計方程式大部份也都能應用於傳統的非隔離式

架構上，而兩者之差異處，我們也都分別予以討論。

參考資料

- [1] G. Bruning, " A Comparative Introduction of A New High Voltage Resonant Oscillator ", Applied Power Electronics Conference & Exposition, pp76 - 82, 1986
- [2] Joel A. Donahue, P.E. and Milan M. Jovanovic, " The LCC Inverter as a Cold Cathode Fluorescent Lamp Driver ", Applied Power Electronics Conference Proceedings, pp427 - 433, 1994
- [3] J. Williams, " Designing Supplies for Powering LCD Backlight ", EDN Magazine, pp125 - 136, Oct. 29, 1992

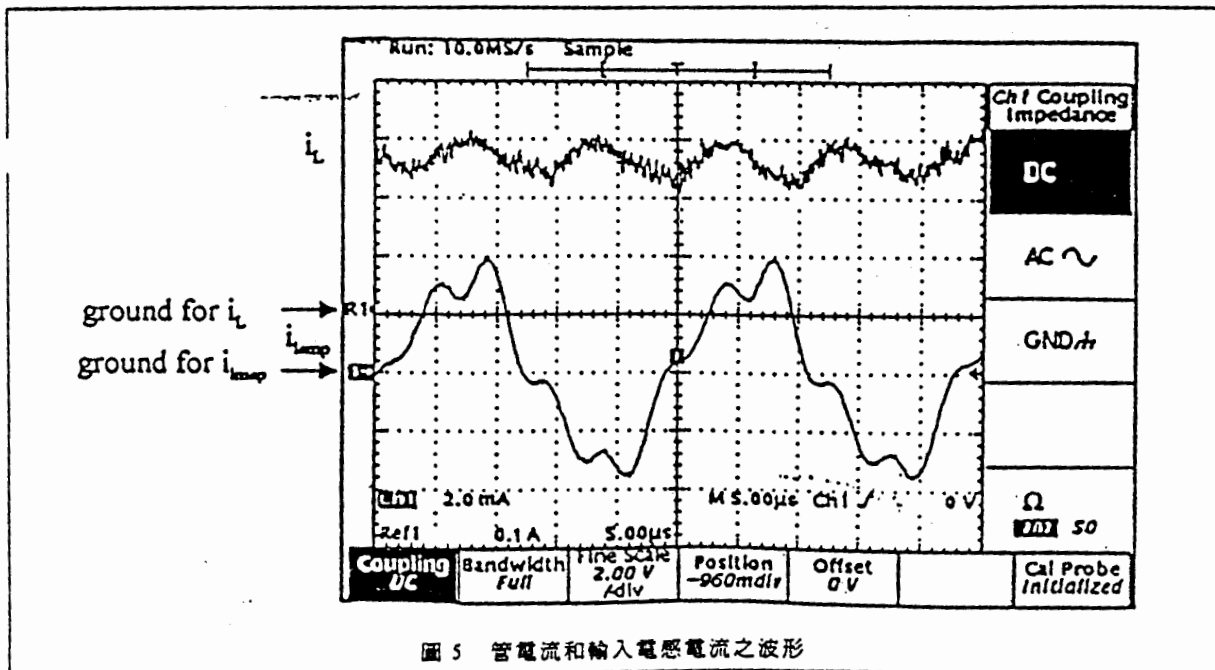


圖 5 管電流和輸入電感電流之波形



List of Symbols

項目	說明
i_L	圖 3 中，L 上的電流
I	圖 3 中，L 上的平均電流
V_{IN}	圖 3 中，推動器的輸入電壓
V_A	圖 3 中，A 點上的電壓
V_B	圖 3 中，B 點上的電壓
l_1, l_2	圖 3 中，變壓器一側的磁化電感
$4l$	圖 3 中，變壓器一側的總磁化電感值
R_L	CCFL 在某固定亮度的阻值
R	R_L 感應到一次側的阻值
V_{lamp}	管電壓
i_{lamp}	管電流
$v_{start-up}$	CCFL 的啟動電壓

附錄 A

產生弦波條件之 POWER STAGE 等效電路及 I 和 I_{LAMP} 關係的推導

在圖 3 中，假設 $L \gg l_1, l_2, l_1 = l_2 = l$ ， k (耦合係數)=1 和 CCFL 是一個固定電阻 R_L 的負載(CCFL 在某一固定亮度下，可以當作是定電阻)那麼整個推導過程如下：

(1) 當開關 Q2 打開，Q1 關掉，則 Royer 電路可以簡化如圖 6 所示，其中 R_1', R_2' R_L 感應到一次側的阻抗 i_1, i_2 l_1, l_2 上的磁化電流 i_5, i_6 l_1, l_2 上的感應電流。

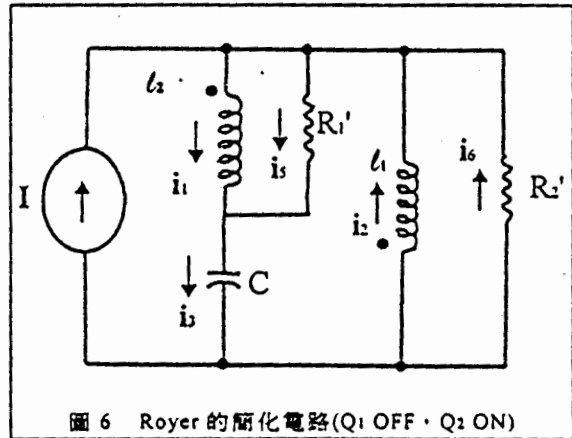


圖 6 Royer 的簡化電路(Q1 OFF, Q2 ON)

因此， $i_1 + i_5, i_2 + i_6$ 是 l_1, l_2 上的總電流。根據對稱原理， $R_1' = R_2' = R/2, i_5 = i_6$ 和 $i_1 + i_2 = I$ 。因此， $V_{l1} = V_{l2} = 2l(di_{12}/dt)$ ，同時等效電路如同圖 7 所示。方程式可以寫成如下：

$$\frac{d^2 i_2}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{di_2}{dt} + \frac{i_2}{4lC} = \frac{I}{4lC} \quad \dots\dots \text{Eq(A1)}$$

$$i_3 = 4lC \frac{d^2 i_2}{dt^2} \quad \dots\dots \text{Eq(A2)}$$

$$i_4 = \frac{4l}{R} \frac{di_2}{dt} \quad \dots\dots \text{Eq(A3)}$$

$$i_1 = i_2 - I \quad \dots\dots \text{Eq(A4)}$$

如果特性方程式的根是 Complex conjugate，那解便是準弦波。因此，弦波條件是：

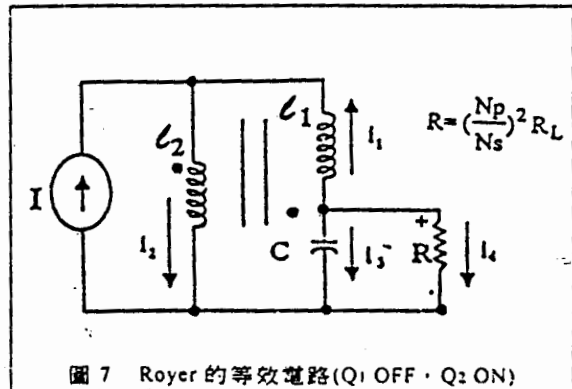


圖 7 Royer 的等效電路(Q1 OFF, Q2 ON)

$$\sqrt{\frac{\ell}{C}} < R \approx \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 R_L \quad \dots\dots \text{Eq(A5)}$$

注意，RLC 共振電路也可以得到相同於 (A1)-(A4) 的式子，所以 Royer 電路等效於 RLC 共振電路。

令 $i_2(0)=I_p$ ，利用初始條件 $di_2/dt(0)=0$ 及穩態時 $i_1(0)=-i_2(T/2)$ ，則 $I_p = -I e^{-\alpha T/2} / (1 - e^{-\alpha T/2})$ ，其解為：

$$i_1 = -I e^{-\alpha t} (\cos \omega t + (\alpha/\omega) \sin \omega t) / (1 - e^{-\alpha T/2}) \quad \dots\dots \text{Eq (A6)}$$

$$i_2 = -I e^{-\alpha t} (\cos \omega t + (\alpha/\omega) \sin \omega t) / (1 - e^{-\alpha T/2}) + I \quad \dots\dots \text{Eq (A7)}$$

$$i_4 = I e^{-\alpha t} (4\ell/R) ((\alpha^2 + \omega^2)/\omega) \sin \omega t / (1 - e^{-\alpha T/2}) \quad \dots\dots \text{Eq (A8)}$$

$$i_{RL} \approx i_4 \cdot N_p/N_s \quad \dots\dots \text{Eq (A9)}$$

這裡，

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{4\ell C}}, \omega = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \quad \text{and}$$

$$\alpha = \frac{1}{2RC}$$

(2) 當開關 Q1 打開，Q2 關掉，則等效電路如同圖 8 所示，其解為：

$$i_1 = I e^{-\alpha(t-T/2)} (\cos \omega(t-T/2) + (\alpha/\omega) \sin \omega(t-T/2)) / (1 - e^{-\alpha T/2}) - I \quad \dots\dots \text{Eq (A10)}$$

$$i_2 = I e^{-\alpha(t-T/2)} (\cos \omega(t-T/2) + (\alpha/\omega) \sin \omega(t-T/2)) / (1 - e^{-\alpha T/2}) \quad \dots\dots \text{Eq (A11)}$$

$$i_4 = -I e^{-\alpha(t-T/2)} (4\ell/R) ((\alpha^2 + \omega^2)/\omega) \sin \omega(t-T/2) / (1 - e^{-\alpha T/2}) \quad \dots\dots \text{Eq (A12)}$$

$$i_{RL} \approx i_4 \cdot N_p/N_s \quad \dots\dots \text{Eq (A13)}$$

從(1),(2)的結果來看， V_A 可以得到為

$$V_A = \frac{|V_C|}{2} = I e^{-\alpha t} (2\ell) ((\alpha^2 + \omega^2)/\omega) |\sin \omega t| / (1 - e^{-\alpha T/2}) \quad \dots\dots \text{Eq (A14)}$$

根據 voltage-second balance 的原理， V_A 的振幅為

$$\text{Amplitude } (V_A) = ((\alpha^2 + \omega^2)/\omega) (dV_{IN} T/2) / (1 + e^{-\alpha T/2}) \quad \dots\dots \text{Eq (A15)}$$

從(A14)(A15)式，I 可以得到為：

$$I = (dV_{IN} T/4\ell) ((1 - e^{-\alpha T/2}) / (1 + e^{-\alpha T/2})) \quad \dots\dots \text{Eq (A16)}$$

從(A9)(A13)式，可以得到， $i_{RL} \approx i_4 \cdot N_p/N_s$

$$= I e^{-\alpha(t-[2t/T] \cdot T/2)} (4\ell/R) (N_p/N_s) ((\alpha^2 + \omega^2)/\omega) \sin \omega t / (1 - e^{-\alpha T/2})$$

$$\dots\dots \text{Eq (A17)}$$

$[n] = N, 0 \leq n - N < 1$ and N is integer

因此， $I(i_L)$ 和 i_{lamp} 的關係為：

$$i_{lamp, rms} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^T (i_{RL})^2 dt} = I (4\ell/R) (N_p/N_s) [\omega(\alpha^2 + \omega^2)(RC/2\pi)(1 + e^{-\alpha T/2}) / (1 - e^{-\alpha T/2})]^{1/2} \quad \dots\dots \text{Eq (A18)}$$

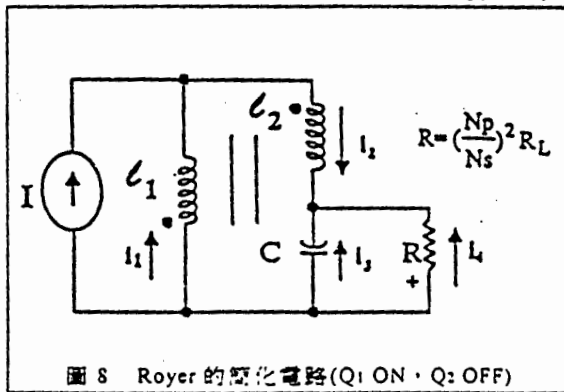


圖 8 Royer 的等效電路(Q1 ON, Q2 OFF)