

CM6900 BICMOS Resonant Controller

Michael Lee

Introduction

近年來，由於能源短缺的問題愈來愈嚴重，同時新興工業國家對能源的需求大增，在這樣的情形下，節能變成一個很重要的課題，因此美國能源部與環境保護對於電源產品開始有效率的要求，從空載損耗，再由 20%~100%的負載下效率要求 80%以上，有了許多指標性的影響，傳統的脈波調變(PWM)的切換式電源供應器對於如此的要求，已經是捉襟見肘。

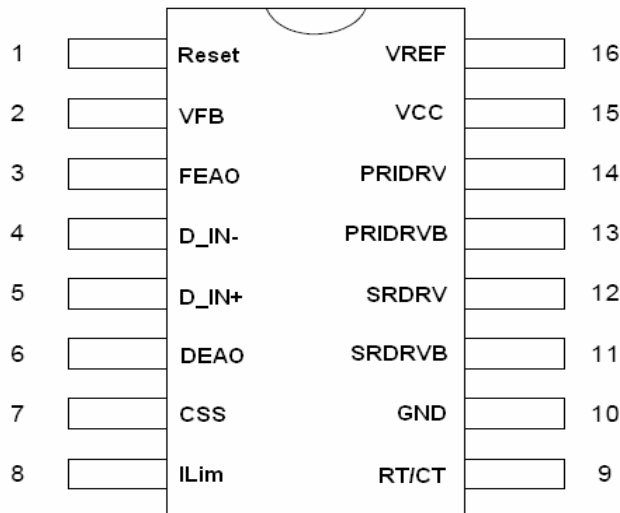
因此共振式轉換器的電源供應器開始變成主流，但是適合共振式轉換器的控制 IC 並不多，而且都是以高壓製程為主的設計，虹冠針對共振式電源供應器的需求加以改善，解決現有國外產品的缺失，開發出 CM6900 共振式控制 IC，此 IC 所有的功能，與目前的國外產品相較來說，改進許多，不再是 Me Too 的產品，以下會依據 CM6900 的功能做說明。

Champion Part	Max Duty Cycle	Vref (V)	UVLO Turn-On	UVLO Turn-Off	Hysteri (V)
CM6900	50%	7.5V	13V	10V	3V

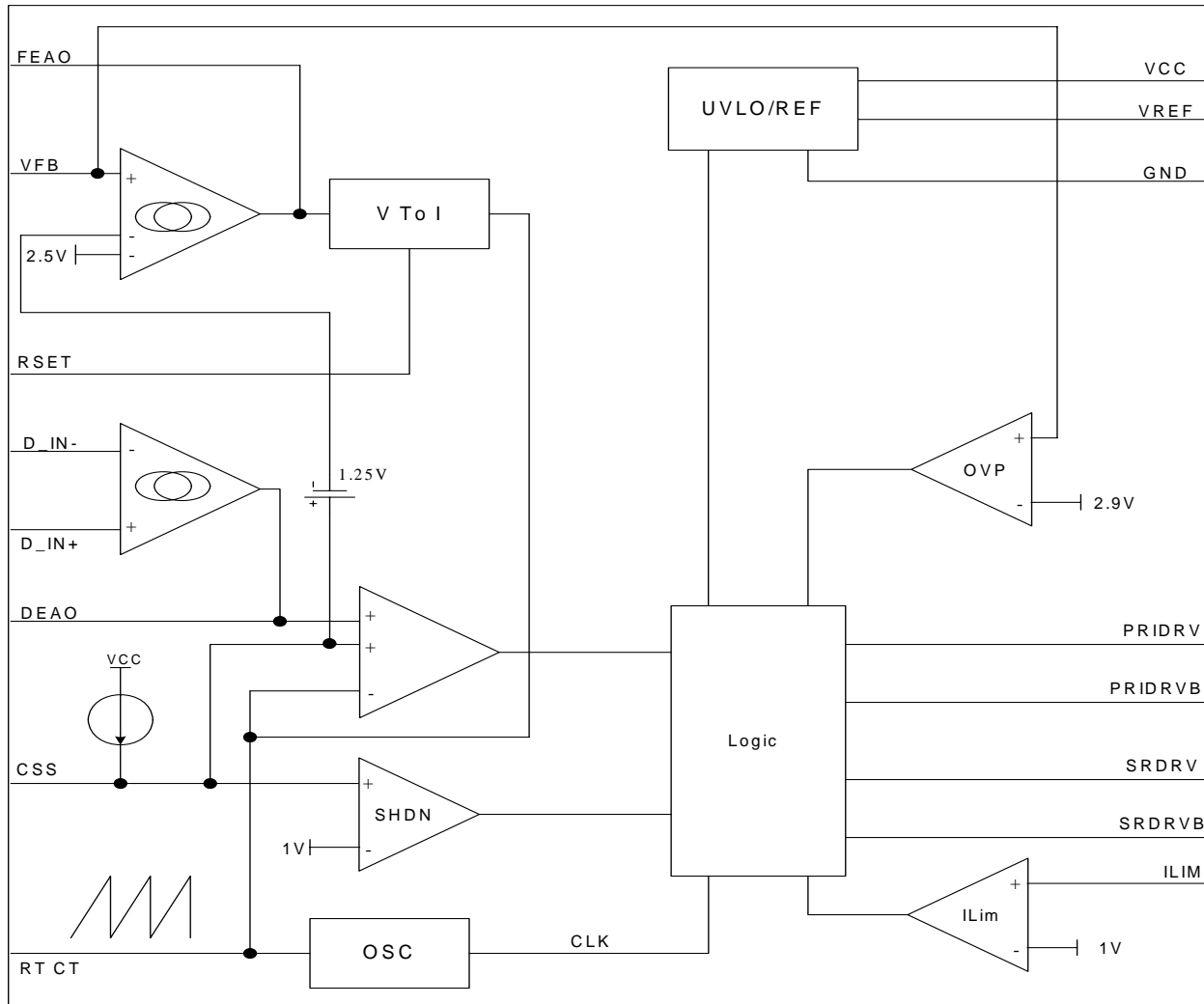
<p>功能敘述</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. 最大工作電壓 10V~20V 2. UVLO : 13V , 遲滯=3V 3. 工作電流 : 1mA 4. 參考電壓 : 7.5V 5. 振盪頻率 6. 一次側驅動 7. 二次側同步整流驅動 8. 軟啟動 9. FM 控制 10. PWM 控制 	<p>功能優點</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. 改善共振轉換器的缺點 2. 良好之軟啟動 3. 內建同步整流驅動 4. Dead-Time Easy Control 5. FM Hyper PWM Control (Patent) 6. OVP 功能 7. OCP Auto-recovery 8. Shot-Down 功能
--	--

CM6900 Pin Configuration

SOP-16 (S16)
Top View

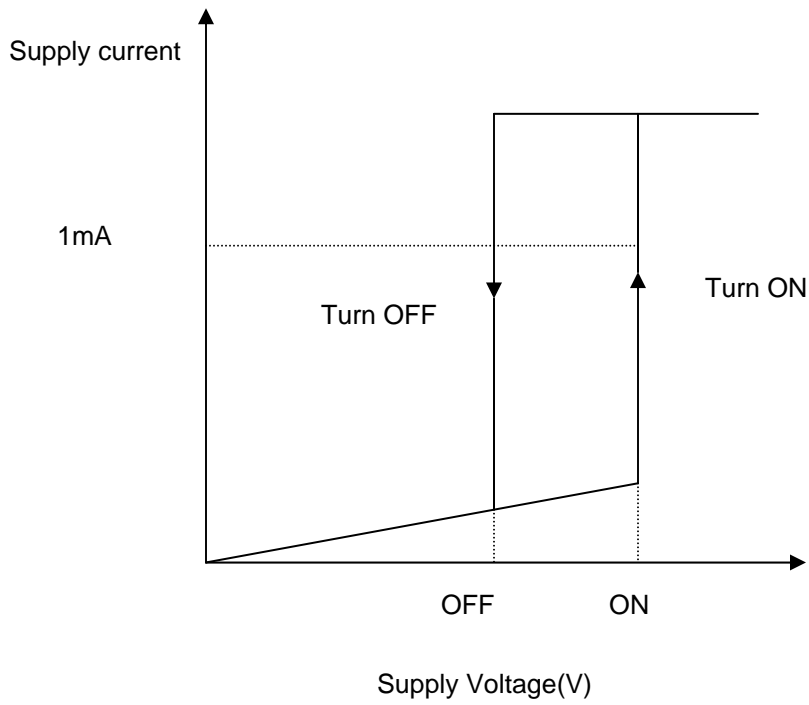


Block Diagram

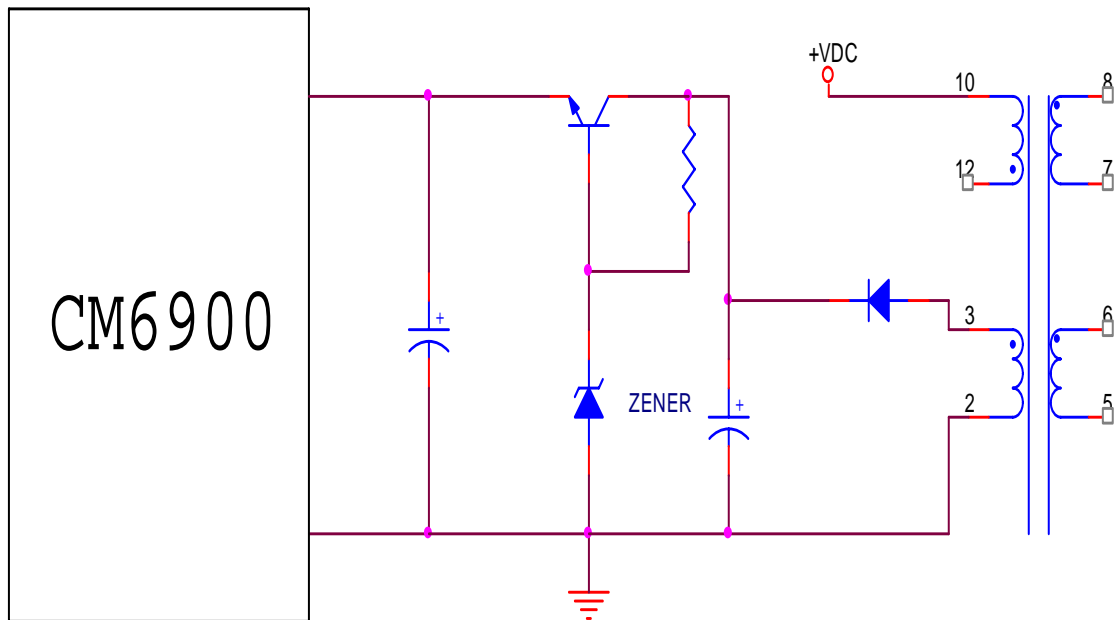


一、工作電壓

CM6900 為 BICMOS 製程，最高工作電壓為 20V，啟動電壓 = 13V，遲滯為 3V，建議工作電壓設計在啟動時要大於 13V，啟動後，只要能維持在 11~15V 之間便可以正常工作，當 VCC 電壓低於 10V 後，CM6900 會 Lock 住，只要 VCC 恢復至 13V 以上，才會回到正常工作。CM6900 內建參考電壓 7.5V，可以供應外接電路應用。如果有需要可以利用 Stand-by 供應 CM6900 之電源，所供應的電源如果不穩定可以外加如圖二之穩壓電路。



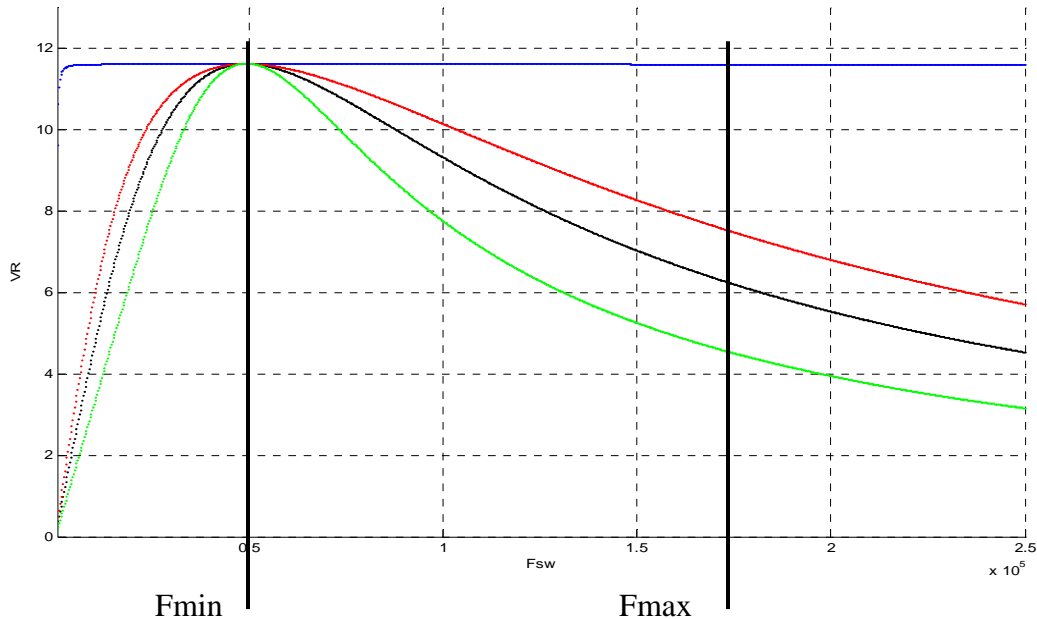
圖一 工作電壓與遲滯



圖二 外加穩壓電路

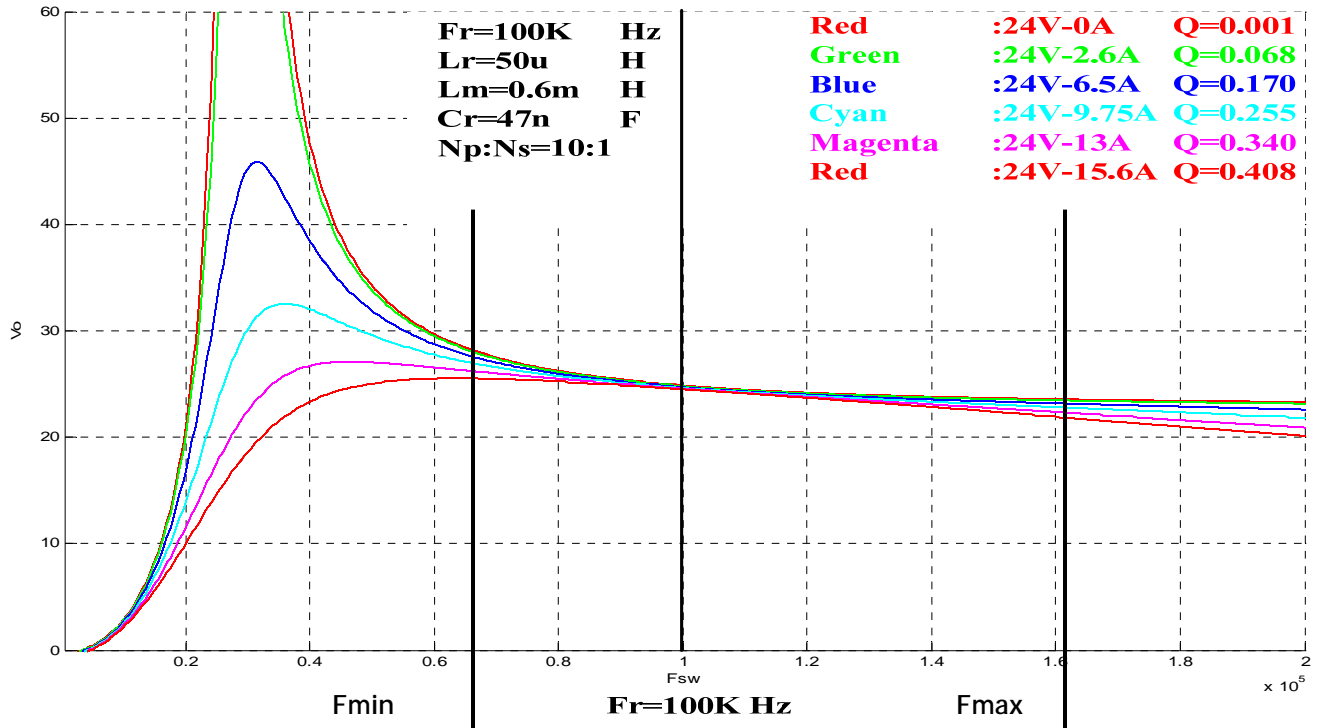
二、工作頻率

CM6900 為共振式控制 IC，主要的控制方式為變頻式(FM mode)，所以在設計上必需設定兩個工作頻率“最低工作頻率”、“最高工作頻率”。最低工作頻率至最高頻率的設定，是依據共振式轉換器的負載特性曲線來決定，一般而言，會設計在 40K~200K 左右。



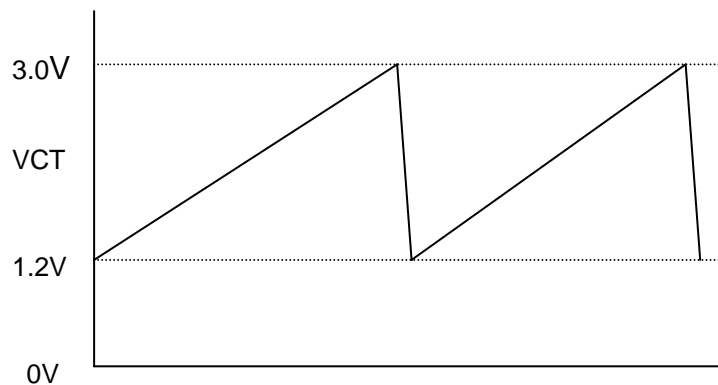
圖三 SRC 之負載曲線圖

以圖三 SRC 之負載曲線圖來看，最低切換頻率不可低於串聯共振點約 50Khz，最高切換頻率主要是依據輕載條件作限制，CM6900 內建變頻+脈波調變，設計時在一定輕載下可以採用變頻+脈波調變控制模式，降低切換頻率提高負載穩壓率，所以最高切換頻率可以設計在 150Khz-200Khz 之間。

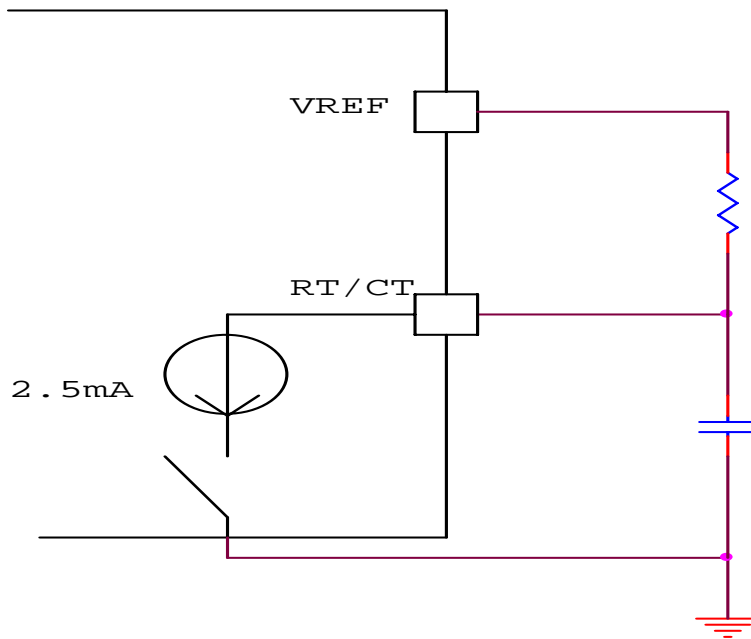


圖四 LLC 之負載曲線圖

以圖四 LLC 之負載曲線圖來看，最低切換頻率要設計於電壓增益大於 1 之上不可低於第二次串聯共振點約 50Khz，最高切換頻率主要是依據輕載條件作限制，CM6900 內建變頻+脈波調變，設計時，一定輕載下可以採用變頻+脈波調變控制模式，降低切換頻率提高負載穩壓率，所以最高切換頻率可以設計在 150Khz-200Khz 之間。



圖五 OSC 波形



圖六 OSC 電路圖

A · Dead-Time 設計

考慮 CM6900 放置於二次側之設計，雖然省去了 Photo Couple 與 TL431，但是要驅動一次側功率晶體時要加入脈衝變壓器，因此考慮脈衝變壓器的漏感與驅動能力的問題以及功率晶體的特性。所以在 IC 的 Dead-Time 設計上會比一般直接驅動的高壓製程之控制 IC 的 Dead-time 大，以 CM6900 的 Dead-Time 會建議 >400ns，實際的值必須觀察一次側功率晶體上下橋之間的 Dead-Time 時間為主。

$$T_{\text{deadtime}} = 2.125\text{V}/2.5\text{mA} * CT = 850 * CT$$

$$CT = T_{\text{deadtime}}/850$$

B. 最低工作頻率 (振盪頻率為工作頻率 2 倍)

$$2F_{\min} = F_{\text{osc}} = 1 / (T_{\text{ramp}} + T_{\text{deadtime}})$$

$$T_{\text{ramp}} = R_T * C_T * \ln((V_{\text{REF}} - 1.25)/(V_{\text{REF}} - 3))$$

C. 最高工作頻率

$$2F_{\max} = F_{\text{osc}} = 1 / (T_{\text{ramp}} + T_{\text{deadtime}})$$

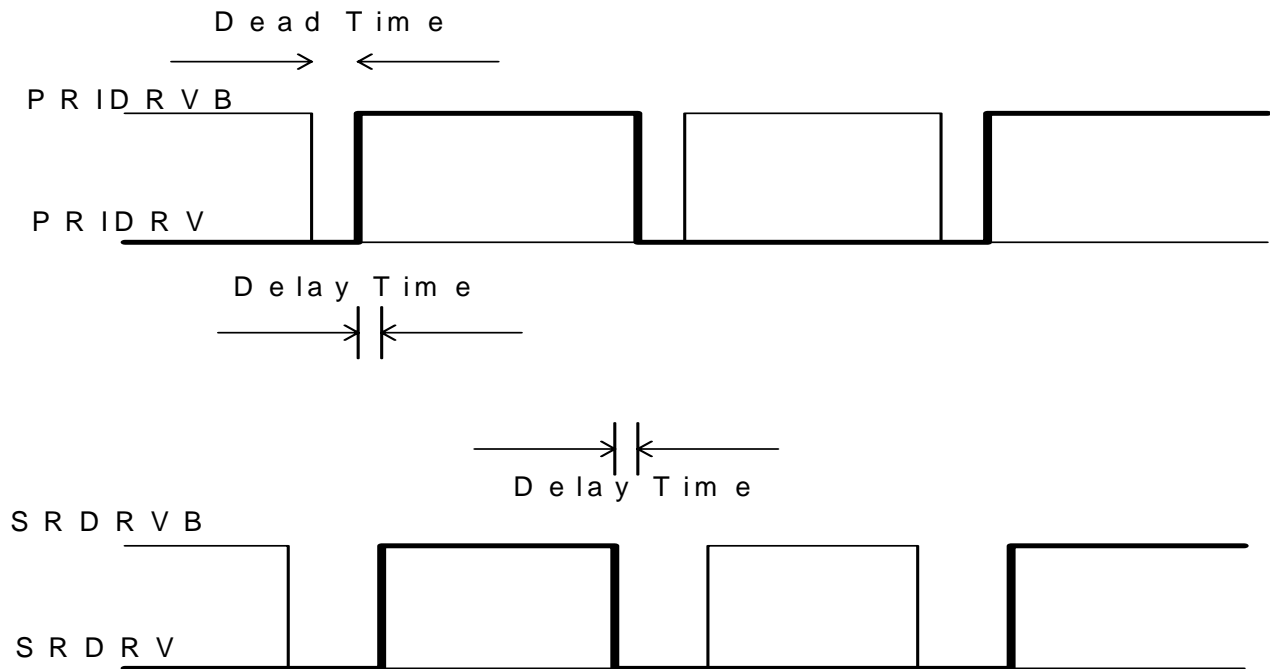
$$T_{\text{ramp}} = R_T * C_T * \ln((V_{\text{REF}} + I_{\text{chg}} * R_T - 1.25)/(V_{\text{REF}} + I_{\text{chg}} * R_T - 3))$$

$$I_{\text{chg}} = 4 * (V_{\text{EAO}} - V_{\text{BE}}) / R_{\text{set}} = 20V / R_{\text{set}}$$

$$R_{\text{set}} := \frac{\left[20 \cdot R_t - 20 \cdot e^{\left(\frac{T_{\text{ramp}}}{R_t \cdot C_t} \right)} \cdot R_t \right]}{4.5 \cdot e^{\left(\frac{T_{\text{ramp}}}{R_t \cdot C_t} \right)} - 6.25}$$

三、驅動信號

CM6900 除一次側的驅動信號之外同時內建同步整流驅動信號，因此一、二次測之間的驅動波型必需保留一定的 Dead-Time，以避免同步整流開關將輸出電壓的能量，回灌至一次側，造成沒有 ZVS 的現象，也造成效率下降。以 CM6900 設計控制 SRC 之共振式轉換器 CM6900 的一、二次測之間驅動可以直接外接 Totem pole 去推動功率晶體。如果 CM6900 要控制 LLC 之共振式轉換器，由於 LLC 是操作在串聯共振點的左邊(無法使用 SR 之驅動信號直接驅動，所以要外接電流偵測電路，一、二次測之間的驅動波型在 SR turn-off 之間的 Dead-Time 必須是共振電流結束前 SR 就要 TURN OFF，以避免同步整流開關將輸出電壓的能量，回灌至一次側，造成沒有 ZVS 的現象，也造成效率下降。圖七為一、二次測驅動信號之時序圖

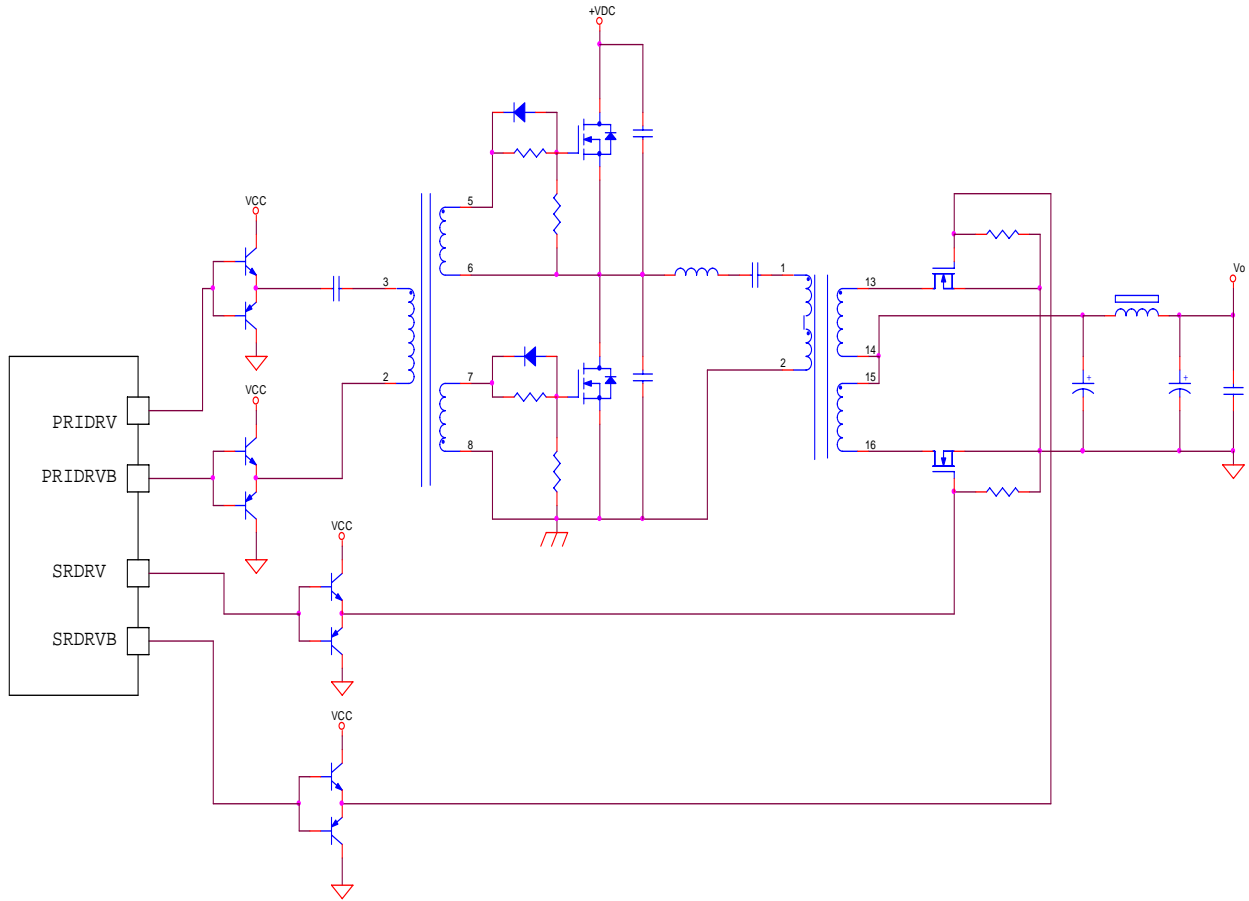


圖七 一、二次側驅動信號之時序圖

由上圖可以看到，一次側驅動與二次側 SR 驅動要有一個 Dead-Time，一般由 MOSFET 的特性來決定，但是考量到簡單好用，所以 CM6900 內定為 200ns~500ns 之間。

一次側主要是經由脈衝變壓器去驅動半橋或全橋的功率晶體，考慮經由脈衝變壓器驅動的能力與功率晶體的特性，所以上下橋功率晶體之驅動信號必須要有一定的 Dead-Time，建議設計時考慮 >400ns，實際的值必須觀察一次側功率晶體上下橋之間的 Dead-Time 時間為主。

下圖為典型的半橋電路

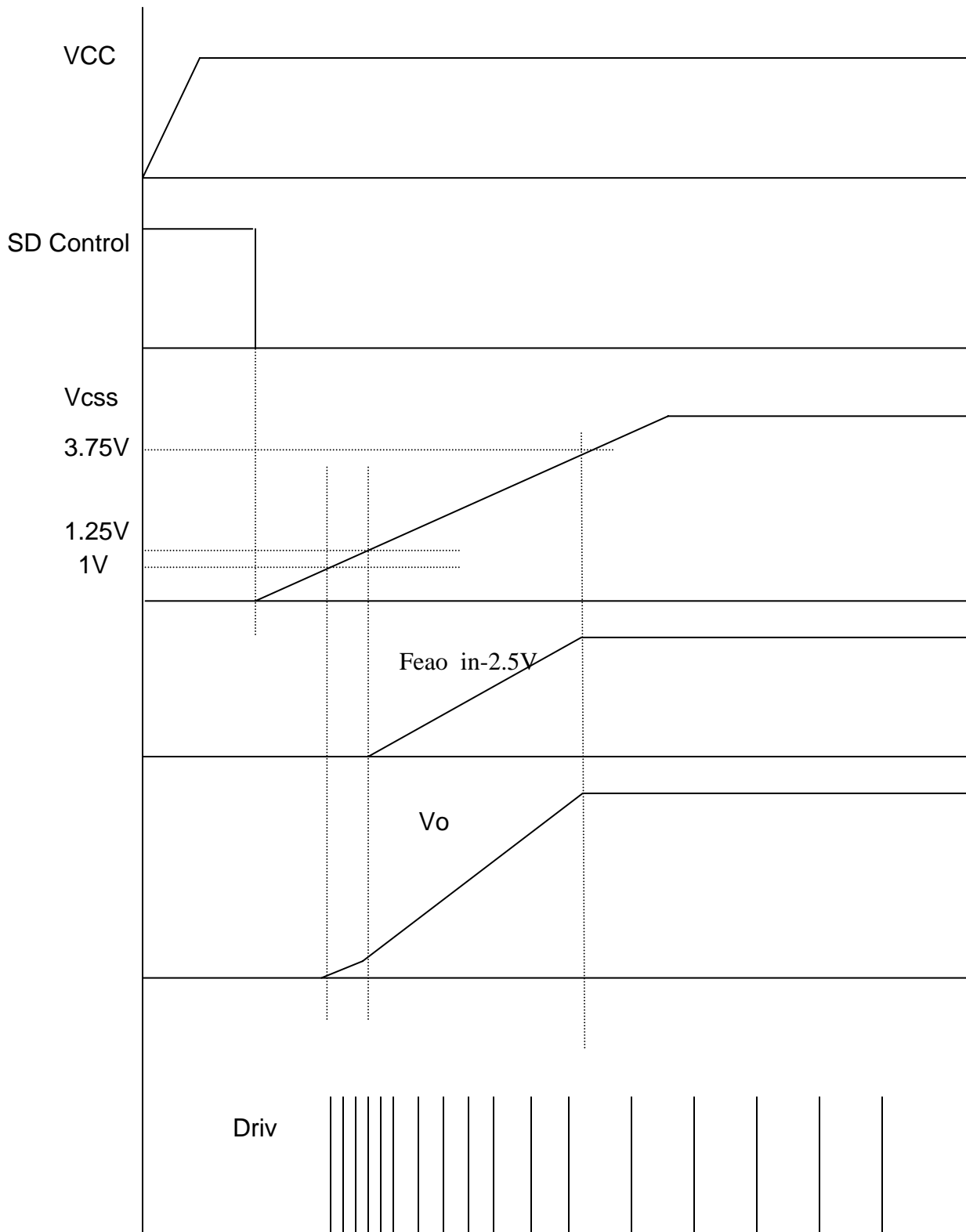


圖八 典型的半橋電路一、二次側驅動電路圖

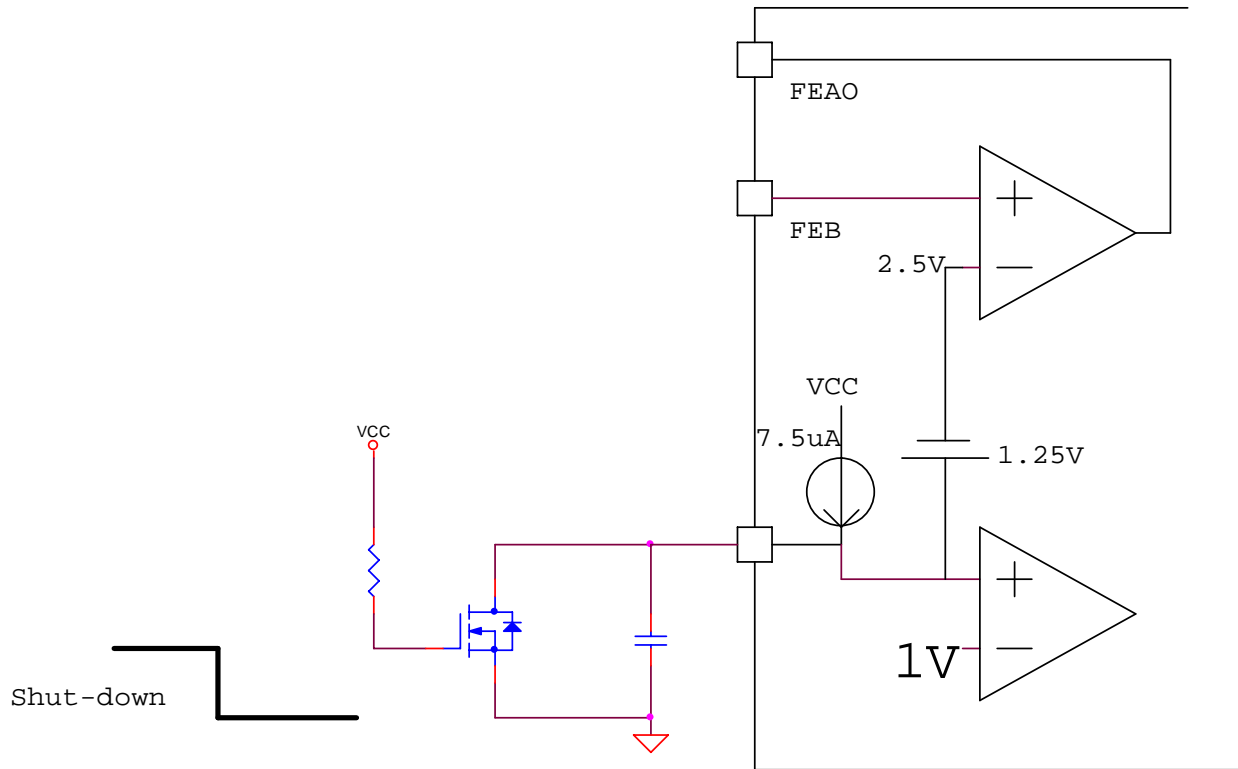
四、軟啟動與停止

CM6900 改善了傳統軟啟動的問題，傳統的方式都是採用開迴路的軟啟動，因此輸出的上升時間與負載變動，控制器都無法控制，所以輸出上升時間會隨負載有很大的差異，同時在上升時間時，如果有負載變化會造成負斜率的現象，也會在輸出產生 Overshoot 的現象。

CM6900 特別針對這三個問題改變軟啟動的方式，採用閉迴路的方式來做軟啟動，下圖為時序圖（也就是說輸出的上升時間都是由軟啟動以閉迴路的方式進行，不受負載影響，同時也不會有 Overshoot 的問題，也改善了上升時發生負斜率的現象）。



圖九 CSS 電壓與輸出之時序圖



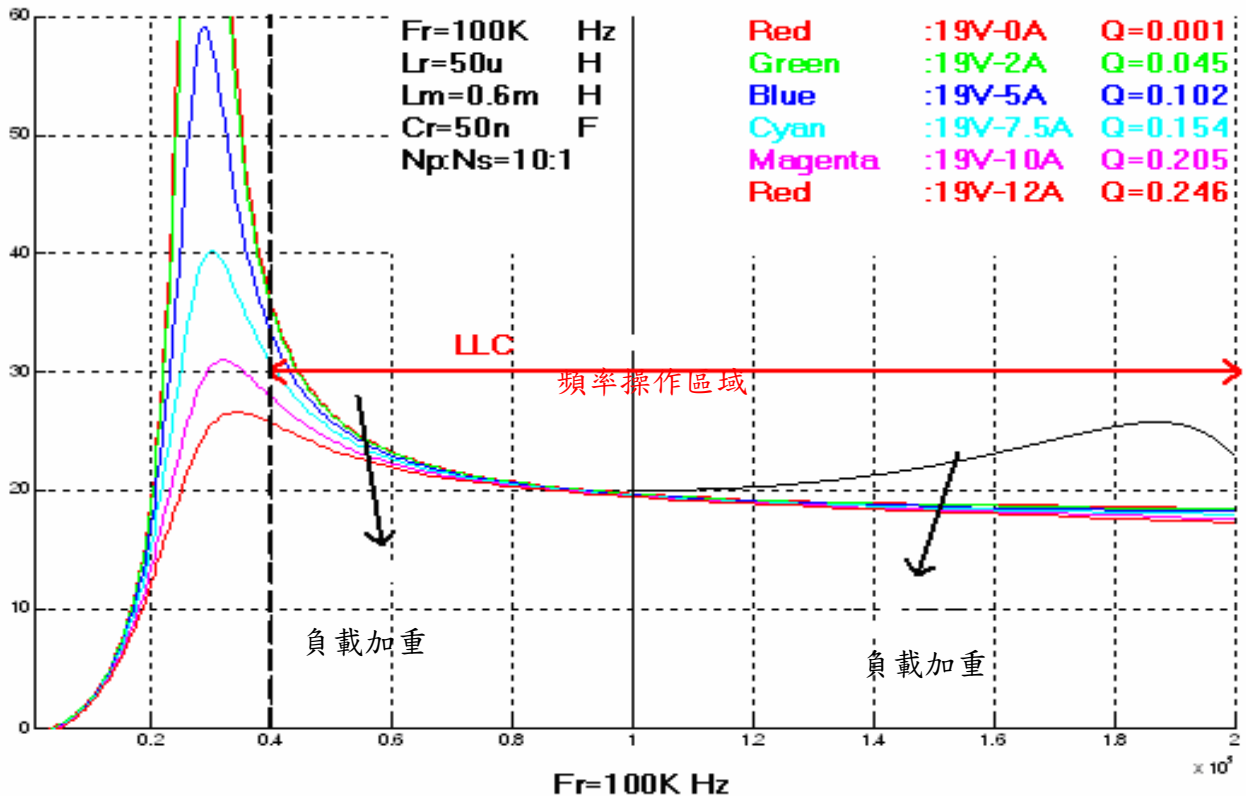
圖十 軟啟動與停止之電路圖

在 CM6900 的設計上，特別針對 Soft-Start 的動作，改善了現有產品的缺點，同時現有產品會造成半橋的架構一次測的開關容易出現短路的現象，所以在應用上利用 CSS PIN 腳利用一小開關將 CSS 接地，當 Shut-down 由 H->L 後，由 DATA Sheet 中看出 C_{ss} 由 7.5uA 做定電流充電利 $Q = C \cdot V = I \cdot T$ 來設計參考電壓 2.5V 的上升時間，此為輸出上升時間。

因為 CM6900 在 C_{ss} 電壓至 1V 時，PWM 才會動作，此時 PWM 的 DUTY 會由小變大，頻率也由最高頻往低頻做啟動，因此 C_{ss} 到 1.25V 時，參考電壓才由 0V→2.5V，隨 C_{ss} 上升，因此參考電壓 2.5V 的上升時間，所以整個 Soft-Start 時間→ $T = 2.5V \cdot C / 7.5uA$ 也就是說 C_{ss} 上升至 1.25+2.5V 的時間分成 1.25V 跟 2.5V 兩段，1.25V 為 Delay Time 2.5V 才是真正的上升時間。

五、FM+PWM 控制

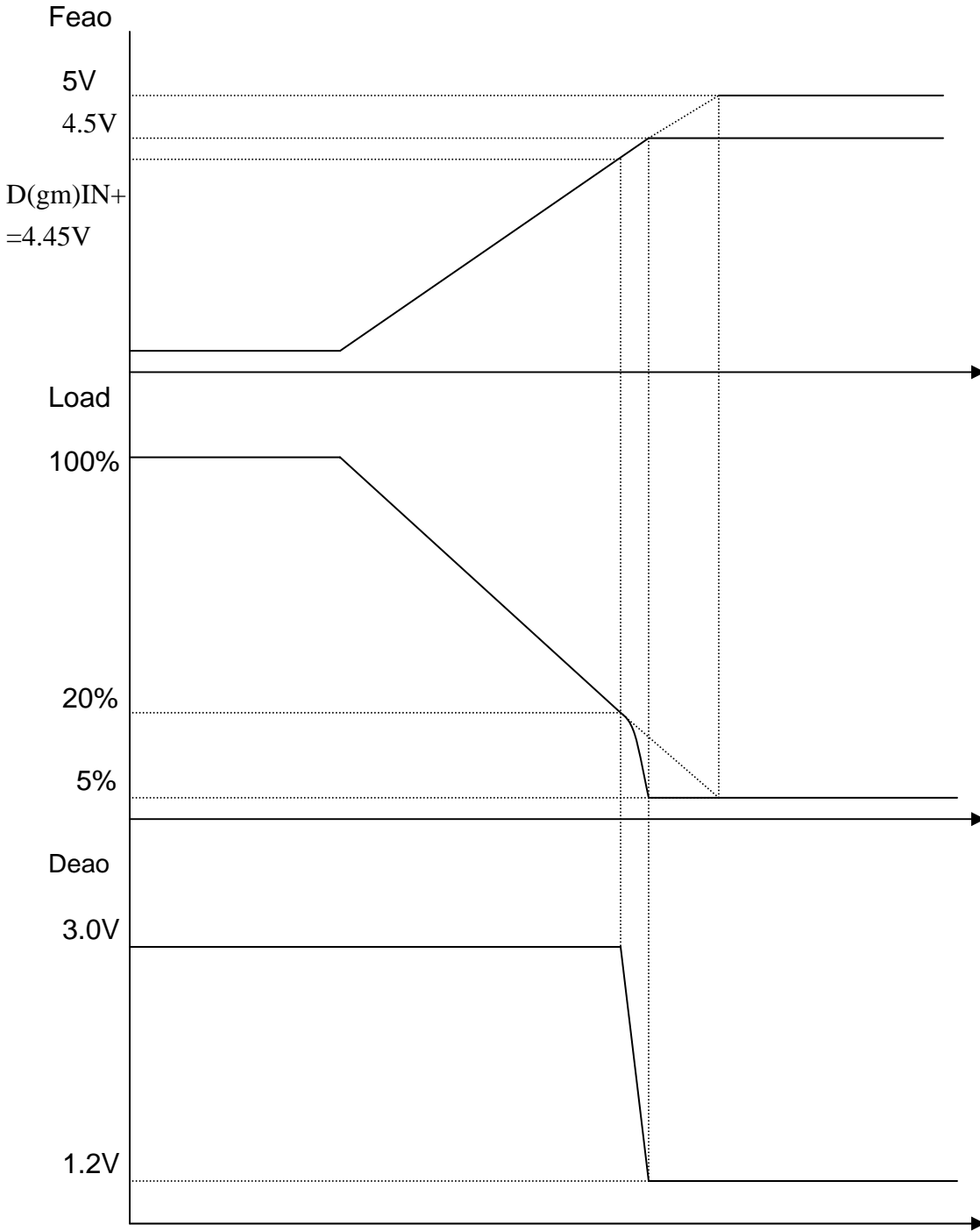
在共振式轉換式的特性中，以目前業界習慣使用的串聯共振式轉換器來說，無論是用 SRC 或 LLC 的兩種操作區間，都有一個共同的問題，負載穩壓差，尤其在空載時更是嚴重，因此 CM6900 特別針對此問題，採用了 FM+PWM 的控制方法來解決穩壓率差的現象。



圖十一 LLC/SRC 的負載曲線圖

由圖十一可以看出在負載輕時，切換頻率會愈高，同時輸出會上升，對輕載或空載時，切換頻率愈高，效率會愈差。因此 CM6900 提供了 FM+PWM 的控制方式，下圖為控制之示意圖。圖十二可以看出利用 FM+PWM 的控制方式，當輕載時切換頻率會變高，利用 DUTY 控制的 OTA 將同相輸入 PIN 之電位設計在輕載時，Feao 的電位，將反相輸入 PIN 之電位接與 Feao，當負載由重載往輕載變，如果 Feao 的輸出與同相輸入 PIN 之電位相同時，此時負載繼續往

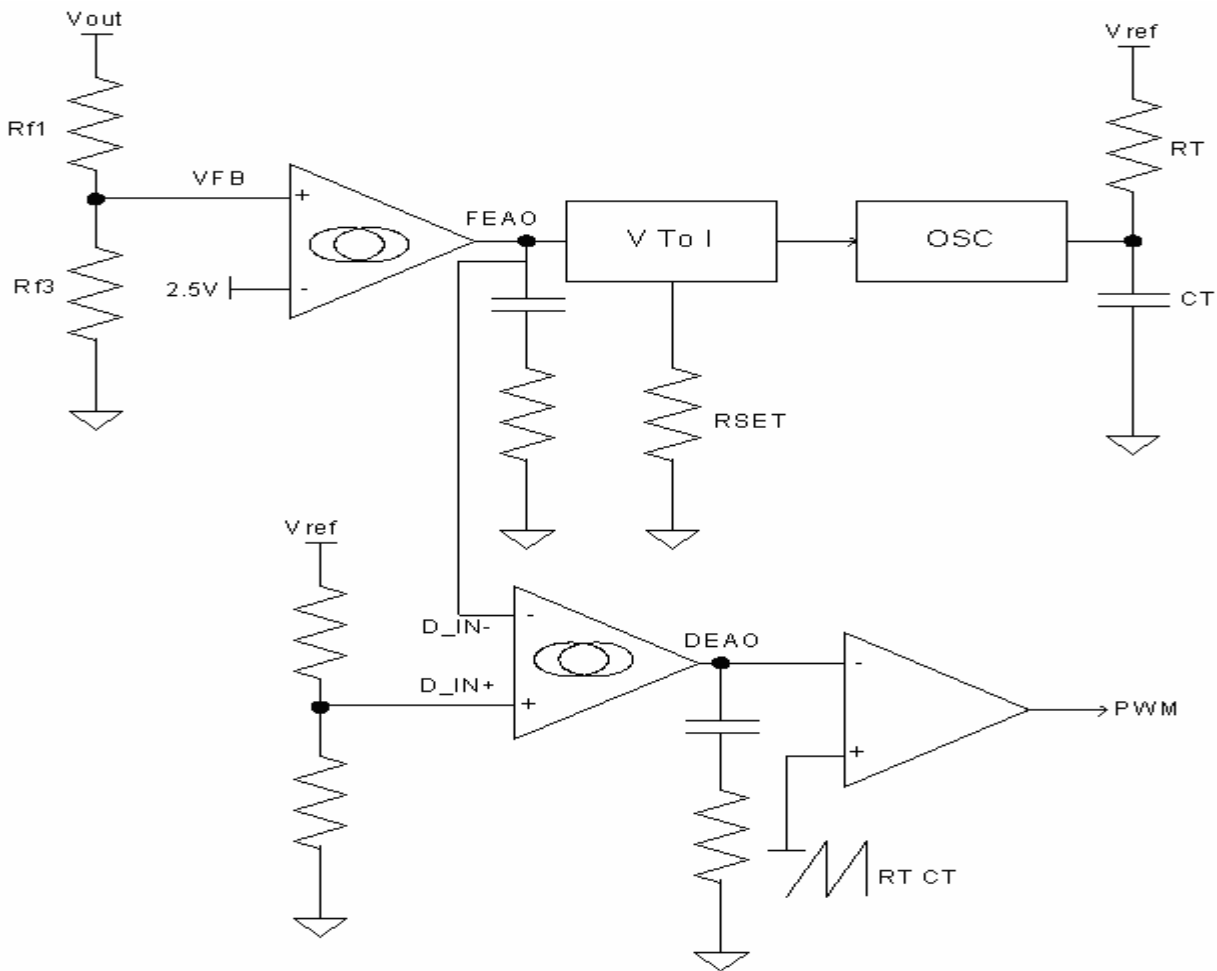
更輕載變化時，整個控制變頻的方式會只有少許變化，主要以 PWM 的方式來控制達到輸出穩壓的目的。



圖十二 FM+PWM 控制示意圖

FM+PWM 控制可以有下列幾種應用方式

(1) 第一種應用為 High Gain 的 PWM 控制，當決定 D-IN+ 的值，就是決定了 FM 的最高控制頻率，當 FEAO 達到 D-IN+ 的設定值時，切換頻率幾乎不會再增加，當負載持續變輕時，都由 PWM 的 Duty 大小來穩壓，如果不希望 PWM 的 Gain 太高可以並一電阻對地（240K~500K）。



圖十三 FM+PWM 接線圖應用(1)

(2)第二種應用為共振式轉換器的應用上有一個 ZVS 的優點，無論是 LLC 或 SRC，當切換頻率過高或 Duty 太小時，ZVS 的就會喪失，因此在輕載時，如果希望能維持 ZVS 條件又可以不要太高的切換頻率，就可以把 Duty 控制的 Gain 下降，這樣的方式就是降低 DEAO 的 Gain。

在此 low Gain 的應用上，主要是多加了兩個電阻， R_i ， R_f 。 $R_i > 10R_{set}$ ， R_f 為 Gain 所決定，以下舉例說明。

$$F_{sw}=45\text{Khz}\sim 200\text{Khz}$$

$$FEAO=0\sim 5.5\text{V}(\text{變頻範圍 } 0.5\text{V}\sim 5.5\text{V})$$

$$V_{rset}=0\sim 5\text{V}$$

$$Df/Dv = (200\text{K}-45\text{K})/5\text{V} = 31\text{Khz/V}$$

假設共振式轉換器的輕載條件，希望 25%~10%之間能維持 ZVS 條件，且切換頻率不希望太高。假設 25%Load 時，切換頻率為 150KHz，當要設定在 150KHz 時，進入 PWM+FM 控制時，要先求出 D-IN+的設定點。

$$FEAO=(150\text{K}-45\text{K})/31\text{KHZ/V}+0.5\text{V} = 3.39\text{V}+0.5\text{V}$$

$$V_{rset}=3.39\text{V}$$

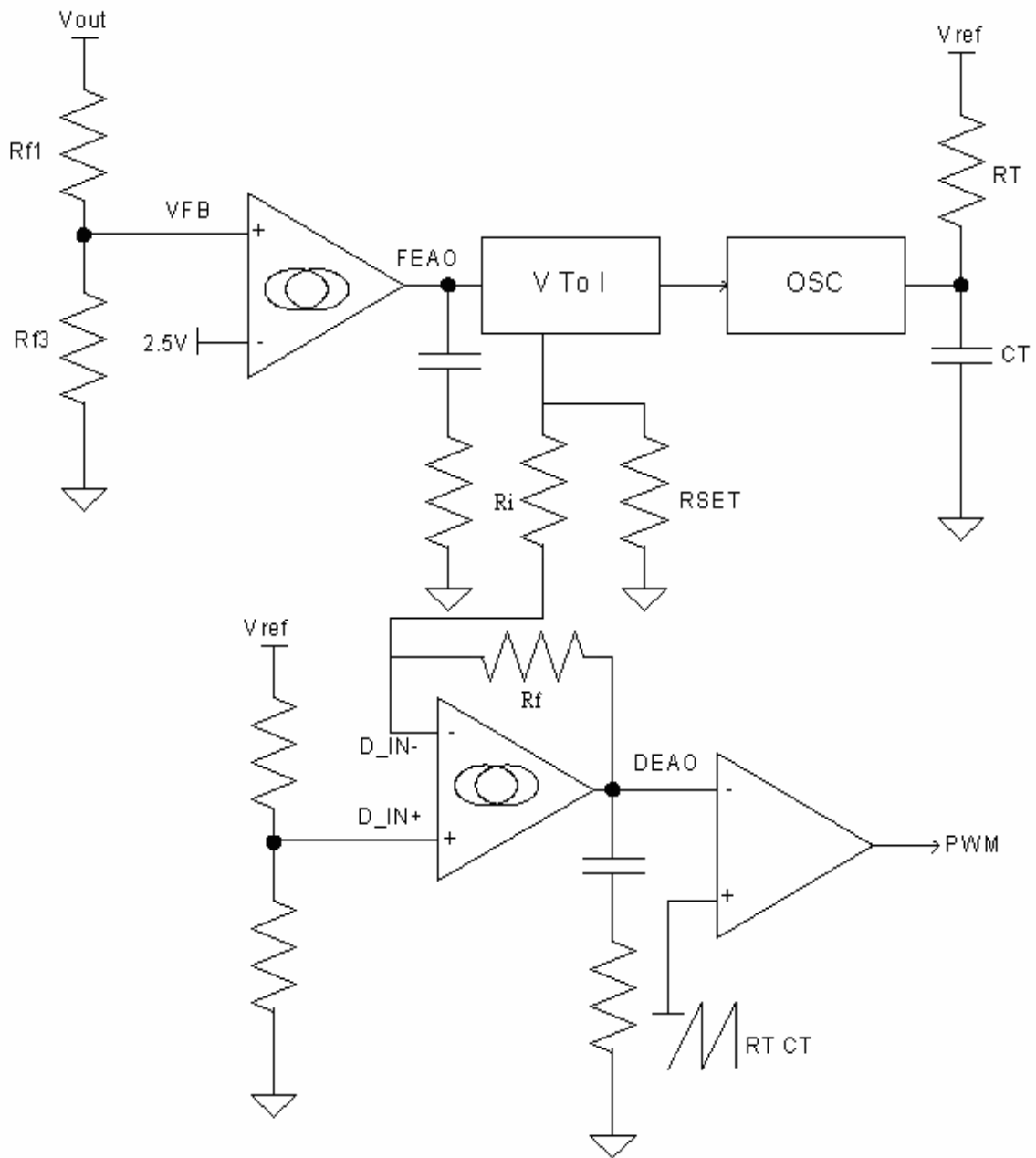
所以 D-IN+要設定為 3.39V。由 CM6900 的 DATA Sheet 得知，RT/CT 的 Ramp 大小為 1.2~3V 之間，考慮能控制 Duty0%~50%，表示 DEAO 的輸出變化要大於 1.8V，所以設計時取 2V。假設 Gain 取 10 來設計

$$V_{rset}-D_{in+}=2\text{v}/10=0.2\text{V}$$

$$I_{ri}=0.2\text{V}/(10\times R_{set})$$

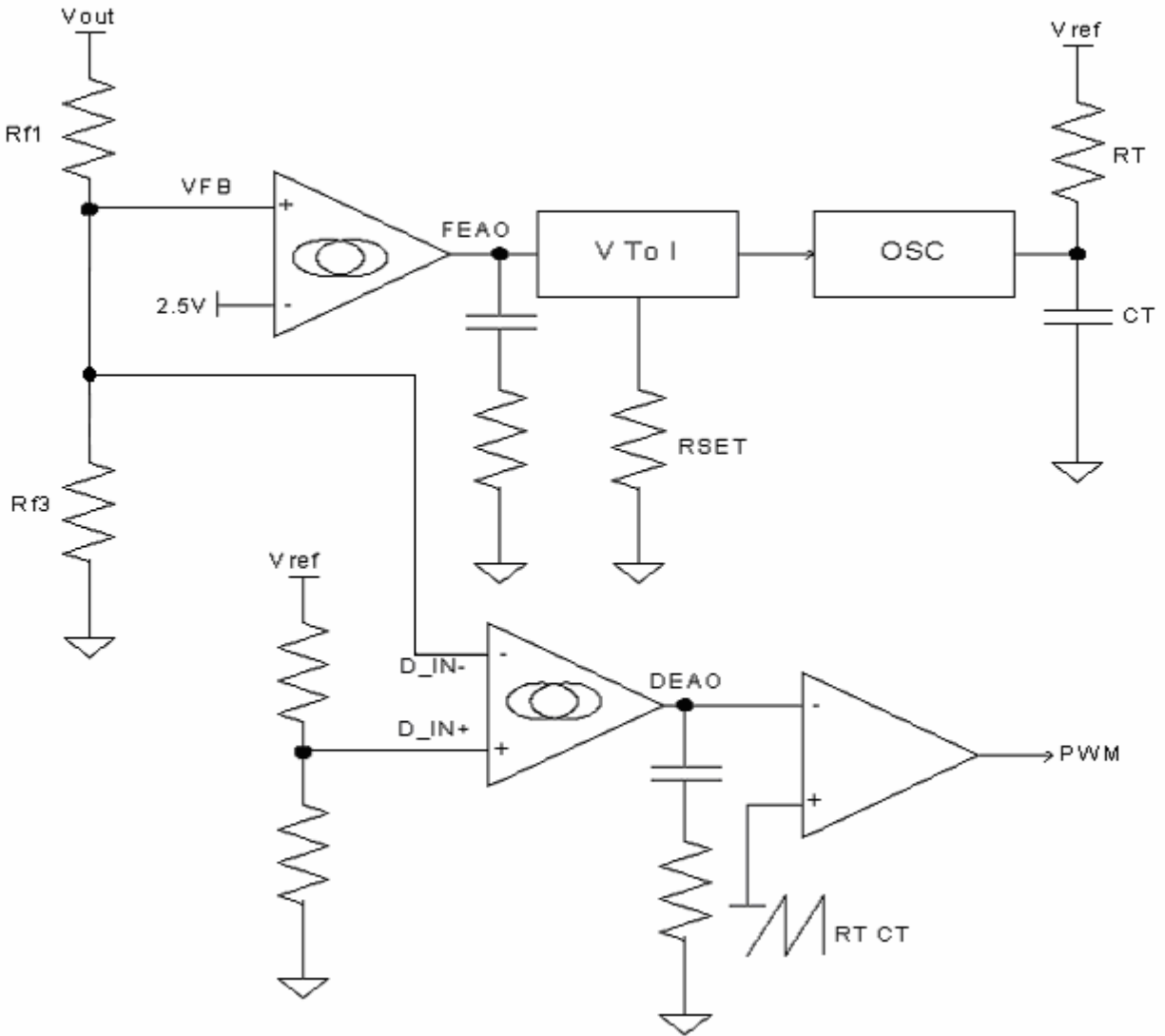
$$R_f=(D_{in+}-1.2\text{V})/I_{ri}$$

所以當進入 FM+PWM 時，FM 控制在 150KHz 開始 Duty Control，到最低時，最高切換頻率為 157KHz。



圖十四 FM+PWM 接線圖應用(2)

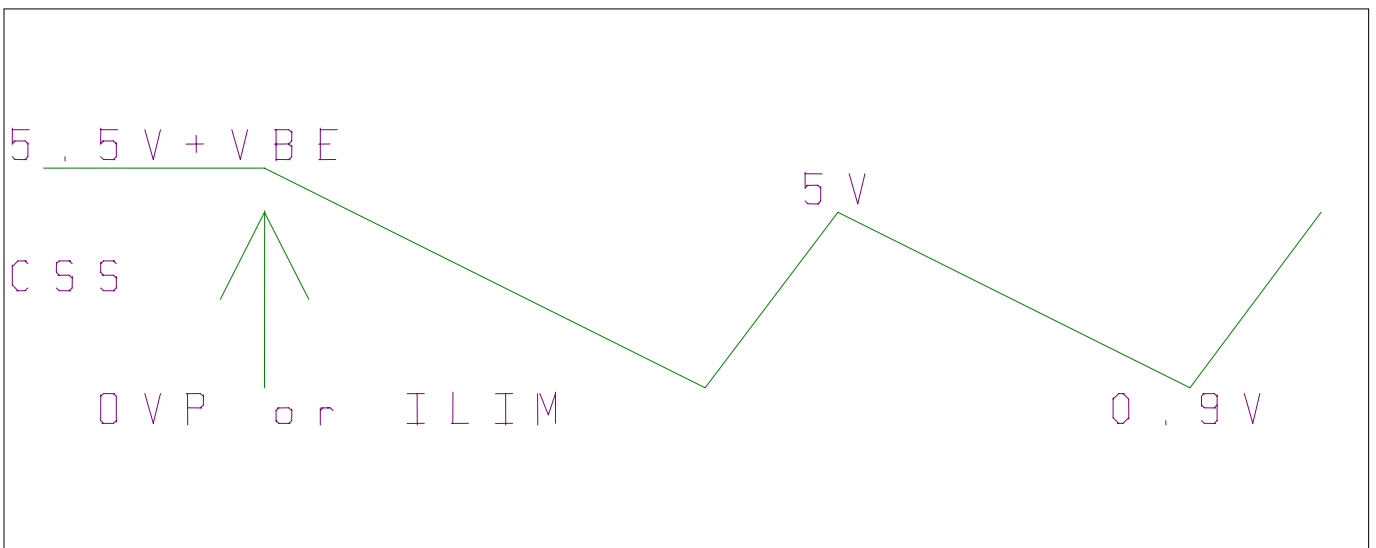
(3) 第三種應用對系統來說最低 Gain 的方式此種方式可以說是 Feao 最大時，PWM 的控制才接手。在設計此種應用時要考慮負載穩壓率的規格與雜訊干擾的問題。



圖十五 FM+PWM 接線圖應用(3)

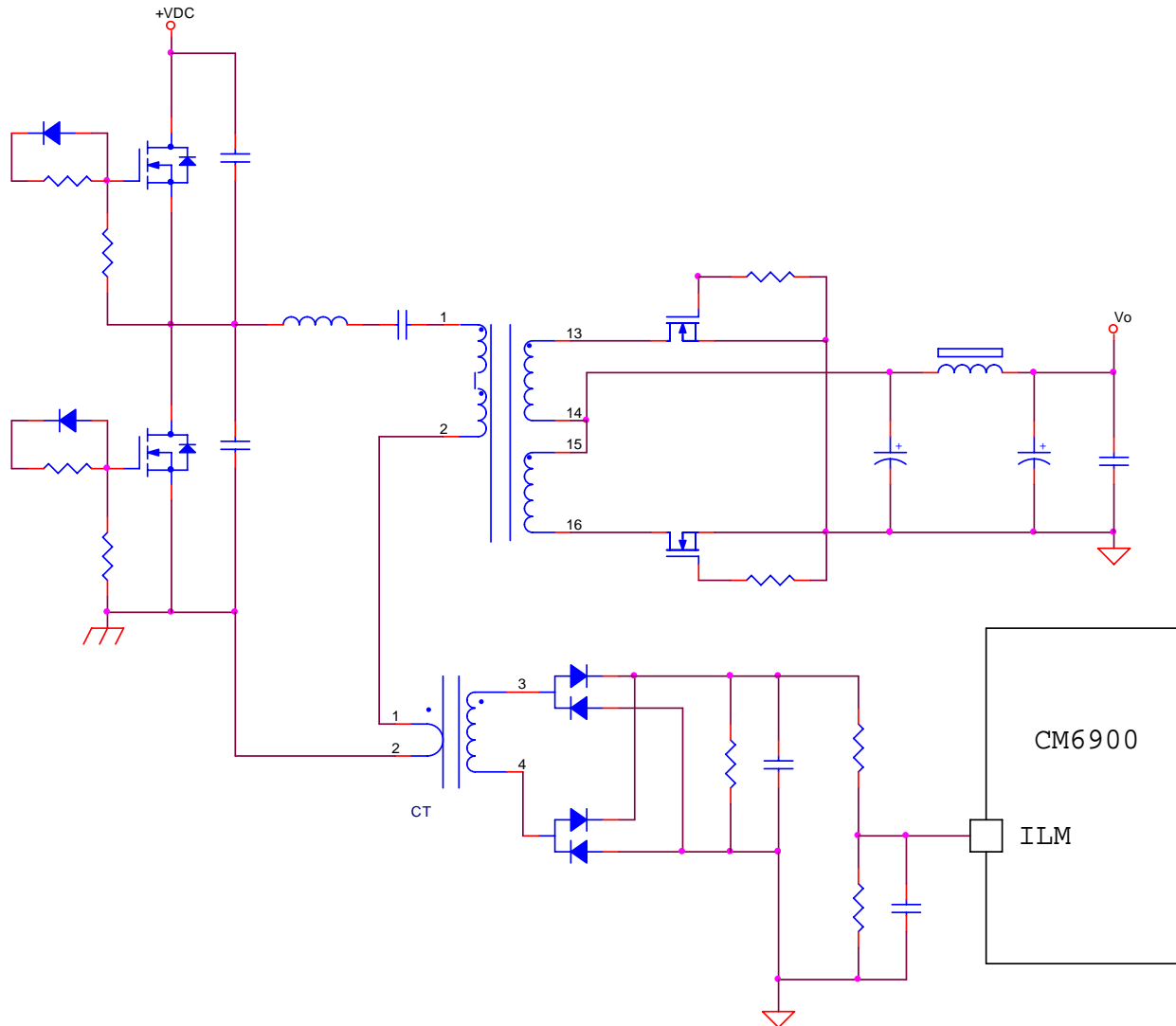
八、保護與自動回復

CM6900 加入了過電流保護之功能，在正常操作下 C_{ss} pin 腳會充電至 $5.5V + V_{BE}$ ，當 VFB 腳因過電壓超過 2.93V 或是 I_{lim} 腳的電呀超過 1V 時，驅動信號會立即變 LOW 電位，同時 C_{ss} 會以 3.3Ua 做放電，當 C_{ss} 低於 0.9V， C_{ss} 會以 7.5Ua 開始充電，當 C_{ss} 電壓達到 1V 時，輸出驅動信號重新輸出，重新做軟啟動來控制，如果過電流或過電壓的條件依然在，輸出驅動信號會立即變 low，但是 C_{ss} 會依然充電至 5V，然後經 3.3Ua 做放電，整個保護動作會重復直到 OCP 或 OVP 不再發生。



圖十六 OVP/OCP 時序圖

下圖為 OCP 之接線圖，在電路應用上考慮 1V 的保護點較低，容易被雜訊干擾同時為了過電流保護的精確考量下，建議將一次側的電流感知放大至 10V 以上，再經分壓來決定保護點之大小。



HsinChu Headquarter

5F, No. 11, Park Avenue II,
Science-Based Industrial Park,
HsinChu City, Taiwan

TEL: +886-3-567 9979

FAX: +886-3-567 9909

Sales & Marketing

7F-6, No.32, Sec. 1, Chenggong Rd.,
Nangang District, Taipei City 115,
Taiwan, R.O.C.

TEL: +886-2-2788 0558

FAX: +886-2-2788 2985