

第五章 半橋式直流轉換器實體電路設計

5.1 前言

由第三、四章我們已經可以瞭解 3 階層輔助電路在半橋式轉換器上的應用，接下來便是對於應用於直流轉直流轉換器的設計部分加以實體電路化。首先將介紹轉換器的系統方塊圖，這有助於整體架構的釐清，讓我們知道需要哪些電路，並瞭解其相互的關係，此電路主要實現輸入電壓為 $200V_{DC}$ 及輸出為一 $12V_{DC}/10A$ 的設計需求接下來就對於每一個工作方塊圖做詳細的介紹，並詳述其設計過程。



5.2 半橋式直流轉換器之系統方塊圖

圖 5.1 為 3 階層半橋式轉換器的系統方塊圖。其中包含了輔助電源電路目的在提供控制迴路及各隔離驅動電路所需的電源，輸出電壓控制迴路目的在於控制一穩定且固定的輸出電壓，並確保輸出電壓不因負載的變化而有所偏離設定值，輸出濾波電路將變壓壓器輸出經整流後的方波予以平均化成為一直流的輸出、由於各開關均參考到電路不同位置，因此在驅動電路上必須隔離，同時驅動訊號包含一負電壓位準，以確保開關在截止時，不致因雜訊干擾而有所誤動作發生，輔助開關延遲驅動電路主要提供 3 階層的維持以及電路共振所需的延遲時間，其中亦包含傳統的半橋式功率級電路及主要的 3 階層輔助電路。接下來將對上述電路作進一步說明。

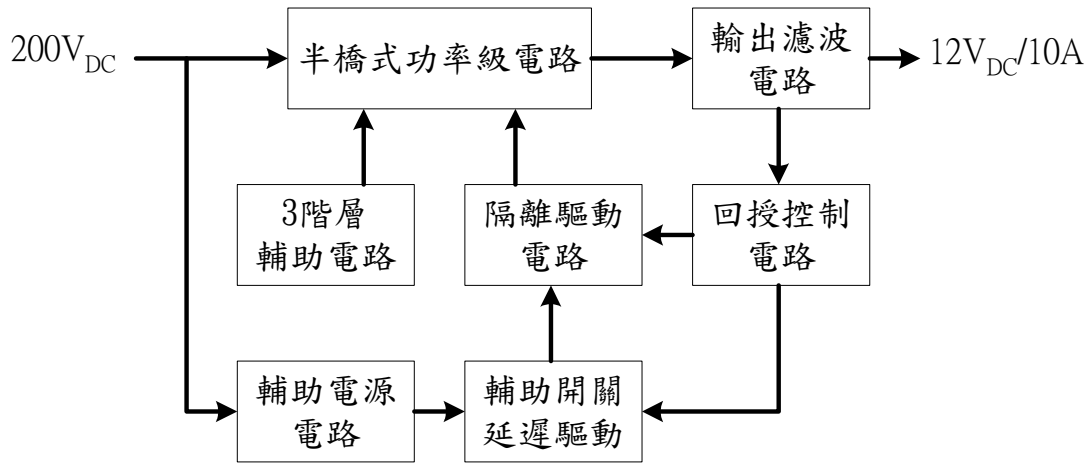


圖 5.1. 3 階層半橋式轉換器系統方塊圖

5.3 輸出濾波器的設計

在變壓器輸出整流後(V_{in})所使用的濾波器為由 L_{out} 及 C_{out} 組合而成的濾波電路，輸出低通濾波器主要功能為將變壓器輸出的方波經整流後的波形予以平均化使其輸出為一穩定的直流輸出，如圖 5.2 所示。

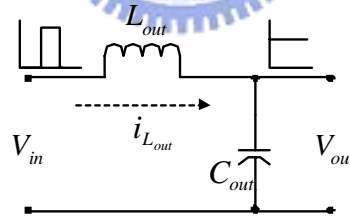


圖 5.2. 低頻濾波器

在半橋式結構中，輸出的漣波頻率會為原來開關工作頻率的兩倍，也就是週期為 $\frac{1}{2}T_s$ ，如圖 5.3 所示輸出漣波電流波形，因此輸出漣波大小可以表示為

$$\Delta V_{out} = \frac{\Delta Q}{C_{out}} = \frac{1}{C_{out}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_{L_{out}}}{2} \cdot \frac{T_s}{4} = \frac{\Delta I_{L_{out}} T_s}{16 C_{out}} \quad (5.1)$$

$$\text{由於 } \Delta I_{L_{out}} = \frac{V_{out}}{L_{out}} \left(\frac{1}{2} - D \right) T_s$$

因此將(5.1)式表示為

$$\Delta V_{out} = \frac{V_{out}}{16C_{out}L_{out}} \left(\frac{1}{2} - D\right) T_S^2 \quad (5.2)$$

至於輸出電容的有效串聯電阻(ESR)可考慮為

$$ESR_{max} \leq \frac{\Delta V_{out,max}}{\Delta I_{out}} \quad (5.3)$$

因此輸出電容的漣波電流有效值為

$$I_{CO,rms} = \frac{\Delta I}{2\sqrt{3}} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{V_{out}}{L_{out}} \left(\frac{1}{2} - D\right) T_S \quad (5.4)$$

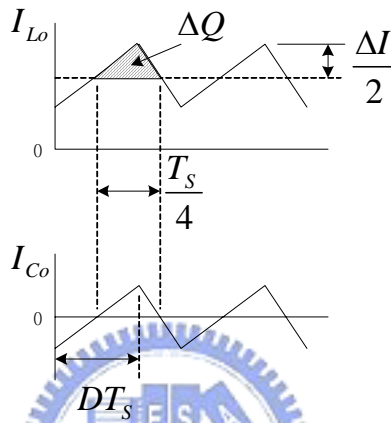


圖 5.3. 輸出電感及電容的漣波電流

由於輸出電容 C 基於容量及價格的考量，一般會選擇材質為鋁質電解電容器，但由於該類電容比其他的電容器損失(ESR 值)來的大，因此由漣波電流所引起的熱對電容器的壽命影響很大，通常在設計時必須考慮其規格書上所規定的可容許漣波電流限制，因此在選擇順序上會以電感器為優先考量，先設定可接受的電感漣波電流值後，再依漣波電流的有效值選取可承受的電容大小，由於該電感漣波電流與電容的 ESR 值將會引起功率消耗而致使電容的內部溫度上升，使得電解電容器的使用壽命縮短，因此在延長電容使用壽命的考量下，一般電容器會選擇低 ESR 值及較低的電感漣波電流。因此在設計時將 L_{out} 的電感漣波電流值設定為輸出電流的 15%，則 L_{out} 的值可取決如下

$$\text{由於 } V_{L_{OUT}} = L_{OUT} \frac{di_{L_{OUT}}}{dt}$$

$$\text{因此 } L_{OUT} > \frac{(V_{sec} - V_{out} - V_{F1}) \times D_{max}}{\Delta I_{L_{out}} \cdot F_{sw}} = 32(\mu H) \quad (5.5)$$

其中 V_{sec} 為變壓器 (T_1) 的次級輸出電壓。

V_{F1} 為整流二極體 ($D_{10} \sim D_{13}$) 的順向偏壓。

$\Delta I_{L_{out}}$ 為設定的電感連波電流值。

D_{max} 為最大工作週期，在此設定為 0.4。

因此將 L_{out} 的值選為 $35 \mu H$ ，及 C_{out} 的值為 $2200 \mu F$ ，其有效串聯電阻(ESR)為 0.02 ohm 。

5.4 半橋式轉換器的參數設計

由 3.3 節的分析可知，直流半橋式轉換器相同於傳統式的設計，為便於了解設計接下來對於主要設計參數加以說明。

切換頻率的選擇

電路的切換頻率若偏低，則有輸出電壓漣波以及電感、電容體積較大的問題；若頻率偏高，則有切換損失高以及電磁干擾的問題存在。由於必須提供共振迴路所需的時間，故切換頻率不宜超過 100 KHz ，在本實驗中取 50 KHz 作為開關的切換頻率。

圈數比 N 的設計

以圖 3.1 分析，儲能電容 EC_1 電壓經由上臂開關導通，流經變壓器的初極線圈形成一電流迴路，由於次級線圈與初級線圈為相同極性，因此在次級線圈上耦合了一比例於初級線圈的電壓，因此其初次級圈數比可表示為

$$N = \frac{1}{D} \frac{V_{DC} / 2}{V_{out} + V_f} \quad (D = \text{Duty Ratio}) \quad (5.6)$$

由於已知輸入電壓最低值為 $180 V_{DC}$ 而視每一個輸入儲能電容電壓值為 $90 V_{DC}$ ，輸出電壓為 $12 V_{DC}$ ，因此在本實驗中 $n=6.231$ 。在此變壓器選擇 TDK ER-28，初級圈數為 60 圈，次級圈數為 10 圈，初級感量為 $8.7mH$ 。

開關的選擇

在功率開關在選擇上則必須考慮所流過的電流額定值以及 MOSFET 所能承受的 V_{DS} 電壓，由輸入電壓及工作模式就可以知道，開關的耐壓需大於 $220 V$ 。開關電流在 $180 V_{DC}$ 輸入時有最大值，電流峰值約

$$\begin{aligned} I_{S1} &= \left(\frac{1}{N}\right) \left(I_{out} + \frac{\Delta I_{out}}{2}\right) + I_m \\ &= \left(\frac{1}{6.231}\right) \left(10 + \frac{0.15 \times 10}{2}\right) + 0.1 \\ &= 1.83A \end{aligned} \quad (5.7)$$

其中 I_m 為變壓器磁化電流 $= \frac{(V_{DC} \times D_{max} \times T_s)}{2L_{out}}$

N 為變壓器 (T_1) 的初次級圈數比

因此本實驗選擇 IR IRF840 NMOS (耐壓 $500 V$ 、耐流 $8 A$ ， $R_{Dson}=0.85 \text{ ohm}$)。

輔助電路 L_r 及 C_r 的選擇

電感的選擇要點是要讓輔助電路在所有輸入電壓下 ($180 V_{DC}$ - $220V_{DC}$)，都能確保在 3 階層及主要導通時操作於零電壓切換的工作模式，以確保能有良好的效率，因此只要確定在最高輸入電壓時 ($220V_{DC}$)，儲存於得能量足以維持當開關截止時的所需的共振能量，而流經輔助電容的電流屬於高頻共振成分，因此在材質上必須考慮低損失係數 ($\tan \delta$) 材質，同時亦必須考量其在高頻工作下的頻率特性，在此選擇以金屬化聚乙酯薄膜電容器為主。目前規劃主要開關與輔助

開關重疊($t_1 \sim t_3$)及同時截止時間($t_5 \sim t_7$)為 $300nsec$ ，首先選擇 $L_r=10$ μH ，而 C_2 為輔助開關的寄生旁路電容為 $400pF$ ，根據(3.18)式得知

$$C_{r1} \leq \frac{8 \cdot \left(\frac{t_{56}}{\pi} - \frac{\sqrt{L_r C_2}}{2} \right)^2}{L_r} \quad (5.8)$$

可求出共振電容值需小於 $3.264nF$ ，因此本實驗選擇 $L_r=10$ μH 及使用 $2nF/500V$ 的電容。

輸出D₁₀-D₁₃的選擇

二極體選擇則必須考慮其最大的峰值逆向電壓，其電壓可以表示為

$$V_{D,max} = \frac{V_{DC}}{N} = \frac{V_{out}}{D} \quad (5.9)$$

而其峰值電流則為

$$I_{D,max} = I_{out} + \frac{\Delta I}{2} \quad (5.10)$$

因此最大反相跨壓約為 $33V_{DC}$ ，最大電流峰值大約 $10.75A$ 。為使降低輸出整流極的傳導損失，在此本實驗使用低順向偏壓額定值為 $0.55V$ 的蕭特基二極體LT SBL2045CT（耐壓 $45V$ 、耐流 $20A$ ）。

輔助D₄~D₇的選擇

最大反相跨壓為 $V_{O,max} = 200(V)$ 。最大電流峰值大約 $8A$ 。本實驗使用快速二極體 IXYS DSEI 12-10A（耐壓 $1000V$ 、耐流 $12A$ ）。

輸出電壓經由變壓器耦合至次級後，經二極體整流輸出一穩定直流值，其輸出電壓值係由電阻 R_{35} 及 R_{36} 分壓後，輸入至TL431所決定，其等效電路如圖 5.5 所示，其包含內部一 $2.5V_{DC}$ 參考電壓、誤差放大器以及驅動電路，而電阻 R_{34} 及電容 C_{30} 係為TL431 外部補償迴路。當輸入電壓超過其參考電壓時，光耦合器導通反之則截止，由於誤差放大器在低頻時擁有很大的增益，因此可以很精準的控制輸出電壓達到預設值，

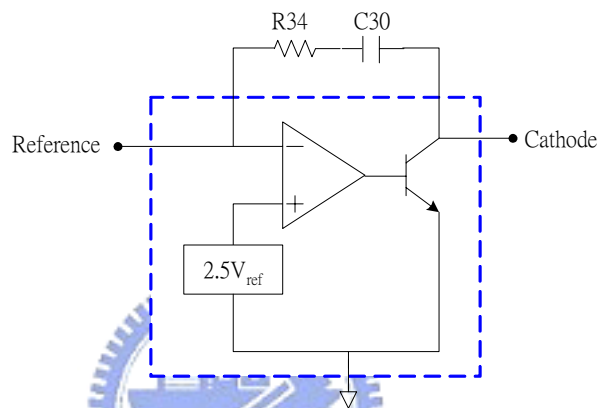


圖 5.5. IC TL431 內部等效結構

操作頻率

其由內部電阻、電容及一電流源設定震盪頻率值為 100kHz，其最大可使用的設定工作週期為 $D_{max}=0.72$ 。

柔性啟動

由ICE2A056Z內部提昇電阻 $R_{Soft-Start}$ 與外部所加的電容所決定，利用電阻對電容充電的電壓 V_{SoftS} ，接至控制器內部的脈波調變的運算放大器的輸入端，藉以調整一開始的輸出脈波寬度。當充電電壓 V_{SoftS} 低於回授電壓 V_{FB} 時，比較器便會限制週期寬度，而當電容充電電壓高於5.3V時，柔性啟動便告終止。其動作方式可以圖 5.6 來說明。

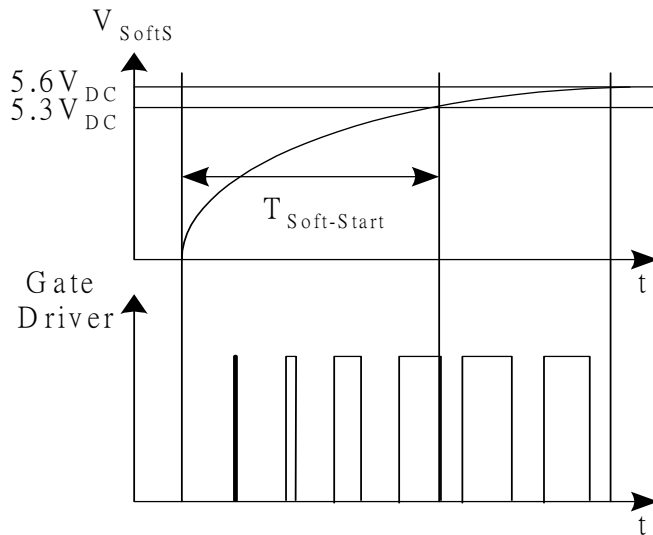


圖 5.6. 柔性啟動動作時序

限流保護

對於電流超過額定值時，利用電流限制比較器，對每一週期的電流予以限制，其電流檢測係利用初級側電流，流經電阻所產生的電壓，當該電壓超過控制器內部所設定的電壓 V_{csth} 時，電流限制比較器關閉閘級驅動信號，然而為避免因電流失真所造成的誤動作，因此在內部提供了一保護延遲 220nsec 的電路，避免了不必要的誤動作。其動作方式可以圖 5.7 來說明。

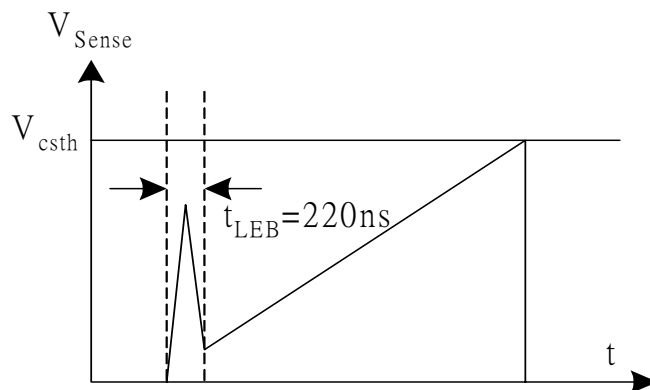


圖 5.7. 限流保護動作說明

5.6 輸出回授補償電路的設計

補償電路設計

由 3.5 節的小訊號模型分析，可以知道電路的開迴路轉換方程式，而整系統的控制方塊圖則如圖 5.8 所示，在此將電路的穩態操作點數值帶入轉換方程式，以便求出其迴路增益轉移函數，作為補償電路的設計依據。

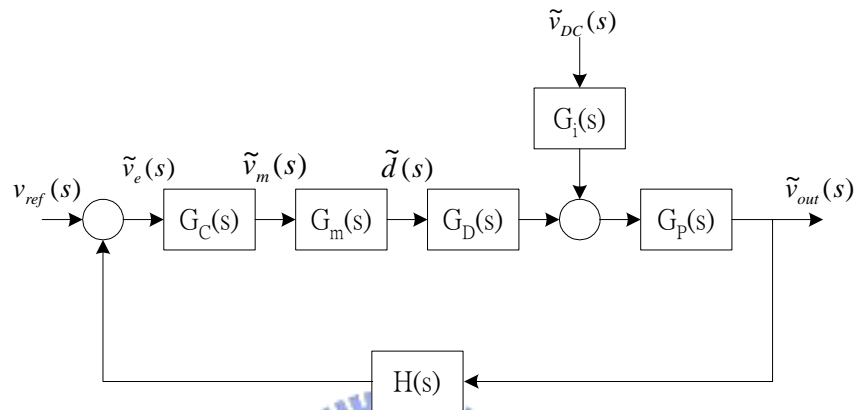


圖 5.8. 系統的控制方塊圖

將 $N_p=60$ 、 $N_s=10$ 、 $L_{out}=35 \mu H$ 、 $C_{out}=2200 \mu F$ 、 $V_{DC}=200 \text{ V}$ 、 $V_{OUT}=12 \text{ V}$ 、 $d_I=0.4$ 、 $R_I=1.2 \text{ ohm}$ 、 $T_s=20 \mu s$ 、 $r_I=0.030 \text{ m}\Omega$ 、 $r_c=0.020 \Omega$ 代入(3.81)，可以得到 $\frac{\tilde{v}_{out}(s)}{\tilde{d}(s)}$ 如下：

$$FD1(s) = \frac{\tilde{v}_{out}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{0.001467 \cdot s + 33.33}{(7.7 \times 10^{-8})s^2 + (0.0001307)s + 1} \quad (5.11)$$

其以波得圖說明如圖 5.9 所示

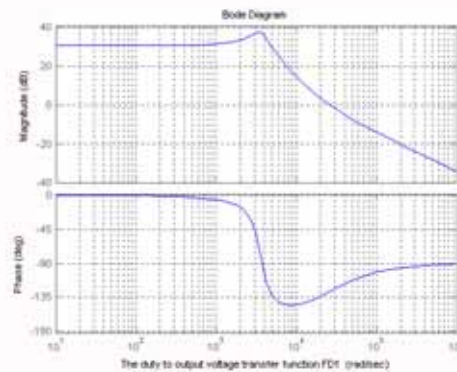


圖 5.9. 工作週期對輸出電壓的頻率響應圖

由於該系統可視為二階函數，在轉折頻率點之後系以下降同時會造成相位位移 180 度，依照計算結果，在增益圖中凸起位置為

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{out} C_{out}}} \approx 3604 \text{ rad / sec}$$

Modulator 主要將誤差訊號轉換為工作週期的調變，在此定義為 G_m ，而 PWM 調變的增益可視為

$$PWM \text{ Gain} = G_m(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_m(s)} = \frac{1}{V_m} \quad (5.12)$$

在此 V_m 為鋸齒波形的最大振幅，由控制器為 TI UC3525 得知為 3.5V，可以得到 $G_m(s)=0.2857$ ，另外其控制器內部誤差放大器的參考電壓為 +5V_{DC}，必須將輸出電壓 +5V_{DC} 衰減至同樣的電壓值，因此其回授衰減 $H(s)$ 可視為約為 $5/12=0.4167$ 。

根據由以上推導，整體電路之迴路增益方程式 $T_{OL}(S)$ 為：

$$\begin{aligned} T_{OL}(s) &= H(s) \times G_C(s) \times G_m(s) \times \left(\frac{\tilde{v}_{out}(s)}{\tilde{d}(s)} \right) \\ &= G_C(s) \times \frac{(8.73 \times 10^{-5})s + 3.968}{(7.7 \times 10^{-8})s^2 + (7.131 \times 10^{-5})s + 1} \\ &= G_C(s) \times T_1(s) \end{aligned} \quad (5.13)$$

$$\text{其中 } T_1(s) = H(s) \times G_m(s) \times \left(\frac{\tilde{v}_{out}(s)}{\tilde{d}(s)} \right)$$

一般來說 $T_{OL}(S)$ 之特性要求為：

1. 低頻之增益必須夠大，以降低輸出電壓之穩態誤差。
2. $T_{OL}(s)$ 降至 0dB 之頻率稱為交越頻率(crossover frequency) ω_{cross} ， ω_{cross} 必須夠大來使電源供應對於暫態之擾動，如負載變動之響應快速。但 ω_{cross} 必須較切換頻率低一階次以下來抵抗高頻雜訊。
3. 相位邊限必須為一正值，其決定輸出電壓對於擾動之暫態響應。如果只

是稍微大於零時，雖然系統理論上也是一穩定的情形，但卻會有很大超越量(over-shoot)和振鈴(ringing)現象，一般而言相位邊限範圍最好為 $40^0 \sim 60^0$ 。

為同時滿足上述要求，一通用之誤差補償器如圖 5.10 (a)所示：

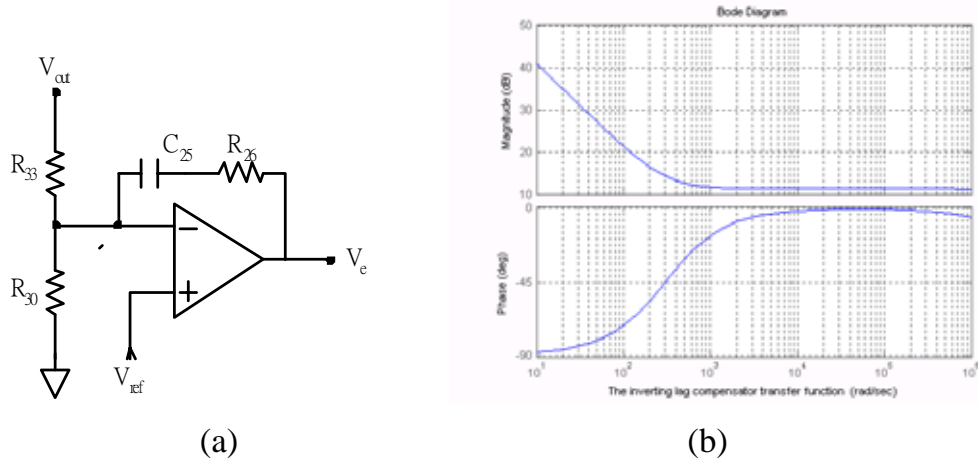


圖 5.10. (a)補償電路 (b) 補償電路之頻率響應

補償電路之轉換函數為：

$$G_C(s) = \frac{1 + sC_{25}R_{26}}{s(R_{33} // R_{30})C_{25}} \quad (5.14)$$

在此補償器中零點位置在於

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_{26}C_{25}} \quad (5.15)$$

而第一個極點在於原點位置，該補償器其波德圖如圖 5.10 (b)所示。

在設計補償電路設計以前，首先我們選擇 $T_{OL}(S)$ 的交越頻率 ω_{cross} 發生

在 $\frac{1}{20}$ 切換頻率處，亦即

$$\omega_{cross} = 2\pi \frac{50k}{20} = 15710(rad / sec) \quad (5.17)$$

接下來我們選擇系統之相位邊限 $PM = 40^0$ ，如此系統方可獲得較佳的響應與較少的超越量，亦即：

$$\angle T_1(j\omega_{cross}) + \angle G_C(j\omega_{cross}) = -180^0 + 40^0 \quad (5.18)$$

$$-138.8^{\circ} + (\tan^{-1} 15710 C_{25} R_{26}) - 90^{\circ} = -140^{\circ}$$

可以得到：

$$C_{25} R_{26} = 0.00304$$

在 ω_{cross} 處 $|T_{OL}(S)|=1$ ，即 $|G_C(j\omega_{cross})| \times |T_1(j\omega_{cross})| = 1$

$$\frac{\sqrt{1^2 + (15710 C_{25} R_{26})^2}}{15710(R_{33} // R_{30}) C_{25}} \times 0.269 = 1 \quad (5.19)$$

可以得到

$$(R_{33} // R_{30}) C_{25} = 8.179 \times 10^4$$

若當 C_{25} 選擇為 $330nF$ 後，便可以由以上兩式分別決定 R_{26} 為 $10k\Omega$ 、 R_{33} 為 $6.58k\Omega$ 及 R_{30} 為 $4.7k\Omega$ ，至此我們可以得到整個迴路轉移函數，其波德圖如圖 5.11 所示。

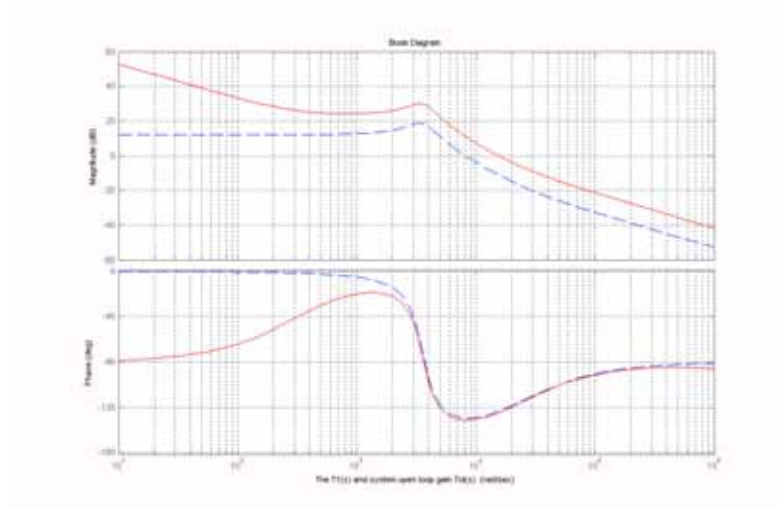


圖 5.11. 系統之波德圖

圖 5.11 中虛線部分為補償前 $T_1(S)$ 之波德圖，實線部分則為開迴路增益轉移函數 $T_{OL}(S)$ 之波德圖；由圖 5.10 可知補償後之低頻增益增加，所以穩態誤差減少； ω_{cross} 如預期設計在 $15710 rad/sec$ 處，使電源供應對於負載

暫態擾動之響應快速；補償後之相位邊限也如預期保持在 40° 。控制IC則使用UC3525 這一顆工業上常見的控制IC。

5.7 隔離驅動的電路

在隔離驅動的電路實現方面，是將開關的導通命令利用高速且具有的 1.5A 驅動能力的光耦合器(TOSHIBA ,TLP250, 輸出驅動能力 1.5A max.)，耦合至開關的閘極端，為避免開關在截止時由於高的 dv/dt 變化，對線路上的寄生電容產生充放電，進而造成不必要的電場干擾引發驅動的誤動作，因此設計在截止時在開關的閘極端，加上一 5V 的負壓箝制，以加寬因雜訊可能引起誤動作的門檻。但缺點為由-5V 上升至閘極導通的電壓，需要比從零伏特上升至同樣電壓點來的長，進而損失部分導通時間，但其比例於整個導通時間顯得微乎其微，在此可忽略不計。如圖 5.14 所示。

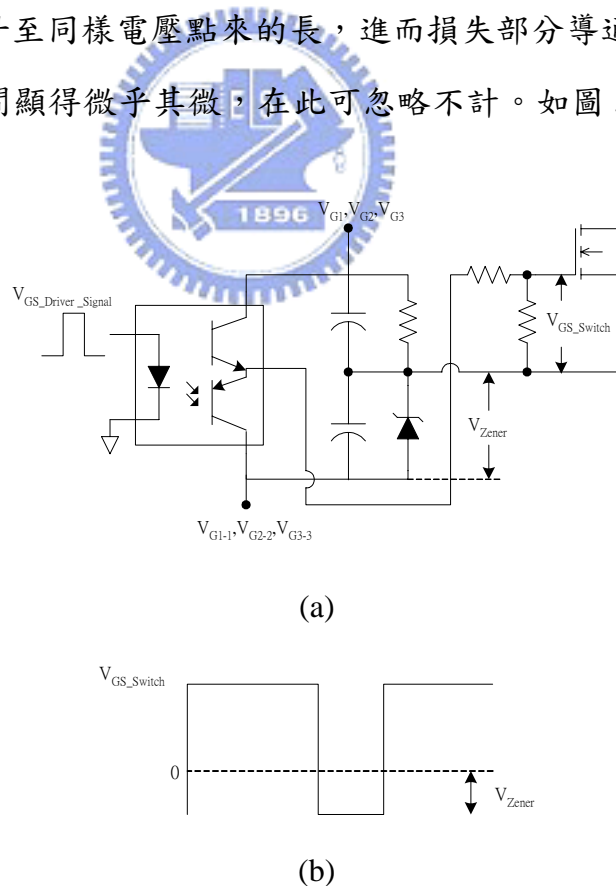


圖 5.12. 隔離驅動設計電路(a)實際電路(b)驅動波形

5.8 輔助驅動開關設計

是將每次控制 IC 輸出的導通命令都延後，這可以使用最簡單的 RC 延遲電路來完成，如圖 5.13 所示，其中充電時間由控制 IC 的驅動端輸出阻抗及電容所決定，而電容的放電時間則由 RC 參數的調整，因此在不同的 RC 時間常數選擇下，可以分別達到充電快及放電慢的電路特性，以利於控制所需的 Dead Time 的長短。

V_{GS_S1} 路徑電容充電電壓為

$$V_{C19} = V_{PWM} (1 - e^{-\frac{t}{(R_{out_IC} + R_{18}) \cdot C_{19}}}) \quad (5.20)$$

其中 R_{out_IC} 為 3525PWM 輸出級的等效串聯阻抗

V_{GS_S1} 路徑電容放電電壓為

$$V_{C19} = V_{PWM} e^{-\frac{t}{R_{out_IC} \cdot C_{19}}} \quad (5.21)$$

另外輔助開關的驅動訊號則是利用將控制 IC 的兩個驅動加以 NOR 運算即可得到。

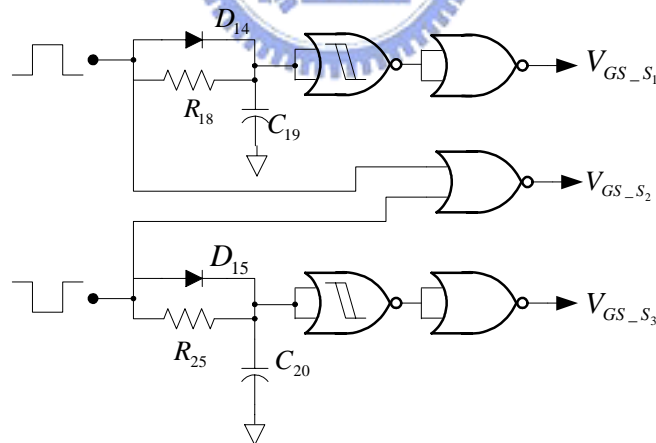


圖 5.13. 全輔助開關驅動設計電路

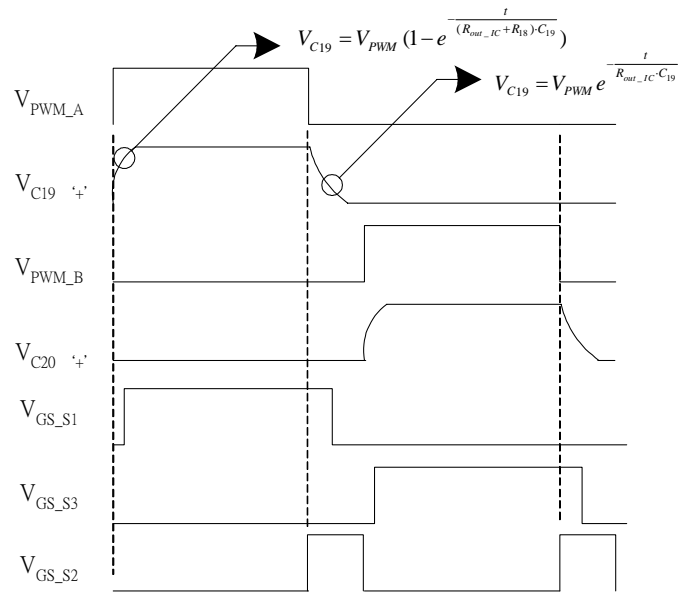


圖 5.14. 驅動設計延遲時序圖

