

第四章 應用於變流器的架構與分析

4.1 前言

由第二、三章我們已經可以瞭解輔助 3 階層電路於半橋式直流轉換器的應用及原理的說明，接下來便是說明該電路在變流器上的應用情形。在傳統半橋式變流器的應用中，由於開關上電壓電位由 $+V_{DC}$ 變化至 $-V_{DC}$ ，換言之，以輸出 $240V_{AC}$ 為例，其電壓將由 $-400V_{DC}$ 至 $+400V_{DC}$ 的切換，除了使開關電壓應力較高之外，尚存在輸出電感漣波電流及輸出諧波均較大的問題。接下來將介紹 3 階層輔助電路於半橋式變流轉換器系統架構及各個時序下的電路工作情形，有助於釐清整體的架構。

4.2 系統架構

由於傳統半橋式轉換器在變流器的應用時，在 AB 兩端的電位等於 V_{DC} 的變化，但考慮加上 3 階層輔助線路控制，使其電位呈現為 $V_{DC}/2$ 的變化，因此在每一工作週期下，電感電流的斜率應以 $V_{DC}/2$ 的工作電壓來進行分析及設計。其應用方式如圖 4.1 所示。

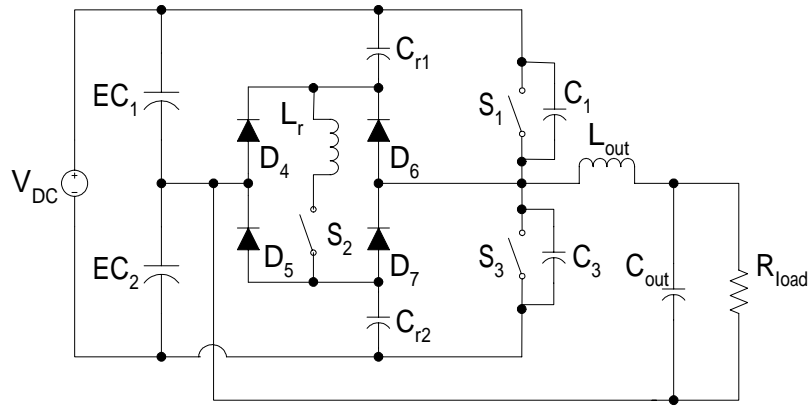


圖 4.1.3 階層輔助線路在直流/交流轉換器應用

4.3 線路原理模式分析

在開關控制時序上與傳統半橋式轉換器差異在於主要切換開關無須一直連續切換，而是如圖 4.2 所示，依其輸出波形的正負半週，而分別控制 S_1 及 S_2 的導通情形。如此可節省不必要的切換損失，進而增加線路的工作效率。接著，將對開關的切換週期分為 6 個模式加以分析。

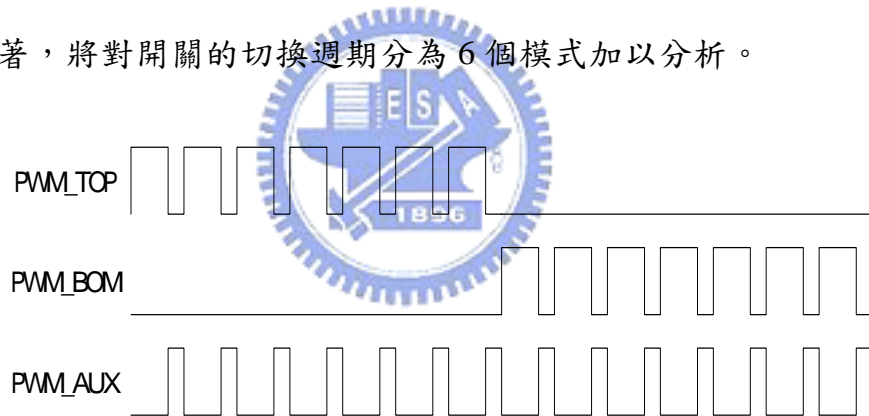
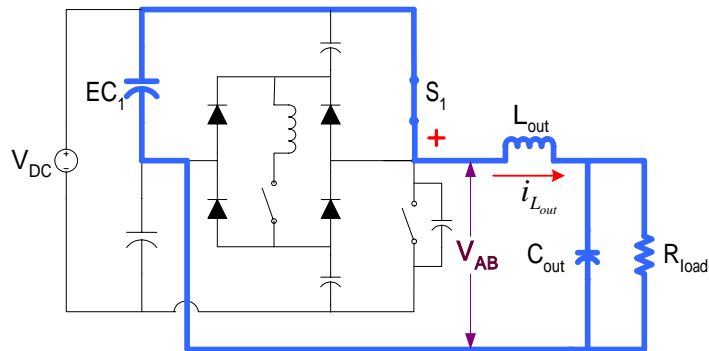


圖 4.2. 開關控制時序

1. 模式 1: $[t_0-t_1]$



(a)

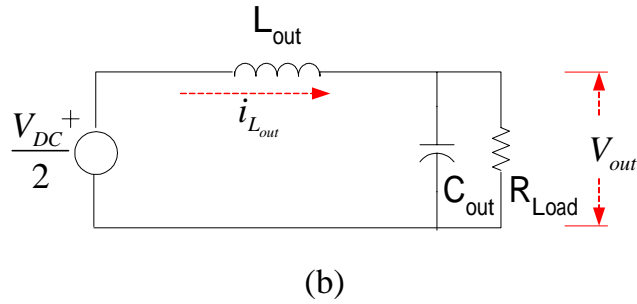


圖 4.3. t_0 - t_1 時段電路分析模式 1(a)工作迴路(b)等效電路

在此區間相同於傳統半橋式變流器工作模式，上臂開關導通，對輸出電感進行充電。電感電流以線性方式增加，在此定義電流的方向為電感流入的方向為正斜率，因此輸出電感電流斜率此時為正。在此區間電感電流上升斜率可以下列方式表示

$$\frac{di_{L_{out}}}{dt_{01}} = \frac{1}{L} \left(\frac{V_{DC}}{2} - V_{out} \right) \quad (4.1)$$

2. 模式 2 : $[t_1-t_2]$

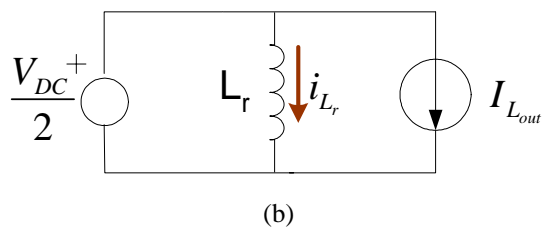
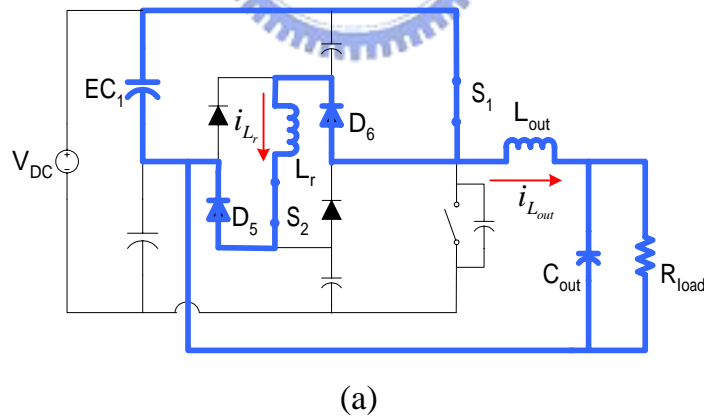


圖 4.4. t_1 - t_2 時段電路分析模式 2(a)工作迴路(b)等效電路

圖 4.4 為在工作模式 2，輔助開關以零電流切換方式，在 t_1 開始導通，電感開始以線性方式儲存能量，由於 S_1 尚處於導通狀態，因此整個線路電流可視為 I_{L_r} 與 $I_{L_{out}}$ 的並聯。若在此依然定義電流的方向為電感流入的方向為正斜率，因此輸出電感電流及共振電感電流斜率依然為正。在此區間電流上升斜率可以下列方式表示

$$i_{V_{DC}/2} = \frac{di_{L_r}}{dt_{12}} + \frac{di_{L_{out}}}{dt_{12}} = \frac{V_{DC}}{2L_r} + \frac{1}{L_{out}} \left(\frac{V_{DC}}{2} - V_{out} \right) \quad (4.2)$$

3. 模式 3: $[t_2-t_3]$

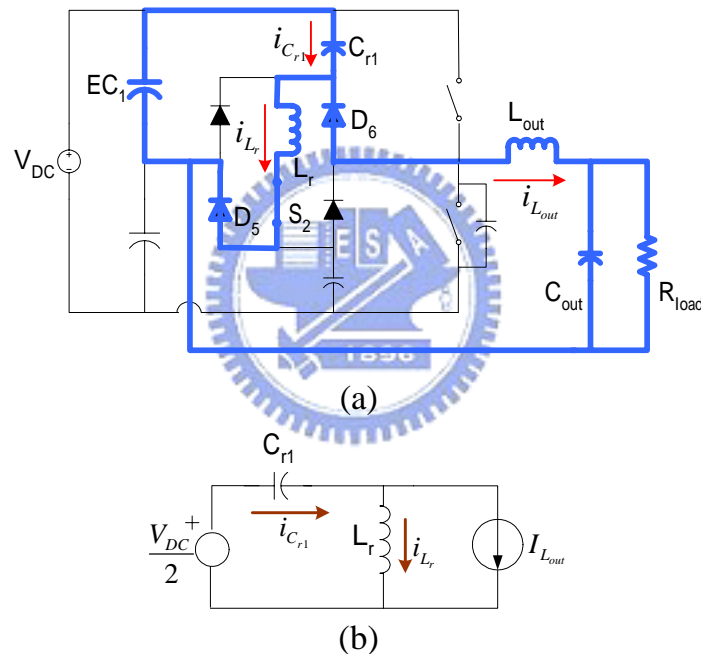


圖 4.5. t_2-t_3 時段電路分析模式 3(a) 工作迴路 (b) 等效電路

於時間 t_2 時將 S_1 截止，這時因 C_{r1} 和 L_r 形成共振電路，而提供 S_1 零電壓切換功能。由於電感電流連續， C_{r1} 開始充電，二極體 D_6 處於逆向恢復時間， C_{r2} 的電位依然維持在 $V_{DC}/2$ 的電位，在此期間開關 S_1 兩端的電壓就隨著共振電容的上升而改變。接下來便根據圖 4.5 來分析其 $i_{L_r}(t)$ 及 $v_c(t)$ 的參數定義。

首先定義在 L_r 與 C_{r1} 串聯的電路中，包含輸入電壓 $V_{DC}/2$ 及電感的初始

電感電流為 $I_{L,0}$ ，初始電容電壓為 V_{C0} ，因此 $t \geq t_0$ 時，根據克希荷夫電壓方程式，共振電感電流及共振電容電壓可以被求出

$$\text{首先令 } I_{L,0} = i_{L_r}(t_0) \quad (4.2)$$

$$v_{Cr1} = \frac{V_{DC}}{2} - L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} \quad (4.3)$$

$$\text{以及 } I_{L_{out}} = i_{Cr1} - i_{L_r} \quad (4.4)$$

同時經由(4.3)式可得出

$$i_{Cr1} = C_{r1} \frac{dv_{cr1}(t)}{dt} = -L_r C_{r1} \frac{d^2 i_{L_r}(t)}{dt^2} \quad (4.5)$$

接下來將(4.5)式代入(4.4)式得出

$$I_{L_{out}} = -L_r C_{r1} \frac{d^2 i_{L_r}(t)}{dt^2} - i_{L_r} \quad (4.6)$$

$$\text{表示為標準的 2 階表示式} \rightarrow \frac{d^2 i_{L_r}}{dt^2} + \omega_0^2 i_{L_r} = -\omega_0^2 I_{L_{out}} \quad (4.7)$$

$$\text{其中 } \omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{r1}}} \quad (4.8)$$

根據(4.7)式齊次(homogenous solution)方程式的解可表示為 $i_{L_r,H}(t)$

$$\frac{d^2 i_{L_r}}{dt^2} + \omega_0^2 i_{L_r} = 0 \quad (4.9)$$

$$i_{L_r,H}(t) = A \cos \omega_0(t - t_0) + B \sin \omega_0(t - t_0) \quad (4.10)$$

其特解(particular solution) 可表示為 $i_{L_r,P}(t)$

$$\text{假設令 } i_{L_r,P}(t) = C \text{，這使得 } \frac{d^2 i_{L_r}(t)}{dt^2} = 0 \quad (4.11)$$

$$\text{將上式代入(4.7)式後得知 } C = -I_{L_{out}} \quad (4.12)$$

$$\text{因此 } i_{L_r,P}(t) = -I_{L_{out}} \quad (4.13)$$

因此其一般解(general solution)可寫成

$$i_{L_r}(t) = i_{L_r,H}(t) + i_{L_r,P}(t) = -I_{L_{out}} + A \cos \omega_0(t - t_0) + B \sin \omega_0(t - t_0) \quad (4.14)$$

由於 $I_{L_r,0} = i_{L_r}(t_0)$ 及 $\frac{di_{L_r}(t_0)}{dt} = \frac{V_{DC}/2 - v_{c0}}{L}$ 代入式(4.14) 因而得知

$$A = I_{L_r,0} + I_{L_{out}} \quad (4.15)$$

$$\text{以及 } B = \frac{V_{DC}/2 - v_{c0}}{\omega_0 L_r} = \frac{V_{DC}/2 - v_{c0}}{\frac{1}{\sqrt{L_r C_{r1}}} L_r} = \frac{V_{DC}/2 - v_{c0}}{\sqrt{\frac{L_r}{C_{r1}}}} = \frac{V_{DC}/2 - v_{c0}}{Z_0} \quad (4.16)$$

$$\text{其中 } \omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{r1}}} \quad (4.17)$$

分別將(4.15)式及(4.16)式代入(4.9)式後可得

$$i_{L_r,H}(t) = (I_{L_r,0} + I_{L_{out}}) \cos \omega_0(t - t_0) + \frac{V_{DC}/2 - V_{C0}}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_0) \quad (4.18)$$

經整理後為

$$i_{L_r}(t) = -I_{L_{out}} + (I_{L_r,0} + I_{L_{out}}) \cos \omega_0(t - t_0) + \frac{V_{DC}/2 - V_{C0}}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_0) \quad (4.19)$$

以及

$$\begin{aligned} v_C(t) &= \frac{V_{DC}}{2} - L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} \\ &= \frac{V_{DC}}{2} - L_r \left[-(I_{L_r,0} + I_{L_{out}}) \omega_0 \sin \omega_0(t - t_0) + \frac{V_{DC}/2 - V_{C0}}{Z_0} \omega_0 \cos \omega_0(t - t_0) \right] \\ &= \frac{V_{DC}}{2} + Z_0 (I_{L_r,0} + I_{L_{out}}) \sin \omega_0(t - t_0) - \left(\frac{V_{DC}}{2} - V_{C0} \right) \cos \omega_0(t - t_0) \end{aligned} \quad (4.20)$$

因此在該時段區間 $(t_2 \sim t_3) = t_{23}$ ，共振電容的上升電壓可以以下式表示為

$$v_C(t) = \frac{V_{DC}}{2} - \left(\frac{V_{DC}}{2} - V_{C_{r1,0}} \right) \cos \omega_0 t_{23} + Z_0 (I_{L_r,0} + I_{L_{out}}) \sin \omega_0 t_{23} \quad (4.21)$$

$$\text{其中 } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{r1}}} \text{ 及 } Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_{r1}}}$$

$v_{C_{r1,0}}$ 及 $I_{L_r,0}$ 分別為 t_2 時的初始值。

4. 模式 4 : [t₃-t₄]

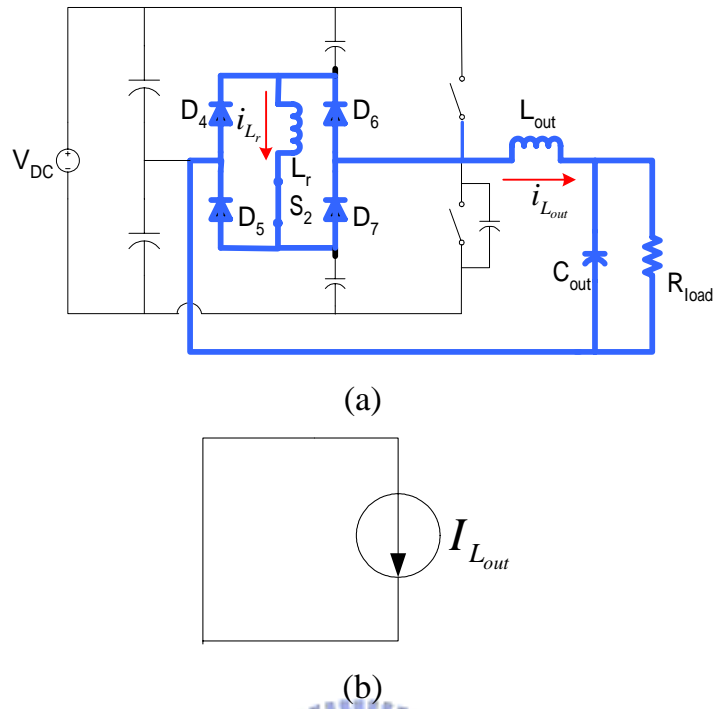


圖 4.6. t₃-t₄時段電路分析模式 4(a)工作迴路(b)等效電路

此時輔助開關持續導通，當A點電位降至中性點時，L_r四圍的橋式二極體全被*i_{L_r}*驅動而導通。此時A、B兩點持續被箝制在中性點，輸出負載電流則由輸出電感及電容供應。故設計原則是在上一個週期結束前，流經共振電感的電流必須大於輸出電感上的峰值電流，以確保於三階層電路得以維持，因此可表示為

$$i_{L_r}(t) > i_{L_{out}}(t) \quad (4.22)$$

5. 模式 5 : [t₄-t₅]

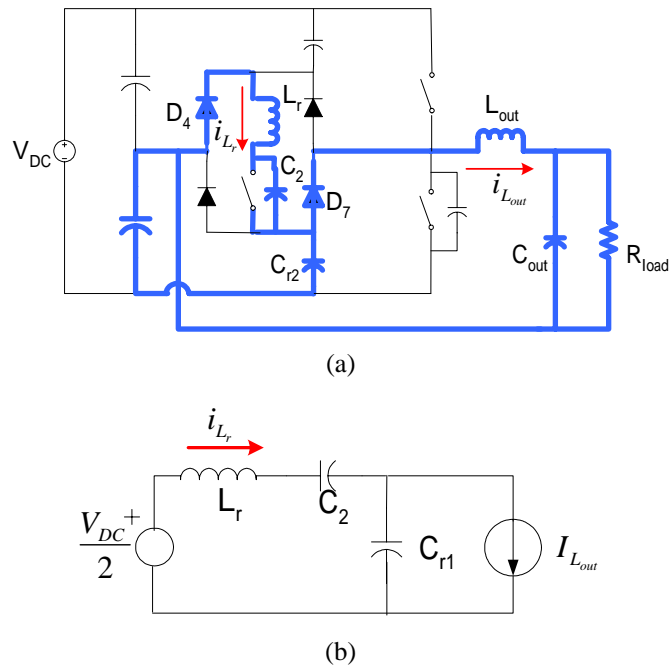


圖 4.7. t₄-t₅時段電路分析模式 5(a)工作迴路(b)等效電路

輔助開關於t₅截止，共振電感兩端電壓極性開始反轉，同時對C₂開始充電，該區間由C_{r2}維持輸出所需的電位，並維持主開關及輔助開關同時截止時中性點的電位，該移轉時間由於經由輔助開關旁路電容與共振電感決定，因此要擁有輔助開關的零電壓軟切換功能，L_r-C_{r2}的諧振半週期至少要大於開關轉換的時間，因而該區間時間可以定義為

$$t_{45} = (t_5 - t_4) \leq \pi \sqrt{L_r \cdot C_{r2}} \quad (4.23)$$

模式 6 : [t₅~t₆]

主開關導通，重複t₀開始時動作。

4.4 模擬線路結果

圖 4.9 為利用 PSpice 模擬比較傳統半橋式變流器輸出電感電流、輸出波形以及 AB 兩端波形與加上 3 階層輔助電路的波形比較,其中為輸入電壓 $200V_{DC}$, 輸出負載 $100W$ 可以明顯看出加上 3 階層輔助電路的電感電流, 在同樣的輸出電感值下, 可以得到較低的輸出電流連波, 因此就同樣的連波規格值而言, 可以以體積較小的電感器就可以達到。其中在輸出電壓為零伏特時, 電感電流的連波差異最大, 這是因為在傳統的半橋式變流器時, 如圖 4.8 其輸入對輸出的關係可以表示為:

$$V_{out} = \frac{V_{DC}}{2} T_{on} + \left(-\frac{V_{DC}}{2}\right) T_{OFF} \quad (4.24)$$

$$\text{由(4.24)式可得出 } \frac{V_{out}}{V_{DC}/2} = 2D - 1 \quad (4.25)$$

因此在零點時, 工作週期為 0.5 時, 變流器輸出經平均化後, 始能得一零伏特輸出, 但其電感兩端的電壓變化卻必須從 $+\frac{V_{DC}}{2}$ 到 $-\frac{V_{DC}}{2}$,

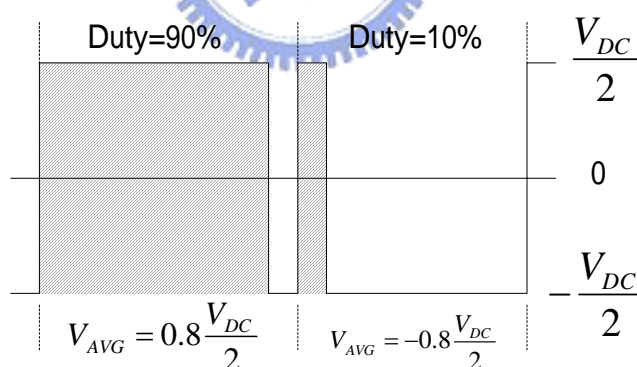
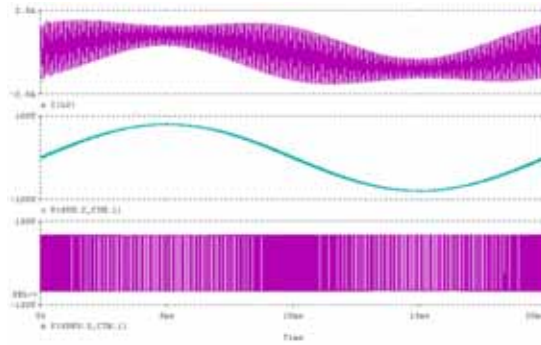
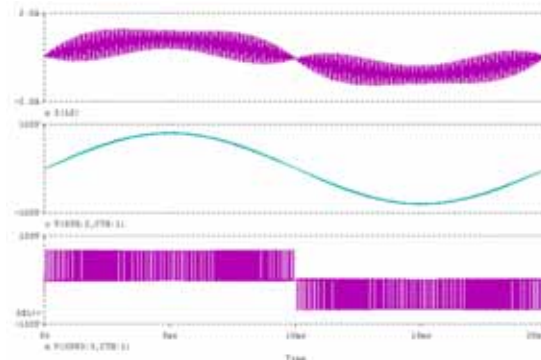


圖 4.8. 傳統半橋式變流器輸出電感輸入電壓波形

接下來設定線路上零件參數數值, 將 $L_{out}=1mH$ 、 $C_{out}=3\mu F+2\Omega$ 、 $V_{DC}=200V$ 、 $F_{OUT}=50Hz$ 、 $C_{r1}=C_{r2}=3nF$ 、 $T_s=50\mu s$ 、 $R_s=3\Omega$ 、 $L_r=5\mu H$, 代入, 可以得到上層為輸出電感電流波形, 中間為輸出電壓波形, 而下層為的 AB 兩端的電壓波形。



(a)



(b)

圖 4.9. 電感電流輸出波形及 V_{AB} (a)傳統架構(b)加上輔助箝制電路

另外可以由圖 4.10 可以觀察出，當 S_1 的閘級電壓截止時，由於 D_6 二極體先前處於導通的狀態，此時共振電感的電流依然持續地充電上升，以至於主開關 S_1 的兩端電壓，隨著共振電容 C_{r1} 與共振電感 L_r 的共振曲線而緩緩上升，這使得在此區間共振電容 C_{r1} 相當工作為一 *turn-off snubber*，讓主要上臂開關 S_1 在截止時為零電壓的狀態，得以有效地降低開關的切換損失，減少硬式切換所引發熱處理的問題。

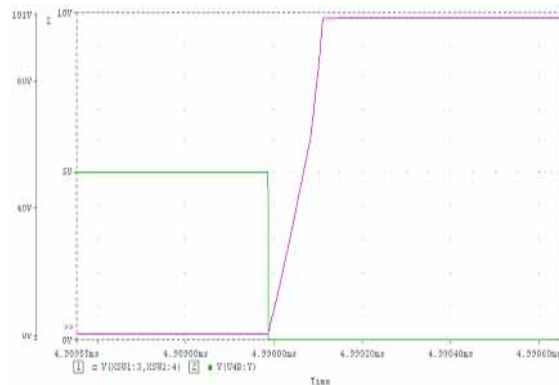


圖 4.10. 加上輔助箝制電路後開關截止時 V_{DS} 與閘級訊號