

第六章 實驗結果與討論

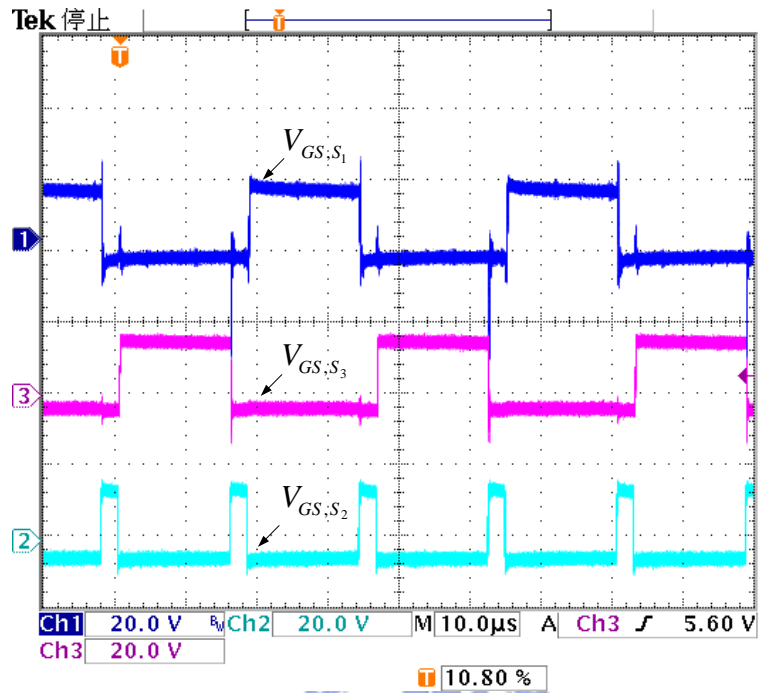
6.1 前言

本章將根據第三章的理論基礎與第五章之設計流程所實做之實體電路做進一步的分析與驗證，以便將所量測到的實做電路波形與理論作一個對照。以下將轉換器分為四部分來各別驗證其功能，分別為如下：6.1 節 半橋式直流轉換器，顯示含一負壓的各開關驅動情形。6.2 節 3 階層控制電路，說明在不同的負載變化下，中性點維持的狀態。6.3 節 零電壓控制，顯示本文在零電壓切換的情形。6.4 節 共振電感電流，將討論在滿載下共振電感電流的工作波形，6.5 節 輸出電感漣波電流，比較設計值與實際值的差異以及 6.5 節 整體實驗結果。

6.2 半橋式直流轉換器

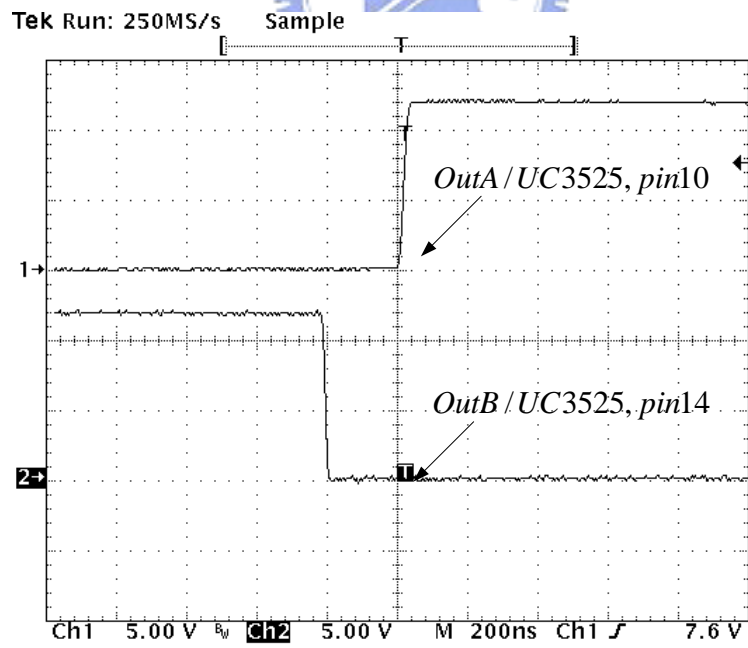
圖 6.1 所示為半橋式直流轉換器三個電晶體的閘極驅動電壓 V_{GS} ，可以看出輔助開關的閘極電壓只有動作在上臂開關 S_1 和下臂開關 S_3 同時都處於截止的時間，圖中上層為上臂開關 S_1 的閘極驅動電壓，中間為下臂開關 S_3 的閘極驅動電壓，下層為輔助開關 S_2 的閘極驅動電壓。如同電路設計說明，在每個閘極驅動電壓上均有 $-5V_{DC}$ 的跨壓出現，以其加大磁滯區間，得以防止在開關截止時所產生的 dv/dt 變化，引起不必要的誤動作存在，當然在上下臂開關之間，亦利用 UC3525 本身的延遲電路，如圖 6.2 所示，在此設計了一 200nsec 死區時間(Dead Time)控制，使其時間低於工作週期的 1% 以

下，這得以將工作週期有效應用及防止上下臂開關同時導通，造成短路燒毀的情況發生。



23 10月 2005
13:03:02

圖 6.1. 開關的閘極驅動電壓 V_{GS} (20 V/div)



17 Jan 2006
10:43:37

圖 6.2. UC3525 死區時間(Dead Time)控制, Out A(pin10/ch1)
及 Out B(pin14/ch2)

6.3 3 階層控制電路

圖 6.3 為在輸入 $200V_{DC}$ ，輸出為 $12V_{DC}/10A$ 滿載時，變壓器初級電流 I_{lk} 及 V_{AB} 兩端電壓波形，可以觀察出當開關截止時，變壓器兩端電位被箝制在零電位後，一直持續到下一個開關時序導通前，其中上層為 V_{AB} 兩端電壓波形，下層為變壓器初級電流 I_{lk} 。在圖中可以看出初級電流在上臂或下臂主要開關截止時藉由輔助開關的導通而以飛輪方式持續維持著。

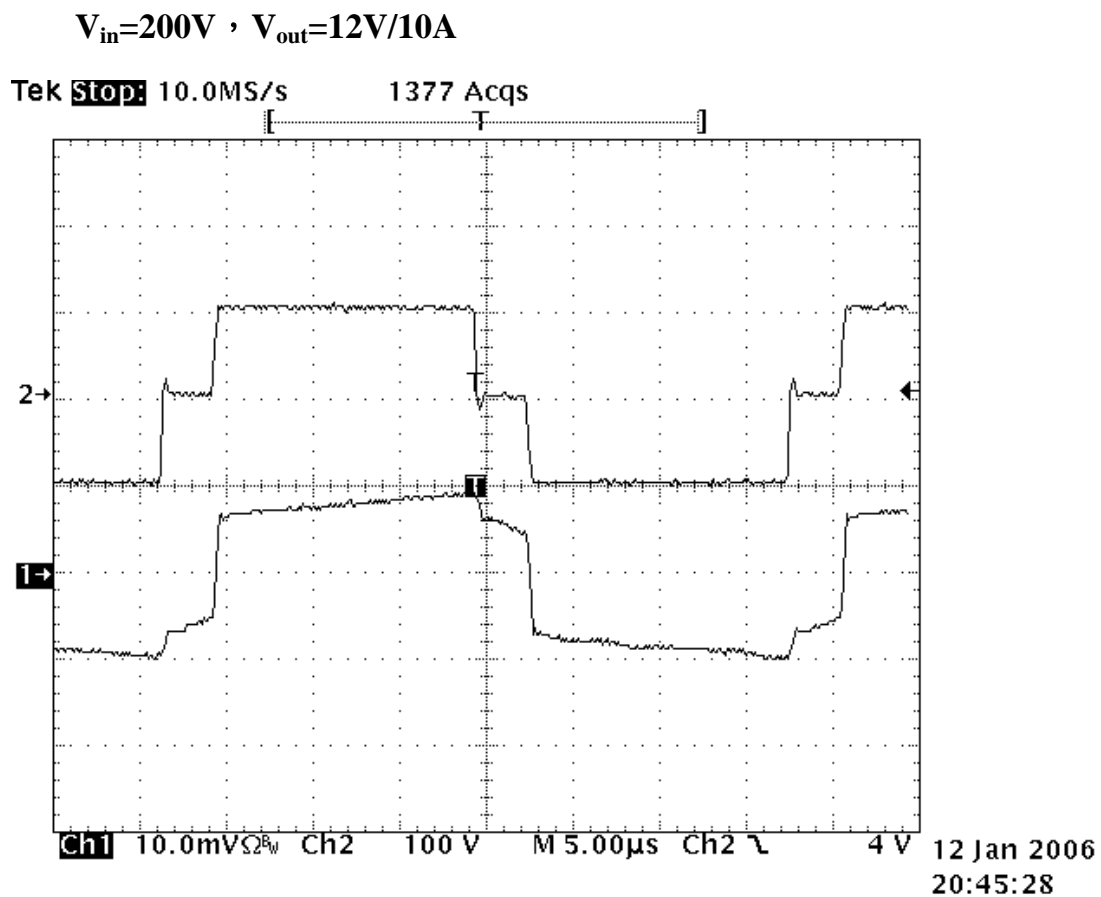


圖 6.3. 輸出為 $12V/10A$ 時變壓器電壓 V_{AB} (ch2) 及初級電流 I_{lk} (ch1) $2A/div$.

接下來將檢視當負載變化時，3 階層電位要求是否依然維持著，如圖 6.4 及圖 6.5 所示，當負載分別降至額定值 50% 及 10% 時，其 3 階層電位要求如同理論分析，依然不致因負載變化而改變。

$V_{in}=200V$, $V_{out}=12V/5A$

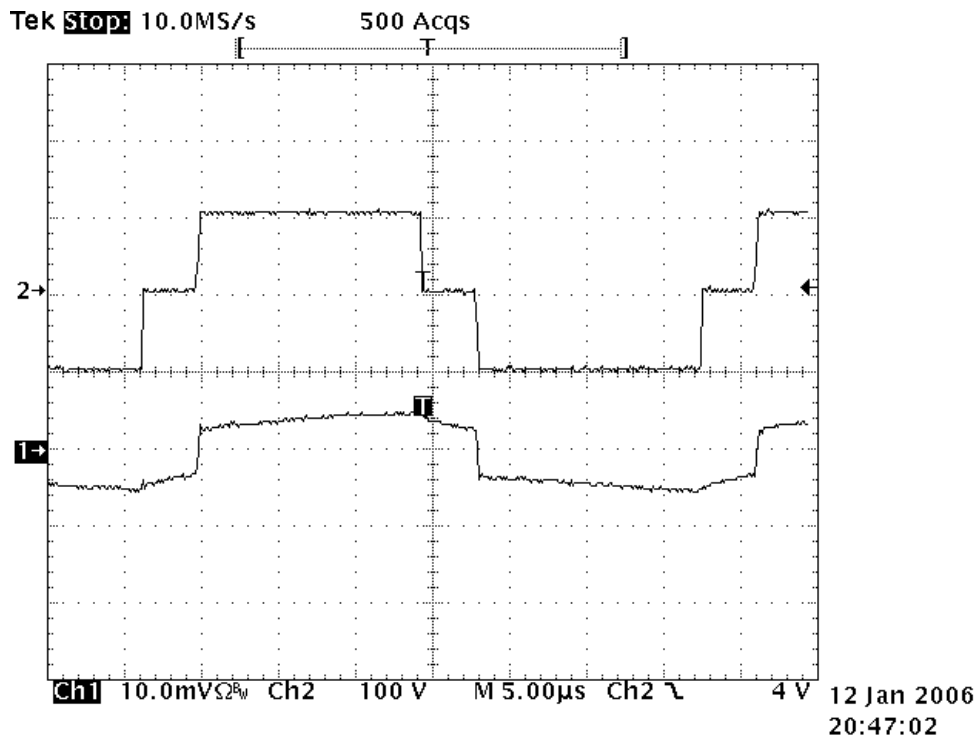


圖 6.4. 輸出為 12V/5A 時變壓器 V_{AB} (ch2) 及初級電流 I_{pk} (ch1) 2A/div.

$V_{in}=200V$, $V_{out}=12V/1A$

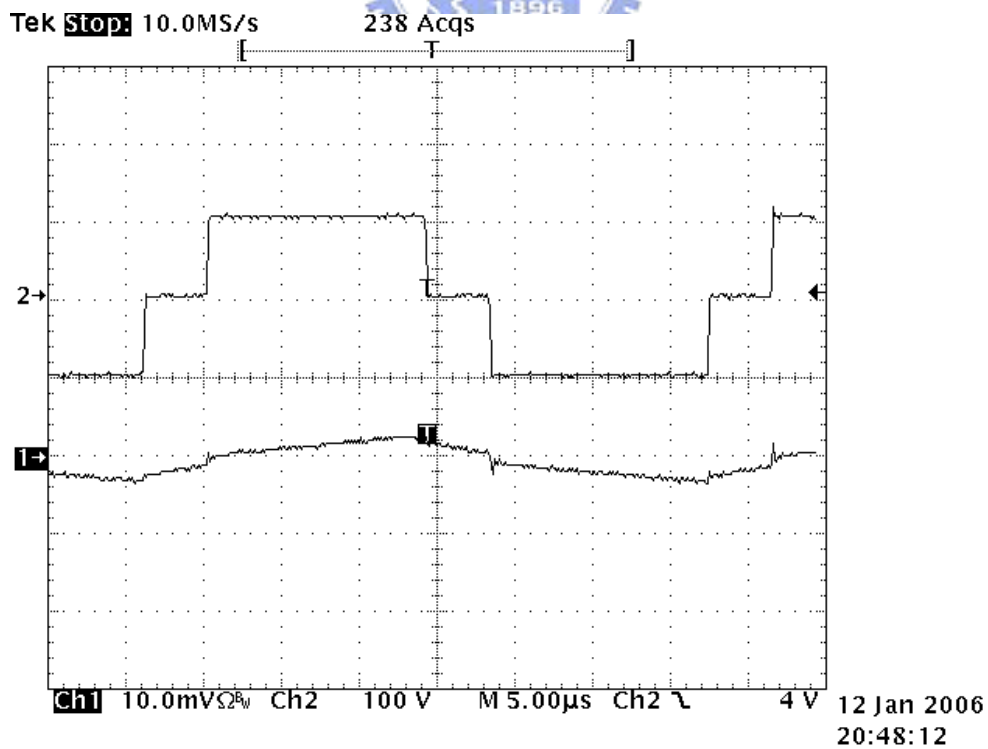


圖 6.5. 輸出為 12V/1A 時變壓器 V_{AB} (ch2) 及初級電流 I_{pk} (ch1) 1A/div.

接下來將檢視當輸出為固定滿負載時，輸入電壓分別為額定值 90% 及 110% 時，3 階層電位要求是否依然維持著

$V_{in}=180V$ ， $V_{out}=12V/10A$

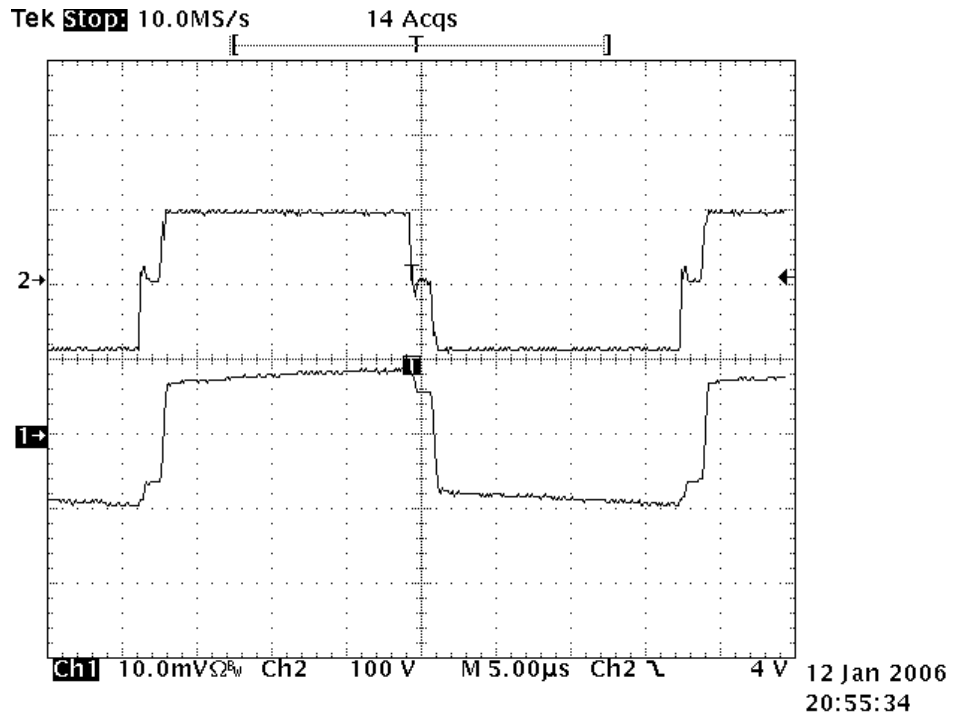


圖 6.6. 輸入為 $180V_{DC}$ 時變壓器 V_{AB} (ch2) 及初級電流 I_{ik} (ch1) $2A/div$.

$V_{in}=220V$ ， $V_{out}=12V/10A$

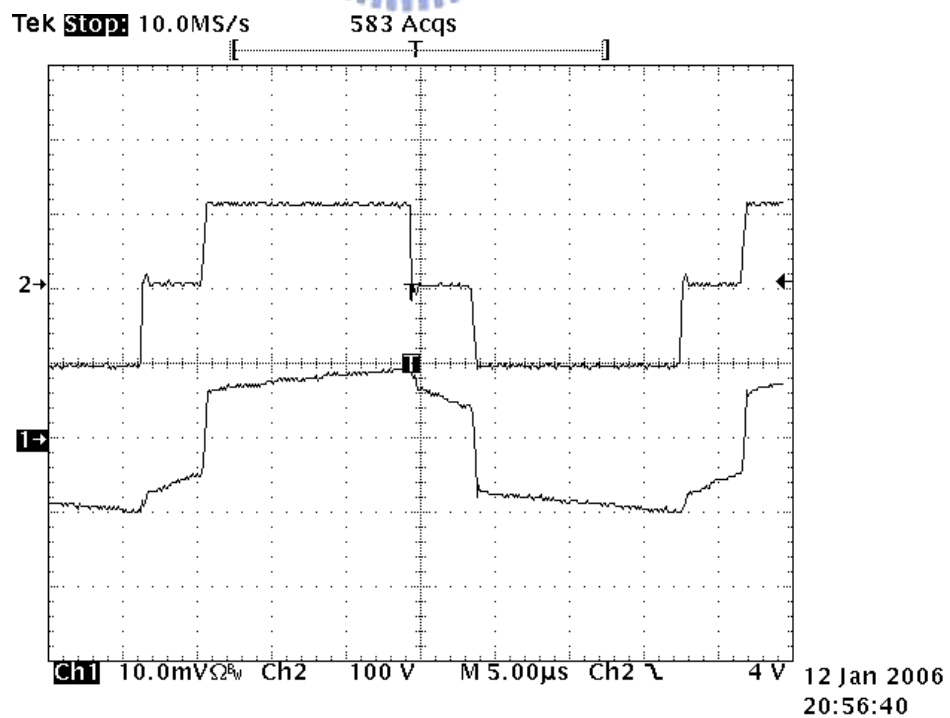


圖 6.7. 輸入為 $220V_{DC}$ 時變壓器 V_{AB} (ch2) 及初級電流 I_{ik} (ch1) $2A/div$.

由以上的圖 6.6 及圖 6.7 數據波形可以清楚的看出，在輸入電壓高低壓變化時，均可容易達到中性點電位箝制的需求，因此證明本論文所提出的 3 階層電路，在電路中性點的要求上，不致因為負載電流或輸入電壓的條件變化，而影響到電路基本特性的要求。

6.4 零電壓導通控制

圖 6.8 為在額定輸入 200VDC 電壓及滿載下，對於上臂開關 S_1 的開級電壓 V_{GS} 及 V_{DS} 電壓的細部展開，由圖中可以看出在開級開關未導通前， V_{DS} 電壓已開始自一半的輸入電壓開始下降至零電位，這使得開關在導通時，得以工作在零電壓切換，進而大大地降低了原有的切換損失，因此提升線路的效率以及讓繁瑣散熱的問題大為改善。而圖 6.9 為下臂開關 S_3 的開級電壓 V_{GS} 及 V_{DS} 電壓的細部展開，從圖中可以比較出在下臂開關的 V_{DS} 電壓的下降速度比上臂開關 S_1 的 V_{DS} 電壓來的快，這是因為在其 S_1 及 S_3 的寄生電容大小不一所致，除此之外尚有驅動線路的速度差異及驅動電流能力不對稱所引起，而欲使其完全接近的方法為，在開關的 D 及 S 上必須再並聯上外部電容，以其降低開關元件本身寄生電容所在線路上佔的比重，但卻會導致所需的共振時間更長，降低了有效工作週期的利用率。

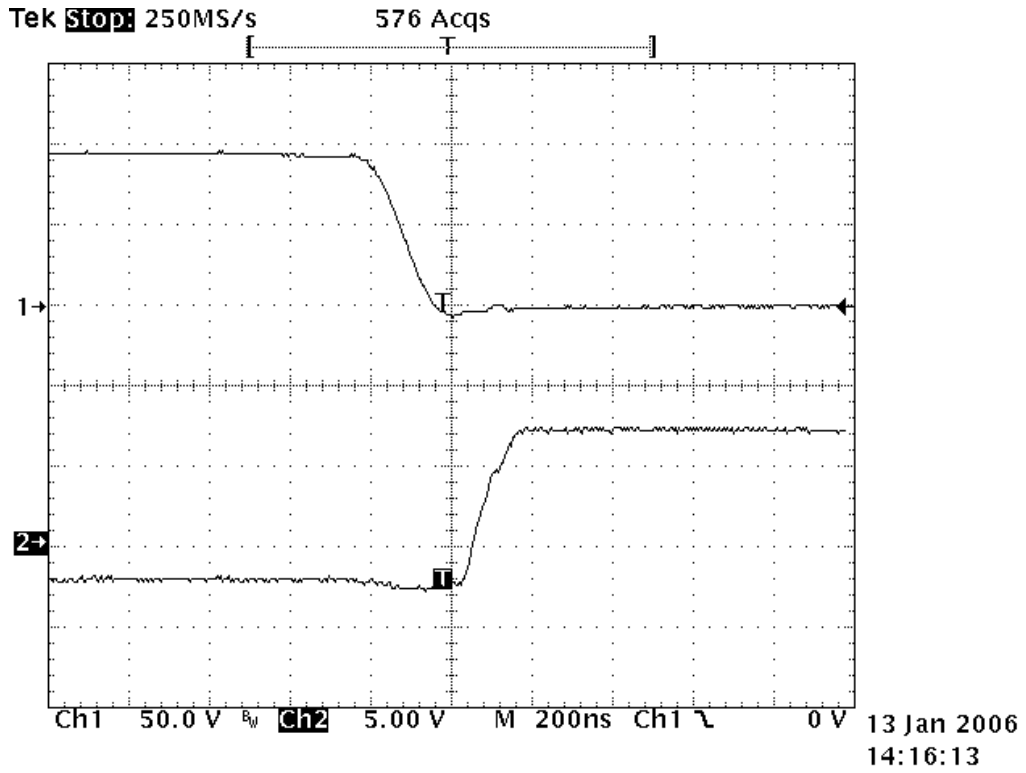


圖 6.8. 上臂開關 S_1 的閘級電壓 V_{GS} 電壓(ch2)及 V_{DS} 電壓(ch1)

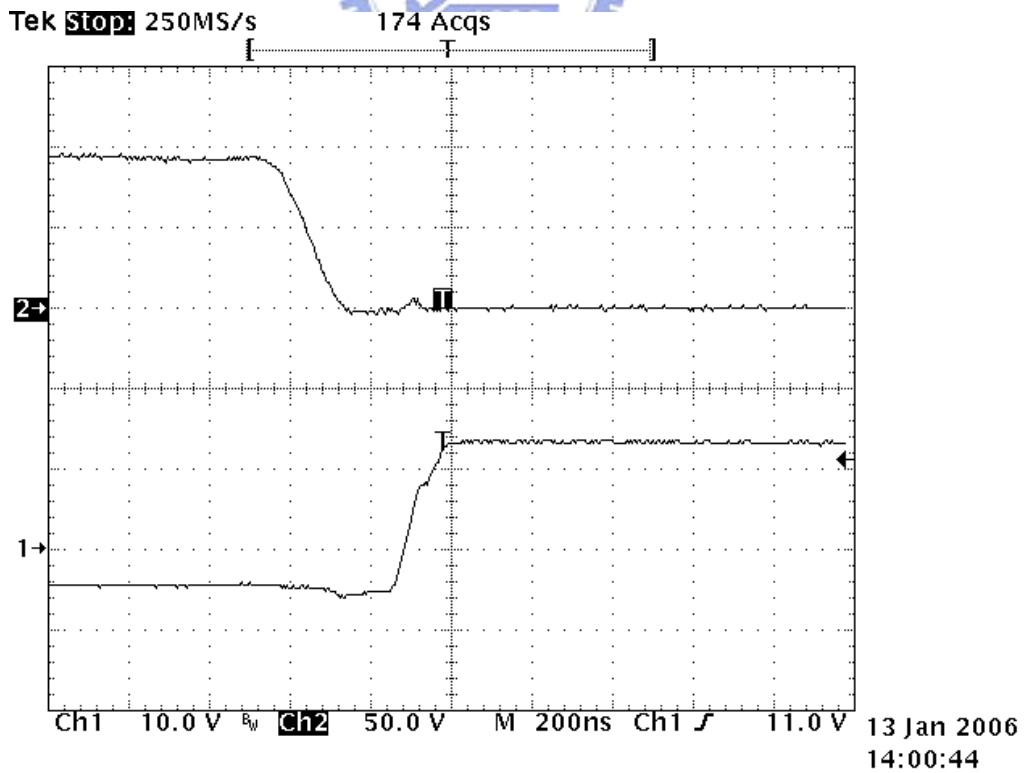


圖 6.9. 下臂開關 S_3 的閘級電壓 V_{GS} 電壓(ch1)及 V_{DS} 電壓(ch2)

6.5 共振電感電流

圖 6.10 為共振電感漣波電流波形，一如理論所分析，在上下臂開關截止時，由輔助開關導通箝制中性點電位，因此共振電感僅工作在主要開關截止時間，而該區間($t_1 \sim t_5$)其共振電感電流以斜率為 $2V_{F2}/L_r$ 遞減下降，其中 V_{F2} 為整流二極體($D_4 \sim D_7$)的順向偏壓。

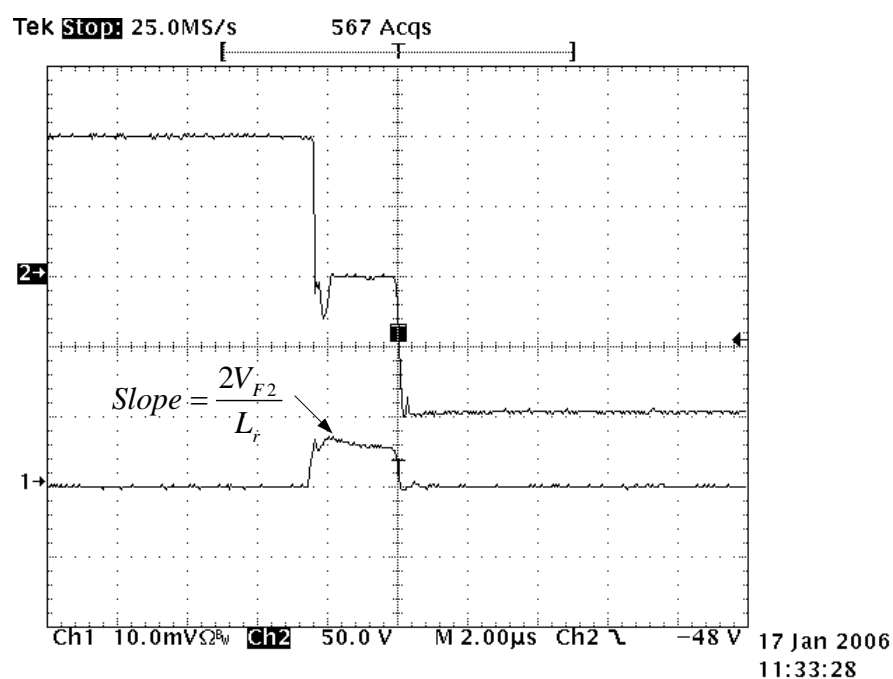


圖 6.10. 變壓器 AB 兩端電壓(ch2)及共振電感電流(ch1)2A/div.

6.6 輸出電感漣波電流

圖 6.11 為輸出電感漣波電流波形，正如 5.3 節計算值所示，實測為 1.38A，其輸出電感上的頻率亦為開關工作頻率的兩倍。

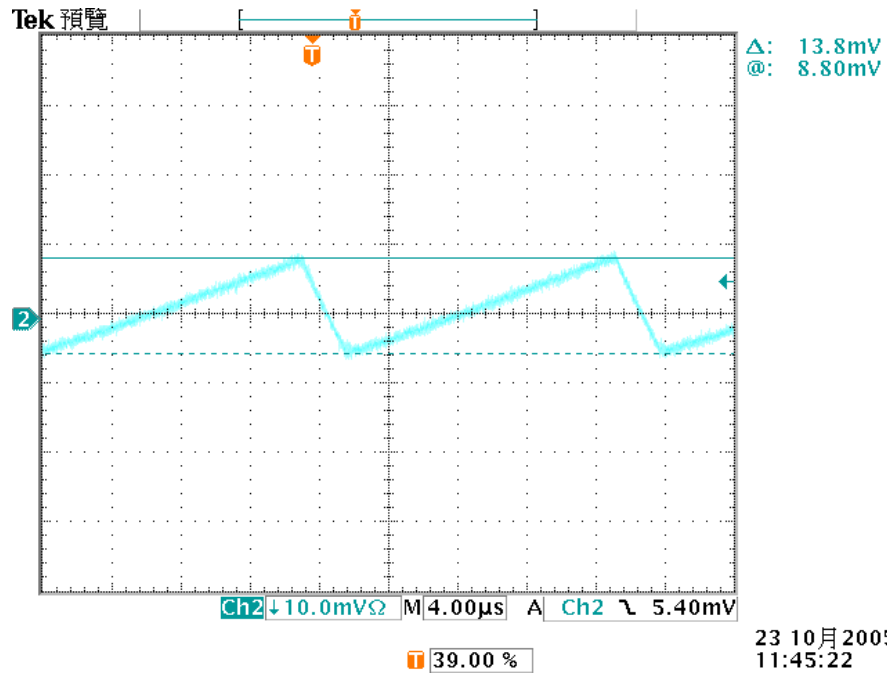


圖 6.11. 輸出電感漣波電流

6.6 效率分析

輸入線電壓與效率的關係繪製成圖 6.13，負載為 12V_{DC}/10A 定電流源電子負載，由圖中可以看出，最佳的效率發生在輸入電壓約 190 V_{DC} 輸入時，這是因為在高壓輸入時，輸入電流變小，而致使所需維持零電壓切換的共振電感電流低於變壓器初級測電流，致使在最佳共振點延後發生，而由於本設計電路輸出為低壓高電流輸出，因此在輸出二極體的傳導損失上的消耗亦不容忽視，這也是本電路效率無法在提昇的主要原因，如若再搭配輸出整流部分，採用低傳導損失的同步整流電路，則可使整體電路效益再次提高。

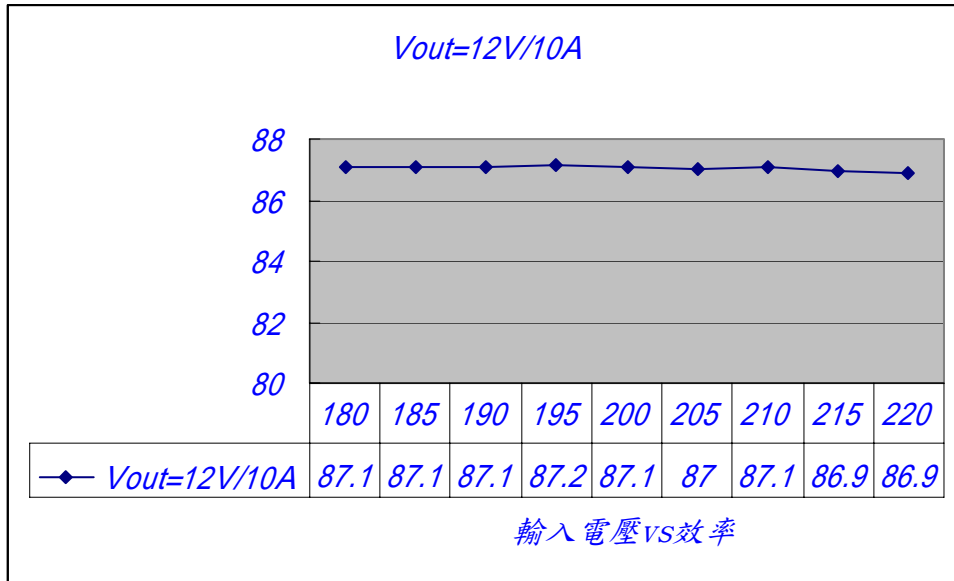


圖 6.12. 輸入線電壓與效率的關係

