

# 第十八屆旺宏科學獎

## 成果說明書

參賽編號：SA18-007

作品名稱：新型零電壓零電流之電源研究

姓名：李松霖

關鍵字：整流濾波穩壓電路、諧振原理、  
串聯變壓器、零電壓導通、  
零電流截止

## 壹、摘要

研究應用於高輸入電壓480V到600V、24V/40A輸出之新式零電壓切換具變壓器串聯接法的直流對直流轉換器。於輸入一次側，有二個串聯半橋臂及二個分壓電容來平衡且降低四個主動開關功率半導體元件的截止耐壓，使元件最大只承受一半的輸入電壓值，解決傳統切換式電源中共振與順向式轉換器功率開關至少需耐一倍以上的輸入電壓問題。疊接架構中二個共振轉換器模組，運用分流來減少功率開關元件和整流元件的電流量，進而減少元件耐流值；主動開關元件在零電壓導通及整流元件於零電流截止關閉可防止少數載子反向再復合的問題(如果整流元件為二極體)和減少切換能源損失，讓元件切換損失降至最低，亦提高系統整體平均效率應可高達92%以上。變壓器串聯-串聯的接法可讓一次、二次側的電流平衡，可收電流平均分流之效，典型橋式整流架構需16個、中間抽頭式要8個整流開關，於本實驗中整流元件可成功減至4個即可傳送1000W，降低整流開關的數量與成本，也達到電路縮小化、低成本和高效率的目標。

關鍵詞：整流濾波穩壓電路、諧振原理、串聯變壓器、零電壓導通、零電流截止

## 貳、研究動機與目的

身為電機科學生，從一年級的基本電學和二年級的電子學、電工機械等專業課程中，老師都教導我們「變壓器」不可使用於「直流電」的情況下，否則會爆炸。可是有一天電子學課程，老師卻告訴我們有一種電力電子的技術可以讓直流電壓用於變壓器等元件進行電壓升降改變，彈指間，彷彿覺得怎麼有這麼神的東西。於是求助於電子學老師，請他帶領我們研究相關的電路，讓我們解答心中的疑惑和一窺神奇的電機、電子、資訊領域研究的事物。

世界上現今的電機、電子、資訊領域產品中，大都追求輕、薄、短、小等小體積、小面積、低成本的特色，而不論任何與電相關的產品都免不了需要使用電源。為了符合世界上追求的潮流，切換式電源供應器(switching mode power supplies, SMPS)就以高功率、高效率和低電磁干擾並具輕重量和小包裝體積為主要的發展方面，但為了達成這些理想和功能目標，就必須借助於不斷地增加系統的工作運算頻率[1-7]，才能讓整體電路符合期待，當然高功率密度的電源轉換器亦是不例外。然而，高運算切換頻率的電源轉換器，卻具備低效率的特性，因為電路系統中每多增加一次切換次數就多增加一倍的主動開關元件的切換損失，無形中切換損隨著切換頻率呈等比例上升，特別是運用於高輸入電壓系統時，功率半導體元件於關閉時耐壓愈高，導通瞬間電壓與電流的乘積即不想要的切換損失功率就顯的非常大，再者，切換瞬間常常伴隨著很高的電壓突波發生，因而電路系統效率會很差且半導體元件關閉時耐壓值亦需非常地高才

可避免耐壓不足燒毀掉。為了解決高操作頻率所衍生出之功率元件高切換損，工程師們即使用新一代零電壓切換(Zero-voltage switching, ZVS)或稱柔性切換(Soft switching)的技術來消弭切換損，使用的原理即無論多大的電流量只要與零伏特的電壓相乘所得的功率損耗必定為零，進而讓電源系統能順利操作於高頻率[1-5]並維持系統的高效率。主動箝位順向式轉換器[1-5]、非對稱式半橋轉換器[1-5]及全橋相移式轉換器[1-5]，電路中半導體元件具備在高功率或低輸出瓦數的零電壓導通切換特性，使得它們普遍廣泛被應用於現今切換式電源供應器中。然而，零電壓導通切換特性在這些電路架構中仍侷限於特定輸入電壓值和輸出負載瓦數範圍內[1-5]，即零電壓導通切換特性並非任何輸入和負載情況下皆可滿足。再者因為輸出二次側使用濾波電感，讓輸出整流二極體無形中需承擔高電壓和高電流[1-5]；且隨著整流二極體的導通損失增加亦將使得柔性切換特性難以設計於廣範圍的輸出入情形下，此外，在實際的電源供應器應用上，功率半導體元件主要仍受限於高電壓和高電流的威脅。

共振式轉換器皆已被實驗證實[1-9]在高操作頻率下仍具有零電壓或零電流切換、高轉換效率、低雜訊及高功率密度等優點；但串聯共振式轉換器在無負載情況下輸出電壓值無法有效地被穩定控制，而並聯共振式在高線輸入電壓或輕負載時因為電路內高環路能量存在使得電路整體效率不佳[1-5]。反觀，LLC共振式轉換器因為具備高轉換效率[1-5]、高功率密度[1-5]、功率場效應電晶體的零電壓導通切換[1-5]、整流二極體零電流截止切換[1-4]、較窄的切換頻率[1-5]、電路架構簡單[1-5]、低成本[1-5]、使用寄生效應的元件去達成柔性切換的功能[1-5]、且不用高電壓增益來維持特定的運作模式也沒有為了整體效率提昇的額外能量損耗[1-5]。

對三相380V或480V的交流/直流轉換器而言，系統的輸入直流電壓幾乎需高過800V[1-5]，一旦主動開關元件耐壓值(Peak Inverse Voltage, PIV)沒有高於輸入電壓時，該元件即無法應用於第二級的直流-直流轉換器。但是市售一般的高耐壓開關元件，卻具較低的效率和較高的成本；目前已有相關文章[1-4]報導為了解決高輸入電壓造成開關元件高耐壓的問題，文章中提出使用三階轉換器(three-level converters, TLCs)的架構，該技術採取中間點箝位二極體(neutral-point diode clamp)或是共振電路去克服主動開關、功率開關、箝位二極體、分壓電容(split capacitors)上的高耐壓，該技術非常吸引人們的目光，因為它能让元件只需承擔輸入電壓的一半值，可是該架構卻要使用更多的電路元件使得成本變高，且需複雜的控制方式和必需能提供開關驅動的脈波寬度調變控制晶片(PWM IC)[1-5]。

在本專題實驗中，我們想研究一個應用於高輸入電壓480V到600V輸入、24V/40A (960W)輸出情況下之新式零電壓切換並具變壓器串聯接法的直流對直流(DC/DC)轉換器。於輸入一次側，它有二個串聯半橋臂及二個分壓電容來平衡且降低四個主動開關功率半導體元件的截止耐壓，使元件分別最大只需承受一半的輸入電壓值，進而解決傳統切換式電源轉換器中共振式轉換器與順向式轉換器

功率開關至少需耐一倍以上的輸入電壓之限制，故文中提出的電路架構非常適用於高輸入電壓的應用，如三相380V電源系統 (three-phase 380V utility system)、船艦電源分佈系統 (ship electric power distribution system)、伺服器電源系統 (server power supply)、資料儲存電源系統 (data storage system)、燃料電池系統 (fuel cell system)、雲端基礎硬體設備 (cloud-infrastructure hardware)、太陽能高壓系統、電動汽機車電源系統...等。

而疊接架構中的二個並聯共振轉換器模組，運用交錯半個切換週期的控制訊號來使一次側輸入電流平衡等量分流給二個共振轉換器模組，以減少功率開關元件和整流元件的電流通過量，進而減少相關元件的耐流值，亦有效降低輸入均方根電流值進而可減少一次側變壓器銅損和鐵心尺寸明顯被縮小[1-5]，同理較低的漣波電流可使輸入電容值下降；換言之，此架構可確切解決傳統LLC共振式轉換器主動和被動元件於高輸出瓦數時電路中的高電流壓迫；其次主動開關元件在零電壓的情況下進行導通可明顯的減少系統的切換能源損耗，與整流開關可於零電流時截止關閉亦可防止少數載子反向再復合的問題(如是整流二極體)和切換能源損失，讓功率半導體元件切換損失降至最低，亦提高系統整體平均效率達92%以上。

採取變壓器串聯—串聯的接法則可平衡確保一次側、二次側各支路的電流平衡和合理有效解決熱效應問題，實驗結果證實此種變壓器接法確實有助電流平均分流之效。另外，由於輸出端為串聯方式，讓原先需8個整流開關的中間抽頭式整流架構可減至只需4個來取代即可，有效降低整流元件的數量與成本，亦達到希冀電路縮小化和重量減輕的目標，另一方面，在非對稱式半橋轉換器中，二次側整流元件的耐壓遠高於二倍的輸出電壓，然而此架構耐壓只需二倍的輸出電壓即可，因而本研究的系統可讓電路面積減至最小和成本最低、效率最佳化。

在圖1(a)中，輸出端具四組並聯連接的全橋整流二極體，此種接法的優點是二極體的最大耐壓值只需輸出電壓 $V_{out}$ ，故高輸出電壓情況的電路常採用此方式，可是需16個整流二極體卻使它的成本提高不少；反觀，圖1(b)中，採用四組並聯中間抽頭式整流架構，它只需用8個整流二極體即可完成整流工作，明顯地可降低成本和電路體積，可是大功率輸出瓦數時，不平衡的電流通過整流二極體上，不均流的現象卻是傳統此二架構的通病。我們為了解決上述缺點(如不均流和過多二極體數目)，試著採用新的變壓器和輸出端整流接法如圖1(c)所示，因為串聯連接的變壓器接法，使得電流入兩組變壓器二次側的電流大小是相同的，當反射回主側端時電流仍是大小均一，加上只需使用四個整流二極體，所以此架構可輕易克服傳統全波整流架構所面臨的問題，也因體積可減小和數量下降進而成本可較低。然而二極體導通時具順向導通電壓(0.2~0.7V)，當高瓦數輸出時，大電流量和導通電壓的乘積將會是很大的功率，故導通損大。為此本實驗終極目標希冀研究一個如圖1(d)所示，具同步整流開關架構之電路，因功率半導體開關MOSFET導通時無順向導通壓降，故導通損減少至零。

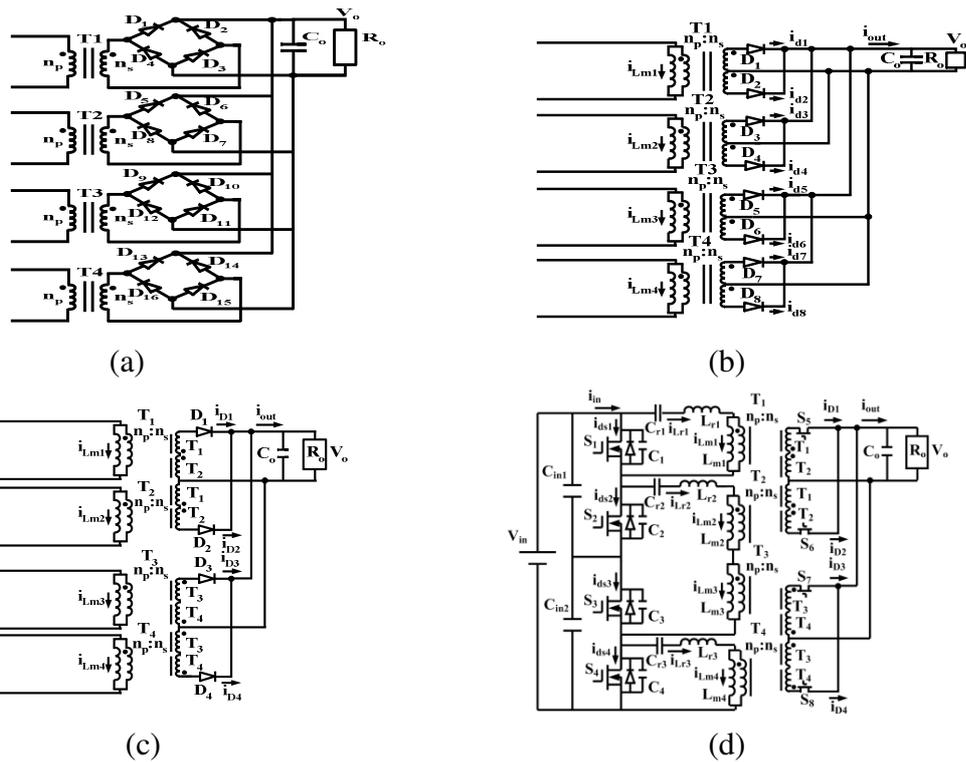


圖 1 傳統四個 (a)橋式整流式整流並聯 (b)中間抽頭式整流並聯輸出接法 (c)本實驗提出的變壓器串—串聯連接架構 (d)本研究提出的新型零電壓切換之電源架構

### 參、研究主題與課程之相關性說明

本專題研究結合學校教授課程包含電子學、電子學實習、電子電路實習、電力電子應用實習、課程中的切換式電源轉換器、交流/直流轉換器、直流/直流轉換器、訊號轉換處理、波形整流、波形濾波、電壓穩壓、波形量測分析...等單元內容；和電工機械與電工機械實習中變壓器繞製、電感電容元作特性量測分析...等深入研究探討，及基本電學、基本電學實習、電路學的電容電感諧振原理、串、並聯等基本電路現象之學習，當然程式設計的訊號處理和電子電路的儀表放大器、回授電路單元、相關訊號擷取處理，且微處理機實習、專題製作、機電整合實習、自動控制實習、工業配線、室內配線、電工實習等相關課程內容技術知識整合運用；最主要同儕合作學習互相激發強烈求知慾望和對未知領域探索研究之旅，整合電機電子群裡各教學設備和技術知識，使自己學習成為真正一個跨學科及全人化完美人際互動的電機電子群工程師。

### 肆、電路理論研究與設計方法

#### 一、傳統線性式電源(Linear Regulators)電路動作原理及效率探討：

根據相關文獻[1-7]研究，傳統線性式穩壓電源架構，如圖 2 所示，其穩壓轉換功率損為「 $P_{loss} = (V_{in} - V_{out}) \times I_L$ 」[6-7]，故整個系統轉換效率僅為「 $\eta = \frac{V_{out} \times I_L}{V_{in} \times I_L} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ 」[6-7]，如以本實驗從高壓 480V~600V 降至 24V 為例，可知傳統架構轉換效率僅 4% ~ 5%；因此在本實驗中，不考慮採用傳統式架構。

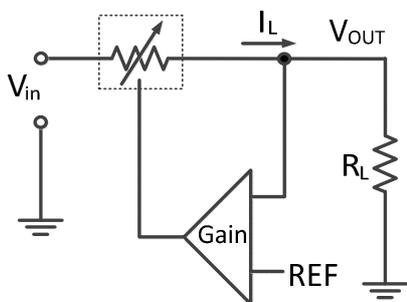


圖 2 傳統線性式穩壓電源系統簡單示意圖[6-7]

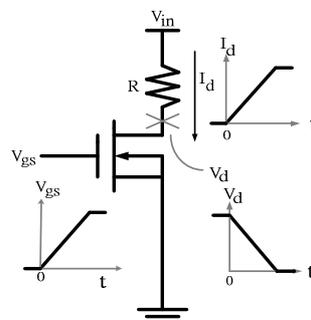


圖 3 功率半導體元件 (Power MOSFET) 開關切換瞬間簡單示意圖[8]

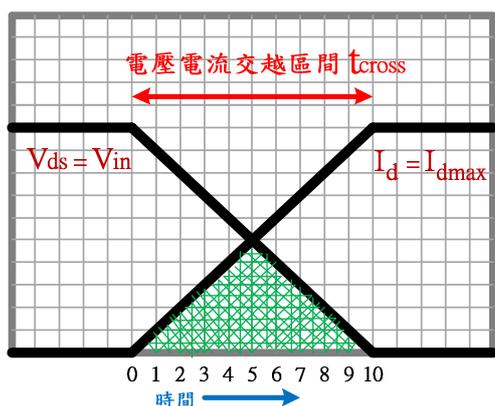


圖 4(a) 具電阻性負載主動開關導通切換瞬間簡單示意圖[8]

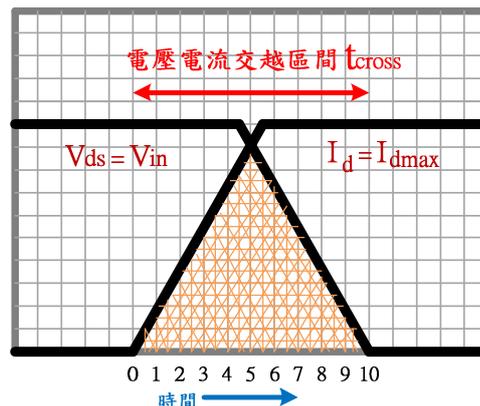


圖 4(b) 具電感性負載主動開關導通切換瞬間簡單示意圖[8]

## 二、切換式電源 (Switching Power Supplies) 之主動開關切換損問題探討：

切換式架構雖可使電源系統轉換效率提高至 90% 以上，但欲追求輕、薄、短、小…等小體積、小面積、低成本之特色，必須借助於不斷地增加系統的工作運算頻率；不過高運算切換頻率的電源轉換器，卻具備低效率的特性，因為電路系統中每多增加一次切換次數就多增加一倍的主動開關元件的切換損失，無形中切換損隨著切換頻率呈等比例上升，於圖 3 中即可得知功率元件切換瞬間有電壓與電流的交越重疊部分，該區間將產生功率損失( $P = I \times V$ )，且隨著現代負載複雜且愈大亦使負載電阻性轉偏向電感性負載，從文獻研究[8-9]，發現不同特性之負載使得切換過程的切換損失(此僅考慮導通轉換瞬間)從電阻性( $P_{loss} = \frac{V_{in} \times I_{dmax} \times t_{cross} \times f_{sw}}{6}$ )增大 3 倍成電感性( $P_{loss} = \frac{V_{in} \times I_{dmax} \times t_{cross} \times f_{sw}}{2}$ )，因本

實驗為高壓動作情況，故導通較截止之切換損為大，詳細簡易之主動開關導通切換瞬間如圖 4 所示(若理想化導通與截止瞬間，則完整切換損失需將上再乘以 2)。

本實驗電路架構屬變頻系統，控制切換頻率以 320kHz( $f_{sw} = 320kHz$ )為主核心共振頻率且訊號占工作週期之半(Duty cycle(%)=50%)，故開與關之切換瞬間約占整週期之 1~2%以符合零電壓切換諧振(所以 $t_{cross} = 6.25 \times 10^{-8}s$ )，另架構中元件耐壓( $V_{in}$ )約為輸入之半 300V(系統最高操作於 600V)，且開關電流最大值( $I_{dmax}$ )約為  $2.42\sqrt{2}A$ (請見式子 20 推導)，本實驗 4 個主開關之切換損失以**最大值**計算約為 41.07W (因系統為變頻，故估算值以核心共振為參考)

$$【P_{loss} = 4 \times \frac{V_{in} \times I_{dmax} \times t_{cross} \times f_{sw}}{2} = \frac{300 \times 2.42\sqrt{2} \times (6.25 \times 10^{-8}) \times (320 \times 10^3)}{2} = 41.07 \text{ W}】，$$

佔滿載 960W 之 4.28% 【 $\eta(\%) = \frac{41.07}{960} \approx 4.27\%$ 】，故採用零電壓切換模式至少可替系統轉換效率提高約 4.28%。[1-10]

### 三、本研究架構電路動作原理：

在分析研究此柔性切換共振式轉換器中，每個主動開關的導通穩定態模式，有數個簡單假設需先行預設以利後續推導：

- (一) 每一個變壓器  $T_1$ - $T_4$  的磁性電感值與圈數比都是理想的，且磁性感值和圈數比完全相同，分別為  $L_m=L_{m1}=L_{m2}=L_{m3}=L_{m4}$  及  $n=n_p/n_s=n_{p1}/n_{s1}=n_{p2}/n_{s2}=n_{p3}/n_{s3}=n_{p4}/n_{s4}$ 。
- (二) 四個主動半導體功率開關  $S_1$ - $S_4$  皆具備相同的輸出電容值  $C_{oss}=C_1=C_2=C_3=C_4$ 。
- (三) 二個模組共振槽(resonant tank)中的電容值和電感值皆視為理想化，如電容值為  $1/C_{r2}=(1/C_{r1}+1/C_{r3})$  和  $C_{r1}=C_{r3}$ ，且共振電感值為  $L_{r1}=L_{r3}=L_{r2}/2$ 。
- (四) 假設輸出端的電容值  $C_o$  足夠大，使得輸出電壓是一穩定的直流值 24V。
- (五) 對於主動半導體功率開關  $S_1$  和  $S_4$ 、或者是  $S_2$  和  $S_3$  而言，導通時間與切換頻率兩兩皆完全相同，且四個開關導通週期時間皆趨近於 50%。
- (六) 在主動半導體功率開關  $S_1$  和  $S_2$  或是界於開關  $S_3$  和  $S_4$  模式切換中的休止時間 (dead time) 皆遠小於任何一個導通週期模式。
- (七) 主動開關、整流開關、電解電容和電路迴路中的任何導通損失、及變壓器的銅損和切換損，皆可忽略不計。

圖 5 為本研究電路在一完整的工作週期中各元件波形簡單示意圖，圖中的  $V_{S1,gs}$  到  $V_{S4,gs}$  是主動開關的驅動訊號。根據主動開關  $S_1$ ~ $S_4$  及整流元件  $D_1$ ~ $D_4$  在一個完整週期中的導通與截止狀態，此電路架構可以將一個週期細分成八個模態，而每一模態導通對應等效電路如圖 6。在時間  $t_0$  之前，主動開關  $S_2$  與  $S_3$  及所有整流二極體皆在截止關掉的狀態，三個共振電流  $i_{Lm1}$ 、 $i_{Lm2}$ 、 $i_{Lm3}$  分別等於磁化電流  $i_{Lr1}$ 、 $i_{Lr2}$ 、 $i_{Lr3}$ ，電容器  $C_1$  和  $C_4$  皆被充電至電壓  $V_{in}/2$ ，但電容  $C_2$  和  $C_3$

卻被放電至零伏特電位；基於一個完整的運算週期時間，如圖 5 所示，可以將此電路架構工作模式分成八個模態，每個模態的物理動作情況如下：

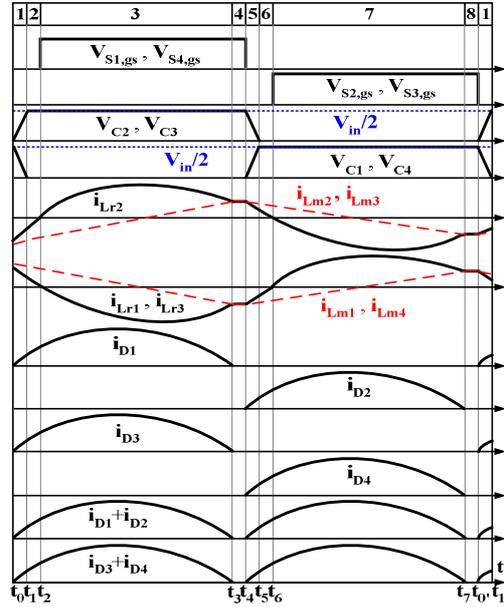


圖 5 本研究架構在一完整切換週期中的主要核心波形示意圖

(一) 模態一 $[t_0 \leq t < t_1$ ，圖 6(a)]：

在時間  $t_0$  的瞬間，功率開關  $S_2$  和  $S_3$  被關掉且整流開關  $D_1$  和  $D_3$  於此時導通，而此模態起始於磁化電壓  $v_{Lm1} = v_{Lm4} = (-nV_o/2)$  和  $v_{Lm2} = v_{Lm3} = nV_o/2$  情況下，且磁化電流  $i_{Lm2}$  與  $i_{Lm3}$  將以斜率  $[nV_o/(2L_m)]$  方式等比例增加，反之， $i_{Lm1}$  與  $i_{Lm4}$  以斜率  $[-nV_o/(2L_m)]$  方式等比例減少。在此模式下四個功率半導體開關的寄生電容  $C_1 \sim C_4$  與共振電感  $L_{r1} \sim L_{r3}$  皆共振；由於共振電流  $i_{Lr1} = i_{Lr3} > 0$  和  $i_{Lr2} < 0$ ，其將對電容  $C_2$  和  $C_3$  從零伏特電壓進行充電至等於輸入電壓的一半  $V_{in}/2$ ，且對電容  $C_1$  和  $C_4$  從電壓  $V_{in}/2$  進行放電至零伏特。一旦儲存在共振電感  $L_{r1} \sim L_{r3}$  中的能量高於寄生電容  $C_1 \sim C_4$  中的，將使得電容器  $C_1$  和  $C_4$  無疑地將被從電壓  $V_{in}/2$  放電至零伏特，而電容  $C_2$  和  $C_3$  從零伏特電壓充電至  $V_{in}/2$ 。另一方面，因寄生電容  $C_1 \sim C_4$  比共振電容還小，使得它們充電和放電都很快速且共振電流  $i_{Lr1} \sim i_{Lr3}$  皆近似固定值。另一方面，當寄生電容的電壓  $v_{C1}$  和  $v_{C4}$  被放電至零電壓時，即時間  $t_1$ ，主動開關  $S_1$  和  $S_4$  的寄生二極體瞬間導通，此模式宣告結束。

(二) 模態二 $[t_1 \leq t < t_2$ ，圖 6(b)]：

當主動半導體開關  $S_1$  和  $S_4$  的並聯寄生二極體在時間  $t_1$  導通時，即宣告進入模態二。同一時間點上，變壓器二次側反射回一次側的影響使得磁性電壓值  $v_{Lm2} = v_{Lm3} = nV_o/2$  且  $v_{Lm1} = v_{Lm4} = (-nV_o/2)$ ，相同地磁性電流  $i_{Lm1}$  和  $i_{Lm4}$  將持續遞減而  $i_{Lm2}$  和  $i_{Lm3}$  則反之上升。此模態時間內，三組共振迴路中電感  $L_{r2}$  和電容  $C_{r2}$  受到電壓值  $(V_{in} - nV_o)$ 、電感  $L_{r1}$  和電容  $C_{r1}$  受到電壓值  $(nV_o/2)$ 、且電感  $L_{r3}$  和電容  $C_{r3}$  亦受到電壓值  $(nV_o/2)$ ，而分別產生共振現象。基於反向電流去釋放主動功率半導體開關  $S_1$  和  $S_4$  上的電荷，使得主動開關能在電流大於零 ( $i_{Lr1}(t) > 0$  和  $i_{Lr3}(t) > 0$ )

之前，即用零電壓型式導通 (ZVS)；當主動功率半導體開關  $S_1$  和  $S_4$  被導通時即結束此模態的工作階段。

(三) 模態三 [ $t_2 \leq t < t_3$ ，圖 6(c)]：

在  $t_2$  時間點，主動半導體開關  $S_1$  和  $S_4$  經由零電壓切換導通 (ZVS)，即正式進入模態三，在這瞬間對主動開關  $S_1$  和  $S_4$  分別而言，共振電流 ( $i_{Lr1}-i_{Lr2}$ ) 和 ( $i_{Lr3}-i_{Lr2}$ ) 皆為負值，就因它們流過二個開關的寄生二極體，故可讓二個主動半導體開關  $S_1$  和  $S_4$  可零電壓切換 (ZVS) 情況下導通；共振電流  $i_{Lr2}$  將開始上升且磁性電流  $i_{Lm2}$  和  $i_{Lm3}$  亦以線性等比例方式增加。因為共振電流  $i_{Lr2}$  大於磁化電流  $i_{Lm2}$  和  $i_{Lm3}$ ，將驅動整流開關  $D_1$  和  $D_3$  導通並傳輸能量給輸出端，亦將貢獻增大輸出電流  $I_o$ 。在模態三期間，三組共振迴路中電感  $L_{r2}$  和電容  $C_{r2}$  受到電壓值 ( $V_{in}-nV_o$ )、電感  $L_{r1}$  和電容  $C_{r1}$  受到電壓值 ( $nV_o/2$ )、和電感  $L_{r3}$  和電容  $C_{r3}$  亦受到電壓值 ( $nV_o/2$ )，而各自產生共振現象；另外四個變壓器，因二次側反射回一次側的量，使得  $T_1$  和  $T_4$  擁有 ( $-nV_o/2$ ) 的電壓量，而  $T_2$  和  $T_3$  具有 ( $nV_o/2$ ) 電壓值，因此， $L_{m1}$  和  $L_{m4}$  被一個固定值的電壓進行放電動作，反之  $L_{m2}$  和  $L_{m3}$  被定值電壓充電，該模態中，共振電流  $i_{Lr2}$  可以從負值增加變為正值，相對地共振電流  $i_{Lr1}$  和  $i_{Lr3}$  卻將從正值降減成負值。當共振電感電流  $i_{Lr1}$  和  $i_{Lr3}$  改變到等於磁性電流  $i_{Lm1}$  和  $i_{Lm4}$ 、及電感電流  $i_{Lr2}$  等於磁性電流  $i_{Lm2}$  和  $i_{Lm3}$  時即表示此模態結束，然後所有整流開關將截止使電流量降為零，如  $i_{D1} = i_{D2} = i_{D3} = i_{D4} = 0$ 。

(四) 模態四 [ $t_3 \leq t < t_4$ ，圖 6(d)]：

當共振電感電流  $i_{Lr1}$  和  $i_{Lr3}$  等於磁性電流  $i_{Lm1}$  和  $i_{Lm4}$ 、及電感電流  $i_{Lr2}$  等於磁性電流  $i_{Lm2}$  和  $i_{Lm3}$  時，代表正式進入模態四，此模態中，因所有整流開關  $D_1 \sim D_4$  都工作於逆向偏壓下且截止導通，在變壓器二次側的電壓將低於輸出電壓值，所以，輸出電壓值將與變壓器暫時分離沒有彼此關連，而磁性電感  $L_{m1} \sim L_{m4}$  將可自由參與分擔變壓器一次側的共振行為。另外，共振迴路一 ( $C_{r1}$ 、 $L_{r1}$ 、 $L_{m1}$ ) 受電壓  $V_{in}/2$  影響、共振迴路二 ( $C_{r2}$ 、 $L_{r2}$ 、 $L_{m2}$ 、 $L_{m3}$ ) 受電壓  $V_{in}$  效應、共振迴路三 ( $C_{r3}$ 、 $L_{r3}$ 、 $L_{m4}$ ) 受電壓  $V_{in}/2$  影響，將分別產生共振現象，而當此模態結束時，即代表主動功率半導體開關  $S_1$  和  $S_4$  關掉瞬間。

(五) 模態五 [ $t_4 \leq t < t_5$ ，圖 6(e)]：

在時間  $t_4$  的瞬間，功率開關  $S_1$  和  $S_4$  被關掉且整流開關  $D_2$  和  $D_4$  於此時導通，而此模態起始於磁化電壓  $v_{Lm1} = v_{Lm4} = nV_o/2$  和  $v_{Lm2} = v_{Lm3} = (-nV_o/2)$  情況下，且磁化電流  $i_{Lm1}$  與  $i_{Lm4}$  將以斜率 [ $nV_o/(2L_m)$ ] 方式等比例增加，反之， $i_{Lm2}$  與  $i_{Lm3}$  以斜率 [ $-nV_o/(2L_m)$ ] 方式等比例減少。在此模式下四個功率半導體開關的寄生電容  $C_1 \sim C_4$  與共振電感  $L_{r1} \sim L_{r3}$  皆共振；由於共振電流  $i_{Lr1} = i_{Lr3} < 0$  和  $i_{Lr2} > 0$ ，其將對電容  $C_1$  和  $C_4$  從零伏特電壓進行充電至等於輸入電壓的一半  $V_{in}/2$ ，且對電容  $C_2$  和  $C_3$  從電壓  $V_{in}/2$  進行放電至零伏特。一旦儲存在共振電感  $L_{r1} \sim L_{r3}$  中的能量高於寄生電容  $C_1 \sim C_4$  中的，將使得電容器  $C_2$  和  $C_3$  被從電壓  $V_{in}/2$  放電至零伏特，而電容  $C_1$  和  $C_4$  從零伏特電壓充電至  $V_{in}/2$ 。另一方面，因寄生電容  $C_1 \sim C_4$  比共振電容還小，使得它們充電和放電都很快且共振電流  $i_{Lr1} \sim i_{Lr3}$  皆近似固定值。另

一方面，當寄生電容的電壓  $v_{C2}$  和  $v_{C3}$  被放電至零電壓時，即時間  $t_5$ ，主動開關  $S_2$  和  $S_3$  的寄生二極體瞬間導通，而此模式宣告結束。

(六) 模態六 [ $t_5 \leq t < t_6$ ，圖 6(f)]：

當主動半導體開關  $S_2$  和  $S_3$  的並聯寄生二極體在時間  $t_5$  導通時，即宣告進入模態六。同一時間點上，變壓器二次側反射回一次側的影響使得磁性電壓值  $v_{Lm1} = v_{Lm4} = nV_o/2$  且  $v_{Lm2} = v_{Lm3} = (-nV_o/2)$ ，相同磁性電流  $i_{Lm2}$  和  $i_{Lm3}$  將持續遞減而  $i_{Lm1}$  和  $i_{Lm4}$  則反之上升。此模態時間內，三組共振迴路中電感  $L_{r2}$  和電容  $C_{r2}$  受到電壓值  $(nV_o)$ 、電感  $L_{r1}$  和電容  $C_{r1}$  受到電壓值  $(V_{in}-nV_o)/2$ 、且電感  $L_{r3}$  和電容  $C_{r3}$  亦受到電壓值  $(V_{in}-nV_o)/2$ ，而分別產生共振現象。基於反向電流去釋放主動功率半導體開關  $S_2$  和  $S_3$  上的電荷，使得主動開關能在電流大於零  $i_{Lr2}(t) > 0$  之前，即用零電壓型式導通 (ZVS)；當主動功率半導體開關  $S_2$  和  $S_3$  被導通時即結束此模態的工作階段。

(七) 模態七 [ $t_6 \leq t < t_7$ ，圖 6(g)]：

在  $t_6$  時間點，主動半導體開關  $S_2$  和  $S_3$  經由零電壓切換導通 (ZVS)，即正式進入模態七，在這瞬間對主動開關  $S_2$  和  $S_3$  分別而言，共振電流  $(i_{Lr2}-i_{Lr1})$  和  $(i_{Lr2}-i_{Lr3})$  皆為負值，就因它們流過二個開關的寄生二極體，故可讓二個主動半導體開關  $S_2$  和  $S_3$  可零電壓切換 (ZVS) 情況下導通；共振電流  $i_{Lr1}$  和  $i_{Lr3}$  將開始上升且磁性電流  $i_{Lm1}$  和  $i_{Lm4}$  亦以線性等比例方式增加。因為共振電流  $i_{Lr1}$  大於磁化電流  $i_{Lm1}$  並且共振電流  $i_{Lr3}$  也大於磁化電流  $i_{Lm4}$ ，將趨動整流開關  $D_2$  和  $D_4$  導通並傳輸能量給輸出端，亦將貢獻增大輸出電流  $I_o$ 。在模態七期間，三組共振迴路中電感  $L_{r2}$  和電容  $C_{r2}$  受到電壓值  $(nV_o)$ 、電感  $L_{r1}$  和電容  $C_{r1}$  受到電壓值  $(V_{in}-nV_o)/2$ 、和電感  $L_{r3}$  和電容  $C_{r3}$  亦受到電壓值  $(V_{in}-nV_o)/2$ ，而各自產生共振現象；另外四個變壓器，因二次側反射回一次側的量，使得  $T_1$  和  $T_4$  擁有  $(nV_o/2)$  的電壓量，而  $T_2$  和  $T_3$  具有  $(-nV_o/2)$  電壓值，因此， $L_{m2}$  和  $L_{m3}$  被一個固定值的電壓進行放電動作，反之  $L_{m1}$  和  $L_{m4}$  被定值電壓充電，該模態中，共振電流  $i_{Lr1}$  和  $i_{Lr3}$  可以從負值增加變為正值，相對地共振電流  $i_{Lr2}$  卻將從正值降減成負值。當共振電感電流  $i_{Lr1}$  和  $i_{Lr3}$  改變到等於磁性電流  $i_{Lm1}$  和  $i_{Lm4}$ 、及電感電流  $i_{Lr2}$  等於磁性電流  $i_{Lm2}$  和  $i_{Lm3}$  時即表示此模態結束，然後所有整流開關將截止使電流量降為零，如  $i_{D1} = i_{D2} = i_{D3} = i_{D4} = 0$ 。

(八) 模態八 [ $t_7 \leq t < t_8$ ，圖 6(h)]：

當共振電感電流  $i_{Lr1}$  和  $i_{Lr3}$  等於磁性電流  $i_{Lm1}$  和  $i_{Lm4}$ 、及電感電流  $i_{Lr2}$  等於磁性電流  $i_{Lm2}$  和  $i_{Lm3}$  時，代表正式進入模態八，此模態中，因所有整流開關  $D_1 \sim D_4$  都工作於逆向偏壓下且截止導通，在變壓器二次側的電壓將低於輸出電壓值，所以，輸出電壓值將與變壓器暫時分離沒有彼此關連，而磁性電感  $L_{m1} \sim L_{m4}$  將可自由參與分擔變壓器一次側的共振行為。另外，共振迴路一 ( $C_{r1}$ 、 $L_{r1}$ 、 $L_{m1}$ ) 受電壓  $V_{in}/2$  影響、共振迴路二 ( $C_{r2}$ 、 $L_{r2}$ 、 $L_{m2}$ 、 $L_{m3}$ ) 受電壓  $V_{in}$  效應、共振迴路三 ( $C_{r3}$ 、 $L_{r3}$ 、 $L_{m4}$ ) 受電壓  $V_{in}/2$  影響，將分別產生共振現象，而當此模態結束時，即代表主動功率半導體開關  $S_2$  和  $S_3$  關掉瞬間。

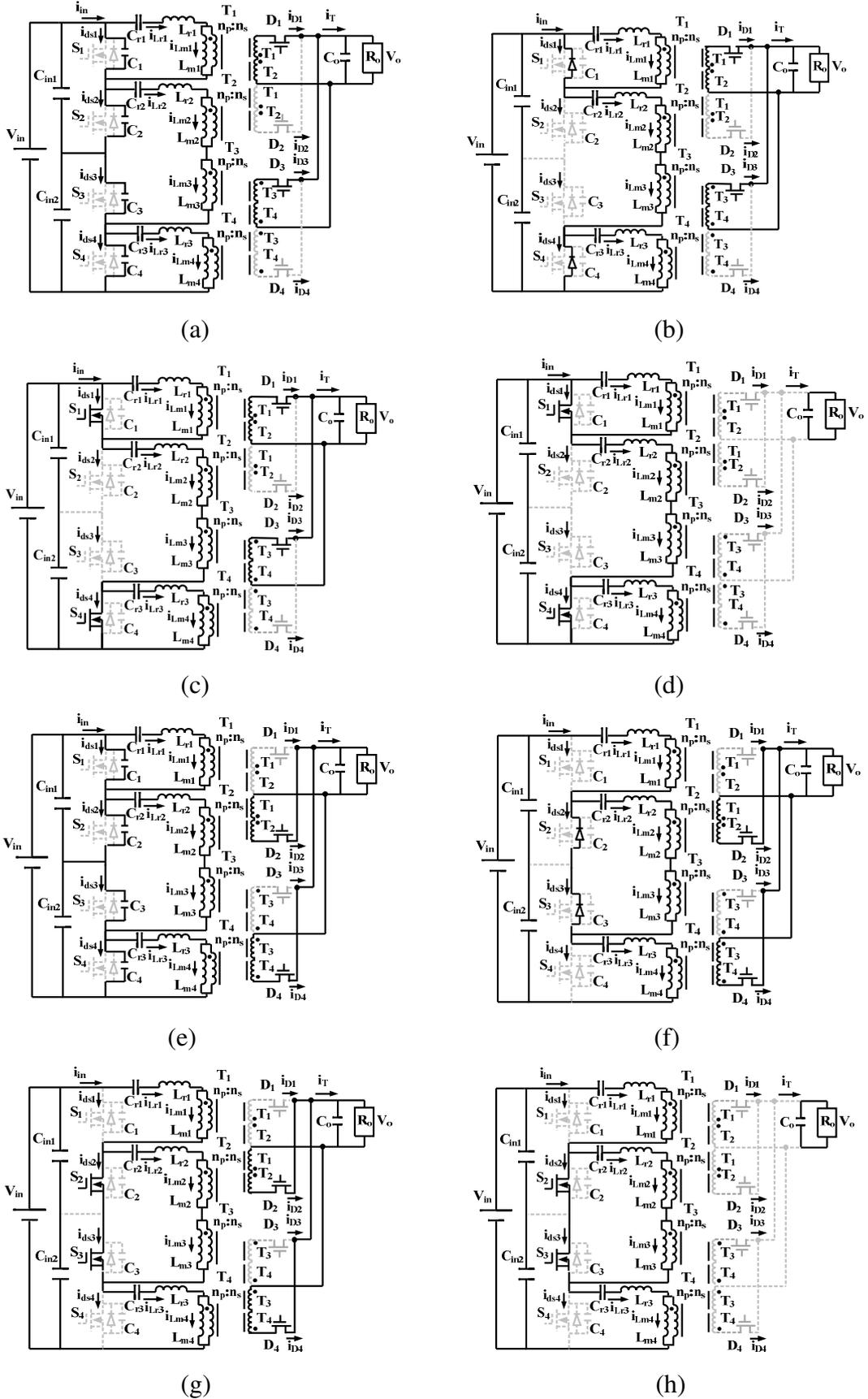
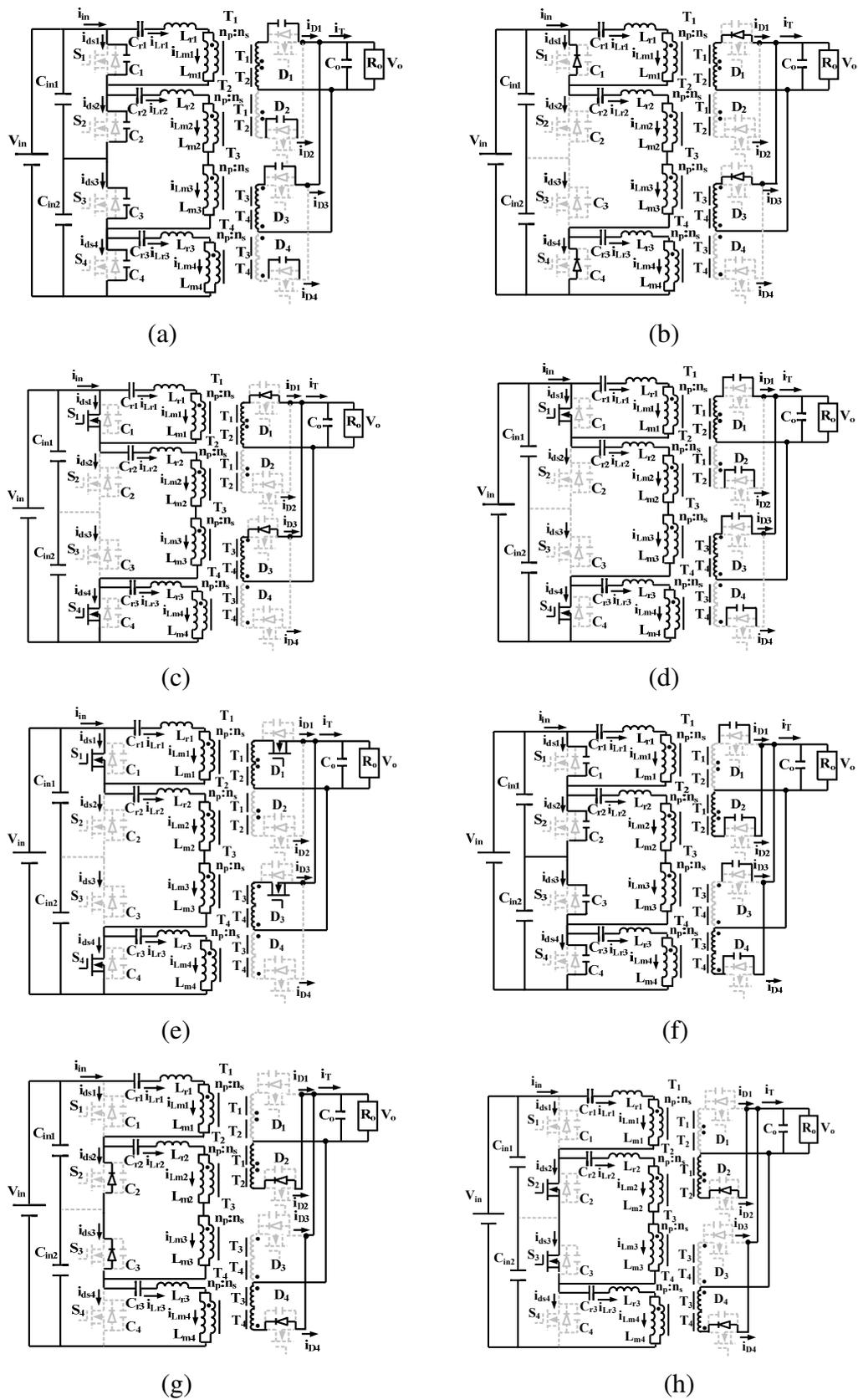


圖 6 本研究電路在一個完整導通週期下的八種動作模態(a)模態 1、(b)模態 2、(c)模態 3、(d)模態 4、(e)模態 5、(f)模態 6、(g)模態 7、及(h)模態 8

若是將整流功率半導體元件之寄生電容亦詳細完整考慮進去[10]，此研究電路架構之完整重、輕載模態各可分成 8 和 10 種模態，而重載似圖 6，但輕載的模態則簡單示意如圖 7 所示：



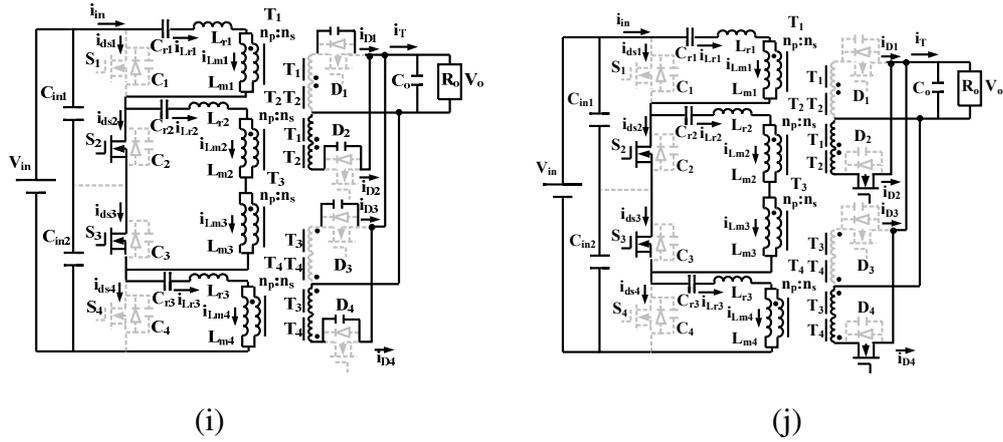


圖 7 本研究電路於輕載情況在一個完整導通週期下的十種動作模態(a)模態 1 (b)模態 2、(c)模態 3、(d)模態 4、(e)模態 5、(f)模態 6、(g)模態 7、(h)模態 8、(i)模態 9、及(j)模態 10

#### 四、研究設計電路架構系統方法：

在電路設計前，先進行架構研究和分析參數如何決定；因為這實驗中，固定輸出電壓使其穩定的機制是採用改變主動半導體開關的切換頻率來達到預定的目標，所以電路設計需要採用基本諧波變頻趨近技巧來推導電路參數和系統轉換函數及輸出入電壓的轉換比等，在討論分析前，我們先假定所有從輸入端送進電路的能量皆透過共振電路(resonant tank)傳輸至輸出負載端，且所有切換頻率過程中衍生的諧波都可被忽略不計。本研究電路架構中的二個互補模組皆平均分擔一半的輸出瓦數能量，相對地，此研究 LLC 共振轉換器電路架構的分析等效電路請見圖 8(a)，而電路架構中二個針對基本諧波進行動作分析的等效共振電路(resonant tank)也分別被畫在圖 8 (b)和(c)中，這二個串聯共振電路此研究中都視為理想化且彼此對稱相似，因為設計過程中我們將共振電感和電容的值分別設計為  $L_{r1} = L_{r3} = L_{r2}/2$ 、 $C_{r1} = C_{r3}$ 、和  $1/C_{r2} = (1/C_{r1} + 1/C_{r3})$ ，且都有相同的等效負載電阻( $R_{ac} = R_{ac,1} = R_{ac,2} = R_{ac,3} = R_{ac,4}$ )。故分析討論中，將只針對單一的共振電路進行討論分析，如圖 8(c)；根據四個主動半導體功率開關的工作週期百分比(duty ratio)為 50%和切換間隔最小和簡單化來考量，切換電路可以產生一個介於零伏特和  $V_{in}$  電位的對稱方波來提供共振電路  $V_{C2+C3}$  的輸入訊號源，也可正規化地用傅利葉級數分析來表示如式子 (1)，其中的基本輸入電壓  $v_{C2+C3,f}$  和電流  $i_{Lr2,f}$  更可寫成(2)與(3)式，式中的  $I_{Lr2,f}$  和  $\phi$  分別為基本輸入電流  $i_{Lr2,f}$  的均方根值(rms)和相位位移量。

$$v_{C2+C3} = \frac{V_{in}}{2} + \sum_{m=1,3,5,\dots} \frac{2V_{in}}{m\pi} \sin(2\pi m f_s t) \quad (1)$$

$$v_{C2+C3,f} = \left(\frac{2V_{in}}{\pi}\right) \sin(2\pi f_s t) \quad (2)$$

$$i_{Lr2,f} = \sqrt{2} I_{Lr2,f} \sin(2\pi f_s t - \phi) \quad (3)$$

將此共振轉換器電路架構輸出端的電流視為一個類似弦波式的電流，當電感電流  $i_{Lr2}$  為正值且大於磁性電流 ( $i_{Lr2} > i_{Lm2} = i_{Lm3}$ ) 時，輸出端整流開關元件  $D_1$  和  $D_3$  將導通且變壓器的磁性電壓值為  $v_{Lm2} = v_{Lm3} = nV_o/2$ ，相反地情況電感電流  $i_{Lr2}$  為負值且小於磁性電流 ( $i_{Lr2} < i_{Lm2} = i_{Lm3}$ ) 時，整流二極體  $D_2$  和  $D_4$  將導通且變壓器的磁性電壓值為  $v_{Lm2} = v_{Lm3} = (-nV_o/2)$ 。基於假定在圖 5、6 中的時間間格模態 1、2、4、5、6 和 8 的時間皆小於模態 3 和 7，且一個類似方波波形的電壓值形成於變壓器的一次側並具有峰值  $\hat{v}_{Lm2,f} = \hat{v}_{Lm3,f} = \frac{2nV_o}{\pi}$  亦可表示成式子 (4)，式中的

$\theta_m$  為次諧波頻率的相位角。此外，每個二極體的平均輸出電流量為一半的負載電流 ( $I_o/2$ )，而變壓器的一次側之峰值電流則為  $\pi I_o/4$ ，也因為  $V_{Lm2}$  和  $V_{Lm3}$  的諧波成分並未反應在功率轉換上，使得交流等效負載電阻值可用  $\frac{\hat{v}_{Lm2,f}}{\hat{i}_{D1}}$  或  $\frac{\hat{v}_{Lm3,f}}{\hat{i}_{D3}}$  來計

算，則等效負載電阻  $R_o$  呈現在圈數比  $n = n_p/n_s$  的變壓器一次側可表示成 (5) 式；在圖 8(c) 中的交流電壓增益等效共振迴路亦可看成是由一個有效弦波式輸入電壓  $v_{C2+C3,f}$  施加作用於有效負載電阻  $R_{ac,2}$  和  $R_{ac,3}$  上，而切換頻率與組成電路元件

$C_{r2}$ 、 $L_{r2}$ 、 $T_2$  和  $T_3$  的關係可表示成式子 (6)，式子中的  $k = \frac{L_{r2}}{2L_m}$ 、 $Q = \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_{r2} R_{ac}}}$ 、及

$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r2}C_{r2}}}$ ，而  $f_s$  為切換頻率且  $f_r$  為設計核心的共振頻率；另一方面共振迴路

的直流電壓增益也可寫成 (7) 式，式子中的  $V_f$  是輸出端整流二極體的順向電壓降。就交流電壓增益處於無負載情況下，即  $R_{ac} = \infty$ 、 $Q = 0$  和  $f_s = \infty$  或表示

$|G_{ac}(f)|_{Q=0, f_s=\infty} \approx \frac{1}{1+k}$  時，在此電路架構下輸出電壓是可進行調整的，可調整的

條件為交流電壓在無載的增益小於設計高線輸入電壓時的最小電壓增益也就是

$$G_{dc,min} = \frac{2n(V_o)}{V_{in}} > \frac{1}{1+k} \quad \circ$$

$$v_{Lm2} = v_{Lm3} = \sum_{m=1,3,5,\dots} \frac{2nV_o}{m\pi} \sin(2\pi m f_s t - \theta_m) \quad (4)$$

$$R_{ac,2} = R_{ac,3} = \frac{\hat{v}_{Lm2,f}}{\frac{\hat{i}_{D1}}{n}} = \frac{\hat{v}_{Lm3,f}}{\frac{\hat{i}_{D3}}{n}} = \frac{\left(\frac{2nV_o}{\pi}\right)}{\left(\frac{\pi I_o}{4n}\right)} = \frac{8n^2 V_o}{\pi^2 I_o} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o \quad (5)$$

$$|G_{ac}(f)| = \left| \frac{\frac{2sL_m R_{ac}}{sL_m + R_{ac}}}{\frac{1}{sC_r} + sL_r + \frac{2sL_m R_{ac}}{sL_m + R_{ac}}} \right| = \frac{1}{\sqrt{[1 + k(1 - \frac{f_r^2}{f_s^2})]^2 + Q^2(\frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{f_s})^2}} \quad (6)$$

$$G_{dc} = \frac{V_{Lm2,f} + V_{Lm3,f}}{V_{C2+C3,f}} = \frac{2 \times \frac{n(V_o + V_f)}{2} \times \left[ \frac{4 \sin(\omega t)}{\pi} \right]}{\frac{V_{in}}{2} \times \left[ \frac{4 \sin(\omega t)}{\pi} \right]} = \frac{2n(V_o)}{V_{in}} \quad (7)$$

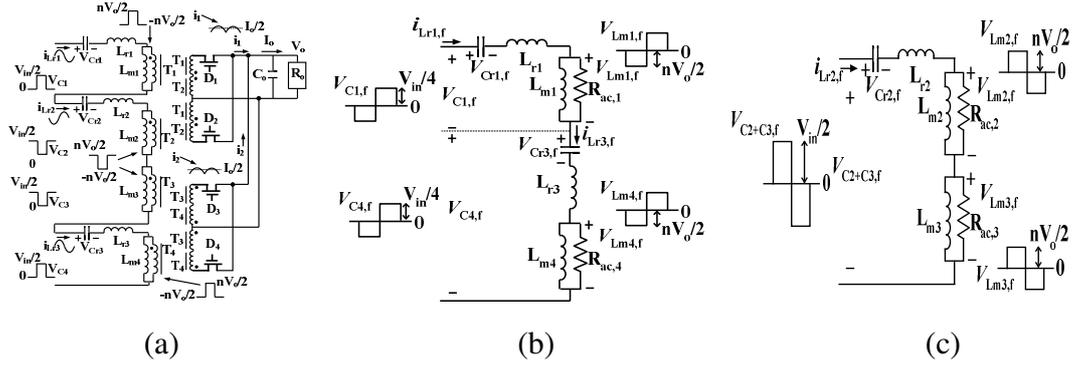


圖 8 本研究電路架構的等效電路 (a) 此實驗共振式轉換器 LLC 的等效電路 (b) 電路架構中模組一使用基本切換頻率的交流共振迴路 (c) 電路架構中模組二使用基本切換頻率的交流共振迴路

### 五、研究電路架構設計流程：

本實驗電路採用的輸入高低線電壓範圍分別為  $V_{in} = 480\text{ V} \sim 600\text{ V}$ 、輸出為定值的直流電壓  $V_o = 24\text{ V}$ 、最大輸出瓦數則為  $P_o = 960\text{ W}$ ，而串聯共振頻率和系統最小切換頻率分別設計在  $f_r = 320\text{ kHz}$  與  $f_{min} = 160\text{ kHz}$ ，另外隔離變壓器採取 TDK 公司的 EER35 規格，磁鐵心的面積為  $A_e = 107\text{ mm}^2$ 。

首先讓最小的直流電壓增益  $G_{dc,min}$  在高線輸入電壓時等於 1，如此可得到四個變壓器的一二次側的理論圈數比  $n$  如 (8) 式所示。再者被用來推算四個隔離變壓器 ( $T_1$ - $T_4$ ) 一次側最小線圈數量的工作磁通密度為  $\Delta B = 0.4\text{ T}$ ，則可使用式子 (9) 來導出最小為 22 圈。

$$n = \frac{V_{in,max} G_{dc,min}}{2 \times (V_o)} = \frac{600 \times 1}{2 \times 24} = 12.5 \quad (8)$$

$$n_{p,min} = \frac{n(V_o)}{2f_{s,min} \Delta B A_e} = \frac{12.5 \times 24}{2 \times 160000 \times 0.4 \times 107 \times 10^{-6}} = 21.904 \quad (9)$$

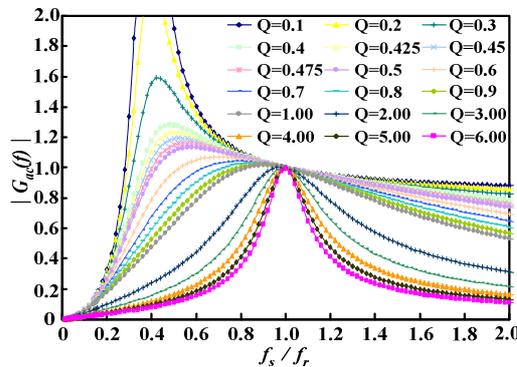


圖 9 本實驗架構的典型共振式轉換器交流電壓增益曲線圖(於  $k = 1/6$  情況下)

本實驗變壓器參考式子 (8) 與 (9) 後，選擇一次側圈數為 33 圈 ( $n_p = 33T$ ) 和二次側 3 圈 ( $n_s = 3T$ )，則圈數比為 11 ( $n = 33/3 = 11$ )，則可把真正的最大、最小

電壓設計成如下二式 (10) 與 (11)。

$$G_{dc,\min} = \frac{2n(V_o)}{V_{in,\max}} = \frac{2 \times 11 \times (24)}{600} = 0.88 \quad (10)$$

$$G_{dc,\max} = \frac{2n(V_o)}{V_{in,\min}} = \frac{2 \times 11 \times (24)}{480} = 1.1 \quad (11)$$

根據本實驗採取架構的轉換器之交流電壓增益曲線並選擇在不同品質因數 Q (quality factor) 與設計核心共振頻率比值 ( $f = f_s/f_r$ ) 之關係圖形，如圖 9 所示，我們決定選擇  $k = 1/6$  來進行參數設定，從圖形上可明顯看出在  $Q \leq 0.475$  之情況下皆是可以選擇來控制輸出電壓的合理條件，所以當選定  $Q = 0.475$  在全負載即滿載情況下，可以得到於無載情形下之交流增益如下式 (12) 所示，足以看出在本實驗架構的電路在無載情況下輸出電壓仍是進行控制改變的，而交流等效電阻  $R_{ac}$  於滿載時呈現在一次側的值即是從二次側負載電阻反射回一次側的，亦能寫成如式子 (13)。

$$|G_{ac}(f)|_{Q=0, f_s \rightarrow \infty} \approx \frac{1}{1+k} = \frac{1}{1+\frac{1}{6}} = 0.857 < G_{dc,\min} = 0.902 \quad (12)$$

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_{o,\text{rated}} = \frac{8 \times 11^2 (24)^2}{\pi^2 \times 960} = 58.85 \Omega \quad (13)$$

本實驗選定設計的核心串聯共振頻率為  $f_r = 320$  kHz，在此條件下即可推導出共振元件電感  $L_{r1} \sim L_{r3}$  與電容  $C_{r1} \sim C_{r3}$  的值分別如式子 (14) 到 (17) 所示，最後實驗做出的成品和選擇量測出的實際放入電路元件值分別如  $L_{r1} = L_{r3} = 15.1 \mu\text{H}$ 、 $L_{r2} = 30.2 \mu\text{H}$ 、 $C_{r1} = C_{r3} = 16.4 \text{ nF}$  和  $C_{r2} = 8.2 \text{ nF}$ ，為此避免誤差再重新計算一次元件，本次實驗得到的核心串聯共振頻率為  $f_r = 319.82$  kHz，詳如 (18) 式所示。

$$L_{r2} = \frac{Q \times (2R_{ac})}{2\pi f_r} = \frac{0.475 \times 2 \times 58.85}{2\pi \times (320 \times 10^3)} = 2.781 \times 10^{-5} \text{ H} = 27.81 \mu\text{H} \quad (14)$$

$$L_{r1} = L_{r3} = \frac{L_{r2}}{2} = \frac{27.81}{2} \mu\text{H} = 13.905 \mu\text{H} \quad (15)$$

$$C_{r2} = \frac{1}{4\pi^2 L_{r2} f_r^2} = \frac{1}{4\pi^2 \times (2.781 \times 10^{-5}) \times (320 \times 10^3)^2} = 8.895 \times 10^{-9} \text{ F} = 8.895 \text{ nF} \quad (16)$$

$$C_{r1} = C_{r3} = 2 \times C_{r2} = 2 \times 8.895 \text{ nF} = 17.79 \text{ nF} \quad (17)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{r2} C_{r2}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(27.81 \times 10^{-6}) \times (8.895 \times 10^{-9})}} \approx 320 \text{ kHz}$$

$$f_{r1} = f_{r3} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(13.905 \times 10^{-6}) \times (17.79 \times 10^{-9})}} \approx 320 \text{ kHz} \quad (18)$$

$$f_{r1} = f_{r3} = f_{r2}$$

另一方面，在此實驗中四個變壓器中的磁性電感 ( $T_1 \sim T_4$ ) 值如 (19) 式所示。

$$L_m = L_{m1} = L_{m2} = L_{m3} = L_{m4} = \frac{L_{r2}}{2k} = \frac{27.81}{(2 \times \frac{1}{6})} = 83.43 \mu H \quad (19)$$

在正規化的運算中，通過共振電容  $C_{r1} \sim C_{r3}$  的有效值電流可寫成 (20) 式，電流成分中包括磁性電流和變壓器二次側繞組反射回一次側的電流量，再者共振電容的耐電壓也可表示成 (21) 到 (22) 式。

$$\begin{aligned} i_{cr1,rms} = i_{cr3,rms} = i_{cr2,rms} &= \sqrt{\left(\frac{\pi I_{o,max}}{4n\sqrt{2}}\right)^2 + \left[\frac{n(V_o)}{8\sqrt{3}L_m f_{s,min}}\right]^2} \\ &= \sqrt{\left(\frac{\pi \times 40}{4 \times 11 \times \sqrt{2}}\right)^2 + \left[\frac{11 \times (24)}{8\sqrt{3} \times (90.6 \times 10^{-6}) \times (160 \times 10^3)}\right]^2} \\ &= 2.42 \text{ A} \end{aligned} \quad (20)$$

$$v_{cr2,max} = \frac{V_{in,max}}{2} + \frac{\sqrt{2}i_{cr2,rms}}{2\pi f_{s,min} C_r} = \frac{600}{2} + \frac{\sqrt{2} \times 2.42}{2\pi \times (160 \times 10^3) \times (8.2 \times 10^{-9})} \approx 715V \quad (21)$$

$$v_{cr1,max} = v_{cr3,max} = \frac{V_{in,max}}{4} + \frac{\sqrt{2}i_{cr1,rms}}{2\pi f_{s,min} C_r} = \frac{600}{4} + \frac{\sqrt{2} \times 2.42}{2\pi \times (160 \times 10^3) \times (16.4 \times 10^{-9})} \approx 357V \quad (22)$$

由於主要使用全波整流中間抽頭式架構進行二次側的輸出整流功能，整流開關  $D_1 \sim D_4$  的耐壓額定值可用式 (23) 計算大約為 48V，同時電流的有效值和平均值分別如 (24) 和 (25) 式所計算結果，在尚未成功研究出同步整流功率半導體 (可能朝向採用 FAN6248 方向實驗) 前，為此我們選擇低價格型號 MBR3060PT 之整流二極體，它具有 60V 的耐壓及 30A 的耐流額定值，足以適用在本實驗中，並可測試本實驗電路主體架構是否能成功運作。

$$V_{D,max} \approx 2 \times V_o = 48V \quad (23)$$

$$i_{D,rms} = \frac{\pi I_{o,max}}{8} = \frac{\pi \times 40}{8} = 15.708 \text{ A} \quad (24)$$

$$i_{D,avg} = \frac{I_{o,max}}{4} = \frac{40}{4} = 10 \text{ A} \quad (25)$$

至於主動半導體功率開關元件的選擇上，我們採用普遍又低價的 power MOSFET IRFP460 為此次的功率開關，它具有耐電壓 500 V 和耐電流 20 A 的額定值，而經過計算如 (26) 和 (27) 式可得到此架構實驗上所需的耐壓及耐流分別為 300 V 和 1.72 A；其餘輸出電解質電容的有效串聯電阻為粗估為 10 mΩ，所以可得漣波電壓值如 (28) 式所得。

$$V_{s,max} = \frac{V_{in,max}}{2} = \frac{600}{2} = 300 \text{ V} \quad (26)$$

$$i_{s,rms} = \frac{i_{cr,rms}}{\sqrt{2}} = \frac{2.42}{\sqrt{2}} = 1.7 \text{ A} \quad (27)$$

$$\Delta V_o = \frac{\pi}{2} I_o \times R_c = \frac{\pi}{2} \times 40 \times 0.01 \approx 0.623 \text{ V} \quad (28)$$

## 六、同步整流開關之導通損問題探討：

從相關研究文獻[1-10]中，功率半導體開關(Power MOSFET)的導通損大約是  $P_{con} = R_{DS(on)} \times I_{QSW(RMS)}^2 = R_{DS(on)} \times \frac{V_{out}}{V_{IN}} \times (I_{out}^2 + \frac{I_{RIPPLE}^2}{12})$  及  $P_{Gate} = Q_{G(TOT)} \times V_G \times f_{sw}$ 。在實驗的架構中同步整流元件( $R_{DS(on)}$ 約為幾  $m\Omega$ )不論切換頻率大小每個導通損約為 0.2W[6-7]，電路架構中整體使用 4 個元件故導通損約為  $0.2 \times 4 = 0.8W$ ，相較於傳統二極體整流於滿載的導通損耗( $P_{con(Diode)} = 4 \times 0.7V \times 10A = 28W$ )，二者相差約 35 倍，加上本研究架構已充分將整流元件數目從 16 個降至 4 個，不然整流元件最大導通損耗高達 112W(約高於本研究架構 140 倍)；可發現研究架構明顯可充分降低整流開關之導通損。

## 伍、研究歷程與實驗結果討論

### 一、本實驗研究設備及材料如下：

直流電流供應器、定電壓、定電流負載機、LCR 量測器、示波器、電壓隔離探棒、電流槍、直流電源差座和保險絲、各式電容、電感、電阻、電線、電路板和訊號控制 IC、變壓器、功率半導體開關、整流二極體、散熱片。

### 二、本實驗研究歷程相關照片如下：



圖10(a)電感繞線和製作



圖10(b)電感數據量測和分析



圖10(c)變壓器繞線研究和製作



圖10(d)變壓器繞製及量測



圖10(e)電路板製作和探討



圖10(f)功能測試與量測波形數據



圖10(g) 量測數據的討論與報告練習



圖10(h) 研究資料的討論與報告製作

### 三、本實驗作品未來的應用情境與實用性

任何電源系統皆追求高效率，故低電流、高電壓操作將愈趨重要，本實驗架構非常適用於各式大瓦數、高效率、高輸入電壓的系統應用，如伺服器電源系統 (server power supply)、三相380V電源系統 (three-phase 380V utility system)、船艦電源分佈系統 (ship electric power distribution system)、資料儲存電源系統 (data storage system)、燃料電池系統 (fuel cell system)、太陽能與綠能高壓系統、電動汽機車電源系統、雲端基礎硬體設備 (cloud-infrastructure hardware)... 等。

### 四、實驗結果研究與討論

在尚未成功研究出同步整流功率半導體開關 (可能朝向採用 FAN6248 方向實驗)前取代二極體，為此我們選擇低價格型號 MBR3060PT 之肖特基整流二極體為代替先進行整體電路架構之成功與否實驗，故以下討論皆為二次側為整流二極體時之量測結果。

對主動半導體功率開關( $S_1 \sim S_4$ )的控制訊號如圖 11 所示，圖中呈現出高低線輸入電壓情況之輕負載(四分之一負載，240W)和滿載(960W)的開關閘極觸發訊號，從圖中可明顯發現開關三和四( $S_3$  和  $S_4$ )與開關一和二( $S_1$  和  $S_2$ )的訊號交錯相移半個訊號切換週期(180 度)，且於一個完整週期內分別供應二組互補共振轉換器去傳輸全部的輸入能量，另外，在不同的輸出入情況不論是高低線電壓輸入或是不同負載輸出的情況，從圖中皆可發現觸發訊號的工作導通週期(duty cycle)皆是維持近 50% 但是切換頻率卻會改變，故可證明此電路架構即是運用變頻方式來達到輸出穩壓的效果。

在圖 12 中，則分別呈現並證明了四個主動半導體功率開關( $S_1 \sim S_4$ )在各種輸出入情形時的零電壓切換導通特性，從圖中可看到開關( $S_1 \sim S_4$ )在閘極導通觸發訊號尚未送到前，每個功率半導體開關的汲源極負電流先行到達，流過各個開關的寄生二極體並向汲源極放電，當導通觸發訊號送到時，汲源極間的電壓早已被降為零伏特了，所以可肯定看出整個電路系統不論任何輸出入的情況下工作，各個主動功率開關皆是處在零電壓情況下導通，整個系統可明顯利用柔性切換方式降

低導通切換損失，此外從圖上也能充分發現功率半導體開關汲源極間的電壓值最大只有輸入電壓一半，因而證明了此架構電路非常適合應用於高輸入電壓的工作條件情況，亦可使用廉價普遍耐低壓的功率半導體開關即能減低電路成本。

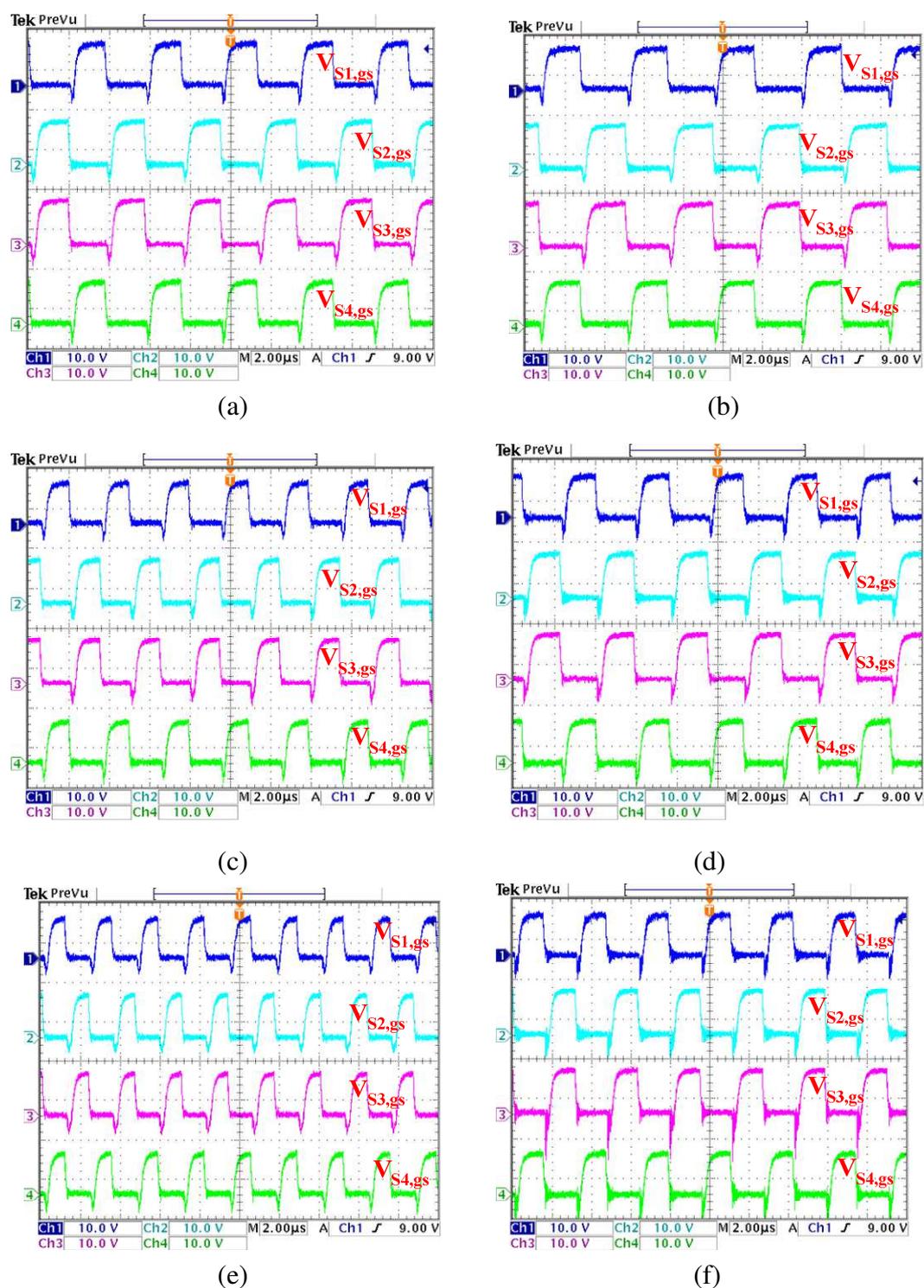


圖 11 主動開關 S<sub>1</sub>~S<sub>4</sub> 在輕載(25%)於輸入電壓(a)480 V、(c)540 V、(e)600 V 及在滿載(100%)於輸入電壓(b)480 V、(d)540 V、(f)600 V 時的開極觸發訊號波形圖

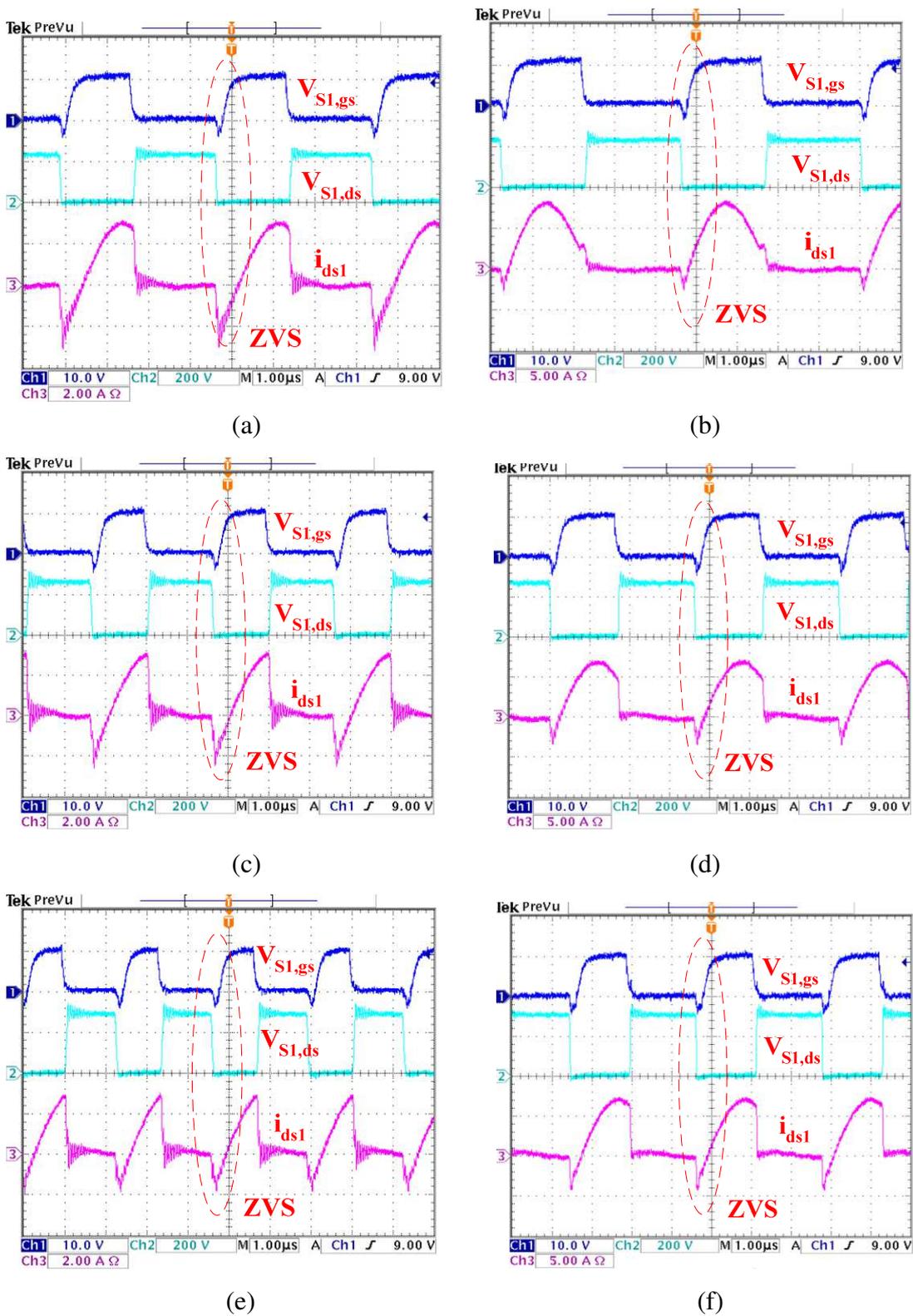
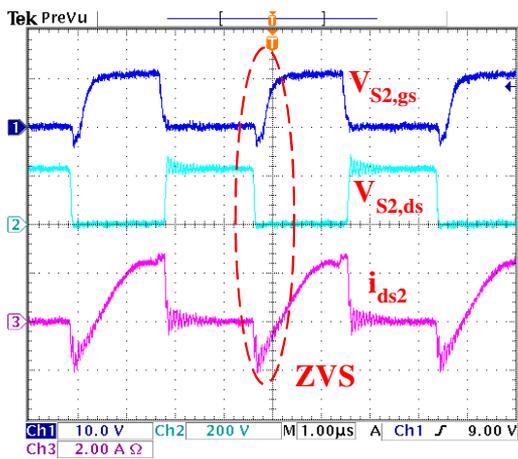
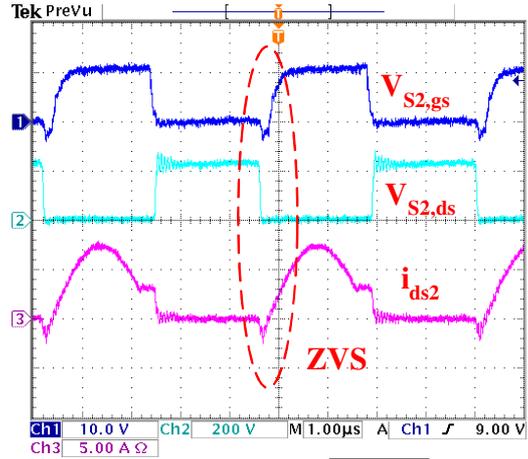


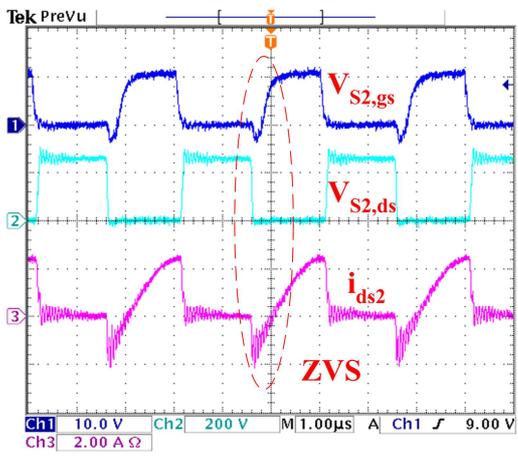
圖 12 主動開關  $S_1$  在輕負載(25%)輸入電壓(a)480 V、(c)540 V、(e)600 V 與滿載(100%)輸入電壓(b)480 V、(d)540 V、(f)600 V 時的閘極觸發訊號與汲源極間耐壓及電流值圖形



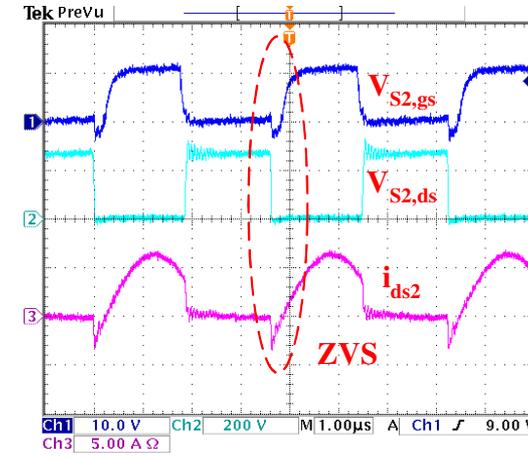
(g)



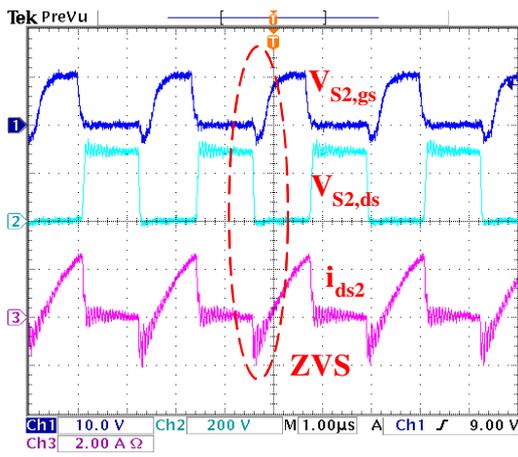
(h)



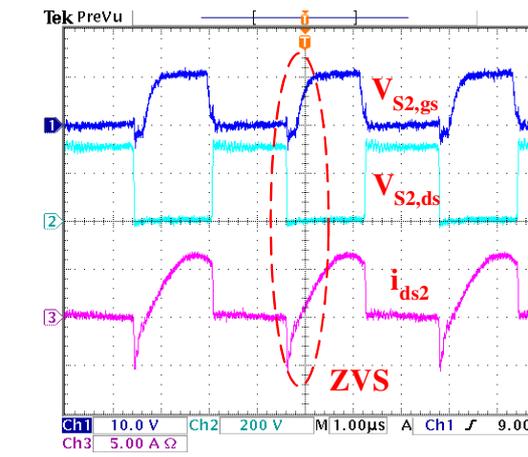
(i)



(j)



(k)



(l)

圖 12 主動開關  $S_2$  在輕負載(25%)輸入電壓(g)480 V、(i)540 V、(k)600 V 與滿載(100%)輸入電壓(h)480 V、(j)540 V、(l)600 V 時的閘極觸發訊號與汲源極間耐壓及電流值圖形

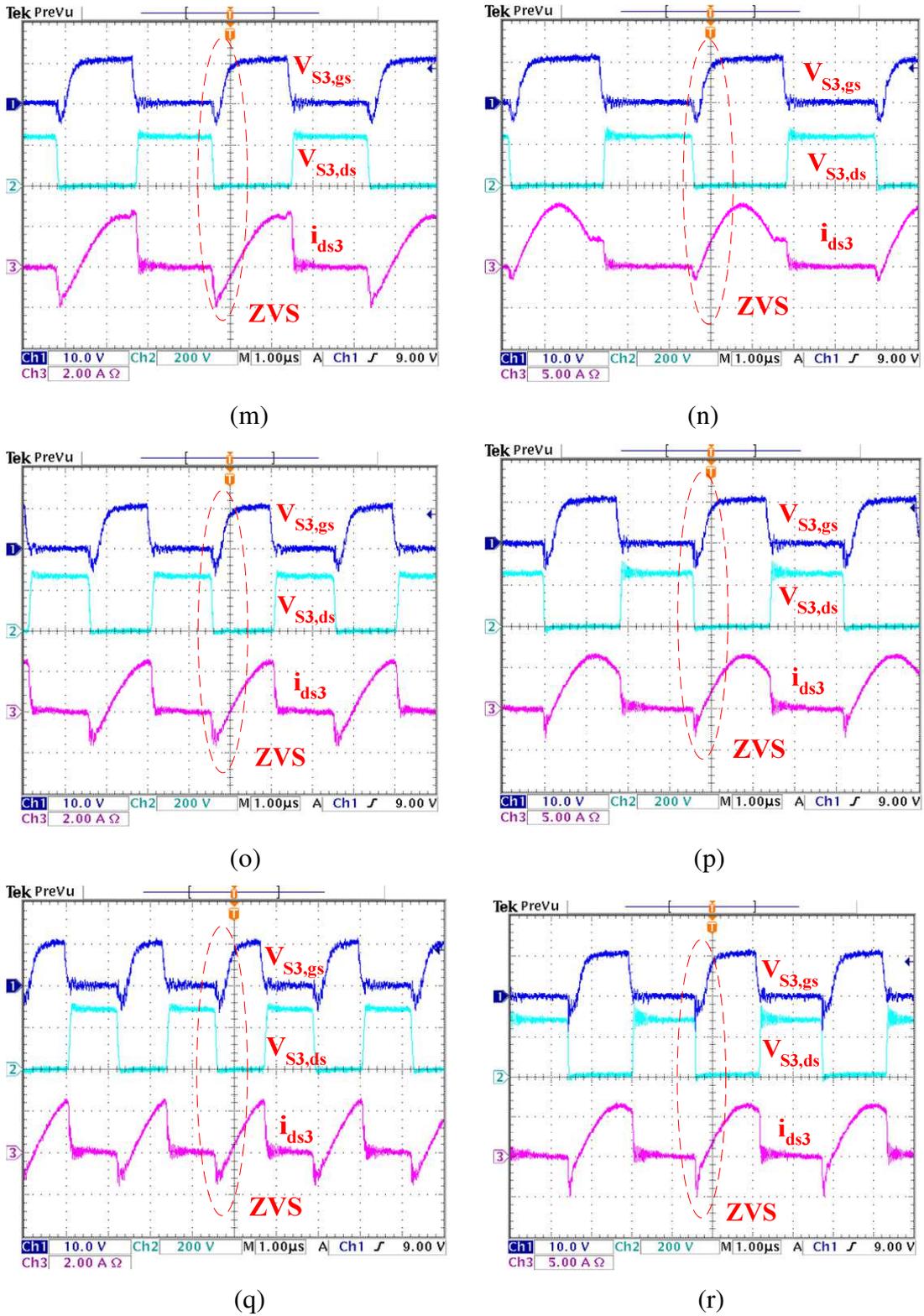


圖 12 主動開關  $S_3$  在輕負載(25%)輸入電壓(m)480 V、(o)540 V、(q)600 V 與滿載(100%)輸入電壓(n)480 V、(p)540 V、(r)600 V 時的閘極觸發訊號與汲源極間耐壓及電流值圖形

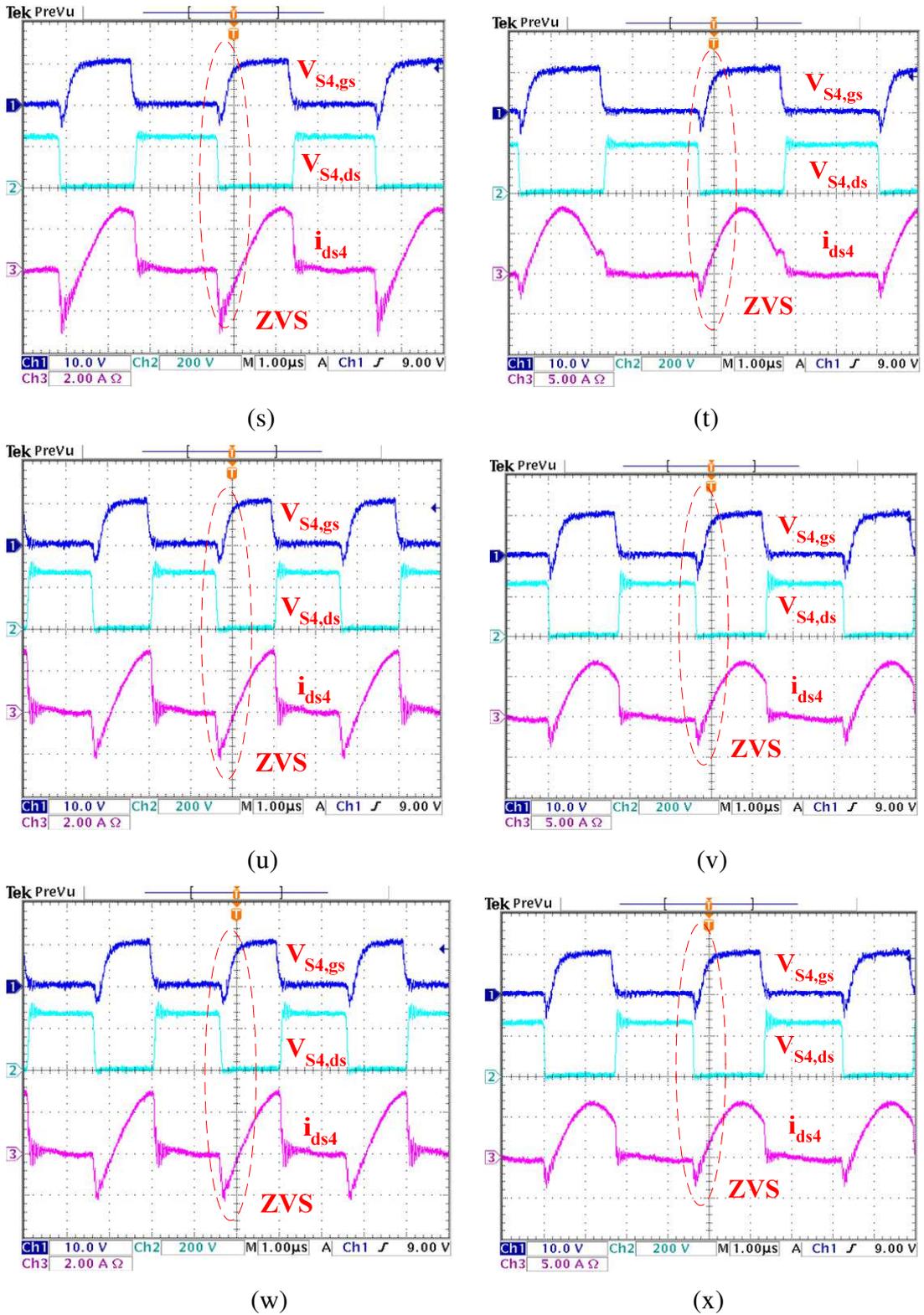


圖 12 主動開關  $S_4$  在輕負載(25%)輸入電壓(s)480 V、(u)540 V、(w)600 V 與滿載(100%)輸入電壓(t)480 V、(v)540 V、(x)600 V 時的閘極觸發訊號與汲源極間耐壓及電流值圖形

圖 13 呈現出，電路中的三個共振迴路中的共振電感電流，可發現電流  $i_{Lr1}$  與  $i_{Lr3}$  於任何輸出與負載情況下始終保持相等，且與電流  $i_{Lr2}$  保持平衡等量大小值且反相位 180 度，當主動開關  $S_1$  導通時，電流  $i_{Lr2}$  從負值增加改變至正值，反之電流  $i_{Lr1}$  與  $i_{Lr3}$  則從正值遞減至負的極性。

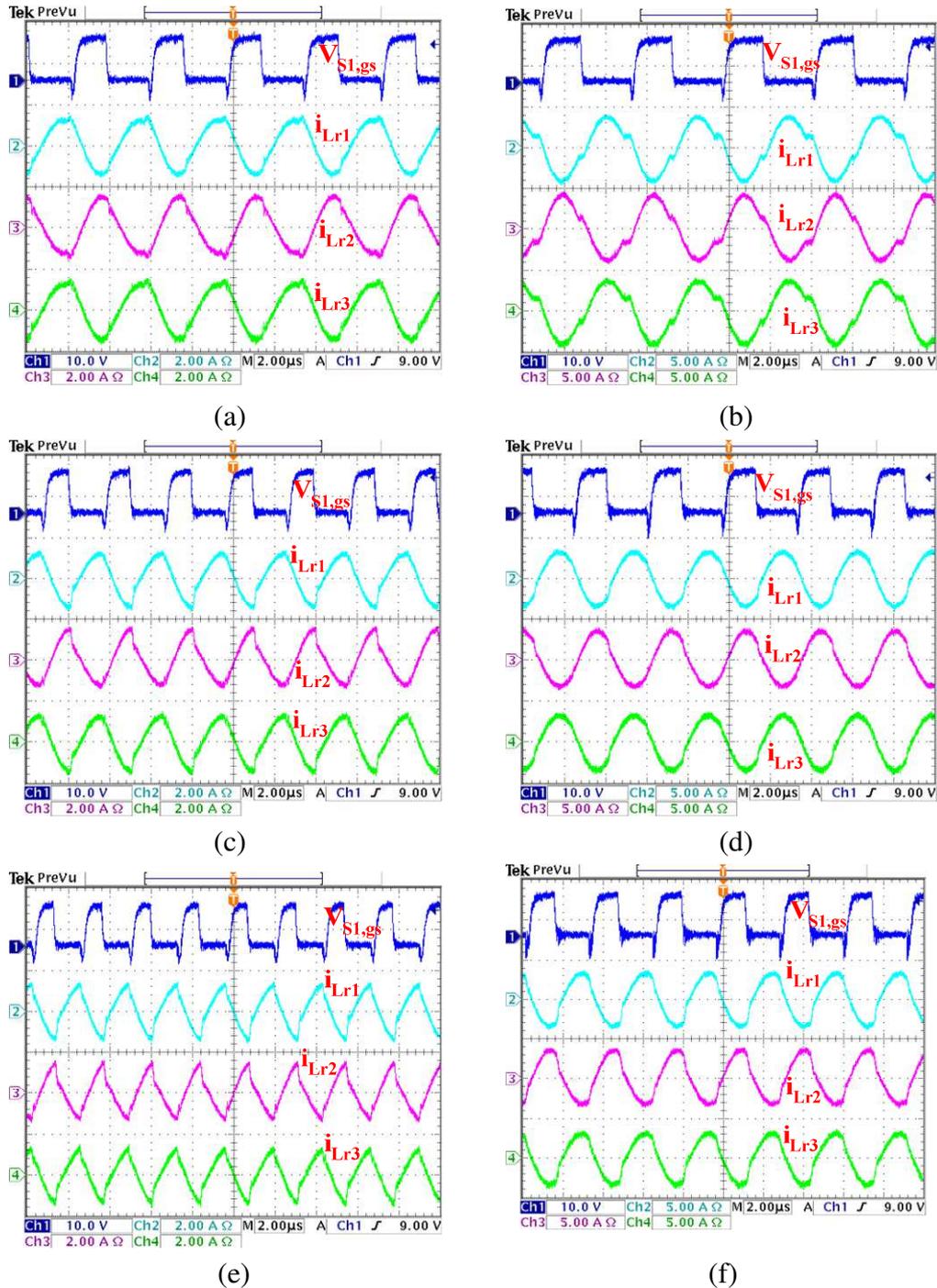


圖 13 量測三個共振電感電流  $i_{Lr1}\sim i_{Lr3}$  在輕負載 (25%) 輸入電壓 (a)  $480\text{ V}$ 、(c)  $540\text{ V}$ 、(e)  $600\text{ V}$  與滿載(100%)輸入電壓 (b)  $480\text{ V}$ 、(d)  $540\text{ V}$ 、(f)  $600\text{ V}$  時，以主動開關  $S_1$  的閘極觸發訊號為參考基準的共振電流量測波形

在圖 14，可看到以主動開關  $S_1$  的閘極觸發訊號為參考基準量測的輸入端輸入電流  $i_{in}$ 、主動開關  $S_1$  的汲源極電流  $i_{ds1}$  與共振電感電流  $i_{Lr1}$  在輸出入電壓與負

載各情況下的量測波形圖；從圖中可發現到因為一個完整週期中供應給二組模組去進行轉換動作，所以輸入電流的漣波頻率明顯增加為汲源極電流  $i_{ds1}$  或共振電感電流  $i_{Lr1}$  的二倍，再者電流的最大峰值也減少為一半以下，明白地證明此架構可改善傳統共振式 LLC 架構電路過大的輸入峰值電流量問題，亦可有效平均分攤整個週期內傳送的電流給各個時間點並不再集中放大峰值量，進而減少各個輸入一次側的主動半導體元件、共振元件等的電流耐流值也減少銅損，更能使用較低的輸入電容於電路中，故此電路架構確實有壓低輸入電流峰值的良好功率。

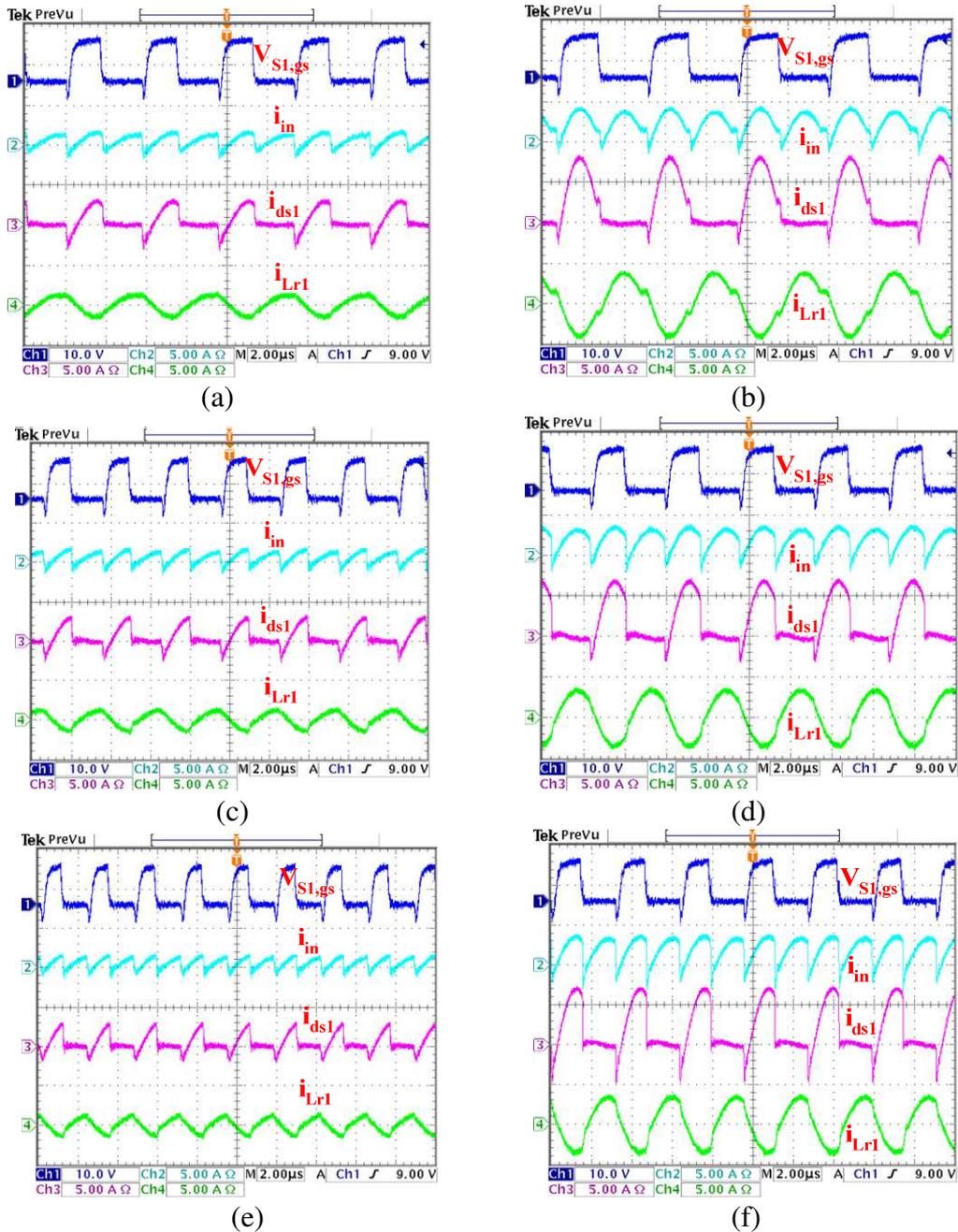


圖 14 量測輸入端電流  $i_{in}$ 、開關汲源極電流  $i_{ds1}$ 、及共振電感電流  $i_{Lr1}$  在輕負載 (25%) 輸入電壓 (a) 480 V、(c) 540 V、(e) 600 V 與滿載(100%)輸入電壓 (b) 480 V、(d) 540 V、(f) 600 V 時，以主動開關  $S_1$  的閘極觸發訊號為參考基準的共振電流量測波形

圖 15 為三個共振電容  $C_{r1} \sim C_{r3}$  在輕重載及輸入電壓為 480V、540V 和 600V 時電壓波形圖，從圖 15 與式子(21)和(22)可看到三個電容亦可當成阻隔電容功能應用，且共振電容  $C_{r2}$  上的電壓值約為  $C_{r1}$  和  $C_{r3}$  的二倍，也可採用二個電容串聯方式取代  $C_{r2}$ ，則可減低共振電容的耐壓值。

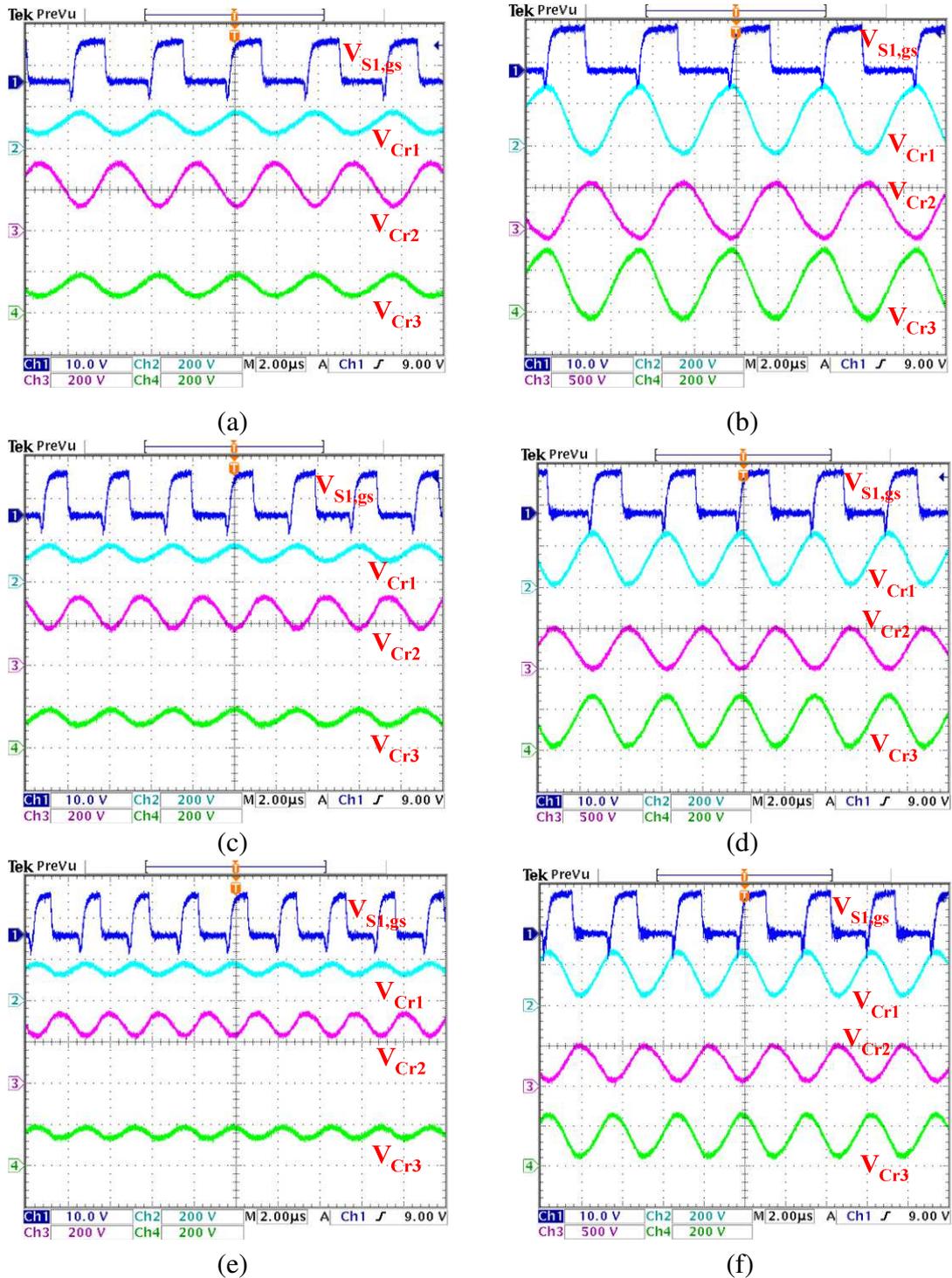


圖 15 量測三個共振電容電壓  $V_{Cr1} \sim V_{Cr3}$  在輕負載 (25%) 輸入電壓 (a) 480 V、(c) 540 V、(e) 600V 與滿載(100%)輸入電壓(b) 480 V、(d) 540 V、(f) 600V 時，以主動開關  $S_1$  的閘極觸發訊號為參考基準的共振電壓量測波形

圖 16 為整流二極體的電流量測圖形，從中能發現全部的輸出電流可平衡分布給二個模組，進而減少二極體的電流耐流值和導通銅損，當工作操作頻率低於共振頻率時，二極體處於串並聯共振階段而能滿足柔性切換的功能，即可零電流截止關閉(ZCS)進而可減少反向再復合損失，此外，當運算工作高於共振頻率時，因為此架構能減少電路的輸出環路電流值，所以二次側的導通損失亦可被最小化。然而，對高輸入電壓和高切換頻率並且想要減少成本和電路體積的切換式電源供應器應用而言，切換損失比導通損失扮演著更重要角色，所以本架構著實解決主動元件的切換損失也一併解決導通損失，不失為未來應用發展的良策之一。

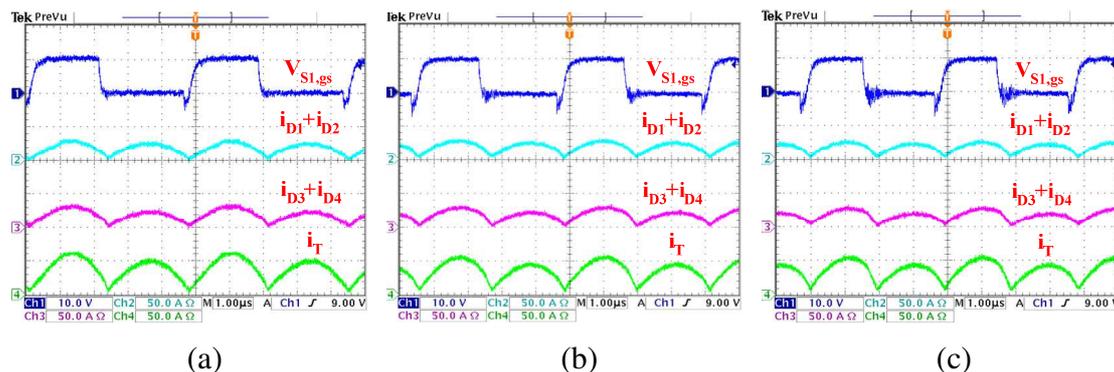


圖 16 輸出整流二極體在滿載於(a) 480 V、(b)540 V、(c)600 V 情況時輸出電流

本研究架構處在不同的輸入電壓和隨著不同的負載進行改變，於圖 17 中可發現系統的操作運算頻率將進行改變，當輸入電壓提高時，工作頻率亦隨著增大；而固定輸入電壓情形下，提昇輸出負載瓦數時，運算頻率則往減少方向發展。此外，當本架構系統處在低於共振核心頻率 320 kHz 時，功率半導體開關可零電壓切換導通 (ZVS)且整流二極體能零電流切換截止(ZCS)，因此功率半導體開關切換損和二極體的反向再復合損問題皆可減小，系統的整體切換損失於此時段內處於最低狀態，相對地，當工作切換頻率高於共振頻率時，因為電路內的迴路電流在本架構中已被改善壓制減小，所以導通損失可被最小化。另一方面，與其他 LLC 電路架構的實驗結果比較，本架構可明顯操作在較大的輸入高低線電壓範圍和輸出不同負載載段，且本實驗的所有操作條件下的切換頻率改變量遠比其他不同架構的窄小，本架構電路在無載時亦可穩壓操作。

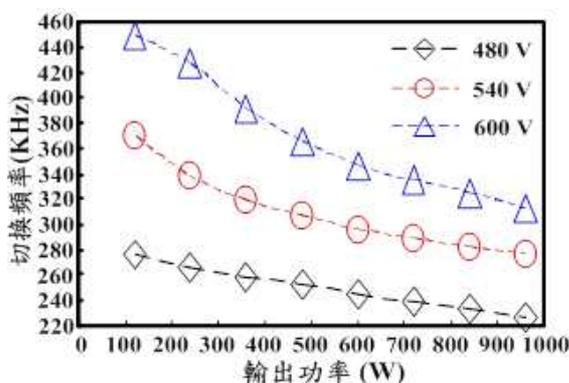


圖 17 在不同的輸入電壓和輸出負載情況下系統的運算切換頻率圖

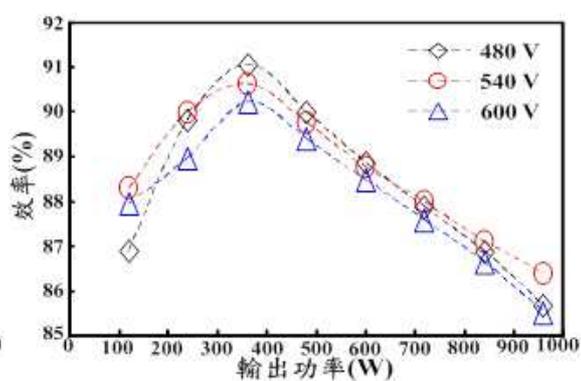


圖 18 本電路架構在不同輸出負載情況下對照的轉換效率圖

為了瞭解本電路架構的轉換特性，在圖 18 中畫出了此實驗電路架構處於三個不同輸入電壓和改變輸出負載情況下對照的轉換效率圖，可明顯看出在平均工作模式和全負載下的轉換效率分別高於 88 % 和 85.2 %。最後研究電路架構在瞬間改變負載情況下的穩定度問題，在圖 19 中可發現在 2 ms 時間內改變負載從 240W 到 960W 不停跳動變換著，系統輸出電壓能可在小電壓及小時間範圍內變回穩電輸出電壓，故本實驗的回授控制是相當穩定的閉回路。

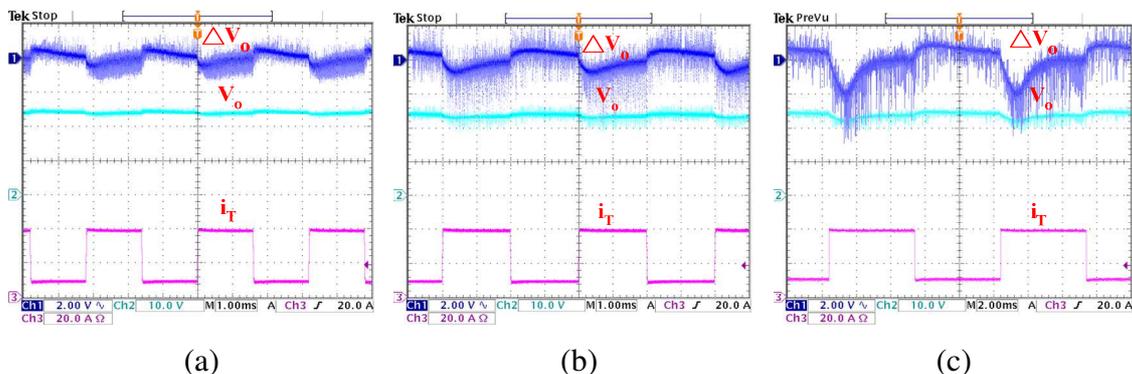


圖 19 電路處在輕載(240 W)和滿載(960 W)於(a) 480 V、(b) 540 V、(c) 600 V 時，負載步進響應圖

## 五、本實驗電路架構之競爭力

- (一) 於輸入一次側，有二個串聯半橋臂及二個分壓電容來平衡且降低四個主動開關功率半導體元件的截止耐壓，使元件分別最大只需承受一半的輸入電壓值，進而解決傳統切換式電源轉換器中共振式轉換器與順向式轉換器功率開關至少需耐一倍以上的輸入電壓之限制。簡言之，因電路架構的改變，使功效開關半導體元件於關閉時只需承受 1/2 的輸入電壓值，故 800V 輸入時，元件只要可耐 500V 規格的即可使用，故不必因高壓系統特別去找高耐壓之元件和增加成本；目前已有相關文章[1-4]報導為了解決高輸入電壓造成開關元件高耐壓的問題，文章中提出使用三階轉換器(three-level converters, TLCs)的架構，該技術採取中間點箝位二極體(neutral-point diode clamp)或是共振電路去克服主動開關、功率開關、箝位二極體、分壓電容(split capacitors)上的高耐壓，該技術非常吸引人們的目光，因為它能让元件只需承擔輸入電壓的一半值，可是該架構卻要使用更多的電路元件使得成本變高，且需複雜的控制方式和必需能提供開關驅動的脈波寬度調變控制晶片(PWM IC)。
- (二) 疊接架構中的二個並聯共振轉換器模組，運用交錯半個切換週期的控制訊號來使一次側輸入電流平衡等量分流給二個共振轉換器模組，以減少功率開關元件和整流二極體的電流通過量，進而減少元件的耐流值，亦有效降低輸入均方根電流值進而可減少一次側變壓器銅損和鐵心尺寸明顯被縮小，同理較低的漣波電流可使輸入電容值下降；換言之，此架構可確切解決傳統 LLC 共振式轉換器主動和被動元件於高輸出瓦數時電路中的高電流壓迫。
- (三) 主動開關元件在零電壓的情況下進行導通可明顯的減少系統的切換能源損耗，與整流開關於零電流時截止關閉亦可防止少數載子反向再復合的問題和切換能源損失，讓功率半導體元件切換損失降至最低，亦提高系統整體平均效率達 92% 以上。

- (四) 採取變壓器串聯—串聯的接法則可平衡確保一次側、二次側各支路的電流平衡和合理有效解決熱效應問題，理論結果證實此種變壓器接法確實有助電流平均分流之效。
- (五) 輸出端為串聯方式，讓千瓦數系統原先需 16 個的橋式整流及 8 個整流二極體的中間抽頭式整流架構可減至只需 4 個來取代即可，有效降低整流元件的數量與成本，也達到希冀電路縮小化和重量減輕的目標，且整流元件上的電流量亦為原來架構的大小，並不會加大元件電流量。
- (六) 使用同步整流功率半導體開關 MOSFET 來取代整流二極體，可減少二極體導通時因元件本身自然特色順向壓降 0.2~0.7V 與輸出大電流乘積的消耗，故可幾乎使整流元件損耗為零。(PS：功率半導體開關 MOSFET 導通時無順向導通壓降值。)
- (七) 在非對稱式半橋轉換器中，二次側整流二極體的耐壓遠高於二倍的輸出電壓，然而此架構耐壓只需二倍的輸出電壓即可，所以低電壓額定的蕭特基或超快速二極體或同步整流功率 MOSFET 即可應用於此研究中來降低成本。因而本研究的系統可讓電路面積減至最小和成本最低、效率最佳化，電路功率密度達最高。
- (八) 主動箝位順向式轉換器[1-5]、非對稱式半橋轉換器[1-5]及全橋相移式轉換器[1-5]，電路中半導體元件具備在高功率或低輸出瓦數的零電壓導通切換特性，使得它們普遍廣泛被應用於現今切換式電源供應器中。然而，零電壓導通切換特性在這些電路架構中仍侷限於特定輸入電壓值和輸出負載瓦數範圍內[1-5]，即零電壓導通切換特性並非任何輸入和負載情況下皆可滿足。再者因為輸出二次側使用濾波電感，讓輸出整流二極體無形中需承擔高電壓和高電流[1-5]；且隨著整流二極體的導通損失增加亦將使得柔性切換特性難以設計於廣範圍的輸出入情形下，此外，在實際的電源供應器應用上，功率半導體元件主要仍受限於高電壓和高電流的威脅。

## 陸、結 論

在本實驗中，我們研究一個應用於高輸入電壓480V到600V輸入、24V/40A (960W)輸出情況下之新式零電壓切換並具變壓器串聯接法的直流對直流(DC/DC)轉換器。於輸入一次側，它有二個串聯半橋臂及二個分壓電容來平衡且降低四個主動開關功率半導體元件的截止耐壓，使元件分別最大只需承受一半的輸入電壓值，進而解決傳統切換式電源轉換器中共振式轉換器與順向式轉換器功率開關至少需耐一倍以上的輸入電壓之限制，故文中提出的電路架構非常適用於高輸入電壓的應用，如三相380V電源系統 (three-phase 380V utility system)、船艦電源分佈系統 (ship electric power distribution system)、伺服器電源系統 (server power supply)、資料儲存電源系統(data storage system)、燃料電池系統(fuel cell system)、雲端基礎硬體設備(cloud-infrastructure hardware)、太陽能高壓系統、電動汽機車電源系統...等。

而疊接架構中的二個共振轉換器模組則可充分運用分流觀念來減少功率開

關元件和整流二極體的電流通過量，進而減少元件的耐流值；其次主動開關元件在零電壓的情況下進行導通可明顯的減少系統的切換能源損耗，與整流二極體於零電流時截止關閉亦可防止少數載子反向再復合的問題和切換能源損失，讓功率半導體元件切換損失降至最低，亦提高系統整體平均效率達88%以上。

採取變壓器串聯—串聯的接法則可平衡確保一次側、二次側各支路的電流平衡，實驗結果證實此種變壓器接法確實有助電流平均分流之效。另外，由於輸出端為串聯方式，讓原先需八個整流二極體的中間抽頭式整流架構可減至只需四個來取代即可，故降低整流二極體的數量與成本，也達到希冀電路縮小化的目標，所以，本研究的架構系統可讓電路面積減至最小和成本最低、效率最佳化。

## 柒、參考資料

- [1] B. R. Lin, J. Y. Dong and J. J. Chen, (2011). “Analysis and Implementation of a ZVS/ZCS DC–DC switching converter with voltage step-up,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 7, pp. 2962–2971, Jul. 2011.
- [2] Y. K. Lo, C. Y. Lin, J. Y. Lin, and H. J. Chiu, (2011). “Analysis and design of a two-transformer active-clamping forward converter with parallel-connected current doubler rectifiers ,” *Int. J. Circ. Theor. Appl.*, vol. 39, Iss. 5, pp.501-514, May, 2011.
- [3] Y. K. Lo, C. Y. Lin, M. T. Hsieh and C. Y. Lin, (2011). “Phase-shift full bridge series-resonant DC-DC converters for wide load variations,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 6, pp. 2572–2575, Jun. 2011.
- [4] C. H. Chien, B. R. Lin, and Y. H. Wang, (2011). “Series resonant converter with series–parallel transformers for high input voltage application,”*IEEE TENCON2011., Conf.*, pp. 873–877, Jan. 2012.
- [5] J. P. Rodrigues, S. A. Mussa, I. Barbi, and A. J. Perin, (2010). “Three-level zero-voltage switching pulse-width modulation DC-DC boost converter with active clamping,” *IET Power Electron.*, vol. 3, no. 3, pp. 345–354, May. 2010.
- [6] George. Lakkass, Texas Instruments (2016). “MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency,” *Electronics Technical.*, pp. 42–44, Apr. 2016.
- [7] George. Lakkass, (2016). “MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency,” *Analog Applications Journal. Enterprise Systems.*, pp. 22–25, Apr. 2016.
- [8] Sanjay Maniktala, (2006). “Switching Power Supply A to Z,” Elsevier., pp. 203–236, 2006.
- [9] Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic’, (2004). “Fundamentals of Power Electronics,” 2<sup>nd</sup> edition, KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS., pp. 92–102, 2004.
- [10] ON Semiconductor, (2018). “LLC Resonant Converter Synchronous Rectification Design using FAN6248,” *Semiconductor Components Industries,LLC, AND9618/D.*, pp. 1–10, Jan. 2018.