

雙變壓器全橋串聯諧振式直流/直流轉換器研製

Design and Implementation of a Two-Transformer Full-Bridge Series-Resonant DC-DC Converter

施慶濃 黃卓文 許汀堉 羅有綱 邱煌仁
Ching-Nung Shih Cho-Wen Huang Ting-Yi Hsu Yu-Kang Lo Huang-Jen Chiu

國立台灣科技大學 電子工程學系

Department of Electronic Engineering, National Taiwan University of Science & Technology

摘要

本論文介紹串聯諧振式轉換器(Series Resonant Converter, 簡稱 SRC)與 LLC 型式串聯諧振式轉換器(LLC-Type Series Resonant Converter, 簡稱 LLC SRC)的理論基礎及動作狀態分析,並分析各動作區間之等效電路,與推導串聯諧振轉換器各區間動作之數學模型。本論文同時針對全橋 LLC 串聯諧振式轉換器進行電路分析,研製一台雙變壓器全橋 LLC 型式串聯諧振轉換器,此架構之優點為變壓器可均分輸出負載電流,分散變壓器體積,並易於實現電源供應器高功率密度之要求,藉由設定諧振頻率及特性阻抗,可計算出各元件之值。最後實作一台輸出規格為 12V/42A 之雙變壓器全橋 LLC 串聯諧振式轉換器,除了將實測結果和理論相互印證之外,並研擬未來研究方向。

關鍵詞: 串聯諧振轉換器、LLC 型式串聯諧振轉換器、雙變壓器全橋架構、零電壓切換技術

Abstract

This thesis focuses on the analysis of basic theories and operating modes of a series resonant converter (SRC) and an LLC-type SRC. The equivalent circuits and their mathematical models for each operation modes are also discussed. The main focus is on analyzing a full-bridge LLC-type SRC. A two-transformer full-bridge LLC-type SRC prototype is implemented. The advantages of this topology are the inherent load current sharing, reduced transformer sizes, and feasible for high power density requirement. From the specified resonant frequency and characteristics impedance, the circuit components can be calculated. Lastly, a two-transformer LLC-type SRC with an output voltage of 12 V and an output current of 42 A is realized. Theoretical analyses are verified with the experimental results. Also future works for this research are included.

Keywords: series resonant converter, LLC-type SRC, two-transformer full-bridge topology, zero-voltage switching technique

一、前言

近幾年來的各式電子產品皆朝向精密與小型化的方向發展,傳統的電能轉換器不論在體積與效率上皆無法滿足現今的需求,電能轉換器被要求提高功率密度(Power Density),故 1970 年代功率半導體技術成熟時,切換式電源才廣泛應用在電源上,因此現今高效率的切換式電源供應器(Switch Mode Power Supply, SMPS)為產業在電源設計方面的重點。

現今大家研發的目標,都在於提高電源的功率密度,為達到這項目標,學界與業界相繼提出許多降低損失進而提高效率的方法,如零電壓切換(Zero Voltage Switching, ZVS)、零電流切換(Zero Current Switching, ZCS)等技術陸續被提出討論。串聯諧振式轉換器(Series Resonant Converter, SRC)為眾多電路架構的其中一種,其利用電感與電容組成諧振電路,將電路中的寄生電容量及寄生電感合併計入共振槽中所需的電容量與電感量,而不讓電路中的寄生元件減損電路的性能。經過適當地設計使其擁有零電壓切換的優點,同時設計操作於較高的切換頻率,可有效縮小磁性元件的體積。

1988 年 C. Q. Lee 和 R. Liu 提出的新諧振技術,在諧振電容旁並聯一電感,發展出 LLC 型式串聯諧振轉換器(簡稱 LLC SRC)[1-6]。LLC SRC 的低頻增益較高,對於輸入電壓範圍變動的應用較優於 SRC。LLC SRC 及 SRC 皆有輕載操作的問題,在空載時由於雜散元件的影響,諧振電路呈現串並聯諧振特性,造成輸出電壓飄高,在有限的切換頻率下,無法正常調節而使電壓過高。

本論文應用功率開關元件零電壓切換技術於雙變壓器全橋 LLC 串聯諧振式轉換器中,雙變壓器形式可分散變壓器體積,其一次側串聯分壓,漏感可相加,跟單一變壓器比較可減少損失,散熱較快,二次側並聯分流,藉由分散電流及零電壓切換來提高輸出功率之規格。

二、串聯諧振式轉換器原理與簡介

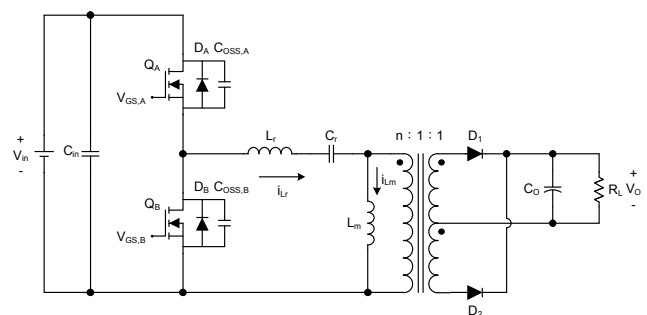


圖 1 LLC 串聯諧振式轉換器電路架構

LLC 串聯諧振式轉換器電路架構如圖 1 所示,由諧振電感 L_r 、諧振電容 C_r 、激磁電感 L_m 與二次側反射之負載組成一個諧振式網路。圖 2 為 LLC 串聯諧振式轉換器電路頻率響應圖,當電路操作於 Region-1 時,頻率改變會使諧振槽的等效阻抗跟隨著改變。由於負載與諧振電感、諧振電容為串聯關係,則輸出電壓與輸入電壓為串聯分壓關係,電壓增益必定小於 1。而當電路操作於

Region-2 時，由於諧振電容 C_r 的容抗會大於諧振電感 L_r 的感抗，因此諧振元件可視為電容性元件，在虛數軸上具有負阻抗特性，與在虛數軸上具有正阻抗性的激磁電感 L_m 形成串聯關係，因此應用串聯分壓原理計算時，電壓增益會大於 1。

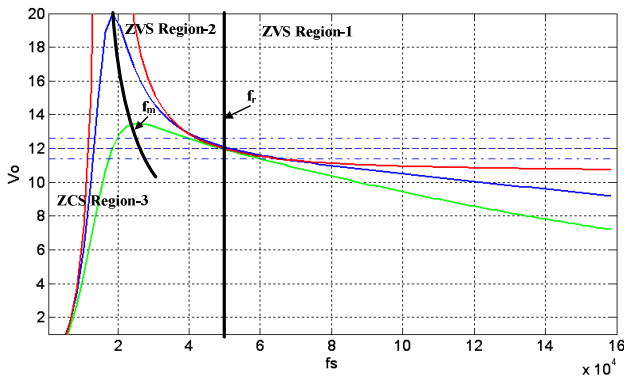


圖 2 LLC 串聯諧振電路頻率響應圖

由圖 2 可以得知，LLC 串聯諧振式電路中含有兩個諧振頻率。第一諧振頻率(f_r)是由諧振電容 C_r 與諧振電感 L_r 所決定；第二諧振頻率(f_m)是由諧振電容 C_r 以及諧振電感 L_r 與激磁電感 L_m 的值所決定。這兩個諧振頻率分別為：

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (1)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{eq} + L_r) C_r}} \quad (2)$$

其中

$$L_{eq} = \frac{R^2 \times L_m}{R^2 + (\omega L_m)^2} \quad (3)$$

在式(3)中，重載時 L_{eq} 趨近於零，輕載時 L_{eq} 近似 L_m 。由 LLC 串聯諧振式轉換器的頻率響應圖，根據式(1)及(2)兩諧振頻率可將其分為三個區域，分別為：

- (1) 切換頻率大於第一諧振頻率之零電壓切換區間 (Region-1)。
- (2) 切換頻率介於第一諧振頻率和第二諧振頻率之間的零電壓切換區間 (Region-2)。
- (3) 切換頻率小於第二諧振頻率的零電流切換區間 (Region-3)。

三、全橋串聯諧振式轉換器

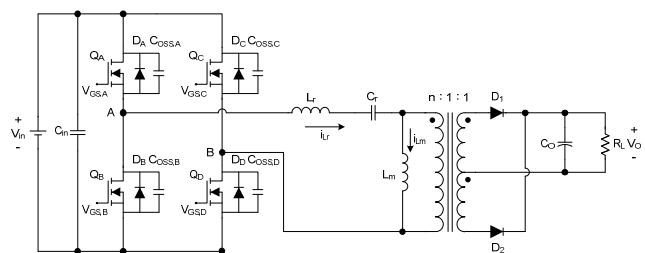


圖 3 全橋串聯諧振式轉換器之電路架構

如圖 3 所示為全橋串聯諧振式轉換器之基本架構圖，一次

側的主要元件為 Q_A 、 Q_B 、 Q_C 、 Q_D 四個開關元件(一般為 Power MOSFET)、諧振電容 C_r 與諧振電感 L_r (為變壓器漏感與外加諧振電感之總和)，二次側的主要元件為中心抽頭型變壓器、輸出整流二極體 D_1 與 D_2 、濾波電容 C_o 。

一次側主動開關元件 Q_A 、 Q_B 、 Q_C 、 Q_D 各負責導通時間約 50% 的週期寬度，且控制信號 Q_A 與 Q_D 同相， Q_B 與 Q_C 同相，另信號 Q_A 與 Q_B 互補且之間含有一段死域時間。當 Q_A 與 Q_D 導通時或 Q_B 與 Q_C 導通時，能量是由一次側傳送到二次側，其中零電壓的切換機制是在開關之死域期間內由諧振電感 L_r 與開關元件寄生電容 $C_{oss,A}$ 、 $C_{oss,B}$ 、 $C_{oss,C}$ 與 $C_{oss,D}$ 產生諧振所完成的。在此電路中電容 C_r 扮演的角色為諧振電容與阻隔電容，以確保變壓器伏秒平衡，避免變壓器飽和。

全橋串聯諧振式轉換器四個切換開關元件之電壓應力約等於輸入電壓，且其輸出整流二極體之電壓應力亦不高，可選用耐壓額定值較小之元件來降低導通損失，再配合零電壓切換特性使切換損失減少，以提高轉換效率。

為了簡化分析，將作以下假設：

- (1) 各元件無任何損耗，視為理想元件。
- (2) 輸出電容很大，可視為定電壓源。

圖 4 為 Region-2 之操作時序圖，以下說明各區間的操作狀況。

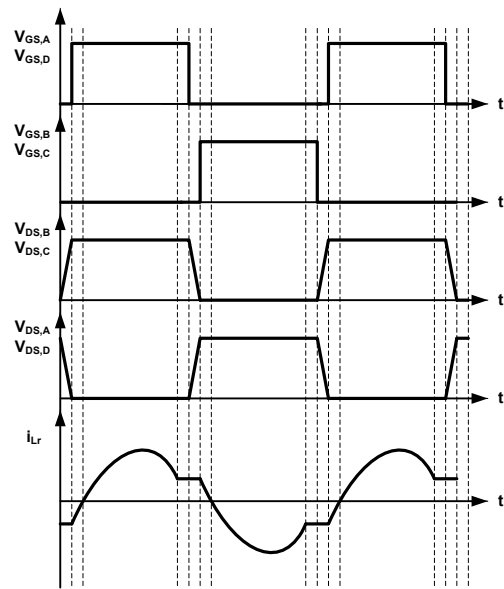


圖 4 LLC 串聯諧振電路時序圖

1. 第一暫態區間： $t_0 < t < t_1$

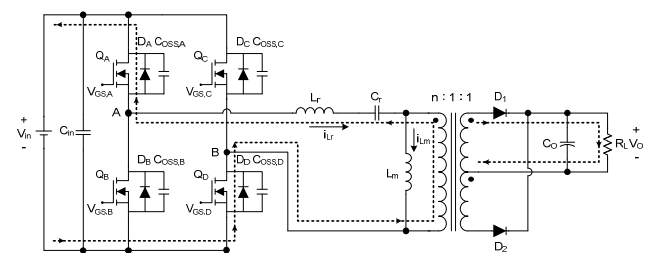


圖 5 第一暫態區間： $t_0 < t < t_1$

如圖 5 所示，在此區間中，功率晶體 Q_A 與 Q_D 達成零電壓切換，諧振電流 i_{Lr} 保持連續，但受到輸入電壓

V_{in} 的影響使諧振電流漸漸上升，二次側整流二極體 D_1 導通。由於輸入電壓 V_{in} 上升使一次側電感 L_m 上產生 nV_o 的電壓並對其充電，待諧振電流 i_{Lr} 為零時，此區間結束。

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_0) \cos \omega_0(t-t_0) + \left(\frac{V_{in} - v_{Cr}(t_0) - nV_o}{Z_0} \right) \sin \omega_0(t-t_0) \quad (4)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{in} - nV_o - (V_{in} - v_{Cr}(t_0) - nV_o) \cos \omega_0(t-t_0) + Z_0 i_{Lr}(t_0) \sin \omega_0(t-t_0) \quad (5)$$

其中

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (6)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (7)$$

2. 能量傳送區間： $t_1 < t < t_2$

如圖 6 所示，在此區間中， Q_A 與 Q_D 於零電壓導通，能量由輸入電壓 V_{in} 經由變壓器傳遞至二次側，諧振電流 i_{Lr} 對諧振電感 L_r 及諧振電容 C_r 充電，而激磁電感 L_m 則由輸出反射回一次側之電壓 nV_o 對激磁電感 L_m 充電。當 $t = t_2$ 時，諧振電流 i_{Lr} 降低至與激磁電流 i_{Lm} 相等時，諧振區間結束。

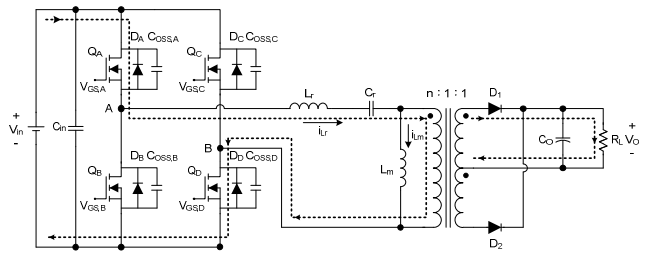


圖 6 能量傳送區間： $t_1 < t < t_2$

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_1) \cos \omega_0(t-t_1) + \left(\frac{V_{in} - v_{Cr}(t_1) - nV_o}{Z_0} \right) \sin \omega_0(t-t_1) \quad (8)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{in} - nV_o - (V_{in} - v_{Cr}(t_1) - nV_o) \cos \omega_0(t-t_1) + Z_0 i_{Lr}(t_1) \sin \omega_0(t-t_1) \quad (9)$$

3. 第二暫態區間： $t_2 < t < t_3$

如圖 7 所示，此區間中，延續上個區間的動作，當 $t = t_2$ 時， Q_A 、 Q_D 持續導通，由於諧振電流 i_{Lr} 降至與激磁電流 i_{Lm} 相等， $i_{Lr} = i_{Lm}$ ，亦即不再有電流流經變壓器一次側，一次側不再傳遞能量至二次側，此時變壓器視為解耦，一次側與二次側斷開。

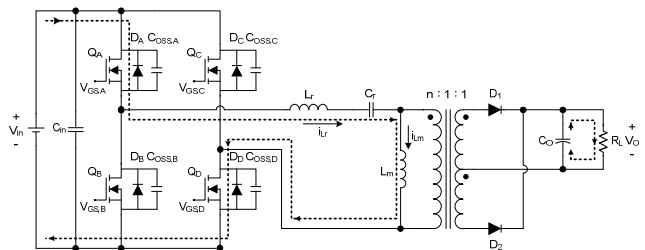


圖 7 第二暫態區間： $t_2 < t < t_3$

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_2) \cos \omega_2(t-t_2) + \left(\frac{V_{in} - v_{Cr}(t_2)}{Z_2} \right) \sin \omega_2(t-t_2) \quad (10)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{in} - (V_{in} - v_{Cr}(t_2)) \cos \omega_2(t-t_2) + Z_2 i_{Lr}(t_2) \sin \omega_2(t-t_2) \quad (11)$$

其中

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{(L_m + L_r) C_r}} \quad (12)$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_m + L_r}{C_r}} \quad (13)$$

4. 零電壓切換區間： $t_3 < t < t_4$

如圖 8 所示，此區間中， $t = t_3$ 時，四個開關 Q_A 、 Q_B 、 Q_C 、 Q_D 截止，諧振電感 L_r 上電感電流必須保持連續，造成功率晶體之寄生電容 $C_{oss,A}$ 、 $C_{oss,D}$ 充電，且 $C_{oss,B}$ 、 $C_{oss,C}$ 放電，直到 $C_{oss,A}$ 、 $C_{oss,D}$ 兩端電壓由 0 充到 V_{in} ， $C_{oss,B}$ 、 $C_{oss,C}$ 兩端電壓從 V_{in} 放電至 0。於 $t = t_4$ ， Q_B 、 Q_C 零電壓導通，由於諧振電流 i_{Lr} 下降至與激磁電流 i_{Lm} 相等，亦即變壓器一次側無電流流過，一次側與二次側依然斷開。

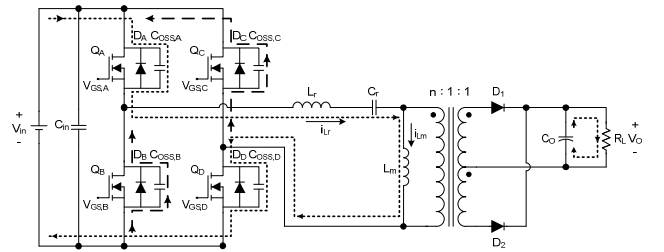


圖 8 零電壓切換區間： $t_3 < t < t_4$

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_3) \cos \omega_3(t-t_3) + \left(\frac{V_{in} - v_{Cr}(t_3)}{Z_3} \right) \sin \omega_3(t-t_3) \quad (14)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{in} + (V_{in} - v_{Cr}(t_3)) \cos \omega_3(t-t_3) + Z_3 i_{Lr}(t_3) \sin \omega_3(t-t_3) \quad (15)$$

其中

$$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{(L_m + L_r)(C_r // C)}} \quad (16)$$

$$Z_3 = \sqrt{\frac{L_m + L_r}{(C_r // C)}} \quad (17)$$

$$C = 2C_{oss,A-D} \quad (18)$$

四、雙變壓器串聯諧振式轉換器諧振槽分析

本論文使用如圖 9(a) 所示之雙變壓器串聯諧振式轉換器電路架構。兩變壓器一次側輸入端串聯，二次側輸出端並聯，而轉換器電路架構主要包括諧振電容 C_r 與諧振電感 L_r 、雙變壓器 T1、T2、輸出二極體 D1、D2、D3、D4、輸出電容 C_o 與輸出負載電阻 R_L ，其中變壓器 T1、T2 匝數比相同，條件相同。

將圖 9(a) 之二次側輸出負載，分別依匝數比關係同時反射至一次側，即可將串聯諧振式轉換器化為如圖 9(b) 所示之等效模型。因變壓器條件相同，則激磁電感 $L_{m1} = L_{m2}$ ，且因二次側輸出端為並聯關係，反射至一次側

時 $R_1=R_2=2R$ ， $R = n^2 \cdot \frac{8R_L}{\pi^2}$ ，則可將圖 9(b) 等效模型化為如圖 9(c)，其中 $L_m=L_{m1}+L_{m2}$ 、 $R_1+R_2=4R$ 。

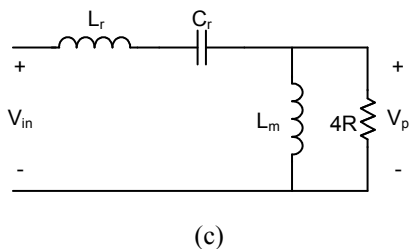
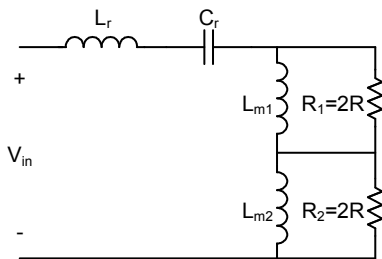
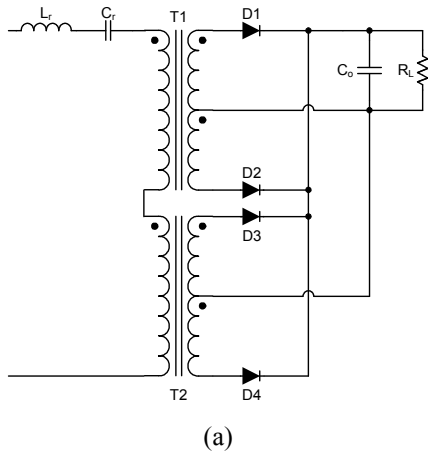


圖 9 (a) 雙變壓器串聯諧振式轉換器電路架構 (b) 一次側等效模型 (c) 簡化後一次側等效模型

五、設計考量

1. 變壓器設計

(a) 計算一次側最小圈數 N_{p1}

由於使用雙變壓器，且變壓器一次側串聯，則變壓器一次側各跨一半的輸入電壓，即為 $V_{in}/2$ 。由式(19)計算變壓器一次側最低圈數，其中 k 在方波時為 4，弦波時為 4.4， A_e 為變壓器有效磁通面積、 B_{max} 為磁通密度、 f 為切換頻率。

$$N_{p1, \min} = \frac{V_{in}}{k \cdot B_{max} \cdot A_e \cdot f} \times 10^8 \quad (19)$$

(b) 圈數比

$$n \geq \frac{2}{V_o + V_f} V_{in} \quad (20)$$

$$n = \frac{N_{p1}}{N_{s1}} \quad (21)$$

其中 N_{p1} 為一次側圈數、 N_{s1} 為二次側圈數

2. 諧振電感 L_r 的限制

當雙變壓器繞製完成後，可量得變壓器一次側之漏感 L_{k1} 、 L_{k2} ，由於 $L_r = L_{k1} + L_{k2} + L_{r1}$ ，且漏感串聯於諧振槽，故 L_r 最小值由 $L_{k1} + L_{k2}$ 決定。

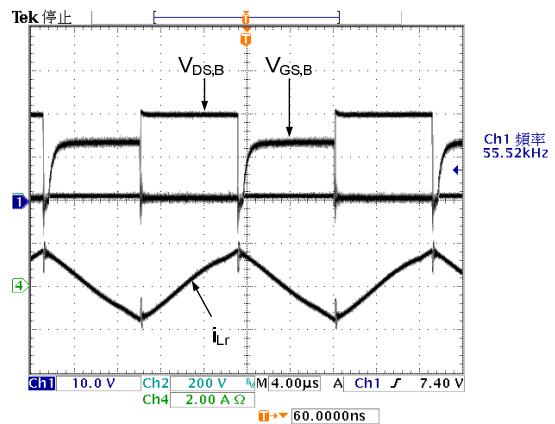
3. 諧振電容 C_r 的限制

變壓器製作後，漏感與諧振頻率 f_r 限制了諧振電容 C_r 。

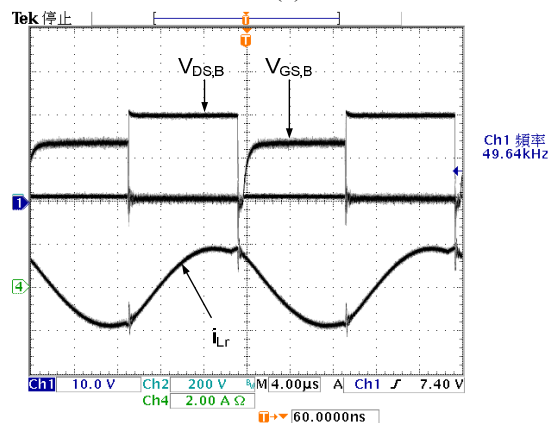
六、實驗結果

轉換器的規格為輸入電壓 $V_{in}=380V$ ，最大輸出功率 $P_o=500W$ ，直流輸出電壓 $V_o=12V$ ，最大輸出電流 $I_o=42A$ ，切換頻率 $f_s=40\sim 150kHz$ ，效率 $\eta=90\%$ 。

圖 10(a) 為輸入電壓 $V_{in}=380V$ ，輸出功率 $P_o=24W$ 時， $V_{GS,B}$ 、 $V_{DS,B}$ 與一次側電流的波形，切換頻率操作於 55.52kHz。圖 10(b) 為輸出功率 $P_o=240W$ 時波形，切換頻率操作於 49.64kHz。圖 10(c) 為輸出功率 $P_o=504W$ 時波形，切換頻率操作於 46.91kHz。



(a)



(b)

七、結論

本論文主要探討雙變壓器全橋 LLC 串聯諧振式轉換器之研製，於文中介紹了 LLC 串聯諧振式轉換器於 Region-2 的動作原理。市面上有很多種為此電路拓撲所開發之控制 IC 可供採用。本論文採用零電壓變頻切換技術來實現，由於諧振式轉換器於輕載受到雜散元件效應的影響，而產生電壓無法調節之問題，本文分析雙變壓器串聯諧振式轉換器諧振槽，其雙變壓器形式可分散變壓器體積，其一次側串聯分壓，漏感可相加，跟單一變壓器比較可減少損失，散熱較快，二次側並聯分流，可分散負載電流。

最後，實際完成輸出功率 $P_o=500W$ 、輸出電壓 $V_o=12V$ 、輸出電流 $I_o=42A$ 之雙變壓器全橋 LLC 串聯諧振式轉換器。

參考資料

- [1] R. Elferich and T. Duerbaum, "A New Load Resonant Dual Output Converter," IEEE PESC, pp. 1319-1324, 2002.
- [2] R. Liu and C. Q. Lee, "Analysis and Design of LLC-type Series Resonant Converter," IEE Proc. vol. 24, no. 24, pp. 1517-1519, 1988.
- [3] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang, and G. S. Huang, "LLC Resonant Converter for Front End DC/DC Conversion," IEEE APEC, pp. 1108-1112, 2002.
- [4] B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F. C. Lee, and J. D. Van Wyk, "Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter," IEEE APEC, pp. 533-538, 2006.
- [5] R. Cheng, Y. Yang, and Y. Jiang, "Design of LLC Resonant Converter with Integrated Magnetic Technology," IEEE ICEMS, pp. 1351-1355, 2005.
- [6] S. A. Liang, "Design Optimization for LCD TV Power Supply with Resonant Technique," IEEE PESC, pp. 702-707, 2007.

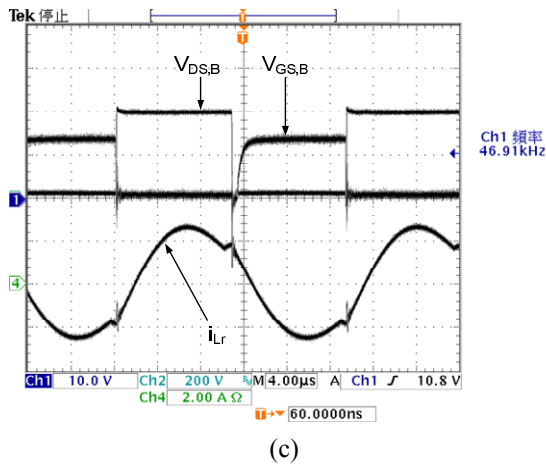


圖 10 $V_{in}=380V$, $P_o=504W$ 實驗波形：CH1： $V_{GS,B}(10V/div)$ ；CH2： $V_{DS,B}(200V/div)$ ；CH4： $i_{Lr}(2A/div)$ ；Time：4 $\mu s/div$

圖 11 為 V_{AB} 及各變壓器一次側跨壓 V_{Np1} 與 V_{Np2} 波形，可看出各變壓器一次側跨壓約各佔一半的輸入電壓。

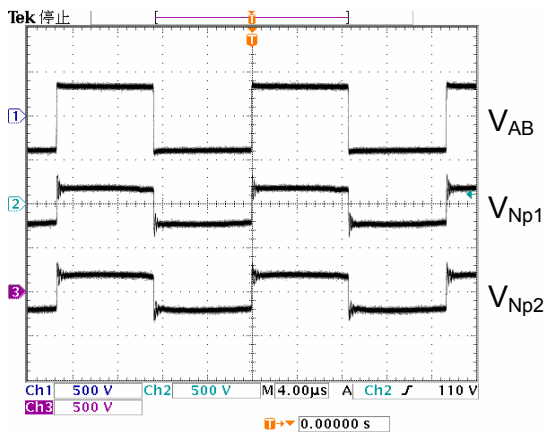


圖 11 V_{AB} 及各變壓器一次側跨壓波形：CH1： $V_{AB}(500V/div)$ ；CH2： $V_{Np1}(500V/div)$ ；CH3： $V_{Np2}(500V/div)$ ；Time：4 $\mu s/div$

如表 1 所示為分別量測於不同負載下之實驗數據，由於變壓器損失可分為鐵芯損失與銅線損失，其中鐵芯損失依法拉第定律計算與負載大小無關，所以於輕載時，效率會較差。

表 1 $V_{in}=380V$ 之量測數據、效率

輸入電流 I_{in} (A)	輸出電壓 V_o (V)	輸出電流 I_o (A)	操作頻率 f_s (kHz)	電路效率 η (%)
35.05m	12.32	0.5	58.62	46.18
52.08m	12.32	1	57.08	62.15
85.89m	12.31	2	55.52	75.31
188.06m	12.30	5	53.10	85.92
357.3m	12.27	10	51.40	90.23
527.5m	12.24	15	50.41	91.47
698.6m	12.20	20	49.64	91.79
869.2m	12.16	25	48.98	91.94
1.0423	12.12	30	48.38	91.70
1.2150	12.07	35	47.79	91.43
1.3906	12.03	40	47.14	91.01
1.4606	12.01	42	46.91	90.83