

相移控制雙變壓器返馳式轉換器之傳導性電磁干擾抑制 Phase Shift Controlled Dual-Transformer Flyback Converter for Mitigation of Conducted EMI

李永勳
輔仁大學電子工程學系

242 台北縣新莊市中正路 510 號
Tel: (02) 29053791
Fax: (02) 29042638
E-mail: lee@ee.fju.edu.tw

陳志善
輔仁大學電子工程學系

242 台北縣新莊市中正路 510 號
Tel: (02) 29053791
Fax: (02) 29042638
E-mail: amos.chen@liteon.com

摘要

雙變壓器返馳式交換電路已被用在高功率攜帶型電源供應器中，為了縮小體積和降低價格，提出相位移動控制方法，分別驅動雙變壓器的 MOSFET，用來降低傳導性電磁干擾及輸出電容器之電容量，以達到降低價格、縮小體積及增加使用壽命。本文用模擬及實驗結果來詳細說明。

關鍵詞：傳導性電磁干擾、返馳式交換電路、相位移動控制、推挽式控制。

Abstract

Dual-transformer flyback converter has been used in the high power switching mode power supply, for degreasing volume and reducing price, we proposed that a shift phase method to drives dual-transformer's MOSFET, reducing the conducted EMI and capacity amount of output capacitor. Both simulating and experimental results are given in detail.

Keywords: Conducted EMI, Flyback converter, Shift phase control, Push-pull control,

1. 前言

由於電子產品不斷要求朝向體積小、功能強，在這要求下電源供應器相對要提供更大瓦特數及更小的體積，現今可攜帶型電源供應器及 LCD TV 內置式電源，已朝向高功率小體積發展，目前市面上已有 160W，其體積為長 200mm、寬 100mm、高 50mm，在交換電源供應器內，變壓器是很重要元件，通常變壓器高度決定了電源供應器的高度，在設計變壓器時必須考慮磁飽和及溫度，通常發生磁飽和是因為電流過大，溫度太高是因變壓器損失太大，變壓器總損失為鐵損(Core loss)加上銅損(Copper loss)之和，為避免變壓器因溫度過高

[1]，因此利用雙變壓器並聯[2]，以達到降低損耗及分散溫度，舉例 160W 雙變壓器將平均分擔瓦特數，變壓器各別分擔 80W，流經變壓器電流減少一半，總銅損減少一半($P = I^2 \times R$)，對於變壓器溫度將有極大幫助，在設計變壓器將可選擇高度較低的變壓器，因此電源供應器高度也變低了。這篇論文內應用多相直流對直流轉換器原理[3,4]，將並聯變壓器分成兩相，利用相移控制使其儲能及釋放能量時間不同，降低輸入最大電流(peak current; I_{cpk})及輸出電容的漣波電流(ripple current; I_{co})，如此設計可得到兩項優點：(1).抑制傳導性電磁干擾，電磁干擾(Electromagnetic Interference, EMI)的源頭通常是因為電壓(dV/dt)及電流(di/dt)瞬間變化過高而造成，這些干擾源經由耦合及傳導路徑，耦合到感受電路而產生電磁干擾，常用抑制電磁干擾的方法有三種：一是濾波(Filtering)；二是遮蔽(Shielding)；三是隔離(Isolation)。但這些方法都是當干擾源產生才加以抑制，當干擾源已產生時，通常會須要更多的時間及金錢去抑制，因此直接降低干擾源是抑制電磁干擾最有效的方法。利用相移方法降低 I_{CPK} ，可減少電流(di/dt)的變化率，降低干擾源的產生，而達到抑制傳導性電磁干擾[5,6]。(2).在輸出漣波電壓不變下 I_{co} 降低，則輸出電容器容值減少，例如輸出漣波電壓為 100mV、電容器 1000uF 其 ESR 為 50mΩ，比較漣波電流 2 安培及 4 安培，2 安培只需一個 1000uF 電容器，4 安培需要兩個 1000uF 電容器並聯。因此在抑制傳導性電磁干擾和輸出電容器並可減少元件數，如此將可降低成本及體積。在實做方面應用市面上廣用的推挽式(Push-Pull)控制 IC 用來實現兩相電路[7,8]。

第二節說明傳統返馳式轉換器設計及實際設計一個 160W 的變壓器，第三節說明雙變壓器返馳式轉換器應用及其缺點，第四節相移控制雙變壓器返馳式轉換器電路說明並比較相移控制返馳式優於雙變壓器返馳式，第五節用模擬及實驗結果來詳細說明相移控制返馳式優於雙變壓器返馳式，最後為結論。

2. 傳統返馳式轉換器

圖 1 為傳統返馳式轉換器電路，因轉換器之安裝為封閉空間且無風扇及自然對流，因此必須盡量使其效率增加及降低熱的產生，通常必需用多個元件並聯，降低內阻或分散電流，例如在一次側功率晶體及二次側整流元件用兩個以上元件並聯使用，如圖 1 在一次側的兩個 MOSFET 及二次側的整流二極體並聯使用。本文將實際設計一個 160W 的變壓器，其輸入電壓為 $90V_{AC}$ (V_{inmin}) 到 $264V_{AC}$ (V_{inmax})、輸出電壓 (V_o) 為 20V、輸出電流 (I_o) 為 20A、工作頻率 (f) 為 50KHz，返馳式變壓器如下節說明。

2.1 變壓器設計

變壓器在設計必須先估算出輸入功率 (P_{in})，計算式如下：

$$\text{輸入功率}(P_{in}) = \frac{\text{輸出功率}(P_o)}{\text{效率}(\eta)} \quad (1)$$

通常 160W 輸出電壓為 20V，效率在 85% 到 88%，我們取最小值 85% 計算由式(1)得到輸入功率為 188W，在決定變壓器圈數比 N 時，必須注意在最大輸入電壓時變壓器二次側電壓不可超過整流二極體逆向耐壓 (V_r)，在此採用蕭特基(Shottky)二極體逆向耐壓 (V_r) 100V、順向偏壓 (V_f) 為 0.58V，由式(2)可以得到圈比 N 等於 4.8。

$$N > \frac{V_{inmax} \times \sqrt{2}}{V_r} \quad (2)$$

因由電壓秒平衡原理得到式(3)(4)，計算最大週期 D_{max} 為 0.5。

$$\frac{D_{max}}{N(1-D_{max})} = \frac{V_o + V_f}{V_{inmin} \times \sqrt{2}} \quad (3)$$

$$D_{max} = \frac{N \times (V_o + V_f)}{V_{inmin} \times \sqrt{2} + N \times (V_o + V_f)} \quad (4)$$

輸入最大電流 (PEAK CURRENT; I_p) 是出現在最低輸入電壓 (V_{inmin})，由式(5)可以計算出的最大電流為 6.56A

$$I_p = \frac{P_{in}}{V_{in} \times D_{max}} \quad (5)$$

$$L = \frac{V_{inmin} \times D_{max}}{I_p \times f} \quad (6)$$

$$N_p = \frac{L \times I_p}{B \times Ae} \quad (7)$$

$$N_s = \frac{N_p}{N} \quad (8)$$

其中 B 為磁通密度， Ae 為變壓器有效面積，由式(6)求得變壓器電感為 153uH，變壓器選擇 PQ5050Z PC40，

其變壓器有效面積 Ae 為 $3.28cm^2$ ，磁通密度 B_{max} 為 4000 高斯為防止變壓器飽和，在此用 2000 高斯，一次側圈數 N_p 由式(7)計算結果為 24 圈 (T_s)，經由圈數比 N 可得到 N_s 為 $5T_s$ ，將設計結果整理於表 1。

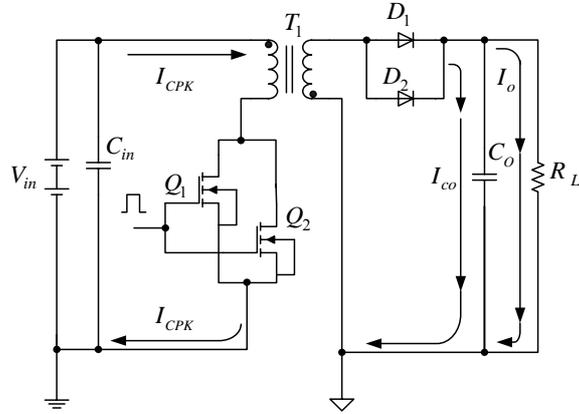


圖 1 傳統返馳式轉換器電路

表 1 160 瓦攜帶型電源供應器設計規格

設計規格	傳統返馳式	雙變壓器並聯返馳式
輸入最低電壓	90V	90V
輸入最高電壓	264V	264V
輸出電壓	20V	20V
輸出電流	8A	4A
輸出功率	160W	80W
輸入功率	188W	94W
工作效率	85%	85%
工作頻率	50KHz	50KHz
輸入最大電流	6.56A	3.28A
輸入電流有效值	2.7A	1.33A
二次側整流二極體逆向耐壓	100V	100V
二次側整流二極體	0.58V	0.58V
二次側整流二極體最大電流	31.2A	15.6A
二次側整流二極體有效值	13.1A	6.6A
一次側二次側圈數比	4.8	4.8
最大週期	0.5	0.5
變壓器一次側電感值	153uH	306uH
變壓器二次側電感值	6.8uH	13.5uH
變壓器一次側圈數	24T	24T
變壓器二次側圈數	5T	5T
變壓器一次側線徑 0.6φ	2 條	1 條
變壓器二次側線徑 0.5φ	13 條	7 條

3. 雙變壓器返馳式轉換器

由於攜帶型電源供應器轉換器本身散熱條件很

差，所以必須盡量降低損耗及將熱分散，由表 1 得知 160W 變壓器電流很大，通常會造成銅損過大溫度過高，利用兩個變壓器並聯使用如圖 2，當變壓器特性一樣，如此兩變壓器將平均分擔瓦特數，就 160W 來說兩顆變壓器將各分擔 80W，表 1 得 80W 變壓器電流將是 160W 的一半，變壓器將可使用較小體積的 PQ3220 PC40。PQ3220 變壓器高度為 22mm 而 PQ5050Z 為 50mm，PQ3220，對攜帶型電源供應器轉換器的高度將有很大的幫助。實際上變壓器特性上無法完全一樣，因此並聯使用會有迴流電流 $i_c(t)$ 產生，將在下一節討論。

3.1 變壓器迴流電流 $i_c(t)$

當 Q_1 、 Q_2 導通時變壓器儲存能量如圖 3(a)，假設變壓器電感量 L_{m1} 與 L_{m2} 可以得到一次側電流如式 (9)(10)：

$$i_{m1}(t) = I_{pk1} - \frac{N \times V_o}{L_{m1}} \times t \quad (9)$$

$$i_{m2}(t) = I_{pk2} - \frac{N \times V_o}{L_{m2}} \times t \quad (10)$$

當 Q_1 、 Q_2 截止時變壓器釋放能量如圖 3(b)所示，二次側電流 $i_{s1}(t)$ 、 $i_{s2}(t)$ 為：

$$\begin{aligned} i_{s1} = i_{s2} &= \left(\frac{i_{m1}(t)}{2} + \frac{i_{m2}(t)}{2} \right) \times N \\ &= \frac{I_{pk1} + I_{pk2}}{2} \times N - \frac{N^2 \times V_o}{2 \times (L_{m1} // L_{m2})} \times t \end{aligned} \quad (11)$$

其中 $L_{m1} // L_{m2}$ 是兩變壓器的磁化電感並聯，當 $L_{m1} \neq L_{m2}$ 時會 $i_c(t)$ 從式 (12) 得到變壓器迴流電流 $i_c(t)$ 。

$$\begin{aligned} i_c(t) &= \frac{i_{m1}(t)}{2} - \frac{i_{m2}(t)}{2} \\ &= \frac{I_{pk1} - I_{pk2}}{2} - \frac{N \times V_o}{\frac{L_{m1} \times L_{m2}}{L_{m1} - L_{m2}}} \times t \end{aligned} \quad (12)$$

表 2 雙變壓器在最壞的狀況下電流分流及功率損失平衡的比率

最大差異	最壞電流分流	最壞功率損失平衡
20%	1:1.41	1:1.15
10%	1:1.18	1:1.08

由表 2 可得到變壓器製造時其誤差要控制在 10% 內以減少迴流電流及功率不平衡之損失。

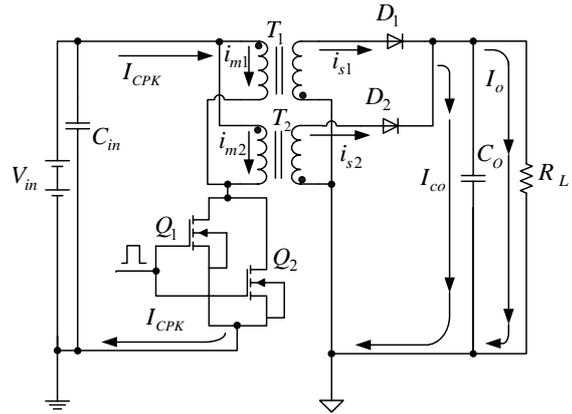
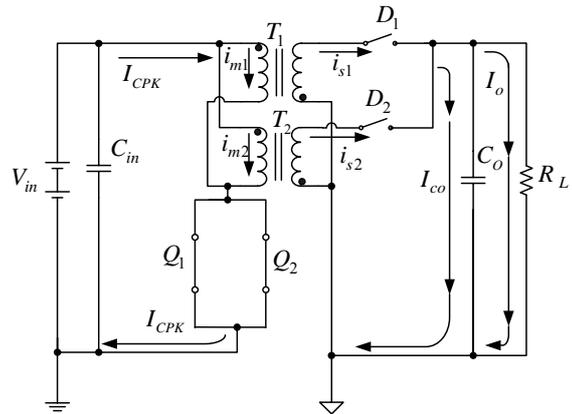
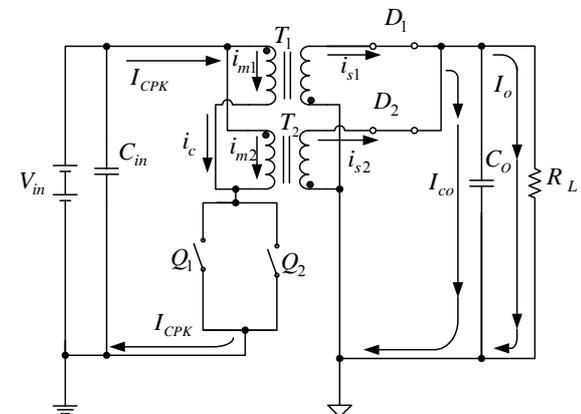


圖 2 雙變壓器並聯返馳式轉換器電路



3(a) Q_1 和 Q_2 為導通狀態



3(b) Q_1 和 Q_2 為截止狀態

圖 3 雙變壓器模組等效電路

4. 相移控制驅動雙變壓器返馳式轉換器

從 3-1 節可以得到並聯返馳式因變壓器在特性不同時會產生迴流電流及功率不平衡現象，為了改善這問題，用相移方法分別驅動 Q_1 及 Q_2 來改善如圖 4，當 Q_1 導通時 Q_2 截止，而 Q_2 導通時 Q_1 截止，因此在 T_1 或 T_2 多餘的能量，將無法釋放到彼此，且此法將可降低輸入最大電流及輸出電容的漣波電流，如此將可降低電磁干擾及輸出漣波。

4.1 電路說明

圖 5 為相移控制驅動雙變壓器返馳式轉換時序圖，在 t_1 為初期 Q_1 、 Q_2 、 D_1 、 D_2 都为截止狀態，輸出電容電壓 V_{CO} 為零，輸出電壓 V_o 等於零。在 t_2 時 Q_1 導通 T_1 儲能，在 t_3 時 Q_1 截止 T_1 釋放能量 D_1 導通並向 C_o 充電，同時 Q_2 導通 T_2 儲能。在 t_4 時 Q_2 截止 T_2 釋放能量 D_2 導通並向 C_o 充電，同時 Q_1 導通 T_1 儲能，如此重複執行，達到電壓正常穩定輸出。因變壓器是在不同時間儲能及釋放能量，將可避開兩變壓器因特性不同，而產生的電流分流現象。

表 3 160W 並聯返馳式與相移控制返馳式電流比較

	雙變壓器並聯返馳式	相移控制驅動雙變壓器返馳式
輸入最大電流 I_{cpk}	6.5A	3.3A
輸出電容的漣波電流 I_{co}	32A	16A

4.2 比較雙變壓器並聯返馳式及相移控制驅動雙變壓器返馳式

為降低 EMI 干擾的源頭，利用相移方法降低 I_{CPK} ，可減小 $\frac{di}{dt}$ ，降低電流變化率，進而抑制傳導性電磁干擾。說明如下：並聯變壓器的總電流 $I_{CPK} = i_{m1} + i_{m2}$ ，而相移控制驅動雙變壓器 $I_{CPK} = i_{m1} = i_{m2}$ ， I_{CPK} 計算結果如表 3 所示，利用相移控制返馳式可使 I_{CPK} 電流值降為一半，如此將可降低電磁干擾的源頭。

$$I_{CO-rms} = \sqrt{\frac{1 + (4 \times \frac{t_{on}}{t_{off}})}{3}} \times I_o \quad (13)$$

其中 t_{on} 為開關導通時間， t_{off} 為開關截止時間。在輸出電容方面，由式(13)我們可以計算出電容的漣波電流有效值 I_{co-rms} [8]。

$$ESR = \frac{\Delta V_o}{I_{CO}} \quad (14)$$

式(14)由歐姆定律得到輸出漣波電壓等於漣波電流 I_{co} 乘電容的等效串聯電阻 ESR (Equivalent Series Resistance)，由式(14)可以求輸出電容 ESR，計算出 I_{co-rms} 及 ESR 後經查電容規格書找出適當的電容器，表 4 為輸出功率 160W 計算結果，通常輸出漣波 ΔV_o 為 1% 輸出電壓，160W 輸出電壓 20V 則漣波 $\Delta V_o = 200mV$ ，工作頻率 50KHz 計算出輸出電容量，經由表 4 查出適當電容規格為容量 3300uF、35V、ESR

為 45mΩ、漣波電流有效值 I_{co-rms} 為 3.5A、直徑與高度為 16mm 和 36mm，其結果並聯返馳式需要八個電容，相移控制返馳式只需四個電容並聯，通常輸出電容量約佔總體積為 16% 如圖 6 所示，因此相移控制返馳式將可節省總體積 8% 空間。

表 4 160W 並聯返馳式與相移控制返馳式電流輸出電容計算結果

	並聯返馳式	相移控制返馳式
I_{CO-rms}	10.32A	4.6A
ESR	6.25mΩ	12.5mΩ
C_o	3300ufx8	3300ufx4

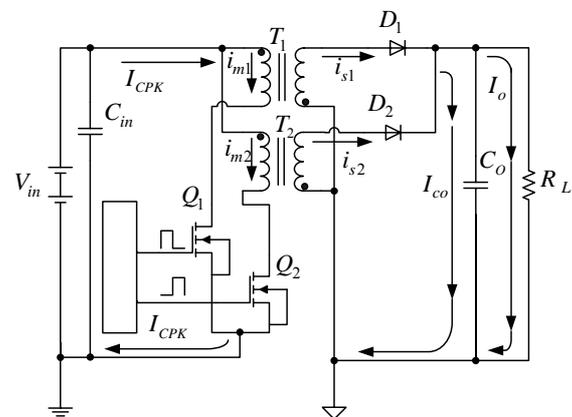


圖 4 相移控制驅動雙變壓器返馳式轉換器之電路

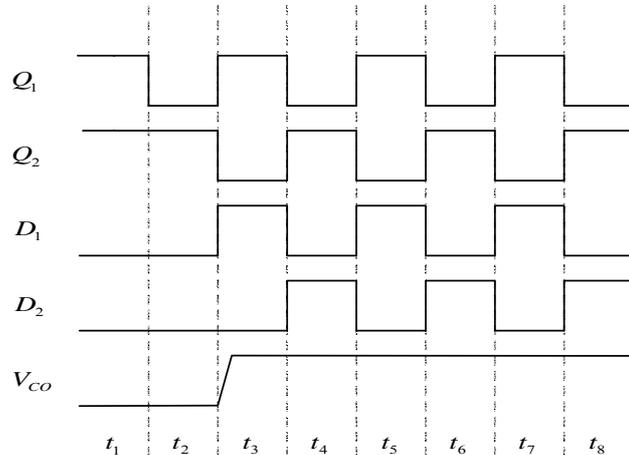


圖 5 相移控制驅動雙變壓器返馳式轉換時序

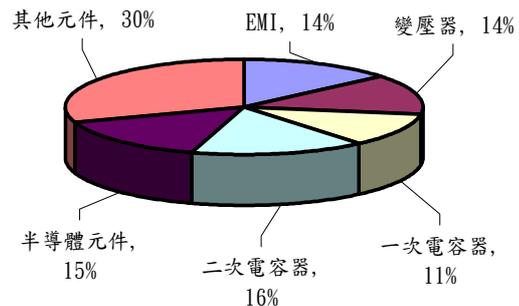


圖 6 傳統返馳式轉換器各元件佔總體積的比率

5. 模擬和實驗結果

在本章節將用模擬與實際實驗結果來求證與比較，在實驗方面並聯返馳式及相移控制驅返馳式，同時使用市面上常用的推挽式控制 IC(UCC3808A)。圖 7 為並聯返馳式 Q_1, Q_2 電壓及 I_{CPK} 電流實驗波形，測試條件為輸入電壓為 115V 及輸出負載為 160W，從圖中可看出 Q_1, Q_2 是同相及 I_{CPK} 為 5.72A，圖 8 為相移控制驅返馳式 Q_1, Q_2 電壓及 I_{CPK} 電流實驗波形，測試條件同並聯返馳式，從圖中可看出 Q_1, Q_2 是差 180° 及 I_{CPK} 測出結果為 2.81A，表 5 可以明確的比較出並聯返馳式及相移控制驅返馳式電流及輸出漣波。從表中可得到並聯返馳式是相移控制驅返馳式兩倍。圖 9 為效率比較，以每 10W 增加直到滿載 160W，並記錄輸入瓦斯數計算出效率，圖中顯示出 20W 到 90W 之間並聯返馳式受迴流電流 $i_c(t)$ 的影響導致效率變差。 I_{CPK} 圖 10 到圖 13 為傳導性電磁干擾測試結果，輸出功率 160W 負載量測及使用 CISPR 22 Class B 規範測試。圖 10、11 是利用雜訊分離器將共模、差模分離，並各別量測結果，從圖中可以比較出在 2MHz 到 30MHz 是因差模所造成的干擾，圖 12、13 是 Line 和 Neutral 量測結果，在 10MHz 到 20MHz 相移控制驅返馳式比並聯返馳式低 7dB 以上。

表 5 並聯返馳式、相移控制驅返馳式模擬和實驗結果比較

	並聯返馳式		相移控制驅返馳式	
	模擬	量測	模擬	量測
I_{CPK}	5.12A	5.72A	2.56A	2.81A
I_{co}	26.9A	26.2A	12.3A	13.8A
I_{co-rms}	8.77A	9.49A	4.4A	4.62A
ΔV_O	425mV	276mV	200mV	134mV

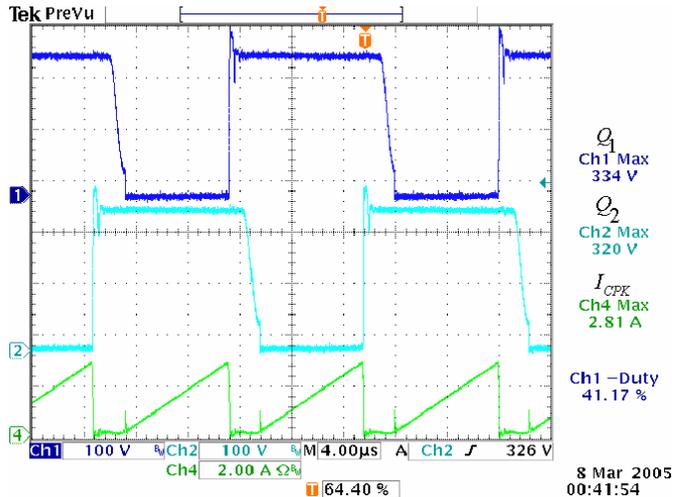


圖 8 相移控制驅返馳式 Q_1, Q_2 電壓及 I_{CPK} 電流實驗波形

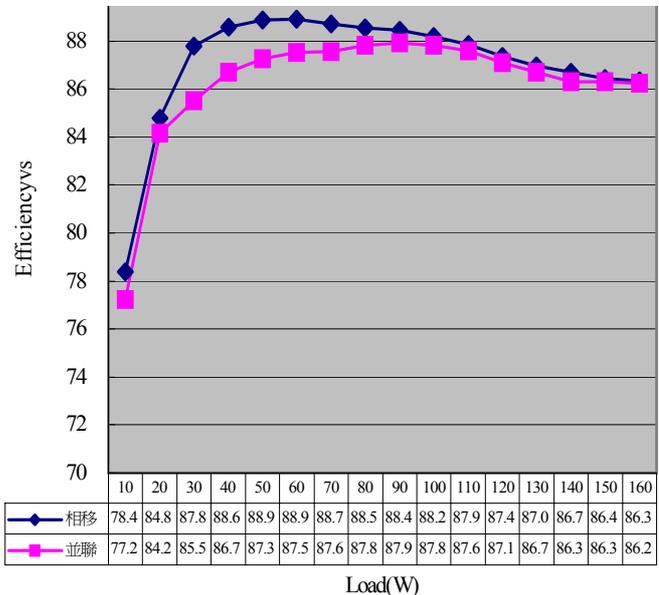


圖 9 並聯返馳式、相移控制驅返馳式效率比較

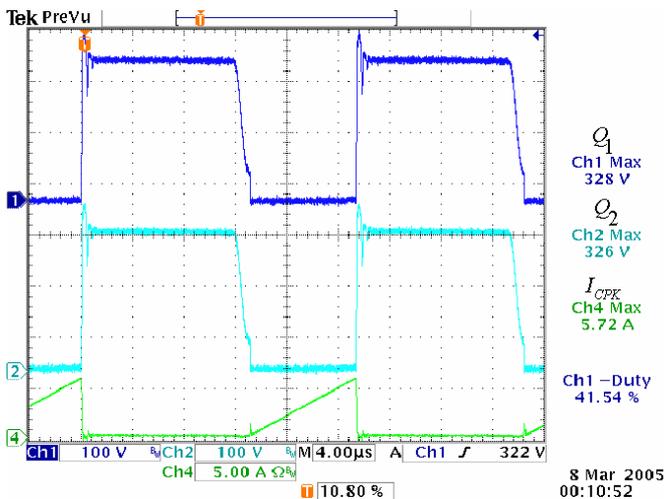


圖 7 並聯返馳式 Q_1, Q_2 電壓及 I_{CPK} 電流實驗波形

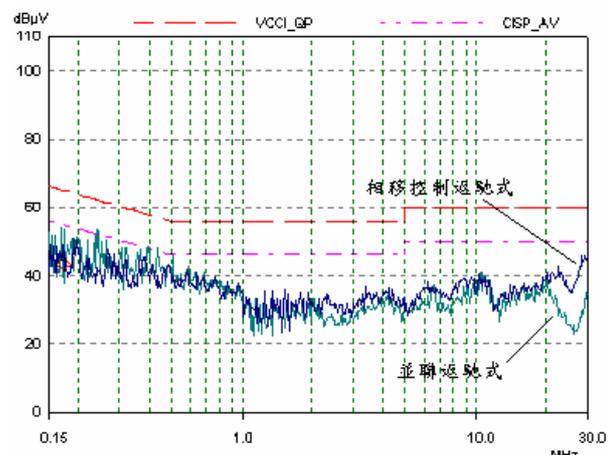


圖 10 並聯返馳式和相移控制驅返馳式共模傳導性電磁干擾比較

省總體積 8% 空間，且電容數量減少，有助於轉換器使用壽命延長。因抑制傳導性電磁干擾及電容元件減少，成本將可降低，在這競爭激烈的市場，縮小體積、降低成本將大大的提昇競爭能力。

參考文獻

- [1] L.W. Pierce, "Transformer design and application considerations for nonsinusoidal load currents," *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 32 PP.633-645, May-June 1996.
- [2] Y.B. Weng ; Y . Xing, "A dual-transformer flyback converter in critical conduction mode," *IPEMC Conference Proceedings*, Vol. 3, pp.1074-1079, Aug, 2004.
- [3] Ye Zhihong ; D. Boroyevich ; F.C. Lee, "Paralleling non-isolated multi-phase PWM converters," *IEEE Industry Applications Conference*, Vol.4 , pp.2433-2439 Oct. 2000.
- [4] J.E. Baggio ; H.L. Hey ; H.A. Grundling ; H. Pinheiro ; J.R. Pinheiro , "solated interleaved-phase-shift-PWM DC-DC ZVS converter," *IEEE Trans.* , Vol. 39 , pp.1795-1802, Nov. -Dec. 2003.
- [5] P. Bardos, "Predicting the EMC performance of high frequency inverters," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition.*, vol.1, pp.213-219, Mar. 2001.
- [6] Clayton R. Paul, "Introduction to Electromagnetic Compatibility," *A Wiley-Interscience*, 1992.
- [7] Sanjaya Maniktala, "Switching Power Supply Design & Optimization" McGraw Hill, pp.223-247, 2004.
- [8] Zhang Xiangjun ; Liu Hankui; Xu Dianguo, "Analysis and design of the flyback transformer," *IEEE Industrial Electronics Society, Conference*, Vol. 1.1, pp. 715-719, Nov. 2003.
- [9] NICHICON Technical notes "Application Guidelines for Aluminum Electrolytic Capacitors" *NICHICON Corporation*, 2004.

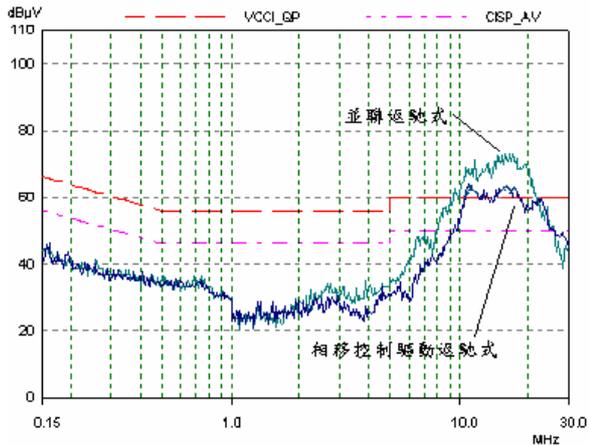


圖 11 並聯返馳式和相移控制驅動返馳式差模傳導性電磁干擾比較

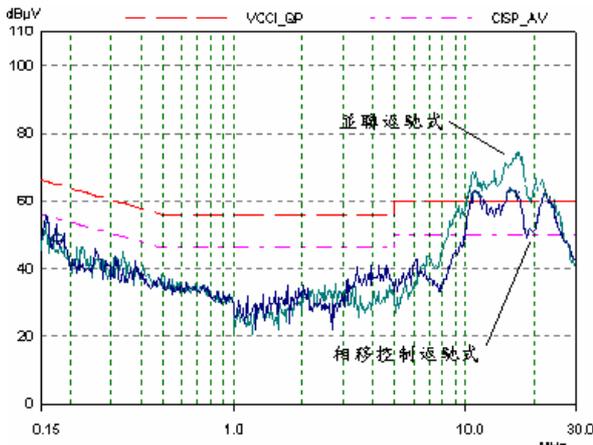


圖 12 並聯返馳式和相移控制驅動返馳式 LIVE 傳導性電磁干擾比較

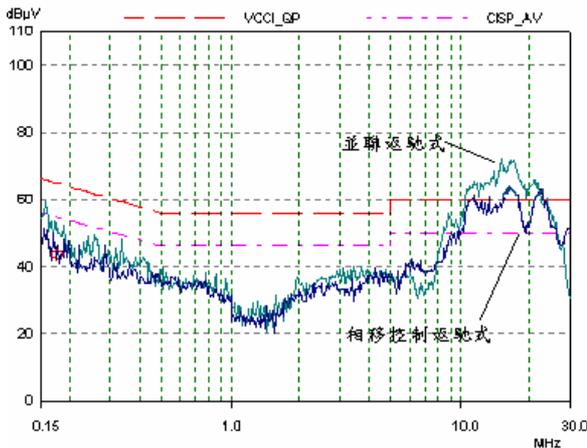


圖 13 並聯返馳式和相移控制驅動返馳式 Neutral 傳導性電磁干擾比較

6. 結論

相移控制返馳式比並聯返馳式在傳導性電磁干擾 16MHz~20MHz 可減低 7dB 以上，在設計上將可減少抑制傳導性電磁干擾的元件，而在輸出電容容量也將可節

射频和天线设计培训课程推荐

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,致力并专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;我们于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

易迪拓培训课程列表: <http://www.edatop.com/peixun/rfe/129.html>



射频工程师养成培训课程套装

该套装精选了射频专业基础培训课程、射频仿真设计培训课程和射频电路测量培训课程三个类别共 30 门视频培训课程和 3 本图书教材;旨在引领学员全面学习一个射频工程师需要熟悉、理解和掌握的专业知识和研发设计能力。通过套装的学习,能够让学员完全达到和胜任一个合格的射频工程师的要求...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/rfe/110.html>

ADS 学习培训课程套装

该套装是迄今国内最全面、最权威的 ADS 培训教程,共包含 10 门 ADS 学习培训课程。课程是由具有多年 ADS 使用经验的微波射频与通信系统设计领域资深专家讲解,并多结合设计实例,由浅入深、详细而又全面地讲解了 ADS 在微波射频电路设计、通信系统设计和电磁仿真设计方面的内容。能让您在最短的时间内学会使用 ADS,迅速提升个人技术能力,把 ADS 真正应用到实际研发工作中去,成为 ADS 设计专家...



课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/ads/13.html>



HFSS 学习培训课程套装

该套课程套装包含了本站全部 HFSS 培训课程,是迄今国内最全面、最专业的 HFSS 培训教程套装,可以帮助您从零开始,全面深入学习 HFSS 的各项功能和在多个方面的工程应用。购买套装,更可超值赠送 3 个月免费学习答疑,随时解答您学习过程中遇到的棘手问题,让您的 HFSS 学习更加轻松顺畅...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/11.html>

CST 学习培训课程套装

该培训套装由易迪拓培训联合微波 EDA 网共同推出,是最全面、系统、专业的 CST 微波工作室培训课程套装,所有课程都由经验丰富的专家授课,视频教学,可以帮助您从零开始,全面系统地学习 CST 微波工作的各项功能及其在微波射频、天线设计等领域的设计应用。且购买该套装,还可超值赠送 3 个月免费学习答疑...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/24.html>



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书,课程从基础讲起,内容由浅入深,理论介绍和实际操作讲解相结合,全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程,可以帮助您快速学习掌握如何使用 HFSS 设计天线,让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程,培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合,全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作,同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习,可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年,10 多年丰富的行业经验,
- ※ 一直致力并专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 经验丰富的一线资深工程师讲授,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>