

# 新型單相雙開關邱克型交流變直流轉換器

江茂欽<sup>1</sup> 林進來<sup>2</sup>

1. 國立宜蘭技術學院電機工程系副教授
2. 國立宜蘭技術學院電機工程系講師

## 摘要

本論文旨在研究一種新型單相雙開關邱克(Cuk)型交流變直流轉換器，使具備效率高、成本低、交流輸入側具高功率因數而直流輸出側具快速暫態響應等特性。其特徵乃在於輸入交流電流控制迴路與輸出直流電壓控制迴路完全獨立，故系統可達到輸入交流電流低諧波高功因，且輸出直流電壓具有極佳之動態響應。為達到上述之特性，本論文提出雙開關邱克型轉換器，其中一個開關之主要功能在控制交流側之電流波形；而另一開關則在控制輸出直流電壓之大小，因此，可達到輸入交流電流及輸出直流電壓，可完全獨立控制之目標。最後，並以若干實驗結果，以驗證本論文之可行性。

**關鍵詞：**雙開關邱克型轉換器，單相交流變直流轉換器，電力品質

# A novel single-phase two-switch Cuk AC to DC converter

**Maoh-Chin Jiang<sup>1</sup> and Chin-Lai Lin<sup>2</sup>**

1. Associate Professor, Department of Electrical Engineering , National Ilan Institute of Technology
2. Lecturer, Department of Electrical Engineering , National Ilan Institute of Technology

## **Abstract**

A novel single-phase two-switch Cuk AC to DC converter is proposed in this paper. The boosting supply at the input is controlled by PWM of the power stage, while the desired DC output is PWM controlled. Since both the input boost supply and the output supply can be controlled independently, a fast transient response can be maintained at both the input for active current waveshaping and at the output for good output regulation. Finally, some experimental results are presented for verification.

**Keywords:** two-switch Cuk converter, single-phase AC to DC converter, power quality

## 一、前言

近年來，電力系統之諧波污染日趨嚴重，因此電力品質之改善遂成為重要之研究課題。又因近幾年來，各種功率因數要求之標準如IEC 555、IEEE 519及諧波標準如IEC 1000-3-2等均有明確及嚴格之限制，為滿足上述標準，一般均於電子產品之輸入側加入功率因數修正電路以改善交流輸入側之電流波形並提高功率因數。

而最被廣為採用之功率因數修正電路則是昇壓(boost)型式。雖然，它可以達到改善輸入電流波形及提高功率因數之目的，但卻仍有下列諸項缺點：

- (1) 輸出直流電壓均高於輸入交流電壓，因此，需低直流電壓之場合均無法直接適用，應用範圍大為受限。
- (2) 由於輸出直流電壓有120Hz之漣波存在，因此，需大容量之電容以消除此漣波，而導致系統之動態響應不佳。
- (3) 在電流連續型之控制迴路，其外迴路即輸出直流電壓之回授路徑，其響應速度必須慢於內迴路之電感電流控制迴路，否則，將導致輸入側電流波形失真，因此，直流輸出電壓之動態響應會受到嚴格限制。

為改善上述諸多缺點，一般均在昇壓型功率因數修正電路後再加一級具隔離輸出之降壓型直流—直流轉換器，因前級功率因數修正電路與後級之直流—直流轉換器均完全獨立控制，互不干擾，因此，可改善上述昇壓型功率因數修正電路之缺點。但是採用此種兩級式電源供應器，仍有下列諸項缺點：由於經過兩級之功率轉換，因此，效率較低；又因系統架構較複雜，故會增加成本；又因成本增加，使其不適用於需低成本、低功率之場合，如個人電腦、印表機及其它家電產品。

為了改善昇壓型功率因數修正電路之缺點，本論文提出將兩級式高功因電源電路作適當合併及化簡，而提出不同架構之單級式高功因電源電路，所提出之架構，除了可改善輸入側之電流波形並提高功率因數之外，並且在輸入交流電流控制迴路與輸出直流電壓控制迴路完全獨立，而可達到輸入交流電流低諧波高功因，且輸出直流電壓具極佳動態響應之目標，上述特性是傳統單級式單相交流變直流轉換器[3-12] 所無法達到的。

## 二、系統架構及操作原理

新型單相雙開關邱克型交流變直流轉換器之系統架構，如圖1所示。由圖1可知，所提出之功率轉換器係由一橋式整流器、兩電感器(L1及L2)、兩電容器(C1及C2)、兩快速回復之功率二極體(D1及D2)及兩個功率開關元件(SW1及SW2)所組成。本文提出之功率轉換器係修改傳統邱克型轉換器，僅在其中多加入功率開關SW2及功率二極體D2，使能量轉換電容C1之充電及放電時間，能分別加以獨立控制。由圖1明顯可見所提出之轉換器其功率電路非常簡單。所提出之功率轉換器其控制電路係由輸出電壓控制迴路及輸入電流控制迴路所組成。如圖1所示，直流輸出電壓經由輸出電壓控制迴路，藉由SW2責任週期之變化，以維持穩定之電壓；另一方面，交流輸入側之電流，則經由輸入電流控制迴路，藉SW1調變責任週期，使交流輸入電流與電源電壓同相位，以改善系統之功率因數。由圖1明顯可知，所提出之轉換器其交流輸入電流控制迴路與輸出直流電壓控制迴路，可完全獨立控制。

## 三、工作模式分析

為進一步了解轉換器之操作及方便電腦模擬，在此分析轉換器各工作模式並建立各工作模式之數學模型：

### (一) 模式一：

如圖2(a)所示，在此工作模式，功率開關SW1導通、SW2截止、功率二極體D1截止、D2導通，經功率二極體整流過後之電源 $V_s > 0$ 對電感 $L_1$ 持續儲能，使得電感 $L_1$ 上的電流 $i_{L1}$ 上升；另一方面電感 $L_2$ 將原先所儲存之能量轉移至負載 $R_L$ ，但是因為輸出電壓 $V_o$ 會因為電感 $L_2$ 持續釋放儲能，而使電感電流 $i_{L2}$ 逐漸下降，致輸出電壓 $V_o$ 亦逐漸降低。模式一之狀態方程式經推導可得

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{C1} \\ i_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & \frac{-1}{C_2 R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{C1} \\ i_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_s \quad (1)$$

### (二) 模式二：

如圖2(b)所示，在此工作模式，功率開關SW1及SW2均導通、功率二極體D1及D2均截止，經功率二極體整流過後之電源 $V_s > 0$ 對電感 $L_1$ 持續儲能，使得電感 $L_1$ 上的電流 $i_{L1}$ 上升；另一方面，電容 $C_1$ 及電感 $L_2$ 一起提供儲能至負載 $R_L$ ，故使輸出電壓 $V_o$ 逐漸上升。模式二之狀態方程式經推導可得

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{C1} \\ i_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & \frac{-1}{C_2 R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{C1} \\ i_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_s \quad (2)$$

(三) 模式三：

如圖2(c)所示，在此工作模式，功率開關SW1及SW2均截止、功率二極體D1及D2均導通，經過功率二極體整流過後的電源 $V_s$ 及電感 $L_1$ 原先的儲能全部均對電容 $C_1$ 充電，因此電容 $C_1$ 的電壓逐漸上升，且使得電感 $L_1$ 上的電流 $i_{L1}$ 逐漸下降；另一方面，電感 $L_2$ 將原先所儲存之能量轉移至負載 $R_L$ ；但因電感 $L_2$ 持續釋放儲能，而使電感電流 $i_{L2}$ 逐漸衰減，致輸出電壓 $V_o$ 會逐漸下降。模式三之狀態方程式經推導可得

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{C1} \\ i_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & \frac{-1}{C_2 R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{C1} \\ i_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_s \quad (3)$$

### 四、實驗結果

為驗證本論文之可行性及性能，實體製作一雛形之轉換器，其參數如下：

電感器：L1= 0.5 mH，L2= 1.2 mH

電容器：C1= 680 uF，C2= 220 uF

功率開關：IRFP 450

功率二極體：DESI 12-06A

輸出電壓：48V

為簡化控制電路之複雜度，於輸入電流控制迴路及輸出直流電壓控制迴路均採用電壓型脈波寬度調變(PWM)積體電路 UC3525 來實現。圖 3 所示係功率開關 SW1 及 SW2 切換之時序圖。圖 4 所示係所提出功率轉換器輸出直流電壓為 48V 之波形及其漣波成份。由圖 4 明顯可知，輸出漣波電壓之峰對峰值為 0.5V，漣波百分比為 1.04%。轉換器交流輸入側之電壓及電流波形如圖 5 所示，由圖 5 可知，電流及電壓波形同相位，具單位位移功率因數(unity displacement power factor)。圖 6(a)所示係輸入電流波形之展開圖，明顯可知因採用電壓型 PWM 控制方式，以控制輸入側之電流波形，其目的在於使兩個功率開關之控制電路完全相同，以簡化控制電路之複雜度；圖 6(b)所示係交流輸入電流波形之頻譜分析圖，由該圖可知，因係採用簡易不連續電流之控制方式，因此，電流中含主要諧波是切換頻率 10KHz，次要諧波是切換頻率之一半即 5KHz，電流中所含之高頻諧波可用小型之交流 LC 濾波器加以消除。另一方面，轉換器之暫態特性，係將負載電阻由 4000Ω瞬時變化至 950Ω時，對輸出電壓之影響，由圖 7 可知輸出直流電壓變化之幅度小，且快速回復原輸出電壓。

### 五、結論

本論文提出一種新型單相雙開關邱克型交流變直流轉換器，使具備效率高、成本低、交流輸入側具高功率因數

而直流輸出側具快速暫態響應等特性。其特徵乃在於輸入交流電流控制迴路與輸出直流電壓控制迴路完全獨立，故系統可達到輸入交流電流低諧波高功因，且輸出直流電壓具有極佳之動態響應。由實驗之結果明顯可見，所提出之轉換器具有極佳之穩態及暫態特性。

## 誌謝

本文之研究承國科會計畫 (NSC 89-2213-E-197-003) 經費支持，謹此誌謝。

## 參考文獻

1. N. Mohan, T.M. Undeland, and W. P. Robbins, (1989), "Power electronics: converters, applications and design", (John Wiley and Sons), pp.102-152.
2. F. Tsai, P. Markowski, and E. Whitcomb, (Oct. 1996), "Off-line flyback converter with input harmonic current correction", IEEE International Telecommunication Energy Conf. Proc., pp. 120-124.
3. J. L. F. Vieira, M. A. Co and L. D. Zorzal, (June 1995), "High power factor electronic ballast based on a single power processing stage", Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conf., pp. 687-693.
4. M. Brkovic and S. Cuk, (Mar. 1995), "Novel single stage ac-to-dc converters with magnetic amplifiers and high power factor", IEEE Applied Power Electronics Conference Proc., pp. 447-453.
5. M. Brkovic and S. Cuk, (Mar. 1995), "Novel single stage ac-to-dc converters with magnetic amplifiers and high power factor", IEEE Applied Power Electronics Conference Proc., pp. 447-453.
6. M. H. Kheraluwala, R. L. Steigerwald, and R. Gurumoorthy, (June 1991), "A fast response high power factor converter with a single power stage", IEEE-PESC Conf. Rec., pp.769-779.
7. R. Redl and L. Balogh, (Mar. 1995), "Design considerations for single stage isolated power factor corrected power supply with fast regulation of the output voltage", IEEE Applied Power Electronics Conference Proc., pp. 454-458.
8. R. L. Balogh and N. O. Sokal, (1994), "A new family of single stage isolate power factor correctors with fast regulation of the output voltage", IEEE PESC'94 Record pp. 1137-1144.
9. Y. S. Lee and K. W. Siu, (1996), "Single switch fast response switching regulator with unity power factor", IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 791-796.
10. Y. Jiag and F. C. Lee, (1994), "Single-stage single phase parallel power factor correction scheme", IEEE PESC'94 Record pp. 1145-1151.
11. G. W. Moon, (Jan. 1999), "Novel single-stage, single-switch, AC/DC converter with magnetic energy feedback technique for power factor correction", IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol. 146, no. 1.
12. J. Y. Lee, and M. J. Youn, (June 2001), "A single-stage power-factor correction converter with simple link vlotage suppressing circuit (LVSC)", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 48, no. 3.

91 年 08 月 26 日投稿

91 年 09 月 20 日接受

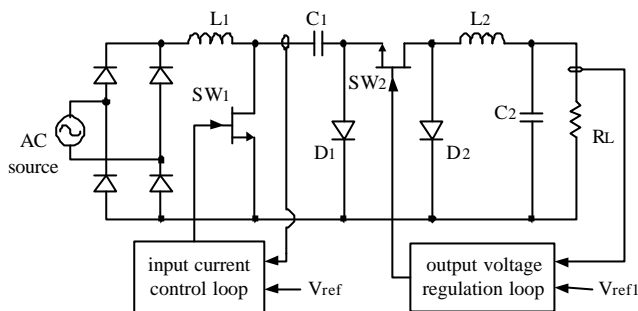


圖 1 新型雙開關邱克型交流變直流轉換器之系統架構

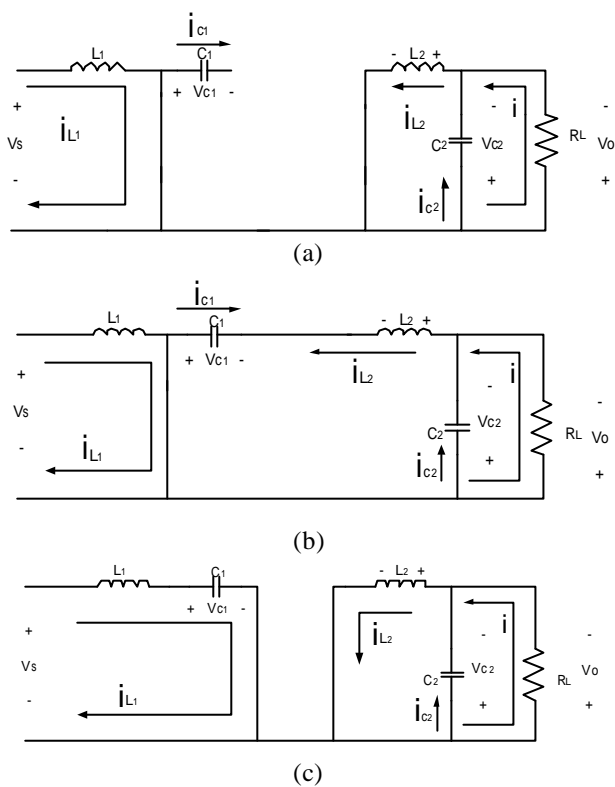


圖 2 轉換器各操作模式之等效電路(a) 模式一；(b) 模式二；(c) 模式三

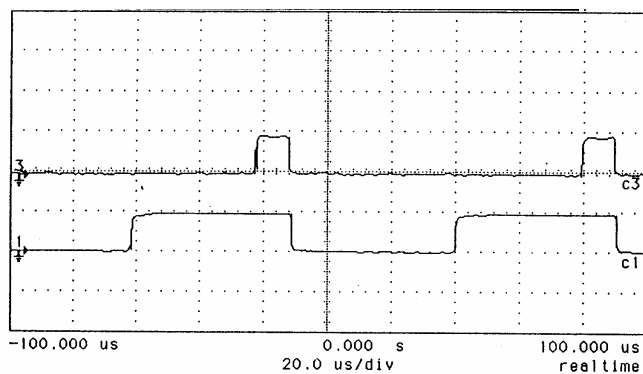


圖 3 功率開關SW1及SW2之切換時序圖

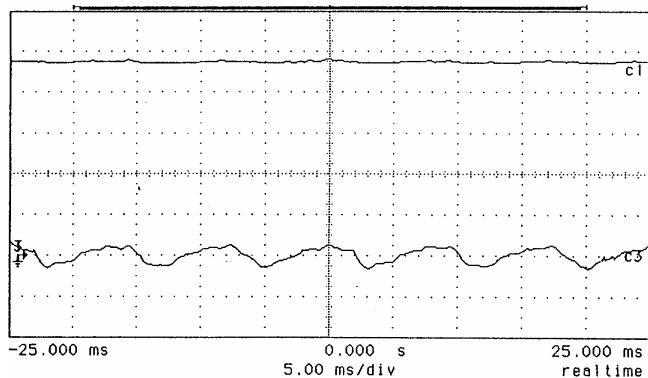


圖 4 輸出直流電壓波形及其漣波成分

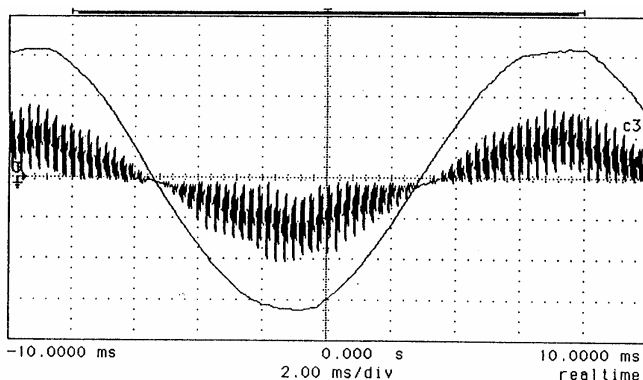
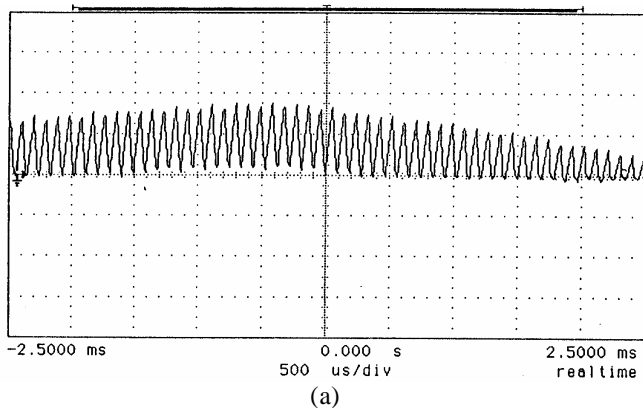
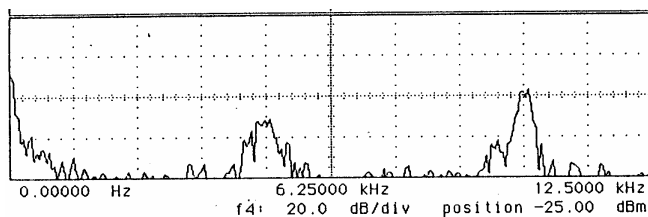


圖 5 交流輸入側之電壓及電流波形



(a)



(b)

圖 6 (a) 輸入側電流之展開波形, (b) 電流波形之頻譜分析圖

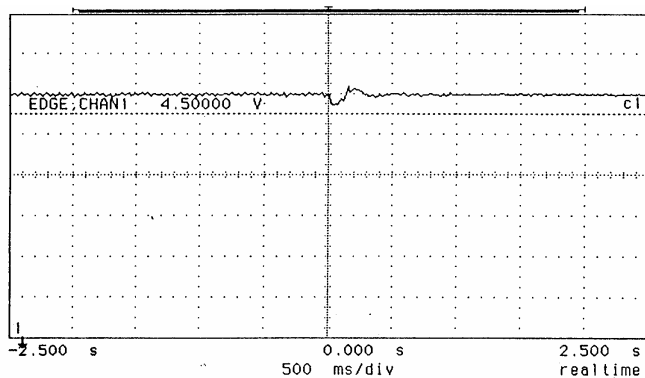


圖 7 輸出直流電壓之暫態波形



