

# 交錯式升壓型功因修正器之研製 (自撰)

## Design and Implementation of a Transition Mode Interleaved Boost PFC Converter

蔡明村  
Ming-Tsung Tsai

吳俊樺  
Jyun- Hua Wu

楊政憲  
Jheng- Sian Yang

南台科技大學 電機工程系

Department of Electrical Engineering, Southern Taiwan University

### 摘要

本文研製一交錯式升壓型功因修正器，利用具谷底切換與切換頻率限制技術之控制晶片，實現交錯式控制功能。交錯式系統廣泛應用於 DC-DC 轉換器以提高電源功率並降低輸入電流漣波，本文利用臨界導通模式於升壓型功因修正器，使其具有趨近於零電流導通之切換效果，同時加入谷底切換技術進一步降低切換損失，減少二極體返回回復損失，提高轉換器效率。而切換頻率限制技術之應用可改善系統操作於輕載時，開關頻率過高所產生的切換損失，不過，卻也會造成輸入線電流的失真，導致功率因數降低和電流總諧波失真增加，本文在這方面將有詳細的討論，最後本文實作一 400W 離型加以驗證所提的功能。

關鍵字：自然交錯式控制，谷底切換，切換頻率限制，交錯式轉換器，零電壓

### 一、前言

在低功率的電源供應器中，其前級轉換器常會使用操作在臨界導通模式之升壓型功因修正器，此乃因臨界導通模式具有控制簡單和高轉換效率等優點，不過卻也有低輸出功率、高輸入電流漣波和在輕載時系統效率偏低等缺點。針對這幾種缺點，新型的 TI 控制 IC 採用自然交錯式並聯控制、切換頻率限制、與谷底切換等技術應用到臨界導通模式的控制中，可改善傳統方式的缺點，並同時提高輸出功率。本文即以此控制 IC 為基礎實作一交錯式升壓型功因修正器，此功因修正器具有高轉換效率、高輸出功率、高功因、低輸入電流漣波等優點並可改善操作於輕載時的系統效率，同時本文更應用其限頻功能，實際驗證限頻切換與功率因數的關係。

本文主電路架構如圖 1 所示，電力級的部份是由兩組升壓型電路所組成，分別為主要級和次要級電路。控制電路由 TI UCC28060 所組成，內部具有自然交錯式並聯控制 (Natural Interleaving Control)、切換頻率限制 (Switching Frequency limit)、谷底切換 (Valley Switching)、零電流偵測 (Zero Current Detection)、低電壓保護 (Brownout Protector)、過電壓/電流保護 (Over Voltage/Current Protector)、負載範圍延伸控制 (Load Range Extension) 等功能[1]，本文將由實作的一組交錯式升壓型功因修正電路，加入切換頻率限制和谷底切換技術，以分析與驗證線電流失真對轉換器的影響。

### 二、自然交錯式並聯控制

利用固定導通時間控制方法，臨界導通模式升壓型功因修正器的自然切換頻率  $f_{sw}(t)$  為：

$$f_{sw}(t) = \frac{1}{t_{on}} * d(t) \quad (1)$$

上式中  $d(t)$  為責任週期，根據電感的伏特-秒平衡，責任週期可以表示為：

$$d(t) = 1 - \frac{v_{in}(t)}{V_o} \quad (2)$$

其中  $v_{in}(t)$  為輸入交流電整流後的瞬時電壓， $V_o$  為輸出電壓。

由式(1)、式(2)可得知臨界導通模式升壓型功因修正器的切換頻率由輸入電壓、輸出電壓和導通時間所決定[2]。交錯式升壓型功因修正器的兩組升壓電路有相同的輸入電壓和輸出電壓，所以當兩相操作在相同的固定導通時間時，它們的自然切換頻率應該是一樣的。不過，因為功率

開關的導通電阻、電感的等效電阻(ESR)和二極體的電壓降都有可能稍微的不同，這些因素會使得兩相的責任週期不完全相同，造成兩組電路的自然切換頻率不一樣[2-6]。不相同的切換頻率，會導致兩相不能維持在 180 度的相位差，傳統的交錯式並聯控制方法即有此缺失，如圖 2 所示。利用圖 3 的自然交錯式並聯控制策略可以使兩組電路得到同一的自然切換頻率，一旦切換頻率相同後，兩相的相態關係也將被固定，因此就可以維持兩相 180 度的相位差，其基本波形如圖 4 所示。

根據式(1)、式(2)的等式，自然切換頻率可以藉由導通時間或責任週期來調整[7]，在固定導通時間控制方法下時，責任週期是由電感的伏特-秒平衡所決定，而操作在臨界導通模式時，責任週期不能被調整，所以自然切換頻率只能藉由各別調整兩相的導通時間來做改變。UCC28060 之兩相功因修正電路都有各自的臨界導通模式控制器，功率開關導通的訊號是利用零電流偵測電路來控制，而截止的訊號是利用開關導通產生器訊號(On-time Generator)來控制，相移訊號是利用每一相開極訊號的導通邊緣來做控制。如圖 4 所示，當主要級開關的開極訊號導通時，相移訊號轉為 High；當次要級開關的開極訊號導通時，相移訊號轉為 Low。如果兩相運作在不同的切換頻率時，相移訊號頻率會隨著兩相的切換頻率而改變並且其平均直流電壓會變動。相反的，如果兩相有 180 度的相位差，相移訊號會維持在 50% 的責任周期，所以當相移訊號持續固定在 50% 的責任周期時，兩相一定會有相同的切換頻率和維持 180 度的相位差。因此，只要控制相移訊號維持在 50% 的責任周期，兩相就可以得到相同的切換頻率。

圖 3 中的相關相位檢測器(Phase Relationship Detector)透過兩相的開極訊號產生相移訊號，檢測相移訊號是否維持在 50% 的責任周期，再把相移訊號濾成直流電壓訊號，這個直流電壓訊號會跟晶片內部的 2.5V 參考電壓做比較，並透過增益調變器(Gain Modulator)調整開關導通訊號產生器(On-time Generator)。如此，藉由增加一相的導通時間或是減少另一相的導通時間，使兩相的切換頻率達到相同。經由這些補償後，最後能使兩相得到相同的切換頻率和 180 度的相位差。

### 三、切換頻率限制與谷底切換

如圖 5 所示，當升壓型功因修正器運作在臨界導通模式下，且功率開關有固定的導通時間  $T_{on}$ ，則在線電流追隨線電壓情況下，線電流  $i_{in}$  與平均電感電流  $i_{LB}$  的關係式可如下表示：

$$i_{in} = \langle i_{LB} \rangle T_{sw} = \frac{V_{in} T_{on}}{2L_B} \quad (3)$$

其中  $v_{in} = \sqrt{2}V_{in,rms} \sin(\omega_L t)$ ，則導通時間  $T_{on}$  可如下表示：

$$T_{on} = \frac{2L_B P_o}{\eta V_{in,rms}^2}, \eta = P_o / P_{in} \quad (4)$$

由於傳統的臨界導通模式操作，其開關在導通時仍然面對高的汲-源極電壓  $V_{DS}$ ，會造成過高的導通損失[8]，如圖 6(a)所示。為了減少開關上的導通損失，加入一延遲時間  $T_d$ ，當電感電流  $i_{LB}$  下降至負值時，開關元件上的寄生電容開始與電感  $L_B$  產生諧振，汲-源極電壓  $V_{DS}$  會諧振至一波谷 ( $v_{in} > V_o / 2$ )，或至零 ( $v_{in} < V_o / 2$ )，如圖 6(b)所示。因此利用此延遲時間使得開關在波谷時切換可以進一步降低切換損失，但增加開關的截止時間，會導致線電流的失真，加入一延遲時間  $T_d$  後，在線電壓  $v_{in}$  零交越點附近及輕載時線電流失真最為明顯。

未加入延遲時間的正常線電流和加入延遲時間函數 ( $T_{d,norm} = T_d / T_{on}$ ) 後的線電流波形圖，如圖 7 所示。藉由量測 PF 值可以得知線電流失真程度，可藉由式(5)計算出線電流的大小，並得知線電流的失真程度。

$$PF = \frac{P_{in}}{V_{in,rms} \cdot I_{in,rms}} \quad (5)$$

由式(1)、式(2)兩式得知，操作在臨界導通模式下的升壓型功因修正器的切換頻率  $f_{sw}$  為：

$$f_{sw} = \frac{1}{T_{on}} \cdot \left[ 1 - \frac{V_{in}}{V_o} \right] \quad (6)$$

把(4)式帶入(6)得：

$$f_{sw} = \eta \frac{V_{in,rms}^2}{2L_B P_o} \cdot \left[ 1 - \frac{V_{in}}{V_o} \right] \quad (7)$$

由式(7)可得知，如果從輕載到重載有 10 倍的變動量，那麼輕載到重載的切換頻率就大約有 10 倍的改變，所以在輕載時，切換頻率會變得過高，導致切換損失增加，切換損失包含有開關的導通和截止損失、開極驅動損失、電感鐵心損失和銅損等。因此，加入切換頻率限制來改善在輕載時的切換損失，提升系統效率。

未加入切換頻率限制的正常線電流和加入切換頻率限制函數 ( $T_{on,norm} = T_{on} f_{sw,max}$ ) 後的線電流波形圖，如圖 8 所示。如果使用切換頻率限制而開關維持在谷底切換，會導致額外的線電流失真，如圖 9 所示，此時會有兩種情形發生。第一種情形為：當切換周期大於最小周期  $T_{sw,min} = 1/f_{sw,max}$  時，第一個波谷在當前的切換周期下發生，開關會在第一個波谷之後導通。第二種情形會造成諧波增加：當切換周期小於最小周期  $T_{sw,min} = 1/f_{sw,max}$  時，第一個波谷延伸到下一個切換周期，開關會延遲到第二個波谷(valley skipping)[8]結束後導通。

#### 四、實驗結果

為了驗證本文所提之分析，實作一輸入電壓 AC 110V<sub>rms</sub>、輸出電壓 DC 200V、輸出功率為 400W 之交錯式升壓型功因修正器，利用 TI 生產的 UCC28060 所組成的控制電路，達到自然交錯式並聯控制、切換頻率限制和谷底切換等效果。本文探討頻率限制和谷底切換下之電流失真、效率、功率因素以及電流總諧波失真等方面之波型與數據，並做紀錄加以分析和探討，希望能以實際硬體電路與本文分析之理論相對照。

交錯式升壓型功因修正器輸入電流為兩相電感電流之和，能改善輸入電流漣波，如圖 10 所示。因為兩個電感值的不同，造成兩相電感電流會有稍微的不一樣。經由自然交錯式控制後，能在功率開關的導通電阻、電感的等效電阻(ESR)、二極體的電壓降都有稍微不同情況下，仍能保持兩相 180 度的相位差，如圖 11 所示。

加入波谷切換與切換頻率限制以後的汲-源極電壓  $V_{DS}$ ，當切換周期大於最小周期  $T_{sw,min} = 1/f_{sw,max}$  時，第一個波谷在當前周期下發生，開關會在第一個波谷之後導通，如圖 12 所示。當切換周期小於最小周期  $T_{sw,min} = 1/f_{sw,max}$  時，第一個波谷延伸到下一個周期，開關會延遲到第二個波谷結束後導通，如圖 13 所示。

圖 14、15 分別為切換頻率限制在 332kHz 與 181kHz，且負載為 100W 時之電流失真情形。由此兩圖可知當切換頻率限制越低時，造成電流失真度越大。

圖 16、17 為在輕載時加入固定的谷底切換時間，並改變切換頻率限制，所得之切換頻率限制與功率因數和電流總諧波量的關係圖。由圖 16 可知切換頻率限制會導致功率因數下降；切換頻率限制越低，功率因數就會越低；不過當切換頻率限制到 181K 以下時，功率因數會徘徊在 0.95~0.96 之間，不會呈線性下降。而由圖 17 可得知切換頻率限制會導致電流總諧波增加，切換頻率限制越低，電流總諧波量就會越大，不過當切換頻率限制到 181K 以下時，電流總諧波量會徘徊在 25%~30%之間，不再呈線性增加。

本文最後利用兩組不同的切換頻率限制，來探討在不同輸出功率下對功率因數、電流總諧波量和系統效率的影響。兩組不同切換頻率限制分別為 332kHz 與 181kHz，操作在 20W~400W，此時兩組的功率因數、電流總諧波和系統效率的比較圖，如圖 18、19、20 所示。由這些圖可知，在

輕載時，兩組不同切換頻率限制，限制較低者，其功率因數及電流總諧波會較差，而系統效率會獲得改善。在重載時，兩組不同切換頻率限制的功率因數、電流總諧波和系統效率將不會有明顯的差異。

## 五、結論

經由實驗結果證明，交錯式升壓型功因修正器加入谷底切換技術能使系統降低切換損失，減少二極體反向回復損失。加入切換頻率限制後能抑制過高的切換頻率，減少切換損失，提高轉換器的效率。不過，加入切換頻率限制與谷底切換技術後，會造成線電流失真，導致功率因數下降與電流總諧波增加。

因此，切換頻率限制必須有一定的限度，如果能在效率、功率因數與電流總諧波量之間取得平衡，不僅能提高轉換效率，並能控制功率因數與電流總諧波量在合理的範圍內。

## 參考文獻

- [1] Texas Instruments UCC28060 Datasheet, <http://www.ti.com/lit/gpn/ucc28060>.
- [2] Laszlo Balogh, Richard Redl, "Power-factor Correction with Interleaved Boost Converters Incontinuous-Inductor-Current Mode," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993, Eighth Annual, pages(s): 168-174.
- [3] Brian T. Irving, Yungtaek Jang, and Milan M. Jovanovic, "A Comparative Study of Soft-Switched CCM Boost Rectifiers and Interleaved Variable-Frequency DCM Boost Rectifier," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE, pages(s): 171-177.
- [4] Shin, H.-B. Park, J.-G. Chung, S.-K. Lee, H.-W. Lipo, T.A. "Generalised steady-state analysis of multiphase interleaved boost converter with coupled inductors," Electric Power Applications, IEE Proceedings, 2005. Volume: 152, Issue: 3, pages(s): 584- 594.
- [5] Yungtaek Jang, Jovanovic, M.M. "Interleaved Boost Converter With Intrinsic Voltage-Doubler Characteristic for Universal-Line PFC Front End," Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 22, Issue: 4, page(s): 1394-1401
- [6] Zhang, J. Shao, J. Xu, P. Lee, F.C. Jovanovic, M.M. "Evaluation of input current in the critical mode boost PFCconverter for distributed power systems," Volume: 1, page(s): 130-136.
- [7] Bing Lu, "A Novel Control Method For Interleaved Transition Mode PFC," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE, pages(s): 697-701.
- [8] Laszlo Huber, Brian T. Irving, Milan M. Jovanovic, "Line Current Distortions of DCM/CCM Boundary Boost PFC Converter," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE, pages(s): 702-708.

圖表

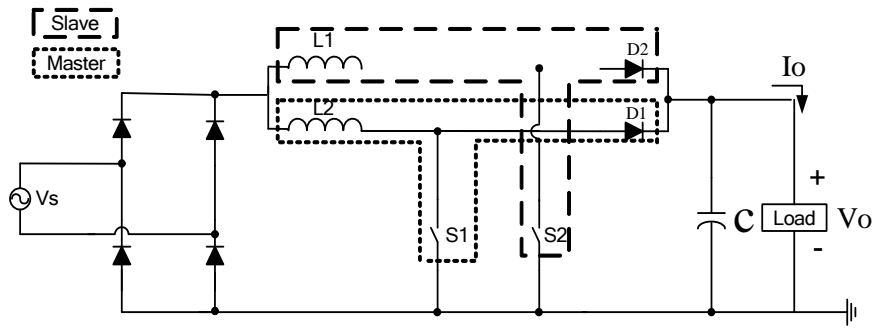


圖 1 交錯式升壓型功因修正電路-電力級架構

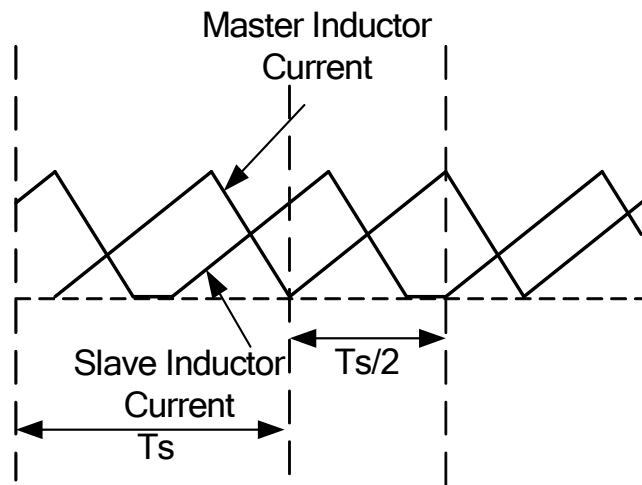


圖 2 傳統交錯式並聯控制基本波形說明

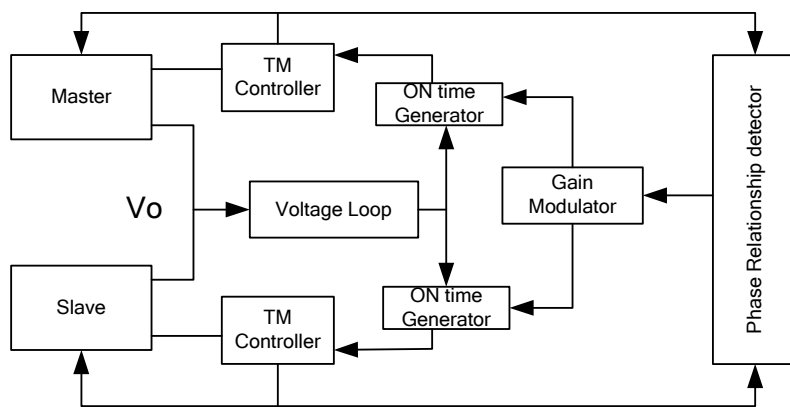


圖 3 自然交錯式並聯控制方塊圖

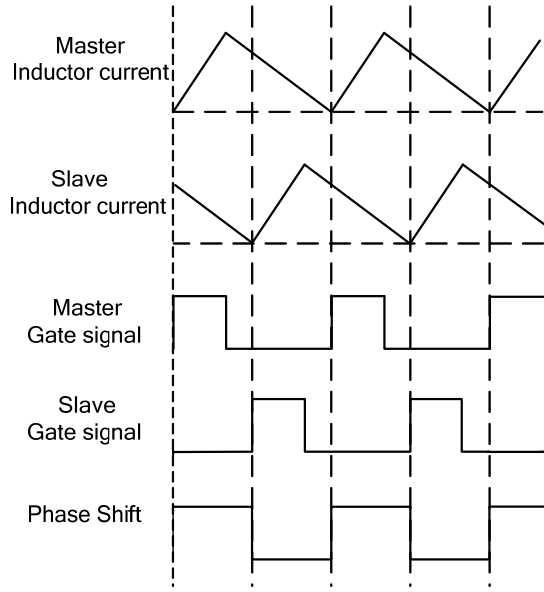


圖 4 自然交錯式控制基本波形說明

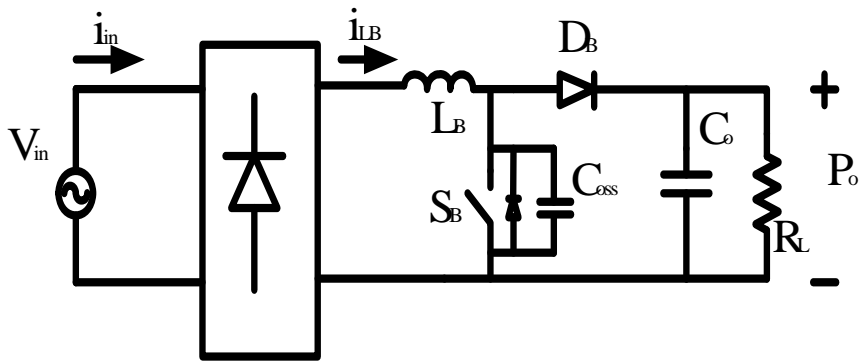


圖 5 升壓型功因修正器

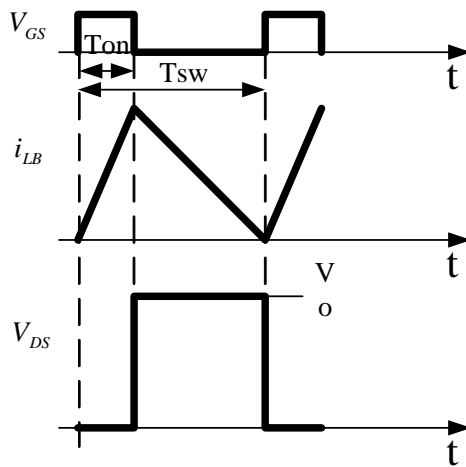


圖 6(a) 傳統硬切

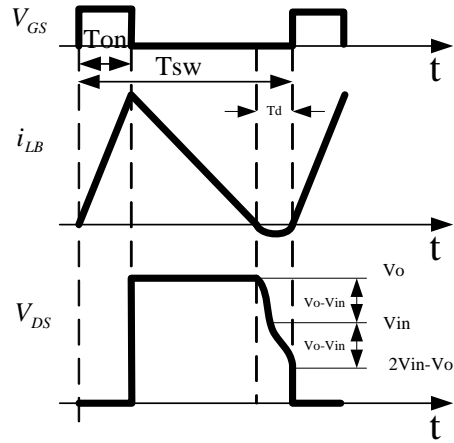


圖 6(b) 延遲開關導通時間

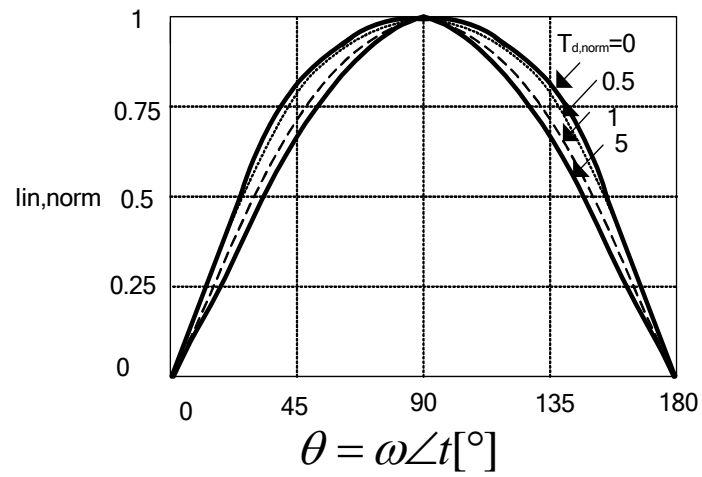


圖 7 正常的線電流和加入延遲時間函數( $T_{d,norm} = T_d / T_{on}$ )的在線電壓  $115-V_{rms}$  下的波形圖

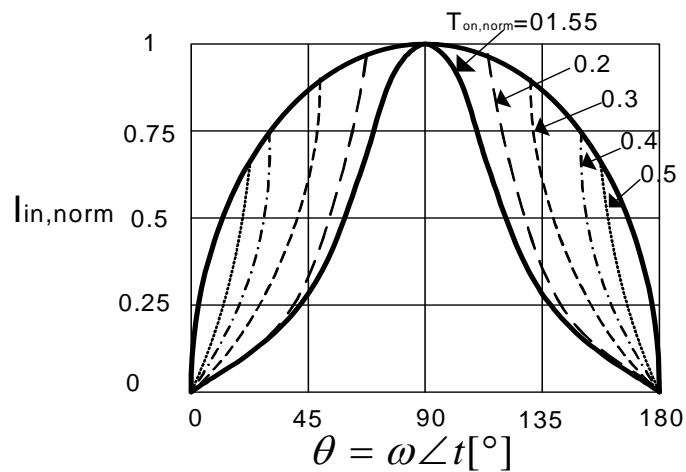


圖 8 正常的線電流和加入切換頻率限制函數( $T_{d,norm} = T_d / T_{on}$ )的在線電壓  $115-V_{rms}$  下的波形圖

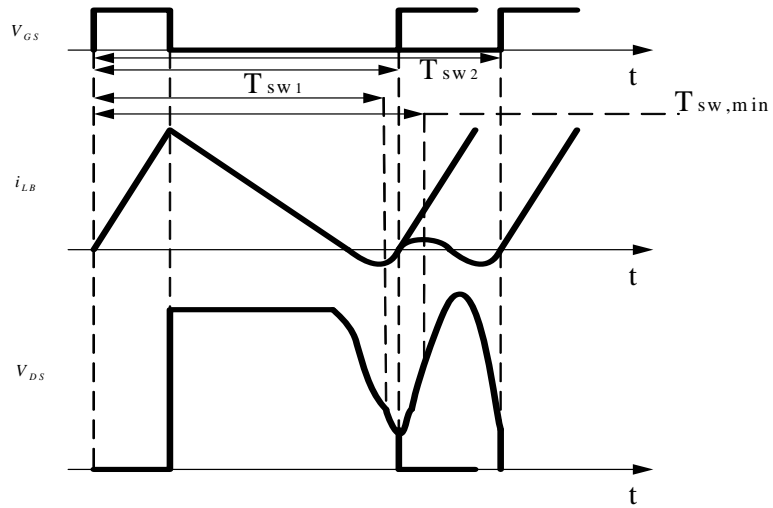
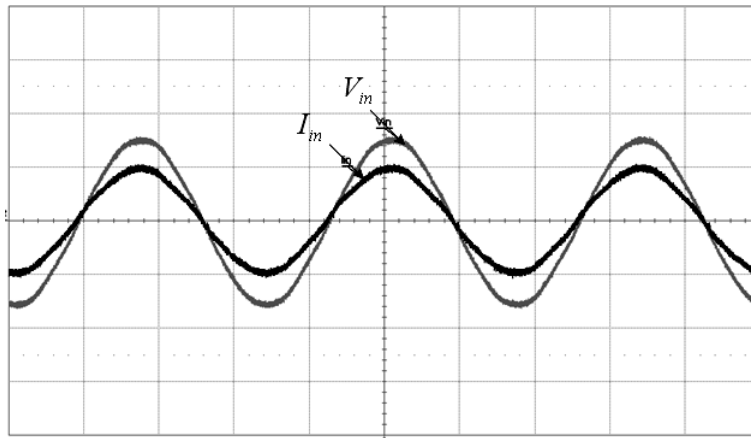
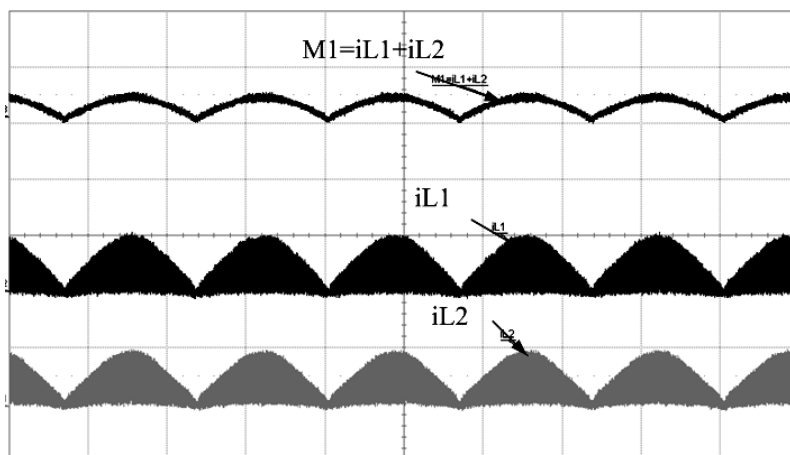


圖 9 加入切換頻率限制和谷底切換後的開關切換波形



( $I_{in}:5A/div, V_{in}:100V/div, time:5ms/div$ )

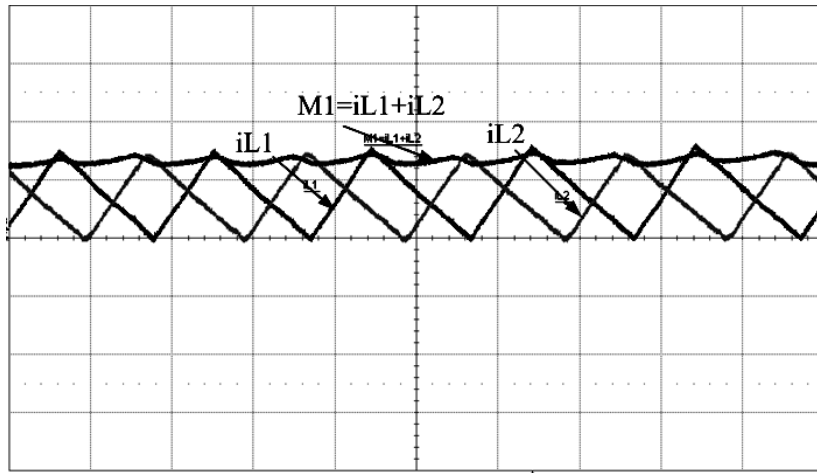
圖 10 (a) 輸入電壓和電流



( $i_{L1}:5A/div, i_{L2}:5A/div, M1:20A/div, time:5ms/div$ )

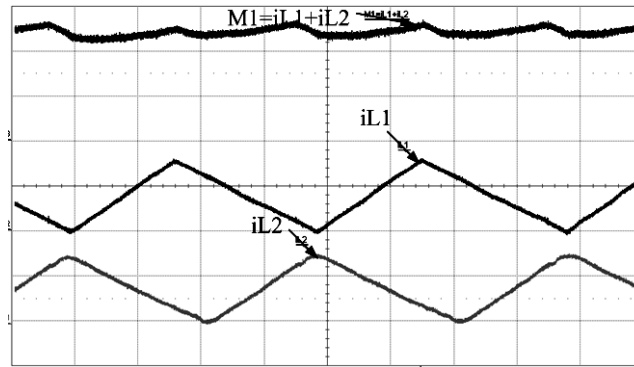
圖 10 (b) 兩相電感電流和總電感電流





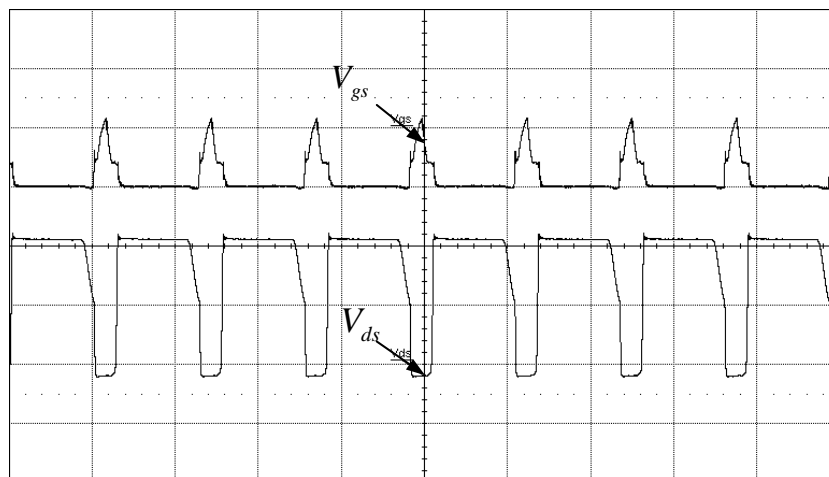
(iL1:5A/div, iL2:5A/div, M1:10A/div, time:20us/div)

圖 11 (a) 兩相電感電流和總電感電流



(iL1:5A/div, iL2:5A/div, M1:5A/div, time:10us/div)

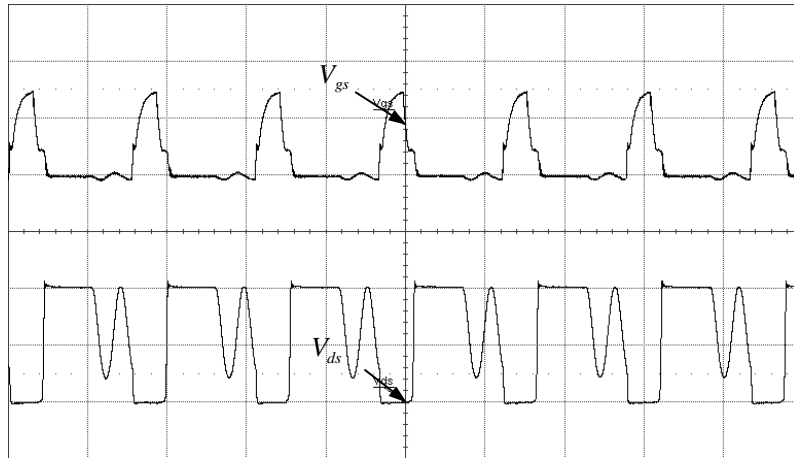
圖 11 (b) 兩相電感電流和總電感電流



( $V_{gs}$ :10V/div,  $V_{ds}$ :100V/div, time:5us/div)

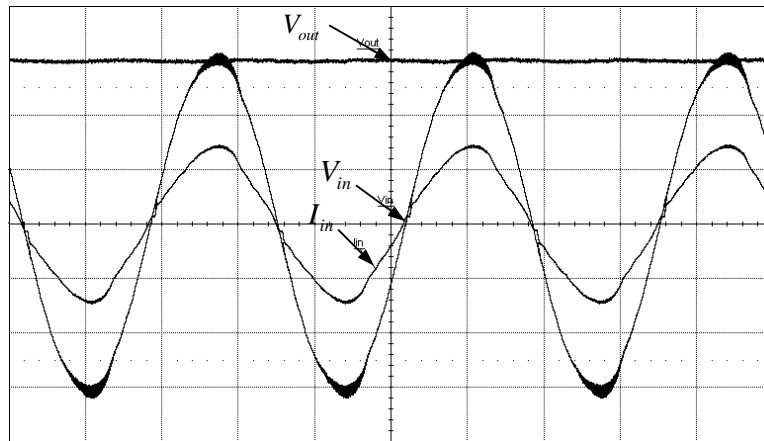
圖 12 加入波谷切換與切換頻率限制後，當切換周期大於最小周期  $T_{sw,min} = 1/f_{sw,max}$  時的汲-源

極電壓  $V_{DS}$



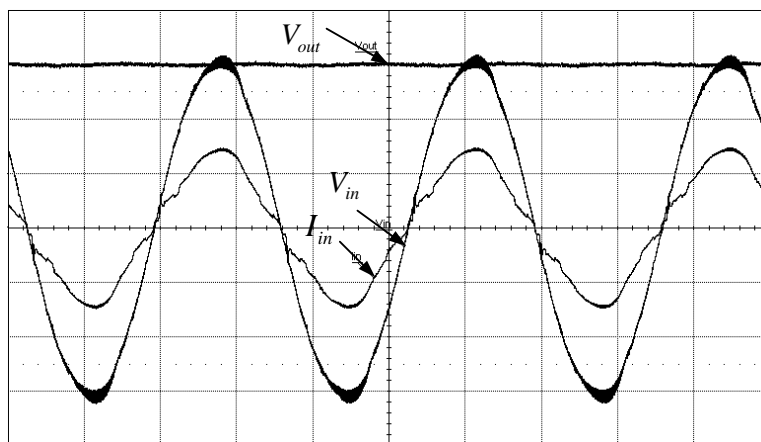
(Vgs:10V/div, Vds:100V/div, time:5us/div)

圖 13 加入波谷切換與切換頻率限制後，當切換周期小於最小周期  $T_{sw,min} = 1/f_{sw,max}$  時的汲-源極電壓  $V_{DS}$



(Vout:100V/div, Vin:50V/div, Iin:1A/div)

圖 14 切換頻率限制在 332kHz 時的電流失真情形



(Vout:100V/div, Vin:50V/div, Iin:1A/div)

圖 15 切換頻率限制在 181kHz 時的電流失真情形

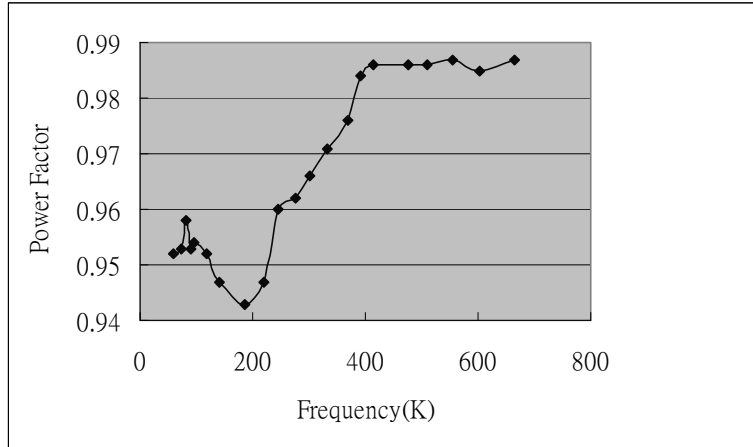


圖 16 切換頻率限制與功率因數的關係圖

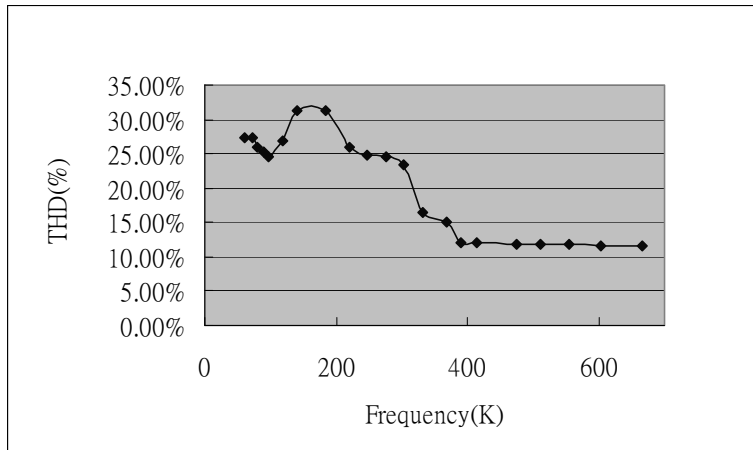


圖 17 切換頻率限制與電流總諧波量的關係圖

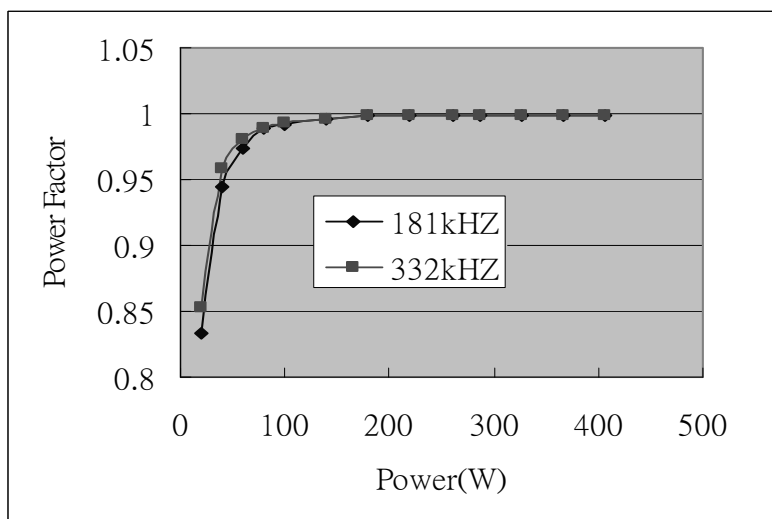


圖 18 兩組不同切換頻率限制之功因比較圖

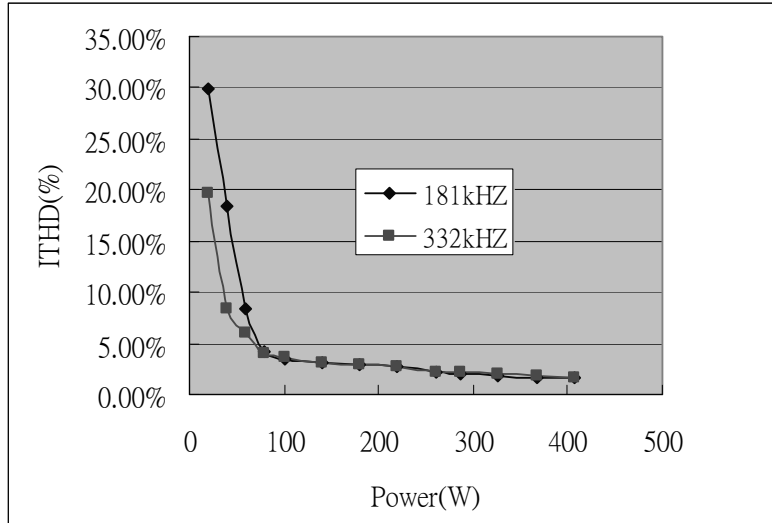


圖 19 兩組不同切換頻率限制之電流總諧波比較圖

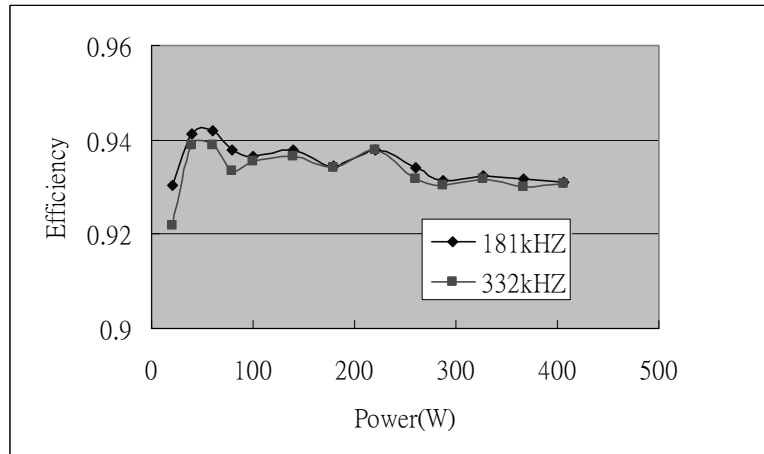


圖 20 兩組不同切換頻率限制之效率比較圖

作者

姓名:蔡明村

服務機關:南台科技大學

職稱:教授

學歷:博士

專長:電力電子

姓名:吳俊祥

服務機關:南台科技大學

職稱:研究生

學歷:碩士(在學)

專長: 小型風力發電系統轉換器[獨立型(PIC18)、市電並聯型(DSP)]、PSIM、Protel 99

姓名:楊政憲

服務機關:南台科技大學

職稱:研究生

學歷:碩士(在學)

專長:三相 PFC(DSP)、鋰電池充電系統、PSIM、Protel 99