

# 電力品質改善使用主動式電力濾波器

## Improvement of Electric Power Quality with Active Power Filters

吳立成

台電電力調度處

### 一、簡介

目前電力系統大量使用非線性負載，例如整流器等。整流器主要應用於照明、暖氣、醫療、電鍍、電弧爐、電聯車、馬達驅動、不斷電系統等場合；二極體整流器電路如圖 1 所示，為將交流電源轉換成直流電源之功率轉換器，因其具有裝置及控制簡單之優點，故廣為業者所使用。另者，由於二極體自然換流之特性，故將在電源側產生低次諧波電流及功率因數低與功率單方向流動等缺點，且會對輸電端產生電力污染及改變供電電壓之波形與增加線路之損失，同時也會對通訊系統或電子設備產生干擾。目前對電力供應品質之要求日趨嚴格，有許多國家或國際組織訂有

功因及諧波管制標準，如 IEEE-519 及 IEC1000-3 [1]。為了符合法規之要求，部分電器產品會加入被動式濾波器，以提高功率因數與降低電流諧波。此種被動式濾波器是由被動元件電感及電容所組成，其優點為電路元件設計簡單、價格低廉、容量較大；且若系統之阻抗變更後，則其電路元件之參數亦需隨之調整，否則易發生系統共振使諧波放大，危及用電設備。此外，被動式濾波器只能濾除固定諧波電流為其最大缺點。因此才会有主動式濾波器[2-5]的設計與發展。

主動式濾波器主要設計原理為隨時監測負載電流，並注入一個和失真成分大小相同但相位相反的電流，將失真電流抵消掉。此種主動式濾波器是由主動開關元件

與容量較小之電抗元件及控制電路所組成。其優點為體積小、較不需完整之系統分析及能適時濾除電力諧波，故可避免與系統發生共振。但其缺點為開關元件會產生切換損失及控制較複雜與可靠度較差。惟目前之電力電子元件與微處理機的發展，將可彌補上述之缺點，故以主動式電力濾波器來濾除電力諧波為未來之趨勢。綜上所述，本文將以主動式電力濾波器來濾除電力諧波以提高電源功率因數及減少電流諧波含量，改善電力品質。本文系統之架構圖如圖 2 所示。圖 2 之三相主動式電力濾波器採用電壓源變流器之架構，並接於三相二極體整流器之負載上，以作為諧波之補償。

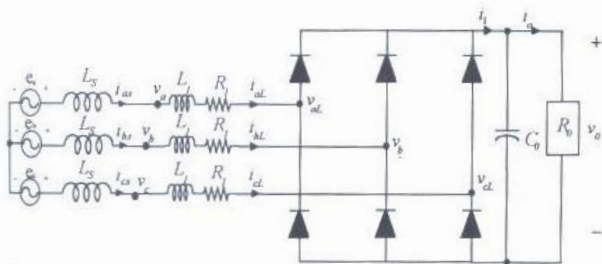


圖 1 非線性負載之三相二極體整流電路

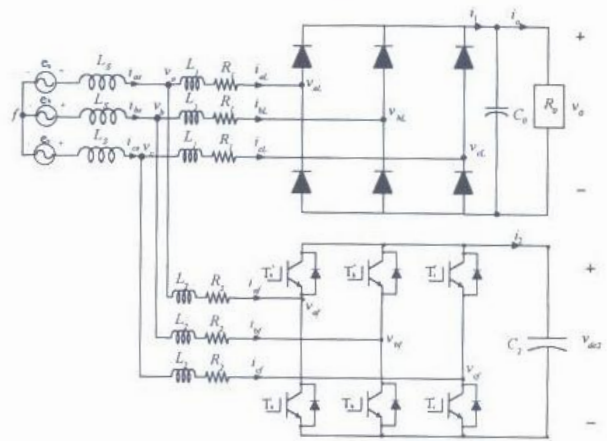


圖 2 本文之系統電力架構圖

## 二、非線性負載之功率計算與分析

在 a-b-c 軸三相系統因電壓、電流及磁場常具有非線性時變及相互耦合之關係，故在動態分析上較困難。為便於電路之分析及設計，座標系統之轉換常被採用[7,10]；即將 a、b、c 三相之物理量轉換為同步旋轉座標系統下直軸(d-axis)、交軸(q-axis)與零序(zero-sequence)成分。在穩態時平衡三相系統的零相序成分為零，且直軸及交軸之成分為非時變(time-invariant)，故易於做系統之分析與控制器之設計。

a-b-c 軸三相系統與 d-q-o 同步旋轉座標系統之轉換關係為[7]

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \theta_e & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos \theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

而其反轉換關係則為

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta_e & \cos \theta_e & 1 \\ \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_o \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中

$f_d, f_q, f_o$  :  $d, q, o$  軸之電壓或電流瞬間值

$f_a, f_b, f_c$  :  $a, b, c$  軸之電壓或電流瞬間值

$\theta_e$  : 交流電源側之同步角位置

利用式(1)計算非線性負載瞬時之實軸功率( $p_L$ )及虛軸功率( $q_L$ )值,作為三相主動式電力濾波器之諧波電流補償與虛功率補償命令值計算,若交流電源為三相平衡且為純正弦波,其瞬時之實軸功率( $p_L$ )及虛軸功率( $q_L$ )在  $d$ - $q$ - $o$  同步旋轉座標系統表示為

$$p_L = \frac{3}{2} V_m i_{dL} \quad (3)$$

$$q_L = -\frac{3}{2} V_m i_{qL} \quad (4)$$

上式中  $i_{dL}$ 、 $i_{qL}$  為對應於三相負載電流

之輸入電流  $i_{aL}$ 、 $i_{bL}$ 、 $i_{cL}$  的  $d$ 、 $q$  軸電流,  $V_m$  為相電壓的最大值。

由(3)及(4)知若相電壓峰值( $V_m$ )固定,則直軸電流( $i_{dL}$ )與實功率成正比,而交軸電流( $i_{qL}$ )則與虛功率成正比,藉由控制  $i_{dL}$  改善諧波功率,控制  $i_{qL}$  來修正功率因數。若為非線性負載,則其交軸電流及直軸電流皆含諧波成分,即含有諧波功率。上二式之計算結果包含平均功率與諧波功率,若欲得到其平均功率,則需加一低通濾波器以獲得其值,其計算方塊圖如圖 3 所示。

圖 3 中  $P_L$  與  $Q_L$  分別為負載實功率平均值與虛功率平均值,  $\frac{a}{s+a}$  為本文採用之低通濾波器的拉氏轉換表示式,  $a$  為截止角頻率。若信號以離散時間處理,則其低通濾波器之表示式[11]為

$$P_L(k) = \frac{((2-aT_{\text{samp}})P_L(k-1) + aT_{\text{samp}}[p_L(k) + p_L(k-1)])}{(2+aT_{\text{samp}})} \quad (5)$$

$$Q_L(k) = \frac{((2-aT_{\text{samp}})Q_L(k-1) + aT_{\text{samp}}[q_L(k) + q_L(k-1)])}{(2+aT_{\text{samp}})} \quad (6)$$

式中  $T_{\text{samp}}$  為取樣週期,  $k$  表示現在的狀態,  $k-1$  表示前一狀態。

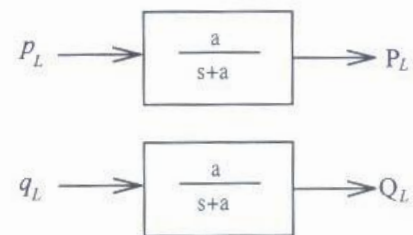


圖 3 非線性負載之平均實功率與平均虛功率計算方塊圖

### 三、三相主動式電力濾波器之控制器設計

在非線性負載中其直軸電流與交軸電流皆包含基本波及非基本波之諧波電流，故欲使電源側輸入電流接近弦波且功率因數為單位功因，則三相主動式電力濾波器需產生與三相二極體整流器所產生之非基本波的直軸電流及所有頻率之交軸電流相位相反、大小相同的電流，以抵消三相二極體整流器所引起之失真電流，使電源側只包含基本波電流以降低其電流諧波含量及改善電力品質。故三相主動式電力濾波器之直軸電流命令值( $i_{df}^*$ )及交軸電流命令值( $i_{qf}^*$ )分別為

$$i_{df}^* = I_{dl} - i_{dl} \quad (7)$$

$$i_{qf}^* = -i_{ql} \quad (8)$$

上二式中  $I_{dl}$  為三相二極體整流器之直軸電流平均值，其計算方法如圖 4 之方塊圖。

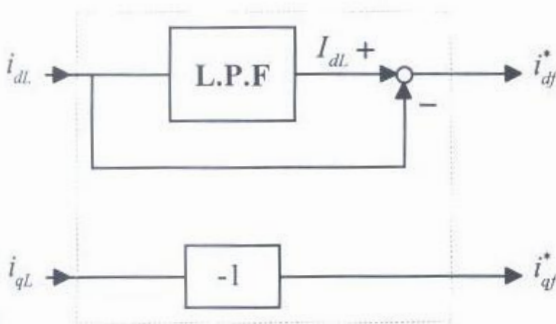


圖 4 諧波及虛功率補償電流之計算

若再考慮主動式電力濾波器之直流鏈

電壓的功率平衡控制，以補償系統的功率損失，則需於直軸電流之控制加入次迴路，即以直流鏈電壓命令值與實際直流鏈電壓之誤差量補償直軸電流命令值( $i_{df}^*$ )，故(7)式需修正為

$$i_{df}^* = I_{dl} - i_{dl} + G(v_{dc2}^* - v_{dc2}) \quad (9)$$

其中

$v_{dc2}^*$ ：設定之直流鏈電壓命令值

$G$ ：直流鏈電壓之調整器，本文採用比例-積分控制器

利用上述則三相主動式電力濾波器的整體控制系統即可得知，本文以電流預測控制法為其控制法則，而電流預測控制法係於每一切換週期(switching period,  $T_s$ )，藉著命令電流與實際電流之誤差量換算出開關責任週期加以切換，以迫使實際電流於每一切換週期皆能趨近命令電流[7]。若欲使實際電流收斂至其電流命令信號，則可令

$$\frac{d}{dt} i_x = \frac{1}{T_s} (i_x^* - i_x) \quad (10)$$

其中  $x$  表示  $af, bf$  或  $cf$ 。

此乃因電感電流對時間( $t$ )的變量為有限，故於切換週期( $T_s$ )極小的情況下(或高切換頻率下)，命令電流與實際電流之差亦為有限。換言之，在每一切換週期內實際電流能追隨其命令電流，而達到響應快且

電流諧波含量少的目的。利用(10)式，可得

三相開關型整流器的控制電壓  $v_{af}^*, v_{bf}^*, v_{cf}^*$  為

$$v_{af}^* = e_a - \frac{L_2}{T_s} (i_{af}^* - i_{af}) - R_2 i_{af} \quad (11)$$

$$v_{bf}^* = e_b - \frac{L_2}{T_s} (i_{bf}^* - i_{bf}) - R_2 i_{bf} \quad (12)$$

$$v_{cf}^* = e_c - \frac{L_2}{T_s} (i_{cf}^* - i_{cf}) - R_2 i_{cf} \quad (13)$$

電流預測控制法具有開關切換頻率固定且電流響應快的優點，惟由(10)式知此系統為一階近似，系統控制週期  $T_s$  對其響應影響甚大，且具有固定的誤差存在，影響電流諧波含量。圖 5 為其控制架構圖。其中虛線內為數位控制軟體，虛線外為硬體電路。

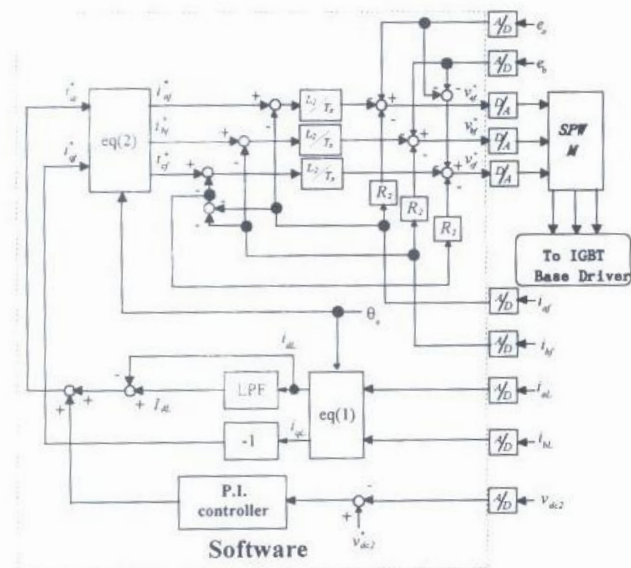


圖5 電流預測法之控制方塊圖

#### 四、三相主動式電力濾波器之模擬與實測

#### 結果

本文根據圖 2 之電力架構，採用圖 5 之電流預測型控制器，其三相主動式電力濾波器系統模擬與實測之電路各參數數據如下：

- (1) 電源線電壓有效值：200(V)
- (2) 電源線電壓頻率：60(Hz)
- (3) 負載電容  $C_0$ ：6000( $\mu$ F)
- (4) 負載電感  $L_1$ ：3.1(mH)
- (5) 負載電感之內阻  $R_1$ ：0.05( $\Omega$ )
- (6) 直流鏈電容  $C_2$ ：9900( $\mu$ F)
- (7) 昇壓電感  $L_2$ ：6(mH)
- (8) 昇壓電感之內阻  $R_2$ ：0.08( $\Omega$ )
- (9) 取樣週期  $T_{\text{samp}}$ ：80( $\mu$  sec.)
- (10) 切換週期  $T_s$ ：100( $\mu$  sec.)
- (11) 負載電阻  $R_0$ ：12.6( $\Omega$ )
- (12) 直流鏈電壓命令值  $v_{dc}^*$ ：360(V)

#### A. 三相主動式電力濾波器之模擬結果分析

根據圖 5 採用電流預測型控制器；且負載為三相二極體整流器，其模擬結果如圖 6 所示。圖 6(a)及(b)表示電源側電壓  $e_a$  波形及負載電流  $i_{al}$ 。圖 6(c)及(d)為主動式電力濾波器的 a 相電流  $i_{af}$  及電源側電流  $i_{as}$ ，其電源側電流頻譜如圖 6(e)所示，電流總諧波失真率為 4.57%，此型電流控制器較電流磁滯控制器為理想。而其主動式電

力濾波器之直流鏈電壓  $v_{dc2}$  如圖 6(f)所示。如此，不僅能改善電流諧波含量，亦可提高功率因數至約 1.0 左右。

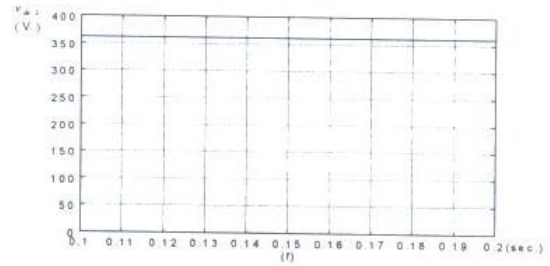
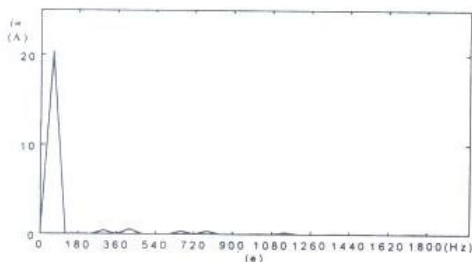
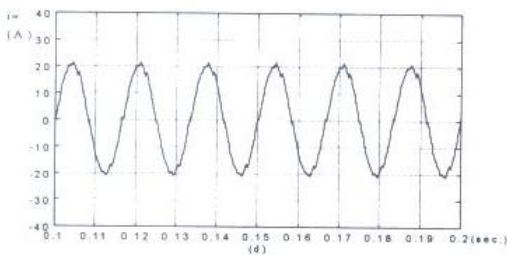
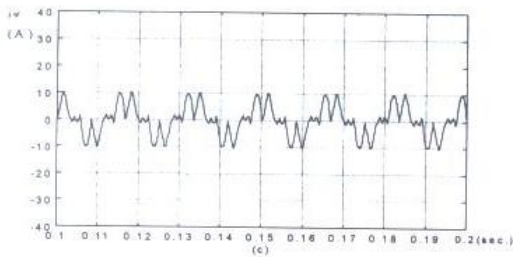
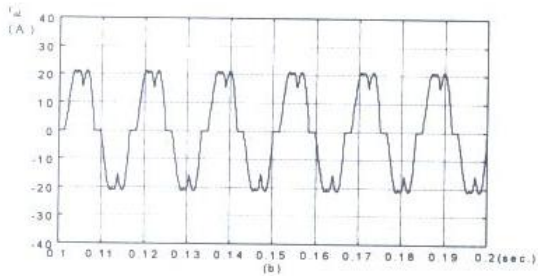
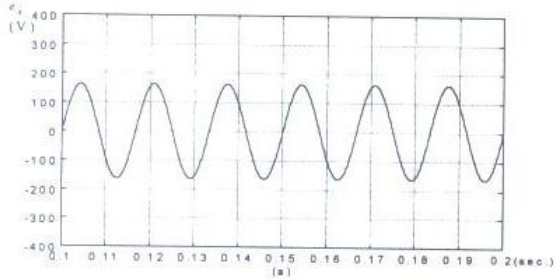


圖 6 三相 200V 主動式濾波器電流預測型控制器之模擬結果

- (a). 電源側 a 相電壓  $e_a$  ；
- (b). 三相二極體整流器 a 相線電流  $i_{aL}$  ；
- (c). 三相主動式電力濾波器 a 相線電流  $i_{af}$  ；
- (d). 電源側 a 相線電流  $i_{as}$  ；
- (e). 電源側 a 相電流  $i_{as}$  之電流頻譜 ；
- (f). 三相主動式電力濾波器直流鏈電壓  $v_{dc2}$  。

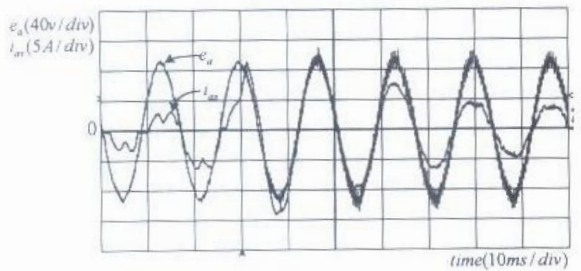
### B. 三相主動式電力濾波器之實測結果分析

本文將分別針對，三相 110V，60Hz 系統與三相 200V，60Hz 系統之三相主動式電力濾波器，做實測分析。

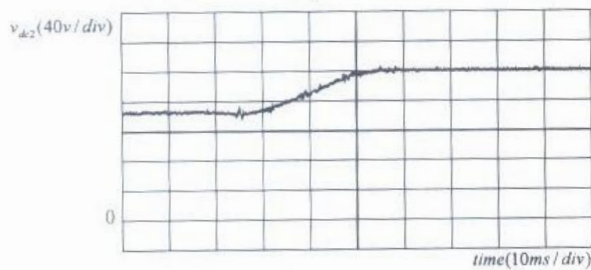
#### 1. 三相 110V，60Hz 系統之實測結果

圖 7 為三相主動式電力濾波器電流預測型控制器之暫態與穩態實測結果，圖 7(a) 為電源側之 a 相電流於直流負載 311 瓦啓動之暫態波形，其至穩態時之總電流失真率 ( $THD_i$ ) 為 13%，功率因數 ( $pf$ ) 為 0.99。圖 7(b) 為直流鏈電壓之暫態波形，圖 7(c) 為電源側之 a 相電壓與電流於直流負載 1.5KVA 穩態

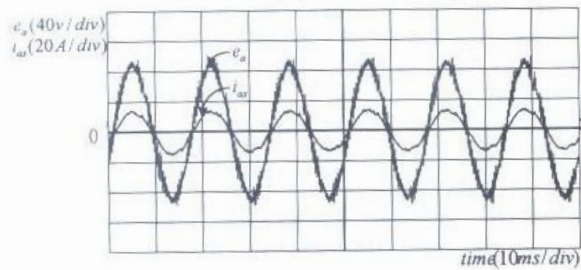
時之波形，其中總電流失真率( $THD_i$ )為 5.1%，功率因數( $pf$ )為 1.0。



(a)



(b)



(c)

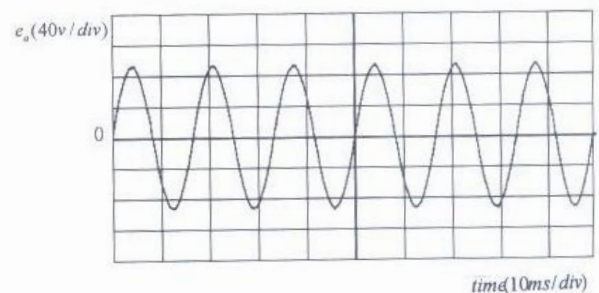
圖 7 三相 110V 主動式濾波器之電流預測控制之實測結果

- (a) 電源側 a 相電壓  $e_a$  與電流  $i_{as}$  於負載 311w 啓動之暫態波形；
- (b) 直流鏈電壓  $v_{dc2}$  之暫態波形；
- (c) 負載於 1445w 穩態時之電源側 a 相電壓  $e_a$  與電流  $i_{as}$  波形。

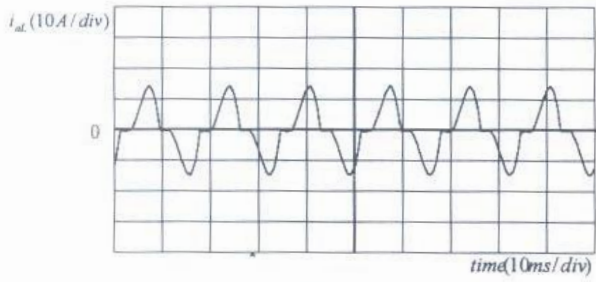
## 2. 三相 110V, 60Hz 不平衡系統之實測結果

三相二極體整流負載，因某相故障形成欠相之單相整流負載，圖 8 中為單相二極體整流器負載 1kVA 之實測結果。圖 8(a) 為 a 相電源電壓，圖 8(b)~(d) 為負載電流，因欠相關係使 b 相無電流，而 a、c 相電流大小相同，相位相反，電流的峰值約 14A，而實測之電流總諧波失真率( $THD_i$ )為 35.5%，功率因數為 0.89。

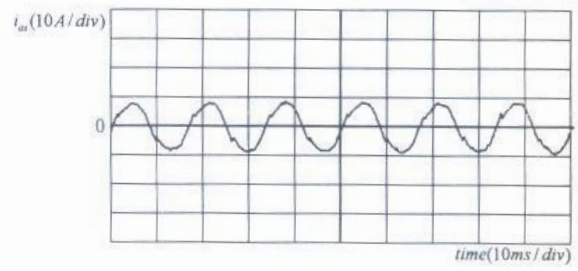
圖 9 為加入三相主動式電力濾波器電流預測控制之實測結果，圖 9(a) 為電源側 a 相電壓；圖 9(b)~(d) 為電源側三相電流波形；圖 9(e)~(g) 為主動式電力濾波器電流之三相電流波形。在未加入主動式電力濾波器電流之電源側電流與負載電流相同，加入電力濾波器後，其電源側電流已接近三相平衡之正弦波，其電流總諧波失真率 a、c 相約為 9.7% 左右，而斷線之 b 相約為 4.5% 左右，功率因數近似 1.0。



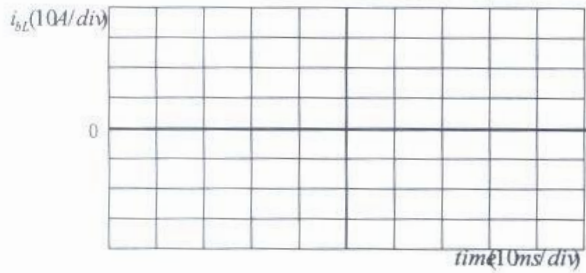
(a)



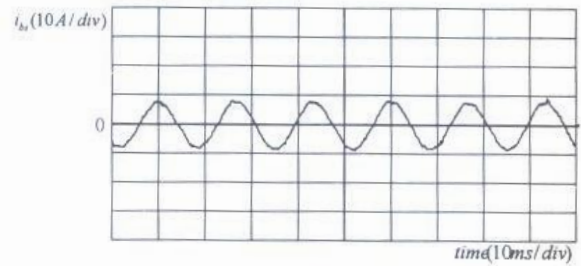
(b)



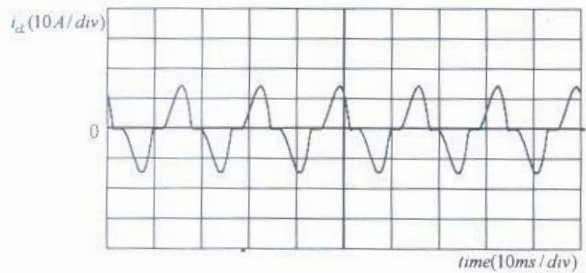
(b)



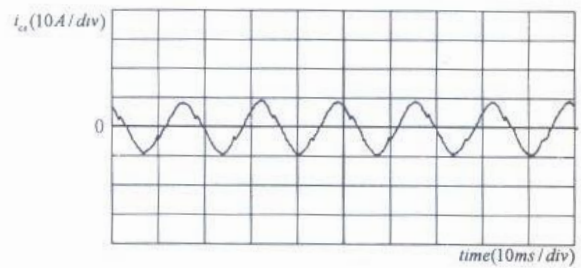
(c)



(c)



(d)



(d)

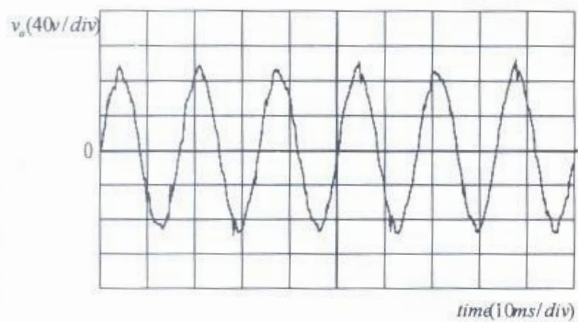
圖 8 未加入主動式電力濾波器時，三相 110V 不平衡負載(1kVA)之實測結果

(a) a 相電源側 a 相電壓  $e_a$  ；

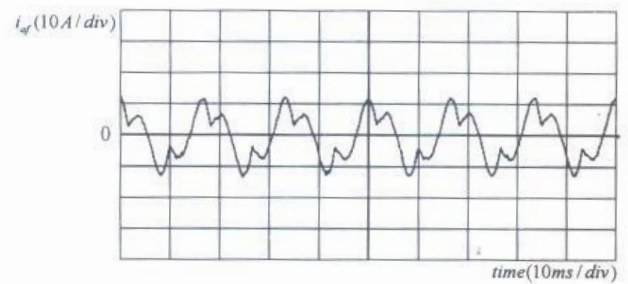
(b) a 相負載電流  $i_{al}$  ；

(c) b 相負載電流  $i_{bl}$  ；

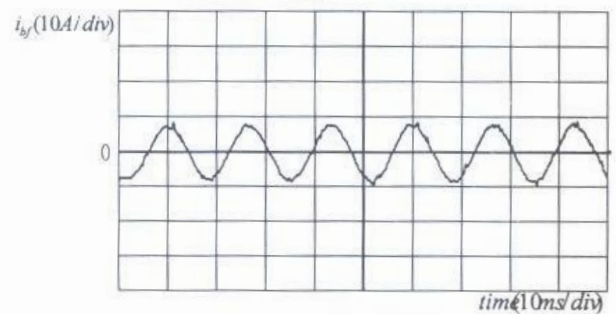
(d) c 相負載電流  $i_{cl}$  ；



(a)

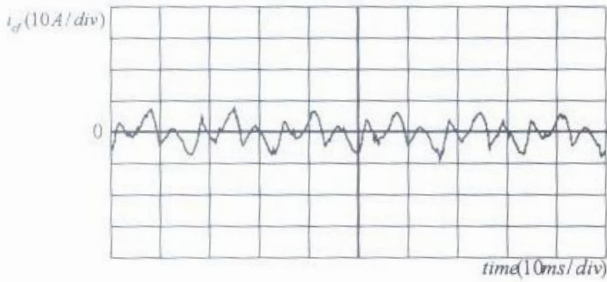


(e)



(f)





(g)

圖 9 加入主動式電力濾波器後，三相不平衡負載(1kVA)時之實測結果

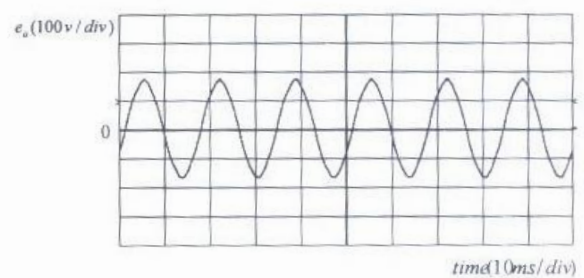
- (a) 電源側 a 相電壓  $e_a$
- (b) 電源側 a 相電流  $i_{as}$
- (c) 電源側 b 相電流  $i_{bs}$
- (d) 電源側 c 相電流  $i_{cs}$
- (e) 主動式電力濾波器 a 相電流  $i_{af}$
- (f) 主動式電力濾波器 b 相電流  $i_{bf}$
- (g) 主動式電力濾波器 c 相電流  $i_{cf}$

### 3. 三相 200V, 60Hz 系統之實測結果

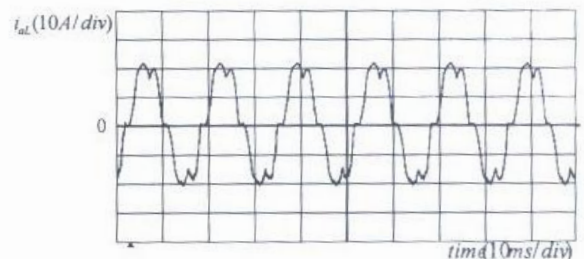
圖 10 為三相主動式電力濾波器電流預測控制之實測結果，圖 10(a)為電源側 a 相電壓；圖 10(c)為電源側 a 相電流波形與圖 6(d)模擬結果很相近；圖 10(d)為主動式電力濾波器電流之 a 相電流波形與圖 6(c)模擬結果很相近。在未加入主動式電力濾波器電流之電源側電流與負載電流相同，加入電力濾波器後，其電源側電流已接近正弦波，其電流總諧波失真率約為 5.0%左右，功率因數接近於 1.0。

上述電流控制法在不同直流負載( $p_o$ )

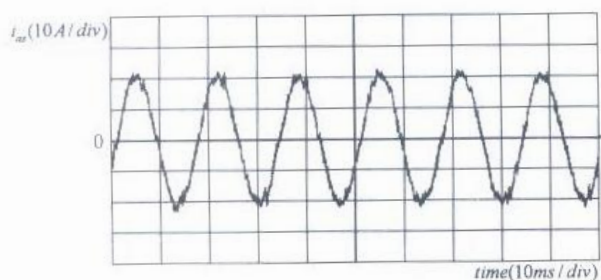
下，其改善前、後之電流總諧波失真率( $THD_i$ )，功率因數( $pf$ )及系統的效率( $\eta$ )如表 1 所示。三相二極體整流負載在改善前及改善後的各次電流諧波含量如表 2 所示。表 2 是在 5KVA 容量的負載且採用電流預測控制方法之主動式電力濾波器，配合數位功率儀(Hioki 3195)，以分析各次電流諧波。未改善前，電流總諧波失真率( $THD_i$ )為 18.7%，改善後為 5%。改善最明顯者為第 5、7 及 11 次諧波在未改善為 13%、8.5% 及 4.2%，改善後為 4.0%、2.7% 及 1.8%；而第 19 次以上的諧波含量，利用此功率儀量測，其值幾乎為零。其中，改善後有偶次諧波含量，如表 2 中之第 2 及 4 次分別為 0.16% 及 0.65%，偶次諧波的發生原因為電流回授電路偏移量(Offset)及驅動級電路的上、下臂導通延遲時間稍微不對稱所致；此值較小，對系統影響微小。



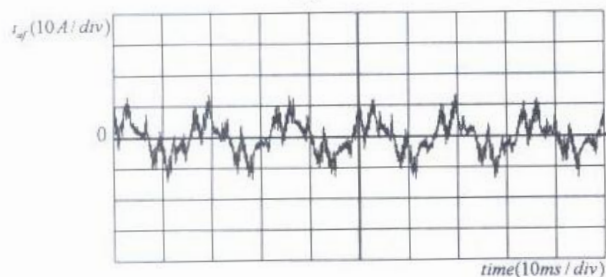
(a)



(b)



(c)



(d)

圖 10 三相 200V 二極體整流負載實測結果

- (a) a 相電源側電壓  $e_a$
- (b) a 相負載電流  $i_{al}$
- (c) 電源側 a 相電流  $i_{as}$
- (d) 主動式電力濾波器 a 相電流  $i_{af}$

表一、三相主動式濾波器(200V)之電流預測控制之實測特性

直流輸出功率 $P_o (W)$	未改善前功因數 $pf$	未改善前電諧波 $THD_i (%)$	改善後功率因數 $pf$	改善後電流諧波 $THD_i (%)$	效率 $\eta$
966.5	0.924	33.8	0.996	10.4	0.878
1880	0.926	27.5	0.997	8.5	0.94
2930	0.917	22.8	1.0	7.3	0.95
4390	0.897	18.7	1.0	5.0	0.957

表二、5KVA 容量之三相主動式電力濾波器用電流預測控制方法的各次電流諧波含量實測

電流諧波	$THD_i$	2次	3次	4次	5次	7次	9次	11次	13次	15次	17次	19次	21次
未改善(%)	18.7	0	1.16	0	13	8.5	0.32	4.2	1.23	0.13	1.16	0.02	0.01
改善後(%)	5	0.16	0.13	0.65	4.0	2.74	0.64	1.77	0.84	0.32	1.10	0	0

### 五、結論

本文所提出之系統架構、理論分析與控制法則，已透過計算機模擬與實測結果驗證其理論與可行性。由模擬與實作結果可知，三相主動式電力濾波器，可依負載(諧波與功率因數)之變動，給予系統作適當的補償，比起被動式電力濾波器有較快速的響應與良好之補償性能。此外，因整體控制器以軟體完成，故控制法之修改較具彈性，可避免類比電路因溫度、元件老化所引發之各種問題，並減少硬體成本。

本文之三相主動式電力濾波器研製過程，最需考慮系統與電源同步及訊號干擾問題，主動式電力濾波器與電源同步之精準與否，攸關電力諧波與功率因數改善之成效。而訊號干擾則嚴重影響整體主動式電力濾波器系統運轉之穩定度；因此，在主動式電力濾波器研製時，對此二者應嚴加設計，以力求系統性能提昇。本主動式電力濾波器於負載嚴重不平衡時，因三相欠缺其中一相，剩餘二相之電流大小相同且反相，造成原本由三相供給負載所需之能量，瞬間變二相負擔，不平衡負載實功率與虛功率之變動量較平衡負載急遽，為使主動式電力濾波器能即時補償負載所需之實、虛功率，必須提高主動式電力濾波

器之直流鏈電壓，完成不平衡負載之諧波與功率因數補償。本系統不僅對平衡負載具良好補償效果，且當負載不平衡時也同樣有其諧波與功率因數改善之特性，於實用上更具多元性。

本文採用個人電腦為基礎，已完成三相 200V 系統之三相主動式電力濾波器；在非線性負載例如本文之 5KVA 三相二極體整流器，改善至其電流總諧波失真率為 5% 左右，功率因數可提高至接近於 1.0，具實用性。

#### 六、參考文獻

- [1] Key, T. S. and L. S. Lai, "Comparison of Standards and Power Supply Design Options for Limiting Harmonic Distortion in Power Systems", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 4, pp.688-695, July/August (1993).
- [2] Hideaki, F. and H. Akagi, "An Approach to Harmonic Current-Free AC/DC Power Conversion for Large Industrial Loads: The Integration of a Series Active Filter with a Double-Series Diode Rectifier", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 5, pp.1233-1240, September/October (1997).
- [3] Subhashish, B., A. Veltman, and M. Divan, "Flux-Based Active Filter Controller", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 3, pp.491-501, May/June (1996).
- [4] Akagi, H. "New Trends in Active Filters for Power Conditioning", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 6, pp.1312-1322, November/December (1996).
- [5] Naik, R., M. Rastogi, and N. Mohan, "Third-Harmonic Modulated Power Electronics Interface with Three-Phase Utility to Provide a Regulated DC Output and to Minimize Line-Current Harmonics", IEEE transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 3, pp.598-602, May/June (1995).
- [6] Saetieo, S., R. Devaraj, and A. David, "The Design and Implementation of a Three-Phase Active Power Filter Based on Sliding Mode Control", IEEE Transactions on Industry Applications., Vol. 31, No. 5, pp.993-1000, September/October (1995).
- [7] Rim, C. T., N. S. Choi, G. C. Cho and G. H.Cho, "A Complete DC and AC Analysis of Three-Phase Controlled-Current PWM Rectifier Using Circuit D-Q Transformation", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, No.4, pp.390-396, July (1994).
- [8] Rim, C. T., D. Y. Hu and G. H. Cho, "The Graphical Transformation of General Power Switching Converters", IEEE IAS Conference Record, pp.940-945 (1988).
- [9] Choi, J. W. and S. K. Sul, "Fast Current Controller in Three-Phase AC/DC Boost Converter Using d-q Axis Crosscoupling", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.13, No.1,pp.179-pp.185, January (1998).
- [10] Krause, P. C. , Analysis of Electric Machinery , McGraw-Hill , (1987).
- [11] Isermann, R., "Digital Control Systems" , Springer-Verlag Berlin Heidelberg, New York (1981).