

## 第三章

### 具有主動式電力解耦合電路之光伏反流器

#### 3.1 前言

如前章所述可知，市電併聯型光伏系統會有一大量的二倍頻瞬時功率產生，因此現有系統必須並聯一大的電解電容，以保持光伏系統之平常運作。採用高電容值之電解電容器的缺點為其所佔體積較大及其較短的使用壽命。通常使用四、五年便必需更換，因此比較太陽能電池模組二十多年的壽命，顯然採用大的電解電容器，並不是一個合適的做法，因此本章的目標即在探討如何解決此二倍頻瞬時功率之問題，俾期可以採用一般薄式交流電容器，以增加太陽光伏反流器系統之可靠度。首先將對目前現有文獻中的解決方法做一說明，其大致上可簡略地分為傳統電力解耦合電容並聯法[1]、直流鏈電壓控制法[26、27]以及外加主動式電力解耦合電路法[3、4、5]。再來將對吾人所提出之新型二倍頻瞬時功率消除策略做一說明，並舉出二種可實現此策略之方法，其分別為利用電力解耦合電感器加上電流控制以及電力解耦合電容器加上電壓控制。最後，吾人將提出二種可實現吾人所提出的二倍頻瞬時功率消除策略之新型光伏反流器，其兩者電路架構均為由一般單相全橋式光伏反流器外加上具二開關或具一開關之電力解耦合電路來完成，其中電力解耦合電路為用來消除光伏系統中的二倍頻瞬時功率；並且將針對此二種新型光伏反流器推導其開迴路數學模式以及模擬分析其閉迴路架構之特性。

#### 3.2 現有文獻解決二倍頻瞬時功率現象的方法

在 2.3 節中曾提及二倍頻瞬時功率現象在單相轉換器中為必然

會產生之固有現象，三相轉換器則在不平衡（Unbalance）條件下亦有二倍頻瞬時功率的存在。然而在三相轉換器中，可利用轉框技巧並加上控制技術來消除因不平衡而產生的二倍頻瞬時功率[31、32]。由於三相轉換器並非本文之重點，因此在本節中並不對三相轉換器因不平衡而產生的二倍頻瞬時功率現象之解決方法多做介紹，而是將針對本文之主題，即，單相光伏反流器所產生的二倍頻瞬時功率之解決方法做一分類及簡介。在現有解決方法中，吾人大致上可將其粗略地分為三類，分別為傳統電力解耦合電容並聯法[1、2、8]、直流鏈電壓控制法[10、11]及外加主動式電力解耦合電路（Active Power Decoupling Circuit）法[23、29、30]。接下來，吾人將對此三類方法做一簡介。

#### A、傳統電力解耦合電容並聯法：

此為目前使用最為廣泛也是最為容易之方法，即在光伏反流器直流鏈並聯一顆電力解耦合（Power Decoupling）電容做為低通濾波器，如圖 3.1 所示，其目的為消除由二倍頻瞬時功率在直流鏈所造成的電壓漣波。由 Kjaer[1]所提出解耦合電容值之設計法為

$$C_{DC} = \frac{P_{PV}}{2\omega_0 V_{DC} v_{ripple,2}} \quad (3.1)$$

其中

$P_{PV}$ ：太陽能板輸出功率 (W)

$\omega_0$ ：市電頻率 ( $rad/sec$ )

$V_{DC}$ ：解耦合電容之跨壓 (V)

$v_{ripple,2}$ ：光伏反流器直流鏈之電壓漣波振幅 (V)

由式 (3.1) 可知，只有在解耦合電容無限大時才可能完全消除二倍頻瞬時功率所造成的直流鏈電壓漣波。一般來說，此法所需之耦合電容值通常需要毫法拉 (mF) 等級以上才可有效地消除絕大部份的

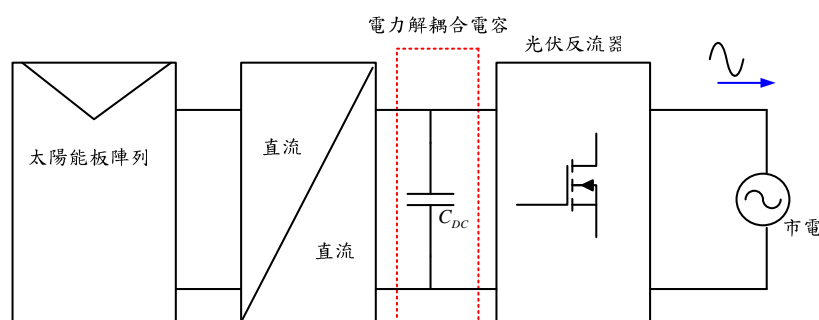


圖 3.1 傳統電力解耦合電容並聯方法

二倍頻瞬時功率，以使得光伏系統得以正常運作。然而，此較大的解耦合電容值必需採用電解電容才可完成，但大電解電容會有使光伏系統的體積變大、壽命縮減及可靠度降低等缺點。

## B、直流鏈電壓控制法：

回顧 2.3 節最後曾提及在直流鏈所並聯的電力解耦合電容值較小之情況下 (約  $100\mu F$  內)，由光伏反流器交流側所造成之二倍頻瞬時功率會使得在光伏反流器直流鏈上產生一個振幅相當大的電壓漣波，且當直流鏈電壓漣波振盪到小於市電電壓振幅時，即  $v_{dc,link}(t) < V_{AC}$ ，(其中  $v_{dc,link}(t)$  為直流鏈電壓， $V_{AC}$  為市電電壓振幅)；會造成市電電流的失真。同樣地，當太陽電池板輸出電壓大於直流鏈電壓時，會造成太陽電池板輸出無法保持最大功率輸出 (因為直/直流轉換器為一升壓轉換器)。直流鏈電壓控制法事實上為一種相當直覺

地改善上述現象之方法，即在光伏反流器中加上一個直流鏈電壓平均值控制，如圖 3.2 所示系統架構[24]；其主要作用為在使用較小的電力解耦合電容並聯於直流鏈之條件下(即允許直流鏈存在具有大振幅之電壓漣波)，控制直流鏈電壓平均值，使得直流鏈電壓漣波之最小值大於市電電壓振幅與太陽電池板輸出最大電壓，也就是直流鏈電壓控制必需達到以下條件

$$\min v_{dc,link} > \max\{V_{AC}, V_{PV,MAX}\} \quad (3.2)$$

其中  $v_{dc,link}$  為直流鏈電壓， $V_{AC}$  及  $V_{PV,MAX}$  分別為市電電壓振幅與太陽電池板輸出最大電壓值。若直流鏈電壓控制能夠滿足式 (3.2) 之條件，則光伏系統可在直流鏈並聯較小之解耦合電容下，太陽電池板最大功

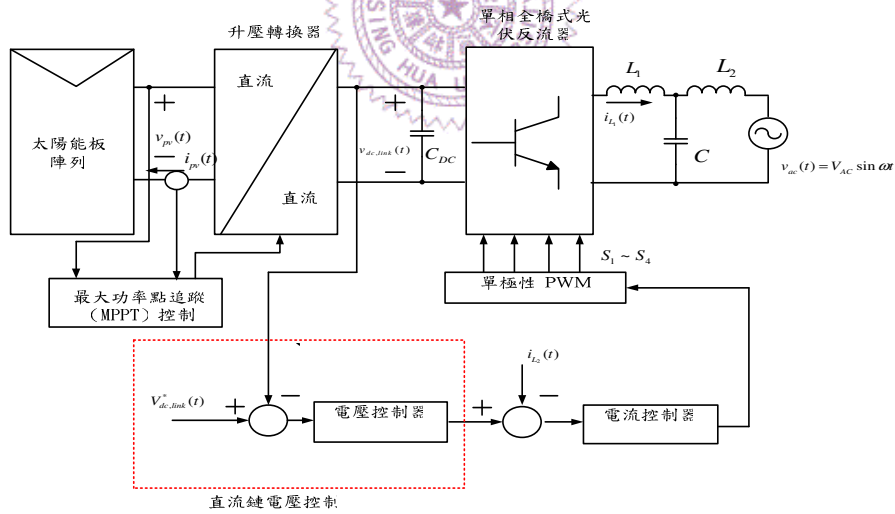


圖 3.2 具有直流鏈電壓控制之光伏反流器

率點追蹤控制仍然能正常工作及輸出市電電流無失真發生。然而此方法之電壓控制設計將會相當地複雜，在現有的文獻中尚無較完整具體的設計方法被提出。事實上，此方法並未消除光伏系統中的二倍頻瞬

時功率，而是利用外加直流鏈電壓控制去控制直流鏈電壓平均值，使得光伏系統能夠容許直流鏈具有大電壓漣波存下，光伏系統仍然正常運作，因此可使用較小的電力解耦合電容值並聯於直流鏈上，取代傳統在直流鏈上並聯一顆大電解電容之方法。

### C、外加主動式電力解耦合電路法

由 2.3 節式 (2.47) 可知，在單向光伏反流器中無論輸出市電電流振幅  $I_{L_2}$  為任何值均無法將二倍頻瞬時功率消去。也就是說單相光伏反流器無法像三相轉換器一樣，可利用控制技巧消除因不平衡而產生之二倍頻瞬時功率。因此單向光伏反流器若不採用傳統在直流鏈上並上一顆大電解電容，而又希望能夠消除光伏系統中的二倍頻瞬時功率，那麼外加電力解耦合電路是一種可行之方法。於文獻[23]中，Shimizu 首先提出一種利用控制並搭配外加主動式電力解耦合電路，如圖 3.3 所示[26]，以消除存在於直流鏈上之電壓漣波。此方法主要精神為利用控制策略將光伏反流器直流鏈電壓控制為只有純直流成分的存在，並能夠迫使得存在於直流鏈上之二倍頻瞬時功率成份轉移至主動式電力解耦合電路內之，使得在直流鏈上無電壓漣波存在，因而促使光伏系統能夠正常運作。在目前以此方法來消除二倍頻瞬時功率之文

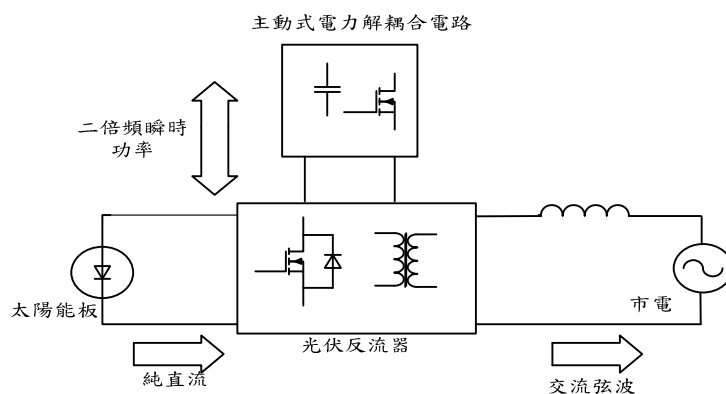


圖 3.3 具有主動式電力解耦合電路之光伏反流器

獻中[29]、[30]，均採用 Shimizu 之觀念加以變化。

最後，吾人將對上述三種解決二倍頻瞬時功率之方法中的優缺點整理成表 3.1 做為本節之結論：

表 3.1 現有三種解決二倍頻瞬時功率方法之優缺點

方法 \ 優缺點	優點	缺點
電力解耦合電容並聯法	簡單、不需外加電路及控制。	需要相當大的直流鏈電容值。
直流鏈電壓控制法	可採用較小的直流鏈電容值、不需外加電路。	需外加電壓控制，且此電壓控制實現困難。
外加主動式電力解耦合電路法	可採用較小的直流鏈電容值。	需外加開關及儲能元件。

### 3.3 新型主動式二倍頻瞬時功率消除策略

介紹完現有文獻中解決二倍頻瞬時功率現象之方法後，可知利用外加主動式電力解耦合電路法具有消除光伏系統中的二倍頻瞬時功率之能力，因此可大大地減少並聯於直流鏈上之解耦合電容值。在本文中吾人將採取使用外加主動式電力解耦合電路法做為解決光伏系統中二倍頻瞬時功率之方法。在此首先吾人將提出一種新型主動式二倍頻瞬時功率消除策略並對此策略之原理作一說明。接下來將介紹二種可完成此策略之方法，分別為利用外加電力解耦合電感（Power Decoupling Inductor）搭配電流控制以及外加電力解耦合電容（Power Decoupling Capacitor）搭配電壓控制。最後吾人提出二種在使用最少開關數目的前提下，可實現新型策略之具有主動式電力解耦合電路的



新型光伏反流器電路架構。

第二章曾提及利用向量觀念表示出光伏反流器在交流端所產生的二倍頻瞬時功率，如圖 2.25 所示。此新型策略為利用光伏反流器所外加的主動式電力解耦合電路，如圖 3.4 所示，並搭配控制使得能夠在主動式電力解耦合電路內製造出一個與交流側所產生之二倍頻瞬時功率振幅相同、相位相差一百八十度的另一個二倍頻瞬時功率來互做抵消，如圖 3.5 所示之向量表示法。換句話說，即在光伏反流器外加的主動式電力解耦合電路中產生

$$p_{pdc}(t) = P_{PDC} \sin(2\omega t + \phi_{PDC}) \quad (3.3)$$

之二倍頻瞬時功率，當  $P_{PDC} = P_{TOTAL,2}$  及  $\phi_{PDC} = \theta + \pi$  成立時（其中  $P_{TOTAL,2}$  與  $\theta$  分別為光伏反流器交流側所產生之總二倍頻瞬時功率的振幅及相位），則可和交流側所產生之二倍頻瞬時功率相互抵消，使得光伏反流器之直流鏈不需並聯高電容值亦可使光伏系統不受到交流側所產生之二倍頻瞬時功率影響，以促使太陽能板最大功率點追蹤控制能夠正常運作及注入市電之輸出電流無失真現象發生。

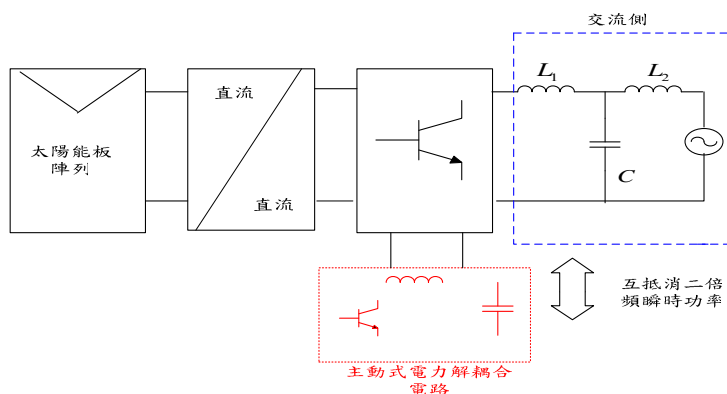


圖 3.4 具有主動式電力解耦合電路之光伏反流器

二倍頻瞬時功率消除

電容器及對此解耦合電容電壓做電壓控制。以下將對此二種方法如何完成新型主動式二倍頻瞬時功率消除策略做一說明。

A circuit diagram showing an inductor with inductance  $L_P$ . The inductor is represented by a horizontal line with three loops in the middle. Below the inductor, an arrow points to the right, labeled  $i_{L_P}(t)$ .

利用電感器具有儲能特性並搭配電流控制來完成此策略。例如將圖 3.6 所示之電流  $i_{L_p}(t)$  控制成一弦波形式為



$$i_{L_p}(t) = I_{L_p} \sin(\omega t + \beta) \quad (3.4)$$

那麼在電感器上跨壓為

$$\begin{aligned} v_{L_p}(t) &= L_p \frac{di_{L_p}(t)}{dt} \\ &= L_p I_{L_p} \omega \cos(\omega t + \beta) \end{aligned} \quad (3.5)$$

將式 (3.4)、(3.5) 相乘可得到電壓器所儲存虛功為

$$\begin{aligned} p_{pdc}(t) &= i_{L_p}(t) v_{L_p}(t) \\ &= \frac{1}{2} L_p I_{L_p}^2 \omega \sin(2\omega t + 2\beta) \\ &= P_{PDC} \sin(2\omega t + \phi_{PDC}) \end{aligned} \quad (3.6)$$

由圖 3.5 可知，若  $P_{PDC} = P_{TOTAL,2}$  且  $\phi_{PDC} = (\theta + \pi)$  則可消除由光伏反流器交流側所產生之二倍頻瞬時功率。也就是說流經電感器之電流振幅及相位必需分別控制為  $I_{L_p} = \sqrt{\frac{2P_{TOTAL,2}}{\omega L_p}}$  以及  $\beta = \frac{1}{2}(\theta + \pi)$  之形式。

方法 B：電力解耦合電容器加上電壓控制

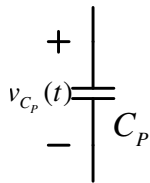


圖 3.7 方法 B：外加電力解耦合電容器及電壓控制

相似地，亦可利用電容器儲能特性及搭配電壓控制去完成此策略。例

如把圖 3.7 所示之電壓  $v_{C_p}(t)$  控制為一弦波形式為

$$v_{C_p}(t) = V_{C_p} \sin(\omega t + \gamma) \quad (3.7)$$

那麼流入電容之電流為

$$i_{C_p}(t) = C_p \frac{dv_{C_p}(t)}{dt} = C_p V_{C_p} \omega \cos(\omega t + \gamma) \quad (3.8)$$

將式 (3.7)、(3.8) 相乘可得在電容內所儲存虛功為

$$\begin{aligned} p_{pdc}(t) &= i_{C_p}(t) v_{C_p}(t) \\ &= \frac{1}{2} C_p V_{C_p}^2 \omega \sin(2\omega t + 2\gamma) \\ &= P_{PDC} \sin(2\omega t + \phi_{PDC}) \end{aligned} \quad (3.9)$$

亦可由圖 3.5 知，當  $P_{PDC} = P_{TOTAL,2}$  且  $\phi_{PDC} = (\theta + \pi)$  則可消除由光伏反流器交流側所產生之二倍頻瞬時功率。即在電容器上之跨壓其振幅及相位

分別需控制為  $V_{C_p} = \sqrt{\frac{2P_{TOTAL,2}}{\omega C_p}}$  以及  $\gamma = \frac{1}{2}(\theta + \pi)$  之形式。

此二種方法其優點為均具有兩個自由度 (Degree of Freedom)，分別為方法 A 的  $(L_p, I_{L_p})$  及方法 B 的  $(C_p, V_{C_p})$ 。因此只要在光伏系統正常運作之前提下，可適當地調整  $I_{L_p}$  (或  $V_{C_p}$ ) 及  $L_p$  (或  $C_p$ ) 即可消除光伏系統內的二倍頻瞬時功率。其缺點為必須外加開關以控制電流 (或電壓)。因此在最後吾人將以使用最少開關數的原則下，提出二種可實現新型主動式二倍頻瞬時功率消除策略之新型光伏反流器，分別如圖 3.8 所示的具二開關主動式電力解耦合電路之光伏反流器電路架構及圖 3.9 所示的具一開關主動式電力解耦電路之光伏反流

器電路架構，且此二種電路架構之構成均是為了實現方法 A 的二倍頻瞬時功率消除策略。現在吾人將對此二種電路架構之工作原理做一說明，圖 3.8 所示之具二開關主動式電力解耦合電路之光伏反流器利用 A 臂及 B 臂之開關切換可將輸出電流控制為一弦波形式並注入至市電端，此乃一般光伏反流器之功能。同樣地，搭配 B 臂既有控制及 C 臂之外加控制可使得解耦合電感電流  $i_{L_p}(t)$  亦為一弦波形式，且適當地控制解耦合電感電流之振幅和相位以及設計解耦合電感值的大小，則可在解耦合電感內產生一個能夠與交流側之二倍頻瞬時功率互相抵消之二倍頻瞬時功率，以使光伏系統正常工作。至於圖 3.9 所示之具一開關主動式電力解耦合電路之光伏反流器可視為圖 3.8 電路之簡化版。同樣地原理，利用 A 臂及 B 臂控制輸出電流為一弦波形式並注入市電端，再搭配 B 臂既有控制及 C 臂外加控制俾令解耦合電感之電流為一弦波整流之波形，即

$$i_{L_p}(t) = I_{L_p} |\sin(\omega t + \beta)| \quad (3.10)$$

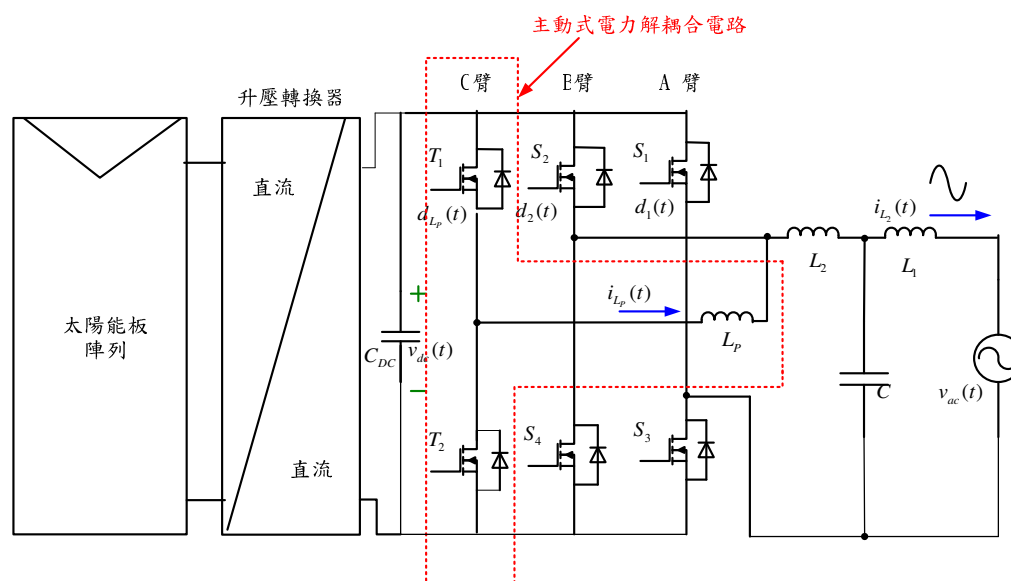


圖 3.8 具有 2 開關主動式電力解耦合電路之新型光伏反流器電路架構

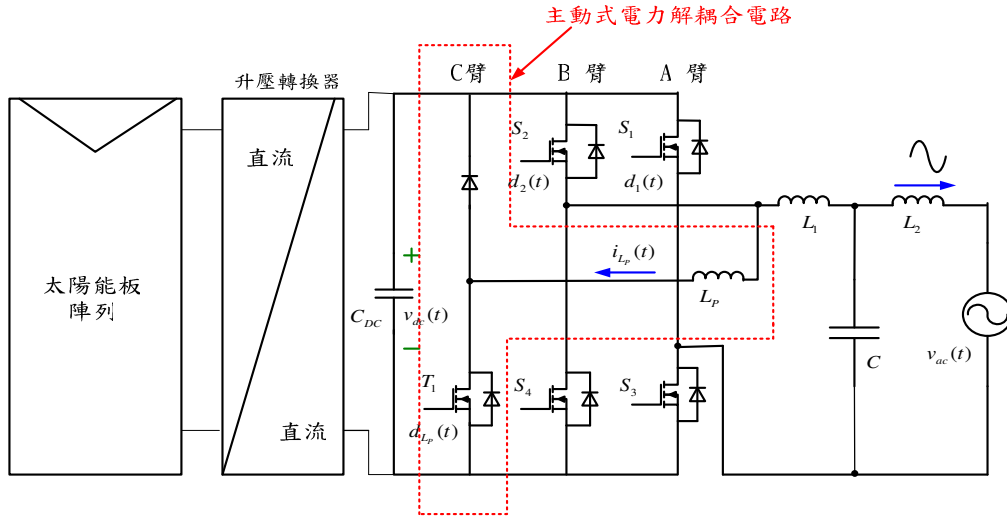


圖 3.9 具有 1 開關主動式電力解耦合電路之新型光伏反流器電路架構

那麼可得解耦合電感上之跨壓為

$$\begin{aligned}
 v_{L_p}(t) &= L_p \frac{di_{L_p}(t)}{dt} \\
 &= L_p I_p \omega \frac{\sin(\omega t + \beta)}{|\sin(\omega t + \beta)|} \cos(\omega t + \beta)
 \end{aligned} \quad (3.11)$$

其中  $\sin(\omega t + \beta) \neq 0$ ，並且在式 (3.11) 中利用了微分連鎖律 (Chain Rule)。將式 (3.10) 與式 (3.11) 相乘可得

$$\begin{aligned}
 p_{pdc}(t) &= \frac{1}{2} L_p I_p^2 \omega \sin[2(\omega t + \beta)] \\
 &= P_{PDC} \sin(2\omega t + \phi_{PDC})
 \end{aligned} \quad (3.12)$$

其中若令解耦合電感所產生之二倍頻瞬時功率之振幅  $P_{PDC} = P_{TOTAL,2}$  及相位  $\phi_{PDC} = \theta + \pi$ ，那麼則可與交流側之二倍頻瞬時功率相互抵消，使得光伏反流器直流鏈上無漣波電壓存在，因此促使光伏系統正常工作。由式 (3.10) ~ 式 (3.12) 可知，只要將解耦合電感電流控制為弦

波之絕對值形式亦可使解耦合電感產生二倍頻瞬時功率，再適當地調整解耦合電感之大小及解耦合電感電流振幅和相位即可消除交流側之二倍頻瞬時功率。因此並不需要圖 3.8 架構中 C 臂之上臂開關作為解耦合電感電流之負半週控制，故可將其用一個二極體取代。此為圖 3.9 之架構的演變由來。下一節，吾人將對此二種架構做一完整之性能分析。

### 3.4 新型光伏反流器之性能分析

在本節吾人將對上一節最後所提出具有二開關及一開關主動式電力解耦合電路之新型光伏反流器，如圖 3.8 及圖 3.9 所示，分別分析其性能。其中包括了開迴路數學模式之推導、閉迴路控制架構以及利用電路模擬軟體 Orcad/Pspice 驗證閉迴路控制架構之可行性。

#### (A) 具二開關主動式電力解耦合電路之新型光伏反流器性能分析

##### (a)、開迴路數學模式推導

在 2.2 節中已完成單向全橋光伏反流器之開迴路數學模式推導，故在此吾人僅對主動式電力解耦合電路做開迴路數學模式推導。由圖 3.10 可利用 KVL 得到

$$[d_{L_p}(t) - d_2(t)]v_{dc}(t) = L_p \frac{di_{L_p}(t)}{dt} \quad (3.13)$$

在單向全橋反流器 B 臂與主動式電力解耦合電路 C 臂之控制信號和其所對應之責任週期關係如下，

$$d_2(t) = \frac{1}{2}[1+m(t)] \quad , \quad d_{L_p}(t) = \frac{1}{2}[1+m_{L_p}(t)] \quad (3.14)$$

其中假設三角波頻率遠高於控制信號頻率。將式(3.14)代入式(3.13)可得到控制信號形式之狀態方程式為

$$\frac{di_{L_p}(t)}{dt} = \frac{1}{2L_p}[m_{L_p}(t)-m(t)]v_{dc}(t) \quad (3.15)$$

同樣地，由於式(3.15)為一非線性方程式，因此為了簡化分析，故將式(3.15)去做線性化，因此將式(3.15)各變數表示為

$$\begin{aligned} m_{L_p}(t) &= M_{L_p} + \tilde{m}_{L_p}(t) \\ m(t) &= M + \tilde{m}(t) \\ v_{dc}(t) &= V_{DC} + \tilde{v}_{dc}(t) \\ i_{L_p}(t) &= I_{L_p} + \tilde{i}_{L_p}(t) \end{aligned} \quad (3.16)$$

將(3.16)代入式(3.15)可得到以下動態模型

$$[\tilde{m}_{L_p}(t)-\tilde{m}(t)]V_{DC} + (M_{L_p} - M)\tilde{v}_{dc}(t) = 2L_p \frac{d}{dt}\tilde{i}_{L_p}(t) \quad (3.17)$$

為了方便在閉迴路控制架構去做古典控制分析，故將式(3.17)兩邊取拉氏轉換可得

$$[M_{L_p}(s)-M(s)]V_{DC} + (M_{L_p} - M)V_{dc}(s) = 2L_p s I_{L_p}(s) \quad (3.18)$$

利用式(3.18)可得到主動式電力解耦合電路的動態模型方塊圖如下：



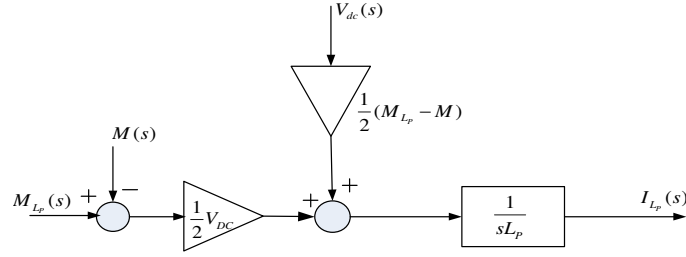


圖 3.10 二開關主動式電力解耦合電路之動態模型方塊圖

將 2.2 節所推出之單相全橋式光伏反流器之動態模型方塊圖，如圖 2.8 所示，與圖 3.10 組合即可得到新型光伏反流器之動態模型方塊圖，如圖 3.11 所示。

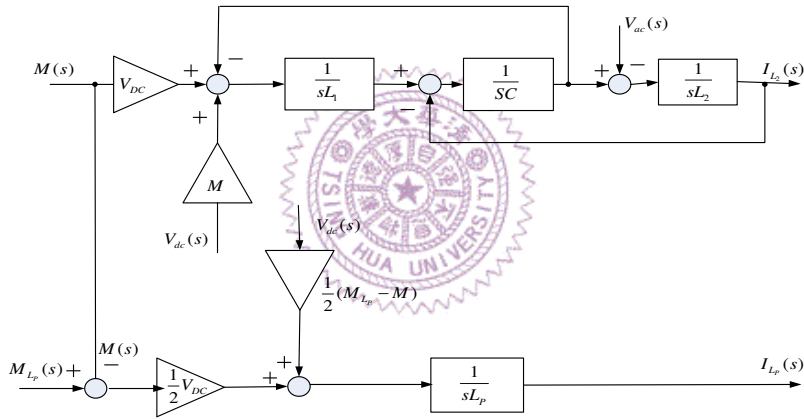


圖 3.11 具有二開關之主動式電力解耦合電路之光伏反流器動態方塊圖

利用圖 3.11 推導可得輸出電流與解耦合電感電流之各個轉移函數分別為：

$$I_{L2}(s) = G_M(s)M(s) + G_{V_{ac}}(s)V_{ac}(s) + G_{V_{dc}}(s)V_{dc}(s) \quad (3.19)$$

$$I_{Lp}(s) = G'_M(s)M(s) + G_{M_{Lp}}(s)M_{Lp}(s) + G_{V_{dc,Lp}}(s)V_{dc}(s) \quad (3.20)$$

其中各轉移函數分別為

$$G_M(s) \equiv \frac{I_{L_2}(s)}{M(s)} = \frac{V_{DC}}{s[s^2 L_1 L_2 C + (L_1 + L_2)]} \quad (3.21)$$

$$G_M'(s) \equiv \frac{I_{L_p}(s)}{M(s)} = -\frac{V_{DC}}{2sL_p} \quad (3.22)$$

$$G_{M_{L_p}}(s) \equiv \frac{I_{L_p}(s)}{M_{L_p}(s)} = \frac{V_{DC}}{2sL_p} \quad (3.23)$$

$$G_{V_{dc}}(s) \equiv \frac{I_{L_2}(s)}{V_{dc}(s)} = \frac{M}{s[s^2 L_1 L_2 C + (L_1 + L_2)]} \quad (3.24)$$

$$G_{V_{dc,L_p}}(s) \equiv \frac{I_{L_p}(s)}{V_{dc}(s)} = \frac{(M - M_{L_p})}{2sL_p} \quad (3.25)$$

$$G_{V_{ac}}(s) \equiv \frac{I_{L_2}(s)}{V_{ac}(s)} = \frac{-(s^2 L_1 C + 1)}{s[s^2 L_1 L_2 C + (L_1 + L_2)]} \quad (3.26)$$

上面諸式之推導係利用梅森增益公式及重疊定理。此動態模型方塊圖可做為設計控制器之依據。

接下來，吾人將推導出主動式電力解耦合電路之控制信號。令解耦合電感電流為

$$i_{L_p}(t) = I_{L_p} \sin(\omega t + \beta) \quad (3.27)$$

其中  $I_{L_p} = \sqrt{\frac{2P_{TOTAL,2}}{\omega L_p}}$  及  $\beta = \frac{1}{2}(\theta_{TOTAL,2} + \pi)$ 。將式 (3.27) 代入式 (3.15)

可得

$$m_{L_p}(t) = \frac{2}{v_{dc}(t)} L_p I_{L_p} \omega \cos(\omega t + \beta) + m(t) \quad (3.28)$$

再將單相全橋光伏反流器控制信號  $m(t)$ ，式 (2.18)，代入 (3.28) 整理可得主動式電力解耦合電路控制信號為

$$m_{L_p}(t) = M_{L_p} \sin(\omega t + \theta_{L_p}) \quad (3.29)$$

其中

$$M_{L_p} = \sqrt{E^2 + F^2} \quad (3.30)$$

$$\theta_{L_p} = \tan^{-1} \frac{E}{F} \quad (3.31)$$

且

$$E = \frac{1}{v_{dc}(t)} 2L_p I_{L_p} \omega \cos \beta + M \sin \theta_m \quad (3.32)$$

$$F = -\frac{1}{v_{dc}(t)} 2L_p I_{L_p} \omega \sin \beta + M \cos \theta_m \quad (2.33)$$

為了避免電力解耦合電路控制信號在脈寬調變中發生過調變現象，式 (3.26) 必須滿足

$$\left| m_{L_p}(t) \right|_{\max} \leq 1 \quad (3.34)$$

其中三角波振幅假設為 1。亦可將式 (3.34) 改寫為  $0 \leq M_p \leq 1$ ，經整理可得

$$0 \leq M \leq x \sin(\beta - \theta_m) \pm \frac{1}{2} \sqrt{4x^2 \cos(\beta - \theta_m) + 1} \quad (3.35)$$

其中  $x = \frac{2}{v_{dc}(t)} L_p I_{L_p} \omega$ 。也就是說要使此新型光伏反流器在做脈寬調變時不會發生過調變現象，則必需滿足

$$0 \leq M \leq \text{Min}\{1, x \sin(\beta - \theta_m) \pm \frac{1}{2} \sqrt{4x^2 \cos(\beta - \theta_m) + 1}\} \quad (3.36)$$

一般而言， $x \sin(\beta - \theta_m) \pm \frac{1}{2} \sqrt{4x^2 \cos(\beta - \theta_m) + 1}$  通常小於 1，由此可知外加主動式電力解耦合電路雖然可消除交流側所產生之二倍頻瞬時功率，但卻限制了最大額定輸出功率的能力。

#### (b)、閉迴路控制架構及模擬

新型光伏反流器其主要功能為能夠在其解耦合電路內產生另一個二倍頻瞬時功率來和交流側所產生之二倍頻瞬時功率互做抵消。在上一節中可知若能夠將解耦合電感電流  $i_{L_p}(t)$  之振幅和相位滿足

$$I_{L_p} = \sqrt{\frac{2P_{TOTAL,2}}{\omega L_p}} \text{ 及 } \beta = \frac{1}{2}(\theta_{TOTAL,2} + \pi) \text{ 時，便可消除光伏系統二倍頻瞬時功}$$

率。也就是說，解耦合電感電流必須有能夠達到完美追蹤（Perfect Tracking）的電流控制，使得解耦合電感電流與其命令電流在穩態下無振幅及相位的誤差，否則光伏系統內仍會產生另一個二倍頻瞬時功率。此現象可用圖 3.12 所示之向量圖來說明。圖 3.12 是假設解耦合

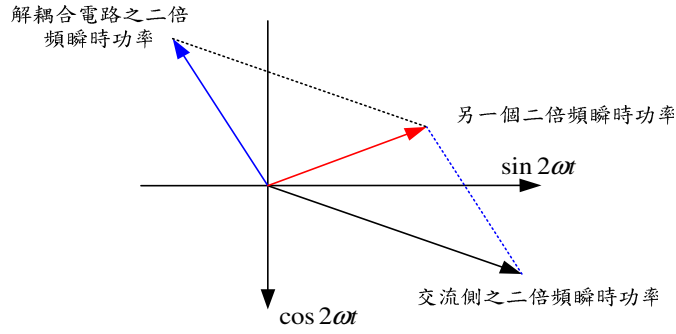


圖 3.12 二倍頻瞬時功率現象之向量圖

電感電流之振幅和相位為  $I_{L_p} \neq \sqrt{\frac{2P_{TOTAL,2}}{\omega L_p}}$  及  $\beta \neq \frac{1}{2}(\theta_{TOTAL,2} + \pi)$ ，因此無法

完全消除二倍頻瞬時功率。因此為了使解耦合電感電流具有良好的追蹤能力，故吾人在此將採用比例共振控制器[19、20、21]作做為電流控制器使得解耦合電感電流能與其命令電流能夠達到零穩態誤差。其閉迴路控制架構如圖 3.13 所示之。

在光伏系統中，由於額定輸出功率能力是由輸入端太陽能板陣列所能提供之能量來決定。因此在圖 3.13 中，利用太陽能板陣列之最大功率點追蹤控制可得到一個純直流的功率量，可將此直流功率量乘上一個比例  $K_{L_2}$  作為輸出電流之振幅命令。因此輸出電流之振幅命令將隨太陽能板所提供之能量改變，故輸出電流大小亦會隨著太陽能板陣列因日照度及溫度所做的改變而變動。在輸出電流控制，吾人採用 2.2 節中所介紹的雙電流迴路控制架構，其中外部迴路所用之電流控制器將採用比例諧振控制器來達到良好的電流追蹤能力，而內部迴路

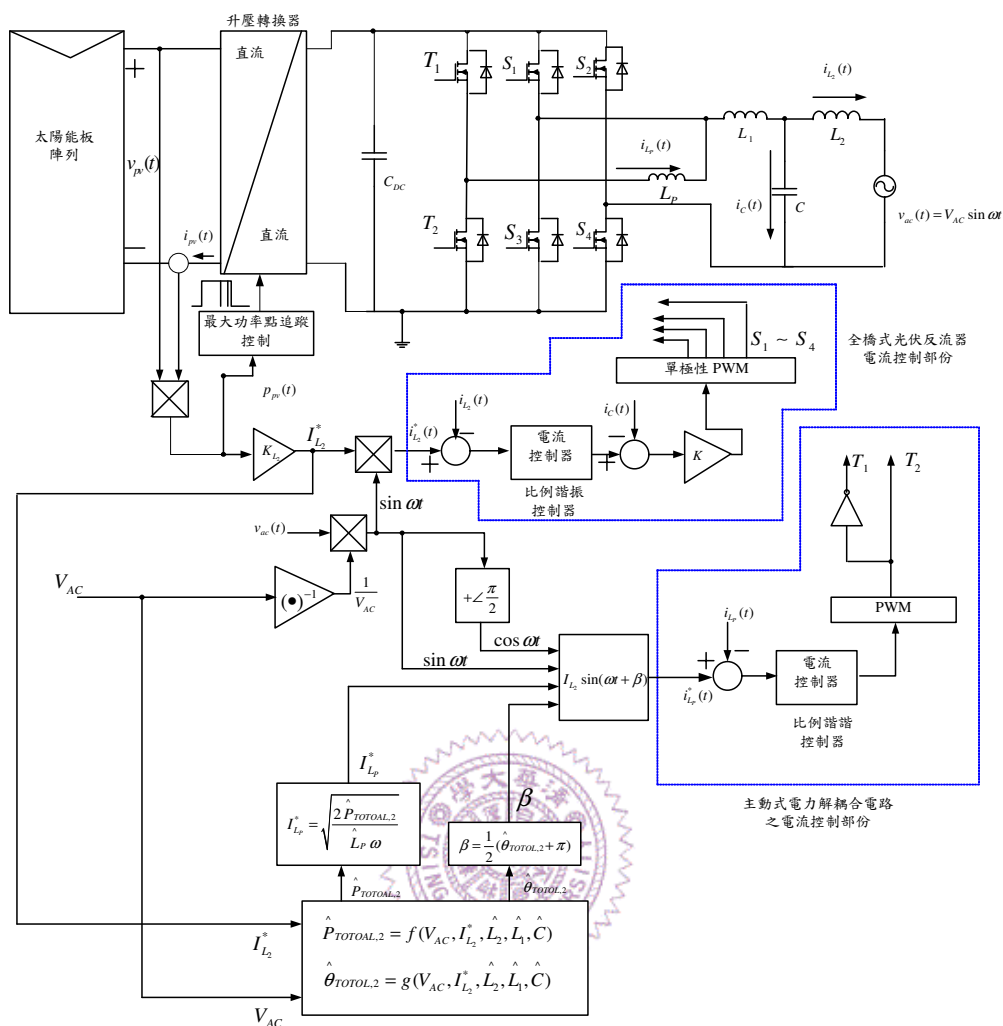


圖 3.13 具二開關主動電力解耦合電路之光伏反流器之閉迴路控制架構

主要目的為用來使系統穩定。至於解耦合電路之電流控制，其命令電流之振幅  $I_{Lp}$  及相位  $\beta$  可由 2.3 節中式 (2.72) 及式 (2.73) 中的交流側二倍頻瞬時功率之振幅  $P_{TOTAL,2}$  及相位  $\theta_{TOTAL,2}$  與市電電壓振幅  $V_{AC}$ 、LCL 濾波器之值及輸出電流振幅  $I_{L2}$  之關係式，再利用解耦合電感之振幅與相位和交流側所產生的二倍頻瞬時功率之振幅及相位轉換式即可得到。由於解耦合電感電流控制需要達到完美追蹤才可完全消除光伏系統所存在之二倍頻瞬時功率，因此使用比例諧振控制器做為其電流控制器。最後，吾人利用電路模擬軟體 Orcad / Pspice 對圖 3.13



所示之閉迴路架構進行模擬，藉以驗證此具二開關主動電力解耦合電路之光伏反流器的確具有消除交流側產生之二倍頻瞬時功率的能力。其模擬的各項參數如下所示：

太陽能板陣列最大輸出功率：  $P_{PV} = 846W (1000W/m^2)$

太陽能板陣列輸出電壓：  $V_{PV} = 170V$

最大輸出額定功率：  $P_O \approx 750W$

市電電壓振幅：  $V_{AC} = 110\sqrt{2}V$

市電電壓頻率：  $f = 60Hz$

功率因數：  $PF = 1$

開關切換頻率：  $f_s = 50kHz$

LCL 濾波器：  $L_1 = 3.5mH$ 、 $C = 15\mu F$ 、 $L_2 = 0.5mH$

解耦合電感：  $L_p = 28mH$

直流鏈電容：  $C_{DC} = 30\mu F$

輸出電流控制器參數：  $K = K_{p1} = 1$ 、 $K_{R1} = 50$

解耦合電流控制器參數：  $K_{p1} = 5$ 、 $K_{R2} = 80$

在實際上，日照度是會隨時間變化，因此吾人在此假設日照度將會由  $1000W/m^2$  至  $750W/m^2$ ，再由  $750W/m^2$  回到  $1000W/m^2$  的改變，以方便觀察直流鏈電壓、輸出電壓及解耦合電流在此閉迴路控制下之動態。在直流鏈電壓方面，由於將解耦合電路中的解耦合電感電流控制為一弦波形式，如圖 3.14 所示，使其可在解耦合電感內產生一個得以抵消交流側所造成之二倍頻瞬時功率，因而大大地消除直流鏈上之漣波電壓，如圖 3.15 所示，進而初步驗證了此新型光伏反流器的確具有消除二倍頻瞬時功率之能力。因為直流鏈電壓漣波被大量地消除，因

此太陽能板最大功率點追蹤可正常工作，使得其輸出功率保持在接近最大值，如圖 3.16 所示，並且輸出電流無失真發生，如圖 3.17 所示；值得一提的，在此直流鏈電容值僅為  $30\mu F$ 。在圖 3.15 可知直流鏈上仍存在著小量的電壓漣波，其原因為輸出電流與解耦合電感電流並沒有達到完美追蹤，仍與各自之命令電流有著電流誤差，如圖 3.17、圖 3.19 所示，因而在光伏系統內將產生另一個小量的二倍頻瞬時功率，這也就是直流鏈上仍存在著小量的電壓漣波之原因。換句話說，要達到完全消除系統內之二倍頻瞬時功率，在電流控制上，必需要有完美追蹤的能力。

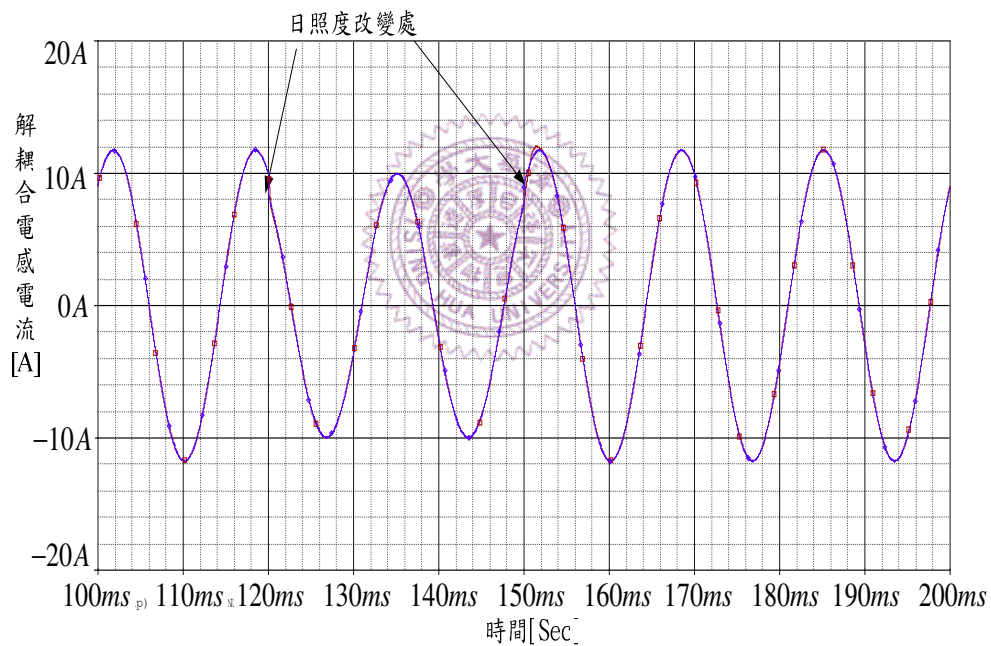


圖 3.14 日照度改變時之解耦合電感電流之動態

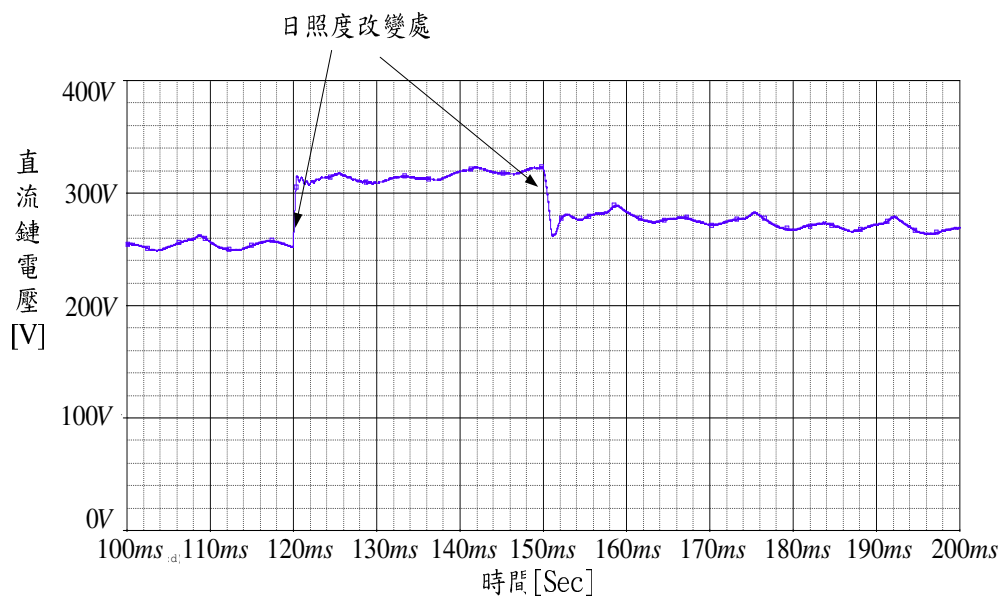


圖 3.15 日照度改變時，直流鏈電壓之變化（漣波電壓峰對峰值  $v_{p.p} \approx 10V$ ）

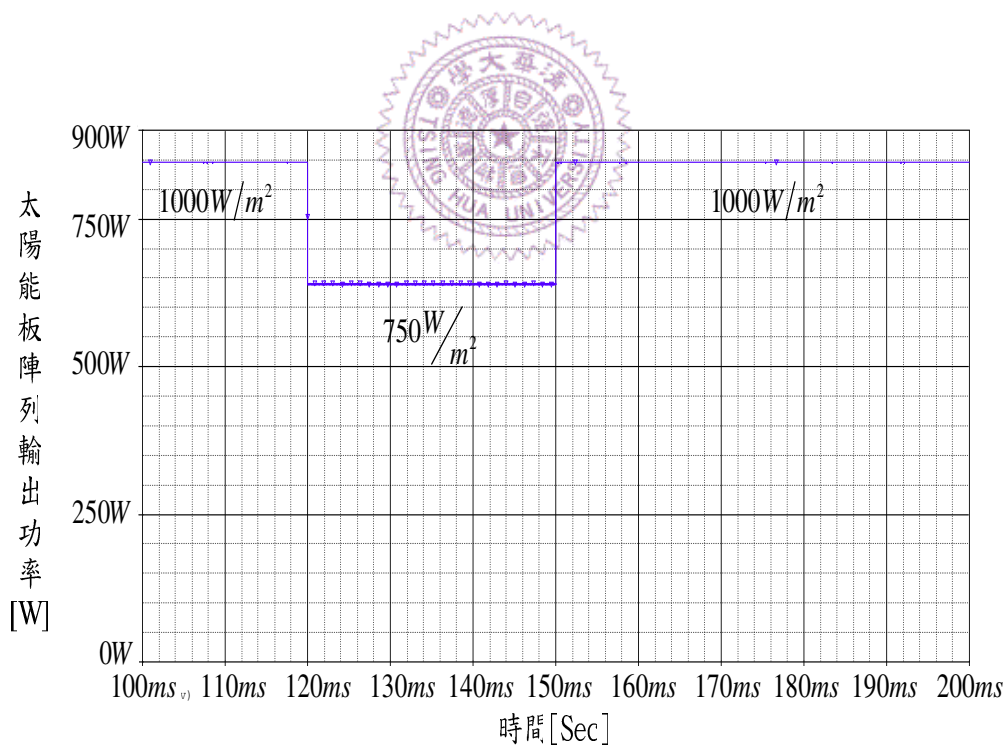


圖 3.16 當日照度改變時，太陽能板陣列輸出功率之變化

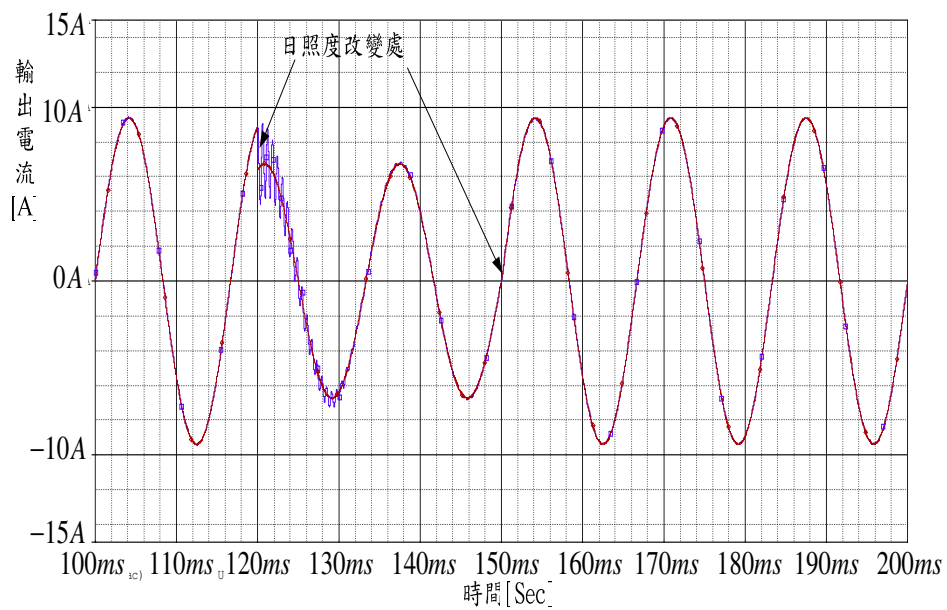


圖 3.17 當日照度變化時，輸出電流之動態

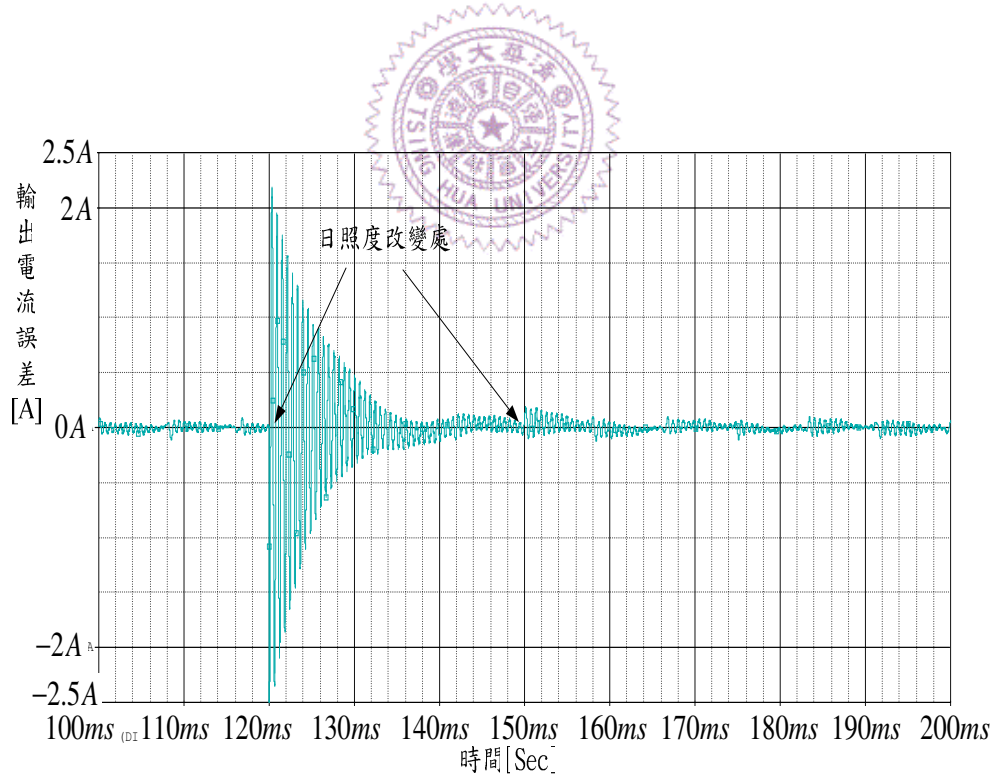


圖 3.18 當日照度變化時，輸出電流與其命令電流之誤差

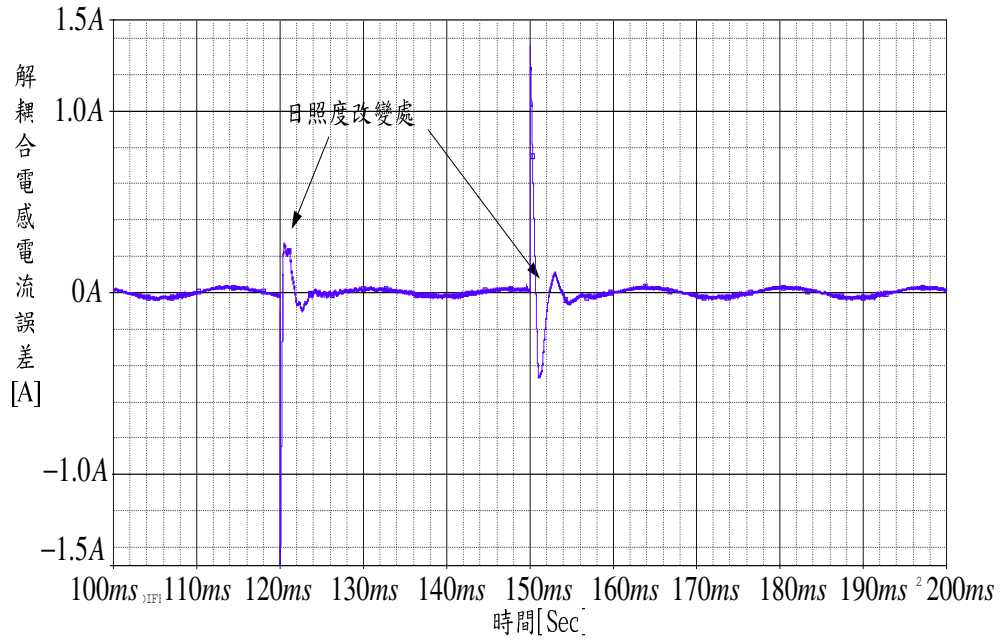


圖 3.19 日照度改變時之解耦合電感電流之誤差

## (B) 具一開關主動式電力解耦合電路之新型光伏反流器性能分析

### (a)、開迴路數學模式推導

如同 3.4.1 節中開迴路數學模式推導部份，因為在 2.2 節中已完成單相全橋光伏反流器做開迴路數學模式推導，故吾人在此僅對外加的主動式電力解耦合電路做其開迴路數學模式推導。在圖 3.9 中，可將 B 臂及 C 臂視為以下等效電路，如圖 3.20 所示。

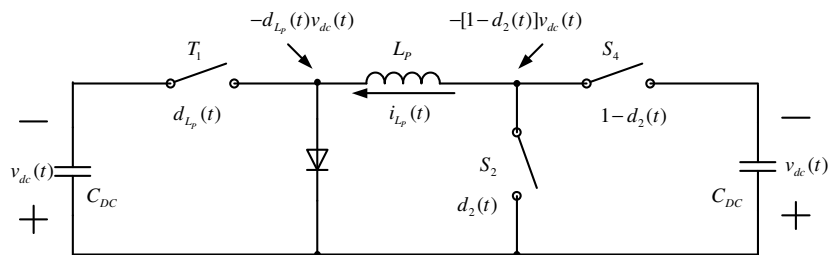


圖 3.20 圖 3.8 中 B 臂及 C 臂之等效電路

因此由圖 3.20，可利用 KVL 得到全橋光伏反流器與主動式電力解耦合電路之平均工作週期關係為

$$[d_2(t) + d_{L_p}(t) - 1]v_{dc}(t) = L_p \frac{di_{L_p}(t)}{dt} \quad (3.37)$$

且全橋式光伏反流器中的 B 臂及主動式電力解耦合電路的 C 臂之平均工作週期（ $d_2(t)$ 、 $d_{L_p}(t)$ ）與其所對應的控制信號（ $m(t)$ 、 $m_{L_p}(t)$ ）之關係為

$$d_2(t) = \frac{1}{2}[1 + m(t)] \quad , \quad d_{L_p}(t) = \frac{1}{2}[1 + m_{L_p}(t)] \quad (3.38)$$

其中假設三角波頻率遠大於市電頻率。那麼將式(3.38)代回式(3.37)整理可得全橋式光伏反流器與主動式電力解耦合電路的控制信號之關係為

$$\frac{1}{2}[m(t) + m_{L_p}(t)]v_{dc}(t) = L_p \frac{di_{L_p}(t)}{dt} \quad (3.39)$$

由式(3.39)左邊可知此為一非線性方程式，為了簡化分析，因此對式(3.39)做線性化。也就是將式(3.39)中個變數表示為一個操作點加上一個擾動量，即



$$\begin{aligned}
m(t) &= M + \tilde{m}(t) \\
m_{L_p}(t) &= M_{L_p} + \tilde{m}_{L_p}(t) \\
v_{dc}(t) &= V_{DC} + \tilde{v}_{dc}(t) \\
i_{L_p}(t) &= I_{L_p} + \tilde{i}_{L_p}(t)
\end{aligned} \tag{3.40}$$

將式 (3.40) 代入式 (3.39) 整理可得以下動態模型

$$\frac{1}{2}[\tilde{m}(t) + \tilde{m}_{L_p}(t)]V_{DC} + \frac{1}{2}(M + M_{L_p})\tilde{v}_{dc}(t) = L_p \frac{d\tilde{i}_{L_p}(t)}{dt} \tag{3.41}$$

為了方便做古典控制分析，再將式 (3.41) 兩邊做拉式轉換可得

$$\frac{1}{2}[M(s) + M_{L_p}(s)]V_{DC} + \frac{1}{2}(M + M_{L_p})V_{dc}(s) = L_p s I_{L_p}(s) \tag{3.42}$$

利用式 (3.42) 可得到主動式電力解耦合電路之動態模型方塊圖為

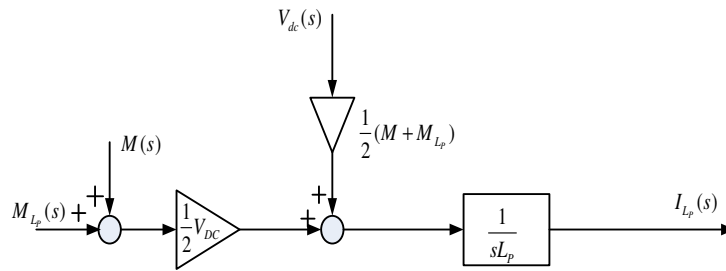


圖 3.21 一開關主動電力解耦合電路之動態模型方塊圖

利用在 2.2 節中所推出的全橋式光伏反流器之動態模型方塊圖，如圖 2.8 所示，與圖 3.21 所示的一開關主動電力解耦合電路之動態模型方塊圖合併即可得到圖 3.22 所示電路架構之動態模型方塊圖如下

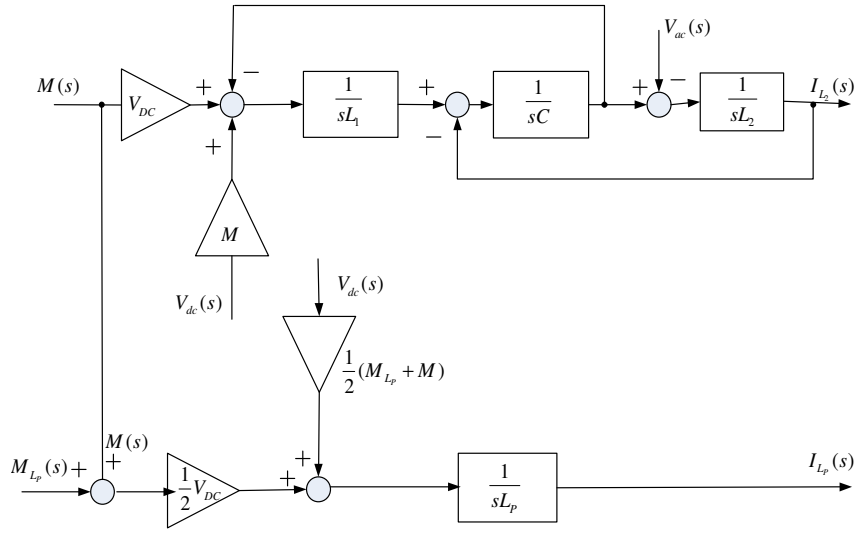


圖 3.22 具有一開關之主動式電力解耦合電路之光伏反流器動態方塊圖

利用梅森增益公式及重疊定理可由圖 3.22 可分別推出輸出電流與解耦合電感電流為

$$I_{L2}(s) = G_M(s)M(s) + G_{V_{ac}}(s)V_{ac}(s) + G_{V_{dc}}(s)V_{dc}(s) \quad (3.43)$$

$$I_{Lp}(s) = G_M'(s)M(s) + G_{M_{Lp}}(s)M_{Lp}(s) + G_{V_{dc,Lp}}(s)V_{dc}(s) \quad (3.44)$$

其中各轉移函數分別為

$$G_M(s) \equiv \frac{I_{L2}(s)}{M(s)} = \frac{V_{DC}}{s[s^2L_1L_2C + (L_1 + L_2)]} \quad (3.45)$$

$$G_M'(s) \equiv \frac{I_{Lp}(s)}{M(s)} = \frac{V_{DC}}{2sL_p} \quad (3.46)$$

$$G_{M_{L_p}}(s) \equiv \frac{I_{L_2}(s)}{M_{L_p}(s)} = \frac{V_{DC}}{2sL_p} \quad (3.47)$$

$$G_{V_{dc}}(s) \equiv \frac{I_{L_2}(s)}{V_{dc}(s)} = \frac{M}{s[s^2L_1L_2C + (L_1 + L_2)]} \quad (3.48)$$

$$G_{V_{dc,L_p}}(s) \equiv \frac{I_{L_p}(s)}{V_{dc}(s)} = \frac{(M + M_{L_p})}{2sL_p} \quad (3.49)$$

$$G_{V_{ac}}(s) \equiv \frac{I_{L_2}(s)}{V_{ac}(s)} = \frac{-(s^2L_1C + 1)}{s[s^2L_1L_2C + (L_1 + L_2)]} \quad (3.50)$$

圖 3.22 所示之開迴路動態模型方塊圖，其可作為設計閉迴路控制器之依據。接下來吾人將推導出主動式電力解耦合電路之調變信號  $m_{L_p}(t)$ 。首先令解耦合電感電流為

$$i_{L_p}(t) = I_{L_p} |\sin(\omega t + \beta)| \quad (3.51)$$

將式 (3.51) 代入式 (3.39) 並加以整理可得解耦合電路之調變信號

$$m_{L_p}(t) = \frac{1}{v_{dc}(t)} I_{L_p} L_p \omega \frac{\sin(2\omega t + 2\beta)}{|\sin(\omega t + \beta)|} - m(t) \quad (3.52)$$

為其中  $\sin(\omega t + \beta) \neq 0$  且  $m(t)$  為全橋式光伏反流器之調變信號。在 2.2 節中，已推導出全橋式光伏反流器之調變信號，如式 (2.18)。將式 (2.18) 代入式 (3.52) 可得

$$m_{L_p}(t) = \frac{1}{v_{dc}(t)} I_{L_p} L_p \omega \frac{\sin(2\omega t + 2\beta)}{|\sin(\omega t + \beta)|} - M \sin(\omega t + \theta_m) \quad (3.53)$$

其中  $M$  及  $\theta_m$  表示分別在式 (2.27)、式 (2.28) 可得之。為了避免控制信號與三角載波在做脈寬調變時發生過調變現象，則必須滿足以下條件

$$|m_{L_p}(t)|_{\max} \leq 1 \quad (3.54)$$

使脈寬調變得以工作在線性區。其中假設三角波振幅等於 1。因為  $\text{Max.}\{\frac{\sin(2\omega t + 2\beta)}{|\sin(\omega t + \beta)|}\} = 2$  且  $\text{Min.}\{\sin(\omega t + \theta_m)\} = -1$ ，卻滿足式 (3.54) 則須

$$|m_{L_p}(t)|_{\max} < \left| \frac{2}{v_{dc}(t)} I_{L_p} L_p \omega + M \right| \quad (3.55)$$

同樣地因為  $\text{Min.}\{\frac{\sin(2\omega t + 2\beta)}{|\sin(\omega t + \beta)|}\} = -2$  且  $\text{Max.}\{\sin(\omega t + \theta_m)\} = 1$ ，故

$$|m_{L_p}(t)|_{\max} < \left| -\frac{2}{v_{dc}(t)} I_{L_p} L_p \omega - M \right| \quad (3.56)$$

綜合式 (3.55) 及式 (3.56)，因此可得到避免發生過調變現象，則必須滿足

$$\frac{2}{v_{dc}(t)} I_{L_p} L_p \omega + M \leq 1 \quad (3.57)$$

如同具二開關主動式電力解耦合電路之光伏反流器會限制注入市電

之最大輸出電流能力，同樣地，具一開關主動式電力解耦合電路之光伏反流器可由式 (3.57) 得知， $M$  必須小於 1 才能使得解耦合電路不會發生過調變現象，即外加一開關主動式電力解耦合電路亦會限制光伏反流器之最大輸出電流能力。

### (b)、閉迴路控制架構及模擬

具一開關電力解耦合電路之光伏系統其閉迴路控制架構類似於圖 3.13 所示之具二開關電力解耦合電路之光伏系統其閉迴路控制架構。唯一不同只有在解耦合電流控制部分，具一開關電力解耦合電路中的解耦合電感電流之命令需將原本弦波形式之命令取絕對值，如圖 3.23 所示之。由於其它各控制部份均和圖 3.13 相同，因此吾人不再重述，直接地使用電路模擬軟體 Orcad / Pspice 對此閉迴路控制架構進行模擬，此模擬之重點同樣地放在具一開關之解耦合電路將能夠亦同具二開關解耦合電路之光伏反流器一樣有效地消除光伏系統中的二倍頻瞬時功率，使光伏系統能夠正常運作。其模擬之各項參數如同具二開關電力解耦合電路之光伏反流器，除了將最大輸出額定功率改為 650 瓦。

在以上參數中，值得注意地，直流鏈電容值僅為  $30\mu F$ 。和前一小節之閉迴路控制模擬相同地，為了觀察直流鏈電壓、輸出電流以解耦合電感電流之暫態，吾人將假設輸入端的太陽能板陣列輸出功率將會隨時間改變，其日照度變化為由  $1000W/m^2$  到  $750W/m^2$  再由  $750W/m^2$  回到  $1000W/m^2$ 。由於已將解耦合電路內之解耦合電感電流控制為弦波取絕對值之形式，如圖 3.24 所示，因此解耦合電路內將會產生一個與交流側二倍頻瞬時功率互相抵消之二倍頻瞬時功率，故使得直流鏈上電壓漣波得以消除，如圖 3.25 所示。且當直流鏈上電壓漣波被消除

後，使得太陽能板陣列之最大功率點追蹤控制可正常工作，如圖 3.26 所示，以及輸出電流無失真現象發生，如圖 3.27 所示。也就是說，光伏系統得以正常運作。在圖 3.25 中，直流鏈上的電壓漣波並未完全被消除，其原因如同上小節所述，在解耦合電感電流和輸出電流無法與各自之命令電流達到零穩態誤差的情況下，如圖 3.38 及圖 3.39 所示，將會在光伏系統產生另一個二倍頻瞬時功率。由於兩者之穩態誤差並不大，因此在直流鏈上只會有一個小量的電壓漣波，且此小量的電壓漣波並不會影響光伏系統的正常運作。

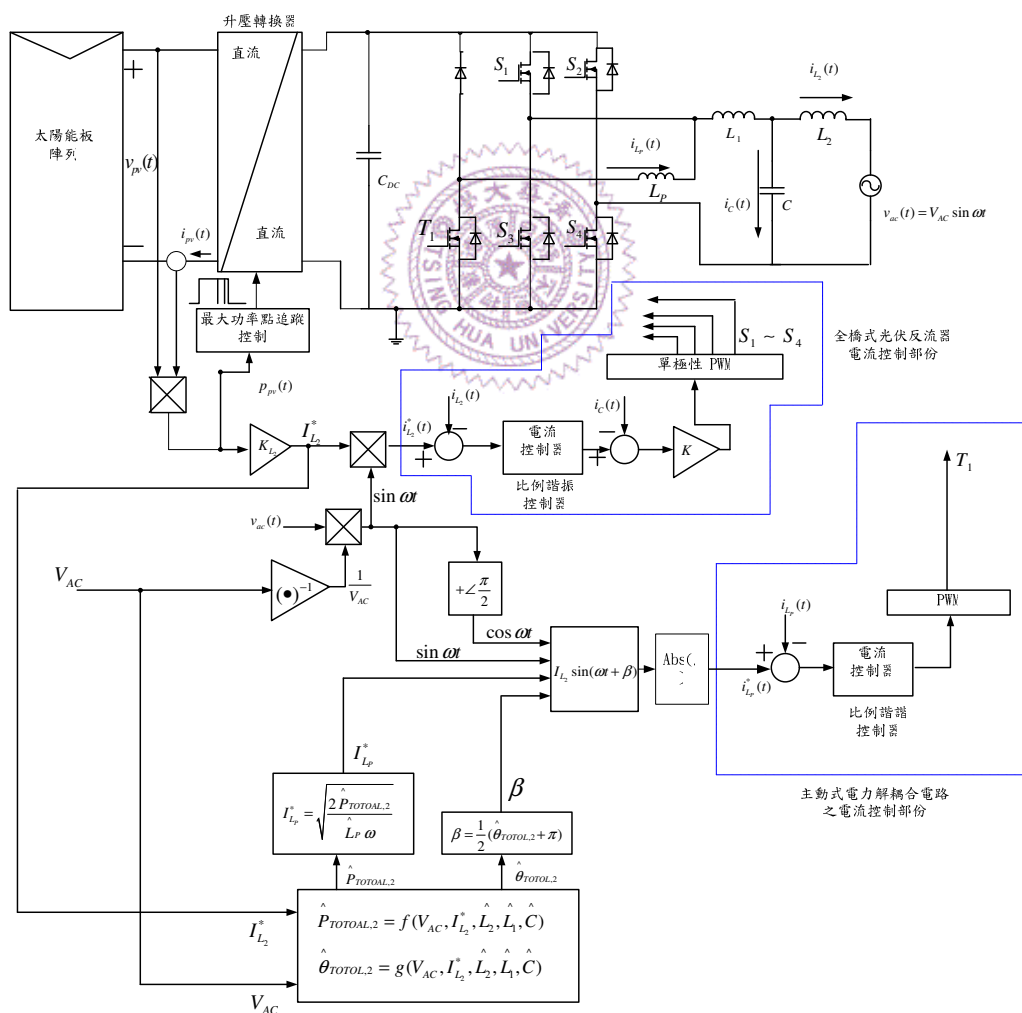


圖 3.23 具一開關電力解耦合電路之光伏反流器閉迴路架構



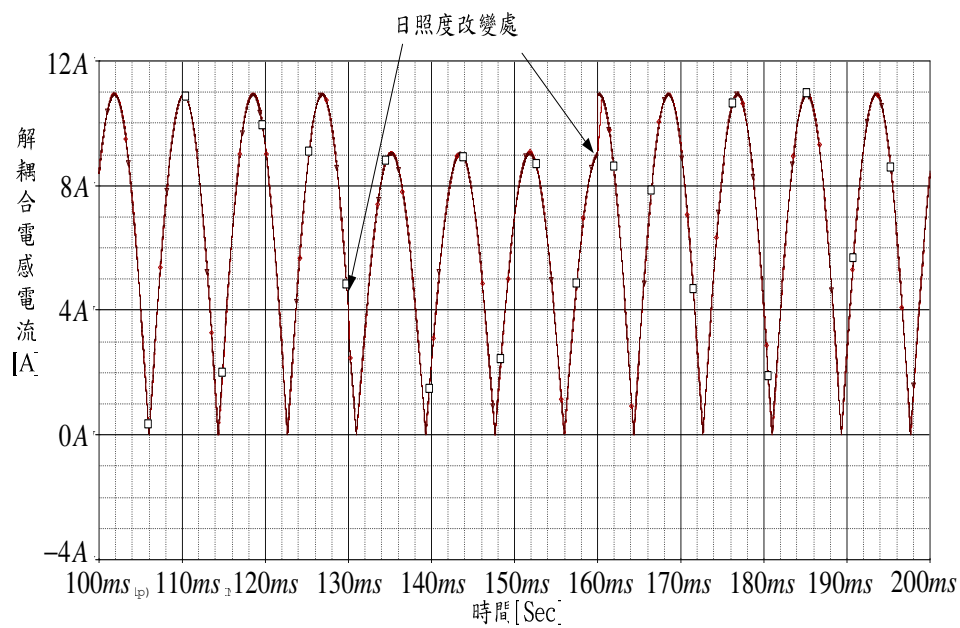


圖 3.24 日照度改變時之解耦合電感電流之動態

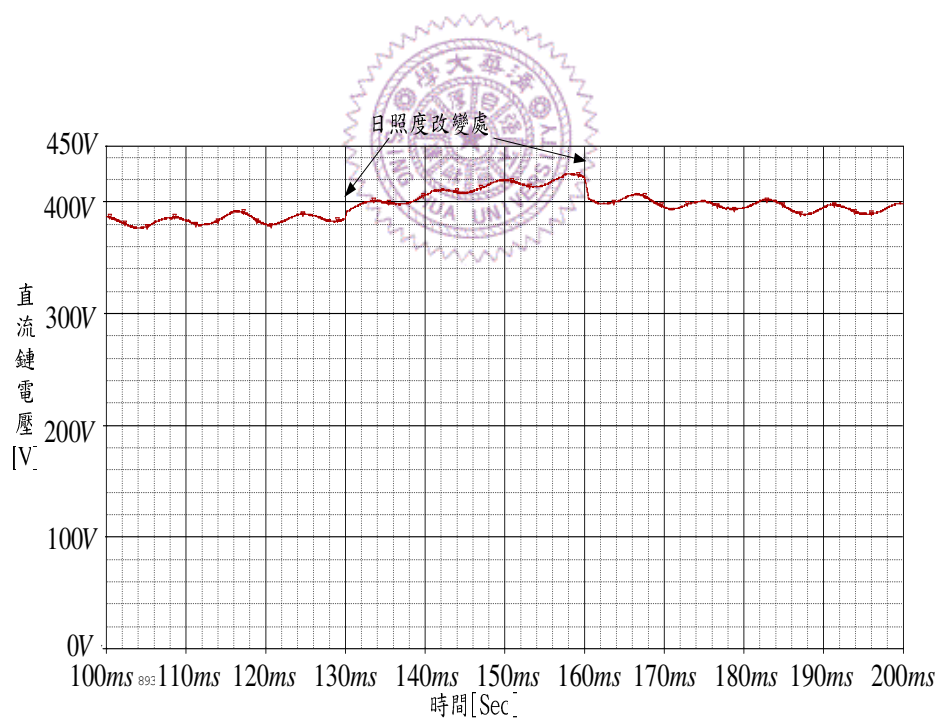
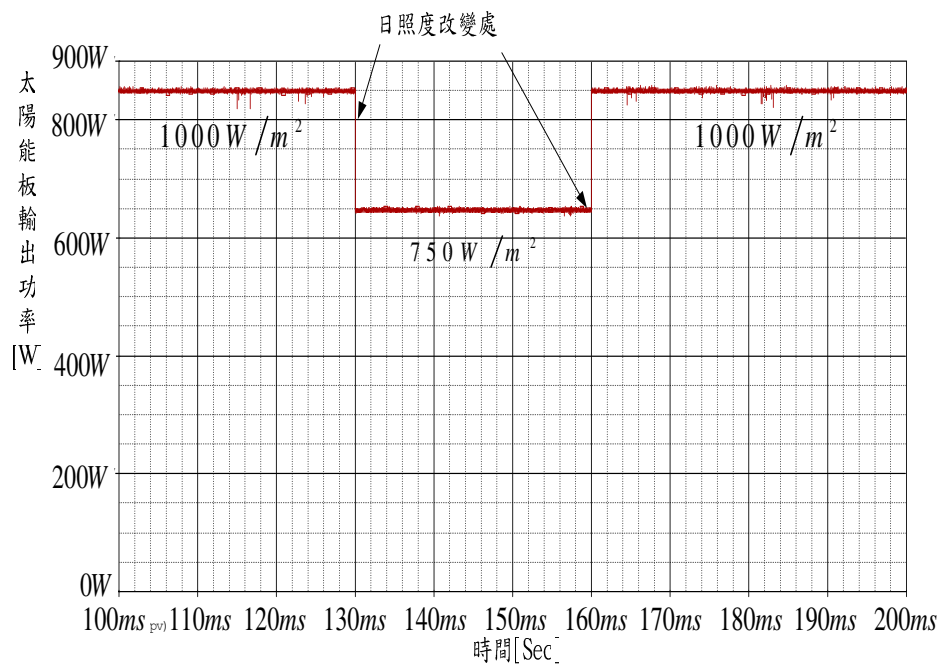


圖 3.25 日照度改變時，直流鏈電壓之變化（漣波電壓峰對峰值 $v_{p,p}$ 約 15 伏內）



圖

3.26 當日照度改變時，太陽能板陣列輸出功率之變化

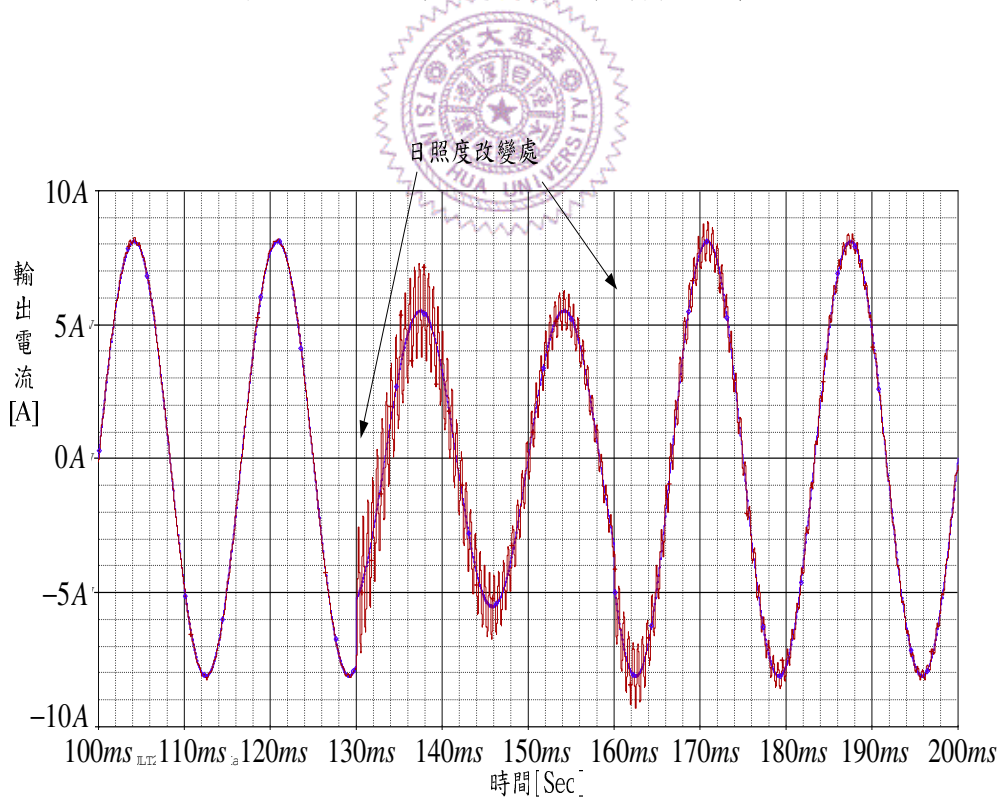


圖 3.27 日照度改變時，輸出電流之動態

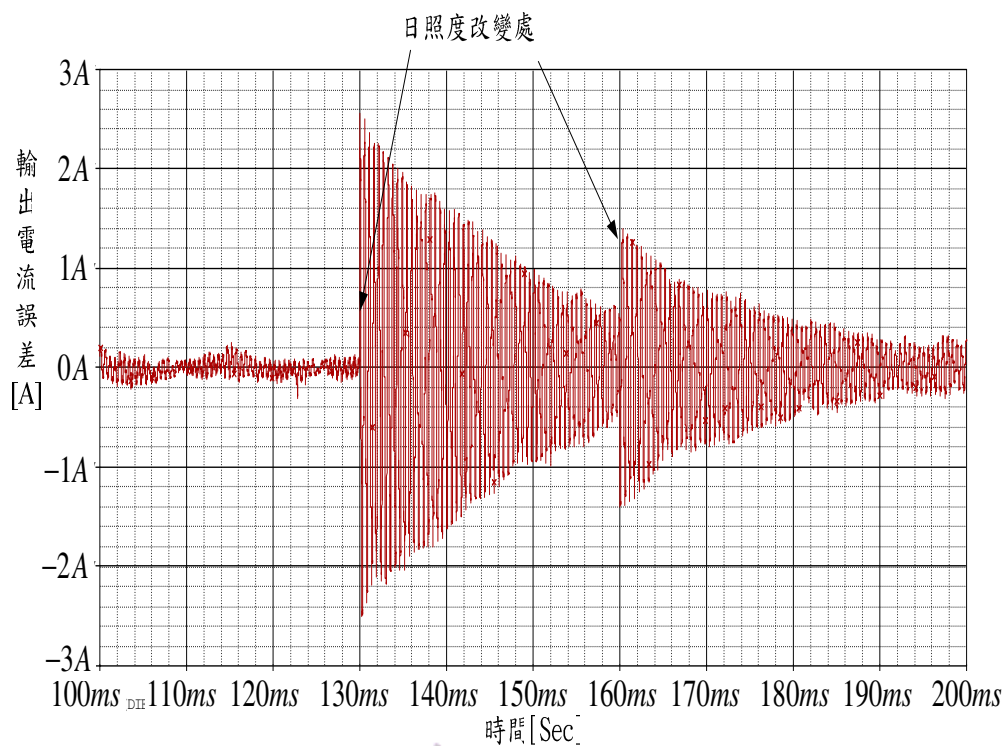


圖 3.28 當日照度變化時，輸出電流與其命令電流之誤差

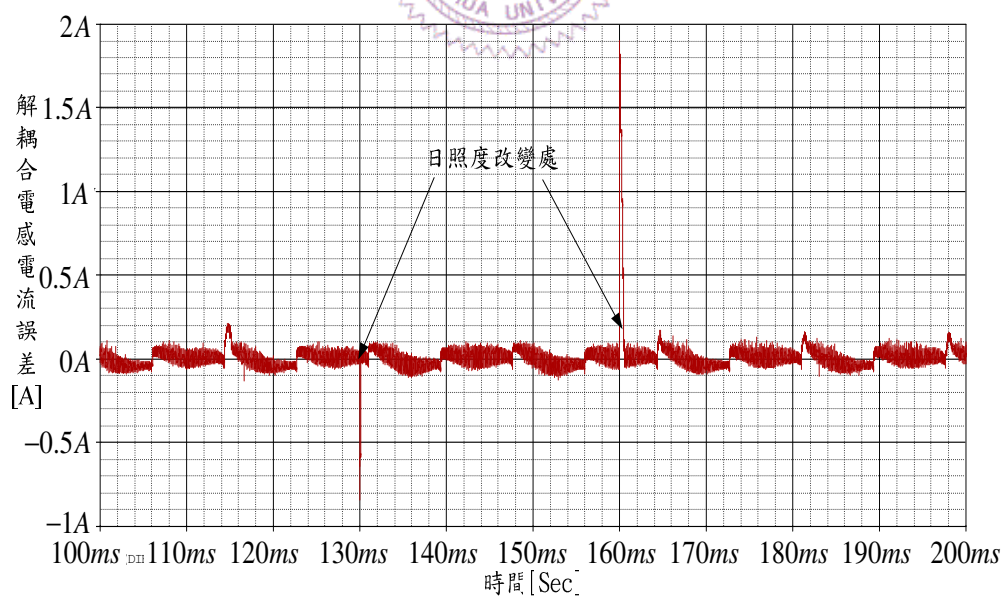


圖 3.29 日照度改變時之解耦合電感電流之誤差