

第二章

光伏反流器簡介及其問題探討

2.1 前言

本章主要目的是針對光伏反流器操作原理及問題做一簡介。在 2.2 節首先將對光伏反流器輸入側的太陽能板最大功率點追蹤控制及其輸出低通濾波器做一簡要說明。其次針對目前對廣泛應用的單向全橋式光伏反流器 (Single-Phase Full Bridge PV Inverters) 推導其數學模式。接著利用所得之動態模型 (Dynamic Model) 進行系統閉迴路控制模擬分析，並以目前二種使用最為廣泛之閉迴路架構加以說明與模擬。最後在 2.3 節對光伏反流器交流側所產生之二倍頻瞬時功率現象進行探討，並利用電路模擬軟體 Orcad / Pspice 模擬此一物理現象對光伏系統所造成之影響。

2.2 光伏反流器之數學模式

A. 工作原理簡介

為了本文之完整性，此小節先對市電併聯型光伏系統基本架構及工作原理做一簡單之描述。此光伏系統之基本架構可由圖 2.1 所示，由太陽能板陣列 (Solar Array)、直流對直流轉換器 (DC/DC Converter) 以及市電併聯型光伏反流器 (Grid-Connected PV Inverter) 構成。圖 2.1 所示之光伏系統中，為了有效地利用太陽能板陣列，直/直流轉換器通常是為了作太陽能板陣列之輸出最大功率點追蹤 (Maximum Power Point Tracking, MPPT) 控制，使太陽能板陣列輸出功率能夠保

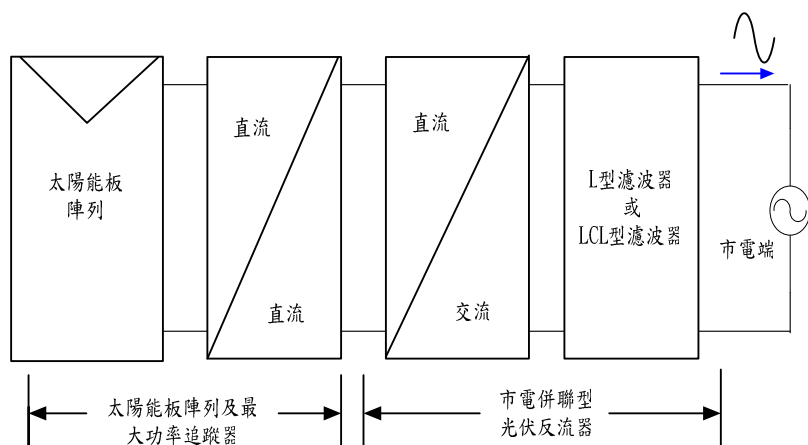


圖 2.1 光伏系統基本架構

持在接近最大功率處。至於光伏反流器則是將前級直流電轉變成交流電源並經由輸出低通濾波器和市電連接。接下來吾人將針對光伏系統中，太陽能板輸出最大功率點追蹤策略及光伏反流器之輸出濾波器做一簡單的介紹。

太陽能板在光伏系統中為一相當昂貴之核心元件，為了有效地發揮太陽能板之最佳轉換效率，因此必須對太陽能板輸出功率做最大功率點追蹤控制。有關太陽能板最大功率點追蹤策略，吾人採用本實驗室先進們所提出之直線近似法[13]作為本文之最大功率點追蹤之策略。在此吾人對直線近似法做一簡單說明，由圖 2.2 所示之太陽能電池（Solar Cell）之等效電路[24、25]，可得太陽能電池端輸出電流-電壓方程式為

$$I = I_s - I_o \left[e^{\frac{q}{AKT}(V + IR_s)} - 1 \right] \quad (2.1)$$

式 (2.1) 各參數定義如下：

I ：太陽能電池端輸出電流 (A)

V ：太陽能電池端輸出電壓 (V)

I_s ：太陽能電池短路電流 (A)

I_o ：太陽能電池反向飽和電流 (A)

A ：太陽能電池理想因素 ($A=1\sim5$)

K ：波茲曼常數 ($1.381\times10^{-23} J/^{\circ}K$)

T ：太陽能電池表面溫度 ($^{\circ}K$)

q ：電子所含之電荷量 (1.6×10^{-19} 庫侖)

R_s ：太陽能電池內部等效串聯電阻 (Ω)

由於單一個太陽能電池所能供應之功率量有限，因此多由數個單元封裝成單一模組 (Solar Module)，再依實際所需求之電量將數個模組串並排列成一陣列 (Solar Array)，如此便可得到較高之額定電壓及額定電流。假設由 n_s 個單一太陽能電池串聯，再以相同之串聯模組並聯 n_p

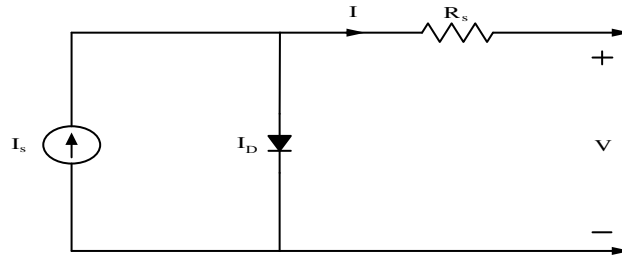


圖 2.2 太陽電池之等效電路

個模組。那麼，可得到太陽能模組之短路電流為 $n_p I_s$ ，其輸出電壓為 $n_s V$ ，即太陽能模組之電流-電壓關係方程式如下

$$I = n_p I_s - n_p I_o \left[e^{\frac{q}{AKT} \left(\frac{V + IR_s}{n_s} \right)} - 1 \right] \quad (2.2)$$

由式 (2.2) 可得

$$V = -IR_s + n_s \frac{AKT}{q} \ln\left(\frac{n_p I_s + n_p I_o - I}{n_p I_o}\right) \quad (2.3)$$

將式 (2.2) 與式 (2.3) 相乘可得太陽能模組之輸出功率為

$$P = VI = n_s \left(\frac{AKT}{q}\right) I \ln\left(\frac{n_p I_s + n_p I_o - I}{n_p I_o}\right) - I^2 R_s \quad (2.4)$$

在本文中，吾人將採用德國西門子（Siemens）公司所生產之 SP-75W 型太陽能模組為做為之後相關模擬的依據，其相關參數如表 2.1 所示。在推導出太陽能模組之輸出功率方程式後，為了得到

表 2.1 SP-75W 型單一太陽電池板電氣規格 (1 kW/m², 25°C)

電氣特性	規格
額定輸出功率	75 W
額定電壓	17V
額定電流	4.4A
開路電壓	21.7V
短路電流	4.8A
理想因數	1.2
短路電流溫度係數	4 mA/°C
開路電壓溫度係數	-0.77 V/°C
等效串聯電阻	0.35 Ω

太陽能模組最大功率點所對應之輸出電流，因此將式（2.4）對輸出電流 I 微分並令其為零，那麼可得

$$n_s \left(\frac{AKT}{q} \right) \ln \left(\frac{n_p I_s + n_p I_o - I}{n_p I_o} \right) - \frac{n_s \left(\frac{AKT}{q} \right) I}{n_p I_s + n_p I_o - I} - 2IR_s = 0 \quad (2.5)$$

整理式（2.5）將可得到對應太陽能模組最大功率點之輸出電流 I^* ，並將 I^* 代入式（2.4）即可得到太陽能模組在最大功率點，其輸出功率與輸出電流之關係式為

$$P^* = n_s \left(\frac{AKT}{q} \right) I^* \ln \left[\frac{n_s \left(\frac{AKT}{q} \right) I^{*2}}{(P^* - I^{*2} R_s) n_p I_o} \right] - I^{*2} R_s \quad (2.6)$$

由式（2.6）可繪出在固定溫度下，太陽能模組最大輸出功率對輸出電流之曲線近似一直線，如圖 2.3 所示。此直線稱為 ” 最大功率點直線（Maximum Power Point Line, MPPL）”，其即為直線近似法之精髓。事實上，實際最大輸出功率曲線和最大功率點直線是相當近似地，如圖 2.4 所示。因此可利用此特性而得到直線近似法之控制架構，如圖 2.5 所示[13]，利用所感測之太陽能板輸出功率除以最大功率點直線之斜率 k 而得到輸出電流之命令（Command），並搭配升壓轉換器（Boost Converter）作為電流迴授控制，使太陽能板輸出功率接近最大功率點。為了驗證此最大功率點追蹤策略之可行性，吾人利用電路模擬軟體 Pspice 來模擬在不同的日照度下，搭配圖 2.6 所示之照度改變時（日照度分別為每隔 20 毫秒增強 $250W/m^2$ ），確實可快速地追蹤至不同日照度的最大功率點。由此初步結論可知，直線近似法具

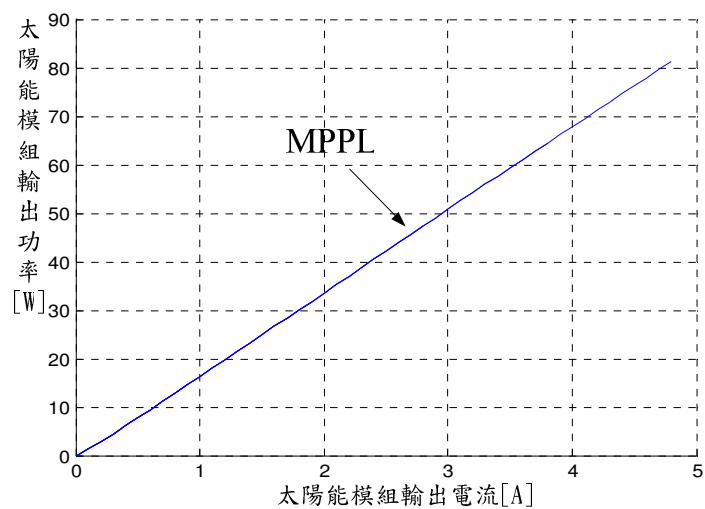


圖 2.3 太陽能模組最大輸出功率對輸出之曲線

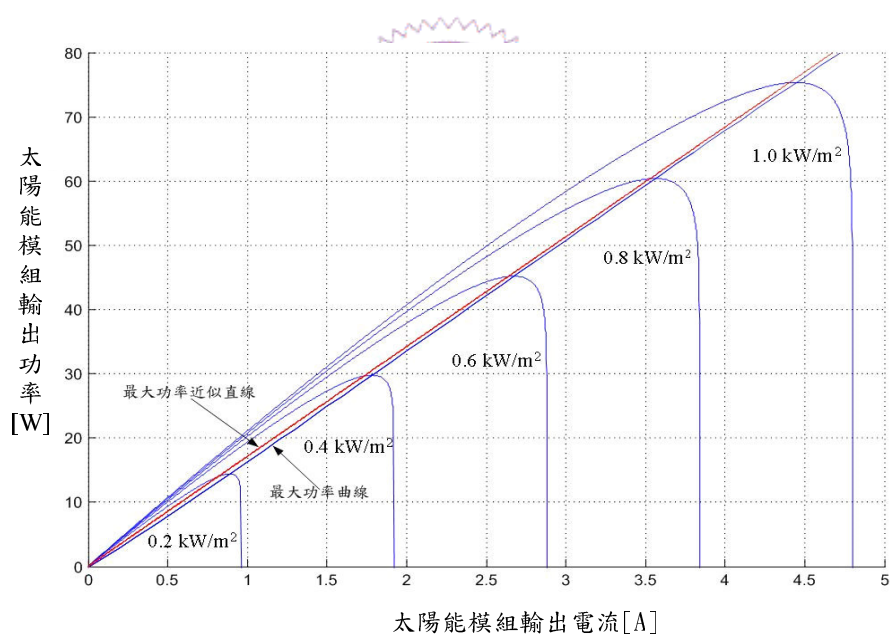


圖 2.4 不同日照度下之太陽能板輸出功率對輸出電流之曲線

有快速追蹤至太陽能板最大輸出功率點之能力，使得太陽能板可充分發揮其最大的發電效率。

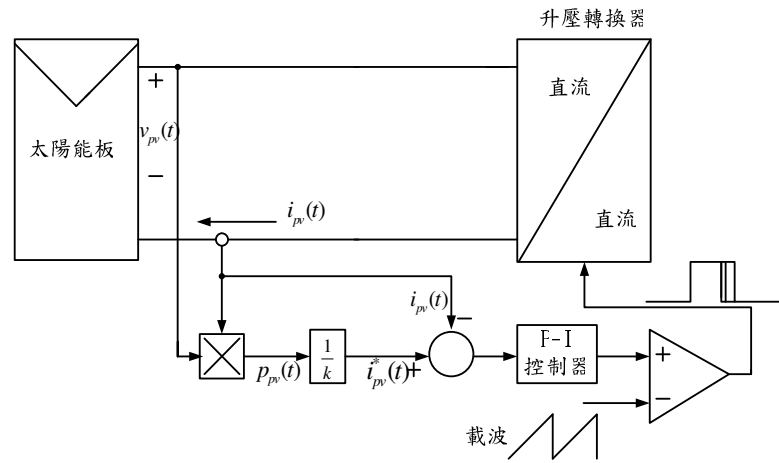


圖 2.5 直線近似法之控制架構

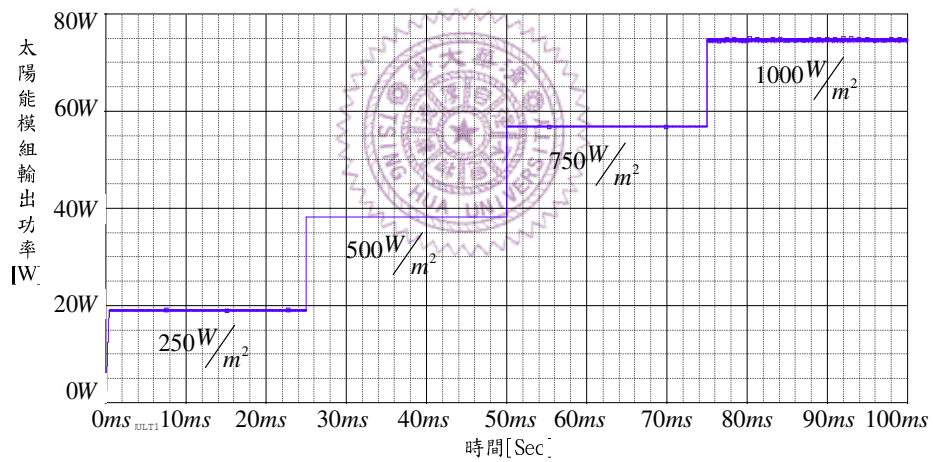


圖 2.6 不同日照度下，太陽能板瞬時輸出功率之追蹤模擬結果

(升壓轉換器切 換頻率和電感分別為100KHz及10 μ H)

討論完光伏反流器輸入端的最大功率點追蹤策略，接下來吾人對光伏反流器輸出濾波器作一簡單的說明。光伏反流器輸出濾波器通常採用 L 型或 LCL 型低通濾波器，由圖 2.7 可得到當 $v_{ac}(t)=0$ 時光伏反流器輸出電壓對市電電流之轉移函數分別為

(i)、 L 型濾波器： $(C=0, L=L_1+L_2)$

$$\frac{I_{L_2}(s)}{V_{inv}(s)} \equiv \frac{\mathcal{L}\{i_{L_2}(t)\}}{\mathcal{L}\{v_{inv}(t)\}} = \frac{1}{sL} \quad (2.7)$$

(ii)、 LCL 型濾波器：

$$\frac{I_{L_2}(s)}{V_{inv}(s)} \equiv \frac{\mathcal{L}\{i_{L_2}(t)\}}{\mathcal{L}\{v_{inv}(t)\}} = \frac{1}{s[s^2 L_1 L_2 C + (L_1 + L_2)]} \quad (2.8)$$

其中 $\mathcal{L}\{\bullet\}$ 為拉氏 (Laplace) 轉換運算子。利用波德圖 (Bode Plot) 可知，如圖 2.8 所示，當濾波器參數為 $L=L_1+L_2=4mH$ 與 $C=15\mu F$ 條件下，使用 LCL 型濾波器能夠比 L 型濾波器更有效地濾除由開關切換而產生之高頻諧波成份，使得注入市電端之輸出電流 i_{L_2} 能夠具有較低的諧波量。且當 $L_1=L_2$ 時 LCL 濾波器對高頻衰減之速率將達到最快。

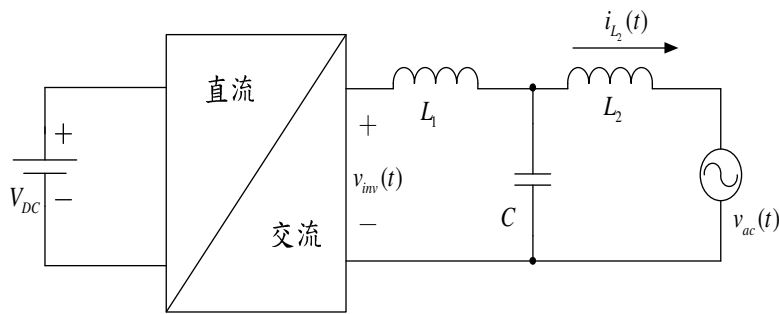


圖 2.7 具有 LCL 型低通濾波器之光伏反流器

採用 LCL 型濾波器相對於使用 L 型濾波器具有可獲得較小的體積、較低開關切換頻率及更適合應用在大功率上等優點[16]，但因為 LCL

型濾波器具有三個狀態變數，相對地在系統控制方面會比只有一個狀態變數的 L 型濾波器複雜。最後將 L 型和 LCL 型濾波器以表 2.2 做一簡略的比較。

無論在交/直流轉換器（AC/DC Converter）或是市電併聯型反流器，使用 LCL 型濾波器做為低通濾波器已是目前趨勢。因此本文將採用 LCL 型濾波器做為光伏反流器之輸出濾波器。

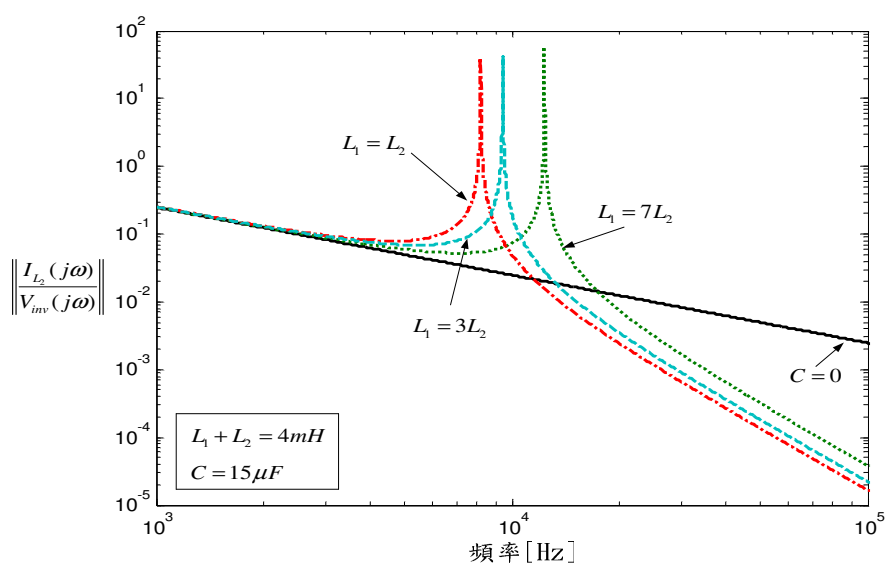


圖 2.8 不同 L_1 、 L_2 及 $C=0$ 時 LCL 型濾波器轉移函數之波德圖

表 2.2 L 型與 LCL 型濾波器比較

	優點	缺點
L 型濾波器	系統控制設計較簡單	體積較大、系統切換頻率高、較不適合高功率的應用
LCL 型濾波器	體積較小、系統切換頻率低、適合高功率的應用	系統控制設計較為複雜

B. 開迴路數學模式

在此小節，吾人首先利用克希荷夫電壓定律 (KVL) 及克希荷夫電流定律 (KCL) 推導出光伏反流器之狀態變數模型，並對其做線性化及拉氏轉換後可得到動態模型 (Dynamic Model)。推導出此動態模型之目的是為了可使用古典控制技巧來進行系統分析與設計。

光伏反流器架構在本文採用單相全橋式光伏反流器，如圖 2.9 所示電路。其中 $d_1(t)$ 及 $d_2(t)$ 分別表示開關 S_1 及 S_2 之責任週期 (Duty Cycle)，為了避免發生短路，上、下臂開關不可同時導通。因此，開關 S_3 及 S_4 之責任週期分別為 $1-d_1(t)$ 及 $1-d_2(t)$ 。由圖 2.9，利用 KVL 可得

$$[d_2(t) - d_1(t)]v_{ac}(t) = L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} + v_C(t) \quad (2.9)$$

其中

$$v_C(t) = L_2 \frac{di_{L2}(t)}{dt} + v_{ac}(t) \quad (2.10)$$

再由 KCL 可得

$$i_{L1}(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} + i_{L2}(t) \quad (2.11)$$

為了減少由開關切換而產生之高頻諧波成份，因此採用單極性脈波寬度調變 (Unipolar PWM)。茲定義 $d_1(t)$ 及 $d_2(t)$ 之調變信號如下：

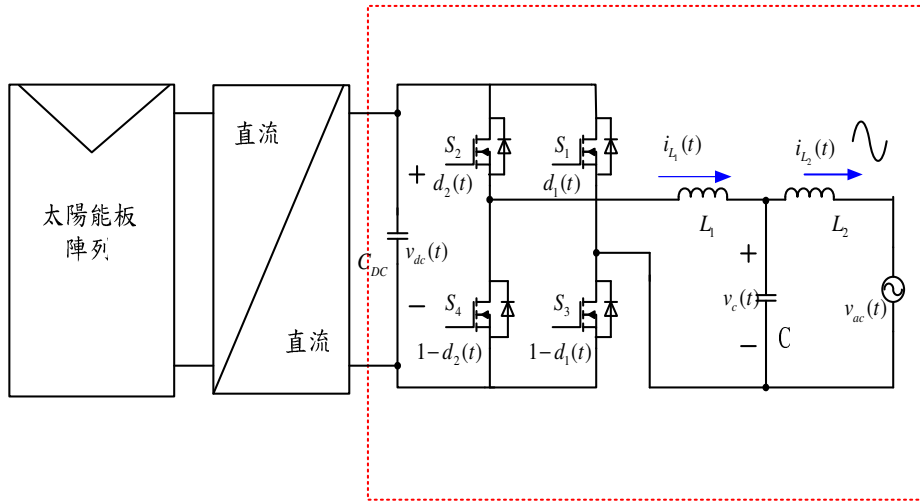


圖 2.9 單相全橋式光伏反流器電路圖

$$d_2(t) = \frac{1}{2}[1+m(t)] \quad , \quad d_1(t) = \frac{1}{2}[1-m(t)] \quad , \quad d_1(t) + d_2(t) = 1 \quad (2.12)$$

其中假設三角波頻率遠大於調變信號頻率。再將式(2.12)代入式(2.9)可得：

$$m(t)v_{dc}(t) = L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} + v_c(t) \quad (2.13)$$

將式(2.10)、(2.11)及(2.13)整理可得單相全橋式光伏反流器之狀態模型如下：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{m(t)v_{dc}(t)}{L_1} \\ -\frac{v_{ac}(t)}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

由(2.14)式右邊第二項可知，上述系統為一非線性系統。為了簡化

分析，故對 (2.14) 做線性化 (Linearization) 近似。線性化技巧是將式 (2.14) 各變數視為一直流操作點加上擾動量，即各變數可表示如下：

$$\begin{aligned}
 m(t) &= M + \tilde{m}(t) \\
 v_{dc}(t) &= V_{DC} + \tilde{v}_{dc}(t) \\
 v_{ac}(t) &= V_{AC} + \tilde{v}_{ac}(t) \\
 v_C(t) &= V_C + \tilde{v}_C(t) \\
 i_{L1}(t) &= I_{L1} + \tilde{i}_{L1}(t) \\
 i_{L2}(t) &= I_{L2} + \tilde{i}_{L2}(t)
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

將 (2.15) 代入 (2.14) 並忽略高次項後可得到系統之動態模型如下：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1}(t) \\ \tilde{i}_{L2}(t) \\ \tilde{v}_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1}(t) \\ \tilde{i}_{L2}(t) \\ \tilde{v}_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{L_1} & \frac{M}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{m}(t) \\ \tilde{v}_{dc}(t) \\ \tilde{v}_{ac}(t) \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

明顯地，式 (2.16) 為一線性系統。並再在對式 (2.16) 取拉氏轉換 (Laplace Transformation) 可得到

$$s \begin{bmatrix} I_{L1}(s) \\ I_{L2}(s) \\ V_C(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1}(s) \\ I_{L2}(s) \\ V_C(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{L_1} & \frac{M}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M(s) \\ V_{dc}(s) \\ V_{ac}(s) \end{bmatrix} \tag{2.17}$$

在最後可利用(2.17)得到單相全橋式光伏反流器之動態模型方塊圖，如圖 2.10 所示。

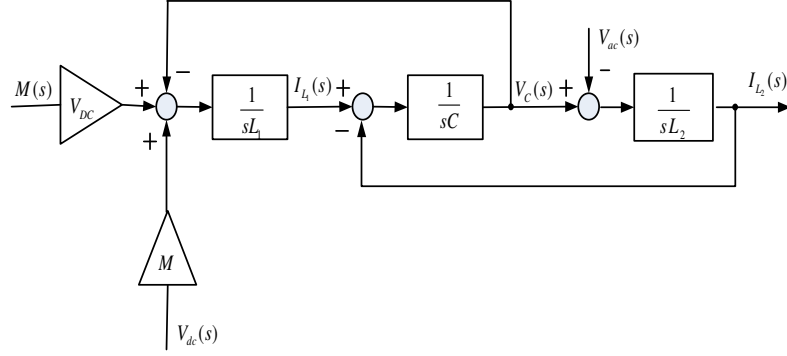


圖 2.10 單相全橋式光伏反流器之動態模型方塊圖

有了圖 2.10 的動態模型方塊圖將方便吾人利用古典控制理論進行系統分析與模擬。由圖 2.10 可得到輸出電流 $i_{L_2}(t)$ 之轉移函數為

$$I_{L_2}(s) = G_m(s)M(s) + G_{V_{dc}}(s)V_{dc}(s) + G_{V_{ac}}(s)V_{ac}(s) \quad (2.18)$$

其中

$$G_m(s) \equiv \frac{I_{L_2}(s)}{M(s)} = \frac{V_{DC}}{s[s^2 L_1 L_2 C + (L_1 + L_2)]} \quad (2.19)$$

$$G_{V_{dc}}(s) \equiv \frac{I_{L_2}(s)}{V_{dc}(s)} = \frac{M}{s[s^2 L_1 L_2 C + (L_1 + L_2)]} \quad (2.20)$$

$$G_{V_{ac}}(s) \equiv \frac{I_{L_2}(s)}{V_{ac}(s)} = \frac{-(1 + s^2 L_1 C)}{s[s^2 L_1 L_2 C + (L_1 + L_2)]} \quad (2.21)$$

式(2.19)~式(2.21)在穩態下，即 $s = j\omega$ ，各轉移函數大小 (Magnitude)

若愈小，則輸出電流 $i_{L_2}(t)$ 愈不受控制信號 $m(t)$ 、直流鏈電壓 $v_{dc}(t)$ 及市電電壓 $v_{ac}(t)$ 之擾動影響。反之若各轉移函數之大小愈大，則各擾動愈容易影響輸出電流。一般來說，在開迴路控制時，式 (2.19)~式 (2.21) 在穩態下，各轉移函數大小通常並無法達到很小，也就是說輸出電流易受到各擾動之影響。

接下來吾人將求出在開迴路控制時的控制信號。令

$$i_{L_2}(t) = I_{L_2} \sin(\omega t + \alpha) \quad (2.22)$$

及

$$v_{ac}(t) = V_{AC} \sin \omega t \quad (2.23)$$

將式 (2.22) 及 (2.23) 代入式 (2.10) 可得

$$v_C(t) = L_2 I_{L_2} \omega \cos(\omega t + \alpha) + V_{AC} \sin \omega t \quad (2.24)$$

再把式 (2.22) 及 (2.24) 代入式 (2.11) 可得

$$i_{L_1}(t) = (1 - L_2 C \omega^2) I_{L_2} \sin(\omega t + \alpha) + V_{AC} \omega C \cos \omega t \quad (2.25)$$

最後，把式 (2.24) 及 (2.25) 代入式 (2.13) 即可得到控制信號如下：

$$m(t) = M \sin(\omega t + \theta_m) \quad (2.26)$$

其中

$$M = \frac{1}{v_{dc}} \sqrt{A^2 + B^2} \quad (2.27)$$

$$\theta_m = \tan^{-1}\left(\frac{A}{B}\right) \quad (2.28)$$

且

$$A = [L_1(1 - L_2\omega^2 C) + L_2]I_{L_2}\omega \cos \alpha \quad (2.29)$$

$$B = V_{AC}(1 - L_2\omega^2 C) - [L_1(1 - L_2\omega^2 C) + L_2]I_{L_2}\omega \sin \alpha \quad (2.30)$$

在此小節最後，吾人利用商用軟體 Orcad / Pspice 對圖 2.9 所示電路進行模擬。利用此模擬來驗證前述理論之正確性。此模擬主要針對當在給定系統參數下，求出單向全橋式光伏反流器之最大輸出電流能力以及分析當市電端電壓受到擾動時對其輸出電流之影響。模擬參數如下：

輸入直流鏈電壓：

$$V_{DC} = 300V$$

LCL 濾波電感：

$$L_1 = 3.5mH, L_2 = 0.5mH$$

LCL 濾波電容：

$$C = 15\mu F$$

直流鏈電容：

$$C_{dc} = 2000\mu F$$

市電電壓：

$$v_{AC} = 110\sqrt{2}V \sin \omega t$$

市電電壓頻率：

$$f = 60Hz$$

功率因數：

$$PF = 1$$

開關切換頻率：

$$f_s = 10kHz$$

依上述參數，代入式 (2.26) 並利用 Matlab 軟體可繪出當 $M=1$ ， $\theta_m = 55.33^\circ$ 時最大輸出電流值 I_{L_2} 為 170.4 安培，如圖 2.11、圖 2.12 所示。再利用 Pspice 進行模擬，最大輸出電流如圖 2.13 所示。

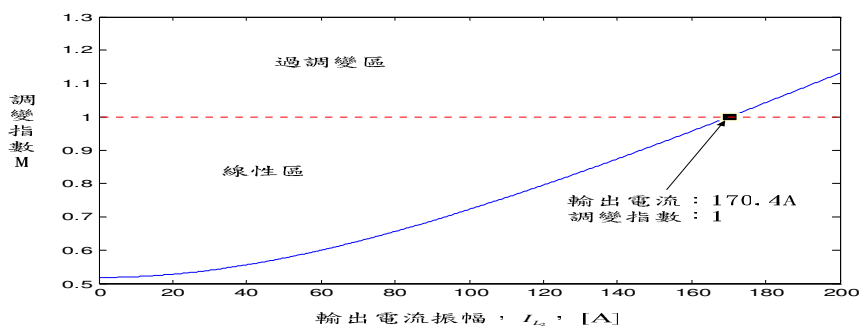


圖 2.11 輸出電流對調變指數之關係圖

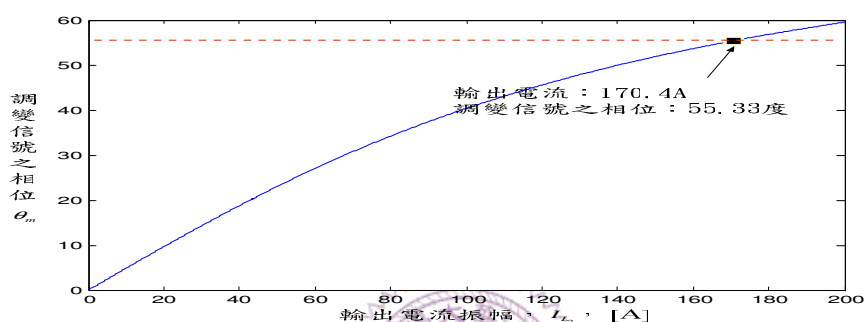


圖 2.12 輸出電流對調變信號相位 θ_m 之關係圖

最後模擬當市電端電壓受到擾動時，其輸出電流之動態，如圖 2.14 (a)、(b) 所示。基於以上初步模擬結果可知道，在開迴路控制下，輸出電流穩態誤差並無法達到很小，如圖 2.13 所示。且當市電電壓振幅忽然下降時，輸出電流並無良好的抗市電電壓擾動能力，如圖 2.14 (b) 所示。在下小節，吾人將於光伏反流器中加上閉迴路控制以改善開迴路控制的性能，且利用先前所推出的動態模型方塊圖去作系統閉迴路控制分析。

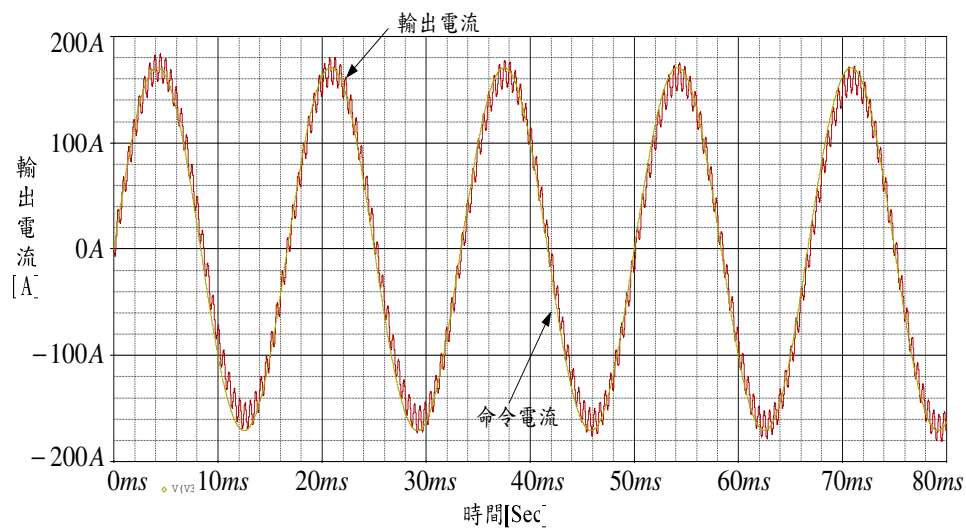
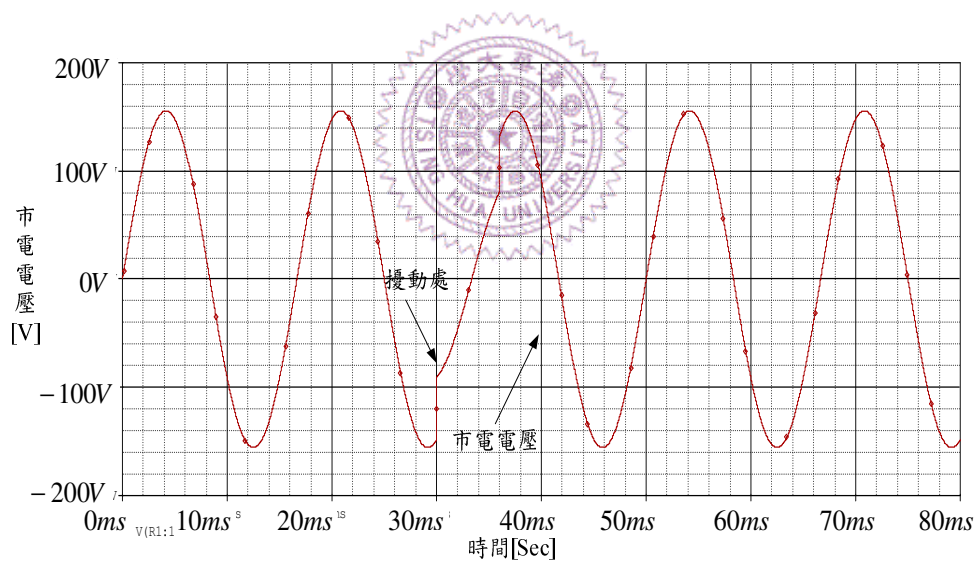
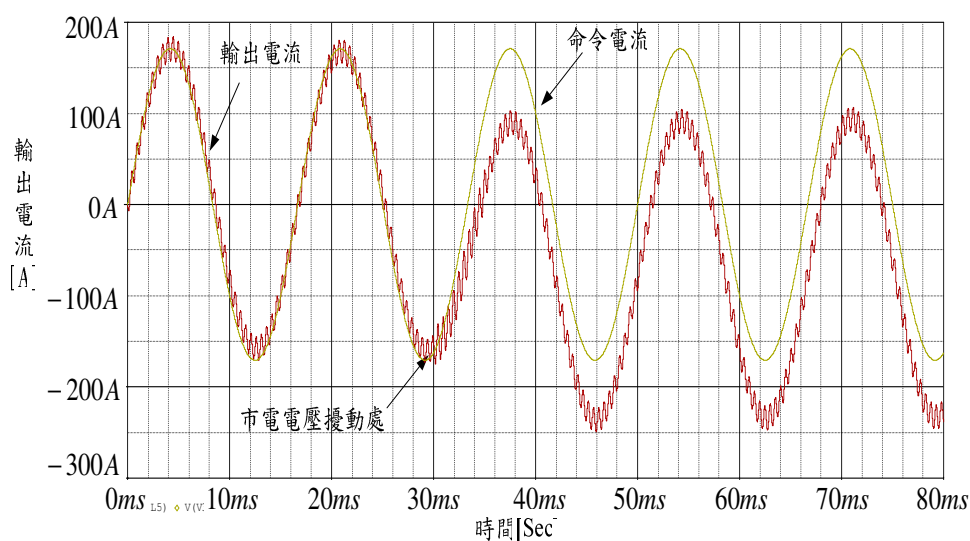


圖 2.13 開迴路控制下，最大輸出電流波形



(a) 開迴路控制市電端電壓受到擾動之波形



(b) 在市電電壓受到擾動下市電電流之動態

圖 2.14 (a) 開迴路控制市電端電壓受到擾動之波形

(b) 在市電電壓受到擾動下市電電流之動態

c. 閉迴路控架構

基於上一小節模擬之結果可知，在開迴路控制下無法得到良好的系統性能。輸出電流不但存在著不算小的電流穩態誤差且當市電電壓振幅忽然產生變化時，將會造成輸出電流產生一個偏移量 (Offset)。也就是說，開迴路控制對輸出電流抗市電電壓擾動之能力並不佳。因此為了提高系統性能，可加上一閉迴路控制架構。吾人在此小節將針對圖 2.10 之光伏反流器動態模型做閉迴路控制並對其分析及討論。最後，利用 Pspice 模擬軟體去模擬閉迴路控制架構之性能。

在目前具有 LCL 輸出濾波器之光伏反流器的閉迴路控制中，通常不是採用輸出電流 $i_{L_2}(t)$ 就是利用流過反流器電感 L_1 之電流 $i_{L_1}(t)$ 做為電流迴授控制變數[18、19]。吾人將針對此二種迴授控制架構去對系統做性能的分析及比較。首先對採用輸出電流做為電流迴授控制變

數之架構，如圖 2.15 所示，進行分析。由[16]已証明若只使用輸出電流做為電流迴授控制變數則會有系統不穩定的情況發生，因而加上 LCL 濾波器之電容電流做為內部迴路的迴授控制變數，其目的為使系統達到穩定。為了使輸出電流與其命令電流（Command Current）達到零穩態誤差，則電流控制器採用比例共振控制器（P+Resonant Controller）[20、21、22]如下：

$$G_{PR}(s) = K_P + K_R \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (2.31)$$

其中， ω_0 為市電電壓角頻率。和比例積分控制器（PI Controller）相似地，利用設計比例共振控制器參數 K_P 和 K_R 之值可分別調整系統之相對穩定度及電流穩態誤差[28]。由圖 2.15 所示之電流迴授控制架構，吾人可利用梅森增益公式（Mason's Gain Formula）以及重疊原理（Superposition Principle）可推出閉迴路系統輸出電流的轉移函數如下：

$$I_{L_2}(s) = G_{i_{L_2}}(s)I_{L_2}(s) + G_{v_{ac}}(s)V_{ac}(s) + G_{v_{dc}}(s)V_{dc}(s) \quad (2.32)$$

其中

$$G_{i_{L_2}}(s) \equiv \frac{I_{L_2}(s)}{I_{L_2}^*(s)} = \frac{KV_{DC}(s^2 K_P + s K_R + K_P \omega_0^2)}{s^5 a_5 + s^4 a_4 + s^3 a_3 + s^2 a_2 + s a_1 + a_0} \quad (2.33)$$

$$G_{v_{ac}}(s) \equiv \frac{I_{L_2}(s)}{V_{ac}(s)} = \frac{s^4 L_1 C + s^3 K V_{DC} C + s^2 (1 + L_1 C \omega_0^2) + s K V_{DC} C \omega_0^2 + \omega_0^2}{s^5 a_5 + s^4 a_4 + s^3 a_3 + s^2 a_2 + s a_1 + a_0} \quad (2.34)$$

$$G_{v_{dc}}(s) \equiv \frac{I_{L_2}(s)}{V_{dc}(s)} = \frac{M(s^2 + \omega_0^2)}{s^5 a_5 + s^4 a_4 + s^3 a_3 + s^2 a_2 + s a_1 + a_0} \quad (2.35)$$

式 (2.33) ~ 式 (2.35) 分母之各項係數分別為 $a_5 = L_1 L_2 C$ 、 $a_4 = K V_{DC} L_2 C$ 、 $a_3 = L_1 L_2 C \omega_0^2 + L_1 + L_2$ 、 $a_2 = K V_{DC} (L_2 C \omega_0^2 + K_p)$ 、 $a_1 = K K_R V_{DC} + (L_1 + L_2) \omega_0^2$ 及 $a_0 = K K_p V_{DC} \omega_0^2$ 。利用式 (2.33) 繪出之波德圖，如圖 2.16 所示，可知當市電電壓頻率為 60 赫茲時，此迴授控制架構之輸出電流與其命令電流具有為零穩態誤差。

接下來吾人將對另一種常見的閉迴路控制架構進行說明，如圖 2.17 所示。此架構為利用光伏反流器電感 L_1 之電流 $i_{L_1}(t)$ 做為迴授控制變數，其優點為只需要單一迴路即可使系統穩定且改善系統之效能。缺點為無法正確地掌握輸出電流 $i_{L_2}(t)$ 之大小及相位，因為光伏反流器電感 L_1 之電流和輸出電流有著以下關係

$$\frac{I_{L_2}(s)}{I_{L_1}(s)} = \frac{1}{1 + s^2 C L_2} \quad (2.36)$$

同樣地，為了達到光伏反流器之電感電流 $i_{L_1}(t)$ 與其命令電流達到零穩

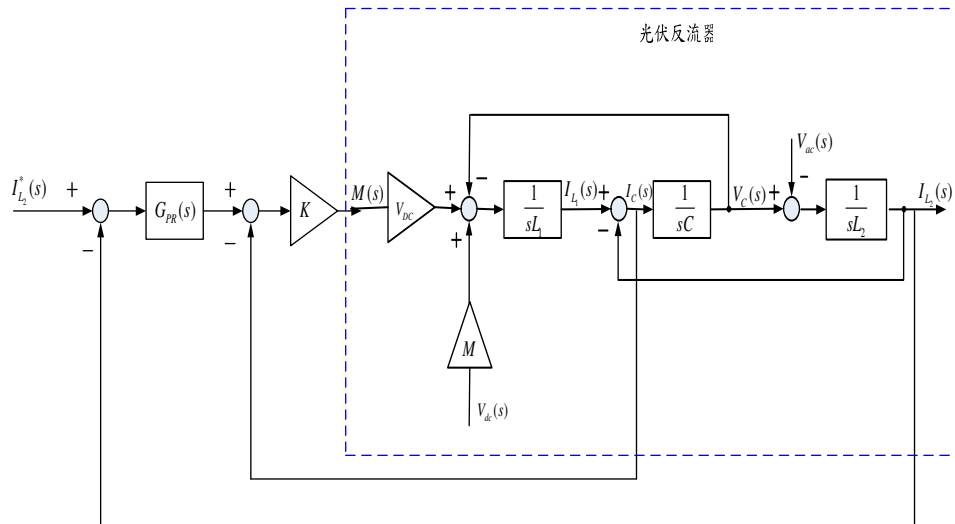


圖 2.15 雙電流迴路控制架構

態誤差，電流控制器仍採用比例共振控制器，如式 (2.31)。由圖 2.17 所示之閉迴路控制架構，利用梅森增益公式及重疊定理可得到光伏反流器之電感電流 $i_{L_1}(t)$ 之轉移函數如下：

$$I_{L_1}(s) = G_{I_{L_1}}(s)I_{L_1}^*(s) + G_{V_{dc}}(s)V_{dc}(s) \quad (2.37)$$

其中

$$G_{I_{L_1}}(s) \equiv \frac{I_{L_1}(s)}{I_{L_1}^*(s)} = \frac{V_{DC}[s^4 L_2 C K_P + s^3 L_2 C K_R + s^2 K_P(1 + L_2 C \omega_0^2) + s K_R + K_P \omega_0^2]}{s^5 b_5 + s^4 b_4 + s^3 b_3 + s^2 b_2 + s b_1 + b_0} \quad (2.38)$$

$$G_{V_{dc}}(s) \equiv \frac{I_{L_1}(s)}{V_{dc}(s)} = \frac{M(s^2 + \omega_0^2)}{s^5 b_5 + s^4 b_4 + s^3 b_3 + s^2 b_2 + s b_1 + b_0} \quad (2.39)$$

式 (2.38)、(2.39) 分母之各項係數分別為 $b_5 = L_1 L_2 C$ 、 $b_4 = L_2 C V_{DC} K_P$ 、 $b_3 = L_1 L_2 C \omega_0^2 + L_2 C V_{DC} K_R + (L_1 + L_2)$ 、 $b_2 = V_{DC} K_P(1 + L_2 C \omega_0^2)$ 、 $b_1 = (L_1 + L_2) \omega_0^2 + V_{DC} K_R$ 及 $b_0 = V_{DC} K_R \omega_0^2$ 。相似地，亦可利用式 (2.38) 所繪出之波德圖可得當市電電壓頻率為 60 赫芝時，單迴路控制架構之光伏反流器輸出電流具有零穩態誤差，由圖 2.18 所示。另外在單電流迴路控制中，可由圖 2.17 推出另一個有用的轉移函數如下

$$G_{I_{L_2}}(s) \equiv \frac{I_{L_2}(s)}{V_{ac}(s)} = \frac{s^4 d_4 + s^3 d_3 + s^2 d_2 + s d_1 + d_0}{s^5 c_5 + s^4 c_4 + s^3 c_3 + s^2 c_2 + s c_1 + c_0} \quad (2.40)$$

其中在式 (4.20) 中的分母各項係數為 $c_5 = L_1 L_2 C$ 、 $c_4 = L_2 C V_{DC} K_P$ 、 $c_3 = (L_1 + L_2) + L_1 L_2 C \omega_0^2 + L_2 C V_{DC} K_R$ 、 $c_2 = K_P V_{DC} (L_2 C \omega_0^2 + 1)$ 、 $c_1 = (L_1 + L_2) \omega_0^2 + K_R V_{DC}$ 及 $c_0 = V_{DC} K_P \omega_0^2$ 及分子之各項係數為 $d_4 = L_1 C$ 、

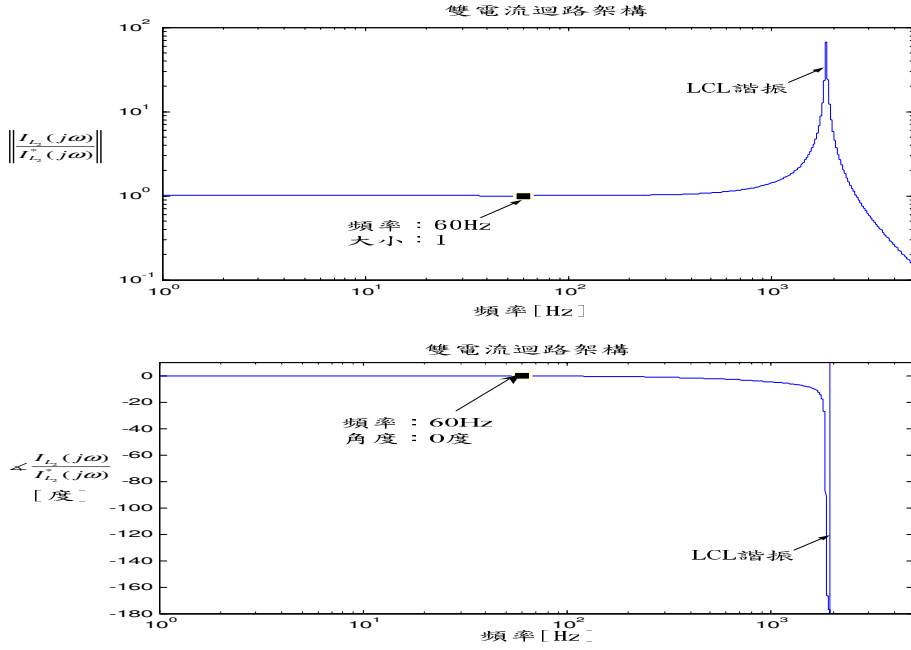


圖 2.16 式 (2.38) 之波德圖 (其中 $V_{DC} = 300V$ 、 $K = K_p = 1$ 、 $K_R = 50$ 、 $L_1 = 3.5mH$ 、 $L_2 = 0.5mH$ 及 $C = 15\mu F$)。

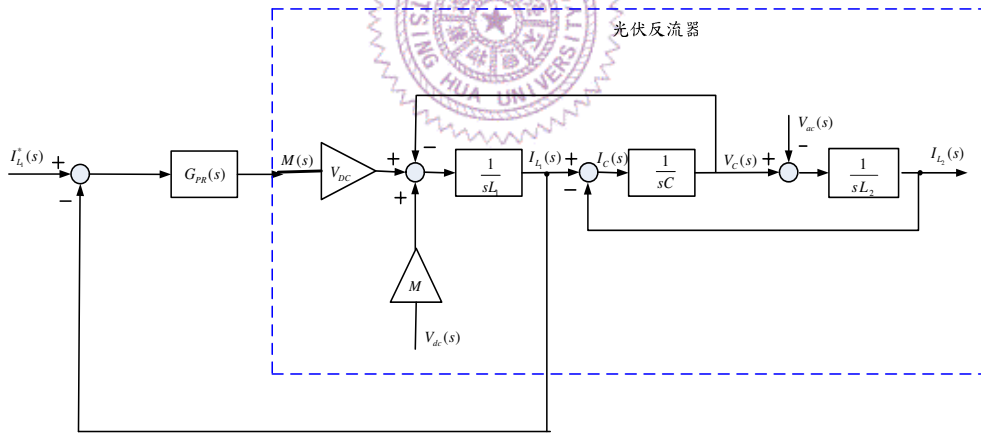


圖 2.17 單電流迴路控制架構

$d_3 = CV_{DC}K_P$ 、 $d_2 = 1 + L_1C\omega_0^2 + K_R CV_{DC}$ 、 $d_1 = CV_{DC}K_P\omega_0^2$ 及 $d_0 = \omega_0^2$ 。此轉移函數將會在接下來的討論中用到，因此先在此提及以方便後續之討論。在先前的開迴控制中，曾提到當市電電壓受到擾動時，輸出電流會受到嚴重影響，如圖 2.13 所示。現在吾人將針對此一現象做進一步的

討論。在市電併聯型光伏反流器中，設計電流迴授控制架構需考慮一項相當重要的指標量稱為“諧波阻抗（Harmonic Impedance）”[16、18]，其定義如下：

$$H.I = \left\| \frac{V_{ac}(j\omega)}{I_{L_2}(j\omega)} \right\| \quad (2.41)$$

式（2.41）意義為在市電電壓受到擾動下，輸出電流受影響之程度。諧波阻抗愈大，輸出電流愈不受市電電壓擾動的影響。反之若諧波阻抗愈小，輸出電流易受到市電電壓擾動之影響。在穩態下，即 $s = j\omega$ ，式（2.21）、式（2.34）及式（2.40）之轉移函數大小的倒數，即分別為開迴路、雙電流迴路控制與單電流迴路控制之系統諧波阻抗。在圖 2.19 繪出開迴路及上述二種電流迴授架構之系統諧波阻抗，由圖 2.19

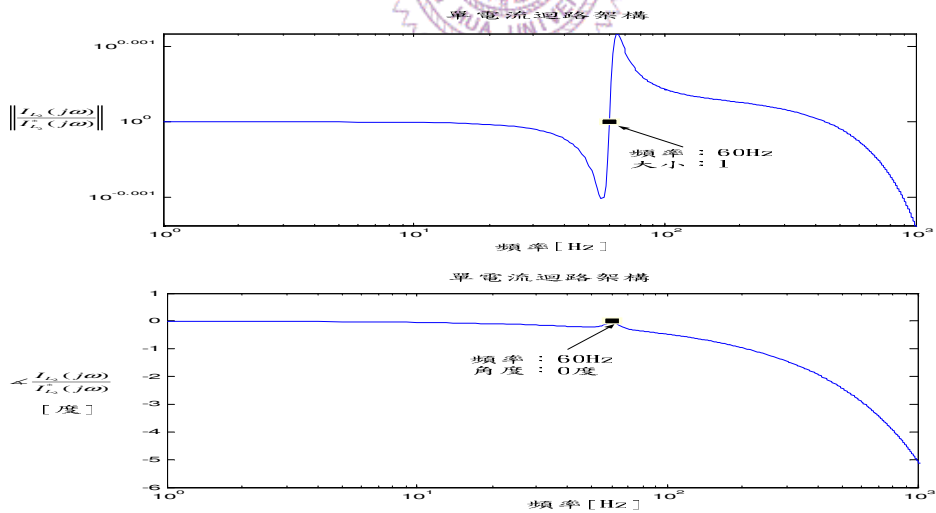


圖 2.18 式（2.38）之波德圖（其中 $V_{DC} = 300V$ 、 $K = K_p = 1$ 、 $K_R = 50$ 、

$L_1 = 3.5mH$ 、 $L_2 = 0.5mH$ 及 $C = 15\mu F$ ）。

可知上述二種電流迴授控制架構在低頻段均有比開迴路要好的抗市電電壓擾動能力，且在相同的系統參數下，二者的諧波阻抗相當接

近。圖 2.19 亦說明了前一小節圖 2.14 的結果，因為在開迴路中光伏反流器低頻處並無高諧波阻抗，因此無法達到良好的抗市電干擾能力。

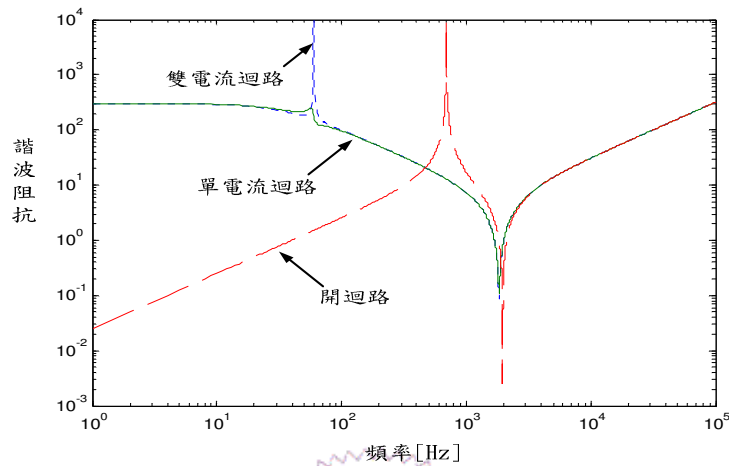


圖 2.19 單電流迴路、雙電流迴路和開迴路架構之諧波阻抗（其中 $V_{DC} = 300V$ 、 $K = K_p = 1$ 、 $K_R = 50$ 、 $L_1 = 3.5mH$ 、 $L_2 = 0.5mH$ 及 $C = 15\mu F$ ）。

最後吾人將利用 Pspice 模擬軟體去驗證上述理論之正確性，光伏反流器之參數和相關規格除了加上比例共振控制器參數 $K = K_p = 1$ 、 $K_R = 50$ 之外，其於均和十五頁之規格相同。

由此模擬將可初步驗證當市電電壓振幅忽然發生變化的情況下，如圖 2.20 所示，使用雙迴路和單迴路電流控制均可得到良好的抗市電電壓擾動能力，如圖 2.21 及圖 2.22 所示。此模擬驗證了圖 2.19 的結果，當市電併聯型光伏系統若存在高諧波阻抗，則具有較佳的抗市電干擾能力。

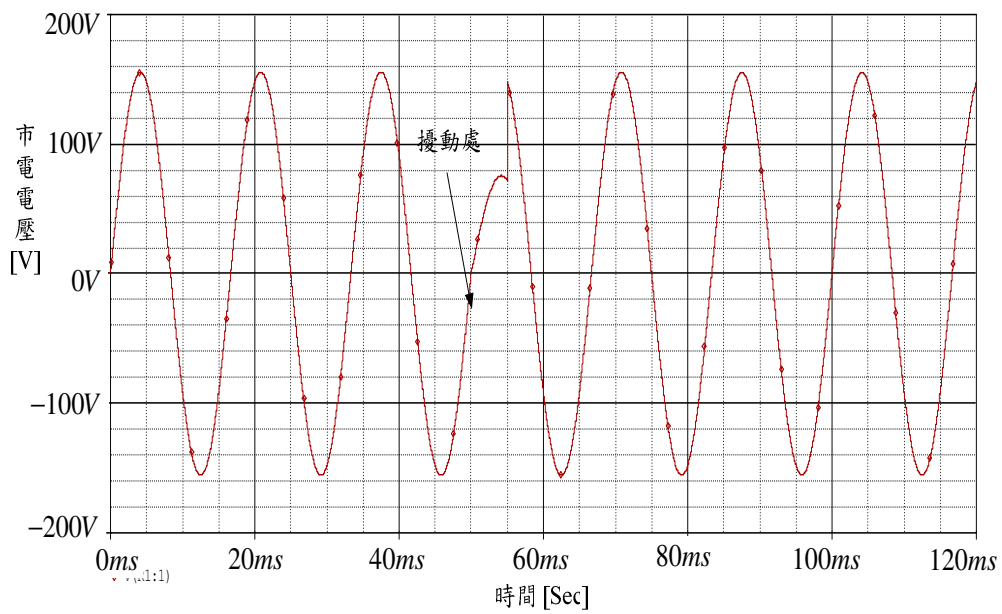


圖 2.20 市電電壓在 $t=50\text{ms}$ 至 $t=55\text{ms}$ 時受到擾動

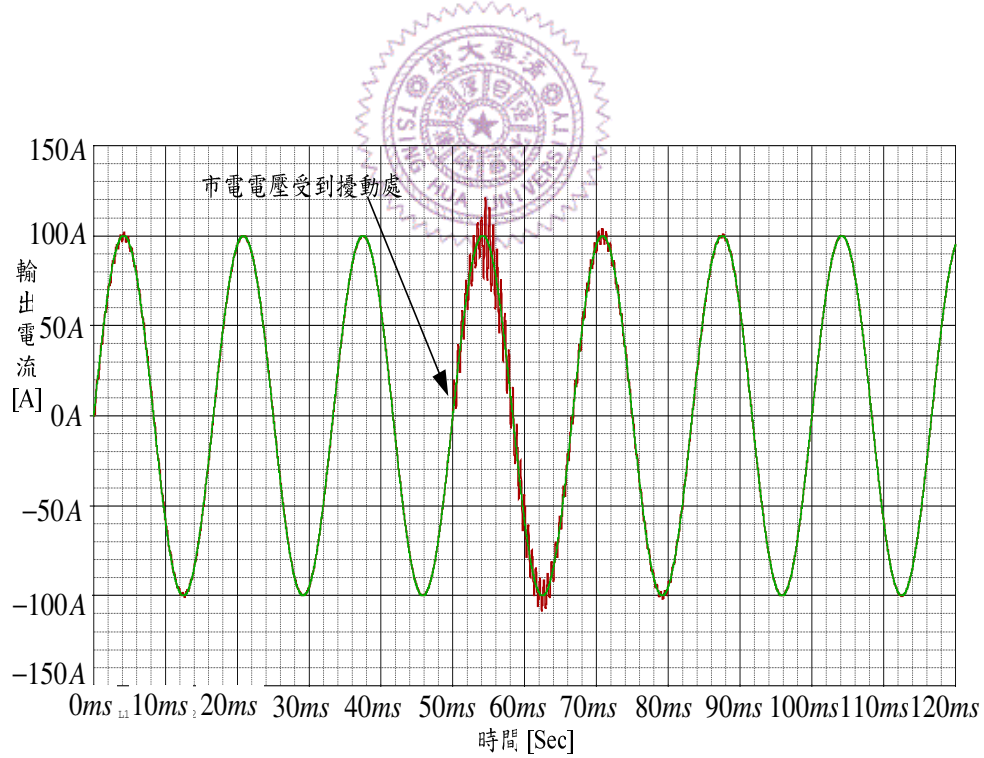


圖 2.21 當市電電壓受到擾動下，雙迴路電流控制下之輸出電流波形圖

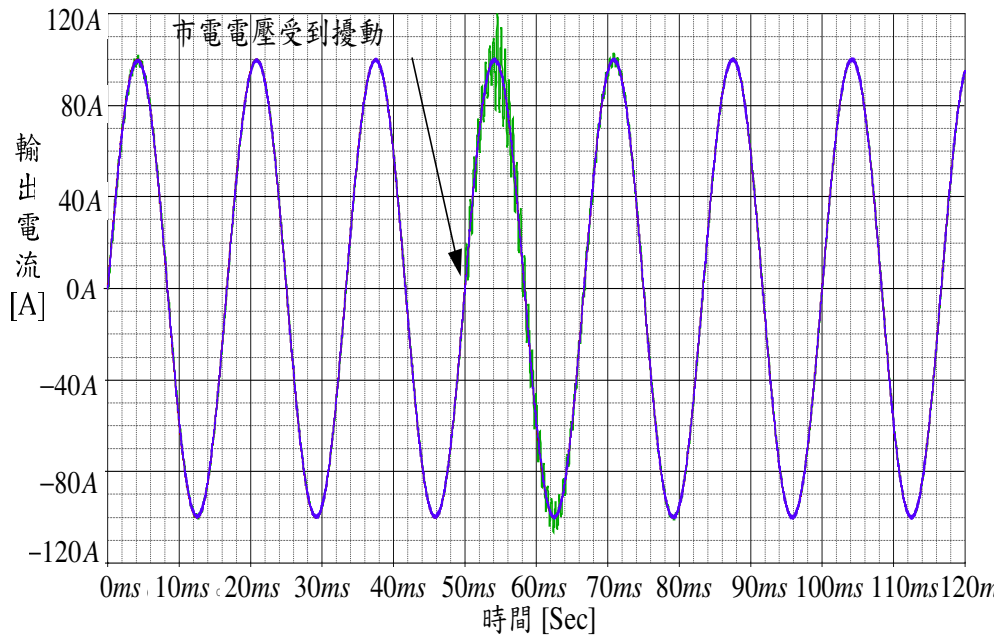


圖 2.22 當市電電壓受到擾動下，單迴路電流控制下之輸出電流波形圖

2.3 二倍頻瞬時功率現象探討

在本節吾人將探討一個無論在單相反流器、單相整流器、非平衡三相反流器及非平衡整流器均存在的一個現象，稱為 ”二倍頻瞬時功率現象”。以單相（AC/DC 或 DC/AC）轉換器為例，如圖 2.23 所示，在交流側所產生之瞬時功率為

$$\begin{aligned}
 p_{ac}(t) &= i_{ac}(t)v_{ac}(t) \\
 &= I_{AC} \sin(\omega t + \phi) V_{AC} \sin \omega t \\
 &= \frac{1}{2} I_{AC} V_{AC} \cos \phi - \frac{1}{2} I_{AC} V_{AC} \cos \phi \cos 2\omega t + \frac{1}{2} I_{AC} V_{AC} \sin \phi \sin 2\omega t
 \end{aligned} \tag{2.42}$$

由式 (2.42) 可知，交流側會產生直流成份和二倍市電頻的交流成份之功率。在假設在穩態及理想元件前提下，由功率不變（Power

Invariant) 可知，直流側功率必需等於交流側功率。從數學上觀之，此條件並不可能成立。因此實際上直流側會存在著二倍市電頻諧波成份。至於在三相轉換器（AC/DC 或 DC/AC）中，如圖 2.24 所示，在

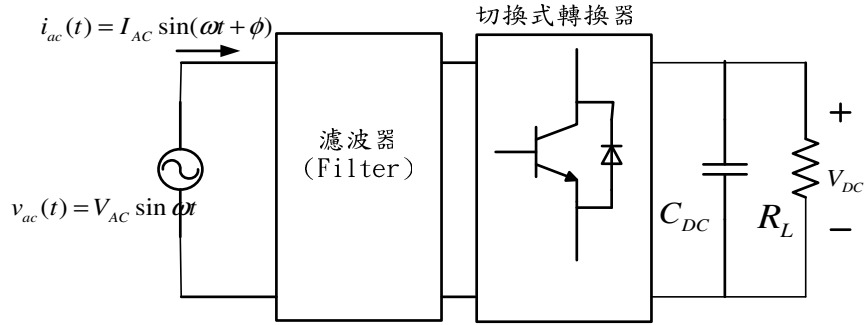


圖 2.23 單相交直流轉換器之架構圖

此假設各相電源電壓振幅不相同，即

$$v_a(t) = V_A \sin(\omega t) \quad (2.43)$$

$$v_b(t) = V_B \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \quad (2.44)$$

$$v_c(t) = V_C \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \quad (2.45)$$

且各相電流振幅相同

$$i_a(t) = I \sin(\omega t) \quad (2.46)$$

$$i_b(t) = I \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \quad (2.47)$$

$$i_c(t) = I \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \quad (2.48)$$

之非平衡條件下為例，可得到交流側之瞬時功率為

$$p_{3\phi}(t) = i_a(t)v_a(t) + i_b(t)v_b(t) + i_c(t)v_c(t) \quad (2.49)$$

經整理可得

$$p_{3\phi} = \frac{I}{2}(V_A + V_B + V_C) - \frac{I}{2}\{V_A \cos 2\omega t + V_B \cos[2(\omega t + \frac{2}{3}\pi)] + V_C \cos[2(\omega t - \frac{2}{3}\pi)]\} \quad (2.50)$$

同樣地，由功率不變可知，在直流側亦會產生二倍市電頻谐波成份，對系統運轉性能將產生影響。

接下來，吾人將針對本文之主題，光伏反流器，如圖 2.9 所示之電路架構，在交流側所產生的二倍頻瞬時功率現象進行討論。在交流側中，注入至市電之瞬時功率、濾波電感器及電容均有二倍頻瞬時功率的產生。在此吾人假設輸出電流及市電電壓分別為

$$i_{L2}(t) = I_{L2} \sin(\omega t + \alpha) \quad \text{和} \quad v_{ac}(t) = V_{AC} \sin \omega t \quad (2.51)$$

由此假設可分別推導出交流側中之市電端及 LCL 濾波器所產生之二

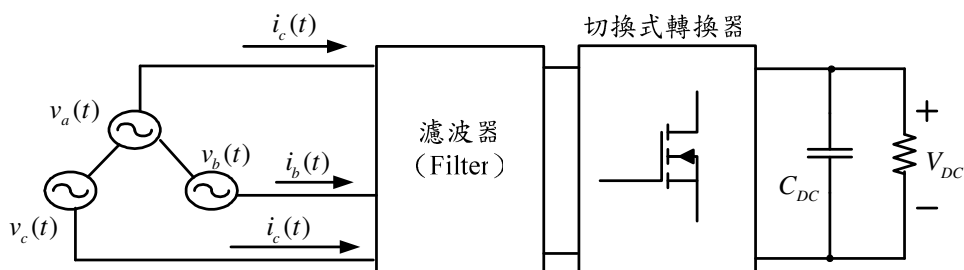


圖 2.24 三相交直流轉換器之架構

倍頻瞬時功率如下：

(A)、注入市電之瞬時功率所產生之二倍頻瞬時功率：

利用式 (2.51) 之假設，可得到注入市電之瞬時功率為

$$\begin{aligned} p_{Gird}(t) &= i_{L2}(t)v_{ac}(t) \\ &= I_{L2} \sin(\omega t + \alpha) V_{AC} \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (2.52)$$

利用一些三角恒等式，可將式 (2.52) 改寫為

$$p_{Gird}(t) = P + (-P \cos 2\omega t + Q \sin 2\omega t) \quad (2.53)$$

其中

$$P = \frac{1}{2} I_{L2} V_{AC} \cos \alpha \quad (2.54)$$

$$Q = \frac{1}{2} I_{L2} V_{AC} \sin \alpha \quad (2.55)$$

由式 (2.53) 可知，注入市電之瞬時功率是由一個平均注入功率 (Average Injected Power) 量， P ，及一個二倍頻瞬時功率量， $(-P \cos 2\omega t + Q \sin 2\omega t)$ 所組成。事實上，在額定輸出功率較低的情況下，此二倍頻瞬時功率是造成光伏系統不正常的運作之主因。

(B)、LCL 濾波器所產生之二倍頻瞬時功率：

(i)、電感器 L_2 上所產生之二倍頻瞬時功率

由式 (2.51) 之假設可得到電感器 L_2 上跨壓為

$$\begin{aligned} v_{L_2}(t) &= L_2 \frac{di_{L_2}(t)}{dt} \\ &= L_2 I_{L_2} \omega \cos(\omega t + \alpha) \end{aligned} \quad (2.56)$$

因此可得到電感器所儲存之功率為

$$\begin{aligned} p_{L_2}(t) &= i_{L_2}(t) v_{L_2}(t) \\ &= P_{L_2} \cos 2\omega t + Q_{L_2} \sin 2\omega t \end{aligned} \quad (2.57)$$

其中

$$P_{L_2} = \frac{1}{2} I_{L_2}^2 L_2 \omega \sin 2\alpha \quad (2.58)$$

$$Q_{L_2} = \frac{1}{2} I_{L_2}^2 L_2 \omega \cos 2\alpha \quad (2.59)$$

明顯地，在電感器中所儲存之功率即為二倍頻瞬時功率。

(ii)、電容器 C 上所產生之二倍頻瞬時功率

要求得電容器 C 所儲存之功率，必需先求出電容上之跨壓和通過電容器之電流。可由式 (2.51) 及 KVL 求得電容上之跨壓為

$$\begin{aligned} v_C(t) &= L_2 \frac{di_{L_2}(t)}{dt} + v_{ac}(t) \\ &= L_2 I_{L_2} \omega \cos(\omega t + \alpha) + V_{AC} \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (2.60)$$

利用電容跨壓與電流之關係式，可得

$$\begin{aligned} i_C(t) &= C \frac{dv_C(t)}{dt} \\ &= -CL_2 I_{L_2} \omega^2 \sin(\omega t + \alpha) + CV_{AC} \omega \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (2.61)$$

因此可求得電容器所儲存之功率為

$$\begin{aligned} p_C(t) &= i_C(t)v_C(t) \\ &= P_C \cos 2\omega t + Q_C \sin 2\omega t \end{aligned} \quad (2.62)$$

其中

$$P_C = 2L_2 I_{L2} \omega^2 C \cos \alpha (V_{AC} - L_2 I_{L2} \omega \sin \alpha) \quad (2.63)$$

$$Q_C = \frac{1}{2} \omega C [(V_{AC} - L_2 I_{L2} \omega \sin \alpha)^2 - (L_2 I_{L2} \omega \cos \alpha)^2] \quad (2.64)$$

在電容器中所儲存之功率同樣地為二倍頻瞬時功率。

(iii)、電感器 L_1 上所產生之二倍頻瞬時功率

由式 (2.51)、(2.60) 及 KCL 可求得通過電感器 L_1 之電流為

$$\begin{aligned} i_{L1}(t) &= i_{L2}(t) + C \frac{dv_C(t)}{dt} \\ &= I_{L2} \sin(\omega t + \alpha) - CL_2 I_{L2} \omega^2 \sin(\omega t + \alpha) + CV_{AC} \omega \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (2.65)$$

利用式 (2.65) 之電感電流與其電壓之關係可得

$$\begin{aligned} v_{L1}(t) &= L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} \\ &= L_1 I_{L2} \omega \cos(\omega t + \alpha) - L_1 L_2 C I_{L2} \omega^3 \cos(\omega t + \alpha) - L_1 C V_{AC} \omega^2 \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (2.66)$$

將式 (2.65) 與式 (2.66) 相乘可得儲存於電感器內之功率為

$$p_{L1}(t) = P_{L1} \cos 2\omega t + Q_{L1} \sin 2\omega t \quad (2.67)$$

其中

$$P_{L1} = \omega L_1 (1 - L_2 C \omega^2) I_{L2} \cos \alpha [I_{L2} \sin \alpha + \omega C (V_{AC} - L_2 I_{L2} \omega \sin \alpha)] \quad (2.68)$$

$$Q_{L1} = \frac{1}{2} \omega L_1 \{ [(1 - L_2 C \omega^2) I_{L2} \cos \alpha]^2 - [I_{L2} \sin \alpha + \omega C (V_{AC} - L_2 I_{L2} \omega \sin \alpha)]^2 \} \quad (2.69)$$

同樣地，在電感器 L_1 所儲存之功率亦為二倍頻瞬時功率。

基於上述各部份所產生之二倍頻瞬時功率的推導，可得到所產生總二倍頻瞬時功率為

$$p_{total,2}(t) = (-P + P_{L2} + P_C + P_{L1}) \cos 2\omega t + (Q + Q_{L1} + Q_C + Q_{L2}) \sin 2\omega t \quad (2.70)$$

可將式 (2.70) 表示為向量形式，如圖 2.25 所示。由圖 2.25 之向量圖，則可將式 (2.70) 改寫為

$$p_{total,2}(t) = P_{TOTAL,2} \sin(2\omega t + \theta) \quad (2.71)$$

其中

$$P_{TOTAL,2} = \sqrt{(-P + P_{L2} + P_C + P_{L1})^2 + (Q + Q_{L2} + Q_C + Q_{L1})^2} \quad (2.72)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left[\frac{(-P + P_{L2} + P_C + P_{L1})}{(Q + Q_{L2} + Q_C + Q_{L1})} \right] \quad (2.73)$$

在推導出交流側所產生之總二倍頻瞬時功率後，吾人將討論輸出電流 $i_{L2}(t)$ 之相位 α 和振幅 I_{L2} 對總二倍頻功率諧波量 $P_{TOTAL,2}$ 的影響。在

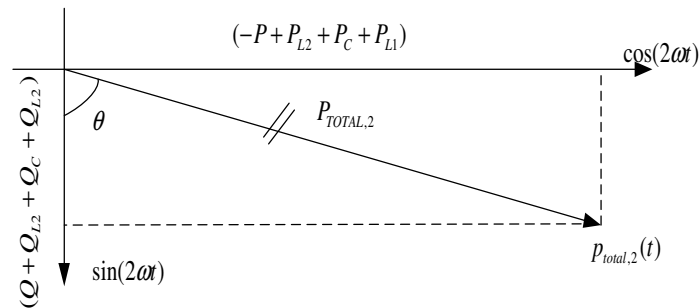


圖 2.25 光伏反流器交流側之總二倍頻瞬時功率向量圖

進行以下討論之前，吾人先給定交流側之各項參數為 $L_1 = 3.5\text{mH}$ 、 $C = 15\mu\text{F}$ 、 $L_2 = 0.5\text{mH}$ 及市電電壓振幅為 $V_{AC} = 110\sqrt{2}\text{ V}$ 。首先討論輸出電流相位對總二倍頻功率諧波量之影響，由圖 2.26 可知當相位 α 為 90 度，即功率因素（Power Factor）為零時有最小的總二倍頻功率諧波量，但此情況下會造成無任何能量傳送至市電（即實功 P 為零）如圖 2.27 所示。且可由圖 2.27 知，當相位 α 為零度，即功率因素為 1 時，雖然此情況下並無法得到最小的二倍頻功率諧波量，但會有最大能量傳送到市電端。對光伏系統而言，為了有效利用太陽能板通常使功率因素為 1 是必要的。

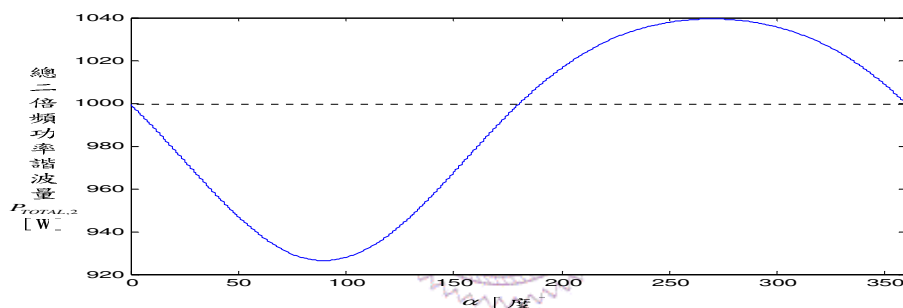


圖 2-26 輸出電流相位 α 與總二倍頻功率之關係圖

（輸出電流為 12.856 安培）

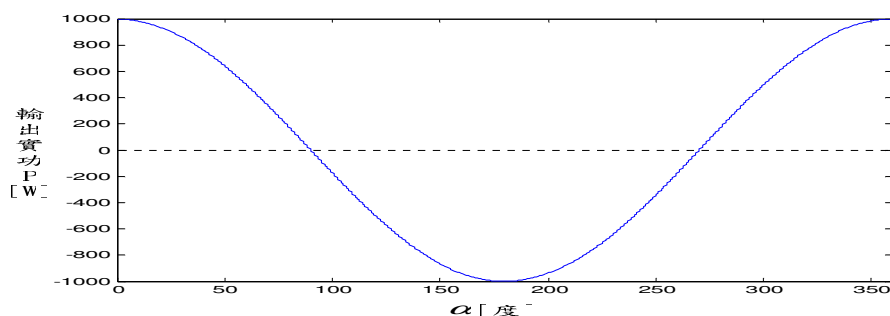


圖 2-27 輸出電流相位 α 與輸出實功 P 之關係圖

（輸出電流為 12.856 安培）

接著將討論市電電流振幅改變時，二倍頻功率諧波量之分佈。由圖 2.28 可知，當額定輸出功率為 1 仟瓦時，交流端所造成的二倍頻功率諧波量幾乎全由注入市電之瞬時功率所產生。當額定輸出功率為 3 仟瓦時，如圖 2.29 所示，輸出濾波器所產生的二倍頻功率諧波量佔總二倍頻功率諧波量已有一定的比例。此資訊說明在較小的額定輸出功率下是可以忽略濾波器所產生的二倍頻功率諧波量，但當在較大的額定輸出功率情況下，濾波器所造成的二倍頻功率諧波量是不可忽略的。

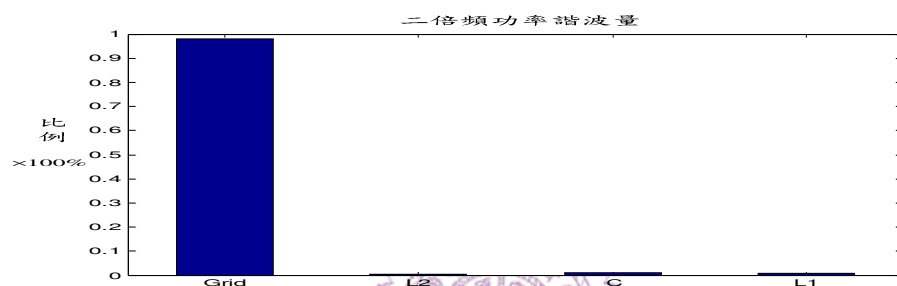


圖 2.28 輸出額定功率 1 仟瓦時，二倍頻功率之分佈（功率因數等於 1）

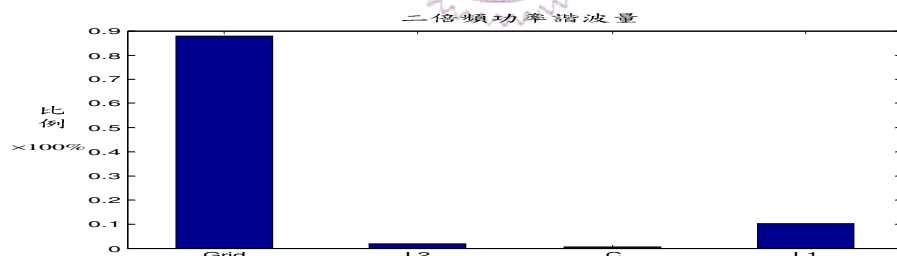


圖 2.29 輸出額定功率 3 仟瓦時，二倍頻功率之分佈（功率因數等於 1）

最後將利用電路模擬軟體 Orcad / Pspice 模擬圖 2.30 所示之光伏系統閉迴路控制架構，並觀察光伏反流器交流側所產生的二倍頻瞬時功率對系統所造成之影響。光伏系統參數及相關規格如下：

太陽能板日照度：
$$1000 \text{ W/m}^2$$

太陽能板輸出電壓：	$V_{PV} \approx 170V$
太陽能板輸出最大功率：	$P_{PV,MAX} = 846W$
額定輸出功率：	$P = 750W$
比例共振控制器參數：	$K_p = 1$ 、 $K_R = 50$
內迴路控制器參數：	$K = 1$
LCL 濾波電感：	$L_1 = 3.5mH$ ， $L_2 = 0.5mH$
LCL 濾波電容：	$C = 15\mu F$
直流鏈電容：	$C_{dc} = 30\mu F$
市電電壓：	$v_{ac}(t) = 110\sqrt{2} \sin \omega t V$
市電電壓頻率：	$f = 60Hz$
功率因數：	$PF = 1$
開關切換頻率：	$f_s = 10kHz$

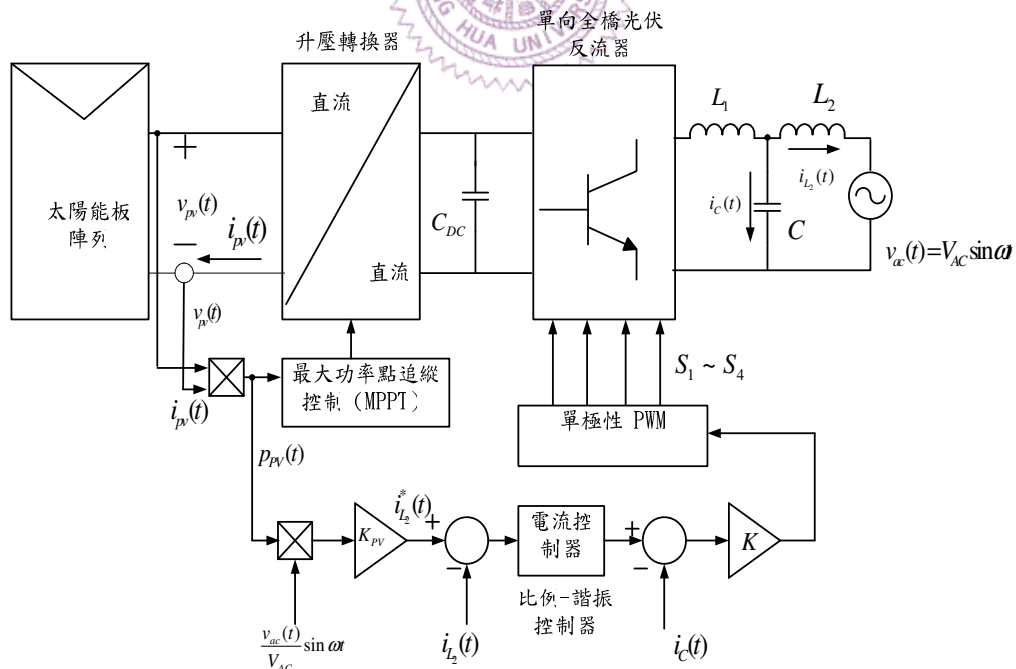


圖 2.30 光伏反流器之閉迴路控制架構

在此模擬中，光伏系統之閉迴路控制架構是由太陽能板之最大功率點追蹤控制及光伏反流器的輸出電流控制所構成。由於在光伏反流器直流鏈電壓並無任何額外的控制，因此二倍市電頻瞬時功率將存在於光伏反流器之直流側，而造成直流側具有振幅相當大的電壓漣波（Ripple），如圖 2.31 所示。在直流鏈電容很小之條件下，直流鏈電壓漣波將會對太陽能板的最大功率點追蹤器和輸出市電電流造成影響，由於太陽能板最大功率點追蹤控制之介面乃是採用升壓轉換器（即太陽能板輸出電壓必需小於直流鏈電壓），因此當直流鏈電壓漣波振盪到比太陽能板輸出電壓低時，會造成最大功率點追蹤控制器發生誤動作而使太陽能板無法保持最大功率，如圖 2.32 所示。同樣地，當直流鏈電壓漣波振盪到比市電電壓振幅低時會造成市電電流倒流，因而發生電流失真，如圖 2.33 所示。

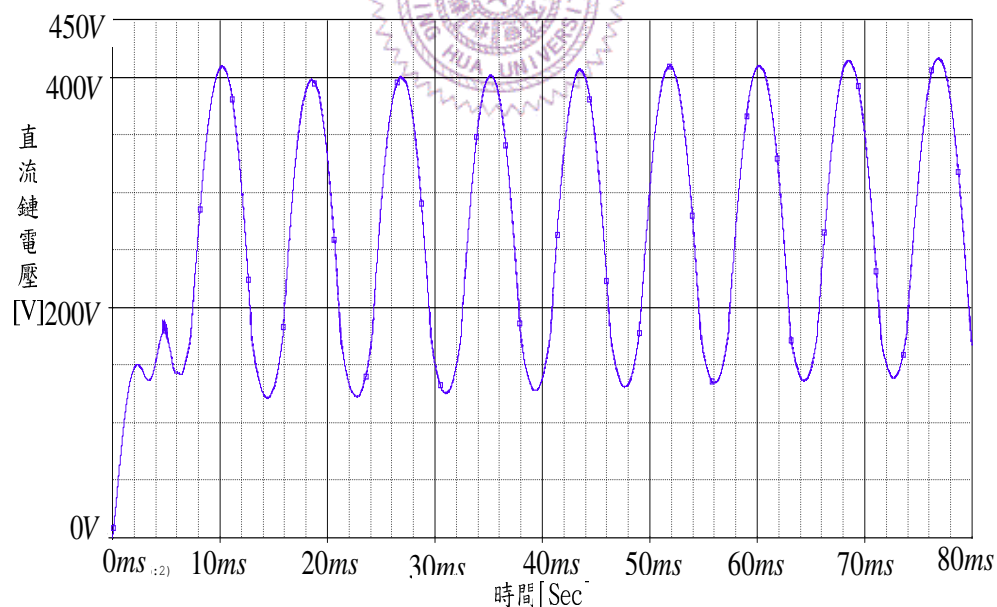


圖 2.31 光伏反流器直流鏈電壓波形圖（電壓漣波峰對峰值約為 250 伏）

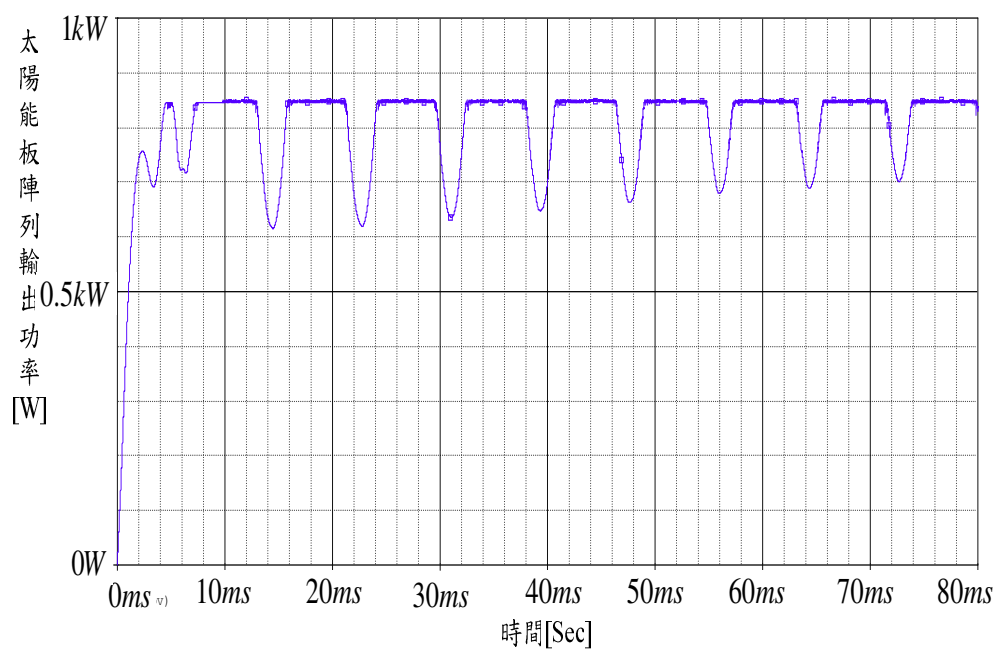


圖 2.32 太陽能板輸出功率波形圖（日照度 $1000W/m^2$ ，溫度 25 度）

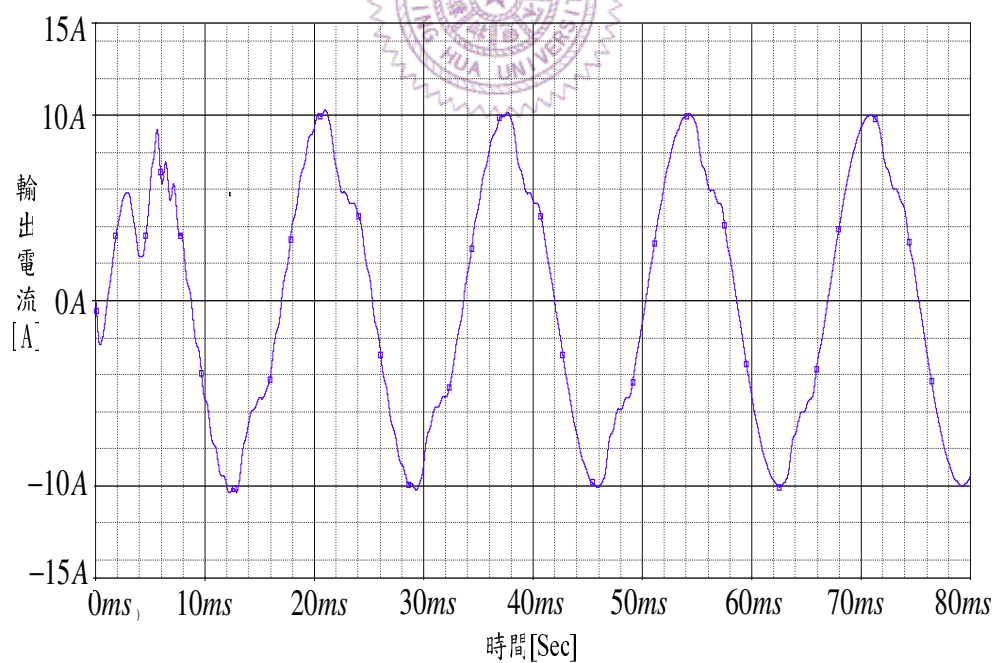


圖 2.33 輸出電流波形圖

基於以上模擬，吾人將對二倍頻瞬時功率現象對光伏系統上所造成之影響做一初步結論：在光伏系統中，由於其交流側會產生二倍頻瞬時功率，且若 C_{DC} 不夠大時，則其直流側有二倍頻漣波電壓將變得相當大，因此可能降低光伏系統最大功率追蹤之效能並造成輸出電流嚴重失真之現象。

