

第四章

實體電路製作及實測結果

4.1 前言

在前二章中，曾提及在光伏反流器直流鏈上將會存在著因二倍頻瞬時功率影響而產生大量的電壓漣波，且此電壓漣波可利用主動式電力解耦合電路來將其消除。本章將製作一雛型電路，以驗證前二章所提理論之正確性。在 4.2 節吾人將對整個實體架構做一說明，並在 4.3 節記錄一些實測波形，作為本文理論可行性之驗證。

4.2 硬體系統製作

在硬體電路製作上，吾人主要將其分為二大部份，分別為電力電路部份及控制電路部份，如圖 4.1 所示。電力電路部份是由升壓轉換器（由 L_{Boost} 、 S_{Boost} 、 C_{DC} 及 D_{Boost} 所構成）與外加電力解耦合電路（由 D_T 、 S_T 和 L_p 所構成）之光伏反流器併聯而成。由於此新型反流器其電路架構類似於三相反流器架構，因此可直接採用一般的三相反流器電路模組作為新型光伏反流器之實作架構。其中，各個主動開關乃採用 MOSFET IRFP460 功率半導體元件，其汲源極最大耐壓 500 伏、連續汲極電流 20 安培及導通電阻為 0.27 歐姆；由於本文是著重於二倍頻瞬時功率的消除，因此電力電路之直流電源的供應將以直流電源供應器來取代太陽能板之直流輸出功率。此直流電源供應器乃採用致茂公司（Chroma）之 6201F-300 可程式直流電源供應器，其輸出額定為 300 伏特/4 安培。至於電力電路各項規格如下：

額定最大輸出功率： $P_o = 150W$

輸出電流頻率： $f = 60Hz$

開關切換頻率： $f_s = 10\text{kHz}$

解耦合電感： $L_p = 5\text{mH}$

輸出電感： $L = 4\text{mH}$

直流鏈電容： $C_{DC} = 30\mu\text{F}$

負載電阻： $R_L = 10\Omega$

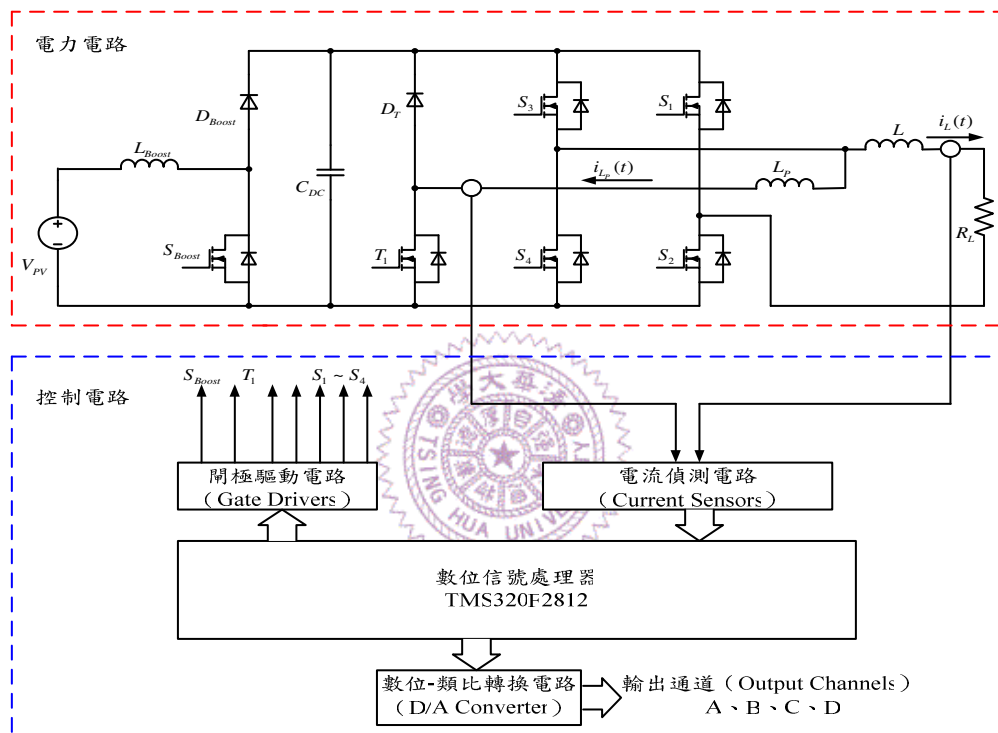


圖 4.1 整體實作系統之方塊圖

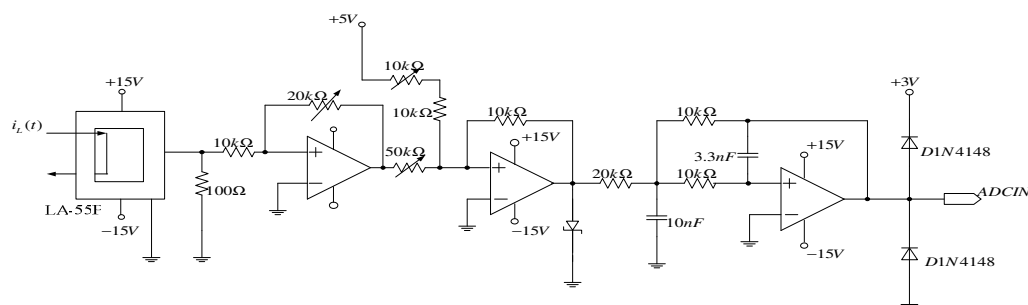
在控制電路部份，基本上包括（1）狀態迴授訊號與 DSP 模組之介面電路、（2）數位控制電路（Digital Signal Processor, DSP）二大部份，茲分述如下：

（1）、狀態迴授訊號與 DSP 模組之介面電路

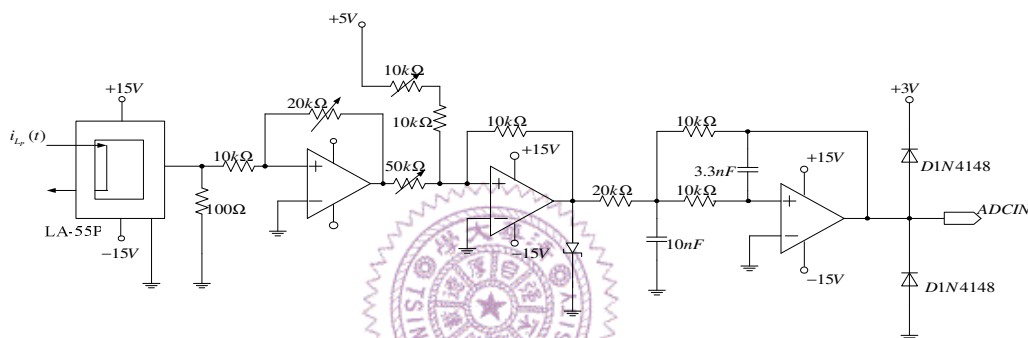
（i）輸出電流與解耦合電感電流偵測電路

為了獲得輸出電流及解耦合電感電流之電流訊號去做迴授控制，吾人製作了如圖 4.2 所示之偵測電路。此偵測電路乃採用由勝特

力 (LEM) 生產的霍爾元件所構成的電流感測器，其型號為 LA 55-P，規格為 50 安培/15 伏。此偵測電路主要工作為先利用霍爾元件將電流



(a) 輸出電流電流偵測電路



(b) 解耦合電感電流偵測電路

圖 4.2 (a) 輸出電流電流偵測電路 (b) 解耦合電感電流偵測電路

訊號轉換為電壓訊號，為了使得此轉換後的電壓號能夠符合數位控制器的類比/數位轉換模組之輸入範圍 (0~3 伏)，因此再將此訊號經由位移放大器使得此電壓信號之位準變為 1.5 經過一個二階低通濾波器來將其高頻雜訊給濾除，以得到一純淨之電壓訊號。最後將此電路之輸出訊號注入至數位處理器的類比/數位模組去做訊號處理。

(ii) 開極隔離驅動電路

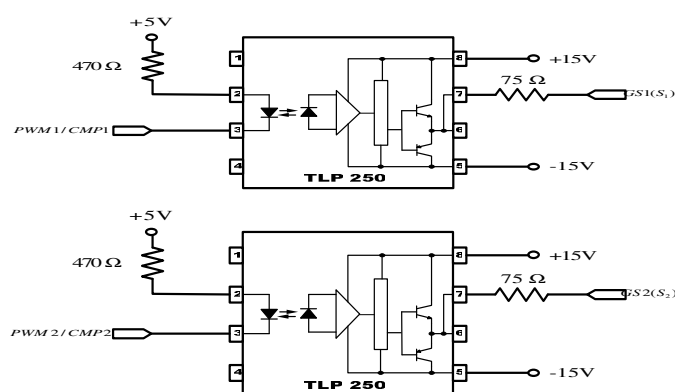
使用開極隔離驅動電路主要目的有二個，其一，是為了避免因電力電路與開極控制電路共地而造成電路損壞的情況發生。其二，由於數位信號處理器所產生的脈寬調變訊號大小僅為 5 伏，而該信號並無法

驅動開關電路，因此使用閘極隔離驅動電路另一個功能即為放大數位信號處理器所產生的脈寬調變訊號至 ± 15 伏，以使其有足夠能力去驅動開關電路。在本硬體中，吾人將採用 Toshiba 公司所開發之光耦合器，TLP250，做為各開關電路之閘極隔離驅動電路之設計，如圖 4.3 所示。

(2)、數位信號處理器

在控制器的實現上，類比控制電路常有：零件易隨使用時間耗損老化、易受溫度變化而偏移及電路元件組成較複雜導致系統可靠度較低等缺點，而相對於類比控制電路，數位控制器則具有許多優點：(1) 可重複藉由軟體修正系統設計，使系統升級容易；(2) 使用數位元件使系統的穩定性提高、飄移減少；(3) 雜訊隔離能力強；(4) 整合許多電路功能於 IC 晶片內，使得所需外部零件減少，縮小系統體積並降低硬體成本。

然而過去受限於微處理器執行速度不快和數值處理量化誤差等問題的影響，數位控制器的使用並不普遍。近年來德州儀器公司(TI)



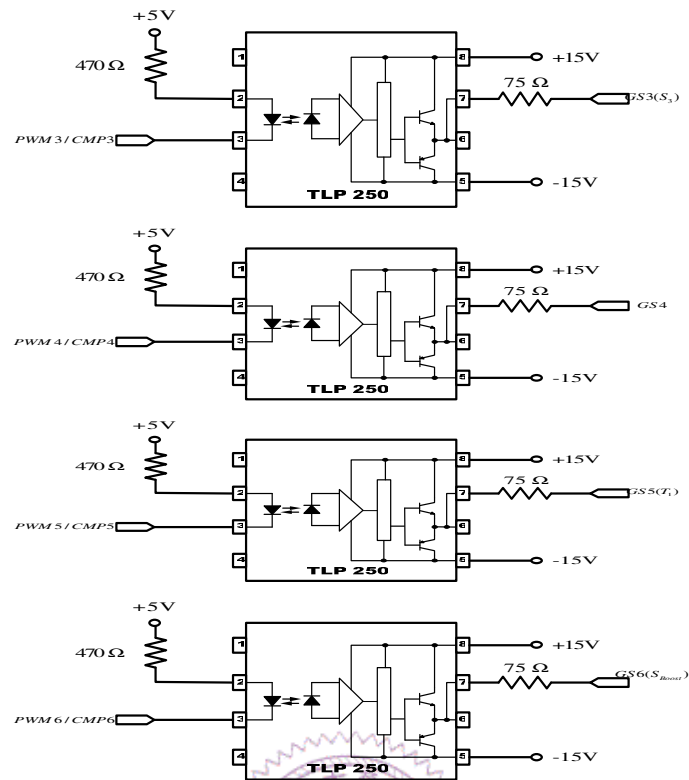


圖 4.3 閘極隔離驅動電路圖

設計一系列數位訊號處理器(DSP)，已能涵蓋傳統微控處理器之優點與功能，且亦具運算速度快、周邊支援豐富、精密度高...等優點。在 TI 所新推出的 TMS320C/F28x 系列晶片中，其時脈速度已比過去的 TMS320F24X 系列晶片加快許多，且 TMS320F2812 之數位訊號處理器評估模組除了包含了數位訊號控制器 TMS320F2812、震盪器 (Oscillator) . . . 等電路以及一些必要的介面連接器之外，還有類比-數位轉換器 (Analog-Digital Converter, ADC)、快閃記憶體、PWM 模組...等功能，非常符合電力電子控制上的需求，因此吾人選用 TMS320F2812 之數位訊號處理器平台 (eZdsp) 作為本實作之控制器，取代傳統的類比控制電路。

圖 4.4 為本實作控制器程式之流程圖，主要是由主程式及一中斷服務常式所組成。其中主程式是對 DSP 系統環境作一初始化，包括

程式中各變數之初值、輸出/輸出腳位之設定、類比數位轉換模組以及 PWM 模組。當主程式完成了上述系統之初始化後，即進入一無窮迴圈等待中斷。至於中斷之產生乃是當 DSP 內的事件管理模組中的第一計數器（GP Time 1）連續上數/下數模式計數到零時作一觸發而執行，其中本程式定設其頻率為 10kHz（即為三角波之頻率）。當中斷服務常式被執行時，將會抓取類比/數位轉換模組所儲存之迴授信號，再對此取得之信號做控制法則之運算，接著將運算後的結果和第一計數器去作比較，最後將比較而得之責任週期（Duty Cycle）輸出至 DSP 中的 PWM 模組中，以產生切換信號驅使電力電路執行工作。

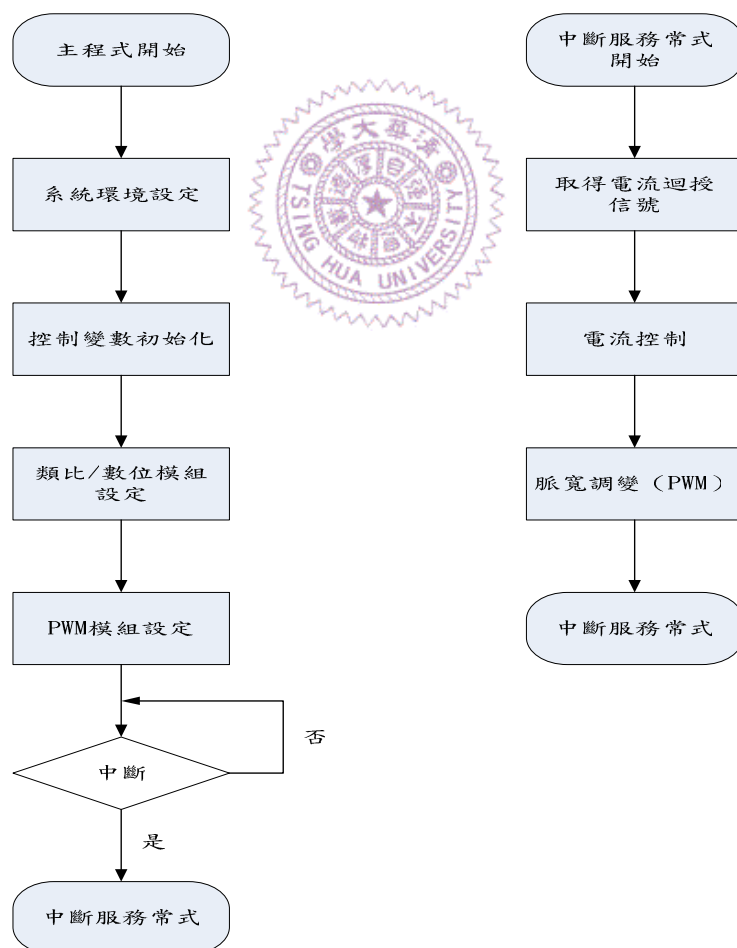


圖 4.4 程式流程圖

4.3 實測結果

為了驗證本論文所設計之具主動式電力解耦合電路之新型光伏反流器之可行性，根據前節所規劃之各電路區塊進行實體電路的製作。在各區塊完成後，先對其進行測試確定無誤後，再將各區塊加以整合成如圖 4.5 所示之具主動式電力解耦合電路之光伏反流器之電路雛型。

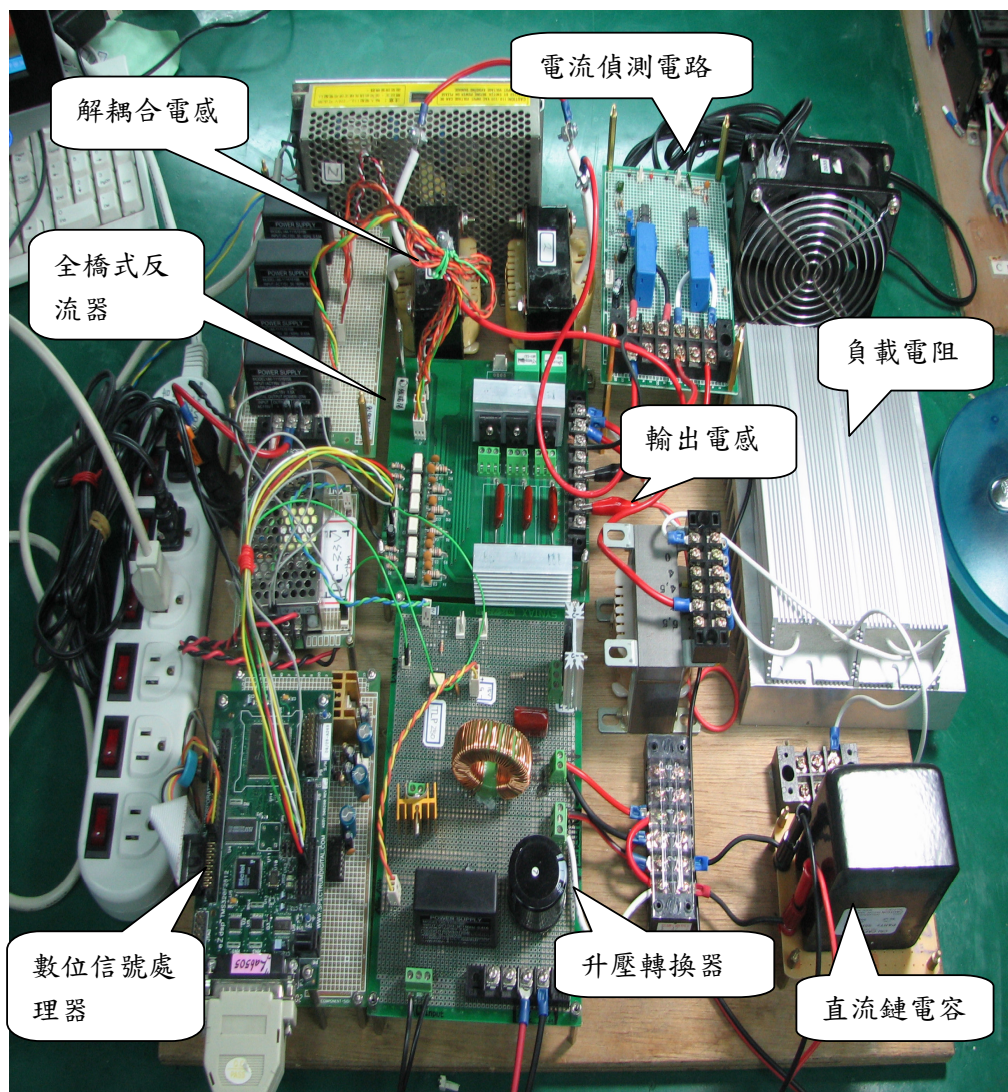


圖 4.5 新型光伏反流器之硬體雛型

首先吾人先對未加主動式電力解耦合電路之光伏反流器，如圖 4.6 所示之電力電路，進行量測。圖 4.9 及圖 4.10 為系統於負載 100 瓦和 150 瓦下之輸出電流與直流鏈電流之實測波形圖。由圖 4.9 可知，在並聯於直流鏈上電容值很小時，的確在直流鏈上存在著振幅相當大的電壓漣波。

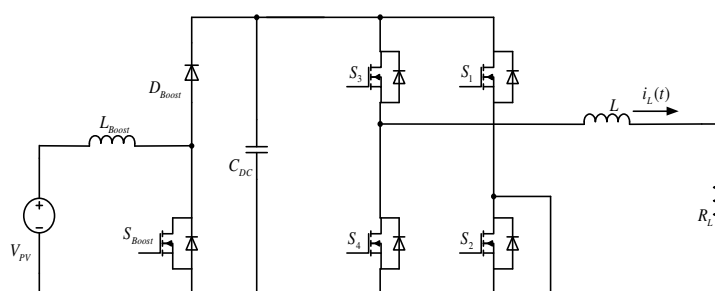


圖 4.6 未加主動式電力解耦合電路之光伏反流器電路圖

接下來將對具二開關主動電力解耦合電路之新型光伏反流器，如圖 4.7 所示之電力電路，進行波形量測。由圖 4.9 和圖 4.10 相較之下，可清楚發現，當輸出額定功率為 150 瓦時，具二開關主動電力解耦合電路之光伏反流器的確是可消除直流鏈上之電壓漣波。圖 4.11 所示分別為穩態下輸出電流及解耦合電感電流。

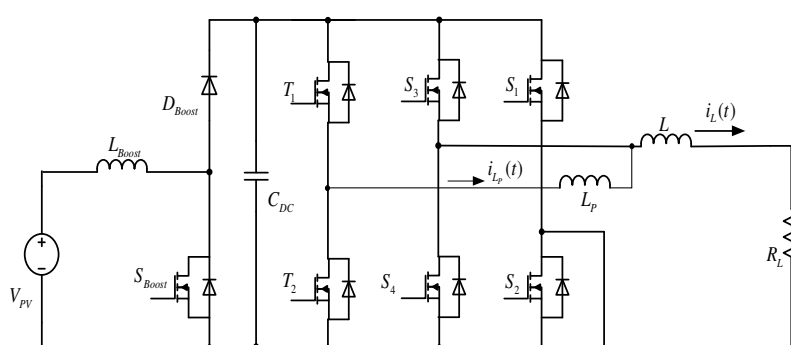


圖 4.7 且二開關之主動式電力解耦合電路之光伏反流器電路圖

最後，對具一開關之電力解耦合電路之新型光伏反流器，如圖 4.8 所示，進行實體量測。同樣地，在輸出額定功率為 100 瓦時，由圖 4.9 與 4.12 可知，此新型光伏反流器的確具有消除二倍頻瞬時功率之能力。圖 4.13 所示為穩態下輸出電流與解耦合電感電流之實測波形圖。

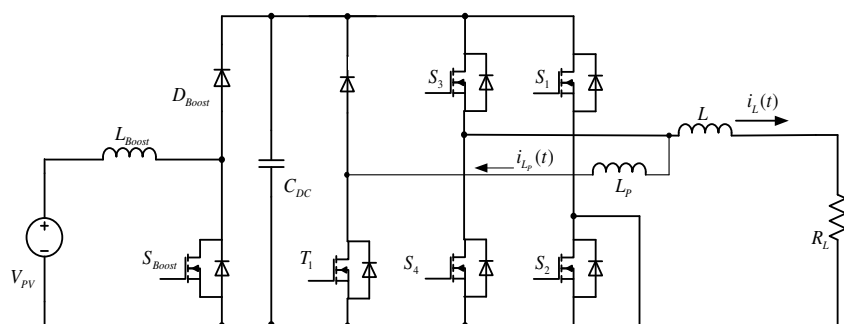


圖 4.8 且一開關之主動式電力解耦合電路之光伏反流器電路圖

綜合上述結果可知，吾人所提出的外加主動式電力解耦合電路之光伏反流器的確具有消除光伏反流器交流側所產生之二倍頻瞬時功率的能力。

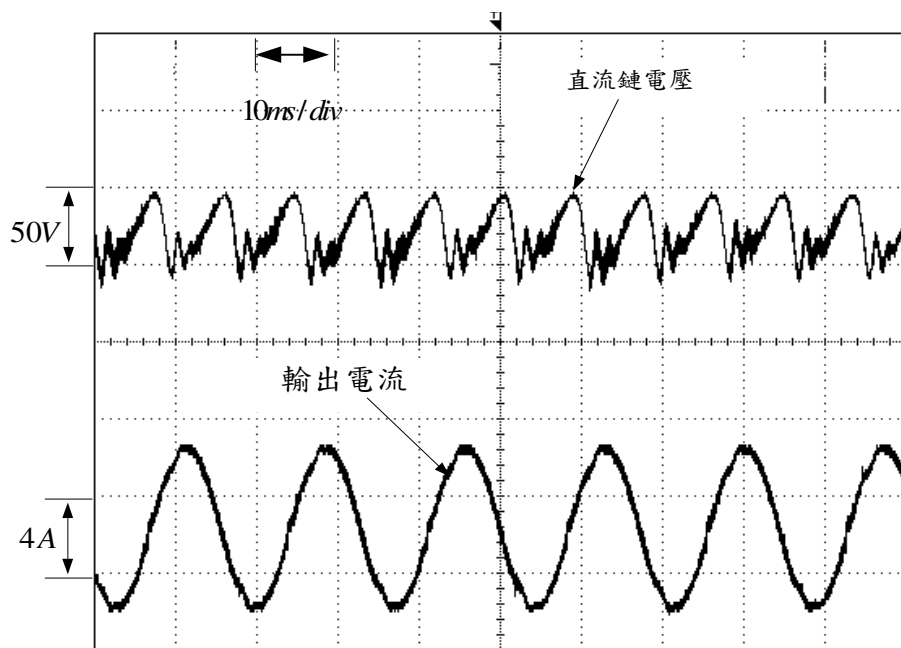


圖 4.9 未加主動式電力解耦合電路之光伏反流器輸出功率為 100 瓦時，直流鏈上電壓與輸出電流之波形圖（ $10\text{ms}/\text{div}$ ）

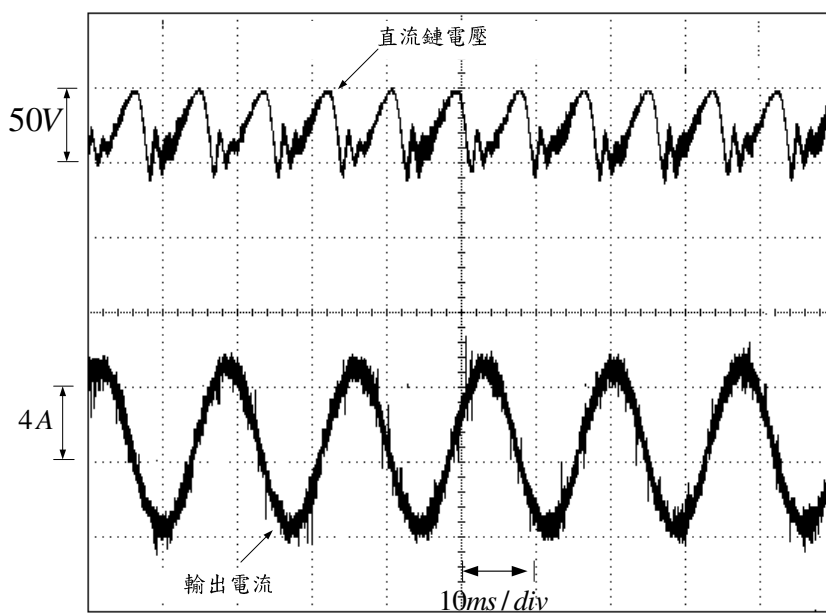


圖 4.10 未加主動式電力解耦合電路之光伏反流器輸出功率為 150 瓦時，直流鏈上電壓與輸出電流之波形圖（ $10\text{ms}/\text{div}$ ）

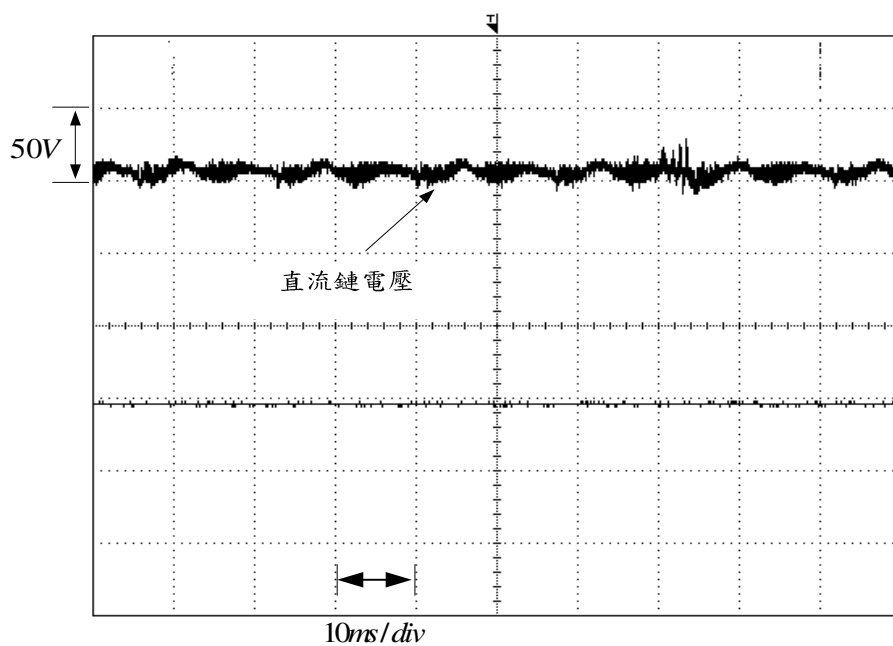


圖 4.11 具二開關之電力解耦合電路之光伏反流器

直流鏈電壓波形圖 (10ms/div)

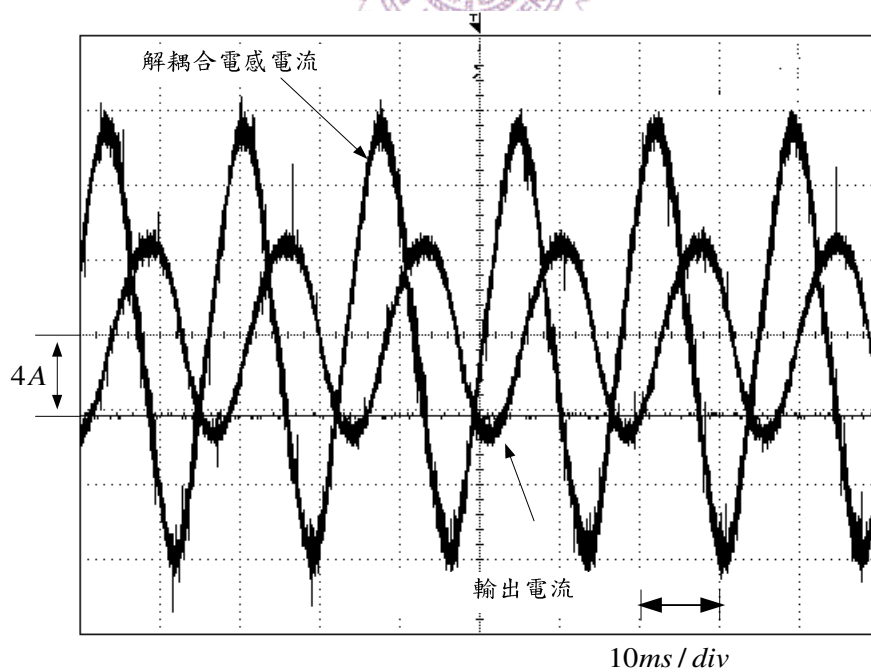


圖 4.12 具二開關之電力解耦合電路之光伏反流器

輸出電流與電力解耦合電感電流波形圖 (10ms/div)

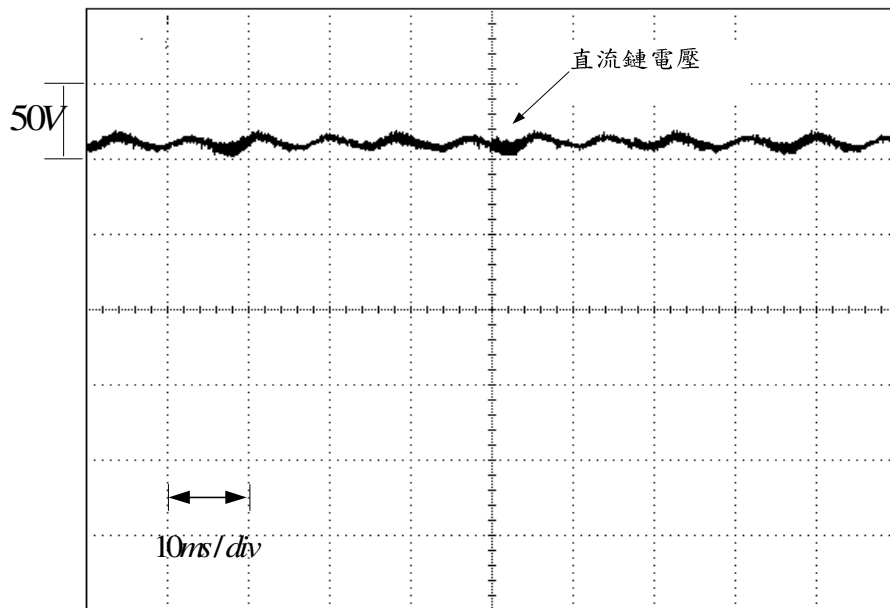


圖 4.13 具一開關之電力解耦合電路之光伏反流器

直流鏈電壓波形圖 (10ms/div)

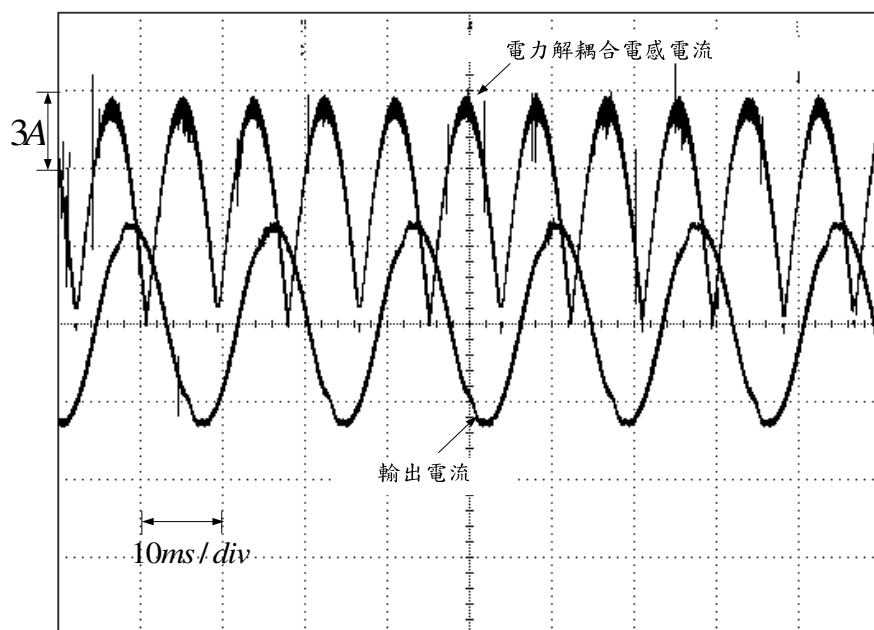


圖 4.14 具一開關之電力解耦合電路之光伏反流器輸出電流與

電力解耦合電感電流波形圖 (10ms/div)