

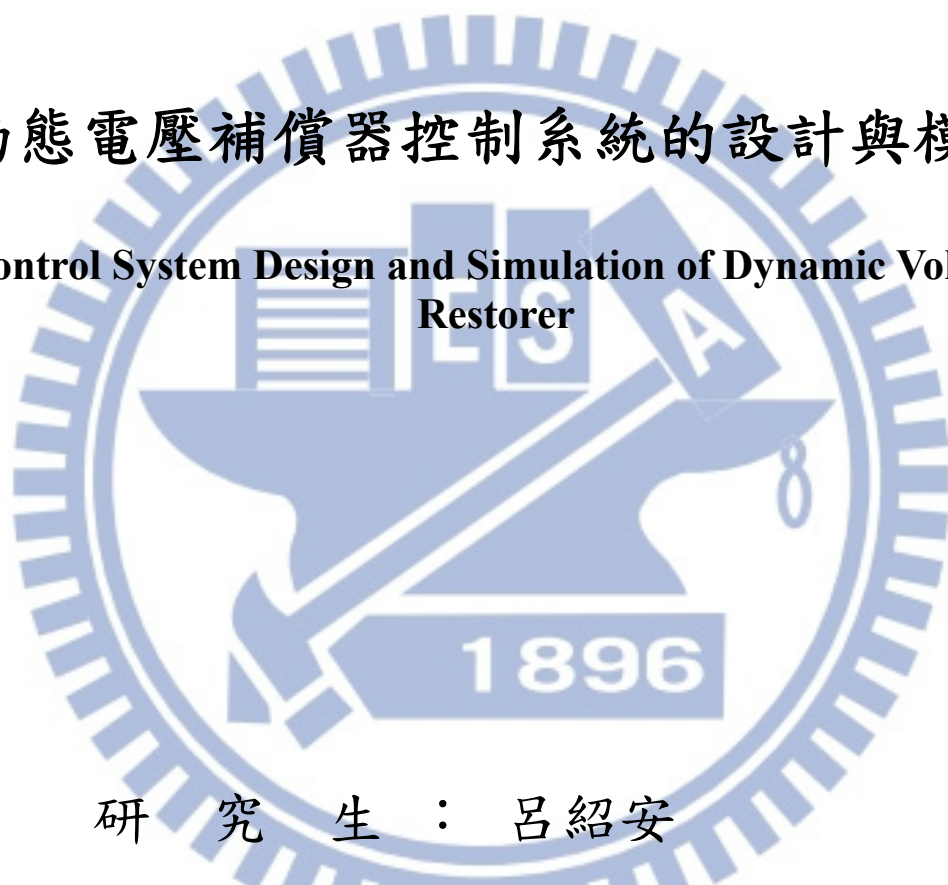
國立交通大學

電控工程研究所

碩 士 論 文

動態電壓補償器控制系統的設計與模擬

Control System Design and Simulation of Dynamic Voltage Restorer



研 究 生：呂紹安

指 導 教 授：林清安 教授

中華民國一百零二年七月

動態電壓補償器控制系統的設計與模擬

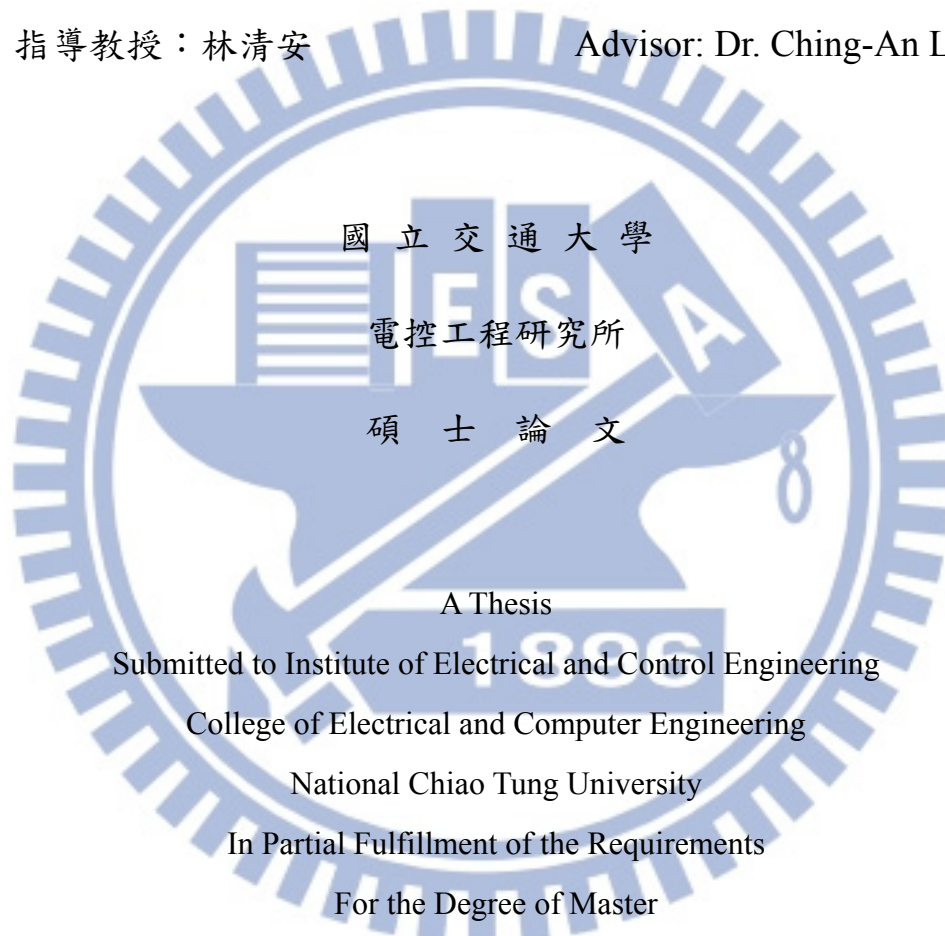
Control System Design and Simulation of Dynamic Voltage Restorer

研究生：呂紹安

Student: Shao-An Lu

指導教授：林清安

Advisor: Dr. Ching-An Lin



A Thesis

Submitted to Institute of Electrical and Control Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

For the Degree of Master

In

Electrical and Control Engineering

July 2013

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國一百零二年七月

動態電壓補償器控制系統的設計與模擬

學生：呂紹安

指導教授：林清安 教授

國立交通大學電控工程研究所

中文摘要

本論文探討動態電壓補償器(dynamic voltage restorer)使用若干種線性控制以及非線性控制時，對於電壓驟降的補償效果。為了改善現有控制方式的響應速度以及控制精度，本論文在線性控制的部分設計了帶積分的 LQR 狀態回授控制；在非線性控制的部分則使用時變順滑面的順滑模態控制(sliding mode control)，並且設計了時變順滑面變化的規則。最後透過數值模擬的方式與現有的控制系統比較，證明所提出的兩種控制系統應用於動態電壓補償器，在面對不同型式電壓驟降時皆有不錯的補償效果。

Control System Design and Simulation of Dynamic Voltage Restorer

Student: Shao-An Lu

Advisor: Dr. Ching-An Lin

Institute of Electrical and Control Engineering
National Chiao Tung University

ABSTRACT

In this thesis, the performance of a dynamic voltage restorer against voltage dips using several control systems, including linear and nonlinear control, is studied. Two methods are proposed to improve the system tracking ability compared to traditional PI control and sliding mode control. The first method designs a state feedback controller through LQR multivariable control techniques to enhance steady state accuracy. The second method designs a sliding mode controller using a time-varying sliding surface in order to reduce the total harmonic distortion in the sensitive load side. The time-varying sliding surface can be determined by introducing boundary control and some other design principles. Comparisons between the above mentioned control techniques are investigated through computer simulations. It is shown that the proposed methods provide either faster response or higher compensation accuracy. Simulation results under symmetrical and unsymmetrical voltage dip are also presented.

致 謝

首先要感謝的就屬指導教授林清安老師了，由於老師耐心的指導，不斷引導我如何發現並解決問題，每每一針見血地指出我在研究上不嚴謹之處，本論文才得以順利完成。老師對於學術研究一絲不苟的態度以及對真理的堅持為我樹立了最佳典範，而我亦期許自己在未來面對挑戰時能像老師一樣認真與專業，哪怕，只是老師的萬分不及一，也定能有所收穫。

同時我亦感謝論文口試委員交大電控所陳鴻祺副教授以及鄧清政教授對本論文提供寶貴的建議以及指導，使本論文更臻完備。此外，碩二期間修習陳永平教授的可變結構控制與林清安教授的最佳控制課程亦對我尋找論文靈感提供了莫大的助益，感謝陳永平教授與林清安教授。

感謝這兩年實驗室的同學們，感謝建賢學長、國展學長、逸棋學長；感謝建宏、宣銘、仲佑、岳澧、俊裕以及言璋；感謝交大桌球隊的隊友們，你們讓我的研究所生活更加充實且愉快。

最後，我還要感謝我的家人，感謝你們的支持與鼓勵，讓我能夠全力投入完成論文和拿到學位，再次感謝你們的關心與照顧。

目錄

中文摘要.....	i
ABSTRACT.....	ii
目錄.....	iv
圖目錄.....	vii
表目錄.....	xi
第一章 緒論.....	1
第二章 基礎理論與數學模式之建立.....	3
2.1 靜止座標下DVR的狀態方程式.....	3
2.2 派克轉換(Park's transform).....	4
2.3 同步旋轉座標下DVR的狀態方程式.....	5
2.4 對稱成分法與鎖相迴路.....	7
2.4.1 對稱成分法(symmetrical components).....	7
2.4.2 鎖相迴路與正負相序之擷取方式.....	10
2.5 動態電壓補償器的補償策略.....	16
第三章 動態電壓補償器之線性控制.....	19
3.1 對稱電壓驟降下DVR的線性控制.....	19
3.2 不對稱電壓驟降下DVR的線性控制.....	22
3.2.1 基於正負相序擷取的雙同步旋轉座標PI控制.....	23
3.2.2 同步旋轉座標下的解耦PI+R控制.....	26
3.3 DVR使用LQR狀態回授控制.....	31
3.3.1 帶有積分控制的狀態回授.....	31

3.3.2	LQR狀態回授的追蹤控制.....	32
3.4	模擬與分析.....	36
3.4.1	電壓驟降時DVR系統的模擬.....	36
3.4.2	DVR系統穩健性(robustness)的模擬.....	46
3.5	討論.....	48
第四章	動態電壓補償器之可變結構控制.....	51
4.1	單相DVR的數學模型.....	51
4.2	DVR使用傳統順滑模態控制.....	52
4.2.1	控制輸入設計.....	52
4.2.2	理想控制輸入 u_{ctrl} 的修正.....	54
4.2.3	改變 k 值對順滑模態存在區域的影響.....	54
4.2.4	傳統順滑模態控制所遭遇的問題.....	57
4.3	DVR使用二階切換面的邊界控制.....	58
4.4	DVR使用時變順滑面的順滑模態控制.....	62
4.4.1	使用時變順滑面時理想控制輸入的設計.....	63
4.4.2	時變順滑函數的設計.....	63
第五章	模擬與討論.....	67
5.1	模擬環境與系統架構.....	67
5.2	DVR對於電壓驟降補償的模擬.....	69
5.2.1	電壓驟降時DVR系統的模擬.....	70
5.2.2	DVR系統穩健性的模擬.....	75
5.3	討論.....	76
第六章	結論.....	80



圖目錄

圖 2.1：DVR 單相電路架構示意圖	3
圖 2.2：abc 三相靜止座標、 $\alpha\beta$ 兩相靜止座標與 dq 同步旋轉座標的空間關係 ...	5
圖 2.3：三相電壓的相量圖	10
圖 2.4：典型的鎖相迴路系統方塊圖	10
圖 2.5：解耦型雙 dq 座標鎖相迴路之方塊圖	12
圖 2.6：解耦型雙 dq 座標鎖相迴路中各向量的位置關係圖	13
圖 2.7：延遲訊號消除法系統方塊圖	14
圖 2.8：延遲訊號擷取法之範例	15
圖 2.9：帶阻濾波器擷取法系統方塊圖	16
圖 2.10：驟降前補償策略的相量圖	17
圖 2.11：同相位補償策略的相量圖	17
圖 2.12：最佳化能量補償策略的相量圖	18
圖 3.1：DVR 的開迴路系統方塊圖	20
圖 3.2：同步旋轉座標下 DVR 雙迴路控制的系統方塊圖	20
圖 3.3：DVR 使用同步旋轉座標下解耦雙迴路 PI 控制的開迴路波德圖	22
圖 3.4：DVR 使用同步旋轉座標下解耦雙迴路 PI 控制的閉迴路步階響應	22
圖 3.5：正負相序擷取的雙同步旋轉座標 PI 控制系統方塊示意圖	24
圖 3.6：系統 $G_{+-PI}(s)$ 的極零點配置圖	25
圖 3.7：使用正負序擷取的雙同步旋轉座標 PI 控制(藍色實線)與單同步旋轉座標 PI 控制(紅色實線)的步階響應	25
圖 3.8：系統 $G_{+-PI}(s)$ 對於帶有兩倍基頻訊號的步階訊號的暫態響應	26
圖 3.9：理想諧振控制器的波德圖($\omega_0 = 120\pi$, $K = 1$)	26
圖 3.10：修正後的諧振控制器之波德圖($\omega_0 = 120\pi$, $K_R = 20$)	27

圖 3.11 : DVR 使用同步旋轉座標下 PI+R 控制的系統方塊圖	28
圖 3.12 : $ x $ 、 y 、 $f(x,y)$ 與 K_{PR} 的關係	29
圖 3.13 : DVR 使用 PI+R 控制下 K_{PR} 與閉迴路步階響應的關係	30
圖 3.14 : DVR 使用 PI+R 控制下 K_{PR} 與閉迴路系統波德圖的關係	30
圖 3.15 : 使用同步旋轉座標下的 PI+R 控制(藍色實線)、正負序擷取的 PI 控制(紅色實線)與單同步旋轉座標 PI 控制(綠色實線)的閉迴路步階響應	30
圖 3.16 : Q 矩陣的參數與(a)誤差安定時間(b)最大超越量(c)負載電壓 THD 的關係 ($q_3 = q_4 = 1$).....	35
圖 3.17 : 電網發生瞬間驟降深度 90% 的對稱電壓驟降	37
圖 3.18 : (a)PI 控制、(b)正負相序 PI 控制、(c)PI+R 控制與(d)LQR 控制下的三相補償電壓；(e)PI 控制、(f)正負相序 PI 控制、(g) PI+R 控制與(h)LQR 控制下的 dq 座標補償電壓(藍色與紅色實線)與補償電壓的參考值(黑色虛線).....	38
圖 3.19 : (a)PI 控制、(b)正負相序 PI 控制、(c)PI+R 控制與(d)LQR 控制下的 dq 座標補償電壓放大圖；(e)PI 控制、(f)正負相序 PI 控制、(g) PI+R 控制與(h)LQR 控制下的補償後負載電壓	39
圖 3.20 : 不對稱電壓驟降，穩態 VUF = 8.7%	40
圖 3.21 : (a)PI 控制、(b)正負相序 PI 控制、(c)PI+R 控制與(d)LQR 控制下的 dq 座標補償電壓(藍色與紅色實線)與補償電壓的參考值(黑色虛線)；(e)PI 控制、(f)正負相序 PI 控制、(g) PI+R 控制與(h)LQR 控制下的 dq 座標補償電壓放大圖	41
圖 3.22 : (a)PI 控制、(b)正負相序 PI 控制、(c)PI+R 控制與(d)LQR 控制下的補償後負載電壓與其參考值的誤差；(e)PI 控制、(f)正負相序 PI 控制、(g) PI+R 控制與(h)LQR 控制下的補償後負載電壓	42
圖 3.23 : 不對稱且帶有諧波失真的電壓驟降.....	43

圖 3.24: 正負相序 PI 控制下(a)dq 座標補償電壓放大圖與(b)補償後負載電壓與其參考值之誤差	44
圖 3.25: PI+R 控制控制下(a) dq 座標補償電壓放大圖與(b)補償後負載電壓與其參考值之誤差	44
圖 3.26: LQR 控制控制下(a) dq 座標補償電壓放大圖與(b)補償後負載電壓與其參考值之誤差	45
圖 3.27: 正負相序 PI 控制下(a)補償後負載電壓放大圖與(b) 補償後負載電壓的 FFT 分析	45
圖 3.28: PI+R 控制下(a)補償後負載電壓放大圖與(b)補償後負載電壓的 FFT 分析	45
圖 3.29: LQR 控制下(a)補償後負載電壓放大圖與(b)補償後負載電壓的 FFT 分析	46
圖 3.30: DVR 使用(a)正負相序 PI 控制、(b)PI+R 控制與(c)LQR 控制下, 補償後的 a 相負載電壓以及負載電壓之參考值	47
圖 3.31: (a)正負相序 PI 控制、(b)PI+R 控制與(c)LQR 控制下負載電壓與其參考值的誤差; 參數值改變後(d)正負相序 PI 控制、(e)PI+R 控制與(f)LQR 控制下負載電壓與其參考值的誤差	47
圖 4.1: 參數 k 與順滑函數 s 之關係	55
圖 4.2: 不同 k 值下順滑模態的存在區域, 使用(a)大 k 值與(b)小 k 值	57
圖 4.3: 簡化的單相 DVR 電路圖	61
圖 4.4: 補償電壓、電感電流與電容電流之波形示意圖	61
圖 4.5: 二階切換面 s_2 與順滑模態存在區域的示意圖	62
圖 4.6: 時變順滑函數參數 $k(t)$ 控制之流程圖	65
圖 4.7: 時變順滑面與系統軌跡的關係	66
圖 4.8: 時變順滑面的順滑模態控制系統方塊圖	66

圖 5.1：DVR 模擬使用的電力系統架構.....	67
圖 5.2：DVR 模擬的電路架構.....	68
圖 5.3：電網發生瞬間驟降深度 80%的對稱電壓驟降.....	70
圖 5.4：驟降型式 A 時的 a 相的相軌跡.....	71
圖 5.5：驟降型式 A 時 a 相的理想控制輸入 u_{ctrl}	72
圖 5.6：驟降型式 A 時系統 a 相追蹤誤差的放大圖.....	72
圖 5.7：驟降型式 A 時系統 a 相追蹤誤差.....	72
圖 5.8：電網發生 VUF=7.14%的不對稱電壓驟降.....	72
圖 5.9：驟降型式 B 時 a 相的理想控制輸入 u_{ctrl}	73
圖 5.10：驟降型式 B 時系統 a 相追蹤誤差.....	73
圖 5.11：電網發生不對稱且帶有諧波污染的電壓驟降.....	74
圖 5.12：驟降型式 C 時 a 相的理想控制輸入 u_{ctrl}	74
圖 5.13：驟降型式 C 時系統 a 相追蹤誤差.....	75
圖 5.14：驟降型式 A 且系統參數發生變化時 a 相追蹤誤差.....	76
圖 5.15：電壓驟降深度與(a)負載電壓 THD(b)系統狀態 e 安定時間的關係.....	77

表目錄

表 3.1：DVR使用同步旋轉座標下解耦雙迴路PI控制的系統參數.....	21
表 3.2：二階帶阻濾波器參數.....	24
表 3.3：不同Q矩陣參數對系統響應的影響.....	35
表 3.4：DVR系統模擬的電路參數.....	36
表 3.5：基頻訊號與常見諧波的相位關係與旋轉方向.....	43
表 3.6：自 0.06 秒起五個週期內a相負載電壓的THD.....	46
表 3.7：線性控制器的比較.....	50
表 5.1：DVR系統模擬時的電路參數.....	68
表 5.2：DVR系統模擬時的控制器參數.....	70
表 5.3：不同控制系統在不同驟降型式下的負載電壓THD.....	77
表 5.4：LQR控制、傳統順滑模態控制、邊界控制以及時變順滑面的順滑模態控制四種控制器表現的比較.....	79

第一章

緒論

電壓驟降是電力系統中最常見的故障型式，根據IEEE之標準[1]，電壓驟降指的是電壓降低至方均根值 90%以下、10%以上，並持續半個週期至一分鐘不等的情況。造成電壓驟降的原因有很多，包括雷擊、大型電機的起動、輸配電設備故障等，這些電網不平衡的問題在經濟發展以及產業競爭力中扮演著舉足輕重的角色。舉高科技產業為例，生產設備與機台往往使用許多精密電子元件，這些電子元件對於電壓中的雜訊或者干擾相當敏感，電壓驟降的發生很可能使設備發生異常，導致生產線停擺而造成巨額經濟損失；此外，電壓驟降的問題對於能源科技產業來說也是不容忽視的，例如風力發電中廣為使用的雙饋式感應風力電機(doubly fed induction generator, DFIG)，此發電機對於電壓波動帶來的大電流相當敏感，嚴重的電壓驟降可能會使風機跳脫電網，造成大範圍供電不穩而釀災，也因此風電廠往往要求風機俱備一定的低壓穿越(low voltage ride through, LVRT)能力，來維持機組在電網故障時的持續運作，避免發電機跳脫電網的情形發生。總而言之，電壓驟降對高科技產業來說已是日漸重要的課題，為了避免不必要的經濟損失，勢必要提高供電系統的可靠度及穩定性，並設法降低電壓驟降帶來的影響。

實際上，電力調節元件(power conditioner)的設置最能有效地解決電壓驟降問題，常見的電力調節元件有不斷電系統(UPS)、靜態同步補償器(STATCOM)以及動態電壓補償器(dynamic voltage restorer, DVR)等，其中DVR相較於UPS以及STATCOM，其成本較為低廉，因此DVR最適合用來改善電壓驟降問題，可有效避免各種敏感負載(sensitive load)因電網電壓不穩定造成的跳脫(tripping)問題[2]。DVR首次被使用是由西屋電子(Westinghouse Electric)安裝於南卡羅來納州，目的在保護一間自動紡織工廠不受電網故障的干擾[3]。其後DVR陸陸續續被使用於保護各種敏感負載，有關DVR系統的各種研究以及改進方式亦不斷被提出。

在DVR控制系統的研究方面，傳統PI控制應用是最多的，例如論文[4]在PI控制系統

中加入正回授，企圖縮短暫態響應時間。論文[5]以PI控制為基礎，將PI控制器加上諧振控制器，提高DVR對高階諧波的補償能力。論文[6]提出一種在同步旋轉座標下的PI解耦控制，使用雙閉回路架構將d軸與q軸的耦合項消除，達成更精確與快速的控制。論文[7]以同步旋轉座標下的PI解耦控制為基礎，將系統分成正相序與負相序來作補償，讓DVR在不對稱電壓驟降下有較佳的補償表現。除PI控制外，各種線性與非線性的控制理論亦被應用於DVR系統。論文[8]以重複控制(repetitive control)的方式來讓DVR完成電壓驟降以及諧波污染的補償；論文[9]以 H_{∞} 控制器提高系統的穩健性，讓DVR即使在系統參數發生變動的情況下，依然有良好的補償表現；論文[10]以順滑模態(sliding mode)控制器完成單相DVR的控制；論文[11]以順滑模態控制器完成三相DVR在對稱與不對稱電壓驟降下的模擬，並表示順滑模態控制器能夠使DVR良好地補償各種電壓驟降，且補償後的負載電壓其總和諧波失真(total harmonic distortion, THD)亦符合IEEE之標準。

本論文第二章介紹同步旋轉座標的轉換以及並建立 DVR 的數學模型，第三章先介紹同步旋轉座標下的解耦 PI 與 PI+R 控制方式，其後以 LQR 方法設計了一種狀態回授控制器，並透過模擬來分析比較 LQR 控制器、PI 與 PI+R 控制器之優劣，第四章介紹靜止三相座標下 DVR 的順滑模態控制設計，說明傳統順滑模態控制用在 DVR 可能遇到的問題，並利用邊界控制中引入的二階切換面來設計一種時變的順滑面，能夠改善傳統順滑模態的缺點並且達成快速響應以及穩健控制，第五章使用 MATLAB 及 PSIM 數值軟體模擬了若干控制器在不同電壓驟降情況下的補償表現，第六章為結論。

第二章

基礎理論與數學模型之建立

2.1 靜止座標下 DVR 的狀態方程式

DVR的電路架構如圖 2.1 所示，包含了PWM反流器、儲能元件(直流電壓源)、LC低通濾波器以及串聯式變壓器。當電壓驟降發生時，DVR控制系統命令PWM反流器產生適當電壓訊號，透過串聯式變壓器饋送此補償電壓至電網端，使負載端的電壓維持恆定。LC低通濾波器的作用在於濾除PWM反流器產生的諧波，降低電力電子元件對電網電壓造成的汙染。

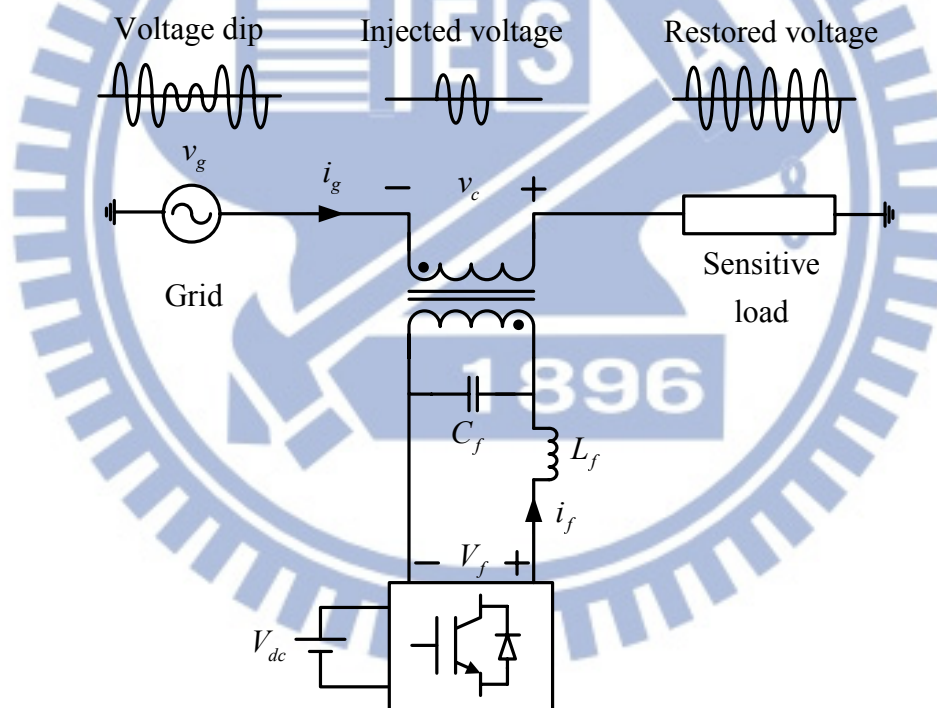


圖 2.1：DVR 單相電路架構示意圖

根據圖 2.1，並選擇 v_c 與 i_f 當作狀態變數，則DVR系統單相的狀態方程式可寫成

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_c \\ \dot{i}_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_f} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_f} \end{bmatrix} v_f + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_f} \\ 0 \end{bmatrix} i_g \quad (2.1)$$

其中 v_c 為 DVR 之補償電壓， C_f 與 L_f 為濾波器之電容值與電感值， i_f 為流過濾波器電感之電流， i_g 為電網電流， V_{dc} 為直流電壓源之電壓， v_f 為 PWM 之輸出電壓。考慮 DVR 運行於三相電力系統中，以 v_{cabc} 、 i_{fabc} 表示 abc 三相補償電壓以及三相電感電流，則(2.1)式經過修改可得 DVR 三相之狀態方程式如下

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{cabc} \\ \dot{i}_{fabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} & \frac{1}{C_f} \mathbf{I}_3 \\ -\frac{1}{L_f} \mathbf{I}_3 & \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cabc} \\ i_{fabc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \frac{1}{L_f} \mathbf{I}_3 \end{bmatrix} v_{fabc} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_f} \mathbf{I}_3 \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} i_{gabc} \quad (2.2)$$

其中

$$v_{cabc} = \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix}, \quad i_{fabc} = \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{0}_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ 以及 } v_{fabc} = \begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix}$$

2.2 派克轉換(Park's transform)

在電力系統中，除了三相靜止座標，通常會利用派克轉換將狀態變數轉換到 dq 旋轉座標上。透過派克轉換，原本平衡的三相訊號在旋轉座標上將成為兩相的直流訊號，大大簡化了計算與分析的難度。派克轉換的轉換矩陣是由兩個轉換系統所構成，第一個轉換系統係由 abc 靜止三相座標轉至 $\alpha\beta\gamma$ 靜止座標的投影矩陣，其轉換關係式為

$$\mathbf{T}_{abc/\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

一般來說， γ 軸分量為 0，因此習慣將轉換後的座標稱作 $\alpha\beta$ 座標。第二個轉換系統係由 $\alpha\beta$ 座標轉至 dq0 同步旋轉座標的旋轉矩陣，此旋轉矩陣如下

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta/dq} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

其中 θ 表示座標旋轉角度，通常 θ 會選擇為電網電壓之相位，使得座標旋轉速度與電網電壓轉速相同，是故轉換後的座標稱作同步旋轉座標。同樣地，轉換後0軸分量皆為零，因此將轉換後的座標稱作dq座標。

根據(2.3)式與(2.4)式，可求得由abc三相靜止座標轉至dq同步旋轉座標的轉換矩陣如下

$$\mathbf{T}_{abc/dq} = \mathbf{T}_{\alpha\beta/dq} \mathbf{T}_{abc/\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

或者忽略零軸分量，將轉換矩陣寫成

$$\mathbf{T}_{3s/2r} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

abc三相靜止座標、 $\alpha\beta$ 兩相靜止座標與dq同步旋轉座標在空間中的位置關係如圖 2.2 所示。

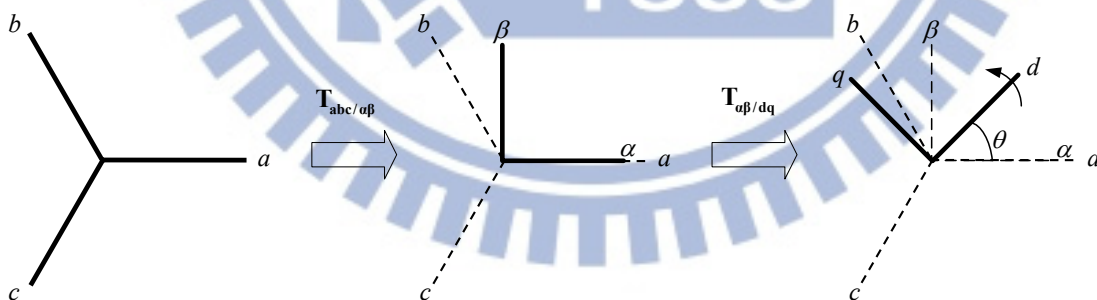


圖 2.2：abc 三相靜止座標、 $\alpha\beta$ 兩相靜止座標與 dq 同步旋轉座標的空間關係

2.3 同步旋轉座標下 DVR 的狀態方程式

將(2.2)式abc三相靜止座標的狀態方程式，經過(2.5)式的轉換，並忽略0軸分量，可得到同步旋轉座標下的DVR狀態方程式如下

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{v}}_{cdq} \\ \dot{\mathbf{i}}_{fdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_s \mathbf{J} & \frac{1}{C_f} \mathbf{I}_2 \\ -\frac{1}{L_f} \mathbf{I}_2 & -\omega_s \mathbf{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{cdq} \\ \mathbf{i}_{fdq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \frac{1}{L_f} \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} \mathbf{v}_{fdq} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_f} \mathbf{I}_2 \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{gdq} \quad (2.7)$$

其中

$$\mathbf{v}_{cdq} = \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix}, \mathbf{i}_{fdq} = \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix}, \mathbf{I}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{0}_{2 \times 2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{v}_{fdq} = \begin{bmatrix} v_{fd} \\ v_{fq} \end{bmatrix}$$

ω_s 為電網電壓的頻率，在電網電壓穩定的情況下 $\omega_s = 120\pi$ (rad/s)。

(2.7)式的推導過程如下：

令(2.2)式為

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}_{abc} = \mathbf{A} \mathbf{x}_{abc} + \mathbf{B} \mathbf{v}_{fabc} + \mathbf{W} \mathbf{i}_{gabc} \quad (2.8)$$

其中

$$\mathbf{x}_{abc} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{cabc} \\ \mathbf{i}_{fabc} \end{bmatrix}_{6 \times 1}, \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} & \frac{1}{C_f} \mathbf{I}_3 \\ -\frac{1}{L_f} \mathbf{I}_3 & \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix}_{6 \times 6}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \frac{1}{L_f} \mathbf{I}_3 \end{bmatrix}_{6 \times 3}, \mathbf{W} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_f} \mathbf{I}_3 \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix}_{6 \times 3}$$

由(2.5)式，可知

$$\mathbf{v}_{cabc} = \mathbf{T}_{abc/dq}^{-1} \mathbf{v}_{cdq0}, \mathbf{i}_{fabc} = \mathbf{T}_{abc/dq}^{-1} \mathbf{i}_{fdq0}, \mathbf{v}_{fabc} = \mathbf{T}_{abc/dq}^{-1} \mathbf{v}_{fdq0}, \mathbf{i}_{gabc} = \mathbf{T}_{abc/dq}^{-1} \mathbf{i}_{gdq0}$$

上述轉換關係代入(2.8)式可得

$$\frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{T}_{abc/dq}^{-1} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T}_{abc/dq}^{-1} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{dq0} \right) = \mathbf{A} (\mathbf{T}_{abc/dq}^{-1} \mathbf{x}_{dq0}) + \mathbf{B} (\mathbf{T}_{abc/dq}^{-1} \mathbf{v}_{fdq0}) + \mathbf{W} (\mathbf{T}_{abc/dq}^{-1} \mathbf{i}_{gdq0})$$

將上式的等號左右側同乘 $\begin{bmatrix} \mathbf{T}_{abc/dq} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T}_{abc/dq} \end{bmatrix}$ 並整理，得到等號左側為

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{abc/dq} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T}_{abc/dq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{T}_{abc/dq}^{-1} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T}_{abc/dq}^{-1} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{dq0} \right) \\
&= \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{abc/dq} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T}_{abc/dq} \end{bmatrix} \left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{abc/dq}^{-1} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T}_{abc/dq}^{-1} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{dq0} + \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{abc/dq}^{-1} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T}_{abc/dq}^{-1} \end{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_{dq0} \right) \\
&= \omega_s \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{3 \times 3} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{J}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{dq0} + \dot{\mathbf{x}}_{dq0}
\end{aligned}$$

其中

$$\mathbf{J}_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

等號右側為

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{abc/dq} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T}_{abc/dq} \end{bmatrix} \left[\mathbf{A} \left(\mathbf{T}_{abc/dq}^{-1} \mathbf{x}_{dq0} \right) + \mathbf{B} \left(\mathbf{T}_{abc/dq}^{-1} \mathbf{v}_{fdq0} \right) + \mathbf{W} \left(\mathbf{T}_{abc/dq}^{-1} \mathbf{i}_{gdq0} \right) \right] \\
&= \mathbf{A} \mathbf{x}_{dq0} + \mathbf{B} \mathbf{v}_{fdq0} + \mathbf{W} \mathbf{i}_{gdq0}
\end{aligned}$$

移項後可得

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq0} = \left(\mathbf{A} - \omega_s \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{3 \times 3} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{J}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \right) \mathbf{x}_{dq0} + \mathbf{B} \mathbf{v}_{fdq0} + \mathbf{W} \mathbf{i}_{gdq0}$$

最後將上式中的 0 軸分量移除，即為(2.7)式。

2.4 對稱成分法與鎖相迴路

2.4.1 對稱成分法(symmetrical components)[12, 13]

對稱成分法是種常用於三相訊號(電壓或電流)的分析技巧，其目的是將 abc 三相訊號轉換成正負零相序訊號，在正負零相序的描述下，三相訊號的情況會以另一種更明瞭的方式呈現。一般來說，一組三相弦波訊號，假設為電壓訊號 v_a 、 v_b 和 v_c ，可以用複數

表示如下

$$\begin{aligned} v_a &= \text{Re}\left[V_g e^{j\omega_s t}\right] = \text{Re}[V_a] \\ v_b &= \text{Re}\left[V_g e^{j(\omega_s t - 2\pi/3)}\right] = \text{Re}[V_b] \\ v_c &= \text{Re}\left[V_g e^{j(\omega_s t + 2\pi/3)}\right] = \text{Re}[V_c] \end{aligned} \quad (2.9)$$

其中 V_g 為電網電壓標準值， V_a 、 V_b 和 V_c 稱為三相電壓的相量(phasor)。對稱成分法指出，任何三相相量，例如三相電壓相量 V_a 、 V_b 和 V_c ，都能夠用九種對稱成分來表示，意即

$$\begin{aligned} V_a &= V_a^+ + V_a^- + V_a^0 \\ V_b &= V_b^+ + V_b^- + V_b^0 \\ V_c &= V_c^+ + V_c^- + V_c^0 \end{aligned} \quad (2.10)$$

其中 V_a^+ 、 V_b^+ 和 V_c^+ 為一組正相序(positive sequence)集合， V_a^- 、 V_b^- 和 V_c^- 為一組負相序(negative sequence)集合，以及 V_a^0 、 V_b^0 和 V_c^0 為一組零相序(zero sequence)集合。(2.10)式能以矩陣型式表示如下

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a^+ \\ V_b^+ \\ V_c^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_a^- \\ V_b^- \\ V_c^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_a^0 \\ V_b^0 \\ V_c^0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

引入複數 $a = e^{j2\pi/3} = 1 \angle 120^\circ$ ，將(2.11)式改寫成

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\text{pn0/abc}} \begin{bmatrix} V_a^+ \\ V_a^- \\ V_a^0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

其中

$$\mathbf{T}_{\text{pn0/abc}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix}$$

因此，若要將任意三相相量轉換成對稱成分，可利用(2.12)式來求得，即

$$\begin{bmatrix} V_a^+ \\ V_a^- \\ V_a^0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\text{pn0/abc}}^{-1} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

從(2.13)式的關係來看，當電壓訊號只含有大小 V 的正相序成分時，即

$$\begin{bmatrix} V_a^+ \\ V_a^- \\ V_a^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

此時三相電壓為

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \\ a^2V \\ aV \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

或寫成

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \cos(\omega t) \\ V \cos(\omega t - 2\pi / 3) \\ V \cos(\omega t + 2\pi / 3) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

同樣地，當電壓訊號只含有大小 V 的負相序成分時，即

$$\begin{bmatrix} V_a^+ \\ V_a^- \\ V_a^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ V \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

此時三相電壓為

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \\ aV \\ a^2V \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

或寫成

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \cos(\omega t) \\ V \cos(\omega t + 2\pi / 3) \\ V \cos(\omega t - 2\pi / 3) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

最後，當電壓訊號只含有大小 V 的零相序成分時，即

$$\begin{bmatrix} V_a^+ \\ V_a^- \\ V_a^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

此時三相電壓為

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \\ V \\ V \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

或寫成

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \cos(\omega t) \\ V \cos(\omega t) \\ V \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

根據(2.15)式、(2.18)式與(2.21)式的關係，可畫出正相序、負相序與零相序的相量關係如圖 2.3 所示。

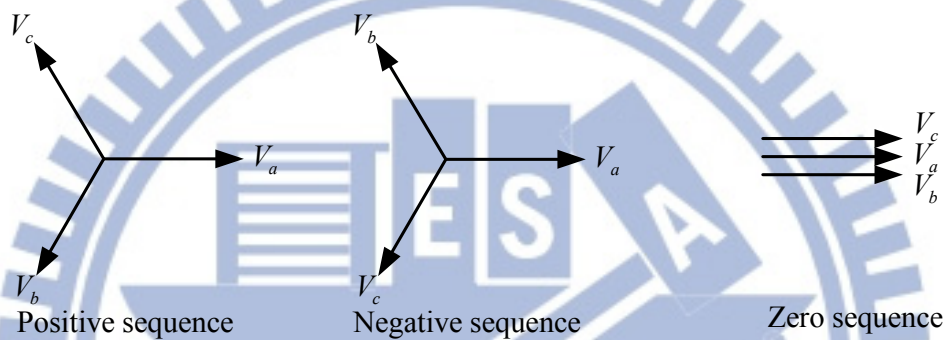


圖 2.3：三相電壓的相量圖

2.4.2 鎖相迴路與正負相序之擷取方式

鎖相迴路(phase lock loop, PLL)是一種利用回授控制來估測輸入訊號相位的系統，典型的鎖相迴路架構如圖 2.4 所示，系統將估測的相位回授至派克轉換矩陣，企圖控制q軸分量 v_q^+ 為零，從而達到輸入訊號相位 θ 的完美估測。然而典型鎖相迴路對於不對稱輸入訊號的相位量測並不準確。

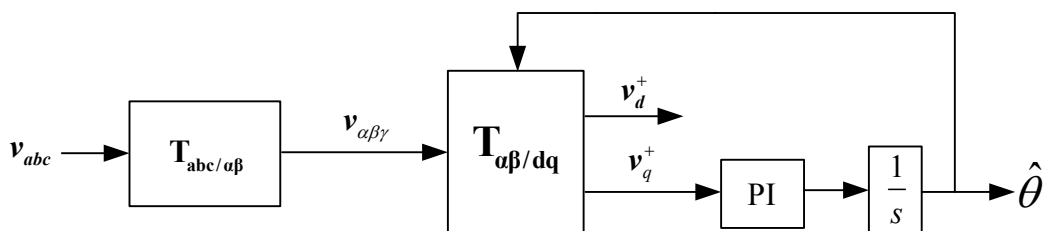


圖 2.4：典型的鎖相迴路系統方塊圖

論文[14]提出了一種使用解耦型雙dq座標的鎖相迴路架構，使用了對稱成分法的概

念來達成快速準確的量測。令三相電壓向量 \mathbf{v}_{abc} 為

$$\mathbf{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

根據 2.4.1 節， \mathbf{v}_{abc} 在 $\alpha\beta$ 座標中的向量(忽略 γ 軸的分量)可表示為正相序與負相序之組合

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} V_{\alpha\beta}^+ + \begin{bmatrix} \cos\theta \\ -\sin\theta \end{bmatrix} V_{\alpha\beta}^- \quad (2.24)$$

其中 θ 為電壓電角， $V_{\alpha\beta}^+$ 與 $V_{\alpha\beta}^-$ 分別表示 $\alpha\beta$ 座標中正相序與負相序的對稱成分。由 2.4.1 節的敘述可知，正相序與負相序的轉向是相反的。因此套用同步旋轉座標軸的概念，將 (2.24) 式的電壓向量轉換到同正相序轉速旋轉(後稱正轉)和同負相序轉速旋轉(後稱反轉)的兩個轉向相反的 dq 座標之後，便可以得到正負相序估測成分 $\hat{\mathbf{v}}_{dq}^+$ 與 $\hat{\mathbf{v}}_{dq}^-$ 如下

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{v}}_{dq}^+ &= \begin{bmatrix} \hat{v}_d^+ \\ \hat{v}_q^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta} & \sin\hat{\theta} \\ -\sin\hat{\theta} & \cos\hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta} & \sin\hat{\theta} \\ -\sin\hat{\theta} & \cos\hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} |V_{\alpha\beta}^+| + \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta} & \sin\hat{\theta} \\ -\sin\hat{\theta} & \cos\hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta \\ -\sin\theta \end{bmatrix} |V_{\alpha\beta}^-| \quad (2.25) \\ &= \begin{bmatrix} \cos(\theta - \hat{\theta}) \\ \sin(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} |V_{\alpha\beta}^+| + \begin{bmatrix} \cos(-\theta - \hat{\theta}) \\ \sin(-\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} |V_{\alpha\beta}^-| \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{v}}_{dq}^- &= \begin{bmatrix} \hat{v}_d^- \\ \hat{v}_q^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-\hat{\theta}) & \sin(-\hat{\theta}) \\ -\sin(-\hat{\theta}) & \cos(-\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta} & -\sin\hat{\theta} \\ -\sin\hat{\theta} & \cos\hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} |V_{\alpha\beta}^+| + \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta} & -\sin\hat{\theta} \\ -\sin\hat{\theta} & \cos\hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta \\ -\sin\theta \end{bmatrix} |V_{\alpha\beta}^-| \quad (2.26) \\ &= \begin{bmatrix} \cos(\theta + \hat{\theta}) \\ \sin(\theta + \hat{\theta}) \end{bmatrix} |V_{\alpha\beta}^+| + \begin{bmatrix} \cos(\theta - \hat{\theta}) \\ -\sin(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} |V_{\alpha\beta}^-| \end{aligned}$$

其中 $\hat{\theta}$ 為鎖相迴路估測到的電角相位。假設 $\theta \approx \hat{\theta}$ ，則利用(2.25)式與(2.26)式可以描述正負相序訊號 v_{dq}^+ 與 v_{dq}^- 近似為

$$\mathbf{v}_{dq}^+ = \begin{bmatrix} v_d^+ \\ v_q^+ \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \hat{v}_d^+ \\ \hat{v}_q^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \theta - \hat{\theta} \end{bmatrix} V_{\alpha\beta}^+ + \begin{bmatrix} \cos(-2\theta) \\ \sin(-2\theta) \end{bmatrix} V_{\alpha\beta}^- \quad (2.27)$$

$$\mathbf{v}_{dq}^- = \begin{bmatrix} v_d^- \\ v_q^- \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \hat{v}_d^- \\ \hat{v}_q^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-2\theta) \\ \sin(-2\theta) \end{bmatrix} V_{\alpha\beta}^+ + \begin{bmatrix} 1 \\ -\theta + \hat{\theta} \end{bmatrix} V_{\alpha\beta}^- \quad (2.28)$$

根據(2.27)式與(2.28)式，可畫出解耦型雙同步旋轉座標鎖相迴路的方塊圖如圖 2.5 所示。圖 2.5 中的LPF方塊為一階低通濾波器，能濾除高頻，使d軸分量維持直流。在這種正相、負相序解耦得結構下，鎖相迴路量測的正相序相位不再受負相序的耦合項干擾，可以準確地檢測出輸入電壓的相位。解耦型雙dq座標鎖相迴路中各向量的位置關係圖如圖 2.6 所示。在往後的DVR系統模擬與討論，都會使用這種解耦型鎖相迴路來量測電網電壓的相位。

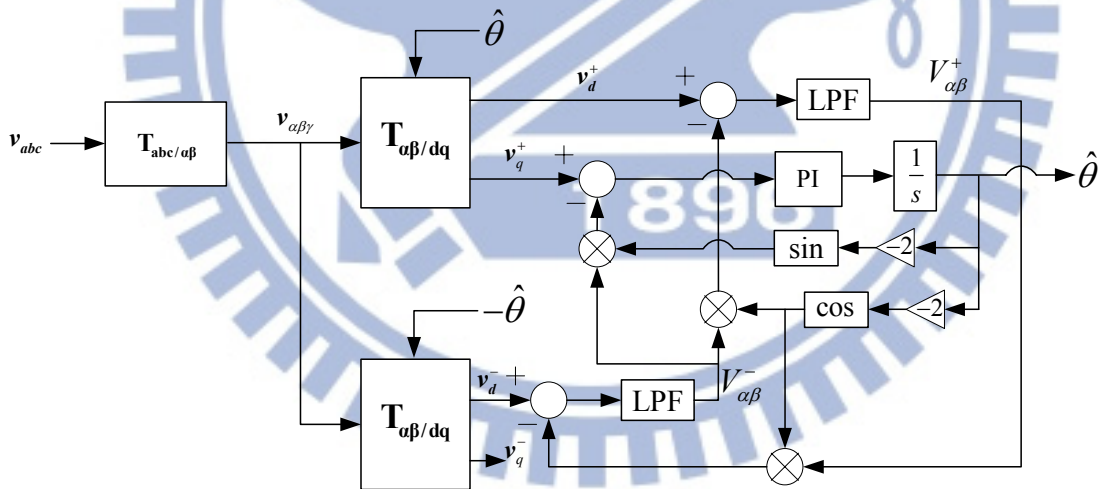


圖 2.5：解耦型雙 dq 座標鎖相迴路之方塊圖

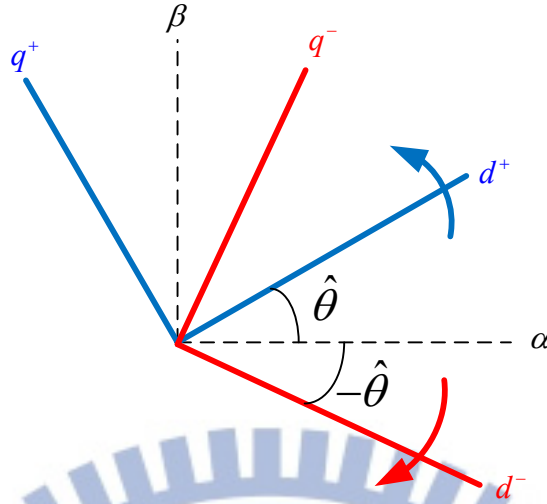


圖 2.6：解耦型雙 dq 座標鎖相迴路中各向量的位置關係圖

在鎖相迴路準確量測出電壓相位後，還需要利用其它方法來擷取出各個訊號對應的正負相序訊號。正負相序擷取的方法有很多，常見且簡單的方法有延遲訊號消除法以及帶阻濾波器擷取法兩種。

A. 延遲訊號消除法(delay signal cancellation, DSC)[15]

延遲訊號消除法是一種簡單且快速的正負相序擷取方式，系統方塊圖如圖 2.7 所示，其中 T_d 表示輸入訊號頻率的四分之一個週期。當三相訊號不平衡時，正轉dq座標(圖 2.6 中藍色座標)下本應為直流的正相序訊號會出現由負相序造成的兩倍基頻之弦波訊號；同樣地，在反轉dq座標(圖 2.6 中紅色座標)下負相序亦會出現由正相序造成的兩倍基頻之弦波訊號，此方法將欲擷取訊號延遲四分之一個週期後與延遲前訊號相加，如此兩倍基頻的弦波成分將會被消除，只留下直流訊號，達成正負相序的擷取。延遲訊號消除法的數學描述如下

$$\begin{aligned}\tilde{v}_{dq}^+ &= (1 + e^{-T_d s}) \mathbf{T}_{3s/2r}(\theta) \mathbf{v}_{abc} \\ \tilde{v}_{dq}^- &= (1 + e^{-T_d s}) \mathbf{T}_{3s/2r}(-\theta) \mathbf{v}_{abc}\end{aligned}\quad (2.29)$$

其中 \tilde{v}_{dq}^+ 與 \tilde{v}_{dq}^- 表示利用延遲訊號消除法後留下的正負相序直流訊號。

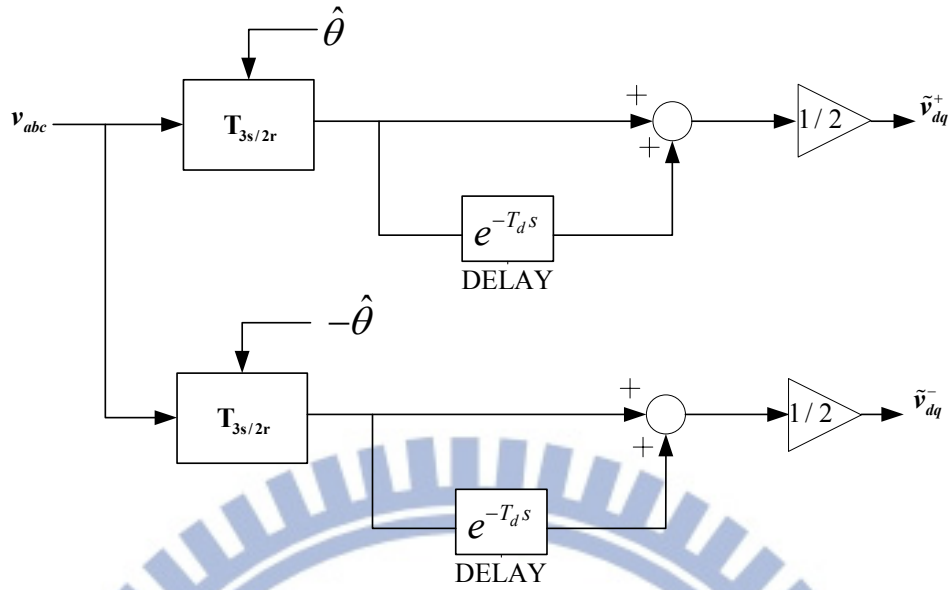


圖 2.7：延遲訊號消除法系統方塊圖

延遲訊號消除法的範例如圖 2.8 所示，上方 v_{in} 為帶有兩倍基頻的輸入訊號，其數學表示為

$$v_{in} = 1 + 0.5 \cos(2\omega t)$$

其中 ω 為基頻 120π 。中間 v_{delay} 為延遲基頻四分之一週期的訊號，數學表示為

$$\begin{aligned} v_{delay} &= 1 + 0.5 \cos(2\omega t - \omega / 120) \\ &= 1 + 0.5 \cos(2\omega t - \pi) \end{aligned}$$

下方 v_{out} 為延遲訊號擷取的結果，其穩態值為一直流量，數學表示為

$$\begin{aligned} v_{out} &= \frac{v_{in} + v_{delay}}{2} \\ &= \frac{1}{2} (2 + 0.5 \cos(2\omega t) + 0.5 \cos(2\omega t - \pi)) \\ &= 1 \end{aligned}$$

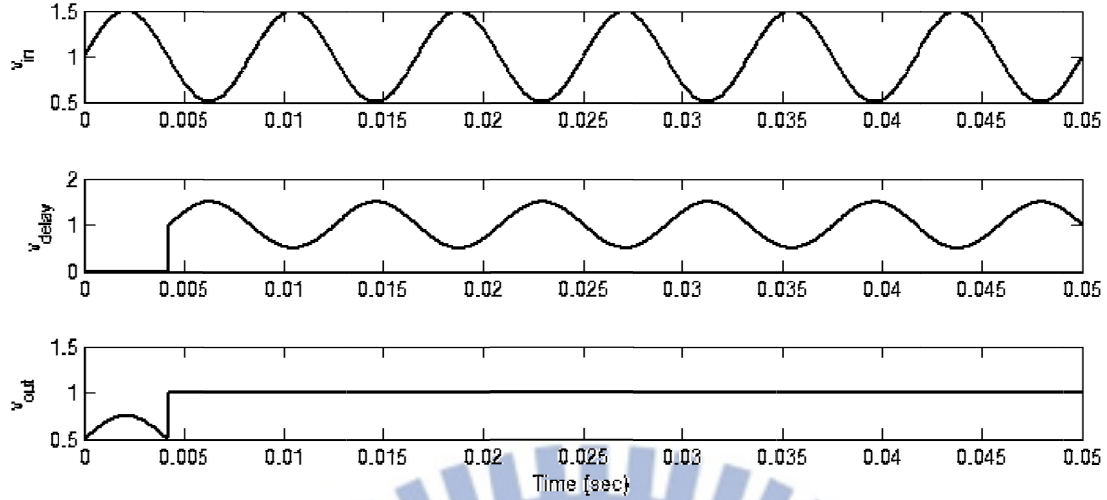


圖 2.8：延遲訊號擷取法之範例

B. 帶阻濾波器(notch filter)擷取法

使用帶阻濾波器擷取正負相序的方法如圖 2.9 所示。由於延遲訊號消除法須要緩衝器來儲存四分之一個週期內的採樣訊號，在實作上比較複雜，因此帶阻濾波擷取法便具有其優勢，本論文的模擬亦使用二階帶阻濾波器來完成正負相序的擷取。帶阻濾波器擷取法與延遲訊號消除法類似，其概念一樣是將正轉dq座標與反轉dq座標上的兩倍基頻訊號經由濾波器濾掉，留下的直流訊號即為正負相序訊號。濾波器採用二階帶阻濾波器，其數學表示為

$$G_{notch}(s) = \frac{s^2 + \omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (2.30)$$

其中 ξ 為阻尼系數， ω_c 為希望濾除的頻率(在正負相序擷取中設為兩倍基頻 240π rad/s)。當 ξ 越大，濾波器濾除訊號的頻率範圍就越寬，反之， ξ 越接近零，則濾波器濾除訊號的範圍會越接近 ω_c 。帶阻濾波器擷取法的數學描述如下

$$\begin{aligned} \tilde{v}_{dq}^+ &= G_{notch}(s) \mathbf{T}_{3s/2r}(\theta) \mathbf{v}_{abc} \\ \tilde{v}_{dq}^- &= G_{notch}(s) \mathbf{T}_{3s/2r}(-\theta) \mathbf{v}_{abc} \end{aligned} \quad (2.31)$$

其中 \tilde{v}_{dq}^+ 與 \tilde{v}_{dq}^- 表示經過帶阻濾波器後留下的正負相序直流訊號。

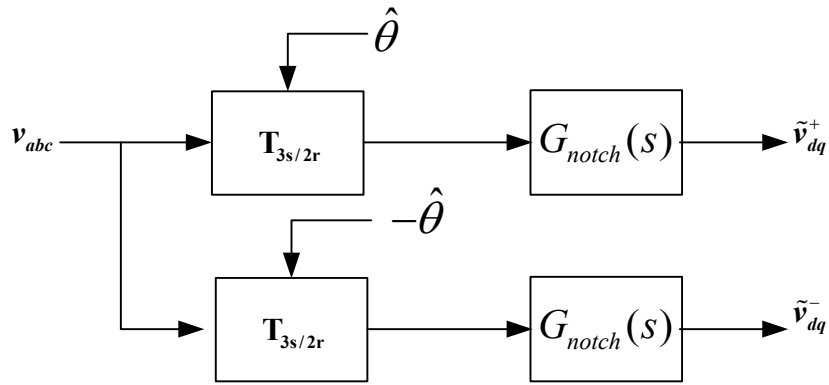


圖 2.9：帶阻濾波器擷取法系統方塊圖

2.5 動態電壓補償器的補償策略[16]

DVR 對於電壓驟降的補償策略分為三種：驟降前(pre-sag)補償、同相位(in-phase)補償以及最佳化能量(energy optimized)補償。

A. 驟降前補償

驟降前補償是DVR對於電壓驟降最基本的補償策略，DVR提供的補償電壓會將負載端電壓恢復至驟降前的情況，相量圖如圖 2.10 所示，其中 V_c 表示補償電壓、 V_{sag} 表示驟降後電壓、 $V_{pre-sag}$ 表示驟降前電壓、 I_{load} 表示負載電流以及 V_{load} 表示負載電壓。由於負載端所看到的電壓在補償前後幾乎沒有改變，因此這種驟降前補償策略對負載的影響是最小的。

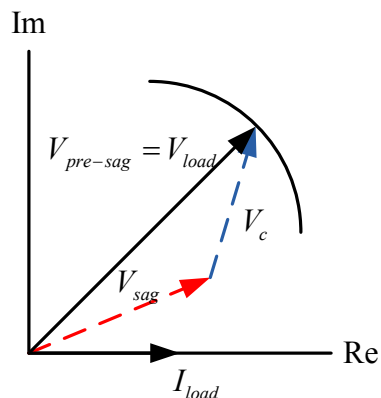


圖 2.10：驟降前補償策略的相量圖

B. 同相位補償

當電壓驟降伴隨著相位飄移(phase jump)，即驟降後相位發生改變時，同相位補償是一種能夠以最小振幅的電壓來恢復電壓驟降的補償策略，相量圖如圖 2.11 所示，其中 $I_{load, pre-sag}$ 表示驟降前負載電流以及 $I_{load, sag}$ 表示驟降後負載電流，此補償策略下 DVR 提供的補償電壓將與驟降後的電網電壓相同相位，從負載來看，負載端電壓振幅大小不會改變，但相位飄移仍舊會發生。

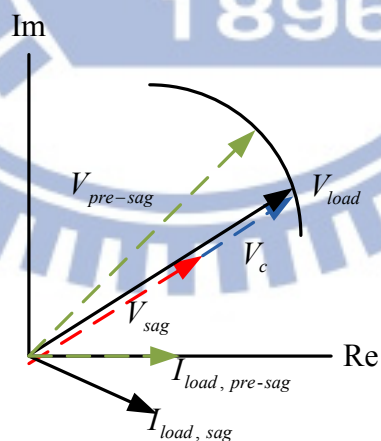


圖 2.11：同相位補償策略的相量圖

C. 最佳化能量補償

最佳化能量補償的目的是盡可能地使用以虛功補償電壓驟降，相量圖如圖 2.12 所

示，DVR提供的補償電壓與補償後的負載電流垂直，如此一來便不會消耗儲能元件的能量，得以延長補償時間。然而此方法的缺點在於負載端會發生相位飄移的情況，此外依驟降型式的不同，補償電壓可能要求要有很高的振幅，不符合現實中電路的輸出範圍，是故最佳化能量補償策略僅適用於程度較輕的電壓驟降。

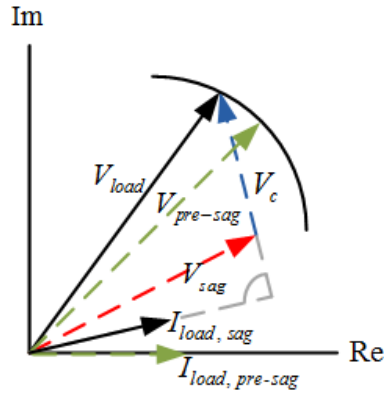


圖 2.12：最佳化能量補償策略的相量圖

由於本論文視DVR的儲能元件視為直流電壓源，因此在有效保護敏感負載的前提下，選擇同相位補償策略來完成電壓驟降的補償是比較合適的方法。產生補償電壓參考值所依賴的鎖相迴路技術已於 2.4 節介紹。

第三章

動態電壓補償器之線性控制

本章將介紹動態電壓補償器在同步旋轉座標下的線性控制。3.1 節先介紹對稱電壓驟降下的解耦PI控制，3.2 節以解耦PI控制為基礎，修正控制器使DVR系統具有不對稱電壓驟降的補償能力，3.3 節則以LQR狀態回授設計新的控制方式，並在 3.4 節透過數值模擬來比較各種控制器在電壓驟降時的表現。

3.1 對稱電壓驟降下 DVR 的線性控制

對稱電壓驟降(symmetrical voltage dip)，指的是三相電壓的驟降深度相同的驟降型式，在這種驟樣型式下，dq 軸的電壓訊號會以直流呈現，所以控制方式相對簡單。

為了得到DVR系統的轉移函數，將(2.7)式同步旋轉座標下的DVR狀態方程式取拉式轉換，可推導出同步旋轉座標下補償電壓與電感電流之關係式如下

$$v_{fdq} = L_f s i_{fdq} + d_1 \tag{3.1}$$

$$\text{[Circuit Diagram]} \tag{3.2}$$

其中

$$d_1 = \omega_s L_f \mathbf{J} i_{fdq} + v_{cdq}$$

$$d_2 = \omega_s C_f \mathbf{J} v_{cdq} + i_{gdq}$$

ω_s 為電網電壓電角的轉速。根據(3.1)式與(3.2)式得到DVR的開迴路系統方塊圖如圖

3.1。

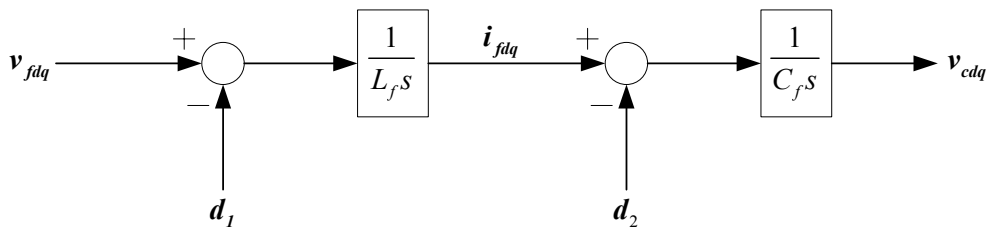


圖 3.1：DVR 的開迴路系統方塊圖

論文[6]提出了在同步旋轉座標下一種雙迴路DVR的解耦控制，外迴路控制補償電壓 v_{cdq} ，內迴路控制電感電流 i_{fdq} ，並將 d_1 與 d_2 視為擾動項。整個控制系統的方塊圖如圖 3.2 所示。

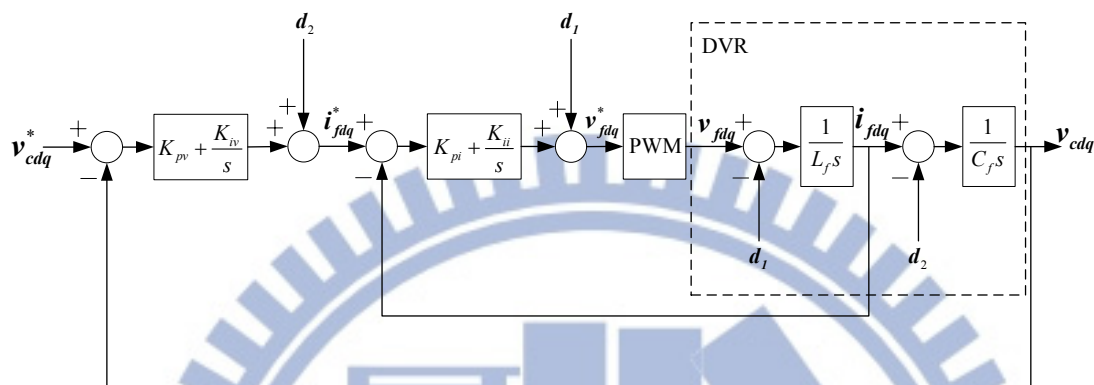


圖 3.2：同步旋轉座標下 DVR 雙迴路控制的系統方塊圖

圖 3.2 的控制系統中兩個迴路皆採用比例積分控制器，同時為求提高控制精度，會將控制訊號扣除 d_1 與 d_2 兩項，以降低dq軸訊號交互耦合帶來的影響。為了簡化分析，假設PWM反流器輸出 v_{fdq} 與參考值 v_{fdq}^* 完全相同，如同一理想電壓源，則內迴路電流控制系統中輸入輸出的關係式將會是

$$i_{fdq} = \frac{\frac{K_{pi}}{L_f} s + \frac{K_{ii}}{L_f}}{s^2 + \frac{K_{pi}}{L_f} s + \frac{K_{ii}}{L_f}} i_{fdq}^* \quad (3.3)$$

其中 K_{pi} 與 K_{ii} 分別為內迴路電流控制中比例控制器與積分控制器的增益。在外迴路控制的部分，假設內迴路控制能快速完成電感電流 i_{fdq} 的追蹤，即 $i_{fdq} = i_{fdq}^*$ ，則外迴路電壓控制系統中輸入輸出的關係式將會是

$$i_{fdq} = \frac{\frac{K_{pi}}{L_f} s + \frac{K_{ii}}{L_f}}{s^2 + \frac{K_{pi}}{L_f} s + \frac{K_{ii}}{L_f}} i_{fdq}^* \quad (3.4)$$

$$\mathbf{v}_{cdq} = \frac{\frac{K_{pv}}{C_f}s + \frac{K_{iv}}{C_f}}{s^2 + \frac{K_{pv}}{C_f}s + \frac{K_{iv}}{C_f}} \mathbf{v}_{cdq}^* \quad (3.5)$$

其中 K_{pi} 與 K_{ii} 分別為外迴路電壓控制中比例控制器與積分控制器的增益。

為了滿足假設 $\mathbf{i}_{fdq} = \mathbf{i}_{fdq}^*$ 使(3.5)式成立，系統參數要求讓內迴路控制的響應速度遠比外迴路控制來得快，換句話說，內迴路電流控制的時間常數(time constant) τ_i 需要遠小於外迴路電壓控制的時間常數 τ_v

$$\tau_v \geq 10\tau_i \quad (3.6)$$

根據(3.6)式的設計準則，並給定濾波器參數為 $L_f = 0.2\text{mH}$ 及 $C_f = 1000\mu\text{F}$ [7]，設計出的系統參數列於表 3.1

K_{pi}	2	K_{ii}	20	L_f	0.2mH	τ_i	0.2ms
K_{pv}	0.8	K_{iv}	10	C_f	1000 μF	τ_v	2.5ms

表 3.1：DVR 使用同步旋轉座標下解耦雙迴路 PI 控制的系統參數

由表 3.1 設計出的系統，其開迴路之轉移函數 $G_{o.l.}(s)$ 如下

$$G_{o.l.}(s) = \frac{8 \times 10^6 s^2 + 18 \times 10^7 s + 10^9}{s^4 + 10^4 s^3 + 10^5 s^2} \quad (3.7)$$

此型態 2 系統之開迴路極點位於 0, 0, -10, -9990，零點位於 -10, -12.5。系統開迴路波德圖如圖 3.3 所示，圖中顯示系統具有很高的低頻增益，相位邊限(phase margin)為 84.5° ，增益邊限(gain margin)無限大。

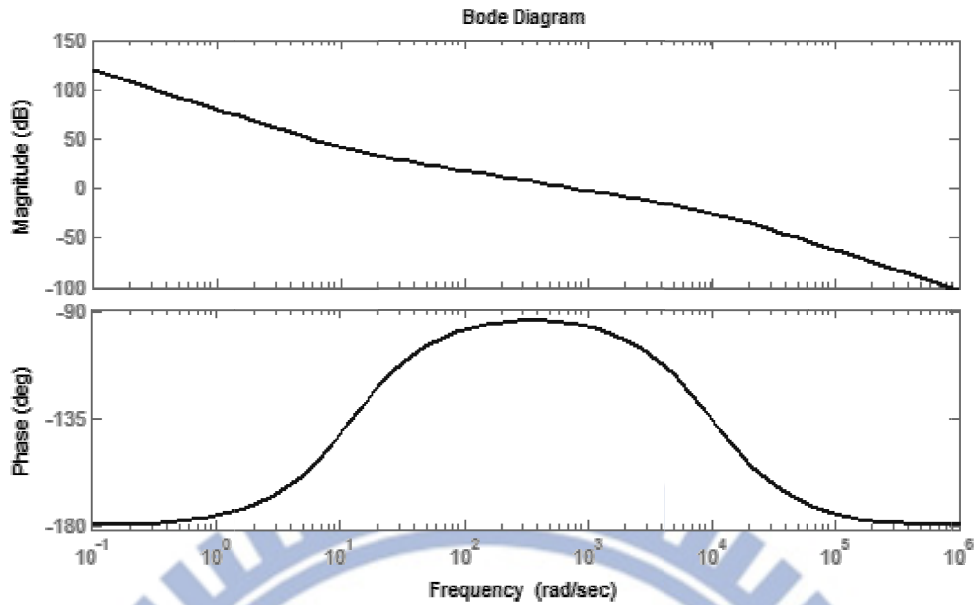


圖 3.3：DVR 使用同步旋轉座標下解耦雙迴路 PI 控制的開迴路波德圖

系統閉迴路步階響應如圖 3.4 所示，圖中顯示系統在 5 毫秒內即到達穩態，最大超越量約為 1.5%。

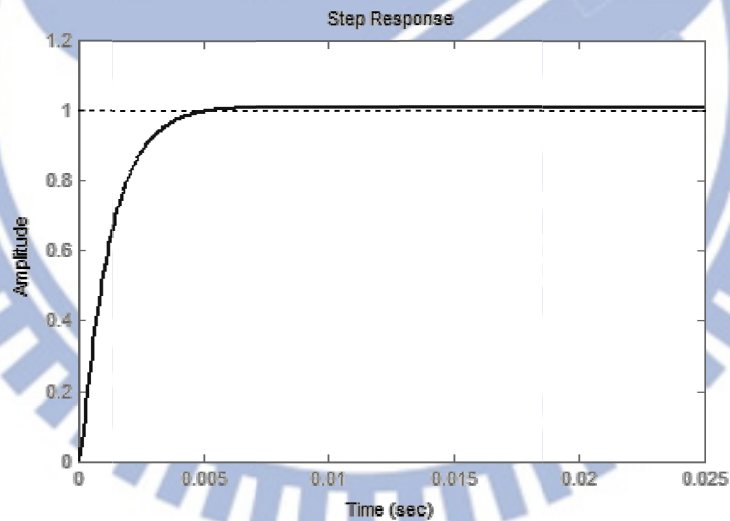


圖 3.4：DVR 使用同步旋轉座標下解耦雙迴路 PI 控制的閉迴路步階響應

3.2 不對稱電壓驟降下 DVR 的線性控制

3.1 節討論了 DVR 在對稱電壓驟降下的系統響應，然而現實中電壓驟降的發生往往是肇因於單線接地故障(single line-to-ground fault)或者線對線間故障(line-to-line fault)，造成三相電壓驟降的深度不相等，這種驟降型式稱為不對稱電壓驟降(unsymmetrical

voltage dip)。以下將介紹不對稱電壓驟降時DVR的線性控制方式。

3.2.1 基於正負相序擷取的雙同步旋轉座標 PI 控制

不對稱電壓驟降時，同步旋轉座標上會出現兩倍基頻的弦波訊號，因此補償電壓也應該要是帶有兩倍基頻弦波的直流訊號。由於 PI 控制器對弦波訊號不具有零誤差追蹤的能力，也就是追蹤穩態誤差不為零，因此當不對稱電壓驟降發生時，為了提高控制精度，系統必須拆成正相序與負相序分別控制。正相序訊號處於正轉 dq 座標中，而負相序訊號處於反轉 dq 座標中，因此稱此正負相序分別控制的方法為雙同步旋轉座標的 PI 控制。

基本上，雙同步旋轉座標的PI控制，其控制系統架構與 3.1 節類似，最大的不同在於進行dq轉換時，必須先擷取出正相序與負相序訊號，再將訊號送至相對應的控制器去。正負相序PI控制器的設計如下[7]

$$\mathbf{v}_{fdq}^+ = L_f s \mathbf{i}_{fdq}^+ + \mathbf{d}_1^+ \quad (3.8)$$

$$\mathbf{i}_{fdq}^+ = C_f s \mathbf{v}_{cdq}^+ + \mathbf{d}_2^+ \quad (3.9)$$

$$\mathbf{v}_{fdq}^- = L_f s \mathbf{i}_{fdq}^- + \mathbf{d}_1^- \quad (3.10)$$

$$\mathbf{i}_{fdq}^- = C_f s \mathbf{v}_{cdq}^- + \mathbf{d}_2^- \quad (3.11)$$

其中

$$\mathbf{d}_1^+ = \omega_s L_f \mathbf{J} \mathbf{i}_{fdq}^+ + \mathbf{v}_{cdq}^+$$

$$\mathbf{d}_2^+ = \omega_s C_f \mathbf{J} \mathbf{v}_{cdq}^+ + \mathbf{i}_{gdq}^+$$

$$\mathbf{d}_1^- = \omega_s L_f \mathbf{J} \mathbf{i}_{fdq}^- + \mathbf{v}_{cdq}^-$$

$$\mathbf{d}_2^- = \omega_s C_f \mathbf{J} \mathbf{v}_{cdq}^- + \mathbf{i}_{gdq}^-$$

其中 ω_s 為電網電壓的頻率，變數上標 "+" 表示正相序訊號，變數上標 "-" 表示負相序訊號。此控制系統將控制訊號參考值 \mathbf{v}_{cdq}^* 經過座標轉換，先輸入到帶阻濾波器濾除兩倍基頻的訊號後，再送入 圖 3.2 的系統產生控制輸入，如 圖 3.5 所示。(2.30)式二階帶阻濾

波器的參數設計列於表 3.2，至於PI控制器參數則延用表 3.1 之設計。

ξ	0.707	ω_c	240π rad/s
-------	-------	------------	----------------

表 3.2：二階帶阻濾波器參數

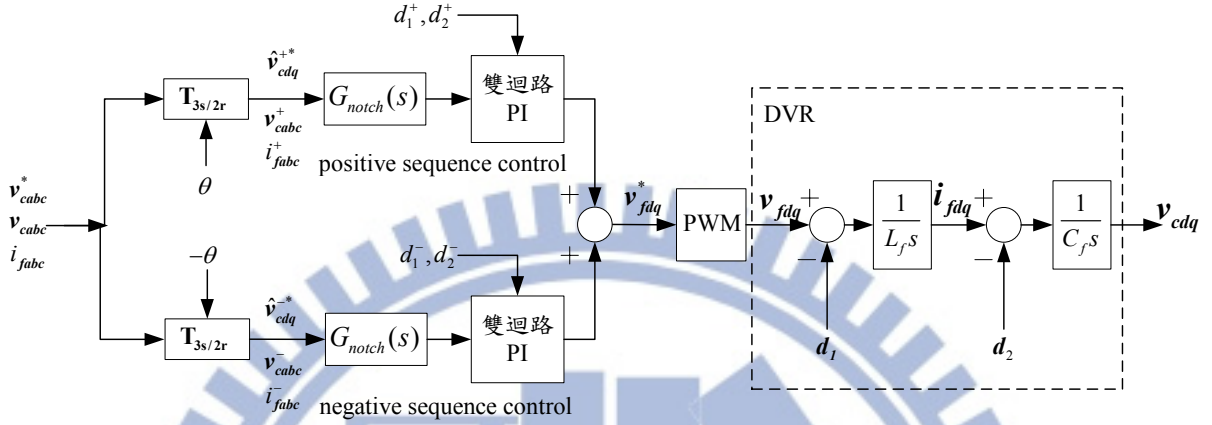


圖 3.5：正負相序擷取的雙同步旋轉座標 PI 控制系統方塊示意圖

根據表 3.1 與表 3.2 的參數，並假設 PWM 反流器可視為理想電壓源(即 $v_{fabc} = v_{fabc}^*$)，且耦合相完全消除，並令輸入 v_{cabc}^* 經過正負轉向的 dq 轉換後成為 \hat{v}_{cdq}^{+*} 與 \hat{v}_{cdq}^{-*} ，為了方便分析，在此僅考慮正負相序控制只有其中一個控制系統動作的情況，如此一來 \hat{v}_{cdq}^{+*} 、 \hat{v}_{cdq}^{-*} 與輸出 v_{cdq} 的開迴路關係式可分開表示。當只有正相序控制動作時

$$v_{cdq} = G_{+-PI}(s)\hat{v}_{cdq}^{+*} = G_{+-PI}(s)\mathbf{T}_{3s/2r}(\theta)v_{cabc}^* \quad (3.12)$$

當只有負相序控制動作時

$$v_{cdq} = G_{+-PI}(s)\hat{v}_{cdq}^{-*} = G_{+-PI}(s)\mathbf{T}_{3s/2r}(-\theta)v_{cabc}^* \quad (3.13)$$

其中

$$G_{+-PI}(s) = \frac{1.6s^4 + 36s^3 + 9.1 \times 10^5 s^2 + 2.05 \times 10^7 s + 1.14 \times 10^8}{2 \times 10^{-7} s^6 + 22.13 \times 10^{-4} s^5 + 3.87 s^4 + 2900 s^3 + 9.6 \times 10^5 s^2 + 2.07 \times 10^7 s + 1.14 \times 10^8}$$

系統 $G_{+-PI}(s)$ 為帶阻濾波器串聯 PI 控制器以及 DVR 系統後得到的轉移函數，其極零點配

置如圖 3.6 所示。系統 $G_{+-PI}(s)$ 步階響應如圖 3.7 所示，可發現由於帶阻控制器的引入，

導致系統對於步階訊號的暫態響應惡化，見圖 3.7 中的藍色實線。

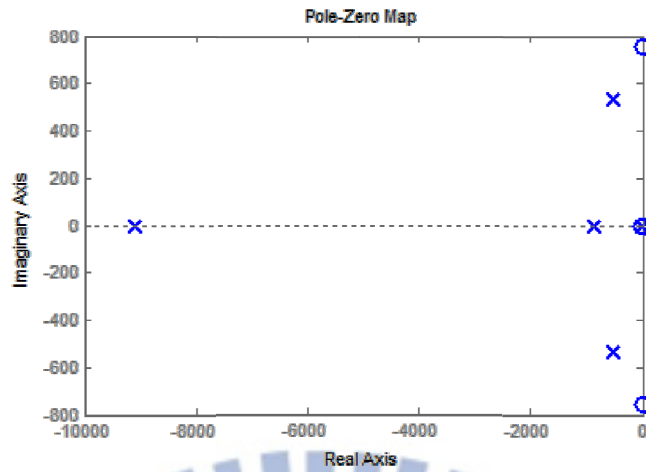


圖 3.6：系統 $G_{+-PI}(s)$ 的極零點配置圖

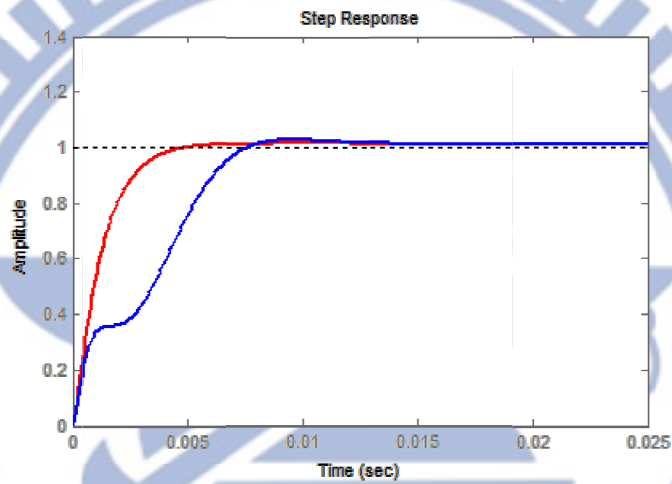


圖 3.7：使用正負序擷取的雙同步旋轉座標 PI 控制(藍色實線)與單同步旋轉座標 PI 控制(紅色實線)的步階響應

系統 $G_{+-PI}(s)$ 對於帶有兩倍基頻訊號之步階的暫態響應如圖 3.8 所示，綠色實線為正轉dq座標下帶有兩倍基頻參考值 \hat{v}_{cdq}^* ，紅色虛線為經過帶阻濾波器濾掉兩倍基頻的正相序參考值 v_{cdq}^{+*} ，藍色實線為系統響應 v_{cdq}^+ 。由圖 3.8 可看出參考值 \hat{v}_{cdq}^* (綠色實線) 在經過濾波後兩倍基頻的訊號消失，此時系統輸出(藍色實線)能夠良好追蹤其參考值(紅色虛線)，因此能預期系統表現良好，響應快速且穩態誤差小。

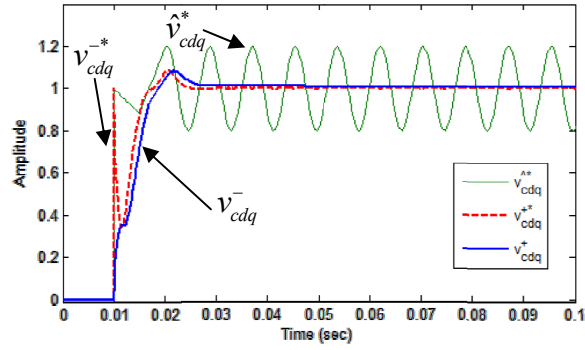


圖 3.8：系統 $G_{+-PI}(s)$ 對於帶有兩倍基頻訊號的步階訊號的暫態響應

3.2.2 同步旋轉座標下的解耦 PI+R 控制

3.2.1 節討論了將訊號分解成正負相序分別控制的方式，能夠有效改善不對稱電壓跌落PI控制器對弦波訊號追蹤能力不佳的缺點。然而系統中使用了帶阻濾波器來擷取正負相序的訊號，使得系統暫態響應變差(如圖 3.7 所示)；再者，由於正相序與負相序都需要一組獨立的控制器，讓系統整體架構變得龐大，將不利於硬體實現。為了改善以上的缺點，本節使用了一種將PI控制器並聯諧振(resonant)控制器的PI+R控制器[17]，來對DVR作同步旋轉座標下的解耦控制。

理想諧振控制器的數學表示如下

$$G(s) = \frac{Ks}{s^2 + \omega_0^2} \quad (3.14)$$

其中 K 為控制器的增益， ω_0 為諧振頻率，其波德圖如圖 3.9 所示。

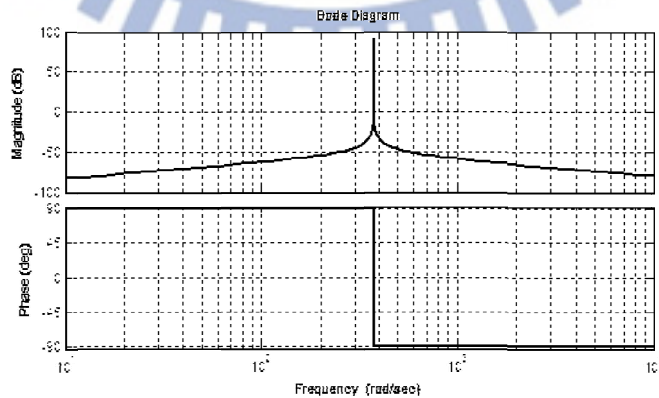


圖 3.9：理想諧振控制器的波德圖($\omega_0 = 120\pi$ ， $K = 1$)

由圖 3.9 可知，諧振控制器是一種在頻率 ω_0 處具有極高增益的控制器。實際上，為了降低諧振控制器對頻率變化的靈敏度(sensitivity)，一般會修正諧振控制器之數學表示為 [18]

$$G_R(s) = \frac{K_R \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (3.15)$$

其中 K_R 為諧振控制器的增益， ω_c 為諧振控制器的截止頻率，修正後的諧振控制器之波德圖與截止頻率 ω_c 的關係如圖 3.10 所示，當 ω_c 越大控制器大小值大於零的範圍就越廣，表示控制器在頻率 ω_0 附近越寬的範圍具有高增益。

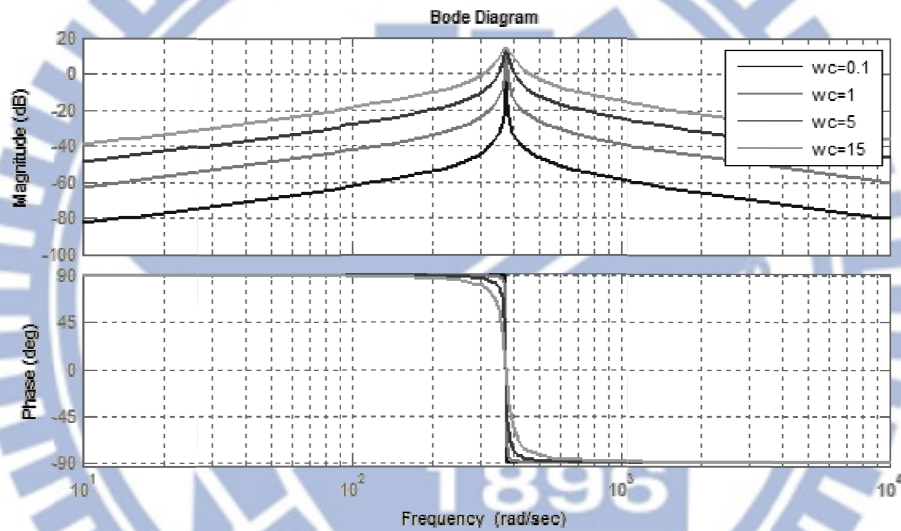


圖 3.10：修正後的諧振控制器之波德圖($\omega_0 = 120\pi$ ， $K_R = 20$)

根據(3.15)式中的諧振控制器，設計一種的PI+R控制器如下

$$G_{PI+R}(s) = K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} + \frac{K_{PR} \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + 4\omega_s^2} \quad (3.16)$$

其中 K_{PR} 為諧振控制器的增益。如同 3.2.1 節所述，不對稱電壓驟降時同步旋轉座標中將出現兩倍基頻(120Hz)的訊號，而兩倍基頻訊號是PI控制器無法零誤差追蹤的。PI+R控制器的使用即是為了提高控制器在兩倍基頻處的增益，讓系統在單一旋轉座標下就能實現不對稱電壓驟降時的補償電壓追蹤控制，不但省去了額外的負相序控制系統，同時也能改善正負相序擷取造成暫態響應變慢的缺點。

在系統參數設計上，為了方便分析，把系統內迴路電流的比例積分控制器修改成比例控

制器，從電路的關係來看，由(2.1)式可知內迴路控制變數的電感電流與外迴路控制變數的補償電壓微分有關，因此內迴路電流控制中的積分器，在一定程度上，可以用外迴路電壓控制中的比例控制器來取代。系統控制方塊圖如圖 3.11 所示，外迴路的部分採用(3.16)式的PI+R控制器，內迴路使用比例控制器，假設PWM可視為理想電壓源(即 $v_{fabc} = v_{fabc}^*$)，以及耦合項 d_1 、 d_2 能夠完全被消除，那麼系統開迴路下的輸入輸出關係為

$$v_{cdq} = G_{PIRsys}(s)v_{cdq}^* \quad (3.17)$$

其中

$$G_{PIRsys}(s) = K_{pi} \frac{K_{pv}s^3 + (K_{PR}\omega_c + 2K_{pv}\omega_c + K_{iv})s^2 + (2K_{iv}\omega_c + 4K_{pv}\omega_s^2)s + 4K_{iv}\omega_s^2}{C_f L_f s^5 + C_f (2L_f \omega_c + K_{pi})s^4 + 2C_f (2L_f \omega_s^2 + K_{pi}\omega_c)s^3 + C_f K_{pi}\omega_s^2 s^2}$$

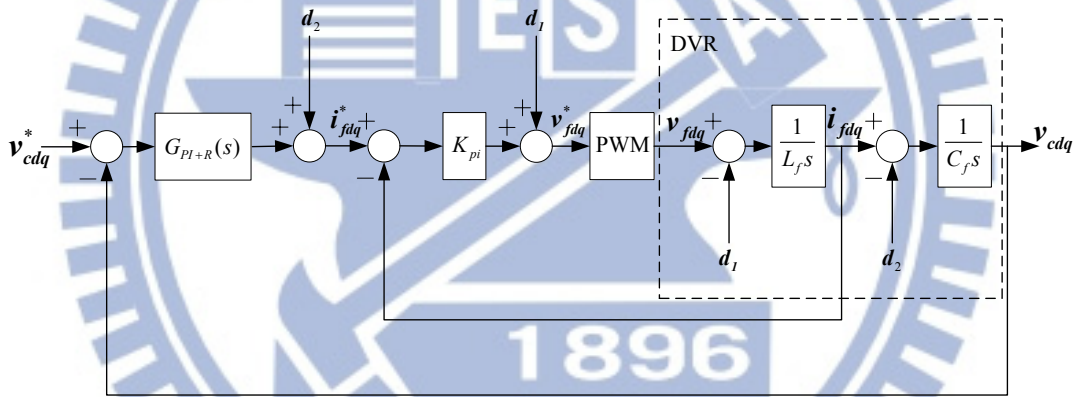


圖 3.11：DVR 使用同步旋轉座標下 PI+R 控制的系統方塊圖

(3.17)式中的系統為型態 2，可知對步階訊號的穩態誤差為零。令系統參數與控制器參數延用表 3.1，依照[19]的建議， ω_c 範圍在 5 至 15 rad/s 之間會有較合適的靈敏度，因此本論文選擇 $\omega_c = 5$ rad/s 使諧振控制器較理想，如此一來待決定的參數僅剩 K_{PR} 。為了使系統在同步旋轉座標下對直流訊號以及兩倍基頻的訊號有良好的追蹤效果， K_{PR} 的設計準則為閉迴路系統波德圖在直流以及兩倍基頻處能夠有接近 0dB 的增益以及足夠小的相位差。 K_{PR} 與閉迴路波德圖的關係如圖 3.13 所示， K_{PR} 與閉迴路步階響應的關係如圖 3.14 所示，從圖 3.13 與圖 3.14 中可發現，當 K_{PR} 越大，閉迴路波德圖在兩倍基頻處的相位

越接近 0° ，卻同時也提高了閉迴路步階響應的最大超越量。令變數 x 為 $G_{PIRsys}(s)$ 閉迴路系統在兩倍基頻處的相位(單位為度)，變數 y 為 $G_{PIRsys}(s)$ 閉迴路步階響應的最大超越量(單位為百分比)，設計一函數如下

$$f(x, y) = 5|x| + y \quad (3.18)$$

利用 MATLAB 找出不同 K_{PR} 時符合條件的最小的 $f(x, y)$ ，即

$$\underset{1 \leq K_{PR} \leq 80}{\text{minimize}} f(x, y)$$

數值計算 $f(x, y)$ 與 K_{PR} 的關係如圖 3.12 所示，可找到最佳的 $K_{PR} = 20$ 。在 $K_{PR} = 20$ 的情況下，閉迴路波德圖在兩倍基頻處的相位為 -3.75° 、增益為 0.025dB ，步階響應的最大超越量為 11.7% 。比較 3.1 節、3.2.1 節與本節中設計的控制器，其閉迴路步階響應如圖 3.15 所示，可發現加入諧振控制器後暫態響應惡化。將 K_{PR} 以及表 3.1 的系統參數代入(3.17)式，並計算閉迴路系統的極點，得到系統閉迴路極點為

$$\begin{aligned} & -9206.4 \\ & -209.3 \pm j1038.8 \\ & -424.9 \\ & -12.9 \end{aligned}$$

由於極點皆位於左半平面，主極點位於 -12.9 ，可知閉迴路系統為穩定。

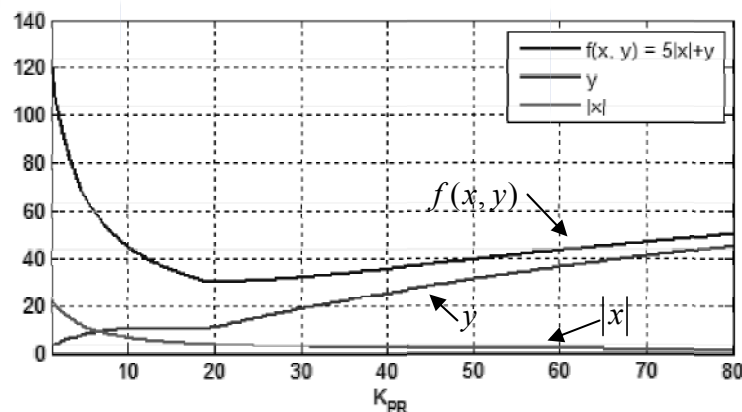


圖 3.12： $|x|$ 、 y 、 $f(x, y)$ 與 K_{PR} 的關係

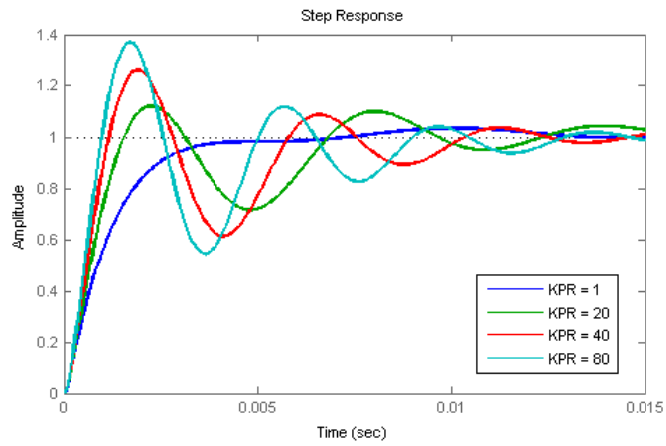


圖 3.13 : DVR 使用 PI+R 控制下 K_{PR} 與閉迴路步階響應的關係

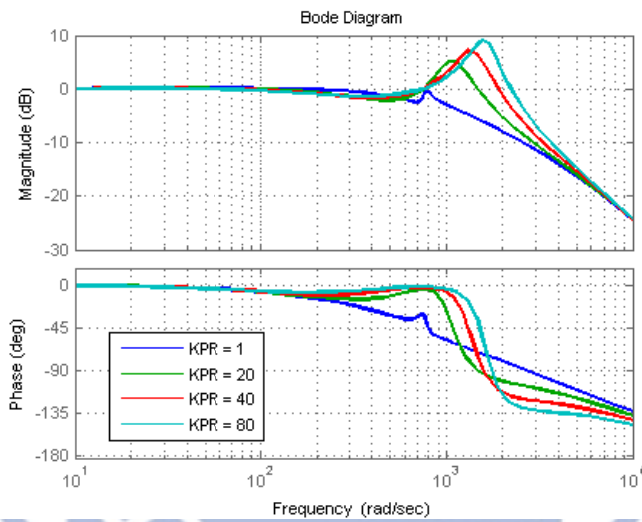


圖 3.14 : DVR 使用 PI+R 控制下 K_{PR} 與閉迴路系統波德圖的關係

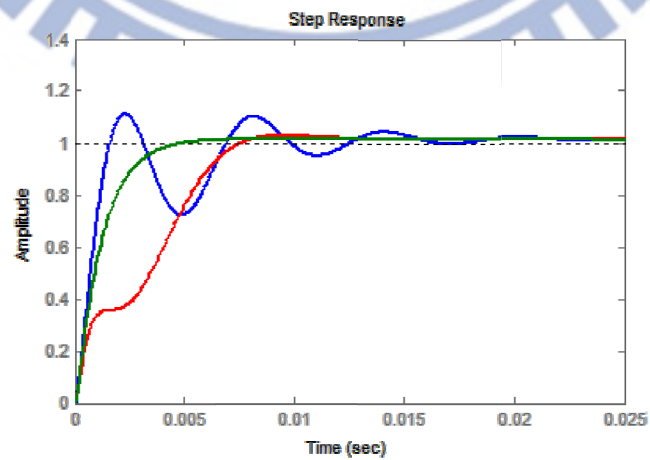


圖 3.15 : 使用同步旋轉座標下的 PI+R 控制(藍色實線)、正負序擷取的 PI 控制(紅色實線)與單同步旋轉座標 PI 控制(綠色實線)的閉迴路步階響應

3.3 DVR 使用 LQR 狀態回授控制

3.3.1 帶有積分控制的狀態回授

除了傳統PI控制之外，本節將使用多變數控制的方式來完成DVR補償電壓的控制，考慮狀態方程式

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{v}}_{cdq} \\ \dot{\mathbf{i}}_{fdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_s \mathbf{J} & \frac{1}{C_f} \mathbf{I}_2 \\ \frac{1}{L_f} \mathbf{I}_2 & -\omega_s \mathbf{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{cdq} \\ \mathbf{i}_{fdq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \frac{V_{dc}}{L_f} \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} \mathbf{u}_{dq} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_f} \mathbf{I}_2 \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{gdq} \quad (3.19)$$

其中 $\mathbf{v}_{cdq} = \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix}$ 、 $\mathbf{i}_{fdq} = \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix}$ 、 $\mathbf{I}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ 、 $\mathbf{0}_{2 \times 2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ 、 $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$ 以及 $\mathbf{v}_{fdq} = \begin{bmatrix} v_{fd} \\ v_{fq} \end{bmatrix}$ 。

將表 3.4 中系統模擬時使用的參數代入(3.19)式，並令電壓誤差訊號 e_v 以及電流誤差訊號 e_i 為

$$\begin{aligned} e_{vdq} &= \mathbf{v}_{cdq} - \mathbf{v}_{cdq}^* \\ e_{idq} &= \mathbf{i}_{fdq} - \mathbf{i}_{fdq}^* \end{aligned} \quad (3.20)$$

於是系統的狀態方程式可改寫成

$$\begin{aligned} \dot{\bar{\mathbf{e}}} &= \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{e}} + \bar{\mathbf{B}}\mathbf{u} + \bar{\mathbf{D}} \\ \bar{\mathbf{y}} &= \bar{\mathbf{C}}\bar{\mathbf{e}} \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\text{其中 } \bar{\mathbf{e}} = \begin{bmatrix} e_{vdq} \\ e_{idq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{cd} - v_{cd}^* \\ v_{cq} - v_{cq}^* \\ i_{fd} - i_{fd}^* \\ i_{fq} - i_{fq}^* \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} 0 & -120\pi & 1000 & 0 \\ 120\pi & 0 & 0 & 1000 \\ -5000 & 0 & 0 & -120\pi \\ 0 & -5000 & 120\pi & 0 \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 5000 & 0 \\ 0 & 5000 \end{bmatrix},$$

$$\bar{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ 以及 } \bar{\mathbf{D}} = \begin{bmatrix} -1000i_{gd}^* - \dot{v}_{cd}^* + 1000i_{fd}^* - 120\pi v_{cq}^* \\ -1000i_{gq}^* - \dot{v}_{cq}^* + 1000i_{fq}^* + 120\pi v_{cd}^* \\ -i_{fd}^* - 5000v_{cd}^* - 120\pi i_{fq}^* \\ -i_{fq}^* - 5000v_{cq}^* + 120\pi i_{fd}^* \end{bmatrix}。$$

此時系統的控制性矩陣 \mathbf{Q}_C 為全秩，表示系統為可控，即

$$\text{rank}(\mathbf{Q}_C) = \text{rank}([\bar{\mathbf{B}} \ \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{B}} \ \cdots \ \bar{\mathbf{A}}^3\bar{\mathbf{B}}]) = 4$$

且系統的觀察性矩陣 \mathbf{Q}_O 亦為全秩，表示系統為可觀，即

$$\text{rank}(\mathbf{Q}_O) = \text{rank} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{C}} \\ \bar{\mathbf{C}}\bar{\mathbf{A}} \\ \bar{\mathbf{C}}\bar{\mathbf{A}}^2 \\ \bar{\mathbf{C}}\bar{\mathbf{A}}^3 \end{bmatrix} = 4$$

在 dq 座標下，狀態變數訊號以及控制訊號通常會以直流訊號的方式呈現，因此，為了增加控制精度，以(3.21)式的系統為基礎加入積分控制，狀態方程式擴充成

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{e}} &= \mathbf{A}\mathbf{e} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{D} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{e} \end{aligned} \quad (3.22)$$

其中 $\mathbf{e} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{vdq} \\ \mathbf{e}_{idq} \\ \int \mathbf{e}_{vdq} dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{cd} - v_{cd}^* \\ v_{cq} - v_{cq}^* \\ i_{fd} - i_{fd}^* \\ i_{fq} - i_{fq}^* \\ \int (v_{cd} - v_{cd}^*) dt \\ \int (v_{cq} - v_{cq}^*) dt \end{bmatrix}$ ， $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}} & \mathbf{0}_{4 \times 4} \\ \mathbf{C} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}$ ， $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{B}} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}$ ， $\mathbf{C} = [\bar{\mathbf{C}} \ \mathbf{0}_{2 \times 2}]$ 以及

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{D}} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}。$$

3.3.2 LQR 狀態回授的追蹤控制

在狀態回授控制中，一個考慮追蹤問題的系統狀態方程式可表示成

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}\mathbf{e} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (3.23)$$

令控制輸入為

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{e} \quad (3.24)$$

而 LQR 控制中目標是找到一個回授增益矩陣 \mathbf{K} ，使得系統在下列代價函數 J (cost function) 具有最小值

$$J = \int_0^{\infty} (e^T Q e + u^T R u) dt \quad (3.25)$$

其中為 Q 與 R 對稱矩陣且 $Q \geq 0$ 以及 $R > 0$ 。為了找到矩陣，必須解出下列代數萊卡提方程式(algebraic Riccati equation, ARE)中的矩陣 P ：

$$A^T P + P A - P B R^{-1} B^T P + Q = 0 \quad (3.26)$$

只要 (A, B) 為可控，此 ARE 會有唯一的半正定解 P 。於是，由 LQR 找到的最佳控制 u ，其回授增益矩陣為

$$u = -K e = -R^{-1} B^T P e \quad (3.27)$$

現在考慮系統(3.22)式的系統並忽略擾動項 \bar{D} ， Q 與 R 必須謹慎選擇以得到最好的系統響應。一般來說，矩陣 R 會設計成

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

因此，LQR 的追蹤控制僅剩下矩陣 Q 的設計，令 Q 為

$$Q = \text{diag}(q_1, q_2, q_3, q_4, q_5, q_6) \quad (3.29)$$

其中 q_1 與 q_2 對應 e_{vdq} ； q_3 與 q_4 對應 e_{idq} ； q_5 與 q_6 對應 $\int e_{vdq} dt$ 。本論文透過模擬不同 Q 矩陣對系統響應的影響，來找出最佳的 Q 矩陣。模擬情況為一瞬間深度 80% 對稱電壓驟降，持續時間 100 毫秒，由模擬結果得到不同的系統響應如圖 3.16 所示，由圖可看出參數選擇對系統響應影響的趨勢，當 q_5 與 q_6 上升時，圖 3.16(a) 顯示系統安定時間縮短；當 q_1 與 q_2 上升時，圖 3.16(c) 顯示負載電壓 THD 會提高，因此 q_5 與 q_6 要選擇較大的值， q_1 與 q_2 則要選擇較小的值，最後再依據表 3.3 的詳細數據，選擇響應最好的 Q 矩陣為

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 5 \times 10^5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 5 \times 10^5 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

根據(3.30)式的 Q 矩陣，利用 MATLAB 的控制系統設計工具箱，解得 LQR 控制的最佳

回授增益矩陣 \mathbf{K} 為

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0.9042 & 0.0294 & 1.1669 & 0 & 685.9607 & 171.6329 \\ -0.0294 & 0.9042 & 0 & 1.1669 & -171.6329 & 685.9607 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

使用(3.30)式 \mathbf{Q} 矩陣的狀態回授的 DVR 系統，其閉回路矩陣 $\mathbf{A} - \mathbf{BK}$ 的特徵值為

$$\begin{aligned} & -3.1977 \pm j0.3691 \\ & -2.1323 \pm j0.4165 \\ & -0.5046 \pm j0.0317 \end{aligned}$$

由於特徵值之實部皆小於零，表示系統是漸進穩定的。

如同 3.2.1 節所述，在不對稱電壓驟降時，同步旋轉座下會出現兩倍基頻的訊號，由於(3.27)式控制輸入的設計是根據系統對步階訊號的響應來決定，無法保證系統在兩倍基頻處有夠高的增益。因此，為了提高 DVR 系統對不同電壓驟降型式的補償能力，修正系統控制輸入如下

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{e} + G_{R2}(s)\mathbf{e} \quad (3.32)$$

其中 $G_{R2}(s)$ 為諧振控制器，在兩倍基頻處具有高增益，其轉移函數為

$$G_{R2}(s) = \frac{K_R \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + 4\omega_s^2} \quad (3.33)$$

$G_{R2}(s)$ 控制器參數延用 3.2.2 節 PI+R 控制器的諧振項，設計 $\omega_c = 5$ 以及 $K_R = 20$ 。

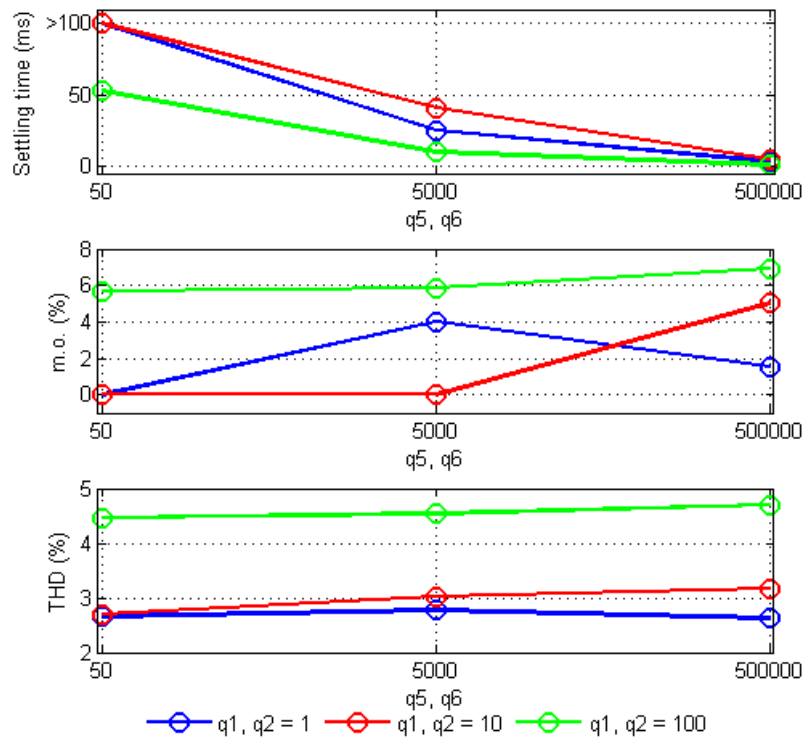


圖 3.16：Q 矩陣的參數與(a)誤差安定時間(b)最大超越量(c)負載電壓 THD 的關係

$$(q_3 = q_4 = 1)$$

q_3, q_4	q_1, q_2	q_5, q_6	v_{cq} 安定時間 (ms)	v_{cq} 超越量 (%)	負載電壓 THD (%)
1	1	50	>100	0	2.66
		5000	25	3.99	2.77
		500000	3.3	1.55	2.63
	10	50	>100	0	2.70
		5000	41	0	3.02
		500000	5	5.03	3.17
	100	50	53	5.7	4.47
		5000	10	5.85	4.54
		500000	1.2	6.91	4.7

表 3.3：Q 矩陣的參數與系統響應的關係

3.4 模擬與分析

本節使用 MATLAB/Simulink 與 PSIM 共同模擬方式來完成 DVR 在不同控制方法下，對於多種對稱與不對稱電壓驟降時的補償效果，模擬使用的電路參數列於表 3.4。在模擬過程中，鎖相迴路(PLL)用於量測電網電壓相位及產生電網電壓參考值，為了方便討論，以下分析模擬結果時的假設條件如下

- (1) 鎖相迴路響應速度極快
- (2) 鎖相迴路量測相位的誤差對 DVR 系統的影響可忽略

電網電壓($V_{line-line}$)	690 V
電網頻率(f_s)	60 Hz
PWM 載波(carrier)頻率(f_{PWM})	10k Hz
濾波器電感(L_f)	0.2 mH
濾波器電容(C_f)	1000 μ F
直流電壓源(V_{dc})	690 V

表 3.4：DVR 系統模擬的電路參數

3.4.1 電壓驟降時 DVR 系統的模擬

驟降型式 A：瞬間電壓驟降

第一種模擬的電壓驟降如圖 3.16 所示，其設定條件如下

- (1) 對稱電壓驟降
- (2) 瞬間驟降深度為 90%
- (3) 自 0.05 秒開始，持續時間 100 毫秒

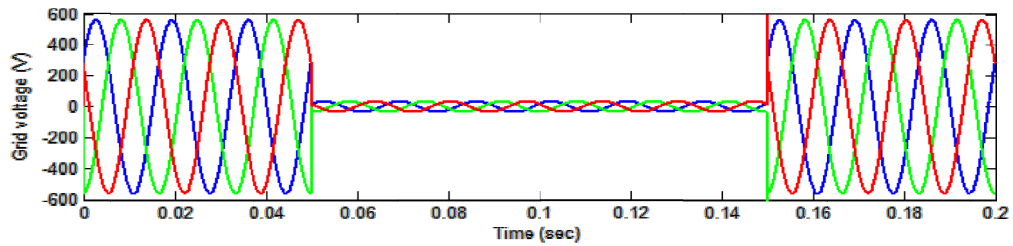


圖 3.17：電網發生瞬間驟降深度 90%的對稱電壓驟降

圖 3.17 為系統在 90%瞬間電壓驟降時的補償電壓，在 dq 座標下，圖 3.17(e)、(g) 中的系統響應波形和先前的數學推導結果相符，系統響應以 PI 控制為最佳，其次是暫態會發生振盪的 PI+R 控制與 LQR 控制。由於正負相序 PI 控制是將正負相序控制器的個別輸出相加後當作補償電壓的控制訊號，補償的精準度受到帶阻濾波器的影響，而且 3.2.1 節中未考慮正負相序控制器同時產生輸出訊號的情況，因此模擬結果與數學推導有些許差異。由圖 3.18(a)、(b)、(c)與(d)四張 dq 座標補償電壓放大圖的比較可看出，暫態時間以正負相序 PI 控制為最長，其次為 LQR 控制與 PI+R 控制。最後比較補償後的負載電壓如圖 3.18(e)、(f)、(g)與(h)所示，整體來說，四種控制系統的補償效果都算良好。

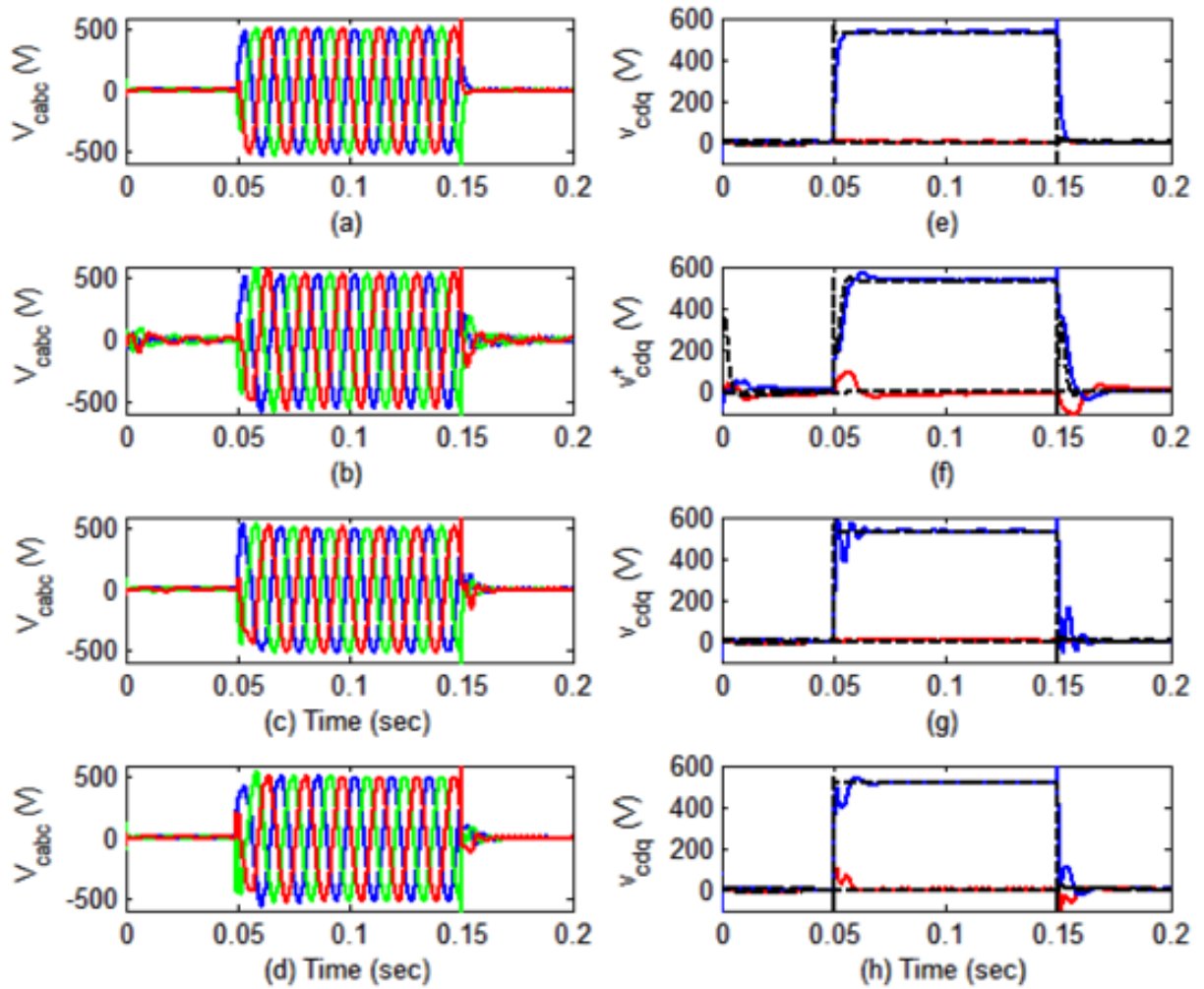


圖 3.18：(a)PI 控制、(b)正負相序 PI 控制、(c)PI+R 控制與(d)LQR 控制下的三相補償電壓；(e)PI 控制、(f)正負相序 PI 控制、(g) PI+R 控制與(h)LQR 控制下的 dq 座標補償電壓(藍色與紅色實線)與補償電壓的參考值(黑色虛線)

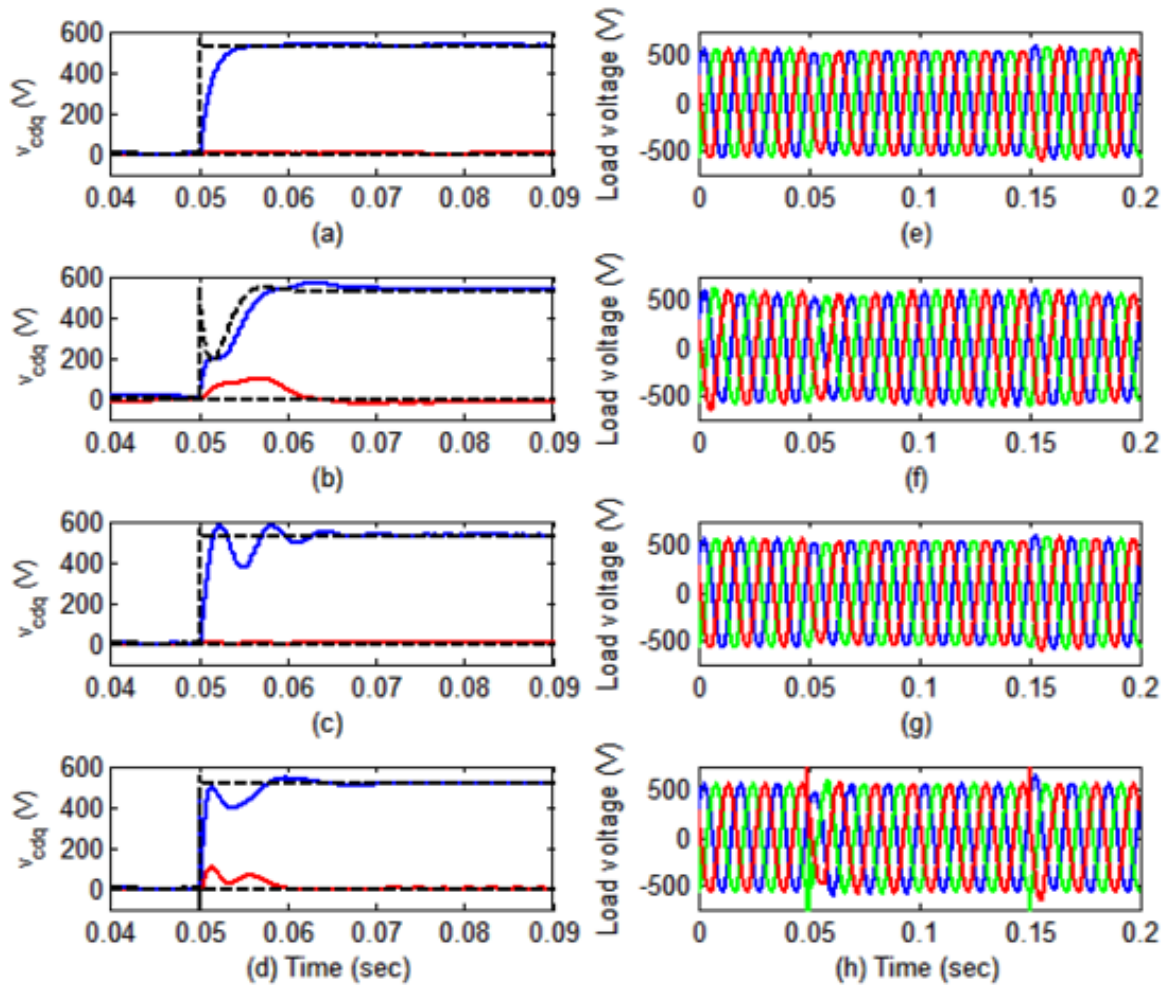


圖 3.19：(a)PI 控制、(b)正負相序 PI 控制、(c)PI+R 控制與(d)LQR 控制下的 dq 座標補償電壓放大圖；(e)PI 控制、(f)正負相序 PI 控制、(g) PI+R 控制與(h)LQR 控制下的補償後負載電壓

驟降型式 B：不對稱電壓驟降

不對稱電壓的嚴重程度通常會用電壓不平衡因數(voltage unbalance factor, VUF)來描述，VUF 的定義如下[20]

$$VUF = \frac{\text{negative voltage sequence component}}{\text{positive voltage sequence component}} \times 100\% \quad (3.34)$$

VUF 的定義為負相序與正相序的比值 $\times 100\%$ ，當 VUF 越大，代表電壓越不平衡，對負載可能造成的傷害越大。對電動機來說，一般會建議 VUF 不應大於 5%，否則電動機可能受損。

第二種模擬的電壓驟降如圖 3.19 所示，其設定條件如下

- (1) 不對稱電壓驟降
- (2) 穩態電壓不平衡因數為 8.7%
- (3) 自 0.05 秒開始，持續時間為 100 毫秒

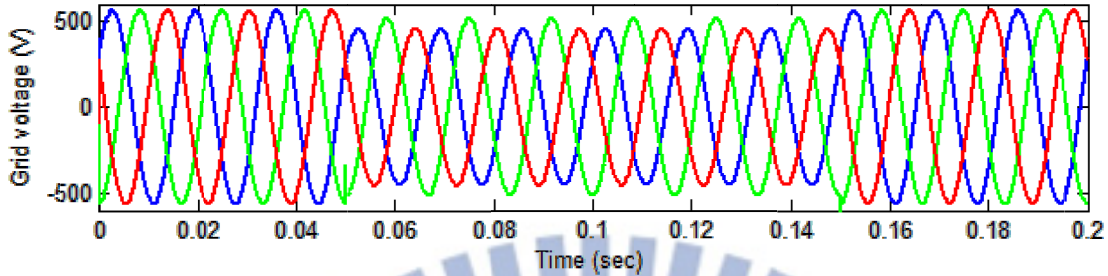


圖 3.20：不對稱電壓驟降，穩態 VUF = 8.7%

四種控制系統在不對稱電壓驟降時，補償電壓訊號的追蹤能力如圖 3.20 所示，由於不對稱電壓驟降會在同步旋轉座標產生兩倍基頻的訊號，因此系統的表現取決於控制器對弦波訊號追蹤的準確度。由圖 3.20(e)可知，在單同步旋轉座標的 PI 控制下，補償電壓沒辦法追上其參考值，系統的穩態誤差不理想。在正負相序 PI 控制系統中，由於擷取出的正負相序參考訊號都會是直流量(忽略擷取過程的暫態)，如圖 3.20(b)與(f)所示，因此系統能夠實現理論上的無誤差追蹤，但實際上正負相序 PI 控制需要時間去擷取正負相序訊號，而擷取造成的暫態交互影響著正相序控制器與負相序控制器的輸出，使系統有相對較長的暫態時間。PI+R 控制器的系統表現如圖 3.20(c)與(g)所示，受惠於諧振控制器在兩倍基頻的高增益，dq 座標的補償電壓能夠很快地追上其參考值，實現不對稱電壓驟降下的補償。LQR 控制器的系統表現如圖 3.20(d)與(h)所示，由於諧振控制器在兩倍基頻處提供高增益，再加上積分控制的引入，LQR 控制下的系統表現是四種控制器中最好的。整體來說，PI+R 控制具有很短的暫態，正負相序 PI 控制有很小的穩態誤差，但暫態時間不理想，而 LQR 控制則同時具備暫態短與穩態誤差小的特性；至於單同步旋轉座標的 PI 控制則不適用於不對稱電壓驟降的補償。

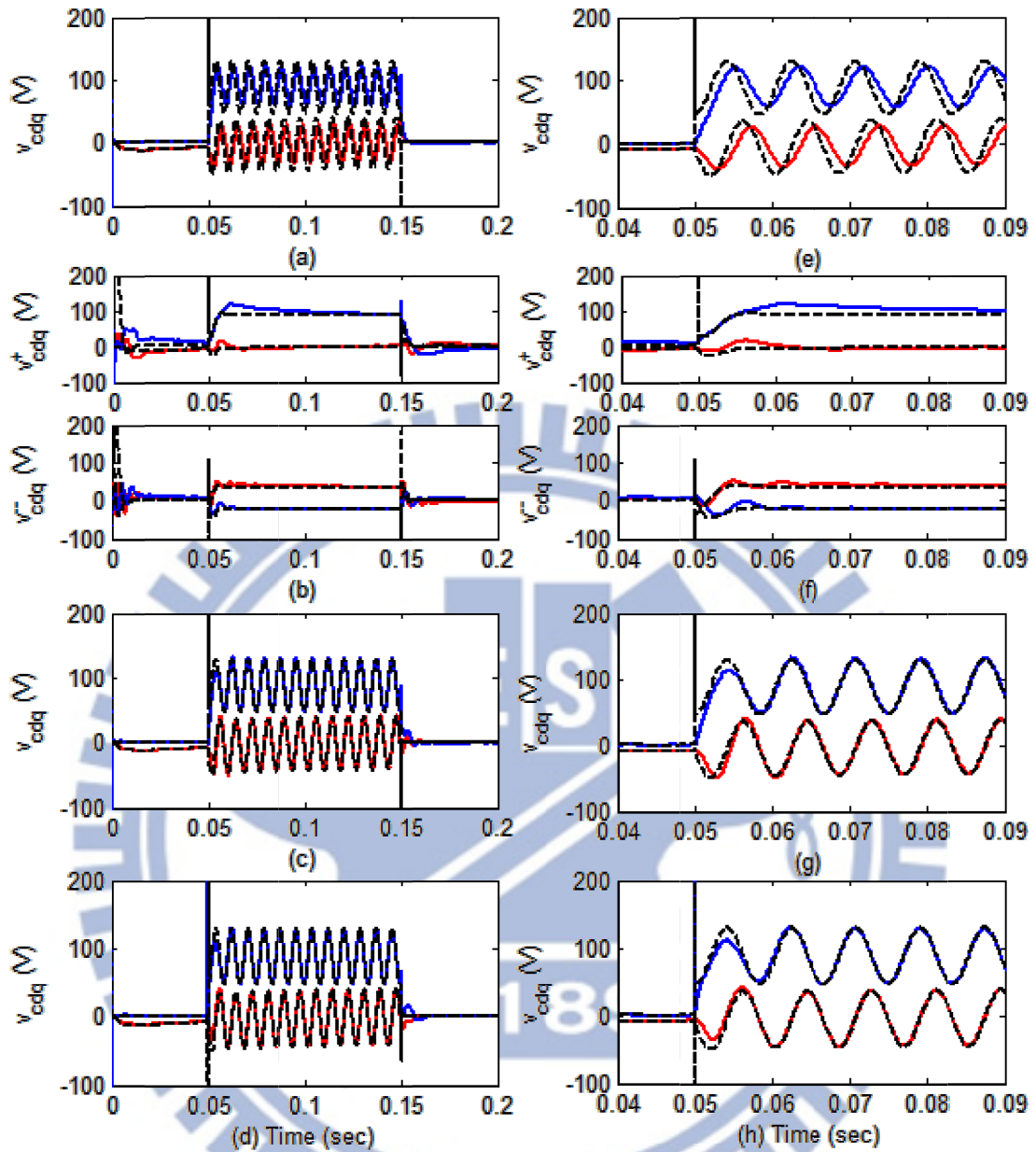


圖 3.21：(a)PI 控制、(b)正負相序 PI 控制、(c)PI+R 控制與(d)LQR 控制下的 dq 座標補償電壓(藍色與紅色實線)與補償電壓的參考值(黑色虛線)；(e)PI 控制、(f)正負相序 PI 控制、(g) PI+R 控制與(h)LQR 控制下的 dq 座標補償電壓放大圖

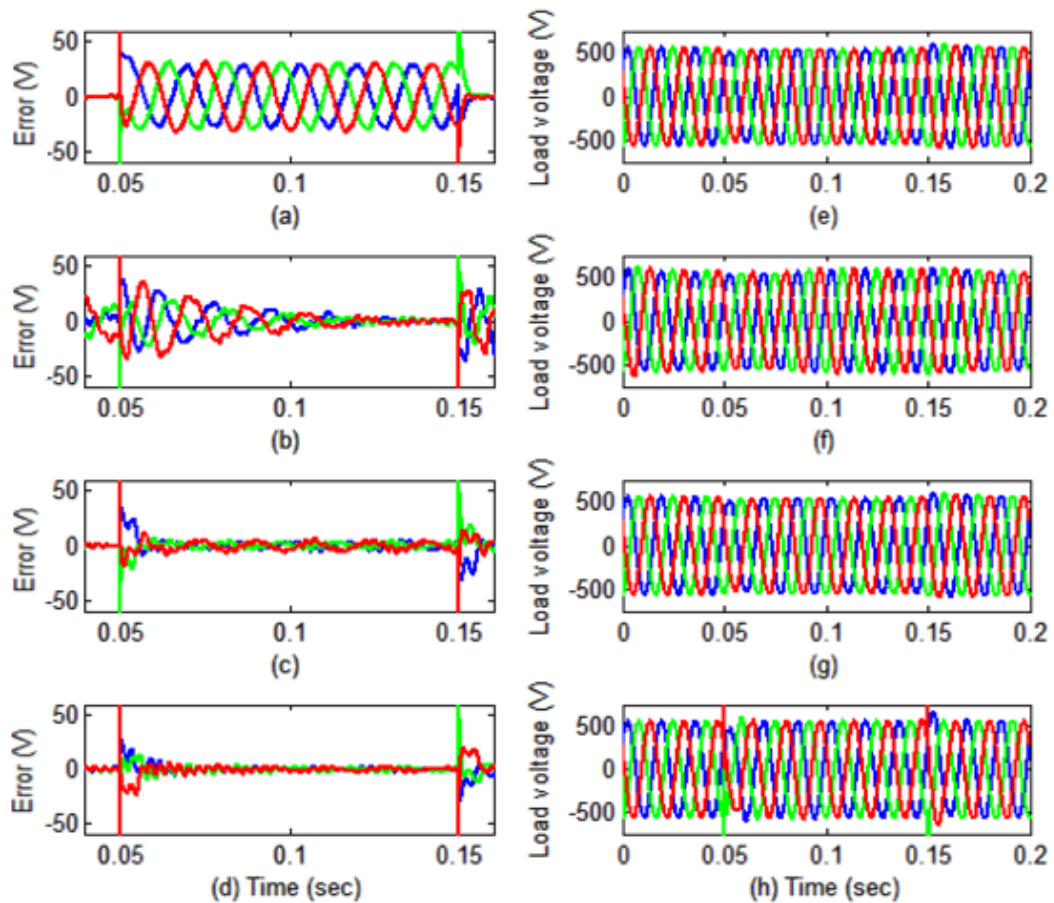


圖 3.22：(a)PI 控制、(b)正負相序 PI 控制、(c)PI+R 控制與(d)LQR 控制下的補償後負載電壓與其參考值的誤差；(e)PI 控制、(f)正負相序 PI 控制、(g) PI+R 控制與(h)LQR 控制下的補償後負載電壓

驟降型式 C：不對稱且帶有諧波失真的電壓驟降

除了前述兩種電壓驟降型式外，由於電力電子設備與非線性負載的大量使用，使得電網上諧波失真的問題日益嚴重，因此 DVR 對於電網上諧波污染的補償能力也是值得考慮的問題。第三種電壓驟降如圖 3.22 所示，其驟降條件和型式 B 類似，唯一的不同點在於驟降期間電網電壓帶有諧波失真，關於驟降條件的詳細說明如下

- (1) 穩態電壓不平衡因數為 8.7%的不對稱電壓驟降
- (2) 驟降期間電網電壓帶有失真因數 10.79%的五階諧波
- (3) 自 0.05 秒開始，持續時間為 100 毫秒

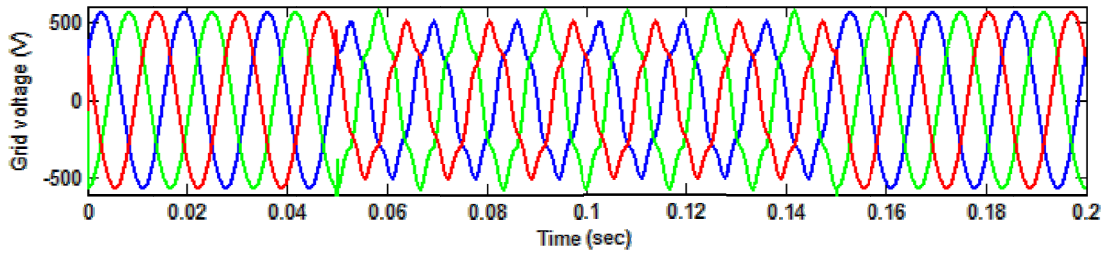


圖 3.23：不對稱且帶有諧波失真的電壓驟降

五階諧波從數學上看，會是一個與基頻訊號相反方向旋轉的弦波，可用

表 3.5 中的相位來說明。

	A	B	C	轉向
基頻	0°	120°	240°	正轉
三階諧波	0°	$120^\circ \times 3 \rightarrow 0^\circ$	$240^\circ \times 3 \rightarrow 0^\circ$	不旋轉
五階諧波	0°	$120^\circ \times 5 \rightarrow -120^\circ$	$240^\circ \times 5 \rightarrow -240^\circ$	反轉
七階諧波	0°	$120^\circ \times 7 \rightarrow 120^\circ$	$240^\circ \times 7 \rightarrow 240^\circ$	正轉

表 3.5：基頻訊號與常見諧波的相位關係與旋轉方向

在驟降型式 B 的模擬中，已經得到單同步旋轉座標的 PI 控制不適用於 DVR 控制的結論，因此底下僅討論正負相序 PI 控制、PI+R 控制以及 LQR 控制三種控制系統的表现。正負相序 PI 控制的系統響應如圖 3.23 所示，由於電壓驟降期間電網上存在負相序轉向的五階諧波，因此補償電壓的參考值勢必也會出現五階諧波來補償諧波失真，這個五階諧波在正相序的旋轉座標中會以六倍轉速的弦波出現，在負相序的旋轉座標中則以四倍轉速的弦波出現，如圖 3.23(a) 所示，上方正相序參考值出現六倍基頻訊號，下方負相序參考值則出現四倍基頻訊號，顯然此時正負相序中的 PI 控制已無法讓補償電壓追上六倍與四倍頻的參考訊號，使得系統表現不理想，穩態誤差會在標稱值的 10% 左右，見圖 3.23(b)。另一方面，PI+R 控制與 LQR 控制同樣因為對六倍基頻訊號追蹤能力不足，導致補償效果不佳，由圖 3.24(a) 與圖 3.25(a) 可發現補償電壓的參考值除了不對稱電壓驟降造成的兩倍基頻訊號外，還出現了六倍基頻訊號，而且補償電壓無法跟上六倍基頻的訊號變化，補償誤差如圖 3.24(b) 與圖 3.25(b) 所示，穩態誤差亦在標稱值的 10% 左右。

根據IEEE Std519-1922 所建議的標準[21]，一般電力系統的總諧波失真(total harmonic distortion, THD)必須小於5%，而單階諧波失真因數則必須小於3%。從圖 3.26(a)、圖 3.27(a)與圖 3.28(a)的模擬結果來看，補償後的負載電壓仍具有明顯的諧波，圖 3.26(b)、圖 3.27(b)與圖 3.28(b)計算了 0.06 秒開始五個週期內a相負載電壓的THD，由圖可知三種控制方式都無法滿足THD小於5%以及單階諧波失真因數小於3%之標準，故三種控制系統皆不適用於DVR補償帶有諧波失真的電壓驟降。表 3.6 整理並列出了DVR使用不同控制器在面對驟降型式為A、B與C時，補償後負載電壓的THD。

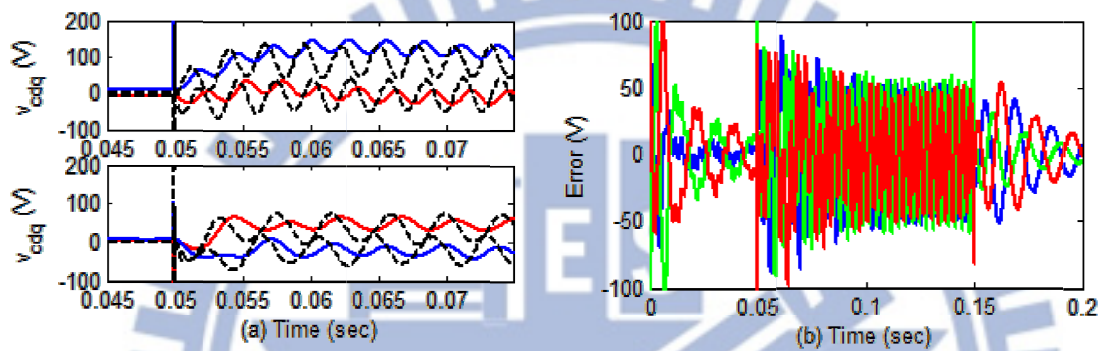


圖 3.24：正負相序 PI 控制下(a)dq 座標補償電壓放大圖與(b)補償後負載電壓與其參考值之誤差

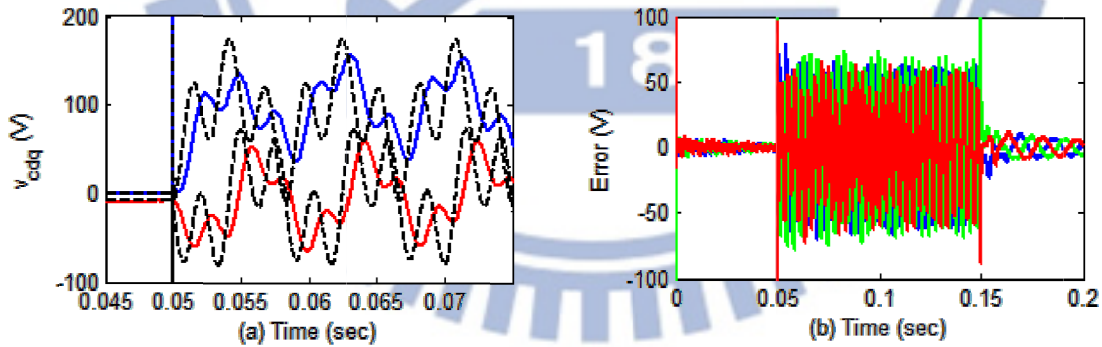


圖 3.25； PI+R 控制控制下(a) dq 座標補償電壓放大圖與(b)補償後負載電壓與其參考值之誤差

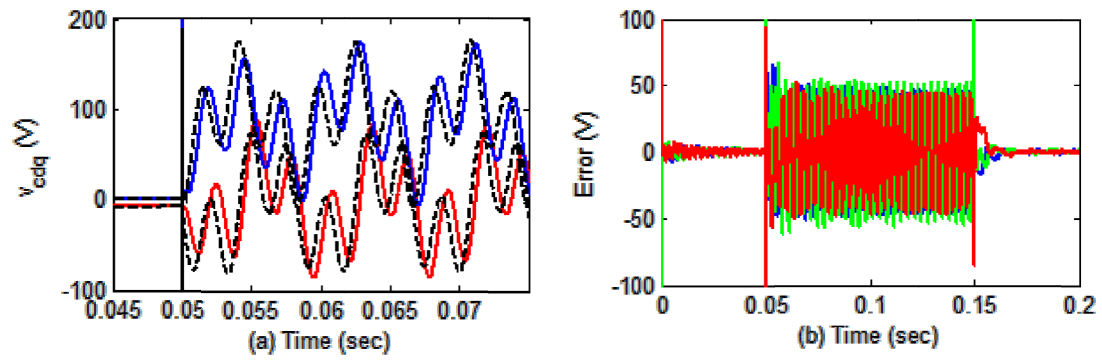


圖 3.26：LQR 控制控制下(a) dq 座標補償電壓放大圖與(b)補償後負載電壓與其參考值之誤差

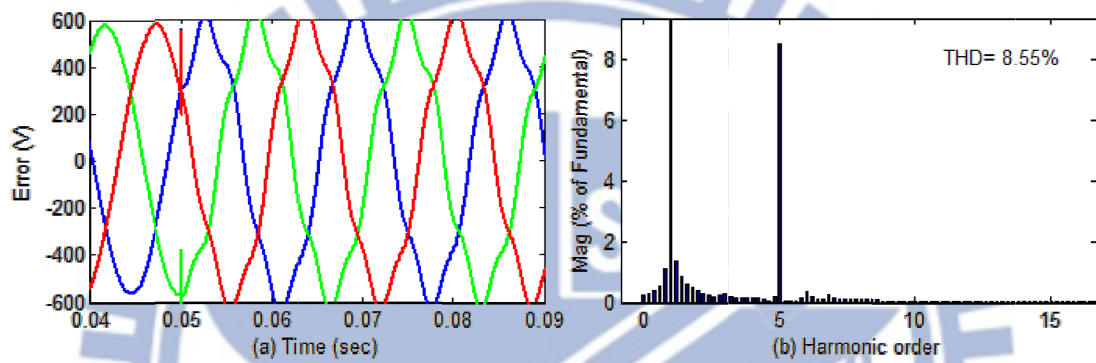


圖 3.27：正負相序 PI 控制下(a)補償後負載電壓放大圖與(b) 補償後負載電壓的 FFT 分析

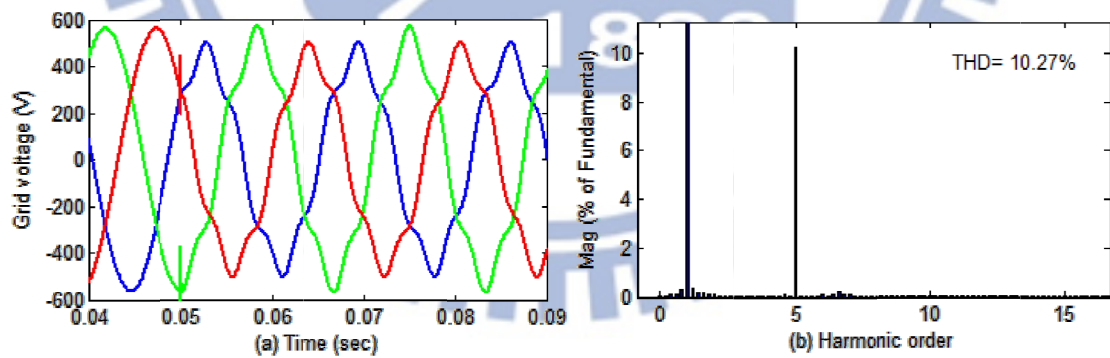


圖 3.28：PI+R 控制下(a)補償後負載電壓放大圖與(b)補償後負載電壓的 FFT 分析

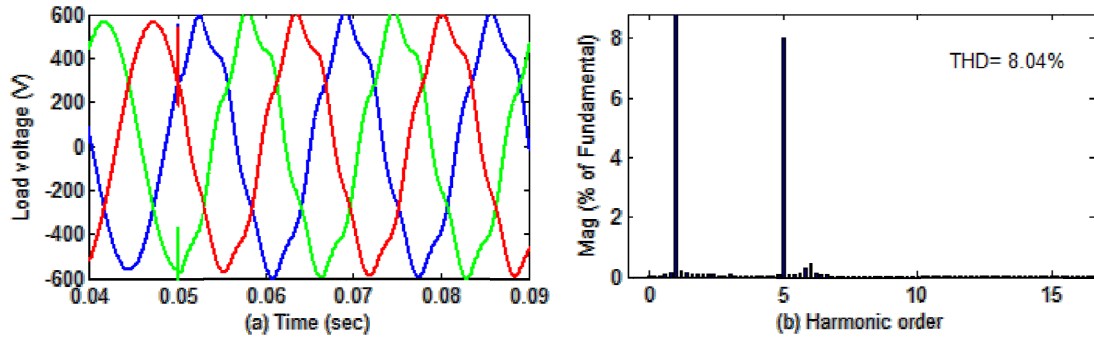


圖 3.29：LQR 控制下(a)補償後負載電壓放大圖與(b)補償後負載電壓的 FFT 分析

驟降型式 \ 控制器	控制器			
	PI	正負相序 PI	PI+R	LQR
A	2.77%	3.3%	2.61%	2.23%
B	0.17%	0.31%	0.2%	0.33%
C	--	8.55%	10.27%	8.04%

表 3.6：自 0.06 秒起五個週期內 a 相負載電壓的 THD

3.4.2 DVR 系統穩健性(robustness)的模擬

為了測試控制系統的穩健性，以下模擬將使用驟降型式 A，即瞬間深度 90% 的電壓驟降，同時將濾波器上電感 L_f 與電容 C_f 參數值減少 20%，並比較參數值改變前後的模擬結果。圖 3.29 比較了正負相序 PI 控制、PI+R 控制與 LQR 控制在參數改變前後的負載電壓，黑色虛線表示負載電壓的參考值，藍色實線為改變參數前的負載電壓，紅色實線為改變參數後的負載電壓，圖 3.29(a) 很明顯的看出改變參數後正負相序 PI 控制的補償效果變差了，圖 3.29(b) 中 PI+R 控制器的差異與圖 3.29(c) 中的 LQR 控制器則較不明顯，然而對照圖 3.30 中的補償誤差，可發現正負相序 PI 與 PI+R 兩種控制方法對於系統參數的改變都相當敏感，其原因為控制中使用的解耦合項需要精確的系統參數，若系統參數改變將導致解耦合不完全，帶來的後果就是控制精度下降，補償效果變差。另一方面，由於 LQR 控制中積分誤差的增益極大，耦合項相對來說對控制的影響較小，因此對系統參數變化具有較強的穩健性。

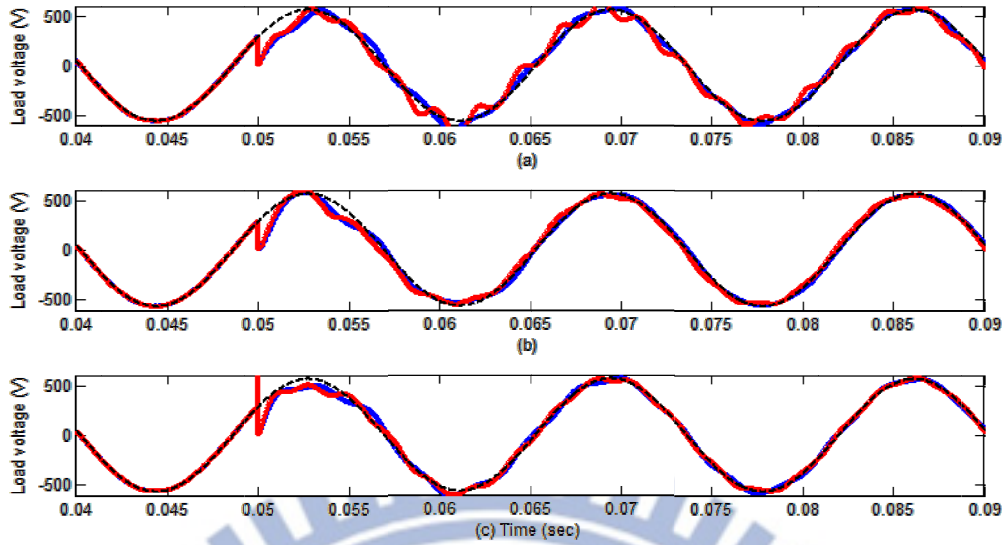


圖 3.30：DVR 使用(a)正負相序 PI 控制、(b)PI+R 控制與(c)LQR 控制下，補償後的 a 相負載電壓以及負載電壓之參考值

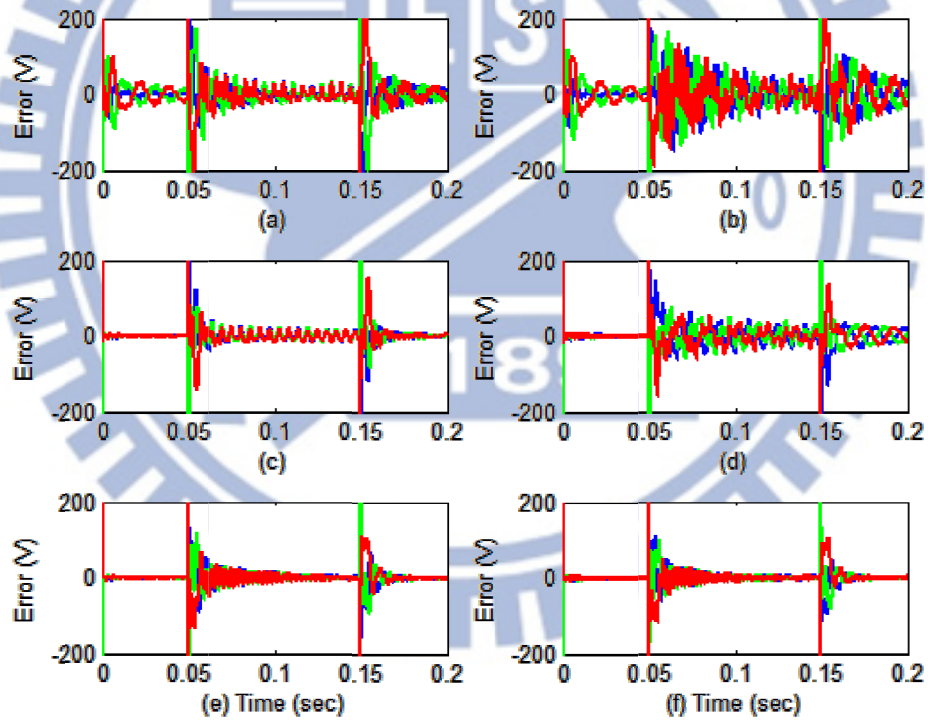


圖 3.31：(a)正負相序 PI 控制、(b)PI+R 控制與(c)LQR 控制下負載電壓與其參考值的誤差；參數值改變後(d)正負相序 PI 控制、(e)PI+R 控制與(f)LQR 控制下負載電壓與其參考值的誤差

3.5 討論

本章介紹了四種 DVR 在同步旋轉座標下的線性控制：從基本的單同步旋轉座標 PI 控制，擴展到正負相序的 PI 控制，並根據控制器的步階響應與閉迴路波德圖設計了 PI+R 控制器，之後還利用 LQR 的方式設計狀態回授控制器，根據模擬結果選擇適當的 \mathbf{Q} 和 \mathbf{R} 矩陣，最後使用 MATLAB 解出最佳回授增益 \mathbf{K} ，解決了正負相序擷取暫態過長與系統架構龐大的缺點。

3.4 節模擬了 DVR 使用不同控制器在面對三種驟降型式時的補償效果，模擬結果顯示基本的 PI 控制無法用於補償不對稱電壓，而正負相序 PI 控制雖然能使穩態誤差降低，但暫態響應卻會受限於正負相序的擷取速度，此外正負相序 PI 控制也因為系統較複雜，須進行正相序與負相序的座標轉換，使得暫態分析不易。相比之下 PI+R 控制器的架構簡單，具有很短的暫態以及簡單的控制架構，能夠有效補償不對稱電壓驟降。而 LQR 控制器引入了狀態空間的積分控制，能夠有效降低穩態誤差，除此之外還具有不錯的穩健性，是所有控制器中表現最好的，因此 LQR 控制適合用於 DVR 系統來補償對稱與不對稱電壓驟降。然而模擬結果亦顯示四種控制器都沒辦法補償帶有諧波失真的電壓驟降，補償後的負載電壓仍含有很高的總諧波失真，其原因在於控制器對高頻的增益不足。對於高階諧波的補償，論文[19]提出了藉由並聯更多諧振控制器來增加高頻增益的方式，以此方式修正(3.32)式的 LQR 控制輸入，加入補償高階諧波的諧振控制器，可以得到新的控制輸入為

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{e} + G_{R2}(s)\mathbf{e} + G_{R6}(s)\mathbf{e} \quad (3.35)$$

其中 $G_{R2}(s)$ 與 $G_{R6}(s)$ 表示諧振頻率在兩倍與六倍基頻的諧振控制器，使用(3.35)式的控制輸入除了使 DVR 系統能夠補償不對稱電壓驟降外，還能夠補償五階諧波污染，然而增加並聯諧振控制器的數量會使暫態響應惡化，同時亦會提高電路實作的成本，必須額外考慮是否符合效益。

整體評估 DVR 的線性控制方式，由於線性控制需要用到 dq 座標轉換，將使得微處理

機的計算時間拉長；控制系統引入解耦合項來提高控精度，卻降低系統對參數變化的穩健性；大制上線性控制適用於對稱與不對稱電壓補償，若想具備補償諧波污染的能力，則須仰賴更複雜的控制策略，例如重複控制(repetitive control)[22]、 H^∞ 控制[23]與最佳化預測控制(optimal predictive control)等[24]。除此之外，在本章的線性控制設計中，皆視PWM為一理想電壓源，即使用PWM的平均模型(average model)，然而實際上的PWM反流器是一個非線性且具有開關特性的系統，平均模型以一個工作週期(duty ratio)的平均輸出去近似PWM的不連續輸出，只適合描述在工作點附近的系統表現[25]，因此有必要考慮其他更合適的控制。

若考慮 PWM 本身為非線性的結構，那麼使用非線性的控制方式似乎是個可行的方法，其中可變結構控制(variable structure control)，或者稱為順滑模態控制(sliding mode control)，是一種具有強穩健性、良好動態響應以及能適應大範圍工作條件的控制方式。順滑模態控制已廣泛應用在電力電子的控制中，但其最大的缺點在切跳現象(chattering)導致高頻訊號會損害電子元件，若能克服切跳問題，則 DVR 在線性控制中的限制就能順利解決。關於順滑模態控制的詳細說明與分析將於下一章討論。

	PI	正負相序 PI	PI+R	LQR
暫態響應	√	Δ	√	√
系統架構	簡單	複雜 (需正負相序擷取)	普通	普通
不對稱電壓驟降補償能力	×	√	√	√
諧波失真補償能力	×	×	×	×
對系統參數變化的穩健性	--	×	Δ	√

√：表現優異，Δ：表現普通，×：表現拙劣

表 3.7：線性控制器的比較

第四章

動態電壓補償器之可變結構控制

上一章討論了 DVR 在同步旋轉座標下的線性控制設計，然而控制系統中使用的 dq 座標轉換耗費大量的運算，在實作中可能影響 DVR 的響應速度，因此本章將考慮把三相訊號分別控制，如此一來便能簡化成單相 DVR 來設計，降低了設計的複雜度。由於在線性控制器的模擬結果中，DVR 對高階諧波的補場效果不佳，為了改善系統表現，本章將使用非線性控制當中一種接近電子元件切換特性的控制方式，即可變結構控制 (variable structure control, VSC)，來完成 DVR 的控制。

可變結構控制是一種特殊的非線性控制，此控制方式係利用設計出的順滑函數 (sliding function) 來決定對應的不連續的控制輸入，使受控系統在兩個不同的子結構中不停切換，迫使其進入順滑模態 (sliding mode)，此時系統只能延著順滑面 (sliding surface) 運動，並往控制目標位置移動，因此可變結構控制又常稱為順滑模態控制 (sliding mode control, SMC)[26]。

4.1 單相 DVR 的數學模型

以第二章中推導出的 DVR 狀態方程式(2.1)式為基礎，進一步考慮將 DVR 的控制輸入改用電子元件的切換狀態去表示，則其狀態方程式可寫成

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_c \\ \dot{i}_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_f} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{dc}}{L_f} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_f} \\ 0 \end{bmatrix} i_g \quad (4.1)$$

其中 $u \in \{-1, +1\}$ 。由(4.1)式可得到 v_c 二次微分的關係式為

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\dot{v}_c &= \frac{d}{dt}\frac{1}{C_f}(i_f - i_g) = \frac{1}{C_f}\left[\left(-\frac{1}{L_f}v_c + \frac{V_{dc}}{L_f}u\right) - \frac{d}{dt}i_g\right] \\ &= -\frac{1}{L_f C_f}v_c + \frac{V_{dc}}{L_f C_f}u - \frac{d}{dt}i_g\end{aligned}\quad (4.2)$$

定義補償電壓誤差以及其一次微分為

$$\begin{aligned}e &= v_c - v_c^* \\ \dot{e} &= \dot{v}_c - \dot{v}_c^*\end{aligned}\quad (4.3)$$

其中 v_c^* 為補償電壓的參考值， \dot{v}_c 為其微分，實際上補償電壓的微分 \dot{v}_c 通常會用電流訊號 i_f 與 i_g 來估測，即

$$\dot{v}_c = \frac{1}{C_f}(i_f - i_g)\quad (4.4)$$

於是由(4.2)式可寫出新的狀態方程式如下

$$\begin{bmatrix} \dot{e} \\ \ddot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{L_f C_f} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{dc}}{L_f C_f} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_f} \frac{d}{dt}i_g + \frac{1}{L_f C_f}v_c^* - \frac{d}{dt}v_c^* \end{bmatrix}\quad (4.5)$$

或者寫成

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}\mathbf{e} + \mathbf{B}u + \mathbf{d}\quad (4.6)$$

其中 $\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix}$ ， $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{L_f C_f} & 0 \end{bmatrix}$ ， $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{dc}}{L_f C_f} \end{bmatrix}$ 以及 $\mathbf{d} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_f} \frac{d}{dt}i_g + \frac{1}{L_f C_f}v_c^* - \frac{d}{dt}v_c^* \end{bmatrix}$ ，視

並向量 \mathbf{d} 為擾動項。

4.2 DVR 使用傳統順滑模態控制

4.2.1 控制輸入設計

對於(4.6)式的系統，設計順滑函數 \mathbf{s} 為

$$\mathbf{s} = \mathbf{C}\mathbf{x} = [1 \quad k]\mathbf{x} \quad (4.7)$$

其中 k 為一大於零之實數。當系統處於順滑模態 $\mathbf{s} = e + ke = 0$ 時，狀態變數 e 將會呈指數項遞減，即

$$e(t) = e(0)\exp(-t/k) \quad (4.8)$$

顯然當 k 值越小，誤差收斂越快，然而過小的 k 值會讓誤差收斂過程需要很大的控制輸入，不符合實際系統中補償電壓有限的輸出範圍，而導致系統的狀態變數發生振盪，詳細分析將於第四章 4.2.3 節說明。

一般來說，順滑模態的產生會經過兩個過程：迫近模態與順滑模態。為了讓系統在有限時間從迫近模態進入順滑模態，使用迫近順滑條件如下

$$\mathbf{s}\dot{\mathbf{s}} < -\sigma|\mathbf{s}| \quad (4.9)$$

其中 $\sigma > 0$ 。計算順滑函數的一次微分如下

$$\dot{\mathbf{s}} = \mathbf{C}\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{C}(\mathbf{A}\mathbf{e} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{d}) \quad (4.10)$$

為了符合迫近順滑條件(4.9)式，令一種理想控制輸入 u_{ctrl} 如下

$$u_{ctrl} = (\mathbf{CB})^{-1}(-\mathbf{CA}\mathbf{e} - \mathbf{d}) - (\sigma + \delta)\text{sign}(\mathbf{s}) \quad (4.11)$$

其中 $\delta \geq 0$ 。將(4.11)式的 u_{ctrl} 代入(4.10)式的 u 後可得

$$\dot{\mathbf{s}} = -(\sigma + \delta)\text{sign}(\mathbf{s}) \quad (4.12)$$

則

$$\mathbf{s}\dot{\mathbf{s}} = \mathbf{s}[-(\sigma + \delta)\text{sign}(\mathbf{s})] \leq -\sigma|\mathbf{s}| \quad (4.13)$$

顯然理想控制輸入(4.11)式可以保證迫近順滑條件(4.9)式成立，所以系統能在有限時間進入順滑模態。此外，根據等效控制原理[26]，(4.11)式可以寫成

$$u_{ctrl} = u_{eq} + u_{sw} \quad (4.14)$$

其中 $u_{eq} = (\mathbf{CB})^{-1}(-\mathbf{CA}\mathbf{e} - \mathbf{d})$ ， $u_{sw} = -(\sigma + \delta)\text{sign}(\mathbf{s})$ 。由(4.14)式可發現， u_{sw} 是一個理想的切換函數，當系統處於順滑模態 $\mathbf{s} = 0$ 時，會發生無限高頻的切換動作，在現實世界切

換速度有限的情況下，就會面臨切跳現象的問題。常見的解決方式是引入順滑層的概念，將 $sign(s)$ 函數修正為

$$sat(s) = \begin{cases} sign(s) & , |s| > \varepsilon \\ s / \varepsilon & , |s| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (4.15)$$

在 DVR 系統中，實際的控制輸入 u 是將 u_{ctrl} 送入 PWM 與載波比較後得到的開關情況，此時 $u \in \{-1, +1\}$ 。

4.2.2 理想控制輸入 u_{ctrl} 的修正

從(4.11)式可發現，理想控制輸入中包含了擾動項 d 的計算，而擾動項中存在電網電流的一次微分 \dot{i}_g 以及補償電壓參考值的二次微分 \ddot{v}_c^* ，由於微分器屬於高通濾波器，易受雜訊影響，應盡量減少使用，因此修正(4.11)式的理想控制輸入如下

$$u_{ctrl} = -sat(s) \quad (4.16)$$

實際的控制輸入 u 仍是將理想控制輸入 u_{ctrl} 送入 PWM 與載波比較後得到的開關情況，修正後的 u_{ctrl} 不需要太複雜的計算，也能避免微分帶來的雜訊困擾問題。本論文將使用把 $-sat(s)$ 訊號送入固定頻率 PWM 中調變的控制方法，稱為 PWM 固定頻率操作法 (constant frequency operation)[27]。

4.2.3 改變 k 值對順滑模態存在區域的影響[28]

在順滑函數 s 的設計中， k 是唯一可以調整的參數， k 與順滑面 $s = 0$ 的關係如圖 4.1 所示。由可圖 4.1 知，當 k 越小，順滑面越靠近 \dot{e} 軸，代表系統收斂速度越快，追蹤表現越好，但同時也因為 $s = 0$ 離 \dot{e} 軸較近，使得系統軌跡須要更長的時間才能來到 $s = 0$ ，意即系統處於不具穩健性的迫近模態的時間隨著 k 越小而拉長。

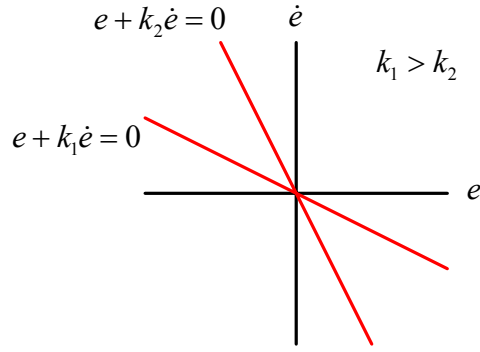


圖 4.1：參數 k 與順滑面 $s = 0$ 之關係

接下來討論 k 值與順滑模態存在區域的關係，考慮 $u = -\text{sign}(s)$ 的情況，令一

Lyapunov 函數 $V = \frac{1}{2} \mathbf{s}^2$ 滿足條件

$$\dot{V} < 0 \quad (4.17)$$

則

$$\dot{V} = \mathbf{s}\dot{\mathbf{s}} = \mathbf{s}(\mathbf{CAe} + \mathbf{CBu} + \mathbf{Cd}) < 0 \quad (4.18)$$

當 $\mathbf{s} < 0$ 時， $u = +1$ ，為了滿足(4.18)式，必須使 $\dot{\mathbf{s}} = (\mathbf{CAe} + \mathbf{CBu} + \mathbf{Cd}) < 0$ ，因此整理後可得到第一個不等式為

$$\left(\dot{e} - \frac{k}{L_f C_f} e + \frac{k V_{dc}}{L_f C_f} - \frac{k}{C_f} \frac{d}{dt} i_g + \frac{k}{L_f C_f} v_c^* - k \dot{v}_c^* \right) > 0, \mathbf{s} < 0 \text{ and } u = +1 \quad (4.19)$$

當 $\mathbf{s} > 0$ 時， $u = -1$ ，為了滿足(4.18)式，必須使 $\dot{\mathbf{s}} = (\mathbf{CAe} + \mathbf{CBu} + \mathbf{Cd}) > 0$ ，因此整理後可得到第二個不等式為

$$\left(\dot{e} - \frac{k}{L_f C_f} e - \frac{k V_{dc}}{L_f C_f} - \frac{k}{C_f} \frac{d}{dt} i_g + \frac{k}{L_f C_f} v_c^* - k \dot{v}_c^* \right) > 0, \mathbf{s} > 0 \text{ and } u = -1 \quad (4.20)$$

將(4.19)式與(4.20)式合併可得

$$\begin{cases} \dot{e} - k \left(\frac{1}{L_f C_f} e + \frac{V_{dc}}{L_f C_f} - D \right) > 0, \mathbf{s} < 0 \\ \dot{e} - k \left(\frac{1}{L_f C_f} e - \frac{V_{dc}}{L_f C_f} - D \right) > 0, \mathbf{s} > 0 \end{cases} \quad (4.21)$$

其中 $D = \frac{1}{C_f} \frac{d}{dt} i_g + \frac{1}{L_f C_f} v_c^* - \dot{v}_c^*$ ，為一時變函數。

(4.21)式給出了當反流器輸出電壓有上下限為 $\pm V_{dc}$ 時，順滑模態存在的條件，根據此條件繪出順滑模態存在區域的示意圖如圖 4.2 所示，其中

$$\begin{aligned} L_1 &= \dot{e} - k \left(\frac{1}{L_f C_f} e + \frac{V_{dc}}{L_f C_f} - D \right) \\ L_2 &= \dot{e} - k \left(\frac{1}{L_f C_f} e - \frac{V_{dc}}{L_f C_f} - D \right) \end{aligned} \quad (4.22)$$

圖 4.2 畫出了(4.21)式的兩個限制條件，其一是 $L_1 > 0$ 與 $s < 0$ ，表示於圖 4.2 的紅色區域；其二是 $L_2 < 0$ 與 $s > 0$ ，表示於圖 4.2 的綠色區域。在紅色區域與綠色區域，系統軌跡遵守 $\dot{V} = s\dot{s} < 0$ ，會持續往 $s = 0$ 移動，因此在紅綠交界的深色區域的順滑面上，兩側皆遵守迫近條件 $\dot{V} < 0$ ，於是順滑模態存在。圖中線段 AB 的長度(即存在區域的長度)與 k 值有關，可藉由解下列聯立方程式來得到

$$\begin{cases} s = 0 \\ L_1 = 0 \end{cases} \text{ 與 } \begin{cases} s = 0 \\ L_2 = 0 \end{cases}$$

稍作計算可得 A 點與 B 點在相平面上的位置

$$\begin{aligned} A &= \left(\frac{(V_{dc} + L_f C_f D)k^2}{L_f C_f + k^2}, \frac{-(V_{dc} + L_f C_f D)k}{L_f C_f + k^2} \right) \\ B &= \left(\frac{-(V_{dc} + L_f C_f D)k^2}{L_f C_f + k^2}, \frac{(V_{dc} + L_f C_f D)k}{L_f C_f + k^2} \right) \end{aligned}$$

於是線段 AB 長度為

$$\overline{AB} = \sqrt{\frac{4V_{dc}^2 k^4 + 4V_{dc}^2 k^2}{L_f^2 C_f^2 + 2L_f C_f k^2 + k^4}}$$

將上式對 k 作微分找出最大值後，我們發現在 $0 < k \leq \sqrt{\frac{L_f C_f}{1 - 2L_f C_f}}$ 的範圍內，AB 長度隨 k

值增加而增加。當 k 值很大時， $L_1 = 0$ 與 $L_2 = 0$ 兩條線的斜率就越大，換句話說，隨著 k

值的增加， $L_1=0$ 和 $L_2=0$ 兩條線與 \dot{e} 軸相交的位置便離原點越遠，使得滿足(4.21)式的區域變寬，因此系統可以在離原點很遠的地方就進入順滑模態，如圖 4.2(a)所示。相反地，當 k 越小時，順滑模態存在的區域就越窄，因此當系統軌跡在深色區域以外的地方進入 $s=0$ 時，系統軌跡並不會維持在 $s=0$ 上，而是繼續往下一個紅色或綠色區域移動，在進入下一個紅色或綠色區域後系統軌跡一樣遵守 $\dot{V} < 0$ 往 $s=0$ 移動，之後跨越 $s=0$ 再繼續往下一個紅色或綠色區域移動，如此軌跡不斷反覆振盪直到碰觸深色區域的順滑面進入順滑模態，如圖 4.2(b)所示。

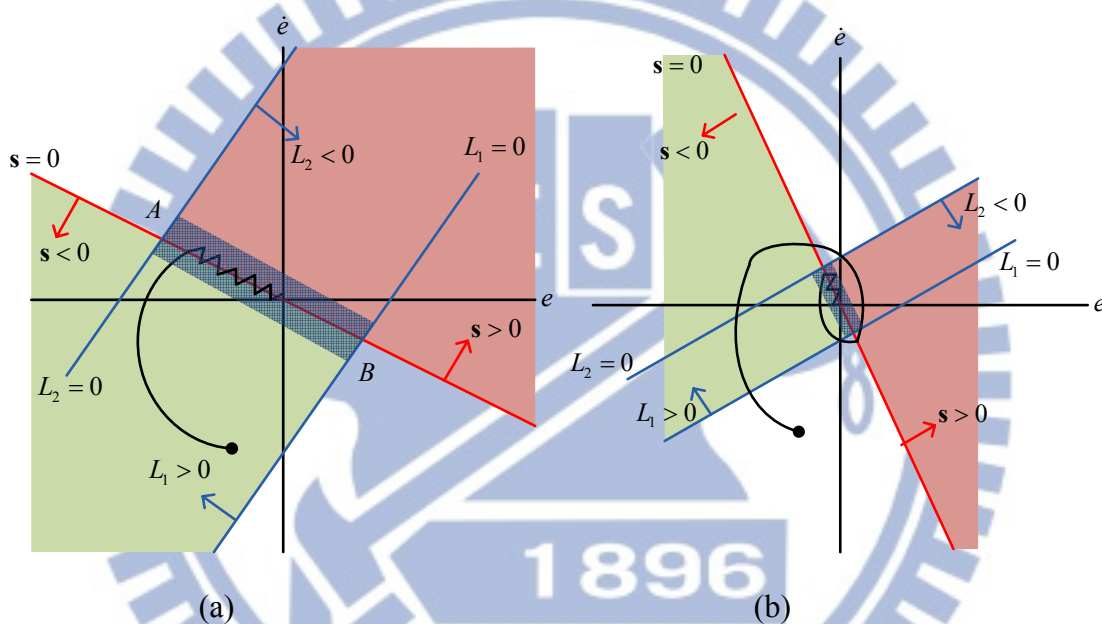


圖 4.2：兩種不同 k 值下順滑模態的存在區域，使用(a)大 k 值與(b)小 k 值

4.2.4 傳統順滑模態控制所遭遇的問題

DVR 控制與反流器的控制方式大抵相似，兩者間最大的不同在於反流器的追蹤訊號是已知的弦波，而 DVR 補償電壓的參考值卻是隨時在改變的。而這樣的差異會在 DVR 控制系統計算誤差訊號 $e = v_c - v_c^*$ 與 $\dot{e} = \dot{v}_c - \dot{v}_c^*$ 時產生麻煩：在 DVR 與反流器控制中，補償電壓 v_c 以及其參考值 v_c^* 都可以很簡單地得到，而補償電壓的微分項 \dot{v}_c 通常會用流過濾波器電容的電流訊號 i_c 去估測，即

$$\dot{v}_c = \frac{1}{C_f} i_c = \frac{1}{C_f} (i_f - i_g)$$

其中流經濾波器電感的電流 i_f 會因為反流器電子元件的切換特性，具有很高的不連續性，使得估測出的補償電壓微分項帶有很多高頻，影響控制精度。同樣地，補償電壓參考值的微分 \dot{v}_c^* 也有類似問題，由於在反流器控制中，參考值 v_c^* 是一個 60Hz 頻率的正弦波，其微分項顯然可以預見為一餘弦波；但在 DVR 系統中， \dot{v}_c^* 除了是基頻的弦波訊號外，也可能是各階諧波混雜在一起。在補償訊號參考值 v_c^* 不確定的情況下，控制系統不可避免地一定要使用微分器，而微分器對於雜訊非常敏感，往往會讓系統響應惡化。因此，在 DVR 的滑模控制中，必須想辦法消滅微分項 \dot{v}_c 以及 \dot{v}_c^* 可能帶來的高頻干擾，這是第一個問題。

另外一個問題可由 4.2.3 節的結果發現，儘管較小的 k 值可以是系統軌跡快速回到原點，但同時也縮小順滑模態的存在區域，可能導致暫態時間拉長，因此適當地選擇順滑函數的參數 k 才能夠保證系統響應良好。然而適當參數的選擇仰賴設計者的經驗以及長時間的試誤過程，為了改善系統響應，本論文將引入其他設計規則，此規則將於下一節作介紹。

4.3 DVR使用二階切換面的邊界控制[29, 30]

在 4.2.3 節並沒有詳細推導有限輸出電壓下，順滑模態的存在區域，因此本節將引入邊界控制(boundary control)的概念，利用推導出的二階切換面來找到一個近似的順滑模態存在區域。

論文[29]使用邊界控制方式，分析一個開關週期內各個狀態變數的變化情況，並推導出一個二階切換面來近似理想的切換面，最後根據這個二階切換面來決定元件開關狀況，達成了DVR系統快速響應。圖 4.3 為單相DVR簡化後的電路圖。圖 4.4 畫出了輸入控制 u 、補償電壓 v_c 、濾波器電感電流 i_f 以及濾波器電容電流 i_c 的關係，其中 $i_c = i_f - i_g$ 。

圖 4.4 中 $t=t_1$ 時，輸入控制 u 切換為 -1 ，此時

$$\begin{aligned} i_c &= C_f \dot{v}_c \\ -V_{dc} - v_c &= L_f \frac{d}{dt} i_f \end{aligned} \quad (4.23)$$

若元件切換頻率很高(遠高於電頻 60Hz)，可假設電網電流 i_g 為常數，則

$$\frac{d}{dt} i_c = \frac{d}{dt} i_f = \frac{-V_{dc} - v_c}{L_f} \Rightarrow dt = -\frac{L_f}{V_{dc} + v_c} di_c \quad (4.24)$$

又

$$\Delta v_{c,1} = v_{c,\max} - v_c(t_1) = \frac{1}{C_f} \int_{t_1}^{t_2} i_c dt \quad (4.25)$$

將(4.24)式代入(4.25)式，且由圖可知 $i_c(t_2)=0$ ，整理可得控制輸入 u 切換至 -1 的條件為

$$v_c(t_1) \geq v_{c,\max} - \frac{L_f}{2C_f(V_{dc} + v_c)} i_c^2(t_1) \quad (4.26)$$

圖 4.4 中 $t=t_3$ 時，輸入控制 u 切換為 $+1$ ，此時

$$\begin{aligned} i_c &= C_f \dot{v}_c \\ V_{dc} - v_c &= L_f \frac{d}{dt} i_f \end{aligned} \quad (4.27)$$

同樣假設電網電流 i_g 為常數，則

$$\frac{d}{dt} i_c = \frac{d}{dt} i_f = \frac{V_{dc} - v_c}{L_f} \Rightarrow dt = \frac{L_f}{V_{dc} - v_c} di_c \quad (4.28)$$

又

$$\Delta v_{c,2} = v_{c,\min} - v_c(t_3) = \frac{1}{C_f} \int_{t_3}^{t_4} i_c dt \quad (4.29)$$

將(4.28)式代入(4.29)式，且由圖 4.4 可知 $i_c(t_4)=0$ ，整理可得控制輸入 u 切換至 $+1$ 的條件為

件為

$$v_c(t_3) \leq v_{c,\min} + \frac{L_f}{2C_f(V_{dc} - v_c)} i_c^2(t_1) \quad (4.30)$$

根據(4.26)式與(4.30)兩式，再假設 $v_{c,\max} = v_{c,\min} = v_c^*$ ，可推導出一個二階切換面 s_2 如下

$$s_2 = \begin{cases} k_1 i_c^2 + (v_c - v_c^*), & i_c > 0 \\ -k_2 i_c^2 + (v_c - v_c^*), & i_c < 0 \end{cases} \quad (4.31)$$

其中 $k_1 = \frac{L_f}{2C_f(V_{dc} + v_c)}$ 以及 $k_2 = \frac{L_f}{2C_f(V_{dc} - v_c)}$ 。最後將上式改寫成為

$$s_2 = c_2 i_c^2 + (v_c - v_c^*) \quad (4.32)$$

其中 $c_2 = \frac{k_1}{2}[1 + \text{sign}(i_c)] - \frac{k_2}{2}[1 - \text{sign}(i_c)]$ 。

得到二階切換面後，一般來說會以此切換面作為開關切換的依據，即

$$u = -\text{sign}(s_2) \quad (4.33)$$

然而在(4.33)式的情況下，電子元件開關的切換頻率並不固定，使得實作上出現困難[31]。為了解決此問題，本論文將根據 4.2.2 節的修正方式，採用 PWM 固定頻率操作法，並設計理想控制輸入 u_{ctrl} 為

$$u_{ctrl} = -\text{sat}(s_2) \quad (4.34)$$

其中

$$\text{sat}(s_2) = \begin{cases} 1 & , s_2 / \varepsilon > 1 \\ s_2 & , -1 \leq s_2 / \varepsilon \leq 1 \\ -1 & , s_2 / \varepsilon < -1 \end{cases}$$

推導過程中假設 $v_{c,\max} = v_{c,\min} = v_c^*$ ，因此這個二階切換面在越接近原點的地方，就越近似理想切換面。對於順滑模態控制來說，此切換面就近似有限輸出電壓下順滑模態存在區域的邊界，若系統軌跡位於第二象限，則在 $s_2 \leq 0$ 的區域存在順滑模態；當系統軌跡位於第四象限時，則在 $s_2 \geq 0$ 的區域存在順滑模態，如圖 4.5 所示。

由於 PWM 固定頻率操作法的使用，會造成邊界控制的特性消失，因此嚴格來說，

在修正理想控制輸入為(4.34)式後，就不能算是邊界控制了，反而比較偏向是使用二階
 順滑面的順滑模態控制，但為了與順滑模態有所區別，往後仍會以邊界控制稱之。此控
 制方式使用較高階的切換面，能夠加快系統響應速度，不過其缺點在於切換面的計算包
 含了電壓微分項的平方(即 i_c^2)，使得送入 PWM 的理想控制輸出 u_{ctrl} 存在高比例的高頻，
 也就是說，若直接以切換平面 s_2 來當作開關切換條件，將導致輸出的補償電壓含有較高
 的諧波。為了改善邊界控制可能產生的問題，在下一節，本論文將引入二階切換面 s_2 的
 限制，提出一種基於時變順滑面的順滑模態控制方式，此控制方式能夠有效抑制微分後
 高頻訊號對理想控制輸入的影響，同時維持和邊界控制相近的暫態響應速度。

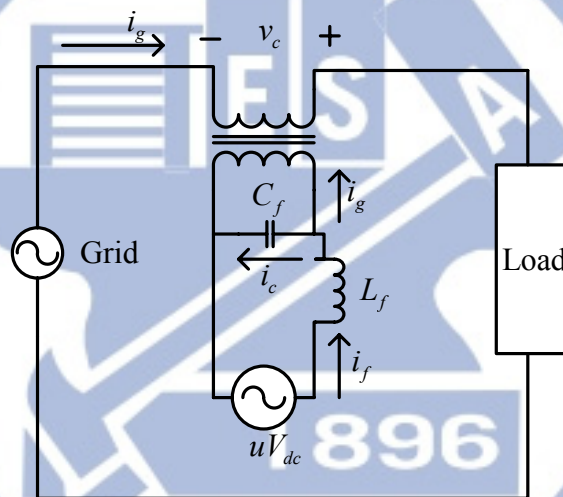


圖 4.3：簡化的單相 DVR 電路圖

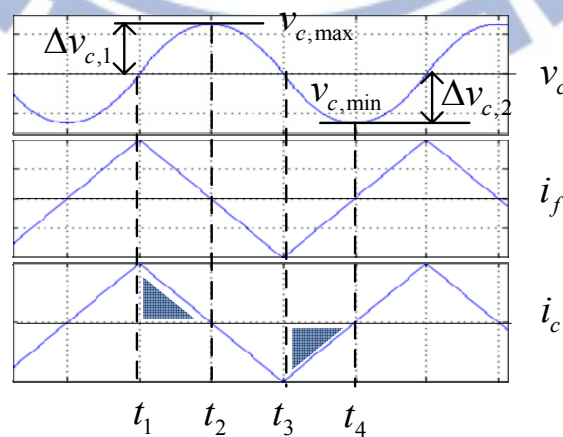


圖 4.4：補償電壓、電感電流與電容電流之波形示意圖

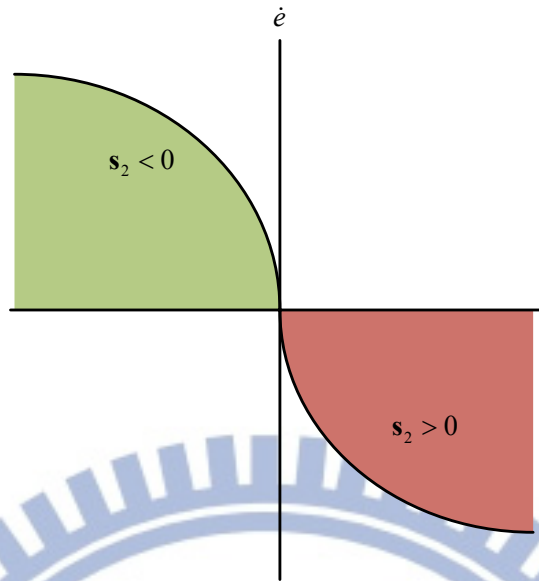


圖 4.5：二階切換面 s_2 與順滑模態存在區域的示意圖

4.4 DVR 使用時變順滑面的順滑模態控制

順滑模態是一種具有強大穩健性的控制方式，然而其穩健性只有在系統進入順滑模態 $s=0$ 後才會展現。換句話說，當系統處於迫近模態時，系統對於參數變化以及干擾都相當敏感。因此，若能縮短迫近模態的時間，那麼系統的穩健性就能得到提升，使控制效果更好。時變順滑面正是一種能夠有效縮短迫近模態時間的方法，本論文設計的時變順滑面會依據系統當下軌跡的位置而改變其斜率，使系統最快速度進入順滑模態 $s=0$ 。

有關時變順滑面的研究，早在 1995 年[32]就利用連續時變順滑面完成了二階非線性系統的快速追蹤控制的模擬，並保證系統在追蹤過程的穩健性。在時變順滑面應用於反流器的文獻與研究方面，論文[28]使用模糊理論來調整順滑面的斜率，並應用在單相 UPS 反流器的控制上，使系統整體響應速度變快。論文[33]一樣利用時變順滑面的順滑模態控制來控制單相反流器輸出正弦波，其模擬結果表示使用時變順滑面能夠縮短系統迫近模態的時間，提高系統的穩健性。如同 4.2.4 節所述，由於 DVR 的追蹤目標不會只是一個固定振幅的弦波，因此在時變順滑面的設計上，要考慮的因素會比上述反流器控制來得多。本節將從控制輸入的設計開始，並利用邊界控制的二階切換面找出一個近似的順滑模態存在區域，提出一種根據系統狀態位置調整順滑面參數的方式去控制 DVR 系統。

4.4.1 使用時變順滑面時理想控制輸入的設計

定義一個時變的順滑函數如下

$$\mathbf{s} = \mathbf{e} + k(t)\dot{\mathbf{e}} \quad (4.35)$$

將順滑函數微分可得

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{s}} &= \dot{\mathbf{e}} + k(t)\ddot{\mathbf{e}} \\ &= \dot{\mathbf{e}} + k(t) \left(-\frac{1}{L_f C_f} \mathbf{e} + \frac{V_{dc}}{L_f C_f} - \frac{1}{C_f} \frac{d}{dt} i_g + \frac{1}{L_f C_f} v_c^* - k\dot{v}_c^* \right) \end{aligned} \quad (4.36)$$

在 $\dot{\mathbf{s}}=0$ 時，順滑模態的等效控制為

$$u_{eq} = -\frac{1}{k(t)} \dot{\mathbf{e}} - \frac{L_f C_f}{V_{dc}} \left(\frac{1}{L_f C_f} \mathbf{e} + \frac{1}{C_f} \frac{d}{dt} i_g - \frac{1}{L_f C_f} v_c^* + \dot{v}_c^* \right) \quad (4.37)$$

設計切換項的輸入為

$$u_{sw} = -(\sigma + \delta) \text{sign}(\mathbf{s}) \quad (4.38)$$

其中 σ 與 δ 皆大於零，則理想控制輸入為

$$u_{ctrl} = u_{eq} + u_{sw} \quad (4.39)$$

在(4.39)式的控制輸入下，系統軌跡會遵守迫近順滑條件(4.9)式。最後根據4.2.2節的修正方式，設計理想控制輸入 u_{ctrl} 為

$$u_{ctrl} = -\text{sat}(\mathbf{s}) \quad (4.40)$$

其中

$$\text{sat}(\mathbf{s}) = \begin{cases} \text{sign}(\mathbf{s}) & , |\mathbf{s}| > \varepsilon \\ \mathbf{s} / \varepsilon & , |\mathbf{s}| \leq \varepsilon \end{cases}$$

再一次提到，實際的控制輸入 u 是理想控制輸入 u_{ctrl} 送進PWM與載波比較後得到的開關情況， $u \in \{-1, +1\}$ 。

4.4.2 時變順滑函數的設計

本論文提出的時變順滑函數有八個設計規則，列於下方。

- (1) 當 $|s| < \varepsilon$ 且條件(2)與(3)不滿足時， $k(t)$ 降低。
- (2) 當 $|s| < \varepsilon$ 且 (e, \dot{e}) 位於第二象限，而 $s_2 > -\alpha$ 時， $k(t)$ 增加，其中 $\alpha > 0$ 。
- (3) 當 $|s| < \varepsilon$ 且 (e, \dot{e}) 位於第四象限，而 $s_2 < \alpha$ 時， $k(t)$ 增加，其中 $\alpha > 0$ 。
- (4) 當 $|s| \geq \varepsilon$ 且 (e, \dot{e}) 位於第二象限時，若 $s_2 < -\alpha$ ，則順滑面往 (e, \dot{e}) 靠近，否則 $k(t)$ 上升。
- (5) 當 $|s| \geq \varepsilon$ 且 (e, \dot{e}) 位於第四象限時，若 $s_2 > \alpha$ ，則順滑面往 (e, \dot{e}) 靠近，否則 $k(t)$ 上升。
- (6) 當 (e, \dot{e}) 位於第一與第三象限時， $k(t)$ 上升。
- (7) 當 (e, \dot{e}) 靠近原點時， $k(t)$ 降低。
- (8) $5 \times 10^{-5} \leq k(t) \leq 5 \times 10^{-4}$

根據上述規則，當系統位於順滑層內時， $k(t)$ 降低，此時系統響應會加快，若 $k(t)$ 下降過程中系統軌跡發生(2)或(3)的情況，表示此時軌跡即將離開(4.32)式的順滑模態存在區域，必須增加 $k(t)$ ，使系統維持順滑模態；當系統位於順滑層外時， $k(t)$ 會依據系統當前的位置來作改變，使迫近模態時間的縮短；除此之外，當系統靠近原點時， $k(t)$ 必須降低，此舉能夠減少理想控制輸入中估測 \dot{v}_c 時電流 i_f 帶來的高頻訊號。時變順滑函數參數 $k(t)$ 的控制流程圖如圖 4.6 所示。

圖 4.7 以兩種不同系統軌跡來解釋 $k(t)$ 改變的方式。紅色線條 ABCDO 是初始狀態在第三象限 A 點的系統軌跡：軌跡 AB 系統處於迫近模態，此時 $s \geq \varepsilon$ ，根據規則(4)與(6)， $k(t)$ 會上升直至 $k_{\max} = 5 \times 10^{-4}$ ；軌跡 BC 系統位於順滑層內，根據規則(1)， $k(t)$ 不斷降低，順滑面 $s=0$ 越來越陡，誤差收斂速度也越來越快；軌跡在 CD 時，由於系統軌跡即將離開順滑模態存在區域，根據規則(2)，此時 $k(t)$ 會先上升，直到系統回到後 $s_2 < -\alpha$ ， $k(t)$ 才會根據規則(1)繼續下降；軌跡在 DO 時，由於 $k(t)$ 已達最小值，即

$k(t) = k_{\min} = 5 \times 10^{-5}$ ，此時系統軌跡沿著固定的順滑面(或者順滑層)向原點移動。藍色線條 EFGO 是初始狀態在第四象限 E 點的系統軌跡：在軌跡 EF 階段，系統軌跡往順滑面移動，根據條件(5)，在位置 EF 時， $k(t)$ 會降低使順滑面往系統位置移動，讓逼近模態時間縮短，最終在 F 處順滑面與系統軌跡相會，此時系統軌跡進入順滑層內，即 $s < \varepsilon$ ；軌跡 FG 時，由於系統位於順滑層內，根據規則(1)， $k(t)$ 不斷降低，順滑面 $s=0$ 越來越陡；軌跡 GO 時， $k(t)$ 已達最小值，即 $k(t) = k_{\min} = 5 \times 10^{-5}$ ，此時系統軌跡沿著固定的順滑面往原點移動。

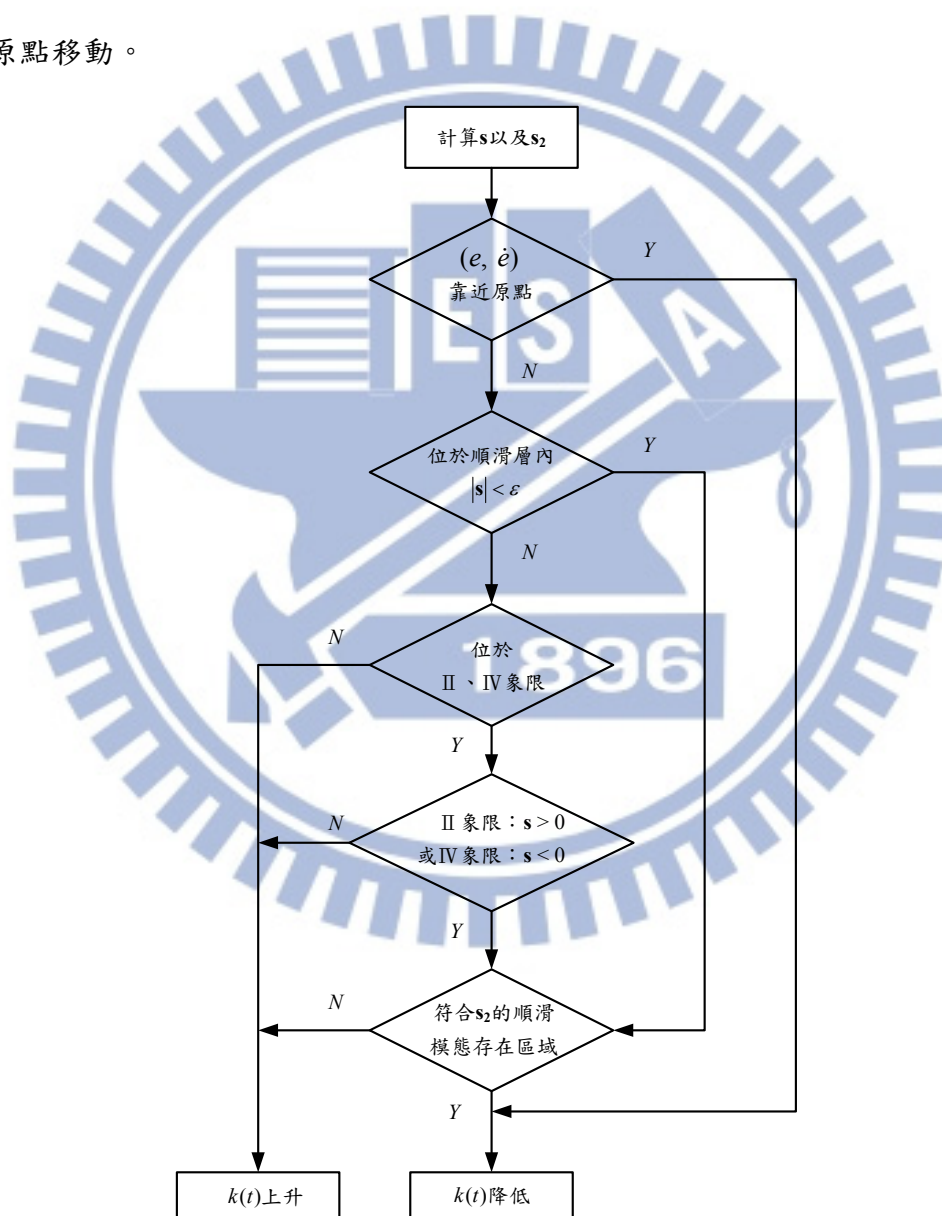


圖 4.6：時變順滑函數參數 $k(t)$ 控制之流程圖

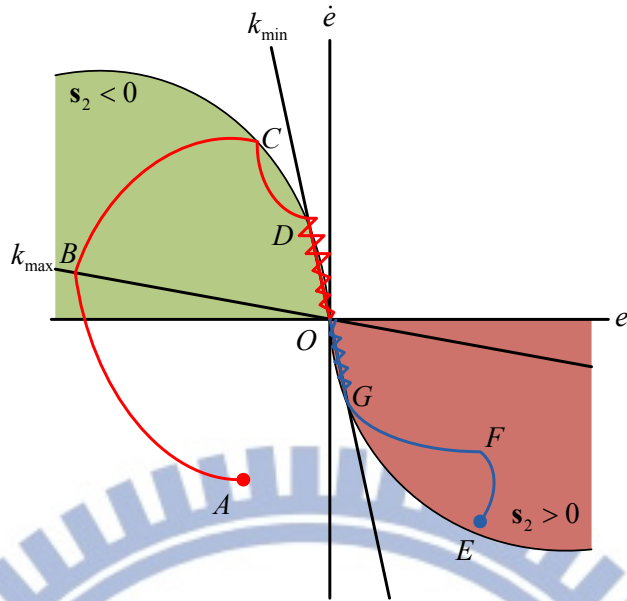


圖 4.7：時變順滑面與系統軌跡的關係

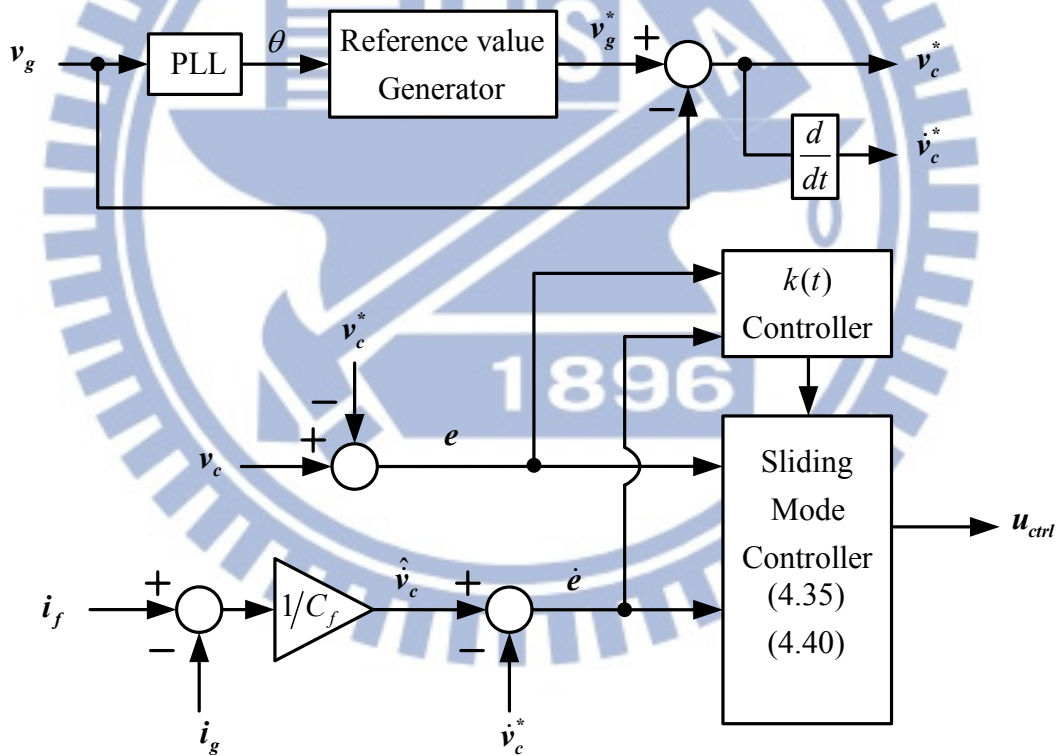


圖 4.8：時變順滑面的順滑模態控制系統方塊圖

圖 4.8 為使用時變順滑面的順滑模態控制系統方塊圖。圖中的 $k(t)$ 控制器會依據系統狀態 e 與 \dot{e} 來調整適當的 $k(t)$ ， $k(t)$ 的改變同時也代表順滑面的改變。電壓參考值 v_c^* 的產生來自鎖相迴路，是由鎖相迴路估測當前電網的相位 θ ，然後產生一個正弦波的電壓參考值 v_c^* 。

第五章

模擬與討論

本章分成三個部分，第一部分介紹模擬環境以及系統架構；第二部分為 DVR 使用不同控制方式的數值模擬；第三部分將會針對模擬結果來作討論與總結。

5.1 模擬環境與系統架構

DVR的模擬使用MATLAB並用PSIM來完成，其中PSIM負責電路的模擬，MATLAB則負責控制系統的運算，系統架構示意圖如圖 5.1 以及圖 5.2 所示，圖 5.1 為電力系統的部分，25kV的中壓先經過 Δ -Y變壓器，降至低壓 690V，再經過一個 1:1 的Y-Y變壓器轉換，便是DVR系統中的電網電壓。圖 5.2 中DVR系統由三相全橋式反流器、LC低通濾波器以及 1:1 的變壓器所組成，MATLAB利用量測到的電壓電流訊號經過控制系統運算，得到適當的理想控制輸入 u_{ctrl} ，並將理想控制輸入送至PSIM的模擬電路，此理想控制輸入隨後與PWM上一個固定頻率的載波一起輸入比較器進行調變，然後以單極式(unipolar)切換方法得到對應的開關訊號送至全橋式反流器中來產生適當的電壓訊號[25]，此電壓經過低通濾波器濾除諧波後成為補償電壓，補償電壓最後透過 1:1 變壓器送至負載端。DVR系統模擬時使用的電路參數列於表 5.1。

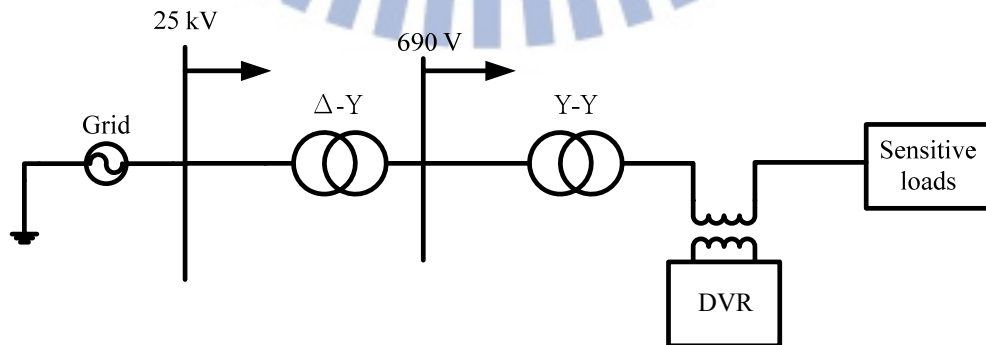


圖 5.1：DVR 模擬使用的電力系統架構

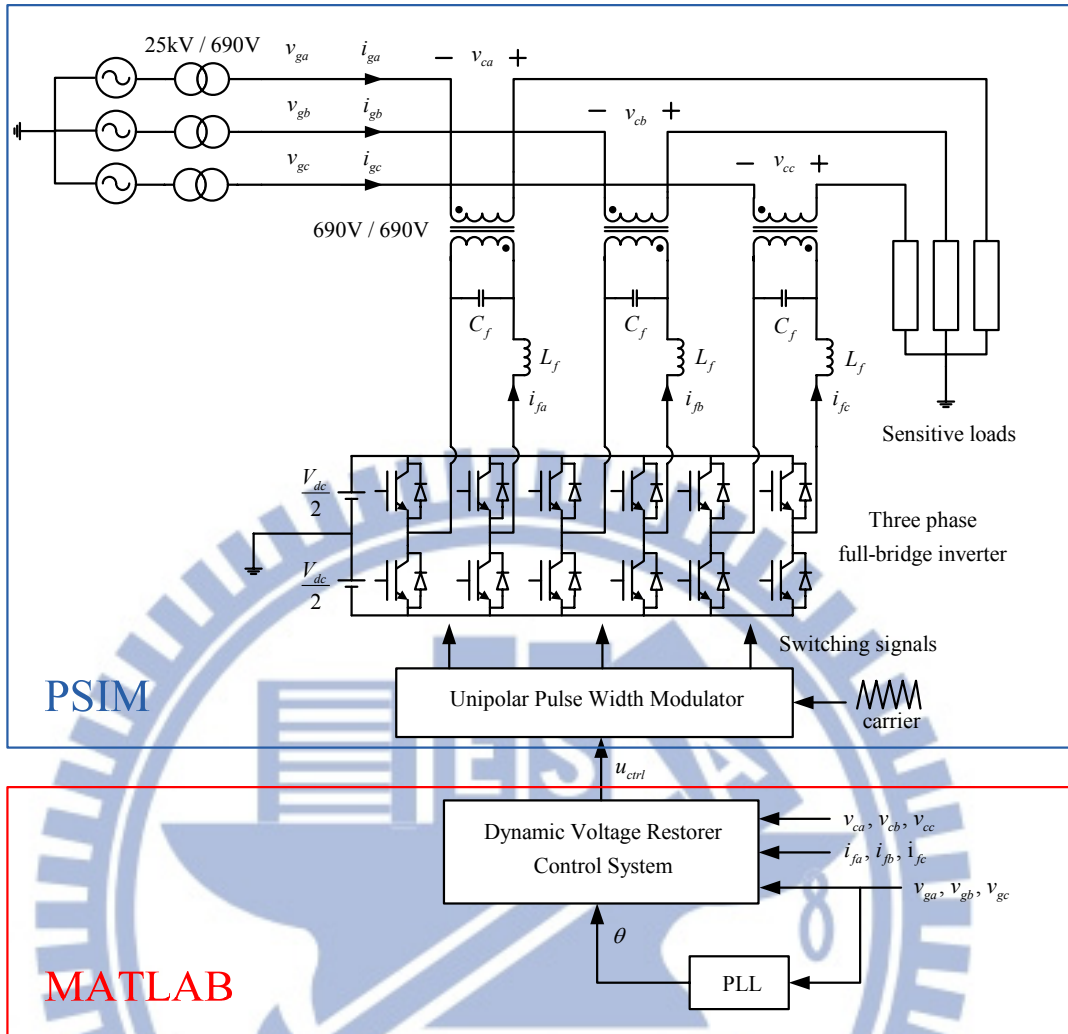


圖 5.2 : DVR 模擬的電路架構

電網電壓($V_{line-line}$)	690 V
電網頻率(f_s)	60 Hz
PWM 載波(carrier)頻率(f_{PWM})	10k Hz
濾波器電感(L_f)	0.2 mH
濾波器電容(C_f)	1000 μ F
直流電壓源(V_{dc})	1380 V

表 5.1 : DVR 系統模擬時的電路參數

5.2 DVR 對於電壓驟降補償的模擬

本節將模擬 DVR 使用 LQR 控制、傳統順滑模態控制(SMC)、邊界控制(BC)以及時變順滑面的順滑模態控制(TV-SMC)四種控制方式時，系統對各種電壓驟降型式的補償表現。在第三章 3.3.2 節的設計中，利用 LQR 設計的控制輸入為

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{e} + G_{R2}(s)\mathbf{e} \quad (5.1)$$

其中 $G_{R2}(s)$ 為諧振控制器，在兩倍基頻處有高增益。然而，為了方便與其他三種控制器作比較，必須提高 LQR 控制對高階諧波的補償能力，因此，以下模擬 LQR 控制時將依照 2.6 節的討論結果，把控制輸入修正成

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{e} + G_{R2}(s)\mathbf{e} + G_{R6}(s)\mathbf{e} \quad (5.2)$$

其中 $G_{R2}(s)$ 與 $G_{R6}(s)$ 表示諧振頻率在兩倍與六倍基頻的諧振控制器，其數學表示如下

$$\begin{aligned} G_{R2}(s) &= \frac{K_R \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (2\omega_s)^2} \\ G_{R6}(s) &= \frac{K_R \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (6\omega_s)^2} \end{aligned} \quad (5.3)$$

其中 ω_s 表示電網電壓的頻率。根據第三章 3.4 節所述，五階諧波在 dq 座標中會以六倍基頻的訊號存在，是故如此修正後的 LQR 控制將具有補償五階諧波污染的能力。DVR 系統模擬時的控制器參數列於表 5.2，傳統順滑模態控制選擇 k 值為 k_{\min} ，而傳統順滑模態控制、邊界控制與時變順滑面的順滑模態控制皆使用相同的飽和函數(即相同的 ε)，目的是為了讓兩種控制器的穩態誤差相近，易於比較兩者的優劣。

k_{\min}	5×10^{-5}
k_{\max}	5×10^{-4}
ε	35
K_R	20

表 5.2：DVR 系統模擬時的控制器參數

5.2.1 電壓驟降時 DVR 系統的模擬

驟降型式 A：瞬間對稱電壓驟降

驟降型式 A 的瞬間對稱電壓驟降如圖 5.3 所示，其設定條件如下

- (1) 對稱電壓驟降
- (2) 瞬間驟降深度為 80%
- (3) 自 0.05 秒開始，持續時間 100 毫秒

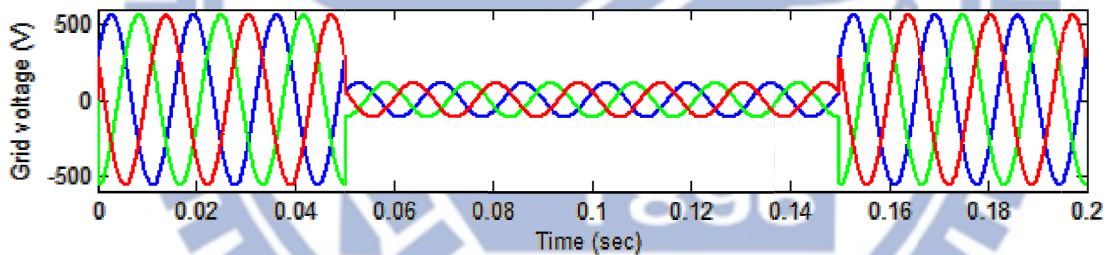


圖 5.3：電網發生瞬間驟降深度 80% 的對稱電壓驟降

首先比較傳統順滑模態控制、邊界控制以及時變順滑面控制三種非線性控制。圖 5.4 為此三種控制方式下 a 相的相軌跡，橫軸為 e ，縱軸為 \dot{e} ，圖中綠色軌跡為傳統順滑模態，其順滑面為固定；紅色軌跡為邊界控制的切換函數 s_2 ，處於最外圍，由圖可發現邊界控制的相軌跡在原點附近發生振盪，這是由於飽和函數 $\text{sat}(s_2)$ 的引入使系統狀態離開了順滑模態的存在區域而導致暫態惡化；藍色軌跡為時變順滑面的順滑模態控制之軌跡，依照設計條件，一旦進入順滑模態後，其軌跡不會超過 s_2 ，因此位於紅色與綠色軌跡之間。圖 5.5 為三種非線性控制器的理想控制輸入 u_{ctrl} ，由圖可知傳統順滑模態控制下理

想控制輸入的高頻最多，原因是受到電流 i_f 中的高頻影響，而邊界控制的理想控制輸入在補償電壓較小時亦有高頻成分，原因是受到電流 i_c^2 的影響而含有高頻，至於時變順滑面控制受惠於參數 $k(t)$ 的改變，當系統在穩態時， (e, \dot{e}) 靠近原點，此時控制策略要求 $k(t)$ 很小，因此電流 i_f 中的高頻成分就不會影響理想控制輸入 u_{ctrl} 。圖 5.6 為四種控制器 a 相的追蹤誤差放大圖，比較四種控制器可發現，時變順滑面的順滑模態控制與邊界控制都具有很快的響應速度，傳統順滑模態次之，而 LQR 由於諧振控制器的影響，暫態時間最長，進一步觀察追蹤誤差進入範圍 $\pm 20V$ 的時間，可得 LQR 控制進入穩態的時間為 14.1 毫秒、傳統順滑模態控制為 1.43 毫秒、邊界控制為 0.86 毫秒以及時變順滑面控制為 0.54 毫秒。圖 5.7 比較四種控制器穩態誤差大小，由圖 5.7(b) 的四種控制方式的穩態誤差都差不多，約在 $\pm 12V$ 當中。

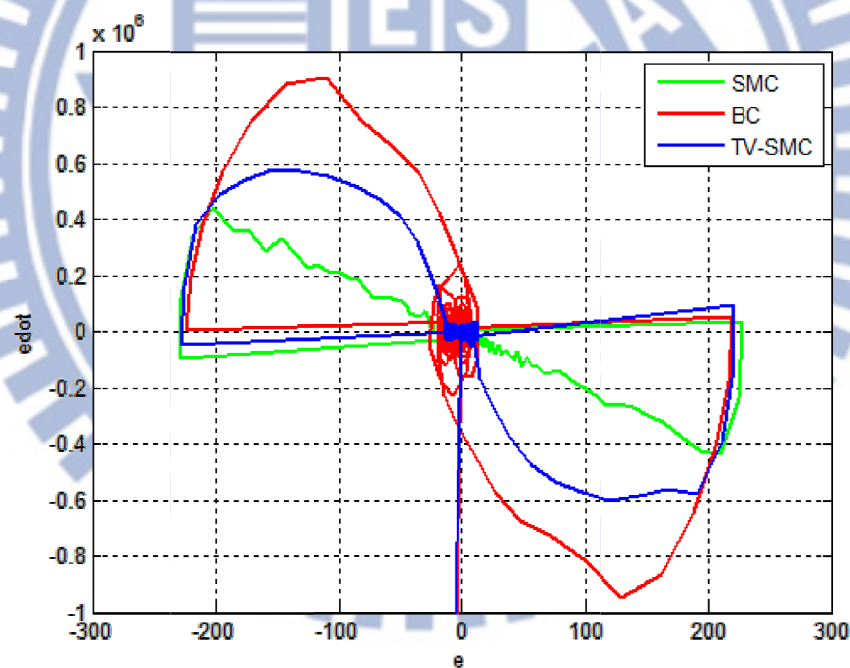


圖 5.4：驟降型式 A 時的 a 相的相軌跡

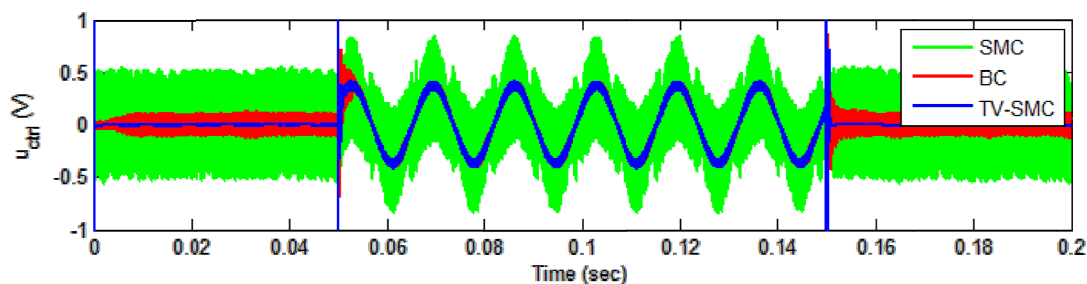


圖 5.5：驟降型式 A 時 a 相的理想控制輸入 u_{ctrl}

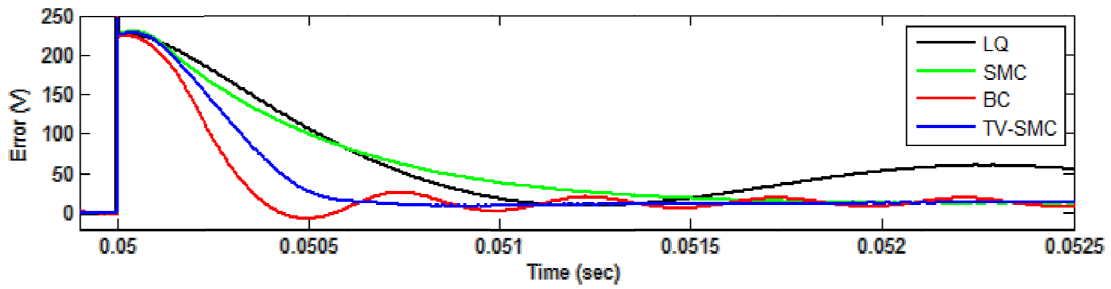


圖 5.6：驟降型式 A 時系統 a 相追蹤誤差的放大圖

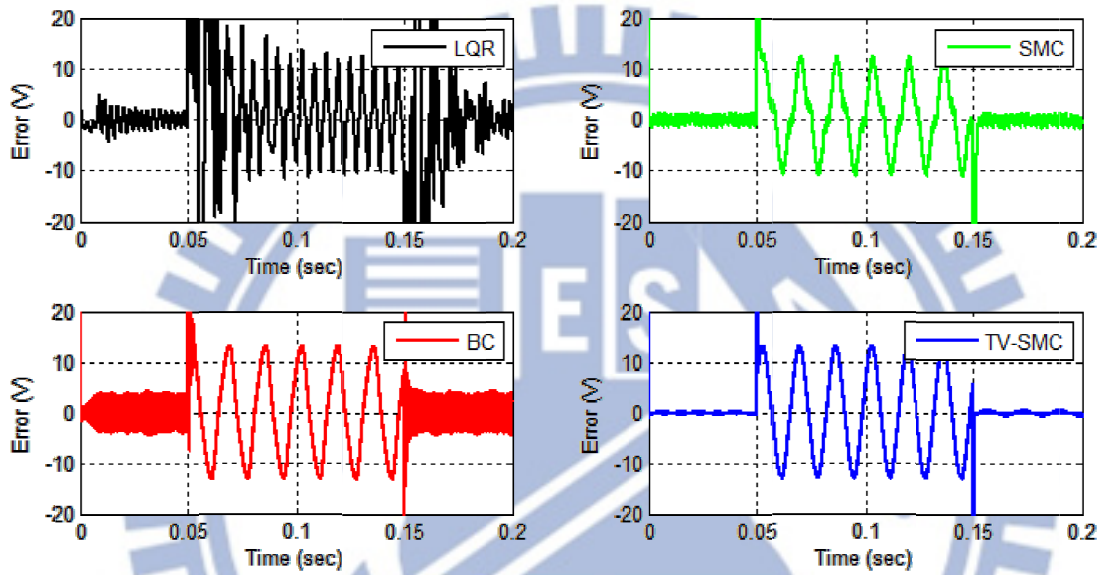


圖 5.7：驟降型式 A 時系統 a 相追蹤誤差

驟降型式 B：不對稱電壓驟降

驟降型式 B 的不對稱電壓驟降如圖 5.8 所示，其設定條件如下

- (1) 不對稱電壓驟降
- (2) 穩態電壓不平衡因數為 7.14%
- (3) 自 0.05 秒開始，持續時間為 100 毫秒

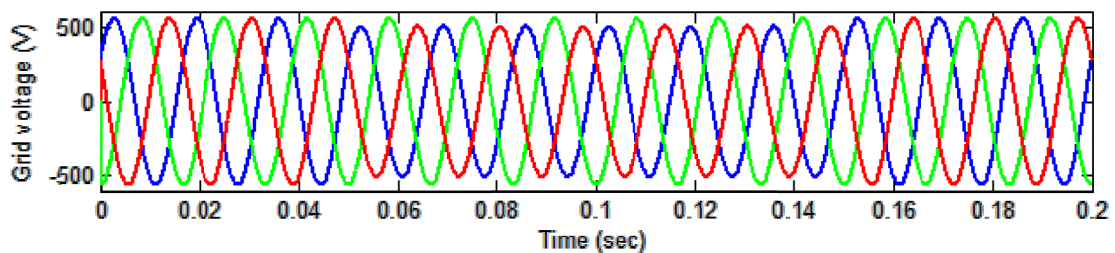


圖 5.8：電網發生 VUF=7.14% 的不對稱電壓驟降

圖 5.10 為四種控制器 a 相的追蹤誤差，顯然四種控制器都能良好地補償不對稱電壓驟降，讓穩態誤差維持在 $\pm 10V$ 的範圍內。此外，如同第四章 4.4.2 節所述，當系統軌跡在原點附近時，本論文提出的時變順滑面控制策略能降低理想控制輸入中的高頻成分，這樣的改善方法可以在圖 5.9 的理想控制輸入中看出明顯差異。

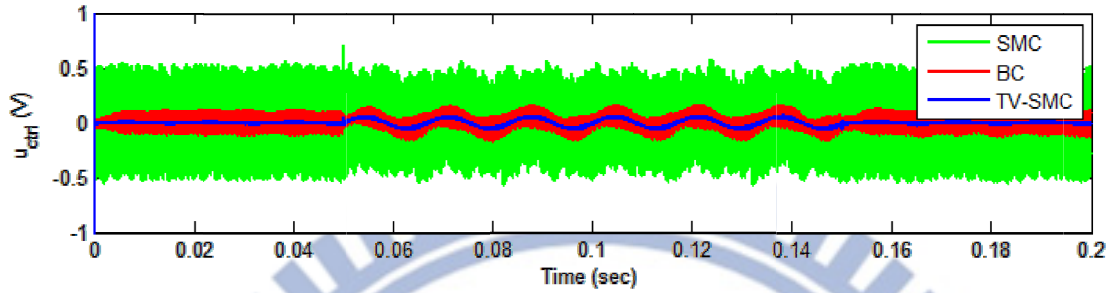


圖 5.9：驟降型式 B 時 a 相的理想控制輸入 u_{ctrl}

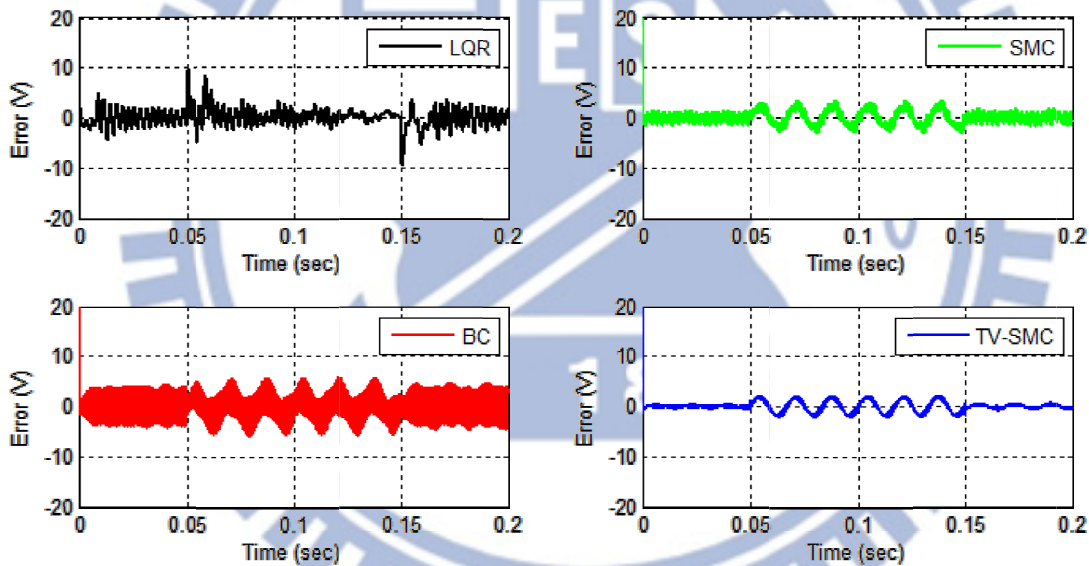


圖 5.10：驟降型式 B 時系統 a 相追蹤誤差

驟降型式 C：不對稱且帶有諧波失真的電壓驟降

第三種電壓驟降如圖 5.11 所示，其驟降條件和型式 B 類似，唯一的不同點在於驟降期間電網電壓帶有諧波失真，關於驟降條件的詳細說明如下

- (1) 穩態電壓不平衡因數為 7.14% 的不對稱電壓驟降
- (2) 驟降期間電網電壓帶有失真因數 11.76% 的五階諧波
- (3) 自 0.05 秒開始，持續時間為 100 毫秒

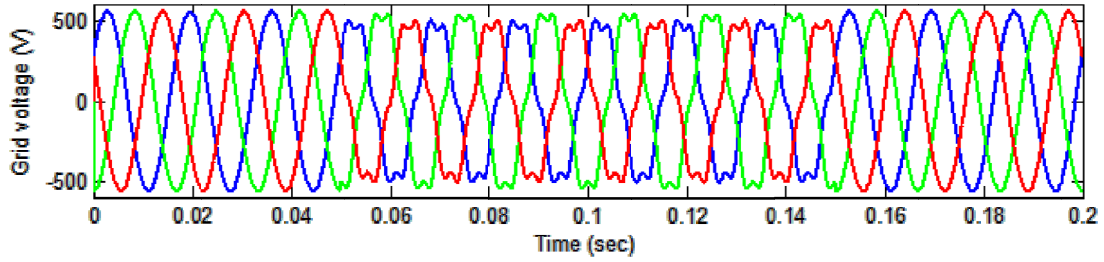


圖 5.11：電網發生不對稱且帶有諧波污染的電壓驟降

驟降型式 C 的模擬結果如圖 5.13 所示，由模擬結果來看，四種控制器都有能力補償高階諧波，惟同步旋轉座標下 LQR 控制的補償結果較差，其暫態長且穩態誤差略大，原因在於 dq 座標下系統對六倍基頻訊號的追蹤能力還不夠，要靠調高諧振控制器的增益才能改善，但調高增益的同時也會惡化暫態響應，因此在穩態誤差可以接受的情況下，可不必調高諧振控制器的增益。在其餘三種非線性控制方面，傳統順滑模態控制、邊界控制以及時變順滑面的順滑函數控制的穩態誤差都非常接近，在 $\pm 5V$ 以內。至於理想控制輸入的部分依然是由時變順滑面的順滑模態控制有較低的高頻成分，如圖 5.12 所示。

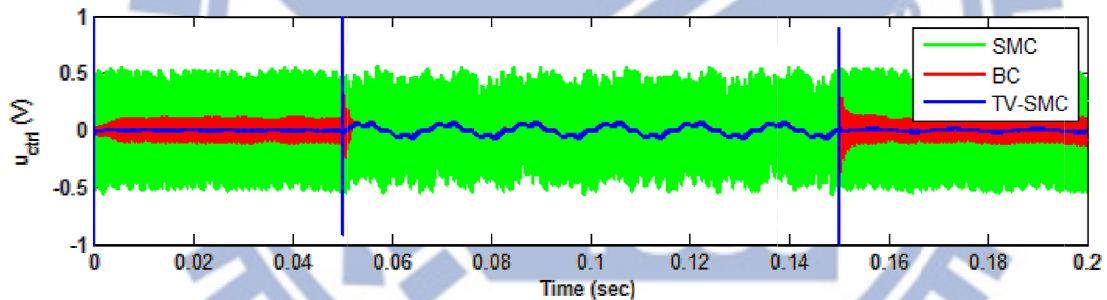


圖 5.12：驟降型式 C 時 a 相的理想控制輸入 u_{ctrl}

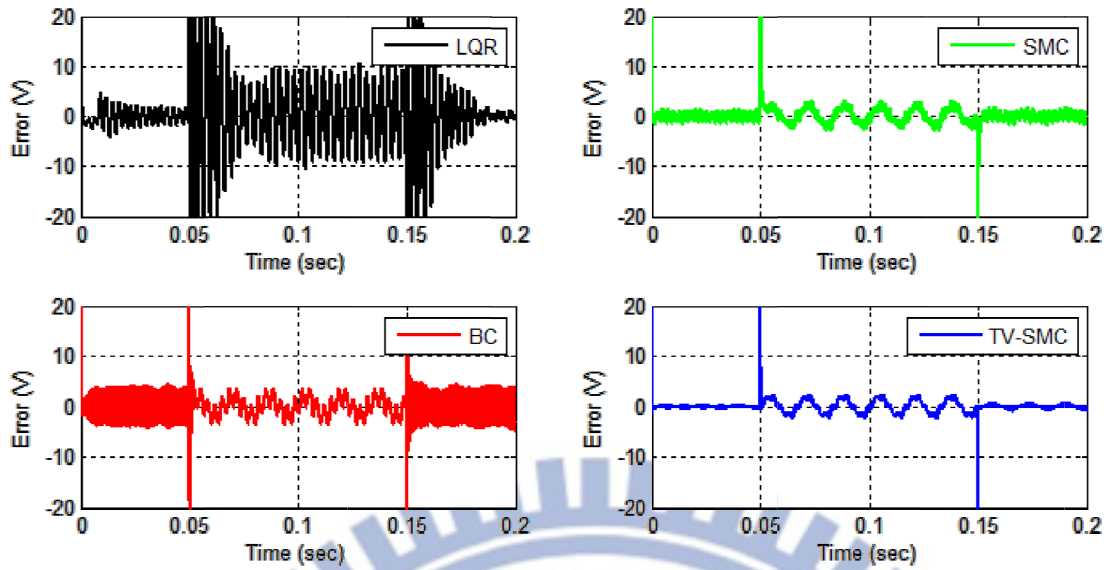


圖 5.13：驟降型式 C 時系統 a 相追蹤誤差

5.2.2 DVR 系統穩健性的模擬

為了測試控制系統的穩健性，以下模擬將使用驟降型式 A，即瞬間深度 80% 的電壓驟降，同時將濾波器上電感 L_f 與電容 C_f 參數值減少 20%，並比較參數值改變後與未改變參數值的模擬結果。在電感 L_f 與電容 C_f 參數值減少的情況下，可預見的是低通濾波器的截止頻率降低，對反流器本身的造成的諧波會有更好的濾除效果。

圖 5.14 為參數改變後 a 相補償電壓的追蹤誤差，與圖 5.7 相比較，可發現 LQR 控制與傳統順滑模態控制在穩態誤差的部分略有上升；至於邊界控制與時變順滑面控制在穩態誤差的部分則差異不大。參數變化最主要的在於 \hat{v}_c 的估測需使用關係式

$$\hat{v}_c = \frac{1}{C_f}(i_f - i_g)$$

當 C_f 發生改變， \hat{v}_c 也就估測不準了。在第三章 3.4 節的模擬結果已知 LQR 在積分項的大增益使系統具有一定的穩健性，因此參數變化不至於使系統響應惡化太多。對傳統順滑模態來說，理論上應保證參數變化不響系統響應，但由於穩態時系統軌跡仍位於順滑層內，此時穩健性較弱，系統穩態誤差稍稍變大。至於時變順滑面的控制策略則因為系統軌跡在接近原點時會降低 \dot{e} 項前方的係數，使得參數變化造成的估測誤差在穩態時的

影響變小，也因此提高系統的穩健性。

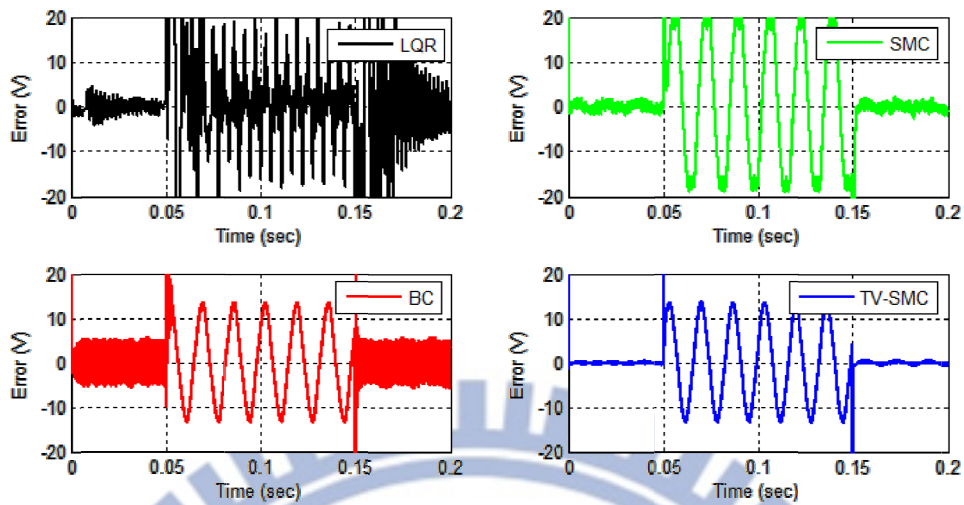


圖 5.14：驟降型式 A 且系統參數發生變化時 a 相追蹤誤差

5.3 討論

由 5.2 節的結果來看，本章模擬的四種控制系統都能夠良好地補償電壓驟降，且穩態誤差會在 $\pm 20V$ 之間(小於電壓標稱值的 4%)，換句話說，穩態誤差的大小將不是這裡對四種控制器評比的重點。表 5.3 列出四種控制方式在不同模擬中的總諧波失真量，四種控制器的模擬結果都符合總諧波失真小於 5% 的規定。圖 5.15(a) 為對稱電壓驟降深度與負載電壓 THD 的關係，由圖可知時變平滑面的平滑模態控制能夠讓負載電壓有最低的 THD；圖 5.15(b) 為對稱電壓驟降深度與系統狀態 e 安定時間的關係，由圖可發現當驟降深度較淺時，邊界控制有較快的響應速度，當驟降深度超過 60% 時，邊界控制在原點附近會因為系統軌跡離開了平滑模態存在區域而發生振盪，此時時變平滑面的平滑模態控制會超越邊界控制，具有較短的安定時間。

	LQR	傳統順滑模態	邊界控制	時變順滑面的 順滑模態
驟降型式 A	1.67%	0.4%	0.19%	0.06%
驟降型式 B	0.23%	0.07%	0.04%	0.03%
驟降型式 C	1.68%	0.11%	0.27%	0.11%
參數變動的 驟降型式 A	2.13%	0.39%	0.14%	0.08%

表 5.3：不同控制系統在不同驟降型式下的負載電壓 THD

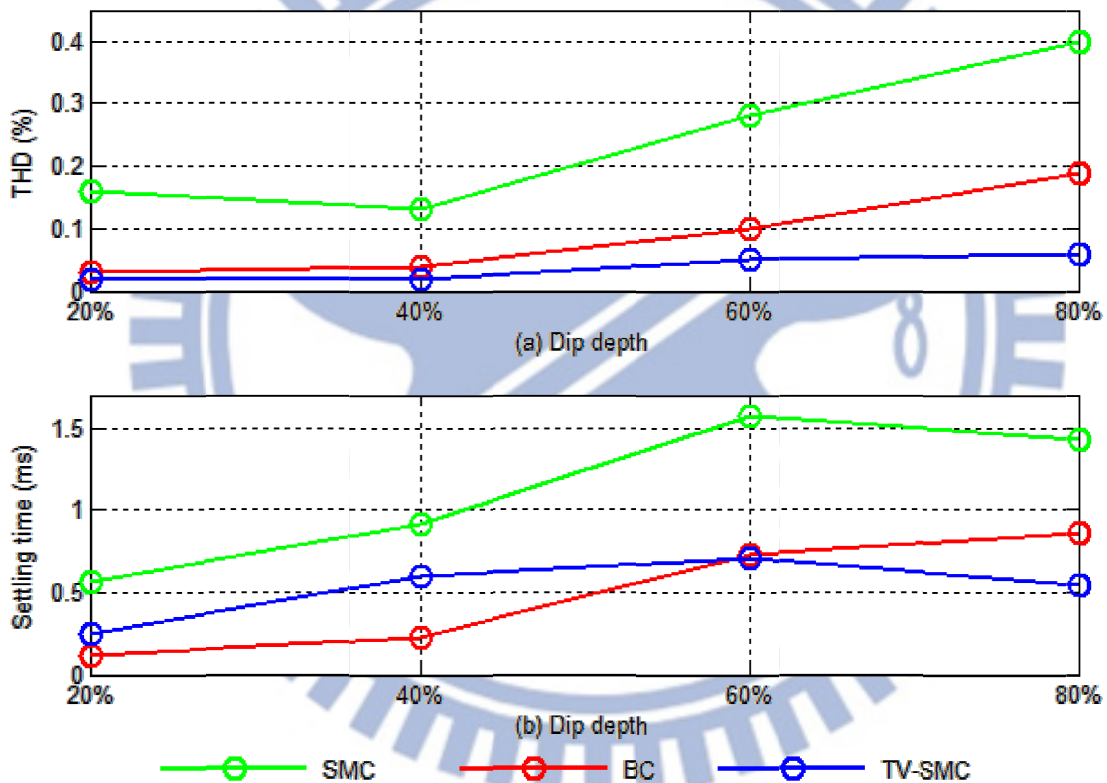


圖 5.15：電壓驟降深度與(a)負載電壓 THD(b)系統狀態 e 安定時間的關係

LQR 控制是由同步旋轉座標下的控制方法所延伸的，其優點是對基頻訊號具有高追蹤能力，而且將原本三相的訊號轉成兩相能夠有效減少計算量，此外同步旋轉座標中的訊號分析也是比較簡單的。在第三章 3.4 節的模擬中，LQR 在對稱與不對稱電壓驟降中的表現不錯，但是，若考慮提高控制器對於高階諧波的補償能力，則必須引入更多諧振控制器，然而諧振控制器是造成暫態響應惡化的元凶，否則就要透過更仔細地調整諧振

控制器的參數來改善暫態響應，從模擬結果來看，儘管在同步旋轉座標下的控制方法中，LQR 的表現並不俗，但在本章與其他三種靜止座標的控制方法比起來，LQR 的總合表現仍是差了一些。

傳統順滑模態控制的優點在於結構簡單，易於實現，但是其響應速度較慢，且補償後的負載電壓會有較高的 THD。邊界控制具有暫態響應短以及穩態誤差小的優點，然而最大的缺點在於控制輸入的高頻成分導致負載電壓仍然有一定程度的諧波污染。本論文提出的時變順滑面的順滑模態控制，具有不錯的動態響應及穩態誤差，其最大的優勢在於能消除穩態時理想控制輸入的高頻項，由表 5.3 的數據可發現，使用時變順滑面控制時，負載電壓的 THD 都比使用邊界控制時來得更低，且驟降深度越深，THD 低的優勢越明顯，因此可以說時變順滑面的順滑模態控制適合用在 DVR 系統，能有效改善 DVR 的動態響應以及穩態誤差。最後總結四種控制器的優缺點比較於表 5.4。



	LQR	傳統順滑模態	邊界控制	時變順滑面的 順滑模態
暫態響應	△	△	▽	▽
穩態誤差	△	▽	▽	▽
系統架構	普通	簡單	普通	複雜
不對稱電壓驟 降補償能力	▽	▽	▽	▽
諧波失真 補償能力	▽	▽	▽	▽
對系統參數變 化的穩健性	△	△	▽	▽
負載電壓 THD	略高	普通	低	極低
▽：表現優異，△：表現普通，×：表現拙劣				

表 5.4：LQR 控制、傳統順滑模態控制、邊界控制以及時變順滑面的順滑模態控制四種
控制器表現的比較

第六章

結論

隨著精密儀器的大量使用與綠色能源的快速發展，電壓驟降的問題對於高科技產業來說日趨重要，為了保護敏感負載不受電網電壓驟降的影響，串聯式的動態電壓補償器的使用是一種有效的解決方式。由於電壓驟降的時間往往很短，因此動態電壓補償器的響應速度必須夠快，補償誤差也必須夠小，如此才能保護敏感負載不因電壓波動而受損。

本論文針對動態電壓補償器的控制系統作了兩部分的討論，第一部分以同步旋轉座標下的線性控制為主，討論了傳統 PI 控制、正負相序 PI 控制以及 PI+R 控制的設計方式，最後再提出以 LQR 方式設計的狀態回授控制，以數值模擬的方式觀察這些控制器在不同電壓驟降型式下，是否能使動態電壓補償器有良好的補償表現，根據模擬結果，本論文所設計的 LQR 狀態回授控制在四種線性控制器中有最小的穩態誤差，同時亦有較低的 THD。

第二部分著重於討論靜止三相座標下，非線性控制器的設計方式。在電力電子的控制上，可變結構控制(順滑模態控制)是一種常見的非線性控制，本論文引入邊界控制中使用的二階切換面來當作順滑模態的存在區域，提出了一種使用時變順滑面的順滑模態控制。透過數值模擬的結果顯示，在時變順滑面的控制策略下，除了響應速度快、穩態誤差小之外，系統輸入到 PWM 的控制訊號，其高頻成分能夠有效地減少，使得補償後的負載電壓具有較低的 THD。

本論文提出了 LQR 狀態回授控制以及使用時變順滑面的順滑模態控制，能夠改善動態電壓補償器的補償表現。然而動態電壓補償器的控制還有很多問題值得研究，例如儲能元件的控制、電路架構的改善等。期望本論文的對動態電壓補償器的控制能有所貢獻，這些設計過程以及模擬結果能在未來實作或者進一步研究上具有些許參考價值。

參考資料

- [1] "IEEE Recommended Practice for Evaluating Electric Power System Compatibility With Electronic Process Equipment," *IEEE Std 1346-1998*, p. 0_1, 1998.
- [2] M. A. Bhaskar, S. S. Dash, C. Subramani, M. J. Kumar, P. R. Gireesh, and M. V. Kumar, "Voltage Quality Improvement Using DVR," in *Recent Trends in Information, Telecommunication and Computing(ITC), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 378-380.
- [3] N. H. Woodley, L. Morgan, and A. Sundaram, "Experience with an inverter-based dynamic voltage restorer," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 14, pp. 1181-1186, 1999.
- [4] J. G. Nielsen, M. Newman, H. Nielsen, and F. Blaabjerg, "Control and testing of a dynamic voltage restorer(DVR) at medium voltage level," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 806-813, 2004.
- [5] M. J. Newman, D. G. Holmes, J. G. Nielsen, and F. Blaabjerg, "A dynamic voltage restorer(DVR) with selective harmonic compensation at medium voltage level," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 1744-1753, 2005.
- [6] K. Myung-Bok, M. Gun-Woo, and Y. Myung-Joong, "Synchronous PI decoupling control scheme for dynamic voltage restorer against a voltage sag in the power system," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, pp. 1046-1051 Vol.2.
- [7] A. O. Ibrahim, N. Thanh-Hai, L. Dong-Choon, and K. Su-Chang, "A Fault Ride-Through Technique of DFIG Wind Turbine Systems Using Dynamic Voltage Restorers," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 871-882, 2011.
- [8] P. Roncero-Sanchez, E. Acha, J. E. Ortega-Calderon, V. Feliu, and A. Garcia-Cerrada, "A Versatile Control Scheme for a Dynamic Voltage Restorer for Power-Quality Improvement," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 277-284, 2009.
- [9] L. Yun Wei, F. Blaabjerg, D. M. Vilathgamuwa, and L. Poh Chiang, "Design and Comparison of High Performance Stationary-Frame Controllers for DVR Implementation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 602-612, 2007.
- [10] R. R. Errabelli, Y. Y. Kolhatkar, and S. P. Das, "Experimental investigation of DVR with sliding mode control," in *Power India Conference, 2006 IEEE*, 2006, p. 5 pp.
- [11] H. Ezoji, A. Taheri, M. Saki, A. Sheikholeslami, and A. G. Samani, "Dynamic voltage restorer using sliding mode control to improve power quality in distribution system," in *Environment and Electrical Engineering(EEEIC), 2012 11th International Conference on*, 2012, pp. 947-951.
- [12] A. R. Bergen, *Power Systems Analysis, 2/E*: Pearson Education, 2000.

- [13] J. L. Kirtley, *Electric Power Principles: Sources, Conversion, Distribution and Use*: Wiley, 2011.
- [14] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, "Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 584-592, 2007.
- [15] H. Awad, J. Svensson, and M. Bollen, "Mitigation of unbalanced voltage dips using static series compensator," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 837-846, 2004.
- [16] C. Meyer, R. W. De Doncker, L. Yun Wei, and F. Blaabjerg, "Optimized Control Strategy for a Medium-Voltage DVR—Theoretical Investigations and Experimental Results," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 2746-2754, 2008.
- [17] H. Jiabing, H. Yikang, X. Lie, and B. W. Williams, "Improved Control of DFIG Systems During Network Unbalance Using PI—Current Regulators," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 439-451, 2009.
- [18] D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. H. Bode, "Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 601-610, 2001.
- [19] G. Suxuan and L. Dichen, "Rotating transformation and resonant control based feedback control strategy for dynamic voltage restorer system," in *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2010 2nd IEEE International Symposium on*, 2010, pp. 333-338.
- [20] "Definitions of Voltage Unbalance," *Power Engineering Review, IEEE*, vol. 21, pp. 49-51, 2001.
- [21] "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems," *IEEE Std 519-1992*, p. 0_1, 1993.
- [22] P. Roncero-Sanchez and E. Acha, "Dynamic Voltage Restorer Based on Flying Capacitor Multilevel Converters Operated by Repetitive Control," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 951-960, 2009.
- [23] L. Yun Wei, D. M. Vilathgamuwa, F. Blaabjerg, and L. Poh Chiang, "A Robust Control Scheme for Medium-Voltage-Level DVR Implementation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 2249-2261, 2007.
- [24] J. D. Barros and J. F. Silva, "Multilevel Optimal Predictive Dynamic Voltage Restorer," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 2747-2760, 2010.
- [25] A. Abrishamifar, A. A. Ahmad, and M. Mohamadian, "Fixed Switching Frequency Sliding Mode Control for Single-Phase Unipolar Inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 2507-2514, 2012.
- [26] 陳永平與張浚林, *可變結構控制設計(修訂版)*. 臺北市: 全華圖書公司, 2002.

- [27] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook - Devices, Circuits, and Applications(3rd Edition)*: Elsevier.
- [28] H. Komurcugil, "Rotating-Sliding-Line-Based Sliding-Mode Control for Single-Phase UPS Inverters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 3719-3726, 2012.
- [29] P. K. W. Chan, K. K. S. Leung, H. S. H. Chung, and S. Y. R. Hui, "Boundary controller for dynamic voltage restorers to achieve fast dynamic response," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, 2006, p. 6 pp.
- [30] C. N. m. Ho, H. S. H. Chung, and K. T. K. Au, "Design and Implementation of a Fast Dynamic Control Scheme for Capacitor-Supported Dynamic Voltage Restorers," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 237-251, 2008.
- [31] C. Sufen, L. Yuk Ming, T. Siew-Chong, and T. Chi Kong, "Boundary Control With Ripple-Derived Switching Surface for DC–AC Inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 2873-2885, 2009.
- [32] A. Bartoszewicz, "A comment on 'A time-varying sliding surface for fast and robust tracking control of second-order uncertain systems'," *Automatica*, vol. 31, pp. 1893-1895, 12// 1995.
- [33] C. En-Chih, W. Rong-Ching, and K. Chieh-Hsu, "Model-Following Control of Single-Phase Inverters Using Time-Varying Sliding Surface," in *Robot, Vision and Signal Processing(RVSP), 2011 First International Conference on*, 2011, pp. 110-113.