

國立臺灣大學電機資訊學院電機工程學系

碩士論文

Department of Electrical Engineering

College of Electrical Engineering and Computer Science

National Taiwan University

Master's Thesis



利用電池儲能系統控制器改善雙饋式感應風力發電機  
與電網的次同步振盪現象

Using Battery Energy Storage System Controllers to  
Mitigate Sub-synchronous Oscillations in Doubly-Fed  
Induction Wind Generators

陳葆忠

Bao-Zhong Chen

指導教授：許源浴 博士

Advisor : Yuan-Yih Hsu, Ph.D.

中華民國 114 年 6 月

June, 2025

國立臺灣大學碩士學位論文  
口試委員會審定書  
MASTER'S THESIS ACCEPTANCE CERTIFICATE  
NATIONAL TAIWAN UNIVERSITY

利用電池儲能系統控制器改善雙饋式感應風力發電機與電網  
的次同步振盪現象

Using Battery Energy Storage System Controllers to Mitigate Sub-synchronous Oscillations in Doubly-Fed Induction Wind Generators

本論文係陳葆忠（學號 R12921085）在國立臺灣大學電機工程學系完成之碩士學位論文，於民國 114 年 6 月 14 日承下列考試委員審查通過及口試及格，特此證明。

The undersigned, appointed by the Department of Electrical Engineering on 14th June 2025 have examined a Master's thesis entitled above presented by Bao-Zhong Chen (student ID:R12921085) candidate and hereby certify that it is worthy of acceptance.

口試委員 Oral examination committee:

許源洛

(簽名)

吳進忠

蒲冠志

(指導教授 Advisor)

柯伯彥

系主任 Director: 李建模

## 誌謝



首先，感謝恩師許源浴教授，在短短碩士兩年期間，老師給予我不論在生活上、亦或是學業上都有很大的幫助，在生活上，老師總是關心我們吃飽了沒，錢夠不夠用，看似最日常的關心卻是我在碩士生活中最刻骨銘心的印象，再次感謝老師對我的幫助，也祝福老師身體健康。

感謝口試委員柯佾寬博士、吳進忠博士及蒲冠志博士，衷心感激各位委員提供的寶貴建議。透過委員們從不同視角提出的指正與深入討論，本論文的多項內容得以更加完善，使學生獲益匪淺。

再來我想感謝我的父親陳志清、母親黃素雲，謝謝你們支撐起整個家，也謝謝你們對於我想做的事情總是支持，讓我在外學習的過程中，沒有後顧之憂，可以勇往直前。

感謝我的摯友鐘弘翔，認識十年間，從大學時期的同窗好友，到一起工作實習，再到一起考上研究所，這一路走來，他始終是我最堅實的後盾。

感謝王保昇，對於我來說，你像兄長也像朋友，總是給出對於事情的不同觀點，指點出我不足的地方使我得以成長，很高興也很榮幸有你這樣子的好朋友。

感謝實驗室的學長陳翊瑋、蕭力銓、李奎諺以及同學黃宥勝，感謝你們在對於我在研究上，始終提供寶貴的指導與支持。無論我遇到多麼棘手的問題，你們總是不厭其煩地為我解惑，並分享你們的經驗與見解，使我在學術的道路上得以穩步前行。

感謝我的好朋友陳彥霆、羅聖凱、彭柏瑜、孔祥安及廖昱凱，在我碩士生涯的兩年間，與我共同度過這段不漫長亦不短暫的時光。你們始終以寬容的心接納我的壞脾氣，並在人生道路上給予我寶貴建議，使我受益匪淺。

最後我想謝謝我自己，對於生活總是那麼有熱情，也期許自己在未來碰見新事物時，也能夠保持初心，成為我想成為的那種人。

## 摘要

隨著風力發電在全球能源結構中的比例持續提升，雙饋式感應風力發電機因其高效能與靈活性而被廣泛應用。然而，當雙饋式感應風力發電機與串聯電容補償電網連接時，易引發次同步振盪現象，進而威脅電網穩定性與設備壽命。本論文旨在設計一基於電池儲能系統的阻尼控制器，以有效抑制雙饋式感應風力發電機與電網間的次同步振盪，提升系統穩定性。

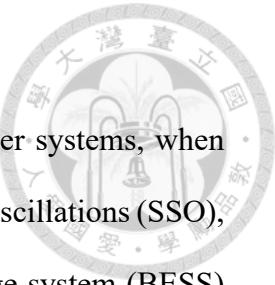
研究首先建立包含電池儲能系統、雙饋式感應風力發電機及傳輸線的非線性數學模型，透過狀態空間分析進行線性化，進而開展小訊號頻域分析。為深入探討系統動態行為，本研究採用參與率分析與特徵值靈敏度分析，明確系統狀態變數、特徵值與阻尼控制器參數之間的交互關係，進而為控制器參數設計提供理論依據。隨後，基於非線性數學模型進行時域分析，系統性地評估阻尼控制器參數對次同步振盪抑制效果的影響，並選定最佳參數組合。

為驗證所提出方法的有效性，本研究以 MATLAB®/Simulink 軟體進行模擬分析，對不同操作條件下的次同步振盪現象進行模擬。模擬結果顯示，所設計的電池儲能系統阻尼控制器能顯著降低次同步振盪的振幅與持續時間，同時提升電網的動態穩定性。此外，本研究進一步探討控制器在不同風速與電網負載條件下，確保其在實際應用中的可靠性。

關鍵字：風力發電、雙饋式感應發電機、電池儲能系統、阻尼控制器、次同步振盪、小訊號分析、參與率分析、特徵值分析、靈敏度分析、MATLAB/Simulink、電網穩定性

# Abstract

The increasing use of doubly-fed induction generators in wind power systems, when connected to series-compensated grids, can trigger sub-synchronous oscillations (SSO), threatening grid stability. This thesis designs a battery energy storage system (BESS) based damping controller to suppress SSO and enhance system stability.



Nonlinear models of the BESS, DFIG, and transmission line are developed and linearized for small-signal analysis. Participation factor and eigenvalue sensitivity analyses clarify the relationships between system states, eigenvalues, and controller parameters. Time-domain analysis evaluates the controller's effectiveness in mitigating SSO, with optimal parameters selected via iterative optimization.

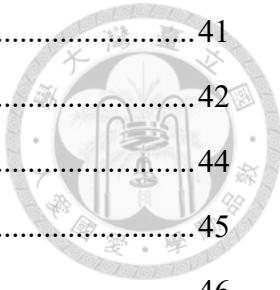
Simulations in MATLAB®/Simulink, using Taiwan's Changhua coastal grid as a case study, confirm that the controller significantly reduces SSO amplitude and enhances grid stability under various conditions.

**Keywords:** Wind power, Doubly-fed induction generator, Battery energy storage system, Damping controller, Sub-synchronous oscillation, Small-signal analysis, Participation factor analysis, Eigenvalue analysis, Sensitivity analysis, MATLAB/Simulink, Grid stability

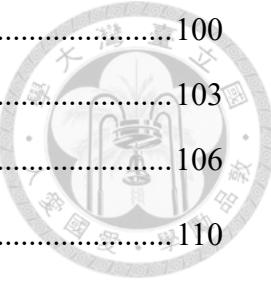
# 目次



口試委員審定書.....	I
誌謝.....	II
摘要.....	III
Abstract.....	IV
目次.....	V
表次.....	VIII
圖次.....	IX
第一章 緒論.....	1
1.1 研究背景 .....	1
1.2 文獻回顧 .....	2
1.3 研究目的與方法 .....	4
1.4 論文內容概述 .....	5
第二章 系統模型與數學分析.....	7
2.1 前言 .....	7
2.2 雙饋式感應風力發電機控制系統模型 .....	7
2.2.1 風力發電機傳動軸模型 .....	8
2.2.2 風力發電原理 .....	9
2.2.3 系統側轉換器分析 .....	10
2.2.4 轉子側轉換器分析 .....	24
2.3 電池儲能控制系統模型 .....	34
2.3.1 電池儲能系統模型 .....	35
2.3.2 電池儲能控制系統之數學模型建立 .....	36
2.3.3 電池儲能系統內迴圈控制方塊圖 .....	37
2.3.4 電池儲能系統轉換器外迴圈控制方塊圖 .....	39
2.4 全系統傳輸線架構 .....	40



2.4.1 串聯電容補償 .....	41
2.4.2 電網側傳輸線之數學模型建立 .....	42
2.4.3 風力發電機側傳輸線之數學模型建立 .....	44
2.4.4 儲能系統側傳輸線之數學模型建立 .....	45
2.4.5 雙饋式直流電容之數學模型建立 .....	46
 第三章 小訊號穩定度分析 .....	48
3.1 前言 .....	48
3.2 頻域分析 .....	48
3.2.1 次同步及超同步振盪現象產生原因 .....	48
3.2.2 線性數學模型推導 .....	51
3.2.3 特徵值分析 .....	64
3.2.4 參與率分析 .....	67
3.2.5 靈敏度分析 .....	69
3.2.6 根軌跡分析 .....	73
3.3 時域分析 .....	76
 第四章 儲能系統控制器設計 .....	80
4.1 前言 .....	80
4.2 帶通濾波器參數設計 .....	81
4.3 Lead-Lag 控制器參數設計 .....	82
4.4 阻尼器 $K_{damper}$ 參數設計 .....	84
 第五章 模擬結果與分析 .....	87
5.1 前言 .....	87
5.2 電網端電壓 $Vu$ 變動之模擬結果 .....	87
5.2.1 電網端端電壓 $Vu$ 變動 10% .....	88
5.2.2 電池儲能系統輸出功率 $P/QBESS *= 0.3pu$ 之電網端電壓 $Vu$ 變動 10% .....	91
5.2.3 短路比 $SCR = 10$ 之電網端電壓 $Vu$ 變動 10% .....	94
5.2.4 風速 $Vw = 11m/s$ 之電網端電壓 $Vu$ 變動 10% .....	97



5.2.5 補償比 $K = 60\%$ 之電網端電壓 $Vu$ 變動 10%.....	100
5.3 補償比 $K$ 變動至 60%之模擬結果.....	103
5.4 三相短路故障 .....	106
第六章 結論與未來研究方向.....	110
6.1 結論 .....	110
6.2 未來研究方向 .....	111
參考文獻.....	112
附錄.....	116

# 表次



表 2.1 風力渦輪機模型參數.....	10
表 3.1 狀態變數定義.....	53
表 3.2 $xt$ 之狀態變數整理表.....	54
表 3.3 $xmt$ 之狀態變數整理表 .....	55
表 3.4 開迴路矩陣 $A$ 元素值 .....	57
表 3.5 開迴路矩陣 $B/G$ 元素值 .....	59
表 3.6 開迴路矩陣 $C$ 元素值 .....	59
表 3.7 開迴路矩陣 $Wxd/Wx/Wd$ 元素值 .....	60
表 3.8 閉迴路矩陣 $Jx/Jy/Jz/Jr$ 元素值 .....	61
表 3.9 閉迴路矩陣 $Kx/Kz/Ku$ 元素值.....	61
表 3.10 閉迴路矩陣 $Hx/Hy/Hz/Hr$ 元素值 .....	62
表 3.11 閉迴路矩陣 $Tx/Ty$ 元素值 .....	63
表 3.12 特徵值分析.....	66
表 3.13 不同控制器參數特徵值靈敏度之結果.....	71
表 4.1 控制器參數值.....	84

# 圖次



圖 2.1 全系統等校電路圖.....	7
圖 2.2 風力發電機組架構圖.....	8
圖 2.3 不同風速下機械功率與機械轉速之關係.....	10
圖 2.4 系統側轉換器單線圖.....	11
圖 2.5 三相交流弦波訊號.....	12
圖 2.6 同步旋轉軸派克轉換.....	13
圖 2.7 PLL 在 EMT 模型中之架構示意圖 .....	14
圖 2.8 EMT 模型中 PLL 之相量圖 .....	15
圖 2.9 非線性模型中 PLL 之相量圖 .....	16
圖 2.10 PLL 在非線性模型中之架構示意圖 .....	17
圖 2.11 系統側電流控制器方塊圖 .....	19
圖 2.12 系統側電流控制器解耦合方塊圖 .....	20
圖 2.13 系統側控制器內迴圈控制方塊圖 .....	21
圖 2.14 系統側 D 軸控制器外部迴圈方塊圖 .....	22
圖 2.15 系統側功率潮流示意圖 .....	22
圖 2.16 系統側 Q 軸控制器外部迴圈方塊圖 .....	24
圖 2.17 轉子側轉換器單線圖.....	25
圖 2.18 風機側控制器旋轉軸定義.....	26
圖 2.19 同步旋轉座標軸之感應發電機等效電路.....	28
圖 2.20 轉子側電流控制器方塊圖 .....	31
圖 2.21 轉子側電流控制器解耦合方塊圖 .....	32
圖 2.22 轉子側控制器方塊圖 .....	33
圖 2.23 轉子側 Q 軸控制器外部迴圈方塊圖 .....	34

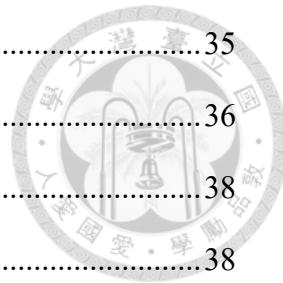


圖 2.24 電池儲能系統機組示意圖.....	35
圖 2.25 電池儲能系統轉換器單線圖.....	36
圖 2.26 電池儲能系統電流控制器方塊圖.....	38
圖 2.27 電池儲能系統電流控制器解耦合方塊圖.....	38
圖 2.28 儲能系統控制器內迴圈控制方塊圖.....	39
圖 2.29 電池儲能系統控制器外部迴圈方塊圖.....	40
圖 2.30 全系統傳輸線單線圖.....	41
圖 2.31 電網側串聯電容補償示意圖.....	41
圖 2.32 電網側傳輸線串聯電容補償示意圖.....	43
圖 2.33 風力發電機側傳輸線示意圖.....	44
圖 2.34 儲能系統側傳輸線示意圖.....	45
圖 2.35 雙饋式直流電容示意圖.....	46
圖 3.1 串聯補償電容示意圖.....	49
圖 3.2 感應電動機並接串聯電容等效電路圖.....	49
圖 3.3 緯度轉換示意圖.....	51
圖 3.4 轉子側電流控制器簡化模型.....	72
圖 3.5 風速 $V_w = 9m/s$ 不同補償比之轉子側交越頻率 $fc$ 根軌跡 .....	74
圖 3.6 風速 $V_w = 10m/s$ 不同補償比之轉子側交越頻率 $fc$ 根軌跡 .....	74
圖 3.7 風速 $V_w = 11m/s$ 不同補償比之轉子側交越頻率 $fc$ 之根軌跡 .....	75
圖 3.8 風速 $V_w = 9m/s$ 不同補償比下之直流電容電壓 $V_{dcw}$ .....	77
圖 3.9 風速 $V_w = 9m/s$ 不同補償比下之風力發電機輸出功率 $P_{gw}, Q_{gw}$ .....	77
圖 3.10 風速 $V_w = 9m/s$ 不同補償比下之風力發電機轉速 $\omega_t, \omega_r$ .....	78
圖 3.11 風力發電機直流電容電壓 $V_{dcw}$ 放大圖 .....	79
圖 4.1 次同步共振阻尼器.....	80
圖 4.2 帶通濾波器之波德圖 .....	81

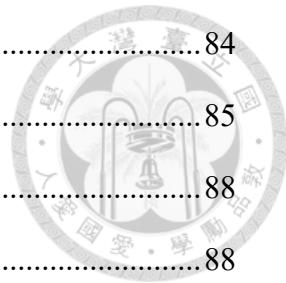


圖 4.3 最大相位 $\phi m$ 之根軌跡圖 .....	84
圖 4.4 Kdamper 參數設計根軌跡圖 .....	85
圖 5.1 風力發電機側電容電壓 $vdcw$ .....	88
圖 5.2 風力發電機側輸出實功率 $Pgw$ .....	88
圖 5.3 風力發電機側輸出虛功率 $Qgw$ .....	88
圖 5.4 電池儲能系統輸出實功率 $Pgv$ .....	88
圖 5.5 電池儲能系統輸出虛功率 $Qgv$ .....	89
圖 5.6 儲能系統阻尼控制器輸出電流 $ifq *$ .....	89
圖 5.7 串聯補償電容 D 軸電壓 $vc_d$ .....	89
圖 5.8 串聯補償電容 Q 軸電壓 $vc_q$ .....	89
圖 5.9 串聯補償電容 D 軸電壓經過帶通濾波器 $vc_dBPF$ .....	90
圖 5.10 串聯補償電容 Q 軸電壓經過帶通濾波器 $vc_qBPF$ .....	90
圖 5.11 風力發電機側電容電壓 $vdcw$ .....	91
圖 5.12 風力發電機側輸出實功率 $Pgw$ .....	92
圖 5.13 風力發電機側輸出虛功率 $Qgw$ .....	92
圖 5.14 電池儲能系統輸出實功率 $Pgv$ .....	92
圖 5.15 電池儲能系統輸出虛功率 $Qgv$ .....	92
圖 5.16 儲能系統阻尼控制器輸出電流 $ifq *$ .....	93
圖 5.17 串聯補償電容 D 軸電壓 $vc_d$ .....	93
圖 5.18 串聯補償電容 Q 軸電壓 $vc_q$ .....	93
圖 5.19 串聯補償電容 D 軸電壓經過帶通濾波器 $vc_dBPF$ .....	93
圖 5.20 串聯補償電容 Q 軸電壓經過帶通濾波器 $vc_qBPF$ .....	93
圖 5.21 風力發電機側電容電壓 $vdcw$ .....	94
圖 5.22 風力發電機側輸出實功率 $Pgw$ .....	95
圖 5.23 風力發電機側輸出虛功率 $Qgw$ .....	95

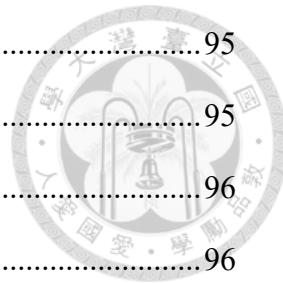


圖 5.24 電池儲能系統輸出實功率 $Pgv$ .....	95
圖 5.25 電池儲能系統輸出虛功率 $Qgv$ .....	95
圖 5.26 儲能系統阻尼控制器輸出電流 $ifq *$ .....	96
圖 5.27 串聯補償電容 D 軸電壓 $vc_d$ .....	96
圖 5.28 串聯補償電容 Q 軸電壓 $vc_q$ .....	96
圖 5.29 串聯補償電容 D 軸電壓經過帶通濾波器 $vc_dBPF$ .....	96
圖 5.30 串聯補償電容 Q 軸電壓經過帶通濾波器 $vc_qBPF$ .....	97
圖 5.31 風力發電機側電容電壓 $vd_{cw}$ .....	98
圖 5.32 風力發電機側輸出實功率 $P_{gw}$ .....	98
圖 5.33 風力發電機側輸出虛功率 $Q_{gw}$ .....	98
圖 5.34 電池儲能系統輸出實功率 $Pgv$ .....	98
圖 5.35 電池儲能系統輸出虛功率 $Qgv$ .....	98
圖 5.36 儲能系統阻尼控制器輸出電流 $ifq *$ .....	99
圖 5.37 串聯補償電容 D 軸電壓 $vc_d$ .....	99
圖 5.38 串聯補償電容 Q 軸電壓 $vc_q$ .....	99
圖 5.39 串聯補償電容 D 軸電壓經過帶通濾波器 $vc_dBPF$ .....	99
圖 5.40 串聯補償電容 Q 軸電壓經過帶通濾波器 $vc_qBPF$ .....	99
圖 5.41 風力發電機側電容電壓 $vd_{cw}$ .....	100
圖 5.42 風力發電機側輸出實功率 $P_{gw}$ .....	101
圖 5.43 風力發電機側輸出虛功率 $Q_{gw}$ .....	101
圖 5.44 電池儲能系統輸出實功率 $Pgv$ .....	101
圖 5.45 電池儲能系統輸出虛功率 $Qgv$ .....	101
圖 5.46 儲能系統阻尼控制器輸出電流 $ifq *$ .....	101
圖 5.47 串聯補償電容 D 軸電壓 $vc_d$ .....	102
圖 5.48 串聯補償電容 Q 軸電壓 $vc_q$ .....	102

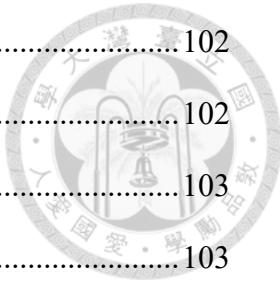


圖 5.49 串聯補償電容 D 軸電壓經過帶通濾波器 $vcdBPF$ .....	102
圖 5.50 串聯補償電容 Q 軸電壓經過帶通濾波器 $vcqBPF$ .....	102
圖 5.51 風力發電機側電容電壓 $vdcw$ .....	103
圖 5.52 風力發電機側輸出實功率 $P_{gw}$ .....	103
圖 5.53 風力發電機側輸出虛功率 $Q_{gw}$ .....	104
圖 5.54 電池儲能系統輸出實功率 $P_{gv}$ .....	104
圖 5.55 電池儲能系統輸出虛功率 $Q_{gv}$ .....	104
圖 5.56 儲能系統阻尼控制器輸出電流 $ifq *$ .....	104
圖 5.57 串聯補償電容 D 軸電壓 $vcd$ .....	104
圖 5.58 串聯補償電容 Q 軸電壓 $vcq$ .....	105
圖 5.59 串聯補償電容 D 軸電壓經過帶通濾波器 $vcdBPF$ .....	105
圖 5.60 串聯補償電容 Q 軸電壓經過帶通濾波器 $vcqBPF$ .....	105
圖 5.61 風力發電機側電容電壓 $vdcw$ .....	106
圖 5.62 風力發電機側輸出實功率 $P_{gw}$ .....	106
圖 5.63 風力發電機側輸出虛功率 $Q_{gw}$ .....	106
圖 5.64 電池儲能系統輸出實功率 $P_{gv}$ .....	107
圖 5.65 電池儲能系統輸出虛功率 $Q_{gv}$ .....	107
圖 5.66 儲能系統阻尼控制器輸出電流 $ifq *$ .....	107
圖 5.67 串聯補償電容 D 軸電壓 $vcd$ .....	107
圖 5.68 串聯補償電容 Q 軸電壓 $vcq$ .....	107
圖 5.69 串聯補償電容 D 軸電壓經過帶通濾波器 $vcdBPF$ .....	108
圖 5.70 串聯補償電容 Q 軸電壓經過帶通濾波器 $vcqBPF$ .....	108

# 第一章 緒論



## 1.1 研究背景

隨著全球對氣候變遷的關注加劇，許多國家已經設定了以減碳為核心的能源政策，以達成淨零排放目標。台灣政府亦不例外，提出了到 2050 年達成碳中和的目標，並將再生能源作為實現此目標的核心策略之一。台灣的綠色能源策略強調發展風力發電、太陽能發電等其他再生能源，以取代核能發電以及傳統的化石燃料發電，降低碳排放，促進能源轉型。根據行政院能源局的計劃，台灣在 2025 年目標達成總裝置容量的 20%來自於可再生能源，尤其是風力發電，特別是在海上風力發電的發展上，台灣擁有相當大的潛力。

台灣目前仍主要依賴傳統的石化能源和核能發電，而燃燒石化原料發電機組是全球最常見的發電方式之一，但其缺點也日益明顯。首先，燃燒石化燃料會釋放大量的二氧化碳和其他有害污染物質，對環境造成嚴重影響，是全球暖化的主要原因之一。其次，石化資源是有限的，隨著資源逐漸枯竭，能源成本也將上升，對國家能源安全造成威脅。此外，燃燒過程中釋放的有害物質對空氣質量和人類健康造成長期影響。核能發電雖然是一種低碳的能源形式，但因台灣位處太平洋海板塊交解，導致地震頻繁，其也面臨著核事故的潛在風險，以及核廢料儲存與處理問題。此外，核電廠的建設成本極為高昂且建設周期長，這使得核能無法成為短期內解決能源問題的可行方案。

相較之下，風力發電作為一種可再生能源，在環保性和可持續性方面具有顯著優勢。風力發電不會產生二氧化碳或其他有害排放，是一種完全清潔的能源。此外，風能資源取之不盡、用之不竭，不會面臨石化燃料枯竭的問題。風力發電也能減少對進口能源的依賴，增強能源自主性。然而，風力發電並非完美無缺。首先，風力發電的輸出功率受到風速的影響，風速變化可能導致發電量不穩定，這對電網穩定性造成挑戰。其次，風力發電場需要大量的土地，這對於人口密度

高的台灣來說，尤其是在大型風力發電場的建設過程中，可能對土地使用、農業生產及生態環境造成一定的影響。此外，風力發電機的噪音問題和對景觀的影響也可能引發當地居民的反感。

為了解決這些問題，儲能系統被認為是一個有效的解決方案。儲能系統能夠在風速不足或風力發電過剩時儲存能量，並在需求高峰時釋放能量，從而平衡電網負載，改善風力發電的間歇性問題。同時，儲能系統還能夠用來抑制由於串聯共振電容引發的次同步振盪現象。儲能技術的應用，無論是在提升風力發電穩定性還是提高電網安全性方面，都表現出其優良的可靠性。

電網採用串聯電容補償主要是為了降低輸電線路的電感抗，提升傳輸容量、減少功率損耗，並增強系統穩定性，以滿足長距離或高負載輸電的需求。然而，串聯電容的引入可能引發次同步振盪，這是由於電容器與線路電感形成的諧振頻率低於系統基頻，與發電機的機械振盪頻率相互作用，導致振盪放大，威脅系統穩定性。

因此，本研究旨在設計一種電池儲能系統的控制策略，特別針對雙饋式感應風力發電機接入串聯補償電容電網時可能引發的次同步振盪現象，進行詳細的控制與分析。通過設計適應風力發電機的儲能系統控制方法，本研究將為風力發電系統的穩定性提供分析以及改善，並促進台灣綠色能源策略的實現。

## 1.2 文獻回顧

以下彙整近年學界針對風力發電場與次同步振盪（Sub-synchronous Oscillations, SSO）現象之相關文獻，並針對各文獻之研究方法、主要發現與局限性進行簡述，以釐清雙饋式感應發電機風力發電場中 SSO 現象之影響因素與解決策略。

Lingling Fan 等人（2010）提出雙饋式感應風力發電機風力發電場的動態模型，分析串聯補償電網中的感應發電機效應（IGE）與扭轉交互作用（TI），發現風速增加可改善 IGE 的阻尼，補償比對 TI 影響較大。[1]

Lingling Fan 等人 (2011) 透過模態分析研究雙饋式感應風力發電機風力發電場在串聯補償電網中的 SSO 現象，利用 Matlab/Simulink 建模，識別出次同步、超同步、機電和轉軸模式等四種系統模式，發現風速增加可提升 SSO 阻尼，並提出使用電容電壓作為控制信號以抑制 SSO。[2]

Amir Ostadi 等人 (2009) 針對雙饋式感應風力發電機風力發電系統與串聯補償線路的穩定性進行建模與分析，使用考慮鎖相迴路和控制器動態的數學模型，透過特徵值與參與率分析，發現轉子側控制器的參數對穩定性影響顯著，且補償比增加會降低穩定性。[3]

Lingling Fan 與 Zhixin Miao (2012) 研究雙饋式感應風力發電機風力發電場在串聯補償電網中的 SSO 抑制，採用殘差分析與根軌跡方法設計系統側變流器 (GSC) 的輔助阻尼控制，發現電容電壓作為控制信號可有效抑制 SSO 與超同步模式，並提出電流估計電容電壓的方法。[4]

Andres E. Leon 與 Jorge A. Solsona (2015) 提出基於多輸入多輸出狀態空間方法的 SSO 阻尼控制，通過轉子側與系統側側變流器 (RSC 與 GSC) 添加輔助控制信號，發現轉子側控制迴路在阻尼 SSO 方面更有效，且能適應多種運行條件。[5]

Ulas Karaagac 等人 (2014) 提出在雙饋式感應風力發電機風力發電場的網側變流器 (GSC)、全頻變流器 (FFC) 風機及離岸風場的陸上模組化多階變流器 (MMC) 之無功控制迴路中加入輔助控制信號，以抑制串聯補償電網中的 SSI 現象，採用時域模擬驗證，發現該方法在 50%-55% 補償程度下可有效減輕 SSI 振盪，另提出相位不平衡補償方案亦具類似效果。[6]

總體而言，上述文獻從控制策略、穩定性分析與系統建模角度探討了雙饋式感應風力發電機風力發電場的次同步振盪現象及其解決方法，提供了理論與實務基礎。

## 1.3 研究目的與方法

為了響應行政院淨零排放政策，近年來風力發電在台灣的發電量呈直線上升趨勢，成為實現碳中和目標的重要支柱。本研究選用雙饋式感應風力發電機 (Doubly-Fed Induction Generators, DFIG) 作為風機架構，並結合電池儲能系統 (Battery Energy Storage System, BESS)，設計了一個雙饋式感應風力發電機並接電池儲能系統於電網匯流排的系統模型，旨在探討電池儲能系統控制器對次同步振盪(Sub-synchronous Oscillations, SSO) 現象的改善效果，以提升風力發電併網的穩定性，進而支持台灣綠色能源策略的實現。

為達成上述研究目的，本研究首先利用 MATLAB/Simulink 構建了風力發電機與儲能系統的電磁模型。該模型詳細描述了雙饋式感應風力發電機和儲能系統的電氣特性、控制系統，以及發電機與電網之間的動態交互作用，涵蓋了可能引發 SSO 現象的各種因素。模型中考慮了風速變化、發電機轉速、功率流動等動態特性，並對系統的非線性行為進行了深入分析。為了有效處理系統中的非線性現象，本研究將電磁模型進一步等效為非線性動態模型，這些非線性特性主要源於雙饋式感應風力發電機的運行特性，通過建模與分析，為後續控制策略的設計提供了理論基礎。

在研究方法上，本研究採用了多種分析技術以全面探討 SSO 現象及其抑制策略。首先，通過頻域分析和時域分析，系統性地揭示了 SSO 的成因與影響，特別是低風速高補償比條件下的不穩定特性。其次，利用特徵值分析和參與率分析，量化了系統參數（轉子側控制器參數）對 SSO 的影響，識別關鍵影響因素，為控制器設計提供了依據。此外，本研究還採用根軌跡分析，優化了儲能系統控制器的參數如 Lead-Lag 控制器的相位和阻尼器參數  $K_{damper}$ ，確保控制器能夠有效增強系統阻尼，抑制 SSO 相關振盪。最後，通過 MATLAB/Simulink 的電磁暫態模擬，驗證了控制器在多個工作點（如電網電壓變動、補償比調整、風速變化及短路故障）下的性能，確認其對 SSO 現象的改善效果。

通過上述研究方法，本研究不僅深入分析了雙饋式感應風力發電機與電網的次同步振盪現象，還提出並驗證了一套基於儲能系統的控制策略，為風力發電系統的穩定運行提供了實用的技術支持。



## 1.4 論文內容概述

以下說明本論文之章節架構，並針對各章節所探討的內容進行概略說明。

### 第一章 緒論

本章介紹了研究的背景與動機，闡述了風力發電在響應行政院淨零排放政策中的重要性，以及雙饋式感應風力發電機併網可能引發的 SSO 現象對電網穩定性的挑戰。通過文獻回顧，梳理了國內外針對 SSO 問題的研究現狀與解決方法，明確了本研究的必要性。最後，提出了本論文的研究目的與方法，確立了研究框架。

### 第二章 系統模型與數學分析

本章建立了雙饋式感應風力發電機、電池儲能系統（BESS）以及全系統傳輸線的數學模型，為後續分析奠定基礎。詳細介紹了雙饋式感應風力發電機控制系統模型，包括風機傳動軸、系統側與轉子側轉換器的數學推導；構建了 BESS 的控制模型，涵蓋 MATLAB 建模與內外迴圈控制策略；並分析了全系統傳輸線架構，探討串聯電容補償及各子系統傳輸線的動態行為。這些模型充分考慮了風速變化、功率流動等因素，提供了描述系統動態行為的理論依據。

### 第三章 小訊號穩定度分析

本章聚焦於系統在未加入阻尼器情況下的小訊號穩定性分析，通過頻域與時域方法探討 SSO 的成因與影響。採用特徵值分析、參與率分析、靈敏度分析與根軌跡分析，量化了系統參數，如轉子側控制器參數對 SSO 的影響，並確認低風速高補償比條件下 SSO 現象較為顯著。時域模擬進一步驗證了頻域分析的結論，觀察到 SSO 對系統穩定性的威脅，為後續控制器設計提供了理論支持。

### 第四章 儲能系統控制器之設計

本章提出了基於帶通濾波器（Band Pass Filter, BPF）、Lead-Lag 控制器與阻尼器 $K_{damper}$ 的儲能系統控制策略，旨在抑制 SSO 現象。詳細闡述了 BPF 參數設計，確保精準濾出次同步頻率分量；通過根軌跡分析優化 Lead-Lag 控制器的相位，確定 Lead-Lag 控制器最佳相位，與阻尼器 $K_{damper}$ 值；最終設計出能夠增強系統阻尼的控制器，為後續模擬驗證奠定了基礎。

## 第五章 模擬結果與分析

本章利用 MATLAB/Simulink 進行電磁暫態模擬，驗證了所設計控制器的性能。模擬涵蓋多種場景，包括電網端電壓變動、補償比調整、風速變化、短路比變化及三相短路故障等，確認控制器能在固定工作點下有效補償電壓與補償比擾動引發的 SSO 現象。模擬結果顯示，控制器顯著減小了振盪幅度，縮短了穩定時間，提升了電網穩定性與功率品質。

## 第六章 結論與未來研究方向

本章總結了研究的主要發現與貢獻，確認了儲能系統控制器在抑制 SSO 現象中的有效性，並強調其在低風速高補償比條件下的應用價值。同時，提出了未來研究方向，例如進一步優化控制器參數以適應更複雜的電網條件，以及探索控制策略在其他可再生能源系統中的應用潛力。

通過以上章節的系統研究，本論文不僅深入分析了雙饋式感應風力發電機與電網的 SSO 現象，還提出並驗證了一套實用的儲能系統控制策略，為風力發電併網穩定運行提供了重要技術支持。

## 第二章 系統模型與數學分析



### 2.1 前言

本章旨在建立雙饋式感應風力發電機、電池儲能系統以及電網傳輸線的數學模型，為後續次同步振盪的分析和儲能控制器設計提供理論基礎。

為了清楚展示系統的全貌，圖 2.1 提供了整個全系統架構以及參數命名，並標示了雙饋式感應風力發電機、電池儲能系統、電網及相關傳輸線的關鍵區域。本章將首先介紹雙饋式感應風力發電機控制系統的模型，包括風力發電機傳動軸、以及系統側與轉子側轉換器的數學分析；接著詳細說明電池儲能系統的控制模型，涵蓋 MATLAB/Simulink 建模和內外迴圈控制策略；最後，分析全系統的傳輸線架構，探討串聯電容補償及各子系統傳輸線的數學模型。透過這些模型的建立，本研究將能夠準確描述系統的動態行為，為後續的小訊號穩定性分析和儲能控制器設計奠定堅實的理論基礎。[1]

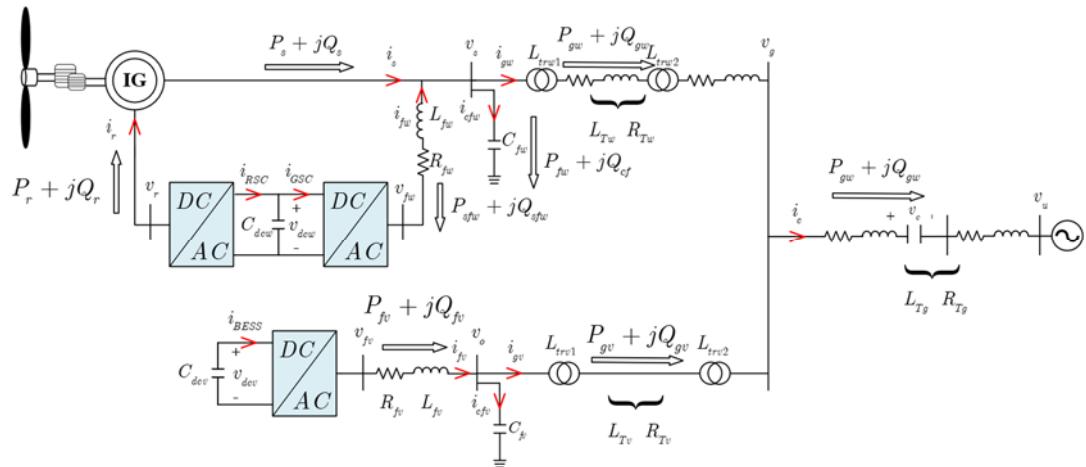


圖 2.1 全系統等效電路圖

### 2.2 雙饋式感應風力發電機控制系統模型

本論文提出的模型架構，是由一台容量 2MVA 之風力發電機接於 0.69kV 匯流排上，經由一 0.69/23kV 之升壓變壓器與其他四台風力發電機並接至 23kV 匯流排上，再與其他四組風力發電機並接，此為一風力電機組，本論文設計之風力

發電系統共有三組風力發電機組，共計 75 台風力發電機，發電量為 150MVA。

[8]

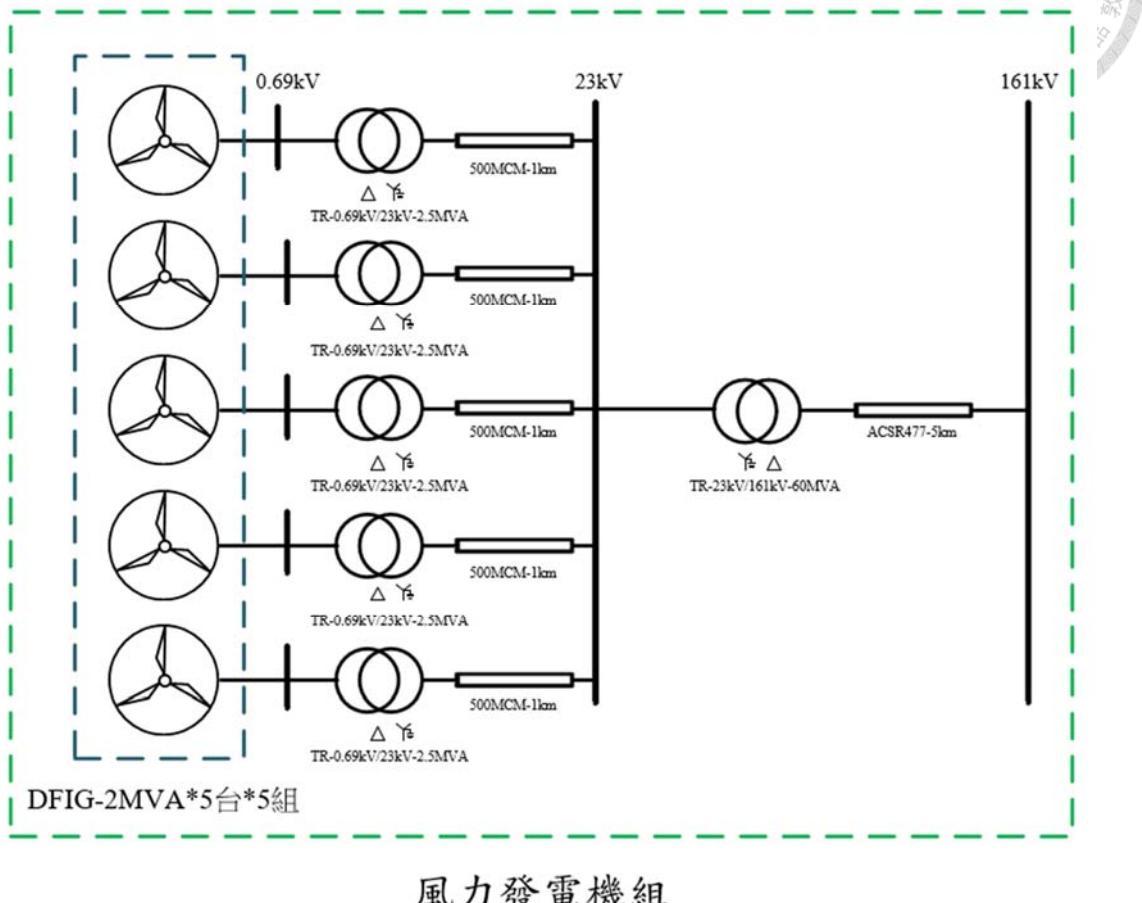


圖 2.2 風力發電機組架構圖

### 2.2.1 風力發電機傳動軸模型

本研究根據[9]採用兩質量模型描述風力發電機的傳動系統，用於分析風力發電渦輪機與發電機轉子之間的機械動態行為。該模型考慮了渦輪機和發電機的慣量、傳動軸的剛性和阻尼效應，其中，風力發電渦輪機傳動軸模型包含以下參數，其中  $\omega_t$  是渦輪機轉速(rad/s)， $\omega_r$  是轉子轉速(rad/s)， $\theta$  是轉子角度(rad)， $T_t$  是渦輪機械轉矩(N·m)， $T_e$  是發電機電磁轉矩(N·m)， $H_t$  是渦輪機轉動慣量常數(s)， $K_{tg}$  是軸剛性係數(N·m/rad)  $\omega_{m, base}$  是機械角速度基準值(rad/s)。而傳動軸模型的動態行為可由式(2.1)描述



$$\begin{aligned}
 \frac{d\omega_t}{dt} &= \frac{1}{2H_t}(T_t - T_{tg}) \\
 \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{1}{2H_g}(T_{tg} - T_e) \\
 \frac{d\theta_{tg}}{dt} &= \omega_{m,base}(\omega_t - \omega_r) \\
 \theta &= \theta_t - \theta_r \\
 T_{tg} &= K_{tg}\theta + D_{tg}(\omega_t - \omega_r)
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

上述方程式描述了渦輪和發電機轉子之間的機械耦合關係，該模型為後續小訊號穩定性分析提供了機械動態的數學模型。

### 2.2.2 風力發電原理

風力發電是一種將風的動能轉換為電能的技術。風是一種可再生能源，透過風力發電機將風的動能轉換為機械能，再通過發電機將機械能轉換為電能，提供電場中使用。風力發電的基本過程可以概括為以下幾個步驟：風力驅動葉片旋轉，旋轉的葉片帶動轉子運行，轉子的機械能進一步轉換為電能。參考文獻[7]可以得知以下公式

$$P_{mD} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot C_p \cdot V_w^3 \tag{2.2}$$

其中  $P_{mD}$  是風力發電機的輸出功率 (W)， $\rho$  是空氣的密度( $\text{kg}/\text{m}^3$ )， $A$  是風力發電機的葉片面積 ( $\text{m}^2$ ) 即風機的截面積，可以由葉片長度來計算對於圓形葉片， $A = \pi R^2$ ，其中  $R$  是葉片的半徑， $V_w$  是風速( $\text{m}/\text{s}$ )。而本論文所使用的各項風力渦輪機模型參數如所示。[7]

表 2.1 風力渦輪機模型參數

Parameter	Values
風力渦輪機葉片半徑 $R$ (m)	40
空氣密度 $\rho$ (kg/m <sup>3</sup> )	1.255
功率係數最大值 $C_p, \max$	0.44



根據式(2.1)可推導出，在不同風速條件下，當發電機轉速與特定轉速相符時，風能可轉換為最大機械功率。圖 2.3 顯示各風速條件下機械功率與機械轉速之間的關係。

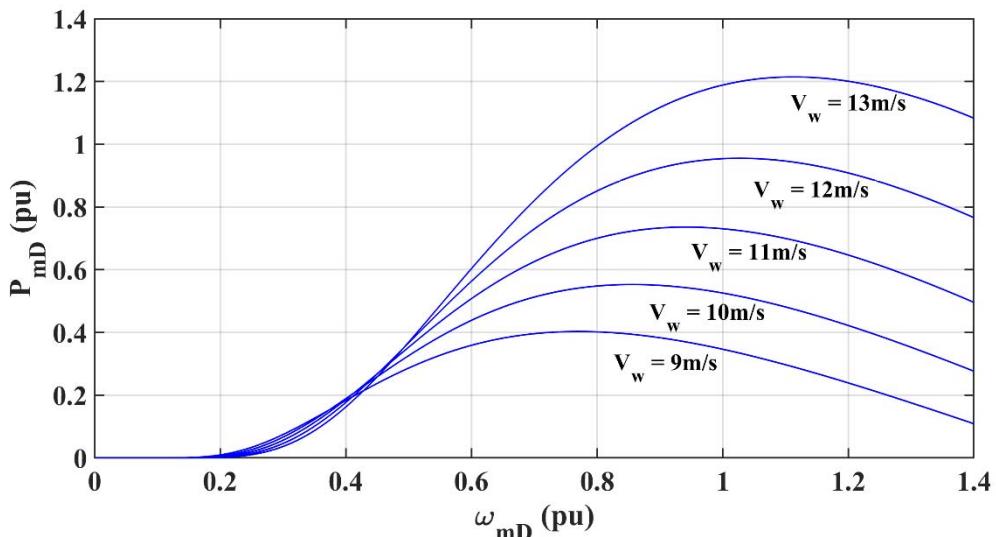


圖 2.3 不同風速下機械功率與機械轉速之關係

從圖 2.14 可觀察得知，當風機轉速達到特定值時，可在對應風速下獲得最大機械輸出功率。後續將於 2.2.4.4 中詳述如何透過風機最大功率追蹤控制策略，於使用風機運轉過程中有效擷取最大風能。[11]

### 2.2.3 系統側轉換器分析

在雙饋式感應風力發電機中，系統側轉換器扮演著至關重要的角色。當感應發電機運行於次同步轉速時，轉子需要從電網吸收有效電力；而在超同步轉速下，轉子則向電網輸出有效電力。為了實現這一電力流動，並保持系統穩定，轉子端

的有效電力吸收或輸出必須透過系統側轉換器與電網之間的交互作用進行調節。

參考圖 2.4,  $v_s$ 為風力發電機系統側轉換器出口端電壓， $v_{fw}$ 為系統側轉換器輸出電壓， $v_{dcw}$ 為風力發電機側電容器上直流電壓， $i_{GSC}$ 為電容器輸送至系統側轉換器之電流， $i_{fw}$ 為系統側控制器輸送至電網上之電流， $R_{fw}$ 與 $L_{fw}$ 為濾波器電阻及電感， $C_{dcw}$ 為風力發電機側直流電容值， $P_{sfw}$ 為系統側轉換器傳送至電網側之實功率， $Q_{sfw}$ 為系統側轉換器傳送至電網側之虛功率。

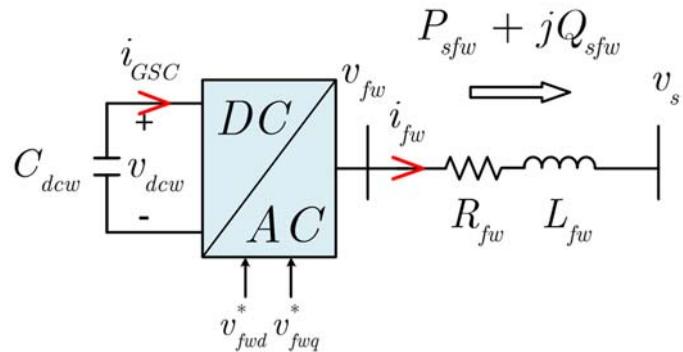


圖 2.4 系統側轉換器單線圖

系統側轉換器的核心功能之一是穩定直流電容器的電壓，這樣可以協助轉子側轉換器順利進行有效電力的流動。轉換器的控制系統會依據直流電容電壓的狀態，調整無效電力的流動方向和大小，從而實現對定子端電壓的穩定。這一過程不僅能有效管理有效電力的傳輸，還可以像靜態同步補償器一樣控制無效電力，進一步加強系統的穩定性。[12]



### 2.2.3.1 同步旋轉坐標軸轉換法

這是一種描述三相交流信號的數學方法，其核心思想是將三相弦波信號轉換到一旋轉的坐標系中。由於三相交流信號本身是時變的，通過將這些時變信號轉換為非時變的旋轉向量，能夠顯著簡化分析過程，從而有利於控制和計算。

三相弦波訊號(例如電壓或電流)可以表示為一個在同步旋轉坐標系  $d - q - 0$  坐標軸中的向量，通過旋轉角  $\theta$  投影到靜止的  $a - b - c$  軸坐標系上。根據圖 2.5，三相訊號  $v_{sa,b,c}$  分別為投影至  $a - b - c$  軸上之分量，彼此相差  $120^\circ$ ，其合成相量  $v_{s,abc}$  隨著同步角速度  $\omega_e$  旋轉。

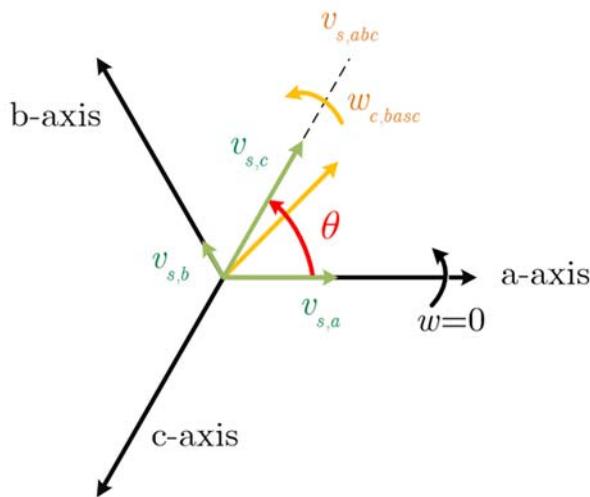


圖 2.5 三相交流弦波訊號

使用同步旋轉座標之轉換矩陣(2.4)我們可以將這個合成向量轉換到同步旋轉坐標系  $d - q - 0$  坐標軸上，根據圖 2.6，此時之  $\tilde{\theta}$  為一空間中之任意相角，其任意相角與  $a$  軸之夾角即為  $\bar{d}$  軸與  $a$  軸之夾角，此夾角即為(2.3)中之  $\tilde{\theta}$ 。這樣，在同步旋轉坐標系中，將能夠得到  $d - q - 0$  坐標軸上的分量 (假設為三相平衡信號，因此零軸上沒有信號) 此時獲得之  $d - q - 0$  軸訊號不局限於定在定子端電壓上一或是定子磁通上，為一任意同步旋轉軸。

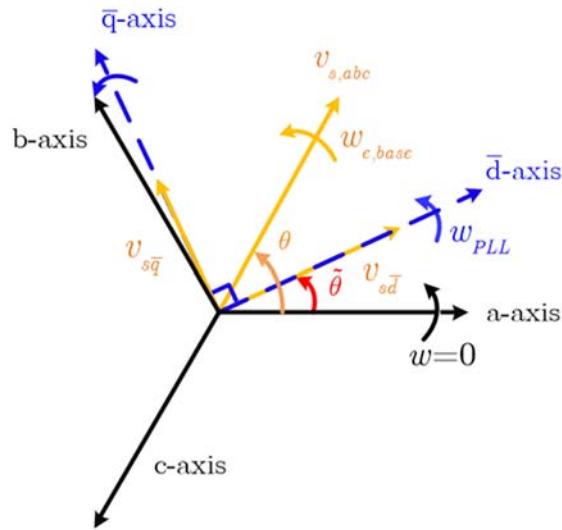


圖 2.6 同步旋轉軸派克轉換

$$\begin{bmatrix} v_{s,a} \\ v_{s,b} \\ v_{s,c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s,abc} \cos \theta \\ v_{s,abc} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{s,abc} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta} & \cos(\tilde{\theta} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\tilde{\theta} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \tilde{\theta} & -\sin(\tilde{\theta} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\tilde{\theta} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} v_{s,a} \\ v_{s,b} \\ v_{s,c} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

電流以及其他三相弦波訊號亦可使用相同方法轉換。[13][14]

### 2.2.3.2 鎖相迴路 Phase lock loop(PLL)

#### 1. EMT 模型下的鎖相迴路架構

本節會先介紹 EMT 模型的 PLL 邏輯，分析風力發電機和電池儲能系統的暫態同步行為。因 EMT 模型與非線性模型當中使用的 PLL 架構不相同，故在此章節分開討論。

因後續除了系統側控制器外，亦有電池儲能系統控制器，意味者有兩處不同的鎖相迴路轉速，故在此定義當使用系統側端電壓  $v_s$  做為鎖相迴路之三相電壓訊號時，其  $\bar{d} - \bar{q}$  軸之旋轉速度為  $\omega_{PLLW}$ ，角度為  $\theta_{PLLW}$ ，系統端電壓  $v_o$  做為鎖相迴路之三相電壓訊號時，其  $\hat{d} - \hat{q}$  軸之旋轉速度為  $\omega_{PLLB}$ ，角度為  $\theta_{PLLB}$ 。

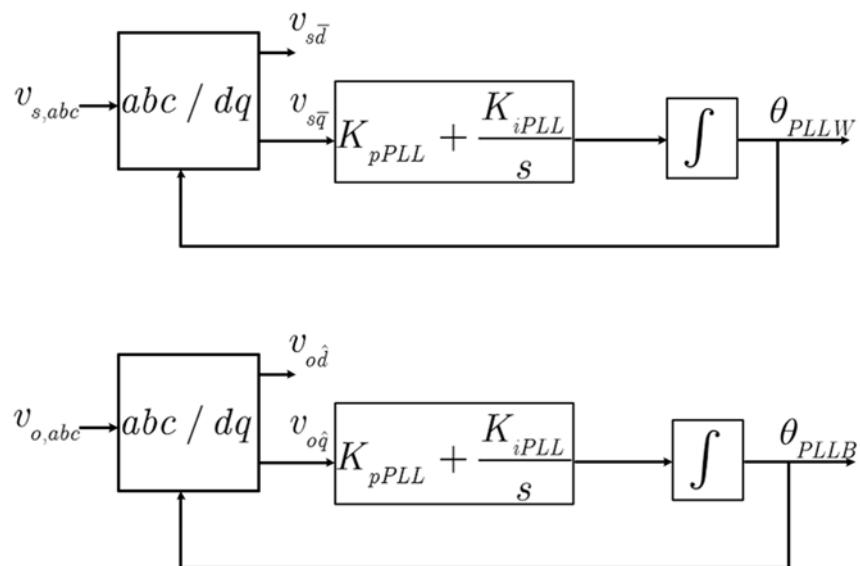


圖 2.7 PLL 在 EMT 模型中之架構示意圖

透過 2.2.3.1 節之說明，清楚說明派克轉換的原理，根據圖 2.2 可以得知派克轉換使用角度  $\theta_{PLLW}$  或  $\theta_{PLLB}$ ，定義為 a 軸與旋轉 d 軸的夾角。將  $\theta_{PLLW}$  或  $\theta_{PLLB}$  放入式(2.4)中，當 d 軸與 a 軸之夾角恰好等於  $v_s$  與 a 軸之夾角時，即可將 d 軸定在  $v_s$  上，若在儲能系統上亦同理。但在現實當中，因  $\theta$  為一時變訊號，無法準確獲得，故使用圖 2.7 架構，PLL 從初始角度開始，根據式(2.3)通過  $abc/dq$  變換生成

$v_{s\bar{q}}, v_{o\bar{q}}$ ，根據圖 2.8 可得知在空間中之  $v_{s\bar{d}}, v_{s\bar{q}}$ ，當  $\bar{d}$  軸尚未鎖定至  $v_{s,abc}$  上時， $v_{s\bar{q}} \neq 0$ ，PI 控制器會輸出讓  $d - q$  軸加減速之訊號，再透過一積分求得  $\theta_{PLLW}, \theta_{PLLB}$  後，回授至派克轉換矩陣，穩態時， $PLLW$  輸出相位角度  $\theta_{PLLW}, PLLB$  輸出相位角度是  $\theta_{PLLB}$ ，即可求得鎖定在此訊號之同步旋轉軸之  $d - q$  軸分量，PI 控制器根據  $v_{s\bar{q}}$  或是  $v_{o\bar{q}}$  生成角速度  $\omega_{PLL}$ ，經積分得到其相位角度。角速度  $\omega_{PLL}$  與相位角度  $\theta_{PLL}$  的關係如式(2.6)

$$\omega_{PLL} = \frac{d\theta_{PLL}}{dt} \quad (2.6)$$

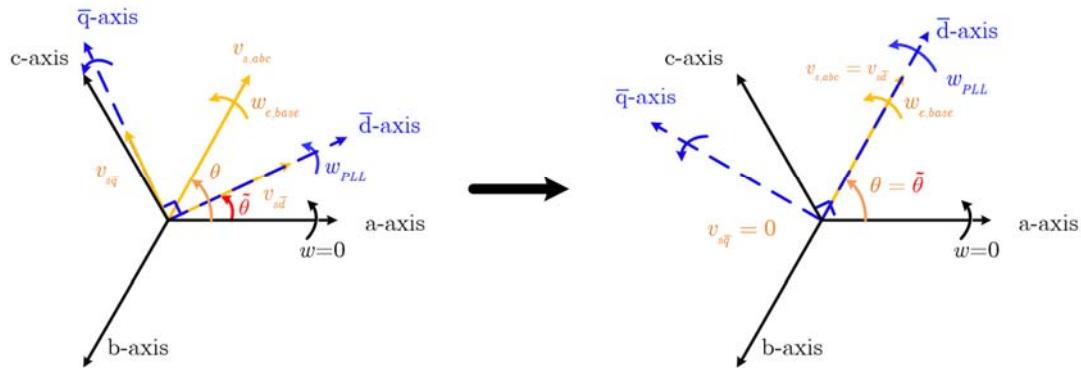


圖 2.8 EMT 模型中 PLL 之相量圖

## 2. 非線性(Nonlinear)模型下的鎖相迴路架構

本節介紹非線性模型的 PLL 邏輯，在非線性模型當中，不含有三相之  $a - b - c$  軸訊號，所有訊號皆在任意同步旋轉軸上做計算，此非線性模型中包含四組座標軸，如圖 2.9 所示，其任意同步旋轉軸  $d - q$  之旋轉角速度為理想之電磁角速度  $\omega_e$ ，使用系統側端電壓  $v_{Sd}, v_{Sq}$  做為鎖相迴路之電壓訊號時，其  $\bar{d} - \bar{q}$  軸之旋轉速度為  $\omega_{PLLW}$ ，角度為  $\theta_{PLLW}$ ，系統端電壓  $v_{od}, v_{oq}$  做為鎖相迴路之電壓訊號時其  $\tilde{d} - \tilde{q}$  軸之旋轉速度為  $\omega_{PLLB}$ ，角度為  $\theta_{PLLB}$ ，使用定子側磁通  $\lambda_{Sd}, \lambda_{Sq}$  做為鎖相迴路時，其  $\tilde{d} - \tilde{q}$  軸轉速為  $\omega_{PLLW}$ 。

舉定子端電壓  $v_s$  為例，當  $\bar{d} - \bar{q}$  軸之  $\bar{d}$  軸尚未鎖定至  $v_{sd}$  上時， $v_{s\bar{q}} \neq 0$ ，PI 控制器式(2.9)會輸出讓  $\bar{d} - \bar{q}$  軸加減速之訊號，因此處之軸與軸相對角速度為  $\omega_e - \omega_{PLLW}$ ，故與 EMT 不同的是此處方塊圖中需減去  $\omega_e$  表示其兩個軸轉換之間之角

速度差，將其積分後求得角度 $\theta_{PLLW}$ 回授至派克轉換矩陣式(2.7)。[15]

$$\begin{bmatrix} v_{s\bar{d}} \\ v_{s\bar{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{PLLW}) & \sin(\theta_{PLLW}) \\ -\sin(\theta_{PLLW}) & \cos(\theta_{PLLW}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

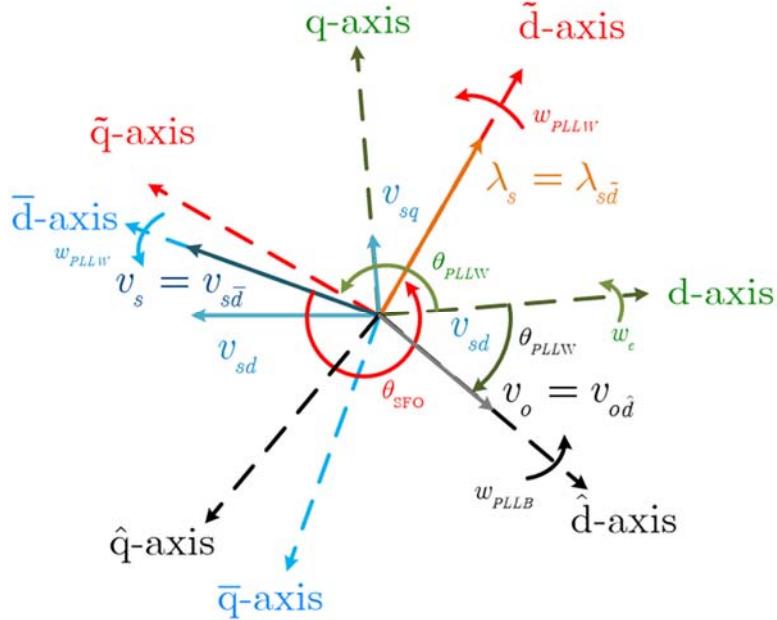


圖 2.9 非線性模型中 PLL 之相量圖

穩態時， $PLLW$ 輸出相位角度 $\theta_{PLLW}$ ， $PLLB$ 輸出相位角度是 $\theta_{PLLB}$ ，將其帶入旋轉矩陣中，即可求得鎖定在 $d - q$ 軸分量，PI 控制器根據 $v_{s\bar{q}}$ 或是 $v_{o\hat{q}}$ 產生角速度 $\omega_{PLL}$ ，經積分得到其相位角度。角速度 $\omega_{PLL}$ 與相位角度 $\theta_{PLL}$ 的關係如式(2.10)

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_{PLLW}}{dt} &= \omega_{PLLW} - \omega_e \\ \frac{d\theta_{PLLB}}{dt} &= \omega_{PLLB} - \omega_e \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$\omega_{PLL} = (K_{pPLL} + \frac{K_{iPLL}}{s}) v_{s\bar{q}} \quad (2.9)$$

$$\theta_{PLL} = \int (\omega_{PLL} - \omega_e) dt + \theta_{PLL,0} \quad (2.10)$$

根據圖 2.10 非線性模型中 PLL 的狀態變數包括  $PLLW$  的相位角度 $\theta_{PLLW}$  和 PI 控制器積分項 $\omega_{PLLW,i}$ ，以及  $PLLB$  的相位角度 $\theta_{PLLB}$  和 PI 控制器積分項 $\omega_{PLLB,i}$  整



理其方程式如下

$$\begin{aligned}\omega_{PLLW} &= K_{pPLL} v_{s\bar{q}} + K_{iPLL} \omega_{PLLW,i}, \frac{d\omega_{PLLW,i}}{dt} = v_{s\bar{q}}, \frac{d\theta_{PLLW}}{dt} = \omega_{PLLW} - \omega_e \\ \omega_{PLLB} &= K_{pPLL} v_{o\bar{q}} + K_{iPLL} \omega_{PLLB,i}, \frac{d\omega_{PLLB,i}}{dt} = v_{o\bar{q}}, \frac{d\theta_{PLLB}}{dt} = \omega_{PLLB} - \omega_e\end{aligned}\quad (2.11)$$

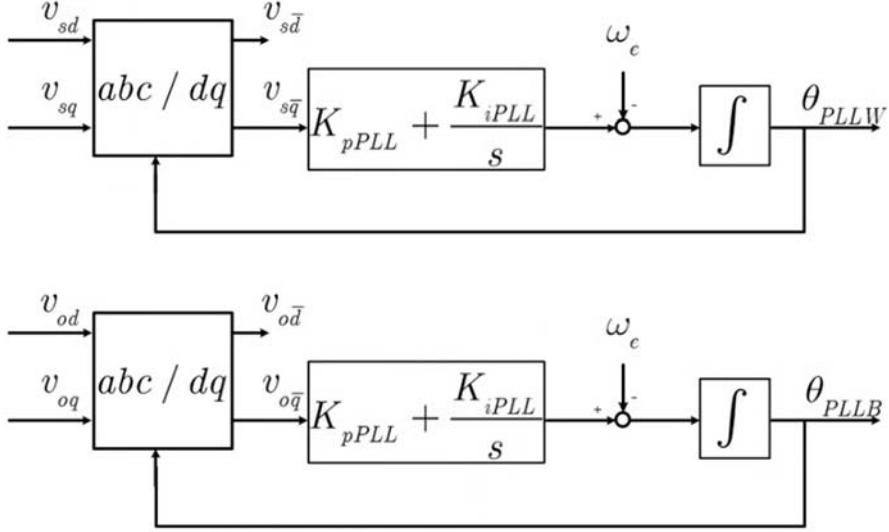


圖 2.10 PLL 在非線性模型中之架構示意圖

### 2.2.3.3 系統側轉換器之數學模型建立

根據圖 2.4 定子端電壓  $v_{sd}$  與轉換器輸出電壓  $v_{fw}$  之三相關係式為

$$L_{fw} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fwa} \\ i_{fwb} \\ i_{fwc} \end{bmatrix} = -R_{fw} \begin{bmatrix} i_{fwa} \\ i_{fwb} \\ i_{fwc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{fwa} - v_{sa} \\ v_{fwb} - v_{sb} \\ v_{fwc} - v_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

利用同步旋轉軸轉換矩陣(2.5)可將(2.12)轉為(2.13)同步旋轉軸上之  $\bar{d} - \bar{q}$  軸分量

$$L_{fw} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fw\bar{d}} \\ i_{fw\bar{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{fw} & \omega_{PLL} L_{fw} \\ -\omega_{PLL} L_{fw} & -R_{fw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fw\bar{d}} \\ i_{fw\bar{q}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{fw\bar{d}} - v_{s\bar{d}} \\ v_{fw\bar{q}} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

根據圖 2.4 直流電容端電壓  $v_{dcw}$  之電壓方程式

$$\frac{dv_{dcw}}{dt} = -\frac{i_{gsc}}{C_{dc}} \quad (2.14)$$

根據式(2.14)在不考慮轉換器能量損耗的情況下，電容器輸出之功率會與系統測

轉換器輸出之功率相等

$$P_{fw} = v_{fwd} i_{fwd} + v_{fw\bar{q}} i_{fw\bar{q}} = v_{dew} i_{gsc} \quad (2.15)$$

系統側轉換器輸出之功率，在不考慮  $R_{fw}, L_{fw}$  消耗功率下，表示為



$$P_{fw} = v_{s\bar{d}} i_{fwd} + v_{s\bar{q}} i_{fw\bar{q}} \quad (2.16)$$

$$Q_{fw} = -v_{s\bar{d}} i_{fw\bar{q}} + v_{s\bar{q}} i_{fw\bar{q}} \quad (2.17)$$

因為將  $v_{s\bar{d}}$  定在  $\bar{d}$  上，代表  $v_{s\bar{q}} = 0$ ，可將式(2.16)(2.17)簡化為式(2.18)(2.19)

$$P_{wf} = v_{s\bar{d}} i_{fwd} \quad (2.18)$$

$$Q_{wf} = -v_{s\bar{d}} i_{fw\bar{q}} \quad (2.19)$$

由此可知在穩態下系統側轉換器可經由  $i_{fwd}, i_{fw\bar{q}}$  控制其輸出功率，當  $i_{fwd} > 0$  時，系統側轉換器輸出實功率，反之則為吸收；當  $i_{fw\bar{q}} < 0$  時系統側轉換器輸出虛功率，反之則為吸收。

#### 2.2.3.4 系統側轉換器內迴圈控制方塊圖

根據式(2.13)得知，當調整  $v_{fwd}, v_{fw\bar{q}}$  時可以使系統側控制器控制  $i_{fwd}, i_{fw\bar{q}}$ ，就可以控制控制器之輸出功率，但因派克轉換中， $d - q$  軸會有相互耦合之關係，使得控制器設計的過程中會較於困難，所以為了簡化控制器設計，需加入前饋補償對其作解耦合控制。可得知，根據式(2.13)可以看到狀態矩陣中之非對角線項即為耦合項，若要將其消除，可以假設有一解耦合電壓命令  $x_{f\bar{d}}, x_{f\bar{q}}$ 。

$$x_{f\bar{d}} = (i_{fwd}^* - i_{fwd})(K_{pgsc} + \frac{K_{igsc}}{s}) \quad (2.20)$$

$$x_{f\bar{q}} = (i_{fw\bar{q}}^* - i_{fw\bar{q}})(K_{pgsc} + \frac{K_{igsc}}{s}) \quad (2.21)$$

其由電流控制命令  $i_{fwd}^*, i_{fw\bar{q}}^*$  經過 PID 控制器產生，將其加入前饋補償項後，可以得到式(2.22)(2.23)之系統測轉換器電壓控制命令，將其代入式(2.13)可以得

到式(2.24)，即可滿足解耦合之需求，以利控制。

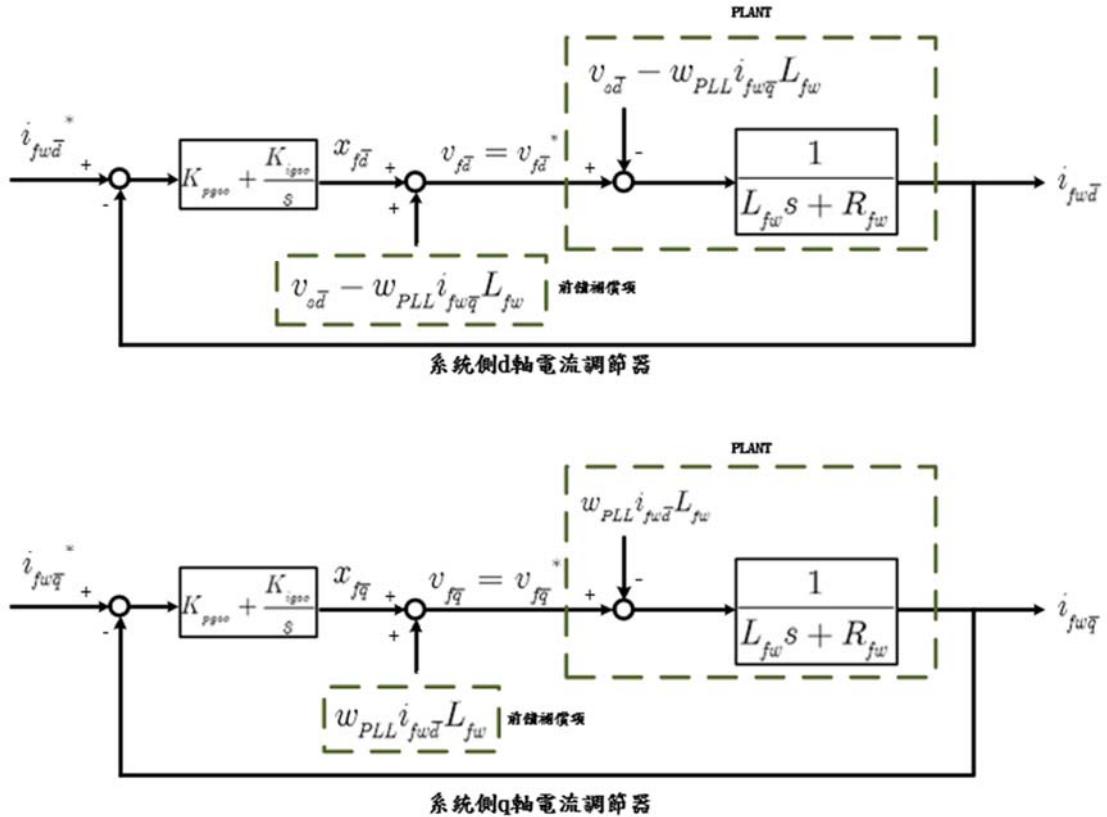


圖 2.11 系統側電流控制器方塊圖

整理式(2.20)至(2.24)可得圖 2.11，因為此次之研究主題為，次同步振盪在電網當中造成之影響，透過後續章節之特徵值分析可以得知，次同步振盪之振盪頻率為 30~40Hz 之頻率，交直流轉換器中之高頻切換頻率並不會激發次同步振盪之現象，故省略控制器中 PWM 切換之頻率以及其時間延遲。

故假設電壓命令及其實際電壓相等，即為  $v_{fwd}^* = v_{fwd}$ ， $v_{fwq}^* = v_{fwq}$ 。

$$v_{fwd}^* = x_{fwd} - \omega_{PLL} L_{fw} \cdot i_{fwq} + v_{sd} \quad (2.22)$$

$$v_{fwq}^* = x_{fwq} + \omega_{PLL} L_{fw} \cdot i_{fwd} \quad (2.23)$$

$$L_{fw} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fwd} \\ i_{fwq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{fw} & 0 \\ 0 & -R_{fw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fwd} \\ i_{fwq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_{fwd} \\ x_{fwq} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

當解耦合項消除時，可得系統側之電流控制器解耦合方塊圖如圖 2.12 所示，

意味者可以透過控制  $x_{fw\bar{d}}, x_{fw\bar{q}}$  來更加精準地控制  $i_{fw\bar{d}}, i_{fw\bar{q}}$ 。

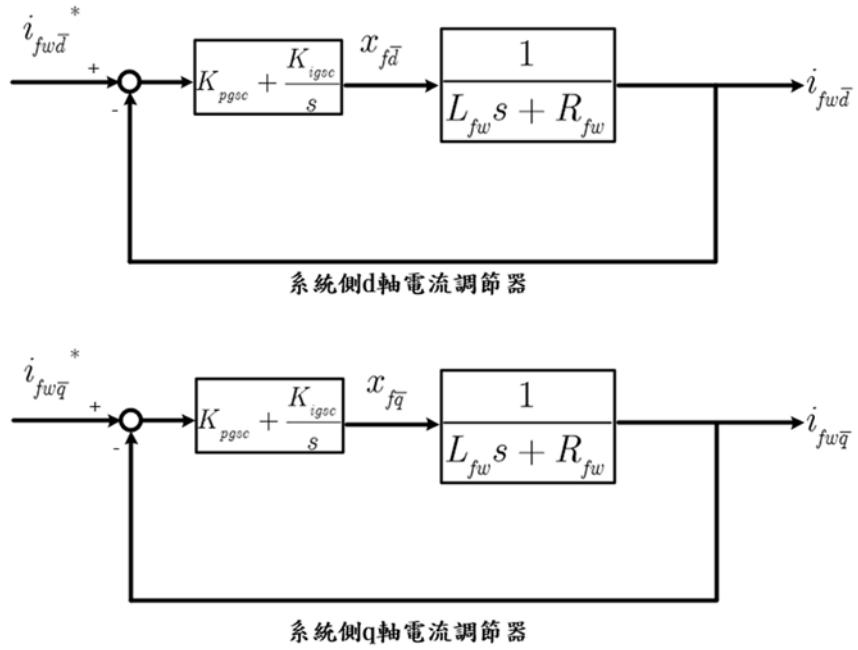
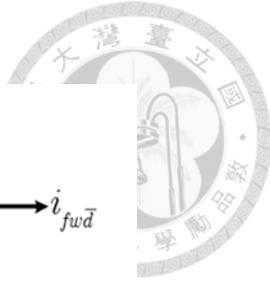


圖 2.12 系統側電流控制器解耦方塊圖

定義後續章節小訊號分析所需之狀態變數

$$\begin{aligned} x_{f\bar{d}} &= K_{pgsc}(i_{fw\bar{d}}^* - i_{fw\bar{d}}) + K_{igsc}i_{fw\bar{d},i}, \frac{di_{fw\bar{d},i}}{dt} = i_{fw\bar{d}}^* - i_{fw\bar{d}} \\ x_{f\bar{q}} &= K_{pgsc}(i_{fw\bar{q}}^* - i_{fw\bar{q}}) + K_{igsc}i_{fw\bar{q},i}, \frac{di_{fw\bar{q},i}}{dt} = i_{fw\bar{q}}^* - i_{fw\bar{q}} \end{aligned} \quad (2.25)$$

參考[7]可得(2.26)(2.27)式系統側轉換器之振幅調變指數  $m_i$ 、相對補償電壓之相角

$\alpha$ ，以及交直流轉換器之三相控制輸出訊號  $v_{fw,abc}$  如下

$$m_i = \frac{\sqrt{v_{fw\bar{d}}^*{}^2 + v_{fw\bar{q}}^*{}^2}}{k \cdot v_{dcw}} \quad (2.26)$$

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{v_{fw\bar{q}}^*{}^2}{v_{fw\bar{d}}^*{}^2}\right) \quad (2.27)$$

因本論文端電壓訊號為相電壓之峰值，故根據[21]可得知  $k$  為 0.5。由(2.26)與(2.27)式得三相脈波寬度調變之控制信號分別為

$$\begin{aligned}
 v_{fw,a}^* &= m_i \cos(\theta + a) \\
 v_{fw,b}^* &= m_i \cos(\theta + a - \frac{2\pi}{3}) \\
 v_{fw,c}^* &= m_i \cos(\theta + a + \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned}
 \tag{2.28}$$



再將轉換器之高頻切換暫態以及時間延遲省略，即可獲得轉換器之實際輸出電壓。

$$\begin{aligned}
 v_{fw,a} &= v_{fw,a}^* \\
 v_{fw,b} &= v_{fw,b}^* \\
 v_{fw,c} &= v_{fw,c}^*
 \end{aligned}
 \tag{2.29}$$

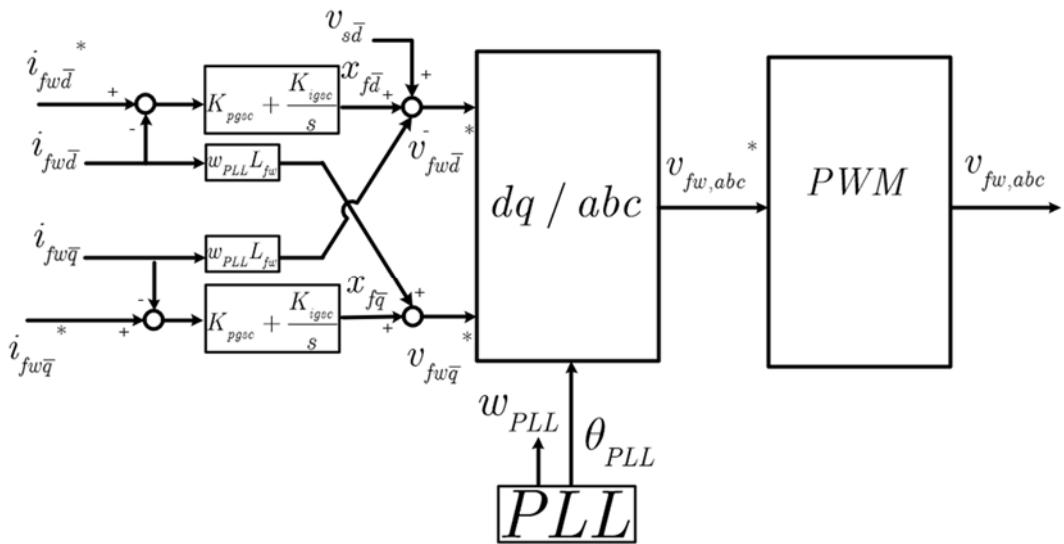


圖 2.13 系統側控制器內迴圈控制方塊圖

整理上述之公式以及說明，即可得到圖 2.13 完整的系統側控制器內迴圈方塊圖。

### 2.2.3.5 系統側轉換器外迴圈控制方塊圖

#### 1. d 軸電流控制器

根據圖 2.14，在系統側的電流 d 軸控制器中，主要目的是調節雙饋式感應風力發電機側直流電容器的電壓。為了維持直流電容電壓的穩定，使用了一組 PID 控制器作為直流電壓調節器。這樣可以設定一個目標直流電壓命令值  $v_{dcw}^*$ ，當直流電壓  $v_{dcw}$  因外部干擾而變得不穩定時，通過比例  $K_{pd_{cw}}$  和積分  $K_{id_{cw}}$  增益控

制器計算出所需的系統側控制器 d 軸電流  $i_{fwd}^*$  來控制系統，以縮小誤差式(2.30)，從而使直流電容電壓保持穩定。

$$i_{fwd}^* = (v_{dcw}^* - v_{dcw})(K_{pvdcw} + \frac{K_{ivdcw}}{s}) \quad (2.30)$$

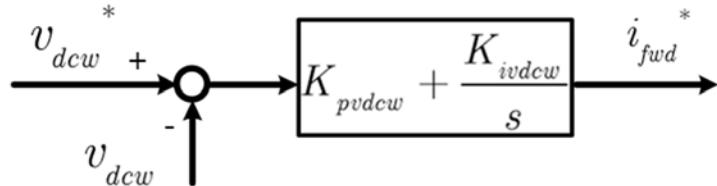


圖 2.14 系統側 d 軸控制器外部迴圈方塊圖

當計算出所需之系統側控制器 d 軸電流  $i_{fwd}^*$  後，根據圖 2.13 會輸入至系統側 d 軸電流控制器中，就能達到間接控制系統側轉換器 d 軸輸出電流。

## 2. q 軸電流控制器

根據圖 2.16，在系統側的電流 q 軸控制器中，主要目的是控制風電場對於電網輸出之虛功率  $Q_{gw} = 0$ ，以維持功率因數穩定，使得發電機組可以提供最大有效功率，並對饋線上不會造成過大之電流，根據能量守恆，系統側控制器輸入之虛功率  $Q_{sfw}$ ，風機定子側輸入之虛功率  $Q_s$ ，定子側激磁電容之輸入虛功率  $Q_{cf}$ ，可推導出式(2.31)。

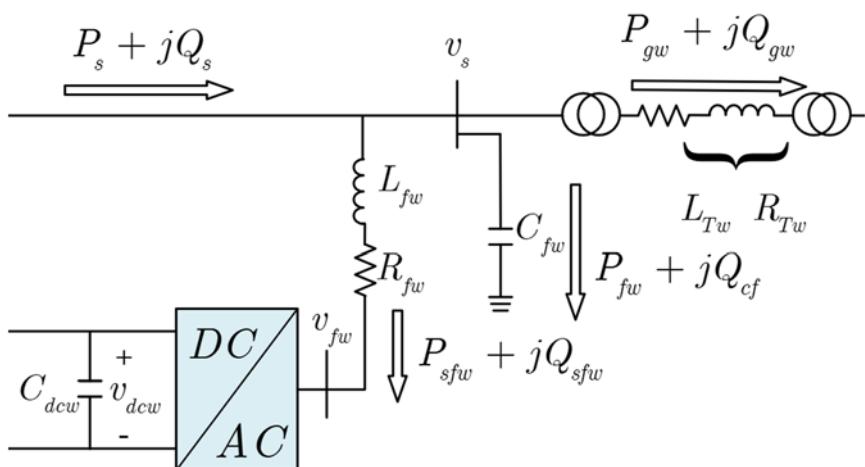


圖 2.15 系統側功率潮流示意圖



$$Q_{sfw} + Q_{gw} - Q_s + Q_{cf} = 0 \quad (2.31)$$

根據前述章節電壓電流在  $d - q$  軸中與功率之關係，在任意同步旋轉軸中，風機定子側輸入之虛功率  $Q_s$  可被表示為式(2.32)

$$Q_s = -v_{sd}i_{sq} + v_{sq}i_{sd} = -v_{sd}i_{s\tilde{q}} + v_{s\tilde{q}}i_{s\tilde{d}} \approx v_{s\tilde{q}}i_{s\tilde{d}} \quad (2.32)$$

根據前述章節感應發電機電壓以及其磁通在任意同步旋轉軸之關係，在不考慮耦合項以及電阻上造成之電壓影響時，可將式子簡化為式(2.33)，可得電壓會超前磁通近似 90 度。

$$\begin{cases} v_{sd} = \frac{d}{dt} \lambda_{sd} \\ v_{sq} = \frac{d}{dt} \lambda_{sq} \end{cases} \quad (2.33)$$

根據 2.2.4.1 中之介紹，亦可將定子電壓  $v_{sd}, v_{sq}$  轉換至  $\tilde{d} - \tilde{q}$  軸上，因為  $\tilde{d} - \tilde{q}$  軸為將定子磁通  $\lambda_s$  定在  $\tilde{d}$  軸上，根據圖 2.18 可得知

$$\begin{cases} v_{s\tilde{d}} = 0 \\ v_{s\tilde{q}} = v_s \end{cases} \quad (2.34)$$

假設定子端電壓  $v_s$  以及定子磁通  $\lambda_s$  非常接近一標么時，並且本論文之轉子  $d$  軸電流  $i_{rd}$  為 0，故可得(2.35)，即可得知風機定子側輸入之虛功率  $Q_s$  為下式，可將其近似為感應電動機中磁化電感標么值之倒數

$$Q_s = v_{s\tilde{q}} \left( \frac{\lambda_s - L_m i_{rd}}{L_s} \right) \approx \frac{1}{L_s} \quad (2.35)$$

在任意同步旋轉軸時，在定子側激磁電容之輸入虛功率  $Q_{cf}$  中可被表示為式(2.36)

$$Q_{cf} = -v_{sd}i_{cfwq} + v_{sq}i_{cfwd} = -v_{sd}i_{cfw\bar{q}} + v_{s\bar{q}}i_{cfw\bar{d}} \quad (2.36)$$

將  $i_{cfw\bar{q}}$  代入，並假設定子端電壓  $v_s$  以及任意同步旋轉軸之轉速  $\omega_e$  一標么，即可得知定子側激磁電容之消耗虛功率  $Q_{cf}$  近似為式(2.37)

$$Q_{cf} = -C_f \quad (2.37)$$

系統側控制器輸入之虛功率  $Q_{sfw}$  可被表示為式(2.38)，假設定子端電壓  $v_s$  為一標么，即可得知系統側控制器輸入之虛功率  $Q_{sfw}$ ，近似為式(2.38)

$$Q_{sfw} = v_{sd} i_{fwq} - v_{sq} i_{fwd} = v_{sd} i_{fw\bar{q}}^* \quad (2.38)$$

將上式整理代入式(2.35)後，即可獲得系統側 q 軸電流控制命令  $i_{fw\bar{q}}^*$

$$i_{fw\bar{q}}^* = \frac{Q_{sfw}^*}{v_{sd}} = \frac{1}{v_{sd}} \left( -\frac{1}{L_s} + C_f \right) \quad (2.39)$$

當計算出所需之系統側控制器 q 軸電流  $i_{fwq}^*$  後，根據圖 2.16 會輸入至系統側 q 軸電流控制器中，就能達到控制系統側轉換器 q 軸輸出電流。

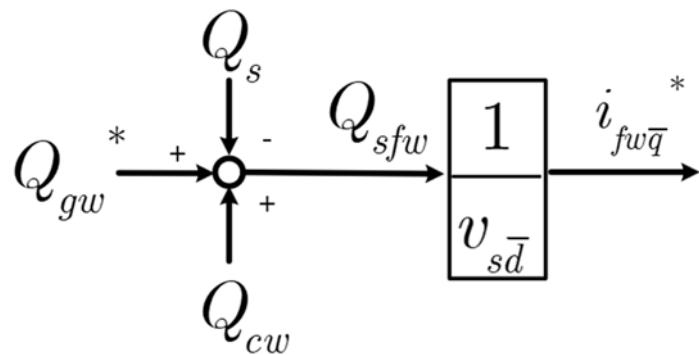


圖 2.16 系統側 q 軸控制器外部迴圈方塊圖

定義後續章節小訊號分析所需之狀態變數

$$i_{fwd}^* = K_{pvdcw} (v_{dcw}^* - v_{dcw}) + K_{ivdcw} v_{dcw,i}, \frac{dv_{dcw,i}}{dt} = v_{dcw}^* - v_{dcw} \quad (2.40)$$

$$i_{fw\bar{q}}^* = \frac{Q_{sfw}^*}{v_{sd}} \quad (2.41)$$

## 2.2.4 轉子側轉換器分析

參考圖 2.17， $v_r$  為風機轉子側轉換器出口端電壓， $i_{rsc}$  為轉換器輸送至電容器之電流。在設計轉子側控制器時，與定子側控制器相同的是，都需要同步旋轉座標軸轉換法，將三相訊號轉為較好控制之  $d - q$  軸訊號，但與其不同的是，因

轉子側控制器之  $d - q$  軸與系統側控制器之  $\bar{d} - \bar{q}$  軸不同，故在進行轉子側控制器設計前，要先定義一新的同步旋轉軸。

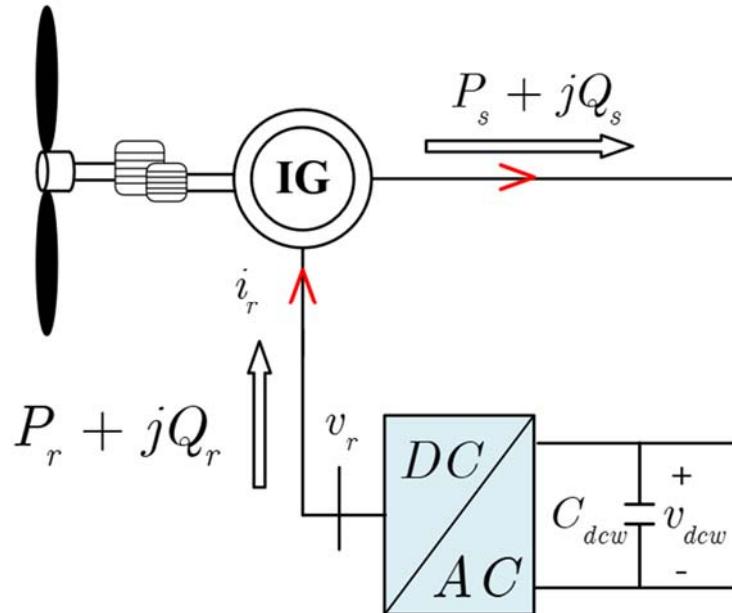


圖 2.17 轉子側轉換器單線圖

#### 2.2.4.1 定子磁通導向

在 2.2.3 中，已經有一旋轉座標系統  $\bar{d} - \bar{q}$  軸，且已經將其定在定子端電壓上，故在此章節定義一新的旋轉座標系統  $\tilde{d} - \tilde{q}$  軸，因轉子側電磁轉矩  $T_e$  為定子側磁通  $\lambda_s$  與定子側電流  $i_s$  之外積，故選擇將轉子側轉換器之  $\tilde{d} - \tilde{q}$  軸定在定子磁通上，可以更好的達到解耦合控制，使得控制定子側電流時，可以很好的控制電磁轉矩。

$$T_e = \lambda_s \times i_s \quad (2.42)$$

參考圖 2.18 可以得知定子端電壓  $v_s$  與定子磁通  $\lambda_s$  相差  $\theta_{SFO}$ ，故接下來只須找出夾角  $\theta_{SFO}$  即可定義一新的旋轉座標軸  $\tilde{d} - \tilde{q}$  軸。

然而，由於定子磁通無法直接測量，我們必須利用定子磁通導向的方法來估算磁通。這種方法通過同步旋轉座標系的轉換，能夠精確估算磁通的變化，從而使得控制系統能夠正確處理轉子和定子之間的相對位置關係。

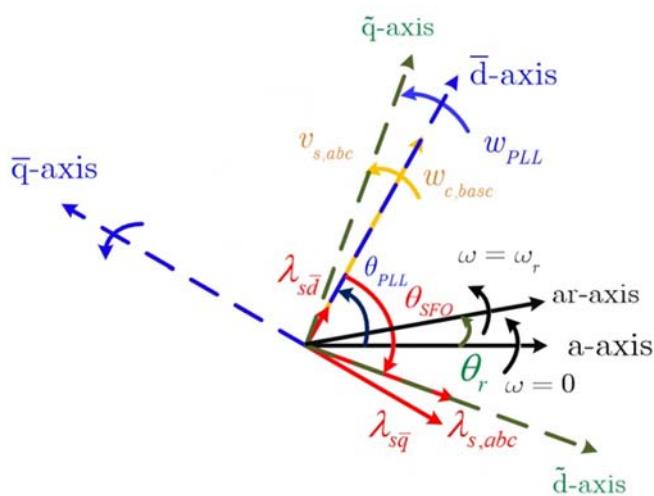


圖 2.18 風機側控制器旋轉軸定義

在三相感應機中，定子側的訊號為投影至定子軸  $a-axis$  之三相訊號，轉子側之訊號為投影至轉子軸  $ar-axis$  之三相訊號，但因定子上之電壓頻率為  $\omega_e$ ，轉子上之電壓頻率  $\omega_{vr}$  為定子磁場切割轉子頻率，且此頻率為站在轉子的轉速上觀測其轉子電壓式(2.43)之頻率，但站在定子的角度觀測轉子上之電壓訊號式(2.44)，會發現其轉子電壓頻率為  $\omega_{svr} = \omega_e$ ，表示其實不論是定子亦或是轉子之訊號皆為  $\omega_e$  之角速度在空間向量中旋轉。

$$\omega_{vr} = \omega_e - \omega_r \quad (2.43)$$

$$\omega_{svr} = \omega_{vr} + \omega_r = \omega_e \quad (2.44)$$

由於定子側磁通為空間中之三相時變訊號，故亦可使用同步旋轉軸轉換法，參考圖 2.18 使用三角函數之轉換將定子磁通投影至  $\bar{d} - \bar{q}$  軸即可得到定子側端電壓與定子側磁通之夾角  $\theta_{SFO}$

$$\theta_{SFO} = \tan^{-1}\left(\frac{\lambda_{sq}}{\lambda_{s\bar{d}}}\right) \quad (2.45)$$

圖 2.18 可得知  $\bar{d} - \bar{q}$  軸與定子軸  $a-axis$  之夾角為  $\theta_{PLL}$ ，轉子軸  $ar-axis$  與定子軸  $a-axis$  之夾角為  $\theta_r$ ，轉子軸  $ar-axis$  與  $\tilde{d} - \tilde{q}$  軸之夾角為  $\theta_s$ ，意味者若要對感應電動機之轉子訊號做派克轉換時，須將派克轉換矩陣式中之夾角更換為

$\theta_s$ ，再根據式(2.48)即可得到於轉子側上任意信號轉換至 $\tilde{d} - \tilde{q}$ 軸上之分量。

$$\theta_s = \theta_{PLL} + \theta_{SFO} - \theta_r \quad (2.46)$$

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

$$\begin{bmatrix} v_{r\tilde{d}} \\ v_{r\tilde{q}} \\ 0 \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} v_{r,a} \\ v_{r,b} \\ v_{r,c} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

#### 2.2.4.2 轉子側轉換器之數學模型建立

根據[12]中感應發電機等效電路，配合同步旋轉座標軸，可以得知風力感應發電機中端電壓以及磁通之關係可以被表示為圖 2.19，此處定義一個新的同步旋轉座標軸 $d - q$ 軸為任意旋轉軸，所表示派克轉換矩陣中之角度 $\theta$ ，為任意角，並不是前文所提及之 $\bar{d} - \bar{q}$ 軸或是 $\tilde{d} - \tilde{q}$ 軸，因為此處表示之數學模型可以投影至 $\bar{d} - \bar{q}$ 軸上，亦或是 $\tilde{d} - \tilde{q}$ 軸上，故使用任意軸表示在系統中之感應機模型。

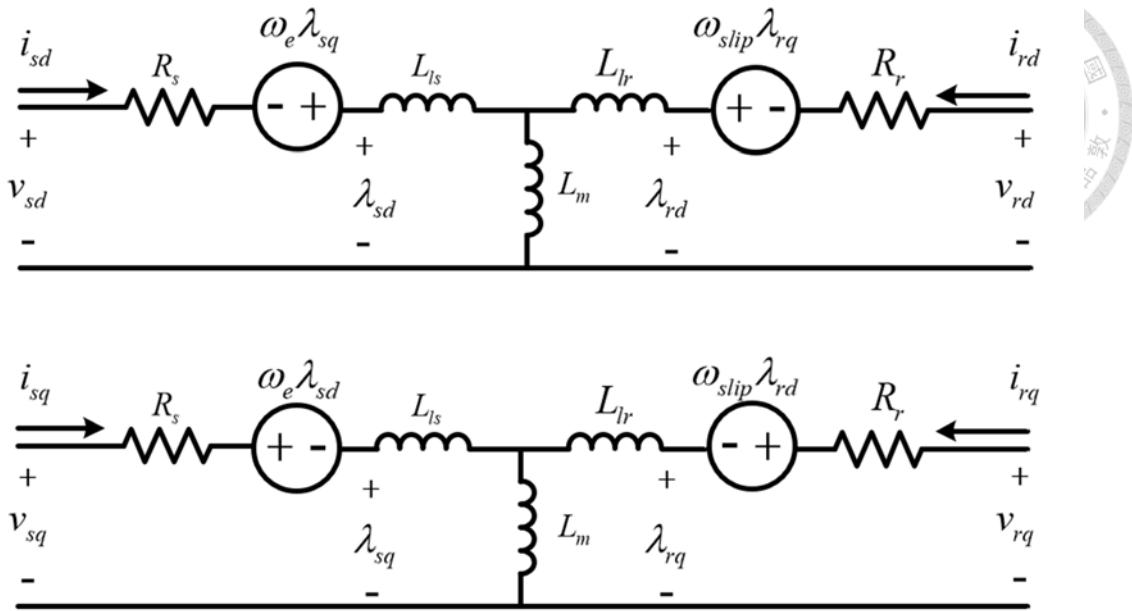


圖 2.19 同步旋轉座標軸之感應發電機等效電路

整理圖 2.19 可以得到如下方程式

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_e \lambda_{sq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_e \lambda_{sd} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq} \end{cases} \quad (2.49)$$

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} - \omega_{slip} \lambda_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rd} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \omega_{slip} \lambda_{rd} + \frac{d}{dt} \lambda_{rq} \end{cases} \quad (2.50)$$

$$\begin{cases} \lambda_{sd} = (L_{ls} + L_m) i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \lambda_{sq} = (L_{ls} + L_m) i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad (2.51)$$

$$\begin{cases} \lambda_{rd} = (L_{ls} + L_m) i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \lambda_{rq} = (L_{ls} + L_m) i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (2.52)$$

其中  $\lambda$  表示磁通，下標  $s$  表示定子側看入之等效，下標  $r$  表示轉子側看入之等效，下標  $m$  表示磁化電感，下標  $l$  表示漏磁電感， $L$  表示看入之等效電感， $\omega_e$  為定子磁場電氣轉速， $\omega_{slip}$  為定子磁場電氣轉速，與  $\omega_r$  轉子電氣轉速之轉速差，式(2.53)若



此時使用  $\bar{d} - \bar{q}$  軸，則  $\omega_e$  必須替換為  $\bar{d} - \bar{q}$  軸之轉速  $\omega_{PLL}$ 。

$$\omega_{slip} = \omega_e - \omega_r \quad (2.53)$$

將(2.49)(2.50)整理後令  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  以矩陣形式簡化，可得下式

$$\frac{1}{\omega_{eB}} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{sd} \\ \lambda_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_e \\ \frac{-R_s}{\sigma L_s} & -R_s \\ -\omega_e & \frac{\omega_e}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{sd} \\ \lambda_{sq} \end{bmatrix} - \frac{(\sigma - 1)R_s}{\sigma L_m} \begin{bmatrix} \lambda_{rd} \\ \lambda_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

$$\frac{1}{\omega_{eB}} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{rd} \\ \lambda_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_r & \omega_{slip} \\ \frac{-R_r}{\sigma L_r} & -R_r \\ -\omega_{slip} & \frac{\omega_{slip}}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{rd} \\ \lambda_{rq} \end{bmatrix} - \frac{(\sigma - 1)R_r}{\sigma L_m} \begin{bmatrix} \lambda_{sd} \\ \lambda_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

將(2.54)(2.55)整理成矩陣形式，使其表示成電流為磁通的相依變數。

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{i}_{rd} \\ \dot{i}_{rq} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & \frac{(\sigma - 1)}{L_m} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 & \frac{(\sigma - 1)}{L_m} \\ \frac{(\sigma - 1)}{L_m} & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{(\sigma - 1)}{L_m} & 0 & \frac{1}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{sd} \\ \lambda_{sq} \\ \lambda_{rd} \\ \lambda_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

透過上述之關係式，即可將感應機之三相訊號轉換為任意  $d - q$  軸之訊號，以利下一章節之轉子側轉換器設計。

#### 2.2.4.3 轉子側轉換器內迴圈控制方塊圖

根據圖 2.18 可以得知，因 2.2.4.1 定子磁通導向中已經求得定子磁通的角度，將定子磁通定在  $\tilde{d}$  軸之上，即可得知當忽略定子磁通暫態變化時，可將定子磁通表示為



$$\begin{cases} \lambda_{s\tilde{d}} = \lambda_s \\ \lambda_{s\tilde{q}} = 0 \end{cases} \quad (2.57)$$

因為轉子側轉換器為一電流調節器，僅能透過直接或是間接之方式調節轉子電流，故選擇轉子電流為狀態變數，將定子磁通 $\lambda_s$ ，轉子磁通 $\lambda_r$ 以及定子電流 $i_s$ 使用代換，整理關係式，並將其轉換至 $\tilde{d} - \tilde{q}$ 軸可以得到如下方程式

$$\begin{cases} v_{s\tilde{d}} = R_s i_{s\tilde{d}} + \frac{d}{dt} \lambda_{s\tilde{d}} \\ v_{s\tilde{q}} = R_s i_{s\tilde{q}} + \omega_e \lambda_{s\tilde{d}} \end{cases} \quad (2.58)$$

$$\begin{cases} v_{r\tilde{d}} = R_r i_{r\tilde{d}} - \omega_{slip} \lambda_{r\tilde{q}} + \frac{d}{dt} \lambda_{r\tilde{d}} \\ v_{r\tilde{q}} = R_r i_{r\tilde{q}} + \omega_{slip} \lambda_{r\tilde{d}} + \frac{d}{dt} \lambda_{r\tilde{q}} \end{cases} \quad (2.59)$$

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\tilde{d}} = \frac{\lambda_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{r\tilde{d}} \\ \dot{i}_{s\tilde{q}} = -\frac{L_m}{L_s} i_{r\tilde{q}} \end{cases} \quad (2.60)$$

$$\begin{cases} \lambda_{r\tilde{d}} = \frac{L_m}{L_s} \lambda_s + \sigma L_r i_{r\tilde{d}} \\ \lambda_{r\tilde{q}} = \sigma L_r i_{r\tilde{q}} \end{cases} \quad (2.61)$$

將(2.61)代入式(2.54)(2.55)將狀態變數轉換為轉子側電流 $i_{r\tilde{d}}$ ， $i_{r\tilde{q}}$

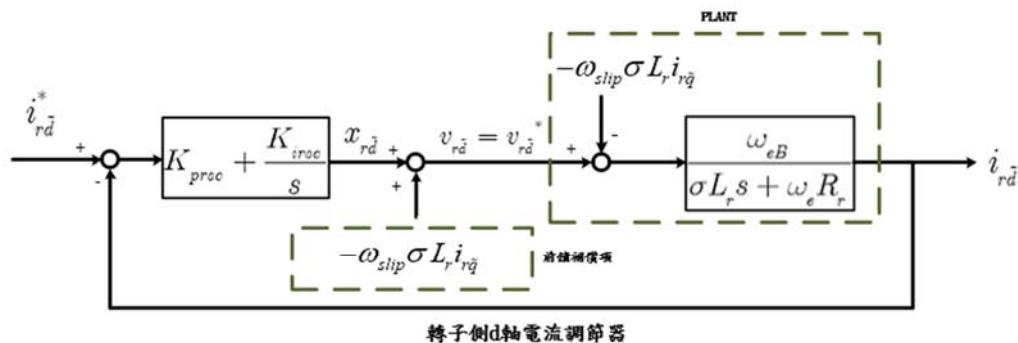
$$\frac{\sigma L_r}{\omega_{eB}} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{r\tilde{d}} \\ i_{r\tilde{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_r & \omega_{slip} \sigma L_r \\ -\omega_{slip} \sigma L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\tilde{d}} \\ i_{r\tilde{q}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{L_m}{L_s} \omega_{slip} \lambda_s \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

根據上式得知，當調整 $v_{r\tilde{d}}$ ， $v_{r\tilde{q}}$ 時，就可以控制控制器之轉子輸出電流 $i_{r\tilde{d}}$ ， $i_{r\tilde{q}}$ ，但因派克轉換中， $d - q$ 軸會有相互耦合之關係，使得控制器設計的過程中會較於困難，所以為了簡化控制器設計，需加入前饋補償對其作解耦合控制。可得知，根據式(2.62)可以看到矩陣中之非對角線項即為耦合項，若要將其消除，可以假設有一解耦合電壓 $x_{r\tilde{d}}$ ， $x_{r\tilde{q}}$ 。

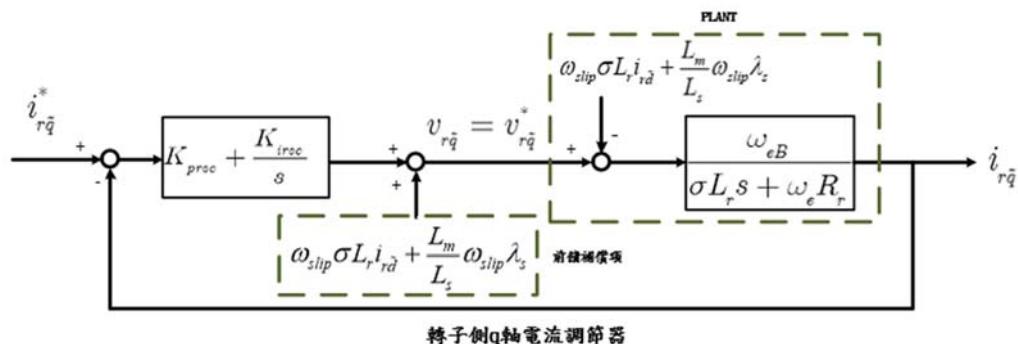
$$x_{r\tilde{d}} = (i_{r\tilde{d}}^* - i_{r\tilde{d}})(K_{prsc} + \frac{K_{irsc}}{s}) \quad (2.63)$$

$$x_{r\tilde{q}} = (i_{r\tilde{q}}^* - i_{r\tilde{q}})(K_{prsc} + \frac{K_{irsc}}{s}) \quad (2.64)$$

其由電流控制命令  $i_{r\tilde{d}}^*$ ,  $i_{r\tilde{q}}^*$  經過 PID 控制器產生後，將其加入前饋補償項後，可以得到式(2.65)(2.66)之系統測轉換器電壓控制命令，將其代入可以得到式(2.67)，即可滿足解耦合之需求。



轉子側d軸電流調節器



轉子側q軸電流調節器

圖 2.20 轉子側電流控制器方塊圖

整理式(2.63)至(2.66)可得圖 2.20，因為此次之研究主題為，次同步振盪在電網當中造成的影響，透過後續章節之特徵值分析可以得知，次同步振盪之振盪頻率為 30~40Hz 之頻率，交直流轉換器中之高頻切換頻率並不會激發次同步振盪之現象，故省略控制器中 PWM 切換之頻率以及其時間延遲。

故假設電壓命令及其實際電壓相等， $v_{r\tilde{d}}^* = v_{r\tilde{d}}$ ， $v_{r\tilde{q}}^* = v_{r\tilde{q}}$ 。

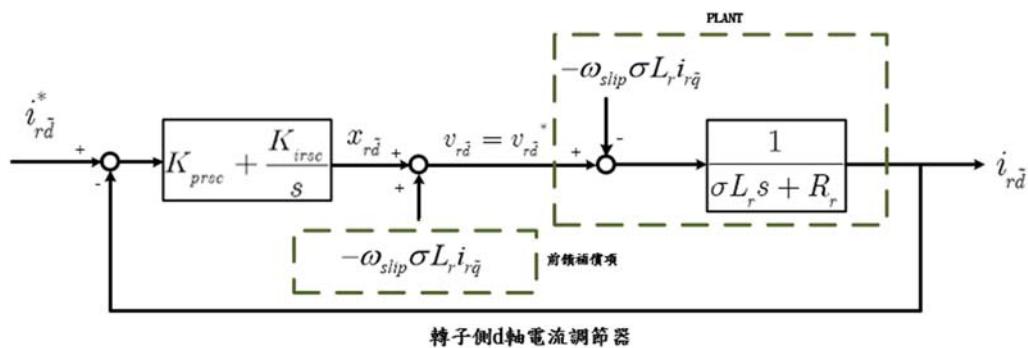
$$v_{r\tilde{d}}^* = x_{r\tilde{d}} - \omega_{slip} \sigma L_r \cdot i_{r\tilde{q}} \quad (2.65)$$

$$v_{r\tilde{q}}^* = x_{r\tilde{q}} + \omega_{slip} \sigma L_r \cdot i_{r\tilde{d}} + \frac{L_m}{L_s} \omega_{slip} \lambda_s \quad (2.66)$$

$$\frac{\sigma L_r}{\omega_{eB}} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{r\tilde{d}} \\ i_{r\tilde{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_r & 0 \\ 0 & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\tilde{d}} \\ i_{r\tilde{q}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_{r\tilde{d}} \\ x_{r\tilde{q}} \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

當解耦合項消除時，整理上式可得轉子側之電流控制器解耦合方塊圖，如圖 2.21

轉子側電流控制器解耦合方塊圖所示，意味者可以透過控制  $x_{r\tilde{d}}, x_{r\tilde{q}}$  來更加精準地控制  $i_{r\tilde{d}}, i_{r\tilde{q}}$ 。



轉子側d軸電流調節器

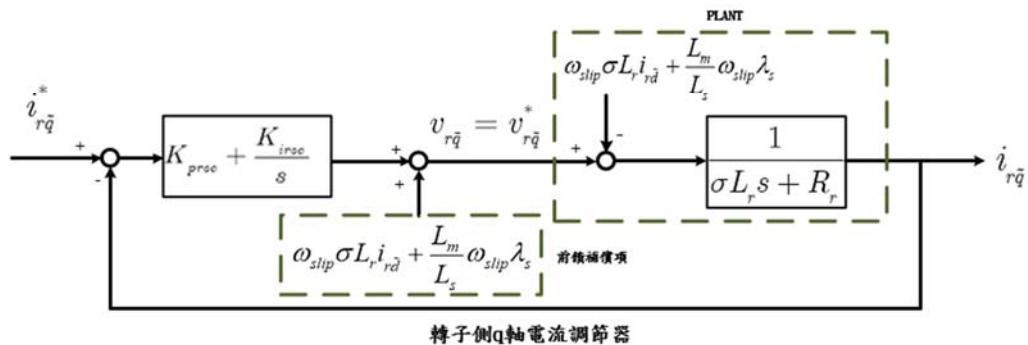


圖 2.21 轉子側電流控制器解耦合方塊圖

參考[7]可得(2.68)(2.69)式，系統側轉換器之振幅調變指數  $m_{ir}$ 、相對補償電壓之相角  $\alpha_r$ ，以及交直流轉換器之三相控制輸出訊號  $v_{r,abc}$

$$m_{ir} = \frac{\sqrt{v_{r\tilde{d}}^{*2} + v_{r\tilde{q}}^{*2}}}{k \cdot v_{dcw}} \quad (2.68)$$

$$\alpha_r = \tan^{-1} \left( \frac{v_{r\tilde{q}}^*}{v_{r\tilde{d}}^*} \right) \quad (2.69)$$

因本論文端電壓訊號為相電壓之峰值，故根據[21]可得知 $k$ 為0.5。由(2.68)與(2.69)式得三相脈波寬度調變之控制信號分別為

$$\begin{aligned} v_{r,a}^* &= m_i \cos(\theta_s + a) \\ v_{r,b}^* &= m_i \cos(\theta_s + a - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{r,c}^* &= m_i \cos(\theta_s + a + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (2.70)$$

再將轉換器之高頻切換暫態以及時間延遲省略，即可獲得轉換器之實際輸出電壓。

$$\begin{aligned} v_{r,a} &= v_{r,a}^* \\ v_{r,b} &= v_{r,b}^* \\ v_{r,c} &= v_{r,c}^* \end{aligned} \quad (2.71)$$

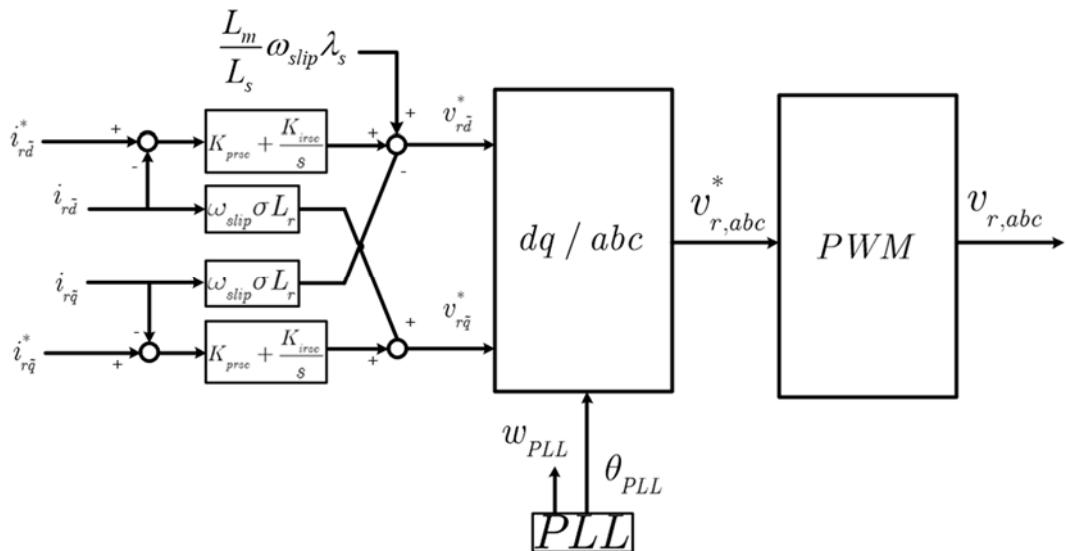


圖 2.22 轉子側控制器方塊圖

整理上述之公式以及說明，即可得到圖 2.22 完整的轉子側控制器內迴圈方塊圖。

#### 2.2.4.4 轉子側轉換器外迴圈控制方塊圖

根據圖 2.23，轉子側外迴圈控制器的主要目標，是使風力發電機產生其最大輸出功率。在這個控制策略中，透過最大功率追蹤來設定最佳轉速，首先因為在不同風速下基於最大功率追蹤，可以得到不同轉速 $\omega_{mD}$ 與產生最大輸出功率 $P_{mD}$

的關係，透過在不同風速下計算出最佳轉速後，將其轉換為相應的轉矩，然後進行控制信號的調整。這樣做的目的是確保風力發電機的轉速達到能夠提供最大輸出功率的點。在方塊圖中，控制器通過運算，使用不同風速下之  $K_{opt}$  終將轉速信號  $\omega_{mD}$  轉換為轉矩控制信號  $T_{eD,MPPT}^*$ ，以控制轉子側的輸出電流，從而保持最佳工作狀態。該控制結構的優勢在於其能夠即時響應風速變化，並通過持續調整轉速來實現最大功率的輸出，確保系統在不同風速條件下的最佳運行。

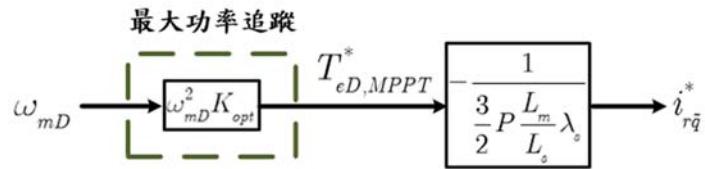


圖 2.23 轉子側 q 軸控制器外部迴圈方塊圖

當計算出所需之轉子側控制器 q 軸電流  $i_{r\bar{q}}^*$  後，根據圖 2.21 會輸入至轉子側 q 軸電流控制器中，就能達到控制轉子側轉換器軸輸出電流。

## 2.3 電池儲能控制系統模型

電池儲能系統在現代電力系統中扮演著至關重要的角色，尤其是在再生能源日益增多的背景下。電池儲能系統通過儲存過剩的電能，並在需求高峰時釋放能量，有助於平衡電網中的供需差異，提升電網的穩定性與可靠度。其主要功能包括頻率調節、電壓穩定、功率平衡以及峰值削減。電池儲能系統可迅速響應電網需求變化，減少對傳統發電機組的依賴，並優化電網運行效率。在系統架構上，電池儲能系統由電池儲能裝置、逆變器和控制系統組成。電池儲能裝置根據需求儲存或釋放能量，逆變器將儲存的直流電轉換為交流電，與電網進行交互作用，控制系統則負責調節儲能過程，確保系統高效穩定運行。為了精確描述儲能系統的動態行為，通常使用狀態空間模型進行建模，這些數學模型有助於分析儲能系統的性能並設計有效的控制策略，故在此章節進行電池儲能系統之說明以及數學推導。

本論文提出之電池儲能系統根據圖 2.24，由一台 2.5MVA 之電池儲能裝置接於 0.6kV 匯流排上，經由一 0.6/23kV 之升壓變壓器，與其他五台電池儲能裝置並接至 23kV 匯流排上，共計 15MVA 再經由一 23kV/161kV 之升壓變壓器升壓至 161kV 後與風力發電系統並接，共計 15MVA。

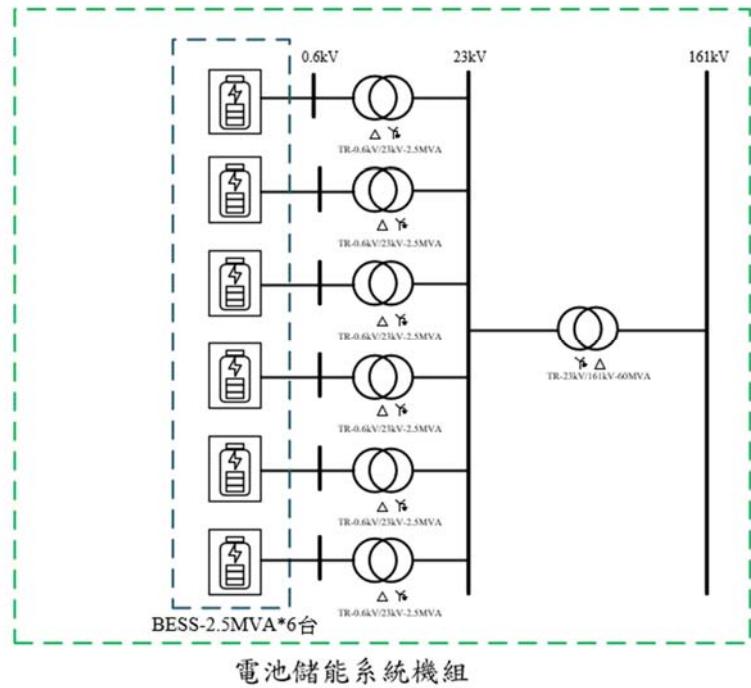


圖 2.24 電池儲能系統機組示意圖

### 2.3.1 電池儲能系統模型

本研究利用 MATLAB/Simulink 建立一個電池儲能模型，以模擬其在電網中的充放電行為及功率流動。為簡化模型並提高計算效率，模型設計將電池的充電狀態 (SOC) 限制在 30% 至 70% 的範圍內運行。在此 SOC 區間內，電池的非線性特性 (如內阻和開路電壓的變化) 較為平緩，故在本論文的非線性模型以及線性模型中，近似為一個理想電壓源，從而降低模型複雜度，同時保持模擬結果的準確性。該模型適用於分析電池儲能在峰值削減、負載平移和電網穩定支持等場景中的表現，為電力系統的設計與優化提供理論依據。

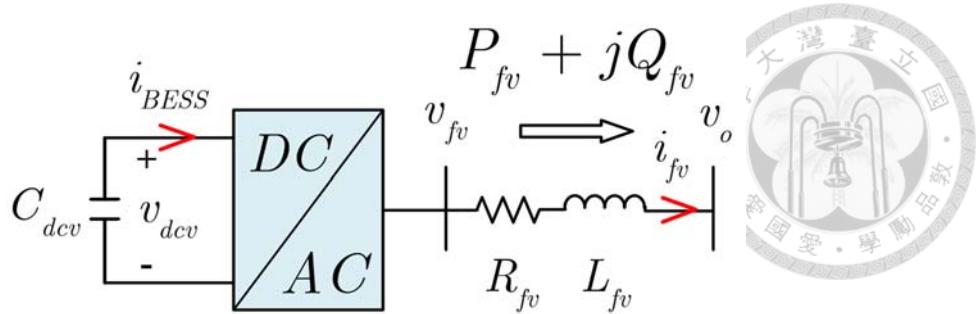


圖 2.25 電池儲能系統轉換器單線圖

參考圖 2.25， $v_{fv}$ 為電池儲能系統控制器出口端電壓， $v_o$ 為電池儲能系統輸出電壓， $v_{dcv}$ 為電池儲能系統上等效直流電壓， $i_{BESS}$ 為電池儲能系統輸送至轉換器之電流， $i_{fv}$ 為電池儲能系統轉換器輸送至電網上之電流， $R_{fv}$ 與 $L_{fv}$ 為濾波器電阻及電感， $C_{dcv}$ 為電池儲能系統上等效直流電容值， $P_{fv}$ 為電池儲能系統轉換器傳送至電網側之實功率， $Q_{fv}$ 為電池儲能系統轉換器傳送至電網側之虛功率。

### 2.3.2 電池儲能控制系統之數學模型建立

在 2.2.4 中，已經有定義過  $\bar{d} - \bar{q}$  軸及  $\tilde{d} - \tilde{q}$  軸，故在此章節之控制器中，因為與前面章節不盡相同，故重新定義一新旋轉座標系統  $\hat{d} - \hat{q}$  軸，因電池儲能系統之輸出功率在不考慮  $R_{fv}$ ， $L_{fv}$  消耗功率下，表示為式(2.72)

$$\begin{cases} P_{fv} = v_{od} i_{fv\hat{d}} + v_{oq} i_{fv\hat{q}} \\ Q_{fv} = v_{oq} i_{fv\hat{d}} - v_{od} i_{fv\hat{q}} \end{cases} \quad (2.72)$$

在  $\hat{d} - \hat{q}$  軸系統中，將  $v_{od}$  定在  $\hat{d}$  軸上，代表  $v_{o\hat{q}} = 0$  使得電池儲能系統之輸出功率  $P_{fv}$  可以被簡化為

$$\begin{cases} P_{fv} = v_{o\hat{d}} i_{fv\hat{d}} \\ Q_{fv} = -v_{o\hat{d}} i_{fv\hat{q}} \end{cases} \quad (2.73)$$

由此可知在穩態下電池儲能系統側換器可經由  $i_{fv\hat{d}}, i_{fv\hat{q}}$  控制其輸出功率，當  $i_{fv\hat{d}} > 0$  時，電池儲能系統側換器輸出實功率，反之則為吸收；當  $i_{fv\hat{q}} < 0$  時電池儲能系統側換器輸出虛功率，反之則為吸收。

根據圖 2.25 電池儲能系統轉換器單線圖，電池儲能系統控出口端電壓  $v_o$  與電池



儲能系統轉換器輸出電壓 $v_o$ 之三相關係式為

$$L_{fv} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fv^a} \\ i_{fv^b} \\ i_{fv^c} \end{bmatrix} = -R_{fv} \begin{bmatrix} i_{fv^a} \\ i_{fv^b} \\ i_{fv^c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{fv^a} - v_{oa} \\ v_{fv^b} - v_{ob} \\ v_{fv^c} - v_{oc} \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

利用派克轉換矩陣式可將(2.74)轉為任意同步旋轉軸上之 $d - q$ 軸分量

$$L_{fv} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fv^d} \\ i_{fv^q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{fv} & \omega_e L_{fv} \\ -\omega_e L_{fv} & -R_{fv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fv^d} \\ i_{fv^q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{fv^d} - v_{od} \\ v_{fv^q} - v_{oq} \end{bmatrix} \quad (2.75)$$

### 2.3.3 電池儲能系統內迴圈控制方塊圖

根據式(2.73)得知，當將 $v_o$ 定在定在 $\hat{d} - \hat{q}$ 軸上時可以使儲能系統控制器控制 $i_{fv\hat{d}}, i_{fv\hat{q}}$ ，就可以控制控制器之輸出功率 $P_{fv}$ ，但因派克轉換中， $d - q$ 軸會有相互耦合之關係，使得控制器設計的過程中會較於困難，所以為了簡化控制器設計，需加入前饋補償對其作解耦合控制，可以看到矩陣中之非對角線項即為耦合項，若要將其消除，可以假設有一解耦合電壓 $x_{f\hat{d}}, x_{f\hat{q}}$ 。

$$\begin{aligned} x_{f\hat{d}} &= (i_{fv\hat{d}}^* - i_{fv\hat{d}})(K_{pbsc} + \frac{K_{ibsc}}{s}) \\ x_{f\hat{q}} &= (i_{fv\hat{q}}^* - i_{fv\hat{q}})(K_{pbsc} + \frac{K_{ibsc}}{s}) \end{aligned} \quad (2.76)$$

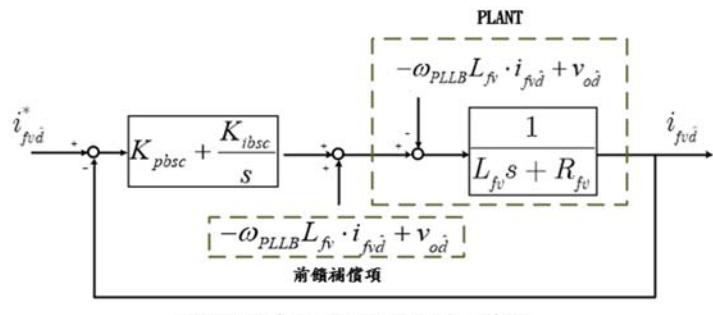
其由電流控制命令 $i_{fv\hat{d}}^*, i_{fv\hat{q}}^*$ 經過 PID 控制器產生後，將其加入前饋補償項後，可以得到式(2.77)(2.78)之電池儲能系統轉換器電壓控制命令，將式(2.75)轉換至 $\hat{d} - \hat{q}$ 軸上後並將其代入可以得到式(2.79)，即可滿足解耦合之需求。

$$v_{fv\hat{d}}^* = x_{f\hat{d}} - \omega_{PLL} L_{fv} \cdot i_{fv\hat{d}} + v_{od} \quad (2.77)$$

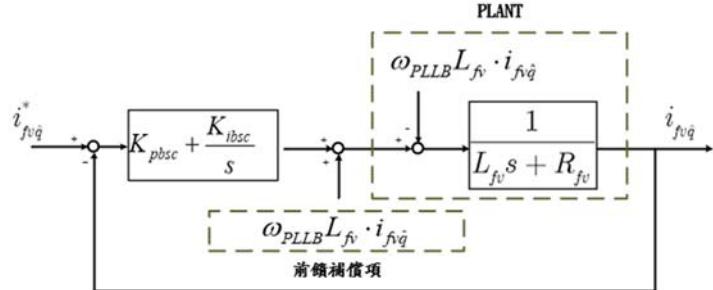
$$v_{fv\hat{q}}^* = x_{f\hat{q}} + \omega_{PLL} L_{fv} \cdot i_{fv\hat{q}} \quad (2.78)$$

$$L_{fv} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fv\hat{d}} \\ i_{fv\hat{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{fv} & 0 \\ 0 & -R_{fv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fv\hat{d}} \\ i_{fv\hat{q}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_{f\hat{d}} \\ x_{f\hat{q}} \end{bmatrix} \quad (2.79)$$

整理式(2.75)至(2.79)可得圖 2.26，根據 2.2.3.4 之說明可得知 $v_{fv\hat{d}}^* = v_{fv\hat{d}}$ ， $v_{fv\hat{q}}^* = v_{fv\hat{q}}$ 。



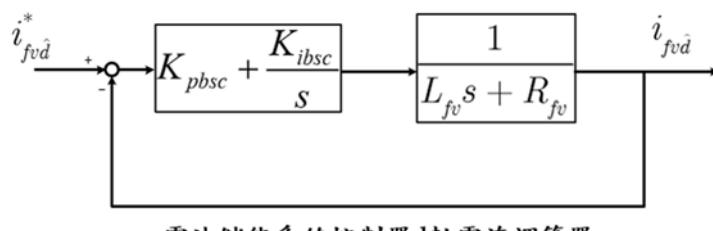
電池儲能系統控制器d軸電流調節器



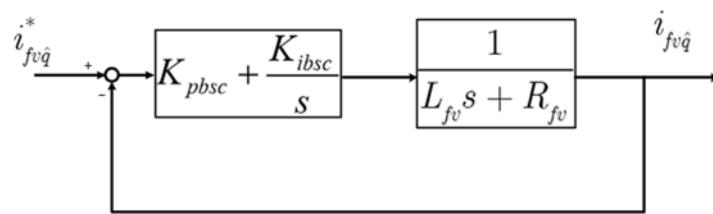
電池儲能系統控制器q軸電流調節器

圖 2.26 電池儲能系統電流控制器方塊圖

當耦合項消除時，可得電池儲能系統電流控制器解耦合方塊圖如圖 2.27 所示，意味者可以透過控制  $x_{f\hat{d}}, x_{f\hat{q}}$  來更加精準地控制  $i_{fv\hat{d}}, i_{fv\hat{q}}$ 。



電池儲能系統控制器d軸電流調節器



電池儲能系統控制器q軸電流調節器

圖 2.27 電池儲能系統電流控制器解耦合方塊圖

定義後續章節小訊號分析所需之狀態變數

$$x_{\hat{f}d} = K_{pbse} (i_{\hat{f}v\hat{d}}^* - i_{\hat{f}v\hat{d}}) + K_{ibse} \dot{i}_{\hat{f}v\hat{d},i}, \frac{di_{\hat{f}v\hat{d},i}}{dt} = i_{\hat{f}v\hat{d}}^* - i_{\hat{f}v\hat{d}}$$

$$x_{\hat{f}q} = K_{pbse} (i_{\hat{f}v\hat{q}}^* - i_{\hat{f}v\hat{q}}) + K_{ibse} \dot{i}_{\hat{f}v\hat{q},i}, \frac{di_{\hat{f}v\hat{q},i}}{dt} = i_{\hat{f}v\hat{q}}^* - i_{\hat{f}v\hat{q}}$$
(2.80)

透過 2.2.3.4 之說明，便可得知有一儲能系統控制器電壓命令  $v_{fv\hat{d}}^*, v_{fv\hat{q}}^*$  時，

即可轉換成實際上之儲能系統控制器輸出  $v_{fv\hat{d}}, v_{fv\hat{q}}$  電壓。整理上述之狀態方程式  
便可得知儲能系統控制器內迴圈控制方塊圖。

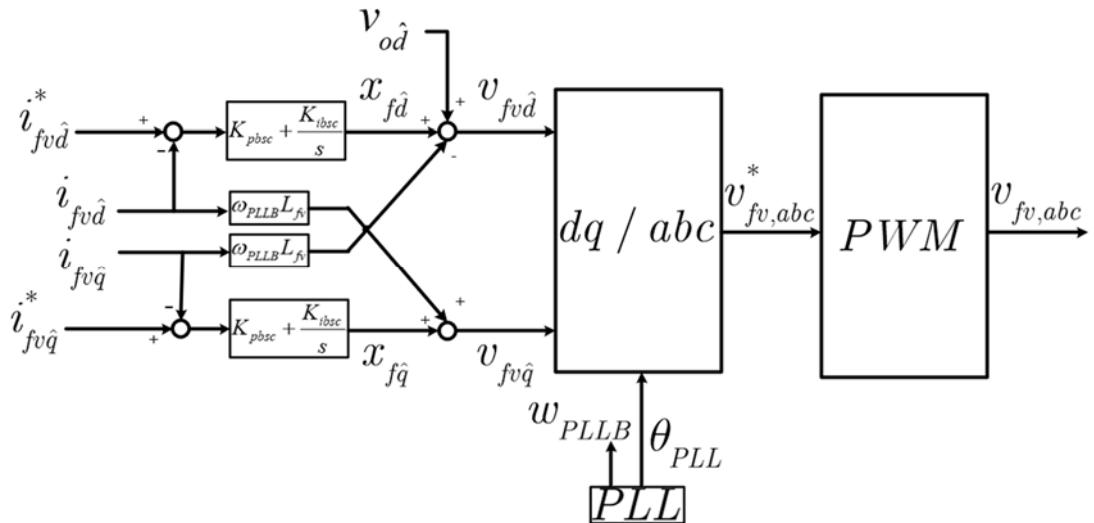


圖 2.28 儲能系統控制器內迴圈控制方塊圖

整理上述之公式以及說明，即可得到圖 2.28 完整的系統側控制器內迴圈方塊圖。

### 2.3.4 電池儲能系統轉換器外迴圈控制方塊圖

電池儲能系統在現代電力系統中扮演著重要角色，常用於提供實功率以調節系統頻率，平滑再生能源的功率以及頻率波動，確保電網穩定運行。在這一基礎上，電池儲能系統的應用可以進一步延伸，通過設計阻尼控制器，改善電網中的次同步振盪現象。如圖 2.29 電池儲能系統控制器外部迴圈方塊圖所示，電池儲能系統控制器的外迴圈主要根據其給定的輸出功率命令  $P_{BESS}^*, Q_{BESS}^*$ ，來決定其輸出電流命令  $i_{fv\hat{d}}^*, i_{fv\hat{q}}^*$

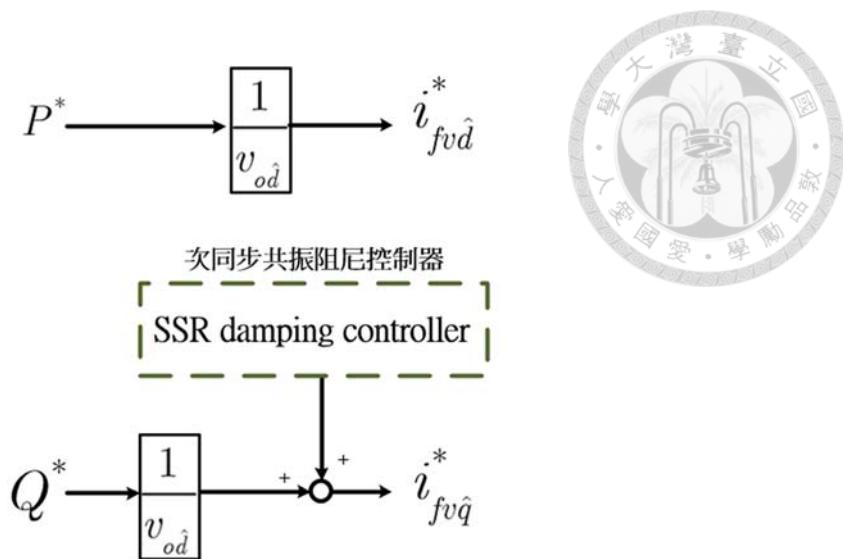


圖 2.29 電池儲能系統控制器外部迴圈方塊圖

在外迴圈中，首先根據給定的功率命令  $P_{BESS}^*, Q_{BESS}^*$ ，透過簡化的穩態關係  $\frac{1}{v_{od}}$ ，簡化出 d 軸電流，反之 q 軸亦然，在本論文中會在原先 q 軸電流控制器的基礎上，再額外加入一阻尼控制器，用來改善次同步振盪之現象，詳細之次同步共振阻尼器參數將會在後續章節詳細介紹。

## 2.4 全系統傳輸線架構

在本章節中，我們將著重於系統架構的介紹以及對整個系統的傳輸線數學建模。該系統由風力發電機、儲能系統和電網部分構成。在此基礎上，我們將採用狀態方程式對系統進行數學描述，目的是精確地捕捉各組件之間的動態行為及其交互影響。首先，我們將介紹整個系統的結構，並解釋各個系統，然後我們將利用狀態方程式對系統進行建模，這些數學模型將為後續的分析和控制器設計提供理論依據。

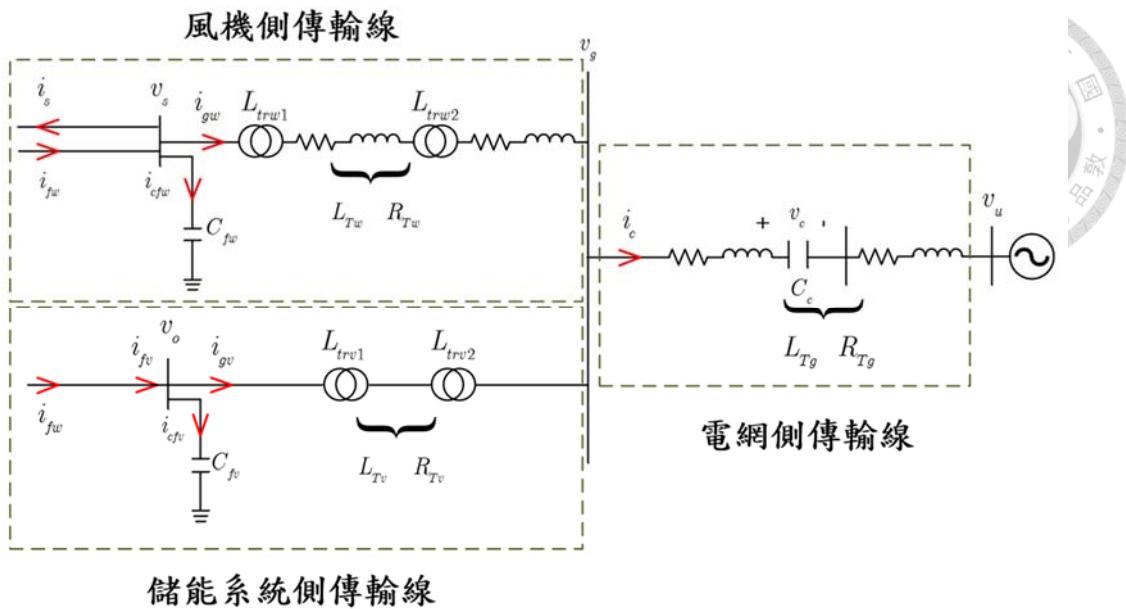


圖 2.30 全系統傳輸線單線圖

#### 2.4.1 串聯電容補償

在高壓電力傳輸系統中，傳輸線的虛功率損耗通常會導致電壓降落、傳輸效率降低及系統穩定性問題。隨著傳輸距離的增加，傳輸線的電壓損耗會顯著增大，因此為了提高系統的效率並改善電壓穩定性，常採用串聯電容補償技術來減少無功功率損耗並改善電壓分布。此技術能夠有效提升傳輸線所能輸送之實功率，增強系統的穩定性，並提高電力傳輸的效率。

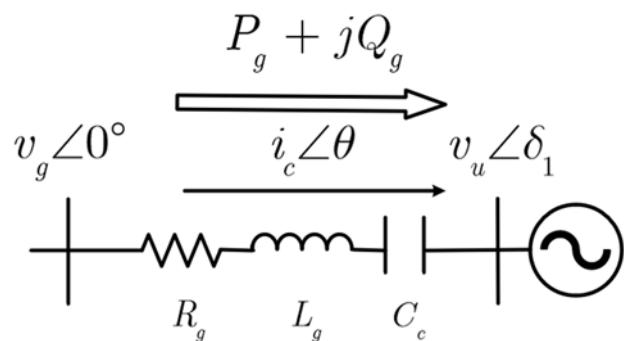


圖 2.31 電網側串聯電容補償示意圖

圖 2.31 為一串聯補償電容對於電網側輸送功率之示意圖，並接點電壓  $v_g$ ，電網

端電壓  $v_u$ ，串聯補償電容上之電流  $i_c$ 。根據圖 2.31 輸電線在輸送功率時，其所能輸送之實功率在相量中之推導如下

$$v_g \angle 0^\circ = R_g + i_c \angle \theta \cdot (X_{L_g} - X_{C_c}) \angle 90^\circ + v_u \angle \delta_1 \quad (2.81)$$

因在高壓長程輸電線路中，串聯電阻比串聯電感值小很多，省略串聯電阻對於線路壓降所造成之影響，並推導其輸送實功率  $P_g$

$$P_g = R_e \{S_g^*\} = \frac{v_g v_u}{X_{L_g} - X_{C_c}} \sin(\delta) \quad (2.82)$$

由式(2.82)可說明，當補償一串聯電容時， $X_{C_c}$ 上升，使得輸電線路中之等效電抗值下降，即可讓輸電線路中所能傳輸之實功率上升。

然而在補償串聯電容時，會因為傳輸線上之電感與補償電容相互共振，當此共振頻率與風力發電機之機械結構，亦或是控制器內部之頻率產生振盪時，則會導致次同步振盪，將會在小訊號穩定度分析章節詳加介紹。

#### 2.4.2 電網側傳輸線之數學模型建立

電網側傳輸線是將風力發電機與主電網連接的關鍵組件，其主要功能是將發電機產生的電能輸送到電網中。然而，傳輸線的特性如電感、電容和阻抗將對整體系統的動態行為、穩定性以及能量傳輸效率產生重要影響。在本節中，我們將介紹傳輸線的物理模型，並利用狀態方程式來描述其對系統動態的影響。

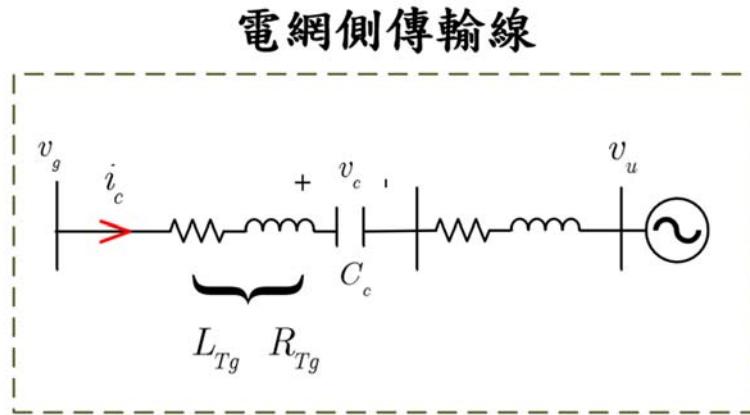


圖 2.32 電網側傳輸線串聯電容補償示意圖

根據圖 2.30 並接點端電壓  $v_g$  與電網端電壓  $v_u$  之三相關係式為

$$L_{Tg} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = -R_{Tg} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ga} - v_{ua} - v_{ca} \\ v_{gb} - v_{ub} - v_{cb} \\ v_{gc} - v_{uc} - v_{cc} \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

利用派克轉換矩陣式(2.5)轉為任意同步旋轉軸上之  $d - q$  軸分量

$$L_{Tg} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{Tg} & \omega_e L_{Tg} \\ -\omega_e L_{Tg} & -R_{Tg} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{gd} - v_{ud} \\ v_{gq} - v_{uq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -v_{cd} \\ -v_{cq} \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

根據圖 2.31 串聯電容端電壓  $v_c$  與串聯電容上電流  $i_c$  之三相關係式為

$$C_c \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (2.85)$$

利用派克轉換矩陣式(2.5)轉為任意同步旋轉軸上之  $d - q$  軸分量

$$C_c \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_e C_c \\ -\omega_e C_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \quad (2.86)$$

### 2.4.3 風力發電機側傳輸線之數學模型建立

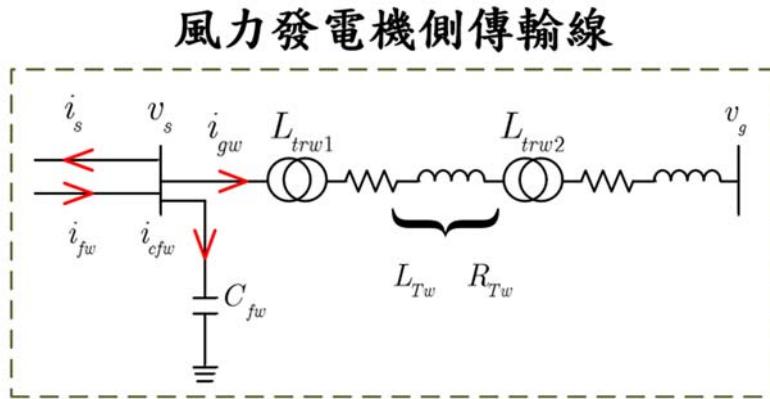
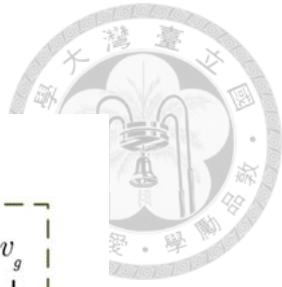


圖 2.33 風力發電機側傳輸線示意圖

根據圖 2.33 風機出口端電壓  $v_s$  與風機出口端電壓上電流之三相關係式為

$$C_{fw} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{fa} - i_{sa} - i_{cwa} - i_{gwa} \\ i_{fb} - i_{sb} - i_{cwb} - i_{gwb} \\ i_{fc} - i_{sc} - i_{cwc} - i_{gwc} \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

利用派克轉換矩陣式(2.5)轉為任意同步旋轉軸上之  $d - q$  軸分量

$$C_{fw} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_e C_{fw} \\ -\omega_e C_{fw} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{fd} - i_{sd} - i_{gwd} \\ i_{fq} - i_{sq} - i_{gwq} \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

根據圖 2.33 風機出口端電壓  $v_s$  與並接點端電壓  $v_g$  之三相關係式為

$$L_{Tw} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = -R_{Tw} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ga} - v_{ua} - v_{ca} \\ v_{gb} - v_{ub} - v_{cb} \\ v_{gc} - v_{uc} - v_{cc} \end{bmatrix} \quad (2.89)$$

利用派克轉換矩陣式(2.5)轉為任意同步旋轉軸上之  $d - q$  軸分量

$$L_{Tw} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{gwd} \\ i_{gwq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{Tw} & \omega_e L_{Tw} \\ -\omega_e L_{Tw} & -R_{Tw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gwd} \\ i_{gwq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sd} - v_{gd} \\ v_{sq} - v_{gq} \end{bmatrix} \quad (2.90)$$

## 2.4.4 儲能系統側傳輸線之數學模型建立

在本節中，我們將探討儲能系統側的傳輸線部分，並分析其在系統中的角色。及其對整體性能的影響。儲能系統側的傳輸線是連接儲能裝置與風力發電機以及電網的關鍵通道，其主要功能是實現儲能裝置與其他系統組件之間的能量傳輸與調節。在本節中，我們將介紹儲能系統側傳輸線，並使用數學模型對這些特性進行詳細描述。

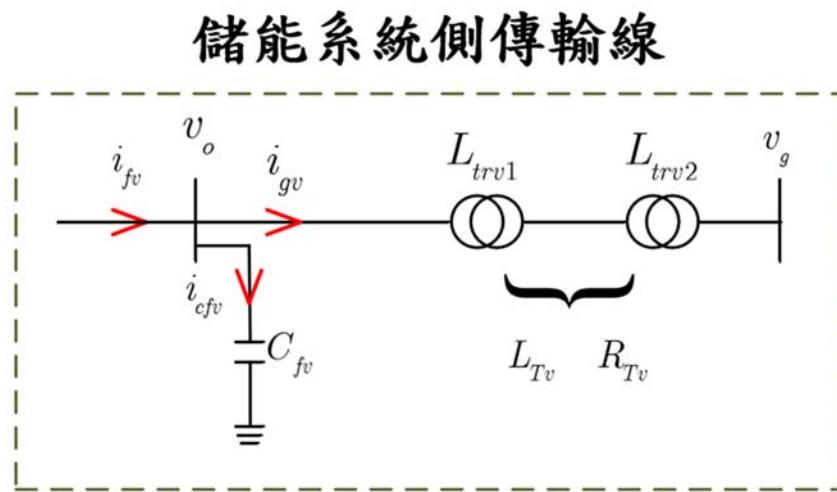


圖 2.34 儲能系統側傳輸線示意圖

根據圖 2.34 儲能系統出口端電壓  $v_o$  與並接點端電壓  $v_g$  之三相關係式為

$$L_{T_v} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{gva} \\ i_{gvb} \\ i_{gvc} \end{bmatrix} = -R_{T_v} \begin{bmatrix} i_{gva} \\ i_{gvb} \\ i_{gvc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{oa} - v_{ga} \\ v_{ob} - v_{gb} \\ v_{oc} - v_{gc} \end{bmatrix} \quad (2.91)$$

利用派克轉換矩陣式(2.5)轉為任意同步旋轉軸上之  $d - q$  軸分量

$$L_{T_w} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{gwd} \\ i_{gwq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{T_v} & \omega_e L_{T_v} \\ -\omega_e L_{T_v} & -R_{T_v} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gwd} \\ i_{gwq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{od} - v_{gd} \\ v_{oq} - v_{gq} \end{bmatrix} \quad (2.92)$$

根據圖 2.34 儲能系統出口端電壓  $v_o$  與儲能系統出口端電壓上電流之三相關係式為

$$C_c \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{fa} - i_{sa} - i_{cwa} - i_{gwa} \\ i_{fb} - i_{sb} - i_{cwb} - i_{gwb} \\ i_{fc} - i_{sc} - i_{cwc} - i_{gwc} \end{bmatrix} \quad (2.93)$$

利用派克轉換矩陣式(2.5)轉為任意同步旋轉軸上之  $d - q$  軸分量

$$\frac{C_f}{\omega_{eB}} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_e C_f \\ -\omega_e C_f & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{fd} - i_{sd} - i_{gwd} \\ i_{fq} - i_{sq} - i_{gwq} \end{bmatrix} \quad (2.94)$$

#### 2.4.5 雙饋式直流電容之數學模型建立

在雙饋式感應風力發電機系統中，直流電容位於系統側轉換器以及轉子側轉換器中間。直流電容的主要作用是穩定風力發電機出口端電壓，並在系統動態過程中提供能量緩衝，以確保轉換器間的功率平衡。本節將建立直流電容的數學模型，用於後續小訊號穩定性分析和儲能系統控制器設計。

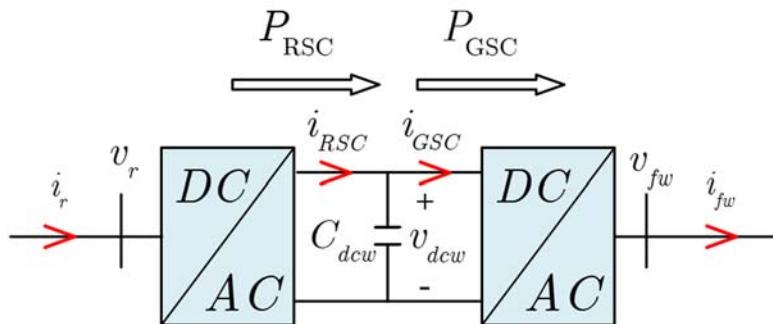


圖 2.35 雙饋式直流電容示意圖

根據圖 2.35 直流電容的動態行為可以透過功率平衡原理來描述。 $C_{dcw}$  為直流電容值，直流電容電壓為  $V_{dcw}$ ，功率變化等於流入和流出直流電容的淨功率。根據背靠背換流器的結構，流出直流電容的功率來自系統側轉換器  $P_{GSC}$ ，流入直流電容的功率則來自轉子側轉換器  $P_{RSC}$ 。因此其方程式可以表示為：

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{rsc} - i_{gsc} = \frac{P_{rsc}}{v_{dc}} - \frac{P_{gsc}}{v_{dc}} \quad (2.95)$$

系統側轉換器功率  $P_{GSC}, P_{RSC}$  可根據 2.2 節的分析，由電壓和電流計算：

$$\begin{aligned}P_{rsc} &= v_{rd} \dot{i}_{rd} + v_{rq} \dot{i}_{rq} \\P_{gsc} &= v_{fwd} \dot{i}_{fwd} + v_{fwq} \dot{i}_{fwq}\end{aligned}$$



# 第三章小訊號穩定度分析



## 3.1 前言

本章將深入探討小訊號穩定度分析在電力系統中的應用，旨在分析系統在受到微小擾動下的穩定性行為。小訊號分析是一種評估系統對於微小擾動反應的數學方法。在這種分析中，我們假設系統的狀態改變非常微小，因此系統的行為可以線性化，即將系統的非線性方程式近似為線性方程式。這樣，我們就能夠通過簡單的數學方法來分析系統的動態響應，並預測系統如何處理小範圍的擾動。而在控制系統或動態系統中，穩定度是指系統在受到擾動後是否能夠回到平衡狀態，或者維持在一個預定的穩定範圍內。穩定度是分析系統行為的關鍵，因為不穩定的系統會導致振盪、過度響應，甚至最終系統崩潰。

在本章中，我們將先利用系統模型進行線性化分析，並透過線性狀態方程式轉換至頻域進行頻域分析。通過觀察系統特徵值在複數平面上的位置，我們能夠判斷系統的穩定性，以及各狀態變數的性能表現，特徵值的實部若為負值，則系統相對穩定；若為正值，則系統可能會產生振盪行為，這時需對系統進行調整，亦或是加上阻尼控制器。

## 3.2 頻域分析

### 3.2.1 次同步及超同步振盪現象產生原因

#### 3.2.1.1 次同步現象

在電力系統中的次同步交互作用中，次同步振盪是導致系統不穩定的一個重要因素，尤其在風力發電系統於串聯補償電網中。其中，次同步振盪是發生在電網與發電機之間的電氣共振，根據圖 3.1 串聯補償電容示意圖可以看到，輸電線上之電流  $i_c$  會受到匯流  $v_g, v_u$ ，以及輸電線等效電抗  $X_L, X_c$  影響，由此可知，當補償串聯電容時，可以計算出其串聯共振頻率  $f_n$  為式(3.1)，其中  $f_e$  為電網上之額定頻

率。

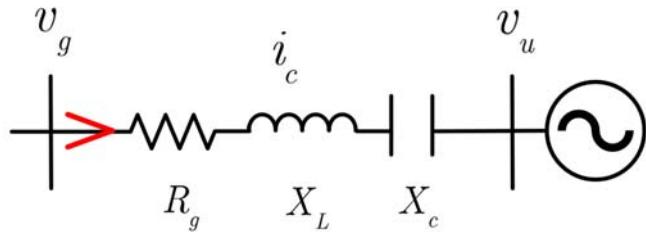
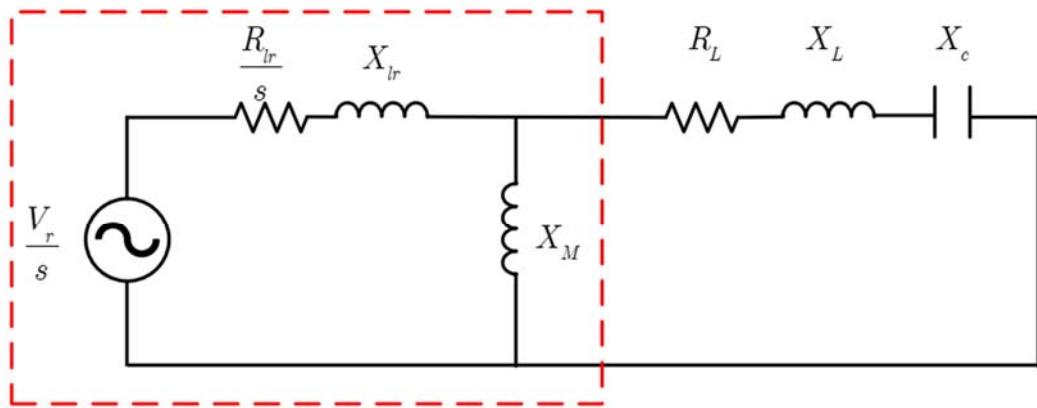


圖 3.1 串聯補償電容示意圖

$$\frac{\omega_n}{2\pi} = f_n = f_e \sqrt{\frac{X_c}{X_L}} \quad (3.1)$$

根據式(3.1)可得知，當補償串聯電容時，會在輸電線上產生一略低於電網頻率 $f_e$ 之振盪頻率，此振盪頻率受補償比 $K = \frac{X_c}{X_L}$ 所影響，當補償電容越大時，補償比越大，則串聯共振頻率 $f_n$ 就會越靠近電網頻率 $f_e$ 。



感應電動機等效電路圖

圖 3.2 感應電動機並接串聯電容等效電路圖

根據圖 3.2，其中轉差率 $s = \frac{f_s - f_r}{f_s}$ 為感應機之轉差率， $\omega_s$ 為旋轉磁場頻率， $\omega_r$ 為轉子頻率， $X_M$ 為感應機磁化電抗， $X_{lr}$ 為感應機漏磁電抗， $\frac{R_{lr}}{s}$ 為感應機轉子側串聯等效電阻， $V_r$ 為轉子側電壓，當加入串聯補償電容後，電網上會有兩種成分之頻率，分別是串聯共振頻率 $f_n$ 以及電網頻率 $f_e$ ，由於感應電動機之定子並接

在電網上，故感應電動機定子磁場上，也會有這兩種頻率成分，當有一串聯共振頻率 $f_s$ 使得轉差率 $s < 0$ 時，感應機轉子側串聯等效電阻 $\frac{R_{lr}}{s} < 0$ ，表示此時之感應

電動機，會有一串聯共振頻率 $f_s$ 之電流流經電網當中，且此串聯共振頻率 $f_s$ 下之電網側同步電抗非常小，導致此共振電流極大，容易對於電網或是電動機中之電器、機械結構產生損壞，此現象即為感應電動機現象(Induction Generator IGE)。

透過上述之介紹，我們可以得知結論當補償比 $K$ 越高，風速 $V_w$ 越低時，會導致轉子頻率 $f_r$ 越低後續將比較不同風速補償比下系統穩定度狀態分析。

### 3.2.1.2 超同步現象

根據式(3.2)， $e^{j\omega t}$ 為一順時針方向旋轉旋轉速度為 $\omega$ 之旋轉向量， $\cos(\omega t + \theta)$ 是一個振盪頻率為 $\omega$ 的弦波， $\theta$ 是相位角， $a/b$ 為旋轉向量投影至 $x/y$ 軸之分量。表示 $\cos(\omega t)$ 可以被轉換至同步旋轉軸上觀察，可從圖 3.3 得到一有一順時針旋轉，旋轉速度為 $\omega$ 之旋轉向量，以及有一逆時針旋轉，旋轉速度為 $\omega$ 之旋轉向量。此處之角速度 $\omega$ 可以被延伸應用於，串聯共振角速度 $\omega_n$ 以及電網角速度 $\omega_e$ 上。

$$\begin{aligned}
 & \sqrt{a^2 + b^2} \cos(\omega t + \theta) \\
 &= a \cos \omega t - b \sin \omega t \\
 &= \frac{1}{2} \left\{ (a + jb)(\cos \omega t + j \sin \omega t) + (a - jb)(\cos \omega t - j \sin \omega t) \right\} \quad (3.2) \\
 &= \frac{1}{2} \left\{ (a + jb)e^{j\omega t} + (a - jb)e^{-j\omega t} \right\}
 \end{aligned}$$

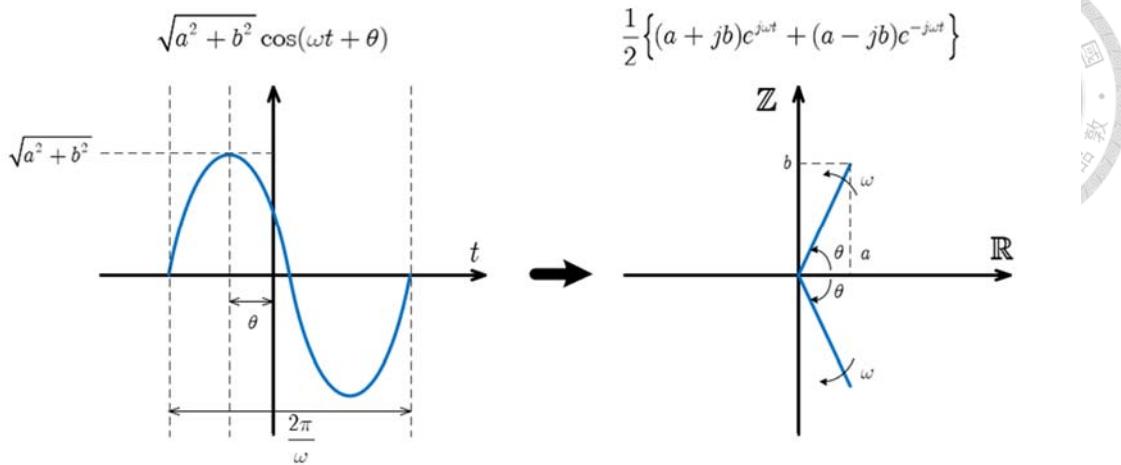


圖 3.3 維度轉換示意圖

透過上述之說明，可得知，將一弦波訊號轉換至同步旋轉軸時，會產生一正轉轉向以及一逆轉轉向之同步旋轉軸分量，故在後續之特徵值分析會觀測到一與次同步振盪現象互補頻率之超同步振盪現象。

### 3.2.2 線性數學模型推導

為了進行有效的小訊號穩定度分析，首先需要對系統進行線性化處理。由於大多數實際系統是非線性的，直接進行小訊號穩定度分析可能會過於複雜，因此需要將非線性系統轉換為線性系統。在本節中，我們將通過狀態空間表示法來推導系統的線性數學模型。對於非線性系統，我們需要在某一工作點進行線性化，以便將其轉換為線性狀態空間模型。假設系統的非線性模型可以表示為式(3.3)亦即一狀態變數中，為其他狀態變數之組合。

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (3.3)$$

其中  $f(x, u)$  表示系統的非線性動態方程式， $x$  為狀態變數， $u$  為控制變數，對於此類系統，首先我們需要確定系統的穩態工作點，即在無擾動的情況下，系統處於靜止狀態時的狀態變數  $x_0$  和控制變數  $u_0$ ，便可得到式(3.4)

$$\dot{x} = f(x_0, u_0) = 0 \quad (3.4)$$

接著，假設系統在穩態點附近有微小擾動，對此擾動的響應就是小訊號穩定度分

析的核心。

$$\dot{x} = f(x_0 + \Delta x, u_0 + \Delta u) \quad (3.5)$$

根據式(3.5)將穩態工作點下的小擾動加入，再對於穩態工作點進行泰勒展開後，因微小擾動對於高次項之干擾甚微，故只保留一次項，即可得到線性化方程式

(3.6)

$$\dot{x} \approx \frac{\partial f(x, u)}{\partial x} \Big|_{(x_0, u_0)} \Delta x + \frac{\partial f(x, u)}{\partial u} \Big|_{(x_0, u_0)} \Delta u \quad (3.6)$$

其中，矩陣  $A$  和  $B$  分別為系統在穩態點  $(x_0, u_0)$  的狀態與控制變數的矩陣，其定義為式(3.8)

$$A = \frac{\partial f(x, u)}{\partial x} \Big|_{(x_0, u_0)}, \quad B = \frac{\partial f(x, u)}{\partial u} \Big|_{(x_0, u_0)} \quad (3.7)$$

這樣，我們就得到了線性化系統的狀態方程式

$$\dot{x} = A \Delta x + B \Delta u \quad (3.8)$$

### 3.2.2.1 狀態變數定義

本節推導全系統之線性化狀態空間模型，為後續小訊號穩定度分析奠定基礎。第 2 章建立了非線性動態模型，包含 36 個狀態變數，涵蓋機械、電氣和控制動態。為分析系統行為，本節分別推導開迴路模型（僅主系統動態）與閉迴路模型（含控制器回饋），並採用分塊簡化矩陣的方式，因在此模型中，直流電容上之電流為風機出口端電流  $i_{gw}$  以及儲能電池出口端電流  $i_{gv}$  之線性組合，跟常見之狀態矩陣不同的是多定義了一個並接點矩陣  $W$ ，使用矩陣之方式將串聯電容補償線路並接至電池以及風機上。

以下首先定義狀態變數，隨後推導開迴路和閉迴路模型。模型中共包含 36 個狀態變數，構成狀態向量式(3.9)

$$x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_{35}(t)]^T = [x(t), x_m(t)]^T \quad (3.9)$$

為清晰呈現其結構，狀態變數按系統分類，包括開迴路系統狀態變數 $x(t)$ ，描述風力發電機、儲能系統開迴路模型以及傳輸線動態共有 22 個，控制系統狀態變數 $x_m(t)$ ，描述控制器狀態共有 14 個，控制信號輸入 $u(t)$ 共有 6 個，干擾信號輸入 $d(t)$ 共有 3 個，輸出項 $y(t)$ 共有 21 個，並接點狀態變數 $w(t)$ 共有 2 個，控制器輸入信號 $r(t)$ 共有 6 個，其排序如下：

表 3.1 狀態變數定義

$x(t) = [\omega_t, \omega_r, \theta_{ig}, \lambda_{sd}, \lambda_{sq}, \lambda_{rd}, \lambda_{rq}, v_{sd}, v_{sq}, v_{dcw}, i_{fwd}, i_{fwq}, i_{gwd}, i_{gwq}, v_{od}, v_{oq}, i_{fvd}, i_{fvq}, i_{gvd}, i_{gvq}, v_{cd}, v_{cq}]^T$
$x_m(t) = [\omega_{PLLW,i}, \theta_{PLLW}, i_{rd,i}, i_{rq,i}, v_{dc,i}, i_{fw\bar{d},i}, i_{fw\bar{q},i}, \omega_{PLLB,i}, \theta_{PLLB}, i_{fv\hat{d},i}, i_{fv\hat{q},i}, i_{fv\hat{q}}^*, x_2, x_3]^T$
$u(t) = [v_{rd}, v_{rq}, v_{fwd}, v_{fwq}, v_{fvd}, v_{fvq}]^T$
$u_m(t) = [v_{rd}, v_{rq}, v_{fwd}, v_{fwq}, v_{fvd}, v_{fvq}]^T$
$d(t) = [v_w, v_{ud}, v_{uq}]^T$
$y(t) = [\omega_t, \omega_r, i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}, v_{sd}, v_{sq}, v_{dc}, i_{fwd}, i_{fwq}, i_{gwd}, i_{gwq}, v_{od}, v_{oq}, i_{fvd}, i_{fvq}, i_{gvd}, i_{gvq}, v_{cd}, v_{cq}]^T$
$w(t) = [v_{gd}, v_{gq}]^T$
$z_m(t) = [\theta_{SFO}, \lambda_s, i_{rd}, i_{rq}, v_{s\bar{d}}, v_{s\bar{q}}, i_{fw\bar{d}}, i_{fw\bar{q}}, v_{od}, v_{o\bar{q}}, i_{fv\hat{d}}, i_{fv\hat{q}}, i_{gwd}, i_{gw\bar{q}}, i_{gvd}, i_{gv\hat{d}}]^T$
$r(t) = [i_{rd}^*, i_{rq}^*, P^*, Q^*, i_{fv\hat{d}}^*, i_{fv\hat{q}}^*]^T$

表 3.2  $x(t)$  之狀態變數整理表

狀態變數編號	狀態變數名稱
$x_1$	$\omega_t$
$x_2$	$\omega_r$
$x_3$	$\theta_{tg}$
$x_4$	$\lambda_{sd}$
$x_5$	$\lambda_{sq}$
$x_6$	$\lambda_{rd}$
$x_7$	$\lambda_{rq}$
$x_8$	$v_{sd}$
$x_9$	$v_{sq}$
$x_{10}$	$v_{dcw}$
$x_{11}$	$i_{fwd}$
$x_{12}$	$i_{fwq}$
$x_{13}$	$i_{gwd}$
$x_{14}$	$i_{gwq}$
$x_{15}$	$v_{od}$
$x_{16}$	$v_{oq}$
$x_{17}$	$i_{fvd}$
$x_{18}$	$i_{fvq}$
$x_{19}$	$i_{gvd}$
$x_{20}$	$i_{gvq}$
$x_{21}$	$v_{cd}$
$x_{22}$	$v_{cq}$

表 3.3  $x_m(t)$  之狀態變數整理表



狀態變數編號	狀態變數名稱
$x_{23}$	$\omega_{PLLW,i}$
$x_{24}$	$\theta_{PLLW}$
$x_{25}$	$i_{r\bar{d},i}$
$x_{26}$	$i_{r\bar{q},i}$
$x_{27}$	$v_{dc,i}$
$x_{28}$	$i_{fw\bar{d},i}$
$x_{29}$	$i_{fwq,i}$
$x_{30}$	$\omega_{PLLB,i}$
$x_{31}$	$\theta_{PLLB}$
$x_{32}$	$i_{fv\hat{d},i}$
$x_{33}$	$i_{fv\hat{q},i}$
$x_{34}$	$i_{fv\hat{q}}^*$
$x_{35}$	$x_2$
$x_{36}$	$x_3$

### 3.2.2.2 開迴路線性模型

在本論文中，因狀態矩陣過於龐大，導致推導線性化之過程中容易出現謬誤，故先推導在開迴路條件下，即系統不包含控制器狀態變數  $x_m$ ，僅考慮主系統狀態變數  $x$  之線性化模型，其開迴路動態方程式為：

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu + Gd + Ww \\ &= Ax + Bu + Gd + W(W_{xd}\dot{x} + W_x x + W_d d)\end{aligned}\tag{3.10}$$

$$E = I - WW_{xd}\tag{3.11}$$

因串聯電容上之電流為其於狀態變數以及干擾項之線性組合，故以矩陣方式將其併入系統內，並定義一新矩陣  $E$ ，將(3.11)代入(3.10)整理後即可得到式(3.12)，及為開迴路狀態下之全系統方程式

$$\begin{aligned}\dot{x} &= E^{-1} (A + WW_x)x + E^{-1}Bu + E^{-1}(G + WW_d)d \\ &= A_w x + B_w u + G_w d \\ y &= Cx\end{aligned}\tag{3.12}$$

其中 狀 態 變 數  $x \in \mathbb{R}^{22}$ ， 控制器輸入  $u \in \mathbb{R}^6$ ， 干擾項  $d \in \mathbb{R}^3$ ， 輸出項  $y \in \mathbb{R}^{21}$ ，  $A \in \mathbb{R}^{22 \times 22}$ ，  $B \in \mathbb{R}^{22 \times 6}$ ，  $G \in \mathbb{R}^{22 \times 3}$ ，  $C \in \mathbb{R}^{21 \times 22}$ ，  $W \in \mathbb{R}^{22 \times 2}$ ，  $E \in \mathbb{R}^{22}$ ，  $W_{xd} \in \mathbb{R}^{2 \times 22}$ ，  $W_x \in \mathbb{R}^{2 \times 22}$ ，  $W_d \in \mathbb{R}^{2 \times 3}$

根據 3.2.2 之線性化推導，可求得其  $A$ ， $B$ ， $G$ ， $C$  之矩陣值為下列所示



表 3.4 開迴路矩陣  $A$  元素值

$A(1,1) = \frac{k_{\omega t} - D_{tg}}{2H_t}$	$A(6,2) = -\omega_{eB} \lambda_{rq0}$
$A(1,2) = \frac{D_{tg}}{2H_t}$	$A(6,4) = -\frac{(\sigma-1)R_r \omega_{eB}}{\sigma L_m}$
$A(1,3) = \frac{-K_{tg}}{2H_t}$	$A(6,6) = \frac{-R_r \omega_{eB}}{\sigma L_r}$
$A(2,1) = \frac{D_{tg}}{2H_g}$	$A(6,7) = \omega_{slip0} \omega_{eB}$
$A(2,2) = \frac{-D_{tg}}{2H_g}$	$A(7,2) = \omega_{eB} \lambda_{rd0}$
$A(2,3) = \frac{K_{tg}}{2H_g}$	$A(7,5) = -\frac{(\sigma-1)R_r \omega_{eB}}{\sigma L_m}$
$A(2,4) = \frac{(\sigma-1)\lambda_{rq0}}{2H_g \sigma L_m}$	$A(7,6) = -\omega_{slip0} \omega_{eB}$
$A(2,5) = -\frac{(\sigma-1)\lambda_{rd0}}{2H_g \sigma L_m}$	$A(7,7) = \frac{-R_r \omega_{eB}}{\sigma L_r}$
$A(2,6) = -\frac{(\sigma-1)\lambda_{sq0}}{2H_g \sigma L_m}$	$A(8,4) = -\frac{1}{\sigma L_s} \frac{\omega_{eB}}{C_{fw}}$
$A(2,7) = \frac{(\sigma-1)\lambda_{sd0}}{2H_g \sigma L_m}$	$A(8,6) = -\frac{(\sigma-1)}{\sigma L_m} \frac{\omega_{eB}}{C_{fw}}$
$A(3,1) = \omega_{m,base}$	$A(8,9) = \omega_e \omega_{eB}$
$A(3,2) = -\omega_{m,base}$	$A(8,11) = \frac{\omega_{eB}}{C_{fw}}$
$A(4,4) = \frac{-R_s \omega_{eB}}{\sigma L_s}$	$A(8,13) = -\frac{\omega_{eB}}{C_{fw}}$
$A(4,5) = \omega_e \omega_{eB}$	$A(9,5) = -\frac{1}{\sigma L_s} \frac{\omega_{eB}}{C_{fw}}$
$A(4,6) = -\frac{(\sigma-1)R_s \omega_{eB}}{\sigma L_m}$	$A(9,7) = -\frac{(\sigma-1)}{\sigma L_m} \frac{\omega_{eB}}{C_{fw}}$
$A(4,8) = \omega_{eB}$	$A(9,8) = -\omega_e \omega_{eB}$
$A(5,4) = -\omega_e \omega_{eB}$	$A(9,12) = \frac{\omega_{eB}}{C_{fw}}$
$A(5,5) = \frac{-R_s \omega_{eB}}{\sigma L_s}$	$A(9,14) = -\frac{\omega_{eB}}{C_{fw}}$
$A(5,7) = -\frac{(\sigma-1)R_s \omega_{eB}}{\sigma L_m}$	$A(10,6) = -\frac{1}{\sigma L_r C_{dcw}} \frac{v_{rd0}}{v_{dc0}}$
$A(5,9) = \omega_{eB}$	

$$\begin{aligned}
A(10,10) &= \frac{1}{C_{dcw} v_{dcw0}^2} \left( \begin{array}{l} \frac{v_{rd0} \lambda_{rd0}}{\sigma L_r} \\ + \frac{(\sigma-1)v_{rd0} \lambda_{sd0}}{\sigma L_m} \\ + \frac{v_{rq0} \lambda_{rq0}}{\sigma L_r} \\ + \frac{(\sigma-1)v_{rq0} \lambda_{sq0}}{\sigma L_m} \\ + v_{fwd0} \dot{v}_{fwd0} \\ + v_{fwq0} \dot{v}_{fwq0} \end{array} \right) \\
A(10,4) &= -\frac{(\sigma-1)}{\sigma L_m C_{dcw}} \frac{v_{rd0}}{v_{dcw0}} \\
A(10,7) &= -\frac{1}{\sigma L_r C_{dcw}} \frac{v_{rq0}}{v_{dcw0}} \\
A(10,5) &= -\frac{(\sigma-1)}{\sigma L_m C_{dcw}} \frac{v_{rq0}}{v_{dcw0}} \\
A(10,11) &= -\frac{1}{C_{dcw}} \frac{v_{fwd0}}{v_{dcw0}} \\
A(10,12) &= -\frac{1}{C_{dcw}} \frac{v_{fwq0}}{v_{dcw0}} \\
A(11,8) &= -\frac{\omega_{eB}}{L_{fw}} \\
A(11,11) &= -\frac{\omega_{eB} R_{fw}}{L_{fw}} \\
A(11,12) &= \omega_e \omega_{eB} \\
A(12,9) &= -\frac{\omega_{eB}}{L_{fw}} \\
A(12,11) &= -\omega_e \omega_{eB} \\
A(12,12) &= -\frac{\omega_{eB} R_{fw}}{L_{fw}} \\
A(13,8) &= \frac{\omega_{eB}}{L_{Tw}} \\
A(13,13) &= \frac{-R_{Tw} \omega_{eB}}{L_{Tw}} \\
A(13,14) &= \omega_e \omega_{eB} \\
A(14,9) &= \frac{\omega_{eB}}{L_{Tw}} \\
A(14,13) &= -\omega_e \omega_{eB} \\
A(14,14) &= \frac{-R_{Tw} \omega_{eB}}{L_{Tw}}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A(15,16) &= \omega_e \omega_{eB} \\
A(15,17) &= \frac{\omega_{eB}}{C_{fv}} \\
A(15,19) &= -\frac{\omega_{eB}}{C_{fv}} \\
A(16,15) &= -\omega_e \omega_{eB} \\
A(16,18) &= \frac{\omega_{eB}}{C_{fv}} \\
A(16,20) &= -\frac{\omega_{eB}}{C_{fv}} \\
A(17,15) &= -\frac{\omega_{eB}}{L_{fv}} \\
A(17,17) &= -\frac{\omega_{eB} R_{fv}}{L_{fv}} \\
A(17,18) &= \omega_e \omega_{eB} \\
A(18,16) &= -\frac{\omega_{eB}}{L_{fv}} \\
A(18,17) &= -\omega_e \omega_{eB} \\
A(18,18) &= -\frac{\omega_{eB} R_{fv}}{L_{fv}} \\
A(19,15) &= \frac{\omega_{eB}}{L_{Tw}} \\
A(19,19) &= \frac{-R_{Tw} \omega_{eB}}{L_{Tw}} \\
A(19,20) &= \omega_e \omega_{eB} \\
A(20,16) &= \frac{\omega_{eB}}{L_{Tw}} \\
A(20,19) &= -\omega_e \omega_{eB} \\
A(20,20) &= \frac{-R_{Tw} \omega_{eB}}{L_{Tw}} \\
A(21,22) &= \omega_e \omega_{eB} \\
A(21,13) &= \frac{\omega_{eB} P_w}{C_c} \\
A(21,19) &= \frac{\omega_{eB} P_v}{C_c} \\
A(22,21) &= -\omega_e \omega_{eB} \\
A(22,14) &= \frac{\omega_{eB} P_w}{C_c} \\
A(22,20) &= \frac{\omega_{eB} P_v}{C_c}
\end{aligned}$$

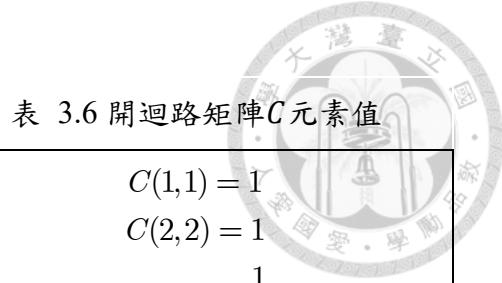


表 3.5 開迴路矩陣  $B/G$  元素值

$B(6,1) = \omega_{eB}$
$B(7,2) = \omega_{eB}$
$B(10,1) = -\frac{1}{\sigma C_{dc} v_{dc0}} \left( \frac{\lambda_{rd0}}{L_r} + \frac{(\sigma-1)\lambda_{sd0}}{L_m} \right)$
$B(10,2) = -\frac{1}{\sigma C_{dcw} v_{dcw0}} \left( \frac{\lambda_{rq0}}{L_r} + \frac{(\sigma-1)\lambda_{sq0}}{L_m} \right)$
$B(10,3) = -\frac{1}{C_{dcw}} \frac{i_{fwd0}}{v_{dcw0}}$
$B(10,4) = -\frac{1}{C_{dcw}} \frac{i_{fwq0}}{v_{dcw0}}$
$B(11,3) = \frac{\omega_{eB}}{L_{fw}}$
$B(12,4) = \frac{\omega_{eB}}{L_{fw}}$
$B(17,5) = \frac{\omega_{eB}}{L_{fv}}$
$B(18,6) = \frac{\omega_{eB}}{L_{fv}}$
$G(1,1) = \frac{k_{vw}}{2H_t}$

表 3.6 開迴路矩陣  $C$  元素值

$C(1,1) = 1$
$C(2,2) = 1$
$C(3,4) = \frac{1}{\sigma L_s}$
$C(3,6) = \frac{(\sigma-1)}{\sigma L_m}$
$C(4,5) = \frac{1}{\sigma L_s}$
$C(4,7) = \frac{(\sigma-1)}{\sigma L_m}$
$C(5,4) = \frac{(\sigma-1)}{\sigma L_m}$
$C(5,6) = \frac{1}{\sigma L_r}$
$C(6,5) = \frac{(\sigma-1)}{\sigma L_m}$
$C(6,7) = \frac{1}{\sigma L_r}$
$C(7,8) = 1$
$C(8,9) = 1$
$C(9,10) = 1$
$C(10,11) = 1$
$C(11,12) = 1$
$C(12,13) = 1$
$C(13,14) = 1$
$C(14,15) = 1$
$C(15,16) = 1$
$C(16,17) = 1$
$C(17,18) = 1$
$C(18,19) = 1$
$C(19,20) = 1$
$C(20,21) = 1$
$C(21,22) = 1$

表 3.7 開迴路矩陣  $W_{xd}/W_x/W_d$  元素值

$W_{xd}(1,13) = \frac{L_{Tg}p_w}{\omega_{eB}}$ $W_{xd}(1,19) = \frac{L_{Tg}p_v}{\omega_{eB}}$ $W_{xd}(2,14) = \frac{L_{Tg}p_w}{\omega_{eB}}$ $W_{xd}(2,20) = \frac{L_{Tg}p_v}{\omega_{eB}}$ $W_d(1,2) = 1$ $W_d(2,3) = 1$ $W_d(1,2) = 1$ $W_d(2,3) = 1$	$W_x(1,13) = R_{Tg}p_w$ $W_x(1,14) = -\omega_e L_{g3}p_w$ $W_x(1,19) = R_{Tg}p_v$ $W_x(1,20) = -\omega_e L_{Tg}p_v$ $W_x(1,21) = 1$ $W_x(2,13) = \omega_e L_{Tg}p_w$ $W_x(2,14) = R_{Tg}p_w$ $W_x(2,19) = \omega_e L_{Tg}p_v$ $W_x(2,20) = R_{Tg}p_v$ $W_x(2,22) = 1$
---	---

### 3.2.2.3 閉迴路線性模型

根據 3.2.2.2 開迴路線性模型之建立，我們已經得到包含全系統架構之開迴路模型矩陣  $A_w/B_w/G_w/C$  矩陣內之元素，接著要著手進行閉迴路線性模型之推導，其控制系統狀態方程式定義為式(3.11)，其中  $J_x \in \mathbb{R}^{14 \times 14}$ ， $J_y \in \mathbb{R}^{14 \times 21}$ ， $J_z \in \mathbb{R}^{14 \times 16}$ ， $J_r \in \mathbb{R}^{14 \times 6}$ ， $K_x \in \mathbb{R}^{6 \times 14}$ ， $K_z \in \mathbb{R}^{6 \times 16}$ ， $K_u \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$ ， $H_x \in \mathbb{R}^{6 \times 14}$ ， $H_y \in \mathbb{R}^{6 \times 21}$ ， $H_z \in \mathbb{R}^{6 \times 16}$ ， $H_r \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$ ， $T_x \in \mathbb{R}^{16 \times 14}$ ， $T_y \in \mathbb{R}^{16 \times 21}$ 。

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_m &= J_x x_m + J_y y + J_z z_m + J_r r \\
 u &= K_x x_m + K_z z_m + K_u u_m \\
 u_m &= H_x x_m + H_y y + H_z z_m + H_r r \\
 z_m &= T_x x_m + T_y y
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

根據 3.2.2 之線性化推導，可求得其上述之矩陣值為下列所示

表 3.8 閉迴路矩陣  $J_x/J_y/J_z/J_r$  元素值

$J_x(2,1) = k_{i,PLL}$ $J_x(6,5) = k_{i,vdc}$ $J_x(9,8) = k_{i,PLL}$ $J_y(4,2) = \frac{2k_{opt}L_s\omega_{r0}}{L_m\lambda_{s0}}$ $J_y(5,9) = -1$ $J_y(6,9) = -k_{p,vdc}$ $J_z(1,6) = 1$ $J_z(2,6) = k_{p,PLL}$ $J_z(3,1) = -i_{r\bar{d}0}$ $J_z(3,4) = 1$ $J_z(4,2) = -\frac{k_{opt}L_s\omega_{r0}^2}{L_m\lambda_{s0}^2}$ $J_z(4,3) = -1$ $J_z(4,1) = -i_{r\bar{q}0}$ $J_z(6,7) = -1$ $J_z(7,8) = -1$ $J_z(8,10) = 1$ $J_z(9,10) = k_{p,PLL}$	$J_z(10,9) = -\frac{P_0^*}{(v_{o\bar{d}0})^2}$ $J_z(10,11) = -1$ $J_z(11,9) = \frac{Q_0^*}{(v_{o\bar{d}0})^2}$ $J_z(11,12) = -1$ $J_z(12,14) = (2\zeta\omega_n \frac{T_1}{T_2} K_d p_{sw})$ $J_z(12,16) = (2\zeta\omega_n \frac{T_1}{T_2} K_d p_{sv})$ $J_z(13,14) = (2\zeta\omega_n \frac{1}{T_2} K_d p_{sw})$ $J_z(13,16) = (2\zeta\omega_n \frac{1}{T_2} K_d p_{sv})$ $J_r(3,1) = 1$ $J_r(7,2) = 1$ $J_r(10,3) = \frac{1}{v_{o\bar{d}0}}$ $J_r(10,5) = 1$ $J_r(11,4) = \frac{-1}{v_{o\bar{d}0}}$
---	---

表 3.9 閉迴路矩陣  $K_x/K_z/K_u$  元素值

$K_x(1,2) = v_{r\bar{d}0}$ $K_x(2,2) = v_{r\bar{q}0}$ $K_x(3,2) = -v_{f\bar{w}\bar{q}0}$ $K_x(4,2) = v_{f\bar{w}\bar{d}0}$ $K_x(5,9) = -v_{f\bar{v}\hat{q}}$ $K_x(6,9) = v_{f\bar{v}\hat{d}0}$ $K_z(1,1) = v_{r\bar{d}0}$ $K_z(2,1) = v_{r\bar{q}0}$	$K_u(1,2) = 1$ $K_u(2,1) = -1$ $K_u(3,3) = 1$ $K_u(4,4) = 1$ $K_u(5,5) = 1$ $K_u(6,6) = 1$
---	---

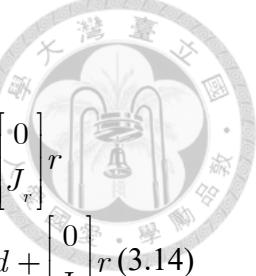
表 3.10 開迴路矩陣  $H_x/H_y/H_z/H_r$  元素值

$H_x(1,3) = k_{i,rsc}$ $H_x(2,4) = k_{i,rsc}$ $H_x(3,5) = k_{p,gsc} k_{i,vdc}$ $H_x(3,6) = k_{i,gsc}$ $H_x(4,7) = k_{i,gsc}$ $H_x(5,8) = -\frac{L_{fv} i_{f\bar{q}0} k_{i,PLL}}{\omega_{eB}}$ $H_x(5,10) = k_{i,bsc}$ $H_x(6,11) = k_{i,bsc}$ $H_x(6,8) = \frac{L_{fv} i_{f\bar{d}0} k_{i,PLL}}{\omega_{eB}}$ $H_y(1,2) = \sigma L_r i_{r\bar{q}0}$ $H_y(2,2) = \begin{pmatrix} \frac{2k_{p,rsc} k_{opt} L_s \omega_{r0}}{L_m \lambda_{s0}} \\ -\sigma L_r i_{r\bar{d}0} - \frac{L_m}{L_s} \lambda_{s0} \end{pmatrix}$ $H_y(3,9) = -k_{p,gsc} k_{p,vdc}$ $H_r(1,1) = k_{p,rsc}$ $H_r(4,2) = k_{p,gsc}$ $Hr(5,3) = k_{p,bsc} \frac{1}{v_{o\bar{d}0}}$ $Hr(5,5) = k_{p,bsc}$ $Hr(6,4) = -k_{p,bsc} \frac{1}{v_{o\bar{d}0}}$ $Hr(6,6) = k_{p,bsc}$	$H_z(1,1) = \left( -k_{p,rsc} i_{r\bar{d}0} - \sigma L_r \omega_{slip0} i_{r\bar{q}0} \right)$ $H_z(1,3) = -\sigma L_r \omega_{slip0}$ $H_z(1,4) = k_{p,rsc}$ $H_z(2,1) = \left( -k_{p,rsc} i_{r\bar{q}0} + \sigma L_r \omega_{slip0} i_{r\bar{d}0} \right)$ $H_z(2,2) = \left( -\frac{k_{p,rsc} k_{opt} L_s \omega_{r0}^2}{L_m \lambda_{s0}^2} + \frac{L_m}{L_s} \omega_{slip0} \right)$ $H_z(2,3) = -k_{p,rsc}$ $H_z(2,4) = -\sigma L_r \omega_{slip0}$ $H_z(3,5) = 1$ $H_z(3,7) = -k_{p,gsc}$ $H_z(3,8) = -\omega_e L_{fw}$ $H_z(4,6) = 1$ $H_z(4,7) = \omega_e L_{fw}$ $H_z(4,8) = -k_{p,gsc}$ $H_z(5,11) = -k_{p,bsc}$ $H_z(5,9) = \left( 1 - k_{p,bsc} \frac{P_0^*}{(v_{o\bar{d}0})^2} \right)$ $H_z(5,12) = -\frac{L_{fv} \omega_{PLL}}{\omega_{eB}}$ $H_z(5,10) = -\frac{L_{fv} i_{f\bar{q}0} k_{p,PLL}}{\omega_{eB}}$ $Hz(6,9) = k_{p,bsc} \frac{Q_0^*}{(v_{o\bar{d}0})^2}$ $Hz(6,12) = -k_{p,bsc}$ $Hz(6,10) = \left( 1 + \frac{L_{fv} i_{f\bar{d}0} k_{p,PLL}}{\omega_{eB}} \right)$ $Hz(6,11) = \frac{L_{fv} \omega_{PLL}}{\omega_{eB}}$
---	--

表 3.11 閉迴路矩陣  $T_x/T_y$  元素值

$T_x(1,2) = -1$	$T_y(1,3) = \frac{-L_s}{L_s i_{sq0} + L_m i_{rq0}}$
$T_x(3,2) = i_{rq0}$	$T_y(1,5) = \frac{-L_m}{L_s i_{sq0} + L_m i_{rq0}}$
$T_x(4,2) = -i_{rd0}$	$T_y(2,4) = \frac{L_s \lambda_{sq0}}{\sqrt{\lambda_{sq0}^2}}$
$T_x(6,2) = -v_{sd0}$	$T_y(2,6) = \frac{L_m \lambda_{sq0}}{\sqrt{\lambda_{sq0}^2}}$
$T_x(7,2) = i_{fwq0}$	$T_y(3,5) = 1$
$T_x(8,2) = -i_{fwd0}$	$T_y(4,6) = 1$
$T_x(9,9) = v_{oq0}$	$T_y(5,7) = 1$
$T_x(10,9) = -v_{od0}$	$T_y(6,8) = 1$
$T_x(11,9) = i_{fvq0}$	$T_y(7,10) = 1$
$T_x(12,9) = -i_{fvd0}$	$T_y(8,11) = 1$
$T_x(11,9) = i_{fvq0}$	$T_y(9,14) = 1$
$T_x(12,9) = -i_{fvd0}$	$T_y(10,15) = 1$
$T_x(13,9) = i_{gwq0}$	$T_y(11,16) = 1$
$T_x(14,9) = -i_{gwd0}$	$T_y(12,17) = 1$
$T_x(15,9) = i_{gvq0}$	$T_y(13,12) = 1$
$T_x(16,9) = -i_{gvd0}$	$T_y(14,13) = 1$
	$T_y(15,18) = 1$
	$T_y(16,19) = 1$

根據式(3.10)開迴路線性模型，將狀態變數  $x_m$  加入系統當中，定義其狀態變數增廣矩陣  $x_{aug} = [x(t) \ x_m(t)]^T$ ，因在閉迴路系統中矩陣龐大，故使用矩陣運算之方式，能夠較準確推導出系統之閉迴路線性模型，根據式(3.13)當求得各個小矩陣後，將其導入(3.12)並經由矩陣運算以求得完整閉迴路之線性模型矩陣  $A_{aug}/B_{aug}/G_{aug}/R_{aug}$ 。



$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_m \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_w & 0 \\ J_{ym}C & A_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_w \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} G_w \\ 0 \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 \\ J_r \end{bmatrix} r \\
 &= \begin{bmatrix} A_w & 0 \\ J_{ym}C & A_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_w \\ 0 \end{bmatrix} \left( \begin{bmatrix} K_{ym}C & K_{xm} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_m \end{bmatrix} + K_{rm}r \right) + \begin{bmatrix} G_w \\ 0 \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 \\ J_r \end{bmatrix} r \\
 &= \begin{bmatrix} A_w & 0 \\ J_{ym}C & A_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_w K_{ym}C & B_w K_{xm} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_w K_{rm} \\ 0 \end{bmatrix} r + \begin{bmatrix} G_w \\ 0 \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 \\ J_r \end{bmatrix} r \quad (3.14) \\
 &= \begin{bmatrix} A_w + B_w K_{ym}C & B_w K_{xm} \\ J_{ym}C & A_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_w \\ 0 \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} B_w K_{rm} \\ J_r \end{bmatrix} r \\
 y_{aug} &= \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_m \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

$A_{aug}/B_{aug}/G_{aug}/R_{aug}$ 是增廣系統矩陣，其中之 $r$ 為控制器輸入，狀態方程式之定義為式(3.12)透過上述之線性化推導即可求得完整全系統之閉迴路狀態矩陣，以利後續之小訊號分析。

$$\begin{aligned}
 A_{aug} &= \begin{bmatrix} A_w & 0 \\ J_{ym}C & A_m \end{bmatrix} B_{aug} = \begin{bmatrix} B_w \\ 0 \end{bmatrix} \\
 G_{aug} &= \begin{bmatrix} G_w \\ 0 \end{bmatrix} R_{aug} = \begin{bmatrix} 0 \\ J_r \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_{aug} &= A_{aug}x_{aug} + B_{aug}u + G_{aug}d + R_{aug}r \\
 y_{aug} &= Cx_{aug}
 \end{aligned} \quad (3.16)$$

### 3.2.3 特徵值分析

本節基於 3.2.2 所建立的閉迴路線性模型，接下來要透過特徵值以及根軌跡分析之方式，從頻域上來評估系統的穩定性和次同步振盪特性。本分析中的閉迴路模型包含轉子側轉換器、系統側轉換器、鎖相迴路的控制動態，以及電池儲能系統控制器，但尚未加入電池儲能系統的阻尼控制器（詳見第 4 章），旨在識別系統在基本狀態下的振盪行為，以及是否存在 SSO 相關的不穩定模態。閉迴路系統的狀態空間模型為式(3.14)，對於線性系統而言， $A_{aug}$ 為狀態矩陣，特徵值  $\lambda_i$ 為 $A_{aug}$ 之特徵值，其滿足 $\det(A_{aug} - \lambda I) = 0$ 。每個特徵值  $\lambda_i = \sigma_i + j\omega_i$ 皆對應一個模態(mode)，其中實部  $\sigma_i$ 決定模態的穩定性，虛部  $\omega_i$ 決定其振盪頻率。若  $\sigma_i > 0$ ，則該模態不穩定，系統會隨時間發散；若  $\sigma_i = 0$ ，則該模態臨界穩定，系統呈

現持續振盪；若  $\sigma_i < 0$ ，則該模態穩定，振盪隨時間衰減。

振盪頻率  $f_i$  以及阻尼比  $\zeta_i$  計算公式如下：

$$f_i = \frac{\omega_i}{2\pi}$$
$$\zeta_i = \frac{-\sigma_i}{\sqrt{\sigma_i^2 + \omega_i^2}} \quad (3.17)$$

阻尼比  $\zeta_i$  反應振盪的衰減速率。根軌跡直觀展示了所有模態的穩定性：右半平面的特徵值表示不穩定模態，左半平面的特徵值表示穩定模態。本研究利用特徵值分析，觀察系統的穩定性以及與 SSO 相關的振盪模式。

以下之特徵值根軌跡分析根據附錄之基準案例風速  $V_w = 9m/s$ ，補償比  $K = 50\%$  計算之特徵值分析，需特別注意的是此處之特徵值分析皆為在  $d - q$  軸上之分析結果，故其振盪頻率皆為與  $f_e(60Hz)$  之差值，而非時域上所觀測到之振盪頻率。



表 3.12 特徵值分析

特徵值	實部	虛部(rad/s)	振盪頻率(Hz)	阻尼比
1	-29.77	5741.25	913.75	0.01
2	-29.77	-5741.25	913.75	0.01
3	-26.84	4988.75	793.98	0.01
4	-26.84	-4988.75	793.98	0.01
5	-105.23	3852.18	613.09	0.03
6	-105.23	-3852.18	613.09	0.03
7	-58.78	3115.8	495.89	0.02
8	-58.78	-3115.8	495.89	0.02
9	-1255.87	0	0	1
10	-1168.17	0	0	1
11	-1884.91	0	0	1
12	<b>-33.68</b>	<b>539.98</b>	<b>85.94</b>	<b>0.06</b>
13	<b>-33.68</b>	<b>-539.98</b>	<b>85.94</b>	<b>0.06</b>
14	-1884.96	0	0	1
15	<b>-4.5</b>	<b>206.78</b>	<b>32.91</b>	<b>0.02</b>
16	<b>-4.5</b>	<b>-206.78</b>	<b>32.91</b>	<b>0.02</b>
17	-66.87	15.85	2.52	0.97
18	-66.87	-15.85	2.52	0.97
19	-48.18	0	0	1
20	-10.95	18.71	2.98	0.51
21	-10.95	-18.71	2.98	0.51
22	-1.08	13.22	2.1	0.08
23	-1.08	-13.22	2.1	0.08
24	-0.2	0	0	1
25	-9.04	15.46	2.46	0.5
26	-9.04	-15.46	2.46	0.5
27	-8.85	0	0	1
28	-13.01	0	0	1
29	-11.72	0	0	1
30	-37.77	0	0	1
31	-37.7	0	0	1
32	-25.13	0	0	1
33	-25.13	0	0	1

根據 3.2.1 之說明可以得知，次同步振盪頻率為  $\omega_e - \omega_n$ ，而超同步振盪頻率為  $\omega_e + \omega_n$ ，次同步振盪頻率及超同步振盪頻率相加可得  $2\omega_e$ ，透過上述之方式即可快速分辨  $\lambda_{12,13}$  為超同步模式， $\lambda_{15,16}$  為次同步模式。

根據表 3.12，次同步模式特徵值  $\lambda_{15,16}$  對應的振盪頻率為 32.91Hz，其阻尼比為 0.02，顯示該模式穩定性較差，振盪衰減緩慢。而超同步模式特徵值  $\lambda_{12,13}$  的振盪頻率為 85.94Hz，其阻尼比為 0.06，顯示該模式穩定性較差，振盪衰減緩慢。特徵值  $\lambda_{1\sim 8}$  的振盪頻率範圍為 495Hz 至 913Hz，遠高於  $\omega_e$ ，其阻尼比在 0.01 至 0.03 之間，雖然阻尼比極低，振盪衰減極其緩慢，但由於頻率較高，這些模式對系統的影響相對較小，系統仍能保持相對穩定。綜合以上分析，本論文之討論方向著重於次同步模式特徵值  $\lambda_{15,16}$  以及超同步模式特徵值  $\lambda_{12,13}$ ，且兩個模式之間會有相對應關係，後續章節將進行參與率分析，進一步識別影響次同步模式和超同步模式的關鍵變量，為第四章的控制器設計提供依據。

### 3.2.4 參與率分析

參與率分析是一種重要的分析工具，用於量化動態系統中各個組成部分對整體行為的貢獻。其基本思想是通過特徵值和特徵向量的分解，計算各特徵向量在系統行為中的參與程度。以下介紹參與率分析的基本原理，並進一步應用於動態系統的分析。

根據文獻，任意矩陣  $Z$  若滿足方陣，可以分解為特徵值和特徵向量的形式。假設  $A$  為  $Z$  的特徵值矩陣， $\phi$  和  $\psi$  分別為右特徵向量矩陣和左特徵向量矩陣，則有下式(3.18)

$$\begin{aligned} A\phi &= \phi A \\ \psi A &= A\psi \end{aligned} \tag{3.18}$$

其中  $\phi = [\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_n]$  為右特徵向量集合， $\psi = [\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_n]$ ，為左特徵向量集合，且滿足正交條件  $\psi\phi = I$ 。表示其矩陣  $Z$  可表示為下式(3.19)

$$Z = \phi' A \phi Z = DZ \tag{3.19}$$

其中， $D = diag(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n)$ 為對角矩陣，其對角線元素為特徵值 $\lambda_i$ 。

而在動態系統中，參與率分析可用於量化系統隨時間演變中各特徵向量的參與程度。假設 $Z(t)$ 表示系統在時間 $t$ 的狀態，則其動態行為可通過下式(3.20)表示

$$Z(t) = \phi \Delta(t) \quad (3.20)$$

其中， $\Delta(t) = \phi Z(t)$ 。假設系統滿足指數形式 $\Delta(t) = \Delta(0)e^{At}$ ，則 $Z(t)$ 可表示為

式(3.21)

$$Z(t) = \sum_{i=1}^n \phi_i \Delta_i(0) e^{\lambda_i t} \quad (3.21)$$

此形式表明，各特徵向量 $\phi_i$ 對系統行為的貢獻由 $\Delta_i(0)e^{\lambda_i t}$ 決定，參與率分析的核心即在於計算各 $\phi_i$ 的貢獻比例。若 $Z$ 為赫米特矩陣 (Hermitian Matrix)，則 $Z(t)$ 可進一步寫為：

$$Z(t) = e^{At} Z(0) e^{A't} \quad (3.22)$$

為了更細緻地分析動態系統中各特徵向量的參與程度，可引入參與率矩陣 $P$ 。假設 $P = [P_1, P_2, \dots, P_n]$ ，其中每一 $P_i$ 對應於特徵向量 $\phi_i \psi_i$ 可表示為式(3.23)：

$$P_i = [\phi_i \psi_i] \quad (3.23)$$

則參與率矩陣 $P$ 可表示為：

$$P = \begin{bmatrix} \phi_1 \psi_1 & \phi_1 \psi_2 & \cdots & \phi_1 \psi_n \\ \phi_2 \psi_1 & \phi_2 \psi_2 & \cdots & \phi_2 \psi_n \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \phi_n \psi_1 & \phi_n \psi_2 & \cdots & \phi_n \psi_n \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

通過參與率矩陣 $P$ 可以將 $Z(t)$ 分解為多個模態的貢獻，進而量化每個模態的參與程度。

參與率分析在動態系統分析中具有重要意義。通過參與率矩陣，可以揭示系統中哪些特徵向量對整體行為的影響最大。例如，在穩定性分析中，參與程度高的特徵向量可能對應於系統的主導行為；在振盪系統中，參與率矩陣可幫助識別關鍵

的振盪模式。此外，參與率分析還可用於系統優化和控制設計，為後續研究提供理論基礎。

根據上述參與率分析之詳細推導，並將參與率小於 0.05 之元素近似為 0，可以得出本系統之參與率為下，但因本論文之篇幅有限，故將完整參與率收於附錄，僅提及對超同步及次同步振盪現象有關之狀態變數。

表 3.13 次同步及超同步模式之參與率分析

	Eigven	12	13	15	16
States	Num	-33.7+540.0i	-33.7-540.0i	-4.5+206.8i	-4.5-206.8i
$i_{gwd}$	13	0.19	0.19	0.18	0.18
$i_{gwq}$	14	0.19	0.19	0.2	0.2
$v_{cd}$	21	0.26	0.26	0.25	0.25
$v_{cq}$	22	0.26	0.26	0.25	0.25

透過表 3.13 參與率分析結果顯示，特徵值  $\lambda_{15,16}$  對應的次同步振盪模式受到系統側轉換器電流  $i_{gwd}, i_{gwq}$  和直流電容電壓  $v_{cd}, v_{cq}$  的影響，參與因子分別為 0.18 和 0.25，表明串聯補償電容電壓，以及風力發電機出口端電流是該模式不穩定的重要因素。同時，這些狀態變數對特徵值  $\lambda_{12,13}$  超同步模式的參與因子略高分別為 0.19 和 0.26，這表明  $i_{gwd}, i_{gwq}, v_{cd}, v_{cq}$  不僅影響次同步振盪模式，還與超同步振盪模式密切相關。這種交互作用顯示，系統側轉換器和直流電容的動態行為可能在次同步和超同步頻率範圍內同時引發振盪，對系統穩定性構成複合影響。為了解決次同步振盪問題，後續的控制策略設計需考慮這種交互作用，故會在後續之根軌跡分析中，將超同步振盪現象一併觀察，避免在抑制次同步振盪模式的同時放大超同步振盪模式的振盪。

### 3.2.5 靈敏度分析

靈敏度分析用於評估系統參數變化對次同步振盪模式特徵值的影響，通過計算特徵值對參數的靈敏度，識別對系統穩定性影響最大的參數，決定了系統上的控制器參數，為後續儲能系統控制器的設計提供依據。本節基於 3.2.3 節的特徵值分析和 3.2.4 節的參與率分析，重點分析次同步振盪以及超同步振盪模式，並

探討系統參數對其特徵值的影響。靈敏度分析方法，具體定義如下：

以系統參數  $K_m$  對特徵值  $\lambda_i$  的靈敏度為例，根據文獻[14]，靈敏度  $\frac{\partial \lambda_i}{\partial K_m}$  可以通過以下公式計算：

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial K_m} \phi_i + \lambda_i \frac{\partial \phi_i}{\partial K_m} = \frac{\partial A_{aug}}{\partial K_m} \phi_i + \partial A_{aug} \frac{\partial \phi_i}{\partial K_m} \quad (3.25)$$

將公式(3.25)左乘右特徵向量  $\psi_i$ ，並考慮右特徵向量與左特徵向量的正交性  $\psi_i \phi_i = 1$ ，可得：

$$\psi_i \frac{\partial \lambda_i}{\partial K_m} \phi_i + \psi_i \lambda_i \frac{\partial \phi_i}{\partial K_m} = \psi_i \frac{\partial A_{aug}}{\partial K_m} \phi_i + \psi_i A_{aug} \frac{\partial \phi_i}{\partial K_m} \quad (3.26)$$

由於  $\psi_i \lambda_i \frac{\partial \phi_i}{\partial K_m} = \psi_i A_{aug} \frac{\partial \phi_i}{\partial K_m}$ ，公式(3.26)可以簡化為：

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial K_m} \phi_i = \frac{\psi_i \frac{\partial A_{aug}}{\partial K_m} \phi_i}{\psi_i \phi_i} \quad (3.27)$$

公式(3.27)表示參數  $K_m$  對於特徵值  $\lambda_i$  的靈敏度，利用此方法可計算出特徵值對於參數  $K_m$  的靈敏度。

對於本系統而言，在尚未加入阻尼控制器之前，共有五組 PI 控制器，總計為十組控制器參數，分別為風力發電機側直流電容之 PI 控制器  $K_{pvdcw}, K_{ivdcw}$ ，風力發電機系統側之 PI 控制器  $K_{pgsc}, K_{igsc}$ ，風力發電機轉子側之 PI 控制器  $K_{prsc}, K_{irsc}$ ，鎖相迴路之 PI 控制器  $K_{pPLL}, K_{iPLL}$ ，儲能系統之 PI 控制器  $K_{pbsc}, K_{ibsc}$ ，根據上述之靈敏度分析，以次同步及超同步振盪現象做為靈敏度分析之特徵值，可以得知以下結果：

表 3.14 不同控制器參數特徵值靈敏度之結果

控制器	特徵值	kp_vdcw	ki_vdcw	kp_gsc	ki_gsc	kp_rsc	ki_rsc
超同步振盪模式	12	0.39	0.00	0.20	0.00	76.81	0.14
	13	0.39	0.00	0.20	0.00	76.81	0.14
次同步振盪模式	15	1.36	0.00	0.19	0.00	203.51	0.98
	16	1.36	0.00	0.19	0.00	203.51	0.98
控制器	kp_PLL	ki_PLL	kp_bsc	ki_bsc			
超同步振盪模式	0.00	0.00	0.00	0.00			
	0.00	0.00	0.00	0.00			
次同步振盪模式	0.04	0.00	0.00	0.00			
	0.04	0.00	0.00	0.00			

表 3.13 列出了不同運算模式下系統參數的靈敏度分析結果。結果顯示，在超同步振盪模式 $\lambda_{12,13}$ 下，參數 $K_{prsc}, K_{irsc}$ 的靈敏度較高，分別為 76.18 以及 0.14；在次同步振盪模式 $\lambda_{15,16}$ 下，參數 $K_{prsc}, K_{irsc}$ 的靈敏度也較高，分別為 203.51 以及 0.98，這表示在決定風力發電機轉子側參數時，需特別注意次同步振盪以及超同步振盪之特徵值變化，觀察是否會激發不穩定之現象，特別是 $K_{prsc}$ 的高靈敏度可以觀察出，該參數的微小變化可能顯著改變系統的阻尼特性，進而影響次同步振盪模式的穩定性，故在後續根軌跡分析時，需特別觀察風力發電機轉子側參數的選用，是否會激發次同步振盪的現象。

而在後續之 $K_{prsc}, K_{irsc}$ 選定中，本論文根據[25]使用極零點消去法，再根據 2.2.4.3 章節以及圖 2.21 之說明，可以得知控制器之閉迴路狀態方程式，如式(3.28)所示，為一個二階系統

$$\frac{\dot{i}_{r\tilde{q}}}{i_{r\tilde{q}}^*} = \frac{K_{prsc}(s + K_{rsc})(\frac{\omega_e}{\sigma L_r s + \omega_e R_r})}{s + K_{prsc}(s + K_{rsc})(\frac{\omega_e}{\sigma L_r s + \omega_e R_r})} \quad (3.28)$$

令一新變數 $K_{rsc} = \frac{K_{irsc}}{K_{prsc}}$ ，將其代入式(3.28)並整理

$$\frac{\dot{i}_{r\tilde{q}}}{i_{r\tilde{q}}^*} = \frac{K_{prsc}(s + K_{rsc})(\frac{\omega_e/\sigma L_r}{s + \omega_e R_r/\sigma L_r})}{s + K_{prsc}(s + K_{rsc})(\frac{\omega_e/\sigma L_r}{s + \omega_e R_r/\sigma L_r})} \quad (3.29)$$

當令  $K_{rsc} = \frac{\omega_e R_r}{\sigma L_r}$  時可得式(3.30)

$$\frac{\dot{i}_{r\tilde{q}}}{i_{r\tilde{q}}^*} = \frac{K_{prsc} \frac{\omega_e}{\sigma L_r}}{s + K_{prsc} \frac{\omega_e}{\sigma L_r}} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (3.30)$$



其中  $\omega_c$  為經由極零點消去後，可簡化風力發電機轉子側控制器如下圖

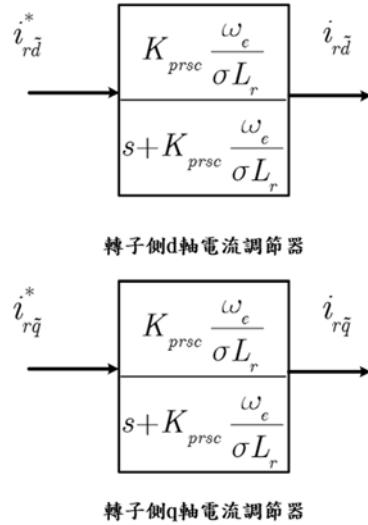


圖 3.4 轉子側電流控制器簡化模型

風力發電機轉子側控制器之交越頻率  $\omega_c$ ，其物理意義為整個風力發電機轉子側控制器看入控制器頻率響應速度。調整其  $\omega_c$ ，即可達成控制  $K_{prsc}, K_{irsc}$  之目的，其關係式整理如下：

$$\frac{\dot{i}_{r\tilde{q}}}{i_{r\tilde{q}}^*} = \frac{K_{prsc} \frac{\omega_e}{\sigma L_r}}{s + K_{prsc} \frac{\omega_e}{\sigma L_r}} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (3.31)$$

$$K_{prsc} = \frac{\omega_c \sigma L_r}{\omega_e}, K_{irsc} = K_{rsc} K_{prsc}$$

透過上述之簡化設計，可以使得控制器簡化為一階系統，使控制變數變少，以及更加容易控制轉子側控制器，後續在根軌跡分析中調整  $K_{prsc}, K_{irsc}$  時，會使用上述調整  $\omega_c$  之方式來觀測根軌跡之變化。



### 3.2.6 根軌跡分析

根軌跡分析是一種評估系統參數變化對特徵值軌跡影響的動態分析方法，廣泛應用於電力系統穩定性研究中。通過繪製特徵值隨參數變化的軌跡，可以直觀地觀察系統的穩定性邊界和振盪特性，進而為參數設計提供依據。

根軌跡分析的核心是觀察系統特徵值隨參數變化的移動軌跡。系統的動態行為由狀態空間方程  $\dot{x} = A_{aug}x + Bu$  描述，其中  $A_{aug}$  為系統矩陣，特徵值  $\lambda_i$  為  $A_{aug}$  之特徵值，其滿足  $\det(A_{aug} - \lambda I) = 0$ 。當系統控制器參數  $K_m$ 、風速  $V_w$  或補償比  $K$  變化時，系統矩陣  $A_{aug}$  會隨之改變，進而影響特徵值  $\lambda_i$  的位置。根軌跡即為  $\lambda_i$  在複數平面上的移動路徑，通常用於分析系統穩定性（特徵值的實部是否進入右半平面）以及振盪特性（特徵值的虛部頻率）。

因為前述靈敏度分析章節中，可以得知  $K_{prsc}, K_{irsc}$  對於次同步以及超同步模式影響較多，且本論文透過極零點消去法，調整  $f_c$  來調整  $K_{prsc}, K_{irsc}$ ，故在本章節中，針對風力發電機轉子側控制器交越頻率  $f_c$ ，分析其對次同步振盪以及超同步振盪的影響；其次，針對不同風速和補償比條件，調整風力發電機轉子側控制器交越頻率  $f_c$ ，繪製根軌跡圖，驗證不同條件下對特徵值的影響。

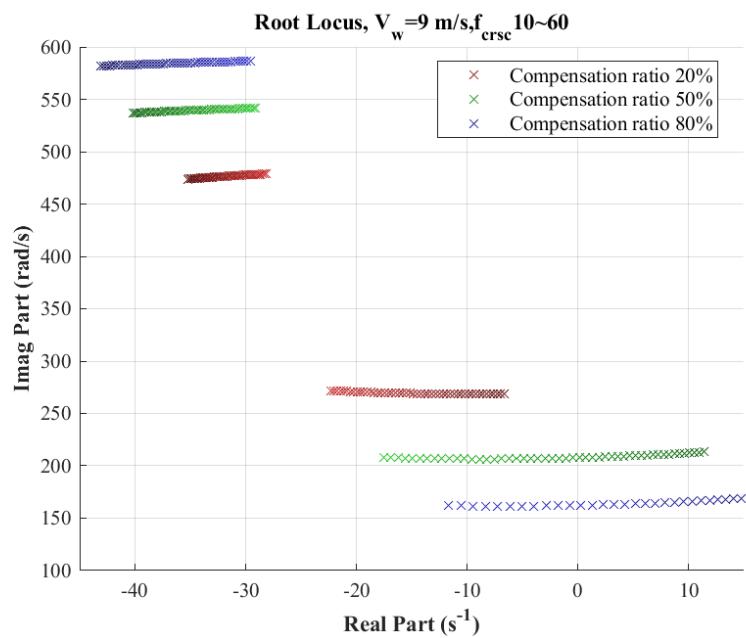


圖 3.5 風速  $V_w$  9m/s 不同補償比之轉子側交越頻率  $f_c$  根軌跡

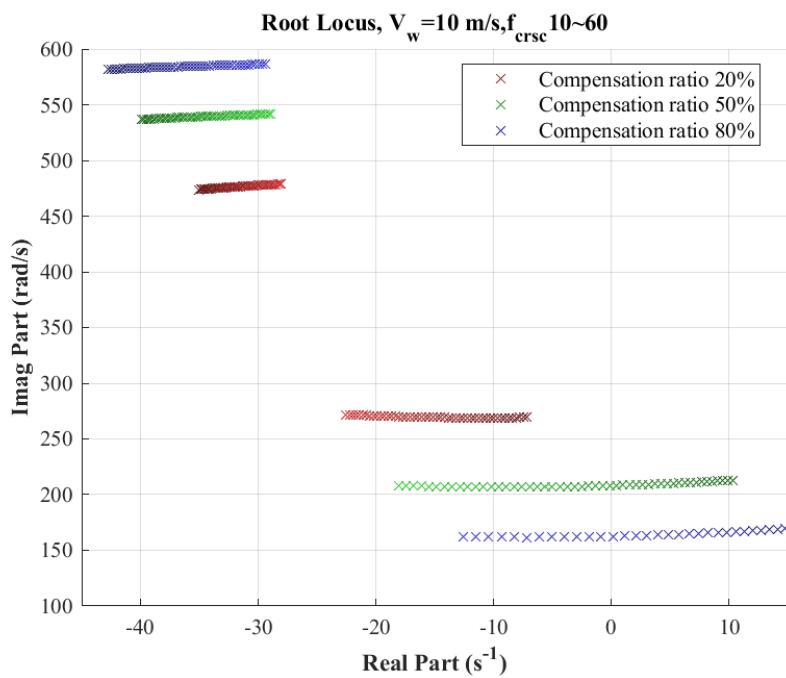


圖 3.6 風速  $V_w$  10m/s 不同補償比之轉子側交越頻率  $f_c$  根軌跡

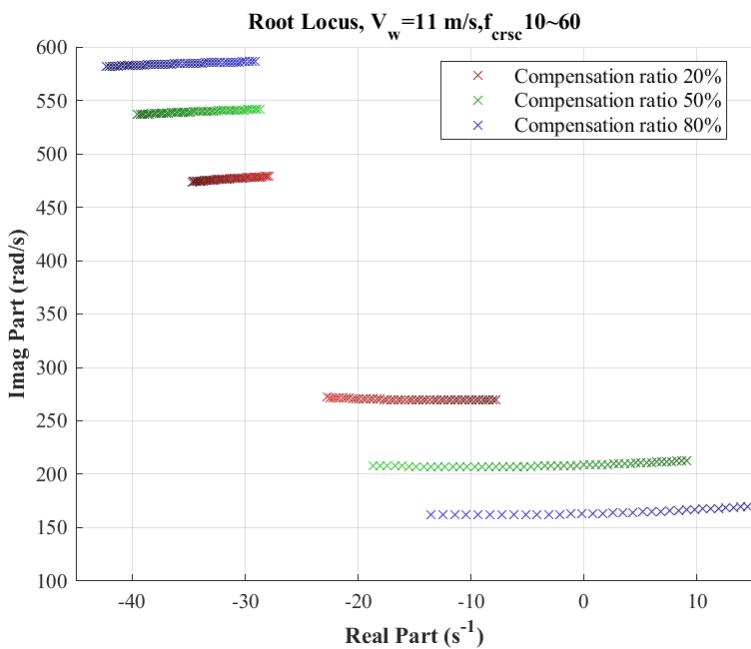


圖 3.7 風速  $V_w = 11\text{m/s}$  不同補償比之轉子側交越頻率  $f_c$  之根軌跡

圖 3.5 至 圖 3.7 分別展示了風速  $V_w = 9, 10, 11\text{m/s}$  下，探討轉子側交越頻率  $f_c$  從  $10\text{Hz}$  變化到  $60\text{Hz}$  時的移動軌跡，補償比為  $20\%、50\%$  和  $80\%$  時的根軌跡圖，圖示上由淺色至深色分別顯示了系統特徵值在  $f_c$  從  $10\text{Hz}$  變化到  $60\text{Hz}$  時的移動軌跡，右下角頻率較低之模式為次同步模式，左上角為超同步模式。以下將對次同步以及超同步模式分開討論。

### 1. 次同步模式

在三個風速條件下，隨著  $f_c$  從  $10\text{Hz}$  變化到  $60\text{Hz}$ ，次同步模式的根軌跡顯示其實部向右半平面移動。例如，在風速  $V_w = 9\text{m/s}$  時，補償比為  $80\%$  的藍色軌跡從實部  $-10$  移動到大於  $10$  的部分，表示系統特徵值已經進入右半平面，系統不穩定，對於次同步模式而言，其特徵值會隨著轉子側交越頻率  $f_c$  上升變得更加不穩定。

### 2. 超同步模式

與次同步模式相反，超同步模式的根軌跡隨著  $f_c$  從  $10\text{Hz}$  變化到  $60\text{Hz}$ ，超同步模式的根軌跡顯示其實部向左半平面移動，表示對於超同步模式而言，過小的  $f_c$ ，會使超同步模式不穩定。

透過上述次同步模式以及超同步模式之分析，可以得知  $f_c$  的增加對次同步和超同步模式產生相反的影響，表明在本論文中選定低風速下之  $f_c$  需要更加小心，以防因  $f_c$  之變化，導致系統次同步模式下之特徵值跑到右半平面，所以這需要在控制器設計中進行權衡，根據根軌跡圖分析，考慮次同步以及超同步模式之折衷值，取得本論文之轉子側交越頻率  $f_c$  為 30，做為本論文所應用之參數。

### 3.3 時域分析

為了進一步驗證根軌跡分析的結論並探討系統在不同工作點的動態響應特性，本研究通過時域模擬方法，對系統在特定擾動下的響應進行了分析。時域分析重點在於次同步振盪模式的表現，通過模擬系統在不同初始值暫態與穩態響應，觀察振盪頻率、阻尼特性以及穩定性，但由於在前章節所提及之根軌跡分析初始條件，會使得 EMT 模型不穩定，導致模型發散，故在此處模擬條件稍作調整。

時域模擬採用了 MATLAB/Simulink 建構的電磁暫態模型(EMT model)來驗證 3.2.1 及 3.2.6 節提及的低風速高補償比下系統會不穩定之情形，模擬系統在三種風速下 ( $V_w = 9, 10, 11 m/s$ ) 和補償比 (40%、50%、60%) 下的響應，模擬時間設為 5 秒，模擬步長為  $T_s = 5 \times 10^{-6}$  秒，以確保足夠的精度來模擬次同步振盪，系統初始條件與根軌跡分析時一致，並在  $t = 2$  秒時加入一個小的電網端電壓擾動 ( $\Delta V_u = -0.1 pu$ )，用於觸發系統的動態響應，觀察變量包括轉子速度  $\omega_r$ 、渦輪機轉速  $\omega_t$ 、風力發電機側直流電容  $v_{dcw}$ ，以及風力發電機輸出之功率  $P_{gw}/Q_{gw}$  等等，雖然在 3.2.5 中分析得到次同步振盪與  $i_{gw}/v_c$  之敏度最高，理論上觀察這些變量的時域響應更能夠反映次同步的振盪特性，但在電磁暫態模型(EMT)中，時域上皆為三相弦波訊號，觀測起來會較為困難，故本論文中大多考慮使用單相訊號來觀測。

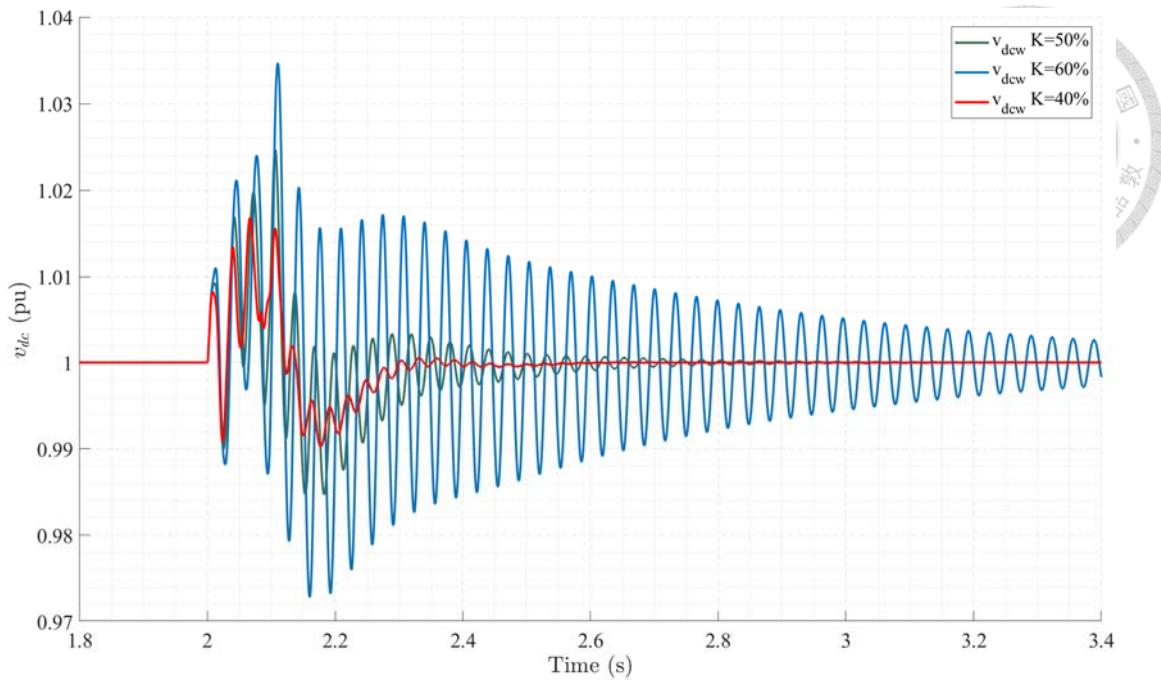


圖 3.8 風速  $V_w = 9m/s$  不同補償比下之直流電容電壓  $V_{dcw}$

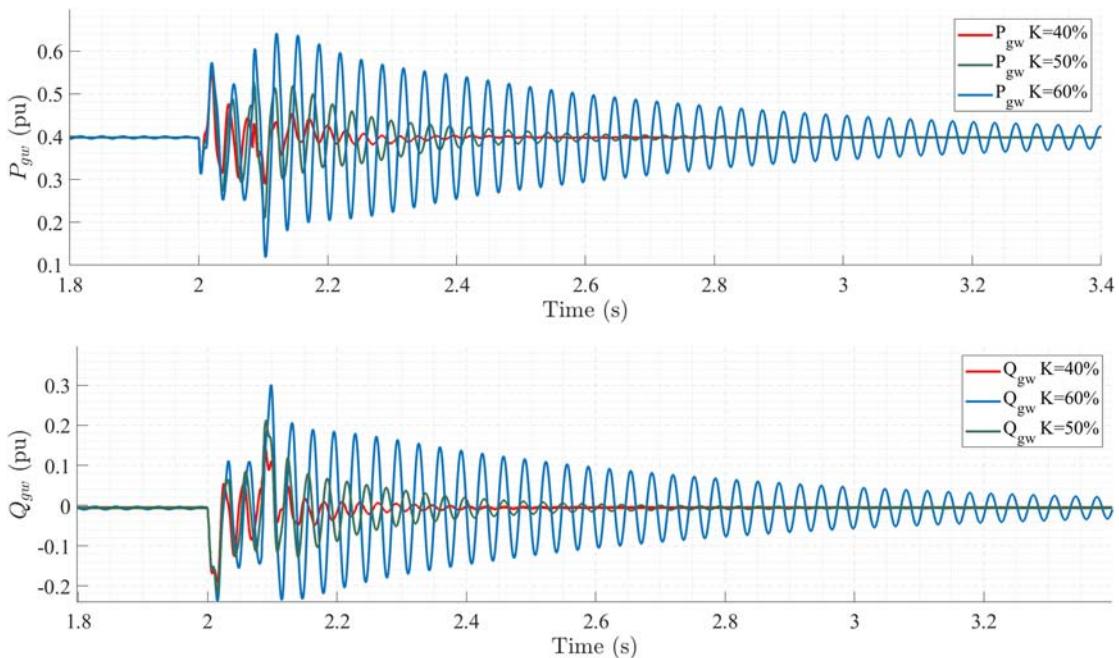


圖 3.9 風速  $V_w = 9m/s$  不同補償比下之風力發電機輸出功率  $P_{gw}, Q_{gw}$

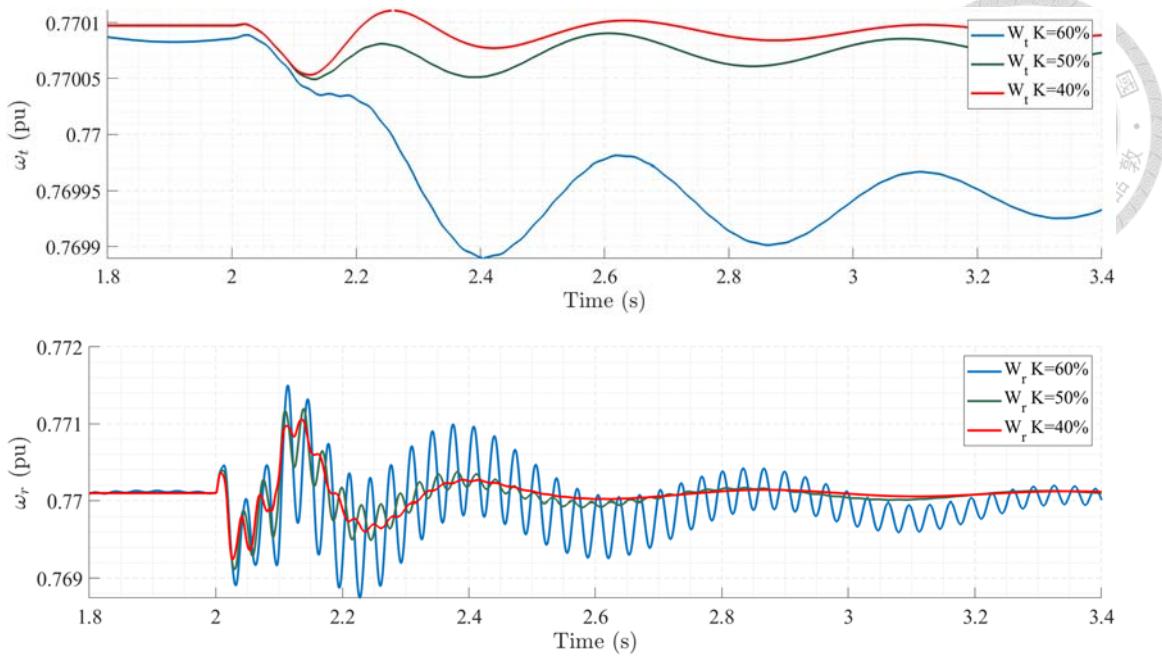


圖 3.10 風速  $V_w = 9m/s$  不同補償比下之風力發電機轉速  $\omega_t, \omega_r$

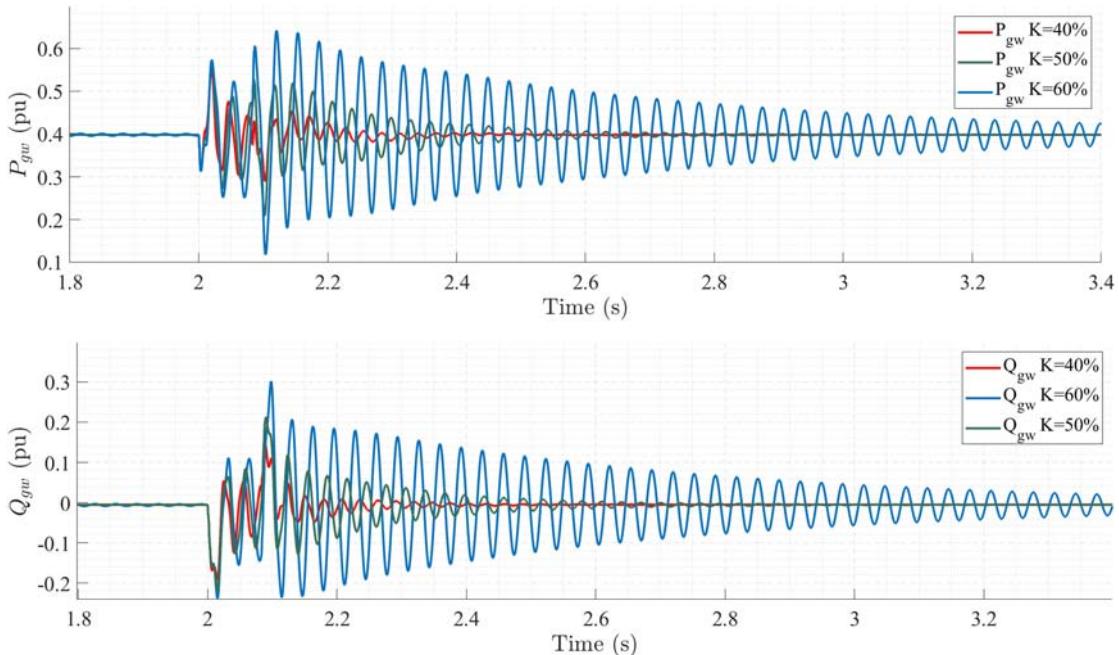


圖 3.9 可以得知，當系統發生干擾時，從圖上可以看出一頻率為次同步振盪模式之振盪，且在越高補償比的情況下，系統的振盪時間較長，阻尼比亦較小，此現象與先前章節所提到的低風速高補償比下，次同步振盪模式會愈加明顯相符。

觀察圖 3.10 可以看到在傳動軸轉速  $\omega_t$  上，有一較低頻之振盪，此現象並非

次同步振盪現象，而是轉矩本身的機械行為所引發的振盪，並非本論文所討論之振盪行為。

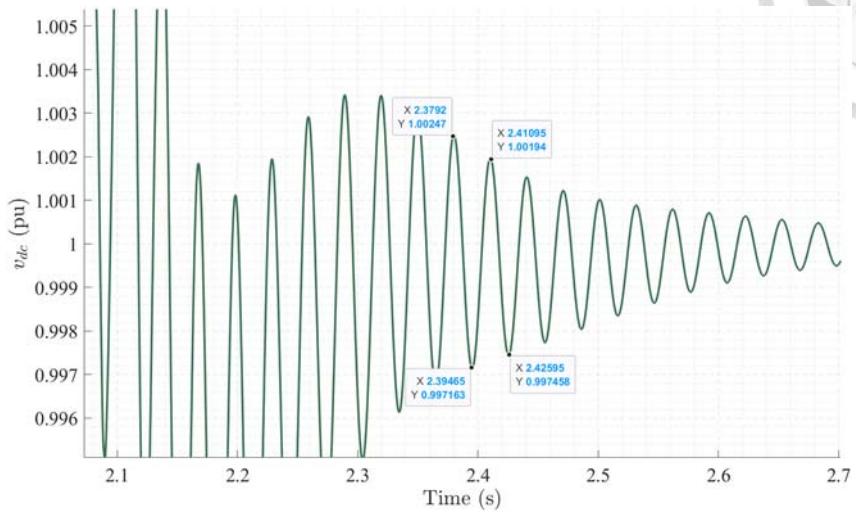


圖 3.11 風力發電機直流電容電壓  $V_{dcw}$  放大圖

為驗證 3.2.3 所提及之阻尼比及振盪頻率，利用實際模擬結果計算，根據式(3.30)其振盪頻率  $\omega_n$  以及其週期  $T$  為

$$T = 2.41095 - 2.3792 = 0.03175(s)$$

$$\omega_n = \frac{2\pi}{0.03175} = 197.89(rad/s) \quad (3.32)$$

由於振盪呈現指數型式之衰減，表示為下式

$$e^{-\sigma T} = \frac{\Delta y_1}{\Delta y_2} = \frac{1.00194 - 0.9974}{1.00247 - 0.99716} = 0.855 \quad (3.33)$$

將振盪週期  $T$  代入可求得特徵值實部  $\sigma$  及其特徵值  $\lambda_i$  及阻尼比  $\zeta$  為

$$\lambda_i = -\sigma + j\omega = 4.93 + j197.89$$

$$\zeta = \frac{\sigma}{\sqrt{\sigma^2 + \omega^2}} = 0.024 \quad (3.34)$$

可得知與前述提及之風速  $V_w = 9m/s$ ，補償比  $K = 50\%$  之特徵值相符合。

## 第四章 儲能系統控制器設計



### 4.1 前言

在前述章節中，已透過小訊號穩定度分析分析了全系統的特徵值，並在時域以及頻域上驗證了次同步振盪(SSO)現象，在此基礎上，本章旨在設計一個儲能系統控制器，以有效抑制 SSO 現象。本論文提出之儲能系統控制器採用了帶通濾波器 (Band-Pass Filter, BPF) 和超前滯後 (Lead-Lag) 控制器相結合的策略。控制器以串聯電容上的 q 軸電流  $i_{cq}$  作為輸入信號，透過 BPF 濾出 SSO 頻段的  $i_{cq}$  振盪分量作為輸入信號，透過 BPF 濾出 SSO 頻段的振盪分量，確保僅針對目標頻率範圍進行處理，避免對其他頻率分量的干擾。

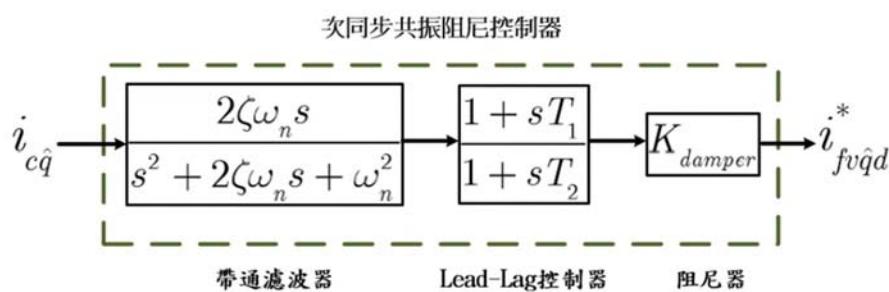


圖 4.1 次同步共振阻尼器

隨後，BPF 的輸出信號進入 Lead-Lag 控制器，該控制器透過調整相位和增益，提供必要的相位補償，進而穩定 SSO 模式，在提供完所需要之相位補償後，再加入一阻尼器  $K_{Damper}$ ，使其提供所需之增益補償。Lead-Lag 控制器的設計將基於最大相位超前原則，並結合根軌跡分析，確保 SSO 相關的特徵值能夠被有效移至穩定區域。最終，透過阻尼器  $K_{damper}$ ，調節儲能系統輸出的 q 軸電流  $i_{fwq}$ ，實現對 SSO 振盪的動態補償。本章將詳細闡述控制器的設計過程，包括 BPF 的參數選擇、Lead-Lag 控制器的參數設計及其穩定性分析。



## 4.2 帶通濾波器參數設計

本小節之帶通濾波器設計之表示式如圖 4.1，其轉移函數式如下

$$H_{BPF(s)} = \frac{2\zeta\omega_n s}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.1)$$

$$B_w = 2\zeta\omega_n$$

其中  $\omega_n$  為該濾波器之中心頻帶， $B_w$  為該濾波器之頻寬，帶通濾波器之用意，是要將串聯電容上之次同步振盪頻率之電流  $i_{cq}$  濾出，使儲能系統控制器輸出一次同步振盪頻率之電流，使其補償電網上之次同步振盪電流成分，根據根軌跡分析章節中，對於次同步振盪之模態分析已經有詳細的數學分析以及解釋，其風速值為  $V_w = 9m/s$  補償比  $K = 50\%$  時，次同步振盪對應之特徵值為  $\lambda_{15,16} = -4.5 + j207$ ，在本論文之帶通濾波器設計中，根據次同步振盪頻率決定帶通濾波器之  $\omega_n = 207rad/s$ ，再決定帶通濾波器之頻寬  $B_w$ ，此頻寬之設計須避開較低頻之轉矩共振頻率，以及較高頻之控制器振盪，故在本論文中設計頻寬  $B_w = 20Hz$ ，確保帶通濾波器的通帶中心能夠有效捕捉 SSO 信號。

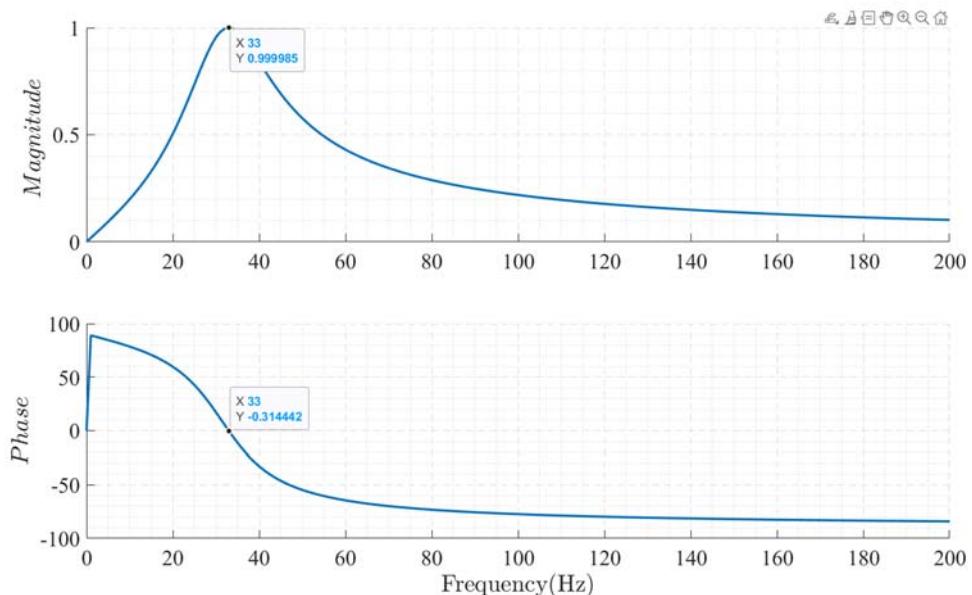


圖 4.2 帶通濾波器之波德圖

可以看到在次同步振盪頻率上時，其震幅並不會被衰減，且亦不會有相位上之位移，表示此為良好一能濾出次同步振盪頻率之帶通濾波器。

但當系統加入 BPF 後會產生新的一組模式(BPF mode)，所對應的特徵值如下

$$H_{BPF(s)} = \frac{2\zeta\omega_n s}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.2)$$

$$s = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$$



可以看到該特徵值之虛部所對應的特徵值為  $\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$ ，當阻尼比不大時，其所造成之振盪頻率會與次同步振盪之振盪頻率相近，故在後續之阻尼器  $K_{Damper}$  設計中，需考慮是否導致此模式(BPF mode)不穩定。

### 4.3 Lead-Lag 控制器參數設計

本小節 Lead-Lag 控制器設計之表示式如圖 4.1，其轉移函數式如下

$$H_{Lead-Lag}(s) = \frac{1+sT_1}{1+sT_2} \quad (4.3)$$

Lead-Lag 控制器作用是調整系統的相位，從而增強系統的小訊號穩定度，但在本論文中之小訊號分析是使用時域上之分析，僅能分析固定狀態下之特徵值，無法使用頻域上之分析繪製出頻域上之波德圖來求得需要補償之角度，故本論文提出使用根軌跡分析之方式，基於整個阻尼控制器(包含帶通濾波器，Lead-Lag 控制器，阻尼控制器)先固定增益之方式，調整補償角度，以求得最佳之補償角度後，再根據 4.4 節調整阻尼器之大小，其調整方法如下：

根據下式

$$|H_{Lead-Lag}(j\omega)| = \frac{\sqrt{1^2 + \omega T_1^2}}{\sqrt{1^2 + \omega T_2^2}} \quad (4.4)$$

$$\phi = \angle H_{Lead-Lag}(j\omega) = \frac{\tan^{-1} \omega T_1}{\tan^{-1} \omega T_2}$$

其中  $|H_{Lead-Lag}(j\omega)|$  為 Lead-Lag 控制器之增益， $\phi$  為 Lead-Lag 控制器之相位  $\angle H_{Lead-Lag}(j\omega)$ ， $T_1$ ， $T_2$  為 Lead-Lag 控制器之相位常數，透過式(4.4)可以得到 Lead-Lag 控制器之增益大小以及其 Lead-Lag 控制器之相位，在本論文中，因為 Lead-Lag 控制器是使用於次同步振盪時之電流補償，故將其最大相位  $\phi_m$  設計於次同



步振盪時，其表示式為下

$$\phi_m = \frac{\tan^{-1} \omega T_1}{\tan^{-1} \omega T_2} \quad (4.5)$$

將式(4.5)對 $\omega$ 微分，當其值為0時，可得其最大相位 $\phi_m$ 所對應之頻率 $\omega$ ，且該頻率須為次同步振盪之頻率 $\omega_n$

$$\frac{d\phi_m}{d\omega} = \frac{\omega T_1}{1+(\omega T_1)^2} - \frac{\omega T_2}{1+(\omega T_2)^2} = 0 \quad (4.6)$$

當 $T_1 \neq T_2$ 時，可將上式整理得到：

$$\omega = \omega_n = \frac{1}{\sqrt{T_1 T_2}} \quad (4.7)$$

當透過特徵值分析得到其共振頻率 $\omega_n$ 時，即可透過上式得到 $T_1 T_2$ 之比值，將其代回式(4.1)可得

$$\phi_m = \sin^{-1} \left( \frac{\frac{T_1}{T_2} - 1}{\frac{T_1}{T_2} + 1} \right) \quad (4.8)$$

當調整 $\phi_m$ 作為根軌跡分析之變數時，根據式(4.2)，可以看到 Lead-Lag 控制器之增益 $|H_{Lead-Lag}(j\omega)|$ 亦會發生變化，這樣對於根軌跡分析而言，混含有兩種變量在其中，無法從根軌跡分析中，有效判斷其最大相位 $\phi_m$ 應該設置在多少，故在本章節決定 $\phi_m$ 時，會將阻尼器 $K_{damper}$ 納入考慮

$$|H_{Lead-Lag}(j\omega)| K_{damper} = K_{damper} \frac{\sqrt{1^2 + \omega T_1^2}}{\sqrt{1^2 + \omega T_2^2}} = 1 \quad (4.9)$$

透過計算控制 $K_{damper}$ ，使得 $|H_{Lead-Lag}(j\omega)| \times K_{damper} = 1$ (先前已經討論過帶通濾波器在該頻段下之增益 $|H_{BPF}(j\omega)| = 1$ 故此處不加入討論)，在這樣的假設下，可以求得 $K_{damper}$ 之式如下

$$K_{damper} = \frac{\sqrt{1^2 + \omega T_2^2}}{\sqrt{1^2 + \omega T_1^2}} \quad (4.10)$$

計算出不同最大相位 $\phi_m$ 相對應之相位常數 $T_1, T_2$ ，再去調整最大相位 $\phi_m$ 之根軌跡，即可直觀地觀察出來，純粹相位對於根軌跡之影響，得知最大相位 $\phi_m$ 大小後即可進行下章節之阻尼器參數設計。

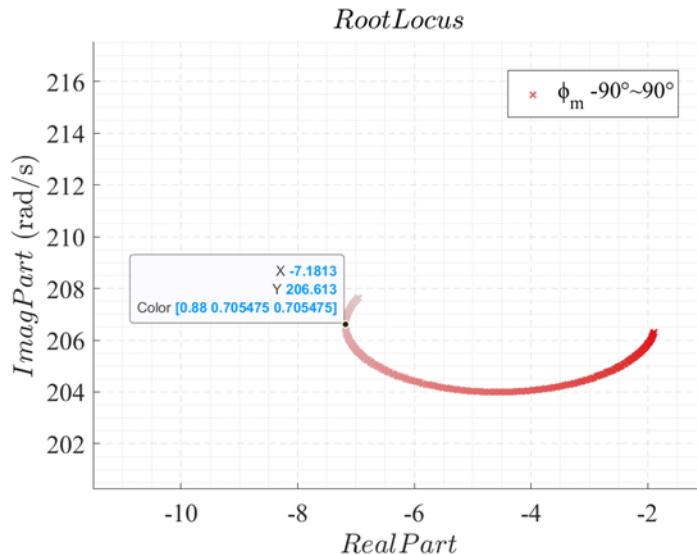


圖 4.3 最大相位 $\phi_m$ 之根軌跡圖

根據上述，次同步振盪模式下，最大相位 $\phi_m = -90^\circ \sim 90^\circ$ 如圖所示，根據根軌跡之 $x, y$ 座標可以反推其最大相位 $\phi_m$ 以及 $T_1, T_2$ 如下

表 4.1 控制器參數值

特徵值	最小值	$\phi_m$	$T_1$	$T_2$
$\lambda_{14,15}$	-7.18	-66.13°	0.00334	0.00127

#### 4.4 阻尼器 $K_{damper}$ 參數設計

調整阻尼器 $K_{damper}$ 的主要目標是改善 SSO mode 的次同步振盪現象。次同步振盪通常表現為特徵值實部接近零或為正，導致系統振盪放大甚至不穩定。根據 4.3 節之分析，可得知最大相位 $\phi_m$ 為 $-66^\circ$ ，在此條件下，對阻尼器 $K_{damper}$ 進行根軌跡分析，調整阻尼器 $K_{damper} = 1 \sim 100$ ，可求得次同步振盪模式下最佳 $K_{damper} = 53$ ，再對阻尼器 $K_{damper} = 1 \sim 53$ 做一次根軌跡分析，可求得下圖。

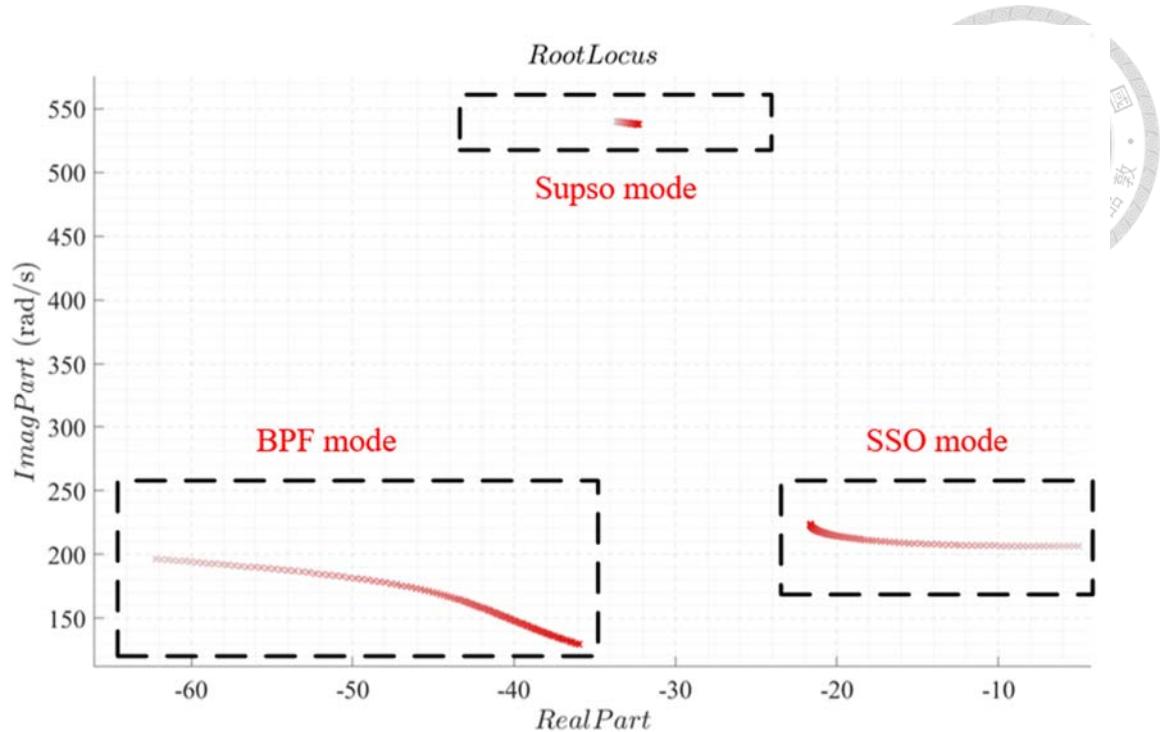


圖 4.4  $K_{damper}$  參數設計根軌跡圖

從根軌跡圖可見，SSO mode 的特徵值在阻尼器  $K_{damper}$  從 1 到 53 的調整過程中，實部從 -20 移動至 -25，顯示該模式的阻尼得到增強，特徵值進一步遠離虛軸，降低了次同步振盪的風險。

然而，阻尼器  $K_{damper}$  的調整對其他模式產生了不同的影響 BPF mode 的特徵值實部從 -50 移動至 -30，表明阻尼減弱，該模式的穩定性有所下降。SupSR mode 的特徵值實部從 -10 移動至 -8，顯示該模式略式微微趨向不穩定，但仍保持在左半平面，未達到不穩定狀態。基於上述分析，選擇阻尼器  $K_{damper}$  時需在 SSO mode 的次同步共共振抑制與 BPF mode 和 SupSR mode 的穩定性之間進行折衷。通過特徵值分析，選定了阻尼器  $K_{damper}$  為 53，此時 SSO mode 的特徵值實部為 -21，BPF mode 的特徵值實部為 -35，SupSR mode 的特值實部為 -32。此參數確保了 SSO mode 的次同步振盪得到有效抑制，同時 BPF mode 和 SupSR mode 的特徵值實部仍為負，維持了系統的整體穩定性，故在此工作點(風速  $V_w = 9m/s$ ，補償比  $K = 50\%$ )之下選擇阻尼器  $K_{damper}$  為 53 作為後續第五章之電磁模

型驗證參數。



## 第五章 模擬結果與分析



### 5.1 前言

本章將利用 MATLAB®/Simulink 軟體建立雙饋式感應風力發電機、電池儲能系統以及串聯電容補償之電磁模型。當系統處於正常運轉狀態時，雙饋式感應風力發電機將運行於最大功率追蹤模式，以確保最佳發電效率；同時，系統中的風力發電機與電網將分別供應部分有效電力，共同滿足當地負載的需求。若系統發生擾動，因串聯電容與風力發電機間引發的次同步振盪現象，可能導致系統不穩定，因此本研究透過設計阻尼控制器，快速抑制該現象，恢復系統穩定運作。根據第四章的控制器設計，本章將驗證所設計控制器參數的有效性，確認其能提升系統次同步振盪現象的阻尼比。模擬將涵蓋本論文所設計之控制器在系統不同情境下的表現，包括有效電力變動量、負載變動及風速變動，評估其對次同步振盪現象之改善，從而驗證所提出電池儲能系統控制器的有效性及其對系統之次同步振盪現象的穩定貢獻。本論文利用 MATLAB®/Simulink 模擬一電網系統，並且使用電磁暫態模型(EMT)進行模擬。詳細模擬參數置於附錄。

### 5.2 電網端電壓 $V_u$ 變動之模擬結果

在前面章節中已經提到，當系統發生外部干擾時，會因串聯電容以及風力發電機之交互作用，對電網上產生次同步振盪現象，在第四章中已經討論過如何使用根軌跡設計 Lead-Lag 控制器以及阻尼器參數。在本小節中將模擬電網端端電壓於系統穩態 2 秒時步階變化驟降 10%，並且於五個週期，2+5/60 秒時電壓回升。選定阻尼器參數如表所示，因本章節要驗證儲能系統 Q 軸電流控制器對於次同步振盪改善之情形，故先不加入原先位於 Q 軸電流控制器之  $Q_{BESS}^*$ ，並觀察有無加入阻尼器之系統動態響應，並且為了全面評估 Q 軸電流控制器對次同步振盪 (SSO) 的抑制效果，本研究選擇了多個觀察參數，包括風力發電機的直流電容電壓  $v_{dcw}$ ，風力發電機輸出功率  $P_{gw}, Q_{gw}$ ，電池儲能系統輸出功率

$P_{gv}, Q_{gv}$ ，儲能系統阻尼控制器輸出電流  $i_{fq}^*$ ，串聯補償電容電壓  $v_c$ 。



### 5.2.1 電網端端電壓 $V_u$ 變動 10%

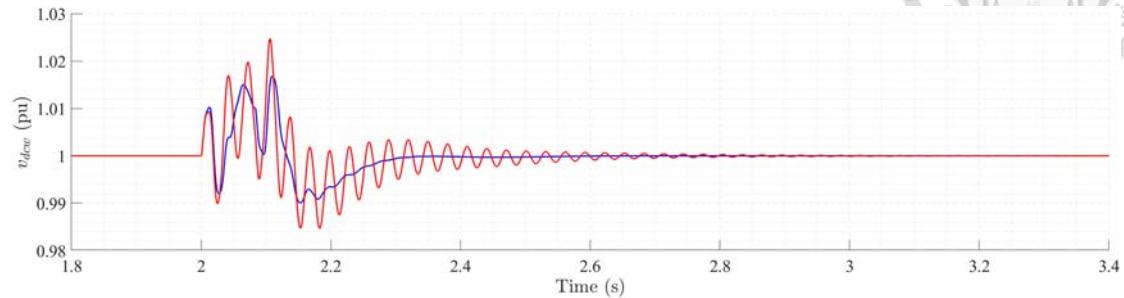


圖 5.1 風力發電機側電容電壓  $v_{dcw}$

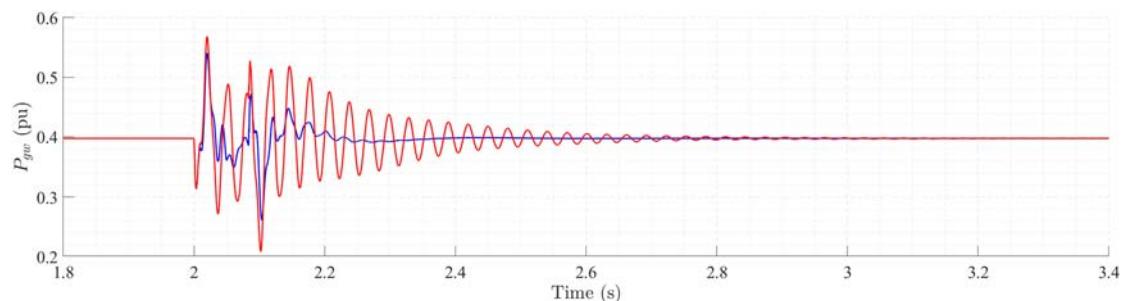


圖 5.2 風力發電機側輸出實功率  $P_{gw}$

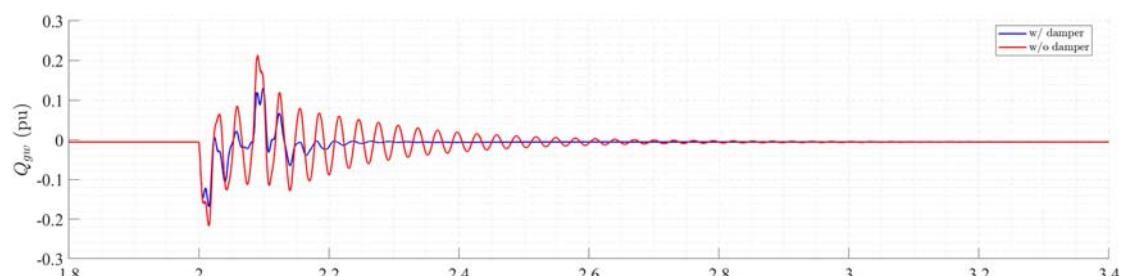


圖 5.3 風力發電機側輸出虛功率  $Q_{gw}$

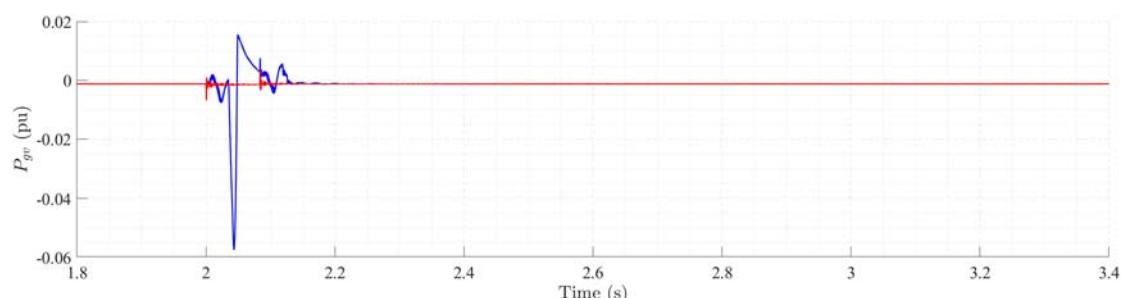


圖 5.4 電池儲能系統輸出實功率  $P_{gv}$

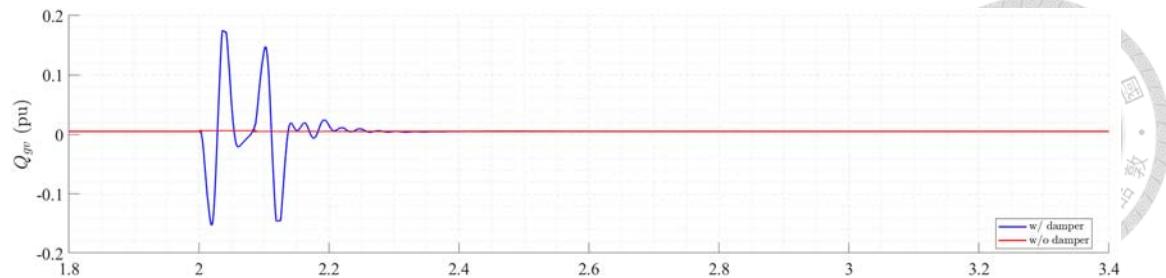


圖 5.5 電池儲能系統輸出虛功率  $Q_{gv}$

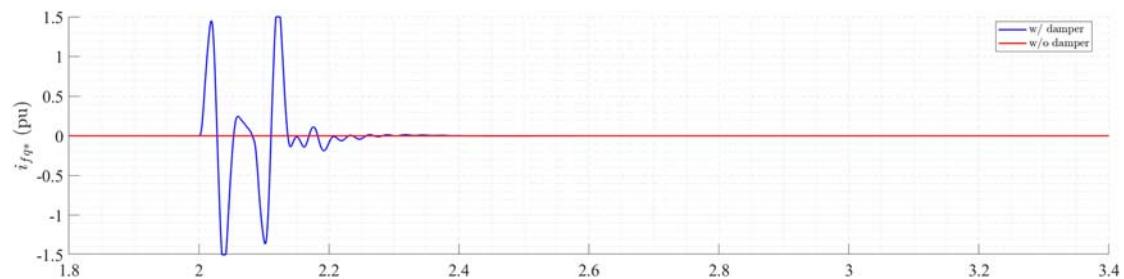


圖 5.6 儲能系統阻尼控制器輸出電流  $i_{fq}^*$

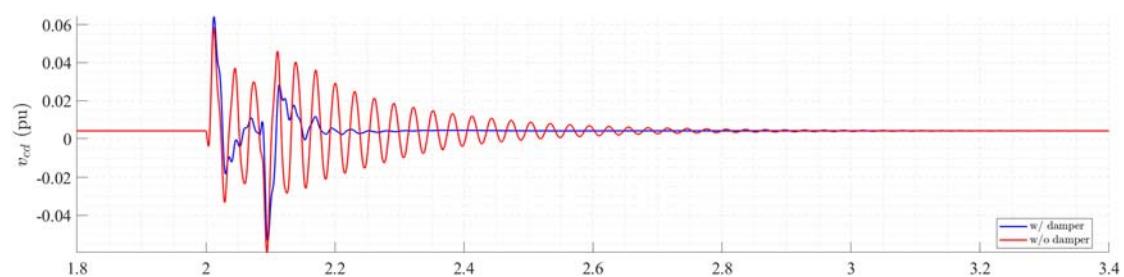


圖 5.7 串聯補償電容 d 軸電壓  $v_{cd}$

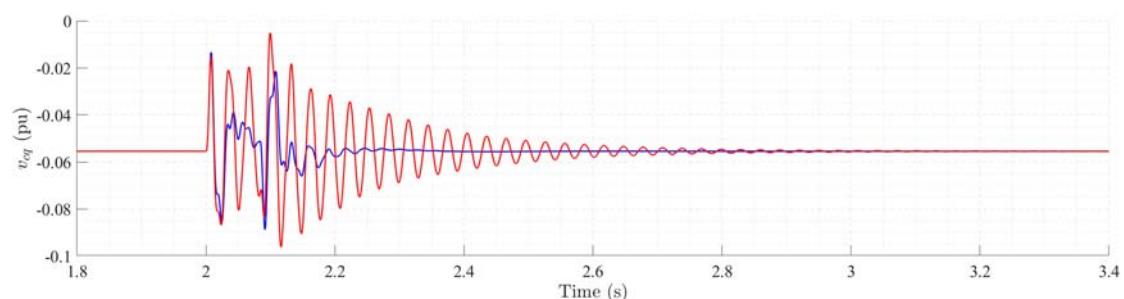


圖 5.8 串聯補償電容 q 軸電壓  $v_{cq}$

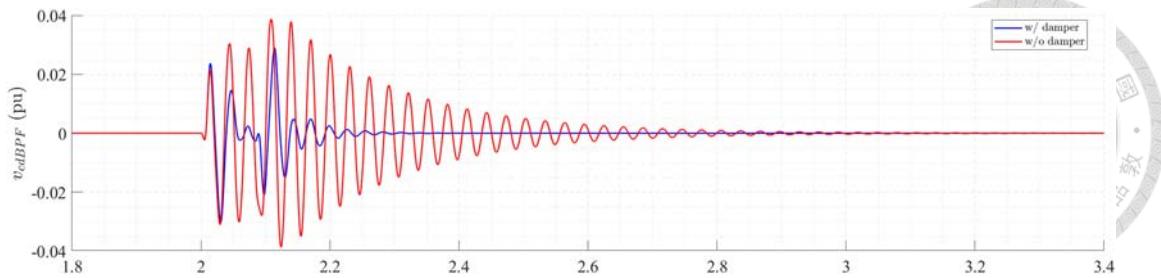


圖 5.9 串聯補償電容 d 軸電壓經過帶通濾波器  $v_{cdBPF}$

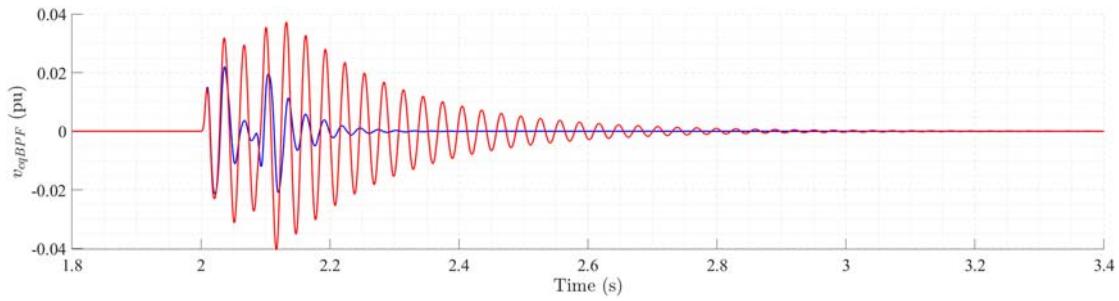


圖 5.10 串聯補償電容 q 軸電壓經過帶通濾波器  $v_{cqBPF}$

本研究模擬了電網端電壓於 2 秒時驟降 10%、5 個週期後回升至正常值的案例，得出以下結論：

1. 圖 5.1 顯示，風力發電機直流電容電壓  $v_{dcw}$  在電壓驟降後，未加入儲能系統阻尼控制器時，振盪幅度較大，波動範圍明顯，且穩定所需要之時間較長，系統難以快速恢復平穩；加入控制器後，振盪幅度顯著減小，波動範圍縮窄，穩定時間大幅縮短，表明儲能系統阻尼控制器通過調節 Q 軸電流之方式，提供了額外的阻尼，使得次同步部共振下之阻尼比得到了有效的改善。有效抑制了直流電壓的次同步振盪，增強了雙饋式感應風力發電機雙饋式感應風力發電機的穩定性。
2. 圖 5.2 和圖 5.3 顯示，雙饋式感應風力發電機的實功率  $P_{gw}$  和虛功率  $Q_{gw}$  在電壓驟降後，未使用控制器時，出現顯著的次同步振盪，功率波動幅度較大，特別是虛功率的振盪行為導致系統電壓進一步不穩，影響功率輸出的平穩性；引入控制器後，振盪幅度明顯減小，功率波動得到有效抑制，系統在電壓回升後能更快恢復穩定，儲能系統阻尼控制器通過調節 Q 軸電流之方式，

提供了額外的阻尼，使得次同步部共振下之阻尼比得到了有效的改善，降低了次同步部共振對功率傳輸的影響。

3. 圖 5.9 圖 5.10 這邊選擇將其電容電壓再經過一帶通濾波器，是為了能夠更好的觀察，在次同步振盪頻率下之成分，圖上顯示，串聯補償電容 q 軸電壓經過帶通濾波器  $v_{cqBPF}$  及其串聯補償電容 d 軸電壓經過帶通濾波器  $v_{cdBPF}$  在電壓驟降後，未使用控制器時，振盪幅度較大，特別是 q 軸分量的振盪尤為顯著，衰減過程緩慢，反映了次同步振盪對電網電壓的嚴重影響；引入控制器後，振盪幅度顯著減小，q 軸和 d 軸分量的波動均得到抑制，穩定時間明顯縮短，表明 q 軸控制器通過調節電池儲能系統的無功功率輸出，有效抑制了串聯補償電壓的次同步振盪，提升了電網側的電壓穩定性。

### 5.2.2 電池儲能系統輸出功率 $P/Q_{BESS}^* = 0.3pu$ 之電網端電壓

#### $V_u$ 變動 10%

在前一電壓變動案例中，因電池儲能系統 q 軸電流控制器中，含有電池儲能系統之虛功率控制功能，為避免其虛功率控制影響到改善次同步振盪功能，故先將其電池儲能輸出虛功率命令  $Q_{BESS}^* = 0$ ，並於這邊之案例再設定加入電池儲能輸出功率命令  $P/Q_{BESS}^* = 0$ ，以驗證在功率控制加入時，其阻尼控制器亦會正常運作，模擬分析圖如下所示：

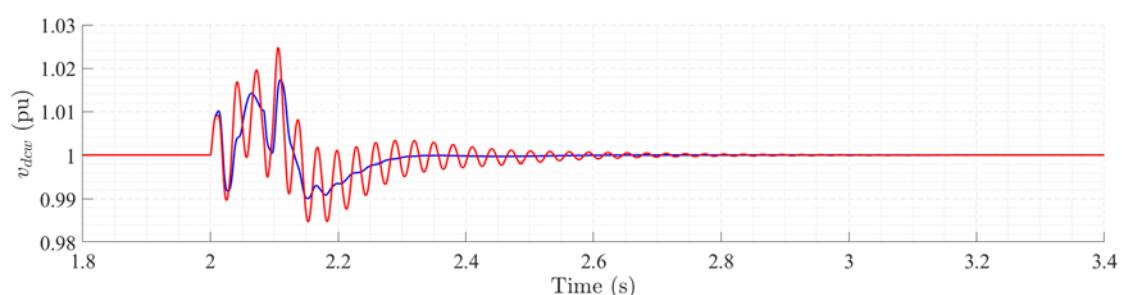


圖 5.11 風力發電機側電容電壓  $v_{dcw}$

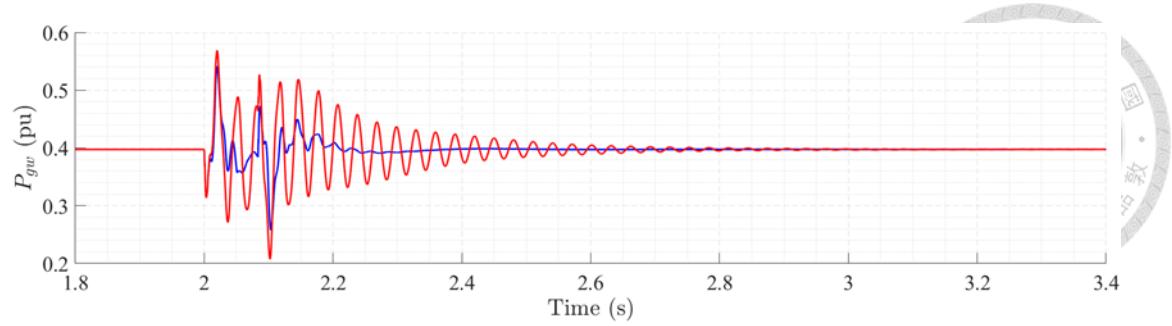


圖 5.12 風力發電機側輸出實功率  $P_{gw}$

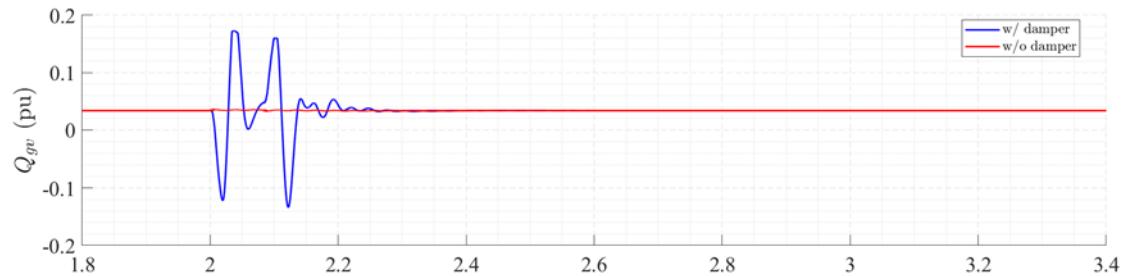


圖 5.13 風力發電機側輸出虛功率  $Q_{gw}$

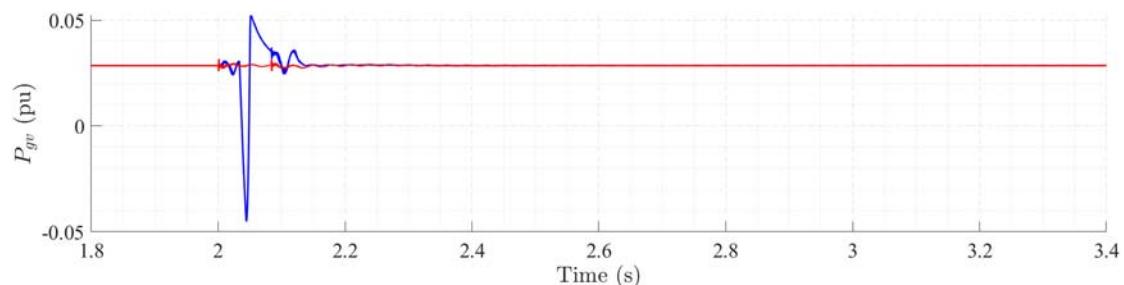


圖 5.14 電池儲能系統輸出實功率  $P_{gv}$

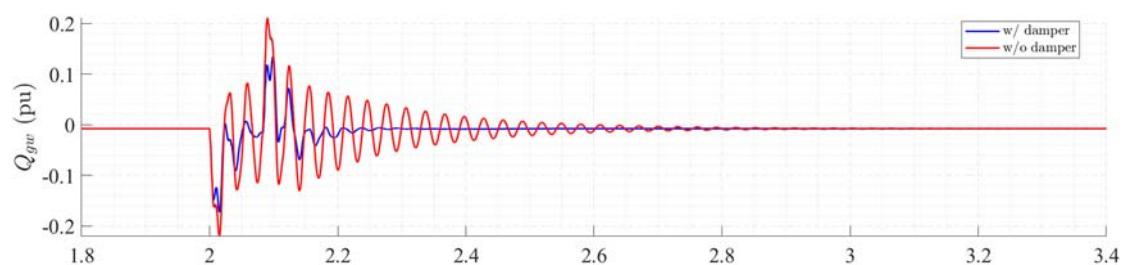


圖 5.15 電池儲能系統輸出虛功率  $Q_{gv}$

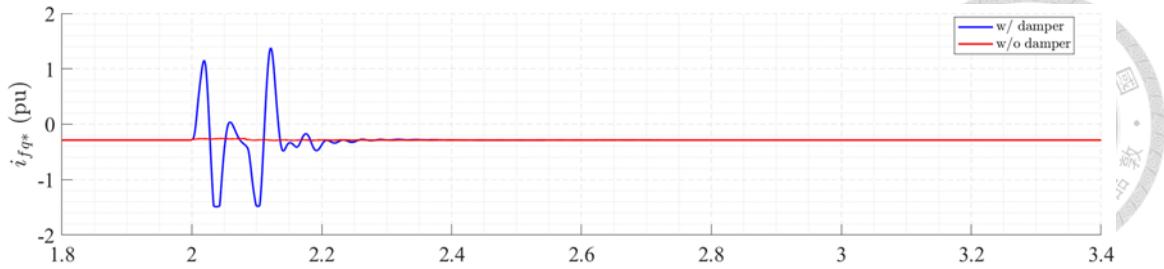


圖 5.16 儲能系統阻尼控制器輸出電流  $i_{fq}^*$

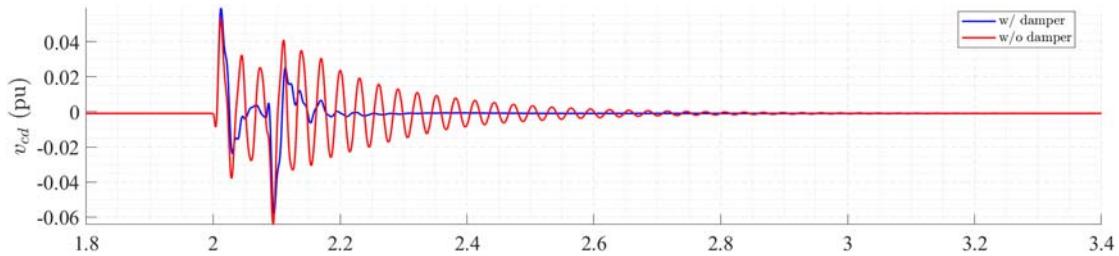


圖 5.17 串聯補償電容 d 軸電壓  $v_{cd}$

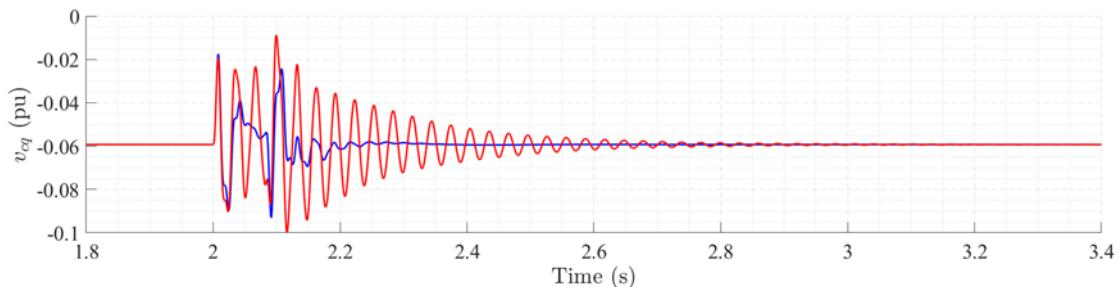


圖 5.18 串聯補償電容 q 軸電壓  $v_{cq}$

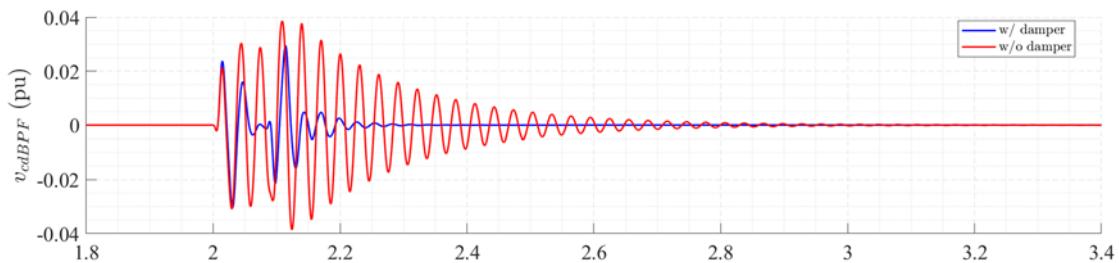


圖 5.19 串聯補償電容 d 軸電壓經過帶通濾波器  $v_{cdBPF}$

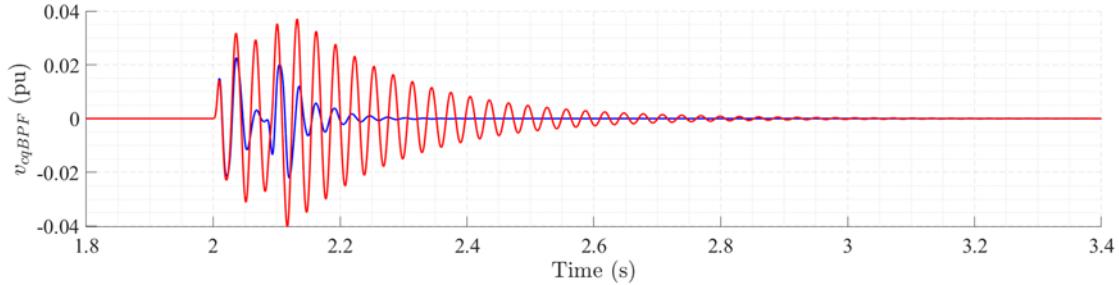


圖 5.20 串聯補償電容 q 軸電壓經過帶通濾波器  $v_{cqBPF}$

本案例模擬了電網端電壓於 2 秒時驟降 10%、5 個週期後回升至正常值，並與上

一案例相比，加入了電池儲能系統之虛功率控制命令  $Q_{BESS}^*$ ，使  $P/Q_{gv}$  初始值為 0.3 pu，同時設置電流控制器的限制器為 1.5pu，預防在實際使用當中，沒有限制的輸出電流導致電池儲能系統燒毀，接著通過比較加入阻尼控制器前後的系統響應，得出以下結論：

1. 圖 5.11 顯示，風力發電機直流電容電壓  $V_{dcw}$  在電壓驟降後，未使用 Q 軸控制器時，振盪幅度較大，波動範圍明顯，穩定時間較長，系統難以快速恢復平穩；引入控制器後，振盪幅度顯著減小，波動範圍縮窄，穩定時間大幅縮短，表明阻尼控制器通過調節電流，提供了額外的阻尼，有效抑制了直流電壓的次同步振盪，提升了雙饋式感應風力發電機的穩定性。
2. 圖 5.14 至圖 5.16 顯示， $Q_{gv}$  因加入  $Q_{BESS}^*$  具有 0.3pu 的初始值，未使用 Q 軸控制器時， $P_{gv}$  和  $Q_{gv}$  出現較大的次同步振盪， $i_{fq}^*$  因為尚未加入控制器，故不會看到有響應；加入控制器後， $i_{fq}^*$  可以觀察出 Q 軸電流控制器之輸出電流命令，通過觀察  $i_{fq}^*$  電流的動態響應，發現其峰值未超過限制器設定的 1.5pu，表明控制器未達到飽和狀態，限制器未被觸發，表明了當電池儲能系統含有輸出功率之功能時，亦不會影響其阻尼控制器之功能。

### 5.2.3 短路比 $SCR = 10$ 之電網端電壓 $V_u$ 變動 10%

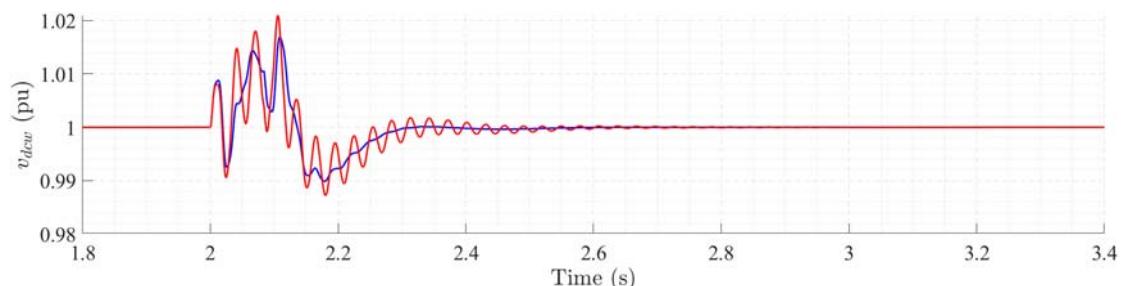


圖 5.21 風力發電機側電容電壓  $v_{dcw}$

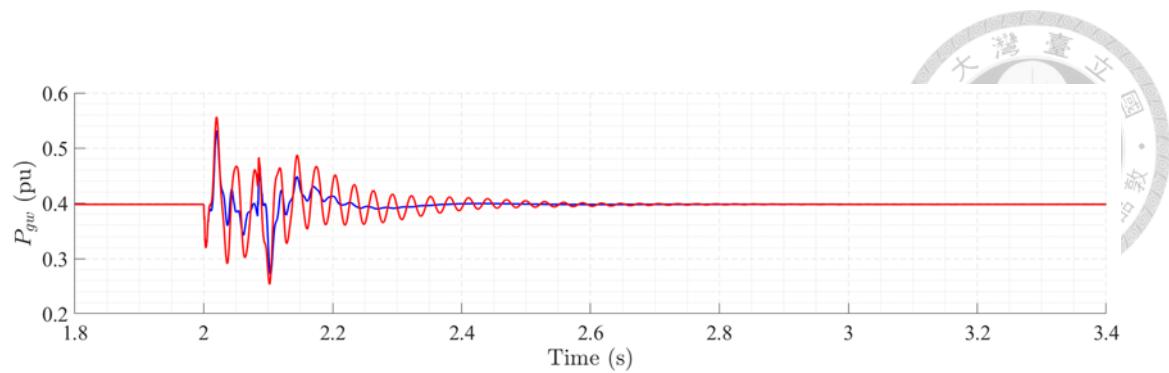


圖 5.22 風力發電機側輸出實功率  $P_{gw}$

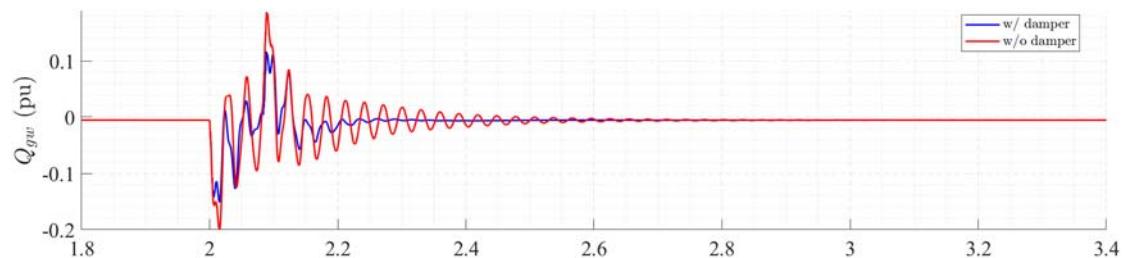


圖 5.23 風力發電機側輸出虛功率  $Q_{gw}$

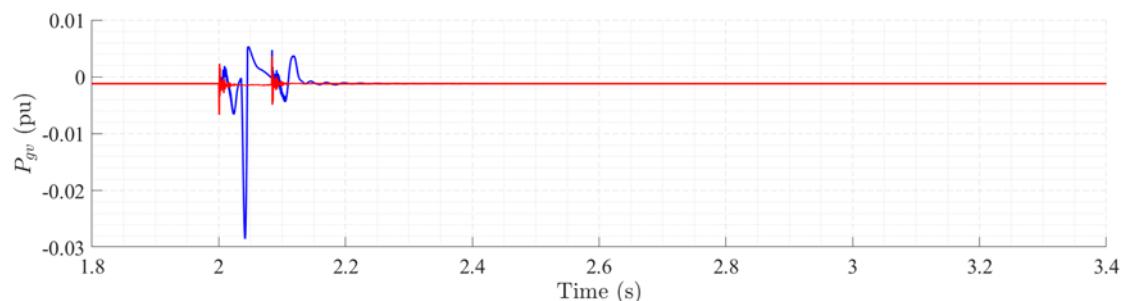


圖 5.24 電池儲能系統輸出實功率  $P_{gv}$

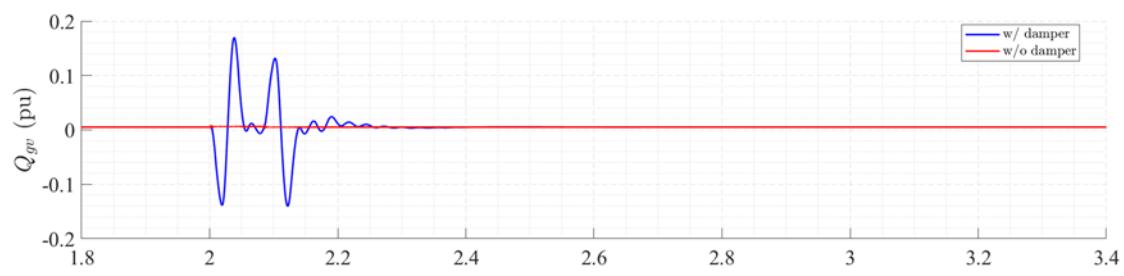


圖 5.25 電池儲能系統輸出虛功率  $Q_{gv}$

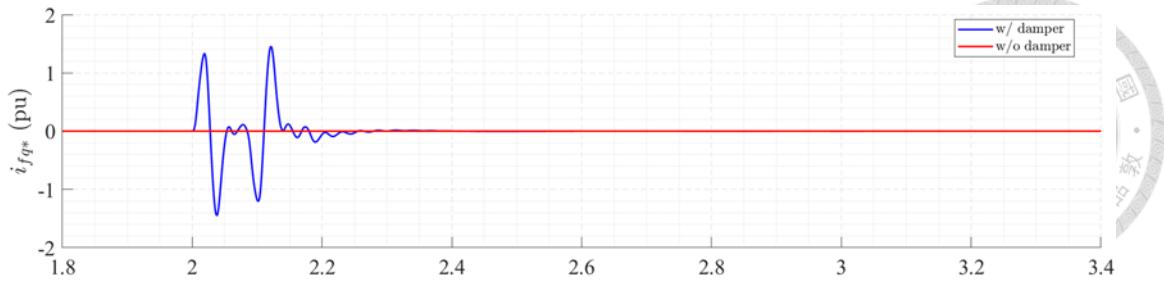


圖 5.26 儲能系統阻尼控制器輸出電流  $i_{fq}^*$

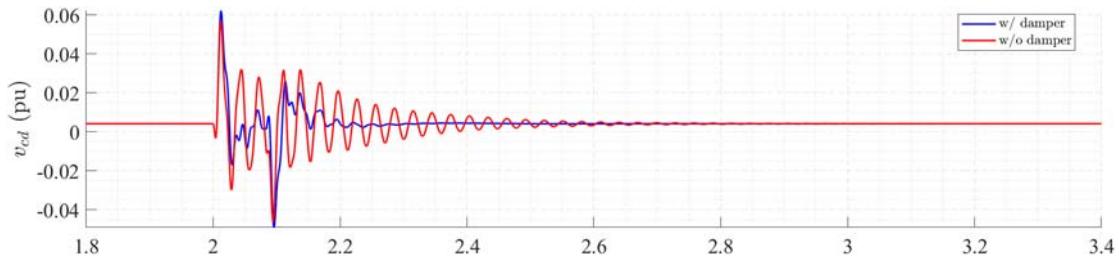


圖 5.27 串聯補償電容 d 軸電壓  $v_{cd}$

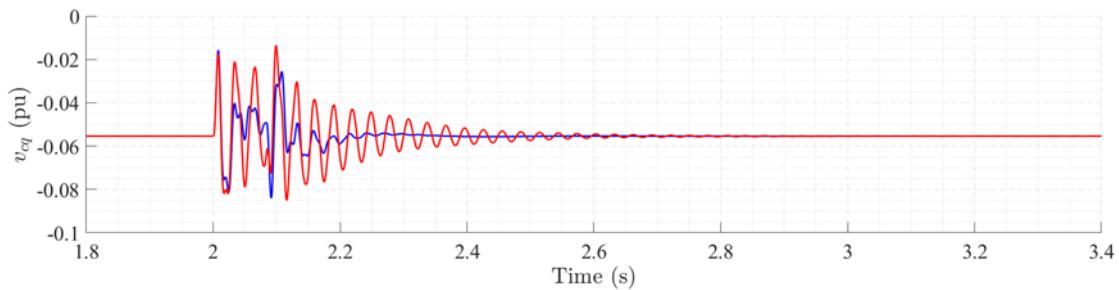


圖 5.28 串聯補償電容 q 軸電壓  $v_{cq}$

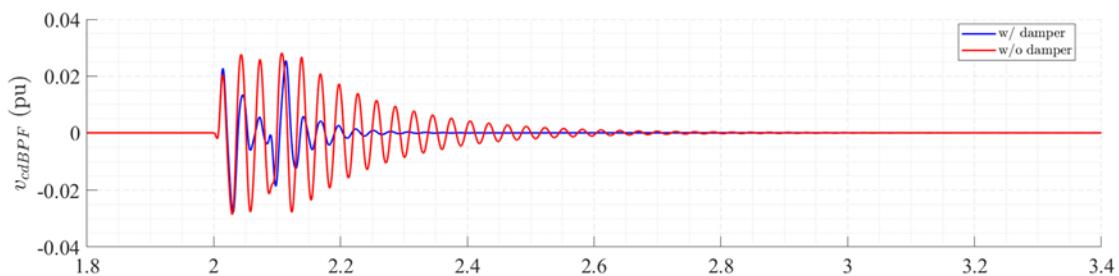


圖 5.29 串聯補償電容 d 軸電壓經過帶通濾波器  $v_{cdBPF}$

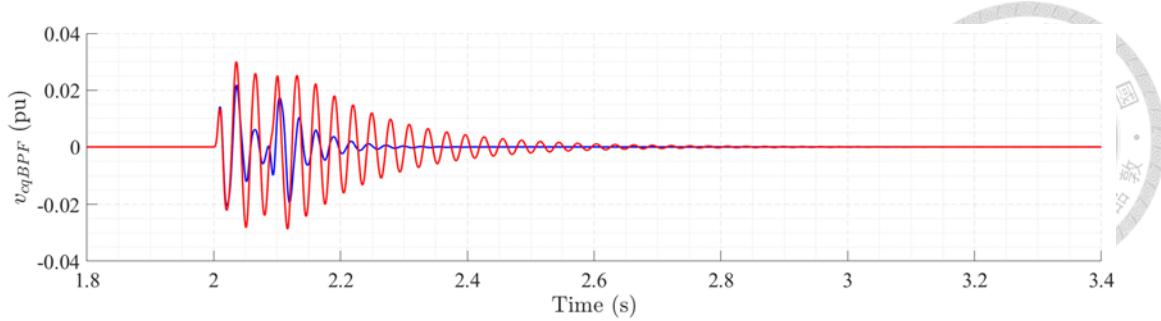


圖 5.30 串聯補償電容 q 軸電壓經過帶通濾波器  $v_{cqBPF}$

本案例模擬了電網端電壓於 2 秒時驟降 10%、5 個週期後回升至正常值，並與 5.2.1 節案例相比，將短路比由 20 改至 10，模擬電網由強電網轉至較弱電網時，是否該阻尼控制器亦能對次同步振盪現象產生影響，同時設置電流控制器的限制器為 1.5pu，預防在實際使用當中，沒有限制的輸出電流導致電池儲能系統燒毀，接著通過比較加入阻尼控制器前後的系統響應，得出以下結論：

1. 圖 5.21 顯示，風力發電機直流電容電壓  $V_{dcw}$  在電壓驟降後，未使用阻尼控制器時，振盪幅度較大，波動範圍明顯，穩定時間較長，系統難以快速恢復平穩；引入控制器後，振盪幅度顯著減小，波動範圍縮窄，穩定時間大幅縮短，表明阻尼控制器通過調節電流，提供了額外的阻尼，有效抑制了直流電壓的次同步振盪，提升了雙饋式感應風力發電機的穩定性。
2. 圖 5.26 顯示，加入控制器後， $i_{fq}^*$  可以觀察出 Q 軸電流控制器之輸出電流命令，通過觀察  $i_{fq}^*$  電流的動態響應，發現其峰值未超過限制器設定的 1.5pu，表明控制器未達到飽和狀態，限制器未被觸。同時， $P_{gw}$  和  $Q_{gw}$  的振盪幅度也顯著減小，表示風力發電機傳輸功率中之次同步振盪現象有效減小，穩定時間縮短，表明阻尼控制器有效抑制了風力發電機輸出功率的次同步振盪，提升了系統的穩定性。

#### 5.2.4 風速 $V_w = 11m/s$ 之電網端電壓 $V_u$ 變動 10%

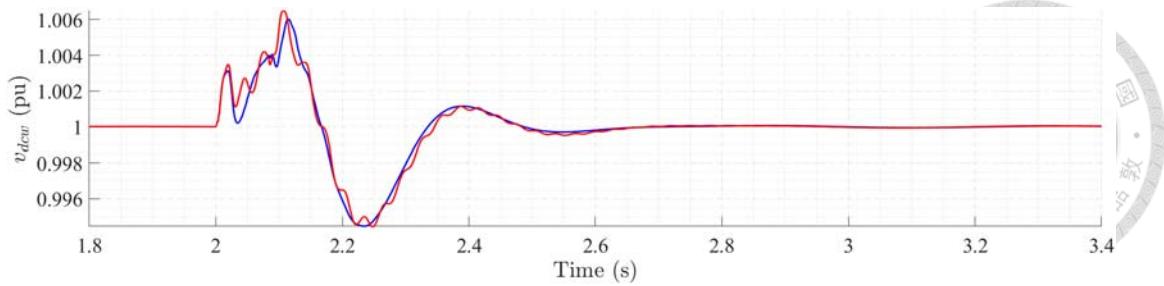


圖 5.31 風力發電機側電容電壓  $v_{dcw}$

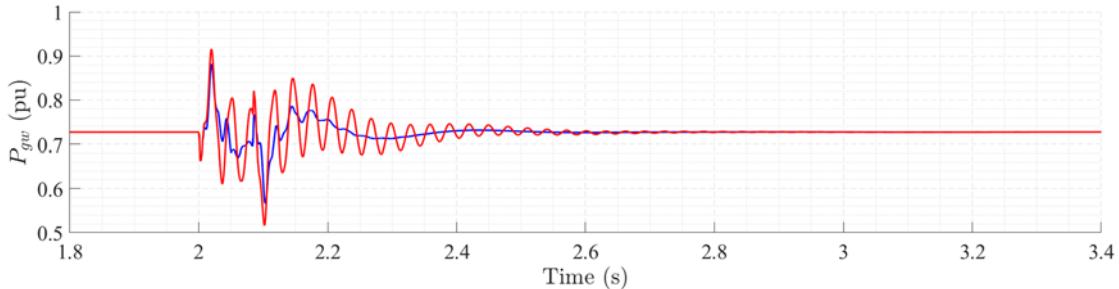


圖 5.32 風力發電機側輸出實功率  $P_{gw}$

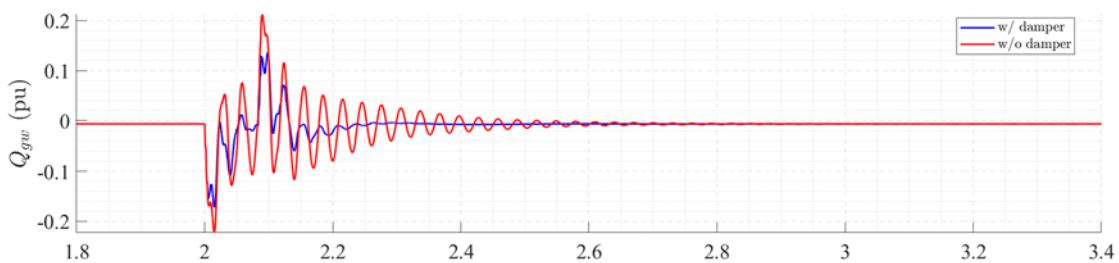


圖 5.33 風力發電機側輸出虛功率  $Q_{gw}$

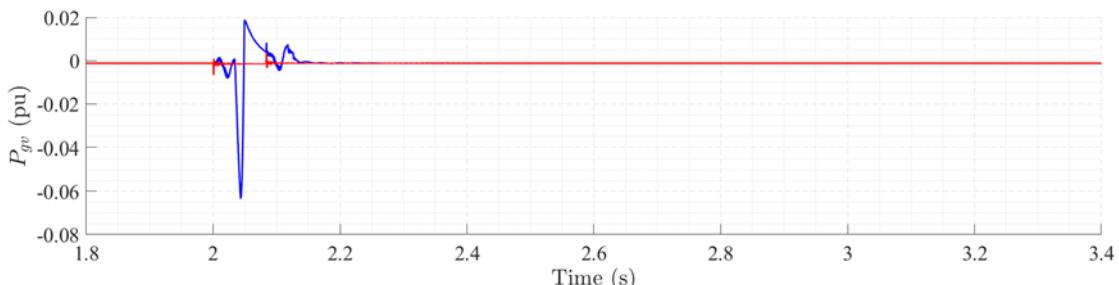


圖 5.34 電池儲能系統輸出實功率  $P_{gv}$

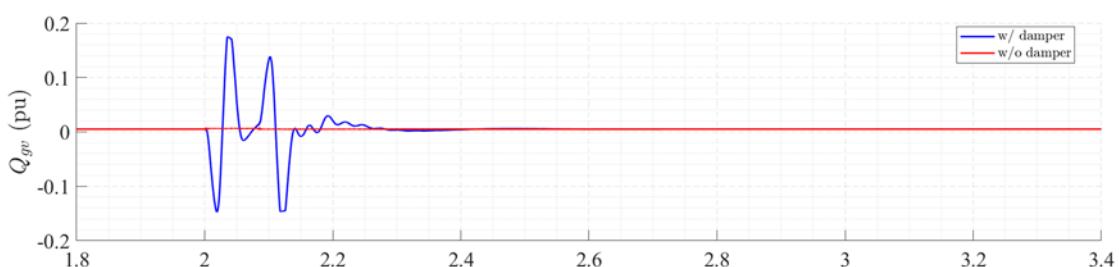


圖 5.35 電池儲能系統輸出虛功率  $Q_{gv}$

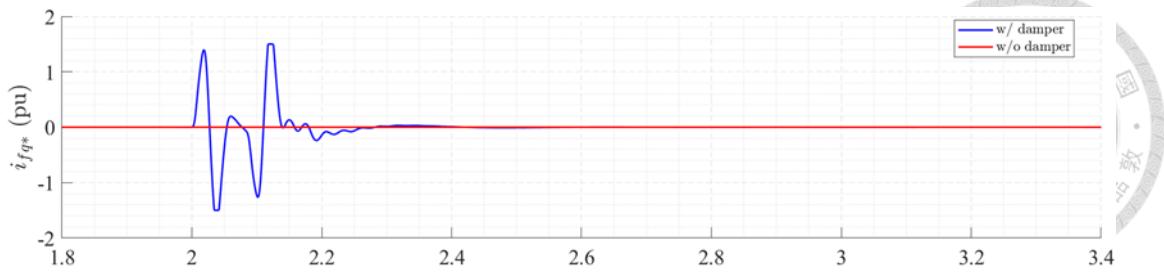


圖 5.36 儲能系統阻尼控制器輸出電流  $i_{fq}^*$

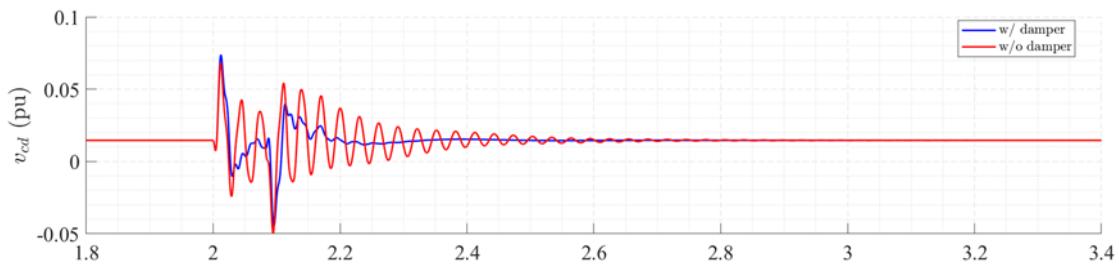


圖 5.37 串聯補償電容 d 軸電壓  $v_{cd}$

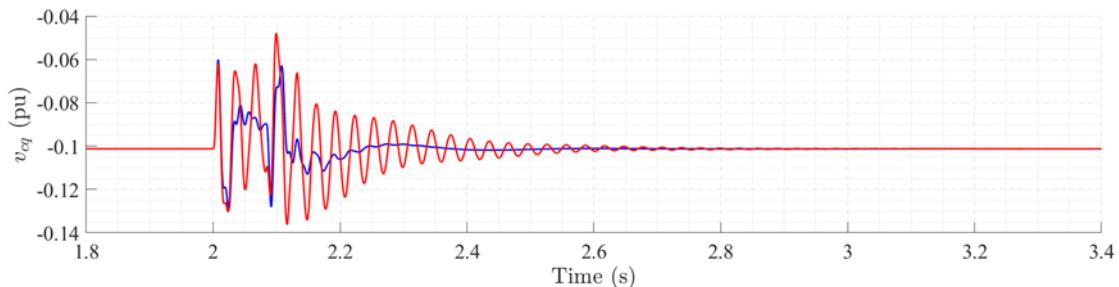


圖 5.38 串聯補償電容 q 軸電壓  $v_{cq}$

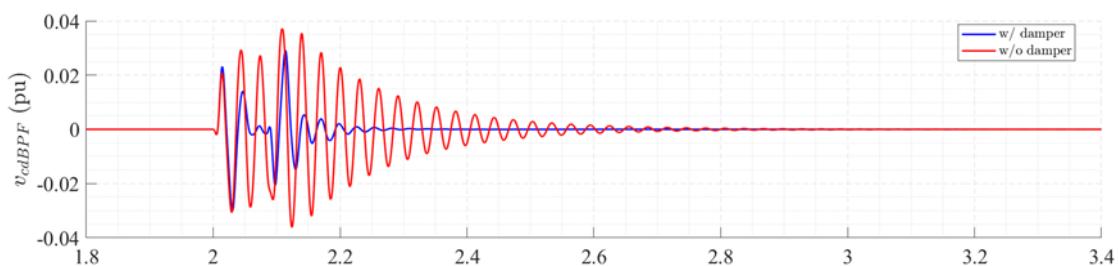


圖 5.39 串聯補償電容 d 軸電壓經過帶通濾波器  $v_{cdBPF}$

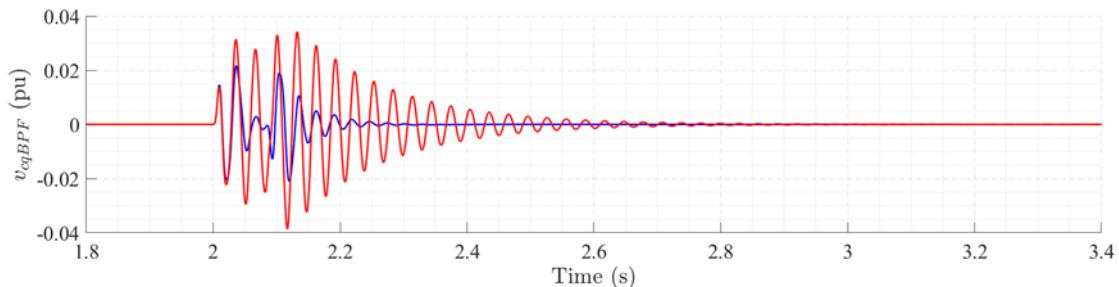


圖 5.40 串聯補償電容 q 軸電壓經過帶通濾波器  $v_{cqBPF}$

本案例模擬了電網端電壓於 2 秒時驟降 10%、5 個週期後回升至正常值，並與 5.2.1 節案例相比，將風速  $V_w$  由 9m/s 改至 11m/s，模擬風力發電機較高風速情況下，阻尼控制器是否會產生作用，同時設置電流控制器的限制器為 1.5pu，預防在實際使用當中，沒有限制的輸出電流導致電池儲能系統燒毀，接著通過比較加入阻尼控制器前後的系統響應，得出以下結論：

3. 圖 5.21 顯示，風力發電機直流電容電壓  $V_{dcw}$  在電壓驟降後，未使用阻尼控制器時，振盪幅度較大，波動範圍明顯，穩定時間較長，系統難以快速恢復平穩；引入控制器後，振盪幅度顯著減小，波動範圍縮窄，穩定時間大幅縮短，表明阻尼控制器通過調節電流，提供了額外的阻尼，有效抑制了直流電壓的次同步振盪，提升了雙饋式感應風力發電機的穩定性。
4. 圖 5.26 顯示，加入控制器後， $i_{f q}^*$  可以觀察出 Q 軸電流控制器之輸出電流命令，通過觀察  $i_{f q}^*$  電流的動態響應，發現在第二個周期峰值有達到限制器之設定值 1.5pu，表明控制器在第二個周期時達到飽和狀態，相較低風速時因補償之電流受到限制，無法補償所需之 q 軸電流，故所需衰減次同步振盪之時間會略微拉長，但仍舊可以有效減緩次同步振盪現象之產生。同時， $P_{gw}$  和  $Q_{gw}$  的振盪幅度也顯著減小，表示風力發電機傳輸功率中之次同步振盪現象有效減小，穩定時間縮短，表明阻尼控制器有效抑制了風力發電機輸出功率的次同步振盪，提升了系統的穩定性。

### 5.2.5 補償比 $K = 60\%$ 之電網端電壓 $V_u$ 變動 10%

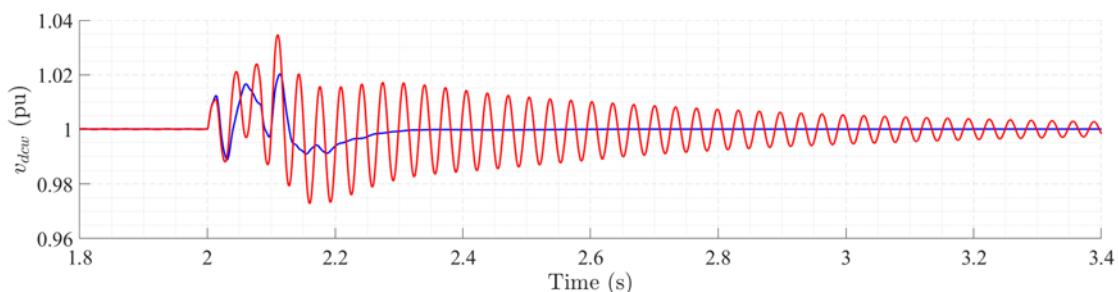


圖 5.41 風力發電機側電容電壓  $V_{dcw}$

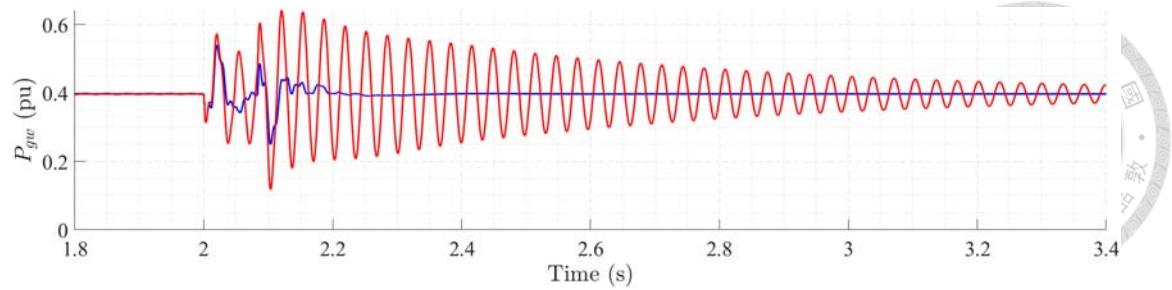


圖 5.42 風力發電機側輸出實功率  $P_{gw}$

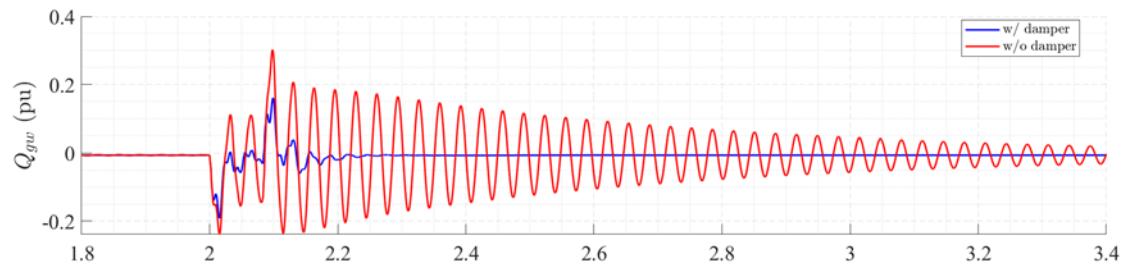


圖 5.43 風力發電機側輸出虛功率  $Q_{gw}$

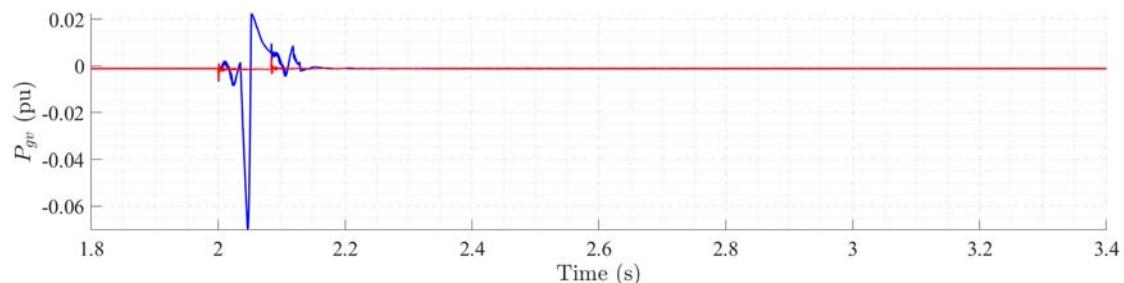


圖 5.44 電池儲能系統輸出實功率  $P_{gv}$

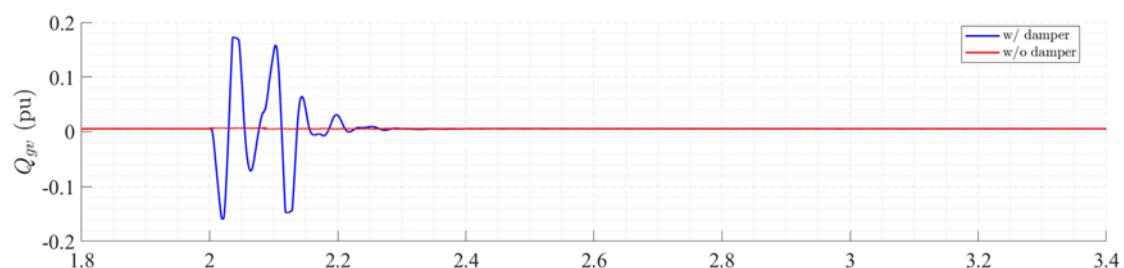


圖 5.45 電池儲能系統輸出虛功率  $Q_{gv}$

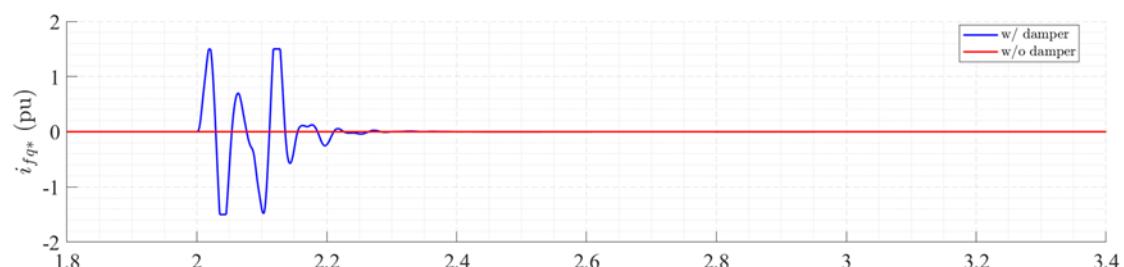


圖 5.46 儲能系統阻尼控制器輸出電流  $i_{fq}^*$

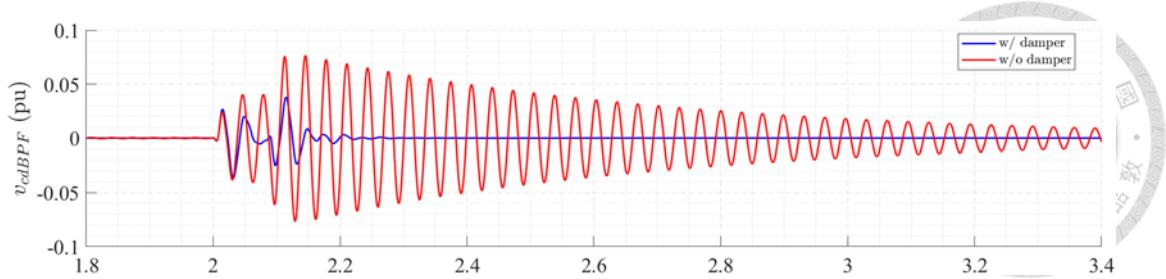


圖 5.47 串聯補償電容 d 軸電壓  $v_{cd}$

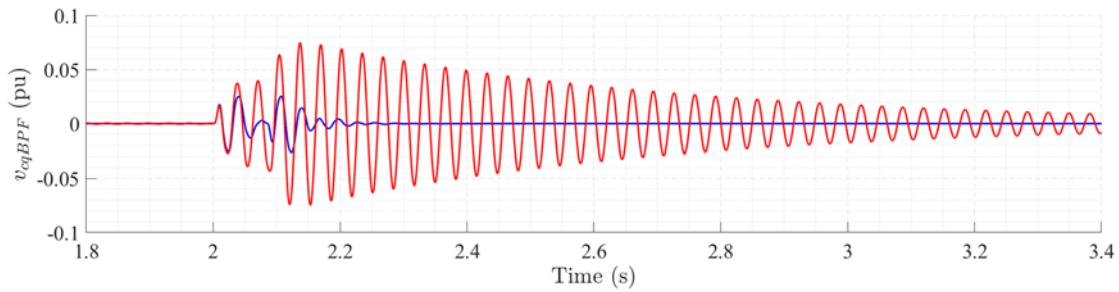


圖 5.48 串聯補償電容 q 軸電壓  $v_{cq}$

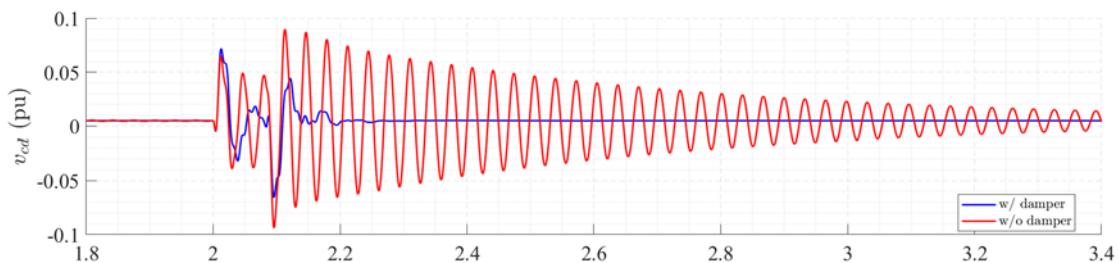


圖 5.49 串聯補償電容 d 軸電壓經過帶通濾波器  $v_{cdBPF}$

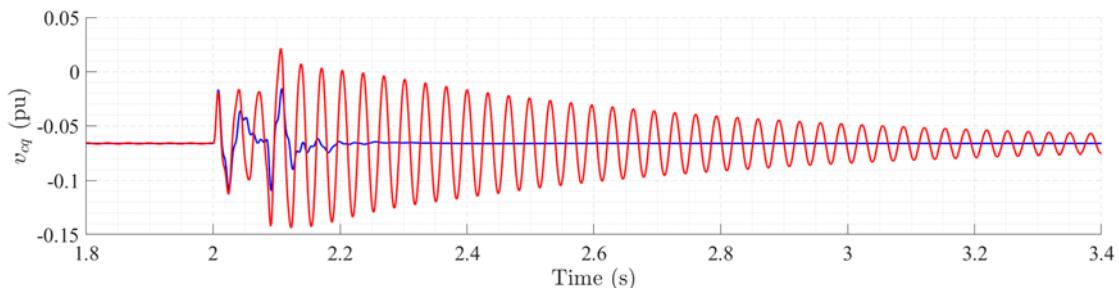


圖 5.50 串聯補償電容 q 軸電壓經過帶通濾波器  $v_{cqBPF}$

本案例模擬了電網端電壓於 2 秒時驟降 10%、5 個週期後回升至正常值，並與 5.2.1 案例相比，將補償比由 50% 改至 60%，除了可以更好的觀測到次同步振盪現象以外，也可以觀測在較高補償比下，該阻尼控制器亦能發作用。同時設置電流控制器的限制器為 1.5pu，預防在實際使用當中，沒有限制的輸出電流導致電池儲能系統燒毀，接著通過比較加入阻尼控制器前後的系統響應，得出以下結論：

1. 圖 5.41 顯示，風力發電機直流電容電壓  $V_{dcw}$  在電壓驟降後，未使用阻尼控制器時，振盪幅度較大，波動範圍明顯，穩定時間較長，系統難以恢復平穩；引入控制器後，振盪幅度顯著減小，波動範圍縮窄，穩定時間大幅縮短，表明阻尼控制器通過調節電流，提供了額外的阻尼，有效抑制了直流電壓的次同步振盪，提升了雙饋式感應風力發電機的穩定性。
2. 圖 5.46 顯示，加入控制器後， $i_{fq}^*$  可以觀察出 Q 軸電流控制器之輸出電流命令，通過觀察  $i_{fq}^*$  電流的動態響應，發現其峰值有觸碰到限制器設定的 1.5pu，表明控制器在干擾時達到飽和狀態時，無法快速輸出補償次同步振盪所需之電流，補償所需求之時間較長。同時， $P_{gw}$  和  $Q_{gw}$  的振盪幅度也顯著減小，表示風力發電機傳輸功率中之次同步振盪現象有效減小，穩定時間縮短，表明阻尼控制器有效抑制了風力發電機輸出功率的次同步振盪，提升了系統的穩定性。

### 5.3 補償比 $K$ 變動至 60% 之模擬結果

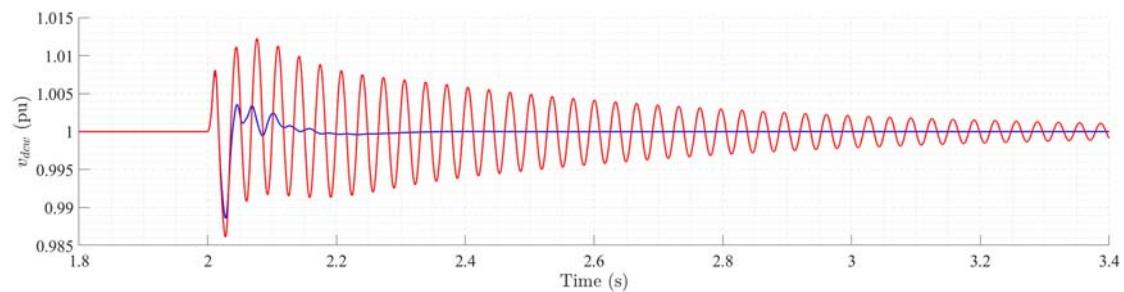


圖 5.51 風力發電機側電容電壓  $v_{dcw}$

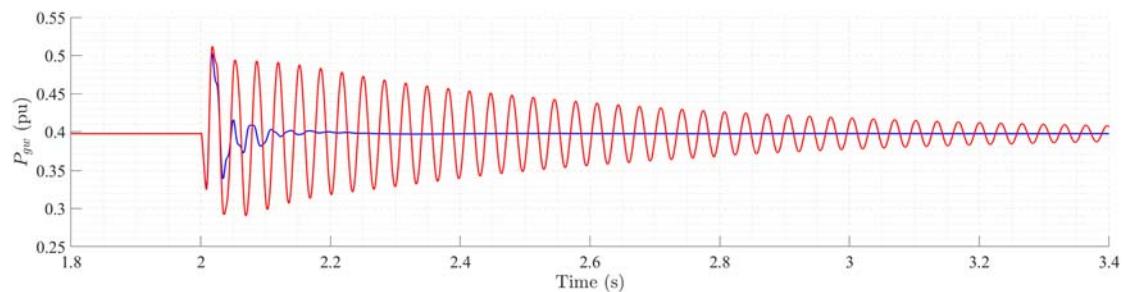


圖 5.52 風力發電機側輸出實功率  $P_{gw}$

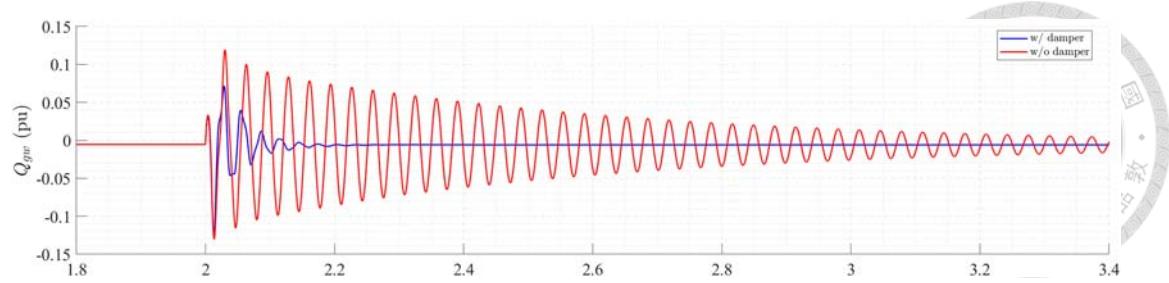


圖 5.53 風力發電機側輸出虛功率  $Q_{gw}$

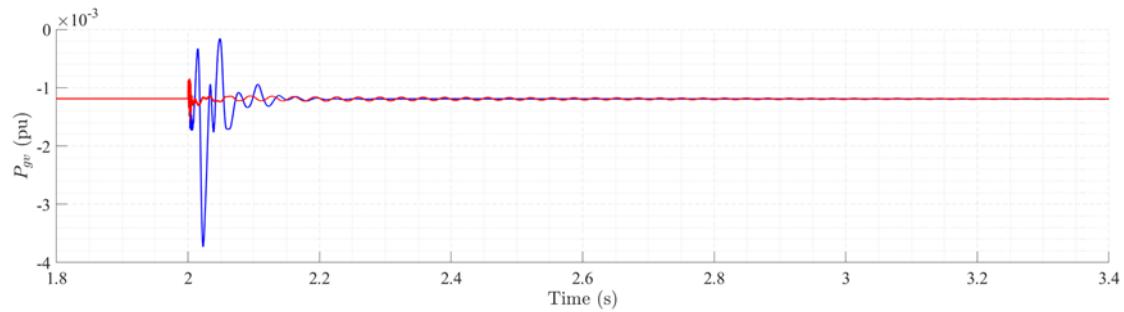


圖 5.54 電池儲能系統輸出實功率  $P_{gv}$

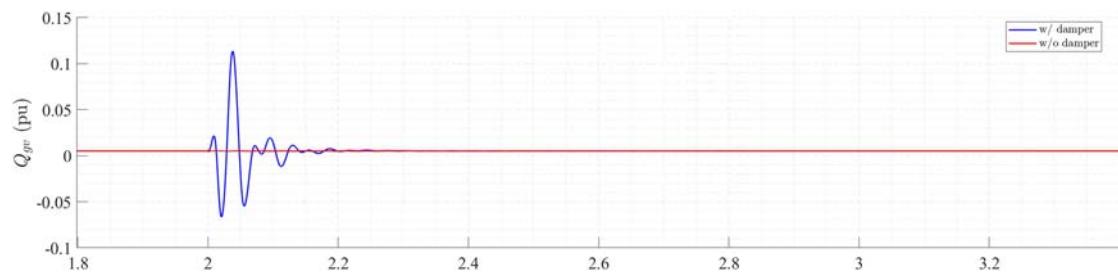


圖 5.55 電池儲能系統輸出虛功率  $Q_{gv}$

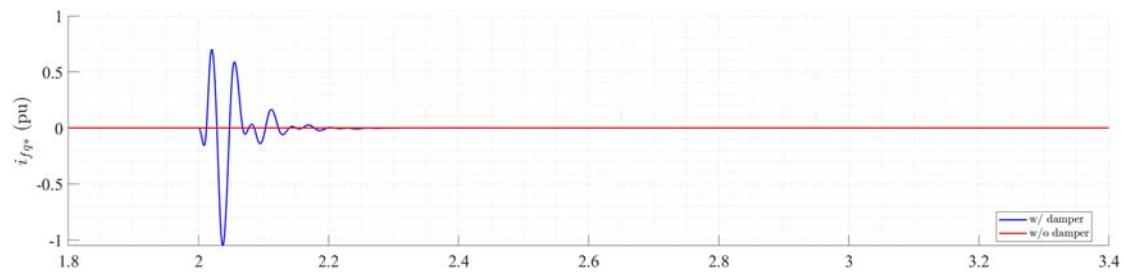


圖 5.56 儲能系統阻尼控制器輸出電流  $i_{fq}^*$

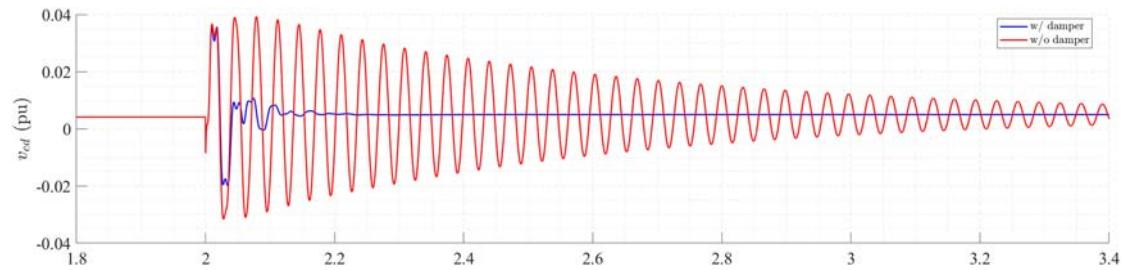


圖 5.57 串聯補償電容 d 軸電壓  $v_{cd}$

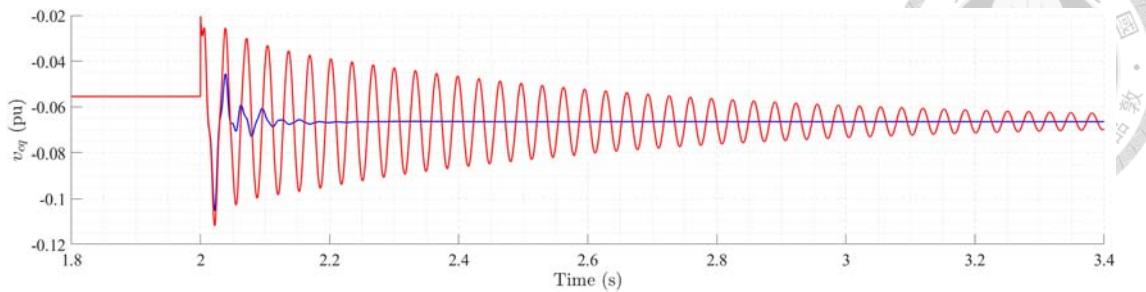


圖 5.58 串聯補償電容 q 軸電壓  $v_{cq}$

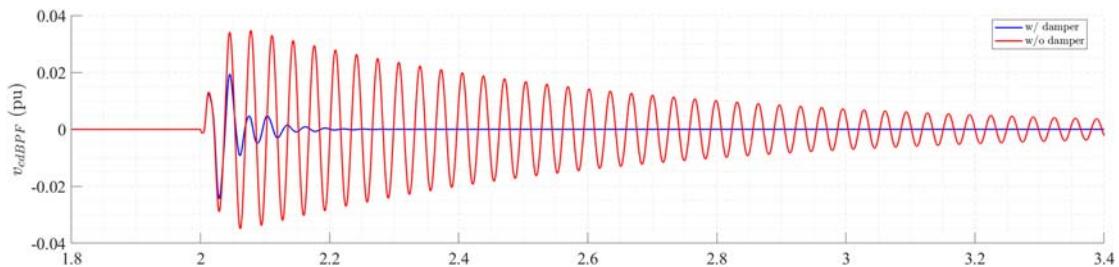


圖 5.59 串聯補償電容 d 軸電壓經過帶通濾波器  $v_{cdBPF}$

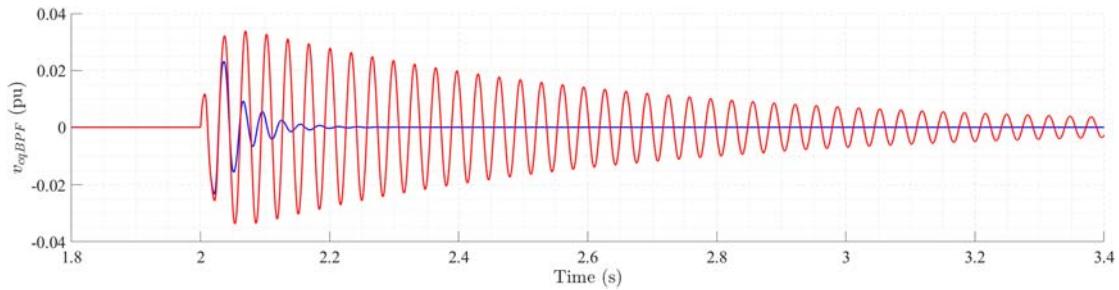


圖 5.60 串聯補償電容 q 軸電壓經過帶通濾波器  $v_{cqBPF}$

本案例模擬了補償比於 2 秒時由 50% 改至 60%，模擬電網發生事故時，線路上阻抗改變導致補償比改變之情形，該阻尼控制器亦能發作用。同時設置電流控制器的限制器為 1.5pu，預防在實際使用當中，沒有限制的輸出電流導致電池儲能系統燒毀，接著通過比較加入阻尼控制器前後的系統響應，得出以下結論：

1. 圖 5.51 顯示，風力發電機直流電容電壓  $V_{dcw}$  在補償比由 50% 改至 60% 後，未使用阻尼控制器時，振盪幅度較大，波動範圍明顯，不會穩定，系統難以恢復平穩；引入控制器後，振盪幅度顯著減小，波動範圍縮窄，穩定時間大幅縮短，表明阻尼控制器通過調節電流，提供了額外的阻尼，有效抑制了直流電壓的次同步振盪，提升了雙饋式感應風力發電機的穩定性。

2. 圖 5.26 顯示，加入控制器後， $i_{f q}^*$  可以觀察出 Q 軸電流控制器之輸出電流命令，通過觀察  $i_{f q}^*$  電流的動態響應，發現其峰值未超過限制器設定的 1.5pu，表明控制器未達到飽和狀態，限制器未被觸。同時， $P_{gw}$  和  $Q_{gw}$  的振盪幅度也顯著減小，表示風力發電機傳輸功率中之次同步振盪現象有效減小，穩定時間縮短，表明阻尼控制器有效抑制了風力發電機輸出功率的次同步振盪，提升了系統的穩定性。

## 5.4 三相短路故障

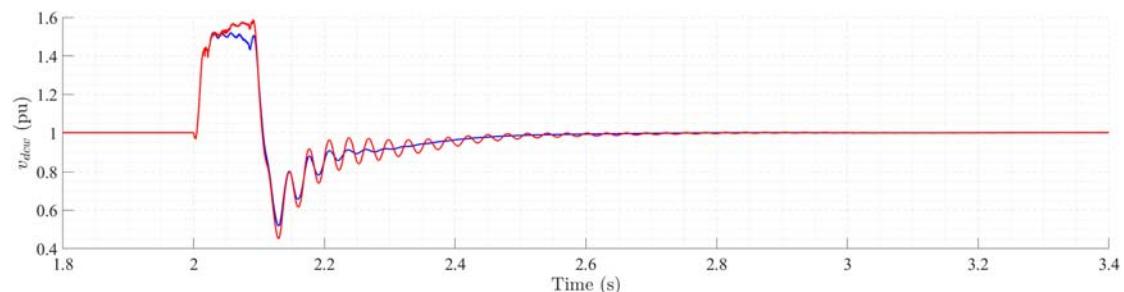


圖 5.61 風力發電機側電容電壓  $v_{dcw}$

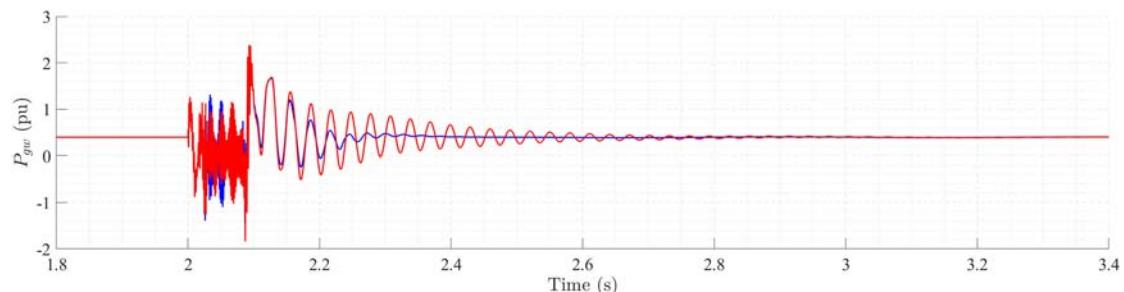


圖 5.62 風力發電機側輸出實功率  $P_{gw}$

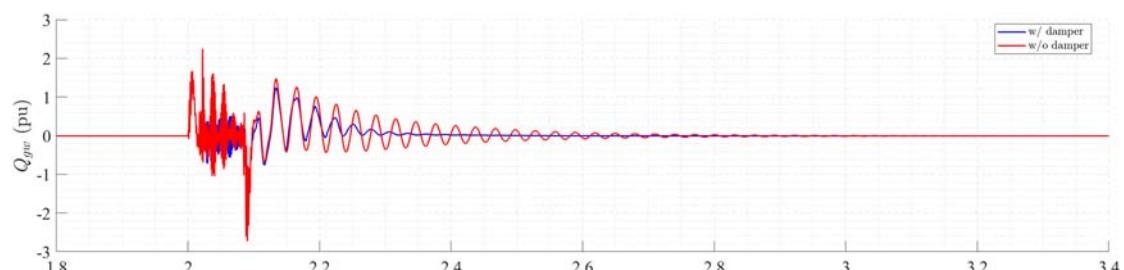


圖 5.63 風力發電機側輸出虛功率  $Q_{gw}$

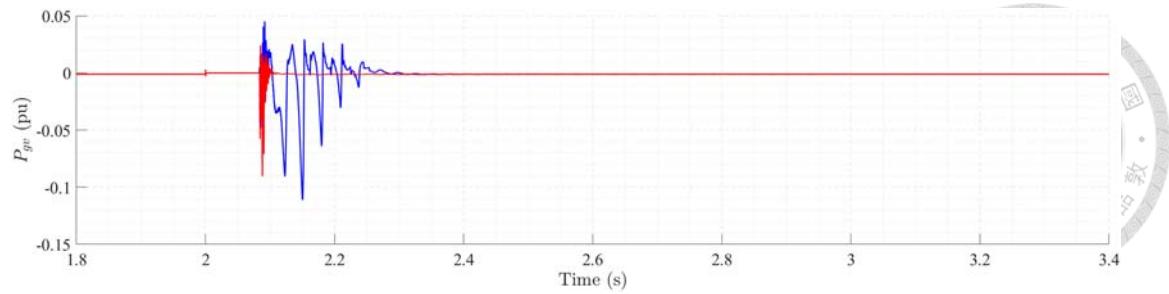


圖 5.64 電池儲能系統輸出實功率  $P_{gv}$

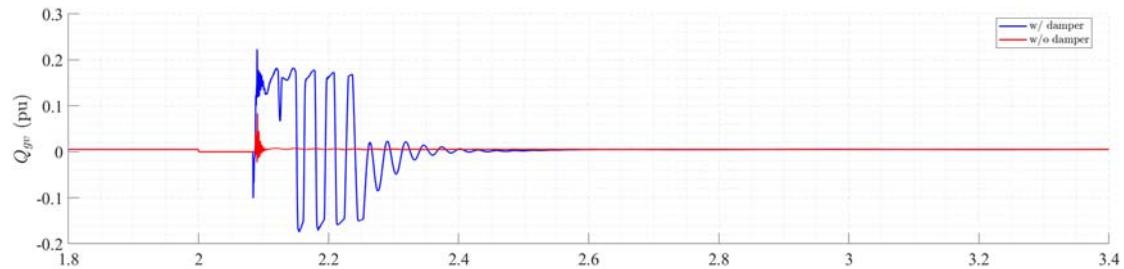


圖 5.65 電池儲能系統輸出虛功率  $Q_{gv}$

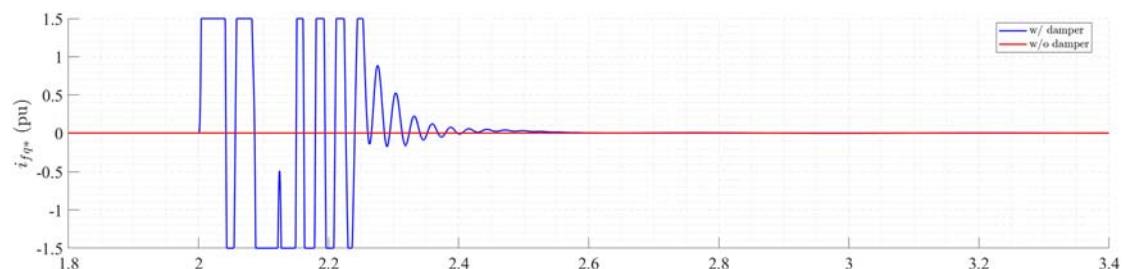


圖 5.66 儲能系統阻尼控制器輸出電流  $i_{fq}^*$

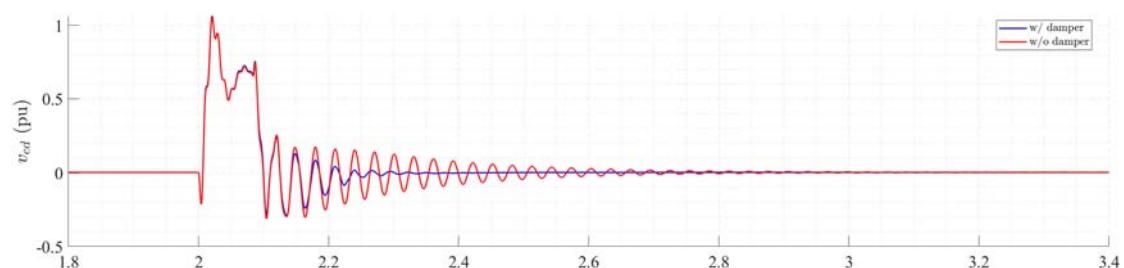


圖 5.67 串聯補償電容 d 軸電壓  $v_{cd}$

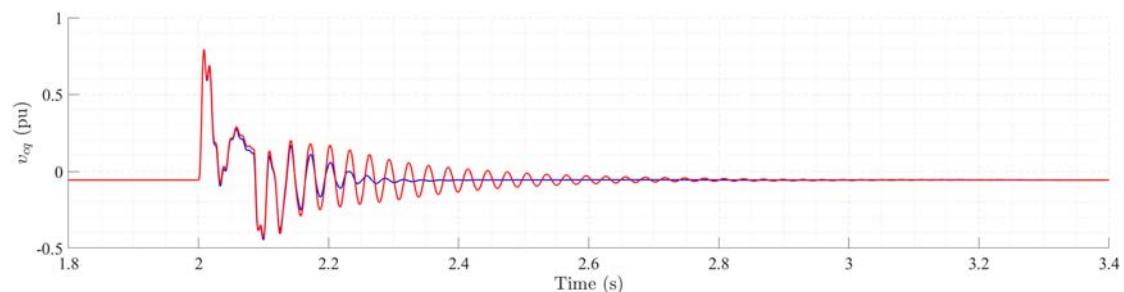


圖 5.68 串聯補償電容 q 軸電壓  $v_{cq}$

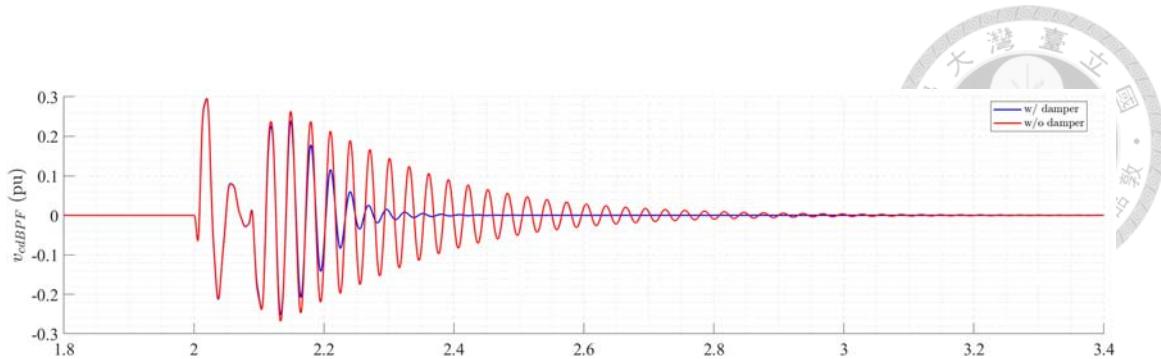


圖 5.69 串聯補償電容 d 軸電壓經過帶通濾波器  $v_{cdBPF}$

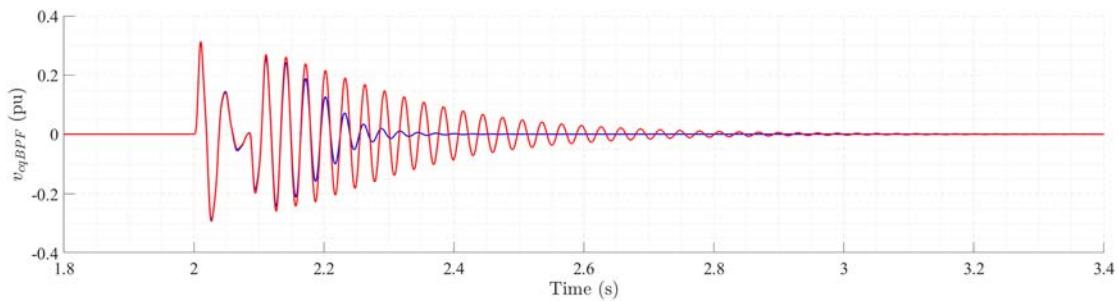


圖 5.70 串聯補償電容 q 軸電壓經過帶通濾波器  $v_{cqBPF}$

本案例模擬了電網端電壓於 2 秒時產生對地短路故障，5 個週期後回升至正常值，模擬電網發生短路故障事故時，驗證該阻尼控制器亦能發作用。同時設置電流控制器的限制器為 1.5pu，預防在實際使用當中，沒有限制的輸出電流導致電池儲能系統燒毀，接著通過比較加入阻尼控制器前後的系統響應，得出以下結論：

1. 觀察圖 5.61、圖 5.69、圖 5.70 可以得知，串聯補償電容電壓在未使用阻尼控制器時，振盪幅度較大，波動範圍明顯，系統難以恢復平穩；引入控制器後，振盪幅度顯著減小，波動範圍縮窄，穩定時間縮短，表明阻尼控制器通過調節電流，提供了額外的阻尼，有效抑制了直流電壓的次同步振盪，提升了雙饋式感應風力發電機的穩定性。
2. 觀察圖 5.66 可以得知，加入控制器後， $i_{f_q}^*$  可以觀察出 Q 軸電流控制器之輸出電流命令，通過觀察  $i_{f_q}^*$  電流的動態響應，發現其電流劇烈波動，為了補償電網中之次同步振盪現象，並且可以觀察到已經補償至極限值 1.5pu，但不影響其補償次同步振盪之功能，只是無法在一瞬間補償其所需之電流，且同時

可以觀察到  $P_{gw}$  和  $Q_{gw}$  的振盪幅度也顯著減小，表示風力發電機傳輸功率中之次同步振盪現象有效減小，穩定時間縮短，表明阻尼控制器有效抑制了風力發電機輸出功率的次同步振盪，提升了系統的穩定性。



# 第六章 結論與未來研究方向



## 6.1 結論

1. 本研究構建了雙饋式感應風力發電機、電池儲能系統以及全系統傳輸線的詳細數學模型，涵蓋風機傳動軸、轉子側與系統側轉換器、串聯電容補償等關鍵組件，並採用 MATLAB/Simulink 進行模擬。這些模型考慮了風速變化、發電機轉速、功率流動等動態特性，詳細描述了電網與風機間的交互作用，為次同步振盪的分析與控制器設計提供了堅實的理論基礎。
2. 通過頻域分析和時域分析，系統性地揭示了次同步振盪的產生機制，特別確認低風速高補償比條件下，感應發電機效應導致次同步振盪現象較為明顯。本研究進一步量化了次同步振盪對電網穩定性、設備安全和功率品質的影響，提供了抑制策略設計的理論依據。
3. 利用參與率與特徵值靈敏度分析，量化了轉子側控制器參數對次同步振盪的影響，發現其對次同步與超同步模式的穩定性具有高靈敏度。此外，本研究還分析了風速與補償比對系統穩定性的影響，明確了低風速與高補償比條件下的不穩定風險，為控制器參數優化提供理論依據。
4. 提出了基於帶通濾波器、Lead-Lag 控制器與阻尼器的儲能系統控制策略，並通過特徵值分析確定最佳相位和阻尼器值。該設計考慮了次同步頻率與頻寬的選擇，確保控制器能夠精準補償次同步振盪相關振盪分量，顯著增強系統阻尼，抑制次同步振盪現象。
5. 通過 MATLAB/Simulink 電磁暫態模擬，驗證了控制器在多種情景下的表現，包括電網端電壓變動、補償比調整、風速變化、短路比變化及三相短路故障等條件。模擬結果顯示，控制器能在固定工作點下有效補償電壓與補償比擾動引發的次同步振盪現象。
6. 模擬結果表明，儲能系統阻尼控制器顯著減小了次同步振盪引發的振盪幅度，

縮短穩定時間，提升了電網電壓穩定性與功率傳輸平穩性。例如，在三相短路故障後，加入控制器後的系統能在短時間內恢復穩定，串聯補償電容電壓的振盪幅度大幅降低，有效保護了風機與電網設備，延長了使用壽命，並提高了電網的整體可靠性。

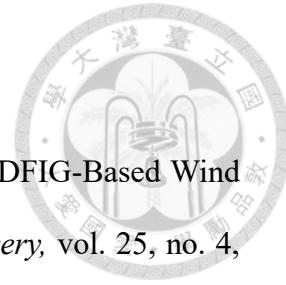


## 6.2 未來研究方向

由於本論文僅專注在低風速高補償比條件下有效抑制次同步振盪，使用電池儲能系統阻尼控制器抑制串聯補償電容對於風力發電機所造成的影響，因此仍有可精進與改善之處，如以下四點所示：

1. 本論文在線性模型與非線性模型之推導中，僅將電池儲能系統簡化為一電壓源，未來可考慮電池儲能系統中的非線性特性，將模型優化，使其更加貼近實際。
2. 本論文之控制器設計僅設計在固定工作點下，但因實際應用上，工作點容易變動，故希望未來可將控制器延伸，加入非線性控制或是類神經網路等方式，使控制器可以適應各個工作點。
3. 本論文之 Lead-lag 控制器之求值方式，無法證明其一定為該工作點下之最佳值，因改變增益大小同時，其最佳相位亦會改變，本論文提出的方式為相對容易快速找出控制器參數之方式，期望在未來可以推導出一方是以求得控制器之最佳化參數。
4. 本論文僅考慮雙饋式感應風力機組對電網的影響，未來可考慮將風機更換為永磁同步發電機，並建模分析該風力發電機對次同步模式造成的影响。

## 參考文獻



- [1] L. Fan, R. Kavasseri, Z. L. Miao, and C. Zhu, "Modeling of DFIG-Based Wind Farms for SSR Analysis," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 4, pp. 2073–2082, 2010.
- [2] L. Fan, C. Zhu, Z. Miao, and M. Hu, "Modal Analysis of a DFIG-Based Wind Farm Interfaced With a Series Compensated Network," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 4, pp. 1010–1020, 2011.
- [3] A. Ostadi, A. Yazdani, and R. K. Varma, "Modeling and Stability Analysis of a DFIG-Based Wind-Power Generator Interfaced With a Series-Compensated Line," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 3, pp. 1504–1514, 2009.
- [4] L. Fan and Z. Miao, "Mitigating SSR Using DFIG-Based Wind Generation," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 3, no. 3, pp. 349–358, 2012.
- [5] A. E. Leon and J. A. Solsona, "Sub-Synchronous Interaction Damping Control for DFIG Wind Turbines," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 30, no. 1, pp. 419–428, 2015.
- [6] U. Karaagac, S. O. Faried, J. Mahseredjian, and A.-A. Edris, "Coordinated Control of Wind Energy Conversion Systems for Mitigating Subsynchronous Interaction in DFIG-Based Wind Farms," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 5, pp. 2440–2449, 2014.
- [7] 陳翊瑋， "雙饋式感應風力發電機之粒子群優法自調式頻率控制器設計" 2019。
- [8] J. Morren, S. W. H. de Haan, *et al.*, "Wind turbines emulating inertia and supporting primary frequency control," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 21, no. 1, pp. 433-434, Feb. 2006.
- [9] M. Shahabi, M. R. Haghifam, *et al.*, "Microgrid Dynamic Performance

Improvement Using a Doubly Fed Induction Wind Generator,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, no. 1, pp. 137-145, March 2009.

[10] M. Kayikci and J. V. Milanovic, “Dynamic Contribution of DFIG-Based Wind Plants to System Frequency Disturbances,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 24, no. 2, pp. 859-867, May 2009.

[11] Faizal Hafiz and Adel Abdennour, “Optimal use of kinetic energy for the inertial support from variable speed wind turbines,” *Renewable Energy*, vol. 80, pp. 629-643, August 2015.

[12] P. Kundur, “*Power system stability and control*” McGraw-Hill, New York, 1994.

[13] I. C. Report, “Dynamic Models for Steam and Hydro Turbines in Power System Studies,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-92, no. 6, pp. 1904-1915, Nov. 1973.

[14] P. M. Anderson and A.A. Fouad, “*Power Systems Control and Stability*,” 2002.

[15] A. R. Bergen and V. Vittal, “*Power Systems Analysis*”, Pearson Prentice Hall, 2000.

[16] 陳偉倫, “風力-感應發電機系統之電壓及頻率調整器設計,” 臺灣大學電機所博士論文, 2006。

[17] R. Pena, J. C. Clare, *et al.*, “Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation,” *IEE Proc.-Electric Power Appl.*, vol. 143, no. 3, pp. 231-241, 1996.

[18] 翁永財, “應用於雙饋式感應發電機之虛功率控制策略及轉子側電流控制器設計 ,” 臺灣大學電機所博士論文 , 2015 。

[19] Martin O.L. Hansen, “*Aerodynamics of Wind Turbines*,” Earthscn, Inc, 2007.

[20] 梁國堂, “靜態同步補償器控制器參數之設計,” 臺灣大學電機所碩士論文 , 2008 。

[21] N. Mohan, T. M. Undeland, *et al.*, “*Power Electronics*,” John Wiley and Sons, Inc, 2003.

[22] C.M. Ong, “*Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink*,” Pearson Education Taiwan Ltd. 2005.

[23] 簡于翔, “雙饋式感應風力發電機轉子側電流調節器參數之設計,” 臺灣大學電機所碩士論文, 2016。

[24] 林柏年, “用於改善微電網頻率之雙饋式感應風力發電機模型預測控制器設計,” 臺灣大學電機所碩士論文, 2018。

[25] 楊智翔, “用於改善微電網頻率之雙饋式感應風力發電機粒子群優法自調式控制器, ”臺灣大學電機所碩士論文, 2018。

[26] Y. Y. Hsu and C. L. Chen, “Identification of optimum location for stabilizer applications using participation factors,” *IEE Proc., Pt. C*, vol. 134, no. 3, pp. 238-244, 1987.

[27] G.F. Franklin, J.D. Powell, *et al.*, “*Feedback Control of Dynamic Systems*,” Pearson Prentice Hall, 2015.

[28] I. J. Perez-arriaga, G. C. Verghese, *et al.*, “Selective Modal Analysis with Applications to Electric Power Systems, PART I: Heuristic Introduction,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-101, no. 9, pp. 3117-3125, Sept. 1982.

[29] 劉昌煥, “交流電機控制,” 東華書局, 2008。

[30] Z. Y. Dong, C. K. Pang, and P. Zhang, ”Power system sensitivity analysis for probabilistic small signal stability assessment in a deregulated environment,” *Int. J. Control. Autom. Syst.*, vol. 3, no. 2, pp. 355-362, 2005.

[31] 李奎謬, “應用類神經網路設計改善雙饋式感應風力發電機傳動系統轉軸振盪之電池儲能系統阻尼器,” 臺灣大學電機所碩士論文, 2024。



## 附錄



風速  $V_w = 9m/s$  且補償比  $K50\%$  之穩態工作點以及參數設定

參數名稱	數值
$T_s(s)$	50e-6
$f_e(\text{Hz})$	60
$C_{dcw}(\text{pu})$	0.0101
$R_{fw}(\text{pu})$	0.02
$L_{fw}(\text{pu})$	0.3
$C_{fw}(\text{pu})$	0.08
$R_s(\text{pu})$	0.0048
$L_{ls}(\text{pu})$	0.0923
$R_r(\text{pu})$	0.0054
$L_{lr}(\text{pu})$	0.0995
$L_m(\text{pu})$	3.9527
$H_t(\text{sec})$	4.32
$H_g(\text{sec})$	0.685
$K_{tg}(\text{pu})$	1.11
$D_{tg}(\text{pu})$	1.5
$R_{fv}(\text{pu})$	0.02
$L_{fv}(\text{pu})$	0.2
$C_{fv}(\text{pu})$	0.05
$K_{pPLLW}, K_{pPLLB}$	18
$K_{iPLLW}, K_{iPLLB}$	320
$K_{pvdcw}$	-1

$K_{ivdcw}$	-8
$K_{pgsc}$	1
$K_{igsc}$	25.13
$S_{trw1}$ (MVA)	187.5MVA
$Z_{trw1}$ (pu)	0.06
$S_{trw2}$ (MVA)	180MVA
$Z_{trw2}$ (pu)	0.166
$S_{trv1}$ (MVA)	18MVA
$Z_{trv1}$ (pu)	0.06
$S_{trv2}$ (MVA)	60M
$Z_{trv2}$ (pu)	0.166
$L_{tw}$ (pu)	0.0171
$R_{tw}$ (pu)	0.0055
$L_{tg}$ (pu)	0.022
$R_{tg}$ (pu)	0.34
$C_c$ (pu)	3.5