

國立交通大學

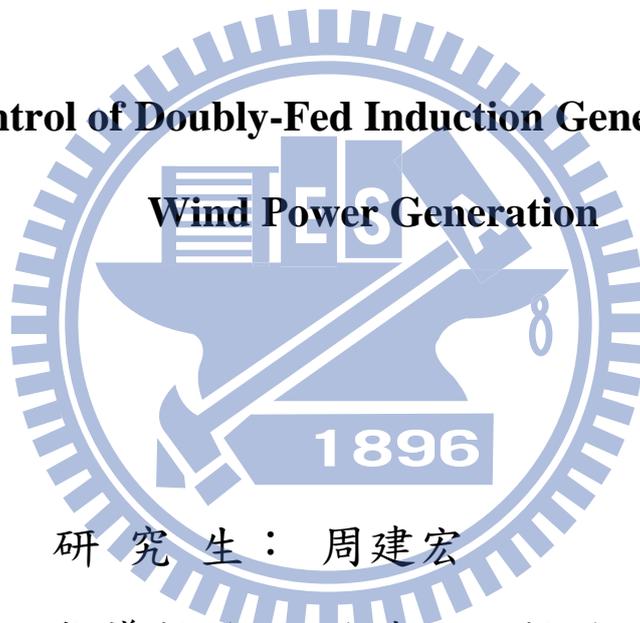
電控工程研究所

碩士論文

雙饋式風力發電機之運行與控制

Control of Doubly-Fed Induction Generator for

Wind Power Generation



研究生：周建宏

指導教授：林清安 教授

中華民國一〇二年七月

雙饋式風力發電機之運行與控制

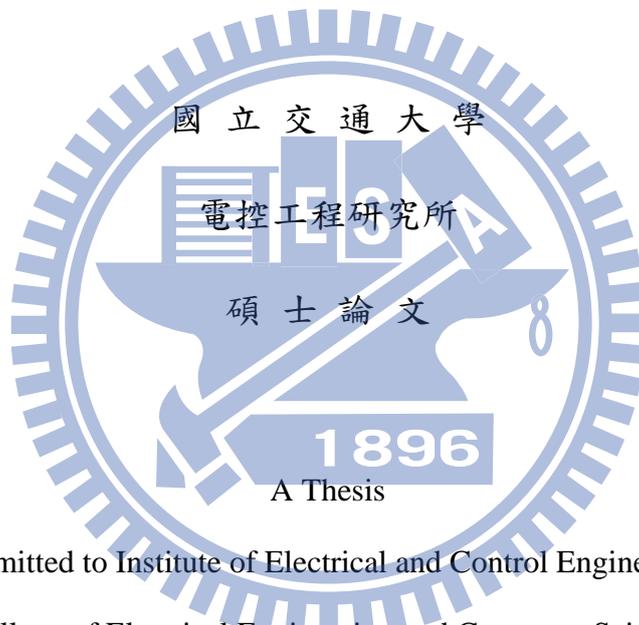
Control of Doubly-Fed Induction Generator for Wind Power Generation

研究生：周建宏

Student : Chien-Hung Chou

指導教授：林清安

Advisor : Prof. Ching-An Lin



Submitted to Institute of Electrical and Control Engineering
College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master

in

Electrical and Control Engineering

June 2013

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國一〇二年七月

雙饋式風力發電機之運行與控制

學生：周建宏

指導教授：林清安 教授

國立交通大學電控工程研究所

中文摘要

在本論文內，我們將針對電網電壓驟降對雙饋感應發電機 (DFIG) 的影響作分析，暫態下的過電流在沒有適當的控制或保護的系統中會損壞電力電子元件，因此，有必要在系統中使用保護裝置並研究其控制，現今發電機系統通常使用 Crowbars 來避免過電流通過轉換器，雖然此方法在電壓驟降下確實能有效運作，但如果電壓波動頻繁，那麼過多的開關切換將會導致功率追蹤效率的低落與控制的困難

因此本論文的目的是對輕微三相電壓驟降下的控制架構進行改良，當故障發生時，使系統可以保持與電網連接，模擬乃利用 Matlab / Simulink 建立所需的模型，並使用感應發電機和機械風機的數學方程式，針對不同的轉子速度下（次同步和超同步）三相電壓驟降分別進行測試，以觀察在故障時系統的響應，並且在最後分析其結果

Doubly-Fed Induction Generator for Wind Power Generation

Student: Chien-Hung Chou

Advisor: Prof. Ching-An Lin

Institute of Electrical and Control Engineering

National Chiao Tung University

Abstract

In this thesis, we analysed the impact of grid voltage sags on Doubly-Fed Induction Generator (DFIG). The over current in transient state will cause damage to power electronic devices without proper control or protection. Therefore, it is necessary to use the protection units and study the control. Nowadays, the generator system usually use the Crowbars to avoid over current pass through converters. Although it can properly work during voltage dips, but, if voltage fluctuations are frequent, excessive switching will cause control difficulties and inefficiency in power tracking.

The purpose of the thesis is to improve control scheme under lightly three phase voltage dip. System can keep connected to grid during fault occurred. Simulation was build in Matlab/Simulink, using an induction generator and mechanical turbine math model. Different rotor speed (sub-synchronous and super-synchronous) are tested to observe system responses in three phase voltage faults, and the result are analysed at last.

誌謝

首先我想感謝林清安老師在碩士班的兩年內一路的指導和幫助，不僅在遇到問題時能給出有效的提點，同時讓也我了解研究的態度與看待問題的方法，接著要謝謝實驗室裡的學長、同學與學弟們一路的相伴，在修課與實驗室的生活內，相互的鼓勵與幫助，我想是我們一路走來的一大助力；另外還要感謝分隔各地，卻沒有因此失了聯繫的工科、醫服朋友們，有時候單純的談天與聚會都是研究生生活中重要的一抹色彩；最後我要感謝一直以來默默支持我的家人們，有了你們的陪伴，我才能毫無後顧之憂平穩走至現在，僅以此論文獻給我親愛的爸、媽、弟弟與家人朋友們，以及我永遠敬愛的奶奶。



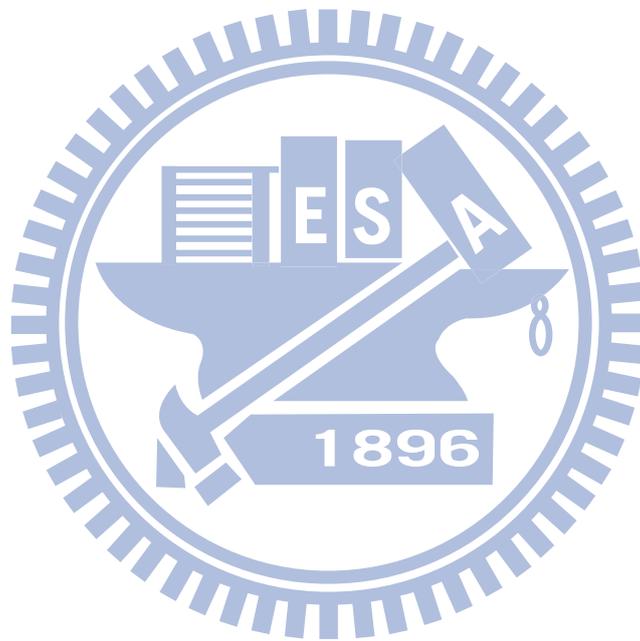
目錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
表目錄.....	vi
圖目錄.....	vii
符號表.....	x
一、緒論.....	1
1.1 研究目標.....	1
1.2 風電發展概況與雙饋式發電機簡介.....	1
1.3 功率傳導關係.....	3
二、風機系統介紹.....	7
2.1 風機特性.....	7
2.2 機械模型.....	12
2.3 最大功率追蹤.....	13
2.4 三相電機模型.....	15
2.5 參考框理論.....	20
2.6 dq 兩相旋轉座標模型.....	22
三、轉子側控制策略.....	26
3.1 定子磁通量導向控制.....	26
3.1.1 導向控制方法.....	26
3.1.2 內部迴路控制.....	30
3.1.3 外部迴路控制.....	31
3.2 改良 PI 控制.....	33

3.3 簡化模型控制.....	36
3.3.1 簡化模型結構介紹.....	36
3.3.2 內部迴路暫態分析.....	41
3.4 暫態響應之改良.....	44
3.4.1 諧振控制器介紹.....	44
3.4.2 暫態設計對外部迴路之影響.....	46
四、系統模擬結果.....	49
4.1 轉換器電壓限制.....	49
4.2 正常運作條件下之模擬結果.....	54
4.3 電網三相電壓下降之系統響應.....	56
4.3.1 輕度驟降下超同步轉速模擬.....	56
4.3.2 輕度驟降下次同步轉速模擬.....	63
4.3.3 40%驟降下控制方法之比較.....	68
五、結論.....	70
參考資料.....	71
附錄 A.....	74
附錄 B.....	79

表目錄

表 2.1：常見之參考座標軸.....	22
表 B.1：系統使用之參數值.....	79

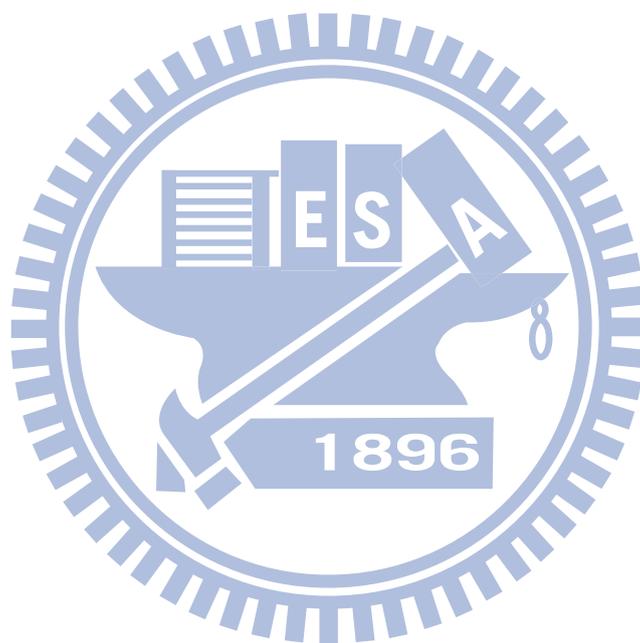


圖目錄

圖 1.1：近幾年來風力發電的設置量.....	1
圖 1.2：全球風電累計與新增之趨勢.....	1
圖 1.3：DFIG 系統結構圖.....	2
圖 1.4：次同步運行狀態圖.....	4
圖 1.5：同步運行狀態圖.....	4
圖 1.6：超同步運行狀態圖.....	5
圖 2.1：風速經葉片前後之變化.....	7
圖 2.2：功率因數於不同角度下之變化.....	8
圖 2.3：不同轉速下發電機之工作區域.....	9
圖 2.4：不同風速下之工作區域.....	9
圖 2.5：風機機械示意圖.....	11
圖 2.6：最佳功率吸收點.....	12
圖 2.7：最佳功率點上轉速—功率曲線圖.....	13
圖 2.8：理想三相電機模型圖.....	14
圖 2.9：發電機三相繞阻圖.....	16
圖 2.10：定轉子間繞組角度差.....	16
圖 2.11：三相旋轉座標與 dq 旋轉座標之關係圖.....	20
圖 3.1：dq 軸解耦控制方塊圖.....	29
圖 3.2：內部迴路控制結構圖.....	30
圖 3.3：外部控制器之輸出.....	32
圖 3.4：參考座標軸之導向圖.....	36
圖 3.5：簡化模型與完整模型之電壓驟降暫態電流比較.....	38
圖 3.6：實功率控制迴路圖.....	40
圖 3.7：虛功率控制迴路圖.....	40

圖 3.8 : $G_d(s)^{-1}$ 之波德圖.....	41
圖 3.9 : 外部補償的控制切换圖.....	44
圖 3.10 : P 與 PI 對正弦訊號的增益輸出圖.....	44
圖 3.11 : 諧振調節器之波德圖.....	45
圖 4.1 : 20% 電壓跌落下轉差率 s 為 -0.2 之轉子電壓變化圖.....	52
圖 4.2 : 20% 電壓跌落下轉差率 s 為 0.1 之轉子電壓變化圖.....	52
圖 4.3 : 不同程度之電壓跌落與轉差率間的轉子電壓關係.....	53
圖 4.4 : 定子實功功率與其控制參考點.....	54
圖 4.5 : 風速在 4s 處由 8.6(m/s) 上升至 10.6(m/s).....	55
圖 4.6 : PI+R 簡化模型控制在電壓驟降下之系統響應($s=-0.2$).....	57
圖 4.7 : PI+R 簡化模型控制電壓驟降下定子實功($s=-0.2$).....	58
圖 4.8 : PI+R 簡化模型控制電壓驟降下定子虛功($s=-0.2$).....	58
圖 4.9 : 改良 PI 控制在電壓驟降下之系統響應($s=-0.2$).....	59
圖 4.10 : 改良 PI 控制電壓驟降下定子實功($s=-0.2$).....	60
圖 4.11 : 改良 PI 控制電壓驟降下定子虛功($s=-0.2$).....	60
圖 4.12 : PI+R 簡化模型控制之轉子電壓、電流變化($s=-0.2$).....	61
圖 4.13 : 改良 PI 控制之轉子電壓、電流變化($s=-0.2$).....	61
圖 4.14 : PI+R 簡化模型控制在電壓驟降下之系統響應($s=0.1$).....	63
圖 4.15 : PI+R 簡化模型控制電壓驟降下定子實功($s=0.1$).....	64
圖 4.16 : PI+R 簡化模型控制電壓驟降下定子虛功($s=0.1$).....	64
圖 4.17 : 改良 PI 控制在電壓驟降下之系統響應($s=0.1$).....	65
圖 4.18 : 改良 PI 控制電壓驟降下定子實功($s=0.1$).....	66
圖 4.19 : 改良 PI 控制電壓驟降下定子虛功($s=0.1$).....	66
圖 4.20 : PI+R 簡化模型控制之轉子電壓、電流變化($s=0.1$).....	67
圖 4.21 : 改良 PI 控制之轉子電壓、電流變化($s=0.1$).....	67

圖 4.22：PI+R 簡化模型控制之轉子電壓、電流變化.....	68
圖 4.23：改良 PI 控制之轉子電壓、電流變化.....	69
圖 A.1：粒子移動示意圖.....	75
圖 A.2：PSO 計算流程圖.....	76



符號表

V ：風速

ρ ：空氣密度

R ：葉片半徑

β ：葉片旋角

$c_{1\sim 6}$ ：功率轉換係數之常數

ω_m ：風機高速軸轉速

ω_t ：風機低速軸轉速

R_s ：定子電阻

R_r ：轉子轉換後之電阻

L_{ms} ：定子互感

$L_{\ell s}$ ：定子漏感

L_{mr} ：轉子互感

$L_{\ell r}$ ：轉子漏感

L_{sr} ：定轉子間互感

ω_s ：電網頻率

ω_r ：轉子磁場轉速

u_{as} 、 u_{bs} 、 u_{cs} ：定子三向電壓

u_{ar} 、 u_{br} 、 u_{cr} ：轉子三向電壓

i_{as} 、 i_{bs} 、 i_{cs} ：定子三向電流

i_{ar} 、 i_{br} 、 i_{cr} ：轉子三向電流

u_{ds} 、 u_{qs} ：同步旋轉參考框下 dq 定子兩向電壓

u_{dr} 、 u_{qr} ：同步旋轉參考框之 dq 轉子兩向電壓

i_{ds} 、 i_{qs} ：同步旋轉參考框下 dq 定子兩向電流



i_{dr} 、 i_{qr} ：同步旋轉參考框下 dq 轉子兩向電流

p ：微分符號

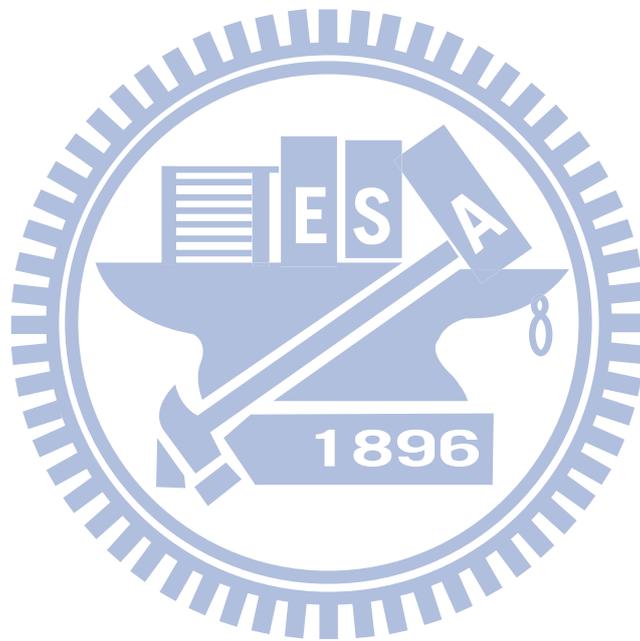
P_s ：定子實功功率

P_r ：轉子實功功率

Q_s ：定子虛功功率

Q_r ：轉子虛功功率

P_m ：機械端輸入風能



一、緒論

1.1 研究目標

在現今的風力發電中，由於功率的上升，以往在小功率系統與電網的連結內可被忽略的許多問題便需重新考慮，而本論文中將針對電網短路等故障造成的電壓驟降問題作詳細的分析與探討，電壓的驟降將造成轉子側過電流的產生造成轉換器電子電路的損毀；同時定子電流產生大幅度波動，造成轉矩的變化使葉片系統產生不良的轉速擺動，功率輸出也隨之失衡[1]。

目前對風機系統的低電壓運行與電壓驟降解決方案，乃是使用轉子側的保護裝置(Crowbar)，其原理乃是利用電路的短路效果消除轉子轉換器電流的存在，在驟降發生時，將轉子側三相電路相互並聯同時與接地端相連，使轉換器與電流隔絕，對過電流的保護起到很好的作用[2]。

但使用 Crowbar 裝置也存在其缺點[3]，由於此時風機缺乏轉子側控制，運行將成為一般電動機型態工作，需從電網吸收大量虛功，同時定子電流下降，功率輸出跟著快速衰減。

因此本論文將針對電壓驟降下的控制作相對應的改良，提高風機在轉換器容量限制下，對驟降造成的暫態響應的忍受程度，尤其在轉子側過電流方面，更是需要良好的抑制，希望實現輕度電壓故障時風機併網的功率追蹤控制。

1.2 風電發展概況與雙饋式發電機簡介

過去數十年間，為取代傳統污染性較高的能源，風力發電的急遽的發展，直至 2011 為止全球累計的風力發電量達到 237669MW，且每年都以數萬 MW 的速度上升，其中歐洲、美國、中國大陸等地乃現今風能發展的主要地區，可由

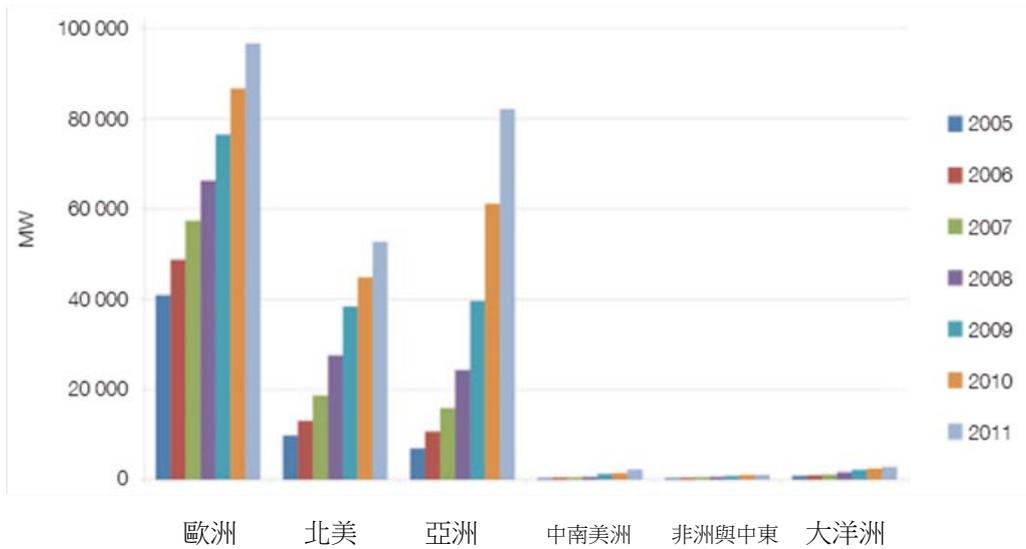


圖 1.1 近幾年來風力發電的設置量[19]

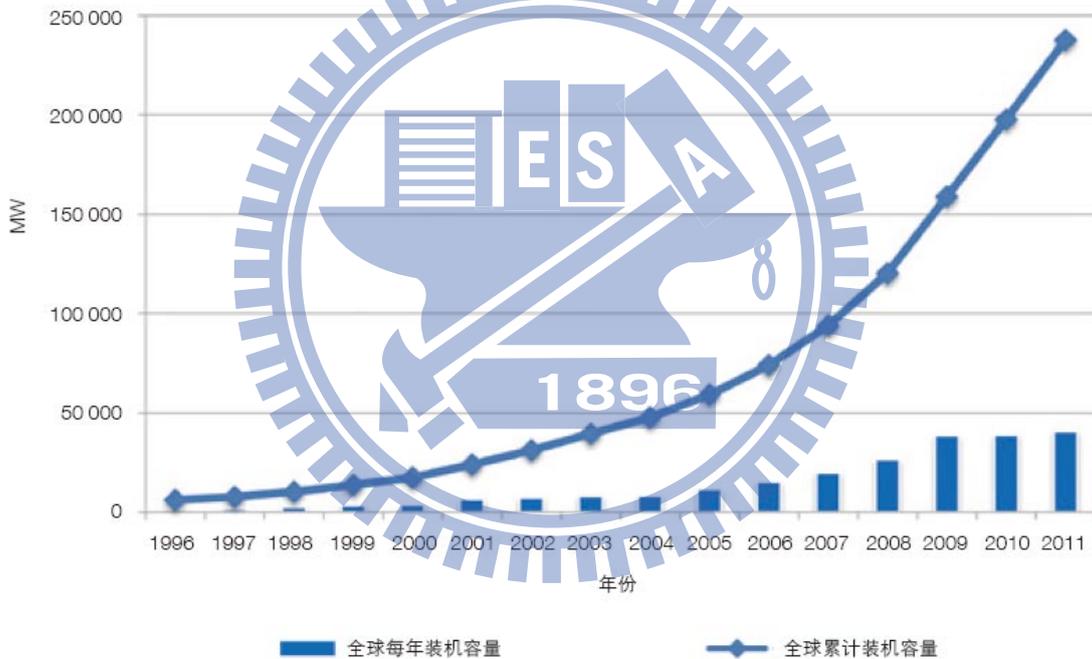


圖 1.2 全球風電累計與新增之趨勢[19]

圖 1.1 與 1.2 中看到，目前成本的逐漸下降，使機組設置的速度越發上升，可以樂觀的預測未來風力發電將更加蓬勃發展。

而風力機容量不斷的上升及技術的進步，使得風機可鋪設的範圍擴大，近年來更開始出現離岸式風場的設立，由於海洋上的季風時間穩定且無地形上的影響，是地球上風力的主要集中處，未來若能克服長距離輸電的損耗與海水造成的機組腐蝕，想必對風力發電量的能有更顯著的提高。

在發電機的選用上，現今常採用雙饋式感應發電機(Doubly-Fed Induction Generator, DFIG)，其系統如圖 1.3

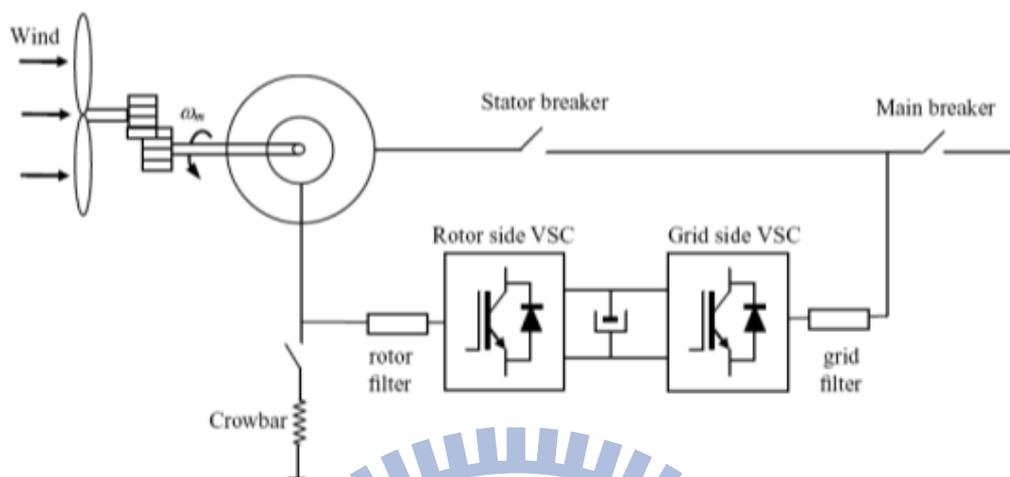


圖 1.3 DFIG 系統結構圖

除了基本的風機與電動機裝置外，其特點在於轉子端加入轉子側與電網側變換器，為了確保正常的運行，當風速或轉速產生變化時，需要對變換器設計控制，以輸出所需的轉子勵磁電流，維持定子輸出頻率的恆定，但由於系統轉差率的限制約在 0.3~0.3 之間，所以轉子側可控制的功率最高只有額定功率的 30%。

因此可以知道 DFIG 相較於一般的永磁式發電機需要複雜的控制，且由於定子端直接連至電網，使得機組對電網側的變動十分敏感，同時轉換器功率的限制使保護裝置(Crowbar)的使用為必要，相較於永磁式擁有許多缺點。

但現今之主流不為永磁式發電機之原因乃其成本過高，由於大型磁鐵之造價極高且有消磁的風險，轉換器接至定子雖可有效隔離電網與機組間的影響，但也使得容量上升、造價跟著提高，這些原因使得較為便宜的 DFIG 成為現今市場的主流，因此現今風機的研究大部分圍繞其穩定性與併網等問題。

1.3 功率傳導關係

在對 DFIG 做細部介紹之前，為了解感應電動機的功率傳導，必須先對定轉

子間的頻率關係做基本的介紹，理想感應電動機的磁場轉速與電網頻率之關係[5]如式(1.1)

$$n_s = \frac{\omega_s}{n_p} \quad (1.1)$$

P 為極對數； ω_s 為電網頻率(rad/s)； n_s 為定子磁場旋轉速度(rad/s)

另外在感應電動機裡，轉子物理轉速 ω_m 與定子磁場轉速同樣影響了電動機的磁通量，為方便描述其關係，定義轉差速度(slip speed)為 $n_{slip} = n_s - \omega_m$ ；轉差率(slip rate)為 $s = \frac{n_s - \omega_m}{n_s}$ ，兩者分別代表定子磁場轉速超出轉子機械轉速的值；及轉差速度佔定子磁場轉速的比例，且轉子頻率實際運轉下將與轉差速率成正比，因此代入轉差率之定義可得

$$\begin{aligned} \frac{n_{slip}}{n_p} &= s \frac{n_s}{n_p} \\ \omega_{slip} &= s\omega_s = \omega_s - \omega_r \end{aligned} \quad (1.2)$$

ω_{slip} 即代表轉子電壓與電流的頻率，由於電壓與電流均會受轉差率影響，很明顯的定轉子間的實功率同樣會受到轉差率的影響，可定義如下的關係

$$P_r \approx |s|P_s \quad (1.3)$$

而在實功內除了 P_{es} 、 P_{er} 定子與轉子電磁功率外，必須將電路的損耗成分加入，分別定義 P_{cus} 為定子側電路損耗、 P_{cur} 為轉子側電路損耗，如式(1.4)、(1.5)

$$P_s = P_{es} + P_{cus} \quad (1.4)$$

$$P_r = P_{er} + P_{cur} \quad (1.5)$$

由於發電機的功率傳導方向，可隨使用者之表示而改變正負，在此定義 P_s 、 P_r 向電網端作功為正，吸收功為負； $P_o = P_m$ 皆代表進入的風能，向電動機作功為正，電動機向葉片作功為負，針對不同轉速下的發電機運作，可以分為以下三種。

在次同步運行時 $s > 0$ ，此時轉子功率對電動機作功，外部的風能小於定子

功率

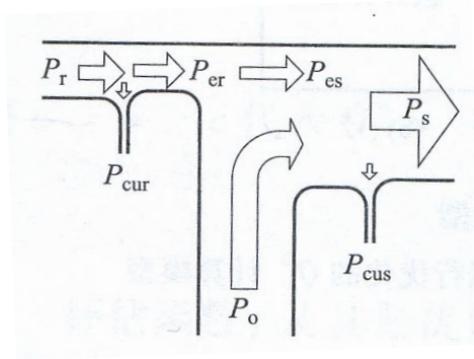


圖 1.4 次同步運行狀態圖

$$P_m = P_s - P_r - P_{cus} - P_{cur} \cong (1 - |s|)P_s \quad (1.6)$$

在同步運行時 $s = 0$ ，此狀態下轉子隨定子電網頻率同步轉動，轉子功率幾乎為零，也因此外部的風能將等於定子功率

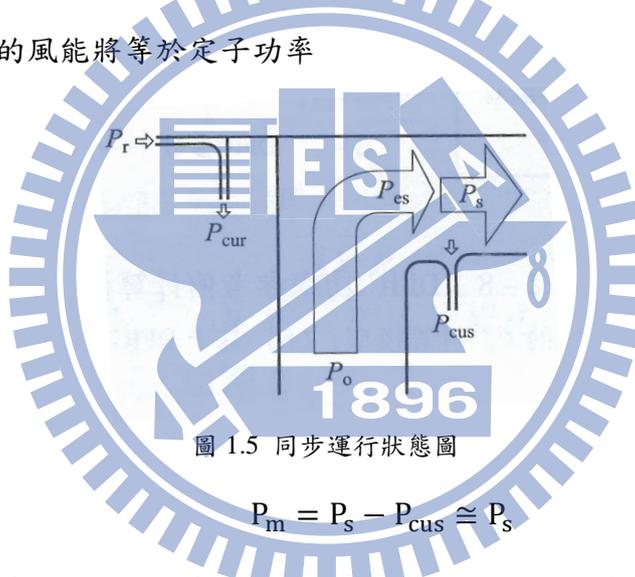


圖 1.5 同步運行狀態圖

$$P_m = P_s - P_{cus} \cong P_s \quad (1.7)$$

而在超同步運行時 $s < 0$ ，此時不論定轉子皆對電網作功，外部的風能將提供定轉子的全部功率。

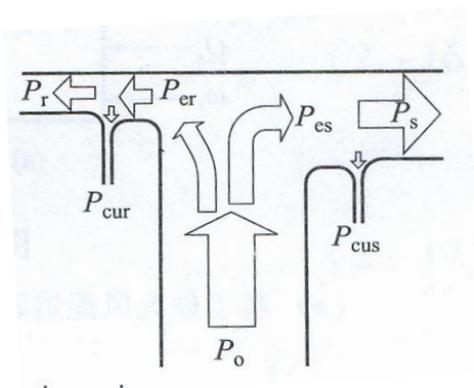
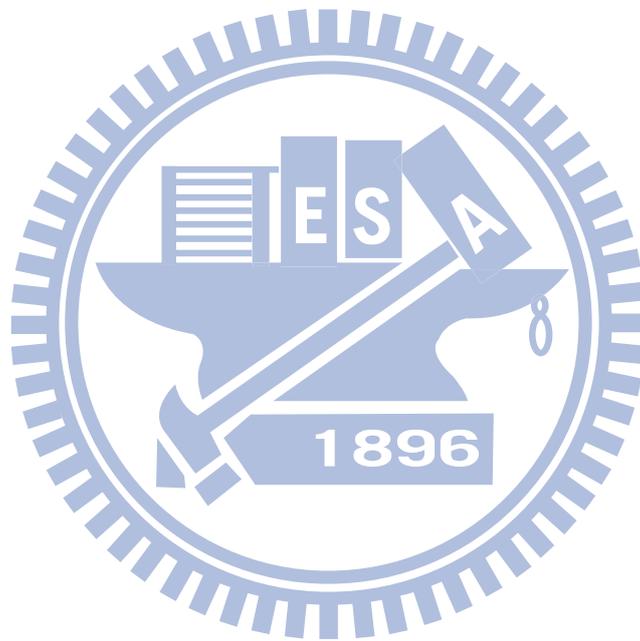


圖 1.6 超同步運行狀態圖

$$P_m = P_s + P_r - P_{cus} - P_{cur} \cong (1 + |s|)P_s \quad (1.8)$$

在本章內單純就風力發電的現狀及發電機工作下不同的運轉模式做簡單的介紹，由於轉差率與頻率間的相互關係，使得總輸出功率能受轉子側影響，將電動機設定於所需的工作點上，為達成此目的，便需要有效的轉子側控制方法，後面章節將陸續介紹系統的模式與控制應用。



二、風機系統介紹

在本章中將逐一介紹風機系統中各個組件的功能，了解機械系統與電動機間的詳細關係，並利用電力轉換中常見的座標軸轉換，建立之後模擬的基礎；另外功率追蹤方式與風能轉換與吸收的過程也是一大重點，了解詳細的內容後才能對控制作正確的設計。

2.1 風機特性

當今的大型發風力電機種類，主要為垂直式風機，葉片通常為三葉，整個風機的結構主要由塔柱、葉片、齒輪箱、發電機、電力電子設備與傳輸裝置組成，在風力發電的過程中，首先必定需經由風機的運作將風能轉換為機械能，因此風機設備的好壞，直接影響了功率擷取大小以及運行的安全和可靠度，而輸出功率可依葉片大小決定，輸出功率較高者甚至可達數百萬瓦級。

根據空氣動力學，風能的功率可表達為

$$P = \frac{1}{2} \rho A V^3 \quad (2.1)$$

ρ 為空氣密度； A 為葉片轉動經過之面積； V 為風速

直觀上考慮風的流動，其速度在經過葉片後並不會直接消失，表示風機並無法完全的吸收輸入的風能，而風能與機械能間轉換關係可由貝茲法則[4]推得，如圖 2.1，根據能量守恆與質量守恆定律，推得出在葉片後端風速 V_2 為前端風速 V_1 的三分之一時，可得到最大的吸收功率 P_0 。

$$P_0 = \frac{16}{27} \left(\frac{1}{2} \rho A V_1^3 \right) \quad (2.2)$$

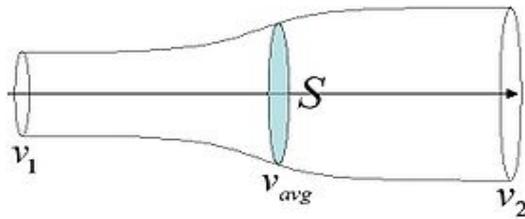


圖 2.1 風速經葉片前後之變化

而在最理想的狀態下，根據貝茲法則推導的結果葉片能吸收 59% 的風能，可想而知在實際應用上更是有許多的限制和損耗，效率因其結構、材質、環境等有所不同，一般來說其值約在 0.4~0.5 左右，鮮少超過 0.5，為方便表示定義出風機的功率轉換係數 C_p ，此係數即表示風機吸收的功率 P_v 與進入扇葉前完整的風能 P 的比值，代表了風機吸收能量的效率，可得到關係式 $C_p = P_v/P$ ，並與式 (2.1) 推出風機的功率表示式。

$$P_v = \frac{1}{2} \rho A C_p V^3 \quad (2.3)$$

由於各家廠商的設備與材質的不同，功率轉換係數各自有相對應的式子，由於風速、轉速與葉片旋角三者皆會影響吸收的風能，為方便表示 C_p 與三者間的關係，定義出尖端速度比 (Tip ratio, λ) 如式 (2.4)，利用這新的參數，便可在 2 維圖中表示出相互的關係。

$$\lambda = \frac{R\omega_t}{V} \quad (2.4)$$

功率轉換係數的制定乃根據各廠商的經驗而得，因此將不對式子作詳細的探討，以下訂出本論文中使用的功率轉換係數公式

$$\begin{cases} C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3\beta - c_4 \right) e^{-c_5/\lambda_i} + c_6\lambda \\ \frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \end{cases} \quad (2.5)$$

得到式 (2.4)、(2.5) 後，便可畫出所需的關係圖來

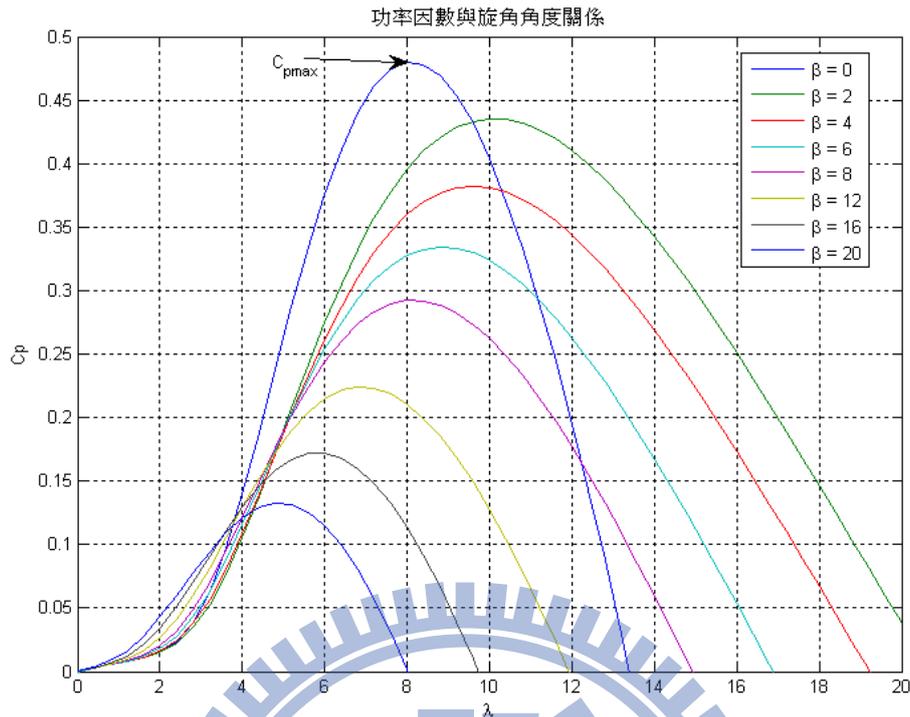


圖 2.2 功率因數於不同角度下之變化

圖 2.2 中顯示不同尖端速度比與葉片旋角下，風機之功率係數有所不同，一般而言當 β 越大時迎風面接觸的面積越小，理所當然的風能吸收的效率較差功率係數越小，同時可以發現在不同角度下最大的功率轉換係數 C_p ，皆對應於不同的尖端速度比 λ ，這表示對適當範圍內的風速，轉速能依尖端速度比的關係來作為工作速率的設定，使風能吸收的效率最大，同時利用角度對功率的影響，更可以設計風機轉速的工作範圍，維持機組的安全性，這便是最大功率追蹤控制與旋角控制的基本概念。

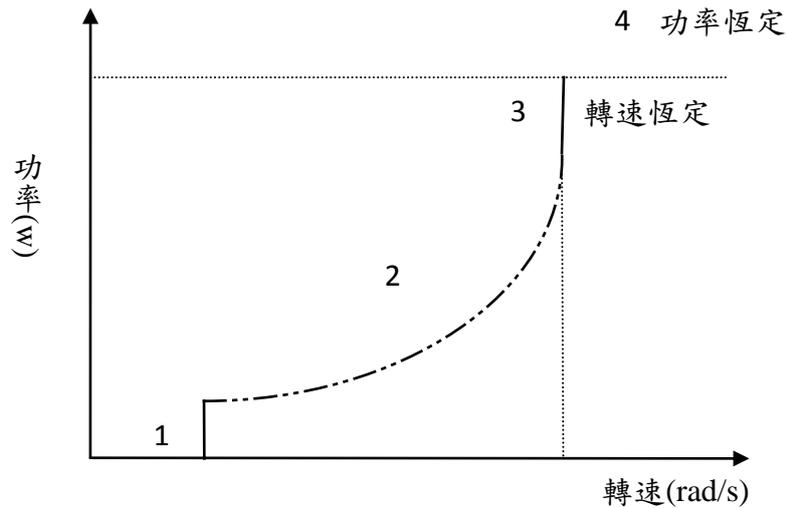


圖 2.3 不同轉速下發電機之工作區域

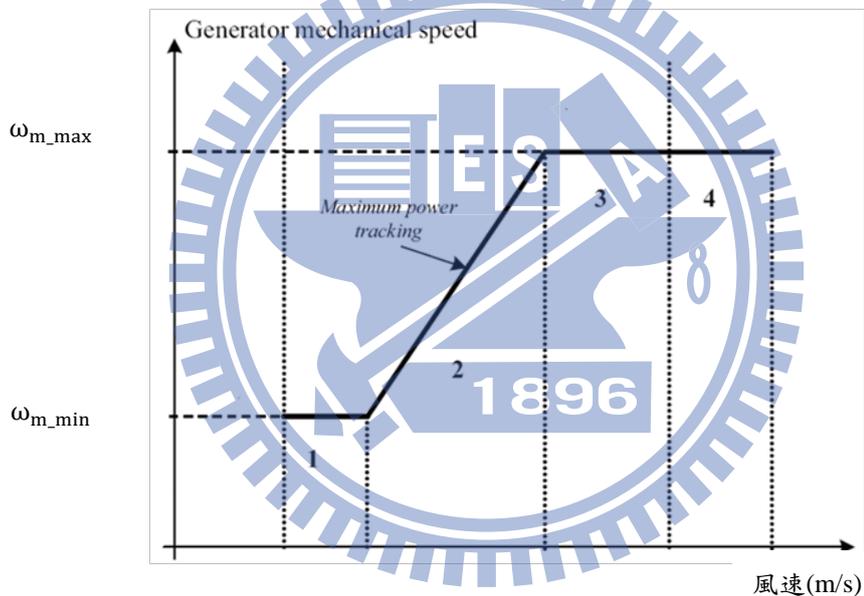


圖 2.4 不同風速下之工作區域[5]

在了解風能轉換的關係後，接著設定風機的工作範圍，如圖共可分為四個階段

階段 1

此時風機處於啟動階段，由於風機開始轉動，其轉速處在一很低的範圍內，此階段下風機的運行脫離於電網，也不存在功率的追蹤，直到轉速上升至工作範圍內，才開始執行最大功率追蹤任務。另外當風速小於切入風速時，風機同樣會運作於此區域內，利用旋角控制使轉速變化於一允許的範圍內，避免轉速過低而運作於共振轉速附近影響機械結構[4]。

階段 2

在此階段內，風速位於切速風速與額定風速之間，此時風機能有效吸收風能，且不會對機械結構造成破壞，因此轉速的值隨風力增強而上升，同時系統運作於最佳功率吸收點上，功率因子維持於 C_{pmax} 上，即最大功率追蹤控制點，一旦風速超出額定風速後，風機便脫離功率追蹤，跳往下個區域。

階段 3

當轉速過高超出額定轉速，此時風機在最佳功率追蹤狀況下所吸收的風能，以超過機組的負載量，若不作出相對應的措施，將使風機故障、葉片損毀，此時將採取定轉速控制，透過槳矩的旋角控制，固定風機的轉速於最大值上，這時功率因子將不在保持於固定點上，而是根據尖端速度比與功率因子的關係，隨風速的升降控制轉速固定，其工作點將在固定旋角值下，隨尖端葉速比與功率因素之關係而移動。

階段 4

當階段 3 中轉速維持最大而風速繼續上升，此時輸出的功率將超出系統的額定值，將使變電裝置受損，因此在此階段中要求吸收的風能維持在定值，同時使葉片的轉速不高於最大轉速，為達成此要求，必須使用旋角與功率因素的關係，適時調整 C_p 之大小，即旋角控制的主要工作區，若風速仍繼續提高使旋角控制也無法抑制其轉速，最後將會停止風機運作以保護設備安全。

2.2 機械模型

對風機的機械模型，為了方便計算與分析，在這裡省略了阻尼與摩擦係數等影響，同時令轉軸質量相對極小，因此在機械傳導部分將不會產生損耗，其模型可如圖 2.5 所示

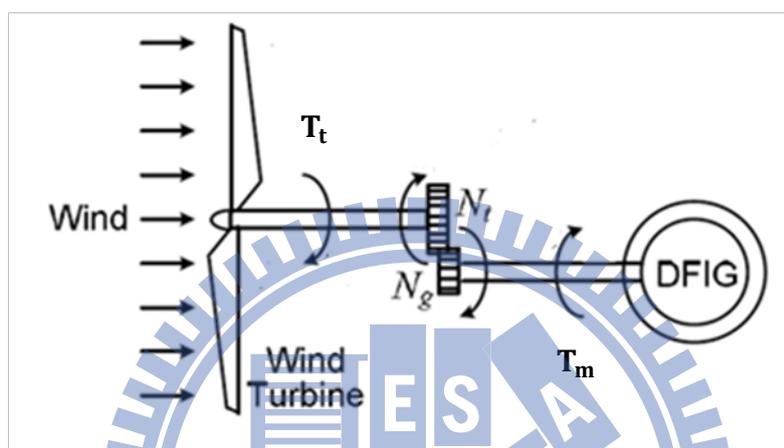


圖 2.5 風機機械示意圖

圖中可以看到，整個風機主要分為兩個部分，高速軸與低速軸，低速軸乃迎風面葉片轉動的軸，上面含有風機大部分的轉動慣量，因葉片長、質量大所以轉動速度緩慢，是帶動整個發電機組的來源， J_t 為低速軸轉動慣量， T_t 為風速對葉片所做的轉矩， T 為低速軸對高速軸所做之轉矩。

高速軸則是帶動發電機轉子，在低速軸中的動能經由齒輪完整傳達到轉子上，因齒輪比的影響，高速軸的轉速將快上許多，也因此才能使發電機正常工作， J_m 為高速軸轉動慣量； T_m 為電機端所作之轉矩； T' 為低速軸轉至高速軸之轉矩； T 為高速軸轉至低速軸之轉矩。

軸與低速軸轉速、兩者互作之轉矩相差一齒輪比係數，我們可將兩軸之轉矩方程化為一式，其過程如下， N_t 、 N_g 分別為兩者之齒輪數

$$\omega_m = \frac{N_t}{N_g} \omega_t = N \omega_t$$

$$J_t \frac{d\omega_t}{dt} = T_t - T$$

$$J_m \frac{d\omega_m}{dt} = T' - T_m$$

$$\Rightarrow \left(\frac{J_t}{N^2} + J_m \right) \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{T_t}{N} - T_m$$

為求方便，而後將 $\frac{J_t}{N^2} + J_m$ 以 J 表示，化簡後的一階方程表示電機轉子轉速受內部電磁轉矩與外部風力轉矩所影響，利用這兩者的變化，才能做到轉速的控制。

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{T_t}{N} - T_m \quad (2.6)$$

2.3 最大功率追蹤[6]

根據圖 2.2，可以知道在風機正常工作區域中，假設旋槳角度為零，則存在一最佳尖端葉速比 λ_{opt} 使功率因素為最大 C_{pmax} ，根據此結果可以知道，若想要風機在一般工作下得到最佳的風能吸收，那麼應使系統運作於最佳功率點上，並根據最佳功率因素調整風機的轉速，如圖 2.7 所示，當中的最佳功率點因尖端葉速比已知，轉速的值將隨風速上升而提高，不同風速的工作點間將可連成一拋物線，這段曲線即是風機的最大功率曲線。

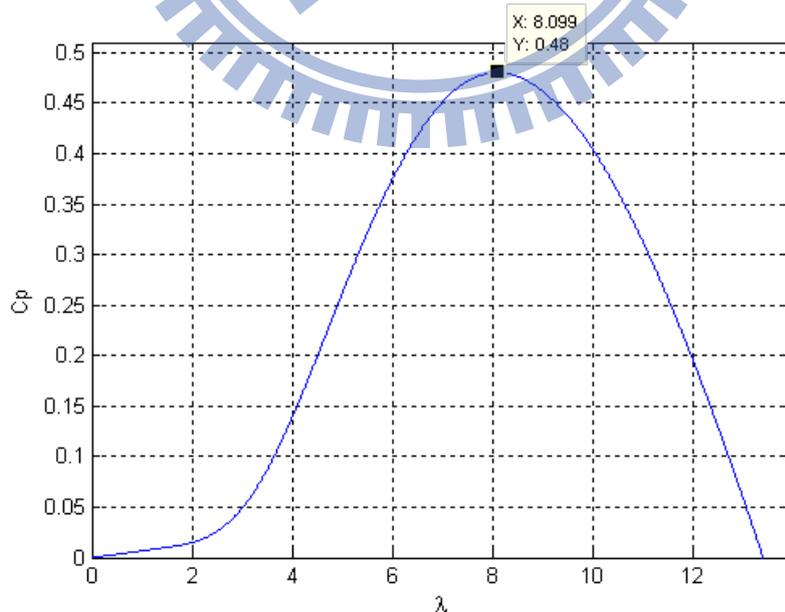


圖 2.6 最佳功率吸收點

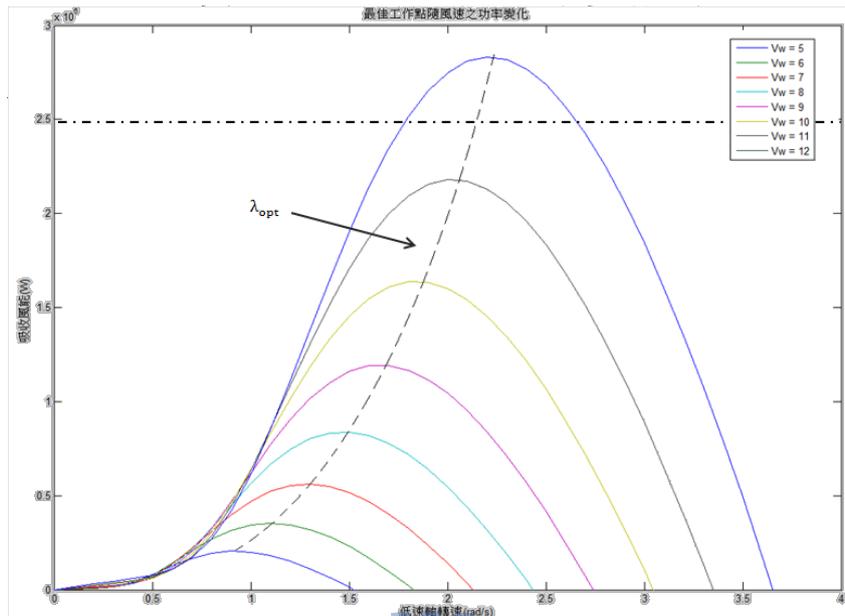


圖 2.7 最佳功率點上轉速—功率曲線圖

根據圖 2.7 的功率曲線，可進一步將式(2.3)化為

$$P_{\max} = \frac{1}{2} \rho A C_p V^3 = \frac{1}{2} \rho A C_p \left(\frac{R \omega_t}{\lambda_{\text{opt}}} \right)^3 = k \omega_m^3 \quad (2.7)$$

其中 $k = \frac{1}{2} \rho A C_p \left(\frac{R}{\lambda_{\text{opt}} N} \right)^3$ 為最大功率曲線常數，根據此式子即可得到適當風速下，控制轉子轉速的風機輸出功率值，在忽略機械耗損後可將此處的最大風機功率視為電動機的電磁總功率。

$$P_{\max} \cong P_e$$

在式(1.3)中，定轉子功率間存在一轉差率 s 的關係，因能量守恆定轉子輸出之功率為電動機的總電磁功率，由此可得到定子電磁功率與總電磁功率的關係

$$P_e = P_{es} + P_{er} = (1 - s)P_{es}$$

由定子功率關係式(1.4)帶入上式之結果於最大風機功率中

$$P_s = P_{es} + P_{cus} = \frac{P_{\max}}{(1 - s)} + P_{cus} \quad (2.8)$$

最後求得所需的定子輸出功率參考值，運用此參考式，對最大功率追蹤的控制即可完成，在第三章內會針對控制的架構有更深入的探討。

2.4 三相電機模型[7]

對三相對稱感應發電機，由於他的高階數與非線性，在一般模擬下很難有效的表示，對此為建立一數學模型，需要先做一定的假設

- i. 使三相線圈繞阻對稱，氣隙間磁動勢成正弦分佈
- ii. 忽略鐵心損耗的影響
- iii. 溫度與頻率不影響繞阻
- iv. 忽略磁路飽和，令繞阻電感皆為線性

根據以上的假設，可以得到感應發電機其三相靜止座標軸上的等效模型，如圖 2.8 所示，其中下標 s 代表與定子的參數，下標 r 代表轉子的參數；abc 分別表示電機的三相；角度 θ_m 為定子繞阻與轉子繞阻的機械角位移； ψ 為磁通量；u 為電壓、i 為電流，同時為方便後面的計算分析，轉子側變數皆按匝數比關係折算至定子處，且令定子匝數 N_s 與轉子匝數 N_r 相同

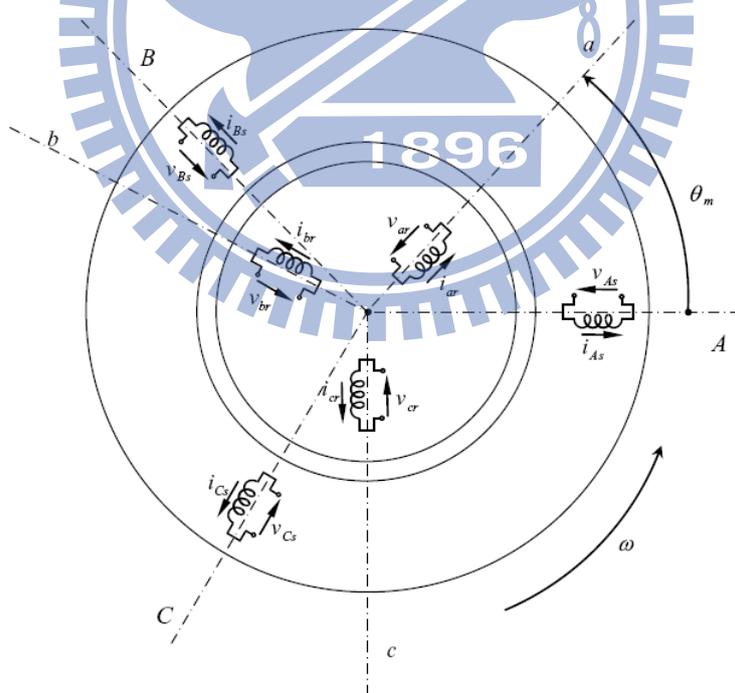


圖 2.8 理想三相電機模型圖

機械角位移與電磁角位移根據極對數 n_p 有以下關係

$$\theta_m = \frac{\theta_r}{n_p} \Rightarrow \omega_m = \frac{\omega_r}{n_p}$$

定子電壓模型：

$$u_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\psi_{as}}{dt}$$

$$u_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\psi_{bs}}{dt}$$

$$u_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\psi_{cs}}{dt}$$

將三相定子關係式合併為矩陣型態， $\mathbf{u}_{abcs} = [u_{as} \ u_{bs} \ u_{cs}]^T$ ， $\mathbf{i}_{abcs} = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$ ，

$$\Psi_{abcs} = [\psi_{as} \ \psi_{bs} \ \psi_{cs}]^T, \mathbf{r}_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{u}_{abcs} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abcs} + p\Psi_{abcs} \quad (2.9)$$

轉子電壓模型：

$$u_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\psi_{ar}}{dt}$$

$$u_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\psi_{br}}{dt}$$

$$u_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d\psi_{cr}}{dt}$$

同樣轉子關係式也能有相似的表示式， $\mathbf{u}_{abcr} = [u_{ar} \ u_{br} \ u_{cr}]^T$ ， $\mathbf{i}_{abcr} = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$ ，

$$\Psi_{abcr} = [\psi_{ar} \ \psi_{br} \ \psi_{cr}]^T, \mathbf{r}_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{u}_{abcr} = \mathbf{r}_r \mathbf{i}_{abcr} + p\Psi_{abcr} \quad (2.10)$$

磁通量模型：

磁通量的組成由定轉子的自感分量與互感分量組成，考慮三相線圈繞組為對稱且磁動勢沿氣隙成正弦分佈，可得到以下電流與磁通量的關係矩陣，同時為方便後續的推導將原先矩陣表示如式(2.11)，其中 L_{ss} 為定子自感矩陣， L_{rr} 為轉子自感矩陣， L_{sr} 為定轉子互感矩陣

$$\begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \\ \psi_{ar} \\ \psi_{br} \\ \psi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{as} & L_{asbs} & L_{ascs} & L_{asar} & L_{asbr} & L_{ascr} \\ L_{bsas} & L_{bs} & L_{bscs} & L_{bsar} & L_{bsbr} & L_{bscr} \\ L_{csas} & L_{csbs} & L_{cs} & L_{csar} & L_{csbr} & L_{cscr} \\ L_{aras} & L_{arbs} & L_{arcs} & L_{ar} & L_{arbr} & L_{arcr} \\ L_{bras} & L_{brbs} & L_{brcs} & L_{brar} & L_{br} & L_{brcr} \\ L_{cras} & L_{crbs} & L_{crCs} & L_{crar} & L_{crbr} & L_{cr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{abcs} \\ \psi_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{SS} & L_{SR} \\ L_{SR}^T & L_{RR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

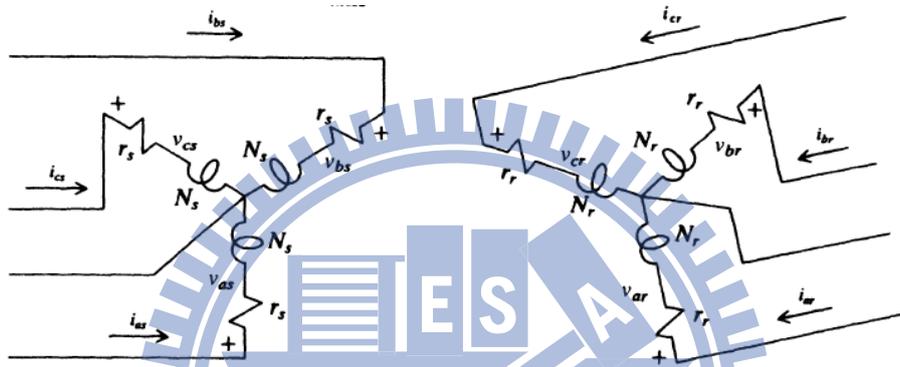


圖 2.9 發電機三相繞阻圖

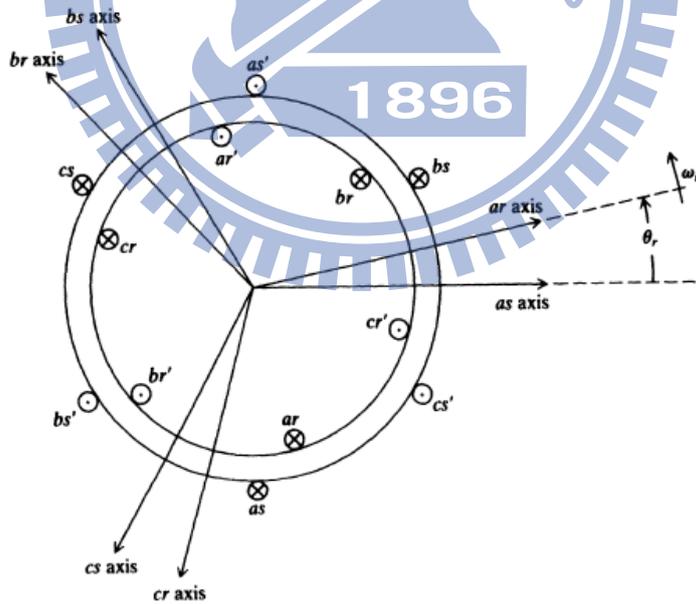


圖 2.10 定轉子間繞組角度差

因為線圈繞組為對稱，且定轉子匝數相等，則定子各相漏感相等於轉子各相漏感相等，轉子互感 L_{mr} 、定子互感 L_{ms} 與定轉子間互感 L_{sr} 之值也相同，帶入式(2.11)可得到以下的關係

$$L_{ms} = \frac{N_s}{N_r} L_{sr}, \quad L_{mr} = \frac{N_r}{N_s} L_{sr}$$

$$L_{ms} = L_{mr} = L_{sr}$$

$$L_{\ell s} = L_{\ell r}$$

磁通量矩陣內主對角元素即為定轉子的自感

$$L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L_{ar} = L_{br} = L_{cr} = L_{\ell s} + L_{ms} = L_{\ell r} + L_{mr}$$

而定子與轉子的互感分量可分為兩部分來分析：

1. 定子間彼此的互感與轉子間彼此的互感，由於繞組的角度固定且對稱於 120 度，所以其互感為固定的值

$$L_{asbs} = L_{ascs} = L_{bsas} = L_{bscs} = L_{csas} = L_{csbs} = -\frac{1}{2} L_{ms}$$

$$L_{arbr} = L_{arcr} = L_{brar} = L_{brcr} = L_{crar} = L_{crbr} = -\frac{1}{2} L_{mr}$$

2. 相對的定子與轉子間由於轉速的關係，繞組彼此有一角度的差，互感為一角度的變數

$$L_{asar} = L_{bsbr} = L_{cs cr} = L_{aras} = L_{brbs} = L_{cr cs} = L_{sr} \cos(\theta_r)$$

$$L_{asbr} = L_{bscr} = L_{cs ar} = L_{arbs} = L_{brcs} = L_{cr as} = L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right)$$

$$L_{as cr} = L_{bs ar} = L_{cs br} = L_{arcs} = L_{br as} = L_{cr bs} = L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right)$$

寫出式(2.12)之電感矩陣

$$\mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{\ell s} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{\ell s} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{\ell s} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_{\ell r} + L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} \\ -\frac{1}{2} L_{mr} & L_{\ell r} + L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} \\ -\frac{1}{2} L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} & L_{\ell r} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & L_{sr} \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & L_{sr} \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

至此得到完整的磁通量方程，並根據式(2.9)、(2.10)與新的電感矩陣關係式(2.13)–(2.15)，改寫出新的電壓方程表示式。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_{abcs} \\ \mathbf{u}_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s + \mathbf{pL}_{ss} & \mathbf{pL}_{sr} \\ \mathbf{pL}_{sr}^T & \mathbf{r}_r + \mathbf{pL}_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

電轉矩方程：

將電磁系統設為線性[7]，耦合場內儲存之能量 W_f 等於共能 W_c ，又儲存之能量可寫為下式

$$W_f = \frac{1}{2} (\mathbf{i}_{abcs})^T (\mathbf{L}_s - \mathbf{L}_{ls}) \mathbf{i}_{abcs} + (\mathbf{i}_{abcs})^T \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}_{abcr} + \frac{1}{2} (\mathbf{i}_{abcr})^T (\mathbf{L}_r - \mathbf{L}_{lr}) \mathbf{i}_{abcr}$$

而機械能的變化在系統中則有以下的關係， T_m 表示電磁轉矩

$$dW_m = -T_e d\theta_m = -T_m \frac{1}{n_p} d\theta_r$$

而對耦合場的總輸入能量 $W_f + W_c$ ，當中只有部分為真正儲存的場能量，可得知剩餘的共能將成為轉矩變化的來源，由此寫出電磁轉矩之表示式。

$$T_m(\mathbf{i}, \theta_r) = n_p \frac{\partial W_m(\mathbf{i}, \theta_r)}{\partial \theta_r}$$

帶入式(2.13)至式(2.15)，由於自感矩陣 \mathbf{L}_s 與 \mathbf{L}_r 為一固定的值，不帶有角度參數，同時忽略極小的定轉子漏感，展開可得

$$\begin{aligned} T_m(\mathbf{i}, \theta_r) &= n_p (\mathbf{i}_{abcs})^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} (\mathbf{L}_{sr}) \mathbf{i}_{abcr} \quad (2.17) \\ &= n_p L_{ms} \left\{ \left[i_{as} \left(i_{ar} - \frac{1}{2} i_{br} - \frac{1}{2} i_{cr} \right) + i_{bs} \left(i_{br} - \frac{1}{2} i_{ar} - \frac{1}{2} i_{cr} \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + i_{cs} \left(i_{cr} - \frac{1}{2} i_{br} - \frac{1}{2} i_{ar} \right) \right] \sin(\theta_r) \right. \\ &\quad \left. + \frac{\sqrt{3}}{2} [i_{as}(i_{br} - i_{cr}) + i_{bs}(i_{cr} - i_{ar}) + i_{cs}(i_{ar} - i_{br})] \cos(\theta_r) \right\} \end{aligned}$$

而轉矩與轉子速度之關係如式(2.18)

$$T_t - T_m = \frac{1}{N \cdot n_p} J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.18)$$

T_t 為機械端風速做功所得之轉矩， J 為整個機械系統的轉動慣量。

2-5 參考框理論

在同步電動機中，由於轉子轉速對三相座標中變數的影響，若同時考慮定子與轉子模型，其階數較大不便於分析，因此一美國工程師派克(R.H.Park)在1929年提出了目前最常用的一種座標軸轉換方式[8]，此轉換將普通的三相座標轉換為在 ω 角速度中旋轉的dq0座標軸，在三相分量幅值相等的情形下，垂直於dq平面的零軸(0軸)分量為零，所以可將一般的三相座標軸簡化利於分析和使用，同時還可根據不同的參考框速度 ω 得到所需的dq參考座標軸。

對一組靜止的三相座標軸變數 f_{abc} ，利用派克轉換將座標改至旋轉角速度 ω 的dq0坐標軸上，並將變數令為 f_{dq0} ，兩座標軸變數間根據圖 2.11 有如下的關係。

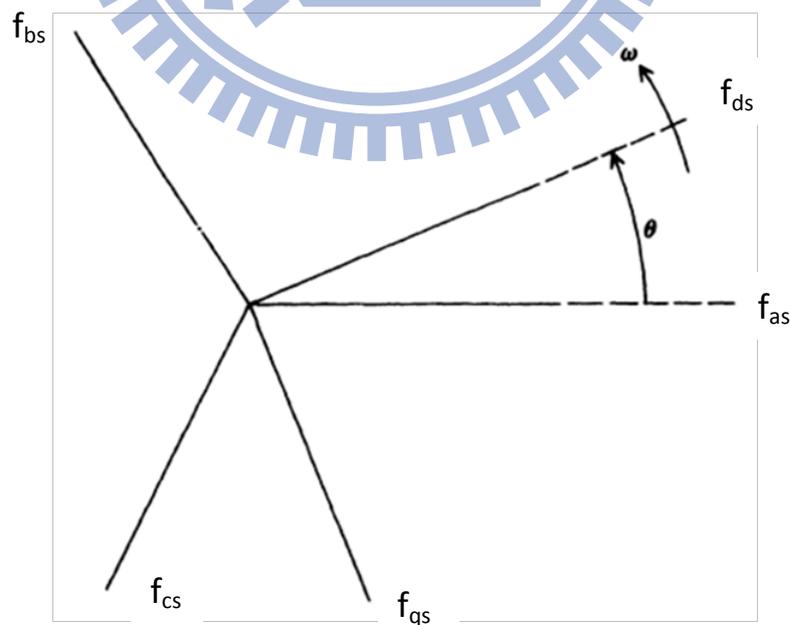


圖 2.11 三相旋轉座標與 dq 旋轉座標之關係圖

$$f_{dq0} = K_s f_{abc} \quad (2.19)$$

$$f_{abc} = [f_a \ f_b \ f_c]^T$$

$$f_{dq0} = [f_d \ f_q \ f_0]^T$$

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$K_s^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}$$

其中 K_s 即為座標軸的轉換矩陣， ω 可為任意轉速，若為零表示 dq0 座標為靜止；將 dq0 軸之變數關係式寫出，當 f_{abc} 間相差 120 度且幅值相同時，三者可相互抵效 f_0 分量即為零，此時理想三相電源可簡化為 dq 分量。

$$f_d = \frac{2}{3} \left[f_a \cos\theta + f_b \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) + f_c \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \right] \quad (2.22)$$

$$f_q = \frac{2}{3} \left[f_a \sin\theta + f_b \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) + f_c \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \right] \quad (2.23)$$

$$f_0 = \frac{1}{3} (f_a + f_b + f_c) \quad (2.24)$$

在了解座標軸轉換的機制後，針對特定旋轉速度下的座標軸，可做命名方便使用與辨認，此處列出一些常用的參考框，如表 2.1， ω_s 為定子的電磁角速度也可看做電網頻率， ω_r 為轉子的磁場角速度，在 dq 模型的推導中，因為電網頻率常保持於穩定，常使用定子旋轉座標作為轉換方法，簡單的說由於 ω 可為任意值，在使用上可根據化簡的需求做改變。

參考框		變數
ω	任意旋轉座標	\mathbf{K}_s
ω_s	同步旋轉參考框	\mathbf{K}_s^s
ω_r	轉子旋轉參考框	\mathbf{K}_s^r
0	靜止參考框	\mathbf{K}_s^0

表 2.1 常見之參考座標軸

2.6 dq 兩相旋轉座標模型

在 2.4、2.5 節中，有了感應發電機的完整模型與參考框理論的介紹，在此將電機三相模型轉換為任意角速度下的兩相旋轉模型，參考定子電壓關係式(2.9)並待入帕克轉換矩陣(2.20)，求出新的的定子電壓方程。

$$\mathbf{K}_s \mathbf{u}_{abc} = \mathbf{K}_s \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{K}_s p \Psi_{abc}$$

根據式(2.19)中三相分量與兩相旋轉座之關係將上式變換，整理矩陣方程式並替換角速度變數 ω 後得到任意角速度旋轉模型下定子電壓方程

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_s \mathbf{u}_{abc} &= \mathbf{r}_s \mathbf{K}_s \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{K}_s p (\mathbf{K}_s^{-1} \Psi_{dq0s}) \\ \mathbf{u}_{dq0s} &= \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{dq0s} + \mathbf{K}_s p \mathbf{K}_s^{-1} \Psi_{dq0s} + \mathbf{K}_s \mathbf{K}_s^{-1} p \Psi_{dq0s} \\ \mathbf{u}_{dq0s} &= \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{dq0s} + p \begin{bmatrix} 0 & -\theta & 0 \\ \theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Psi_{dq0s} + p \Psi_{dq0s} \end{aligned}$$

展開後得

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} - \omega \psi_{qs} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + \omega \psi_{ds} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} \\ u_{0s} = R_s i_{0s} + \frac{d\psi_{0s}}{dt} \end{cases} \quad (2.25)$$

同樣對轉子電壓方程(2.10)做類似的推導，也可得到旋轉座標下新的轉子電壓方程，但需注意由於轉子轉動的特性，其電磁角度代有一 ω_r 的旋轉速度，在轉換至同步旋轉參考框時需扣除其成分，因此對帕克轉換矩陣需要做些調整。

$$\mathbf{K}_s^r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\alpha & \cos(\alpha - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\alpha + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin\alpha & \sin(\alpha - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\alpha + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$\alpha = \theta - \theta_r$$

新的旋轉角速度中含有原先轉換的任意角速度 ω 與轉子本身的電磁角速度 ω_r ，經過此矩陣的變換，轉子側方程式才能正確的轉換至設定的任意旋轉座標上，新的轉子電壓方程如式(2.27)

$$\mathbf{K}_s^r \mathbf{u}_{abcr} = \mathbf{K}_s^r \mathbf{r}_r \mathbf{i}_{abcr} + \mathbf{K}_s^r p \boldsymbol{\psi}_{abcr}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} u_{dr} = R_r i_{dr} - (\omega - \omega_r) \psi_{qr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + (\omega - \omega_r) \psi_{dr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} \\ u_{0r} = R_r i_{0r} + \frac{d\psi_{0r}}{dt} \end{cases} \quad (2.27)$$

對磁通量與電流的關係，同樣可以經由座標軸轉換得到旋轉座標上的新表示式

$$\begin{bmatrix} \mathbf{K}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{K}_s^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\psi}_{abcs} \\ \boldsymbol{\psi}_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{K}_s^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{sr}^T & \mathbf{L}_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}_{abcr} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\psi}_{dq0s} \\ \boldsymbol{\psi}_{dq0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_s \mathbf{L}_{ss} \mathbf{K}_s^{-1} & \mathbf{K}_s \mathbf{L}_{sr} \mathbf{K}_s^{r-1} \\ \mathbf{K}_s^r \mathbf{L}_{sr}^T \mathbf{K}_s^{-1} & \mathbf{K}_s^r \mathbf{L}_{rr} \mathbf{K}_s^{r-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq0s} \\ \mathbf{i}_{dq0r} \end{bmatrix}$$

整理電感與轉換矩陣的關係

$$\mathbf{K}_s \mathbf{L}_s \mathbf{K}_s^{-1} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{K}_s^T \mathbf{L}_r \mathbf{K}_s^{r-1} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{K}_s \mathbf{L}_{sr} \mathbf{K}_s^{r-1} = \mathbf{K}_s^T \mathbf{L}_{sr}^T \mathbf{K}_s^{-1} = \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

從矩陣元素內可以看到，對 0 軸分量的電感項經過轉換後皆被消除，同時根據式(2.24)中，對三相對稱的訊號源其相加的值將為零，0 軸的電壓方程式可被忽略，因此往後在表示旋轉座標軸時，將只採用 dq 作為方程式的使用，整理上列的矩陣可以得到新的磁通量關係矩陣

$$\begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$L_s = L_{\ell s} + L_{ms}, \quad L_r = L_{\ell r} + L_{mr}, \quad L_m = \frac{3}{2} L_{ms}$$

三相座標之轉矩根據式(2.17)，同樣將轉換矩陣代入，得到 dq 軸下轉矩與電流的關係式

$$T_m(i, \theta_r) = n_p (\mathbf{K}_s^{-1} i_{dq0s})^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} (\mathbf{L}_{sr}) \mathbf{K}_s^{r-1} i_{dq0r}$$

$$T_m = \frac{3}{2} n_p L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (2.29)$$

$$T_m = \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{L_s} (\psi_{qs} i_{dr} - \psi_{ds} i_{qr}) \quad (2.30)$$

實功率與虛功率則如式(2.31)–(2.34)所示

$$P_s = \frac{3}{2} (u_{ds} i_{ds} + u_{qs} i_{qs}) \quad (2.31)$$

$$P_r = \frac{3}{2} (u_{dr} i_{dr} + u_{qr} i_{qr}) \quad (2.32)$$

$$Q_r = \frac{3}{2} (u_{qr} i_{dr} - u_{dr} i_{qr}) \quad (2.33)$$

$$Q_s = \frac{3}{2}(u_{qs}i_{ds} - u_{ds}i_{qs}) \quad (2.34)$$

根據式(1.4)、(1.5)， P_s 與 P_r 中含有電阻的消耗量與電磁輸出量，在控制時必須考慮避免誤差

$$P_{cus} = \frac{3}{2}R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2)$$

$$P_{cur} = \frac{3}{2}R_r(i_{dr}^2 + i_{qr}^2)$$

在本章內依序介紹了風能吸收的方式、機械模型、功率追蹤方式與三相電機模型與其兩相座標轉換模型，有了這些基本的前提後，利用 Matlab/Simulink 模組將實際使用的風機模型組建起來後，便能實際運用第三章內介紹的控制方法，而功率追蹤策略更是提供了控制的目標，有了一切基礎後才能針對探討的問題與目標設計新的控制。



三、轉子側控制策略

本章將對 DFIG 轉子側控制作詳細的介紹，控制策略將以導向控制作為主軸，控制器使用一般的 PI 控制器，利用實功與虛功解耦控制的特性，分開設計控制器的目標，並利用第二章內介紹的風機模型作為模擬的依據；此外介紹其控制策略與其改良後，將利用一種有效的模型簡化方法，改進傳統的控制架構，最後對電壓驟降時的暫態作詳細的分析，並加入新的設計方法。

3.1 定子磁通量導向控制

3.1.1 導向控制方法

在得知 DFIG 的詳細模型後，接著必須了解控制的方法，而原先的三相電路模型因複雜度較高，在控制使用上較不方便，因此先使用帕克轉換將三相旋轉座標轉為兩相旋轉座標，降低複雜度且同時擁有原先電路的特性，根據此原則，將三相電壓方程與電流磁通量關係式代入電壓平衡關係轉為 dq 兩軸表示式，並且為實現電流對功率分別的解耦控制，消除 dq 電壓關係式中非線性項，使用導向控制策略，忽略極小定子電阻，其中定轉子頻率設為常數項，在迴路中與磁通量同看作補償因子，進而實現 dq 軸下電流與功率解耦控制，控制輸出項為轉子電流。

在 DFIG 轉子側轉換器控制中，常見的控制方法有導向控制(Field Orientated Control,FOC)與直接功率控制(Direct Power Control,DPC)，而導向控制又可分為定子磁通量導向(Stator Flux Orientated Control,SFOC)與定子電壓導向(Stator Voltage Orientated Control,SFOC)，由於導向控制的廣泛使用和較好的強健性，以下將針對此種控制策略做完善的說明。

導向控制中，兩種方法的差異在於導向目標選擇的不同，在忽略定子電阻的

情形下，除具體關係式有所不同以外，控制的目標是一致的在此我們使用 SFOC 作為控制的方法[5]，為使轉子電流的控制能分別控制實功、虛功目標，在得到解耦的電流式子後，代入實功虛功關係式，得到完整的控制架構，以下為詳細的推導。

由 SFOC 將定子磁通量定於 d 軸上

$$\begin{cases} i_{ds}L_s + i_{dr}L_m = \psi_s = \psi_{ds} \\ i_{qs}L_s + i_{qr}L_m = 0 = \psi_{qs} \end{cases} \quad (3.1)$$

由此可重新推得新的電流關係式

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{\psi_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{dr} \\ i_{qs} = -\frac{L_m}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (3.2)$$

現在考慮定子端電壓式

$$\begin{aligned} u_{ds} &= R_s i_{ds} - \omega_s \psi_{qs} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} \\ u_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega_s \psi_{ds} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} \end{aligned}$$

忽略定子電阻不計，代入磁通量導向之結果式(3.1)，可得到新的關係式

$$\begin{aligned} u_{ds} &= 0 \\ u_{qs} &= \omega_s \psi_{ds} = \widehat{V}_g \end{aligned}$$

上述能很明顯的看出，在忽略電阻極小項後，電壓和磁通分別集中在 q 軸與 d 軸上，並呈現 90 度的角度差，即在定子電頻率座標下，定子電壓與磁通量可視為在同頻率下同步旋轉，理想上作為 dq 軸之常數存在。

但須注意在電網電壓不平衡及驟降等故障發生時，會導致使用之導向控制出現問題，導致解耦失敗、控制性能惡化直接影響功率追蹤之效果，在後面會針對此問題有更詳盡的討論。

有了新的電壓電流公式後，可依照式(2.31)、(2.34)求出新的功率關係式

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2}(u_{ds}i_{ds} + u_{qs}i_{qs}) \\ Q_s = \frac{3}{2}(u_{qs}i_{ds} - u_{ds}i_{qs}) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} P_s = -\frac{3}{2}\widehat{V}_g \frac{L_m}{L_s} i_{qr} \\ Q_s = \frac{3}{2}\frac{\widehat{V}_g^2}{\omega_s L_s} - \frac{3}{2}\widehat{V}_g \frac{L_m}{L_s} i_{dr} \end{cases} \quad (3.3)$$

由上式，定子實功和虛功分別受轉子電流 i_{dr} 與 i_{qr} 影響，這表示控制 dq 軸之轉子電流就可以控制定子功率，達成我們所需的解耦控制， P_s 及 Q_s 便能設為控制之參考值輸入。

根據式(3.3)之控制參考輸入，為達成所需的轉子電流控制架構，使用轉子電壓公式進行設計

$$\begin{aligned} u_{dr} &= R_r i_{dr} - s\omega_s \psi_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} \\ u_{qr} &= R_r i_{qr} + s\omega_s \psi_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} \end{aligned}$$

將式中轉子磁通量代入 $\psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds}$ $\psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs}$ ，和電流關係式，可得

$$\begin{cases} u_{dr} = R_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{di_{dr}}{dt} - s\omega_s \sigma L_r i_{qr} + \frac{L_m}{L_s} \frac{d\psi_{ds}}{dt} \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{qr}}{dt} + s\omega_s \sigma L_r i_{dr} + s\omega_s \frac{L_m}{L_s} \psi_{ds} \end{cases} \quad (3.4)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

上式即為電流控制式，令

$$\begin{aligned} u'_{dr} &= R_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{di_{dr}}{dt} \\ u'_{qr} &= R_r i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{qr}}{dt} \end{aligned}$$

假設控制運作於穩態下 $\frac{d\psi_{ds}}{dt} = 0$ ，歸納出穩態下控制方程式

$$u_{dr} = u'_{dr} - s\omega_s \sigma L_r i_{qr}$$

$$u_{qr} = u'_{qr} + s\omega_s \sigma L_r i_{dr} + s\omega_s \frac{L_m}{L_s} \psi_{ds}$$

在式中 u_{dqr}' 為控制器之輸出，將其餘耦合的電流項與磁通量項定為外部補償項，在控制中消除其影響，對受控系統來說可看作一干擾的輸入。

$$\begin{cases} u_{qr_disturbance} = s\omega_s \sigma L_r i_{dr} + s\omega_s \frac{L_m}{L_s} \psi_{ds} \\ u_{dr_disturbance} = -s\omega_s \sigma L_r i_{qr} \end{cases} \quad (3.5)$$

完整的控制迴路便如圖 3.1 所示，Plant 表示受控的雙饋感應發電機之電機模型，包含轉子電壓方程與定子功率，輸入為電壓，磁通量為其變數；控制器使用 PI 控制， $G_f(s)$ 為使用者自訂之濾波器，在此先定為 1； $G_d(s)$ 為根據式(3.3)用來表示功率與轉子電流之關係，整個控制結構共分兩層，內部為電流控制迴路，使電流受控於功率參考值，外部為功率控制迴路。

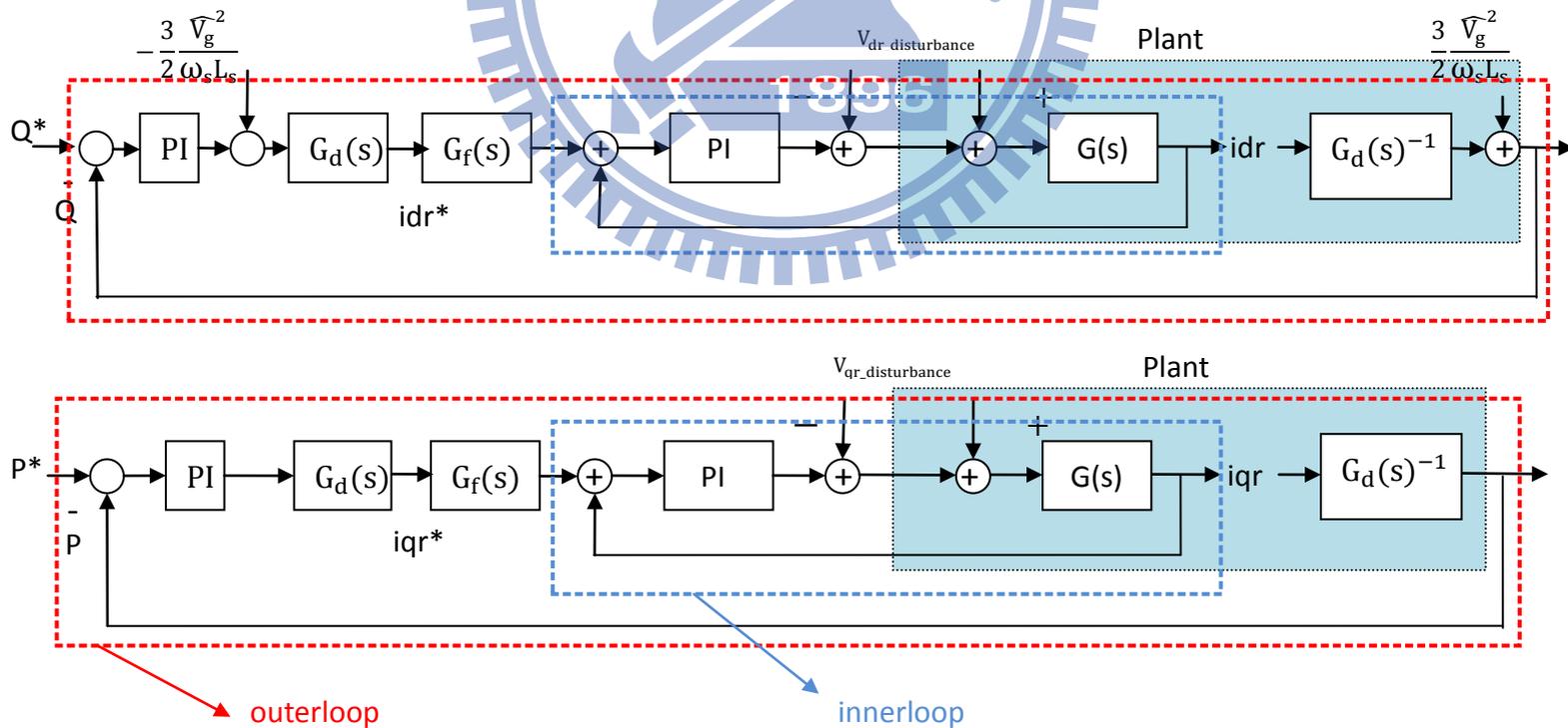


圖 3.1 dq 軸解耦控制方塊圖

$$G(s) = \frac{1}{\sigma L_r s + R_r}$$

$$G_d(s) = -\frac{2}{3} \frac{L_s}{L_m \sqrt{V_g}}$$

根據圖 3.1 之控制方塊圖，系統為一雙層的串級控制，根據此控制的設計標準在一般情況下先對內部迴路控制作調整，而後調節外部回路，且內部迴路之動態響應應快於外部回路，原因在於當外部干擾進入系統時，經由內部迴路快速的動作會降低對外部控制器的影響，若外部響應較快，會使干擾項嚴重影響外部主迴路，連帶使內部回路產生大量的暫態，影響控制的穩定性。

3.1.2 內部迴路控制

消除干擾訊號，內部電流控制迴路即如圖 3.2 所示

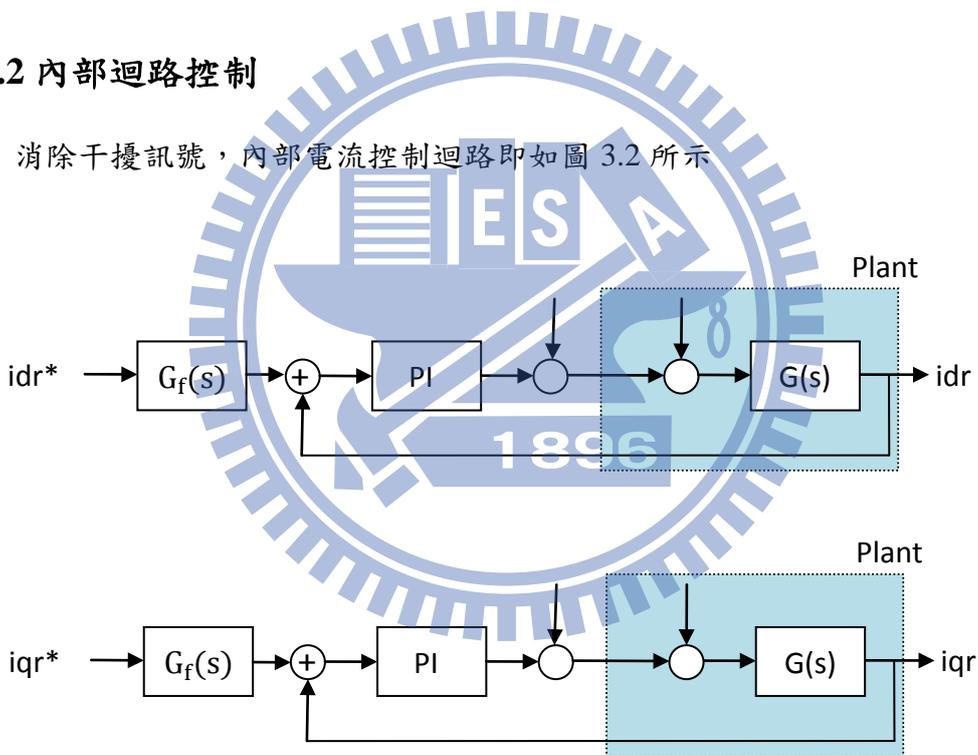


圖 3.2 內部迴路控制結構圖

閉迴路轉移方程式：

$$G_{cl}(s) = \frac{\left(K_{p1} + \frac{K_{I1}}{s}\right) \frac{1}{\sigma L_r s + R_r}}{1 + \left(K_{p1} + \frac{K_{I1}}{s}\right) \frac{1}{\sigma L_r s + R_r}} G_f(s) = \frac{\frac{K_{p1}s + K_{I1}}{\sigma L_r}}{s^2 + \frac{R_r + K_{p1}}{\sigma L_r} s + \frac{K_{I1}}{\sigma L_r}} G_f(s)$$

在此假設 $G_f(s) = 1$

$$G_{cl}(s) = \frac{\frac{K_{p1}s + K_{I1}}{\sigma L_r}}{s^2 + \frac{R_r + K_{p1}}{\sigma L_r}s + \frac{K_{I1}}{\sigma L_r}} \quad (3.6)$$

對 PI 參數使用內模控制策略加以設計[9]，其閉迴路方程如下所示

$$G_{cl}(s) = \left(\frac{\alpha}{s + \alpha}\right)^n$$

與原先的轉移函數作比較，可以發現當極-零點對消後，可將原先的函數化為標準一階函數即 $n = 1$ ，利用此設計方法代入內模控制中整理過後的控制器 $F(s)$

$$F(s) = \frac{\alpha^n}{(s + \alpha)^n - \alpha^n} G(s)^{-1}$$

由於使用 PI 控制器，其參數表示為

$$PI = \frac{K_{p1}s + K_{I1}}{s}$$

利用控制器等效的關係 $PI = F(s)$

$$\frac{K_{p1}s + K_{I1}}{s} = \frac{\alpha}{(s + \alpha) - \alpha} (\sigma L_r s + R_r)$$

最後可得到 PI 控制器參數關係式得到內模控制方法的結果。

$$\begin{cases} K_{p1} = \sigma L_r \alpha \\ K_{I1} = R_r \alpha \\ G_{cl}(s) = \frac{\alpha}{s + \alpha} \end{cases} \quad (3.7)$$

3.1.3 外部迴路控制

當求出有功功率與無功功率之參考值後，為幫助系統正確追蹤實際的功率，額外加入 PI 控制器，避免形成開迴路控制，接著經由電壓與電流間的關係式加入正確的補償項，將控制訊號轉為內部電流控制迴路之輸入，完成控制

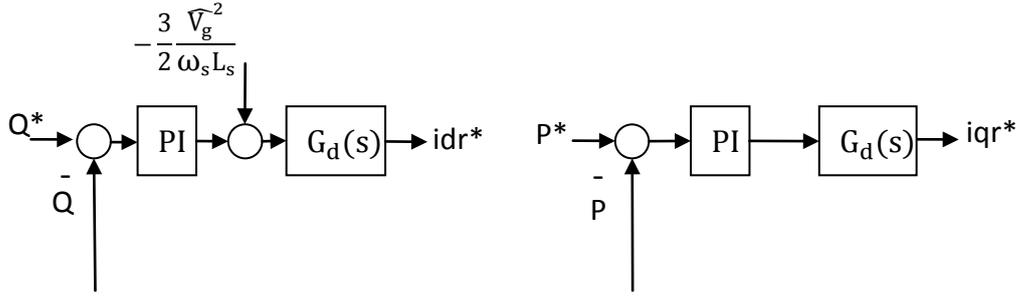


圖 3.3 外部控制器之輸出

外部迴路輸入至輸出之轉移方程可表示下

$$G_{cl}(s) = \frac{\left(K_{p2} + \frac{K_{I2}}{s}\right) G_{in}(s)}{1 + \left(K_{p2} + \frac{K_{I2}}{s}\right) G_{in}(s)}$$

$G_{in}(s)$ 為內部迴路之閉迴路轉移函數， $G_{in}(s)$ 代入內部迴路的設計，為標準一階函數，則外迴路轉移方程化為

$$G_{cl}(s) = \frac{\alpha K_1 \left(\frac{s}{\frac{K_{I2}}{K_{p2}}} + 1 \right)}{s^2 + \alpha(K_{p2} + 1)s + \alpha K_{I2}}$$

根據二階標準系統的設計準則，其轉移函數形式可化為 $\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$ ，則

$$\zeta = \frac{\alpha(K_{p2} + 1)}{2\sqrt{\alpha K_{I2}}} \quad (3.8)$$

$$\omega_n = \sqrt{\alpha K_{I2}} \quad (3.9)$$

ζ 為阻尼比， ω_n 為自然頻率，在此固定 $\zeta = 0.707$ 以此設計 PI 參數的範圍，但由於外部迴路轉移函數內存在零點，影響二階系統偏離低阻尼比下的性能指標，因此令零點與主極點的距離能在 10 倍以上，此時得到一條件式。

$$\frac{K_{I2}}{K_{p2}} > 10\zeta\omega_n \quad (3.10)$$

另外在圖 3.1 內表明此處的控制結構為一串級控制，設計控制參數時須使內

部迴路之響應快於外部迴路，而在式(3.7)根據內模控制奠定了內部轉移函數之形式，並根據一階標準函數之步階響應圖，可得到穩態時間約為 $\frac{5}{\alpha}$ ，同樣外部迴路之步階響應穩態時間，根據[10]內之簡化方法得到 $\frac{4.6}{\zeta\omega_n}$ ，利用兩者的穩態時間作為暫態響應快慢的比較方法，因此得到條件式。

$$\frac{4.6}{\zeta\omega_n} > \frac{5}{\alpha} \quad (3.11)$$

此時根據式(3.8)–(3.11)，得到一聯立之不等式，同時為保持穩定性設

$$K_{p2}、K_{I2}、\alpha > 0$$

整理不等式之條件並代入阻尼比值後，可得到結果如式(3.12)，有了參數設定的範圍後，便可對 PI 控制器作出所需設計。

$$\begin{cases} 0 < K_{p2} < 0.111 \\ \alpha > 1.62K_{I2} \\ \alpha = \frac{2K_{I2}}{(K_{p2} + 1)^2} \end{cases} \quad (3.12)$$

3.2 改良 PI 控制[3]

在前面我們有了一個於穩態工作下，實現轉子側轉換器對實功和虛功率分別的解耦控制，並對控制器之參數作了相對應之設計，但考慮式(3.4)中磁通量之微分項，由於在 SFOC 中工作點設為穩態，微分項被直接省略，可以想見在轉換器工作之初期，其暫態缺乏相對應的抑制，控制器效果下降，在此需要在原有的控制基礎上額外設計，首先將定子電壓式中磁通量項作替換，代入式(2.28)磁通量關係式後，將電壓方程之磁通量變數轉為電流項。

$$\begin{aligned} u_{ds} &= R_s i_{ds} - \omega_s \psi_{qs} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} \\ u_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega_s \psi_{ds} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_s L_s \\ \omega_s L_s & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} pL_m & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_m & pL_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

同樣，忽略定子電阻後，得到新的關係式

$$\begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_s & -\omega_s L_s \\ \omega_s L_s & pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} pL_m & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_m & pL_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

現在有了新的定子電壓電流關係後，對轉子電壓作代換

$$\begin{aligned} u_{dr} &= R_r i_{dr} - s\omega_s \psi_{qr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} \\ u_{qr} &= R_r i_{qr} + s\omega_s \psi_{dr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} \end{aligned}$$

同樣代入式(2.28)轉子磁通量

$$\begin{bmatrix} u_{dr} \\ u_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r + pL_r & -s\omega_s L_r \\ s\omega_s L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} pL_m & -s\omega_s L_m \\ s\omega_s L_m & pL_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

觀察上述轉子與定子電壓關係式，可發現兩者皆由 dq 軸上定子電流與轉子電流兩部分組成，也就是說將矩陣參數經過一定的轉換後，能各自消除定轉子的電流項，在忽略轉速的情況下，將方程式化為線性關係，實現所需的解耦控制，而考慮到暫態的消除，由於電機模型之輸入為 dq 軸之電壓，若將補償項換為電壓，即可讓控制器"直觀"的消除暫態誤差，對式(3.13)移項同乘作變換。

$$\begin{aligned} \frac{L_m}{L_s} \begin{bmatrix} pL_s & -\omega_s L_s \\ \omega_s L_s & pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} &= \frac{L_m}{L_s} \begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} - \frac{L_m}{L_s} \begin{bmatrix} pL_m & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_m & pL_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} pL_m & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_m & pL_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} &= \frac{L_m}{L_s} \begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} - \frac{L_m^2}{L_s} \begin{bmatrix} p & -\omega_s \\ \omega_s & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

對定子電流的分量加入轉子轉速因子，整理新的分量關係

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} pL_m & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_m & pL_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} &+ \begin{bmatrix} 0 & \omega_r L_m \\ -\omega_r L_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} pL_m & -s\omega_s L_m \\ s\omega_s L_m & pL_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \begin{cases} \omega_r L_m i_{qs} = \omega_r L_m \frac{\psi_{qs} - i_{qr} L_m}{L_s} = \omega_r \frac{L_m}{L_s} \psi_{qs} - \omega_r \frac{L_m^2}{L_s} i_{qr} \\ \omega_r L_m i_{ds} = \omega_r L_m \frac{\psi_{ds} - i_{dr} L_m}{L_s} = \omega_r \frac{L_m}{L_s} \psi_{ds} - \omega_r \frac{L_m^2}{L_s} i_{dr} \end{cases} \\
& \quad \therefore \begin{bmatrix} pL_m & -s\omega_s L_m \\ s\omega_s L_m & pL_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \\
& \quad = \frac{L_m}{L_s} \begin{bmatrix} u_{ds} + \omega_r \psi_{qs} \\ u_{qs} - \omega_r \psi_{ds} \end{bmatrix} - \frac{L_m^2}{L_s} \begin{bmatrix} p & -s\omega_s \\ s\omega_s & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.16}$$

經上述變換後，可得到式(3.14)中定子電流項與轉子電流、定子電壓、磁通量間之關係，由關係式(3.15)便能將式(3.14)中定子電流項替換，留下導向控制所需的轉子電流分項與其補償項，用來設計所需的控制。

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} u_{dr} \\ u_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r + pL_r & -s\omega_s L_r \\ s\omega_s L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{L_s} \begin{bmatrix} u_{ds} + \omega_r \psi_{qs} \\ u_{qs} - \omega_r \psi_{ds} \end{bmatrix} \\
& \quad - \frac{L_m^2}{L_s} \begin{bmatrix} p & -s\omega_s \\ s\omega_s & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \\
& \left\{ \begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{dr} \\ u_{qr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_r + p\sigma L_r & -s\omega_s \sigma L_r \\ s\omega_s \sigma L_r & R_r + p\sigma L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{L_s} \begin{bmatrix} u_{ds} + \omega_r \psi_{qs} \\ u_{qs} - \omega_r \psi_{ds} \end{bmatrix} \\
& \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \end{aligned} \right. \\
& \therefore \begin{cases} u_{dr} = R_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{di_{dr}}{dt} - s\omega_s \sigma L_r i_{qr} + \frac{L_m}{L_s} (u_{ds} + \omega_r \psi_{qs}) \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{qr}}{dt} + s\omega_s \sigma L_r i_{dr} + \frac{L_m}{L_s} (u_{qs} - \omega_r \psi_{ds}) \end{cases} \tag{3.17}
\end{aligned}$$

與 3.1 節中類似，定出外部的補償項與控制器的輸出

$$\begin{cases} u_{dr_disturbance}' = -s\omega_s \sigma L_r i_{qr} + \frac{L_m}{L_s} (u_{ds} + \omega_r \psi_{qs}) \\ u_{qr_disturbance}' = s\omega_s \sigma L_r i_{dr} + \frac{L_m}{L_s} (u_{qs} - \omega_r \psi_{ds}) \end{cases} \tag{3.18}$$

得到新的補償項後，我們可將他與式(3.9)，原先之 SFOC 控制作比較

$$u_{dr_disturbance} = -s\omega_s\sigma L_r i_{qr}$$

$$u_{qr_disturbance} = s\omega_s\sigma L_r i_{dr} + s\omega_s \frac{L_m}{L_s} \psi_{ds} = s\omega_s\sigma L_r i_{dr} + \frac{L_m}{L_s} (\omega_s \psi_{ds} - \omega_r \psi_{ds})$$

很明顯的在 dq 軸上皆有新的補償項出現，因控制考慮了磁通量微分項，如式中 $\omega_s \psi_{ds}$ 轉為 u_{qs} ，由電壓關係式(2.25)可以看出，相對於前面直接忽略暫態的設計，新的補償輸入考慮了定子電阻與微分項的影響，使控制能在第一時間知道電壓的變化；同樣 u_{dr} 的補償項中，加入在 SFOC 所忽略的電阻項對 d 軸電壓與 q 軸磁通量的影響，這些新的補償設計進而抑止了系統的暫態影響。

3.3 簡化模型控制

3.3.1 簡化模型結構介紹

考慮前面所提的定子磁鏈導向控制與其改進方案，由圖3.1的控制方塊圖可以得知，在設計控制方案時，除了考慮輸入和雜訊相對輸出造成之轉移方程以外，受控模型使用了FOC之理想狀態，即忽略了定子電阻後使 SFOC 能將定子電壓與磁通量，分別定於dq軸上，但實際上因電阻參數的影響導向控制並無法如此完美，如圖3.4所示，使用SFOC將磁通定於d軸時與電壓的角度差並非90度，這使電壓的分量，有部分會重疊於d軸上而非完全的解耦，因此在暫態響應期間，當電阻項影響上升時，控制誤差會增加造成電流震盪，此時的控制方塊圖便不符合實際的系統參數，需要另外考慮。

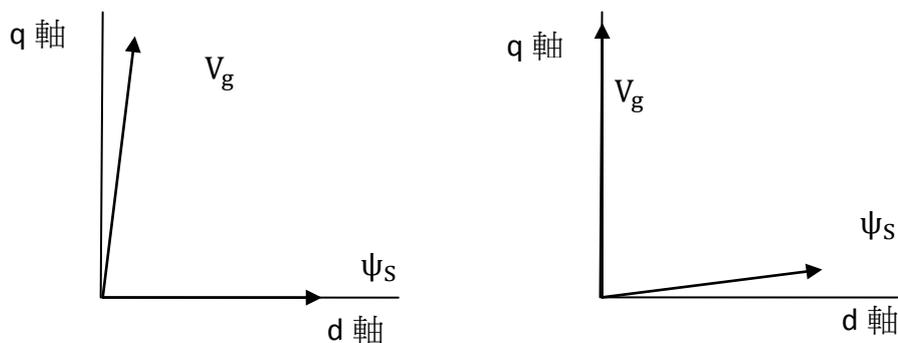


圖 3.4 參考座標軸之導向圖

而在[11]中，作者提出了一種簡化的DFIG電流表示式，並證明了在暫態與對稱電壓驟降的系統響應上，能很好的表示原本的五階系統，根據其內容能得到一定子電流的線性轉移方程式。

$$i_{ds} = \frac{(L_s s + R_s)u_{ds} + \omega_s L_s u_{qs}}{L_s^2 s^2 + 2L_s R_s s + R_s^2 + \omega_s^2 L_s^2} \quad (3.19)$$

$$- \frac{(L_s s^2 + R_s s + \omega_s^2 L_s)L_m i_{dr} - R_s \omega_s L_m i_{qr}}{L_s^2 s^2 + 2L_s R_s s + R_s^2 + \omega_s^2 L_s^2}$$

$$i_{qs} = \frac{(L_s s + R_s)u_{qs} - \omega_s L_s u_{ds}}{L_s^2 s^2 + 2L_s R_s s + R_s^2 + \omega_s^2 L_s^2} \quad (3.20)$$

$$+ \frac{(L_s s^2 + R_s s + \omega_s^2 L_s)L_m i_{qr} + R_s \omega_s L_m i_{dr}}{L_s^2 s^2 + 2L_s R_s s + R_s^2 + \omega_s^2 L_s^2}$$

由式(3.19)、(3.20)能看到定子電流在代入轉子電壓式後的結果，由於式中仍含有定子與轉子的電壓、電流分項，因此在控制使用上，我們必須做一定的修正和簡化，代入前面介紹過的定子電壓導向控制，假設定子電壓集中映射於q軸上，即 $u_{sd} = 0$ ；另外觀察分母的電阻平方項，因其量級極小在此可被省略；同樣受 $R_s \omega_s L_m$ 所影響的轉子電流項與 $(L_s s^2 + R_s s + \omega_s^2 L_s)L_m$ 相比，其影響力近乎於零，經過以上的化簡得到新的關係式。

$$i_{qs} = \frac{(L_s s + R_s)u_{qs}}{L_s^2 s^2 + 2L_s R_s s + \omega_s^2 L_s^2} - \frac{(L_s s^2 + R_s s + \omega_s^2 L_s)L_m i_{qr}}{L_s^2 s^2 + 2L_s R_s s + \omega_s^2 L_s^2} \quad (3.21)$$

$$i_{ds} = \frac{\omega_s L_s u_{qs}}{L_s^2 s^2 + 2L_s R_s s + \omega_s^2 L_s^2} - \frac{(L_s s^2 + R_s s + \omega_s^2 L_s)L_m i_{dr}}{L_s^2 s^2 + 2L_s R_s s + \omega_s^2 L_s^2} \quad (3.22)$$

式(3.21)、(3.22)即為簡化的電流表示式，可以發現相較於原先的控制模型，此簡化方式保留了定子電阻的影響，在後面考慮控制點的設定時，系統的暫態響應能有效的代表五階完整模型的特性，可由圖3.5一平衡三相電壓下降所得之定子電流暫態得到驗證。

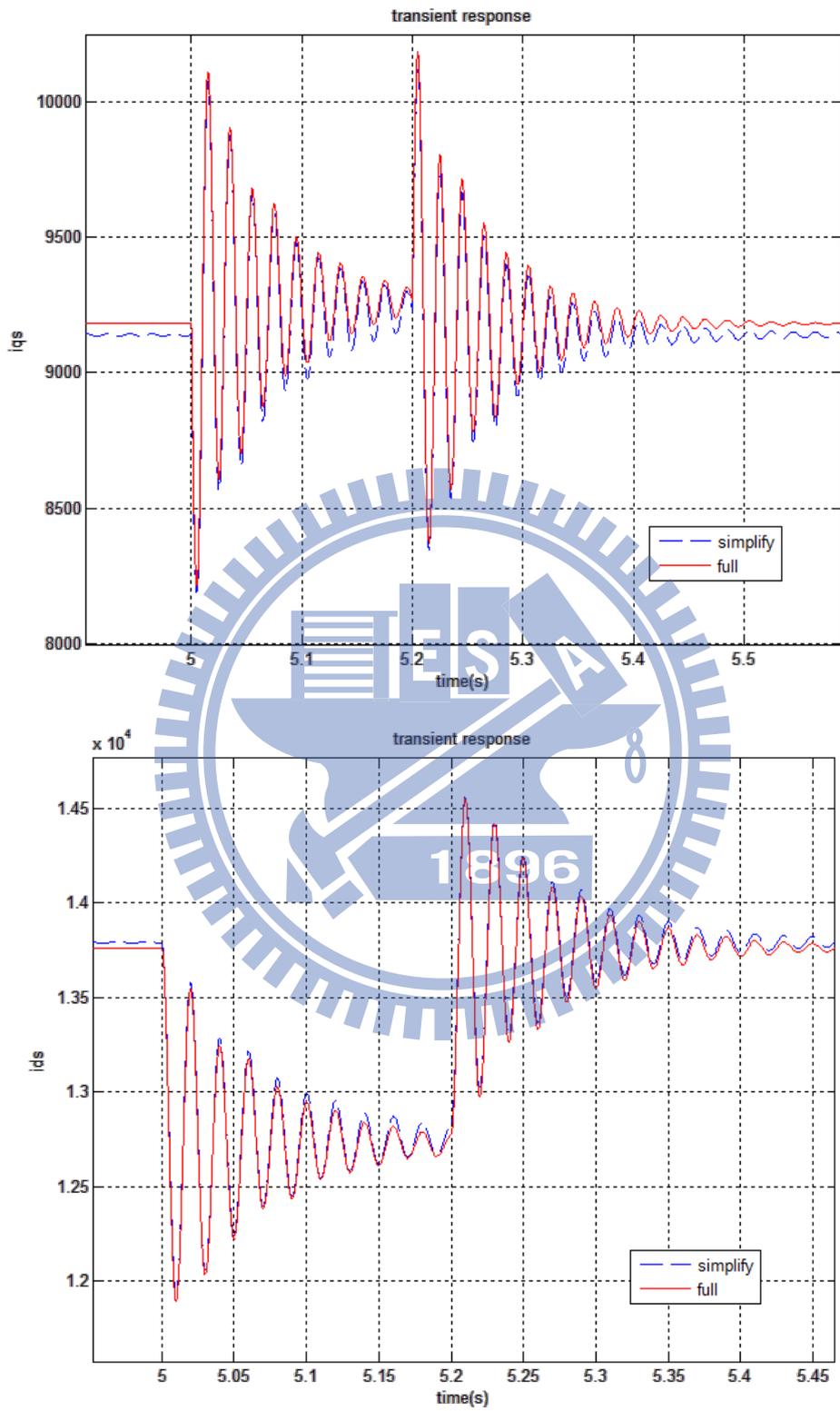


圖 3.5 簡化模型與完整模型之電壓驟降暫態電流比較

得到新的定子電流簡化關係式後，使用此結果對原先的控制做改進，以下將分別對一般情況下的穩態控制及電網三相電壓跌落產生的暫態作個別的分析，在穩態情況下令 $s = 0$ ，式(3.20)、(3.21)可化為式(3.23)、(3.24)，此時控制點的設定與原先的設置並無太大不同，皆是希望經由穩態關係式將轉子電流控制於所需的參考點上，即圖3.2之內部控制迴路。

$$i_{ds} = \frac{1}{\omega_s L_s} u_{qs} - \frac{L_m}{L_s} i_{dr} \quad (3.23)$$

$$i_{qs} = \frac{R_s}{\omega_s^2 L_s^2} u_{qs} - \frac{L_m}{L_s} i_{qr} \quad (3.24)$$

與前面所使用之SFOC電流公式相比，在q軸電流上多了一電壓的補償項，在簡化的模型能有效代表完整系統的情況下，相對於傳統的FOC控制， i_{qs} 考慮了定子電阻之參數，對系統的穩態工作有改善的作用，代入功率關係，實功與虛功率可表示如下，並以此關係式實現穩態下的功率解耦控制。

$$P_s = \frac{3}{2} \left(\frac{R_s}{\omega_s^2 L_s^2} u_{qs} - \frac{L_m}{L_s} i_{qr} \right) u_{qs} \quad (3.25)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \left(\frac{1}{\omega_s L_s} u_{qs} - \frac{L_m}{L_s} i_{dr} \right) u_{qs} \quad (3.26)$$

與式(3.7)類似，實功率關係式僅是多了定子電阻影響的項，因此整個控制迴路並無太大的變化，其方塊圖的設計也和圖3.1大致相同，只有實功率外部控制迴路增加了一補償項抵消定子電阻項造成的影響以及根據簡化模型的結果得到受控模型的新關係式，完整的控制結構圖可如圖3.6、3.7所示。

實功率控制迴路：

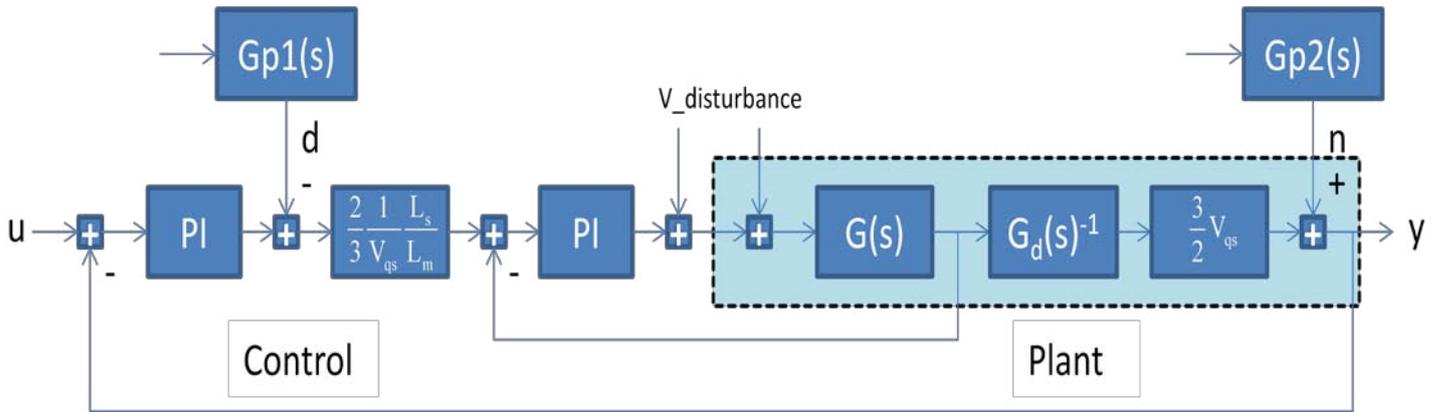


圖 3.6 實功率控制迴路圖

$$G_{p1}(s) = \frac{3}{2} \frac{R_s}{\omega_s^2 L_s^2} \left(s + \frac{R_s}{L_s} \right)$$

$$G_{p2}(s) = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} \frac{1}{\left(s^2 + 2 \frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2 \right)}$$

$$G_d(s)^{-1} = \frac{\left(s^2 + \frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2 \right)}{\left(s^2 + 2 \frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2 \right)}$$

虛功率控制迴路：

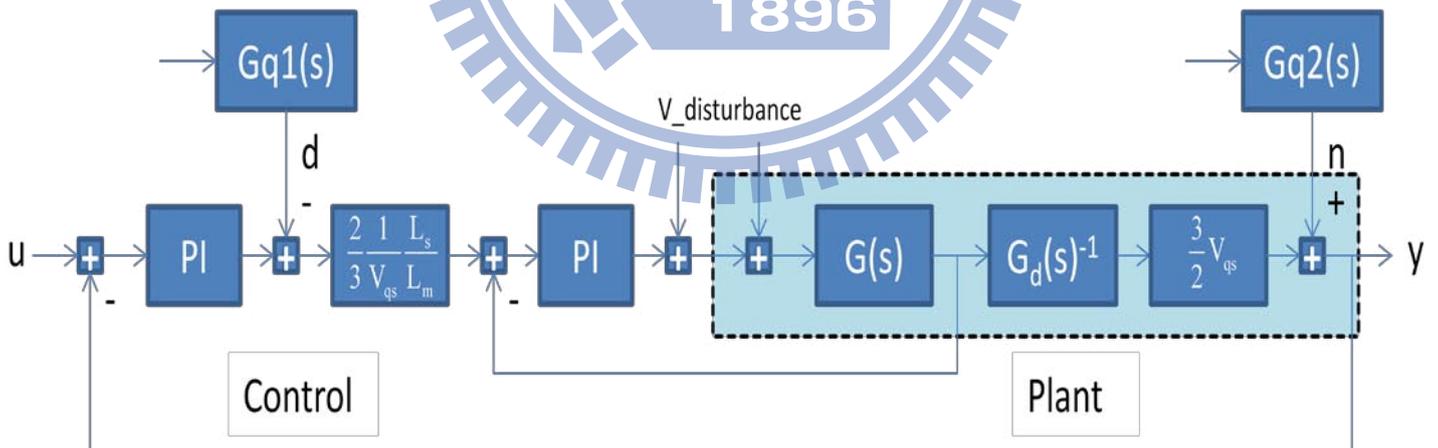


圖 3.7 虛功率控制迴路圖

$$G_{q1}(s) = \frac{3}{2} \frac{1}{\omega_s L_s}$$

$$G_{q2}(s) = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} \frac{\omega_s}{\left(s^2 + 2 \frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2 \right)}$$

在圖 3.6 中，可以看到除了實功率迴路多了 $G_{p1}(s)$ 的補償項，目標系統的 Plant 也多了一 $G_d(s)^{-1}$ 的關係式，在此探討此關係式的影響，圖 3.8 為其波德圖，由圖中可以得知此關係式僅在 ω_s 頻率附近會有變化的產生，因此在穩態控制時可省略此函數的影響，對輸入至輸出的轉移方程式，可得到與 3.1 節中導向控制相同的結果。

$$\frac{s^2 + \frac{R_s}{L_s}s + \omega_s^2}{s^2 + 2\frac{R_s}{L_s}s + \omega_s^2} \approx 1$$

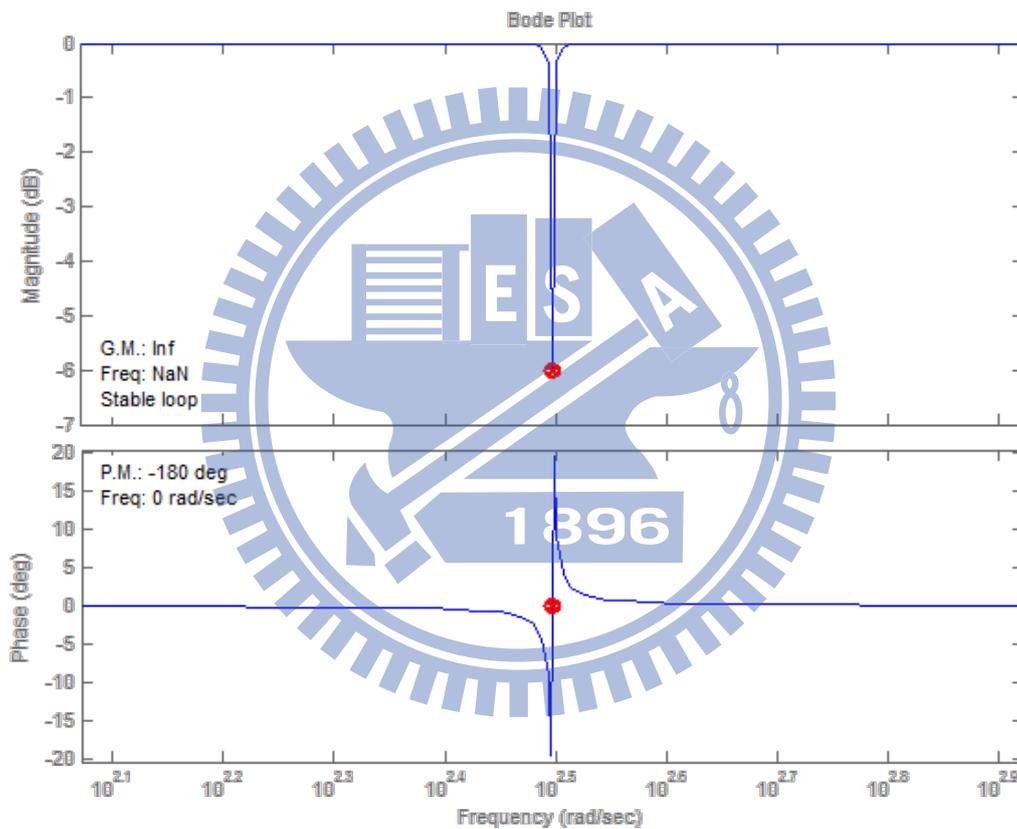


圖 3.8 $G_d(s)^{-1}$ 之波德圖

3.3.2 內部迴路暫態分析

在得到輸入與輸出之關係式不變的情況下，接著討論實功與虛功外部補償項造成的影響，考慮平衡電壓驟降下的系統動態，在此可分為內部迴路與外部迴路兩部分，對內部虛功率控制迴路，根據式(3.21)

$$i_{ds} = \frac{\omega_s L_s u_{qs}}{L_s^2 s^2 + 2L_s R_s s + \omega_s^2 L_s^2} - \frac{L_m}{L_s} \frac{s^2 + \frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2}{s^2 + 2\frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2} i_{dr}$$

在式中可以得到暫態下轉子電流、定子電流、定子電壓三者間的關係，將此式作等號間的變換，其結果描述了 i_{dr} 在暫態下的表現，並代表了內部控制迴路的輸出及回授值。

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m} \frac{\omega_s u_{qs}}{s^2 + \frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2} - \frac{L_s}{L_m} \frac{s^2 + 2\frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2}{s^2 + \frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2} i_{ds} \quad (3.27)$$

而對內部迴路的參考輸入，根據前面所提的解耦控制，定子電流在穩態下制定的控制參考如式(3.23)

$$i_{ds} = \frac{1}{\omega_s L_s} u_{qs} - \frac{L_m}{L_s} i_{dr}$$

同樣作等號間的變換，得到內部控制輸入 i_{dr}^* 之關係式

$$i_{dr}^* = \frac{1}{\omega_s L_m} u_{qs} - \frac{L_s}{L_m} i_{ds} \quad (3.28)$$

在虛功內部控制迴路中輸入值為 i_{dr}^* 、負回授輸入為 i_{dr} ，於前面所討論的穩態情形下，兩者的誤差為零，意即控制器能使輸出有效的控制於參考輸入上，但考慮電壓驟降之情形，由於其故障時間極短，控制器無法立即穩定於穩態參考點上，誤差下降過慢的結果，將造成系統的暫態產生劇烈的變化，由式(3.27)與式(3.28)寫出虛功內部迴路控制器輸入。

$$E_q(s) = i_{dr}^* - i_{dr} = \left(\frac{1}{\omega_s L_m} - \frac{1}{L_m} \frac{\omega_s}{s^2 + \frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2} \right) u_{qs} - \frac{L_s}{L_m} \left(1 - \frac{s^2 + 2\frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2}{s^2 + \frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2} \right) i_{ds} \quad (3.29)$$

此關係式中表示了內部 PI 控制器的暫態輸入，由於 $\frac{R_s}{L_s} \ll \omega_s^2$ ，很明顯的可以看出，在電壓下降的短時間內，定子電壓項會產生近乎電網頻率 ω_s 的誤差訊號，而對定子電流項，其值的變化受控制器的影響，無法完整的描述其暫態的

表現，但由前面 $G_d(s)^{-1}$ 之波德圖，可以得知在頻率 ω_s 以外，其轉移函數的影響可視為 1，這表示當 i_{ds} 輸入其他頻段的訊號進入時，其效果將被消除，因此可假設 i_{ds} 項產生一頻率為 ω_s 的暫態，電流項的誤差訊號即受 ω_s 影響，就頻率的觀點來看影響的效果可與定子電壓項視為同一情況。

對實功內部控制迴路，經過相似的運算也可得到控制器的暫態輸入，定子電壓項的零點對輸出頻率的影響很小，根據前面虛功控制器的輸入分析，同樣將它視為頻率 ω_s 的控制器輸入訊號。

$$E_p(s) = i_{qr}^* - i_{qr} = \left(\frac{R_s}{\omega_s^2 L_s L_m} - \frac{1}{L_m} \frac{s + \frac{R_s}{L_s}}{s^2 + \frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2} \right) u_{qs} - \frac{L_s}{L_m} \left(1 - \frac{s^2 + 2 \frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2}{s^2 + \frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2} \right) i_{qs} \quad (3.30)$$

在式(3.29)與(3.30)中得知了內部迴路控制器的暫態輸入型式，對照控制迴路圖 3.6 與 3.7，可以發現定子電壓項中參考輸入來自於控制的外部補償，即實功控制迴路之 $G_{p1}(s)$ 與虛功控制迴路之 $G_{q1}(s)$ 兩項，由於外部補償的作用乃是消除控制變數以外的項，針對穩態下提供正確補償使控制運作於正確的點上，理所當然暫態時便會產生誤差，所以加入一暫態的補償設計。

$$G_{p1}(s) = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} \frac{\left(s + \frac{R_s}{L_s} \right)}{\left(s^2 + 2 \frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2 \right)} \quad (3.31)$$

$$G_{q1}(s) = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} \frac{\omega_s}{\left(s^2 + 2 \frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2 \right)} \quad (3.32)$$

即代表控制迴路的補償項將加入一開關，判斷電壓驟降時將補償切至暫態設計，電壓運作正常時則沿用穩態的設計，如圖 3.9 所示，K 代表實功與虛功下各自不同的穩態設定點，利用定子電壓作為切換的標準，在使用新的外部補償項後，可將式(3.29)、(3.30)中電壓下降造成的暫態項消除，得到新的內部控制器暫態輸入。

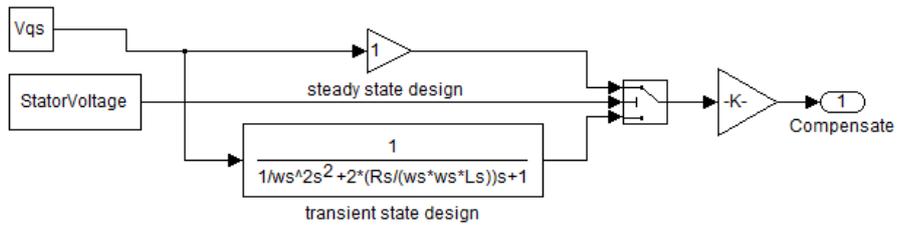


圖 3.9 外部補償的控制切换圖

$$E_p(s) = i_{qr}^* - i_{qr} = -\frac{L_s}{L_m} \left(1 - \frac{s^2 + 2\frac{R_s}{L_s}s + \omega_s^2}{s^2 + \frac{R_s}{L_s}s + \omega_s^2}\right) i_{qs} \quad (3.33)$$

$$E_q(s) = i_{dr}^* - i_{dr} = -\frac{L_s}{L_m} \left(1 - \frac{s^2 + 2\frac{R_s}{L_s}s + \omega_s^2}{s^2 + \frac{R_s}{L_s}s + \omega_s^2}\right) i_{ds} \quad (3.34)$$

3.4 暫態響應之改良

3.4.1 諧振控制器介紹

在得到內部迴路控制器的暫態輸入後，接著討論 PI 控制改善的效果，原先設計的目的是讓輸出在 $s \cong 0$ 的穩態下保持穩定，但在暫態發生後，效果想必不如穩態下的預期，可在 PI 的拉普拉斯轉換式中發現，頻率較高時控制器增益將極速下降，對此做個簡單的驗證。

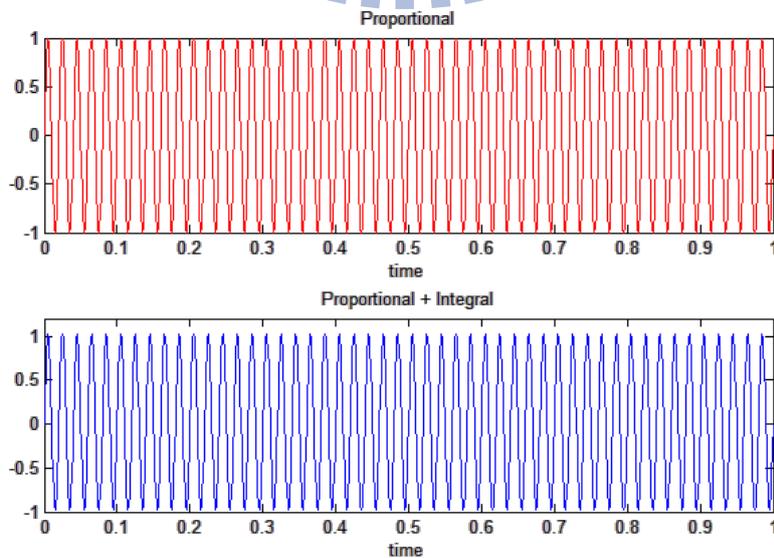


圖 3.7 P 與 PI 對正弦訊號的增益輸出圖

對一頻率為 ω_s 的正弦訊號，分別對比例與比例-積分控制器輸入後，得到輸出的波形圖 3.10，可以發現此時 PI 控制器的積分功能幾乎消失，只剩下比例控制的部分，所以在原先的控制設計中，PI 並無法有效抑止暫態時的控制輸入，需要另作討論。

為使特定頻率下的誤差訊號得到改善，在此加入諧振調節器(Resonant regulator)[12]，以下以代號 $R(s)$ 表示，其函數表示型態如下，同時為更清楚了解主要的功能，畫出波德圖以供分析， ω_s 令為 50Hz

$$R(s) = \frac{K_R s}{s^2 + \omega_s^2} \quad (3.35)$$

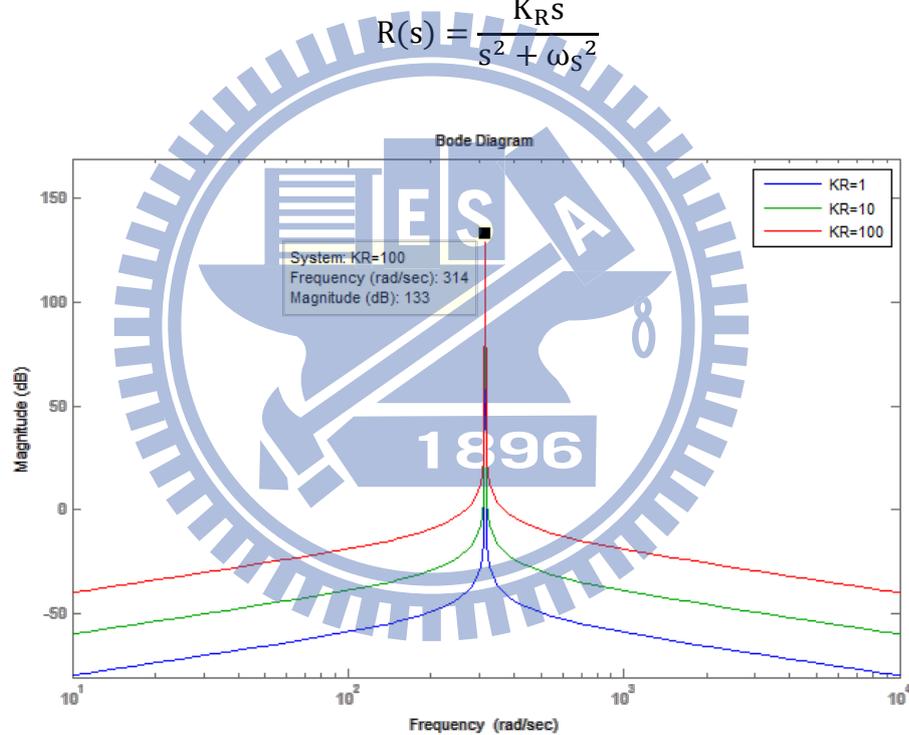


圖 3.8 諧振調節器之波德圖

由圖 3.11 中可以發現， $R(s)$ 對特定頻率之訊號有極大的增益，且其頻寬極小，對 ω_s 頻率以外的訊號放大效果近乎為零，因此對一諧振輸入，可以預見 $R(s)$ 的控制能力必定比單純的 PI 控制來的有效[13]。

而不同的諧振增益常數 K_R ，對特定頻率放大的容忍度也不同，在圖 3.11 中可以看出，當 K_R 上升時， ω_s 頻率點增益仍是無限大但鄰近 ω_s 之頻率將擁有較高增益值，由於實際運用上，諧振調節器不可能達到如式(3.35)中的理想狀

態，所以需要考慮 K_R 值的不同，但在本論文中使用的目的，單純希望用此概念對控制結構作改良，因此 K_R 之值不需做過多的考量。

了解 $R(s)$ 的功能，根據前面穩態的 PI 控制與電壓驟降時諧振調節器的設計，新的控制器函式如式(3.36)，此控制器的設計希望使解耦控制維持於穩態平衡時，對電壓驟降所造成的內部迴路暫態也有相應的改善。

$$C(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + \frac{K_R s}{s^2 + \omega_s^2} \quad (3.36)$$

3.4.2 暫態設計對外部迴路之影響

分析過內部迴路的影響後，接著考慮外部控制迴路，在式(3.31)與式(3.32)中，歸納出暫態產生時的補償設計，並可藉由圖 3.6 得知外部輸入 d 與 n 的詳細式子，由於在內部控制中，在 d 與 n 處分別輸入控制的補償項，乃是為了讓 dq 軸控制藉由此方法相互抵消轉子電流以外的項，並無考慮對功率控制的影響。

對原本的導向控制來說，因省略了定子電阻項使解耦無誤差存在，定子實功率不存在電阻分量，無須加入額外的補償項，即無外部干擾的存在，因此在新的控制結構中，需對 d 與 n 兩補償輸入項作相對應的分析，由回授控制結構，可將 d 視為干擾項(disturbance)、 n 為雜訊項(noise)，在此考慮實功率控制迴路並作以下推論。

$$n = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} \frac{\left(s + \frac{R_s}{L_s}\right)}{\left(s^2 + 2 \frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2\right)} u_{qs}^2$$

$$d = -\frac{3}{2} \frac{1}{L_s} \frac{\left(s + \frac{R_s}{L_s}\right)}{\left(s^2 + 2 \frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2\right)} u_{qs}^2$$

寫出干擾項與雜訊項至輸出之轉移方程式

$$\frac{y}{d} = \frac{G_{in}(s)G_d(s)^{-1}}{1 + \left(K_{p2} + \frac{K_{I2}}{s}\right)G_{in}(s)G_d(s)^{-1}} \quad (3.37)$$

$$\frac{y}{n} = \frac{1}{1 + (K_{p2} + \frac{K_{I2}}{s})G_{in}(s)G_d(s)^{-1}} \quad (3.38)$$

$G_{in}(s)$ 為內部電流迴路的閉迴路轉移方程式，由於內部迴路的控制器加入了振諧調整項，因此對 PI 控制器而言，根據式(3.33)、(3.34)推導的結果，積分功能將被忽略，此時 $G_{in}(s)$ 可被表示為

$$G_{in}(s) = \frac{\left(K_p + \frac{K_{RS}}{s^2 + \omega_s^2}\right) \frac{1}{\sigma L_r s + R_r}}{1 + \left(K_p + \frac{K_{RS}}{s^2 + \omega_s^2}\right) \frac{1}{\sigma L_r s + R_r}}$$

有了內部轉移方程後，帶入式(3.37)、(3.38)作展開即可得到干擾與雜訊項對功率輸出的轉移方程式，根據干擾與雜訊對電壓的關係式，當驟降發生時，可看作 u_{qs} 平方項產生一步階訊號，考慮雜訊與干擾項對輸出之轉移方程，並代入輸入之電壓關係，即可分析平衡電壓下降時對外部功率控制迴路所造成的影響，得到定子電壓平方對輸出訊號之關係式，同樣外部迴路之PI控制器也會受到R的影響，寫出實功率電壓下降之外部轉移函數式(3.39)，同樣對虛功率控制迴路也可做類似的推導，得到關係式(3.40)。

$$\frac{P}{u_{qs}^2} = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} \frac{s + \frac{R_s}{L_s}}{s^2 + 2 \frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2} \left(\frac{1}{1 + K_{p2} G_{in}(s) G_d(s)^{-1}} - \frac{G_{in}(s) G_d(s)^{-1}}{1 + K_{p2} G_{in}(s) G_d(s)^{-1}} \right) \quad (3.39)$$

$$\frac{Q}{u_{qs}^2} = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} \frac{\omega_s}{s^2 + 2 \frac{R_s}{L_s} s + \omega_s^2} \left(\frac{1}{1 + K_{p2} G_{in}(s) G_d(s)^{-1}} - \frac{G_{in}(s) G_d(s)^{-1}}{1 + K_{p2} G_{in}(s) G_d(s)^{-1}} \right) \quad (3.40)$$

得到暫態下外部電壓變化對功率的關係式後，接著考慮原先的輸入輸出穩態轉移方程，此時 PI 控制器將輸出穩定於參考點上，因此積分功能不可省略，此時內部迴路轉移方程重新定義為

$$G_{in}(s) = \frac{\left(K_p + \frac{K_I}{s} + \frac{K_R s}{s^2 + \omega_s^2}\right) \frac{1}{\sigma L_r s + R_r}}{1 + \left(K_p + \frac{K_I}{s} + \frac{K_R s}{s^2 + \omega_s^2}\right) \frac{1}{\sigma L_r s + R_r}}$$

PI 參數的設計仍使用穩態的內模控制，所以 $K_p = \sigma L_r \alpha$ 、 $K_I = R_r \alpha$ ，再根據圖 3.6、3.7，得到

$$\frac{P}{P_{ref}} = \frac{G_{in}(s)G_d(s)^{-1}}{1 + (K_{p2} + \frac{K_{I2}}{s})G_{in}(s)G_d(s)^{-1}} \quad (3.41)$$

$$\frac{Q}{Q_{ref}} = \frac{G_{in}(s)G_d(s)^{-1}}{1 + (K_{p2} + \frac{K_{I2}}{s})G_{in}(s)G_d(s)^{-1}} \quad (3.42)$$

求出電壓驟降發生時，外部迴路完整的轉移方程，在 s-domain 上我們可以得到電網電壓對控制迴路的影響， K_R 根據前面的敘述不需做過多的著墨，但在 K_{p2} 與 K_{I2} 尚未確定、 α 可供調整的情形下，很難對暫態響應做詳細的分析，為找出消除電壓驟降影響的最佳設定點，這裡使用粒子群聚演算法(Particle Swarm Optimization, PSO)來完成所需的設計。

根據式(3.39)–(3.42)之結果，得到暫態時間內輸入、干擾與雜訊項對輸出造成的轉移方程，因此利用 PSO 演算法模擬這些轉移方程的結果，關於 PSO 將在附錄內詳細介紹，在此先定出演算法所使用的適應性方程

$$F = (1 - e^{-\beta})(M_{overshoot} + IAE_P + IAE_Q + IAE) + e^{-\beta}(T_s - T_r) + e^{\alpha}(E_{ss})$$

IAE_P 為暫態時實功補償轉移方程之誤差指標； IAE_Q 為暫態時虛功補償轉移方程之誤差指標； IAE 為穩態時實虛功轉移方程之誤差指標； E_{ss} 為穩態誤差； $M_{overshoot}$ 為穩態最大超越量， α 、 β 為常數可隨所需條件而變動。

由於適應性條件的設立並無一定的標準與程序，此處乃參考前人使用的關係式後[14]，額外加入所需的判斷標準，如 IAE_P 與 IAE_Q 之設立，是為了將暫態之效果盡快消除，利用 PSO 找出恰當的 PI 參數後，便可觀察控制器造成的系統響應。

四、系統模擬結果

了解系統整體的架構，並對問題嘗試做出新的控制方法後，接著必須實際驗證控制方法的影響，本章一開始將對控制上的電壓限制做介紹，接著運用一般運作下的條件，實際觀察使用的模型正確與否，最後再對電壓驟降之問題，模擬設計的新控制架構與傳統設計有何不同。

4.1 轉換器電壓限制

在利用簡化模型進行分析後，對電壓驟降時之電流暫態於頻域上有了詳細的了解，並利用諧振調節器對震盪的控制訊號作有效的改善，但考慮到轉子側控制器的實際運用上，電力電子元件有其極限，除了轉換器容量的限制外，還有交直流訊號轉換的問題，舉例來說常用的 SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation)，其输出的最大三相電壓只有直流電壓的 0.577 倍，這些限制使電壓驟降時的轉換器控制有工作範圍的存在，因此有必要對故障期間的 DFIG 動態響應做詳細的了解[15]。

根據式(2.25)、(2.27)、(2.28)，已經推出兩相任意轉速參考框之模型，同時為方便後續的推導，將轉速變量 ω 設為零即參考框訂為靜止，並將 dq 軸分量合併為向量表示式，得到電壓與磁通量向量關係式。

$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \quad (3.43)$$

$$\vec{V}_r = R_r \vec{I}_r - j\omega_r \vec{\psi}_r + \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} \quad (3.44)$$

其中各向量可表示如下 $\vec{V}_s = u_{ds} + ju_{qs}$ ， $\vec{V}_r = u_{dr} + ju_{qr}$ ， $\vec{\psi}_s = \psi_{ds} + j\psi_{qs}$ ， $\vec{\psi}_r = \psi_{dr} + j\psi_{qr}$ ， $\vec{I}_s = i_{ds} + ji_{qs}$ ， $\vec{I}_r = i_{dr} + ji_{qr}$

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{I}_s + L_m \vec{I}_r \quad (3.45)$$

$$\vec{\Psi}_r = L_r \vec{I}_r + L_m \vec{I}_s \quad (3.46)$$

將上式合併帶入轉子電壓式(4.2)中

$$\begin{aligned} \vec{\Psi}_r &= \frac{L_m}{L_s} \vec{\Psi}_s - \sigma L_r \vec{I}_r \\ \vec{V}_r &= \frac{L_m}{L_s} \left(\frac{d}{dt} - j\omega_r \right) \vec{\Psi}_s + \left[R_r + \sigma L_r \left(\frac{d}{dt} - j\omega_r \right) \right] \vec{I}_r \end{aligned} \quad (3.47)$$

在新的關係式中，可以發現轉子側電壓的大小取決於定子磁通量與轉子電流的大小與變化，其中電流項係數極小而對電壓的影響很小，若想知道定子電壓變化對轉子電壓的影響，先假設轉子電流的影響為零，此時式(4.5)可單純由磁通量所影響。

$$\vec{V}_r \approx \frac{L_m}{L_s} \left(\frac{d}{dt} - j\omega_r \right) \vec{\Psi}_s \quad (3.48)$$

考慮定子電壓式並省略定子電阻，且定子電壓 \vec{V}_s 為一轉速 ω_s 之向量，令其幅值為 V_s ，此時定子磁通量可表示為

$$\vec{\Psi}_s = \frac{V_s}{j\omega_s} e^{j\omega_s t}$$

帶入式(4.6)中

$$\vec{V}_r \approx \frac{L_m}{L_s} \left(\frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \right) \vec{V}_s = s \frac{L_m}{L_s} \vec{V}_s \quad (3.49)$$

由一連串的整理，得到轉子電壓與定子電壓在忽略轉子電流下的關係，前面提到了轉子電流項係數相對很小，且電流之頻率受限於轉差率之上下限其值不大，因而對上式所得的轉子電壓只有些微的偏差，可將式(4.7)作為一有效的電壓判斷式。

但對定子電壓驟降時上式無法完整表示其變化，原因在於故障發生時，由於電壓瞬間下降，對系統來說此瞬間磁通量與定子電壓已經脫離了關係式中微分的連續性，定子電壓可由 V_1 直接變化至 V_2 ，但內部的狀態變數磁通量不能，所以對下降時的暫態要再做其他的分析。

假設定子電壓在 t_0 時間發生三相電壓故障，其幅值由 V_s 掉落至 V_d

$$\vec{V}_s = \begin{cases} V_s e^{-j\omega_s t}, & t < t_0 \\ V_d e^{-j\omega_s t}, & t \geq t_0 \end{cases}$$

定子磁通量則需由式(4.1)與式(4.3)，帶入轉子電流為零之條件，求出下式的解，並令 $t_0 \rightarrow 0$ 方便求解。

$$\begin{cases} \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} + \frac{R_s}{L_s} \vec{\psi}_s = \vec{V}_s \\ \vec{\psi}_s = \frac{V_s}{j\omega_s} e^{j\omega_s t}, & t < t_0 \\ \vec{\psi}_s = \frac{V_d}{j\omega_s} e^{j\omega_s t} + \frac{V_s - V_d}{j\omega_s} e^{j\omega_s t_0} e^{-\frac{R_s t}{L_s}}, & t \geq t_0 \end{cases} \quad (3.50)$$

得到定子磁通量方程的解後，重新帶入式(4.6)中，即可求得在驟降暫態下，轉子電壓的關係式

$$\begin{aligned} \vec{V}_r &\approx \frac{L_m}{L_s} \left(\frac{d}{dt} - j\omega_r \right) \left(\frac{V_d}{j\omega_s} e^{j\omega_s t} + \frac{V_s - V_d}{j\omega_s} e^{j\omega_s t_0} e^{-\frac{R_s t}{L_s}} \right), & t \geq t_0 \\ &= s \frac{L_m}{L_s} V_d e^{j\omega_s t} - \frac{L_m}{L_s} \left(\frac{R_s}{L_s} + j\omega_r \right) \frac{V_s - V_d}{j\omega_s} e^{j\omega_s t_0} e^{-\frac{R_s t}{L_s}}, & t \geq t_0 \end{aligned}$$

若 $\frac{R_s}{L_s} \ll \omega_r$ 可省略，上式可做進一步化簡

$$\begin{cases} \vec{V}_r \approx s \frac{L_m}{L_s} V_s e^{j\omega_s t}, & t < t_0 \\ \vec{V}_r \approx s \frac{L_m}{L_s} V_d e^{j\omega_s t} - \frac{L_m}{L_s} (1-s)(V_s - V_d) e^{-\frac{R_s t}{L_s}}, & t \geq t_0 \end{cases} \quad (3.51)$$

比較電壓驟降發生後，轉子電壓兩關係式的不同可以發現，帶有轉差率之分量即為前面所推出，一般情況下定轉子電壓間之關係，而多出來第二項則是考慮磁通量連續性，根據微分方程所推得的新成分，其中自然指數給了一衰減的時間，電壓在穩態下即為式(4.7)所推出的結果，且由 $V_s - V_d$ 當驟降越是強烈，此分量的影響將越大，而轉差率的不同更是會使轉子電壓出現更大的值，可分別對 $s > 0$ 次同步工作區與 $s < 0$ 超同步工作區做分析，並利用實際運作的轉子電壓圖作驗證。

當 $s > 0$ 時，轉子電壓之最大值將存在於電網頻率下的 1/2 週期(50hz, $t=10\text{ms}$)

$$\vec{V}_r = s \frac{L_m}{L_s} V_d e^{j\omega_s t} - \frac{L_m}{L_s} (1-s)(V_s - V_d) e^{-\frac{R_s t}{L_s}}$$

當 $s < 0$ 時，轉子電壓之最大值存在於 $t = 0$ 時

$$\vec{V}_r = |s| \frac{L_m}{L_s} V_d + \frac{L_m}{L_s} (1-s)(V_s - V_d)$$

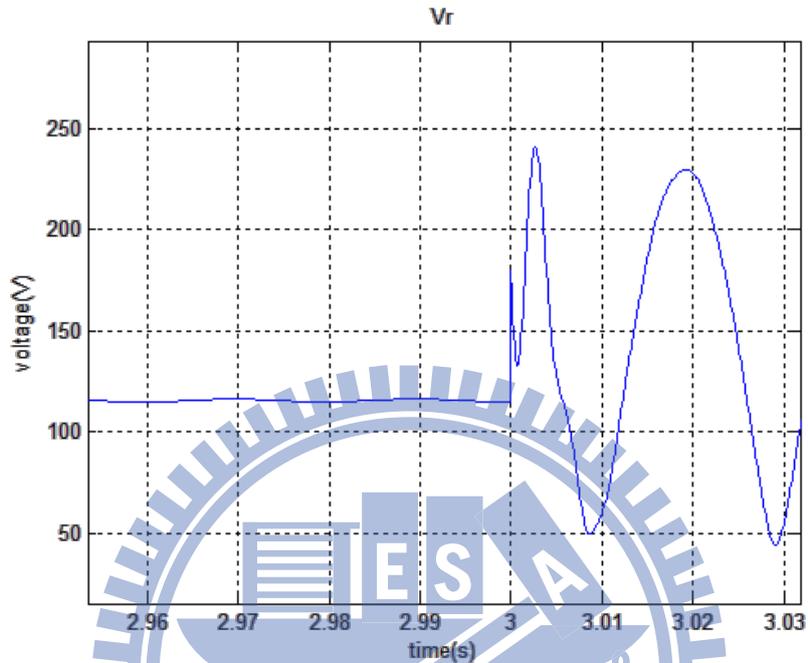


圖 4.9 20%電壓跌落下轉差率 $s = -0.2$ 之轉子電壓變化

V_r 實際模擬值約為 240V，根據超同步狀況下轉子電壓最大值公式，其幅值

$$V_r = (0.2 * 0.8 + 1.2 * 0.2) V_s = 225.4V$$

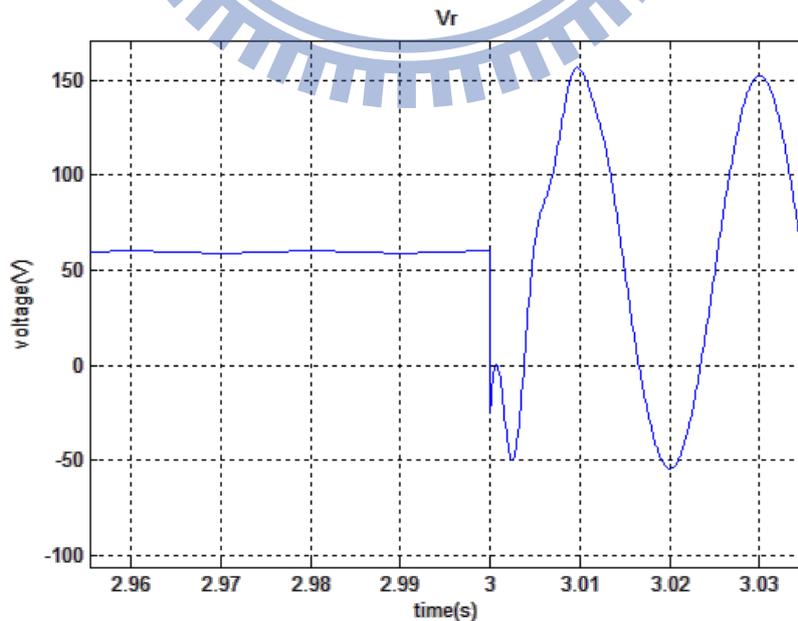


圖 4.10 20%電壓跌落下轉差率 $s = 0.1$ 之轉子電壓變化

V_r 實際模擬值約為 156V，根據次同步狀況下轉子電壓最大值公式，其幅值

$$V_r = (0.1 * 0.8 + 0.9 * 0.2 * 0.99)V_s = 146.5V$$

經過實際模擬的驗證後，上述推得的最大值關係式(4.9)能在一定程度上描述系統的響應，因此對轉子電壓受限於實際物理裝置的情形，能夠做先一步的預測，避免控制的使用不在可操作的工作範圍內，利用轉差率和電壓驟降的程度歸納出相互的關係，顯示轉換器的工作範圍。

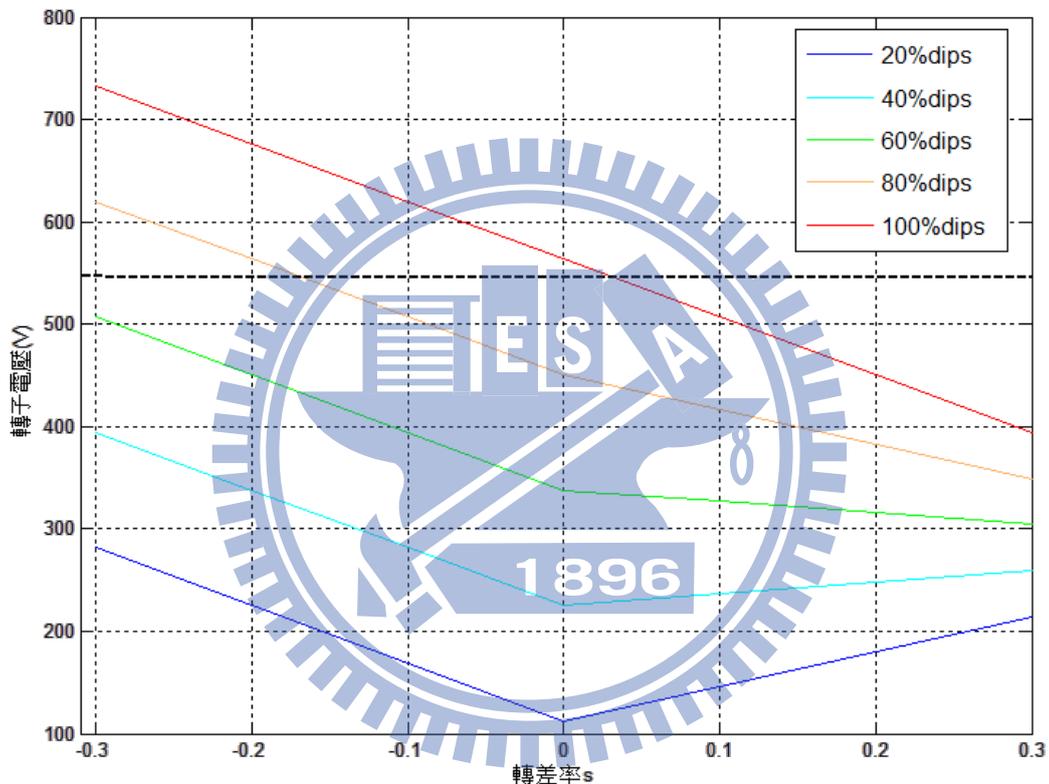


圖 4.3 不同程度之電壓跌落與轉差率間的轉子電壓關係

由圖 4.3 中可以看出不同轉差率下轉子電壓之最大值，可以發現即便電壓下降了 60%，其轉子電壓仍在工作範圍內，就直觀來看似乎過於理想，舉例來說，實際對轉差率-0.2 電壓下降 60%之工作點做模擬，其轉子電壓值將達到 650V，原因在於前面的推導中忽略了式(4.5)的轉子電流項，並根據式(3.23)、(3.24)，在故障產生的暫態瞬間，若定子電壓下降幅度很大，控制器將產生極大的電流變化量，此時電流的值與微分項使影響難以被忽略；另外轉速的大小也影響了轉子電

壓，轉速越大時對轉子電壓的影響越大。

綜合以上的推論，可以得知在轉速越高、驟降程度越大時，轉子電壓受電流影響的誤差程度越嚴重，同時在電壓下降程度過高時，轉子電流將急遽上升，影響轉子電壓的同時，更會超過轉換器的物理限制，因此對嚴重電壓驟降故障，便不適用於前述的控制，需要加裝額外的裝置。

4.2 正常運作條件下之模擬結果

在了解控制的使用與其限制後，以下將對模型的實際模擬情形做詳細的討論與比較，在本論文中，使用 Matlab /Simulink 工具實現風機模型，在 simulink 中有內建的 wind power 模組，其中包含機械軸部分、同步電動機模型以及詳細的轉子側控制設計，可做為使用者建立模型時的良好借鑑，在此根據第二章中介紹詳細的數學關係式來做為風機模擬的使用，控制模型也是根據第三章的設計自行建立。

本節中，將對所使用的模型作基本模擬，以確認在一般情形下控制的運作是否恰當，依照風速的變換，控制設定點將隨功率追蹤設計及轉速上下限的設計進行運作，風速的模型將捨棄一般風場下存在的急遽變化，單純考慮定風速改變之影響。

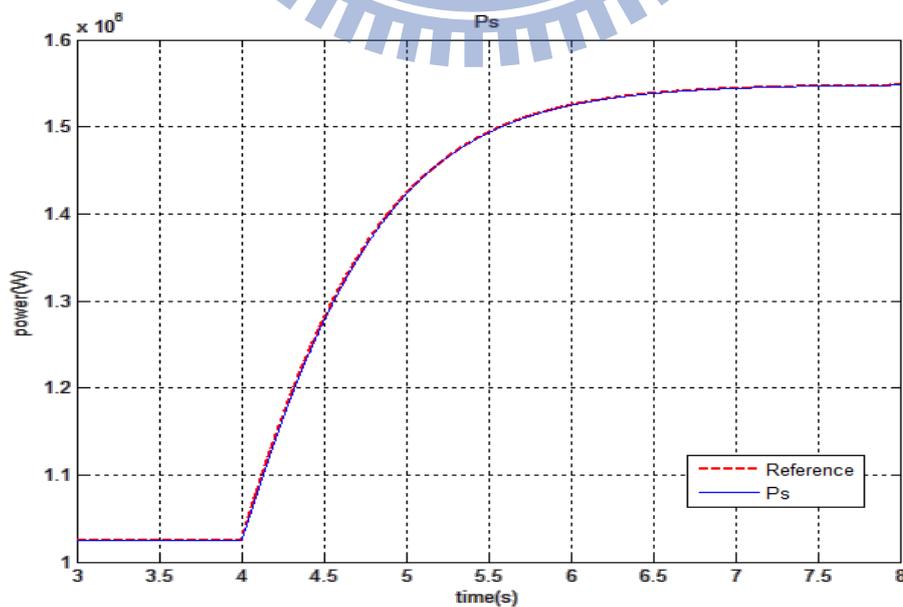


圖 4.4 定子實功功率與其控制參考點

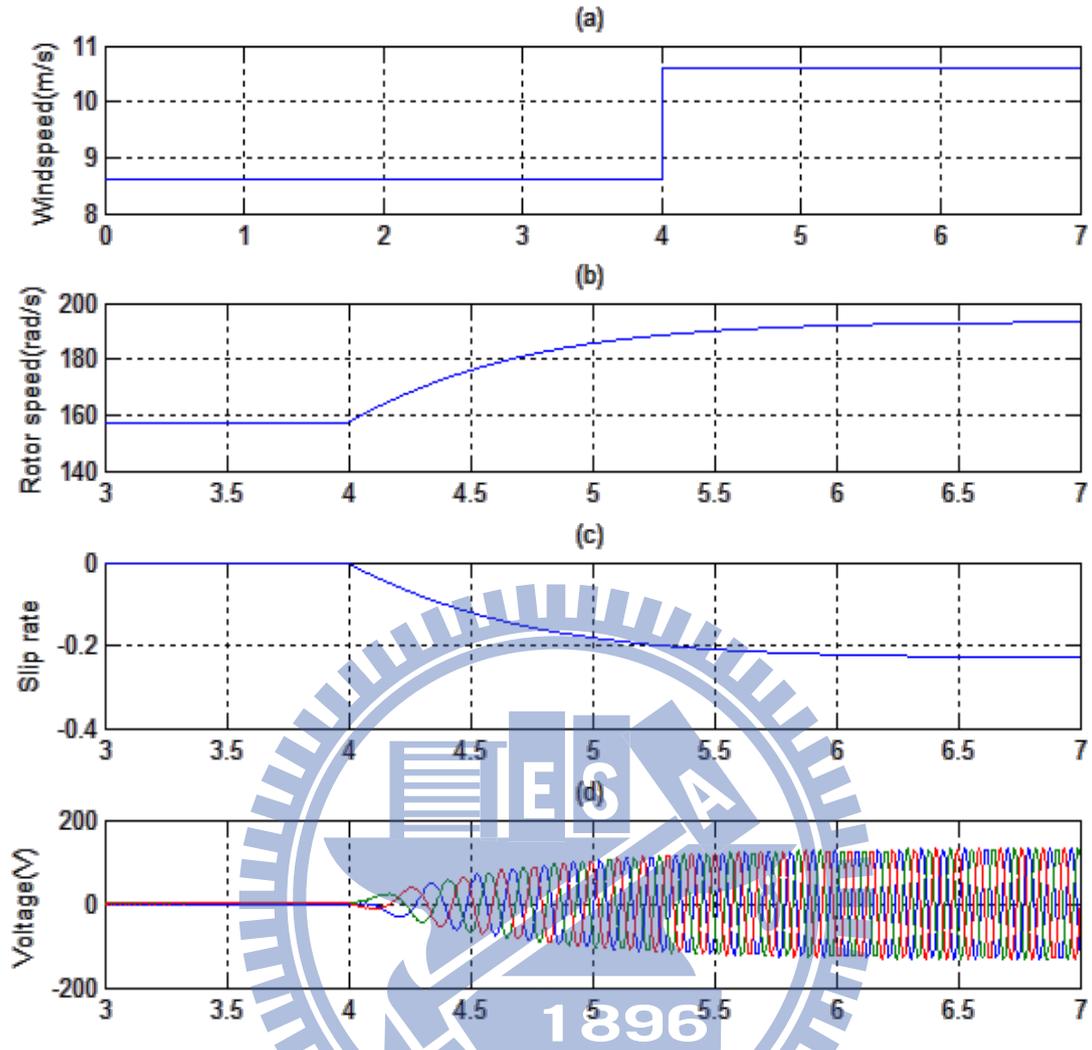


圖 4.5 風速在 4s 處由 8.6(m/s)上升至 10.6(m/s)

(a)風速(b)高速軸轉速(c)轉差率(d)轉子電壓

由圖 4.4 與 4.5，可以看出雖然風速在 4 秒時突然上升，但風機的轉速並不隨之迅速提高，這是因為現實中的大型風機扇葉機組其質量與體積具有一定規模，轉速的變化無法隨電流控制般迅速變動，除了受限於重量外，對數十公尺長的葉片來說，若轉速變化很快，很容易造成轉軸與齒輪組的受損，因此外部的功率控制相較於電流控制將慢上許多，另外在圖 4.5(c)與(d)中，在轉差率接近 0 時，轉子電壓幾乎可被忽略，此結果即第一章內 DFIG 功率傳導推得的結果。

4.3 電網三相電壓下降之系統響應

下面將陸續貼出不同控制設計下的系統響應，為方便比較控制的影響，電壓驟降程度設定為 20% 的額定值，並對超同步運行與次同步運行分別作模擬，並設計較深的電壓驟降觀察不同控制下轉子電壓的變化。

風速在總運轉時間內保持恆定。另外在本論文中，由於模擬乃經由數學模型所得，因此在開關電路上的損耗與諧波，將視為理想狀況直接省略，對控制點的設定，乃由 2.3 節中最大功率追蹤所得，虛功方面由於設定點主要由電網側之需求而定，在此僅討論轉子側轉換器的控制及其影響，因此令功率因數為 1 將虛功參考值訂為零，電壓在 4.3s 下降，於 0.3 秒後復原，並探討不同轉速狀態下 ($s = -0.2$ 與 $s = 0.1$) 的差別。

4.3.1 輕度驟降下超同步轉速模擬

首先考慮超同步轉速下的情形，對 PI+R 簡化模型控制，其模擬的結果可由 P、Q 功率以及電壓電流的波形完整度和大小來判別好壞，如圖 4.6(a)、(b)，4.7~4.8、4.12，在驟降產生後經由諧振控制器 $R(s)$ 的影響，對特定頻率的震盪提供足夠的增益，因此功率迅速收斂至設定點上，尤其在虛功控制方面，相較於一般的 PI 控制其暫態的響應大大減弱，輸出波形的平滑表示控制器有效的抑制了驟降造成的電流震盪，符合 3.3、3.4 節中推論所得之結果。

值得注意的是，當驟降發生時簡化模型控制下的穩態工作點將產生 R 中所帶有的頻率諧波，在 P、Q 功率響應圖可看到在驟降發生 0.2 秒後，功率波形內含有穩態直流量與頻率 ω_s 之諧波，在轉子電壓與電流響應圖中能更清楚的看到，由於為了系統能繼續運作於最佳功率點上，因此定子功率的穩定是必要的，為了使電壓驟降造成的暫態迅速消失，原先轉子側 dq 軸得直流量上多了大幅度波動的 ω_s 訊號(圖 4.6(e)、(f))，除了電壓與電流嚴重的諧波以外，電磁轉矩的波動更是造成轉速出現些微的震盪。

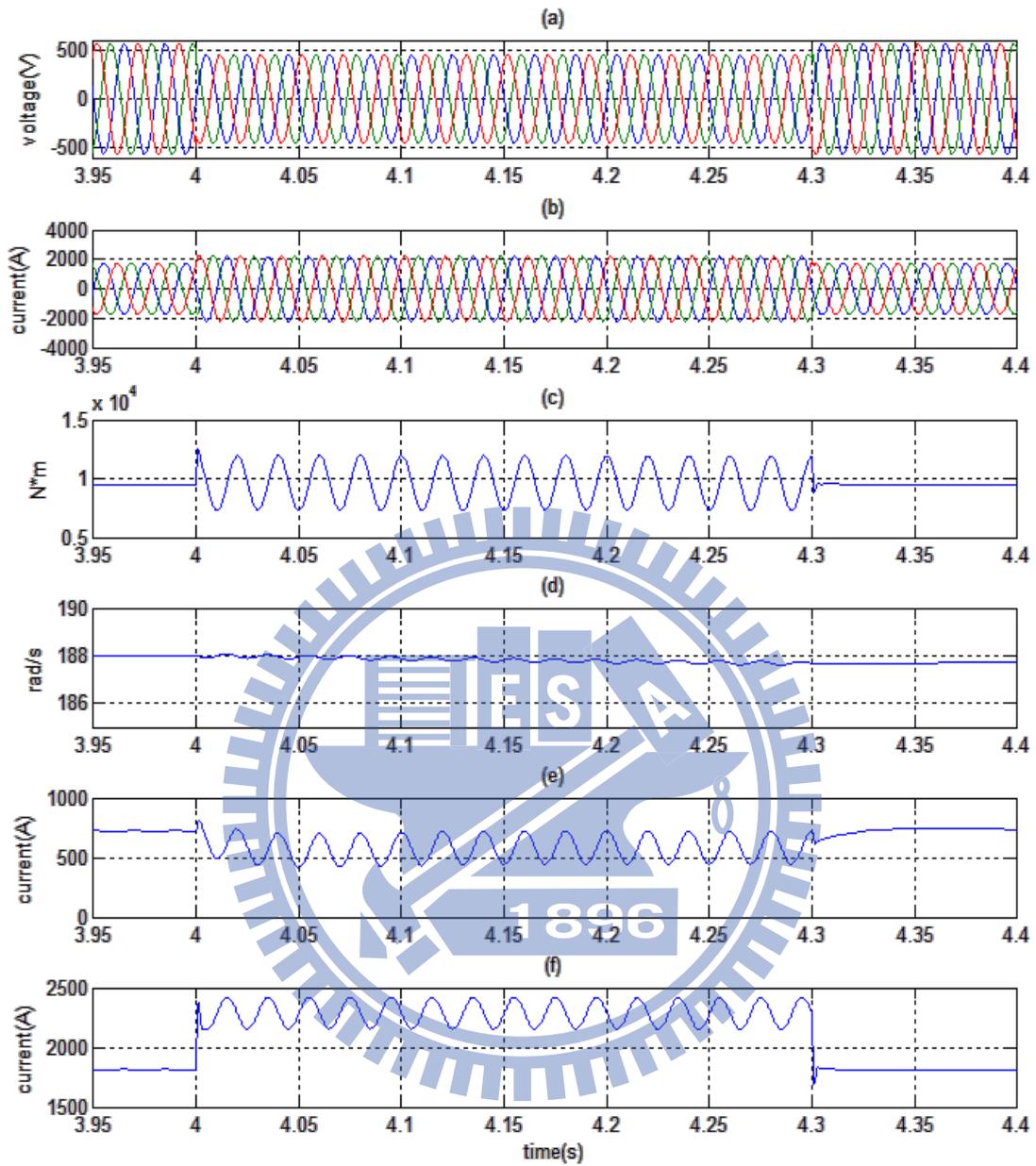


圖 4.6 PI+R 簡化模型控制在電壓驟降下之系統響應($s=-0.2$)

(a) 定子電壓 (b) 定子電流 (c) 電磁轉矩 (d) 高速軸轉速 (e) d 軸轉子電流 (f) q 軸轉子電流

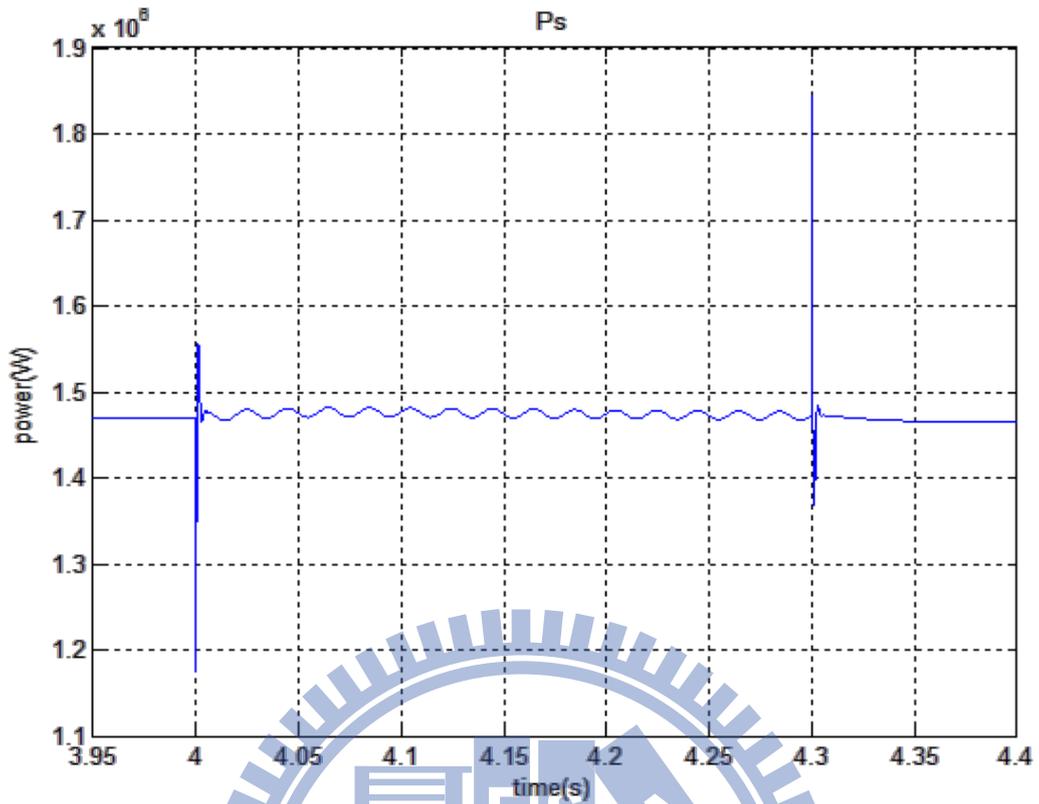


圖 4.7 PI+R 簡化模型控制電壓驟降下定子實功(s=0.2)

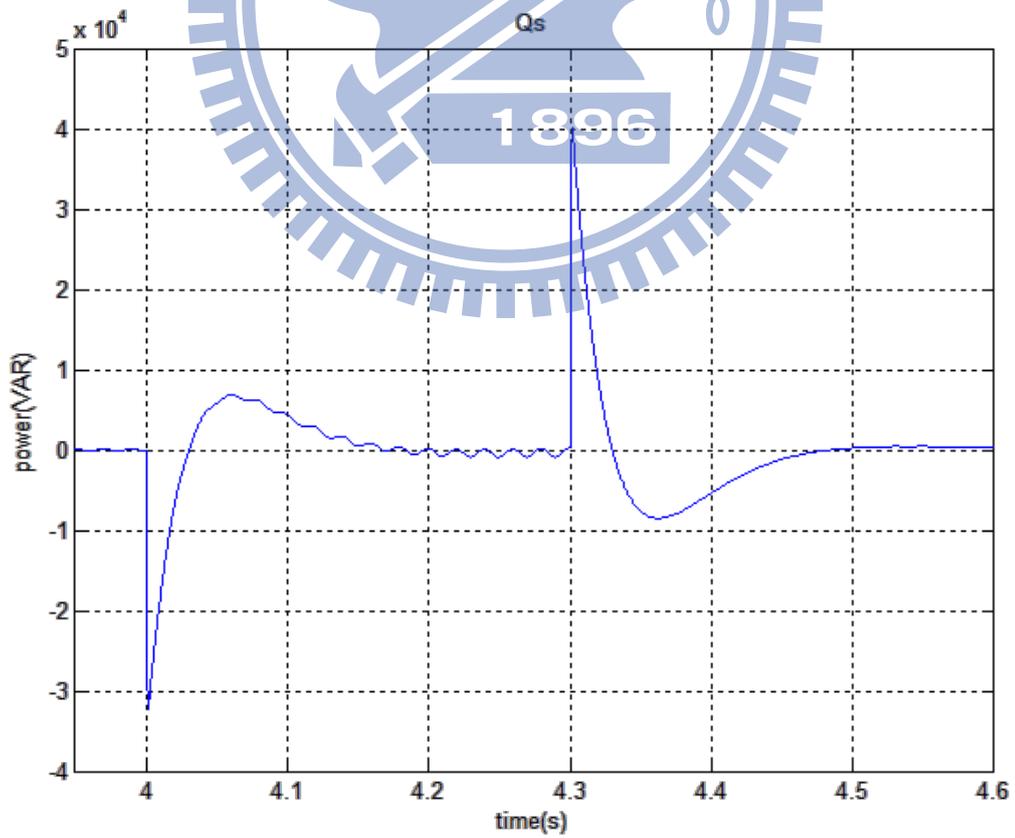


圖 4.8 PI+R 簡化模型控制電壓驟降下定子虛功(s=0.2)

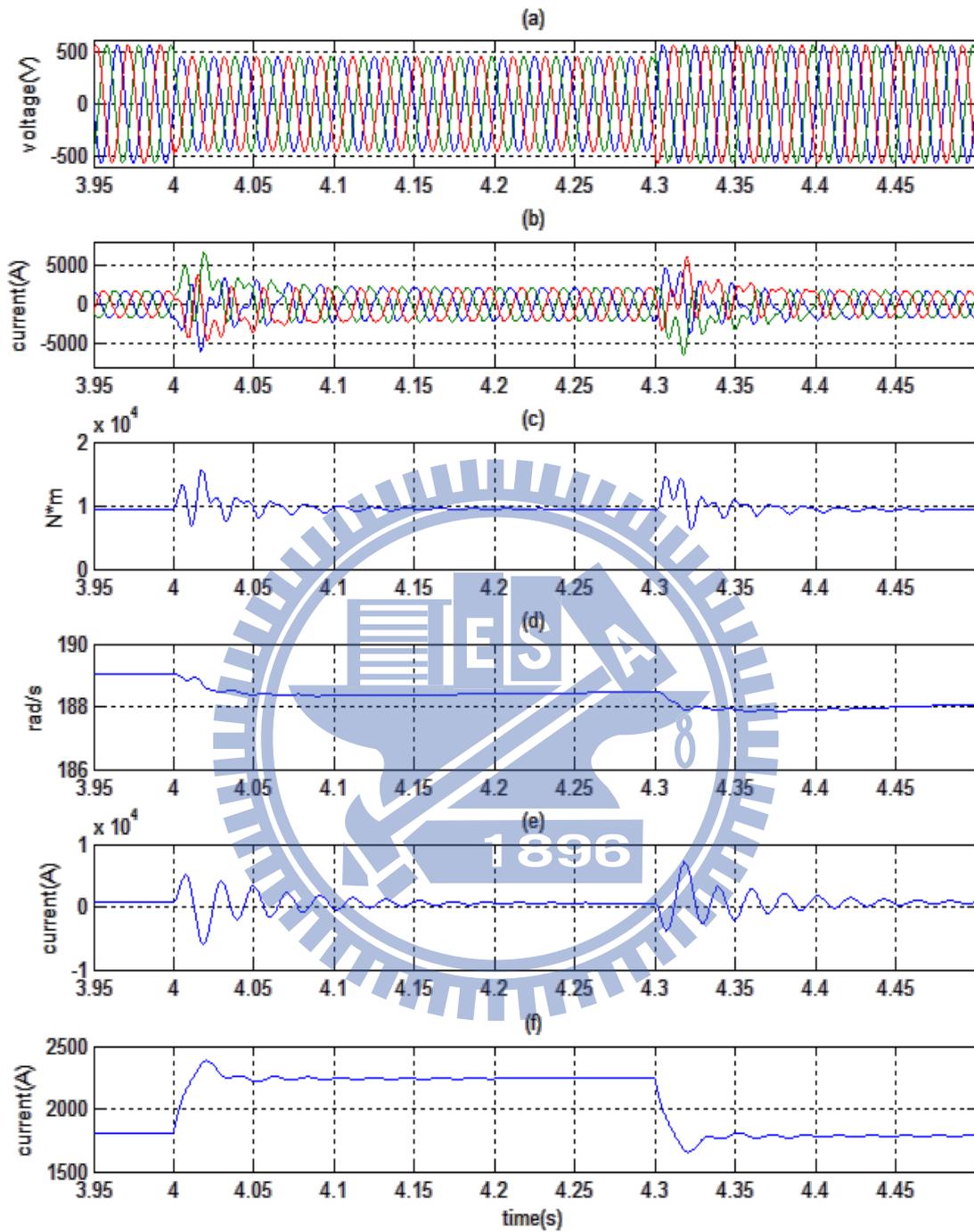


圖 4.9 改良 PI 控制在電壓驟降下之系統響應($s=-0.2$)

(a) 定子電壓 (b) 定子電流 (c) 電磁轉矩 (d) 高速軸轉速 (e) d 軸轉子電流 (f) q 軸轉子電流

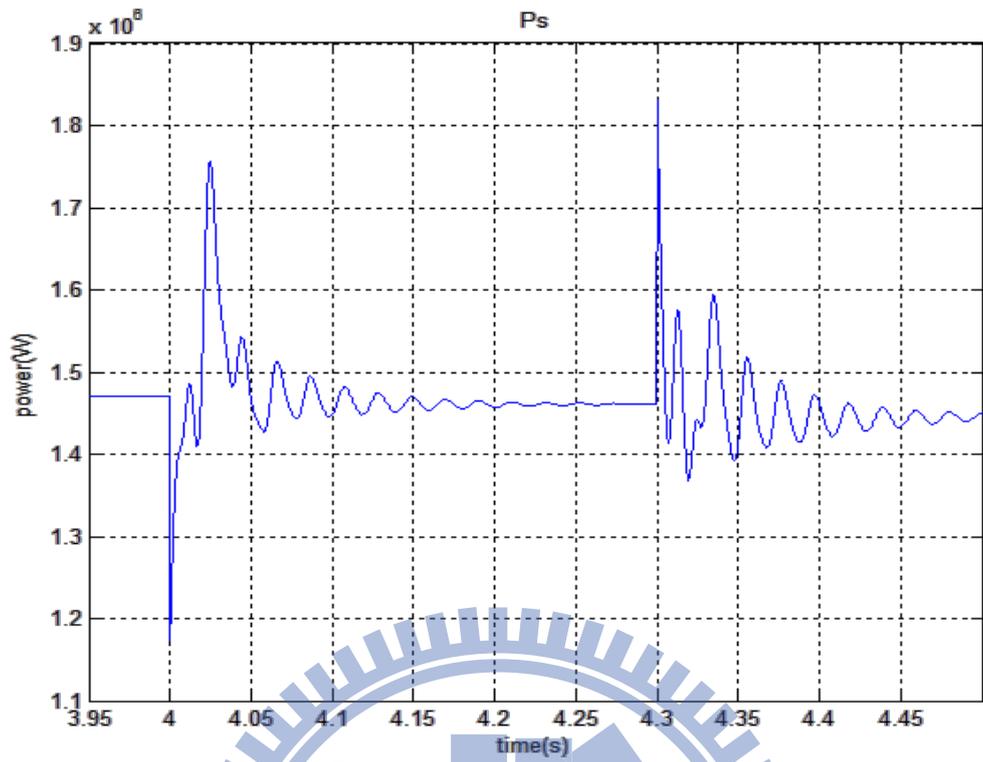


圖 4.10 改良 PI 控制電壓驟降下定子實功(s=-0.2)

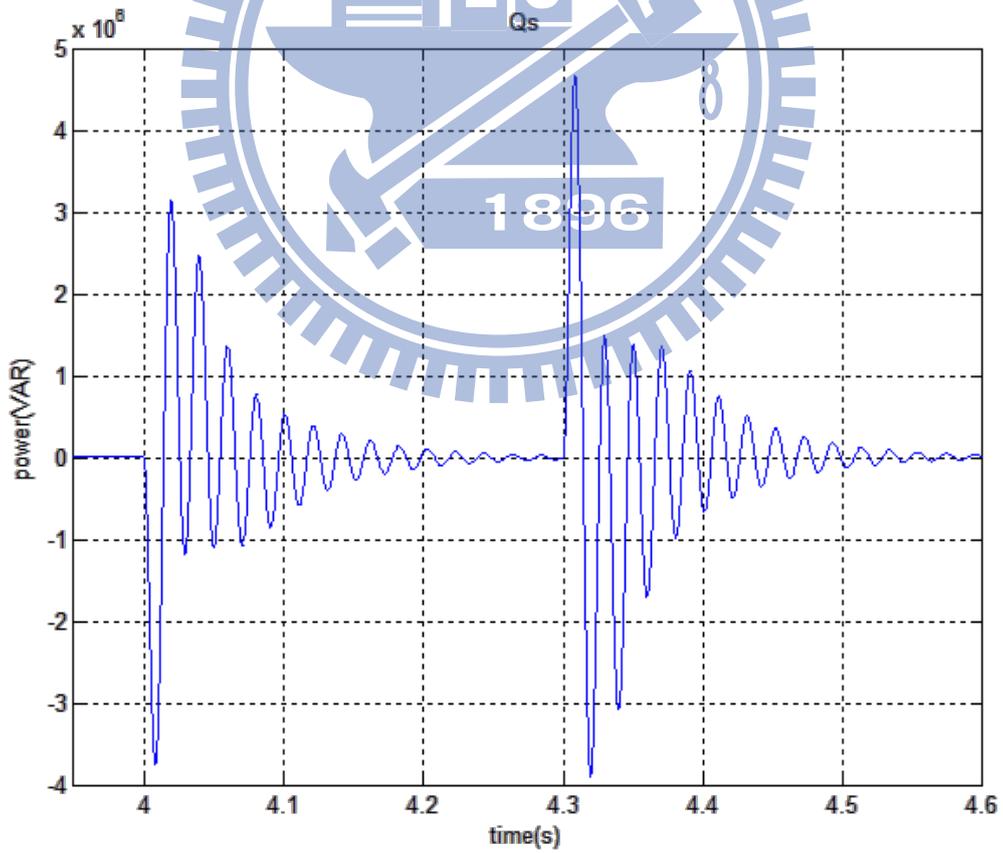


圖 4.11 改良 PI 控制電壓驟降下定子虛功(s=-0.2)

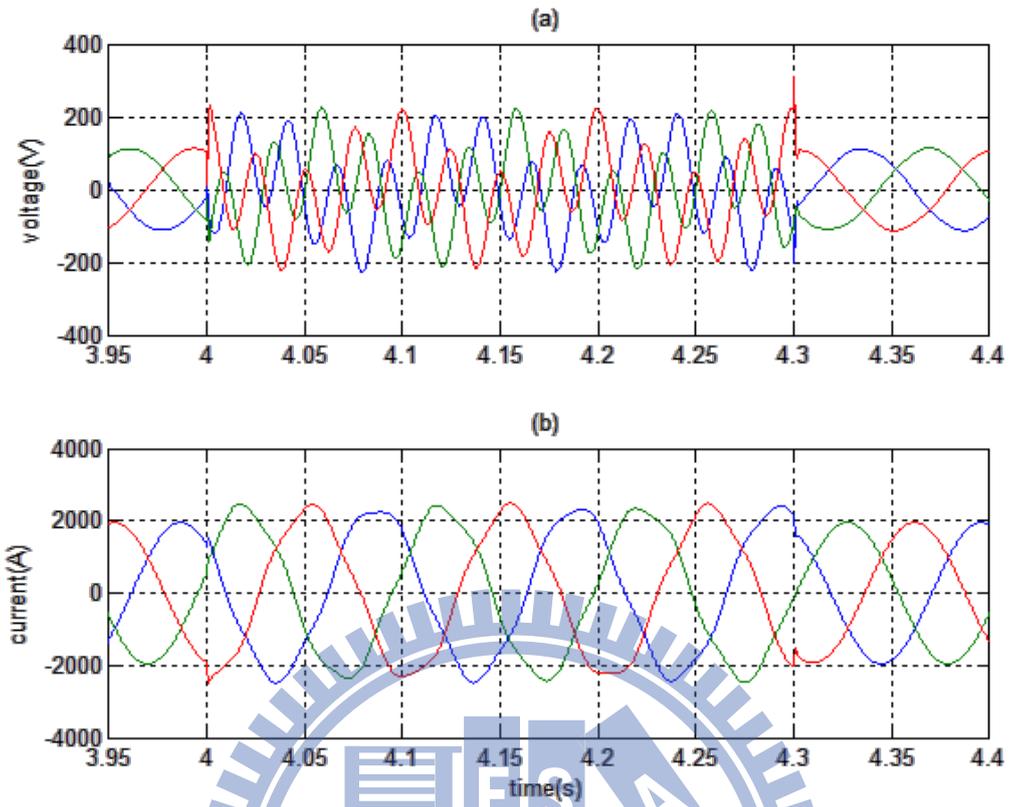


圖 4.12 PI+R 簡化模型控制之轉子電壓、電流變化 (a)轉子電壓(b)轉子電流

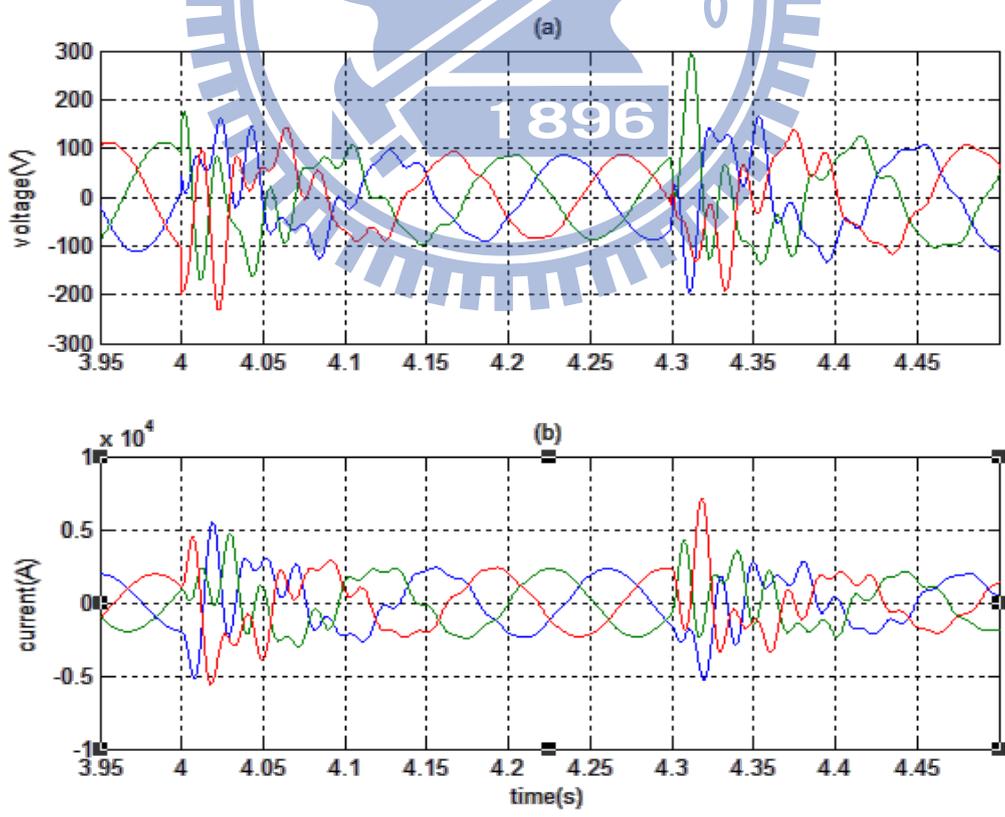


圖 4.13 改良 PI 控制之轉子電壓、電流變化 (a)轉子電壓(b)轉子電流

由 PI 控制的 P、Q 波形圖 4.10、4.11 中，可以看到控制確實可將系統運作於穩態上，但在暫態期間會有較大的過衝出現，在虛功控制中更是明顯，瞬時功率甚至達到數百萬瓦，電流超出額定值數倍以上，原因在於虛功設定點為一固定值，參考點不隨運行而有所改變，另外由式(3.2)導向控制下的功率關係式，可以發現定子電壓驟降時，將有電壓的平方項對虛功產生影響，由於瞬間的偏差過大，為使系統收斂至穩態點上，控制器將產生極大的輸出造成嚴重的暫態。

暫態結束後，由於 PI 控制使系統良好的運作於穩態設定點上，也因此轉子側控制電壓與電流在進入穩態後，沒有諧振控制器造成的 ω_s 諧波影響，其波形完整度相較於簡化模型控制好上許多，結果如圖 4.9、4.13 所示，且轉速的變動也非常穩定，只在電壓驟降與回復的短時間內，轉矩有大量的變化而使轉速有所改動。

但相對於簡化模型 PI+R 控制，雖然穩態下的運作相對理想，但電壓下降之時間極短，若希望在不斷網的情形下迅速將故障修正之時，可以想見傳統的 PI 控制因為過大的暫態電流，將無法實際運用，而 PI+R 控制雖然含有諧波成分存在，但其值受到有效的抑制，不至於瞬間造成裝置的損毀；另外如圖 4.6(C)，轉矩變化量極大，但由於葉片系統反應速度較慢，因此轉速上的波動仍在可接受的範圍。

4.3.2 輕度驟降下次同步轉速模擬

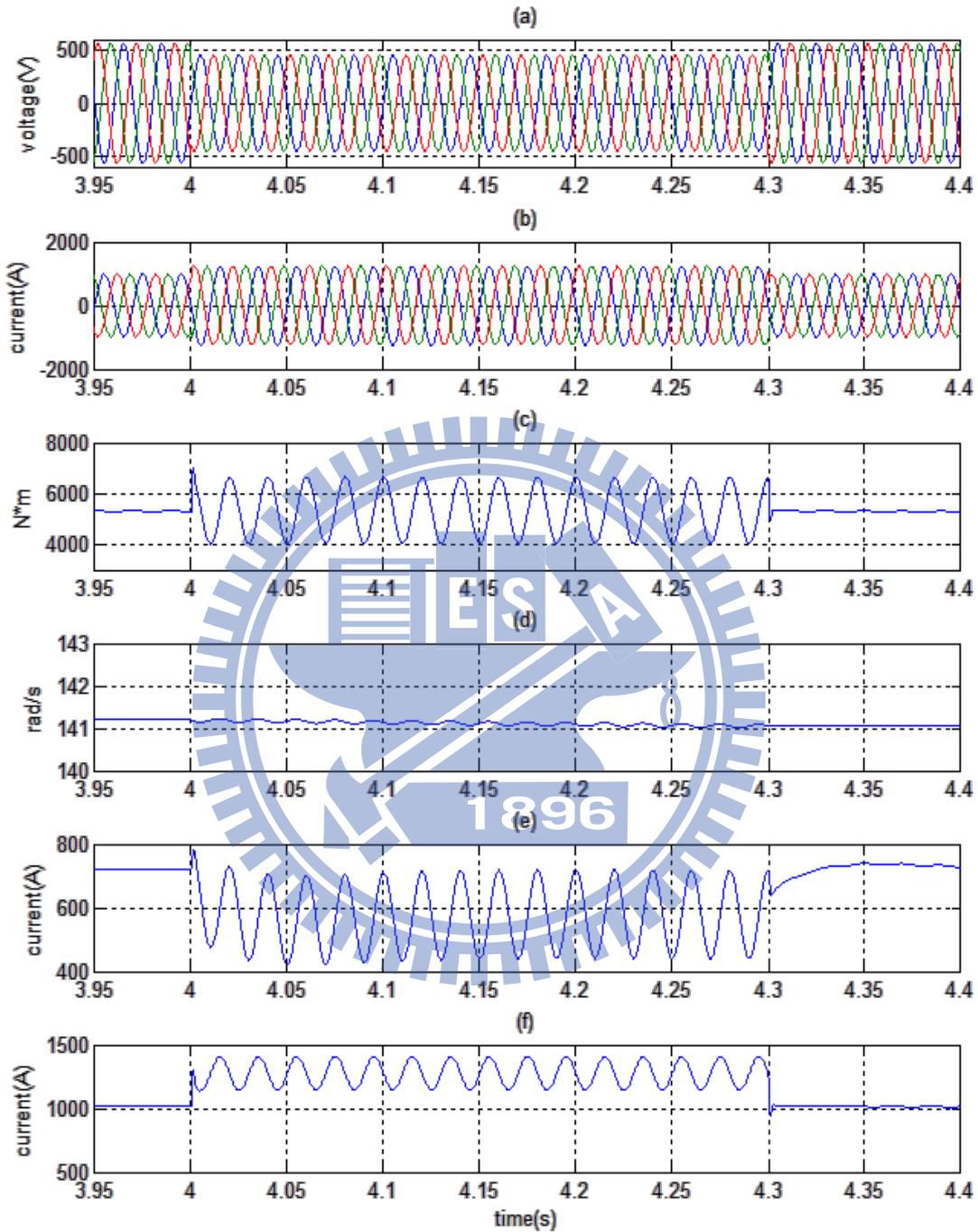


圖 4.14 PI+R 簡化模型控制在電壓驟降下之系統響應($s=0.1$)

(a)定子電壓(b)定子電流(c)電磁轉矩(d)高速軸轉速(e)d 軸轉子電流(f)q 軸轉子電流

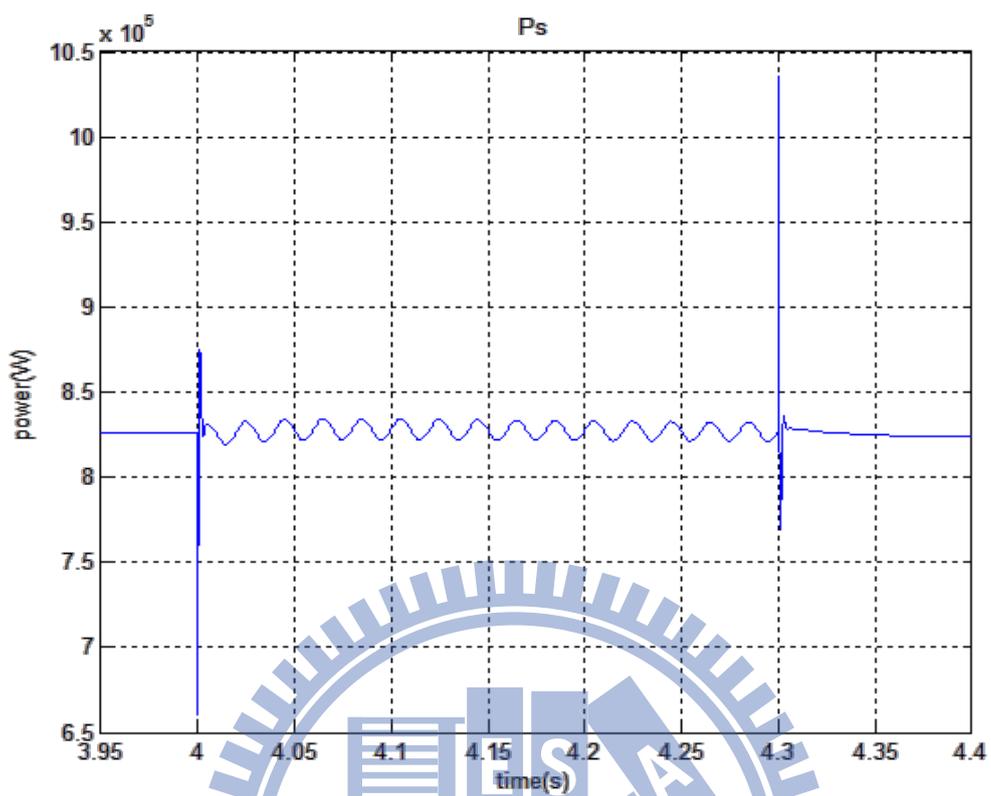


圖 4.15 PI+R 簡化模型控制電壓驟降下定子實功(s=0.1)

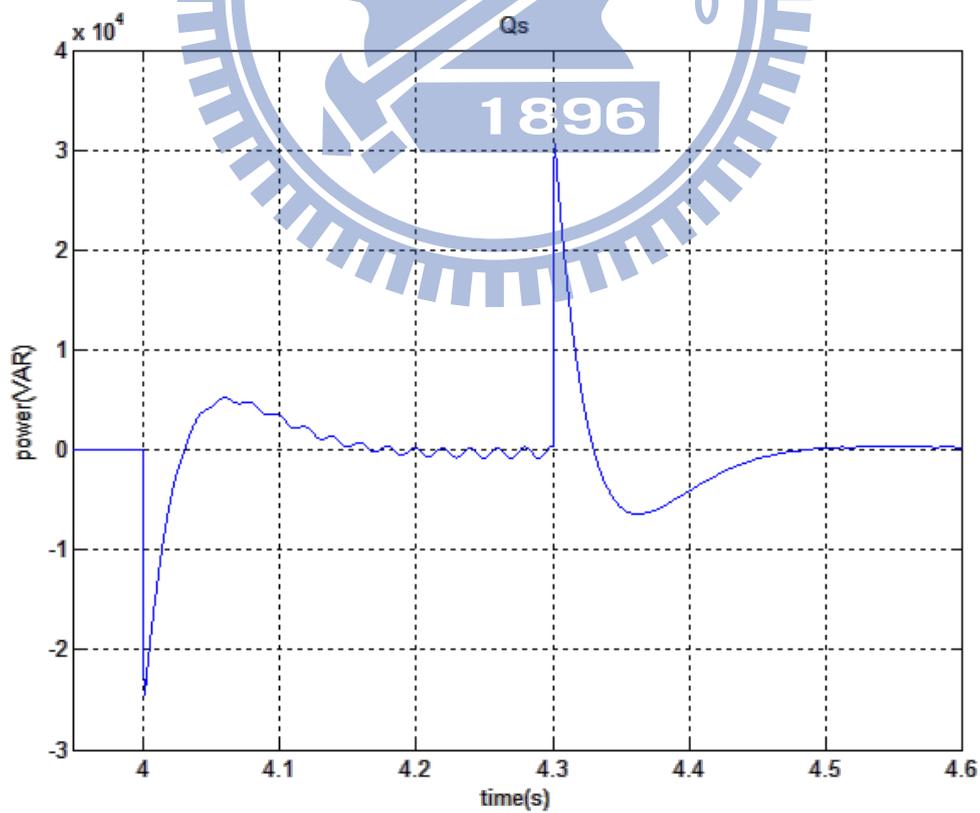


圖 4.16 PI+R 簡化模型控制電壓驟降下定子虛功(s=0.1)

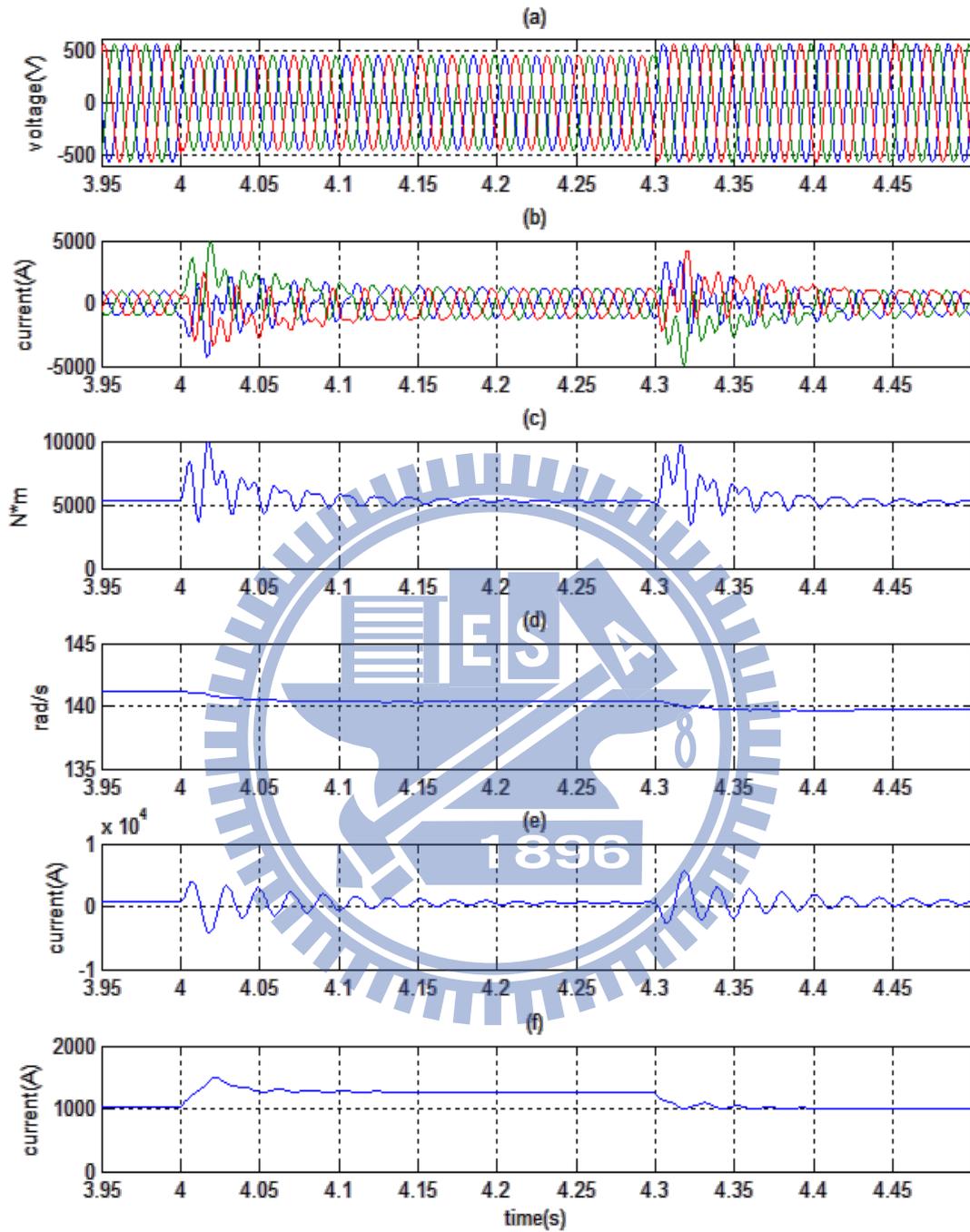


圖 4.17 改良 PI 控制在電壓驟降下之系統響應($s=0.1$)

(a) 定子電壓 (b) 定子電流 (c) 電磁轉矩 (d) 高速軸轉速 (e) d 軸轉子電流 (f) q 軸轉子電流

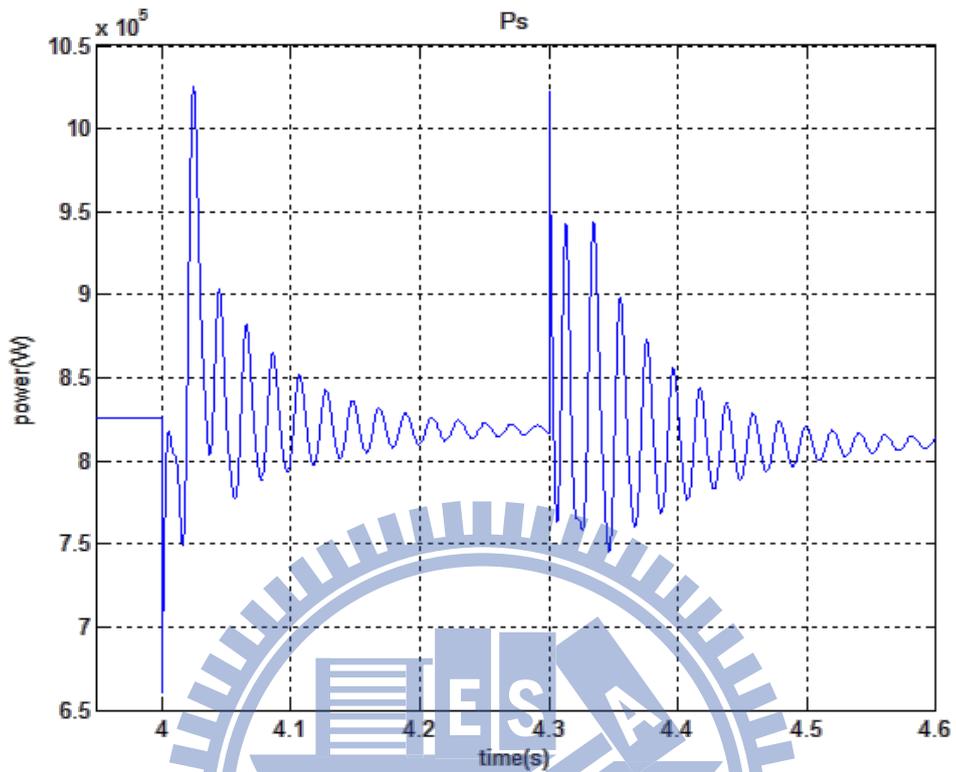


圖 4.18 改良 PI 控制電壓驟降下定子實功(s=0.1)

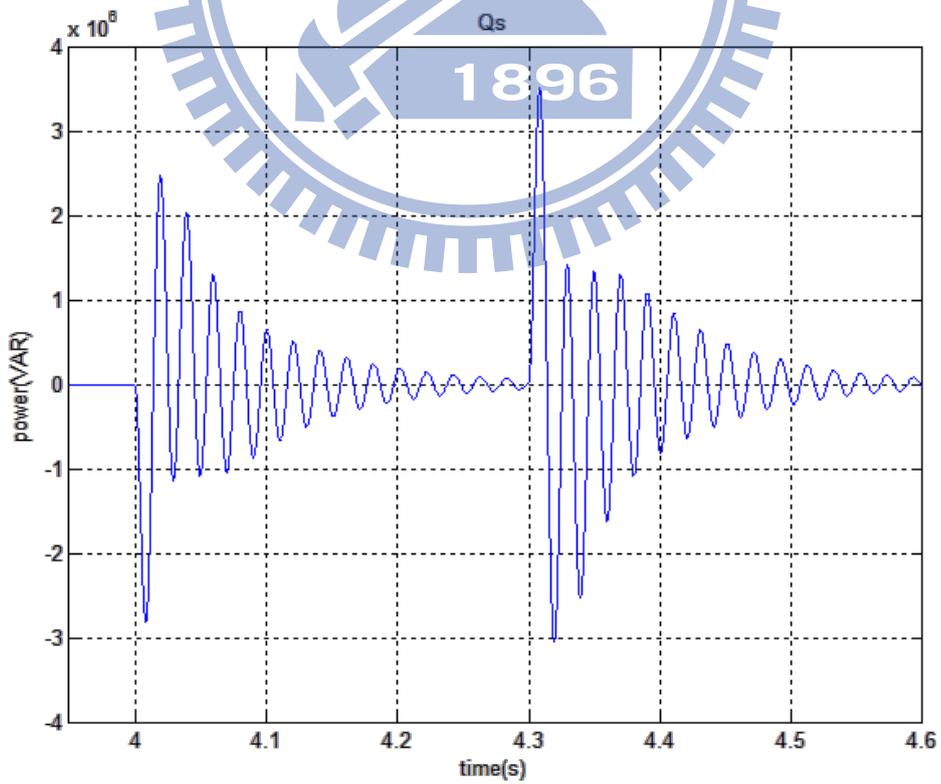


圖 4.19 改良 PI 控制電壓驟降下定子虛功(s=0.1)

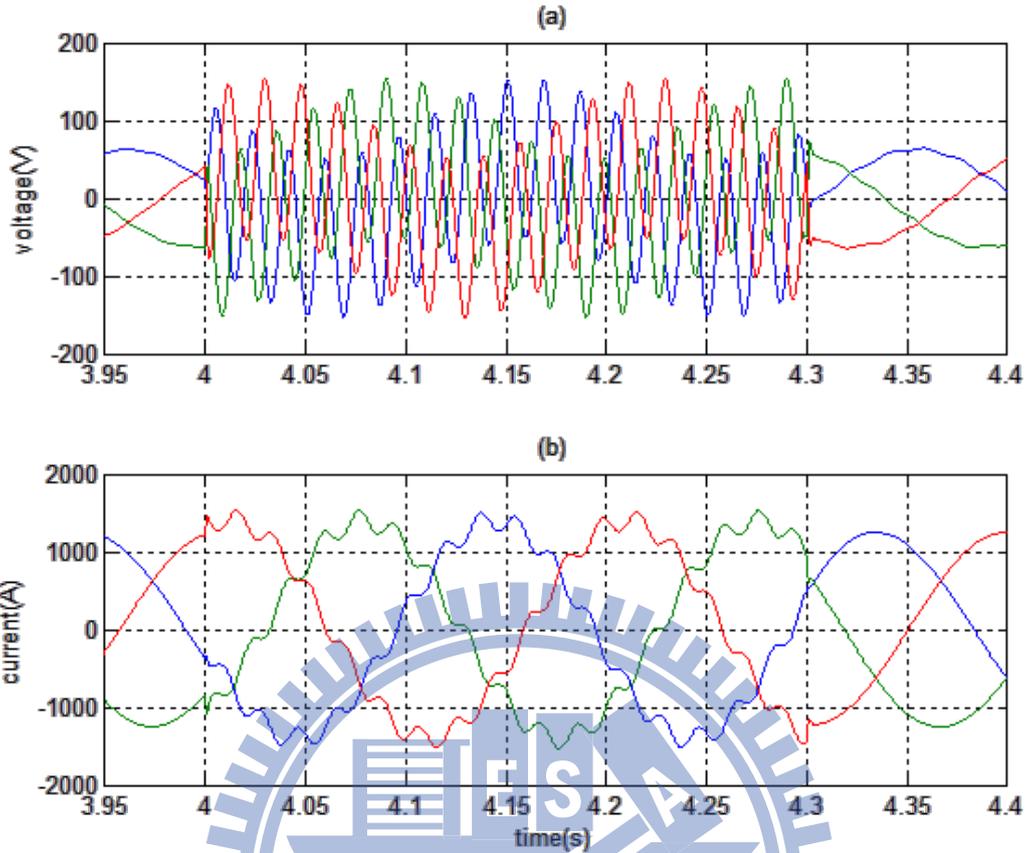


圖 4.20 PI+R 簡化模型控制之轉子電壓、電流變化(a)轉子電壓(b)轉子電流

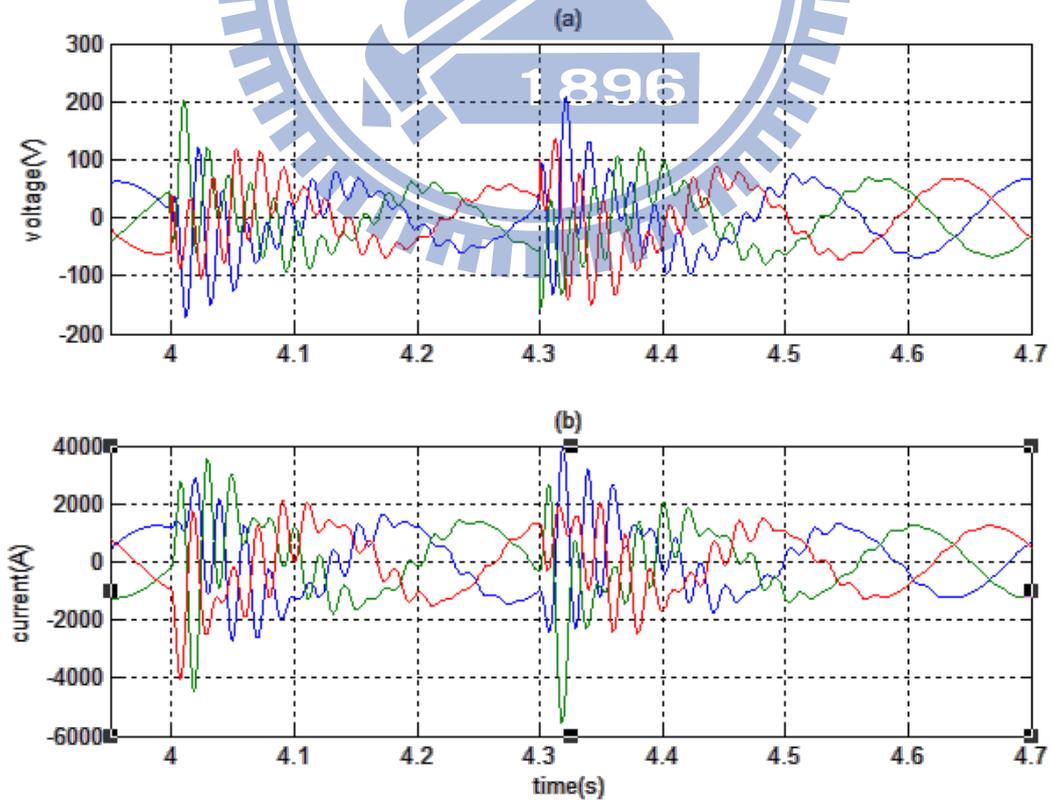


圖 4.21 改良 PI 控制之轉子電壓、電流變化(a)轉子電壓(b)轉子電流

次同步下結果如圖 4.14~圖 4.21，兩種控制下的暫態響應與超同步運作下相比並無太大的改變，僅因轉速的下降導致最佳功率點變小；另外轉矩的值相對低了許多，使得 PI 控制下轉速保持和平穩的狀態；而在 PI+R 簡化控制中，可以看到相較圖 4.12(b)轉子電流圖，圖 4.20 之轉子電流出現相對較大的諧波分量，此處諧波看似較大的原因在於轉子側電流的基頻受轉速的影響，使轉子電流之頻率為定子電流頻率與轉差率 s 之乘積，所以圖 4.12 與圖 4.21 兩者之電流頻率有兩倍的差距，在頻率較低時諧波的效果更加明顯，導致此處的電流波形偏差看來更大，實際上無太大的不同。

同樣由於轉差率的關係 ($s = 0.1$)，PI 控制由於缺少 $R(s)$ 對特定頻率增益的功能，當轉子電流頻率降低時，轉子電壓控制器之輸出便無法快速變化抑制暫態的產生，所以暫態持續的時間隨之拉長，可由圖 4.21(a)、(b)看出，大約需要 0.4 秒的時間才能使系統回復穩態狀況。

4.3.3 40%驟降下控制方法之比較

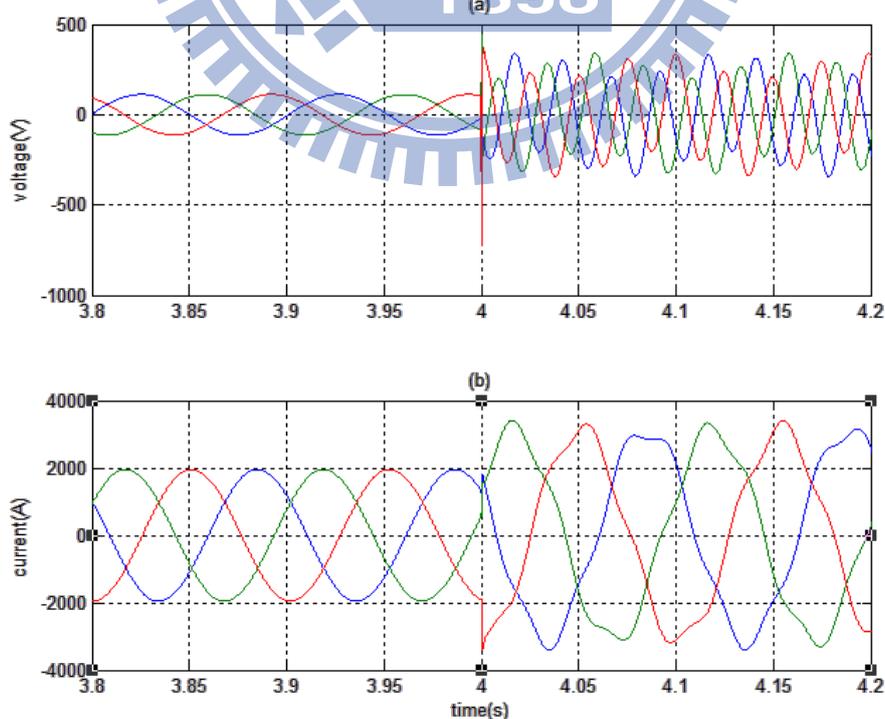


圖 4.22 PI+R 簡化模型控制之轉子電壓、電流變化(a)轉子電壓(b)轉子電流

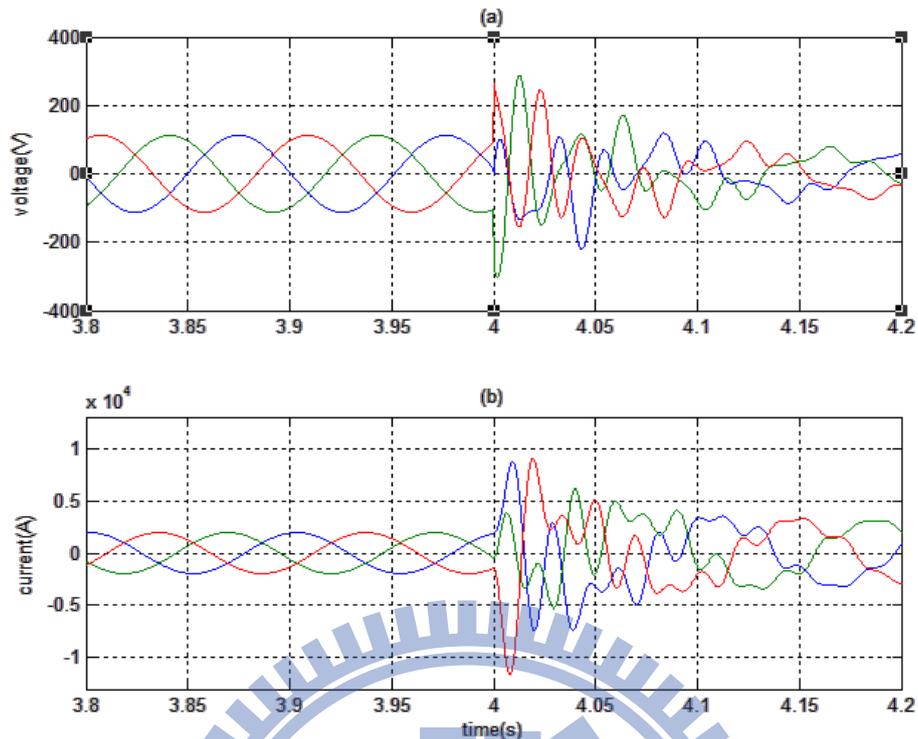


圖 4.23 改良 PI 控制之轉子電壓、電流變化(a)轉子電壓(b)轉子電流

在圖 4.39、4.40 中，分別得到了電壓驟降時不同控制下轉子側的電壓電流變化，可以發現在 40% 驟降之情形下，兩種控制結構皆無法使轉換器正常運作，對論文內設計的控制方法，由於電流受到良好的抑制，使控制的最大電壓值上升至 700 多伏特，而原先的 PI 控制則是依然存在過電流的影響，這表示在過度的電壓故障產生時，仍需配合 Crowbar 與虛功補償器等保護裝置使用，單純的控制改良很難作進一步的改良，這也是在低電壓運行問題內所遇到的主要問題。

在本章中，分別對風速變化下的功率追蹤運作與三項電壓下降時的暫態控制作了所需的模擬，且對轉子開路下的轉換器工作電壓限制有了初步的分析，可由第三章內推論的結果得到驗證，加入 R(s) 功能下的簡化模型控制在抑制過電流上有很好的功效，且相比傳統的 PI 控制，幾乎不存在暫態的時間，但也因為加入諧振控制，使轉子側出現電網頻率之諧波，在實際運用上將需要額外加入諧振電路才能達到控制。

五、結論

本文針對平衡電壓驟降下的雙饋式風力發電機有了詳細的分析，利用一適當的簡化模型，推導出 S-domain 上轉子控制策略的詳細關係式，並利用諧振控制器對特定頻率放大的特性，對暫態時產生的電網頻率震盪訊號有了有效的抑制，最後利用 PSO 演算法對轉子控制器參數做概略的設計

根據第四章內系統的模擬結果，可以看出在風速固定下，功率設定點經由 PI+R 之簡化模型設計後，能在輕微電壓驟降下作有效的控制，在維持實功率穩定的同時，更能抑制虛功震盪的產生，得到極佳的功率因素，但也能清楚看到轉子電流出現高次諧波，需要額外的電路設計，且加入開關裝置與非線性元件後產生的額外諧波問題想必會影響控制的準確度，這些都是尚待考慮的地方。

另外由於本論文探討的故障皆建立在三相平衡下，對不平衡的電壓下降必定需要額外的設計，且風機模型的建立並無考慮電網側變壓器、開關等電力元件，諧振控制器在實際的運用上需要根據鎖相回路(PLL)考慮頻寬等問題，對電網實際的併網問題也需要額外考慮，且由於轉換器的物理因素，使電壓驟降下的轉子側控制存在上限，因此在嚴重低電壓發生時，仍需搭配保護裝置使用，或是加入虛功補償器。

本論文僅在控制的結構上，針對電壓問題改善其暫態響應，對於現今越發龐大與複雜的風力系統而言，仍存在許多改進的地方，希望透過文章中模擬與分析，能對風機的控制改良提供參考的價值。

Reference

- [1] Erlich, I.; Wrede, H.; Feltes, C., "Dynamic Behavior of DFIG-Based Wind Turbines during Grid Faults," *Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07*, vol., no., pp.1195,1200, 2-5 April 2007
- [2] J. Morren and S. W. H. de Hann, "Ride through of wind turbines with doubly-fed induction generator during a voltage dip," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 2, pp. 435–441, Jun. 2005.
- [3] Jiaqi Liang; Wei Qiao; Harley, R.G., "Feed-Forward Transient Current Control for Low-Voltage Ride-Through Enhancement of DFIG Wind Turbines," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol.25, no.3, pp.836,843, Sept. 2010
- [4] 廖明夫, R.Gaxch, J.Twele, "風力發電技術," 西北工業大學出版社, 2009
- [5] Gonzalo Abad, Jesús López, Miguel A. Rodríguez, Luis Marroyo, and Grzegorz Iwanski, "Doubly Fed Induction Machine : Modeling and Control For Wind Energy Generation," Wiley-IEEE Press, 2011
- [6] 賀益康, 胡家冰, 徐烈, "並網雙饋異步風力發電機運行控制," 中國電力出版社, 2012 年 4 月
- [7] Krause, P., Wasynczuk, O., Sudhoff, S., "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems," Wiley-IEEE Press 2002
- [8] Park, R.H., "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I," *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the*, vol.48, no.3, pp.716,727, July 1929
- [9] Hu Jia-bing, He Yi-kang, Zhu Jian Guo, "The Internal Model Current Control for Wind Turbine Driven Doubly-Fed Induction Generator," *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, vol.1, no., pp.209,215, 8-12 Oct. 2006

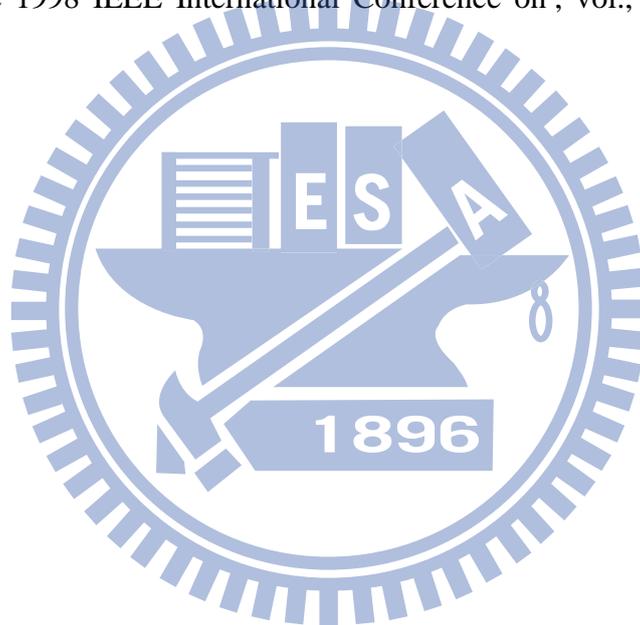
- [10] Gene F. Franklin, J. David Powell, Abbas Emami-Naeini, "Feedback Control of Dynamic Systems," Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., Boston, MA, 1993
- [11] Luna, A.; Lima, F.K.A.; Santos, D.; Rodriguez, P.; Watanabe, E.H.; Arnaltes, S., "Simplified Modeling of a DFIG for Transient Studies in Wind Power Applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.58, no.1, pp.9,20, Jan. 2011
- [12] Xiaoming Yuan, Allmeling, J., Merk, W., Stemmler, H., "Stationary frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operation conditions," *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, vol.4, no., pp.2143,2150 vol.4, Oct 2000
- [13] Remus Teodorescu, Frede Blaabjerg, "Proportional-Resonant Controllers. A New Breed of Controllers Suitable for Grid-Connected Voltage-Source Converters," *Proceedings of The 9th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments*, Optim 2004., Vol. Vol. 3, CD-ROM 2004, p. 9-14.
- [14] Zwe-Lee Gaing, "A particle swarm optimization approach for optimum design of PID controller in AVR system," *Energy Conversion, IEEE Transactions on* , vol.19, no.2, pp.384,391, June 2004
- [15] Lopez, J.; Sanchis, P.; Roboam, X.; Marroyo, L., "Dynamic Behavior of the Doubly Fed Induction Generator During Three-Phase Voltage Dips," *Energy Conversion, IEEE Transactions on* , vol.22, no.3, pp.709,717, Sept. 2007
- [16] Kennedy, J.; Eberhart, R., "Particle swarm optimization," *Neural Networks, 1995. Proceedings., IEEE International Conference on* , vol.4, no., pp.1942,1948 vol.4, Nov/Dec 1995
- [17] Wei Qiao; Venayagamoorthy, G.K.; Harley, R.G., "Design of Optimal PI Controllers for Doubly Fed Induction Generators Driven by Wind Turbines Using

Particle Swarm Optimization,” *Neural Networks, 2006. IJCNN '06. International Joint Conference on* , vol., no., pp.1982,1987, 0-0 0

[18] L.K. Letting, J.L. Munda, Y. Hamam, “Optimization of a fuzzy logic controller for PV grid inverter control using S-function based PSO,” *Solar Energy*, Volume 86, Issue 6, June 2012, Pages 1689-1700,

[19] 李俊峰等,“2012 中国风电发展报告,” 北京, 中国环境科学出版社, 2012.9

[20] Yuhui Shi; Eberhart, R., “A modified particle swarm optimizer,” *Evolutionary Computation Proceedings, 1998. IEEE World Congress on Computational Intelligence.*, The 1998 IEEE International Conference on , vol., no., pp.69,73, 4-9 May 1998



附錄 A

粒子群聚演算法(Particle Swarm Optimization,PSO)，為一種具有群體智慧進化的方法，最早於 1995 年由 James Kenny 和 Russel Eberhart 所提出[16]，此演算法源自於觀察鳥類間的群聚與覓食，是一種運用族群的最佳化方法，其優點在於收斂的快速能有效降低運算量、較少的參數設定使程式碼容易實現，目前在 PID 控制、模糊系統等都有很好的應用[17-18]

我們可想像一空間中具有一鳥群，牠們各自飛散找尋聚食的地點，並在尋找的同時相互溝通，使鳥群最後找到理想的覓食地點，以上的過程即是 PSO 的中心想法，對每一隻鳥我們可看做為一個「粒子」，而在飛行的過程中，不同的粒子會擁有不同的「更新速度」和「位置」，粒子間具有相互連結與記憶的功能，使粒子在「搜索」的過程逐漸「收斂」於最佳解上，完成演算法的整個計算，由上述即可知道，整個演算法的過程主要分為兩大類「搜索」與「收斂」，一開始各個維度下的粒子在不同位置進行搜索，透過記憶的功能使每個粒子都能記住目前為止所遇過的最佳點，同時經過互相的溝通比較出所有粒子間的最佳點，最後經過反覆的運算求解

知道運算的想法後，要接著代入適應性(fitness)的觀念，我們知道粒子間具有溝通與記憶的功能，使牠們能比較出彼此間最佳點的好壞，而好壞程度的判別即是適應性所代表的功能，其值通常為一可比較的實數，演算法乃通過目標模型的適應函數(fitness function)來得知適應性的大小，可以說適應函數制定的好壞從根本上影響了演算法的成功與否，而決定的方法須由使用者根據目標模型的特性，設計出專屬的式子

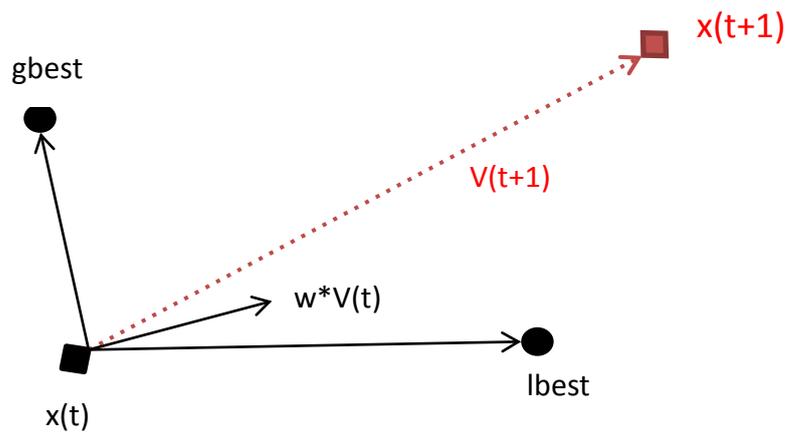


圖 A.1 粒子移動示意圖

在知道適應性和粒子位置更新間的關係後，PSO 首先初始化一群數量為 i 的隨機粒子，透過適應性的比較，每一次迭代都能找出粒子自身所找到的區域最佳解 (local best, lbest) 並透過溝通記住粒子群的全域最佳解(global best, gbest)，每個粒子受自身位置、權重、區域最佳解及全域最佳解的影響，得到下一步的更新速率，重新開始另一次的迭代，根據這些代出 PSO 的粒子的更新公式

$$V_{i,j}(t) = w * V_{i,j}(t-1) + c_1 * rand_1 * (lbest_{i,j} - x_{i,j}(t-1)) + c_2 * rand_2 * (gbest_j - x_{i,j}(t-1))$$

$$x_{i,j}(t) = x_{i,j}(t-1) + V_{i,j}(t)$$

$V_{i,j}(t)$ 表示在 t 時間族群中第 i 個粒子第 j 維的移動速度；

$x_{i,j}(t)$ 表示在 t 時間族群中第 i 個粒子第 j 維的位置；

$lbest_{i,j}$ 為截至 $t-1$ 時間內第 i 個粒子第 j 維所找到的最佳位置即區域最佳解；

$gbest_j$ 為截至 $t-1$ 時間內全部粒子中第 j 維所找到的最佳位置即全域最佳解；

w 為權重值；

$rand_{1,2}$ 產生 $[0,1]$ 之間的隨機值；

c_1 與 c_2 分別表示區域最佳解與全域最佳解之影響係數；

粒子群聚演算法詳細步驟：

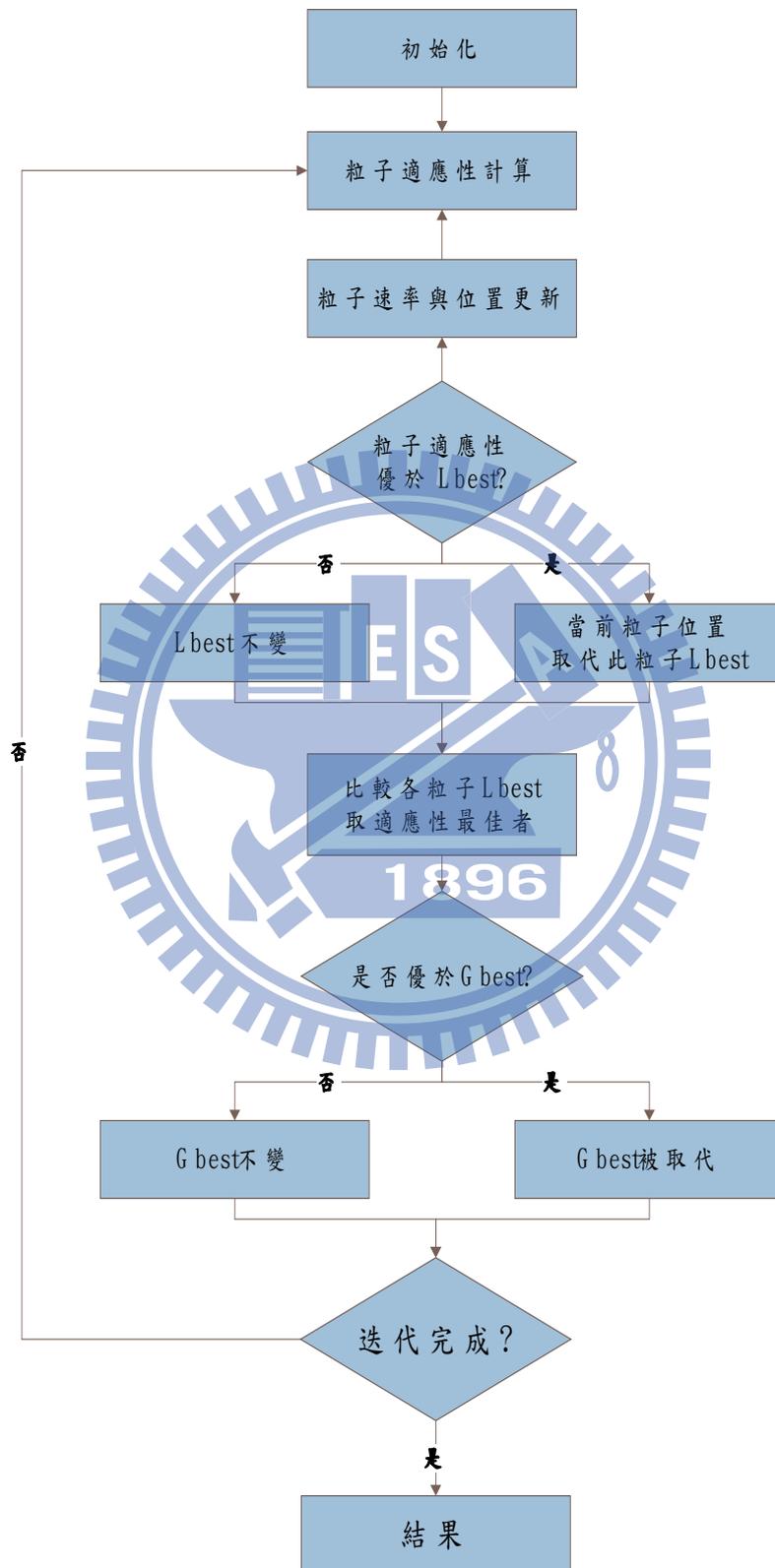


圖 A.2 PSO 計算流程圖

由粒子移動示意圖 A.1 可看出，粒子群的更新速率提供了權重與係數 c_1 、 c_2 三個參數來調整，其中 c_1 、 c_2 之值影響粒子向區域最佳解和全域最佳解學習靠近的能力， c_1 調整過大時，容易發生粒子失去探索能力只在區域最佳解附近圍繞無法收斂；同樣的 c_2 調整過大時，粒子群受全域最佳解影響過大，將使演算法快速收斂更是無法得到最佳的解。

而權重代表了粒子移動的隨機性，其大小影響了演算法求解過程中偏重於開拓或是收斂得解，較大的 w 值有利於全域解的探索能力，較小的 w 值則有利於局部的收斂，以往在 w 的選擇上常採用固定權重，即選擇一常數作為權重，在求解過程中不改變其值，此作法簡單直觀，驗證容易，可根據最佳化之結果來設定所需的值，缺點在於固定的權重值代表演算法的探索、收斂能力同為固定，對一般的問題來說，我們希望演算法前期擁有較高的探索能力拓展解的全域性；在後期迭代近結束時，收斂能力增加得到最後的解，而固定的權重值則無此功能，因此需要新的設計。

Shi 和 Eberhart 在 1998 年提出了線性遞減權重[20]，將固定權重值改為隨著遞迴次數增加權重值下降，改善求解的性能，增加初期粒子的探索能力，並隨演算法的運作逐步增加區域收斂影響力，此權重的選擇方法，也是現今 PSO 主流的設計，在大部分研究實驗中都被使用，其值通常設計由 0.9 遞減至 0.4，得到關係式

$$w = w_{ini} - k \frac{w_{ini} - w_{fin}}{K_{max}}$$

$w_{ini} = 0.9$ ； $w_{end} = 0.4$ ； k 為當前迭代的次數； K_{max} 為總迭代的次數，以下使用此權重的設計方法，作為本文的使用。

由 PSO 演算法可知，欲求得一方程式中的最佳解，對適應性條件的設計和求解的範圍需作相當的限制，對一般控制系統來說，我們可利用上升時間、穩定時間、最大超越量等穩態數據及 IAE(integral absolute error)、ISE(integral square error)、ISTE(integral time square error)等誤差指標來做設計。

$$\text{IAE} = \int_0^{\infty} |e(t)| dt$$
$$\text{ISE} = \int_0^{\infty} e(t)^2 dt$$
$$\text{ISTE} = \int_0^{\infty} t * e(t)^2 dt$$

需注意的是 PSO 演算法並不具有判斷系統穩定性之能力，所以在粒子移動區域，需要根據穩定性與放大倍率的要求來設置範圍，同時設置更新速度的上下限，避免速度過大或過小使演算法失去移動的功能，當粒子移動超過規定的區間時，傳統上將重新定為最大最小值，而在此使用 rand()函數隨機賦值避免出現粒子集中於邊界之現象。

利用 PSO 演算法，對外部 PI 控制器的參數能有更好的設計，分別比較改良式 PI 控制器、與簡化模型 PI+R 控制器，觀察不同情況下系統的響應波形，便能以此判斷各控制器的優劣。



附錄 B

$R_s = 0.0026\Omega$	定子電阻
$R_r = 0.0029\Omega$	轉子電阻
$L_s = 0.002587H$	定子電感
$L_r = 0.002587H$	轉子電感
$n_p = 2$	極對數
$\omega_s = 50Hz$	電網頻率
$c_1 = 0.5176$ $c_2 = 116$ $c_3 = 0.4$ $c_4 = 5$ $c_5 = 21$ $c_6 = 0.0068$	功率轉換係數之常數
$R = 44m$	葉片半徑
$\rho = 1.1225kg/m^3$	空氣密度
$\lambda_{opt} = 8.1$	最佳尖端葉速比
$C_{pmax} = 0.48$	最佳功率轉換係數點
$\frac{N_t}{N_g} = 0.01$	齒輪比
$J = 90.8kg \cdot m^3$	風機轉動慣量

表 B.1 系統使用之參數值