

雙饋感應發電機之諧波電流與不平衡電流整合控制系統研製

陳宗柏^{1*}

摘 要

雙饋感應發電機運轉於低轉差範圍時，轉子側變頻器提供了電壓餘裕度以做為諧波控制以及不平衡控制之用。本論文針對並聯了單相、三相非線性負載，以及雙饋感應發電機，與三相不平衡電網併網之供電分路，作諧波與不平衡現象之探討，與分析，並建立一個PC-based控制系統，以Mathworks™公司之xpc target軟體配合PC主機以及相關的控制卡，來實現風力發電控制系統，其程式發展以圖形化、階層化方式達成，除縮短開發時程之外，PC-based控制系統也提供網路監控以及開放平台之便利。所提出之控制系統主要功能為對流經併網分路電流控制回授點之諧波電流與不平衡電流，藉由受控制的雙饋感應發電機定子輸出電流加以補償消除。本論文在PC-based控制系統合成正、負向序與5、7次諧波之轉子側換流器電壓向量，來控制雙饋感應發電機轉子電流，進而達成雙饋感應發電機定子側實功、虛功、三相不平衡電流以及5次、7次諧波電流控制。本論文對實驗系統作數學分析，並以PC-based快速原型系統，由所提出之實驗結果，可以驗證系統之可行性與效能。

關鍵詞：雙饋感應發電機，換流器，諧波失真，風力發電，三相不平衡

1. 前 言

雙饋感應發電機(doubly fed induction generator, DFIG)具有使用部分額定功率轉換器的優點，甚至不用功率轉換器直接發電，且構造簡單、因此被廣泛使用於風力發電系統(馮英芳，2006；桂人傑，2006；陳宗柏，2008；朱家齊等，2009；陳宗柏，2013；陳宗柏，2016)。本論文所提出之PC-based雙饋感應發電風力系統除了具有發電、功因控制功能，同時也具有補償饋線三相不平衡電流與非線性負載引起的諧波電流的功能，此為雙饋感應發電機獨具的能力。本論文以圖1所描述的架構，研

究雙饋感應發電機之諧波控制技術，並與三相不平衡電流控制系統整合，將之初步成果經修改後乃有本文之提出(陳宗柏，2013；陳宗柏，2016)。

圖1所描述的雙饋式風力發電系統主要發電能量經由定子以三相交流形式併網。DFIG轉子端需要裝設轉子側換流器(rotor side converter, RSC)，與共用直流鏈的電網側換流器(grid side converter, GSC)協同完成能量傳遞以及定子電壓、電流之控制。當雙饋感應發電機運轉於次同步狀況，亦即轉子速度低於同步轉速，GSC將電網交流電力轉換為直流，經RSC轉為交流，將能量饋入轉子。雙饋感應發電機於超同

¹ 亞東技術學院電機工程系教授

*通訊作者電話: 0936-570566, E-mail: tpchen@mail.oit.edu.tw

收到日期: 2018年01月11日

修正日期: 2018年04月17日

接受日期: 2018年05月08日

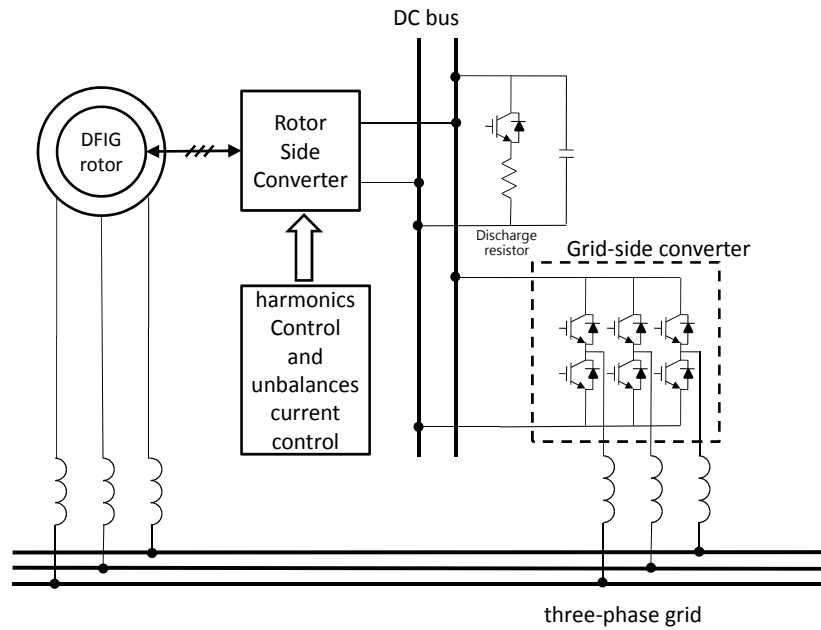


圖1 雙饋感應發電機轉子控制架構圖(本研究繪製)

步運轉之下，亦即轉子速度高於同步轉速，也有小部分經RSC轉為直流，回收能量累積於直流鏈電容之中，以鎖相迴路得到的電網參考相角加上控制實功所需的轉矩角來完成GSC相位控制，經由GSC將直流轉為三相交流形式電能饋入電網(Wang and Chang, 2008)。

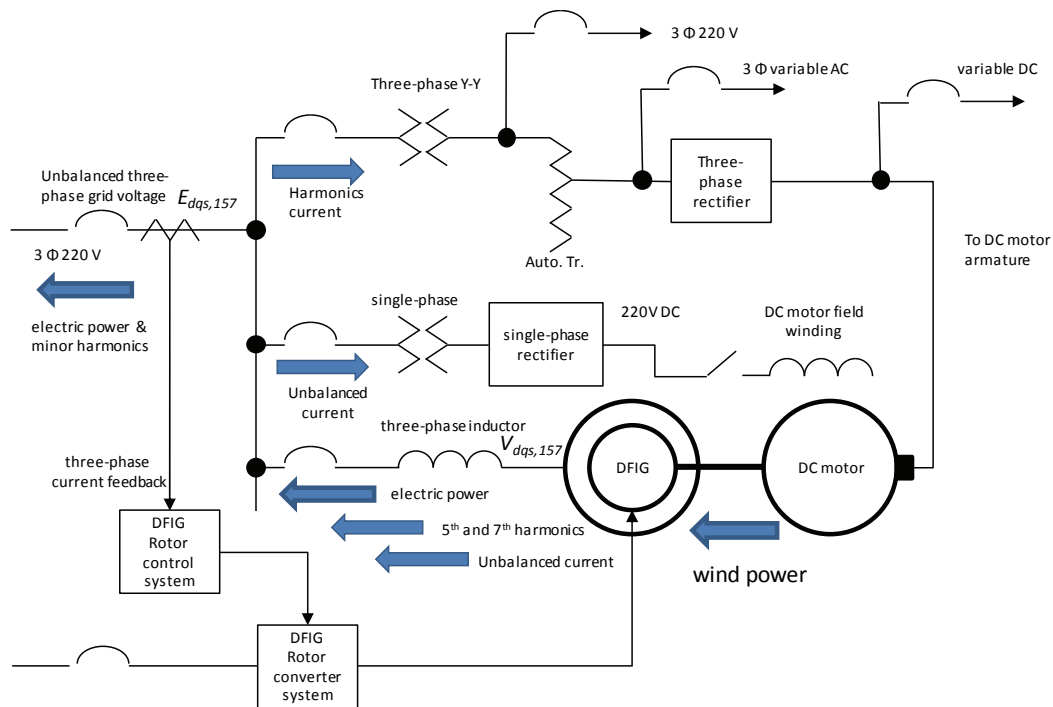
RSC控制雙饋發電機轉子的電流，當雙饋發電機轉速接近同步轉速時，轉子電抗相當低，轉子三相電壓也必須控制在低電壓範圍。在低調變指標之下，變頻器的總諧波失真比較大(Holtz, 1992)，再者由於雙饋發電機轉子阻抗為時變，且鐵心磁化曲線為非線性，雖然時變與非線性成分不大，但是仍將引起電流失真，致使低頻率範圍之諧波流動在於轉子電路，並將產生脈動轉矩，影響發電品質(Liao *et al.*, 2003；Fan *et al.*, 2010)。即便DFIG輸出電壓品質良好，若電網品質不佳，或負載為非線性、單相時，當雙饋發電機定子併網，諧波電流與不平衡電流將影響交流電網的電力品質。本文以控制轉子側換流器電流方式，得以使DFIG定子發揮功因控制、諧波消除控制，以及三相不平衡電流控制等功能以改善電網的電力品質。

2. 雙饋感應發電系統不平衡電流與諧波電流

以控制雙饋感應發電機轉子電流來解決非線性整流型負載導致的三相不平衡(Xu and Wang, 2007) 與諧波失真(Phan and Lee, 2011)或者做整合控制(Hu *et al.*, 2013)；或者以電機機械觀點，評估轉子電壓與電流失真，導致脈動轉矩以及定子的電壓、電流失真(Liao *et al.*, 2003)，可知雙饋感應發電機輸出的電力品質，與轉子的電流控制良窳有很大的關聯。

圖2所示為本論文之實驗系統之配線圖。三相匯流排端的電壓以 E 表示，(1)為正負相序電壓總和以定子 dqs 座標表示，上標 p 與 n 分別表示正相序以及負相序， ω_s 為同步角速度 rad/s ，(2)為(1)之三相表示式。正負相序電壓於同步 DQ 座標下之正、負相序電壓表示式分別如(3)、(4)所示。DFIG定子端的電壓以 V 表示，(5)為正負相序電壓總和以 dqs 座標表示，(6)為(5)之三相表示式， ϕ 為 E 與 V 之相位差。DFIG定子電流如(7)所示， θ 為 V 與 I 之相位差。

$$E_{dqs} = e^{j\omega_s t} E_{DQ}^p + e^{-j\omega_s t} E_{DQ}^n \quad (1)$$



電機等效電路(Xu and Wang, 2007) (朱家齊等, 2009)。以基本波正相序成分為例, (15)為轉子電壓d軸分量, (16)為轉子電壓q軸分量, I_{dr} 、 I_{qr} 、 λ_{dr} 、 λ_{qr} 分別為轉子激磁電流之d-q軸分量, 以及磁交鏈之d-q軸分量。

圖4為轉子電流之正、負相序基本波以及五次、七次諧波之DQ轉換系統架構圖, 將三相轉子電流對應四個不同頻率的定子參考電壓角度與轉子角度, 計算出各自的DQ軸電流成

分(Yazdani and Iravanu, 2006)。圖4之電壓向量產生器(voltage vector generator)依照(14)對同一時間之下, 將四組不同D、Q軸之電壓振幅, 配上各自對應的不同頻率的定子參考電壓角度, 成為四個參考電壓相量, 再合併成為一個合成的參考電壓相量振幅與角度輸出。圖5為定子電流之正、負相序基本波以及5次、7次諧波量測之DQ轉換系統架構圖。與圖4之差異為圖5系統沒有用到轉子角度。

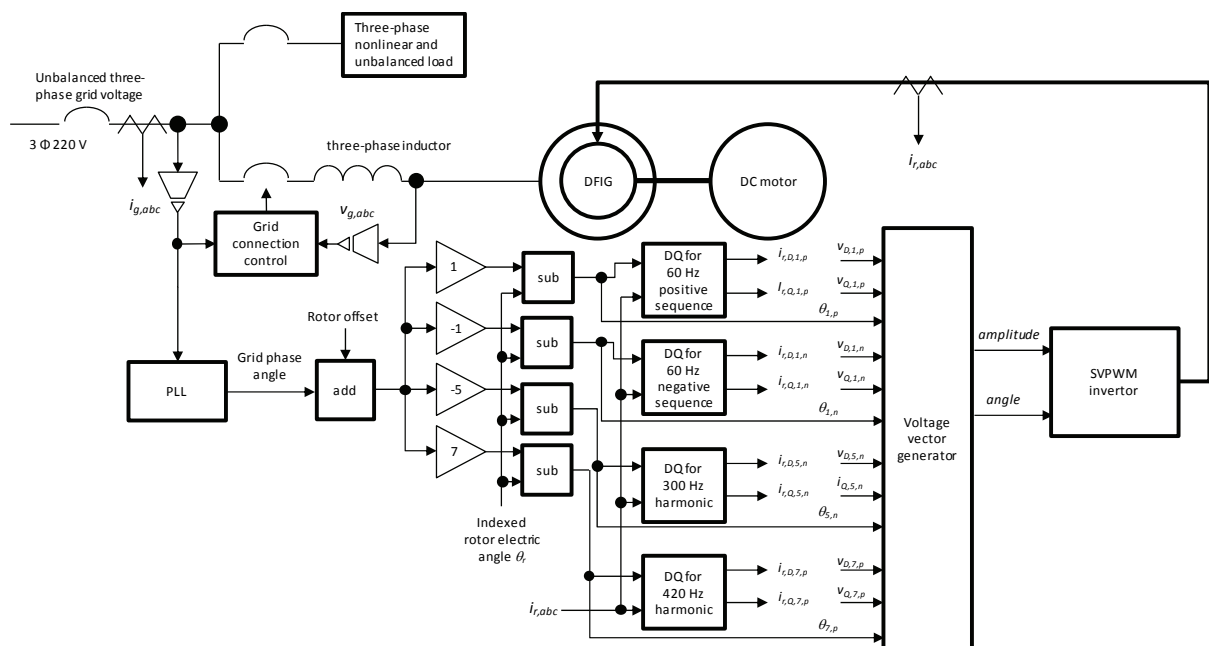


圖4 轉子電流之正、負相序基本波以及五次、七次諧波之DQ轉換系統架構圖(本研究繪製)

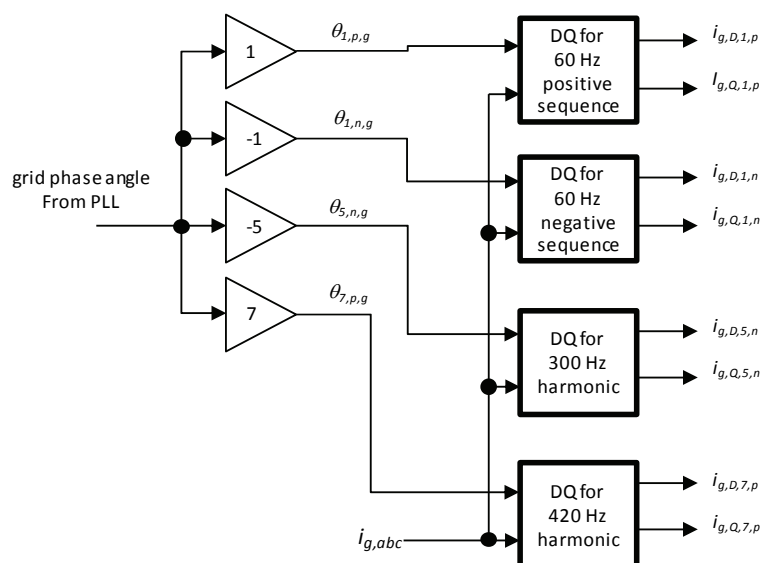


圖5 定子電流之正、負相序基本波以及5次、7次諧波量測之DQ轉換系統架構圖(本研究繪製)

$$E_{dq5,157} = e^{j\omega_s t} E_{DQ,1}^p + e^{-j\omega_s t} E_{DQ,1}^n + e^{-j5\omega_s t} E_{DQ,5}^n + e^{j7\omega_s t} E_{DQ,7}^p \quad (8)$$

$$E_{DQ,1}^p = E_{D,1}^p + jE_{Q,1}^p \quad (9)$$

$$E_{DQ,1}^n = E_{D,1}^n + jE_{Q,1}^n \quad (10)$$

$$E_{DQ,5}^n = E_{D,5}^n + jE_{Q,5}^n \quad (11)$$

$$E_{DQ,7}^p = E_{D,7}^p + jE_{Q,7}^p \quad (12)$$

$$V_{dq5,157} = e^{j\omega_s t} V_{DQ,1}^p + e^{-j\omega_s t} V_{DQ,1}^n + e^{-j5\omega_s t} V_{DQ,5}^n + e^{j7\omega_s t} V_{DQ,7}^p \quad (13)$$

$$V_{dqr,157} = e^{j(\omega_s - \omega_r)t} V_{r,DQ,1}^p + e^{-j(\omega_s + \omega_r)t} V_{r,DQ,1}^n + e^{-j(5\omega_s + \omega_r)t} V_{r,DQ,5}^n + e^{j(7\omega_s - \omega_r)t} V_{r,DQ,7}^p \quad (14)$$

$$V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - j(\omega_s - \omega_r)\lambda_{qr} \quad (15)$$

$$V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} - j(\omega_s - \omega_r)\lambda_{dr} \quad (16)$$

圖6為以定子 dqs 座標之多頻率合成轉子電壓向量，(a)轉差較大時基本波電壓較大，諧波電壓控制能力較小、(b)轉差較小時，諧波電壓控制能力較大。本論文調變技術乃是採用空間向量調變技術(space vector pulse-width modulation, SVPWM)之觀念，簡述如下(van der Broeck *et al.*, 1988；Holtz, 1992；Chen, 2009)，圖7中參考電壓相量 V^* 之角度決定所在之區段，每區段只採用兩個開關狀態，例如圖7中 $S_2(010)$ 與 $S_6(110)$ 。開關配置順序如表1所示，本系統使用調變方式前置相量與後置相量時間相同，但是順序相反。開關狀態持續時間如(17)~(19)所示，式中 M 為調變指標(0~1.1547)、 γ 為由 V_1 或 V_2 或 V_4 起算到 V^* 之角度($0^\circ \sim 60^\circ$)。圖8所示為以 Simulink 發展的子系統，功能為將 SVPWM 參考電壓相量 V^* 轉換為個相調變(per-phase modulation)。將參考電壓相量依照

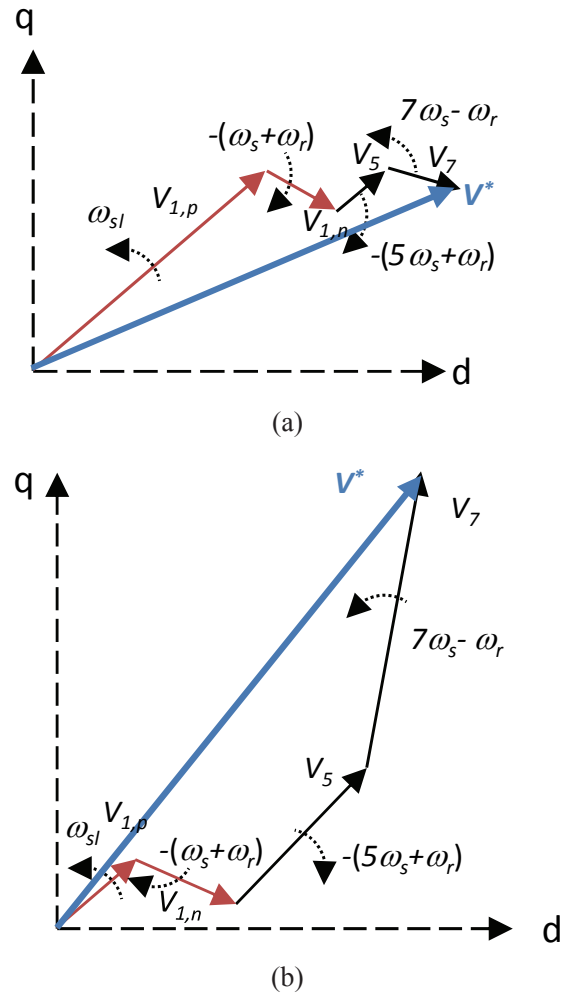


圖6 以定子 dqs 座標之多頻率合成轉子電壓向量，(a)轉差較大時基本波電壓較大，諧波電壓控制能力較小、(b)轉差較小時，諧波電壓控制能力較大(本研究繪製)

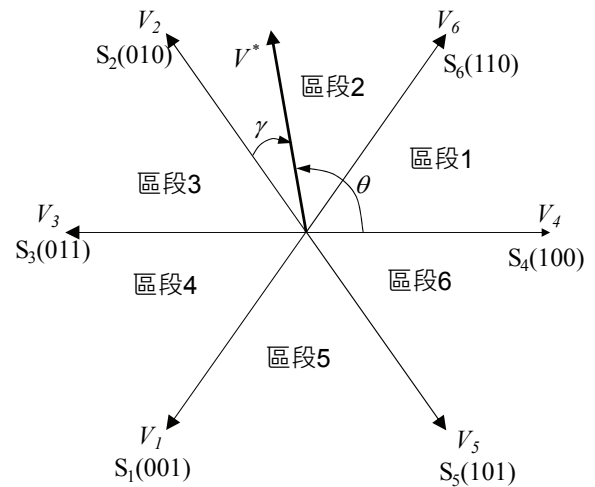


圖7 基本電壓相量與區段之定義(本研究繪製)
(17)~(19)時間配置，轉換成等效之三相調變波位準，送到設定載波頻率為 10 kHz、dead-time

表1 SVPWM時間與基本電壓相量配置表(本研究整理)

時間區	T_z 前置向量				T_z 後置向量			
	T_0	T_A	T_B	T_7	T_7	T_B	T_A	T_0
開關狀態	S0	S2	S6	S7	S7	S6	S2	S0
V_U	0	0	1	1	1	1	0	0
V_V	0	1	1	1	1	1	1	0
V_W	0	0	0	1	1	0	0	0

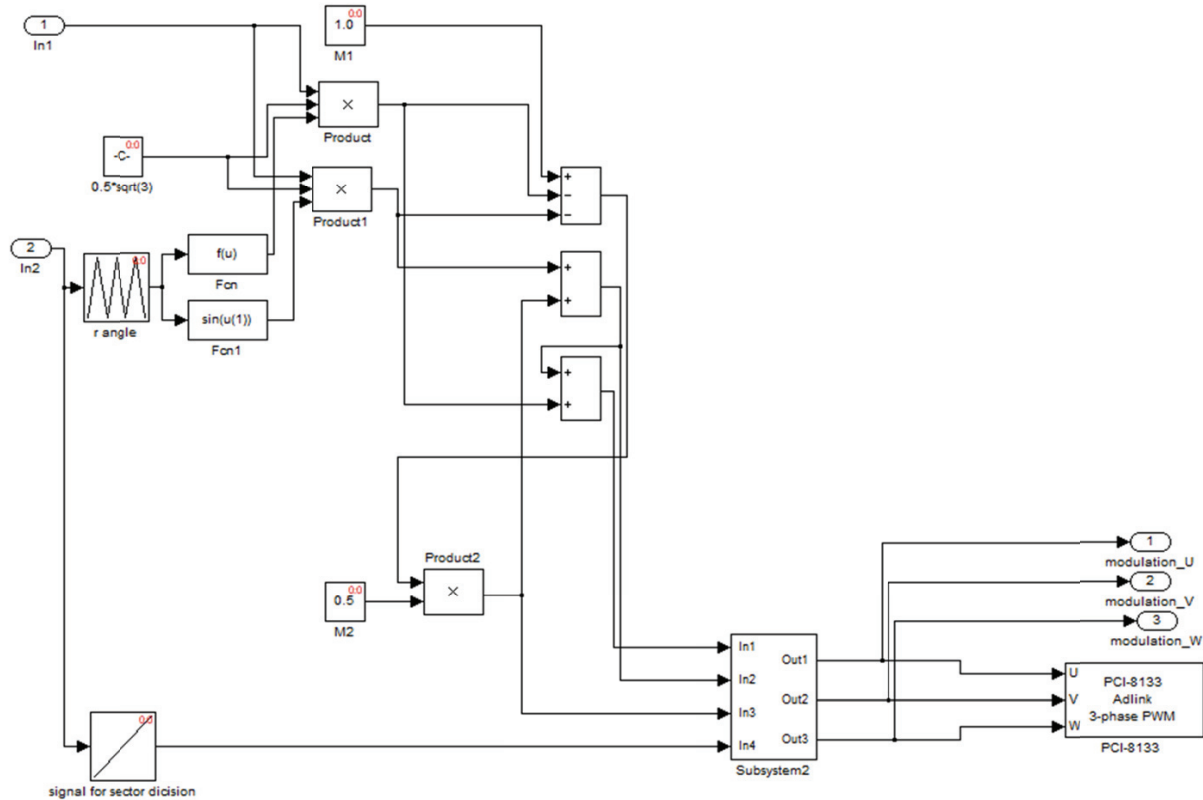


圖8 轉子電壓向量轉換為三相調變波(本研究繪製)

4.5 μ s之三相調變卡，以產生TTL (transistor-transistor logic, TTL)相容之六個IGBT (insulated gate bipolar transistor, IGBT)控制信號。

$$T_A = T_z \frac{\sqrt{3}}{2} M \sin \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right) \quad (17)$$

$$T_B = T_z \frac{\sqrt{3}}{2} M \sin (\gamma) \quad (18)$$

$$T_0 = T_7 = 0.5 (T_z - T_A - T_B) \quad (19)$$

圖9為轉子電流控制系統，包含基本波正相序轉子電流D軸控制系統、Q軸控制系統；基本波負相序轉子電流D軸控制系統、Q軸控制系統；5次諧波之負相序轉子電流D軸控制系統、

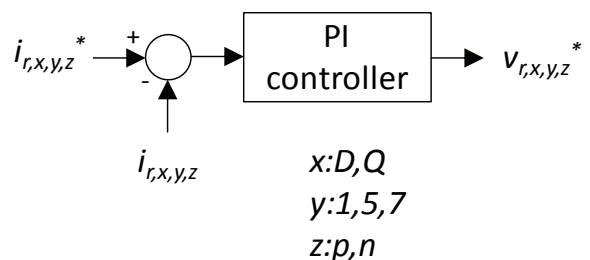


圖9 轉子電流控制系統(本研究繪製)

Q軸控制系統；7次諧波之正相序轉子電流D軸控制系統、Q軸控制系統。轉子電流誤差經過控制器以後成為8種電壓，送到圖4之電壓相量產生器合成出定子座標電壓相量，再送到圖8之SVPWM調變系統以及變頻器開關電路，以提供轉子電流所需的轉子電壓。圖10為電網電流

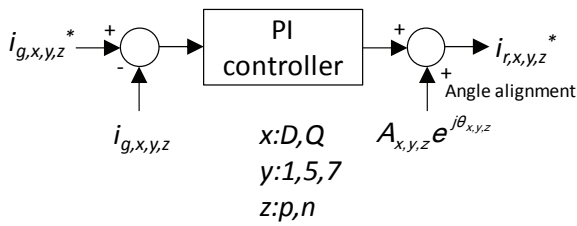


圖10 併網電流控制系統(本研究繪製)

控制系統，基本波正相序之複數功率經由DFIG定子輸出電壓之振幅與相位加以控制。基本波負相序併網電流命令設定為零，5次諧波以及7次諧波電流命令也設定為零。控制系統的輸出轉子電流命令，分別送入圖9之控制系統。圖中 $A_{x,y,z} e^{j\theta_{x,y,z}}$ 為校正微調。

3. 實驗系統

圖11為PC-Based向量控制雙饋感應風力發電實驗系統。以Mathworks™公司之xpc target

軟體將PC主機板(target PC)當作高速微處理器系統使用。控制系統在主電腦(host PC)上之Simulink系統發展，再組譯成控制程式，由區域網路下載到target PC執行。圖11中背對背變頻器共用直流鏈，主要的控制在轉子側變頻器，網路側變頻器則控制直流鏈電壓穩定。風機模擬器以馬達實驗平台既有之7.5 KW直流馬達，經單象限直流截波器驅動，提供發電所需之軸功率。本論文採用大同公司訂製生產之繞線式吊車馬達型式：TMC-FCK3規格：3 HP 6P三相60 HZ 220/440 V作為雙饋感應發電機之用。參考圖3之參數，以台達VDF C2000高階磁場向量控制通用變頻器，對前述馬達作自動參數量測，所獲得之參數為：無載電流7.7 A、定子電阻 R_s 為0.957 Ω 、轉子電阻 R_r 為1.756 Ω 、磁化電感 L_m 為73.8 mH、電感 L_x 為13.3 mH，以繞線式轉子之經驗推定， L_{lr} 與 L_{ls} 各為 L_x 的二分之一。

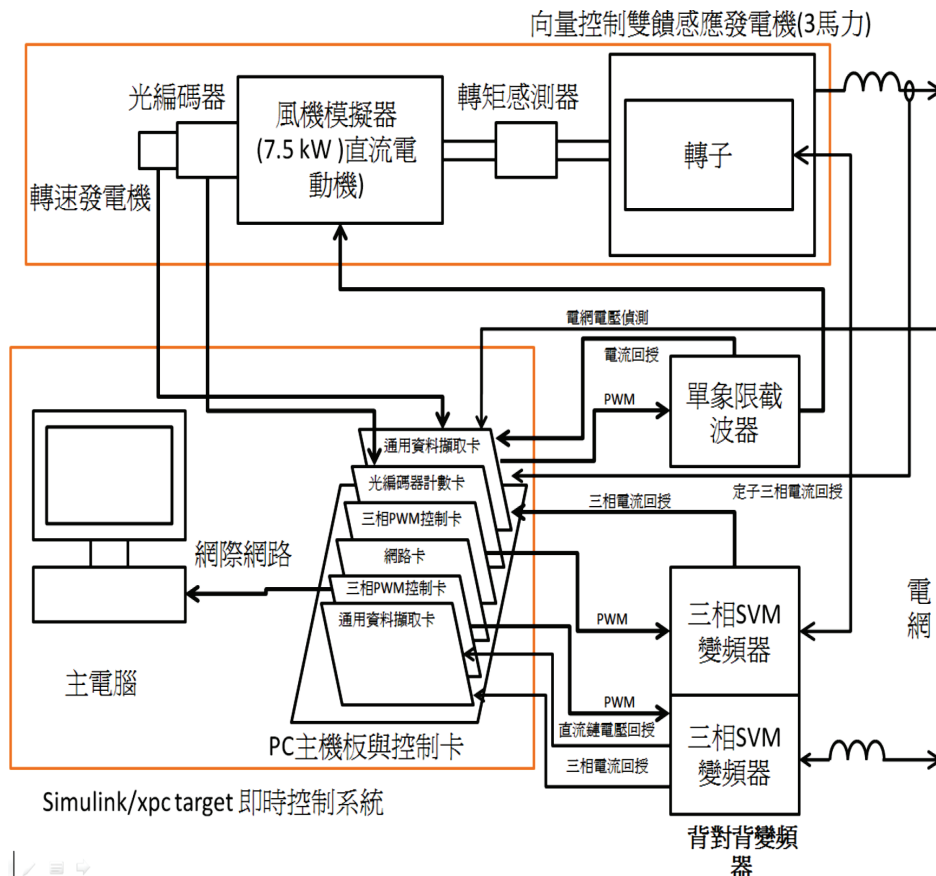


圖11 PC-Based向量控制雙饋感應風力發電實驗系統(本研究繪製)

4. 實驗結果

實驗使用儀器簡述如下，Tektronix® TDS 5054示波器，此一示波器量測頻率範圍為500 MHz，具有400 KB緩衝記憶，內建FFT模組、波形運算。電壓量測則採用Tektronix® P5205高電壓探棒。電流量測使用Tektronix® AM503B夾式電流探棒系統、Tektronix® A622夾式電流探棒。三相交流功率量測使用Volteck® PM3000A 電力分析儀、直流功率量測使用Volteck® PM1000+。三相功率電路板規格為電源三相220 V，輸出功率額定3馬力，接受上游調變器所產生的TTL信號，以控制電路板上的三相切換開關組以推動功率負載。

實驗波形如圖12所示，ch1 (黃色)為DFIG定子輸出線對線電壓波形，ch2 (藍色)為電網側線對線電壓波形，ch3 (淺紫色)為併網後之流經電流控制回授點線電流波形，Tektronix® A622電流探棒檔位：10 mV/A。ch4 (綠色)為以Tektronix® AM503B夾式電流探棒系統量測之轉子電流波形。電壓與電流刻度為ch1: 500V/

div，ch2: 500V/div，ch3: 5A/div，ch4: 10A/div。M2 (紫色)為ch3的有效值頻譜，1A rms/div，頻率為125 Hz/div。由M2頻譜兩條頻率游標所示(300 Hz、420Hz)以及線電流波形對照，可以發現主要線電流波形畸變之原因為內含可觀的五次與七次諧波。

圖13為加入諧波防治控制後之實測波形，波形刻度標示與圖12相同。值得注意的是圖13因為加入諧波控制功能，於ch4轉子電流(綠色)顯示出注入高頻電流成分；反之因為未對諧波加以控制，因此圖12轉子電流只有轉差頻率的電流存在無控制定子諧波之漣波成分。由於圖2之負載分路諧波電流成分由DFIG的諧波電流加以抵銷，圖13之ch3波形有大幅改善，觀察電流控制回授點線電流頻譜M2可以發現5、7次諧波已經被大幅降低。

圖14所示為不啟動諧波控制與不平衡電流控制功能之實驗結果。圖中ch1 (黃色)、ch2 (藍色)、ch3 (淺紫色)為圖4併網之三相電流 $i_{g, abc}$ 波形，M2 (紫色)為ch3的有效值頻譜，電流探棒檔位：10 mV/A。ch1、ch2、ch3為5 A/div；M2

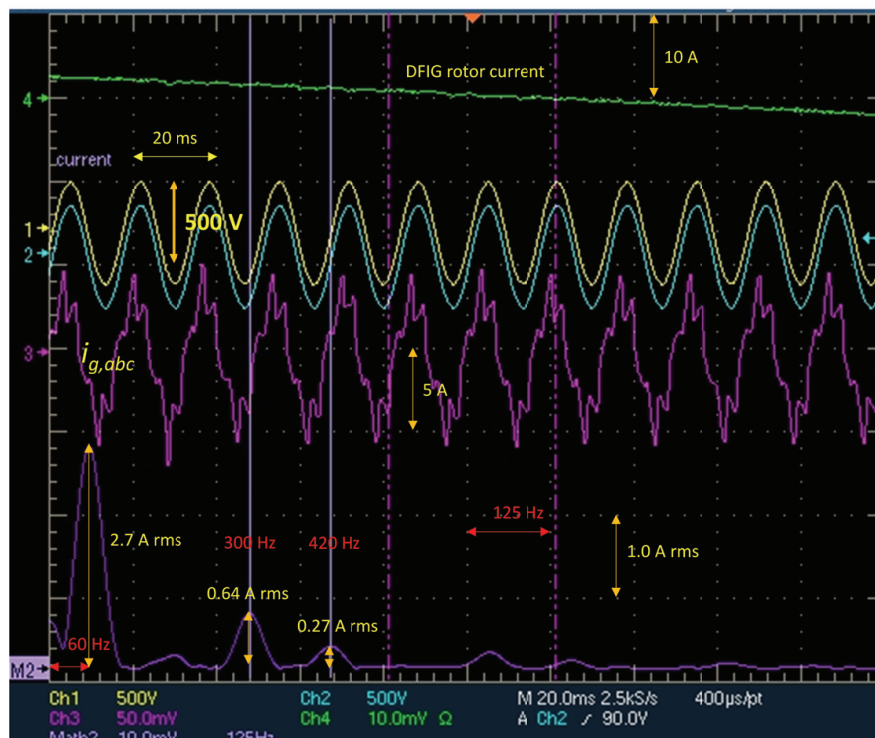


圖12 未控制之電流控制回授點線電流波形以及頻譜(本研究繪製)

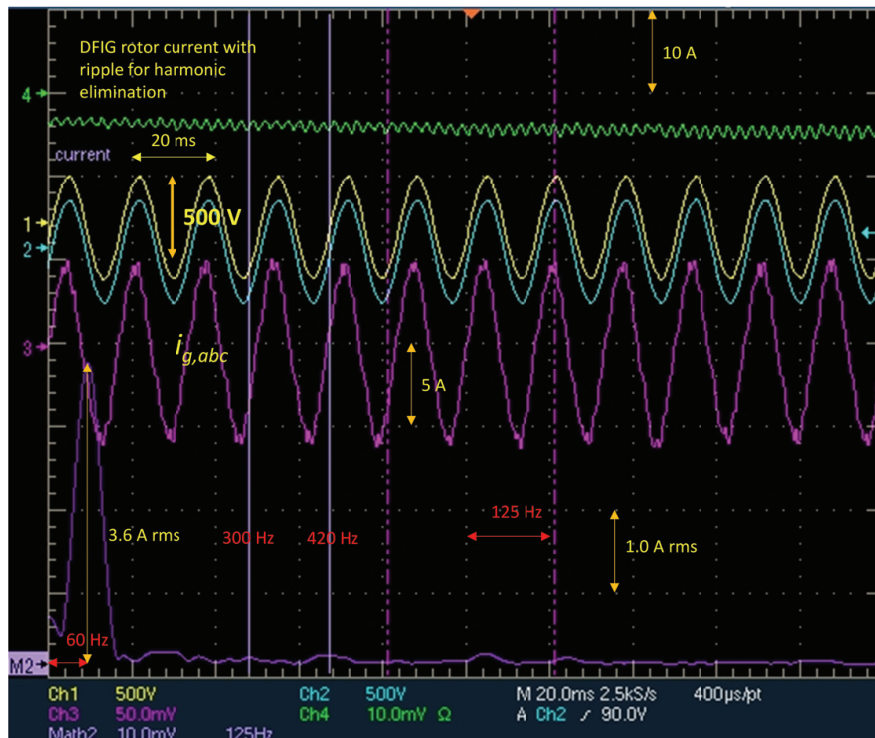


圖13 啟動諧波控制功能後之電流控制回授點線電流波形以及頻譜(本研究繪製)

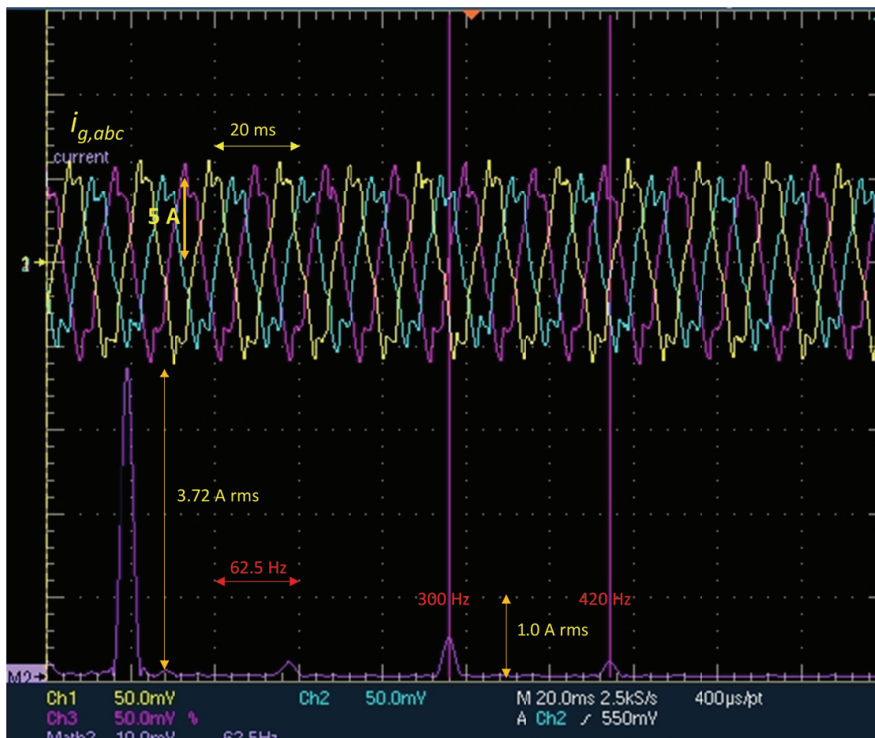


圖14 不啟動諧波控制下之三相線電流波形以及頻譜(本研究繪製)

為1 A rms/div，頻率為62.5 Hz/div。由圖14頻譜以及電流波形可以看出諧波含量頗大，且三相電流振幅不一，原因為如圖2所示，實驗室配電

系統為單相、三相混合供電，併網監控點上游的電壓為三相不平衡，監控點之下游分路亦為單相、三相混合供電。DFIG定子輸出電壓為三

相平衡，因此併網後ch1、ch2、ch3電流波形有三相不平衡現象產生。圖15刻度與圖14相同，為啟動諧波控制後之三相線電流 $i_{g,abc}$ 波形及頻

譜，5、7次諧波電流在併網電流中被壓抑，波形趨近弦波，但是三相不平衡現象仍然存在，ch1、ch2、ch3電流波形振幅不同。圖16所示為

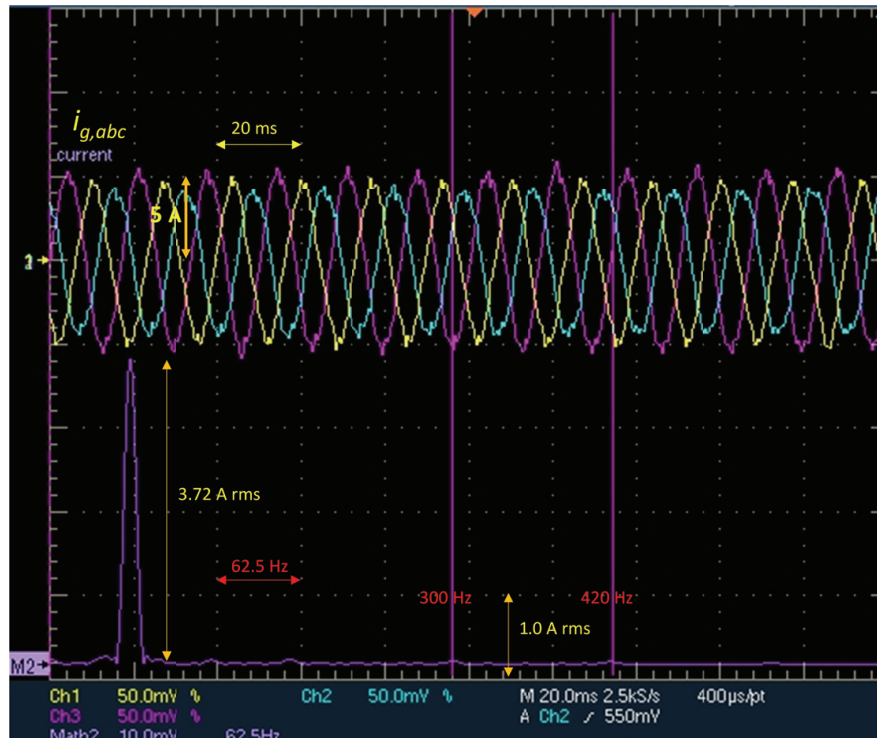


圖15 啟動諧波控制下之三相線電流波形以及頻譜(本研究繪製)



圖16 同時啟動三相不平衡電流控制以及諧波控制功能之線電流波形以及頻譜(本研究繪製)

同時啟動三相不平衡電流控制以及諧波控制功能之電流 $i_{g, abc}$ 波形，刻度與圖14相同，除了諧波被壓抑之外，三相線電流幅度也趨近相同，同時解決波形畸變與三相不平衡問題。

圖17為不啟動諧波電流控制與不平衡電流控制功能時之轉子電壓命令軌跡，軌跡殘留時間為2秒，d-q軸電壓信號以X-Y軌跡顯示呈現圓形。圖18(a)為在欠激磁條件之下轉子電壓較小，不啟動諧波電流控制與不平衡電流控制功能時的轉子電壓命令軌跡，輸出電壓命令為圖18三種狀況之最小者，最大電壓約為調變範圍($M=0\sim1.15$)之40%。圖18(b)為僅啟動諧波控制功能之轉子電壓命令軌跡，參照圖6，電壓命令有轉差速度旋轉之連桿，串接二節高速旋轉連桿，軌跡如同三節棍旋轉。圖18(b)中心尚有一黃色區域為轉子電壓命令軌跡無覆蓋之區域，整體最大電壓約為調變範圍之75%。圖18(c)為同時啟動三相不平衡電流控制以及諧波控制功能之轉子電壓命令軌跡，比圖18(b)電壓相量再增加一個自由度。由於不平衡控制使得轉子電壓基本波軌跡擴張，連圖18(b)中心黃色區域也為電壓命令軌跡覆蓋，最大電壓約為調變範圍之100%。圖19之X-Y軌跡為不啟動諧波控制與不平衡控制下，控制定子線對線輸出電壓為220 V，DFIG轉速由1,200 rpm (同步轉速)降到950 rpm之轉子電壓命令軌跡。接近同步轉速時

轉子電壓命令較小、軌跡旋轉較慢；轉速下降使得轉子電壓命令軌跡半徑加大，旋轉速度加快，軌跡較密集使顏色趨於紅色。由圖19可以驗證，若控制基本波正相序激磁電流固定，轉差率愈大，所需的轉子電壓愈大，可以提供控制諧波電流以及不平衡電流所需之轉子電壓餘裕度愈小。

若DFIG三相輸出電壓為平衡但是電網電壓不平衡，發電機定子繞組發熱不平衡；轉子繞組發熱平均，此非由不平衡控制引起。本論文由轉子加入三相不平衡激磁電流以控制定子補償三相不平衡電流，定子與轉子皆可能繞組發熱不平衡。若由轉子加入三相不平衡激磁電流以控制定子免於發生不平衡電流，僅轉子可能繞組發熱不平衡(陳宗柏，2016)。本論文建議之運轉範圍為低轉差，此一範圍DFIG轉子之功率傳送甚小，轉子銅損熱量減少且因轉子主要激磁電流頻率甚低相對應鐵損也減小，因而使轉子增加耐受因本論文轉子諧波電流控制所增加之熱量額度。

5. 結 論

本論文實現PC Based整合控制雙饋感應發電機系統之不平衡電流以及諧波電流消除技術，主要整治對象為三相不平衡電流以及5次與

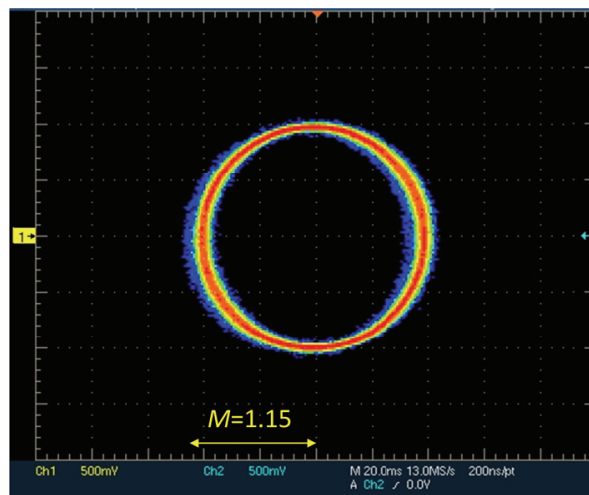
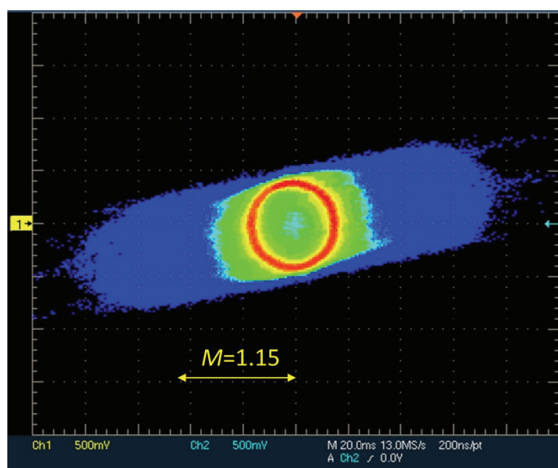
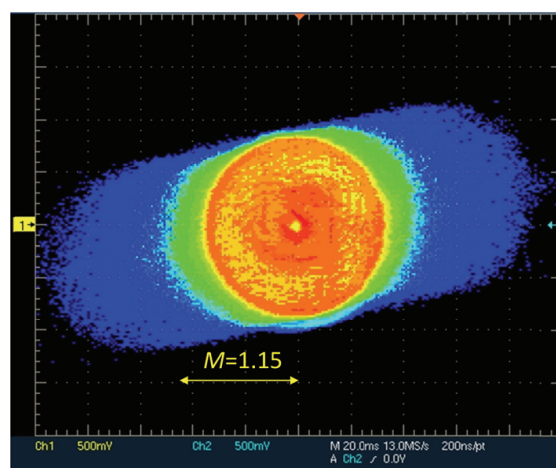


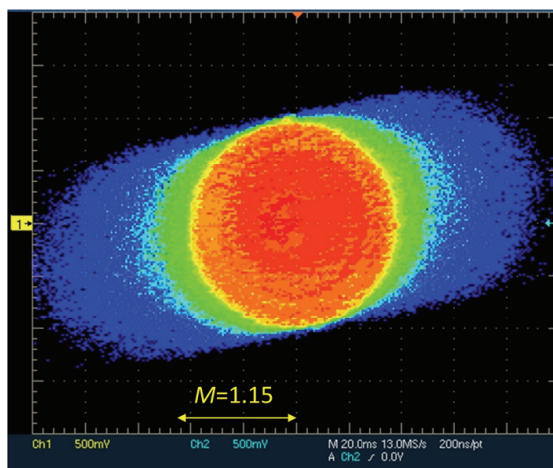
圖17 不啟動諧波電流控制與不平衡電流控制功能時之轉子電壓命令軌跡(本研究繪製)



(a)



(b)



(c)

圖18 以2s殘留時間之轉子電壓命令X-Y軌跡圖。(a)諧波消除與不平衡電流控制系統皆不啟動，(b)僅啟動諧波消除功能，(c)同時啟動電流諧波消除控制以及不平衡電流控制(本研究繪製)

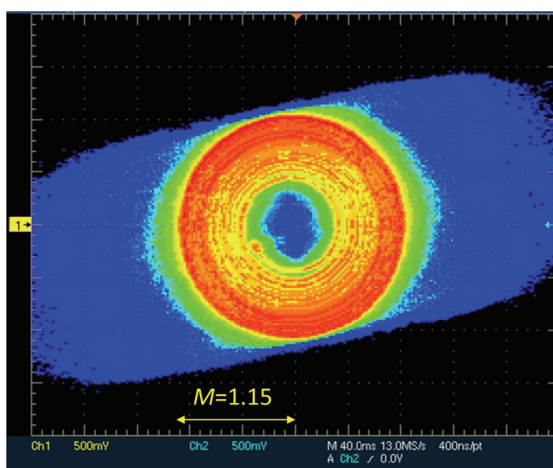


圖19 DFIG轉速由1,200 rpm降到950 rpm之轉子電壓命令軌跡(本研究繪製)

7次諧波電流。經實驗結果驗證，所提出的控制方法成效良好，使雙饋風力發電系統除具有基本的發電、功因控制功能，同時也具有補償饋線三相不平衡電流與非線性負載引起的諧波電流的功能。為使監控點的不平衡電流消除，由DFIG吸收的不平衡電流所可能引起的轉矩脈動以及發電機繞組發熱不平衡，由風機慣量消除轉矩脈動以及發電機散熱系統對發熱不平衡之容忍程度也影響到本研究後續的實用性。諧波消除技術所要求之轉子高頻電壓動態範圍因為阻抗大增而相對的大幅增加，以較接近同步轉速時，轉子換流器能提供較大電壓餘裕範圍，供諧波消除控制之用。

誌 謝

感謝科技部計畫NSC 101-2221-E-161-010，NSC 102-2221-E-161-005對本研究的贊助。

參考文獻

朱家齊、鄭劭鈞、洪嘉駿、陳宗柏與桂人傑，2009。雙饋式感應風力發電機組同步併網技術之研究，第四屆臺灣風能學術研討會論文集。

桂人傑，2006。變速風機之控制系統，機械工業，精密製造與新興能源機械技術專輯，頁51-67。

陳宗柏，2008。PC-Based向量控制感應風力發電模擬系統研製，亞東學報，第28期，頁17-24。

陳宗柏，2013。雙饋式感應發電機之諧波電流與不平衡電流控制技術，中華民國第三十四屆電力工程研討會論文集。

陳宗柏，2016。三相不平衡電網下雙饋感應發電機系統研製，亞東學報，第36期，頁181-192。

馮英芳，2006。可變速風力發電機與電力轉換

器，電機月刊，第16卷，第7期，頁174-190。

- Chen, Tsung-Po, 2009. Dual-Modulator Compensation Technique for Parallel Inverters Using Space Vector Modulation, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Volume 56, No. 8., pp. 3004-3012.
- Fan, Lingling, Subbaraya Yuvarajan, and Rajesh Kavasseri, 2010. Harmonic Analysis of a DFIG for a Wind Energy Conversion System, IEEE Trans. on Energy Conversion, Volume 25, No. 1, pp. 181-190.
- Holtz, J., 1992. Pulsewidth Modulation-A Survey, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Volume 39, No. 5, pp. 410-420.
- Hu, Jiabing, Hailiang Xu and Yikang He, 2013. Coordinated Control of DFIG's RSC and GSC Under Generalized Unbalanced and Distorted Grid Voltage Conditions, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Volume 60, No. 7, pp. 2808-2819.
- Liao, Yong, Li Ran, Ghanim A. Putrus and Kenneth S.Smith, 2003. Evaluation of the Effects of Rotor Harmonics in a Doubly-Fed Induction Generator With Harmonic Induced Speed Ripple, IEEE Trans. on Energy Conversion, Volume 18, No. 4, pp. 508-515.
- Phan, Van-Tung and Hong-Hee Lee, 2011. Control Strategy for Harmonic Elimination in Stand-Alone DFIG Applications With Nonlinear Loads, IEEE Trans. on Power Electronics, Volume 26, No. 9, pp. 2662-2675.
- van der Broeck, H.W., H.-C. Skudelny and G.V. Stanke, 1988. Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage - Space Vectors, IEEE Trans. on Industrial Applications, Volume 24, No. 1, pp. 142-150.
- Wang, Zitao and Liuchen Chang, 2008. A DC Voltage Monitoring and Control Method for

- Three-Phase Grid-Connected Wind Turbine Inverters, IEEE Trans. on Power Electronics, Volume 23, No. 3, pp. 1118-1125.
- Xu, Lie and Yi Wang, 2007. Dynamic Modeling and Control of DFIG-Based Wind Turbines Under Unbalanced Network Conditions, IEEE Trans. on Power Systems, Volume 22, No.1, pp. 314-323.
- Yazdani, A. and R. Iravanu, 2006. A Unified Dynamic Model and Control for the Voltage-Sourced Converter Under Unbalanced Grid Conditions, IEEE Trans. Power Delivery, Volume 21, No. 3., pp. 1620-1629.

Implement of the Integrated Harmonic Current and Unbalanced Currents Control System for DFIG

Tsung-Po Chen^{1*}

ABSTRACT

When the DFIG rotates under low slip region, the fundamental voltage of the rotor side converter will work under a low voltage situation. Besides the fundamental voltage vector, different frequencies voltage vectors can be added to control the three-phase unbalance current and the selected harmonics currents of the rotor. This paper presents a study on the branch that includes single-phase and three-phase non-linear load and in parallel with a DFIG. A PC-based real-time control system was developed for DFIG control, the software is based on the Simulink xpc target environment. The hardware system is a PC system, including main board and many control cards. The network communication and monitoring abilities are essentially included and the programs of the proposed control systems are graphical and hierarchical style. Four voltage vectors sequences with different rotating speed and direction are composited to a voltage vector sequence to generate three-phase SVPWM voltages for DFIG rotor current control. By means of rotor current control, the DFIG stator can generate designated complex power. Furthermore, the DFIG can generate three-phase unbalanced current and harmonics currents, i.e. the 5th and 7th harmonics, to compensate the unbalanced current and harmonics currents of the controlled branch. The mathematical analysis and rapid model experimental results are provided for validate the performance of the proposed DFIG control system.

Keywords: DFIG, converter, harmonic distortion, wind-power generation, unbalance

¹ Professor, Department of Electrical Engineering, Oriental Institute of Technology.

*Corresponding Author, Phone: +886-936-570566, E-mail: tpchen@mail.oit.edu.tw

Received Date: January 11, 2018

Revised Date: April 17, 2018

Accepted Date: May 8, 2018