

博士學位論文

이중 컨버터에 의한 가변속 풍력발전  
시스템의 운전특성에 관한 연구



濟州大學校 大學院

電氣電子工學科

姜 敬 保

2005年 6月

# 이중 컨버터에 의한 가변속 풍력발전 시스템의 운전특성에 관한 연구

指導教授 金 一 煥

姜 敬 保

이 論文을 工學 博士學位 論文으로 提出함

2005年 6月

姜敬保의 工學 博士學位 論文을 認准함



審査委員長 \_\_\_\_\_ 印

委 員 \_\_\_\_\_ 印

委 員 \_\_\_\_\_ 印

委 員 \_\_\_\_\_ 印

委 員 \_\_\_\_\_ 印

濟州大學校 大學院

2005年 6月

# A Study on the Operating Characteristics of Variable Speed Wind Turbine Generation System using Dual Converter

Kyung-Bo Kang

(Supervised by professor Eel-Hwan Kim)



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF  
THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF  
DOCTOR OF ENGINEERING

DEPARTMENT OF ELECTRONIC AND ELECTRICAL  
ENGINEERING GRADUATE SCHOOL  
CHEJU NATIONAL UNIVERSITY

2005. 6.

# 목 차

LIST OF FIGURES .....	iv
LIST OF TABLES .....	x
LIST OF SYMBOLS .....	xi
SUMMARY .....	xvi
I. 서 론 .....	1
II. 이론적 배경 .....	5
1. 풍속에너지 특성 .....	5
2. 발전기의 종류와 특징 .....	7
1) 동기 발전기 .....	7
(1) 영구 자석형 동기 발전기 .....	8
(2) 권선 계자형 동기 발전기 .....	9
2) 유도 발전기 .....	11
(1) 농형 유도 발전기 .....	11
(2) 이중여자 유도 발전기 .....	14
3. 시스템 모델링 .....	16
1) 바람 모델 .....	16
2) 터빈 모델 .....	19

3) 피치각 제어 모델 .....	23
4) 이중여자 유도기 모델 .....	24
<b>III. 이중 컨버터 제어 .....</b>	<b>27</b>
1. 유도기의 d-q 등가 모델 .....	27
2. 유·무효 전력제어 .....	32
3. 직류 컨버터제어 .....	36
1) 수학적 모델링 .....	39
2) 직류 컨버터 제어 .....	42
4. 디지털 전류 제어 .....	43
1) PI 제어기 설계 .....	43
2) 제어기 이득 설정 .....	45
3) 디지털 필터 설계 .....	49
5. 펄스 제어 .....	53
1) 펄스 제어기의 구성 .....	53
2) 펄스화기 .....	54
3) 펄스 규칙 .....	57
4) 펄스 추론기 .....	60
5) 비펄스화기 .....	61
<b>IV. 디지털 시뮬레이션 .....</b>	<b>63</b>
1. 회전자 슬립저항 제어 시스템 .....	63
2. 이중 컨버터 제어 시스템 .....	73

V. 실험 및 결과 고찰 .....	82
1. 제어시스템 구성 .....	82
2. 직류 컨버터 제어 .....	83
3. 유·무효 전력제어 .....	86
VI. 결론 .....	92
참 고 문 헌 .....	94



## LIST OF FIGURES

Fig. 1 Output characteristics of wind turbine generation system .....	6
Fig. 2 WTGS with dual converter system using permanent magnet synchronous machine .....	9
Fig. 3 Power grid connected WTGS using wound rotor synchronous machine .....	10
Fig. 4 WTGS with dual converter system using synchronous machine .....	11
Fig. 5 WTGS using squirrel cage induction machine .....	12
Fig. 6 WTGS with exciting capacitor using induction machine .....	13
Fig. 7 WTGS with dual converter system using squirrel cage induction machine .....	13
Fig. 8 Grid connected WTGS with doubly fed induction machine .....	14
Fig. 9 Grid connected WTGS using the doubly fed induction machine with dual converter .....	16

Fig. 10 Power coefficient versus tip speed ratio(TSR) .....	21
Fig. 11 Generating output power versus wind speed .....	22
Fig. 12 Block diagram of pitch angle control .....	23
Fig. 13 Equivalent circuit of model machine per phase .....	26
Fig. 14 Idealized three - phase induction machine in $d$ - $q$ synchronously rotating reference frame .....	28
Fig. 15 $d$ - $q$ equivalent circuits at synchronously rotating reference frame .....	31
Fig. 16 Maximum power generation point versus wind speed ...	32
Fig. 17 Power flow of DFIM using dual converter system .....	33
Fig. 18 Configuration of PWM DC converter .....	37
Fig. 19 Equivalent circuit of PWM DC onverter .....	38
Fig. 20 Control configuration of 3 phase voltage type PWM DC converter .....	42
Fig. 21 Block diagram of PI controller with Anti-Windup control .....	44
Fig. 22 Block diagram of current controller .....	45



Fig. 23 Block diagram of LPF(Low-pass filter) .....	50
Fig. 24 Block diagram of HPF(High-pass filter) .....	51
Fig. 25 Block diagram of HPF with integrator .....	52
Fig. 26 Block diagram of fuzzy control system .....	54
Fig. 27 Fuzzy singleton .....	56
Fig. 28 Fuzzy input value of triangle rule .....	56
Fig. 29 Membership function of $e$ , $\Delta e$ , $\Delta u$ .....	57
Fig. 30 Mamdani's fuzzifier .....	61
Fig. 31 Defuzzifier .....	62
Fig. 32 Output torque versus wind speed of model system .....	64
Fig. 33 Torque simulator .....	65
Fig. 34 Schematic diagram of model system with external resistor .....	66
Fig. 35 Simulation results of power factor and current waveform with soft starting .....	67

Fig. 36 Actual current waveform of model system with soft starting .....	68
Fig. 37 Simulation results of rpm, P_angle, lambda and $C_p$ .....	69
Fig. 38 Simulation results of wind, PF, kW, var and Ia_rms .....	70
Fig. 39 Simulation results of wind, $V_{as}$ and $I_{as}$ from 4.8 to 5.0 [sec] .....	70
Fig. 40 Simulation results of wind, rpm, P_angle, lambda and $C_p$ .....	71
Fig. 41 Simulation results of wind, PF, kW, var and Ia_rms .....	72
Fig. 42 Actual and simulation results of model system versus wind speed .....	73
Fig. 43 Schematic diagram of model system with dual converter .....	74
Fig. 44 Simulation results of wind, rpm, P_angle, lambda and $C_p$ .....	76
Fig. 45 Simulation results of wind, grid_PF, $W_{grid}$ , $W_{conv}$ and var_grid .....	76
Fig. 46 Simulation results of $V_{as}$ & $I_{as}$ from 4.8 to 5.0 [sec] using Fig. 44 .....	77

Fig. 47 Simulation results of PF , kW and var with dual converter .....	78
Fig. 48 Simulation results of kW, var, $V_{as}$ and $I_{as}$ with dual converter .....	78
Fig. 49 Simulation results of rpm, P_angle, lambda and $C_p$ ...	79
Fig. 50 Simulation results of PF, kW, var and Vdc .....	80
Fig. 51 Simulation results of $V_{as}$ & $I_{as}$ .....	81
Fig. 52 Schematic diagram of the proposed control system of PWM DC converter .....	83
Fig. 53 Block diagram of PWM DC converter control system .....	85
Fig. 54 Experimental results of Vdc with PWM DC converter .....	85
Fig. 55 Experimental results of $v_{as}$ , $i_{as}$ with PWM DC converter .....	86
Fig. 56 Control block diagram of active and reactive power .....	87
Fig. 57 Block diagram of the active and reactive power control system .....	87

Fig. 58 Unity power factor control ..... 88

Fig. 59 Zoom of Fig.58 ..... 89

Fig. 60 Active power control with PI ..... 89

Fig. 61 Active power control with FLC ..... 90

Fig. 62 Power control under rotor speed change with PI ..... 90

Fig. 63 Power control under rotor speed change with FLC ..... 91



## LIST OF TABLES

Table 1	Parameters of Vestas V47-660[kW] .....	22
Table 2	Parameters of model generator .....	25
Table 3	Parameters of equivalent circuit .....	26
Table 4	Power flow of motoring and generating mode .....	34
Table 5	Fuzzy control rule set .....	59
Table 6	Fuzzy control value set .....	59
Table 7	Parameters of model machine .....	82



## LIST OF SYMBOLS

$\lambda$	:	주속비
$\zeta$	:	감쇠비
$\rho$	:	공기 밀도
$\eta_m$	:	기계에너지 전달장치 효율
$\eta_g$	:	발전기 효율
$f$	:	전원 주파수
$v_h$	:	기준 높이에서의 평균 풍속
$v_\omega$	:	풍 속
$V_b$	:	평균풍속
$V_g$	:	거스르풍속
$V_{ra}$	:	램프함수 특성풍속
$V_n$	:	노이즈 특성 풍속
$R_b$	:	블레이드 반경
$A$	:	블레이드 회전투영 면적
$C_p$	:	블레이드에 따른 출력계수
$F$	:	튜뷰런스 높이
$K_n$	:	표면입자 계수
$e$	:	기준 설정치와 출력 사이의 오차
$\Delta e$	:	$e$ 의 한 샘플링 구간의 변화분
$\Delta u$	:	퍼지 언어값

$a$	:	계인 상수
$K_i$	:	적분이득
$K_p$	:	비례이득
$i_{dq_s}$	:	고정자 $d$ - $q$ 축 전류
$i_{dre}$	:	동기좌표계의 $d$ 축 회전자 전류
$i_{dse}$	:	동기좌표계의 $d$ 축 고정자 전류
$i_{qre}$	:	동기좌표계의 $q$ 축 회전자 전류
$i_{qse}$	:	동기좌표계의 $q$ 축 고정자 전류
$i_{abc}$	:	상전류( $i_a, i_b, i_c$ )
$i_r$	:	회전자 전류
$i_s$	:	고정자 전류
$i_{dss}, i_{qss}$	:	정지좌표계에서의 고정자 전류
$i_{dss}, i_{qss}$	:	정지좌표계에서의 고정자 전류
$\omega_c$	:	주파수 대역
$\omega_n$	:	자연 비감쇠 주파수
$\omega_e$	:	고정자 전기 각속도
$\omega_r$	:	회전자 각속도
$\omega_{sl}$	:	슬립 각속도
$\omega_m$	:	기계적 회전 각속도
$\lambda_{dqss}$	:	정지좌표계 $d$ - $q$ 상의 자속( $\lambda_{dss}, \lambda_{qss}$ )
$ \lambda_s $	:	고정자 자속크기

$\Phi_{dqs}$	:	고정자 $d$ - $q$ 축 자속
$\Phi_{dre}$	:	동기좌표계의 $d$ 축 회전자 자속
$\Phi_{dse}$	:	동기좌표계의 $d$ 축 고정자 자속
$\Phi_{qre}$	:	동기좌표계의 $q$ 축 회전자 자속
$\Phi_{qse}$	:	동기좌표계의 $q$ 축 고정자 자속
$\Phi_s$	:	고정자 자속
$\Phi_r$	:	회전자 자속
$P_{in}$	:	직류컨버터 유입전력
$P_G$	:	계통전력
$P_w$	:	터빈출력
$P_m$	:	회전자 기계출력
$P_r$	:	회전자 유효전력
$P_s$	:	고정자 유효전력
$Q_r$	:	회전자 무효전력
$Q_s$	:	고정자 무효전력
$R_s$	:	고정자 저항
$R_r$	:	회전자 저항
$R_{r\text{ext}}$	:	회전자 외부저항
$\theta_r$	:	회전자 위상각
$\theta_s$	:	고정자 동기각



$\theta_e$	:	전기적인 위상각
$\theta_{se}$	:	슬립각
$\theta$	:	블레이드 피치각
$S_v(\omega_i)$	:	Varicaitis의 스펙트럼밀도 함수
$T_{dq}$	:	$d$ - $q$ 변환행렬
$T_d$	:	풍력터빈 출력발생 토크
$T_e$	:	동기좌표계의 유도기 출력토크
$V_{abc}$	:	제어전압( $V_a, V_b, V_c$ )
$V_{abcs}$	:	입력 전원전압( $V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$ )
$V_{dqs}$	:	고정자 $d$ - $q$ 축 전압
$v_{dqse}$	:	동기좌표계 고정자 전압( $v_{dse}, v_{qse}$ )
$v_{dqss}$	:	정지좌표계 고정자 전압( $v_{dss}, v_{qss}$ )
$V_{dse}$	:	동기좌표계의 $d$ 축 고정자 전압
$V_{qse}$	:	동기좌표계의 $q$ 축 고정자 전압
$V_{dre}$	:	동기좌표계의 $d$ 축 회전자 전압
$V_{qre}$	:	동기좌표계의 $q$ 축 회전자 전압
$V_r$	:	회전자 전압
$V_s$	:	고정자 전압
$W_g$	:	발전기 속도
$W_{ref}$	:	발전기 기준속도
$X$	:	리액턴스
$X_m$	:	자화 리액턴스

- $X_r$  : 회전자 리액턴스  
 $X_s$  : 고정자 리액턴스  
 $L_m$  : 자화 인덕턴스  
 $L_{lr}$  : 회전자 누설 인덕턴스  
 $L_{ls}$  : 고정자 누설 인덕턴스  
 $L_r$  : 회전자 인덕턴스  
 $L_s$  : 고정자 인덕턴스



## SUMMARY

This paper presents the study on the simulation modeling, analysis and power control of variable speed wind turbine generation system(WTGS) with doubly fed induction machine.

The Vestas V47 WTGS which has 660[kW] power ratings located in Hang-won wind farm in Jeju-Do is selected as a simulation model system and the model is implemented in the simulation tool Psim in this paper. In the simulation, two kinds of slip power control system are modeled, one is optimal slip power control system, which has rotor current control circuit with the external resistor using the IGBT PWM chopping system. The other is a WTGS with the dual power converter in the rotor side.

For two kinds of simulation, wind model, blade model, pitch control model and grid connected generator are modeled. And using the wind model, the WTGS is controlled by the optimal pitch angle for maximum output power under the rated wind speed and for the rated output power over the rated wind speed. To analyze the operating characteristics between optimal slip power control system and dual converter system, the output power factor are controlled from cut in wind speed to rated wind speed range.

Under controlling the rotor current in the dual converter

system, general PI and fuzzy logic control algorithm are used and compared the former and the latter results for achieving the insensibility control from the disturbance.

To verify the effectiveness of proposed method, simulation and experimental results are compared with the actual data from the model system. According to the comparison of these results, this method shows excellent performance. So it is very useful for understanding and applications of the pitch controlled variable speed wind generation system.



## I. 서론

지구 환경이 급속하게 악화되면서 최근 전 세계적으로 신재생 에너지에 대한 연구와 투자가 활발하게 이루어지고 있다. 특히 1997년 선진국의 온실가스 감축 목표치를 규정한 교토 의정서는 신재생 에너지에 대한 필요성을 더욱 부각시켰다. 그래서 오늘날 대부분의 선진국들은 오염가스 배출을 최소화하는 새로운 신재생 에너지에 대한 연구와 개발을 범국가적인 프로젝트로 정하여 활발하게 진행하고 있다.

(풍력발전 Q&A, 2000. 2)

천연자원이 빈약한 우리나라에서도 1970년대 부터 신재생 에너지에 대한 중요성을 인식하여 풍력, 태양광, 바이오 에너지 등에 대한 지속적인 연구와 투자를 해오고 있다. 그러나 화석연료나 원자력 에너지에 비해 경제성이 아주 낮다는 점 때문에 만족할만한 에너지원으로서 입지를 확보하고 있지 못하는 상황에서, 1998년 제주도청이 주관이 되어, 외국에서 도입한 풍력발전 시스템을 가지고 우리나라에서 풍속 자원이 가장 풍부한 제주도 행원에 10 MW급 풍력 발전 단지를 조성하여 성공적인 상업발전을 이룩했다. (허종철, 2001) 이것은 우리나라 풍력발전의 역사에 큰 이정표를 가져왔고, 또한 2003년 정부에서 제정한 신재생 에너지 개발 및 이용 보급 촉진법은 민간 기업이 풍력발전에 대한 투자 활성화를 가져오게 되는 기폭제가 되었다.

이후 풍력발전에 관련된 연구와 투자가 대학, 연구소, 기업 등에서 활발하게 이루어지고 있으며, 이러한 연구 결과로 국내 민간기업에서도 중형급 풍력발전 시스템을 자체 개발하여 현장 실증연구를 시도하고 있다. 그러나 취약한 기반기술 때문에 아직도 중요 요소기술에서

기술자립을 하지 못하여 완전한 국산화를 이루지 못하고 있는 실정이다. 이러한 원인을 분석해 보면 전기적인 제어시스템과 기계적인 제어 시스템을 복합시켜 운용하는 기술과 공기 역학적 시스템 설계 및 제어 기술이 취약한 것으로 나타나고 있다.

이것은 국내의 풍력에 관련된 기술 개발 경험과 연구 인프라가 아주 미약하다는 것을 보여주고 있으며, 국내의 몇 기업에서는 외국의 풍력 발전에 관련된 제반기술들을 도입하려고 시도하고 있지만 풍력 산업의 선진국인 유럽이나 미국 등에서는 다른 나라로의 기술 유출을 엄격히 제한하고 있어서 국내에서 독자적인 기술을 개발 할 수밖에 없는 상황이다. 현재 풍력발전 시스템의 세계적인 기술 개발 동향은 계통 연계를 통한 대형화이다. 여기서 발전기는 주로 동기발전기와 슬립링을 가지는 이중여자 유도기를 사용하고 있다. ( M. Yamamoto and O. Motoyoshi, 1991), ( L. Xu and Y. Tang, 1993), ( L. Xu, F. Liang, 1993 ), ( L. Xu, Li Zhen and E. H. Kim, 1998),

동기기는 회전자 속도에 따라 출력 전압과 전류의 주파수가 변한다. 그래서 동기기를 사용하는 경우 주로 컨버터-인버터 시스템을 사용하여 일정 전압과 주파수를 제어하여 계통에 연계시킨다. 이것은 풍속의 변화에 관계없이 안정된 계통 연계를 할 수 있다는 장점을 가진다. 반면에 동기기는 가격이 비싸고, 인버터나 컨버터의 용량이 발전기 용량보다 커야한다는 문제점으로 인하여 대형화하는데 단점을 가지고 있다.(H. Akagi, 1986), (J. H. Choi, 1989)

반면에 슬립링을 가지는 이중여자 유도기는 구조가 간단하며, 동기기에 비해 가격이 저렴하고, 계통연계와 대형화가 쉽다는 큰 장점을 가져 오늘날 차세대 풍력발전 시스템의 발전기로 주류를 이룰 것으로

생각되어 진다. 기존에는 회전자에 외부 저항을 삽입하여 슬립전력을 제어하는 시스템이 주류를 이루고 있으나, 최근 반도체의 성능 향상과 전력전자 기술이 발전함에 따라 새로운 고성능 시스템이 개발되고 있기 때문이다.(R. Li, A. Wallace and R. Spee, Y. Wang, 1991), (Rene Spee, Shibashis Bhowmik, Johan HR Enslim, 1994), (김일환, 1996), ( 김용현, 김일환, 2000)

이 시스템은 이중여자 유도기의 회전자 측에 인버터와 컨버터를 채용하여 풍속의 변화에 따라 슬립전력을 원하는 제어방향으로 조절해 줌으로써 동기속도 이상과 이하에서 전력을 얻을 수 있다는 큰 장점을 가진다. 또한 회전자 측에 채용되는 시스템들은 슬립 전력만을 제어하기 때문에 발전기 출력 정격에 비해 약 20~30[%] 정도의 용량으로 고정자 측의 전력을 제어 할 수가 있다는 특징을 가진다. ( L. Xu and Y. Tang, 1993), ( L. Xu, Li Zhen and E. H. Kim, 1998), ( E. H. Kim, 2000)

따라서 본 논문에서는 현재 풍력발전시스템으로 많이 이용되고 있는 회전자 저항제어 즉, 슬립 전력제어를 통하여 출력제어를 하고 있는 덴마크 VESTAS사의 V47-660[kW] 시스템을 모델로 정하여, 전체시스템이 어떻게 운용되고 출력되는지 요소별 시뮬레이션 모델들을 Psim 프로그램으로 구현한다.( VESTAS Manual, 2000) 이를 바탕으로 실제 출력과 시뮬레이션 결과들을 비교 검토하여 제안한 모델 시스템의 타당성을 검증한다. 그 검증한 결과를 가지고 고정자는 계통에 연계되고 회전자 측에서 인버터와 컨버터가 채용되는 이중여자 유도기에 의한 가변속 풍력발전시스템을 모델링 한다. 즉, 고정자는 계통에 연계되고 회전자에는 인버터와 컨버터가 채용된다. 이 인버터는 회전자에

흐르는 3상전류를 2상으로 변환하여 무효 전류분을  $d$  축, 유효 전류분을  $q$  축 성분으로 제어하는 벡터 제어이론을 도입하여 회전자의 전류 제어에 의해 계통에 연계된 고정자측의 출력을 제어하는 시스템이다.(F. Liang, L. Xu and T. A. Lipo 1991), (M. Yamamoto and O. Motoyoshi, 1991), (H.Cambiong, M.Rodriguez Vidal, and J. R. Puiggali, 2004)

이때 PI제어 알고리즘으로 이중역자 유도기와 컨버터 시스템을 갖는 풍력발전 시스템을 운전할 때 PI 제어변수의 정확한 값을 알아내기란 어렵다. 이것은 환경이 아주 열악한 운전조건에서 적용되는 풍력발전 시스템의 출력이 안정적으로 얻을 수 없다는 것을 의미한다. 그래서 비선형적이고 불확실한 제어 파라미터의 변화 또는 외란에 직면했을 때, 안정적인 동작을 구현하는 적응제어의 도입을 고려하지 않을 수 없다. 이러한 문제점을 보완할 수 있는 퍼지 제어이론을 도입하여 특정한 수학적 모델없이 일반적인 PI 제어 대신에 퍼지로직을 이용한 제어알고리즘으로 회전자의 인버터를 제어하여 고정자 측의 전력을 제어한다.(L. Wang, 1993), (W.G. Da Silva and P.P. Acarney, 1997) (김재홍, 2001)제안한 제어 알고리즘의 타당성을 검증하기 위해 시뮬레이션과 실험을 통하여 이를 입증하고자 한다.



## II. 이론적 배경

### 1. 풍속에너지 특성

풍속이 갖는 에너지의 크기는 베츠의 법칙에 의하며 식(1)과 같이 풍속의 3제곱에 비례한다.

$$P_{\omega} = \frac{1}{2} \rho C_p A v_{\omega}^3 \quad [W] \quad (1)$$

여기서,  $P_{\omega}$  : 풍속에서 얻어지는 동력 [W]

$\rho$  : 공기 밀도 [ $kg/m^3$ ]

$C_p$  : 블레이드에 따른 출력계수

$A$  : 블레이드의 회전투영 면적 [ $m^2$ ]

$v_{\omega}$  : 풍속 [m/s]

$P_{\omega}$ 는 풍력터빈의 회전자에 의해 기계적인 동력으로 변환되는데 각 운동량의 변화가 없고 회전자 끝의 간섭흐름이 없는 경우 변환효율을 표시하는 출력계수  $C_p$ 는 베츠 법칙에 의하면 최대 0.593이다. 실제로 회전자에 걸리는 공기 흐름은 이상적인 상태와는 달리 공기의 점성에 의한 각 운동량의 손실과 회전자 끝의 간섭흐름 및 회전자의 후류에 의한 영향 등에 의해  $C_p$ 의 값은 회전자 및 운전상태에 따라 다르게 나타나며 통상 0.35에서 0.5정도의 값을 갖게 된다. 또한 풍력발전 시

시스템의 경우 기계적인 에너지를 전달해 주는 전달 장치의 효율  $\eta_m$ 과 발전기의 효율  $\eta_g$ 가 포함되어야 하므로 실제로 이용 가능한 전기적인 출력  $P_e$ 는 다음 식 (2)와 같다.

$$P_e = \frac{1}{2} \rho C_p A v_\omega^3 \eta_m \eta_g = \frac{1}{2} \rho C_p A v_\omega^3 \eta \quad [W] \quad (2)$$

여기서,  $\eta = \eta_m \eta_g$

Fig. 1과 같은 일반적인 풍력 발전 시스템의 출력 특성을 보면 시스템의 기계적 관성, 마찰 및 전기적 손실 등에 의해 시동풍속( $v_{cut-in}$ ) 이상에서 시스템의 출력이 생산되기 시작하고, 정격풍속( $v_{rated}$ )에서의 정격출력( $P_{rated}$ )은 풍속의 3제곱( $v_\omega^3$ )에 비례하여 출력이 나타난다. 또한 정격풍속 이상의 풍속에서도 시스템의 출력이 일정하게 유지되며, 종단풍속( $v_{cut-out}$ )에서는 시스템의 보호를 위해 출력을 멈추게 된다.

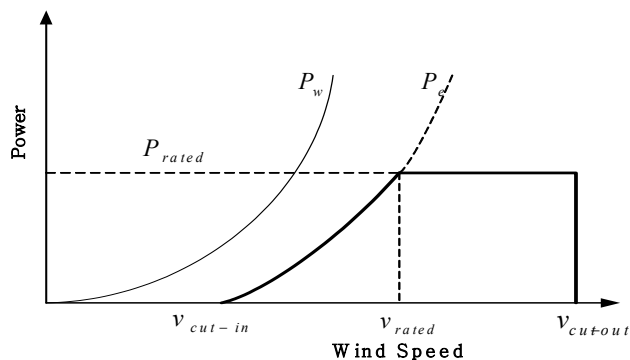


Fig. 1 Output characteristics of wind turbine generation system

## 2. 발전기의 종류와 특징

일반적으로 풍력발전 시스템은 크게 두가지 형태로 분류될 수 있다. 첫째는 계통과 연계하여 병렬운전을 하는 것이며, 둘째는 독립전원으로서 단독운전을 하는 경우이다. 따라서 사용 목적에 부합되는 풍력발전 시스템을 선정하기 위해서는 어떠한 시스템을 선택할 것인가 하는 문제는 대단히 중요하다. 그래서 풍력발전 시스템 선정시 고려해야할 사항은 많지만 크게 신뢰성과 유지 보수성, 비용의 최소화, 전 정격 출력에 대한 효율과 적용성, 계통에 미치는 영향등과 같이 네 가지로 나누어 볼 수 있다.

이러한 점을 기초로 하여 사용 목적에 가장 부합되는 출력발전 시스템을 선정해야 하고, 선정된 시스템을 어떻게 제어할 것인가를 결정하여야 한다. 여기서 시스템 선정시 가장 중요한 요소는 사용될 풍력발전기 종류의 선택이다. 그 이유는 사용될 발전기의 종류에 따라 블레이드의 제어방법, 기어의 유무, 회전자 축의 속도, 그리고 계통과의 연결방법 등에 따라 풍력발전 시스템의 형태가 달라지기 때문이다. 일반적으로 풍력발전 시스템에 사용되는 발전기는 주로 동기 발전기와 유도 발전기가 사용되어지고 있다. 동기발전기는 계자의 형태에 따라 영구 자석형과 권선 계자형으로 나눌 수 있고, 유도 발전기는 회전자의 구조에 따라서 농형과 이중 여자형으로 분류된다.

### 1) 동기 발전기

동기 발전기는 발전기의 회전자에 직류전원을 공급하여 정속 운전이

나 가변속 운전을 하여 출력을 제어한다. 상용전원 계통과 연계시켜 운전하고자 할 때는 전압, 주파수, 위상을 계통과 동기 하여야 한다. 이때 발전기의 회전자 속도는 일정하게 유지해야 한다. 이러한 이유로 해서 예전에는 동기 발전기를 풍력발전 시스템에 적용할 경우 풍속이 거의 일정한 지역에 많이 적용 되었다. 그러나 최근 전력전자 기술과 재료공학의 발달로 인하여 계자가 영구자석으로 이루어진 새로운 형태의 동기발전기가 개발되고 응용되고 있다.

### (1) 영구 자석형 동기 발전기

영구 자석형 동기 발전기는 계자가 영구자석으로 구성되어 있어, 계자손실이 작고 계자회로에 별도의 전원을 공급하지 않아도 된다는 구조 때문에 전체적인 시스템 효율이 좋아진다. 그러나 발전기 자체에 의한 역률 제어가 불가능하고, 발전된 전압과 주파수는 회전자 속도에 비례해서 달라지기 때문에 계통에 직접 연결 할 수는 없다.

이러한 단점을 개선하기 위해서 발전기와 계통사이에 컨버터와 인버터를 채용하여 풍속의 변화에 따른 출력을 제어하여 계통에 공급하는 출력역률을 조절한다. 가변 풍속 하에서 발전기의 출력 주파수가 달라져 직류 링크전압이 변동하여도 컨버터 시스템으로 일정한 직류 링크 전압이 유지되도록 제어한다. 이렇게 되면 인버터로 일정한 직류 링크 전압을 이용하여 일정전압과 주파수로 계통에 출력을 내 보낼 수 있다.

Fig. 2 는 영구 자석형 동기 발전기를 이용한 계통 연계형 가변속 풍력발전 시스템을 나타내고 있다. 이 시스템을 사용할 경우 두 컨버

터의 용량을 발전기의 출력에 맞추어 설계해야 하기 때문에 시스템의 자체 효율은 컨버터-인버터의 효율에 따라 결정된다. 컨버터-인버터에서의 손실은 3~8[%] 정도 된다. 그리고 두 컨버터 사이에 큰 직류 링크 캐패시터가 필요하고, 인버터의 출력에 포함된 고조파를 제거하기 위해서 계통과 인버터 사이에 정격 임피던스의 10~15 [%] 정도 되는 인덕터를 삽입해야 한다. 이 시스템을 이용할 경우 발전은 이론적으로 전 속도영역에서 가능하지만, 경제적인 발전과 발전기 보호를 위해서 운전속도를 정격속도의 50~120 [%] 로 하고 있다. 이런 영구 자석형 동기 발전기는 제작이 어렵고, 인버터-컨버터 시스템 용량 한계로 대형화에는 아직도 큰 진전이 되고 있지 않다.

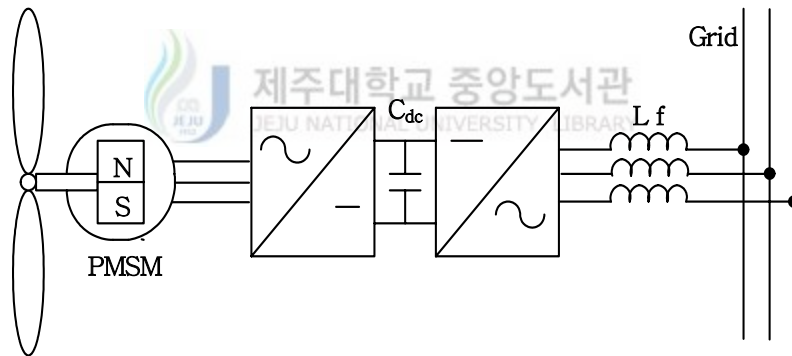


Fig. 2 WTGS with dual converter system using permanent magnet synchronous machine

## (2) 권선 계자형 동기 발전기

권선 계자형 동기 발전기는 크기에 관계없이 많이 사용되고 있으며, 특히 대형 발전기의 경우 기존의 발전소들에서 많이 사용되고 있다.

권선 계자형은 계자 전원을 공급해야 하기 때문에 영구 자석형에 비해서 손실이 크고 구조가 복잡하다는 단점이 있다. 그러나 계자 전원을 제어하여 발전기의 출력 역률을 제어 할 수 있고, 발전기 운전에 속도 제한이 없는 장점도 있다. 그렇지만 시스템에 따라서 운전 속도를 정속과 가변속으로 구분하여 운전하게 된다.

정속 운전형은 Fig. 3에서 보인 것과 같이 발전기를 계통에 직접 연계하여 계통 전압과 주파수를 고정자에 가하고 출력을 추출하는 방법이다. 이 시스템은 구조상 정속으로 운전하며, 발전기의 출력역률은 계자에 입력되는 전압 크기를 조절하여 제어한다.

한편 풍속에 따라 발전기의 회전속도를 다르게 하고, 계통과는 컨버터-인버터를 사용하여 동기를 맞추는 방법은 Fig. 4와 같다. 이 시스템은 영구 자석형 동기기를 이용한 시스템과 같은 특징을 보여준다.

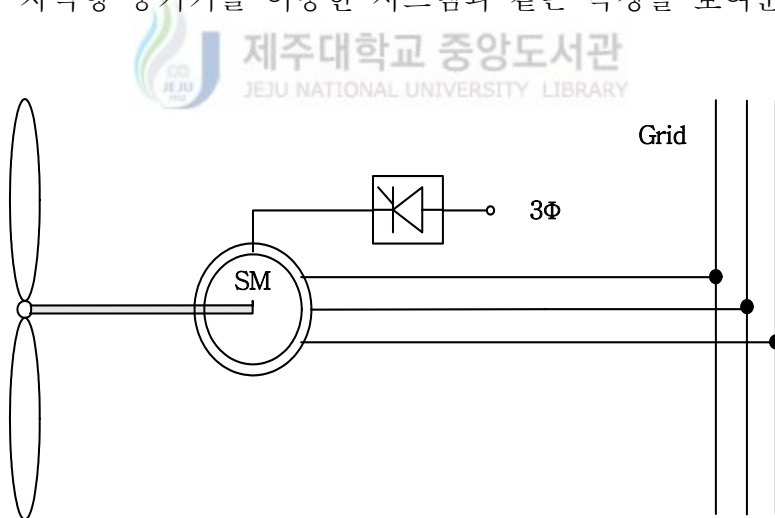


Fig. 3 Power grid connected WTGS using wound rotor synchronous machine

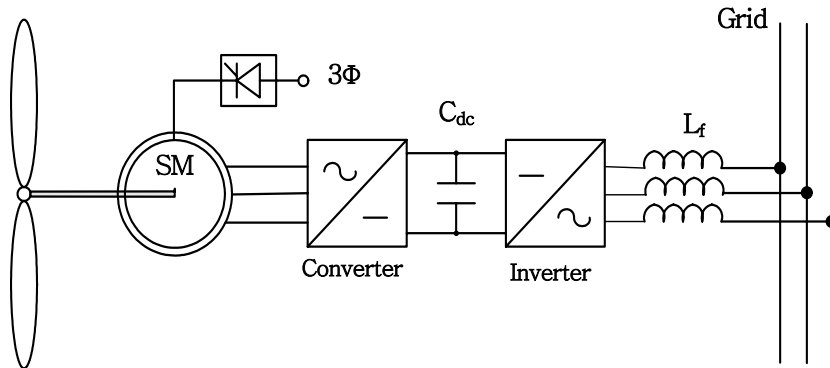


Fig. 4 WTGS with dual converter system using synchronous machine

## 2) 유도 발전기

유도기는 동기기와 달리 직류 여자 전원이 불필요하고 브러시가 없어 구조가 간단하여 유지 보수면에서 유리하다는 기계적인 특성과 가격이 저렴하다는 경제성을 지닌다. 그래서 최근 풍력발전 시스템의 발전기로 각광 받고 있다. 유도기에는 크게 농형 유도기와 이중여자 유도기가 있다.

### (1) 농형 유도 발전기

농형 유도 발전기는 회전자에 브러시가 없어 구조가 간단하고 견고하며 가격도 저렴하다. 반면에 회전자에 슬립링을 갖지 않아 외부전원에 의해 여자시킬 수 없고, 출력을 제어 할 수가 없다. 그러므로 여자 전류를 계통에서 공급 받아야 하기 때문에 고정자에 병렬로 여자용 캐

패시터를 부착하여 운전해야 한다. 이때 부하, 회전속도, 캐패시터의 용량 및 여자 회로의 특성에 따라 출력 전압과 주파수가 변동하여 안정된 전압을 얻을 수 없다는 취약점을 가진다.

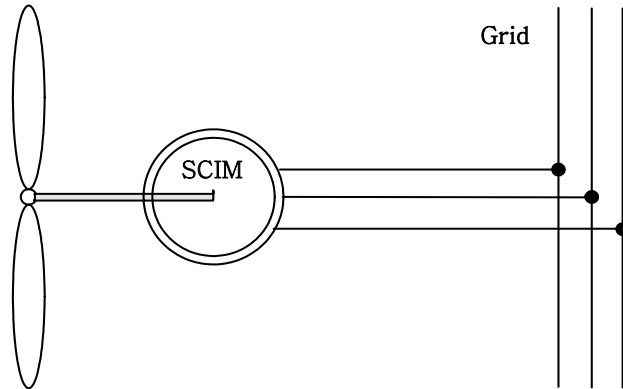


Fig. 5 WTGS using squirrel cage induction machine

Fig. 6은 캐패시터 여자에 의한 유도 발전 시스템을 나타내고 있으며, 이러한 시스템은 낙도와 같은 소규모 독립전원을 필요로 하는 곳에 태양광 및 디젤 발전과 더불어 복합 발전 시스템을 이루는데 적합한 것으로 여겨지고 있다. 이 시스템은 발전기의 회전자 속도를 제어하는 것이 불가능하다. 단, 출력에 따라서 발전기의 슬립을 0 에서 0.03 , 최대 0.08 까지 스스로 변동되며, 운전 속도는 정격의 100~108[%] 범위내서 운전된다. 또한 발전기의 역률을 제어할 수 없기 때문에 발전기에서 발생한 유도성 무효전력이 계통에 영향을 준다.



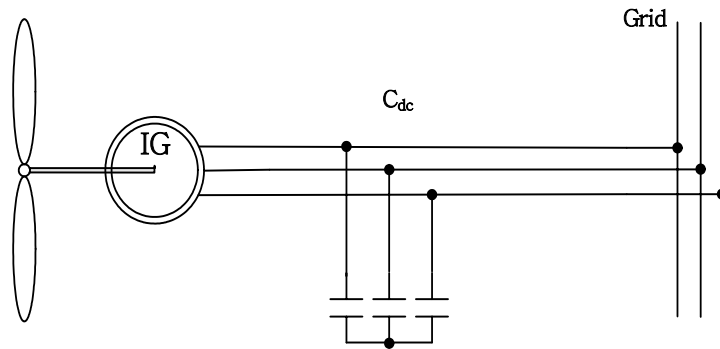


Fig. 6 WTGS with exciting capacitor using induction machine

Fig. 7에서 보여주고 있는 것은 농형 유도 발전기의 출력단에 컨버터-인버터를 연결하여 계통과 동기를 맞춰 줘야하는 시스템이다.

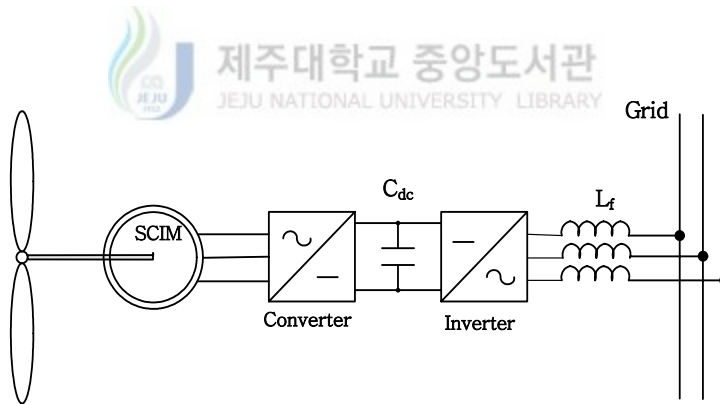


Fig. 7 WTGS with dual converter system using squirrel cage induction machine

이 방법의 경우 컨버터-인버터를 사용하였기 때문에 컨버터에 의한 손실이 발생하고 큰 직류링크 캐패시터와 계통에 연결하기 위한 인덕터가 필요한 단점이 있다. 그러나 발전된 전력과 전압이 회전속도에

비례해서 증가하고, 인버터를 통하여 계통에 공급하는 무효전력을 제어할 수가 있다. 또한 발전기의 운전속도는 전 영역에서 가능하지만, 다른 가변속 시스템과 같은 이유 때문에 정격 속도의 50~120[%]까지 제한하고 있다.

## (2) 이중여자 유도 발전기

계통과 연계되는 중대형 용량의 풍력발전 시스템에서 사용되는 유도기는 주로 이중여자 유도 발전기가 사용되고 있다. 그 이유는 농형에 비하여 구조가 복잡하고 비싸다는 단점이 있지만, 슬립링에 의한 회전자 축의 슬립전력을 제어할 수 있다는 큰 장점을 가진다.

이중여자 유도 발전기는 발전기의 1차 축을 주로 계통에 직접 연결하는 시스템을 사용한다. Fig. 8에서 보여주고 있는 시스템은 1차 축을 통하여 발전된 전력을 계통에 공급하지만, 1차 축 출력보다 큰 토크가 회전자축으로 입력되면 발전기의 운전 속도가 증가하고 이 여분의 전력은 2차 축의 저항을 통해 소비시키는 구조이다.

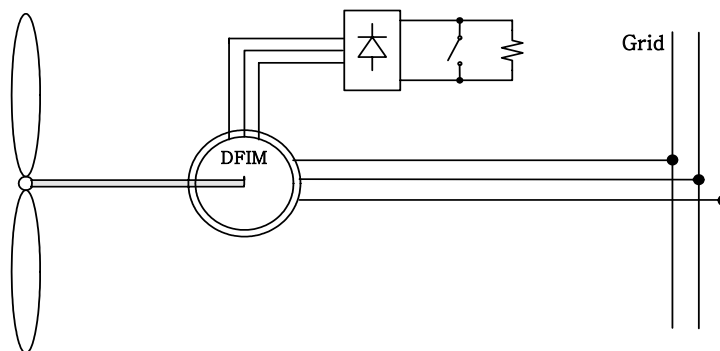


Fig. 8 Grid connected WTGS with doubly fed induction machine

이때 발전기는 평소에는 농형과 유사하게 동작하도록 하지만은 여분의 전력이 있을 때는 2차 측을 사용한다. 이 시스템은 구조가 간단하고, 별도의 장비 없이 계통과 연결할 수 있는 장점은 있지만, 속도가 증가했을 때 2차 측에서 출력을 추출하는 방법에 의해서 속도를 감소시키는 것만 가능하고, 발전기의 운전속도를 증가시키는 것은 불가능하다.

최근에 주목받고 있는 이중여자 유도 발전기를 이용한 회전자 전력 제어 시스템을 Fig. 9에 나타내었다. Fig. 9에서 보여주고 있는 시스템은 정격 속도의 70~130[%] 범위에서 동작한다. 이 시스템의 특징은 다음과 같다.

- i) 인버터-컨버터를 사용하였지만, 2차 측에 설치하였기 때문에 인버터-컨버터의 설계 용량이 정격 출력의 25~30[%] 정도로 작은 만큼 가격과 부피가 줄어들고, 인버터-컨버터에서 소비되는 손실이 줄어들어 시스템의 전체적인 효율이 개선된다.
- ii) 인버터에 설치하는 고조파 제거용 필터의 설계용량도 인버터의 용량에 비례하여 감소한다.
- iii) 2차 측을 제어하여 1차 측의 출력과 운전속도, 그리고 역률을 제어할 수 있다.
- iv) 1차 측으로 추출할 수 없는 여분의 전력을 2차 측으로 추출할 수 있어서 시스템의 효율을 높일 수 있다.

v) 2차 측을 제어하기 위해서 3상을 2상으로 변환하는  $d-q$  변환을 사용하기 때문에 제어 알고리즘이 복잡해진다.

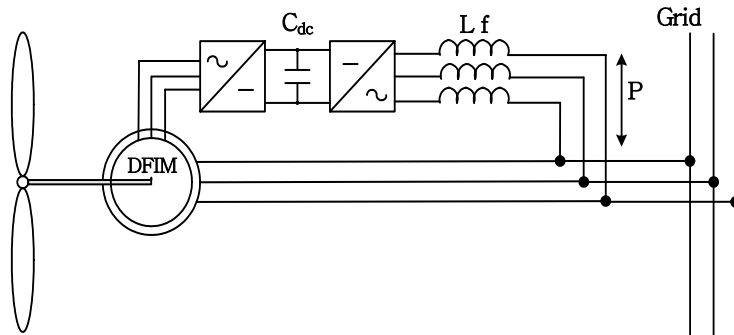


Fig. 9 Grid connected WTGS using the doubly fed induction machine with dual converter



### 3. 시스템 모델링

#### 1) 바람 모델

바람은 날씨와 지형지물 등 다양한 요소의 영향을 받아 풍향과 풍속이 결정된다. 이러한 이유 때문에 바람의 특성을 정확하게 실시간으로 예측하거나 모델링 하는 것은 아주 어렵다. 그래서 연구용 바람모델은 사용 목적에 따라 다양한 형태로 만들어진다. 본 논문에서의 바람 모델은 평균풍속, 거스트 풍속, 램프함수 특성을 갖는 풍속, 그리고 노이즈 특성을 갖는 풍속이 포함된 모델을 사용하였으며 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{\omega} = V_b + V_g + V_{ra} + V_n \quad (3)$$

여기서,  $V_b$  : 평균풍속 [m/s]

$V_g$  : 거스트 풍속 [m/s]

$V_{ra}$  : 램프함수 특성을 갖는 풍속 [m/s]

$V_n$  : 노이즈 특성을 갖는 풍속 [m/s]

식(3)에서 평균풍속  $V_b$ 는 일정한 상수 값을 가지며, 거스트 풍속  $V_g$ 는 식(4)와 같은 수식으로 표현되는 성분이다.

$$V_g = V_{\cos} \quad T1_g < t < T1_g + T_g \quad (4)$$

여기서,  $V_{\cos} = (MAX_g/2)\{1 - \cos 2\pi[(t/T_g) - (T1_g/T_g)]\}$

$V_{\cos} = 0 \quad t < T1_g, t > T1_g + T_g$

$MAX_g$ : 거스트 최대값 [m/s]

$T_g$  : 거스트 주기 [s]

$T1_g$  : 거스트 시작점 [s]

$t$  : 시간 [s]

램프풍속  $V_{ra}$ 는 식(5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{ra} = V_{ramp} \quad T1_r < t < T2_r$$

$$V_{ra} = 0 \quad t < T1_r, t > T2_r \quad (5)$$

여기서,  $V_{ramp} = MAX_r[1 - (t - T2_r)/(T1_r - T2_r)]$

$MAX_r$  : 램프최대값 [m/s]

$T1_r$  : 램프시작시간 [s]

$T2_r$  : 램프최대시간 [s]

마지막으로 랜덤노이즈 풍속  $V_n$ 은 식(6)과 같이 표현할 수 있다.

$$V_n = 2 \sum_{i=1}^N (S_v(\omega_i) \Delta \omega^{\frac{1}{2}}) \cos(\omega_i + \phi_i), \quad t > 0 \quad (6)$$

여기서,  $\omega_i = (i - \frac{1}{2}) \Delta \omega$

$\phi_i$  : 0 과  $2\pi$  사이에서 랜덤 변수 값

$\Delta \omega$  : 0~2.0 사이 값

그리고 함수  $S_v(\omega_i)$  는 Varicaitis에 의해 정의된 스펙트럼 밀도 함수로써 다음식과 같다.

$$S_v(\omega_i) = W \frac{2K_n \cdot F^2 \cdot \omega_i}{\pi^2 \{1 + (F \cdot \omega_i) / (v_h \cdot \pi)^2\}^{\frac{4}{3}}} \quad (7)$$

여기서,  $K_n$  : 표면 입자 계수

$F$  : 튜브런스 높이 [m]

$v_h$  : 기준 높이에서의 평균 풍속 [m/s]

## 2) 터빈 모델

풍력터빈의 회전자는 바람이 갖는 에너지를 기계적인 회전 토크로 발생시키는 블레이드부와 여기서 발생된 토크를 발전기에 전달하는 축계부로 구성된다. 축계부분에는 블레이드와 발전기를 연결하는 축과 기어로 이루어진다. 축 관성과 기어의 백래쉬 성분은 블레이드의 큰 관성으로 인한 기계적인 시정수 때문에 회전자 시스템 전체적으로 보았을 때 블레이드의 토크 출력을 발전기에 전달하는 과정에서의 영향은 아주 미미하다. 이러한 이유로 본 논문에서는 이 부분을 무시하였다.

블레이드는 굉장히 큰 관성을 가지는 공기역학적 시스템으로 랜덤하게 부는 바람에 대해서 발생하는 출력 토크를 정확하게 수학적으로 모델링하는 것은 쉽지가 않다. 그래서 풍력터빈의 회전자 시스템을 해석할 때는 풍속에 대한 전기적인 출력곡선을 이용하는 방법과, 식 (8)과 같이 풍속에 대한 블레이드의 회전속도 비를 나타내는 주속비  $\lambda$ 에 대해서 블레이드의 피치 제어각  $\theta$ 에 따른  $C_p$ 값은 식 (9)의 수식을 이용하여 얻을 수 있다.

$$\lambda = R_b \cdot \frac{\omega_m}{v_w} \quad (8)$$

여기서,  $v_w$  : 풍속 [ $m/s$ ]

$\omega_m$  : 블레이드의 기계적 회전 각속도 [ $rad/s$ ]

$R_b$  : 블레이드 반경 [ $m$ ]

전기적인 출력 특성곡선을 이용하는 방법은 블레이드와 바람의 공기 역학적인 상호작용과 주속비  $\lambda$  에 대한 회전자의 공기 역학적 효율을 무시하고, 최적의  $C_p$  값을 갖는 시스템으로 가정하여 풍속에 대한 출력 값을 이용하는 것이다. 이 곡선을 이용하면 풍속에 대한 출력을 얻기가 간단하여 풍력터빈 시스템을 모델링하는 것은 아주 쉽다는 장점이 있다. 하지만 풍속의 변화에 대한 공기 역학적 변환과정이 무시되어 블레이드의 피치 제어부분을 생략하는 것이 된다. 이것은 풍력터빈 시스템에서 중요한 블레이드의 피치각 제어특성을 알지 못하는 큰 단점을 가진다. 반면에  $C_p$  값을 이용하는 방법은 블레이드의 공기 역학적 출력계수를 주속비  $\lambda$  와 피치각  $\theta$  의 함수로 나타내고, 주속비  $\lambda$  에 대해 각각의 피치각에 따라  $C_p$  값을 얻어 출력을 얻는 방법이다. 이 방법은 바람과 블레이드의 공기 역학적 특성을 더 정확하게 해석할 수 있다는 장점을 가지는 반면에,  $C_p$  값 함수를 정확하게 얻어내는 것이 쉽지 않다는 단점을 가진다. Fig. 10 은 모델 시스템의 블레이드 출력 토크 특성을 모델링 하기 위해서 사용된 식 (9)에 대한 주속비  $\lambda$  와 피치각  $\theta$  의 변화에 따른  $C_p$  값을 나타내고 있다.

$$C_p(\lambda, \theta) = 0.92(151/\delta - 0.18\theta - 0.001\theta^{2.14} - 13.2)e^{-18.4/\delta} \quad (9)$$

여기서, 
$$\delta = \frac{1}{\frac{1}{\lambda - 0.02\theta} - \frac{0.003}{\theta^3 + 1}}$$

식 (9)에서 얻어지는 값을 식 (1)에 적용하면 풍속과 피치각에 따른 터빈에서 얻어지는 출력은 다음 식으로 된다.



$$P_t = \frac{1}{2} \rho C_p(\lambda, \theta) A v_w^3 \eta \quad [W] \quad (10)$$

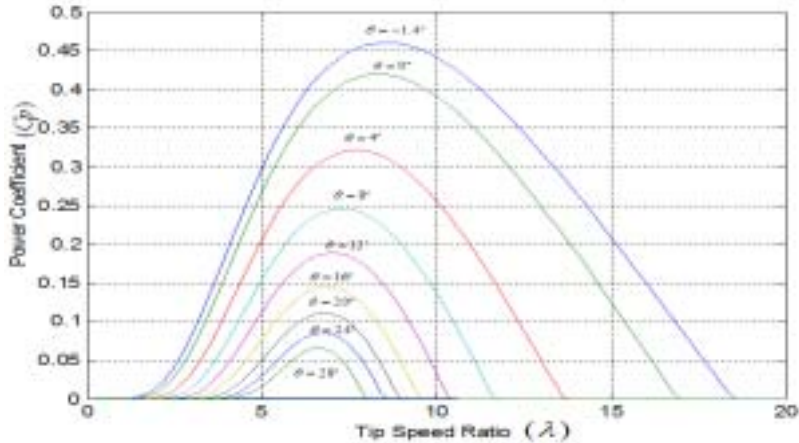


Fig. 10 Power coefficient versus tip speed ratio(TSR)



식 (10)에서 얻어지는 출력은 기어 시스템, 요잉 시스템 등에서 발생되는 모든 손실요소를 고려하지 않고 얻어지는 순수한 출력이다. 이것은 실제의 풍력터빈으로 해석하기에는 많은 문제점을 내포하고 있다. 그래서 본 논문에서는 Table 1과 같은 제원을 갖는 Vestas V47-660[kW] 풍력발전 시스템을 1999년 3월~2000년 2월까지의 1년간 실제 운전하여 얻은 출력 데이터를 가지고 모델링을 구현하였다.

Fig. 11 은 Vestas V47 실제 모델 시스템의 데이터를 가지고 얻은 풍속의 변화에 따른 전기적 출력의 그래프이다. 보는 바와 같이 풍속이 4~25 [m/s] 사이에서 풍속에 대한 출력특성을 알 수 있으며, Fig. 11에서 식 (10)을 이용하면 풍속에 대한 풍력터빈의 출력발생 토크 식 (11)를 얻을 수 있다.

$$T_d = \frac{P_t}{\omega_m} \quad [N m] \quad (11)$$

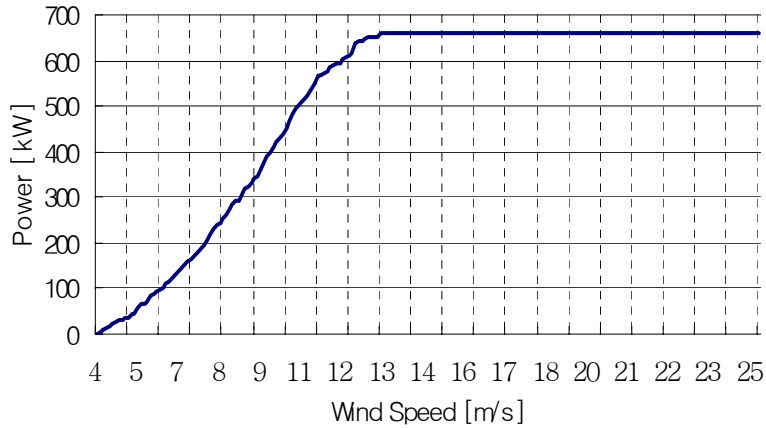


Fig. 11 Generating output power versus wind speed

Table 1. Parameters of Vestas V47-660[kW]

Rated Power [kW]		660
Generator	Type	3Φ asynchronous generator with wound rotor
	Operating speed range[rpm]	1800~1980
	Cooling type	Air
Design wind speed	Cut-in speed [m/s]	4.0
	Rated wind speed [m/s]	13.0
	Cut-out [m/s]	25.0
	survival wind speed [m/s]	70.0
Blade	Diameter [m]	47.0
	Speed [rpm]	28.5
	swept area [m <sup>2</sup> ]	1735.0
Hub height [m]		41.0
Output control type		<i>Opti Slip</i> <i>Opti Tip</i> <i>Pitch control</i>

### 3) 피치각 제어 모델

풍력터빈 시스템에서 블레이드의 피치각  $\theta$  의 제어는 시동풍속에서 정격풍속까지 바람이 갖는 에너지를 최대로 얻기 위해서 토크가 최대로 발생하는 각으로 고정하여 운전한다. 정격풍속에서 중단 풍속까지는 풍속의 증가함에 따라 회전자 속도가 증가하여 기계적인 소손이나 전기적인 과부하 상태가 될 수 있기 때문에 정격출력이 발생할 수 있도록 정격속도로 운전한다. 이때 출력에 관련된 식 (9)에서 보면, 출력을 조절 할 수 있는 성분은 출력계수  $C_p$  값뿐 이다. 때문에 이 값을 풍속에 따라 정격출력을 발생시키기 위해서는 블레이드의 피치각을 제어하여야만 한다. 그렇게 하면 기계적인 출력 토크를 줄일 수 있어 원하는 출력 값을 얻을 수 가 있다.



Fig. 12 Block diagram of pitch angle control

Fig. 12 는 본 논문에서 사용된 정격 풍속이상에서 회전자 속도를 일정하게 제어하여 원하는 출력값을 얻기 위한 피치각 제어 알고리즘의 블록 다이어그램이다. 여기서  $W_g$ 는 발전기의 속도이며  $W_{ref}$ 는 발전기의 기준속도이다. 또한  $1/(1 + as)$ 는 블레이드 큰 관성 때문에 발생하는 1차 지연요소이며  $1/s$ 는 적분기를 나타낸다. 여기서  $a$  는 블레

이드의 기계적인 시정수이다.

#### 4) 이중여자 유도기 모델

제주행원 풍력발전 단지에는 3상 4선식 전원을 가지고 1차측 22.9 [kV], 2차측 690[V]를 갖는  $Y/Y$  변압기를 사용하고 있으며, 변전소 말단에 연계하여 운용되고 있다. 시뮬레이션 프로그램에서는 이중여자 유도기, 변압기 및 기타 전기적인 출력 특성을 해석할 수가 있는 여러 가지의 라이브러리가 있어 쉽게 적용하여 전기적 출력 특성을 해석한다. Vestas V47 모델에 채용된 발전기는 독일 ABB사의 제품으로 회전자에 3상 슬립링을 갖는 유도기이다. 이 발전기에 대한 전기적인 출력 데이터는 Table 2에 나타나 있으며, 고정자 기준 상당 등가회로와 등가회로에 대한 제 정수는 Fig. 13과 Table 3에 나타내었다. 이중여자 유도기를 발전기로 운전하기 위해서는 여자전류를 필요로 하는데 계통 연계형 시스템에서는 여자전류가 계통에서 공급되기 때문에 따로 공급해줄 필요가 없다.

이때 계통에서 발전기로 흐르는 여자전류는 무효성분이기 때문에 이 성분의 크기가 유효성분의 전류에 비해서 커지면 커질수록 역률이 떨어진다. 이러한 문제를 해결하기 위해 보편적으로 진상용 캐패시터를 발전기와 병렬로 연결하여 유효성분의 전류비에 대한 무효성분의 전류비를 감소시켜 역률을 개선시킨다. 행원에 설치된 V47 시스템은 시동 풍속에서 계통과 연계된 후 1[sec] 간격으로 4단계의 진상용 캐패시터를 연결하여 역률을 보정하여 사용되고 있다. 이것은 무효전류의 크기에 따라서 역률 보정을 정확하게 할 수 없다는 것을 뜻한다.

회전자 슬립링에는 외부저항과 이 외부 저항 값을 변경할 수 있는 제어 시스템이 연결되어 있다. 이 시스템은 계통에 연결된 고정자 측의 출력변화에 따라 회전자에 연결된 저항 값을 변화시켜 슬립전력을 제어함으로서 고정자 측 출력을 제어하고 있다.

Table 2 Parameters of model generator

Generator type		3 $\Phi$ asynchronous generator
Winding connection(stator/rotor)		star/star
Voltage [ V ]		3 x 690
Pole number		4
Rated speed [rpm]		1872
Slip regulation interval [%]		0.6~10
Rated slip [%]		4
Rated output [kW ]		660
Generator efficiency	1/1 load	0.89
	3/4 load	0.89
	1/2 load	0.87
	1/4 load	0.74
Generator no load loss [kW ]		14
Generator current	full load [A]	622
	no load [A]	110
Generator reactive power	full load [kvar]	342
	no load [kvar]	131
power factor correction [kvar]		175~225
Resulting full load current(grid side) [A]		560

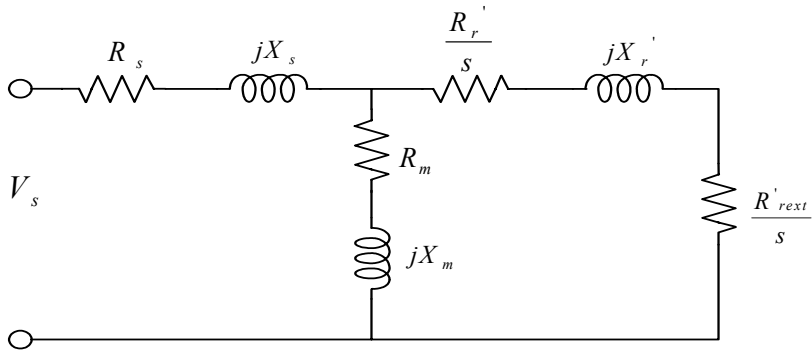


Fig. 13 Equivalent circuit of model machine per phase

Table 3 Parameters of equivalent circuit

Stator resistance	$R_s$ [ $\Omega$ ]	0.0048
Stator reactance	$X_s$ [ $\Omega$ ]	0.0816
Rotor resistance	$R_r$ [ $\Omega$ ]	0.0040
Rotor reactance	$X_r$ [ $\Omega$ ]	0.108
Rotor external resistance (10[%]slip)	$R_{rext}$ [ $\Omega$ ]	0.0596
Magnetizing reactance	$X_m$ [ $\Omega$ ]	3.72
Voltage	$V_s$ [ $V$ ]	$690/\sqrt{3}$
frequency	$f$ [ $Hz$ ]	60

### Ⅲ. 이중 컨버터 제어

#### 1. 유도기의 d-q 등가 모델

3상 유도기의 전압방정식을 구하기 위하여 고정자에 공급되는 전원이 대칭이며 고정자의 1차 권선과 회전자의 2차권선의 기자력 분포를 정현파로 하고, 철심의 포화는 없는 것으로 가정하면 고정자 및 회전자의 전압방정식은 정좌표계에서 식 (12)와 (13)과 같이 나타내어진다. Fig. 14는 3상 2극을 갖는 유도기의 고정자 및 회전자의 동기좌표축에 의한 d-q변환을 나타내고 있다.


$$V_s = R_s \cdot i_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (12)$$

$$V_r = R_r \cdot i_r + \frac{d\Phi_r}{dt} \quad (13)$$

여기서,  $V_s = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$   
 $V_r = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$   
 $\Phi_s = [\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]^T$   
 $\Phi_r = [\Phi_{ar} \ \Phi_{br} \ \Phi_{cr}]^T$   
 $i_s = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$   
 $i_r = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$

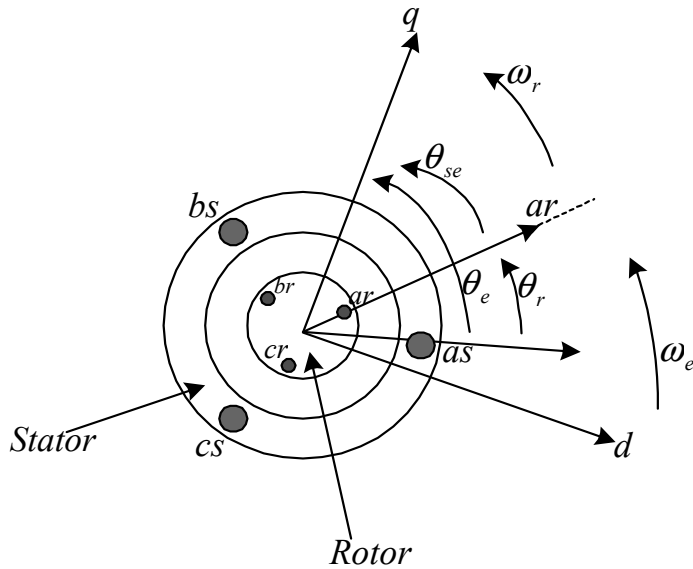


Fig. 14 Idealized three-phase induction machine in  $d$ - $q$  synchronously rotating reference frame

일반적으로 유도기는 고정자와 회전자 상호간 결합효과 때문에 동특성이 매우 복잡하며, 시변 계수를 갖는 상태 미분방정식으로 표현된다. 유도기의 제어나 해석을 위해 동특성을 고찰할 때 자속이 시변계수를 갖기 때문에 해석하기가 매우 어려워진다. 따라서 시변계수를 상수계수로 만들기 위해  $d$ - $q$  좌표계 변환을 사용하여 시변계수를 제거하고, 변수와 파라미터 값들은  $d$ - $q$  좌표계 값으로 표현한다.  $a$ - $b$ - $c$ 축으로부터  $d$ - $q$  축으로 변환하기 위한 변환행렬  $T_{dq}$ 는 다음과 같다.

$$T_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (14)$$



어떤 변수  $X$  에 대한 3상을 2상으로 변환하는 식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$X_{dq} = T_{dq} \cdot X_{abc} \quad (15)$$

$$\text{여기서, } X_{dq} = [ X_d \quad X_q \quad 0 ]^T$$

$$X_{abc} = [ X_a \quad X_b \quad X_c ]^T$$

식 (14)에서 각속도  $\omega$  는 두 좌표계 사이의 상대 각속도이며 세번째 행은 영상분을 나타내는 것으로 3상 평형조건에서는 0이 된다. 식 (12)를  $d$ - $q$  축 값으로 변환하기 위해 양변에 변환행렬  $T_{dq}$  를 곱하면 다음 식과 같다.



$$T_{dq} \cdot V_s = T_{dq} \cdot R_s \cdot i_s + T_{dq} \cdot \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (16)$$

$$T_{dq} \cdot V_s = V_{dqs} \quad (17)$$

이고,  $\widehat{R}_s = R_s \cdot I$  로 나타낼 수 있다. 여기서  $I$  는 단위행렬 이다.

$$T_{dq} \cdot \widehat{R}_s \cdot i_s = R_s \cdot I \cdot T_{dq} \cdot i_s = R_s \cdot i_{dqs} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} T_{dq} \cdot \frac{d\Phi_s}{dt} &= \frac{d}{dt}(T_{dq} \cdot \Phi_s) - \frac{d}{dt}(T_{dq}) \cdot \Phi_s \\ &= \frac{d\Phi_{dqs}}{dt} - \frac{d}{dt}(T_{dq}) \cdot \Phi_s \end{aligned} \quad (19)$$

식 (19)에서  $\frac{d}{dt}(T_{dq}) \cdot \Phi_s = \omega_e \cdot \begin{bmatrix} -\Phi_{dse} \\ +\Phi_{qse} \end{bmatrix}$  로 나타낼 수 있기 때문에 식 (16)은 다음과 같이 동기좌표계에서 고정자의  $d$ - $q$  전압식으로 표현할 수 있다.

$$V_{qse} = R_s \cdot i_{qse} + \frac{d\Phi_{qse}}{dt} + \omega_e \cdot \Phi_{dse} \quad (20)$$

$$V_{dse} = R_s \cdot i_{dse} + \frac{d\Phi_{dse}}{dt} - \omega_e \cdot \Phi_{qse} \quad (21)$$

같은 방법으로 회전자의  $d$ - $q$  전압식을 구하면 아래와 같이 된다.

$$V_{qre} = R_r \cdot i_{qre} + \frac{d\Phi_{qre}}{dt} + \omega_{sl} \cdot \Phi_{dre} \quad (22)$$

$$V_{dre} = R_r \cdot i_{dre} + \frac{d\Phi_{dre}}{dt} + \omega_{sl} \cdot \Phi_{qre} \quad (23)$$

식 (22)와 (23)에서  $\omega_{sl}$ 은 고정자축과 회전자축 간의 상대속도 즉, 슬립 각속도이다. 농형 유도기에서는  $V_{qre} = V_{dre} = 0$  이 성립한다. 또한 고정자와 회전자의 쇄교 자속은 다음과 같이 표현된다.

$$\Phi_{qse} = L_{ls} \cdot i_{qse} + L_m \cdot (i_{qse} + i_{qre}) \quad (24)$$

$$\Phi_{dse} = L_{ls} \cdot i_{dse} + L_m \cdot (i_{dse} + i_{dre}) \quad (25)$$

$$\Phi_{qre} = L_{lr} \cdot i_{qre} + L_m \cdot (i_{qse} + i_{qre}) \quad (26)$$

$$\Phi_{dre} = L_{lr} \cdot i_{dre} + L_m \cdot (i_{dse} + i_{dre}) \quad (27)$$

여기서  $L_{ls}$ 와  $L_{lr}$ 은 고정자와 회전자의 누설 인덕턴스이고  $L_m$ 은 자화 인덕턴스이다. 식 (20) 부터 식 (27) 까지를 이용하여 동기 좌표계에서의  $d$ - $q$ 등가회로를 구하면 Fig. 15 와 같고, 출력 토오크  $T_e$ 는 다음 식과같이 된다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dre} \cdot i_{qse} - \Phi_{qre} \cdot i_{dse}) \quad (28)$$

여기서,  $P$ 는 극수이다.

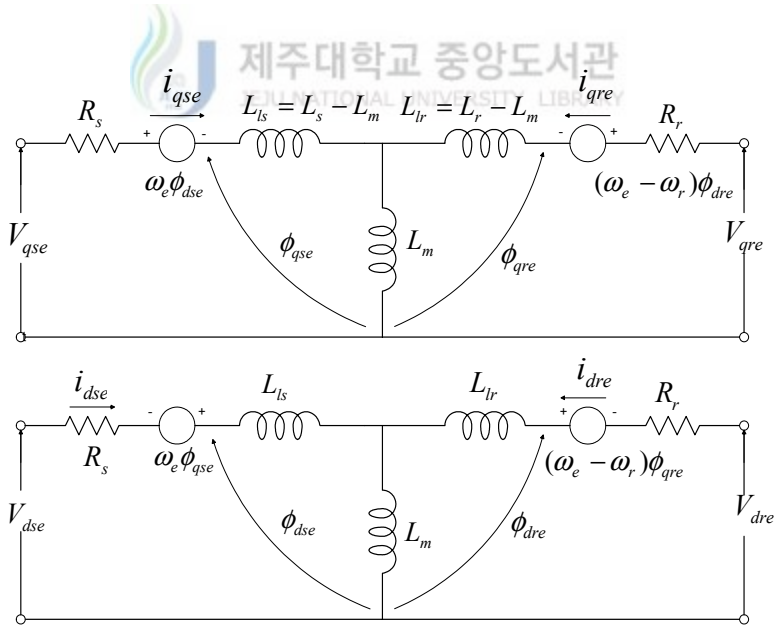


Fig. 15  $d$ - $q$  equivalent circuits at synchronously rotating reference frame

## 2. 유 · 무효 전력제어

가변 풍속 하에서 풍력발전 시스템의 전기적인 출력효율은 풍속 에너지를 최대로 얻는데 따라 달라진다. 가변 풍속 하에서 최대 에너지를 얻기 위해서는 Fig. 16 에 나타난 것과 같이 최대 출력 점에 따라 시스템을 제어하여 풍속에 따른 출력계수  $C_p$ 가 최대가 되도록 해야 한다.

그렇게 하기 위해서는 회전자의 속도를 풍속의 변화에 따라 변동시켜야 함으로 이중역자 유도기는 슬립링을 통하여 회전자에 인버터와 컨버터를 채용하여 슬립전력을 제어 할 수 있기 때문에 가변풍속 하에서 출력조절이 쉬워진다.

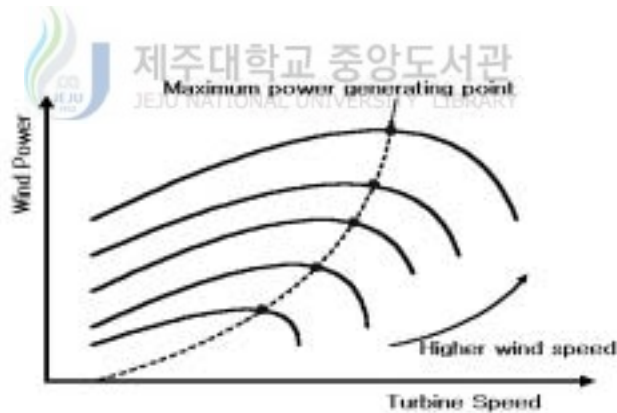


Fig. 16 Maximum power generation point versus wind speed

Fig. 17은 이중역자 유도기를 이용한 풍력 발전시스템의 에너지 수 수 관계를 나타내고 있으며, Table 4는 회전자가 동기속도 이상과 이하에서 전력흐름 관계를 나타내고 있다. 여기서 풍속 에너지가 기계

에너지로 변환되고, 풍차에 의해서 이 에너지는 결국 전기 에너지로 변환하여 계통에 연결된 고정자를 통하여 출력된다. 가변 풍속에 의한 회전자에 동기속도 이하에서는 회전자에 인버터로 슬립전력을 공급하여, 고정자에서 발전출력을 할 수 있도록 제어한다. 또한, 동기속도 이상에서는 회전자에 슬립전력이 발생되기 때문에 PWM 직류 컨버터에 의해 출력을 계통으로 보내진다. 그러므로 회전자에 채용된 인버터와 컨버터는 Table 4와 같이 회전자의 속도에 따라 슬립 전력을 회전자 측에 공급하고, 또는 회전자 측에서 계통으로 보내지기도 한다. 동기속도 이하에서 인버터를 통하여 슬립전력을 회전자 측에 공급할 때 이중여자 유도기의 고정자는 계통에 연결된다.

고정자가 계통에 연결되어 있기 때문에 항상 일정 전압과 주파수를 갖게 되며, 이것은 이중여자 유도발전기가 거의 일정한 고정자 자속을 갖는다고 볼 수 있기 때문에 고정자 측 3상 전압을 정지좌표계로 변환하여 고정자 자속을 아래 식 (29)와 (30)과 같이 나타내어진다.

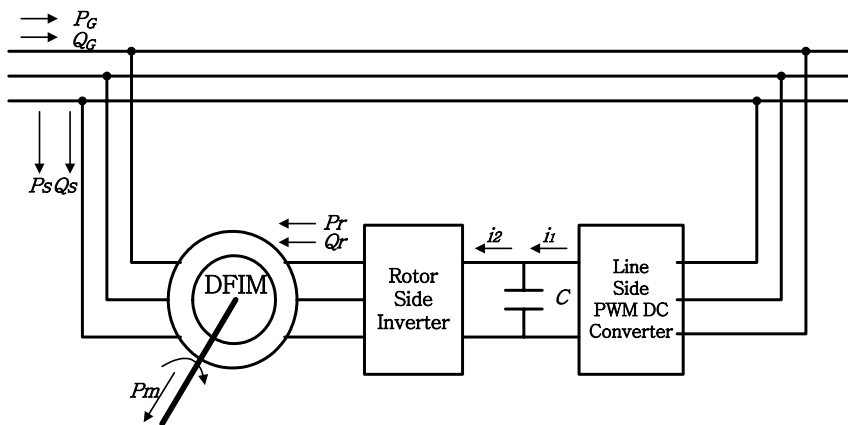


Fig. 17 Power flow of DFIM using dual converter system

Table 4 Power flow of motoring and generating mode

Mode	Sub Synchronous	Super Synchronous
Motoring	$P_G > 0$	$P_G > 0$
	$P_s > 0$	$P_s > 0$
	$P_r < 0$	$P_r > 0$
	$P_m > 0$	$P_m > 0$
Generating	$P_G < 0$	$P_G < 0$
	$P_s < 0$	$P_s < 0$
	$P_r > 0$	$P_r < 0$
	$P_m < 0$	$P_m < 0$

$$\lambda_{dss} = \int (v_{dss} - R_s i_{dss}) dt \quad (29)$$

$$\lambda_{qss} = \int (v_{qss} - R_s i_{qss}) dt \quad (30)$$

여기서,  $R_s$  : 고정자 저항  
 $v_{dss}, v_{qss}$  : 정지좌표계에서의 고정자 전압  
 $i_{dss}, i_{qss}$  : 정지좌표계에서의 고정자 전류

고정자 자속의 크기와 동기각은 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{dss}^2 + \lambda_{qss}^2} \quad (31)$$

$$\theta_s = \tan^{-1} \frac{\lambda_{qss}}{\lambda_{dss}} \quad (32)$$

동기좌표계에서는  $d$ 축의 자속값은 상수이고  $q$  축은 0에 가깝기 때문에  $\lambda_{dse} \simeq$  일정,  $\lambda_{qse} \simeq 0$  와 같다. 또한, 동기좌표계에서 이중여자 유도기의 상태 방정식은 다음과 같이 되고,

$$v_{dse} = R_s i_{dse} + \frac{d\lambda_{dse}}{dt} \simeq 0 \quad (33)$$

$$v_{qse} = R_s i_{qse} + \omega_e \lambda_{dse} \quad (34)$$

$$\lambda_{dse} = L_s i_{dse} + L_m i_{dre} \quad (35)$$

$$\lambda_{qse} = L_s i_{qse} + L_m i_{qre} \simeq 0 \quad (36)$$

고정자 측에 출력되는 유효전력과 무효전력은 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{qse} i_{qse} + v_{dse} i_{dse}) \quad (37)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (v_{qse} i_{dse} - v_{dse} i_{qse}) \quad (38)$$

이중여자 유도기를 계통 전압이 안정된 계통에 연계하여 풍력발전 시스템으로 적용할 때 동기좌표계에서  $d$ 축의 자속은 일정하고 전압은 0,  $q$  축의 자속은 0이고 전압은 일정한 상수에 가깝다는 것을 의미한다. 그러므로 식 (37)과 (38)은 식 (33), (34), (35), (36)을 이용하여 회전자의  $d$ 축과  $q$  축 전류로 나타내면 다음과 같다.

$$P_s = \frac{3}{2} \left\{ v_{qse} \left( -\frac{L_m}{L_s} \right) \right\} i_{qre} = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} v_{qse} i_{qre} \quad (39)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \omega_e \lambda_{dse} \left( \frac{\lambda_{dse} - L_m i_{dre}}{L_s} \right) \quad (40)$$

식 (39)와 (40)은 회전자 측의  $q$  축 전류와  $d$  축 전류를 이용하여 고정자 측의 유효전력과 무효전력을 독립적으로 제어 가능함을 나타내고 있다. 또한 유효율과 무효율은 아래 수식과 같이 나타낼 수 있기 때문에 이중역자 유도기는 발전뿐만 아니라 계통의 역률을 보정하기 위한 동기 조상설비로서도 이용 될 수 있음을 보여주고 있다.

$$\cos \theta = \frac{P_s}{\sqrt{P_s^2 + Q_s^2}} \quad (41)$$

$$\sin \theta = \frac{Q_s}{\sqrt{P_s^2 + Q_s^2}} \quad (42)$$

### 3. 직류 컨버터제어

이중역자 유도기의 회전자에 채용된 인버터는 동기속도 이하에서는 인버터 직류링크 전압을 가지고 에너지를 회전자로 공급하고 동기속도 이상에서는 인버터의 다이오드를 통하여 슬립에너지가 외부로 방출된다. 이때 슬립에너지는 인버터의 직류 링크전압을 상승 시킨다. 그러므로 직류링크 전압 상승분만큼 에너지를 계통으로 보내어 직류링크 전



압을 일정하게 유지시키는 것이 필요하다. 이러한 기능을 하는 것이 바로 전압형 PWM 직류 컨버터 이다.

Fig. 18은 3상 전압형 PWM 직류 컨버터 시스템의 전력회로이다. 이 회로에서 6개의 IGBT, 6개의 역병렬 다이오드, 외부 삽입용 교류 입력측 리액터  $L_s$  및 평활용 캐패시터  $C_d$ 로 구성되어 있다.

이 전압형 PWM 직류 컨버터는 교류 입력측 리액터  $L_s$ 를 매개로 AC/DC 승압 기능에 의하여 직류 출력전압을 상승시키는 승압형 컨버터이다.

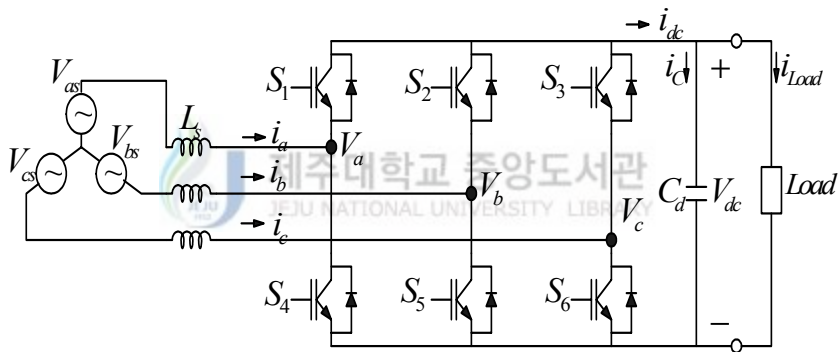


Fig. 18 Configuration of PWM DC converter

또한 IGBT 소자를 점호하는데 사용되는 PWM 파형은 기준신호와 피이드백된 직류출력 전압과의 오차를 이용해 입력단 전압 및 전류의 처리를 통해 만들어진 공간전압 벡터방식에 의해 발생된다. 평활용 캐패시터  $C_d$ 는 부하에 대해 일정한 직류 전압원의 역할을 하고 있으며 초기동작 시에는 다이오드 브리지 회로를 통해서 캐패시터  $C_d$ 에  $\sqrt{6} V_{as}$ 의 실효치 전압이 충전되고 충전이 끝나면 다이오드는 모두 역바

이어스 된다. 이 때 교류측 리액터의 승압기능에 의해 직류출력 측 캐패시터의 양단 전압은 전압형 PWM 직류 컨버터의 전원 전압보다 높은 전압을 가지기 때문에 어느 한 순간에 어떤 IGBT 소자 한쌍을 턴-온 시키면 리액터  $L_s$ 에 걸리는 전위차 만큼 전류가 리액터와 캐패시터 사이를 흐른다.

3상 교류 전원으로 부터 교류 측 리액터  $L_s$ 를 매개로 전압형 PWM 직류 컨버터 입력단에 교류전력이 전달되며 그 교류전력은 전압형 PWM 직류 컨버터에 의해서 직류전력으로 변환되어 출력 측 직류전압 평활용 캐패시터  $C_d$ 에 에너지를 축적하며 부하에 이 에너지를 공급한다. 만약 운전중에 부하가 감소하여 회생운전을 하는 경우는 일단 직류전압 평활용 캐패시터  $C_d$ 에 회생에너지를 축적한 후 전압형 PWM 직류 컨버터의 IGBT 소자에 의해서 교류전력으로 변환되어 전원 측으로 회생에너지를 되돌려 준다.

Fig. 19 는 3상 전압형 PWM 직류 컨버터의 등가회로이다. 각 상의 전압은 다음 식을 만족한다.

$$V_{abc} = V_{Labc} + V_{Cabc} \quad (43)$$

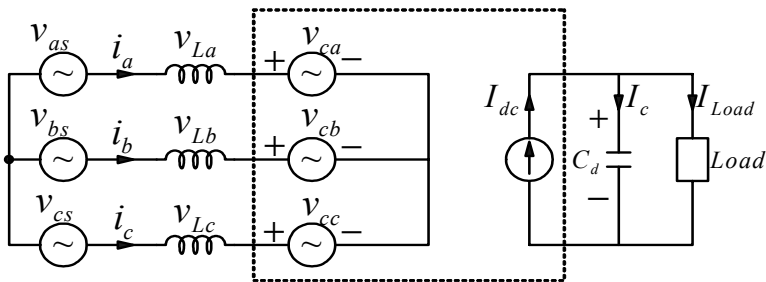


Fig. 19 Equivalent circuit of PWM DC onverter

또한 교류측 입력전류  $i_{abc}$ 와 교류 입력측 리액터  $L_s$ 에 걸리는 전압  $V_{Labc}$ 사이에는 다음과 같은 관계식이 성립된다.

$$V_{Labc} = j\omega_e L_s i_{abc} \quad (44)$$

여기서,  $\omega_e$  : 전원 각주파수

식 (44)에서 알 수 있는 바와 같이 리액터 전압  $V_{Labc}$ 를 증대시키면 교류측 입력전류  $i_{abc}$ 가 증가하게 되며, 역으로  $V_{Labc}$  값이 음의 값으로 감소하면  $i_{abc}$ 의 방향이 반전되어 에너지가 직류부하에서 평활용 캐패시터  $C_d$ 와 IGBT 소자를 경유하여 교류 전원 측으로 반환되는 회생동작이 일어난다.



### 1) 수학적 모델링

3상 전원 전압과 리액터  $L_s$ 로 구성된 3상 AC/DC 전압형 PWM 직류 컨버터는 Fig. 18 에 나타나 있고 전압방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{as} &= L_s \frac{di_a}{dt} + V_a \\ V_{bs} &= L_s \frac{di_b}{dt} + V_b \\ V_{cs} &= L_s \frac{di_c}{dt} + V_c \end{aligned} \quad (45)$$

여기서,  $V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$  는 입력 전원전압 ,  $i_a, i_b, i_c$  는 상전류이고,  $V_a, V_b, V_c$  는 제어전압이다. 위의 방정식을 행렬로 표시하면 다음과 같다.

$$V_{abc} = L_s \frac{di_{abc}}{dt} + V_{abc} \quad (46)$$

$$\begin{aligned} \text{여기서, } V_{abc} &= [V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs}]^T \\ i_{abc} &= [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \\ V_{abc} &= [V_a \quad V_b \quad V_c]^T \end{aligned}$$

임의의 속도로 회전하는 좌표계에서의 3상 전압형 PWM 직류 컨버터의  $d$ - $q$ 전압방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{sdse} &= L_s \frac{di_{dse}}{dt} + \omega_e L_s i_{dse} + V_{dse} \\ V_{sqse} &= L_s \frac{di_{qse}}{dt} + \omega_e L_s i_{qse} + V_{qse} \end{aligned} \quad (47)$$

정지좌표계에서의  $d$ - $q$ 전압방정식은 식 (47)에  $\omega_e=0$ 를 대입함으로써 다음 식 (48)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} V_{sdse} &= L_s \frac{di_{dse}}{dt} + V_{dse} \\ V_{sqse} &= L_s \frac{di_{qse}}{dt} + V_{qse} \end{aligned} \quad (48)$$

동기좌표계에서의  $d$ - $q$ 전압방정식은 식 (47)에서  $\omega_e (= 2\pi f)$ 를 대입하여 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} V_{sdse} &= L_s \frac{di_{dse}}{dt} - \omega_e L_s i_{qse} + V_{dse} \\ V_{sqse} &= L_s \frac{di_{qse}}{dt} - \omega_e L_s i_{dse} + V_{qse} \end{aligned} \quad (49)$$

전원전압 각주파수  $\omega_e$ 를 가진 평형 3상 정현파 전압이라고 가정하였기 때문에,  $a$  상을 동기좌표계의  $q$  축상에 일치시키면 식 (49)는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} 0 &= L_s \frac{di_{dse}}{dt} - \omega_e L_s i_{qse} + V_{dse} \\ E &= L_s \frac{di_{qse}}{dt} - \omega_e L_s i_{dse} + V_{qse} \end{aligned} \quad (50)$$

식 (50)에서  $q$  축 전압은 상수값  $E$ 를 가진다.

또한 전원 측에서 직류컨버터로 공급되는 유효전력은 다음 식 (51)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{in} = V_{sa}i_a + V_{sb}i_b + V_{sc}i_c = \frac{3}{2}(V_{sqse}i_{qse} + V_{sdse}i_{dse}) = \frac{3}{2}Ei_{qse} \quad (51)$$

식 (51)에서 알 수 있듯이 직류컨버터에 유입되는 전력과 관계된 전류는 동기좌표계  $q$  축 전류이며, 동기좌표계  $d$  축 전류와는 무관하다. 따라서 동기좌표계  $q$  축 전류는 유효 전력분,  $d$  축 전류는 무효 전력

분 전류라 볼 수 있으므로 역률은 다음식과 같이 표현할 수 있다.

$$pf = \frac{i_{qse}}{\sqrt{i_{qse}^2 + i_{dse}^2}} \quad (52)$$

따라서  $q$  축과  $d$  축 전류를 제어하면 역률을 제어할 수 있음을 알 수 있다.

## 2) 직류 컨버터 제어

Fig. 20은 3상 전압형 PWM 직류 컨버터의 전체 제어도를 나타낸 것이다. 직류전압  $V_{dc}$  및 교류 입력전류  $i_{abc}$ 의 제어동작은 다음과 같이 행해진다. 우선 직류전압의 기준치와 검출된 직류전압과의 편차가 PI제어기에 의해 수행된다.

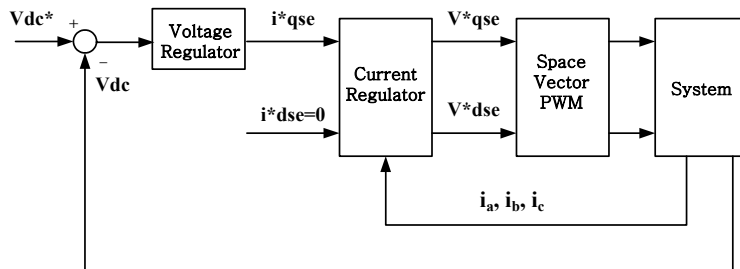


Fig. 20 Control configuration of 3 phase voltage type PWM DC converter

수행되어 나온 결과는 식 (50)에서 알 수 있듯이 유효성분 전류의 기준 지령치  $i_{qse}^*$ 가 되고 여기에 교류 입력측 유효성분 전류의 검출치

$i_{qse}$ 와 비교된 편차는 PI 제어기에 의해 유효 전압 기준치  $V_{qse}^*$ 가 된다. 또한  $d$ 축 무효성분 전류의 기준치를 0으로 지정하고 교류 입력측 무효성분 전류의 검출치와의 편차는 PI 제어기에 의해 실행되어 무효 성분 전압의 기준 지령치  $V_{dse}^*$ 를 얻는다. 이 기준 지령치를  $d-q$  정직좌표계로 변환하고 공간벡터 변조기법에 의해 PWM을 발생시켜, 전압형 PWM 직류 컨버터를 제어한다. 식 (52)에서 알 수 있듯이  $i_{dse}^* = 0$ 으로 제어함으로써 기본과 역률이 1로 유지됨을 알 수 있다.

#### 4. 디지털 전류 제어

이중역자 유도기의 회전자에 채용된 이중 컨버터를 이용하여 슬립전력을 제어할 때 이중역자 유도기의 동기좌표계 회전자  $d-q$ 전류를 제어하여 구현한다. 제어시 전류센서에 의해 읽어드린 데이터는 DSP에 의해 PI 제어로 처리한다. 이때 안정된 전류 제어를 위해서 적절한 제어기 이득 선정과 제어방법 그리고 각종 센서로 데이터를 읽어 들일 때 발생하는 노이즈나 오프셋을 줄일 수 있는 제어 알고리즘이 필요하다.

##### 1) PI 제어기 설계

전력제어나 전류제어 시 PI 제어기를 사용할 경우 적분기의 Windup 현상 때문에 PI 제어가 제대로 이루어 지지 않는다. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위해서 본 논문에서는 Fig. 21과 같은 Anti-Windup 제

여기를 사용 하였으며 제어기의 전달함수는 식 (53), (54)와 같고 식 (54)를 Backward Transform으로 변환하면 식 (55)가 된다.

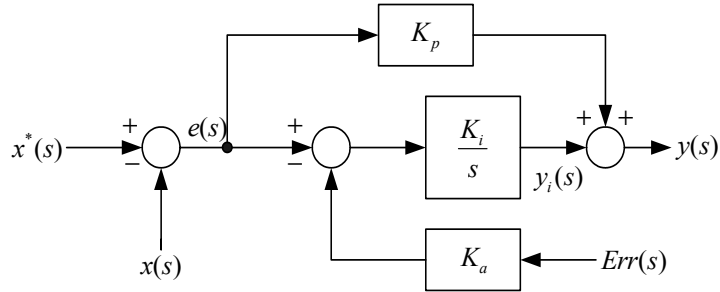


Fig. 21 Block diagram of PI controller with Anti-Windup control

$$y(s) = K_p e(s) + y_i(s) \quad (53)$$

$$y_i(s) = \left( \frac{K_i}{s} \right) \{ e(s) - K_a \text{Err}(s) \} \quad (54)$$

$$\left( \frac{1-z^{-1}}{T_s} \right) y_i(z) = K_i \{ e(z) - K_a \text{Err}(z) \} \quad (55)$$

식 (55)를 디지털로 표현하면 식 (56)이고 이를 정리하면 식 (57)과 같다. 이로부터 식 (53)의 디지털 시스템에서의 구현은 식 (58)이다.

$$\frac{y_i(n) - y_i(n-1)}{T_s} = K_i \{ e(n) - K_a \text{Err}(n) \} \quad (56)$$

$$y_i(n) = y_i(n-1) + T_s K_i \{ e(n) - K_a \text{Err}(n) \} \quad (57)$$



$$y(n) = K_p e(n) + y_i(n) \quad (58)$$

## 2) 제어기 이득 설정

제어전압과 역기전력을 가지는 일반적인 저항-인덕터 회로의 전압방정식은 다음과 같다.

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} + E \quad (59)$$

여기서,  $V$  는 제어전압이고,  $E$  는 역기전력이다.

전류제어를 위하여 Fig. 22와 같이 전류오차와 전류로부터 제어전압은 다음 식 (60)과 같이 되고,

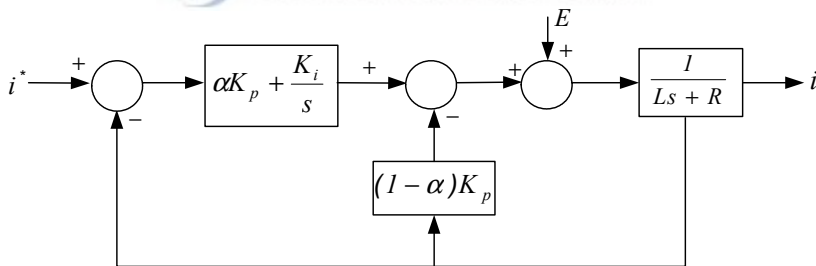


Fig. 22 Block diagram of current controller

$$V = \alpha K_p (i^* - i) + (1 - \alpha) K_p i + K_i \int (i^* - i) dt \quad (60)$$

여기서,  $\alpha$  는 게인 상수이며,  $K_p$  는 비례이득,  $K_i$  는 적분이득이다.

식 (60)은 전류제어에 널리 사용되는 IP 제어기이다. 식 (59)와 (60)

으로부터 출력전류를 전류 지령치 와 역기전력으로 표현하면 다음과 같다.

$$I(s) = \frac{\alpha \frac{K_b}{L} s + \frac{K_i}{L}}{s^2 + \frac{K_b + R}{L} s + \frac{K_i}{L}} I^*(s) - \frac{\frac{1}{L} s}{s^2 + \frac{K_b + R}{L} s + \frac{K_i}{L}} E(s) \quad (61)$$

식 (61)에서 알 수 있듯이 만약, 전류 및 역기전력이 교류의 양으로 표시된다면, 제어기의 이득이 무한대가 아니고는 전류가 그 기준치를 정확히 추종할 수 없게 된다. 더욱이 역기전력이 높은 영역(전동기의 경우 고속영역이 이에 해당한다.)에서는 역기전력에 의한 항이 상대적으로 커지게 되어, 제어기의 이득이 작게 설계된다면 전류제어가 더욱 어렵게 된다. 전동기 제어의 경우를 예로 들면, 이 경우는 정지 좌표계 상에서의 제어를 의미한다. 이와 달리, 전류 및 역기전력이 직류의 양으로 표시되고 전류 지령치 역시 직류라면 식 (61)로부터 정상상태에서 출력전류는 출력 지령치를 정확히 추종할 수가 있게 된다.

이는 전동기 제어의 경우 동기좌표계 상에서의 제어를 의미한다. 즉, 정지좌표계 상에서의 제어보다 동기좌표계 상에서의 제어가 우수하다. 보다 나은 전류제어를 위하여 역기전력을 전향 보상하는 경우를 생각할 수 있다. 이 경우 제어전압은 다음 식으로 표시되고,

$$V = \alpha K_p (i^* - i) + (1 - \alpha) K_p i + K_i \int (i^* - i) dt + E \quad (62)$$

출력전류와 전류 지령치와의 관계는 다음과 같다.

$$I(s) = \frac{\alpha \frac{K_b}{L} s + \frac{K_i}{L}}{s^2 + \frac{K_b + R}{L} s + \frac{K_i}{L}} I^*(s) \quad (63)$$

출력전류와 전압 지령치와의 관계가 식 (63)과 같이 결정되므로, 적절한 제어기 이득의 선정이 전류제어의 성능에 지대한 영향을 미친다는 것을 알 수 있다. 제어기 이득을 선정하기에 앞서, 먼저 원하는  $\alpha$ 의 값을 0에서 1사이의 값에서 정하고 다음의 내용에 따라 제어기의 이득을 결정하면 된다.

i)  $\alpha = 1$ 인 경우

$\alpha$ 가 1인 경우, PI 제어기의 경우와 동일하며 이 경우 비례이득과 적분이득을



$$K_b = L \cdot \omega_c \quad (64)$$

$$K_i = R \cdot \omega_c \quad (65)$$

로 선정하면, 식 (63)으로부터 출력전류와 전류 지령치 사이의 전달 함수는 다음과 같이 된다.

$$\frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (66)$$

식 (66)에서, 전류제어기의 주파수 대역  $\omega_c$ 로 주어진다. 그러므로 원하는 전류제어기의 주파수 대역을 결정함으로써, 오버슈트 없는

전류제어 특성을 얻을 수 있다.

ii)  $\alpha = 0$  인 경우

$\alpha$ 가 0인 경우는 IP제어기의 경우와 동일하며, 이 경우 비례이득과 적분이득을

$$K_p = 2\zeta L \omega_n - R \quad (67)$$

$$K_i = L \omega_n^2 \quad (68)$$

로 선정하면, 식 (66)으로부터 출력전류와 전류 지령치 사이의 전달함수는 다음과 같이 된다.



$$\frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (69)$$

식 (69)에서  $\omega_n$ 는 자연 비감쇠 주파수이고  $\zeta$ 는 감쇠비이다. IP 제어기의 비례이득과 적분이득은 주파수 영역에서의 해석을 통하여 구할 수 있다. 이 경우 제어기의 주파수 대역폭은 다음과 같이 정해진다.

$$\omega_c = \omega_n \left\{ (1 - 2\zeta^2) + \sqrt{4\zeta^4 - 4\zeta^2 + 2} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (70)$$

그러므로 원하는 전류제어기의 주파수 대역폭과 감쇠비를 결정한 후, 식 (70)으로부터 자연 비감쇠 주파수를 계산하여 식 (67)과

(68)에 대입함으로써 이득을 설정할 수 있다.

iii)  $0 < \alpha < 1$ 인 경우

이 경우 PI제어기와 IP제어기를 혼합하여 사용하는 경우이며, 비례이득과 적분이득을 식 (71)과 식 (72)와 같이 선정하면

$$K_p = \frac{L \cdot \omega_c}{\alpha} \quad (71)$$

$$K_i = \{(1 - \alpha)K_p + R\} \omega_c \quad (72)$$

식 (63)으로부터 출력전류와 전류 지령치사이의 전달함수는 식 (66)과 같은 식 즉,  $\frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c}$ 와 같이 되며, 이 경우 또한 전류제어기의 주파수 대역은  $\omega_c$ 로 주어지므로 원하는 전류제어기의 주파수 대역을 결정하게 되고, 오버슈트 없는 전류제어 특성을 얻을 수 있다.

### 3) 디지털 필터 설계

시스템 제어 시 각 센서로부터 신호를 DSP로 읽어 들일 때 노이즈에 의한 오차를 포함하고 있다. 이러한 노이즈를 줄이기 위해서는 필터가 필요하다. 외부에 하드웨어를 구성하여 필터를 채용하면 응답 특

성이 매우 빠르지만 시스템이 복잡해지고 차단 주파수를 변동하는 것이 쉽지 않다. 따라서 최근에는 DSP의 성능 향상으로 노이즈를 줄이기 위한 각종 디지털 필터가 사용되어 지고 있다.

i) LPF(Low-pass filter)

Fig. 23 의 전달함수는 식 (73)으로 나타낼 수 있다.

$$y(s) = \left( \frac{\omega}{s + \omega} \right) \cdot x(s) \quad (73)$$

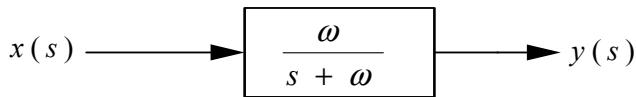
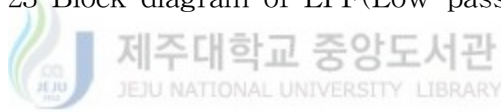


Fig. 23 Block diagram of LPF(Low-pass filter)



식 (73)을 식 (74)의 Bilinear Transform을 이용하여  $Z$  변환하면 식 (75)와 같이 변환 할 수 있다.

$$s = \left( \frac{2}{T_s} \right) \left( \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}} \right) \quad (74)$$

$$\left( \frac{2}{T_s} \right) \left( \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}} \right) \cdot y(z) + \omega \cdot y(z) = \omega \cdot x(z) \quad (75)$$

식 (75)를 디지털로 표현하면 식 (76)와 같고, 이를 정리하면 식 (77)이다.

$$\begin{aligned}
& 2\{y(n) - y(n-1)\} + T_s \omega \{y(n) + y(n-1)\} \\
& = T_s \omega \{x(n) + x(n-1)\}
\end{aligned} \tag{76}$$

$$\begin{aligned}
y(n) &= \left( \frac{2 - T_s \omega}{2 + T_s \omega} \right) \cdot y(n-1) + \left( \frac{\omega T_s}{2 + T_s \omega} \right) \cdot x(n) + x(n-1) \\
&= L_a y(n-1) + L_b \{x(n) + x(n-1)\}
\end{aligned} \tag{77}$$

ii) HPF(High-pass filter)

Fig. 24 의 전달함수는 식 (78)로 나타낼 수 있다.

$$y(s) = \left( \frac{s}{s + \omega} \right) \cdot x(s) \tag{78}$$

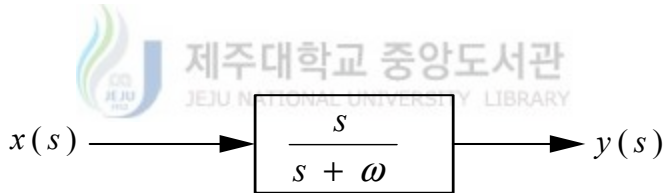


Fig. 24 Block diagram of HPF(High-pass filter)

앞의 LPF에서와 마찬가지로 식 (78)를 식 (74)의 Bilinear Transform을 이용하여 Z변환하면 식 (79)와 같이 변환할 수 있다.

$$\left( \frac{2}{T_s} \right) \left( \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}} \right) \cdot y(z) = \left( \frac{2}{T_s} \right) \left( \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}} \right) \cdot x(z) \tag{79}$$

식 (79)를 디지털로 표현하면 식 (80)과 같고 이를 정리하면 식 (81)이다.

$$\begin{aligned}
2\{y(n) - y(n-1)\} + T_s\omega\{y(n) + y(n-1)\} \\
= 2\{x(n) - x(n-1)\} \quad (80)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
y(n) &= \left(\frac{2 - T_s\omega}{2 + T_s\omega}\right) \cdot y(n-1) + \left(\frac{2}{2 + T_s\omega}\right) \cdot x(n) - x(n-1) \\
&= H_a y(n-1) + H_b \{x(n) - x(n-1)\} \quad (81)
\end{aligned}$$

iii) Integrator + HPF(High-pass filter)

Fig. 25 의 전달함수는 식 (82)와 같이 나타낼 수 있다.

$$y(s) = \left(\frac{1}{s}\right) \left(\frac{\omega}{s + \omega}\right) \cdot x(s) = \left(\frac{1}{s + \omega}\right) \cdot x(s) \quad (82)$$

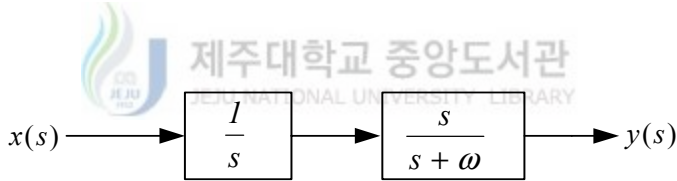


Fig. 25 Block diagram of HPF with integrator

앞의 LPF나 HPF에서와 마찬가지로 식 (82)를 식 (74)의 Bilinear Transform을 이용하여  $Z$  변환하면 식 (83)과 같이 변환 된다.

$$\left(\frac{2}{T_s}\right) \left(\frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}}\right) \cdot y(z) + \omega \cdot y(z) = x(z) \quad (83)$$

식 (83)을 디지털로 표현하면 식 (84)와 같고 이를 정리하면 식 (85)와 같이 된다.



$$\begin{aligned}
2\{y(n) - y(n-1)\} + T_s\omega\{y(n) + y(n-1)\} \\
= T_s\{x(n) + x(n-1)\} \quad (84)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
y(n) = \left(\frac{2 - T_s\omega}{2 + T_s\omega}\right) \cdot y(n-1) + \left(\frac{T_s}{2 + T_s\omega}\right) \cdot \{x(n) + x(n-1)\} \\
= IH_a y(n-1) + IH_b \{x(n) + x(n-1)\} \quad (85)
\end{aligned}$$

## 5. 퍼지 제어

제어 시스템이 복잡한 경우, PI 제어 시 정확한 계인을 얻기가 어려워지고, 뿐만 아니라 외란에 대해 민감해진다. 이런 경우 퍼지 로직을 이용하여 PI 제어를 구현하면 정확한 PI 계인 없이 경험적 튜닝에 의한 양호한 응답 특성을 얻을 수 있는 퍼지 로직 구성이 가능해진다. 이것을 이용하면 외란에 둔감한 제어를 행할 수 있다.

### 1) 퍼지 제어기의 구성

퍼지제어 시스템에서의 퍼지 제어기는 퍼지화기, 제어규칙 베이스, 추론엔진, 비 퍼지화기 로 구성된다. 이에 대한 시스템 블록선도를 나타내면 Fig. 26과 같다. 여기서 G1, G2, G3 는 계인 값이고,  $e$ 는 기준 설정치 와 출력 사이의 오차를 나타내고,  $\Delta e$ 는  $e$ 의 한 샘플링 구간에서의 변화분을 나타낸다.

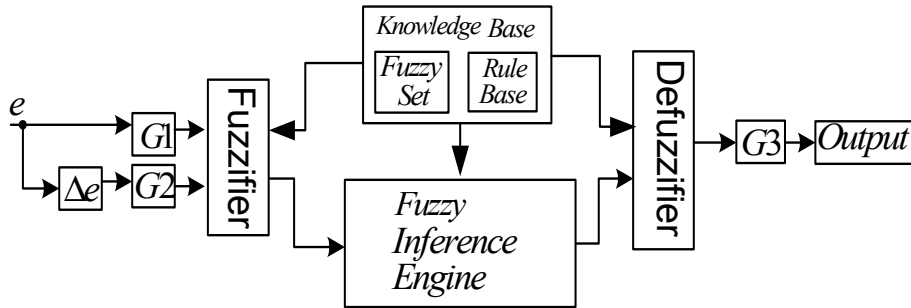


Fig. 26 Block diagram of fuzzy control system

퍼지 제어기의 설계는 퍼지 제어기의 입·출력 변수와 그들의 언어 값, 퍼지제어 규칙, 수치적 입력변수의 퍼지화 방법, 추론법, 비퍼지화 방법 등을 결정하는 것이다. 이때 먼저 입·출력 변수들을 결정하고 퍼지제어 규칙과 연관된 입·출력 변수들의 대 집합, 언어 값과 소속 함수를 결정하여야 한다. 입·출력 변수들의 언어 값의 종류는 제어 규칙의 수와 밀접한 관계가 있으며 제어기의 성능에 큰 영향을 준다.

## 2) 퍼지화기

퍼지이론의 적용부분에서는 퍼지논리를 응용하므로 하나의 명확한 값으로 사용된 입력변수 값을 적절한 퍼지 값으로 바꾸어 주는 퍼지화 과정이 필요하다. 즉 퍼지화 작업은 전체집합에 따라서 적절히 크기 변환시키는 것으로 입력 특성에 따라 다음과 같은 방법을 사용한다.

- i) 사용되는 입력 값이 신뢰성이 있을 때는 측정값을 퍼지 단일 값으로 변환시킨다. 근본적으로 단일 퍼지 값은 명확한 값을 가지므로

이 경우 퍼지화를 통해 입력 변수 값에 모호성이 도입되지 않으나 퍼지집합 연산에 호환성이 있도록 해준다. 이 방식은 단순하면서도 여러 경우에 있어서 합리적이므로 가장 널리 도입되고 있다.

ii) 측정된 입력 값이 외란의 영향을 많이 받아서 불확실할 때는 퍼지화 작업을 통해서 입력 값의 확실적인 특성을 적절한 퍼지 숫자로 변환시켜 준다. 보통 삼각형 형태의 소속 함수를 많이 도입하는데, 삼각형의 꼭지 점에 해당하는 영역의 값을 입력 값의 평균값으로 하고 밑변의 폭은 표준편차의 두배로 하는 방법이 많이 쓰인다.

입력변수 전체 집합의 이산화, 정규화 등 퍼지 입력변수의 값은 이산적 이거나 연속적이기 때문에 원하는 제어 특성과 컴퓨터의 기억용량을 고려하여 연속적인 입력 값을 구간별로 이산화 시킴으로서 계산 효율 면이나 개발 측면에서 유리하다. 또한 이산화 된 전체집합의 범위도  $[-1,+1]$ 의 구간으로 크기 변환해서 정규화를 행한다.

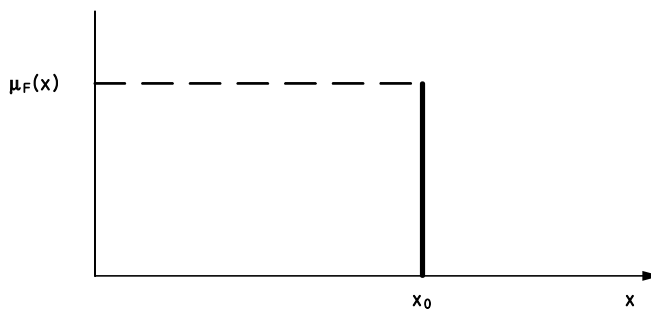


Fig. 27 Fuzzy singleton

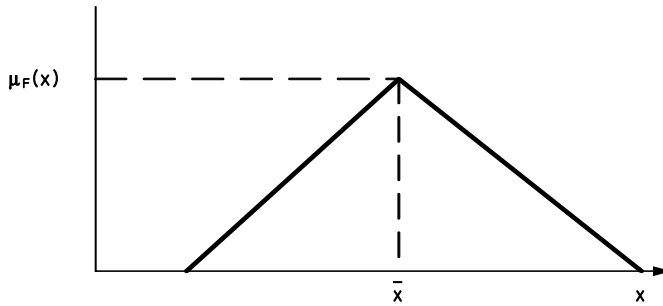


Fig. 28 Fuzzy input value of triangle rule

이 경우 크기 변환은 선형적으로 할 수도 있고 비선형적으로 할 수도 있는데 그 결정은 실제 측정환경을 고려해서 정해 준다. 이렇게 함으로써 퍼지논리의 적용이 보다 간편해지고 제어 규칙이 독립적으로 설계될 수 있다.

본 논문에서는 7개의 퍼지언어를 택하였고 7개의 퍼지언어 값은 다음과 같다.

*NB : Negative Big*

*PB : Positive Big*

*NM : Negative Medium*

*PM : Positive Medium*

*NS : Negative Small*

*PS : Positive Small*

*ZE : Zero*

결과적으로 퍼지단일 값으로 변환후 이등변 삼각형 퍼지화기를 사용하여 소속 함수를 결정하고  $e$ ,  $\Delta e$ ,  $\Delta u$  언어 값과 그들의 소속 함수를 각 7개의 언어 값으로 표현해 Fig. 29와 같이 정의하였다.

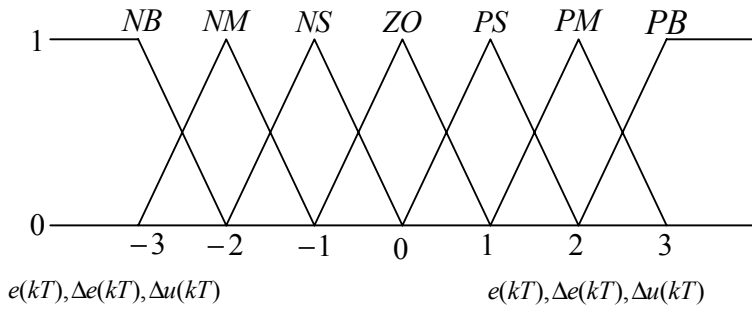


Fig. 29 Membership function of  $e$ ,  $\Delta e$ ,  $\Delta u$

### 3) 퍼지 규칙

퍼지 이론을 이용하여 인간의 언어적 표현을 효율적으로 처리하고자 하는 문제에 직면하여 인간이 자유롭게 구사하는 자연어를 컴퓨터를 이용하여 그대로 처리할 수 있는 방법을 모색해야 하며 그러기 위해서는 언어 요소들을 성분별로 구분하여 그에 적당한 처리 방법을 강구해야 하는데 이것이 바로 퍼지 규칙이다.

퍼지규칙은 “*If ~ then*”형식의 언어적 규칙으로 표현되며, 여러 개의 규칙들은 “*also*”라는 언어적 연관성을 갖는다. 퍼지규칙의 구성에서 우선되어야 할 작업은 입력으로 사용되는 상태변수의 출력인 제어 입력변수를 선정하는 일이며 퍼지 신경회로망에서 사용되는 언어적 입력변수로는 각 숫자당 소속 함수의 최대값이고 출력 변수로는 각 숫자의 값이다.

예를 들어 제어규칙을 *If x is A and y is B then z is C* 라 할 때 “*If ~ then*”사이의 조건을 조건부, *then* 이하를 결론부라 하고

각각 정성적인 언어로 표현되며, 조건부와 결론부에서 각각 복수개의 퍼지 변수들이 도입될 수가 있으며 전체 제어규칙은 여러 개의 복수입력, 복수출력, 퍼지 조건문으로 구성된다. 그리고 퍼지 규칙에는 상태 평가형과 목적 평가형의 두 가지 형태가 있다.

- i) 퍼지규칙에 가장 널리 도입되는 다 입력 단일 출력 시스템의 경우, 일반적으로 다음과 같이 결론부를 조건부 변수의 함수로 나타낼 수 있다.

$$R_i: \text{If } x \text{ is } A_i, \dots, \text{ and } y \text{ is } B_i \text{ then } z = f_i(x, \dots, y)$$

여기서  $x$  와  $y$  는 언어변수이고,  $z$  는 제어변수이다. 퍼지집합  $A_i, B_i$ 는 상태변수의 퍼지 값이고,  $f_i$  는 제어 값이다. 이런 형태의 제어규칙을 “상태 평가형 퍼지 제어규칙”이라 한다.

- ii) 예측형 퍼지 제어규칙이라고도 불리우는 목적 평가형 퍼지 제어규칙 으로, 일반적인 형태는 다음과 같다.

$$R_i: \text{If } (u \text{ is } C_i \rightarrow (x \text{ is } A_i \text{ and } y \text{ is } B_i)) \text{ then } u \text{ is } C_i$$

규칙의 조건부는 그 자체로 조건명제 또는 유추형태를 취하고 있으며,  $C_i$ 는 퍼지 값이 아닌 명확한 값을 갖는다. 조건부의  $x \text{ is } A_i$  와  $y \text{ is } B_i$ 는  $C_i$ 라는 입력이 주어졌을 때, 예측되는 미래의 상태를 나타내고 있다. 이 형태의 제어 규칙을 사용하면, 잠시 후의 플랜트 상태를 예측할 수가 있어서 보다 부드러운 제어를 행할 수 있는 장

점이 있다. 입·출력 변수가 설정되면 제어 규칙을 결정하게 되는데, 크게 4가지 방식이 있다. 즉, 전문가의 경험 및 제어지식을 도입하는 방법, 인간 조작자의 기능을 추출하는 방법, 제어되는 프로세스의 퍼지모델을 이용하는 방법, 제어기에 학습능력을 추가하는 방법이다. 본 논문에서는 Table 5와 같이 49개의 제어 규칙을 작성하였고, 가로는  $\Delta e$ , 세로는  $e$  이고 표 안의 값은  $\Delta u$ 의 퍼지단어 값이다. Table 5에 따라 실제 시스템에 적용되는 전문가의 경험치가 부가된 퍼지 제어 값은 Table 6과 같다.

Table 5 Fuzzy control rule set

$\Delta e$ $e$	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>
<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>
<i>NM</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>
<i>NS</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>
<i>ZE</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>
<i>PS</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
<i>PM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
<i>PB</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>

Table 6 Fuzzy control value set

$\Delta e$ $e$	-3	-2	-1	0	1	2	3
-3	-3	-3	-3	-2	-2	-1	0
-2	-3	-3	-2	-2	-1	0	1
-1	-3	-2	-2	-1	0	1	3
0	-2	-2	-1	0	1	2	3
1	-2	-1	0	1	2	2	3
2	-1	0	1	2	2	3	3
3	0	1	2	2	3	3	3

#### 4) 퍼지 추론기

퍼지 집합의 구조와 퍼지 집합간의 연산방법, 퍼지관계의 종류 등을 알면 어떠한 방법을 적용해야 보다 인간의 추론에 근사하게 접근시키느냐의 문제가 제기된다. 퍼지변수가 정의 되고 퍼지 규칙이 적용되어 처리하고자 하는 언어적 표현들을 적절하게 연결시켜 퍼지관계로 표현된 문장을 연상하여 논리적으로 타당한 새로운 사실을 얻어내는 과정을 추론이라 한다. 즉, 언어적인 형태로 기술된 퍼지 규칙을 적용하기 위해서는 논리적인 실행과정이 필요하다. 이것이 퍼지 추론과정이며 퍼지논리와 근사추론 개념의 바탕이 된다. 근사추론에서는 퍼지조건명제의 조건부에 조건이 주어지면 결론을 유추할 수 있다. 추론에는 연역추론 또는 전향추론과 후향추론 형태가 있는데, 일반화된 연역추론을 근사추론 또는 퍼지추론 이라고 하며 다음과 같이 정의한다.

전제1 :  $x \text{ is } A'$

전제2 :  $\text{If } x \text{ is } A \text{ then } y \text{ is } B$

결론 :  $y \text{ is } B'$

퍼지규칙 “  $\text{If } x \text{ is } A \text{ then } y \text{ is } B$  ”는  $A \rightarrow B$ 라는 퍼지 조건명제로 표기할 수 있고, 추론 방법에는 Mamdani 의 Minimum 연산 방법과 Larsen의 Product 연산방법 두 가지가 많이 사용된다.

본 논문에서는 Mamdani 의 Minimum 연산을 이용한 방법을 사용하였으며, 장점으로는 제어규칙의 조건부와 결론부를 모두 일반 언어로 대응시킬 수가 있고, 정성적으로 알기 쉽다는 점과 추출과정을 그래프로 표현하기 쉽다는 점이다. 반면에 단점은 제어에 필요한 제어규칙수



가 많게 된다는 점이다.

예를 들면, 두 규칙  $R_1$ ,  $R_2$  가

$R_1$  : If  $x$  is  $A_1$  and  $y$  is  $B_1$  then  $z$  is  $C_1$

$R_2$  : If  $x$  is  $A_2$  and  $y$  is  $B_2$  then  $z$  is  $C_2$  라고 할 때

입력값으로 퍼지 단일값( $x_0, y_0$ )이 들어오면, 적합도  $\alpha_1, \alpha_2$  는

$$\alpha_1 = \min \{ \mu_{A_1}(x_0), \mu_{B_1}(y_0) \}$$

$\alpha_2 = \min \{ \mu_{A_2}(x_0), \mu_{B_2}(y_0) \}$ 와 같고, 그림으로 표현하면 다음 Fig.

30과 같다.

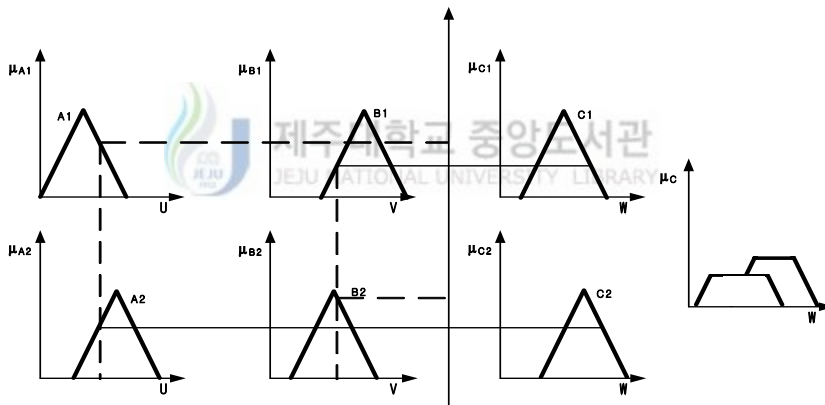


Fig. 30 Mamdani's fuzzifier

## 5) 비퍼지화기

퍼지 추론결과는 제어입력 전체집합에 정의된 퍼지집합으로 출력되는데, 이 값으로는 직접 제어대상을 움직이게 할 수 없으므로 출력부

전체 집합에서 정의된 퍼지 제어 조작량을 명확한 비퍼지 제어 조작량으로 변환시켜 주는 작업이 필요한데, 이를 비퍼지화 또는 일점화라 한다. 이 과정을 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$U_0 = defuzzifier(U)$$

$U$  : 퍼지 추론의 퍼지 결과

$U_0$  : 제어 입력이 되는 비퍼지값

본 논문에서는 비퍼지화 방법인 무게중심법(center of area method)을 사용했으며 이 방법은 합성된 출력 퍼지집합의 무게중심을 구하여 그 해당하는 제어 값을 제어입력으로 사용하는 방법이다.

$$U_0 = \frac{\sum_{j=0}^n \mu(u_j) \cdot u_j}{\sum_{j=0}^n \mu(u_j)}$$

단,  $n$  : 제어변수 전체집합의 이산화 준위 또는 등급

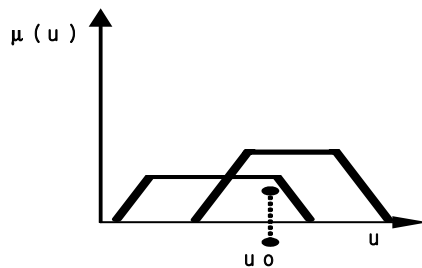


Fig. 31 Defuzzifier

## IV. 디지털 시뮬레이션

풍력발전 시스템은 많은 전기적인 요소와 기계적인 요소가 복합된 복잡한 시스템이다. 이런 시스템을 컴퓨터로 해석하기 위해서는 정확한 모델링과 시뮬레이션 프로그램 선정이 중요하다. 왜냐하면 시뮬레이션 프로그램의 종류에 따라 제공되는 라이브러리와 사용목적이 다르기 때문이다.

그래서 시뮬레이션 프로그램 선정에 있어 고려해야 할 사항으로는 사용자 중심의 인터페이스가 갖추어져 있는지의 여부, 정확한 소자 모델의 제공여부, 그리고 해석에 소요되는 시간을 들 수 있다. 이는 기존에 있는 시뮬레이션 소프트웨어마다 차이점을 지니고 있어 해석 및 설계의 과정에서 가장 적합한 프로그램을 선정하는 것이 무엇보다 중요한 일이다. 본 논문에서 사용된 Psim 프로그램은 모든 소자를 이상적인 소자로 하고, 해석시간 간격을 일정하게 함으로써 해석시간이 아주 짧다는 장점을 가진다. 뿐만 아니라 다양한 라이브러리를 제공하고 있어 회로 토폴로지 및 제어기법을 검증하는데 적절하다고 사료되어 사용하였다.

### 1. 회전자 슬립저항 제어 시스템

터빈에 달려있는 회전자의 블레이드는 바람이 갖는 에너지를 기계적인 회전 토크로 변환 시킨다. 시뮬레이션을 위해서는 바람에 따른

토크 발생기가 필요하다.

Fig. 32는 Fig. 11과 식 (11)에 의해서 얻어진 모델 시스템의 풍속에 대한 터빈에서 발생하는 출력토크를 나타내고 있다. Fig. 32를 이용하여 4~25 [m/s] 사이를 0.1[m/s] 단위로 하여 출력토크 데이터를 만들어 Look-up table 화하고 풍속에 따른 토크를 발생하도록 프로그램을 구현한다.

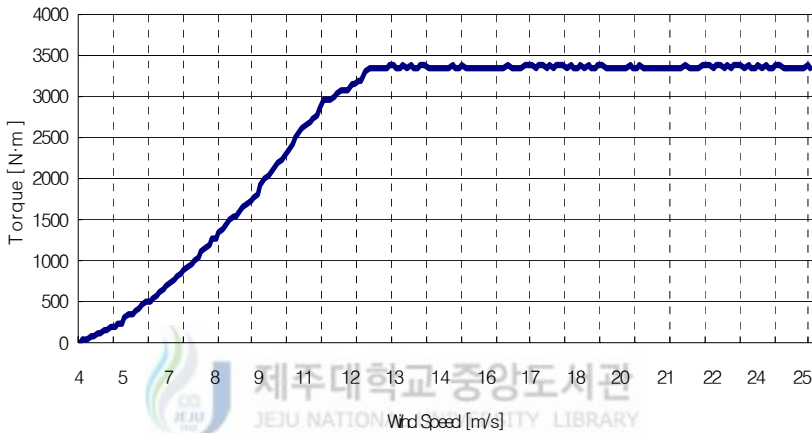


Fig. 32 Output torque versus wind speed of model system

Fig. 33은 Psim 프로그램에서 사용된 출력토크 발생 시뮬레이터를 나타내고 있다. 이 프로그램에서 입력 데이터에 대한 기계적 토크를 발생시키는 라이브러리가 있어 이를 이용하여 쉽게 구현이 가능하게 된다. 이러한 토크 발생 시뮬레이터를 가지고 풍속의 변화에 대한 출력을 모델 시스템의 회전자에 외부저항을 채용하여 풍속에 따라 슬립전력을 제어하는 경우와 이 시스템의 회전자에 이중 컨버터를 채용한 경우에 대하여 Psim 프로그램으로 각각 시뮬레이션을 수행한다.

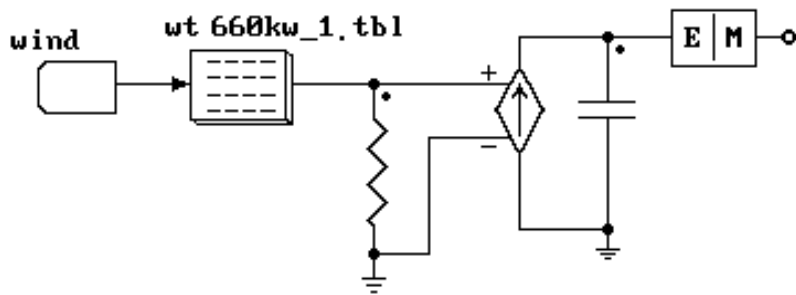


Fig. 33 Torque simulator

Fig. 34는 시뮬레이션 수행을 위해 모델로 사용된 제주 행원 풍력발전 단지의 V47 시스템의 구성도이다. 모델시스템은 크게 풍차 터빈부, 발전기 부, 제어 시스템부로 구성된다. 풍차의 터빈부에서는 블레이드와 기어시스템으로 구성되는데 여기서 블레이드의 피치제어는 Fig. 10과 식 (11)에 의해 정격풍속 이하에서는  $-1.4[^\circ]$ 를 유지하도록 하고 정격풍속 이상에서는  $1872[\text{rpm}]$ 을 유지하도록 하였다. 즉, 식 (9)에 의해 주속비  $\lambda$ 와 피치제어각  $\theta$ 에 따라 출력계수  $C_p$ 가 발생하도록 C++프로그램으로 Psim 프로그램에서 동작하는 사용자 라이브러리를 만들어 적용 하였다. 풍속에 따른 발생 토크는 식 (11)과 Fig. 11를 이용하여 시동 풍속인  $4[\text{m/s}]$ 에서 종단 풍속인  $25[\text{m/s}]$ 까지 발생하도록 하였다.

발전기부에서 고정자는 계통에 연계시키고, 회전자에는 슬립링을 통하여 외부에 슬립이  $4[\%]$ 인 경우 즉,  $1872[\text{rpm}]$ 에서 정격출력이 발생하도록 하고, 최대 허용 슬립이  $10[\%]$ 인  $0.059[\Omega]$ 의 저항을 회전자 측에 연결하여 제어한다. 이렇게 연결된 저항을 이용하여 슬립전력을 조절함으로써 출력이 일정하게 나오도록 제어한다.

제어시스템부에서는 DSP부, 소프트 스타팅부, 주 접점 MCB부, 진상용 캐패시터부로 구성된다. DSP부에서는 전체제어 시스템을 제어하기 위해 각 시스템에 알맞은 제어 신호를 입출력하여 전체 시스템이 원하는 대로 동작하도록 한다.

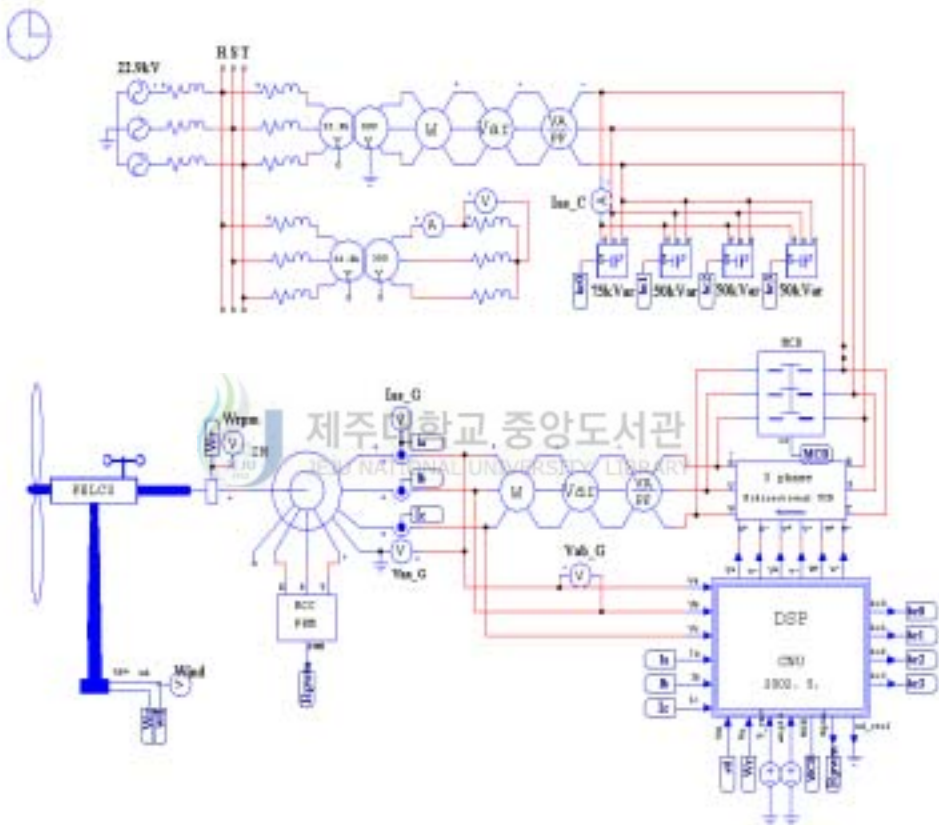


Fig. 34 Schematic diagram of model system with external resistor

우선 풍속이 시동풍속 이상으로 분다고 가정하여 터빈속도를 1800[rpm] 까지 가속시키고 소프트 스타팅과 그렇지 않았을 경우에 대

하여 출력 특성들을 나타낸다. 또한 풍속이 4~25[m/s]까지 변한다고 했을 때의 출력 특성들을 Fig. 35에서 Fig. 42까지 나타내었다.

Fig. 35는 풍속이 5[m/s]에서 계통 연계를 하기위해 SCR을 이용한 소프트 스타팅을 하였을 때의 발전기와 계통의 역률과 a상의 전류파형을 나타내고 있다. 이 결과에서 보면 a상전류의 최대치가 300[A] 이하에서 억제되고 있으며 진상용 캐패시터 동작에 따라 발전기 출력단의 역률이 변하고 있음을 알 수 있다.

그리고, Fig. 36은 소프트스타팅 시 모델시스템의 실제파형이다. 이 파형을 보면 계통 투입 시 상전류의 최대치가 300[A]를 넘지 않고 있어 실제 시스템에서도 기동전류를 효과적으로 잘 제한하고 있음을 알 수 있다.

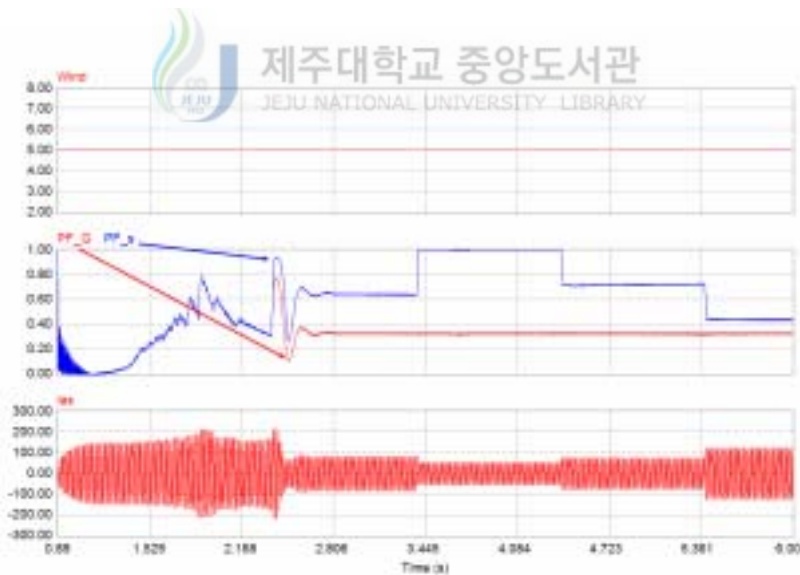


Fig. 35 Simulation results of power factor and current waveform with soft starting

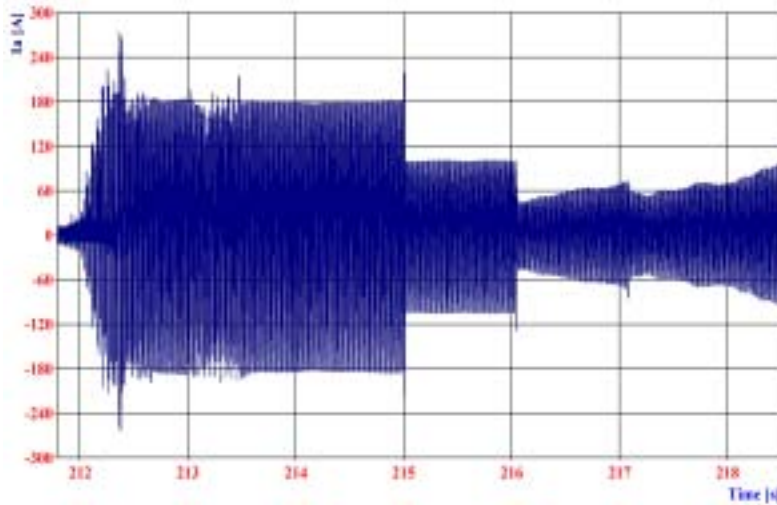


Fig. 36 Actual current waveform of model system with soft starting

Fig. 37은 풍속이 4~25[m/s]까지 변한다고 가정 하였을 때의 회전자 속도, 피치각, 주속비, 출력계수 값을 나타내고 있다. 회전자의 속도는 1800[rpm]에서 약 1872[rpm]까지 변하고 있고 피치각은  $-1.4[^\circ]$ 에서 약  $27[^\circ]$ 까지 변하고 있음을 알 수 있다. 주속비는 4~13까지 변하고 있고 출력계수는 0.05~0.45까지 변함을 알 수 있다.

Fig. 38은 Fig. 37에서 나타난 풍속을 가지고 똑 같은 조건하에서 운전했을 때의 계통과 발전기에 나타나는 역률과 유·무효 전력 그리고 계통에 나타나는 전류 실효치를 나타내고 있다. 이 시스템은 발전기에 필요로 하는 무효전력을 발전기와 병렬로 진상용 캐패시터를 175 [kvar]와 225[kvar]를 사용하여 보상하고 있다. 보상결과 계통에 나타나는 무효전력은 약 170[kvar]이고, 출력되는 유효전력은 0~660[kW]까지 나타나고 있다. 그래서 역률은 풍속이 약 7[m/s]이하에서는 나쁘지만 그 이상에서는 약 0.9 이상으로 되고 있음을 알 수 있다.



또한 발전되는 전류의 실효값은 0~562[A]정도로 나타나고 있다. 이 값은 모델 발전기가 225[kvar] 무효 전력 보상시 정격 전류값 560[A]에 거의 유사함을 알 수 있다. Fig. 39는 정격 출력시 상전압과 상전류의 동작 특성을 확인하기 위해서 Fig. 38을 4.8~5.0[sec]까지 부분을 나타낸 것이다. 이 부분에서의 역률은 0.98로 거의 전압과 전류의 위상차는 180[°]에 가깝게 나타나고 있다. 결국 캐패시터에 의한 무효전력 보상은 정격출력에서는 잘되지만 저 풍속 영역에서 문제가 있음을 내포하고 있다.

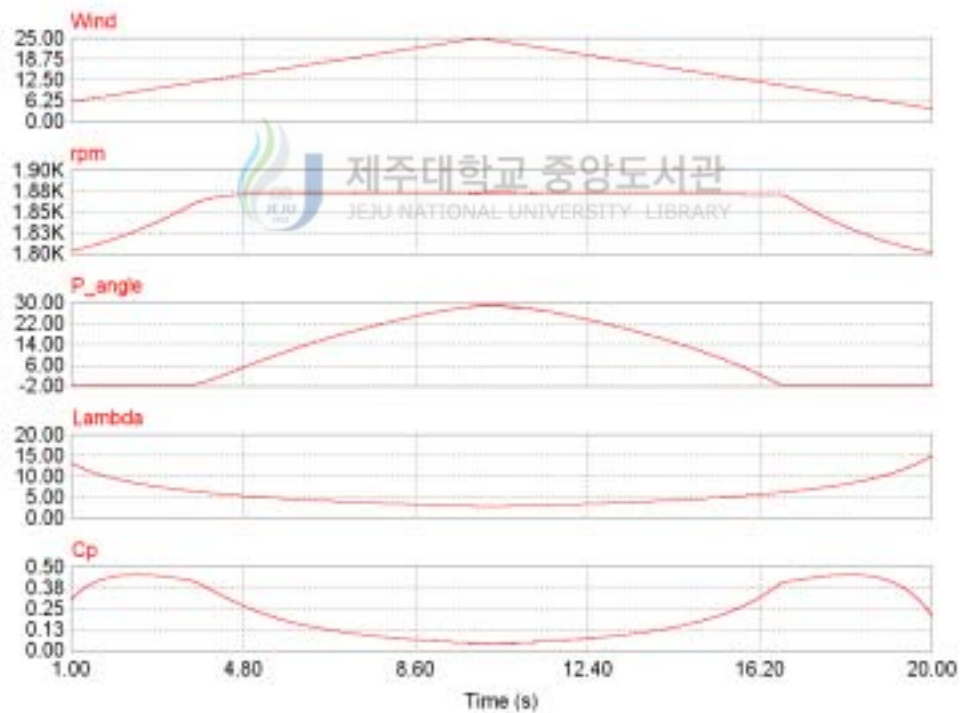


Fig. 37 Simulation results of rpm, P\_angle, lambda and  $C_p$

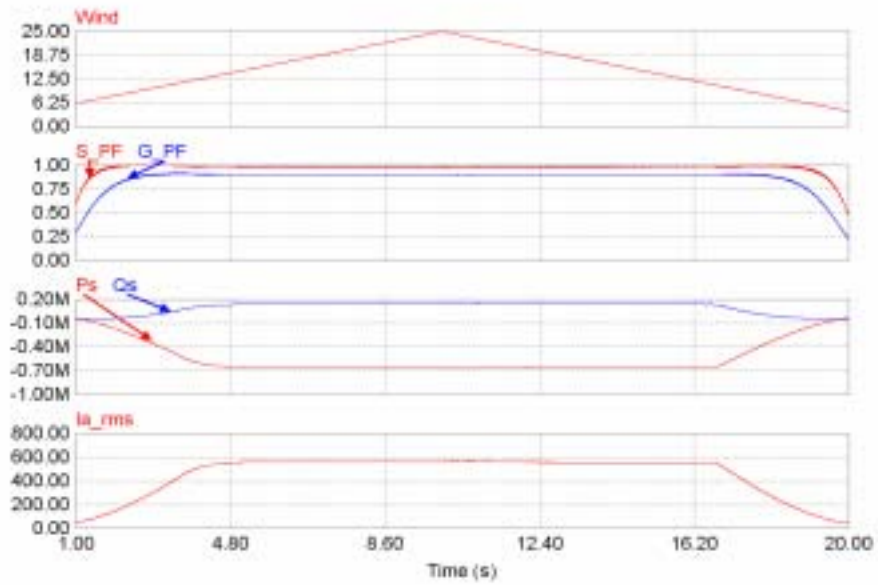


Fig. 38 Simulation results of wind, PF, kW, var and Ia\_rms

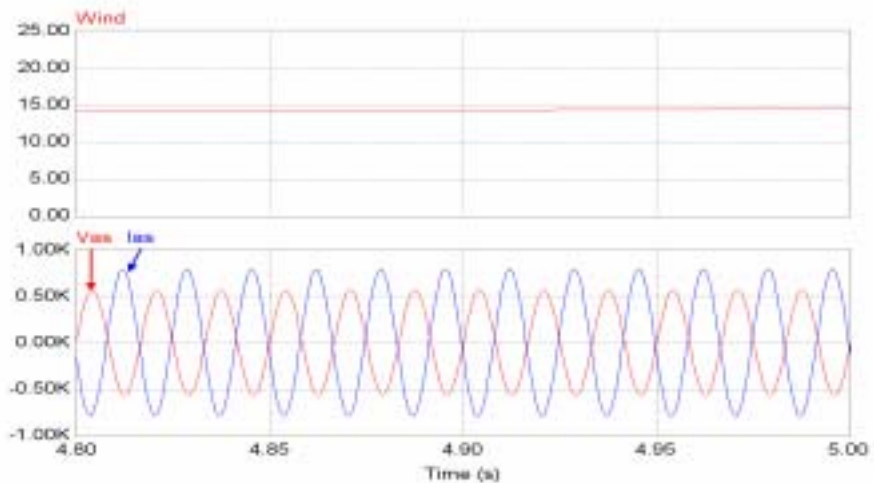
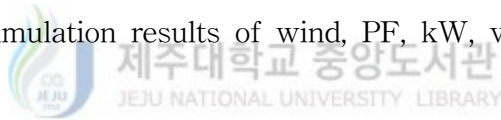


Fig. 39 Simulation results of wind, Vas and Ias from 4.8 to 5.0[sec]

Fig. 40은 100[sec]동안 식 (3)을 이용하여 얻은 바람 모델을 가지고 시뮬레이션 결과이다. 이 결과에서 보면 바람의 변동에 따라 피치각이 변하고 이에 따라 출력도 변하고 있음을 알 수 있다. 또한 정격 풍속 이하에서는 피치각이  $-1.4[^\circ]$ 로 고정되어 운전되고 그 이상에서는 정격 출력을 유지하기 위해서 바람이 강해질수록 피치각이 더 커짐을 알 수 있다. 블레이드는 큰 관성을 지니는 즉 시정수가 큰 적분기로 볼 수가 있다. 그래서 바람의 빠른 변화에 대해 출력이 어느 정도의 시간차를 가지고 변하고 있음을 알 수 있다.



Fig. 40 Simulation results of wind, rpm, P\_angle, lambda and  $C_p$

Fig. 41은 Fig. 40과 똑 같은 운전 조건하에서의 결과들이다. 역률은

13[m/s]이상에서는 거의 1에 가깝고 무효전력과 유효전력 그리고 출력 전류의 실효치도 정격에 거의 비슷하게 나타나고 있다.

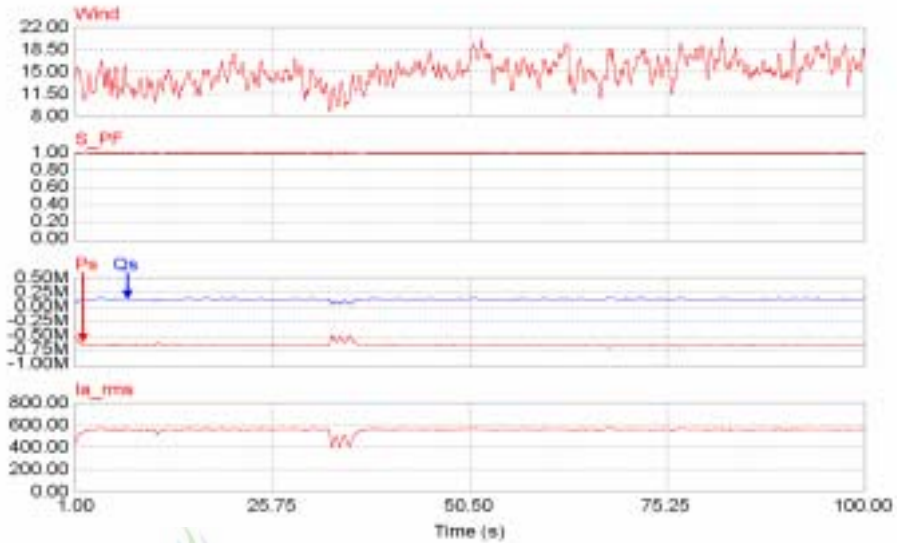


Fig. 41 Simulation results of wind, PF, kW, var and Ia\_rms

Fig. 42는 제주 행원 풍력발전 단지에 설치되어 운용되고 있는 모델 시스템에서, 2002년 9월부터 2003년 8월 까지 1년간 측정된 실측 데이터를 가지고 풍속에 대한 출력 곡선과 본 논문에서 얻어진 시뮬레이션 결과 값을 나타낸 것이다. 이 결과에서 보면 정격이상에서는 거의 일치하고 있지만 정격풍속 이하에서는 약간의 오차가 존재하고 있다. 한 예로 풍속이 10[m/s]인 지점에서 실측값은 375.8[kW] 이지만 시뮬레이션 값은 362.9[kW]를 나타내고 있다. 이것은 실측값과 약 3.4[%]의 오차를 나타내고 있는 것으로, 모델 시스템을 모델링하는데 있어서 모든 변수를 완벽하게 고려하지 못한 결과에서 기인된 것으로 볼 수 있다.

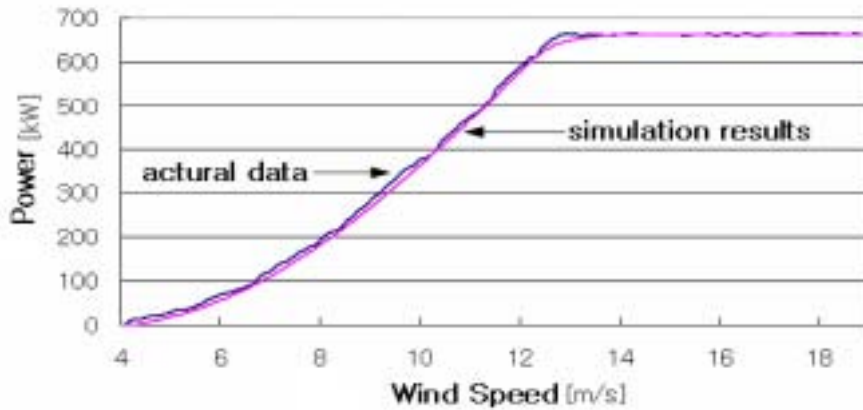


Fig. 42 Actual and simulation results of model system versus wind speed

## 2. 이중 컨버터 제어 시스템

이중역자 유도기의 회전자측에 인버터와 컨버터를 채용하여 회전자측으로 에너지를 공급하거나 혹은 회전자 측에서 발생된 에너지를 계통으로 공급할 수 있는 시스템 즉 에너지의 흐름 방향을 양방향으로 구현 할 수 있는 시스템을 back to back 컨버터 시스템 혹은 이중 컨버터 시스템이라 한다. Fig. 34에서 사용된 모델 시스템을 가지고 회전자 슬립 저항 대신에 이중 컨버터를 연결하여 풍속의 변화에 따른 슬립전력을 제어 한다. 여기서 인버터는 전력용 스위칭 소자인 IGBT를 사용하여 동기속도 이상과 이하에서 회전자  $d-q$ 전류를 제어하여 고정자 측의 출력전력을 제어 하는데 이용된다. 인버터에서 전류 제어시 최대값은 1000[A]로 하였고 스위칭 주파수는 5[kHz]로 하였다. 전류 제어시 일반적인 PI제어를 사용하였으며 PI게인은 각각 10과 0.01로 하였다.

동기속도 이하에서 모델시스템을 발전모드로 운전하기 위해서는 인버터를 통하여 회전자에 슬립 에너지가 공급되지만, 동기속도 이상에서는 인버터의 다이오드를 통하여 에너지가 나온다. 이때 이 에너지는 인버터의 직류 링크전압을 상승시킨다. 상승된 직류 링크전압은 인버터와 직렬로 연결된 PWM 직류 컨버터를 통하여 계통으로 에너지를 보낸다. PWM 직류 컨버터는 직류 링크전압을 311[V]로 유지하기 위하여 승압형을 택하였으며, 출력선과 직렬로 2[mH]의 리액터를 삽입하여 시스템을 구현하였다.

승압형 컨버터 시스템의 제어는 PWM 직류 컨버터 출력에 연결된 3상 전원의 전류를 2상의  $d$ - $q$ 전류로 변환하여  $d$  축 전류는 0으로 유지시키고,  $q$  축 전류를 제어하여 직류 링크전압을 311[V]로 유지하도록 제어 하였다. 만약 직류링크 전압이 311[V] 이상이면 311[V] 이상 올라간 만큼의 에너지를 전원 측으로 돌리고 모자라면 모자란 만큼의 에너지가 전원 측으로부터 유입된다.

Fig. 43은 본문에서 사용된 이중 컨버터 시스템을 갖는 풍력발전 시스템을 시뮬레이션 하기 위해 Psim 프로그램으로 작성된 구성도 이다.

Fig. 44에서 Fig. 51까지는 본 논문에서 제안한 Fig. 43과 같은 시뮬레이션 모델을 가지고 Fig. 37과 같은 조건으로 운전하였을 때의 결과들이다. Fig. 44와 Fig. 45는 무효전력을 0으로 출력되게끔 제어명령을 준 상태에서 Fig. 37과 같은 풍속변화 조건으로 운전 하였을 때의 결과이다. 이 결과에서 보면 Fig. 37과 Fig. 38에서 나타나는 결과들과 거의 유사하지만 무효전력이 거의 0에 가깝기 때문에 역률이 더 1에 가까움을 알 수 있다. 그리고 PWM 직류 컨버터에 나타나는 유효전력 값은 매우 작게 나타나 발전기의 출력 값과 계통에 나타는 유효 전력

값이 거의 유사함을 알 수 있다. 그 이유는 정격풍속 이상에서는 피치 제어가 잘되어 고정자측 출력이 정격을 유지함으로써 회전자 측에서의 출력되는 값이 매우 작기 때문으로 볼 수 있다.

Fig. 46은 정격출력 시 상전압 과 상전류를 나타낸 것으로 거의 180 [°] 위상차를 가지고 있어 역률이 1에 가까움을 알 수 있다. 이것은 원하는 무효전력 제어가 잘 되고 있음을 알 수 있다.

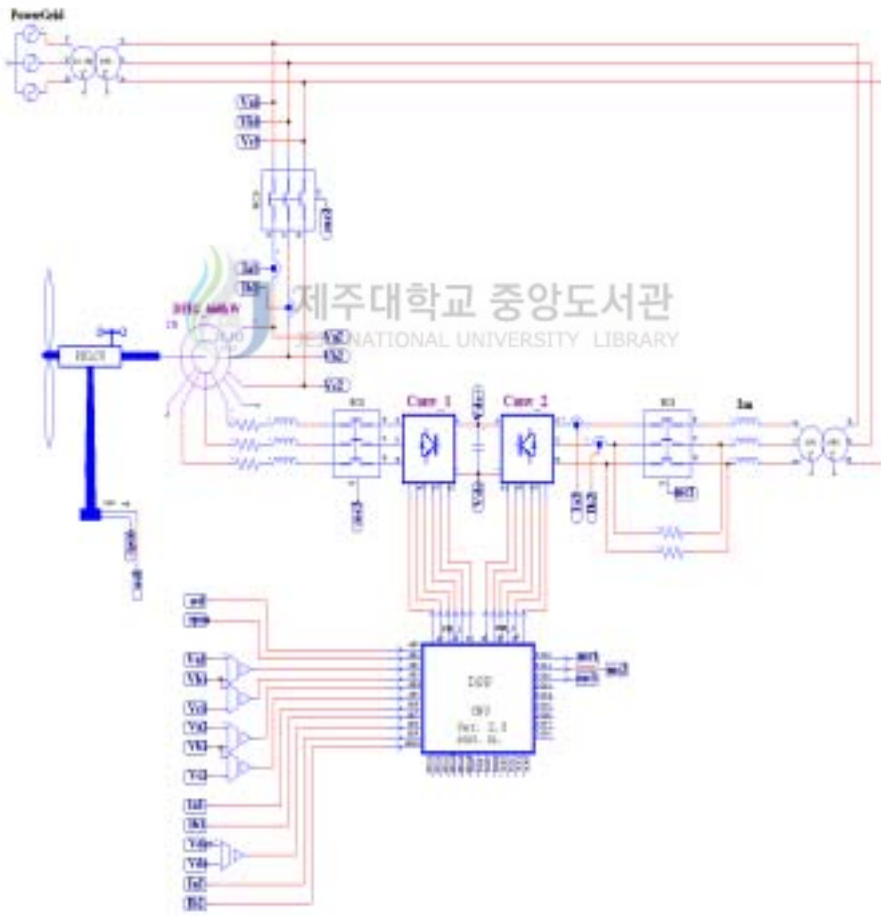


Fig. 43 Schematic diagram of model system with dual converter

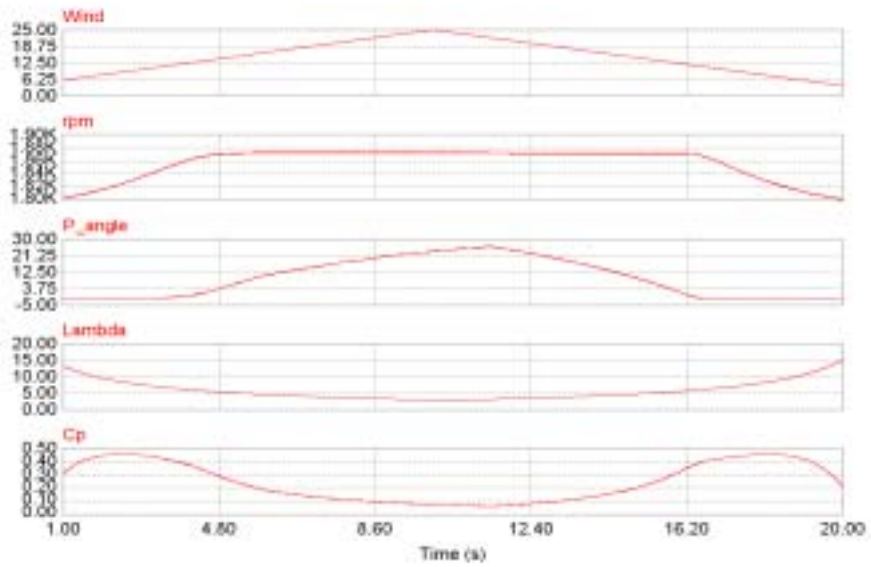


Fig. 44 Simulation results of wind, rpm, P\_angle, lambda and  $C_p$

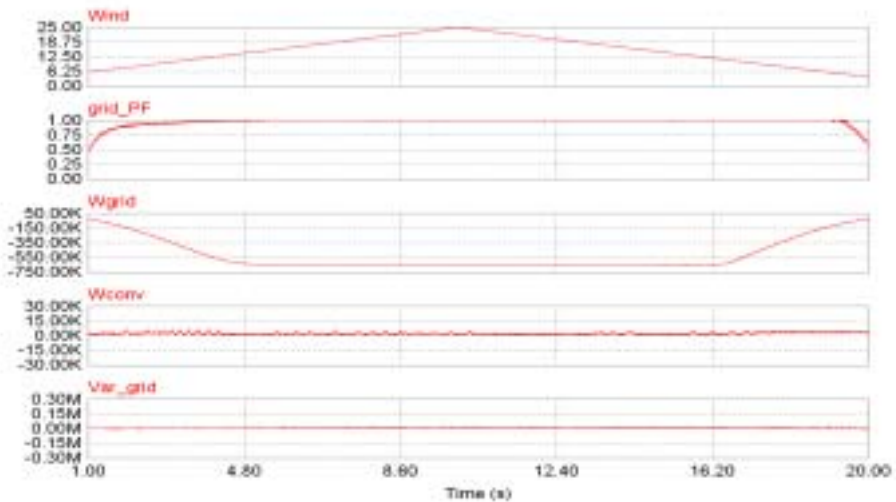
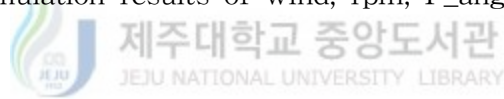


Fig. 45 Simulation results of wind , grid\_PF , Wgrid , Wconv and var\_grid



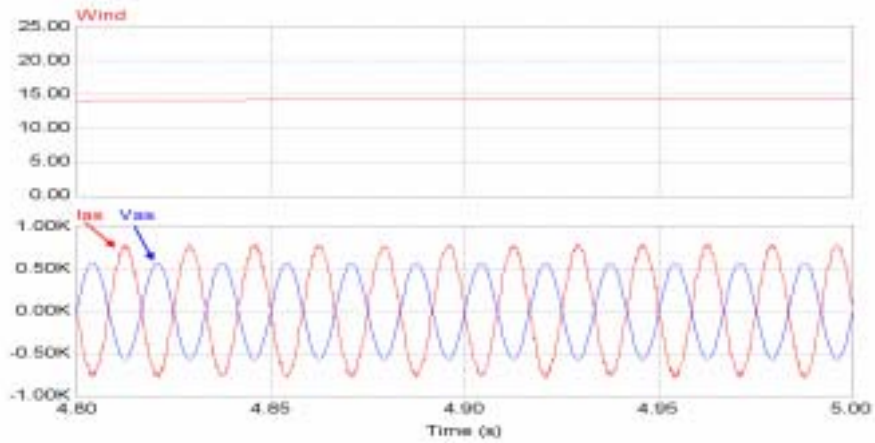


Fig. 46 Simulation results of Vas & Ias from 4.8 to 5.0[sec] using Fig. 44

Fig. 47은 풍속이 15[m/s]로 불어 출력이 정격값으로 발생되고 있을 때 진상과 지상운전을 위해 즉, 무효전력을 변화시켜 역률이  $\pm 0.9$  가 되도록 제어를 행한 것으로 무효전력 기준값은  $\pm 320$  [kvar]로 하였다. 이 결과에서 보면 유효전력과 무효전력이 출력값은 각각의 기준값에 잘 추종되고 있음을 알 수 있고 역률도 0.9를 잘 유지하고 있음을 알 수 있다. Fig. 48은 Fig. 47에서 무효전력이 지상에서 진상운전으로 변화되고 있을 때의 상전압과 상전류의 위상관계를 확인하기 위하여 운전시간을 4.8[sec]에서 5.20[sec]까지의 부분을 나타낸 것으로 이 결과에서 보면 지상운전에서는 전류의 위상이 전압위상 보다  $90^\circ$  이상 뒤지고 진상운전에서는 전류의 위상이  $90^\circ$  이상 앞섬을 알 수 있다. 이것은 이중 컨버터를 갖는 가변속 풍력발전 시스템은 계통의 무효전력 조절 시스템으로도 가능함을 보여주는 것이다.

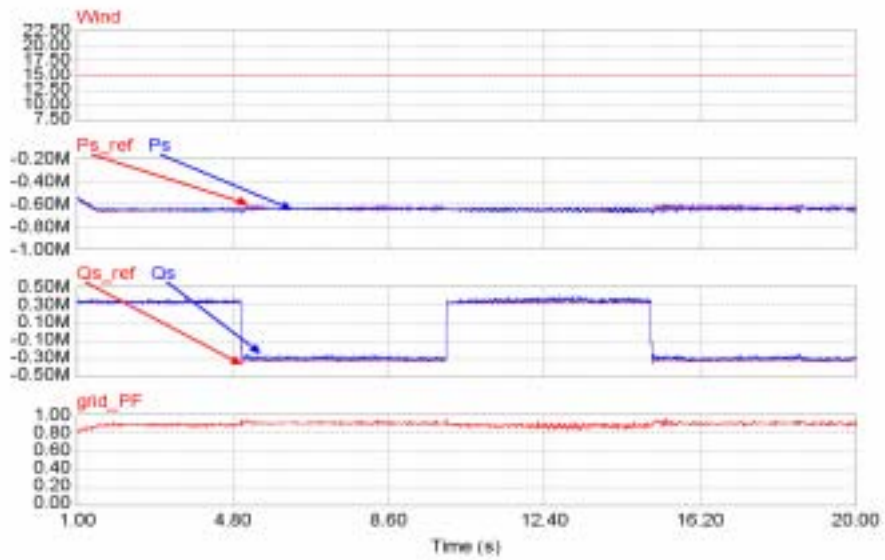


Fig. 47 Simulation results of PF, kW and var with dual converter

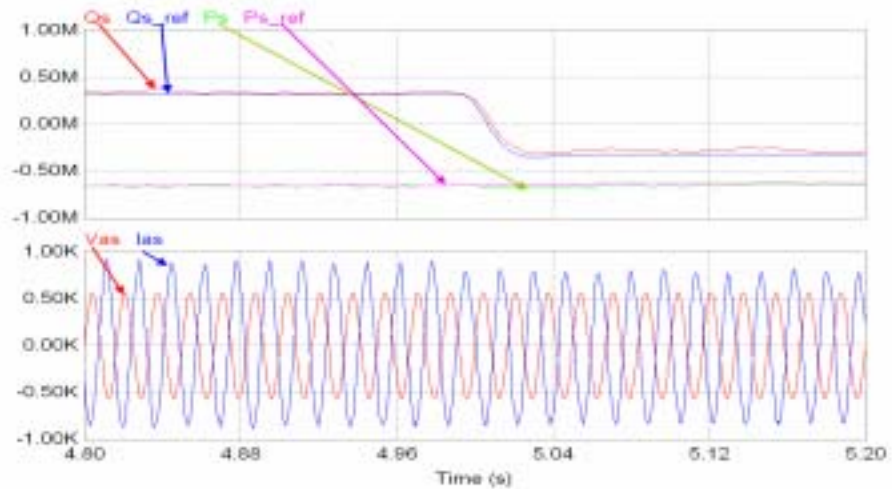


Fig. 48 Simulation results of kW, var, Vas and Ias with dual converter

Fig. 49는 Fig. 40에서 사용된 바람 모델을 가지고 본 논문에서 제안한 이중 컨버터를 갖는 가변속 풍력발전 시스템의 모델에 적용했을 때의 시뮬레이션 결과의 파형들이다.

이 결과에서 보면 회전자의 속도는 정격풍속 이상에서는 정격속도인 1872[rpm]를 유지하고 있으며, 피치 제어각  $\theta$  는 풍속의 크기에 따라  $-1.4[^\circ]$ 에서 약  $20[^\circ]$ 까지 변하고 있음을 알 수 있다. 그리고 주속비  $\lambda$  는 4~7, 출력계수  $C_p$  는 약 0.1에서 0.45까지 변하고 있다.



Fig. 49 Simulation results of rpm, P\_angle, lambda and  $C_p$

Fig. 50은 Fig. 49와 같은 조건으로 운전 하였을 때의 연계 계통의

역률과 직류 컨버터의 발생출력 그리고 계통의 무효전력과 유효전력을 나타내고 있다. 직류 컨버터의 출력량이 계통에 출력되는 량에 비해서 현저하게 적게 나타나고 있다. 또한 직류 컨버터의 직류값은 311[V]를 잘 유지하고 있어 직류컨버터 제어가 원활하게 잘되고 있음을 알 수 있다.

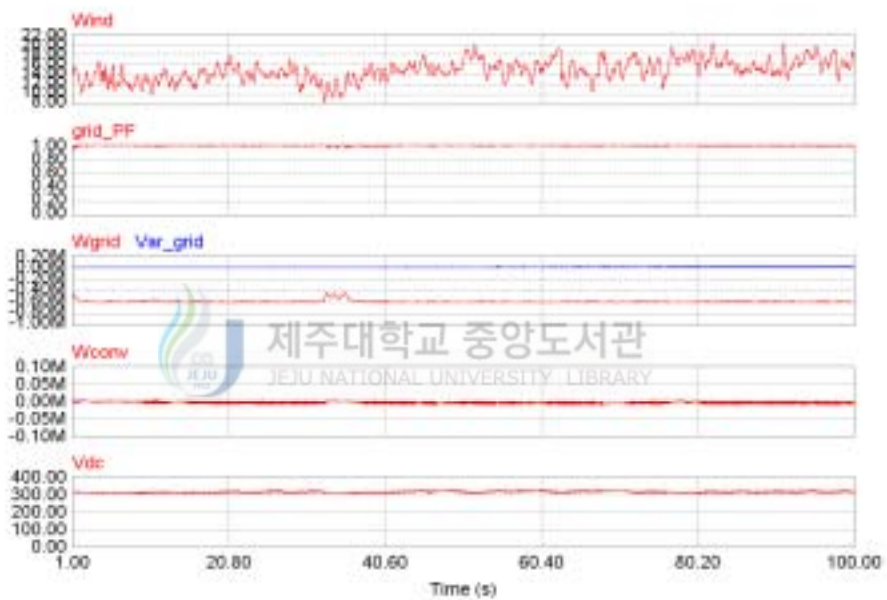


Fig. 50 Simulation results of PF, kW, var and Vdc

Fig. 51은 정격풍속 이상 영역에서 역률이 거의 1에 가깝게 나타나고 있기 때문에 이를 확인하기 위해 운전시간을 4.8~5.0[sec] 사이에서의 상전압과 상전류의 위상을 나타내고 있다. 상전압과 상전류의 파형을 보면 두 위상이 거의 일치하고 있어 역률이 거의 1에 가까움을

나타내고 있어 제어 알고리즘이 잘 구현되고 있음을 알 수 있다.

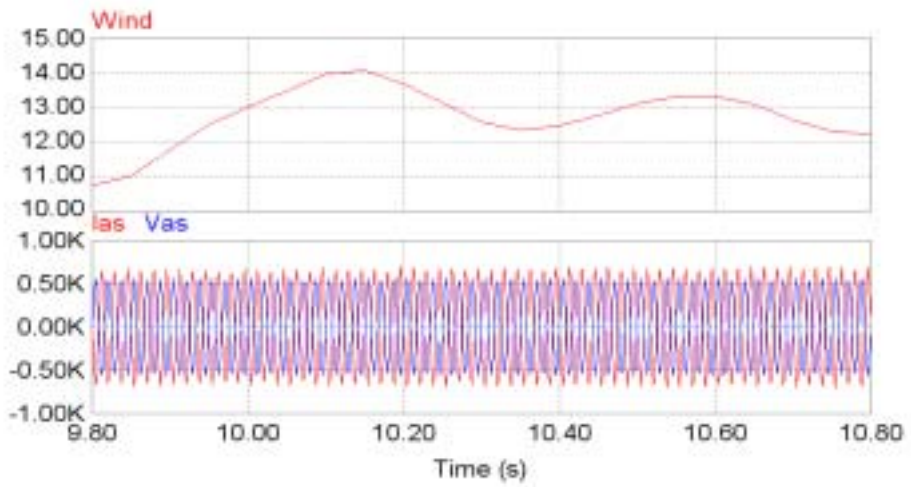


Fig. 51 Simulation results of Vas & Ias

## V. 실험 및 결과 고찰

### 1. 제어시스템 구성

이중 컨버터를 갖는 가변속 풍력발전 시스템의 출력을 회전자에 채용되는 인버터로 제어하기 위해서 3상 220[V]의 전압을 가지고 Table 7과 같은 정격을 가지는 이중여자 유도기를 풍력발전기로 하여 실험을 행하였다. 실험 장치에서는 승압형 PWM 직류 컨버터와 직류를 교류로 변환해주는 인버터 그리고 풍차의 터빈을 역할을 해주는 인버터구동 유도 전동기 속도제어 시스템으로 구성 하였다. 제어 알고리즘의 구현은 부동 소숫점 처리가 가능하고 제어 연산시간이 빠른 DSP TMS320c31를 사용하였다. 전력 제어와 전류 제어시 샘플링 시간은  $100 [\mu s]$ 로 하였고, 제어 알고리즘은 디지털 PI 제어로 구현 하였다.

Table 7 Parameters of model machine

Rated power	5 hp	
Pole number	4	
Rotor inertia [ $kg \cdot m^2$ ]	0.036	
	Stator side	Rotor side
Rated voltage [V]	220	220
Rated current [A]	16	11
Resistance [ $\Omega$ ]	0.30	0.53
Leakage inductance [H]	0.0022	0.0022
Magnetizing inductance [H]	0.044	

## 2. 직류 컨버터 제어

전압형 PWM 직류 컨버터는 기준전압 이하에서는 기준전압까지 승압을 시키고 그 이상에서는 전압을 하강 시킨다. 가변속 풍력발전 시스템에서는 회전자의 슬립전력을 동기속도 이하에서는 컨버터에서 인버터로 에너지가 공급되지만 이상에서는 인버터에서 컨버터로 에너지가 공급된다. 이 경우는 컨버터의 링크 전압이 상승하여 상승된 만큼의 에너지를 계통 쪽으로 공급하게 된다. 그래서 실험에서는 3상 220 [V]를 사용하기 때문에 이 전압을 전파 정류하면 311[V]가 된다. 기준 전압은 390[V]로 하여 승압형으로 동작하게끔 하였다. Fig. 52는 3상 전압형 PWM 컨버터의 전체 제어도를 나타낸 것이다.

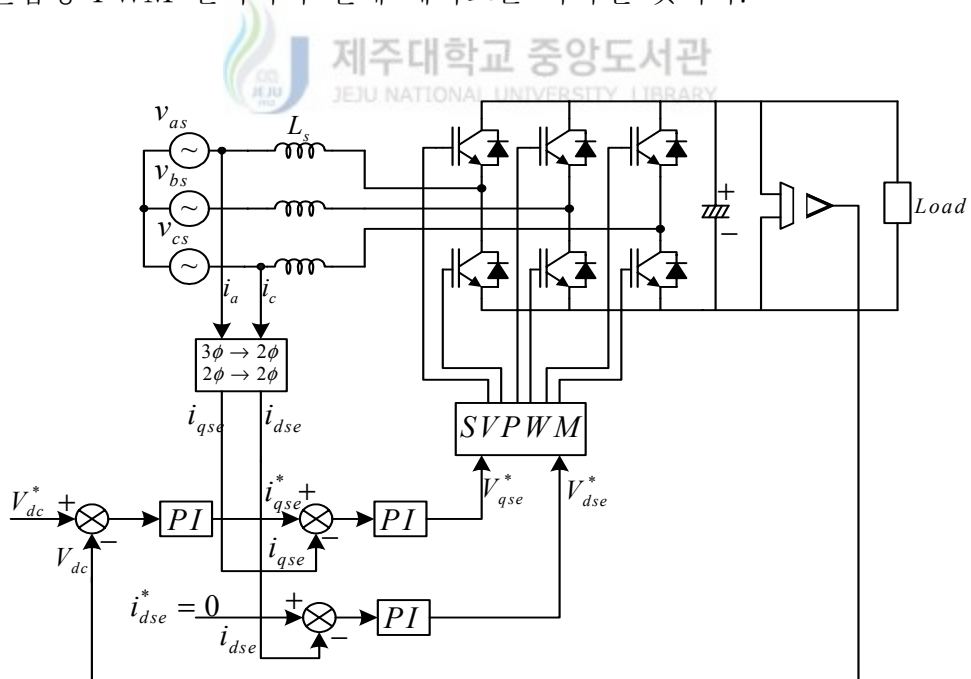


Fig. 52 Schematic diagram of the proposed control system of PWM DC converter

직류전압  $V_{dc}$  및 교류 입력전류  $i_{abc}$ 의 제어동작은 다음과 같이 행해진다. 우선 직류전압의 기준치와 검출된 직류 전압과의 편차가 PI제어기에 의해 수행된다. 수행되어 나온 결과는 Fig. 52에서 알 수 있듯이 유효성분 전류의 기준 지령치  $i_{qse}^*$ 가 되고 여기에 교류 입력측 유효성분 전류의 검출치  $i_{qse}$ 와 비교된 편차는 PI 제어기에 의해 유효 전압기준치  $V_{qse}^*$ 가 된다. 또한  $d$ 축 무효성분 전류의 기준치를 0으로 지정하고 교류 입력측 무효성분 전류의 검출치와의 편차는 PI 제어기에 의해 실행되어 무효성분 전압의 기준 지령치  $V_{dse}^*$ 를 얻는다. 이 기준 지령치를  $d$ - $q$ 정지좌표계로 변환하고, 공간벡터 변조기법에 의해 PWM을 발생시켜 전압형 컨버터를 제어한다. 식 (52)에서 알 수 있듯이  $i_{dse}^* = 0$ 으로 제어함으로서 기본과 역률이 1로 유지됨을 알 수 있다.

Fig. 53은 Fig. 52를 구현하기 위한 실험장치의 구성도이다. 승압형 직류전압을 일정하게 유지하기 위하여 2[mH]의 값을 가지는 리액터  $L_s$ 와 TM320C31 DSP, 그리고 12bit A/D 컨버터로 제어 시스템을 구성하였다. PI제어 시 전압과 전류 제어루프의 샘플링 시간은 100 [ $\mu$ s]로 하였으며 컨버터의 스위칭 소자는 IGBT를 사용하여 실험을 행하였다. Fig. 54는 Fig. 53과 같은 실험 장치를 이용하여 기준 직류값을 390[V]로 주었을 때의 실험결과 파형이다. 이 결과에서 보면 충전초기에는 돌입전류 제한용 저항 때문에 직류값이 시정수 값으로 상승하다가 0.2[sec]때 PI제어에 의해 390[V]로 유지됨을 알 수 있다. Fig. 55는 직류전압을 390[V]로 유지하고 부하가 걸린 경우 상전압과 전류의 파형을 나타내고 있으며 상전압과 상전류의 위상이 일치하여 역률이 1에 가까움을 알 수 있다.



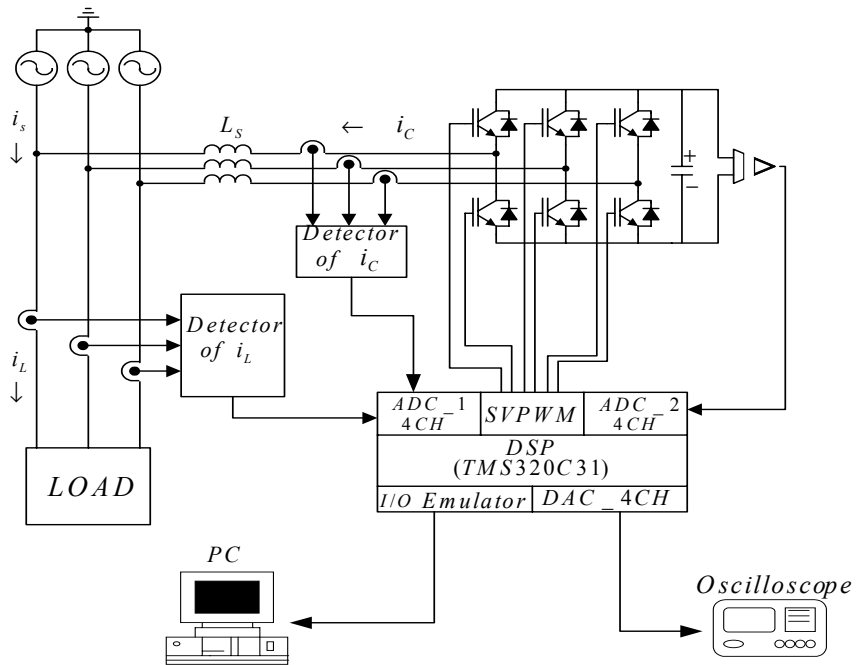


Fig. 53 Block diagram of PWM DC converter control system

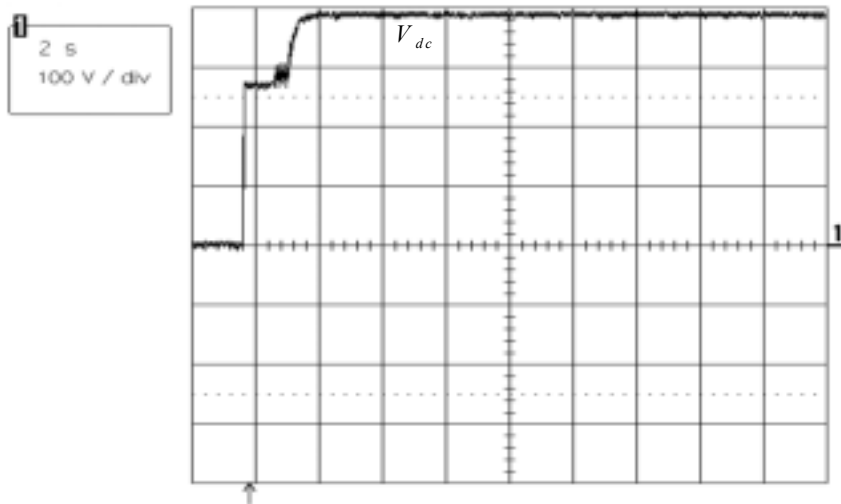


Fig. 54 Experimental results of  $V_{dc}$  with PWM DC converter

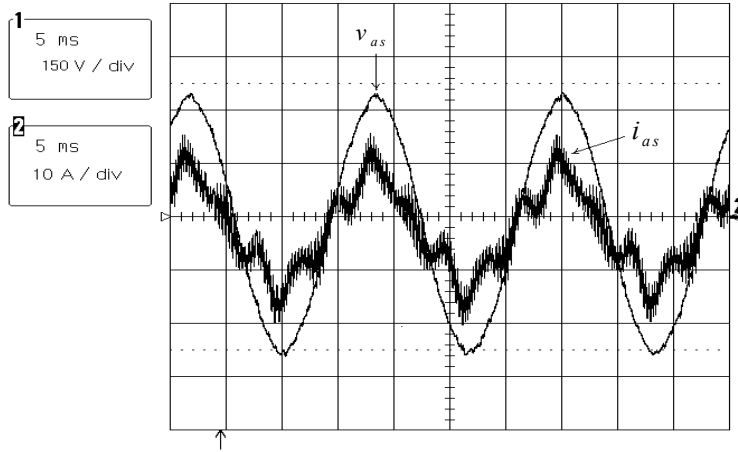


Fig. 55 Experimental results of  $v_{as}$ ,  $i_{as}$  with PWM DC converter

### 3. 유 · 무효 전력제어



제주대학교 중앙도서관  
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

제안한 알고리즘의 타당성을 검증하기 위하여 Fig. 56과 같은 제어 알고리즘 구성도로 Fig. 57과 같은 제어 시스템을 구성하여 실험을 행하였다. 제어 시스템에서 풍차의 역할을 위해 5[hp]의 농형 유도기를 사용하였는데 이 농형 유도기는 별도의 인버터를 통해서 속도를 제어하였다. 모델기의 회전자에는 IGBT PWM 인버터를 채용하여 전압과 전류 및 엔코더를 통한 회전자 위치 정보를 취해서 DSP 를 통해 제어 되도록 하였다. 제어시 샘플링 타임은  $100[\mu s]$ 로 하였으며 모델기 측에 연결된 5[hp]의 농형 유도기는 인버터를 통해서 동기속도까지 상승시키고, 모델기의 제어시스템을 통해 이중역자 유도기의 회전자 전류 제어를 통해 유 · 무효전력 제어를 실행시켰다.

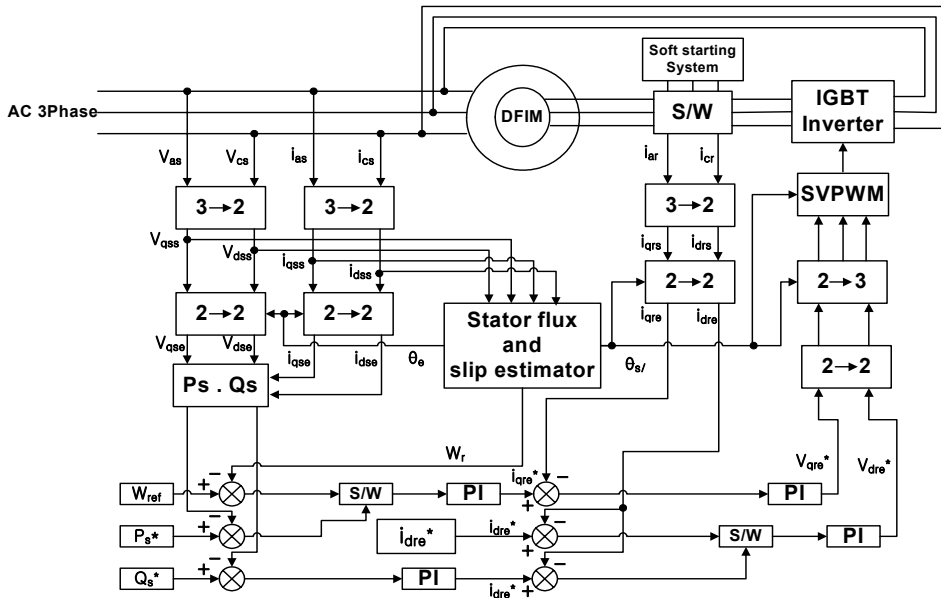


Fig. 56 Control block diagram of active and reactive power

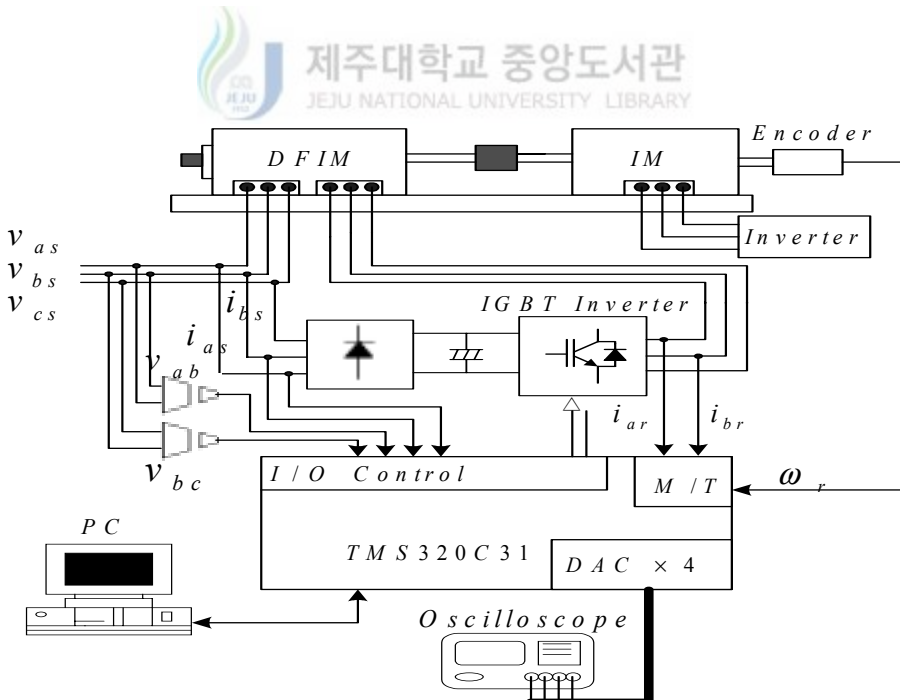


Fig. 57 Block diagram of the active and reactive power control system

Fig. 58은 시스템의 역률을 1로 즉, 무효전력 기준값을 0으로 주고 제어할 경우에 나타난 실험결과 파형이다. Fig. 59는 좀 더 자세하게 결과를 분석하기 위하여 Fig. 58에서 나타난 파형의 일부분을 확대시켜 나타낸 파형이다. 이 파형을 분석해 보면 전압과 전류의 위상이 서로 겹치고 있어 역률이 1이 됨을 확인할 수 있다. Fig. 60과 Fig. 61은 PI 제어와 퍼지 로직을 이용한 실험결과 파형이다. 무효전력 값을 0으로 하고, 유효전력의 기준값을  $-1500[W]$ 로 하였을 때, 두 결과에서 보면 퍼지 로직을 이용한 제어시가 전류파형의 왜형이 훨씬 작음을 알 수 있다. Fig. 62와 Fig. 63에서는 기준 명령값에 대한 회전자 속도를  $1750[rpm]$ 에서  $1500[rpm]$ 으로 변동 시켰을 때의 출력 특성을 나타내고 있다. 두 결과에서 보면 퍼지 로직을 이용한 경우가 출력 전력의 변화가 훨씬 작게 나타나고 있다. 이것을 바람의 속도가 계속 가변되는 풍력발전 시스템에서 PI제어 보다는 외란에 둔감한 퍼지 로직 제어기를 이용하는 시스템이 더 양호한 응답 특성을 얻을 수 있다는 것을 의미한다.

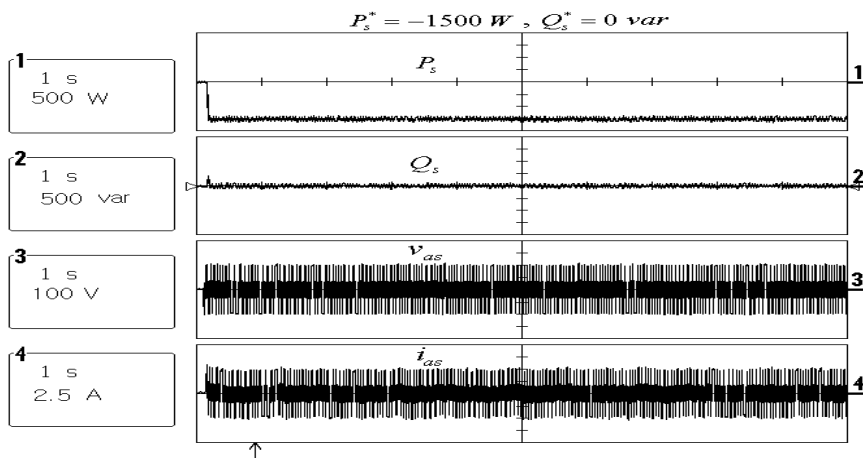


Fig. 58 Unity power factor control

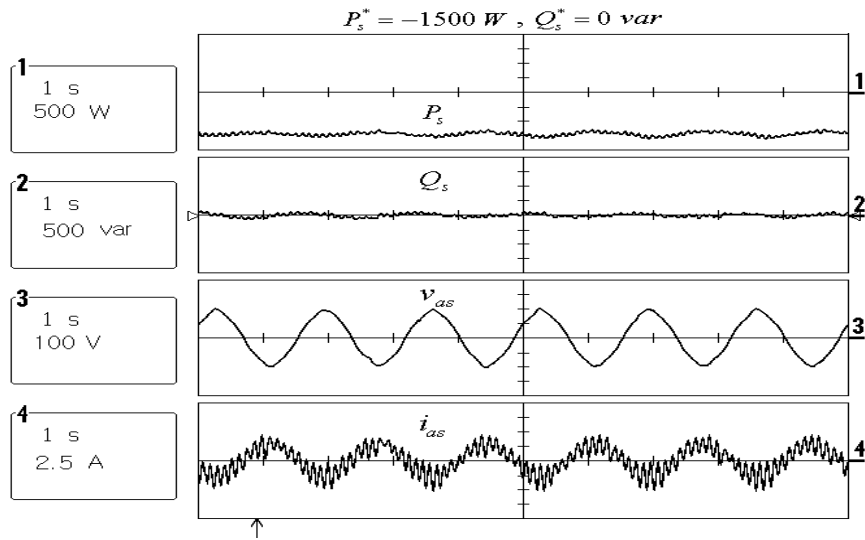


Fig. 59 Zoom of Fig.58

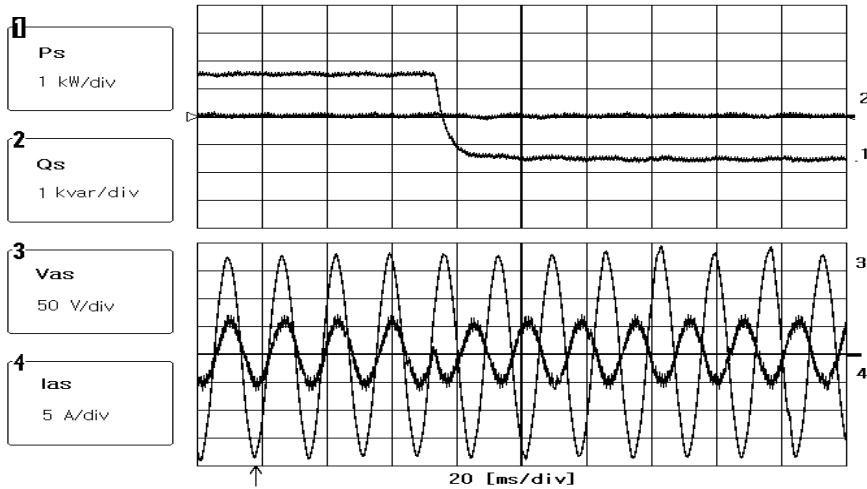


Fig. 60 Active power control with PI

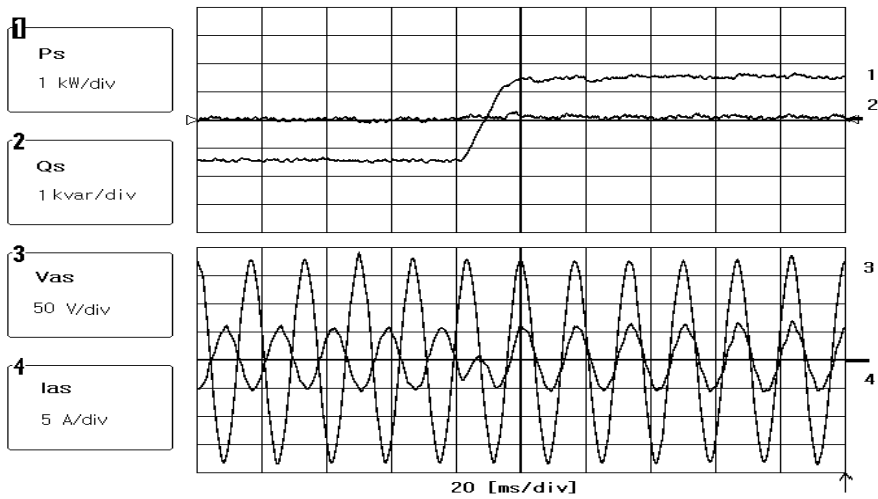


Fig. 61 Active power control with FLC

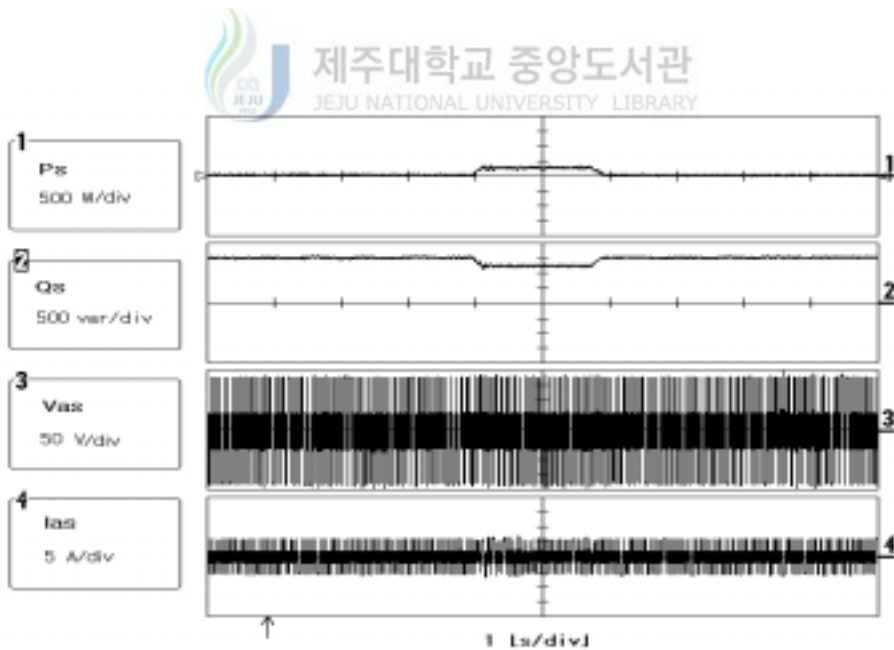


Fig. 62 Power control under rotor speed change with PI

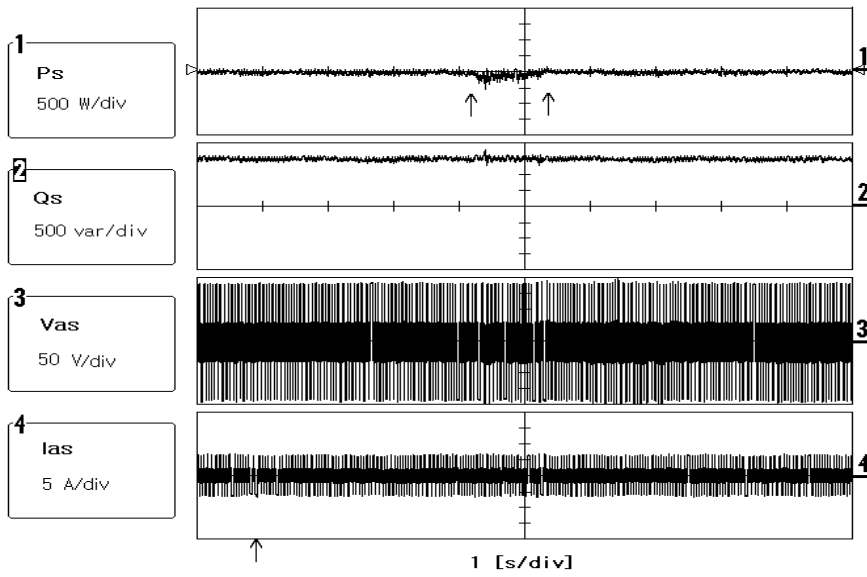


Fig. 63 Power control under rotor speed change with FLC

## VI. 결론

본 논문에서는 제주도 행원 풍력 발전 단지에 설치되어 운용되고 있는 덴마크 Vestas사의 V47 660[kW] 풍력발전 시스템을 모델로 정하여 Psim 프로그램으로 바람모델, 블레이드 모델, 발전기 모델, 그리고 제어 시스템 모델을 구현하여 풍속의 변화에 따른 출력특성들을 비교, 분석 하였다. 분석한 결과 시동풍속에서 종단 풍속까지 출력이 실제 측정된 값과 거의 유사 하게 나타남을 알 수 있었다.

또한 실제 바람 특성과 유사한 바람 모델을 가지고 구현 하였을 때 발전기의 동기 속도 이상과 이하에서의 출력 특성이 양호하여 블레이드의 피치각 제어가 잘 이루어 짐을 알 수 있었다. 이를 바탕으로 차세대 풍력발전 시스템으로 각광 받고 있는, 즉 이중여자 유도기의 회전자에 이중 컨버터를 갖는 시스템을 모델링하여 풍속에 따른 출력 특성들을 비교 분석하였다.

이 시스템은 회전자의 인버터와 컨버터 제어로 고정자 측의 무효전력을 제어 할 수 있었고 또한 모든 운전영역에서 역률을 1로 제어가능함을 알 수 있었다. 그리고 회전자에서 제어되는 슬립 전력량은 발전기의 정격에 20[%] 미만임을 알 수 있었다. 회전자 전류제어시 PI 제어와 퍼지제어를 실험을 통하여 출력특성을 분석하였다. 분석한 결과 일반적인 PI 제어보다 외란에 둔감한 퍼지 제어가 양호한 전류제어 특성을 나타내었다. 이상과 같은 연구 결과들을 토대로 다음과 같은 결론을 도출하였다.



i) Psim 프로그램으로 피치 제어형 가변속 풍력발전시스템을 효과적으로 모델링하는 방법을 얻을 수 있었다.

ii) 기존 행원 풍력 발전단지에 설치되어 운용되고 있는 모델 시스템은 역률을 원하는 값으로 제어하는 것이 어렵지만, 제안한 모델 시스템으로 운전하면 무효전력을 제어 할 수 있어 역률제어가 가능함을 알 수 있었다. 저 풍속(4~6[m/s])영역에서 역률이 현저하게 떨어지는데 이것은 진상용 캐패시터에 의해 무효 전력량을 정확하게 보상하지 못한다는 사실을 알 수 있었고 제안한 이중 컨버터 시스템으로 운전하면 자유로이 무효전력 제어가 가능하여 원하는 역률 제어가 가능함을 알 수 있었다.



iii) 제안한 모델 시스템으로 무효전력을 지상이나 진상운전으로 할 수 있어 풍력발전 시스템이 연계된 계통의 전압변동에 효과적으로 대처 할 수 있음을 알 수 있었다.

iv) 이중 컨버터의 전류제어 시 일반적인 PI 제어 보다 외란에 둔감한 퍼지제어가 양호한 출력 특성을 가짐을 알 수 있었다.

이상과 같은 결과를 토대로 제안한 해석방법을 이용하면 기존에 설치되어 운용되고 있는 시스템의 운전특성을 분석하고 운용하는데 도움이 될 수 있을 뿐만 아니라, 이중 컨버터를 갖는 풍력발전 시스템 개발 시에도 크게 유용 할 것으로 사료된다.

## 참 고 문 헌

- Arantxa Tapia, Gerardo Tapia, J.Xabier Ostolaza, and Jose Ramon Saenz, 2003, "Modeling and Control of a Wind Turbine Driven Double Fed Induction Generator", IEEE Transactions on energy conversion, vol.18, pp. 194-204
- B. K. Bose, 1988, "Power Electronics And AC Drives", Prentice Hall. pp. 207-231.
- BY S. Muller, M. Deicke, and RIK W. De Doncker, 2002, " Doubly Inductiona Generator System for Wind turbines" IEEE Industry Applications Magazine, vol. , pp. 26-33
- C. Brune, R. Spee and A. K. Wallace, 1993, "Experimental Evaluation of a variable Speed Doubly-Fed Wind Power Generation System", IEEE IAS Annual Meeting Conf., pp. 480-487.
- E. H. Kim, 2000, "Power Control of Doubly Fed Induction Machine for Wind Power Generation without Rotational Transducers", KIPE, Vol. 5, No. 1, pp. 72-78.
- Ezzeldin S. Abdin, and Wilson Xu, 2000, "Control Design and Dynamic Performance Analysis of a Win Turbine Induction Generator Unit", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.15, pp. 99-96.
- F. Liang, L. Xu and T. A. Lipo, 1991, "d-q analysis of a variable speed doubly AC excited reluctance motor", Electric Machines and Power Systems, Vol. 19, No. 2, pp. 125-138.

- G. H. Choe , 1986 , “Analysis an control of active power filter with optimized injection, in Conf. Rec”. IEEE PESC, pp.401-409
- H. Camblong , M. Rodriguez Vidal, and J. R. Puiggali, 2004, “Principles of a Simulation Model for a Variable-speed Pitch-regulated Wind Turbine”, Wind Engineering, Vol. 28, pp. 157-175.
- H. Akagi, 1986, “Control strategy of active power filter using multiple voltage source PWM converter”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-22, no.3, pp.460-465
- J. G. Slootweg, S. W. H. de Haan, H. Polinder, and W. L. Kling, 2003, “Generl Model for Representing Variable Speed Wind Turbines in Power System Dynamics Simulations”, IEEE Transactions in Power System, vol. 18, pp. 144-151.
- J. Perahia, and C. V. Nayar, 2001, “Simulation of a wind powered wound rotor induction generator with slip power recovery for battery charging”, Wind Engineering, Vol. 25, pp. 81-104.
- J. H. Choi, 1989, “Instantaneous Reactive Power Compensator using Current Controlled PWM Converter”, Trans. KIEE, vol. 38. no.7, JUL.
- Jia Yaoqin, Yang Zhongqing and, and Cao Binggang, 2002, " A New Power Point Tracking Control Scheme for Wind Generation" IEEE, vol , pp. 127-148
- L. Wang, 1993, “Stable Adaptive Fuzzy Control of Nonlinear Systems, IEEE Trans. on Fuzzy Systems”, Vol. 1, No. 2, pp. 146-155, May.

- L. Xu and Y. Tang , 1993 , “ High efficient wind power generation by the doubly excited brushless reluctance machine”, The American Wind power Energy Association Wind Power '93 Conference, San Francisco, CA, pp. 266-273.
- L. Xu, F. Liang, 1993, “A Novel Wind Power Generating System Using Field Orientation Controlled Doubly Excited Brushless Reluctance Machine”, Proc. of IEEE Ind. Appl. Society Annual Meeting, Houston, TX, pp. 408-413.
- L. Xu, Li Zhen and E. H. Kim, 1998, “Field Orientation Control of a Doubly Excited Brushless Reluctance Machine”, IEEE Trans. Appl. Vol. 34. No. 1, Jan/Feb.
- M. Yamamoto and O. Motoyoshi, 1991, “Active and Reactive Power Control for Doubly Fed Wound Rotor Induction Generator,” IEEE Trans. Power Electronics, vol. 6, No. 4, pp. 624-629.
- “Measurement and assessment of power quality characteristics of grid connected wind turbines” , IEC 61400-21, 2001.12.
- Pablo Ledesma, and julio Usaola , 2002, “ Contribution of Variable-Speed Wind Turbines to Voltage Control”, Wind Engineering, Vol 26, pp. 347-358.
- R. Li, A. Wallace and R. Spee, Y. Wang, 1991, “Dynamic Simulation of Brushless Doubly-Fed Machines”, IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 6, No. 3, pp. 445-452.
- R. Li, A. Wallace and R. Spee , Y. Wang , 1991 , “ Two-Axis Model Development of Cage-Rotor Brushless Doubly-Fed Machine”, IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 6, No. 3, pp. 453-460.

- Rene Spee, Shibashis Bhowmik , Johan HR Enslim, 1994 , " Adaptive Control Strategies for Variable Speed Doubly Fed Wind Power Generation Systems", IEEE IAS, pp. 545-552,
- S. Arimoto, S. Kawamura, F. Miyazaki, and S. Tamaki, 1985, "Learning control theory for dynamical systems," Proc. of IEEE 24th CDC, vol. 3, pp. 1375-1380.
- Stavros A. Papathanassiou, Spyros J. Kiartzis, Michael P. Papadopoulos, and Antonios G. Kladas, 2000, "Wind Turbine Flicker Calculation using Neural Networks", Wind Engineering, Vol. 24, pp. 317-335.
- Texas Instrument, 1990. "TMS320C3x user's guide".
- U. K. Kang , J. T. Lee , Y. M. Kim, and B. H. Kwon, 1991, " Speed controller design for induction motor drives using a PDF control and load disturbance observer," Proc. of IECON'91, pp. 799-803.
- VESTAS Manual, 2000.
- Vladislav Akhmatov, 2002, "Variable-Speed Wind Turbines with Doubl-Fed Induction Generators", Wind Engineering, Vol. 26, pp.85-108.
- W.G. Da Silva and P.P. Acarney, 1997, "Fuzzy logic controlled motor driven in the presence of load disturbance", Proc. of European Conference on Power Electronics and Application, vol. 2, pp. 386-391.

X. Xu , Rik De Doncker and Donald W. Novotny , 1998 , " A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive", Proc.of IEEE PESC, pp. 870-876.

고지호, 2000. 6, "PWM 전력 컨버터를 이용한 배전용 무효전력 보상기 제어", 제주대학교 석사학위 논문.

김용현, 김일환, 2000, "풍력발전을 위한 이중여자 유도기의 센서리스 제어", 전력전자학회 논문지, Vol. 5, No. 5, pp. 451~458.

김일환, 1996 "퍼지 로직에 의한 브러시 없는 이중여자 릴럭턴스기의 계자속 제어", 제주대학교 산업기술연구소 논문집.

김재홍, 2001. 12, "퍼지로직을 이용한 이중여자 유도기의 역률제어" 제주대학교 석사학위 논문.

목형수, 1998. "Pspice와 PSIM의 특성비교". 전력전자학회지. Vol. 3, No. 2, pp. 15~18.

문상호, 1999 "공간전압벡터 PWM 기법을 이용한 유도 전동기의 고성능 운전에 관한 연구", 제주대학교 석사학위 논문.

전영진, 2002. 12, "제주행원 풍력발전 시스템의 모델링 및 해석", 제주대학교 석사학위 논문.

채석, 오영석, 1999, "퍼지이론과 제어", 청문각.

"풍력발전 Q&A", 2000. 2, 日本 Ohm社.

허종철, 2001, "제주도내 풍력자원 연구조사 보고서".

## 감사의 글

본 논문이 완성되기까지 격려와 상세한 지도를 하여주신 김일환 교수님께 깊은 감사를 드리며, 항상 옆에서 격려를 아끼지 않았던 오성보 교수님, 논문지도와 심사에 아낌없이 도와주신 좌종근 교수님, 김세호 교수님, 항상 뒤에서 격려를 하여 주신 이개명, 김호찬 교수님께 진심으로 감사드립니다. 또한 항상 관심과 배려를 해준 대학원 후배들 특히 전력전자 연구실의 김재홍, 문상호 군을 비롯한 모두에게 감사의 뜻을 표합니다. 그리고 바쁘신 와중에도 논문심사에 많은 지도와 충고를 아끼지 않으셨던 조선대학교 조금배 교수님께 감사드립니다.

이 논문이 완성되기까지 많은 격려를 아끼지 않으신 제주산업정보대학 이용길 학장님과 전기과 교수님 특히 학과장 고봉운 교수님 그리고 많은 관심을 주셨든 모든 교수님들께도 깊은 감사의 말씀을 드립니다.

끝으로 미력하나마 학문연구에 노력해보려는 남편을 위하여 항상 가까이서 바라보아 준 사랑하는 아내 변시온, 그동안 잘 자라준 사랑하는 아들딸 승희, 상희 그리고 항상 격려를 아끼지 않으셨던 처남, 처형, 또한 주위에서 항상 깊은 관심을 기울여준 친지, 친구들과도 이 기쁨을 나누고 싶습니다.

2005년 6월에            강 경 보 드림