

碩士學位論文

이중 컨버터에 의한 유도기의
운전특성 개선

指導教授 金一煥

濟州大學校 産業大學院

電子電氣工學科

姜甫承

2008

이중 컨버터에 의한 유도기의 운전특성 개선

指導教授 金一煥

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함.

2008年 12月 日

濟州大學校 産業大學院

電子電氣工學科 電氣工學專攻

姜甫承

姜甫承의 工學 碩士學位 論文을 認准함.

2008年 12月 日

委員長 左宗根
委員 金世鎬
委員 金一煥



목 차

LIST OF FIGURES	ii
SUMMARY	iv
I. 서 론	1
II. 제어이론	2
1. 유도기의 수학적 d-q 등가 모델링	2
2. 직류 컨버터의 제어 이론	7
1) 직류 컨버터의 동작원리	7
2) 직류 컨버터의 수학적 모델링	9
3) 직류 컨버터 제어	12
3. 유도전동기의 간접 벡터 제어	13
4. 디지털 전류제어	15
1) PI 제어기 설계	15
2) 제어기 이득의 설정	16
3) 디지털 필터 설계	21
III. 실험결과 및 고찰	25
IV. 결 론	30
참 고 문 헌	31

LIST OF FIGURES

Fig. 1	Idealized three-phase induction motor in $d-q$ synchronously rotating reference frame	3
Fig. 2	$D-q$ equivalent circuits at synchronously rotating reference frame	6
Fig. 3	Equivalent circuit of voltage source type PWM converter	7
Fig. 4	Equivalent circuit of voltage source type PWM converter	8
Fig. 5	Control configuration of 3phase voltage type PWM DC converter ..	12
Fig. 6	Control configuration of 3phase voltage type PWM AC Inverter ..	15
Fig. 7	PI controller with Anti-Windup control	15
Fig. 8	Current controller	17
Fig. 9	LPF [Low Pass Filter]	21
Fig. 10	HPF [High Pass Filter]	22

Fig. 11	Integrator + HPF	23
Fig. 12	Schematic diagram of control system	25
Fig. 13	Single inverter operation at 1000rpm	26
Fig. 14	FFT analysis of input source current i_{as}	26
Fig. 15	Dual converter operation at 1000rpm	27
Fig. 16	FFT analysis of input source current i_{as}	27
Fig. 17	Single inverter operation from 1000 to 1500 rpm	28
Fig. 18	Dual converter operation from 1000 to 1500 rpm	29

Improvement of Operating Characteristics of Induction Motor with Dual Converter

Bo-Seung Kang

Department of Electronic and Electrical Engineering

Graduate School of Industry

Cheju National University

Supervised by professor Eel-Hwan Kim

SUMMARY

This paper presents the high efficiency operation of induction motor with the dual converter which has the PWM dc converter and inverter under the variable speed drive. In the single inverter operation without any harmonic elimination facilities for speed drive, harmonic problems and low power factor will be generated because the waveforms of input source current of inverter system are distorted in the AC-DC rectification mode. To solve the problems, it is possible to achieve the power factor control and decreasing the distortion of input source current with the PWM dc converter connected in place of AC/DC diode or SCR rectifier. To verify the theoretical analysis, experimental results are presented to support the discussion.

I. 서 론

오늘날 산업현장에서 가변속 구동 및 직류-교류 변환 시스템으로 출력 평균전압과 주파수를 조절 할 수 있는 인버터가 많이 사용되고 있다. 인버터 시스템에는 직류입력전원이 반드시 필요한데 교류입력을 직류로 변환하는 교류-직류 변환 시스템은 정류용 다이오드나 SCR(Silicon Controlled Rectifier)과 같은 전력용 반도체소자를 이용하여 사용되어 왔다[1][2]. 여기서 정류용 다이오드를 이용하여 직류전원을 얻을 경우 출력전압을 가변하는데 입력전원을 가변해야 되고, 입력측에 고조파가 발생되어 입력전류의 역률을 저하시키는 문제점을 가지고 있다. 또한 SCR을 이용한 위상제어 정류기는 점호각 제어에 의해서 출력을 가변시킬 수 있으나 점호각이 증가할때 역률이 나빠지는 결점을 가지고 있다. 뿐만 아니라 교류 입력측 선로상에 흐르는 전류가 비정현파이므로 고조파 전류가 발생하는데 이것은 전력계통으로 유입되어 전원전압의 왜형을 초래하므로써 동일 전력계통내의 다른 부하기에 나쁜 영향을 준다. 이러한 문제점들을 해결하기 위해서는 새로운 안정된 교류-직류변환시스템이 필요하다. 최근 전력용 반도체 소자의 발달과 제어기술의 향상에 따라 우수한 제어특성을 얻을 수 있는 직류전원장치에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다[3].

따라서 본 논문에서는 인버터를 사용한 유도기의 가변속 및 부하인가 운전시 전원측의 전력품질을 개선하기 위하여 인버터와 직렬로 IGBT(Insulated gate bipolar transistor)를 채용한 교류-직류 변환시스템을 제안한다. 이 때 3상 전원입력전류는 유효성분 전류와 무효성분 전류로 분리하여 독립적으로 제어하면서 입력전원의 역률을 개선시키고 또한 부하변동시도 과도특성을 개선하고자 한다. 이를 통하여 본 논문에서 구현하고자 하는 알고리즘의 타당성을 실험적으로 입증하고자 한다.

II. 제어 이론

1. 유도기의 수학적 d-q 등가 모델링

3상 유도전동기의 전압방정식을 구하기 위하여 고정자에 인가되는 3상 전원은 대칭이며 고정자의 1차 권선과 회전자의 2차권선의 기자력 분포를 정현파로 하고, 철심의 포화는 없는 것으로 가정하면 고정자 및 회전자의 전압방정식은 정지 좌표계에서 식(1)과 식(2)와 같이 나타내어진다. Fig. 1은 3상 2극을 갖는 유도전동기의 고정자 및 회전자의 동기좌표축에 의한 $d-q$ 변환을 나타내고 있다[4].

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (1)$$

$$V_r = R_r i_r + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (2)$$

여기서,

$$V_s = [V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs}]^T \quad (3)$$

$$i_s = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T \quad (4)$$

$$\phi_s = [\phi_{as} \quad \phi_{bs} \quad \phi_{cs}]^T \quad (5)$$

$$V_r = [V_{ar} \quad V_{br} \quad V_{cr}]^T \quad (6)$$

$$i_r = [i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^T \quad (7)$$

$$\phi_r = [\phi_{ar} \quad \phi_{br} \quad \phi_{cr}]^T \quad (8)$$

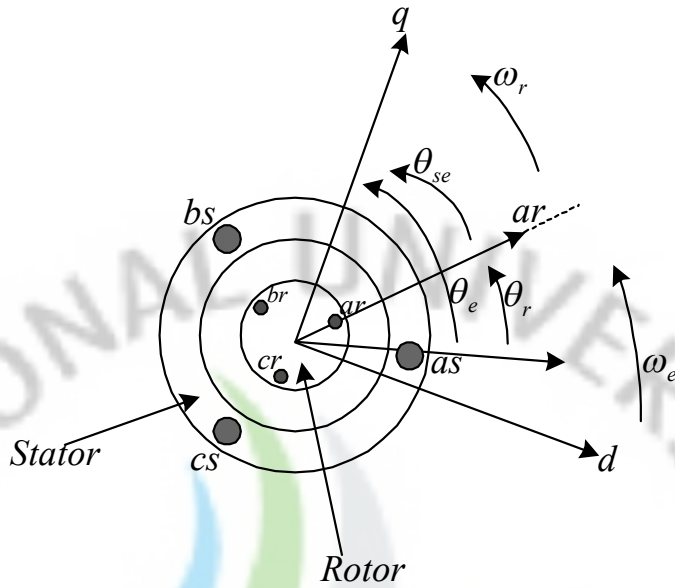


Fig. 1 Idealized three-phase induction motor in $d-q$ synchronously rotating reference frame

일반적으로 유도기는 고정자와 회전자 상호간이 결합 효과 때문에 동특성이 매우 복잡하며, 시변계수를 갖는 상태 미분방정식으로 표현된다. 유도기의 제어나 해석을 위해 동특성을 고찰할 때 자속이 시변원소를 갖기 때문에 해석하기가 매우 어려워진다. 따라서 시변원소를 상수 원소로 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 변환 행렬 T_{dq} 는 다음과 같다.

$$T_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\omega t) \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

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

$$X_{dq} = T_{dq} \cdot X_{abc} \quad (10)$$

여기서 $X_{dq} = [X_d X_q]^T$, $X_{abc} = [X_a X_b X_c]^T$

식(9)에서 각속도 ω 는 두 좌표계 사이의 상대 각속도이며 세번째 행은 영상분을 나타내는 것으로 3상 평형조건에서는 0이 된다. 식(1)을 $d-q$ 축 값으로 변환하기 위해 양변에 변환행렬 T_{dq} 를 곱하면 다음과 같다.

$$T_{dq} V_s = T_{dq} R_s i_s + T_{dq} \frac{d\phi_s}{dt} \quad (11)$$

식(11)에서

$$T_{dq} V_s = V_{dqs} \quad (12)$$

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

$$\begin{aligned} T_{dq} \cdot \hat{R}_s \cdot i_s &= R_s \cdot \hat{I} \cdot T_{dq} \cdot i_s \\ &= \hat{R}_s \cdot i_{dqs} \end{aligned} \quad (13)$$

가 되고

$$\begin{aligned} T_{dq} \cdot \frac{d\phi_s}{dt} &= \frac{d}{dt} (T_{dq} \cdot \phi_s) - \frac{d}{dt} (T_{dq}) \cdot \phi_s \\ &= \frac{d\phi_{dqs}}{dt} - \frac{d}{dt} (T_{dq}) \cdot \phi_s \end{aligned} \quad (14)$$

가 된다. 식(14)에서

$\left(\frac{d}{dt} T_{dq}\right) \cdot \phi_s = \omega_e \begin{bmatrix} -\phi_{ds}^e \\ +\phi_{qs}^e \end{bmatrix}$ 로 나타낼 수 있기 때문에 식(11)은 다음과 같이

동기 좌표계에서 $d-q$ 식으로 표현할 수 있다.

$$V_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \frac{d\phi_{qs}^e}{dt} + \omega_e \phi_{ds}^e \quad (15)$$

$$V_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + \frac{d\phi_{ds}^e}{dt} - \omega_e \phi_{qs}^e \quad (16)$$

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

$$V_{qr}^e = R_r i_{qr}^e + \frac{d\phi_{qr}^e}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \phi_{dr}^e \quad (17)$$

$$V_{dr}^e = R_r i_{dr}^e + \frac{d\phi_{dr}^e}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \phi_{qr}^e \quad (18)$$

식(17)과 식(18)에서 $(\omega_e - \omega_r)$ 은 고정자축과 회전자축 간의 상대속도 즉 슬립 각속도이다. 농형 유도전동기에서는 $V_{qr}^e = V_{dr}^e = 0$ 이 성립한다. 또한 고정자와 회전자의 쇄교자속은 다음과 같이 표현된다.

$$\phi_{qs}^e = L_{ls} i_{qs}^e + L_m (i_{qs}^e + i_{qr}^e) \quad (19)$$

$$\phi_{ds}^e = L_{ls} i_{ds}^e + L_m (i_{ds}^e + i_{dr}^e) \quad (20)$$

$$\phi_{qr}^e = L_{lr} i_{qs}^e + L_m (i_{qs}^e + i_{qr}^e) \quad (21)$$

$$\phi_{dr}^e = L_{lr} i_{dr}^e + L_m (i_{ds}^e + i_{dr}^e) \quad (22)$$

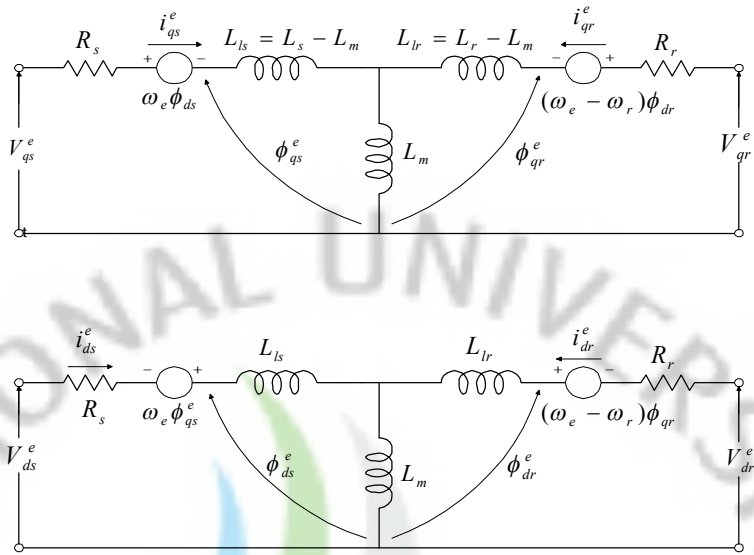


Fig. 2 $D-q$ equivalent circuits at synchronously rotating reference frame

식(19)부터 식(22)까지에서 L_{ls} 와 L_{lr} 은 고정자와 회전자에 누설 인덕턴스이고 L_m 은 자화 인덕턴스이다. 식(15)부터 식(22)까지를 이용하여 동기 좌표계에서의 $d-q$ 등가회로를 구하면 Fig. 2와 같다. 출력 토오크는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr}^e i_{qs}^e - \phi_{qr}^e i_{ds}^e) \quad (23)$$

여기서 P 는 극수이다.

2. 직류 컨버터의 수학적 모델링

1) 직류 컨버터의 동작원리

Fig. 3은 3상 전압형 PWM 컨버터 시스템의 전력회로이다. 이 회로에서 6개의 IGBT, 6개의 역병력 다이오드, 외부삽입용 교류 입력측 리액터 L_s 및 평활회로 캐패시터 C_d 로 구성되어 있다.

이 전압형 PWM 컨버터는 교류 입력측 리액터 L_s 를 매개로 AC/DC 승압 기능에 의하여 직류출력전압을 갖는 승압형 컨버터이다.

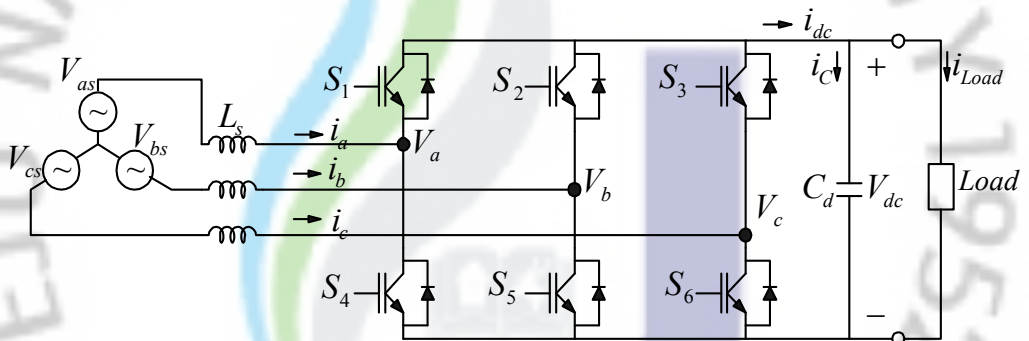


Fig. 4 Equivalent circuit of voltage source type PWM converter

또한 IGBT 소자를 점호하는데 사용되는 PWM 파형은 기준 명령값과 피드백된 직류출력 전압과의 오차에 PI제어기를 이용하고, 만들어진 제어량을 공간압벡터를 이용하여 발생시킨다. 평활용 캐패시터 C_d 는 부하에 대해 일정 직류전압원의 역할을 하고 있으며 초기 동작시에는 다이오드 브리지회로를 통해서 캐패시터 C_d 에 $\sqrt{6} V_{as}$ 의 실효치 전압이 충전되고 충전이 끝나면 다이오드는 모두 역바이어스 된다. 이 때 교류측 리액터의 승압 기능에 의해 직류출력측 캐패시터의 양단전압은 전압형 PWM 컨버터의 입력 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 교류측 리액터 L_s 를 매개로 전압형 PWM 컨버터 입력단에 교류전력이 전달되며 그 교류전력은 전압형 PWM컨버터에 의해서 직류전력으로 변환되어 출력측 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 컨버터의 IGBT 소자에 의해서 교류전력으로 변환되어 전원측으로 회생에너지를 되돌려 준다.

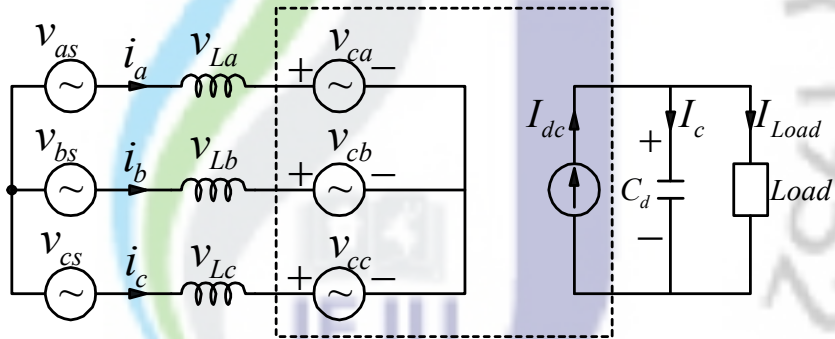


Fig. 5 Equivalent circuit of voltage source type PWM converter

Fig. 4는 3상 전압형 PWM 컨버터의 등가회로이다. 각 상의 전압은 다음 식을 만족한다.

$$V_{abc} = V_{Labc} + V_{Cabc} \quad (24)$$

또한 교류측 입력전류 i_{abc} 와 교류입력측 리액터 L_s 에 걸리는 전압 V_{Labc} 사

이에는 다음과 같은 관계식이 성립된다.

$$V_{Labc} = j\omega L_s i_{abc} \quad (25)$$

단, $\omega = 2\pi f_s$

f_s : 전원주파수

식(25)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 IGBT소자를 경유하여 교류 전원측으로 반환되는 회생동작이 일어난다.

2) 직류 컨버터의 수학적 모델링

3상 전원전압과 리액터 L_s 로 구성된 3상 AC/DC 전압형 PWM 컨버터는 Fig. 4에 나타나 있고 전압방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{as} &= L_s \frac{di_a}{dt} + V_a \\ V_{bs} &= L_s \frac{di_b}{dt} + V_b \\ V_{cs} &= L_s \frac{di_c}{dt} + V_c \end{aligned} \quad (26)$$

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.

$$V_{abcs} = L_s \frac{di_{abc}}{dt} + V_{abc} \quad (27)$$

여기서, $V_{abcs} = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$

$$i_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$$

$V_{abc} = [V_a \ V_b \ V_c]^T$ 이다.

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

$$\begin{aligned} V_{sds} &= L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_e L_s i_{qs} + V_{ds} \\ V_{sqs} &= L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_e L_s i_{ds} + V_{qs} \end{aligned} \quad (28)$$

정지좌표계에서의 $d-q$ 전압방정식은 식(28)에 $\omega_e = 0$ 를 대입하므로써 다음식과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{sds} &= L_s \frac{di_{ds}}{dt} + V_{ds} \\ V_{sqs} &= L_s \frac{di_{qs}}{dt} + V_{qs} \end{aligned} \quad (29)$$

동기좌표계에서의 $d-q$ 전압방정식은 식(28)에서 $\omega_e = 2\pi f$ (f :전원주파수)를 대입하여 다음과 같이 구해진다.

$$V_{sde} = L_s \frac{di_{de}}{dt} - \omega_e L_s i_{qe} + V_{de}$$

$$V_{sqe} = L_s \frac{di_{qe}}{dt} + \omega_e L_s i_{de} + V_{qe} \quad (30)$$

전원전압이 각주파수 ω_e 를 가진 평형 3상 정현파 전압이라고 가정하였기 때문에, a상을 동기좌표계의 q 축상에 일치시키면 식(30)은 다음과 같이 된다.

$$0 = L_s \frac{di_{de}}{dt} - \omega_e L_s i_{qe} + V_{de}$$

$$E = L_s \frac{di_{qe}}{dt} + \omega_e L_s i_{de} + V_{qe} \quad (31)$$

식(31)에서 q 축은 상수값 E 를 가진다.

또한 전원측에서 공급되는 유효전력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{in} = V_{sa} i_a + V_{sb} i_b + V_{sc} i_c = \frac{3}{2} (V_{sqe} i_{qe} + V_{sde} i_{de}) = \frac{3}{2} E i_{de} \quad (32)$$

위 식에서 알 수 있듯이 입력전력과 관계된 전류는 동기좌표계 q 축 전류이며, 동기좌표계 d 축 전류와는 무관하다. 그러므로 동기좌표계 q 축 전류를 유효전력분 전류라 하면, d 축 전류는 무효전력분 전류라 볼 수 있어 역률은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$pf = \frac{i_{qe}}{\sqrt{i_{qe}^2 + i_{de}^2}} \quad (33)$$

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

3) 직류 컨버터 제어

Fig. 5는 3상 전압형 PWM 직류 컨버터의 전체 제어도를 나타낸 것이다.

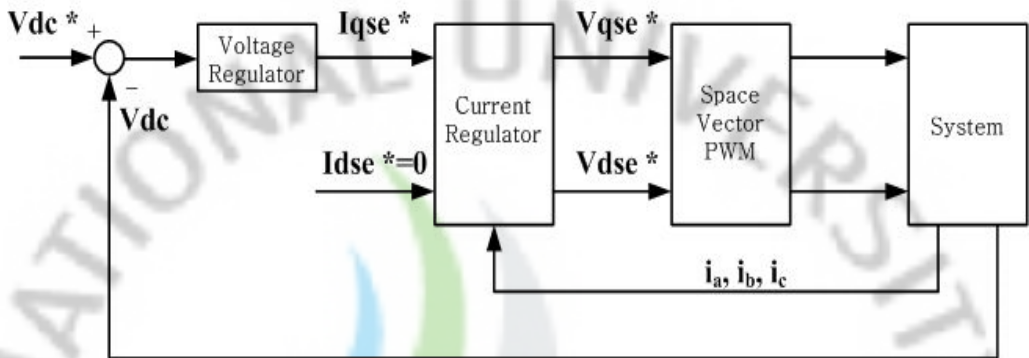


Fig. 5 Control configuration of 3phase voltage type PWM DC converter

직류전압 V_{dc} 및 교류 입력전류 i_{abc} 의 제어동작은 다음과 같이 행해진다. 우선 직류전압의 기준치와 검출된 직류전압과의 편차가 PI제어기에 의해 수행된다.

수행되어 나온 결과는 식(32)에서 알 수 있듯이 유효성분 전류의 기준지령치 i_{qse}^* 가 되고 여기에 교류입력측 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 무효성분전류의 검출치와의 편차는 PI 제어기에 의해 실행되어 무효성분 전압의 기준 지령치 V_{dse}^* 를 얻는다. 이 기준 지령치를 $d-q$ 정좌표계로 변환하고 공간벡터 변조기법에 의해 PWM을 발생시켜 전압형 PWM 직류 컨버터를 제어한다.

식(33)에서 알 수 있듯이 $i_{dse}^* = 0$ 으로 제어 하므로써 기본파 역률이 1로 유지됨을 알 수 있다.

3. 유도전동기의 간접 벡터제어

벡터제어는 자속의 회전각을 알아내는 방식에 따라 크게 직접 벡터제어와 간접 벡터제어로 나누어진다. 직접 벡터제어는 직접 측정된 자속을 이용하거나 전압과 전류 그리고 속도 정보등을 이용하여 간접적으로 추정된 자속을 이용하는 제어 방식이다. 그런데 직접 측정법은 고정자 slot에 홀 소자와 자속 검출 코일을 설치해야 하므로 기계적으로 취부가 어렵고, 비용이 증가하며 고조파 및 노이즈에 취약하여 거의 쓰이지 않고 있다. 또 간접적으로 추정된 자속을 이용하는 방식은 복잡한 제어이론과 제어 시스템의 빠른 응답특성을 요하는 문제 때문에 구현하기가 어렵다는 문제점을 내포하고 있다. 반면에 간접 벡터 제어방식은 고정자 전압이나 전류에 의해 기준 자속을 구하지 않고 기준 토크 전류나 자속 전류로부터 슬립 각속도를 계산하고, 이에 회전자 속도를 더하여 간접적으로 구한 회전자 자속의 순시속도가 동기 각속도 ω_e 가 되도록 하여 회전 자속이 d 축에만 존재하도록 제어하는 것이다. 즉

$$\phi_{qr}^e = 0 \quad (34)$$

이 되도록 하는 것이다. $d-q$ 변수로부터 표현된 토오크와 자속 관계식은 식(31)과 식(34)로부터

$$i_{qs}^e = -\frac{L_r}{L_m} i_{qr}^e \quad (35)$$

을 얻을 수 있고 또 식(33)과 식(34)로부터 다음과 같은 토오크식을 얻을 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr}^e i_{qs}^e \quad (36)$$

식 (36)에서 토오크는 자속이 일정할 경우, 토오크분 전류 i_{qs}^e 에 비례함을 알 수 있다. 유도전동기의 동기 좌표계에서는 q 축 자속은 0이고 d 축 자속은 일정한 값을 가진다. 이러한 조건을 이용하면 식(17)부터 식(22)까지 에서 다음과 같은 슬립 관계식을 얻을 수 있다.

$$\omega_e - \omega_r = \omega_{sl} = -\frac{R_r i_{qr}^e}{\Phi_{dr}^e} = \frac{R_r i_{qs}^e}{L_r i_{ds}^e} \quad (37)$$

식(37)에서 ω_e 는 속도 명령값이고 ω_r 은 실제 전동기의 속도값이기 때문에 ω_{sl} 은 전동기의 속도 오차에 해당된다. 따라서 ω_{sl} 를 i_{qs}^e 와 i_{ds}^e 로부터 계산하여 ω_r 과 합산하면 원하는 속도제어를 할 수 있고, 간접 벡터제어가 가능하게 된다. 이것을 공간 좌표상에서 고정자 좌표축과 회전자 좌표축의 관계로 나타내면 Fig. 1과 같다. 이 그림에서 알 수 있듯이 속도 제어시 ω_e 는 속도 명령값이 되고 ω_{sl} 은 속도 오차가 된다. 이 오차가 0 이 되도록 제어하면 회전자 속도가 기준 속도에 도달하게 된다. 결국 간접 벡터 제어방식은 저속에서부터 고속영역까지 운전이 가능하며 시스템 구성이 간단하다는 큰 장점을 가져 유도전동기의 벡터 제어시 많이 사용되고 있다. 속도와 전류제어의 블록선도는 Fig. 6과 같다.

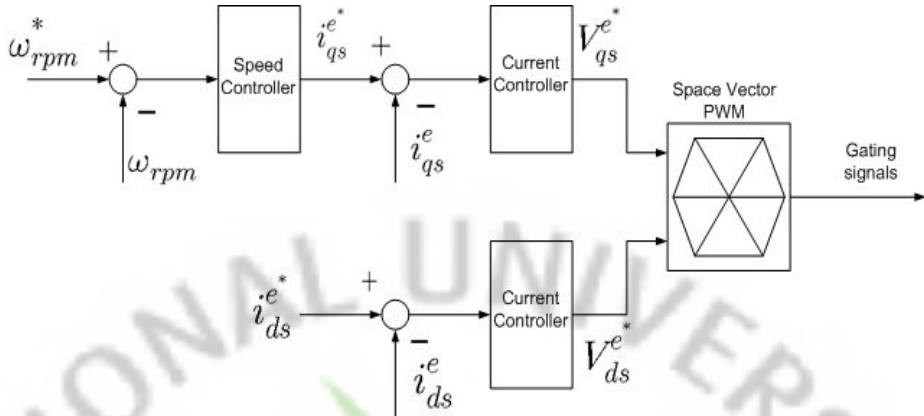


Fig. 6 Control configuration of 3 phase voltage type PWM Inverter

4. 디지털 전류제어

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. 7과 같은 Anti-Windup 제어기를 사용 하였으며 제어기의 전달함수는 식 (38), (39)와 같고 식 (39)를 Backward Transform으로 변환하면 식 (40)이 된다.

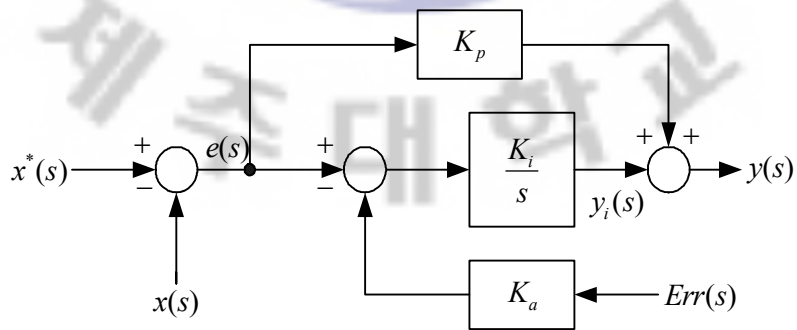


Fig. 7 Block diagram of PI controller with Anti-Windup control

$$y(s) = K_p e(s) + y_i(s) \quad (38)$$

$$y_i(s) = \left(\frac{K_i}{s} \right) \{ e(s) - K_a \text{Err}(s) \} \quad (39)$$

$$\left(\frac{1-z^{-1}}{T_s} \right) y_i(z) = K_i \{ e(z) - K_a \text{Err}(z) \} \quad (40)$$

식 (40)을 디지털로 표현하면 식 (41)이고 이를 정리하면 식 (42)와 같다. 이로부터 식 (38)의 디지털 시스템에서의 구현은 식 (43)이다.

$$\frac{y_i(n) - y_i(n-1)}{T_s} = K_i \{ e(n) - K_a \text{Err}(n) \} \quad (41)$$

$$y_i(n) = y_i(n-1) + T_s K_i \{ e(n) - K_a \text{Err}(n) \} \quad (42)$$

$$y(n) = K_p e(n) + y_i(n) \quad (43)$$

2) 제어기 이득의 설정

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

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} + E \quad (44)$$

여기서, V 는 제어전압이고, E 는 역기전력이다.

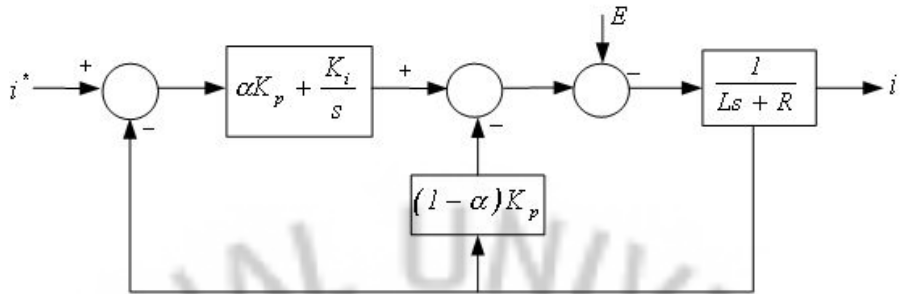


Fig. 8 Current controller

전류제어를 위하여 Fig. 8과 같이 전류오차와 전류로부터 제어전압을 생성하는 경우를 고찰하여 보자.

$$V = \alpha K_p (i^* - i) + (1 - \alpha) K_p i + K_i \int (i^* - i) dt \quad (45)$$

여기서, K_p 는 비례이득이고 K_i 는 적분이득이다.

식(45)은 전류제어기에 널리 사용되는 IP제어기 이다. 식(44)과 (45)로부터 출력전류를 전류 지령치와 역기전력으로 표현하면 다음과 같다.

$$I(s) = \frac{\alpha \frac{K_p}{L} s + \frac{K_i}{L}}{s^2 \frac{K_p + R}{L} s + \frac{K_i}{L}} I^*(s) - \frac{\frac{1}{L} s}{s^2 + \frac{K_p + R}{L} s + \frac{K_i}{L}} E(s) \quad (46)$$

식 (46)에서 알 수 있듯이 만약, 전류 및 역기전력이 교류의 양으로 표시된다면, 제어기의 이득이 무한대가 아니고는 전류가 그 기준치를 정확히 추종

할 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 정지좌표계상에서의 제어를 의미한다. 이와 달리, 전류 및 역기전력이 직류의 양으로 표시되고 전류 지령치 역시 직류라면 식(44)으로부터 정상상태에서 출력전류는 출력 지령치를 정확히 추종할 수가 있게 된다.

이는 전동기 제어의 경우 동기좌표계상에서의 제어를 의미한다. 즉, 정지좌표계상에서의 제어보다 동기 좌표계 상에서의 제어가 우수하다. 보다 나은 전류제어를 위하여 역기전력을 전향 보상하는 경우를 생각할 수 있다. 이 경우 제어전압은

$$V = \alpha K_p (i^* - i) + (1 - \alpha) K_p i + K_i \int (i^* - i) dt + E \quad (47)$$

으로 표시되고, 출력전류와 전류 지령치와의 관계는

$$I(s) = \frac{\alpha \frac{K_p}{L} s + \frac{K_i}{L}}{s^2 \frac{K_p + R}{L} s + \frac{K_i}{L}} I^*(s) \quad (48)$$

식(48)과 같이 된다. 출력전류와 전압 지령치와의 관계가 식 (48)과 같이 결정되므로, 적절한 제어기 이득의 선정이 전류제어의 성능에 지대한 영향을 미친다는 것을 알 수 있다. 이 절에서는 제어기 이득의 선정에 관한 내용을 다루기로 한다. 제어기 이득을 선정하기에 앞서, 먼저 원하는 α 의 값을 0에서 1 사이의 값에서 정하고 다음에 기술하는 내용에 따라 제어기의 이득을 결정하

면 된다.

1) $\alpha=1$ 인 경우

α 가 1인 경우는 PI 제어기의 경우와 동일하면, 이 경우 비레이득과 적분 이득을

$$K_p = L \cdot \omega_c \quad (49)$$

$$K_i = R \cdot \omega_c \quad (50)$$

로 선정하면, 식 (46)로부터 출력전류와 전류지령치 사이의 전달함수가 다음과 같이 된다.

$$\frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (51)$$

식(51)에서, 전류제어기의 주파수 대역(band width)은 ω_c 로 주어진다. 그러므로 원하는 전류제어기의 주파수 대역을 결정함으로써, 오버슈트(over-shoot)없는 전류제어 특성을 얻을 수 있다.

2) $\alpha=0$ 인 경우

α 가 0인 경우는 IP제어기의 경우와 동일하며, 이 경우 비레이득과 적분 이득을

$$K_p = 2\zeta L\omega_n - R \quad (52)$$

$$K_i = L\omega_n^2 \quad (53)$$

으로 선정하면, 식 (51)으로부터 출력전류와 전류지령치사이의 전달함수가 다음과 같이 된다.

$$\frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (54)$$

과 같이 된다. 식(54)에서 ω_n 는 자연 비감쇠 주파수(natural undamped frequency)이고 ζ 는 감쇠비(damping ratio)이다. IP제어기의 비레이득과 적분 이득은 주파수 영역에서의 해석을 통하여 구할 수 있다. 이 경우 제어기의 주파수 대역폭(bandwidth)는 다음과 같이 정해진다.

$$\omega_c = \omega_n \left[(1 - 2\zeta^2) + \sqrt{4\zeta^4 - 4\zeta^2 + 2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (55)$$

그러므로, 원하는 전류제어기의 주파수 대역폭과 감쇠비를 결정한 후, 식 (55)로부터 자연 비감쇠 주파수를 계산하여 식 (52)와 식(53)에 대입함으로써 이득을 설정할 수 있다.

3) $0 < \alpha < 1$ 인 경우

이 경우 PI제어기와 IP제어기를 혼합하여 사용하는 경우이며, 비레이득과 적분이득을

$$K_p = \frac{L \cdot \omega_c}{\alpha} \quad (56)$$

$$K_i = \{(1 - \alpha)K_p + R\} \omega_c \quad (57)$$

로 선정하면, 식 (28)으로부터 출력전류와 전류지령치사이의 전달함수는

$$\frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \text{과 같이 된다. 이 경우는, 전류제어기의 주파수 대역(band}$$

width)은 ω_c 로 주어진다. 그러므로 원하는 전류제어기의 주파수 대역을 결정함으로써, 오버슈트(over-shoot) 없는 전류제어 특성을 얻을 수 있다.

3) 디지털 필터 설계

i) LPF(Low-Pass Filter)

Fig. 9 에 대한 입출력 관계식은 식(58)로 나타낼 수 있다.

$$y(s) = \left(\frac{\omega}{s + \omega} \right) \cdot x(s) \quad (58)$$

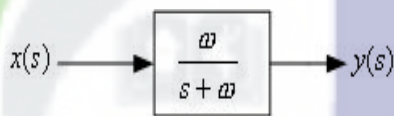


Fig. 9 LPF

식(58)을 식(59)의 Bilinear Transform을 이용하여 Z변환하면 식(60)과 같이 변환 할 수 있다.

$$s = \left(\frac{2}{T_s} \right) \left(\frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}} \right) \quad (59)$$

$$\left(\frac{2}{T_s} \right) \left(\frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}} \right) \cdot y(z) + \omega \cdot y(z) = \omega \cdot x(z) \quad (60)$$

식(60)를 디지털로 표현하면 식(61)과 같고 이를 정리하면 식 (62)이다.

$$2(y(n) - y(n-1)) + T_s \omega (y(n) + y(n-1)) \quad (61)$$

$$= T_s \omega (x(n) + x(n-1))$$

$$y(n) = \left(\frac{2 - T_s \omega}{2 + T_s \omega} \right) \cdot y(n-1) + \left(\frac{\omega T_s}{2 + T_s \omega} \right) \cdot \{x(n) + x(n-1)\} \quad (62)$$

$$= L_a y(n-1) + L_b \{x(n) + x(n-1)\}$$

ii) HPF(High-pass filter)

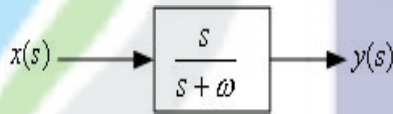


Fig. 10 HPF

Fig.10 에 대한 입출력 관계식은 식(63)으로 나타낼 수 있다.

$$y(s) = \left(\frac{s}{s + \omega} \right) \cdot x(s) \quad (63)$$

앞의 LPF에서와 마찬가지로 식(63)를 식(59)의 Bilinear Transform을 이용하여 Z변환하면 식(64)와 같이 변환할 수 있다.

$$\left(\frac{2}{T_s} \right) \left(\frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}} \right) \cdot y(z) = \left(\frac{2}{T_s} \right) \left(\frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}} \right) \cdot x(z) \quad (64)$$

식(64)를 디지털로 표현하면 식(65)와 같고 이를 정리하면 식 (66)이다.

$$\begin{aligned} 2(y(n) - y(n-1)) + T_s \omega (y(n) + y(n-1)) & \quad (65) \\ & = 2(x(n) - x(n-1)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} y(n) &= \left(\frac{2 - T_s \omega}{2 + T_s \omega} \right) \cdot y(n-1) + \left(\frac{2}{2 + T_s \omega} \right) \cdot \{x(n) - x(n-1)\} & (66) \\ &= H_a y(n-1) + H_b \{x(n) - x(n-1)\} \end{aligned}$$

iii) Integrator + HPF(High-Pass Filter)

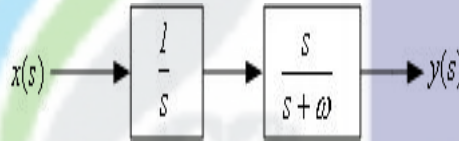


Fig. 11 Integrator + HPF

Fig. 11 에 대한 입출력 관계식은 식(67)로 나타낼 수 있다.

$$y(s) = \left(\frac{1}{s} \right) \left(\frac{\omega}{s + \omega} \right) \cdot x(s) = \left(\frac{1}{s + \omega} \right) \cdot x(s) \quad (67)$$

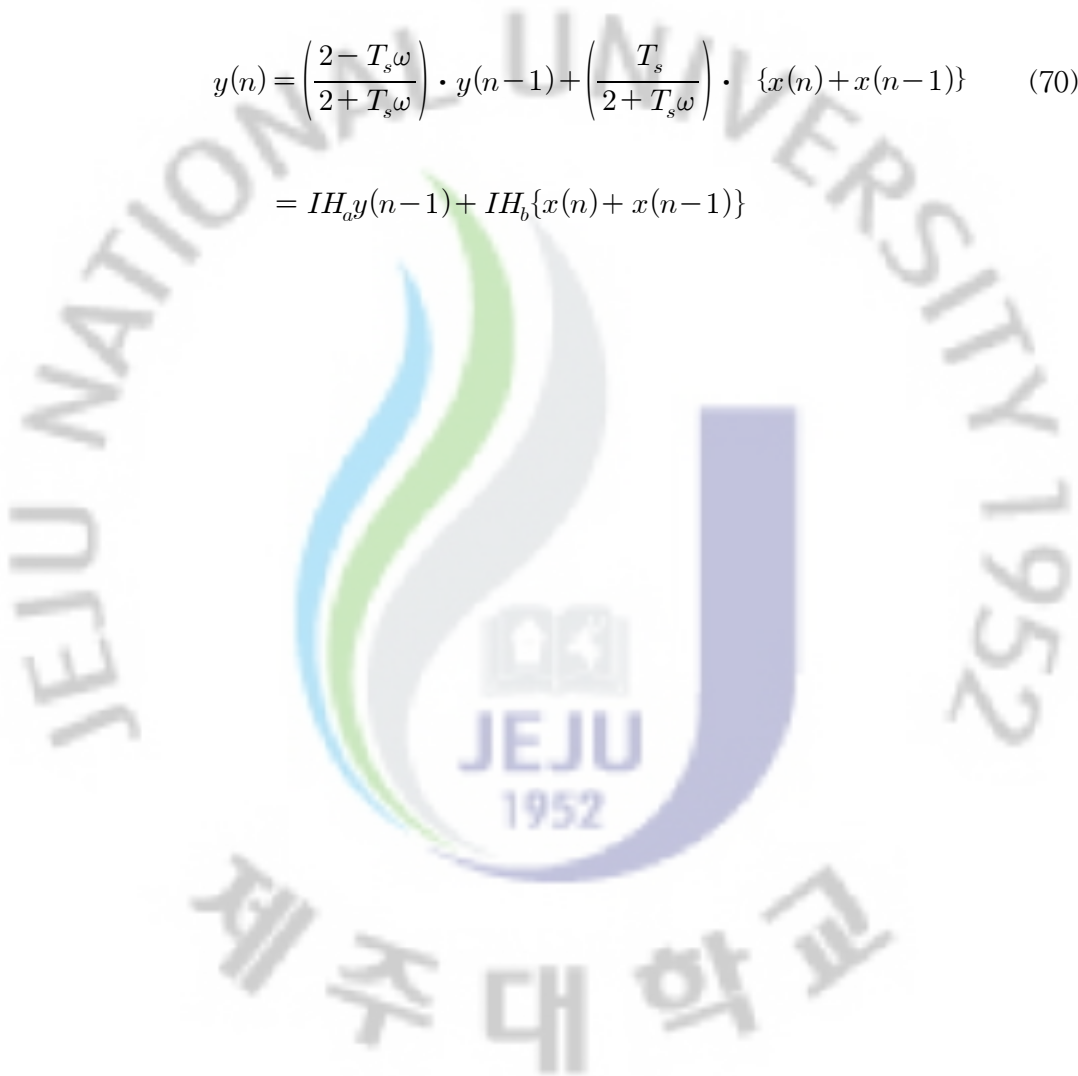
앞의 LPF나 HPF에서와 마찬가지로 식(67)을 식(59)의 Bilinear Transform을 이용하여 Z변환하면 식(68)과 같이 변환할 수 있다.

$$\left(\frac{2}{T_s} \right) \left(\frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}} \right) \cdot y(z) + \omega \cdot y(z) = x(z) \quad (68)$$

식(68)을 디지털로 표현하면 식(69)과 같고 이를 정리하면 식(70)이다.

$$2\{y(n)-y(n-1)\}+T_s\omega\{y(n)+y(n-1)\}=T_s\{x(n)+x(n-1)\} \quad (69)$$

$$\begin{aligned} y(n) &= \left(\frac{2-T_s\omega}{2+T_s\omega}\right) \cdot y(n-1) + \left(\frac{T_s}{2+T_s\omega}\right) \cdot \{x(n)+x(n-1)\} \quad (70) \\ &= IH_a y(n-1) + IH_b \{x(n)+x(n-1)\} \end{aligned}$$



Ⅲ. 실험결과 및 고찰

Fig.12는 본 논문에서 구현하고자 하는 알고리즘의 타당성을 실현하기 위한 제어시스템의 하드웨어 구성도를 나타내고 있다. 시스템은 교류를 일정 직류 전압으로 변환하는 PWM DC 컨버터부와 유도기의 속도 제어를 할 수 있는 인버터부로 구성되어 있다. PWM DC 컨버터부에서는 2 mH의 리액터와 직류전압의 리플을 평활하는 2200 μ F의 전해용 콘덴서 그리고 전력용 스위칭 소자인 IGBT로 구성되어 있다. 링크전압은 350 V 를 기준으로 하여 전원측에 흐르는 전류성분에 포함된 고조파를 줄이고, 역률이 1 이 되도록 제어를 하였다. 여기서 전류제어와 전압제어는 100 μ s의 샘플링시간을 가지고 PI 제어이론을 적용하였다.

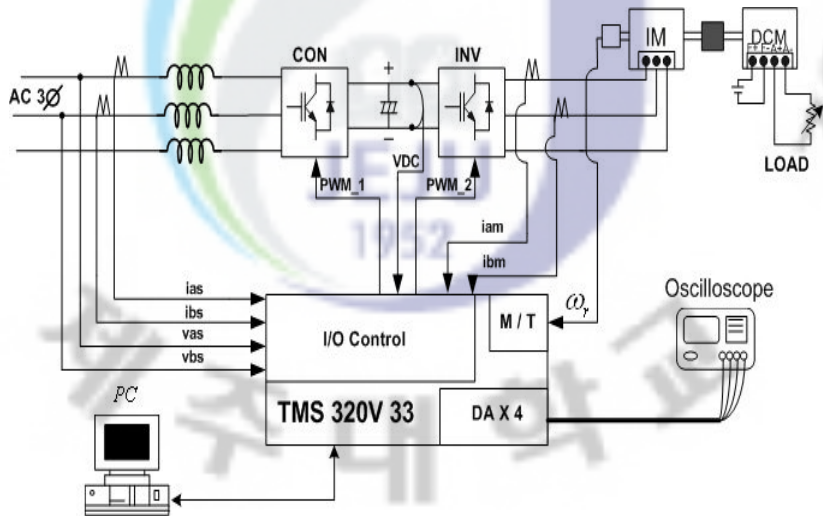


Fig. 12 Schematic diagram of control system

유도기의 제어는 간접벡터 제어이론을 도입하여 속도제어를 행하였다. 속도 제어시 기준 명령값은 1000 rpm과 가변속 1000~1500 rpm 제어를 행하였고

부하변동 실험은 M-G 세트를 구성하여 33 Ω의 저항 부하를 연결하여 사용하였다. 여기서 속도 제어는 1ms, 전류제어는 100 us의 샘플링 제어시간을 가지고 행하였다. Fig.13은 단일 인버터만을 사용하여 1000 rpm 속도 명령값을 가지고 운전하였을 때의 결과를 나타낸 것이다. 이 그림에서 나타난 파형은 속도명령기준값(1)과 실제속도(2) 그리고 인버터측에 연결된 전원측 a 상 전류(3)와 전동기에 흐르는 a 상 전류(4)를 나타내고 있다. 이 결과를 분석해보면 전원측에서 인버터로 흐르는 전류의 파형이 심하게 왜곡되어 나타나고 있다. 이것은 많은 고조파를 내포하고 있음을 알 수 있다. 이를 증명하기 위해 전력품질 분석기로 고조파 분석 결과를 Fig.14에 나타내었다. 이 결과에서 보면 5차와 7차 고조파가 크게 나타나고 있음을 알 수 있다.

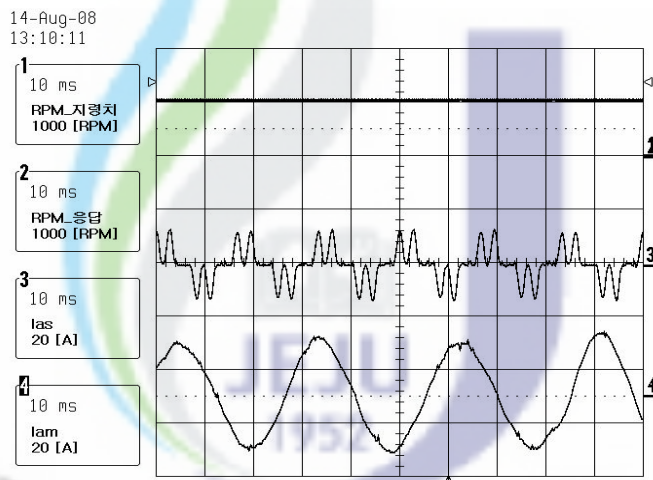


Fig. 13 Single inverter operation at 1000 rpm

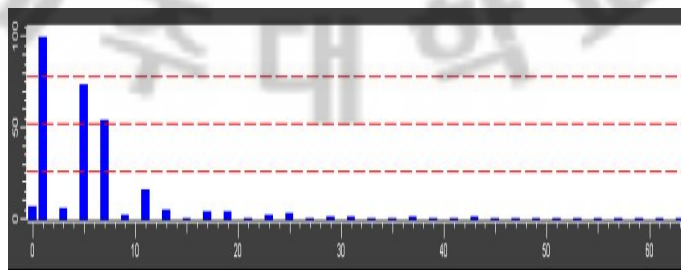


Fig. 14 FFT analysis of input source current i_{as}

Fig.15는 Fig.13 과 같은 운전조건에서 이중컨버터를 사용하여 얻은 전원측 전류 i_{as} 와 전동기 전류 i_{am} 를 나타낸 것이다. 이 결과에서 보면 전동기의 속도 출력은 속도 기준치와 잘 일치하고 있고, i_{as} 는 정현파에 가깝게 나타나고 있다. 고조파의 특성을 분석하기 위하여 전력품질분석기로 고조파분석을 한 것이 Fig.16과 같이 나타내었다.

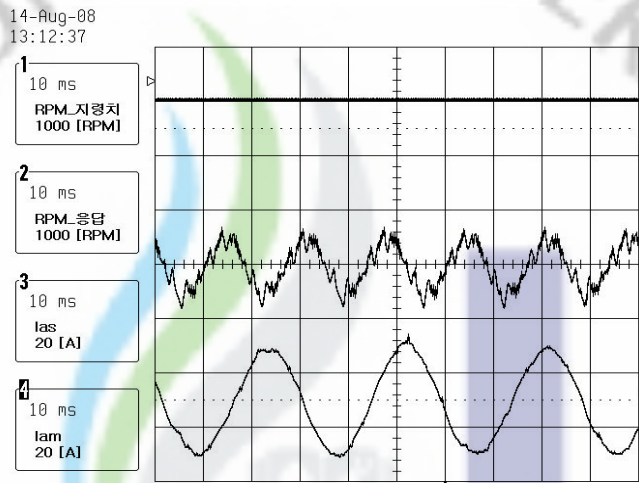


Fig. 15 Dual converter operation at 1000 rpm

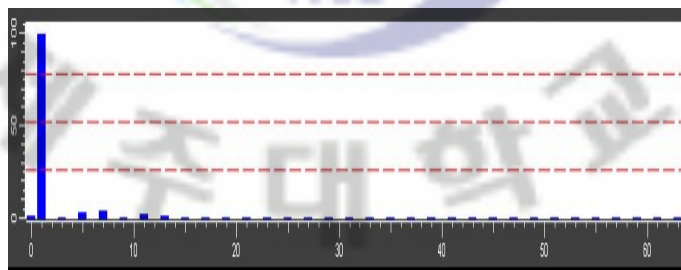


Fig. 16 FFT analysis of input source current i_{as}

이 결과에서 보면 기본파를 제외한 모든 고조파가 크게 줄어들을 알 수 있다.

Fig.17은 단독 인버터를 사용하여 전동기의 속도를 1000~1500 rpm 으로 가변속 운전을 하였을 때의 전동기속도, 전원측 입력전류, 그리고 전동기의 파형을 나타낸 것이다. 이 결과에서 보면 과도 상태에서도 입력측 전원전류의 파형은 크게 왜곡되어서 나타나고 있다. 이 경우 고조파의 크기는 더 커져서 이로 인한 문제가 더 커질 수 있음을 예고하고 있다.

Fig.18은 이중 컨버터를 사용하여 Fig.17과 같은 운전조건으로 운전하였을 때의 결과를 나타내고 있다. 이 결과에서 보면 입력측 전원 전류의 파형이 정현파에 가까움을 알 수 있어 과도 상태에도 이중컨버터를 사용한 경우가 고조파 문제를 줄일수 있음을 알 수 있었다.

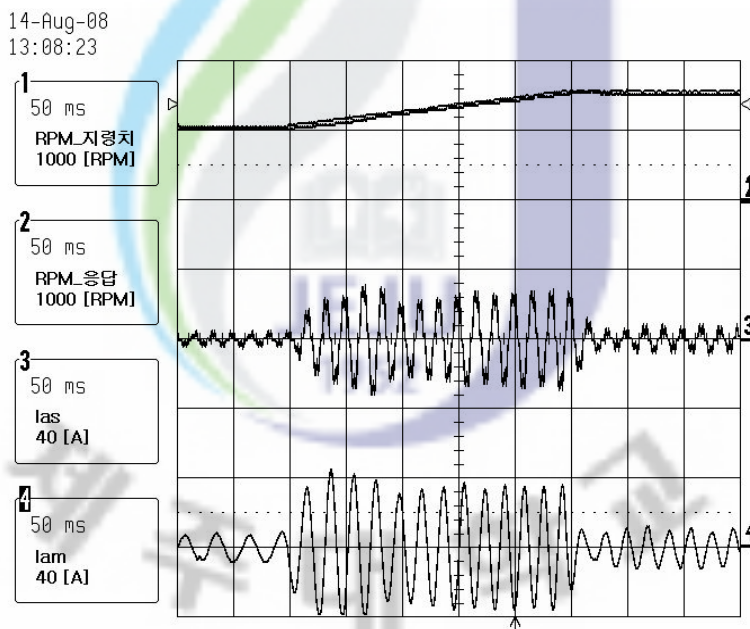


Fig. 17 Single inverter operation from 1000 to 1500 rpm

14-Aug-08
13:13:46

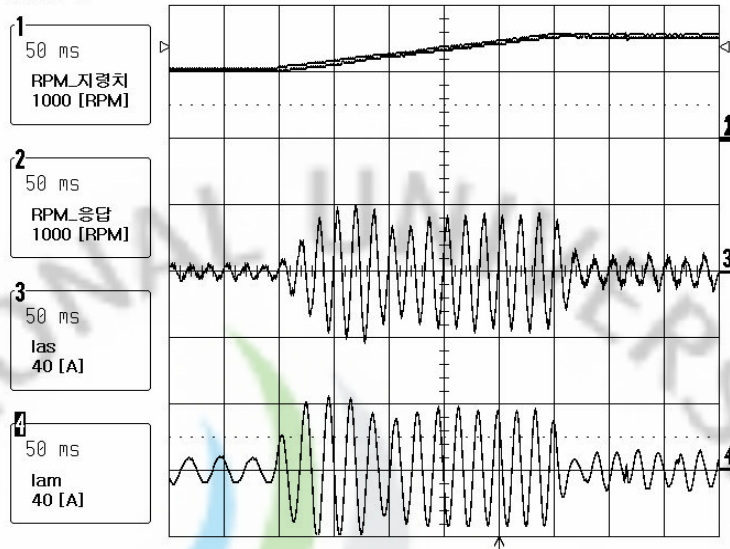


Fig. 18 Dual converter operation from 1000 to 1500 rpm

IV. 결 론

산업현장에서 인버터 시스템을 이용하여 유도전동기 가변속 구동시 고효율로 교류를 직류로 변환이 가능한 전압형 PWM 컨버터시스템 원리 및 제어방법에 대해서 연구하였다. 또한 컨버터와 인버터가 채용된 이중 컨버터시스템을 이용한 유도전동기 구동 특성에 대해서 실험결과를 통하여 다음과 같은 결론에 도출하였다.

- 1) AC/DC 변환시스템에서 전원 3상 입력전류를 동기좌표축상의 유효분과 무효분으로 분리하여 무효분 전류를 0 으로 함으로써 전원상전압과 상전류의 위상이 거의 일치하여 역률이 거의 1에 가까움을 알수 있었고, 또한 전원측 전류의 왜곡을 줄여 고조파 출력크기가 대폭 줄어들음을 알 수 있었다.
- 2) 가변속 운전시에도 직류출력 기준 명령값에 q 축 유효성분 전류를 실시간으로 제어함으로써 출력 직류전압을 맥동성분없이 일정하게 유지시킬 수 있었다.

이상과 같은 결과들을 종합해 보면 유도전동기 뿐 만 아니라 인버터를 사용하는 산업현장에서 전력품질을 개선하고 고효율 운전을 하고자 하는 경우 이중 컨버터로 운전하는 것이 유익하리라 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] 윤덕용, “공간전압벡터 PWM기법을 이용한 영구자석형 동기 전동기의 속도 제어”, 단국대학교 학위 논문, 1995.
- [2] 김일환, “퍼지 로직에 의한 브러시 없는 이중여자 릴럭턴스기의 계자속 제어”, 제주대학교 산업기술연구소 논문집, 1996.
- [3] 조정민, “ 퍼지 PI 제어기를 이용한 유도 전동기 속도 제어”, 명지대학교 학위 논문, 1998.
- [4] 문상호, “공간전압벡터 PWM 기법을 이용한 유도 전동기의 고성능 운전에 관한 연구”, 제주대학교 학위 논문, 1999.
- [5] 진흥기술, “유도 전동기 벡터 제어”, 세미나 자료.
- [6] S. Arimoto, S. Kawamura, F. Miyazaki, and S. Tamaki, “Learning control theory for dynamical systems,” *Proc. of IEEE 24th CDC*, vol. 3, pp. 1375-1380, 1985.
- [7] W. Messner, R. Horowitz, W.W. Kao, and M. Boals, “A new adaptive learning rule,” *IEEE Automatic Control*, vol. 36, pp. 188-197, 1991.
- [8] U.K. Kang, J.T. Lee, Y.M. Kim, and B.H. Kwon, “Speed controller design for induction motor drives using a PDF control and load disturbance observer,” *Proc. of IECON'91*, pp. 799-803, 1991.

감사의 글

대학원입학 동기부여에서 부터 본 논문이 완성되기까지 회사사정이 어려움으로 인해 중도포기할까도 했지만 그 때마다 따스한 사랑과 성원, 지속적 지도로 저를 여기까지 이끌어주신 김일환 지도교수님께 무한한 존경과 감사를 드립니다.

또한 바쁘신 가운데도 논문의 심사를 맡아주시고 세심한 검토와 부족한 부분을 보완토록 조언해주신 좌종근교수님, 김세호교수님, 그리고 격려와 성원을 늘 아끼지 않으시는 오성보교수님, 이개명교수님, 멀리 미국에 계신 김호찬교수님께도 감사를 드립니다.

연구실에서 본인의 연구와 공부도 뒤로 미루고 실험과 자료정리에 애써주신 김재홍 선배를 비롯한 안진홍, 김대현 학우, 대학원 과정을 같이하고 또한 앞으로도 영원한 동기로 있을 송기혁, 김동현, 현동주 동기생들에게도 그 동안의 추억과 우정, 고마움을 가슴깊이 간직하겠습니다.

아울러 내가 없어도 회사의 업무를 도맡아 처리하는 김홍범이사과 회사임원, 임직원 여러분들과 이 기쁨을 같이 나누고 싶습니다.

항상 부족한 아들을 믿어주고 잘 되기만을 빌어주시는 아버님, 어머님. 이제는 어느덧 다 커서 거꾸로 아빠를 격려하는 아들 성준, 이 세상 아빠가 최고라는 행복보따리 귀여운 내딸 혜원, 어떠한 경우든 나를 믿고 같이하는 사랑스런 나의 아내 부정희씨 당신에게 늘 감사하고 사랑하며 오늘이 있기까지 저를 사랑해주시는 모든 분들께 감사드리며 이 논문을 바치고져 합니다.