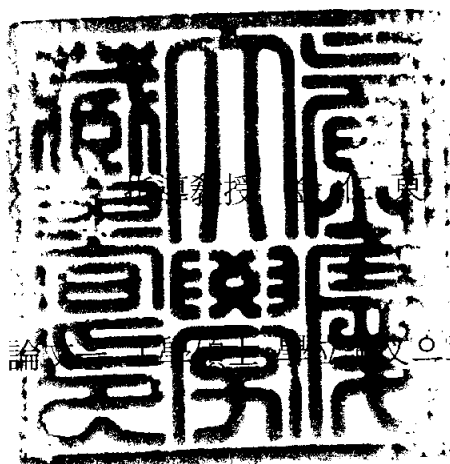


707
532.0
9

工學碩士學位論文

대전력 3상 유도전동기의
고정자권선을 이용한 전압원
인버터의 병렬운전



이 논문은 김보강 교수의 지도하에 작성된 것으로 제출함

2003 年 2 月

釜慶大學敎大學院

電氣工學科

金保岡

金保岡의 工學碩士 學位論文을 認准함

2002 年 12月

主 審 工學博士 魯 義 哲



委 員 工學博士 張 允 碩



委 員 工學博士 金 仁 東



목 차

Abstract	1
1. 서론	2
2. 시스템의 개요	5
2-1. 제안한 시스템의 구성	5
2-2. PLL을 이용한 PWM 반송파 발생	6
3. 벡터제어를 이용한 Modular Inverter-Modular Motor 시스템 제어 ...	8
3-1. 벡터제어기 구성	8
3-2. 벡터제어기의 소프트웨어 구성	19
4. 시뮬레이션 결과	25
5. 실험결과	30
5-1. 실험용 전력회로	30
5-2. 인버터 제어기의 하드웨어 구성	31
5-3. 실험환경과 결과파형	44
6. 결론	47
참 고 문 헌	48
감사의 글	49

그 림 목 차

Fig. 1-1 (a)Winding diagram of high power 3-phase induction motor (b)Modified winding diagram for modular inverter - modular motor concept	2
Fig. 1-2 Conventional modular inverter-modular motor block diagram ...	4
Fig. 2-1 Proposed modular motor-modular inverter block diagram	5
Fig. 2-2 Control diagram of modular motor-modular inverter system ...	7
Fig. 3-1 Rotor flux oriented induction motor	12
Fig. 3-2 Indirect vector control system	15
Fig. 3-3 Indirect vector control system and current control loop	18
Fig. 3-4 Basic vector control block and speed & position control loop ..	18
Fig. 3-5 Timing diagram of software	20
Fig. 3-6 Flow chart of main function	21
Fig. 3-7 Task control function flow chart	22
Fig. 3-8 Flow chart of basic vector control block	23
Fig. 3-9 Speed control and flux calculation flow Chart	24
Fig. 4-1(a)Three-phase reference signals and triangular carrier waves of PWM generator (b)Modular inverter currents i_{a1} , i_{a2}	25
Fig. 4-2 Inverter input currents I_1 , I_2 and superposed DC link current I_T	26
Fig. 4-3 Frequency spectrum of currents I_1 , I_2 , and I_T	27
Fig. 4-4 Modular motor torque T_{e1} , T_{e2} and superposed resultand	

torque $T_{e, total}$	28
Fig. 4-5 Frequency spectrum of torque T_{e1} , T_{e2} , and $T_{e, total}$	29
Fig. 5-1 Configuration of power circuit	30
Fig. 5-2 Module type inverter	31
Fig. 5-3 Control circuit block diagram	32
Fig. 5-4 DSP based digital controller	33
Fig. 5-5 Configuration of the digital controller	34
Fig. 5-6 JTAG connector	37
Fig. 5-7 PLL circuit	38
Fig. 5-8 Output current(i_a) of Inverter detective circuit	39
Fig. 5-9 DC link output voltage(v_0) detective circuit	40
Fig. 5-10 Speed detection circuit	40
Fig. 5-11 Relay drive circuit	41
Fig. 5-12 Digital input circuit	41
Fig. 5-13 RS-485 drive circuit	42
Fig. 5-14 CAN bus drive circuit	43
Fig. 5-15 Picture of controller part	44
Fig. 5-16 Picture of inverter part(for IGBT stack)	45
Fig. 5-17 Picture of induction motor	45
Fig. 5-18 Waveform of inverter I _{ja} and inverter II _{ja}	45
Table 1. DSP controller(TMS320F241) spec	36

Parallel Operation of Voltage Source Inverters by Using Stator Windings of High Power Three-Phase Induction Motors

Bo-kyoung. Kim.

Department of Electrical Engineering

Graduate school

Pukyong National University

Abstract

The parallel operation of voltage source inverters using stator windings of high power three-phase induction motors was proposed in this paper. Most current high power induction motors with more than 4 electric poles have their external terminals installed so that windings of each phase can be approached from the outside. High power induction motors can be driven by parallel-operating several voltage source inverters through these external terminals. This way, in case a certain inverter breaks down, the operation torque will get decreased but the system can maintain its operation with the other inverters, so it can cope more effectively with breakdowns. Moreover, by providing phase difference to the switching movements of each inverter, it can increase equivalent switching frequency, which helps achieve good characteristics such as the reduction in the ripple of output torque, the reduction in the ripple of input current, and the reduction in the size of DC capacitors. Besides, since power is divided into each inverter, it can also decrease the influence of EMI occurring in the system. The characteristics of the proposed method were proved through computer simulations and experiments in this paper.

1. 서론

고압 대전력 가변속 드라이브는 효율과 성능의 관점에서 팬, 펌프 프로세서 제어응용 같은 분야에 많은 장점들을 제공하고 있다. 이들 고압 대전력 가변속 드라이브는 한번 고장이 발생하면 주요 공정을 정지시킬 뿐만 아니라 생산에도 많은 손실을 가져오고 있다[1]-[6]. 따라서, 이들 시스템의 고장대처능력 즉 신뢰도를 향상시키기 위해 모듈모터와 모듈인버터의 개념이 제안되었다[3]-[6]. T. M. Jahms에 의해서 제안된 방식은 n 상으로 된 대용량 유도 전동기를 제어하기 위해 n 개의 독립된 단상인버터를 사용하여 전동기의 전력을 제어하였다[5].

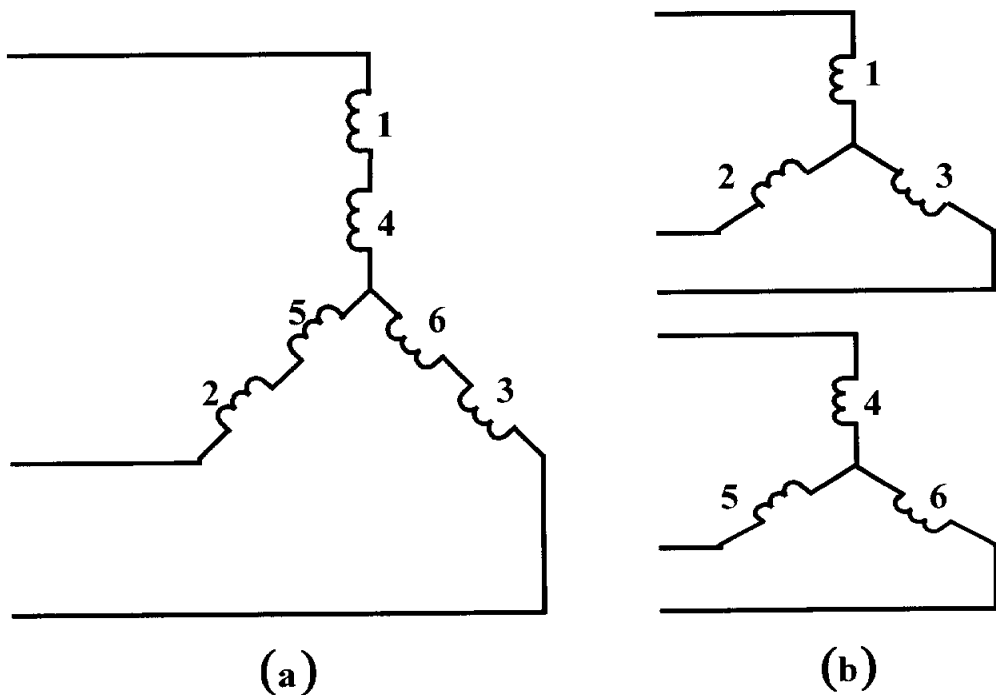


Fig 1-1. (a)Winding diagram of high power 3-phase induction motor

(b)Modified winding diagram for Modular Inverter - Modular Motor concept

비록 한 상이 고장이 나더라도 나머지 상에 의해 제어가 되므로 인해, 비록 성능이 약간 떨어지겠지만 시스템을 계속 가동시킬 수 있어 긴급한 수리의 필요성을 현저히 제거하였다.

위와 같은 방식을 표준 3상 대용량 유도전동기로 확장시켜 성능을 개선한 방식이 P. N .Enjeti에 의해서 제안되었다[6].

이 방식은 그림1-1(a)와 같은 3상 유도 전동기의 결선을 그림1-1(b)와 같이 결선을 변경하여 각 전동기 모듈당 3상 인버터를 한대씩 결선하여 그림2와 같이 결선하여 구동하므로 인해 시스템의 신뢰도를 향상시켰다.

이뿐 아니라 P. N .Enjeti에 의해서 제안된 시스템은 고압 대용량 전동기를 1대의 고압 대용량 인버터를 구동할 때의 발생하는 많은 문제를 해결하였다. 한 대의 고압 이버터를 사용하여 고압 전동기를 구동할시 발생하는 절연의 문제를 해결하였으며, 대전력 인버터에서의 큰 EMI문제를 개선하였다.

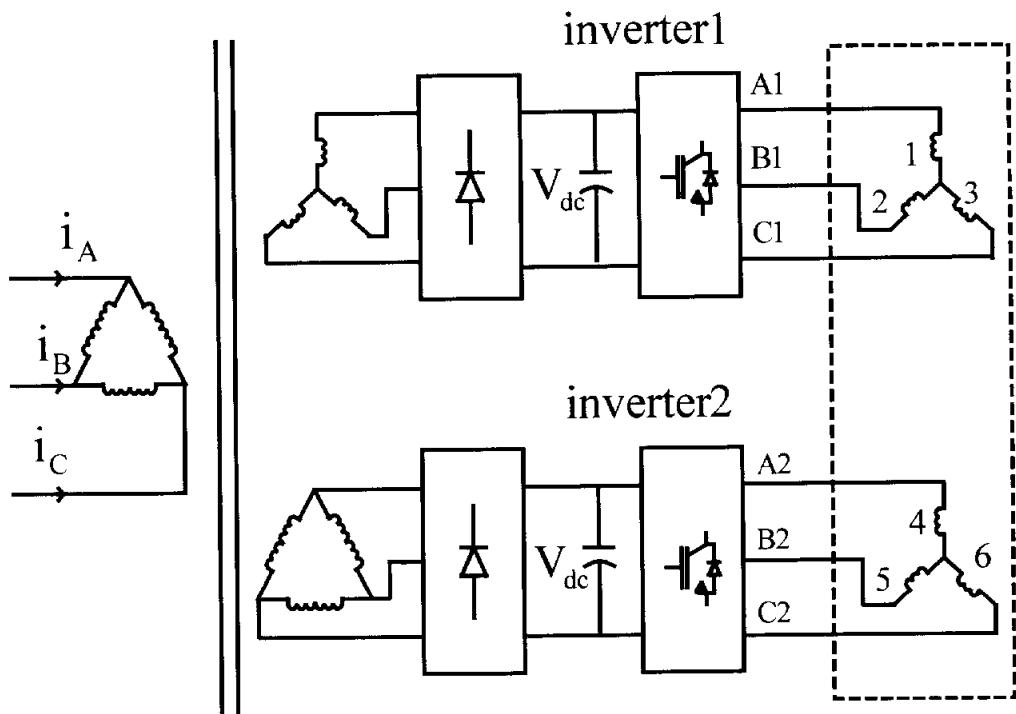


Fig 1-2. Conventional modular motor-modular inverter block diagram

또한 고압 대용량 인버터에서는 스위칭 소자에 있어서 스위칭 주파수 제한을 갖는데 비해, 소용량 모듈화된 인버터를 사용할 경우 높은 스위칭 주파수로 인버터를 제어할 수 있어 인버터의 전류 리플과 전동기의 토오크 리플을 감소시키는 좋은 특성을 지니고 있다.

따라서 본 논문에서는 위에서 기술한 바와 같이 기본적으로 좋은 특성을 지니고 있어 산업계에서 응용이 기대되는 그림 1-2의 모듈전동기 모듈인버터구성을 개선한 새로운 인버터구성과 그 제어 방법을 제안한다. 제안한 방법은 그림 1-2의 기존의 시스템에 비해 콘덴서의 전류리플과 용량을 거의 1/2로 줄였으며, 또한 출력 토오크의 맥동분을 거의 1/2로 감소시켰다.

2. 시스템의 개요

2-1. 제안한 시스템의 구성

본 논문에서 제안하는 회로는 그림 2-1과 같이 DC 링크 커패시터를 공동으로 사용하고 있으며, DC Link 커패시터 중심으로 하여 입력단 컨버터와 출력단 인버터가 병렬로 연결되어있다. 출력단 인버터의 경우 인버터의 출력단자를 모듈전동기의 각 모듈로 연결되므로 인해 인버터 병렬 연결 시 일어날수 있는 순환전류 (circulating current)의 문제를 제거하였으며, DC 링크 커패시터의 취부와 연결이 용이하다.

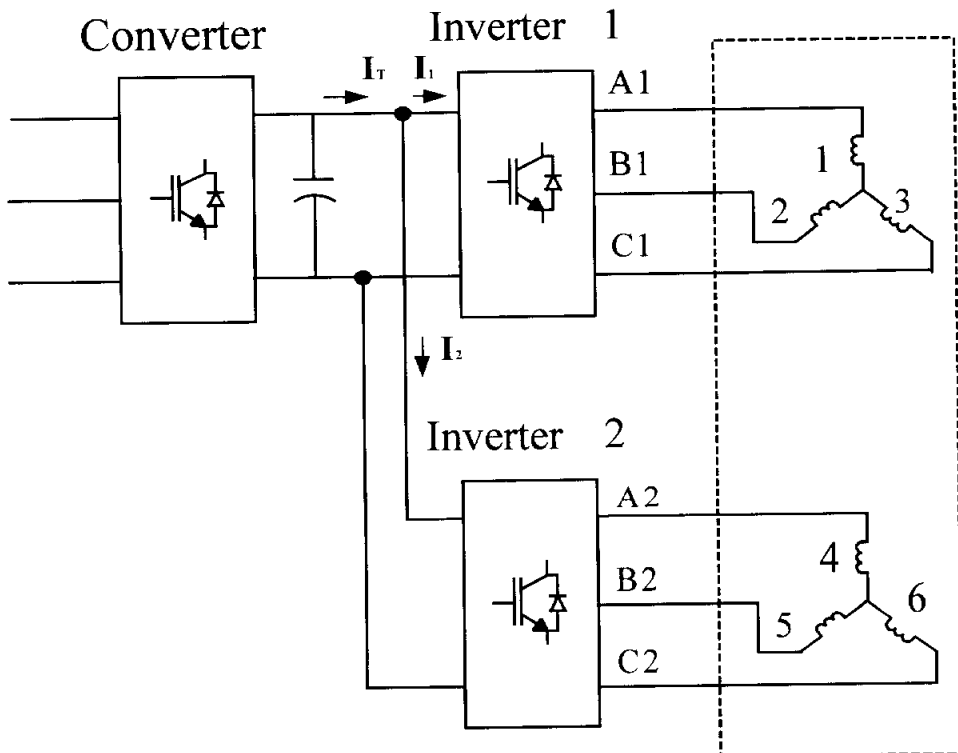


Fig 2-1. Proposed modular motor-modular inverter block diagram

또한 병렬연결된 각 인버터를 PWM 제어할 시 PWM 발생부에서 반송파로 동일 삼각파를 사용하지 않고, 각 인버터의 삼각파 사이 위상 차를 주므로 인해 인버터의 중첩된 입력전류에서의 3의 배수 고조파성분을 제거하므로 인해 커패시터의 전류 맥동 성분을 감소시켰다. 이로 인해 DC Link 커패시터의 전류리플용량을 1/2로 감소시켰으며 또한 콘데서의 정수 값을 감소시켰다. 또한 PWM발생 시 반송파의 위상 차에 의해 유도 전동기 축에서의 출력 토오크 성분에서 스위칭주파수의 3의 배수성분의 맥동 토오크를 감소시켰다.

2-2. PLL을 이용한 PWM 반송파 발생

본 논문에서 2대의 인버터를 사용한 경우에 대하여 연구하였으며, 따라서 반송파 사이의 위상차는 180° 로 하였다. 2대의 인버터를 제어하기 위해 TMS320F241의 DSP를 사용하여 구현하였으며 그림과 같이 PLL을 구성하였다. 병렬운전 유도전동기구동 인버터시스템의 제어방법은 그림 2-2와 같다. 그림에서 보는 것처럼 속도지령은 상위레벨 Supervisor에서 명령하며 RS-485 Bus를 통해 인버터제어기내의 Communication Board (통신보드)에 보내어 진다. 인버터제어기내의 통신보드에서 수령한 속도지령은 제어기내의 각 보드를 연결하는 CAN Bus를 통해 각 인버터 제어보드(Control Board 1, 2)로 보내진다. 각 인버터 제어보드 1, 2는 독립적으로 피드백되어 오는 전동기의 실제속도와 비교하여 벡터제어부와 PWM발생부를 통해 항상 속도지령치를 추종하도록 제어되고 있다. 병렬운전에서 스위칭 반송파 사이의 위상파를 180° 로 유지하기 위해 PLL(Phase Locked Loop)를 사용하였다.

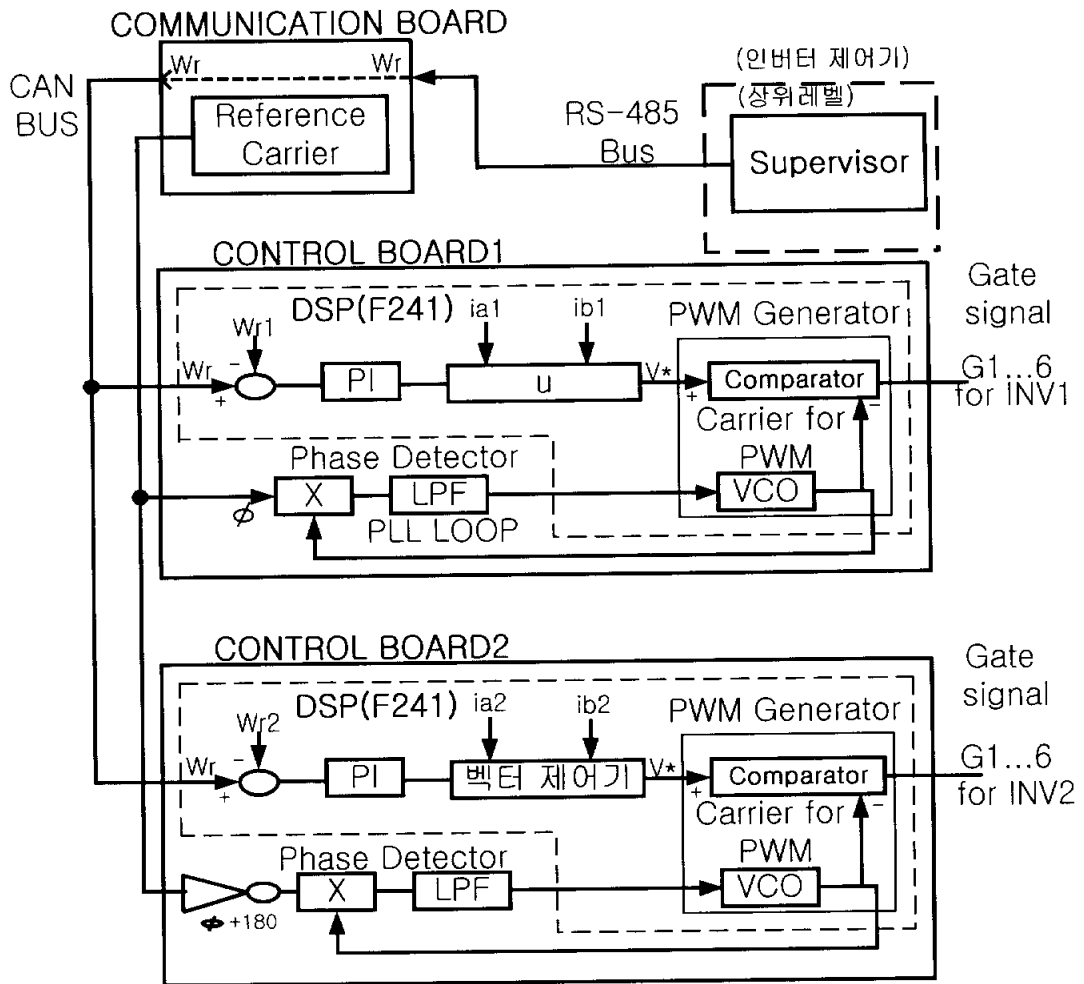


Fig 2-2. Control diagram of modular motor-modular inverter system

그림에서 보는 것처럼 통신보드에서 기준 반송파를 발생하여 각 인버터 제어보드에 보내면, 인버터 제어보드에서는 이 기준파를 그대로 PLL의 입력파형으로 사용하고, 인버터 제어보드 2에서 이 기준파를 반전하여 사용하므로 두 개의 PLL 루프에서의 VCO의 출력파형 즉 PWM 발생기로의 반송파의 위상차는 180° 를 유지하게 하였다.

3. 벡터제어를 이용한 Modular Inverter- Modular Motor 시스템 제어

3-1. 벡터제어기 구성

1) Rotor Flux Oriented Reference Frame 에서의 유도전동기

행렬변환에 의하여 유도전동기의 전압방정식을 dq변환하고 영상분을 제거하면 다음과 같이 유도전동기를 기술하는 General Dynamic Model 을 유도할 수 있다.

$$v_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + p \phi_{qs}^e + \omega \phi_{ds}^e \quad (3-1)$$

$$v_{ds}^e = r_s i_{ds}^e + p \phi_{ds}^e - \omega \phi_{qs}^e \quad (3-2)$$

$$v_{qr}^e = r_r i_{qr}^e + p \phi_{qr}^e + (\omega - \omega_r) \phi_{dr}^e \quad (3-3)$$

$$v_{dr}^e = r_r i_{dr}^e + p \phi_{dr}^e - (\omega - \omega_r) \phi_{qr}^e \quad (3-4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\phi_{ds}^e i_{qs}^e - \phi_{qs}^e i_{ds}^e) \quad (3-5)$$

여기서

$$\phi_{ds}^e = L_{ls} i_{ds}^e + L_m (i_{ds}^e + i_{dr}^e) \quad (3-6)$$

$$\phi_{qs}^e = L_{ls} i_{qs}^e + L_m (i_{qs}^e + i_{qr}^e) \quad (3-7)$$

$$\phi_{dr}^e = L_{lr} i_{dr}^e + L_m (i_{ds}^e + i_{dr}^e) \quad (3-8)$$

$$\phi_{qr}^e = L_{lr} i_{qr}^e + L_m (i_{qs}^e + i_{qr}^e) \quad (3-9)$$

위에서의 General Dynamic Model에서, 본 논문에서는 농형 유도전동기를 사용하므로

$$v_{qr}=0, \quad v_{dr}=0 \quad (3-10)$$

회전하고 있는 DQ좌표계의 d축을 ω_e 의 속도로 회전하고 있는 Rotor 자속 ψ_r 에 일치시키면

$$\begin{aligned} \psi_{dr} &= \psi_r \\ \psi_{qr} &= 0 \\ \omega &= \omega_e \end{aligned} \quad (3-11)$$

위의 조건을 이용하면, 식3-3 과 3-4로부터 다음의 방정식을 세울 수 있다.

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr} = 0 \quad (3-12)$$

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr} = 0 \quad (3-13)$$

여기에서

$$\psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (3-14)$$

$$\psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (3-15)$$

이다. 식(3-14)과 (3-15)에서,

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (3-16)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (3-17)$$

위의 회전자 전류를 식(3-12)와 식(3-13)에 대입하면, 다음과 같이 된다.

$$-\frac{d\phi_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} + \omega_{sl} \phi_{dr} = 0 \quad (3-18)$$

$$-\frac{d\phi_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \omega_{sl} \phi_{qr} = 0 \quad (3-19)$$

여기서 $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$ 이다.

식(3-11)의 조건을 이용하면

$$\phi_{qr} = \frac{d\phi_{qr}}{dt} = 0 \quad (3-20)$$

위의 식 (3-20)를 식 (3-18)와 (3-19)에 대입하면 다음과 같이 슬립주파수 관계식과 Rotor Flux 관계식을 유도할 수 있다.

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\phi_r} \left(\frac{R_r}{L_r} \right) i_{qs} \quad (3-21)$$

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = L_m i_{ds} \quad (3-22)$$

한편 유도전동기의 발생 토오크를 다음과 같이 해서 벡터가 회전자 자속과 고정자 전류의 함수로서 유도할 수 있다. 즉 고정자 자속의 관계식은 식 (3-16)과 (3-17)를 식 (3-6)과 (3-7)에 대입하면 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\phi_{qs} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} \quad (3-23)$$

$$\phi_{ds} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \quad (3-24)$$

고정자 자속과 고정자 전류의 함수로서의 토크는 다음 식으로 정해지므로.

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (i_{qs} \phi_{ds} - i_{ds} \phi_{qs}) \quad (3-25)$$

식(3-25)에 고정자 자속을 소거하기 위해 식 (3-23)과 (3-24)를 대입하면 다음과 같이 된다.

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \psi_{dr} - i_{ds} \psi_{qr}) \quad (3-26)$$

$\psi_{qr}=0$ 과 $\psi_{dr}=\psi_r$ 을 대입하면, 유도전동기의 발생 토오크의 수식은 다음과 같이 된다.

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \psi_r \quad (3-27)$$

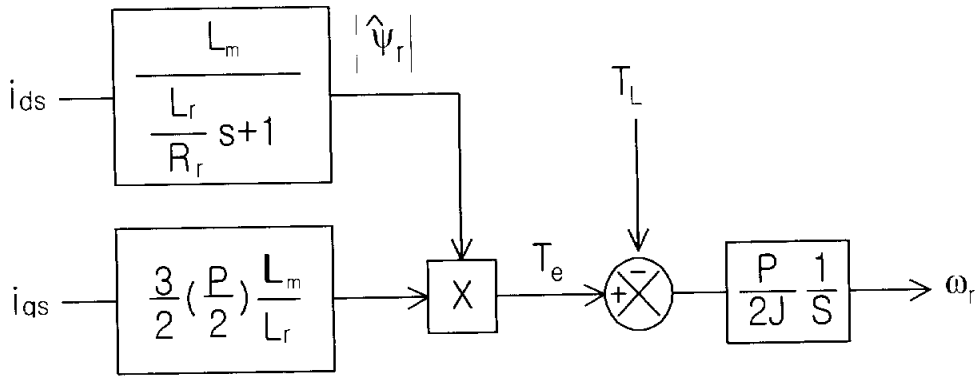


Fig. 3-1 Rotor flux oriented induction motor

또한 회전관성계수 J 와 부하토오크 T_L 를 갖는 기계계의 방정식을 구하면

$$\left(\frac{2}{P} \right) J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L \quad (3-28)$$

위에서 구한 Rotor Flux Oriented Reference Frame 에서의 유도전동기를 기술하는 식을 요약하면 다음과 같다

$$\omega_{sl} = -\frac{L_m}{\phi_r} \left(\frac{R_r}{L_r} \right) i_{qs} \quad (3-29)$$

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = L_m i_{ds} \quad (3-30)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \phi_r \quad (3-31)$$

$$\left(\frac{2}{P} \right) J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L \quad (3-32)$$

위의 식 (3-22)와 (3-27)와 (3-28)을 사용하여 전동기의 모델을 그리면 그림 3-1과 같다.

즉 회전 DQ좌표계의 d축을, ω_e 의 속도로 회전하고 있는 Rotor자속 ϕ_r 에 일치시키므로 의해, 직류전동기와 유사한 유도전동기 모델을 볼 수 있으며, 실제 시스템을 제어하는 경우에 있어서 유도전동기의 Rotor자속 ϕ_r 를 기준으로 하여 고정자전류를 성분별로 구별하여 제어할 수 있으면 직류전동기와 같은 빠른 토오크 응답특성을 얻을 수 있음을 볼 수 있다.

2) 간접 벡터제어

회전자 자속에 회전좌표계의 d축을 일치시키므로 얻은 유도전동기의 특성식은 식(3-21), 식(3-22), 식(3-27)과 같다. 위와 같은 조건에서 작동하고 있는 유도전동기의 벡터도는 그림 3-2과 같으며, 이 벡터도는 실제 간접 벡터제어방식의 원리를 설명하고 있다. d^s - q^s 축은 고정자 위에 고정되어 있지만, d^e - q^e 축은 그림에 나타낸 것처럼 동기속도 ω_e 로 회전하고 있다.

임의의 시점에서 전기축 q^e 는 q^s 축으로 부터 각도 θ_e 만큼 앞서 있으

며, 이 각도 θ_e 는 회전자 위치 θ_r 과 슬립의 각도 θ_{sl} 의 합이고, $\theta_e = \omega_e t$, $\theta_r = \omega_r t$, $\theta_{sl} = \omega_{sl} t$ 이다. 회전자속 ϕ_r 은 그림처럼 d축과 방향이 일치하고 있으며, 고정자전류는 전류 i_{ds} 의 고정자 자속분과 전류 i_{qs} 의 토크분으로 분해되어, 각각 d축과 q축에 방향이 일치하고 있다.

위와 같은 벡터도를 모든시점에서 유지하기위해, 식 (5-21)로부터 θ_{sl} 의 값을 구하고 이값과 회전자 위치 θ_r 를 더하여 회전자 자속위치 θ_e 를 구하고, 이값으로부터 단위벡터를 발생시켜야 한다. 위와 같이 단위벡터를 발생시키는 간접벡터제어 블록 다이어그램은 그림 3-2과 같다.

또한 단위 벡터는 다음과 같이 구 할수 있다. 슬립 ω_{sl} 의 설정값은 식 (3-21)에 의해 전류 i_{qs} 에 관계되며, 이로부터 슬립벡터 $\cos \theta_{sl}$ 과 $\sin \theta_{sl}$ 은 VCO, 카운터, ROM에 기술된 $\sin / \cos$ 테이블을 통해서 ω_{sl} 에서 피드포워드적으로 구할 수 있다. 회전자 위치 벡터 $\cos \theta_r$ 과 $\sin \theta_r$ 은 각도 인코더에서 얻어져, 이것에 슬립 벡터를 더해 다음과 같이 $\cos \theta_e$ 와 $\sin \theta_e$ 의 신호를 얻는다.

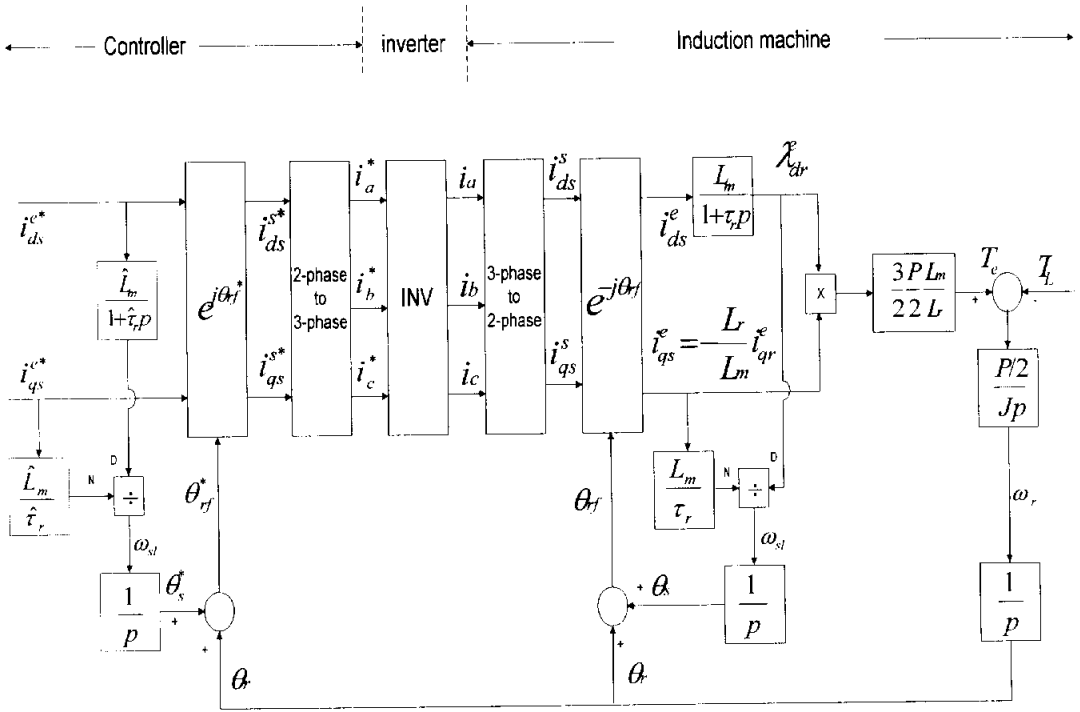


Fig. 3-2 Indirect vector control system

$$\cos \theta_e = \cos(\theta_r + \theta_{sl}) = \cos \theta_r \cos \theta_{sl} - \sin \theta_r \sin \theta_{sl} \quad (3-33)$$

$$\sin \theta_e = \sin(\theta_r + \theta_{sl}) = \sin \theta_r \cos \theta_{sl} - \cos \theta_r \sin \theta_{sl} \quad (3-34)$$

또한 슬립신호와 회전자속도신호를 직접 더한후 이를 VCO, 카운터, sin/cos파형 발생기를 통과시켜 합성해도 된다. 어느 경우는 전동기의 계자는 물리적으로 어느 위치에 있어도 좋으며, θ_r 이 불변일 필요는 없다.

직접 벡터제어에서는 단위 벡터의 합성이 전동기의 단자조건에 의존하

고 있으나, 간접 벡터제어에서는 이 의존성이 없으므로 인버터 출력과 형의 왜곡문제가 벡터제어(vector Control 혹은 Field Orientation)에 영향을 주지 않는다.

3) 간접 벡터제어와 전류제어

실제 벡터제어를 실현하는 방법은 직접 벡터제어와 간접벡터제어로 크게 2가지로 할 수 있다. 직접 벡터제어 방식으로 실현하는 경우 Rotor flux를 Hall device나 coil과 같은 자속 센서를 사용하여 직접 측정하거나 유도전동기의 입력단자 전압, 전류를 측정하고 이들로부터 계산하여 얻어야 한다. 이 경우에 있어서 Hall device나 coil을 사용하는 경우 전동기를 제작하는 과정에서 이들 센서를 전동기 내에 부착하여야 하므로 제작과정상 어려우며, 많은 비용이 들뿐만 아니라, Hall device의 경우 온도 변화에 대해 출력이 변동하므로 정확한 자속을 측정할 수 없다.

또한 유도전동기의 입력단자 전압과 전류를 사용, Rotor자속을 계산하는 경우는 신호에 포함되어 있는 고조파 성분에 의해 많은 계산오차를 지니며 더욱이 낮은 주파수에서는 계산시 사용되는 적분기에 의해 overflow가 발생하는 문제점을 가지고 있다.

위에서 언급한 문제들로 인해 직접 벡터제어는 산업계에서는 널리 쓰이지 않고 있다. 이에 비해 간접벡터제어방식의 경우 그림 5-2 에서처럼 간단한 슬립주파수계산식과 속도신호를 이용하므로 유도전동기의 정수만 정확히 측정하여 사용하면 실제적인 어려움 없이 실현이 가능하므로, 산업계에서 널리 쓰이고 있다. 따라서 본 연구는 간접벡터제어방식을 채택하였으며 그림 3-3과 같이 실현하였다.

그림에서 보는 것처럼 본 벡터제어방식에서 Rotor Flux의 위치를 계산

하기 위해, 슬립주파수계산식으로부터 얻은 슬립주파수를 적분하여 θ_{sl} 를 구하고, Encoder로부터 얻은 전동기속도를 적분하여 θ_r 를 구하였으며, 이를 더하여 Rotor Flux의 위치 $\theta_e = \theta_{sl} + \theta_r$ 를 구하였다. 이 Rotor Flux의 위치를 이용하여 Rotor Flux와 같은 방향의 stator전류 성분, 즉 자속성분전류 i_{ds} 를 검지하여 원하는 Rotor 자속을 제어하는데 사용하며, Rotor Flux와 90° 방향의 stator전류 성분, 즉 토오크성분전류 i_{qs} 를 검지하여, 원하는 토오크제어에 사용하였다.

전동기의 전류를 제어하기 위해 인버터를 제어하는 방식은 성능이 우수한 Synchronous frame regulation방식을 채택하였으며 그림에서처럼 PI제어기를 사용하여, 출력으로 d, q축stator 전압성분 V_{qs}^* , V_{ds}^* 를 발생시키며, 이 값으로부터 인버터 각 pole의 출력전압 V_{as}^* , V_{bs}^* , V_{cs}^* 를 구하고, 이 명령치를 사용하여 인버터를 PWM제어하였다.

위에서 설명한 Basic Vector Control Unit를 사용하여 그림 5-4와 같이 속도제어루프와 위치제어루프를 실현하였다.

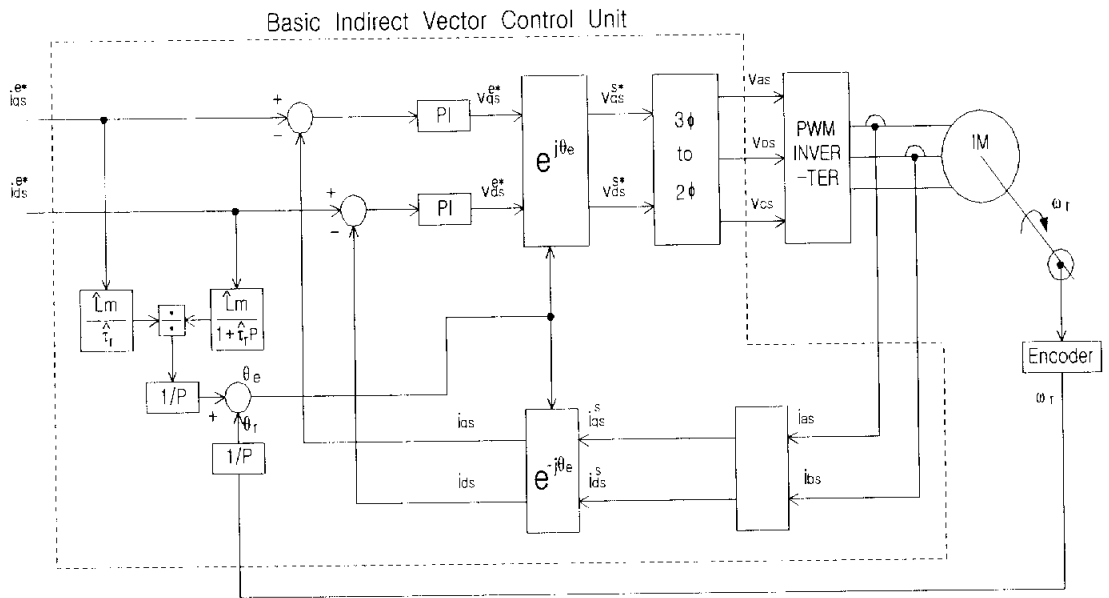


Fig. 3-3 Indirect vector control system and current control loop

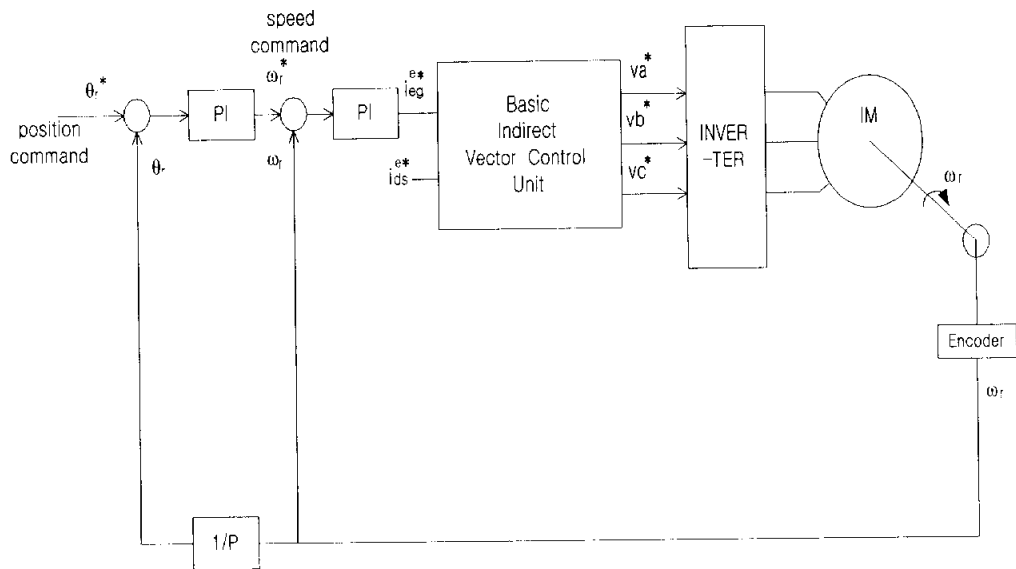


Fig. 3-4 Basic vector control block and speed & position control loop

3-2. 벡터제어기의 소프트웨어 구성

1) 소프트웨어 구조와 타이밍

소프트웨어 구성은 크게 보아 Sample Time에 따라 3개의 레벨, 즉 기본벡터 제어기 연산부(그림 3-8), 속도제어기 및 Flux명령치 연산부(그림 3-9), 모니터부(그림 3-6)로 되어있다. 가장 작은 Sample Time($200\mu\text{sec}$)을 갖는 기본벡터 제어 연산부는 그림 3-4에서의 기본벡터 제어기를 계산하는 레벨로서 이 레벨에서는 벡터제어기 구성에서 핵심인 전류루우프 제어기, 슬립계산, 인버터주파수 계산, $\cos\theta$ 와 $\sin\theta$ 연산, 전압명령치 계산, DC Link 전압측정, PWM Duty 연산, 속도연산 등을 포함하고 있다. 이 레벨의 프로그램의 flow chart는 그림 3-8과 같다. 속도제어기 및 자속명령치 연산부는 1.2msec의 sample time을 갖는 레벨로서, PI제어기로 된 속도제어기연산, 자속명령치 계산을 행하고 있다. 이 부분은 Dynamics가 기본벡터 제어기 연산부보다 느린 Q축 전류명령치 I_{qs} 와 로터자속 ψ_r 을 계산하여 출력하는 레벨이며, 이 레벨의 flow chart는 그림 3-9와 같다. 모니터부는 실행에 있어서 시간적으로 빠른 연산을 필요로 하지 않는 연산 혹은 출력 등을 다루고 있는 레벨로서 시스템 초기화, 기동 정지 시퀀스제어, LED 디스플레이 등을 포함하고 있으며, 이 레벨의 flow chart는 그림 3-6과 같다.

위에서 설명한 레벨의 타이밍 다이어그램을 그리면 그림 3-5과 같으며, 이와 같은 타이밍 다이어그램을 확보하게 하는 제어 프로그램의 flow chart는 그림 3-7과 같다. 이 함수는 200usec마다 발생하는 Timer underflow interrupt에 의해 기동된다.

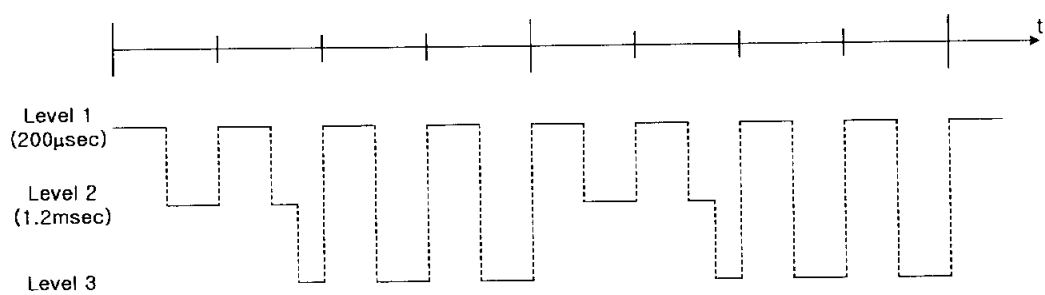


Fig. 3-5 Timing diagram of software

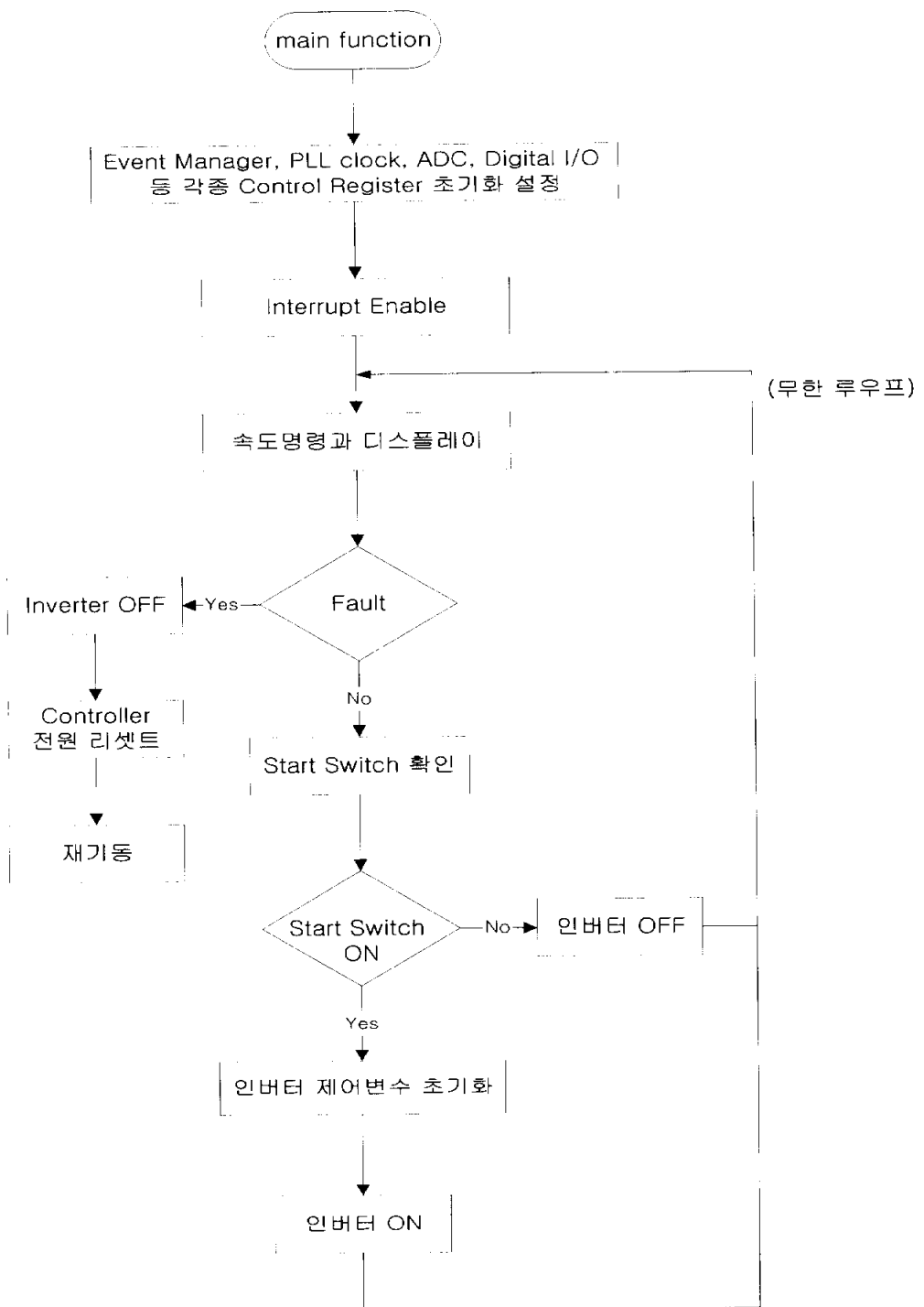


Fig. 3-6 Flow chart of main function

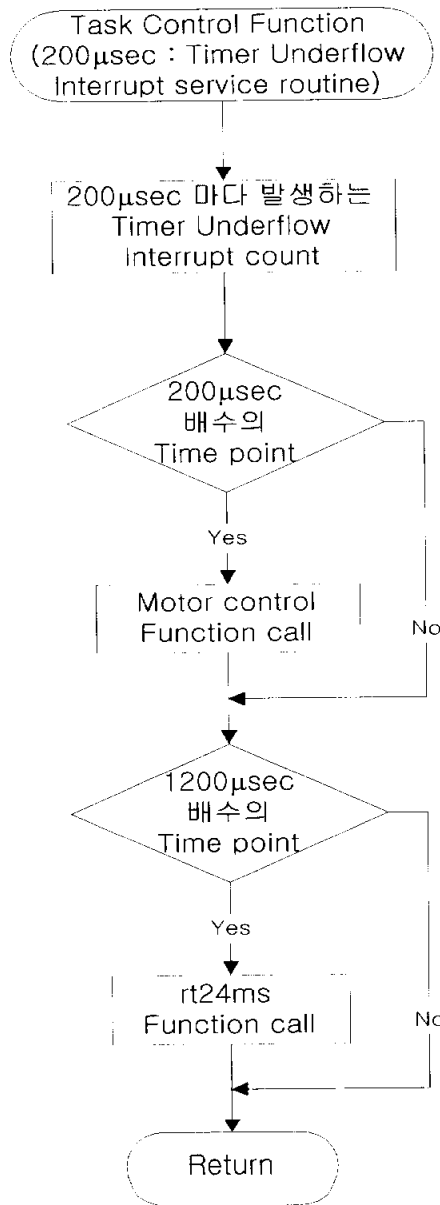


Fig. 3-7 Task control function flow chart

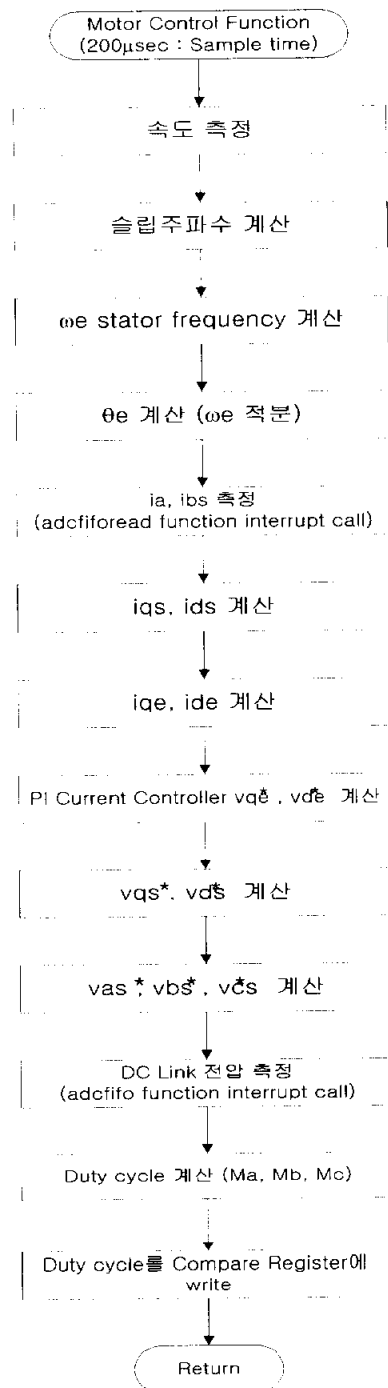


Fig. 3-8 Flow chart of basic vector control block

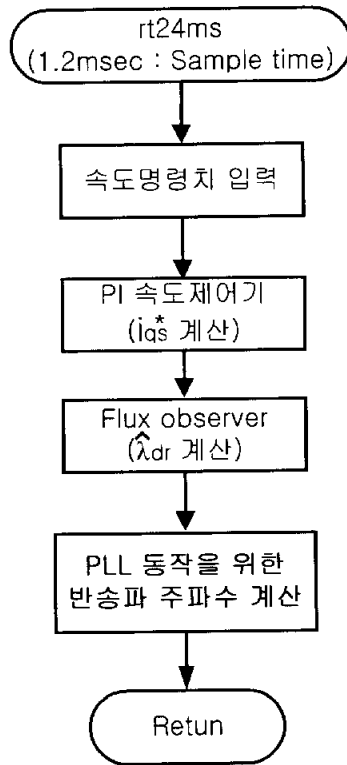


Fig. 3-9 Speed control and flux calculation flow chart

4. 시뮬레이션 결과

제안시스템의 동작을 입증하기 위하여 정격용량 20kw 3상 4극 유도전동기에 대하여 시뮬레이션 소프트웨어 Simpler 4.2를 사용하여 시뮬레이션을 행하였다. 시뮬레이션 조건으로는 인버터 기본주파수 60Hz, 부하토크 40[N.m], 인버터 스위칭주파수 1200Hz, 입력단 DC Link전압 360[V]이다. 그림 4-1(a)에서 시뮬레이션에서의 3상 기준파와 180° 위상차를 갖는 반송파인 삼각파와, 그림 4-1(b)에서 인버터 출력전류 i_{a1} , i_{a2} 를 볼 수 있다.

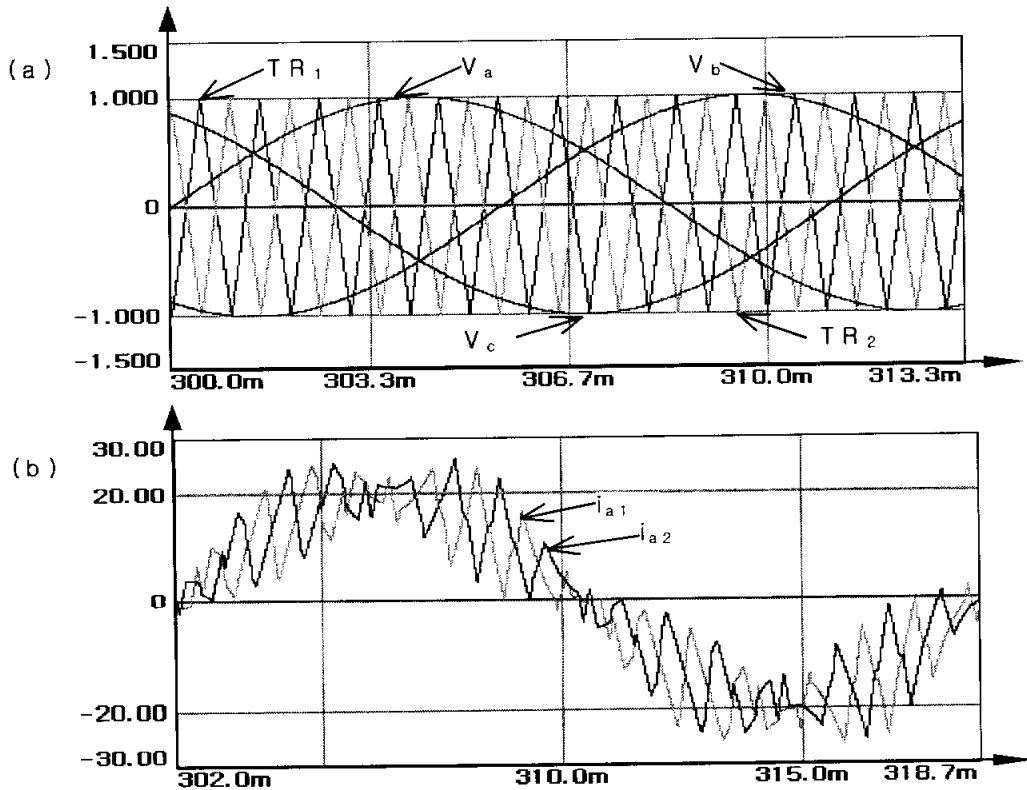


Fig. 4-1 (a)Three-phase reference signals and triangular carrier waves of PWM generator
(b)modular inverter currents i_{a1} , i_{a2}

그림에서처럼 인버터 i_{a1} , i_{a2} 의 리플성분은 위상차 180° 를 지니고 있으며, 이는 제안한 시스템에서 같은 축인 경우와, 혹은 축 연결된 2대의 유도 전동기에서 토오크의 리플 성분을 감소시킬 수 있음을 볼 수 있다.

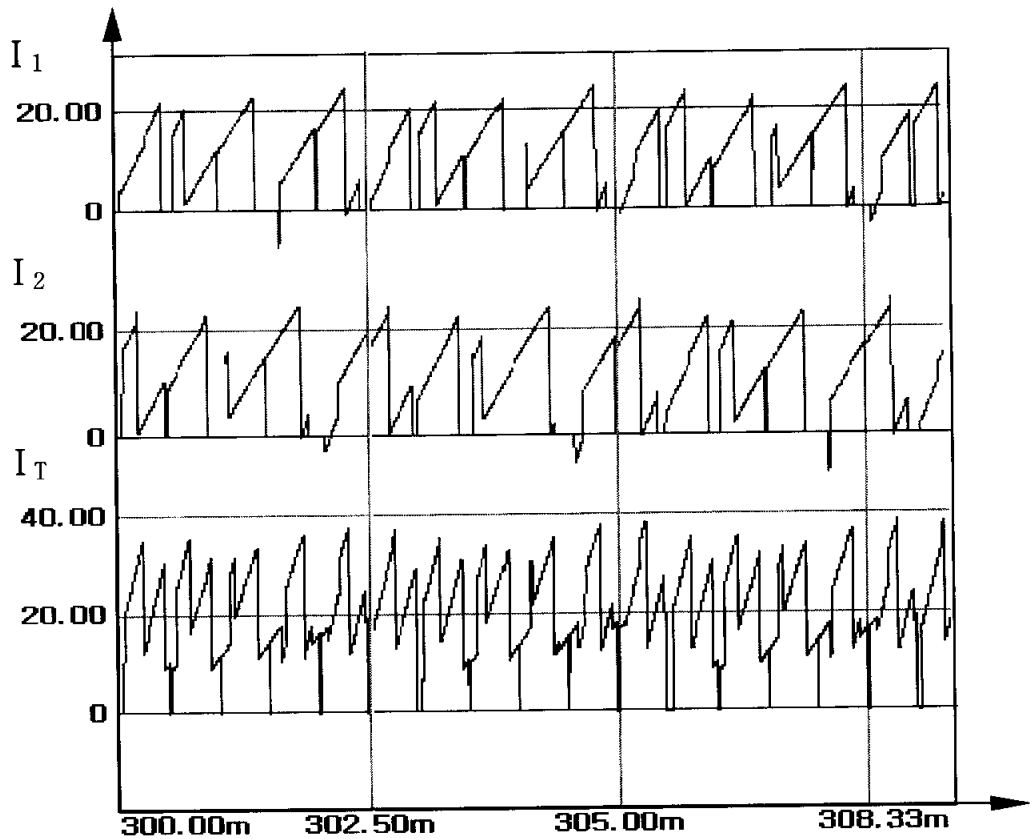


Fig. 4-2. Inverter input currents I_1 , I_2 and superposed DC link current I_T

그림 4-2과 그림 4-3은 인버터 입력전류 I_1 , I_2 와 중첩한 DC Link전류 I_T 와 이들의 고조파 스펙트럼을 보이고 있다. 그림에서처럼 I_1 , I_2 의 고조파 스펙트럼은 기존의 방식에서 인버터 입력전류에 해당하며, 중첩된 DC Link전류의 고조파 스펙트럼은 제안한 시스템의 전류에 해당하며, 또한 이 전류는 DC Link 커패시터에서 공급하는 리플전류성분에 해당한다.

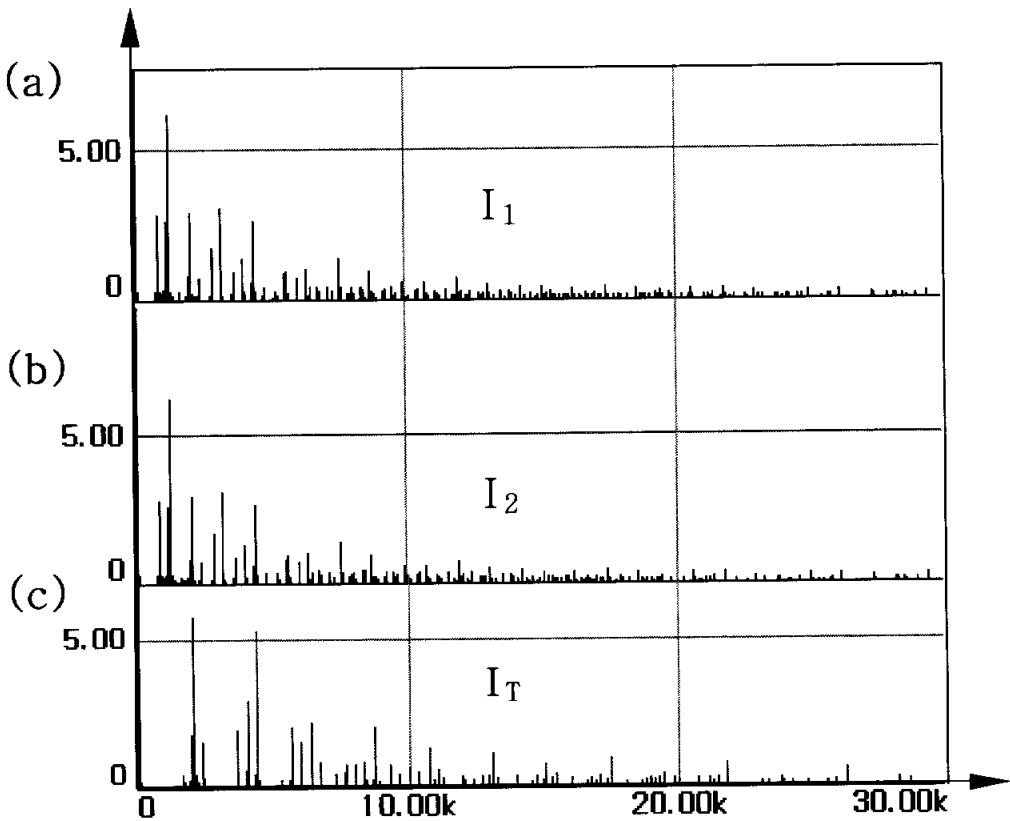


Fig. 4-3 Frequency spectrum of currents I_1 , I_2 , and I_T

따라서 제안한 시스템에서는 DC Link 커패시터의 리플 용량이 1/2정도 감소한 커패시터를 선정할 수 있음을 볼 수 있다. 그림 4-4와 4-5는 각 모듈 전동기에서 발생하는 토오크 T_{e1} , T_{e2} 와 중첩된 합상 토오크 및 이들의 고조파 스펙트럼을 보이고 있다. 그림에서 보는 것처럼 토오크의 맥동성분의 크기 $T_{e, total}$ 가 거의 1/2로 감소하였을 뿐만아니라 주파수도 2배 증가하였음을 볼 수 있다.

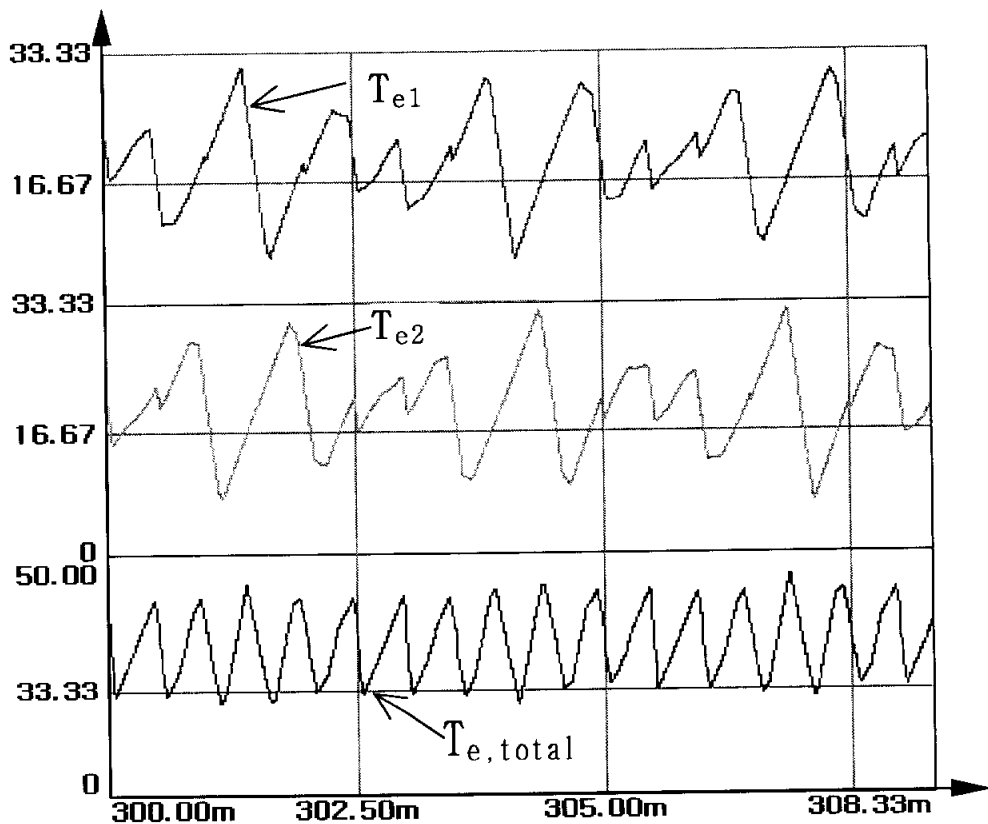


Fig. 4-4 Modular motor torque T_{e1} , T_{e2} and superposed resultant torque $T_{e, total}$

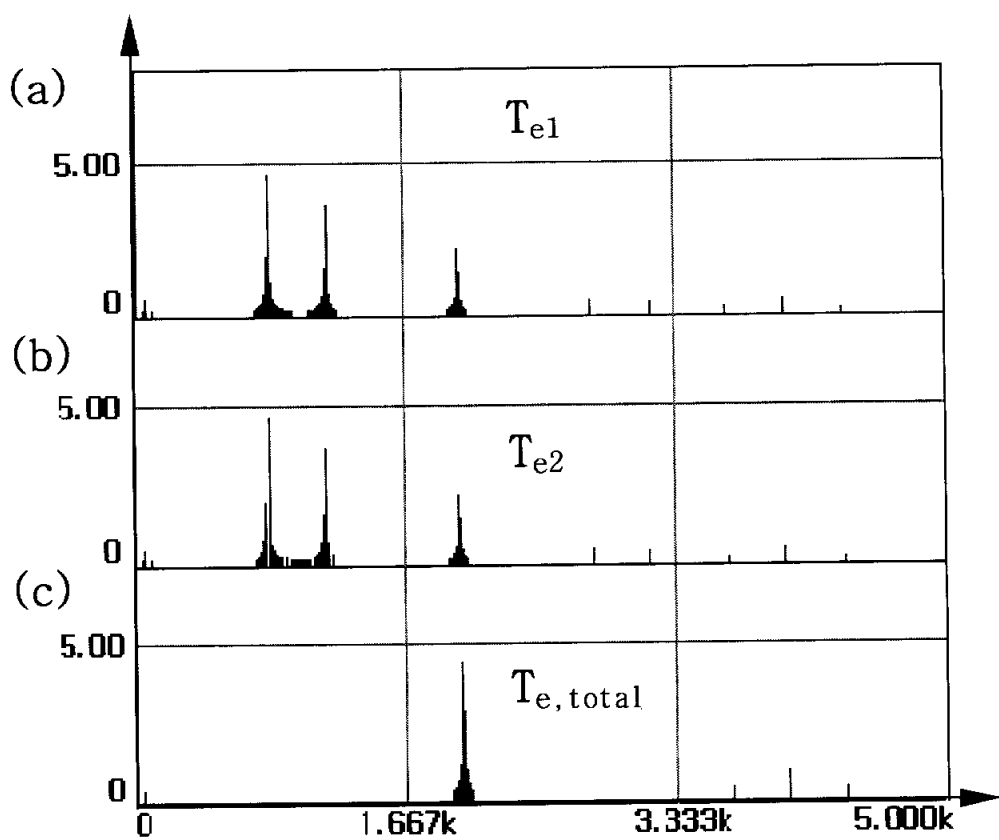


Fig.4-5 Frequency spectrum of torque T_{e1} , T_{e2} , and $T_{e,total}$

5. 실험결과

5-1. 실험용 전력회로

그림 5-1은 실험용 전력회로로서 입력단 3상 전원을 다이오드 정류기를 통하여 DC전원을 인버터에 공급하고 있다. 부하로 연결된 유도전동기는 고정자 권선연결을 그림과 같이 하여 2개의 모듈로서 각각 제어할 수 있도록 하였다. 각 인버터는 각 제어보드로부터 구동드라이브에 게이트 신호를 받고 있다. 전동기 속도 검출과 속도 지령을 위해서 엔코더를 사용하여 그 값을 모니터링하며 각 제어보드에서 명령치를 수렴하도록 하였다.

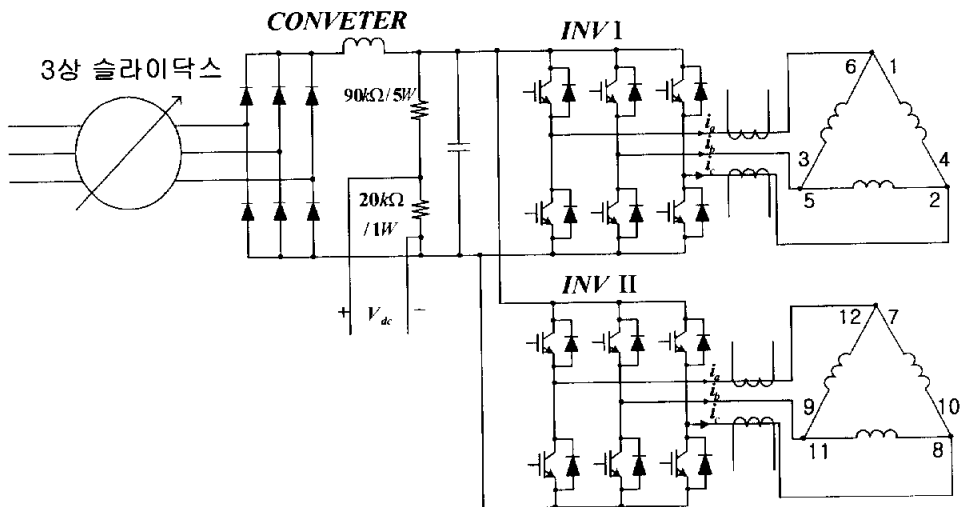


Fig. 5-1 Configuration of power circuit

5-2. 인버터 제어기의 하드웨어 구성

1) 제어보드의 전체 구성

전체 제어부의 연결상태는 그림 5-2에서처럼 모듈타입의 인버터의 병렬연결과 각 콘트롤러는 Communication Board의 RS-485 통신을 통해 PC와 연결되어 있다. 이를 통해 PC에서는 각 신호의 값을 모니터링하고 시스템의 시작과 정지 명령뿐만 아니라, 고장메시지와 각종 신호의 실제 값을 전달하고 있다.

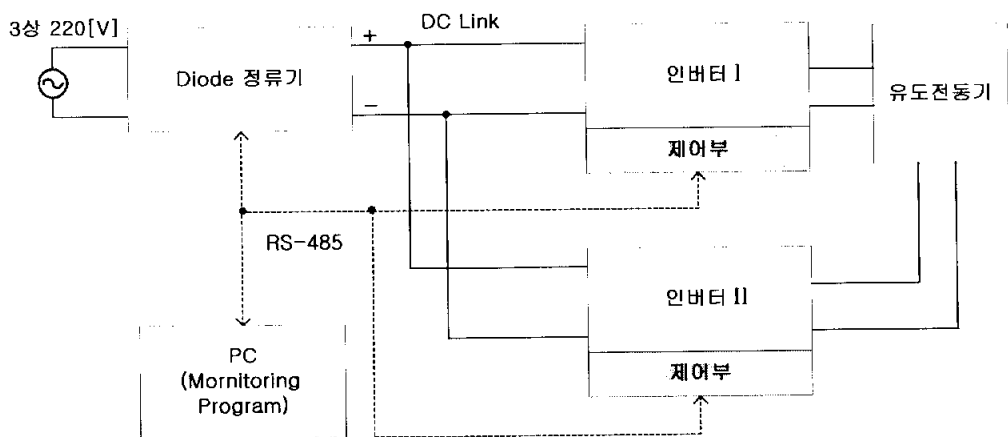


Fig. 5-2 Module type inverter

그림 5-3은 각 신호의 전달을 나타내는 블록도이다. 독립된 통신보드를 사용함으로써 각 인버터 제어보드로의 개별적인 제어가 가능하도록 하였다. 각 제어보드와 통신보드 사이에는 CAN 통신을 이용하여 정보를 주고 받을 수 있다. 통신 보드와 연결된 RS-485 통신은 PC와 연결되어 있으며 PC 상에서는 비주얼 프로그램을 이용하여 시스템을 모니터링 할 수 있도록 하였다.

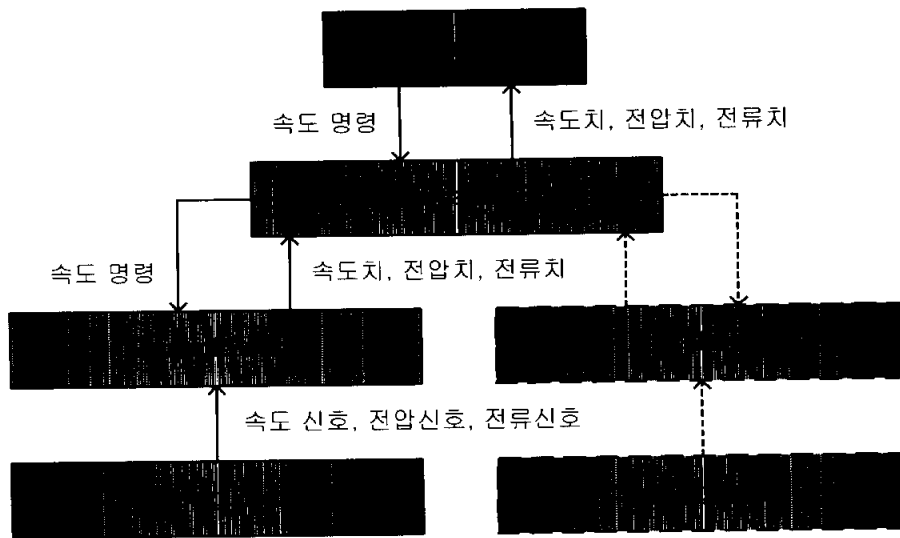


Fig. 5-3 Control circuit block diagram

제어부는 DSP (TMS320F241)을 중심으로 그림 5-4와 같이 구성되었다. TMS320F241은 microcontroller 형식의 DSP 칩으로 그림 5-5에서 보이는 것처럼 제어부에 필요한 대부분의 기능을 칩 내부에 포함하고 있어 매우 간단하게 제어기를 구성할 수 있다. 표 1은 본 논문에서 사용하고 있는 TMS320F241의 기능을 보이고 있다.

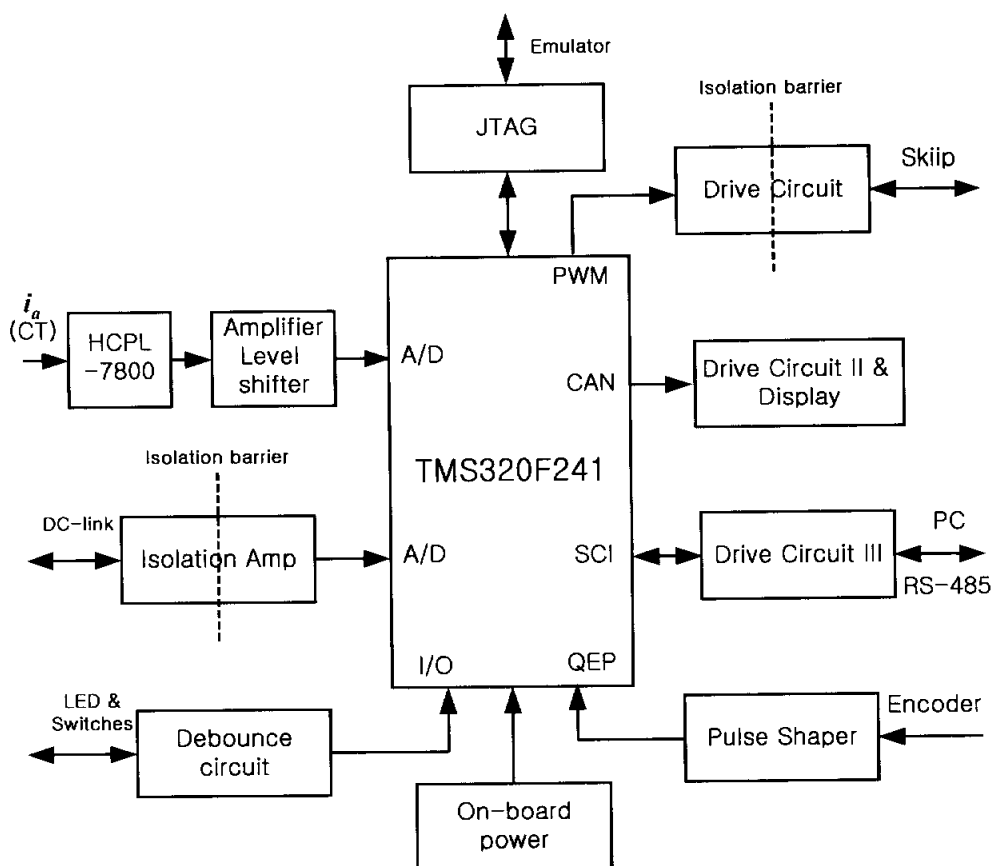


Fig. 5-4 DSP based digital controller

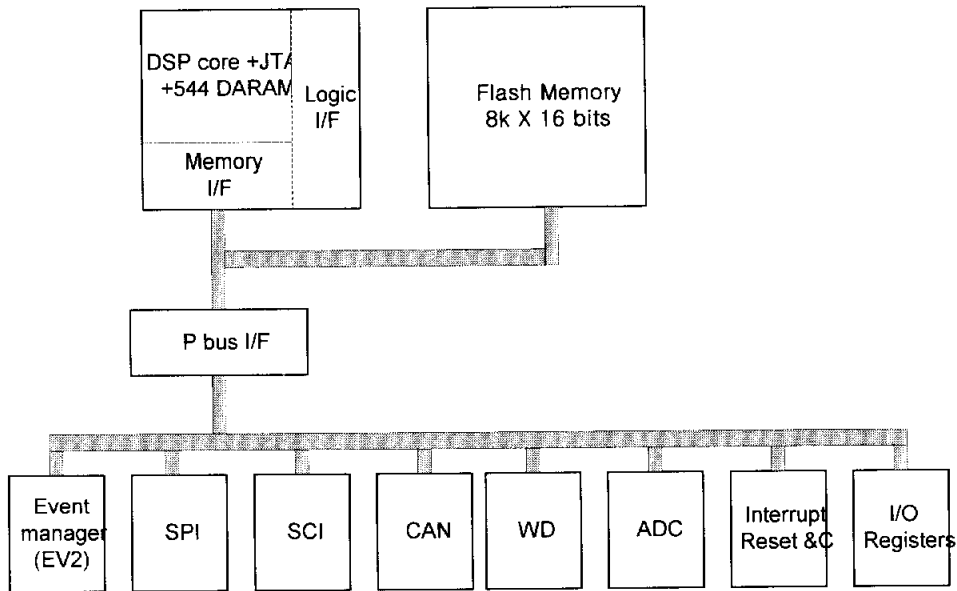


Fig. 5-5 Configuration of the digital controller

TMS320F241은 32-bit 연산의 고정 소수점 방식의 연산을 하며 20 MIPS의 연산속도를 프로그램을 실행하고 있다. A/D 컨버터로는 10-bit 8채널의 A/D 컨버터(A/D converter)를 가지고 있으며, 인버터 출력전류 (Ia, Ic), DC Link 전압 (Vdc)를 A/D 변환에 사용하고 있으며 디지털로 변환된 값은 DSP내에서 제어 알고리즘 연산에 사용된다. 위에서 언급한 Analog 신호는 잡음 대책으로 입력단에 삽입되어 있는 절연 증폭기 (Isolation Amplifier HCPL-7800, AD202)를 통과하여 A/D 컨버터에 입력 되고 있다.

Digital I/O로는 4개의 포트를 갖고 있으며, 스위치와 LED를 위해 사용되고 있다. AC/DC 컨버터와 DC/DC 컨버터를 제어하기 위한 PWM 신호는 DSP내에 내장되어 있는 PWM 발생기에 의해 만들어지며, 이

PWM 신호는 Photocoupler를 통해 gate driver를 구동하는 신호로 사용된다.

DSP core에는 IEEE1149.1 규격의 JTAG(Joint Test Action Group) 신호 핀들이 있어 JTAG로 scan-based emulator와 통신을 하여 프로그램 개발이 용이하도록 되어 있다. SCI(Serial Communication Interface)는 상위에 있는 시스템 제어 프로그램(Display Board)과의 통신채널로 쓰이고 있다. SCI 입/출력 신호는 잡음대책과 RS485 통신을 위해 Isolated RS-485 칩을 통과하도록 설계되어 있다.

Table 1. DSP controller(TMS320F241) spec

	기 능	사 양	용 도	비 고
Memory	DARAM	544×16bits	데이터 메모리	
	Flash	8K×16 bits	주 프로그램	
Analog I/O	A/D channel	10bits, 8 ch.	인버터 출력전류 (Ia, Ic)	
			DC Link 전압 (Vdc)	
Digital I/O	PWM	6 channels	Gate drive 출력	
	SCI	1 ch.(2 lines)	Sequence control, 외부 통신(RS485)	
	CAN	1ch.(2 lines)	내부 연산 결과 출력	
	Parallel digital I/O	4 ports	switch, LED	
Emulator Port	JTAG	7 pins	Emulator에 연결	

위에서 설명한 것처럼 제어부의 핵심인 DSP로 입출력되는 모든 신호는 그림 5-4에서 보는 것처럼 절연증폭기(HCPL-7800, AD202), Photocoupler(PC817, TLP250), Isolated Communication chip(MAX 1480A)통해 전기적으로 절연되어 있으며 이를 통해 제어보드가 현장에서 주변 잡음에 대해 충분한 Noise Margin을 갖도록 설계되어 있다.

2) 제어보드의 상세 회로

(a) JTAG 단자

TMS320F241은 보드 상에 준비된 JTAG용 핀을 통해서 scan-based 에뮬레이터로 연결된다. TMS320F41은 이와 같은 간단한 접속만으로 에뮬레이션을 할 수 있다. JTAG가 준비되어 있는 소자에서는 칩을 보드에 서 제거하지 않고 실장된 상태로 소프트웨어를 업그레이드할 수 있는 장점이 있다. 그림 5-6은 JTAG용 단자를 나타낸다.

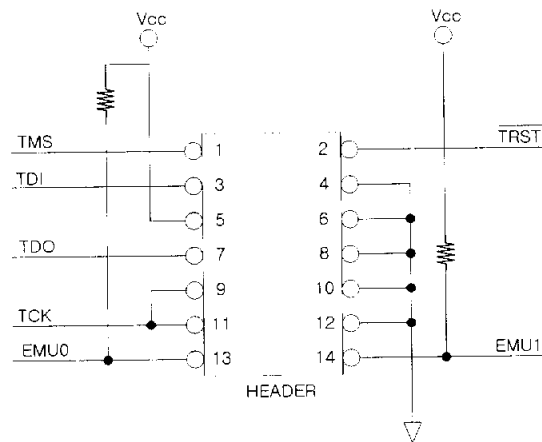


Fig. 5-6 JTAG connector

(b) PLL(Phase Locked Loop)회로

그림 5-7은 게이트 신호전달시 각 보드와 통신보드사이의 위상을 맞추어 주는 역할을 하는 PLL 회로이다. 통신보드에서 하나의 제어보드에는 기준위상을 지령하고 다른 제어보드에는 그 신호를 반전시켜주어 두 개

의 제어보드 사이의 위상차는 항상 180° 만큼 유지하도록 한다.

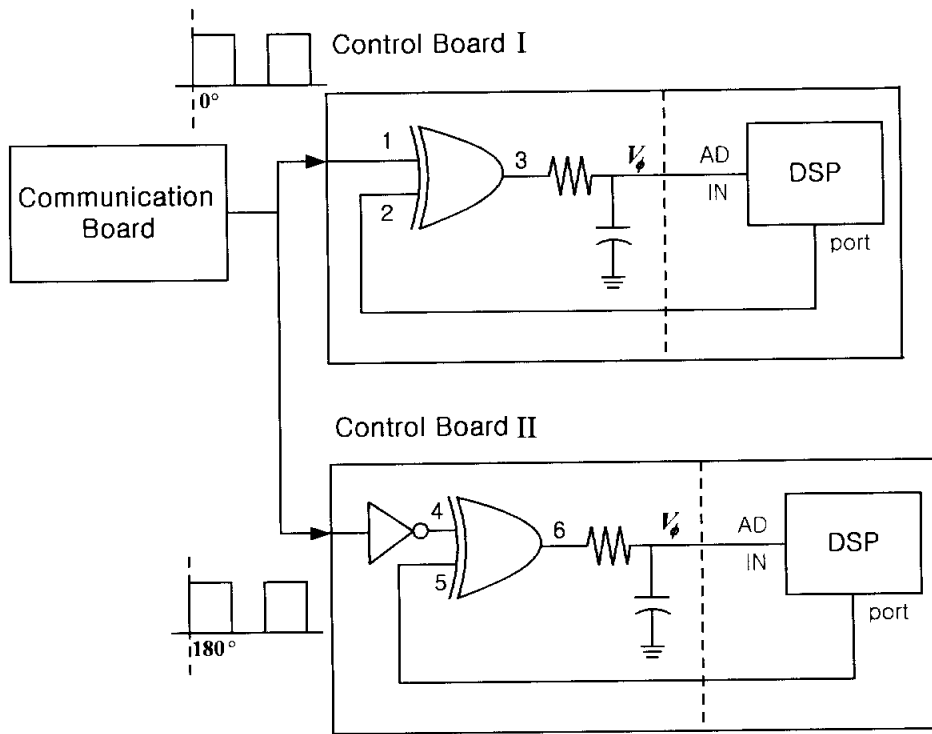
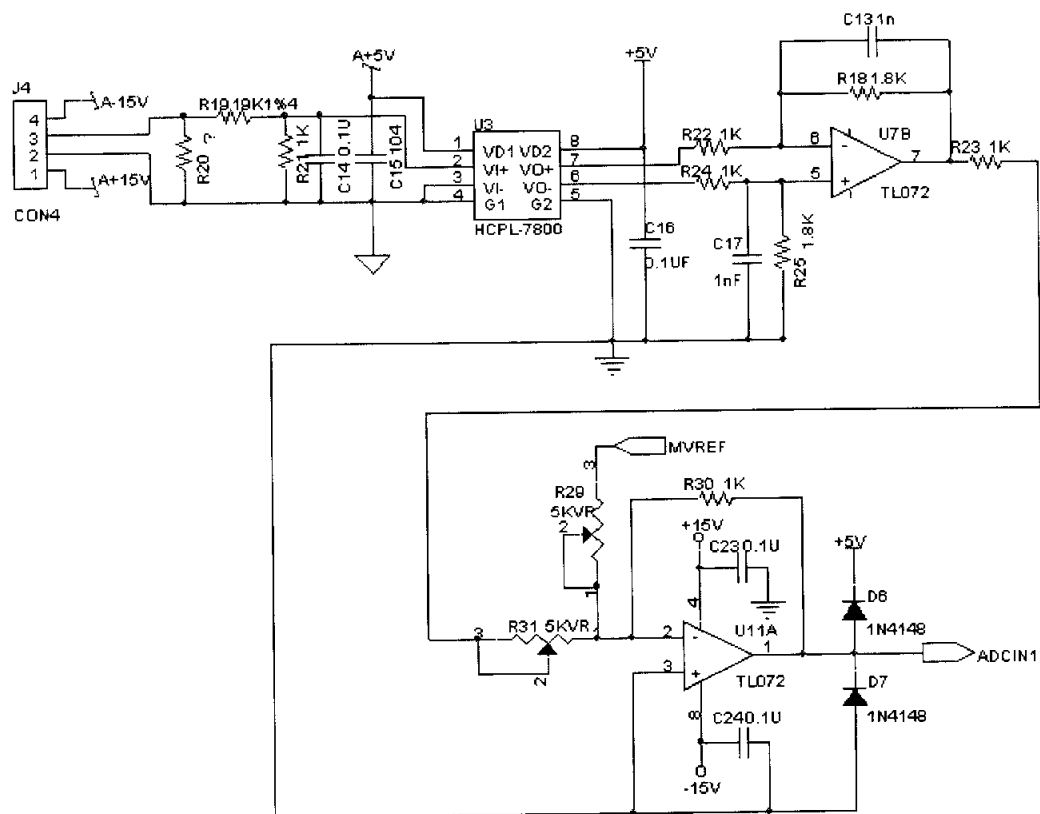


Fig. 5-7 PLL circuit

(c) 인버터 출력전류(i_a) 측정회로

그림 5-8 처럼 입력전원 전류는 CT를 통해 검지된 이후 DSP보드에 연결된다. 또한 이 입력전원은 잡음대책으로 삽입된 절연증폭기를 통해 전기적으로 전원부와 이중으로 절연되어, 차동증폭기에 입력된다. 차동증폭기의 출력신호는 마지막 단의 Level shifting 증폭기를 통해 직류전압으로 만들어진 후 DSP의 A/D 컨버터의 입력단에 연결된다.



(d) DC Link 전압(V_{dc}) 측정회로

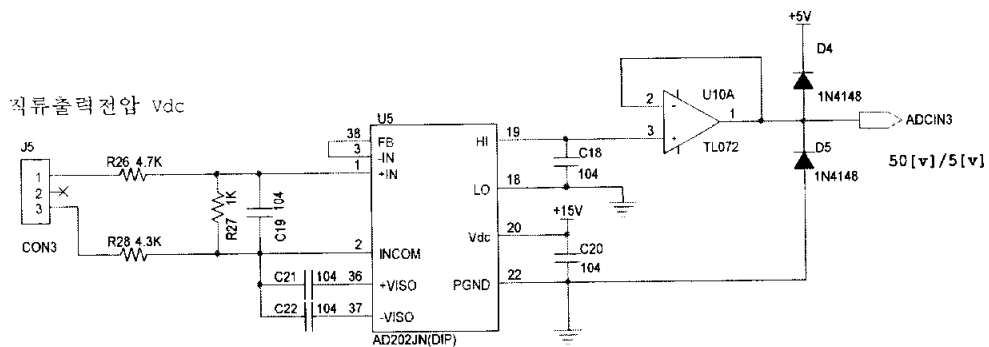


Fig. 5-9 DC link voltage(V_{dc}) detection circuit

(e) 전동기 속도 검지회로

그림 5-10은 엔코더에서 나오는 전동기 속도를 Photocoupler(6N137)을 통하여 DSP의 QEP(quadrature encoder pulse)입력단에 연결된다.

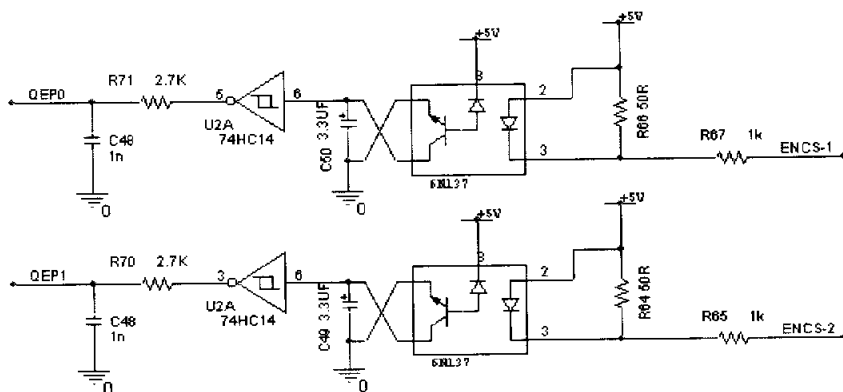


Fig. 5-10 Speed detection circuit

(f) Relay 구동회로

그림 5-11 에서처럼 DSP의 Digital Output 신호는 Photocoupler를 통해 Relay의 조작회로의 전류를 제어하여, 릴레이의 접점을 ON/OFF 제어하고 있다.

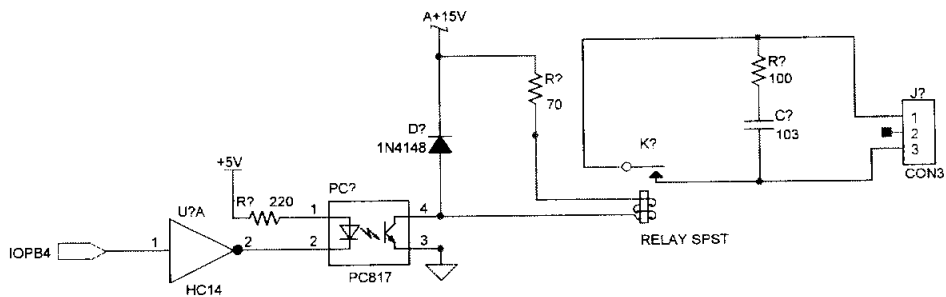


Fig. 5-11 Relay drive circuit

(g) Digital Input 회로

그림 5-12 에서 보는 것처럼 Photocoupler를 통해 Digital Input Signal을 DSP로 입력하고 있다.

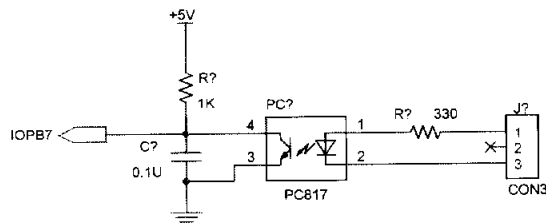


Fig. 5-12 Digital input circuit

(h) RS-485 구동회로

그림 5-13 은 외부의 모니터 프로그램과의 통신을 위하여 준비된 RS-485 구동회로로 TMS320F241에 준비된 Rx, Tx 단자의 신호를

RS-485 버스에 적합한 신호로 변환하고 있다. 또한 RS-485 버스의 데이터의 전송방향을 제어하기 위해 TMS320F241 I/O 포트의 IOPA2 핀을 사용하여 제어하고 있다. 1차측과 2차측이 전기적으로 절연된 MAX1480A 칩을 구동소자로 사용하고 있으며, 전원은 5[V]를 사용하고 있다.

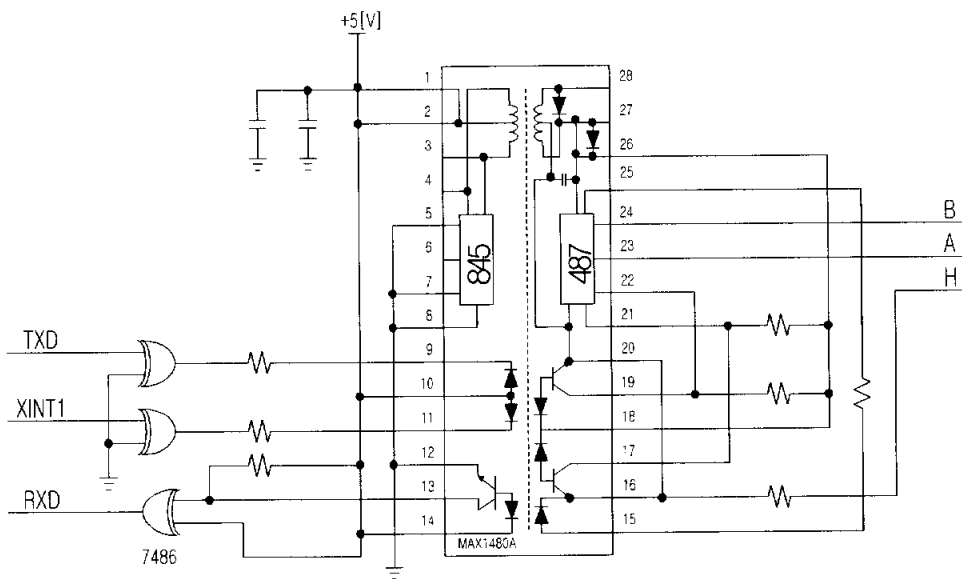


Fig. 5-13 RS-485 drive circuit

(i) CAN 구동회로

그림 5-14는 제어기 내의 보드간의 데이터 통신을 위하여 준비된 CAN 구동회로로써, TMS320F241에서의 단자 CANTX와 CANRX의 신호를 사용하여, CAN Bus에 적합한 신호로 변환하고 있다.

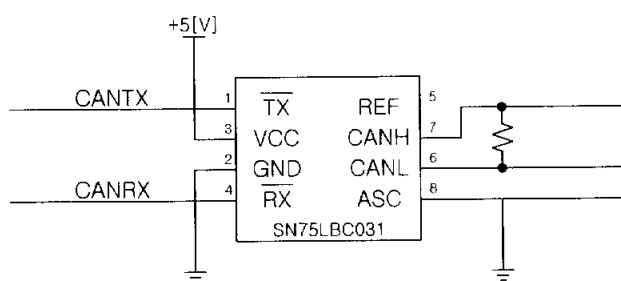


Fig. 5-14 CAN bus drive circuit

5-3. 실험환경과 결과파형

1) 실험환경

그림 5-15는 4장의 PCB 보드로 구성된 콘트롤러를 나타내는 사진이다. 맨 위층에 위치한 보드는 통신보드로서 속도 명령치를 지령해주며 각 신호의 값을 PC와 RS485통신하여 모니터링할 수 있도록한다. 아래층의 두 장의 보드는 제어보드로서 각각 인버터 I 과 인버터 II를 제어한다. 제어보드의 오른쪽에 보이는 6줄의 케이블은 앞에서 설명한 광케이블로서 DSP에서 내어주는 PWM 신호를 인버터 구동 드라이브에 보내어준다. 맨 아래층에 있는 인터페이스 보드는 인버터 출력전류와 컨버터부에서 내어주는 DC link 전압을 받아서 절연소자를 통하여 DSP의 AD부에 값을 보낸다.

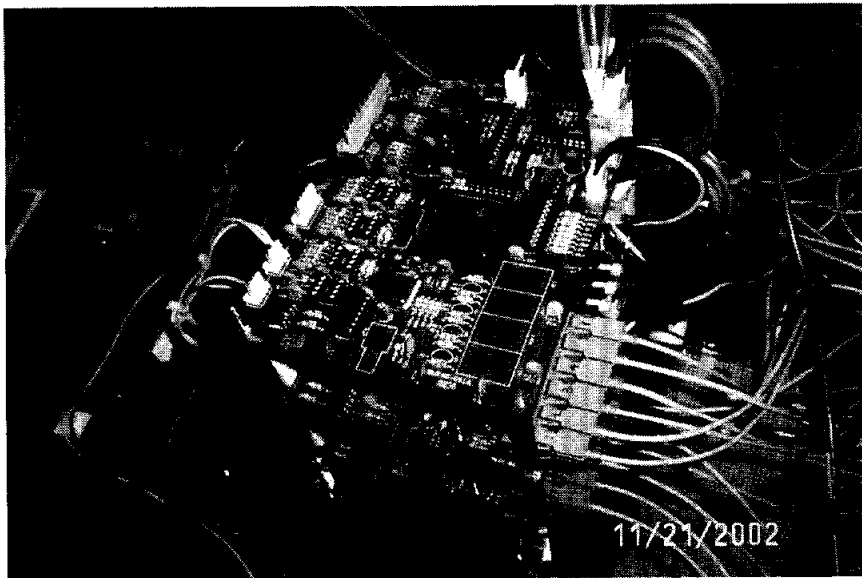


Fig. 5-15 Picture of controller part

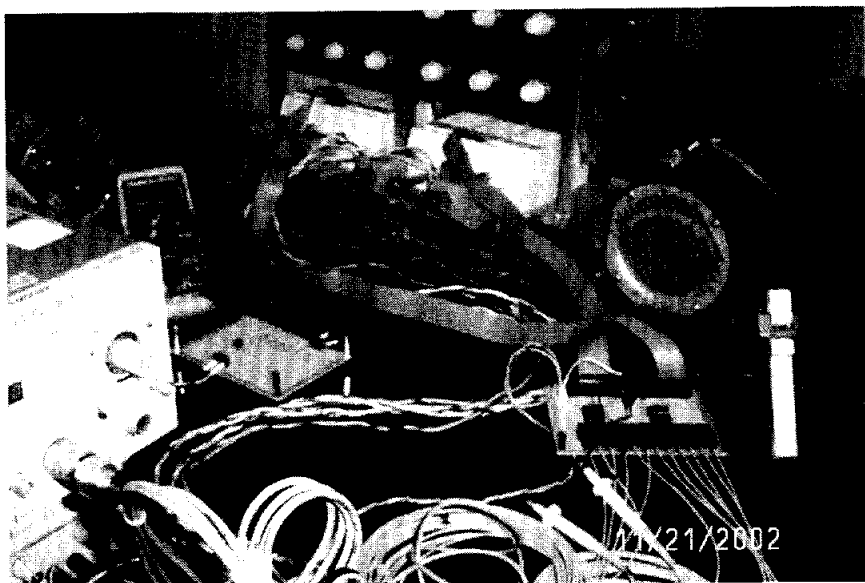


Fig. 5-16 Picture of inverter part(for IGBT stack)

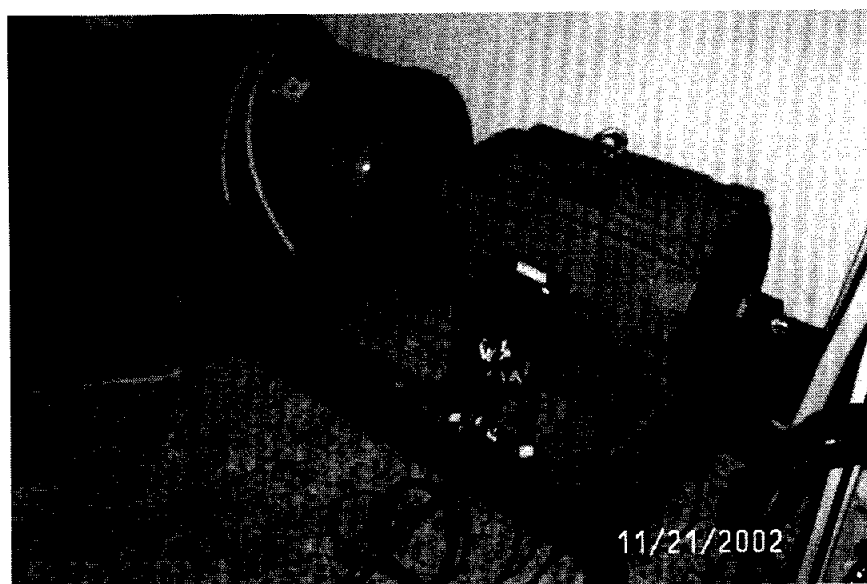


Fig. 5-17 Picture of induction motor

그림 5-16은 인버터부를 이루고 있는 IGBT 스택을 보여주고 있다. 제어보드에서 내어주는 신호를 받아서 인버터 동작을 한다. 그림 5-17은 실험에 사용된 유도전동기를 보여주고 있다. 전동기의 용량은 18.5kW 이며, 밖에 나와있는 고정자 권선을 이용하여 두 개의 3상 모듈로 Δ 결선하였다.

2) 실험결과 파형

그림 5-18은 인버터 I 과 II 의 a상 전류로서 두 파형이 모두 안정되며 동상을 이루고 있음을 보여주고 있다.

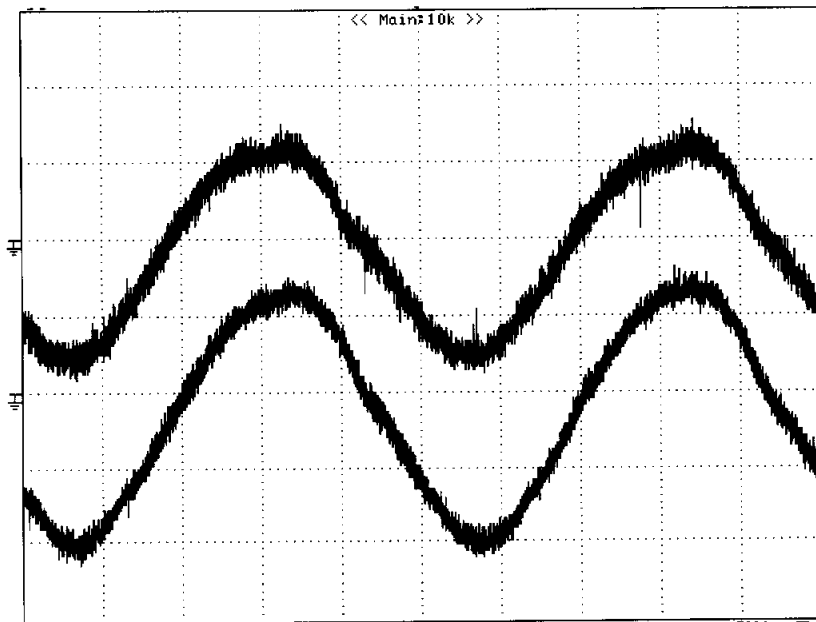


Fig. 5-18 Waveform of inverter I_{ia} and inverter II_{ia}

6. 결론

본 논문에서는 고압 대전력 3상 유도전동기의 고정자 권선을 이용한 전압원 인버터의 병렬운전 방식을 제안한다. 대전력 유도전동기를 고정자 권선을 이용하여 복수 개의 전압원 인버터를 병렬 운전하여 구동하므로 인해, 특정 인버터의 고장발생 시 비록 구동 토오크는 감소될지라도, 나머지 인버터로 시스템을 계속 구동할 수 있어 시스템의 고장대처능력을 향상시킬 수 있다. 또한 병렬 운전되고 있는 각 인버터의 PWM스위칭 동작에 있어서 PWM 반송파사이에 서로 위상 차를 갖게 함으로서, 등가 스위칭 주파수를 증가시켜 출력 토오크 리플 감소와 입력 전류 리플 감소, DC Link 커패시터의 크기 감소와 같은 좋은 특성을 얻을 수 있다. 또한 각 인버터로의 전력의 분산에 의해 시스템에서 발생하는 EMI영향을 감소시킬 수 있다. 본 논문에서는 제안한 방식을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 특성을 증명하였다. 또한 현재 시뮬레이션 결과를 토대로 실험을 진행하였다. 실험 진행과정은 현재 PCB보드를 사용하여 통신보드와 각각의 인버터를 제어하는 컨트롤보드 2장과 인터페이스 보드로 구성하여 IGBT 스택을 구동하고 있다. 제어로는 간접벡터제어를 사용하며 컨트롤러에 사용하는 프로세서로는 DSP(TMS320F241)칩을 사용하여 프로그램을 구동하고 있다.

참 고 문 헌

- [1] "Adjustable speed drives-Application guide, "Electric Power Research Institute, Palo Alto, CA, Rep. TR101140, 1992.
- [2] R. A. Hanna and S. Prabhu, "Medium voltage adjustable speed drives-Users' and manufacturers' experiences," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 33, pp. 1407-1415, Nov./Dec. 1997
- [3] E. A. Klingshirn, "High phase order induction motors, Part II-Experimental results, "IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-102, pp. 54-59, Jan. 1983.
- [4] M. A. Abbas et al., "Six-phase voltage source inverter driven induction motor, "IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-20, pp. 1251-1259, Sept./Oct. 1984.
- [5] T. M. Jahns, "Improved reliability in solid-state ac drives by means of multiple independent phase-drive units, "IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-16, pp. 321-331, May/June 1980.
- [6] E. Cengelci, P.N. Enjeti and J. W. Gray, "A New Modular Motor-Modular Inverter Concept for Medium-Voltage Adjustable-Speed-Drive Systems," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-36, No.3, pp. 786-796, May/June 2000.
- [7] Switching Power Devices Data book, SEMIKRON '99 B7-45.

감사의 글

지난 2년간 저는 몸체가 자란 것은 아니지만 아주 깊은 것을 알아가고 있었습니다. 이 울타리를 나서기 전에 좀 더 단단해져야함을 그리고 더욱 내실을 다져야함을 알게 해준 시간들이었습니다. 저에게 이러한 깨달음을 얻게 해주신 많은 분들의 도움과 지도속에 이 논문이 완성될 수 있었기에 감사의 글을 올립니다.

2년간 너무나 부족했던 저를 끝까지 한결같은 자상함으로 지켜봐주시고 지도해주신 김인동 교수님께 진심으로 깊은 감사드립니다. 또한 저에게 어려움이 있을 때마다 조언해주시고 용기를 주신 노의철 교수님께도 깊은 감사드립니다. 그리고 논문의 심사를 맡아주시고 논문에 도움이 되도록 적극 지원해주신 장운석 교수님과 논문의 바탕이 될 수 있는 가르침을 주신 전기공학과 모든 교수님들께 고개숙여 감사드립니다.

연구실에 들어온지 얼마안된 저에게 연구실 생활에 대해 알려주시고 잘 적응할 수 있도록 배려해주신 성현제 선배님과 이민수 선배님께 감사드립니다. 실험하는동안 회사에 다니시면서 자주 찾아와서 격려해주신 연구실 1회 졸업생이신 권영원 선배님께 감사드립니다. 그리고 연구실 생활에 1년여를 함께 보내며 저의 생활을 지켜봐주시고 여러가지 배려를 아끼지 않으신 강성관 선배님과 저와 함께 대학원을 입학하여 동기이면서 후배가 되는 저를 물심양면으로 도와주시고 조언해주신 문상호 선배님, 그리고 지금 청와대에서 근무하고 계신 정용후 선배님께도 감사드립니다. 또한 논문 마무리 작업에 도움을 주신 이번에 2년차가 되시는 안종수 선배님과 새로 입학하는 이기수 선배님과 김중원 선배님께 감사드립니다. 그리고 연구실에서 활력이 되어준 학부동기인 박미선, 이병철 그리고 한 학년 선배가 되시는 유병철선배님께 고마움의 뜻을 전합니다.

힘들고 지칠 때 늘 제곁에서 따뜻하게 위로해주고 용기를 주며 ‘아낌없이 주는 나무’가 되어준 윤성욱에게 고마움을 전합니다.

늘 친근한 웃음으로 맞아주는 친구 황수진, 차민지에게도 고마움을 전합니다.

끝으로 지금껏 저에게 양분이 되어주시고 늘 한결같은 마음으로 믿어주시고 지켜봐주신 부모님과 멀리 대전에서 격려를 아끼지 않으신 이모님들께 미흡한 이 논문을 바칩니다.