

크레인용 유도전동기의 벡터제어 시스템 개발

전태원 · 최명규 · 정태동* · 장국현*
전기공학과

<요 약>

지금까지 크레인의 Hoist 및 Trolley 구동용으로 직류전동기를 사용하여 왔으나, 현재 벡터제어 유도전동기로 점차 대체되고 있다. 따라서 본 연구에서는 이 크레인 구동용으로 적합한 유도전동기의 벡터제어 시스템을 제안한다. 유도전동기의 간접 벡터제어 루우프 및 전류제어 기법을 제시하고, 또한 정확하고 신속하게 컨테이너의 속도 및 위치를 제어하기 위한 여러 제어기법을 기술하고 실제 실험을 통하여 그 효과를 확인하였다.

Development of Vector Control System of Induction Motor for Crane Drive

Tae-Won Chun · Meong-Kyu Choi · Tae-Dong Chung*
Kun-Heon Chang*
Dept. of Electrical Engineering

<Abstract>

The dc motor speed control systems have been used to drive the hoist and trolley of container crane, and however because of inherent demerits of dc motor, recently the vector controlled induction drive systems have replaced the dc motor speed drive systems as crane drive. In this paper the vector control system of induction is suggested, which is proper for the crane drive. The indirect vector control loop and current control method are suggested, and several control strategies are

* 현대중공업 전계장 설계2부

proposed in order to control accurately and fastly the velocity and position of container. Through experminets, the good performance of proposed system is verified

I. 서론

크레인을 사용하여 컨테이너를 선박과 항만에 얼마나 신속히 그리고 정확하게 선적 또는 하역을 하는 것에 따라 크레인의 성능이 좌우된다. 이 컨테이너의 선적 및 하역시간을 줄이기 위하여 컨테이너를 이동시키는 Hoist와 Trolley의 가속 및 감속시간을 감소시키면서 또한 주어진 위치에 정확하게 이동시켜야 한다. 따라서 Hoist와 Trolley의 성능을 향상시키기 위하여, 이것을 구동하는 전동기를 우수한 속응성을 가지면서, 동시에 정밀한 속도 및 토크를 제어하는 것이 반드시 필요하다.

현재까지는 크레인에서 사용되는 Hoist 및 Trolley의 속도 및 토크 제어를 위하여 Dual Controlled Rectifier의 전력회로에 직류전동기를 사용하고 있다. 이 직류전동기는 속도제어가 쉽고 속응성이 우수하다는 장점이 있으나 다음과 같은 문제점이 있다. 먼저 이 직류전동기의 정류자 및 브러쉬는 정기적으로 보수 및 교체가 필요하며, 유도전동기에 비해 고가에 중량, 부피, 관성이 크다는 단점이 있다. 또한 Controlled Rectifier로 직류전동기의 전압제어시 50Hz 또는 60Hz의 한주기 동안 6번만 제어할 수 있으므로, 제어신호가 입력되어 직류전동기의 전압을 제어하기까지 최대 4msec의 시간지연이 존재하여 속도제어 능력을 저하시키는 문제점이 있다. [1-3]

이에 대하여 유도전동기는 유지보수가 전혀 필요없으며, 직류전동기에 비해 가격이 싸고, 중량, 부피, 관성이 작으며 효율이 높다는 장점이 있다. 그러나 속도제어가 복잡하고 기동특성 및 속응성이 직류전동기보다 다소 떨어진다는 단점이 존재하였다. 그러나 최근에는 우수한 전력용 반도체 소자와 고속의 제어용 프로세서가 계속 개발됨에 따라, 전류제어형 PWM인버터에 유도전동기의 회전자 자속과 고정자 토크분 전류를 분리 제어하는 벡터제어 (Vector control)를 수행할 경우, 직류전동기보다 더 우수한 속도 및 토크특성을 낼 수 있다.

따라서 본 연구에서는 이 크레인 구동용으로 적합한 유도전동기의 벡터제어 시스템을 제안하며, 또한 정확하고 신속하게 컨테이너의 속도 및 위치를 제어하기 위한 여러 제어기법을 기술하고 실제 실험을 통하여 그 효과를 확인한다.

II. 유도전동기의 벡터제어 시스템

II-1. 유도전동기의 벡터제어

유도전동기의 고정자 방정식과 회전자 방정식을 2상 동기속도 회전축으로 표시한 식은 다음과 같다. 일반적으로 유도전동기는 농형 유도전동기 (squirrel-cage

induction motor)를 사용하므로 회전자 전압 V_{dr} , V_{qr} 은 모두 0 이 된다.[4]

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + p\lambda_{ds} - \omega_e \lambda_{qs} \quad (1)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + p\lambda_{qs} + \omega_e \lambda_{ds} \quad (2)$$

$$0 = R_r i_{dr} + p\lambda_{dr} - (\omega_e - \omega_r)\lambda_{qr} \quad (3)$$

$$0 = R_r i_{qr} + p\lambda_{qr} + (\omega_e - \omega_r)\lambda_{dr} \quad (4)$$

여기서 쇄교자속은 다음과 같다.

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (5)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (6)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (7)$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (8)$$

한편 토크식은 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) \quad (9)$$

여기서 동기속도 회전좌표계의 실축(d축)을 회전자 자속벡터와 일치시킨다. 이 때 회전자자속의 q축 성분인 λ_{qr} 이 0이 되며, 회전자자속과 고정자전류의 벡터도는 그림 1과 같다. 고정자전류의 d축성분 전류로 제어되는 회전자자속과 고정자전류 중 토크성분인 q축성분 전류가 90°로 유지되도록 제어하면, 직류전동기의 토크제어 특성과 동일한 토크특성을 낼 수 있다.

위의 식을 사용하여 d축 회전자자속 λ_{dr} 와 d축 고정자전류 i_{ds} 의 관계는 다음과 같으며, 회전자자속은 자속분전류인 d축전류에 회전자 시정수만큼의 1차 시간지연이 된다.

$$(1 + T_r p)\lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (10)$$

(여기서 $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: 회전자 시정수)

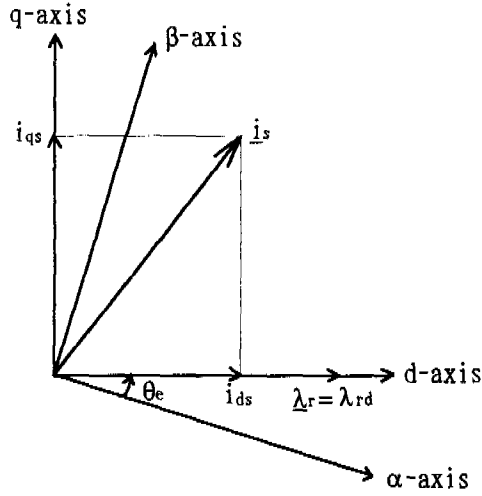


그림 1. 회전자자속과 고정자전류의 벡터도
Fig. 1. Vector diagram for rotor flux and stator currents

슬립주파수 ω_{sl} 은

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r = \frac{L_m i_{qs}}{T_r \lambda_{dr}} \quad (11)$$

이 되며, 부하가 증가하면 i_{qs} 가 증가하고 슬립도 같이 증가됨을 알 수 있다
한편 동기각속도 ω_e 는

$$\omega_e = \omega_r + \omega_{sl} \quad (12)$$

이 되며, 동기위상각 θ_e 는 ω_e 를 적분하면 구할수 있다.
그림 2는 앞에서 유도된 식을 사용한 간접 벡터제어의 자속모델이다.

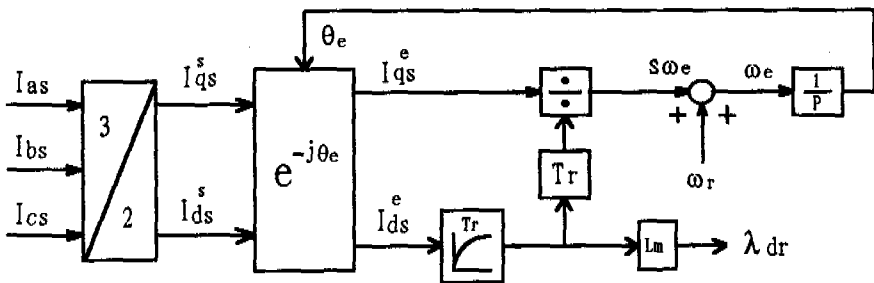


그림 2. 간접벡터 제어를 위한 자속모델
Fig. 2. Flux model for indirect vector control

II-2. 벡터제어의 전류제어 기법

유도전동기의 입력전류를 자속분 전류와 토크분 전류를 분리제어하는 벡터제어 시, 전동기전류가 벡터제어 루우프에서 계산된 전류 값 즉 기준전류 값에 얼마나 잘 추적하도록 제어를 하느냐가 벡터제어 특성에 상당한 영향을 미친다. 따라서 유도전동기를 벡터제어 시 전류제어용 PWM인버터를 사용하며, 현재 사용되고 있는 여러 전류제어기법 중에서 삼각파 비교제어기 (Ramp comparison controller)를 사용한다. 이 삼각파 비교방식은 벡터제어 루우프에서 출력된 3상 기준전압과 일정주파수로 발진하는 삼각파와 비교하여 6개의 PWM신호를 발생시키는 방식이다. 이 방식은 PWM인버터의 스위칭 주파수를 일정하게 유지할 수 있으며, 구현하기 쉽고 전류제어 특성도 비교적 우수하다.

그림 3은 a상 기준전압에 의한 삼각파 비교제어기의 블럭도이다.

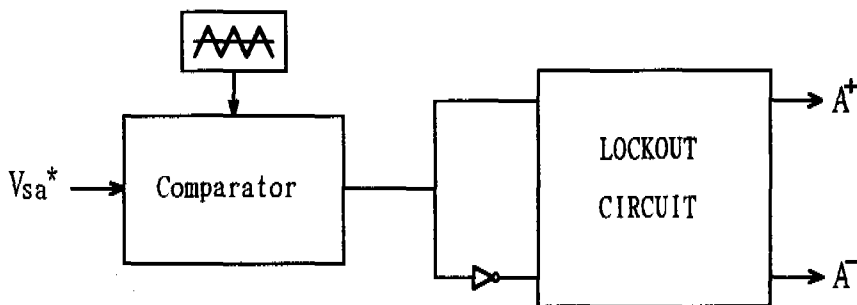


그림 3. 기준전압에 의한 삼각파 비교제어기
Fig. 3. Ramp comparison controller by reference voltages

III. 크레인용 유도전동기 벡터제어 시스템의 특성 해석

크레인용 유도 전동기의 벡터제어 루우프는 그림 4와 같다.

속도 제어기와 d축 및 q축 전류제어기 등 3개의 PI제어기를 사용하였으며, 전압 분리 제어 (Voltage decoupled control) 부분, 기준속도의 Ramp generator 부분, 속도제어기 P 이득(gain)의 적응제어 (Adaptive control) 부분, q축 기준전류의 제한기(Limiter) 제어부분 등이 있다. 전류 d축 및 q축 전류제어기에서 출력된 d축 및 q축 기준전압을 3상 기준전압으로 변환시킨 후, 5KHz의 일정주파수로 발진하는 삼각파와 비교하여 PWM 신호를 발생시키는 삼각파 비교 제어기 (Ramp comparison controller)를 사용한다.

압은 다음과 같다.

$$V_{ds}^* = (R_s + p L_s) i_{ds} - EMF_d \quad (15)$$

$$V_{qs}^* = [R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r + p L_\sigma] i_{qs} + EMF_q \quad (16)$$

III-2. 기준속도의 Ramp Generator

유도전동기의 기준속도를 급격히 증가시켰을 경우, 전동기 및 인버터에 과전류가 흐르므로 이것을 방지하기 위하여 전동기의 기준속도를 속도명령치 (Speed demand)까지 서서히 증가시켜 요구하는 속도까지 도달하도록 제어하는 것이 ramp generator의 목적이다.

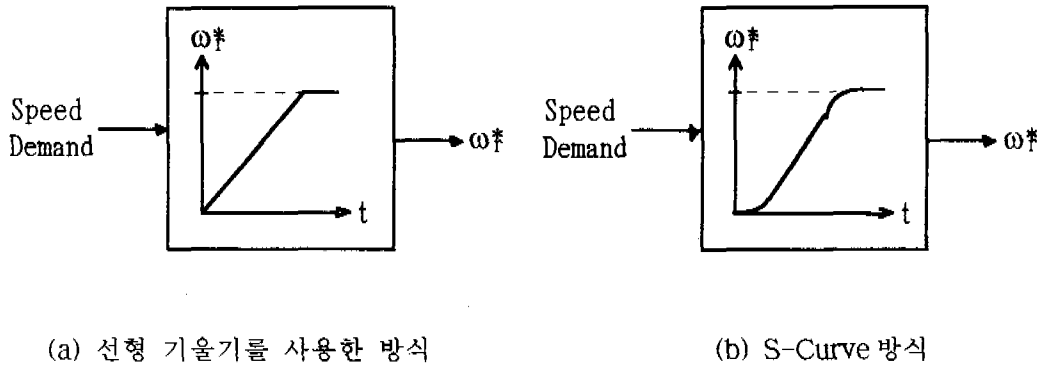


그림 5. 기준속도의 ramp generator
Fig. 5. Ramp generator of reference speed

그림 5에서 (a)는 기준속도를 속도 명령치로 선형 기울기로 도달하는 방식이며, (b)는 기준속도가 요구하는 속도에 근접하면 (약 80% ~ 90%) 포물선 형태의 round를 주어 서서히 증가시키는 방법이다. (a)방식은 기준속도가 속도명령치에 도달하는 부분에서 기계적인 쇼크가 존재하며 전동기속도가 높은 overshoot가 있을 가능성이 있으며, 이에 대하여 (b)방식은 기준속도가 속도명령치에 근접할 때 포물 형태의 round를 주므로, 기계적인 쇼크를 감소시키며 또한 전동기속도의 overshoot를 감소시키는 효과가 있다.

III-3. 유도전동기의 Dynamic braking 특성

그림 6은 유도전동기의 4상한 동작영역을 표시한 것이다.

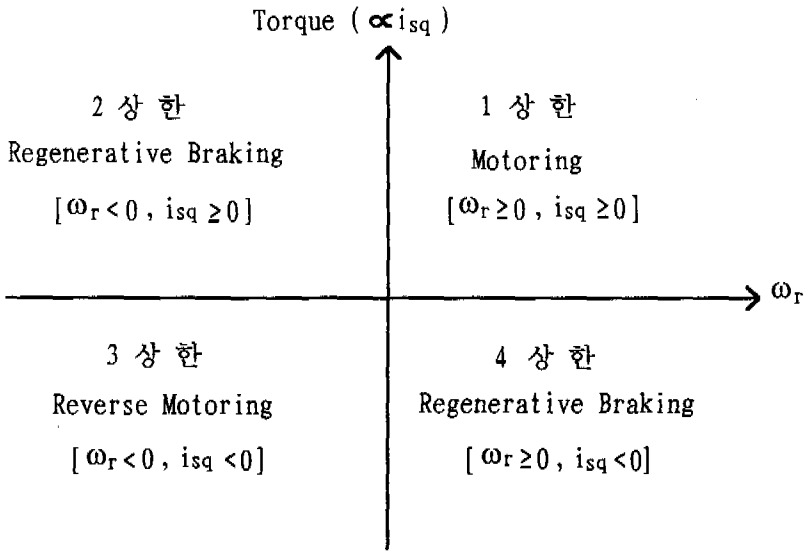


그림 6. 유도전동기의 4상한 동작
 Fig. 6. Four quadrant operation for induction motor

1상한과 3상한의 motoring 과 reverse motoring 영역은 모두 전동기속도와 토크의 방향이 같으므로 전동기가 정회전 또는 역회전으로 동작되는 정상상태 영역이다. 2상한과 4상한의 regenerative braking 영역은 전동기속도와 토크의 방향이 반대이므로 전동기의 기계적 에너지가 전동기에서 출력되어 속도가 감소되는 braking의 과도상태에서 동작되는 영역이다. 전동기속도 및 q 축 전류의 극성으로 유도전동기의 동작영역을 판별한다.

그림 7은 이 regenerative braking 영역에서 전동기가 동작시 PWM인버터의 동작 특성을 설명한 것이다.

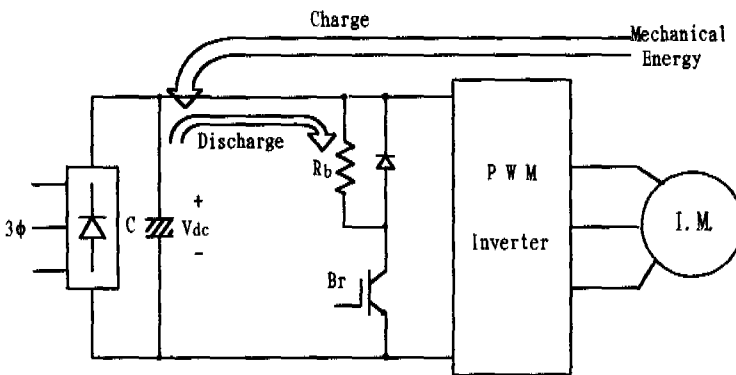


그림 7. Regenerating braking 영역에서의 인버터 동작특성
 Fig. 7. Inverter operating characteristics at regenerative braking region

유도전동기가 regenerative braking 영역에서 운전될 때, 전동기의 기계적에너지가 전동기에서 출력된다. 이 유도전동기의 기계적 에너지가 다이오드정류기 때문에 전원으로 환원되지 못하므로 regenerative braking 을 하지 못하고, 이 에너지를 저항으로 소비시키는 dynamic braking 하며, 이 과정에서 콘덴서 전압까지 상승시킨다.

본 연구에서 이 콘덴서전압의 상승을 억제시키기 위하여 콘덴서 전압제어기를 사용한다. 그림 8은 콘덴서 전압제어기의 블록도이다. 콘덴서의 기준전압을 설정하여 검출된 콘덴서 전압과 비교하여 PI 제어를 거쳐 이 제어기의 출력이 q 축전류의 제한값(Limit)으로 함으로써, dynamic braking 시 콘덴서에 유입되는 전류를 제한하여 콘덴서 전압상승을 억제하는 것이다.

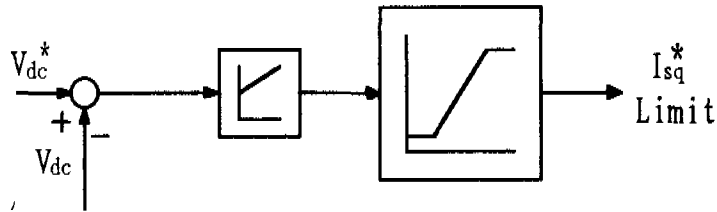


그림 8. 콘덴서 전압제어기
Fig. 8. Condenser voltage controller

III-4. 속도제어기의 P-gain Adaptive 제어

유도전동기의 벡터제어 루우프 내의 제어기 중 속도응답 특성에 가장 큰 영향을 주는 속도제어기의 비례이득을 속도오차에 따라 조정하여 속도응답 특성을 향상시킨다. 속도오차가 클 경우에는 비례이득을 크게하여 속도를 빨리 가속시키고, 속도오차가 줄어들면 비례이득을 서서히 감소시켜며, 기준속도에 거의 도달하면 비례이득을 작게하여 전동기속도의 overshoot 를 감소시킨다.

그림 9는 P-이득 adaptive 제어기의 블록도이다. 속도오차에 따라 제어되는 속도제어기 P-이득의 값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \omega_e < \omega_{e1} & : K_{ps} = K_{ps1} \\ \omega_{e1} \leq \omega_e < \omega_{e2} & : K_{ps} = \frac{K_{ps2} - K_{ps1}}{\omega_{e2} - \omega_{e1}} (\omega_e - \omega_{e1}) + K_{ps1} \\ \omega_e > \omega_{e2} & : K_{ps} = K_{ps2} \end{aligned}$$

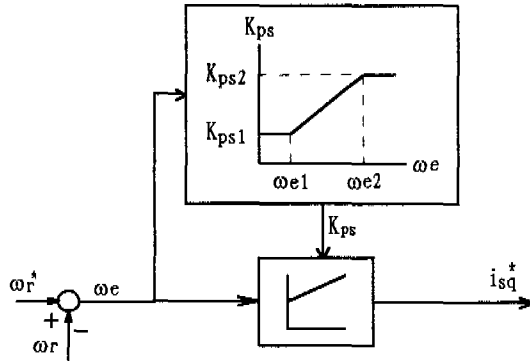


그림 9. 속도제어기 P-gain adaptive 제어기
 Fig. 9. P-gain adaptive controller

IV. 유도전동기 벡터제어 시스템 구현

Crane 구동용 유도전동기 벡터제어 시스템에 대한 실험을 수행하기 위한 실험장치 구성도는 그림 10과 같다. 유도전동기의 벡터제어 시스템과 유도전동기의 active load 용으로 Four quadrant chopper - 직류전동기 시스템을 사용한다. 실제 실험에서는 Crane의 Hoist 또는 Trolley 구동용 유도전동기 및 부하용 직류전동기를 prototype으로 용량이 2.2Kw인 것을 사용한다.

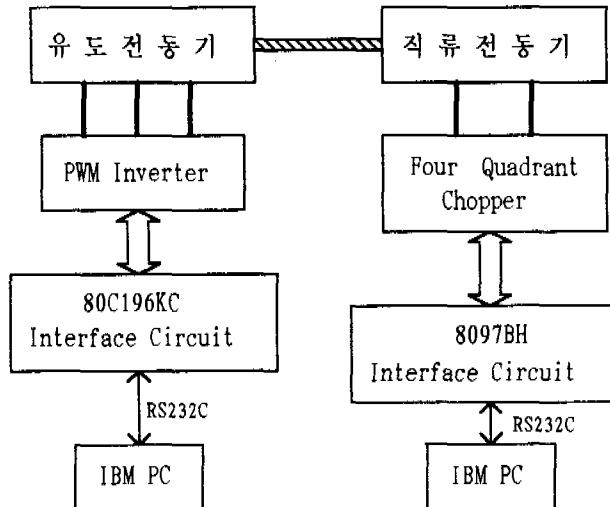


그림 10. 실험장치 구성도
 Fig. 10. Experiment configuration

IV-1. 크레인의 Hoist 및 Trolley 구동용 유도전동기의 벡터제어 시스템 구성

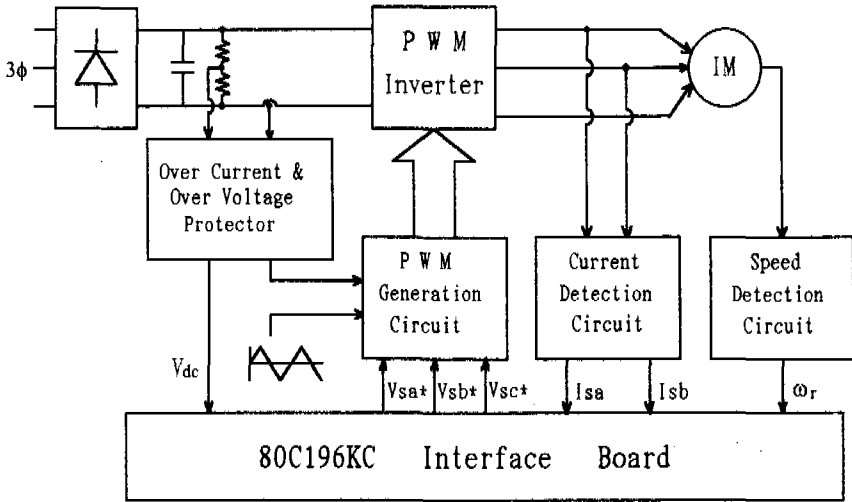


그림 11. 유도전동기의 속도제어를 위한 실험장치 구성도

Fig. 11. Experiment configuration for induction motor speed control

그림 11은 유도전동기 벡터제어를 위한 실험장치 구성도이다. 이 실험장치는 PWM인버터 - 유도전동기의 전력회로, 각종 제어회로 및 16비트 microcontroller 80C196KC interface 회로로 구성된다.

PWM 인버터 전력회로는 다이오드 정류기, 콘덴서 초기 충전회로, 전압 평활회로 및 PWM 인버터로 구성된다. PWM 인버터의 스위칭소자는 PWM 인버터용 6개의 IGBT와, 콘덴서의 충전전압을 방전시키기 위한 1개의 IGBT 즉 7개의 IGBT 모듈로 구성된 IPM(Intelligent Power Module)을 사용한다.

전동기 전류 검출회로는 고체의 홀(Hall)효과에 의해서 전류를 검출하는 Hall-CT를 사용하였으며, 전동기의 a상과 b상 전류는 직접 검출하고 전동기 c상 전류는 검출한 a, b상의 전류를 이용하여 계산하여 구한다. 전동기의 위치 및 속도를 측정하기 위하여 1회전당 1000펄스를 발생시키는 Incremental encoder를 사용한다. 이 엔코더 펄스를 사용하여 속도를 계산하는 방식으로 계산오차가 거의 없으며 속도변화에 대한 속도값의 정밀도가 거의 일정한 M/T방식을 사용한다. 보호회로는 직류 링크회로의 직류전류를 Hall-CT로 측정하여 과전류로부터 전력회로를 보호하는 회로와 평활용 콘덴서의 직류전압을 측정하여 콘덴서의 과충전 전압을 방전하는 회로로 구성된다.

전류제어기는 80C196KC에서 계산된 기준 3상 전압과 5 KHz의 주파수로 발전하는 삼각파와 비교하여 약 4μsec의 dead time과 함께 6개의 PWM 신호를 발생시켜 IPM으로 입력된다.

그림 12는 80C196KC의 인터페이스 회로도이다. 벡터제어 프로그램을 수행하기 위하여 Intel사의 16 비트 마이크로제어기인 80C196KC를 사용한다.[6] 외부회로는 16 Kbyte EPROM 및 16 Kbyte SRAM의 기억장치와 벡터제어 루우프에서 계산

된 3상 기준전압을 아나로그 값으로 출력시키기 위한 12비트 D/A converter, a,b상 전류 및 콘덴서 전압값을 읽기 위한 8-채널 12비트 A/D converter 및 엔코더 펄스 회로 등이 있다. 또한 80C196KC와 host computer와의 직렬통신하기 위한 RS232C도 있다.

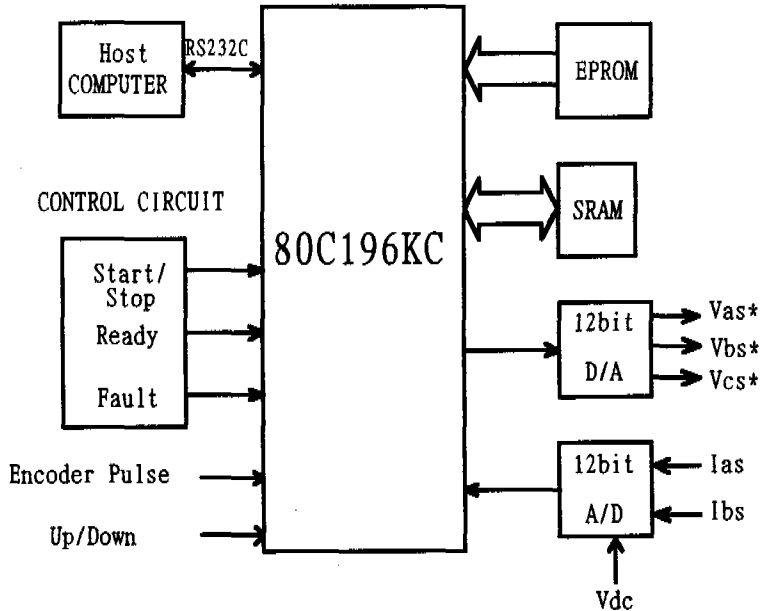


그림 12. 80C196KC Interface 회로도
 Fig. 12. 80C196KC interface circuit

IV-2. 직류전동기 토크제어 시스템

유도전동기의 active load로 사용되는 직류전동기의 토크제어 시스템의 블럭도는 그림 13과 같다.

유도전동기 부하토크인 기준 토크값이 입력되면 직류전동기의 전기자전류를 검출하여 토크값을 계산한 후, 토크제어기인 PI 제어기를 거쳐 chopper의 duty cycle로 직류전동기의 전기자전압을 제어한다. 이 직류전동기의 4상한 운전을 하기 위하여 Four quadrant chopper를 사용한다. 또한 4개의 스위칭소자 IGBT로 구성된 Four quadrant chopper와 함께 콘덴서전압을 측정하여 이 전압을 저항으로 방전시키는 콘덴서전압 방전회로가 있다.

직류전동기 토크제어를 위하여 Intel사의 16비트 마이크로제어기 8097BH를 사용하며, 직류전동기 토크제어 루우프를 수행한 후 출력되는 chopper의 duty cycle값

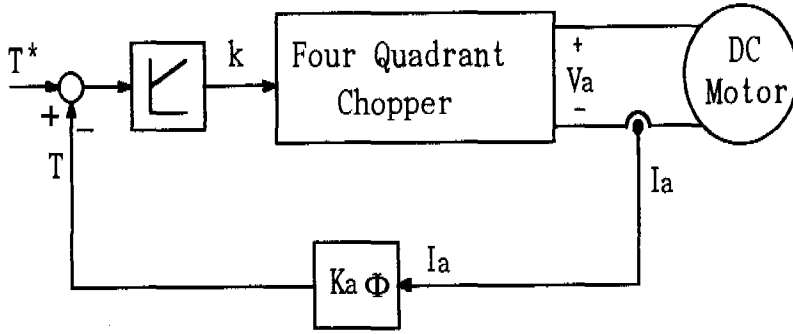


그림 13. 직류전동기의 토크제어 시스템
Fig. 13. Torque control system of DC motor

에 따라 dead time 까지 고려하여 chopper 의 4 개 IGBT 게이트신호 펄스폭을 소프트웨어로 계산하는 프로그램을 작성하였다. 따라서 이 4 개의 IGBT 게이트 신호가 8097BH 의 I/O port 를 통하여 직접 IGBT 의 구동회로로 출력되므로 외부 회로를 많이 감소시킬 수 있다.

V. 실험 결과

Crane 용 유도전동기 벡터제어 시스템에 대한 실험결과를 보인다.

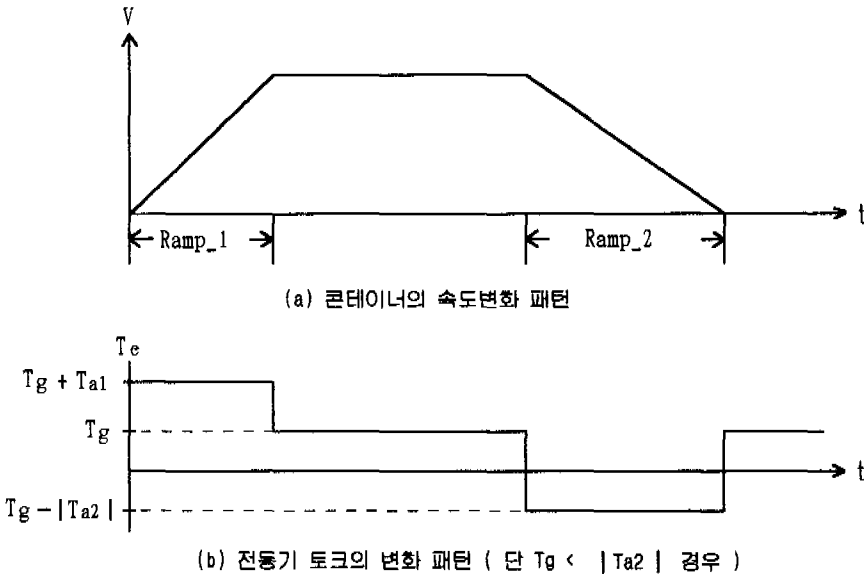
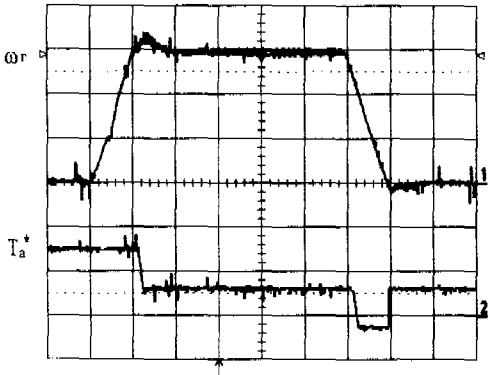


그림 14. Hoist 상승시 속도패턴에 대한 전동기토크 변화패턴
Fig. 14. Motor torque variation pattern for motor speed at rise of hoist

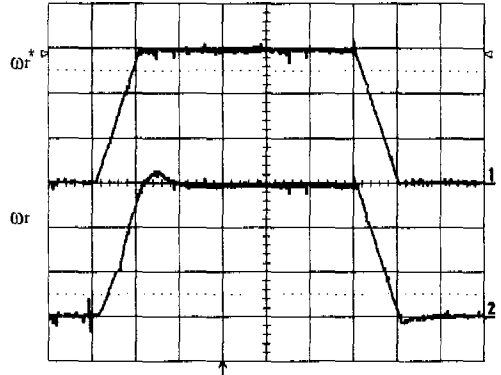
실제 Hoist 에서 콘테이너를 상승시킬 경우와 콘테이너를 하강시켰을 경우, 각각 부하특성을 기술하고 유도전동기와 축이 직결된 직류전동기를 Four quadrant chopper 로 유도전동기의 토크를 제어하여 실험을 수행하였다.

먼저 콘테이너가 상승하였을 경우 가속구간과 감속구간에서 전동기속도를 선형적으로 증가 또는 감소시킨다고 가정하면, 콘테이너 속도 변화 패턴에 대하여 전동기 토크값의 관계는 그림 14 와 같다. 여기서 T_{a1} 과 T_{a2} 는 각각 속도가 가속시와 감속시 속도가속도에 의한 토크값이며, T_g 는 중력가속도에 의한 토크값이다.

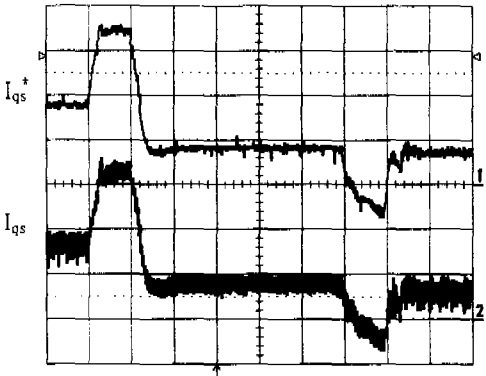
그림 15는 그림14의 전동기 토크패턴을 설정하여 실험을 수행한 것으로, (a)는 전동기속도에 대한 직류전동기의 토크제어에서 설정된 기준토크값이며, (b)는 전동기의 기준속도 및 전동기속도, (c)는 q축 기준전류 및 전동기 q축전류, (d)는 q축 및 d축 기준전압 파형이다. 속도가 감소되는 구간에서는 전동기 토크가 음의 값이 되므로, 토크와 전동기 속도가 반대 방향이 되어 regeneration braking 이 일어난다.



(a) 전동기 속도에 대한 토크패턴



(b) 전동기 기준속도 및 실제속도



(c) q 축 기준전류 및 전동기 q 축 전류



(d) q 축 기준전압 및 d 축 기준전압

그림 15. Hoist 상승시 유도전동기 벡터제어 특성

Fig. 15. Vector controlled induction motor characteristics at rise of hoist

이 번에서 콘테이너가 하강시 벡터제어 특성에 대한 실험을 수행한다. 콘테이너가 하강시 콘테이너 속도 변화 패턴에 대하여 전동기 토크값의 관계는 그림 16 과 같다.

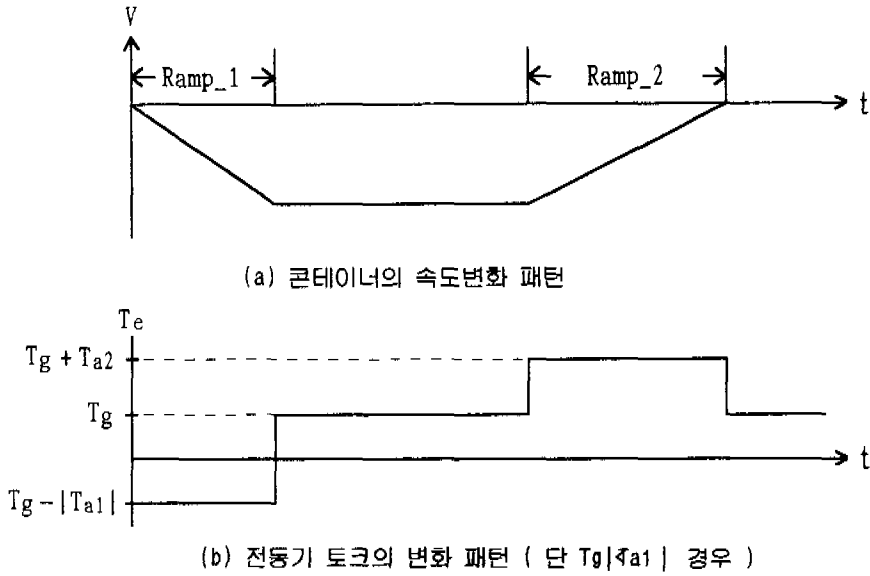
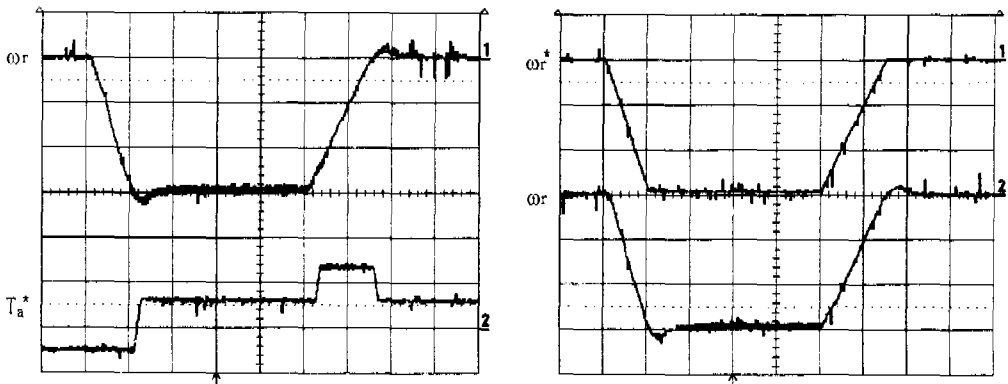


그림 16. Hoist 하강시 속도패턴에 대한 전동기토크 변화패턴

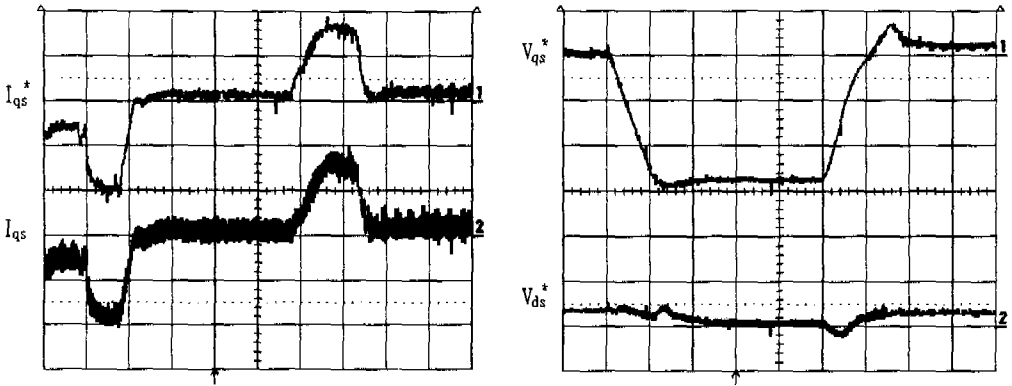
Fig. 16. Motor torque variation pattern for motor speed at fall of hoist

그림 17은 그림16의 전동기 토크패턴을 설정하여 실험을 수행한 것이다. 전동기가 역방향으로 회전하므로 q축 기준전압은 음의 값이 되며, 또한 콘테이너가 하강시 가속되는 구간에서는 q축전류가 음의 값이 된다.



(a) 전동기 속도에 대한 토크패턴

(b) 전동기 기준속도 및 실제속도



(c) q 축 기준전류 및 전동기 q 축 전류 (d) q 축 기준전압 및 d 축 기준전압

그림 17. Hoist 하강시 유도전동기 벡터 특성

Fig. 17. Vector controlled induction motor characteristics at fall of hoist

이 두 실험결과에서 보면 전동기 속도가 기준속도에 잘 추적함을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 연구는 크레인의 Hoist 및 Trolley 에 적합한 유도전동기의 벡터제어 및 여러 제어기법을 제시하였다. 또한 이 제어기법 및 유도전동기의 벡터제어 시스템의 여러 과도 응답특성을 시뮬레이션 및 실험을 통하여 그 효과를 입증하였다.

이 연구결과를 요약 정리하면 다음과 같다.

- 1) 유도전동기의 동특성을 향상시키기 위하여, 고정자 전압방정식에서 d 축 회전자 자속분과 q 축의 토크분 전류분을 각각 분리 제어하는 전압분리 제어기법을 사용한 간접 벡터제어 방식을 제시하였다.
- 2) 기준속도 ramp 발생 부분에서 선형 기울기 방식 보다 기계적인 쇼크를 감소시키고 전동기 속도의 overshoot 가 거의 없는 S-curve 방식을 사용하였다.
- 3) 유도전동기의 dynamic braking 시 평활용 콘덴서 전압상승을 억제하기 위한 콘덴서 전압제어기를 도입하였다.
- 4) 전동기 속도의 과도 응답특성을 향상시키기 위하여, 속도제어기 비레이드의 adaptive 제어 알고리즘을 도입하였다.
- 5) 크레인 구동용 유도전동기 벡터제어를 수행하기 위하여 16 비트 마이크로 제어기 80C196KC 를 사용하고, 이 유도전동기의 active load 용으로 Four quadrant chopper 로 구동되는 토크제어 시스템을 구성하였다.

실제 실험을 수행하여 본 연구에서 개발한 크레인용 유도전동기 벡터제어 시스템의 타당성을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] T.Krishnan and B.Ramaswami, "Speed Control of D.C. Motor Using Thyristor Dual Converter", IEEE Trans. on Ind. Elect. and Contr. Inst., Vol.IECI-23, No.4, Nov., pp.391-399, 1976.
- [2] T.D.Collings and W.J.Wilson, "A Fast Response Current Control for Microprocessor-Based SCR-dc Motor Drives", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.IA-27, No.5, Sep./Oct., pp.921-927, 1991.
- [3] L.A.Schlabach, "Conduction Limits of a Three-Phase Controlled Converter in Inversion", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.IA-22, No.2, pp.298-303, 1986.
- [4] W.Leonard, *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, 1985.
- [5] E.Y.Ho and P.C.Sen, "Decoupling Control of Induction Motor Drives", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.IE-35, No.2, May, pp.253-262, 1988.
- [6] Intel, *16-Bit Embedded Controller Handbook*, Intel, 1990.