

Development of 1MVA IGBT Inverter for Cold Mill Drive

鄭大雄* · 石 줄 기** · 宋丞鎬* · 薛承基*** · 權炳基§ · 朴可雨§ · 申原昌§ · 趙應相§ ·
李鎮燮§ · 崔昌鎬§

(Dae-Woong Chung · Jul-Ki Seok · Seung-Ho Song · Seung-Ki Sul · Byung-Ki Kwon · Ga-Woo Park ·
Won-Chang Shin · Eung-Sang Cho · Jin-Seop Lee · Chang-Ho Choi)

Abstract - This report describes an advanced 1MVA ac mill drive system in a modern steel manufacturing facility. The presented system consists of an ac-to-dc PWM converter and two PWM inverters to drive each 700 kW induction motor, and all algorithms are implemented using a digital signal processor (DSP) system - TMS 320C40 that provides high computing power by employing a high level of parallel processing. The power factor of the utility side is controlled to be near 1. The common dc link voltage is regulated within 1% of its rated value regardless of output load transient. The system achieves 1:5 field weakening control range. Since July 1997, it has been operating with full capacity at Pohang steel mill company(Posco) in Kwang-yang, Korea.

Key Words : Ac mill drive, PWM converter, PWM inverter, TMS 320C40

1. 서 론

산업 시스템에서 가변속 교류전동기 구동을 통해 성능과 생산성, 그리고 에너지 효율을 높일 수 있다는 것은 잘 알려진 사실이다. 따라서 가변속 교류전동기 구동시스템은 산업계에 적용분야를 넓혀가고 있으며, 또한 기존의 직류전동기 구동시스템을 대체하고 있다. 철강 압연분야에서는 공장의 생산성 증가와 비용절감의 측면을 고려하여 인버터로 구동되는 유도전동기를 적용하고자 한 몇몇 시도가 있었다[1-3]. 압연 분야의 특별한 제어요건을 만족시키기 위해 구동시스템은 넓은 속도 범위에서 철판에 일정한 장력이 가해지도록 정확한 토크 제어를 해주어야 한다. 따라서 이는 고성능 장력제어를 보장하는 복잡한 제어방법을 요구한다[4, 5]. 또한 철강 압연처리의 생산성을 증가시키기 위해 전동기의 일정 출력범위는 가능한 넓어져야 한다.

최근에 전체 시스템의 동적 성능과 입력 라인의 역률을 향상시키는 동시에 회생능력을 가진 ac/dc PWM 컨버터에 대한 관심이 높아지고 있다. 이로 인해 전원단 고조파 왜곡이 감소되며 변압기, 전선 그리고 부가적인 전기 기기의 공간 확보에 따른 비용이 낮아지게 된다. 게다가 고성능의 마이크로프로세서에 의해 모든 제어함수를 값비싼 하드웨어가 아닌 소프트웨어로 구현하는 것이 가능해졌다.

이 논문에서는 하나의 ac/dc PWM IGBT 컨버터와 각각 700kW 유도전동기를 구동하는 두대의 PWM IGBT 인버터로 이루어진 고성능 1MVA급 교류 압연 구동시스템을 소개한다. 4대의 인버터를 병렬접속하여 각각의 전동기 구동에 사용하며,

3대의 컨버터를 병렬접속하여 PWM 컨버터를 동작시킨다. 일정 출력 영역에서 전동기의 최대 토크를 얻기 위한 제어 알고리즘이 사용되었고[6], 그 결과 1 : 5 약제자 영역을 구현할 수 있었다. 모든 알고리즘은 향상된 계산능력을 제공하는 TMS320C40 DSP 시스템을 이용해 구현하였다. 이 냉간압연 구동시스템은 광양에 위치한 포항제철주식회사(POSCO) 광양제철소 4냉연 #2 RCL에서 1997년 7월부터 가동되고 있다.

2. 시스템의 구성

2.1 제어대상 냉간 압연 라인의 구성

그림 1은 냉간 압연 공정중 고객의 주문사양에 알맞게 가공하고 품질을 확인하기 위한 되감기(Recoil)라인의 구성도이다. 관심의 대상인 압연시스템은 크게 권상기(Payoff reel), 권취기(Tension reel)와 공정라인의 3가지 주요부분으로 이루어져 있다. 가공전의 철판코일이 권상기로부터 공정라인으로 입력되어, 여러 가지 철판 공정 처리를 거쳐 최종적으로 권취기에서 다시 코일 형태로 가공된다. 본 논문에서 관심의 대상인 권상기와 권취기의 구동은 공정라인의 다른 구동시스템과 독립적이다. 그러나 전체 시스템이 기계적으로 서로 연결되어있기 때문에 시동 및 정지시에 모든 전동기의 속도제어기 출력은 같은 비율로 증가 혹은 감소해야 전체 공정라인에 걸쳐서 일정한 장력을 제어할 수 있다. 따라서 모든 전동기의 속도제어기는 속도 지령치의 변화와 부하에 의한 외란에 대해 모두 같은 페루프 제어특성을 갖도록 설정되었다.

2.2 1MVA IGBT 인버터 시스템의 구성

스위칭 속도와 손실, 편의성의 측면 때문에 전력변환 분야에서 IGBT 응용분야는 더욱 넓어지고 있으며, 대용량 분야에서 GTO를 대체하고 있다. 그러나 전류용량이 증가함에 따라 주어

* 正 會 員 : 서울대 大學院 電氣工學部 博士課程

** 正 會 員 : 三星電子 自動化研究所 專任研究員 · 工博

*** 正 會 員 : 서울대 工大 電氣工學部 副教授 · 工博

§ 正 會 員 : 포스콘 技術研究所 研究員

接受日字 : 1997年 11月 10日

最終完了 : 1998年 7月 11日

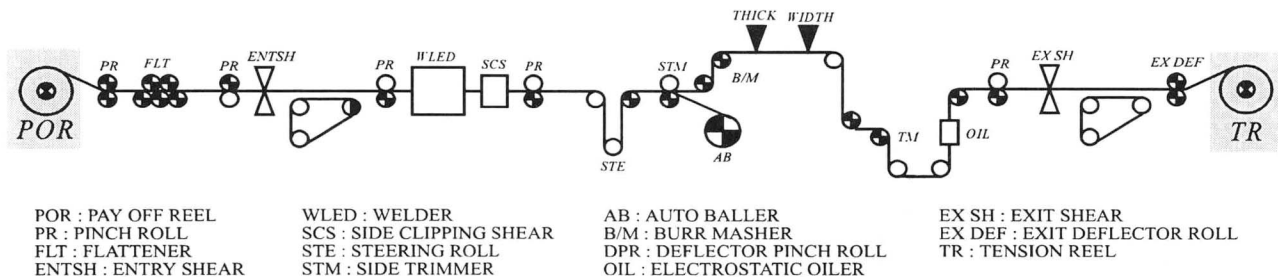


그림 1 제어대상 냉간 압연 라인의 구성도
 Fig. 1 Schematic diagram of a processing line in cold rolling mill plant

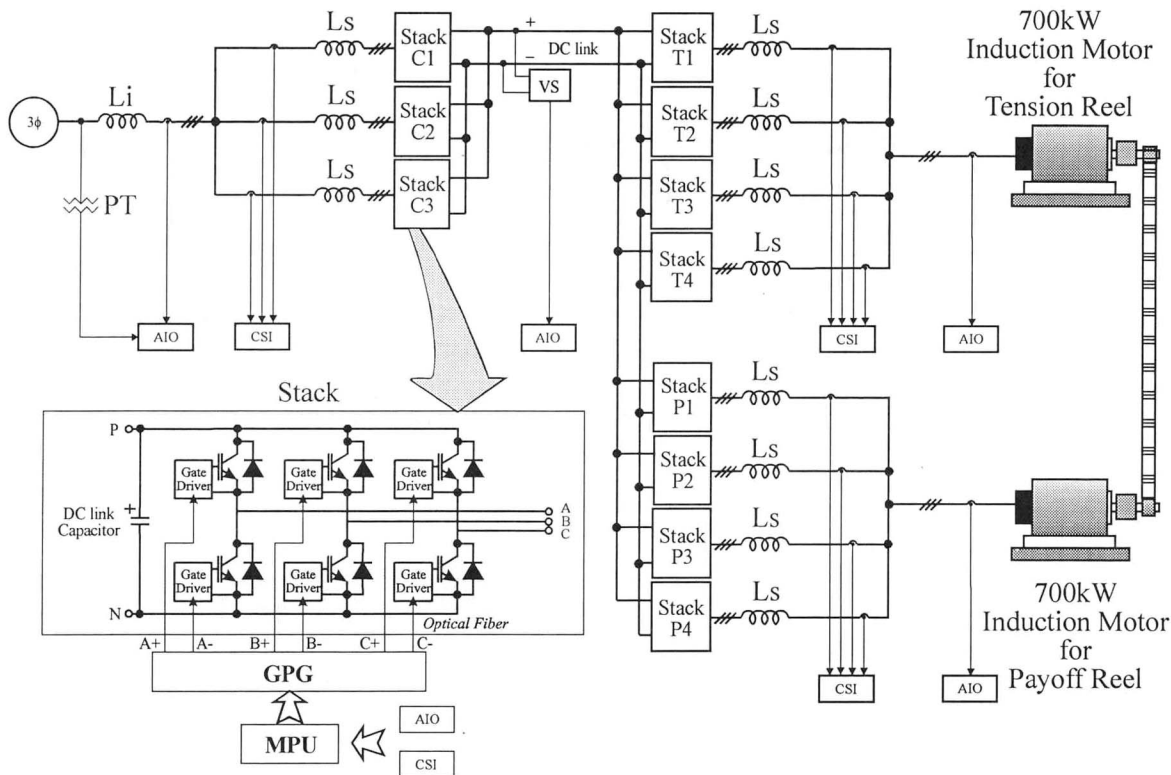


그림 2 1MVA IGBT 컨버터, 인버터 시스템의 구성도
 Fig. 2 Configuration of 1MVA IGBT converter and inverter systems

진 전류용량을 충족시키기 위해서 여러 인버터를 병렬 운전해야 한다. 따라서 본 구동시스템에서는, 그림 2에 나와있듯이, 3개의 PWM 컨버터 또는 4개의 인버터가 리액터 L_s 를 통해서 병렬 연결되어 있다. 리액터의 값은 각 인버터의 부하전류를 평형시키면서 순환전류가 최소화하도록 선택하였다.

각각의 개별 인버터 또는 컨버터는 모두 같은 게이팅 신호에 의해 제어되므로 최종 출력전류만이 제어 대상이 되고, 공유 리액터에서의 각각의 전류는 제어되지 않는다. 개별 인버터 또는 컨버터의 전류 편차를 감시하여 보호 기능을 수행하기 위해서 CSI(Current Sharing Interface)보드를 장착하였다. 공간 벡터 PWM[7]에 기초한 PWM기법이 사용되었으며 스위칭 주파수는 대략 2.5kHz이다. 사용된 전력소자는 세미크론에서 제작된 SkiiP1092GB160으로서 최대전압 1600V, 최대전류 1000A의 정격을 가진다.

3. 제어 알고리즘

3.1 유도 전동기 제어

그림 3(a)는 유도전동기 제어 알고리즘의 블록선도이다. 고성능의 토크 제어와 빠른 가감속을 구현하기 위해 회전자 기준 직접 벡터제어방식이 전체 동작 범위에서 채택되었다. 또한 회전자 자속 관측기는 저속에서의 전류 모델과 고속에서의 전압 모델을 결합된 필터의 개념을 이용하여 설계하였다[8]. 이 자속 관측기는 고속 영역에서 매개 변수의 영향을 덜 받을 뿐 아니라 저속 영역에서 잡음과 측정 오차에 대해 강인한 특성을 가진다. PWM 인버터의 벡터제어는 운전 중에 속도와 토크를 정확하게 제어할 수 있도록 전류와 전압, 주파수를 자동적으로 제어한다. 속도제어기는 토크 지령치를 발생시키는데 이것은 순시적인 전동기 전류의 지령치에 관계된 값이다. 순시전류는

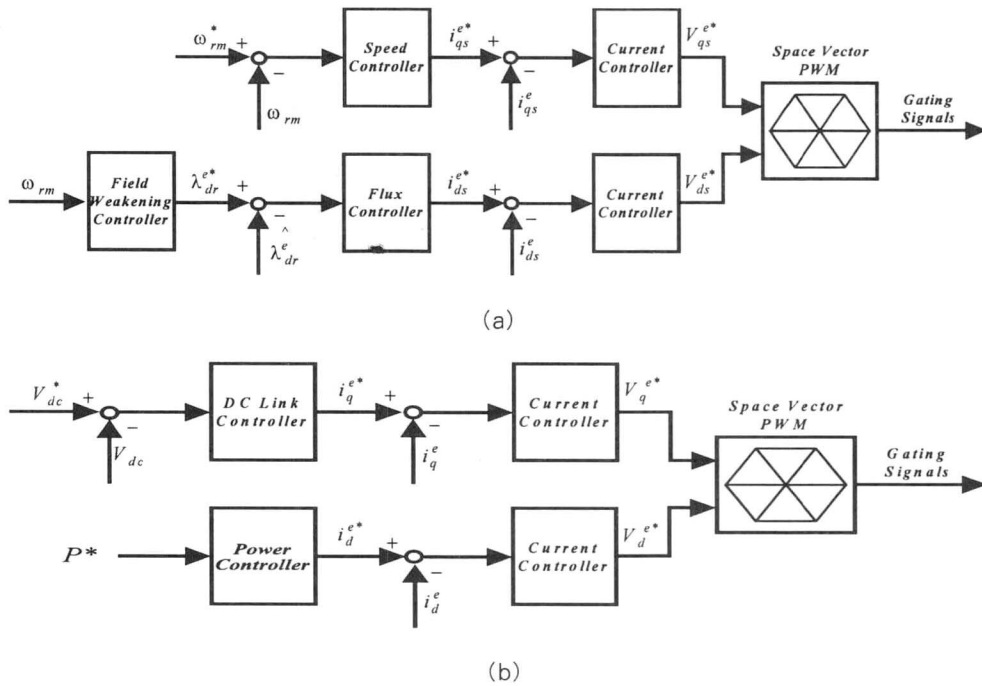


그림 3 제어 알고리즘의 블록선도

(a) 유도 전동기 제어 알고리즘 (b) 컨버터 제어 알고리즘

Fig. 3 Block diagram of control algorithm

(a) Induction motor case (b) Converter case

고정자 전류와 회전자 자속 벡터를 서로 직각으로 유지하게끔 제어되고 따라서 최대 토오크를 발생시킨다.

냉간 압연 라인에서 공장의 생산성을 증대시키기 위해 전체 속도 범위에서 가능한 최대 토오크를 유지하는 제어방식이 사용되었으며 그 결과 1 : 5의 약계자 영역을 얻을 수 있었다. 전체 약계자 영역에서 토오크를 극대화하기 위한 전동기의 자속 크기는 전류와 전압의 제한된 조건하에서 최적으로 제어된다[6].

3.2 전원단 역률 제어

그림 3(b)는 3상 PWM IGBT 컨버터를 이용한 역률 제어 시스템의 구성도이다. PWM 컨버터는 그림 2에 나타나 있듯이 직류단을 통해 여러 대의 인버터에 공통으로 연결되어 있다. 모든 인버터는 IGBT 전력소자를 사용하고 각각의 커패시터 뱅크를 가지고 있다. 교류 전동기의 유효 또는 무효전력은 직류단 캐패시터에 의해 공급되고, 시스템의 역률은 전체 속도범위에 걸쳐서 1을 유지한다. 그러나 입력 전원의 불균형시에는 컨버터 전달함수의 양의 방향 시퀀스 성분과 입력 전압의 음의 방향 시퀀스 성분을 외적인 값으로 출력에서 낮은 차수의 고조파가 발생된다[9]. 이 경우 출력 지령치가 P*이라면 전류 지령치는 다음의 식에 의해 결정된다.

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \frac{P^*}{E_m} C \begin{bmatrix} e_a^s \\ e_d^s \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 e_a^s 와 e_d^s 는 각각 고정 좌표계에서 d축과 q축의 입력 상전압이다. C는 다음과 같은 좌표 변환 행렬이다.

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서 E_m 은 동기좌표계에서 저역통과 필터에 의해 처리된 d 축과 q축의 상전압의 크기이다. 이러한 제어 기법을 이용하면 무효전류 지령치 i_d^e 는 전원이 균형시에는 0이 되지만 불균형 시에는 출력 전압과 입력 전류의 고조파를 제거하기 위해 0이 아닌 값을 가지게 된다.

4. 제어 보드 및 사용자 인터페이스

4.1 DSP의 다중처리기능

모든 알고리즘은 고수준의 병렬처리 기법을 사용하여 높은 계산능력을 제공하는 TMS320C40 DSP 시스템을 이용해 구현하였다. 이는 40MHz의 클럭 속도로 동작하며 초당 40MFLOPS (mega-floating point operations)으로 계산을 수행한다. 그림 4에서와 같이, 하나의 DSP는 컨버터 및 권취기용 인버터를 제어하며, 나머지는 권상기용 인버터 및 사용자 인터페이스를 위한 MMI를 담당한다. TMS320C40에서 제공하는 고속 시리얼 통신을 사용하여 두 DSP간의 제어변수를 통신한다.

시스템 제어보드는 확장성을 높이기 위해 랙(rack) 구조로 되어있으며 그림 2와 같이 주 연산처리 부분(MPU : Main Processing Unit), 아날로그 입출력(AIO : Analog Input Output), 디지털 입출력(DIO : Digital Input Output), 게이트 펄스 발생기

(GPG : Gate Pulse Generator)와 전류 공유 인터페이스(CSI : Current Sharing Interface)로 구성되어 있다.

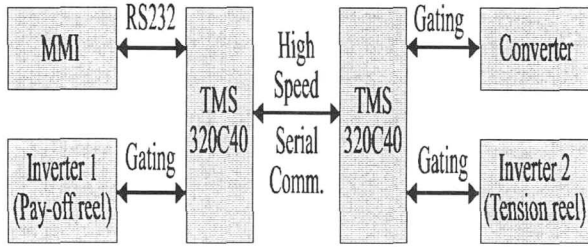


그림 4 DSP의 병렬 제어 블록선도
Fig. 4 Block diagram of DSP parallel processing

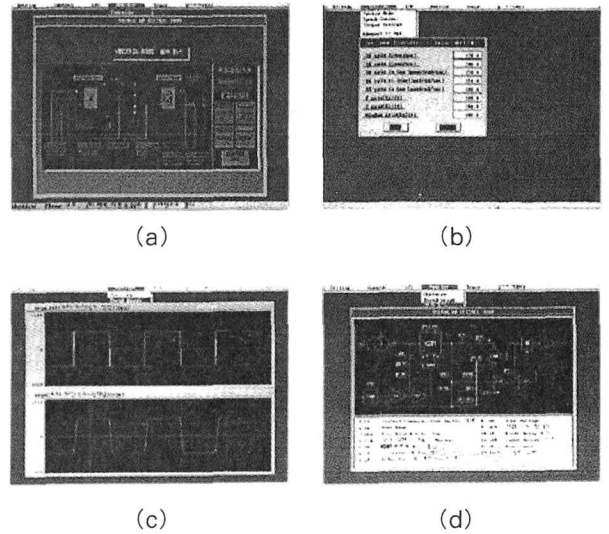


그림 6 사용자 인터페이스 프로그램
(a) 실시간 감시 (b) 전동기 정수 설정
(c) 제어변수 감시 (d) 고장 진단

Fig. 6 Man-Machine Interface(MMI) program
(a) Online supervision
(b) Motor Parameter setting
(c) Tracing control variables
(d) Fault diagnosis

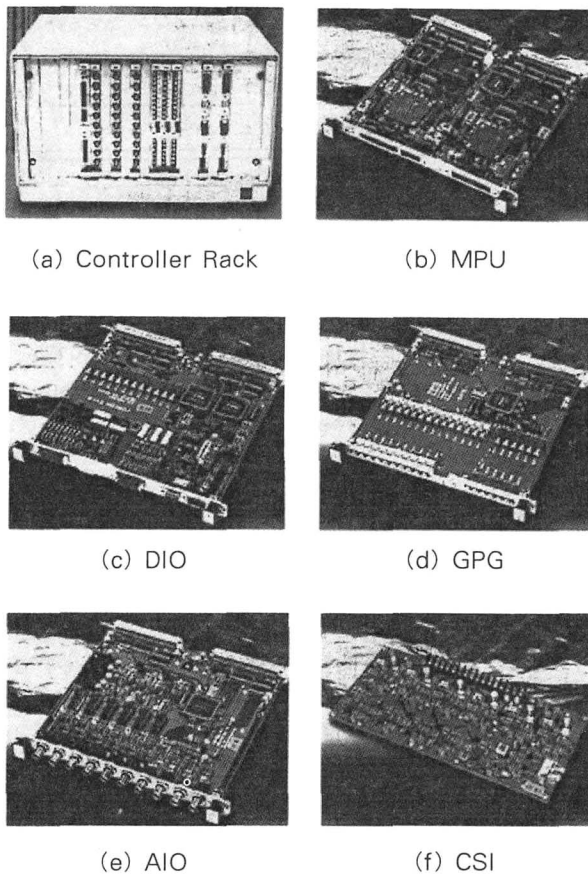


그림 5 제어 보드
Fig. 5 DSP control boards

4.2 사용자 인터페이스

전체 시스템의 실시간 관리 및 보수를 위해, 그림 6에서 보는 바와 같은 전용의 사용자 인터페이스를 개발하였다. 각종 제어 변수를 실시간으로 조정할 수 있으며 시스템의 실제 제어를 온라인으로 읽을 수 있다. 또한 전체 시스템의 고장여부를 진단할 수 있으며 여러 제어치를 동시에 그래프로 표시할 수 있다.

5. 실험 결과

5.1 컨버터 실험 결과

그림 7에서 컨버터 초기기동시의 각부 파형을 도시하였다. 직류단 전압이 초기 충전시 870V에서 지령치 1070V를 추종하는 동안 d축 전류는 역률 1제어를 위해 0으로 제어된다. 전동기의 속도 지령치 값이 300r/min에서 -300r/min으로 급하게 바뀔 때, PWM 컨버터의 회생 제동시 역률 1 제어 특성을 그림 8에 나타내었다. 전원 전류의 위상은 전원 전압에 대해 180도 차이가 나게 되고 직류단 전압이 일정값을 유지하도록 제어된다.

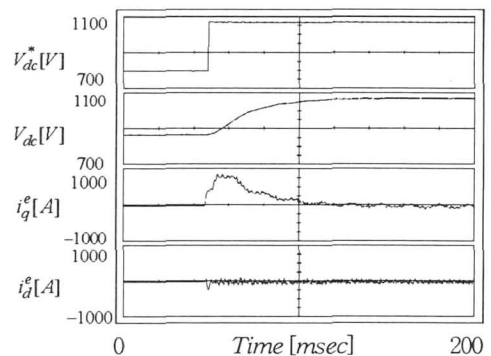


그림 7 컨버터의 초기 기동 응답(위로부터, 직류단 전압 지령치, 직류단 전압, q축 전류, d축 전류)
Fig. 7 DC link voltage build-up response(From top to bottom, dc link voltage reference, dc link voltage, q-axis current and d-axis current)

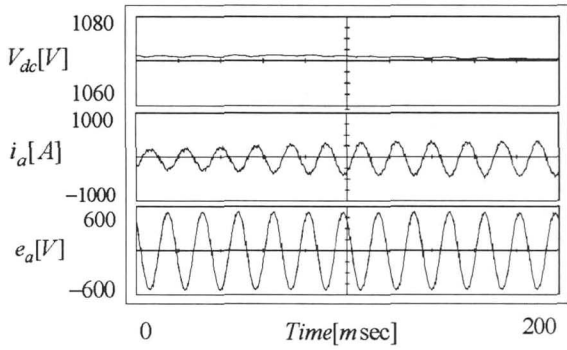


그림 8 회생 운전시 역률제어(위로부터, 직류단 전압, a상 상전류, a상 상전압)

Fig. 8 Power factor control in regenerating operation(From top to bottom, dc link voltage, a-phase current and a-phase voltage)

5.2 인버터 실험 결과

공정 라인에서의 운전에 앞서 제어의 응답과 정확도를 평가하기 위하여 인버터 및 유도전동기를 테스트하였다. 전동기 상수를 측정하였으며 측정의 정확도는 여러 실험을 통해 확인되었다[10]. 이 상수들을 표 1에 나타내었다.

표 1 유도전동기의 정격과 상수값

Table 1 Motor parameter

정격 출력(kW)	700
정격 전원 전압(V)	600
극수	12
정격 속도(r/min)	240
최고 속도(r/min)	1200
관성 모멘트(Kg-m ²)	360
고정자 저항(Ω)	0.00648
회전자 저항(Ω)	0.00542
상호 인덕턴스(mH)	5.516
과도 인덕턴스(mH)	0.475

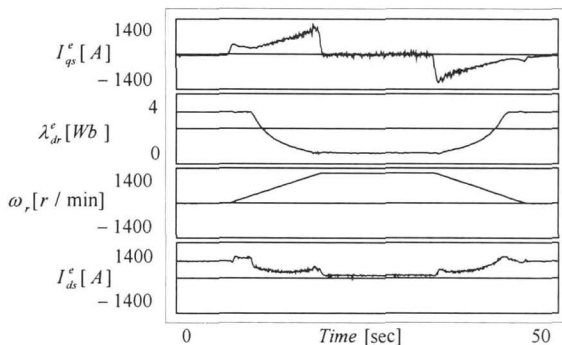


그림 9 일정 출력 영역에서 권상기의 동적 특성(위로부터, q축 전류, d축 자속, 전동기 속도, d축 전류)

Fig. 9 Dynamic characteristic of pay-off reel(From top to bottom, q-axis current, estimated rotor flux, mechanical speed and d-axis current)

유도 전동기를 최고속도(정격의 500%)로 가감속시킬 때의 제어특성을 그림 9에 나타내었다. 이로부터 모든 속도 영역에서 안정된 운전이 이루어짐을 알 수 있다.

그림 10은 권상기와 권취기를 동시에 최고 속도로 가속한 경우이다. 실제의 상황에서는 하나의 전동기는 전동모드로 나머지 하나는 발전모드로 동작하므로, 본 실험은 최악의 상황에서 제어 특성을 살펴본 것이라 할 수 있다. 전동기의 속도 지령치가 0에서 최고치로 12초 만에 증가하였다. 그림 10으로부터 직류단 전압은 급격한 부하의 변동에도 불구하고 제어 특성을 유지함을 알 수 있다.

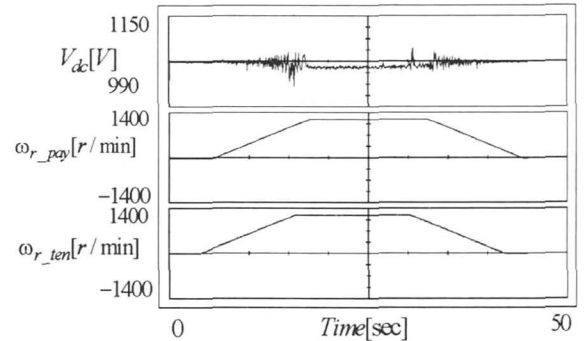


그림 10 권상기, 권취기 전동기의 전 속도 범위 구동 특성(위로부터 직류단 전압, 권상기 속도, 권취기 속도)

Fig. 10 Dual operation characteristic of induction motors in full speed range (From top to bottom, dc link voltage, payoff reel speed, tension reel speed)

3. 결 론

한대의 ac/dc PWM IGBT 컨버터와 각각 700kW 유도전동기를 구동시키는데 필요한 두대의 전압형 PWM IGBT 인버터로 구성된 고성능 1MVA 냉간압연용 전동기 구동 시스템을 개발하였다. 전체 시스템의 용량을 늘리기 위해서 인버터의 병렬 운전 시스템이 개발되었으며 일정 출력영역에서 전동기의 최대 토오크를 얻기 위한 제어알고리즘이 사용되었다. 모든 알고리즘은 고수준의 병렬처리기법을 사용하여 높은 계산능력을 제공하는 TMS320C40 DSP를 사용하여 구현되었다. 이 냉간압연 구동 시스템은 광양에 있는 포항제철주식회사(Posco)에서 1997년 7월부터 가동되고 있다.

참 고 문 헌

[1] K. Ishihara et al., "AC drive system for tension reel control", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-21, No. 1, Jan./Feb., pp. 147-153, 1985.

[2] H. Hakata et al., "Application strategies for AC rolling mill drives", in IAS Conf. Rec., pp. 1141-1147, 1991.

[3] H. Okayama et al., "Large capacity high performance 3-level GTO inverter system for steel main rolling mill drives", in IAS Conf. Rec., pp. 174-179, 1996.

[4] G. Monaco and H. Meyer, "Critical parameters and load

cell tension control in Stelco's no. 3 galvanizing line", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-8, No. 6, Nov./Dec., pp. 749-760, 1972.

[5] N. A. Ebler et al., "Tension control : dancer rolls or load cells", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 29, No. 4, July/Aug., pp. 727-739, 1993.

[6] S. H. Kim and S. K. Sul, "Maximum torque control of an induction machine in the field weakening region", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 31, No. 4, July/Aug., pp. 787-794, 1995.

[7] D. W. Chung, J. S. Kim and S. K. Sul, "Unified voltage modulation technique for real time three-phase power conversion", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 34, No. 2, Mar./Apr., pp. 374-380, 1998.

[8] J. W. Choi, D. W. Chung and S.K. Sul, "Implementation of field oriented induction machine considering iron losses", in APEC'96 Conf. Rec., Mar., pp. 375-379, 1996.

[9] J. K. Kang and S. K. Sul, "Control of unbalanced voltage PWM converter using instantaneous ripple power feedback", in PESC'97 Conf. Rec., pp. 503-508, 1997.

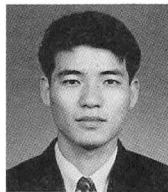
[10] J. K. Sheok, S. I Moon and S. K Sul, 'Induction Machine Parameter Identification Using PWM Inverter at Standstill', IEEE Trans. on Energy Conversion. June. Vol. 12, No. 1 pp. 127-132, 1997.

저 자 소 개



정 대 응 (鄭大雄)

1971년 1월 25일생. 1994년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학부 박사과정.



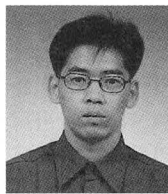
박 가 우 (朴可雨)

1968년 7월 1일생. 1992년 대전산업대 전자공학과 졸업. 1995년 충북대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년~현재 포스콘 기술연구소 연구원



석 줄 기 (石 洙 基)

1969년 3월 29일생. 1992년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 삼성전자 자동화연구소 생산기술센터 전임연구원



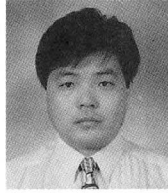
신 원 창 (申原昌)

1968년 9월 26일생. 1992년 포항공과대 전자전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전자전기공학과 졸업(석사). 1994년~현재 포스콘 기술연구소 선임연구원



송 승 호 (宋丞鎬)

1968년 8월 27일생. 1991년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 8월~1995년 2월 포스콘 기술연구소 연구원. 현재 서울대 대학원 전기공학부 박사과정.



조 응 상 (趙應相)

1964년 11월 3일생. 1990년 전북대 전기공학과 졸업. 1990년~현재 포스콘 기술연구소 대리



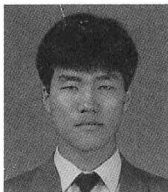
설 승 기 (薛承基)

1958년 3월 25일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1986년~1988년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 객원 연구원. 현재 서울대 공대 전기공학부 부교수.



이 진 섭 (李鎭燮)

1960년 2월 14일생. 1984년 조선대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 포스콘 기술연구소 주임연구원



권 병 기 (權炳基)

1970년 12월 5일생. 1993년 광운대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년~현재 포스콘 기술연구소 연구원



최 창 호 (崔昌鎬)

1956년 10월 18일생. 1979년 아주대 전자공학과 졸업. 1984년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1983년~1987년 금성산전 연구소 주임연구원. 1987년~1991년 한국 써보 연구소 선임연구원. 1991년 현재 포스콘 기술연구소 수석연구원

관측기 파라미터 변동을 고려한 단상 PWM 컨버터의 강인한 제어

論 文
47~9~21

The Robust Control of a Single-Phase PWM Converter Considering the Variation of Observer Parameter

李 雨 哲* · 玄 東 石**
(Woo-Cheol Lee · Dong-Seok Hyun)

Abstract - In this paper, instantaneous controller of a single-phase PWM converter is realized using DSP. The stable PI gain of the input current and the DC link voltage control system is designed. The DC link voltage control system can be designed in continuous-time domain. But as for the input current control system, the discretizing effect cannot be ignored so it must be designed in discrete-time domain considering the calculation time. The capacitance estimating algorithm which can be acquired through the ripple voltage is proposed. By this algorithm the DC link capacitance can be estimated even under the transient state. The load current observer has outer adaptive routine to compensate for the real DC link capacitance. The simulation results and experimental results show that the observer performance and the system dynamics can be enhanced by compensating the DC link capacitance to the observer.

Key Words : PI gain, observer, capacitance estimate, adaptive ripple voltage estimator

1. 서 론

컨버터 부에 다이오드 정류기나 위상 정류기가 사용되는 전력전자 시스템은 전원 측에 상당한 정도의 고조파를 주입하게 된다. 그러나 PWM 컨버터를 사용하는 경우 입력전류의 역률을 1에 가깝게 제어할 수 있고 고조파 함유율이 작을 뿐 아니라 전원으로의 회생도 가능하게 된다. 따라서 전원으로 주입되는 고조파를 제한하고자 하는 IEEE519[1]이나 IEC555[2]와 같은 규정의 채택이후 PWM 컨버터의 사용은 더욱 증가되고 있다. 본 논문에서는 PWM 컨버터를 디지털 화 하기 위한 제어기를 설계하였다. DC link 전압 제어에는 연속 영역에서 설계가 가능하지만 입력전류 제어에는 제어 시정수에 대하여 샘플링 주기를 무시할 수 없으므로 확장 Z변환을 이용하여 전달 함수 화하여 극 지정에 의해 이득을 구하였다. 제어기로는 PI 보상기를 사용하였다. DC link 커패시터는 전해(electrolytic)형으로 주어진 값에 대하여 약 $\pm 10\%$ 정도의 오차를 갖는다. 또한 사용조건과 시간에 따라 20~50% 정도 감소하게 된다[3]. 이로 인해 정지형 전력변환 장치의 수명은 크게 단축된다. 본 논문에서는 전압 루프 제어기에 출력전압 리플 성분에 대한 적절한 적응 리플전압 추정기(Adaptive Ripple Voltage Estimator)를 적용하여 이를 통해 커패시터의 실제 정전용량을 알아내는 알고리즘을 제시하였다. 또한 부하급변 등에 의한 외란을 보상하기 위하여 최소 차원 관측기에 의해 부하전류를 추정하여 DC link 전압 제어기에 피드 포워드 보상이었으며 이것은 정전용량에 큰 영향을 받으므로 그 값의 보상을 고려하여 시뮬레이션

및 실험을 하였다.

2. 회로 및 제어계 구성

단상 Full bridge PWM 컨버터는 고 역률과 전원 회생을 위하여 많이 사용되는 회로 구조이다. 그림 1은 주 전력 회로와 DSP를 갖춘 제어 회로를 보여준다. 주 전력 회로는 입력 리액터, 스위칭 소자인 IGBT와 DC link 커패시터 C_{dc} 로 구성되어 있다. 제어 회로는 DSP, ASIC, A/D컨버터, D/A컨버터와 PLL(Phase Lock Logic) 회로 구현을 위한 Zero-crossing detector로 구성되어 있다. 그림 2에서 보는 바와 같이 입력전류 제어에는 PI 보상기를 이용한 피드백 루프로 구성되어 있다. 또한 직류전압 제어에는 PI 보상기에 의한 피드백 루프와 외란

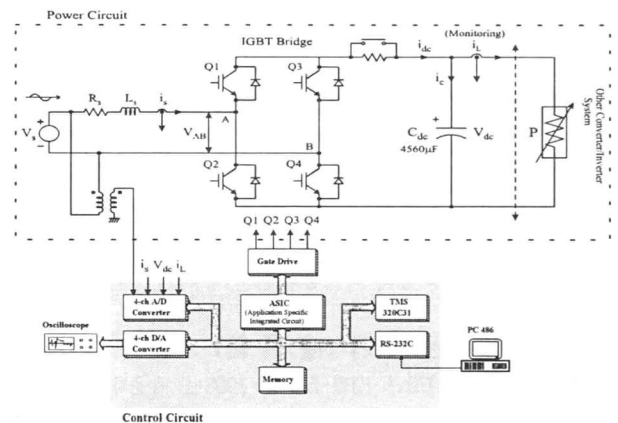


그림 1 디지털 제어를 위한 PWM AC/DC 컨버터 시스템
Fig. 1 A PWM AC/DC converter system with fully digital control

* 正 會 員 : 漢陽大 大 學 院 電 氣 工 學 科 博 士 課 程
** 正 會 員 : 漢陽大 工 大 電 氣 工 學 科 教 授 · 工 博
接受日子 : 1997年 11月 25日
最終完了 : 1998年 6月 26日