Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers Vol. 18, No.1, pp. 67~72 January 2004 논문 18-1-10

고성능 DSP기반의 FA 용 AC서보 시스템에 관한 연구

(A Study on AC Servo System for FA using High-performance DSP)

최치영* · 홍선기 · 김수길
(Chi - Young Choi · Sun - Ki Hong · Soo - Gil Kim)

요 약

AC 서보 시스템은 고 정밀도가 요구되는 공장 자동화 시스템(FA)에 적용 되어왔고 시스템의 성능에 직접적인 관계가 있다. 최근 전력용 소자와 AC 서보 제어를 위한 여러 기능이 내장된 DSP의 발전은 AC서보 기술에 큰 전환점을 주게되었다. 본 연구에서는 가장 최근 출시되었고, 150MIPS의 빠른 연산 속도와 AC서보 시스템을 위한 여러 회로들이 내장된 DSP인 TMX320F2812를 이용하여 3상 PMSM 기반의 AC서보 시스템을 구현하였다. 또한 SVPWM과 디지털 PI제어기를 적용하여 모터의 효율 및 제어 특성을 향상시키었다.

Abstract

AC servo system has been implemented to FA system and also depends on its quality. Recently with the development of power switching device and DSP which has peripheral devices to control AC servo system, the servo technology has met a new development opportunity. A DSP based AC servo system with a 3-phase PMSM is proposed. The newly produced DSP TMX320F2812-version C which has the performance of fast speed, 150MIPS, and rich peripheral interface is used. Also space vector pulse width modulation (SVPWM) and the digital PI control are implemented to the servo system

Key Words : TMX320F2812, PMSM , SVPWM, AC Servo

1. 서 론

FA(공장 자동화) 장비의 성능은 모터와 그에 대한 제어와 직접적인 관련이 있다. 현재 FA에 사용되는 대부분의 모터 시스템은 일본, 미국 등 선진국에 대한 의존도가 높은 현실에 있으며, 따라서 고성능의 모터 시스템을 국산화하는 것이 필수적으로 요구된다.

최근 전력용 반도체 소자의 발달과 모터 제어를 위한 주변기기가 내장된 DSP의 발전은 AC서보 모터의 구동 및 제어에 있어 하드웨어를 간소화하였고 C언어를 사용한 코딩에도 불구하고 충분한 연산 속도를 가지는 단계까지 발전하였다. 본 논문에서 실제 시스템에 적용된 TMX320F2812는 이러한 DSP 중 가장 최근에 선보인 DSP로 SVPWM(Space voltage Vector Pulse Width Modulation) 및 PWM 발생기, QEP(Quadrature-Encoder Pulse)회로와 12비트의 고속 AD변환기, 파워 드라이버 보호 회로 등을 내장하여 DSP 단일 칩 하나로 AC 서보 모터의 제어를 가능하게 만들었다. 이는 기존의 TMS320C31 또는 TMS320C32를 주로 사용하는 서보 모터 컨트롤러의 복잡한 회로를 간소화시키고 비용 절감을 통한 경제

* 주저자 : 호서대학교 정보제어공학과 석사졸업
Tel : 041-540-5674, Fax : 041-540-5693
E-mail : ccyoung74@hotmail.com
접수일자 : 2003년 7월 21일
1차심사 : 2003년 8월 5일
심사완료 : 2003년 9월 1일

성을 높을 수 있다. 이러한 고성능 DSP를 이용함으로 해서 영구 자석형 동기전동기의 벡터제어의 구현이 용이하게 되었고 SVPWM기법을 이용한 AC 서보 모터의 효율 향상 및 정밀 제어를 구현함에 있어 개발 시간의 단축 및 신뢰도의 향상을 얻을 수 있다.

2. 본 론

2.1 PMSM의 벡터제어

3상 AC서보 모터의 제어 특성과 제어 방식을 구현하는데 있어 3상 전압과 전류를 2상 교류로 표현한다면 간단해 질 것이다. 이것을 정지 좌표계로의 α-β 모델링이라 하며, 2상 교류를 2축 직류와 같이 표시한다면 2상 교류로 표시된 것보다 제어 특성과 제어 방식을 더욱 간단하게 구현할 수 있을 것이다. 이를 동기 좌표계 d-q 모델링이라 한다[5].

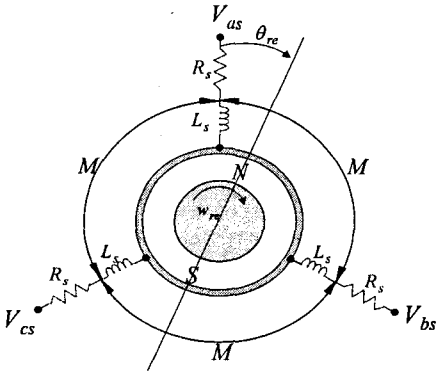

그림 1. 영구자석형 동기전동기의 등가회로
Fig. 1. Equivalent circuit representation of a PMSM

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s+pL_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s+pL_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s+pL_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

일반적으로 3상이 평형 하므로 등가회로는 식 (1)으로 표현된다[6]. 좌표 변환 행렬을 이용하여 3상 교류 좌표계를 직류 좌표계(d-q축)로 변환하면 식 2와 같다[6]. 식 (3)과 식 (4)은 3상 교류에서는 측정하기 어려운 속도 기전력 및 고정자 권선에 유기 되는 자속쇄교수가 좌표변환 수행 이후에 자속쇄교수는 직류 값으로 d-축에 집중되고, 속도 기전력은 직류 값으로 q-축에 집중되어 정확히 측정할 수 있음을 보인다[6]. 또한 직류 값인 d-q축 전기자 전압으로 d-q축 전기자 전류를 제어할 수 있음을 보이고 있다.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s+pL_s & -w_rL_s \\ w_rL_s & R_s+pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{fd} \\ \Phi_{fq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ w_{re}\Phi_f \end{bmatrix} \quad (4)$$

식 (5)은 토크에 관한 것으로 q-축 전류에 비례하게 되어 q-축 전류에 제어함으로써 토크를 직접 제어할 수 있다[5~6].

$$T_e w_{rm} = \frac{3}{2} w_{re}\Phi_f i_q \quad (5)$$

2.2 SVPWM

공간전압벡터 펄스 폭 변조 방식은 직류 전압의 이용률이 상대적으로 높고 일반적으로 사용되는 정현파 PWM 방식에 비해 전류 고조파 성분을 크게 억제할 수 있는 방식으로 알려져 있다[2].

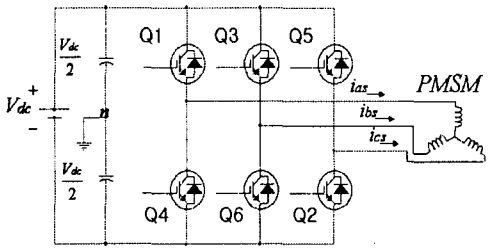

그림 2. 3상 PWM 인버터
Fig. 2. 3-phase PWM inverter

그림 2는 본 논문에 사용된 3상 전압형 인버터를 나타내고 단일 직류 입력 전원으로부터 3상 교류 전압을 발생하여 3상 부하에 공급하는 기능을 갖는다. 그림 2의 3상 PWM 인버터는 각 상 직류전원의 (+)측에 접촉된 IGBT가 온인지, (-)측에 접촉된 IGBT가 온인지에 따라 2개의 모드가 있고, 3상분이 되면 총 8개의 조합이 존재한다. 이를 공간상에 도시하면 그림 3과 같다[2].

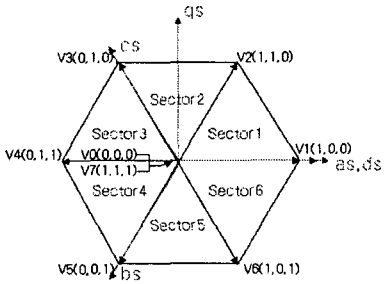

그림 3. 스위칭 모드에 따른 공간 전압 벡터
Fig. 3. Switching state vector

공간 벡터 전압변조 방식의 기본 원리는 한 주기 내에서 기준 전압 벡터와 평균적으로 동일한 전압을 인버터의 유효 벡터들을 이용하여 합성해 내는 것으로 다양한 방식의 공간 벡터 전압변조 방식이 발표되었고[6], 본 논문에서는 옵셋 전압을 이용한 SVPWM 방식을 채택하였다.

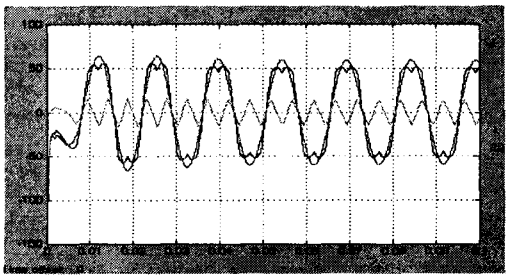

그림 4. SVPWM 시뮬레이션
Fig. 4. Simulated SVPWM with offset voltage

그림 4에는 상전류(정현파)와 전압 변조된 SV-PWM 파형(M자형 파형) 그리고 옵셋 전압(삼각파형)을 나타내고 있다. 선택된 옵셋 전압에 상전류를 더하게 되어 SVPWM이 구현된다[6].

2.3 시스템 구성

그림 5는 위치 제어를 수행할 수 있도록 구성한 전체 시스템 블록도이다.

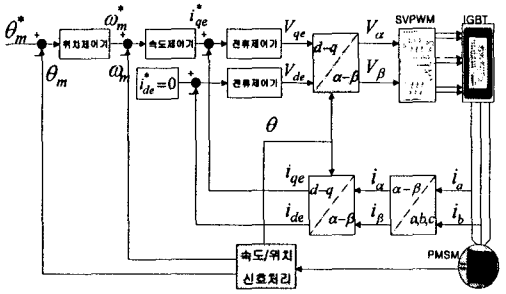

그림 5. 제어 시스템 블록도
Fig. 5. Block diagram of the control system

TMX320F2812의 장점을 살리기 위해 내부의 12비트 AD변환기, QEP회로, PDPINT 기능 및 PWM회로를 사용하여 컨트롤러의 회로를 간소화시키고 구현을 용이하게 하였다. 최상위 제어기로 위치 제어기, 하위 제어기로 속도 제어기, 최하위 제어기로 전류제어기가 구성되어 있다. 제어기 구성 및 좌표 변환, 속도 및 위치 신호처리 등이 모두 소프트웨어로 처리된다.

2.3.1 속도 및 위치 측정

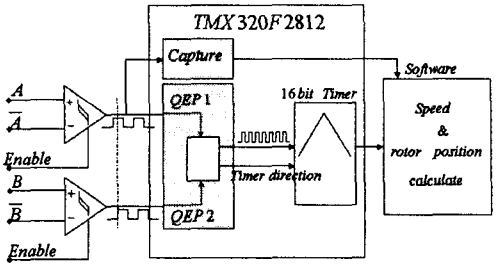

그림 6. 속도 측정 하드웨어 구성 블럭도
Fig. 6. Hardware Block diagram for measuring speed

본 논문에서는 PMSM에 부착된 2000PPR 엔코더를 사용하였다. 보통 엔코더 출력을 4체 배 하는 회로를 사용하는데TMX320F2812에는 QEP회로가 있기 때문에 별도의 회로 없이 엔코더 신호를 바로 사용할 수 있다. 그림 6은 PMSM에 부착된 엔코더 신호와

DSP와의 인터페이스 도이다. 이 QEP 회로를 이용하여 4체배된 엔코더 값을 발생시킬 수 있고 이를 16비트 타이머와 32비트 타이머를 이용하여 M/T방식으로 측정하였다.

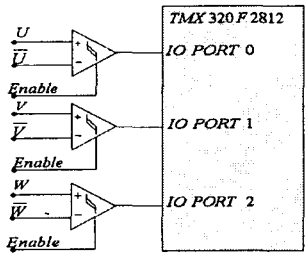

그림 7. 초기 위치 측정 하드웨어 구성 블럭도
Fig. 7. Hardware block diagram for detecting initial rotor position

그림 7은 초기 위치 검출을 위한 회로로 속도와 같이 엔코더 신호로부터 출력되는 신호를 사용하였고 이를 I/O 포트로 읽음으로 해서 초기 위치를 판독하게 된다. U, V, W신호는 회전자의 자속 위치에 대한 정보로 엔코더로부터 출력된다. 모터가 구동 중에는 속도와 같이 A, B을 이용하여 각 변위를 측정할 수 있으므로 그림 7의 회로는 초기 구동 시에만 쓰인다.

2.3.2 전류 및 전압 샘플링

각 상 전류와 DC 링크단의 전압 측정은 시스템의 성능에 직접적인 영향을 미치므로 최대한 오차 없이 측정하여야 한다. 이를 위해서는 AD변환기의 컨트롤과 어느 시점에서 위의 값들을 측정하는 가가 중요하다. TMX320F2812는 12비트의 고속 AD변환기를 가지고 있으므로 빠른 속도로 정밀한 전류 및 전압 값을 측정할 수가 있다.

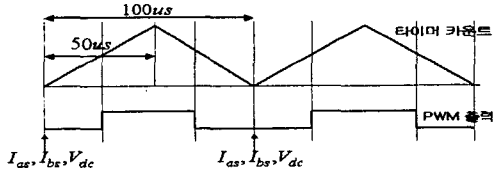

그림 8. AD 샘플링 타이밍도
Fig. 8. Sequence of sampling currents and DC voltage

전류 및 전압의 샘플링 시점은 위의 그림과 같이 영 전압이 인가될 때 측정하는 것이 스위칭에 의한 영향이 가장 없으므로 적절하다[1]. TMX320F -2812에는 스위칭 주파수와 AD변환의 변환 시작 신호를 같게 설정 할 수 있으므로 구현이 용이하다.

2.3.3 SVPWM출력 및 데드타임

TMX320F2812에는 총 14개의 PWM 출력 핀이 있으며 이중 12개의 핀은 2개의 3상 인버터를 구동 할 수 있고, SVPWM출력 또한 가능하다. 이중 6개의 PWM 출력 핀을 사용하여 3상 PMSM을 구동하였다. 그림 9는 A, B, C상에 출력되는 PWM 출력 파형을 나타내었다. 계산된 게이팅 온-오프 신호에 따라 대칭형(symmetric) PWM 파형이 출력된다. 그림 10은 A상과 /A상, B상과 /B상의 신호를 나타내었다. TMX320F2812에는 그림과 같이 A, B, C상에 대하여 각 상의 역 신호인 /A, /B, /C를 발생시킬 수 있는 기능이 있다.

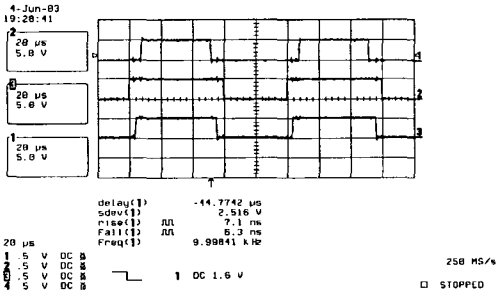

그림 9. A, B, C 상 SVPWM 출력 파형
Fig. 9. Output of 3-phase(A, B, C) SVPWM

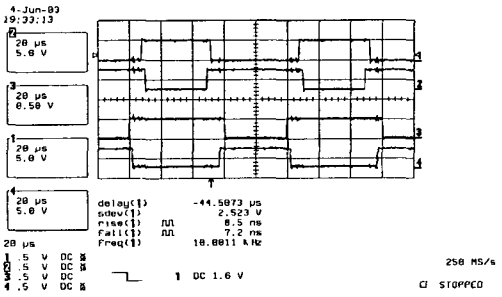

그림 10. A, /A 상, B, /B상 SVPWM 출력
Fig. 10. SVPWM output of A, /A, B, and /B

또한 TMX320F2812에는 그림 11과 같이 (+),(-)상 IGBT가 동시에 켜지는 것을 방지하기 위한 데드타임 도 설정 할 수 있다. 관련 레지스터에 설정하고자 하는 값만 로드하면 PWM 출력 핀에 데드타임 상태가 적용된다. 그림 11에는 2.4us의 데드타임을 보여준다. 데드타임은 작을수록 좋지만 너무 작으면 (+),(-)상 IGBT가 동시에 켜지는 구간이 발생하기 때문에 이러한 경우는 피해야 한다.

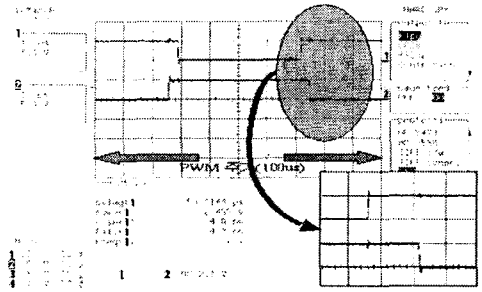

그림 11. 데드타임 출력 파형
Fig. 11. Output of the dead time

3. 실험 결과

표 1은 실험에 사용된 PMSM의 주요한 파라메타 값들을 나타내었다.

표 1. PMSM의 사양 및 파라메터
Table 1. The specification of the PMSM

주요 파라메터	파라메터 값
상수 / 극수	3상 4극
정격 출력	200 [W]
관성 모멘트	7.6 [g.cm.s^2]
정격 속도	3000 [rpm]
토크 상수	3.02 [kgf*cm/Akg · cm]
상당 저항	2.3 ~[Ωohm]
상당 인덕턴스	7.8 [mH]
역기전력 상수	0.021 [V/rpm]

표 1의 PMSM을 이용하여 속도 및 위치에 대한 실험을 수행하였다. 그림 12는 무 부하에서 1000 RPM의 명령에 대한 속도 응답 및 A상전류 파형을 나타낸다. 이에 대해 속도 응답 특성이 오버슈트 거의 없이 50 [ms] 정도에 정상상태에 도달한다

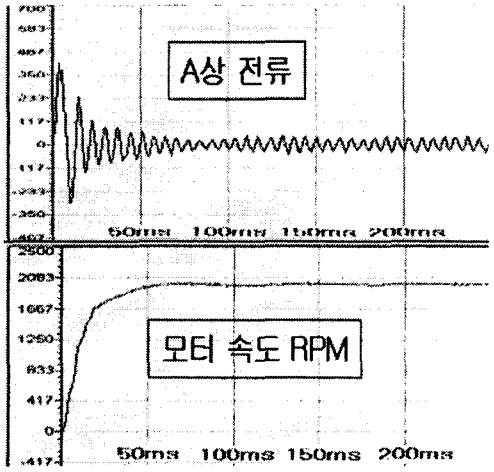

그림 12. A상 전류 및 속도 실험 결과
Fig. 12. Experimental result of the A-phase current and speed(RPM)

다음 그림 13은 위의 실험에서의 d-q 축 전류를 나타낸다. q 축 전류는 상 전류의 첨두치로 나타남을 알 수 있다

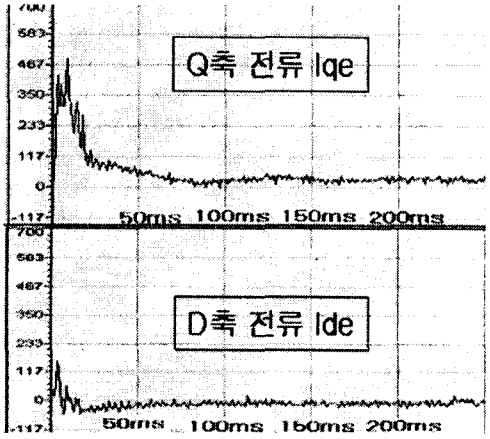

그림 13. d-q 축 전류 실험 결과
Fig. 13. Experimental result of d-q axis current

그림 14는 360도 위치 명령에 대한 응답으로 360도에 해당하는 위치 명령은 1000이 된다. 즉 위치 분해능은 360/1000, 즉 0.36도이다. 정상상태에 도달 시간은 약 270 [ms] 이며 오버슈트 없이 정상상태에 도달하는 것을 알 수 있다.

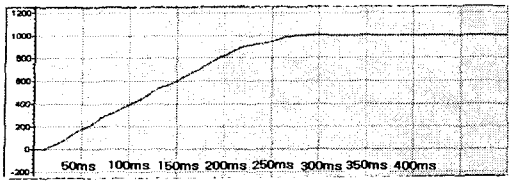

그림 14. 위치 응답 실험 결과
Fig. 14. Experimental result of the position response

그림 15는 시스템 전체 그림이다. 좌측 상단에 실험에 사용된 600 [W] PMSM이 보여지며 좌측 하단은 PMSM에 전원을 공급하는 3상 PWM 인버터이다. 우측이 설계된 AC서보 컨트롤러로 TMX320F-2812와 그 내부의 여러 디바이스들을 사용함으로 해서 하드웨어 구성이 간략화된 것을 볼 수 있다

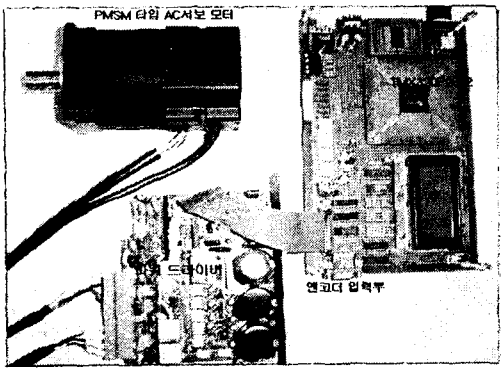

그림 15. 전체 시스템 사진
Fig. 15. System photograph

4. 결 론

본 논문에서는 가장 최근에 출시된 모터 제어용 고성능 저 전력 DSP인 TMX320F2812를 이용하여 FA 시스템에 적용 될 AC 서보 모터의 벡터 제어를 기반으로 하는 속도 및 위치제어기를 구현하였고 속도 및 위치 응답은 정상상태 도달 기준으로 약 50 [ms] 와 270 [ms] 로써 AC 서보 시스템으로써 속응성과 안정성을 동시에 만족하였다. 또한 DSP 내부의 모터 제어를 위한 주변장치를 사용함으로 해서 컨트롤러의 회로를 간소화시키었다.

이와 같은 모터 전용의 고성능 DSP를 사용함으로 해서 기존의 AC 서보 컨트롤러에 비하여 단축된 개발 시간과 가격 경쟁력을 가지게 될 것이다. 그러나 실험 결과에서 보듯이 전류 파형에 노이즈 성분을 포함하게 되었다. 이는 데드타임에 대한 보상과 전류예측과 같은 방법으로 개선 될 것으로 기대된다.

본 연구는 한국과학재단 지정 지역협력 연구센터인 호서대학교 반도체 제조장비 국산화 연구센터의 연구비 지원에 의해 연구되었음.

References

[1] Vladimir Blasko, "Interaction Between Power Converter and Control-PWM and sampling Issues", 40th IEEE Conference on Decision and Control, pp.2210~2216, DECEMBER 2001.
[2] Marian P.Kazmierkowski, Luigi Malesani," Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converter: A Survey", IEEE Trans. on electronics vol.45. no, pp.691~702, OCTOBER 1998.
[3] Dong-Hee Lee, Young-Ahn Kown, "Improved Performance of SVPWM Inverter Based on Novel Dead Time and Voltage Drop Compensation", 대한전기학회 논문집, 49B-9-8, pp.618~625, 2000.
[4] Ahmet M.Hava, Seung-Ki Sul, Russel J.Kerkman, Thomas A.Lipo, "Dynamic Overmodulation Characteristics of Tria-ngle Intersection PWM Methods", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL35, NO.4, pp 896~907, JULY/AUGUST 1999.
[5] 설승기, "전기기기제어론", 도서출판 브레인코리아, 서울시 마포구 서교동, pp. 65~117, 239~277, 2002
[6] 김준식, 설승기, "공간 전압 벡터 PWM의 새로운 기법", KIEE, 44권 7호, pp.865~874, 1995.

◇저자소개◇

최치영 (崔致英)
1975년 11월 2일생. 2000년 호서대학교 정보제어공학과 졸업. 2003년 8월 호서대학교 대학원 정보제어공학과 석사 졸업. 현재 (주)로보스타 근무.

홍선기 (洪瑄基)
1965년 1월 24일생. 1987년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1989년 서울대학교 대학원 전기공학과(석사). 1993년 서울대학교 대학원 전기공학과(박사). 1995~현재 호서대학교 전기정보통신공학부 부교수.

김수길 (金秀吉)
1965년 8월 2일생. 1988년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1991년 서울대학교 대학원 전기공학과(석사). 1997년 서울대학교 대학원 전기공학과(박사). 1997~현재 호서대학교 정보제어공학과 부교수.