

모터 구동시스템 시험을 위한 개선된 프로그램어블 다이내모미터 제어

論 文

52B-5-3

A Improved Programmable-Dynamometer Control For Motor Drive Systems Testing

金吉童* · 朴 愼 濬* · 趙正珉** · 全基英** · 吳鳳煥*** · 李勳九[§] · 韓慶熙^{§§}
(Gil-Dong Kim, Hyun-Jun Park, Jeong-Min Jho, Kee-Young Jeon
Bong-Hwan Oh, Hoon-Goo Lee, Kyung-Hee Han)

Abstract - The control method of programmable dynamometer for overall test of machine is to load the reference torque which is computed from torque transducer into motor under test. But the torque information detected from torque transducer have a lot of noise when the load torque of moter is a small quantity or changing. Thus, torque transducer must have a low pass filter to detect a definite torque information. But The torque delay generated by filter with torque transducer occur a torque trouble for moter torque of programmable dynamometer. Therefore, this kind of system could not perform dynamic and nonlinear load. In this paper, the control method using the load torque observer without a measure for torque transducer is proposed. The proposed system improved the problem of the torque measuring delay with torque transducer, and the load torque is estimated by the minimal order state observer based on the torque component of the vector control induction moter. Therefore, the torque controller is not affected by a load torque disturbance.

To verify a superiority of the proposed control algorithm, the analysis for a root locus of a conventional control method and the proposed one, and simulation and experiment is performed. Therefore we hope to be extended in industrial application.

Key Words :Dynamometer, Feed-forward, a load torque observer, Vector Control Induction Motor(VICM)

1. 서 론

전동기 조합시험을 위한 프로그램어블 다이내모미터(PDM)의 제어는 피시험체(MUT)의 구동 토크를 검출하여 이에 대한 부하토크를 걸어주는 방식이 있다. 그러나 토크 검출기로부터 얻어진 정보는 미량의 토크 및 순시 토크 변화에 대하여 많은 노이즈를 포함하고 있다. 그래서 안정된 토크를 얻기 위해서는 저역 통과 필터를 이용하는데, 이때 필터로 인해 발생하는 토크 신호 지연현상은 PDM의 토크 진동으로 이어지게 된다. 그러므로 정적인 부하시험은 가능하나, 동적 또는 비 선형적인 부하구현에는 만족할만한 부하특성을 얻을 수 없었다.[1]-[4]

본 논문에서는 기존의 토크 검출기 사용에 대한 문제점을 개선하기 위해서 MUT의 토크 검출 없이 부하토크 관측기에 의한 제어방식을 제안하였다. 제안된 시스템에서는 PDM의 부하토크를 관측한 값에 관성 토크를 더하여 MUT의 구동

토크를 추정하는 방식으로 토크 검출기를 이용할 때 발생되는 토크 지연현상에 대한 문제점을 개선하였고, 속도관측기에 의해 추정되는 부하토크를 이용하여 피드포워드 제어를 함으로써, 속도 변화에 독립적으로 부하토크를 제어 할 수 있도록 하였다. 제시한 제어 알고리즘에 대하여 타당성을 검증하기 위해서 토크 검출기를 이용할 때 나타나는 필터의 차단 주파수에 대한 문제점을 근계적을 통해 입증하였고, 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제시한 방법이 우수함을 확인하였다. 따라서 확인된 PDM 장치는 토크검출 없이 시험이 가능하므로 산업용 가변속 구동장치의 여러 가지 부하를 시험하기 위한 시험장치로 활용이 확대 될 것이며, 빠른 설계를 원하는 모터구동장치 제작자에 의해 널리 사용 될 것으로 기대된다.

2. PDM의 시스템 구성

본 논문에서는 22[kW] 유도전동기 2대를 이용하였다. 인버터는 35[kW] 인버터 2대를 이용하였다. 그리고, 인버터에 공급되는 DC 전원은 MUT 인버터와 PDM 인버터를 DC bus로 구성하여 회생시 발생된 전력이 순환하고 DC link 커패시터에 에너지를 저장함으로써 약간의 전압 상승이 나타날 수 있지만, 주 전력 공급장치는 드라이브의 손실분만을 공급할 수 있는 시스템으로 구성하였다.

제시된 그림 2.1은 PDM의 시험장치 시스템 구성도를 나

* 準 會 員 : 韓 國 鐵 道 技 術 研 究 院

** 準 會 員 : 明 知 大 學 校 電 氣 工 學 科 博 士 修 了

*** 正 會 員 : 明 知 專 門 大 學 電 氣 科 教 授 · 工 博

§ 正 會 員 : 庸 人 松 雲 大 學 電 氣 設 備 科 教 授 · 工 博

§§ 正 會 員 : 明 知 大 學 校 電 氣 工 學 科 教 授 · 工 博

接 受 日 字 : 2002年 10월 28일

最 終 完 了 : 0000年 2월 12일

타내고 있다. 시스템 구성은 MUT 모터와 PDM 모터로 한 bed에 시험할 수 있는 구조로 설계하였다. MUT는 PDM를 실험하기 위해 회전자 자속기준 간접벡터제어방식으로 속도 제어를 수행하였고, PDM는 전기적 관성을 구현하기 위해서, 제어방식은 회전자 자속기준 간접 벡터제어방식으로 제어하였고, MUT와 부하용 PDM에서 역행 및 회생시 발생하는 회생에너지를 사용하기 위해 back-to-back방식으로 구성하여 전체적으로 소비되는 전력을 감소시킬 수 있는 방식으로 구성하였다.

또한, PDM는 토크 관측기를 사용하여 MUT의 구동토크를 추정하도록 제어 시스템을 구성하였다. 이러한 시스템 구성에서 연산된 속도정보를 받아 속도 제어함으로써 사용자가 요구하는 부하토크 및 전기적 관성부하를 구현할 수 있는 방식이다.

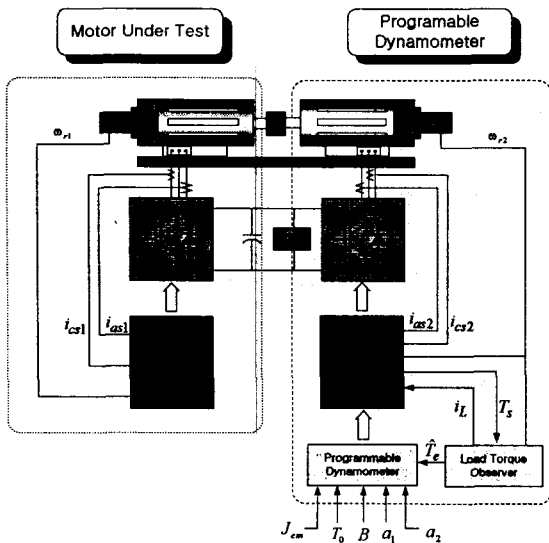


그림 2.1 전체 제어 블록도
Fig. 2.1 Schematic of the overall system

2.1 운동방정식

유도전동기 시험세트를 이용하여 기계적인 부하를 전기적 관성으로 구현하면 그림 2.2과 같이 모델링 할 수 있다.

PDM를 제어하기 위한 MUT의 속도와 가속에 이용되는 토크와의 관계의 기본 운동방정식은 식 (2-1), (2-2)과 같다.

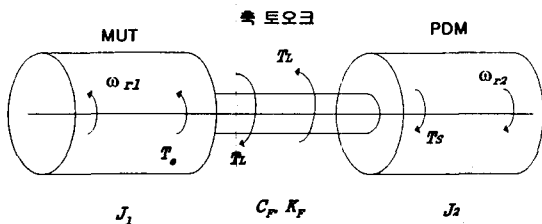


그림 2.2 시험 장치의 운동 방정식
Fig. 2.2 The dynamic equation of the system

$$T_e = J_1 \frac{d\omega_{r1}}{dt} + T_L \tag{2-1}$$

$$\omega_{r1} = \frac{1}{J_1} \int (T_e - T_L) dt \tag{2-2}$$

여기에서 T_e 는 모터의 구동 토크, T_L 은 부하 토크, ω_{em}^* 은 모터의 관성 모멘트, J_1 는 전동기의 회전모멘트이다.

2.2 기존의 제어방식

기존의 제어방식은 토크 검출기를 이용하여 기계적 부하를 구현하는 방식으로써, 지령부하토크와 전기적 관성부하를 얻기 위한 속도 지령은 식(2-3), (2-4)과 같고, 지령 부하토크 T_L^* 은 회전방향과 속도에 대한 부하로써, 식(2-5)처럼 표현된다.[5]-[7]

$$T_e = T_L + J_1 \frac{d\omega_{r1}}{dt} \tag{2-3}$$

$$\omega_{em}^* = \frac{1}{J_{em}} \int [T_L - T_L^*] dt + \frac{J_1}{J_{em}} \omega_{r1} \tag{2-4}$$

$$T_L^* = T_0 \text{sign}(\omega_{r1}) + B\omega_{r1} + a_2\omega_{r1}^2 + a_3\omega_{r1}^3 \tag{2-5}$$

여기에서

T_0 는 일정부하 토크

$\text{sign}(\omega_{r1})$ 는 부호함수 ($\text{sign}(\omega_{r1} \geq 0) = 1$ 이고 $\text{sign}(\omega_{r1} < 0) = -1$)

B 는 점성 마찰 계수

a_2 는 속도의 자승에 비례하는 부하에 대한 계수

a_3 는 속도의 3승에 비례하는 부하에 대한 계수

J_{em} 는 모의 관성 모멘트

식 (2-4),(2-5)로부터 PDM의 입력으로는 T_0, B, J_1, a_2, a_3 와 같은 계수들이 되며, 이것들은 원하는 부하토크의 연산을 가능하게 한다.

일반적으로 PDM를 제어하기 위해서는 MUT와 PDM 사이에 축 토크를 직접 검출하여 이용하는 방식을 사용한다. 이때 축 토크 검출기의 출력신호는 많은 노이즈를 포함하고 있기 때문에, 필터를 고려한 부하토크는 $(\frac{1}{\tau_c s + 1})T_L$ 로 표현된다. 따라서, 이러한 점을 식 (2-4)에 고려하면 속도지령 ω_{em}^* 은 필터의 차단주파수 τ_c 에 의해 영향을 받는 것을 알 수 있다.

2.2.1 PDM의 축토크 모델링

그림 2.3은 그림 2.2와 같은 시험장치를 구성할 경우에 필요한 기계적 커플링에 대한 수학적 모델링을 나타내었다. 이

것은 시스템을 분석하고 시뮬레이션을 하는데 있어서 필요하다.

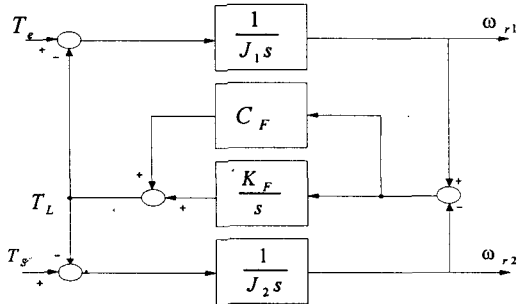


그림 2.3 기계적 커플링에 대한 기계계의 모델
Fig. 2.3 Mechanical Model for Mechanical coupling

그림 2.4의 블록도에서 G_i 는 2대의 모터의 기계적 커플링에 대하여 수학적 모델로 표현하면 식 (2-8)과 같다. 여기서, C_F 는 토크전달기구의 점성마찰계수이고, K_F 는 용수철 정수로서, 기계계의 운동방정식을 구하면 다음과 같은 식이 된다.

$$\omega_{r1} = \frac{1}{J_1 s} (T_e - T_L) \quad (2-6)$$

$$\omega_{r2} = \frac{1}{J_2 s} (T_s - T_L) \quad (2-7)$$

$$T_L = \frac{K_F}{s} (\omega_{r1} - \omega_{r2}) + C_F (\omega_{r1} - \omega_{r2}) \quad (2-8)$$

본 논문에서 적용된 기계적 커플링에 해당하는 전달함수는 PDM의 축과 MUT의 축이 직결되어있고, 그 접속은 비교적 커플링이 견고한 것으로 판단하여, 다음과 같이 실험치로써 $G_i = \frac{10s+1000}{s}$ 로 설정하였다.

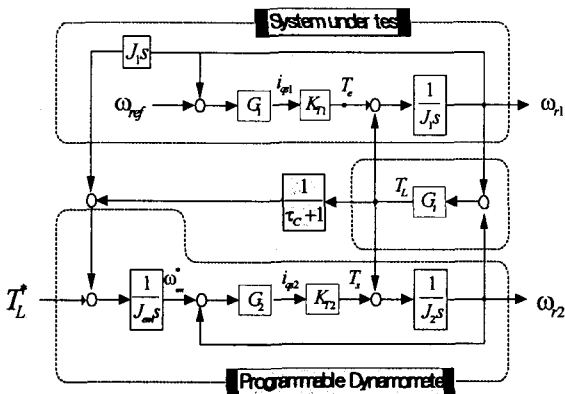


그림 2.4 기존의 전기적관성 부하를 위한 제어 블록도
Fig. 2.4 The Control Block for a conventional programmable Dynamometer

2.2.2 토크 검출기 필터의 차단 주파수에 의한 속도 응답특성

제어 블록도에서 볼 수 있듯이 직접 토크오를 검출하는 방식은 필터의 지연현상으로 인하여 정확한 크기의 관성부하구현이 어렵고, 필터의 대역폭이 작아지는 경우 제어의 특성에도 영향을 미칠 수 있다. 따라서, 필터의 대역폭에 대한 제어 특성을 알아보기 위해서 지령 속도에 대한 전달함수와 지령 토크에 대한 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} L_1 &= -G_1 K_{i1} / J_1 s & L_2 &= -G_i / J_1 s \\ L_3 &= -G_1 / J_2 s & L_5 &= -G_2 K_{i2} / J_2 s \\ L_4 &= -G_2 K_{i2} G_i G_c / J_{em} J_2 s (\tau_c + 1) \\ L_6 &= G_2 K_{i2} G_i / J_{em} J_2 s^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= L_1 + L_2 + L_3 + L_4 + L_5 \\ \Delta_2 &= L_1 L_3 + L_1 L_4 + L_1 L_5 + L_2 L_5 \end{aligned}$$

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{G_1 K_{i1} (1 - (L_3 + L_4 + L_5)) / J_1 s}{1 - \Delta_1 + \Delta_2} \quad (2-9)$$

$$\frac{T_L}{T_L^*} = \frac{G_2 K_{i2} G_i (1 - L_1) / J_{em} J_2 s^2}{1 - \Delta_1 + \Delta_2} \quad (2-10)$$

식 (2-9)을 이용하여 필터 대역폭 변화에 대한 근계적을 구하면 표 2.1과 같다. 여기에서 근계적을 구하기 위한 MUT 속도 제어기의 대역폭은 100[rad/s]으로 하고, PDM의 속도제어기의 대역폭은 500[rad/s]로 설정하였을 경우 실제 기계적 관성체의 우세근과 PDM의 필터의 대역폭을 변화시켰을 때 시스템의 우세근에 대하여 나타내었다.

표 2.1 필터 대역폭 변화에 따른 우세근
Table 2.1 Roots for a different value of filter bandwidth

	기계적 관성인 경우	특성방정식의 근 ($\tau_c=0.001$)	특성방정식의 근 ($\tau_c=0.01$)
J_1	-100	-100, $47 \pm j89$	-100, $-2.6 \pm j0$
$3J_1$	-33	-100, $54 \pm j17$	-100, $-36 \pm j40$
$5J_1$	-20	-21	-32
$10J_1$	-10	-9.3	-10
$20J_1$	-5	-4.4	-4.5
$30J_1$	-3.3	-2.9	-2.9

표 2.1에서 필터의 대역폭 변화에 대한 근의 변화를 보면, 대역폭이 커지고 적은 전기적 관성일 경우, 심한 진동현상을 보여주고 있다. 그러나 전기적 관성이 커질수록 기계적 관성의 변화와 유사한 특성을 보여주고 있다, 이것은 대역폭이 작은 필터일수록 토크 지연현상으로 인하여 PDM모터의 토크 응답이 늦어져 나타나는 현상이다.

또한 부하에 대한 특성방정식도 속도에 대한 특성방정식과

같이 때문에 $J_1, 3J_1$ 과 같은 작은 크기의 전기적 관성 구현에 있어서 심한 진동 현상을 보여주고 있다. 이것은 PDM의 늦은 제어특성 때문에 나타나는 것으로 피드포워드 제어회로에 의해 개선될 수 있다.

기계적 관성부하와 전기적 관성부하의 차이를 보다 명료하게 표현하기 위해서 동일한 좌표에 우세극을 도시하면 그림 2.5과 같다.

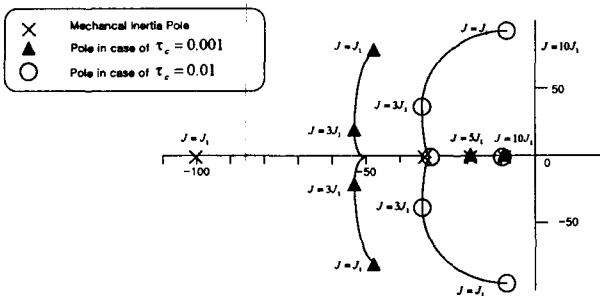


그림 2.5 필터의 차단 주파수 변화에 대한 근궤적
Fig. 2.5 Root Locus for altering cutoff frequency of filter

이상과 같이 PDM의 필터에 대한 근궤적을 검토한 결과 PDM는 토크 검출시 지연 없거나 또는 대역폭이 넓은 필터를 이용하여 검출하여야 한다는 것을 알 수 있다. 따라서, 종래의 토크 검출방식의 제어기는 전기적 관성부하에 대하여 만족할만한 성능을 기대할 수 없다.

2.3 부하토크 관측기에 의한 MUT 모터의 토크추정

2.3.1 피 시험체 구동토크 추종 알고리즘

VCIM의 토크 발생 메카니즘은 종래의 DC 모터의 토크 발생 메카니즘과 동일하기 때문에 기계적인 방정식은 VCIM의 토크 성분을 토대로 다음과 같이 얻어질 수 있다.

여기서 점선 부분이 없을 경우 모터의 구동 토크 및 부하 토크에 대한 속도식은 식 (2-11)과 같다.

$$\omega_{r2} = \frac{1}{J_2 s} [K_T i_{qs2} - T_L] \quad (2-11)$$

식 (2-11)로부터 모터의 속도 ω_{r2} 는 부하토크 T_L 에 의해 변하게 된다.

그림 2.6는 점선으로 표시된 부하토크 피드 포워드 루프가 있는 속도 제어 블록도를 보여준다. 여기서 T_L 은 알 수 없는 변수이기 때문에, 제어기에서 \hat{T}_L 으로 추정되어야만 한다. 토크 \hat{T}_L 추정하였다고 가정하면,

$$\omega_{r2} = \frac{1}{J_2 s} \left[K_T \left(i_{qs2} + \frac{\hat{T}_L}{K_T} \right) - T_L \right] \quad (2-12)$$

으로부터

$$\omega_{r2} = \frac{1}{J_2 s} [K_T i_{qs2} + \hat{T}_L - T_L] \quad (2-13)$$

식 (2-13)으로 정리된다. 여기서 추정된 부하토크 \hat{T}_L 와 실제 부하 토크 T_L 가 일치한다면 전동기의 속도는 부하토크 T_L 에 무관하게 된다. 따라서, 부하 외란 토크 \hat{T}_L 의 영향은 그림 2.6 점선 블록으로 표시된 피드포워드 제어기에 의해서 토크 전류 i_T 로 제거될 수 있다.[8]

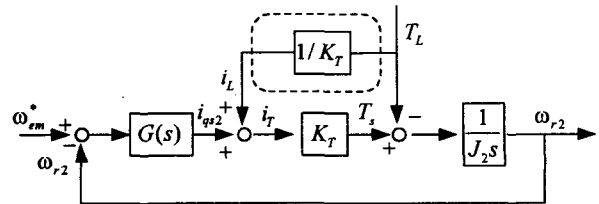


그림 2.6 부하토크 피드포워드 제어를 갖는 제어블록
Fig. 2.6 Control Block with Load Torque Feed-Forward controller

따라서, 속도 지령에 대한 속도 응답은 속도 제어기 $G(s)$ 에 의해 결정된 이상적인 제어기로 설정될 수 있다. 본 논문에서 부하토크 관측기는 T_L 을 추정하기 위해 도입되었다. 그래서, MUT의 구동토크 및 PDM의 지령속도는 식 (2-18), 식(2-19)와 같다.

$$\hat{T}_e = J_1 d \frac{\omega_{r1}}{dt} + \hat{T}_L \quad (2-18)$$

$$\omega_{em}^* = \frac{1}{J_{em}} \int [\hat{T}_e - T_L^*] dt \quad (2-19)$$

따라서, 식 (2-18), 식(2-19)으로부터 제어 블록을 구성하면 그림 2.7와 같이 표현된다.

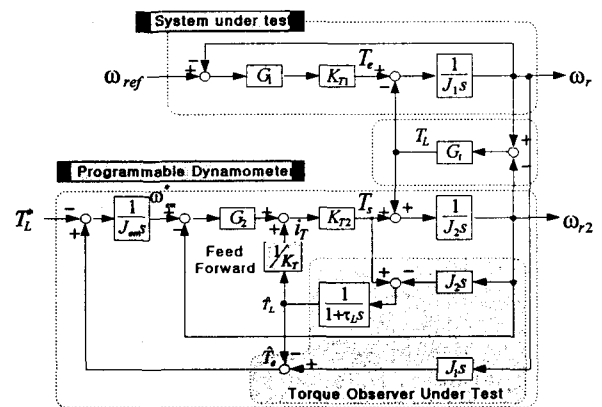


그림 2.7 제안된 PDM 제어블록도
Fig. 2.7 The proposed PDM control block diagram

2.3.3 부하토크 관측기에 의해 토크 추정에 의한 속도 응답특성

부하토크 관측기에 의해 토크 추정된 시스템의 제어특성을 알아보기 위해서, 속도지령에 대한 속도 응답과 토크지령에 대한 부하응답을 전달함수를 나타내었다. 여기에서, 식 (2-20), (2-21)는 Mason 방정식에 따라 Closed-loop 로 구성하면 $L_1 \sim L_9$ 로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 L_1 &= -G_1 K_{t1} / J_1 s & L_2 &= -G_t / J_1 s \\
 L_3 &= -G_1 / J_2 s & L_4 &= -G_2 K_{t2} J_1 / J_2 J_{em} s \\
 L_5 &= -G_2 K_{t2} / J_2 s \\
 L_6 &= \frac{G_2 K_{t2}}{J_{em} s} \frac{1}{\tau s + 1} & L_7 &= -\frac{G_2 K_{t2}}{J_{em} s} \frac{1}{\tau s + 1} \\
 L_8 &= \frac{1}{\tau s + 1} & L_9 &= -\frac{1}{\tau s + 1}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \Delta_1 &= L_1 + L_2 + L_3 + L_4 \\
 \Delta_2 &= L_1 L_3 + L_1 L_4 + L_1 L_5 + L_2 L_5 + L_3 L_8 + L_3 L_7 \\
 \Delta_3 &= L_1 L_3 L_8 + L_1 L_3 L_7
 \end{aligned}$$

$$\frac{\omega}{\omega_r^*} = \frac{G_1 K_{t1} (1 - (L_3 + L_4 + L_5)) / J_1 s}{1 - \Delta_1 + \Delta_2 - \Delta_3} + \frac{G_1 K_{t1} (L_3 L_8 + L_3 L_7) / J_1 s}{1 - \Delta_1 + \Delta_2 - \Delta_3} \quad (2-20)$$

$$\frac{T_L}{T_L^*} = \frac{G_2 K_{t2} G_t (1 - L_1) / J_{em} J_2 s^2}{1 - \Delta_1 + \Delta_2 - \Delta_3} \quad (2-21)$$

식 (2-20)로 부터 제안된 PDM의 속도 전달함수에 대한 근궤적을 그림 2.8에서 나타내고 있다.

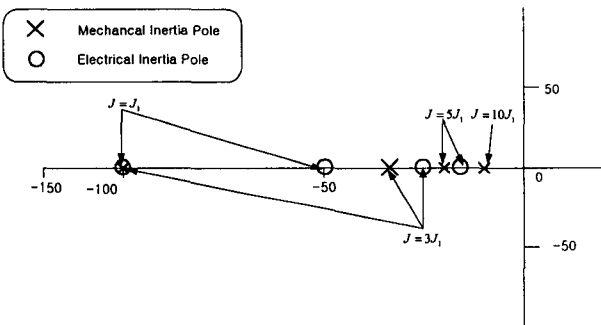


그림 2.8 속도 전달함수에 대한 모의 관성계수 변화시 근궤적(부하토크 관측기를 이용한 제어방식)

Fig. 2.8 Root Locus of Speed Transform for Changing Electrical-inertia coefficient

여기에서 MUT의 실제관성 J 의 1배에 해당하는 모의관성의 우세극점은 -100, -47에 위치한다. 이것은, 실제 관성계와

는 다소 차이를 보이지만 토크 검출기를 이용한 경우보다 진동현상이 없고 유사한 등가 부하관성을 보여주고 있다.

표 2.2 필터 대역폭 변화에 따른 우세근

Table 2.2. Roots for a different value of filter bandwidth

	기계적 관성의 특성방정식 근	제안된 시스템의 특성방정식 근
J_1	-100	-100, -47
$3J_1$	-33	-100, -25
$5J_1$	-20	-100, -16
$10J_1$	-10	-9.2
$20J_1$	-5	-4.8
$30J_1$	-3.3	-3.3

표 2.2은 관성모멘트계수 변화에 따른 각각의 전달함수의 근을 나타내었다. 그리고 실제관성 J_1 의 몇 배 이상에 해당하는 모의관성의 극점은 실제 관성부하를 증가시켰을 경우와 점점 유사한 극점을 나타내고 있음을 알 수 있다. 따라서, 토크 검출기 없이 부하토크 관측기를 이용하여 제어하는 경우에 토크 검출기를 이용하여 제어하는 방식보다 정확한 전기적 관성 구현이 가능함을 할 수 있다

스텝 부하 변화시 관성모멘트계수 변화에 따른 각각의 전달함수의 근은 관성모멘트계수 변화에 따른 각각의 전달함수의 근과 같음으로 기존의 시스템과 다르게 적은 크기의 전기적 관성구현에 있어서도 토크 리플현상 없이 부하구현이 가능함을 알 수 있다.

3. 시뮬레이션

본 논문에서, 전기적 관성 부하 시스템의 시뮬레이션은 전기적 관성변화에 대한 속도응답특성과 지령 토크에 대한 부하 토크구현을 확인하기 위해서, MUT 속도제어기의 대역폭은 100[rad/s]으로 하고 PDM의 속도제어기의 대역폭은 500[rad/s]로 설정하여, matlab simulink을 이용하여 시뮬레이션 하였다.

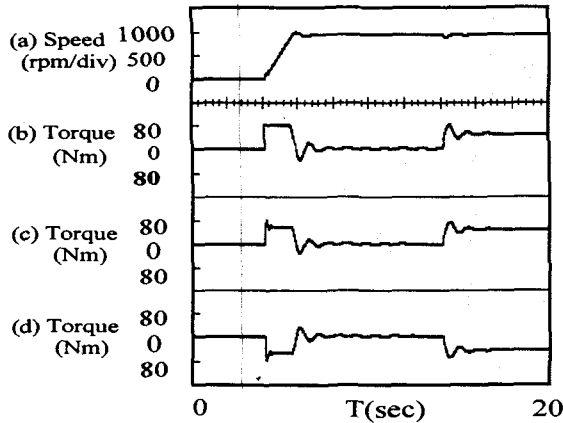
표 3.1 시스템 파라미터

Table 3.1 Parameters of the system

Model Number	V30HK1	Nominal power	22Kw
r	0.083 [Ω]	r	23.09 [mH]
r	0.058 [Ω]	r	21.1 [mH]
r	23.08 [mH]		0.23Kgf · m

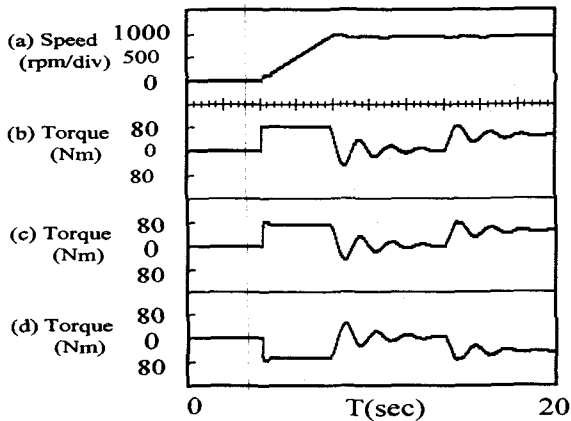
두 대의 전동기는 벡터제어를 하였으며, 2대 전동기의 속도 차에 의한 부하토크가 상호 작용하여 프로그래밍이 가능한 PDM를 구성할 수 있다. 시뮬레이션을 하기 위한 시스템 파라미터는 표 3.1에 나타내었으며, MUT 모터와 PDM의 전동기가 동일하다.

그림 3.1은 기존의 시스템에 대하여 모의 관성 변화시 속도 및 부하 외란 토크에 대한 특성을 보여준다. 표 3.1로부터 MUT의 회전자 관성모멘트 J 가 $0.23 [\text{kg} \cdot \text{m}^2]$ 일 때, PDM의 모의관성변화는 $J_{em}=3J, 8J$ 으로 하였으며, 10초 후 전 부하토크에 해당하는 $80[\text{Nm}]$ 의 스텝부하를 인가하였을 경우에 MUT의 구동토크 전류를 나타내고 있다.



(a) $J_{em}=3J$ 일 경우 속도 및 토크파형

(a) the speed and torque waveform for $J_{em}=3J$



(b) $J_{em}=8J$ 일 경우 속도 및 토크파형

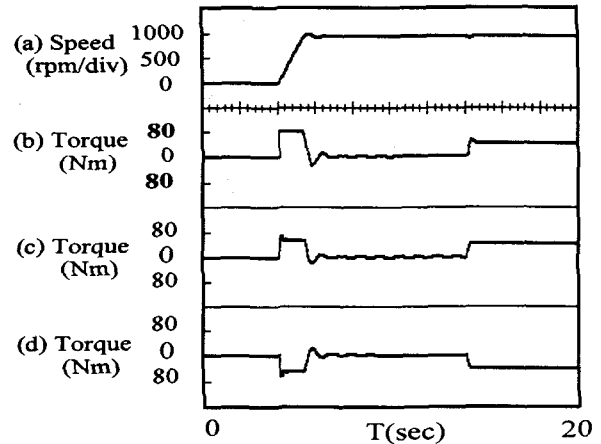
(b) the speed and torque waveform for $J_{em}=8J$

그림 3.1 J_{em} 변화 및 스텝부하토크에 대한 MUT의 특성 (a) MUT의 속도 (b) MUT의 토크 (c) 추정된 MUT 토크 (d) 관측된 PDM의 부하토크 (Time/div: 2[sec])

Fig. 3.1 Speed and torque responses for a difference value of J_{em} and step load. (a) Speed for system under test (b) Torque for system under test (c) Estimated Torque for system under test (d) Estimated load torque for Dynamometer

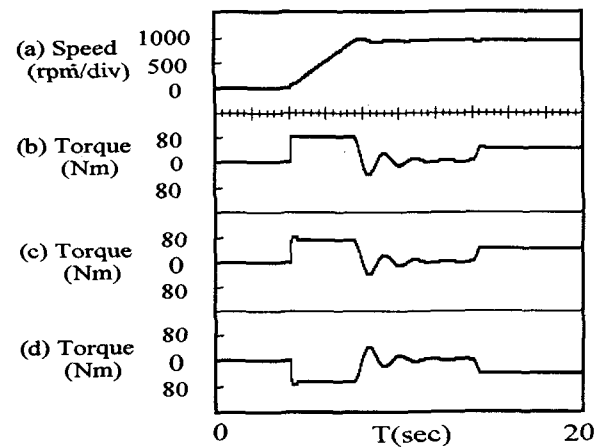
여기에서 볼 수 있듯이 모의관성 및 스텝부하에 대하여 PDM가 부하를 구현하고 있다. 그러나 속도상승 시에 속도가

비선형적으로 상승되고 있음을 알 수 있다. 이것은 PDM 모터와 토크 메터의 기계적 커플링에 의한 유격 및 MUT 모터와 토크 메터의 기계적 커플링시 존재하는 유격에 대한 영향과 PDM 모터의 속도제어 지연현상에 의해 나타난 것이다. 또한 스텝 부하 인가시 지령토크를 구현하는데 많은 정착시간이 요구되는 것을 알 수 있다. 이것은 토크 검출기로부터 검출된 토크 출력신호에 나타나는 Noise를 제거하기 위해서 대역폭이 좁은 필터를 사용하게 되는데 이로 인한 토크 지연현상에 의해 토크 트러블 현상을 보여주고 있는 것으로 판단된다.



(a) $J_{em}=3J$ 일 경우 속도 및 토크파형

(a) the speed and torque waveform for $J_{em}=3J$



(b) $J_{em}=8J$ 일 경우 속도 및 토크파형

(b) the speed and torque waveform for $J_{em}=8J$

그림 3.2 J_{em} 변화 및 부하에 대한 제안된 MUT의 특성 (a) MUT의 속도 (b) MUT의 토크 (c) 추정된 MUT 토크 (d) 관측된 PDM의 부하토크(Time/div:2[sec])

Fig. 3.2 Proposed system responses for a difference value of J_{em} and step load. (a) Speed for system under test (b) Torque for system under test (c) Estimated Torque for system under test (d) Estimated load torque for Dynamometer

그림 3.2는 그림 3.1과 같은 시험조건에서의 MUT의 구동 모터를 추정하여 연산하고, 전류제어기에 부하토크에 해당하는 토크성분전류를 피드포워드 제어하였을 경우에 시스템 응답 파형을 나타낸 것이다. 그림에서 볼 수 있듯이 관성 변화에 대하여 보다 선형적으로 잘 구현됨을 알 수 있으며, 스텝 부하 인가시 빠른 토크 응답으로 MUT 모터에 정확한 크기의 부하 작용을 하고 있음을 알 수 있다. 따라서, 토크 추정에 의한 제어방법의 타당성은 시스템에 근궤적을 통하여 예측할 수 있었고 시뮬레이션에서 확인할 수 있었다.

4. 실험 결과 및 고찰

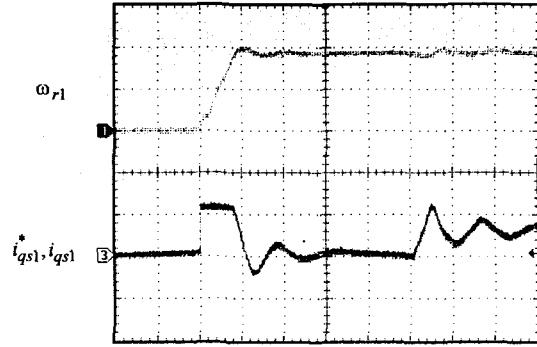
본 논문에서는 제안된 제어방식을 검증하기 위하여 22[kW] 유도전동기 2대를 이용하였다. 인버터는 35[kW] 인버터 2대를 이용하였으며, 인버터에 사용된 주회로 IGBT 소자는 1200[V] 200[A]이다. 인버터에 공급되는 DC 전원은 MUT 인버터와 PDM가 DC bus로 구성되어 회생시 발생된 전력이 순환하고 DC link 커패시터에 에너지를 저장함으로써 약간의 전압 상승이 나타날 수 있지만, 주전력 공급장치는 드라이브의 손실분만을 공급할 수 있는 시스템으로 구성하였다. 그리고 제어 알고리즘을 구현하기 위해서 TMS320F240 DSP를 이용하였다. 벡터제어방법은 회전자 자속기준 벡터제어를 이용하였으며 전류제어루프는 200[uS]마다 동작되며 속도제어루프는 5[mS]마다 제어되도록 하고, 실험에 사용된 encoder는 1024[ppr]로 4채배하여 사용하였다.

그림 4.1는 PDM 모터의 속도 지령을 -1000[rpm]→1000[rpm]으로 가변시 PDM 모터의 속도와 부하토크 추정치 $\tau_L=0$ 인 경우와 부하토크 추정치 $\tau_L=0.001$ 인 경우에 PDM의 부하전류를 보여주고 있다.



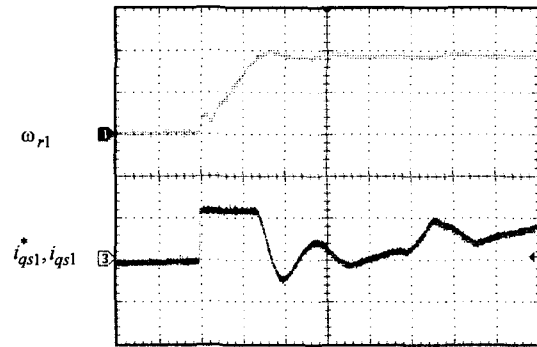
그림 4.1 MUT의 각부 파형 (1)속도(1000[rpm/Div]) (2) $\hat{\tau}_L$ (100[Nm/div]) (3) 추정된 부하토크 전류 i_L Time/div 2[Sec]

Fig. 4.1 Each Part waveform of MUT (1) Speed(1000[rpm/Div]), (2) $\hat{\tau}_L$ (100[Nm/div]) (3) Estimated load current i_L



(a) $J_{em}=3J$ 인 경우 (부하토크 100[Nm])

(a) speed & torque current for 3J

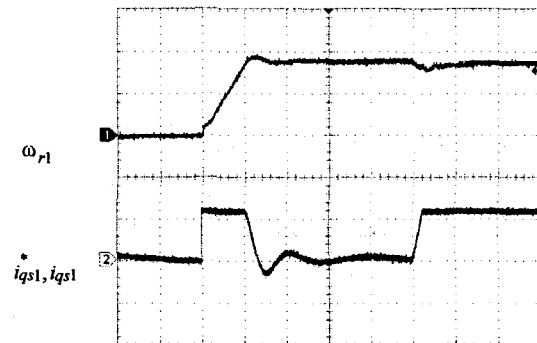


(b) $J_{em}=8J$ 일 경우 속도 및 토크파형

(b) speed & torque current for 8J

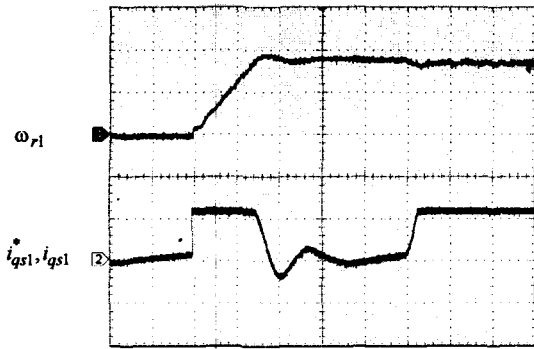
그림 4.2 기존 제어방식에 의한 MUT의 속도제어
Fig. 4.2 The Speed Control of the MUT with conventional method (TimeDiv:2[Sec])

그림 4.2는 기존의 제어방식에 의한 기동특성 및 부하외란 토크에 대한 실험파형으로 관성 모멘트를 3J와 8J로 변화시켰다. 그림에서 볼 수 있듯이 기동특성에서는 속도 점프현상이 비교적 크게 나타나며, 정속도 운전시 부하 외란 토크를 구현하는데 있어서도 만족할만한 특성을 보여주지 못하고 있다.



(a) $J_{em}=3J$ 인 경우 (부하토크 100[Nm])

(a) speed & torque current for 3J



(b) $J_{em} = 8J$ 일 경우 속도 및 토크파형

(b) speed and torque current for 8J

그림 4.3 feedforward제어에 의한 MUT의 속도제어

Fig. 4.3 Speed control of MUT with feedforward (TimeDiv:2[Sec])

그림 4.3는 부하토크 관측기 및 feedforward 제어에 의한 기동특성 및 부하의관토크에 대한 실험파형으로 시험조건은 그림 4.2와 같다. 그림에서 볼 수 있듯이 기동특성에서는 속도 점프현상이 기존에 방식에 비하여 비교적 적게 나타나며, 정속도 운전시 부하 외란 토크를 구현하는데 있어서도 안정된 특성을 보여주고 있다. 이러한 결과는 부하토크에 대한 feedforward제어에 의하여 PDM의 빠른 부하토크제어가 가능하기 때문이다. 따라서, PDM의 제어특성을 향상시킬 수 있었다.

그림 4.4는 전기적 관성모멘트를 $J_{em} = 3J$, $J_{em} = 5J$ 그리고 $J_{em} = 8J$ 로 변화시 각각에 대한 속도응답특성 및 스텝 부하구현을 나타내고 있다. 그림에서 기동시에는 관성 모멘트의 증가에 의한 속도 기울기가 변화됨을 보여주고 있으며, 부하토크에 변화에 대해서는 같은 부하응답특성을 보여주고 있음을 볼 수 있다.

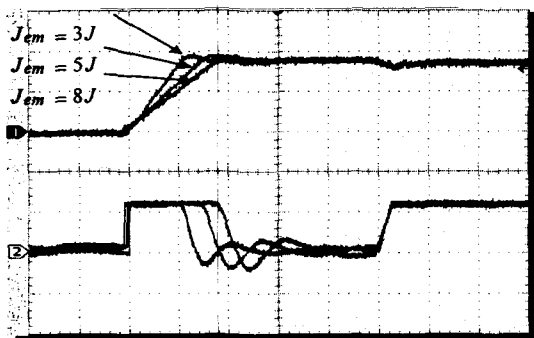


그림 4.3 모의 관성 J_{em} 변화에 대한 속도응답 (TimeDiv:2[Sec])

Fig. 4.3 Speed response for changing emulated inertia J_{em}

그림 4.4는 모의 관성 모멘트시험시 MUT와 PDM의 상호 운전특성을 나타낸 것이다. 시뮬레이션에서 살펴본 것과 같이 그림 4.4의 (2)파형 i_{qs1} 과 (3)파형 i_{qs2} 가 반대방향으로 토

크전류를 제어하여 관성 모멘트를 구현하는 것을 보여주고 있다. 그림 4.4의 (4)의 파형은 MUT의 a상 전류를 나타내고 있다.

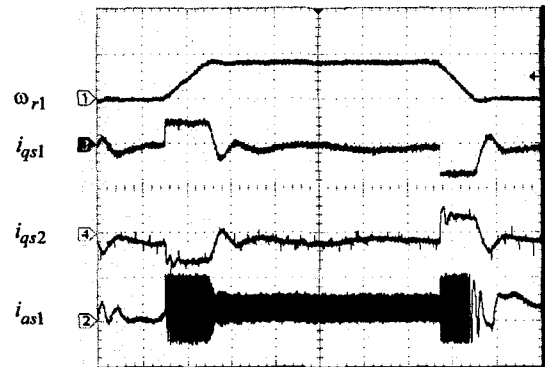
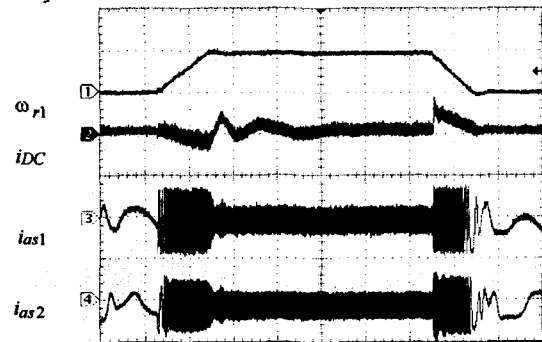


그림 4.4 관성 시험시 MUT와 PDM의 속도, 토크 전류 및 상전류 (Time Div [2s])

Fig. 4.4 Speed, Torque and Phase current of Motor under test and PDM for testing inertia

그림 4.5는 관성모멘트 및 부하 시험시 DC 링크 전류와 PDM 및 MUT의 상전류 파형을 나타낸 것으로 인버터 두 대가 DC 링크단을 서로 공유할 경우에 DC 링크를 통한 두 인버터 사이에 에너지 입출력에 대하여 그림 4.4의 (2)에 나타내었다. 따라서, 시험시 필요한 에너지는 두 인버터 및 전동기의 에너지 손실보상분만 필요하기 때문에, 적은 수전 용량의 작업장에서도 보다 큰 부하시험이 가능함을 알 수 있다.

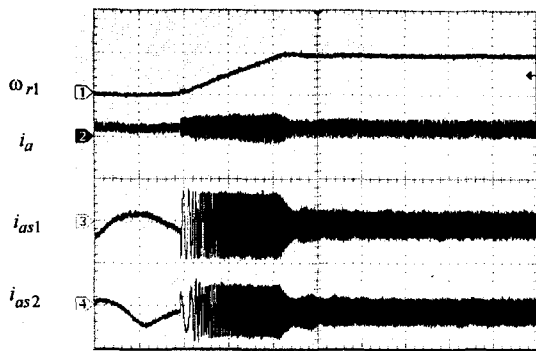


(1. 1500[rpm/Div] 2,3,4, 100[A/Div], Time Div [2s])

그림 4.5 관성 시험시 DC 링크 전류와 PDM 및 MUT의 상전류

Fig. 4.5 Speed, Torque and Phase current of Motor under test and PDM for testing inertia

그림 4.6은 모의 관성 구동시 입력되는 전류와 이때 PDM 및 MUT의 상전류를 나타낸 것으로 각 인버터에서 사용되는 전력에 20% 정도의 에너지 해당분만을 공급받으면서 시험에 가능한 것을 보여주고 있다.



(1. 1500[rpm/Div] 2.3,4, [100A/Div] Time Div: [1s])
 그림 4.6 구동시 입력 전류와 두 인버터의 출력 상전류

Fig. 4.6 Input Current and Output phase current in system

5. 결론

본 논문에서는 산업현장에서 가변속구동시스템의 조합시험을 원활히 수행하기 위한 PDM의 제어 성능 향상에 관하여 연구하였다. 특히, MUT의 구동 토크를 관측하여 기존의 토크 검출기를 이용할 때 발생하는 문제점을 개선하였으며, 근계적을 통하여 PDM의 토크검출기 필터에 의한 영향을 분석하였다. 또한 관측기를 이용하여 부하토크에 해당하는 부하토크 전류를 피드포워드 제어함으로써 보다 우수한 PDM을 구현하였으며 연구결과를 요약하면 다음과 같다.

- (1) 기존의 토크 검출기 사용에 대한 문제점을 개선하기 위해서 부하토크 관측기에 의한 제어방식으로 MUT의 토크 검출 장치를 제거하였다.
- (2) 토크 검출기가 없기 때문에 모터 커플링이 줄게 됨으로써 기계적 강성을 높일 수 있어 토크 진동현상 없이 양호한 제어응답을 얻었다.
- (3) 선형 또는 비선형 부하에 대하여, 시험자가 원하는 크기의 부하를 구현할 수 있으며, 피드포워드 제어에 의하여 스텝부하 인가시 토크지령에 대한 정착시간 (settling time)을 개선할 수 있었다.
- (4) 근계적을 통한 전기적 관성의 변화 및 부하 토크의 변화에 대하여 기존 PDM 방식에 비하여 제안된 PDM의 제어특성이 안정됨을 확인하였다.
- (5) 다이내모미터 시험세트를 back-to-back 으로 구성하여 부하 시험시 손실분만 소비됨으로 소비전력을 줄일 수 있는 장점을 가지고 있어 수전 용량이 부족한 산업현장에서도 시험이 가능함을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] 김길동 외 4명 “벡터제어 유도전동기를 이용한 축소형 관성 시뮬레이터”, 전력전자학회 2002. 2. pp74-80
- [2] Robert Wendel newton, “ A dynamic dynamometer for testing variable speed drives ”, IEEE, 1994, pp538-544.
- [3] P. Sandholdt, R.E. Betz., “ A dynamometer performing dynamical emulation of loads with nonlinear friction ”, IEEE, 1996, pp873-878
- [4] Rober Wendel Newton, Robert E.betz, “ Robust speed control of IM with torque feedforward control ”, IEEE, 1995, pp465-470.
- [5] Z. Hakan Akpolat, “ Dynamic emulation of mechanical Loads Using a Vector-controlled induction motor-generator set ”, in IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 46, NO 2, APRIL 1999, pp. 370-379
- [6] G. D. Kim, “ Development of induction motor-generator set for traction system ”, in ISIE 2001, pp 907-909
- [7] E.R.Collins, Y.Huang, “A programmable dynamometer for testing rotating machinery using a three-phase induction machine ”, IEEE Trans, Vol.9, No.3, Sep 1994
- [8] B. Gopinath, “ On the control of linear multiple input-output system ”, Bell Syst. Tech. J., vol. 50, no. 3,pp. 1063-1081

저 자 소 개



김길동(金吉童)

1964년 9월 20일생. 1986년 명지대 공대 전기공학과 졸업. 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1991년~1994년 (주)우진산전 기술연구소 선임연구원. 1995년~현재 한국철도기술연구원 선임연구원.



오봉환(吳鳳煥)

1959년 9월 1일생. 1985년 명지대 전기공학과 졸업, 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학석사), 1993년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1993년~1996년 한국전기연구원 초전도응용연구그룹 선임연구원. 현재 명지전문대학 전기과 부교수.



박현준(朴愼濬)

1957년 6월 24일생. 1983년 홍익대대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년~1991년 삼성전기(주) 1992년~1996년 현대중공업(주) 중앙연구소 책임연구원. 1997년~현재 한국철도기술연구원 책임연구원



이훈구(李勳九)

1948년 4월 27일생. 1971년 명지대 전기공학과 졸업, 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사), 1991년~1992년 미국 아리조나 주립대학교 객원교수. 현재 용인송담대학 전기설비과 부교수



조정민(趙正珉)

1972년 1월 10일생. 1994년 충주대 공대 전기공학과 졸업, 1999년 명지대 대학원 전기공학과 졸업(공학석사), 2001년 동 대학원 전기공학과 박사과정



한경희(韓慶熙)

1943년 4월 9일생. 1967년 명지대 공대 전기공학과 졸업, 1983년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사), 현재 명지대 전기·제어정보공학부 교수



전기영(全基英)

1971년 8월 15일생. 1994년 대전산업대 전기공학과 졸업, 1998년 명지대 대학원 전기공학과 졸업(공학석사), 2001년 동 대학원 전기공학과 박사과정