

열차 추진제어장치의 알고리즘에 관한 연구

A Study of Control Algorithm for Propulsion System

김형철[†] · 최재호^{*}

Hyung-chul Kim · Jae-ho Choi

Abstract

In this paper, control schemes are developed for a propulsion system(Converter/Inverter) in electrical train. A robust controller for PWM converter is proposed. The converter controller consists of a PI controller for DC output voltage and a current controller using error-space approach for maintaining the sinusoidal current waveform and unity power factor. This proposed method is based on characteristic ratio assignment(CRA) method which has the advantage to design the optimal gain to meet the referenced response and overshoot within the limit range. Inverter system is controlled by vector control and slip frequency control. At low speed region, vector control scheme is applied to control instantaneous torque and slip frequency control is performed under overmodulation region and one pulse mode. Because output voltage of converter contains harmonics ripple at twice input ac line frequency, control scheme is developed to reduce the pulsating torque current. The performance of propulsion system will be verified by simulation and prototype experimental results.

Keywords : Converter, Inverter, CRA, Vector control
컨버터, 인버터, 특성비지정법, 벡터제어

1. 서론

고속도, 고밀도 운전을 통해 철도의 운송력 향상을 실현하기 위한 차량의 요구는 구동회로의 출력 증대, 추진 시스템의 효율적 운전 및 성능향상에 대한 연구로 이어지고 있다. 차량의 고속화를 위해서는 제어장치의 출력을 높여야 하지만 제어장치의 출력을 높이는 것만으로는 에너지소비량과 소음·진동이 동시에 증가되기 때문에 차량으로의 전력공급량이 증가했다 하더라도 전원고주파의 증대나 역률이 낮아지는 것을 억제하고 환경을 고려하여 소음·진동이 적은 추진 시스템을 구현하지 않으면 안 된다.[5]

제어장치는 컨버터와 인버터의 조합으로 이루어져 있으며 전압형 PWM 컨버터는 출력전압을 일정하게 유지하면서 교류 입력측 단위 역률과 정현파 전류파형을 유지하기 위하여 직류전압을 제어하는 외부전압제어기와 교류전류를 제어하는 내부전류제어기의 이중구조로, 일반적으로 사용된 PI 제어기의 이득 선정은 스위칭 주파수, 시스템 파라미터의 변동, 샘플링 시간 등을 고려하여 엔지니어링 경험에 입각한 시행착오 방법에 의해 결정되었다. 본 논문에서는 컨버터의 제어기를 설계함에 있어서, 해석적 모델링을 통한 CRA 접근법으로 시스템 안정화를 수행하였다. 또한 철도 차량의 경우, 단상교류전력을 통하여 3상 유도기를 동작시키는 과정에서 전원의 2배 주파수와 전동기 주파수의 간섭에 의해 전동기의 토크(torque)에 비트현상이 나타나게 되는데 이와 같은 비트 현상을 줄이기 위해 직류전압의 맥동 주파수성분으로 유도전동기의 슬립(Slip)주파수를 변화시키는 보상방법

[†] 책임저자 : 정회원, 충북대 전기공학과 박사수료
E-mail : hckim@wjs.co.kr

TEL : (043)838-8902 / FAX : (043)838-8905

^{*} 정회원, 충북대 전기전자컴퓨터 공학부 정교수

을 제안하였다. 인버터 시스템은 저속 영역에서는 벡터 제어 알고리즘을 적용하였고, 과변조 및 1-펄스 모드의 고속영역에서는 슬립주파수 제어를 수행하였다. 시뮬레이션을 통해 컨버터 및 인버터의 제어성능을 확인하였으며 관성체를 포함한 축소 모델의 실험을 통해 제안된 제어기법의 타당성을 검증하였다.

2. 시스템 구성

2.1 차량의 추진장치 구성

Fig 1은 1대의 제어장치로 2대의 모터를 구동하는 1C2M 추진 시스템의 주 회로도를 나타낸다. 주 변압기는 가선전압 AC25KV를 AC840V 또는 AC 1040V로 강압하여 일정한 DC 전압을 유지하는 단상 컨버터와 모터의 토크 제어를 수행하는 3상 인버터의 구성으로 스위칭 소자는 IGBT가 사용되고 있다.[4][5]

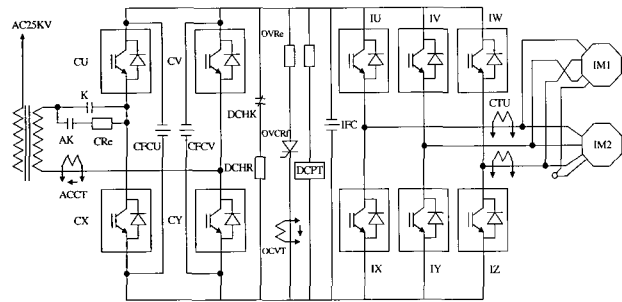


Fig. 1. 1C2M 차량의 추진 시스템 구성도

2.2 컨버터의 제어 알고리즘 구현

본 논문에서 사용된 컨버터 제어 알고리즘은 경험적 사실에 근거한 PI 제어기 설계시의 단점을 보완하기 위하여 특성비지정법(characteristic ratio assignment: CRA)이 제안되었는데 이는 플랜트 섭동에 강인하며 특성비와 일반화 시정수의 두 개의 계수만을 사용하여 원하는 제동특성과 응답시간을 갖는 목적다항식을 설정할 수 있게 된다[7].

적용된 제어기는 강인한 AC 전류 추적을 행하기 위해 오차 공간에서 피드백 제어 구조로 구성하였으며 정현파의 비감소 입력을 추적하고 비감소 외란을 제거할 능력을 갖도록 보다 해석적인 접근법을 제시하였다.

먼저, CRA 제어기를 설계하기 위하여 Fig 2의 전극 시스템(All-pole Systems: APS)을 고려한다.

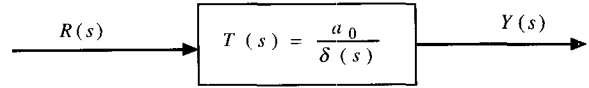


Fig. 2. 전극 시스템

여기서 $\delta(s)$ 는 식 (1)과 같다.

$$\delta(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0, (a_i > 0) \quad (1)$$

식(1)에 주어진 APS에 대하여 특성다항식 $\delta(s)$ 는 식 (2)와 식(3)에 주어진 두 조건을 만족하는 특성비 α_i 로 구성할 수 있는데, 이 다항식을 K-다항식이라고 부른다.

$$\alpha_1 > 2 \quad (2)$$

$$\alpha_k = \frac{\sin(\frac{k\pi}{n}) + \sin(\frac{\pi}{n})}{2\sin(\frac{k\pi}{n})}, k = 2, 3, \dots, n. \quad (3)$$

식 (2)와 식(3)에 주어진 K-다항식의 조건을 만족시키는 APS의 특성다항식은 항상 안정하게 되고, 임의의 계수 a_0 에 대하여 단지 α_1 과 τ 두 파라미터를 적절하게 선택함으로써 원하는 제동특성과 응답속도를 갖는 APS를 구성할 수 있게 된다.[7]

2.2.1 컨버터 입력 전류제어기

Fig 3의 단상 PWM 컨버터의 기본 구조로부터 전류제어기 설계를 위한 입출력과 관련된 신호의 관계를 나타내면 식 (4)와 같다.

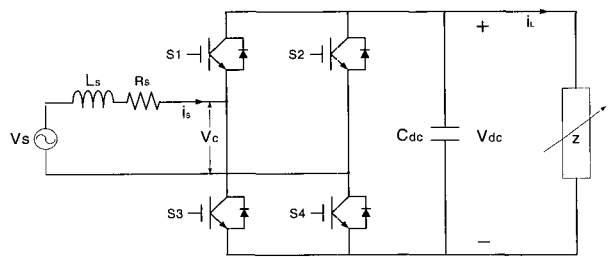


Fig. 3. 단상 PWM 컨버터

$$\dot{i}_s = -\frac{R_s}{L_s} i_s + \frac{1}{L_s} v_s - \frac{1}{L_s} v_c \quad (4)$$

식(4)에서 상태변수를 i_s 로 하고 출력변수를 $-i_s$ 라 할 때 플랜트와 제어기를 오차 공간 상태로 표현하면,

$$\dot{z} = Az + B\mu \quad (5)$$

단, $z = [e \ \dot{e} \ \xi]$, $\mu = -[k_1 \ k_2 \ k_3]z^T$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\omega_0^2 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_s} \end{bmatrix}$$

로 되고, 식 (5)로부터 오차 상태방정식의 특성다항식을 구하면 식 (6)과 같다.

$$\Delta(s) = [sI - (A - BK)] \quad (6)$$

$$= s^3 + \left(\frac{R_s}{L_s} - \frac{k_3}{L_s}\right)s^2 + \left(\omega_0^2 + \frac{k_2}{L_s}\right)s + \left(\frac{k_1}{L_s} + \frac{\omega_0^2}{L_s}(R_s - k_3)\right)$$

CRA 기법을 이용한 제어기 설계를 위한 목적 다항식을 식 (7)과 같이 정의한다.

$$\Delta^*(s) = s^3 + \delta_2 s^2 + \delta_1 s + \delta_0 \quad (7)$$

이때 $\Delta(s) \equiv \Delta^*(s)$ 를 만족하는 제어기 이득값 $K = [k_1 \ k_2 \ k_3]$ 를 계산하여야 한다. 이 과정에서 CRA 기법을 적용하기 위하여 특성비와 시정수로 나타내면 식 (8)과 같다.

$$\delta_0 = \frac{\alpha_1^2 \alpha_2}{\tau^3}, \delta_1 = \frac{\alpha_1^2 \alpha_2}{\tau^2}, \delta_2 = \frac{\alpha_1 \alpha_2}{\tau} \quad (8)$$

단, $\alpha_1 = \frac{\delta_1^2}{\delta_2 \delta_0}, \alpha_2 = \frac{\delta_2^2}{\delta_3 \delta_1}, \tau = \frac{\delta_1}{\delta_0}$

제어기를 관측기 구조로 설계하기 위하여 식 (9)를 식 (5)에 대입하면 식 (10)으로 주어진다.

$$\mu := \ddot{u} + \omega_0^2 u \quad (9)$$

$$(u + k_3 x)'' + \omega_0^2 (u + k_3 x) = -k_1 e - k_2 \dot{e} \quad (10)$$

식 (10)에서 $u + k_3 x$ 를 η 로 정의하면 식(11)과 식(12)와 같이 관측기 구조를 가지는 상태방정식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\eta}_1 \\ \dot{\eta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_0^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_1 \\ -k_2 \end{bmatrix} e \quad (11)$$

$$\eta = [0 \ 1] \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

Fig 4는 관측기 구조를 가지는 컨버터 전류제어기 블록 선도를 보이는데 블록 A는 식 (11)과 식 (12)로부터 주어진다.

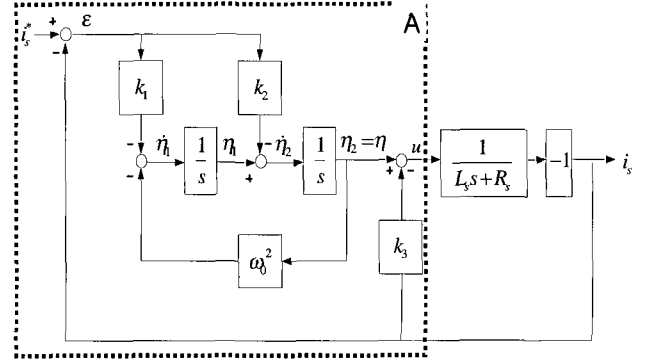


Fig. 4. 컨버터 전류 제어

전압제어기는 PI 제어기로 구성되며, 기존의 과도상태 응답과 정상상태 응답의 해석을 통하여 설계하였다. 이와 같은 컨버터 제어기의 블록도를 Fig 5에 보인다.

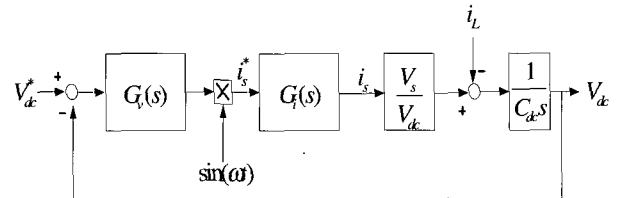


Fig. 5. 컨버터 제어기 블록도

2.3 인버터의 제어 알고리즘 구현

출력전압의 선형제어가 가능한 저속영역에서는 정밀한 순시 토크 제어를 위하여 벡터제어를 적용하였다. 토크 지령치와 자속지령치는 유도 전동기의 특성곡선과 운전 특성을 고려하여 각 속도에 따라 미리 계산되며 이 값으로부터 유도전동기의 전압방정식과 자속방정식을 이용하여 토크분 전류와 자속분 전류 지령치를 얻어낸다.

전류 지령치는 피드백된 전류와 비교하여 동기좌표계상에서 PI 전류제어기로서 제어되며 정밀한 제어를 위하여 전향 보상(Feedforward)이 사용된다. 동기 좌표계 변환을 위한 회전자의 자속각은 전류모델과 전압모델을 결합한 자속 추정방법을 사용하였다.[1]

동기 좌표계상에서 구현된 Fig 6의 제어기에서 피드백된 상전류 i_u, i_w 는 전류 제어기를 거친다.

전류제어기의 출력항을 각각 $V_{ds \text{ pi}}, V_{qs \text{ pi}}$ 라 하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

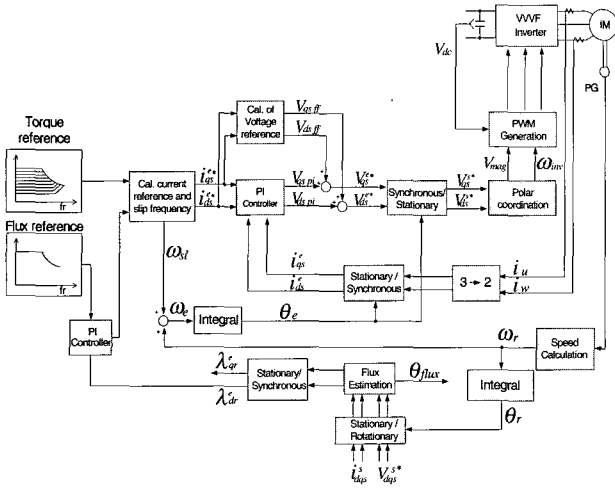


Fig. 6. 벡터 제어 블록도

$$v_{ds\ pi} = K_p (i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) + K_i \int (i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) dt \quad (13)$$

$$v_{qs\ pi} = K_p (i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) + K_i \int (i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) dt \quad (14)$$

비간섭(Decoupling)제어를 위한 전향 보상항은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{ds\ ff} = R_s i_{ds}^{e*} - \omega_e L_s' i_{qs}^{e*} \quad (15)$$

$$v_{qs\ ff} = R_s i_{qs}^{e*} + \omega_e L_s' i_{ds}^{e*} + \omega_e \lambda_{dr}^e \quad (16)$$

단, i_{qs}^e, i_{ds}^e : d, q축 고정자 전류

$\lambda_{qs}^e, \lambda_{ds}^e$: d, q축 고정자 자속

ω_e : 전기각으로 표현된 인버터 주파수

$$L_s' = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$$

위 식 (13), (14)의 PI 제어기의 출력은 식 (15), (16)의 전향보상항과 더해져 최종적으로 PWM(Pulse Width Modulation) 인버터의 출력전압을 만들어낸다. 즉 최종적인 전압 지령치는 다음과 같은 식으로 쓸 수 있다.

$$v_{ds}^{e*} = v_{ds\ pi} + v_{ds\ ff} \quad (17)$$

$$v_{qs}^{e*} = v_{qs\ pi} + v_{qs\ ff} \quad (18)$$

식 (17),(18)과 같이 구해진 d축과 q축의 전압 지령 v_{ds}^{e*}, v_{qs}^{e*} 는 슬립 주파수 제어시에도 연속성을 유지해야 하기 때문에 같은 변환 형식을 갖도록 전압의 크기 V_{mag} 와 인버터의 주파수 ω_{inv} 형식으로 변환하여 제어한다.

2.3.1. 슬립 주파수 제어

견인 전동기의 속도가 증가하여 정격속도 이상으로 동작하면 인버터의 출력전압은 1-펄스 모드로 진입하여 최대전압을 출력한다. 1-펄스 모드와 과변조 모드에서는 전압의 크기를 제어할 수 없기 때문에 이 영역에서는 슬립 주파수 제어로 변환하여 견인전동기를 제어하게 된다. 슬립 주파수 제어는 과변조 모드, 즉 변조율(Modulation Index)이 0.907 이상인 부분에서 제어하게 되며 제어 블록도는 Fig 7과 같다.

그림에서 보이는 바와 같이 토크의 제어는 피드백된 토크분 전류를 PI 제어하여 그 출력값으로 슬립 주파수를 보정하는 값을 주게 된다.

최종으로 출력하는 인버터의 주파수는 슬립 주파수와 전동기의 주파수에 위 PI 제어기의 출력값을 더하여 얻을 수 있다. 슬립 주파수는 자속 추정기로부터 얻은 추정 자속값과 토크분 전류의 지령치로부터 다음과 같은 식으로 얻을 수 있다.

$$\omega_{sl} = R_r \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{i_{qs}^{e*}}{\lambda_{dr}^e} \quad (19)$$

또한 슬립 주파수 영역에서는 전원 전압의 리플에 따른 출력주파수의 보상항을 사용하여 출력 전류의 리플을 최소화 하도록 비트리스 제어를 수행한다.

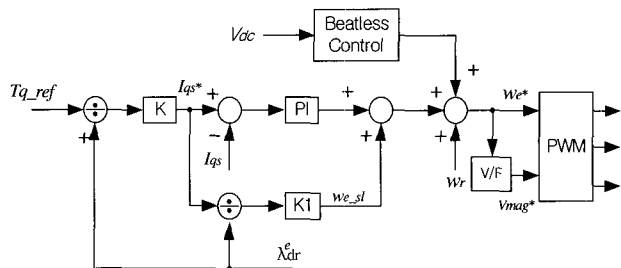


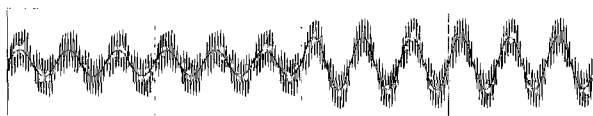
Fig. 7. 슬립주파수 제어모드에서의 제어 블록도

3. 시뮬레이션

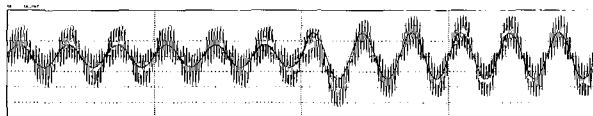
실험을 위한 컨버터의 시뮬레이션 파라미터를 표 1에 나타내었다. Fig 8은 일반화시정수 τ 값의 변화에 따른 컨버터의 전류제어기의 응답특성을 분석하기 위한 파형으로, 시정수를 7ms, 10ms, 20ms로 증가시킬 때 실제 전류값이 기준 전류값을 각각 1/4주기, 1/2주기, 3/2주기 이내에 추종함을 확인할 수 있었다.

표 1. 컨버터 파라미터

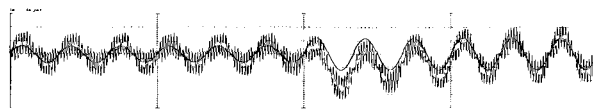
System parameter	Values
Input Voltage	AC 212V
Output Voltage	DC 310V
Inductance (L_s)	1 mH
Resistance (R_s)	0.01 Ω
Capacitance (C_{dc})	6000 μ F
Load(R_{Load})	60 Ω /30 Ω
Switching Frequency	540 Hz
Sampling Frequency	1080 Hz



(a) 전류기준파형, 전류파형 ($\tau=7ms$)



(b) 전류기준파형, 전류파형 ($\tau=10ms$)



(c) 전류기준파형, 전류파형 ($\tau=20ms$)

Fig. 8. τ 값 변동에 따른 전류제어 응답(20A/div)

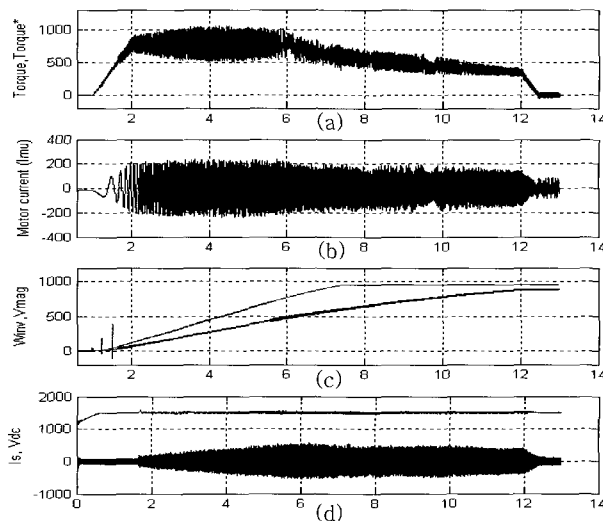


Fig. 9. 인버터 컨버터 조합시뮬레이션 결과

(a) Torque reference, Torque (b) Motor current
(c) Winv, Vmag (d) 필터 캐패시터 전압, 입력전류

Fig 9는 국내 차량에 탑재되어 있는 200[kW]급 모터에

컨버터와 인버터의 조합을 통한 시뮬레이션 결과로 벡터 제어와 슬립주파수 제어의 천이영역은 5.5[sec] 부근에서 행해졌으며 1-펄스 모드는 6.0[sec]부근에서 수행되었다. 실제의 토오크 전류는 토오크 기준전류를 잘 추종하고 있으며 벡터 제어 및 슬립제어 모드 변동시에도 극좌표에서 표현되는 전압의 크기와 위상이 연속적임을 알 수 있다.

4. 장치구성

시스템 구성은 Fig 10과 같으며 1 Hp 유도 전동기 4개와 모터의 각 축에 관성부하가 연결되어 있으며 컨버터와 인버터에 사용된 주제어기는 TMS320c33으로 구성된 DSP를 사용하였다. 컨버터 샘플링 주파수는 1080Hz, 인버터 샘플링 주파수는 비동기 모드에서 1.2Khz로 수행하였다.

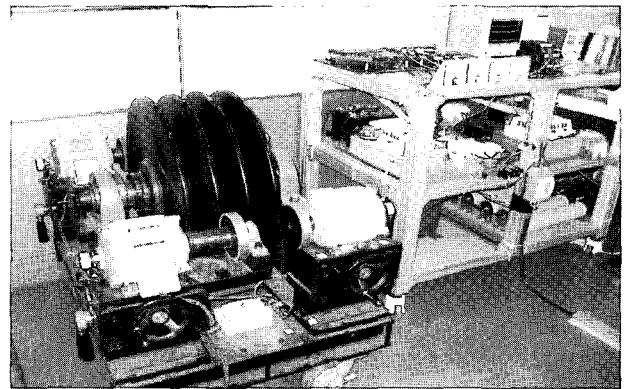


Fig. 10. 추진제어 시스템의 축소모델

5 실험 결과

Fig 11은 컨버터의 입력전압, 입력전류 및 출력전압을 보이며 무부하에서 2.4Kw(40 Ω)로의 부하변동을 통한 실험에서 필터 캐패시터의 전압이 100mS 이내에 빠르게 추종되고 있음을 확인할 수 있다.

Fig 12는 컨버터에서 입력 리액턴스의 변동에 따른 제어 성능 실험의 결과파형으로 L 값 변동에 대해서도 동위상의 전류 제어가 수행됨을 알 수 있다.

Fig 13과 Fig 14는 관성부하를 결선하여 실험한 파형으로, 컨버터의 기동으로부터 모터의 기동 및 정상상태 도달까지의 파형이다. 벡터 제어와 슬립주파수 제어와의 천이영역 및 과변조 모드와 1-pulse 모드에 걸쳐 급격한 전류의 변화 없이 부드럽게 제어됨을 알 수 있다.

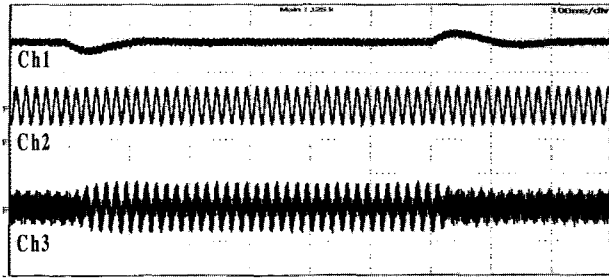
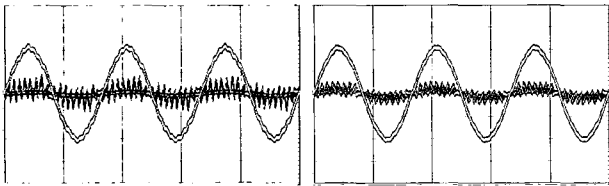


Fig. 11. 컨버터 제어 파형(100ms/div)

Ch1: 필터캐패시터전압 (100V/div), Ch2: 컨버터 입력전압,
Ch3: 컨버터 입력전류 (150A/div)



(a) L_s 가 1mH인 경우 (b) L_s 가 2mH인 경우

Fig. 12. L_s 변동시 입력전압과 입력전류 파형

입력전압[100V/div], 기준전류[50A/div], 입력전류[50A/div]

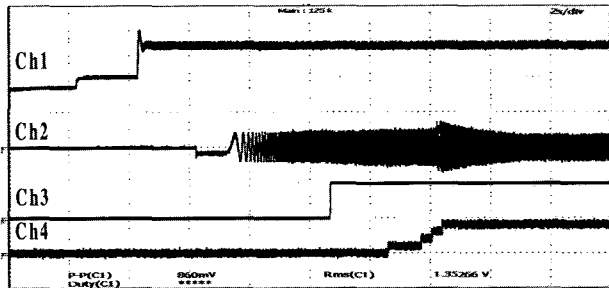


Fig. 13. 컨버터 인버터 조합시험 파형(2s/div)

Ch1: 필터캐패시터전압(100V/div), Ch2: 모터전류(50A/div)
Ch3: 백터슬립모드(1:Slip모드), Ch4: 과변조모드

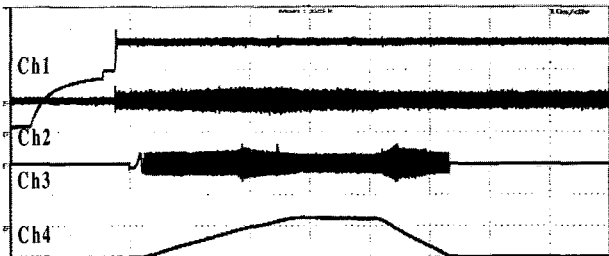


Fig. 14. 컨버터 인버터 조합시험 파형 (10s/div)

Ch1 : 필터캐패시터전압(100V/div),
Ch2 : 컨버터 입력전류(150A/div),
Ch3 : 모터전류(50A/div), Ch4: 모터속도 (2000rpm/div)

6. 결론

본 논문은 추진 시스템의 적용을 위한 제어알고리즘에 관한 연구로 단상 PWM 컨버터의 경우 전류제어기를 오차 공간에서 CRA 기법을 사용하여 설계하는 새로운 제어방식을 제시하였고 오차공간접근법을 통해 기공과형을 완벽히 추종하도록 CRA기법을 적용하여 제어기를 설계하였다.

이는 기존의 PI 제어기에서의 플랜트 모델의 변동 및 제어이득설정의 어려움을 극복한 것으로 엔지니어의 경험적 의존도 보다는 시스템 해석적인 접근법에 의한 최적의 제어 및 일반화 시정수 τ 값에 의해 원하는 시정수를 갖는 제어기의 설계가 가능함을 보였다.

또한 인버터 시스템의 경우, 저속의 경우 벡터제어를 통해 최대 토크로 운전하여 가속시간을 단축시키고 과변조 모드 및 1-펄스 모드시에는 최대 전압을 유지하도록 슬립 주파수 제어를 수행하여 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제안된 제어기의 성능을 입증하였다. 향후 시스템 적용을 위한 실 부하조건 실험을 통해 시스템의 안정성의 검증이 필요 하다고 하겠다.

참고문헌

1. 김상훈, 배번호, 설승기, "벡터제어를 적용한 전동차 구동 시스템 개발", 전력전자학회 논문지 제 6권 제1호, pp48-51,1999
2. Adrian Cheok, Shboichi Kawamoto, "AC drive with particular reference to traction drives," APSCOM-97, Hong Kong,1997
3. T.Hashimoto and S. Sone, "PWM CONVERTER-INVERTER SYSTEM FOR AC SUPPLIED TRAIN," University of Tokyo, Japan
4. 高原,田中,神崎, "車兩用電力變換裝置におけるPWM制御, 昭和60年電氣學會東京支部大會", pp4-5 ,1985
5. 高原 英明 "鐵道車輛用電力變換裝置の 制御性能向上に 關する研究",1997
6. 김재식, 이상훈, 최재호, "시스템 응답을 고려한 UPS 인버터의 출력 LC 필터 설계," 대한전기학회B부논문지 50권, 7호, pp. 347-355, 2001.
7. Y. C. Kim and S. Manabe, "Recent development of coefficient diagram method," Proc. of 3rd Asian Control Conference, pp. 403-4.6, 2000