

The Parallel Operation of AC to DC PWM Converters for a High Speed Railway Train

柳泓齊* · 禹明豪** · 金鍾洙* · 林根熙* · 元忠淵***
 (Hong-Je Ryoo · Myung-Ho Woo · Jong-Soo Kim · Geun-Hie Rim · Chung-Yuen Won)

Abstract - This paper deals with the parallel operation of several numbers of PWM converters for a high speed railway train application. Several considerations are made to reduce the transformer interaction which can cause a current control problem in severe case. Also, in this paper, novel control strategy is proposed to achieve a harmonic free primary-side current control under a light load condition using one current sensor independent of the number of converters. In addition, the modified predictive current controller, which is suitable to a digital current controller with a relatively large sampling period, is used. Finally, to verify the system validity, digital control system with TMS320C44 micro-processor and small scale simulator are made and tested.

Key Words : AC/DC PWM Converter, parallel operation, high speed railway train, harmonics

1. 서 론

최근 대용량 다이오드 혹은 위상제어 정류기를 채용한 고속전철용 입력 컨버터를 PWM 방식을 사용한 시스템으로 대체 혹은 신규 개발하려는 연구[1-5]가 매우 활발하게 이루어지고 있다.

특히 다권선(multi-winding) 변압기와 컨버터의 병렬운전 방식을 채용한 고속전철용 입력 컨버터 시스템의 경우, 용량 증대의 용이성 및 입력 변압기 1차측의 고조파 스위칭 전류 리플 제거 효과를 기대할 수 있는 것으로 알려져 있다[1-2]. 또한 회생운전의 용이성, 전 운전범위에서의 단위역률 제어 등의 장점을 지니고 있는 것으로 보고되고 있다[1-3].

변압기의 누설 성분을 컨버터의 승압용 인덕턴스로 사용함으로써 컨버터 시스템의 중량 및 크기를 감소시킬 수 있는 장점이 있는 반면, 변압기 설계시 각 권선의 누설 인덕턴스 크기가 동일하지 않을 경우 입력 고조파 전류가 증가하게 되며[2] 변압기 권선 상호간의 간섭으로 변압기 1차측 전류가 왜곡되는 현상이 발생하게 된다. 이를 해결하기 위해 변압기 모델링에 기초한 비간섭제어 알고리즘[3]이 제안되었으나 병렬 운전되는 컨버터의 수가 증가할 경우 제안된 비간섭제어 방식을 적용하기 어려울 뿐만 아니라 온도등 주위환경에 따

른 변압기 파라미터 변동에 적절하게 대처해야 하는 추가적인 부담도 지니고 있다.

고속전철 입력컨버터의 경우 GTO(Gate Turn Off Thyristor) 혹은 IGCT(Insulated Gate Commutated Thyristor)등 1 kHz 미만의 스위칭 능력을 지니고 있는 전력용 반도체 소자들이 사용되기 때문에 디지털 제어시스템에 의한 연산시간 혹은 제어출력의 지연 시간이 상대적으로 크게되어 이로 인한 전류제어 성능저하 등 정상상태 혹은 과도상태 특성에 크게 영향을 미치는 요인으로 지적되고 있다.

본 논문은 대용량 견인용 PWM 입력 컨버터의 병렬운전에 대한 연구로서 입력 PWM 컨버터의 스위칭 상태에 따른 동작모드의 분석 및 각 컨버터 입력전류 상호간의 간섭을 최소화하기 위한 변압기의 설계 등이 수행되었다. 특히 변압기 1차측 전류만을 제한함으로써 전류 센서의 수를 줄이면서 변압기의 여자전류에 의한 입력전류의 왜곡을 줄일 수 있는 방법을 제안하였다. 또한 대용량 컨버터의 디지털 제어시 시간 지연에 의한 전류제어 성능저하를 개선할 수 있는 예측 전류제어를 통해 견인용 단상 PWM 컨버터의 전류제어에 용이하게 예측전류제어 방식이 적용되도록 하였다. 끝으로 컨버터 시스템과 제안된 제어알고리즘의 타당성을 축소 모델을 제작하여 실험을 통해 입증하였다.

2. PWM 컨버터의 동작원리[1]

그림 1에 PWM 승압형 컨버터의 4상한 동작모드를 나타내었으며 각 동작모드의 에너지 전달 관계를 표 1에 정리하였다.

* 正 會 員 : 韓國電氣研究所 産業電氣研究團
 ** 正 會 員 : 韓國科學技術研究院 Post-Doc 課程 · 工博
 *** 正 會 員 : 成均館大 電氣電子컴퓨터工學部 教授 · 工博
 接受日字 : 1999年 11月 29日
 最終完了 : 2000年 2月 25日

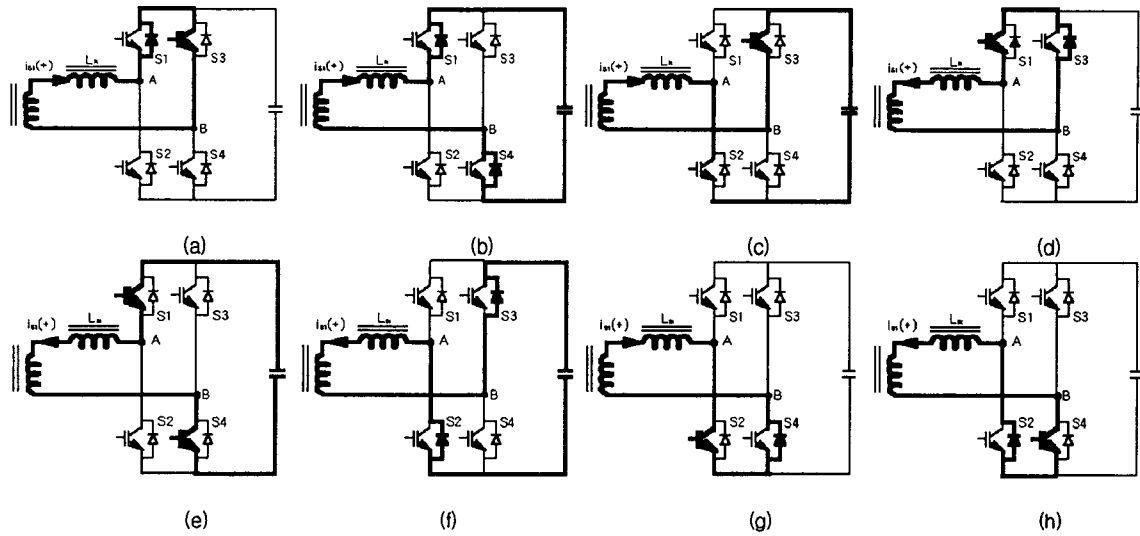


그림 1 PWM 컨버터의 동작모드

Fig. 1 Operation modes of a single PWM converter

표 1 컨버터 동작모드 및 에너지 전달 관계

Table 1 Converter operation modes and power relationship

V_s	i_s	V_c	도통스위치	i_s 변화	에너지 전달관계	동작모드
$V_s > 0$	$i_s > 0$	0	D1 T3 or T2 D4	$i_s \uparrow$	$V_s \rightarrow L_s$	a,g
		V_{dc}	D1 D4	$i_s \downarrow$	$V_s + L_s \rightarrow DC \text{ side}$	b
		$-V_{dc}$	T2 T3	$i_s \uparrow$	$V_s + DC \text{ side} \rightarrow L_s$	c
	$i_s < 0$	0	T1 D3 or D2 T4	$i_s \downarrow$	$L_s \rightarrow V_s$	d,h
		V_{dc}	T1 T4	$i_s \uparrow$	$DC \text{ side} \rightarrow V_s + L_s$	e
		$-V_{dc}$	D2 D3	$i_s \downarrow$	$L_s \rightarrow V_s + DC \text{ side}$	f
$V_s < 0$	$i_s > 0$	0	D1 T3 or T2 D4	$i_s \uparrow$	$DC \text{ side} \rightarrow V_s + L_s$	a,g
		V_{dc}	D1 D4	$i_s \downarrow$	$V_s \rightarrow L_s$	b
		$-V_{dc}$	T2 T3	$i_s \uparrow$	$V_s + DC \text{ side} \rightarrow L_s$	c
	$i_s < 0$	0	T1 D3 or D2 T4	$i_s \downarrow$	$V_s \rightarrow L_s$	d,h
		V_{dc}	T1 T4	$i_s \uparrow$	$V_s + DC \text{ side} \rightarrow L_s$	e
		$-V_{dc}$	D2 D3	$i_s \downarrow$	$V_s + L_s \rightarrow DC \text{ side}$	f

그림 2(a)는 그림 1에 나타난 PWM 컨버터의 교류측 동작 회로이며 그림 2(b)와 (c)에 추진 및 회생시의 페이저도를 각각 나타내었다. 여기서 θ 는 입력 전압 V_s 와 입력전류 I_s 의 위상차이며 이는 입력전류가 단위역률로 제어되는 경우 0이 된다. 또한 ϕ 는 입력 전압 V_s 와 컨버터 전압 V_c 사이의 위상차로 이는 V_L 에 따라 결정된다. 또한 변압기의 저항성분이 무시할 수 있을 정도로 작으며 단위역률로 컨버터가 제어된다면 그림 2(b)와 (c)의 페이저도는 그림 2(d)와 (e)와 같이 간략화될 수 있으며 이때의 전원 및 컨버터의 전력관계는 다음과 같다.

$$P_s = V_s I_s \quad (1)$$

$$Q_s = 0 \quad (2)$$

$$P_c = V_s I_s \quad (3)$$

$$Q_c = -\frac{V_L^2}{\omega L_s} \quad (4)$$

위 식에서 P 와 Q 는 유효전력과 무효전력을 각각 나타내며 아래 첨자 "s"와 "c"는 전원 및 컨버터측 변수임을 각각 나타낸다. 또한 V_L 은 L_s 의 양단 전압을 나타낸다.

한편 그림 2의 페이저도에 알 수 있는 바와 같이 추진시의 컨버터 전압은 전원 전압에 비해 지상(lagging)이 되며, 회생(regeneration)시에는 진상(leading)이 된다.

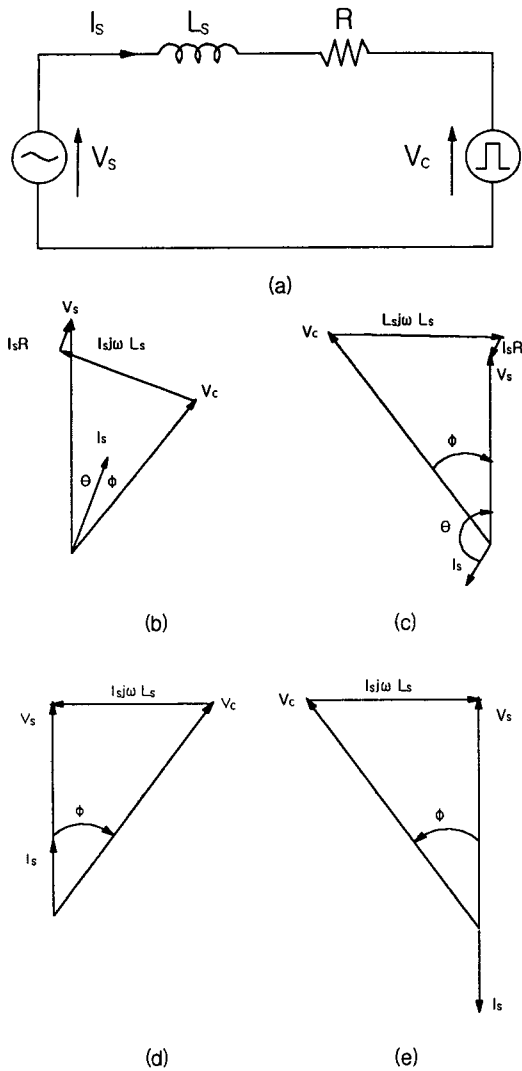


그림 2 교류측 등가회로 및 페이저도
 (a) 등가회로
 (b) 추진
 (c) 회생
 (d) 추진 (PF=1, R=0)
 (e) 회생 (PF=1, R=0)

Fig. 2 AC-side equivalent circuit and its phasor diagram

- (a) equivalent circuit
- (b) traction mode
- (c) regeneration mode
- (d) traction mode (PF=1, R=0)
- (e) regeneration mode (PF=1, R=0)

3. PWM 컨버터 시스템 설계 및 제어

고속전철용 추진시스템을 모의시험하기 위한 전력회로 및 모의시험장치 사진을 그림 3에 나타내었다. 그림 3(a)에서 점선 부분이 PWM 컨버터 시스템으로서 단상 다권선 변압기와

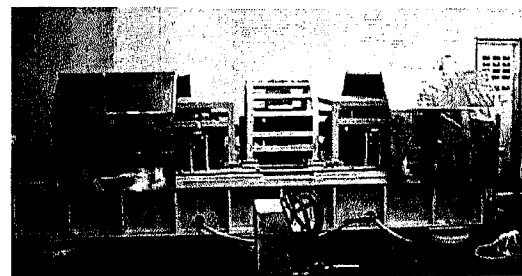
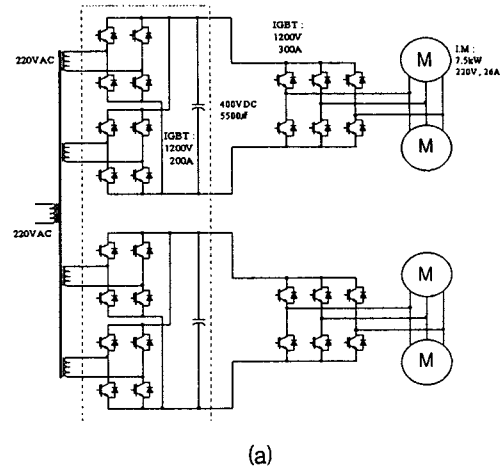


그림 3 모의시험장치 구성
 (a) 전력회로구성
 (b) 모의시험장치

Fig. 3 The scale-down propulsion system simulator
 (a) Power circuit diagram of the simulator
 (b) Photograph of the simulator

PWM 컨버터 4대로 구성되어 있으며 이로부터 유도전동기 4대를 구동하여 관성부하장치(flywheel)를 회전시키는 형태를 가지고 있다. 그림 3(b)에 실제 모의시험장치 사진을 보였다.

3.1 다권선 변압기 설계

건인용 변압기의 설계시 중요한 고려사항중의 하나가 누설 인덕턴스이다. 변압기의 누설 인덕턴스는 컨버터의 송압용 인덕터로 이용되며, 그 값이 클수록 변압기의 크기, 중량, 제작비용이 증가되며 무효전력의 증가로 DC 링크 커패시터 및 필터의 정격이 높아지고 누설 인덕턴스를 작게 하면 입력 전류의 고조파 함유 및 전류 리플이 커지게 된다. 그림 4에 고속전철 컨버터 시스템의 변압기 %임피던스 X_{pu} 와 컨버터의 스위칭 주파수 및 입력전류의 고조파 성분의 관계를 나타내었다[1]. 그림과 같이 400Hz 이상의 스위칭 주파수를 사용하는 경우 X_{pu} 가 0.3 이상의 영역에서는 동일 스위칭 주파수내에서 누설인덕턴스의 증가에 따른 입력고조파 전류감쇄효과가 크게 나타나지 않으며, X_{pu} 가 0.3이상으로 고정된 경우 스위칭 주파수를 400 Hz 이상으로 선택하는 경우 스위칭 주파

수의 증가에 따른 고조파 입력 전류의 감소 효과가 크지 않음을 알 수 있다.

또한 컨버터 두 대를 병렬운전하는 경우 단일 컨버터의 스위칭주파수를 두배 증가시키는 것과 같은 고조파저감효과가 있으며, 컨버터 네 대를 병렬운전하는 경우에는 단일컨버터의 스위칭 주파수를 네배 증가시키는 것과 같은 고조파 저감 효과가 있으므로 400-500Hz대의 스위칭 주파수로도 충분한 고조파 저감효과를 얻을 수 있다. X_{pu} 의 값은 일반적으로 0.2~0.3 정도의 값을 선택하는 것이 일반적이다.

고누설 변압기를 사용할 경우 스위칭 전류 리플에 의한 1차측 임피던스 전압강하가 커지며, 이로 인해 2차측 유기전압에 큰 전압 dip이 발생하게 된다. 이러한 전압 dip 때문에 전류 리플의 증감 기울기가 변경된다. 즉 전류가 증가할 경우에는 전압 dip이 없을 때에 비해 증가 기울기가 더욱 커지며 전류가 감소할 경우에는 전압 dip이 없을 때의 전류 기울기에 비해 전류 감소 기울기가 더 감소하게 된다. 이러한 전류 왜곡 현상은 컨버터를 병렬 운전할 경우에는 다른 컨버터의 스위칭에 의한 전압 dip때문에 한 스위칭 주기동안 거의 일정해야 할 전류 증가·감소 기울기가 바뀌게 된다. 그 결과 병렬 컨버터의 인터레이싱(interacing) 효과를 감소시켜 1차측의 전류리플 억제 효과 역시 영향을 받게 된다. 특히 이러한 영향은 고조파 성분이 기본파 성분에 비해 큰 무부하(no load) 혹은 경부하(light load)시에 더욱 커지게 된다.

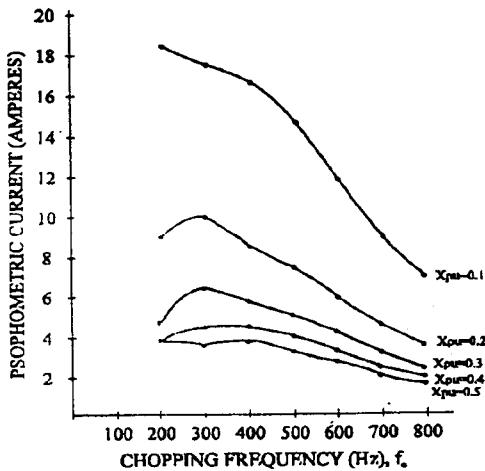


그림 4 스위칭 주파수와 누설인덕턴스에 따른 입력 고조파 전류

Fig. 4 The harmonic current at different chopping frequency and Xpu

표 2 변압기 설계사양
Table 2 Transformer specification

	전압 (V)	용량 (kVA)	X_{pu} (%)	비고
1차	220	70		
2차(추진)	220×4	15×4	18.4	24%(2차 상호)

2차측 권선 상호간의 간섭을 제거하기 위하여 각 권선의 전류를 전향보상(feed forward)하는 비간섭제어 방식[3]이 제안되었으나 2차측 권선수가 4권선 이상이 되는 경우 제안된 비간섭제어 방법의 적용상의 복잡함이 수반되며 온도등 주위환경에 따른 변압기 파라미터 변동에 적절하게 대처해야 하는 추가적인 부담이 발생하는 등 비간섭효과를 기대하기 어려울 것으로 판단된다. 또한 제안된 비간섭제어기의 근거가 되는 변압기 모델은 1차 및 2차측 권선간의 상호 누설 인덕턴스와 2차 권선간의 상호 누설 인덕턴스를 배제함으로써 발생하는 비간섭 보상성분이 포함되어 있지 않은 단점을 지니고 있다.

본 논문에서는 이러한 2차 상호간의 간섭을 줄이기 위해 변압기 2차측 추진권선 상호간의 %임피던스를 20% 이상이 되도록 설계하므로써 별도의 비간섭제어없이 2차 권선 상호간의 영향을 최소화하였다. 표 2에 설계된 모의시험용 변압기의 사양을 나타내었다.

3.2 컨버터 제어 알고리즘

3.2.1 예측전류제어기

PWM 컨버터의 제어를 위해 본 연구에서 사용한 제어방식은 변압기 2차측의 교류측 미분방정식에 근거한 예측 전류제어기를 사용하였다. 먼저 2차측 권선간 간섭현상과 변압기 2차측 동손이 무시할 수 있을 정도로 작다고 가정하면 각 컨버터의 교류측 전압방정식은 다음과 같은 동일한 미분방정식으로 표현할 수 있다.

$$e = L_k \frac{di_c}{dt} + v_c \tag{5}$$

위 식에서 e 는 변압기 2차측 유기전압, L_k 는 2차측 누설 인덕턴스, 그리고 v_c 는 컨버터의 출력전압을 각각 나타낸다.

식 (5)에 근거하여 예측 전류제어기를 구성할 경우, 각 컨버터의 출력 지령전압은 다음과 같은 이산방정식으로 나타낼 수 있다.

$$v_c^*(k) = e(k) - \frac{L_k}{T_s} [i_c^*(k+1) - i_c(k)] \tag{6}$$

여기서 T_s 는 샘플링 주기, 위첨자 '*'는 지령치를 각각 나타낸다. 위 수식은 연산 시스템에 의한 연산시간과 제어출력 지연이 없고 현재의 샘플링 시점에서 다음 번 샘플링 시점의 지령전류를 정확하게 예측할 수 있다면 dead-beat 전류제어 특성을 나타내게 된다. 그러나 변압기의 누설 인덕턴스를 이용한 컨버터에 예측 전류제어기를 적용할 경우, 변압기 대신 별도의 인덕터를 사용하는 시스템에서 비교적 정확하게 측정 가능한 전원전압과 인덕터의 인덕턴스에 해당하는 변압기 2차측 유기전압과 2차측 누설 인덕턴스 정보를 취득하기 어려운 단점을 지니고 있다. 이 경우 1차측 임피던스에 의한 순시 전압강하를 연산하여 2차측 유기전압을 추정하는 방법이 사용될 수 있으나 부하에 연동된 변압기 2차측 유기전압의 위상정보 변동은 디지털 제어측면에서 난점이 될 수

있다. 또한 스위칭 주파수가 1 kHz 미만으로 제한되는 고속 전철용 컨버터 시스템의 경우 디지털 연산시스템의 제어출력 지연에 의한 전류제어 성능저하도 고려되어야 한다.

본 연구에서는 2차측 유기전압의 추정상의 어려움을 해결하기 위해 다권선 변압기의 입·출력 전압의 크기 및 위상이 동일하다고 가정한 후 다음과 같은 디지털 예측 전류제어기를 구성하였다.

$$v_c^*(k) = v_p(k+1) - \frac{L}{T_s} [i_c^*(k+1) - i_c(k)] \quad (7)$$

위 식에서 v_p 는 변압기 1차측 입력전압, L 은 1차 및 2차측 누설 인덕턴스의 합을 각각 나타내며 $v_p(k+1)$ 와 $i_c^*(k+1)$ 은 k 번째 샘플링 시점에서 $k+1$ 샘플링 시점의 전원전압과 지령치 전류에 대한 추정치를 각각 나타내며 추정치의 정확도에 따라 예측 전류제어기의 전류제어 성능에 영향을 줄 수 있는 요인으로 알려져 있으며 이에 따라 여러 가지 추정방법이 발표된 바 있다[6, 7].

식 (7)에 의한 컨버터 출력전압 $v_c(k)$ 이 연산시간 지연없이 k 번째 샘플링 시점에서 출력된다면 데드비트 전류제어기가 이루어지지만 일반적으로 실제의 컨버터 출력전압 $v_c(k)$ 는 k 번째 샘플링 시점이 아닌 $k+1$ 샘플링 시점에서 출력되기 때문에 그림 5에 나타난 개념도에서와 같이 전류제어 오차가 발생하게 된다. 여기서 전류 지령치의 주파수 성분이 전원전압과 동기된 정현파 성분만으로 구성되기 때문에 전원전압의 위상을 알 수 있다면 한 샘플링후의 전류지령치 $i_c^*(k+1)$ 에 대한 예측은 매우 용이하게 수행할 수 있다.

한편 그림 5에서 알 수 있는 바와 같이 k 번째 샘플링 시점에서 $k+1$ 샘플링 시점의 실제전류 $\hat{i}_c(k+1)$ 을 예측함으로써 전류제어 오차없는 예측 전류제어기를 구성할 수 있음을 알 수 있다.

$$v_c^*(k) = v_p(k+1) - \frac{L}{T_s} [i_c^*(k+2) - \hat{i}_c(k+1)] \quad (8)$$

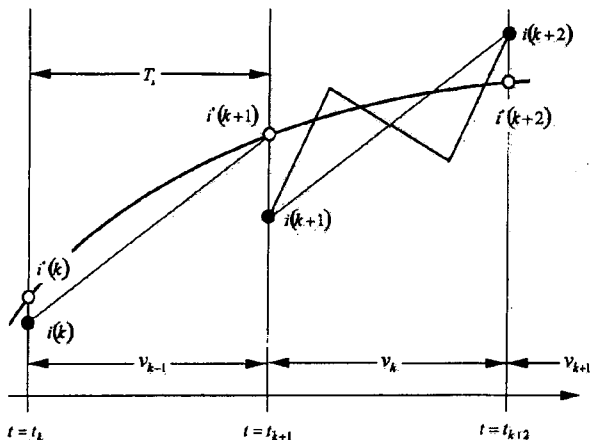


그림 5 예측전류제어 개념도
Fig. 5 Conceptual schematics of a predictive current control

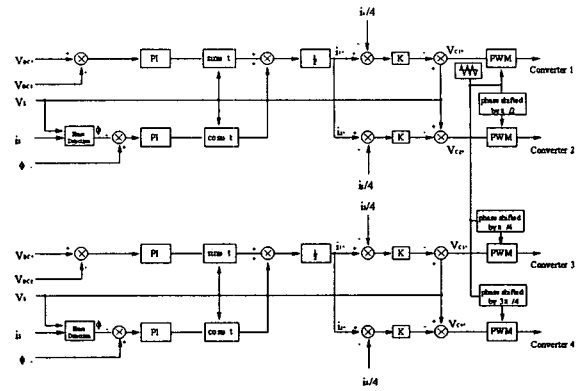


그림 6 4병렬운전시의 컨버터 제어 블록도
Fig. 6 Control block diagram for 4-parallel operation of PWM converters

식 (8)은 O. Kukrer씨에 제안된 논문[6]과 동일한 전류제어 방식으로서 전동기에 응용하는 경우와 달리 역기전력에 해당하는 성분인 전원전압이 항상 일정하기 때문에 비교적 용이하게 전류제어를 행할 수 있는 장점을 지니게 된다.

한편 식 (8)에 근거하여 승압형 PWM 컨버터를 병렬 운전할 경우에도 3.1절에서 언급한 바와 같이 변압기에 의한 영향으로 인해 전류제어에 영향을 받을 수 있게 된다.

3.2.2 1차측 전류궤환 방식

그림 6에 다권선 변압기와 4대의 단상 컨버터의 전체 제어 블록다이어그램을 나타내었으며 식 (8)의 교류측 지령전류는 그림과 같이 직류측 전압제어 성분과 역률제어 성분의 합으로 표현할 수 있다.

한편 변압기의 여자전류 성분을 i_m 이라 하면, 변압기 1차측 입력전류 i_p 는 다음 식으로 표현 가능하다.

$$i_p = i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4} + i_m \quad (9)$$

위 식으로부터 각 컨버터의 입력전류가 입력전압과 동상으로 제어되더라도 여자전류의 영향으로 변압기 1차측 전류에는 입력전압과 위상차가 발생할 뿐만 아니라 고조파 성분도 포함됨을 알 수 있다. 이러한 여자전류에 의한 영향은 일반적으로 병렬운전되는 컨버터의 수가 적을수록, 또는 부하가 작을수록 크게 나타나며 정격에서의 영향은 아주 작게 된다.

본 논문에서는 역행(powering), 타행, 회생을 반복하는 건 인 응용 분야의 여자전류 성분에 의한 왜곡현상을 줄이고 전류 센서의 수를 줄이면서도 효과적인 제어를 가능하게 하기 위해 컨버터 입력전류 4개를 궤환하는 대신 변압기 1차측 전류만을 센싱하여 사용하는 방식을 사용하였다. 또한 역률제어 알고리즘을 포함시켜 단위 역률제어 뿐만 아니라 임의의 역률제어도 가능하도록 시스템을 구성하였다. 이를 위해 그림 6과 같이 센싱된 입력전류의 1/4에 해당하는 성분만을 궤환시킨 후 식 (8)을 사용하여 각 컨버터의 지령전압을 연산하는 방식을 취하였다. 특히 위상제어 루프를 제거할 경우 제안된 제어방식에서는 단위 역률제어가 이루어지지만 변압

기 2차측 전류를 센싱하는 경우에는 전압과 전류사이의 위상차가 발생하게 되며 위상제어 루프에 의해 무효전류의 기본파 성분만이 보상 가능하다.

4. 실험 결과

제안된 견인용 PWM 컨버터 시스템에 대한 타당성을 확인하기 위하여 그림 3과 동일한 축소 모델에 의한 실제 실험을 행하였다. 실험에 사용된 제어기는 TI사의 TMS320C44 프로세서를 사용하였으며 샘플링 주기는 약 926 μ s가 되도록 하였다. 부하로는 인버터로 구동되는 유도전동기에 관성부하장치를 연결하여 실제 시스템과 같은 특성을 내도록 모의시험장치를 구성하였으며 각 사양은 다음 표3과 같다.

4.1 컨버터 2병렬 운전

그림 7에 유도전동기 부하가 아닌 10 Ω 의 저항부하를 사용하여 컨버터를 2대 병렬운전할 경우 나타나는 각부 파형을 나타내었다. 직류측 전압제어가 400 V로 잘 이루어지고 있으며 병렬 운전되는 두 대의 컨버터 전류 고조파 성분이 서로 상쇄되어 변압기 1차측 전류고조파 성분이 크게 감소할 뿐만 아니라 단위역률로 운전되고 있음을 그림 8의 변압기 1차측 전류파형을 통해 알 수 있다. 그림 9는 무부하 상태에서 컨버터 기동시의 직류측 전압파형 및 컨버터 전류파형을 나타내고 있다. 빠른 시간내에 전압 지령치에 도달함을 알 수 있다. 그림 10은 컨버터 2병렬 운전시 한 컨버터의 동작을 강제적으로 제거한 경우의 전류 파형으로 이 경우 고조파 전류가 증가하나 운전되는 컨버터의 전류가 두배로 공급되고 있음을 알 수 있다. 그림 11은 저항부하 대신 유도전동기 부하에 의한 회생 제동시의 변압기 1차측 전압 및 전류를 나타내고 있으며 회생시에도 단위역률로 제어되고 있음을 확인할 수 있다.

4.2 컨버터 4병렬운전

그림 12에 10 Ω 의 저항부하를 사용하여 컨버터를 4대 병렬운전할 경우 나타나는 각부 전압, 전류 파형을 나타내었다.

표 3 모의시험장치 사양

Table 3 Simulator specification

견인전동기	3상 농형 유도전동기 출력 : 7.5kW \times 4 정격 : 220V, 26A 최대속도 : 4500 rpm
스위칭 소자	인버터 : IGBT 1200V, 300A 컨버터 : IGBT 1200V, 200A
관성부하장치	지름 : 885mm 넓이 : 240mm 중량 : 1.68ton 관성모멘트 : 228kg.m ²
DC 링크	400V, 5500 μ F

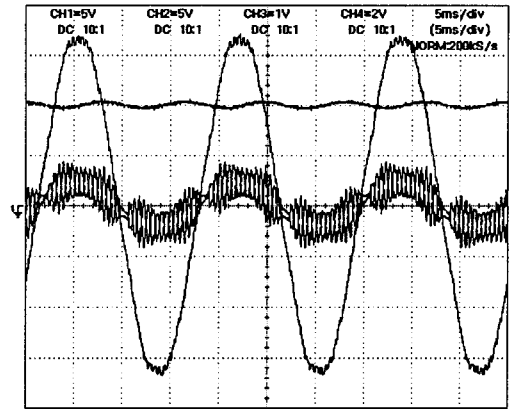


그림 7 전원전압, 컨버터 전류, 직류측 전압 (125 A/div, 100 Vac/div, 200 Vdc/div)

Fig. 7 Source voltage, converter currents, and dc-side voltage

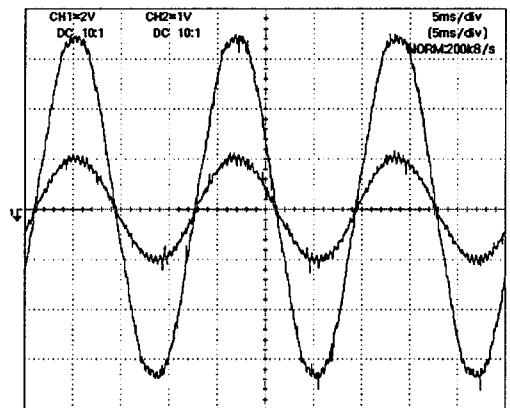


그림 8 전원전압 및 변압기 1차측 전류 (100 A/div, 100 V/div)

Fig. 8 Source voltage and transformer primary side current

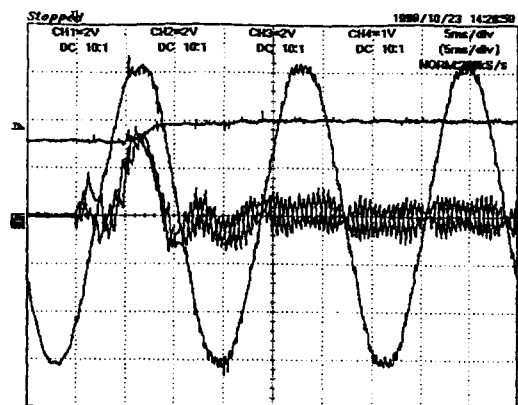


그림 9 무부하시의 기동 특성 (50 A/div, 100 V/div)

Fig. 9 Starting characteristics with no-load condition

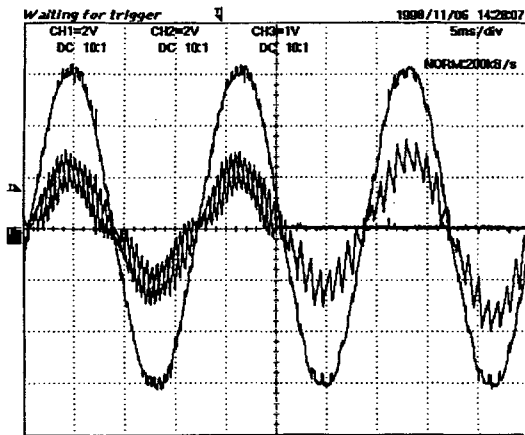


그림 10 병렬운전에서 단독운전으로의 전환시의 전원전압, 컨버터 입력전류 (50 A/div, 100 Vac/div, 200 Vdc/div)

Fig. 10 Source voltage and converter input currents with mode change from parallel to single operation

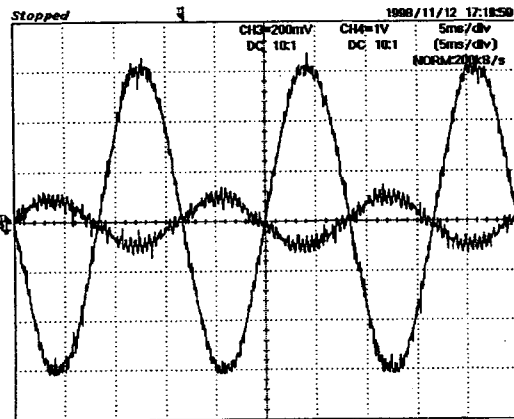
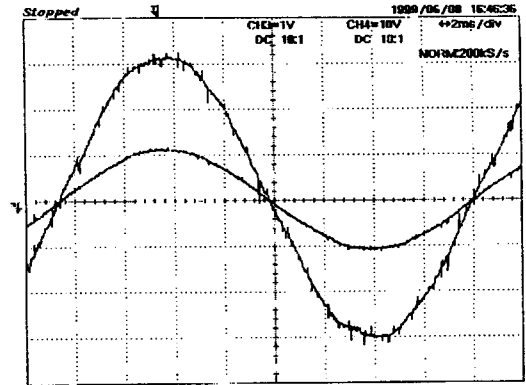


그림 11 회생제동시의 전원전압, 변압기 1차측 전류 (50 A/div, 100 Vac/div)

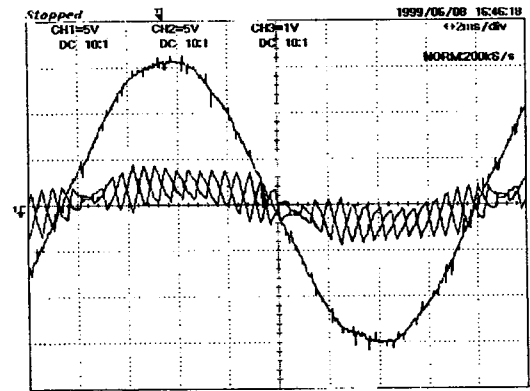
Fig. 11 Source voltage and transformer primary-side current with regeneration mode

먼저 그림 12(b)는 컨버터 2대의 입력전류 파형으로서 위상차인 SPWM이 잘 동작하고 있음을 확인할 수 있다.

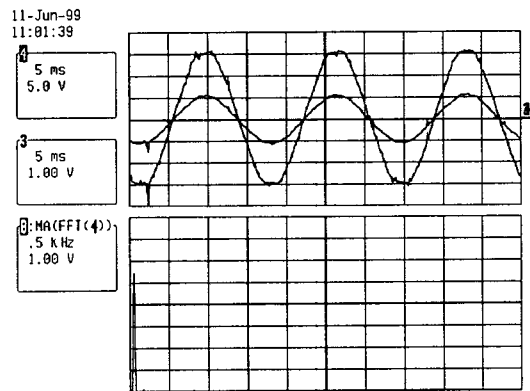
그림 12(a)와 (c)는 1차측 전류와 그 스펙트럼으로서 540 Hz의 낮은 스위칭 주파수에도 불구하고 4병렬 운전시의 변압기 1차측 전류에는 고조파 성분이 거의 없음을 알 수 있다. 그림 13은 역률 제어기의 지령치를 30도 진상 및 지상으로 주었을 경우의 파형으로서 임의의 역률제어가 가능함을 보여준다. 그림 14에 그림 3과 같이 인버터로 구동되는 유도전동기 부하에 대한 실험결과로서 각 운전 모드에서의 변압기 입력전압 및 전류 파형을 나타내었다. 그림에서 보이는 바와 같이 역행, 타행 및 회생운전과 같은 전 운전범위에서 변압기 입력 전류의 역률이 항상 1로 유지됨을 볼 수 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 12 각부 파형 및 고조파 스펙트럼

(100 V/div, 187 A/div, 500 Hz/div)

(a) 변압기 1차측 전압, 전류

(b) 컨버터 입력전류

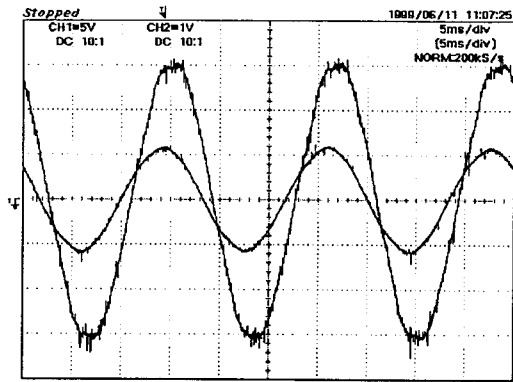
(c) 고조파 스펙트럼

Fig. 12 Source voltage, transformer primary and secondary side currents

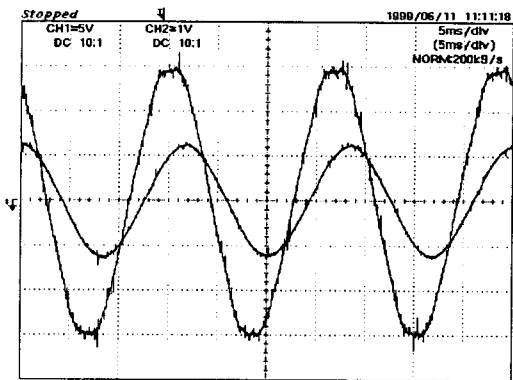
(a) Source voltage and transformer primary side current

(b) Source voltage and transformer secondary side current

(c) Source voltage and transformer primary side current and its spectrum



(a)



(b)

그림 13 역률제어(100 V/div. 187 A/div.)

(a) 진역률($\theta = -30^\circ$)

(b) 지연역률($\theta = 30^\circ$)

Fig. 13 Power factor(PF) control

(100 V/div. 187 A/div.)

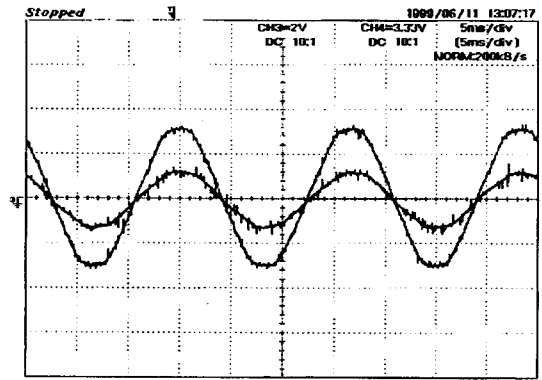
(a) leading PF($\theta = -30^\circ$)

(b) lagging PF($\theta = 30^\circ$)

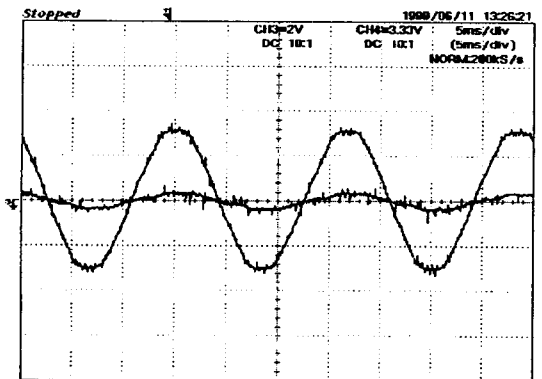
그림 15는 운전중 하나의 건인블럭이 격리된 경우 즉, 변압기 2차측 추진 4권선중 2권선만이 운전되는 경우 무부하시의 각 제어 방식의 입력전류 전압 파형을 비교한 것이다. 이 경우 1차측 전류 제한에 의한 제어는 자화 전류성분을 보상하여 단위 역률에 가깝게 제어되나 2차측 전류 제한에 의한 제어시에는 위상제어기에 의해 여자전류 성분의 기본파 성분은 보상되나 고조파 성분은 보상되지 않아, 3고조파 성분이 실려 입력전류에 상대적으로 왜곡이 크게 나타남을 알 수 있다.

5. 결 론

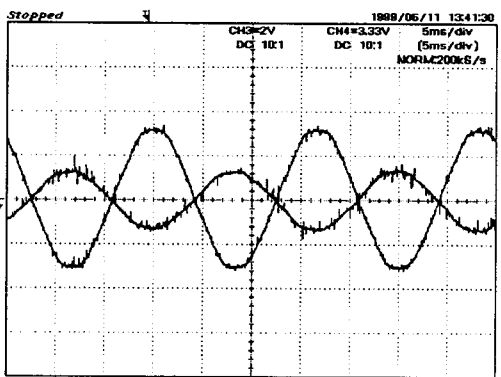
본 논문에서는 건인용 4상한 컨버터의 2병렬 및 4 병렬 운전을 위해 변압기 1차측 전류만을 센싱하는 단일 전류센싱 방법에 의한 제어 방식을 제안하였다. 제안된 방법은 컨버터의 2병렬 및 4병렬 운전실험을 통해 센서의 수를 줄이면서도 변압기 2차측 전류를 센싱하여 제어하는 기존 방식과 동일한



(a)



(b)



(c)

그림 14 인버터 운전시의 변압기 입력 전압, 전류 파형(200V/div. 125A/div.)

(a) 역행운전시

(b) 타행운전시

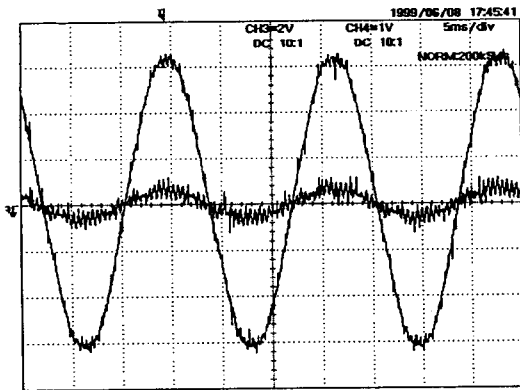
(c) 회생제동시

Fig. 14 Transformer input voltage and current with induction motor load

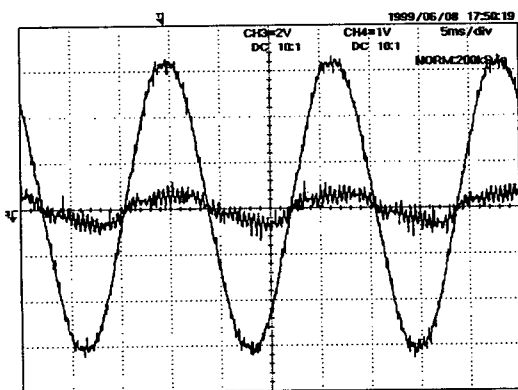
(a) traction mode

(b) free-running mode

(c) regenerative braking



(a)



(b)

그림 15 컨버터 2병렬 운전시(무부하) 변압기 1차측 입력전압, 전류파형 (100V/div, 75A/div.)

- (a) 1차측 전류제환에 의한 제어
- (b) 2차측 전류제환에 의한 제어

Fig. 15 Transformer input voltage and current in no-load and two-converter operation (100V/div, 75A/div.)

- (a) primary-side current feedback
- (b) secondary-side current feedback

효과를 얻을 수 있으며, 특히 역행, 회생, 타행운전을 반복하는 고속전철 운전시에 타행운전과 같은 경우하시 증가되는 변압기 자화전류 성분에 의한 영향을 줄일 수 있는 장점도 지니게 됨을 확인하였다.

변압기의 누설 성분을 이용하여 전압을 승압하는 견인용 변압기 설계시 발생되는 2차측 전류 상호간의 영향을 별도의 보상 알고리즘 없이 2차측 권선 상호간의 누설 인덕턴스를 크게 함으로써 최소화하였다. 또한 연산시간 지연과 같은 제어신호 지연에 의한 전류제어 성능저하를 개선할 수 있는 예측전류제어 알고리즘을 통해 전류제어 주기가 상대적으로 매우 큰 고속전철 시스템의 교류/직류 컨버터 시스템에도 적용가능함을 실증실험을 통해 확인하였다.

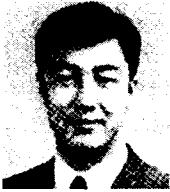
감사의 글

본 연구는 1999년도 산업자원부·건설교통부·과학기술부의 지원에 의하여 이루어진 G7(선도기술개발사업)과제 연구로서, 관계부처에 감사 드립니다.

참 고 문 헌

- [1] J. Shen, A. D. Mansel, and J. A. Taufiq, "The Simplified Analysis and Design of a PWM Converter System for a Three-Phase Traction Drive", The Seminar on the Railway Technology Event, IME, 1994.
- [2] J. A. Taufiq and J. Shen, "Frequency Domain Modelling of Traction PWM Converters," *EPE Proc.*, pp.63~67,1993.
- [3] 이동춘, 최종우, 이현동, 설승기, "전철용 단상 GTO PWM 컨버터의 병렬운전," 대한전기학회 논문지, 제 44권, 제 6호, pp. 756~761, 1995.
- [4] 류홍제, 우명호, 김종수, 김원호, 임근희, K. Gopakumar, "고속전철용 4상한 입력 컨버터 병렬운전에 관한 연구," 대한전기학회 추계학술대회 논문집, pp.121~124, 1998.
- [5] 류홍제, 우명호, 김종수, 김원호, 임근희, "견인용 AC/DC 컨버터 4병렬 운전에 관한 연구," 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp.2671~2673, 1999.
- [6] O. Kukrer, "Discrete-Time Current Control of Voltage-Fed Three-Phase PWM Inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 11, No. 2, MARCH, pp.260~269, 1996.
- [7] 우명호, 목형수, 정승기, "마이크로프로세서에 의한 디지털 제어방식에서 직류/교류 전력변환장치 전류제어 성능의 최적화," 전력전자학회 논문지, 제3권, 제1호, pp. 61~69, 1998년 3월.

저 자 소 개



류 홍 제 (柳 泓 齊)

1969년 3월 4일생. 1991년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 2월~현재 한국전기연구소 전력전자연구부 산업전기연구단

Tel : 0551-280-1455, Fax : 0551-280-1406
E-mail : hjryoo@keri.re.kr



임 근 희 (林 根 熙)

1955년 10월 7일생. 1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 Virginia Polytechnic Institute and State University 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 Virginia Polytechnic Institute and University 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 한국전기연구소 전력전자연구부 책임연구원

Tel : 0551-280-1450, Fax : 0551-280-1406
E-mail: ghrim@keri.re.kr



우 명 호 (禹 明 豪)

1966년 3월 1일 생. 1990년 2월 광운대 전기공학과 졸업(학사). 1992년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1998년 8월~1999년 10월 한국전기연구소 산업전기연구단 위촉연구원. 1999년 11월 - 현재 KIST 지능제어연구센터 Post-Doc.

Tel : 0551 : 280-1496, Fax : 0551-280-1406



원 충 연 (元 忠 淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1991~1992년 미국 테네시 주립대학 객원교수. 1988년~현재 성균관대 전기전자 및 컴퓨터공학부 정교수



김 중 수 (金 鍾 洙)

1959년 12월 26일생. 1982년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1991년 경남대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 경남대학교 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1982년~현재 한국전기연구소 전기물리연구팀 선임연구원

Tel : 0551-280-1453, Fax : 0551-280-1406
E-mail : jskim@keri.re.kr