

# 2-레그 3상 PWM 인버터의 출력전압에서 직류링크 리플전압의 영향 보상

論 文  
55B-1-8

## Compensation of Effects of DC-Link Ripple Voltages on Output Voltage of Two-Leg Three-Phase PWM Inverters

金 永 信\* · 李 東 椿† · 石 雋 基\*\*  
(Young-Sin Kim · Dong-Choon Lee · Jul-Ki Seok)

**Abstract** - In this paper, a simple scheme compensating for the effect of dc-link ripple voltages on output voltage of two-leg and three-phase PWM inverters is proposed, where single-phase half-bridge PWM converter and two-leg inverter are used. The voltage at neutral point of the dc-link is controlled so that the upper-half of dc-link voltage is equal to the lower-half voltage in average concept. However, the effect of the dc-link ripple voltage results in the inverter output voltage and current distortion. This effect can be eliminated by introducing a compensation voltage in switching time calculation. Also, the inverter dead time should be compensated for sinusoidal output waveform. The proposed scheme has been verified by experimental results which were obtained from the V/F constant operation of the induction motor fed by two-leg inverter.

**Key Words** : Two-Leg Inverter, Dc-Link Voltage Ripple, Scalar PWM, Induction Motor

### 1. 서 론

3상 유도전동기는 단상 유도전동기에 비해 효율이 높고, 경제적인 장점으로 인해 열 통풍기, 공기 압축기, 에어컨 등 가정용 및 산업용 저전력 분야에 폭넓게 사용되고 있다[1]. 단상 전원에서부터 3상 유도전동기를 운전하기 위해서는 단상을 3상으로 변환하는 컨버터 시스템이 필요하다. 교류 입력단에 PWM 컨버터를 사용하면 직류출력전압을 제어할 수 있고 입력 전류를 정현적으로 제어할 수 있으며 역률 1제어와 양방향 전력제어가 가능하기 때문에 다이오드 정류기나 승압형 초퍼회로를 추가한 정류기보다 바람직하다[2].

최근 몇몇 논문에서 단상 반브리지 정류기와 2-레그 인버터를 이용한 단상-3상 변환 시스템에 관한 연구가 발표되었다[3]-[8]. [9]에서 기존의 단상-3상 변환기에 대해 자세히 설명하였으며 단상 반파 PWM 컨버터와 2-레그 3상 인버터를 사용하여 유도전동기 V/F 운전의 특성을 보였다. 여기서는 전원전압을 추정하여 전원전압 센서도 제거시켜 가격을 더욱 저감시켰다. 그러나 2-레그 인버터의 전압변조를 위해 공간벡터 PWM 방법을 적용하였고 직류링크의 리플전압의 효과를 제어에 반영하지 않아 3상 인버터 출력전압과 전류가 불평형이 되고 왜곡 현상이 나타났다. 공간벡터 PWM의 경우에 출력전압의 왜곡을 보상하는 방법이 [10]에 발표되었

는데 그 알고리즘이 매우 복잡하다. 한편, 3-레그 인버터에서와는 달리 2-레그 인버터에서는 스칼라 PWM 방법이 공간벡터 PWM 방법과 동일한 출력 선형영역을 가지므로 구현이 간단한 스칼라 PWM 방법을 사용하는 것이 좋다.

본 논문에서는 2-레그 3상 PWM 인버터에서 스칼라 PWM 방법을 사용할 경우 직류링크단의 전압 리플이 출력전압에 미치는 영향을 분석하고 이를 보상하기 위한 알고리즘을 제시한다. 그리고 인버터의 데드타임이 출력전압에 미치는 영향을 관찰하고 이를 보상한다. IGBT 인버터와 유도전동기 V/F 운전을 통해 제시한 알고리즘의 타당성을 검증한다.

### 2. 단상-3상 ac/dc/dc PWM 컨버터

그림 1은 단상-3상 ac/dc/ac PWM 컨버터의 전력회로도를 나타낸다. 본 연구대상의 컨버터 토폴리지는 단상 전브리지 PWM 컨버터와 3-레그 인버터의 장점을 그대로 유지

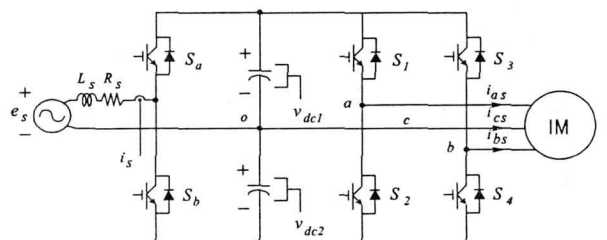


그림 1 단상-3상 ac/dc/ac PWM 컨버터

Fig. 1 Single-phase to three-phase PWM converter.

† 교신저자, 正 會 員 : 嶺南大 工大 電氣工學科 敎授 · 工博  
E-mail : dclee@yu.ac.kr

\* 學生會員 : 嶺南大 大學院 電氣工學科 碩士課程

\*\* 正 會 員 : 嶺南大 工大 電氣工學科 助敎授 · 工博

接受日字 : 2005年 7月 8日

最終完了 : 2005年 9月 15日

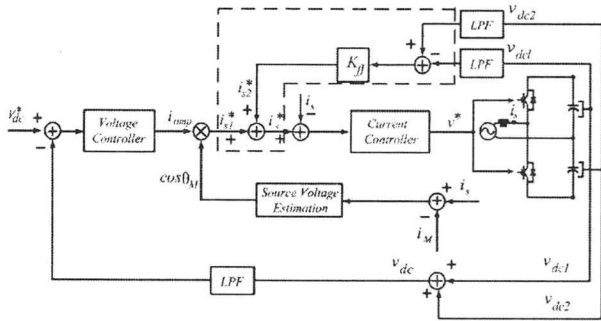


그림 2 단상 반브리지 PWM 컨버터의 제어블록도  
 Fig. 2 Control block diagram of single-phase half-bridge PWM converter.

하면서도 스위칭 소자 수를 4개나 감소시켜 비용 및 부피를 줄일 수 있다. 앞단의 단상 반브리지 PWM 컨버터와 뒷단의 2-레그 인버터를 나누어 간략히 설명한다[9].

2.1 단상 반브리지 PWM 컨버터

그림 2는 단상 반브리지 PWM 컨버터의 제어 블록도이다. 직류링크 전압  $v_{dc} (=v_{dc1} + v_{dc2})$ 을 일정하게 제어하는데 직류링크의 두 커패시터의 용량이 다를 경우  $v_{dc1}$ 과  $v_{dc2}$ 의 평균치가 다를 수 있다. 이 직류링크 중성점 전압제어를 위해 두 직류링크 전압 평균치의 차를 전류 제어루프를 통해 보상한다.  $K_{ff}$ 는 이를 보상하는 이득이다. 직류링크 전압은 낮은 대역폭의 저역통과필터를 사용하여 리플 성분이 제거된 평균치가 사용된다. 그리고 전압제어루프 내부에 전원 전류를 정현적으로 제어하는 전류제어루프가 들어 있다. 또 단상 반브리지 PWM 컨버터에서 전원 전압을 추정하여 전원 전압센서를 제거하면 비용을 더욱 저감할 수 있다.

2.2 2-레그 3상 PWM 인버터

그림 3은 2-레그 3상 인버터를 나타내는데 C상이 직류링크의 중성점에 연결되어 있다. 2-레그 인버터로 3상 전동기를 구동하기 위해 사용되는 PWM 방법은 공간벡터 PWM 방법과 스칼라 PWM 방법이 있다[7]. 공간벡터 PWM 방법은 스위칭상태에 따른 출력 전압을 공간벡터로 만들어 원하는 전압을 인접한 벡터들을 이용하여 도통시간을 결정하는데 계산이 복잡하다. 반면에 스칼라 PWM 방법은 중성점에

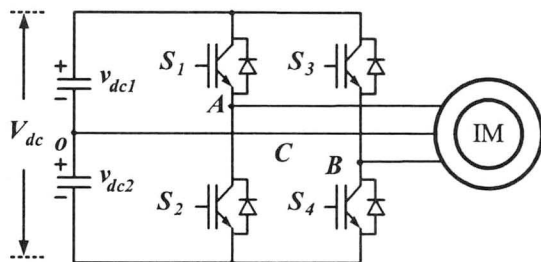


그림 3 2-레그 3상 PWM 인버터  
 Fig. 3 Two-leg three-phase PWM inverter.

표 1 공간전압벡터와 전압크기

Table 1 Space voltage vector and output voltage.

스위칭 상태	공간전압 벡터	전압 크기	
		실수부	허수부
$S_1 S_3$	$V_k$	실수부	허수부
0 0	$V_1$	$2v_{dc2}/3$	0
1 0	$V_2$	$(v_{dc2} - v_{dc1})/3$	$(v_{dc1} + v_{dc2})/\sqrt{3}$
0 1	$V_3$	$(v_{dc2} - v_{dc1})/3$	$(v_{dc1} + v_{dc2})/\sqrt{3}$
1 1	$V_4$	$-2v_{dc1}/3$	0

연결된 한 상에 대한 다른 두 개 상의 선간전압을 삼각파비해 구현이 간단하다. 두 경우 모두 직류링크 전압의 리플의 영향을 보상하지 않으면 출력전압이 왜곡된다.

3. 기존의 직류링크 전압리플 보상법

이 절에서는 2-레그 3상 인버터에서 공간벡터 PWM 방법을 이용한 직류링크 전압리플 보상법을 살펴보기로 한다. 표 1은 스위치의 도통 상태에 따른 공간전압벡터를 나타낸다. 그림 4(a)는  $v_{dc1}$ 과  $v_{dc2}$ 이 같은 경우, 그림 4(b)는  $v_{dc1}$ 이  $v_{dc2}$ 보다 작은 경우의 인버터의 전압벡터를 나타낸다.  $v_{dc1}$ 이  $v_{dc2}$ 보다 작은 경우에는 공간전압 벡터  $V_1$ 의 크기가  $V_3$ 보다 커기 때문에 출력전압의 선형영역이 작아져 내접원의 반경이 줄어든다.

그림 5는 전압 벡터의 이동 궤적을 나타낸다. 그림 5(a)는 직류링크 전압  $v_{dc1}$ 과  $v_{dc2}$ 이 같은 경우에 기준전압벡터 A에서 다음 스위칭 주기의 기준전압벡터 F까지의 이동 궤적을 나타내는데 그림 4(a)의 인버터 전압벡터로부터 구성된다. A에서 B로 이동할 때에는  $V_4$ 가 인가되고 B에서 C로 이동할 때에는  $V_1$ 이 인가된다. 이와 같이 기준전압벡터 F까지 이동하기 위한 공간전압 벡터가 정해지고 각 벡터의 도통시간이

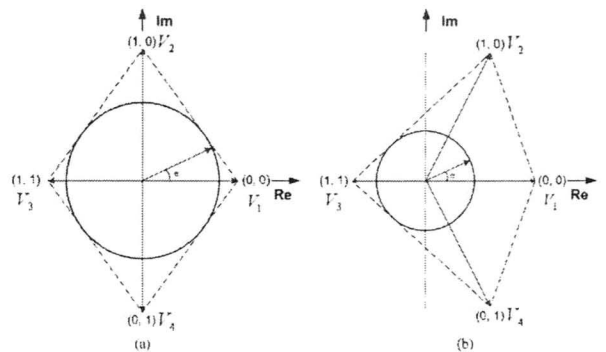


그림 4 2-레그 인버터의 공간전압벡터

(a)  $v_{dc1} = v_{dc2}$ 인 경우 (b)  $v_{dc1} < v_{dc2}$ 인 경우

Fig. 4 Space voltage vector for two-leg inverter.

(a) in case of  $v_{dc1} = v_{dc2}$  (b) in case of  $v_{dc1} < v_{dc2}$

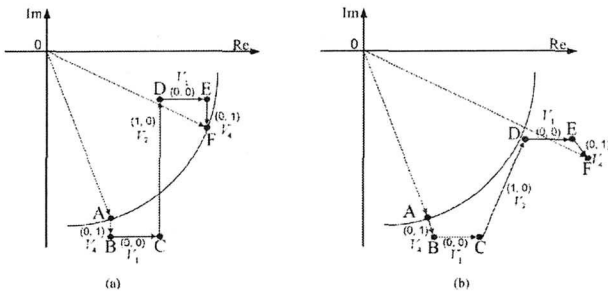


그림 5 공간벡터 변조법에서의 벡터 이동 궤적

(a)  $v_{dc1} = v_{dc2}$ 인 경우 (b)  $v_{dc1} < v_{dc2}$ 인 경우

Fig. 5 Vector trajectory in space vector PWM method.

(a) in case of  $v_{dc1} = v_{dc2}$  (b) in case of  $v_{dc1} < v_{dc2}$ .

계산된다. 직류링크 전압  $v_{dc1}$ 와  $v_{dc2}$ 이 다를 경우에는 그림 4(b)의 인버터 전압벡터로 출력전압이 합성된다. 그러나 두 직류링크 전압이 같다고 가정하여 계산된 도통시간을 인가하면 그림 5(b)와 같이 (a)와는 다른 위치로 이동하게 되어 출력되는 전압벡터 F는 기준전압벡터와 달라진다. 따라서 정확한 출력전압벡터를 발생하기 위해서는 도통시간 계산에 직류링크 전압  $v_{dc1}$ 와  $v_{dc2}$ 의 차이를 고려해 주어야 한다. 이 방법은 [10]에 자세히 서술되어 있으며 도통시간 계산이 매우 복잡하다.

#### 4. 제안한 직류링크 전압리플 보상기법

2-레그 인버터에서 공간벡터기법의 구현과 직류링크 리플전압의 영향을 보상하는 과정은 매우 복잡하다. 따라서 본 연구에서는 2-레그 인버터의 전압변조를 위해 스칼라 PWM 기법을 적용하며 여기서 직류링크 리플전압의 출력에 미치는 영향을 제거하는 간단한 기법을 제시한다.

먼저 인버터의 3상 평형 상전압 지령치가 다음과 같이 주어진다.

$$v_{as}^* = V_m \cos \omega t \tag{1}$$

$$v_{bs}^* = V_m \cos \left( \omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \tag{2}$$

$$v_{cs}^* = V_m \cos \left( \omega t + \frac{2}{3} \pi \right) \tag{3}$$

C상이 직류링크 중성점에 연결되어 있다고 할 때 상전압 지령치를 선간전압으로 변환하면 다음과 같다.

$$v_{ac}^* = v_{as}^* - v_{cs}^* = \sqrt{3} V_m \cos \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) \tag{4}$$

$$v_{bc}^* = v_{bs}^* - v_{cs}^* = \sqrt{3} V_m \cos \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) \tag{5}$$

선간전압 지령치는 상전압 지령치에 비해 크기는  $\sqrt{3}$  배이고 두 지령전압 간의 위상차는  $\pi/3$ 가 된다. 이 전압 지령치를 그림 6에서와 같이 삼각파와 비교하여 도통시간을 구하면 다음과 같다.

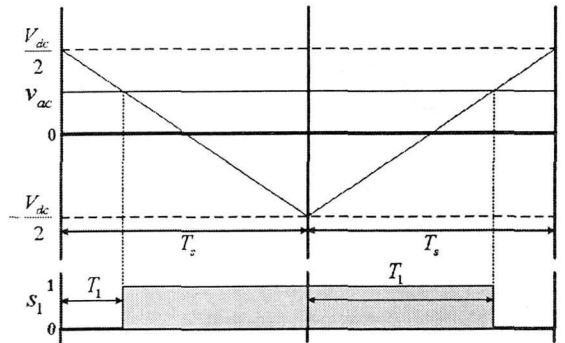


그림 6 삼각파 비교법에 의한 전압변조

Fig. 6 Voltage modulation by triangular comparison method.

$$T_1 = \frac{T_s}{2} + \frac{v_{ac}^*}{v_{dc}} T_s \tag{6}$$

$$T_2 = \frac{T_s}{2} + \frac{v_{bc}^*}{v_{dc}} T_s \tag{7}$$

식(6)과 식(7)은 직류링크 전압  $v_{dc1}$ 과  $v_{dc2}$ 이 동일한 경우에 계산된 값이며 이 두 전압이 서로 다르면 출력전압에 불평형과 왜곡이 초래된다. 이 직류링크 전압리플의 영향은 다음과 같이 보상될 수 있다.

먼저 직류링크 전압  $v_{dc1}$ 과  $v_{dc2}$ 이 동일한 경우에 식(6)과 식(7)로부터 한 스위칭 주기 동안 출력된 전압의 평균치를 계산하면 다음과 같다.

$$\overline{v_{ac}} = \left( T_1 v_{dc} - T_s \frac{v_{dc}}{2} \right) / T_s \tag{8}$$

$$\overline{v_{bc}} = \left( T_2 v_{dc} - T_s \frac{v_{dc}}{2} \right) / T_s \tag{9}$$

그러나 실제 직류링크 전압  $v_{dc1}$ 과  $v_{dc2}$ 가 다르기 때문에 이를 고려하여 출력전압을 계산해야 한다.

표 2는 스위칭 상태에 따른 인버터 출력전압을 나타낸다. 스위칭 상태가 그림 7과 같이 주어질 경우 표 2를 이용하여 출력 전압  $v_{ac}$ 와  $v_{bc}$ 의 평균값을 계산하면 다음과 같다.

표 2 스위칭 상태와 출력 전압  
Table 2 Switching states and output voltage.

스위칭 상태		출력전압	
$S_1$	$S_3$	$v_{ac}$	$v_{bc}$
0	0	$-v_{dc2}$	$-v_{dc2}$
1	0	$v_{dc1}$	$-v_{dc2}$
0	1	$-v_{dc2}$	$v_{dc1}$
1	1	$v_{dc1}$	$v_{dc1}$

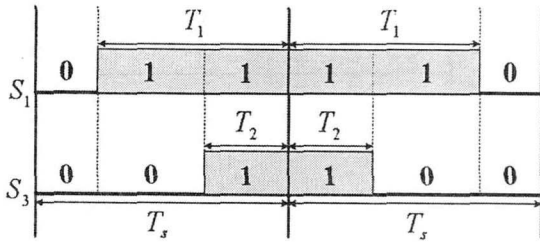


그림 7 2-레그의 스위칭 상태  
Fig. 7 Switching states of two legs.

$$\overline{v_{ac}} = \{(T_s - T_1)(-v_{dc2}) + (T_1 - T_2)v_{dc1} + T_2v_{dc1}\} / T_s \quad (10)$$

$$= \{T_1(v_{dc1} + v_{dc2}) - T_s v_{dc2}\} / T_s$$

$$= (T_1 v_{dc} - T_s v_{dc2}) / T_s$$

$$\overline{v_{bc}} = \{(T_s - T_1)(-v_{dc2}) + (T_1 - T_2)(-v_{dc2}) + T_2v_{dc1}\} / T_s \quad (11)$$

$$= \{T_2(v_{dc1} + v_{dc2}) - T_s v_{dc2}\} / T_s$$

$$= (T_2 v_{dc} - T_s v_{dc2}) / T_s$$

그리고 원하는 출력전압과 실제 출력전압을 일치시키는 보상전압을 다음과 같이 구한다.

$$v_{comp} = \overline{v_{ac}} - v_{ac} = \overline{v_{bc}} - v_{bc} \quad (12)$$

$$= \frac{v_{dc1} - v_{dc2}}{2}$$

이 보상전압을 포함하여 도통시간을 다시 계산하면 다음과 같다.

$$T_1' = \frac{T_s}{2} + \frac{(v_{ac}^* - v_{comp})}{v_{dc}} T_s \quad (13)$$

$$T_2' = \frac{T_s}{2} + \frac{(v_{bc}^* - v_{comp})}{v_{dc}} T_s \quad (14)$$

그림 8은 데드타임을 포함한 출력전압을 나타낸다. 전류의 극성이 양일 때는 온 시퀀스에서의 출력전압은  $T_{dead}v_{dc}$  만큼의 오차를 가지고 오프 시퀀스에는 영향을 주지 않는다. 전류의 극성이 음일 때는 그 반대 경우가 발생한다. 데드타임을 직류링크 전압의 차이에 상관없이 출력전압에 영향을 주기 때문에 일반적인 3-레그 인버터에서 적용되는 데드타임 보상을 그대로 적용할 수 있다. 이 데드타임의 영향은 다음 절에서 실험적으로 고찰된다.

5. 실험 결과 및 검토

그림 9는 실험 장치의 구성도를 보인다. 입력 전원전압은 단상 110[V], 60[Hz]이고 승압용 리액터의 인덕턴스와 내부저항은 각각 2[mH]와 0.06[Ω]이다. 그리고 직류링크 커패시터는 3300[μF] 두 개를 직렬로 연결된다. 스위칭 소자는 IGBT이고 스위칭 주파수는

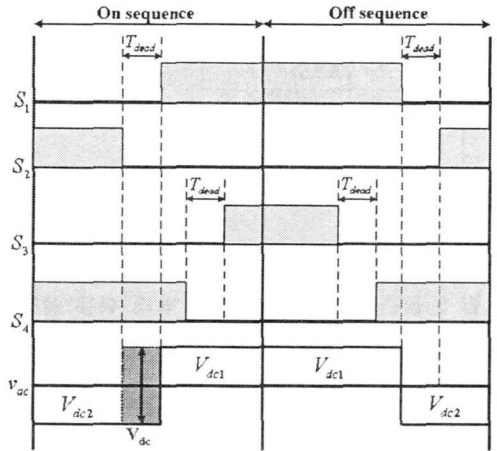


그림 8  $i_a > 0$  일 때 출력전압  $v_{ac}$   
Fig. 8  $v_{ac}$  for  $i_a > 0$ .

5[kHz]이며 주제어기로 TMS320C31 DSP 칩을 탑재한 제어보드를 사용하고 직류링크 전압은 540[V]로 제어된다. 실험에서 컨버터의 부하로 사용된 유도전동기는 220[V], 3[Hp], 4P이며 V/F 일정 제어모드로 운전되며 유도기에 부하를 걸기 위해 3[Hp]의 직류기를 사용한다. 유도기에 부하를 걸기 위해 직류발전기의 전기자에 저항부하를 연결하는 것이 아니고 4상한 초퍼를 이용하여 직류기를 토크제어 모드로 동작시킨다.

그림 10은 전원 측 전압추정 파형을 보인다. 전원전압 추정특성이 양호하여 이 전압센서를 제거할 수 있다[9]. 그림 11은 정상상태에서의 전원 측 전압과 전류를 보인다. 전류가 정형적이고 또 단위역률도 잘 제어되고 부하토크의 제어모드에 따라 양방향 전력 흐름으로 잘 동작됨을 보인다. 그림 12는 정상상태에서의 직류링크 전압  $v_{dc}$ ,  $v_{dc1}$ ,  $v_{dc2}$ 를 보인다. 직류링크  $v_{dc}$ 는 지령치 540[V]에 잘 추종된다. 직류링크 중성점 전압제어에 의해  $v_{dc1}$ ,  $v_{dc2}$ 의 평균치가 일치하는 것을 볼 수 있다.

그림 13은 3상 유도전동기를 10[Hz]로 구동시키고 1/2 부하를 인가할 때의 전류파형을 보인다. 그림 13(a)는 어떠한 보상도 하지

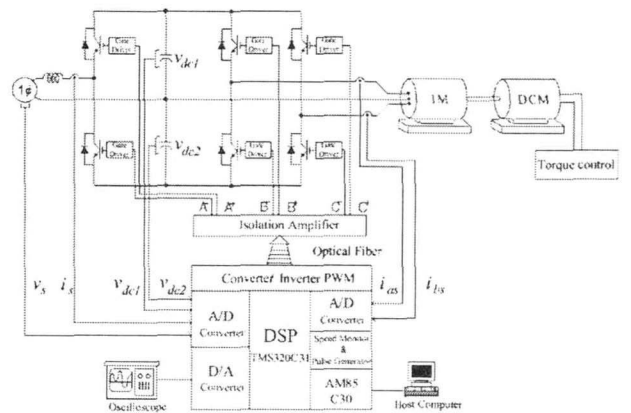


그림 9 실험 장치의 구성  
Fig. 9 Configuration of experiment system.

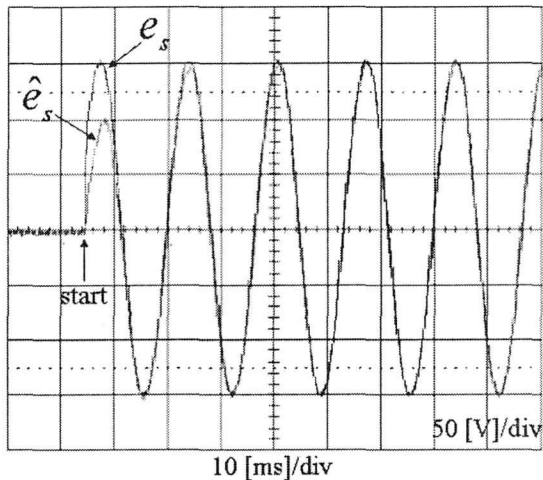


그림 10 전원전압 추정  
Fig. 10 Source voltage estimation.

않았을 경우의 전류파형이다. 직류링크 전압의 리플과 데드타임의 영향으로 출력전류에 불평형과 왜곡이 발생한다. 그림 13(b)는 직류링크 전압리플의 영향만을 보상한 파형이다. 보상을 하지 않았을 경우의 출력전류 파형보다 불평형과 왜곡이 현저히 감소한 것을 볼 수 있다. 하지만 인버터 데드타임의 영향으로 불평형과 왜곡이 여전히 존재한다. 그림 13(c)는 데드타임의 영향만을 보상한 경우의 출력전류파형이다. 출력전류는 여전히 불평형과 왜곡을 포함하고 있다. 그림 13(d)는 직류링크 전압의 리플과 데드타임의 영향을 모두 보상한 경우의 파형이다. 출력전류의 불평형과 왜곡 성분이 완전히 제거된 것을 볼 수 있다.

그림 14는 3상 유도전동기를 60[Hz]로 구동시키고 1/2 부하를 인가할 때의 전류파형을 보인다. 그림 14(a)는 어떠한 보상도 하지 않았을 경우의 파형이다. 60[Hz]에서는 출력전압이 크기 때문에

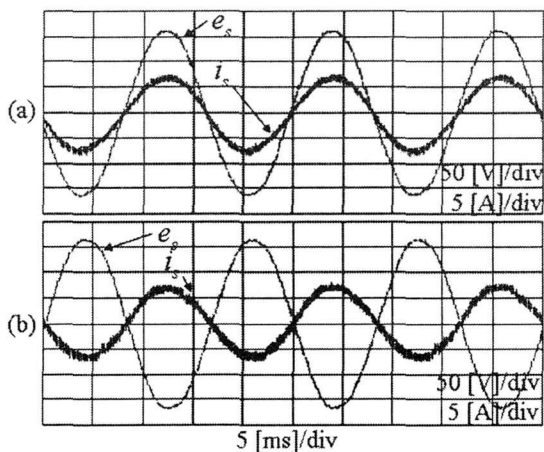


그림 11 전원 측의 단위역률 제어 (a) 정방향 전력흐름 (b) 역방향 전력흐름  
Fig. 11 Unity power factor control of source side (a) forward power flow (b) reverse power flow.

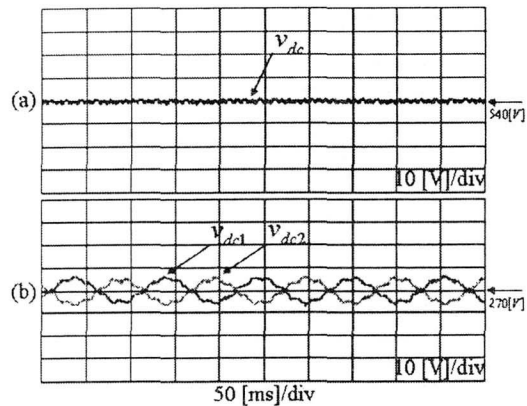


그림 12 직류링크 전압제어 (a)  $v_{dc}$  (b)  $v_{dc1}$ 와  $v_{dc2}$   
Fig 12 DC-link voltage control (a)  $v_{dc}$  (b)  $v_{dc1}$  and  $v_{dc2}$ .

직류링크 리플전압과 데드타임의 영향이 10[Hz]에서보다는 상대적으로 작지만 여전히 불평형과 왜곡 성분이 존재하는 것을 볼 수 있다. 그림 14(b)는 직류링크 전압리플만을 보상한 경우의 파형이

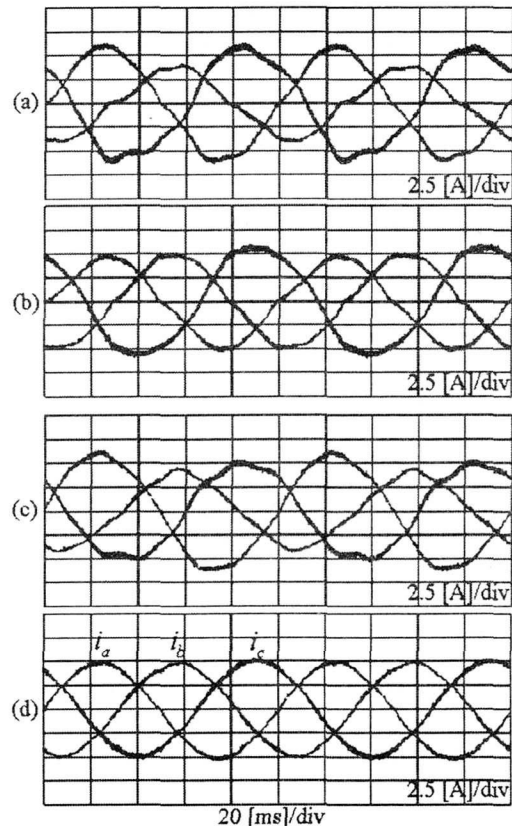


그림 13 1/2 부하 인가 시 유도기 상전류(10Hz) (a) 보상 안함 (b) 직류링크 리플만 보상 (c) 데드타임 효과 보상 (d) 모두 보상  
Fig. 13 Induction motor currents at half a load condition(10Hz) with compensation for (a) none (b) dc-link ripple voltage (c) dead time effect (d) both.

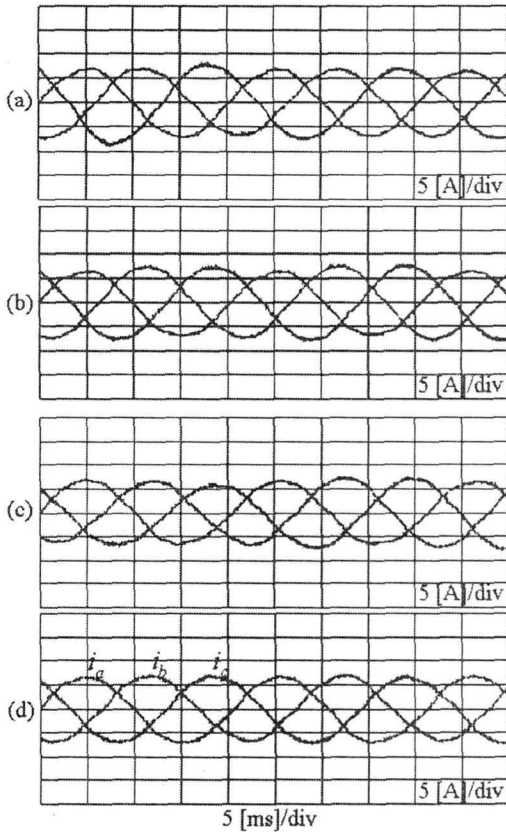


그림 14 1/2 부하 인가시 유도기 상전류(60Hz)  
 (a) 보상 안함 (b) 직류링크 리플만 보상 (c) 데드타임 효과 보상 (d) 모두 보상  
 Fig. 14 Induction motor currents at half a load condition (60Hz) with compensation  
 (a) none (b) dc-link ripple voltage (c) dead time effect (d) both.

다. 그림 14(a)에 비해 불평형과 왜곡 성분이 줄어든 것을 볼 수 있다. 그림 14(c)는 데드타임 영향만을 보정한 경우의 파형이다. 여전히 불평형과 왜곡 성분을 포함하고 있다. 그림 14(d)는 직류링크 전압의 리플과 데드타임을 모두 보정한 경우의 파형이다. 불평형과 왜곡 성분이 완전히 제거된 것을 볼 수 있다.

그림 15는 직류전동기의 토크제어를 이용하여 유도전동기에 스텝으로 전부하를 인가할 경우 전동기의 3상 전류 파형을 보인다. 전류가 과도상태를 거쳐 정상상태로 들어감을 보인다.

위 결과로부터 2-레그 PWM 인버터에서 평형 3상 출력전압을 얻기 위해서는 직류링크 전압리플의 영향과 데드타임의 영향을 동시에 보상해야 함을 알 수 있다. 그러나 데드타임을 보상하기 위해 일반적으로 전류센서가 필요하다. 유도전동기의 벡터제어에는 전류센서를 사용하지만 저가의 범용 인버터에 의한 V/F 운전에는 일반적으로 전류센서가 사용되지 않는다. 여기서 인버터의 데드타임을 보정할 것이냐 말 것이냐는 사용자가 결정해야 할 것이다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 단상 반브리지 PWM 컨버터와 3상 2-레그 인버

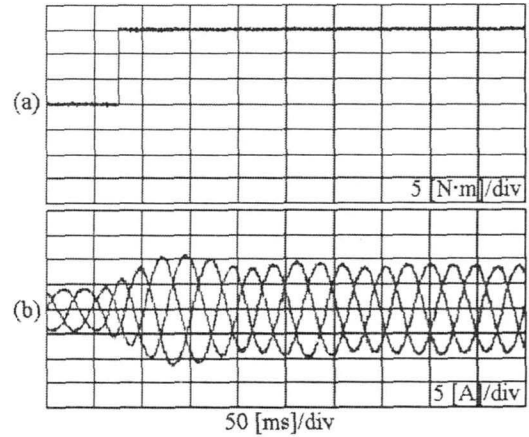


그림 15 스텝 부하 인가시 유도전동기 상전류의 과도응답  
 (a) 스텝 부하 (b) 전류  
 Fig. 15 Transient response of induction motor currents for step load variation. (a) step-load, (b) currents.

터를 이용한 저가형 단상-3상 변환 시스템에서 직류링크 리플전압의 영향에 의해 출력전압이 왜곡되고 이에 따라 출력전류가 왜곡됨을 고찰하고 이를 제거하는 새로운 보상기법을 제시하였다. 먼저 단상 반브리지 컨버터의 제어기법과 직류링크의 리플전압에 의해 2-레그 인버터의 출력전압에 나타나는 불평형과 왜곡을 보정하는 기존의 공간벡터 PWM 제어기법을 고찰하였다. 그리고 스칼라 PWM에서 이 영향을 보정하는 간단한 알고리즘을 제시하였고 이의 타당성을 저속과 고속의 유도전동기 V/F 운전 실험을 통해 검증하였다. 그리고 인버터의 데드타임이 출력전류의 왜곡에 미치는 효과도 고찰하고 이것도 적절히 보정되어야 함을 보였다.

## 감사의 글

본 연구는 산업자원부 지원에 의하여 기초전력 연구원 (과제번호: R-2005-B-109) 주관으로 수행된 과제임.

## 참 고 문 헌

- [1] H. N. Hickok, "Adjustable speed a tool for saving energy losses in pumps, fan, blowers and compressors," IEEE Trans. on IA, vol. 21, no. 1, pp.124-136, 1985.
- [2] P. Enjeti and A. Rahman, "A new single phase to three phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives," IEEE Trans. on IA, vol. 29, no. 4, pp. 806-813, 1993.
- [3] N. Mohan, T. M. Underland, and R. J. Ferraro, "Sinusoidal line current rectification with a 100 kHz B-SIT step-up converter," IEEE PESC Conf. Rec., pp. 92-98, 1984.
- [4] J. T. Boys and A. W Green, "Current-forced single-phase reversible rectifier," IEE Proceeding-B, vol. 136, no. 3, pp. 205-211, 1989.
- [5] R. Srinivasan and R. Oruganti, "A unity power factor converter using half-bridge boost topology," IEEE Trans. on PE, vol. 13, no. 3, pp. 487-500, 1998.
- [6] C. B. Jacobina and M. B. R. Correa, "Induction motor drive system for low-power application," IEEE Trans.

- on IA, vol. 35, no. 1, pp. 52-61, 1999.
- [7] C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima, "Vector and scalar control of a four switch three phase inverter," IEEE IAS Conf Rec., pp. 2422-2429, 1995.
- [8] G. Kim and T. A. Lipo, "VSI-PWM rectifier/inverter system with a reduced switch count," IEEE IAS Conf Rec., pp. 2327-2332, 1995.
- [9] T. Y. Kim, G. M. Lee, D. C. Lee, and J. K. Seok, "Low-cost single-phase to three-phase ac/dc/ac pwm converters for induction motor drives", Trans. of KIPE, Vol. 7, no. 3, 2002.
- [10] Frede Blaabjerg, Dorin O. Neacsu, John K. Pedersen, "Adaptive SVM to compensate dc-link voltage ripple for four-switch three-phase voltage-source inverters" IEEE Trans. on PE, vol 14, no. 4, pp. 743-752, 1999

저 자 소 개

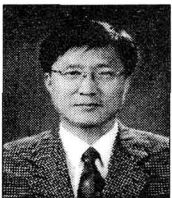


**김 영 신 (金 永 信)**

1978년 12월 29일생. 2004년 영남대 전자공학과 졸업(학사). 현재 영남대 대학원 전기공학과 석사과정.

Tel : 053-810-3933

E-mail : antonio41@hanmail.net

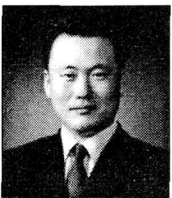


**이 동 춘 (李 東 椿)**

1985년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1987년~1988년 대우중공업 중앙연구소 주임 연구원. 1998년 미국 텍사스 A&M Univ 방문연구교수. 2004년 미국 Wisconsin Univ. 방문연구교수. 현재 영남대 전기 공학과 교수.

Tel : 053-810-2582

E-mail : dclee@yu.ac.kr



**석 줄 기 (石 雋 基)**

1992년 서울대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학부 졸업(공학). 1998년~2001년 삼성전자 생산기술센터 자동화연구소 책임연구원. 현재 영남대 전기공학과 조교수. 당 학회 학술위원.