

유도전동기 구동을 위한 저가형 단상-3상 AC/DC/AC PWM 컨버터

金泰潤, 李志明, 石줄기, 李東椿*

Low-Cost Single-Phase to Three-Phase AC/DC/AC PWM Converters for Induction Motor Drives

Tae-Yun Kim, G-Myoung Lee, Jul-Ki Seok, and Dong-Choon Lee

요 약

본 논문은 단상 반파 PWM 정류기와 3상 2-leg 인버터를 결합한 단상-삼상 컨버터 회로에서 전원전압의 센서를 제거하여 3상 유도전동기를 저가형으로 구동하는 방법을 제안하고자 한다. 전원전압의 센서를 제거하기 위해 전원 전류의 실측치와 제어기 내의 모델전류가 일치하도록 관측기를 구성하여 전원전압을 추정한다. 본 논문에서 제안한 기법을 사용할 경우 스위칭 소자와 센서 수를 줄이면서 직류전압 일정제어, 입력전류의 정현제어 및 단위 역률 제어가 가능하고 VVVF 교류전압을 얻을 수 있다는 장점이 있다. 3[Hp]의 3상 유도전동기의 V/f 구동에 적용한 실험결과로 제시된 알고리즘의 타당성을 검증한다.

ABSTRACT

In this paper, a single-phase to three-phase PWM converter topology using a single-phase half-bridge PWM rectifier and a 2-leg inverter for low cost three-phase induction motor drives is proposed. In addition, the source voltage sensor is eliminated with a state observer which controls the deviation between the model current and the system current to be zero. The converter topology is of lower cost than the conventional one, which gives sinusoidal input current, unity power factor, dc output voltage control, bidirectional power flow and VVVF output voltage. The experimental results for V/F control of 3Hp induction motor drives have been shown.

Key Words : Single-phase half-bridge PWM rectifier, 2-leg inverter, Source voltage estimation, Sensorless control

1. 서 론

3상 유도전동기는 단상 유도전동기에 비해 효율이

높고, 토크 맥동이 작아 대전력 구동시스템뿐만 아니라 열풍풍기, 공기압축기 등 주거용이나 농업용 등의 저전력 구동시스템에도 빈번히 사용된다^[1]. 단상전원으로부터 3상 유도전동기를 구동하기 위하여 교류를 직류로 변환하는 컨버터와 이를 다시 3상 VVVF로 변환하는 인버터가 요구된다. 이 경우 전력변환장치에 사용되는 전력용 반도체와 센서의 수는 저가의 저전력 구동시스템에서 반드시 고려되어야 할 사항이다.

다이오드 정류기나 초퍼회로를 3상 PWM 인버터와

*영남대학교 전자정보공학부 부교수

E-mail : dclee@yu.ac.kr

접수일자 : 2002. 4. 1

1차심사 요청일 : 2002. 3.20 2차심사 요청일 : 2002. 5.20

심사완료일 : 2002. 6.15

결합한 구조는 비교적 스위치의 수가 적고, 회로와 제어기법이 비교적 간단하다^[2]. 그러나 다이오드 정류기를 사용하는 경우 역률제어와 회생제동 그리고 직류전압제어가 불가능하며 전원측 전류가 크게 왜곡되어 추가적인 고조파 보상대책이 필요하다. 또한 초퍼를 사용하는 경우에는 전력회생이 불가능하다는 문제가 있다^[3]. 반면 단상 전파 PWM 컨버터와 3상 PWM 인버터를 결합한 구조는 직류전압제어, 입력전류의 정현제어, 단위역률제어, 전력의 회생 등이 가능하지만 단상-3상 변환을 위해 많은 스위칭 소자가 사용됨으로써 시스템의 가격과 크기를 증가시키는 문제가 있다^[4]. 또한, 제어에 필요한 센서는 비용의 증가와, 센서부의 고장으로 인한 시스템의 신뢰도 저하의 문제를 발생시킬 수 있다. 따라서 주거용이나 농업용에 적합한 3상 유도전동기의 구동장치의 전력용 스위치와 센서의 수를 가능한 한 줄이는 것이 바람직하다.

이와 관련하여 국내에서도 연구가 수행된 바 있다. 2-leg 인버터를 이용하여 3상 BLDC 전동기를 구동하는 연구^[5]와 2상 유도전동기를 구동하는 연구^[6]가 있었다. 그리고 3상 PWM 컨버터에서 교류측 전압, 전류 센서를 제거하는 연구^[7]가 발표된 바 있다.

본 연구에서는 단상 반파 PWM 정류기^[8,9]와 2-leg 인버터^[10-12]를 결합한 회로에서 전원전압의 센서를 제거하여 3상 유도전동기를 저가형으로 구동하는 방법을 제안하고자 한다. 여기서 단상 반파 PWM 정류기는 직류출력단 전압을 그 기준치로 제어하며, 전원전류를 정현적이며 단위역률이 되도록 제어한다. 2-leg 인버터의 경우 그 출력단의 한 상이 직류단의 중성점에 연결되는데, 이때 부하전류를 평형으로 유지할 수 있도록 제어한다. 한편 전원전압의 센서를 제거하기 위해 전원전류의 실측치와 제어기 내의 모델전류가 일치하도록 관측기를 구성하여 전원전압을 추정한다. 본 논문에서 제안한 기법을 사용할 경우 스위칭 소자와 센서 수를 줄이면서 단상 전파 PWM 컨버터의 장점을 그대로 유지할 수 있다. DSP TMS320C31로 제어되는 IGBT PWM 컨버터 시스템을 3[Hp] 유도전동기 구동에 적용한 실험결과로 제시된 구조의 타당성을 검증한다.

2. 기존의 단상-3상 ac/dc/ac 컨버터

단상-3상 ac/dc/ac 컨버터는 기본적으로 정류회로와 인버터로 구성된다. 가장 간단한 형태로 단상 전파 다이오드 정류기에 3상 PWM 인버터를 연결한 구조가

있다. 저가인 장점이 있으나 입력전류 제어, 역률 제어, 회생운전이 불가능하다.

그림 1은 이러한 문제를 해결하기 위해 승압용 dc 초퍼를 삽입한 구조를 보인다. 이 회로는 입력전류의 정현제어와 전원측의 역률제어가 가능하나, 전력의 양방향 흐름이 불가능하여 유도전동기의 회생제동이 어렵다^[2].

한편, 그림 2는 단상 전파 PWM 컨버터와 3상 인버터를 결합한 회로이다. 이 회로는 단위역률제어, 입력전류의 정현제어, 직류링크전압제어, 양방향 전력제어 등이 가능하여 우수한 성능을 갖고 있지만 스위칭 소자가 10개나 사용되므로 시스템의 가격이 높다는 단점이 있다^[4].

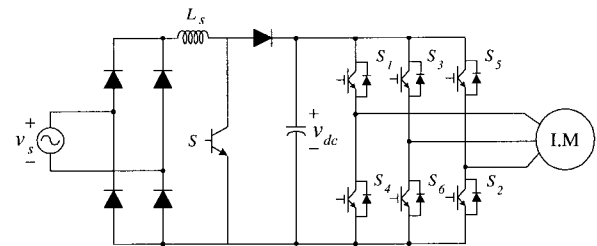


그림 1 부스터 컨버터와 3-leg 인버터를 결합한 단상-3상 컨버터

Fig. 1 Single- to three-phase converter combined with booster converter and 3-leg inverter

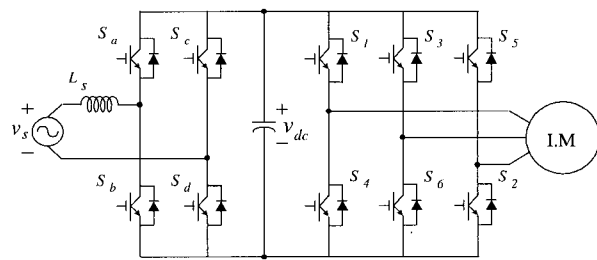


그림 2 전브리지 PWM 정류기와 3-leg인버터를 결합한 단상-3상 컨버터

Fig. 2 Single- to three-phase PWM converter combined with full-bridge PWM rectifier and 3-leg inverter

3. 저가형 단상-3상 ac/dc/ac PWM 컨버터

그림 3은 단상 반파 PWM 정류기와 2-leg 인버터로 구성된 단상-3상 ac/dc/ac PWM 컨버터의 전력회

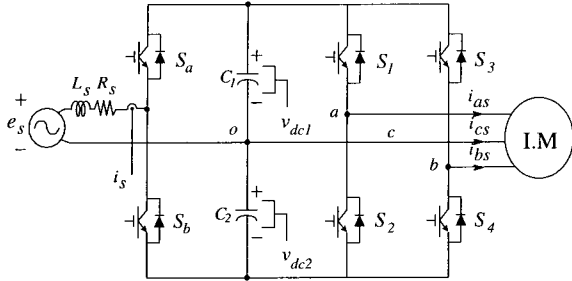


그림 3 반브리지 PWM 정류기와 2-leg 인버터를 결합한 단상-3상 PWM 컨버터
Fig. 3 Single- to three-phase PWM converter combined half-bridge PWM rectifier and 2-leg inverter

표 1 회로의 비교
Table 1 Comparison of single-to three-phase converters

비교항목	그림 1	그림 2	그림 3
반도체 소자수	스위치: 7 다이오드: 5	스위치: 10	스위치: 6
센서	5개	5개	5개
커패시터	1개	1개	2개
가격	저	고	저
성능	보통	우수	우수

로를 나타낸다. 그림 2의 컨버터 구조가 갖는 우수한 동작 특성을 그대로 유지하면서 사용된 스위칭 소자의 수가 10개에서 6개로 감소되어 시스템의 가격을 크게 저감시킬 수 있다. 단상-3상 변환용 컨버터의 전반적인 비교를 표 1에 나타내었다. 동일한 용량의 컨버터를 구성할 경우 그림 3의 회로가 비용과 부피의 측면에서 유리하고 성능이 뛰어난 것을 보인다. 이 컨버터의 동작특성을 PWM 정류기와 PWM 인버터로 나누어서 설명하기로 한다.

3.1 단상 반파 PWM 정류기

단상 반파 PWM 정류기 회로의 동작모드에 따른 전류의 경로는 그림 4와 같다^[8,9]. 여기서 e_s 는 전원전압, v_{dc1} , v_{dc2} 는 커패시터 전압, v_{ao} 는 컨버터 입력전압, i_s 는 전원전류, L_s 는 승압용 인덕터, R 은 부하저항을 각각 의미한다. 이 컨버터는 입력전압보다 출력전압이 높은 승압형이며, 그림 (a)와 (b)는 충전모드를 (c)와 (d)는 방전모드를 나타낸다.

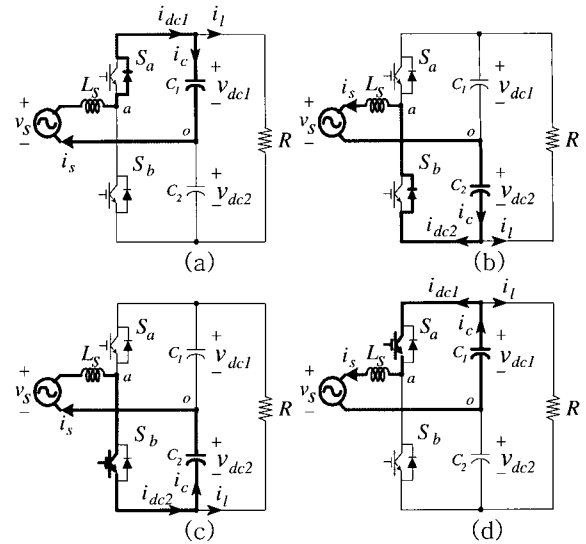


그림 4 회로의 동작모드
(a), (b) : 충전모드 (c), (d) : 방전모드
Fig. 4 Operating mode of the circuit
(a), (b) : charging (c), (d) : discharging

먼저 $i_s > 0$ 인 경우에 대하여 윗단 스위치가 도통되면 그림 4의 (a)와 같이 전원전류는 다이오드를 통해 커패시터 C_1 을 충전하며, 그에 따른 전류와 전압 방정식은 식 (1)~(3)과 같다.

$$i_c = i_{dc1} - i_l \tag{1}$$

$$i_{dc1} = S_a * i_s \tag{2}$$

$$v_{dc1} = \frac{1}{C_1} \int i_c dt = \frac{1}{C} \int (i_{dc1} - i_l) dt \tag{3}$$

여기서, S_a 는 스위칭 함수로서 윗단 스위치가 도통되면 1, 아랫단 스위치가 도통되면 0이 된다. 이때 아랫단 스위치가 도통되면 전원전류는 그림 4의 (c)와 같이 흐르고, 커패시터 C_2 는 방전되며 이때의 전류와 전압방정식은 식 (4)~(6)과 같다.

$$i_c = i_{dc2} - i_l \tag{4}$$

$$i_{dc2} = S_b * i_s = (1 - S_a) * i_s \tag{5}$$

$$v_{dc2} = \frac{1}{C_2} \int i_c dt = \frac{1}{C} \int (i_{dc2} - i_l) dt \tag{6}$$

한편, $i_s < 0$ 인 경우는 $i_s > 0$ 의 경우와 반대로 해석할

수 있으며 두 경우를 조합하면 컨버터 입력전압 v_{ao} 와 직류링크전압 v_{dc} 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$v_{ao} = S_a * v_{dc1} - (1 - S_a) * v_{dc2} \quad (7)$$

$$v_{dc} = v_{dc1} + v_{dc2} \quad (8)$$

3.2 전원전압 추정

단상 반파 PWM 컨버터를 원활하게 제어하기 위해 전원전압과 전원전류 및 직류전압을 알아야하며 각각의 센서를 이용하여 그 값을 측정하는 것이 일반적이다. 이 중에서 상전류와 직류전압은 제어 목적 이외에 시스템의 과전류, 과전압 보호를 위해 그 값을 직접 검출할 필요가 있지만 전원전압의 경우는 역률제어에만 사용되므로 이를 측정하는 대신 추정된 값을 사용하는 것이 바람직하다. 본 논문에서는 그림 5와 같이 실제전류와 모델전류의 편차를 영으로 제어하여 전원전압의 위상각과 진폭을 추정하고자 한다^[13].

먼저, 그림 4에서 전원전압은 식 (9)로 주어진다.

$$v_s = (R_s + \frac{d}{dt} L_s) i_s + v_{ao} \quad (9)$$

식 (9)는 다음과 같은 차분 방정식으로 고쳐 쓸 수 있다.

$$v_s(n-1) = R_s i_s(n-1) + \frac{L_s}{T_s} \{i_s(n) - i_s(n-1)\} + v_{ao}(n-1) \quad (10)$$

여기서, T_s 는 샘플링 주기를 의미한다.

한편, 전원전압 $v_s(n-1)$ 은 전원의 파고치 V 와 전원전압의 각주파수 ω , 그리고 $(n-1)$ 시점의 초기 위상각 θ_0 를 이용하면,

$$v_s(n-1) = V \cos \theta \quad (11)$$

$$\theta = (n-1)\omega T_s + \theta_0 \quad (12)$$

와 같이 나타낼 수 있고, 실제전류 $i_s(n)$ 은 식 (10)으로부터 식 (13)으로 표현할 수 있다.

$$i_s(n) = i_s(n-1) + \frac{T_s}{L_s} \{v_s(n-1) - R_s i_s(n-1) - v_{ao}(n-1)\} \quad (13)$$

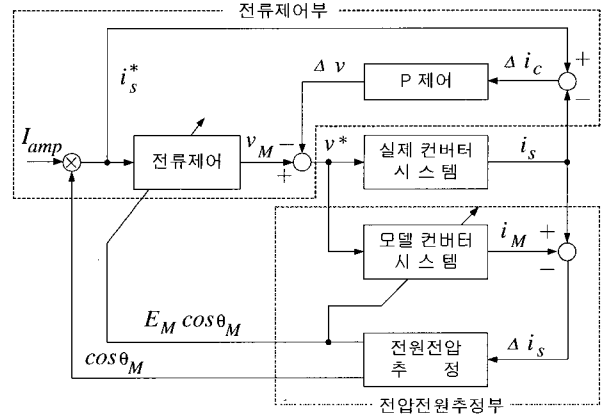


그림 5 전원전류제어 블록도

Fig. 5 Block diagram of source current control

컨버터 모델에서 $(n-1)$ 시점의 전원전압의 파고치를 V_M , 위상각을 θ_M 이라 하면, 전원전압의 추정치 $v_M(n-1)$ 은 다음과 같다.

$$v_M(n-1) = V_M \cos \theta_M \quad (14)$$

모델 파라미터를 각각 L_M, R_M 이라 하면 식 (13)에 대응되는 모델전류는 식 (15)와 같다.

$$i_M(n) = i_s(n-1) + \frac{T_s}{L_M} \{V_M \cos \theta_M - R_M i_s(n-1) - v_{ao}(n-1)\} \quad (15)$$

여기서, 정류기의 실제 파라미터와 모델의 파라미터가 일치한다고 가정하면 식 (13)과 식 (15)로 표시된 실제전류와 모델전류의 편차는 전원전압의 추정오차에 비례함을 알 수 있다.

$$\Delta i_s(n) \approx \frac{T_s}{L_s} \{\Delta V \cos \theta_M - \Delta \theta V \sin \theta_M\} \quad (16)$$

여기서, 진폭편차와 위상편차는 각각 다음과 같다.

$$\Delta V = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \Delta i_s \cos \theta_M d\theta_M \quad (17)$$

$$\Delta \theta = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \Delta i_s \sin \theta_M d\theta_M \quad (18)$$

식 (16)~(18)로부터 V_M 및 θ_M 은 $\Delta i_s \cos \theta_M$,

$\Delta i_s \sin \theta_M$ 의 적분에 의해 식 (19)로 추정하는 것이 가능하다.

$$\begin{aligned} V_M(n) &= V_M(n-1) + K_E \Delta i_s(n) \cos \theta_M(n-1) \\ \theta_M(n) &= \theta_M(n-1) + \omega T_s \\ &\quad - K_\theta \Delta i_s(n) \sin \theta_M(n-1) \end{aligned} \quad (19)$$

여기서, K_E, K_θ 는 각각 파고치 및 위상각의 추정 이득을 의미한다.

그림 6은 단상 반파 PWM 정류기의 전체 제어 블록도를 나타낸다. 컨버터 시스템의 실제전류와 모델전류 사이의 오차가 영이 되도록 전원전압의 실효치와 위상각이 추정된다. 직류링크전압과 전원전류를 제어하기 위해 각각 PI제어기를 사용한다. 전압제어기는 직류링크전압을 일정하게 제어하고, 그 출력에 추정된 위상을 곱하여 전원전류의 기준치를 발생한다. 전압제어루프의 샘플링주기는 내부제어루프인 전류제어 주기 (142[μ sec])의 8배로 선정하였고 이들 PI 제어기는 anti-windup 기능을 갖는다.

한편 후절에서 언급할 2-leg 인버터의 한 상이 직류단의 중성점에 연결된다. 따라서 v_{dc1} 과 v_{dc2} 가 같지 않을 경우 중성점의 전위가 변동하며 이는 3상 인버터의 출력을 왜곡시키게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 v_{dc1} 과 v_{dc2} 의 차이를 이득 K_{ff} 를 통하여 전류제어부로 전향보상(feed-forward)한다.

3.3 2-leg 인버터

그림 7은 4개의 스위치를 갖는 3상 PWM 인버터를 나타낸다. 그림 7과 스위칭 함수를 이용하여 전동기의 상전압을 표현하면 식 (20)~(22)와 같다^[11,12].

$$v_{an} = v_{ao} + v_{on} = (2 S_A - 1) \frac{V_{dc}}{2} + v_{on} \quad (20)$$

$$v_{bn} = v_{bo} + v_{on} = (2 S_B - 1) \frac{V_{dc}}{2} + v_{on} \quad (21)$$

$$v_{cn} = v_{co} + v_{on} = v_{on} \quad (22)$$

여기서, S_A 와 S_B 는 leg A와 leg B의 스위칭 함수로서 윗단 스위치가 도통되면 1, 아랫단 스위치가 도통되면 0이 된다.

한편, 각 상전압을 정지좌표계에서 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \\ v_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (23)$$

전동기가 Y-결선 되어 있다면 각 상전류의 합은 영이 되고, 정지좌표계상의 전압 v_d, v_q 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_q &= \frac{2}{3} \left(S_A V_{dc} - S_B \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{4} \right) \\ v_d &= \frac{2}{3} \left(S_B \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} - \frac{\sqrt{3}}{4} V_{dc} \right) \end{aligned} \quad (24)$$

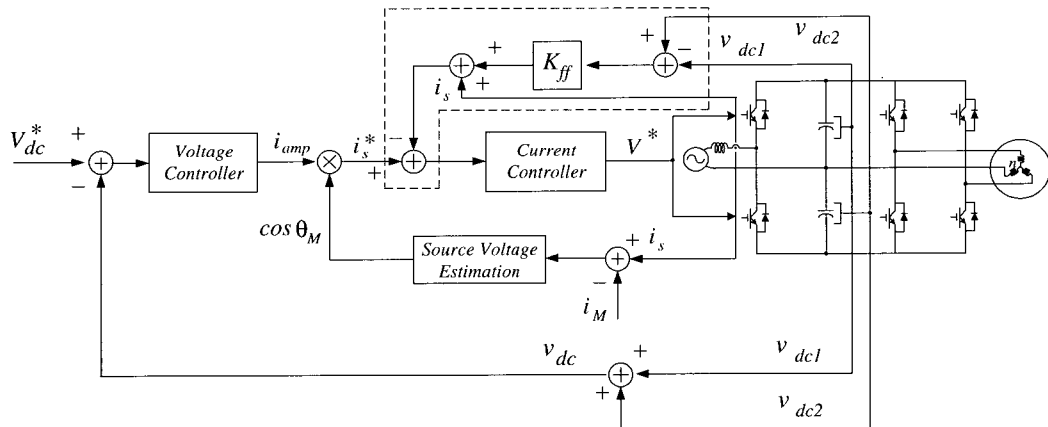


그림 6 단상 반파 PWM 정류기의 전체 제어블럭도
Fig. 6 Overall control block diagram of single-phase half-bridge PWM converter

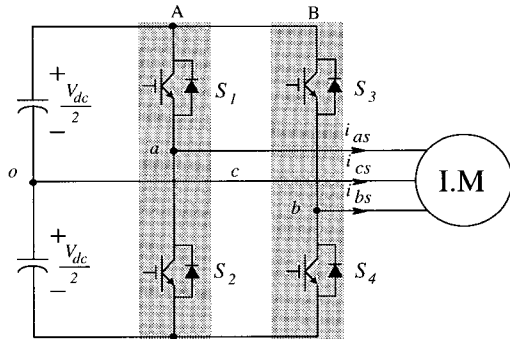


그림 7 4개의 스위치를 갖는 3상 PWM 인버터
Fig. 7 Three-phase PWM inverter with four switches

식 (20)~(23)을 식 (24)에 대입하여 각 스위칭 상태에 따른 전압을 표시하면 표 2와 같고, 표 2의 기준전압을 벡터도로 표시하면 그림 8과 같은 평행사변형을 형성한다. 여기서, 꼭지점을 형성하는 4개의 전압벡터 $V_1 \sim V_4$ 는 기준전압벡터를, 내접하는 원은 인버터의 선형제어 가능한 최대출력전압을 나타낸다. 출력하고자 하는 전압벡터 V^* 가 주어지면 이 벡터와 인접하는 두 벡터를 합성하여 기준전압벡터를 출력한다. 예를 들어 그림 9와 같이 전압벡터가 Mode 1에 위치할 경우 공간벡터 변조기법을 이용하여 스위칭 시간을 계산하면 다음과 같다^[16].

$$T_1 = 3T_s \frac{V^*}{V_{dc}} \sin\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (25)$$

$$T_4 = \sqrt{3} T_s \frac{V^*}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega_0 t\right) \quad (26)$$

$$T_0 = T_s - (T_4 + T_1) \quad (27)$$

표 2 2-leg 인버터의 공간 전압 벡터
Table 2 Space Voltage Vector for 2-leg inverter

전압 벡터	스위칭		$v = v_q + jv_d$	v
	S_A	S_B		
V_1	1	1	$\frac{1}{6} V_{dc} - j\frac{V_{dc}}{2\sqrt{3}}$	$v_1 = \frac{V_{dc}}{3} e^{-j\frac{1}{3}\pi}$
V_2	0	1	$-\frac{1}{2} V_{dc} - j\frac{V_{dc}}{2\sqrt{3}}$	$v_2 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} e^{-j\frac{5}{6}\pi}$
V_3	0	0	$-\frac{1}{6} V_{dc} + j\frac{V_{dc}}{2\sqrt{3}}$	$v_3 = \frac{V_{dc}}{3} e^{j\frac{2}{3}\pi}$
V_4	1	0	$\frac{1}{2} V_{dc} + j\frac{V_{dc}}{2\sqrt{3}}$	$v_4 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} e^{j\frac{1}{6}\pi}$

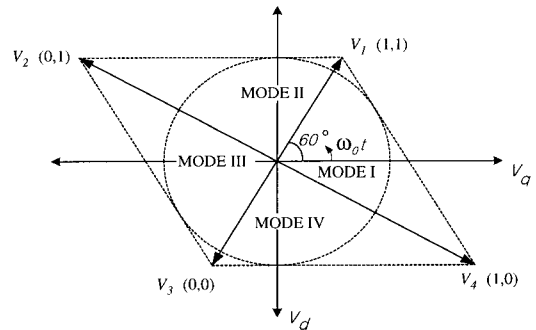


그림 8 2-leg 인버터의 공간전압벡터도
Fig. 8 Space voltage vector diagram for 2-leg inverter

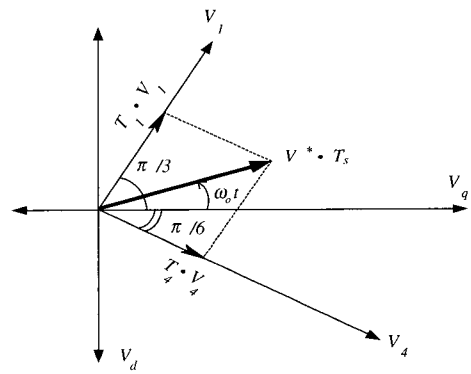


그림 9 공간벡터변조법
Fig. 9 Space vector modulation method

여기서, T_s 는 스위칭 주기를, T_1, T_4 는 전압벡터 V_1, V_4 를 인가하는 시간을, T_0 는 영벡터를 인가하는 시간을 각각 의미한다.

한편, 2-leg 인버터에서는 3-leg 인버터와는 달리 영벡터가 존재하지 않으므로 크기는 같고 방향이 반대인 두 벡터를 $T_0/2$ 만큼 인가하여 평균치 개념에서의 영벡터를 사용한다. 이때, 크기가 큰 벡터 (V_2, V_4)를 이용하는 것보다 크기가 작은 벡터 (V_1, V_3)를 이용하는 것이 고조파를 줄일 수 있기 때문에 각 모드에 따라 크기가 작은 영벡터 조합을 이용하는 것이 바람직하다. 표 3에서는 각 모드에서 기준전압을 합성하는 벡터의 조합을 보인다. Group A는 V_2 와 V_4 로 영벡터를 조합하는 그룹을 보이고 Group B는 V_1 와 V_3 로 영벡터를 조합하는 그룹을 나타낸다. 본 논문의 경우 전류의 고조파가 작은 Group B를 이용한다.

표 3 가상 영벡터의 결정
Table 3 Decision of pseudo zero vector

Mode	Group A	Group B	Choice
I	$V_1 V_2 V_4$	$V_1 V_3 V_4$	Group B
II	$V_1 V_2 V_4$	$V_1 V_2 V_3$	
III	$V_2 V_3 V_4$	$V_1 V_2 V_3$	
IV	$V_2 V_3 V_4$	$V_1 V_3 V_4$	

4. 실험

그림 10은 실험장치의 구성도를 보인다. 제어보드는 50[MHz] 클럭을 가진 DSP TMS320C31 보드를 사용한다. 2개의 14bit A/D 컨버터가 사용되는데, 하나는 단상 반파 PWM 정류기의 전원전압과 직류링크전압 그리고 전원전류 검출용으로 사용하고, 다른 하나는 2-leg 인버터의 상전류 검출용으로 사용하였다. 이때 전원전압센서는 추정특성을 비교할 목적으로 이용된다. 부하는 V/F 일정제어 방식으로 구동되는 3[Hp]의 유도전동기이다. 시스템 파라미터는 표 4와 같다

그림 11은 전원전압의 실측파형과 추정된 전압의 파형을 보인다. 그림은 전원전압의 초기위상이 임의의 각도인 $\theta = 40^\circ$ 에서 추정이 시작되어 7[ms] 이후에는 추정전압이 실제 전압과 일치됨을 보이고 있다.

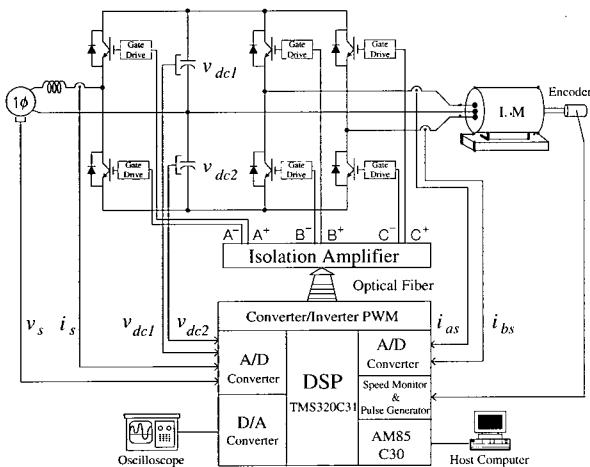


그림 10 실험장치의 구성
Fig. 10 Configuration of experiment system

표 4 시스템 파라미터
Table 4 System parameters

입력전압	AC 110[Vrms], 60[Hz]
입력 인덕턴스	2 [mH]
인덕터의 내부저항	0.06 [Ω]
직류링크 커패시터	3300 [μ F]
스위칭 주파수	3.5 [kHz]
유도전동기 정격	3[Hp], 4[P], 220[V]

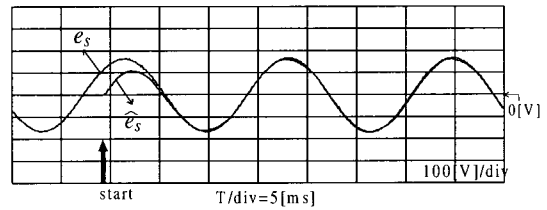


그림 11 전원전압의 추정
Fig. 11 Source voltage estimation

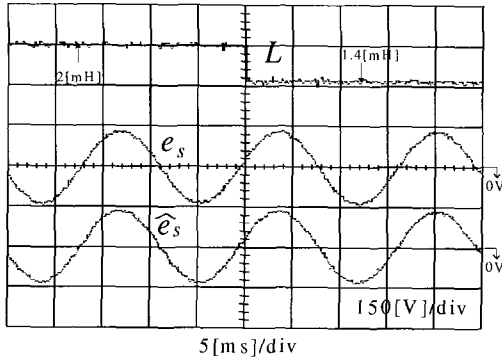
전원전압 관측기에서 파라미터의 변동이 제어특성에 미치는 영향을 고찰하기 위해 인덕턴스가 변동한 경우의 추정특성을 고찰하였다. 그림 12는 제어기에서 인덕턴스 값을 30% 감소시킨 경우와 30% 증가시킨 경우에 대한 전압추정 특성을 보인다. 인덕턴스의 변동이 추정 및 제어 특성에 별다른 영향을 끼치지 않음을 알 수 있다.

그림 13은 전동기의 부하가 0.5[kW]에서 1[kW]로 변하는 과도상태에서의 전원전압 추정특성을 보인다. 과도상태에서도 전압추정이 잘 이루어짐을 알 수 있다.

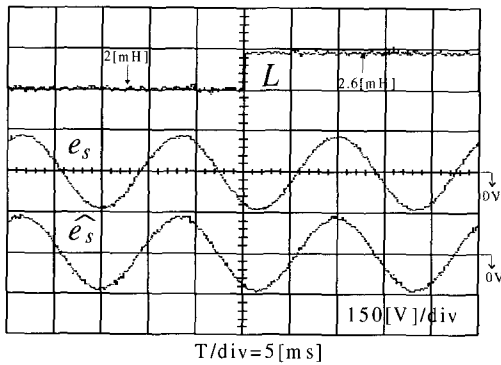
그림 14는 정상상태의 전원전류의 제어특성을 보인다. 추정된 전원전압이 제어에 사용됨에도 불구하고 그 기준치를 추종하며 정현적으로 제어됨을 알 수 있다.

그림 15는 전원전압과 전류를 보인다. 역률이 1로 제어됨을 알 수 있다.

그림 16은 직류 링크단의 전압제어 특성을 보인다. 직류단 전압이 그 기준치인 340[V]로 제어됨을 알 수 있다. 본 논문에서는 그림 6과 같이 커패시터 전압 v_{dc1} 과 v_{dc2} 의 차이를 전향보상하며 그 결과 두 커패시터 전압의 평균치가 균등하게 충전됨을 알 수 있다. 이때 두 전압의 리플성분은 서로 상쇄되는 방향으로



(a)



(b)

그림 12 인덕턴스 변동에 대한 전원전압 추정특성

(a) 인덕턴스 30% 감소

(b) 인덕턴스 30% 증가

Fig. 12 Voltage estimation for inductance variations

(a) 30% decrease of inductance

(b) 30% increase of inductance

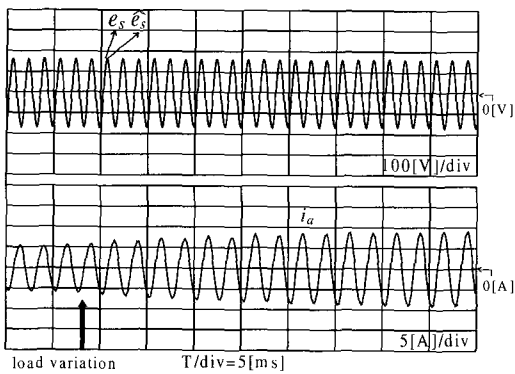


그림 13 부하변동에 대한 전원전압 추정특성

Fig. 13 Voltage estimation for load variation (500[W]→1[kW])

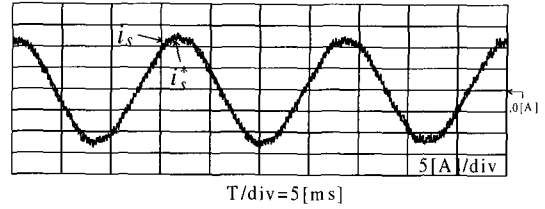


그림 14 전원전류 제어

Fig. 14 Source current control

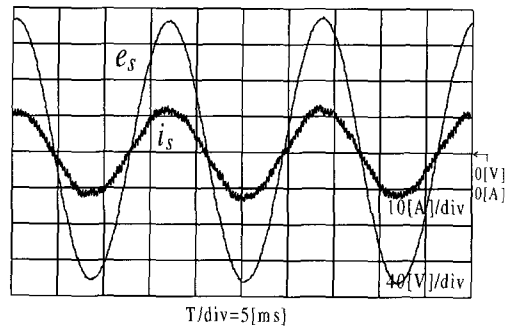


그림 15 단위역률 제어

Fig. 15 Unity power factor control

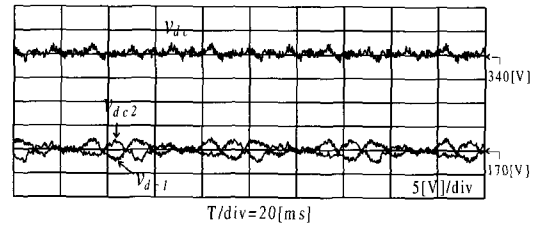


그림 16 직류전압 제어

Fig. 16 DC-link voltage control

충전되므로 직류단 전체의 리플성분은 각 커패시터전압의 리플성분보다 크게 감소됨을 알 수 있다. 만약 두 전압의 차를 전향보상하지 않을 경우, 약 10[V]의 전압차가 발생하여 2-leg 인버터의 출력 전압이 왜곡된다.

그림 17은 전동기의 부하가 0.5[kW]에서 1[kW]로 변하는 과도상태에서의 직류전압 제어특성을 보인다. 과도상태에서도 직류전압이 일정하게 유지됨을 알 수 있다. 이때 전동기의 입력전압은 85[Vrms], 40[Hz]이다.

그림 18은 유도전동기를 85[Vrms], 40[Hz]로 구동한 경우의 전동기의 상전류를 보인다. 전동기의 한 상이 직류단의 중성점에 연결됨에도 불구하고 3상 평형의 정현적 전류가 흐름을 알 수 있다.

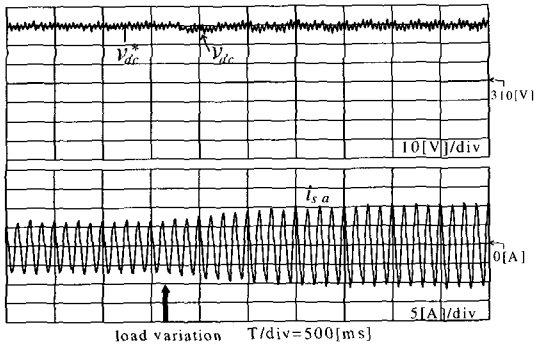


그림 17 부하변동에 대한 직류전압 과도응답
 Fig. 17 Transient response of dc voltage for load variation

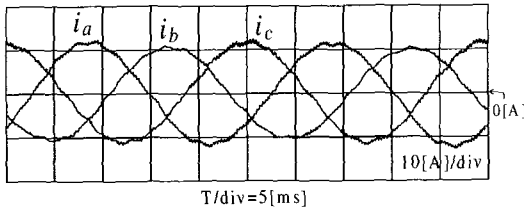


그림 18 유도전동기 상전류
 Fig. 18 Phase currents of inductions motor

5. 결 론

본 연구에서는 단상전원으로부터 3상 유도전동기를 구동할 수 있는 저가형 단상-3상 ac/dc/ac PWM 컨버터 시스템을 제시하였다. 하나의 스위치 leg로 입력전류의 정현제어, 단위역률제어, 직류출력전압제어, 양방향 전력제어가 가능한 단상 반파 PWM 정류기와 두 개의 스위치 leg로 3상 유도전동기의 VVVF 구동이 가능한 2-leg 인버터를 연결하여 시스템을 구성함으로써 제 특성에 요구되는 스위치를 10개에서 6개로 감소시켰다. 또한, 전원측의 모델전류와 실제전류의 편차가 영이 되도록 제어하여 전원전압의 위상과 진폭을 추정함으로써 전원전압 검출용 센서를 제거시켰다. 제시된 구조에서는 기존의 단상-3상 컨버터에 비해 스위칭 소자 수가 줄어 시스템의 비용과 부피가 감소되었을 뿐만 아니라 PWM 정류기와 인버터 시스템이 갖는 장점이 그대로 유지된다. 또한, 전원전압 센서를 제거함으로써 추가적으로 비용이 절감되고 하드웨어의 감소에 의한 전체적인 시스템의 신뢰도를 향상시킬 수 있다.

제시된 토폴로지와 전원전압 추정기법을 사용하여 3[Hp] 3상 유도전동기를 V/f로 구동시킨 실험을 수행

하였다. 그 결과, 정상상태에서 뿐만 아니라 과도상태에서도 입력 전류의 정현제어와 단위역률 제어가 원활히 이루어지고 직류전압도 일정하게 제어되었다. 또한 2-leg 인버터도 원하는 주파수와 크기의 인버터 출력 전압을 발생하여 3상 유도전동기가 원활히 구동됨을 보였다. 제시된 컨버터 시스템은 단상 전원만이 사용 가능한 지역에서 주거용, 농업용, 산업용의 수 마력급 3상 유도전동기 구동 시스템에 효과적으로 응용될 것으로 사료된다.

본 논문은 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력 공학공동연구소의 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. 1.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] J.-I. Itoh and K. Fujita, "Novel Unity Power n Factor Circuits Using Zero-Vector Control for Single-phase Input Systems", *IEEE Trans. on PE.*, Vol. 15, No. 1, pp. 36~43, 2000. 1.
- [5] 이준환, 안성찬, 현동석, "4 스위치 3상 인버터를 적용한 BLDCM 새로운 전류제어방법", *전력전자학회논문지*, 제5권, 제6호, pp. 523~529, 2000.
- [6] 장도현, 윤덕용, "2상 유도전동기의 구동을 위한 2상 인버터의 2상 공간전압벡터 PWM 방식", *전력전자학회 논문지*, 제7권, 제1호, pp. 1~10, 2002.
- [7] 이동춘, 이지명, 임대식, "교류측 센서를 제거한 3상 PWM 정류기의 새로운 제어", *전력전자학회논문지*, 제5권, 제6호, pp. 592~600, 2000.
- [8] J.T. Boys and A.W. Green, "Current-Forced Single-Phase Reversible Rectifier", *IEE Proceeding-B*, Vol. 136, No. 3, pp. 205~211, 1989.
- [9] 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.
- [10] 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.
 - [11] 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.*, Vol. 3, pp. 2422~2429, 1995.
 - [12] G. Kim and T.A. Lipo, "VSI-PWM Rectifier/ Inverter System with a Reduced Switch Count", *IEEE IAS Conf Rec.*, pp. 2327~2332, 1995.
 - [13] K. Toyama, T. Takeshita, and N. Matsui, "Stability and Initial Estimation of Power Source Voltage Sensorless Single-Phase PWM AC/DC Converter", *Trans. of JIEE*, Vol. 116-D, No. 3, pp. 354~360, 1996.



이지명(李志明)

1970년 3월 23일생. 1995년 경일대 전기공학과 졸업. 1997년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1997년~2001년 상주대 전자전기공학부 시간강사. 현재 한국과학재단 지원 신진연구원 연수과정(경북대학교 전자전기공학부).



석줄기(石雋基)

1969년 3월 29일생. 1992년 서울대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1998년~2001년 삼성전자 생산기술센터 자동화연구소 책임연구원. 현재 영남대학교 전자정보공학부 전임강사.

저 자 소 개



김태운(金泰潤)

1973년 3월 20일생. 1997년 영남대 전기전자공학부 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 (주)로템 중앙연구소 연구원.



이동춘(李東椿)

1963년 2월 20일생. 1985년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1987년~1988년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1998년 미국 Texas A&M Univ. 방문연구교수. 현재 영남대 전자정보공학부 부교수. 당 학회 편집위원.