

공간전압벡터 PWM을 이용한 컨버터/인버터 시스템에서의 커먼 모드 전압 펄스 제거

論 文

48B-2-7

Elimination of a Common Mode Voltage Pulse in Converter/Inverter System Modifying Space-Vector PWM Method

李 炫 東* 李 榮 敏** 薛 承 基***

(Hyeoun-Dong Lee · Young-Min Lee · Seung-Ki Sul)

Abstract - This paper proposes a common-mode voltage reduction method base on SVPWM(Space-Vector Pulsewidth Modulation) in three phase PWM converter/inverter system. By shifting the active voltage vector of inverter and aligning this to the active voltage vector of converter, it is possible to eliminate a common-mode voltage pulse in one control period. Since the proposed PWM method maintains the active voltage vector, it does not affect the control performance of PWM converter/inverter system. Without any extra hardware, overall common mode voltage dv/dt and corresponding leakage current can be reduced to two-third of the conventional three phase symmetric SVPWM scheme.

Key Words : Common mode voltage, Space-vector PWM, Leakage current

1. 서 론

최근 산업용 교류전동기 구동 시스템에서 IGBT와 같이 상승시간이 짧고 고속 스위칭이 가능한 전력용 반도체가 널리 적용됨에 따라 커먼 모드(common mode) 전압에 의해 발생하는 여러 가지 문제점들에 대한 관심이 증대되고 있다. 고주파수의 커먼 모드 전압에 의한 문제점들로는 전동기 권선과 외함 사이에 존재하는 기생 캐패시터(stray capacitor)를 통하여 흐르는 누설전류[1][2], 방사성 또는 전도성 EMI(Electromagnetic Interference)[3][4], 베어링 전류와 축전압[5][6], 전동기 절연 파괴 등이 대표적이다.

이러한 커먼 모드 전압에 의한 문제점들을 해결하기 위한 연구가 전세계적으로 활발히 진행 중에 있으며, 대표적으로 커먼 모드 쇼크/변압기를 사용하여 커먼 모드 전류를 감소시키려는 연구[1][2], 기존의 3상 전력변환기에 부가적으로 하나의 레그(leg)를 더 장착하여 커먼 모드 전압을 상쇄시키려는 연구[7][8] 등을 들 수 있다. 그러나, 이러한 연구들은 부가의 하드웨어를 필요로 하기 때문에 전력 변환기의 부피나 무게가 증가하게 될 뿐만 아니라 가격 상승의 주된 요인이 된다. 커먼 모드 쇼크/변압기를 사용하는 경우에는 그 적용 분야에 따라 변압기나 필터의 정수값을 변경, 재설계해야 하는 문제점을 내포하고 있고, 부가의 레그를 이용하는 방법에서는 전력변환기 시스템의 복잡도를 증가시켜 신뢰성이 저하되는 소지가 있다. 최근에는 PWM(Pulsewidth Modulation) 기법을 이용하여 커먼 모드 전압을 감소시키려

는 연구가 소개되었다[9][10]. 이러한 연구에서는 서로 상반된 유효벡터의 조합을 통하여 영전압 벡터를 합성하는 기법을 사용하기 때문에 전력변환기의 변조지수에 있어서 상당한 제한을 가져오며 전동기 상전류 리플을 크게 증가시키는 등 전동기 제어성능에 한계를 가져오게 된다.

3상 PWM 컨버터/인버터 시스템에서 컨버터와 인버터의 스위칭 주파수를 동일하게 설정하고 그 제어주기를 동기화 시킴으로써 커먼 모드 전압을 억제할 수 있다[11]. 따라서, 본 논문에서는 동스위칭 주파수, 동기화 제어주기를 갖는 3상 PWM 컨버터/인버터 시스템을 대상으로 하며, 부가의 하드웨어를 필요로 하지 않고 단지 인버터의 게이팅 시점을 조절함으로써 커먼 모드 전압 펄스를 제거하는 방법을 제안한다. 제안된 방법에서는 기존의 3상 대칭 SVPWM (Space-Vector PWM) 기법을 바탕으로 각 상의 게이팅 시점을 결정 후, 한 제어주기 내에서 인버터의 유효전압벡터를 이동시켜 컨버터의 유효전압 벡터와 일치시킴으로써 한 제어주기 내에서 기존의 3상 대칭 SVPWM의 경우 발생하는 3개의 커먼 모드 전압 펄스를 2개로 감소시킬 수 있으며, 커먼 모드 전압의 dv/dt 에 의한 누설전류를 기존의 3상 대칭 SVPWM의 경우와 비교하여 2/3으로 감소시킬 수 있다.

제안된 방법은 기존의 방법에 비해 커먼 모드 전압이나 이에 의한 누설전류를 완전히 제거할 수는 없으나, 부가의 하드웨어를 필요로 하지 않고 소프트웨어적으로 간단히 구현될 수 있기 때문에 다양한 산업용 교류전동기 구동시스템에 손쉽게 적용될 수 있다는 장점을 가지고 있다. 또한 제안된 방법은 제어주기 내에서 출력 유효전압벡터의 크기는 유지한 채로 단지 영전압벡터의 분배만을 변경시키기 때문에 PWM 컨버터/인버터 시스템의 변조지수나 제어성능에 제한을 가져오지 않는다.

본 논문에서는 우선 커먼 모드 전압을 컨버터와 인버터의 스위칭 함수를 이용하여 해석적으로 정의하였고, 이로부터

* 正 會 員 : 서울대 電氣工學部 博士課程

** 準 會 員 : 서울대 電氣工學部 碩士課程

*** 正 會 員 : 서울대 電氣工學部 副教授 · 工博

接受日字 : 1998年 11月 16日

最終完了 : 1998年 12月 30日

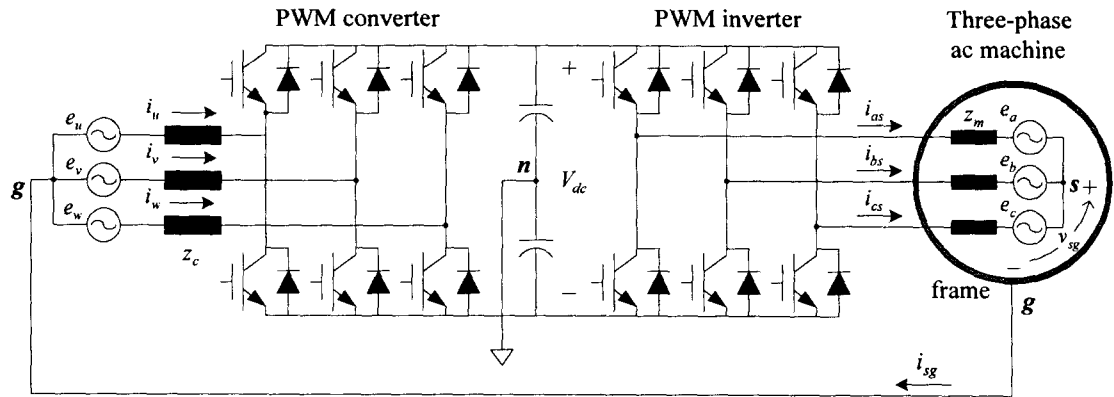


그림 1 교류전동기 구동용 3상 PWM 컨버터/인버터 시스템.

Fig. 1 Three-phase PWM converter/inverter system for ac machine drive (g:grounding point, s:stator neutral).

커먼 모드 전압 펄스를 제거할 수 있는 인버터 게이팅 시점 이동 방법들과 제안된 방법들 사이의 선택 기준을 제시하였다. 제안된 커먼 모드 전압 펄스를 제거 방법의 유용성을 확인하기 위하여 PWM 컨버터/인버터 시스템과 유도전동기를 이용한 실험을 수행하였다.

2. 컨버터/인버터 시스템의 스위칭과 커먼 모드 전압

산업계에서 널리 응용되고 있는 교류전동기 가변속 구동용 3상 PWM 승압형 컨버터와 PWM 인버터 시스템을 그림 1에 도시하였다. PWM 컨버터/인버터 시스템에서의 전압-전류 방정식을 전원측과 부하측에서 각각 구해 보면 (1)과 (2)와 같다.

$$\begin{cases} v_{ug} = -z_c i_u + e_u \\ v_{vg} = -z_c i_v + e_v \\ v_{wg} = -z_c i_w + e_w \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} v_{as} = -z_m i_{as} + e_a \\ v_{bs} = -z_m i_{bs} + e_b \\ v_{cs} = -z_m i_{cs} + e_c \end{cases} \quad (2)$$

3상 입력전원과 교류전동기 각 상 임피던스의 평형을 가정하여, dc 버스(bus)의 중성점 n과 접지점 g와의 전압차 v_{gn} 을 (3)과 같이 표현할 수 있고, 마찬가지로 n과 전동기 고정자 권선의 중성점 s와의 전압차 v_{sn} 을 (4)와 같이 표현할 수 있다.

$$v_{gn} = \frac{v_{ug} + v_{vg} + v_{wg}}{3} \quad (3)$$

$$v_{sn} = \frac{v_{as} + v_{bs} + v_{cs}}{3} \quad (4)$$

일반적으로 성상 결선된 전원측 변압기 2차측의 중성점은 접지되어 있고(그림 1의 'g') 3상 교류전동기의 외함 역시 동일한 점에 연결되어 있기 때문에, 본 시스템에서의 커먼 모드 전압은 접지점과 고정자 권선의 중성점 사이의 전압차

로 정의된다. (3)과 (4)로부터 커먼 모드 전압 v_{sg} 는 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{sg} = v_{sn} - v_{gn} = \frac{(v_{as} + v_{bs} + v_{cs}) - (v_{ug} + v_{vg} + v_{wg})}{3} \quad (5)$$

컨버터와 인버터의 스위칭 함수, s_i ($i = a, b, c, u, v, w$)를 사용하여 v_{sg} 를 표현하면, (6)과 같다. s_i 는 PWM 컨버터와 인버터 각 상의 스위칭 함수를 의미하며, 이는 윗상 스위치가 턴온될 때 1의 값을 아래상 스위치가 턴온될 때 0의 값을 가진다.

$$v_{sg} = \frac{V_{dc}}{3} [(s_a + s_b + s_c) - (s_u + s_v + s_w)] \quad (6)$$

(6)으로부터 커먼 모드 전압은 전동기나 전원측의 임피던스와는 관계없이 오직 컨버터와 인버터의 스위칭 함수와 dc 버스 전압 V_{dc} 에 의해서 결정됨을 알 수 있다. 컨버터와 인버터는 각각 3상의 스위칭 상태에 따라 그림 2에서와 같

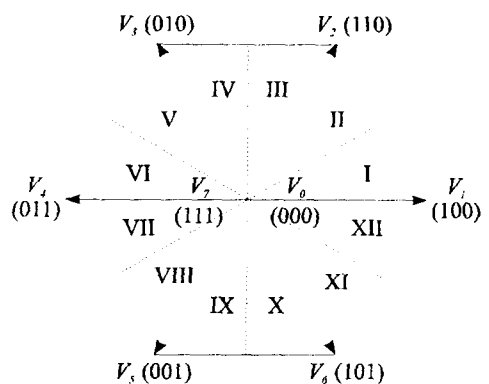


그림 2 컨버터와 인버터의 출력전압 벡터도.

Fig. 2 Output voltage vector diagram of PWM converter and inverter.

표 1 PWM 컨버터와 인버터 출력전압벡터에 따른 커먼 모드 전압.

Table 1 Common mode voltage according to output voltage vectors of converter and inverter.

		Output voltage vector of inverter			
		V_1, V_3, V_5	V_2, V_4, V_6	V_0	V_7
Output voltage vector of converter	V_1, V_3, V_5	0	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
	V_2, V_4, V_6	$-V_{dc}/3$	0	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
	V_0	$V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	0	V_{dc}
	V_7	$-2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}$	0

은 8개의 전압벡터를 출력하지만, 발생 가능한 v_{sg} 는 컨버터와 인버터가 출력하는 전압벡터의 조합들로부터 표 1과 같이 7개의 준위를 가진다. 표 1에서 보아 알 수 있듯이, v_{sg} 는 컨버터와 인버터의 매 스위칭마다 $V_{dc}/3$ 의 크기로 변화한다. 컨버터와 인버터가 서로 상이한 영전압벡터(V_0 와 V_7 또는 V_7 와 V_0)를 출력할 경우 V_{dc} 의 크기를 가지는 v_{sg} 가 발생하는데, 이는 컨버터와 인버터의 스위칭 주파수가 상이하거나, 제어주기가 동기화 되어 있지 않은 시스템의 경우에서 흔히 발견될 수 있다. 전동기의 절연 파괴 방지와 커먼 모드 전압의 dv/dt 억제의 측면에서 V_{dc} 크기의 v_{sg} 가 나타나지 않도록 컨버터와 인버터의 제어주기를 동기화시키고 스위칭 주파수를 동일하게 설정하는 것이 중요하다 [11]. $\pm 2V_{dc}/3$ 크기의 커먼 모드 전압 펄스는 비록 컨버터와 인버터의 제어주기가 동기화되어 있다 하더라도 인버터가 영전압벡터를, 동시에 컨버터가 유효전압벡터를 출력할 경우 발생할 수 있다.

그림 3은 동일한 스위칭 주파수와 동기화된 제어주기를 갖는 PWM 컨버터/인버터 시스템에서 기존의 3상 대칭 SVPWM을 사용할 경우의 각 상 스위칭 함수와 이에 따른 유효전압, 영전압벡터의 위치, 그리고 커먼 모드 전압의 변화를 도시하고 있다. 그림 3에서 보듯이 컨버터와 인버터의 유효전압벡터는 제어주기의 정중앙에 위치하고 양쪽으로 영전압벡터가 균등히 분배되어 있다. PWM 컨버터/인버터 시스템에서 커먼 모드 전압 펄스는 컨버터와 인버터의 스위칭 시점의 불일치로 인하여 발생하므로, 그림 3의 경우 한 제어주기 T_z 내에서 총 6번의 스위칭 동작이 일어나고, 따라서 크기가 $V_{dc}/3$ 인 3개의 커먼 모드 전압 펄스가 발생한다.

3. 스위칭과 커먼 모드 전압 펄스 제거 PWM 방법

3.1 유효전압벡터 인가 시간 결정

본 논문에서 제안된 커먼 모드 전압 펄스 제거 방법에서 인버터의 전압벡터 선정과 인가시간 계산방법은 기존의 3상 대칭 SVPWM과 동일하다. 제어주기 내에서 선정된 2개의 유효전압벡터의 인가시간은 (7)과 (8)로부터 계산할 수 있으며 따라서 총 유효전압벡터 인가 시간 T_{act} 는 (9)와 같이 주어진다. 여기

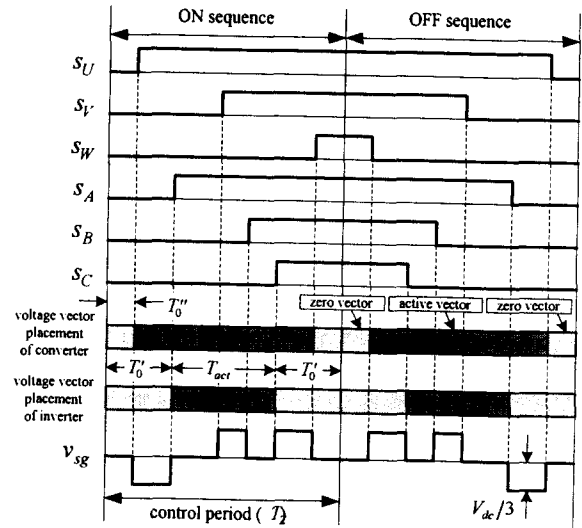


그림 3 3상 대칭 SVPWM을 사용할 때 컨버터/인버터의 스위칭 함수와 커먼 모드 전압.

Fig. 3 Switching functions of converter and inverter, and common mode voltage when using three phase symmetric SVPWM.

서 V_a^* 와 V_7^* 는 각각 인버터 상전압 지령의 최대값과 최소값으로 정의된다. 그림 3에서와 같이 3상 대칭 SVPWM에서는 제어주기 처음과 마지막의 영전압벡터 인가시간은 동일해야 하므로 인버터의 첫번째 영전압벡터 인가시간 T_0 는 $T_0' = (T_z - T_{act})/2$ 와 같이 나타낼 수 있다.

$$T_1 = \frac{T_z}{V_{dc}} (2V_a^* + V_7^*). \quad (7)$$

$$T_2 = -\frac{T_z}{V_{dc}} (V_a^* + 2V_7^*). \quad (8)$$

$$T_{act} = T_1 + T_2. \quad (9)$$

3.2 커먼 모드 전압 펄스 제거를 위한 인버터 스위칭 시점 이동 방법

컨버터/인버터 시스템에서 커먼 모드 전압 펄스는 컨버터와 인버터의 스위칭 시점의 불일치로 인해 발생하므로, 인버터의 어느 한 상의 스위칭 시점을 이동시켜, 이를 컨버터의 스위칭 시점과 일치시킴으로써 한 제어주기 내에서 커먼 모드 전압 펄스를 제거할 수 있다. 인버터의 스위칭 시점을 이동시킬 때, 출력전압의 왜곡을 방지하기 위해서 3상의 스위칭 시점 모두를 동일한 시간만큼 이동시켜야 한다. 이는 T_{act} 를 유지한 채 유효전압벡터를 제어주기 내에서 이동시킴으로써 영전압벡터의 분배를 변경시키는 효과를 가져오게 된다. 인버터 게이팅 시점을 이동시키는 방법은 아래의 두가지가 있을 수 있다.

- 1) 인버터 3상 중 극전압 지령이 가장 큰 상의 게이팅 시점을 이동시켜 컨버터 3상 중 극전압 지령이 가장 큰 상의 게이

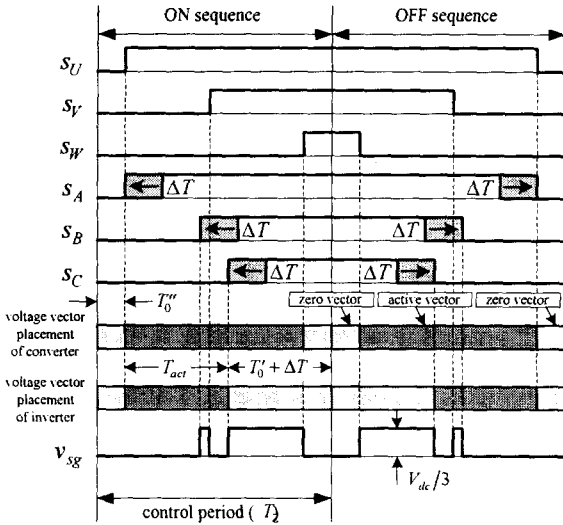


그림 4 제안된 방법 LL을 사용할 때 컨버터/인버터의 스위칭 함수와 커먼 모드 전압.
 Fig. 4 Switching functions of converter and inverter, and common mode voltage when using proposed method LL.

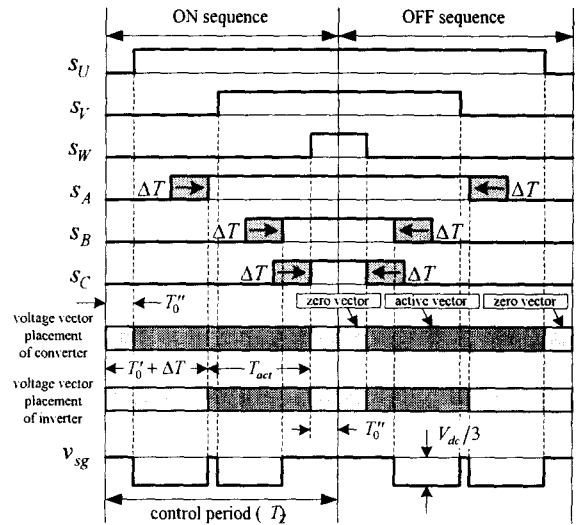


그림 5 제안된 방법 SS를 사용할 때 컨버터/인버터의 스위칭 함수와 커먼 모드 전압.
 Fig. 5 Switching functions of converter and inverter, and common mode voltage when using proposed method SS.

팅 시점에 일치시킨다.(방법 LL) : 그림 4

2) 인버터 3상 중 극전압 지령이 가장 작은 상의 게이팅 시점을 이동시켜 컨버터 3상 중 극전압 지령이 가장 작은 상의 게이팅 시점에 일치시킨다.(방법 SS) : 그림 5

방법 LL에서는 그림 4의 스위치가 on되는 순서에서와 같이 인버터의 유효전압벡터가 ΔT 만큼 왼쪽으로 이동되어, 컨버터와 인버터의 유효전압벡터의 시작 시점이 일치하게 된다. 이 때 인버터의 첫번째 영전압벡터 인가시간, T_0 는 $T_0' - \Delta T$ 가 되어 컨버터의 첫번째 영전압벡터 인가시간, T_0'' 과 동일하게 된다. 스위치가 off되는 순서에서는 인버터 게이팅 시점이 컨버터와 인버터의 유효전압 벡터의 끝 시점이 일치하도록 인버터의 유효전압벡터를 오른쪽으로 ΔT 만큼 이동시킨다.

방법 SS에서는 그림5에서 보듯이 방법 LL와 마찬가지로 인버터의 유효전압 벡터가 ΔT 만큼 이동하게 되는데, 다만 on되는 순서에서는 컨버터와 인버터의 유효전압 벡터의 끝 시점이 일치하게 되고, off되는 순서에서는 컨버터와 인버터의 유효전압 벡터의 처음 시점이 일치한다는 점에서 그 차이가 있다.

그림 4와 5의 v_{sg} 와 그림 3의 v_{sg} 를 비교해 볼 때 기존의 3게이팅 전압 펄스가 제안된 방법을 통하여 2개로 감소함을 알 수 있다. 따라서 커먼 모드 전압 펄스 수와 커먼 모드 전압의 dv/dt로 인한 누설전류를 기존의 2/3으로 감소시킬 수 있다.

제안된 방법 LL와 방법 SS에서 이동시간 ΔT 는 (10)과 같이 계산할 수 있으며, 대부분의 교류전동기 가변속 구동시스템에서는 컨버터의 변조지수가 인버터의 변조지수보다 크므로, ΔT 는 양의 값을 가지게 된다. 교류전동기의 고속운전이나 중부하 상황과 같이 ΔT 가 음의 값을 가지게 되는

경우, 제안된 방법은 인버터의 유효전압벡터를 이동시키는 대신 컨버터의 유효전압벡터를 이동시킴으로써 구현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta T &= T_0'' - T_0' \\ &= T_0'' - \frac{T_Z - T_{act}}{2} \end{aligned} \quad (10)$$

3.3 커먼 모드 전압 제거를 위한 인버터 스위칭 시점 이동 방법의 결정

전동기 상전류 리플분의 제곱, I_{ripple}^2 은 한 제어주기내에서 영전압 벡터의 위치에 따라 변할 수 있으므로[12][13], 제안된 커먼 모드 전압 펄스 제거 방법 LL 또는 SS를 사용할 경우, I_{ripple}^2 은 유효전압 벡터의 이동으로 인하여 기존 3상 대칭 SVPWM의 경우보다 다소 증가할 수 있다. 그러므로 본 논문에서는 매 제어주기마다 방법 LL과 방법 SS 중에서 I_{ripple}^2 의 증가를 최소로 하는 방법을 선택하여 인버터의 유효전압벡터를 이동시키는 방법을 결정한다.

I_{ripple}^2 은 제어주기 내의 첫번째 영전압벡터 인가시간, T_0 에 대한 다항식으로 표현될 수 있고, 이를 바탕으로 한 제어주기 내에서 I_{ripple}^2 을 최소화하는 T_0 을 $T_{0,opt}$ 라고 정의하고 이를 해석적으로 계산하면 (11)과 같다.

$$T_{0,opt} = \frac{T_Z}{2} - \frac{T_Z}{4} \cdot \frac{V_a^*(4V_a^* + 7V_a^*V_r^* + 7V_r^*)}{V_{dc}(V_a^* + V_a^*V_r^* + V_r^*)} \quad (11)$$

(7), (8)과 (9)로부터 3상 대칭 SVPWM의 T_0 , 즉 T_0' 를

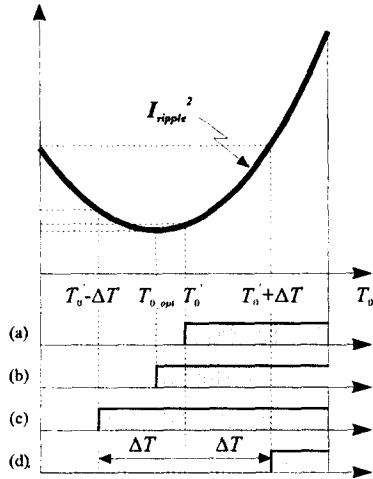


그림 6 $\delta T_0 > 0$ 인 경우 T_0 에 대한 I_{ripple}^2 . a) 3상 대칭 SVPWM. (b) 리플 최소화 PWM. (c) 제안된 방법 LL. (d) 제안된 방법 SS.

Fig. 6 I_{ripple}^2 according to various T_0 for $\delta T_0 > 0$. (a) Three phase symmetric SVPWM. (b) Ripple minimizing PWM. (c) Proposed method LL. (d) Proposed method SS.

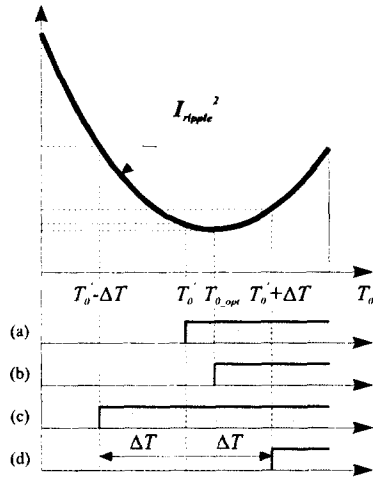


그림 7 $\delta T_0 < 0$ 인 경우 T_0 에 대한 I_{ripple}^2 . a) 3상 대칭 SVPWM. (b) 리플 최소화 PWM. (c) 제안된 방법 LL. (d) 제안된 방법 SS.

Fig. 7 I_{ripple}^2 according to various T_0 for $\delta T_0 < 0$. (a) Three phase symmetric SVPWM. (b) Ripple minimizing PWM. (c) Proposed method LL. (d) Proposed method SS.

V_a^* 와 V_γ^* 를 이용하여 (12)와 같이 표현할 수 있다. T_0 에 대한 I_{ripple}^2 의 변화를 살펴보기 위해서 T_0' 와 $T_{0,opt}$ 의 차이를 δT_0 라고 정의하여 (11)과 (12)를 이용하여 (13)과 같

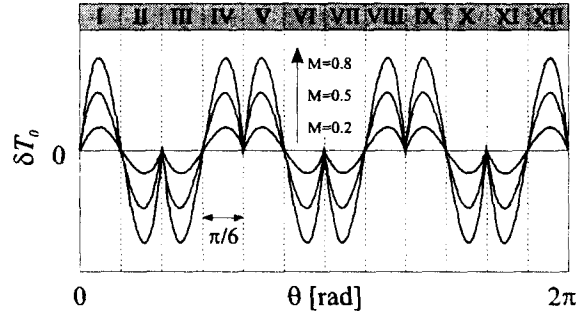


그림 8 인버터 변조지수 M과 출력 위상각 θ 에 대한 δT_0 의 변화.

Fig. 8 Dependency of δT_0 on modulation index M and inverter output angle θ .

이 표현할 수 있다.

$$T_0 = \frac{T_Z - T_{act}}{2} \tag{12}$$

$$= \frac{T_Z}{2} - \frac{T_Z}{2} \cdot \frac{V_a^* - V_\gamma^*}{V_{dc}}$$

$$\delta T_0 \equiv T_0 - T_{0,opt} \tag{13}$$

$$= \frac{T_Z}{V_{dc}} \cdot \frac{(V_a^* + V_\gamma^*)(2V_a^* + V_\gamma^*)(V_a^* + 2V_\gamma^*)}{4(V_a^* + V_a^*V_\gamma^* + V_\gamma^*)}$$

그림 6과 7에 기존의 3상 대칭 SVPWM, I_{ripple}^2 최소화 PWM, 제안된 방법 LL과 SS를 사용할 때, 각각에 해당하는 유효벡터 시작 시점과 I_{ripple}^2 을 도시하였다. 3상 대칭 SVPWM이 발생시키는 I_{ripple}^2 은 거의 최적에 가깝고, 제안된 방법 LL과 SS에서는 3상 대칭 SVPWM의 경우보다 I_{ripple}^2 이 증가함을 볼 수 있다. 그림 6과 7로부터 $\delta T_0 > 0$ 인 경우에는 유효전압벡터의 이동으로 인한 I_{ripple}^2 의 증가를 최소화시킨다는 측면에서 방법 LL이 방법 SS보다 유리하고, 반대로 $\delta T_0 < 0$ 인 경우에는 방법 SS가 방법 LL보다 유리하다고 할 수 있다. 그림 8에 인버터 출력전압의 변조지수 M과 위상각 θ 에 대한 δT_0 의 변화를 도시하였다. 그림 8로부터 방법 LL과 SS중의 선택은 변조지수와는 상관없이 단지 공간상에 전압지령 벡터가 위치하는 섹터(그림 2 참조)에 따라 결정될 수 있음을 알 수 있다. 이를 정리하면 표 2와 같다.

4. 실험

4.1 실험 장치 및 조건

실험에서 3상 승압형 PWM 컨버터는 dc 버스 전압을 380V로 제어하고 있고, PWM 인버터는 3.75kW 유도전동기의 50Hz V/f 일정제어를 수행하고 있다. PWM 컨버터와 인버터의 스위

표 2 I_{ripple}^2 의 증가를 최소화하는 방법 LL과 SS의 선택.

Table 2 Choice between method LL and SS minimizing increment in I_{ripple}^2 .

sector	I	II	III	IV	V	VI
method	LL	SS	SS	LL	LL	SS
sector	VII	VIII	IX	X	XI	XII
method	SS	LL	LL	SS	SS	LL

표 3 실험장치의 사양.

Table 3 Experimental environment.

입력단	
입력변압기	Δ -Y
2차선간전압	220V, 60Hz
인터페이스 인덕터	1mH
3상 PWM 컨버터/인버터	
dc 버스 캐패시터	6800 μ F
전력용 반도체	IPM 150A 600V
스위칭 주파수	2.5kHz
주제어기	DSP TMS320C40
3상 유도전동기	
정격 입력 선간전압	220/380V
극수	4
정격 용량	3.75kW
정격 토크	20Nm

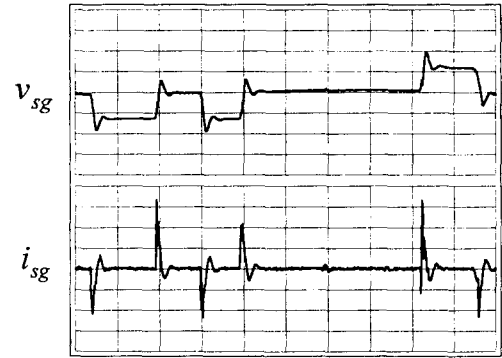
칭 주파수는 모두 2.5kHz(제어주기=200 μ sec)이며, PWM 컨버터와 인버터의 제어주기는 서로 동기화되어 있다. 실험장치의 각 요소에 대한 사양을 표 3에 정리하였다.

실험에서 3상 대칭 SVPWM을 사용한 경우와 제안된 방법을 사용한 경우에 대하여 각각 커먼 모드 전압 v_{sg} 와 누설전류 i_{sg} 를 측정, 비교하였으며, v_{sg} 와 i_{sg} 는 각각 Tektronix사의 A6906S (대역폭:100MHz)과 AM503A(대역폭:50MHz)를 이용하여 측정하였다.

4.2 실험 결과

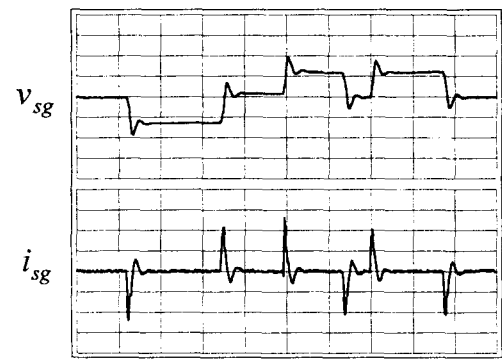
그림 9는 기존의 3상 대칭 SVPWM을 사용하였을 경우 한 제어주기 동안의 v_{sg} 와 i_{sg} 를 보이고 있다. 컨버터와 인버터의 스위칭 시점의 불일치로 인하여 한 제어주기 동안 $\pm V_{dc}/3$ 의 크기를 갖는 3개의 커먼 모드 전압 펄스가 발생함을 볼 수 있다. 또한, 그림 9(b)로부터 커먼 모드 전압의 dv/dt로 인하여 컨버터와 인버터의 매 스위칭 시점에서 전동기 권선과 외함 사이에 존재하는 기생 캐패시터를 통하여 흐르는 누설전류가 발생함을 알 수 있다. 이 누설전류는 실험장치의 커먼 모드 임피던스에 의하여 달라지며, 본 실험장치에서는 200~300mA 정도의 최고치를 가짐을 확인할 수 있었다.

그림 10은 제안된 커먼 모드 전압 펄스 제거 방법을 사용할 경우 측정된 v_{sg} 와 i_{sg} 를 보이고 있다. 그림 10(a)의 $\delta T_0 > 0$ 인 경우, 제안된 방법 LL이 적용되어 컨버터와 인버터의 유효전압벡터 시작 시점이 일치하고 따라서 그림 9(a)의 커먼 모드 전압 펄스중 처음의 것이 제거되어 한 제어주기 동안 2개의



Time [20 μ sec/div]

(a)



Time [20 μ sec/div]

(b)

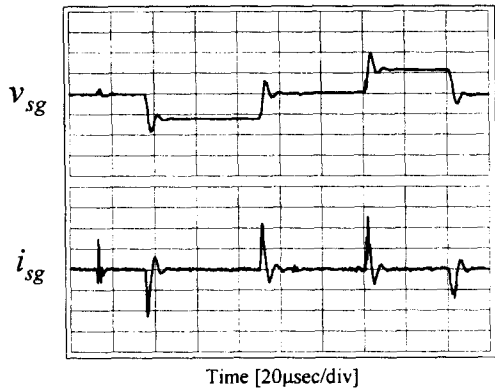
그림 9 3상 대칭 SVPWM을 사용할 때의 커먼 모드 전압 v_{sg} 와 누설전류 i_{sg} . (a) $\delta T_0 > 0$. (b) $\delta T_0 < 0$. (v_{sg} :100[V/div], i_{sg} :100[μ A/div])

Fig. 9 Common mode voltage v_{sg} and leakage current i_{sg} when conventional symmetric SVPWM is applied. (a) $\delta T_0 > 0$. (b) $\delta T_0 < 0$. (v_{sg} :100[V/div], i_{sg} :100[μ A/div])

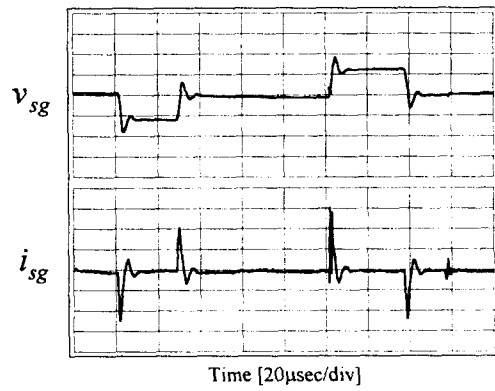
커먼 모드 전압 펄스가 발생됨을 볼 수 있다. 마찬가지로 그림 10(b)과 같이 $\delta T_0 < 0$ 인 경우에는 제안된 방법 SS가 적용되어 컨버터와 인버터의 유효전압벡터 끝 시점이 일치하고 따라서 그림 9(b)의 커먼 모드 전압 펄스중 마지막의 것이 제거됨을 알 수 있다. 그림 9와 10에서 누설전류의 최고치는 거의 변동이 없으나 누설전류 펄스의 개수가 기존의 6개에서 4개로 감소하므로 전체 누설전류의 실효치면에서 상당한 개선효과를 볼 수 있다.

그림 10의 게이팅 일치 시점에 부가의 누설전류 파형이 나타나는데, 이는 IGBT의 서로 상이한 턴 온/오프(turn on/off) 특성, 게이팅 신호 전달상의 여러가지 지연 효과 등으로 인하여 컨버터와 인버터의 유효전압벡터가 정확히 일치하지 못함에서 기인한다. 그러나 이러한 누설전류는 다른 누설전류 펄스에 비해 매우 작으므로 전체 누설전류의 실효치를 계산하는데 있어서 무시할 수 있다.

참 고 문 헌



(a)



(b)

그림 10 제안된 방법을 사용할 때의 커먼 모드 전압 v_{sg} 와 누설전류 i_{sg} . (a) $\delta T_0 > 0$. (b) $\delta T_0 < 0$. (v_{sg} :100[V/div], i_{sg} :100[mA/div])

Fig. 10 Common mode voltage v_{sg} and leakage current i_{sg} when proposed reduction method is applied. (a) $\delta T_0 > 0$. (b) $\delta T_0 < 0$. (v_{sg} :100[V/div], i_{sg} :100[mA/div])

5. 결 론

부가의 하드웨어를 이용하여 커먼 모드 전압과 이로인한 누설전류를 감소시키려는 기존의 연구와는 달리, 본 논문에서는 소프트웨어적으로 손쉽게 구현될 수 있는 PWM 기법을 이용하여 3상 PWM 컨버터/인버터 시스템에서의 커먼 모드 전압을 저감시키는 방법을 제안하였다. 제안된 커먼 모드 전압 저감 방법은 인버터의 유효전압 벡터를 한 제어주기 내에서 이동시켜 컨버터의 유효전압벡터 인가시점과 일치시켜 커먼 모드 전압 펄스를 제거함으로써 구현된다. 실현 가능한 두가지의 유효전압벡터 일치 방법을 제안하였으며, 제안된 두가지 방법중 유효전압벡터의 이동으로 인한 전동기 상전류 리플의 증가를 최소로 하는 선택 방법을 제시하였다. 제안된 방법을 이용하여 커먼 모드 전압의 dv/dt에 의한 누설전류를 기존의 3상 대칭 SVPWM의 경우에 비하여 2/3로 감소시킬 수 있다.

[1] Y. Murai, T. Kubota and Y. Kawase, "Leakage Current Reduction for a High-Frequency Carrier Inverter Feeding an Induction Machine," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, no. 4, pp.858-863, Jul./Aug., 1992.

[2] S. Ogasawara and H. Akagi, "Modeling and Damping of High-Frequency Leakage Currents in PWM Inverter-Fed AC Motor Drive Systems," IEEE IAS Annual Meeting, pp.29-36, 1995.

[3] M. A. Jabbar and M. A. Rahman, "Radio Frequency Interference of Electric Motor and Associated Controls," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 27, no. 1, pp.27-31, Jan./Feb., 1991.

[4] E. Zhong, S. Chen and T. A. Lipo, "Improvement in EMI Performance of Inverter-Fed Motor Drives," IEEE APEC Conf. Rec., pp.608-614, 1994.

[5] S. Chen, T. A. Lipo and D. Fitzgerald, "Modeling of Motor Bearing Currents in PWM Inverter Drives," IEEE IAS Annual Meeting, pp.388-393, 1995.

[6] J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel and G. L. Skibinski, "Effect of PWM Inverters on AC Motor Bearing Currents and Shaft Voltages," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 32, no. 2, pp.250-259, Mar./Apr., 1996.

[7] A. L. Julian, T. A. Lipo and G. Oriti, "Elimination of Common Mode Voltage in Three Phase Sinusoidal Power Converters," IEEE PESC Conf. Rec., pp.1968-1972, 1996.

[8] S. Ogasawara, H. Ayano and H. Akagi, "An Active Circuit for Cancellation Common-Mode Voltage Generated by a PWM Inverter," IEEE PESC Conf. Rec., pp.1547-1553, 1997.

[9] M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella and A. Testa, "Reduction of Common Mode Currents in PWM Inverter Motor Drives," IEEE IAS Annual Meeting, pp.707-713, 1997.

[10] M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella and A. Testa, "Continuous PWM to Square Wave Inverter Control with Low Common Mode Emissions," IEEE PESC Conf. Rec., pp.871-877, 1998.

[11] A. M. De Broe, A. L. Julian and T. A. Lipo, "Neutral-to-Ground Voltage Minimization in a PWM-Rectifier/Inverter Configuration," PEVD96 Conf., Proc., pp.564-568, 1996.

[12] D. G. Holmes, "The Significance of Zero Space Vector Placement for Carrier-Based PWM Schemes," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 32, no. 5, pp.1122-1129, Sep./Oct., 1996.

[13] V. Blasco, "Analysis of a Hybrid PWM based on Modified Space-Vector and Triangle-Comparison Methods," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 33, no. 3, pp.756-764, May/Jun., 1997.

저 자 소 개



이 현 동(李炫東)

1969년 10월 7일 생. 1993년 서울대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년~현재 동 대학원전기공학과 박사과정.



이 영 민(李榮敏)

1974년 1월 17일 생. 1997년 서울대 전기공학부 졸업. 1997년~현재 동 대학원전기공학부 석사과정.



설 승 기(薛承基)

1958년 3월 25일 생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1986~1988년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 객원 연구원. 현재 서울대 공대 전기공학부 부교수.