견인전동기 가변속 운전을 위한 인버터의 PWM 방법 및 패턴 절환기법에 관한 연구

論 文
48B - 11 - 9

A Study on the PWM Strategy and Gear Changing Techniques of an Inverter for Variable Speed Drives on Traction Motors

徐 永 珉* · 朴 永 鎭** · 洪 淳 瓚***
(Young-Min Seo · Young-Jeen Park · Soon-Chan Hong)

Abstract - This paper deals with PWM patterns for harmonic reduction in inverter fed traction motors and the gear changing techniques for the variable speed drive of traction motor. GTOs are used as switching device of inverter because traction motor is a large load. To derive PWM pattern which can minimize the harmonics with the limited switching frequency, the output current and torque characteristic of SPWM and SHE PWM was analyzed. GTO inverter used for traction motor drive includes harmonics in the output current and torque by the limitation of switching frequency. However, the hybrid PWM method that adopt SPWM in the range of low frequency and SHE PWM in upper frequency range can achieve less harmonic characteristics in GTO inverters. If the traction motor is driven in variable speed by the proposed PWM pattern, 7 times of gear changing is needed. At the instant of the mode change, magnetic flux and torque may be altered and the large current flow. To reduce such an undesirable transient behavior, it is also presented the technique for the gear changing of inverter fed traction motor drive operated with the hybrid PWM. The results are verified by simulations and experiments.

Key Words : Pattern Changing, PWM Inverter, SPWM, SHE PWM

1. 서 론

산업화와 유동 인구의 증대로 인한 여객의 고속화 및 대량 수송을 위해서 고속전철과 같은 전기철도에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 우리나라의 경우에도 동기전동기를 견인전동기로 한 고속전철사업이 진행되고 있어 수년 내에 고속화 시대를 맞이하게 되었다. 그러나 앞으로는 고속전철의 견인전동기로 비동기기인 유도전동기가 적용될 것이므로 이에 대한 연구가 있어야 할 것이다.

유도전동기의 고성능 운전을 위하여 인버터의 사용은 필수적이며 인버터는 전력용 반도체소자의 스위칭작용을 이용한 대표적인 비정현파 출력 전력변환장치로서 고조파의 발생은 필연적이다. 더구나 견인용 전동기 구동을 위한 인버터는 대용량이므로 GTO와 같은 전력용 소자를 사용할 경우 스위칭 주파수에 제한을 받기 때문에 범용 인버터의 경우보다 고조파 문제가 훨씬 더 심각하다.[1] 따라서 대용량 견인시스템에서 사용되고 있는 인버터-유도전동기 구동방식에서 고조파의 발생에 대한 대책으로 인버터 출력전압의 제어에 사용되는 PWM방식의 연구가 이루어져야 한다.

견인전동기의 가변속 운전시 대용량 인버터에서의 고조파 저감을 위하여 두가지 PWM 방식을 혼합한 PWM 방식을 고려할 수 있을 것이다. 인버터 운전시 출력주파수가 낮은 영역에서는 구현이 용이한 SPWM 방식을 사용하고, 출력주파수가 높은 영역에서는 전류고조파의 저감특성이 좋은 SHE PWM 방식을 사용하는 혼합 PWM 방식으로 견인전동기를 구동하면 전체 운전영역에서 최대 스위칭 주파수를 넘지 않으면서 우수한 전류고조파 저감특성을 얻을 수 있다.

혼합 PWM 패턴을 사용하여 가속운전을 할 때는 인버터 운전주파수가 증가되어 최대 스위칭 주파수를 넘게 되므로 주파수 변조비가 낮은 패턴으로 절환하여야 하며, 또한 감속운전의 경우에는 고조파 발생을 최대한 저감시켜야 하므로 펄스 수를 늘리기 위하여 주파수 변조비가 높은 패턴으로 절환하여야 한다. 패턴 절환시에 인버터 출력전압벡터가 연속성을 갖지 못하면 자속 및 토크가 변동하고 전류가 순간적으로 커지는 과도상태가 발생하여 안정된 운전을 할 수 없게 된다. 따라서 과도 발생을 저감할 수 있는 패턴절환 기법이 필요하게 된다.

따라서 본 논문에서는 견인전동기의 전체 운전영역에서 고조파 저감을 위하여 적용할 수 있는 혼합 PWM방식과 그 절환 주파수를 제시하며, 또한 혼합 PWM 방식으로 운전되는 견인전동기 구동용 인버터에서 패턴 절환시에 발생하는 과도상태를 저감할 수 있는 절환기법도 제시하고, 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 유용성을 입증한다.

2. PWM 패턴과 절환주파수

인버터 출력전압의 기본파 성분 및 주파수의 제어와 출력전압에 포함된 고조파 성분을 저감시키기 위한 목적을 만족

*正 會 員 : 檀國大 電氣工學科 博士課程
**正 會 員 : 原州大 電氣科 敎授 · 工博
***正 會 員 : 檀國大 第一工學部 敎授 · 工博
接受日字 : 1999年 7月 14日
最終完了 : 1999年 10月 6日

시킬 수 있는 PWM 방식은 여러 종류가 있으나 스위칭 각을 결정하는 방법에 따라 크게 두가지로 분류할 수 있다. 반송파와 제어신호를 비교하여 스위칭 각을 결정하는 방식과 반송파와 제어신호의 비교 없이 스위칭 각을 결정하는 방식으로 나눌 수 있다. 반송파를 갖는 PWM은 제어신호와 반송파를 비교하여 두 신호의 교점에서 스위칭을 하는 방식으로 Natural PWM이라고도 하며 이 방식의 대표적인 것으로 SPWM이 있다. 반송파와 제어신호의 비교 없이 스위칭 각을 결정하는 PWM은 특정함수를 만족하는 스위칭 각을 미리 계산하여 계산된 결과로 스위칭을 하는 방식으로 SHE PWM 등이 있다. 이러한 방식들은 인버터의 운전주파수에 대한 스위칭 주파수를 정확히 계산할 수 있으므로 스위칭 주파수의 제한을 넘지 않으면서 인버터의 운전이 가능하다.[2] 이외에도 중소용량의 인버터에 많이 적용하고 있는 공간벡터 PWM (Space Vector PWM)방식이 있으나 일반적으로 스위칭주파수가 높아야 고조파 저감효과가 크므로 스위칭 주파수가 낮은 대용량 인버터의 경우에는 적용하기가 어렵다.

따라서 대용량의 특성상 인버터의 출력주파수가 낮은 영역에서는 구현이 용이한 SPWM 방식을 사용하고, 출력주파수가 높은 영역에서는 고조파의 저감특성이 좋은 SHE PWM 방식을 사용하는 혼합 PWM 방식으로 견인전동기를 구동하면 전체 운전영역에서 최대 스위칭 주파수를 넘지 않으면서 우수한 고조파 저감특성을 얻을 수 있을 것이다.

SPWM에서 정현파와 삼각파가 동기를 이루어 운전하는 것을 동기식 PWM(Synchronous PWM)이라 하고, 정현파의 주파수와 무관하게 일정한 주파수의 삼각파를 발생시켜 운전하는 것을 비동기식 PWM(Asynchronous PWM)이라 한다. 비동기식 PWM은 주파수 변조지수 m_f가 큰 경우에는 문제가 없지만 m_f가 작은 경우에는 각상의 전압이 크게 달라질 우려가 있다. 일반적으로 m_f가 21보다 작은 경우에는 비동기식 PWM의 출력전압과 고조파 특성이 동기식 PWM과 비교했을 때 많은 차이가 있지만 m_f가 21보다 큰 경우에는 큰 차이가 발생하지 않는다.[3] 그러므로 m_f가 21보다 큰 구간에서는 반송파의 주파수를 일정하게 하는 비동기식 PWM으로 운전해도 된다.

동기식 PWM으로 운전시에 출력전압이 정현, 반파대칭이 되면서 삼상평형을 이루기 위해서는 다음과 같은 조건을 만족하여야 한다. 출력전압의 분수차 고조파(subharmonic)를 제거하기 위해 m_f는 정수이어야 하고, 출력전압에 나타날 수 있는 직류성분과 우수고조파를 제거하기 위해 m_f는 홀수이어야 하며, 3상이 같은 반송파를 사용하기 위하여 m_f는 3의 배수가 되어야 한다.[4]

SHE PWM 방식은 반송파를 사용하지 않는 대표적인 PWM 방식으로 제거하고자 하는 고조파와 관련한 연립방정식을 얻고 기본파 전압의 제어와 특정 고조파의 제거라는 조건을 만족하는 해를 스위칭 각으로 사용하는 방식이다.[5],[6] 1/4 주기 내에서의 스위칭 각의 개수를 N_a라고 할 때 SPWM에서의 주파수 변조지수 m_f와의 관계는 $m_f = 2\times N_a + 1$이다.

SPWM과 SHE PWM에 대하여 PWM 변조지수와 각 PWM 방식의 고조파 특성을 비교하기 위한 평가함수를 다음과 같이 도입한다. 먼저 진폭변조지수 m_a, 주파수변조지수 m_f와 함께 출력전압 변조지수 m_c를 인버터로 얻을 수 있는 출력 상전압 기본파의 최대값에 대한 출력 상전압 기본파 최대값의 비율로서 다음과 같이 정의한다.

$$m_c = \frac{V_{1,\max}}{\frac{4}{\pi}\cdot\frac{V_{dc}}{2}} \tag{1}$$

그리고 고조파 특성을 비교하기 위한 평가함수로는 HLF (Harmonic Loss Factor)와 전류고조파 성분을 의미하는 d^2, 토크리플 평가함수 ΔT를 사용한다. 유도전동기의 고조파 등가회로는 고조파 주파수에서의 총 누설 리액턴스로 가정할 수 있으며 고조파전류가 누설 리액턴스에 의해서만 발생된다고 가정하면 전체 고조파전류에 비례하는 HLF는 다음과 같이 정의된다.

$$\mathrm{HLF} = \frac{100}{V_{L1}}\sqrt{\sum_{n=5,7}^{\infty}\left(\frac{V_n}{n}\right)^2} \tag{2}$$

전체 운전주파수에서 PWM 패턴을 비교하기 위하여 전류의 고조파 성분을 나타내는 d는 다음과 같이 정의된다.[7]

$$d = \frac{I_{h,rms}}{I_{h,rms\ six-step}} \tag{3}$$

$$\text{단, } I_{h,rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{t_0}^{T+t_0}[i(t)-i_1(t)]^2dt}$$

여기서 $I_{h,rms\ six\text{-}step}$은 인버터가 6스텝 모드로 동작할 때 고조파의 실효값을 나타내며, $I_{h,rms}$는 PWM 모드로 동작할 때 고조파의 실효값을 나타낸다. 즉, d는 PWM을 하지 않는 6스텝 모드로 동작했을 때의 고조파 성분에 대하여 PWM을 했을 때의 고조파 성분의 비율을 의미한다. 또한 부하의 고조파 동손은 고조파 전류의 제곱에 비례하므로 $P_{cu} \propto d^2$인 관계가 성립한다. 그러므로 전류 고조파에 의한 손실을 나타내는 평가함수로 d^2을 사용한다.

전동기의 토크는 전류에 의해서 발생하지만 정비례의 관계에 있지는 않다. 그러므로 토크리플에 대해서도 평가함수를 정의할 필요가 있다. 토크리플의 평가함수 ΔT는 다음과 같이 정의된다.[7]

$$\Delta T = \frac{T_{\max} - T_{avg}}{T_R} \tag{4}$$

여기서 T_{max}는 최대토크, T_{avg}는 평균토크이고, T_R은 정격토크이다.

인버터를 견인용 유도전동기에 적용하려면 전체 운전영역에서 제한된 스위칭 주파수 범위 내에서 운전할 수 있는 PWM 패턴과 절환 주파수를 결정하여야 한다. PWM 패턴과 절환 주파수를 결정하기 위해서는 GTO의 최대 스위칭 주파수와 최소 온·오프 구간, 인버터의 운전주파수, 출력전압의 기본파 성분, 출력전류의 고조파 성분 등을 고려해야 한다.

스위칭 주파수는 GTO의 특성상 일반적으로 100~500 Hz

내에서 동작하도록 설정하는데, GTO의 최소 온 구간과 최소 오프 구간의 제약을 넘지 않는 범위 내에서 직류 링크전압 V_{dc}의 크기와 GTO 소자의 내압을 고려하여 설정하여야 하며 본 논문에서는 GTO의 최대 스위칭 주파수를 450 Hz로 설정하였다.

본 연구에서 대상으로 한 견인전동기의 정격 및 상수는 표 1과 같으며 정출력 영역이 시작되는 운전 주파수는 60 Hz이고, 최대 운전 주파수는 143 Hz이다. 그러므로 0~60 Hz의 구간은 정토크 영역으로 일정 V/f 운전을 하게 되고, 60~143 Hz의 구간은 정출력 영역으로 운전을 하게 된다.

표 1 견인전동기의 정격 및 상수
Table 1 Ratings and parameters of traction motors

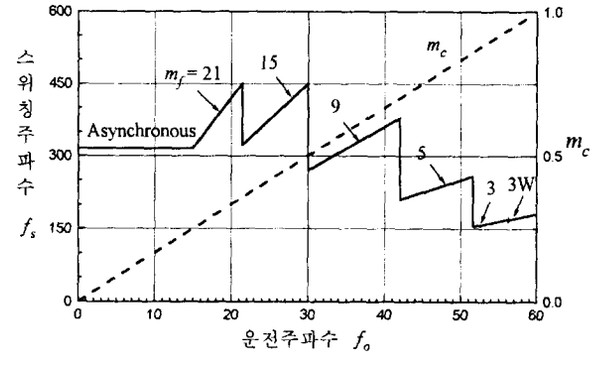
1,185[kW] 4극 2,200[V] 379[A] 1778/4240[rpm]	
고정자 저항	0.0462 [Ω]
회전자 저항	0.0436 [Ω]
고정자 인덕턴스	0.922 [mH]
회전자 인덕턴스	0.666 [mH]
상호 인덕턴스	26.58 [mH]

그림 1은 정토크 영역에서 유도전동기의 운전 주파수에 대해 각 구간별 PWM 패턴과 절환주파수를 나타낸 것이다. 최대 스위칭 주파수는 450 Hz이고, 최소 오프 구간은 안정한 스위칭을 위하여 300 μs로 설정하였다. 또한 출력전류의 고조파 성분은 d^2이 2 이하가 되도록 절환 주파수를 결정하였다.

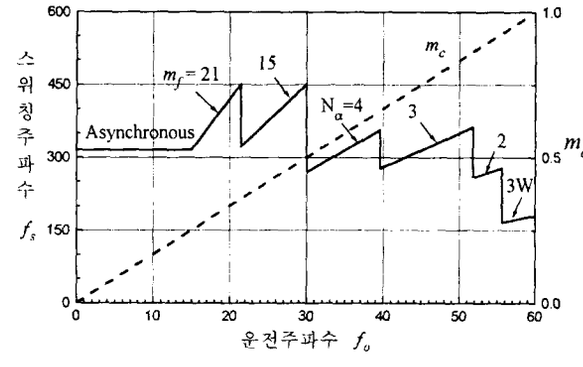
그림 1(a)는 SPWM 방식만을 적용한 경우의 절환주파수이다. 0~15 Hz 구간은 반송파의 주파수를 450 Hz로 고정시키고 운전주파수를 증가시키는 비동기식 SPWM으로 운전하고, 15~21.4 Hz인 구간은 m_f = 21로 운전하며, 21.4~30 Hz인 구간은 m_f = 15로 운전한다. 30~42 Hz인 구간은 m_f = 9로 운전하고, 42~51.6 Hz인 구간은 m_f = 5로, 51.6~55.8 Hz인 구간은 m_f = 3으로 운전한다. 과변조 영역인 55.8~60 Hz 구간은 m_f = 3인 경우보다 d^2이 더 낮은 광역 3펄스 방식으로 운전한다. SPWM 광역 3펄스 방식은 MSPWM(Modified SPWM)의 일종으로 기본파의 크기를 증가시키기 위하여 60~120°는 스위칭을 하지 않고 출력을 내보내는 방식으로 기본파 전압을 m_c = 1 가까이 얻을 수 있다.

그림 1(b)는 혼합 PWM 방식의 절환주파수를 나타낸 것으로 0~30 Hz 구간은 SPWM 방식으로 운전하고, 30~55.8 Hz 구간은 SHE PWM 방식으로 운전한다. 동기식 SPWM 방식으로 운전하는 구간은 m_f = 21, 15와 같은 펄스 수에 해당되는 N_a = 10, 7인 경우의 SHE PWM 스위칭각을 구해서 운전할 수도 있지만, N_a가 커지면 스위칭각의 데이터를 저장할 메모리도 많이 필요하고 스위칭각 α의 변화도 복잡하므로 SHE PWM을 사용하기 힘들다. 또한 m_f가 클수록 SPWM과 SHE PWM간에 고조파 저감의 차이가 별로 없으므로 m_f = 15의 구간까지는 구현이 용이한 SPWM 패턴을 사용한다. 그리고 30~55.8 Hz인 구간은 스위칭 각의 개수(N_a)가 적어 스위칭 각 α의 변화가 비교적 단순하고 데이터 양도 적은 SHE PWM의 N_a = 4, 3, 2에 해당하는 패턴을 사용하는데, 이는 SPWM 방식에 비하여 고조파 저감특성이 우수하고, 각 그림 1(a)의 m_f = 9, 5, 3에 해당하는 패턴과 동일하거나 유사한 형태를 가진다. 따라서 30~39.6 Hz인 구간은 N_a = 4로, 39.6~51.8 Hz인 구간은 N_a = 3으로 운전하며 51.8~55.8 Hz인 구간은 N_a = 2로 운전한다. SHE PWM 방식은 과변조를 수행할 수 없으므로 과변조 영역인 55.8~60 Hz 구간은 SPWM 방식과 마찬가지로 광역 3펄스 방식으로 운전한다.

이러한 PWM 패턴으로 가변속 운전시에는 패턴 절환이 필요하게 된다. 최대 스위칭 주파수의 제한에 의해 비동기에서 동기로, 21펄스에서 15펄스로, 15펄스에서 SHE PWM으로 절환하여야 하고, 최대 오프 구간과 전류고조파의 제한에 의해 SHE PWM N_a = 4에서 3으로, N_a = 3에서 2로 절환하여야 한다. 또한 과변조 운전을 위하여 SHE PWM N_a = 2에서 광역 3펄스로 절환하여야 하고, 최대 출력을 얻기 위하여 스위칭을 하지 않는 6스텝 모드로 절환하여야 한다.



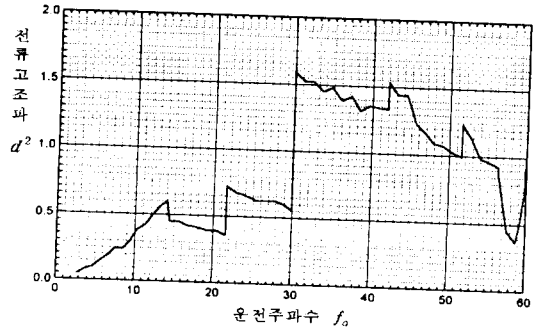
(a) SPWM



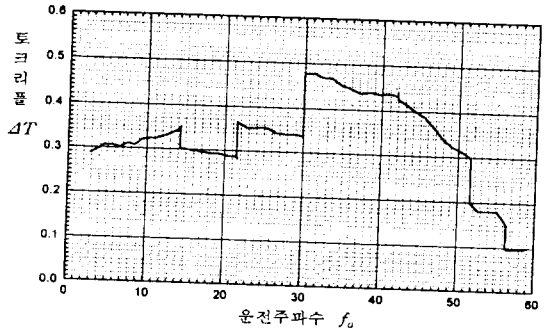
(b) 혼합 PWM

그림 1 PWM 패턴절환 주파수
Fig. 1 Gear changing frequency

SPWM 방식과 혼합 PWM 방식을 인버터에 적용하여 견인전동기를 운전하였을 때 발생하는 전류 고조파와 토크리플을 그림 2와 3에 나타내었다. 그림 2는 SPWM 방식의 전류 고조파와 토크리플을 나타낸 것으로 (a)는 전류 고조파에 의한 손실을 의미하는 d^2, (b)는 토크리플 ΔT를 나타내며 6스텝 모드로 운전할 때의 전류 고조파와 토크리플을 기준으로 정규화한 것이다. 전체 영역에서는 m_f가 클수록 전류고조파와 토크리플이 작고, 같은 구간에서는 운전 주파수가 높아질수록 전류 고조파와 토크리플이 작아지는 것을 알 수 있다.



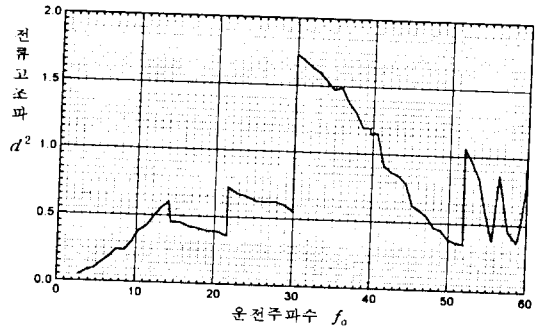
(a) 전류 고조파(d^2)



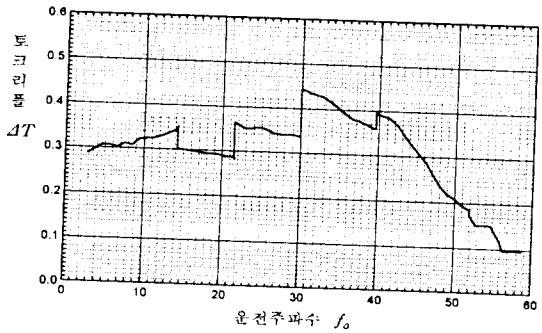
(b) 토크리플(ΔT)

그림 2 SPWM 방식의 운전특성

Fig. 2 Operating characteristics of SPWM method



(a) 전류 고조파(d^2)



(b) 토크리플(ΔT)

그림 3 혼합 PWM 방식의 운전특성

Fig. 3 Operating characteristics of hybrid PWM method

그림 3은 혼합 PWM 방식의 PWM 패턴으로 유도전동기를 구동한 경우의 전류 고조파와 토크리플을 나타낸 것이다. SPWM 방식과 비교했을 때 토크리플은 모든 구간에서 우수한 특성을 보인다. 또한 전류 고조파의 경우도 일부 구간을 제외하고는 적게 나타나는 것을 알 수 있다.

3. 패턴 절환

SPWM과 SHE PWM을 혼용한 혼합 PWM 방식으로 견인용 유도전동기를 가변속 운전하려면 7번의 패턴 절환을 수행하여야 한다. 가속 운전시에는 비동기모드 SPWM에서 동기모드 SPWM으로 절환, SPWM간의 절환, SPWM에서 SHE PWM으로 절환, SHE PWM간의 절환, SHE PWM에서 SPWM으로 절환, SPWM에서 6스텝 모드로 절환하고, 감속 운전시에는 이와 반대로 절환하여야 한다. 혼합 PWM 방식으로 견인전동기 구동용 인버터를 운전하는 경우에는 유도전동기의 전류를 직접 제어하지 못하고 전동기에 입력되는 전압을 제어하므로 절환시에 각 상의 전압벡터가 연속이 되어야 한다.

3.1 절환 기법

패턴 절환시에는 자속 및 토크가 변동하고 전류가 순간적으로 커지는 과도상태가 발생하게 되는데, 이러한 과도상태의 발생을 억제하기 위해서는 출력전압벡터의 연속성을 보장해 주어야 한다. 또한, 전동기의 속도를 기준으로 패턴 절환을 하기 때문에 미세한 속도 변화나 속도 검출의 오차 등에 의해 절환이 반복되지 않도록 하기 위하여 히스테리시스 형태로 절환해야 한다.

비동기모드에서 동기모드로의 절환은 가속운전을 할 때 발생하는데 비동기모드에서 바로 동기모드로 절환하게 되면 출력주파수 및 전압의 순간적인 변화로 인해 자속 및 토크, 전류의 과도상태를 유발한다. 그러므로 그림 4와 같이 비동기모드 1에서 동기 모드 2로 절환할 경우에는 먼저 비동기모드 3에서 비동기운전을 계속하면서 반송파의 주파수를 동기모드의 주파수와 동일하게 한 후에 전압벡터가 일치되는 순간에 절환하면 과도상태 발생을 최소화할 수 있다.

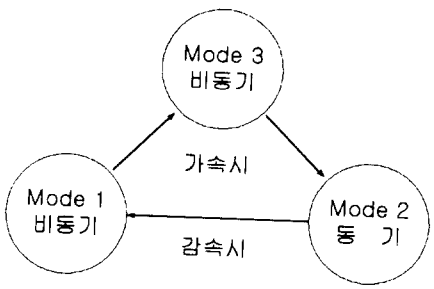


그림 4 비동기모드에서 동기모드로의 절환과정

Fig. 4 Changing process from asynchronous mode to synchronous mode

동기식 SPWM 방식에서 반송파는 제어의 편의와 고조파 제거를 위해 m_f가 3의 배수가 되어야 한다. m_f가 홀수인 3의 배수가 되면 출력전압벡터는 $n\pi/3$ ($n=0,1,2,\cdots$) 부근에서 전압벡터가 동일 순서로 동작하므로 $n\pi/3$에서 절환하면 과도상태 발생을 최소화할 수 있다.

본 연구에서는 가변속 운전시 필요한 7번의 패턴절환중 가속과정인 SPWM에서 SHE PWM으로의 절환, SHE PWM 사이의 절환, SPWM에서 6스텝 모드로의 절환과 감속과정인 SHE PWM에서 SPWM으로의 절환등 4가지 경우에 대하여 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다.

첫째로 SHE PWM 방식은 SPWM 방식과는 달리 미리 계산된 스위칭각에 의하여 스위칭을 하므로 반송파 신호를 필요로 하지 않는다. 그러나 SHE PWM 방식에 의해 운전하더라도 한주기 내의 펄스 수가 3의 배수가 되면 SPWM 방식과 비슷한 전압벡터를 형성한다. $N_a=4$일 때는 SPWM $m_f=9$인 경우와 한주기 내의 펄스 수가 같으므로 SPWM 동기 15펄스에서 동기 9펄스로 절환할 때와 같은 방법으로 SPWM 동기 15펄스에서 SHE PWM $N_a=4$로 절환할 수 있다. 그러므로 $n\pi/3$ ($n=0,1,2,\cdots$)에서 절환하면 그림 5와 같이 전류와 토크의 과도 발생이 저감된 절환 파형을 얻을 수 있다.

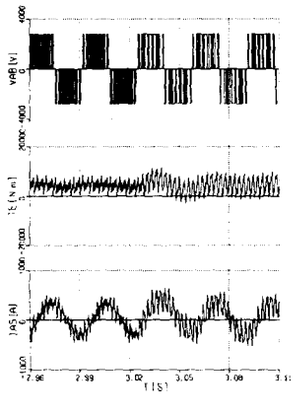


그림 5 SPWM→SHE PWM
Fig. 5 SPWM→SHE PWM

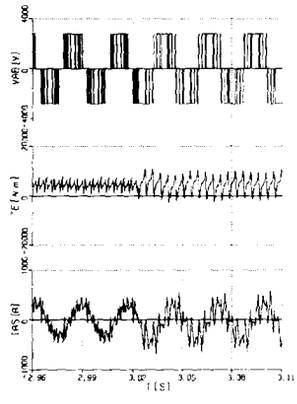


그림 6 SHE PWM($N_a=4\rightarrow3$)
Fig. 6 SHE PWM($N_a=4\rightarrow3$)

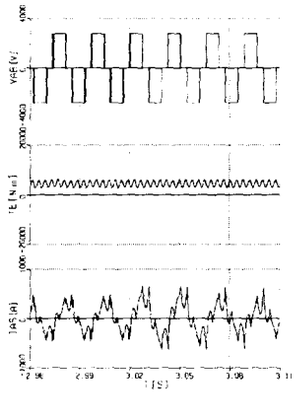


그림 7 SPWM 3W→6스텝
Fig. 7 SPWM 3W→6-step

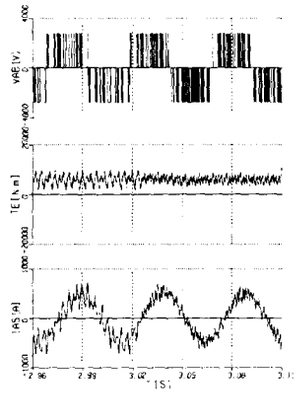


그림 8 SHE PWM→SPWM
Fig. 8 SHE PWM→SPWM

두번째로 SHE PWM 방식 중에서 N_a가 홀수일 때는 N_a가 짝수인 경우와 전압형성 방식이 다르다. N_a가 짝수인 4, 2의 경우의 전압벡터는 섹터 6→1→2→3→4→5의 순서로 형성되는 반면에 N_a가 홀수인 3인 경우의 전압벡터는 섹터 3→4→5→6→1→2의 순서로 형성된다. 이러한 이유로 $N_a=3$으로 운전했을 때의 인버터의 출력전압은 $N_a=4$, 2와 비교했을 때 180°의 위상차를 갖게 된다. 따라서 그림 6은 180°가 지연된 입력을 가한 경우의 파형으로서 전류와 토크의 과도가 저감되었음을 알 수 있다.

세번째 경우인 광역 3펄스 방식과 6스텝 모드는 무효벡터가 존재하지 않는 비슷한 전압벡터를 갖지만 펄스 수의 차이 때문에 $n\pi/3$ ($n=0,1,\cdots$)에서는 다른 형태를 갖게 된다. 그러므로 $n\pi/3$ 부근을 제외한 구간, 그중에서도 전압벡터가 가장 비슷한 $(2n+1)\pi/6$에서 절환하면 전류와 토크의 과도가 거의 존재하지 않게 된다.

GTO의 턴오프 시간의 제한 때문에 광역 3펄스 방식으로 얻을 수 있는 출력전압은 $m_c=1$이 되지 못한다. 그러므로 절환시에 출력전압의 상승으로 인하여 전류와 토크의 과도가 발생하기는 하지만, 과도의 정도가 크지 않고 과도 지속시간이 짧아 운전에 큰 영향을 주지 않는다. 그림 7은 $(2n+1)\pi/6$ (30°)에서 절환한 파형으로 과도상태 발생이 거의 없이 절환함을 알 수 있다.

감속운전시에도 가속운전시에 했던 절환과 같은 방식으로 절환하면 과도 발생을 저감시킬 수 있다. 네 번째 경우인 SHE PWM $N_a=4$에서 SPWM 동기 15펄스로의 절환도 전압벡터를 일정하게 유지하게 절환하면 그림 8과 같은 전류와 토크의 과도가 저감된 파형을 얻을 수 있다.

3.2 과도 궤적

앞에서 패턴절환 기법으로 출력전압벡터가 일치되는 시점에서 절환하는 방법을 제시하고, 시뮬레이션으로 토크와 전류의 과도 발생이 저감됨을 확인하였다. 그러나 실제로 견인전동기 구동시에는 제어주기나 외란 등의 영향으로 출력전압벡터가 일치되는 시점에 절환하기 힘들다. 그러므로 0~360° 전체에서 토크와 전류의 과도발생이 저감되는 구간과 저감되지 않는 구간을 구분할 필요가 있다.

그림 10~13은 유도전동기의 가속운전과 감속운전시에 발생하는 패턴절환에 대한 토크와 전류의 과도궤적을 나타내었다. 궤적은 절환시 3주기 동안의 전류의 THD와 토크의 맥동분을 나타내며 절환하는 순간 나타나는 토크와 전류의 과도 크기를 다음 식과 같이 정규화하였다.

$$\text{과도전류의 크기} = \frac{\text{절환시의 전류 THD}}{\text{정상상태 도달 후의 전류 THD}} \quad (5)$$

$$\text{과도토크의 크기} = \frac{\text{절환시의 토크리플}}{\text{정상상태 도달 후의 토크리플}} \quad (6)$$

절환시의 전류고조파와 토크리플의 크기를 표현하기 위하여 그림 9와 같은 극좌표계 궤적으로 나타내었다. 극좌표계에서 각도는 절환각을 나타내고, 반경은 정규화된 과도전류와 과도토크의 크기를 나타낸다. 반경이 1이 되면 절환시에 과

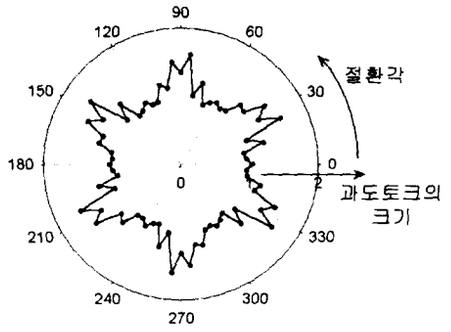


그림 9 절환각에 따른 과도토크의 궤적도
Fig. 9 Trajectory of transient torque with changing angle

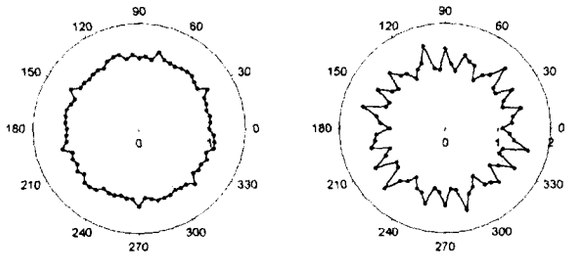
도발생이 없이 절환한 것이고, 궤적이 1.5 이상이 되는 구간은 과도발생이 너무 크므로 이 구간에서는 절환하지 않도록 하여야 한다.

그림 10은 SPWM에서 SHE PWM으로 절환시의 전류와 토크의 과도궤적을 나타낸 것이다. 토크 궤적은 일정하게 낮은 영역은 없지만 전체적으로 1.5 미만에 존재하므로 과도저감 효과가 가장 큰 절환각인 $n\pi/3$ ($n=0,1,2,\cdots$)를 벗어나더라도 큰 문제는 발생하지 않는다.

그림 11은 가속시에 발생하는 SHE PWM간의 절환으로 $N_\alpha=3$에서 $N_\alpha=2$로의 궤적을 나타내고 있다. SHE PWM간의 절환에서는 토크궤적이 $n\pi/3$ ($n=0,1,2,\cdots$) 부근을 제외하면 비교적 낮게 존재하는 것을 알 수 있다.

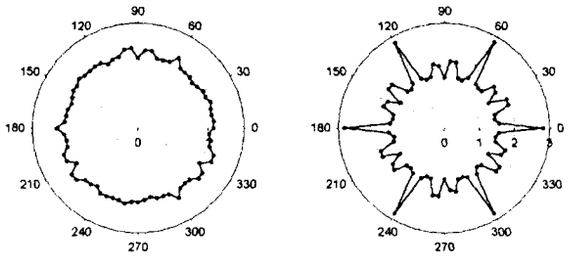
그림 12는 SPWM 광역 3펄스에서 6스텝 모드로 절환시의 전류와 토크의 과도궤적을 나타내고 있는데, $n\pi/3$ ($n=0,1,2,\cdots$)를 제외한 구간에서는 같은 크기의 과도가 발생하는 것을 알 수 있다. 과도 발생의 크기는 광역 3펄스로 얻을 수 있는 기본파 전압의 크기 m_c의 최대값에 의해 결정되며 m_c가 1에 가까울수록 과도의 크기를 나타내는 과도궤적의 반경이 1에 가까워진다.

감속시에 발생하는 SHE PWM에서 SPWM으로의 절환은 그림 13에 나타내었다. (b)의 토크궤적을 보면 과도발생이 1.2에서 1.9 정도로 비교적 크고 불규칙적이므로 절환각을 찾기가 상당히 힘들다. 그러므로 SHE PWM에서 SPWM으로의 절환은 절환 가능구간의 범위를 제한하여 과도발생이 최소가 되도록 하여야 한다.



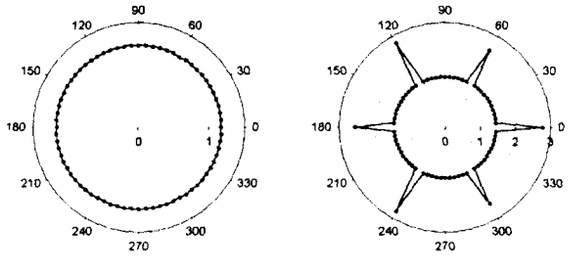
(a) 전류 고조파 (b) 토크리플

그림 10 SPWM 15펄스 → SHE PWM $N\alpha=4$ (가속)
Fig. 10 SPWM 15-pulse → SHE PWM $N\alpha=4$ (acc.)



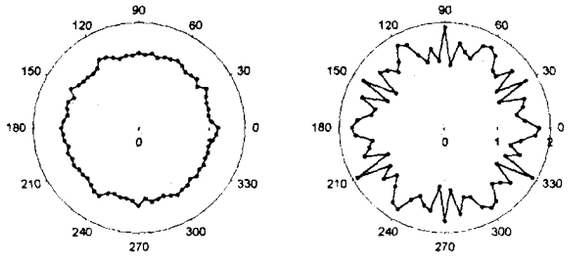
(a) 전류 고조파 (b) 토크리플

그림 11 SHE PWM $N_\alpha=3$ → SHE PWM $N_\alpha=2$ (가속)
Fig. 11 SHE PWM $N_\alpha=3$ → SHE PWM $N_\alpha=2$ (acc.)



(a) 전류 고조파 (b) 토크리플

그림 12 SPWM 광역3펄스 → 6스텝 모드 (가속)
Fig. 12 SPWM wide-3-pulse → 6-step mode (acc.)



(a) 전류 고조파 (b) 토크리플

그림 13 SHE PWM $N\alpha=4$ → SPWM 15펄스 (감속)
Fig. 13 SHE PWM $N\alpha=4$ → SPWM 15-pulse (dec.)

이상의 과도궤적으로부터 가속운전과 감속운전시의 각각의 패턴 절환에 대한 절환 가능구간을 표 2와 3에 나타내었다. 모든 패턴 절환에서 절환궤적이 3상 대칭의 특성을 보이므로 0~120°의 구간만 나타내었다. 이 결과를 사용하여 패턴 절환을 하게 되면 전류와 토크의 과도가 저감된 절환특성을 얻을 수 있다.

표 2 가속운전시의 절환 가능구간

Table 2 Changing enabled intervals in accelerating operation

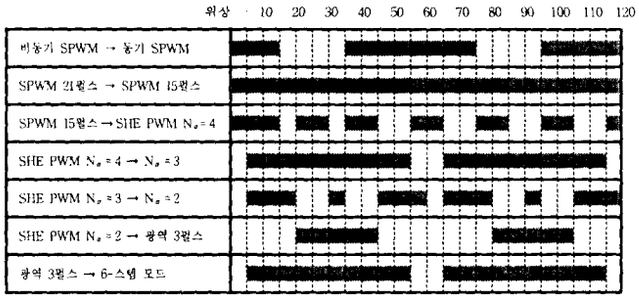
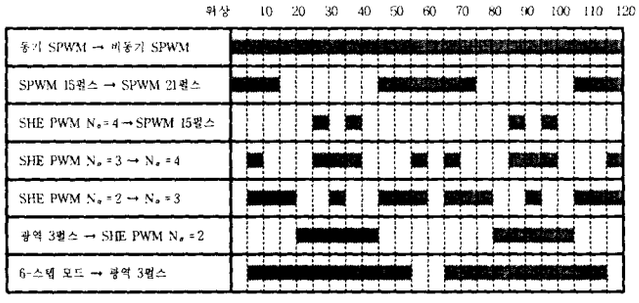


표 3 감속운전시의 절환 가능구간

Table 3 Changing enabled intervals in decelerating operation



4. 실험결과 및 검토

혼합 PWM 방식으로 유도전동기를 가변속 구동하였을 때 발생하는 패턴 절환시의 과도 발생에 대하여 3장에서 분석한 4가지 절환과정을 대상으로 실험을 수행하였다. 본 실험에 사용한 전동기의 정격 및 상수는 표 4와 같다. 혼합 PWM 패턴으로 가변속 운전시에 발생하는 절환 중에서 가속운전에서는 SPWM 15펄스에서 SHE PWM N_a = 4로의 절환, SHE PWM N_a = 3에서 N_a = 2로의 절환, SPWM 광역 3펄스에서 6스텝 모드로의 절환을 실험하였고, 감속운전에서는 SHE PWM N_a = 4에서 SPWM 15펄스로의 절환을 실험하였다.

표 4 전동기의 정격 및 상수

Table 4 Ratings and parameters of the test motor

2.2[kW] 4극 220[V] 8.6[A] 1740[rpm]	
고정자 저항(R_s)	0.9210 [Ω]
회전자 저항(R_r)	0.5830 [Ω]
고정자 인덕턴스(L_s)	0.0671 [H]
회전자 인덕턴스(L_r)	0.0671 [H]
상호 인덕턴스(L_m)	0.0650 [H]
관성모멘트(J)	0.0418 [kgm^2]
마찰계수(B)	0.0046 [kgm^2/sec]

그림 14는 SPWM 15펄스에서 SHE PWM N_a = 4로 절환하였을 때의 결과 파형이다. (a)는 절환시의 각상의 게이트 신호와 선간전압 v_{AB}를 나타내었고, (b)는 절환시의 선간전압 v_{AB}, v_{BC}, v_{CA}와 선전류 i_A를 나타내었다. 절환각은 3장에서 구한 절환 가능구간 중에서 과도가 가장 저감되는 60°로 선택하여 절환하였으며, (b)의 전류파형에서 과도발생이 거의 없음을 볼 수 있다.

그림 15는 SHE PWM N_a = 3에서 N_a = 2로 절환할 때의 결과 파형이다. SHE PWM 방식간의 절환이므로 두 방식간의 위상차를 고려해서 절환 가능구간 중에서 과도가 가장 저감되는 90°로 선택하여 절환하였다. (b)의 전류파형이 시뮬레이션에서와 같이 과도발생이 거의 없음을 확인할 수 있다.

그림 16은 SPWM 광역 3펄스에서 6스텝 모드로 절환할 때의 실험 파형이다. 절환 가능구간인 30°에서 절환한 결과 전류의 절환 파형에서 역시 과도상태가 없음을 볼 수 있다.

그림 17은 감속운전시에 발생하는 절환 중에서 절환 가능구간이 가장 좁은 SHE PWM N_a = 4에서 SPWM 15펄스로의 절환에 대한 실험 파형이다. 감속운전시에는 절환주파수가 히스테리시스 밴드폭을 고려하였으므로 가속운전의 경우와 다른 패턴을 보인다. 절환각은 절환가능구간 중에서 25°로 결정하여 실험하였다. 가속운전의 경우와 마찬가지로 과도발생이 저감되었음을 알 수 있다.

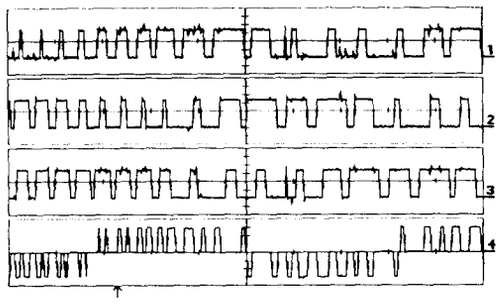
5. 결 론

견인전동기 구동용 인버터에서 발생되는 고조파의 저감을 위한 최적의 PWM 패턴을 얻기 위하여 먼저 SPWM 방식과 SHE PWM 방식을 비교, 분석하였다. 각각의 PWM에 대해서 GTO 인버터로 구동되는 견인전동기에 적용 가능한 모든 펄스 패턴으로 전동기를 운전하였을 때의 전류고조파와 토크리플에 대한 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 결과로부터 인버터의 최대 스위칭 주파수와 최소 턴온, 턴오프 시간, 전류고조파, 토크리플을 분석하여 전체 운전영역에서 고조파를 저감할 수 있는 최적의 PWM 패턴과 절환주파수를 결정하였다.

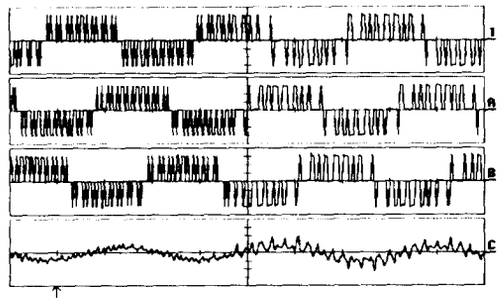
운전주파수가 낮은 영역에서는 SPWM 방식을 사용하고 높은 영역에서는 SHE PWM 방식을 사용하여 전체 운전영역에서 고조파 저감효과가 뛰어난 혼합 PWM 패턴을 고조파 저감을 위한 최적 PWM 패턴으로 제안하였다.

제안한 혼합 PWM 패턴으로 견인전동기를 가변속 운전하기 위해서는 일곱번의 패턴 절환을 수행해야 한다. 패턴 절환시에 출력전압벡터가 연속이 되도록 절환하면 전류와 토크의 과도 발생이 저감되는 것을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 각각의 패턴절환에서 절환각에 대한 전류와 토크궤적으로부터 가변속 운전시에 피해야할 절환 금지구간과 절환 가능구간을 도출하였다. 또한 이 결과를 견인전동기 구동용 인버터에 적용하여 전체 운전영역에서 고조파가 저감되고 과도발생이 없음을 시뮬레이션과 실험을 통하여 입증하였다.

본 논문에서 제시한 펄스패턴과 절환기법을 견인전동기를 구동하기 위한 인버터에 적용하면 전체 운전영역에서 고조파가 저감된 운전특성을 얻을 수 있다.

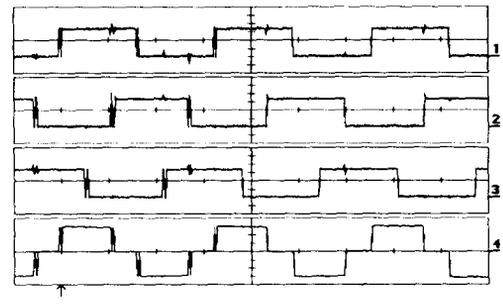


(a) 게이트전압, 선간전압(v_{AB})
Ver.:100[V/div.], Hor.:5[ms/div.]

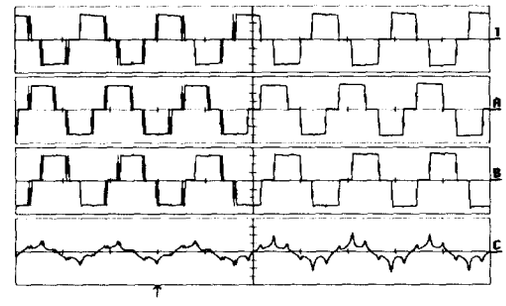


(b) 선간전압(v_{AB}, v_{BC}, v_{CA}), 상전류(i_A)
Ver.:100[V/div.], 4[A/div.], Hor.:10[ms/div.]

그림 14 SPWM 15펄스에서 SHE PWM $N_\alpha=4$로의 절환
Fig. 14 Changing form SPWM 15-pulse to SHE PWM $N_\alpha=4$

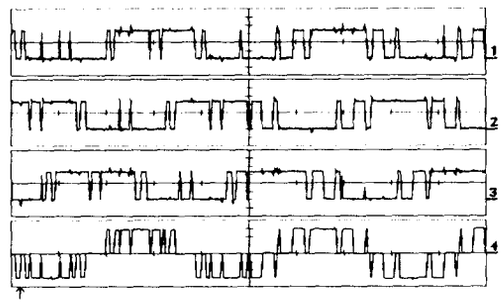


(a) 게이트전압, 선간전압(v_{AB})
Ver.:100[V/div.], Hor.:5[ms/div.]

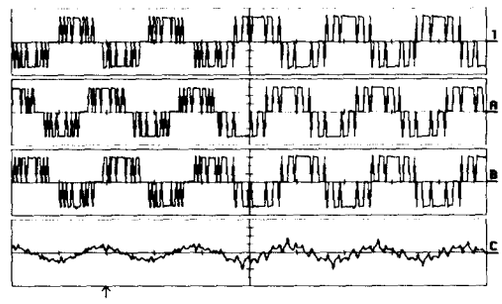


(b) 선간전압(v_{AB}, v_{BC}, v_{CA}), 상전류(i_A)
Ver.:100[V/div.], 4[A/div.], Hor.:10[ms/div.]

그림 16 SPWM 광역 3펄스에서 6스텝 모드로의 절환
Fig. 16 Changing from SPWM wide-3-pulse to 6-step mode

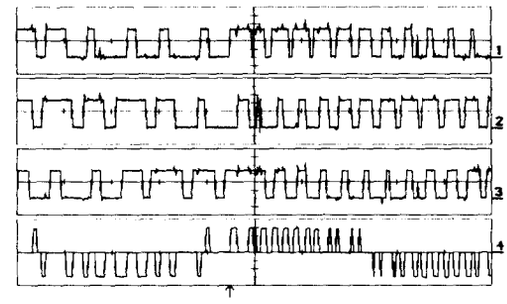


(a) 게이트전압, 선간전압(v_{AB})
Ver.:100[V/div.], Hor.:5[ms/div.]

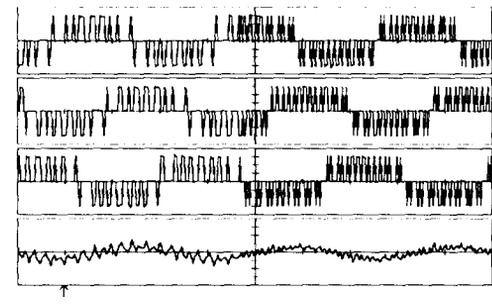


(b) 선간전압(v_{AB}, v_{BC}, v_{CA}), 상전류(i_A)
Ver.:100[V/div.], 4[A/div.], Hor.:10[ms/div.]

그림 15 SHE PWM $N_\alpha=3$에서 $N_\alpha=2$로의 절환
Fig. 15 Changing from $N_\alpha=3$ to $N_\alpha=2$ in SHE PWM



(a) 게이트전압, 선간전압(v_{AB})
Ver.:100[V/div.], Hor.:5[ms/div.]



(b) 선간전압(v_{AB}, v_{BC}, v_{CA}), 상전류(i_A)
Ver.:100[V/div.], 4[A/div.], Hor.:10[ms/div.]

그림 17 SHE PWM $N\alpha=4$에서 SPWM 15펄스로의 절환
Fig. 17 Changing from SHE PWM $N_\alpha=4$ to SPWM 15-pulse

참 고 문 헌

[1] J. A. Taufig, C. J. Goodman, and B. Mellitt, "Railway Singalling Compatibility of Inverter Fed Induction Motor Drives for Rapid Transit", IEE Proceedings, Vol. 133, Pt. B, No. 2, pp. 71~84, March 1986.

[2] 차민, 박영진, 홍순찬, "견인전동기 구동용 인버터의 PWM패턴 분석", 대한전기학회 추계학술대회 논문집, pp.459-462, 1997.

[3] W. Shepherd, L. N. Hulley, and D. T. W. Liang, *Power Electronics and Motor Control*, Cambridge Univ. Press, 1995.

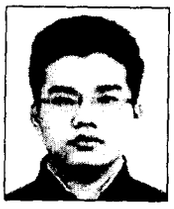
[4] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics - Converters, Applications and Design*, Wiley & Sons, 1995.

[5] Joachim Holtz, "Pulse Width Modulation - A Survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, No. 5, pp. 410~420, December 1992.

[6] B. Velaerts, P. Mathys, and Z. F. Zondaoui, "Study of 2- and 3-level Precalculation Modulations", EPE Proceedings, pp. 3-228~3-234, 1991.

[7] Bimal K. Bose, *Power Electronics and Variable Frequency Drives*, IEEE Press, 1996.

저 자 소 개

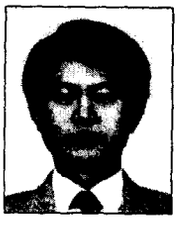


서 영 민(徐 永 珉)

1974년 5월 5일생. 1997년 단국대 공대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

Tel : (02) 709-2580

E-mail : maniyan@unitel.co.kr



박 영 진(朴 永 鎭)

1959년 11월 19일생. 1982년 단국대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 국립원주대학 전기과 조교수.

Tel : (0371) 760-8424

E-mail : popspark@sky.wonju.ac.kr

홍 순 찬(洪 淳 瓚)

1950년 2월 24일생. 1973년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1975년~1978년 해군사관학교 교수부 전기공학과 전임강사. 1978년~현재 단국대 제1공학부 전기공학전공 교수. 1986년~1987년 미국 텍사스 A&M 대학교 방문교수. 현재 당 학회 학술이사.

Tel : (02) 709-2580

E-mail : schong@dankook.ac.kr