

견인용 전동기의 가변속 운전을 위한 인버터의 PWM패턴 절환 기법

서 영민* 장 동렬* 박 해 동* 홍 순 찬* 박 영 진** 송 중 호***
 *단국대학교 전기공학과 **원주대학 전기과 ***한국과학기술연구원

A Gear Changing Techniques of Inverter for Variable Speed Drives on Traction Motor

Young-Min Seo* Dong-Ryul Jang* Hae-Dong Park* Soon-Chan Hong* Young-Jeen Park** Joong-Ho Song***
 *Dankook University **Wonju National College ***KIST

Abstract - GTO inverter used for traction motor drives includes harmonics in the output current and torque by the limitation of switching frequency. However, the hybrid PWM method, using SPWM in low frequency range and SHE PWM in upper frequency range, can be obtained the relative less harmonic characteristic. The transient reaction, which the magnetic flux and the torque is altered and instantly the large current is flowed, may be produced at the mode change. This paper presents the techniques which can reduce the transient reactions produced in the gear changing of inverter fed traction motor drives operating in the hybrid PWM. The results are verified by the simulations.

2. PWM 패턴

견인전동기 구동용 GTO 인버터는 최소 온 펄스폭과 최소 오프 펄스폭 등의 제약에 의해 스위칭 주파수가 제한되므로 인버터 운전주파수 전 영역에서 스위칭 주파수가 최대 스위칭주파수를 넘지 않으면서 전류 고조파가 저감될 수 있도록 구간을 설정하여야 한다.

SPWM(Sinusoidal PWM) 방식과 SHE PWM(Selected Harmonics Elimination PWM) 방식은 견인전동기용 인버터의 운전 주파수에 대해서 GTO의 스위칭주파수를 정확하게 계산할 수 있고, GTO의 제한된 스위칭주파수에서 출력 특성이 비교적 좋은 방식이다. 따라서 본 논문에서는 인버터 운전주파수가 낮은 영역에서는 구현이 용이한 SPWM 방식을 사용하고, 높은 영역에서는 고조파 저감 특성이 좋은 SHE PWM 방식을 사용하여 GTO 인버터를 구동한다.

SPWM 방식에서 주파수 변조비(frequency modulation index) m_f 가 21 이상일 때는 비동기모드와 동기모드의 출력전압과 고조파 스펙트럼에 큰 차이가 존재하지 않는다. 그러므로 m_f 가 21 이상이고 스위칭주파수가 최대 스위칭주파수의 범위를 넘지 않는 구간에서는 비동기 SPWM으로 운전한다.

한주기 내의 펄스 수가 비교적 많은 $m_f=21, 15$ 구간은 SHE PWM으로 운전하게 되면 스위칭각 데이터를 저장할 메모리가 많이 필요하고 각의 변화도 복잡하기 때문에 SPWM 방식으로 운전하는 것이 유리하다. 펄스 수가 적은 $m_f=9, 7, 5$ 구간은 고조파 저감 특성이 좋은 SHE PWM 방식으로 운전한다. 펄스 수가 3인 구간은 과변조의 기능을 가진 SPWM 광역 3펄스 방식으로 운전하다가 출력전압 변조비(output voltage modulation index) m_c 가 1이 될 때 PWM 운전이 끝나고 six-step 구간으로 넘어간다.[3]

위와 같이 결정된 구간에서 PWM 패턴의 전류고조파 성분과 토크리플 성분을 비교하기 위한 평가함수를 다음과 같이 정의한다.[4]

전류고조파에 의한 손실을 나타내는 평가함수 d 는 식 (1)과 같이 인버터가 PWM 모드로 동작할 때의 고조파 실효값인 $I_{h\ rms}$ 를 six-step 모드로 동작할 때의 고조파 실효값인 $I_{h\ rms\ six-step}$ 으로 정규화한 것이다. 부하의 고조파 동손은 고조파 전류의 제곱에 비례하므로 고조파 전류에 의한 전력손실을 평가하는 함수로 d^2 을 사용한다.

$$d = \frac{I_{h\ rms}}{I_{h\ rms\ six-step}} \tag{1}$$

1. 서 론

대용량의 유도전동기 구동에는 주로 GTO가 스위칭소자로 사용되는데 GTO의 최대 스위칭주파수는 최소 온, 오프 펄스폭 등의 요인으로 보통 수백 Hz 이하로 제한된다.[1] GTO를 스위칭소자로 사용한 인버터를 대용량 견인전동기의 구동에 사용할 경우 인버터의 출력전류와 토크는 많은 고조파를 포함하게 된다. 이러한 문제를 극복하기 위해서 인버터 운전시 출력주파수가 낮은 영역에서는 구현이 용이한 SPWM 방식을 사용하고, 출력주파수가 높은 영역에서는 전류고조파의 저감특성이 좋은 SHE PWM을 사용하는 혼합 PWM 방식으로 견인전동기를 구동하면 전체 운전영역에서 최대 스위칭 주파수를 넘지 않으면서 비교적 우수한 전류고조파 저감특성을 얻을 수 있다.[2]

혼합 PWM 패턴을 사용하여 가속운전을 할 때는 인버터 운전주파수가 증가되어 최대 스위칭주파수를 넘게 되므로 주파수 변조비가 낮은 패턴으로 절환하여야 한다. 또한 감속운전의 경우에는 고조파 발생을 최대한 저감시켜야 하므로 펄스 수를 늘리기 위하여 주파수 변조비가 높은 패턴으로 절환하여야 한다. 패턴 절환시에 인버터 출력전압백터가 연속성을 갖지 못하면 자속 및 토크가 변동하고 전류가 순간적으로 커지는 과도상태가 발생하여 안정된 운전을 할 수 없게 된다.

본 논문에서는 혼합 PWM 방식으로 운전되는 견인전동기 구동용 인버터에서 패턴 절환시에 발생하는 과도상태의 발생을 저감할 수 있는 절환기법을 제시하고, 시뮬레이션을 통하여 그 유용성을 입증하고자 한다.

토크리플의 평가함수 ΔT 는 식 (2)와 같으며, 여기서 T_{max} 는 최대토크, T_{avg} 는 평균토크, T_R 는 정격토크이다.

$$\Delta T = \frac{T_{max} - T_{avg}}{T_R} \quad (2)$$

그림 1에 SPWM과 SHE PWM을 혼용한 PWM 패턴의 스위칭주파수와 그 패턴으로 인버터를 구동했을 때의 전류고조파와 토크리플을 나타내었다.

인버터의 운전주파수가 0~15 Hz인 구간은 비동기 SPWM으로 운전하고, 최대 스위칭주파수의 제한에 의해 15~21.4 Hz인 구간은 동기 21펄스로, 21.4~30 Hz인 구간은 동기 15펄스로 운전한다. SHE PWM 방식으로 운전하는 구간은 최소 오프 펄스폭의 제한에 의해 결정된다. 30~39.6 Hz인 구간은 $N_s = 4$ 로, 39.6~51.8 Hz인 구간은 $N_s = 3$ 으로, 51.8~55.8 Hz인 구간은 $N_s = 2$ 로 운전한다. 51.8 Hz에서 PWM 운전이 끝나는 60 Hz까지는 광역 3펄스 방식으로 운전한다. 그림 2는 전체 운전영역에서의 스위칭각을 나타낸 것이다.

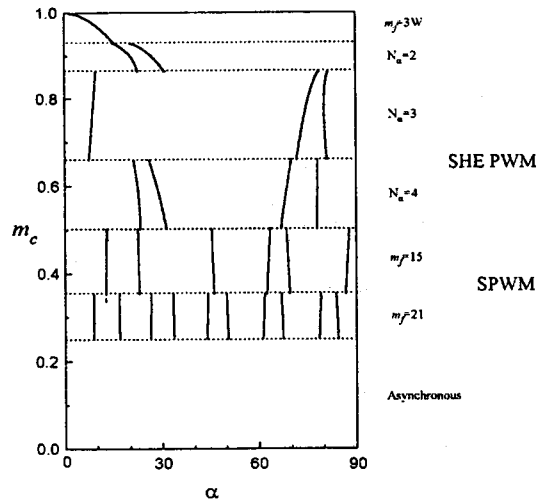
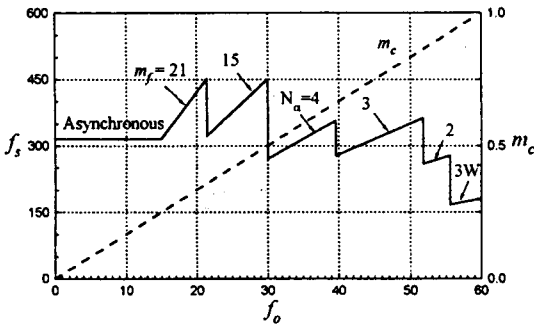
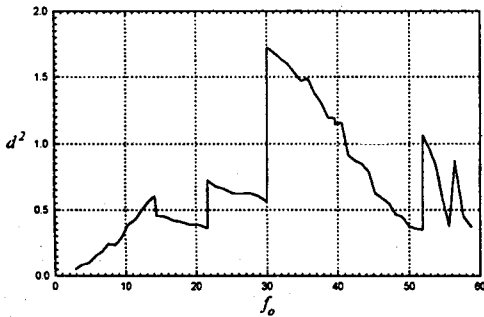


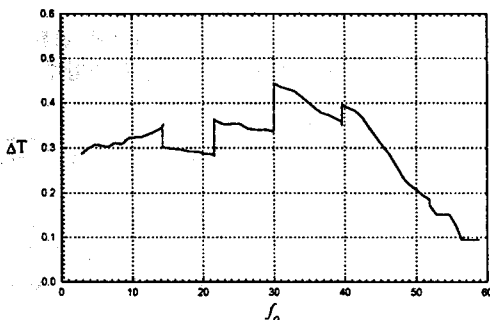
그림 2. 전체 운전영역에서의 스위칭각



(a) 스위칭 주파수



(b) 전류고조파



(c) 토크리플

그림 1. 견인전동기 구동용 인버터의 PWM 패턴

3. 패턴 전환

SPWM과 SHE PWM을 혼용한 방식으로 유도전동기를 구동할 경우에는 6가지의 패턴 전환이 필요하다. 가속 운전시에는 비동기모드 SPWM에서 동기모드 SPWM으로 전환, SPWM간의 전환, SPWM에서 SHE PWM으로 전환, SHE PWM간의 전환, SHE PWM에서 SPWM으로 전환, SPWM에서 six-step 모드로 전환하고, 감속시에는 이와 반대로 전환한다.

패턴 전환시에는 자속 및 토크가 변동하고 전류가 순간적으로 커지는 과도상태가 발생하게 되는데, 이러한 과도상태의 발생을 억제하기 위해서는 출력전압벡터의 연속성을 보장해주어야 한다. 또한, 전동기의 속도를 기준으로 패턴 전환을 하기 때문에 미세한 속도 변화에 의해 전환이 반복되지 않도록 하기 위하여 가속시에는 운전 주파수가 $f > f_T + f_H$ 가 될 때에 전환하고, 이와 반대로 감속시에는 $f < f_T - f_H$ 일 때 전환하는 방식의 히스테리시스 형태로 전환해야 한다. 여기서 f_T 는 전환주파수이고, f_H 는 히스테리시스 밴드폭이다.

3.1 비동기모드에서 동기모드로의 전환

비동기모드에서 동기모드로의 전환은 가속할 때 발생하는데 비동기모드에서 바로 동기모드로 전환하게 되면 출력주파수 및 전압의 순간적인 변화로 인해 자속 및 토크의 과도상태를 유발하고, 이로 인해 beating 현상을 초래할 수 있다. 그러므로 그림 3과 같이 모드 1의 비동기

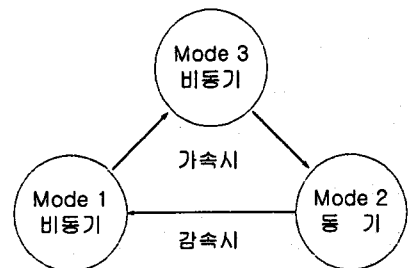


그림 3. 비동기모드에서 동기모드로의 전환과정

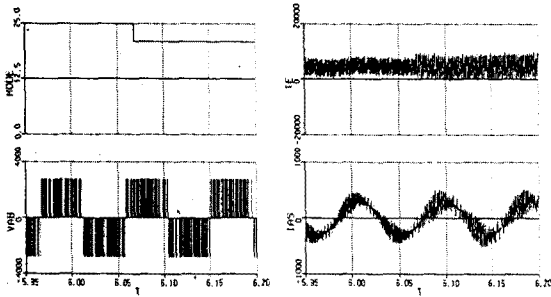


그림 4. 비동기모드에서 동기모드로의 전환

모드에서 모드 2의 동기모드로 전환할 경우에는 먼저 비 동기모드 3에서 비동기운전을 계속하면서 반송파의 주 파수를 동기모드의 주파수와 동일하게 한 후에 전압벡터가 일치되는 순간에 전환하면 과도상태 발생을 최소화할 수 있다.

그림 4는 비동기모드에서 동기모드로 전환할 때의 선 간전압, 토크, 상전류의 파형으로서 과도상태가 거의 발생하지 않고 전환함을 알 수 있다.

3.2 SPWM간의 전환

동기식 SPWM 방식에서 반송파는 제어의 편의와 고 조파 제거를 위해 m_f 가 3의 배수가 되어야 한다. m_f 가 홀수인 3의 배수가 되면 출력전압벡터는 $n\pi/3$ ($n=0, 1, 2, \dots$) 부근에서 전압벡터가 동일 순서로 동작하므로 $n\pi/3$ 에서 전환하면 과도상태 없이 전환할 수 있다. 그림 5에 동기 21펄스에서 동기 15펄스로 전환(0°)할 때의 파형을 나타내었다.

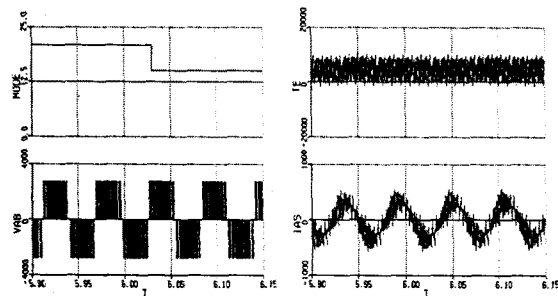


그림 5. SPWM간의 전환

3.3 SPWM에서 SHE PWM으로의 전환

SHE PWM 방식은 SPWM 방식과는 달리 미리 계산 된 스위칭각에 의하여 스위칭하므로 반송파 신호를 필요로 하지 않는다. 그러나 SHE PWM에 의해 운전하더라도 한주기 내의 펄스 수가 3의 배수가 되면 SPWM과 비슷한 전압벡터를 형성한다. $N_s=4$ 일 때는 SPWM $m_f=9$ 일 때와 한주기 내의 펄스 수가 같으므로 SPWM $m_f=15$ 에서 SHE PWM $N_s=4$ 로 전환할 수 있다.

$N_s=4$ 일 때 전압벡터는 공간벡터도 상에서 섹터 6 $\rightarrow 1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 5$ 의 순서로 형성되고, 이 순서는 반송파의 주파수가 홀수이고 3의 배수일 때의 SPWM 방식과 같다. 그러므로 $n\pi/3$ ($n=0, 1, 2, \dots$)에서 전환하면 그림 6과 같이 과도상태의 발생 없이 SPWM에서 SHE PWM으로 전환할 수 있다.

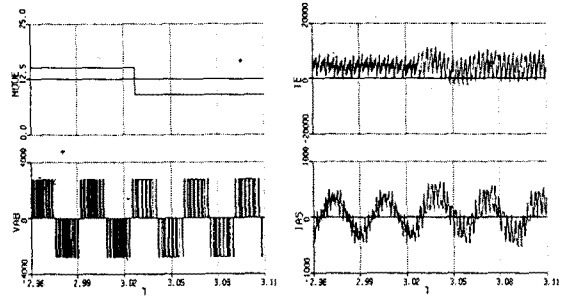
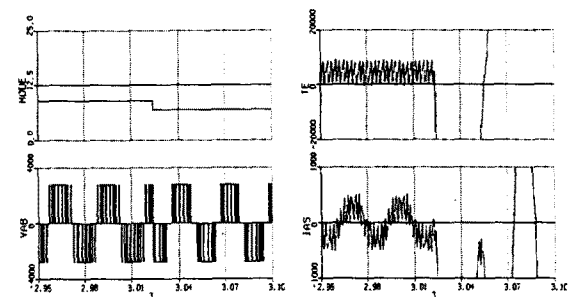


그림 6. SPWM에서 SHE PWM으로의 전환

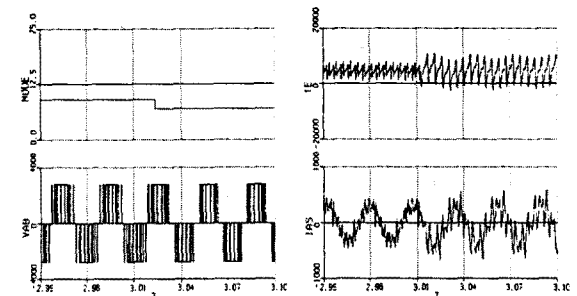
3.4 SHE PWM간의 전환

SHE PWM 방식중에서 $N_s=3$ 인 경우는 $N_s=4$, 2인 경우와 달리 한주기 내의 펄스 수가 7로서 3의 배수가 아니다. 이에 따라서 6 $\rightarrow 1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 5$ 의 순서로 전압벡터가 형성되는 $N_s=4$, 2인 경우와는 반대로 $N_s=3$ 인 경우에는 섹터 3 $\rightarrow 4 \rightarrow 5 \rightarrow 6 \rightarrow 1 \rightarrow 2$ 의 순서로 형성된다. 그러므로 $N_s=3$ 으로 운전했을 때의 인버터의 출력전압을 살펴보면 $N_s=4$, 2와 비교했을 때 180° 의 위상차를 갖고 있다. 그림 7의 (a)는 $N_s=4$ 에서 $N_s=3$ 으로 전환할 때 위상차를 고려하지 않은 파형이다. 전동기 입력전압이 연속이 되지 못하여 토크와 전류가 정격값을 크게 벗어나는 과도상태가 발생함을 알 수 있다.

이러한 과도상태가 발생하지 않도록 하기 위해서는 전환하는 순간에 180° 가 지연된 입력을 가하여 출력전압에 나타나는 180° 의 위상차를 보상해주어야 한다. 그림 7(b)는 180° 가 지연된 입력을 가한 경우의 파형으로서 전류와 토크의 과도가 저감되었음을 알 수 있다.



(a) 위상차를 고려하지 않은 경우



(b) 180° 의 위상차를 고려한 경우

그림 7. SHE $N_s=4$ 에서 $N_s=3$ 으로의 전환

3.5 SHE PWM에서 SPWM으로의 전환

SHE PWM 방식으로 출력가능한 기본파 전압의 최대 크기는 최소 오프 펄스폭의 영향으로 $m_c = 0.93$ 으로 제한된다. 따라서 SHE PWM 방식에서 바로 six-step으로 전환하게 되면 출력주파수 및 전압의 순간적인 변화로 인해 토크가 크게 변하고 전류가 순간적으로 커지는 과도상태가 발생한다.

과도상태의 발생을 억제하기 위해서는 과변조를 통해 인버터의 출력전압을 증가시켜야 하는데 SHE PWM 방식으로는 과변조를 수행하기 어려우므로 우선 SPWM 방식으로 전환하여 과변조를 수행한 후 six-step으로 전환한다. 광역 3펄스 방식은 MSPWM(Modified SPWM)의 일종으로 기본파의 크기를 증가시켜주기 위하여 60~120°는 스위칭을 하지 않는 방식이다. 그림 8은 SHE PWM $N_s = 2$ 에서 SPWM 광역 3펄스로 전환 파형을 나타내고 있다.

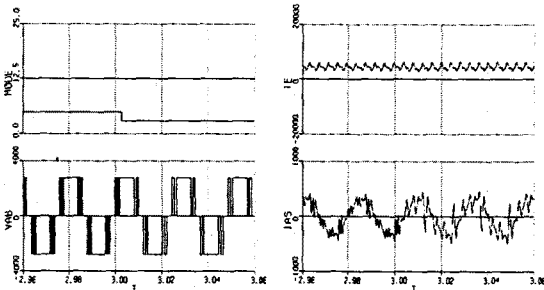


그림 8. SHE PWM에서 SPWM 3W로의 전환

3.6 SPWM에서 six-step으로의 전환

광역 3펄스 방식과 six-step 모드는 무효벡터가 존재하지 않는 비슷한 전압벡터를 갖지만 펄스 수의 차이 때문에 $n\pi/3$ ($n=0, 1, \dots$)에서는 다른 형태를 갖게 된다.

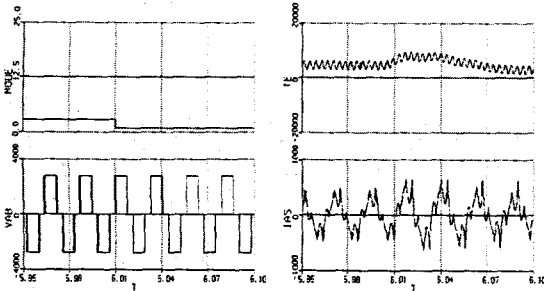


그림 9. SPWM 광역3펄스에서 six-step으로의 전환

그러므로 $n\pi/3$ 부근을 제외한 구간, 그중에서도 $(2n+1)\pi/3$ 에서 전환하면 전류와 토크의 과도가 거의 존재하지 않게 된다. 그림 9는 $(2n+1)\pi/3$ (30°)에서 전환한 파형으로 과도상태 발생이 적음을 알 수 있다.

4. 결론

본 논문에서는 인버터 운전주파수 전체 영역에서 고조파를 저감할 수 있는 혼합 PWM 패턴으로 견인용 유도전동기를 구동할 때의 구간별 펄스패턴과 전환기법에 대하여 연구하였다.

먼저 전체 운전영역에서 인버터의 전류고조파와 토크 리플을 분석하여 고조파를 최소화 하는 구간별 펄스패턴과 전환주파수를 결정하였다. 그리고 결정된 전환주파수의 혼합 PWM 패턴으로 견인전동기를 운전할 때 발생하는 6가지 경우의 패턴 전환시에 전류와 토크의 과도 발생을 저감할 수 있는 기법을 제시하였다. 또한 시뮬레이션을 통하여 전환시에 과도상태가 발생하지 않음을 확인하였다.

본 논문에서 제시한 펄스패턴과 전환기법을 견인전동기를 구동하기 위한 인버터에 사용하면 전체 운전영역에서 고조파가 저감된 운전특성을 얻을 수 있을 것으로 본다.

본 연구는 G7 고속철기술개발사업과 관련한 한국과학기술연구원의 위탁과제인 "고속철용 인버터의 최적 PWM방법 연구" 결과의 일부임.

참고 문헌

- [1] Bimal K. Bose, Power Electronics and Variable Frequency Drives, IEEE Press, 1996.
- [2] Prasad N. Enjeti, Phoivos D. Ziogas, James F. Lindsay, and Muhammad H. Rashid, "A New PWM Speed Control System for High-Performance AC Motor Drives", IEEE Trans. Industry Electronics, Vol. 37, No. 2, pp.143-151, April 1990.
- [3] 차민, 박영진, 홍순찬, "견인전동기 구동용 인버터의 PWM 패턴 해석", 대한전기학회 추계학술대회 논문집, pp. 459-462, 1997.
- [4] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation - A Survey", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 39, No. 5, pp.410-419, Dec. 1992.