

GTO 인버터의 고조파 저감을 위한 PWM 패턴에 관한 연구

차민* 박영진** 홍순찬*
*단국대학교 전기공학과 **원주전문대학 전기과

A Study on the PWM Pattern for Harmonics Reduction in GTO Inverter

Min Cha* Young-Jeen Park** Soon-Chan Hong*
*Dept. of Electrical Engineering Dankook University **Dept. of Electrical Engineering Wonju National College

Abstract - This paper describes several PWM method for harmonics reduction in GTO inverter. The analysis and simulations of PWM techniques are carried out. The simulation results demonstrate that the programmed PWM methods(SHE PWM) are superior to the sine-modulated PWM method. The selected harmonic elimination (SHE) PWM scheme which eliminates specific lower order harmonics can generate high quality output waveform in PWM inverter.

1. 서론

펄스폭 변조 인버터를 사용하여 유도전동기를 가속운전하는 경우 전동기에 입력전압은 파형이 펄스형태가 되므로 기본파 이외의 많은 고조파를 발생시켜 전동기의 손실을 증가시키고 토크 리플의 발생과 같은 문제점을 야기시킨다. 특히 GTO 인버터는 스위칭주파수가 400 Hz미만으로 제한되므로 더욱 많은 고조파를 포함하게 된다. 이러한 고조파의 영향을 저감시키기 위한 방안으로 여러가지 펄스폭 변조 방식들이 연구되어 왔으며 이 방식들은 한주기내의 펄스폭을 각각 다르게 변조시켜 전동기에 입력되는 고조파의 영향을 저감시킨다.

펄스폭변조 방식은 크게 나누어 캐리어 신호를 이용한 방식과 미리 계산된 각도를 이용한 방식이 있다. SPWM(Sinusoidal PWM)은 삼각파와 정현파 변조신호를 비교하여 스위칭 패턴을 구하는 방식으로 직류 링크전압에 대한 선간전압의 기본파 성분비가 낮고 두 개의 변조신호의 동기를 맞추기 위한 제어기가 복잡해진다[1]. SHE(Selected Harmonic Elimination) PWM방식은 저차 고조파를 선택적으로 제거하여 스위칭 손실을 줄이면서 기본파의 크기를 제어할 수 있는 장점이 있으나 스위칭각을 얻기 위한 식이 비선형 연립방정식이 되므로 스위칭각을 실시간으로 계산하지 못하는 단점이 있다.[2] 또한 실시간 제어가 어려운 SHE PWM의 단점을

보완하여 실시간제어가 가능하도록 근사화된 SHE PWM 방식들이 제안되었다. 본연구에서는 이와같이 고조파 저감을 위한 여러 PWM 기법들을 해석하고 시뮬레이션을 수행한다. 또한 각 PWM방법의 고조파특성을 비교검토하며, GTO 인버터에 적용가능성을 검토한다.

2. 인버터의 PWM 방식

2.1 GTO 인버터의 기본원리

그림 1은 3상 GTO 전압형 인버터의 기본적인 구성도이다. 각 암에서 positive group(T_{A+} , T_{B+} , T_{C+})의 스위치가 턴온되면 $+V_d$ 의 상전압이 발생하고, negative group(T_{A-} , T_{B-} , T_{C-})의 스위치가 턴온되면 $-V_d$ 의 상전압이 발생한다.

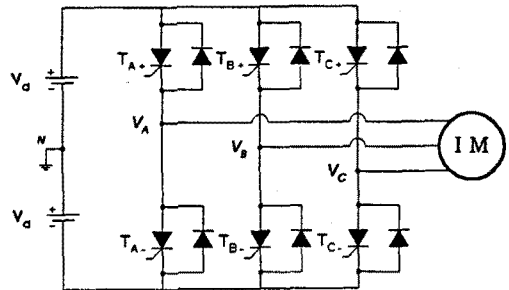


그림 1. 3상 인버터의 기본 구성도

2.2 SPWM

SPWM은 그림 2(a)와 같이 Reference signal인 정현파와 Carrier signal인 삼각파를 비교하여 스위칭각을 결정한다. 정현파가 삼각파보다 클 때 각 상에 $+V_d$ 의 상전압이 출력되고, 적을 때는 $-V_d$ 의 상전압이 출력된다. 주파수비(FR : Frequency Ratio)는 정현파의 주파수(f_o)에 대한 삼각파의 주파수(f_{su})의 비로 정의되고 펄스의 갯수를 나타내므로 N_p 로 표시한다.

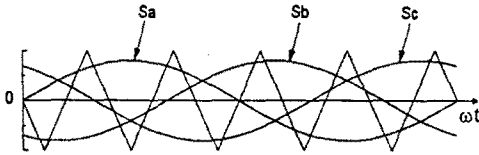
$$N_p = \frac{f_{sw}}{f_o} \quad (1)$$

m_a (amplitude modulation)는 삼각파 최대값과 정현파 최대값의 비로 정의된다.

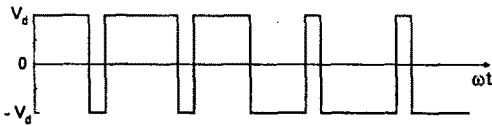
$$m_a = \frac{V_{sin}}{V_{tri}} \quad (2)$$

m_c (modulation index)는 출력상전압의 기본파성분의 실효값과 직류입력전압사이의 비로 정의된다.

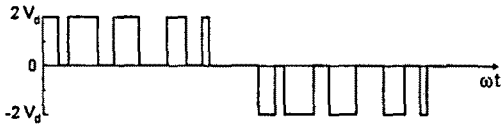
$$m_c = \frac{V_1}{V_{dc}/2} \quad (3)$$



(a) 정현파와 삼각파의 파형



(b) 상전압 V_{AN}



(c) 선간전압 V_{AB}

그림 2. SPWM의 전압파형($N_p = 5, m_a = 0.8$)

2.3 SHE PWM

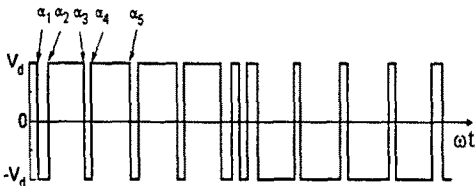


그림 3. SHE PWM의 상전압파형($m = 5, V_1 = 0.6$)

그림 3은 SHE PWM 인버터의 출력 상전압파형이다. N_a 는 1/4 주기에서의 스위칭 각 α 의 갯수이며 다음과 같은 조건을 만족한다.

$$0^\circ < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_n < 90^\circ \quad (4)$$

상전압파형이 반파-정현대칭인 형태이므로 홀수 차 고조파만을 포함하고 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$v = \sum_{n=1,3}^{\infty} a_n V_d \sin(n\omega t) \quad (5)$$

$$V_d = V_{dc}/2 \quad (6)$$

V_{dc} 는 직류 링크전압이고, a_n 은 Fourier 계수이며 식(7)과 같다.

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^{N_a} (-1)^i \cos(n\alpha_i) \right] \quad (7)$$

출력 상전압의 실효값은 식(8)와 같다.

$$V_n = \frac{2\sqrt{2} \cdot V_d}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^{N_a} (-1)^i \cos(n\alpha_i) \right] \quad (8)$$

식(8)을 Newton-Rapson Method를 사용하여 풀면 N_a 의 값에 따라 α 를 계산할 수 있다. 전압파형에 $k=6q \pm 1$ 차수의 고조파 성분이 존재하여 전동기에 q 차의 고조파 토크성분을 발생시키므로 일반적으로 고조파 전압을 한쌍씩 제거하게 된다. 그러므로 N_a 는 홀수가 되어 $(N_a - 1)$ 개의 고조파를 제거하게 된다. 그리고 3상의 경우에는 3의 배수 고조파가 출력전압에 영향을 미치지 않으므로 α 를 계산할 때 3배수 고조파를 제거하기 위한 스위칭은 고려하지 않는다.

2.4 근사화 SHE PWM

실제 응용에서 직류 링크전압은 이상적인 직류 전압이 아니고 변동한다. 이러한 직류 링크전압의 변동을 고려하기 위해 식(8)로부터 γ_n 을 정의한다.

$$\gamma_n = \frac{V_n}{V_d} = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^{N_a} (-1)^i \cos(n\alpha_i) \right] \quad (9)$$

스위칭각 α 를 $m \times 1$ 의 행렬로 표현하면

$$\vec{\alpha} = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)^T \quad (10)$$

이고, γ_1 을 α 에 대한 함수로 표현하면 식(11)과 같다.

$$\gamma_1 = f(\vec{\alpha}) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^{N_a} (-1)^i \cos \alpha_i \right] \quad (11)$$

SHE PWM 이론을 이용하여 스위칭 패턴 α 을 구하면 거의 전영역에서 선형적으로 변화하는 것을 알 수 있다.[3] γ_1 을 0부터 γ_{1m} 까지의 구간에 대해 선형화시킬 수 있는 소구간으로 나누면 다음과 같다.

$$0 = \gamma_{1(0)} < \gamma_{1(1)} < \dots < \gamma_{1(l)} = \gamma_{1m} \quad (12)$$

그림 4는 각 소구간에서 $\vec{\alpha}$ 의 패턴을 선형적으로 근사화시킨 결과이고 식(13)와 같이 표현된다.

$$\vec{\alpha} = f^{-1}(\gamma_1) \approx \vec{k} \cdot \gamma_1 + \vec{b} = \vec{k} \cdot \frac{2V_1}{V_{dc}} + \vec{b} \quad (13)$$

\vec{k} 와 \vec{b} 는 SHE 방정식을 풀어서 소구간별로 값을 구할 수 있다. V_1 의 설정값은 전동기를 V/f 제어할 때 V/f 특성곡선에서 구하고 V_{dc} 는 센서를 통하여 구한다. 이와 같이 모든 변수가 주어지면 식(13)을 이용하여 스위칭 패턴 $\vec{\alpha}$ 를 실시간으로 계산

할 수 있으며, 전원전압(V_{dc})의 변동에 따른 인버터 출력전압의 보상도 이루어 질수 있다

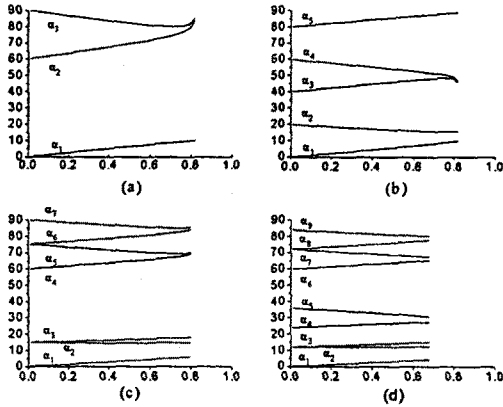


그림 4. α 를 선형화한 결과

3. 시뮬레이션

그림 5는 SPWM 방식의 출력파형에 대한 고조파 분포이고 그림 6은 근사화된 SHE PWM의 고조파분포이다. 그림 6의 상전압 V_1 에는 3배수의 고조파가 나타나지만 선간전압 V_{L1} 에는 나타나지 않으며 그림 5와 비교해보면 5차와 7차고조파가 제거되는 것을 알 수 있다. $N_p = 2 \times N_a + 1$ 인 관계가 성립하므로 같은 조건에서 고조파 특성을 비교하기 위하여 N_p 와 N_a 의 값을 각각 7과 3으로 하였다.

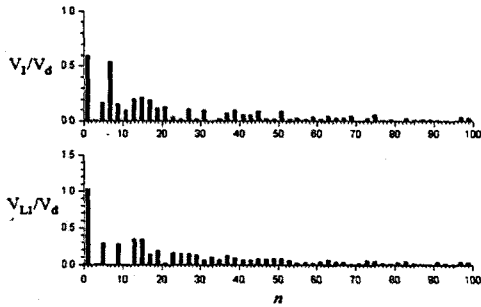


그림 5. SPWM의 고조파 분포($N_p = 7, V_1 = 0.6$)

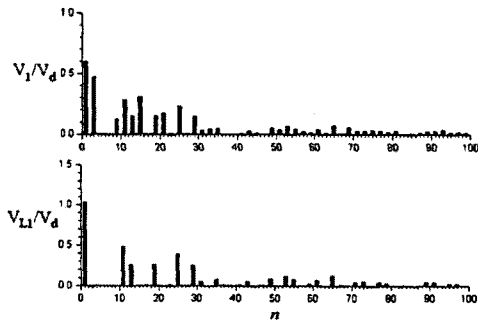


그림 6. 근사화 SHE PWM의 고조파 분포 ($N_a = 3, \gamma_1 = 0.6$)

각 PWM 방식을 평가하기 위해 HLF와 DF_2 를 도입한다.[3]

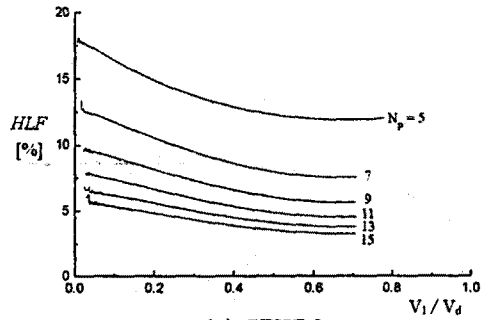
① HLF(Harmonic Loss Factor)

HLF는 스위칭전압에 의해 구동되는 유도전동기 운전계통의 고조파 손실을 나타낸다. 유도전동기의 고조파 등가회로는 고조파 주파수에서의 총 누설리액턴스로 가정할 수 있으며 고조파전류는 식(14)와 같다.

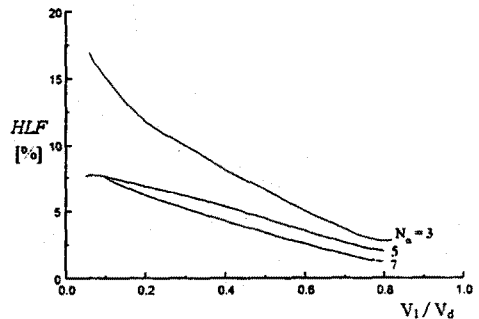
$$I_n = \frac{V_n}{2\pi n f L_e} \quad (14)$$

여기서 L_e 는 전동기의 누설리액턴스이다. 가변속 운전시 일정 V/f 제어의 경우 인버터 출력전압의 기본파 성분 V_{L1} 은 운전주파수 f 에 비례하게 된다. 따라서 고조파전류는 식(15)과 같다.

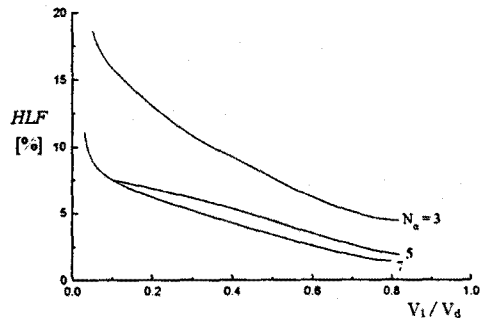
$$I_n \propto \frac{V_n}{n V_{L1}} \quad (15)$$



(a) SPWM



(b) SHE PWM



(c) 근사화 SHE PWM

그림 7. HLF의 해석 결과

그러므로 전체 고조파전류의 실효값에 비례하는 HLF 는 식(16)과 같이 정의된다.

$$HLF = \frac{100}{V_{L1}} \sqrt{\sum_{n=5,7}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n}\right)^2} \quad (16)$$

그림 7은 (a)SPWM, (b)SHE PWM, (c)근사화 SHE PWM에 대한 HLF 해석 결과이며, SHE PWM 방식이 고조파 저감효과가 우수함을 볼 수 있다. 그림 7(a)의 SPWM의 경우 펄스 수가 증가할수록 HLF 가 감소하는 양상을 볼 수 있다.

② DF_2 (2nd-order Distortion Factor)

인버터의 출력단과 부하사이에 부하측 고조파의 저감을 위하여 LC 필터를 사용하는데 고조파 차수

의 자승에 비례하는 감쇠율을 가진다. 따라서 2차 필터 출력단의 총고조파성분을 나타내는 DF_2 는 식(17)와 같이 정의한다.

$$DF_2 = \frac{100}{V_{L1}} \sqrt{\sum_{n=5,7}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2} \quad (17)$$

DF_2 (Second-order Distortion Factor)는 출력측의 2차 필터를 거친 후에 남아있는 고조파성분을 나타낸다.

그림 8은 각 PWM 방식에 대한 DF_2 해석 결과이며, 그림 8(b), (c)에서 기본파 성분 V_1 이 감소할수록 DF_2 는 증가하는 모습을 보인다.

4. 결 론

본 연구에서는 인버터의 출력고조파 저감을 위한 PWM 방식들을 해석하고 시뮬레이션을 수행하였다.

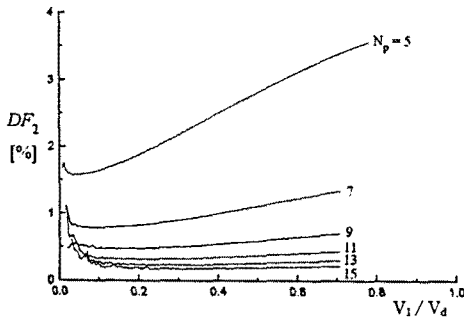
PWM 방식들의 성능을 평가하기 위하여 HLF 와 DF_2 를 해석하였으며 SHE PWM 방식이 SPWM에 비하여 고조파 저감효과가 우수함을 확인하였다.

시뮬레이션 결과 SHE PWM의 특성이 우수함을 확인하였고 실시간 제어가 가능한 근사화 SHE PWM의 특성이 SHE 방법과 거의 유사함을 볼 수 있었다.

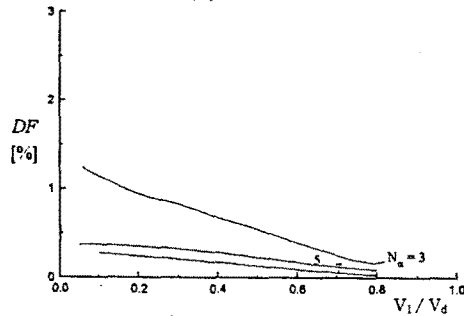
본 연구는 G7 고속전철기술 개발사업의 연구결과중 일부임

참 고 문 헌

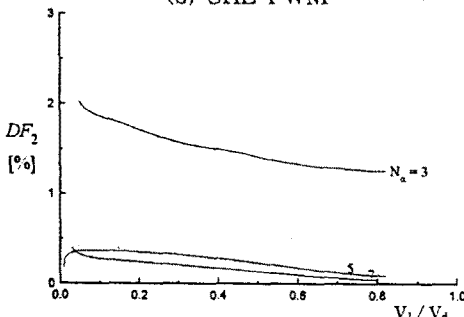
- [1] Michael A. Boost and Phoivos D. Ziogas, "State-of-the-Art Carrier PWM Techniques : A Critical Evaluation", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-24, no. 2, pp. 271~280, 1988.
- [2] F. C. Zach and H. Ertl, "Efficiency Optimal Control for AC Drives with PWM Inverters", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-21, no. 4, pp. 987~1000, 1985.
- [3] Toshiji Kato, "Precise PWM Waveform Analysis of Inverter for Selected Harmonic Elimination", IEEE IAS Conf. Rec., pp. 611~616, 1986.
- [4] Prasad N. Enjeti, Phoivos D. Ziogas, and James F. Lindsay, "Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics : A Critical Evaluation", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 26, no. 2, pp. 302~316, 1990.



(a) SPWM



(b) SHE PWM



(c) 근사화 SHE PWM

그림 8. DF_2 의 해석 결과