

하이브리드 PWM에 의한 인버터 가변속 운전시의 패턴절환기법

서영민* 박영진** 홍순찬*

*단국대학교 전기공학과 **원주대학 전기과

A Gear Changing Technique of an Inverter for Variable Speed Drive Using Hybrid PWM

Young-Min Seo* Young-Jeen Park** Soon-Chan Hong*

*Dankook University

**Wonju National College

Abstract

This paper proposes the hybrid PWM scheme that can obtain less harmonic characteristics in GTO inverters. By employing the variable of the dc-link voltage V_{dc} , the hybrid PWM pattern can ideally compensate the dc input fluctuation together with selected harmonics elimination. The transient behavior, which the magnetic flux and torque are altered and the large current flows instantly, may be produced when the mode change. To reduce such an undesirable transient behavior, it is also presented the technique for the gear changing of inverter operated with the hybrid PWM. The results are verified by simulations and experiments.

1. 서론

스위칭주파수가 낮은 대용량의 GTO 인버터에 적용되는 하이브리드 PWM 방식은 운전주파수가 낮은 영역에서는 SPWM 방식을 사용하고 높은 영역에서는 SHE PWM 방식을 사용하여 전체 운전영역에서 고조파 저감특성을 향상시킬 수 있다.^[1]

SHE PWM 방식은 스위칭각이 비선형적이고 계산량이 많아 실시간 제어에 적용이 어려우나 몇 개의 소구간으로 나누어 선형화시킨 근사화 SHE PWM 방식이 제안되었다.^{[2],[3]} 하이브리드 PWM 방식에서는 SHE PWM의 각 패턴으로 운전하는 구간이 길지 않기 때문에 근사화 정밀도를 높여 1차로 근사화시켰다. 또한 인버터 출력의 기본파 전압과 직류전원 전압의 비를 일정하게 유지하도록 출력전압 변조비를 조정하여 dc 링크전압의 변동을 보상하였다.

제안한 하이브리드 PWM 패턴을 사용하여 가변속 운전을 할 때는 주파수 변조비로 구분된 구간들 사이에서 패턴절환이 필요하게 된다. 패턴 절환시에

인버터 출력전압벡터가 연속성을 갖지 못하면 출력전압의 변동으로 인하여 전류와 토크의 과도가 발생하여 안정된 운전을 할 수 없다.

따라서 본 논문에서는 하이브리드 PWM 방식으로 운전되는 인버터에서 dc 링크 전압의 변동을 보상하고 패턴 절환시에 발생하는 과도를 저감할 수 있는 절환기법을 제시한다. 또한 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 유용성을 입증한다.

2. PWM 패턴

2.1 하이브리드 PWM

그림 1은 최대 스위칭주파수가 450 Hz로 제한된 GTO 인버터에 적용하는 하이브리드 PWM 패턴의 한 예이다. 0~30 Hz는 SPWM 방식으로 운전하는 구간이고, 30~55.8 Hz는 SHE PWM 방식으로 운전하는 구간이다. 55.8 Hz부터 60 Hz까지는 과변조 영역으로 SPWM 광역 3펄스 방식으로 운전한다.

운전주파수가 낮은 영역에서 사용되는 SPWM 방식은 기준신호인 정현파와 반송신호인 삼각파를 비교하여 스위칭각을 결정하는 방식이고, 높은 영역에서 사용하는 SHE PWM 방식은 반송파를 이용하지 않고 특정 고조파를 제거할 수 있는 스위칭각을 미리 계산하여 스위칭하는 방식이다.

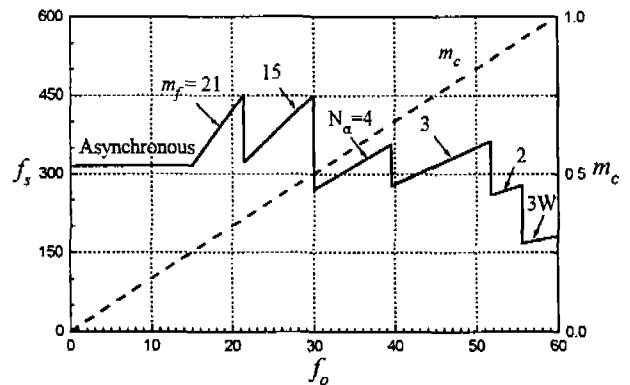


그림 1. 하이브리드 PWM 패턴

SHE PWM 방식의 상전압 파형은 반파대칭이므로 단지 홀수차 고조파 성분만 나타나게 되어 출력 전압과 Fourier 급수로 전개했을 때의 계수항 a_n 은 다음과 같다.

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

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

여기서 N_a 는 1/4주기 내에서의 스위칭각의 수를 나타낸다. 식(1)에서 $V_{n,max} = a_n V_{dc}$ 이므로

$$v_n = V_{n,max} \cdot \sin(n\omega t) \quad (3)$$

가 되고, n 차 고조파의 실효치를 V_n 이라고 하면 $V_n = V_{n,max} / \sqrt{2}$ 의 관계를 가지므로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$V_n = \frac{V_{dc} a_n}{\sqrt{2}} \quad (4)$$

식(4)의 a_n 은 $0 < a_n < 1$ 범위의 값을 가지며 V_n 을 다시 정리하면 다음 식과 같다.

$$V_n = \frac{2\sqrt{2} V_{dc}}{n\pi} \sum_{i=1}^{N_a} (-1)^{i+1} \cos(n\alpha_i) \quad (5)$$

지금까지 논의된 SHE PWM 방식은 스위칭각의 결정을 위하여 N_a 의 미지수를 갖는 비선형 연립방정식의 해를 구해야 하는데, 이를 위해서는 상당한 계산시간이 요구되므로 SHE PWM 방식을 실시간 제어에 적용하기엔 어려움이 있다. 따라서 고조파 저감효과가 큰 SHE PWM 방식을 실시간 제어에 적용할 수 있도록 구간별로 근사화하는 방법이 필요하다.

먼저 식(5)로부터 다음의 관계를 정의한다.

$$\gamma_n = \frac{V_n}{V_{dc}} = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} \sum_{i=1}^{N_a} (-1)^{i+1} \cos(n\alpha_i) \quad (6)$$

여기에서 γ_n 은 n 차 고조파 성분의 실효치 V_n 을 dc링크 전압 V_{dc} 에 대하여 정규화한 값이며, 식(6)으로부터

$$V_n = \gamma_n V_{dc} \quad (7)$$

가 되고, 기본파 성분을 V_{dc} 에 대하여 정규화한 값 γ_1 은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\gamma_1 = \frac{V_1}{V_{dc}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sum_{i=1}^{N_a} (-1)^{i+1} \cos(\alpha_i) \quad (8)$$

스위칭 각 α_i 를 행렬로 표현하면

$$\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_1 \alpha_2 \cdots \alpha_{N_a}]^T \quad (9)$$

와 같고, $f(\boldsymbol{\alpha}) = \gamma_1 = V_1 / V_{dc}$ 라 하면

$$\boldsymbol{\alpha} = f^{-1}(\gamma_1) = f^{-1}\left(\frac{v_1}{v_{dc}}\right) \quad (10)$$

이 된다. 여기에서 실시간으로 스위칭각을 계산하기 위하여 식(10)의 근사화가 이루어져야 한다. Hybrid PWM에서 사용되는 SHE PWM 패턴들의 운전구간을 소구간으로 분할하면 스위칭 패턴 $\boldsymbol{\alpha}$ 는 각 소구간에 대하여 다음과 같이 선형적으로 근사화할 수 있다.

$$\boldsymbol{\alpha} \approx k_{1i} \gamma_1 + k_{0i} \quad (i=1, 2, \dots, N_a) \quad (11)$$

2.2 DC 링크 전압 보상

인버터의 dc링크 전원은 일반적으로 다이오드 정류회로를 이용하므로 인버터의 부하변동이나 정류회로의 자체적인 요인으로 전압의 변동이 발생할 수 있다. 그러나 dc링크 전압의 변동으로 인해 인버터의 출력이 변하게 되면 전동기 등의 부하에 악영향을 주므로 이에 대한 보상 기법이 필요하다. 따라서 인버터 직류전원의 변동을 보상할 수 있는 하이브리드 PWM 기법을 제안한다.

SPWM 방식으로 얻을 수 있는 출력전압의 크기는 출력전압 변조비(output voltage modulation index) m_c 로 정의될 수 있다. m_c 는 인버터로 얻을 수 있는 출력 상전압 기본파의 최대값에 대한 출력 상전압 기본파의 실효값의 비율로 다음과 같다.

$$m_c = \frac{V_{1,rms}}{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_{dc}}{2}} \quad (12)$$

식(12)에서 dc링크 전압 V_{dc} 가 변동하여 dc링크 정격전압 $V_{dc,rated}$ 와 달라지면 m_c 는 기본파전압 V_1 을 일정하게 유지하기 위하여 식(13)과 같이 m_c' 으로 수정되어야 한다.

$$m_c' = m_c \frac{V_{dc,rated}}{V_{dc}} \quad (13)$$

식(11)의 SHE PWM 근사화식에서 dc링크 전압 V_{dc} 가 변동하면 γ_1 은 기본파전압 V_1 을 일정하게 유지하기 위하여 다음과 같이 새로운 γ_1 으로 수정되어야 한다.

$$\boldsymbol{\alpha} \approx k_{1i} \frac{V_1}{V_{dc}} + k_{0i} \quad (i=1, 2, \dots, N_a) \quad (14)$$

V_1 과 V_{dc} 의 순시치를 측정하여 식(14)에 의한 패턴의 실시간 계산이 충분히 정확하다면 직류입력의

변동에 대하여 SHE 동작과 함께 충분히 보상될 수 있다.

하이브리드 PWM 방식에 적용된 SHE PWM 방식 $N_a=2, 3, 4$ 에 대한 스위칭각의 비선형 분포를 실시간 제어에 적용할 수 있도록 식(11)의 1차 근사화 계수 k_1 의 값을 조건표(look-up table)로 부록에 제시하였다.

3. 패턴 전환

그림 1에 제시한 하이브리드 PWM 패턴으로 인버터를 운전할 경우에는 7번의 패턴 전환이 필요하지만 본 논문에서는 SHE PWM과 연관된 SPWM에서 SHE PWM으로 전환, SHE PWM간의 전환을 다룬다.

패턴 전환시에는 자속 및 토크가 변동하고 전류가 순간적으로 커지는 과도상태가 발생하게 되는데, 이러한 전류와 토크 과도의 발생을 억제하기 위해서는 인버터 출력전압벡터의 연속성을 보장해 주어야 한다. 또한, 전동기의 속도를 기준으로 패턴 전환을 하기 때문에 미세한 속도 변화에 의해 전환이 반복되지 않도록 하기 위하여 히스테리시스 형태로 전환해야 한다.

인버터의 출력전압벡터의 연속성을 보장하는 구간을 전류와 토크의 과도상태로부터 얻어낼 수 있다. 과도상태는 전환 후 3주기 동안의 전류의 THD와 토크의 맥동분을 전환 후의 전류와 토크를 기준으로 정규화한 것으로 과도상태가 1.5 이하가 되는 곳을 전환 가능구간으로 설정한다. 또한 과도상태가 3상 대칭의 형태를 보이므로 $0\sim 120^\circ$ 만 나타내었다.

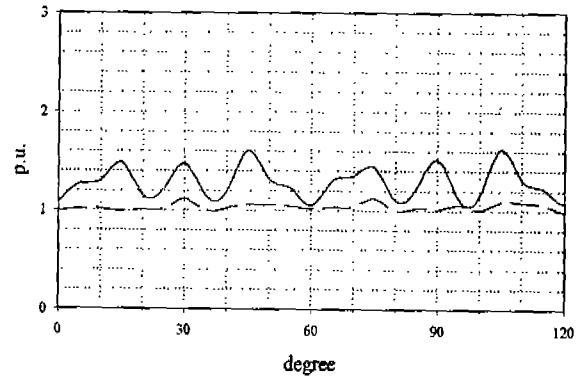
3.1 SPWM에서 SHE PWM으로의 전환

SHE PWM $N_a=4$ 일 때의 전압벡터의 순서는 반송파의 주파수가 홀수이고 3의 배수일 때의 SPWM 방식과 같다. 그러므로 SPWM 방식간의 전환과 비슷하게 전환 가능구간을 설정할 수 있다.

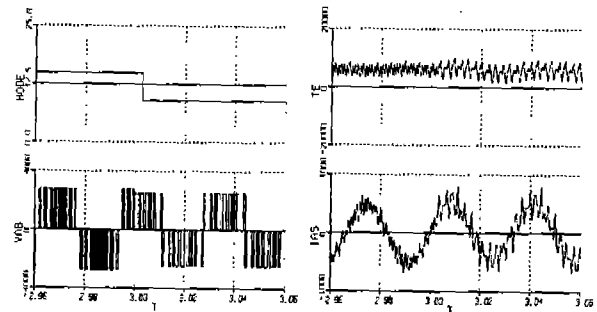
그림 2는 SPWM 15펄스에서 SHE PWM $N_a=4$ 로 전환하는 경우로 (a)는 토크와 전류의 과도상태를 나타내고 (b)는 dc링크 전압의 변동을 보상하는 하이브리드 PWM 방식으로 전환한 과형을 나타낸 것이다. dc링크 전압이 감소하여 출력전압이 작아진 만큼 펄스의 폭을 확대하여 기본파 전압을 일정하게 유지시키고 있음을 알 수 있다.

3.2 SHE PWM간의 전환

SHE PWM 방식 중에서 N_a 가 홀수일 때는 N_a 가 짝수인 경우와 전압형성 방식이 다르다. $N_a=3$ 로 운전했을 때의 인버터의 출력전압은 $N_a=4, 2$ 와

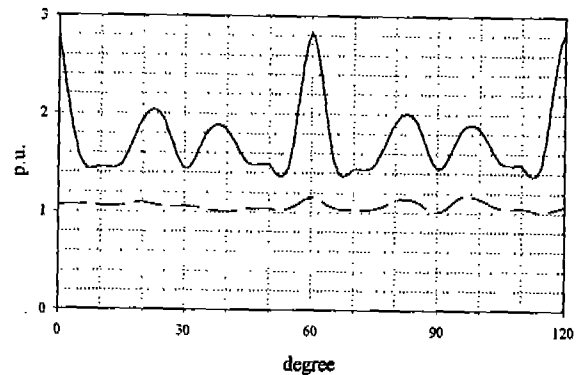


(a) 과도 궤적

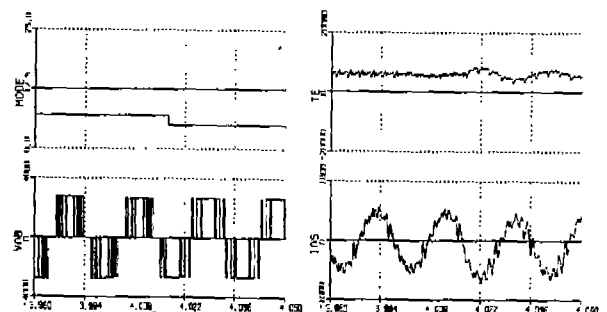


(b) dc링크 전압 변동 보상

그림 2. SPWM에서 SHE PWM으로의 전환



(a) 과도 궤적



(b) dc링크 전압 변동 보상

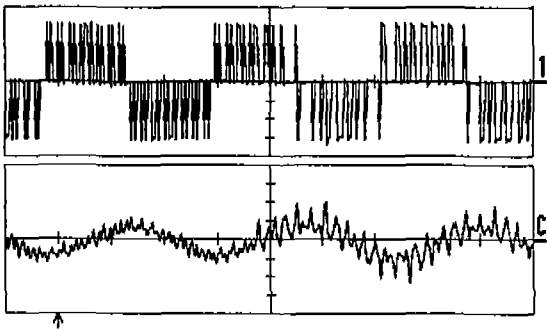
그림 3. SHE $N_a=3$ 에서 $N_a=2$ 로의 전환

비교했을 때 180°의 위상차를 갖고 있다. 따라서 절환하는 순간에 180°가 지연된 입력을 가해주는 방법으로 출력전압의 위상차를 보상해 주어야 한다. 그림 3의 (a)는 $N_a=3$ 에서 $N_a=2$ 로 절환시의 과도 특성을 나타낸 것으로 $(2n+1)\pi/6$ 근처가 과도 발생이 가장 적은 것을 알 수 있다. 또한 (b)를 보면 dc 링크 전압이 변동하더라도 전류와 토크의 과도 없이 절환함을 알 수 있다.

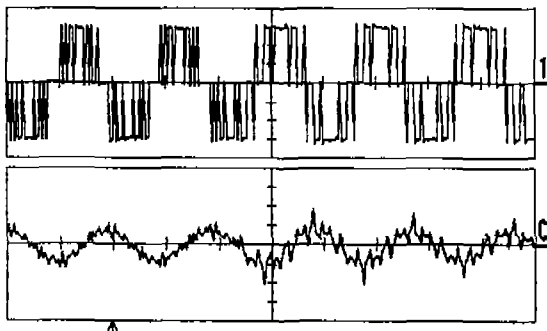
4. 실험

하이브리드 PWM 방식으로 유도전동기를 가변속 운전했을 때 발생하는 패턴 절환시 중에서 SPWM 15펄스에서 SHE PWM $N_a=4$ 로의 절환, SHE PWM $N_a=3$ 에서 $N_a=2$ 로의 절환에 대하여 실험하였다.

그림 4의 (a)는 SPWM 15펄스에서 SHE PWM $N_a=4$ 로의 절환, (b)는 SHE PWM $N_a=3$ 에서 $N_a=2$ 로의 절환에 대한 실험 파형이다. 그림에는 절환시의 선간전압 v_{AB} 와 선전류 i_A 를 나타내었다. 여기서 전압은 100 [V/div]이고, 전류는 4 [A/div]이고, 시간축은 10 [ms/div]이다. 전류의 절환 파형이 시뮬레이션에서의 절환 파형과 일치하므로 절환시의 과도 발생이 저감되었음을 알 수 있다.



(a) SPWM 15펄스 → SHE $N_a=4$



(b) SHE PWM $N_a=3 \rightarrow N_a=2$

그림 4. 패턴절환 실험파형

5. 결론

본 논문에서는 인버터의 dc 링크 전압의 변동을 보상할 수 있는 하이브리드 PWM 기법과 패턴절환 기법에 대하여 연구하였다. 또한 시뮬레이션과 실험을 통하여 이를 입증하였다.

본 논문에서 제시한 하이브리드 PWM 기법과 패턴절환 기법을 GTO 인버터에 적용하면 전체 운전영역에서 고조파가 저감된 운전특성을 얻을 수 있을 것으로 본다.

참고 문헌

- [1] 차민, 박영진, 홍순찬, "견인전동기 구동용 인버터의 PWM 패턴 해석", 대한전기학회 추계학술대회 논문집, pp. 459-462, 1997.
- [2] T. Xinyuan and B. Jingming, "An Algebraic Algorithm for Generating Optimal PWM Waveforms for AC Drives - Part I: Selected Harmonic Elimination", IEEE PESC Record, pp. 402-408, 1991.
- [3] Bimal K. Bose, *Power Electronics and Variable Frequency Drives*, IEEE Press, 1996.

부록

표 A1. $N_a=2$ 일 때의 1차 근사화식의 계수

m_c	α_1		α_2	
	k_1	k_0	k_1	k_0
[0.82 0.86]	-22.464	42.299	-69.614	91.171
(0.86 0.88)	-48.268	64.460	-93.265	111.467
(0.88 0.90)	-81.694	93.904	-123.469	138.089
(0.90 0.92)	-142.489	148.716	-175.677	185.155
(0.92 0.93)	-235.224	233.880	-251.499	254.782

표 A2. $N_a=3$ 일 때의 1차 근사화식의 계수

m_c	α_1		α_2		α_3	
	k_1	k_0	k_1	k_0	k_1	k_0
[0.62 0.72]	10.689	0.477	21.714	57.375	-9.544	87.299
(0.72 0.80)	10.530	0.591	28.659	52.343	-2.689	82.332
(0.80 0.83)	10.525	0.595	41.040	42.488	9.628	72.527
(0.83 0.86)	10.645	0.494	59.174	27.379	27.708	57.462

표 A3. $N_a=4$ 일 때의 1차 근사화식의 계수

m_c	α_1		α_2		α_3		α_4	
	k_1	k_0	k_1	k_0	k_1	k_0	k_1	k_0
[0.46 0.54]	-2.143	24.398	-25.750	44.332	17.946	57.806	0.434	77.688
(0.54 0.60)	-11.397	29.400	-32.772	48.119	20.086	56.656	1.681	77.023
(0.60 0.66)	-23.135	36.464	-39.413	52.106	21.696	55.689	1.103	77.378