

# 초고속 전동기에서의 스위칭 손실 절감을 위한 PWM 방식

김운호\* 이병순\* 오종한\* 상세진\*\*  
 \*중앙대학교 전기공학과    \*\*충남대학교 전기공학과

## A PWM Method for Reduction of Switching Loss in High Speed Motor

Yoon-Ho Kim\* Byung-Soon Lee\* Jong-Han Oh\* Se-Jin Seoung\*\*

\*Dept of Electrical Eng. Chung-Ang Univ.    \*\*Dept. of Electrical Eng. Chung-Nam Univ.

**Abstract-** This paper presents an unipolar PWM which commutated switching device only in a half period. This method reduced switching loss significantly because of decreasing switching number in a period. In high speed motor drive needed high frequency above 300 Hz fundamental frequency, this method is suited very well. This paper described the principle of unipolar PWM method, analyzed harmonic spectrum and compared with bipolar PWM, Modified PWM and Overmodulation method in switching loss.

### 1. 서론

일반적으로 가장 많이 쓰이고 있는 정현파와 삼각파를 비교하는 PWM방식을 그림 2에서 보여주고 있다. 이 방식은 모든 스위치들이 고속으로 온 오프를 반복하여 스위칭으로 인해 발생하는 고주파영역의 작은 하모닉을 발생시켜 비교적 쉽게 필터링 할 수 있으나 고주파 스위칭으로 인해 높은 스위칭 손실을 발생시킨다. 특히 중대용량의 초고속 전동기를 구동시 300 Hz 정도의 기본파 주파수를 인가하기 위해서는 300 Hz 이상의 고속 스위칭이 필요하므로 이로 인해 발생하는 스위칭 손실은 매우 크다고 할 수 있다[6]. 그러므로 한 주기의 절반만 스위칭을 하여 전체 스위칭 횟수를 절반으로 줄이는 유니폴라 PWM 방식(UPWM)이 고려되고 있다[2].

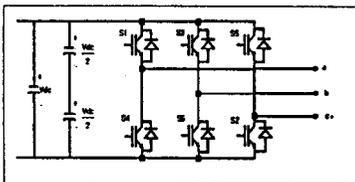


그림 1. 일반적인 3상 인버터 시스템

본 논문에서는 기존의 바이폴라 PWM(BPWM)과 유니폴라 PWM 방식을 분석하고 이때 발생하는 스위칭 손실을 구하여 비교하였다. 또한 BPWM과 UPWM 에 3 고조파를 더한 오버모듈레이션 PWM 방식(BPWM 3th, UPWM 3th)을 고찰하고, 수정된 PWM(MPWM) 방식에 대해서도 함께 비교해 놓았다[5][4].

### 2. PWM 방식의 비교

여기서는 UPWM을 검토하고 이를 기존의 BPWM 방식과 비교한다. 여기서 유니폴라는 정현파와 삼각파의 부호가 같음을 의미한다. 또한 이들을 각각 정현파에 3 고조파를 더해서 모듈레이션 인덱스를 10% 이상 높여 비교하는 오버모듈레이션 방법을 적용하여 설명하고, 아울러 스위칭 횟수를 줄이기 위해 일부를 수정한 PWM 방식을 설명한다.

#### 2.1 바이폴라 PWM(BPWM)

BPWM방식은 정현파인 사인파와 양의 영역과 음의 영역을 주기적으로 반복하는 삼각파를 서로 비교하는 방식이며 인버터의 모든 스위치는 동시에 스위칭을 하게 된다. 모듈레이션인덱스는 다음과 같이 정의된다.

$$m_a = \frac{A_m}{A_T} \cdot m_f = \frac{f_s}{f_o} \quad (2.1)$$

여기서  $m_a$ 는 크기비,  $m_f$ 는 주파수비,  $A_m$ 은 정현파의 크기,  $A_T$ 는 삼각파의 크기,  $f_s$ 는 스위칭 주파수,  $f_o$ 는 출력 주파수이다.

#### 2.2 유니폴라 PWM(UPWM)

UPWM방식은 각상의 정현파 반주기 동안에는 인버터의 상단 스위치만을 스위칭하고 다음 반주기 동안에는 하단 스위치만을 스위칭시키는 방식이다. 이를 위해 삼각파 역시 정현파의 부호와 일치시켜 정현파가 양인 경우에는 삼각파도 양의 영역에서, 정현파가 음인 경우에는 삼각파도 음의 영역에서 서로를 비교하게 한다. 그럼으로서 기존의 바이폴라 스위칭에 비해 한 주기에서의 스위칭 횟수를 절반으로 줄일 수 있다.

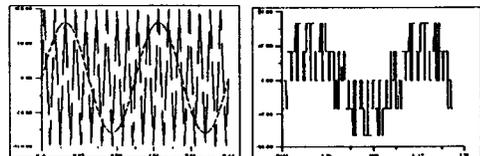


그림 2. BPWM의 파형

(a) 삼각파와 정현파 (b) 상전압

즉

$$\begin{aligned} SAM_a > 0 \text{ 경우} & \quad SAM_a < 0 \text{ 경우} \\ S_1 = 0 \quad (SAM_a > REF_a) & \quad S_4 = 0 \quad (SAM_a > REF_a) \end{aligned}$$

$$S_1 = 1 \quad (SAM_a < REF_a) \quad S_4 = 1 \quad (SAM_a < REF_a)$$

$$S_4 = 0 \quad S_1 = 0$$

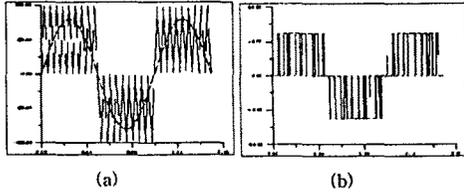


그림 3. UPWM의 파형

(a) 삼각파와 정현파 (b) 상전압

여기서  $SAM_a$ 는 a상 삼각파의 크기,  $REF_a$ 는 a상 정현파의 크기이다. 그러므로 a, b상의 상전압은 다음과 같이 표현된다.

$$V_a = S_1 \cdot \frac{V_d}{2} \quad (0^\circ \rightarrow 180^\circ) \quad (2.2)$$

$$= S_4 \cdot \frac{V_d}{2} \quad (180^\circ \rightarrow 360^\circ)$$

$$V_b = S_3 \cdot \frac{V_d}{2} \quad (120^\circ \rightarrow 300^\circ) \quad (2.3)$$

$$= S_6 \cdot \frac{V_d}{2} \quad (0^\circ \rightarrow 120^\circ, 300^\circ \rightarrow 360^\circ)$$

따라서 선간전압  $V_{ab}$ 는 다음과 같다.

$$V_{ab} = V_a - V_b \quad (2.4)$$

$$= S_1 \cdot \frac{V_d}{2} - S_6 \cdot \frac{V_d}{2} \quad (0^\circ \rightarrow 120^\circ)$$

$$= S_1 \cdot \frac{V_d}{2} - S_3 \cdot \frac{V_d}{2} \quad (120^\circ \rightarrow 180^\circ)$$

$$= S_4 \cdot \frac{V_d}{2} - S_3 \cdot \frac{V_d}{2} \quad (180^\circ \rightarrow 300^\circ)$$

$$= S_4 \cdot \frac{V_d}{2} - S_6 \cdot \frac{V_d}{2} \quad (300^\circ \rightarrow 360^\circ)$$

### 2.3 오버모듈레이션

오버모듈레이션 PWM은 인버터 입력 전압의 이용률을 높여 주면서 제어특성을 향상시키는 방식이며 기본적으로는 정현파의 크기를 삼각파의 크기보다 크게 해주는 것을 의미한다. 이렇게 함으로서 스위칭 횟수를 줄이게 되지만 저차 하모닉을 발생시킨다. 그러므로 스위칭 횟수의 감소를 최소화 하면서 기본파의 크기를 크게 유지시켜 주기 위해 정현파에 3차 고조파를 인가하여 비교하여 이때 인가된 3차 고조파의 크기는 기본파의 1/6로 한다.[5]

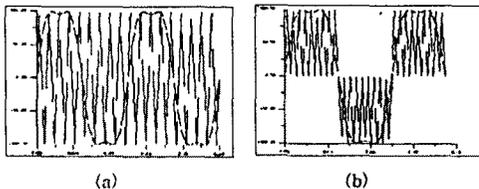


그림 4. 3 고조파를 더한 BPWM과 UPWM의 파형

(a) BPWm(3th) (b) UPWm(3th)

정현파에 3차 고조파가 인가된 파의 크기는

$$A_m = A_r \left( \sin \omega t + \frac{\sin 3\omega t}{6} \right) \quad (2.5)$$

가 되고 여기서  $m_a = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.155$  로 된다[5].

### 2.4 MPWM

MPWM은 정현파의 반주기 동안 처음과 끝의 양  $60^\circ$  만 비교하는 방식으로 한번에 2개의 레그만이 도통하게 된다.

즉

$0^\circ < \omega t < 60^\circ$  이거나  $120^\circ < \omega t < 180^\circ$  인 경우

$$S_1 = 1 \quad (SAM > REF)$$

$$S_1 = 0 \quad (SAM < REF)$$

$60^\circ < \omega t < 120^\circ$  인 경우

$$S_1 = 1$$

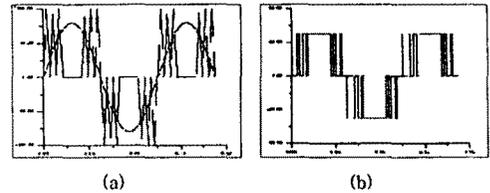


그림 5. MPWM방식의 파형

(a) 삼각파와 정현파 (b) 상전압

### 3. PWM의 하모닉 분석

위에서 언급한 PWM 방식들을 FFT 루틴을 이용하여 하모닉 주파수 분석을 해 보았다. 그림 6. (a)는 바이폴라 PWM의 하모닉 분석으로 주파수비 ( $m_f=36$ ) 부근의 하모닉 성분이 크게 나타남을 볼 수 있다. 그림 6. (b)는 유니폴라 PWM 방식으로 그림 6. (a)가  $m_f$ 부근에서 크게 나타나는 것에 비해 상대적으로 하모닉의 크기가 적게 나타나고 있으나  $2m_f$ 부근의 높은 차수에서는 오히려 크게 나타나고 있다.

이때의 왜곡률과 전체 하모닉 왜곡률은 각각

$$DF = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2,3,\dots} \left( \frac{V_n}{n^2} \right)^2} \quad (3.1)$$

$$THD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2,3,\dots} V_n^2} \quad (3.2)$$

로 정의되며, 그림 6. (a)의 경우  $DF=0.6837\%$   $THD=37.73\%$ , 그림 6. (b)의 경우  $DF=0.85114\%$ ,  $THD=75.773\%$ 로 (a)가 (b) 보다 하모닉 왜곡률면에서 우수함을 알 수 있다.

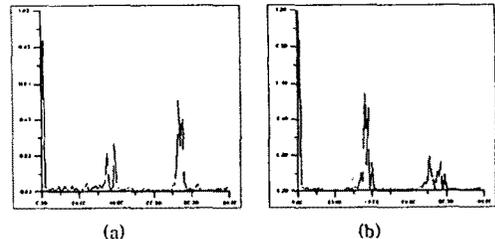


그림 6. BPWM 방식과 UPWM방식의 하모닉 스펙트럼

(a) BPWM방식 (b) UPWM방식

그림 7. (a)와 (b)는 BPWM 방식과 UPWM 방식에 각각 3 고조파를 더하여 비교한 결과의 주파수 특성을 나타내고 있다. 그림 7. (a)는 그

림 6. (a)의 BPWM에 비해 오버모듈레이션의 효과로 저차 하모닉 성분이 전반적으로 커졌으나 고주파영역  $m_r$  부근이상에서의 하모닉 성분은 상당히 줄어들음을 볼 수 있다. 그림 7. (a)는 UPWM에 3고조파를 더한 방식으로 역시 그림 6. (b)에 비해  $m_r$  이상의 고주파영역에서의 하모닉 성분이 현저하게 적게 나타나고 있음을 보여 주고 있다. 그러나 3고조파 하모닉이 크게 나타나 왜곡률은 커진다. 여기서 왜곡률과 전체 하모닉 왜곡률은 그림 7. (a)의 경우  $DF = 1.0097\%$ ,  $THD = 38.0\%$ , 그림 7. (b)의 경우  $DF = 1.6867\%$ ,  $THD = 30.77\%$ 로 나타났으며 역시 BPWM (3th)가 UPWM (3th)에 비해 왜곡률이 낮음을 알 수 있다.

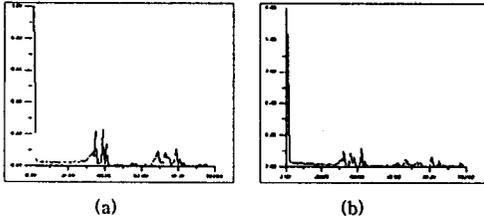


그림 7. 3고조파를 더한 BPWM과 UPWM의 하모닉 스펙트럼  
(a) BPWM 방식 (b) UPWM 방식

MPWM의 주파수 특성에서는 전반적으로 저차항에서는 U PWM보다 더는 조금 많은 하모닉 성분을 포함하지만  $m_r$  부근에서는 현저하게 작게 나타나고 있다. 이 방식에서의 왜곡률과 전체 하모닉 왜곡률을 구하면 각각 2.3044%, 29.579%로 상당히 크게 나타났다. 다음의 표 1은 모듈레이션 인덱스를  $m_r$ 는 36,  $m_a$ 는 0.8에서의 왜곡률을 구한 것이다.

표 1. PWM의 왜곡률 비교

PWM	BPWM	UPWM	BPWM(3th)	UPWM(3th)	MPWM
DF	0.6837%	0.8511%	1.0097%	1.6860%	2.3044%

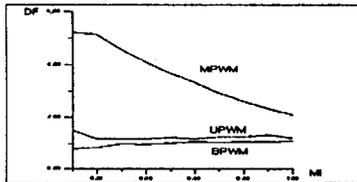


그림 8. PWM의 왜곡률 비교

다음 그림 8은 이들 PWM방식의 모듈레이션 인덱스에 따른 왜곡률을 서로 비교했다. 전반적으로 모든 영역에서 수정된 PWM이 가장 왜곡률이 크고 BPWM, UPWM방식 순으로 나타났다.

#### 4. 스위칭 손실 비교

스위칭 손실은 크게 턴-온 손실과 턴-오프 손실로 구분되며 [1]에서는 입력전압과 전류 그리고 스위칭횟수에 비례하여 다음과 같이 제시하고 있다.

$$SL_{off} = 3 \cdot K_{off} \cdot V_d \cdot \left(\frac{N_s}{2}\right) \cdot I_{av} \cdot f \quad (4.1)$$

$$SL_{on} = 3 \cdot K_{on} \cdot V_d \cdot \left(\frac{N_s}{2}\right) \cdot I_{av} \cdot f \quad (4.2)$$

여기서  $SL_{off}$  : 턴-오프 손실,  $SL_{on}$  : 턴-온 손실,  $K_{off}$  : 턴-오프 상수

,  $K_{on}$  : 턴-온 상수,  $V_d$  : 입력전압,  $N_s$  : 한 주기동안 스위칭 횟수,  $I_{av}$  : 평균 상전류,  $f$  : 기본파의 주파수

또한 턴-오프 상수, 턴-온 상수는 다음과 같이 구해진다.

$$K_{off} = \frac{t_f}{2} \left(1 - \frac{4}{3} \cdot \frac{t_m}{t_f} + \frac{1}{2} \left(\frac{t_m}{t_f}\right)^2\right) \quad (4.3)$$

$$K_{on} = \frac{t_{fv}}{2} \left(1 - \frac{4}{3} \cdot \frac{t_{rv}}{t_{fv}} + \frac{1}{2} \left(\frac{t_{rv}}{t_{fv}}\right)^2\right) \quad (4.4)$$

$t_f$ 는 전류 폴링타임,  $t_m$ 는 전압 라이징타임,  $t_r$ 은 전류 라이징타임 그리고  $t_{fv}$ 는 전압 폴링타임이며 각각의 스위칭 소자와 스너버의 L, C 값에 따라 정해진다.[1] 그림 10은 이를 대입하여 각각의 PWM 방식에 대해서 스위칭 손실을 비교한 것이며 입력 전력의 비로 나타낸 값이며 턴-온, 턴-오프 상수로 나누어 표시하였다.

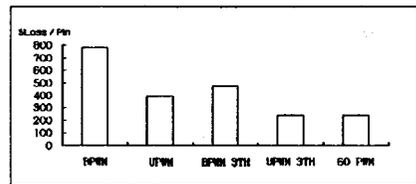


그림 9. 스위칭 손실의 비교

그림 9.은 이를 그래프로 비교한 것이다. 위의 결과를 볼 때 비교한 5가지 PWM 방식 중 3고조파를 더한 UPWM과 MPWM이 스위칭 손실이 가장 작고 그 다음으로 UPWM, BPWM 순으로 나타났다.

#### 5. 결론

위의 시뮬레이션 결과 제시한 UPWM 방식이 기존의 BPWM방식에 비해 왜곡률과 전체 하모닉 왜곡률 면에서는 상대적으로 좋지 않지만, 스위칭 횟수가 상대적으로 적으므로 스위칭 손실면에서는 매우 유리함을 볼 수 있다. 또한 이들 방식을 오버모듈레이션에 적용한 PWM 방식들은 하모닉 왜곡률면에서는 BPWM이나 UPWM에 비해 좋지 않지만 스위칭 손실면에서는 유리함을 알 수 있다. 반주기 동안 일부의 스위칭을 하지 않는 수정된 PWM은 왜곡률은 좋지 않으나 스위칭 손실면에서는 손실을 절감할 수 있는 좋은 방안을 볼 수 있다.

#### 참고문헌

- [1] Gilberto C.D. Sousa, B.K. Bose, "Loss Modeling of Converter Induction machine system for variable speed drive", IEEE pp.114-120 1992
- [2] Ray-Shyang Lai, Khai D.T and Ngo, "A PWM Method for Reduction of Switching Loss in a Full-Bridge Inverter", IEEE Trans, Power Electronics, Vol.10, No.3, 1995.3.
- [3] Mohan, Undeland and Robbins, "Power Electronics"
- [4] R.Bonert, Ru-Sung Wu, "Improved Three Phase Pulsewidth Modulator For Overmodulation", IEEE, IAS84-29B, 1984
- [5] Jin\_He, Feng\_Lin, "A High Frequency High Power IGBT Inverter Driver for 45HP / 16,000 RPM Brushless Homopolar Induction Motor", IEEE, 1996