

AM PWM을 이용한 고속 유도 전동기 구동

김민태^{*),} 최재동^{*)}, 김영호^{*)}, 성세진^{*)}, 전철환^{**)}

^{*)} 충남대학교 전기공학과, ^{**)} 군산대학교 전기공학과

High Speed Induction Motor Driving for using AM PWM

Min-tae Kim^{*)}, Jae-dong Choi, Yonggao Jin^{*)}, Se-jin Seong^{*)}, Chil-hwan Jeon^{**)}

^{*)}Dept. Electronic Engineering CNU, ^{**)}Dept. Electronic Engineering KNU

Abstracts

Amplitude Modulation PWM Technique which has characteristics such as the switching loss and Harmonic distortion reduction is compared in this paper. And also Harmonic components only carrier frequencies. And as it is showed Harmonic components only carrier frequencies via simulation results. Am_pwm is applied to the inverter system of High-speed induction motor.

1. 서 론

최근 교류전동기의 산업분야 응용범위는 반도체 기술과 제어 기술의 발전으로 여러 응용 분야에서 폭넓게 연구되어지고 있다. 교류전동기 중에서도 농형 유도전동기는 구조가 간단하고, 유지, 보수비가 들지 않는 장점을 가지고 있으며, 최근에는 연삭기, 원심분리기, 섬유기계, 항공기등 고속용으로의 적용도 활발히 이루어지고 있다.

현재 교류전동기를 제어하기 위해 산업 현장에서 지배적인 기술로 PWM(Pulse Width Modulation) 제어 방식이 사용되어지고 있으며, PWM제어 방식은 고조파의 성분을 줄이고 최대 출력 토크를 얻기 위해 많은 연구가 진행 되고 있다.^{[1]-[6]}

최근까지 연구된 PWM제어 방식으로는 전형적인 PWM제어 방식인 정현 펄스폭 변조(Sinusoidal Pulse Width Modulation)제어 방식이 있으며, 스위칭 주파수와 고조파 성분을 줄이기 위해 SPWM을 개선한 수정된 정현 펄스폭 변조(Modifies Sinusoidal Pulse Width Modulation)제어 방식, 제 3차 고조파나 특정 고조파를 삽입하여 컨버터 스위칭 패턴을 개선하고, 특정 고조파 성분을 제거하는 고조파 삽입 펄스폭 변조(Hamonic Injection Pulse Width

Modulation)제어 방식 그리고, 정상상태의 고조파 함유를 크게 줄일수 있는 공간벡터 펄스폭 변조(Space Vector Pulse Width Modulation)제어 방식들이 보고 되어지고 있다.^{[1]-[6]}

위에서 언급한 PWM제어 방식들은 스위칭방식에 의해 완전히 고조파 성분을 제거하지 못하거나, 저차 고조파는 제거하고 고차 고조파는 필터링하는 방법으로 고조파 성분을 제거하였다. 그러나, 필터 설계에 있어서 부하에 따라 고조파 성분이 분포하는 주파수가 변화하기 때문에 설계가 복잡하다는 단점을 내포하고 있다.

본 논문에서는 기존의 PWM제어 방식의 단점을 보완할 수 있는 진폭 변조 펄스폭 변조(Amplitude Modulation Pulse Width Modulation)제어 방식을 이용하여 초고속 유도 전동기에 적용하였다. 시뮬레이션은 Matlab / Simulink을 통하여 수행하였다.

2. 고속 유도전동기 모델링

3상 고속 유도 전동기의 전압 방정식을 구하기 위해, 고정자 권선이 대칭이며 분포권이라고 가정한다. 회전 좌표계에서 유도 전동기의 방정식을 각상의 벡터식으로 표현할 수 있으며, 고정자 및 회전자 전압 방정식은 다음과 같다.

$$\overline{V}_{abc} = r_s \overline{I}_{abc} + p \overline{\lambda}_{abc} \quad (1)$$

$$\overline{V}_{abc} = r_s \overline{I}_{abc} + p \overline{\lambda}_{abc} \quad (2)$$

또한, 쇄교자속은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \overline{\lambda}_{abc} \\ \overline{\lambda}_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{L}_s & \overline{L}_{sr} \\ (\overline{L}_{sr})^T & \overline{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{I}_{abc} \\ \overline{I}_{abc} \end{bmatrix} \quad (3)$$

유도 전동기의 동특성은 시변계수를 가지는 복잡한 미분방정식으로 표현된다. 빠른 과도 응답을 갖는 토크 제어를 위하여 유도 전동기의 고정자 전류를 자

속각을 기준으로 자속성분 전류와 토크 성분 전류를 분리시켜 독립적으로 제어하는 자속 기준 제어가 필요하다. 식(4)는 유도 전동기의 전압방정식을 회전좌표계 d_q축 전압방정식으로 변환한 것이다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_s & -w_e L - s & pM & 0 \\ -w_e M & w_e L - s & r_s + pL_s & pM \\ pM & -w_{sl} M & r_r + pL_r & -w_{sl} L_r \\ w_{sl} M & pM & w_{sl} L_r & r_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기에서,

$$p = \text{미분연산자}, \quad M = \frac{3}{2} L_m, \quad w_{sl} = w_e - w_r$$

w_{sl} : 슬립 주파수 (Slip frequency [rad/s])

w_e : 고정자 주파수 (Stator frequency [rad/s])

w_r : 회전자 전기적 속도 (Rotor electrical speed [(P/2) w_e] [rad/s])

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (5)$$

출력 토크는 식 (6)과 같이 표현할 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) \quad (6)$$

$$T_e - T_L = J \frac{dw}{dt} + Bw \quad (7)$$

여기에서 F 는 극수, J 와 B 는 관성모멘트 및 점성 계수이다.

3. 인버터 스위치의 PWM 제어

SPWM제어 방식은 그림 1과 같이 기준파와 주파수가 f_c 인 삼각반송파를 비교함으로써 게이트 신호를 생성한다. 기준주파수 f_r 은 인버터 출력주파수 f_0 를 결정하며, 피크 크기 A_r 은 변조지수 ($M = A_{ref}/A_c$; modulation index)와 실효 출력전압 V_0 를 제어한다.

변조지수는 선형변조 영역인 0에서 1까지 가변함으로써 실효 출력전압을 0에서 V_{dc} 까지 가변적으로 제어할 수 있으며 1을 초과하게 되면 과변조가 일어난다. 식(8)는 실효 출력전압을 구하는 식이며, 식(9), (10)은 출력 상전압 및 선간전압 기본파의 실효

값($V_{HP(1)}$, $V_{HL(1)}$)을 구하는 식이다.

$$V_0 = V_{dc} \sqrt{\left(\sum_{m=1}^p \frac{\delta_m}{\pi} \right)} \quad (8)$$

$$V_{HP(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_{dc}}{2} M \quad (9)$$

$$V_{HL(1)} = \sqrt{3} V_{HP(1)} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_{dc} M \quad (10)$$

여기서, p 는 펄스수, δ_m 는 최대 펄스의 폭이다.

MSPWM제어 방식은 SPWM제어 방식을 수정한 방식으로 그림 2와 같이 구간 a, c, d, f에서만 기준파와 캐리어파를 비교하여 스위칭 패턴을 생성하며, 구간 b, e에서는 비교를 하지 않고 하나의 구현파로써 스위칭 패턴을 생성한다.

MSPWM제어 방식은 SPWM제어 방식에 비해 스위칭 구간을 33.33% 감소시킬수 있으며, 기본파 성분의 증가로 인하여 고조파 특성을 개선할 수 있다.

HIPWM제어 방식은 특정한 고조파 성분을 제거하기 위해 기본파 성분에 특정한 고조파 성분을 더해 만들어진 기준파를 가지고 이루어지는 PWM제어 방식으로 그림 3에서 설명하고 있다.

만일 기본파를 생성할 때 3차 고조파를 주입하였을 경우에는 풀전압의 3차 고조파는 상전압, 선간전압에 나타나지 않게 된다. 이때 기준전압은 다음 식 (11)과 같이 표현할 수 있다. 여기서 $v_{ref} \leq 1$ 이다.

$$v_{ref} = 1.155 \sin \omega t + 0.19 \sin 3\omega t \quad (11)$$

AM_PWM제어 방식은 스위칭의 손실이 증가하고 있는 최근의 PWM 방식들에 비해 현저하게 스위칭 손실을 줄일 수 있으며, 고조파 성분이 캐리어 주파수의 근처에서만 나타나는 특징을 가지고 있다.

AM_PWM제어 방식은 그림 4와 같이 기준파는 기본파에 3차 고조파를 17%함성시키며, 구간 b, e 구간에서는 구현파로 만들어 기준파를 생성하게 된다.

AM_PWM제어 방식의 스위칭 패턴 생성 비교 시간은 구간 a, c, d, f 총 120° 구간에서만 캐리어 주파수와 비교하게 된다. 따라서 360° 구간 중에서 1/3 구간에서만 비교 스위칭 패턴을 생성하기 때문에 SPWM에 비해서는 66.7%, MSPWM에 비해서는 50%의 스위칭 손실을 줄일 수 있다. 또한 고조파 성분의 분포가 캐리어 주파수 대에서만 존재하기 때문에 필터의 설계가 용이하고, 시스템 하드웨어 구현이 SV_PWM등에 비해 매우 간단하다

4. 시뮬레이션

각 PWM을 비교하기 위한 변수인 기준파의 주파수 f ,는 $400[Hz]$, 캐리어 파형의 주파수 f_c 는, $6K[Hz]$ 변조지수 $M=1$ 로 하였으며, 부하로써는 초고속 유도전동기 $1.85K[W]$, $24,000[rpm]$ 로 오픈 루프를 하였다. 표 1은 초고속 유도전동기 변수이다.

표 2. 초고속 유도전동기 변수

정격 전압	220[V]	Rr	1.58[Ω]
정격주파수	400[Hz]	Rs	1.3[Ω]
정격 속도	23,400[rpm]	Lr	0.0348[H]
정격 토오크	0.75[Nm]	Ls	0.0353[H]
극 수	2	Lm	0.0334[H]

표 2는 위에서 언급한 PWM제어 방식과 AM_PWM 제어 방식을 비교한 것이다.

여기서, 고조파 손실률(HLF;harmonic loss factor)은 식(12)와 같으며, 전고조파 왜곡율(THD;Total Harmonic Distortion)은 식 (13)과 같다.

$$HLF = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n}\right)^2} \quad (12)$$

$$THD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} \quad (13)$$

표 2. PWM 제어 방식 비교

	스위칭 비교시간 (한주당)	HLF	THD
SPWM	100[%]	0.0889	1.3977
MSPWM	64[%]	0.1256	1.4071
HIPWM	100[%]	0.1088	1.2488
AMPWM	33[%]	0.0622	0.026

위에서 언급한 PWM제어 방식의 상전압 스펙트럼 분석은 그림 5에서 나타내었으며, 상 전류 스펙트럼 분석은 그림 6에 나타내었다. 그림에서와 같이 제안된 AM_PWM제어 방식이 상전압 스펙트럼 분석에서는 고조파 왜곡율이 최대 233.5[%]의 감소를 보였고, 상전류 스펙트럼 분석에서는 최대 166.6[%]감소를 보였다.

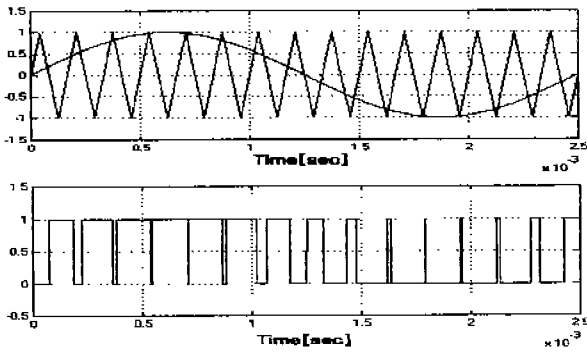


그림 1. 정현 펄스폭 변조

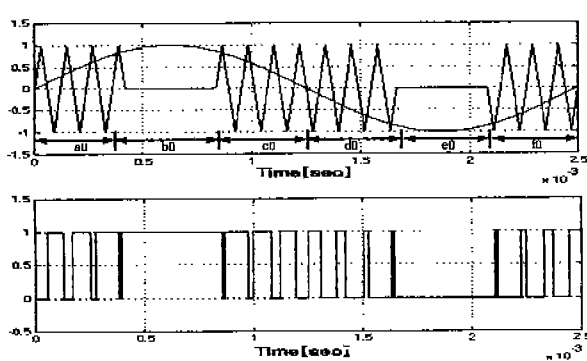


그림 2. 수정된 정현 펄스폭 변조

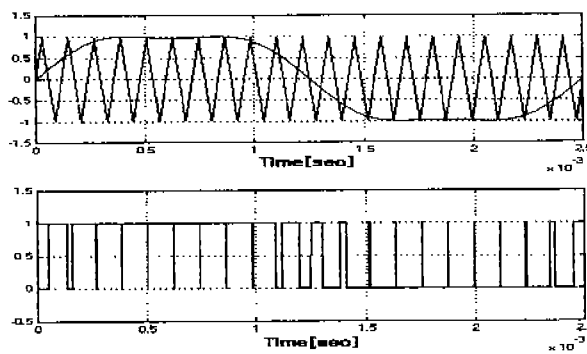


그림 3. 고조파 주입 펄스폭 변조

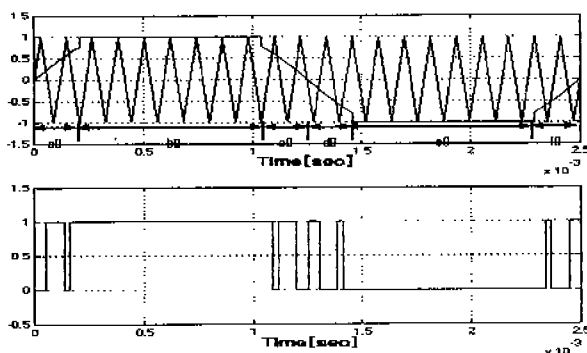


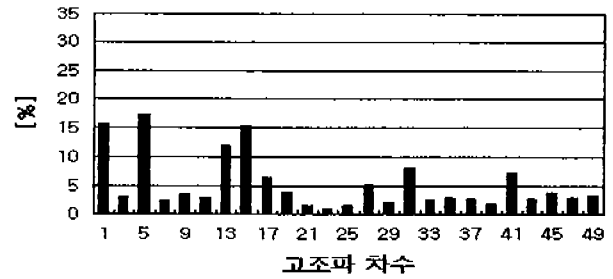
그림 4. 진폭 변조 펄스폭 변조

5. 결론

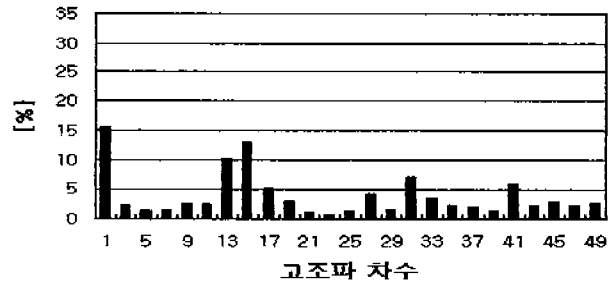
제안된 AM_PWM 제어 방식은 초고속 유도전동기와 같이 기준파 주파수가 높은 부하에서도 구현이 쉬우며, 스위칭 생성 비교 과정을 최대 SPWM에 비해 67[%] 줄일수 있으며, 스위칭 주파수가 적기 때문에 스위칭 손실의 감소가 200[%]까지 줄일수 있고, 고조파 성분이 기존의 PWM 제어 방식에 비해 적게 함유하고 있다. 또한 전류 고조파가 캐리어 주파수대에서만 존재하는 특징을 가지고 있어서 필터의 설계가 아주 용이 하다.

[참고 문헌]

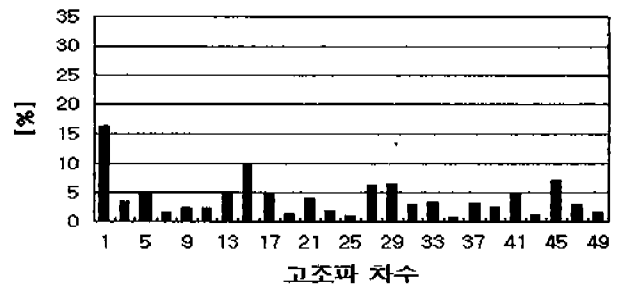
- [1] Vassilios G. Agelidis and Donato Vincenti, "Optimum Non Deterministic Pulse Width Modulation for Three-Phase Inverter", IEEE IECON 1993.
- [2] M.A. Boost and P.D. Zogas, "State of the Art Carrier PWM Techniques : A Critical Evaluation", IEEE, Trans. Ind. Applic. Vol. 24, No. 2, Mar/Apr, 1988.
- [3] T.G. Habetler and D.M. Divan, "Acoustic Noise Reduction in Sinusoidal PWM Drives Using a Randomly Modulated Carrier", IEEE, Trans. Ind. Applic. Vol. 6, No. 3, July, 1991.
- [4] A.M. Trzyadlowski, "Nonsinusoidal Modulation Functions for Three-Phase Inverters", IEEE, Trans. Ind. Applic. Vol. 4, No. 3, July, 1989.
- [5] G. Joos and J. Espinoza, "PWM Control Techniques in Current Source Rectifiers", IEEE, IECON93, 1993
- [6] M. Pande, H. Jin, G. Joos, "Modulated Integral Control Technique for Compensating Switch delays and Non-Ideal DC Bus in Three Phase Voltage Source Inverters", M. Pande, H. Jin, G. Joos, IEEE, IECON93, 1993



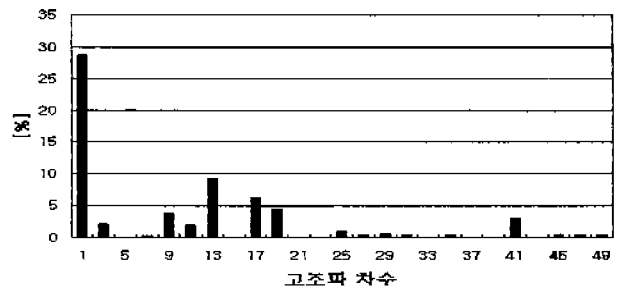
a) SPWM



b) MSPWM



c) HIPWM



d) AMPWM

그림 5. 상 전압 스펙트럼 분석

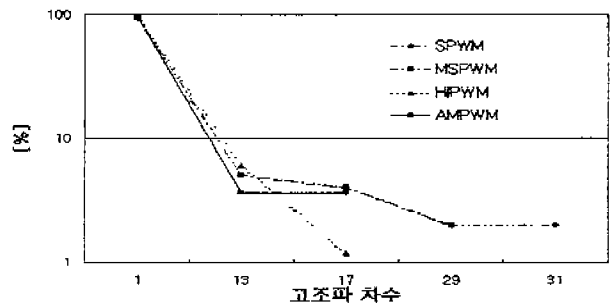


그림 6. 상전류 스펙트럼 분석