

變形 梯形波 PWM에 의한 最適 PULSE PATTERN에 關한 研究

송 호신* 노성채 정영일 이현우 우정인
 동아대학교 전기공학과

A Study of Optimal Pulse Pattern Based on Modified Trapezoidal PWM

H.S. Song S.C. Ro Y.I. Jung H.Y. Lee J.I. Woo
 Dong-A UNIV.

Abstract

This paper describes a method which can make easily the calculations of current and instantaneous output torque by using the representation techniques of inverter output voltage space vector. And also, a technique for determinations the optimal PWM switching patterns which can boost a output voltage and can minimize higher order harmonic components through appropriate movements of output voltage space vector is introduced.

1. 서론

PWM 인버터에서는 삼각파와 정현파를 비교 출력하여 인버터를 동작시키는 것이 일반적이지만 그 모퉁을 구하는 것이 어렵다. 그리고 정현파를 PWM 방식에서 출력전압 기본파 성분은 최대값은 많은 PWM 펄스수에 대해서도 직류전압의 약 86%까지도 제한된다. 그러나 정현파 변형 제형파로 대처하면 삼각파와의 모퉁 계산이 용이하므로 ON-LINE 제어가 가능해지고 출력전압도 기본파 최대 진폭보다 크게 할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 제어방법이 보다 간단하고 출력전압이 높은 변형 제형파 변조기법에 의해 인버터 출력전압 벡터의 시간축을 구한 다음 평가 함수를 이용하여 고조파 전압의 실효치를 최소화하는 최적 PWM 패턴 결정법을 제안한다.

2. 변형 제형파의 변조신호와 공간 벡터

PWM 인버터의 변조신호로서 그림 1(a)에 나타낸 삼각파 e_s 를 $(E_s < E_s, E_s : e_s$ 의 진폭)로 제한된 제형파 e_{st} 를 생각할 수 있다. 여기서

$$\sigma = E_s / E_{st} \quad \dots \dots \dots (1)$$

은 제형파 경사부분의 시간적인 비율을 나타내고 $\sigma = 1$ 에서는 삼각파로 되기 때문에 σ 를 삼각파율이라고 정의한다.

그림 1(b)는 제형파 e_{st} 에 구형파를 인가한 변형 제형파 파형을 보인다. γ 는 $0 \leq \gamma \leq 1$ 의 범위에서 제형파와 구형파를 주입하는 비율을 나타낸다.

그림 2은 주파수 40 Hz, 변조비 $d=0.7, \sigma=0.333, \gamma=0.18$ 인 경우의 펄스 패턴을 보이고 있다.

그림 3은 유도전동기 구동 전압인 인버터 구성도를 보이며 그림 4는 각 스위칭 모드에 따른 전압 벡터를 복소평면 상에 나타낸 것이다. 여기서, 공간 전압 벡터를 V 로 두면 다음 식으로 표시된다.

$$V = v_a + v_b e^{j(2\pi/3)} + v_c e^{j(4\pi/3)} \quad \dots \dots \dots (2)$$

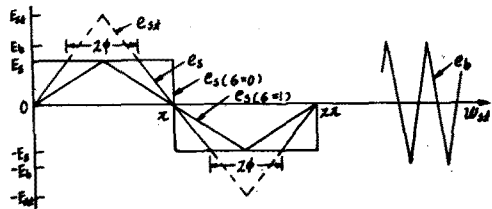
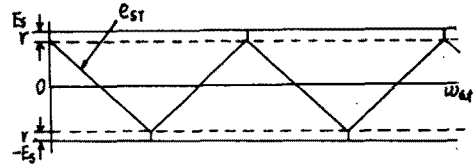


그림.1 (a) Trapezoidal modulating signal.



(b) Modified trapezoidal modulating signal

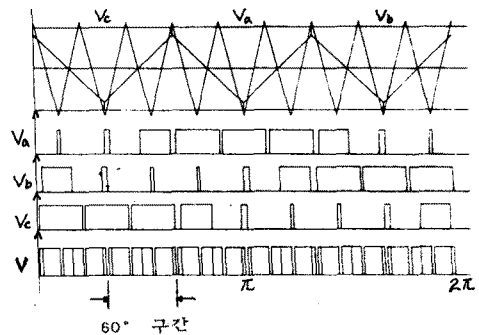


그림.2 Generation of PWM pulse for modified trapezoidal modulating signal.

인버터 출력 전압은 많은 고조파를 함유하고 있으며 여기서 인버터가 대칭 3상 동작을 행하므로 기본파의 2의 배수 및 3의 배수 성분의 고조파는 상쇄되기 때문에 식 (2)는 다시 식 (3)으로 나타낼 수 있다.

$$V = V_1 e^{j\omega t} + \sum_{n=1}^{\infty} V_{6n-1} e^{-j(6n-1)\omega t} + \sum_{n=1}^{\infty} V_{6n+1} e^{j(6n+1)\omega t}$$

$$= V_1 + \sum V_{6m \pm 1} \dots \dots \dots (3)$$

여기서, V_1 은 기본파 전압이며, ω_1 은 전원 각 주파수이다.

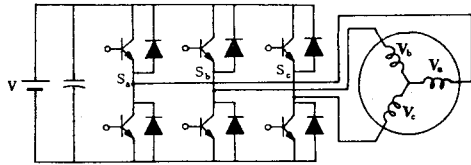


그림.3 Schematic diagram of voltage source PWM inverter and induction motor.

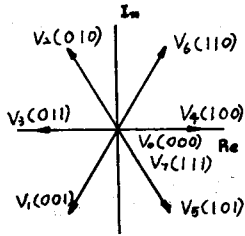


그림.4 Space voltage vectors in complex plane



(a) Space flux vectors Λ (b) Fundamental flux vectors F



(c) Harmonic flux vectors H

그림.5 Vector trajectory of Λ , F and H

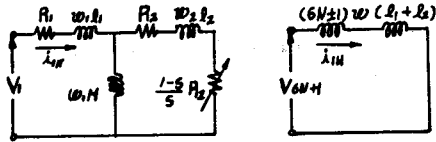
그림 2에 변형제형과 변조 방식에 의한 PWM 인버터의 스위칭 패턴을 나타내고 있다. 그림 2에 보인 V 의 시간적분 Λ 는 그림 5(a)와 같고 Λ 는 공간적으로 회전하는 벡터이며 파형의 대칭성으로부터 그림 5에는 인버터 출력 전압의 60° 구간을 보이고 있다. Λ 를 수식적으로 표시하면 식 (3)과 같이 되고 Λ 는 기본파 성분인 F 와 고조파 성분인 H 와의 2개의 공간 벡터로 분리된다.

$$\Lambda = \int V dt = \frac{1}{j\omega_1} V_1 e^{j\omega_1 t} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{E_{6m \pm 1}}{\pm j(6m \pm 1)\omega_1} e^{\pm j(6m \pm 1)\omega_1 t}$$

$$= \frac{V_1}{\omega_1} e^{-j90^\circ} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{V_{6m \pm 1}}{(6m \pm 1)} e^{\pm j90^\circ}$$

$$= F + H \dots \dots \dots (4)$$

고조파를 포함하는 전압 V_1 을 유도기에 인가할 경우 일반적인 기본파와 고조파에 대해 각각 그림 6.(a), 6.(b)와 같이 기본파와 고조파로 분리한 유도기의 간이 등가 회로를 구성할 수 있다.



(a). For fundamental wave. (b). For harmonic wave.

그림.6 Harmonic equivalent circuits of induction motor

여기서,

$$L_1 = l_1 + M$$

$$L_2 = l_2 + M$$

$$\omega_m = \omega_1 - \omega_m = S\omega_1$$

이며, 기본파 전류 I_{1F} 는

$$I_{1F} = A F \dots \dots \dots (5)$$

$$A = \frac{(R_2/S)^2 + \omega_1^2 L_2^2}{\left[\frac{R_1 R_2}{\omega_m} - \omega_1 (L_1 L_2 - M^2) \right]^2 + \left[\frac{L_1 R_2}{S} + L_2 R_1 \right]^2} e^{j(90^\circ - \alpha)}$$

여기서, $A = \frac{1}{|Z|}$

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{\omega_1 \{L_1 (R_2/S)^2 + \omega_1 L_2 (L_1 L_2 - M^2)\}}{R_1 (R_2/S)^2 + \omega_1^2 (R_1 L_2^2 + M^2 R_2/S)}$$

이며, 또, 그림 6(b)로부터 고조파 전류 I_{1H} 는

$$I_{1H} = \sum_{n=1}^{\infty} I_{6n \pm 1}$$

$$= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{E_{6n \pm 1}}{(6n \pm 1)\omega_1 (l_1 + l_2) * e^{\pm j((6n \pm 1)\omega_1 t + \theta_{6n \pm 1} - 90^\circ)}}$$

$$= \frac{1}{l_1 + l_2} H \dots \dots \dots (6)$$

여기서 I_{1F} 와 I_{1H} 을 벡터적으로 합성하면 전압 벡터 E_1 에 대응하는 고정자 전류 벡터 I_1 이 얻어진다. I_1 을 3상으로 분리하면

$$\left. \begin{aligned} i_a &= 2(I_1)/3 \\ i_b &= -(I_1)/\sqrt{3} + j(I_1)/3 \\ i_c &= -(I_1)/3 - j(I_1)/\sqrt{3} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (7)$$

이 된다. 또 유도기의 순시 모오르는 2차 쇄교자속과 2차 전류와의 벡터적이다. 2차 쇄교자속 Φ_2 는 거의 기본파 성분만이므로 그림 6(a)의 회로를 기준으로 계산하면

$$\Phi_2 = \frac{M R_2 / S}{(R_2 / S + j\omega_1 L_2)} I_{1F} = B A F \dots \dots \dots (8)$$

여기서,

$$B = \frac{M R_2}{R_2^2 + (\omega_m L_2)^2} e^{-j\beta}, \quad \beta = \tan^{-1} \frac{\omega_m L_2}{R_2}$$

로 되고, 2차 전류도 기본파 성분과 고조파 성분으로 나누면 기본파 성분은 다음과 같이 된다.

$$I_{2F} = \frac{j\omega_1 M}{R_2 / S + j\omega_1 L_2} I_{1F} = C A F \dots \dots \dots (9)$$

$$C = \frac{\omega_m M}{\sqrt{R_2^2 + (\omega_m L_2)^2}} e^{j(90^\circ - \beta)}$$

2차 전류 고조파 성분은 식 (6)의 I_{2H} 와 같다. 따라서 유도기의 토오프 τ 는

$$\tau = \frac{1}{|B||C||A|^2|F|^2 + \frac{1}{I_1+I_2} |B||A||F||H| \sin[HF-(90^\circ-\alpha-\beta)]} \dots\dots\dots(10)$$

위식 우변 제 1항의 τ_F 는 기본파 성분에서의 한 정상 토오프이며, 또 제 2항의 τ_H 는 고조파에 의한 진동 토오프이다.

3. 최적 PWM 패턴의 결정법

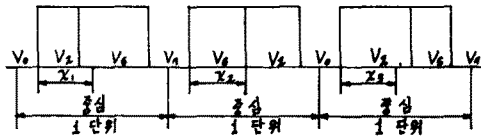


그림.7 Timing decision technique of voltage vector.

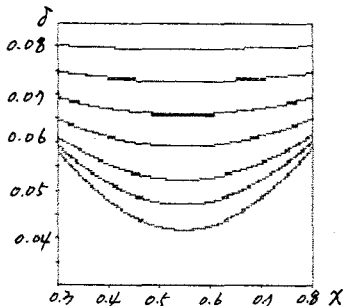
그림 6은 그림 2에서 보인 전압 벡터열을 나타내고 있다. 그림 2의 반송파의 반주기동안의 시간을 1단위로 하고 각 단위에서 벡터 $V_2 + V_6$ 전체의 폭은 1로 한다. 1단위의 중심으로부터 벡터 V_1 의 좌측 상승위치까지의 거리를 x 로 한다. $x = 0.5$ 이면 벡터 $V_2 + V_6$ 는 1 단위의 중심에 위치함을 의미하고 $x=1$ 이면 V_6 의 우측 하강지점이 1 단위의 중심과 일치하는 것을 의미한다. 그림에서 보듯이 파형의 대칭성으로부터 x_2 는 0.5로서 고정되어 있으며 x_1 과 x_3 의 합은 1이 된다. V_1 과 V_3 와의 위치가 변해도 벡터 궤적은 거의 변화하지 않고 고조파 성분의 시간적 분포 H의 형태는 크게 변한다. 또 H의 진폭을 시간축 상에 전개하여 x 를 변화시키므로써 H의 필요치

$$\delta = \frac{1}{|F|} \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} |H|^2 dt} \dots\dots\dots(11)$$

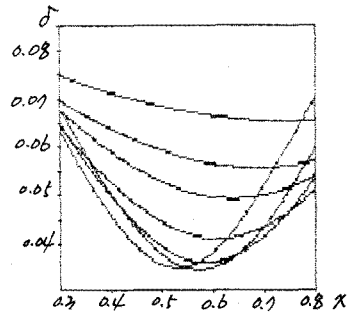
가 최소로 되는 x 를 구하면 고조파 함유율이 최소로 되어 전류 리플을 적게하는 스위칭 패턴을 정할 수 있다. 여기서 δ 를 평가 함수라고 하며 F와 H를 대입하여 다시쓰면

$$\delta = \frac{1}{V_2} \sqrt{\sum_{m=1}^{\infty} [(V_{6m-1}/(6m-1))^2 + (V_{6m+1}/(6m+1))^2]} \dots\dots\dots(12)$$

보인다. 그림 8(a)와 그림 8(b)에서 알 수 있듯이 평가 함수 δ 와 x 와의 관계는 δ 값이 두 그림에서 모두 $x=0.54$ 부근에서 최소가 되어 이 때의 스위칭 패턴이 최적한 것을 알 수 있으나 그림 7(a)보다 그림 7(b)의 왜형률이 현저하게 감소하여 고조파 함유율이 극히 적어짐을 알 수 있다.



(a) For sinusoidal wave



(b) For modified trapezoidal wave

그림.8 Relationships of x and δ

4. 시스템 구성

최적 PWM 패턴을 발생하는 Hardware 구성을 그림 9에 나타내었다. 시스템 구성이 간단하며 제어용 Processor로써 intel사의 8051 One Chip Microm을 사용하였다. 본 시스템 구성은 정격 전압 200[V] 정격 주파수 60[Hz], 정격 출력 0.75[Kw], 4극 3상 유도 전동기를 사용하였다.

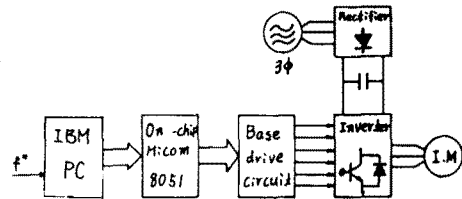
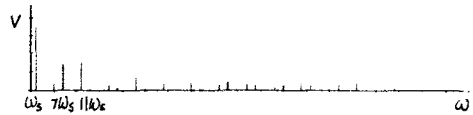


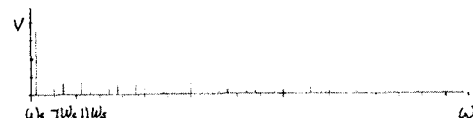
그림.9 Configurations of experimental systems

5. 시뮬레이션 및 실험 결과

정현파 PWM에 의한 방식과 변형 제형파에 의한 각 고조파의 크기를 시뮬레이션을 통하여 비교해 보았다.



(a) $x = 0.3$



(b) $x = 0.54$

그림 10. Simulated frequency spectrum of line voltage.

6. 결론

본 논문에서는 변형 제형파를 변조파로 사용하고 동간 전압 벡터법을 이론적으로 산출하여 이동시킴으로써 기본파 출력 전압을 최대 20%까지 향상

시키고 고조파 Torque ripple을 최소화하는 최적 PWM 패턴을 결정하는 한 방식을 제안하였다. 본 방식은 최적 벡터 산출 시간이 단축 되므로 실시간 제어에도 이용할 수 있을것으로 사료된다.

참 고 문 헌

1. H.W.van der Broeck,H.-Ch.Skudelny,Member, G.Stanke:『Analysis and Realization of a Pulse Width Modulator Based on Voltage Space Vectors』,IEEE Trans,P244-251,1986
2. 曾根 悟,田中 教:『電壓形インバータで PWM 誘導機 駆動した時 のトルクリプル の低減策』,全學論B,pp55-63,1986
3. 日本電氣學會:『半導體電力變換回路』,P108-155,1987
4. T.H.Chin, et al.:『New PWM Technique Using a Triangular Carrier Wave of Saturable Amplitude』,IEEE Trans. Industr. Applic. IA-2,p643,1984
5. Hasmukh S. Patel:『THYRISTOR INVERTER HARMONIC ELIMINATION USING OPTIMIZATION TECHNIQUES』,1971,P70-80
6. G.S.BUJA,『Optimum Output Waveform Analysis of Inverter for Selected Harmonic Elimination』,IEEE IAS,P611-616,1986