

펄스 주파수 변조 방법을 이용한 공간 벡터 PWM 펄스 패턴 최적화 기법에 관한 연구

전희중*, 손진근**, 김동준***, 이석태**, 최우진*
*승실대학교, **현대중전기, ***고등기술 연구원.

A Study On PWM Pulse Pattern Optimization In The Space Vector Notation Using Pulse Frequency Modulation.

HI-JONG JEON*, JIN-GEUN SON**, DONG-JOON KIM**, SUCK-TAE LEE**, WOO-JIN CHOI*
*SOONGSIL UNIV, **HYUNDAI HEAVY INDUSTRY, ***I. A. E.

Abstract-In this investigation the PFM(Pulse Frequency Modulation) will be used for optimizing PWM inverter pulse pattern. In traditional the pulse frequency of PWM is kept const. But modulated PWM's frequency in this study, the sinusoidal inverter's performance should be improved. The PWM pulse pattern-s are definitely controlled so that the time-integral function of the voltage vectors in the space vector notation may show a circular locus. Further, performance index will be minimized because of minimizing distortion of output current. Finally, we will implement it using single-chip microprocessor.

1. 서 론

고속 반도체 스위칭 소자의 개발에 힘입어 PWM을 이용한 정현파 인버터가 AC 구동 분야에 널리 사용되고 있다. 특히 최근 들어서는 단일 칩 마이크로프로세서나 DSP 칩을 이용하여 스위칭 데드 타임의 조정 및 간결한 하드웨어와 소프트웨어 구성으로 PWM 펄스 패턴 최적화가 다양하게 이루어지고 있다.

전압원 인버터의 PWM 펄스 패턴을 최적화 하는 방법에는 반송파 주파수가 일정할 때, 펄스 위치에 의하여 PWM 펄스 패턴을 최적화 하는 방법과 반송파 주파수를 가변 시켜 최적화 하는 방법이 있으며 [3], 후자의 경우를 PFM(Pulse Frequency Modulation)이라하며 이때의 펄스 주파수와 펄스 폭은 동시에 조절되어 다양한 출력특성을 얻는다.

따라서 본 연구에서는 PFM기법의 적용으로 가변속 유도전동기의 구동시 문제점으로 나타난 고조파 손실요소 및 토오크 맥동의 최소화를 위한 출력파형의 발생기법에 관하여 논하였고, 특히 변조 정도(Modulation Depth)의 도입으로 인버터의 특성을 다양하게 선택하도록 선택범위를 넓히도록 하였다.

2. PWM 파형 발생 원리와 평가지수.

2-1. 준 원궤적법

순시 공간 벡터로 표현되는 3상 교류전압 벡터 V_n 을 식(1)과 같이 정의하고 출력할 수 있는 여섯개의 전압 벡터(V_1 - V_6)와 한 개의 영벡터(V_0 또는 V_7)를 그림1에 나타내었다.

$$V_n = (V_a + \alpha V_b + \alpha^2 V_c), \quad \alpha = \exp\left(\frac{j2\pi}{3}\right) \dots\dots\dots (1)$$

여기서 평가 벡터 U는 식(2)와 같이 V_n 의 시간 적분 함수로 정의된다.

$$U = \int V_n dt + U_0 \dots\dots\dots (2)$$

(2)식에서 평가 벡터 U는 인가하는 전압 벡터의 선택과 시간 폭에 의해 결정되는 궤적을 의미하며 만약 출력 전압이 순수한 정현파라 하면 평가 벡터의 궤적 U^* 는 다음과 같다.

$$U^* = -j(\sqrt{3} \frac{EM}{\omega}) \exp(j\omega t) \dots\dots\dots (3)$$

여기서 ω 는 인버터의 운용주파수이며, 변조지수 $M(0 < M < 1)$ 으로 출력 전압의 진폭을 제어 하면 U^* 는 순수 원궤적을 그리게 될 것이다. 이때 가급적이면 U^* 궤적에 근접하도록 전압 벡터 V_n 의 선택과, 그것의 적절한 인가시간의 조절로써 평가 벡터 U의 궤적이 제어될 수 있을 것이며, 이를 준 원궤적법(Quasi-circular Locus Method)이라 한다[1].

준 원궤적법의 전형적인 벡터 궤적을 그림2에 나타내었다. 여기서 ω 는 출력 벡터 전압의 위상각으로서 60° 의 주기성을 가진다. "o"표시는 영벡터 출력을 의미하며 전압 벡터 V_n 의 선택과 그 시간 폭의 조절은 모든 샘플링 간격 ΔT 에서 이루어진다. 샘플링 각 $\Delta\omega = \omega \Delta T$ 이다.

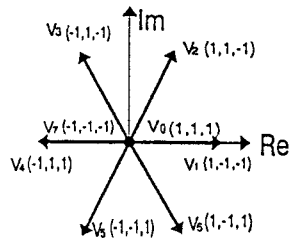


그림1. 전압 벡터의 종류

2-2. 평가지수

평가 지수를 정의하기 위해서 여러 벡터를 식(4)와 같이 도입하고 이를 그림3에 도시하였다.

$$\varepsilon = U - U^* \dots\dots\dots (4)$$

그림3(a)에서의 점선은 기준벡터 U^* 를 나타내고 실선은 평가 벡터 U이다. 이때 평가 벡터 U의 궤적은 모든 샘플링 순간에 있어서 시점(Point P)과 종점(Point Q)에서 기준 벡터 U^* 와 일치하도록 조절 된다. 만약 에라벡터 ε 가 그

림3(a)에서처럼 기준 벡터 U^* 와 함께 회전 하는 $r-\phi$ 좌표로 표현하면 이는 그림3(b)처럼 두개의 수직 성분으로 분할할 수 있을 것이다.

$$\epsilon = \epsilon_r + j\epsilon_\phi \quad \dots\dots\dots(5)$$

이때 m 번째의 샘플링 주기에 대한 평가 지수를 식(6)으로 정의하고, 전체의 평가 지수는 한 사이클에 대해 J_m 을 적분하여 (7)식과 같이 얻는다.

$$J_m = \int_{t_0}^{t_0+\Delta T} |\epsilon|^2 dt = \int_{t_0}^{t_0+\Delta T} (\epsilon_r^2 + \epsilon_\phi^2) dt = J_{mr} + J_{m\phi} \dots\dots\dots(6)$$

$$J = \int_0^{N\Delta T} |\epsilon|^2 dt = \sum_{m=1}^N J_m = \sum_{m=1}^N (J_{mr} + J_{m\phi}) = J_r + J_\phi \dots\dots\dots(7)$$

위 식에서 J 는 출력 전류의 왜곡을 또는 동손의 합을 나타내는 손실 요소에 해당하며 전동기의 소음과도 밀접한 관계가 있다. 따라서 최적 PWM 펄스 패턴 중의 하나가 평가지수 J 를 최소화 시킴으로서 가능하다. 또한 에러 벡터를 이루는 성분 ϵ_ϕ 는 유도 전동기가 구동될 때 토크 맥동의 진폭에 많은 영향을 주므로 이에 해당 하는 평가지수 J_ϕ 를 최소화 시켜서 다른 최적의 PWM 패턴을 발생 시키는 것이 가능할 것이다.

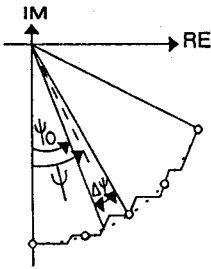


그림2. 준 원궤적법

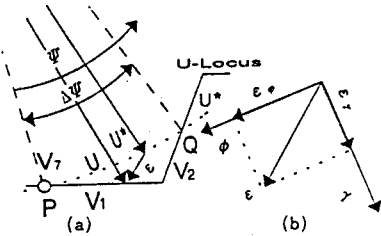


그림3. 스위칭 패턴

3. PFM을 이용한 PWM 펄스 패턴의 최적화

3-1. 펄스 주파수 변조(PFM)

인버터의 스위칭 수를 일정하게 유지하면서 평가 지수 J 를 최소화 시키는 PFM의 적용을 위해 식(8)과 같이 샘플링 시간을 정의한다. 이는 출력 전압의 전체 한 사이클을 N 부분으로 나눈 다음 인버터 운용 주파수 f 와 스위칭 수 N 을 사용하고, 제어각 θ 를 도입하면 샘플링 간격 ΔT 가 결정되어 진다.

$$\Delta T = \left(\frac{1}{Nf}\right)g(\theta) \dots\dots\dots(8)$$

즉, 스위칭 수가 일정할때 샘플링 주기 ΔT 는 변조함수 $g(\theta)$ 를 도입하여 제어하며 $g(\theta)$ 는 임의의 함수로서 60° 의 주기를 갖는다. 이는 매 $2\Delta T$ 간격마다 한개의 전압 펄스가 각각 2개의 위상에서 발생하게 되며, 이는 또한 최적화 J 값을 만들도록 (9)식과 같이 정현함수를 도입한다.

$$g(\theta) = 1 + \xi \cos(6\theta), \quad -1 < \xi < 1 \dots\dots\dots(9)$$

여기서 ξ 는 샘플링 간격 ΔT 의 시간 변화 범위를 나타내는 변조 정도(Modulation Depth)이다. 만약 ξ 가 0보다 크면 ΔT 값은 위상각 θ 가 30° 근처에 있을때 짧아지고 0° 와 60° 부근에서 길어진다. 반면에 ξ 가 0보다 작으면, ΔT 는 위상각 θ 가 30° 부근에 있을때 길어 지지만 0° 와 60° 부근에서 짧아진다. 그림3에서의 ψ 는 출력 전압 벡터의 위상각이며 각각의 샘플링 순간에 $\Delta\psi (= \omega\Delta T)$ 만큼 증가하므로 ΔT 값에 비례하여 증가하며, 제어각 θ 는 각각의 샘플링 순간에 일정 각도 $\Delta\theta (= 2\pi/N)$ 만큼 증가한다. 따라서, 위상각 θ 와 제어각 θ 는 매 60° 마다 서로 일치한다.

3-2. PFM에 의한 평가함수의 변화

변조정도(modulation depth)를 가변시켜 평가함수의 변화를 고찰하였다. ξ 가 0.277 일때 J , ξ 가 -0.35일때 J_ϕ 가 최소가 됨을 알 수 있었고, ξ 가 0이면 기존의 PWM 방법처럼 영벡터 시간은 위상각 θ 가 0° 와 60° 부근에 위치할 때 길어지고 반면 30° 부근에서는 짧아진다.

그러나, $-\xi$ 값을 가지면 영벡터의 지속 시간은 60° 기간상에서 평균화 되어 거의 같은 영벡터 시간을 가진다. 영벡터 시간을 가지기 때문에 에러 벡터의 성분 ϵ_ϕ 는 시간 폭에 비례하여 증가한다. J_ϕ 는 영벡터 시간이 증가함에 따라 감소할 것이며, 적당한 $-\xi$ 값을 가지는 PFM은 평가지수 J_ϕ 를 줄이는데 효과적이라 할 수 있다. 반면 $+\xi$ 값은 평가지수 J 를 줄이는데 기여하며, 변조지수 M 이 클 때 PFM의 효과는 더욱 커진다.

3-3. 왜곡율(Distortion Factor)

N 번째 고조파 까지를 고려할 때 출력의 고조파 왜율(HD)을 정의하면 다음과 같다.

$$HD = 100 \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^N \left(\frac{V_k}{k}\right)^2}}{V_1} \% \dots\dots\dots(10)$$

여기서, V_k 는 선간 전압의 k 번째 고조파의 진폭이고 HD는 전동기 전류의 왜율에 해당한다. 그림4는 HD와 고조파 차수의 관계를 나타낸 것이다. 여기서 ξ 값은 변조지수 M 이 1일 때 J 와 J_ϕ 에 대한 최적화 값이다. 그림에서처럼, 최적화된 평가지수 J 는 HD를 줄이고 특히 저차의 고조파를 감소시키지만 최적화된 J_ϕ 는 저차 고조파를 증가 시켜 HD 값을 나빠지게 한다.

3-4. 토크 맥동

인버터 출력 전압에 포함되는 고조파는 유도 전동기에서 토크 맥동을 발생 시키는데, 이는 전동기의 소음과 진동의 원인이 되므로 토크 맥동은 적게 하는 것이 좋다. PFM은 어느정도 까지 고조파의 분포 배열을 가능하게 하여 특정 주파수 범위에서의 고조파를 제거 하거나 최소화 하는 것이 가능하다. 참고문헌 [2][4][5]에서는 토크 맥동이 6n번째 차수의 고조파 성분 때문에 발생하고, 고조파 차수와 전압 고조파 진폭의 비율이 식(11)처럼 되면 6n번째 토크 맥동은 서로 상쇄된다고 밝히고 있다.

$$\frac{V_{6n+1}}{(6n+1)} = \frac{V_{6n-1}}{(6n-1)} \dots\dots\dots(11)$$

그림5와 그림6은 본 알고리즘 적용의 고조파 분석 결과와 토크맥동의 비교를 나타낸 것이다. 각각의 그림을 서로 비교해 본다면 전동기 전류의 왜곡을 감소가 항상 토크 맥동의 감소를 의미하는 것은 아님을 확인할 수 있다.

4. 알고리즘의 구성

PFM 제어를 통한 PWM 펄스 패턴의 계산과 발생은 3개의 ROM Table을 이용한 소프트웨어 기초 위에 수행되며 모든 스위칭 주기에 3개의 전압벡터, 즉 두개의 인접한 전압 벡터와 한개의 영벡터를 사용한다. $0^\circ < \psi < 60^\circ$ 에서 영벡터 인가 시간 t_0 와 V_1, V_2 벡터의 인가 시간 t_1, t_2 식(12)와 같이 결정된다.

$$\begin{aligned} t_0 &= \Delta T(1 - Mk_0(\psi)) \\ t_s &= \Delta T M k_s(\psi), \quad S=1,2 \dots \dots \dots (12) \end{aligned}$$

여기서, $k_1(\psi) = \cos(\psi + (\pi/6))$, $k_2(\psi) = \sin(\psi)$,

$k_0(\psi) = k_1(\psi) + k_2(\psi)$ 이고 ψ 에 대한 k_0, k_1, k_2 값을 Table1.에 저장한다. 그리고 θ 에 대한 코사인 함수, 즉 $\cos(6\theta)$ 는 Table2.에 저장 한다.

$$c(\theta) = \cos(6\theta), \quad 0 < \theta < \frac{\pi}{3} \dots \dots \dots (13)$$

또한, 변조지수 M에 대한 변조 정도 ζ , 스위칭 수 N을 Table3.에 저장한다. 결과적으로 만약 전체 왜곡율(THD) 감소가 주목적이라면 J에 대한 최적화 ζ 값을 사용하며, 토크 백동 감소를 주목적으로 할때는 J_0 에 대한 최적화 ζ 값 선택이 가능하다.

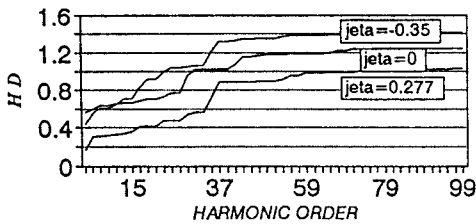
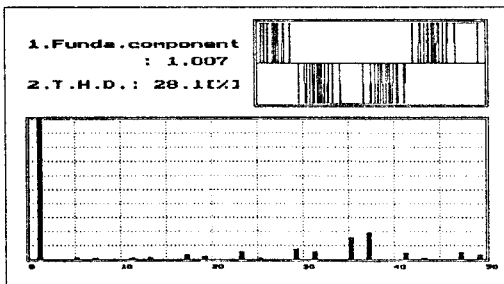


그림4. HD와 고조파 차수의 관계(N=72, M=1, f=60)

5. 결론

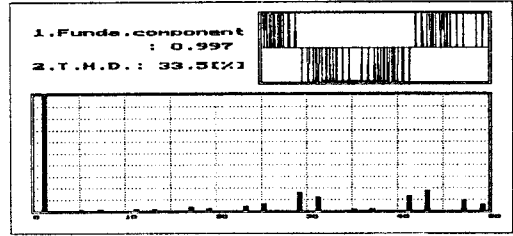
본 연구에서는 공간 전압벡터 PWM에 있어서, 유도 전동기의 전류 왜곡율이나 토크 맥동을 개선하기 위한 샘플링 주파수 가변, 스위칭 주파수 일정의 펄스 주파수 변조(PFM) 기법에 관하여 논하였다.

에라벡터의 최소화를 위해 적용된 준 원래적법의 적용과 함께, 평가지수의 최적화를 위해 도입된 변조정도 ζ 를 원하는 목적, 즉 유도 전동기의 토크 맥동, 또는 유도 전동기의 전류 고조파 최소화에 알맞게끔 변조정도를 선택할 수 있도록였다. 향후, 원활한 제어특성 및 토크 맥동의 저감이 확인되도록 계속된 실험을 행할 계획이다.

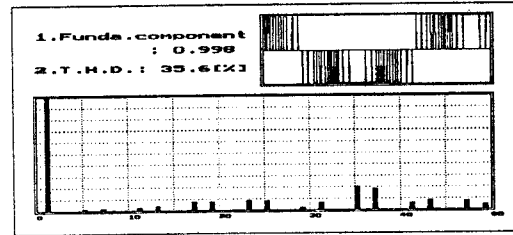


(a) $\zeta=0.277$

그림5. ζ 값에 따른 고조파 분석(N=72, M=1, f=60)



(b) $\zeta=0$



(c) $\zeta=-0.35$

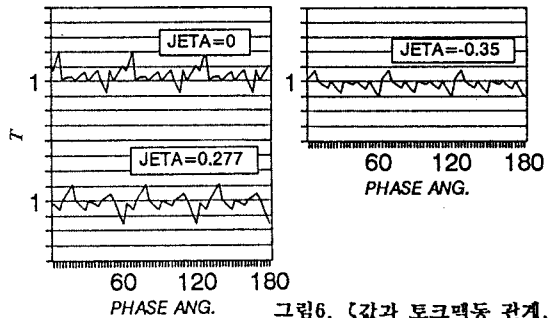


그림6. ζ 값과 토크맥동 관계.

* * 참고 문헌 * *

- [1]. Y. Iwaji, S. Fukuda, "Sinusoidal PWM Method Using a Single-chip Microprocessor", IECON'88/496.
- [2]. Y. Iwaji, S. Fukuda, "A Pulse Frequency Modulated PWM Scheme for Sinusoidal Inverter", National Conv. Rec. IEE Japan, 1990, pp. 5-106.
- [3]. Y. Iwaji, S. Fukuda, "Optimization Of PWM Pulse Pattern By arrier Frequency Modulation", in Conf. Rec. IEE Of Japan Industry Applications Society, 1989, p. 489.
- [4]. J.M.D. Murphy, Power Electronic Control of AC Motors", Pergamon Press, 1988, p. 238-243.
- [5]. Y. Murai et al., "New PWM Method for Fully Digitized inverter", IEEE. Trans. Industry Applications, Vol. IA-23, no. 5, P. 887, 1987.