

속도맥동 및 위치오차를 최소로 하는 전류원 TPWM 인버터의 변조도 결정

(Decision of Modulation Index of Current-Source TPWM Inverter for Minimization of Speed Ripple and Position Error)

具 本 鎬*, 權 宇 鉉**, 金 秀 重**.

(Bon Ho Koo, Wu Hyen Kwon, and Soo Joong Kim)

要 約

본 논문에서는 전류원 TPWM(trapezoidal PWM) 인버터에서 전류파형을 이중푸리에 전개한 후 속도 맥동 최대치(SRF)와 위치오차 최대치(PEF)에 적용하여 반주기당 펄스수에 대한 속도맥동과 위치오차를 최소로 하기 위한 변조도를 결정하였다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 일반적으로 많이 사용되는 구형파 변조방식과 TPWM 방식에서의 THD, SRF 및 PEF를 비교하였다. 그 결과, TPWM 방식 전류원 인버터에서의 우수한 제어방법이 선택되었다. 반주기당 펄스수가 3개일 때는 구형파 변조방식이, 5개이상에서는 TPWM방식이 속도맥동 및 위치오차 특성이 우수함을 알 수 있었다. 또한 기존의 THD(total harmonic distortion) 최소점인 변조도 1보다는 변조도 0.91 부근에서 위치오차 특성이 가장 우수하며 이때 속도맥동 특성 또한 최소가 됨을 알 수 있었다.

Abstract

In this paper, we determined the modulation index for minimization of speed ripple and position error using maximum speed ripple (SRF) and maximum position error (PEF) in current source TPWM inverter. Through computer simulation, we compared with total current harmonic distortion, SRF and PEF for square wave modulation method and TPWM method. As a result, it turns out that square wave modulation method is superior to TPWM method of 3 pulses per half cycle in speed ripple and position error contents. And TPWM is better than square wave method when pulse number is more than 5. Also, in these pulse numbers, modulation index of minimum speed ripple and minimum position error is 0.91.

I. 서 론

전동기의 가변속도제어에 대한 요구의 증대에 따라 전동기 구동장치에 대한 많은 연구가 진행되고 있다. 최근 싸이리스터 성능이 개선되고 새로운 전력용 반도체 소자들의 발달로 교류 전동기 구동 장치가 간단하면서도 정밀 속도제어가 가능하게 되었다.

*正會員, 慶州專門大學 電子科
(Dept. of Elec. Eng., Kyungjoo Ex. Jr College)

**正會員, 慶北大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Kyungpook Nat'l Univ.)

接受日字: 1989年 4月 27日

전압원인버터는 개회로 제어만으로 출력전압을 일정하게 할 수 있고, 출력측의 고주파 성분들을 줄이기 위한 임의의 펄스폭변조(pulse width modulation: PWM)를 할 수 있다는 장점을 가지고 있으나 출력측의 단락사고시 인버터 회로의 보호가 어려운 단점 또한 갖고 있다. 한편 전류원인버터에서는 이런 단점이 해결될 수 있으나 그 인버터회로가 항상 폐회로를 이루어야 하므로 임의의 PWM을 할 수 없어 출력에 큰 영향을 주는 저차 고조파 성분을 제거할 수 없으므로 유도 전동기의 구동시 전압원인버터에 비하여 토오크맥동과 속도맥동 및 위치오차 등이 크게 발생한다. 이러한 고조파 성분으로 인해 일어나는 여러 현상에 대한 해석과 개선방법이 연구되고 있다.¹⁻⁴⁾

인버터에서 발생하는 고조파의 크기는 PWM방법에 따라서 다르게 나타나므로 PWM방법과 그의 실현에 대한 연구가 많이 진행되어 왔다.⁵⁻⁷⁾ 먼저 구형파방식은 구현이 용이하나 많은 저차 고조파를 가지고 있는 단점을 갖고 있다. 고조파 함유량을 최소로 할 수 있는 OPWM(optimal PWM) 방식에서는 고조파는 감소시킬 수 있으나 펄스의 스위칭 각을 결정하기가 어렵고, 회로 구현시 각 출력 주파수에 해당하는 스위칭 패턴을 저장할 많은 메모리가 요구된다.⁸⁻¹⁰⁾ 삼각파와 사다리파를 이용한 TPWM(trapezoidal PWM) 방식은 마이크로프로세서등에 적용하여 온-라인 계산으로 구현이 가능하며 또한 구형파에서 삼각파 모양으로 변화가 용이하여 많이 사용된다.⁹⁾ 전류원인버터에서 PWM 결과 발생하는 토오크 맥동은 회전자의 회전속도에 주기적인 진동을 일으켜 원활한 회전운동을 방해한다. 따라서 속도맥동의 결과로 위치오차를 가져오게된다. 이러한 속도맥동과 위치오차는 전류원인버터를 견인장치, 전동공구 또는 로봇 구동장치등에 응용할 때 문제가 되고 있다.

본 논문에서는 전류원인버터에서 TPWM결과 발생하는 전류파형을 이중 푸리에 전개하여 기본파 성분과 제어신호가 포함하고 있는 고조파성분 및 제어신호의 변조에 의해 발생하는 고조파성분으로 표현하였다. 이 수식을 이용하여 TPWM에서 반주기당 펄스수에 대한 속도맥동 최대치 SRF와 위치오차 최대치 PEF의 최소값을 얻기 위한 TPWM의 변조도를 결정하였다. 그리고 일반적으로 많이 사용하는 구형파 변조방식과 TPWM방식에서의 THD와 SRF 및 PEF 특성을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 비교하였다. 그 결과 TPWM방식에서 반주기당 펄스수가 5개이상일 때는 구형파 변조방식보다 속도맥동과 위치오차 특성이 우수하며 특히 펄스수가 7개 이상에

서는 변조도가 0.91 부근에서 위치오차 및 속도맥동 특성이 우수함을 알 수 있었다.

II. 이 론

1. 전류원 TPWM인버터

전류원 인버터의 기본회로는 그림 1 과 같이 6개의 스위칭소자로 구성된 회로로 생각할 수 있다. TPWM방식에서 출력펄스의 발생방법은 그림 2 와 같이 삼각파와 사다리파의 비교에 의해 펄스의 0.1 및 폭이 결정된다.

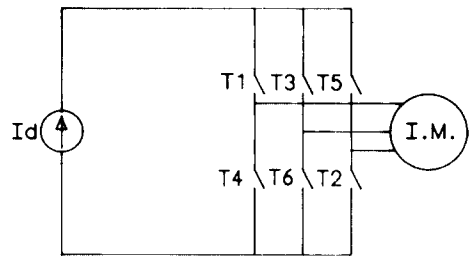


그림 1. 전류원 인버터의 기본구성
Fig 1. Basic circuit of current source inverter.

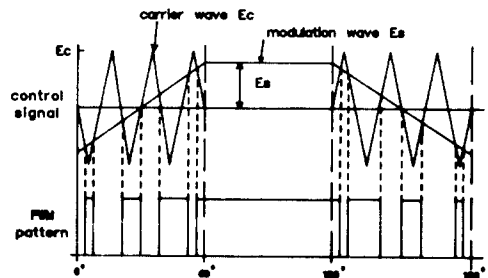


그림 2. PWM파형 발생
Fig 2. PWM waveform generation.

TPWM방식에서 고조파의 성분을 변화시키는 요인이 두 가지 있다. 고조파 성분은 첫째, 반주기 내의 펄스 수에 따라 변화한다. 둘째, 제어신호의 크기 E_s 와 변조신호의 크기 E_c 의 비율 즉 변조도 M 에 따라 변화된다. M 은 아래와 같이 표현된다.

$$M = E_s / E_c$$

전류원인버터에서는 전압원인버터와는 달리 3상 전류파형을 얻기 위해서는 KCL과 KVL을 만족하여

야 하므로 본 논문에서는 다음과 같은 조건^[11]을 만족하도록 TPWM을 하여야 한다.

가. 60도에서 120도 사이는 PWM하지 않는다.

나. PWM파형은 1/2파 대칭과 1/4파 대칭을 이루어야 한다.

다. PWM파형은 0도에서 60도 사이는 30도를 기준으로 반대칭을 이루며 120도에서 180도 사이는 150도를 중심으로 반대칭을 이루어야 한다.

사다리파는 그림 3에서와 같이 나타나며 이는 삼각파에서 진폭을 제한하여 발생시킬 수 있어 구현은 간단하나 파의 불연속에 의한 적분구간의 증가로 수치적인 해석은 어렵게 된다. 그러나 K. Taniguchi^[9] 등에 의하여 해석되어진 전압원 인버터 TPWM 수치해석방법을 적용하여 변조도에 따라 삼각파구간, 직선구간으로 구분한 후 해석한다.

구간 1 [0, π/3]

$$\phi_{1a} = \pi M/2 - 3M Y$$

$$\phi_{1b} = \pi (2-M)/2 + 3M/Y$$

구간 2 [π/3, 2π/3]

$$\phi_{2a} = 0$$

$$\phi_{2b} = 2\pi$$

구간 3 [2π/3, π]

$$\phi_{3a} = -\pi (2+5M)/2 + 3M Y$$

$$\phi_{3b} = 5\pi M/2 - 3M Y$$

구간 4 [π, 4π/3]

$$\phi_{4a} = 7\pi M/2 - 3M Y$$

$$\phi_{4b} = \pi (2-7M)/2 + 3M Y$$

구간 5 [4π/3, 5π/3]

$$\phi_{5a} = 0$$

$$\phi_{5b} = 2\pi$$

구간 6 [5π/3, 2π]

$$\phi_{6a} = -\pi (2+11M)/2 + 3M Y$$

$$\phi_{6b} = 11\pi M/2 - 3M Y$$

펄스열의 푸리에 전개는 W_{ct} 와 W_{st} 의 이중 푸리에 전개로 표현되므로 상 전류는 I_u 는

$$I_u(\omega_{ct}, \omega_{st}) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\pm\infty} K_{mn} * E\{X, Y\} \quad (1)$$

로 나타낼 수 있다.

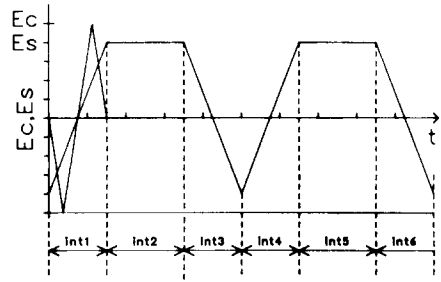


그림 3. 사다리꼴 변조신호
Fig 3. Trapezoidal modulation signal.

각 구간의 위상각을 이용하면 K_{mn} 은

$$K_{mn} = I_d / (2\pi)^2 * \left[\int_c^{2\pi} \int_a^{\phi_b} E\{X, Y\} dx dy \right]$$

$$= I_d / (2\pi)^2 * \left[\int_0^{1/3\pi} \int_{2/3\pi}^{\phi_{1b}} E\{X, Y\} dx dy + \int_{1/3\pi}^{2/3\pi} \int_{\phi_{2a}}^{\phi_{2b}} E\{X, Y\} dx dy + \int_{2/3\pi}^{\pi} \int_{\phi_{3a}}^{\phi_{3b}} E\{X, Y\} dx dy - \int_{\pi}^{4/3\pi} \int_{\phi_{4a}}^{\phi_{4b}} E\{X, Y\} dx dy - \int_{4/3\pi}^{5/3\pi} \int_{\phi_{5a}}^{\phi_{5b}} E\{X, Y\} dx dy - \int_{5/3\pi}^{2\pi} \int_{\phi_{6a}}^{\phi_{6b}} E\{X, Y\} dx dy \right] \quad (2)$$

으로 표현된다. 여기서 $E\{X, Y\}$ 는 $e^{-j(mX+nY)}$ 이다. 식 (2)로부터 K_{mn} 을 구하여 식 (1)에 대입하여 정리하면 I_u 는

$$I_u(W_{ct}, W_{st}) = 1/\pi^2 * [6\sqrt{3}M + 3(1-M)\pi] * \sin(W_{st})$$

$$+ \sum_{n=3, 5}^{\infty} 2/\pi^2 * [16M/n^2 * \cos(n\pi/6) + \pi(1-M)/n * \sin(n\pi/6)] * \sin(n\pi/2) + \pi(1-M)/n * \sin(n W_{st})$$

$$+ \sum_{m=1, 3}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm\infty} A_{mn} * \cos(m\omega_{ct} + nW_{st})$$

$$+ \sum_{m=2, 4}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm\infty} B_{mn} * \sin(m W_{ct} + n W_{st}) \quad (3)$$

$$A_{mn} = \begin{cases} (E_1 + F_3) * \sin(n\pi/2) + 6MG, & n \neq 3m \\ 2/(3m\pi) * \sin(n\pi/2), & n = \pm 3m \end{cases}$$

$$A_{mn} = \begin{cases} (F_1 + F_2) * \sin(n\pi/2) + 6mMG, & n \neq 3m \\ 2/(3m\pi) * \sin(n\pi/3) * \sin(n\pi/2), & n = \pm 3m \end{cases}$$

$$B_{mn} = \begin{cases} (-F_1 + F_2) * \sin(n\pi/2) + 2nG, & n \neq 3m \\ \pm 2 / (3m\pi) * \sin(n\pi/3) * \sin(n\pi/2), & n = \pm 3m \end{cases}$$

$$F_1 = 2 / [m(n + 3m)\pi^2] * \cos[(n - 3m)\pi/6]$$

$$F_2 = 2 / [m(n - 3m)\pi^2] * \cos[(n + 3m)\pi/6]$$

$$G = -2 / [m(n^2 - 9m^2M^2)\pi^2] * \sin[mM\pi/2]$$

이다. 식(3)은 전압원 TPWM 파형과 비슷한 형태이며, 1항은 기본파이고 2항은 사다리파형에 따른 고조파 성분이며 3항과 4항은 변조파와 사다리파와의 변조에 의한 고조파 성분을 나타낸다. 식(3)을 이용하면 변조도 M과 ω_s 와 ω_c 의 비인 펄스수를 알면 전류원 TPWM 파에 대한 고조파 성분들의 크기를 직접 계산할 수 있다. 또한 시뮬레이션으로 구할 수 없는 PWM 펄스수가 무한대인 이상적인 경우에 대해서도 그 해를 구할 수 있으며, 이때의 TPWM 방식에서 변조도에 따른 고조파 성분들의 크기 양상은 그림 4와 같다.

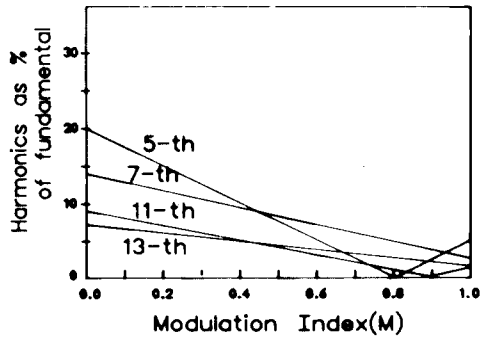


그림 4. TPWM의 고조파 성분
Fig. 4. Harmonic component of trapezoidal PWM.

그림 4는 식(3)의 3항과 4항을 무시한 이상적인 경우의 최적상태이나, 전압원인버터의 경우와는 다르게 저차 고조파의 영향이 아주 크게 나타나고 있다. 따라서 전류원인버터에서는 변조파를 많이 넣어도 저차 고조파 성분이 비례적으로 감소하지 않고 항상 존재하여 토오크 맥동, 속도 맥동 그리고 위치오차를 가져온다.

2. 고조파 해석

(1) 총 전류 고조파 왜곡

총 전류 고조파 왜곡 THD는 기본파 전류 성분에 대한 고조파 전류 성분의 비율로 나타낼 수 있으며,

$$THD = \frac{1}{I_{r1}} \sqrt{\sum_{n=3,5,\dots} I_{rn}^2} \quad (4)$$

으로 나타낸다. 식(4)를 이용하여 반 주기당 펄스수와 변조도에 따른 THD를 나타내면 그림 5와 같다. 그림 5에서 전류원인버터에서는 M이 1일때가 THD가 가장 적음을 알 수 있다. 그러나 고차 고조파와 저차 고조파가 기본파에 미치는 영향의 정도를 알 수 없고 발생하는 고조파 성분의 위상을 고려하지 않았으므로 전류원인버터에서의 중요한 계수 즉 속도맥동 및 위치오차등을 최소화하는데 적합하지 않는다.

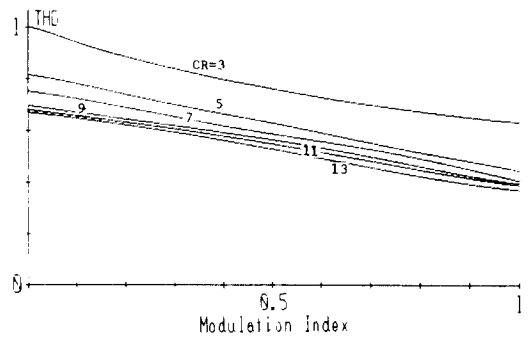


그림 5. TPWM에 대한 총고조파 왜곡률
Fig. 5. THD of TPWM.

(2) 속도맥동(speed ripple)

PWM결과 발생하는 고조파 토오크 성분은 회전자의 운동에 주기적인 맥동을 가져온다. 그림 6은 토오크 맥동성분, 속도맥동 그리고 위치오차 사이의 관계를 나타낸다. 마찰과 편차를 무시할 때 회전자 속도맥동 성분 $\omega_{rip}(t)$ 를 토오크 맥동성분 $T_p(t)$ 으로 표시하면

$$\omega_{rip}(t) = \frac{1}{J} \int_0^t T_p(\tau) d\tau \quad (5)$$

이다. 여기서 J는 관성을 나타낸다. 따라서 회전자의 순간적인 속도맥동의 최대치를 기본파 전류의 크기 I_{s1} 으로 표준화시킨 것을 SRF라 하며, SRF는

$$SRF = \text{peak to peak value of } \left\{ \frac{1}{I_{s1}} \int_0^t T_p(\tau) d\tau \right\}$$

으로 정의할 수 있다.

그림 6은 1상에서 TPWM파와 기본파에 의한 속

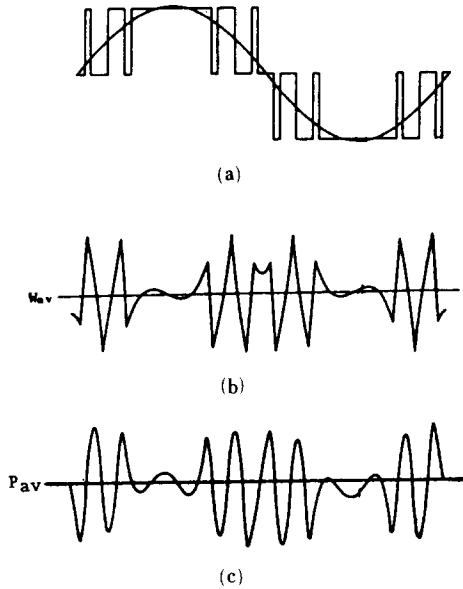


그림 6. 고정자 전류파형에 대한 속도맥동 및 위치오차함수
 (a) 선전류 및 기본파전류
 (b) 속도맥동
 (c) 위치오차

Fig. 6. Derivation of speed ripple and position error function for a typical stator current waveform.
 (a) line current and fundamental current.
 (b) speed ripple.
 (c) position error.

도맥동 및 위치오차를 나타낸 것이다. 그림 6 에서 토오크 맥동은 상전류에서 기본파를 제외한 값과 같으므로 스위칭 각 α_k 에 따른 속도맥동 함수 $SF(\alpha_k)$ 는 다음과 같이 표현된다.^[2]

$$SF(\alpha_k) = [I_{sk}(\alpha_k - \alpha_{k-1}) - I_{s1} \{ \cos(\alpha_{k1}) + \cos(\alpha_k) \} + SF(\alpha_{k1})] / I_{s1} \quad (7)$$

여기서 $k1$ 는 $k-1$ 이며, I_{sk} 는 α_{k1} 과 α_k 사이의 상전류 순시값이다. α_k 는 토오크 맥동이 0일 때이며 스위칭 각과 동일하다. 3상에 있어서 속도맥동은 60도를 중심으로 대칭을 이루므로 α_k 는 반주기당 펄스수를 R 이라 할 때 $R+1$ 개만 고려하면 되며, 이때 α_{R+1} 은 항상 60도이다. 그리고 처음 1/4 주기에 존재하는 α_k 는 아래와 같다.

$$\alpha_k(k, M, R) = (\pi/6) [|2k-2+(-1)^{k+1}M| / \{ R-1+(-1)^{k+1}M \}] \quad k=1, 2, \dots, R \quad (8)$$

그러므로 SRF는

$$SRF = \text{peak to peak value of } [SF(\alpha_k)] \quad (9)$$

이다. 식 (7), (8) 과 (9)를 이용하여 반 주기당 펄스수와 변조도에 따른 SRF를 나타내면 그림 7 과 같다. THD의 경우와는 다르게 변조도가 1이 아닌 다른 변조도에서 최소 속도맥동이 나타남을 보여주고 있으며 반 주기당 펄스수에 따라 일정 변조도 이상에서는 회전자 속도맥동의 크기가 거의 일정하게 나타남을 알 수 있다.

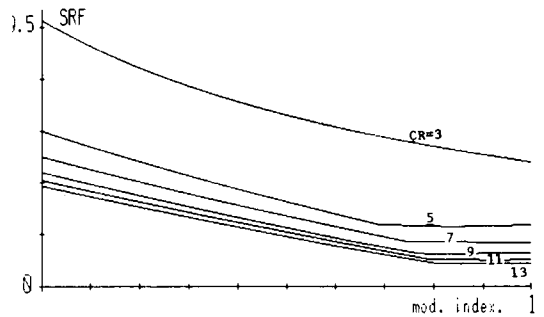


그림 7. TPWM의 변조도에 대한 속도맥동의 최대치

Fig. 7. SRF for TPWM modulation index.

(3) 위치오차(position error)

회전자 속도가 평균값에서 주기적인 맥동을 하면 회전자 위치에 영향을 주어 위치오차를 수반하게 된다. 회전자 위치오차 $P_{err}(t)$ 를 속도맥동 성분으로 표시하면

$$P_{err}(t) = \int \omega_{rip}(\tau) d\tau \quad (10)$$

이다. 그러므로 위치오차최대치(PEF)를 아래와 같이 정의할 수 있다.

$$PEF = \text{peak to peak value of } [1/I_{s1} \int \omega_{rip}(\tau) - \omega_{av} \{ d\tau]$$

$$\omega_{av} = 3/\pi \sum \int \omega_{rip}(\tau) d\tau \quad k=1, 2, \dots, R+1 \quad (11)$$

여기서 ω_{av} 는 평균속도맥동을 나타낸다. 식(5),(7)을 이용하면 위치오차함수 $PF(\alpha_p)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$PE(a_p) = 1/|s_1| \{ |I_{sk}(a_p - a_{p1})|^2 / 2 + (a_p - a_{p1}) \{ SF(a_{p1}) - \omega_{av} \} - \{ (a_p - a_{p1}) \cos(a_{p1}) - \sin(a_p) + \sin(a_{p1}) \} \} \quad (12)$$

$$P = 1, 2, \dots, 2R$$

$$P = \begin{cases} \text{odd} : \text{순간 속도 맥동이 peak value 일 때} \\ \text{even} : \text{순간 속도 맥동이 } \omega_{av} \text{ 일 때} \\ 2R : \alpha_p = \pi/3 \\ 0 : \alpha_p = 0 \end{cases}$$

그러므로 위치오차 최대치(PEF)는

$$PEF = \text{peak to peak value of } [PE(a_p)] \quad (13)$$

이다. 식(12)와 (13)을 이용하여 반주기당 펄스수와 변조도에 따른 PEF를 나타내면 그림 8 과 같다. 속도 맥동의 경우와 같이 변조도가 1이 아닌 다른 변조도에서 최소위치오차가 나타남을 보여주고 있다. 표 1 은 TPWM에서 THD, SRF 및 PEF가 각각 최소가 되는 변조도에서의 크기를 구형파 변조와 비교하여 나타내었다.

표 1 에서 알 수 있듯이 THD는 구형파 변조방식이 TPWM 변조방식보다 좋다. 그러나 회전자 속도 맥동과 위치오차는 THD와 비례하여 나타나는 것이 아니라 불규칙적으로 최소값을 갖는 변조도를 갖는다. 그러므로 유도전동기 운용시 반주기당 펄스수에 따라 속도맥동과 위치오차가 각각 최소인 변조도로 바꾸어주며 운용하여야 한다. TPWM 방식에서 반주기당 펄스수가 3개일 때는 구형파 방식보다 속도맥동과 위치오차의 특성이 나쁘지만 5개 이상에서는 구형파 방식보다 우수한 특성이 나타남을 알 수 있다. 또한 TPWM 방식에서 반주기당 펄스수가 7개 이상

표 1. 총 고조파 왜곡율, 속도맥동함수 및 위치오차함수의 비교.

Table 1. Comparison of THD, SRF and PEF.

	square wave (SW)						
	3	5	7	9	11	13	
M	1	1	1	1	1	1	
THD	0.303	0.632	0.445	0.408	0.397	0.391	0.372
1/SW	1	2.09	1.47	1.35	1.31	1.29	1.23
min. of SRF	0.134	0.241	0.119	0.084	0.065	0.053	0.045
THD 1/SW	1	1.80	0.89	0.63	0.47	0.40	0.33
PEF	0.165	0.355	0.109	0.047	0.036	0.029	0.027
1/SW	1	2.15	0.66	0.28	0.22	0.18	0.16
M	1	0.84	1	0.82	0.95	1	
THD	0.632	0.505	0.408	0.455	0.405	0.372	
1/SW	2.09	1.67	1.35	1.50	1.34	1.23	
min. of SRF	0.241	0.116	0.084	0.064	0.052	0.045	
SRF 1/SW	1.80	0.86	0.63	0.46	0.39	0.33	
PEF	0.355	0.086	0.047	0.034	0.023	0.027	
1/SW	3.15	0.52	0.28	0.21	0.14	0.16	
M	1	0.77	0.91	0.91	0.92	0.91	
THD	0.632	0.528	0.449	0.424	0.412	0.392	
1/SW	2.09	1.74	1.48	1.40	1.36	1.29	
min. of SRF	0.241	0.117	0.086	0.064	0.052	0.045	
PEF 1/SW	1.80	0.87	0.64	0.46	0.39	0.33	
PEF	0.355	0.079	0.040	0.024	0.021	0.018	
1/SW	2.15	0.47	0.24	0.15	0.13	0.11	

SW : square wave

1/SW : normalized of square wave

일 때는 변조도가 0.91 부근에서 위치오차 특성이 가장 우수하며 속도맥동도 아주 우수한 상태가 됨을 알 수 있다.

III. 시뮬레이션 및 고찰

전류원인버터로 구동되는 유도전동기에서의 속도 맥동, 위치오차를 d-q 모델 (direct-quadrature model) 을 사용하여 시뮬레이션한다.

3상 변수들에 대한 d-q 축 변환은 아래와 같다.

$$f_{qdo} = K_s f_{uvw} \quad (14)$$

$$K_s = 2/3 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2/3\pi) & \cos(\theta + 2/3\pi) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2/3\pi) & \sin(\theta + 2/3\pi) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

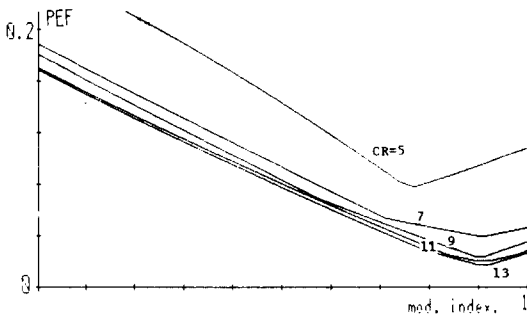


그림 8. TPWM의 변조도에 대한 위치오차의 최대치

Fig. 8. PEF of TPWM modulation index.

$$\theta = \int_0^t \omega dt + \theta(0)$$

d-q축 변환에서 정지 기준 좌표축으로 하여 q와 u를 일치시키면 θ 를 0로 둘 수 있으므로 식 (14)와 (15)를 이용하면

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + p X_s/X_b & 0 & p X_m/\omega_b & 0 \\ 0 & r_s + p X_s/X_b & 0 & p X_m/\omega_b \\ p X_m/\omega_b & -\omega_r X_m/\omega_b & r_r + p X_m/\omega_b & -\omega_r X_r/\omega_b \\ \omega_r X_m/\omega_b & p X_m/\omega_b & \omega_r X_r/\omega_b & r_r + p X_m/\omega_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \\ I_{qr} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (16)$$

가 된다. 전류원인버터에서는 식(16)에서 아래 두 식만 이용하여 회전자식으로 표현하면

$$\omega_r X_m I_{ds} - p X_m I_{qs} = p X_r I_{qr} + r_r/\omega_b I_{dr} - \omega_r X_r I_{dr} \quad (17)$$

$$-\omega_r X_m I_{qs} - p X_m I_{ds} = p X_r I_{qr} + r_r/\omega_b I_{dr} + \omega_r X_r I_{qr} \quad (18)$$

이다. 여기서 X_r 은 회전자 자화 리액턴스, X_s 는 고정자 자화 리액턴스, X_m 은 상호 리액턴스, r_r 과 r_s 는 각각 회전자와 고정자의 누설 저항 성분, p 는 미분항을, 그리고 ω_b 는 기본 주파수를 나타낸다. 그러므로 고정자 미분항을 없애기 위하여 새로운 변수 I_q, I_d 를

$$I_q = I_{qr} + X_m/X_r I_{qs} \quad (19)$$

$$I_d = I_{dr} + X_m/X_r I_{ds} \quad (20)$$

로 표현하면 식 (19)와 (20)은

$$I_{qr} = I_q - X_m/X_r I_{qs} \quad (21)$$

$$I_{dr} = I_d - X_m/X_r I_{ds} \quad (22)$$

$$p/\omega_b I_{qr} = p/\omega_b I_q - X_m/X_r p/\omega_b I_{qs} \quad (23)$$

$$p/\omega_b I_{dr} = p/\omega_b I_d - X_m/X_r p/\omega_b I_{ds} \quad (24)$$

가 된다. 그러므로 식 (21), (22), (23) 그리고 (24)를 식(17)과 (18)에 대입하면 전류원인버터에서의 상태방정식은

$$P \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_r \omega_b/X_r & \omega_r \\ -\omega_r & -r_r \omega_b/X_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \end{bmatrix} + r_r X_m \omega_b/X_r^2 \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \end{bmatrix} \quad (25)$$

으로 표현된다. 출력 토오크 T_e , 회전자 속도 ω_r 그리고 회전자 위치 P_o 는

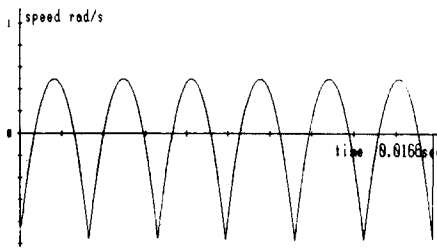
$$T_e = \frac{3 \text{pole}}{4} X_m (I_{qs} I_d - I_{ds} I_q) \quad (26)$$

$$\omega_r = \frac{1}{J} (T_e - T_l) dt \quad (27)$$

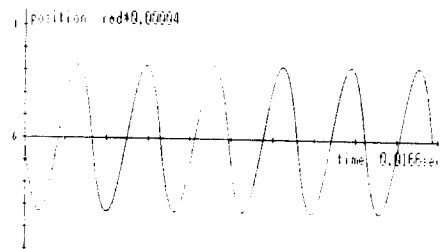
$$P_o = \frac{1}{J} (T_e - T_l) dt dt \quad (28)$$

가 된다. T_l 은 부하 토오크를 나타낸다. 그러므로 식 (25), (26), (27) 그리고 (28)을 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션한다.

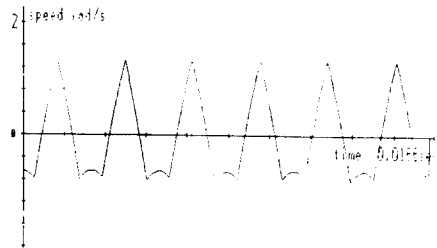
그림 9는 구형파 변조방식과 TPWM 방식에서 반주기당 펄스수에 따라서 SRF가 최소인 변조도에서의 속도맥동 특성이며 그림 10은 PEF가 최소인 변조도에서의 위치오차 특성을 나타낸다. 쉽게 볼 수 있도록 하기 위하여 그림 (9-b), (10-b)는 1/2 배로 축소한 그림을 나타내었으며 그림 10의 (c), (d)와 (e)는 2배로 확대한 그림을 나타내었다. 그림에서 보면 TPWM 변조방식에서 반주기 당 펄스수가 3개일 때는 구형파 변조방식보다 속도맥동과 위치오차 특성이 좋지 못하나 5개 이상일 때는 구형파 방식보다 특성이 우수하며, 수치적 해석에 의해 구한 표 1의 결과와 정량적으로 일치함을 보여준다. 그림 11과 12는 TPWM 방식에서의 반주기당 펄스수가 5개 일때 THD SRF 그리고 PEF가 최소인 변조도에서의 속도맥동 특성과 위치오차 특성을 나타낸 그림이다. 그림에서 최소 THD의 변조도에서의 속도맥동 및 위치오차 특성이 SRF와 PEF가 최소인 변조도에서보다 좋지 못함을 알 수 있으며, 이는 표 1의 수치와 일치함을 보여준다. 따라서 TPWM 방식에서 속도맥동과 위치오차를 최소로 하려면 SRF와 PEF가 최소가 되도록 변조도를 옮겨 주어야 한다. 특히 PEF가 최소인 변조도에서 속도맥동 특성도 우수함을 알 수 있었다. 따라서 본 논문에서 사용한 SRF와 PEF는 전류원 TPWM 인버터의 속도맥동과 위치오차를 평가 할 수 있는 한 방법임을 알 수 있다.



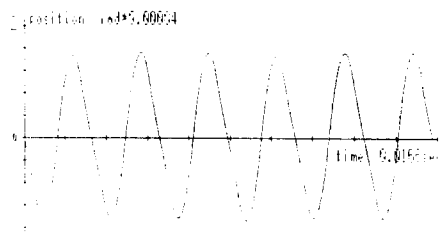
(a) square wave. (SW).



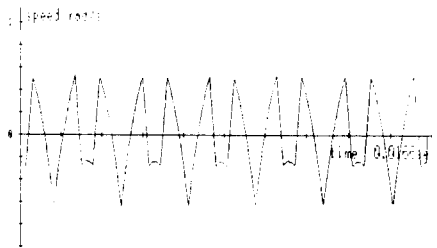
(a) square wave. (SW)



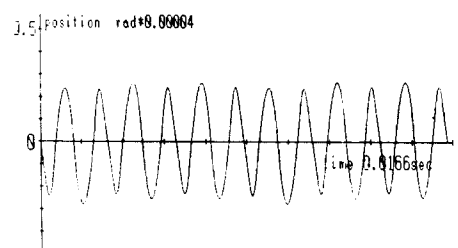
(b) TPWM. (R=3, M=1, 1/SW=2).



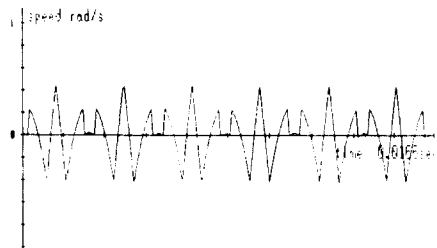
(b) TPWM. (R=3, M=1, 1/SW=2)



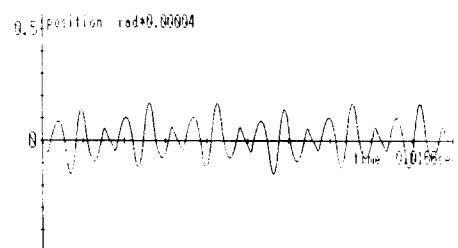
(c) TPWM. (R=5, M=0.84, 1/SW=1).



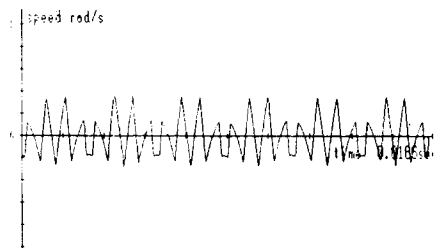
(c) TPWM. (R=5, M=0.77, 1/SW=0.5)



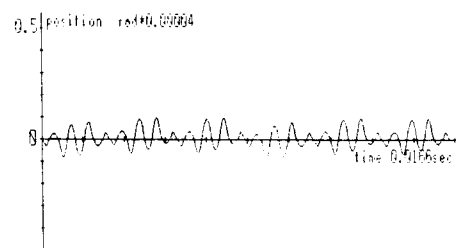
(d) TPWM. (R=7, M=1, 1/SW=1)



(d) TPWM. (R=7, M=0.91, 1/SW=0.5)



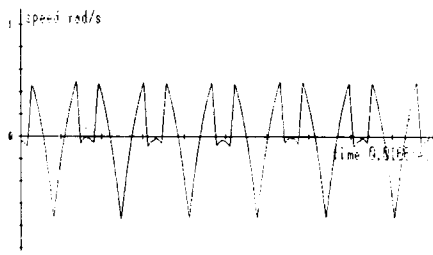
(e) TPWM. (R=9, M=0.82, 1/SW=1)



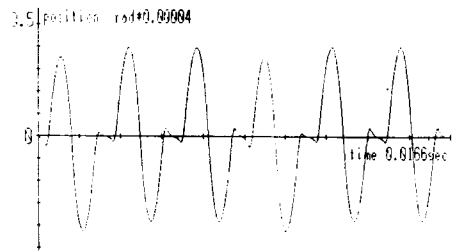
(e) TPWM. (R=9, M=0.91, 1/SW=0.5)

그림 9. 구형파와 TPWM에 대한 속도맥동
Fig. 9. Speed ripple of square wave and TPWM.

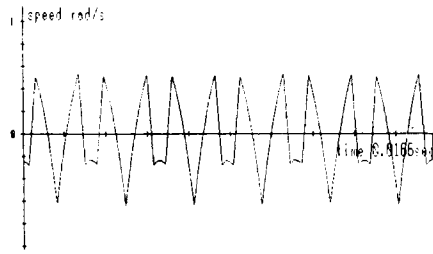
그림 10. 구형파와 TPWM에 대한 위치오차
Fig. 10. Position error of square wave and TPWM.



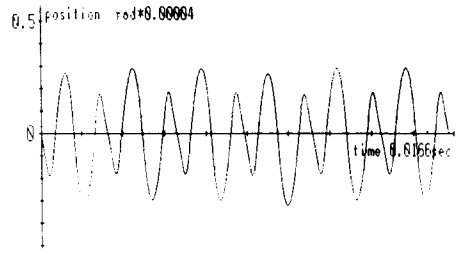
(a) M=1.



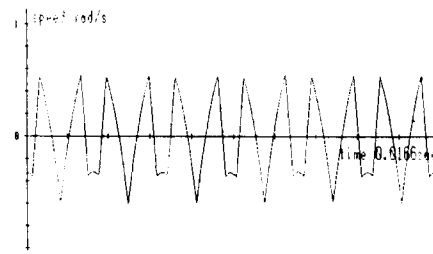
(a) M=1.



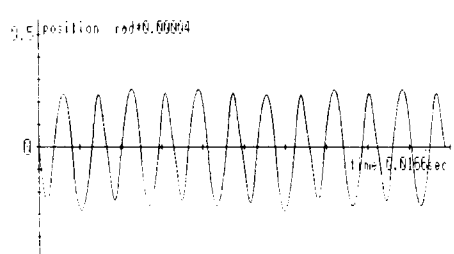
(b) M=0.84



(b) M=0.84



(c) M=0.77



(c) M=0.77

그림11. TPWM에 대한 속도맥동 (R=5)
Fig. 11. Speed ripple of TPWM. (R=5)

그림12. TPWM에 대한 위치오차 (R=5)
Fig. 12. Position error of TPWM. (R=5)

IV. 결 론

본 논문에서는 전류원인버터에서 TPWM결과 발생하는 전류파형을 이중 푸리에 전개하여 기본과 성분과 제어신호가 포함되어 있는 고조파성분 및 제어신호의 변조에 의해 발생하는 고조파성분으로 표현하였다. 이 수식을 이용하여 TPWM에서 반주기당 펄스수에 대한 속도맥동 최대치 SRF와 위치오차 최대치 PEF의 최소값에 대한 TPWM의 변조도를 결정하였다. 또한 전류원인버터로 구동되는 유도전동기의 속도맥동과 위치오차 특성을 컴퓨터 시뮬레이션하여 구형파 변조방식과 TPWM방식에서 THD, SRF 및 PEF를 구하여 다음과 같은 결론을 얻었다. 본 논문에서 사용한 SRF와 PEF가 시뮬레이션 결과 전류원인버터에서는 THD보다는 우수한 평가함

수임이 확인되었으며, THD가 최소가 되는 변조도보다 SRF와 PEF가 최소가 되는 변조도에서 속도맥동이나 위치오차가 적어짐을 알 수 있었다. 또한 TPWM에서 반주기당 펄스수가 3개일 때는 구형파 변조방식보다 속도맥동과 위치오차 특성이 좋지 못하나 5개 이상일 때는 구형파변조방식보다 특성이 우수하였다. 그리고 펄스수가 7개 이상일 때는 변조도가 0.91부근에서 위치오차 특성이 가장 우수하며 속도맥동 특성도 우수하였다. 또한 TPWM에서 THD는 변조도가 1일때 가장 좋으나 SRF와 PEF는 1이 아닌 다른 변조도에서 최소가 됨을 알 수 있다. 그리고 유도전동기의 운용시 위치오차가 최소인 변조도에서 운용하는 것이 속도맥동이 최소인 변조도에서 운용하는 것보다 동작 특성이 개선되어 진다.

부 록

사용된 유도 전동기의 정격 및 상수

전압 : 220V, 3상, 60Hz

전력 : 3 마력, 4 극

고정자 저항 (R_s) : 0.435Ω

회전자 저항 (R_r) : 0.816Ω

고정자 인덕턴스 (L_s) : 2mH

회전자 인덕턴스 (L_r) : 2mH

상호 인덕턴스 (L_m) : 69.3mH

부하 토오크 (T_L) : 3.0Nm

부하 관성 (J) : 0.025kg m²

參 考 文 獻

[1] E.P. Cornell and T.A. Lipo, "Modeling and design of controlled current motor drive systems," *IEEE Trans. IA.*, vol. IA-13, pp. 321-330, Jul. 1977.

[2] F.C. Zach, R. Martinez, S. Keplinger, and A. Seiser, "Dynamically optimal switching patterns for PWM inverter drives. (for minimization of the torque and speed ripple)," *IEEE Trans. IA.*, vol. IA-21, no. 4, pp. 149-158, Jul. 1984.

[3] T.H. Chan and H. Tomita, "The principle of eliminating pulsating torque in current source induction motor system," *IEEE Trans. IA.*, vol. IA-17, no. 2, pp. 160-166, Mar. 1981.

[4] T.A. Lipo and E.P. Cornell, "State-variable steady-state analysis of a controlled current induction motor drive," *IEEE Trans. IA.*, vol. IA-11, pp. 704-712, Nov. 1975.

[5] R.E. Betz, R.J. Evans and B.J. Cook, "Optimal pulsewidth modulation for current source inverters," *IEEE Trans. IE.*, vol. IE-33, no. 3, pp. 318-324, Aug. 1986.

[6] G.S. Buja and G.B. Indri, "Optimal pulsewidth modulation for feeding AC motors," *IEEE Trans. IA.*, vol. IA-13, no. 1, Jan/Feb. 1977.

[7] G.S. Buja, "Optimal output waveforms in PWM inverters," *IEEE Trans. IA.*, vol. JA-16, no. 6, Nov/Dec. 1980.

[8] S.R. Bowes and R. Bullough, "Steady-state performance of current fed pulse-width-modulation inverter drives," *IEE Proc. B. Electr. Power Appl.*, vol. 131, pp. 113-132, May. 1984.

[9] K. Taniguchi and H. Irie, "Trapezoidal modulation signal for three phase PWM inverter," *IEEE Trans. IE.*, vol. IE-33, pp. 193-200, May. 1986.

[10] S.R. Bowes and R.I. Bullough, "Optimal PWM microprocessor controlled current-source inverter drives," *IEE Proceedings*, vol. 135, Pt. B, no. 2, pp. 59-75, Mar. 1988.

[11] C. Namuduri and P.C. Sen, "Optimal pulsewidth modulation for current source inverters," *IEEE Trans. IA.*, vol. IA-22, no. 6, pp. 1052-1072, Nov/Dec. 1986.

[12] S.R. Bowes and R.I. Bullough, "Harmonic minimization in microprocessor controlled current fed inverter drives," *IEE Proceedings*, vol. 134, pt. B, no. 1, Jan. 1987.

著 者 紹 介

具 本 鎭 (正會員) 第26卷 第5號 參照
 현재 경주전문대학 전자과 전
 임강사

金 秀 重 (正會員) 第26卷 第7號 參照
 현재 경북대학교 전자공학과
 교수

權 宇 鉉 (正會員) 第26卷 第5號 參照
 현재 경북대학교 전자공학과
 부교수