

실시간 최적 제어가 가능한 새로운 직접 디지털 PWM 기술

A New Real-Time Optimal Direct Digital PWM Technique

황재호, 최익*, 권순학**, 박귀태***

*한국과학기술연구원 정보전자연구부 (Tel: 958-5748; Fax: 958-5749; E-mail: raycell@amadeus.kist.re.kr)
**영남대학교 전기전자공학부(Tel: 053-810-3514; Fax: 053-813-8230; E-mail: shkwon@ynuucc.yeungnam.ac.kr)
***고려대학교 전기공학과(Tel: 920-1538; Fax: 923-1325)

Abstracts This paper describes a new pulse width modulation (PWM) scheme suitable for microprocessor-based PWM inverters. Optimal switching patterns minimizing the performance index corresponding to the distortion factor are decided in real time by numerical calculation using the microprocessor-implemented control system. This PWM method is compared with conventional methods, such as the natural PWM and the direct PWM. Harmonic analysis using digital simulations shows that the proposed PWM scheme has much less low-order harmonics than the other methods. The validity of this method is verified in experiments using a microprocessor-based control system, where a 16-bit single-chip microcontroller, Intel 80c196kc is used.

Keywords Optimal Switching Digital PWM, Distortion Factor, Microcontroller

1. 서론

PWM 인버터의 목적은 고조파 왜곡이 감소된 정현파를 부하에 공급해 주는 것이다. 이러한 목적을 위해 여러 가지 PWM 기법이 사용되었는데, 대표적인 PWM 기법으로 정현파를 만들어 내기 위해 정현파와 톱니파의 비교를 통해 PWM 스위칭 패턴을 만들어 내는 SPWM 기법 등이 많이 사용되었다[2]. 이러한 PWM 기법들은 대부분 아날로그 기술에 바탕을 둔 인버터에 사용되었는데 최근 디지털 기술의 발달로 마이크로프로세서를 이용한 PWM 인버터가 개발되었다. SPWM 기법은 스위칭 각의 표현식이 간단한 형태(explicit form)로 나타내어질 수 없으므로, 간단하고 효율적인 새로운 PWM 기법이 필요하게 되었다. 이러한 요구에 부응하여 regular PWM, natural PWM, SHE PWM 등 여러 가지 PWM 기법이 개발되었는데[1,2], 이러한 방법들은 유도전동기와 같이 급변하는 부하에 대해서는 계산식의 복잡함으로 인하여 실시간 적용이 힘든 단점을 지니고 있었다. 이러한 단점을 극복하기 위해서 일정 구간 동안의 정현파의 면적과 PWM 패턴의 면적을 같게 두고 펄스 폭을 결정함으로써 이러한 단점을 극복한 "Direct PWM" 기법이 제안되었다. [3] 이 기법에서는 단지 펄스 폭만을 결정하여 일정 구간 내의 정중앙에 펄스 폭 위치시킴으로써, PWM 인버터의 성능 향상의 한계를 보여주었다. 본 논문에서는 전압의 시간에 대한 적분치를 수행 함수(Performance Function : PF) λ' 로 정의하고 이 값과 전압 지령의 시간에 대한 적분치인 λ' 와의 차이가 최소가 되도록 펄스의 적절한 폭과 위치를 결정하는 "새로운 Direct PWM" 기법을 제안한다. [4] 고조파 분석을 통하여 종래의 방법인 natural PWM, direct PWM 방식과 비교, 더 나은 고조파 제거 성능을 가지고 있음을 입증하였고 실제로 80c196kc 라는 범용 마이크로프로세서를 사용하여 PWM 패턴 발생기를 제작함으로써 실시간에서의 적용 가능성을 확인하였다.

2. PWM 패턴 생성 방식

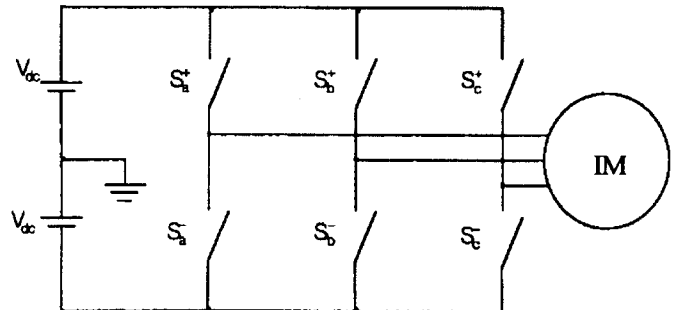


그림 1. 3상 PWM 인버터의 간략화된 모델
Fig 1. Simplified model of three-phase PWM inverter

그림 1은 3상 PWM 인버터의 간략화된 모델을 나타낸다. PWM 인버터는 직류 전원, 여섯 개의 스위치, 그리고 3상 부하로서 구성된다. 출력 상 전압은 식(1)과 같이 스위칭 함수(SF)와 직류 전원(V_{dc})의 곱으로 표시된다. 만약 출력 전압이 이상적이라면 고조파를 함유하지 않은 순수한 정현파로서 상 전압 V_a' 는 크기 V_m 인 정현파로 식(2)와 같이 나타내어질 수 있다.

$$V_a = SF_a \cdot V_{dc} \quad (1)$$

$$\text{여기서 } SF_a = \begin{cases} 1 & S_{1+} : \text{ON}, S_{1-} : \text{OFF} \\ -1 & S_{1+} : \text{OFF}, S_{1-} : \text{ON} \end{cases}$$

$$V_a' = V_m \sin \omega t \quad (2)$$

만약 인버터의 부하가 유도전동기와 같이 저역 통과 필터의 특성을 가지고 있다면 스위칭 각은 저차 고조파를 우선적으로 제거하도록 결정되는 편이 바람직하다. 이러한 특성을 고려하여 성능 함수(performance function : PF) λ' 를 시간에 대한 출력 전압 지령의 적분치로 정의하였다. 수행 함수는 구동되는 전동기의 공기 자속(airgap flux)에 거의 상응하므로 식(3)과 같이 표현될 수 있다. [5]

$$\lambda^* = \int V_a^* dt + \lambda_k^* \quad (3)$$

여기서, λ_k^* 는 각 구간에서의 초기치

이와 유사하게 식(4)와 같이 수행 함수 λ 는 PWM 인버터의 실제 출력 전압의 시간에 대한 적분치로 정의될 수 있다.

$$\lambda = \int V_a dt + \lambda_k \quad (4)$$

여기서, λ_k 는 각 구간에서의 초기치

그림 2에서 (a)와 (b)는 각각 출력 전압 지령과 실제 출력 전압의 파형을 보여준다. 또한, 그림 2 (c)는 출력 전압 지령의 성능 함수 λ^* 와 실제 출력 전압의 성능 함수 λ 의 파형을 비교하여 나타내었으며, 그림 2 (d)는 인버터에서의 스위칭 순서를 보여주고 있다.

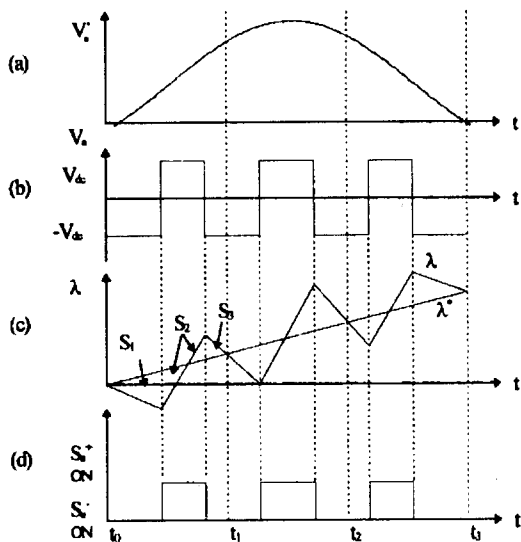


그림 2. 출력 전압 지령, 실제 출력 전압, PF와 스위칭 특성 (N=6일 때)
Fig 2. Output voltage command, output voltage, magnetic flux and switching behavior (when N=6)

제안된 PWM 기법에서 최적 스위칭 패턴은 그림 2 (c)의 면적 S1, S2, S3를 이용하여 계산된다. 여기서 정현파의 주기 T를 N등분하고 각 구간의 초기치를 t_k ($k = 0, 1, \dots, N-1$)라 할 때 λ^* 와 λ 는 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} \lambda^* &= \int_{t_k}^{t_k + \Delta T_s} V_m \sin \omega t dt + \lambda_k^* \\ &= \frac{V_m}{\omega} (\cos \theta_k - \cos(\theta_k + \Delta \theta_s)) + \lambda_k^* \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \lambda &= \int_{t_k}^{t_k + \Delta T_s} SF_k \cdot V_{dc} dt + \lambda_k \\ &= \frac{V_{dc}}{\omega} (2 \cdot \Delta \theta_s - \Delta \theta_s) + \lambda_k \end{aligned} \quad (6)$$

나뉘어진 N개의 구간 중 한 구간을 확대해 보면 그림 3과 같음을 알 수 있다. 그림 3에서 $\Delta T_s (=1/Nf)$ 와 $\Delta \theta_s (=2\pi/N)$ 은 샘플링 주기와 샘플링 각을 나타낸다. 식(2), (3), (4)로부터 출력

전압 지령에 대한 자속 성능 함수 λ^* 와 실제 출력 전압에 대한 자속 성능 함수 λ 는 식(5)와 (6)으로 표현된다.

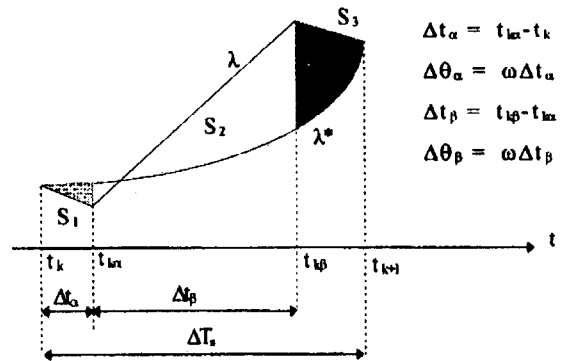


그림 3. λ^* 와 λ 의 궤적
Fig 3. Loci of λ^* and λ

λ^* 와 λ 는 어느 한 시점 $t = t_k + \Delta T_s (\theta_k + \Delta \theta_s)$ 에서 같은 크기를 가지므로 식(7)의 관계가 유효함을 알 수 있다. 식(7)을 정리하면 펄스 폭 $\Delta \theta_s$ 가 식(8)과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} &\frac{V_m}{\omega} (\cos \theta_k - \cos(\theta_k + \Delta \theta_s)) \\ &= \frac{V_{dc}}{\omega} (2 \cdot \Delta \theta_s - \Delta \theta_s) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\Delta \theta_s = \frac{M}{2} (\cos \theta_k - \cos(\theta_k + \Delta \theta_s)) + \frac{\Delta \theta_s}{2} \quad (8)$$

여기서, $M = V_m / V_{dc}$, utilization factor

전동기에서 토크 맥동이나 열을 유발하는 고조파 성분은 모두 공극 자속 지령 λ^* 와 실제 공극 자속 λ 의 차이에 의해 발생하기 때문에, 이 차이를 최소화함으로써 위의 문제점을 줄일 수 있다. 따라서 한 구간 내에서의 이 차이를 나타내는 값, 즉 성능 지표 J_k 를 식(9)와 같이 정의한다.

$$J_k (\Delta \theta_s) = \int_{t_k}^{t_k + \Delta T_s} |\lambda^* - \lambda|^2 dt \quad (9)$$

그러므로 한 주기 전체의 성능 지표 J는 식(10)과 같이 J_k 의 선형합(linear sum)으로써 표시될 수 있는데 이는 각 구간마다 J_k 를 최소화하는 것이 J를 최소화한다는 것을 의미한다. 또한 성능 지표 J는 power factor의 왜곡 요인에 상응하므로 최소화되어야 함은 명백하다.

$$J = \int |\lambda^* - \lambda|^2 dt = 2 \cdot \sum_{k=0}^{N-1} J_k \quad (10)$$

그림 3에서 식(11)과 같은 조건이 만족되어야 함을 알 수 있는데, 식(11)을 정리하면 식(12)를 얻을 수 있다.

$$0 < \Delta \theta_s < \Delta \theta_s - \Delta \theta_s \quad \text{에서 } J_k (\Delta \theta_s) \text{를 최소화하는 } \Delta \theta_s \quad (11)$$

$$\Delta\theta_\alpha = \frac{\Delta\theta_p}{2} + M \cdot (\cos(\theta_k + \Delta\theta_\alpha + \frac{\Delta\theta_p}{2}) - \cos\theta_k) \quad (12)$$

여기서 $\Delta\theta_p$ 가 매우 작다고 가정하면 식(13)이 유효함을 알 수 있다. 식(12)와 (13)에서 스위칭 각 $\Delta\theta_\alpha$ 는 식(14)와 같이 구해진다.

$$\Delta\theta_\alpha + \frac{\Delta\theta_p}{2} \cong \frac{\Delta\theta_p}{2} \quad (13)$$

$$\Delta\theta_\alpha = \frac{\Delta\theta_p}{2} + M \cdot (\cos(\theta_k + \frac{\Delta\theta_p}{2}) - \cos\theta_k) \quad (14)$$

식(8)과 식(14)에서 알 수 있듯이 최적 스위칭 패턴 $\Delta\theta_p$ 와 $\Delta\theta_\alpha$ 는 단지 utilization factor M 과 상 각(phase angle) θ_k 의 함수로 나타내어진다. 또한, 이 계산식은 매우 간단하여 실시간에도 적용이 가능하다는 장점을 가지고 있다. 그림 4에서 이 계산식에 의해 구해진 스위칭 패턴을 direct PWM 기법과 비교해 봄으로써 제안된 PWM 기법과의 차이점을 한 눈에 알 수 있도록 하였다.

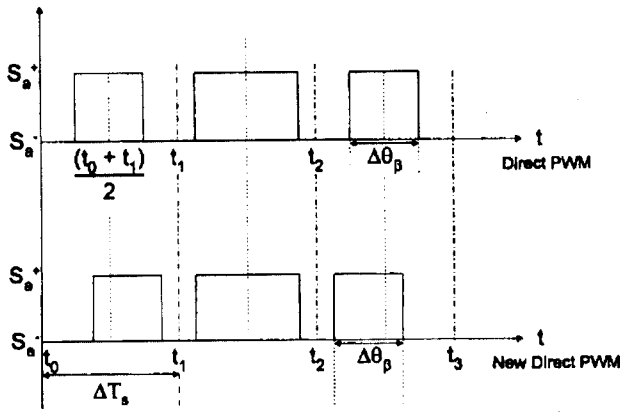


그림 4. direct PWM 기법과 제안된 PWM 기법에서의 스위칭 패턴의 비교

Fig. 4. The comparison of switching patterns in direct PWM and the proposed PWM

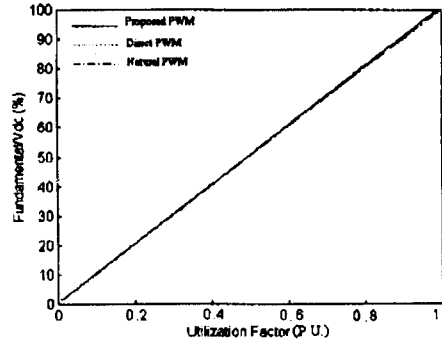
3. 고조파 분석

출력 전압 파형의 고조파 분석 조건은 다음과 같이 설정하였다.

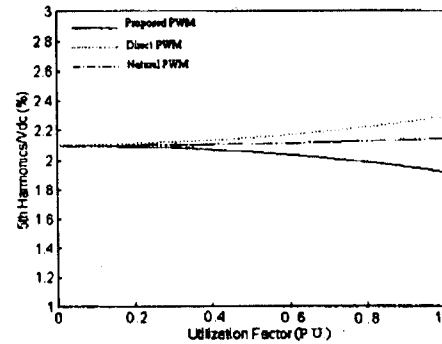
주파수 비 $N=36$

utilization factor $M: 0 < M < 1$

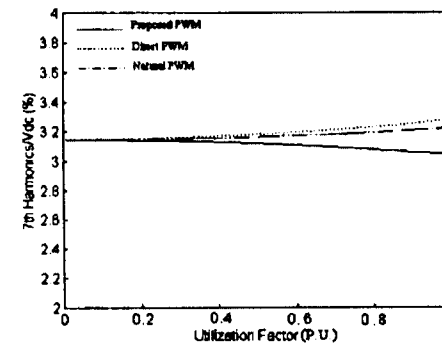
위와 같은 동일한 조건에서 종래의 방법인 natural PWM 방식 및 direct PWM 방식을 제안된 방법과 비교하였다. 그 결과물 그림 5에 나타내었는데, 제안된 PWM 방식이 종래의 방식보다 더 큰 기본파 성분을 가지면서, 저조파 영역에서는 더 작은 고조파 성분을 함유함을 볼 수 있다. 그림 6에서는 구해진 PWM 스위칭 패턴에 따른 스위칭에 의한 실제 공극 자속 λ 와 공극 자속 지령 λ^* 를 비교하여 나타낸 것인데 거의 비슷하게 일치함을 볼 수 있다.



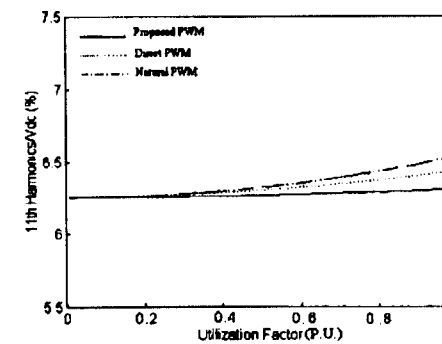
(a) 기본파



(b) 5차 고조파



(c) 7차 고조파



(d) 11차 고조파

그림 5. 제안된 PWM 방식과 Direct PWM, Natural PWM 방식에서의 고조파 성분

Fig 5. Harmonics of the proposed PWM, direct PWM, and natural PWM output waveform.

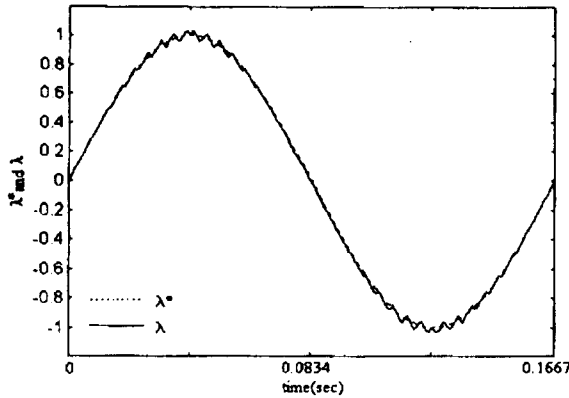


그림 6. 제안된 PWM 방식에서의 자속 지령과 실제 자속
Fig 6. Magnetic flux command λ^* and magnetic flux λ of the proposed PWM scheme

4. 실험

최근 범용으로 많이 사용되고 있는 80c196kc 마이크로 프로세서를 사용하여 구현하였으며, 전체 실험 장치의 블록도는 그림 7 과 같다. 계산 시간상의 문제로 cosine 값은 look-up table 로 작성하였다.

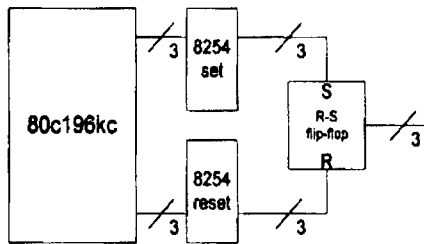


그림 7. 제안된 PWM 기법을 위한 실험 장치의 블록도
Fig 7. Block diagram of experimental set for the proposed PWM scheme

주파수 비 N 은 3 상 파형 생성의 편리함을 위하여 6 의 배수를 사용하였다. 한 구간에서 다음 구간의 스위칭 각을 계산이 완료되어야 하는데, 계산 시간을 측정해 본 결과 약 400 μ sec 이었다. 최대 동작 주파수를 구해본 결과, 최대 415Hz 까지 증가시킬 수 있었다.

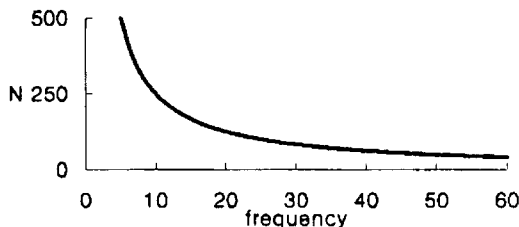


그림 8. 주파수 비 N 과 동작 주파수 f 의 관계
Fig 8. Relation of the frequency ratio N and operation frequency f

주파수 비 N 과 동작 주파수 f 의 관계를 그림 8 에서 나타내었는데, 저주파수로 갈수록 스위칭 회수를 증가시키므로써 저차 고조파 성분을 더욱 감소시킬 수 있다. N=6, M=0.5, f=60Hz

의 조건에서 생성된 PWM 패턴을 그림 9 에 나타내었다.

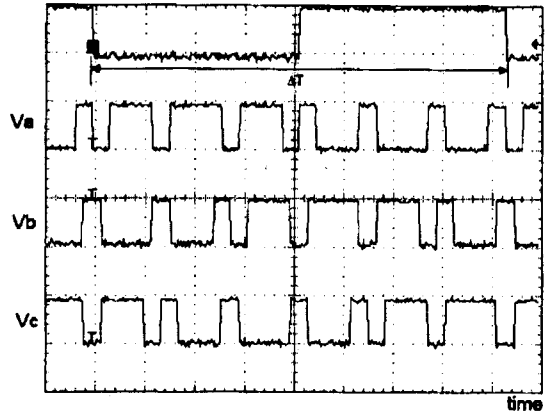


그림 9. 제안된 PWM 기법에 의해 생성된 패턴
Fig 9. PWM patterns generated in the proposed scheme

4. 결론

이 논문에서 제안한 PWM 기법은 마이크로프로세서를 이용한 3 상 PWM 인버터에 적합함을 다음과 같은 장점에서 찾아볼 수 있다. 출력 전압 지령의 적분치와 실제 출력 전압의 적분치의 차를 최소화하도록 최적 스위칭 패턴을 생성시켜 적용함으로써 더욱 적은 고조파 성분을 함유한 정현파를 부하에 공급할 수 있게 하였으며, 고조파 분석을 통해 종래의 방법보다 좋은 성능을 가지고 있음을 검증하였다. 또한 스위칭 패턴을 구하는 과정에 있어서 시간이 많이 걸리는 곱셈 연산과 나눗셈 연산을 단 두 번의 곱셈 연산으로 줄여서 계산 시간을 최소화하였으므로, 높은 동작 주파수에서도 실시간에서 계산하여 적용이 가능함을 실험을 통하여 확인하였다.

참고문헌

- [1] S.R. Bowes and M.J. Mount, " Microprocessor control of PWM inverters ", IEE PROC., Vol. 128, Pt. B, No. 6, pp.293 - 305, 1981.
- [2] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion," Proc. Of the IEEE, Vol. 82, No. 8, pp.1194-1214, 1994.
- [3] Y.H. Kim and M. Ehsani, " An Algebraic Algorithm for Microcomputer-Based (Direct) Inverter Pulsewidth Modulation", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-23, No.4, pp.654 - 660, 1987.
- [4] Soon H. Kwon, Ick Choy, K.H. Kim, and H. S. Mok, "A New Direct Digital PWM Technique for Microprocessor-Based PWM Inverters", IEEE PESC96, Vol. II, pp.1300 - 1304, 1996.
- [5] M. Morimoto, S. Sato, K. Sumito, and K. Oshitani, " Single-Chip Microcomputer Control of the Inverter by the Magnetic Flux Control PWM Method ", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. IE-36, No.1, pp.42 - 47, 1989.