

3상 유도전동기의 가변속운전을 위한 Optimal PAWM 스위칭방식

이 준중 한양대 정 필선 홍익전대
정 동화*한양대 김 영찬 한양대

Optimal PAWM Switching strategy for variable-speed drive of Three phase induction motor

Yoon-Chong Lee Han Yang Univ.
Phil-Sun Chung Hong Ik Prof.Col.
Dong-Hwa Chung* Han Yang Univ.
Myung-Chan Kim Han Yang Univ.

1. 서 론

최근에와서 가변속전동기는 전기 기계 변환기의 측면과 에너지제어의 측면, 또한 임 측면을 적용한 시스템제어의 관점에서 파악할 필요가 있으며 그림 1.1에서 나타낸 바와 같이 전력변환기술, 전동기기술, sensor기술 및 제어기술등으로 구성되어있다. 본 연구는 전력변환기술에 중점을 두었고 특히 교류전동기인 유도전동기의 가변속 운전을 위한 시스템으로 그림 1.2와같이 인버터회로의 응용이 가능하게 되었다.

이러한 인버터회로는 스위칭 반도체 소자로 구성되어있지만 이러한 소자의 스위칭 작용으로 많은 고조파가 포함되어 유도전동기의 손실, 토크 맥동, 전자기적 소음 및 진동등의 원인이 되고있다(1). 최근에 와서 이러한 문제점을 해결하기 위해 PWM, PAM 및 PAWM 방식들이 연구되고 있으며 그의 상세한 스위칭방식은 그림 1.3과 같다.

그림 1.3의 스위칭 방식중 Optimal PWM방식은 인버터에서 전압 및 주파수를 동시에 제어할 수있으며 전동기의 운전범위에 따라서 고조파영향을 최소화할 수있는 가변전압 가변주파수 방식으로 고조파의 영향인 평가함수가 전동기의 운전범위 즉, 전압범위인 U_1 의 값에 따라 각각 다르게 나타난다. 예를들면, 어떤 운전범위에서는 매우 크게 나타나지만 $U_1 = 1.2$ 근방에서는 최소가 된다.

또한, 스위칭 패턴을 결정할 때 전 운전범위에 대한 스위칭 각을 구해야 하므로 스위칭 수 M 이 증가할수록 계산 시간이 엄청나게 증가하는 어려움이 있다. 이러한

optimal PWM 방식을 전동기의 전 운전구간중 $U_1 = 1.2$ 근방에서 하나의 스위칭 패턴을 구하여 PWM을 제어하면 고조파의 영향을 최소화한 결과를 얻을 수 있으며 또한 optimal PWM방식에서 항상 문제점으로 지적되어왔던 스위칭패턴 결정시 엄청난 계산시간 문제를 해결할 수 있다. 그러나 이러한 PWM파형으로 가변전압 가변주파수 방식으로 운전할 때 $U_1 = 1.2$ 로서 전압이 일정하므로 출력전압이 제어되지 않는다. 따라서 전압을 제어하기 위해 입력측의 DC Link 전압을 제어해야 할 필요가 있다.

본 연구에서는 이러한 점을 감안하여 Suboptimal PWM방식을 제시하였고 Diode로만 Rectifier를 사용하고 DC Link 전압은 DC Chopper에 의해 제어하게하며 그리고 인버터에는 ITR을 사용하여 구성하고 스위칭 패턴은 Optimal PWM방식에서 평가함수가 최소가 되는 $U_1 = 1.2$ 근방에서 스위칭 각하나를 결정하여 이 스위칭각만으로 인버터의 주파수를 제어하게 하는 Optimal PWM방식과 PAM방식을 동시에 혼합제어한 Optimal PAWM방식을 제시하였다.

또한 실제 3상 유도전동기를 모델로 적용해서 가변속 운전을 시켜보았으며 결과에서 나타나는 중요한 특성들을 분석, 검토하여 종래의 타 스위칭방식과 비교해본 결과 본 연구의 타당성을 입증할 수 있었다.

2. Optimal PAWM의 이론

Optimal PWM방식의 특징은 그림 2.1과 같은 PWM파를 가정하여 평가함수를 최소화하는 방식이다. 평가함수의 형태는 전동기의 손실(10), 토크 맥동(12), 전동기적 소음 및 진동(13)을 정하였는데, 이러한 평가함수는 고조파 전류에 기인됨이 확인된 바 있으므로 이 평가함수를 THD(Total Harmonic Distortion)으로 정하면 고조파 영향을 대표하는 함수가 될 수 있을 것이다. 따라서 THD는 식(2.1)과 같다.

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}{I_1}} \quad (2.1)$$

식(2.1) 평가함수를 최소화하는 최적 스위칭 패턴의 예는 그림 2.2와 같고 이때 THD는 그림 2.3과 같다.

그림 2.3에서 알 수 있는 바와 같이 U_1 의 전범위에 대하여 THD값이 각각 다르게 나타난다. 예를 들면, $U_1 = 0.2$ 근방에서는 THD가 매우 크고, $U_1 = 1.2$ 근방에서는 THD가 거의 최소가 된다. 따라서 $U_1 = 1.2$ 에서 Optimal 스위칭 패턴을 결정하여 이점에서만 스위칭을 시킨다면 고조파영향이 최소가 된 상태에서 전동기를 운전시킬 수 있다.

그러나 $U_1 = 1.2$ 근방의 점에서 하나의 스위칭 패턴으로 PWM을 제어할 때 출력전압이 제어되지 않는다. 따라서, 가변전압 가변주파수 제어를 할 경우에는 전압제어를 위해 인버터의 입력단 DC Link 전압을 제어해야 할 필요가 있다.

그래서, DC Link에서는 DC chopper에 의해 PAM방식을 적용하고 인버터에서는 Optimal PWM방식의 $U_1 = 1.2$ 에서 하나의 스위칭 패턴으로 주파수만 제어하게 하는 이론이다.

3. Suboptimal PAWM 방식

Optimal PWM 방식은 수치적 최적화 기법을 응용하여 PWM 파형의 펄스 폭과 위치를 직접 결정하게 되는데 Optimal 스위칭 각과 기본파 전압 사이의 관계는 비선형이므로 기본파 전압이 증가할 때 불연속점이 나타나게 되며, 특히 PWM 펄스수가 증가하게 되면 불연

속 수가 증가하게 되어 복잡한 관계가 되어 스위칭 패턴을 결정할 때 계산시간도 많이 소요하게 된다.

그러나, Optimal PWM의 특징은 그림 2.2에 나타난 비와 같이 기본파 전압의 증가에 따라 PWM 펄스가 0.90 근방의 가장자리로 이동하게 되는데 이러한 특성을 이용한다면 근사적으로 Optimal PWM 방식의 변조과정을 이행할 수 있을 것이다.

그림 3.1은 1/4주기에서 펄스의 위치를 미리 변조하는 과정을 나타낸 것이며 Regular PWM5)에서 초기의 펄스 위치는 P_{k1} 이고 다음 변조의 펄스 위치는 P_{k2} 이며 다음은 P_{k3} 이다. 이는 전압 레벨의 증가에 따라 PWM파형의 가장자리 쪽으로 샘플링 점이 이동함을 나타내고 있다. 이러한 premodulation 영향은 3각 Carrier파가 그림 3.2의 샘플링정을 결정하는데 사용되며질 때 Carrier 주파수 증가에 따라 해석할 수 있으며 즉 샘플링 점으로 정해지는 3각파의 피크를 이동하면 premodulation의 증가에 따라 Carrier 주파수가 증가하게 된다.

PWM파는 1/4주기당 기수의 스위칭 각을 가지고 1/4주기에 대해 대칭인 반파대칭으로 가정하면 PWM 스위칭 각 α_i 는 그림 3.3에서 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\alpha_i = T_c + (-1)^i \frac{T_c MD}{4} \sin(T_c) \quad (3.1)$$

여기서 $T_c = i T_c / 2, i = 1, 2, \dots, M$

이 단계에서 주파수비 $FR = T/T_c$ 라 정하고 이 Carrier 주파수는 Regular PWM의 Carrier 주파수와 일치한다. 고조파 전압 U_k 는 식(3.2)와 같으며 여기서 k 는 기수이고 M 은 1/4주기당 스위칭수이다.

$$U_k = \frac{4}{k\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos k \alpha_i \right] \quad (3.2)$$

식(3.1)을 식(3.2)에 대입하여 다시 표현하면 식(3.3)과 같다.

$$U_k = \frac{4}{k\pi} \left\{ 1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \left[\frac{iT}{2FR} + (-1)^i \frac{T MD}{4FR} \sin \left(\frac{iT}{2FR} \right) \right] \right\} \quad (3.3)$$

식(3.3)을 이용하여 고조파 영향으로 나타나는 평가함수는 식(2.1)을 사용한다.

여기서 k 는 단지 3배수가 아닌 기수이다. 식(2.1)과 식(3.3)에서 MD, FR, U1 및 THD가 직접 관계되므로 식(2.1)을 최소화하는 FR을 결정하면 스위칭 패턴 식(3.1)에서 쉽게 구할 수 있으며 U1의 범위에 따라서 최적화된 FR은 그림 3.4의 형태로 나타난다.

4. 결 론

본연구에서는 3상 AC Main을 Diode로 구성된 Rectifier에 의해 DC로 정류시킨 다음 DC chopper에 의해 전압을 제어하게 하고 Optimal PWM 방식에서는 THD가 최소가 되는 U1=1.2근방에서 하나의 스위칭 패턴을 결정하여 인버터에서는 주파수만 제어하게 하여 유도전동기의 가변속운전을 할 수 있도록 한 Optimal PWM방식이다.

본연구에서 다음의 결과를 얻을 수 있었다.

- 1) Suboptimal PWM 방식에서는 비선형 샘플링으로 종래의 Regular 샘플링을 적절히 변형시킨 premodulation 과정으로 최적 펄스 폭과 위치를 결정할 수 있었다.
- 2) Suboptimal PWM방식의 각 전압 범위내에서 MD는 기본파 전압을 제어하는데 사용할 수 있으며 MD와 U1사이의 관계는 선형이므로 Microprocessor의 수행을 용이하고 효율적으로 성취할 수 있다.
- 3) Suboptimal PWM방식에서 FR을 증가시키는 효과는 더 높은 주파수까지 고조파를 변이시켜 PWM 펄스수의 변경없이 THD를 매우 저감시킬 수 있다.
- 4) 전동기의 가변속운전 범위에서 Optimal PWM 방식이 타방식보다 소용레벨을 현저히 저감시킬 수 있었고 Suboptimal PWM방식도 Optimal PWM 방식과 거의 유사한 결과를 얻을 수 있었다.
- 5) 인버터의 선간전압, 전류 및 전류 스펙트럼을 분석해 본 결과 Optimal PWM방식이 타방식 보다 훨씬 고조파를 줄일 수 있고 Suboptimal PWM 방식은 Optimal PWM 방식과 거의 유사함을 알 수 있었다.
- 6) 인버터의 Optimal PWM방식에 문제가 되었던 스위칭패턴을 결정할 때 많은 계산시간이 소요되었던 문제를 U1=1.2 근방에서 하나의 스위칭만 결정하면 되므로 Suboptimal PWM 방식에서는 완전히 해결하였다.

Reference

- 1) 戸田孝, 寺嶋正之, "高調波의 影響と低減", 電氣學會雜誌, 103卷(9号), pp.887-890, 頁58-9.
- 2) A.A. Schonung and H.stemmler, "Static frequency changer with 'subharmonic' control in conjunction with reversible variable-speed AC drive", Brown Boveri Rev., 1964.
- 3) B.Mokrytzki, "Pulse width modulated inverters for AC motor drives", IEEE Trans., Vol. IGA-3, pp.493-503, 1979.
- 4) Bowes, S.R., etal, "New sinusoidal pulse width-modulated inverter", Proc. IEE Trans., Vol.122, NO.11, November, 1975, pp.1279-1285.
- 5) Gerald.B.Kliman, etal, "Development of a modulation strategy for a PWM inverter drive", IEEE Trans., Vol. IA-15, No.1, Jan., Feb., 1979, pp.72-79.
- 6) F.G.Turnbull, "Selected harmonic reduction in static DC-AC inverter", IEEE Trans., Comm.EI., B3(73), pp.374-378, 1964.
- 7) Patel H.S., Hoft, R.F., "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter: part I-harmonic elimination", IEEE Trans., IA-9, pp.310-317, 1973.
- 8) Patel H.S., Hoft R.F., "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter: part II-voltage control techniques", IEEE Trans., IA-10, pp.666-673, 1974.
- 9) G.S.Buja and G.B.Indri, "Optimal pulse width modulation for feeding AC motors", IEEE Trans., Vol. IA-13, pp.38-44, 1979.
- 10) 李允鎭, 鄭東和, "3相 誘導電動機의 運轉을 위한 Optimal PWM에 관한 研究", 大韓電氣學會誌, Vol.34, NO.9, pp.28-35, September, 1985.
- 11) F.C.Zach, etal, "Dynamically optimal switching patterns for PWM inverter drives (for minimization of the torque and speed ripples)", IEEE Trans., Ind.Appl., Soc., 1983 Annual Meeting, 1983, pp.552-559.
- 12) 李允鎭, 鄭東和, "可變速 3相 誘導電動機의 互2次 脈動 最小化를 위한 Optimal PWM 方式", 大韓電氣學會誌, Vol.35, NO.6, pp.9-17, 1985.
- 13) 李允鎭, 鄭東和, "Optimal PWM 方式에 의한 可變速 誘導電動機의 駭音 및 振動 低減 研究", 大韓電氣學會誌, Vol.36, NO.2, pp.27-34, 1987.
- 14) 李允鎭, 鄭東和, "可變速 誘導電動機의 高調波 影響을 低減하기 위한 새로운 PWM 方式", 大韓電氣學會, 秋季學術 研究 発表 論文集, 第7回, pp.60-62, 1986.

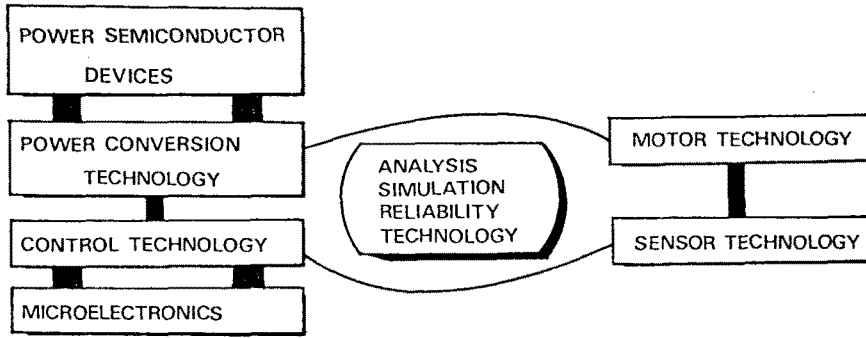


그림 1.1 가변속 전동기의 기술 시스템

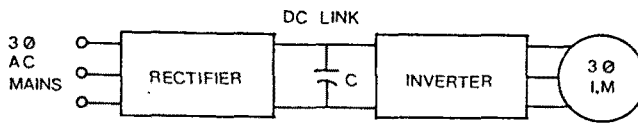


그림 1.2 3상유도전동기의 가변속 운전 시스템

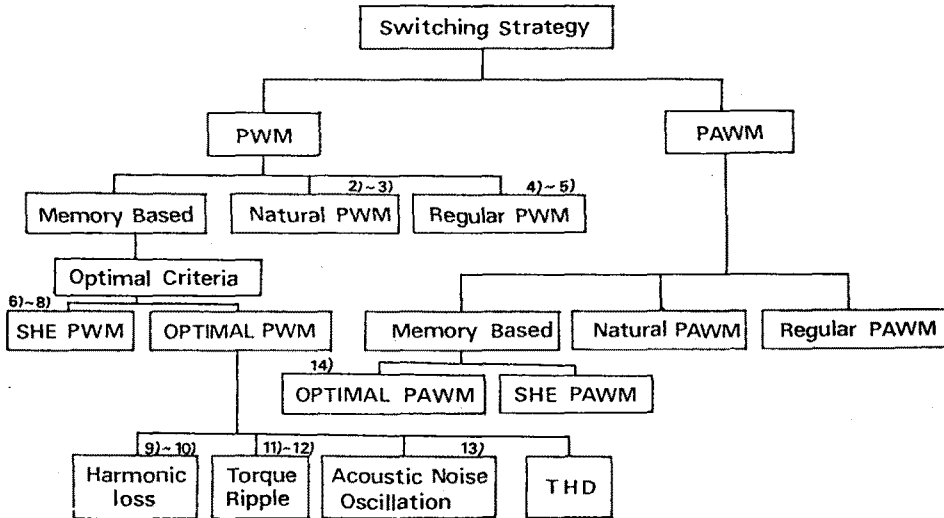


그림 1.3 스위칭 방식

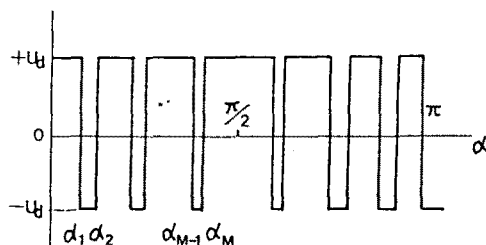


그림 2.1 PWM 파형

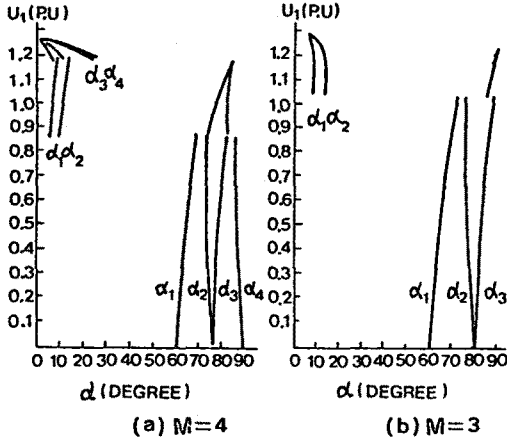


그림 2.2 Optimal 스위칭각의 한 예

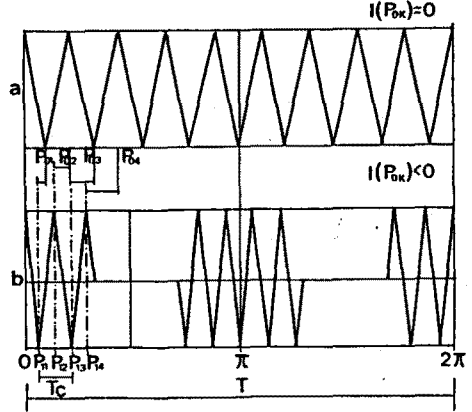


그림 3.2 Carrier파에서 premodulation

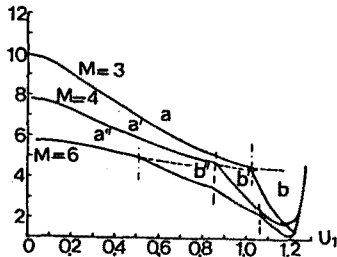
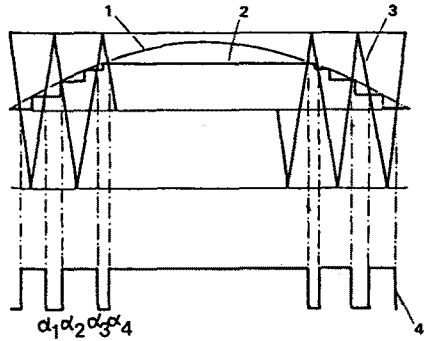


그림 2.3 U1에 대한 THD의 곡선



- 1 modulation wave
- 2 sampling modulation wave
- 3 premodulation carrier wave
- 4 PWM waveform

그림 3.3 PWM파 발생과정

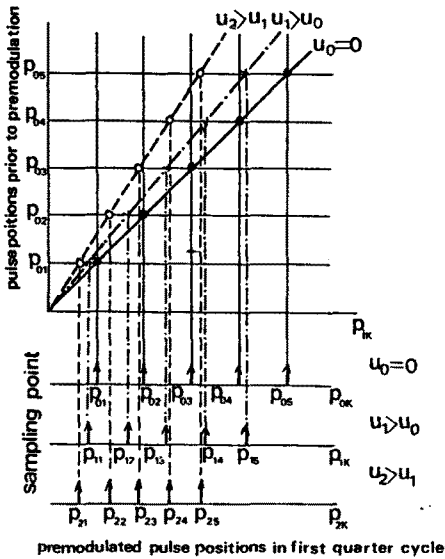


그림 3.1 펄스위치와 샘플링점의 premodulation의 영향

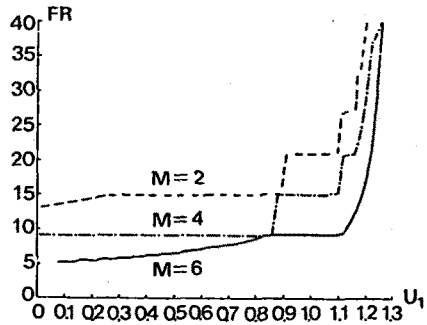


그림 3.4 U1에 따라서 최적화 FR