

線形化한 스위칭角 特性波形을 搬送波로 使用한 SHE PWM 인버터에 관한 研究

A Study on the SHE PWM Inverter Using the Linearized Characteristics of Switching Angle for Carrier Wave

金 權 浩* · 尹 寬 喆** · 宋 重 鎬** · 金 光 培*** · 柳 京 § · 朴 貴 泰 §§
(Kwon-Ho Kim, Kwan-Cheol Yoong Joong-Ho Song, Kwang-Bae Kim, Kyoung Lyou, Gwi-Tae Park)

요 약

마이크로프로세서를 이용한 펄스幅 變調(PWM: Pulse Width Modulation) 인버터에서는 사용주파수가 높을수록, 혹은 제거하고자하는 高調波 성분이 많을수록 스위칭 角을 저장할 메모리의 용량 및 스위칭角을 구하는 계산시간이 문제된다. 또한 부하변동이 심한곳에서 인버터를 사용할 경우, 마이크로프로세서는 외란에 의해 오동작을 일으킬 수도 있다.

본 연구에서는 스위칭角(α) 특성을 線形化하여 이를 搬送波로 이용함으로써 스위칭角을 계산할 시간이나 스위칭 패턴을 저장할 기억소자가 필요없는 간략하면서도 最適 PWM 인버터의 특성과 유사한 SHE PWM(Selected Harmonic Elimination Pulse Width Modulation)인버터를 실현하였다.

Abstract- The fully digitalized inveter has some difficulties in implementation because of the limitation of available memory capacity and computation time. This paper describes a new PWM(Pulse Width Modulation) Inverter technique which linearizes switching angle characteristics of SHEPWM (Selected Harmonic Elimination Pulse Width Modulation) Inverter. Also the detailed description of the scheme along with the realization is presented. The simulation and experimental results show that the proposed schemes have the advantages such as good voltage waveforms and memory-saving.

*正 會 員 : KIST 制御시스템研究室 先任研究員
**正 會 員 : KIST 制御시스템研究室 研究員
***正 會 員 : KIST 制御시스템研究室 室長
§正 會 員 : 高麗大 大學院 電氣工學科 碩士課程
§§正 會 員 : 高麗大 工大 電氣工學科 教授 · 工博
接受日字 : 1990年 2月 27日
1次修正 : 1990年 6月 16日

1. 序 論

펄스幅 變調(PWM: Pulse Width Modulation) 인버터는 전압 및 주파수를 동시에 제어할 수 있어 無停電電源 裝置(UPS: Uninterruptable

Power Supply) 및 誘導 電動機의 속도제어 등에 널리 응용되고 있다[1]. 그러나 종래의 아날로그 (Anlog) 방식을 이용한 PWM 인버터에서는 요구되는 출력전압과 주파수의 변화에 따라 搬送波의 진폭 및 주파수를 변화시키면서 U, V, W 각상이 120° 위상차를 유지하는 變調波와 서로 동기시키기 위하여 제어회로가 매우 복잡하였다. 뿐만 아니라 인버터는 스위칭 소자의 스위칭 작용으로 인해 많은 高調波를 발생시켜 전동기의 진동 및 방열의 원인이 되며 또오크 리플(Torque Ripple) 및 전·자기적 소음을 야기시킨다. 이러한 출력전압의 高調波 성분을 줄이기 위하여 變調비를 증가시켜야 하며 이에 따라 스위칭 소자의 손실도 증가한다. 이와같은 스위칭 소자의 손실을 줄이며 高調波 성분을 억제하기 위하여 最適 PWM (Optimized Pulse Width Modulation) 및 SHE PWM (Selected Harmonic Elimination Pulse Width Modulation) 인버터가 개발되어 많은 각광을 받고있다[1~3].

그러나 SHE PWM 인버터는 마이크로프로세서를 이용하여 원하는 高調波 성분을 선택적으로 제거할 수 있으나 출력전압 및 주파수의 변화에 따라 필요한 스위칭 角을 계산하는 시간이 소요되기 때문에 정확한 스위칭 패턴(Switching Pattern)을 구하기가 어려우며 특히 상용주파수(60Hz)보다 높은 주파수에서 응용할 경우, 마이크로프로세서의 처리속도가 문제된다. 최근에 부분적으로 사용되고 있는 고속 마이크로프로세서는 가격이 비싸 범용으로 사용하기가 곤란하다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 高調波의 영향을 억제하며 마이크로프로세서의 계산시간을 줄일 수 있는 다각적인 연구가 수행 되었다[4]. 특히 PWM 스위칭 角을 사전에 구하고 이것을 搬送波에 관한 데이터로 변환하여 ROM에 저장시켜 간단히 실현하는 펄스幅 變調 교류소회 방식이 새로 개발되었다[5]. 그러나 이방식도 출력전압 및 주파수의 변화에 따라 필요한 스위칭 角을 look-up table에 저장해야 하기 때문에 사용주파수가 높거나 제거하고자 하는 高調波 성분이 많을수록 많은 기억소자를 필요로 한다.

본 연구에서는 스위칭 角(α) 특성을 線形化하여 이를 搬送波로 사용함으로써, 마이크로프로세서를 사용하지 않으면서도 제어회로가 간단한 SHE PWM 방식을 제시하였다. 즉, 5, 7, 11차 高調波 성분을 억제할 경우, 요구되는 출력전압의 변화에 따라 4개의 스위칭 角의 결정이 필요하며 이 4개의 스위칭 角 특성을 2개의 모양이 다른 삼각 파로

線形化하고 이것을 2개의 搬送波(Carrier wave A, Carrier wave B)로 사용하는 400 Hz용 인버터를 실현하였으며 이를 高周波 電動 그라인더(High Frequency Electric Grinder : 400 Hz, 3ϕ 200 Vac, 2.7 KVA)에 적용하여 시뮬레이션 결과들과 비교 검토 하였다[1].

또한 5, 7, 11, 13, 17차 高調波 성분을 억제하고자 할 경우, 6개의 스위칭 角 특성을 3개의 서로 다른 삼각파로 線形化하여 3개의 搬送波로 사용하였을때의 高調波 성분을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 검토하였다. 이때, 스위칭 角 특성을 삼각파로 線形化할 경우, 가능한 한 最適 PWM 인버터의 특성과 같아지도록 삼각파의 기울기를 임의로 결정할 수 있다. 그러나 搬送波로 사용되는 2개 혹은 3개의 삼각파는 모양은 서로 다르지만 정확히 동기되어야 하며 이를 위하여 搬送波(Carrier wave A, Carrier wave B)파형 발생회로를 설계하여 실현하였다.

2. 高調波 성분

3상 인버터의 특징은 파형의 대칭성에 의해 우수배 高調波가 제거되고 3상 결선 의해 3의 정수배 高調波가 제거된다. 또한 유도성 부하에서는 낮은 차수의 高調波가 주로 문제된다. MOSFET를 사용한 3상 인버터의 기본 구성은 그림 1과 같으며 제5, 7, 11차 高調波 성분을 제거하기 위한 전압 파형은 그림 2와 같다.

일반적으로 주기함수를 푸리에 급수(Fourier Series)로 전개하면 식(1)과 같다.

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \sin(n\omega t) + B_n \cos(n\omega t)] \quad (1)$$

여기서

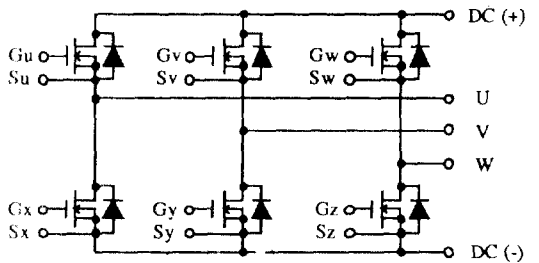


그림 1 FET 인버터의 회로
Fig. 1 FET inverter circuit

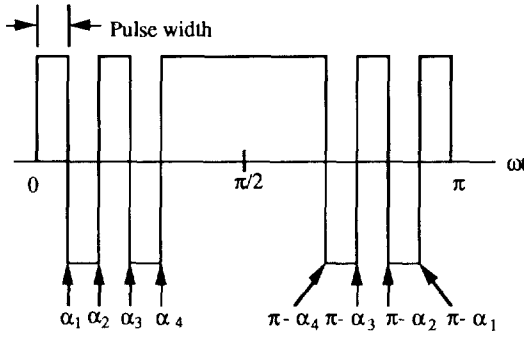


그림 2 제 5, 7, 11차 高調波 성분을 제거하기 위한 상 전압(Phase Voltage)
Fig. 2 Voltage waveform in 5th, 7th, and 11th harmonics elimination method

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d\omega t,$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(n\omega t) d\omega t$$

그런데, 그림 2와 같이 90° 및 180°에 대해 대칭인 함수의 경우에는 기수배의 高調波 성분과 정현파 성분만 남으며 K개의 스위칭角이 존재할 때의 高調波 성분은 식(2)와 같다.

$$A_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^K (-1)^i \cos(n\alpha_i) \right] \quad (2)$$

2.1 제 5, 7, 11차 高調波 성분을 제거할 경우

그림 2와 같이 1/4주기 동안에 4개의 스위칭角(α)이 존재할 때 제 5, 7, 11차 高調波 성분을 식(3), (4), (5), (6)으로부터 제거할 수 있다.

$$V1 = \frac{4}{\pi} [1 - 2\cos \alpha_1 + 2\cos \alpha_2 - 2\cos \alpha_3 + 2\cos \alpha_4] \quad (3)$$

$$V5 = 1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3 + 2\cos 5\alpha_4 = 0 \quad (4)$$

$$V7 = 1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3 + 2\cos 7\alpha_4 = 0 \quad (5)$$

$$V11 = 1 - 2\cos 11\alpha_1 + 2\cos 11\alpha_2 - 2\cos 11\alpha_3 + 2\cos 11\alpha_4 = 0 \quad (6)$$

위의 식은 비선형이므로 Trial and Error 방식에 의해 그림 3과 같이 α값을 구할 수 있다. 이와 같이 5, 7, 11차 高調波 성분을 제거하였을 경우, 기본파 전압 변화에 따른 13, 17, 19 및 23차 高調波 성분비는 그림 4와 같다.

그림 3과 같이 기본파 전압 변화에 따라 α값을

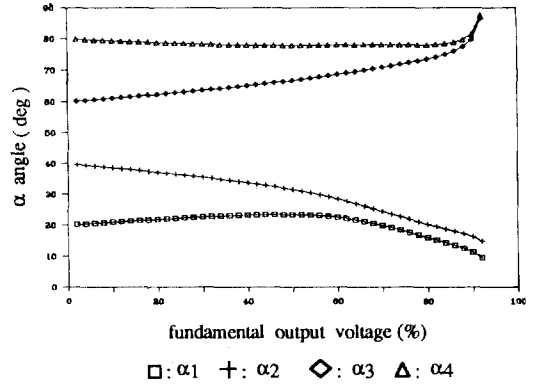


그림 3 기본파 전압 변화에 따른 α특성
Fig. 3 α angle relation with fundamental output voltage

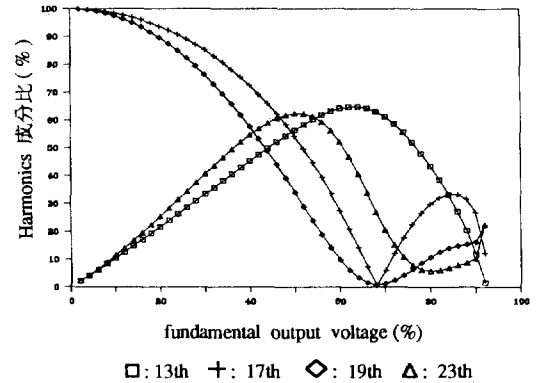


그림 4 기본파 전압 변화에 따른 13, 17, 19 및 23차 高調波 성분비
Fig. 4 13th, 17th, 19th and 23th harmonics relation with fundamental output voltage

변화시켜 高調波 성분을 제거하기 위해서는 각 기본파 전압에 대한 α값들을 look-up table에 저장하여 마이크로프로세서에 의해 스위칭角을 계산하여야 한다. 따라서 이러한 방법에 의하면 스위칭角 계산시간이나 α값들을 저장할 많은 메모리가 필요하지만 본 연구에서는 5, 7, 11차 기본파 성분을 제거하기 위하여 그림 2와 같이 4개의 스위칭角을 발생시켜 이때의 스위칭角 특성(α 특성, 그림 3)을 서로 모양이 다른 2개의 삼각파로 線形化(그림 5)한 다음 이것을 2개의 搬送波로 사용한, 스위칭角 계산시간이나 메모리가 필요치 않은 간략한 400Hz용 SHE PWM인버터를 구성하였다. 여기서 α특성을 선형화 할 경우, 우수배의 고

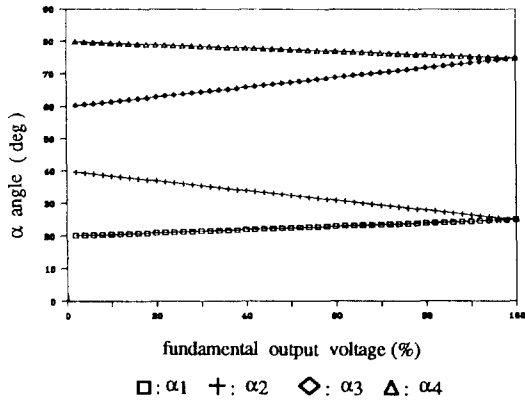


그림 5 삼각파로 線形化시킨 α 특성
 Fig. 5 α angle characteristics for triangle carrier wave

조파가 제거되도록 대칭성을 유지 시켰으며 반송파 발생기에서 2개의 반송파를 발생하기 용이하도록 기울기를 고려하였다. 또한 스위칭소자의 스위칭 遲延時間에 의한 문제를 줄이기 위하여 일반적으로 사용되고 있는 트랜지스터보다 스위칭 시간이 빠른 MOSFET (Turn-off Delay time : 약 $1\mu s$, 정격전압 : 500V, 정격전류 : 50A, SanRex 사 FCA50AA)를 사용하였다.

2.1.1 제어기 설계

본 절에서는 5, 7, 11차 高調波 성분을 제거하고자 할 경우, 스위칭角(α)특성을 2개의 삼각파로 線形化하여 2개의 搬送波로 사용하는 방법을 이용한 제어기의 구성을 설명하고 컴퓨터 시뮬레이션 및 이를 응용한 高周波 電動그라인더에 인가되는 전압, 전류의 파형을 비교 검토하며, 이와같은 방법으로 5, 7, 11, 13, 17차 高調波 성분을 제거하고자 할 경우의 高調波 성분비를 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제시하고자 한다. 그림 5는 그림 3의 α 특성을 2개의 삼각파로 線形化하였을 경우의 α 특성을 나타내며 그림 6 및 그림 7은 이때의 高調波 성분비를 나타낸다.

그림 5의 삼각파로 線形化한 α 특성은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\alpha_1 = 0.05A_s + 20 \tag{7}$$

$$\alpha_2 = -0.15A_s + 40 \tag{8}$$

$$\alpha_3 = 0.15A_s + 60 \tag{9}$$

$$\alpha_4 = -0.15A_s + 80 \tag{10}$$

여기서 A_s : 기본파 전압성분에 대한 백분율

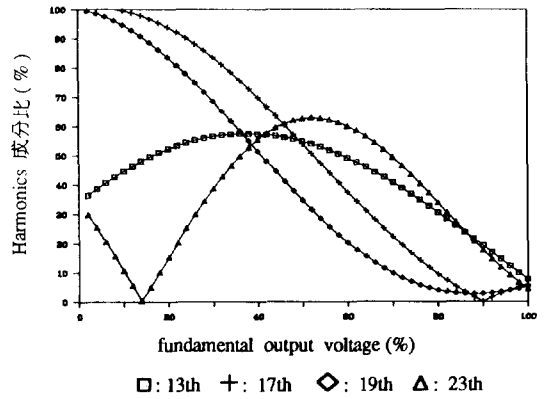


그림 6 α 특성을 삼각파로 線形化하였을 경우의 5, 7, 및 11차 高調波 성분비
 Fig. 6 5th, 7th and 11th Harmonics for triangle carrier wave

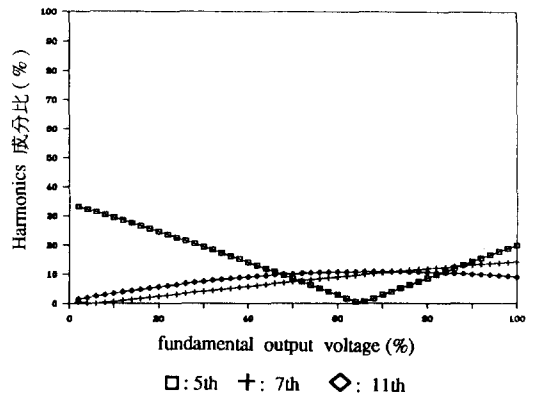


그림 7 α 특성을 삼각파로 線形化하였을 경우의 13, 17, 19 및 23차 高調波 성분비
 Fig. 7 13th, 17th, 19th and 23th Harmonics for triangle carrier wave

그림 5는 1/4주기 ($0^\circ \sim 90^\circ$ 전기각) 동안의 α 특성 이므로 전주기 (360° 전기각) 동안의 α 특성은 그림 8, b와 같다. 여기서 그림 8, a는 속도기준에 해당하는 주파수의 구형파(clock 파형)이다. 그림 8, b의 파형을 살펴보면,

첫번째 삼각파(Carrier wave A 파형)의 +기울기는 그림 5의 α_1 특성과 같고, -기울기는 그림 5의 α_2 특성과 같다.

두번째 삼각파(Carrier wave B 파형)의 +기울기는 그림 5의 α_3 특성과 같고, -기울기는 그림 5의 α_4 특성과 같다.

첫번째 및 두번째 삼각파(Carrier wave A, Car-

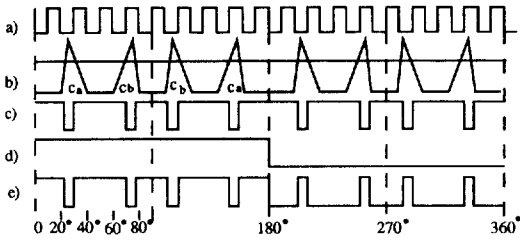


그림 8 搬送波파형 및 출력 펄스패턴
 a) Clock파형 b) 搬送波(Carrier wave A (Ca), Carrier wave B(Cb)로 구성)
 c) 펄스 패턴 d) 논리 패턴 e) 출력 펄스 패턴

Fig. 8 Carrier waveform and Output Pulse Pattern
 a) Clock waveform b) Carrier waveform(A, B)
 c) Pulse Pattern d) Logic Pattern e) Output Pulse Pattern

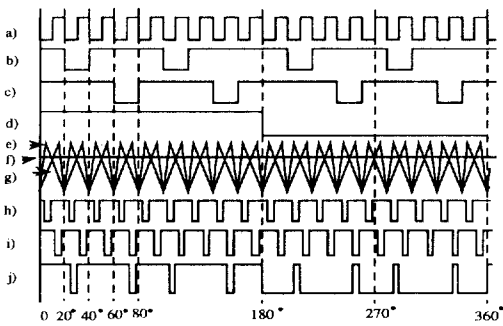


그림 9 반송파, 논리패턴 및 출력 펄스 패턴
 a) Clock 파형 b) 논리패턴 A
 c) 논리패턴 B d) 논리패턴 C
 e) 搬送波 A파형 g) 搬送波 B파형
 h), i) 펄스패턴 j) 출력 펄스패턴

Fig. 9 Carrier Wave, Logic Pattern Waves and Output Pulse Pattern Wave
 a) Clock Wave b) Logic Pattern A
 c) Logic Pattern B d) Logic Pattern C
 e) Carrier Wave A g) Carrier Wave B
 h), i) Pulse Pattern j) Output Pulse Pattern

rier wave B)로 이루어진 이 파형은 90° 및 180°를 기준으로 대칭이다.

그림 8. b와 같이 搬送波(Carrier wave A, Car-

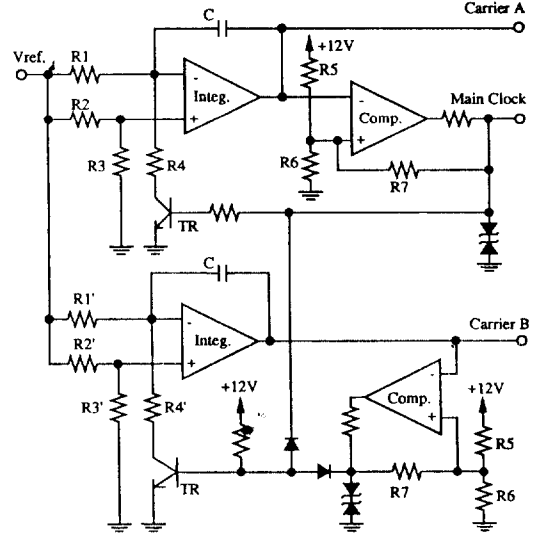


그림 10 반송파 A 및 반송파 B파형 발생회로
 Fig. 10 Carrier Wave Generator(A, B)

rier wave B) 파형들의 조합으로 이루어진 搬送波를 구할 수 있으면 속도기준치와 비교하여 그림 8. c와 같은 펄스패턴을 만들고 이 파형과 그림 8. d와 같은 논리 패턴으로부터 원하는 출력펄스패턴을 만들 수 있다. 그러나 그림 8. b와 같이 搬送波 파형들의 조합으로 이루어진 搬送波를 구하기는 대단히 어려우므로 본 연구에서는 그림 9. e 및 그림 9. g와 같이 2개의 삼각파형(그림 5)에 비례하는 두 종류의 搬送波 파형과 3가지의 기본 논리 패턴(그림 9. b, c, d)을 사용하여 그림 9. j와 같은 출력 펄스패턴을 구하였다. 즉, 아래와 같은 조건을 만족시키는 그림 9로부터 기본파 전압성분에 따라 매순간 스위칭角(α)을 계산 할 필요가 없는 간단하면서도 비교적 最適 PWM 인버터 특성에 유사한 線形化한 SHE PWM인버터를 실현할 수 있었다.

- 1) 원하는 출력주파수의 주기를 18등분(20°/pulse : 전기각)한 구형파(그림 9. a : Clock 펄스)
 - 2) 20°~40° 사이에 20°의 펄스폭을 갖는 파형(1/4주기만 고려)(그림 9. b : 논리패턴 A)
 - 3) 60°~80° 사이에 20°의 펄스폭을 갖는 파형(1/4주기만 고려)(그림 9. c : 논리패턴 B)
 - 4) 원하는 출력주파수의 구형파(그림 9. d : 논리패턴 C)
 - 5) 위의 구형파와 동기된 기울기가 다른 두개의 삼각파(그림 9. e, g : 반송파 A 및 B파형)
- 그림 9. e, g의 반송파 A 및 B파형 발생회로는

그림 10과 같으며 서로 정확하게 동기되고 있음을 알 수 있다.

2.2 제 5, 7, 11, 13, 17차 高調波 성분을 제거할 경우

1/4주기 동안에 6개의 스위칭角(α)이 존재할 때 제 5, 7, 11, 13, 17차 高調波 성분을 식 (11), (12), (13), (14), (15), (16)으로부터 제거할 수 있다.

$$V1 = \frac{4}{\pi} [1 + 2(-\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 - \cos \alpha_3 + \cos \alpha_4 - \cos \alpha_5 + \cos \alpha_6)] \quad (11)$$

$$V5 = 1 + 2(-\cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 - \cos 5\alpha_3 + \cos 5\alpha_4 - \cos 5\alpha_5 + \cos 5\alpha_6) = 0 \quad (12)$$

$$V7 = 1 + 2(-\cos 7\alpha_1 + \cos 7\alpha_2 - \cos 7\alpha_3 + \cos 7\alpha_4 - \cos 7\alpha_5 + \cos 7\alpha_6) = 0 \quad (13)$$

$$V11 = 1 + 2(-\cos 11\alpha_1 + \cos 11\alpha_2 - \cos 11\alpha_3 + \cos 11\alpha_4 - \cos 11\alpha_5 + \cos 11\alpha_6) = 0 \quad (14)$$

$$V13 = 1 + 2(-\cos 13\alpha_1 + \cos 13\alpha_2 - \cos 13\alpha_3 + \cos 13\alpha_4 - \cos 13\alpha_5 + \cos 13\alpha_6) = 0 \quad (15)$$

$$V17 = 1 + 2(-\cos 17\alpha_1 + \cos 17\alpha_2 - \cos 17\alpha_3 + \cos 17\alpha_4 - \cos 17\alpha_5 + \cos 17\alpha_6) = 0 \quad (16)$$

위의 방정식을 기본과 전압 변화에 따른 α 특성을 구하면 그림 11과 같으며 이때의 19, 23, 25차 高調波 성분비는 그림 12와 같다.

그림 13은 그림 11의 α 특성을 3개의 삼각파로

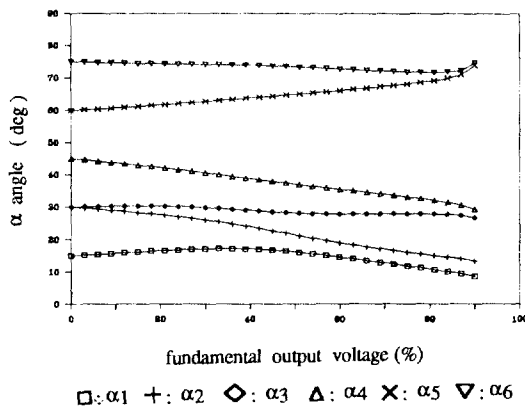


그림 11 기본과 전압 변화에 따른 α 특성
Fig. 11 α angle relation with fundamental output voltage

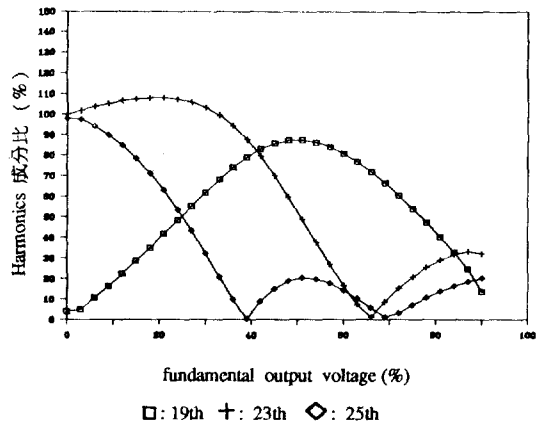


그림 12 기본과 전압 변화에 따른 19, 23, 25차 高調波 성분비
Fig. 12 19th, 23th, and 25th harmonics relation with fundamental output voltage

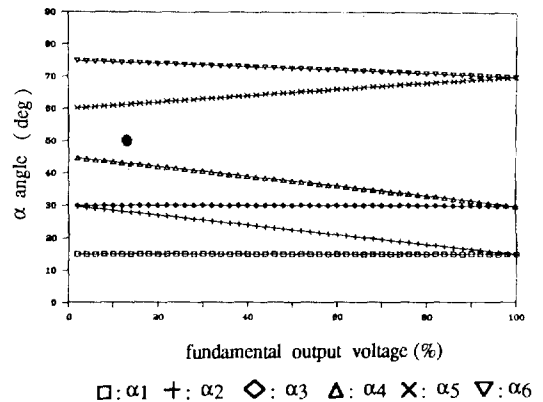


그림 13 삼각파로 線形化하였을 경우의 α 특성
Fig. 13 α angle characteristics for triangle carrier wave

線形化하였을 경우의 α 특성을 나타내며 그림 14 및 그림 15는 그림 13과 같이 삼각파로 線形化하였을 경우의 기본과 전압변화에 따른 5, 7, 11, 13, 17 및 19, 23, 25차 高調波 성분비를 각각 나타낸다.

그림 13에서, α_1 과 α_3 , α_2 와 α_4 의 기울기는 같으므로 5, 7, 11차 高調波 성분을 억제할 경우와 마찬가지로 搬送波A 및 搬送波B 파형들의 조합으로 이루어진 搬送波만 구하면 된다.

이때 논리 패턴들은 15°의 펄스폭(전자의 경우는 20°)을 가지며 Clock 펄스도 원하는 출력주파수의

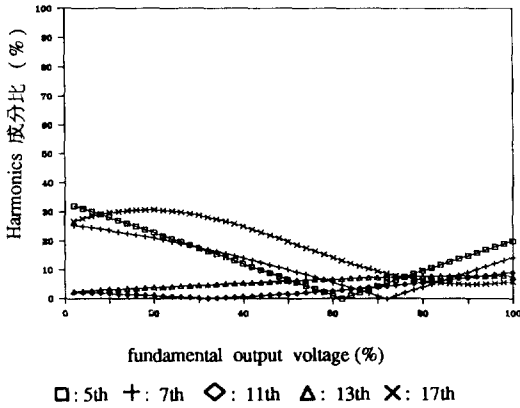


그림 14 α 특성을 3개의 삼각파로 線形化하였을 경우의 5, 7, 11, 13, 17차 高調波 성분비
 Fig. 14 5th, 7th, 11th, 13th and 17th harmonics for triangle carrier wave

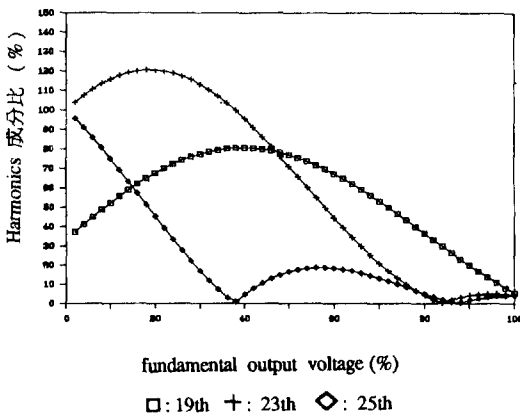


그림 15 α 특성을 3개의 삼각파로 線形化하였을 경우의 19, 23, 25차 高調波 성분비
 Fig. 15 19th, 23th and 25th harmonics for triangle carrier wave

주기를 24등분(전자의 경우는 18등분)한 구형파라는 점이 다를 뿐이다. 물론 α_1 과 α_3 , α_2 와 α_4 의 기울기를 서로 다르게 선정할 경우에는 搬送波A, 搬送波B 및 搬送波C 파형들의 조합으로 이루어져야 한다.

그림 14의 5, 7, 11, 13, 17차 高調波 성분은 α 특성을 3개의 삼각파로 線形化함으로써 발생한 것이다.

3. 시스템 구성

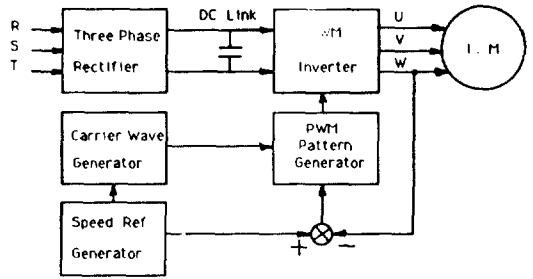


그림 16 시스템 블록 선도
 Fig. 16 System Block Diagram

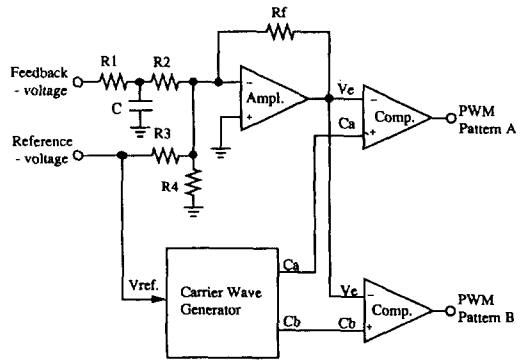


그림 17 PWM 패턴 발생기
 Fig. 17 PWM Pattern Generator

전체 시스템의 블록 선도는 그림 16과 같다. 기준속도 발생기의 출력은 전압/주파수 변환기에서 해당 주파수의 구형파 및 삼각파(Carrier wave A, B)로 변환된다.

이때 삼각파의 기울기는 그림 10의 반송파A, B 파형 발생회로에서 적분기의 RC 시정수에 의하여 스위칭角($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$)의 특성의 기울기와 동일하게 설정되며 20° (전기각)의 주기를 갖는다. (이것은 기준속도에 해당하는 주파수의 구형파를 18개로 한주기를 형성토록 함으로써 가능하다)

또한 기준속도 발생기의 출력과 출력 전압의 제한(Feedback)값과의 오차는 PWM 패턴 발생기(그림 17)에서 삼각파와 비교하여 그림 9. h 및 그림 9. i와 같은 펄스패턴을 발생시킨다.

이 펄스패턴 파형과 논리 패턴 A, B, C파형에 의해 출력 펄스패턴(그림 9. j)이 만들어지며 이 파형은 FET 구동회로를 통해 MOSFET를 동작시킨다. 따라서 출력 펄스패턴의 스위칭角은 주어진 범위($20^\circ \sim 40^\circ, 60^\circ \sim 80^\circ$: 1/4주기만 고려)안에서 2개의 삼각파 특성에 따라 연속적으로 제어된다.

5. 실험 및 결과

본 연구의 인버터(그림 18. b)를 籠型 誘導전동기(400Hz, 6극, 8000rpm, 1마력)을 내장한 高周波 電動그라인더(High Frequency Electric Grinder:400Hz, 3φ 200Vac, 2.7KVA)(그림 18. a)에 적용하였다.

그림 19. c 및 그림 19. d는 搬送波(Carrier wave A 및 Carrier wave B)파형 발생회로(그림 10)에 의한, 기울기가 서로 다른 두개의 搬送波이며 그림 19. f 및 그림 19. g는 이 두개의 搬送波와 발생기의 출력에 의한 펄스패턴 파형이다. 여기서 그림 19. f 및 그림 19. g는 이 두개의 搬送波와 기준 속도 발생기의 출력에 의한 펄스패턴 파형이다. 여기서 그림 19. f(속도 기준치)와 그림 19. e는 동일하다.

를 방지하기 위하여 Dead Time(5μs)을 고려한 경우의 상 전압 파형(U, V, W)이다. 그림 21, 그림 22, 그림 23은 200Hz, 300Hz, 400Hz에서의 선간 전압 파형 및 Spectrum Analyzer에 의한 高調波 전압 성분을 나타내고 있다.

그림 24에서는 그림 5와 같이 스위칭角 특성을 線形化하였을 경우, 실험을 통하여 측정된 각 주파수에서의 5, 7, 11차 高調波 전압 성분비 및 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 비교하여 나타내었으며 그림 25에서는 같은 방법에 의한 13, 17, 19차 高調波 전압 성분비의 측정치와 컴퓨터 시뮬레이션 결과 및 이상적인 경우(그림 3)의 高調波 전압 성분비를 비교하여 나타내었다. (이상적인 경우의 5, 7, 11차 高調波 전압 성분비는 영이다)

그림 24에서 100Hz에서의 5차 高調波 전압 성분은 55%에 이르지만 주파수의 증가에 따라 10% 이내로 감소함을 알 수 있다(본 연구에서 사용한 高調波 電動그라인더의 정격 속도 : 8,000rpm(400 Hz). 또한 7차 高調波 전압 성분은 전 주파수 구간에서 20% 미만이며 11차 高調波 전압 성분은 10% 미만이다.

그림 26, 그림 27 및 그림 28은 200Hz, 300Hz 및 400Hz에서의 상 전류 파형 및 Spectrum Analyzer에 의한 高調波 전류 성분을 나타내고 있다. 이 그림들로부터 13차 이상의 高調波 전류 성분은 주파수가 증가할수록 전동기의 임피던스 증

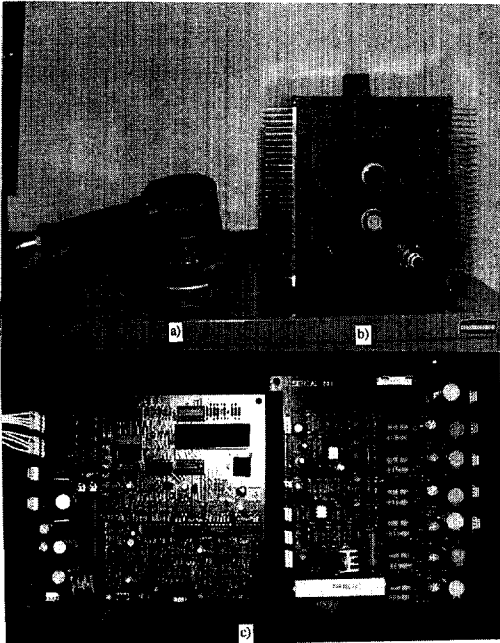


그림 18 a) 高周波 전동기 b) 400Hz용 인버터 c) 인버터 제어기

Fig. 18 a) High Frequency Motor b) Inverter(400Hz) c) Inverter Controller

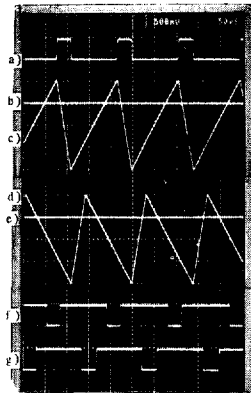


그림 19 搬送波 및 펄스 패턴

- a) Clock 파형 b) 속도 기준치
- c) 搬送波 A파형 d) 搬送波 B파형
- e) 속도 기준치(=b) f), g) 펄스 패턴

Fig. 19 Carrier Wave and Pulse Pattern

- a) Clock wave b) Speed Reference
- c) Carrier wave A d) Carrier wave B
- e) Speed Reference(=b) f), g) Pulse pattern

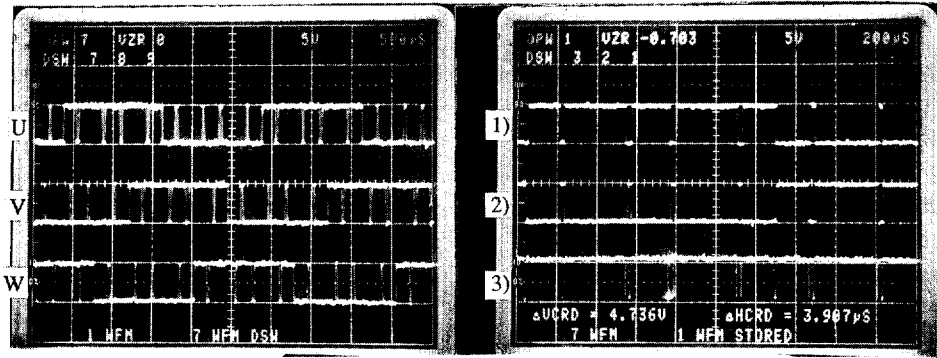


그림 20 400Hz에서의 상 전압 파형

- a) U, V, W파형 b.1) Dead Time(5µs)을 고려하지 않았을 경우의 U상 파형 b.2) Dead Time(5µs)을 고려한 경우의 U상 파형 b.3) Dead Time 파형

Fig. 20 Phase Voltage(400Hz)

- a) Phase Voltage Waveform(U, V, W) b.1) Voltage Waveform of U Phase with no Dead Time
- b.2) Voltage Waveform of U Phase with Dead Time(5µs)
- b.3) Dead Time Waveform

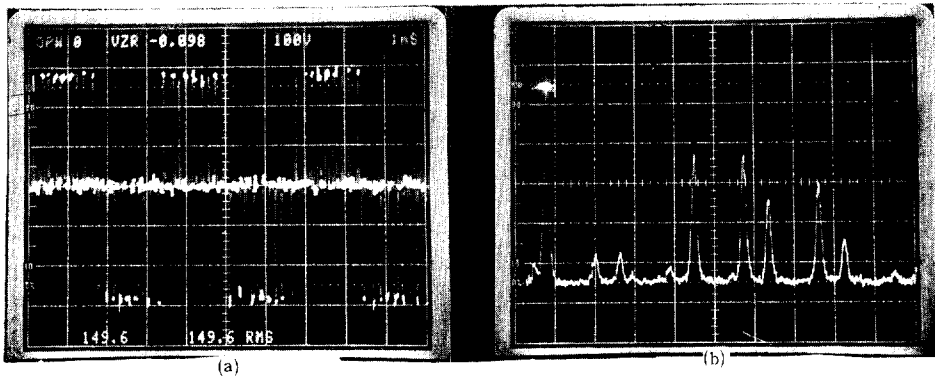


그림 21 선간 전압 파형(a) 및 高調波 전압 성분(b) (200Hz)

Fig. 21 Line Voltage Waveform(a) and Voltage Harmonics(b) (200Hz)

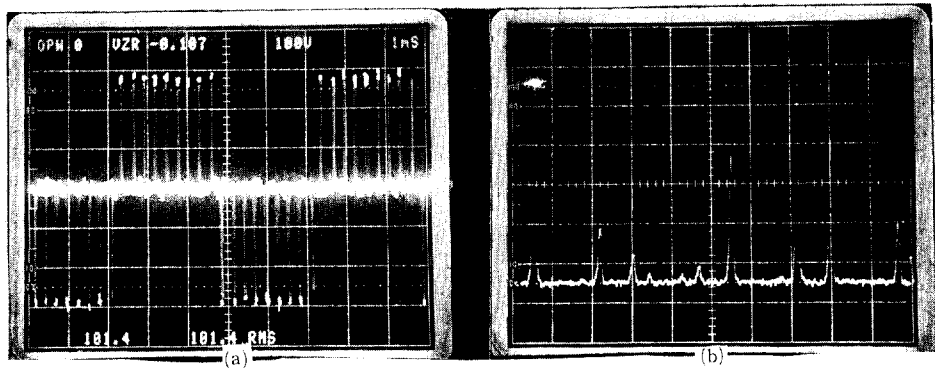


그림 22 선간 전압 파형(a) 및 高調波 전압 성분(b) (300Hz)

Fig. 22 Line Voltage Waveform(a) and Voltage Harmonics(b) (300Hz)

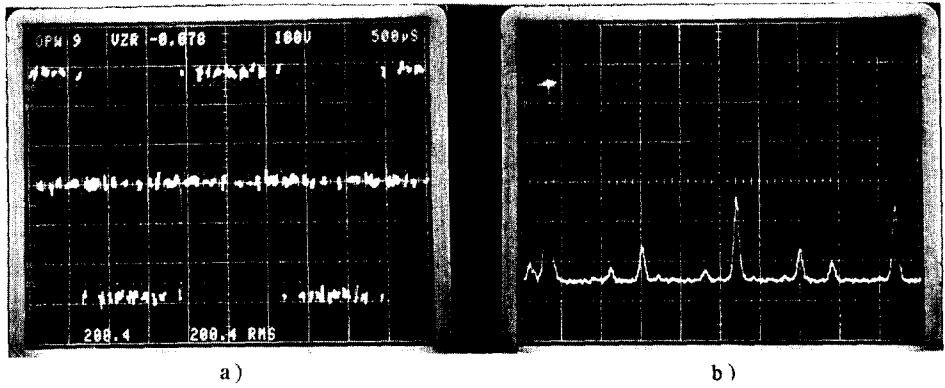
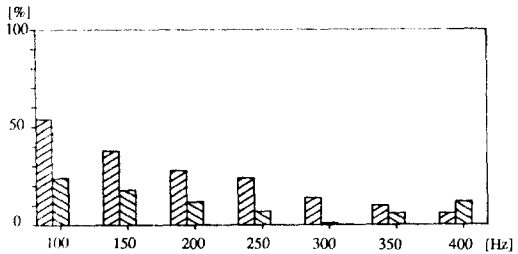
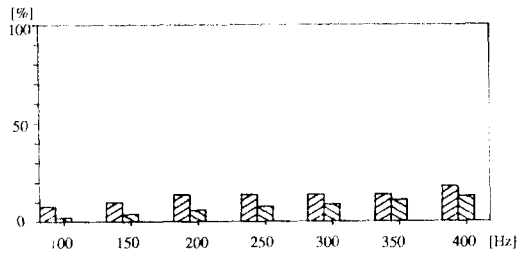


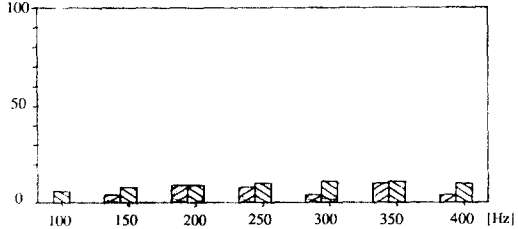
그림 23 선간 전압 파형(a) 및 高調波 전압 성분 (b) (400Hz)
 Fig. 23 Line Voltage waveform(a) and voltage Harmonics(b) (400Hz)



(a) 5 차 고조파 성분비

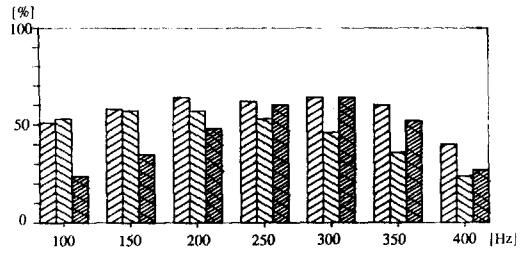


(b) 7 차 고조파 성분비

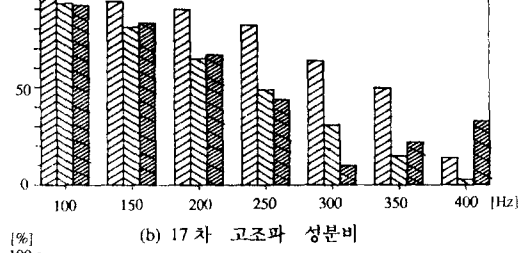


(c) 11 차 고조파 성분비

그림 24 주파수 변화에 따른 고조파 성분비
 ■ 스위칭각 특성을 선형화 하였을 경우의 측정치
 ■ 스위칭각 특성을 선형화 하였을 경우의 시뮬레이션 결과
 Fig. 24 Voltage Harmonics(%) relation width output Frequency
 ■ Test Results(Triangle Carrier Wave)
 ■ Computer Simulation(Triangle Carrier Wave)
 ■ Computer Simulation(Idle Case)



(a) 13 차 고조파 성분비



(b) 17 차 고조파 성분비

그림 25 주파수 변화에 따른 고조파 성분비
 ■ 스위칭각 특성을 선형화 하였을 경우의 측정치
 ■ 스위칭각 특성을 선형화 하였을 경우의 시뮬레이션 결과
 ■ 이상적인 경우의 시뮬레이션 결과
 Fig. 25 Voltage Harmonics(%) relation width output Frequency
 ■ Test Results(Triangle Carrier Wave)
 ■ computer Simulation(Triangle Carrier Wave)
 ■ Computer Simulation(Idle Case)

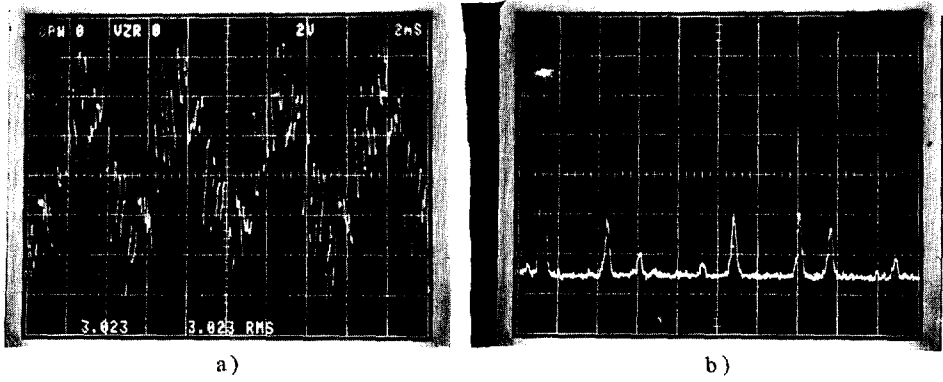


그림 26 상 전류 파형(a) 및 高調波 전류 성분(b) (200Hz)
Fig. 26 Phase Current Waveform (a) and Current Harmonics (b) (200Hz)

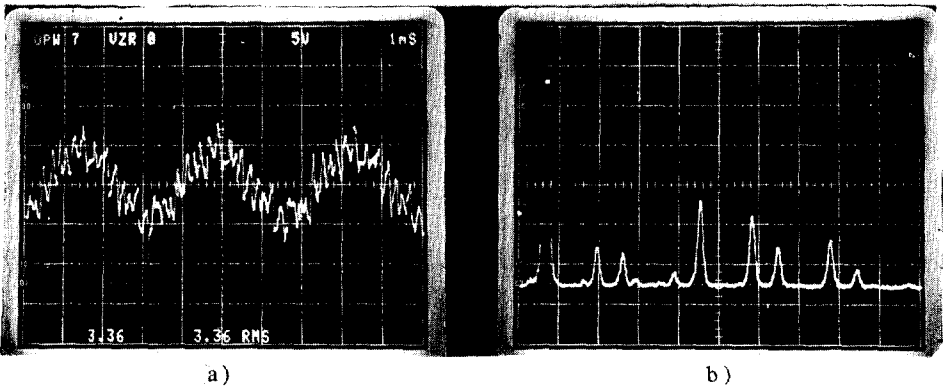


그림 27 상 전류 파형 (a) 및 高調波 전류 성분 (b) (300Hz)
Fig. 27 Phase Current Waveform (a) and Current Harmonics (b) (300Hz)

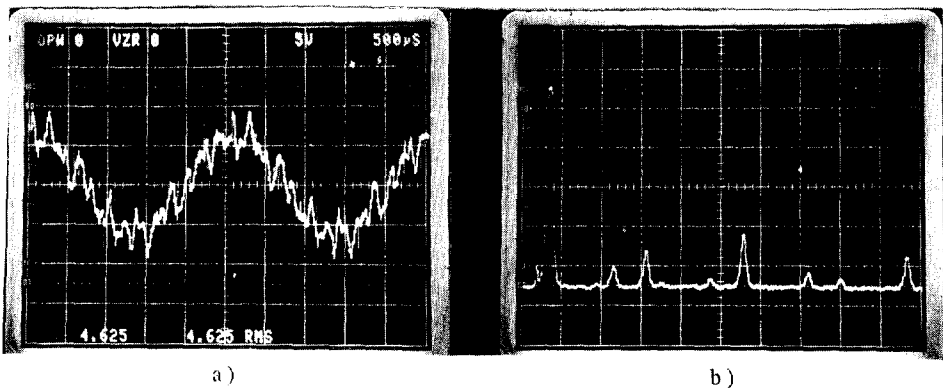


그림 28 상 전류 파형 (a) 및 高調波 전류 성분 (b) (400Hz)
Fig. 28 Phase Current Waveform (a) and current Harmonics (b) (400Hz)

가로 인하여 감소되었음을 알 수 있다.

6. 결 론

최근에 많이 개발되고 있는 마이크로프로세서를 이용한 인버터에서는 사용주파수가 높아질수록, 또는 한 주기당 스위칭 수가 많을수록 스위칭 패턴을 저장할 메모리의 용량이나 마이크로프로세서의 계산시간이 문제되지만, 본 연구에서는 스위칭角(α)특성을 2개의 삼각파로 線形化하여 이것을 搬送波로 사용함으로써, 사용주파수가 높아짐에 따라 발생하는 문제점을 해결할 수 있는 간단한 제어기로 구성된 SHE PWM 인버터를 실현하였다.

또한 이 인버터를 400Hz용 高周波 電動그라인더에 응용함으로써 그 실용성을 입증하였다.

여기서는 5, 7, 11차 高調波 성분을 감소시켰으며 같은 방법으로 5, 7, 11, 13, 17차 高調波 성분을 감소시키고자 할 경우의 응용 가능성을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 제시하였다.

본 연구를 통해 개발한 인버터의 특징은 다음과 같다.

- (1) 스위칭角(α)특성을 線形化하여 이를 搬送波로 이용함으로써, 사용주파수가 높아도 스위칭角을 계산할 시간이나 스위칭 패턴을 저장할 메모리의 용량이 문제되지 않는다.
- (2) 스위칭角(α)특성을 임의의 기울기를 갖는 삼각파로 線形化할 수 있기 때문에 비교적 最適 PWM인버터(Optimized PWM Inverter)특성과 유사한 인버터를 구성할 수 있다.
- (3) 제어기 구성이 간단하다.

본 연구에서는 5, 7, 11차 高調波 성분을 감소시키는 400Hz인버터를 실현하였으나, 더 많은 高調波 성분을 제거시키고자 할 경우나, 더 높은 사용 주파수의 인버터 시스템을 구성할 경우에도 본 논문에서 제시한 방법이 유용하리라 본다.

참 고 문 헌

- [1] 金光培 外, 手指式 電動 工員 開發에 관한 研究, 韓國科學技術研究院 最終 研究 報告書, 1989.
- [2] 金光培 外, Microprocessor를 利用한 電動機 制御 技術 開發, 韓國科學技術研究院 最終 研究報告書, 1984.
- [3] H. S. Patel and R. G. Hoft, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I - Harmonic Elimination", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-9, pp. 310~317, May/June 1973.
- [4] B. K. Bose, Power Electronics and AC Drivers, New Jersey: Prentice-Hall, 1986.
- [5] 李允鍾, 鄭必善, 鄭東和, "3상 誘導 電動機의 可變速 運轉을 위한 Optimal PAWM 方式", 對韓電氣學會誌, 36권 9호 pp. 8~14, 1987.
- [6] 朴旻鎬, 金漢星, 崔圭夏, 梁海承, "펄스幅 變調 交流초퍼를 위한 새로운 制御方法", 對韓電氣學會誌, 36권 3호 pp. 19~25, 1987.
- [7] 神鋼 高周波 그라인더(FIZ-02SA)取扱 說明書, 神鋼 電機 株式會社, 1987.