

고조파 왜율의 일정 제어를 위한 PWM 인버터에 관한 연구

(A Study on PWM Inverter to control Fixed Total Harmonic Distortion)

宋 彦 彬*
(Eon-Bin Song)

요 약

이 논문은 인버터의 출력파형에 포함되는 고조파 성분들을 제거하기 위한 PWM인버터의 소프트웨어 제어기법을 제시하고 있다. 제안한 기법에 의하면, 가변속 운전이나 무정전 전원 공급 시스템 응용시 인버터 출력의 고조파 왜율을 일정하게 낮출 수 있어 인버터의 성능을 크게 향상시킬 수 있다. 주파수 비 36, 변조지수 1.2~2.0인 제어모드에서 본 인버터는 고조파 왜율을 5[%]이내의 범위에서 운전할 수 있다.

Abstract

This paper presents a software based PWM inverter control technique to eliminate the harmonics in the output waveforms of inverter. The proposed control technique can be reduced total harmonic distortion of inverter output and significantly improved the performance of the inverter in case of variable speed drives or uninterruptible power supply system applications. In the control mode where the frequency ratio is 36 and the modulation index is 1.2~2.0, the proposed inverter has been operated within 5[%] total harmonic distortion.

1. 서 론

최근의 인텔리전트 빌딩에서는 건물 자동화, 사무 자동화, 정보통신용 전원으로 무정전 전원 공급 시스템이 급증하고 있으며, 공장 자동화용으로 전동기 가변속 구동 장치가 많이 시설되고 있다. 무정전 전원 공급시스템이나 가변속 구동 장치는 인버터를 이용하는데, 인버터의 출력 파

형에는 기본파 성분외에 고조파 성분이 함유되어, 근접한 통신계통, 제어계통 등 약전류 신호선에 전자유도 장애를 일으키거나 각종 계전기들의 오동작, 전동기 소음 및 토크 맥동 등의 원인이 되고 있다.^{1), 2), 3)} 따라서, 배전계통에서는 이런 문제들을 없애기 위해서 종합 고조파 왜율(Total Harmonic Distortion)을 5[%]이내로 유지하도록 하고 있다. 인버터를 가변속 구동용이나 무정전 전원 공급용으로 사용하는 경우 고조파 왜율을 일정하게 유지하여야 다른 부하 및 전원 계통에 대한 고조파 장애를 없앨 수 있다.

본 연구에서는 프로그램적으로 펄스 폭 변조

*正會員 : 大林專門大學 電氣科 · 工博

接受日字 : 1994年 7月 27日

신호를 출력시켜 삼상 PWM인버터를 일정한 고조파 왜율 이내로 제어하는 기법을 제시하였다. 가변속 구동 또는 무정전 전원 공급 시스템 응용시에 효과적으로 적용하기 위하여, 여러 가지 운전 모드에 대한 출력 파형에 함유된 고조파 성분을 분석하여 종합 고조파 왜율을 5[%]이내로 낮출 수 있음을 입증하였다.

2. 고조파 왜율의 일정 제어

중전의 디지털 제어 PWM 인버터에서는 특정 고조파를 제거할 수 있는 펄스 폭 변조 형태를 직접 룩 업 테이블 형태로 저장하여야만 한다. 이 펄스 폭 변조 형태는 일정 V/F와 같은 가변속 응용 시스템에서 고조파 전류율을 일정 범위 내에서 제어하려면 수많은 룩 업 테이블을 저장시켜야 하고 인버터의 출력 전압의 변화를 출력 주파수의 변화에 대응하여 선형적으로 제어하기도 어렵게 된다. 그러나, 새로운 소프트웨어에 의한 제어 기법은 기본 데이터를 이용하여 프로그램에 의하여 변조파와 반송파를 만들고, 이들을 비교하여 여러가지 펄스 폭 변조파들을 출력하도록 하고 있다. 종전 아나로그 방식과 같이 인버터의 출력전압의 변화를 출력 주파수의 변화에 대응하여 선형적으로 제어하기가 용이하다. 따라서, 가변속 제어 응용의 경우에 주파수비와 변조지수를 바꾸는 제어신호에 의하여 여러가지 펄스 폭 변조 형태를 다양하게 하여 고조파 전류율을 낮출 수 있으며, 선형적인 제어로 가변속 구동 시스템을 효율적으로 운용 할 수 있는 특징이 있다. 변조지수나 주파수비를 바꾸기 위한 제어신호는 디지털값으로 입력되도록 하고 있으며, 이 값들을 기본데이터로 하여 펄스 폭 변조 신호를 만들고 PWM 인버터를 제어하게 된다. 부하로는 공기조화용 팬을 구동하는 유도 전동기를 고려하여 일정한 고조파 전류율 범위내에서 제어할 수 있도록 하였다. 공기조화용 팬의 운전은 전동기 정격속도 이하의 범위에서 주로 운전된다. 가변속 제어하는 경우 전동기는 주로 저속 영역에서 운전하는 빈도가 높기 때문에, 인버터에서 발생하는 고조파에 의한 전자유도 장애, 전동기의 과

열 등의 원인이 되고 있다. 따라서 저속 영역인 정 토크 영역에서 고조파 성분을 낮추는 것이 필요하다.

전동기 가변속 운전의 경우 정 토크 영역에서 운전시에는 변조지수와 주파수비를 제어하여 낮은 주파수 운전시에는 주기당 펄스 수를 많이 출력되도록 변조시키고, 높은 주파수 운전시에는 주기당 펄스 수를 적게 출력되도록 하면, 고조파 왜율을 일정하게 억제하면서 효율적인 운전이 가능하게 된다. 그림 1은 본 연구에 사용된 유도 전동기의 제어 시스템의 블록 다이어그램을 나타낸다.

3. 고조파 특성

3.1 인버터 출력의 고조파 성분

PWM인버터의 출력 전압은 그림 2와 같은 각 스위칭 함수, SW_1, SW_2 등을 곱하여 얻을 수 있게 된다.

스위칭 함수의 푸리에 급수 전개는 다음과 같이 된다.

$$SW_1 = \sum_{k=1, \text{odd}}^{\infty} A_k \sin k\omega t \quad (1)$$

여기서 A_k 는 각 조파의 진폭의 크기를 나타낸다.

$$SW_2 = \sum_{k=1, \text{odd}}^{\infty} A_k \sin(k\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (2)$$

$$SW_3 = \sum_{k=1, \text{odd}}^{\infty} A_k \sin(k\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad (3)$$

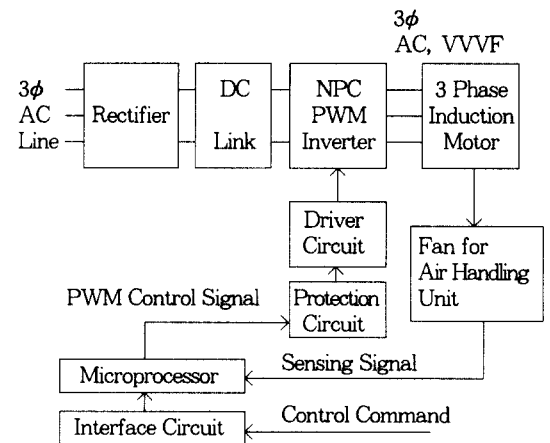


그림 1. 제어 시스템의 블록 다이어그램
Fig. 1. The Block Diagram of Control System.

인버터 출력측의 상전압 V_{an} , V_{bn} , V_{cn} 은 다음과 같이 된다.

$$V_{an} = E \cdot SW_1 \quad (4)$$

$$V_{bn} = E \cdot SW_2 \quad (5)$$

$$V_{cn} = E \cdot SW_3 \quad (6)$$

인버터 출력측의 선간전압 V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} 도 마찬가지로 얻어진다.

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ = \sqrt{3}E \sum_{k=1, \text{odd}}^{\infty} A_k \sin k(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (7)$$

$$V_{bc} = V_{ab}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (8)$$

$$V_{ca} = V_{ab}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad (9)$$

따라서, 삼상 평형 부하로 가정하면 인버터의 출력측 선전류 I_a , I_b , I_c 는 다음과 같다.

$$I_a = \sqrt{3} \frac{V_{ab}}{Z(\omega t)} (\omega t + \frac{\pi}{6} - \phi) \\ = \frac{3E}{Z(\omega t)} SW_1 \quad (10)$$

$$I_b = I_a(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (11)$$

$$I_c = I_a(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad (12)$$

여기서, $Z(\omega t)$ 는 등가 부하 임피던스이고, ϕ

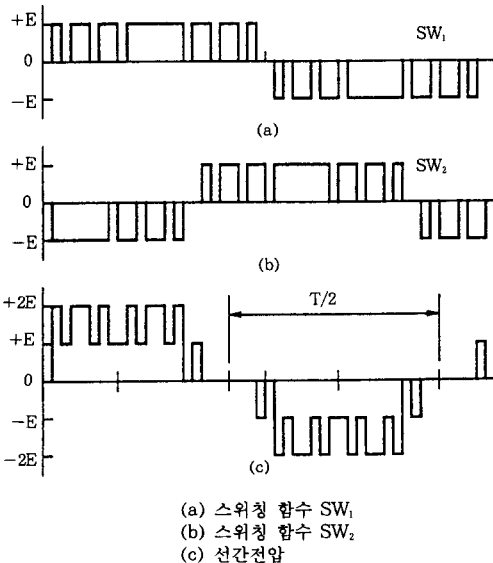


그림 2. PWM 스위칭 함수
Fig. 2. PWM Switching Functions.

는 부하 임피던스 위상각이다. 식(10), 식(11), 식(12)에 의하여 인버터의 주 스위칭소자의 정격을 결정할 수 있다.

PWM 인버터의 입력 전류 I_i 는 $I = \frac{3E}{Z(\omega t)}$ 라 두면, 스위칭 함수에 의하여 다음과 같이 표현된다.
 $I_i = I(SW_1 + SW_2 + SW_3) \quad (13)$

따라서, 입력 전류의 주파수 스펙트럼은 직류 성분에 여러개의 원하지 않는 고조파 성분이 함유되게 된다. 이 고조파 성분도 PWM인버터의 펄스 폭 변조 패턴에 따라 달라지게 된다.

한편, 각 조파의 진폭, A_k 는 다음과 같다.

$$A_k = \frac{4E}{k\pi} (\sin kt_1 - \sin kt_2 + \sin kt_3 - \sin kt_4 + \dots) \\ \dots - \sin kt_{m-1} + \sin kt_m) \\ = \frac{4E}{k\pi} \left\{ \sum_{n=1}^m (-1)^{n+1} \sin kt_n \right\} \quad (14)$$

여기서, $k=2u+1$, $u=0, 1, 2, 3, \dots$, $n=1, 2, 3, \dots$, m 이 된다.

식(14)를 보면 PWM인버터의 출력 파형에는 기수차 고조파 성분이 존재하나 스위칭 각도 $t_1, t_2, t_3, \dots, t_m$ 들이 주파수비와 변조지수에 따라 달라지게 되므로, 이를 조정하게 되면 고조파 성분을 제거할 수 있는 제어 모드를 찾을 수 있게 된다. 이 때 스위칭 각도 t_1, t_2, t_3, \dots 들이 다음과 같이 변화되게 된다.

$$t_1 < t_2 < t_3 < \dots < t_m < \frac{\pi}{2} \quad (15)$$

식 (14)에서 특정고조파 성분이 제거되게 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\left[\begin{array}{l} \sin t_1 - \sin t_2 + \dots + (-1)^{m+1} \sin t_m \\ \sin 5t_1 - \sin 5t_2 + \dots + (-1)^{m+1} \sin 5t_m \\ \dots \\ \dots \\ \sin kt_1 - \sin kt_2 + \dots + (-1)^{m+1} \sin kt_m \end{array} \right] \\ = \left[\begin{array}{c} \frac{\pi\phi}{4E} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{array} \right] \quad (16)$$

여기서, m 이 우수인 경우 $k=3m-1$, m 이 기수인 경우 $k=3m-2$ 가 되고 있다. PWM 인버터에서 처음 나타나는 고조파의 주파수 f_d 는 다음과

같이 주어진다.

$$f_a = (3m-1)f, m = \text{우수} \quad (17)$$

$$f_a = (3m-2)f, m = \text{기수} \quad (18)$$

여기서, f 는 PWM 인버터의 출력주파수이다. 이때 인버터의 스위칭 주파수 f_c 는 다음과 같이 된다.

$$f_c = m \cdot f \quad (19)$$

PWM 인버터에서 처음 나타나는 고조파의 주파수는 인버터 스위칭 주파수의 적어도 3배가 되고 있다. 변조지수와 주파수비의 변화에 따라 스위칭 각도가 달라지게 된다. 이것은 인버터 스위칭 주파수를 다르게 하는 것이 되며 결국 특정 고조파를 제거하는 효과를 얻을 수가 있게 된다.

3.2 인버터의 고조파 왜율

유도 전동기의 가변속 제어에 이용하는 경우 인버터는 가변 전압, 가변 주파수 전원을 공급하게 된다. 이때 고조파 왜율은 인버터의 고조파 전류율(HCF : Harmonic Current Factor)에 의하여 표현한다. k 차 고조파 전압 V_k 에 의하여 유도기에서의 고조파 전류 I_h 는 다음과 같이 된다.

$$I_h = \frac{V_k}{2\pi k f L_c} \quad (20)$$

여기서, L_c 는 유도기의 상당 누설 인덕턴스이다.

상전압 V_m 의 기본파 성분은 V_1 이라 하면 원하지 않는 고조파 전류의 총합의 백분율은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$I_h(\text{rms}) = \frac{P_1}{2\pi f L_c} \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{k=5}^{\infty} \left(\frac{V_k}{k}\right)^2} \quad (21)$$

여기서, $P_1 = \frac{V_1}{f}$, I =유도기의 정격전류 따라서, HCF는 다음과 같이 정의한다.

$$\text{HCF} = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{k=5}^{\infty} \left(\frac{V_k}{k}\right)^2} \quad (22)$$

따라서, 인버터의 출력 파형에 포함된 고조파 성분은 펄스 폭 변조 패턴에 따라 달라지게 되므로, HCF도 일정범위내에서 제어할 수 있다.

PWM 인버터를 무정전 전원 공급 시스템에 이용하는 경우에는 THD(Total Harmonic Distortion)를 낮추어야 한다. THD를 요구조건에 맞추

기 위하여 일반적인 인버터의 출력측에는 일반적으로 L-C출력 필터를 채택하게 된다. THD는 다음과 같이 정의한다.

$$\text{THD} = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{k=3}^{\infty} (V_k')^2} \quad (23)$$

여기서, V_k' 는 필터 출력측 전압이다. 필터 공진 주파수를 $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, 상수 $A = \frac{\omega_r}{\omega}$ 이라고 하면 식(23)은 다음과 같다.

$$\text{THD} = \frac{100(A^2-1)}{A^2 V_1} \sqrt{\sum_{k=3}^{\infty} \left(\frac{A^2 V_k}{k^2 - A^2}\right)^2} \quad (24)$$

k 는 고조파 차수이며 K 가 충분히 커지면 $k^2 - A^2 \approx k^2$ 이 되고, 일반적으로 $A > 1$ 이므로 $A^2 - 1 \approx A^2$ 이 된다. 따라서, 다음과 같이 단순화 시킬 수 있다.

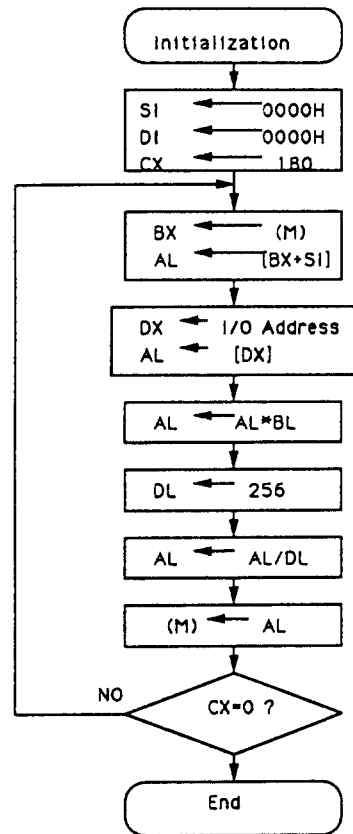


그림 3. 변조파의 연산 흐름도
Fig. 3. The Flow Chart of Modulation Wave.

$$\begin{aligned} \text{THD} &= A^2 \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{k=3}^{\infty} \left(\frac{V_k}{K^2} \right)^2} \\ &= A^2 \cdot \text{DF} \end{aligned} \quad (25)$$

여기서,

$$\text{DF} = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{k=3}^{\infty} \left(\frac{V_k}{K^2} \right)^2} \quad (26)$$

따라서, 인버터의 펄스 폭 변조 패턴에 따라 고조파 성분이 달라지므로 무정전 전원 공급 시스템의 고조파 왜율을 일정범위내에서 제어할 수 있다.

4. 제어 프로그래밍

16비트 마이크로 프로세서의 프로그램에 의하여 변조파를 정현파형의 형태로 메모리의 일정영역에 사전에 저장시키게 된다. 변조파나 반송파의 진폭은 임의로 바꿀 수 있으며 제안한 프로그램에서는 변조지수를 0.1~2.0까지 변화시키는 경우에는 메모리의 일정번지에 10진수 크기로 변조파 진폭의 최대값을 256으로, 반송파 진폭의 최대값을 128로 하여 기본 데이터들을 저장하게 된다. 이 진폭의 최대값은 자유롭게 선정할 수 있으나 마이크로 프로세서의 프로그램 수행속도를 빠르게 하기 위하여 2진수로 표현할 수 있는 정수값을 선정하였다. 변조지수를 0.1~2.0의 범위를 확장하려면 변조파와 반송파의 기본 데이터들을 변경하면 된다. 일정영역에 저장 될 변조파의 기본 데이터들은 식(27)에 의하여 연산한다.

$$Y = 256 \sin \theta \quad (27)$$

여기서, Y는 변조파의 진폭이 된다. 식(27)에서 구한 변조파의 진폭의 크기들은 메모리의 일정번지에 기본 데이터로 저장되게 된다. 이 경우 변조파의 시간축에 대응하는 구간 분할은 임의로 정할 수 있는데 본 프로그램에서는 시간축을 180등분을 취하고 있다. 이 구간 분할도 여러가지로 바꿀 수 있다. 식(27)에서 얻은 기본 데이터는 변조파의 진폭을 바꾸기 위한 전압명령(Voltage Command)V와 곱하여 여러가지 변조지수에 대응하는 변조파를 만들어 준다. 변조지수를 바꾸게 되는 전압명령은 8비트수로 마이크로 프로세서 외부 하드웨어에서 입력되며 십진수로

0~256 범위에서 조정 가능하게 되어 있다.

변조지수를 바꾸기 위한 전압명령에 의하여 새로운 변조파의 진폭 Y_m 은 다음과 같이 소프트웨어에 의하여 연산이 이루어진다.

$$Y_m = \frac{V \cdot Y}{256} \quad (28)$$

식(28)에 의한 연산 과정이 제어 프로그램에 의하여 수행된 후에 새로운 변조파가 메모리의 일정번지에 자동 저장되게 된다. 변조파를 만들기 위한 기본 데이터들은 메모리의 일정영역인 1~90번지까지 저장하게 된다. 변조지수를 바꾸기 위하여 외부 하드웨어에서 입력되는 전압 제어신호에 따라 새로운 변조파가 발생되게 되는데, 제어 프로그램의 흐름도는 그림 3과 같다. 이 프로그램은 16비트급 마이크로 프로세서의 포인트 인덱스 레지스터인 SI(Source Index), DI(Destination Index)를 이용하여 변조파와 반송파의 기본 데이터를 저장하기 위한 시작 번지를, CX(Count Register)로는 카운터를 지정하고 있다. 변조파의 기본 데이터를 이용하여 식(28)의 연산을 수행하게 되면 새로운 변조파는 BX(Base Register)에 의하여 지정된 메모리 영역에 저장되게 된다. 이 새로운 변조파는 기존의 반송파와 비교하여 새로운 펄스 폭 변조파를 발생하게 되는데, 이것은 결국 변조지수가 바뀌어진 결과가 되게 된다. CPU의 클럭 주파수는 5(MHz)를 사용하고 있다. 제안한 소프트웨어에 의하여 새로운 변조지수로 바뀌지는데 약 6.986(μsec)가 소요되는 것으로 분석되었다. 따라서 인버터 응용 측면에서 보면 실시간 제어가 가능하다고 할 수 있다.

반송파는 삼각파의 형태로 메모리의 일정 영역에 록업 테이블 형태로 저장시켜 두고 있다. 반송파의 주파수는 일정 영역의 록업 테이블을 바꾸게 되면 쉽게 바뀌어지게 된다. 반송파도 변조파와 같이 인버터 출력 주파수의 1/2주기분 즉 $0^\circ \sim 180^\circ$ 의 구간을 180등분하여 시간축에 대응한 반송파의 진폭에 해당하는 크기를 계산한다. 반송파는 삼각파의 형태를 가지도록 기본 데이터로 메모리의 일정 번지에 저장시켜 두게 된다. 여기서 변조지수를 0.1~2.0의 범위에서 변화시

키는 경우에는 반송파의 진폭은 십진수의 크기로 13~128의 범위로 저장하게 된다. 변조파와 마찬가지로 반송파의 형태도 어떤 제약이 없이 원하는 주파수를 자유롭게 얻을 수 있는 특징이 있다. 주파수비를 바꾸기 위한 반송파들은 메모리의 일정 영역에 룩 업 테이블로 저장시킨 다음 외부 인터럽트에 의하여 원하는 주파수비를 얻을 수 있도록 하고 있다.

펄스 폭 변조파는 변조파의 진폭과 반송파의 진폭을 비교하여 연산을 행한 후 메모리의 일정 영역에 저장되게 된다. 변조지수를 바꾸거나 주파수비가 다르게 되면 펄스 폭 변조파의 형태도 달라지게 된다.

5. 실험 결과 및 검토

주파수비를 6, 12, 18, 24, 36으로 바꾸면서 각 주파수비에 대응하여 변조지수도 0.1~2.0의 범위로 변화시킬 때 고조파 성분의 크기를 측정하였다. 변조지수의 변화는 2.0이상의 범위로도 조정 가능하나 실용측면을 고려하여 최대 2.0까지 변화할 수 있도록 하였다. 그림 4는 주파수비를 24로하고 변조지수를 변화시켰을 때 고조파 성분의 변화 상태를 측정된 결과이다.

종합 고조파 왜율을 5[%]이하로 유지하면서 가변속 운전할 경우의 PWM인버터의 제어모드

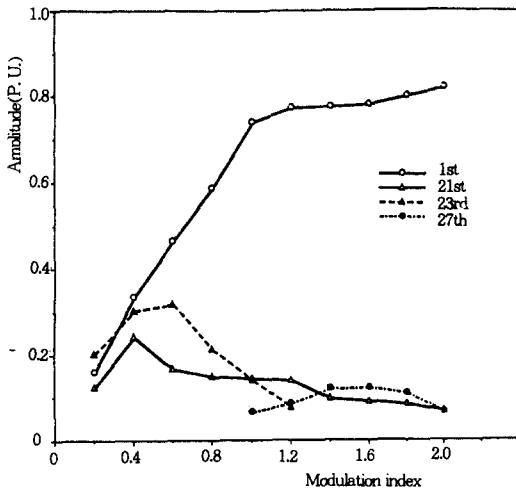


그림 4. 고조파 성분의 변화(주파수비 : 24)
Fig. 4. The Variation of Harmonic Components.

는 그림 5와 같다. 그림6은 가변속 운전시의 고조파 전류율이 변화를 나타낸 것이고, 그림7은 무정전 전원 공급 시스템 응용시 고조파 왜율의 변화를 측정된 결과이다.

고조파 왜율을 5[%]이하로 유지하려면 가변속 운전의 경우는 전동기 기동에서 50[%]속도영역까지는 주파수비 36으로, 50~60[%]속도영역에서는 주파수비 24로, 60~80[%]속도영역에서는 주파수비 18로, 80[%]이상의 속도영역에서는 주파수비 12 또는 6으로 운전하여야 한다. 무정전 전원 공급 시스템 응용시에는 주파수비 36에서

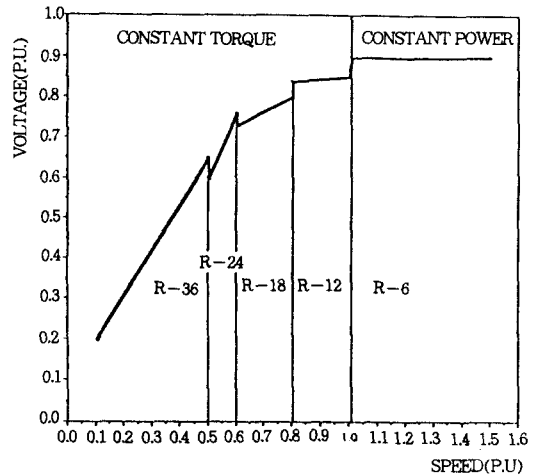


그림 5. PWM 인버터의 제어모드
Fig. 5. The Control Mode of PWM Inverter.

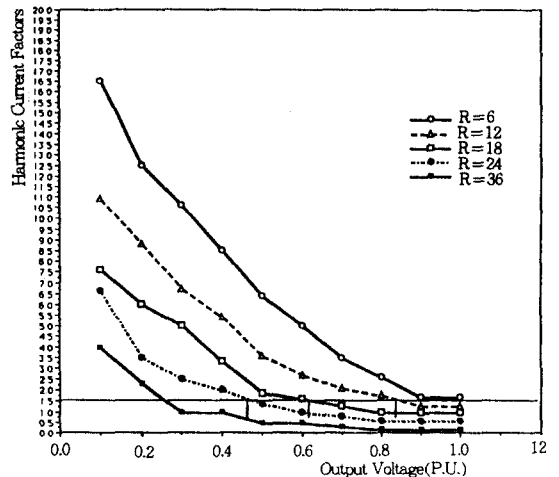


그림 6. 고조파 전류율의 변화
Fig. 6. The Variation of Harmonic Current Factor.

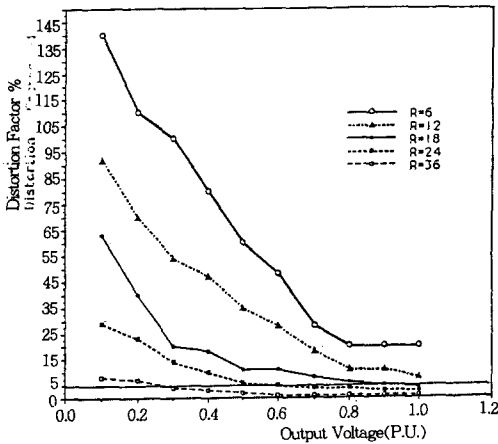


그림 7. 고조파 왜율의 변화
Fig. 7. The Variation of Total Harmonic Distortion.

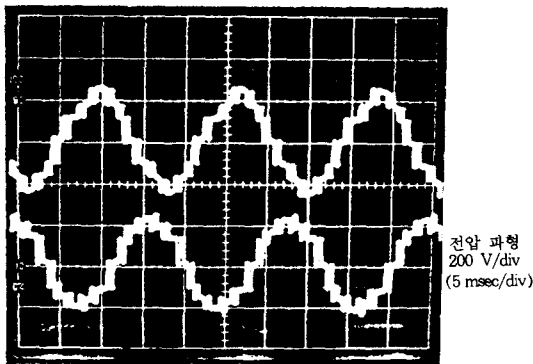


그림 8. 선간 전압 파형(변조지수 : 1.8, 주파수비 : 36)
Fig. 8. The Waveform of Line Voltage.

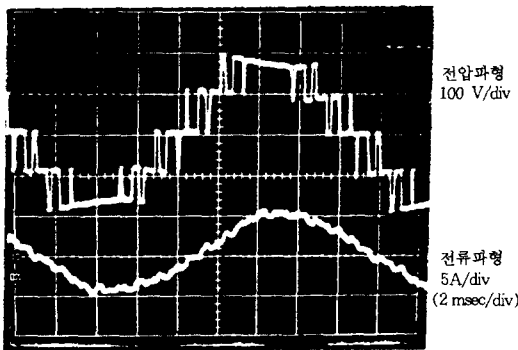


그림 9. 출력 전압 및 전류 파형(변조지수 : 1.8, 주파수비 : 24)
Fig. 9. The Waveforms of Output Current and Voltage.

는 변조지수 0.6이상으로, 주파수비 24에서는 변조지수 1.2이상으로, 주파수비 18에서는 변조지수 1.8이상으로 제어하여야 한다.

PWM 인버터를 소프트웨어 제어기법으로 운전하여 출력 파형을 관찰하기 위하여 정격 전압 220[V], 정격 출력 0.75[kW], 정격 전류 3.5[A], 정격 회전수 1710[rpm]인 유도전동기를 부하로 사용하였다. 그림 8은 변조지수 1.2, 주파수비 36인 경우의 선간전압파형을 그림 9는 변조지수 1.8, 주파수비 24인 경우에 정격 주파수에서 실험용 유도 전동기를 부하로 하여 운전하였을 때 출력전압 및 전류파형을 측정한 결과이다.

6. 결 론

본 연구에서는 소프트웨어에 의하여 PWM인버터를 제어하여 인버터의 출력 파형에 포함되는 고조파 성분을 대폭 제거할 수 있는 방안을 제시하였다. 따라서, 종전 방식으로 시스템의 특성 해석이 가능하며 다양한 펄스 폭 변조가 가능하기 때문에 특정 고조파를 제거하기가 용이한 특징이 있다. 가변 전압, 가변 주파수 운전의 경우에 일정한 고조파 전류율 이내에서 효율 좋은 운전이 가능하게 되며, 무정전 전원 공급 시스템의 경우에도 파형 왜율을 개선하여 시스템 성능을 향상시킬 수 있다. 소프트웨어 제어 PWM인버터를 구동하여 다음과 같은 결과를 얻을 수 있었다.

(1) 소프트웨어에 의하여 제어되는 PWM인버터를 구현함으로써, 출력파형에 고조파 성분을 대폭 제거하면서 고조파 왜율을 일정범위로 제어할 수 있다.

(2) 유도 전동기의 가변속 운전의 경우 저속 영역에서 고속 영역으로 주파수비를 36, 24, 18, 12, 6으로 바꾸면서 변조지수도 0.1~2.0의 범위로 다양하게 바꿀 수 있고, 고조파 전류율을 일정하게 제어할 수 있어 효율좋은 가변속 운전이 가능해진다.

(3) 무정전 전원 공급 시스템 응용시에는 출력 파형의 종합 고조파 왜율을 5%이하로 유지할 수 있다.

참 고 문 헌

- 1) Eon Bin Song, Chun Sam Kim, Yoon Ho Kim, and Byung Do Yoon, "Distributed Computer Control of Air Volume System using Variable Speed Fan Drive," Proceedings of ISPE '92, pp.204~208, April 1992.
- 2) David E.Rice, "Adjustable Speed Drive and Power Rectifier Harmonics--Their effect on power Systems Components," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-22, No. 1, pp. 161~177, Jan./Feb. 1986.
- 3) Bimal K.Bose, "Recent Advance in Power Electronics," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 7, No.1, pp.2~16, Jan. 1992.
- 4) A. Schonung and H.Stemmler, "Static Frequency Changers with Subharmonic Control in Conjunction with Reversible Variable Speed AC drive," Brown Boveri Review, pp.555~577, Aug./Sept. 1964.
- 5) S.R.Bowes and R.R. Clements, "Computer aided design of PWM inverter system," Pro. IEE, Vol, 129, pp.1~17, Jan. 1992.
- 6) S.R.Bowes and P.R.Clark, "Transputer based harmonic-elimination PWM Control of inverter drives," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.28,No.1 pp.81~88, Jan./Feb. 1992.
- 7) G.S.Buja and P.Fiorini, "Improving the performance of microcomputer based controllers for PWM inverter," Proceedings of Power Con., EI-3, pp.1~8, 1981.
- 8) H.S.Patel and R.G.Hoft, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters : Part I--Harmonic Elimination," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-9, pp.310~317, May./June. 1973.

- 9) P.P.Biringer and M.A.Slonim, "Determination of Harmonics of Converter Current and/or Voltage Waveform(new method for fourier coefficient calculations), Part I : Fourier Coefficients of Homogeneous Functions," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-16, No.2, pp.242~247, March./April. 1980.
- 10) Akira Nabae, Isao Takahashi, and Hirofumi Akagi, "A new neutral point clamped PWM inverter," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-17, No.5, pp.518~523, Sept./Oct.1981.

◇ 著 者 紹 介 ◇



송 언 빈(宋彦彬)

1953年 4月 23日生. 1977年 釜山大
 工大 電氣工學科 卒. 1984年 釜山大
 大學院 電氣工學科(碩士). 1993年
 中央大 大學院 電氣工學科(博士).
 韓國建設技術研究院 研究室長 現在 大林專門大 電氣
 工學科 當學會 編修理事.