

μ-processor를 이용한 PWM 인버터의 출력파형개선에 관한 연구

권희종 김국진 최영한 손진근
 송실대학교 송실대학교 송실대학교 송실대학교

A Study on the Output Waveform Improvement of PWM inverter and Speed Control Using μ-processor

Hi-Jong Jeon Kuk-Jin Kim Young-Han Choe* Jin-Geun Son
 Soongsil Univ. HYUNDAI Tech. Inst. Soongsil Univ. Soongsil Univ.

ABSTRACT

In Inverter system for driving induction motor, the output harmonics are harmful in induction motor drive because it leads to ripple torque and induction interference.

For electrical drives using PWM (Pulsewidth Modulation) inverters and ac motors, the methods for efficiency optimal control have been developed.

In this paper, two different PWM methods for inverter and voltage control technique are described. In order to reduce or minimize losses, various forms of PWM strategy such as, PM (Positive Modulation) and NM (Negative Modulation) are discussed.

The results show the feasibility of obtaining practically sinusoidal output waveforms which are highly desirable in most inverter application.

I. 서론

최근 마이크로 프로세서를 이용한 제어기술의 발전은 모든 제어대상을 효율적으로 제어하는 추세에 있다. 전력변환의 기술에 있어서 사이리스터 및 전력용 반도체 소자의 발명 이전까지는 전력변환의 방식은 유지보수의 어려움, 제품크기 등의 측면에서 많은 문제점을 가지고 있었다. 그러나 전력용트랜지스터, MOS FET, GTO 및 IGBT 전력용 반도체의 개발과 함께 LSI기술의 현저한 진보에 따라 고정도, 고속, 고전압, 고전류 등 높은 신뢰성의 스위칭 소자들은 인버터 제어시스템에 있어서 에너지절약, 보수의 간략화, 고도의 제어성 등의 요구를 만족하게 되었으며 이와 같은 소형 고성능화 소자를 사용하여 제어장치, 구동시스템 및 제어특성의 향상을 이룩하였다. 그 결과 전력용 반도체 소자를 이용한 교류전동기의 가변전압 가변주파수제어(VVVF)를 용이하게 처리할 수 있게 되었으며 이에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. (1)(2)(3)(4)

그러나 이런 주파수 변환 시스템은 반도체 소자들의 ON, OFF 스위칭 작용으로 출력측에 많은 고조파성분이 포함되어 전동기의 손실을 증가시키고 맥동토크 및 유도장예 등을 발생, 전동기의 특성을 변화시키는 심각한 문제를 야기하며 입력측까지도 상당한 고조파 전류가 입력되기 때문에 교류전원을 통해 다른 기기에 나쁜 영향을 주고 있다. (5)

따라서 본 연구에서는 PWM 인버터의 특정 고조파제거(Particular Harmonics Elimination: PIE) 및 전압제어방식을 제안하였고 이의 타당성을 입증하기 위하여 디지털 제어기법을 이용하여 구현해 보았다.

II. PWM인버터의 고조파제거 기법

인버터의 출력파형을 개선하는 방법에는 교류필터 이용, 인버터의 다중화, 인버터의 펄스폭 최적선택(PWM 방식) 등 3가지로 분류된다. 본 연구에서는 PWM방식중 특정 고조파제거를 위한 방식을 제안하였다.

II-1. 인버터의 기본원리

그림2-1은 본 연구에서 유도전동기의 전압 및 주파수제어를 위한 PWM인버터의 기본 구성도이다. 6개의 전력용 트랜지스터(PT₁~PT₆)의 일정한 스위칭패턴에 의해 전동기에 인가되는 전압 및 주파수제어가 가능하게 된다. (5)(6)

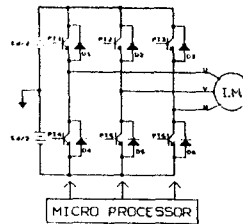


그림 2-1. PWM인버터의 기본 구성도

II-2. 특정 고조파제거 및 전압제어의 수치해석

고조파제거 및 전압제어를 이론적으로 해석하기 위해 그림2-1의 출력파형이 그림2-2와 같은 바이폴라형이라고 하자. 여기서 두개의 서로 다른 Modulation방식을 제안할 수 있다. 그림2-2(a)와 같은 파형을 PM형이라고 하고 그림2-2(b)와 같은 파형을 NM형이라고 한다. (6)(7)

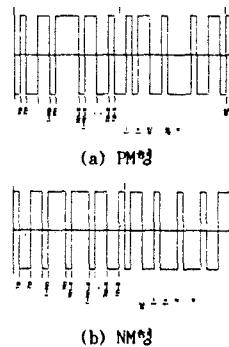


그림 2-2. PWM 인버터의 출력파형

여기서 PM형과 NM형의 차이점을 비교하면, PM형은 그림2-2(a)와 같이 항상 $\omega t = \pi/2$ 에서 양의 값을 가지고 NM형은 $\omega t = 0$ 가 양의 값을 가지는지 음의 값을 가지는지에 따라 $\omega t = \pi/2$ 의 값이 결정된다. (5)(6)

그림2-2에서 PWM 인버터의 출력파형은 Fourier급수에서 4분파대칭(Quarter wave symmetry)으로 해석이 가능하므로 식(2-1)과 같은 조건이 된다.

$$f(\omega t) = f(\pi - \omega t) \quad \dots\dots (2-1)$$

그러므로 Fourier급수로 전개하면 직류성분과 여현성분은 0이 되고 정현파 성분 a_n 만 식(2-2)와 같이 남게된다.

$$a_n = S^* \times (4/n\pi) [1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n\alpha_k] \quad \dots\dots (2-2)$$

n : 고조파차수 $k=1, 2, 3 \dots M$
 M : 초핑횟수 S^* : PM형은 +1, NM형은 -1

여기서 (M-1)개의 고조파성분을 제거하고 동시에 기본파 전압성분을 제어하기 위해서는 M개의 변수가 필요하다. 식(2-2)에서 기본파성분은 식(2-3)과 같이 구할 수 있다.

$$a_1 = S^* \times (4/n\pi) [1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos \alpha_k] \quad \dots\dots (2-3)$$

식(2-3)에서의 초핑각 $\alpha_1 \sim \alpha_M$ 은 식(2-4)를 만족해야 한다.

$$0 \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M < \pi/2 \quad \dots\dots (2-4)$$

(M-1)개의 고조파를 제거하려면 식(2-2)는 식(2-5)과 같이 (M-1)개의 제약함수 $f_i(\alpha) = 0$ 가 얻어진다.

$$f_i(\alpha) = S^* [1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n_i \alpha_k] \quad \dots\dots (2-5)$$

n_i : 제거하고자 하는 고조파차수

식(2-5)를 벡터 노테이션으로 표현하면 식(2-6)과 같이 된다.

$$F(\alpha) = 0 \quad \dots\dots (2-6)$$

그리고 (M-1)개의 고조파성분을 제거하고 기본파의 성분을 동시에 제어하기 위해서는 식(2-7)과 같은 Hamiltonian 함수(H)의 제어이론이 도입된다.

$$H(\alpha) = L(\alpha) + \lambda^T f(\alpha) \quad \dots\dots (2-7)$$

단, $\lambda^T = [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{M-1}]$: Lagrange multiplier 이다.

$L(\alpha)$ 의 전압의 기본파를 구하기 위한 필요충분조건은 식(2-8)과 식(2-9)와 같다.

$$F(\alpha) = 0 \quad \dots\dots (2-8)$$

$$H(\alpha) = \left[\frac{\partial H}{\partial \alpha_1} \quad \frac{\partial H}{\partial \alpha_2} \quad \dots \quad \frac{\partial H}{\partial \alpha_M} \right] = 0 \quad \dots\dots (2-9)$$

식(2-8)과 식(2-9)는 (2M-1)개의 변수 α 와 λ 에 대한 (2M-1)개의 방정식을 준다. 그런데 이 다원 1차연립방정식은 비선형 연립방정식이므로 수치해석에 의해 구할 수 있고 식(2-5)에서 기본파전압의 값을 0에서 최대값까지 변화시

키면 특정고조파제거와 동시에 전압제어도 가능한 초핑각을 구할 수 있다.

PM형과 NM형에 있어서 각 고조파에 의한 손실율(Harmonic Loss Factor:HLF)은 식(2-10)과 같이 구할 수 있다. (9)

$$HLF = \frac{100}{V} \sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \left[\frac{a_n}{n} \right]^2} \quad \dots\dots (2-10)$$

I. 전력용 트랜지스터 구동을 위한 Data처리

수치해석에 의해 특정고조파 및 전압제어를 위한 초핑각이 구해졌다고 하면, 그림2-1에 있는 PT₁를 단속하기 위한 Data파형은 그림3-1과 같다.

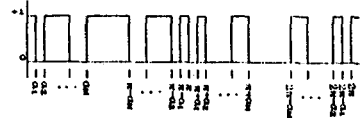


그림 3-1. PT₁의 구동을 위한 Data 파형

본 연구에서는 PT₁~PT₆의 트랜지스터 베이스부를 구동하기 위하여 1주기(360°)에 해당하는 Data를 순탐표(Look-up Table)로 만들어 요구되는 인버터출력전압에 맞게 ROM에서 인출하여 사용하는 ROM-Based 방식을 사용하였다. 여기서 Data의 양은 많이 할수록 이론치에 더욱 근사한 파형을 만들 수 있으며 본 연구에서는 1주기당 720개의 Data를 사용하였고, 전압제어범위는 기본파크기의 10%에서 110%까지로 설정, 총 100동분하여 64Kbyte(27512)EPROM에 저장하여 사용하였다. Data를 만드는 과정에서 주의할 점은 전력용 트랜지스터의 시간지연에 의해 동시에 같은 상이 ON상태가 되어 단락상태가 될 수 있으므로 시간지연을 고려하여 Data를 만들어 주어야 한다. 그림3-2는 이상의 과정을 고려하여 Data를 처리하기 위한 순차도이다.

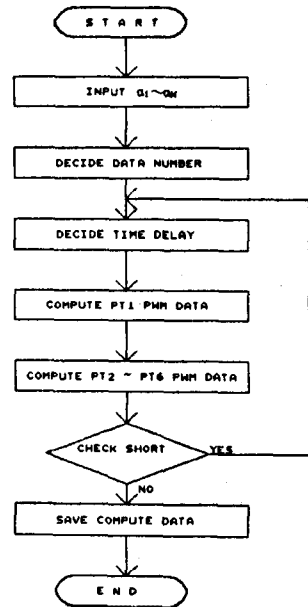


그림 3-2. 트랜지스터 베이스부 구동을 위한 파형 발생 순차도

IV. 하드웨어의 구성

트랜지스터 베이스부 구동을 위한 하드웨어의 구성은 그림 2-1과 같다. 인버터의 출력주파수 및 전압을 제어하기 위해 Data가 저장되어 있는 ROM의 Address Bus Line $A_0 \sim A_{15}$ 중 주파수가변은 $A_0 \sim A_9$ 에서 제어되며 전압가변은 $A_{10} \sim A_{15}$ 에서 제어한다. 인버터의 출력주파수 가변을 위해 Programmable Peripheral Interface(8253)를 사용하였으며 8253에 의해 가변된 구형파는 Pulse Counter(4040)의 클럭으로 입력되며 4040의 $Q_1 \sim Q_{10}$ 은 ROM Address로 출력된다.

또한 인버터의 전압 제어를 위하여 Programmable Peripheral Interface(8255)를 이용하여 ROM Address $A_{10} \sim A_{15}$ 에 해당하는 신호를 발생시킨다.

여기서 Latch(74273)의 역할은 이 Data들을 유지시켜 PWM 인버터의 전력용 트랜지스터의 베이스단자를 정확하게 구동시키며, 이 래치에서 나오는 신호는 소신호이기 때문에 버퍼회로를 사용하였고 이 버퍼회로는 제어부와 전력시스템 사이의 Ground분리 목적으로도 사용된다.

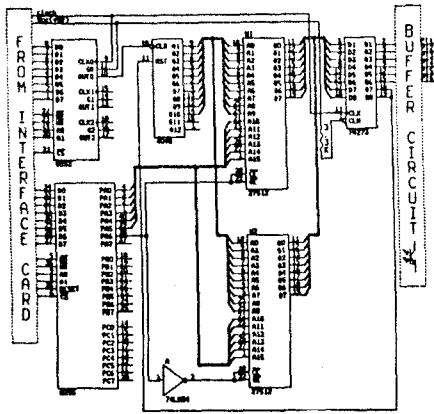
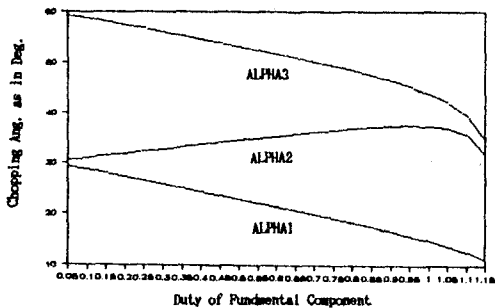


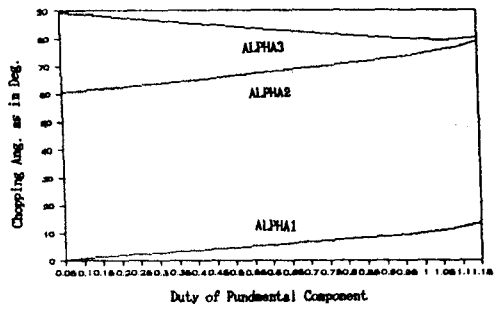
그림 4-1. PWM 파형 발생을 위한 하드웨어 구성도

V. 수치해석의 결과

그림 5-1은 II절의 수치해석에 의해 구해진 PM형과 NM형에 있어서의 5,7차 고조파성분의 제거시 기본파성분의 크기에 따른 초핑각 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 의 변화를 나타내고 있으며, 그림 5-2는 이때 11,17차 고조파 성분의 변화를 보이고 있다. 또한 그림 5-3은 나머지 고조파성분에 의한 손실(HLF)를 나타내고 있다.

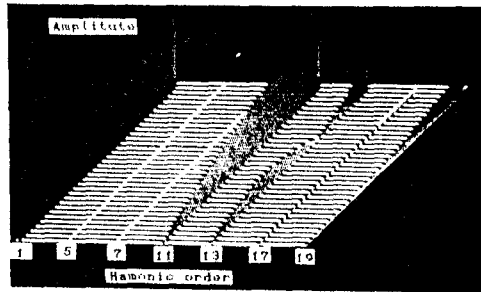


(a) PM형

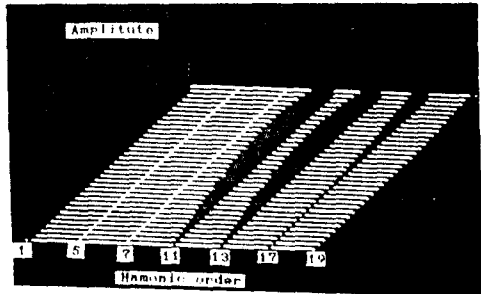


(b) NM형

그림 5-1. 5,7차 고조파성분의 제거시 기본파 크기의 변화에 따른 초핑각의 변화



(a) PM형



(b) NM형

그림 5-2. 5,7차 고조파 성분의 제거시 11,13,17,19차 고조파성분의 변화

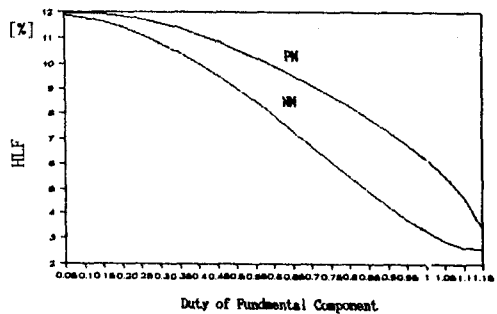
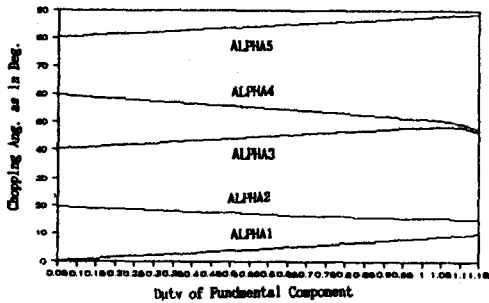
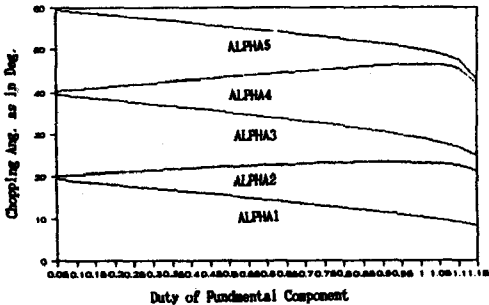


그림 5-3. 5,7차 고조파성분의 제거시 고조파에 의한 손실(HLF)의 변화

그림5-4는 5,7,11,13차 고조파성분의 제거시 기본파 크기의 변화에 따른 초핑각의 변화를 나타내며 그림5-5는 이 때 17,19차 고조파성분의 변화를 나타내고 있으며 그림5-6은 나머지 고조파성분에 의한 손실(HLF)을 도시하였다.

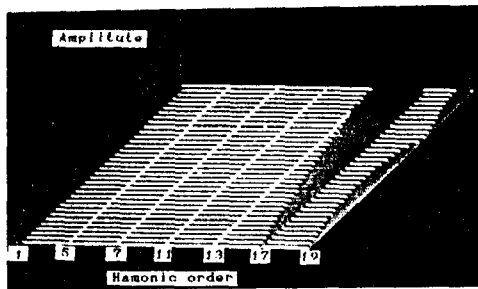


(a) PM형

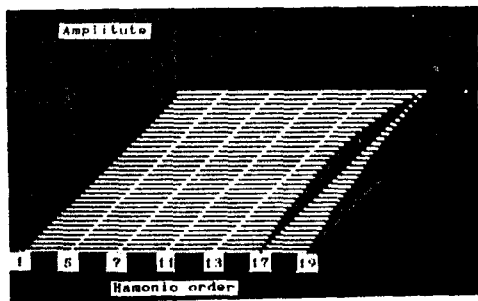


(b) NM형

그림 5-4. 5,7,11,13차 고조파성분의 제거시 기본파 크기의 변화에 따른 초핑각의 변화



(a) PM형



(b) NM형

그림 5-5. 5,7,11,13차 고조파 성분의 제거시 17,19차 고조파 성분의 변화

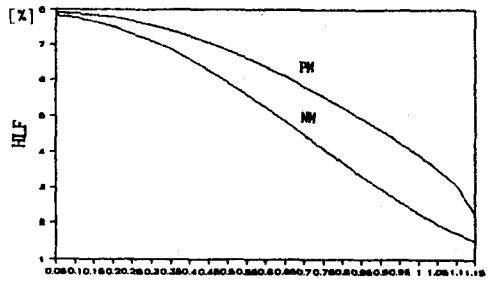
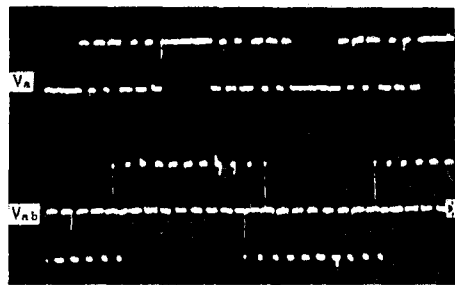


그림 5-6. 5,7,11,13차 고조파성분의 제거시 고조파에 의한 손실율(HLF)의 변화

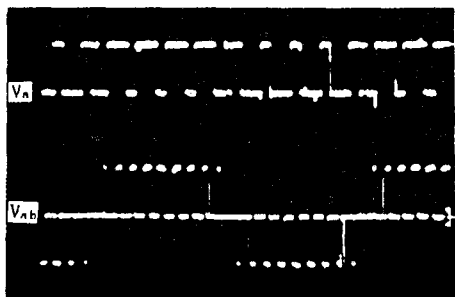
이와 같은 수치해석의 결과에서 보면 특정 고조파 제거에 있어서 제거되지 않는 나머지 고조파 성분들에 의한 손실은 PM형보다 NM형의 경우가 더 적음을 볼 수 있다.

VI. 실험결과 및 고찰

수치해석의 타당성을 입증하기 위하여 마이크로컴퓨터를 이용하여 디지털 처리기법으로 실험을 구현해 보았다. 그림6-1은 5,7,11,13차 고조파성분제거시 기본파전압의 크기가 50%일때의 PM형과 NM형의 상전압 및 선간전압의 출력파형이며 그림6-2는 이 경우의 각각에 대한 고조파분석의 결과이다.

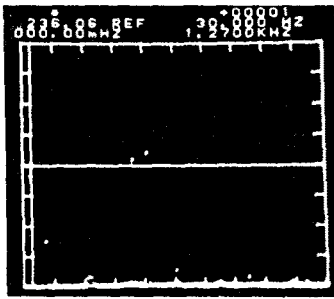


(a) PM형

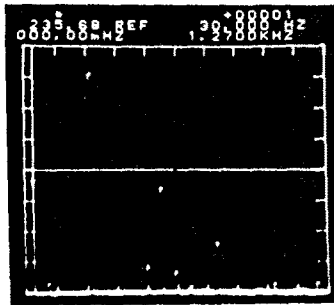


(b) NM형

그림 6-1. 기본파전압 50%일때의 5,7,11,13차 고조파 제거시 출력전압파형(주파수:30Hz)

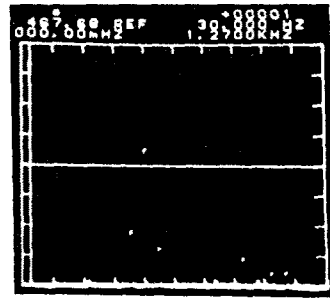


(a) PM형

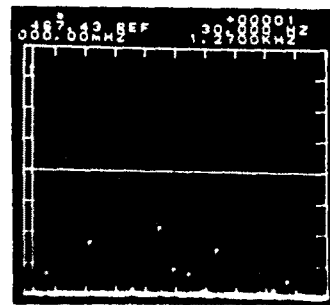


(b) NM형

그림 6-2. 기본파전압 50%일때의 5,7,11,13차 고조파제거시 고조파분석(주파수:30Hz)



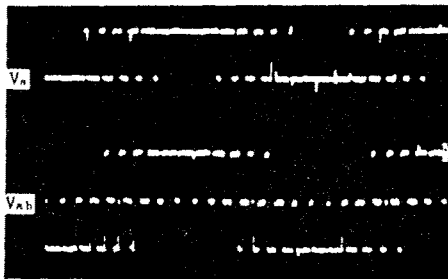
(a) PM형



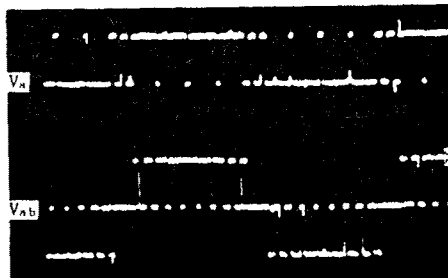
(b) NM형

그림 6-4. 기본파전압 100%일때의 5,7,11,13차 고조파제거시 고조파분석(주파수:30Hz)

그림6-3은 5,7,11,13차 고조파성분제거시 기본파 100%일때의 상전압 및 선간전압의 출력파형이며 그림6-4는 이 경우의 고조파분석의 결과이다.



(a) PM형



(b) NM형

그림 6-3. 기본파전압 100%일때의 5,7,11,13차 고조파제거시 출력전압파형(주파수:30Hz)

이상의 결과파형에서 전압의 변화에 따라 PM형과 NM형 모두 제거하고자 하는 고조파성분은 거의 나타나지 않음을 알 수 있었다. 그러나 NM형은 PM형에 비해 제거하고자 하는 고조파 이외의 높은 차수의 고조파성분이 작게 나타나고 있으며 이것은 수치해석의 결과와 일치함을 알 수 있다.

그림6-5는 실제 3상 유도전동기에 있어서의 NM형에 대한 기본파전압 50%일때의 전류 및 선간전압의 파형이며 그림6-6은 NM형에 대한 기본파전압 100%일때의 전류 및 선간전압의 파형이다.

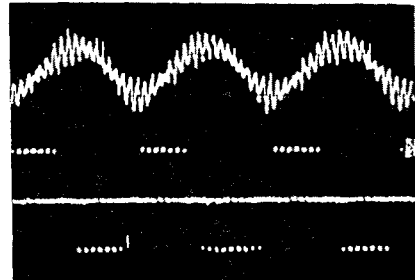


그림 6-5. 기본파전압 50%일때의 전류 및 선간전압파형(주파수:30Hz)

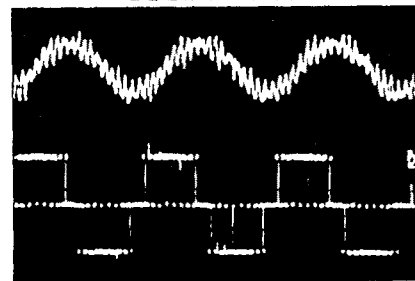


그림 6-6. 기본파전압 100%일때의 전류 및 선간전압파형(주파수:30Hz)

그림6-7은 궤환루우프에 대한 단위 기준 입력시의 속도 및 전동기전류 특성을 나타내고 있다. 여기서 속도기준량은 900[rpm]이며, 이 경우 과도응답시간은 약 500[msec]로 나타났으며 전류량은 1[A]정도였다.

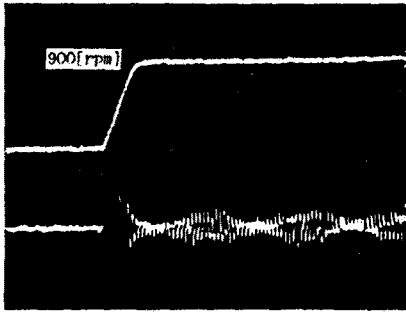


그림 6-7. 단위 기준 입력시의 속도특성

그림6-8은 그림6-7과 같은 조건에서 계단 응답 특성을 나타내고 있다.

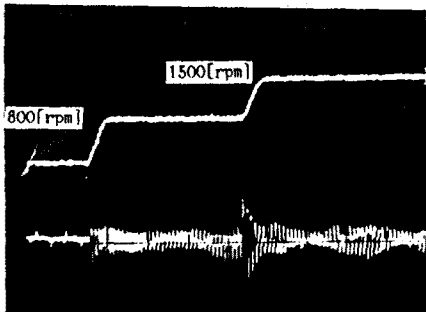


그림 6-8. 계단 응답 특성

참고 문헌

- GIUSEPPE S.BUJA et al., "Optimal Pulsewidth Modulation for feeding AC Motors", IEEE trans., Vol. IA-13, pp.38-44, Jan./Feb. 1977
- VITAL V. AT HANI et al., "Microprocessor Control of a Three-Phase Inverter in Induction Motor Speed Control System", IEEE Trans., Vol. IA-19, pp235-243, Mar/Apr. 1983
- BIMAL K. ROSE et al., "A High-Performance Pulsewidth Modulator for an Inverter-Fed Drive System Using a μ -Computer", IEEE Trans., Vol. IA-19, pp235-243, Mar. 83
- YASUO MATSUDA et al., "Development of PWM Inverter Employing GTO", IEEE Trans., Vol IA-19, No.3, pp.335-342, May/June 1983
- HASMUKH S. PATEL et al., "Generalize Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverter: Part I - Harmonic Elimination", IEEE Trans., Vol. IA-9, pp.310-317, May/June 1973
- HASMUKH S. PATEL et al., "Generalize Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverter: Part II - Voltage Control Techniques", IEEE Trans. Vol. IA-10, pp.666-673, Sep/Oct 1974
- F. C. ZACH, R. MARTINEZ, S. KEPLINGER and A. SEISER, "Dynamically Optimal Switching Patterns for PWM Inverter Drives (for minimization of torque and speed ripples)", In Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. 1984 Annu. Meet. Chicago, IL, Oct. 1-4, 1984 pp. 552-559

VI. 결론

본 연구에서는 산업분야에 널리 사용되고 있는 유도전동기 전력변환을 위한 PWM인버터에 있어서 특정고조파제거 및 전압제어기법을 이론적으로 해석하고 이를 이용한 유도전동기의 속도제어에 적용하였으며 실험결과 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

- (1) 특정고조파 제거를 위한 초핑각은 제거하고자 하는 고조파차수와 초핑횟수에 따라 선형화기법으로 구할 수 있었다.
- (2) PWM인버터의 특정고조파제거에 있어서 PM형에 비해 NM형의 경우가 고조파에 의한 영향을 더 효과적으로 제거할 수 있을 것으로 사료된다.
- (3) Data처리시 순탐표방식을 사용하였기 때문에 프로그램 실행수행시간을 단축시킬 수 있었다.
- (4) PWM신호발생을 위한 하드웨어구성은 적용성, 회로 변경 및 확장성이 용이하였다.

이상 본 연구에서 제시한 PWM인버터의 특정고조파제거 및 유도전동기의 속도제어에 있어서 앞절의 이론전개와 잘 일치함을 볼 수 있었다. 그러나 본 연구에서의 과정은 Data를 만드는 과정에서 Data의 갯수를 많이 할수록 이론치와 근사한 값을 얻을 수 있으나 Memory의 제약에 의한 오차를 최대한으로 줄이는 적당한 Data의 갯수 선정과 전동기 모델에 따른 고효율의 운전을 위한 최적의 V/f 비를 구하는 것이 문제시 되었다.