

유도 전동기 구동을 위한 인버터의 특정고조파제거에 관한 연구  
 A Study on the P.H.E of Inverter for Induction Motor Drive

’89추계학술발표회  
 89-8

전 최 종                      숭실대학교 전기공학과  
 김 국 진                      ”  
 정 원 석\*                     ”  
 최 영 한                      ”

ABSTRACT

In this paper, the technique of particular harmonics elimination in three-phase PWM Inverter output waveform and the method for speed control of a squirrel cage I.M are introduced.

The required switching patterns are determined on personal computer and the results are stored in look-up table in EPROM for controlling the switching of the Inverter devices.

In this system, the microprocessor(Intel 8086) computes the actual Motor speed from the pulses generated in a Incremental Encoder, compares the actual speed with the reference speed. And the PI(Proportional Integral) controller is used to adjust the frequency of the Inverter that feeds the Motor

1. 서론

직류전동기는 정밀한 속도 및 위치제어가 가능하므로 일반산업계에 널리 채용되고 있으나 정류자와 브러시의 마모에 의한 보수 점검이란 불편한 점이 있다. 그래서 구조가 간단하고 견고한 교류전동기의 가변속 구동 시스템의 실용화가 진전되고 있다. 이것은 전력용 반도체 소자를 이용한 정지형 주파수 변환기의 소형, 고성능화와 LSI기술의 현저한 진보에 따라 교류전동기의 주파수 제어를 용이하게 처리할 수 있게 되었기 때문이다.

이와 같이 인버터 제어 시스템은 에너지 절약, 보수의 간략화, 고도의 제어성 등의 요구를 만족하는 것으로서 최근에는 주회로에 GTO, SCR, 전력용 트랜지스터 등의 스위칭소자를 사용하고 제어회로에 마이크로프로세서를 사용하는 시스템이 각 분야에 널리 연구, 사용되고 있다. 1)~3)

그러나 이런 주파수 변환시스템은 반도체 소자들의 ON, OFF 스위칭 작용으로 많은 고조파성분이 포함되어 전동기의 효율감소 및 전류, 토오크, 속도떨림 등을 야기한다.4)

따라서, 본 연구에서는 PWM인버터의 특정고조파제거(Particular Harmonics Elimination:PHE) 기법을 통해, 동형유도전동기의 고효율 속도제어를 구현해 보았다.

본 연구에서의 전체 시스템제어 및 관리는 8086 마이크로프로세서를 이용하였으며 마이크로프로세서에 의한 디지털 제어방식은 계통의 복잡개선, 이들에 의한 제어기법의 탄력적인 적용이 가능 하였다.

2. PWM인버터의 특정고조파제거(PHE) 기법

인버터의 출력파형을 개선하는 방법에는 교류펄스 사용, 인버터의 다중화, 인버터의 펄스폭 최적점(PWM방식) 등 3종류로 분류된다. 본 연구에서는 PWM 방식중 특정고조파제거를 위한 방식은 제안하였다. 4)

2-1. 인버터의 기본원리

그림2-1은 본 연구에서 유도전동기의 전압 및 주파수를 제어하기 위한 전압형인버터의 기본 구성도이

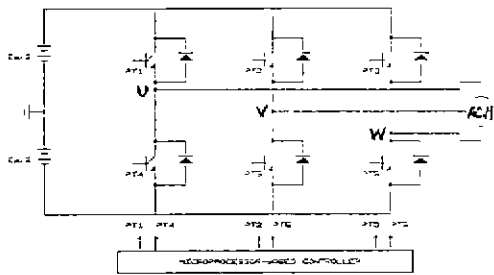


그림2-1. 인버터의 기본 구성도

Fig.2-1. Basic Block Diagram of Inverter

다 6개의 전력용 트랜지스터(PT1~PT6)의 일정한 스위칭 패턴에 의해 전동기에 인가되는 전압 및 주파수의 제어가 가능하다. 그림2-2는 마이크로형 PWM인버터의 출력파형이다.

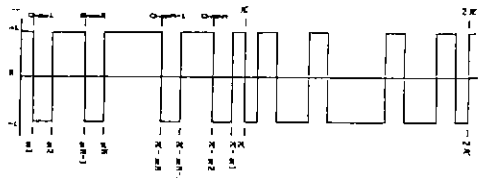


그림2-2. 인버터의 출력파형

Fig.2-2. Output Waveform of Inverter

2-2. 특정고조파 제거를 위한 수치해석

그림2-2의 파형은 푸리에 급수에서 4분파대칭(quarter-wave symmetry)으로 해석이 가능하므로 다음의 관계식이 성립된다.

$$f(\omega t) = f(\pi - \omega t) \quad \text{-----}(2-1)$$

그러므로 직류성분과 여현성분은 0이 되고 정현성분만 식(2-2)와 같이 된다.

$$n = \frac{4}{n\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n \alpha k \right] \quad \text{-----}(2-2)$$

여기서,  $n$  : 고조파 차수( $=6m \pm 1$ ,  $m = 1, 2, 3, \dots$ )

$k$  : 1, 2, 3, ..., M : 초평횟수

식(2-2)에서 [ ]안을  $f_1$  합수로 나타낼 때 특정고조파 제거를 위한 초평각  $\alpha k$ 는 식(2-3)와 같은 비선형 연립방정식을 Newton Raphson 법에 적용하여 선형화하면 구할 수 있다.

$$f_1 = 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos(6m \pm 1) \alpha k = 0 \quad \text{-----}(2-3)$$

일반적으로  $(6m+1)$ 차 고조파성분은 기본파성분과 동일방향으로 회전자계를 발생하고,  $(6m-1)$ 차 고조파성분은 반대방향으로 발생된다. 그러므로 이러한 고조파성분은 한쪽으로 제거되어야 토오크 맥동이 작아진다.

그런데 3상 시스템에서 3의 배수배 고조파는  $u, v, w$ 상 모두 크기와 위상이 같기 때문에 전혀 고려할 필요가 없으며, 또한 차수가 높은 고조파성분은 저역필터등으로 간단히 제거되어 질 수 있다.

2-3. PWM신호를 만들기 위한 디지털 기법

특정고조파 제거를 위한 초평각  $\alpha \sim \alpha M$ 이 결정되었다면 PT1을 ON, OFF하기 위한 PWM신호는 그림2-3과 같이 된다.



그림2-3 PT1-PWM신호

Fig.2-3. Signal of PT1-PWM

그리고 나머지 PWM신호는 다음과 같은 조건을 만족하도록 한다

- 1) PT2-PWM신호: PT1신호 보다 위상이 120° 지연
- 2) PT3-PWM신호: PT1신호 보다 위상이 240° 지연
- 3) PT4-PWM신호: PT1신호의 반전(180° 위상차)
- 4) PT5-PWM신호: PT2신호의 반전(180° 위상차)
- 5) PT6-PWM신호: PT3신호의 반전(180° 위상차)

PT1~PT6의 PWM신호를 디지털 방식으로 처리하기 위해 1주기(360°)에 적당한 갯수의 데이터를 순람표(Look-up table)로 만들어 EPROM에 저장하여 손쉽게 인출해 쓸 수 있도록 하였다

PWM신호를 발생하기 위한 하드웨어의 구성은 그림2-4와 같으며, 인버터의 출력주파수를 가변하기 위해 Programmable Counter(8253소자)를 사용하였으며, 8253에 의해 주파수가 가변된 신호는 펄스계수기(4040소자)에 의해  $A_0 \sim A_{11}$ 의 어드레스가 발생된

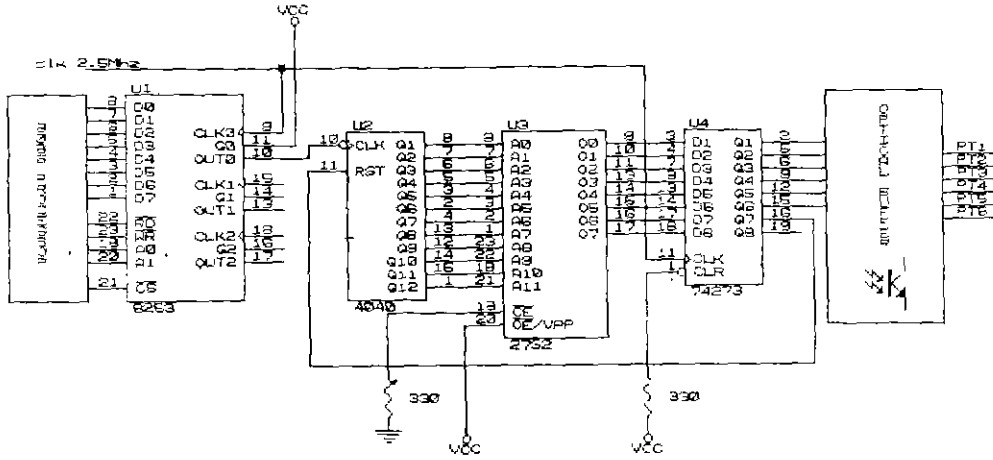


그림2-4. PWM신호 발생을 위한 하드웨어 구성

Fig.2-4. Hardware for Generation of PWM Signal

다. 이 어드레스를 반복하게 하면 그 어드레스에 해당하는 데이터가 EPROM(2732) 데이터 버스를 통하여 출력된다. 또한 램치(74273소자)는 이 데이터를 유지시켜 정확한 파형을 출력하며, 램치에서 출력되는 신호는 직접 인버터를 제어할 수 없으므로 버퍼 회로가 필요하다.

### 3. 유도전동기의 속도제어 이론 및 시스템 구성

#### 3-1. 유도전동기의 V/f 일정제어 이론

그림3-1은 유도전동기의 3상중 1상에 대한 T형 등가회로이다.

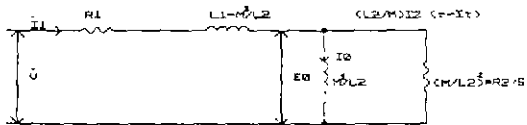


그림3-1 유도전동기의 등가회로

Fig.3-1. Equivalent Circuit of I.M.

여기서 평균토크  $T_0$ 를 구하면 다음과 같이 된다

$$T_0 = 3 \cdot (L_2/R_2) \cdot I_0 \cdot (E_0/f) \cdot s f \quad \text{--- (3-1)}$$

식(3-1)에서 알 수 있는바와 같이, 유도전동기의 정토크 운전을 위해서는  $E_0/f$ 가 일정하여야 한다. 그런데  $E_0$ 는 직접 제어되지 않음뿐만 아니라 전동기의 증부하시, 특히 저속회전시 임피던스

강하의 영향을 보정하여야 하므로, 실용적으로는 그림3-2와 같은 V/f 일정제어가 이뤄진다. 결과적으로 유도전동기의 속도제어는 주파수를 변화시킴과 동시에 인가전압을 비례하여 변화시킴으로써 정토크 속도제어가 가능하게 된다.

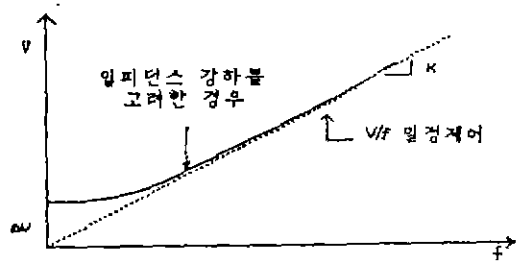


그림3-2 인가전압과 주파수의 관계

Fig.3-2. Relation of Voltage and Frequency

#### 3-2. 비례-적분(PI) 제어기

실제 검출한 유도전동기의 속도와 미리 설정한 기준속도와의 편차를 보정하기 위하여, 본 연구에서는 PI 제어기의 이론을 도입하였다. PI 제어기는 시스템의 정상상태오차를 개선하고 과도응답의 오버슈트가 작거나 없도록 하는 반면에 응답의 상승 시간이 조금 길어진다.

그림3-3은 디지털 제어를 갖는 간단한 디지털 제어시스템의 블록선도이다

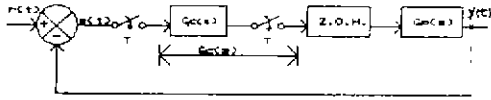


그림3-3. 디지털 시스템의 블록선도

Fig.3-3 Block Diagram of Digital System

연속치에 대한 PI 제어기의 출력이 식(3-2)와 같이 표현될 때 이산치에 대한 출력은 식(3-3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$c(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad \text{-----(3-2)}$$

$$C(n) = C(n-1) + K_p \{E(n) - E(n-1)\} + K_i T E(n) \quad \text{-----(3-3)}$$

여기서,  $C(n), C(n-1)$ : PI 제어기의 현재출력 및 과거출력

$E(n), E(n-1)$ : 현재의 속도변차 및 과거의 속도변차

$K_p$ : 비례이득 상수,  $K_i$ : 적분이득 상수

$T$ : 샘플링 주기

### 3-3. 제어시스템의 구성

마이크로프로세서를 이용한 유도전동기의 속도 제어를 위한 전체 제어 시스템의 구성도는 그림3-4와 같다.

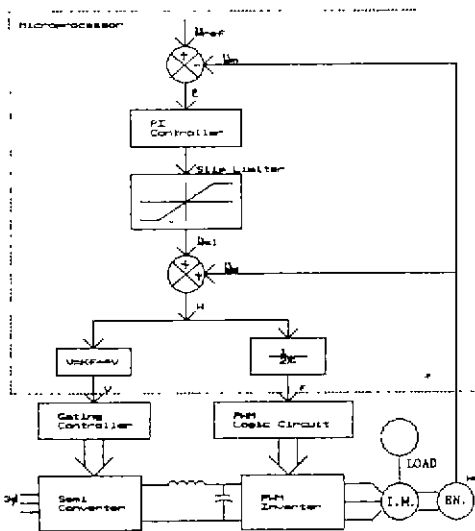


그림3-4. 속도제어 시스템의 구성도

Fig.3-4. Block Diagram of Speed Control Sys.

본 연구에서 유도전동기의 속도검출은 1회전당 600개 펄스가 발생하는 증분형부호기(Incremental Encoder)를 이용하였으며, 인터페이스회로는 모두

8253소자를 이용하여 샘플링 인터럽트, 클럭 계수에 의한 속도측정, 콘버터의 게이트회로, 인버터의 PWM 발생회로등에 사용되었다.

### 3-4. 시스템의 소프트웨어

이상의 제어 알고리즘에 따라 본 연구에서의 소프트웨어는 주 프로그램과 속도제어 프로그램으로 구성된다.

주 프로그램은 먼저 시스템을 초기화 시키고, 다음에 인터페이스 소자들을 세트하고, 마지막으로 속도제어 프로그램을 위해 인터럽트 대기상태로 유지된다. 주 프로그램의 순차도는 그림3-5와 같다. 속도제어 프로그램의 순차도는 그림3-6과 같다.

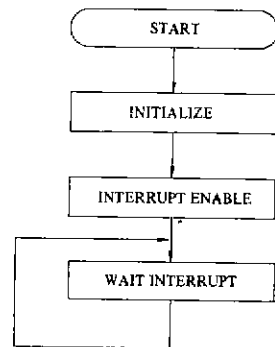


그림3-5. 주 프로그램을 위한 순차도

Fig.3-5. Flow-chart for Main Program

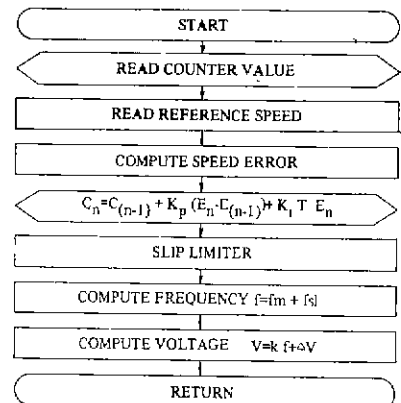


그림3-6. 속도제어 프로그램을 위한 순차도

Fig 3-6. Flow-chart for Speed Control Program

#### 4. 실험결과 및 고찰

본 연구에서 제시한 유도전동기의 속도제어계에서 특징고조파제거 및 디지털 제어기법을 입증하기 위해 마이크로프로세서를 이용하여 실험을 구현 하였다

표4-1은 초평횟수 M=2, 4 일 때 각각의 초평각과 그때 각 고조파성분의 크기를 나타내고 있다. M=2 일 때는 5,7차 M=4 일 때는 5,7,11,15,17차 고조파성분의 크기가 거의 0에 가까움을 볼 수 있다.

그림4-1은 기본파 주파수 30[Hz] 일 때의 M=2, M=4 에 대한 인버터의 출력파형을 나타내고 있다.

그림4-2는 초평횟수 4의 경우 출력파형에 대한 스펙트럼 분석의 결과이다. 이 때 고조파 성분의 크기는 표4-1의 결과와 잘 비교되어 진다.

그림4-3은 M=4 일 때 3상 유도전동기의 전류 파형으로부터 정현파에 거의 가까움을 볼 수 있다.

그림4-4는 샘플링 주기  $\Delta$ [ms]에서 단위 기준 입력시의 전동기 속도 및 전류의 응답특성을 나타내고 있으며, 여기서 속도 기준량은 1200[rpm]이고, PI제어기의 비례이득 상수  $K_p$ 는 5, 적분이득 상수  $K_i$ 는 7로 하였다. 이 경우 과도응답 시간은 약 600[ms]로 나타났으며, 전류량은 약 1.2[A] 정도였다.

그림4-5는 1500[rpm]으로 구동하고 있는 전동기에서 단위 부하토크 변화에 대한 정속도 응답과 그때의 전류량의 변화를 나타내고 있다 이 경우 과도응답 시간은 약 500[ms] 정도이고 전류량은 약 2.5배로 증가 하였다

ALPHA 1 = 16.2  
ALPHA 2 = 22.1

H.O	ABSOLUTE VALUE	% OF FUND
1 st	1.15725754	100
3 rd	.204258105	17.2041
5 th	3.35266459E-03	0.2847
7 th	2.52270886E-03	0.2124
9 th	.107799594	9.07970001
11th	.242395143	20.4163
13th	.324798924	27.3569
15th	.311147084	26.2072
17th	.2050044084	17.267
19th	.0520326924	4.3868
21th	.0830025805	6.9811

(a) M=2

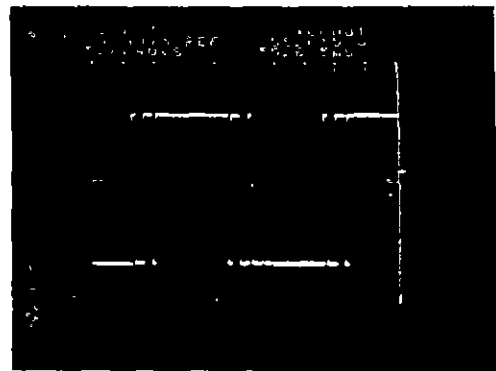
ALPHA 1 = 10.5  
ALPHA 2 = 16.1  
ALPHA 3 = 30.9  
ALPHA 4 = 32.9

H.O	ABSOLUTE VALUE	% OF FUND
1 st	1.1690358	100
3 rd	.176925819	15.1343
5 th	2.42373472E-03	0.2073
7 th	1.00437568E-03	0.0857
9 th	.0167916551	1.4363
11th	1.81779182E-03	0.1554
13th	2.71825443E-03	0.2325
15th	.0834925229	7.142
17th	.237819642	20.3432
19th	.351724756	30.0867
21th	.332024135	28.4015

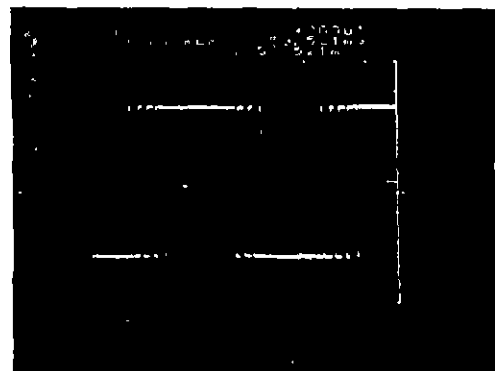
(b) M=4

표4-1. M=2,4 경우 초평각의 해

Table4-1. Solution of Chopping Angles in M=2,4



(a) M=2



(b) M=4

그림4-1. M=2, M=4 경우 인버터 출력

Fig.4-1. Inverter output Waveforms in M=2, M=4

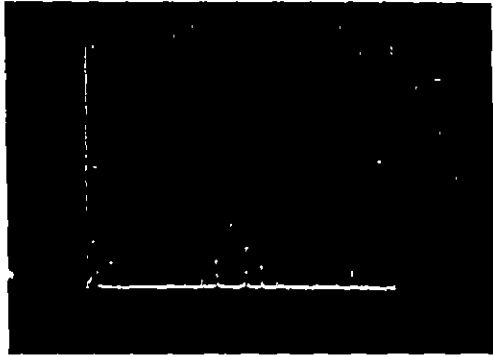


그림4-2. M=4에 대한 스펙트럼 파형

Fig.4-2. Spectrum of Inverter Output for M=4

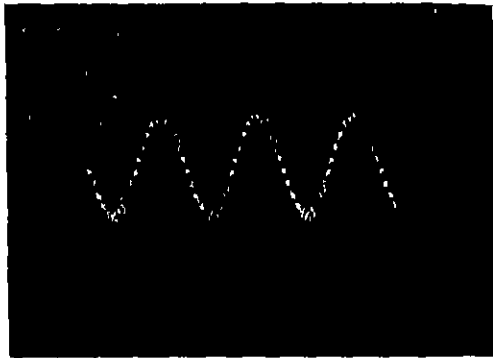
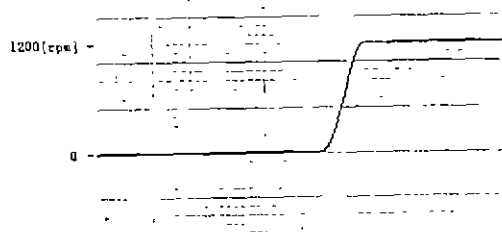
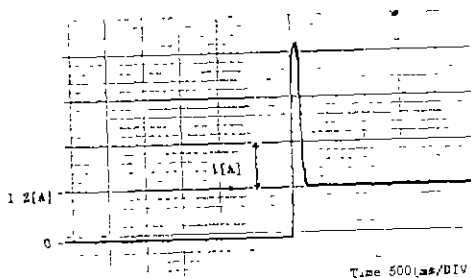


그림4-3. M=4의 경우 전동기 전류파형

Fig.4-3. Current Waveforms of Motor in M=4



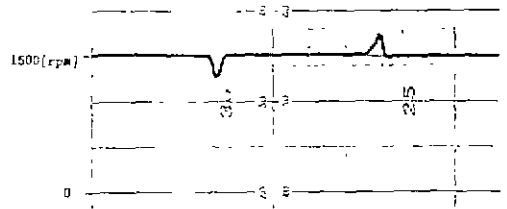
(a) 속도



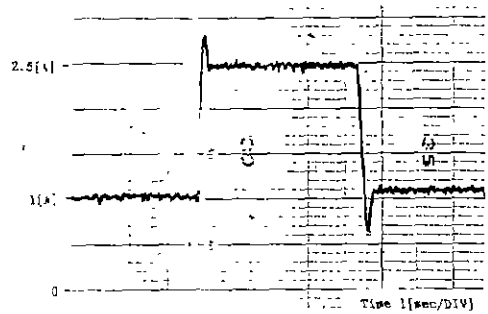
(b) 전동기 전류

그림4-4. 단위 기준 입력시 속도 특성

Fig 4-4. Speed Characteristics to Unit Reference Input



(a) 속도



(b) 전동기 전류

그림4-5. 단위 토크 변화시 정속도 응답

Fig.4-5. Constant Speed Response to Unit Torque Change

## 5. 결론

본 연구에서는 산업분야에 널리 사용되고 있는 유도전동기의 제어 시스템에서 PWM인버터의 특징고조파제거를 디지털적으로 처리해 보았으며, 이 인버터 출력을 이용하여, 유도전동기의 구동을 마이크로프로세서에 의해 구현해 보았다. 그 결과 다음과 같은 결론을 얻게 되었다.

- (1) 특징고조파제거를 위한 초핑각은, 제거하고자 하는 고조파차수와 초핑횟수에 따라 쉽게 얻을 수 있었다.
- (2) 전력용트랜지스터의 구동을 위한 PWM신호는 순람표 방식을 이용하여 실행 시간을 단축시킬 수 있었다.
- (3) PWM신호를 발생하기 위한 하드웨어 구성은 마이크로프로세서와의 적응성이 우수하고 구성 방법이 간단하며 회로변경 및 확장이 용이하였다.

(4) 궤환제어시 출력의 정보를 감지하는데 있어서 타코메타와 같은 속도검출요소가 필요없고 A/D 및 D/A 콘버터와 같은 신호변환장치도 필요 없이 단지 증분형부호기만으로 속도검출이 가능하였다.

이상 본 연구에서 제시한 PWM 인버터의 복장교조파계거 및 유도전동기의 속도제어는 앞의 이론관계와 잘 일치됨을 알수 있었다. 그러나 본 연구에서의 과제로는 PWM신호를 만드는 과정에서 반도체 소자들의 시간지연에 따르는 시간지연각도를 최적으로 할 수 있는 방법이 요구되고, 그리고 PI 제어기의 최적 이득 산출 및 저속시 전동기 V/f비의 적당한 변화가 문제시 되었다.

#### 참 고 문 헌

1. VITHAL V. AT HANI et al., "Microprocessor Control of a Three-Phase Inverter in Induction Motor Speed Control System", IEEE Trans., Vol. IECI-27, NO. 4, PP. 291-298, NOV. 1980
2. BIMAL K. BOSE et al., "A High-Performance Pulsewidth Modulator for an Inverter-Fed Drive System Using a  $\mu$ -computer", IEEE Trans., Vol. IA-19, pp. 235-243, Mar./Apr. 1983
3. YASUO MATSUDA et al., "Development of PWM Inverter Employing GTO", IEEE Trans., Vol. IA-14, NO. 3, pp 335-342, MAY/JUNE 1983
4. HASMUKH S. PATEL et al., "Generalized 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
5. RAYMOND S. RAMSHAW et al., "A PWM Inverter Algorithm for Adjustable Speed AC Drives Using a Nonconstant Voltage Source", IEEE Trans., Vol. IA-22, pp 673-677, July/Aug. 1986

6. Haoshi Mishiro, Yasubumi Akagi, Akira Kawamura. "AC Servo Motor and Micom Control", Synthetic Electronic Publishing Company, pp 207-234, 1983