

## 전브리지 공진형 인버터에 의한 단상 유도전동기의 디지털제어에 관한 연구(1)

- 저주파수에서 전브리지 공진형 인버터의 전류특성에 대하여 -

노 영 오\* · 박 진 길\*\*

### A Study on the Digital Control of Single Phase Induction Motor Driven by the Full Bridge Resonant Inverter(1)

- The Current Characteristics of Full - bridge Resonant Inverter at Low Frequency -

Y. O. Roh · J. G. Park

**Key words** : Resonant inverter(공진형 인버터), Induction motor(유도전동기), Digital control(디지털 제어)

#### Abstract

The application of A.C. motor to servo system is rapidly increased according to the recent advance of power electronics and digital control techniques. The induction motor which has a simple structure and needs less maintenance is used in the industrial field for the variable speed and position control recently. In this paper, the current characteristic of the full - bridge resonant inverter is studied by comparing with the computer simulation and the laboratory experiment when the ratio of forced frequency to the natural frequency and the ratio of conduction time to the period at the given frequency is changed.

And then, the full - bridge resonant inverter is applied to the speed control of single phase induction motor.

#### 1. 서 론

근래에 와서 고속 스위칭소자(TR, GTO, MOSFET, IGBT)의 성능 향상과 마이크로프로세서를 이용한 제어기의 개발로 가변속전동기에 대

한 제어성, 효율 및 신뢰성 향상이 도모되고 있다<sup>1~5)</sup>.

가변속 유도 전동기의 제어를 위한 시스템에는 직류-교류 전력변환 장치인 자기소호형 반도체소자를 이용한 PWM인버터<sup>6,7)</sup>가 주로 사용되는데 이

\* 정회원. 목포해양대학

\*\* 정회원. 한국해양대학교

는 인가전압과 주파수를 동시에 제어하여 자속을 일정하게 유지함으로써 전동기의 효율과 역률의 저하없이 광범위하게 회전속도를 조절할 수 있다.

본 연구에서는 산업용 고주파가열로에 많이 사용되는 전 브리지 공진형 인버터(Full Bridge Resonant Inverter)<sup>8)</sup>를 전동기의 구동용으로 응용하기 위하여 RLC의 부하에서 주파수 및 파라미터 크기의 변동에 따라 전류특성(電流特性)이 어떻게 변하는가를 살펴보았다. 여기서는 전력용 트랜지스터를 사용하여 강제전류(強制轉流)시키고 RLC 직렬부하의 고유주파수( $f_n$ )와 회로의 강제주파수( $f_f$ )의 비( $R/\omega L$ )를 변화시킬 때, 강제주파수( $f_f$ )를 일정하게 유지한 상태에서 주기( $T_f$ )와 통전시간( $T_o$ )의 비( $T_o/T_f$ )를 변화시킬 때, 부하의 R과 L에 의해 결정되는 2차계의 감쇠계수(damping coefficient)가 변동할 때, 전류특성이 어떻게 변하는가를 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여 결과치를 비교분석함으로써 유도전동기를 구동함에 있어 직렬브리지형 인버터의 전류특성을 알아내고자 하였으며, 이를 콘덴서분상형 단상 유도전동기에 적용하여 실험하였다.

유도전동기는 위에서 언급한 여러가지 장점과 다용성에도 불구하고 직류 전동기에 비해 비선형 요소<sup>9,10)</sup>가 많이 포함되어 있기 때문에 속도제어를 하는데 많은 어려움을 가지고 있다<sup>11,12)</sup>.

직렬 브리지형 인버터를 이용하여 단상 유도전동기의 속도를 제어하는 경우에 펄스폭을 가변함으로써 완전한 정현파 전류를 얻을 수는 없으나 20-80Hz의 각 주파수에서 콘덴서의 크기와 각 트랜지스터 소자의 통전시간을 적절히 조절하여 유사정현파가 되도록 하고, 아나로그 PID 제어기를 이용하여 단상 유도전동기의 원활한 속도제어가 이루어짐을 확인하고자 한다.

## 2. 이론적 고찰

### 2.1 전브리지 직렬 공진형 인버터

브리지형 직렬인버터는 반브리지(Half-Bridge)형과 전브리지(Full-Bridge)형이 있으며 Fig. 2.1은 전브리지형 인버터를 나타내고 있다.

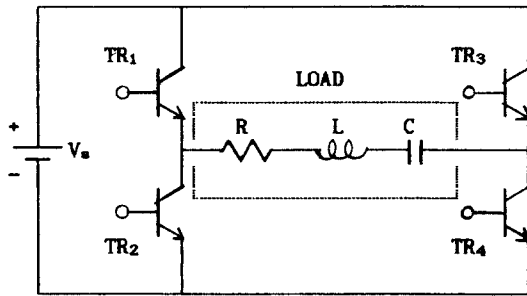


Fig. 2.1 Full - Bridge Series Inverter

#### 2.1.1 인버터의 스위칭 패턴

보통 유도전기로 등의 가열에는 수KHz의 주파수가 요구되며, 부하는 RLC 직렬회로로 구성되어 있으므로 SCR을 전류장치(轉流裝置)로 사용하며 RLC 부하회로의 공진현상을 이용하여 정현파를 얻는다. 본 논문에서는 유도 전동기의 속도제어에 이용할 목적으로 강제전류를 시키기 위하여 트랜지스터 전력소자를 이용하였으며 주파수는 20~80Hz로 조절하였다. 각 트랜지스터 소자의 도통시기(Firing Time)를 적절히 조절하여 부하전류가 가능하면 정현파에 가깝도록 하였다. Fig. 2.1에서 Tr1,Tr4가 동시에 통전되면 부하의 양단에 Vs의 전압이 걸리며, 반 주기후 Tr2,Tr3가 통전되면 부하의 양단에 -Vs의 역전압이 걸린다. 이때의 부하양단의 순시전압은 식(2.1)과 같고 부하의 전류  $i_o(t)$ 는 Fig. 2.2와 같이 흐른다.

$$V_o(t) = \sum_n \frac{2V_s}{n\pi} \sin n\omega t \quad n = 1, 3, 5, \dots$$

$$V_o(t) = 0 \quad n = 2, 4, 6, \dots \quad (2.1)$$

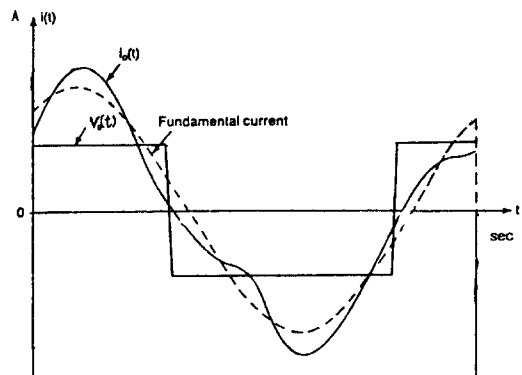


Fig. 2.2 Waveform of Load Current

본 논문에서는 부하에 흐르는 전류를 조절하기 위하여 Fig. 2.3과 같이 직렬 공진인버터에서 오는 달리 Tr1과 Tr4, Tr2와 Tr3를 동시에 통전하지 않고 적당한 시간의 간격을 두어 통전과 차단 시간을 조절하여 전류파형을 바꾸어 보았다. Fig. 2.3은 파워트랜지스터의 단자전압을 나타내고 있다.

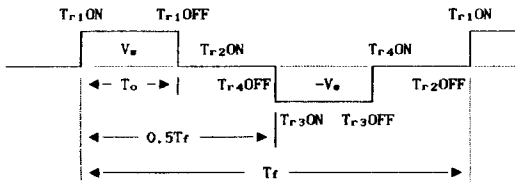


Fig. 2.3 Time Schedule of Series Inverter

2.1.2 수치해석 과 시뮬레이션

Fig. 2.1은 RLC부하를 갖는 회로로서 부하전류 식은 식(2.2)와 같이 쓸 수 있다.

$$Ri_o(t) + L \frac{di_o(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int i_o(t) dt = V_o(t) \quad (2.2)$$

단,

$$V_o(t) = V_s \{u(t-A) - u(t-B) - u(t-C) + u(t-D)\}$$

식(2.2)에서 Vo(t)는 구형파 전압이 걸리므로 초기치를 0으로 하고 라플라스 변환을 하면 식(2.3)로 된다.

$$I_o(s) \left( s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC} \right) = \frac{V_s}{L} (e^{-As} - e^{-Bs} - e^{-Cs} + e^{-Ds}) \quad (2.3)$$

여기서

$$A = kT_f$$

$$B = kT_f + 0.5 \cdot T_f \cdot T_s = T_f(k + 0.5T_s)$$

$$C = kT_f + 0.5 \cdot T_f = T_f(k + 0.5)$$

$$D = kT_f + 0.5 \cdot T_f + 0.5 \cdot T_f \cdot T_s$$

$$= T_f(k + 0.5(1 + T_s))$$

$$k = 0, 1, 2, 3, \dots$$

식(2.3)은 2차계로 식(2.4)와 같이 표현할 수 있다.

$$I_o(s) = \frac{U(e^{-As} - e^{-Bs} - e^{-Cs} + e^{-Ds})}{S^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.4)$$

여기서

$$2\zeta\omega_n = \frac{R}{L}, \quad \omega_n^2 = \frac{1}{LC}, \quad U = \frac{V_s}{L}$$

식(2.4)의 분모를 0으로 두면 특성방정식이 되며 그 근(Root)을 쉽게 구할 수 있으나 k의 값에 따라 전류의 해는 다르게 됨으로 컴퓨터로 그해를 구하여 이를 해석하였다. 먼저 2차계에 가장 큰 영향을 미치는 감쇠계수 ζ의 크기, 강제전류의 주파수(fr)에 대한 부하의 공진주파수(fr)의 비(Rf = fr/fr), 한 싸이클당 주기(Tf)와 통전시간(To)의 비(Rr = To/Tf)에 따라 전류의 파형과 진폭이 어떻게 변하는가를 살펴보았다.

시뮬레이션은 R=26 Ω, L=23mH, C=70μF로 공진주파수 fn=40 Hz를 기준으로 하여 기준치보다 높은 주파수는 60Hz, 80Hz (Rf=1.5, Rf=2.0)에서, 또 낮은 주파수는 30Hz, 20Hz (Rf=0.75, Rf=0.5)에서 행하였다.

(가) 감쇠계수(ζ)와 주파수비(Rf)

표 2.1은 각주파수에서 감쇠계수를 변동시켰을 때의 전류진폭을 비교한 것이다. 전류진폭은 공진주파수인 fn=40Hz에서 가장 크고, 40Hz 보다 낮거나 높은 주파수에서는 줄어들었다.

표 2.1 주파수 및 감쇠계수의 변화에 대한 전류진폭 (Vs=30V, fn=40Hz, 단위 : A)

Hz	ξ=0.1	ξ=0.225	ξ=0.9	ξ=2.0
20	0.06	0.054	0.013	0.013
30	0.099	0.075	0.014	0.018
40	0.27	0.12	0.018	0.018
60	0.06	0.057	0.015	0.018
80	0.033	0.031	0.013	0.018

Fig. 2.4, Fig. 2.5, Fig. 2.6은 강제전류 주파수 40Hz, 60Hz, 30Hz에서의 전류파형으로 전류진폭에 가장 민감하게 작용하는 것은 감쇠계수이며 이것이 커질수록 전류는 모든 주파수 영역에서 급격

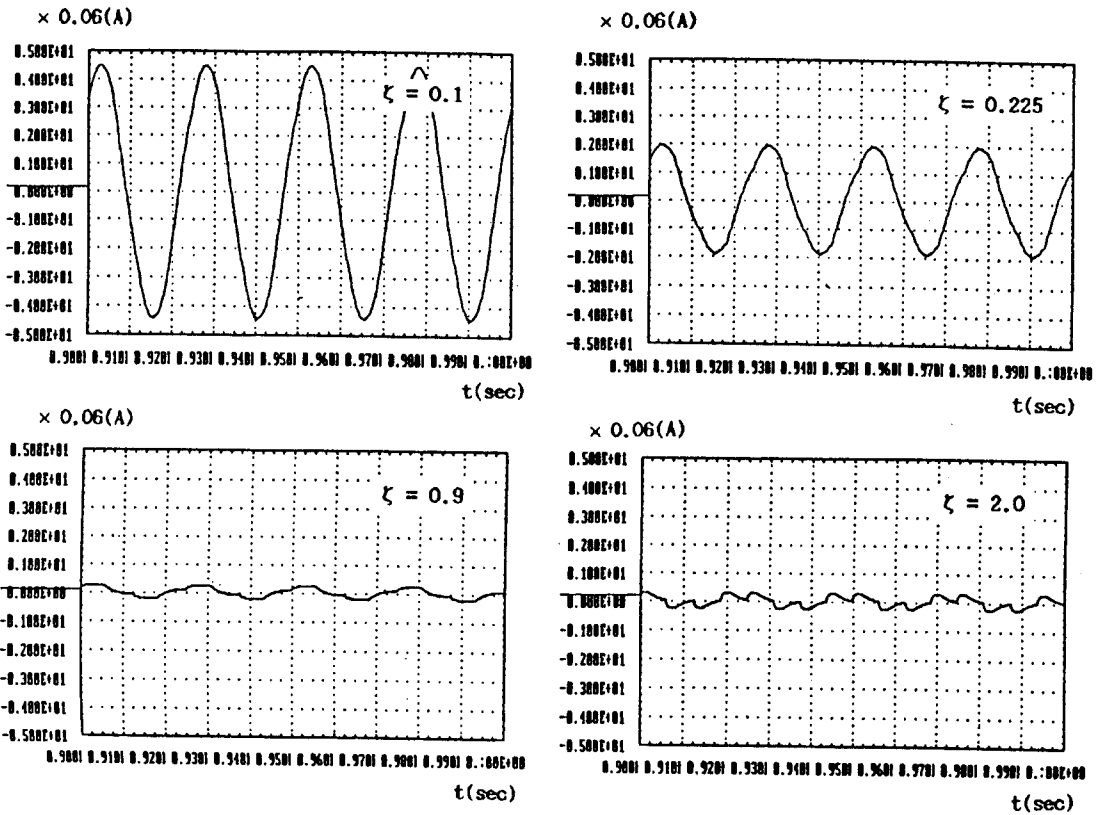


Fig. 2. 4 Current Waveforms accord' g to  $\zeta$  Changes at 40Hz( $R_T=05, V_s=30V$ )

히 감소함을 알 수 있다. 또한 감쇠계수가 작을수록 정현파에 가깝고 감쇠계수가 커지면 간헐적인 2차계로 변한다.

(나) 통전시간비( $R_T$ )

표 2.2는 감쇠계수  $\xi=0.225$ 와 2.0인 때의 전류진폭을 비교한 것이다. 감쇠계수가 작은 경우에는 통전시간비에 따라 진폭이 민감하게 변동하나 감쇠계수가 큰 경우에는 과감쇠로 진폭의 변동이 작아짐을 알 수 있으며, 통전시간비( $R_T$ )를 증대하면

전류진폭도 증가한다. 전류진폭은 공진 주파수인  $f_n=40Hz$ 에서 가장크고 30Hz나 60Hz에서 모두 작아짐을 알 수 있다.

Fig. 2.7과 Fig. 2.8은 이들의 전류파형을 나타낸다. 감쇠계수  $\xi=0.225, f_n=40Hz$ 에서의 전류파형은 통전비가 작을수록 삼각파에 가까워지고 통전비가 커지면 정현파에 가까워지며, 감쇠계수  $\xi=2.0, f_n=40 Hz$ 에서의 전류파형은 진폭은 별 변동이 없고 모두 간헐적인 2차계가 된다.

표 2.2 주파수 및  $R_T$ 의 변화에 의한 전류진폭 ( $V_s=30V, f_n=40Hz$ , 단위 : A)

Hz	$\xi=0.225$			$\xi=2.0$		
	$R_T=0.3$	$R_T=0.5$	$R_T=0.9$	$R_T=0.3$	$R_T=0.5$	$R_T=0.9$
30	0.055	0.075	0.114	0.018	0.018	0.03
40	0.081	0.114	0.162	0.018	0.018	0.03
60	0.039	0.06	0.081	0.015	0.018	0.033

### 3. 시스템 구성

본 연구에서 설계된 직렬 브리지형 인버터는 부하 임피던스, 소프트웨어를 처리하는 인텔 80286 (16MHz)과 주파수에 따른 펄스폭을 만드는 제어 전용 마이크로프로세서인 EV8097BH와 직렬인버터의 세부분으로 구성되어 있다.

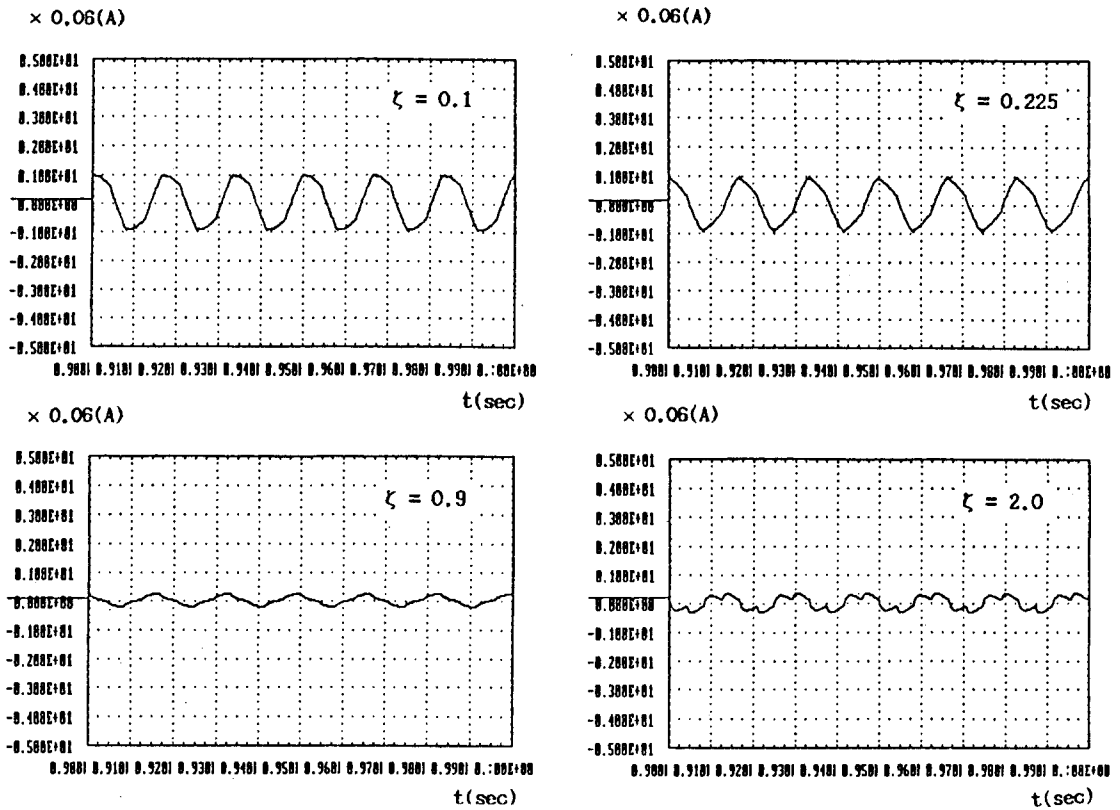


Fig. 2.5 Current Waveforms accord' g to  $\zeta$  Changes at 60Hz( $R_T=0.5, V_s=30V$ )

Fig. 3.1은 실험장치의 전체개략도를 나타내고 있다. 소프트웨어적으로 처리된 데이터는 I/O 장치를 통하여 EV8097BH<sup>13~15)</sup>의 입력포트에 전달되고 이곳에서 주파수에 따른 펄스폭을 만들어 아나로그로 변환되어 출력된다. 출력신호는 인버터의 파워트랜지스터의 베이스에 가해지는 트리거 신호를 만들어 내는데 이 신호는 주 회로의 높은 전압과 서어지등으로부터 마이크로 프로세서와 그밖의 회로를 보호하기 위하여 포토커플러를 거쳐 인버터에 전해진다.<sup>16,17)</sup> 트리거신호에 의해 인버터는 4개의 파워트랜지스터의 ON - OFF에 따라 직류전원을 적절한 주파수를 갖는 교류전원으로 바꾸게 되고 그에 따른 계단상의 전압이 부하에 걸리게 된다.

여기서 스위칭정보를 처리할 때에는 전력용 트랜지스터의 ON-OFF 동작시 지연시간을 고려하여 같은상의 스위칭소자가 단락되지 않도록 주의

를 요한다<sup>18)</sup>. 전류특성을 고찰하기 위하여 RLC 직렬부하에서 고유주파수와 회로의 강제주파수의 비를 변화시킬때, 강제주파수를 일정하게 유지한 상태에서 주기와 통전시간의 비를 변화시킬때 그리고 부하의 저항과 인덕턴스에 의해 결정되는 2 차계의 감쇠계수가 변동할 때의 전류값을 저항의 양단에서 측정하였다. A/D컨버터를 통해 들어온 전류 데이터는 인텔 80286(16Mz)에서 소프트웨어적으로 그래픽 처리하였다.

#### 4. 실험 및 결과고찰

##### 4.1 전브리지 공진형인버터의 전류파형 특성

실험은 RLC부하에서  $R=26\Omega, L=23mH, C=70\mu F$ 로 공진주파수  $f_n=40Hz$  를 기준으로 하여

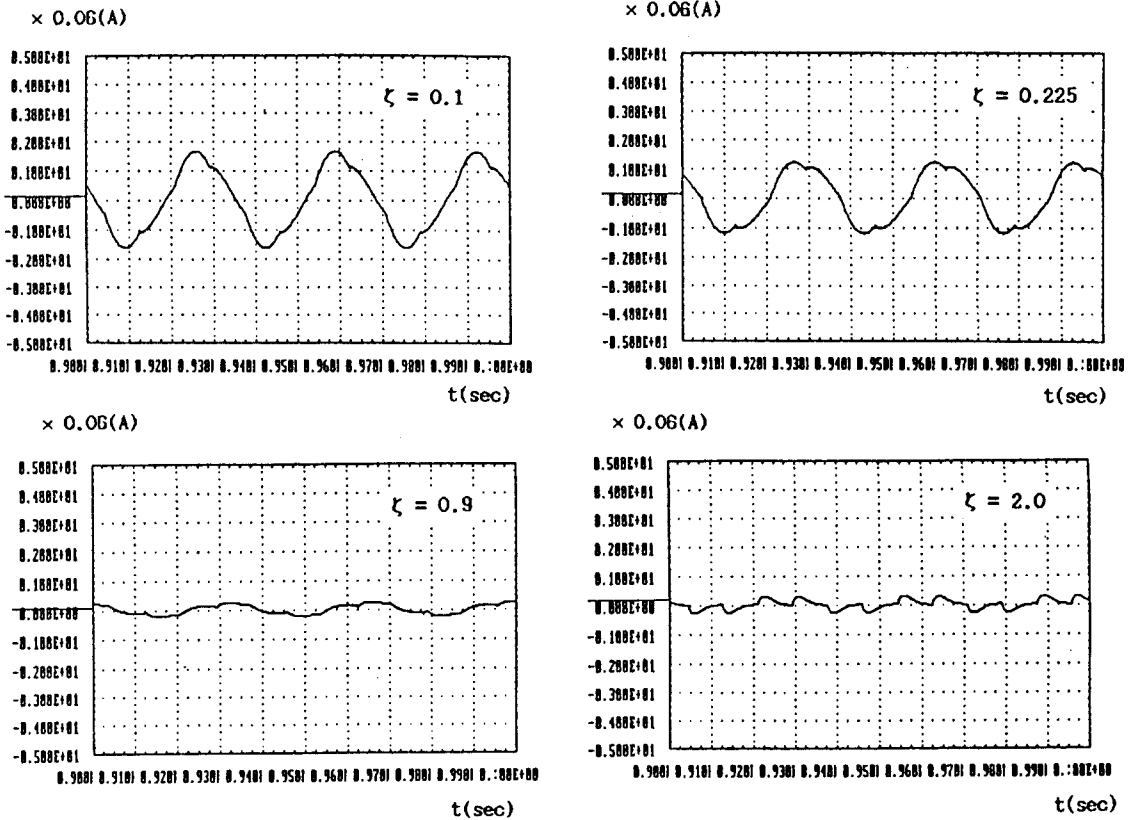


Fig. 2. 6 Current Waveforms accord' g to  $\zeta$  Changes at 30Hz( $R_r=0.5, V_s=30V$ )

기준치보다 높은 주파수는 60Hz, 80Hz ( $R_r=1.5, R_r=2.0$ )에서, 또 낮은 주파수는 30Hz, 20Hz ( $R_r=0.75, R_r=0.5$ )에서 실험을 행하였고 패시미터는 저항만을 변경하여  $R=26\Omega(\zeta=0.226), R=92\Omega(\zeta=0.85), R=224\Omega(\zeta=1.95)$ 로 실험을 해보았다. 전원전압은 슬라이더스, 단상정류기, 콘덴서를 이용하여 30V 구형파 전압을 교번하여 부하에 가하였다.

4. 1. 1 감쇠계수( $\zeta$ ) 와 주파수비( $R_f$ )

감쇠계수는 직접적으로 민감하게 작용하는 요소로서 모든 주파수 영역에서 전류 진폭이 증대하고 클수록 감소하며  $\zeta > 1$ 인 경우에는 감소폭이 줄어들었다. Fig. 4.1은  $f_n=40Hz(R_r=1.0)$ 에서의 전류파형이다. 감쇠계수가 작으면 진폭은 커지고 파형은 정현파에 가까우며 감쇠계수가 커질수록 진폭은 작아지고 파형은 삼각파에서 1차계의 파형으로 변형한다.

Fig. 4.2는  $f_n=60Hz(R_r=1.5)$ 인 경우로 감쇠계수가 작은 경우에는 정현파에 가까우나 커질수록 삼각파에 가까워지며 진폭도 작아진다.

Fig. 4.3은  $f_n=30Hz(R_r=0.75)$ 인 경우로 감쇠계수가 작은 경우에는 삼각파에 가까운 파형이 되며 감쇠계수가 증대할수록 진폭도 줄어들며 1차계의 파형에 가까워진다.

4. 1. 2 통전시간비( $R_T$ )

표 4.1은 감쇠계수  $\zeta=0.225$ 와  $\zeta=1.95$ 일 때의

표 4. 1  $\zeta=0.225$ 와  $\zeta=1.95$ 일 때의 전류진폭 ( $V_s=30V, f_n=40Hz, 단위 : A$ )

Hz	$\zeta=0.225$			$\zeta=2.0$		
	$R_r=0.3$	$R_r=0.5$	$R_r=0.9$	$R_r=0.3$	$R_r=0.5$	$R_r=0.9$
30	0.187	0.300	0.420	0.065	0.080	0.110
40	0.120	0.200	0.280	0.065	0.080	0.105
60	0.080	0.110	0.145	0.065	0.080	0.095

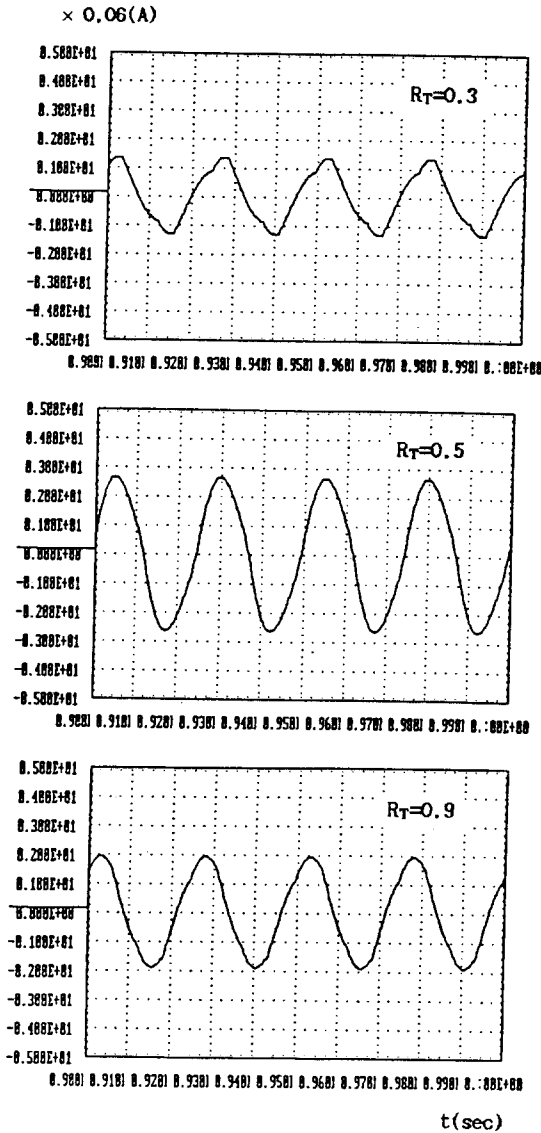


Fig. 2.7 Current Waveforms accord'g to  $R_T$  Changes at 30Hz( $\zeta=0.225$ ,  $V_s=30V$ )

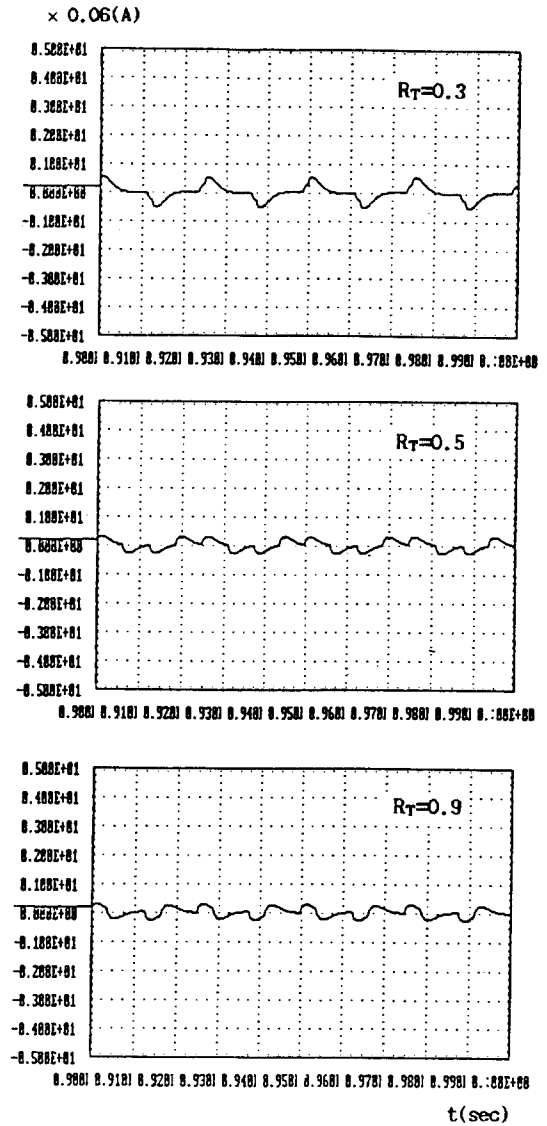


Fig. 2.8 Current Waveforms accord'g to  $R_T$  Changes at 40Hz( $\zeta=0.225$ ,  $V_s=30V$ )

전류진폭을 비교한 것이다. 감쇠계수가 작은 경우에는 통전시간비가 변함에 따라 진폭이 상당히 크게 변동하며 감쇠계수가 큰 경우에는 과감쇠로 진동의 변동폭이 줄어든다.

$\zeta=0.225$ 에서는 통전시간비가 증가하면 진폭도 따라서 커지며 주파수는 커질수록 진폭은 줄어든다.  $\zeta=1.95$ 에서는 통전시간비가 클수록 진폭이 증대하나 이것이 작을 경우에는 주파수가 변동하

여도 진폭은 별로 변하지 않는다.

Fig. 4.4 는 40Hz,  $\zeta=0.225$ 에서 통전시간비를 변화 시켰을 때의 전류파형으로 통전시간비가 작으면 정현파에, 크면 1차계에 가까운 파형이 된다.

대체로 실험결과는 시뮬레이션 결과와 비슷한 경향을 나타내나 전류진폭의 차이, 파형의 차이가 나타났다. 이는 주파수 변동에 따라 리액턴스 및 저항이 부하내에 상당히 존재하므로 실제의 부하

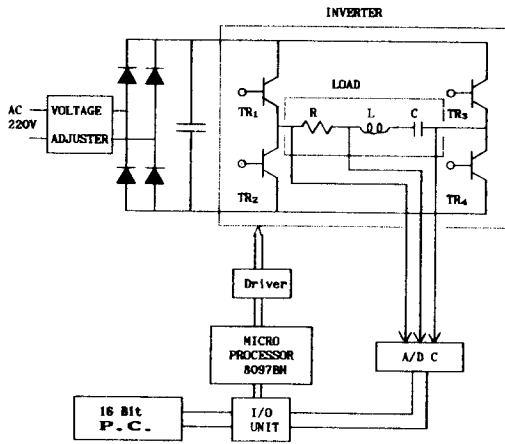


Fig. 3.1 Schematic Diagram of Experiment Equipment

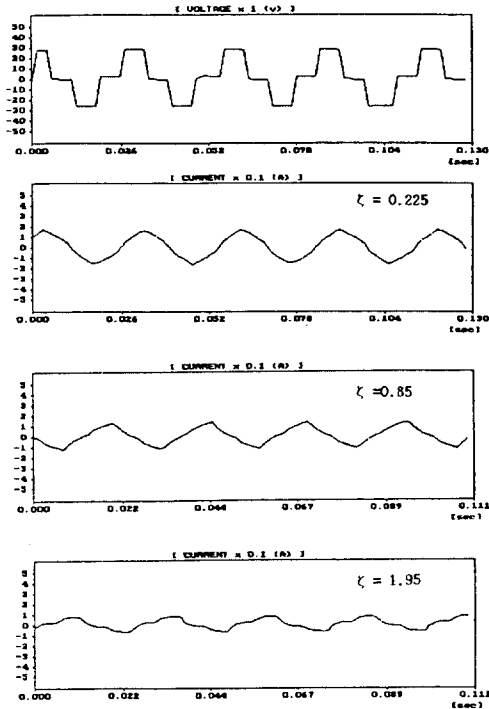


Fig. 4.1 Current Waveforms accord's to  $\zeta$  Changes at 40Hz

는 이상적인 2차계와 차이가 있기 때문인 것으로 생각된다.

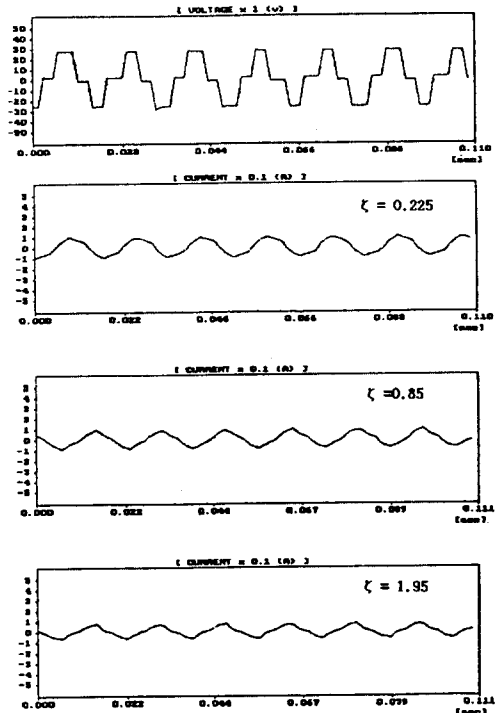


Fig. 4.2 Current Waveforms accord's to  $\zeta$  Changes at 60Hz

#### 4.2 단상 유도 전동기에서의 응용

위에서 검토하고 실험을 통해 얻어진 저주파수 영역에서의 직렬 공진형인버터의 전류특성을 콘덴서 분상형 단상 유도 전동기에 적용해 보았다. 인버터의 RL부하 대신에 콘덴서 분상형 유도 전동기를 연결하였으며, PID 제어 실험에서 계수 조정은 Ziegler 와 Nichols가 제시한 과도응답법<sup>19,20)</sup>으로 행하였으며, 편의상 아나로그 제어기를 사용하였다.

또한, 부하실험은 유도전동기에 직결된 단상 교류발전기의 출력이 저항 부하를 개폐하여 행하였으며 신호잡음을 제거하기 위해 저역통과 필터를 사용하였다. 본 실험에 사용한 전동기는 영국 FEEDBACK사의 교육용 전기기기 부품으로 연구실에서 직접 조립한 것으로 각 계수값은 표 4.2와 같다.



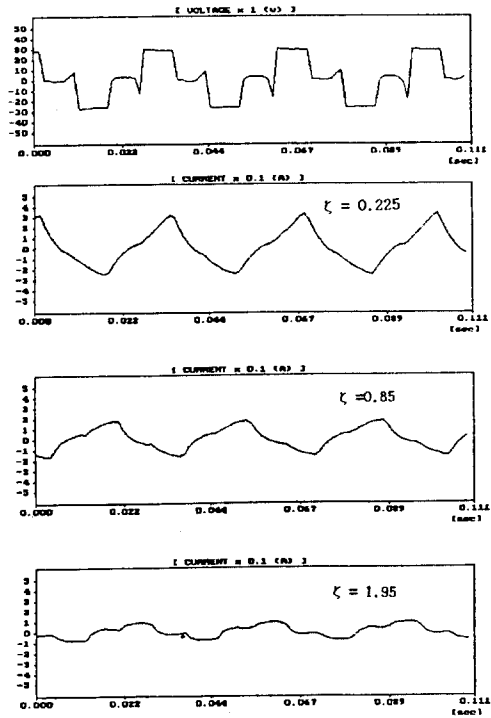


Fig. 4.3 Current Waveforms accord's to  $\zeta$  Changes at 30Hz

표 4.2 단상 유도전동기의 계수값

공급전압	AC 120V
극수	6극
주·보조권선 저항	29.3 $\Omega$ (60Hz, 상온)
주·보조권선 인덕턴스	90.9mH(60Hz, 상온)
보조권선 콘덴서 용량	26 $\mu$ F
공진용 콘덴서 용량	70 $\mu$ F

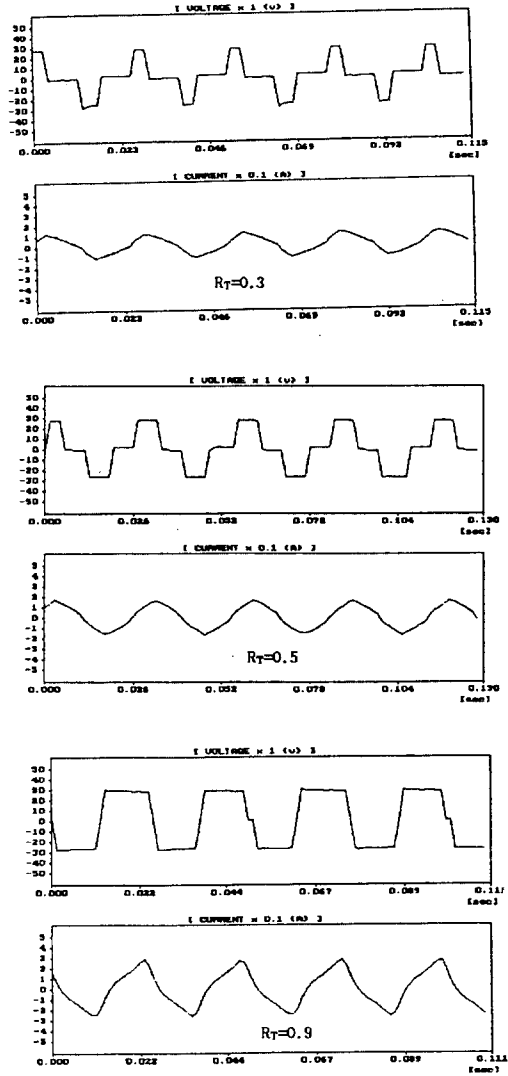
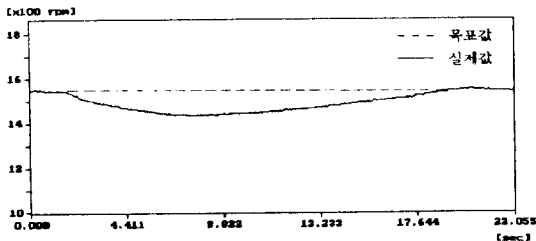
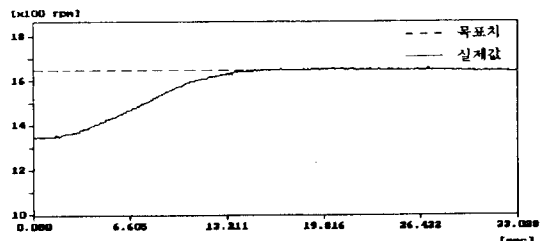


Fig. 4.4 Current Waveforms accord's to  $R_T$  Changes at 40Hz( $\zeta=0.225$ )



(a)



(b)

Fig. 4.5 Speed Response of Induction Motor with PID Control

Fig. 4.5는 PID 제어시 전동기의 속도응답을 나타내며, (a)는 일정 회전수에서 저항부하를 걸었을 경우, (b)는 일정 회전수에서 설정 회전수를 변경하였을 경우이다.

본 실험에서 단상 유도전동기가 비교적 양호하게 회전속도를 추종함을 확인하였으나 전동기의 시정수(약 16sec)가 크기 때문에 속도추종시간이 상당히 길고, 전동기의 토오크 맥동이 발생하여 정밀한 속도제어에는 문제점이 있었다.

## 5. 결 론

1) 20-80Hz의 각 주파수에서 콘덴서의 크기 및 인버터의 통전시간을 조절하여 리플이 적은 비교적 양호한 전류파형을 얻을 수 있었다.

2) 제어전용 마이크로프로세서를 이용하여 시스템을 구성함으로써 제어를 소형화 및 단순화할 수 있었다.

3) 인버터와 아나로그 PID 제어를 이용하여 콘덴서분상형 단상유도전동기가 일정 속도로 회전하고 있는 상태에서 저항부하를 걸거나 설정회전수를 변경하였을 때 양호하게 목표치에 추종함을 확인하였다.

금후 제어기와 주파수 변동에 따른 전류파형의 조정문제를 전디지털화 하여 보다 개선된 전동기 제어가 구현되도록 하는 것이 다음 과제라 생각된다.

## 참고문헌

- 1) M. H. Rashid, "Power Electronics", Prentice-Hall Inc., 1991
- 2) S.B.Dewan & A.Straughen, "Power Semiconductor Circuits", John Wiley & Sons Inc., 1975
- 3) 見城尙志, "ACサ-ボモ-タマイコン 제어", 總合

電子出版社, 1983

- 4) S.B.Dewan & A.Straughen, "Power Semiconductor Circuits", John Wiley & Sons Inc., 1975
- 5) Katsuhiko Ogata, "Discrete-Time Control Systems", Prentice-Hall Inc., 1991
- 6) B.Mokryzki, "Pulse Width Modulated Inverters for AC motor drives", IEEE Trans., Vol. IA-13, P.38-44, 1977
- 7) 정병건, 박진길, "6단계 인버터로 구동되는 유도전동기의 속도제어에 관한 연구", 한국해양대학교 논문집, 1990
- 8) Praveen K. Jain & Shashib. Dewan, "A Performance Comparison of Full and Half-Bridge Series Resonant Inverters in High-Frequency High-Power Application", IEEE TRANS. IND. APP., Vol. 26, no. 2, MAR/APR 1991
- 9) 尹炳道, "電氣機器", 文運堂, 1990
- 10) 李成馥, "電氣工學解説", 太和出版社, 1983
- 11) 임달호, 장석명, 이규중, "단상 유도전동기의 효율적인 운전을 위한 전력제어의 연구개발", 전기학회논문집 제34권 제12호, p. 47-55, 1985
- 12) 千熙英, 朴貴泰, 柳志潤, "마이크로프로세스에 의한誘導電動機의 PID制御에 관한연구, 1984
- 13) EMBEDDED CONTROLLER HANDBOOK, INTEL사, 1991
- 14) 나종래, 문세홍, 유영재, "인텔 8096 구조와 설계", Ohm社, 1991
- 15) 김태영, "A-D/D-A 변환회로의 설계와 응용", 우진출판사, 1989
- 16) 見城尙志, 高橋久, "インバータ實用回路の設計と驅動ソフト", 總合電子 1991
- 17) 李注憲, 모타 제어 기술, 성안당, 1992
- 18) 박민호, 홍순찬, 정승기, "인버터에서 스위칭 시간 지연이 미치는 효과의 분석 및 그 보상", 전기학회논문집 제40권 제1호, p. 58-66, 1991
- 19) 河注植, "自動制御工學" 太和出版社, 1989
- 20) 自動制御 實驗裝置 P-FLPT-1003AHM 取扱説明書, 東京メータ株式會社