

저역통과 LC필터를 가진 전브리지형 인버터를 이용한 단상유도전동기의 속도제어 특성에 관한 연구

박진길* · 신원길** · 정주윤***

A Study on the Speed Control of Single Phase Induction Motor using a Full Bridge Inverter with Low Pass LC Filter

J. G. Park* · W. K. Shin** · J. Y. Chung***

Abstract

In this paper, the current waveform and dynamic characteristics of the proposed system which is composed of a full bridge inverter and low pass LC filter is investigated through the results of computer simulation and experiment to find out the good performance of variable speed AC motor.

From the experiment results, it is confirmed that the load current of similar sine waves is to be got by the proposed low pass LC filter and the speed of single phase AC motor driven by a full bridge inverter can be smoothly controlled through a digital PID algorithm.

1. 서 론

근래에 와서 고속 스위칭소자(IGBT, GTO, MOSFET, TR, SCR)의 성능 향상과 마이크로프로세서를 이용한 제어기의 개발로 가변속전동기에 대한 제어성 및 효율향상, 신뢰성등이 제고되어 왔다.¹⁻¹⁵⁾ 이에 부응하여 유도전동기의 가변속운전이 용이하게 됨으로써 일반 산업계에 크게 각광을 받고 있으며 이에 대한 연구가 계속되고 있다.¹⁶⁻²²⁾

가변속 유도 전동기의 제어를 위한 시스템에는 직류-교류 전력변환 장치인 반도체전력소자를 이용한 PWM인버터가 주로 사용되는데 이는 가변전압과 가변주파수의 출력을 동시에 제어하여 자속을 일정하게 유지하면서 토크를 제어함으로써 속도를 제어한다. 또한 이는 특정 고조파를

* 한국해양대학교 기관공학과 교수

** 세보엔지니어링

*** 한국해양대학교 대학원

제거 혹은 감소시킬수 있는 이점이 있으므로 교류전동기의 속도제어와 최대 토크운전에 많이 쓰이고 있다. 근래 몇년동안 트랜지스터의 고내압, 대전류화에 수반하여 범용인버터의 스위칭소자로 트랜지스터가 많이 사용되고 있으며, 과거에 일정속도로 운전하던 범용유도전동기는 범용인버터를 그대로 사용하여 간단하게 가변속운전을 할수있다.

그러나 PWM 인버터의 경우 고조파를 완전 제거하는 일은 불가능하며 이로 인하여 전자파 장애가 발생하고 고주파에서는 정현파를 실현할 수 없는 문제점으로 대두하고 있거나, 많은 연구에도 불구하고 아직 이에 대한 해결점을 찾지 못하고 있다.²³⁻²⁶⁾

따라서 본 연구에서는 전브리지형 인버터와 저역통과LC필터를 이용하여 가변주파수에도 비교적 깨끗한 정현파 전류를 얻기위하여 이미 알려진 많은 필터들의 특성을 비교분석하고²⁷⁾ 교류유도전동기에 알맞은 새로운 필터를 찾아 보았다. 가변주파수의 구형파를 얻기 위하여서는 이미 개발된 전압형 인버터를 이용하였다. 인버터의 부하로서 이용될 LC필터의 일부는 전동기의 권선을 사용하였고 필터의 이용소자가 많으면 전류파형에 높은 차수의 고조파가 포함되므로 2차 및 3차의 LC필터가 이용 가능하나 3차계의 LC필터가 전류의 크기 및 파형의 제어가 용이함으로 이에 대하여 집중적 검토 분석하였다.

LC 필터의 계수들이 변경될 경우 전류의 크기와 파형이 바뀌게 됨으로 기존의 필터의 개량이 불가피하고 또한 브리지형 인버터에서 주기와 전력이용률을 조절하여 가변주파수에서 필요한 전류의 크기와 파형을 얻고자 하였다. 검토대상이 된 저역통과 LC필터로는 대표적인 Butterworth 필터, Chebyshev 필터, Bessel 필터들로 그 특성을 분석하였고, 새롭게 개량된 LC필터를 개발하였다. 기존의 필터와 새로 개발된 필터의 특성은 주로 컴퓨터 시뮬레이션으로 분석하였고 개발된 필터를 기준으로 실험에 사용된 LC필터를 제작하여 그 성능은 실제 단상유도 전동기를 구동하여 확인하였다.

전브리지형 인버터의 구동회로는 기존의 것을 사용하였고 구동장치의 제어에는 INTEL EV8097 BH의 단일칩 제어기를 이용하였다.^{28, 29)} 자료수집을 위하여 PC와 디지털 오실로스코프를 사용하였으며 실험결과를 시뮬레이션 결과와 비교 분석하였다.

2. 저역통과 LC필터

LC필터에는 저역통과필터(Low Pass Filter), 고역통과필터(High Pass Filter), 대역통과필터(Band Pass Filter), 대역제거필터(Band Rejection Filter)등이 있으나 여기에서는 브리지 인버터(Bridge Inverter)에서 생기는 구형파의 전압으로부터 필터를 거쳐 정현파의 전류파를 얻기위해서 저역통과LC필터가 사용되었다. 저역통과LC필터 구성요소의 수에 따라 2차에서 n차의 파형을 얻을 수 있으나 경제성에 비추어 2차 및 3차계의 필터가 유리하다. 2차계의 저역통과LC필터는 전류의 크기가 주파수에 영향을 많이 받으므로 약간 문제가 있고, 3차계는 주파수의 영향을 작게 받으므로 본 논문에서는 3차계의 저역통과LC필터만 다루기로 한다. 아래 그림은 LCR요소를 이용한 3차계의

기준 저역통과필터에 대한 그림이다.²⁷⁾

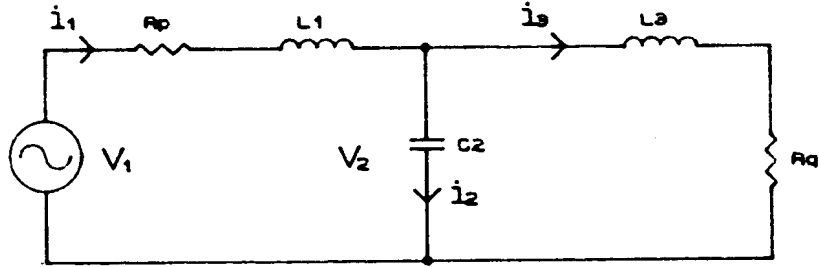


Fig. 2. 1 3rd Order Low Pass LC Filter

그림 2.1에서 Kirchhoff 제 1 법칙으로 부터

$$i_1 = i_2 + i_3$$

위 식을 라플라스 변환하면

$$I_1(s) = I_2(s) + I_3(s) \quad (2.1)$$

Kirchhoff 제2법칙으로 부터

$$v_1 = R_p i_1(t) + L_1 \frac{d}{dt} i_1(t) + v_2$$

위 식을 라플라스 변환하면

$$V_1(s) = (R_p + sL_1)I_1(s) + V_2(s) \quad (2.2)$$

콘덴서 양단의 전압 V_2 는

$$v_2 = \frac{1}{C} \int i_2(t) dt = R_q i_3 + L_3 \frac{d}{dt} i_3(t)$$

위 식을 라플라스 변환하면

$$V_2(s) = \frac{I_2(s)}{CS} = (R_q + sL_3)I_3(s) \quad (2.3)$$

식(2.1), 식(2.2), 식(2.3)으로부터 $V_1(s)$ 과 $V_2(s)$ 의 관계식을 구하면

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{(1/L_1 L_3 C_2)(R_q + L_3 S)}{S^3 + \alpha S^2 + \beta S + \gamma} \quad (2.4)$$

식(2.3)을 식(2.4)에 대입하면 $V_1(s)$ 과 $I_3(s)$ 와의 관계식을 구할 수 있다.

$$\frac{I_3(s)}{V_1(s)} = \frac{(1/L_1 L_2 C_2)}{S^3 + \alpha S^2 + \beta S + \gamma} \quad (2.5)$$

여기에서,

$$\alpha = \frac{R_q L_1 + R_p L_3}{L_1 L_3} \quad (2.6a)$$

$$\beta = \frac{R_p R_q C_2 + L_1 + L_2}{L_1 L_3 L_2}$$

$$\gamma = \frac{R_p + R_q}{L_1 L_3 L_2} \quad (2.6c)$$

식(2.4), 식(2.5)의 특성방정식은 식(2.7)과 같다.

$$S^3 + \alpha S^2 + \beta S + \gamma = 0 \quad (2.7)$$

위 식의 해는 쉽게 구할 수 있으며 α , β , γ 의 값에 따라 3개의 다른 실근, 1개의 실근과 중근 2개, 1개의 실근과 2개의 허근을 얻을 수 있으며 저역통과 필터에서는 1개의 실근과 2개의 허근을 얻을 수 있도록 각 요소의 크기를 조정한다. 대표적인 저역통과 LC필터에 대하여 알아보면 아래와 같다.

2. 1. Butterworth

필터 3차계의 Butterworth 필터는 식(2.7)의 특성방정식의 근이 단위원주상에 위치하도록 한 것으로, 그림 2.1에서 $R_p = 0.0[\Omega]$, $R_q = 1.0[\Omega]$, $L_1 = 1.5[H]$, $L_3 = 0.5[H]$, $C_2 = 1.333[F]$ 일 때 각주파수 $1[\text{rad/sec}]$ 에서 3 dB의 감쇠가 일어나는 기준(Normalized) Butterworth LC 필터를 얻는다.

여기서 $I_3(s)/V_1(s)$ 의 관계식을 구하면 식(2.8)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{I_3(s)}{V_1(s)} &= \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1} \\ &= \frac{1}{(s+1)(s+0.5+j0.866)(s+0.5-j0.866)} \end{aligned} \quad (2.8)$$

$V_1(s)=1/s$ 인 단위 계단상 입력일 경우 식(2.8)의 해는 식(2.9)와 같다.

$$i_3(t) = 1 - e^{-t} - 1.155e^{-0.5t} \sin 0.866t \quad (2.9)$$

2.2 Chebyshev 필터

3차계의 Chebyshev LC필터는 식(2.7)의 특성방정식의 근이 허축에 장경을 둔 단위타원상에 위치하는 것으로, 리플(Ripple)의 크기에 따라 여러가지로 나누어지나 여기에서는 응답이 빠른 1 dB의 리플을 갖는 Chebyshev 필터에 대해서만 검토해 보기로 한다.

그림 2.1에서 $R_p=0.0[\Omega]$, $R_q=1.0[\Omega]$, $L_1=1.5[H]$, $L_3=1.1[H]$, $C_2=1.62[F]$ 일 때 주파수응답에서 1dB의 리플을 갖게되고 각주파수 1[rad/sec]에서 3dB의 감쇠를 갖는 기준 Chebyshev LC 필터를 얻는다. $I_3(s)/V_3(s)$ 의 관계를 구하면 식(2.10)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{I_3(s)}{V_1(s)} &= \frac{0.375}{s^3 + 0.93s^2 + 1.06s + 0.375} \\ &= \frac{0.375}{(s + 0.451)(s + 0.2257 + j0.8822)(s + 0.2257 - j0.8822)} \end{aligned} \quad (2.10)$$

$V_1(s)=1/s$ 인 단위계단입력일 경우 식(2.10)의 해는 식(2.11)과 같다.

$$i_3(t) = 1 - e^{-0.4513t} - 0.5126e^{-0.2257t} \sin 0.8822t \quad (2.11)$$

2.3 Bessel 필터

Bessel 필터는 Butterworth필터와 같이 특성방정식의 근이 단위원주상에 위치하지만 리플을 제거하기 위하여 근의 허수부가 2/(필터의 차수) 되는 값을 갖도록 설계하며 3차계의 Bessel LC필터는 그림 2.1에서 $R_p=0.0[\Omega]$, $R_q=1.0[\Omega]$, $L_1=1.463[H]$, $L_3=0.293[H]$, $C_2=1.333[F]$ 일 때 기준 Bessel 필터를 얻는다. 이 때 $I_3(s)/V_1(s)$ 의 관계를 구하면 식(2.12)와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{I_3(s)}{V_1(s)} &= \frac{2.8}{s^3 + 3.43s^2 + 4.9s + 2.8} \\ &= \frac{2.8}{(s + 1.327)(s + 1.05 + j1.0025)(s + 1.051 - j1.0025)} \end{aligned} \quad (2.12)$$

$V_1(s)=1/s$ 인 단위계단입력의 경우 식(2.12)의 해는 식(3.13)과 같다.

$$i_3(t) = 1 - 1.96e^{-1.327t} + 1.86e^{-1.051t} \cos(1.0025t + 59^\circ) \quad (2.13)$$

그림 2.2와 그림 2.3은 위에서 검토한 3종류 필터의 계단응답과 주파수응답이다. 그림의 주파수

응답에서 3종류의 필터는 비슷한 특성을 보이고 있으나 Chebyshev 필터의 경우는 대역폭상의 중간영역에서 리플을 가지며, Bessel 필터는 진폭의 감쇠율이 주파수 증가와 더불어 조금씩 커진다.

계단응답은 Bessel 필터가 3차계에서 가장크고 감쇠율이 0.7에 가까우므로 가장 안정되고 속응성도 좋다.

Chebyshev 필터는 리플이 가장크고 정정시간도 길며 Butterworth 필터는 양필터의 중간값을 갖는다.

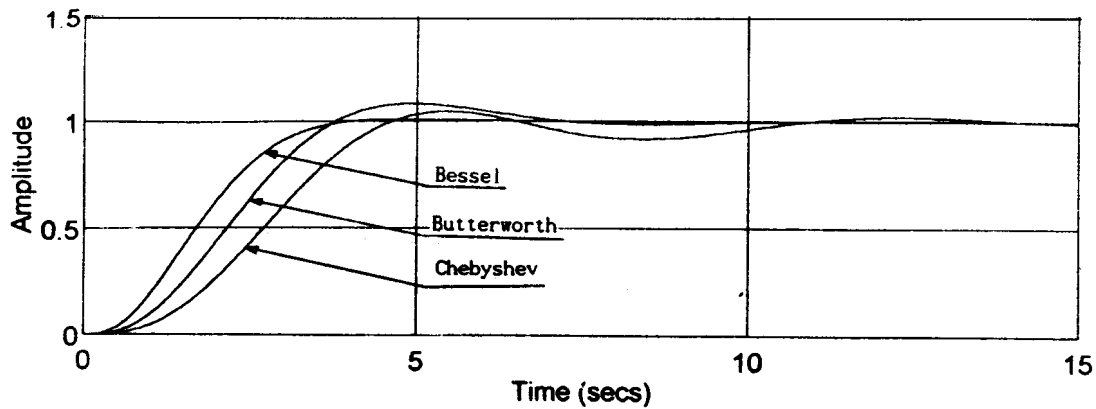


Fig. 2. 2 Step Response of the Butterworth's, Chebyshev's, Bessel's Filters

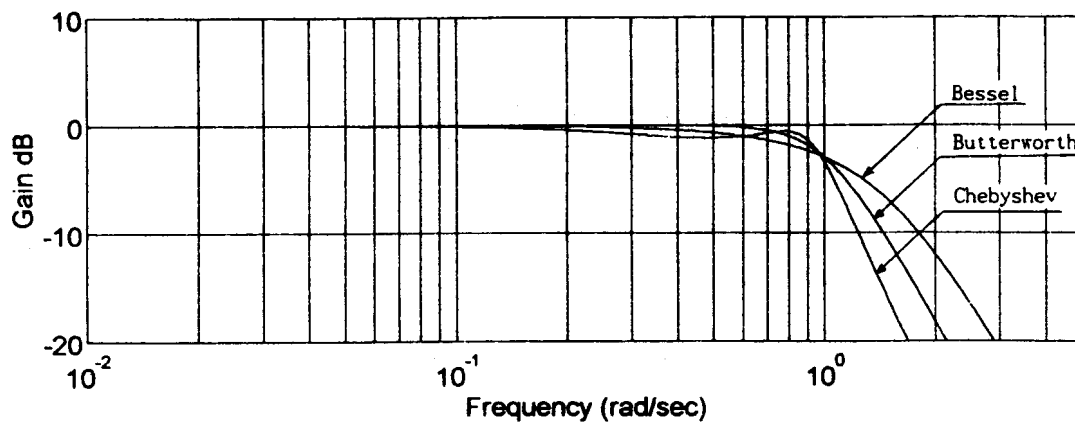


Fig. 2. 3 Frequency Response of Butterworth's, Chebyshev's, Bessel's Filters

3. 전브리지형 인버터와 LC필터의 전류 파형 분석

3.1 전브리지형 인버터

그림 3.1은 전브리지형 인버터의 개략도이다. TR1과 TR4가 통전할 경우에는 부하의 a단에서 b단으로 전류가 흐르며 TR3와 TR2가 통전할 경우에는 역으로 b단에서 a단으로 전류가 흐르므로 교류를 얻게 된다. 각 TR의 출구측에 있는 다이오드는 TR의 역류 방지용으로 TR을 보호하기 위하여 설치하였고 전류를 차단할 때 발생하는 고전압은 순환 다이오드(Wheeling Diode)를 통하여 전원으로 환원되도록 하였다.

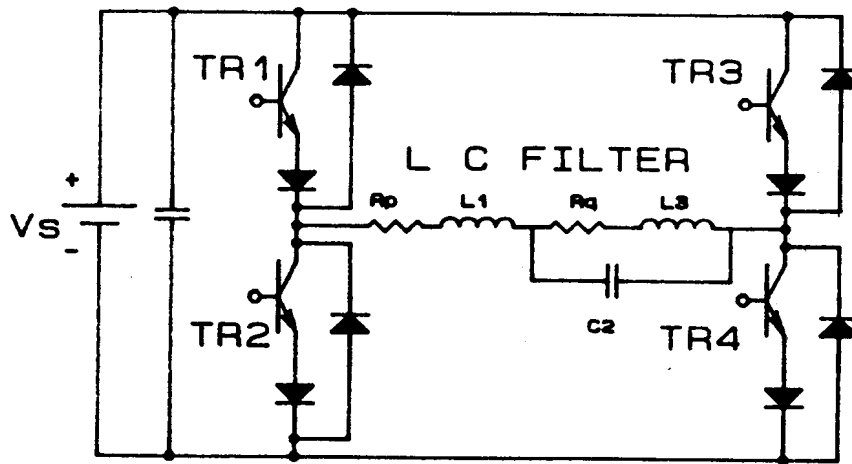


Fig. 3.1 Full-Bridge Inverter with a Low Pass LC Filter

그림 3.2는 각 TR의 통전과 차단시간에 대한 그림이며 다, 마, 사, 가 기간은 지연시간(Dead Time)으로 TR이 부하를 거치지 않고 통전되는 것을 방지하기 위하여 설정하였다. TR1, TR4가 통전되면 양단에 V_s 의 전압이 걸리고 반주기 후 TR3, TR3가 통전되면 부하의 양단에 그림과 같이 $-V_s$ 의 역전압이 걸린다. 인버터의 점화순서, 시기 및 부하전압은 컴퓨터로 적절히 조절함으로써 주파수를 제어함과 동시에 통전시간비를 임의로 변경할 수 있다. 본 논문의 실험에서는 전력이용률을 2:8, 5:5, 8:2등의 비율로 변화시켜 인버터의 출력 전압 펄스폭을 가감함으로써 유도전동기의 토크를 조절하고 전류파형을 개선하여 토크의 맥동을 줄이고 전자기적인 소음을 감소시켰다.

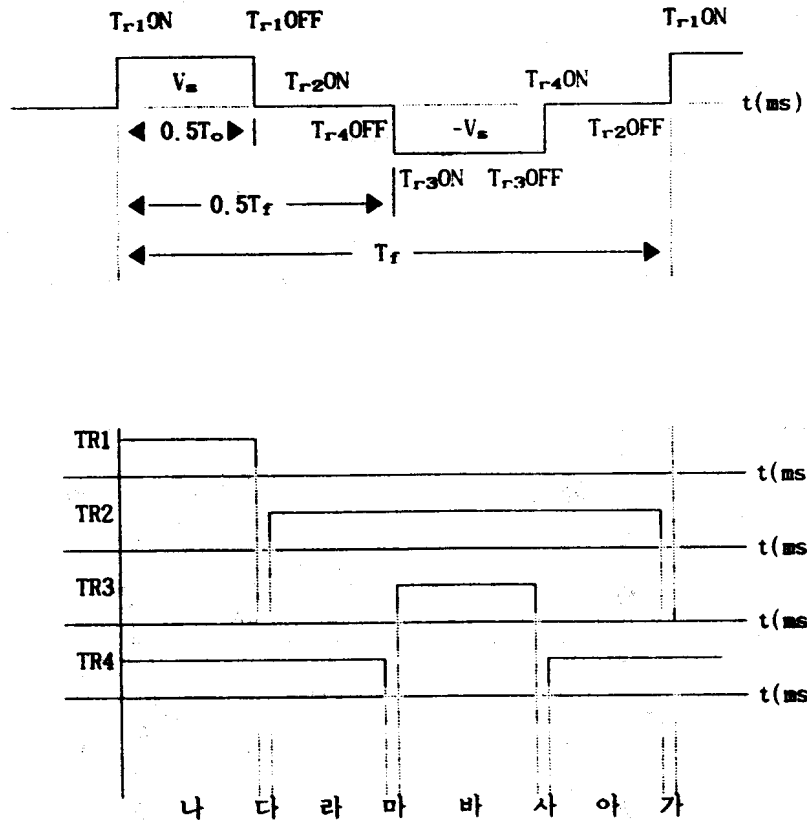


Fig. 3.2 Time Chart for a Full-Bridge Inverter

3.2 시뮬레이션에 의한 LC 필터의 특성 해석

제 2 장에서는 저역통과 LC 필터의 계단입력에 대한 과도응답을 검토하였으나 브리지형 인버터에서 나오는 전압은 그림 3.2에서 볼 수 있는 바와 같이 한주기당 $+V_s$ 와 $-V_s$ 가 번갈아 필터에 가해지며 전압이용률(Utility Factor) $T_u = (T_o/T_f)$ 도 임의로 조정하게됨으로 이 때 마다 필터에 흐르는 전류파형을 구하는 일은 쉽지 않다. 이 때 LC 필터에 주어지는 공급전압 $V_i(s)$ 는 다음식과 같이 주어진다.

$$V_i(s) = (V_s/S)(e^{-As} - e^{-Bs} - e^{-Cs} + e^{-Ds}) \quad (3.1)$$

여기에서,

$$A = kT_f \quad (3.2a)$$

$$B=T_i(k+0.5T_s) \quad (3.2b)$$

$$C=T_i(k+0.5) \quad (3.2c)$$

$$D=T_i\{k+0.5(1+T_s)\} \quad (3.2d)$$

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

식(2.5)와 식(3.1)로 부터 필터에 흐르는 전류 $I_s(s)$ 와 공급전압 $V_i(s)$ 와의 관계식을 구하면 다음식과 같다.

$$I_s(s) = \frac{(1/L_1L_3C_2)V_s}{S(S^3 + \alpha S^2 + \beta S + \gamma)} (e^{-As} - e^{-Bs} - e^{-Cs} + e^{-Ds}) \quad (3.3)$$

식(3.3)에서 알수있는 바와 같이 필터에 흐르는 전류 $i_s(t)$ 에 영향을 가장 많이 미치는 것은 α , β , γ 의 값이며 필터의 종류에 따라 이 값이 정해지고 따라서 특성방정식의 근이 정해지며 과도 특성등이 변한다. 다음으로 $i_s(t)$ 의 전류파형에 관계하는 것은 식(3.2)에서 A, B, C, D의 값들로 주파수 및 전력이용률(T_s)에 의하여 결정되는 값으로 전류의 진폭과 파형에 큰 영향을 미치게 한다. 식(3.3)의 해를 구하는 것은 쉽지 않으므로 컴퓨터로 시뮬레이션하여 각 필터마다 그 특성을 알아보았다. 유도전동기의 가변속구동을 고려하여 $R_p=0.0[\Omega]$, $R_q=40.0[\Omega]$, $\omega=600[\text{rad/sec}]$ (95 Hz)로 하고 각 필터에 따라 요소들의 크기를 결정하였다. 전류파형은 컴퓨터의 시뮬레이션 결과로 분석하며 시뮬레이션에서 파형전류의 크기는 $V_i/(R_p+R_q)$ 로 무차원화한 것이다.

3.2.1 Butterworth 필터

기준 Butterworth 필터에서 $R_p=0.0[\Omega]$, $R_q=40.0[\Omega]$, $L_1=100.0[\text{mH}]$, $L_3=33.0[\text{mH}]$, $C_2=56.0[\mu\text{F}]$ 일 때 대역폭이 $600[\text{rad/sec}]$ 인 저역통과 LC필터를 얻는다. 이 때 $I_s(s)/V_i(s)$ 의 관계식을 구하면

$$\frac{I_s(s)}{V_i(s)} = \frac{216450216}{s^3 + 1212s^2 + 71967s + 216450216} \quad (3.4)$$

식(3.4)에 대한 계단응답을 구하면 식(3.5)과 같다.

$$i_s(t) = 1 - e^{-600t} - 1.155e^{-300t} \sin 519.6t \quad (3.5)$$

$\omega=600[\text{rad/sec}]$ 로 설계한 Butterworth 필터를 전브리지 인버터에 설치하였을 때 $i_s(t)$ 의 파형은 주파수와 전력이용율에 따라 달라진다.

그림 3.3은 $T_s=50\%$ 에서 10Hz, 50Hz, 90Hz에 대한 $i_s(t)$ 의 파형이다. 주파수가 50Hz 부근에서 가장 정현파에 가깝고 이보다 높은 주파수에서는 날카로운 정현파에 근사하며, 저주파수에서는 리플이 포함된 구형파가 됨을 알 수 있다.

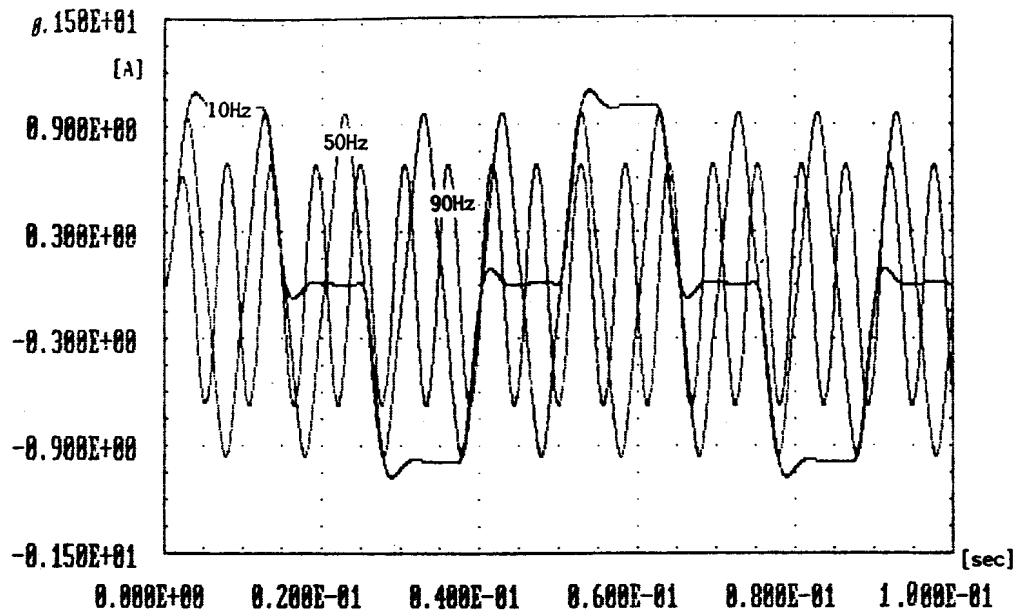


Fig. 3.3 Current Waveforms for Butterworth's Filter at $T_s=50\%$ of 10Hz, 50Hz and 90Hz

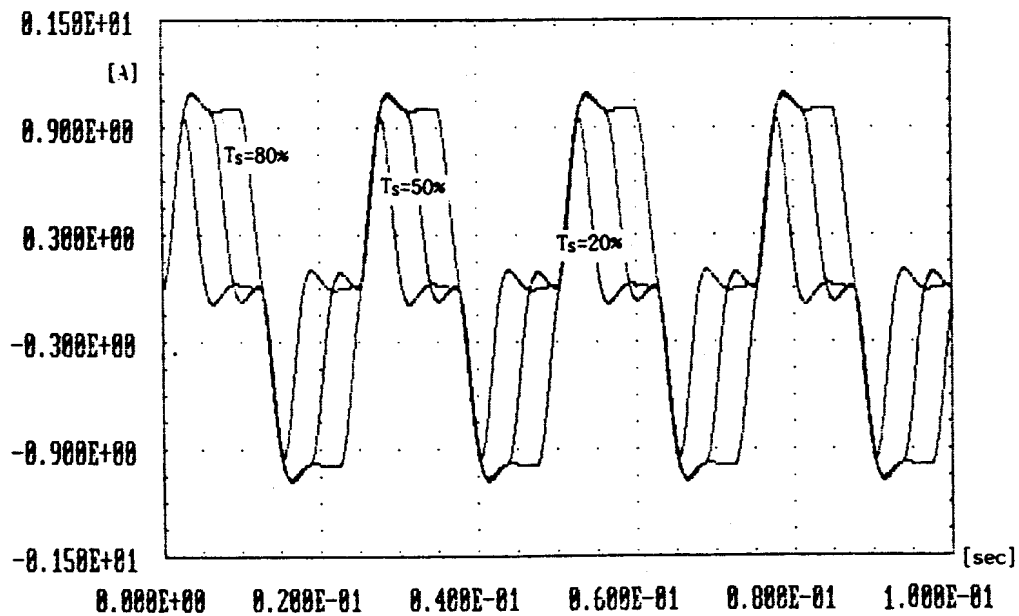


Fig. 3.4a Current Waveforms for Butterworth's Filter at 20Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$

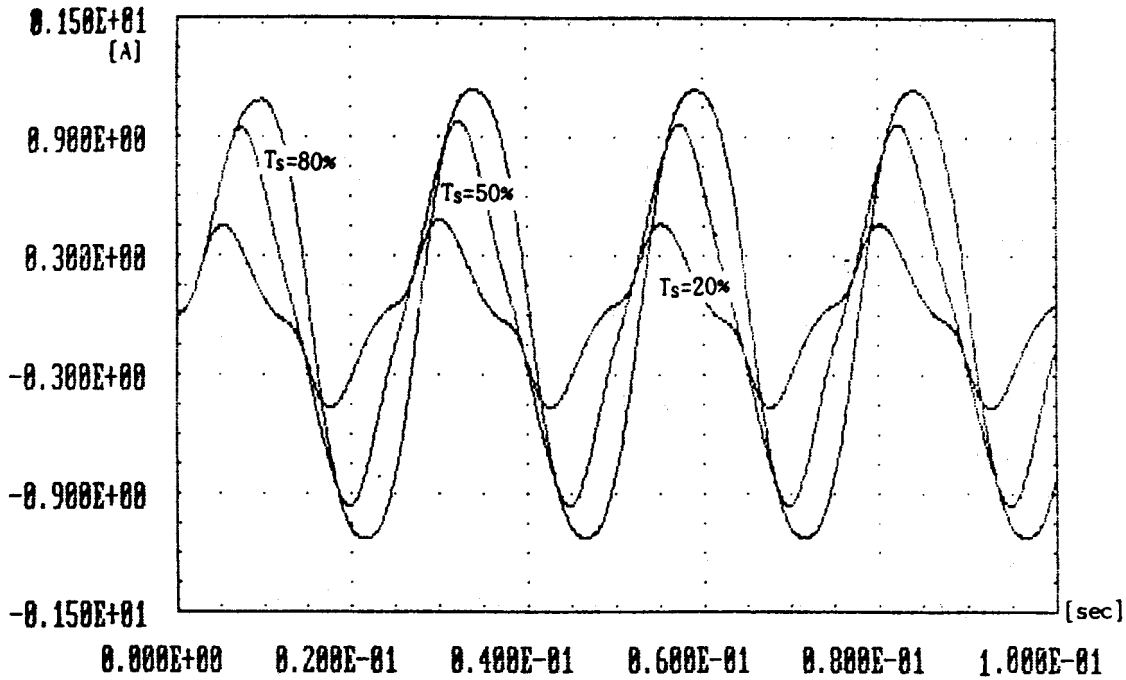


Fig. 3. 4b Current Waveforms for Butterworth's Filter at 50Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$

그림 3.4은 20Hz, 50Hz에서 $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, $T_s=80\%$ 일때 $i_s(t)$ 의 파형이다. 20Hz에서는 T_s 가 클수록 약간의 리플이 포함된 구형파가 되며 T_s 가 작아지면 모나지 않은 삼각파에 가까워 짐을 알 수 있다. 50Hz에서는 T_s 의 크기에 관계없이 $i_s(t)$ 는 정현파가 되며 진폭은 T_s 가 클수록 증대됨을 알 수 있다.

3. 2. 2 Chebyshev 필터

기준 Chebyshev 필터에서 $R_p=0.0[\Omega]$, $R_q=40[\Omega]$, $L_1=100[mH]$, $L_3=73.3[mH]$, $C_2=67.5[\mu F]$ 일 때 대역폭이 $600[rad/sec]$ 인 저역통과 LC Chebyshev 필터를 얻는다.

이 때 $I_3(s)/V_1(s)$ 의 관계식을 구하면 식(3.6)과 같다.

$$\frac{I_3(s)}{V_1(s)} = \frac{80844828}{s^3 + 546s^2 + 350260s + 80844828} \quad (3.6)$$

식(3.6)에 대한 계단응답을 구하면 식(3.7)과 같다.

$$i_3(t) = 1 - e^{-271t} - 0.5126e^{-135.4t} \sin 529t \quad (3.7)$$

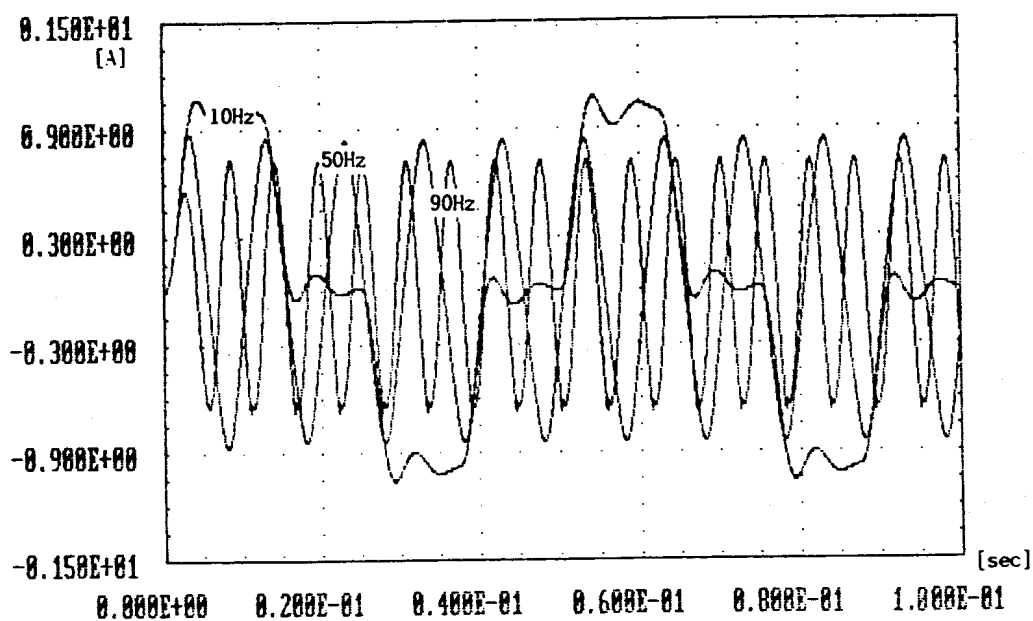


Fig. 3. 5 Current Waveforms for Chebyshev's Filter at $T_s=50\%$ of 10Hz, 50Hz and 90Hz

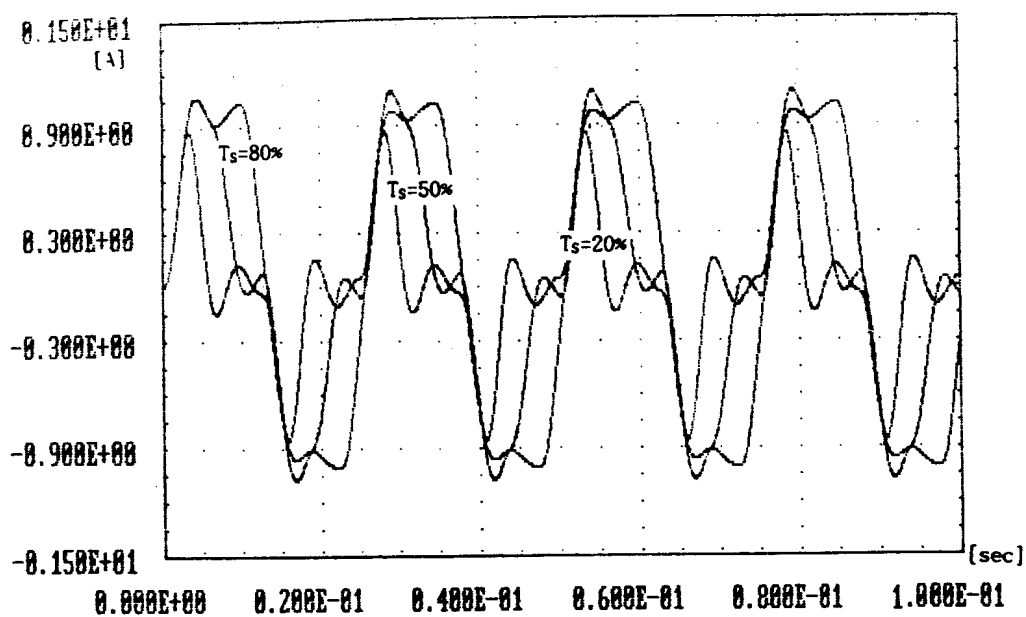


Fig. 3. 6a Current Waveforms for Chebyshev's Filter at 20Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$

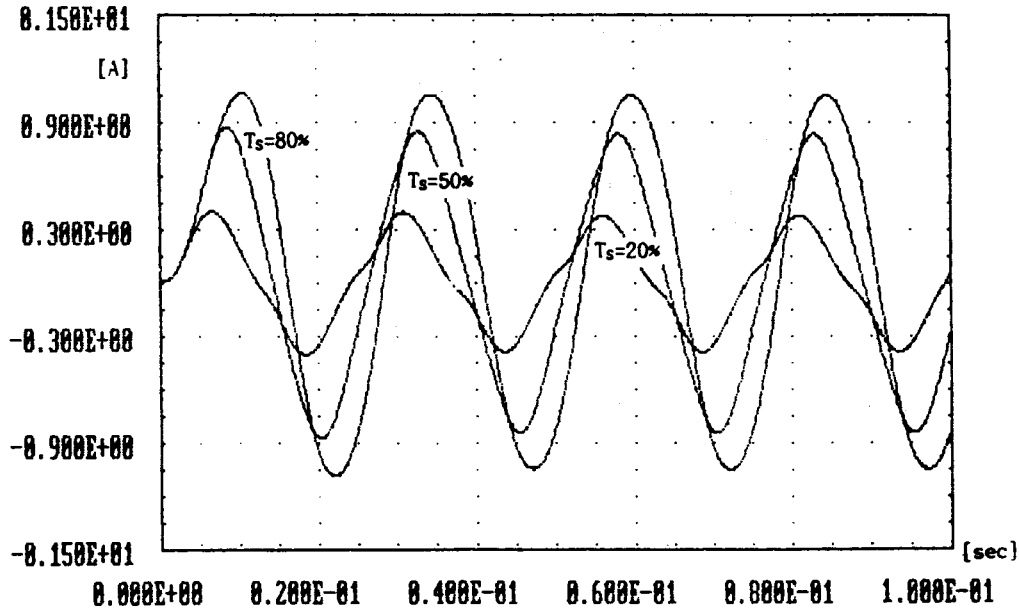


Fig. 3.6b Current Waveforms for Chebyshev's Filter at 50Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$

Chebyshev 필터와 전브리지 인버터에 의한 $i_s(t)$ 의 파형은 그림3.5, 그림3.6에서 알 수 있는 바와 같이 전력이용율의 크기에 따라 변한다.

그림 3.5은 $T_s=50\%$ 에서 10Hz, 50Hz, 90Hz의 주파수에 대한 $i_s(t)$ 의 파형이다. Butterworth 필터나 Bessel 필터에 비하여 저주파수에서 큰 리플이 포함된 구형파가 되고 50Hz에서 가장 정현파에 가까우며 주파수가 커질수록 진폭은 감소한다.

그림 3.6은 20Hz와 50Hz에서 $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, $T_s=80\%$ 일때 $i_s(t)$ 의 파형이다. 20Hz에서는 T_s 가 커지면 큰 리플이 포함된 구형파가 되며 작아질수록 정현파에 가까운 파형이 됨을 알 수 있다. 50Hz에서는 T_s 에 관계없이 $i_s(t)$ 는 정현파이거나 진폭은 T_s 의 크기에 비례하여 커진다.

3.2.3 Bessel 필터

기준 Bessel필터에서 $R_p=0.0[\Omega]$, $R_2=40[\Omega]$, $L_1=97[mH]$, $L_3=19.5[mH]$, $C_2=55.5[\mu F]$ 일 때 저역통과 LC Bessel 필터를 얻는다. 이 때 $I_s(s)/V_i(s)$ 의 관계식을 구하면 식(3.8)과 같다.

$$\frac{I_s(s)}{V_i(s)} = \frac{604206790}{s^3 + 2051s^2 + 1723122s + 604206790} \quad (3.8)$$

식(3.8)에 대한 계단응답을 구하면 식(3.9)과 같다.

$$i_s(t) = 1 - 1.96e^{-796t} + 1.86e^{-630t} \cos(602t + 59^\circ) \quad (3.9)$$

Bessel 필터와 전브리지 인버터에 의한 $i_s(t)$ 의 파형은 그림 3.7, 그림 3.8에서 볼 수 있는 바와 같이 주파수와 T_s 의 크기에 따라 변한다.

그림 3.7은 $T_s=50\%$ 에서 10Hz, 50Hz, 90Hz에서의 $i_s(t)$ 의 파형이다. Bessel 필터는 가장 안정된 파형이며 낮은 주파수에서는 리플이 없는 구형파가 되나 주파수가 높아질수록 정현파가 됨을 알 수 있다.

그림 3.8은 20Hz와 50Hz에서 $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, $T_s=80\%$ 일때 $i_s(t)$ 의 파형이다. 20Hz에서는 T_s 가 작으면 정현파에 가까우나 클수록 리플이 없는 구형파가 되며 진폭의 변화는 거의 없다. 50Hz에서는 T_s 에 관계없이 $i_s(t)$ 는 정현파에 가까우며 T_s 가 클수록 진폭의 크기가 약간 증대된다.

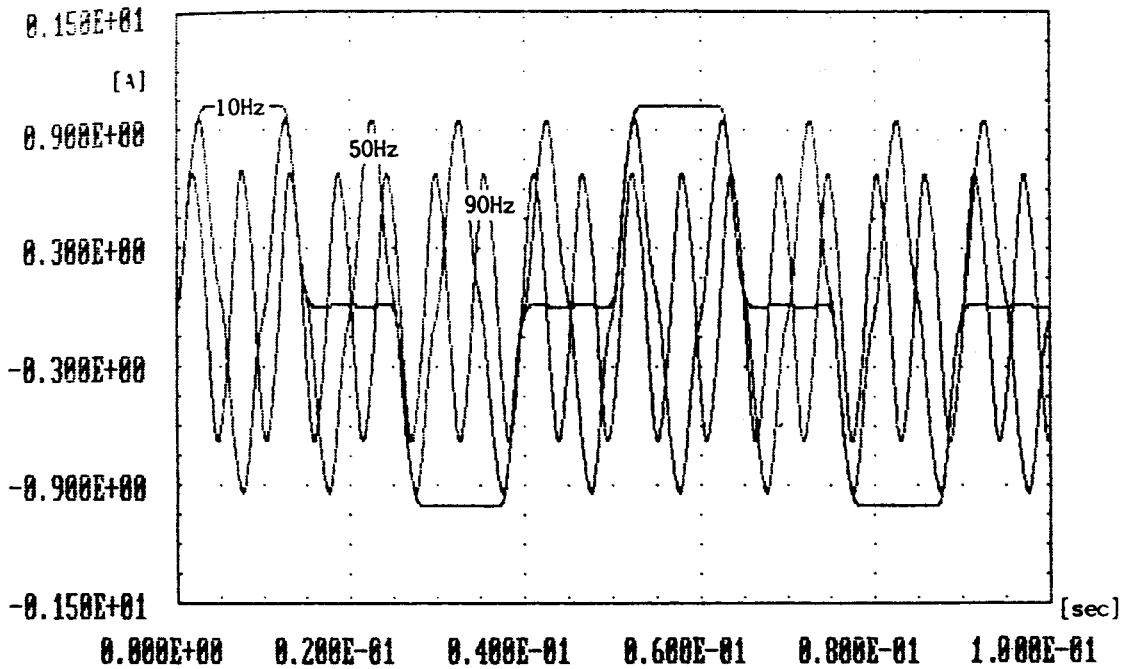


Fig. 3.7 Current Waveforms for Bessel's Filter at $T_s=50\%$ of 10Hz, 50Hz and 90Hz

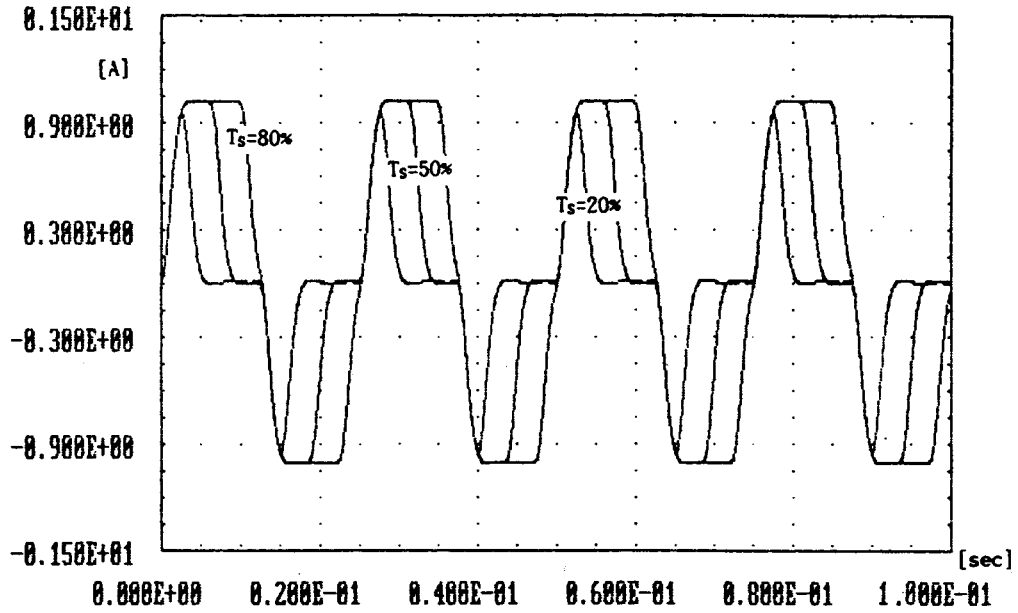


Fig. 3. 8a Current Waveforms for Bessel's Filter at 20Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$

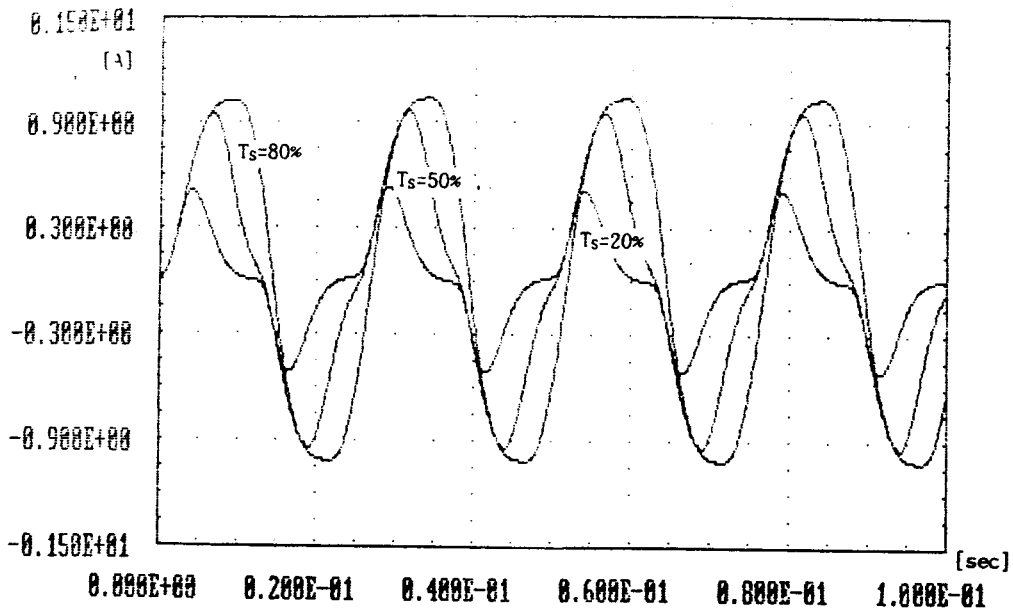


Fig. 3. 8b Current Waveforms for Bessel's Filter at 50Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$

3.3 유도전동기용 저역통과 LC필터의 설계

위에서 알아본 각종 필터 중 Chebyshev 필터는 낮은 주파수에서 큰 리플이 파형에 나타나므로 문제가 있고, Bessel 필터는 가장 안정된 파형을 얻을 수 있으나 낮은 주파수에서 전류파형이 3각 파에 가까워진다. 따라서 낮은 주파수에서도 정현파에 유사한 파형을 얻기 위하여서는 새로운 LC필터의 설계가 요구되었으며 LC필터의 각요소의 크기에 따라 특성근의 배치가 변함으로 속응 성능과 안정성등을 고려하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 파형을 분석한 후 유도전동기에 알맞은 새로운 저역통과 LC필터를 설계하였다.

설계한 새로운 필터를 편의상 Park 필터로 칭하기로 한다.

3차계의 Park 필터는 그림 2.1에서 $R_p=0.0[\Omega]$, $R_s=1.0[\Omega]$, $L_1=4.24[H]$, $L_s=0.95[H]$, $C_2=1.152[F]$ 일때 $0.62[\text{rad/sec}]$ 에서 3dB의 감쇠비를 갖는 기준 Park 필터를 얻는다. 여기서 $I_3(s)/V_1(s)$ 의 관계식을 구하면 식 (3.10)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{I_3(s)}{V_1(s)} &= \frac{0.225}{s^3 + 1.1s^2 + 0.75s + 0.225} \\ &= \frac{0.225}{(s+0.5)(s+0.3+j0.6)(s+0.3-j0.6)} \end{aligned} \quad (3.10)$$

그림 3.9의 인디셜 응답선도에서 다른 필터들과 비교해보면 오버슈트를 약간 갖는 안정된 응답을 보인 반면 응답시간이 늦는 특성을 갖고 있으며 그림 3.10에서 주파수응답특성을 비교해보면 대역폭은 다른 필터에 비해 좁은 편이나 중간영역까지 리플이 거의 없는 양호한 이득특성을 보인 반면 후반부에서는 급격히 감쇠하는 특성을 보이고 있다.

본 연구에서는 상용 전원주파수(60Hz) 이내에서 전동기의 속도제어를 실험하고자 하므로 이로 인한 영향은 없다고 본다.

기준 Park's 필터에서 $R_p=0.0[\Omega]$, $R_s=40[\Omega]$, $L_1=283[mH]$, $L_s=61[mH]$, $C_2=48[\mu F]$ 일때 저역통과 LC필터를 얻는다. 여기서 $I_3(s)/V_1(s)$ 의 관계식을 구하면 식(3.10a)와 같다.

$$\frac{I_3(s)}{V_1(s)} = \frac{48790000}{s^3 + 656s^2 + 415935s + 4879000} \quad (3.11)$$

식(3.11)에 대한 계단응답은 식(3.12)과 같다.

$$i_3(t) = 1 - 1.123e^{-300t} + 0.883e^{-180t} \cos(360t + 82^\circ) \quad (3.12)$$

그림 3.9에서 그림 3.10a-2.10c에서 알수 있는 바와 같이 저역통과 Park LC필터와 전브리지 인버터에 의한 $i_3(t)$ 의 파형은 다른 필터와 비교하여 저주파영역에서 양호한 유사 정현파가 되도록 하였다. 그림 3.9는 $T_s=50\%$ 에서 10Hz, 50Hz, 90Hz에서의 $i_3(t)$ 의 파형들이다. 10Hz에서는 작은 리플이 잔존하나 50Hz, 90Hz에서는 정현파이며 주파수가 높을수록 진폭이 줄어들음을 알 수 있다.

그림 3.10들은 20Hz, 50Hz, 80Hz에서 $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, $T_s=80\%$ 로 변경하였을 때의 $i_s(t)$ 의 파형들이다. 20Hz에서는 T_s 가 작을수록 정현파에 가깝고 커지면 리플이 내재하는 사다리꼴 파형이 된다. 50Hz와 80Hz에서는 T_s 에 관계없이 정현파가 되며 주파수가 클수록 진폭이 줄어든다.

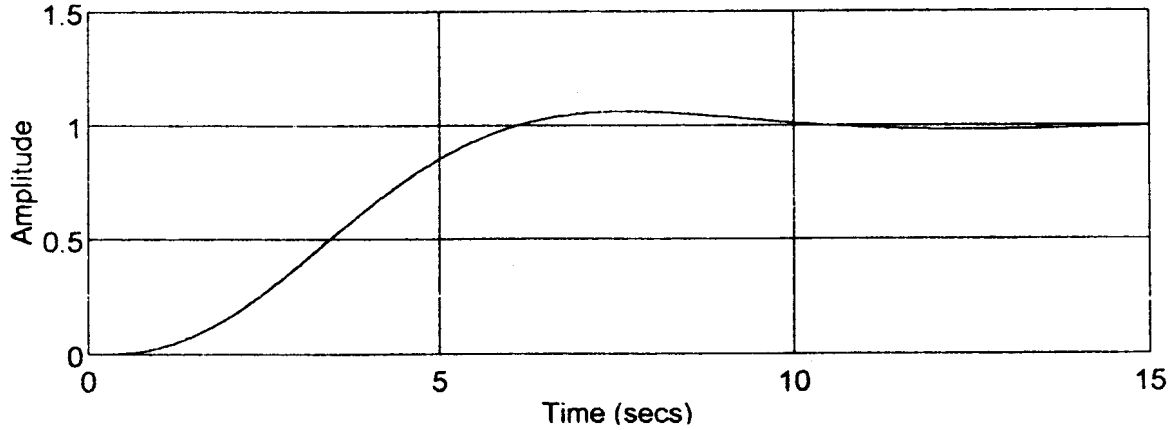


Fig. 3.9 Step Response of Park's Filter

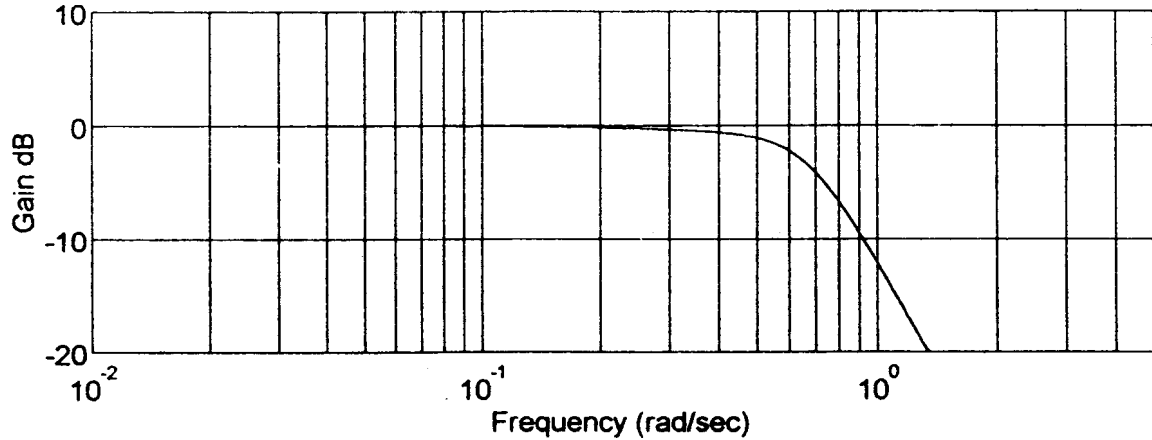


Fig. 3.10 Frequency Response of park's Filter

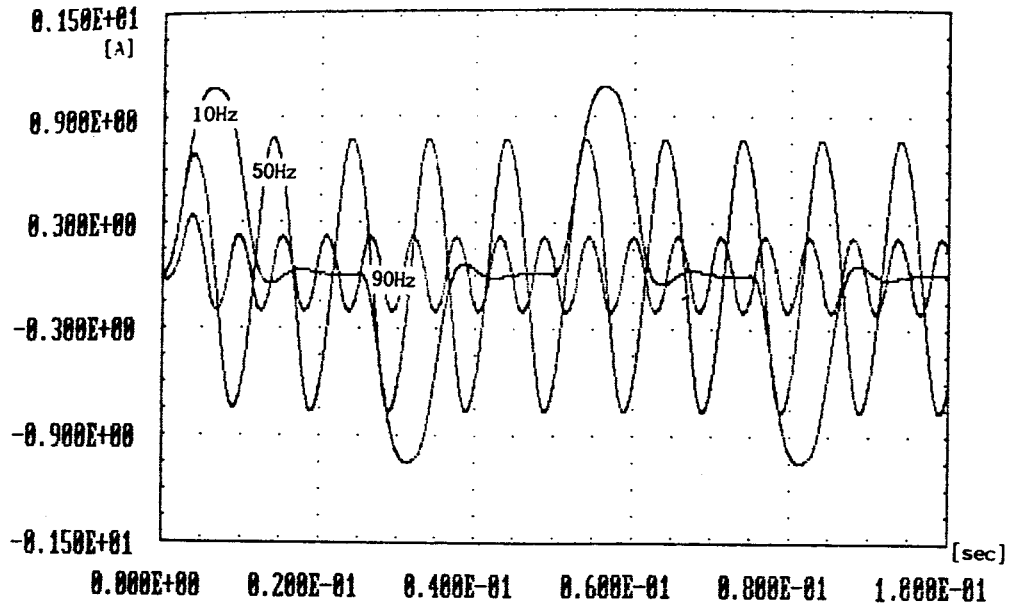


Fig. 3. 11 Current Waveforms for Park's Filter at $T_s=50\%$ of 10Hz, 50Hz and 90Hz

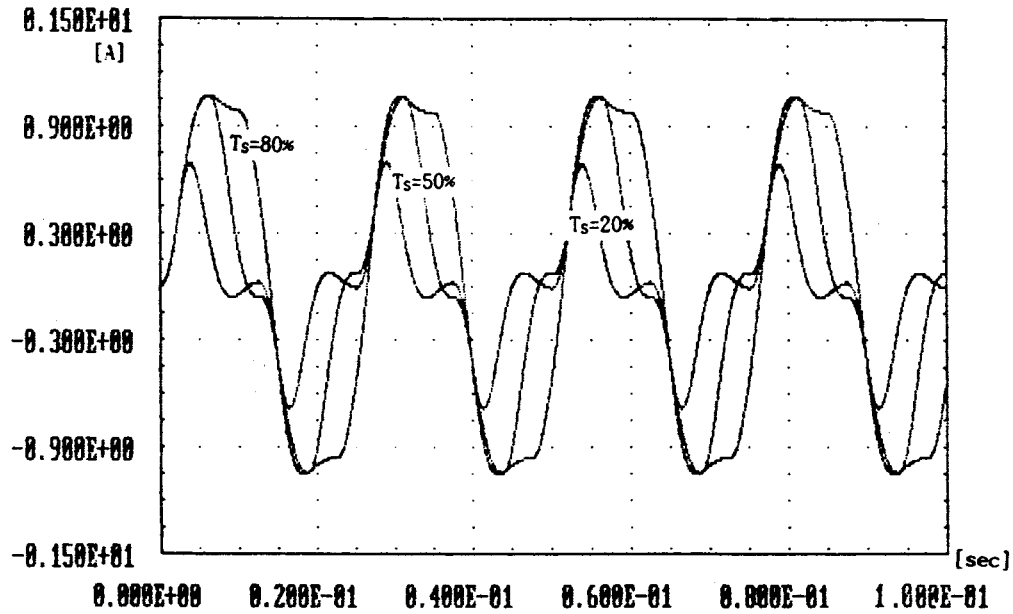


Fig. 3. 12a Current Waveforms for Park's Filter at 20Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$

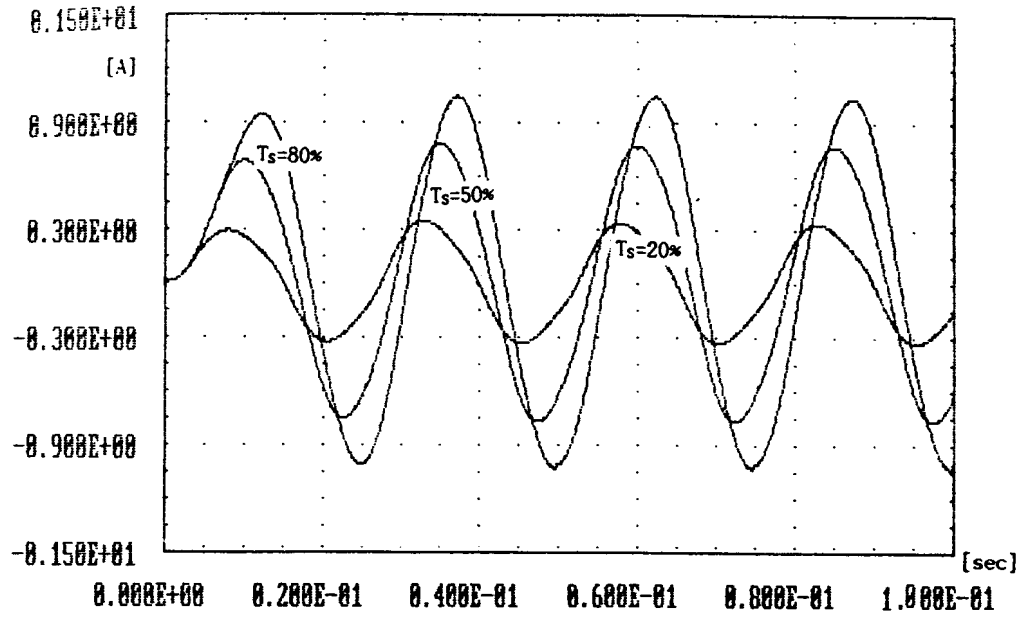


Fig. 3.12b Current Waveforms for Park's Filter at 50Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$

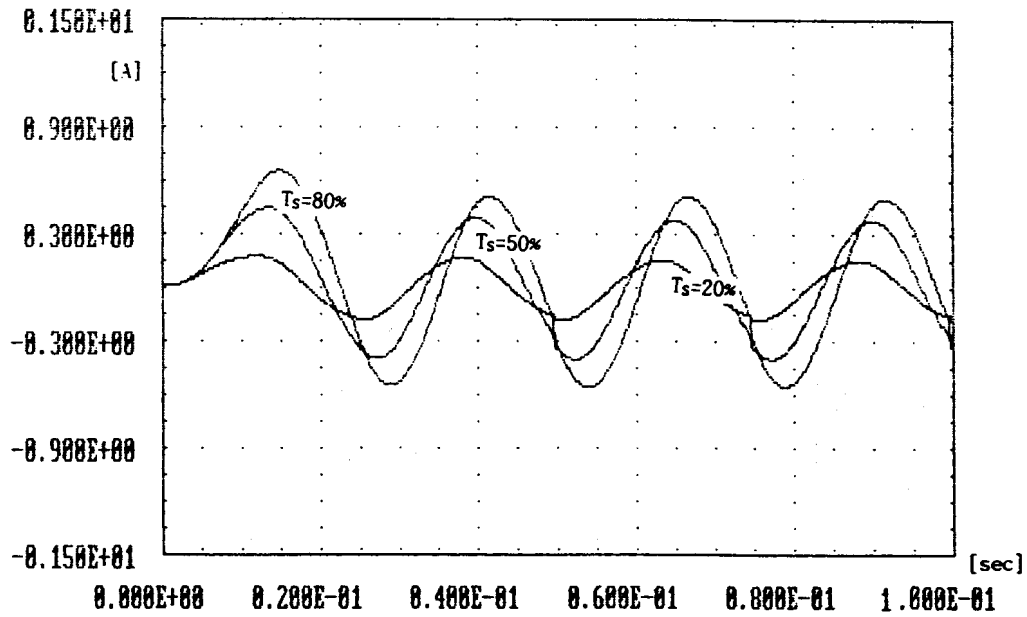


Fig. 3.12c Current Waveforms for Park's Filter at 80Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$ and $T_s=80\%$

4. 단상 유도전동기의 속도제어에의 응용

4.1 제어시스템의 구성

그림 4.1은 실험장치의 전체적인 개략도를 나타내고 있다. 실험장치는 크게 주파수에 따른 펄스폭을 만드는 단일칩 제어전용 마이크로프로세서인 EV8097BH, 브리지형 인버터 및 단상유도전동기의 세 부분으로 구성되어 있다. 기준신호와 T/G에서 나온 신호는 단일칩 제어기에 내장된 A/D변환기를 거쳐 두 디지털 신호의 오차가 EV8097BH의 CPU에 전달되고, 이곳에서 주파수에 따른 펄스폭이 조정되며 HSO의 포터에서 나온 신호는 증폭회로와 포토커플러를 거쳐 인버터의 전력트랜지스터의 베이스에 트리거신호를 발생시킨다. 인버터는 4개의 전력트랜지스터의 ON-OFF시간을 조정함으로써 직류전원으로부터 원하는 주파수를 갖는 교류전원으로 바꾸게 되고, 그에 따라 단상유도전동기의 회전수를 제어할 수 있다.

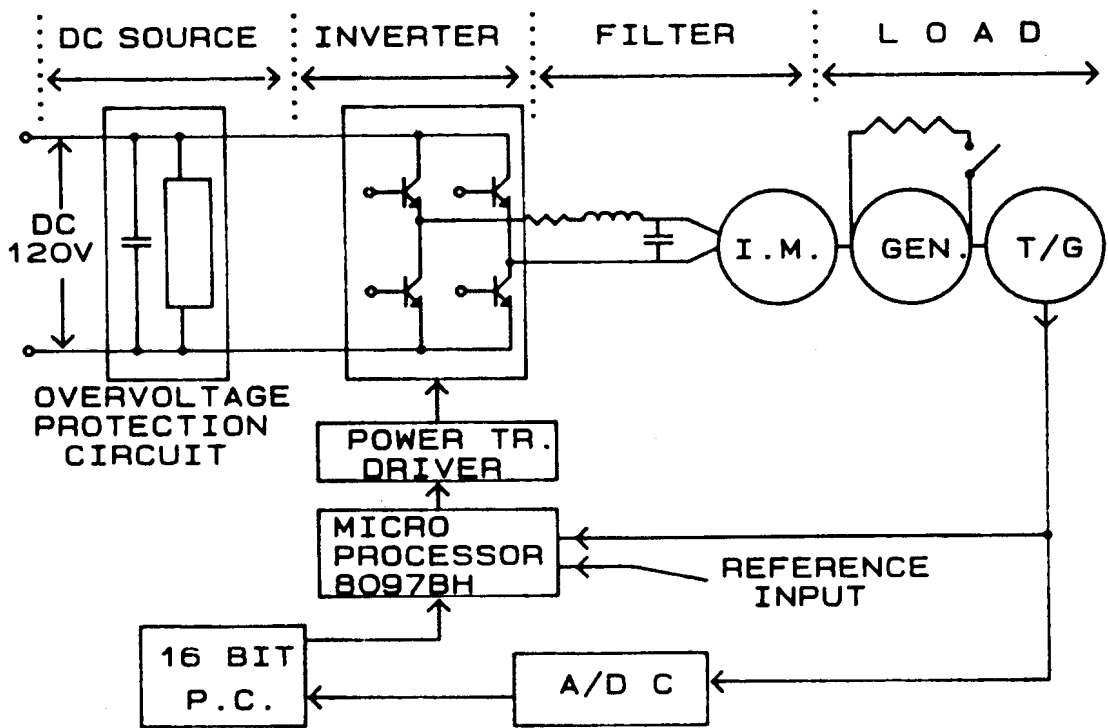


Fig. 4.1 Schematic Diagram of Experimental Equipment

브리지형 인버터를 이용하여 전동기를 제어하는 경우 고주파수에서 저주파수로 갑자기 전동기 속도를 감소하면 전동기가 발전기로 동작하여 인버터로부터 전원방향으로 전류가 역류하게 된다. 이로 인하여 인버터 주위 소자의 전압이 상승하게 되고 이 고전압때문에 전력트랜지스터와 주위

인터페이스의 소자들이 파손된다. 이러한 현상을 방지하기 위하여 과전압 방지회로가 설치되어 있다.

단상유도전동기에는 단상교류발전기와 타코제너레이타가 직결되어 있으며, 교류발전기에는 100 W의 전구로 저항부하가 연결되어 스위치의 개폐에 따라 계단상의 부하가 가해지게 된다. 타코제너레이타에서 나온 출력신호와 가변저항기를 거쳐 나온 기준 신호는 EV8097BH 자체에 내장된 A/D컨버터로 입력된다. 또한 타코제너레이타의 전압 즉 회전속도 데이터는 별도의 12비트 A/D 컨버터를 통해 PC에 자료가 수집된다.

그림 4.2는 본 논문에서 구성한 실험장치의 실제모습을 나타내고 있다.

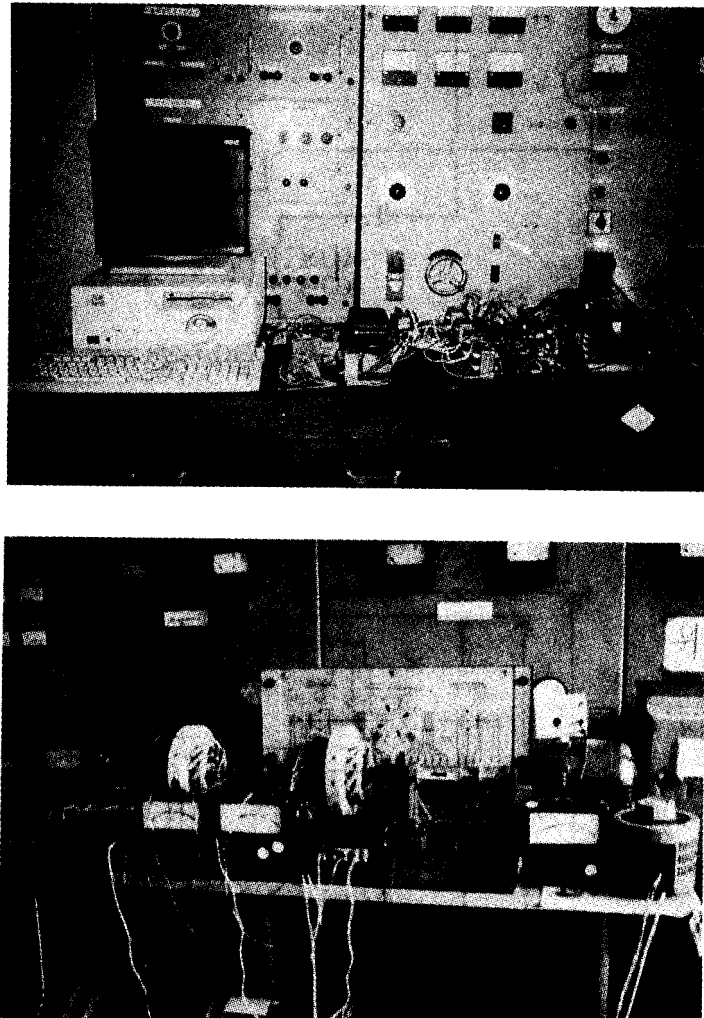


Fig. 4.2 Photograph of Experimental Equipments

4.2 단상유도전동기와 등가회로

단상유도전동기는 여러가지 형이 있으나 본 실험에서는 기동이 용이한 콘덴서기동형을 사용하였다. 콘덴서기동형 단상유도전동기는 보조권선에 직렬로 콘덴서를 접속시켜 주권선과 보조권선에 흐르는 전류의 위상차가 약 90도 정도 생기게 한 것이다. 따라서 이 전동기는 기동시 거의 완전한 2상의 회전자장이 생기므로 큰 기동토크가 발생한다. 기동 후에는 이 보조권선을 차단함으로써 단상운전이 되게 한다. 그림 4.3은 콘덴서기동형 단상유도전동기의 회로를 나타내고 있다. 단상유도전동기의 등가회로는 그림 4.4a와 같고 이를 더 간략화하면 그림 4.4b와 같이 된다.

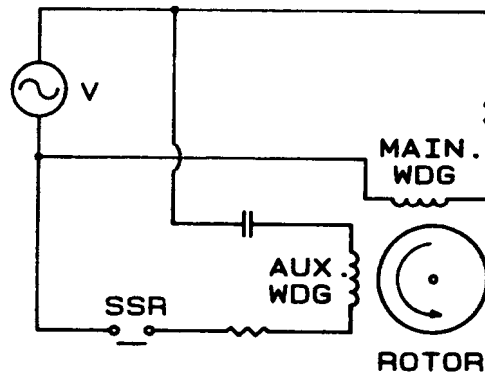


Fig. 4.3 Space Circuit of Condenser Start Type Induction Motor

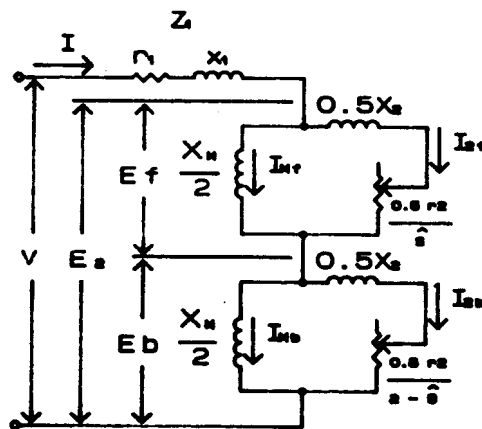


Fig. 4.4a Equivalent Circuit for a 1 ϕ Induction Motor
(Network Type Circuit)

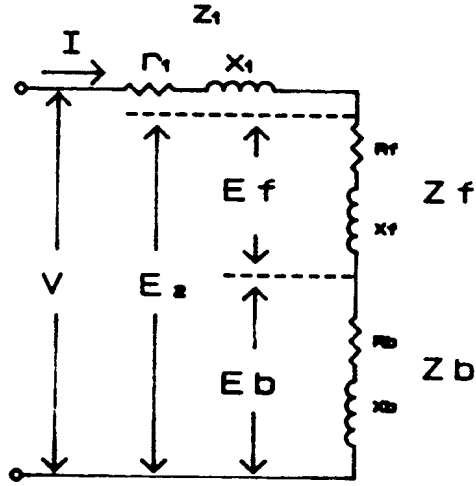


Fig. 4. 4b Simplified form of Fig. 4. 4a

단상유도전동기의 회전자계설(Revolving-Field Theory)에 의하면 전압은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} V &= Ir_1 + jIX_1 + j(I - I_{2f})(0.5X_M) + j(I - I_{2b})(0.5X_M) \\ &= Ir_1 + jIX_1 + E_f + E_b = IZ_1 + E_2 \end{aligned} \quad (4.1)$$

여기에서

$$I_{2f} = \frac{sE_f}{0.5(r_2 + jX_2)} = \frac{E_f}{0.5\{(r_2/s + jX_2)\}} \quad (4.2a)$$

$$I_{2b} = \frac{(2-s)E_b}{0.5\{(r_2 + jX_2)\}} = \frac{E_b}{0.5\{(r_2/(2-s) + jX_2)\}} \quad (4.2a)$$

V : 1차 권선의 공급전압

I : 1차 권선 전류

r₁ : 1차 권선의 저항

r₂ : 2차 권선의 저항

X₁ : 1차 권선의 누설 리액턴스

X₂ : 2차 권선의 누설 리액턴스

X_M : 자화 리액턴스

I_{2f} : 정방향계자에 의한 회전자 전류

I_{2b} : 역방향계자에 의한 회전자 전류

$Z_1=r_1+jX_1$: 주권선의 임피던스

E_2 : 2차권선의 유기 기전력

E_t : 정상(正相)에 의한 1차권선의 유기기전력

E_b : 역상(逆相)에 의한 1차권선의 유기기전력

δ : 스립

그림 4.4b의 등가회로에서 단상유도전동기의 동기출력은 다음식과 같이 주어진다.

$$T_w = I^2(R_t - R_b) \quad (4.3)$$

여기서 R_t : 정상의 저항

R_b : 역상의 저항

실제의 출력은 다음 식과 같다.

$$T_m = I^2(R_t - R_b)(1 - \delta) = T_w(1 - \delta) \quad (4.4)$$

여기에서 R_t 및 R_b 는 $X_1=X_2$ 의 경우 Morrill에 의하여 다음 식으로 주어진다.

$$R_t = \frac{0.5K_s r_2 / \delta}{[(r_2/X_o) / \delta]^2 + 1} \quad (4.5a)$$

$$X_t = \frac{0.5X_o K_1 [(s_2/X_o) / \delta]^2 + 0.5X_2 K_q}{[(r_2/X_o) / \delta]^2 + 1} \quad (4.5b)$$

$$R_b = \frac{0.5K_s r_2 / (2 - \delta)}{[(r_2/X_o) / (2 - \delta)]^2 + 1} \quad (4.5c)$$

$$R_t = \frac{0.5X_o K_q [(r_2/X_o) / (2 - \delta)]^2 + 0.5X_2 K_q}{[(r_2/X_o) / (2 - \delta)]^2 + 1} \quad (4.5b)$$

여기에서 X_t : 정방향자계의 겹보기 리액턴스

X_b : 역방향자계의 겹보기 리액턴스

$$K_q = X_M / (X_M + X_1)$$

$$K_s = K_q^2$$

$$X_o = X_M + X_1$$

$$Z_t = R_t + jX_t$$

$$Z_b = R_b + jX_b$$

그림 4.5는 콘덴서기동형 단상유도전동기의 토오크 특성곡선을 나타내고 있으며 실선은 콘덴서

기동특성을, 점선은 운전특성을 나타내고 있다. 그림에서 보조권선에 직결된 콘덴서로 인하여 기동토크가 발생함을 알 수 있다. 이 콘덴서가 기동 후 제어기의 신호를 받아 보조권선에 전원이 차단되면 토크는 순간적으로 약간 수직 하강하게 되는 특성을 가지고 있다.

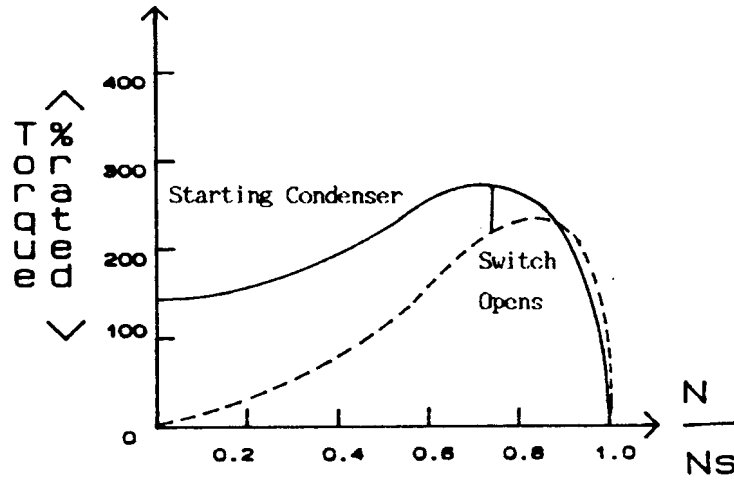


Fig. 4.5 Torque-Speed Characteristic Curve of a Condenser Starting Induction Motor

그림 4.4의 단상유도전동기의 등가회로상의 파라미터 값은 전동기의 회전자구속시험(Blocked-rotor test)과 무부하 시험(No-load test)을 통해 근사적으로 구할 수 있다.

여기서는 저역통과 LC필터회로에 콘덴서기동형 전동기의 파라미터 값이 회로소자의 일부분으로 이용되고 있으므로 이를 구해보기로 한다.

회전자 구속시험에 의해 측정된 전압, 전류, 전력 그리고 시험직후에 측정된 1차측 저항을 각각 V_L , I_L , W_L 그리고 r_1 이라 하고, 무부하시험에 의해 측정된 전압과 전류를 각각 V_0 , I_0 라 하면 고정자 코일에 대한 등가임피던스 Z_L 는

$$Z_L = (r_1 + P) + jQ \quad (4.6)$$

여기서

$$P = \frac{W_L}{I_L^2} - r_1 \quad (4.6a)$$

$$Q = \sqrt{\left(\frac{V_L}{I_L}\right)^2 - \left(\frac{W_L}{I_L^2}\right)^2} \quad (4.6b)$$

이다. 그리고 각 정수값은 다음 식에 의해 구할 수 있다.

$$X = x_1 + x_2 = \frac{V_0}{I_0} - \sqrt{\left(\frac{V_0}{I_0} - Q\right)^2 + P^2} \quad (4.7)$$

$$X_0 = x_1 + x_M = \frac{2V_0}{I_0} - X \quad (4.8)$$

$$r_2 = \frac{PX_0}{X_0 - Q} \quad (4.9)$$

본 연구의 실험에서 사용한 단상유도전동기는 영국 Feedback사의 교육용 전기기기 부품을 조립하여 제작한 것으로 회전자 구속시험과 무부하 시험에서 얻은 측정값을 식(4.6) - 식(4.9)에 대입하여 전동기의 계수값을 구하였으며 그 값은 다음과 같다.

*** 콘덴서 기동형 단상유도전동기의 정수 ***

공급전압	: AC 120V
극수	: : 4극
주권선 저항 :	21[Ω]
주권선 인덕턴스	: 63[mH]
보조권선 저항	: 30[Ω]
보조권선 인덕턴스	: 110[mH]
보조권선 콘덴서 용량	: 20[μF]

4.3 시스템의 전달함수와 블록선도

유도전동기는 비선형특성을 가지고 있고, 또한 전동기 구동회로 등의 부속장치가 첨가됨으로 회전수제어 계통의 전달함수를 정확히 구하는 것은 상당히 어렵다.

그래서 시스템의 근사적인 전달함수를 다음과 같이 구한다. 유도전동기의 속도제어계통의 블록선도 그림 4.6에서와 같이 수동으로 주어지는 기준신호의 회전수를 $\Omega_r(z)$, 타코제너레이터에서 피이드백된 회전수를 $\Omega_i(z)$ 일때 두 값은 마이크로프로세서 EV8097BH에 내장된 A/D변환기에서 디지털 숫자로 바뀌어져 그 오차값 $E(z)$ 가 CPU에 들어가고 PID알고리즘에 의하여 연산된 값이 인버터의 구동회로로 보내줘 주파수 $f(s)$ 를 변환시킨다.

$$\Delta E(z) = \Delta \Omega_r(z) - \Delta \Omega_i(z) \quad (4.10)$$

$$\Delta f(z) = \left[K_p + \frac{K_i}{1-z^{-1}} + K_d(1-z^{-1}) \right] \Delta E(z) \quad (4.11)$$

제어시스템에서 전동기의 이득 k_m 은 비선형적으로 변한다. 그림 4.5의 토오크 곡선에서 전동기의 슬립이 큰 영역인 저속에서는 토오크는 슬립에 비례하고, 슬립이 적은 영역인 고속에서는 슬립에 반비례하지만 동작점 부근에서 선형화 하면, 유도전동기의 토오크 출력 $T_m(s)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta T_m(s) = K_m \cdot \Delta f(s) \quad (4.12)$$

그리고 전동기에 직결된 단상교류발전기의 저항부하에 의한 토오크 T_l 이 가해질 때 전동기의 토오크와의 차의 토오크 $T(s)$ 가 회전계통에 주어질 때의 전동기의 회전수 $\Omega_m(s)$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$\Delta T(s) = \Delta T_m(s) - \Delta T_l \quad (4.13)$$

$$\Delta \Omega_m(s) = \frac{K \cdot e^{-Ls}}{\tau s + 1} \Delta T(s) \quad (4.14)$$

여기서 유도전동기의 시정수 τ 는 실험에서 근사적으로 구해질수 있으나 회전수마다 상이한 값을 가진다. 타코제너레이타의 출력 $\Omega_t(s)$ 는 유도전동기의 회전수에 타코제너레이타의 이득을 곱한값이 된다.

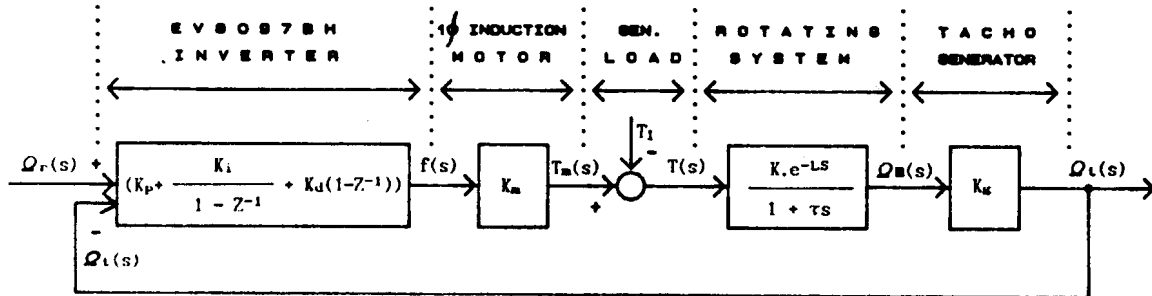


Fig. 4.6 Block Diagram of the Digital Speed Control System

$$\Delta \Omega_t(s) = K_g \cdot \Delta \Omega_m(s) \quad (4.15)$$

타코제너레이타 출력신호인 전압신호가 EV8097BH에 내장된 A/D변환기에 들어간다.

5. 실험 및 결과분석

5.1 각 주파수에서의 전류 파형 분석

그림 3.1은 저역통과 LC필터를 부하로 하는 전브리지 인버터의 구성도이며 그림 5.1는 LC필터와 단상 유도전동기 부분만을 그린 그림이다. 그림 3.1과 그림 5.1에서 R_p , L_1 , C_2 는 필터의 앞부분의 권선과 콘덴서이고 $R_q [= r_1 + r_2]$, $L_q [= (X_1 + X_2)/\omega]$ 는 단상 유도전동기의 고정자 및 회전자 부분을 모두 포함한 권선의 저항과 자화인덕턴스를 나타낸다.

3.3절에서 설계한 Park필터를 기준으로 $R_p = 0.6[\Omega]$, $L_1 = 250.0[\text{mH}]$, $C_3 = 50.0[\mu\text{F}]$, $L_2 = 65[\text{mH}]$, $R_q = 43[\Omega]$ 이 되도록 하였다. 원래 LC필터를 설계할 때는 대역폭이 $370[\text{rad/sec}]$ 이나, 필터를 제작한 후에는 이들 요소들의 크기를 변동시키기는 어려우므로 시뮬레이션 결과를 보고 각 주파수에서 좋은 파형들을 선택하여 실험에 적용하였다.

그림 5.2는 $f = 20\text{Hz}$, 전력이용율 $T_s = 30\%$ 일 때의 $i_s(t)$ 의 파형으로 모나지 않은 안정된 삼각파에 가깝다. 그림 5.3은 $f = 45\text{Hz}$, 전력이용율 $T_s = 50\%$ 일 때의 $i_s(t)$ 의 파형으로 삼각파와 정현파의 중간형태이나, 주파수가 높을수록 정현파에 가까워진다. 그림 5.4는 $f = 60\text{Hz}$, 전력이용율 $T_s = 70\%$ 로 완전한 정현파이다. 그림 5.5와 그림 5.6은 $f = 75\text{Hz}$, $T_s = 80\%$, $f = 80\text{Hz}$, $T_s = 90\%$ 일 때의 파형으로 약간 찌그러진 정현파이나 낮은 차수의 고조파가 포함되지 아니한 것을 알 수 있다.

실험에서 전류의 파형은 대체로 시뮬레이션 결과와 유사하나 전류의 크기는 수치계산 결과 보다는 크게 변동하지 않음을 발견하였다. 이는 전기기기의 비선형성에도 기인하지만, 유도전동기는 회전시 회전자의 저항이 슬립에 따라 역비례하여 변동하는 것이 주된 원인으로 생각된다. 또한 30Hz 이하에서 전력이용율 $T_s = 100\%$ 인 경우에는 고조파의 리플이 나타남을 확인하였다.

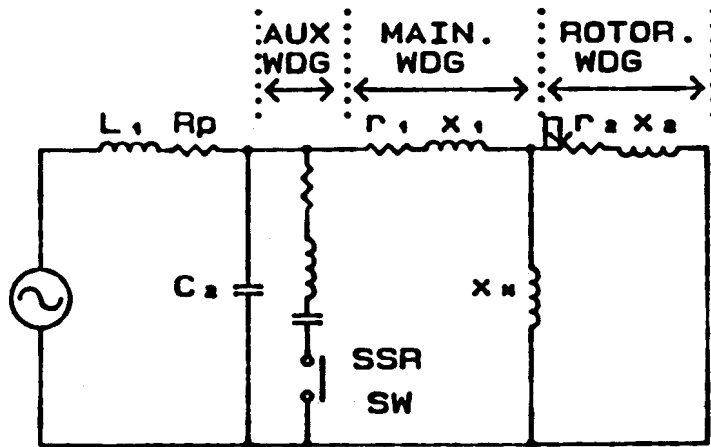


Fig. 5.1 Circuit Diagram of LC Filter including windings of AC Induction Motor

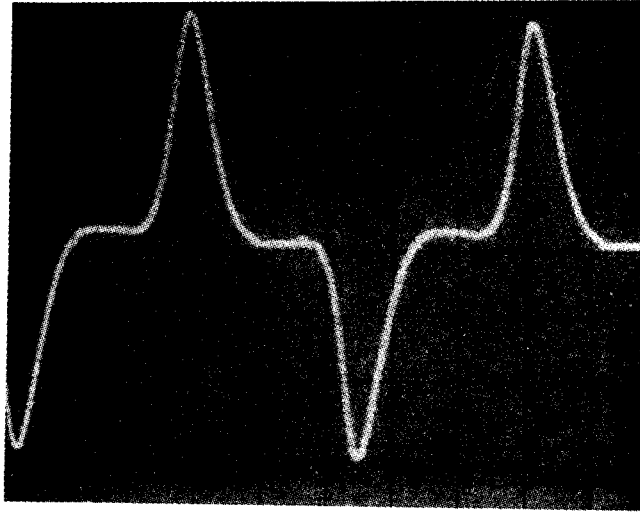


Fig. 5.2 Real Current Waveforms for Park's Filter at 20Hz of $T_s=30\%$
(2.25 A/DIV, 10 ms/DIV)

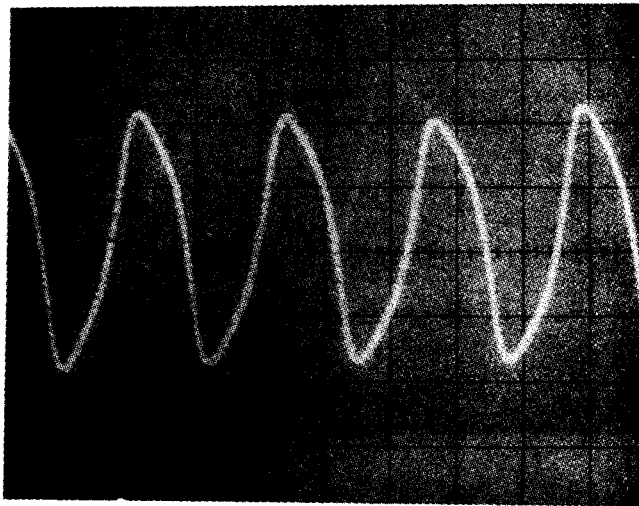


Fig. 5.3 Real Current Waveforms for Park's Filter at 45Hz of $T_s=50\%$
(2.25 A/DIV, 10 ms/DIV)

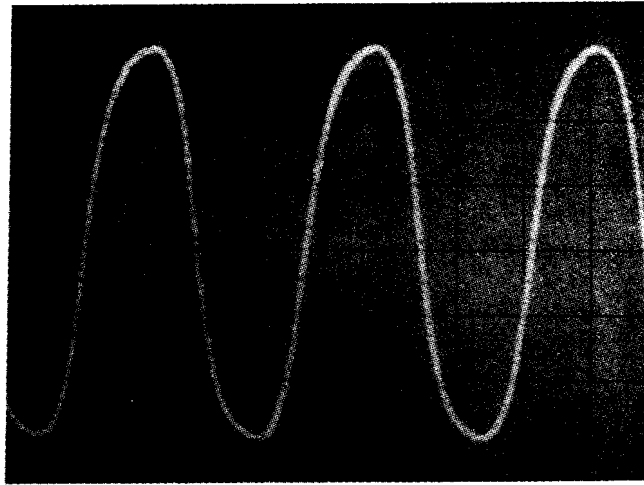


Fig. 5.4 Real Current Waveforms for Park's Filter at 60Hz of $T_s=70\%$
(0.9 A/DIV, 5 ms/DIV)

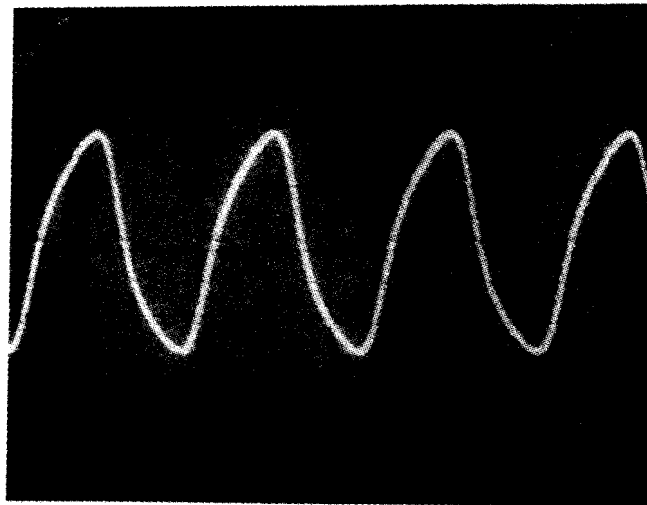


Fig. 5.5 Real Current Waveforms for Park's Filter at 75Hz of $T_s=80\%$
(0.9 A/DIV, 5 ms/DIV)

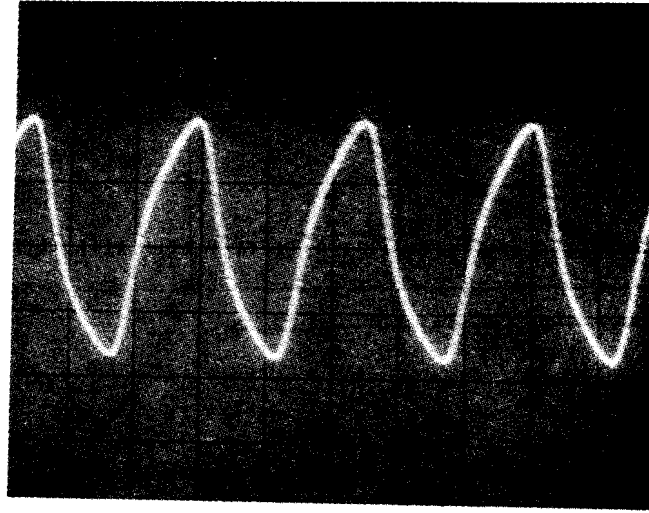


Fig. 5.6 Real Current Waveforms for Park's Filter at 80Hz of $T_s=90\%$ (0.9 A/DIV, 5 ms/DIV)

5.2 실험결과 분석

디지털 PID제어 알고리즘에는 위치형과 속도형이 있으나 여기서는 초기화가 필요치 않고 설정치 변경이나, 시스템의 갑작스런 시동에도 잘 따라가는 속도형 알고리즘을 이용하였다. 입력오차가 $e(k)$ 로 들어올 때, 출력 $m(k)$ 는 다음 식으로 주어 진다.

$$m(k) = m(k-1) + \nabla m(k) \quad (5.1)$$

여기서

$$\nabla m(k) = K_p[e(k) - e((k-1)T)] + K_i e(k) + K_d[e(k) - 2e((k-1)T) + e((k-2)T)] \quad (5.2)$$

$$K_p = K - 0.5K_i \quad (5.3a)$$

$$K_i = KT/T_s \quad (5.3b)$$

$$K_d = KT_d/T_s \quad (5.3c)$$

위 식에서 K , T_i , T_d 의 계수들을 Ziegler-Nichols의 과도응답법으로 실험에서 구한 시스템의 최적이득, 최적적분시간, 최적미분시간이고 T 는 샘플링 시간이다. 그림 5.7은 무부하시 계단응답으로 시스템의 개루프 전달함수가 $Ke^{-Ls}/(\tau s + 1)$ 로 표현될 때 반응율(Reaction Rate) $R=K/\tau$, 지연시간(Dead Time) L 은 실험결과로부터 다음과 같이 주어진다. $L=0.238$ 초, $R=8.08/2.21=3.66$ 회전(Revolution)이다.

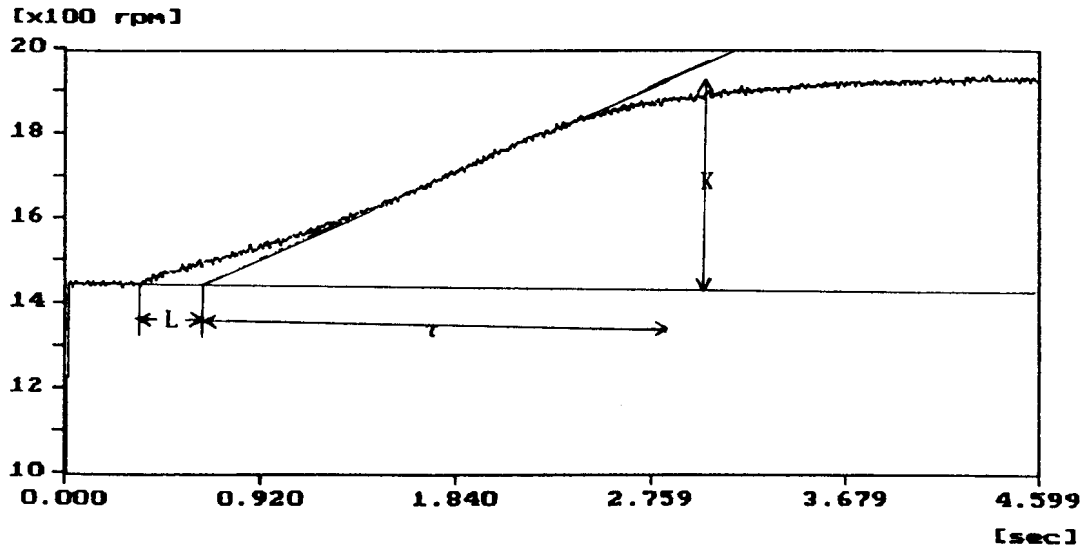


Fig. 5.7 Step Response of Induction Motor at No Load

위 값들로 부터 계산한 최적계수값은 아래 표와 같다.

[표 5.1] 최적 계수 조정값

PID \ PRMR	K _p		T _i (sec)		T _{d1} (sec)	
	P	1/(RL)	1.15			
PI	0.9/(RL)	1.033	3.3L	0.7854		
PID	1.2/(RL)	1.38	2L	0.476	0.5L	0.12

표 5.1의 최적 계수값을 식(5.3)에 대입하여 디지털제어의 K_p, K_i, K_d의 계수값을 정한 후 단상유도전동기를 무부하 상태에서 회전수 설정치를 변경하여 실험하였고, 또한 100W 백열전등 부하를 가하거나 제거하여 전동기의 속도가 설정치에 잘 추종하는지를 살펴보았다. 그림 5.78은 P제어, 그림 5.9는 PI제어, 그림 5.10은 PID제어에서 목표회전수 또는 부하를 갑자기 변경시켰을 때의 속도응답이다. 그림 모두가 오버슈터가 없는 양호한 응답이었으나 P제어의 경우는 정상편차(Offset)가 발생하였으며, 응답속도는 P제어가 가장 느리고 PID제어가 가장 빠름을 알 수 있다. 부하를 급변시켰을 때도 헌팅(Hunting)이 없고 오버슈트도 적은 좋은 응답이었으며 P제어에서는 역시 정상편차가 발생할 뿐만 아니라 가장 느린 반응을 보여주었다. PID제어에서는 오버슈트와 정정시간(Settling Time)이 가장 작고 속응성이 크서 목표치에 잘 추종함을 확인할 수 있었다.

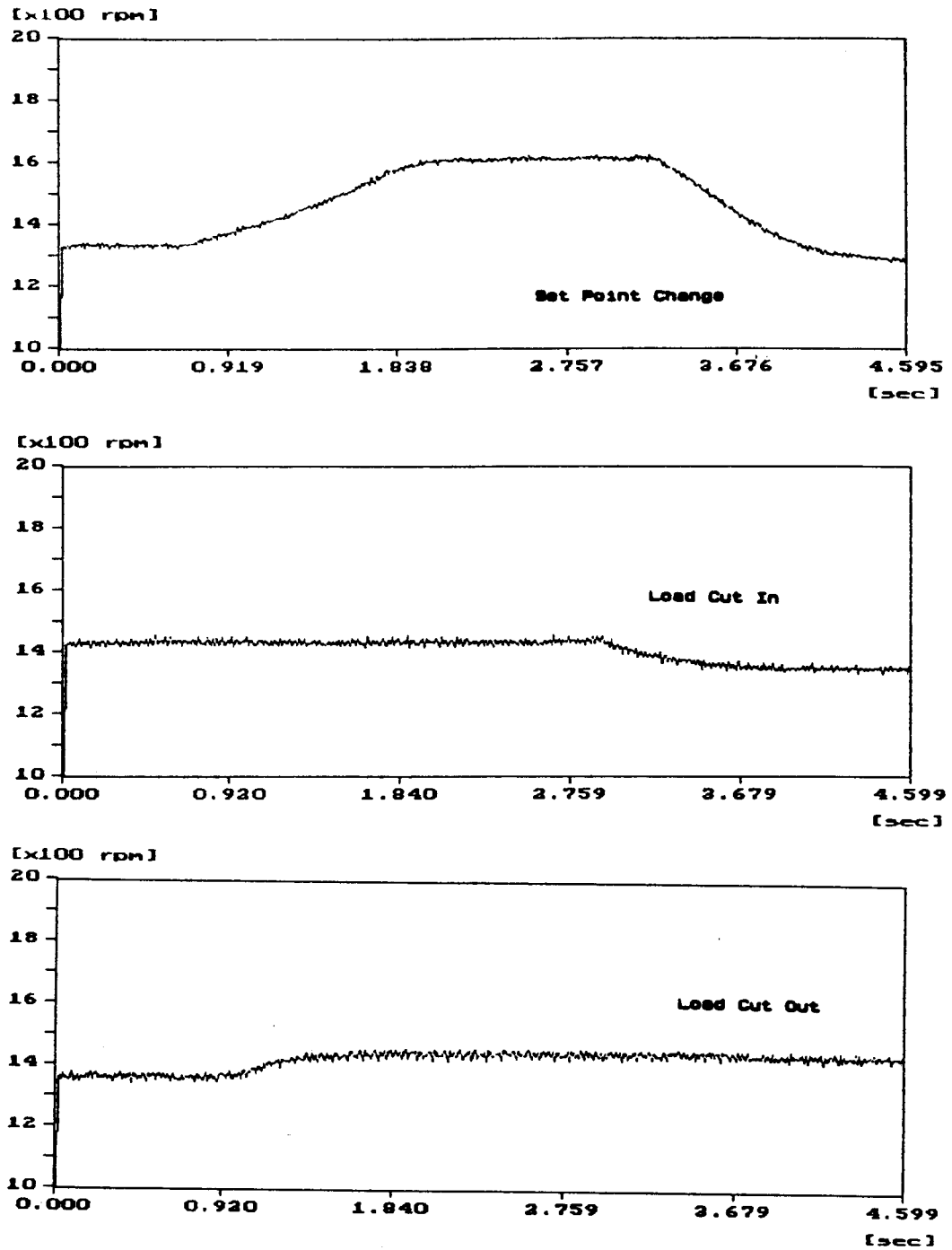


Fig. 5.8 Step Response of P Control

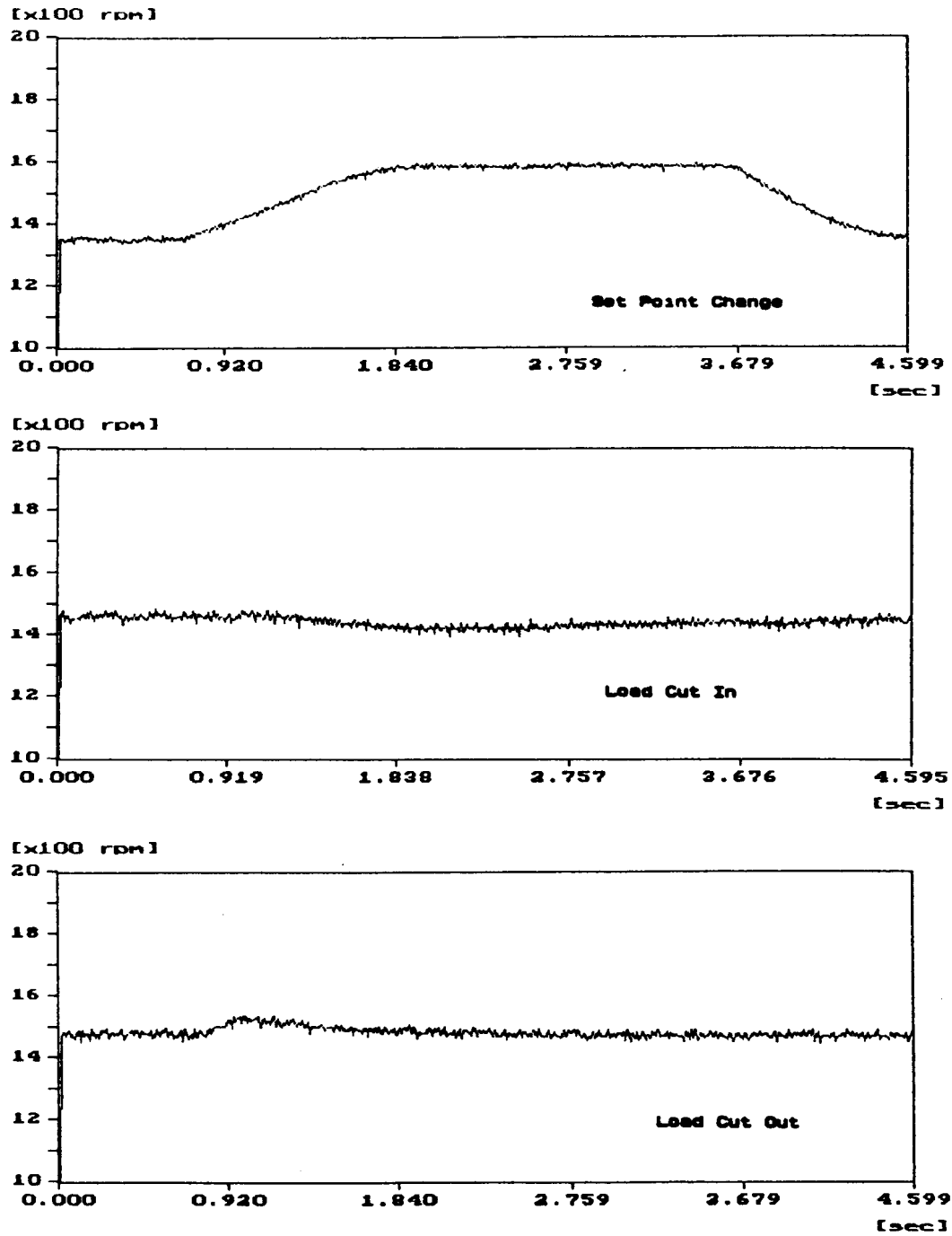


Fig. 5.9 Step Response of PI Control

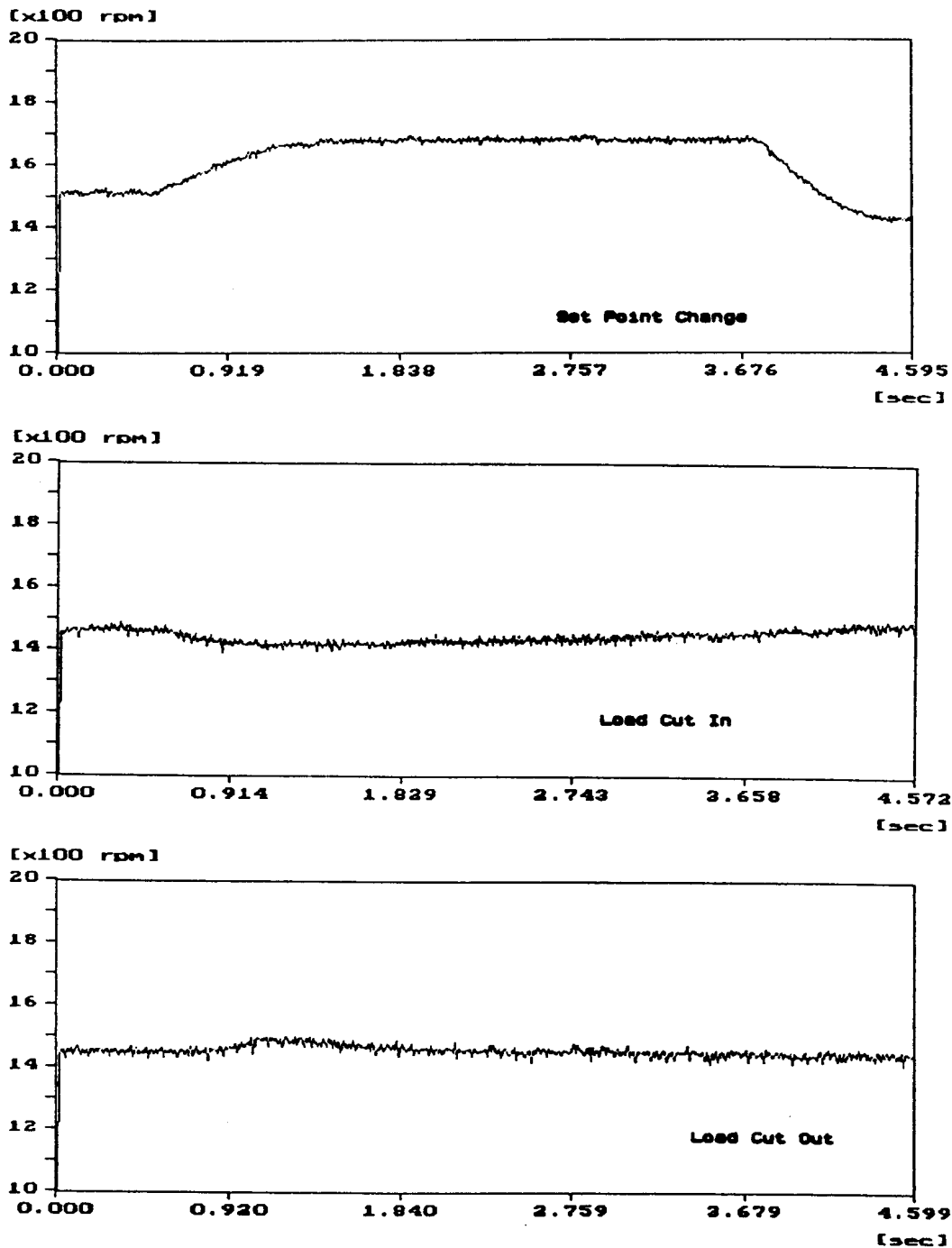


Fig. 5. 10 Step Response of PID Control

본 실험에서 LC필터와 전브리지인버터를 이용하여 구형파 전압이 공급되더라도 전류는 비교적 정현파에 가까운 파형을 얻을수 있었으나 낮은 주파수에서는 리플이 발생하므로 이를 제거하기 위한 연구가 더 진행되어야 할것이다. 앞에서 실험한 시스템으로 구동되는 단상유도전동기는 여러 속도에서 소음이 적고 정속한 속도제어가 가능하였다. 토오크는 콘덴서분상형 단상유도전동기에 비하여 적음으로 과부하에서 제속도를 유지할 수 없었다. 다음 필터를 설계할 때는 이 점도 고려하여야 할것이다. LC필터를 가진 전브리지 인버터는 잡음이 작게 발생하여 아날로그 제어에 비하여 어려움이 적었고 제어 결과도 보다 양호하였다.

6. 결 론

저역통과 LC필터로 구성된 부하에 전브리지형 인버터로 톱니 형태의 전압을 번갈아 주어질때 부하에 흐르는 전류파형을 시뮬레이션과 실험을 통하여 조사하였다. 또한 이것과 제어전용 마이크로프로세서인 EV8097BH으로 디지털제어를 하여 일차 주파수 제어방식으로 단상유도전동기의 속도를 제어하여 다음과 같은 실험 결과를 얻었다.

1. 전브리지형 인버터에 LC필터의 부하를 걸 경우 전류는 전주파수 영역에서 비교적 양호한 정현파가 되었다.
2. 전력이용률(T_s)를 조정하면 전류의 크기, 파형을 전주파수 영역에서 조정가능하며 리플도 제거할 수 있다.
3. EV8097BH 단일칩 제어기로 일차 주파수와 전력이용률(T_s)를 조절하여 단상유도전동기의 속도를 디지털 PID제어하여 설정치 변경이나 부하 변화 의 경우에도 오버슈트와 정정시간이 적어서 설정치를 잘 추종함을 확인하였다.

10~20Hz의 주파수 영역에서는 전력이용률(T_s)가 50%이상일 때에는 전류에 리플이 내재하므로 이를 제거하여 완전한 정현파를 얻기 위해서는 LC필터에 대한 연구가 더 진행되어야 할것이다.

參 考 文 獻

1. 김평호 외 4인, "마이크로프로세서에 의한 직류전동기의 제어기 설계", 대한전기학회/전력전자 연구발표회, 1993. 5. 15
2. 박영진, 윤덕용, 홍순찬, "직류서보 위치제어 시스템을 위한 편차적분 상태케환가변구조제어기", 대한전기학회/전력전자 연구발표회, 1993. 5. 15
3. 안병규, 이해규, 김복수, "PLC를 이용한 항만 하역설비의 MOTOR 속도제어", 대한전기학회/전력전자 연구발표회, 1993. 5. 15
4. Yoon-Ho Kim et al, "PC Based Self Tuning Adaptive Controller", PROCEEDINGS ISPE'92, 1992. 4

5. Philippe Mota, "Digital position servo system : A state variable feedback system", IEEE Trans. Ind. Electron, vol. IA-20, No. 6 pp. 1473-1481
6. 杉本英彦 編著, "ACサーボシステムの理論と設計の實際", 綜合電子出版社
7. P. C. Krause, "Analysis of Electric Machinery", McGraw-Hill.
8. Peter Vas, "Vector Control of AC Machines", CLARENDON PRESS OXFORD.
9. 민경일 외 4인, "부하 인가시 유도전동기의 정속도 제어특성 개선에 관한 연구", 대한전기학회 / 전력전자 연구발표회, 1993. 5. 15
10. 양승호 외 3인, "신경회로망을 이용한 유도전동기 위치제어", 대한전기학회/전력전자 연구발표회, 1993. 5. 15
11. Dong-Choon Lee et al, "Novel Current Regulator for Field Oriented Controlled Induction Motor Drive", PROCEEDINGS ISPE'92, 1992. 4
12. R. Schonfeld et al, "Cascade State Control of Robust AC Drives" PROCEEDINGS ISPE'92, 1992. 4
13. S. Y. Jang, S. J. Lee and S. D. Lee, "Performance Improvements in Stator Flux Oriented Induction Machine Drives", PROCEEDINGS ISPE'92, 1992. 4
14. Seong-Sik Min et al, "A Neuro-Fuzzy Current Controller for Field-Oriented Controlled Induction Machine", PROCEEDINGS ISPE'92, 1992. 4
15. Kwang-Yeon Kim et al, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor using MRAS", PROCEEDINGS ISPE'92, 1992. 4
16. 허성광, 류홍옥, 한경희, "발전소 대용량 FD Fan 전동기의 교류 가변속장치(VVVF)적용에 관한 연구", 대한전기학회 하계학술대회 논문집 1992. 7. 23
17. 임상권 외 7인, "산업용 ROBOT와 공작기계를 위한 AC SERVO MOTOR 제어기 개발", 대한전기학회 하계학술대회 논문집 1992. 7. 23
18. 윤병도 외 4인, "엘리베이터의 정밀 위치제어를 위한 유도전동기 구동방법", 대한전기학회 하계학술대회 논문집 1992. 7. 23
19. 홍순일, "삼상 유도전동기의 고정자전류 벡터 제어를 위한 구동회로 설계에 관한 연구", 한국해양대학교 대학원 논문집, 1986.
20. Ludger Szklarski 외 2인, "Electronic Drive Systems Dynamics", Elsevier.
21. B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall
22. Bimal K. Bose, "Adjustable Speed AC Drive Systems", IEEE Press.
23. Yeon-Chang Hahm et al, "A New Frequency Modulation Technique for Audible Noise Reduction in PWM Inverter-Fed Induction Motors", PROCEEDINGS ISPE'92, 1992. 4
24. Joachim Holtz and Jens Onno Krah, "Suppression of Time-Varying Resonances in the Power Su-

- pply Line of AC Locomotives by Inverter Control”, PROCEEDINGS ISPE'92, 1992. 4
25. 김영철 외4인, “저잡음 PWM 인버터를 위한 최적 패턴에 관한 연구”, 대한전기학회 하계학술대회 논문집 1992. 7. 23
 26. 조본구, 진명철, 이광원, “고조파를 억제하는 가변 주파수 정현파 PWM의 실시간 구현”, 대한전기학회 하계학술대회 논문집 1992. 7. 23
 27. Arthur B. Williams, Fred J. Taylor, “Electronic Filter Design Hand-book”, McGraw-Hill, 1990.
 28. 김항배, “직렬 브리지 인버터의 전류특성에 관한 연구”, 한국해양대학교 대학원 논문집, 1993
 29. 정삼식, “직렬 브리지형 인버터에 의한 단상 유도전동기의 속도제어에 관한 연구”, 한국해양대학교 대학원 논문집, 1993
 30. C. G. Veinott “Theory and Design of Small Induction Motors”, McGraw Hill, 1959