

전압형 PWM 단상 컨버터와 3상 인버터를 이용한 誘導電動機의 운전

(Drive of induction motor using three-phase inverter and voltage type PWM single-phase converter)

문상필* · 서기영** · 이현우** · 강욱중***

(Sang-Pil Mun · Ki-Young Suh · Hyun-Woo Lee · Wook-Jung Kang)

요 약

본 연구에서는 단상 PWM 컨버터와 3상 PWM 전압형 인버터 유도전동기 운전으로 나누어져 있다. 단상 시스템의 교류 전원의 주파수에는 순시전력의 맥동성분을 가진다. 컨버터의 직류 맥동전압은 맥동성분을 발생시킨다. 결과적으로 인버터의 출력전압과 전류의 파형은 왜곡된다. 시스템의 정상상태는 상태공간법으로 해석된다. 이러한 모든 사항은 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 타당성을 확인하였다.

Abstract

This paper deals with a three-phase Pulse width Modulation(PWM) voltage source inverter-induction motor drive with a single-phase PWM converter. The single-phase system has the pulsating instantaneous power with twice the frequency of the ac source. The power pulsation generates the dc voltage pulsation of the converter. In result, the waveforms of the inverter output current and voltage are distorted. The steady-state operations of the system are analyzed by employing a state-space method. Such everything confirmed it's validity throughout simulation and experiment

1. 서 론

교류전원으로부터 직류출력을 얻기 위해 종래 다이오드 정류기나 사이리스터 위상제어 정류기를 주로 사용해 왔으나 최근에는 PWM 정류기를 점차 많이 사용하고 있는 추세이다. PWM 정류기는 직류출

력전압을 제어할 수 있고, 교류전원측 전류를 정현적으로 제어할 수 있으며, 전원측 역률 제어가 가능하다[1~4]. 또한, PWM 제어방식은 컨버터와 인버터에 통한 유도기 운전시스템에서 정현파 입·출력 파형을 얻는데 이용되고, 마이크로 프로세스의 도입에 의해 고성능·고정밀 제어가 실현 가능하게 되어 산업 응용에 많이 적용되고 있다[5~9]. 특히 전기철도나 가정용 인버터 에어컨등에서는 단상전원으로부터 직류를 얻기 위해 단상 컨버터를 이용한 3상 인버터형 유도전동기 시스템이 사용되어진다[10]. 단상 컨버터를 이용한 시스템에서는 교류전원의 순시 전

* 정회원 : 경남대학교 전기전자공학부 박사수료

** 정회원 : 경남대학교 전기전자공학부 교수

*** 정회원 : 경남대학교 전기전자공학부 박사수료

접수일자 : 2000년 11월 8일

력계통에 기인해 직류분의 전압·전류가 맥동하고, 인버터 출력파형이 왜곡되어지는 현상이 발생한다[11~12]. 또한 맥동주파수와 인버터 출력주파수가 가깝게 되어지면 전동기 출력전류의 비트현상을 발생할 우려가 있다[13]. 단상 컨버터를 이용한 3상 인버터 시스템에서 발생되어지는 직류분 맥동 값을 분석하는 것은 직류회로에 사용되어지는 파라메타 선정 및 비트 현상의 원인을 해석하는데 필요하다.

본 논문에서는 단상 컨버터 모델을 제안하여 3상 인버터 유도전동기 운전시스템에 적용하고자 하며 시뮬레이션 결과와 실험 결과를 비교, 분석하여 각부 최적 동작 파형을 해석하고자 한다.

2. 회로구성 및 동작원리

그림 1과 그림 2는 일반적인 전압형 단상 컨버터 회로와 입력 역률이 1일 때의 입·출력 파형을 나타낸 것이다. 그림 1에서 직류 평활콘덴서 C_d 가 클 때 직류 출력전압은 맥동하지 않고 거의 일정한 전압이 발생한다. 컨버터 입력측 교류전압 e_p 는 직류전압 e_d 를 PWM한 펄스열로 되고, 그 기본파 e_f 의 진폭과 전원전압 e 의 진폭 및 양자의 위상차 α 에 따라 입력 전류 크기가 결정된다. 직류 출력전류 i_d 는 입력전류 i 를 PWM에 의해서 초평하여 얻어지며, 전원의 2배 주파수 맥동분을 포함하고 있다. 만약 콘덴서 C_d 의 크기가 적으면 전류 i_d 에 따라서 직류전압 e_d 도 2배 주파수에서 맥동하게 된다. 직류 출력전류 i_d 는 전류 i 를 PWM제어에 의하여 얻어지며, 전원의 2배 주파수의 맥공분을 포함하고 있다. 만약 콘덴서 C_d 의 크기가 적으면 전류 i_d 에 따라서 직류전압 e_d 도 맥동하게 된다. PWM제어신호는 정현파전류 i 와 정현파 변조파 ξ 의 비교에 의하여 얻어지며, 이때의 관계는 다음과 같다.

$$i = \sqrt{2}I \sin \omega t \quad (1)$$

$$\xi = M \sin(\omega t - \alpha) \quad (2)$$

전류 i 는 PWM에 의한 직류전류 i_d 의 펄스열로 변환되고, 정현파변조파 채용시의 PWM 스위칭 패턴은 반송파주파수에 대응하여 고조파 이외에 저차고조파

를 포함하지 않으며, PWM 리플을 무시하면 직류전류 i_d 는 입력전류 i 와 변조파의 적으로 나타낼 수 있다.

$$i_d = \xi \cdot i = \sqrt{2}IM \sin \omega t \sin(\omega t - \alpha) \\ = \frac{IM}{\sqrt{2}} \{ \cos \alpha - \cos(2\omega t - \alpha) \} \quad (3)$$

$$I_{do} = IM / \sqrt{2} \quad (4)$$

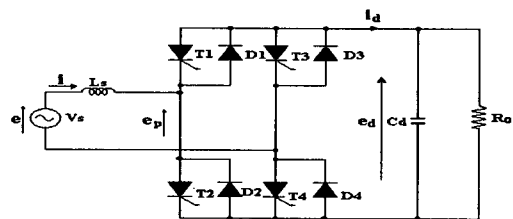


그림 1. 단상 PWM 컨버터 회로
Fig. 1. Single-phase PWM converter circuits.

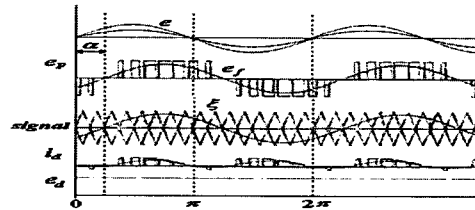


그림 2. 단상 PWM 컨버터의 입·출력 파형
Fig. 2. Input·output waveforms of single-phase PWM converter.

표 1. 출력전류의 직류분 및 우수배 주파수 성분
Table 1. DC and double-frequency components of output current.

M	직류분		2배 주파수 진폭	
	푸리에 급수	식 3의 제 1항	푸리에 급수	식 3의 제 2항
0.1	0.26602	0.26579	0.28193	0.28284
0.2	0.53203	0.53157	0.56386	0.56569
0.3	0.79804	0.79736	0.84579	0.84853
0.4	1.06405	1.06314	1.2771	1.13137
0.5	1.33006	1.32893	1.40965	1.47421
0.6	1.59607	1.59471	1.69158	1.69706
0.7	1.86208	1.86050	1.97351	1.97990
0.8	2.12810	2.12628	2.25543	2.26274
0.9	2.39411	2.39207	2.53736	2.54558
1.0	2.66012	2.65785	2.81928	2.82843

표 1은 그림 2의 직류전류 i_d 에 포함된 2배 주파수 성분을 분석하기 위한 푸리에급수 결과와 식 3에 의한 계산치를 나타낸 것이다. 푸리에급수 결과와 식 3에 의해 구해지는 계산 값은 거의 일치하며 식 3의 타당성을 확인할 수 있다.

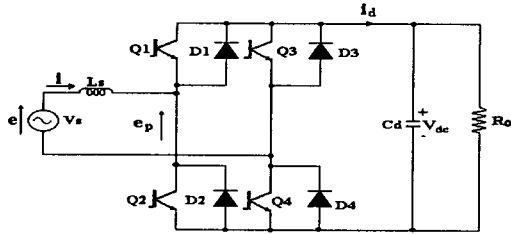


그림 3. 시도한 단상 PWM 컨버터 회로
Fig. 3. Voltage source single-phase PWM converter circuit.

그림 3의 컨버터회로에서 스위칭 패턴에 따라 크게 2가지 상태로 나눌 수 있다. 첫째 상태는 전원에서 부하로 전력이 공급되는 상태이고, 다른 하나는 입력측과 출력측이 단락되는 상태로 나눌 수 있다. 전력이 부하로 전달되는 상태방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{dc} \\ \dot{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_0 C_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc} \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} V_s \quad (5)$$

입력측과 출력측이 단락시 상태방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{dc} \\ \dot{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_d} & -\frac{1}{R_0 C_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc} \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} V_s \quad (6)$$

2.1 3상 인버터 유도 전동기

그림 4은 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)로 구성된 3상 전압형 인버터이다. 각 암의 IGBT쌍은 교대로 ON되고 출력단 U, V, W는 임의의 시기에 p단자 또는 q단자의 전위로 된다.

이런 동작에 의하여 출력전압 파형은 부하에 관계없이 결정되며, 3상 PWM 출력파형은 각 암에서 IGBT쌍의 동작 시간에 의해 U, V, W단자에 나타난

다. 대표적인 정현파 변조 신호에 의한 PWM 제어기법과 인버터 출력파형의 예를 그림 5에 나타낸다.

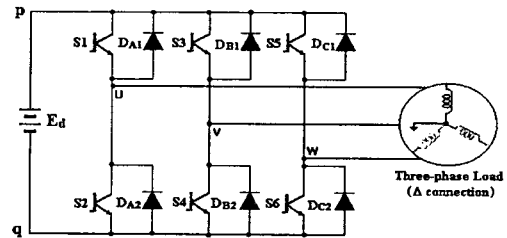


그림 4. 3상 전압형 인버터
Fig. 4. Three phase voltage-fed inverter.

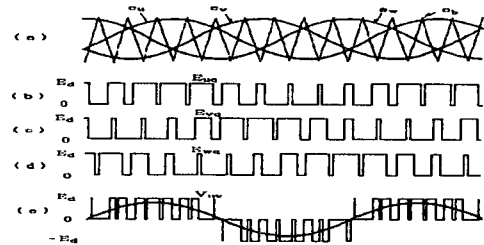


그림 5. 정현파 변조 신호에 의한 3상 PWM
Fig. 5. Sine-wave modulated three-phase PWM.

표 2. 시뮬레이션에 사용된 회로 정수
Table 2. Circuit parameters using at simulation.

전원전압	$V_s = 100[V]$
인덕터	$L_s = 2[mH]$
직류링크 커패시터	$C_d = 1000[\mu F]$
듀티율 D	40[%]
직류전압	250[V]
변조 신호 주파수	60[Hz]
캐리어 신호 주파수	2160[Hz]
변조도 M	0.9
부하 리액턴스 [L_u, L_v, L_w]	88.37[mH]
부하 저항 [R_u, R_v, R_w]	8.2[Ω]

2.2 시뮬레이션 결과 및 검토

제한한 인버터를 시뮬레이션 하기 위하여 제어스위치는 가변저항 스위치로 가정하고, 그 외 소자는 이상적인 소자로 하여 표 2의 회로정수를 사용하여 Pspice에 의한 시뮬레이션을 하였다. 그림 6은 시도한 전압형 컨버터에 걸리는 직류전압, 전류의 시뮬레

이션을 나타낸 것이다. 컨버터 모델을 이용해서 비트 현상의 정량적인 검사가 가능한 동시에 직류 파라미터나 전동기 정수 변화에 대한 영향들을 고찰할 수 있다. 그리고 단상 PWM 컨버터 3상 인버터 시스템은 $2(f-f_i)$, $2(f_i-f)$, $2(f-2f_i)$, $2(2f_i-f)$, $2(f-3f_i)$, $2(3f_i-f)$, ... 등의 주파수의 비트를 발생하는 것을 알 수 있다.

그림 7은 3상 전압형 SPWM(Sinusoidal Pulse Width Modulation) 인버터의 각 부 시뮬레이션 파형을 나타낸다.

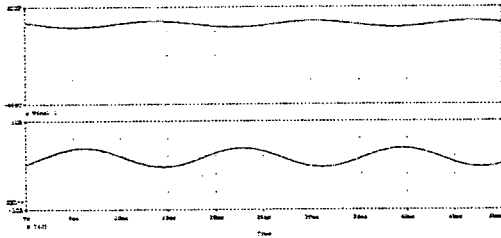


그림 6. 시도한 전압형 PWM컨버터의 시뮬레이션 파형
Fig. 6 Simulation waveforms in proposed voltage type PWM converter.

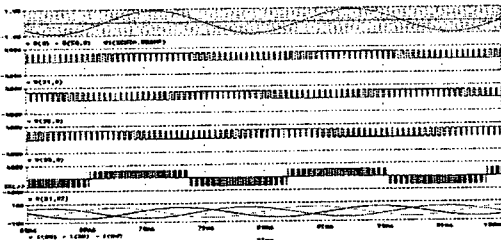


그림 7. 인버터의 각부 시뮬레이션 파형
Fig. 7. A each simulation waveforms of inverter.

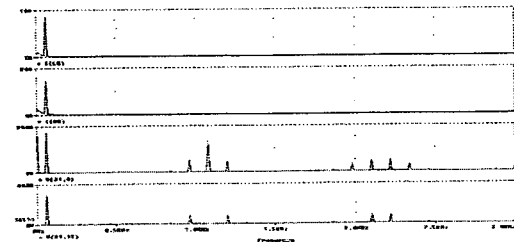


그림 8. 3상 전압형 SPWM 인버터의 고조파
Fig. 8. Harmonics of three-phase voltage-fed SPWM inverter.

그림 8은 기존의 컨버터를 이용한 3상 전압형 SPWM 인버터의 상전류, 선간전류, 상전압, 선간전압의 고조파 분석을 나타내고 있다. 그림 9은 제안된 컨버터를 이용한 3상 전압형 SPWM 인버터의 출력 상전압, 선간전압, 선간전류, 상전류 파형을 나타내고 있다. 그림 10에는 변조도 $M=0.9$, 기준파 $f_0=60[\text{Hz}]$, $f_b=2160[\text{Hz}]$ 일 때의 제안된 컨버터를 이용한 3상 전압형 SPWM 인버터의 상전류, 선간전류, 상전압, 선간전압의 고조파 분석을 나타내고 있다.

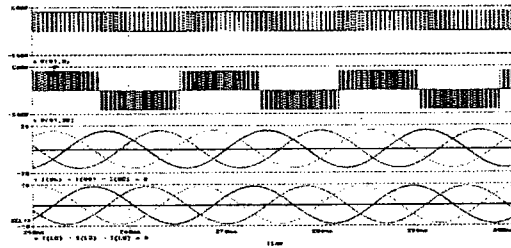


그림 9. 제안된 회로의 상전압, 선간 전압, 선간 전류, 상전류 파형
Fig. 9. Phase voltage, line voltage, line current, phase current waveform of proposed circuit.

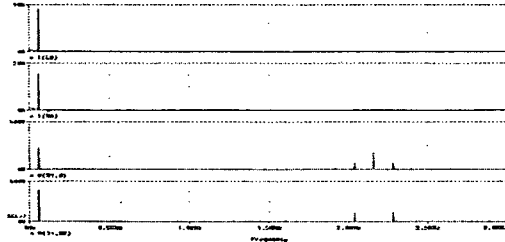


그림 10. 제안된 회로를 이용한 3상 전압형 SPWM 인버터의 고조파
Fig. 10. Harmonics spectrum of three-phase Voltage-fed SPWM Inverter using proposed circuit.

3. 실험 결과 및 검토

그림 11는 전력용량 0.75[kW]급의 제안한 컨버터를 이용한 전압형 SPWM 인버터의 실험장치를 나타낸다. 인버터 회로 구성은 IGBT을 이용한 3상 전압형 인버터이다. 모듈내의 IGBT의 쌍은 단락사고를 방지하기 위해서 한쪽이 도통하고 있으면 다른 쪽은

전압형 PWM 단상 컨버터와 3상 인버터를 이용한 誘導電動機의 운전

개방이 되어야 하고 게이트 신호는 "High"와 "Low"가 상호 완전히 역의 신호를 출력하도록 구성하였다.

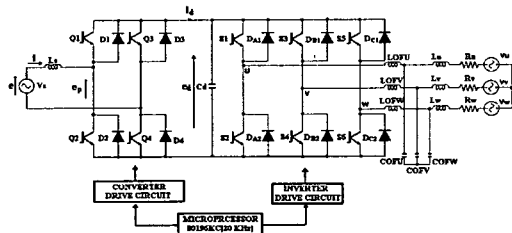


그림 11. 제안한 컨버터를 이용한 3상 전압형 SPWM 인버터의 실험장치
Fig. 11. Experimental device of three-phase voltage-fed inverter using proposed converter.

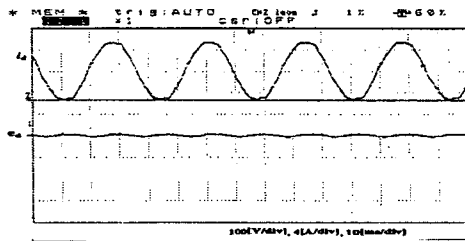


그림 12. 시도한 전압형 PWM 컨버터의 실험 파형
Fig. 12. Experimental waveforms in proposed voltage-fed PWM converter.

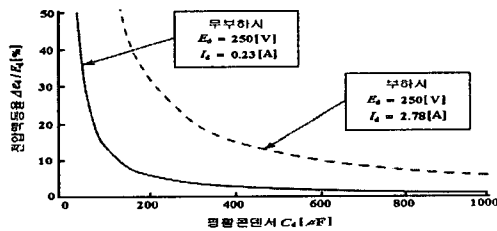
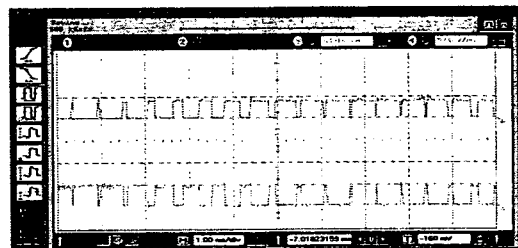


그림 13. 평할 콘덴서에 대한 직류전압맥동의 변화
Fig. 13. Ripple of DC voltage versus smoothing capacitor.

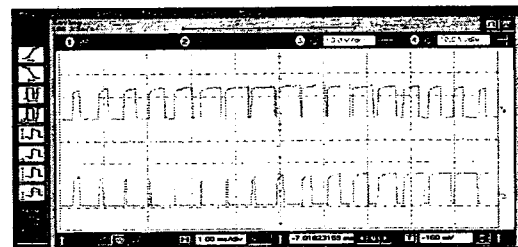
그림 12은 시도한 전압형 컨버터에 걸리는 직류전압, 전류의 실험 파형을 나타낸 것이다. 그림 12과 그림 6에서 알 수 있듯이 직류전압 e_d 에 걸리는 맥동성분에 대해서 시뮬레이션의 파형과 실험의 파형

이 거의 일치하고 있는 것을 알 수 있다. 그림 13은 무부하와 전부하시에 있어서 C_d 에 대한 직류 전압 맥동율 ($\Delta e_d / E_d [\%]$)의 결과를 나타낸 것이다. 그림 12에서 알 수 있듯이 무부하에 대해서 부하시에 는 직류전류가 증가하므로 컨버터 입력 전류 I_d 가 증가해서 직류전류 맥동분이 크게 되어 Δe_d 가 커진다. 그리고 시스템에서 맥동률이 10%이하일 때 C_d 를 600[μF]정도로 선정하면 좋다는 것을 알 수 있다.

PWM 인버터가 컨버터 직류출력의 맥동주파수 $2f$ 의 정류분의 1개 주파수로 동작할 때 바꿔 말하면 인버터 동작 1주기에 정수 주기의 직류분 맥동이 대응할 경우에는 인버터 각 상의 전류의 파형이 주기적으로 변화하는 파형으로 된다. 그림 14는 변조도 $M=0.9$, $f_0=60[Hz]$, $f_b=2160[Hz]$ 일 때의 3상 전압형 SPWM 인버터의 마이크로프로세서 신호 파형과 게이트 구동회로 신호 파형을 나타낸다.



(a)

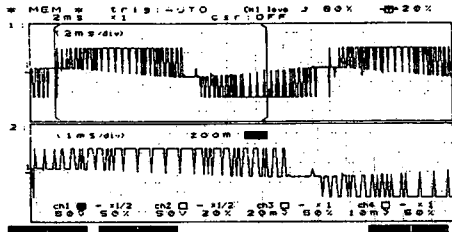


(b)

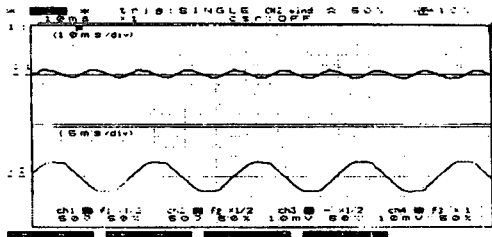
그림 14. 3상 전압형 SPWM 인버터의 신호 파형
(a) 마이크로프로세서 신호 파형
(b) 게이트 구동회로 신호 파형

Fig. 14. Signal waveform of three phase voltage-fed SPWM inverter
(a) Microprocessor signal waveform
(b) Gate drive signal waveform

그림 15은 제안된 컨버터를 이용한 출력 0.75[kW]급 3상 전압형 SPWM 인버터에서 변조도는 0.9이며 주파수 60[Hz]의 정현파 변조신호와 주파수 2160[Hz]의 삼각파 캐리어 신호로 운전한 출력 선간전압과 선전류 파형을 나타낸다. 인버터의 제어회로는 16비트 원칩 80196KC의 마이크로프로세서를 사용하여 설계되었고, 제어신호들은 어셈블러로 프로그램 하였다.



(a)



(b)

그림 15. 제안된 회로를 이용한 3상 전압형 SPWM 인버터의 실험 파형
(a) 인버터의 선간 전압
(b) 인버터의 선전류

Fig. 15. Experimental waveform of three phase voltage-fed SPWM inverter using proposed circuit.
(a) Line voltage of inverter
(b) Line current of inverter

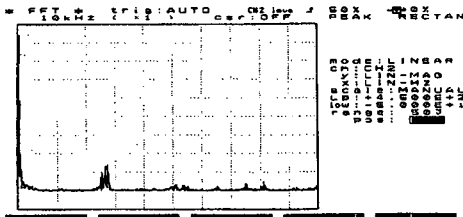


그림 16. 3상 전압형 SPWM 인버터의 스펙트럼
Fig. 16. Spectrum of three-phase voltage-fed SPWM inverter

그림 16은 제안된 컨버터를 이용한 3상 전압형 SPWM 인버터 출력 전압의 고조파 분석변화를 나타내고 있다. 인버터의 출력 전압은 SPWM 신호의 한 신호 폭 내에 많은 펄스열의 형태를 가지게 된다. 인버터부의 실험결과 파형을 검토하면, SPWM 제어에 의해 동작되는 인버터부 스위치 S_A~S_C의 Turn-ON, Turn-OFF는 공진 주기와 서로 동기화 되어 동작되었다. 이상의 실험 파형들은 변조도 M=0.9, 기준파 $f_0=60$ [Hz], $f_b=2160$ [Hz]일 때의 제안된 컨버터를 이용한 3상 전압형 SPWM 인버터에 대한 앞서의 SPWM 인버터부의 시뮬레이션 결과들과 잘 일치한다.

4. 결 론

단상 PWM 컨버터의 모델을 제안해 3상 인버터로 유도전동기를 구동하여 다음과 같은 결과가 얻어졌다.

- 1) 전압형 단상 PWM 컨버터는 각각 직류와 2배 주파수의 전압원으로서 모델화 할 수 있다.
- 2) 제안된 컨버터 이용한 PWM 인버터 유도기 시스템의 시뮬레이션 결과는 실측과 상당히 잘 일치하고 있으며, 그 타당성을 확인했다.
- 3) 직류 파라미터에 대응하는 직류전류 전압의 맥동분을 정량적으로 구하는 것이 가능하고 이론에서도 회로 정수등의 선정을 할 수 있다.
- 4) 비트 현상에 대해서 직류분 맥동 주파수와 인버터 주파수 및 비트 주파수의 관계를 확실하게 했다.
- 5) LC 공진회로의 적용이 파형개선이나 비트 억제에 유효하다는 것을 지적했다.

그리고 일반적으로 유도 전동기 가변속 운전할 때 인버터의 스위칭 작용으로 많은 고조파가 포함되어 전동기의 고조파 손실, 토크 맥동, 전자기적 소음 및 진동 등을 초래하게 된다. 이와 같은 문제점을 해결하기 위하여 SPWM 방식을 적용하였으며, 이상의 결과에 대한 유용성과 타당성은 컴퓨터 시뮬레이션과 실제 실험을 통하여 입증하였으며, 본 연구 방식을 일반 산업체 생산 설비나 전기 철도 및 가정용 에어컨 등에 적용한다면 매우 유용한 성과를 기대할 수 있다고 생각된다.

참 고 문 헌

- [1] R.Wu, S.B.Dewan, G.R.Slemon : "A PWM AC-DC Converter with Fixed Switching Frequency", IEEE Tran. on Ind. Applicat., vol.26, No.5, 880 - 886(1990).
- [2] M.T.Zhang, Y.Jiang, F.C.Lee and M.M.Jovanovic: "Single-Phase Three-Level Boost Power Factor Correction Converter", IEEE Applied Power Electron.Cof.(APEC), Cof.-Rec., pp. 434-439, 1995.
- [3] T.C.Chen, C.T.Pan : " Modeling and design of a single-phase AC to DC converter", IEE Proc.B, Electr. Power Appl., 139, (5), 465, 1992.
- [4] 稜葉・森 : " 單相PWMコンバータのモデル化", 電學論D, 115卷, 2号, 176(平7-2).
- [5] G.Rim, R.Krishnan : " AC to DC Power Converter with Unity Power Factor and Sinusoidal Input Current", IEEE, APEC 1991 Conf. Rec. pp400 - 406.
- [6] 仲田・牧野・中村 : " 脈動電壓原で驅動されるインバータ・誘導電動機系のビートレス制御 ", 電學論D, 109卷, 7号, 485(平元-7)
- [7] 稜葉・森 : " 電流形單相PWMコンバータ・三相インバータ 驅動誘導機の定常解析", 平6 電氣學會産業應用部門全大, No.423.
- [8] 野中・稜葉 : " 正弦波入力電流形單相PWM整流回路の比較 檢討", 電學論D, 113卷, 5号, 594(平5-5).
- [9] 白壽鉉외 1人 : " 半導體 電力變換回路를 中心으로 한 電力電子", 東逸出版社, 1990.
- [10] 高原 : " 高速半導體素子の車兩用VWFへの應用", 平元電氣學會産業應用部門全大, S. 4-5.
- [11] T.Ohnishi & H.Okitsu : "A Novel PWM Technique for Three Phase Inverter/ Converter", in Conf.Rec. IPEC-Tokyo'83, 384 (1983).
- [12] M.Hombu, S.Ueda & A.Ueda : "A Current Source GTO Inverter with Sinusoidal Inputs and Output", IEEE Trans., vol.23, No.2, 247(1987).
- [13] 稜葉・森 : " 電流形PWM單相コンバータ・三相インバータ驅動誘導機系のビート現象", 平7 電氣學會全大, No.846.

◇ 저자소개 ◇

문 상 필 (文相弼)

1997년 부경대 전기공학과 졸업. 1999년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 박사수료. 현 마산대학 겸임강사.

서 기 영 (徐基永)

1965년 한양대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현 경남대 전기전자공학부 교수.

이 현 우 (李鉉雨)

1979년 동아대 전기공학과 졸업. 1984년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동아대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현 경남대 전기전자공학부 교수.

강 옥 중 (姜旭中)

1994년 부경대 전기공학과 졸업. 1997년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기공학과 박사수료. 현 경남전문대학교 전기과 전임강사.