

## 단상 강압 정류기를 이용한 유도전동기의 효율 및 역률 개선

(Efficiency and Power Factor Improvement of Induction Motor Using  
Single-Phase Back Rectifier)

문상필 · 이현우 · 서기영\*

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

### 요 약

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 본 논문에서는 부분공진 Buck 컨버터와 3상 전압형 SPWM 인버터 회로를 유도전동기 운전시스템에 적용하였다. 제안한 회로의 입력전류를 거의 단위 역률로 정현파화하기 위해 동작 조건을 다양하게 변화시켰으며 커패시터는 보조다이오드와 전력스위칭에 적절히 배열하여 전원측으로 전압을 회생시켜 공급하였다. 그리고 전압반전기능을 추가하는 것에 의해 전원전압 극성 반전시 입력전류의 변형 최소화함으로써 역률 및 효율이 개선시켰다. 또한 출력 필터를 이용하여 출력선간전압의 고조파 성분을 감소하였으며, 상태공간 해석을 도입하여 정류기의 동작을 예측하였다. 이러한 모든 사항은 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 타당성을 확인하였다.

### Abstract

Usually, much harmonics are included and cause harmonic loss of motor, torque pulsation, electro-magnetic noise and shock etc. by switching function of inverter when drive induction motor variableness inside. It applied partial resonant Buck converter and three phase voltage type SPWM inverter circuit to induction motor driving system in this paper that see to solve such problem. Changed operation condition variously to do input current of circuit that propose sine-wave by unit power factor almost and capacitor supplied bringing back to life voltage by power supply arranging properly assistance diode and electric power switching. Power factor and efficiency improved as that minimize variation of input at power supply voltage polarity reverse by that add voltage reversal function. Also, by using output filter, reduced harmonic of output line to line voltage components, and introduce state space analysis and forecast operation of rectifier. Such all items confirmed validity through simulation and an experiment.

Key Words : PSM, Buck converter, State space, SPWM inverter

\* 주저자 : 경남대학교 전기전자공학부 교수  
Tel : 055-249-2630, Fax : 055-249-2839  
E-mail : skiyong@kyungnam.ac.kr  
접수일자 : 2002년 4월 3일  
1차심사 : 2002년 4월 8일, 2차심사 : 2002년 5월 8일  
심사완료 : 2002년 5월 29일

### 1. 서 론

전기 철도나 가정용 인버터 에어컨 등에서는 단상 전원으로부터 직류를 얻기 위해서 단상 컨버터를 이

용한 3상 인버터형 유도 전동기 시스템이 사용된다.

이와 같은 단상 컨버터를 이용한 시스템에서는 교류 전원의 순시 전력 제동에 기인해 직류분의 전압·전류가 맥동하고, 인버터의 출력 파형이 왜곡되어지는 현상이 발생한다. 또한 맥동 주파수와 인버터 출력 주파수가 가깝게 되면 전동기 출력 전류에 비트 현상을 발생시킬 우려가 있다. 단상 컨버터를 이용한 3상 인버터 시스템에서 발생하는 직류분에 포함된 맥동의 값은 직류 회로에 사용되고 파라미터의 선정 및 비트 현상의 원인을 해석하는데 꼭 필요하다[1~2]. 일반적인 정류기는 입력전류를 거의 단위 역률로 유지하면서 정현파상으로 제어하기 위해서 펄스폭을 변조하는 펄스폭 변조방식(Pulse Width Modulation : PWM)과 적분기를 이용해서 전류펄스 면적을 비교하여 Buck-Boost 동작을 바꿔가면서 입력전류를 히스테리시스 제어하는 방식이 사용되어지고 입력전압의 검출기가 별도로 필요하다. 또한 출력전압 또는 부하가 커짐에 따라 현저한 변형이 생기게 된다[3, 4]. 전원전압 극성반전시의 입력전류 변형은 Boost 정류기와 같은 에너지 축적에 이용한 Buck-Boost 정류기에서도 나타난다[5].

이러한 문제점을 해결하기 위해서 본 연구에서는 기존의 기본회로에 전압반전기능을 부가한 회로를 구성하였으며, DC-DC변환부에 buck컨버터와 buck-boost 컨버터를 각각 입력측에 병렬로, 출력측에 직렬로 접속하여 한 개의 스위칭소자로 단상 강압형 정류기로 제어하고자 한다. 제안한 회로를 이용하여 정현파 입력전류의 특성 및 과도특성을 파악하고 기존의 회로구성과 비교하고자 한다. 그리고 기존의 강압형 컨버터의 문제점을 지적하고, 이를 해결할 수 있는 회로를 제안하여 회로가 입력전류의 파형 개선 및 고역률화에 적합함을 증명하고자 3상 인버터 유도 전동기 운전 시스템에 적용하여 시뮬레이션 결과와 실험 결과를 비교, 분석하여 각부 동작 파형을 해석하여 그 유용성을 증명하고자 한다.

## 2. 본 론

### 2.1 제안한 단상 강압정류기

그림 1은 일반적인 단상 강압형 컨버터를 나타낸 것이다. 그림 2는 본 논문에서 제안한 강압형 컨버터

회로이다. 그림 2에서 알 수 있듯이 기존의 강압형 회로에 전압반전기능을 부가한 회로를 추가하였으며, DC-DC변환부에 buck컨버터와 buck-boost 컨버터를 병렬 입력, 직렬 출력으로 접속하여 한 개의 스위칭소자인 IGBT로 단상 강압형 정류기를 제어할 수 있다. 그림 2에서 buck 컨버터는  $Q-D_1-L_1-C_1$ 로, buck-boost 컨버터는  $Q-L_2-D_2-C_2$ 의 경로로 각각 구성되어진다. 또한  $D_b$ 는  $L_2$ 의 에너지가  $D_1$ 을 통하여 방전하는 것을 방지하기 위하여 사용하였다. 그리고 L과 C는 스위칭 소자의 스위칭에 따라 생기는 고차고주파 전류를 흡수하기 위한 필터이다.

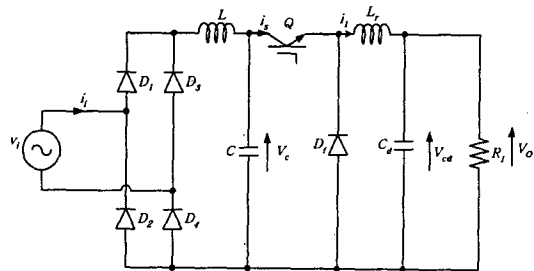


그림 1. 기존의 단상 강압 정류기  
Fig. 1. Conventional single-phase buck rectifier

본 논문에서는 입력전류를 단위 역률1의 상태에서 정현파상으로 제어하기 위해 펄스면적 변조 방식(Pulse Spacing Modulation : PSM)[4]를 적용한다. 일반적으로 전류검출에서는 스위칭소자 Q에 흐르는 전류가 불연속적이기 때문에 검출회로 및 신호 처리 회로에서 잡음이 발생하므로 본 연구에서는 전류검출을  $L_2$ 의 삼입점에서 행하는 것으로 한다.

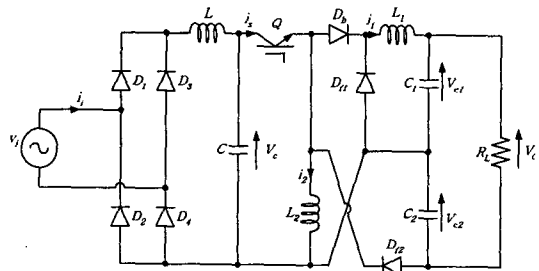


그림 2. 제안한 단상 강압 정류기  
Fig. 2. Proposed single-phase buck rectifier

단상 강압 정류기를 이용한 유도전동기의 효율 및 역률 개선

그림 3과 같이 연산증폭기(OP-AMP)인 적분기(Integrator)와 구성요소(Component)를 이용하여 펄스변조법을 간단히 실현할 수 있다. 또한 기준 전파정류신호  $a^*$ 는 본 구성요소에서 우선 ROM에 입력한 단위크기의 신호와 비례적분 미분동작(PID: Proportional Integral and Derivative action)제어의 출력에 의해 얻는다. 이때 각도  $a$ 는 도시한 것처럼 불안정 멀티바이브레이터(Monostable Multiplier)를 이용해서 설정했다. 단상 시스템은 반 사이클의 동작을 생각하면 충분히 파악할 수 있으므로, 여기서는  $V_s \geq 0$ 인 영역을 생각하기로 하고, 스위치소자의 ON, OFF 동작을 수반하는 모드이다. 전원전압의 제로-크로스점부터  $a$ 의 사이는 그림 3에 표시된 클럭 펄스(Clock Pulse)가 인가될 때마다 Q가 ON 된다.

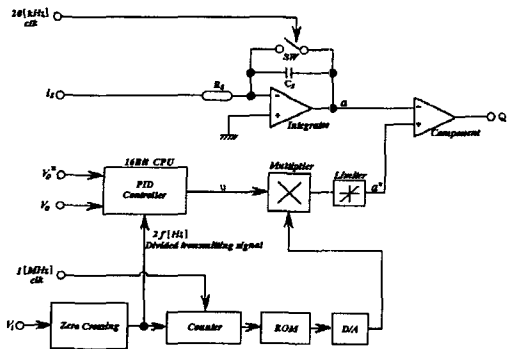


그림 3. 전압, 전류제어 블록도  
Fig. 3. Voltage and current control block diagram

2.2. 유도전동기 구동용 인버터 시스템

그림 4는 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)로 구성된 3상 전압형 인버터이다. 각 암의 IGBT쌍은 교대로 ON되고 출력단 U, V, W는 임의의 시각에 p단자 또는 q단자의 전위로 된다. 이러한 동작에 의하여 출력 전압 파형은 부하에 관계없이 결정되며, 3상 PWM 출력 파형은 각 암에서 IGBT쌍의 동작 시간에 의해 U, V, W단자에 나타난다. 대표적인 정현파 변조 신호에 의한 PWM 제어기법과 인버터 출력 파형의 예를 그림 5에 나타낸다.

$e_b$ 는 진폭  $E_d$ , 각주파수  $\omega_b$ 를 갖는 삼각파의 캐리

어 신호이고  $e_u, e_v, e_w$ 는 모두 진폭  $E_d$ , 각주파수  $\omega_b$ 를 갖는 평형 3상 정현파 신호이다.

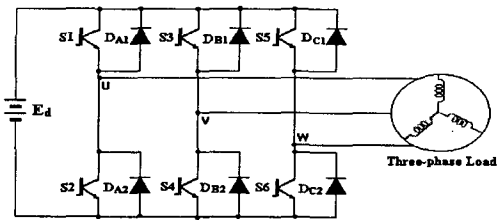


그림 4. 3상 전압형 인버터  
Fig. 4. Three phase voltage-fed inverter

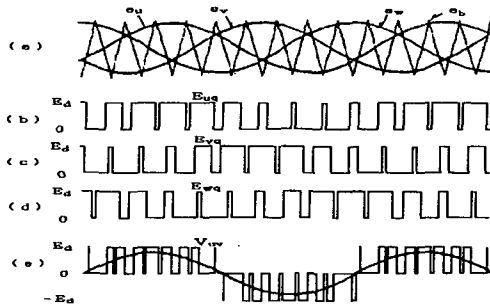


그림 5. 3상 정현파 PWM 변조  
Fig. 5. Three phase sine wave PWM modulation

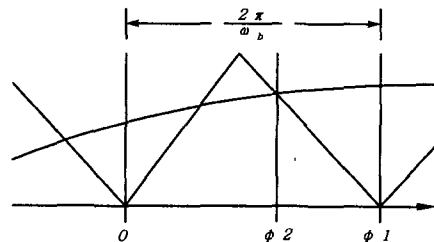


그림 6. 변조신호와 캐리어 신호와의 위상관계  
Fig. 6. Phase relation of modulation signal and carrier signal

그림 4에서 U단자의 전위는  $e_b$ 와  $e_u$ , V단자는  $e_b$ 와  $e_v$ , W단자는  $e_b$ 와  $e_w$ 에서 각각의 교점으로 시간이 결정된다. 이러한 정현파 변조에 의한 경우의 출력 파형에 대해서는  $\omega_b$ 와  $\omega_0$ 의 비가 정수가 아닌 것을 포함하여 이중 푸리에 급수로 해석이 가능하고 단자 U와 q사이의 전압  $E_{uq}$ 를 복수 이중 푸리에 급수로 나타내면 다음의 식(1)과 같다.

$$E_{uv}(\omega_b t, \omega_0 t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} K_{mn} \varepsilon^{j(m\omega_b t + n\omega_0 t)} \quad (1)$$

여기에서  $m = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ ,  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ ,  $K_{mn}$  : 푸리에 계수이다.

단자 V, a사이의 전압  $E_{va}$ 는 그림 5(c)의 펄스 열로 되고 선간 전압  $V_{uv}$ 는 u, v 두 단자간의 전압의 차로 그림 5(e)의 파형으로 된다. 따라서 평형 3상의 경우 선간 전압  $V_{uv}(\omega_b t, \omega_0 t)$ 는 식(2)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{uv}(\omega_b t, \omega_0 t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} K_{mn} \lambda_n \varepsilon^{j(m\omega_b t + n\omega_0 t)} \quad (2)$$

$$\lambda_n = [ \{ 1 - (-1)^n \} \cos(n\pi/6) - j \{ 1 + (-1)^n \} \sin(n\pi/6) ] \varepsilon^{j(n\pi/6)} \quad (3)$$

즉 식(1)의 푸리에 계수  $K_{mn}$ 에 식(3)의 변환계수  $\lambda_n$ 을 곱하면 평형 3상의 선간 전압이 얻어진다. 따라서 선간 전압에는 직류 성분 ( $m=0, n=0$ )과 캐리어 주파수의 정수배 성분 ( $m \geq 0, n=0$ )은 모두  $\lambda_0=0$ 이기 때문에 고조파 성분이 나타나지 않는다. 푸리에 계수  $K_{mn}$ 은 캐리어 주파수와 변조파의 교차점에서 얻어지는 샘플링 위상각을 결정하면 계산할 수 있다. 그림 6은  $\omega_b$ 와  $\omega_0$ 의 위상 관계를 나타낼 것으로서 복소 푸리에 계수로 전개하면 된다.

### 3. 시뮬레이션 결과 및 고찰

#### 3.1. 단상 강압 정류기

그림 7은 그림 1에 표시된 기존 회로구성을 동작시켰을 때의 동작 시뮬레이션 파형이다. 제안된 회로에 있어서 다이오드는 이상적인 다이오드이고, 제어 스위치는 가변저항의 전압 스위치로 하여 Design center(Version. 8.1)로 시뮬레이션 하였다. 표 1은 회로정수들을 나타내었다. 그림 8에서 전원전압의 극성 반전시 입력전류가 변형되는 것을 알 수 있다. 이것은  $|Vs|$ 가 작을 때에는 인덕터 전류  $i_s$ 의 증가가 완만하므로  $i_s$ 의 시간 적분치  $a$ 가 전원전압의 제로-크로스부터 어떤 기간 기준치  $a^*$ 에 도달하지 않기 때문

이다. 이 기간에 스위치 Q는 OFF시키지 않고 ON상태를 계속 유지한다. 또한, 입력전류가 정현파에 추종하지 않는 기간은 그림 5의 경우 약  $\pi/5$ 이다. 그림 2에 표시된 개선한 회로구성에서 전원전압의 제로-크로스점에서 동작시키는 각도  $a$ 는 효율의 관점에서 가능한 작은 편이 바람직하다. 단,  $a$ 을 이론적으로 도출하는 것은 곤란하다. 이론적으로 그림 7과 같은 조건 아래서 입력전류를 정현파화 할 수 있는 최소의  $a$ 는  $\pi/5$ 보다 작아야 좋다.

그림 8에서는 필터에 기인하는 것으로 생각되는 약간의 맥동을 제외하고, 그림 7에 표시된 입력전류의 변형이 개선되고 있다. 또한, 그림 7에 표시된 입력전류의 주파수 스펙트럼분석에 의한 변형률은 4.643[%]인데 비해 그림 8의 경우에는 1.149[%]이다. 그림 7과 그림 8에서 알 수 있듯이 기존 회로보다 제안한 회로가 부하변동에 대해 입력측의 전류 변형이 보다 안정하다. 이것은 인버터의 입력측에 보다 안정한 직류 전압을 인가할 수 있다고 말할 수 있다.

표 1. 주 회로의 정수  
Table 1. Parameter of main circuit

Source Voltage	$V_s = 100$ [Vrms] $f = 60$ [Hz]
Input Filter	$L = 0.944$ [mH] $C = 2$ [ $\mu$ F]
Resonant Inductor	$L1 = 2.07$ [mH] $L2 = 2.08$ [mH]
Resonant Capacitor	$C1 = 2,000$ [ $\mu$ F] $C2 = 2,000$ [ $\mu$ F]
Switching	DF = 40 [%] $f_s = 20$ [kHz]
$R_s$	4 [k $\Omega$ ]
$C_s$	4,700 [pF]
Load	20 [ $\Omega$ ]

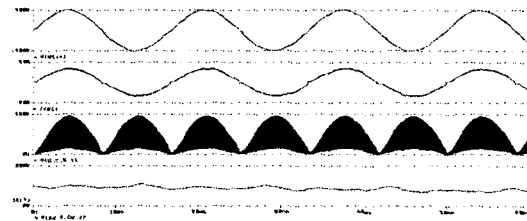


그림 7. 기존의 단상 강압 정류기의 시뮬레이션파형  
Fig. 7. Simulation waveforms of conventional single-phase buck rectifier

단상 강압 정류기를 이용한 유도전동기의 효율 및 역률 개선

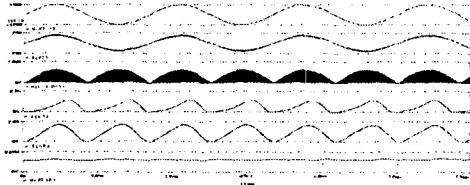


그림 8. 개선한 단상 강압 정류기의 시뮬레이션 파형  
Fig. 8. Simulation waveforms of improved single-phase buck rectifier

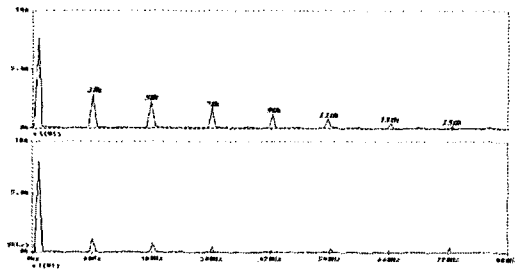


그림 9. 입력전류의 주파수 스펙트럼  
Fig. 9. Frequency spectrum of input current

또한 그림 9에서 기존의 정류회로보다 제안한 정류 회로가 고조파 성분이 감소되는 것을 알 수 있다. 이것은 역률이 고효율과 고효율로 동작되어진다고 말할 수 있다. 그림 9는 입력전류의 주파수 스펙트럼 분석을 나타낸 것이다. 그림에서 기존의 회로보다 제안한 회로의 고조파성분이 저감되는 것을 알 수 있다. 그리고 이 그림에 나타난 고조파성분의 계산값은 표 2와 같이 정리될 수 있다. 표 2에서 알 수 있듯이 전원 전압 제로-크로스 근처의 변형이 특히 제3차, 5차, 7차 고조파를 발생시킨다. 또한, 개선한 회로구성의 변형률은 동작조건에 관계없이 대략 1[%]정도로 유지되는 것을 확인했다. 개선한 강압 정류기의 과도특성으로 알기 위해서는 먼저, 전원전압의 제로-크로스점마다 출력전압  $V_0$ 를 검출하면 식(4)와 같으며, 이 검출한 출력전압  $V_0$ 를 PID 알고리즘을 이용하여 시뮬레이션을 하였다.

$$u(nT) = u((n-1)T) + K_P[\varepsilon(nT) - \varepsilon((n-1)T)] + K_I \varepsilon(nT) + K_D[\varepsilon(nT) - 2\varepsilon((n-1)T) + \varepsilon((n-2)T)] \quad (4)$$

단,  $n$  = 자연수

$T = 1/2f$ 와 동등한 샘플링주기

$$\varepsilon(nT) = e_2^* - e_2(nT)$$

$K_P$  = 비례 이득

$K_I$  = 적분 시간

$K_D$  = 미분 시간

본 논문에서는 정류기의 부하변동에 따른 입력전류의 변형 특성 결과를 나타내기 위해서 임의의 부하 저항값을 20[Ω]와 40[Ω]로 설정하였다. 그림 10은 임의의 설정한 부하저항을 20[Ω]로 고정하고 출력전압의 기준치  $e_0^*$ 를 변화시켰을 때의 과도응답 특성을 나타낸 것이다.

또한, 그림 11에서는 임의의 부하저항을 20[Ω] → 40[Ω]로 변화시켰을 때의 과도응답을 나타낸 것이다. 그림 10과 그림 11에서 어느 쪽이나 거의 단위역률 1의 정현파 입력전류를 유지하면서 대략 2~3사이클로 정정(整定)되어 있다.

표 2 입력전류의 저차고조파 성분  
Table. 2 Low order harmonic content of input current

Harmonic	$a_n/a_1$ [%]	
	Conventional Simulation ( $I=7.8[A]$ )	Proposed Simulation ( $I=7.9[A]$ )
3	2.5	0.74
5	2.4	0.44
7	2.21	0.29
9	1.63	0.19
11	1.03	0.25
13	0.65	0.21
15	0.29	0.29
17	0.18	0.24
19	0.28	0.23

\*  $a_n$ 는  $n$ 차 고조파전류의 크기,  $I$ 는 입력전류  $i$ 의 실효치

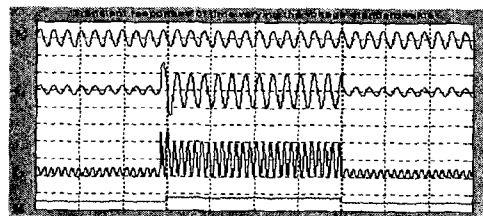


그림 10. 전압기준치 변화 때의 과도응답  
Fig. 10. Transient responses of time varying the voltage standard value

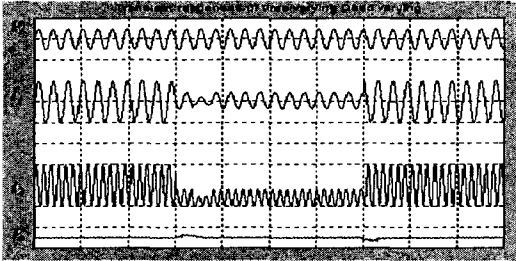


그림 11. 부하변화 때의 과도응답  
Fig. 11. Transient responses of time varying the load

### 3.2. 인버터부 시뮬레이션

그림 12는 3상 전압형 SPWM 인버터의 각 부 시뮬레이션 파형을 나타낸다.

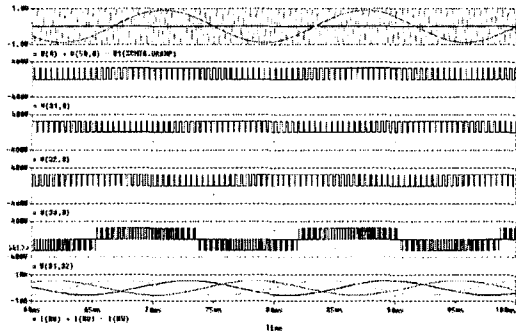


그림 12. SPWM 인버터 시뮬레이션 각부 파형  
Fig. 12. A each simulation waveform of SPWM Inverter

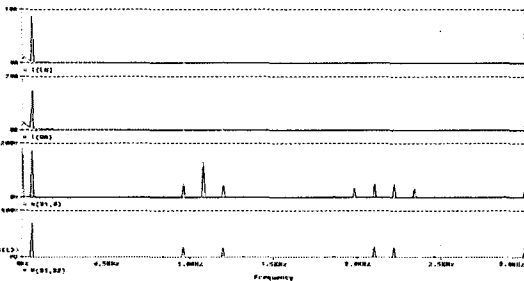


그림 13. SPWM 인버터의 전압 전류 고조파 분석  
( $M=0.9$ ,  $f_0=60$  (Hz),  $f_b=2160$  (Hz))  
Fig. 13. Harmonics analysis of voltage and current on SPWM inverter  
( $M=0.9$ ,  $f_0=60$  (Hz),  $f_b=2160$  (Hz))

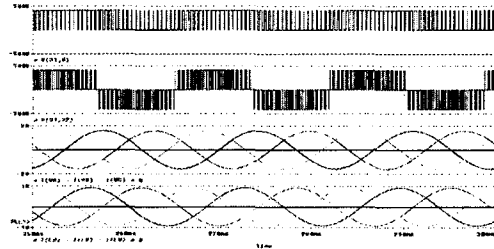


그림 14. 제안한 SPWM 인버터 출력 전압 전류 시뮬레이션 파형  
( $M=0.9$ ,  $f_0=60$  (Hz),  $f_b=2160$  (Hz))  
Fig. 14. Simulation waveform of output voltage and current proposed SMWM inverter  
( $M=0.9$ ,  $f_0=60$  (Hz),  $f_b=2160$  (Hz))

그림 13은 변조도  $M=0.9$ , 기준파  $f_0=60$ [Hz],  $f_b=2160$ [Hz]일 때의 기존의 3상 전압형 SPWM 인버터의 상전류, 선간전류, 상전압, 선간 전압의 고조파 분석을 나타내고 있다. 그림 14와 그림 15는 변조도  $M=0.9$ , 기준파  $f_0=60$ [Hz],  $f_b=2160$ [Hz]일 때의 제안된 컨버터를 이용한 3상 전압형 SPWM 인버터의 출력 상전압, 선간전압, 선간전류, 상전류 파형과 고조파 분석을 나타내고 있다. 그림에서 제안한 회로가 고조파 성분이 감소되는 것을 확인할 수 있다.

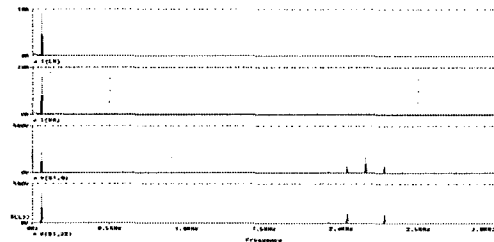


그림 15. 제안한 SPWM 인버터의 전압 전류 고조파 분석  
( $M=0.9$ ,  $f_0=60$  (Hz),  $f_b=2160$  (Hz))  
Fig. 15. Harmonics analysis of voltage and current on proposed SPWM inverter  
( $M=0.9$ ,  $f_0=60$  (Hz),  $f_b=2160$  (Hz))

### 4. 실험 결과 및 고찰

그림 16은 단상 강압정류기를 이용한 유도전동기 운전시스템의 주 회로를 나타낸 것이다. 이 실험 장치의 외형은 그림 17과 같으며, 실험에 사용된 유도전동

단상 강압 정류기를 이용한 유도전동기의 효율 및 역률 개선

기는 220[V], 5[A], 1.0[kW], 60[Hz], 1710[rpm], 0.67[%], 5[%]의 상용 모터를 이용하였다.

그림 18은 입력전압과 전류 파형을 나타내고, 그림

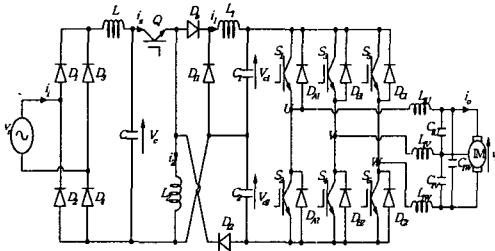


그림 16. 유도전동기의 실험장치  
Fig. 16. Experimental equipment of induction motor

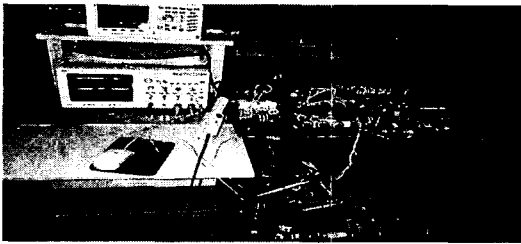


그림 17. 실험 장치의 외형도  
Fig. 17. outward appearance. of experimental equipment

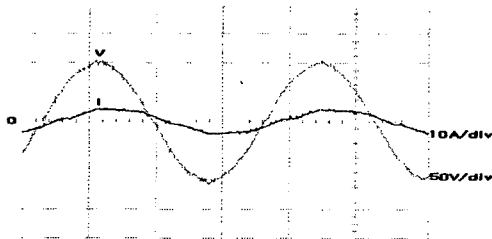


그림 18. 입력 전압과 전류의 파형  
Fig. 18. Waveform of input voltage and current

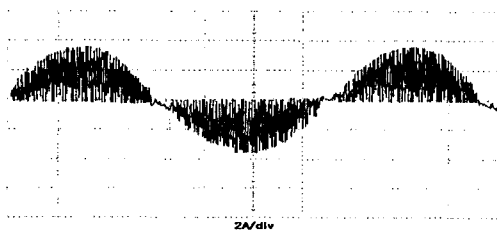
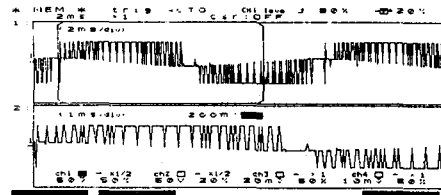
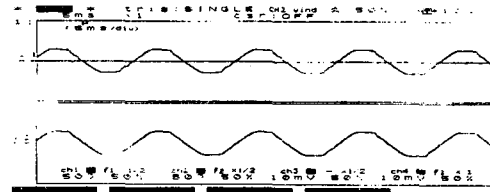


그림 19. 인덕터 전류의 파형  
Fig. 19. Waveform of inductor current

19는 불연속 모드로 제어했을 때의 인덕터[L]에 흐르는 전류 파형을 나타낸 것이다. 그림 18과 그림 19에서 알 수 있듯이 시뮬레이션 파형과 일치함을 알 수 있다. 그림 20은 제안된 부스터 컨버터를 이용한 전압형 SPWM 인버터에서 변조도  $M=0.9$ , 주파수 60[Hz]의 정현파 변조신호, 주파수 2160[Hz]의 삼각파 캐리어 신호로 운전한 출력 선간 전압과 선 전류 파형을 나타내고 있다. 이상의 실험 파형에서 인버터의 출력 전압은 SPWM 신호의 한 신호 폭 내에 많은 펄스열의 형태를 가지게 된다. 인버터부의 실험 결과 파형들을 검토하면, SPWM 제어에 의해 동작되는 인버터부 스위치 S1~S6의 Turn-ON, Turn-OFF는 공진 주기와 서로 동기화 되어 동작되었다. 즉, 인버터부의 스위칭 동작은 콘덴서 전압이 영으로 될 때 실행되어 스위치들은 ZVS로 소프트 스위칭을 이룬다. 그래서 제안된 회로에서는 스너버 회로가 필요 없었으며, 그에 따른 스위칭 손실이 존재하지 않으므로 변환기의 효율이 증대되었다. 또한 각 상에 사용된 암 스위치들의 단락에 의한 소자 손상의 영향이 제거되는 장점도 얻을 수 있었다. 이상의 실험 파형들은 시뮬레이션 결과들과 잘 일치한다.



(a)



(b)

그림 20. 3상 전압형 SPWM 인버터의 실험 파형  
(a) 인버터의 선간 전압  
(b) 인버터의 선 전류

Fig. 20. Experimental waveform of three phase voltage-fed SPWM inverter  
(a) Line voltage of inverter  
(b) Line current of inverter

## 5. 결 론

이상에서 전압반전기능을 추가하는 것에 의해 전 원전압 극성 반전시 입력전류의 변형 최소화를 목 적으로 한 단상 강압 정류기의 특성을 시뮬레이션한 결 과 본 논문에서 제안한 단상 강압형 AC-DC 컨버터 의 회로는 입력전압·전류가 거의 동위상으로 되어 역률의 개선 및 고조파 성분의 저감과 효율이 개선됨 을 확인하였다. 또한, 전압기준치의 변화 및 부하의 변화에 대해서도 간단한 PID 제어에 의해서 정현파 입력전류를 유지하면서 개략 2-3사이클로 정정(整定) 할 수 있는 것을 확인할 수 있었다. 그리고 제안한 컨 버터를 3상 SPWM 인버터 유도전동기 시스템에 적 용하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

- 1) 전압형 단상 PWM 컨버터는 각각 직류와 2배 주파수의 전압원으로서 모델화 할 수 있다.
- 2) 제안된 컨버터 이용한 PWM 인버터 유도전동기 시스템의 시뮬레이션 결과는 실측과 상당히 일 치하고 있으며, 그 타당성을 확인했다.
- 3) 직류 파라미터에 대응하는 직류 전류 전압의 맥 동분을 정량적으로 구하는 것이 가능하고 이론 에서도 회로 정수 등의 선정을 할 수 있다.
- 4) 비트 현상에 대해서 직류분 맥동 주파수와 인버 터 주파수 및 비트 주파수의 관계를 확실하게 했다.
- 5) LC 공진회로의 적용이 파형 개선이나 비트 억제 에 유효하다는 것을 확인했다.
- 6) 기존의 정류회로가 4.643[%]의 입력 전류의 변 형율을 가지는데 비해 제안한 정류회로는 1.149[%]의 변형율을 가지므로 약 4[%]가 개선 되는 것을 확인하였다.

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 해결하 기 위하여 SPWM 방식을 적용하여 해결하였다. 이상 의 결과에 대한 유용성과 타당성은 컴퓨터 시뮬레이 션과 실제 실험을 통하여 입증하였으며, 본 연구 방식 을 일반 산업체 생산 설비나 전기 철도 및 가정용 에 어컨 등에 적용한다면 매우 유용한 성과를 기대할 수

있다고 사료된다.

## References

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland & W. P. Robbins: "Power Electronics", John Wiley & Sons. Inc., 486(1989).
- [2] J.C.Salmon: "Techniques for Minimizing the Input Current Distortion of Current-Controlled Single-Phase Rectifiers", IEEE Trans., PE-8,509(1993).
- [3] O.Miyashita, Y.Nishida, T.Ohnuki, E.Ohtsuji, and T. Haney-oshi: "High Power Factor PWM Rectifiers with an Analog Pulse-Width Predictor", Proc.of IEEE APEC94, pp.563-568(1994).
- [4] 大石・岡田・石坂・伊藤: 「改良型単相バックブースト整流器」, 平8電氣學會 全國大會, No.711.
- [5] H. Oishi, H. Okada, K. Ishizaka & R. Itoh: "Single-Phase Switch Mode Rectifier Employing Voltage-Reversal Circuit Switched with a Fixed Frequency", IEE Electr. Power Appl.,142,154(1995).

## ◇ 저자소개 ◇

### 문 상 필 (文相 弼)

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

### 이 현 우 (李鉉 雨)

1979년 동아대 전기공학과 졸업. 1984년 영남대 대학 원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동아대 대학원 전 기공학과 졸업(박사). 현 경남대 전기전자공학부 교수.

### 서 기 영 (徐基 永)

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