

입력 전류 파형과 역률 개선 제어기법에 의한 3상 PWM 컨버터 해석

(Analysis of a Three Phase PWM AC/DC Converter With Input Current Waveform and Power Factor Correction)

이수흠* · 배영호** · 최종수*** · 백종현****

(Soo-Heum Lee · Young-Ho Bae · Jong-Soo Cho · Jong-hyun Baek)

요 약

본 논문에서는 자기 소호 능력을 가지고 있는 전역용 반도체 소자로 구성된 3상 PWM Boost 컨버터를 이용하여 기존의 정류기에서 나타나는 문제점들을 해결하고, 입력 전류와 역률을 개선하기 위한 전류제어 기법을 제시한다.

이 컨버터의 전류 제어는 부하에 관계없이 항상 일정한 스위칭 주파수로 동작되는 예측 전류제어 기법을 적용하고 있으며, 선전류는 한 샘플링 시간 구간내에서 기준 전류를 추종하게 된다.

이 제어 기법을 사용하므로써 입력 전류의 파형이 거의 정현파에 가까워져 역률도 거의 1로되고, 작은 DC 링크 캐패시터를 적용함에도 불구하고 출력 전류와 전압의 리플이 적으며, 다이내믹 응답 특성도 매우 양호하게 나타난다.

Abstract

This paper describes to control system for AC to DC converter which has been widely used to power source in industrial factory and domestics.

In this paper, three-phase PWM AC to DC Boost converter that operates with unity power factor and sinusoidal input line currents is presented. The current control of this converter is based on the predicted current control strategy with fixed switching frequency and the line currents track to reference currents within one sampling time interval.

By using this control strategy low ripples in the output current and the voltage as well as fast dynamic response are achieved with small dc link capacitance employed.

*정회원 : 경남대학교 전기전자공학부 교수

**정회원 : 경일대학교 전기공학과 교수

접수일자 : 1997. 11. 27

***정회원 : 영진전문대학 전자정보계열 부교수

****정회원 : 영진전문대학 전자정보계열 전임강사

1. 서 론

최근에 새로운 전력용 반도체 소자(MOSFET, BJT, SIT, IGBT 등)들이 개발됨에 따라서 인버터나 컨버터 등과 같은 전력 전자 분야가 급격한 성장을 하고 있는데, 이들 새로운 전력용 소자는 자기 소호 능력을 가지고 있으며, 수 kHz부터 수백 kHz이상의 고 주파수 대에 이르기까지 동작할 수 있는 고속 제어 성능을 갖고 있으므로 고주파로 동작하는 전원 시스템 응용 분야에 잘 적용할 수 있게 되었다. 따라서 이들 새로운 전력 소자를 사용함으로써 고속 스위칭 모드로 동작하는 3상 AC/DC 컨버터의 구성이 가능하게 되었으며, 고주파 스위칭과 고속 순시 제어에 의해 정밀하게 전압 전류의 파형을 제어할 수 있는 PWM 제어기의 구성이 가능하게 되었다. 그리고 PWM 스위칭 방법과는 다소 다르지만 부분 공진 모드를 이용한 공진형 전력 변환 기술에 대한 연구 개발도 활발히 진전되고 있고, 최근에 와서는 3상 AC/DC 전력 변환 장치의 제어에 신경회로망 제어 계통을 적용한 연구도 다수 발표되고 있다.

본 논문은 자기 소호 능력을 가지고 있는 새로운 전력용 반도체 소자를 사용한 스위칭 모드 PWM 3상 컨버터의 입력 역률 및 파형 개선을 위한 제어 방법에 대해 고찰하고자 한다.

그런데, 기존의 OA나 FA 기기, 가정용 기기나 통신 기기, 의료 기기 그리고 산업 현장에서 직류 전동기나 교류 전동기 구동용 인버터나 유도가열기 등의 전원으로 광범위하게 사용되고 있는 전력 변환 장치는 주로 3상 교류전원을 다이오드로 정류하여 사용하거나, 다이리스터를 이용하여 위상각을 제어하는 방법이 사용되어 왔는데, 이러한 컨버터들은 출력 전압의 리플을 줄이기 위해 필터 캐패시터를 필연적으로 사용하고 있다.

필터 캐패시터는 AC 공급 전압이 DC 출력 전압보다 낮아지는 구간에서 부하에 전력을 공급해야 하므로 그 용량이 매우 커야 한다. 그러나 불행하게도 이 필터 콘덴서가 있으므로 인해서 입력 선전류의 파형은 그의 피크값이 매우 높고 폭이 아주 좁은 비

정현파로 되므로 많은 고조파 성분을 포함하게 된다.

기존에 사용되어 온 다이오드 정류기나 위상 제어되는 정류기의 입력 역률은 0.5~0.65 정도로 매우 낮으며, 입력 선전류에 포함된 많은 고조파 성분은 입력 전압선에 노이즈를 발생시켜 전압선 파형을 왜곡시키는 한 원인으로 되고 있을 뿐만 아니라 전력 손실을 증가시키고, 또 통신 장애 등의 문제점이 있으므로 이의 개선이 요구되어 왔다[1].

그리고, 전류순시 제어 PWM방식으로서 현재 많이 사용하고 있는 히스테리시스 전류제어방식은 히스테리시스 대역폭내에서 기준 전류를 중심으로 하는 상한 값과 하한 값을 정하여 입력 전류가 상한 값보다 커지면 전류가 줄어드는 방향으로 제어하고, 하한 값보다 감소하면 상승하는 방향으로 제어하여 일정한 오차 범위내로 유지되도록 스위칭 소자를 ON/OFF제어하는 방식으로 제어방식이 간단하고, 빠른 응답특성을 나타내며, 최대 전류제한 능력을 갖고 있어 히스테리시스 전류제어를 사용하는 3상 PWM AC/DC 컨버터는 앞에서 제시한 단점들을 극복할 수 있지만, 부하변동 및 AC 입력전압이 매 반주기동안 변함에 따라서 평균 스위칭 주파수가 변화하고, 특히 부하가 큰 경우에는 스위칭 주파수가 상당히 증가하여 소자에 많은 스트레스를 주게 되고 스위칭 손실이 커진다는 문제점이 있다[2~7].

따라서 본 연구에서는 예측 전류제어 기법[8~10]을 3상 PWM AC/DC Boost 컨버터에 적용하여 이러한 문제점을 해결하고, 또한 출력단의 DC 링크 캐패시터의 용량을 줄여 주고, 입력 선전류의 파형을 거의 정현파가 되도록 함으로써 파형과 역률을 개선하고자 한다.

2. 3상 PWM AC/DC Boost 컨버터 해석

3상 PWM AC/DC Boost 컨버터의 일반적인 주회로는 3상 전압원 컨버터와 3상 입력 전원과 직렬로 접속된 3상 승압 인덕터로 구성되고 컨버터의 출력측은 dc 링크 캐패시터와 부하 저항으로 구성된다. 따라서, 본 논문에서의 주회로는 그림 1과 같이

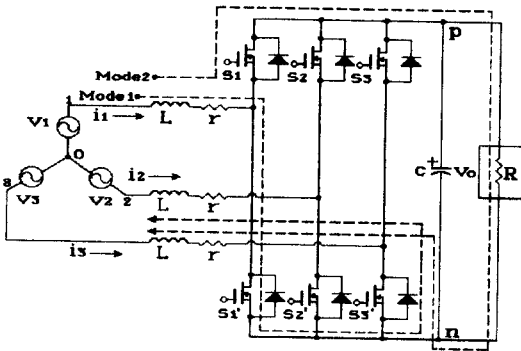


그림 1. 3상 PWM AC/DC 컨버터의 주회로
Fig. 1. Main circuit of the PWM AC to DC converter

MOSFET로 구성된 3상 PWM AC/DC Boost 컨버터를 사용했고, 이 Boost 컨버터에 대한 동작 Mode를 한상분에 대하여 나타내면 그림의 경로와 같은 2가지 Mode로 나타낼 수 있다.

Mode 1 : 3상 AC/DC 컨버터부 MOSFET \$S_1\$이 off 이고, \$S_1'\$가 on 되었을 때 입력전원은 단락 Mode가 되어 인덕터 전류는 상승하여 에너지는 승압 인덕터에 축적되는 Mode

$$V_1 - L \frac{di_1}{dt} = 0$$

Mode 2 : 3상 AC/DC 컨버터부 MOSFET \$S_1\$이 on 이고, \$S_1'\$가 off 되었을 때 승압 인덕터에 축적된 에너지는 입력 전원 에너지와 함께 스위치 \$S_1\$의 병렬 다이오드를 통하여 dc 링크 캐패시터에 인가되는 Mode

$$V_1 + L \frac{di_1}{dt} = V_0$$

그림 1의 컨버터 동작 특성을 나타내는 각 상의 입력 전류와 출력 전압의 상태방정식을 MOSFET의 스위칭 함수 \$S_k\$ (and \$S_k'\$)를 사용해서 나타내면 식 (1)과 같이 표현된다.

단, MOSFET의 동작 스위칭 함수는 \$S_k\$ (and \$S_k'\$) = {1; Turn-on 상태
0; Turn-off 상태 이고 \$k=1, 2, 3\$ 이며, 각 상의 스위칭 함수 \$S_k\$와 \$S_k'\$는 동시에 'on' 상태로 될 수는 없다. 즉, \$S_k + S_k' = 1\$이다

$$\begin{pmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{L} \begin{pmatrix} v_1 & i_1 & S_1 & 1 \\ v_2 & i_2 & S_2 & 1 \\ v_3 & i_3 & S_3 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ -r \\ -V_0 \\ -V_{no} \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$\left(\frac{dv_0}{dt} \right) = \frac{1}{c} [S_{1i_1} \ S_{2i_2} \ S_{3i_3} \ v_0] \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ -\frac{1}{R} \end{pmatrix}$$

식 (1)의 상태변수를 구하기 위해서는 컨버터 부하단의 n점과 입력 전원의 중성점 o 사이의 전압인 \$v_n\$을 알아야 하는데 이는 식 (1)에서 각 상의 입력 전류 3개의 식을 더하고, 그림 1의 컨버터에서 교류 입력 전원이 대칭 평형 3상 전압이고, 중선선이 없는 Y 결선으로 된 경우에는 대칭 3상 전압 (\$\sum_{k=1}^3 v_k = 0\$)과 전류 (\$\sum_{k=1}^3 i_k = 0\$)의 총합은 0이므로 n점과 전원의 o점 사이의 전압 \$v_{no}\$는 식(2)와 같이 구할 수 있다.

$$[v_{no}] = -\frac{V_0}{3} [S_1 \ S_2 \ S_3] \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (2)$$

따라서 식 (2)를 식 (1)에 대입하여 정리하면 각 상의 입력 전류와 출력 전압의 상태방정식은 식 (3)로 된다.

$$\begin{pmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{L} \begin{pmatrix} v_1 & i_1 & S_1 & S_2 & S_3 \\ v_2 & i_2 & S_2 & S_1 & S_3 \\ v_3 & i_3 & S_3 & S_1 & S_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ -r \\ -2V_0 \\ \frac{V_0}{3} \\ \frac{V_0}{3} \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$\left(\frac{dv_0}{dt} \right) = \frac{1}{c} [S_{1i_1} \ S_{2i_2} \ S_{3i_3} \ v_0] \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ -\frac{1}{R} \end{pmatrix}$$

3. 역률개선 제어 기법

따라서, 위의 식 (3)에 의하면 각 상의 입력전류 상태변수 i_{11} , i_{12} , i_{13} 와 출력전압 v_o 는 MOSFET 스위칭 함수 S_1 , S_2 , S_3 에 의해 제어될 수 있다는 것을 알 수 가있고, 입력 역률과 선전류의 파형을 개선하기 위해 필요한 MOSFET 스위치의 on/off 시간을 본 논문에서 제안한 예측 전류제어 기법을 적용하여 결정할 수 있다.

예측 전류제어 기법은 매 샘플링 시간마다 입력전류 (i_{11} , i_{12} , i_{13})가 기준전류 (i_{r1} , i_{r2} , i_{r3})를 추종하기 위해 필요한 기준전압 (V_{r1} , V_{r2} , V_{r3})을 계산하여 이에 따른 스위치의 on/off 상태를 결정하면 된다.

그림 2는 PWM 방법을 사용하는 전압 트리거 변환기에 의해 선전류를 제어하기 위한 비교기의 두 입력인 기준 전압 (V_{rk})과 캐리어 삼각파 그리고 그에 의해 발생하는 스위칭 신호 함수 (S_k)와의 관계를 나타내고 있다. 그림 2에서 스위칭 신호 함수는 캐리어 삼각파의 크기가 기준 전압보다 큰 경우에는 $S_k=0$ 이고, 캐리어 삼각파의 크기가 기준 전압보다 적은 경우에는 $S_k=1$ 이 된다는 것을 알 수 있으므로, 그림의 관계에서 다음의 절차에 의해 MOSFET 스위칭 신호 함수 ($S_{k=1,2,3}$)와 기준 전압 V_{rk} 를 결정할 수 있다.

그림 2의 관계에서 스위칭 신호 함수 ($S_{k=1,2,3}$)는 한 주기 (T)에 대한 스위치 온 시간 (t_{on})의 비로 나타낼 수 있으므로 다음의 관계식을 얻을 수 있다.

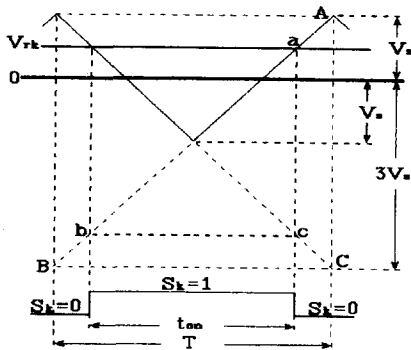


그림 2. 전압 트리거 변환기의 파형
Fig. 2. Waveforms of the voltage trigger converter

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{t_{on}}{T} \\ \frac{t_{on}}{T} \\ \frac{t_{on}}{T} \end{bmatrix} = \frac{1}{2V_c} \begin{bmatrix} V_{r1} & 1 \\ V_{r2} & 1 \\ V_{r3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

식 (4)의 스위칭 신호 함수 S_1 , S_2 , S_3 의 3식을 더하면 다음 관계 식 (5)을 얻을 수 있다.

$$\left| \frac{3}{2} \right| = [S_1, S_2, S_3] \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

따라서, 그림 1의 컨버터의 입력 역률이 1이 되고 정현파에 가까운 파형이 되도록 제어되기 위해서는 입력 선전류가 식 (6)으로 나타내지는 입력 전압의 위상과 동일한 위상인 식 (7)로 되어야 한다.

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = V_{ms} \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} [1 \ 1 \ 1] \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} = I_{mr} \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} [1 \ 1 \ 1] \quad (7)$$

그리고 식 (7)의 전류 i_{r1} , i_{r2} , i_{r3} 는 전류 제어에 필요한 기준 전류로서 그의 크기 I_{mr} 를 평가하여야 한다. 회로 소자를 이상적이라고 가정하면 회로의 손실을 무시할 수 있어서 입력과 출력의 전력은 같다고 볼 수 있으므로 기준 전류의 크기 I_{mr} 은 식 (8)과 같이 결정할 수 있다.

$$3 \cdot \frac{V_{ms}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{ms}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{or}^2}{R} \quad (8)$$

예측 제어에 의해 선전류가 한 스위칭 주기 (T) 이내에 기준전류를 추종하기 위해서는 컨버터의 입력 선전류가 식 (7)과 (8)에 의해 결정되는 기준 전류

를 추종하도록 제어함으로써 입력 역률과 파형을 개선할 수 있게 되는데, 입력 선전류가 한 스위칭 주기 이내에 기준전류를 추종하도록 하기 위해서는 다음 식 (9)의 관계가 성립하여야 한다.

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_1}{dt} \\ L \frac{di_2}{dt} \\ L \frac{di_3}{dt} \end{bmatrix} = \frac{L}{T} \begin{bmatrix} i_{n1} & i_1 \\ i_{n2} & i_2 \\ i_{n3} & i_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

그러므로 식 (9)를 식 (3)에 대입하여 정리함으로써 스위칭 함수 S_1, S_2, S_3 는 식 (10)과 같이 계산되고, 식 (4), (5)와 식 (10)의 관계에서 입력 선전류 제어를 위해 필요한 기준 전압을 계산하면 식 (11)과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} = \frac{2V_s}{V_0} \begin{bmatrix} v_1 & i_1 & i_1 & i_{n1} \\ v_2 & i_2 & i_2 & i_{n2} \\ v_3 & i_3 & i_3 & i_{n3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -r \\ \frac{L}{T} \\ -\frac{L}{T} \end{bmatrix} + \frac{1}{3} [S_1 S_2 S_3] \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} V_{n1} \\ V_{n2} \\ V_{n3} \end{bmatrix} = \frac{2V_s}{V_0} \begin{bmatrix} v_1 & i_1 & i_1 & i_{n1} \\ v_2 & i_2 & i_2 & i_{n2} \\ v_3 & i_3 & i_3 & i_{n3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -r \\ \frac{L}{T} \\ -\frac{L}{T} \end{bmatrix} \quad (11)$$

따라서 그림 2에서의 3상 PWM 방법에 의한 스위칭 신호 함수 ($S_k = 1, 2, 3$)의 상태는 식 (11)의 기준 전압과 스위칭 주파수를 결정해 주는 캐리어 삼각파의 교점과의 비교에 의해 다음과 같이 MOSFET 스위치의 on/off 상태가 결정된다. 따라서, 캐리어 삼각파의 크기가 V_{rk} 보다 적은 경우 및 캐리어 삼각파의 크기가 V_{rk} 보다 큰 경우는 각각 다음과 같이 된다.

$$\begin{cases} S_k = 1 (\text{ON State}) \\ S_k = 0 (\text{OFF State}) \end{cases} \quad (12)$$

이상과 같이 본 논문에서 제안한 예측 전류제어 기법 PWM 컨버터의 제어과정을 그림 3의 계통도

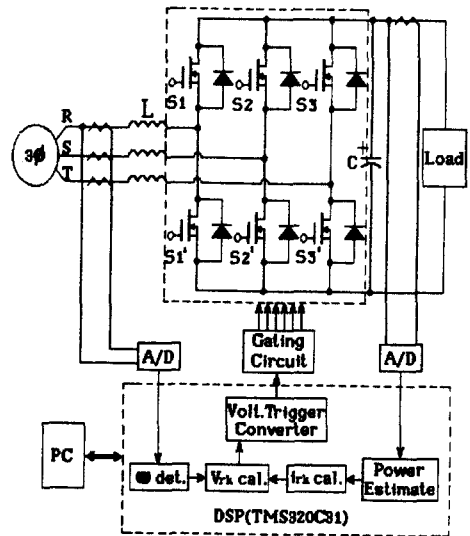


그림 3. PWM 컨버터의 제어 계통도
Fig. 3. Block diagram of PWM converter control

에 나타낸다. 그림 3의 계통도에서 제어과정은 출력단에서 부하에 따른 출력 전력을 평가한 후 예측 전류제어에 필요한 기준 전류를 식 (7)에 의해 결정해서 컨버터 입력단 전압을 식 (11)로 계산한다. 그리고 나서 식 (12)에 나타난 바와 같은 각상의 스위칭 상태가 결정되는데, 그림에 나타난 바와 같이 검출부와 게이트 구동 검출부를 제외한 나머지 부분의 계산은 모두 DSP(TMS320C31)에 의해 디지털로 계산하고 있다.

4. 시뮬레이션 결과

그림 3의 제어계통으로 제어되는 3상 PWM 컨버터의 동작 특성을 컴퓨터로 시뮬레이션을 하는데 있어서 편의를 위해 표 1에 나타낸 것과 같은 기준값을 정하여 계통의 변수들을 기준값에 대한 비로서 무차원화하여 나타내고 있으며, 각 상태에 따른 상태 방정식의 해는 Runge-kutta 법에 의한 수치해석으로 구한 값을 사용하고 있다.

시뮬레이션에 사용된 값들은 컨버터의 전원전압 220[V], 컨버터의 출력 전압 350[V], 인덕턴스 20

표 1. 제량의 무차원화

Table 1. Each value of normalization

parameter	reference value
voltage	$V_b = V_{sm}$
impedance	$Z_b = \sqrt{L_b/c_b}$
inductance	$L_b = 0.35(\text{mH})$
capacitance	$c_b = 200(\mu\text{F})$
time	$t_b = 1/120(\text{s})$

(mH), 인덕턴스 내부저항 $20(\Omega)$, dc 링크 캐패시터 $100(\mu\text{F})$, 부하저항 $40(\Omega)$, 스위칭 주파수는 $2(\text{kHz})$ 로 하였다.

그림 4(a)는 기동시부터 정상상태 동작시까지의 컨버터의 입력 전류 파형과 출력 전압 파형을 나타내고 있으며, 그림 4(a)의 시간 축 스케일을 확대한 것

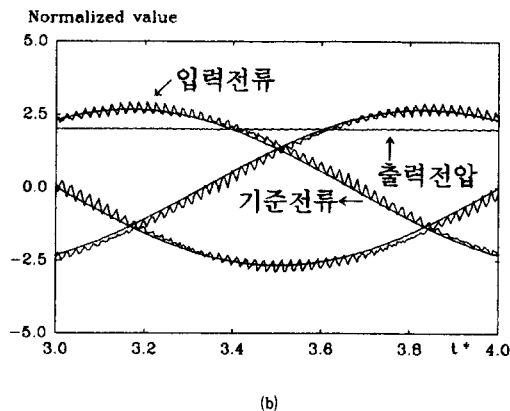
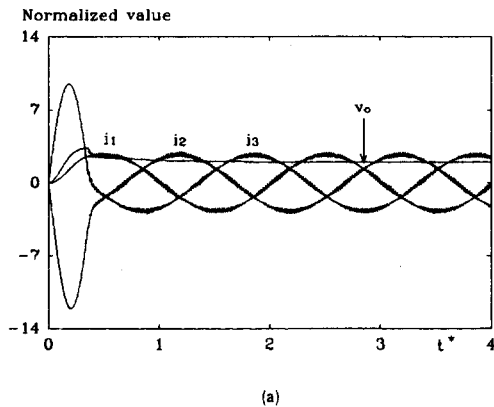


그림 4. 정상상태 동작시 입력전류와 출력 전압 파형
Fig. 4. Input current and output voltage waveforms at steady state operating.

을 그림 8(b)에 나타내고 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 스위칭 주파수가 낮고, 출력 전압의 맥동을 줄이기 위한 캐패시터의 용량이 아주 적은데도 불구하고 그림에서 보는바와 같이 한 사이클 이내에 입력 전류의 파형은 거의 정현파 전류와 같고 위상도 정확히 입력 전압과 일치하고 있으며, 출력 전압도 기준 전압과 일치하고 있다는 것을 알 수 있다.

그림 5(a)는 부하가 $10(\Omega)$ 에서 $20(\Omega)$ 으로 그리고 다시 $5(\Omega)$ 으로 변화되는 경우의 다이내믹 특성을 나타내고 있으며, 그림 5(a)의 시간 축 스케일을 확대한 것을 그림 5(b)에 나타내고 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 부하 변화시에도 거의 과도 현상이 없이 기준 전류와 기준 전압을 잘 추종하고 있고 위상변화도 발생하지 않는다는 것을 알 수 있다.

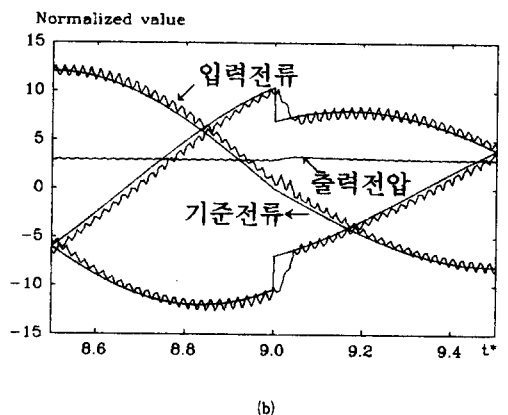
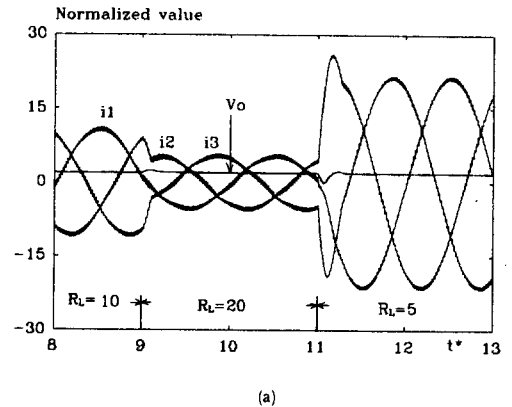


그림 5. 부하 변화에 따른 다이내믹 응답
Fig. 5. Dynamic response with varying load

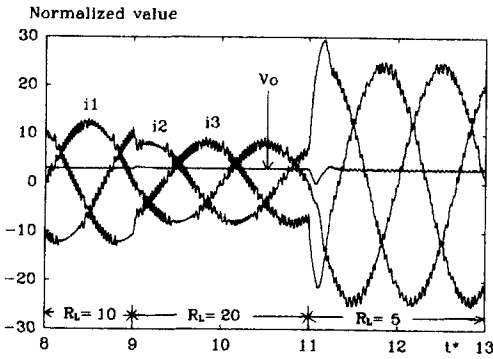
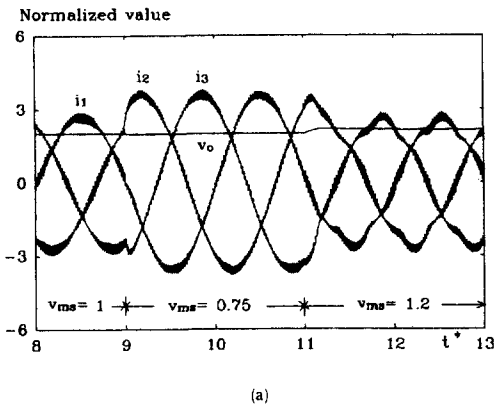


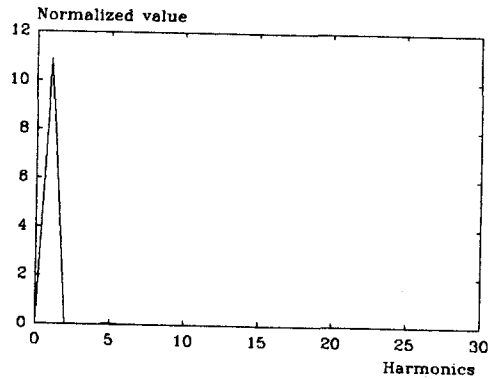
그림 6. 부하 변화에 따른 다이내믹 응답(히스테리시스 제어인 경우)
 Fig. 6. Dynamic response with varying load(in case of hysteresis control)

그림 6은 히스테리시스 제어 방법으로 제어한 경우에 대한 것으로서 부하가 10[Ω]에서 20[Ω]으로 그리고 다시 5[Ω]으로 변화되는 경우의 응답 특성을 나타내고 있다. 서론 부분에서 언급한 바와 같이 부하가 변화됨에 따라 스위칭 주파수가 변화되고 있다는 것을 알 수 있다. 이에 반해 본 논문에서 제안한 예측 전류제어 PWM법은 그림 5에서 보는 바와 같이 부하에 관계 없이 항상 일정한 스위칭 주파수로 동작하고 있다.

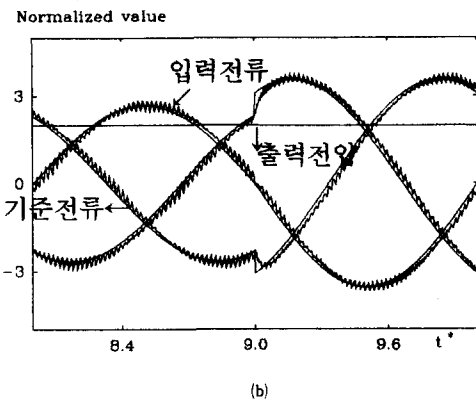
그림 7(a)는 입력 전압 변화에 대한 다이내믹 응답 특성을 나타내고 있으며, 그림 7(a)의 시간 축 스케일을 확대한 것을 그림 7(b)에 나타내고 있다. 다이내믹 응답 특성은 입력전압의 최대값이 1에서 0.75로 그리고 다시 1.2로 변화하는 경우에 대한 것이다.



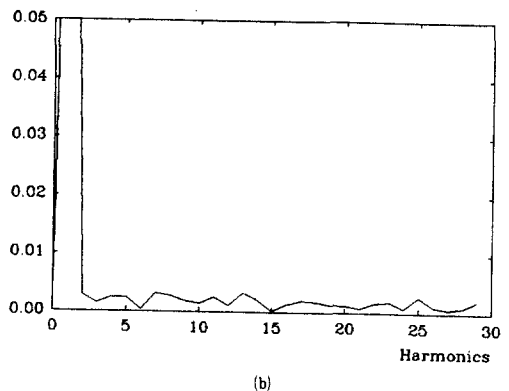
(a)



(a)



(b)



(b)

그림 7. 입력 전압 변화에 따른 다이내믹 응답
 Fig. 7. Dynamic response with varying input voltage

그림 8. 입력 선전류의 스펙트럼 분석
 Fig. 8. Spectrum analysis of the input line current

이때에도 입력 선전류의 파형과 역률, 그리고 출력 전압의 크기에는 거의 변화가 나타나지 않는다는 것을 볼 수 있다.

그림 8(a)는 정상상태로 동작하고 있는 입력 선전류의 스펙트럼 분석을 나타내고 있으며, 그림 8(a)의 크기를 확대한 것을 그림 8(b)에 나타내고 있다. 정상상태시의 입력 선전류의 왜형률이 5.3[%]로서 고조파 성분이 매우 적어서 정현파와 거의 같다는 것을 알 수 있다.

5. 실험 결과 및 검토

본 논문에서는 3상 PWM 컨버터의 입력 전류 파형과 역률 개선을 위해 예측 전류제어 기법을 적용하여, 이 기법의 이론을 기본으로 하여 시뮬레이션 한 결과들을 확인하기 위하여 실험을 하였다.

그림 3의 PWM 컨버터의 제어 계통도에서 3상 입력 전원은 Y 결선 220[V]를 사용하였고 3상 입력 전원과 직렬로 접속된 인덕턴스는 20[mH], 3상 PWM 컨버터의 주회로 스위칭 소자는 IRFP450 MOSFET이며 컨버터 출력측 dc 링크 캐패시터는 100[μF], 부하는 40[Ω] 저항기를 사용하였다. 그

리고, 컨버터의 제어 CPU에는 32비트 DSP인 TMS320C31을 사용하였고, DSP의 신호를 받아서 MOSFET를 구동 시키기 위한 GATE 증폭부를 포함한 외부회로로 구성된다. 제어 시스템에서 입력측 전류와 전압은 CT 및 PT로 검출 후 증폭되어 A/D 변환기를 거쳐 DSP로 전송된다. 이때 샘플링 주기는 13[kHz]이고 스위칭 주파수는 2[kHz]로 하였다.

그림 9는 무제어시 한상분의 입력 전류 파형을 나타내고, 그림 10은 예측 전류제어에 의한 한상분의 입력전류파형을 나타내고 있다. 그림에서 보는바와 같이 예측전류제어에 의한 한상분의 전류파형은 정현파에 가까워짐을 볼 수 있다.

그림 11은 무제어시의 고조파 스펙트럼을 나타내고 있는데 그림에서 보는바와 같이 전류 파형에는 저차 고조파 성분이 많이 포함되어 있음을 알 수 있고, 그림 12는 예측전류 제어시의 고조파 스펙트럼을 나타내고 있는데, 그림 11의 경우에 비해 고조파 성분이 많이 감소 된 것을 볼 수 있다.

그림 13은 예측전류제어시 3상 전류 파형을 나타내고 있고, 그림 14는 한상분의 입력 전압과 전류의 파형을 나타내고 있는데 전압과 전류의 위상이 거의 일치하고 있음을 알 수 있다.

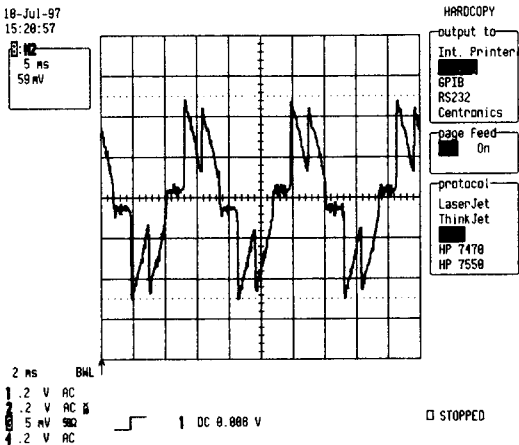


그림 9. 무제어시 입력전류파형(한상분, 2A/div)
Fig. 9. Input current waveform at the no control

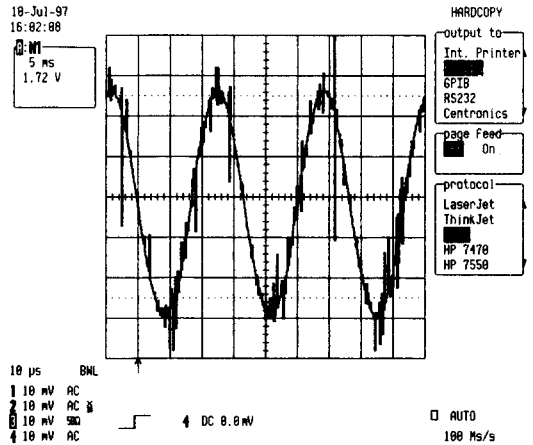


그림 10. 예측전류제어에 의한 입력전류파형(한상분, 2A/div)
Fig. 10. Input current waveform using predicted current control

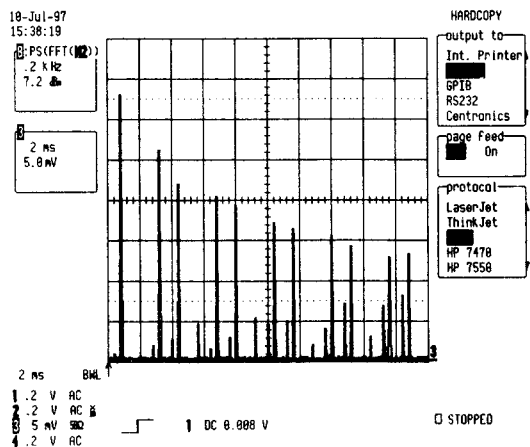


그림 11. 무제어시 스펙트럼
Fig. 11. Spectrum of input current at the no control

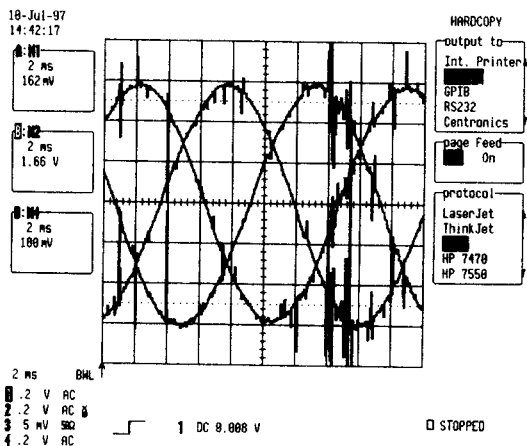


그림 13. 정상상태 동작시 3상 입력 전류 파형 (2A/div)
Fig. 13. 3 phase input current waveforms at the the steady state operating.

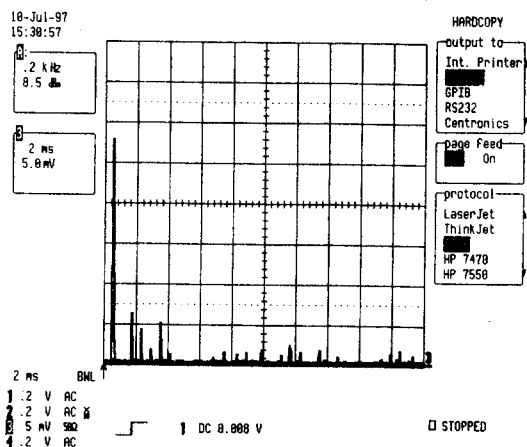


그림 12. 예측 전류제어에 의한 전류 스펙트럼
Fig. 12. Spectrum of input current using predicted current control

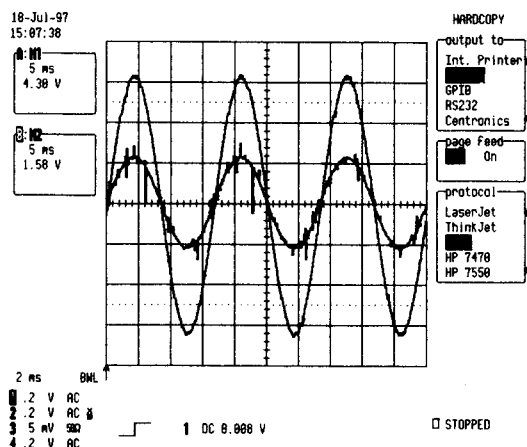


그림 14. 정상상태 동작시 입력 전압과 전류 파형 (100V/div, 2A/div)
Fig. 14. Input voltage and current waveforms at the steady state operating.

6. 결론

본 논문에서는 3상 PWM AC/DC 컨버터의 입력 부분 선전류와 역율을 개선시키기 위해 양방향성 스위칭 소자로 구성된 3상 PWM AC/DC 컨버터에 예측 전류제어 기법을 적용 시켰다.

제안한 예측 전류제어 기법은 DSP를 사용하여 디지털 제어 방법으로 구현 하였으며, 이 방법으로 구

동되는 3상 PWM AC/DC 컨버터에 의한 결과는 다음과 같다.

- (1) 입력 선전류 위상과 입력 전압과의 위상이 일치하므로 역률이 거의 1로 동작한다.
- (2) 입력 선전류의 파형은 고조파가 5.3[%]로서 거의 정현파에 가깝다.
- (3) 일정한 스위칭 주파수로 동작한다.
- (4) 부하변화시와 입력 전압 변화시에도 오버슈트

없이 기준전류를 잘추종하고 있어서 다이내믹 동작 특성이 양호하다.

(5) 출력단의 작은 dc 링크 캐패시터에 의해서도 출력전압은 거의 일정하게 기준전압을 유지하고 있다

참 고 문 헌

[1] Shu-Zu Dai, Nelson Lujara, and Boon-Teck Ooi, "A Unity Power factor Current-Regulated SPWM Rectifier with a Notch Feedback for Stabilization and Active Filtering", IEEE Trans. on Power Electronic, vol.7, no.2, pp.356-363, April 1992.

[2] R. Wu, S. B. Dewan, and G. R. Stemon, "A PWM ac-to-dc converter with fixed switching frequency", IEEE Trans. Ind. App1., Vol. 26, No. 5, pp. 880-885, Sept/Oct. 1990.

[3] Johan H. R. Enslin, Jacobus D. Vanwyk, "A New Control Philosophy for Power Electronic Converters as Fictious Power Compensator", IEEE Trans. on Power Electronic, vol.5, no.1, pp.88-97, January 1990.

[4] Farrukh Kamran and Thomas G. Habetler, "An Improved Deadbeat Rectifier Regulator Using a Neural Net Predictor", IEEE Trans. on Power Electronics, vol.10, No.4, July 1995.

[5] Jong-Hyun Baek, Sung-Tae Hong, Sang-Jun Bae, Young-Ho Bae, Soon-Kurl Kwon "A Study on the power factor correction of the three phase PWM AC/DC Boost converter" ITC-CSCC on Power Electronics, Vol. II, pp. 771-774, July 1996

[6] Luigi Malesani, Paolo Maltavelli, Paolo Tomasin "High-Performance Hysteresis Modulation Technique for Active Filters" IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 12, pp 876-884, September 1997.

[7] K.M.Rahman, M.Rezwan Khan, M.A. Choudhury, and M.A.Rahman "Variable-Band Hysteresis Current Controllers for PWM Voltage-Source Inverters" IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 12, pp 964-970, November 1997.

[8] 백종현, 최중수, 홍성태 "예측 제어 기법을 적용한 3상 PWM AC/DC 컨버터의 역률개선" 대한전자공학회 제 34권 S편 제11호 pp 156~163, November 1997.

[9] Seung-Gi Jeong, Myung-Ho Woo "DSP-Based Active Power Filter with Predictive Current Control" IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol. 44, pp 329~336, June 1997.

[10] Vijay V. Deshpande, Seshagiri Rao Doradla, Deepakraj M. Divan "A Current-Prediction for the

PRDCL Inverter-Fed Induction Motor Drive" IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 12, pp 64-71, January 1997.

◇ 著 者 紹 介 ◇



이 수 흠(李壽欽)

1946년 5월 1일생. 1969년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 경북대 대학원 전자공학과 졸업(박사). 1988년 ~1989년 일본 동경대 공학부 계수공학과 연구교수. 현재 경남대 공과대 전기전자공학부 교수, 공과대학장, 대한전기학회 서부경남 지부장.



배 영 호(裴英鎔)

1953년 9월 11일생. 1978년 영남대학교 전기공학과 졸업. 1978년~1979년 현대중공업(주) 근무. 1981년 영남대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 경남대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1995년~1996년 Virginia Polytechnic Institute and State University 방문연구. 1994년~현재 한국조명전기설비학회 대구·경북지회 총무이사. 1981년~현재 경일대학교 전기공학과 교수.



최 중 수(崔鍾秀)

1952년 2월 17일생. 1977년 영남대학교 전자공학과 졸업. 1980년 영남대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1997년 경남대학교 대학원 전기공학과 박사과정수료. 현재 영진전문대학 전자정보계열 부교수.



백 종 현(白種顯)

1961년 3월 19일생. 1984년 명지대학교 전기공학과 졸업. 1986년 명지대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 경남대학교 대학원 전기공학과 박사과정수료. 현재 영진전문대학 전자정보계열 전임강사.