

예측 제어 기법을 적용한 3상 PWM AC/DC 컨버터의 역률개선

(Power Factor Correction of the Three Phase PWM AC/DC Converter Using Predicted Control Strategy)

白種顯*, 崔鍾秀*, 洪性泰*

(Jong Hyun Baek, Jong Soo Choi, and Sung Tae Hong)

요 약

본 논문에서는 예측 전류제어 기법으로 알려진 제어기술을 최근에 직류전원을 필요로 하는 산업현장 즉, 전기 전자기기, 통신기기, 전동기 구동장치 등에서 사용되는 3상 PWM AC/DC Boost 컨버터에 적용하여 입력 선 전류와 역률을 개선하는 방법을 제시한다. 이 예측 전류제어 기법은 매 샘플링 시간마다 실제전류가 기준전류를 추종하기 위해 필요한 전압을 계산하여 이에 따른 스위칭을 결정하는 방법으로, 부하에 관계없이 스위칭 주파수가 항상 일정하다는 특징이 있다. 따라서, 이 제어 기법을 적용한 컨버터는 출력전압의 맥동을 감소시키기 위해 사용되는 DC 링크 캐패시터의 용량이 적음에도 불구하고 출력 전류와 전압의 리플이 적으며, 다이나믹 응답 특성도 매우 양호하고 입력 선전류의 파형도 거의 정현파가 되므로 입력 역률을 개선시킬수 있다.

Abstract

Recently, the three phase AC to DC boost converter has become one of the most widely used power converters as DC power source in the industry applications. In this paper, a three phase PWM AC to DC boost converter that operates with unity power factor and sinusoidal input currents is presented. The current control of the converter is based on the predicted current control strategy with fixed switching frequency and the input current tracks the reference current within one sampling time interval. Therefore, by using this control strategy low ripples in the output voltage, low harmonics in the input current and fast dynamic responses are achieved with a small capacitance in the DC link.

I. 서 론

3상 AC/DC 컨버터는 OA 나 FA 기기, 가정용 기기나 통신 기기, 의료 기기 그리고 산업 현장에서 직류 전동기나 교류 전동기 구동용 인버터나 유도가열기 등의 직류전원으로 광범위하게 사용되고 있는 전력 변환 장치 중의 하나로서 중요한 부분을 차지하고 있다. 그런데 각종 제어 장치에 필요로 하는 직류 전원으로서의 3상AC/DC 전력 변환 장치는 지금까지 주로 3상 교류전원을 다이오드로 정류하여 사용하거나, 다이리스

터를 이용하여 위상각을 제어하는 방법이 사용되어 왔는데, 이러한 컨버터들은 출력 전압의 리플을 줄이기 위해 필터 캐패시터를 필연적으로 사용하고 있다.^{[1] [2]}.

필터 캐패시터는 AC 공급 전압이 DC 출력 전압보다 낮아지는 구간에서 부하에 전력을 공급해야 하므로 그 용량이 매우 커야한다. 그러나 불행하게도 이 필터 캐패시터가 있으므로 인해서 입력 선전류의 파형은 그의 피크값이 매우 높고 폭이 아주 좁은 비정현파로 되므로 많은 고조파 성분을 포함하게 된다.^[1-3].

기존에 사용되어 온 다이오드 정류기나 위상 제어되는 정류기의 입력 역률은 매우 낮으며, 입력 선전류에 포함된 많은 고조파 성분은 입력 전압선에 노이즈를 발생시켜 전압선 파형을 왜곡시키는 한 원인으로 되고

* 正會員, 永進專門大學 電子情報系列

(Yeungjin Junior College)

接受日字: 1997年8月6日, 수정완료일: 1997年11月3日

있을 뿐만아니라 전력 손실을 증가시키고, 또 통신 장애 등의 문제점이 있으므로 이의 개선이 요구되어 왔다^[3~4].

고조파를 저감시키는 방법으로서 다중화, 다펄스화가 일부 이용되고 있지만 장치의 대형화와 높은 가격 등의 제약이 있을 뿐만 아니라 역률 개선에는 기여하지 못했고, 이 외에도 전력용 반도체 응용 기기 등에서 발생하는 고조파 무효 전류를 수동 필터나 능동 필터를 사용하여 개선시키는 방법도 연구되고 있지만 이들도 역시 장치가 대형화되고 회로가 복잡하고^[5], 삼각파 변조법은 회로 구조는 간단하지만 정상 상태에서 위상 지연이 발생하는 단점이 있다^[6]. 따라서 용량의 대소에 관계없이 저가로 이런 문제점을 해결하는 컨버터가 요구되고 있다.

최근에 새로운 전력용 반도체 소자들이 개발됨에 따라서 인버터나 컨버터 등과 같은 전력 전자 분야가 급격한 성장을 하고 있는데, 이들 새로운 전력용 소자는 자기 소호 능력을 가지고 있으며, 수 KHz 부터 수 백 KHz 이상의 고 주파수 대에서 동작할 수 있는 고속 제어 성능을 갖고 있으므로 고주파로 동작하는 전원 시스템 응용 분야에 잘 적용할 수 있게 되었다^[7]. 따라서 이들 새로운 전력용 반도체 소자를 사용함으로써 고속 스위칭 모드로 동작하는 3상 AC/DC 컨버터의 구성이 가능하게되었으며, 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^[8].

이런 모든 유형의 스위칭 모드 정류기(Switched-Mode Rectifier : SMR)는 기존에 사용되고 있던 정류기에 나타나는 고조파 성분이나 역률 개선에 관한 문제점들을 해결하는데 많은 도움을 주고 있을뿐만 아니라, 회로 구성 방법에 따라서 전력 회생 동작도 가능하게되고, 또 장치의 고 성능화, 저 소음화 및 소형 경량화에도 크게 기여하고 있다.

본 논문에서는 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.

전류순시치 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 범위 내로 유지되도록 스위칭 소자를 ON/OFF제어하는 방식으로 제어방식이 간단하고, 빠른 응답특성을 나타내며, 최대 전류제한 능력을 갖고 있어 히스테리시스 전류제어를 사용하는 3상 PWM AC/DC 콘버터는 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^[9~11].

따라서 본 연구에서는 예측 전류제어 기법을 3상 PWM AC/DC Boost 콘버터에 적용하여 이러한 문제점을 해결하고, 또한 출력단의 DC 링크 캐패시터의 용량을 줄여 주고, 입력 선전류의 파형을 거의 정현파가 되도록 함으로써 파형과 역률을 개선하고자 한다.

II. 3상 PWM AC/DC 콘버터

1. 콘버터의 동작모드

그림 1은 3상 PWM AC/DC 콘버터의 주회로를 나타낸다. 이 콘버터의 주 회로는 양방향성 스위칭 소자로 구성된 3상 전압원 콘버터와 3상 입력 전원과 직렬로 접속된 3상 승압 인덕터(L)로 구성되고 콘버터의 출력측은 dc 링크 캐패시터(c)와 부하 저항(R)으로 구성된다. 이 때 주회로에 대한 동작을 한상분에 대하여 나타내면 2가지 Mode로 나타낼 수 있다.

즉, 3상 AC/DC 콘버터부 스위치 S_1 이 off 이고, S_1 가 on 되었을 때 입력전원은 단락 Mode가 되어 인덕터 전류는 상승하여 에너지는 승압 인덕터(L)에 축적되는 Mode ($V_1 - L \frac{di_1}{dt} = 0$)와 3상 AC/DC 콘버터부 스위치 S_1 이 on 이고, S_1 가 off 되었을 때 승압 인덕터(L)에 축적된 에너지는 입력 전원 에너지와 함께 스위치 S_1 의 병렬 다이오드를 통하여 dc 링크 캐패시터(C)에 인가되는 Mode ($V_1 + L \frac{di_1}{dt} = V_o$)로 나타낼 수 있다.

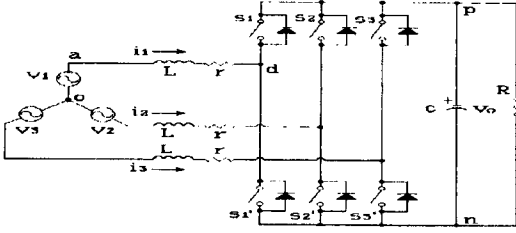


그림 1. 3상 PWM AC/DC 컨버터의 주회로
Fig. 1. Main circuit of the PWM AC to DC converter

2. 컨버터의 상태방정식

이 3상 PWM AC/DC 컨버터의 동작은 스위칭 요소인 스위치 S_k (and S_k')의 상태에 따라서 그 동작이 결정되는데 이 스위치의 동작을 스위칭 함수로 나타내면 식 (1)로 표현된다.

$$S_k \text{ (and } S_k') = \begin{cases} 1; & \text{Turn-on 상태} \\ 0; & \text{Turn-off 상태} \end{cases} \quad (1)$$

여기서 $k=1, 2, 3$ 이고, 각 상의 스위치 S_k 와 S_k' 는 동시에 'on' 상태로 될 수는 없다. 즉, $S_k + S_k' = 1$ 이다.

그림 1의 컨버터의 동작 특성을 나타내는 각 상의 입력 전류와 출력 전압의 상태방정식을 식 (1)의 스위칭 함수를 사용해서 나타내면 식 (2)와 같이 표현된다.

$$\begin{cases} \frac{di_1}{dt} = \frac{v_1}{L} - \frac{r}{L} i_1 - \frac{1}{L} (v_o \cdot S_1 + v_{no}) \\ \frac{di_2}{dt} = \frac{v_2}{L} - \frac{r}{L} i_2 - \frac{1}{L} (v_o \cdot S_2 + v_{no}) \\ \frac{di_3}{dt} = \frac{v_3}{L} - \frac{r}{L} i_3 - \frac{1}{L} (v_o \cdot S_3 + v_{no}) \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{c} (S_1 i_1 + S_2 i_2 + S_3 i_3) - \frac{v_o}{cR} \end{cases} \quad (2)$$

그리고, 그림 1의 컨버터에서 교류 입력 전원이 대칭 평형 3상 전압이고, 중선선이 없는 Y 결선으로 된 경우에는 대칭 3상 전압과 전류의 총합은 0이므로 식 (3)이 성립한다.

$$\begin{cases} (\sum_{k=1}^3 v_k = 0) \\ (\sum_{k=1}^3 i_k = 0) \end{cases} \quad (3)$$

식 (2)의 상태변수를 구하기 위해서는 컨버터 부하단의 n점과 입력 전원의 중성점 o 사이의 전압인 v_{no} 를 알아야 하는데 이는 식 (2)에서 각 상의 입력전류

3개의 식을 더하고 식 (3)의 관계를 대입하면 n점과 전원의 o점 사이의 전압 v_{no} 를 식 (4)와 같이 구할 수 있다.

$$v_{no} = -\frac{v_o}{3} (S_1 + S_2 + S_3) \quad (4)$$

따라서 식 (4)를 식 (2)에 대입하여 정리하면 각 상의 입력 전류와 출력 전압의 상태방정식은 식 (5)로 된다.

$$\begin{cases} \frac{di_1}{dt} = \frac{v_1}{L} - \frac{r}{L} i_1 - \frac{v_o}{3L} (2S_1 - S_2 - S_3) \\ \frac{di_2}{dt} = \frac{v_2}{L} - \frac{r}{L} i_2 - \frac{v_o}{3L} (2S_2 - S_1 - S_3) \\ \frac{di_3}{dt} = \frac{v_3}{L} - \frac{r}{L} i_3 - \frac{v_o}{3L} (2S_3 - S_1 - S_2) \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{c} (S_1 \cdot i_1 + S_2 \cdot i_2 + S_3 \cdot i_3) - \frac{v_o}{cR} \end{cases} \quad (5)$$

III. 예측 전류제어 기법

예측 전류제어 기법은 매 샘플링 시간마다 입력전류 (i_1, i_2, i_3)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.

따라서, 위의 식 (5)에 의하면 각 상의 입력전류 상태변수 i_1, i_2, i_3 와 출력전압 v_o 는 스위칭 함수 S_1, S_2, S_3 에 의해 제어될 수 있다는 것을 알 수 가있고, 입력 역률과 선전류의 파형을 개선하기 위해 필요한 스위치의 on/off 시간은 다음과 같은 절차에 따라서 구할 수 있다.

1. 스위칭 함수(S_1, S_2, S_3) 결정

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.

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

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

그리고 식 (7)의 전류 i_{r1}, i_{r2}, i_{r3} 는 전류 제어에 필요한 기준 전류로서 그의 크기 I_{mr} 을 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.

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

$$\therefore I_{mr} = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_{or}^2}{R} \cdot \frac{1}{V_{ms}} \quad (8)$$

(단, V_{ms} : 입력단최대전압, I_{ms} : 입력단최대전류, V_{or} : 콘버터출력전압)

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

$$\begin{cases} L \frac{di_1}{dt} = \frac{L}{T}(i_{r1} - i_1) \\ L \frac{di_2}{dt} = \frac{L}{T}(i_{r2} - i_2) \\ L \frac{di_3}{dt} = \frac{L}{T}(i_{r3} - i_3) \end{cases} \quad (9)$$

따라서 식 (9)를 식 (5)에 대입하여 정리함으로써 스위칭 함수 S_1, S_2, S_3 는 식 (10)과 같이 계산된다.

$$\begin{cases} S_1 = \frac{1}{v_o} (v_1 - (r - \frac{L}{T})i_1 - \frac{L}{T}i_{r1}) + \frac{1}{3}(S_1 + S_2 + S_3) \\ S_2 = \frac{1}{v_o} (v_2 - (r - \frac{L}{T})i_2 - \frac{L}{T}i_{r2}) + \frac{1}{3}(S_1 + S_2 + S_3) \\ S_3 = \frac{1}{v_o} (v_3 - (r - \frac{L}{T})i_3 - \frac{L}{T}i_{r3}) + \frac{1}{3}(S_1 + S_2 + S_3) \end{cases} \quad (10)$$

2. 기준전압(V_{rk}) 결정

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

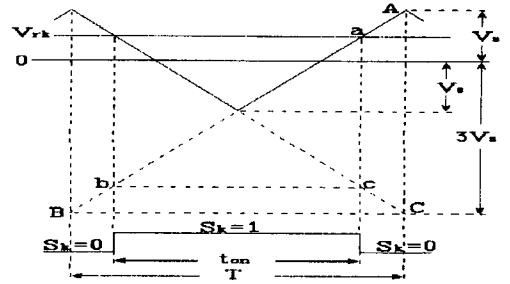


그림 2. 전압 트리거 변환기의 파형
Fig. 2. Waveforms of the voltage trigger converter.

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.

$$\begin{cases} S_1 = \frac{t_{on}}{T} = \frac{V_{r1}}{2V_s} + \frac{1}{2} \\ S_2 = \frac{t_{on}}{T} = \frac{V_{r2}}{2V_s} + \frac{1}{2} \\ S_3 = \frac{t_{on}}{T} = \frac{V_{r3}}{2V_s} + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (11)$$

식 (11)의 스위칭 신호 함수 S_1, S_2, S_3 의 3식을 더하면 식 (12)을 얻을 수 있다.

$$S_1 + S_2 + S_3 = \frac{3}{2} \quad (12)$$

식 (10), (11), (12)에서 입력 선전류 제어를 위해 필요한 기준 전압을 계산하면 식 (13)과 같이 된다.

$$\begin{cases} V_{r1} = \frac{2V_s}{v_o} [v_1 - (r - \frac{L}{T})i_1 - \frac{L}{T}i_{r1}] \\ V_{r2} = \frac{2V_s}{v_o} [v_2 - (r - \frac{L}{T})i_2 - \frac{L}{T}i_{r2}] \\ V_{r3} = \frac{2V_s}{v_o} [v_3 - (r - \frac{L}{T})i_3 - \frac{L}{T}i_{r3}] \end{cases} \quad (13)$$

3. 스위칭 신호 함수의 상태 결정

따라서 그림 2에서의 3상 PWM 방법에 의한 스위칭 신호 함수($S_{k=1,2,3}$)의 상태는 식 (13)의 기준 전압과 스위칭 주파수를 결정해 주는 캐리어 삼각파의 교점과의 비교에 의해 다음과 같이 스위치의 on/off 상태가 결정된다.

즉,

$$\begin{cases} \text{캐리어 삼각파의 크기가 } V_{rk} \text{ 보다 적은 경우는 } S_k = 1 \text{ (ON State)} \\ \text{캐리어 삼각파의 크기가 } V_{rk} \text{ 보다 큰 경우는 } S_k = 0 \text{ (OFF State)} \end{cases} \quad (14)$$

4. PWM 컨버터의 제어 계통도

본 논문에서 제안한 PWM 컨버터의 제어과정은 출력단에서 부하에 따른 출력 전력을 평가한 후 예측 전류제어에 필요한 기준 전류(i_{rk})를 식 (7)에 의해 결정해서 컨버터 입력단 전압(V_{rk})을 식 (13)으로 계산한다. 그리고 나서 식 (14)에 나타낸 바와 같은 각상의 스위칭 상태가 결정된다. 이상과 같은 제어과정을 그림 3의 계통도에 나타내고 있는데, 그림에 나타낸 바와 같이 검출부와 게이트 구동 검출부를 제외한 나머지 부분의 계산은 모두 DSP에 의해 디지털로 계산하고 있다.

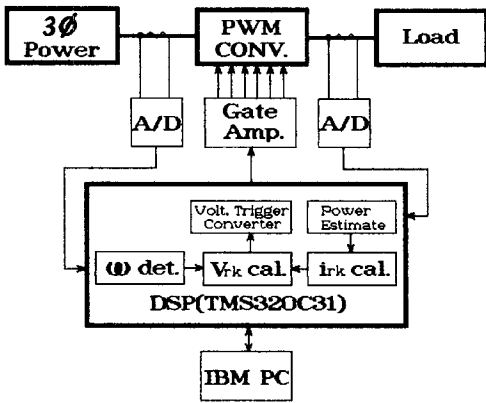


그림 3. PWM 컨버터의 제어 계통도
Fig. 3. Block diagram of PWM converter control.

IV. 시뮬레이션 결과

그림 3에 나타낸 제어계통으로 제어되는 3상 PWM 컨버터의 동작 특성을 알아보기 위하여 컴퓨터로 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션을 하기 위해 사용된 회로의 각 정수 값들은 컨버터 전원 전압 220(V), 컨버터 출력측 전압 350(V), 인덕턴스 20(mH), 인덕턴스 내부저항 0.01(Ω), DC 링크 캐패시터 100(μF), 부하저항 40(Ω), 스위칭 주파수는 2(KHz)로 하였고, 시뮬레이션의 편의상 각 파라미터의 값은 정규화하여 나타내고 있으며, 각 상태에 따른 상태 방정식의 해는 Runge-kutta 법에 의한 수치해석으로 구한 값을 구하였다.

그림 4는 기동으로 부터 정상상태로 동작하는 컨버터의 입력 전류 파형과 출력 전압 파형을 나타낸 것이다. 출력 전압의 맥동을 줄이기 위한 캐패시터의 용량이 아주 적은데도 불구하고 그림에서 보논바와 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.

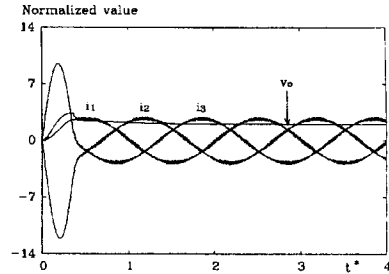


그림 4. 정상상태 동작시 입력 전류와 출력 전압 파형
Fig. 4. Input current and output voltage waveforms at steady state operating.

그림 5는 정상상태로 동작하고 있는 입력 선전류의 스펙트럼 분석을 나타내고 있는데, 왜형률이 5.3(%)로서 거의 정현파에 일치함을 알 수 있다.

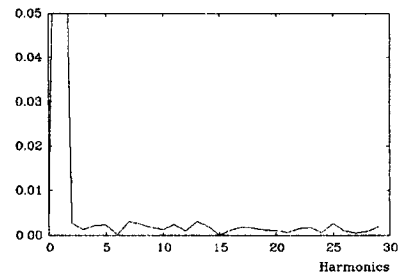
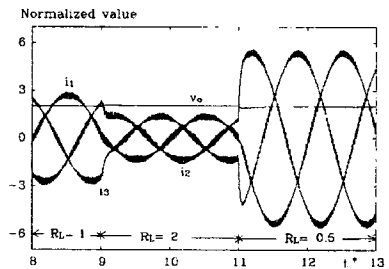


그림 5. 입력 선전류의 스펙트럼 분석
Fig. 5. Spectrum analysis of the input line current.

그림 6. 부하 변화에 따른 다이내믹 응답
Fig. 6. Dynamic response with varying load.

그림 6은 부하가 1에서 2로 그리고 다시 0.5로 변화되는 경우의 다이내믹 특성을 나타내고 있는데, 이



제어 계통으로 구동되는 컨버터는 부하 변화시에도 짧은 과도상태를 지나 신속히 기준전류와 기준전압을 잘 추종하고 있고, 위상변화도 발생하지않는다는 것을 알 수 있다.

그림 7은 입력 전압의 최대값이 1에서 0.75로 그리고 다시 1.2로 변화하는 경우에 대한 것이다. 이때에도 입력 선전류의 파형과 역을, 그리고 출력 전압의 크기에는 거의 변화가 나타나지 않는다는 것을 볼 수 있다.

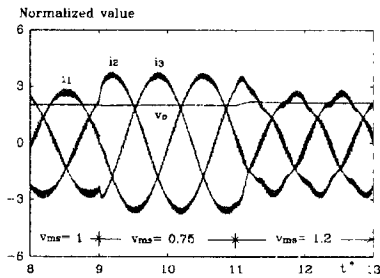


그림 7. 입력 전압 변화에 따른 다이내믹 응답
Fig. 7. Dynamic response with varying input voltage.

V. 실험 결과 및 검토

본 논문에서 제안한 예측 전류제어 기법을 적용한 3상 PWM 컨버터의 역률개선에 대한 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. 그리고 컨버터의 제어 CPU에는 32비트 DSP인 TMS320C31을 사용하였고, DSP의 신호를 받아서 MOSFET를 구동 시키기위한 GATE 증폭부를 포함한 외부회로로 구성된다. 제어 시스템에서 입력측 전류와 전압은 CT 및 PT로 검출 후 증폭되어 A/D변환기를 거쳐 DSP로 전송된다. 이때 샘플링 주기는 13(kHz)이고 스위칭 주파수는 2(kHz)로 하였다.

그림 8과 9는 각각 무제어시 입력 전류 파형과 그의 고조파 스펙트럼을 나타내고 있다. 그림에서 보는

바와 같이 전류 파형에는 저차 고조파 성분이 많이 포함되어 있음을 알 수 있다.

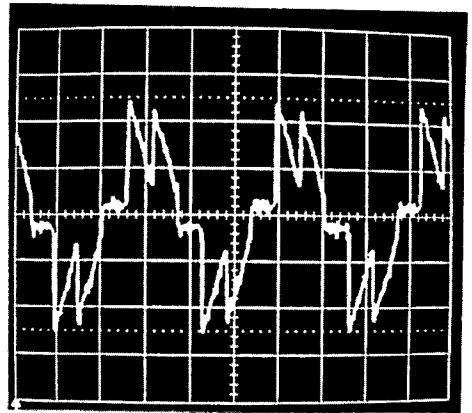


그림 8. 무제어시 입력전류파형(2A/div, 5ms/div)
Fig. 8. Input current waveform at the no control.

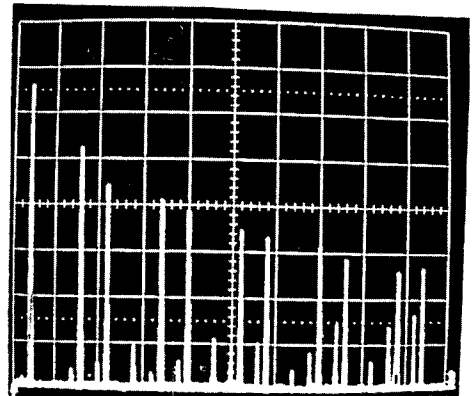


그림 9. 무제어시 스펙트럼(0.2kHz/div)
Fig. 9. Spectrum of input current at the no control.

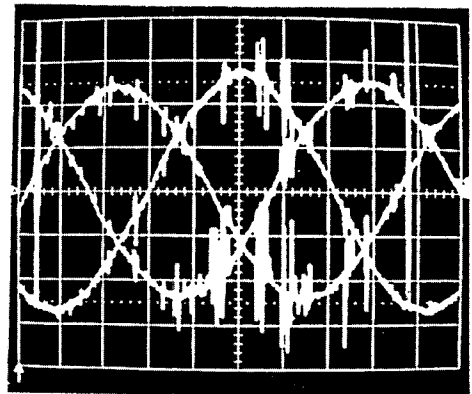


그림 10. 정상상태 동작시 3상 입력 전류 파형(2A/div, 5ms/div)
Fig. 10. 3 phase Input current waveforms at the the steady state operating.

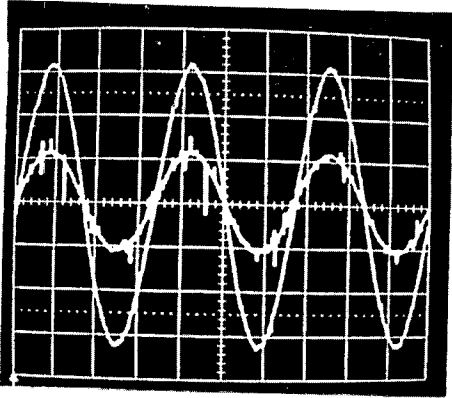


그림 11. 정상상태 동작시 입력 전압과 전류 파형 (100V/div, 2A/div, 5ms/div)

Fig. 11. Input voltage and current waveforms at the steady state operating.

그림 10은 예측전류제어시 3상 전류 파형을 나타내고 있고, 그림 11은 한상분의 입력 전압과 전류의 파형을 나타내고 있는데 전압과 전류의 위상이 거의 일치하고 있음을 알 수 있다.

그림 12는 그림 11의 전류파형에 대한 고조파 스펙트럼을 나타내고 있는데 그림 9의 경우에 비해 고조파 성분이 많이 감소된 것을 볼 수 있다.

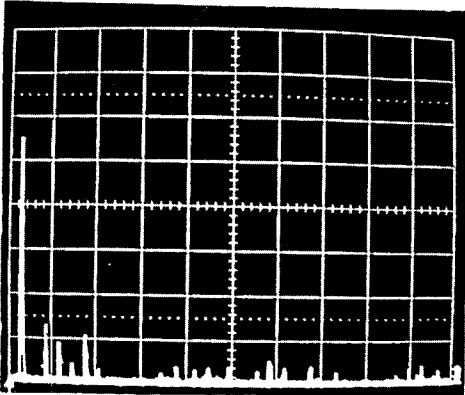


그림 12. 예측 전류제어에 의한 전류 스펙트럼 (0.2kHz/div)

Fig. 12. Spectrum of input current using predicted current control.

VI. 결 론

본 논문에서는 3상 PWM AC/DC 컨버터의 입력 부분 선전류와 역률을 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 구동되는 3상 PWM AC/DC 컨버터는 일정한 스위칭 주파수로 동작하며, 입력 선전류의 고조파 함유율이 매우 적어 거의 정현파에 가까워지고, 그의 위상도 입력 전압과 일치하고 있어서 역률이 거의 1로 동작하고 있으며, 출력단의 작은 DC 링크 캐패시터에 의해서도 출력전압은 거의 일정하게 기준전압을 유지하고 있다는 것을 알 수 있다.

※ 이 논문은 1996년도 한국학술진흥재단의 공모과제 연구비에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

- [1] Luigi Malesani, Leopoldo Rossetto, Paolo Tenti and Paolo Tomasin, "AC/DC/AC PWM Converter with Reduced Energy Storage in the DC Link", IEEE Trans. on Industry Applications, vol.31, No.2, March/April 1995.
- [2] M.C.Ghanem, K.Al-Haddad and G.Roy, "A new single phase Buck-Boost Converter with unity power factor", IEEE Industry Applications Conference 28th ISA Annual Meeting, part II, pp.785-792, 1993.
- [3] Geunhie Rim and R.Krishnan, "AC to DC Power Converter with Unity Power Factor and Sinusoidal Input Current", IEEE APEC, PP.400-406, June 1991.
- [4] K.Mahabir, G.Verghese, J.Thottuvelil, and A.Heyman, "Liner averaged and sampled data models for large signal control of high power factor ac-dc converter", IEEE PESC'90, Vol.1, pp.372-379, 1990.
- [5] 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.
- [6] Johan H. R. Enslin, Jacobus D. Vanwyk,

- “A New Control Philosophy for Power Electronic Converters as Fictitious Power Compensator”, IEEE Trans. on Power Electronic, vol.5, no.1, pp.88-97, January 1990.
- [7] Bill Roehr, “High Voltage MOSFET and Bipolar Power Switches”, FACTORY ELECTRONICS, pp.25-41, 1983.
- [8] 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.
- [9] 백종현, 홍성태, 배상준, 배영호, “예측 제어기법을 적용한 3상 PWM 콘버터의 역률 개선” 대한 전자공학회 전력전자연구회, pp. 44-46, October 1995
- [10] 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.
- [11] 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.

저 자 소 개



白 種 顯(正會員)

1961년 3월 19일생. 1984년 2월 명지대학교 전기공학과 졸업. 1986년 2월 명지대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1997년 현재 경남대학교 대학원 전기공학과 박사과정 현재 영진전문대학 전자정

보계열 전임강사. 주관심분야는 전력전자 응용, 전력변환 및 전동기 제어 등임



崔 鍾 秀(正會員)

1952년 2월 17일생. 1977년 2월 영남대학교 전자공학과 졸업. 1980년 2월 영남대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1997년 ~ 현재 경남대학교 대학원 전기공학과 박사과정 수료 현재 영진전문

대학 전자정보계열 부교수. 주관심분야는 자동제어 및 신경회로망 응용 등임



洪 性 泰(正會員)

1951년 5월 20일생. 1973년 2월 영남대학교 전자공학과 졸업. 1980년 9월 영남대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1995년 8월 경남대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1980년 ~ 현재 영

진전문대학 전자정보계열 부교수. 주관심분야는 전력전자 및 마이크로프로세서 응용 등임

D편에 수록된 논문

1997年 11月

第 34 卷 D編 第 11 號

論 文

[마이크로파 및 電波傳播]

- 회드회위드 선형 전력 증폭기의 특성 개선 朴 一, 李相高 (1)
- 동축전송선로에 연결된 도파관형 소자의 입력 임피던스 해석 李평화, 千昌律, 申判錫 (9)

[半導體 · 材料 및 部品]

- 20W급 AlGaAs 레이저 다이오드 어레이의 제작 朴炳勳, 孫洛辰, 裴貞勳, 權五大 (20)
- 고효율 ITO/InP solar cell 제작공정의 최적화 李永鐵, 韓教龍 (25)
- 핫 캐리어에 의한 GaAs HBT의 새로운 열화 메커니즘 崔宰熏, 金到顯, 宋政根 (30)
- 소자 시뮬레이션을 이용한 ESD 보호용 NMOS 트랜지스터의 항복특성 분석 崔鎮榮, 林周燮 (37)

[光波 및 量子電子工學]

- 식각된 불규칙 단면을 갖는 단일모드 광섬유를 이용한 광굴절 체적 홀로그래프의 기록
..... 金其鉉, 姜龍勳, 李竝浩 (48)
- $\lambda = 1.55\mu\text{m}$ 에서 계단형, 삼각형 분포 - 이중클래드 분산보상 광섬유의 설계 金秀娥, 金昌敏 (54)
- 회전디스크 홀로그래프를 이용한 광학적 Hough 변환 申東鶴, 張珠錫 (64)
- 폴리머 광도파로열을 이용한 파장 분할 다중화기의 제작 吳泰元, 李云榮, 申相永 (70)
- AOTF용 광도파로 및 IDT 전극제작 尹炯導, 韓相弼, 金成求, 林永敏, 尹大源 (76)
- InGaAsP 전계흡수 광변조기 최적설계에 관한 연구 韓 燮, 韓相國 (83)
- 스트립 암호 시스템을 위한 광 Threshold 발생기 韓鍾旭, 姜昌求, 金大豪, 金恩洙 (90)