

論文99-36S-2-13

3상 PWM AC/DC 컨버터의 고역률 제어에 관한 연구

(A study on the high power factor control of the three phase PWM AC/DC converter)

白種顯*, 崔鍾秀*, 洪性泰*

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

요 약

본 연구에서는 입력 선전류 파형이 거의 정현적으로 되고 역률이 1이 되는 3상 AC/DC Boost 컨버터를 제안하였다. 이 컨버터의 전류 제어는 고정된 스위칭 주파수로 동작되는 공간 벡터 PWM법이 적용되고 선전류는 한 샘플링 구간내에서 기준 전류를 추종하게 된다. 전류 제어를 위한 공간 벡터 PWM법을 적용하기 위하여 DSP를 사용하여 디지털 제어 방법으로 구현하였으며, 이 제어 기법으로 구동되는 3상 AC/DC Boost 컨버터는 일정한 스위칭 주파수로 동작하며 입력 선 전류가 거의 정현파에 가깝고, 작은 DC 링크 캐패시터를 적용함에도 불구하고 출력 전류와 전압의 리플이 작으며, 부하변화시와 입력 전압 변화시에도 오버 슈트없이 기준전류를 잘 추종하게 된다.

Abstract

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 space vector PWM strategy with fixed switching frequency and the input current tracks the reference current within one sampling time interval. Space vector PWM strategy for current control was materialized as a digital control method by using DSP. 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.

1. 서 론

전기전자기기, 통신기기 및 산업기기의 전력변환장치 등에서 사용되는 전력용 스위칭 소자(MOSFET, BJT, GTO, IGBT 등)의 발달과 제어기술의 향상에 따라 전력변환장치의 전력용 스위칭 소자의 사용 증가와 관련하여 고조파 저감 및 역률개선에 대한 관심이 증가되고 있다. 특히 3상 AC/DC 컨버터는 직류전원을 필요로하는 산업현장에서 광범위하게 사용되고 있

는 전력변환장치 중의 하나로서 중요한 부분을 차지하고 있다.

그런데 각종 제어 장치에 필요로 하는 직류 전원으로서의 3상 AC/DC 전력 변환 장치는 지금까지 주로 3상 교류전원을 다이오드로 정류하여 사용하거나, 다 이리스터를 이용하여 위상각을 제어하는 방법이 사용되어 왔는데, 이러한 컨버터들은 출력 전압의 리플을 줄이기 위해 필터 캐패시터를 필연적으로 사용해야 하고 그 용량 또한 커야하기 때문에 입력 선 전류의 피크 값이 매우 높고 폭이 아주 좁은 비정현파로 되므로 많은 고조파 성분을 포함하게 되어 입력 역률은 매우 낮고, 입력 선 전류에 포함된 많은 고조파 성분은 입

* 正會員, 永進專門大學 電子情報系列

(Yeungjin Junior College)

接受日字:1998年10月10日, 수정완료일:1998年12月28日

력측에 노이즈를 발생시켜 입력측 파형을 왜곡시키는 주요한 원인으로 되고 있을 뿐만아니라 전력손실을 증가시키고, 통신 장애 등의 문제점을 야기 시키므로 이에 대한 개선이 요구되어 왔고, 이러한 문제점들을 개선하기 위해 많은 기법들이 제시되었지만 장치의 대형화, 제어회로의 복잡성, 가격 등의 제약으로 인해 크게 기여하지 못했다.^{[1] [2] [3]}

그러나, 최근에 개발된 새로운 전력용 반도체 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 되어 장치의 고 성능화, 저 소음화, 소형 경량화에도 크게 기여하고 있다.

최근에 이러한 PWM 제어 기법을 이용하여 3상 PWM AC/DC 컨버터의 역률을 개선하기 위한 제어 기법으로는 PI 제어기법, 히스테리시스 제어기법, 델타 제어기법, 적응제어기법 등을 들 수 있다.^{[4] [5] [6]}

PI 제어기법은 삼각파와 기준신호를 비교하여 제어하는 방법으로 삼각파 비교방식이라고도 한다. 그런데 이 기법은 시스템의 이득이 무한대가 아닌이상 실제 전류가 기준치를 정확하게 추종할 수 없으므로 정상상태에서 위상지연이 발생하는 문제점이 있다. 그리고 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 이내로 유지되도록 스위칭 소자를 ON/OFF 제어하는 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 있었다.

델타 제어기법은 일정한 밴드사이에서 전류를 제어하는 관점에서는 히스테리시스 제어기법과 유사하게 보이나 동작원리는 상이하다. 실제로 여러 신호만이

비교기에 의해 감지되며 출력은 고정된 밴드폭 비율로 샘플링되므로 컨버터의 입력단 전압이 각 샘플링 구간 동안 일정하게 유지된다. 따라서 델타 제어기법은 히스테리시스 제어와 달리 실제 신호가 피드백되지 않기 때문에 만족스러운 결과를 얻기 위해서는 높은 주파수로 동작해야 하고 적응 제어기법은 히스테리시스 제어기법과 예측 제어기법을 겸용하여 서로 장단점을 보완한 형태로서 정상상태에서는 전류오차가 적은 예측 제어기법을 이용하고 과도상태에서는 과도상태 응답특성이 우수한 히스테리시스 기법을 사용하는 방법으로 복잡한 전압 계산 과정이외에 제어기법 선택 알고리즘이 필요하므로 매우 복잡한 제어과정을 수반하는 단점이 있었다.

따라서, 본 연구에서는 자기 소호 능력을 가지고 있는 전력용 반도체 소자로 구성된 3상 PWM AC/DC Boost 컨버터를 이용하여 기존의 컨버터에서 나타나는 문제점들을 해결하고 입력 전류와 역률을 개선하기 위한 전류 제어기법을 제시한다. 이 컨버터의 전류 제어는 고정된 스위칭 주파수로 동작되는 공간 벡터 PWM법^{[7] [8] [9] [10]}을 적용하여 선 전류를 한 샘플링 구간내에서 기준 전류를 추종하게 하고, 전류 제어를 위하여 DSP(Digital Signal Processor)를 사용하여 디지털 제어 방법으로 구현하고자 한다. 이 제어 기법으로 구동되는 컨버터는 일정한 스위칭 주파수로 동작되며 입력 선 전류가 거의 정현파가 되고, 작은 DC 링크 캐패시터를 적용함에도 불구하고 출력 전류와 전압의 리플이 작고, 부하변화시와 입력 전압 변화시에도 오버슈트없이 기준전류를 잘 추종하며, 다이내믹 응답 특성도 매우 양호한 고역률 3상 AC/DC Boost 컨버터를 제안한다.

또한, 전류 제어를 위한 공간 벡터 PWM법 계산을 모두 DSP 내에서 처리할 수 있도록 DSP 구동 및 주변회로를 본 실험에 맞게 최적에 해당되는 회로를 구성한 것은 물론이고, 차후 전력 전자 전용에 맞추어 범용으로 사용할 수 있도록 설계하여 기관화 했다.

II. 3상 PWM AC/DC Boost 컨버터의 구성

DSP를 이용한 고역률 공간 벡터 PWM법에 의한 3상 PWM AC/DC Boost 컨버터의 주회로를 그림 1에 나타낸다. 이 컨버터의 주회로 구성은 3상 승압인

덕터(L)와 3상 전압원 컨버터로 구성되고 DC 측은 필터 캐패시터 c와 R로서 표현된 부하 저항으로 구성 된다.

그림 1에서 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 시키기 위한 GATE 증폭부를 포함한 외부회로로 구성된다. 제어 시스템에서 입력측 전류와 전압은 CT 및 PT로 검출 후 증폭되어 A/D 변환기를 거쳐 DSP로 전송된다. 그림 1의 DSP 제어 부에서의 제어과정은 컨버터의 출력단 전압 v_o 와 기준 전압 v_r 의 차에 의한 PI제어기의 출력 전류 I_{oi} 값과 컨버터 출력단 전류 I_o 의 합에 의해 기준전류의 최대치 I_{im} 을 얻을수 있고, 이 기준 전류와 입력 전압 v_i 에 의해 컨버터 입력단 전압 v_{rk} 를 결정해 주는 과정을 나타낸다.

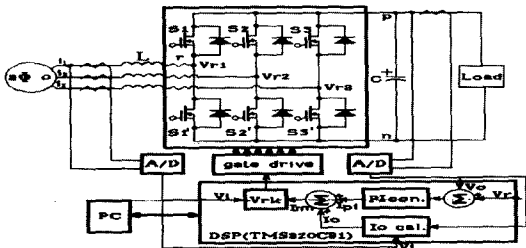
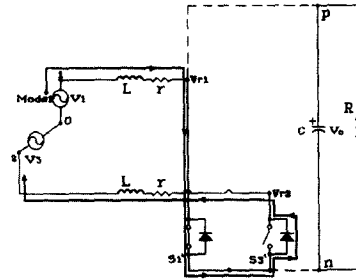


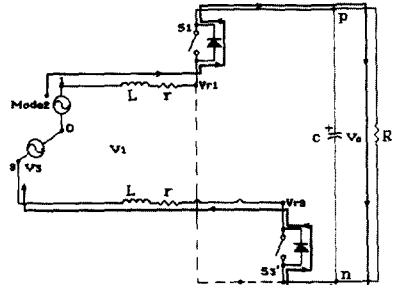
그림 1. 3상 PWM AC/DC Boost 컨버터의 구성
Fig. 1. Basic Configuration of Three Phase PWM AC to DC Boost Converter.

1. 컨버터의 동작 모드

고 역률 제어를 위한 3상 PWM AC/DC Boost 컨버터의 동작 모드를 그림 1의 컨버터로부터 한상분에 대하여 표현하면 그림 2와 같이 2가지 모드로 나타낼 수 있다. 즉, 3상 AC/DC 컨버터부 MOSFET S_1 이 off 이고, S_1 가 on 되었을 때 입력전원은 단락 모드가 되어 인덕터 전류는 상승하여 에너지는 승압인덕터(L)에 축적되는 모드와 3상 AC/DC 컨버터부 MOSFET S_1 가 off 하자마자 승압인덕터(L)에 축적된 에너지는 입력 전원 에너지와 함께 MOSFET S_1 의 병렬 다이오드를 통하여 출력 캐패시터(C)에 인가되는 모드로 나타낼 수 있다.



(a) 모드 1의 등가회로



(b) 모드 2의 등가회로

그림 2. 동작 모드 등가회로
Fig. 2. Equivalent Circuit of the Operation Mode.

Mode 1 : 그림 2(a)에 나타낸 등가회로와 같이 3상 AC/DC 컨버터부 MOSFET S_1 이 off 이고, S_1 가 on 되었을 때 입력전원은 단락 모드가 되어 인덕터 전류는 상승하여 에너지는 승압 인덕터에 축적되는 모드(3상전원 $V_1 \rightarrow$ 스위치 $S_1 \rightarrow$ 3상전원 V_3)

Mode 2 : 그림 2(b)에 나타낸 등가회로와 같이 3상 AC/DC 컨버터부 MOSFET S_1 가 off 되자마자 승압 인덕터에 축적된 에너지는 입력 전원 에너지와 함께 MOSFET S_1 의 병렬 다이오드를 통하여 DC 링크 캐패시터에 인가되는 모드.

2. 컨버터의 회로해석

그림 1의 컨버터 동작특성을 나타내는 각상의 입력 전류(i_1, i_2, i_3)와 출력전압(v_o)의 회로 상태방정식을 MOSFET의 스위칭 상태합수($S_{k=1,2,3}$ and $S_{k'=1,2,3} = \begin{cases} 1; \text{Turn-on 상태} \\ 0; \text{Turn-off 상태} \end{cases}$)를 사용해서 나타내면 식 (1)과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_1 & i_1 & S_1 & 1 \\ v_2 & i_2 & S_2 & 1 \\ v_3 & i_3 & S_3 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -r \\ -v_0 \\ -v_{no} \end{bmatrix},$$

$$\left[\frac{dv_0}{dt} \right] = \frac{1}{c} [S_1i_1 \ S_2i_2 \ S_3i_3 \ v_0] \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \quad (1)$$

단, 각 상의 스위치 S_k 와 $S_{k'}$ 는 동시에 on 상태로 될 수는 없음(즉, $S_k + S_{k'} = 1$)

그리고, 그림 1의 3상 PWM AC/DC Boost 컨버터의 입력전원이 평형 3상이며 중성선이 없는 Y 결선 이므로 입력전원 중성점 o 와 부하단의 n점 사이의 전위 v_{no} ($v_{no} = -\frac{V_o}{3} \sum_{k=1}^3 S_k$)를 식 (1)에 대입하여 정리하면 식 (2)와 같이 되고, 입력전류(i_1, i_2, i_3)와 출력전압(v_0)는 스위칭 함수 S_k 에 의해 제어될 수 있다는 것을 알 수 있다

$$\begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_1 & i_1 & S_1 & S_2 & S_3 \\ v_2 & i_2 & S_2 & S_1 & S_3 \\ v_3 & i_3 & S_3 & S_1 & S_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -r \\ -\frac{2v_0}{3} \\ \frac{v_0}{3} \\ \frac{v_0}{3} \end{bmatrix},$$

$$\left[\frac{dv_0}{dt} \right] = \frac{1}{c} [S_1i_1 \ S_2i_2 \ S_3i_3 \ v_0] \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \quad (2)$$

3. 공간 벡터 전류 제어 기법에 의한 스위칭 시간 결정

그림 1의 컨버터 MOSFET를 제어하기 위한 스위칭 시간을 고 역률 공간 벡터 전류 제어기법을 도입하여 DSP 내부에서 모든 계산이 이루어지도록 하기 위해서는 다음과 같은 절차에 의해 스위칭 시간을 결정할 수 있다.

이 컨버터의 입력 역률이 1이 되도록 제어하기 위해서는 입력 선 전류가 입력 전압의 위상과 동일한 위상이 되면 되고 이 조건을 만족 시켜 주기 위한 입력 선 전류를 기준 전류로 잡고 이 기준 전류를 입력 선 전류가 한 샘플링 주기이내에서 추종할 수 있도록 만족시켜 주면 된다. 따라서 이 계통이 요구되는 동작을 수행하기 위해 필요한 컨버터 입력단의 전압 v_{rk} 는 그

림 1의 회로로 부터 식 (3)이 산출된다.

$$\begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \\ v_{r3} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} T_s v_1 & T_{s,r} & L_{i1} & L_{i1} \\ T_s v_2 & T_{s,r} & L_{i2} & L_{i2} \\ T_s v_3 & T_{s,r} & L_{i3} & L_{i3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서, v_{rk} =컨버터 입력단의 전압, v_k =입력단의 전압, T_s =샘플링 주기, i_k =입력 전류, i_{rk} =기준 전류 이다.

따라서, 컨버터 입력단 3상전압에 대한 식 (3)을 공간 벡터 전압 V 로 나타내면 공간 벡터 정의에 의한 식으로부터 식 (4)를 얻을 수 있다.

$$V = \frac{2}{3} [v_{r1} \ v_{r2} \ v_{r3}] \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix}$$

$$= [V_d \ V_q] \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix} = |V| \angle \theta \quad (4)$$

여기서, $V_d = [v_1 \ (r - \frac{L}{T_s}) \ \frac{L}{T_s}] \begin{bmatrix} 1 \\ -i_1 \\ -i_2 \end{bmatrix}$,

$$|V| = \sqrt{v_d^2 + v_q^2}$$

$$V_q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_3 - v_2) \ (r - \frac{L}{T_s}) \ \frac{L}{T_s}] \begin{bmatrix} 1 \\ (i_2 - i_3) \\ (i_2 - i_3) \end{bmatrix}$$

$$\theta = \tan^{-1}(\frac{V_q}{V_d})$$

그리고, 스위칭 상태에 따라 컨버터 입력단에 나타날 수 있는 전압의 상태를 공간 벡터 전압으로 나타내기 위한 경우의 수는 8가지가 되고 이들 각각에 대한 스위칭 상태 $U(S_1, S_2, S_3)$ 의 공간 벡터 전압 V 는 다음과 같은 절차 ①~⑦에 의해 구하면 식 (5), (6), (7), (8), (9), (10), (11)과 같이 된다.

- ① 스위칭 상태 $U(S_1, S_2, S_3) = U(1 \ 0 \ 1)$ 인 경우
- ② 등가회로

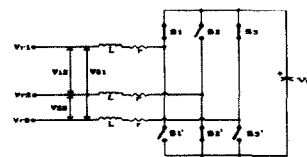


그림 3. 스위칭 상태 U(1 0 1)에서의 등가회로
Fig. 3. Equivalent Circuit with the Switching State of U(1 0 1).

㉠ 상전압과 선간전압의 관계

$$v_{r1} = \frac{V_o}{\sqrt{3}} e^{-j\pi/6} = \frac{V_o}{\sqrt{3}} e^{-j\pi/6}$$

$$v_{r2} = -\frac{V_o}{\sqrt{3}} e^{-j\pi/6} = -\frac{V_o}{\sqrt{3}} e^{-j\pi/6}$$

$$v_{r3} = 0$$

㉡ 스위칭 상태 U(1 0 1)에 따른 공간 벡터 전압 V

$$V = \frac{2}{3} (v_{r1} + v_{r2} e^{-j2\pi/3} + v_{r3} e^{j2\pi/3}) = \frac{2}{3} v_o \quad (5)$$

㉢ 스위칭 상태 U(S₁, S₂, S₃) = U(0 0 1) 인 경우

㉠ 등가회로

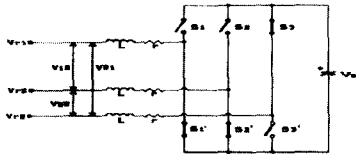


그림 4. 스위칭 상태 U(0 0 1)에서의 등가회로
Fig. 4. Equivalent Circuit with the Switching State of U(0 0 1)

㉠ 상전압과 선간전압의 관계

$$v_{r1} = 0$$

$$v_{r2} = -\frac{V_o}{\sqrt{3}} e^{-j\pi/6}$$

$$v_{r3} = \frac{V_o}{\sqrt{3}} e^{-j\pi/6}$$

㉡ 스위칭 상태 U(0 0 1)에 따른 공간 벡터 전압 V

$$V = \frac{2}{3} (v_{r1} + v_{r2} e^{-j2\pi/3} + v_{r3} e^{j2\pi/3}) = \frac{2}{3} v_o e^{j\pi/3} \quad (6)$$

㉢ 스위칭 상태 U(S₁, S₂, S₃) = U(0 1 1) 인 경우

㉠ 등가회로

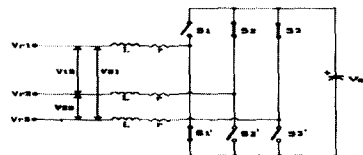


그림 5. 스위칭 상태 U(0 1 1)에서의 등가회로
Fig. 5. Equivalent Circuit with the Switching State of U(0 1 1).

㉠ 상전압과 선간전압의 관계

$$v_{r1} = -\frac{V_o}{\sqrt{3}} e^{-j\pi/6}$$

$$v_{r2} = 0$$

$$v_{r3} = \frac{V_o}{\sqrt{3}} e^{-j\pi/6}$$

㉡ 스위칭 상태 U(0 1 1)에 따른 공간 벡터 전압 V

$$V = \frac{2}{3} (v_{r1} + v_{r2} e^{-j2\pi/3} + v_{r3} e^{j2\pi/3}) = \frac{2}{3} v_o e^{j2\pi/3} \quad (7)$$

㉢ 스위칭 상태 U(S₁, S₂, S₃) = U(0 1 0) 인 경우

㉠ 등가회로

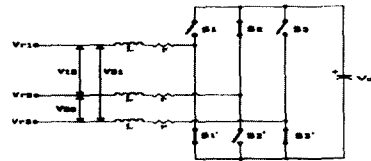


그림 6. 스위칭 상태 U(0 1 0)에서의 등가회로
Fig. 6. Equivalent Circuit with the Switching State of U(0 1 0)

㉠ 상전압과 선간전압의 관계

$$v_{r1} = -\frac{V_o}{\sqrt{3}} e^{-j\pi/6}$$

$$v_{r2} = \frac{V_o}{\sqrt{3}} e^{-j\pi/6}$$

$$v_{r3} = 0$$

㉡ 스위칭 상태 U(0 1 0)에 따른 공간 벡터 전압 V

$$V = \frac{2}{3} (v_{r1} + v_{r2} e^{-j2\pi/3} + v_{r3} e^{j2\pi/3}) = \frac{2}{3} v_o e^{j3\pi/3} \quad (8)$$

㉢ 스위칭 상태 U(S₁, S₂, S₃) = U(1 1 0) 인 경우

㉠ 등가회로

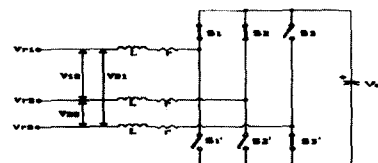


그림 7. 스위칭 상태 U(1 1 0)에서의 등가회로
Fig. 7. Equivalent Circuit with the Switching State of U(1 1 0).

㉠ 상전압과 선간전압의 관계

$$v_{r1} = 0$$

$$v_{r2} = \frac{V_o}{\sqrt{3}} e^{-j\pi/6}$$

$$v_{r3} = -\frac{v_o}{\sqrt{3}} e^{-i\pi/6}$$

㉔ 스위칭 상태 U(1 1 0)에 따른 공간 벡터 전압 V

$$V = \frac{2}{3} (v_{r1} + v_{r2} e^{-i2\pi/3} + v_{r3} e^{i2\pi/3})$$

$$= \frac{2}{3} v_o e^{i4\pi/3} \tag{9}$$

㉕ 스위칭 상태 U(S₁, S₂, S₃) = U(1 0 0) 인 경우

㉖ 등가회로

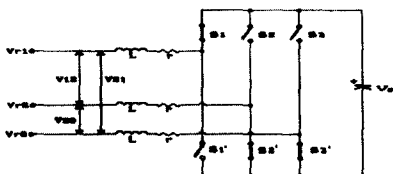


그림 8. 스위칭 상태 U(1 0 0)에서의 등가회로
Fig. 8. Equivalent Circuit with the Switching State of U(1 0 0).

㉗ 상전압과 선간전압의 관계

$$v_{r1} = \frac{v_o}{\sqrt{3}} e^{-i\pi/6}$$

$$v_{r2} = 0$$

$$v_{r3} = -\frac{v_o}{\sqrt{3}} e^{-i\pi/6}$$

㉘ 스위칭 상태 U(1 0 0)에 따른 공간 벡터 전압 V

$$V = \frac{2}{3} (v_{r1} + v_{r2} e^{-i2\pi/3} + v_{r3} e^{i2\pi/3})$$

$$= \frac{2}{3} v_o e^{i5\pi/3} \tag{10}$$

㉙ 스위칭 상태 U(S₁, S₂, S₃) = U(0 0 0) = U(1 1 1) 인 경우

㉚ 등가회로

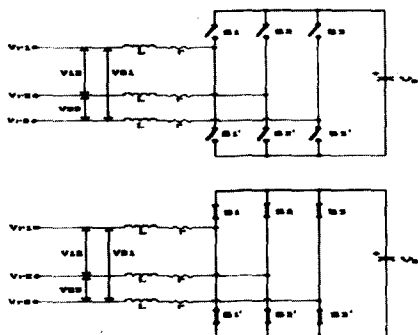


그림 9. 스위칭 상태 U(0 0 0)와 U(1 1 1)에서의 등가회로
Fig. 9. Equivalent Circuit with the Switching State of U(0 0 0) and U(1 1 1).

㉛ 상전압과 선간전압의 관계

$$v_{r1} = 0$$

$$v_{r2} = 0$$

$$v_{r3} = 0$$

㉜ 스위칭상태 U(0 0 0), U(1 1 1)에 따른 공간벡터 전압 V

$$V = \frac{2}{3} (v_{r1} + v_{r2} e^{-i2\pi/3} + v_{r3} e^{i2\pi/3})$$

$$= 0 \tag{11}$$

따라서 식 (4)의 공간 벡터 전압 V는 식 (5)~(11)로 표현되는 벡터들 중에서 그림 10에 나타낸 바와 같이 V에 인접한 2개의 벡터 V_m 와 V_{m+1} 에 의해 합성되므로 이들 벡터 사이의 관계에 의해 컨버터 스위칭 시간을 식 (12)와 같이 결정할 수 있다.

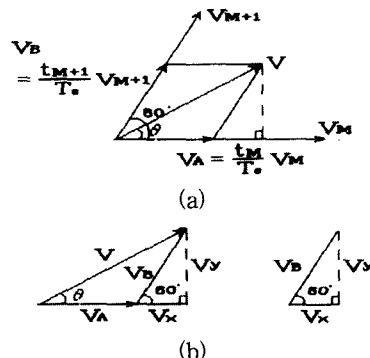


그림 10. 공간 벡터 전압의 조합
Fig. 10. Synthesis of the Space Vector.

$$t_m = \sqrt{3} \frac{V}{V_o} \sin(60^\circ - \theta) T_s$$

$$t_{m+1} = \sqrt{3} \frac{V}{V_o} \sin \theta T_s \tag{12}$$

$$t_0 = T_s - t_m - t_{m+1}$$

여기서, t₀=영상태시간, t_m=m상태지속하는 시간, t_{m+1}=m+1상태지속하는 시간, T_s=t₀ + t_m + t_{m+1} 이다.

III. DSP를 이용한 컨버터 제어

1. DSP(TMS320C31)의 개요

본 실험에 사용한 DSP는 TMS320의 패밀리중 TMS320C31을 사용했고 이 DSP는 병렬 곱셈이 가

능하고, 연산 논리 유니트(ALU)는 싱글 사이클(single cycle : 한명령 사이클)내에 정수 데이터나 부동 소수점 데이터를 연산할 수 있다. 그리고 이 DSP는 일반 목적 레지스터 파일, 프로그램 파일 캐쉬, 특정 목적의 보조 레지스터 연산 유니트(ARAU), 내부의 Dual-access 메모리, 동시 I/O를 지원하는 하나의 DMA(direct memory access) 채널, 짧은 머쉬인-사이클(Machine-cycle) 타임 등을 가지고 있으며, 많은 어드레스 공간과 멀티프로세서 인터페이스, 내부나 외부적으로 발생하는 웨이트 상태, 1 개의 외부 인터페이스 포트 2 개의 타임머, 1 개의 직렬 포트, 다수의 인터럽트의 구조로 되어 있다. 또한, 싱글 사이클 명령 실행시간은 60(ns)이며 33.3 MFLOPS(million floating-point instructions per second : 1초당 100만번 부동 소수점 계산)가 가능하다.

그림 11은 본 실험에 사용한 DSP(TMS320C31)의 보드 구성도를 나타내었고, 그림 12는 DSP 내부 블록도를 나타낸다.

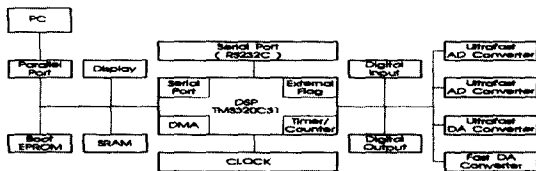


그림 11. DSP(TMS320C31)의 보드 구성도
Fig. 11. Block Diagram of DSP(TMS320C31).

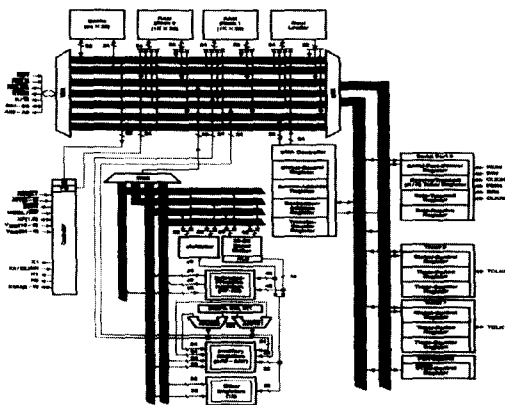


그림 12. DSP(TMS320C31)의 내부 구성도
Fig. 12. Block Diagram of DSP(TMS320C31).

2. DSP(TMS320C31) 보드의 주변장치 설계

본 실험에 사용한 DSP(TMS320C31) 보드 주변장치들은 디지털 I/O, 아날로그 I/O, A/D 컨버터, D/A 컨버터, 멀티플렉서, 타이머 등으로 구성되어

있다.

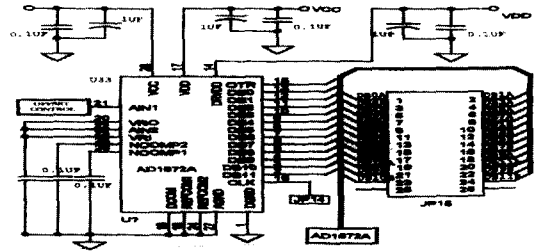
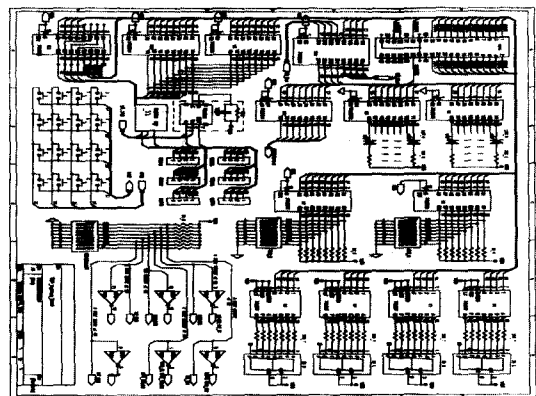
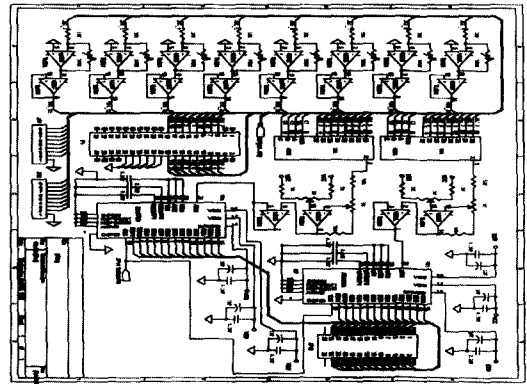


그림 13. AD1672의 회로도
Fig. 13. Circuit of AD1672.



(a)



(b)

그림 14. 공간 벡터 PWM법 DSP 구동 회로
Fig. 14. DSP Driver Circuit of Space Vector PWM Strategy.

그림 13은 초고속 A/D 컨버터 AD1672의 회로도를 나타낸다. 본 실험에 사용한 A/D 컨버터 AD1672는 12 비트이며 변환 시간이 330(ns)로 3(MHz)까지 샘플링이 가능한 초고속 A/D 컨버터이다. 이 컨버터의 측정 입력의 범위는 단방향 모드일 경우 0~2.5(V)

또는 0~5(V), 양방향 모드일 경우 -2.5~2.5(V)이다. 입력 전원 전압은 단일 전원으로 +5(V)이며 변환시작 신호는 보드의 프로그램에 의해 변환시작을 지시한다.

본 실험에서 사용한 A/D 컨버터 회로는 그림 13과 같이 구성하여 사용 했다.

그림 14는 본 실험에 사용하기 위해 직접 제작한 공간 벡터 PWM법 DSP 구동 및 주변회로를 나타내고 있는데 본 실험에 맞게 최적에 해당되는 회로를 구성하였고, 차후 전력 전자 응용에 맞추어 범용으로 DSP 구동 및 주변회로들을 구성 시켜 설계를 하였다.

그림 14(a)에서는 DSP 접속 커넥터 JP 14와 A, B 포트 출력용 확인가능 부(74LS540), A, B 포트 입력 스위치부(74LS640), 표시 구동 부(74LS47)와 표시부(LED), Buffer(74LS541), 주회로 구동부(TC4804), I/O 제어 신호 발생부(7404), 각종 명령을 입력하는 대화용 키보드로 구성되고 있으며, 그림 14(b)에서는 센서 증폭 부(U26A:TL084)와 멀티플렉서 부(4051), 이득 offset 조정부(U32D:TL084), 초고속 A/D 컨버터 부(AD1672), DSP 접속 커넥터 JP 15, 아날로그 입력 신호 증폭부(JA1, JA2)로 구성되어 있다.

전원부는 디지털 전용 전원부와 A/D 컨버터 전용 전원부, MOSFET 구동 전용전원부를 구성하여 각각 사용하였고 이 모든 과정을 컴퓨터를 이용하여 설계한 후 PCB 기판화 하였다.

3. 공간 벡터 PWM법 DSP 프로그램 알고리즘

본 연구에서 제안한 공간 벡터 PWM법에 의한 DSP제어를 실행하기 위해서 다음과 같은 알고리즘을 작성하여 프로그램을 구성하였다.

- ◆ Sampling Time 결정 : T_s ◆ 기준 출력 전압의 결정 : V_{or}
- ◆ 3 상 입력 전압 검출 : v_k (A/D 컨버터의 결과로 V_{sm} 결정)
- ◆ 3 상 입력 전류 검출 : i_k

◆ 기준 전류 i_{ik} 결정
 - 컨버터의 입력 역률 1이 될려면 입력전압과 동일한 위상의 전류가 요구됨

$$v_k = V_{sm} \sin(\omega t - \frac{2(k-1)}{3} \pi) \rightarrow$$

$$\sin(\omega t - \frac{2(k-1)}{3} \pi) = \frac{V_{sm}}{v_k}$$

$$\therefore i_{ik} = I_m \sin(\omega t - \frac{2(k-1)}{3} \pi)$$

◆ 기준 전류의 최대치 I_{rm} 결정
 - 컨버터 입력 전력과 출력 전력의 관계에 의해 결정(최소 손실 무시)

$$I_o = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_{or}^2}{R} \cdot \frac{1}{V_{sm}}$$

$$I_{pi} = k_p(V_{or} - V_o) + k_i \int (V_{or} - V_o) dt$$

$$\therefore I_{rm} = I_o + I_{pi}$$

단, K_p : 비례계수(0.01), V_{or} : 기준 출력 전압, V_o : 컨버터 출력 전압
 K_i : 적분계수(0.003), L_o : 컨버터 입력 전류

◆ 따라서, 컨버터 입력단 전압을 공간 벡터 전압 표현

$$V = V_d + jV_q = |V| \angle \theta_v$$

여기서, $V_d = v_1 - (r - \frac{L}{T_s})i_1 - \frac{L}{T_s}i_{11}$

$$V_q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ (v_3 - v_2) - (r - \frac{L}{T_s})(i_3 - i_2) - \frac{L}{T_s}(i_{i3} - i_{i2}) \right\}$$

$$|V| = \sqrt{v_d^2 + v_q^2}, \quad \theta_v = \tan^{-1}(\frac{V_q}{V_d})$$

◆ 만일 계산 결과 θ_v 의 값이 음의 값으로 되면 2π 를 더해서 양의 값으로 환산한다.

if($\theta_v < 0$) $\theta_v += 2\pi$;

◆ 따라서, θ_v 에 의해 공간 벡터의 위치가 결정되고 다음과 같이 스위치 상태의 지속 시간을 계산한다.

if($0 \leq \theta_v \leq \pi/3$)	swst = 0;
if($\pi/3 \leq \theta_v \leq 2\pi/3$)	swst = 1;
if($2\pi/3 \leq \theta_v \leq \pi$)	swst = 2;
if($\pi \leq \theta_v \leq 4\pi/3$)	swst = 3;
if($4\pi/3 \leq \theta_v \leq 5\pi/3$)	swst = 4;
if($5\pi/3 \leq \theta_v \leq 2\pi$)	swst = 5;

$$\theta = \theta_v - swst * \pi / 3;$$

$$t1 = \sqrt{3} * T_s * |V| * \sin(\pi/3 - \theta) / V_{sm};$$

$$t2 = \sqrt{3} * T_s * |V| * \sin \theta / V_{sm};$$

$$t0 = (T_s - t1 - t2) / 2;$$

if($t0 < 0$) {
 $t0 = 0;$
 $t3 = (T_s * t1) / (t1 + t2);$
 $t4 = (T_s * t2) / (t1 + t2);$
 $t1 = t3;$
 $t2 = t4;$

t1 시간 동안 swst() 로 스위치의 상태를 유지시킨다.


```

◆ 그리고
    swst += 1;
    if(swst == 6) swst = 0;
    t2 시간 동안 위의 연산 결과에 따른 swst()로 스위치의 상태를 유지시킨다.
    swstd();
    swst = swst - 1;
    if(swst == -1) swst = 5;
}
else{
    t0 시간 동안 출력 = 0 인 상태로 유지시킨다.
    t1 시간 동안 swst() 로 스위치의 상태를 유지시킨다.
}
◆ 그리고
    swst += 1;
    if(swst == 6) swst = 0;
    t2 시간 동안 위의 연산 결과에 따른 swst()로 스위치의 상태를 유지시킨다.
    swstd();
    swst = swst - 1;
    if(swst == -1) swst = 5;
    t0 시간 동안 출력 = 0 인 상태로 유지시킨다.
}
    
```

```

◆ 여기서 swst() 는 다음과 같다.
switch(swst){
    case 0 : sw[0] = 1, sw[1] = 0, sw[2] = 0;
             break;
    case 1 : sw[0] = 1, sw[1] = 0, sw[2] = 1;
             break;
    case 2 : sw[0] = 0, sw[1] = 0, sw[2] = 1;
             break;
    case 3 : sw[0] = 0, sw[1] = 1, sw[2] = 1;
             break;
    case 4 : sw[0] = 0, sw[1] = 1, sw[2] = 0;
             break;
    case 5 : sw[0] = 1, sw[1] = 1, sw[2] = 0;
             break;
}
    
```

IV. 시뮬레이션 및 실험결과고찰

1. 시뮬레이션

그림 1의 제어계통으로 제어되는 3상 컨버터의 동작 특성을 시뮬레이션하는데 있어서 편의를 위해 기준 값을 정하여 계통의 변수들을 기준값에 대한 비로서 무차원화하여 나타내고 있으며, 각 상태에 따른 상태 방정식 (2)의 해는 Runge-kutta 법에 의한 수치해석으로 구한 값을 사용하고 있다.

시뮬레이션에 사용된 값들은 전원 전압 141 [V], 인덕턴스 1.7 [mH], 필터 캐패시터 50 [μ F], 부하저항 20 [Ω], 스위칭 주파수는 2 [KHz]로 하였

다.

그림 15는 기동시부터 정상상태 동작시까지의 컨버터의 입력 전류 파형과 출력 전압 파형을 나타내고 있다.

그림에서 볼수 있듯이 스위칭 주파수가 낮고 출력 전압의 맥동을 줄이기 위한 캐패시터의 용량이 아주 적은데도 불구하고 입력 선전류의 파형은 거의 정현파 전류와 같고 위상도 기준 전류와 거의 일치하고 있으며, 출력 전압도 기준 전압과 일치한다는 것을 알 수 있다.

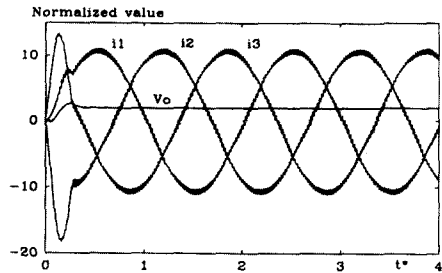
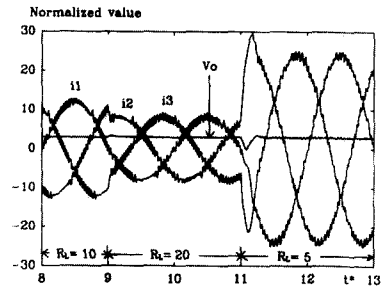
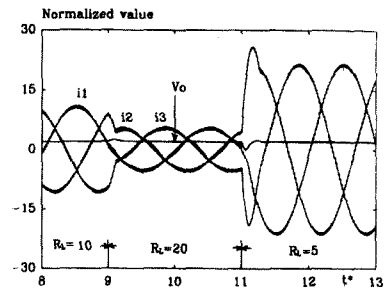


그림 15. 기동시부터 정상상태 동작시까지의 입력 전류와 출력 전압 파형

Fig. 15. Input Current and Output Voltage Waveforms from Transient State to Steady State.



(a) 히스테리시스제어인 경우



(b) 공간 벡터 PWM법 제어인 경우

그림 16. 부하 변화에 따른 다이내믹 응답
Fig. 16. Dynamic Responses with Step Load-Variations.

그림 16은 부하가 10 [Ω]에서 20 [Ω]으로 그리고 다시 5 [Ω]으로 변화되는 경우의 다이내믹 특성을 나타내고 있다. 그림 16(a)는 히스테리시스 제어 방법으로 제어한 경우에 대한 것으로서 부하의 크기를 다양하게 변화시켰을 경우의 응답 변화 특성을 나타내고 있는데 부하가 변화됨에 따라 스위칭 주파수가 변화되고 있다는 것을 알 수 있다.

이에 반해 그림 16(b)는 본 논문에서 제안한 공간 벡터 PWM법으로 제어한 경우에 대한 것으로 그림에서 보는 바와 같이 부하에 관계 없이 항상 일정한 스위칭 주파수로 동작되며, 부하 변화시에도 거의 과도 현상이 없이 기준전류와 기준전압을 잘 추종하고 있고 위상변화도 발생하지 않는다는 것을 알 수 있다.

그림 17은 정상상태 동작시 입력 선전류에 대한 스펙트럼 분석을 나타내고 있는데, 왜형률이 4.8 [%]로서 고조파 성분이 적어서 정현파와 거의 같다는 것을 알 수 있다.

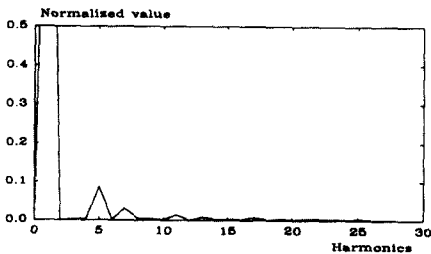


그림 17. 입력 선 전류의 스펙트럼 분석
Fig. 17. Spectrum Analysis of the Input Line Current.

2. 실험 결과 고찰

그림 18은 공간 벡터 PWM법에 의한 3상 입력 전류 파형을 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 공간 벡터 PWM법에 의한 3상 입력 전류 파형은 정현파에 가깝고 위상도 일치하고 있다는 것을 볼 수 있다.

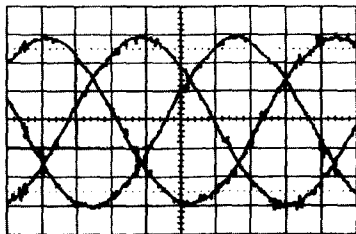


그림 18. 공간 벡터 PWM법에 의한 3상 입력 전류 파형(2A/div)
Fig. 18. Three Phase Input Current Waveform using Space Vector PWM Control.

그림 19는 공간 벡터 PWM법 제어시의 입력 전류 파형의 고조파 스펙트럼을 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 전류 파형에는 저차 고조파 성분이 많이 감소된 것을 볼 수 있다.

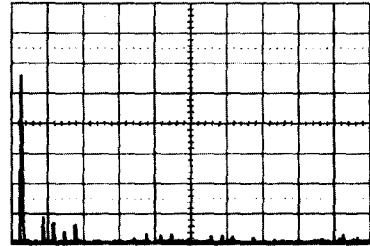


그림 19. 공간 벡터 PWM법에 의한 전류 스펙트럼
Fig. 19. Spectrum of the Input Current using Space Vector PWM Control.

그림 20은 공간 벡터 PWM법에 의한 한상분의 입력 전압과 전류의 파형을 나타내고 있는데 입력 전압과 전류의 위상이 거의 일치하고 있음을 볼 수 있다.

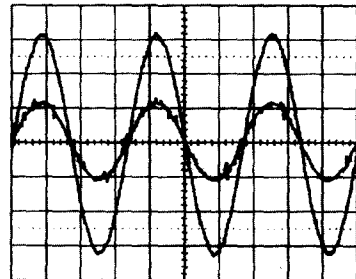


그림 20. 정상상태 동작시 입력 전압과 전류 파형(100V/div, 2A/div)
Fig. 20. Input Voltage and Current Waveforms the Steady State.

V. 결론

본 연구는 3상 AC/DC Boost 컨버터의 입력 선 전류와 역률을 개선시키는 것을 목표로하여 DSP(TMS320C31)를 사용하여 디지털 제어 방식에 의한 고역률 공간 벡터 PWM법을 제안 하였고, C언어를 이용한 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 고역률 공간 벡터 PWM법으로 입력 선 전류의 파형이 거의 정현적으로 되고 역률이 거의 1로 되는 것을 확인하였다.

또한 제안한 고역률 공간 벡터 PWM법의 타당성을 DSP(TMS320C31)를 이용한 제어 회로와 제작된 주 회로를 실험을 통해서 확인하였다. 특히 실험에 이용

된 DSP의 주변회로는 본 실험에 적합한 회로를 구성한 후 PCB 기판화 하여 범용으로 사용할 수 있도록 하였다.

따라서 제안한 DSP를 사용한 디지털 제어 방식에 의한 고역률 공간 벡터 제어 PWM법의 해석과 실험을 통한 분석 결과에 따라 나타난 주요 특성은 다음과 같다.

(1) DSP 디지털 제어 방식에 의한 공간 벡터 PWM법을 적용한 3상 AC/DC Boost 컨버터의 입력 선전류 파형의 왜형률은 4.8 [%]로서 거의 정현파에 가깝다.

(2) 기존에 사용되어온 다이오드 정류기나 위상제어되는 정류기의 입력역률은 매우 낮지만 DSP 디지털 제어 방식에 의한 공간 벡터 PWM법을 적용한 3상 AC/DC Boost 컨버터의 입력 전압과 전류의 위상은 일치하고 있어서 입력역률이 거의 1로 개선되었다.

(3) 컨버터의 출력 측 필터 캐패시터는 AC 공급 전압이 DC 출력 전압보다 낮아지는 구간에서 부하에 전력을 공급해야 하므로 그 용량이 매우 커야했고 이로 인해서 입력 선전류의 파형은 그의 피크값이 매우 높고 폭이 아주 좁은 비정현파로 되므로 많은 고조파 성분을 포함하게 되었지만, 본 연구에서 제안한 기법에 의한 3상 AC/DC Boost 컨버터의 DC 측 필터 캐패시터는 적은 용량에도 불구하고 출력전압은 거의 일정하게 기준전압을 유지한다.

(4) 최근에 많이 사용하고 있는 히스테리시스 전류 제어 기법은 스위칭 소자에 많은 스트레스를 주게되어 스위칭 손실이 커진다는 문제점이 있으므로 제안된 공간 벡터 PWM법을 적용한 3상 AC/DC Boost 컨버터는 일정한 스위칭 주파수로 동작되므로 이러한 문제점이 해결되었고 부하 변화시에도 오버슈트 없이 기준 전류를 잘 추종했다.

(5) 3상 AC/DC Boost 컨버터의 전류 제어를 위한 공간 벡터 PWM법을 DSP를 이용하여 소프트웨어로 동작되는 디지털 제어 방법으로 구현하였으므로 하드웨어를 대폭 간소화 하여 소형 경량화 하였고 시스템의 융통성이 매우 증대 되었다.

(6) 3상 AC/DC Boost 컨버터의 입력 선 전류 제어를 위한 공간 벡터 PWM법 DSP 구동 및 주변회로를 본 실험에 맞게 최적에 해당되는 회로를 구성한 것은 물론이고, 차후 전력 전자 전용에 맞추어 범용으로 사용할 수 있도록 설계하여 기판화 했다.

※ 이 논문은 1997년 한국학술진흥재단의 공모과제 연구비에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

- [1] Pei-Chong Tang, and Yung-Chun Wu "Microprocessor -based design of a firing circuit for three-phase full-wave thyristor dual converter", IEEE Trans. on Industrial electronics, vol. IE-29, no. 1, pp. 67-73, February 1982.
- [2] B.T. Ooi , J.C. Salmon J.W. Dixon and A.B. Kulkarni, 'A three phase controlled-current PWM converter with leading power factor', IEEE trans. on Ind. Appl., vol 23, no. 1, pp. 78-84 , 1987.
- [3] R. Wu, S. B. Dewan, and G. R. Slemon, "A PWM ac-to-dc converter with fixed switching frequency", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 26, no. 5, pp. 880-885, Sept/Oct. 1990.
- [4] Rusong Wu, S. B. Dewan and Slemon, "A PWM AC to DC Converter with Fixed Switching Frequency", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 10, no. 4, July 1993.
- [5] VAN DER BROECK. H. W., SKUDELNY. H., and STANKE G. V.: "Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors." ibid., IA-24. (1). pp. 142-150, 1988.
- [6] L.Huber and D.Borojevic. "Space vector modulation with unity input power factor for forced commutated cycloconverters". Conf. Rec. IEEE IAS Part I. pp. 1032-1041, 1991.
- [7] H.W. Broeck, H. Ch Skudelny. G. Stanke. "Analysis and Realization of a Pulse-Width Modulator Based on Voltage Space Vectors." IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 1A-24. no. 1. pp. 142-150, Jan./Feb. 1988.
- [8] 백중현, 홍성태, 배상준, 배영호, 권순걸 "공간 벡터 PWM법을 적용한 3상 Boost 컨버터의 역률개선" 대한전 자공학회논문집 제34권 S편

제2호 pp. 104-111, February 1997

- [9] J.H. Baek, S.T.Hong, S.J.Bae, Y.H.Bae, G.H.Rim S.K.Kwon "A Study on the input current and power factor correction of a three phase AC/DC converter" ITC-CSCC on Power Electronics, vol. II,

pp. 807-810, July 1997.

- [10] 백종현, 홍성태, 배상준, 배영호, 권순걸 "DSP 제어에 의한 3상 Boost 컨버터의 역률개선" 대한전자공학회 하 계종합학술대회 논문집 제 21권 제1호 pp. 958-961, June 1998

저 자 소 개



白 種 顯(正會員)

1961년 3월 19일생. 1984년 2월 명지학교 전기공학과 졸업. 1986년 2월 명지대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1998년 8월 경남대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사).

현재 영진전문대학 전자정보계열 전임강사. 주관심분야는 디지털 신호처리, 전력변환 및 전동기 제어등임



崔 鍾 秀(正會員)

1952년 2월 17일생. 1977년 2월 영남대학교 전자공학과 졸업. 1980년 2월 영남대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1998년 8월 경남대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사).

현재 영진전문대학 전자정보계열 부교수. 주관심분야는 자동제어 및 신경회로망 응용등임



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).

현재 영진전문대학 전자정보계열 부교수. 주관심분야는 전력전자 및 마이크로프로세서 응용 등임