

DSP 제어에 의한 3상 Boost 컨버터의 역률개선

백종현* · 홍성태* · 배상준** · 배영호*** · 권순길***

영진전문대학* · 여주대학** · 경일대학교*** · 경남대학교***

Power factor correction of the three phase Boost converter using DSP control

(Jong-hyun Baek* · Sung-Tae Hong* · Sang-June Bae** · Young-Ho Bae*** · Soon-Kurl Kwon***)

Yeungjin Junior College · Yeoojo College · Kyungil Univ · Kyungnam Univ.

Abstract-In this paper, a three phase 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 strategy with fixed switching frequency and the input current tracks the reference current within one sampling time interval. Space vector 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

최근에 새로운 전력용 반도체 소자들이 개발됨에 따라서 컨버터 등과 같은 전력 변환 장치가 급격한 성장을 하고 있는데, 이들 새로운 전력용 반도체 소자는 자기 소호 능력을 가질 뿐만 아니라, 수 kHz부터 수 백 kHz 이상의 고주파수대에서 동작할 수 있는 고속 제어 성능을 갖고 있으므로 고주파로 동작하는 전원 시스템 응용 분야에 잘 적용할 수 있게 되었다. 따라서 이들 새로운 전력 반도체 소자를 사용함으로써 고속 스위칭 모드로 동작하는 3상 AC/DC 컨버터의 구성이 가능하게 되었으며, 고주파 스위칭과 고속 순시 제어에 의해 정밀하게 전압 및 전류의 파형을 제어할 수 있는 PWM 제어기의 구성이 가능하게 되었다.^{[1][2]}

전류순시 제어 PWM 방식으로서 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 범위이내로 유지되도록 스위칭 소자를 ON/OFF 제어하는 방식으로 제어방식이 간단하고, 빠른 응답특성을 나타내며, 최대 전류제한 능력을 갖고 있지만, 부하변동 및 AC 입력 전압이 때 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.^{[3][4]}

따라서, 본 논문에서는 입력 선전류 파형이 거의 정현적으

로 되고 역률이 1이 되도록 공간 벡터 기법^{[5][6]}을 DSP (Digital Signal Processor)를 사용하여 디지털 제어 방법으로 구현시켜 3상 Boost 컨버터에 적용하였다.

2. 3상 Boost 컨버터의 동작 원리

2-1. 주회로 구성

그림 1 은 3상 Boost 컨버터의 주회로를 나타내고 있다. 이 컨버터의 주회로구성은 3상 승압인덕터와 3상 전압원 컨버터로 구성되고 dc측은 필터 캐패시터 c와 R로서 표현된 부하로 구성된다.

이 때 이 컨버터의 주회로에 대한 동작을 한상분에 대하여 표현하면 주회로 나타낸 경로와 같은 2가지 모드로 나타낼 수 있다.

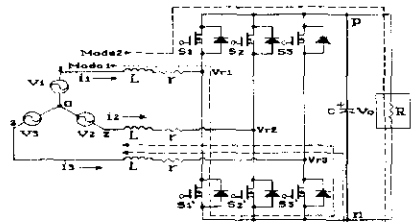


그림 1 3상 Boost 컨버터의 주회로

Fig.1 Main circuit of the three phase Boost converter

2-2 컨버터의 상태방정식

이 컨버터는 스위칭 요소인 스위치의 상태에 따라서 그의 동작이 결정되는데, 그들의 스위칭 함수는 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 될수는 없다. 즉, $S_k + S'_k = 1$ 이다. 이 컨버터의 상태방정식은 식 (1)의 스위칭 함수를 사용해서 나타내면 식 (2)와 같이 된다.

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

$$\left[\frac{dv_0}{dt} \right] = \frac{1}{c} [S_1 i_1 \quad S_2 i_2 \quad S_3 i_3 \quad v_0] \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ -\frac{1}{R} \end{bmatrix}$$

3. DSP 전류제어 공간 벡터 기법

따라서 식 (2)에 의하면 각 상의 입력 전류 상태변수 i_1, i_2, i_3 와 출력 전압 v_0 는 스위칭 함수 S_1, S_2, S_3 에 의해 제어될 수 있다는 것을 알 수 있고, 입력 역률과 선 전류의 파형을 개선하기 위해 필요한 스위치의 스위칭 시간 결정을 공간 벡터 기법을 적용하면 다음과 같은 절차에 따라 구할 수 있다.

3-1 스위칭 시간 결정

그림 1의 컨버터 계통에 공간 벡터 기법을 적용한 컨버터 스위칭 시간 결정은 요구되는 컨버터 입력단 전압을 공간 벡터 전압으로 나타낸 후, 스위칭 상태에 따른 컨버터 입력단 전압의 상태를 공간 벡터 전압으로 표현한 다음, 컨버터의 스위칭 시간을 결정하는 3단계의 절차에 따라 산출된다.

3-1-1 컨버터 입력단 전압을 공간 벡터 전압으로 표현

이 컨버터의 입력 역률이 1이 되도록 제어되기 위해서는 기준 전류(i_{rk})는 입력전압(v_k)의 위상과 동일한 위상이 되어야 한다. 그리고 그림 1의 컨버터 입력 선전류 i_k 가 기준 전류 i_{rk} 를 한 샘플링주기 T_s 이내에 추종하기 위해서는 식 (3)을 만족하여야 한다.

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_1}{dt} \\ L \frac{di_2}{dt} \\ L \frac{di_3}{dt} \end{bmatrix} = \frac{L}{T_s} \begin{bmatrix} i_{r1} & i_1 \\ i_{r2} & i_2 \\ i_{r3} & i_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

따라서 이 계통이 요구되는 동작을 수행하기 위해 필요한 컨버터 입력단의 전압 v_{rk} 를 공간 벡터 전압으로 나타내면 식 (4)를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} V &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \\ v_{r3} \end{bmatrix} [1 \quad e^{-j2\pi/3} \quad e^{j2\pi/3}] \\ &= \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} [1 \quad j] \\ &= |V| \angle \theta \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 $V_d = v_1 - (r - \frac{L}{T_s})i_1 - \frac{L}{T_s}i_{r1}$

$$\begin{aligned} V_q &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ (v_3 - v_2) - (r - \frac{L}{T_s})(i_3 - i_2) \right. \\ &\quad \left. - \frac{L}{T_s}(i_{r3} - i_{r2}) \right\} \end{aligned}$$

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

3-1-2 스위칭 상태에 따른 컨버터 입력단 전압의 상태를 공간 벡터 전압으로 표현

그림 1의 주회로에서 각상의 스위치 상태를 식 (1)과 같은 스위칭 함수로 나타내면, 이들 스위치의 상태 조합으로 각 상에 나타날 수 있는 전압의 상태 $U(S_1, S_2, S_3)$ 는 8가지가 된다.

이들 각각에 대한 8가지 스위칭 상태 $U(S_1, S_2, S_3)$ 를 공간 벡터 전압 V 로 나타내면 식 (5)와 같이된다.

$$V_m = \begin{cases} \frac{2}{3} v_0 e^{j(m-1)\pi/3} & ; m=1, 2, \dots, 6 \\ 0 & ; m=0, 7 \end{cases} \quad (5)$$

3-1-3 컨버터의 스위칭 시간 결정

따라서 식 (4)의 공간 벡터 전압 V 는 식 (5)로 표현되는 벡터 둘 중에서 V 에 인접한 2개의 벡터 V_m 와 V_{m+1} 에 의해 합성될 수 있는데, 이들 벡터 사이의 관계는 식 (6)으로 나타내진다

$$\begin{aligned} V &= V_A + V_B \\ &= \frac{t_m}{T_s} V_m + \frac{t_{m+1}}{T_s} V_{m+1} + \frac{t_0}{T_s} V_0 \quad (6) \end{aligned}$$

여기서, V_0 는 영 벡터, t_m 는 상태 m 를 지속하는 시간, t_{m+1} 은 상태 $m+1$ 을 지속하는 시간을 나타낸다.

그리고 V_A, V_B 의 크기를 결정된 후 각 상태를 지속하는 스위칭 시간 t_m, t_{m+1} 을 계산하면 식 (7)과 같다.

$$\begin{aligned} t_m &= \sqrt{3} \frac{V}{V_0} \sin(60^\circ - \theta) T_s \\ t_{m+1} &= \sqrt{3} \frac{V}{V_0} \sin \theta T_s \\ t_0 &= T_s - t_m - t_{m+1} \end{aligned} \quad (7)$$

3-2 제어 계통도

이상과 같이 본 논문에서 제안한 공간 벡터 기법을 DSP를 사용하여 디지털 제어 방법으로 구현 하기 위한 제어 과정을 그림 2의 계통도에 나타낸다.

그림 2의 제어 계통도에서 제어과정은 컨버터 출력단 전압 V_o 와 기준전압 V_r 의 차에 의한 PI 제어기의 출력전류 I_{pi} 값과 입력 출력 전력 관계에 의해 결정되는 전류 I_o 의 합에 의해 기준전류(I_{rk})의 최대치 I_m 을 얻을 수 있고, 이 기준 전류에 의해 컨버터 입력단 전압 V_{rk} 가 결정되면 공간 벡터 기법에 의해 컨버터의 스위칭 시간을 결정해 주는 과정을 나타낸다.

그림 2에 나타낸 바와 같이 검출부와 게이트 구동 검출부를 제외한 나머지 부분의 계산은 모두 DSP(TMS320C31)에 의해 디지털로 계산되고 있다.

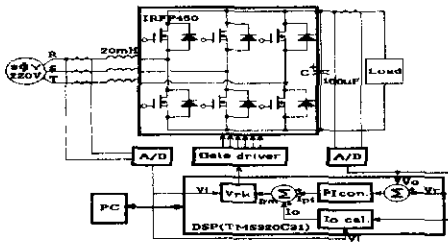


그림 2. 3상 Boost 컨버터의 제어 계통도
Fig. 2. Control block diagram of the three phase Boost converter

4. 시뮬레이션

그림 2의 제어계통으로 제어되는 3상 컨버터의 동작 특성을 시뮬레이션하는데 있어서 편의를 위해 기준값을 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 콘덴서 50 [μ F], 부하저항 20 [Ω], 스위칭 주파수는 2 [KHz] 로 하였다.

그림 3은 정상상태 동작시 입력 선전류에 대한 스펙트럼 분석을 나타내고 있는데, 왜형률이 4.8 [%] 로서 고조파 성분이 적어서 정현파와 거의 같다는 것을 알 수 있다.

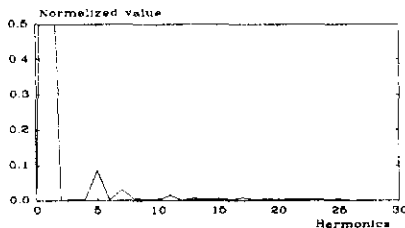


그림 3 입력 선전류의 스펙트럼 분석
Fig. 3 Spectrum analysis of the input line current

그림 4는 부하가 10[Ω]에서 20[Ω]으로 그리고 다시 5[Ω]으로 변화되는 경우의 다이내믹 특성을 나타내고 있는데, 부하 변화시에도 거의 과도 현상이 없이 기준전류와 기준전압을 잘 추종하고 있고 위상변화도 발생하지않는다는 것을 알 수 있다.

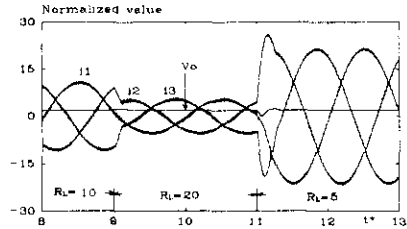


그림 4 부하 변화에 따른 다이내믹 응답
Fig. 4 Dynamic response with varing load

그림 5는 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 기법은 그림 4에서 보는 바와 같이 부하에 관계 없이 항상 일정한 스위칭 주파수로 동작하고 있다.

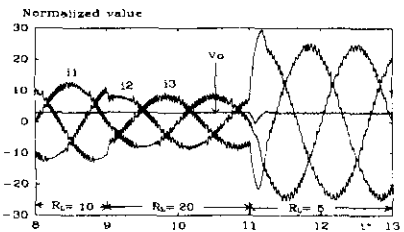


그림 5. 부하변화에 따른다이내믹응답(히스테리시스제어인경우)
Fig. 5. Dynamic response with varying load (in case of hysteresis control)

5. 실험 결과 고찰

그림 2의 제어계통도에서 3상 Boost 컨버터의 입력 전원은 Y 결선 220(V)를 사용하였고 3상 입력 전원과 직렬로 접속된 인덕턴스는 20(mH), 3상 Boost 컨버터의 주회로 스위칭 소자는 IRFP450 MOSFET이며 컨버터 출력측 dc 링크 캐패시터는 100(μ F), 부하는 40(Ω) 저항기를 사용하였다.

그리고, 컨버터의 제어 CPU에는 32비트 DSP인 TMS320C31을 사용하였고, DSP의 신호를 받아서 MOSFET를 구동 시키기 위한 게이트 증폭부를 포함한 외부회로로 구성된다. 특히 DSP 구동회로 및 주변회로는 본 실험에 맞게 최적에 해당되는 회로를 구성한 것은 물론이고, 차후 전력 전자 전용에 맞추어 범용으로 DSP 구동 및 주변회로들을 구성 시켜 설계 하였다.

제어 시스템에서 입력측 전류와 전압은 CT 및 PT로 검출 후 증폭되어 A/D변환기를 거쳐 DSP로 전송된다. 이때 샘플링 주기는 13(μs)이고 스위칭 주파수는 2(kHz)로 하였다.

그림 6은 무제어시의 고조파 스펙트럼을 나타내고 있는데 그림에서 보는바와 같이 전류 파형에는 저차 고조파 성분이 많이 포함되어 있음을 알 수 있다.

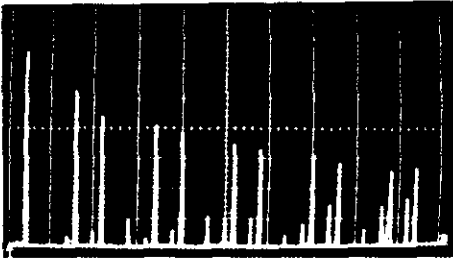


그림 6. 무제어시 스펙트럼
Fig. 6. Spectrum of input current at the no control

그림 7은 공간 벡터 기법을 적용한 DSP제어시의 입력전류 고조파 스펙트럼을 나타내고 있는데 그림 6의 경우에 비해 그림 7은 고조파 성분이 많이 감소된 것을 볼 수 있다.

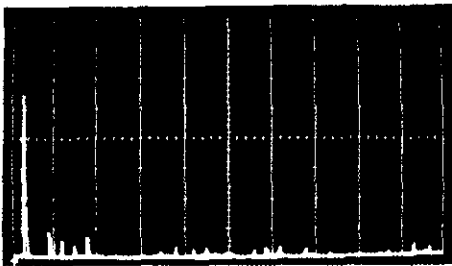


그림 7. 공간 벡터 기법에 의한 전류 스펙트럼
Fig. 7. Spectrum of input current using space vector control

그림 8은 공간 벡터 기법을 적용한 DSP제어시의 한상분의 입력 전압과 전류의 파형을 나타내고 있는데 입력 전압과 전류의 위상이 거의 일치하고 있고 전류파형은 정현파에 가까워졌음을 볼 수 있다.

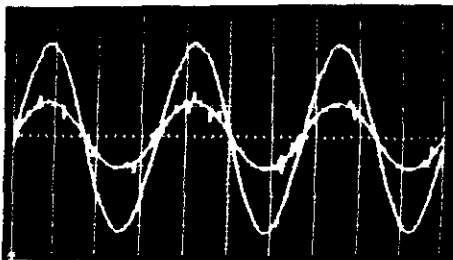


그림 8 정상상태동작시 입력전압과전류파형(100V/div, 2A/div)
Fig. 8. Input voltage and current waveforms at the steady state operating.

6. 결 론

제한한 DSP를 사용한 디지털 제어 방식에 의한 공간 벡터 제어 기법의 해석과 실험을 통한 분석 결과에 따라 나타난 주요 특성은 3상 Boost 컨버터는 일정한 스위칭 주파수로 동작하며 입력 선전류의 파형의 왜형률은 4.8 [%]로서 거의 정현파에 가깝고, 그의 위상도 입력 전압과 일치하고 있어서 역률이 거의 1로 동작하고 있고, 적은 필터 콘덴서에 의해서도 출력 전압은 거의 일정하게 기준 전압을 유지하고 있다는 것을 알 수 있다.

그리고 부하 변화시와 입력 전압 변화시에도 오버슈트 없이 기준 전류를 잘 추종하고 있어서 다이내믹 동작 특성도 양호하다는 것을 알 수 있었다.

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 withleading power factor', IEEE trans. on Ind. Appl., Vol 23, no. 1, pp. 78-84 , 1987.
- [3] R. Wu, S. B. Dewan, and G. R. Slemmon. "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 Slemmon, "A PWM AC to DC Converter with Fixed Switching Frequency", IEEE Trans. Power Electronics, vol.10, No.4, July 1993.
- [5] 백종현, 홍성태, 배상준, 배영호, 권순걸 "공간벡터 PWM법을 적용한 3상 Boost 컨버터의 역률개선 " 대한전자공학회는 분집 제34권 5편 제2호 pp.104-111, February 1997
- [6] 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