

3상 PWM 컨버터의 출력전압 속도제어

홍택* 조순봉 현동석
한양대학교 전기공학과

The High Performance of a Output Voltage in 3-phase PWM Converter

Hong Taek Yong* Sun Bong Cho Dong Seok Hyun
Dept. of Electrical Eng. HanYang Univ.

Abstract-Diode rectifier has many low order harmonics in line currents. So, power factor of input side is relatively low. Recently, PWM converters have been actively studied in order to reduce the harmonics. This paper describes a voltage source PWM rectifier with feed-forward compensation of instantaneous load power. By adding feed-forward compensation to dc link voltage control loop, the fluctuation of dc link voltage at a sudden load change can be considerably suppressed. Simulation based on analytical approach was performed and the results of it showed a good agreement with theory.

I. 서론

일반적으로 다이오드 정류기가 VSI(voltage source inverter)에 대한 DC전력원으로 사용되어 왔다. 그러나 이 정류기는 저차고조파를 많이 포함한 펄스형태의 전원전류가 흐르기 때문에 역률이 비교적 좋지 않다. 또한 이 저차 고조파 전류는 전원계통에도 장해를 주게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 역률이 거의 1이고 외생운전이 가능하고 직류콘덴서 용량이 저감되며 특히 정현파 형태의 전원전류가 흐르는 전압형 PWM 컨버터가 활발히 연구되고 있다. 일반적으로 PWM컨버터에서는 DC 링크단의 출력전압만 feedback을 행하고 PI 제어를 사용하는 것에 의해 전류지령을 결정해 왔지만 부하의 급변시에는 직류콘덴서 전압이 상당히 변화하는 문제가 있다. 따라서 본 연구에서는 부하순시전력의 feed-forward보상을 새로운 부가한 전압형 PWM컨버터를 논의한다. 이러한 제어는 PWM 컨버터 부하단의 순시전력을 검출하여 feedback제어에 순시전력의 feed-forward보상을 함으로써 부하전류 급변시 콘덴서 전압변동을 억제하는 것이 가능하다. 그러므로 순시전력 feed-forward보상을 첨가한 입력전류제어법은 부하급변시에도 PWM 컨버터의 출력전압의 속도제어를 이룰 수 있게 한다. 3상 정현파 PWM컨버터의 입력전류 제어법에 공간전압벡터 이론을 적용하고 시뮬레이션을 통하여 보상기의 성능을 입증하였다.

II. 컨버터 시스템의 전압방정식

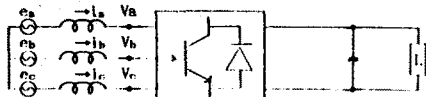


그림1. 3상 컨버터의 기본구성

상용 3상 교류전원의 각 상전압을 각각 ea, eb, ec 컨버터 출력전압을 Va, Vb, Vc 각 상전류를 ia, ib, ic라하면 그림1에 보이는 컨버터 시스템의 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = (r+sI) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

고정좌표계로 3상-2상 좌표변환을 하면

$$\begin{bmatrix} e_q^* \\ e_d^* \end{bmatrix} = (r+sI) \begin{bmatrix} i_q^* \\ i_d^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_q^* \\ v_d^* \end{bmatrix} \quad (2)$$

로 되고 고정좌표계를 회전좌표계로 변환하면

$$\begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(r+sI) & -\omega I \\ \omega I & -(r+sI) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

가 된다.

III. 제어시스템의 기본구성

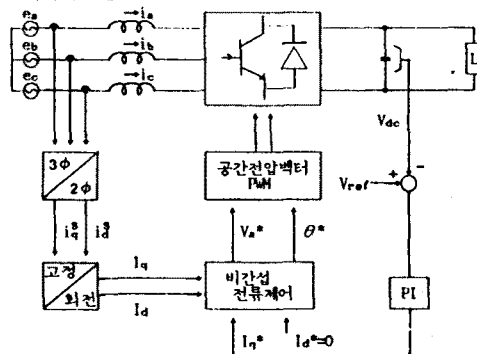


그림2. 제어시스템 구성

제어시스템 기본구성은 비간섭 전류제어부와 공간전압벡터 PWM 발생부로 구성되어 있는데 기본적인 제어방식으로서의 유효분전류 Iq와 무효분전류 Id를 직류량으로 검출하고 리딩치(Iq*, Id*=0)로 추종해 하는 컨버터 입력전압벡터 Va*를 제어한다.

1. 비간섭 전류제어

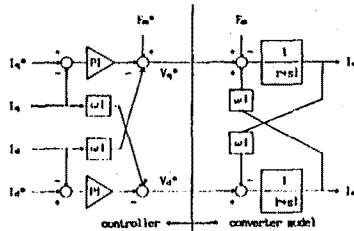


그림3. 비간섭 전류제어방식

비간섭 전류제어를 그림3에 표시한다. 여기서 E_m^* 는 전원전압의 설정치로 직류량이다. 그리고 I_q, I_d 는 회전과포계에서 계산된 값이다. 또 그림3에 표시하는 제어기의 전압지령 V_q^* 와 V_d^* 로부터 콘버터 입력전압 벡터지령 V_a^* 를 구해 PWM 신호로하여 출력하고 있다.

2. 공간전압벡터 PWM방식

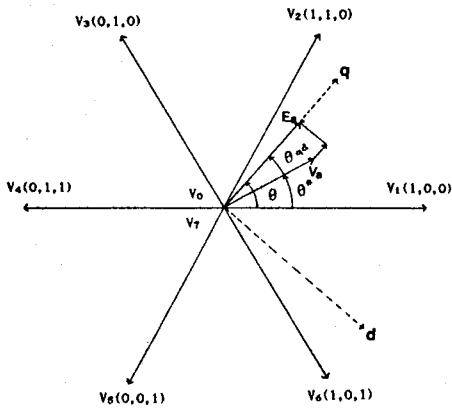


그림4. 콘버터의 공간전압벡터 PWM방식

콘버터의 공간전압벡터도를 그림4에 표시한다. 3상 콘버터의 경우 8가지 스위칭 패턴이 있고 V_1-V_6 의 전압벡터와 $V_0(0,0,0), V_7(1,1,1)$ 의 각 전압벡터가 선택가능하다. 또한 전원전압벡터 E_m 는 회전벡터이다. 한편 콘버터의 입력전압 벡터 V_a 는 고정전압벡터 V_0-V_7 를 선택하는 것으로 회전벡터도 된다. V_a 벡터의 진폭지령치 V_a^* 와 E_m 벡터와 V_a 벡터 사이의 위상각 θ_{qd} 는 다음식으로 된다.

$$V_a^* = \sqrt{V_{q^*}^2 + V_{d^*}^2} \quad (4)$$

$$\theta_{qd} = \tan^{-1}\left(\frac{V_{d^*}}{V_{q^*}}\right) \quad (5)$$

$$\theta^* = \theta - \theta_{qd} \quad (6)$$

다음으로 각 전압벡터 V_{1a}, V_{1b}, V_{1c} 의 도통시간 T_a, T_b, T_c 는 다음식으로 계산된다.

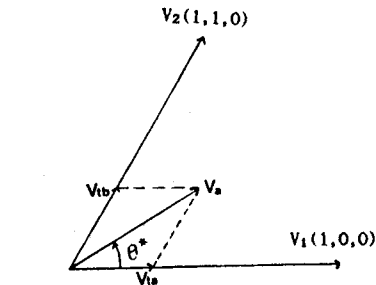


그림5. 콘버터 출력전압벡터의 샘플링 시간분할도

$$T_a = T_s \cdot \frac{\sqrt{3} V_a^*}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta^*\right) \quad (7)$$

$$T_b = T_s \cdot \frac{\sqrt{3} V_a^*}{V_{dc}} \sin(\theta^*) \quad (8)$$

$$T_c = T_s - T_a - T_b \quad (9)$$

여기서 T_s = 샘플링시간, V_{dc} = 콘덴서 링크전압, $V_a^* = V_a$ 벡터의 진폭지령치이다.

IV. 순시전력 feed-forward 보상을 첨가한 입력전류결정법

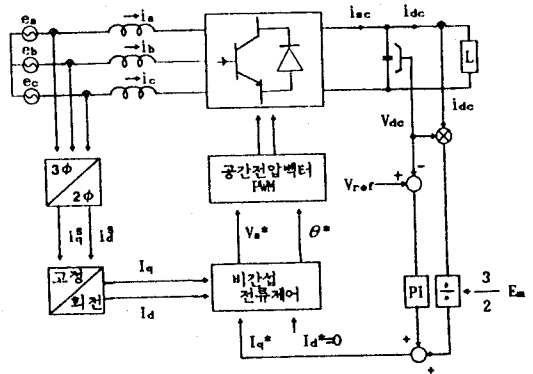


그림6. 전력평형을 고려한 시스템구성도

그림6에서 부하전력은

$$P_{load} = V_{dc} \cdot I_{dc} \quad (10)$$

로 되고 콘버터로부터 콘덴서에 입력하는 전력은

$$P_{in} = V_{dc} \cdot I_{ac} \quad (11)$$

가 된다.

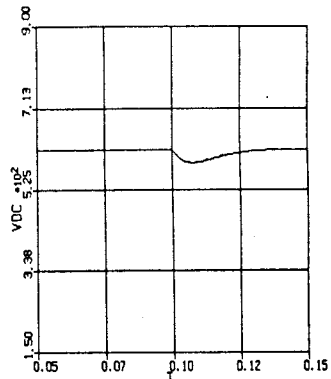
역률 1계에서 3상 교류전원측으로부터 본 순시전력은

$$P_s = e_{1a} i_a + e_{1b} i_b + e_{1c} i_c = \frac{3}{2} E_m I_m \quad (12)$$

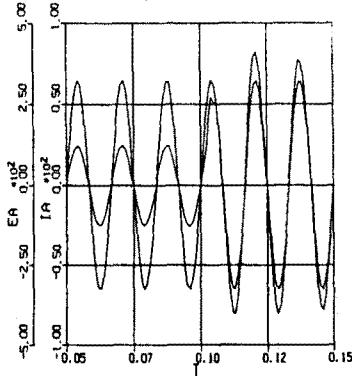
이 되어 시간에 관계없이 일정치가 된다. 또한 정상상태에서는 인덕터의 전력은 순시적으로 영이고 저항에 의한 손실을 무시한다면 $P_s = P_{in}$ 식이 성립한다. 결과로서 전류지령치 I^* 는 정상시에는 다음식으로 된다.

$$I^* = \frac{P_a}{\frac{3}{2} E_m} = \frac{V_{dc} \cdot I_{dc}}{\frac{3}{2} E_m} \quad (13)$$

V. 시뮬레이션 결과



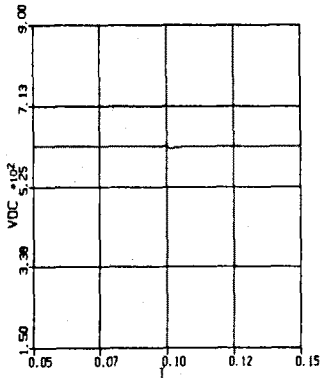
(a) 직류전압



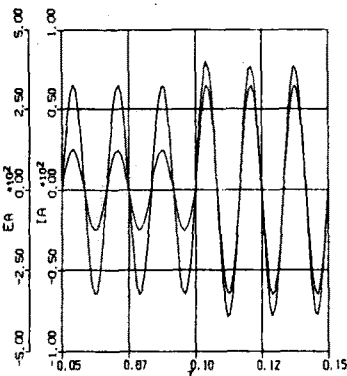
(b) 입력전압·전류

그림7. 순시전력평형을 고려하지않는 경우의 컨버터응답파형

그림7은 부하의 급격한 변화에 대한 순시전력평형을 고려하지 않는 경우의 컨버터 응답파형을 표시한다. 본 시뮬레이션의 설정치로서 입력선간전압 실효치는 400V, 직류전압은 620V, 입력단의 인덕턴스는 2mH, 출력단의 커패시턴스는 4700 μ F, 일때 부하를 0.1sec의 시점에서 20A에서 62A로 급격히 변화시킨 경우 각 부분의 파형을 나타낸다.



(a) 직류전압



(b) 입력전압·전류

그림8. 순시전력평형을 고려한 경우의 컨버터 응답파형

그림8에 나타난 바와같이 순시전력평형을 고려한 시스템에서는 직류전압에 거의 변화가 없고 그림(b)에 나타난 것처럼 전류는 전력평형을 갖기에 필요한 지령에 대해 거의 순시적으로 추종한다. 본 시뮬레이션 결과로부터 순시전력을 고려한 feed-forward 보상에 의해 보다 속응성있는 시스템이 구성될 수 있다.

VI. 결론

이상의 본 연구에서는 순시공간 전압벡터이론을 이용한 3상 전압형 PWM 컨버터에 있어서 전력평형을 고려한 지령 전류 결정법을 제안하고 컨버터 시스템전체가 보다 고속·고안정한 시스템으로 되는 것을 시뮬레이션을 통해 확인했다. 이후의 과제로는 본 컨버터와 다른 전력변환장치와의 복합적인 시스템의 평가가 요망된다.

참고문헌

- [1] B.T.Ooi, J.C.Salmon, J.W.Dixon "A 3-phase controlled current PWM converter with leading power factor" In Conf. Rec. IEEE-IAS, 1985, PP. 1008-1014.
- [2] E.Werneckinck, A.kawamura, and R.Hoft "A high frequency ac/dc converter with unity power factor and minimum harmonic distortion" In Conf. Rec. IEEE-PESC, 1987, pp. 264-270.
- [3] 小笠原, 山岸, 戸塚, 赤木, "瞬時電力のフィードフォワード制御を付加した電圧形PWM整流器-インバータ" 電学論D, 111巻11号, 平成3年.
- [4] 酒井, 遠藤, 本部, 南藤, "電圧形PWMコンバータの平滑コンデンサ容量低減および瞬停再始動制御法" 電学論D, 112巻1号, 平成4年.