

조건부 적분기를 가지는 LQ 제어를 이용한 3상 PWM 컨버터의 전류제어

김 홍 성 전윤석 조영준 목형수 최규하 김한성

건국대학교 전기공학과

Current Control for Three Phase PWM Converter Using LQ Controller with Conditional Integrator

H.S. Kim Y.S. Jeon Y.J. Joe H.S. Mok G.H. Choe H.S. Kim

Dept. of Elec. Eng., Kon-Kuk University

Abstract

In this paper, controller for PWM converter considering unsymmetrical input voltage is designed and current controller using LQ controller with conditional integrator is proposed. And the proposed current controller is compared with other current controller - predictive controller, decoupling PI controller. As simulation results, LQ controller with Conditional Integrator shows the improved performance for DC link voltage regulation through transient test of load variation. And when unsymmetrical input voltage is applied to converter with conventional current controller considering only symmetrical input voltage, input current is distorted but it is showed that current controller considering unsymmetrical input has robust control characteristics under phase voltage unbalance.

1. 서론

교류입력을 직류출력으로 변환하는 AC-DC 변환 장치는 가변속 모터드라이버, 배터리 충전기, UPS 시스템, 용접기등 산업계 전반에 걸쳐 광범위하게 이용되고 있다. 주로 이러한 AC-DC 변환 장치로서 비교적 저가의 다이오드정류기 또는 위상제어정류기 등이 일반적으로 많이 사용되는데, 전원의 질, 에너지의 효율적이용, 안정된 전원의 공급이라는 관점에서 PWM 컨버터에 대한 관심이 고조 되고 있다.

PWM 컨버터는 전술한 바와 같은 요건을 만족시키기 위하여 직류전압 일정제어기능과 전원 전류를 단위역을 정현파로 제어하기 위한 전류제어 기능을 필요로 하며 전류제어기의 성능은 시스템의 성능에 큰 영향을 미친다.

일반적인 전류제어기로서 히스테리시스 제어기, 정지 좌표계 PI제어기 및 예측제어기, 동기좌표계 비간섭 PI제어기 및 예측제어기등을 들 수 있다. 히스테리시스제어기는 구현이 간단하고 빠른 응답특성을 갖는 반면 스위칭 주파수가 일정치 않고 전류오차가 밴드의 두배까지 되는 등의 단점으로 인해 최근 마이크로프로세스 기술의 발전으로 고성능 제어기의 구성이 용이해져 감에 따라 사용이 감소하고 있음을 감안하면 일반적인 제어기로서 예측제어기 및 PI 제어기를 들 수 있다. 이들 제어기는 제어기를 구성하는 좌표계에 따라 정지 좌표계 제어기 및 동기좌표계 제어기로 구성되는데 전류의 양이 DC로 표현되므로 위상 지연 및 정상상태오차를 가지지 않는 것으로 알려진 동기좌표계 비간섭 제어기가 더욱 일반적으로 이용된다.[1-3]

그러나 이러한 기존의 제어기들은 초기 설계단계에서 평형된 입력전압을 가정함으로써 불평형 입력이 가해졌을 경우 입력전압이 왜곡되는 특성을 가진다. 그러므로 본 연구에서는 상불평형을 고려한 전류제어제동을 구성하였다.

그리고 전술한 제어기들에서 예측제어기의 경우는 비례제어기와 비슷하게 구성되므로서 정상상태 오차가 유발하며 PI제어기의 경우는 최적의 제어기이득을 얻기가 힘들다는 문제점을 지닌다.

그러므로 본 연구에서는 가격함수에 따라 최적의 이득을 얻을 수 있는 LQ제어기[5]를 이용하여 전류제어기를 구성하였다. 그리고 PWM 컨버터는 제어전압으로서 DC 링크부의 직류전압을 이용하여 제어전압을 만드는데 부하변동과 같은 과도상태에서 직류전압의 한정성으로 인해 제어전압이 기준전압을 제대로 만들지 못하고 포화되는 경우가 발생한다. 그러므로 이에대한 대책으로 조건부 적분기를 제안하였다.

2. PWM 컨버터의 모델링

2.1 시스템 모델링[4]

3상 PWM 컨버터의 전력회로는 그림1과 같이 3상 전파 브리지형의 PWM 컨버터로 구성된다.

그림1의 전력회로의 KVL을 이용한 교류전원측의 전압방정식은 다음과 같다.

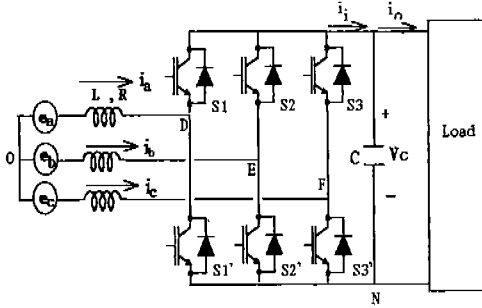


그림 1 PWM 컨버터의 전력회로
Fig 2 Power circuit of photovoltaic system.

$$e_a = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_{DO} \quad (1)$$

$$v_{DN} = d_1 \cdot V_c \quad (s1 \text{ on} : d1=1, s1' \text{ on} : d1=0)$$

$$e_b = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + v_{EO} \quad (2)$$

$$v_{EN} = d_2 \cdot V_c \quad (s2 \text{ on} : d2=1, s2' \text{ on} : d2=0)$$

$$e_c = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + v_{FO} \quad (3)$$

$$v_{FN} = d_3 \cdot V_c \quad (s3 \text{ on} : d3=1, s3' \text{ on} : d3=0)$$

여기서 $v_{DO} = v_{DN} + v_{NO}$ $v_{EO} = v_{EN} + v_{NO}$
 $v_{FO} = v_{FN} + v_{NO}$ 임

중성선이 없고 3상 불평형임을 가정하면 다음과 같이 각 상의 전압, 전류의 합이 영이 되므로,

그림1에서 각 상의 전원전압이 식(4)와 같이 정상분, 역상분 그리고 영상분으로 구성되었을 경우 중성선이 없으므로 식(5), (6)과 같은 조건이 성립하므로 전압 v_{NO} 는 식(7)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} e_a &= e_{pa} + e_{na} + e_o \\ e_b &= e_{pb} + e_{nb} + e_o \\ e_c &= e_{pc} + e_{nc} + e_o \end{aligned} \quad (4)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (5)$$

$$e_a + e_b + e_c \neq 0 \quad (6)$$

$$v_{NO} = \frac{e_a + e_b + e_c}{3} - \frac{v_{DN} + v_{EN} + v_{FN}}{3} \quad (7)$$

그리고 직류전압에 대한 관계식은 다음과 같고

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_i - i_o \quad (8)$$

입출력 관계는 식(9)와 같다.

$$v_{DO} i_a + v_{EO} i_b + v_{FO} i_c = V_c i_i \quad (9)$$

식(1), (2), (3)을 행렬식으로 표현하면 다음과 같다.

$$e_{abc} = (LP + R) i_{abc} + v_{DEF0} \quad (10)$$

여기서 P : 미분 연산자

$$e_{abc} = [e_a \ e_b \ e_c]^T \quad i_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$$

$$v_{DEF0} = [v_{DO} \ v_{EO} \ v_{FO}]^T$$

다음과 같이 정상분, 역상분, 및 영상분으로 구성되는 전압또는 전류 성분을 x_a, x_b, x_c 로 놓고

$$\begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} = X_{mp} \begin{bmatrix} \cos(\alpha t + \alpha_p) \\ \cos(\alpha t + \alpha_p - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\alpha t + \alpha_p + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} + X_{mn} \begin{bmatrix} \cos(\alpha t + \alpha_n) \\ \cos(\alpha t + \alpha_n + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\alpha t + \alpha_n - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} + X_{m0} \begin{bmatrix} \cos(\alpha t + \alpha_0) \\ \cos(\alpha t + \alpha_0) \\ \cos(\alpha t + \alpha_0) \end{bmatrix} \quad (11)$$

다음과 같은 식(12)의 3상 2상 변환식을 이용하여 식(11)과 같이 표현되는 비대칭 전압 또는 전류를 d-q성분으로 분리하면 식(13)과 같이 정상분은 직류성분으로 나타나는 반면 역상분은 2고조파 성분으로 나타남을 알 수 있다.

$$\begin{bmatrix} X^e \\ q \\ X^e \\ d \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \alpha t & -\sin \alpha t \\ \sin \alpha t & \cos \alpha t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} X^e \\ q \\ X^e \\ d \end{bmatrix} &= X_{mp} \begin{bmatrix} \cos \alpha_p \\ -\sin \alpha_p \end{bmatrix} + X_{mn} \begin{bmatrix} \cos 2\alpha t & -\sin 2\alpha t \\ \sin 2\alpha t & \cos 2\alpha t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \alpha_n \\ \sin \alpha_n \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} X_{qp}^e \\ X_{dp}^e \end{bmatrix} + R(-2\alpha t) \begin{bmatrix} X_{qn}^e \\ X_{dn}^e \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

여기서

$$\begin{aligned} X_{qp}^e &= X_{mp} \cos \alpha_p & X_{qn}^e &= X_{mn} \cos \alpha_n \\ X_{dp}^e &= -X_{mp} \sin \alpha_p & X_{dn}^e &= X_{mn} \sin \alpha_n \end{aligned} \quad \text{임}$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_q^e \\ X_d^e \end{bmatrix} \\ = T_{32} R(\omega t) \begin{bmatrix} X_q^e \\ X_d^e \end{bmatrix} \quad (14)$$

식(13)을 식(14)을 이용하여 삼상표현식으로 표현하면 아래와 같이 반대로 회전하는 정상분과 역상분의 합으로 표현된다.

$$X_{abc} = T_{32} R(\omega t) X_{qd}^p + T_{32} \tilde{R}(-\omega t) X_{qd}^n \quad (15)$$

식(10)의 삼상 전압 및 전류 성분에 식(15)를 대입하여 풀면 식(16)과 같은 식을 얻을 수 있다.

그리고 식(15)를 이용하여 식(9)를 풀면 식(17)과 같은 입출력 관계식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} P_{qp}^e \\ P_{dp}^e \\ P_{qn}^e \\ P_{dn}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega & 0 & 0 \\ \omega & -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \omega \\ 0 & 0 & \omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qp}^e \\ i_{dp}^e \\ i_{qn}^e \\ i_{dn}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qp}^e - e_{qp}^e \\ v_{dp}^e - e_{dp}^e \\ v_{qn}^e - e_{qn}^e \\ v_{dn}^e - e_{dn}^e \end{bmatrix} \quad (16)$$

P:미분연산자

v_{qp}^e, e_{qp}^e : 컨버터 전압 및 전원전압의 q축 정상성분

v_{dp}^e, e_{dp}^e : 컨버터 전압 및 전원전압의 d축 정상성분

v_{qn}^e, e_{qn}^e : 컨버터 전압 및 전원전압의 q축 역상성분

v_{dn}^e, e_{dn}^e : 컨버터 전압 및 전원전압의 d축 역상성분

$$v_c i_1 = \frac{3}{2} \{ V_{qp}^e i_{qp}^e + V_{dp}^e i_{dp}^e + V_{qn}^e i_{qn}^e + V_{dn}^e i_{dn}^e \} \\ + \frac{3}{2} \cos 2\omega t \{ V_{qn}^e i_{qp}^e + V_{dn}^e i_{dp}^e + V_{qp}^e i_{qn}^e + V_{dp}^e i_{dn}^e \} \\ + \frac{3}{2} \sin 2\omega t \{ -V_{dn}^e i_{qp}^e + V_{qn}^e i_{dp}^e + V_{dp}^e i_{qn}^e - V_{qp}^e i_{dn}^e \} \quad (17)$$

식(8),(16),(17)을 이용하면 그림2와 같은 상불평형을 고려한 시스템 블록선도를 얻을 수 있다.

3. 제어기 설계

본 연구에서는 전원전압의 성분을 정상분과 역

상분으로 분리하여 정상분을 기준으로 시스템을 제어한다. 시스템의 전체 제어 계통은 그림 7과 같다.

(1) 정상분과 역상분의 분리

삼상전압이 정상분, 역상분, 영상분으로 혼합되었을 경우 삼상전압은 d-q평면상에서 정상분에 의한 직류성분과 역상분에 의한 2조파 성분으로 나타나므로 중심주파수가 120[Hz]인 대역통과 필터(BPF)를 이용하여 그림4와 같이 정상성분을 검출할 수 있고 역상분은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} e_{na} &= e_a - e_{pa} \\ e_{nb} &= e_b - e_{pb} \\ e_{nc} &= e_c - e_{pc} \end{aligned} \quad (18)$$

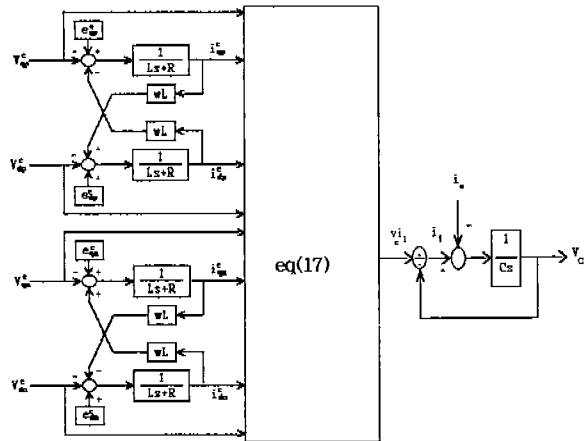


그림 2 PWM 컨버터 d-q 모델의 블록선도
Fig. 2 Block diagram of PWM converter d-q mode

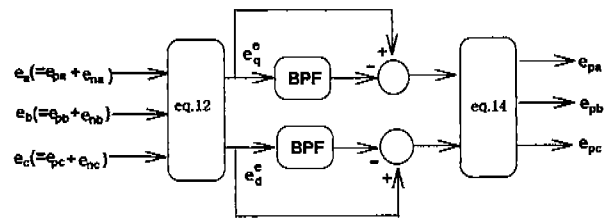


그림 3 정상분 검출 블록선도
Fig. 3 Block diagram to detect positive component.

(2) 전압 제어기 설계

삼상전원이 평형이었을 경우와는 달리 상불평형을 고려하여 부하전력과 정상분간의 전력평형관계 및 PI 제어기를 이용하여 다음과 같이 설계하였다.

$$i_{qp}^{e*} = kp(V_c^* - V_c) + ki \int (V_c^* - V_c) dt + \frac{vc \cdot i_o}{1.5e_{qp}} \quad (19)$$

그리고 정상분 d축전류의 기준신호는 0으로 한다.

(3) LQ 제어를 이용한 전류 제어기[5]

본 연구에서는 정상분 및 역상분 전압을 각각 검출하여 그림5와 같이 역상분 전압을 전류제어기 출력에 더하여 주므로서 역상분에 기인하는 전류는 영이 되도록 제어기를 구성하였다. 그리고 정상분에 대한 전류제어기는 다음과 같이 LQ제어기를 이용하여 구성하였다.

식(16)에서 정상분에 대한 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} P i_{qp}^e \\ P i_{dp}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega \\ \omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qp}^e \\ i_{dp}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qp}^e - e_{qp}^e \\ v_{dp}^e \end{bmatrix} \quad (20)$$

식(20)에서 만약 제어기입력을 다음과 같이 구성한다면

$$\begin{bmatrix} v_{qp}^e \\ v_{dp}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{qp}^e + e_{qp}^e \\ u_{dp}^e \end{bmatrix} \quad (21)$$

시스템의 상태방정식 및 출력 방정식은 식(22),(23)과 같이 표현되며 이는 다시 식(24)와 같은 일반적인 형식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{P} i_{qp}^e \\ \dot{P} i_{dp}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega \\ \omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qp}^e \\ i_{dp}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{qp}^e \\ u_{dp}^e \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} i_{qp}^e \\ i_{dp}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qp}^e \\ i_{dp}^e \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_p &= A_p x_p + B_p u_p \\ y_p &= C_p x_p \end{aligned} \quad (24)$$

위의 플랜트 모델을 이용하여 식(25)와 같은 적분 제어요소를 포함하는 설계플랜트 모델을 구성하면 식(27)와 같이 표현된다.

$$\dot{z}_p = C_p x_p - r \quad (25)$$

여기서 r : 제어기 기준신호

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu_p + Mr \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} x &= \begin{bmatrix} z_p \\ x_p \end{bmatrix} & A &= \begin{bmatrix} 0 & C_p \\ 0 & A_p \end{bmatrix} & B &= \begin{bmatrix} 0 \\ B_p \end{bmatrix} \\ M &= \begin{bmatrix} -I \\ 0 \end{bmatrix} & C &= \begin{bmatrix} 0 & C_p \end{bmatrix} \end{aligned}$$

그리고 가격함수를 다음과 같이 정의 한다.

$$J = \int_0^{\infty} [X^T N^T N X + \sigma U_p^T U_p] dt \quad (27)$$

그리고 제어입력은 다음과 같이 구성한다.

$$u_p = -Gx + G_y r \quad (28)$$

윗식에서 G는 제어기 이득행렬로서 다음과 같이 구성된다.

$$G = [G_z : G_y] \quad (29)$$

이득행렬 G는 다음의 Riccati equation을 이용하여 K를 구한후 식(31)과 같이 구한다.

$$KA + A^T K + Q - KBR^{-1}B^T K = 0 \quad (30)$$

여기서 $Q = N^T N$ $R = \sigma I$
 Q; 양의 반한정 대칭행렬
 R; 양의 한정 대칭행렬

$$G = R^{-1}B^T K \quad (31)$$

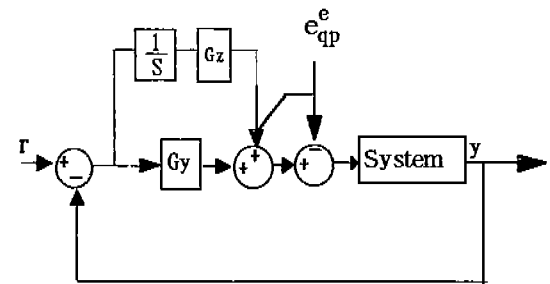
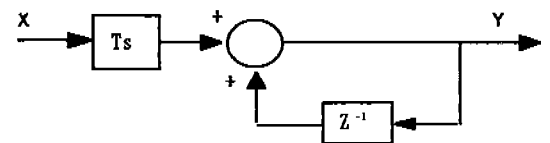


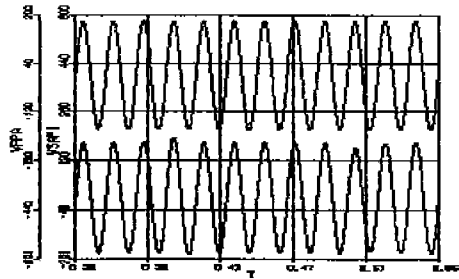
그림4. 전류제어 블록선도
 Fig. 4 Current control block diagram

본 논문에서는 디지털 제어기를 사용하기 위해 적분기를 다음과 같이 구성하였다.



$$\frac{y}{x} = \frac{T_s}{1 - Z^{-1}} \quad (T_s: \text{샘플링 시간})$$

그림 5 디지털 적분기
 Fig.5 Digital integrator

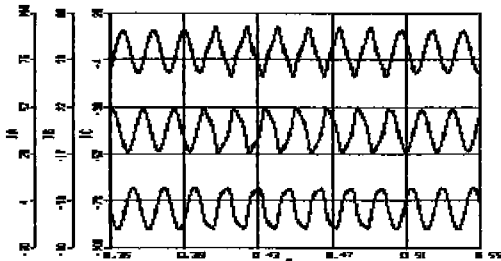


(b) 정상분 검출 특성
(b) Positive sequence detection characteristics

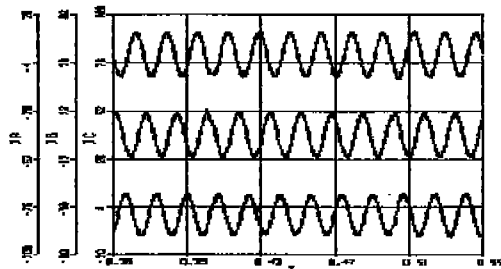
그림 9. 전압 성분 검출 특성

Fig. 9 Voltage component detection characteristics

그림10(a),(b)는 그림8과 같은 전압이 가해질때 상 불평형을 고려하지 않은 전류제어기와 고려한 제어기의 특성을 보인다. 그림10(a)는 상불평형을 고려하지 않은 제어기의 경우로 역상분이 인가되기 이전인 0.4초까지는 정현파 전류가 흐르나 0.4초에서 0.5초사이에 역상분이 인가되었을 경우 전류의 파형이 왜곡 됨을 알 수 있다. 그러나 그림 10(b)와 같이 상불평형을 고려한 제어기의 경우는 역상분이 인가된 이후에도 정현파를 유지함을 볼 수 있다.



(a) 상불평형 고려하지 않은 경우
(a) The case unconsidering phase unbalance



(b) 상불평형을 고려한 경우
(b) The case considering phase unbalance

그림 10. 상불평형에 따른 전류제어특성
Fig. 10 Current Control Characteristics according to Phase Unbalance

(2) 전류제어기 과도특성

그림 11은 예측제어기의 이용시 0.15초에서 정류

운전[15kW]에서 회생운전[15kW]으로 그리고 0.27초에서 다시 정류운전으로 전환 되었을경우의 각 축의 전류 및 DC 전압의 특성을 보여준다. 맨위의 파형은 q축전류 파형으로서 전력분 전류에 해당하므로 부하전류의 변동에 따라 변동 특성을 보인다. 그리고 두번째 파형은 d축전류의 파형으로서 약간의 정상상태 오차를 보임을 알 수 있다. 그리고 세번째 파형은 식(31)의 부등식에 좌측항에 해당하는 각 축 컨버터 전압 기준 벡터의 합의 크기를 나타낸다. 그리고 네번째 파형은 DC 전압 파형이다.

정류운전에서 회생운전으로 전환시 직류전압은 약 25[V]정도의 오버슈트를 보였으며 약 0.07초가량의 정착시간을 보임을 알 수 있다.

그리고 회생운전에서 정류운전으로 변화시 약 5[V] 정도의 전압의 순간적인 감소가 있는 후 약 0.04초 후에 정상상태에 도달함을 볼 수 있다.

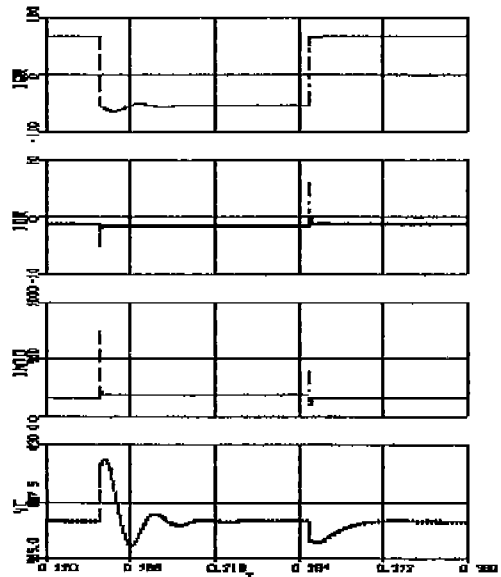


그림 11 예측제어기의 과도응답 특성
Fig.11 Transient response characteristics of Predictive controller

(2) PI제어기

그림12는 전과 동일한 조건으로 PI제어기 이용시의 응답특성으로서 회생운전에서 정류운전시 약 25[V]정도의 오버슈트로서 예측제어기와 비슷하나 정착시간이 0.03초로서 많이 감소하였음을 알 수 있다. 그리고 회생운전에서 정류운전으로 변화시는 순간적인 전압 감소량이나 정착시간에서 비슷한 특성을 보인다. 그림13은 본 논문에서 제안한 이득이 조건부 적분기를 PI 제어기에 적용하였을 경우의 파형으로 정류운전에서 회생운전시 직류전압의 정착시간 및 진동이 감소하였음을 알 수 있다. 그러나 그러나 회생운전에서 정류운전으로의 변화시는 조건부 적분기 사용 한 경우와 사

용하지 않은 경우 모두 같은 특성을 보이는데 이는 세번째 과형에서 보는 바와 기준 벡터의 합의 크기가 회생운전에서 정류운전으로의 변화시는 포화되지 않기 때문이다.

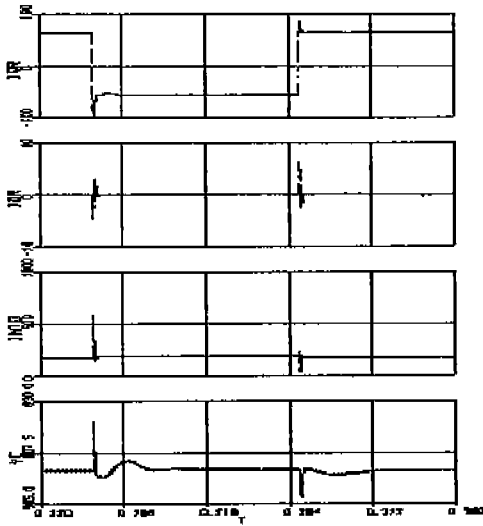


그림 12 PI 제어기의 과도응답 특성
Fig.12 Transient response characteristics of PI controller

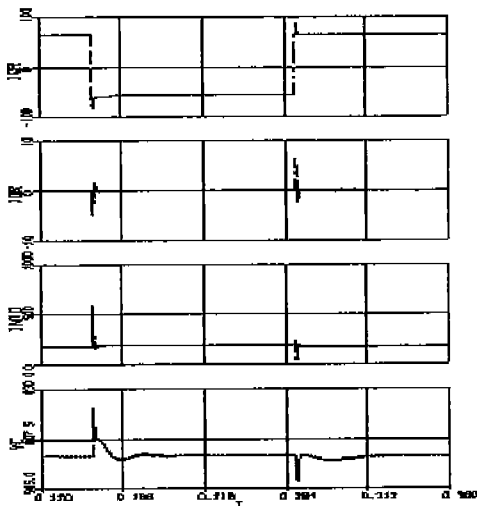


그림13 조건부 적분기를 사용한 PI 제어기의 과도응답 특성
Fig.13 Transient response characteristics of PI controller using conditional integrator

(3) LQ 제어기

그림14는 동일한 조건에서의 LQ 제어기의 시뮬레이션 결과이다. DC전압의 오버슈트는 다른 제어기와 비슷한 결과를 보이나 정류운전에서 회생운전시 정상상태 도달시간이 시간이 많이 감소하였음을 알 수 있다. 그리고 전류의 오버슈트도 감소함을 알 수 있다.

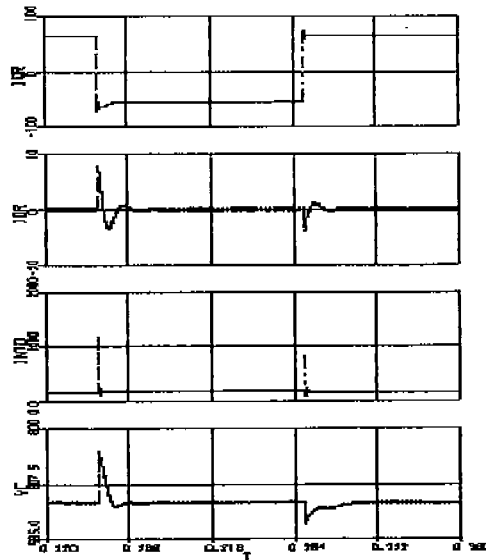


그림 14 . 조건부 적분기를 이용한 LQ 제어기의 과도응답 특성
Fig.14 Transient response characteristics of LQ controller with conditional integrator

5. 결론

본 연구에서는 불평형입력전원에 대한 PWM 컨버터의 제어계통을 구성하고 전류제어기로서 조건부 적분기를 갖는 LQ 제어기를 제안하였다. 그리고 기존의 범용성을 지니는 전류제어기들과 특성을 비교하였다. 시뮬레이션을 통하여 LQ 제어기를 사용하였을 경우 DC 출력 전압의 응답특성이 예측전류제어기나 PI 제어기에 비하여 양호한 특성을 보임을 알 수 있었다.

참고문헌

- [1] R. Wu et. al, "A PWM AC-to-DC Converter with Fixed Switching Frequency", IEEE Tran. on Ind. Appl. , vol.26,NO.5 Sep./Oct. ,1990, pp880-884.
- [2] N. R Zargari et. al, "Performance Investigation of a Current - Controlled Voltage- Regulated PWM Rectifier in Rotating and Stationary Frames", IEEE Tran. on Ind. Elec. ,vol. 42,NO.4 ,Aug. 1995, pp396-401.
- [3] H. Sugimoto et.al , " A High Performance Control Method of a Voltage-Type PWM Converter" , PESC ,1988, pp.360-368
- [4] P. Rioual et.al, " Regulation of A PWM Rectifier in The Unbalanced Network State" PESC 1993,pp 641-647.
- [5] 김충식, "선형제어시스템공학", 청문각