

3상 전압형 PWM 컨버터 운전시 전원측 리액터의 불평형을 고려한 보상법

全智鏞[†], 李仕永^{*}, 趙有煥^{**}, 李根洪^{***}

A Compensation Method considering Unbalance of Reactor
at Source Side in Driving 3 Phase Voltage type PWM Converter

Ji-Yong Chun, Sa-Young Lee, Yu-Hwan Cho, and Geun-Hong Lee

요 약

본 논문에서는 인버터를 구동하는 용도의 직류전원장치에 대한 제어 알고리즘 개발을 목표로 하고 있으며, 구동과 회생기능을 갖는 전압형 PWM 컨버터에서 운전시 전원의 불평형을 보상하는 제어방법을 제안 한다.

교류전원에 대하여 컨버터가 항상 평형상태를 유지하는 방법은 전류제어 루프에 의하여 불평형 상태를 보상하는 방법을 사용하였으며, 불평형의 제어는 전력변환기의 구성면에 있어서 각상의 리액턴스가 같지 않은 누설변압기 등의 사용을 가능하게 하므로 제안된 전력변환기의 하드웨어와 제어 알고리즘은 장치의 소형화와 효율향상에 기여할 것이다.

ABSTRACT

In this paper, the control algorithm of DC source device for inverter starting is proposed and the control method for compensating unbalance system source on operating time in the voltage type PWM converter with driving and regenerative faculty is suggested. The maintaining way of balancing condition for converter of AC source is used the compensating unbalanced status by current control loop. Because it is possible that the unbalanced System control is used to leakage transformer not equaled reactance by each phase in rectifier system, the proposed H/W and control algorithm of rectifier system is contributed to minimize of device and rising efficiency.

Key Words : AC-DC PWM converter, Unbalanced system control, Leakage transformer

1. 서 론

전압형 AC-DC PWM 컨버터는 양방향의 전력변환 특성과 유/무효전력을 발생할 수 있는 기능을 갖고 있

다. 따라서 전동기를 구동하는 인버터의 구동전원을 비롯하여 각종 직류를 필요로 하는 설비에 이용되고 있으며 순시제어가 가능한 특성은 무효전력 또는 고조파 전류의 보상을 보상하는 장치에도 응용되고 있다.

근래들어 AC-DC PWM 컨버터는 주로 IGBT 소자를 사용하고 있으며 전동기 구동용 인버터를 부하로 하는 경우 전류의 형태를 정현파로 제어, 단위역률 제어가 가능하도록 설계되고 있다.

그러나 실제 컨버터운전에 있어 입력 전압 불평형 또는 입력측 리액터의 불평형 상태에서 운전될 수 있

[†]교신저자 : 정희원, 아주자동차대학 자동차계열 부교수
E-mail : jyechun@motor.ac.kr
^{*}정희원, 명지전문대학 전기과 교수
^{**}정희원, 두산인프라코어 연구소 전자기술팀 책임연구원
^{***}정희원, 두산인프라코어 연구소 전자기술팀 선임연구원
접수일자 : 2004. 11. 12 1차 심사 : 2004. 12. 23
2차 심사 : 2005. 6. 22 심사완료 : 2005. 7. 11

으며 이 경우 기존의 제어 기법을 이용할 경우 입력 전류의 불평형 및 출력전압의 리플을 동반하게 된다. 따라서 전압 불평형시 이에 대한 영향을 분석한 연구^[1]와 전압의 크기를 판단하여 각상의 듀티를 제어하는 buck 컨버터 제어 기법^[2] 및 입력 전압을 정상성분과 역상성분으로 나누어 각각의 전류를 제어하는 연구^[3-4]가 발표되었다. 컨버터의 리액터 양단전압은 전원전압과 전력변환기의 교류측 전압의 차가 되므로 전원의 전압이 불평형의 경우에 있어서는 전원 전압을 검출하여 전력변환기도 똑같은 불평형 성분을 갖도록 하면 불평형이 상쇄되어 전원에는 평형전류가 흐르게 할 수 있다. 실제의 경우 전원의 불평형은 수전설비에 사용하는 변압기의 탭조절로 해결이 가능하다.

그러나 전원 전압이 평형상태라 할지라도 제작상의 제약에 따라 입력측 3상 리액터의 리액턴스가 다를 경우, 각상에 흐르는 전류는 불평형 상태가 된다. 불평형 전류는 교류전원 설비의 운영면에서 좋지 않은 영향을 주므로 전력변환기의 설계에 있어서 불평형을 보상하도록 제어에 추가되는 적절한 방법을 사용하여야 한다. 또한 실제 리액터의 경우 흐르는 전류의 크기에 따라 변화하고 3상 리액터로 제작하는 경우 리액턴스의 크기를 정확하게 맞추는 것은 어렵다. 따라서 전류를 분석하여 불평형을 보상하는 기법이 요구된다.

본 논문에서는 각 상의 리액턴스가 다른 조건에서 불평형 상태에 대하여 전류의 정상성분과 역상성을 분리하고 각각에 대하여 제어루프를 갖는 제어방법을 사용하여 전류의 평형을 유지하는 방법을 제안하였다. 따라서 이를 이용할 경우, DC-link 전압이 입력전압에 비하여 낮은 경우에 있어 고려할 수 있는 각 상의 누설 리액턴스가 다른 누설 승압용 변압기의 사용도 가능하게 하여 기기의 외형과 제작비용의 감소가 가능하다.

2. 제안된 컨버터 제어기법

일반적인 전압형 컨버터는 그림 1과 같이 교류 입력 전원과 리액턴스로 결합하는 구조를 하고 있으며 전압 및 전류 방정식은 식 (1)과 같다.

$$\begin{cases} (v_a - v_b) - (e_a - e_b) = L_a \frac{di_a}{dt} - L_b \frac{di_b}{dt} \\ (v_b - v_c) - (e_b - e_c) = L_b \frac{di_b}{dt} - L_c \frac{di_c}{dt} \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (1)$$

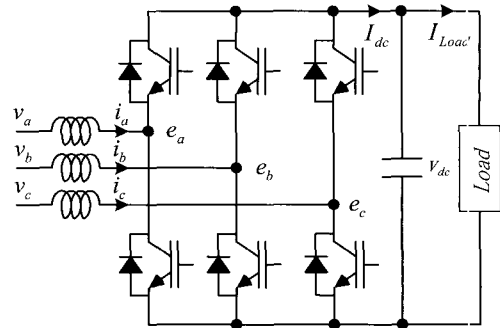


그림 1 3상 전압형 PWM 컨버터 주회로
Fig. 1 Main circuit of 3 phase Voltage type PWM Converter

또한 전원전압을 V , 컨버터 전압을 E , 리액턴스의 임피던스를 X , 컨버터에 흐르는 전류를 I 라 할때 리액터 불평형인 경우의 벡터도를 나타내면 그림 2와 같다. 또한 3상 전류를 평형으로 제어하기 위해서는 전원과 이루는 위상이 θ 이고 서로 120° 의 위상차를 유지하면서 서로 다른 크기를 갖는 전압 E_a, E_b, E_c 를 컨버터에서 공급하여야 한다. 이때 전원의 중성점에서 바라본 컨버터의 전압은 E_{a0}, E_{b0}, E_{c0} 가 된다.

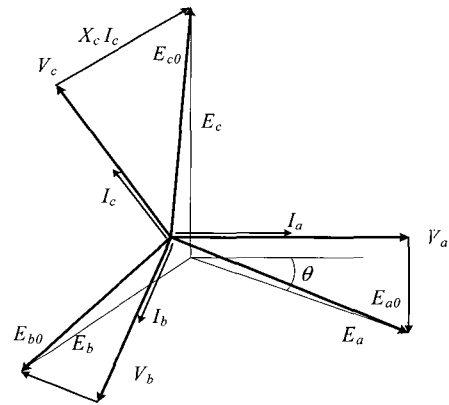


그림 2 리액턴스 불평형 시스템에서의 벡터도
Fig. 2 Vector diagram under unbalanced reactance system

2.1 리액터 불평형시의 전류 검출 기법

식 (1)에 의하여 영상전류를 고려 하지 않는 경우에 있어 리액터 불평형 상태에 의하여 불평형 전류가 흐르는 경우, 정상분 전류와 역상분 전류로 나눌 수 있다. 따라서 정좌표계를 $\alpha\beta$ 프레임으로 나타낼 경우 상회전과 같은 방향으로 회전하는 회전좌표계를 dq^f , 반대방향으로 회전하는 회전좌표계를 $d-q^r$ 프레임이라 하면 3상 입력 전압의 a상 벡터와 α 축을 일치시킬

경우 그림 3의 위상관계를 갖는다. 그림 3의 벡터도에 서 a상과 a축을 일치시켰으므로 식 (1)에 의하여 영상 전류를 고려하지 않는 경우 a상은 β축의 성분을 포함 하지 않으며 b상과 c상은 αβ 두축의 성분을 포함하게 된다. 이 관계로부터 컨버터 전류는 식 (2)과 같이 나타낼 수 있다. 또한 정상분 전류와 역상분 전류는 회전방향이 서로 반대인 벡터이므로 회전방향이 다른 회전좌표계에서는 그 크기의 평균이 0으로 전원의 2배 주파수로 진동을 하는 성분을 포함하며 회전방향이 서로 같은 회전좌표계에 대하여는 일정 크기를 갖게 된다.

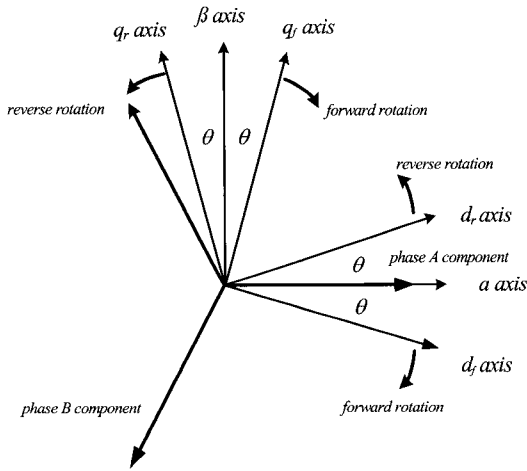


그림 3 aβ축, dq축 및 전원 좌표축의 위상
Fig. 3 Angle of aβ axis, dq axis and power source side

$$\begin{cases} i_a = i_a \\ i_\beta = -\frac{1}{\sqrt{3}}i_b + \frac{1}{\sqrt{3}}i_c \end{cases} \quad (2)$$

2.2 제안된 제어기법

불평형 전류의 경우 평형상태를 유지하기 위하여 그림 3의 좌표계에 의하여 컨버터 전류를 정상분 전류와 역상분 전류로 분해하고 각각에 대하여 불평형을 보상하기 위한 제어방법이 필요하게 된다.

전원전압과 리액터 양단전압 (V_L), 컨버터전압의 정상분 성분 (E^f)과 역상분 성분 (E^r)의 관계를 나타내면 식 (3)과 같다.

$$V = X \cdot I + (E^f + E^r) \quad (3)$$

식 (1)에서 우변 제 2항의 E^f 는 설정한 정상전류의 크기가 흐르도록 하는 리액터스전압의 정상전압이며 E^r 은 평형전류가 되기 위하여 보상되어야 할 리액터스의 역상전압이다. 따라서 검출된 전류가 설정전류와 같게 유지될 경우 전원전류는 평형을 유지하게 되므로 식 (4)와 같이 설정된 전류와 검출된 전류를 비교하여 오차를 보상하도록 한다.

$$\Delta i_{a\beta} = i_{a\beta}^* - i_{a\beta} \quad (4)$$

식 (4)에서 $\Delta i_{a\beta}$ 는 정지좌표계인 aβ 축으로 표현한 설정전류와 검출된 전류의 오차이며 보상해야 할 정상 성분과 역상성분의 합성으로 되어 있으므로 식 (5)와 같이 서로 회전방향이 다른 두 회전좌표계로 나타내어 정상분과 역상분으로 분해한다.

$$\begin{cases} \Delta i_{dq^f} = F \cdot k_i \Delta i_{a\beta} \\ \Delta i_{dq^r} = R \cdot k_i \Delta i_{a\beta} \end{cases} \quad (5)$$

여기서

$$F = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix}, \quad R = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix}$$

이다.

식 (5)에서 Δi_{dq^f} 와 Δi_{dq^r} 은 회전좌표축 dq^f 와 dq^r 축으로 나타낸 정상분과 역상분의 오차로 각각의 좌표계에서 전류 제어를 적용하면 적분제어부 식 (6)으로 나타낼 수 있으며 식 (7)을 통하여 식 (8)과 같이 전류 제어기를 구성할 수 있다. 따라서 그림 4의 전력변환기에서의 전압 제어기를 포함한 제안된 컨버터의 제어 블록도를 나타내면 그림 5와 같다.

$$e_{dq^f} = \frac{1}{s} \Delta i_{dq^f} \quad (6)$$

$$\begin{cases} e_{a\beta^f} = R \cdot e_{dq^f} \\ e_{a\beta^r} = F \cdot e_{dq^r} \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} e_a^* = e_a^f + e_a^r + k_p \cdot \Delta i_a \\ e_\beta^* = e_\beta^f + e_\beta^r + k_p \cdot \Delta i_\beta \end{cases} \quad (8)$$

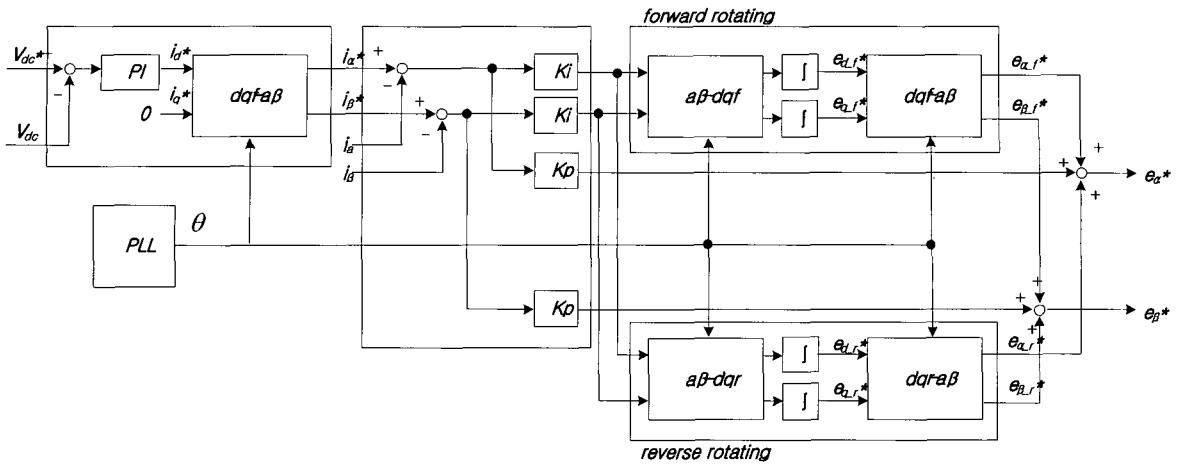


그림 5 제안된 제어기 블록도
Fig. 5 Block diagram of proposed controller

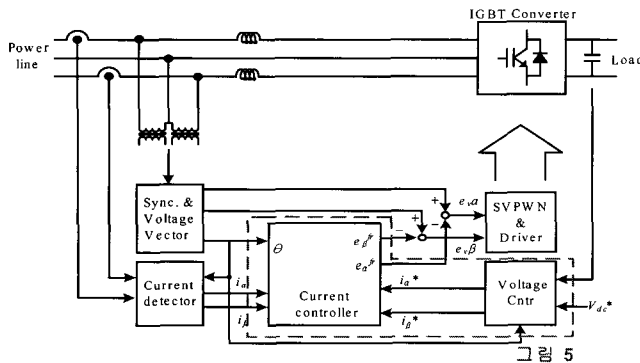


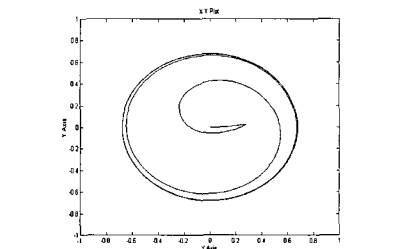
그림 4 제안된 전력변환기의 블록도
Fig. 4 Block diagram of proposed system

3. 시뮬레이션 결과

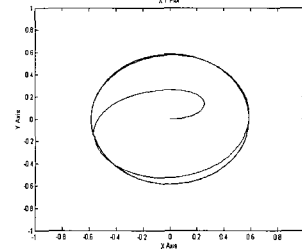
제안된 이론의 검증을 위하여 그림 5의 전력변환기에 대하여 표 1과 같이 변압기 2차측에 의한 전원의 불평형과 서로 다른 리액턴스의 크기를 갖는 조건에서 MATLAB/SIMULINK를 이용 시뮬레이션을 행하였다.

표 1 시뮬레이션 조건
Table 1 Conditions of simulation

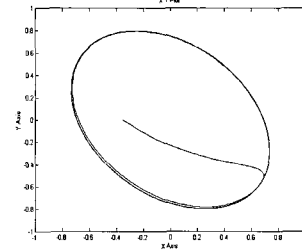
분류	a 상	b 상	c 상	비고
전원전압	100	100	150	최대전압[V]
리액턴스	3.9	0	3.9	[mH]



(a) 컨버터 정상분 전압 궤적($e_{\alpha\beta}^f$)



(b) 컨버터 역상분 전압 궤적($e_{\alpha\beta}^r$)



(c) 컨버터 벡터궤적 ($e_{\alpha\beta}^* = e_{\alpha\beta}^f + e_{\alpha\beta}^r$)

그림 6 컨버터 벡터궤적 (시뮬레이션 결과)
Fig. 6 Vector locus of inverter output voltage (Simulation results)

그림 6은 컨버터 운전시 정상전압과 역상전압의 궤적을 나타낸다. 그림 6(a)와 (b)에서 회전방향은 서로 반대방향으로 되어 있으며 반대방향의 회전좌표계에서 정상분과 역상분의 제어가 각각 이루어 짐을 알 수 있다. 또한 그림 6(c)는 불평형을 보상하기 위하여 보상된 변조파의 벡터궤적이다. 역상분이 보상되어 변조파의 궤적이 일그러져 있다.

각 상의 리액턴스 크기가 비슷한 경우는 정상전류의 제어만으로도 어느 정도 불평형의 보상이 이루어지나 큰 차이가 있는 경우나 표 1의 조건과 같이 한상의 리액터성분이 존재하지 않을 경우에는 전류 제어기의 이득을 상당히 크게 하여야 목적을 달성할 수 있으며 제어기의 band-width를 높일 경우 시스템의 불안정을 일으키는 원인이 되므로 현실적으로 구현이 어렵다. 그러나 본 논문에서 제안된 기법의 경우 적은 제어기의 band-width로도 평형된 전원전류를 얻을 수 있어 불평형을 제어하는 적절한 방법으로 판단된다.

4. 실험 및 고찰

본 본문에서는 입출력부의 전압 및 전류를 검출하기 위한 회로, TMS320LF240x를 이용한 제어부 및 정격 600[V] 100[A]의 IGBT 모듈과 각상에 연결된 불평형 리액터를 각각 3.9[mH], 0[mH], 3.9[mH]로 구성된 20[kVA] 3상 전압형 PWM컨버터를 그림 7과 같이 제어기를 구성하였으며 제안된 알고리즘을 적용하여 시험한 결과 그림 8과 같은 컨버터 전압궤적을 얻을 수 있었다.

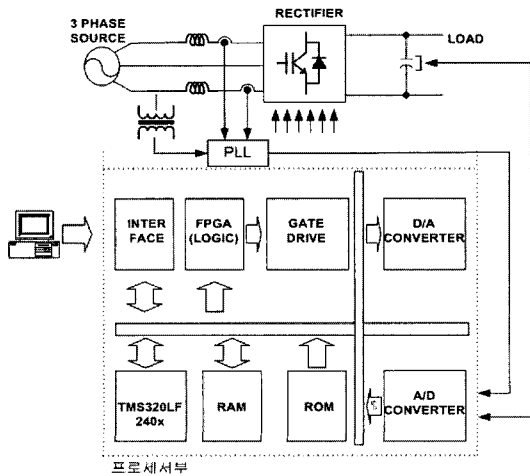
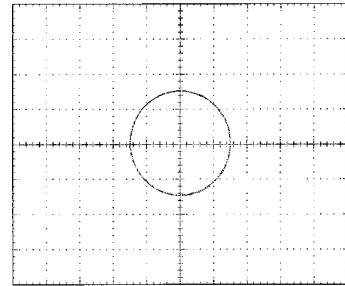
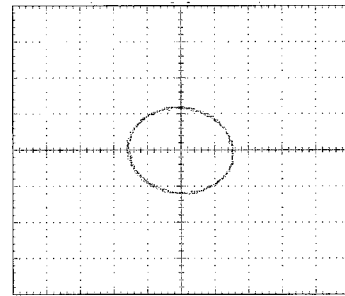


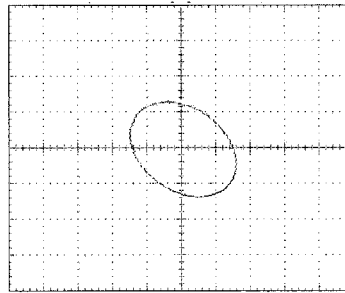
그림 7 제안된 컨버터의 시스템 구성도
Fig. 7 Block diagram of proposed converter system



(a) 컨버터 정상분 전압 궤적 ($e_{a\beta}^f$)



(b) 컨버터 역상분 전압 궤적 ($e_{a\beta}^r$)



(c) 컨버터 전압 벡터궤적 ($e_{a\beta}^* = e_{a\beta}^f + e_{a\beta}^r$)

그림 8 컨버터 전압 벡터궤적 (실험 결과)
Fig. 8 Vector locus of converter output voltage (Experiment results)

그림 9와 그림 10은 그림 7과 같이 한상분 리액터를 완전히 제거한 불평형 조건에서의 컨버터 기동시의 입력 전압, 전류 및 출력 전압, 부하전류의 파형을 나타낸다. 그림 9의 경우 컨버터 기동시의 파형을 나타내며 ①영역은 기동시 다이오드에 의한 정류되어 전압이 상승함을 보여주며 ②영역에서 IGBT소자가 PWM변조에 의해 스위칭이 이루어지며 이후 리액터의 불평형에 의한 과도상태 구간이 존재한 후 안정적으로 출력측 직류전압이 일정하게 유지되어짐을 확인할 수 있다. 그림 10은 부하전류를 5[A]에서 10[A]로 다시 5[A]로 변경하였을 경우이다. 출력 전압을 350[V]로

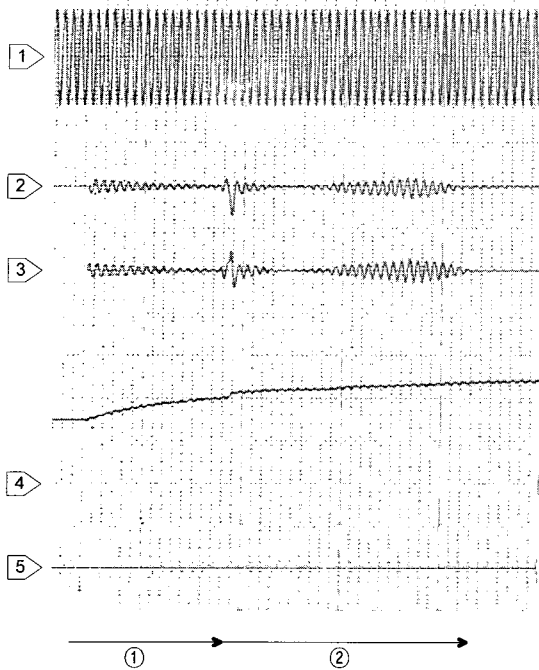


그림 9 기동시 응답특성
Fig. 9 At starting, system characteristics of transient response

ch 1 : v_{ac} (300V/div) ch 2 : i_a (10A/div)
ch 3 : i_c (10A/div) ch 4 : V_{dc} (150V/div)
ch 5 : i_{dc} (10A/div) time base : 10msec/div

유지하도록 제어하였을 경우 출력 전압이 일정하게 제어됨을 확인할 수 있었으며 시스템내의 리액터가 완전 불평형의 경우에 대하여 보상이 이루어짐을 확인할 수 있었다.

또한 제안된 제어방식에 의해 시스템 운전시 역률특성을 고찰하여 부하전류가 증가함에 따라 전원전류가 전원전압과 동상의 정현파로 개선되어 고역률로 유지됨을 그림 11을 통해 확인할 수 있었다.

5. 결 론

인버터를 구동하는 용도의 직류전원장치에 대한 제어 알고리즘 개발을 위하여 구동과 회생 기능을 갖는 20[kVA] 3상 전압형 PWM 컨버터에서 운전시 전원 및 전원측 리액터의 불평형으로 인하여 발생하는 시스템 불평형 현상을 보상하는 제어방법을 제안하였으며 다음과 같은 연구결과를 얻을 수 있었다.

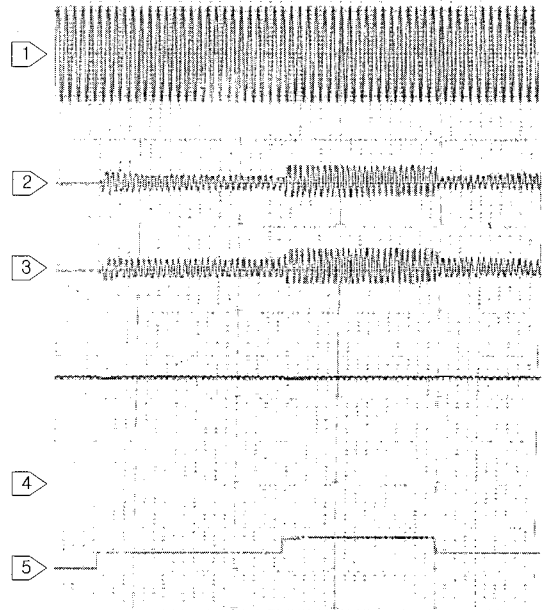


그림 10 부하 가변에 따른 시스템 과도응답특성
Fig. 10 System characteristics of transient response by load variation (i_{dc} : 5A → 10A)

ch 1 : v_{ac} (300V/div) ch 2 : i_a (10A/div)
ch 3 : i_c (10A/div) ch 4 : V_{dc} (150V/div)
ch 5 : i_{dc} (10A/div) time base : 10msec/div

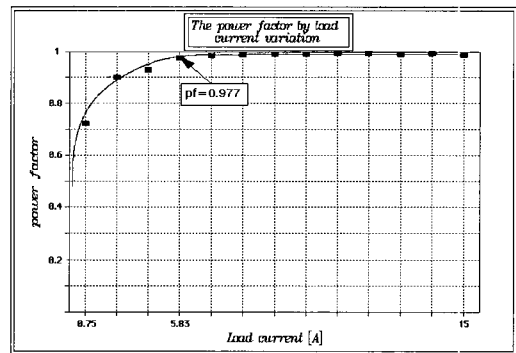


그림 11 출력 전류에 따른 역률 특성
Fig. 11 Characteristic of power factor according to load current

- 1) 교류전원에 대하여 컨버터가 항상 평형상태를 유지하는 방법은 전류제어 루프에 의하여 리액터 불평형 상태를 보상하는 방법을 사용하였으며, 설정전류에 대한 컨버터 전류의 오차인 정상분과 역상분을 0이 되도록 제어하여 전원측 리액터의 불평형현상에 대하여 안정된 평형제어가 됨을 확인할 수 있

었다.

- 2) 전원측 리액터에 의한 불평형의 제어는 전력변환기의 구성면에 있어서 각상의 리액턴스가 같지 않은 누설변압기 등의 사용이 가능하게 되었으며 제안된 전력변환기의 하드웨어와 제어 알고리즘은 장치의 소형화와 효율향상에 기여할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] Olorunfemi Ojo, Ishwar Bhat, "Influence of input supply voltage unbalances on the performance of AC_DC buck rectifiers" IEEE Transactions on Power Electronics,,777~784, 1994.
- [2] Prasad N. Enjeti, Shamin A. Choudhury], H[erivC Pouliquen, and Jean-Paul Louis, "A new control strategy to improve the performance of a PWM AC to DC converter under unbalanced operating conditions", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.X. No.3.October 1993.
- [3] Pascal Rioual, Herve Pouliquen, and Jean-Paul Louis, "Regulation of a PWM rectifier in the unbalanced network state using a generalized model", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 3, MAY 1996.
- [4] Sung-Chan Ahn, Dong-Seok Hyun, "New Control Scheme of Three-Phase PWM AC/DC Converter without angle detection under the Unbalanced input voltage conditions", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 17 No5, September, 2002.



조유환(趙有煥)

1965년 10월 31일생. 1988년 연세대 공대 전자공학과 졸업. 1988년~현재 두산인프라코어(주) 중앙연구소 책임연구원.



이근홍(李根洪)

1969년 4월 5일생. 1993년 명지대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년~현재 두산인프라코어(주) 중앙연구소 선임연구원.

저 자 소 개



전지용(全智鏞)

1962년 10월 20일생. 1986년 명지대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 8월 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1995년 3월~현재 아주자동차대학(구 대천대학)

자동차계열 부교수.



이사영(李仕永)

1953년 8월 13일생. 1980년 명지대 공대 전기공학과 졸업. 1982년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 8월 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1996년 3월~현재 명지전문대학 전기과 교수. 당

학회 총무이사.