

3상 PWM 인버터를 이용한 순간전압보상기의 해석

최연규 이승요 최규하 목형수 함형원*
전국대학교 전기·전자공학부 대영전기*

Analysis of Instantaneous Voltage Compensator Using 3-Phase PWM Inverter

Y.K. Choe S.Y. Lee G.H. Choe H.S. Mok H.W. Ham*
School of Electrical · Electronic Engineering Kon-kuk Univ.
Dae Young Electric Technology Co.*

Abstract - Unbalanced source voltages due to unbalanced loads in the 3-phase power system is decomposed into positive, negative and zero sequence components. Also, assuming there is no neutral path in the system, the zero sequence component is not shown. Therefore, it is possible to compensate unbalanced source voltage by canceling the negative sequence component of the voltages of the source. In this paper, an algorithm compensating unbalanced source voltages by canceling the negative sequence component is presented and analysis of instantaneous voltage compensator using 3-Phase PWM inverter is carried out through computer simulation.

1. 서론

3상 전원 시스템은 불평형된 부하의 분산으로 인해 언제나 평형된 상태를 유지하기 어렵다. 3상 전원의 불평형은 정지형 컨버터와 같은 비선형 부하로 인하여 특성화 되지 않은 저주파수의 고조파 성분을 발생시키게 하며 이는 펄터나 스위치의 정격을 증가 시키는 요인으로 작용한다. 또한 불평형 전원이 인가되는 전기기계의 경우 낮은 역상분 임피던스로 인해 많은 양의 역상분 전류를 발생시키게 하고 이는 기계의 손실을 증가시킬 뿐만 아니라 토크의 감소를 초래시킨다[1,2]. 따라서 전원의 불평형전압을 보상하여 부하측에 평형된 전원을 공급할 필요가 있다. 불평형 전원의 전압은 대칭좌표

변환에 의하여 정상분, 역상분, 영상분으로 분해가 가능하며 시스템에 중성선이 없는 경우 영상분 성분은 무시될 수 있다. 따라서 전원의 역상분 성분을 검출하여 이를 보상하게 되면 전원의 평형상태를 얻을 수 있다. 본 논문에서는 전원 전압의 d-q 변환을 통하여 d-q축 일정기준전압과 검출된 전압의 d-q축 성분으로 부터 보상하여야 할 전압성분을 결정하고 PWM 인버터로 구성된 보상기의 커패시터 전압을 제어 함으로써 역상분 보상에 의한 불평형 보상뿐만 아니라 부하의 일정 전압조정 기능도 수행하도록 하는 새로운 순간전압 보상기에 관하여 연구하였다.

2. 불평형 전원의 d-q 변환 해석

불평형 3상 전압을 영상분, 정상분, 역상분으로 분해하기 위해서 식 (1)이 사용되며 변환 행렬을 T라 했을 때 등기좌표축 상의 d축 및 q축 성분은 식 (3)으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} e_0 \\ e_p \\ e_n \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{an} \\ e_{bn} \\ e_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{단, } a = e^{j\frac{2\pi}{3}})$$

e_0 : 영상분, e_p : 정상분, e_n : 역상분 (1)

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos \theta(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin \theta & \sin \theta(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin \theta(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$e_q^e = \frac{2}{3}(e_a - \frac{e_b}{2} - \frac{e_c}{2})\cos\theta + \frac{1}{\sqrt{3}}(e_b - e_c)\sin\theta$$

$$e_d^e = \frac{2}{3}(e_a - \frac{e_b}{2} - \frac{e_c}{2})\sin\theta - \frac{1}{\sqrt{3}}(e_b - e_c)\cos\theta \quad (3)$$

따라서 식(1) ~ (3)을 사용하여 불평형 3상전압에 대한 표현식 (4)를 동기좌표축 상의 2상변수로 표현하면 식 (5)와 같다.

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = V_{mp} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \alpha_p) \\ \cos(\omega t + \alpha_p - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t + \alpha_p + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t + \alpha_n) \\ + V_{mn} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \alpha_n + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t + \alpha_n - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t + \alpha_0) \\ \cos(\omega t + \alpha_0) \\ \cos(\omega t + \alpha_0) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$V_q = V_{mp}\cos\alpha_p + V_{mn}\cos(2\omega t + \alpha_n)$$

$$V_d = -V_{mp}\sin\alpha_p + V_{mn}\sin(2\omega t + \alpha_n) \quad (5)$$

여기서 첨자 p는 정상분임을 첨자 n은 역상분, 0은 영상분 임을 나타내고 q는 q축성분임을 d는 d축 성분임을 나타낸다.

식 (5)에서와 같이 불평형 전압의 d-q축 상의 표현에는 일정한 크기의 직류성분에 2차성분의 고조파가 함유되어 있는 것으로 나타남을 알 수 있다. 뿐만 아니라 영상분에 의한 전압성분은 모두 d-q축 상에서 사라지게 됨을 알 수 있다.

3. 전압보상 시스템의 구성 및 모델

3.1 시스템 구성

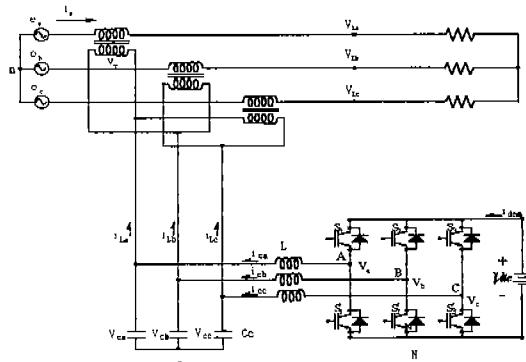


그림 1 전압보상 시스템의 전체 구성도

그림 1은 불평형 전압을 보상하기 위한 시스템 구성도이다. 보상시스템은 3상 인버터로 구성이 되어 있으며 보상 전압분을 LC 필터를 거쳐 직렬변압기로써 전원에 공급해 주도록 한다.

3.2 시스템 모델

그림 1에서 필터 커패시터의 중성점을 0라 하면 시스템이 불평형 전압을 공급해 주어야 하기 때문에 식 (6), (7)의 조건을 사용하여, 인버터 출력전압에 대한 상태 방정식을 식(8) ~ (10)과 같이 얻을 수 있다.

$$v_{ca} + v_{cb} + v_{cc} \neq 0 \quad (6)$$

$$i_{ca} + i_{cb} + i_{cc} = 0 \quad (7)$$

그림 1에서 각 상의 스위칭 함수를 다음과 같이 정의 하면 다음과 같다.

$S_a, S_b, S_c = 1$: 상위 그룹 스위치 ON

$S_a, S_b, S_c = 0$: 하위 그룹 스위치 ON

$$V_{Ao} = \frac{V_{dc}}{3}[2S_a - S_b - S_c] + \frac{1}{3}[v_{ca} + v_{cb} + v_{cc}] \quad (8)$$

$$V_{Bo} = \frac{V_{dc}}{3}[2S_b - S_c - S_a] + \frac{1}{3}[v_{ca} + v_{cb} + v_{cc}] \quad (9)$$

$$V_{Co} = \frac{V_{dc}}{3}[2S_c - S_a - S_b] + \frac{1}{3}[v_{ca} + v_{cb} + v_{cc}] \quad (10)$$

이때, 콘덴서의 전압 상태방정식은 P를 미분 연산자라 할 때 식 (11) 과 같으며

$$C_c P \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (11)$$

동기좌표축 상에서 dq 성분의 인버터 출력전류에 대한 표현은 식 (12), (13)과 같다.

$$i_{cq}^e = C_c \frac{dV_{cq}^e}{dt} + i_{Lq}^e + \omega C_c V_{cd}^e \quad (12)$$

$$i_{cd}^e = C_c \frac{dV_{cd}^e}{dt} + i_{Ld}^e - \omega C_c V_{cq}^e \quad (13)$$

인버터 출력전류에 대한 상태 방정식은 식 (14)로 표현될 수 있으며 동기좌표축 상에서 dq 성분으로 표현되는 인버터 출력 전압에 대한 표현은 식 (15), (16)으로 표현될 수 있다.

$$LP \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$V_{eq}^e = L \frac{di_{ca}^e}{dt} + V_{ca}^e + L\omega i_{ca}^e \quad (15)$$

$$V_{cd}^e = L \frac{di_{cd}^e}{dt} + V_{cd}^e - L\omega i_{ca}^e \quad (16)$$

4. 전압보상분 검출 및 제어

4.1 전압보상분 검출

전원전압의 기준전압을 식(17)로 표현할 때

$$\begin{aligned} v_{aref} &= V_m \cos(\omega t) \\ v_{aref} &= V_m \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ v_{aref} &= V_m \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{aligned} \quad (17)$$

여기서 $V_m = \sqrt{2} \cdot \frac{V_{line}}{\sqrt{3}}$ 이다.

동기 좌표축상에서 q 축성분은 V_m , d축 성분은 0으로 환산된다. 따라서 전압보상분을 검출하기 위한 기준전압신호로 식 (18) 및 (19)를 사용하게 되며 그림 2는 커패시터전압 제어를 위한 기준전압 발생 블록선도를 나타내고 있다. 그림 2의 보상분 검출 방식을 사용함으로써 역상분 보상으로 인한 전원의 불평형 보상뿐만 아니라 부하측의 자동 전압 조정기능 까지도 수행할 수 있다.

$$V_{eq}^* = V_m \quad (18)$$

$$V_{cd}^* = 0 \quad (19)$$

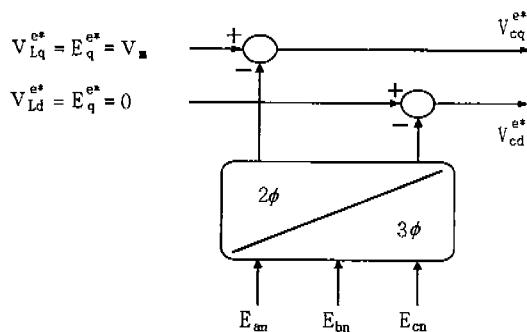


그림 2 부족분 검출방식

4.2 정상분에 동기된 위상각검출

보상시스템 자체가 불평형 전원을 대상으로 하고 있으므로 동기 좌표축상의 3상 2상 좌표변환을 수행하여 제어를 하는 경우 전원의 위상각 정보를 사용하기가 곤란하게 된다. 따라서 본 연구에 있어서는 전원의 정상분 성분만을 검출하여 정상분 전압의 위상각 정보를 좌표변환시 사용하도록 하였다. 이때 정상분 검출은 전원에 불평형이 발생되는 경우 d-q축 평면상에서 정상분은 직류성분으로 역상분은 2조파 성분으로 나타나므로 중심주파수가 120[Hz]인 대역통과 필터를 사용하여 그림 3과 같은 방식으로 검출하였다[7,8].

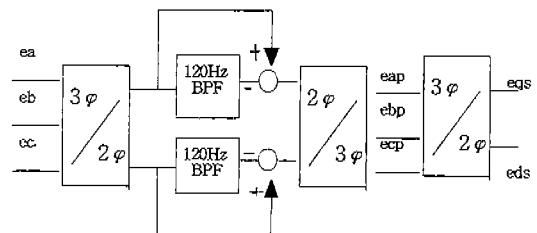


그림 3 정상분 검출 블록선도

4.3 전압보상 제어

전압보상기의 출력전압을 제어하기 위하여 무정전전원장치용 3상 PWM 인버터에서 보통 사용되는 LC 필터단 출력전압 제어방식을 사용하였다. 제어기는 식(12)~(13) 및 식(15)~(16)을 사용하여 커패시터 출력전압 제어루프 내부에 필터 인덕터 전류제어 루프를 갖는 구조로 되어 있으며 공간벡터 변조기를 사용하여 스위칭 함수를 발생시키도록 하였다. PI제어기를 사용한 제어블록선도는 그림 4에 나타낸 바와 같다.

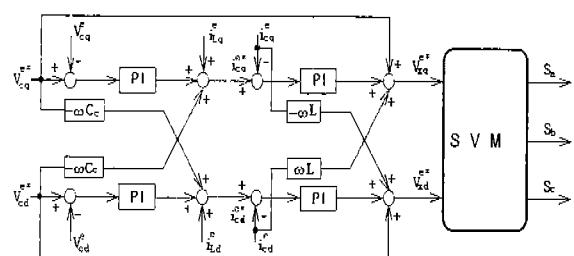


그림 4. 전체 제어 블록 선도

5. 시뮬레이션 및 결과

시뮬레이션을 위하여 사용된 시스템 파라미터는 표1과 같다. 공간벡터 변조기의 샘플링 주파수는 10[kHz]이며 LC 필터는 보상후 전압파형의 THD 관점에서 설계하였다. LC필터가 원활한 필터링을 수행하기 위해서는 스위칭 주파수에 비해 공진주파수가 낮아야 하며 공진주파수는 스위칭 주파수와 전원주파수 사이에 존재하여야 한다. 스위칭 주파수에 비하여 공진주파수가 낮을수록 필터링 특성은 좋았지만 필터의 용량이 커지게 된다. 따라서 본 연구에서는 공진주파수를 스위칭 주파수의 1/10 이하인 값으로 설정하였다. 그림 5는 공진주파수를 600[Hz]로 하였을 때의 LC 값에 따른 THD값을 나타내는 그래프로 THD 측면과 LC 값에 고려하여 산정된 LC 각각의 값은 0.28[mH], 250[μ F]이다. 시뮬레이션에 있어서 인버터 직류단은 일정 전압원인 것으로 가정하였다.

그림 6은 역상분이 50[%] 함유된 전원의 불평형된 전원전압 과형으로 시간축상에서 0.15초인 순간 불평형이 발생하여 0.3초인 순간에 다시 평형상태로 회복되는 전원전압 과형을 나타내고 있으며 그림 7은 보상기의 동작으로 부하에 인가 되는 전압이 0.15초에서 0.3초의 구간에서도 평형되어 일정한 전압으로 인가되고 있음을 나타내고 있다.

표1. 시뮬레이션에 사용된 시스템 파라미터

Lx(필터 리액턴스)	0.28[mH]
Cc(필터 커패시턴스)	250[μ F]
Vdc(직류단 전압)	300[V]

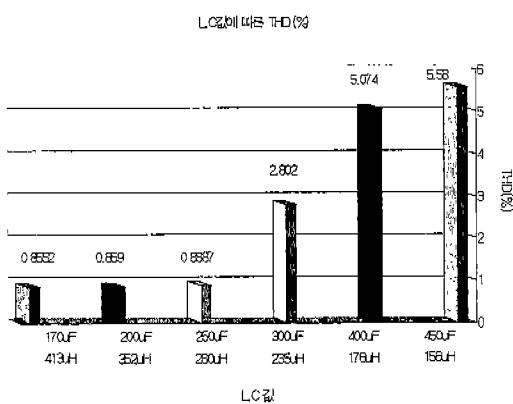


그림 5. LC값에 따른 THD

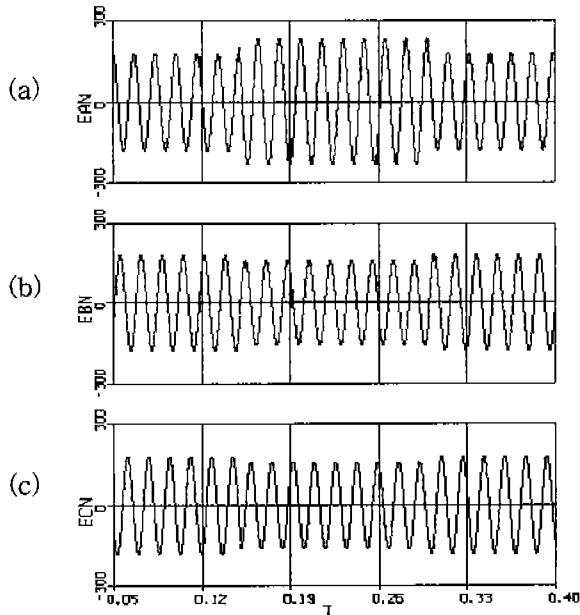


그림 6. 보상전 불평형전원파형
(a) a상전압 (b) b상전압 (c) c상전압

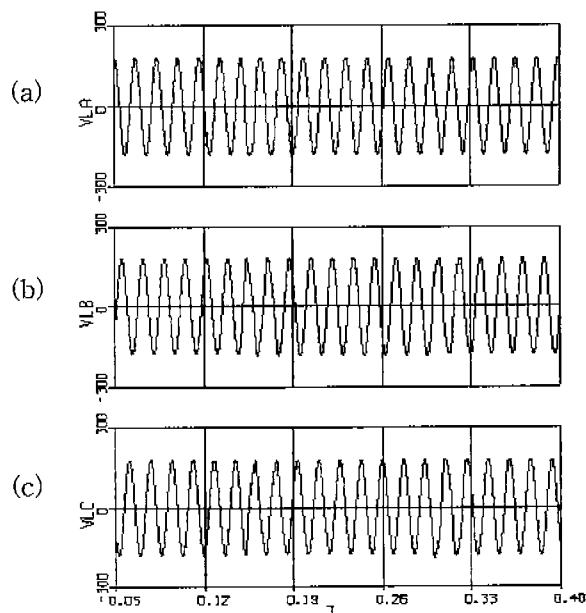


그림 7. 보상후 전압파형
(a) a상전압 (b) b상전압 (c) c상전압

그림 8과 9는 각각 d-q축 상에서 보상해 주어야 할 보상성분 검출과정을 나타내고 있다. 각각의 경우에 대하여 그림의 (a)는 전원 기준전압의 d-q축 성분을 (b)는 0.15초 부터 전원 불평형으로 인해 d-q축 상에 2교조파 성분이 나타남을 보여주고 있으며 (c)는 보상분 전압의 d-q축 전압의 크기를 나타내고 있다.

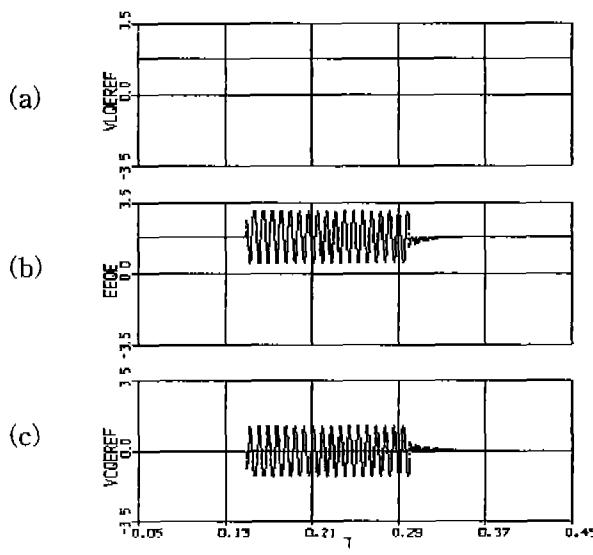


그림 8. q축 보상성분검출

- (a) q축 전압기준신호
- (b) 전원전압의 q축 신호
- (c) q축 보상분 전압

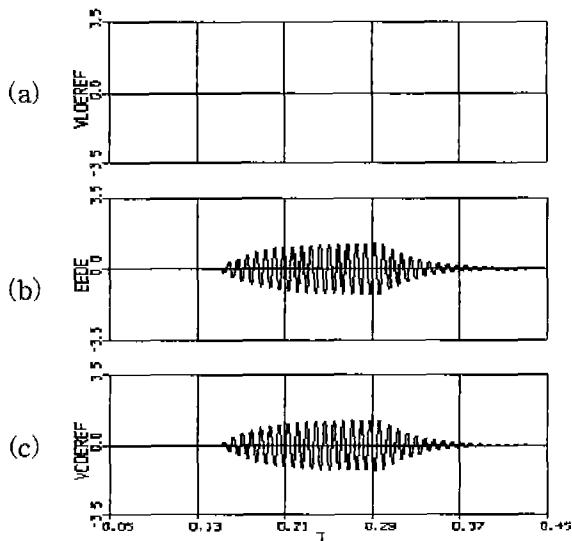


그림 9. d축 보상성분 검출

- (a) d축 기준신호
- (b) 전원전압의 d축 신호
- (c) d축 보상분 전압

그림 10은 불평형 전압전압에 대한 공간벡터 궤적으로 타원모양으로 전압벡터가 찌그러져

있음을 보여주고 있다. 그림 11은 전압보상기의 출력 전압벡터 궤적이며 그림12는 보상후 전압의 공간벡터 궤적을 나타내고 있고 보상후 전원전압의 벡터 궤적이 거의 원모양에 가깝게 균접되고 있음을 보여주고 있다.

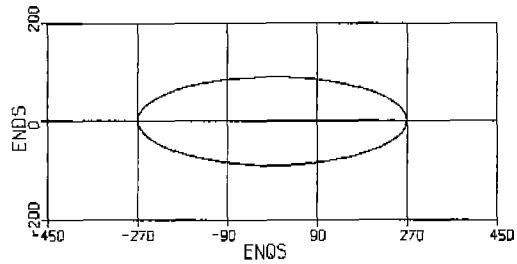


그림 10. 보상전 전원전압의 공간전압벡터 궤적

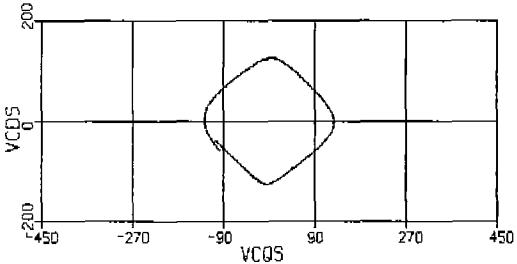


그림 11. 보상분 전압의 공간벡터 궤적

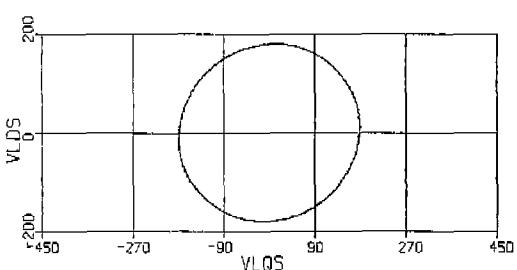


그림 12. 보상후 전압공간벡터 궤적

6. 결론

본 논문에서는 3상 전원시스템에서 불평형이 발생하는 경우에 대해 불평형 전압을 보상기가 보상해 줌으로써 부하쪽에서는 일정한 크기의 안정한 전압을 공급받을 수 있는 보상 시스템에 대하여 연구 하였다. 전원 전압의 d-q 변환을 통하여 d-q축의 일정한 크기의 기준전압과 검출된 불평형 전압의 d-q축 성분의 차로 부터 보상하여야 할 전압성분을 결정하였으며, 불평형전원의 좌표변환시 사용되는 전원의 위

상각을 전원의 정상성분에 기준을 두도록 하고 필터 커패시터 전압을 제어함으로써 원하는 전압 보상특성을 얻을 수 있었다.

참고문헌

- [1] R.F. Woll, "Effect of unbalanced voltage on the operation of polyphase induction motors", IEEE Trans. Ind. Appl., vol.1A-11, NO.1
- [2] A. Campos, G. Jos, "Analusis and Design of a Series Voltage Unbalance Compenstor Based on a Three-Phae VSI Operating Wi th Unbalanced Switching Function" IEEE Trans power electronics. vol. 9. NO. 3. M AY 1994
- [3] T. Kawabata, et al., "Dead Beat Control of Three Phase PWM Inverter" IEEE Trans. power electronics. vol. 5. NO. 1. JANUAR Y 1990
- [4] Luis Moran "Design Aspects of Synchronous PWM Rectifier-Inverter System unde r Unbalanced Input Voltage Conditions" I EEE Trans Industry Applications, vol. 28. NO. 6. DECEMBER 1992
- [5] Pascal Rioual, Herve Pouliquen, et al., "Regulation of PWM Rectifier in the Unbalanced Network State Using a Generalized Model" IEEE Trans power electronics. vo l. 11. NO. 3. MAY 1996
- [6] "UPS 용 3상 인버터의 LC필터단 출력전압 제어방식 비교 연구", 나운기, 김태완, 정승 기 '96 대한전기학회 하계학술대회 논문집 p312-317
- [7] 김홍성, 전윤석, 목형수, 최규하, 김한성, "조건 부 적분기를 가지는 LQ 제어기를 이용한 3 상 PWM 컨버터의 전류제어", KIPE Power Electronics Annual Conference, July 1997.
- [8] 이승요, 조준석, 최규하, 목형수, 박영길, 신우석, "불평형 전원시스템을 고려한 3상 능동전력 필터에 관한 연구", KIPE Power Electronic s Annual Conference, July 1997.

본 연구는 1996년도 한국과학재단 산학협력 연구비 지원에 의하여 이루어졌음.