

The Study on the Active Power Filter in Unbalanced Load

崔時榮* · 李雨哲** · 李宅基*** · 玄東石[§]

(See-Young Choi · Woo-Cheol Lee · Taeck-Kie Lee · Dong-Seok Hyun)

Abstract - This paper presents the performance of a parallel active power filter(APF) system in unbalanced load condition. The unbalanced load leads to negative sequence of current, and makes 120Hz ripple in the DC-link voltage forcing large capacitance and increases the rating of APF. Thus, the separation of negative sequence is performed in synchronous reference frame and controlled to flow into supply network. The validity of the scheme is investigated through simulation and the experimental results for a prototype active power filter system rated at 10kVA.

Key Words :Active Power Filter(APF), negative sequence, synchronous reference frame

1. 서 론

계통 시스템에서 비선형부하는 고조파 전류를 발생시키게 되고, 이것은 선로 임피던스를 통해 고조파 전압강하를 발생시키게 되므로 PCC(Point of Common Coupling)지점에서 전압의 왜곡을 일으켜 결국 전력의 질을 저감시키게 된다. 이런 고조파성분에 민감한 전자장비로 제어하는 부하가 증가되면서 고조파 문제는 심각하게 대두되고 있다. 또한 고조파 전류는 유효전력 성분이 아니므로 역률을 저하시켜 전력의 효율을 감소시키게 되고, 통신선과의 간섭을 일으키게 되는 문제를 발생시킨다.

많은 종류의 보상기가 전력의 질을 향상시키기 위해 개발되었다. 그중 하나가 능동필터이고, 이것은 고조파성분들을 제거하고, 역률을 보상하고, 불평형 보상 기능을 하게 된다. 그러나 능동필터는 비용문제와 제어의 복잡성 때문에 상업적으로 이용되는데 문제점을 가지고 있었으나, 전력용 반도체 소자의 가격의 저하와 제어성능의 향상으로 인해 실용성을 가지게 되었다[1]. 능동필터의 종류에는 하이브리드형, 직렬형과 병렬형이 있다. 하이브리드형은 수동필터와 직렬형 능동필터가 결합된 형태로 수동필터의 보상특성을 향상시키고 능동필터의 용량을 저감시킬 수 있다[2]. 직렬형 능동필터는 DC단 커패시터를 가지는 다이오드 정류기 같은 전압형 고조파원 부하에 대해 고조파성분을 보상할 때 적용될 수 있다. 병렬형 능동필터는 DC단 인덕터를 가지는 사이리스터 정류

기 같은 전류형 고조파원 부하에 대해 고조파성분을 보상할 때 적당하다. 본 논문에서는 병렬형 능동필터가 시뮬레이션과 실험을 위해 사용되었다.

능동필터의 제어는 동기좌표계에서 구현되어 진다. 검출된 3상의 값들은 동기좌표계로 변환되어 제어되는데 이로 인해 여러 가지 장점을 가지게 된다. 첫째로 필터링으로 인한 위상지연을 방지할 수 있다. 검출된 부하전류는 고조파 성분만을 분리하기 위해 고역통과 필터를 거치게 된다. 이때 기본파 성분은 동기좌표계에서 직류성분이 되므로 필터링으로 인한 위상 지연을 막을 수 있게 된다. 둘째로 유효전력성분과 무효전력성분을 순시치로 분리할 수 있다. 동기좌표계에서는 3상의 값을 순시치로 d축성분과 q축성분으로 변환시켜준다. 본 논문에서는 입력전압이 위상각 검출 알고리즘을 통해 q성분만 가지도록 제어되므로 q축성분은 유효전력성분이 되고, d축성분은 무효전력성분이 된다. 따라서 동기좌표계에서는 무효전력보상이 순시적으로 수행될 수 있다. 셋째로 시스템 불평형시 역상분이 순시적으로 검출될 수 있다. 3상 시스템에서 역상분은 대칭좌표법을 통해 분리될 수 있다. 이때에는 역상분의 크기와 위상에 대한 정보가 있어야 한다. 그러나 정상분기준 동기좌표계에서 역상분은 제 2고조파 성분으로 변환되고 이것은 고역통과 필터를 통해 분리될 수 있다.

부하가 불평형일 경우 이로 인해 불평형 전류가 발생하게 되고, PCC전압의 불평형을 야기시키므로 능동필터는 부하의 불평형을 보상하도록 연구되어 왔다. 이것은 능동필터가 부하전류의 고조파 성분뿐만 아니라 역상분까지 보상하도록 제어함으로써 구현할 수 있다. 즉, 능동필터는 전력의 재분배를 통해 시스템을 평형이 되게 할 수 있다. PWM 컨버터인 경우 불평형 시스템이 이것의 제어에 미치는 영향에 대해서 많은 연구가 되어 왔다[3]. 그러나 능동필터의 경우 불평형 시스템에 대한 영향에 대해 거의 연구되어지지 않았다. 따라서 본 논문에서는 시스템 불평형 중 부하가 불평형인 경우 불평

* 正 會 員 : 曉星重工業 技術研究所

** 正 會 員 : 漢陽大 電氣工學科 博士課程

*** 正 會 員 : 漢京大 電氣工學科 副教授 · 工博

§ 正 會 員 : 漢陽大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 2000年 9月 18日

最終完了 : 2001年 3月 12日

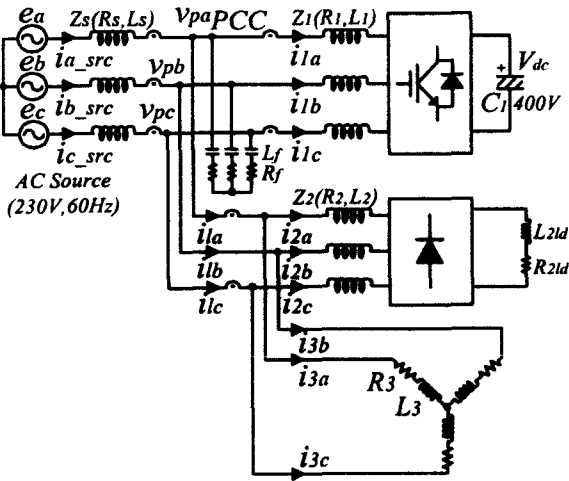


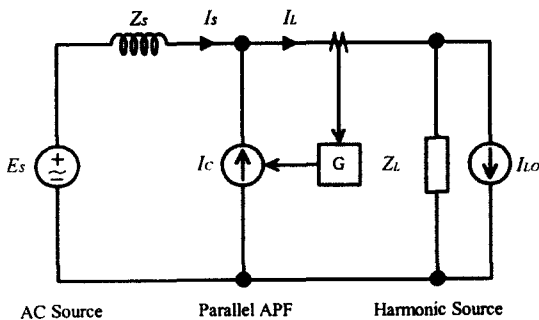
그림 1 병렬형 능동필터 시스템 구성
Fig. 1 System configuration of a parallel active power filter

형 시스템이 능동필터에 미치는 영향에 대해서 연구하였다. 또한 능동필터가 부하의 불평형을 보상하지 않을 경우와 보상할 경우에 대한 제어방법과 역상분 검출방법에 대해서도 비교 고찰하였다. 그림 1은 시뮬레이션과 실험을 위한 시스템이다. 병렬형 능동필터의 고조파 보상특성을 보기 위해 비선형 부하로서 전류형 고조파원 부하인 DC단 인덕터를 가지는 다이오드 정류기가 사용되었고, 입력필터 C_f , R_f 는 인버터의 스위칭 리플을 줄이기 위해 사용되었다. 이 시스템에서 능동필터는 선형부하와 비선형부하를 모두 가지고 있고, 불평형 부하는 한 상이 오픈된 상태에서 수행되었다.

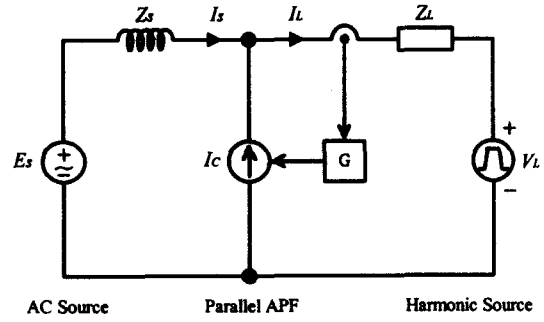
2. 병렬형 능동필터

그림 2는 부하가 전류형 고조파원 일 때와 전압형 고조파원 일 때를 나타낸다. 부하는 전압원 V_L 과 전류원 I_{LO} 로 모델링 되어 있고, 등가 임피던스 Z_L 을 가진다. G 는 등가 전달함수로서 기본파에 대해서는 $|G|_f=0$ 의 특성을 가지고 고조파에 대해서는 $|G|_h=1$ 의 특성을 가진다. 부하가 전류형 고조파원일 경우 다음의 방정식이 얻어진다[4].

$$I_s = \frac{Z_L}{Z_s + \frac{Z_L}{1-G}} I_{LO} + \frac{V_s}{Z_s + \frac{Z_L}{1-G}} \quad (1)$$



(a)



(b)

그림 2 병렬형 능동필터의 기본적 원리
(a) 전류형 고조파원 일 경우 (b) 전압형 고조파원 일 경우
Fig. 2 Basic principle of parallel APF. (a) harmonic current source (b) harmonic voltage source

고조파성분에 대해 다음 식이 만족된다면

$$\left| \frac{Z_L}{1-G} \right|_h \gg |Z_s|_h \quad (2)$$

식(1)은 고조파성분에 대하여 식(3)과 같이 근사화시킬 수 있다.

$$I_{Sh} \approx (1-G) I_{LOh} + (1-G) \frac{V_{Sh}}{Z_L} \approx 0 \quad (3)$$

따라서, 식(2)는 병렬형 능동필터가 부하전류의 고조파성분을 제거하기 위한 동작 조건이 되고, 전류형 고조파원인 경우 Z_L 이 Z_s 보다 아주 크므로 식(2)는 만족되어 진다.

부하가 전압형 고조파원일 경우, 전원단 전류는 다음과 같이 표현된다.

$$I_s = \frac{V_s - V_L}{Z_s + \frac{Z_L}{1-G}} \quad (4)$$

따라서, 다음 식이 만족될 때

$$\left| Z_s + \frac{Z_L}{1-G} \right| \gg 1 pu \quad (5)$$

전원단 전류는 정현파가 된다. 즉, 전원단 전류는 고조파성분에 대해 다음의 식이 만족된다.

$$I_{Sh} \approx 0 \quad (6)$$

그러나, 전압형 고조파원은 보통 매우 작은 내부 임피던스 Z_L 을 가지기 때문에 병렬형 능동필터가 식(5)가 만족되기 어렵다. 결과적으로 능동필터의 보상특성이 전원단 임피던스에 영향을 받게 된다. 그림 3은 각각 다른 부하 임피던스에 따른 전압형 고조파원 부하에 대한 병렬형 능동필터의 보상특성을 나타내고 있다. 병렬형 능동필터에서는 부하 임피던스 (Z_L)가 작으면 작을수록 보상특성이 저하됨을 보여준다.

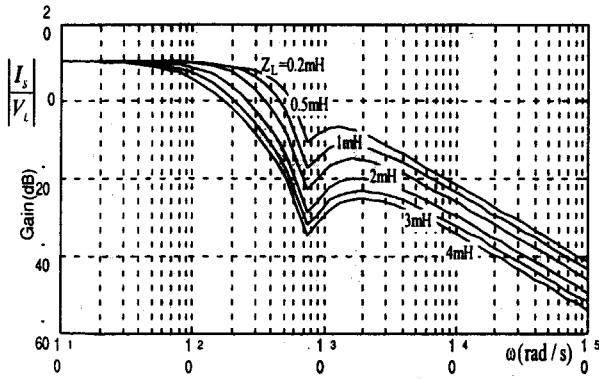


그림 3 고조파 전압원인 경우 임피던스(Z_L)에 따른 하이브리드 병렬형 능동 필터의 보상 특성
Fig. 3 Compensation characteristics of a hybrid parallel active filter for a voltage source with different impedance.

3. 시스템 모델링

3.1 3상 병렬형 능동필터 모델링

능동필터의 모델링은 일반 전압형 PWM 컨버터와 유사하다. PCC지점 전압은 v_{pa}, v_{pb}, v_{pc} 로 표현되며, 컨버터측 입력 저항, L값, DC link 커패시터 값은 R_1, L_1, C_1 으로 각각 표현된다. 컨버터의 입력전압(v_{1a}, v_{1b}, v_{1c})과 직류단 전류(i_{dc})는 윗 단 스위치의 상태를 나타내는 S_1, S_2, S_3 의 함수가 되어 다음 식과 같이 표현되어 진다. 스위칭상태는 1과 0의 값을 가지게 된다.

$$v_{1a} = \frac{2S_1 - S_2 - S_3}{3} V_{dc}, \quad v_{1b} = \frac{2S_2 - S_1 - S_3}{3} V_{dc},$$

$$v_{1c} = \frac{2S_3 - S_1 - S_2}{3} V_{dc} \quad (7)$$

$$i_{dc} = S_1 i_{1a} + S_2 i_{1b} + S_3 i_{1c} \quad (8)$$

컨버터의 입력교류측 전류(i_{1a}, i_{1b}, i_{1c})는 영상분이 존재하지 않기 때문에 두 개의 독립적인 교류전류가 상태변수가 되고 직류측은 직류전압이 상태변수가 되는 시스템이 되어 식(9)-(11)와 같은 상태방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{1a}}{dt} \\ \frac{di_{1b}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{R_1}{L_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} v_{pa} - v_{1a} \\ v_{pb} - v_{1b} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_1} i_{dc} \quad (10)$$

식(9),(10)은 다음과 같이 스위치의 함수로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{1a}}{dt} \\ \frac{di_{1b}}{dt} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & \frac{-2S_1 - S_2 - S_3}{3L_1} \\ 0 & -\frac{R_1}{L_1} & \frac{-2S_1 - S_2 - S_3}{3L_1} \\ \frac{S_1 - S_3}{C_1} & \frac{S_2 - S_3}{C_1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ V_{dc} \end{bmatrix}$$

$$+ \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} v_{pa} \\ v_{pb} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

교류측과 직류측은 다음의 전력식으로 표현된다.

$$P(t) = v_{pa}i_{1a} + v_{pb}i_{1b} + v_{pc}i_{1c} = V_{dc}i_{dc} \quad (12)$$

병렬형 APF는 부하측에 병렬로 PWM인버터가 위치하여 부하측의 고조파전류와 같은 양의 크기의 전류를 입력전원 측에 인가해 준다. 또한 부하가 고조파 전류원인지 고조파 전압원인지에 따라 다음같이 2가지로 분리 할수 있다.

3.2 동기좌표계 모델링

능동필터의 제어는 동기좌표계에서 이루어지므로 삼상좌표계를 정지좌표계로 변환하기 위한 행렬 C_{32} 와 정지좌표계를 회전좌표계로 변환하기 위한 $R(\omega t)$ 를 다음과 같이 정의하고, 식(9)를 동기좌표계로 변환시키면 다음과 같이 되고,

$$L_1 \frac{d}{dt} \left(C_{32} R(\theta) \begin{bmatrix} i_{1de} \\ i_{1qe} \end{bmatrix} \right) = C_{32} R(\theta) \left(\begin{bmatrix} v_{pde} \\ v_{pqe} \end{bmatrix} - R_1 \begin{bmatrix} i_{1de} \\ i_{1qe} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{1de} \\ v_{1qe} \end{bmatrix} \right) \quad (13)$$

$$C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad R(\omega t) = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix}$$

이것을 정리하여 회전좌표계에서의 식(14)을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{1de}}{dt} \\ \frac{di_{1qe}}{dt} \end{bmatrix} = -\frac{R_1}{L_1} \begin{bmatrix} i_{1de} \\ i_{1qe} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} v_{1de} \\ v_{1qe} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} v_{pde} + \omega L_1 i_{1qe} \\ v_{pqe} - \omega L_1 i_{1de} \end{bmatrix} \quad (14)$$

3.3 유·무효 전력식

식(14)에서 알 수 있듯이 동기좌표계에서는 d축과 q축사이의 간섭항이 생기는 것을 알 수 있다. 동기좌표계에서는 유효전력식뿐만 아니라 무효전력식도 구할 수 있다. 이것은 전압과 전류를 순시치로 d축과 q축의 두 가지 성분으로 분리할 수 있기 때문이다. 따라서 식(12)는 동기좌표계에서 다음과 같이 변환되어 진다[5].

$$P(t) = \left(C_{32} R(\omega t) \begin{bmatrix} v_{pde} \\ v_{pqe} \end{bmatrix} \right)^T \left(C_{32} R(\omega t) \begin{bmatrix} i_{1de} \\ i_{1qe} \end{bmatrix} \right)$$

$$= \frac{3}{2} [v_{pde}i_{1de} + v_{pqe}i_{1qe}] = V_{dc}i_{dc} \quad (15)$$

$$Q(t) = \left(C_{32} R(\omega t) \begin{bmatrix} v_{pde} \\ v_{pqe} \end{bmatrix} \right)^T \left(C_{32} R(\omega t) R\left(\frac{\pi}{2}\right) \begin{bmatrix} i_{1de} \\ i_{1qe} \end{bmatrix} \right)$$

$$= \frac{3}{2} [-v_{pde}i_{1qe} + v_{pqe}i_{1de}] \quad (16)$$

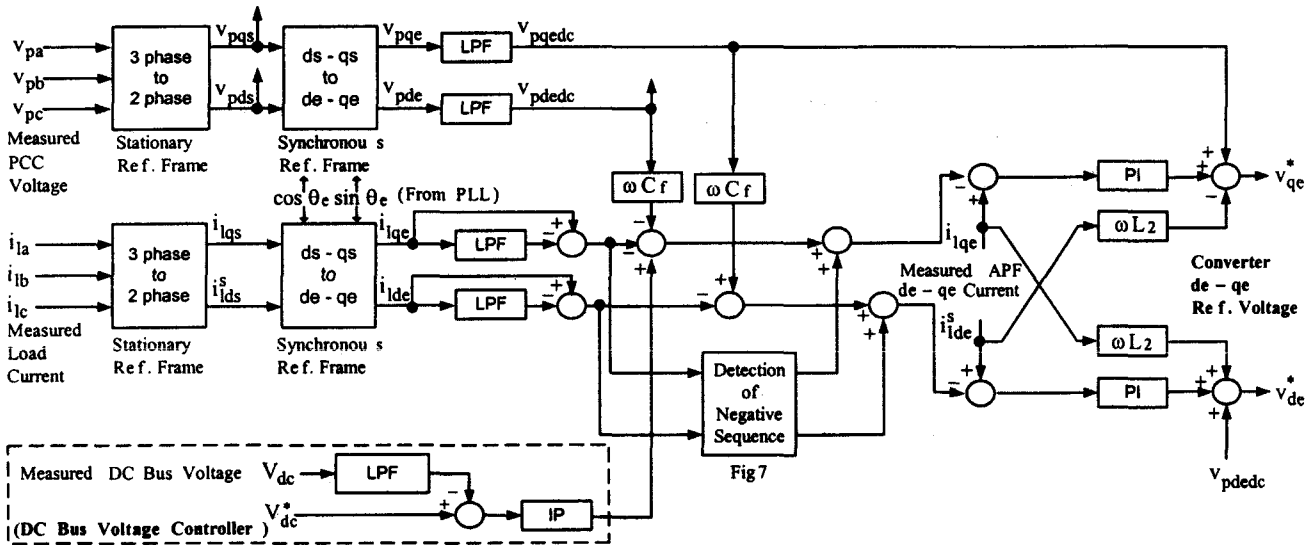


그림 4 병렬형 능동필터의 동기좌표계 제어기
Fig.4 Synchronous reference frame controller for a parallel active power filter

4. 불평형 부하시 병렬형 능동필터의 제어

그림 4는 병렬형 능동필터의 전체제어 블록도로 능동필터가 동기좌표계에서 구현되었음을 보여주며, 전류 및 전압 검출부, DC 전압제어부와 전류제어부로 구성된다[6]. 검출된 PCC전압과 부하전류는 모두 동기좌표계로 변환된다. C에 관계된 부분은 스위칭리플을 줄이기 위한 입력필터의 영향을 고려한 부분이고, R_f의 영향은 C에 비해 훨씬 작으므로 무시되었다. 전류제어기는 PI제어기가 사용되었고, d축과 q축 사이의 간섭항을 상쇄시켰다. 검출된 인버터의 DC단 전압은 저역통과필터(LPF)를 거치게 되는데, 이것은 제어가 DC전압의 리플에 영향을 받지 않게 하기 위한 것이고, 전압제어기로는 IP제어기가 사용되었다. IP제어기는 PI제어기에 비해 외란에 강인한 특성을 가지고 있다. 불평형을 보상하지 않게 하기 위해 역상분을 검출하는 블록이 추가되었다.

4.1 전류제어

전류제어기로는 PI제어기가 사용되었고, d축과 q축 사이의 간섭항을 미리 상쇄시켜줌으로써 비간섭제어를 수행하게 된다. 전류제어기의 지령치로는 부하전류 중 직류를 제외한 성분이 된다. 검출된 부하전류는 정상분기준 동기좌표계로 변환되어진다. 부하전류는 식(17)을 통해 정상분기준 동기좌표계로 변환된다.

$$\begin{bmatrix} i_{lde} \\ i_{lqe} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} R(\omega t) C^T \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} \quad (17)$$

여기에서 아래 첨자 l은 부하전류임을 나타내고 de와 qe는 각각 동기좌표계에서 d축, q축 성분을 나타낸다. 부하전류는 기본파 성분과 고조파 성분으로 나누어 질 수 있고, 불평형 부하시 기본파 성분은 대칭좌표법에 의해 정상분, 역상분,

그리고 영상분으로 분리된다. 그러나 영상분은 Y결선에서 존재하지 않으므로 정상분과 역상분만으로 분리될 수 있다. 정상분기준 동기좌표계에서 기본파 성분 중 정상분은 직류성분으로 변환되고, 역상분은 120Hz성분으로 변환된다. 이것은 정지좌표계에서 정상분과 역상분의 회전 방향은 반대가 되기 때문이다. 고조파 성분 중 짝수 차수의 고조파와 3의 배수 차수의 고조파는 존재하지 않게 되고, 제 5고조파 성분과 제 7고조파 성분은 정상분기준 동기좌표계에서 모두 360Hz성분으로 변환된다. 이것은 제 5고조파성분은 역상분이 되고, 제 7고조파성분은 정상분이 되기 때문인데, 정상분인 n차 고조파는 정상분기준 동기좌표계에서 (n-1)차가 되고, 역상분인 n차 고조파는 (n+1)차가 된다. 그 이상의 고차 고조파 성분들은 360Hz의 배수성분으로 변환되게 된다. 따라서 부하전류는 다음과 같이 표현되어질 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{lde} \\ i_{lqe} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{lde}^p \\ i_{lde}^n \end{bmatrix} + R(-2\omega t) \begin{bmatrix} i_{lde}^n \\ i_{lqe}^n \end{bmatrix} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(R(-6n\omega t) \begin{bmatrix} i_{lde}^{6n-1} \\ i_{lqe}^{6n-1} \end{bmatrix} + R(6n\omega t) \begin{bmatrix} i_{lde}^{6n+1} \\ i_{lqe}^{6n+1} \end{bmatrix} \right) \quad (18)$$

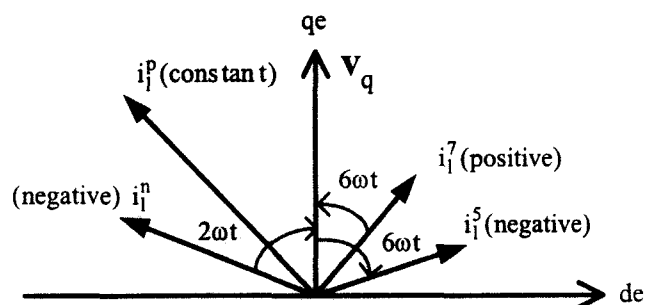


그림 5 동기좌표계에서 부하전류의 벡터도
Fig. 5 The vector diagram of load current in synchronous reference frame(SRF)

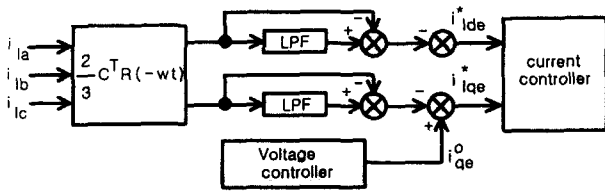


그림 6 전류제어기의 지령치 결정
Fig. 6 The determination of reference for current controller

위 첨자 p는 정상분임을 n은 역상분임을 나타낸다. 그림 5는 정상분기준 동기좌표계에서의 부하전류의 벡터도이고, 각 성분들의 회전방향과 속도를 나타내고 있다. 7차 이상의 고조파성분들은 표시되지 않았다. 능동필터는 부하전류 중 고조파성분만을 분리하기 위해 필터링과정을 거치게 된다. 우선 LPF(Low Pass Filter)를 통해 기본파중 정상분에 해당하는 직류성분만을 통과시킨다. 이때 차단 주파수는 10Hz로 설정되었다. 그리고 HPF(High Pass Filter)는 (1-LPF)의 형태로 구현되고, 따라서 필터링 과정에서의 위상지연을 방지할 수 있다. 이 과정을 식으로 표현하면 식 (19)와 같이 된다.

$$HPF\left(\begin{bmatrix} i_{ide} \\ i_{iqe} \end{bmatrix}\right) = R(-2\omega t) \begin{bmatrix} i_{ide}^n \\ i_{iqe}^n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{ide}^h \\ i_{iqe}^h \end{bmatrix} \quad (19)$$

식(19)는 부하전류 중 고조파 성분뿐만 아니라, 부하의 불평형으로 인한 역상분까지 능동필터가 보상하고 있음을 나타낸다[7]. 전류제어기의 지령치는 그림 6에서 보는 바와 같이 식 (19)의 성분과 DC전압제어기에서 나온 q축성분의 합이 된다.

4.2 DC 전압제어

DC전압제어기는 DC전압을 제어하기 위한 유효전력과 인버터의 손실을 보상하기 위한 q축분 전류 지령치를 발생시킨다. 측정된 DC값 V_{dc} 는 제어를 위하여 사용되는데, AC리플 성분을 줄이기 위하여 필터링 된다. V_{dc} 에 존재하는 AC의 주 성분은 360Hz와 그것의 배수성분이다. 만약 DC전압 제어루프에서 AC리플 성분이 경감되지 않는다면, 이로 인해 DC단에 존재하는 AC성분을 제거하기 위하여 고조파전류 지령치를 발생시킬 것이다. AC를 포함한 V_{dc} 값은 DC커패시터 C_f 값에 따라 달라지며, 이 값은 차단주파수가 150Hz인 LPF에 의해서 한번 더 필터링되어 360Hz성분과 그것의 배수성분을 경감시킨다. 전압제어기는 부하상태의 변화에 둔감하도록 IP제어기가 사용되었다. 시스템이 불평형인 경우, 식(15),(16)은 정·역상분의 기본파 성분만으로 표현하면 식(20),(21)로 나타낼 수 있다.

$$P(t) = \left(C_{32}R(\omega t) \begin{bmatrix} v_{pde}^p \\ v_{pqe}^p \end{bmatrix} + C_{32}R(-\omega t) \begin{bmatrix} v_{pde}^n \\ v_{pqe}^n \end{bmatrix} \right)^T \times \left(C_{32}R(\omega t) \begin{bmatrix} i_{ide}^p \\ i_{iqe}^p \end{bmatrix} + C_{32}R(-\omega t) \begin{bmatrix} i_{ide}^n \\ i_{iqe}^n \end{bmatrix} \right) = V_{dc} i_{dc} \quad (20)$$

$$Q(t) = \left(C_{32}R(\omega t) \begin{bmatrix} v_{pde}^p \\ v_{pqe}^p \end{bmatrix} + C_{32}R(-\omega t) \begin{bmatrix} v_{pde}^n \\ v_{pqe}^n \end{bmatrix} \right)^T$$

$$\times \left(C_{32}R(\omega t) \begin{bmatrix} -i_{iqe}^p \\ i_{ide}^p \end{bmatrix} + C_{32}R(-\omega t) \begin{bmatrix} -i_{iqe}^n \\ i_{ide}^n \end{bmatrix} \right) \quad (21)$$

위의 행렬식은 식(22), (23)와 같이 전개 될 수 있다[8].

$$P(t) = P_0 + P_{C2} \cos(2\omega t) + P_{S2} \sin(2\omega t) \quad (22)$$

$$Q(t) = Q_0 + Q_{C2} \cos(2\omega t) + Q_{S2} \sin(2\omega t) \quad (23)$$

PCC전압이 평형이라고 가정하고 q축 성분만을 가진다고 하면, 위의 전력관계식의 각 요소의 값은 다음과 같이 된다.

$$P_0 = 1.5 v_{poe} i_{dc}^* \quad (24)$$

$$P_{C2} = 1.5 v_{poe} i_{dc}^{*n} \quad (25)$$

$$P_{S2} = -1.5 v_{poe} i_{dc}^{*n} \quad (26)$$

$$Q_0 = 1.5 v_{poe} i_{dc}^{*p} \quad (27)$$

능동필터는 고조파 성분외에 부하단의 전력성분들 중 P_{C2} 와 P_{S2} 을 보상하므로 식(20)에서 직류축 전류는 다음과 같이 된다.

$$i_{dc} = \frac{P_0 + P_{C2} \cos(2\omega t) + P_{S2} \sin(2\omega t)}{V_{dc}} \quad (28)$$

식(28)에서 보는바와 같이 능동필터가 역상분을 보상할 경우, 직류축 전류가 2고조파의 성분을 가지게 된다. 2고조파전류 성분은 DC 전압에 제 2고조파성분을 발생시킨다.

5. 역상분전류의 제어

부하측 불평형은 DC 링크(link) 단에 120Hz 전압리플을 발생시키고, 역상분 보상에 따른 인버터의 정격용량을 증가시키는 원인이 된다. PWM 컨버터의 경우 시스템 불평형에 의한 왜곡 현상을 방지하기 위해 전압제어기에서 나온 전류지령치를 P_{S2} , P_{C2} 가 영이 되도록 하는 적절한 정상분과 역상분으로 분리한 뒤 이 값을 전류제어기의 지령치가 되도록 제어한다. 이렇게 함으로써 DC단의 120Hz 전압리플을 방지하고, 정현파 전류제어를 할 수 있다. 능동필터인 경우, 전류지령치의 P_{S2} , P_{C2} 가 0이 되도록 제어한다는 것은 역상분을 능동필터가 보상을 안하고 전원측이 공급하게 한다고 할 수 있다. 이 경우 DC링크전압 리플과 인버터 정격용량 증가를 방지할 수 있다. 부하의 불평형으로 인한 시스템의 왜곡을 방지하기 위해서는 부하전류 중 기본파의 역상분만을 검출하는 알고리즘이 필요하게 된다. 역상분의 분리는 다음 2가지 방법으로 수행 할 수 있다. 그림 7(a)는 부하전류의 역상분은 역상분기준 동기좌표계에서 LPF를 거쳐 직류성분으로 검출된다. 그러나 이 방법은 상대적으로 큰 값인 정상분 때문에 저차의 LPF를 거친다면 직류성분뿐만 아니라 정상분인 120Hz 리플성분이 많이 남게 된다. 따라서 정상분 성분을 충분히 제거하기 위해서는 고차의 LPF가 필요하다. 역상분 성분을 직류성분으로 만들기 위한 식은 다음과 같다.

$$R(2\omega t) \begin{bmatrix} i_{ide} \\ i_{iqe} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ide}^n \\ i_{iqe}^n \end{bmatrix} + R(2\omega t) \begin{bmatrix} i_{ide}^p \\ i_{iqe}^p \end{bmatrix} + R(-2\omega t) \begin{bmatrix} i_{ide}^h \\ i_{iqe}^h \end{bmatrix} \quad (29)$$

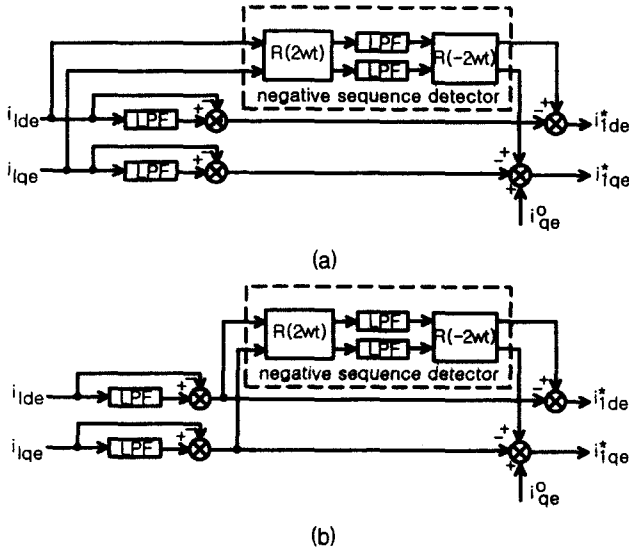


그림 7 역상분 검출 알고리즘을 가지는 블록도
 (a) 검출된 부하전류로부터 직접 역상분을 분리
 (b) HPF를 거친 부하전류로부터 역상분을 분리
 Fig. 7 The block diagram of APF with negative sequence detection algorithm

그림 7(b)는 역상분을 검출하기 위한 또 다른 블록도를 나타낸다. HPF를 거친 부하전류에는 120Hz의 역상분 성분과 고조파 성분만이 있다. 필터링은 이 성분을 이용해 보다 효율적으로 수행될 수 있다. 역상분 성분을 직류 성분으로 만들기 위한 식은 다음과 같다.

$$R(2\omega t)HPF \begin{pmatrix} i_{lde} \\ i_{lqe} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{lde}^n \\ i_{lqe}^n \end{pmatrix} + R(-2\omega t) \begin{pmatrix} i_{lde}^h \\ i_{lqe}^h \end{pmatrix} \quad (30)$$

역상분을 검출하기 위해서는 식(30)을 LPF를 거치면 된다. 식(30)은 HPF를 통해 정상분을 한번 제거한 수식이기 때문에 이때 분리된 역상분은 120Hz 리플을 거의 가지고 있지 않게 된다. 이렇게 검출된 역상분을 다시 정상분 기준 동기좌표계로 변환시켜 주기 위해서는 행렬 $R(-2\omega t)$ 를 곱해주면 된다.

시스템 불평형으로 인한 능동필터의 왜곡은 P_{C2} 와 P_{S2} 로써 나타난다. 따라서 능동필터의 왜곡을 방지하기 위해서는 부하단의 전력성분 중 P_{C2} 와 P_{S2} 가 0이 되도록 제어를 하여야 한다. 식(25),(26)에서 알 수 있듯이 P_{C2} 와 P_{S2} 가 0으로 하기 위해서는 전류지령치 중 역상분은 제외되어야 한다. 역상분은 이미 분리를 하였으므로 전류제어기의 지령치에서 역상분을 제외시키는 것은 간단하게 구현될 수 있다.

6. 역률제어

선로에 무효분 전력이 존재할 경우, 이로 인해 선로의 손실이 커지고 변압기 등 전력변환 장치들의 용량이 커지게 되는 문제점들이 발생한다. 따라서 전력의 효율을 높이기 위해서 고역률이 필요하게 된다. 동기좌표계에서는 부하가 소비

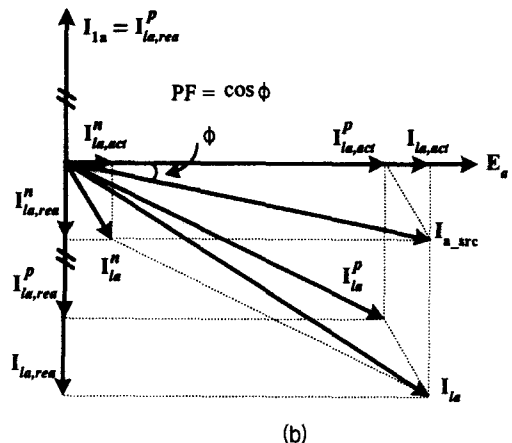
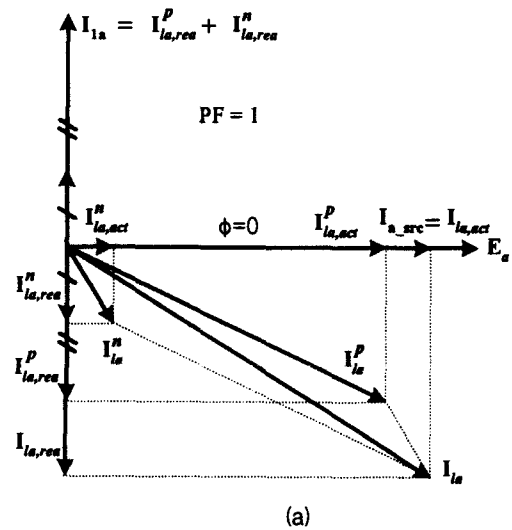


그림 8 역률보상시 페이저 다이어그램
 (a) 부하의 불평형을 보상할 때
 (b) 부하의 불평형을 보상하지 않을 때
 Fig. 8. Phasor diagram for power factor correction

하고 있는 전력 중 유효분과 무효분을 순서적으로 분리하는 것이 가능하다. 이것은 동기좌표계에서는 3상의 물리량을 순서적으로 d축과 q축의 두 개의 성분으로 변환시켜 주기 때문이다. 동기좌표계에서 유효전력과 무효전력에 대한 관계식은 식(20),(21)에 나와 있다. 역률을 제어해 주기 위해서는 선로측에 무효전력의 평균치 Q_0 가 존재하지 않도록 제어를 해주어야 하는데, 이를 위해서 능동필터는 Q_0 를 보상해 주어야 한다. 여기에서 PCC전압은 평형이고 q축 성분만을 가진다고 가정하였으므로 Q_0 를 보상해 주기 위해서는 식(16)에서 알 수 있듯이 부하전류 중 i_{lde}^n 을 능동필터가 주입시켜주면 된다. 역률 제어를 하지 않을 경우에는 전류제어기의 지령치로서 고역률과 필터를 거친 부하전류의 d축 성분이 되지만, 역률제어를 할 때는 부하전류의 d축 성분 모두가 전류제어기의 지령치가 된다. 그림 8는 역률제어시 능동필터가 역상분을 보상할 때와 보상하지 않을 때의 상황을 각각 나타내는 한 상에 대한 페이저도이기 때문에 정상분과 역상분의 관계를 명확적으로 설명할 수 있다. 그림 8(a)는 능동필터가 부하의 불평형을 보상할 시 전원측에서 상전압과 상전류가 동상이 됨을 나타낸다. 이 때 전원측에는 고조파 성분을 무시하면 평

표 1. 시스템 파라미터
Table 1. System parameters

Parameters	Value
입력 전압 (e_a, e_b, e_c)	235V, 60Hz
선로 임피던스 (R_s, L_s)	0.025mH
입력 필터 (R_i, C_i)	2Ω, 50μF
입력 임피던스 I (L_1)	1.3mH
입력 임피던스 II (L_2)	0 mH
DC 링크 컨덴서 (C_1)	6,200μF
부하 I (R_{2d}, L_{2d})	16Ω, 0.15mH
부하 II (R_3, L_3)	3Ω, 3mH
DC 링크 전압 (V_{dc})	400V

균 유효전력인 P_0 만이 존재하게 된다. 그림 8(b)는 능동필터가 부하의 불평형을 보상하지 않을 때에는 전원측의 상전압과 상전류가 역상분 전류로 인해 동상이 되지 않는 것을 보여준다. 그러나 비록 3상 전압전류가 모두 동상이 안되더라도 평균 무효전력인 Q_0 는 존재하지 않게 된다. 그러나 무효분 제 2고조파의 전력성분이 선로에 존재하기 때문에 이로 인한 역률의 손실이 발생할 하게 된다. 이것은 부하의 불평형으로 인한 손실이 된다.

7. 시뮬레이션

병렬형 능동필터는 Simulation tool인 ACSL(Advanced Continuous Simulation Language)를 사용하여 시행하였다. 시스템 파라미터는 표 1에 나와 있다. 부하는 불평형 선형 부하와 비선형 부하로 구성되는데, 불평형을 구현하기 위하여 Road II의 R_3, L_3 부하의 C상을 오픈 하였고 비선형 부하로는 다이오드 정류기 부하를 사용하였다. 그림 9는 부하전류 파형을 보여준다. 불평형 선형 부하의 C상이 오픈되어 C상은 비선형 부하로 인한 전류만 흐른다. 그림 10은 능동필터가 부하의 불평형을 보상하고 있을 때이고, 그림 11은 부하의 불평형을 보상하지 않을 때를 각각 비교한 파형이다. 그림 10(a), 그림 11(a)는 각각의 경우의 전원측 전류 파형이다. 그림 10(a)에서는 능동필터가 고조파성분과 부하의 불평형을 보상하고 있으므로 비록 부하가 불평형이더라도 전원측에는 3상 평형 전류가 흐르게 된다. 그림 11(a)에서는 능동필터는 고조파 보상만을 수행하므로 불평형으로 인한 역상분 전류가 보상이 안되어 3상 불평형 전류가 흐르고 있음을 알 수 있다. 즉 A상과 B상 전류는 거의 180도 위상차를 가지며 C상은 고조파전류 성분만 보상되어 흐르게 된다. 그림 10(b),(c)는 능동필터측 전류와 DC단 전압, 전류파형을 보여준다. (b)는 능동필터가 보상하고 있는 전류를 나타내는데, 시스템 불평형으로 인한 역상분 전류의 보상으로 능동필터의 전류가 증가하고 전류 상승이 역상이 됨을 보여준다. 즉 b상 전류가 a상 전류보다 앞서게 된다. (d)는 전력의 제 2고조파 성분으로 인해 능동필터 DC단에 제 2고조파의 전류가 많이 흐르게 되어 제 2고조파의 전압리플이 발생됨을 보여준다.

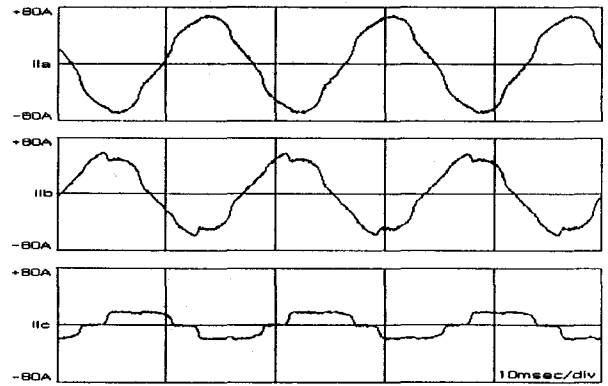
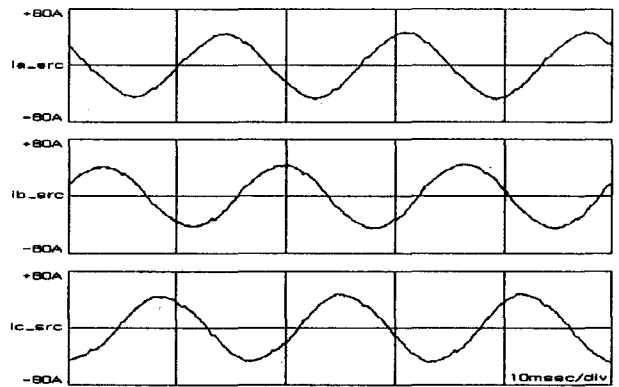
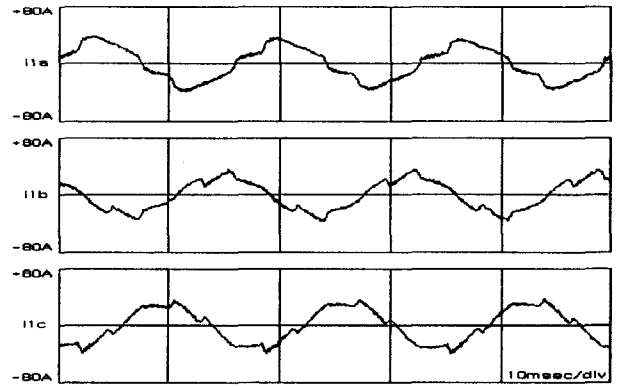


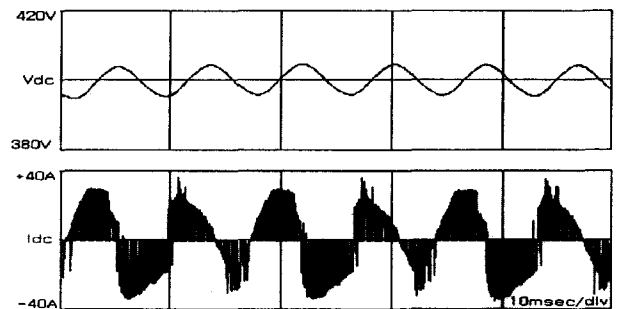
그림 9 부하 전류
Fig. 9 Load current.



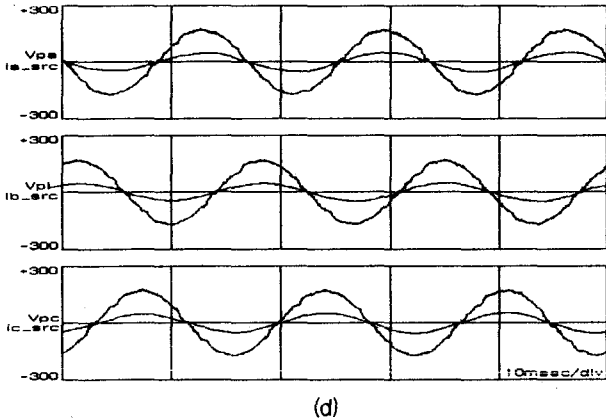
(a)



(b)

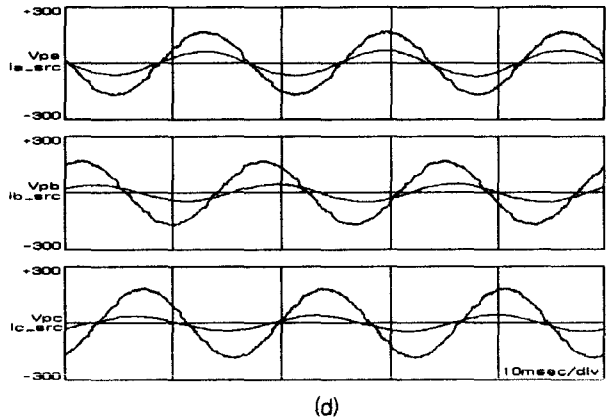


(c)



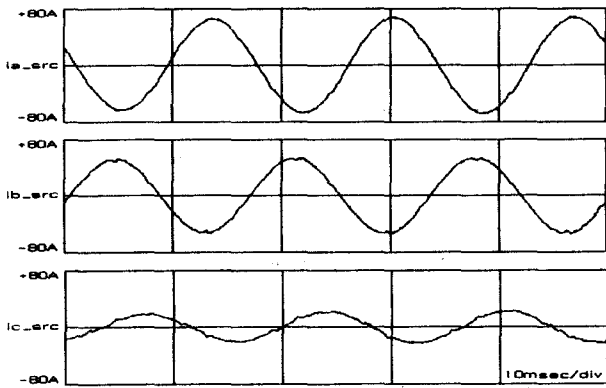
(d)

그림 10 부하의 불평형을 보상 할 경우 시뮬레이션 결과
(a) 전원 전류 (b): 인버터 전류 (c): 인버터 DC단의 전압과 전류 (d): 역률 보상시 전원전류
Fig. 10 Simulation results in case of the unbalance of load is compensated.

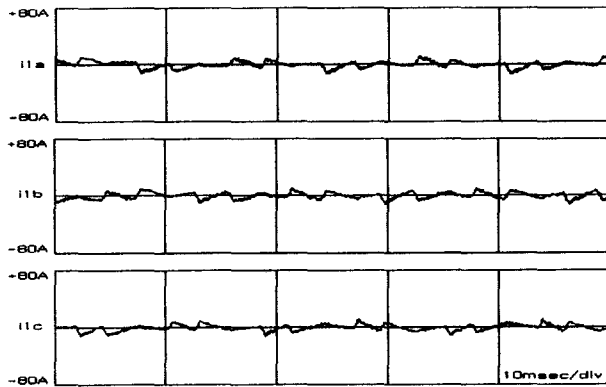


(d)

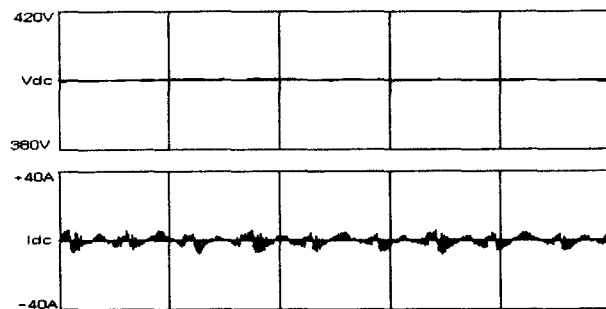
그림 11 부하의 불평형을 보상 할 경우 시뮬레이션 결과
(a): 전원 전류 (b): 인버터 전류 (c): 인버터 DC단의 전압과 전류 (d): 역률 보상시 전원전류
Fig. 11 Simulation results in case of the unbalance of load is compensated.



(a)



(b)



(c)

그림 11(b),(c)는 능동필터를 전력의 제 2고조파 성분이 영이 되도록 제어하였을 때, 시스템 불평형으로 인한 능동필터 전류의 과대증가, DC link단 전압 리플발생등의 문제점을 제거할 수 있음을 보여준다. (b)는 능동필터가 고조파성분만을 보상하고 있어 능동필터가 공급하는 전류의 양이 얼마 안됨을 보여주며, 능동필터 전류의 상순 역시 정상으로 공급됨을 보여 준다. 따라서 (c)에서 알 수 있듯이 DC 전압리플이 거의 없음을 알 수 있다. 그림 10(d), 11(d)는 역률 보상기능을 추가하였을 경우 전원측의 전압과 전류의 파형이다. 이때에는 선형부하의 c상을 단선하지 않고, 7Ω , $11mH$ 설정하였다. 이는 230% 불평형에 해당한다. 이것은 한 상을 오픈할 경우, 역상분이 너무 커서 역률을 관측하기가 용이하지 않기 때문이다. 그림 10(d)에서 보듯이 부하의 불평형을 보상할 시, 3상 모두 역률이 1로 제어됨을 보여주고 있고, 반면에 그림 11(d)는 각상의 전압과 전류가 모두 동상이 되지 않고 있음을 보여준다. a상과 c상은 역률이 거의 1로 제어되고 b상은 역률이 0.9로 제어됨을 보여준다.

8. 실험결과

병렬형 능동필터를 구현하기 위하여 수행시간이 40nsec인 32bit floating point DSP가 사용되었고, prototype 10kVA 인버터는 IGBT를 사용하여 구현하였다. PWM 스위칭 주기는 $125\mu sec$ 이다. 그림 12, 13, 14는 실험파형을 보여준다. 실험 결과도 시뮬레이션 결과와 거의 유사함을 알 수 있다. 그림 15는 전원측 전류를 주파수 분석한 그래프이고, 두 경우 모두 고조파 보상 기능은 잘 되고 있음을 보여준다. 그림 15(b)와 (d)는 각각 a상과 c상 전원전류에 대한 THD를 보여주고 있는데, 전원전류 c상의 THD가 a상보다 높게 나타난 이유는 같은 고조파의 양에 대해 기본파 전류의 차에 의한 것이다.

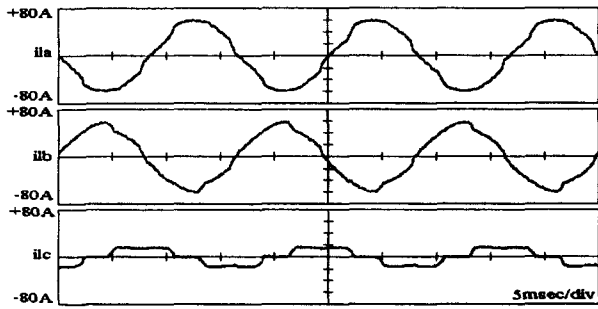
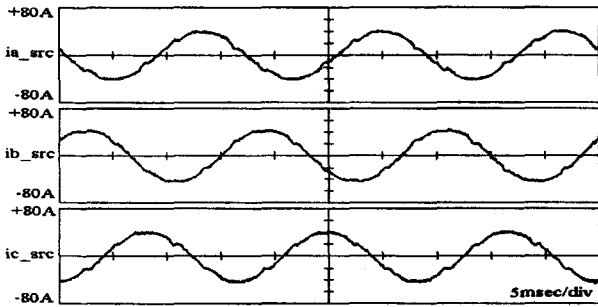
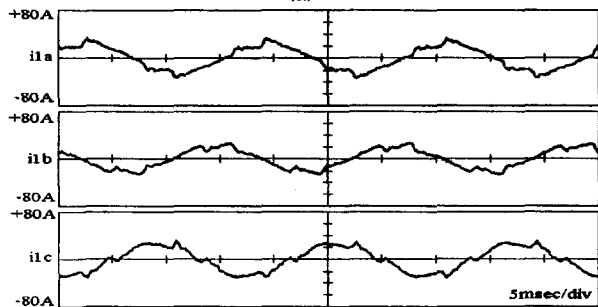


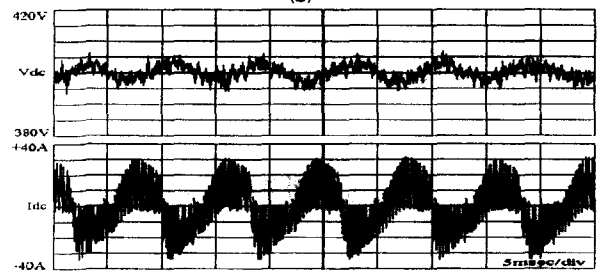
그림 12 부하 전류
Fig. 12 Load current.



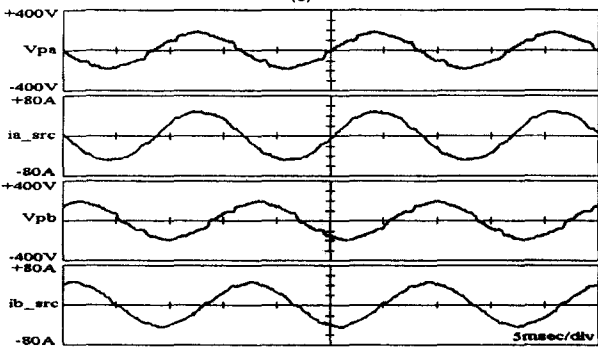
(a)



(b)



(c)

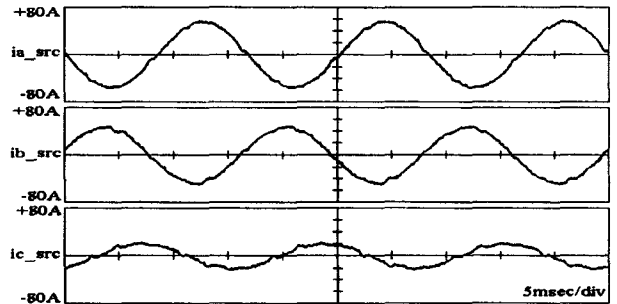


(d)

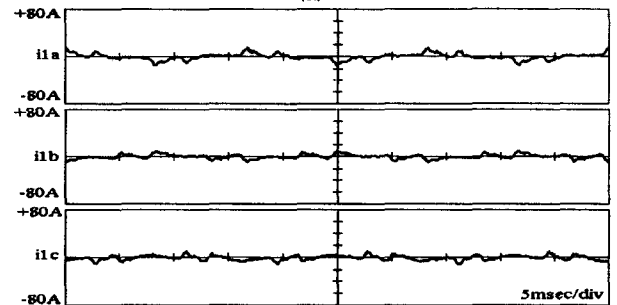
그림 13 부하의 불평형을 보상 할 경우
(a): 전원 전류 (b): 인버터 전류 (c): 인버터 DC단의

전압과 전류 (d): 역률 보상시 전원전류

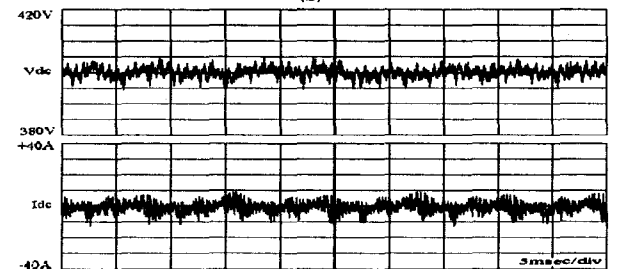
Fig. 13 Experimental results in case of the unbalance of load is compensated.



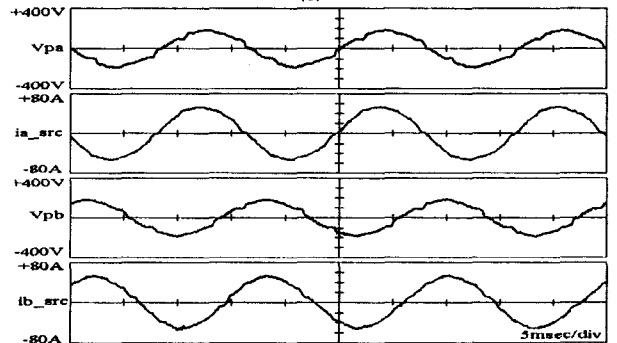
(a)



(b)

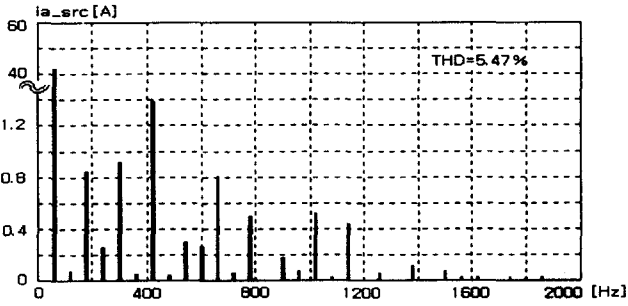


(c)

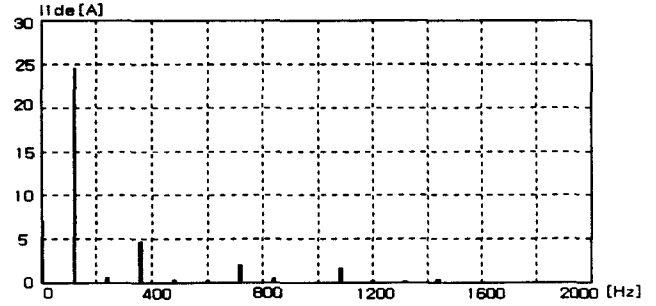


(d)

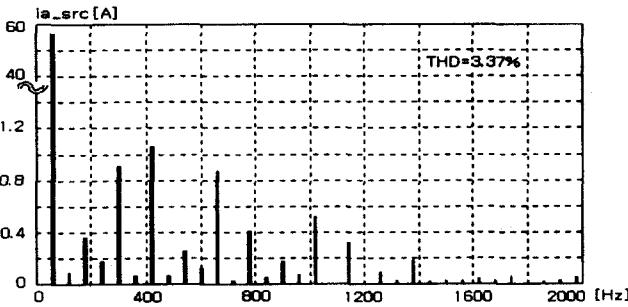
그림 14 부하의 불평형을 보상 할 경우실험 파형.
(a) 전원 전류 (b): 인버터 전류 (c): 인버터 DC단의
전압과 전류 (d): 역률 보상시 전원전류
Fig. 14 Experimental results in case of the unbalance of load is compensated.



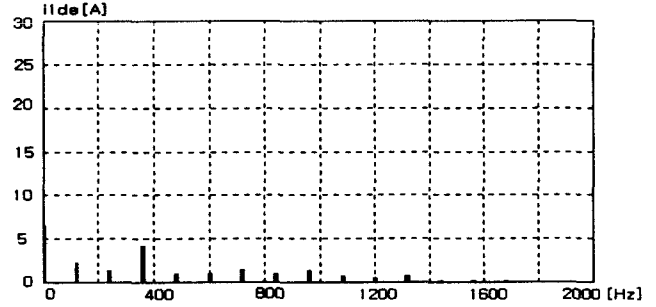
(a)



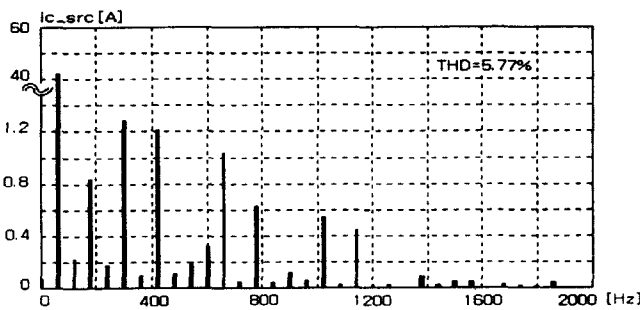
(a)



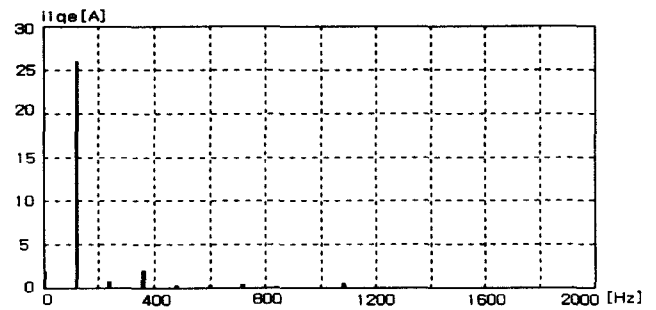
(b)



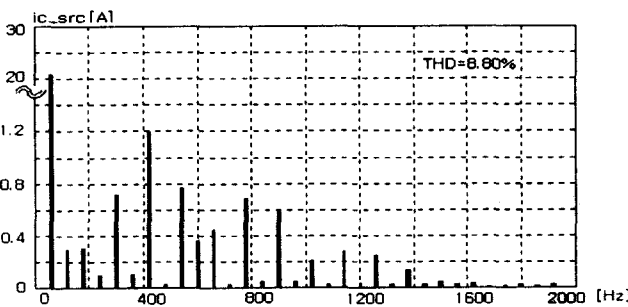
(b)



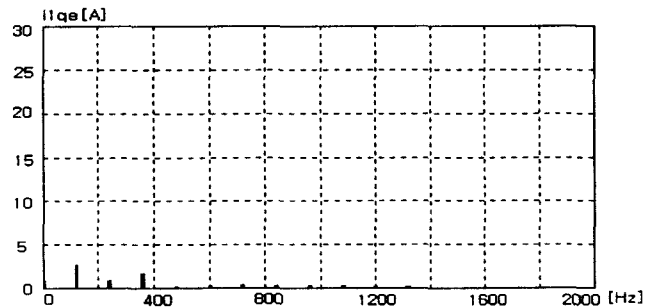
(c)



(c)



(d)



(d)

그림 15 전원측 전류의 주파수 분석
(a)(c) 부하의 불평형률 보상할 경우
(b)(d) 보상하지 않을 경우

Fig. 15 The frequency analysis of source current.

그림 16 인버터 전류의 주파수 분석
(a)(c) 부하의 불평형률 보상할 경우
(b)(d) 보상하지 않을 경우

Fig. 16 The frequency analysis of inverter current.

그림 16은 인버터측 전류를 동기좌표계에서 주파수 분석한 파형이다. APF가 부하의 불평형을 보상한 그림 16(a)와 (c)의 경우 120Hz성분이 크게 나타남을 알 수 있다. 그림 16(b)와 (d)는 APF가 부하의 불평형을 보상하지 않은 그래프로 120Hz성분이 거의 나타나 있지 않고, 이것은 역상분이 인버터의 지령치로부터 잘 제거되었음을 보여준다.

9. 결론

본 논문은 능동필터의 제어회로와 불평형 부하가 시스템에 미치는 영향에 대하여 논의하였다. 이는 AC전원에 연결된 PWM 전압원 컨버터에 기초를 두었다. 불평형으로 인한 시스템에 대한 영향은 수식으로 설명하였고, 역상분 검출 방법은 비교 검토하였다. 또한 역상분으로 인한 영향을 알아보기 위하여 컨버터가 역상분을 보상할 때 또는 보상하지 않을 때를 비교 실험하였다. 이는 인버터의 용량을 산출 할 경우 역상분으로 인한 용량증가와 DC단 전압리플로 인한 DC단 커패시터의 증가에 대한 대책을 제시하였다. 제어를 효과적으로 수행하기 위하여 동기좌표계에서 구현하였으며 10kVA IGBT 인버터를 사용하여 실험하였으며 실험결과를 시뮬레이션과 잘 일치함을 보여주었다.

참 고 문 헌

- [1] Bhim Singh, "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 5, pp.960-971, 1999.
- [2] F.Z. Peng, H. Agaki, A. Naboe, "Compensation characteristics of combined system of shunt Passive and Series Active Filters", *IEEE/IAS Annual Meeting*, pp. 959-966, 1989.
- [3] Pascal Rioual, "Regulation of a PWM Rectifier in the Unbalanced Network State Using a Generalized Model," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 11, no. 3, pp. 495-502, 1996
- [4] Fang Zheng Peng, "Application Issues of Active Power Filters," *IEEE Industrial Applications Magazine*, vol. 4, no.5, pp.21-30, Sep./Oct.1998
- [5] P. RIOUAL, H. POULIQUEN, "Reguration of a PWM Rectifier in the Unbalanced Network State," *IEEE PESC93*, pp.641-647, 1993.
- [6] S. Bhattacharya, "Active Filter System Implementation," *IEEE Industrial Applications Magazine*, vol. 4, no.5, pp.47-63, Sep./Oct.1998.
- [7] P. Verdelho, "An Antive Power Filter and Unbalanced Current Compensator," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 3, pp.321-328, 1997.
- [8] Hong-Seok Song, "Dual Current Control Scheme for PWM Converter Under Unbalanced Input Voltage Condition," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 5, pp. 953-959, 1999

저 자 소 개



최 시 영 (崔時榮)

1973년 6월 11일 생. 1999년 한양대 전기공학과 졸업. 2001년 동 대학원 졸업(석사). 2001~효성중공업(주) 기술연구소 근무.
Tel : 02-707-4384, Fax : 02-707-4398
E-mail : seey@netian.com



이 우 철 (李雨哲)

1964년 3월 24일 생. 1987년 한양대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 졸업(석사). 1988~1998 효성중공업(주) 기술연구소 근무. 1995~현재 동 대학원 박사과정
Tel : 02-2290-0341, Fax : 02-2297-1569
E-mail : woochul@hymail.hanyang.ac.kr



이 택 기 (李宅基)

1963년 9월 4일 생. 1987년 한양대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 졸업(석사). 1993년 동 대학원 졸업(공학박). 1994년~1996년 서남대 전기공학과 전임 강사. 1996년~현재 한경대학교 전기공학과 부교수

Tel : 031-670-5292, Fax : 031-670-5015
E-mail : tklee@hnu.hankyong.ac.kr



현 동 석 (玄東石)

1950년 4월 8일 생. 1973년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1978년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1984년~1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년~1989년 원

현공과대학 교환교수. 현재 한양대 공대 전기전자공학과 교수
Tel : 02-2290-0345, Fax : 02-2290-0532
E-mail : dshyun@email.hanyang.ac.kr