

고조파전류 보상 기능을 갖는 능동 직렬 전압보상기의 제어 및 보상특성에 관한 연구

李承約, 金洪聖, 崔圭夏, 申玪錫, 金興根

A Study on Control and Compensating Characteristics of Active Series Voltage Compensator with Harmonic Current Compensating Capability

Seung-Yo Lee, Hong-Sung Kim, Gyu-Ha Choe, Woo-Seok Shin, Heung-Geun Kim

요약

본 논문에서는 고조파전류 보상기능을 갖는 전압 보상기에 관한 연구를 수행하고 그 보상 특성을 해석하였다. 제안된 보상시스템은 하이브리드형 능동전력필터에서와 같이 LC로 구성되어 전력선에 병렬로 연결되는 수동필터와 직렬 변압기를 사용하여 전력선에 직렬로 연결되는 PWM 컨버터를 동시에 사용하는 회로구조를 갖는다. 제안된 보상시스템을 통해 다이오드 정류기와 같은 비선형 부하로 인해 발생하는 고조파 전류의 보상 및 전원 이상 현상으로 발생하는 전원측 이상 전압의 보상을 모두 수행한다. 단상 등가회로를 통해 보상시스템의 동작 원리를 설명하고 d-q 동기좌표계 축 상에서 보상시스템의 모든 제어를 수행하는 제어 알고리즘의 개발을 수행하였으며 실험을 통해 제안된 보상시스템의 보상특성을 확인하였다.

ABSTRACT

In this paper, a voltage compensator with harmonic current compensating capability is studied and its compensating characteristics are analyzed. Like the hybrid active power filter, the proposed system is composed of parallel LC passive filter and series PWM converter connected to power line through series transformer. It is shown that the compensation of harmonic current generated due to nonlinear loads such as diode rectifier and instantaneous voltage compensation of the source are performed through the proposed compensating system. The operating principle of the proposed system is described through a single-phase equivalent circuit and the control strategy is suggested on the d-q rotating reference frame of the 3-phase system. Also, experiment is carried out to verify compensating characteristics of the proposed system.

Key Words : harmonic current, voltage variation, series voltage compensator, harmonic current compensation

1. 서론

산업 및 경제의 급속한 발전에 따라 전기를 이용하는 각종 산업기기 및 전자 기기들의 사용 및 보급이 급속한 속도로 확산되어 왔으며 전력수요의 급격한 증가와 더불어 전력품질에 민감한 전기·전자 및 통신기기들이 대량 보급되고 사용되면서 전력수급의 문제에 못지 않게 과거보다 더욱 더 향상된 전력의 품질을 요구하고 있다. 전원측에 발생하는 전원장해는 크게 정전 또는 순간적인 전압변동 등과 같은 이상현상과 비선형 부하들이 다량 전원계통에 연결되면서 발생하는

고조파 전류의 전원측 유입으로 인한 고조파 문제를 들 수 있다. 이때 일반적인 전력설비의 질적 향상으로 정전의 발생빈도는 적어지게 되었다더라도 전원측의 전압상승 또는 전압강하와 같은 순간적인 전압변동은 계속되는 전원 문제 중의 하나로 존재하고^[1], 고조파 전류원으로서 반도체 전력변환 장치와 같은 비선형 부하들의 사용이 계속적으로 증가함에 따라 고조파 문제 역시 전원측에 지속적으로 야기될 전원장애 중의 하나로 보인다.

따라서 이러한 전원장애에 대비해 종래부터 널리 사용되어온 것으로 전원 전압 이상현상에 대해서는 부정

전원장치(UPS: uninterruptible power supply)를, 고조파 장애에 대해서는 수동필터 또는 능동전력필터를 들 수 있으며 최근에는 컨버터 2 대를 직병렬로 조합하여 전압보상 및 전류보상까지를 동시에 수행하도록 하는 종합적인 전원장해 보상장치로서 UPQC(Unified Power Quality Conditioner)가 연구 발표되었다^{3, 5)}.

UPS의 경우는 정전을 포함해서 전원에 발생하는 장애들에 대한 대책으로 여러 가지 사회적 안전을 중시하는 부하에 많이 사용되어 왔으나 UPS의 전압보상 방식이 부하 전체 용량을 보상하는 전전압 보상방식이어서 보상 시스템의 전체적인 용량이 커지게 되며, 또한 부하 보호설비로 사용되는 UPS는 전원측의 입장에서 보면 고조파 발생원으로 작용하게 되는 단점을 갖는다. 또한 고조파 전류의 보상 방안으로서 전통적으로 많이 사용되어온 수동필터는 필터 구성시 반도체 스위치에 의한 전력변환 장치를 이용하는 보상기에 비하여 설치 및 운전비용이 적다는 장점은 있으나 그 보상특성이 전원측 임피던스에 따라 달라지고 공진발생의 우려가 존재하는 등 여러 가지 문제점을 안고 있다. 따라서 고조파 문제를 해결하기 위한 새로운 대처방안으로 기존의 수동필터를 대신하여 임의의 고조파를 능동적으로 보상할 수 있는 능동전력필터에 관한 연구가 많이 진행되어 오고 있으나^{7, 9)}, 능동전력필터는 전원측 전압변동과 같은 전원 이상현상이 발생하는 경우 그 성능을 다 하기가 어렵고 전원측 전압변동을 고려하여 능동전력 필터를 설계한다 해도 전원측의 이상전압 발생으로 부하에 인가되는 전압변동 현상은 방지할 수 없는 문제점으로 남게된다. 한편 UPQC는 컨버터 2대를 사용하여 전압 및 전류보상을 동시에 수행하도록 함으로써 현재 여러 가지 전원장해에 대하여 가장 종합적인 대책방안으로 볼 수 있으나 2대의 컨버터를 사용함으로써 보상기의 운전을 위한 제어가 복잡해지고 보상 시스템의 전반적인 운전비용이 상승하게 되는 단점을 수반하게 된다.

따라서 본 논문에서는 기존의 보상장치들이 갖는 단점을 보완하여 전원측 전압 이상현상 및 비선형 부하에 의해 발생하는 고조파 전류의 보상을 함께 수행하도록 하는 전원장해에 대한 보상장치로서, 1대의 컨버터와 LC 필터 즉, 수동소자로 이루어지는 고조파전류 보상형 전압보상기에 관한 연구를 수행한다. 이를 통해 전원측의 전압 이상현상 발생시 이를 보상하여 부하측에서는 일정한 크기의 전압이 유지되도록 해주며, 고조파 전류에 대해서는 이의 전원측 유입을 억제함으로써 전원측 고조파 전류 보상장치가 되도록 한다.

2. 고조파전류 보상 기능을 갖는 전압보상 시스템의 구성

제안된 고조파전류 보상형 전압보상 시스템의 구성은 그림 1에 나타난 바와 같으며 수동필터와 PWM 컨버터를 같이 사용하는 하이브리드형 능동전력필터의 구성과 유사한 형태를 갖는다.

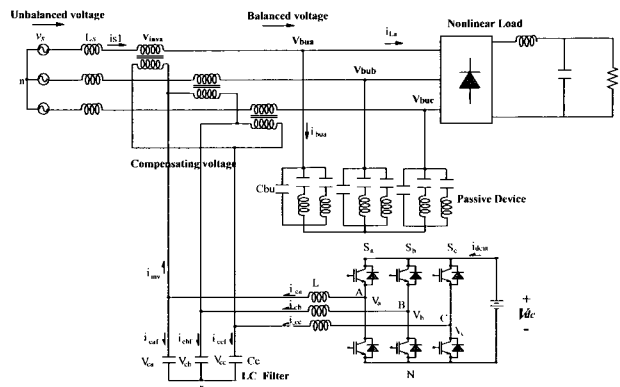


그림 1 고조파 전류 보상형 전압보상시스템의 전체 구성도
Fig. 1 Overall configuration of voltage compensating system with harmonic current compensation.

그림에서와 같이 고조파 전류 보상형 전압보상 시스템은 3상 PWM 컨버터와 출력전압의 정현화를 위한 LC 로우패스 필터 및 배터리 또는 커패시터로 구성되는 직류링크가 컨버터의 직류측에 놓이게 되며 부하에 공급되는 전압이 일정한 크기로 인가되는 지점으로서 커패시터와 5차 및 7차 LC 공진 필터로 구성되는 수동필터가 전원과 부하사이에 위치하게 된다. 또한 전원측 전류를 정현화하고 전원측의 과부족 전압을 보상하기 위한 컨버터의 출력전압을 전원전압에 가산되도록 해주기 위한 가극성의 직렬 변압기가 전원과 부하사이의 전력선에 직렬 형태로 놓이는 구조를 갖는다.

3. 보상시스템의 동작원리

그림 2는 제안된 보상시스템의 보상원리를 설명하는 그림으로 보상 시스템의 단상 등가회로를 나타내고 있다. 전압형 컨버터가 이상적인 제어 전압원이라 가정하면 그림 1의 직렬변압기를 통한 PWM 컨버터는 그림 2에서 가변 전압원 v_{inv} 로 표현된다. 이때 그림 2로부터 시스템의 전압 방정식을 표현하면 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 전원측 전류 i_s 에 대

하여 기본파 전류제어를 수행하기 위해 부하 및 수동 소자에 흐르는 전류의 실효치를 계산하여 전원측에 흘려주어야 할 기본파 기준 전류성분을 식 (2)와 같이 얻는다. 이때 RMS는 실효치를 계산하기 위한 연산자이며 전원 기준전류는 계산된 실효치 값에 정현신호를 곱하여 얻는다.

$$v_{inv} = v_{bu} + L_s \frac{di_s}{dt} - v_s \quad (1)$$

$$I_{srms} = RMS(i_L + i_{bu}) \quad (2a)$$

$$i_{sl}^* = \sqrt{2} I_{srms} \cos(\omega t - \phi_L) \quad (2b)$$

식 (1) 및 식 (2)를 통하여 전원측 전류에 대해 PI 제어기를 사용한 기본파 전류제어를 수행하면 식 (3)과 같이 컨버터에서 출력해야 할 기준전압을 얻을 수 있다.

$$v_{inv}^* = v_{bu}^* + (K_{pi} + \frac{K_{li}}{s}) \cdot (i_{sl}^* - i_{sl}) - v_s \quad (3)$$

여기서 v_{bu}^* 는 부하에 인가되어야 할 기준전압으로 미리 설정된 전압성분이 된다. 식 (3)의 v_s 는 전원 전압을 나타내며 전원 이상 현상으로 v_s 의 크기가 바뀌게 되면 컨버터의 출력 기준 전압의 크기도 자동적으로 바뀌게 됨을 알 수 있다. 이와 같이 컨버터 출력 기준전압이 결정되면 식 (3)의 컨버터 출력 기준전압에 대해 전압제어기를 구성하게 된다. 따라서 제안된 보상장치는 직렬변압기에 흐르는 전류에 대해 기본파 전류제어를 수행함으로써 고조파 전류성분이 전원측으로 흐르지 못하고 수동필터 쪽으로 흐르도록 하며, 전원측 전압변동 역시 보상하여 부하측에서는 일정한 크기의 평형된 전압이 유지 되도록 한다.

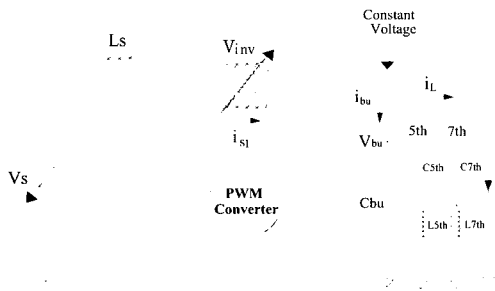


그림 2 보상시스템의 단상 등가회로
Fig. 2 Per-phase equivalent circuit of the compensating system.

이때 제안된 시스템은 구조상 [9]의 하이브리드형 능동전력필터와 비슷하다. 그러나 이러한 하이브리드형 능동필터가 수동필터의 성능을 향상시키기 위해 직렬 변압기에 걸리는 전압을 조정하여 등가적으로 고조파전류에 대해서 높은 임피던스를 나타내도록 컨버터를 동작시켜 고조파전류의 전원측유입을 억제하도록 하였으나 전원측 전압변동에 대한 보상은 고려가 되지 않은 반면 본 논문에 있어서는 고조파전류의 전원측 유입을 억제하기 위해 직렬변압기에 흐르는 전류의 기본파 전류제어를 수행하고 내부에 전압제어기를 사용하여 전원측 전압변동에 대한 보상까지를 수행하도록 하였다.

4. 보상시스템의 제어

4.1 PI제어기를 이용한 보상시스템의 전류제어

제안된 보상 시스템의 제어는 동기좌표계 d-q축 상에서 수행되었으며, 컨버터의 직렬 변압기에 걸리는 전압에 대한 전압방정식 (4)를 변환행렬을 사용하여 d-q축으로 변환하면 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다. 이때 식 (5)에서 PI 제어기로 구성되는 동기좌표계 d-q축 전류 제어기를 구성하면 식 (6)과 같이 표현되며 전원측 기준전류는 식 (2)의 각 상 기준전류를 d-q 변환하여 얻는다.

$$v_{inva} = v_{bua} + L_s \frac{di_{sa}}{dt} - v_{sa} \quad (4a)$$

$$v_{invb} = v_{bub} + L_s \frac{di_{sb}}{dt} - v_{sb} \quad (4b)$$

$$v_{invc} = v_{buc} + L_s \frac{di_{sc}}{dt} - v_{sc} \quad (4c)$$

$$v_{invq}^e = L_s \frac{di_{sq}^e}{dt} + v_{buq}^e - v_{sq}^e + L_s \omega i_{sd}^e \quad (5a)$$

$$v_{invd}^e = L_s \frac{di_{sd}^e}{dt} + v_{bud}^e - v_{sd}^e - L_s \omega i_{sq}^e \quad (5b)$$

$$v_{invq}^{e*} = (k_{dp} + k_{dl}/s)(i_{slq}^{e*} - i_{slq}^e) + v_{buq}^{e*} - v_{sq}^e + L_s \omega i_{sd}^e \quad (6a)$$

$$v_{invd}^{e*} = (k_{dp} + k_{dl}/s)(i_{sld}^{e*} - i_{sld}^e) + v_{bud}^{e*} - v_{sd}^e - L_s \omega i_{sq}^e \quad (6b)$$

이때 전류 제어기에 대한 전달함수는 P를 미분 연산자라 했을 때 식 (5) 및 (6)을 사용하여 식 (7)과 같이 d-q축에 대하여 각각 나타낼 수 있으며 식에서 하위첨자 s는 전원측 변수임을 1은 기본파 성분임을 의미한다.

기 쪽으로 흐르는 전류를 i_{inva} , i_{inub} , i_{invc} 라 정의하면 컨버터 출력전류의 d-q 표현은 식 (12)와 같이 표현될 수 있다. 여기서 P 는 미분연산자임을 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} i_{cq}^e \\ i_{cd}^e \end{bmatrix} = \omega C_c \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cq}^e \\ v_{cd}^e \end{bmatrix} + C_c P \begin{bmatrix} v_{cq}^e \\ v_{cd}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{inva}^e \\ i_{invc}^e \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} C_c P & \omega C_c \\ -\omega C_c & C_c P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cq}^e \\ v_{cd}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{inva}^e \\ i_{invc}^e \end{bmatrix} \quad (12)$$

여기서 v_{cq}^e , v_{cd}^e 는 필터 커패시터에 걸리는 d-q축 성분의 전압을 i_{inva}^e , i_{invc}^e 는 직렬변압기 쪽으로 향하는 전류의 d-q축 성분을 나타낸다. 식 (12)를 식 (13)과 같이 다시 표현하고 $K_{co} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix}$, $M_{co} = \begin{bmatrix} 1/C_c & 0 \\ 0 & 1/C_c \end{bmatrix}$ 라 한다면 식 (13)은 식 (14)와 같이 벡터형태로서 간략히 표현 할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{cq}^e \\ \dot{v}_{cd}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cq}^e \\ v_{cd}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/C_c & 0 \\ 0 & 1/C_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cq}^e \\ i_{cd}^e \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1/C_c & 0 \\ 0 & 1/C_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{inva}^e \\ i_{invc}^e \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\dot{V}_{cqd} = K_{co} V_{cqd} + M_{co} I_{cqd} - M_{co} I_{invqd} \quad (14)$$

이때 시간축 상의 상태 방정식 (14)를 이산화 방정식 표현인 식 (15)로 만들어주기 위해 식 (16)의 연산을 수행한다.

$$V_{cqd}(k+1) = \overline{K_{co}} V_{cqd}(k) + \overline{M_{co}} I_{cqd}(k) - \overline{M_{co}} I_{invqd}(k) \quad (15)$$

$$\overline{K_{co}} = e^{K_{co} T_{samp}} = L_{aplace}^{-1} [(sI - K_{co})^{-1}], \\ \overline{M_{co}} = \left[\int_0^{T_{samp}} e^{M_{co} \tau} d\tau \right] M_{co} \quad (16)$$

여기서 L_{aplace} 는 라플라스 변환을 의미하며 $\overline{K_{co}} = \begin{bmatrix} a_{co} & -b_{co} \\ b_{co} & a_{co} \end{bmatrix}$, $\overline{M_{co}} = \begin{bmatrix} e_{co} & -f_{co} \\ f_{co} & e_{co} \end{bmatrix}$ 라 한다면, 각각의 계수 성분은 식 (16)을 통해 다음의 값으로 설정된다.

$$a_{co} = \cos \omega T_{samp}, \quad b_{co} = \sin \omega T_{samp}, \\ e_{co} = \frac{1}{\omega C_c} \sin \omega T_{samp}, \quad f_{co} = \frac{2}{\omega C_c} \sin^2 \frac{\omega T_{samp}}{2} \quad (17)$$

여기서 ω 는 전원의 기준 각속도, T_{samp} 는 샘플링 시간을 의미하며 C_c 는 컨버터 출력측 필터 커패시터의 커패시턴스이다. 이때 동기좌표계의 d-q축 간섭성분의 제거를 통한 비간섭 제어를 수행하기 위하여 $\overline{M_{co}}$ 의 간섭성분 f_{co} 의 비간섭화를 위하여 $\overline{M_{dcco}}$ 를, $\overline{K_{co}}$ 의 간섭성분 b_{co} 를 제거하기 위하여 $\overline{K_{dcco}}$ 를 제어루프 안에 추가하도록 하며 이때의 $\overline{M_{dcco}}$ 및 $\overline{K_{dcco}}$ 는 다음과 같다.

$$\overline{M_{dcco}} = \begin{bmatrix} 1 & f_{co}/e_{co} \\ -f_{co}/e_{co} & 1 \end{bmatrix}, \quad \overline{K_{dcco}} = \begin{bmatrix} 0 & b_{co}/e_{co} \\ -b_{co}/e_{co} & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

또한 비례 제어기를 전압제어기로 채택하여 비간섭 데드비트 전압제어 시스템을 구성하면 그림 4의 제어 블록선도를 얻을 수 있으며 이때 비례 제어기의 이득 G_p 는 제어시스템 폐루프 전달함수의 극을 z영역의 단위원상의 영점에 위치시키도록 함으로써 얻는다. 이 경우 $G_p = a_{co}/e_{co}$ 로 설정된다.

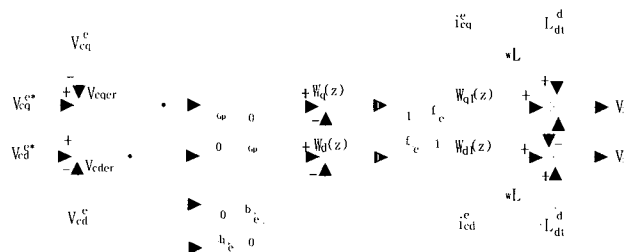


그림 4 데드비트 전압제어 블록선도
Fig. 4 Block diagram of dead beat voltage control.

5. 실험 결과 및 고찰

고조파전류 보상형 전압보상 시스템의 보상특성을 분석하기 위하여 실험을 실시하였으며 3상 시스템의 불평형 전압을 발생시키기 위해서 전원측에 3상 Δ-Y 탭 변압기를 사용하였다. 실험에 사용된 탭 변압기는 여러 가지 조합의 상전압이 2차측에 인가 될 수 있도록 하였는데 Δ결선된 1차측에는 선간 220[V]가 유기 되도록 하고 Y결선된 2차측으로 전압을 넘길 때 여러 가지 변압비를 갖는 탭을 두도록 하여 불평형 전압을 얻을 수 있도록 하였다. 전압보상을 위한 컨버터는 전원과 부하 사이에 직렬 변압기를 통해 연결되도록 구성되며 이때 직렬 변압기를 통한 보상전압은 전원전압에 가산되는 형태를 취하도록 한다. 또한 전체 보

상 시스템은 주 전력회로와 DSP(Digital Signal Processor) TMS320C31를 사용한 디지털 제어보드로 구성된다. 제어보드는 보상 시스템의 전력회로부터 제어에 필요한 전압 및 전류 신호를 받아들이고 제어 알고리즘을 통한 연산을 수행한 후 공간벡터 변조기를 통해 보상 시스템에 사용되는 스위칭 소자를 구동시키기 위한 게이팅 신호를 발생시키게 된다. 실험에 사용된 시스템 파라미터의 임피던스는 5[kVA], 220[V], 60[Hz]를 기준으로 하여 표 1과 같고 5차 및 7차 공진 필터의 공진주파수는 각각 300[Hz] 및 420[Hz]로 설정되었다. 이때 제한된 보상 시스템은 기존의 하이브리드형 능동전력필터에서와 마찬가지로 수동필터가 갖는 문제점, 즉 고조파 제거능력이 전원 임피던스에 영향을 받고 계통에 공진을 유발시킬 수 있는 등의 문제점을 해결하기 때문에 수동필터 설계시 전원측 임피던스에 따른 영향을 받지 않게 한다.

표 1 시스템 파라미터
Table 1 System parameters.

Parameters	Value
Ls(Source Impedance)	0.0004[p.u.]
L(Filter Inductance)	0.04[p.u.]
Cc(Filter Capacitance)	1.105[p.u.]
Cbu(Buffer Capacitance)	0.921[p.u.]
C5th & L5th	2.76[p.u.] & 0.11[p.u.]
C7th & L7th	2.76[p.u.] & 0.057[p.u.]

또한 실험에서 보상 시스템의 컨버터 직류측은 12[V]의 배터리 30개로 구성하였으며 이에 따라 직류 전압은 360[V]로 설정되었다. 컨버터 직류측은 커패시터를 사용하여 구성될 수도 있으며 직류측 배터리나 커패시터의 적정용량을 설계하기 위해서는 전원측의 전압변동폭과 전압변동 지속시간에 따른 보상에너지의 양을 계산해 둘 필요가 있다.

한편, 3상 전원의 전압변동으로 불평형 발생시 정상성분의 크기 변화 및 역상성분의 발생이 보상전후 어느 정도인가를 측정하기 위한 지표로서 전원의 기준전압 최대치에 대한 정상성분 최대치의 크기 비로써 크기 평가계수(AF: amplitude factor)를 식 (19a)와 같이 정의하고 정상성분에 대한 역상성분의 최대치 크기 비로 불평형 평가계수(UF: unbalance factor)를 식 (19b)과 같이 정의한다.

$$AF = \frac{E_{mp}}{E_{mpr}} \times 100 [\%] \quad (19a)$$

$$UF = \frac{E_{mn}}{E_{mp}} \times 100 [\%] \quad (19b)$$

여기서 E_{mpr} 은 전원 정상시 전원 기준전압의 최대치를 E_{mp} 는 전원 이상시 전원 정상성분의 최대치를 나타내고 E_{mn} 은 이때의 역상성분의 최대치를 의미한다.

그림 5는 보상기를 사용하여 전압보상을 수행하기 전후의 실험결과로서 그림 5의 (a)는 보상전 3상 전원 전압파형을 (b)는 보상후 부하에 인가되는 3상 전압파형을 보여주고 있다. 이때 보상전 불평형 전원의 AF 및 UF의 값은 각각 AF=90.5[%], UF=10.53[%]이며 보상후 부하측 AF 및 UF의 값이 각각 AF=99.6[%], UF=0.82[%]로 보상되었음을 보여주고 있다.

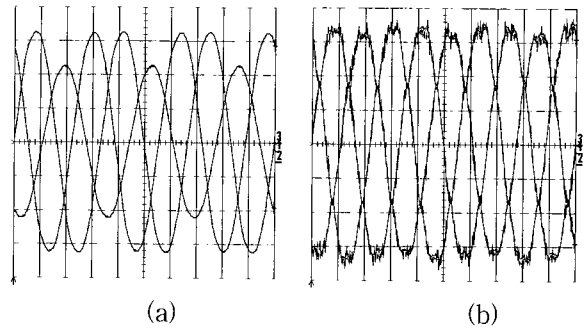


그림 5 불평형 전압의 보상전후 전압파형 (a) 보상전 전원 전압 파형 (AF=90.5[%], UF=10.53[%]) (b) 보상후 부하전압 파형 (AF=99.6[%], UF=0.82[%])

Fig. 5 Voltage waveforms before and after compensation of unbalanced voltage. (a) source voltage before compensation. (b) load voltage after compensation.

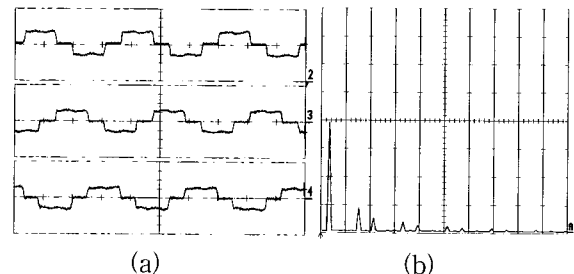


그림 6 부하 각상 전류 파형 및 부하 a상 전류의 FFT 결과 (a) 부하 각상 전류 파형(10A/div.) (b) 부하 a상 전류의 FFT 결과

Fig. 6 Each phase load current waveform and FFT result of load a-phase current. (a) each phase load current waveform. (b) FFT result of a-phase load current.

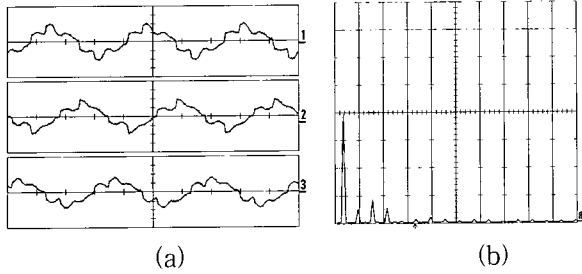


그림 7 보상기 없이 5,7차 수동필터만을 사용한 경우의 각 상 전원 전류파형 및 a상 전류의 FFT 결과 (a) 각상 전류파형 (10A/div.) (b) a상 전류의 FFT 결과
 Fig. 7 Each phase source current waveform by using 5th and 7th passive filter(without compensator) and FFT result of a-phase current. (a) each phase current waveform. (b) FFT result of a-phase current.

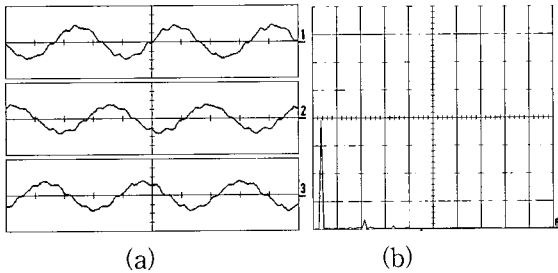


그림 8 보상기를 갖는 경우 전원측 전류파형 및 a상 전류의 FFT 결과 (a) 전원측 각상 전류 파형(전원측 AF=90.5%, UF=10.53[%]), 10A/div.) (b) a상 전원 전류의 FFT 결과

Fig. 8 Each phase source current waveform and FFT result of a-phase current by using compensator. (a) each phase source current waveform. (b) FFT result of a-phase source current.

그림 6 (a)는 그림 5(b)에서와 같이 불평형된 전원전압을 보상하여 부하측에 평형된 전압이 공급되고 있는 경우에 있어서 부하측에 흐르는 각상 전류파형을 나타낸다. 이때 그림 6 (b)는 이 경우에 있어서 a상 부하 전류의 FFT결과를 보여주고 있다. 한편 그림 7(a)는 보상시스템을 선로에서 분리시키고 5차, 7차 수동 필터만을 설치한 후 그림 5(a)의 불평형 전압이 인가되었을 때 전원측에 흐르는 전류파형을 나타내는 것으로 이때 a상 전류의 FFT 결과를 그림 7(b)에 나타내었다.

그림 8의 경우가 보상기를 연결하여 동작시킴으로써 나타나는 전원측 전류파형으로 그림의 (a)는 각 상 전류파형을 (b)는 a상의 전류 FFT결과를 나타내고 있다. 그림에서와 같이 각 상 전원전류의 고조파 성분이

부하전류 및 보상기를 사용하지 않고 수동필터만을 사용하는 경우의 전원 전류에 비하여 상당량 감소하였음을 확인할 수 있다. 이때 그림 8의 결과를 통해 전원측 전류에 7차 고조파 성분이 약간 잔류하고 있음을 볼 수 있는데 이는 제안된 보상시스템이 전류 및 전압 보상을 동시에 수행함으로써 얻어지는 트레이드-오프(trade-off)적 현상으로 생각할 수 있으며 전압제어의 성능을 감소시키고 전류제어의 성능을 향상시킴으로써 전류파형을 보다 개선시킬 수 있을 것으로 생각된다.

실험결과를 토대로 각 상 여러 가지 전압변동에 대하여 불평형 전원상태에 따른 보상전후 AF 및 UF의 값의 비교를 그림 9에 나타내었으며 이때 그림의 (a)는 보상전후 AF의 비교를 그림 (b)는 보상전후 UF의 비교를 나타내고 있다. 그림에서와 같이 AF의 경우 보상전 76.2[%]~109.52[%]의 값이 보상후 97.6[%]~99.6[%]의 값으로서 100[%] 근처로 보상되었음을 보여주고 있으며 불평형 평가계수 UF의 경우에 있어서는 4.3[%]~10.53[%]의 보상전 UF의 값이 보상후 0.82[%]~2.43[%]로 개선되었음을 나타내고 있다.

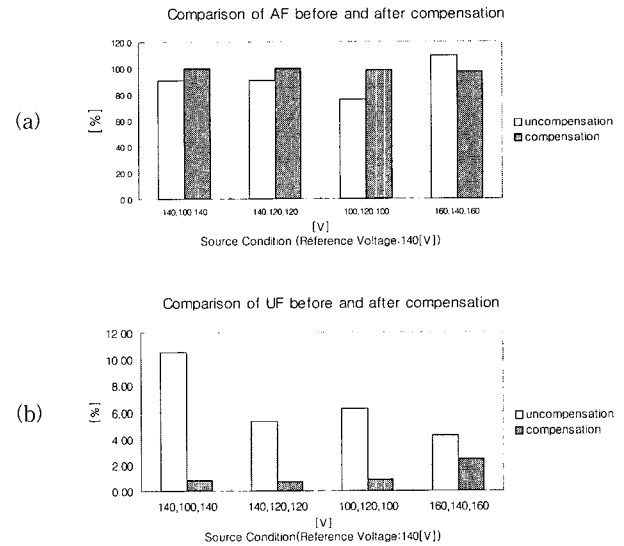


그림 9 전원상태에 따른 보상전후 AF 및 UF의 비교 (a)보상전후 AF의 비교 (b) 보상전후 UF의 비교
 Fig. 9 Comparison of AF and UF before and after compensation according to different source conditions. (a) comparison of AF before and after compensation. (b) comparison of UF before and after compensation.

그림 10은 전원전압 상태 및 보상기의 사용 유무에

따른 각부 전류파형의 THD를 비교한 것으로 그림의 (a)는 보상전 전원전압의 AF가 90.5[%], UF가 10.53[%]인 경우이며 (b)는 AF 90.48[%], UF 5.3[%], (c)는 AF 76.2[%], UF 6.25[%]인 경우를 나타내고 (d)는 기준전압에 비하여 전원전압의 크기가 상승한 경우로서 AF 109.52[%], UF 4.3[%]인 경우를 보여주고 있다.

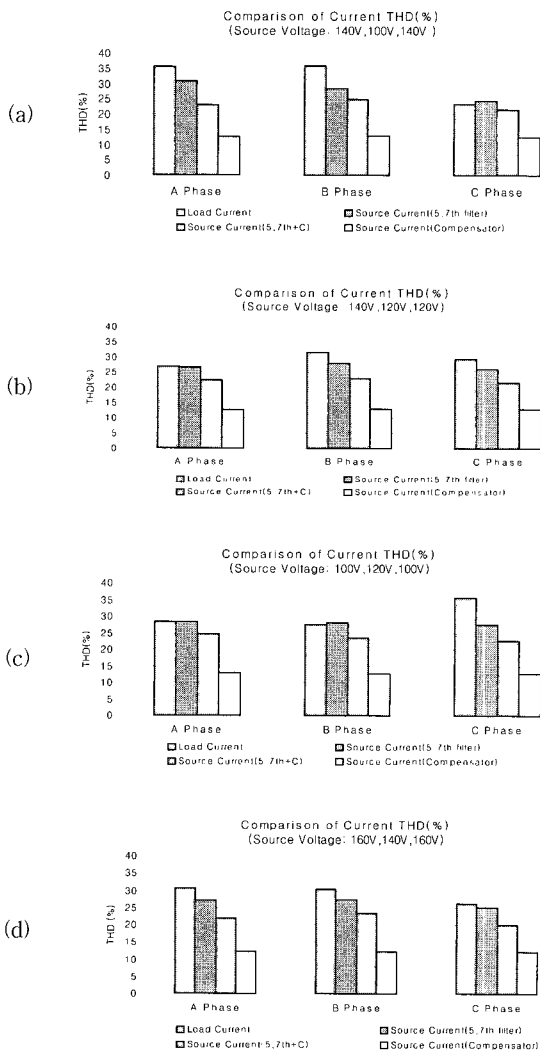


그림 10 전원상태에 따른 전류 THD 비교 (a)AF: 90.5[%], UF: 10.53[%] (b) AF: 90.48[%], UF: 5.3[%] (c) AF: 76.2[%], UF: 6.25[%] (d) AF: 109.52[%], UF: 4.3[%]

Fig. 10 Comparison of current THD according to different source conditions. (a)AF: 90.5[%], UF: 10.53[%] (b) AF: 90.48[%], UF: 5.3[%] (c) AF: 76.2[%], UF: 6.25[%] (d) AF: 109.52[%], UF: 4.3[%].

이때 그림 (a)~(d) 각각의 경우에 보여주고 있는 4개 막대 그래프중 맨 좌측의 막대는 부하전류의 THD를 나타내며, 2번째 막대는 보상기가 없는 상태에서 5, 7차 수동필터만을 설치한 경우의 전원측 전류THD를 나타낸다. 또한 3번째 막대는 2번째 막대 그래프의 경우와 마찬가지로 보상기가 없는 상태에서 전압버퍼로 사용되는 커패시터를 포함하여 5, 7차 수동필터를 두고 측정한 전원측 전류의 THD를 나타내고 있으며 마지막 4번째 막대 그래프는 제안된 보상시스템에 의해 보상작용이 이루어지고 있는 상태에서 측정한 전원측 전류의 THD 결과를 보여주는 것으로 각각의 경우 전원상태 및 보상기의 사용유무에 따라서 보상후 전원측 전류의 THD는 보상전 전원측 전류의 THD 또는 부하측 전류의 THD에 비하여 약 10[%]~20[%] 정도의 개선 효과를 나타내고 있음을 보여주고 있다.

6. 결론

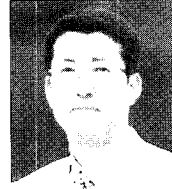
본 논문에서는 전원측에서 가장 빈번하면서도 심각한 전원 문제인 전압변동의 보상과 고조파 전류의 전원측 유입을 억제하기 위한 보상장치에 관한 연구를 수행하였다. 이를 위해 하이브리드형 능동전력필터와 유사한 시스템 구조를 갖는 보상 시스템의 d-q 동기 좌표 축 상에서의 제어 알고리즘의 개발을 수행하였으며 실험을 통하여 제안된 시스템의 보상특성을 확인하였다. 실험결과를 토대로 보상시스템이 보상전 76.2[%]~109.52[%]인 AF의 값을 보상후 97.6[%]~99.6[%]의 값으로 보상하였음을 나타내었고 UF의 경우에 있어서는 4.3[%]~10.53[%]의 값을 보상후 0.82[%]~2.43[%]로 개선하였음을 나타내었다. 또한 전류보상의 결과에 있어서는 전원상태에 따라서 보상후 전원측 전류의 THD가 보상전 전원측 전류 또는 부하측 전류의 THD에 비하여 약 10[%]~20[%] 정도 개선되었음을 나타내었다.

이 논문은 1999년도 한국학술진흥재단의 연구비에 의하여 연구되었음 (과제번호 : KRF-99-003-D00138)

참고 문헌

- [1] Douglas S. Dorr, "Power quality study -1990 to 1995 initial results," Applied Power Electronics Conference, pp. 303-308, 1992.

- [2] Mark F. McGranaghan et. al., "Voltage sags in industrial systems," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 29, no. 2, pp. 397-402, March/April 1992.
- [3] F. Kamran, Thomas G. Habetler, "Combined deadbeat control of a series-parallel converter combination used as a universal power filter," IEEE Tran. on Power Electronics, vol. 13, no. 1, pp. 160-168, January 1998.
- [4] F. Kamran, Thomas G. Habetler, "A novel on-line UPS with universal filtering capabilities," IEEE Tran. on Power Electronics, vol. 13 no. 3, pp.410-418, May 1998.
- [5] H. Akagi, et. al., "New trends in active filters for power conditioning," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 32, no.6, pp.1312-1322, Nov./Dec. 1996.
- [6] 이승요, 고재석, 목형수, 최규하, "3상 불평형 전원 시스템의 새로운 위상각 검출기법을 이용한 순간전압보상기의 해석 및 제어," 전력전자학회 논문지, 제4권, 제3호, pp.275-284, 1999년 6월.
- [7] L. Gyugyi and E.C. Strycula, "Active AC power filters", in Proc. IEEE IAS Annual Meeting Conference Record, pp.529-535, 1976.
- [8] Hirofumi Akagi, Yoshihira Kanazawa and Akira Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-20, no. 3, pp.625-630, 1984.
- [9] F.Z. Peng, Hirofumi Akagi and A. Nabae, "A new approach to harmonic compensation in power systems", in Proc. IEEE IAS Annual Meeting Conference Record, pp.874-880, 1988.



최규하(崔圭夏)

1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 졸업(석사). 1986년 동 대학원 졸업(공학박). 1987년~1988년 미국 오레곤주립대 Post-Doc. 1998년~1999년 미국 버지니아 주립대 교환방문교수. 1997년~1998년 건국대학교 연구처장. 현재 건국대학교 전기공학과 교수 및 전력전자기술연구원 소장. 당 학회 총무이사.



신우석(申玆錫)

1961년 2월 9일생. 1986년 건국대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(공학박). 1988년~1996년 LG전자 생활시스템 연구소 선임연구원. 현재 두원공과대학 전기과 조교수.



김흥근(金興根)

1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 졸업(석사). 1988년 동 대학원 졸업(공학박). 1990년~1991년 미국 Wisconsin대학 전기공학과 객원교수. 현재 경북대학교 전자전기공학부 교수. 당 학회 총무이사.

저 자 소 개



이승요(李承約)

1967년 7월 16일생. 1994년 건국대 공대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 졸업(석사). 2000년 2월 동 대학원 졸업(공학박). 2000년 건국대 전력전자기술연구원 연구원. 현재 미국 버지니아 주립대 Post-Doc.



김홍성(金洪聖)

1967년 2월 27일생. 1992년 건국대 공대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 졸업(석사). 1998년 2월 동 대학원 졸업(공학박). 1998년~1999년 일본 전력중앙연구소 객원연구원. 현재 LG 산전 태양광발전사업부 과장.