

순간전압변동 보상 기능을 갖는 3상 하이브리드형 직렬 능동전력필터

韓錫愚, 崔圭夏

3-Phase Hybrid Series Active Power Filter with Instantaneous Voltage Fluctuations Compensation

Seok-Woo Han, Gyu-Ha Choe

요 약

전압변동 및 고조파 전류를 보상하기 위한 3상 하이브리드형 직렬 능동전력필터를 제안하였으며, 그 구성은 고역통과필터가 계통에 병렬로 부하는 6펄스 싸이리스터 정류기를 연결하여 공간벡터변조 기법을 갖는 전압형 인버터로 운전된다. 부하단의 기준전압은 전원전압의 정상분에 동기된 위상각을 검출하여 계산된다. 제안된 시스템은 전원전압이 변동하더라도 부하단 전압을 일정하게 유지시키며, 계통과 부하단에 의한 고조파 전류를 차단하는 기능을 가진다. 제안된 시스템의 타당성을 시뮬레이션과 실험을 통하여 입증하였다.

ABSTRACT

In this paper, 3-phase hybrid series active power filter for compensate current harmonics, voltage drop and unbalanced voltage in the network presented. The proposed system is implemented with a space vector modulation voltage source inverter and a high pass filter connected in parallel to the power system. Here the load is six-pulses thyristor rectifier. The phase angle detected in order to generation reference voltage at load terminal is synchronized with the positive sequence component of the unbalanced source by using symmetrical component transformation. The proposed system has an function harmonic isolation between source and load, voltage regulation, and unbalance compensation. Therefore, what the power system is improved quality, the source current is maintained as a nearly sinusoidal waveform and the load voltage is regulated with a rated voltage regardless of the source variation condition. To verify the validity of the proposed compensating system, the computer simulation and experiment are carried out.

Key Words : 3-phase hybrid series active power filter, Power quality, High pass filter, Harmonic isolation, Unbalance compensation

1. 서 론

전력수요가 증대하고 다양화됨에 따라 수용가에서는 더욱더 안정된 고품질의 전력을 요구하고 있다. 전원측에 발생하는 전원장해는 크게 전원의 고장이나 이상 현상으로 인한 정전 또는 순간적인 전압변동 등으로 인한 문제와 비 선형부하들이 전원계통에 많이 연결되면서 발생하는 고조파 문제를 들 수 있다. 현재 정전

의 발생빈도는 전력설비의 질적 향상으로 적어졌으나 전원측의 전압상승 또는 전압강하와 같은 순간적인 전압변동은 계속되는 전원 문제 중의 하나로 존재하며, 고조파 전류원으로서 반도체 전력변환장치와 같은 비 선형부하들의 사용이 계속적으로 증가하고 있는 추세이므로 고조파 전류 문제 역시 전원측에 지속적으로 야기될 전원장해 중의 하나인 것으로 볼 수 있다¹⁻⁴⁾.

우선 전원측에 발생하는 전원전압의 이상현상으로서

정전은 배제하더라도 3상 시스템의 경우 전원측에 어떠한 원인으로 임의의 상전압이 커지거나 작아지게 되면 3상 전원은 불평형 시스템이 되고 이러한 전원전압이 부하에 인가되는 경우 전력 시스템에 악영향을 미치게 된다. 또한 비 선형부하들의 사용으로 인해 발생하는 고조파에 의한 비 정현파 전류는 계통의 선로임피던스를 통하여 전원측에 전원전압 파형을 왜곡시키고 이는 배전선로에 병렬로 접속된 부하에 왜곡된 전압을 인가하여 전원품질(Power Quality)에 민감한 제반 기기의 오 동작을 유발시키는 원인이 되는데, 전통적으로 이러한 전원측 장애에 대한 보상장치(Compensator)로서 전압 이상현상에 대해서는 무정전전원공급장치(UPS)가, 고조파 전류에 대해서는 수동필터나 능동전력필터가 사용되어 왔다.

무정전전원공급장치는 정전을 포함해서 전원에 발생하는 여러 가지 장애들에 대한 종합적인 대책으로 사용될 수 있으나 이는 전원측의 입장에서 보면 고조파를 발생시키는 비 선형부하로 작용되며, 수동필터나 능동전력필터는 고조파 보상을 수행하지만 전원측의 전압변동에 대해서는 그 대책이 되지 못한다.

따라서 본 논문에서는 이러한 기존의 보상 시스템들의 단점을 개선하여 전원측 전압 이상현상으로 인한 전압변동과 비 선형부하에 의해 발생하는 고조파 전류를 동시에 보상함으로써 설비의 이용률 및 경제성을 향상 시켰다.

그 구성은 능동부와 수동부로 나뉘는데 수동부인 고역통과필터가 계통에 병렬로 부하는 6펄스 싸이리스터 정류기를 연결하여 공간벡터변조 기법을 갖는 전압형 인버터로 운전된다. 제안된 알고리즘은 전원전압이 변동하더라도 부하단 전압을 일정하게 유지하며, 계통과 부하단에 의한 고조파 전류를 차단하는 기능을 가진다. 부하단의 기준전압은 전원전압의 정상분에 동기된 위상각을 검출하여 계산된다. 제안된 알고리즘의 타당성을 시뮬레이션과 실험을 통하여 입증하였다.

2. 순간전압변동 보상 기능을 갖는 3상 하이브리드형 직렬 능동전력필터

2.1 시스템 구성

그림 1은 제안된 전압보상 시스템의 구성을 보여준다. 시스템은 수동부와 능동부로 나뉘는데, 계통에 병렬 연결된 고역통과필터(High Pass Filter)인 수동필터와 직렬로 연결된 능동전력필터(Active Power Filter)로 IGBT를 내장한 전압원 인버터로 공간벡터변조 기

법을 이용하였다. 부하는 3상 싸이리스터 정류기(6-Pulses Thyristor Rectifier)에 R-L을 연결하였다.

보상전압 주입용 변압기의 1차측은 Y결선으로 각상의 보상전압을 독립적으로 주입하게 하였으며, 컨버터의 직류단 정류기는 전원전압의 50[%] 변동까지 보상 목표로 하기 때문에 별도의 직류단 제어는 하지 않는다.

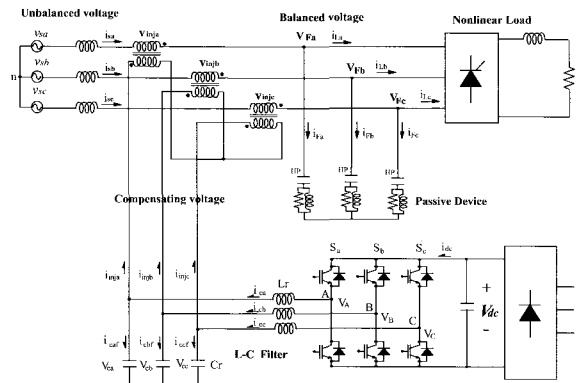


그림 1 보상시스템의 구성
Fig. 1 Configuration of compensator.

2.2 동작원리

보상기는 전력계통에 보상 출력전압을 결합하기 위해 3개의 전압 주입용 변압기를 통하여 전원 임피던스와 직렬 결합된다.

능동전력필터는 고조파 전류를 지지하여 계통과의 절연과 전원전압 변동분을 보상하여 부하단의 전압을 일정하게 유지 시켜주며, 수동필터는 저 임피던스회로로 동작하여 부하 고조파 전류를 흡수한다. 따라서 고조파 전류보상과 전원전압 변동을 동시에 보상하기 때문에 보상기의 이용률이 증대된다.

전원전압 변동이 없을 경우 컨버터는 기본과 주파수에서 임피던스는 영으로 되며 부하 고조파 주파수에서 순수한 저항 값을 가진다. 그림 2는 보상기의 보상원리를 나타낸다. 특히, 부하 고조파 전류발생이 없을 경우 시스템은 기본과 전압이 형성되어 전원전압 변동을 보상하며 수동필터는 기본파에 관한 부하 역할 개선 콘텐츠로 동작한다. 그리고 보상기가 전원 임피던스보다 더 큰 저항으로 제어가 가능하므로 전원 임피던스는 수동필터의 보상 특성에 영향이 없으며 고조파 전류는 전원 전류에 영향을 주지 않으므로 필터 특성을 개선시킨다.

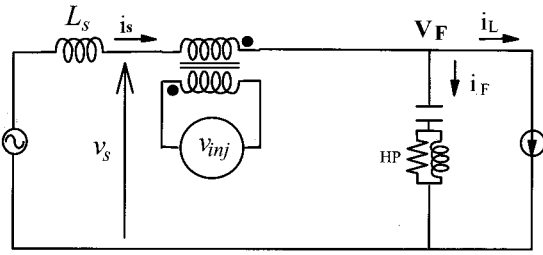


그림 2 보상기의 보상원리
Fig. 2 Operation principles of compensator.

따라서 보상기는 고조파의 블럭킹 저항으로 동작되며 무한대의 저항 값을 가질 때 이상적인 보상 특성을 가진다.

보상전압 V_{inj} 은 전원전압 변동분과 고조파 전류 보상분으로 식 (1)과 (2)를 이용하여 식 (3)으로 얻어진다.

$$i_{sh} = i_s - i_{sl} \quad (1)$$

$$\Delta V = V_F^* - V_s \quad (2)$$

$$V_{inj} = \Delta V - K \times (i_s - i_{sl}) \quad (3)$$

여기서

i_{sh} : 전류전류의 고조파 성분

i_s : 전류전류

i_{sl} : 전류전류의 기본과 성분

ΔV : 전압전압 변동분

V_s : 전압전압

V_F^* : 부하단 기준전압

V_{inj} : 보상분 혹은 주입 전압

K : 보상기의 게인

이다.

2.3 제어 알고리즘

제어 알고리즘은 고조파 전류와 전압 변동분을 분리하여 제어하며 고조파 검출은 p-q 변환을 이용한다.

먼저 상전압과 전류를 $\alpha-\beta$ 좌표 변환하면

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos(-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ \sin 0 & \sin(-\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos(-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ \sin 0 & \sin(-\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (5)$$

얻어진다.

여기서 v_{an}, v_{bn}, v_{cn} 은 부하단에서 검출한 상전압이며, i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} 는 전류전류이다.

그림 3에서 p와 q는 식 (4), (5)를 p-q 변환하여 행렬로 표현하면

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad \text{또는}$$

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ i_\beta & -i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (6)$$

으로 표현된다.

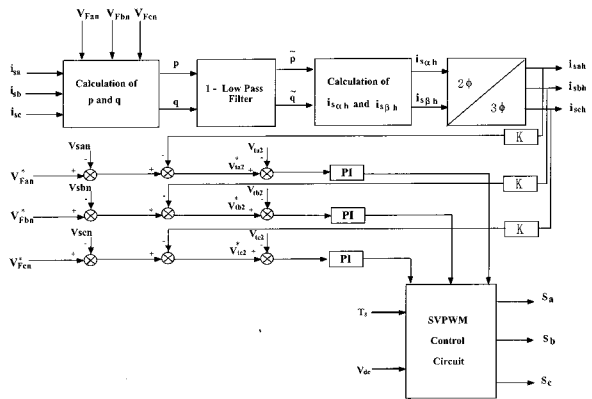


그림 3 제어 블럭선도
Fig. 3 Control block diagram.

여기서 \bar{p}, \bar{q} 는 p, q 의 직류성분으로 기본과 전압 전류의 곱이고, \tilde{p}, \tilde{q} 는 p, q 의 교류성분이다.

순시유효전력 p 와 순시무효전력 q 의 고조파성분 p_h 와 q_h 는 각각의 버터워스 1차필터를 통과 시킴으로서 얻어지며 식 (7)과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} p_h \\ q_h \end{bmatrix} = G_{HPF}(j\omega) \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (7)$$

버터워스 1차필터는 식 (8)과 (9)로 표현된다.

$$G_{HPF}(j\omega) = 1 - G_{LPF}(j\omega) \quad (8)$$

$$G_{HPF}(j\omega) = 1 - G_{j\omega} = \frac{j\omega}{\omega_c + j\omega} \quad (9)$$

전원전류 i_s 의 고조파 성분 i_{sh} 는

$$\begin{bmatrix} i_{sah} \\ i_{sbh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \hat{p}_h \\ q_h \end{bmatrix} \quad (10)$$

으로 표현된다.

이상과 같이 고조파 전류에 대한 보상전압 V_{hc}^* 는

$$V_{hc}^* = K i_{sh} \quad (11)$$

으로 얻어진다^[2].

전원측의 순간전압변동 및 불평형 전압은 비 선형 부하가 계통에 연결되어 있을 경우 특성화되지 않은 저 주파수의 고조파를 발생시키고 이는 전력계통에 연결되어있는 각종 시스템의 성능 및 용량에 악영향을 미친다. 따라서 전원전압 변동에 따른 보상전압 ΔV_C 는 식 (12)와 같이 부하단의 기준전압 V_F^* 와 전원측 전압 V_S 와의 차로써 얻어진다.

$$\Delta V_C = V_F^* - V_S \quad (12)$$

주입용 변압기에 최종적으로 주입하여할 전압 V_{inj}^* 은 전원전압의 변동분에서 고조파 전류에 대한 보상전압을 뺀 값으로 식 (13)으로 표현된다.

$$V_{inj}^* = \Delta V_C - V_{hc}^* \quad (13)$$

V_{inj}^* 를 행렬로 표현하면

$$\begin{bmatrix} V_{inja}^* \\ V_{inj b}^* \\ V_{inj c}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Fan}^* - v_{san} \\ v_{Fbn}^* - v_{sbn} \\ v_{Fcn}^* - v_{scn} \end{bmatrix} - K \begin{bmatrix} i_{sah} \\ i_{sbh} \\ i_{sch} \end{bmatrix} \quad (14)$$

가 된다.

여기서 i_{sah} , i_{sbh} , i_{sch} 는

$$\begin{bmatrix} i_{sah} \\ i_{sbh} \\ i_{sch} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sh} \\ i_{sbh} \end{bmatrix} \quad (15)$$

로 표현된다.

보상기 출력단의 스위칭 리플 제거용 L-C 필터는 전압 주입용 변압기의 1차 권선에 병렬로 연결되어 스위칭 리플을 저감시키며 식 (16)을 만족하여야 한다.

$$Z_{cf} \ll Z_{Lrf} \quad (16)$$

여기서

Z_{cf} : 커패시터의 임피던스

Z_{Lrf} : 인덕터의 임피던스 이다.

3. 시뮬레이션 결과

제안된 보상 시스템을 표 1의 파라미터로 PSIM을 이용하여 타당성을 입증하였으며, 부하는 6 펄스 사이리스터 정류기에 R-L부하를 연결하였다.

표 1 시스템 파라미터

Table 1 System parameters.

H.P.F	L=260 [μ H], C=300 [μ F], R=3 [Ω]
L-C filter	L=760 [μ H], C=2 [μ F]
Source voltage	220 [V](line to line), 60 [Hz]
DC link	310 [VDC]
Sampling time	100 [μ s]

그림 4는 전원전압이 3상 평형이고 위상제어정류기 접호각이 60° 인 경우로 전원전류 THD가 1[%] 미만임을 보여준다.

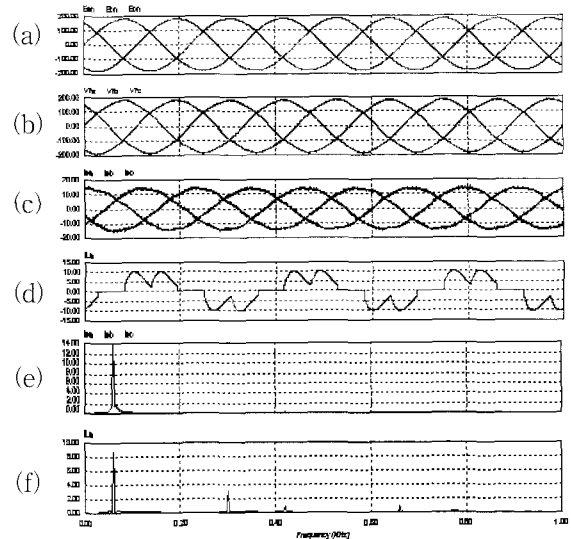


그림 4 전원전압 평형 시뮬레이션 결과 (상전압 : 179[V], $\alpha = 60^\circ$)

Fig. 4 Simulated waveforms of phase voltage balanced (phase voltage 179[V] $\alpha = 60^\circ$). (a) source voltage (b) load terminal voltage (c) source current (d) load current (e) FFT of source current (f) FFT of load current

그림 5는 전원전압이 44[%] 강하이고 위상제어정류기 점화각이 60° 인 경우로 부하단 전압이 100[%] 보상되며 전원전류 THD도 1[%] 미만임을 보여 준다.

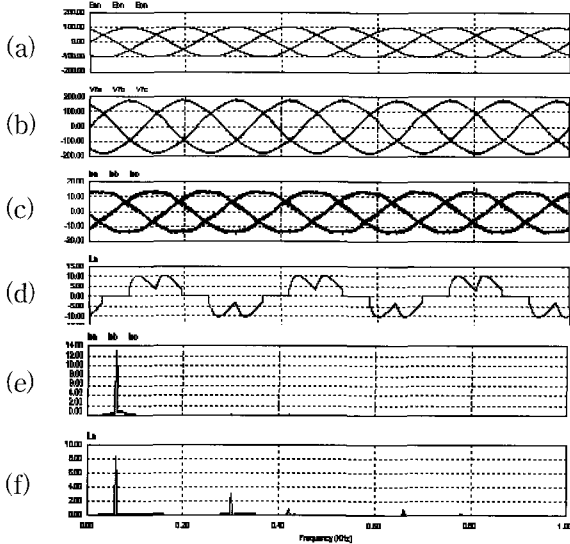


그림 5 전원전압 강하 시뮬레이션 결과
(상전압 : 100[V], $\alpha = 60^\circ$)

Fig. 5 Simulated waveforms of phase voltage drop (phase voltage 100[V], $\alpha = 60^\circ$).
(a) source voltage (b) load terminal voltage
(c) source current (d) load current
(e) FFT of source current
(f) FFT of load current

그림 6은 전원전압이 120, 140, 160[V] 인 불평형이고 위상제어정류기 점화각이 60° 인 경우로 부하단 전압이 100[%] 보상되었으며 전원전류 THD도 1[%] 미만임을 보여 준다.

시뮬레이션 결과 제안된 시스템은 전원전압 변동과 비 선형부하로 인한 고조파 전류를 양호하게 보상됨을 입증하였다.

4. 실험 결과

제한된 보상 시스템은 표 1의 시스템 파라미터를 이용하며, 전원측 전압변동과 비 선형부하에 의해 발생하는 고조파 전류를 동시에 보상함으로써 부하단 전압을 일정하게 유지하며 고조파 전류를 차단하는 기능을 가진다. 부하는 6펄스 싸이리스터 정류기로 R-L부하를 연결하였으며, 부하단의 기준전압은 전원전압의 정상분에 동기된 위상각을 검출하여 계산하였다.

제어회로는 DSP(TMS320C31)를 사용하였으며 샘플

링 주파수는 10[kHz]로 설정하였고 공간벡터변조 기법을 이용하여 보상을 운전하였다.

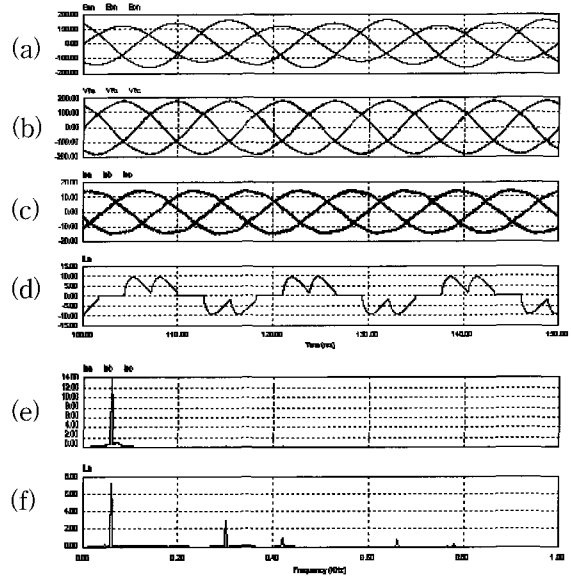


그림 6 전원전압 불평형 시뮬레이션 결과
(상전압 : 120, 140, 160[V], $\alpha = 60^\circ$)

Fig. 6 Simulated waveforms of phase voltage unbalanced (phase voltage 120,140, 160[V], $\alpha = 60^\circ$).
(a) source voltage (b) load terminal voltage
(c) source current (d) load current
(e) FFT of source current
(f) FFT of load current

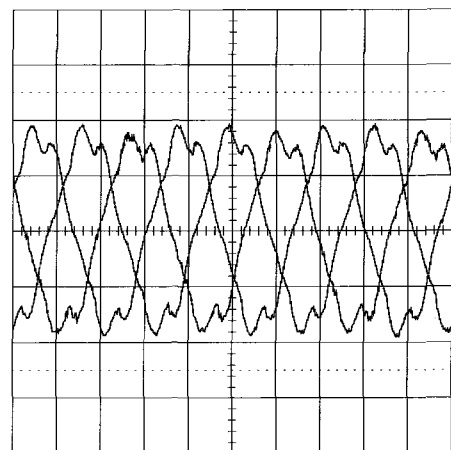
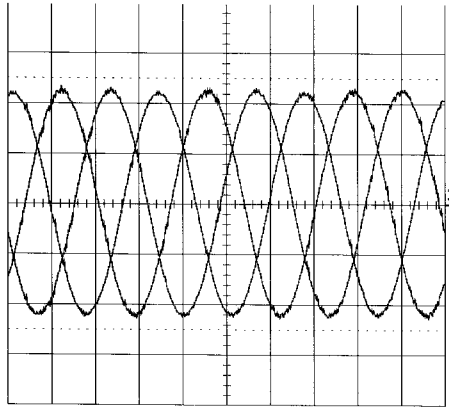
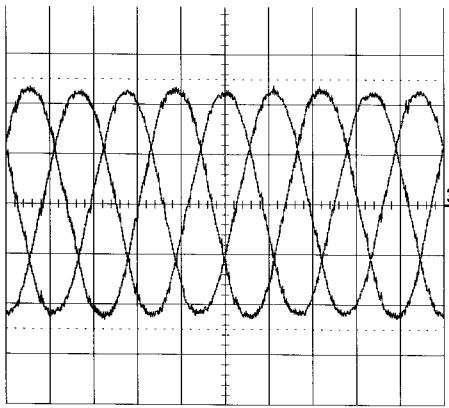


그림 7 고역통과필터만이 설치된 경우의 전원전류
Fig. 7 Source current with only high pass filter installation.

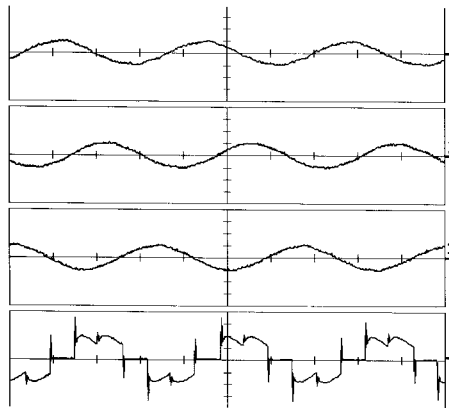
그림 7은 수동부인 고역통과필터만이 계통에 병렬로 연결되었을 때의 전원전류 파형으로 5차 7차 고조파가 대부분을 차지하며 전류 THD는 20[%]이다.



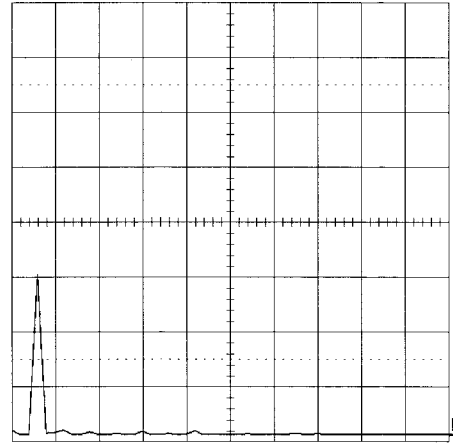
(a)



(b)



(c)

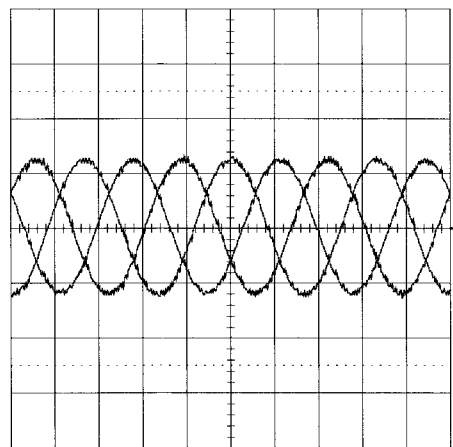


(d)

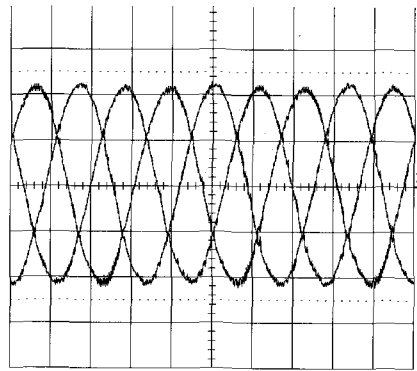
그림 8 전원전압 평형 실험 결과
(상전압 피크치 : 179[V], $\alpha = 60^\circ$)

Fig. 8 Experimental waveforms of phase voltage balanced
(phase voltage 179[V], $\alpha = 60^\circ$).
(a) source voltage [80V/div, 5ms/div]
(b) load terminal voltage [80V/div, 5ms/div]
(c) source current [20A/div] load current [10A/div, 5ms/div]
(d) spectra of the source current

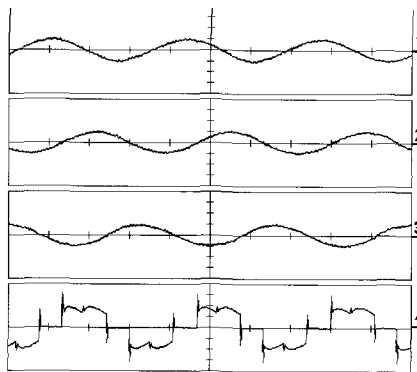
그림 8은 전원전압이 3상 평형이고 위상제어정류기 점화각이 60° 인 경우로 전원전류 THD가 5[%] 미만임을 보여준다.



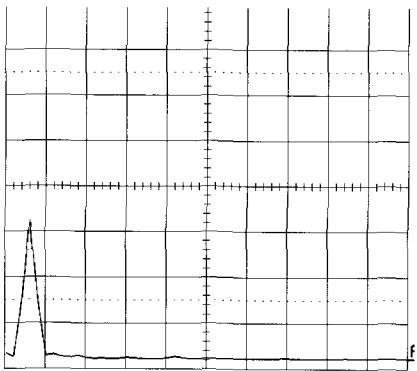
(a)



(b)



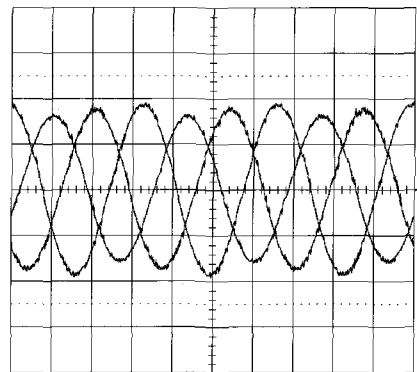
(c)



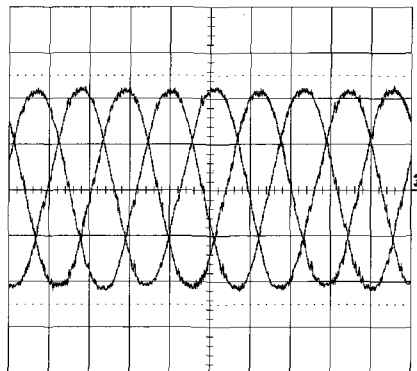
(d)

그림 9는 전원전압이 44[%] 강하이고 위상제어정류기 점화각이 60° 인 경우로 부하단 전압이 100[%] 보상되고 전원전류 THD도 5[%] 미만임을 보여 준다.

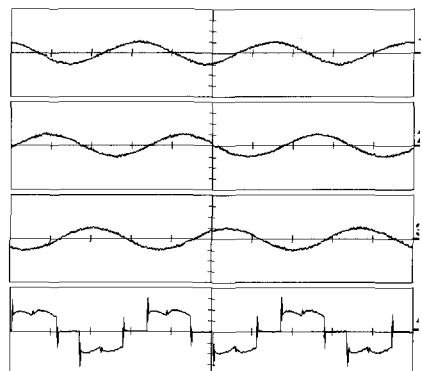
그림 10은 전원전압이 120, 140, 160[V] 인 불평율이 34.6[%]이고 위상제어정류기 점화각이 60° 인 경우로 부하단 전압이 100[%] 보상되었으며 전원전류 THD도 5[%] 미만임을 보여 준다.



(a)



(b)



(c)

그림 9 전원전압 강하 실험 결과
(상전압 피크치 : 100[V], $\alpha = 60^\circ$)

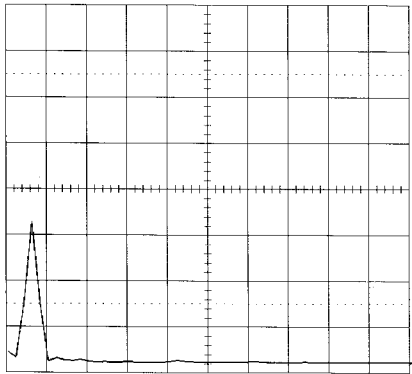
Fig. 9 Experimental waveforms of phase voltage drop(phase voltage 100[V], $\alpha = 60^\circ$).

(a) source voltage [80V/div, 5ms/div]

(b) load terminal voltage [80V/div, 5ms/div]

(c) source[20A/div] load current
[10A/div, 5ms/div]

(d) spectra of the source current



(d)

그림 10 전원전압 불평형 실험 결과
 (상전압 피크치 : 120, 140, 160[V], $\alpha = 60^\circ$)
 Fig. 10 Experimental waveforms of phase voltage unbalanced
 (phase voltage 120, 140, 160[V], $\alpha = 60^\circ$).
 (a) source voltage [80V/div, 5ms/div]
 (b) load terminal voltage [80V/div, 5ms/div]
 (c) source current [20A/div, 5ms/div]
 (d) spectra of the source current

5. 결 론

제안된 220[V], 10[kVA]급 3상 하이브리드형 직렬 능동전력필터는 수동필터인 고역통과필터가 계통에 병렬로 연결되어 공간벡터변조 기법을 갖는 전압형 인버터로 운전된다. 부하는 6펄스 싸이리스터 정류기를 연결하였으며 전원전압이 변동하더라도 부하단 전압을 일정하게 유지하며 고조파 전류를 차단하는 기능을 가진다. 부하단의 기준전압은 전원전압의 정상분에 동기된 위상각을 검출하여 계산하였다.

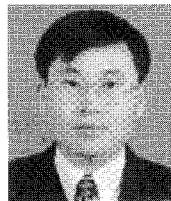
실험 결과 44[%]의 전원전압 강하에도 불구하고 보상후 전압불평형을 1[%] 미만으로 유지되었으며 THD는 보상전 31[%]에서 5[%] 미만으로 운전할 수 있었다. 제안된 보상 시스템은 고조파 절연 뿐 만 아니라 전압제어 및 불평형 보상에도 양호하게 운전되어 전력품질 향상에 크게 기여 할 수 있음을 입증하였다.

참 고 문 헌

[1] S.Y. Lee, S.W. Han, H.S. Mok, G.H. Choe, "A Novel Active Series Voltage Compensator with Harmonic

Current Compensating Capability," PEDS'99, Vol.2, 1054-1060, June, 1999.
 [2] H. Akagi, et. al., "New trends in active filters for power conditioning," IEEE Trans. Industry Appl., vol. 32 no.6, pp.1312-1322, Nov./Dec. 1996.
 [3] H. Akagi, et. al., "Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters," IEEE Trans. Industry Applications, vol. IA-22, no. 3, pp. 460-465, May/June 1986.
 [4] S.Y. Lee, et. al., "A new control strategy for instantaneous voltage compensator using 3-phase PWM inverter," IEEE PESC, pp. 248-254. 1998.
 [5] G.D. Marques, A Comparison of Active Power Filter control Methods in Unbalanced and Non-sinusoidal Condition, IECON98. Vol 1, 444-449, Aug./Sep. 1998.
 [6] Jun Yang, et. al., A New Approach for Single-phase Harmonic current Detecting and its Application in a Hybrid Active Power Filter, IECON99. Vol 2, 849-854, Nov./Dec. 1999.
 [7] Fang Z. Reng, et. al., Harmonic Sources and Filtering Approaches, IAS99. Vol1, 448-455, Oct. 1999.
 [8] 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.

저 자 소 개



한석우(韓錫愚)

1964년 3월 1일생. 1989년 호서대 전기공학 학과 졸업. 1991년 건국대 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 박사과정 수료. 1992년~1998년 한국전력공사. 1998년~현재 경문대학 전기과 조교수.



최규하(崔圭夏)

1978년 서울대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 졸업(석사). 1986년 동 대학원 졸업(공학박). 1987년~1988년 미국 오레곤주립대 Post-Doc. 1998년~1999년 미국 버지니아주립대 교환방문교수. 1997년~1998년 건국대 연구처장. 현재 건국대 전

기공학과 교수 및 전력전자신기술연구센터 소장. 당 학회 총무이사.