

순간전압변동 보상 기능을 갖는 3상 하이브리드형 직렬 능동전력필터

한석우*, 이승요, 목형수, 최규하
*경문대학 전기과, 건국대학교 전기공학과

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

Seok-Woo Han*, Seung-Yo Lee, Hyung-Soo Mok, Gyu-Ha Choe

*Dept. of Electrical Engineering, Kyungmoon College
Dept. of Electrical Engineering, Konkuk University

ABSTRACT

With significant development of power electronics technology, the proliferation of nonlinear loads such as static power converters has deteriorated power quality in power transmission, distribution systems.

Notably, voltage harmonics resulting from current harmonics produced by the nonlinear loads have become a serious problem, in many systems.

Moreover momentary interruptions and voltage sags are responsible for many of the power quality problems found in typical industrial plants.

In this paper, proposed 3 phase hybrid series active power filter is not only for harmonic compensation but also for harmonic isolation between supply and load, and for voltage regulation and imbalance compensation.

Through computer simulations, we have verified the effectiveness of the proposed system.

1. 서론

전력 수요가 증대하고 다양화됨에 따라 수용가에서는 더욱더 안정된 고품질의 전력을 요구하고 있다. 전원 측에 발생하는 전원장애는 크게 전원의 고장이나 이상현상으로 인한 정전 또는 순간적인 전압변동 등으로 인한 문제와 비 선형 부하들이 전원계통에 많이 연결되면서 발생하는 고조파 문제를 들 수 있다. 현재 정전의 발생 빈도는 전력설비의 질적 향상으로 적어졌으나 전원 측의 전압상승 또는 전압강하와 같은 순간적인 전압변동은 계속되는 전원 문제 등의 하나로 존재하며, 고조파 전류원으로서 반도체 전력변환 장치와 같은 비 선형 부하들의 사용이 계속적으로 증가하고 있는 추세이므로 고조파 전류 문제 역시 전원 측에 지속적으로 야기될 전원장애 중의 하나인 것으로 볼 수 있다[1-5].

우선 전원 측에 발생하는 전원 전압의 이상현상으로서

정전은 매제하더라도 3상 시스템의 경우 전원 측에 어떠한 원인으로 임의의 상 전압이 커지거나 작아지게 되면 3상 전원은 불평형 전원 시스템이 되고 이러한 전원전압이 부하에 인가되는 경우 전력 시스템에 악영향을 미치게 된다. 한 예로서 3상 전원의 불평형은 정지형 컨버터와 같은 비 선형 부하가 계통에 연결되어있는 경우 특성화되지 않은 저주파수의 고조파를 발생시키고 이는 전력 계통에 연결되어있는 각종 컨버터 시스템의 펄터나 스위치의 용량을 증가시키는 요인이 된다. 또한 불평형 전원이 인가되는 전기기계에는 낮은 역상분 임피던스로 인해 많은 양의 역상분 전류가 발생하여 기계의 손실을 증가시킬 뿐만 아니라 토크의 감소를 초래한다. 또한 비 선형 부하들의 사용으로 인해 발생하는 고조파에 의한 비 정현파 전류는 계통의 선로 임피던스를 통하여 전원 측에 전원전압 파형을 왜곡시키고 이는 배전 선로에 병렬로 접속된 부하에 왜곡된 전압을 인가하여 전원 품질에 민감한 제반 기기의 오 동작을 유발시키는 원인이 되는데, 전통적으로 이러한 전원 측 장애에 대한 보상장치로서 전압 이상현상에 대해서는 무정전전원공급장치(UPS)가 고조파 전류에 대해서는 수동 펄터나 능동전력필터가 사용되어 왔다.

무정전전원공급장치는 정전을 포함해서 전원에 발생하는 여러 가지 장애들에 대한 종합적인 대책으로 사용될 수 있으나 이는 전원 측의 입장에서 보면 고조파를 발생시키는 비 선형부하의 하나로 작용되게 되며, 수동 펄터나 능동전력필터는 고조파 보상을 수행하는 경우 전원 측의 전압변동에 대해서는 그 대책이 되지 못한다.

따라서 본 논문에서는 이러한 보상 시스템들이 갖는 보상 동작의 한계를 보완하고 보상장치의 이용율을 높이기 위한 전압 보상 및 고조파 전류 보상기능을 갖는 보상 시스템에 관하여 연구하였다. 제한된 보상 시스템은 전원 측 전압이상 현상으로 인한 전원 측 전압 변동과 비 선형 부하에 의해 발생하는 고조파 전류 보상에 능동적으로 대처하기 위한 것으로 병렬형 수동필터와 직렬형 능동필터의 결합된 구조를 갖는 3상 하이브리드 직렬 능동전력필터의 구조를 갖는다. 제안된 보상 시스템의 유효성을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 입증하였다.

2. 순간전압변동 보상 기능을 갖는 3상 하이브리드형 직렬 능동전력필터 시스템

2-1 시스템 구성

그림 1은 제안된 전압보상 시스템의 구성을 보여준다. 시스템은 병렬 연결된 수동필터와 라인에 직렬로 연결된 능동전력필터를 갖는 3상 하이브리드형 직렬 능동전력필터로 구성되며 시스템의 각 전기적 파라미터들은 표 1과 같다.

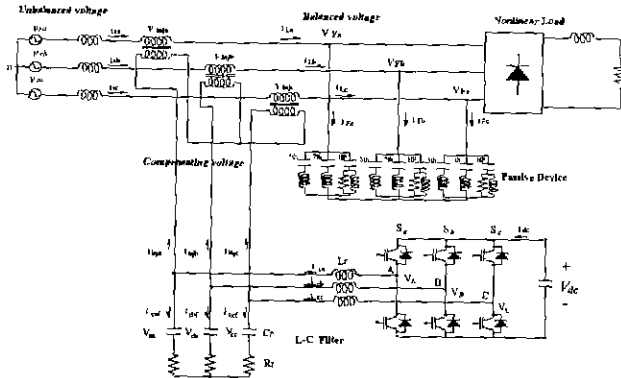


그림 1 시스템 구성

표 1 시스템 파라미터

항목	용량
5차 필터	L=2.78[mH] C=100[μF]
7차 필터	L=3.3[mH] C=43[μF]
H.P.F	L=0.26[mH] C=300[μF] R=3[Ω]
컨버터 출력 필터	L=2[mH] C=2[μF] R=20[Ω]
전원	220[V], 60[Hz]
부하	10[kVA]
스위칭 주파수	10[kHz]

2-2 동작원리

컨버터는 전력계통에 컨버터의 출력전류를 결합하기 위해 3개의 전류 주입용 변압기를 통하여 전원 임피던스에 직렬 결합된다. 여기서 컨버터는 부하의 고조파 보상을 직접적으로 하지 않고 수동필터의 문제점(전원임피던스에 따른 영향과 공진) 해소와 보상성능을 강화시킨다[2].

즉, 능동전력필터는 고조파 전류를 저지하여 고조파를 계통과 절연시키고 수동필터는 저 임피던스회로로 동작하여 부하 고조파전류를 흡수하므로 전압제어도 가능해진다. 따라서 컨버터의 정격은 기존의 능동전력필터와 비교시 상당히 적어지며 이상적인 기능을 발휘하게 된다. 또한 고조파전류 보상과 전원전압변동을 한꺼번에 보상하기 때문에 컨버터의 이용률이 증대 된다.

전원전압변동이 없을 경우 컨버터는 기본파 주파수에서 임피던스는 영을 나타내며 부하 고조파 주파수에서 K [Ω]의 순수한 저항 값을 가진다. 그림 2는 기본파 성분과 고조파 전류성분에 대한 단상 등가회로를 나타낸다.

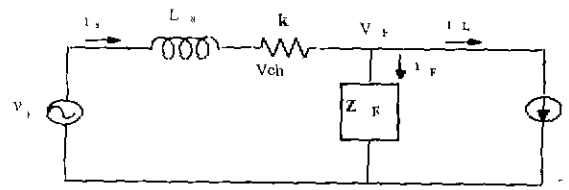


그림 2 컨버터의 단상 등가회로

부하 고조파 전류발생이 없을 경우 시스템은 기본파 전압이 형성되어 컨버터는 전원전압 변동분 보상 기능을 하며 수동필터는 기본파에 관한 부하 역을개선 콘덴서로 동작한다. 그리고 컨버터가 전원임피던스보다 더 큰 K [Ω] 저항으로 제어가 가능하므로 전원임피던스는 수동필터의 보상특성에 영향이 없고 고조파전류는 전원전류에 영향을 주지 않으므로 필터특성을 개선시킨다.

따라서 컨버터는 고조파의 댐핑 저항으로 동작되며 무한대의 K[Ω]값을 가질때 이상적인 보상특성을 가진다. 그리고 전원전류 i_s 를 라플라스 변환하면

$$I_{s(s)} = \frac{Z_F(s)}{Z_{s(s)} + Z_F(s) + K} I_{L(s)} + \frac{1}{Z_{s(s)} + Z_F(s) + K} E_{s(s)} \quad (1)$$

을 얻는다. 여기서 등가저항 K가 충분히 크다면 고조파 전류 i_{sh} 는 전원전류에 영향이 매우 적다.

고조파 보상전압 V_{ch} 는

$$V_{ch} = Z_F I_{Lh} + e_{sh} \quad (2)$$

로 표현되며, 여기서 $Z_F I_{Lh}$ 는 부하에서 수동필터로 유입되는 고조파전류에 의해 발생하는 고조파 전압이며 e_{sh} 는 전원의 고조파 전압이다. 식 (2)에서 $Z_F I_{Lh}$ 항은 수동필터의 선택계수 Q에 관계되며 Q가 클 경우 컨버터의 용량을 줄일수 있다.

고조파 전압 e_{sh} 는 컨버터가 출력하기 때문에 수동필터에서는 검출되지 않는다.

2-3 제어회로

2-3-1 고조파검출

먼저 a-b-c 좌표를 α-β 좌표변환 하여

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos(-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ \sin 0 & \sin(-\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{an} \\ e_{bn} \\ e_{cn} \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{an} \\ e_{bn} \\ e_{cn} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos(-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ \sin 0 & \sin(-\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix}$$

$$= \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (4)$$

을 구하며, 여기서 e_{an}, e_{bn}, e_{cn} 은 수동필터에서 검출한 상전압이며, i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} 은 부하전류이다.

그림 3의 시스템 블록선도에서 순시 유효전력 p 와 순시 무효전력 q 는 식 (3)과 (4)를 이용하여

$$p = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b = E_s i_d = \text{Re}[vi^*] \quad (5)$$

$$q = -e_b \times i_a + e_a \times i_b = E_s i_q = \text{Im}[vi^*] \quad (6)$$

로 표현되며 행렬로 표시하면

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a & e_b \\ -e_b & e_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad \text{또는}$$

$$\begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a & i_b \\ i_b & -i_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (7)$$

로 표현된다. 여기서 \bar{p}, \bar{q} 는 p, q 의 직류성분으로 기본파 전압 전류의 곱이고, \tilde{p}, \tilde{q} 는 p, q 의 진동 성분이다. 순시유효전력 p 와 순시무효전력 q 의 고조파성분 \bar{p}_h 와 \bar{q}_h 는 각각의 고역통과필터를 통과시키므로써 얻어지며 식 (8)과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \bar{p}_h \\ \bar{q}_h \end{bmatrix} = G(D) \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서 $G(D)$ 는

$$G(s) = k \cdot \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} \quad (9)$$

이다.

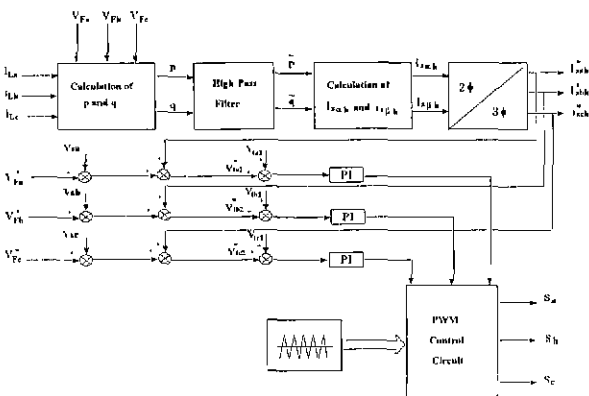


그림 3 시스템 블록선도

전원전류 i_s 의 고조파성분 i_{sh} 는

$$\begin{bmatrix} i_{sah} \\ i_{sbh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a & e_b \\ -e_b & e_a \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_a^2 + e_b^2} \begin{bmatrix} e_a & -e_b \\ e_b & e_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_a^2 + e_b^2} \begin{bmatrix} e_a & -e_b \\ e_b & e_a \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (10)$$

으로 표현된다.

여기서 $i_{\alpha h}, i_{\beta h}$ 는 i_a, i_b 의 순시 유효성분이며 $i_{\alpha q}, i_{\beta q}$ 는 i_a, i_b 의 순시 무효성분이다.

이상과 같이 고조파전류 보상 기준전압 즉 컨버터의 기준전압 출력 V_c^* 는 식 (11)로 주어진다.

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

2-3-2 전원전압변동 보상

전원 측의 순간전압변동 및 불평형 전압은 비 선형 부하가 계통에 연결되어 있을 경우 특성화되지 않은 저주파수의 고조파를 발생시키고 이는 전력계통에 연결되어 있는 각종시스템의 성능 및 용량에 악영향을 미친다.

따라서 전원전압 변동분을 검출하여 보상하여야 한다.

보상분은 식 (12)와 같이 수동필터의 기준 상전압과 전원측 전압과의 차를 고조파보상분과 함께 동시에 주입하여 전원품질을 향상시킨다.

$$\Delta V^* = (V_{FP}^* - V_{SP}) \quad (12)$$

주입용 변압기에 최종적으로 주입하여야 할 기준보상전압은 전원전압변동분과 고조파전류 보상분 전압의 합이며

$$V_{inj}^* = \Delta V^* + V_c^* = (V_{FP}^* - V_{SP}) + K i_{sh} \quad (13)$$

으로 표현된다.

V_{inj}^* 를 다시 표현하면

$$\begin{bmatrix} V_{inj a}^* \\ V_{inj b}^* \\ V_{inj c}^* \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} i_{sah}^* \\ i_{sbh}^* \\ i_{sch}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{Fa} - v_{san} \\ v_{Fb} - v_{sbn} \\ v_{Fc} - v_{scn} \end{bmatrix} \quad (14)$$

이 되며

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

으로 표현된다.

2-4 저역통과 필터, 직류단 및 컨버터 용량 설계

전압형 PWM 컨버터로 발생된 전압 또는 전류의 스위칭리플을 억제하기 위한 방법으로 수동필터는 곤란하다.

본 논문에서는 그림 1 및 표 1과 같이 주입용 변압기의 1차 측에 연결된 L_r, C_r 및 R_r 의 적정설계로 스위칭리플을 저감시켰다.

그리고 $Z_{PWM} \gg \frac{1}{\omega_s C_r} \ll \omega_s L_r$ 의 조건을 만족

하면 리플전압 V_r 에 의하여 발생된 고조파전류는 C_r 에 의하여 완전히 분로되어 전원 측에 발생 할 수 없으며, 주입용 변압기의 권수비 증가로 스위칭 리플을 개선 할 수 있다.

직류단을 설계하기 위해서는 공급출력 에너지를 미리 선정하여야 하며 특히 전원전압의 변동을 및 지속시간을 고려하여 결정한다.

컨버터의 출력에너지는

$$\Delta W = \frac{1}{2} C V_{dc}^2 = P_{c_{max}} \times \epsilon \times t_c \quad [J] \quad (16)$$

ΔW : 보상 에너지 [$W \cdot s$] 또는 [J]

C : 콘덴서의 정전용량계수 [μF]

V_{dc} : 직류단전압 [V]

$P_{c_{max}}$: 컨버터의 최대보상출력 [W]

ϵ : 전원전압 변동율 ($\frac{v_0 - v_1}{v_0}$)

t_c : 보상지속시간 [sec]

v_0 : 변동전전원전압

v_1 : 변동후 전원전압

으로 표현 된다.

따라서 직류단 커패시터 크기는

$$C = \frac{2\Delta W}{V_{dc}^2} = \frac{2 P_{c_{max}} \epsilon t_c}{V_{dc}^2} = \frac{2 P_{c_{max}} \epsilon t_c}{V_{ref_{dc}}^2 - \Delta V_{dc}^2} \quad (17)$$

$V_{ref_{dc}}$: 직류단 기준 전압

ΔV_{dc} : 직류단 전압변동폭

으로 표현된다.

컨버터 용량은 고조파전류와 전원전압변동 보상분을 충분히 공급할 수 있는 능력을 보유하여야 한다.

컨버터 용량은

$$\begin{aligned} P &= 3 V_c I_L \cos \theta \\ &= 3 [I_{Lh} Z_s + (V_{FP}^* - V_{SP})] I_L \cos \theta \\ &= 3 (V_h + \Delta V) I_L \cos \theta \end{aligned} \quad (18)$$

V_c : 보상분 전압

I_L : 부하전류

I_{Lh} : 부하고조파전류

Z_s : 회로망 임피던스

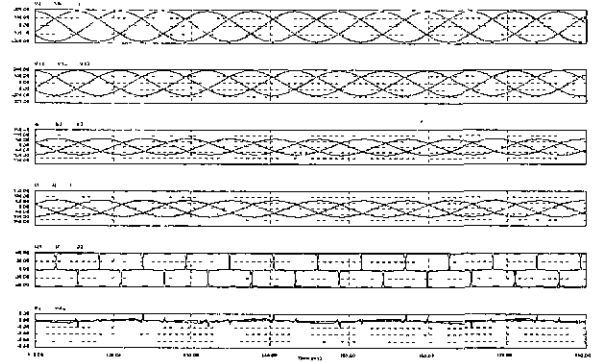
V_h : 왜곡전압

ΔV : 전압변동분

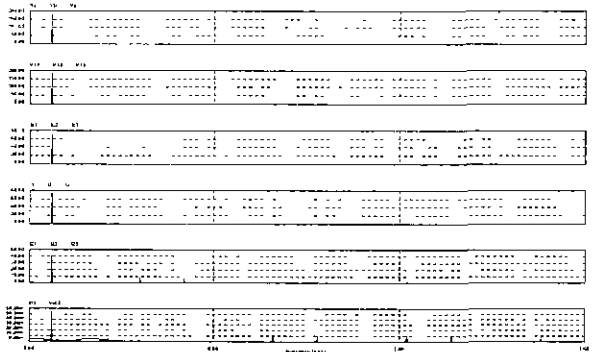
으로 표현된다.

3. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션에 사용된 시스템 파라미터는 표 1에 제시된 바와 같으며 전원측의 각 상 전압의 크기를 여러 가지 형태로 변화시킴으로써 여러 가지 상 불평형 조건하에서 고조파 전류 및 전원전압 변동 보상에 대한 보상결과를 그림 4, 5, 6 및 7에 제시하였으며, 차례로 전원전압, 수동필터 단 전압, 전원전류, 부하 입력전류, 정류기 전류 및 보상분 전압 / 컨버터 보상출력 전압을 제시하였다.

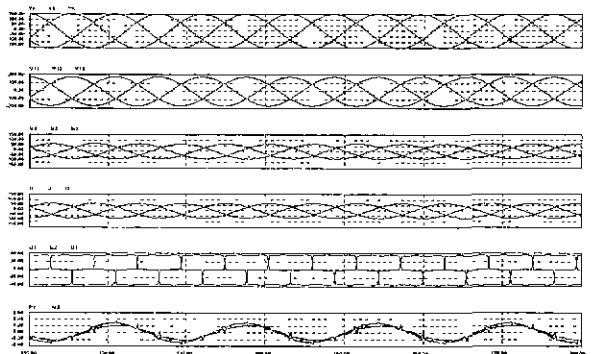


(a) 전압 및 전류파형

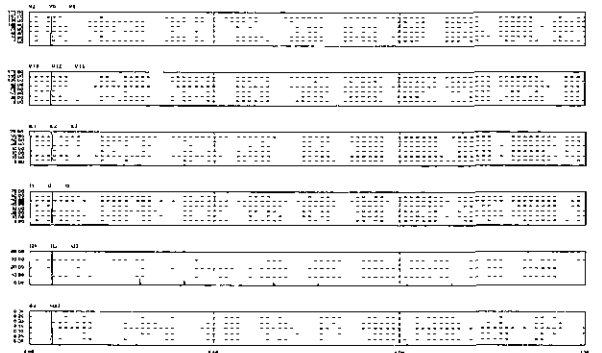


(b) FFT 파형

그림 4 전원전압 평형(179V)



(a) 전압 및 전류파형



(b) FFT 파형

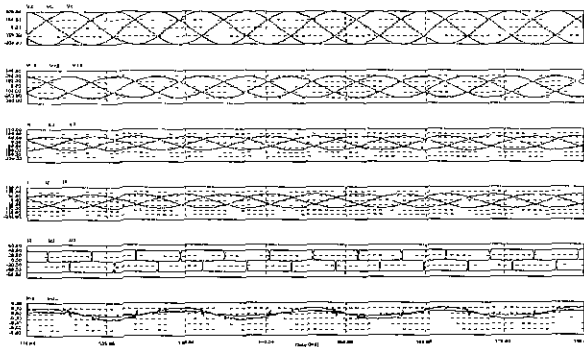
그림 5 전원전압 강하(150V)

4. 결론

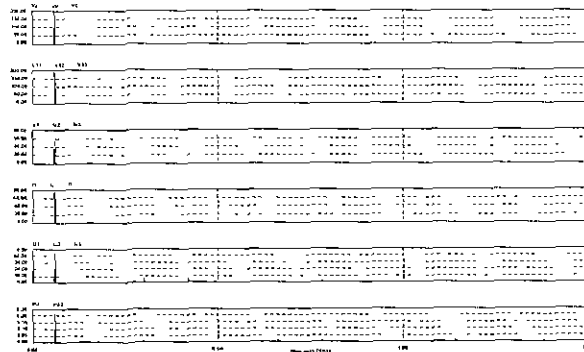
전원측 및 부하측의 보상후 THD가 3[%]이하로 개선, 수동 필터단의 전원전압 불평형율도 거의 영에 가까운 정도의 보상을 효과 및 순간전압변동의 보상으로 제안된 보상기가 전압보상에 있어서 매우 우수한 보상특성을 나타냄으로써 전력품질(Power Quality) 향상에 크게 기여 할 수 있음을 입증하였다.

참고문헌

- [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 Applications, 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, 1998, pp. 248-254.
- [5] 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.

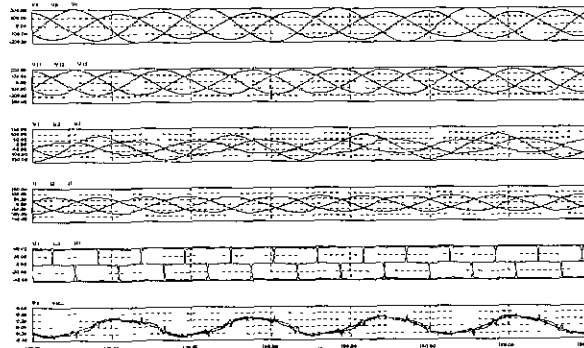


(a) 전압 및 전류파형

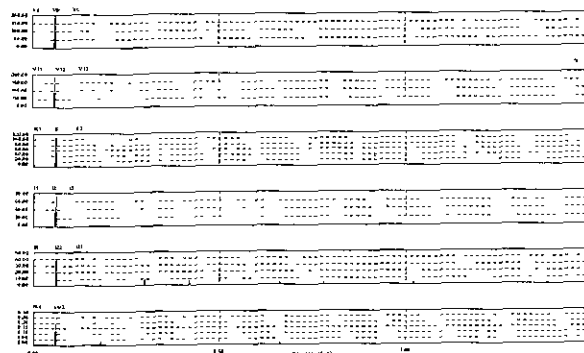


(b) FFT 파형

그림 6 전원전압 상승(200V)



(a) 전압 및 전류파형



(b) FFT 파형

그림 7 전원전압 불평형(150, 160, 200V)