

# 전원전압의 불평형 및 왜곡에 강인한 3상 4선식 전력용 능동 필터의 설계

민준기\*, 최재호\*, 김호성\*\*, 김경환\*\*\*

\*충북대학교 전기전자공학부, \*\*천안공업대학 제어계측과, \*\*\*이화전기(주)

## A design for a robust active power filter in unbalanced and distortion source voltages in three-phase four-wire systems

J.K. Min\*, J.H. Choi\*, H.S. Kim\*\*, and K.H. Kim\*\*\*

\*Chungbuk Univ. School of Electric & Electronic Eng., \*\*Cheonan Technical College Dept. of Control & Measurement, \*\*\*Ehwa Electric Co. Ltd.

### ABSTRACT

This paper proposed a novel current control strategy on active power filters using p-q-r instantaneous power theory which can compensate the line current harmonics and the neutral line current in unbalanced and/or distorted source conditions in three-phase four-wire systems. The proposed current control method is based on a sinusoidal PWM for fully-digital implementation which was compared with a hysteresis PWM. Simulation results showed good performance of the proposed current control strategy on shunt type APFs.

### 1. 서 론

최근 들어 전력전자 기술의 발달에 따라 비선형 부하의 사용이 증가하여 배전망에서 전원품질이 많은 영향을 받고 있다. 가변속 모터 구동, 사이리스터 정류장치, 대용량 무정전 전원장치 등과 같은 3상 비선형 부하들은 전류 고조파 등과 같은 문제를 발생시킨다<sup>[1]</sup>. 컴퓨터의 스위칭 모드 전원장치, 형광등의 전자식 안정기 등과 같은 단상 전력변환기기들은 3상 4선식 배전망에 설치될 때, 각상의 부하가 평형을 이루도록 배치하더라도 중성선에 예상치 못한 많은 고조파 전류가 흐르게 되는 문제가 발생한다.<sup>[2][3]</sup> 그러므로 3상 4선식 배전망에서는 중성선 전류를 보상할 수 있는 구조의 전력용 능동 필터가 요구된다<sup>[4]</sup>.

현재 전력용 능동필터의 주요한 요소인 전류보상기로서 전압형 인버터가 주로 사용되고 있으며 보상전류의 제어방식으로는 크게 나누어 삼각파 비교 PWM 방식, 데드비트 PWM 방식, 그리고 히스테리시스 PWM 방식을 들 수 있다. 히스테리시스 PWM 방식은 전류의 응답성이 가장 좋으나 스위칭 주파수가 일정하지 못하고 디

지털적으로 구현하는데 어려움이 있다. 디지털적으로 구현하기에는 삼각파 비교 PWM 방식과 데드비트 PWM 방식이 유리하며 둘 중에서 삼각파 비교방식이 전류응답성이 더 우수한 것으로 알려져 있다.<sup>[5][6]</sup>

본 논문은 p-q-r 순시 전력 이론<sup>[7]</sup>을 적용하여 3상 4선식 배전망에서 전원 전압의 불평형 및 왜곡에 강인하게 동작되는 전력용 능동 필터를 설계하였다<sup>[6]</sup>. 제어를 디지털적으로 구현하기 위하여 보상전류의 제어방식은 삼각파 비교 PWM 방식을 채용하였다. 전력용 능동필터의 제어특성을 향상시키기 위하여 인버터의 교류측 필터의 특성과 관련한 우수한 성능의 제어기 구조를 제안하였고 제어 계인을 설계하였다. PSIM v5.0 시뮬레이터를 사용하여 제안된 전력용 능동 필터가 전원 전압의 불평형 및 왜곡에 대하여 강인하게 동작함을 검증하였다. 본 논문에서 채용한 삼각파 비교 PWM 방식의 보상전류 제어와 전류제어 특성이 우수한 것으로 알려진 히스테리시스 PWM 방식에 의한 보상전류 제어의 방식을 비교하였을 때 거의 동등한 수준의 보상전류 제어 특성을 얻을 수 있었다.

### 2. 순시전력의 정의 및 보상전류 계산

#### 2.1 좌표변환에서 순시전력의 정의

3상 계통에서 3상 전압과 전류는 아래와 같이  $\alpha - \beta - 0$  좌표계로 변환된다.

$$\begin{bmatrix} e_0 \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

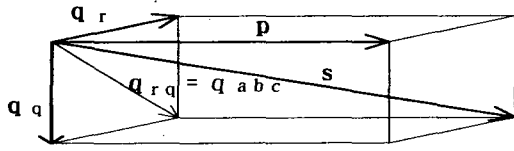


그림1. p-q-r 좌표계에서 순시전력의 물리적 의미  
Fig. 1 Physical meaning of instantaneous powers in p-q-r coordinates

식(2)에서  $i_0$ 는 영상전류이며 중성선 전류  $i_n$ 은  $\sqrt{3}i_0$ 의 관계에 있다. 이것을 전압과 전류에 대해서 p-q-r 좌표변환을 하면 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} e_p \\ e_q \\ e_r \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{0\alpha\beta}} \begin{bmatrix} e_0 & e_\alpha & e_\beta \\ 0 & -e_{0\alpha\beta}e_\beta & e_{0\alpha\beta}e_\alpha \\ e_{\alpha\beta} & -e_0e_\alpha & -e_\beta e_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_0 \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{0\alpha\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{0\alpha\beta}} \begin{bmatrix} e_0 & e_\alpha & e_\beta \\ 0 & -e_{0\alpha\beta}e_\beta & e_{0\alpha\beta}e_\alpha \\ e_{\alpha\beta} & -e_0e_\alpha & -e_\beta e_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

단,  $e_{0\alpha\beta} = \sqrt{e_0^2 + e_\alpha^2 + e_\beta^2}$ ,  $e_{\alpha\beta} = \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2}$

순시 유효전력  $p$ 와 순시 무효전력  $q_q$ 와  $q_r$ 은 전압 공간벡터 성분인  $e_p$ 와 전류공간벡터의 성분인  $i_p, i_q, i_r$ 에 의해 아래와 같이 스칼라곱 및 벡터곱으로 정의되며, 그림 1에서 보인 것과 같이 서로 선형독립성을 갖는다.

$$\begin{bmatrix} p \\ q_q \\ q_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_p i_p \\ -e_p i_r \\ e_p i_q \end{bmatrix} \quad (5)$$

순시 피상전력  $s$ 는 순시 전압, 전류 벡터의 크기의 산술적 곱으로 정의할 수 있다.

$$s \equiv |\vec{e}_{pqr}| \times |\vec{i}_{pqr}| = \sqrt{p^2 + q_q^2 + q_r^2} \quad (6)$$

## 2.2 보상전류의 계산

먼저 중성선 전류를 제거하는 경우를 생각하자. 그림 2에 중성선 전류 제거 알고리즘을 보인다. 중성선 전류가 제거되기 위해서는 전류 벡터가  $\alpha - \beta$ 평면 위에 위치하여야 한다. 따라서 무효전력  $q_q$ 를 적절히 보상하여  $i_r$ 을 식(7)과 같이 되도록 제어하면 계통의 중성선 전류를 제거할 수 있다. 그림 2에서  $i_r$  및  $i_p$  요소에 의한 전류벡터  $\vec{i}_{rp}$ 를  $\alpha - \beta$ 평면 위의 전류 벡터  $\vec{i}'_{rp}$ 으로 제어하는 것과 같다.

$$i'_r = -i_p \tan \theta_2 = -i_p \frac{e_0}{e_{\alpha\beta}} \quad (7)$$

추가적으로, 무효전력  $q_r$ 을 보상하여  $i_p$ 가 0이 되도록, 하면, 전류벡터  $\vec{i}$ 는  $\vec{i}'_{rp}$ 와 같게되어 전압 공간 벡터가  $\alpha - \beta$ 평면에 수직으로 투영되는 선 위에 놓여지게 된다. 따라서 전류벡터의 크기는 중성선 전류가 제거된 상태에서 최소화 된다.

다음으로 선전류의 왜곡을 보상하는 경우를 생각해 보자. p-q-r 좌표계에서 푸리에 급수에 의한 전압  $e_p$ 와 전류  $i_p, i_q$ 는 다음과 같다.

$$e_p(t) = E_{pdc} + \sum_{n=2,4,6}^{\infty} \sqrt{2} E_{pn} \sin(n\omega t - \psi_{sn}) \quad (8)$$

$$i_p(t) = I_{pdc} + \sum_{n=2,4,6}^{\infty} \sqrt{2} I_{pn} \sin(n\omega t - \psi_{sn}) \quad (9)$$

$$i_q(t) = I_{qdc} + \sum_{n=2,4,6}^{\infty} \sqrt{2} I_{qn} \sin(n\omega t - \psi_{sn}) \quad (10)$$

직류 값은 전압 전압과 전류의 평형 정현파와 정상분을 나타내고 기본과 주파수의 2차 성분은 전압 전압과 전류의 역상분 성분을 나타낸다.

어떤 전압조건하에서도 전류 전류가 평형 정현파로 제어되기 위해서는  $p$ 축과  $q$ 축 전류는 다음의 지령값을 따라서 직접 제어되어야 한다.  $p$ - $q$ 축의 부하전류의 평균 직류값이 지령전류이다. 이 방법을 pqr 전류제어라 한다.

$$i_p^* = I_{pdc} \quad (11)$$

$$i_q^* = I_{qdc} \quad (12)$$

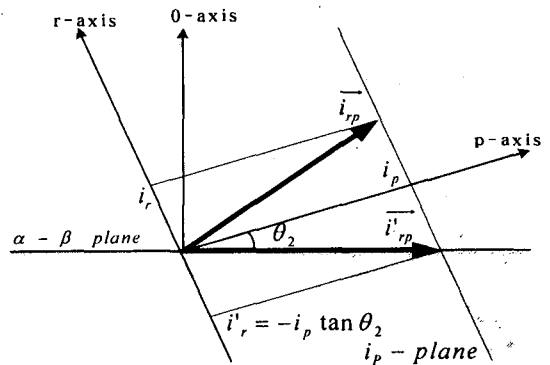


그림 2. 중성선 전류 제거 알고리즘  
Fig. 2 Neutral-line current elimination algorithm

## 3. 보상전류 제어기 설계

그림 3에 본 논문에서 사용한 3상 4선 계통의 전력용 능동필터 시스템의 구성을 보인다. 능동 필터는 6레그

인버터로 구성되어 각 상의 전류를 개별적으로 보상제어하며 부하로는 세 개의 단상 정류기를 사용하였다. 단상 정류기의 dc측 커패시터는  $500[\mu F]$ 으로 하였다.

그림 4에 제안된 전력용 능동필터의 보상전류 제어기를 보인다.  $V_L=0$  일 때, 제어 블록도의 전달함수를 계산하면 다음과 같이 2차식으로 된다.

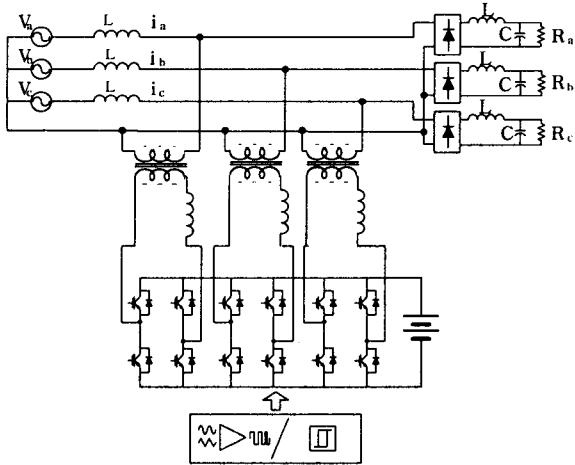


그림 3. 3상 4선식 전력용 능동 필터 회로도  
Fig. 3 Three-phase four-wire type active power filter

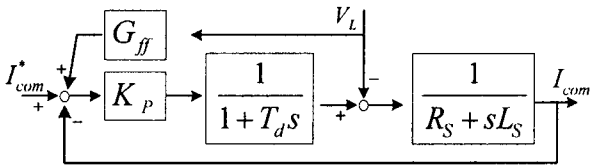


그림 4. 전력용 능동 필터의 제어 블록도  
Fig. 4 Control block diagram of active power filter

$$\frac{I_{com}}{I_{com}^*} = \frac{\frac{G_c}{T_d L_s}}{s^2 + \frac{L_s + T_d R_s}{T_d L_s} s + \frac{R_s + H_c G_c}{T_d L_s}} \quad (13)$$

여기에서  $T_d=50[\mu s]$ ,  $L_s=1[mH]$ ,  $R_s=0.5[\Omega]$ 로 하였다. 전력용 능동 필터에서 보상하고자 하는 전압의 주파수를  $1[kHz]$ 까지로 설정하는 경우  $\omega_n \geq 6000[rad/s]$ 로 설계하면 적절할 것이다. 궤환 전달함수  $H_c$ 의 이득을 1로 하면 주 제어기  $G_c$ 는  $K_p$ 이득만을 가지는 형태가 된다. 이때 계동계수  $\zeta$ 값의 선정에 따라  $K_p$ 값을 선택하면 될 것이다.

$\zeta$ 값의 변화에 따른 전달함수의 변화를 그래프로 나타내면 그림 5와 같다. 이 시스템에서는  $\zeta$ 의 값이 작아질수록 이득여유가 줄어들지만,  $\zeta$ 가 0.45838의 경우에도  $130^\circ$ 정도의 위상여유가 존재한다.

시스템의 외란에 대한 강인함을 가지도록 설계하기 위해  $G_{ff}$ 제어기를 추가한다.  $I_{com}^*=0$  일 때, 외란 전달함수를 구해보면 다음과 같다.

$$\frac{I_{com}}{V_L} = \frac{\frac{G_{ff} G_c - 1 - T_d s}{T_d L_s}}{s^2 + \frac{T_d R_s + L_s}{T_d L_s} s + \frac{R_s + H_c G_c}{T_d L_s}} \quad (14)$$

가장 좋은 응답은  $I_{com}/V_L=0$  인 경우 이므로  $G_{ff}$ 를 PD제어기로 설계하여 이득값을 구하여 Bode 선도를 그리면 그림 6과 같다.

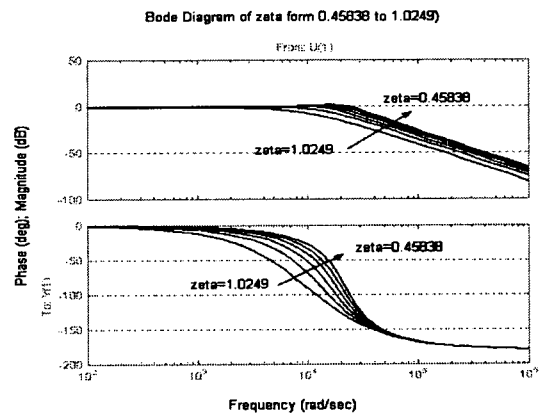


그림 5.  $\zeta$ 변화에 따른 제어기 전달함수의 Bode 선도  
Fig. 5 Bode diagram of controller transfer function according to changing  $\zeta$

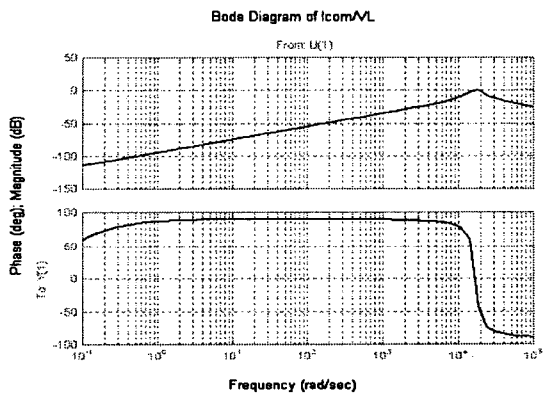


그림 6. 외란전달함수  $I_{com}/V_L$ 의 Bode 선도  
Fig. 6 Bode diagram of disturbance transfer function  $I_{com}/V_L$

#### 4. 시뮬레이션

그림 3의 전력용 능동 필터 시스템에 대하여 시뮬레이션을 수행하였다. 표 1과 표 2에 각각 전압조건과 부하조건을 보인다. 표 1과 표 2에서 Case I은 평형 전원에

dc 캐패시터형 단상 정류기 부하, Case II는 불평형 전원에 dc 캐패시터형 단상 정류기 부하, Case III은 불평형 전원에 dc 인덕터형 단상 정류기 부하, Case IV는 불평형 및 고조파 왜곡 전원에 dc 인덕터형 단상 정류기 부하 조건으로 하였다.

표 1. 시뮬레이션 전압 조건  
Table 1. Simulation voltage conditions

	V <sub>a</sub>		V <sub>b</sub>		V <sub>c</sub>	
	1st	5th	1st	5th	1st	5th
Case I	331	0	331	0	331	0
Case II	331	0	331	0	249	0
Case III	331	0	331	0	249	0
Case V	331	18.66	331	18.66	249	18.66

표 2. 시뮬레이션 부하 조건  
Table 2. Simulation load conditions

	a상		b상		c상	
	R[Ω]	L[mH]	R[Ω]	L[mH]	R[Ω]	L[mH]
Case I	15	1	5	1	3	1
Case II	15	1	5	1	3	1
Case III	15	14	5	14	3	14
Case IV	15	14	5	14	3	14

본 논문에서는 제어기를 디지털적으로 구현하기 위하여 보상전류의 제어에 삼각파 비교 PWM 방식을 채용하였다. 비교 삼각파의 주파수는 10 [kHz]로 하여서 인버터의 스위칭 주파수와 같도록 하였다. 또한 삼각파 비교 PWM에서 각 상의 비교 삼각파에 각각 120° 씩 위상 지연을 주어서 인버터의 스위칭에 의한 중성선 전류의 노이즈를 줄이는 방식을 채택하였다.

그림 7과 그림 8에 각각 삼각파 비교 PWM 방식과 일반적인 히스테리시스 PWM 방식을 사용한 경우의 동작 특성을 보인다. 히스테리시스 PWM 방식의 경우 평균 스위칭 주파수를 10 [kHz]가 되도록 하여 비교조건을 맞추었다. 시뮬레이션 결과를 보면 본 논문에서 사용된 삼각파 비교 PWM 방식이 일반적인 히스테리시스 PWM 방식에 비하여 보상전류의 제어에 큰 차이가 없이 잘 동작함을 파악할 수 있다. 이는 본 논문에서 제안한 보상전류 제어기가 인버터의 스위칭으로 인하여 발생하는 공진현상을 효과적으로 억제하고 있으며 또한 부하 전압의 변동에 대한 외란 억제효과도 크기 때문인 것으로 파악된다.

## 5. 결 론

본 논문은 pqr이론을 적용한 전력용 능동 필터의 보상전류 결정 방법과 보상전류의 제어방법을 제안

하였다. 삼각파 비교 PWM 방식을 채용한 인버터를 사용하여 보상전류를 제어 하였으며 전류응답성이 가장 좋은 것으로 알려진 히스테리시스 PWM 방식과 성능을 비교하여 보았다.

제안된 전력용 능동 필터의 제어방법은 전원전압이 왜곡되거나 불평형 된 경우에서도 비선형 부하로부터 발생하는 왜곡전류를 우수하게 보상함을 시뮬레이션을 통하여 확인할 수 있었다. 본 논문에서 제안된 보상전류 제어기는 인버터의 스위칭과 인버터 출력단 필터 사이의 공진을 효과적으로 억제하고 부하전압의 변동에 따른 외란을 제거함으로써, 히스테리시스 PWM 방식과 비교하여 성능이 떨어지지 않는 삼각파 비교 PWM 방식의 스위칭 특성을 구현할 수 있었다.

앞으로의 연구과제는 제안된 제어방식을 전디지털(fully-digitally)적으로 구현하여 제작하고 실제의 실험장치로 성능을 검증하는 일이다.

이 논문은 한국 과학재단 목적기초연구 (R05-2003-000-10228-0) 지원으로 수행되었음

## 참 고 문 헌

- [1] H. Akagi, "New trends in active filters for power conditioning", Industry Applications, IEEE Trans., vol. 32 pp. 1312-1322, 1996.
- [2] T.M. Gruz, "A survey of neutral currents in three-phase computer power systems", IAS. IEEE Trans., vol. 26 pp. 719-725 1990.
- [3] R. Arthur, R.A. Shanahan, "Neutral Current in Three Phase Wye Systems", ICHQP '96-Lasvegas, pp. 40-47, 1996.
- [4] B. Singh, K. Al-Haddad, A.Chandra, "A review of active filters for power quality improvement", Industrial Electronics, IEEE Trans., vol. 46 pp. 960-971, 1999.
- [5] J.W. Dixon, S. Tepper, L. Moran, "Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters", APEC '94, vol. 2 pp. 894-900, 1994.
- [6] L. Malesani, P.Mattavelli, P.Tomasin, "High-performance hysteresis modulation technique for active filters", Power Electronics, IEEE Trans., vol. 12, pp. 876-884 1997.
- [7] H.S. Kim, H. Akagi, "The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames", PEDS '99, vol. 1, pp. 422-427 1999.

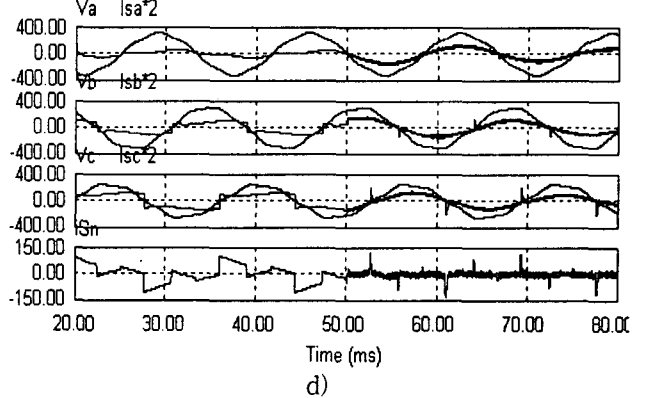
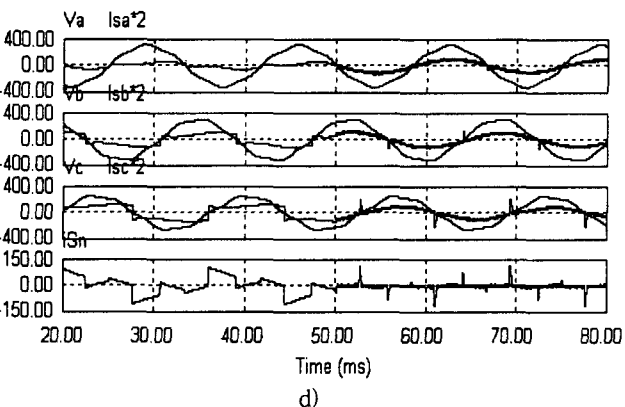
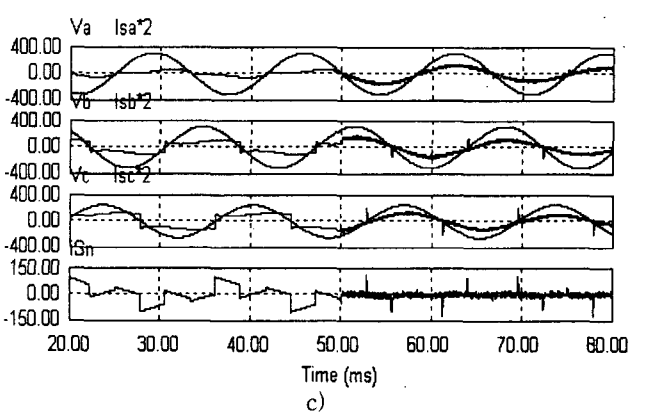
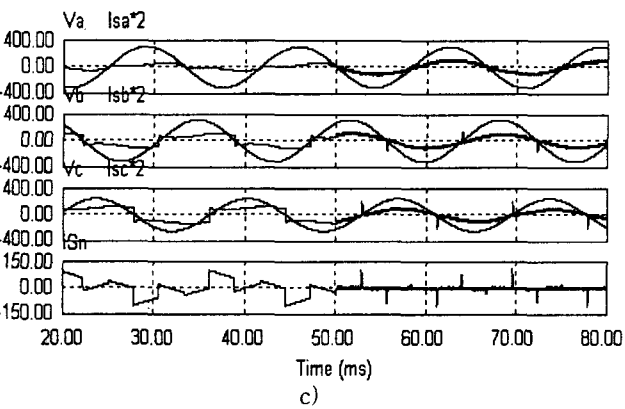
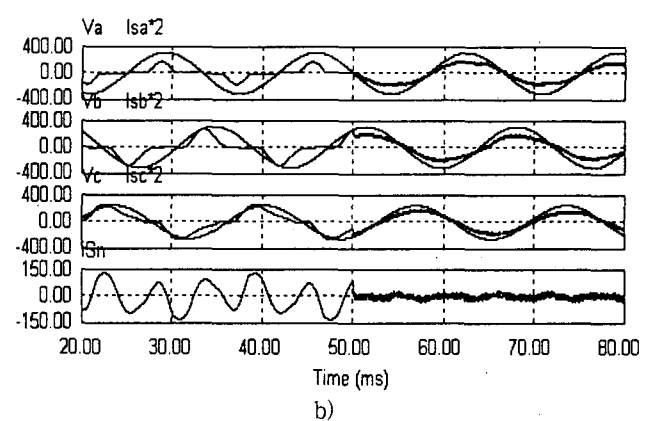
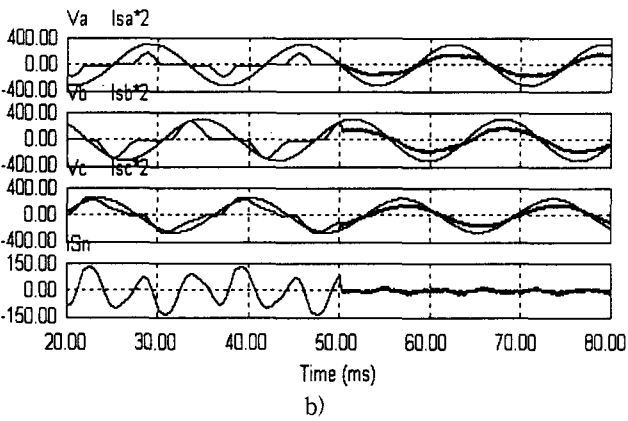
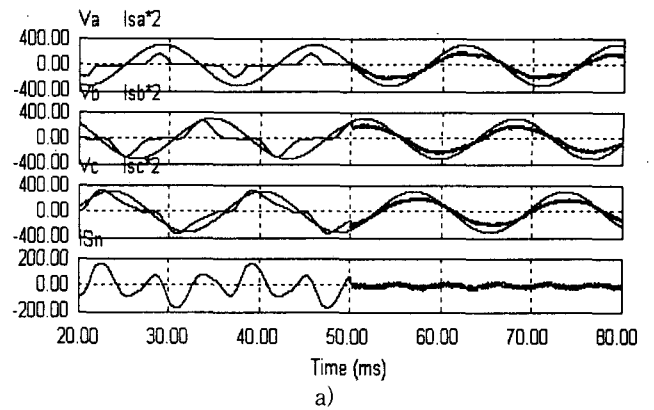
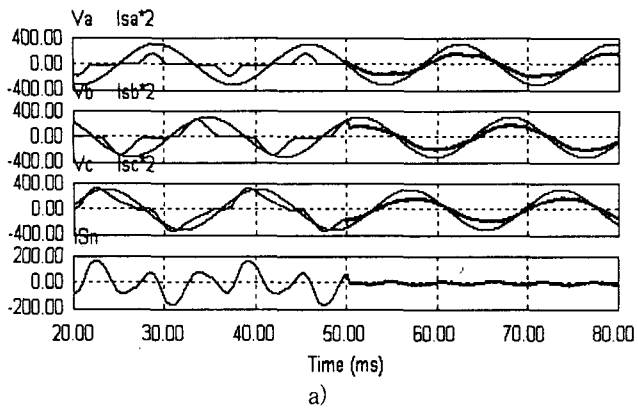


그림 7. 삼각파 비교 PWM a) Case I, b) Case II, c) Case III, d) Case IV.  
 Fig. 7 Sinusoidal PWM a) Case I, b) Case II, c) Case III, d) Case IV.

그림 8. 히스테리시스 PWM a) Case I, b) Case II, c) Case III, d) Case IV.  
 Fig. 8 Hysteresis PWM a) Case I, b) Case II, c) Case III, d) Case IV.