

중성선 전류 제거를 위한 3상 4선식 능동 전력 필터

민준기, 김효성*, 최재호

충북대학교 전기전자 컴퓨터 공학부, *공주대학교 전기전자공학부

Neutral line current elimination method for Active power filter of three phase four-wire power system

Joonki Min, Hyosung Kim*, Jaeho Choi

Chungbuk Nat'l Univ. Electrical Eng., *Kongju Nat'l Univ. Cont. & Measur. Eng.

Abstract - This paper proposes a design method using PQR instantaneous power theory on the active power filter, unbalanced nonlinear load condition and unbalanced source voltage condition in three-phase four-wire systems. For reduction of current harmonics and neutral current, the control structure including repetitive controller is proposed and controller gain is designed. For fully-digital implementation, ramp comparison PWM method was adopted. Simulation results verify good performance of the proposed current control strategy on the shunt APFs.

1. 서 론

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^[1]. 컴퓨터의 SMPS, 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.^{[2][3]} 그러므로 3상 4선식 배전망에서는 중성선 전류를 보상할 수 있는 구조의 전력용 능동 필터가 요구된다^[4].

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 않기 때문에 비교되는 지령값의 연산과 전압 및 전류값을 검출하는데 있어서 시간지연이 발생하는 디지털 회로에서는 구현하는데 어려움이 있다. 디지털적으로 구현하기에는 삼각파 비교 PWM 방식과 데드비트 PWM 방식이 유리하며 둘 중에서 삼각파 비교방식이 전류응답성이 더 우수한 것으로 알려져 있다.^[5]

본 논문은 PQR 순시 전력 이론^[6]을 적용하여 3상 4선식 배전망에서 전원 전압의 불평형 및 왜곡에 강인하게 동작되는 전력용 능동 필터를 설계하였다. 제어기를 디지털적으로 구현을 용이하게 하기 위하여 보상전류의 제어방식은 삼각파 비교 PWM 방식을 채용하였다. 전력용 능동필터의 제어특성을 향상시키기 위하여 인버터의 교류측 필터의 특성과 관련한 정상상태에서 주기신호 추적 및 외란제거에 우수한 성능을 가지는 RC^[7]를 포함하는 제어기 구조를 제안하고 제어 이득을 설계하였다. PSIM 시뮬레이터를 사용하여 제안된 전력용 능동 필터가 전원 전압의 불평형에 대하여 강인하게 동작함과 비선형 부하의 불평형 및 전원 전압의 불평형에 의하여 발생하는 중성선 전류를 보상함을 검증하였다.

2. 순시전력의 정의 및 보상전류 계산

2.1 순시전력의 정의

3상 전압과 전류는 아래와 같이 $\alpha - \beta - 0$ 좌표계로 변환된다. i_0 는 영상전류이며, 중성선 전류 i_N 에 대해서 $\sqrt{3}i_0$ 의 관계가 있다. 이것을 전압, 전류에 대해서 p-q-r 변환하면 3, 4식과 같다.

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

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

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

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

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_a 와 q_r 은 전압 공간벡터 성분인 e_b 와 전류공간벡터의 성분인 i_p , i_α , i_β , i_r 에 의해 아래와 같이 스칼라곱 및 벡터곱으로 정의되며, 그림 1에서 보인 것과 같이 서로 선형독립성을 갖는다.

$$\begin{bmatrix} p \\ q_a \\ q_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_b i_p \\ -e_b i_r \\ e_b i_\alpha \end{bmatrix} \quad (5)$$

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

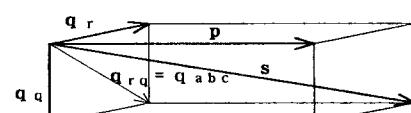


그림 1 PQR 좌표계에서 순시전력의 물리적 의미

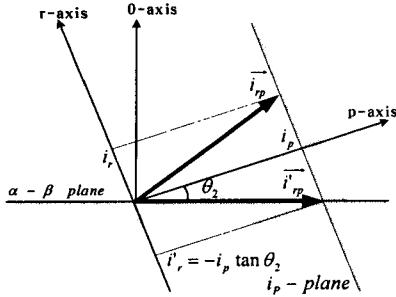


그림 2 중성선 전류 제거 알고리즘

2.2 보상전류의 계산

그림 2에 중성선 전류 제거 알고리즘을 보인다. 중성선 전류가 제거되기 위해서는 전류 벡터가 $\alpha-\beta$ 평면 위에 위치하여야 한다. 따라서 무효전력 q_a 를 적절히 보상하여 i_p 을 식(7)과 같이 되도록 계어하면 계통의 중성선 전류를 제거할 수 있다. 그림2에서 i_r 및 i_p 요소에 의한 전류 벡터 \vec{i}'_p 를 $\alpha-\beta$ 평면 위의 전류벡터 \vec{i}'_p 으로 계어하는 것과 같다.

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

추가적으로, 무효전력 q_a 을 보상하여 i_p 가 0이 되도록 하면, 전류벡터 \vec{i}'_p 는 \vec{i}'_p 와 같게 되어 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. PQR 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 전원 전압과 전류의 평형 정현파와 정상분을 나타내고 기본파 주파수의 2차 성분은 전원 전압과 전류의 역상분 성분을 나타낸다.

어떤 전압조건하에서도 전원 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.

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

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

3. 전류제어기 설계

그림 3에 본 논문에서 사용한 3상 4선 계통의 전력용 능동 필터 시스템의 구성을 보인다. 능동 필터는 6레그 인버터로 구성되어 각 상의 전류를 개별적으로 보상제어하며 부하로는 세 개의 단상 정류기를 사용하였다. 단상정류기의 dc측 커패시터는 $500[\mu F]$, 인덕터는 $2[mH]$ 로 하여 차단주파수는 $159.15[Hz]$ 가 된다.

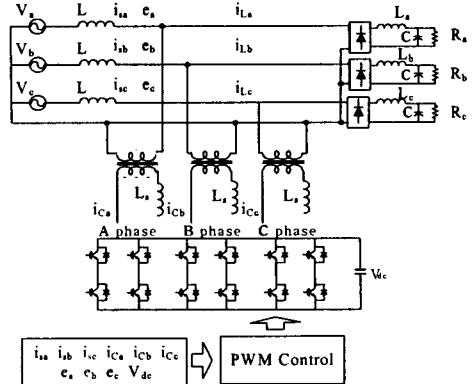


그림 3 3상 4선식 전력용 능동 필터 회로도

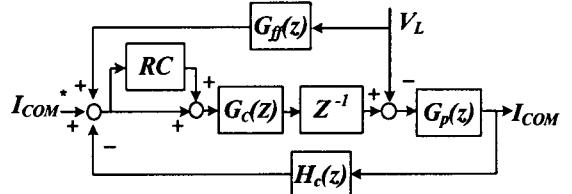


그림 4 제안된 전체 제어기 블럭도

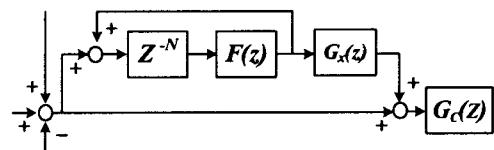


그림 5 RC제어기 구조

그림 4에 제안된 전력용 능동필터의 보상전류 제어기를 보인다. RC 제어기를 제외하고 $V_L = 0$ 일 때, 제어 블럭도의 전달함수를 계산하면 다음과 같다.

$$G_o(z) = \frac{G_C(z) G_P(z)}{1 + G_C(z) G_P(z)} \quad (13)$$

$$\|F(z)\|_\infty < 1 \quad (14)$$

$$\|1 - G_o(z) G_x(z)\|_\infty < 1 \quad (15)$$

단위 시간 지연($1/z$)을 포함하고 있는 그림 4가 안정되기 위해서는 13, 14, 15식이 안정이어야 한다. 여기에서 $L_s = 2[mH]$, $R_s = 0.5[\Omega]$, $f_{sw} = 10[kHz]$ 로 하였다.

4. 시뮬레이션

그림 3의 전력용 능동 필터 시스템에 대해 표1의 조건에 대하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 4에서 $G_o(z)$ 는 최소위상 을 가지고, $G_x(z) = k_r G_o(z)^{-1}$ 로 선택되며, $k_r = 0.2$ 이다.

표 1. 시뮬레이션 전압 및 부하 조건

		Case I	Case II
전압 조건	a상 1st[V]	220	220
	b상 1st[V]	220	220
	c상 1st[V]	220	176
불평형 부하조건	$R_a=10[\Omega]$, $R_b=6[\Omega]$, $R_c=3[\Omega]$, $L=2[mH]$, $C=500[\mu F]$		

그리고, 저역 통과 필터 특성을 가지도록 $F(z)$ 가 다음과 선택되었다. $F(z) = 0.25z + 0.5 + 0.25z^{-1}$

제어기를 디지털로 구현하고 보상전류의 제어에 삼각파 비교 PWM 방식을 채용하였고 센서에 10[kHz]의 영차홀드(Zero-Order Holder)를 사용하였다. 비교 삼각파에 각각 120°의 위상 차이를 주어서 인버터의 스위칭에 의한 중성선 전류의 스위칭 고조파를 줄이는 3중 비교 삼각파 PWM방식을 채택하였다.

그림 6과 7에서 Case I 조건에서 전력용 능동 필터가 40[ms]에서 동작하는 상태의 파형과 RC제어기가 동작하여 정상상태일 때 파형을 보여주고 있다. 이때 중성선의 3고조파 전류가 초기 동작상태에 비해 14% 줄어들었다. 그림 8과 9에서 Case II 조건에서 전력용 능동 필터가 40[ms]에서 동작했을 때 파형과 RC 제어기의 동작으로 인해 중성선의 3차 고조파 전류가 13% 줄어든 것을 보여주고 있다. 이때 전압의 크기에 비해서 전류의 크기가 상대적으로 작기 때문에 i_{Sb} , i_{Sc} 는 원래크기의 2배를 하였다.

5. 결 론

본 논문은 PQR이론을 적용하여 전력용 능동 필터의 보상전류를 결정하고 RC 제어기를 사용하여 각 상전류의 전류고조파와 중성선 전류를 보상하였다. 제안된 전력용 능동 필터의 제어방법은 전원전압이 불평형 된 경우에서도 비선형 부하로부터 발생되는 왜곡전류를 우수하게 보상함을 시뮬레이션을 통하여 확인할 수 있었다.

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

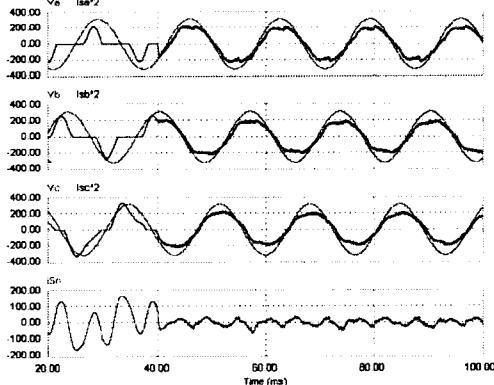


그림 6 Case I에서 40[ms]에서 APF가 동작했을 때
각 상의 전압전류 및 중성선 전류 파형

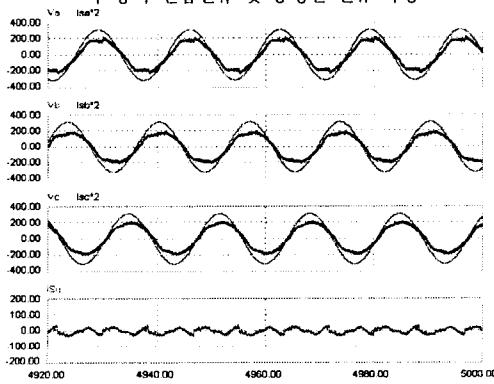


그림 7 Case I에서 RC 제어기가 정상상태 동작할 때
각 상의 전압전류 및 중성선 전류 파형

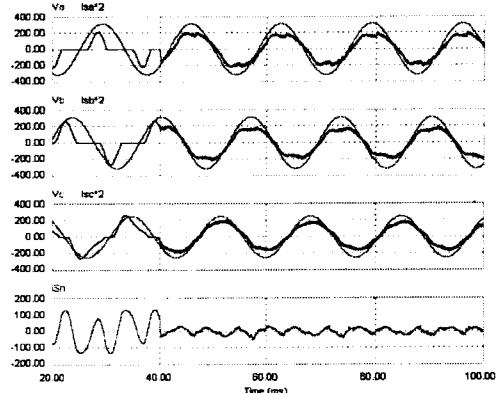


그림 8 Case II에서 40[ms]에서 APF가 동작했을 때
각 상의 전압전류 및 중성선 전류 파형

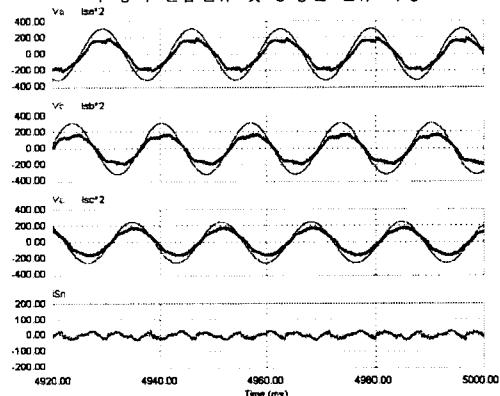


그림 9 Case II에서 RC 제어기가 정상상태 동작할 때
각 상의 전압전류 및 중성선 전류 파형

이 논문은 한국 과학재단 목적기초연구(R05-2004-000-0228-0) 지원으로 수행되었음

[참 고 문 헌]

- [1] H. Akagi, "New trends in active filters for power conditioning," *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol.32, No.6, pp.1312-1322, Nov.-Dec. 1996.
- [2] T.M. Gruzis, "A survey of neutral currents in three-phase computer power systems," *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol.26, No.4, pp.719-725 July-Aug. 1990.
- [3] R.Arthur, and R.A.Shanahan, "Neutral Current in Three Phase Wye Systems", *ICIP'96-Lasvegas*, pp.40-47, 1996.
- [4] B.Singh, K.Al-Haddad, and A.Chandra, "A review of active filters for power quality improvement," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol.46, No.5, pp.960-971, Oct. 1999.
- [5] J.W.Dixon, S.Tepper, and L.Moran, "Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters," *APEC'94*, vol.2 pp.894-900, 1994.
- [6] H. Kim, F. Blaabjerg, B. Bak-Jensen, and Jaeho Choi, "Instantaneous power compensation in three-phase systems by using p-q-r theory," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol.17, No.5, pp.701-710, Sept. 2002.
- [7] R. Costa-Castello, R. Grino, and E. Fossas, "Odd-harmonic digital repetitive control of a single-phase current active filter," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol.19, No. 4, pp.1060-1068, July 2004.