

## 수정된 동기좌표계를 이용한 단상능동전력필터 제어

허진석\* 김영석\* 김영조\*\*  
인하대학교\* 유한대\*\*

### The Control of Single-Phase Active Power Filter Using Modified Synchronous Reference Frame Method

Jin-Seok Heo\* Young-Seok Kim\* Young-Jo Kim\*\*  
Inha University\* Yuhan College\*\*

**Abstract -** 본 논문에서는 비선형 단상부하에 의해 발생하는 전류 고조파를 보상하기 위한 단상능동전력필터의 제어방법을 제안한다. 정규의 단상에 시간지연을 주어 가상의 두 번째 상을 만들어 단상시스템을 두 축을 갖는 직교 좌표로 변환시킬 수 있다. 두 개의 상은 3상 2상 변환에서 사용하는 것과 같이 직교 좌표 시스템을 만들 수 있다. 이 것은 순시 무효전력을 계산하는 방법인 복소계산을 가능하게 한다. 고정 좌표계에서 순시무효전력이론을 적용한 기준의 방법 대신, 본 논문에서는 수정된 동기 좌표계를 이용하여 정상분과 역상분을 계산하여 보상전류 지령치를 결정하였다. 제안된 방법은 고조파저감과 PF개선에 있어 우수한 성능을 보여준다. 시뮬레이션 패키지(PSIM)를 사용하여 모의실험을 하였으며, 제안된 방법의 유효성을 입증하였다.

#### 1. 서 론

SMPS, UPS, 컴퓨터 시스템 등 사이리스터 컨버터나 다이오드 정류기와 같은 반도체 전력변환장치로 사용하는 부하는 비선형 부하로 동작하여 전원 측에 심각한 고조파를 발생시키는 주요 원인이 된다. 이러한 고조파 전류는 전원전압의 왜곡 및 발전기, 송전선, 변압기 등과 같은 전력계통 장치들의 용량증대를 가져오며, 전기 기기, 케이블, 전상 콘덴서 등 각종 전력장치들에 열 및 진동을 발생시켜서 절연파괴나 수명 단축을 야기할 수 있다. 그리고, 계측장비와 같은 각종 전자장비의 오동작이나 통신 시스템에 EMI현상을 야기하며, 전동기에 이상 진동 토크를 발생시키고 철순, 동순 등의 손실을 증대시키게 된다.

고조파 제거를 위해 사용되는 수동필터는 저가이지만 특정차수의 고조파만을 선택적으로 보상할 수 있기 때문에 전원단에 광범위한 차수의 고조파가 발생할 경우에는 그다지 만족할만한 성능을 얻기 힘들고, 전원 측 임피던스와 직렬공진을 일으킬 가능성을 항상 내재하고 있다. 이러한 수동필터의 해결책으로 3상 능동전력필터가 개발되었다.[1][2]

단상 부하는 3상 부하에 비해 전류 고조파에 대한 상관성이 높다. 그러나 단상능동전력필터에 대한 연구는 3상 능동전력필터에 비해서 미비한 편이다. 일반적인 단상 능동전력필터의 토폴로지는 전류보상을 하는 병렬형이다. 보상 방법에 따라서 부하의 무효전력을 계산하여 보상전류의 지령치를 결정하는 방법과[3] DC 커페시터 전압의 기준치와 검출치와의 오차를 이용하여 입력전류의 지령치를 결정하는 방법으로[4] 나눌 수 있다.

IEEE-519 고조파 기준에 부합하는 일반적으로 능동전력필터를 설치하는 지점인 PCC(Point of Common Coupling)에 3상 능동전력필터를 설치할 때에는 컨버터의 스위칭에 의해서 전압왜곡이 발생하게 된다. 그리고 무효전력이 설치된 장치에서 순환하고 각 상의 부하들 사이에 간섭이 일어난다. 그러나 단상능동전력필터는

부하 각각에 대하여 보상이 이루어지므로 전류 고조파 성분을 제거하고 무효전력을 보상함으로서 PF를 개선하고, 부하 사이의 간섭의 가능성은 감소시킨다. 그리고 하나의 단상능동전력필터에 고장이 발생해도 입력전류는 그다지 왜곡되지 않는 이점이 있다.[5]

본 논문에서는 전류 고조파를 저감시키기 위한 한 방법으로 단상능동전력필터를 연구하였다. 정규의 상에 시간지연을 주어 가상의 상을 추가하여 직교시스템을 만들 수 있어서 순시 연산이 가능하다. 수정된 동기 좌표계를 이용하여 정상분과 역상분을 계산한 후 보상전류 지령치를 검출하였기 때문에 상 자연의 오차가 존재하여도 정확한 보상전류 지령치를 얻을 수 있다. 제안된 제어법의 유효성을 입증하기 위해서 시뮬레이션 패키지를 사용하여 모의 실험을 수행하였고, 모의 실험결과들을 제시하였다.

#### 2. 본 론

##### 2.1 단상 능동전력필터의 동작

###### 2.1.1 시스템 구성

그림 1은 인버터의 DC 측 전압제어와 전류제어 전압원 인버터의 보상전류 생성과 고조파 검출의 과정을 보여준다. 수정된 동기좌표이론(Modified Synchronous Reference Frame)은 비선형 부하전류( $i_L$ )의 고조파 성분뿐만 아니라 기본파 성분( $i_p$ )도 계산할 수 있다. 부하에서의 총 고조파전류 성분은 부하전류에서 기본파 성분을 빼줌으로서 계산된다. PI 제어기의 출력은 고조파 보상전류성분( $i_c^*$ )에서 빼주는데, 이 것은 인버터

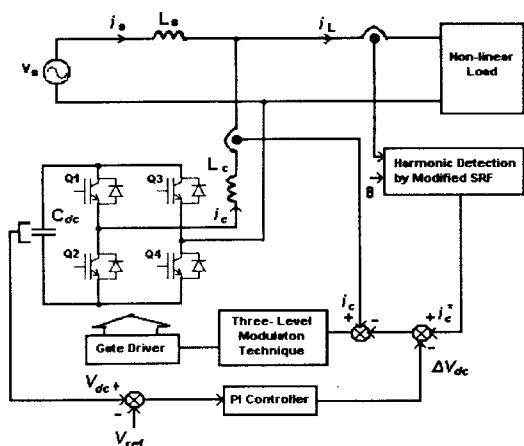


그림 1 시스템 구성도

DC축 전압 상수를 일정하게 유지하기 위한 것이다. 이 출력 값은 인버터에서 생성된 보상전류( $i_c$ )와 비교되고, 출력 값은 삼 단계 변조 스위칭 제어기(Three-Level Modulation Technique)의 입력 값이 된다.

### 2.1.2 스위칭 동작

스위치는 삼 단계 변조기법을 적용한, 일정한 스위칭 주파수(PWM)에서 동작한다. 이 방법의 장점은 인버터 출력 전압은 스위칭 주파수의 두 배의 주파수를 갖는다. 이 것은 인버터 출력필터  $L_c$  사이즈의 크기를 감소시키고, 능동필터의 동작 특성을 개선한다. 그럼 2는 스위칭 동작 특성을 보여준다.

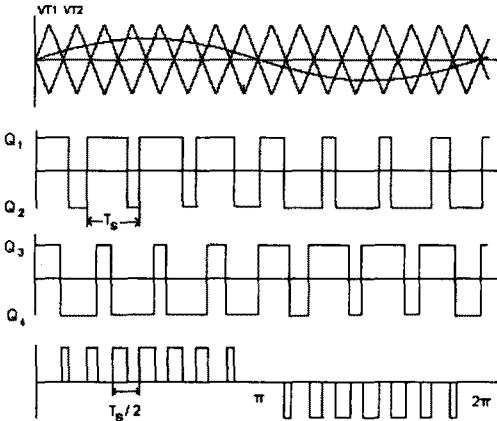


그림 2 Three-level modulation technique

### 2.1.3 인버터 DC축 전압제어

인버터의 정상적인 동작을 위해서는 전류 제어 전압원인 인버터의 DC축 전압을 제어하고 일정한 값으로 유지해야 한다. 인버터의 다이오드나 IGBT의 스위칭 전력 손실 때문에 에너지 손실이 생기고 이것은 커페시터( $C_{dc}$ )에 걸리는 DC축 전압( $V_{dc}$ )을 감소시킨다. 위와 같은 이유 때문에 전압 피드백 제어회로는 능동전력필터를 구성하는데 있어서 필요한 요소이다. 전압 지령치( $V_{ref}$ )와 전압 피드백( $V_{dc}$ )의 에러는 PI 제어기의 입력이 된다. 그리고 PI 제어기의 출력 성분은 총 고조파 전류 성분( $i_c^*$ )으로부터 빼진다. 그러므로 여분의 기본파 성분이 부하 고조파 전류에 더해진다. 결국 전류제어 전압원인버터가 요구되는 고조파 전류를 생성할 때 부가적인 기본파 전류가 더해진다. 이 기본파 전류는 전원 전류의 기본파 성분과 상호 작용하여 인버터의 DC축 전압을 일정하게 유지하기 위해 에너지 흐름을 제어할 수 있게 한다.

## 2.2 단상에서의 고조파 보상원리

3상에서 순시무효전력이론을 기본으로 한 고조파 검출 방법을 살펴보면, 처음에는 항상 3상 2상 변환(abc to  $\alpha \beta$ )을 한 후 다음의 계산이 이루어진다. 단상 회로에서는 위에 제시한 방법을 단지 실제 상에 시간 지연을 줄으로써 가상의 상을 만들고, 간단하게 고정 좌표계( $\alpha \beta$  coordinates)를 만들 수 있게 한다. 이 것은 3상에서 사용하는 것과 같이 단상에서도 직교 좌표 시스템을 적용할 수가 있다.[6] 실제의 단상 시스템을 다음과 같이 정의한다.

$$e_{Re}(t) = E \cos(\omega t), \quad i_{Re}(t) = I \cos(\omega t - \varphi) \quad (1)$$

$e(\omega t)$ 를 Re축으로 놓고,  $e(\omega t)$ 를 T/4만큼 지연시켜서 가상의 Im축을 생성한다.

$$e_{Im}(t) = E \sin(\omega t), \quad i_{Im}(t) = I \sin(\omega t - \varphi) \quad (2)$$

식 (1), (2)를 이용하여 직교 좌표 시스템을 얻을 수 있다

$$e_a = e_{Re}(t), \quad e_\beta = e_{Im}(t) \quad (3)$$

$$i_a = i_{Re}(t), \quad i_\beta = i_{Im}(t) \quad (4)$$

그림 3은 고정좌표에서 회전좌표로의 좌표 변환을 보여 준다.

$$\vec{i} = \vec{i}_{pos} + \vec{i}_{neg} \quad (5)$$

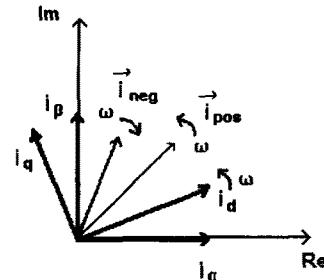


그림 3  $\alpha \beta, d q$  좌표 변환

$i_d, i_q$ 를 Positive 성분과 Negative 성분으로 표현하면 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_d = i_{d pos} + i_{d neg} \quad (6)$$

$$i_q = i_{q pos} + i_{q neg}$$

$\vec{i}$ 는 다음 식 (7)로 표현할 수 있다.

$$\vec{i} = \vec{i}_{pos} + \vec{i}_{neg} \quad (7)$$

식 (6), (7)을 조합하면,

$$i_{pos} = i_{d pos} + i_{q pos} \quad (8)$$

$$i_{neg} = i_{d neg} + i_{q neg}$$

$i_{pos}, i_{neg}$ 는 식(5)에서와 같이 DC 성분과 AC 성분으로 각각 나눌 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{d pos} \\ i_{q pos} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$= \begin{bmatrix} \bar{i}_{d pos} \\ \bar{i}_{q pos} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{i}_{d pos} \\ \tilde{i}_{q pos} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{d \text{ neg}} \\ i_{q \text{ neg}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-\theta) & \sin(-\theta) \\ -\sin(-\theta) & \cos(-\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$= \begin{bmatrix} \bar{i}_{d \text{ neg}} \\ \bar{i}_{q \text{ neg}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{i}_{d \text{ pos}} \\ \bar{i}_{q \text{ pos}} \end{bmatrix}$$

수정된 동기좌표계 방법은  $\theta$ 가 일정한 속도로 변화하지 않고, 전압 과형에 의존하여 순시로 값들이 변화한다. 전원전압으로부터  $\theta$ 가 직접 계산되므로 주파수에 독립적으로 사용될 수 있다는 장점을 지닌다.

$$\cos \theta = \frac{e_a}{A}, \sin \theta = \frac{e_b}{A} \quad (11)$$

$$( \because A = \sqrt{e_a^2 + e_b^2} )$$

전류의 기본파 성분  $i_{Re1}$ ,  $i_{Im1}$ 는  $\bar{i}_d$ ,  $\bar{i}_q$ 의 식 (9)과 (10)의 역변환에 의해 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{Re1} \\ i_{Im1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{d \text{ pos}} \\ \bar{i}_{q \text{ pos}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{i}_{d \text{ neg}} \\ \bar{i}_{q \text{ neg}} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} \cos(-\theta) & \sin(-\theta) \\ -\sin(-\theta) & \cos(-\theta) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{d \text{ neg}} \\ \bar{i}_{q \text{ neg}} \end{bmatrix}$$

$Im$  축은 가상의 상이기 때문에 실제 성분인  $Re$  축만 보상해주면 된다. 따라서 부하전류에서 식(12)에서 구한 전류의 기본파 성분  $i_{Re1}$ 을 빼주면 전류의 고조파 성분만 남게 된다.

$$i_c^* = i_{Re} - i_{Re1} \quad (13)$$

그림 4는 위에서 언급한 부하전류에서 기본파를 검출하는 방법에 대한 블록 다이어그램을 나타낸다.

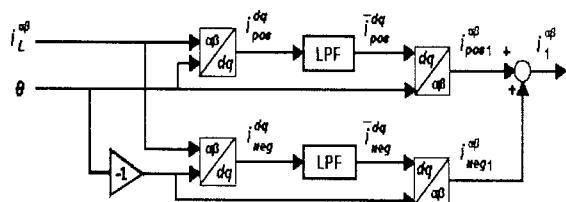


그림 4 제안된 방법의 블록 다이어그램

### 2.3 모의실험 결과

능동전력필터에 의한 고조파 전류의 보상은 단상 시스템에서 수행된다. 110V의 상용 공급 전원과 다이오드 정류기를 사용하는 부하의 단상시스템에서 수행된다. 전류원으로 쓰이는 RL 부하와 전압원으로 사용되는 RC 부하에 대하여 모의 실험을 하였다. 부하전류를 검출할 때 샘플링 주파수로 20 kHz를 사용했고, 스위칭 주파수는 10 kHz를 사용하였다. 앞에서 언급하였듯이 고조파 전류에 대해서 순시 계산이 이루어진다.

표 1에 시스템의 회로정수 값들을 나타내었다. 전류원 부하를 사용한 경우에는 10Ω, 12mH 의 RL 부하를

사용하였고, 전압원 부하를 사용한 경우에는 정류 인덕턴스 1mH, 15Ω, 900 μF의 RC부하를 갖는 다이오드 정류기를 사용하였다

Switching Frequency	10(kHz)
Sampling Frequency	20(kHz)
Inverter DC side Capacitance( $C_{dc}$ )	5400(μF)
Fundamental Frequency	60[Hz]
AC supply voltage	110(Vrms)
Inverter side Inductance( $L_c$ )	1.3(mH)

표 1 시스템 회로정수

그림 4는 고조파 전류원 부하를 갖는 단상전력시스템에서의 전류 파형을 보여주고 있다. 부하전류는 그림 4(a)에 나타내었다. 제안된 알고리즘에 의해 결정된 보상전류의 저령치는 그림 4(b)이고, 실제 보상전류는 그림 4(c)에 나타내었다. 보상된 후의 전원전류는 그림 4(d)에서 보여준다. 그림 5에서는 부하전류와 전원전류의 FFT 분석을 보여준다. 과형에서 보여주는 것과 같이 저 차 고조파 성분의 저감이 잘 이루어지는 것을 알 수 있다. THD(Total Harmonic Distortion)가 부하전류에서는 18.41%, 전원전류에서는 3.85%로 IEEE-519의 고조파 규제치를 만족하는 결과를 얻을 수 있었다.

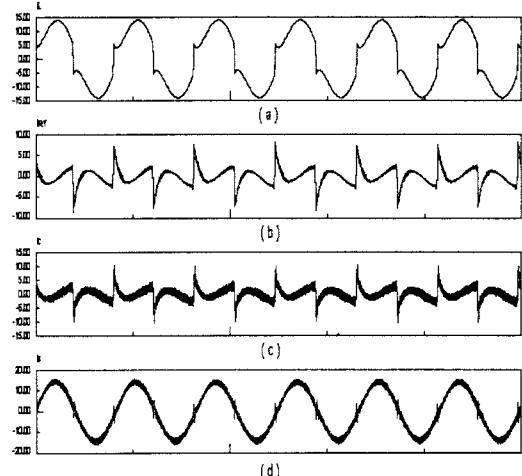


그림 5 전류원 부하의 동작 파형

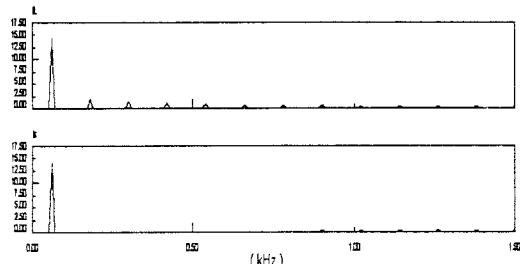


그림 6 부하전류와 전원전류의 고조파 스펙트럼

그림 7은 고조파 전압원 부하에서의 전류 파형을 보

여준다. 부하전류는 (a), 보상전류 지령치는 (b), 실제 보상전류는 (c), 보상 후의 전원전류는 (d)에 각각 나타내었다. 부하전류와 전원전류의 고조파 스펙트럼 분석을 그림 8에서 보여주고 있다. 부하전류의 THD는 85.67%이고 전원전류의 THD는 2.35%로 우수한 고조파 보상능력을 보였다.

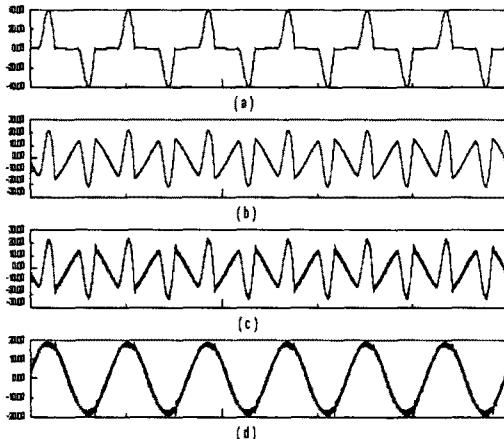


그림 7 전압원 부하의 동작 파형

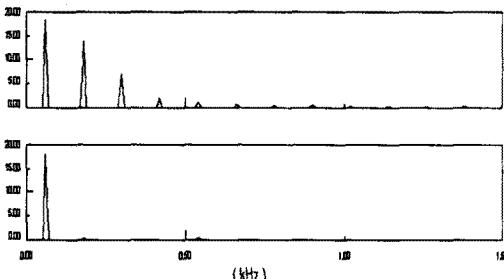


그림 8 부하전류와 전원전류의 고조파 스펙트럼

### 3. 결 론

본 논문에서는 단상 비선형 부하에 의해 발생하는 고조파 저감의 한 방법인 단상능동전력필터에 대한 제어 알고리즘을 제시하였다. 기존의 방법에서는 고조파를 검출하는데 최소 반주기의 시간이 소요되는데 가상의 상을 사용하여 3상에서 사용하는 것과 같이 직교 좌표 시스템을 만들 수 있어 순시 계산이 가능하였다. 본 논문에서 제안한 동기좌표계를 기본으로 한 기본파 전류 검출 방법은 기본파 성분이 부하 전류에서 정확히 분리되는 것을 보였다. 삼 단계 스위칭 변조 방법(Three-level modulation technique)을 적용하여 인버터 출력단의  $L_c$  사이즈를 감소시키고, 인버터의 동작특성을 개선하였다. PSIM을 사용하여 모의실험을 하였으며, 제안된 알고리즘의 유효성을 입증하였다.

### (참 고 문 헌)

- (1) H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. I-20, No.3, pp 625-630, 1984
- (2) F. Z. Peng, M. Kohata, H. Akagi, "Compensation

Characteristics of Shunt Active and Series Active Power Filters", Trans. on IEEJ, vol. 113-D, no. 1, pp 33-40, 1993

(3) H.-L.Jou, J.-C.Wu and H.-Y Chu, "New single-phase active power filter", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 141, No. 3, pp 129-134, 1994

(4) E. Dallago and M. Passoni, "Single-phaseactive power filter with only line current sensing", Electronics Letters, Vol. 36 No. 2, pp 105-106, 2000

(5) F. Pottker de Souza and I. Barbi, "Single-Phase Active Power Filters for Distributed power Factor Correction", PESC'00, 2000 IEEE 31st Annual, Vol. 1, pp 500-505, 2000

(6) B. Dobrucky, Hyosung Kim, V. Rac, M. Roch and M. Pokorny, "Single-Phase Power Active Filter and Compensator Using Instantaneous Reactive Power Method", PCC Osaka 2002, Proceedings of the, Vol. 1, pp 167-171, 2002

(7) M. Rukonuzzainan and M.nakaoka, "Single-Phase Shunt Active Power Filter with Novel harmonic Detection", 2001 4th IEEE International Conference on, Vol. 1, pp 388-372, 2001

(8) A. Sannino, J. Svensson, "Static series compensator for voltage sag mitigation supplying nonlinear loads", Power Engineering Society Winter Meeting, 2002, IEEE , Vol. 2, pp 1147-1152, 2002