

순시 무효 전력 고조파 검출기를 이용한 단상 멀티레벨 능동전력 필터

김윤호, 김성민, 김수홍, 이강희, 이재학
 중앙대학교 전자전기 공학부

A single phase multi-level active power filter using instantaneous reactive power detectors

Yoon-Ho Kim, Sung-Min Kim, Soo-Hong Kim, Kang-Hee Lee, Jae-Hak Lee
 School of Electrical & Electronics Engineering, ChungAng University

ABSTRACT

본 논문에서는 부하단에서 발생하는 고조파를 검지하는 방법으로 순시 무효전력 방법(IRPM: Instantaneous Reactive Power Method)을 사용하였다. 이 방식은 DQ변환을 통해 순시 무효 전력을 사용하여 고조파를 검지하는 방식이다. 그러나 순시 무효전력 방식은 3상 인버터를 기반으로 하는 DQ변환 방식을 이용하기 때문에 단상 시스템에는 적용될 수 없다. 본 논문에서는 단상에서도 임의의 가상축을 만들어 DQ변환을 수행할 수 있도록 함으로써 순시무효전력 보상 방식을 단상 능동 전력 필터 시스템에도 적용될 수 있는 방안을 제시하였다. 또한 검지된 고조파를 효과적으로 보상할 수 있는 3레벨 NPC 타입 멀티레벨 인버터를 사용하여 고전력 능동 필터를 구성할 수 있도록 하였다.

1. 서 론

전력 변환 시스템에서 발생하는 고조파는 심각한 문제들을 야기 시킨다. 고조파를 제거하기 위해 기존의 수동 필터를 이용할 수 있다. 하지만 부하의 증가에 따른 비선형성으로 인하여 수동필터로 제거할 수 있는 고조파의 한계를 가지게 되었다. 따라서 능동 전력 필터 혹은 하이브리드형 필터의 사용을 요구하게 되었다. 이러한 필터들은 고조파를 보상하는 개념으로 사용된다. 이를 위해서 고조파를 분석할 필요가 있다. 기존의 분석 방식은 주로 DFT나 FFT가 쓰였는데 이는 복잡한 계산으로 인해 시간이 지연되어 주파수 영역에서 느린 응답을 보인다.^[1] 이로 인해 정확한 고조파가 어느 것인지 인식하여 보상하는데 시간이 걸리게 된다. 이 때 발생하는 현상으로 변압기의 포화 현상이나 고조파의 공진으로 인해 순간적으로 큰 전류가 흘러 정전이 되는 현상 등이 있다. 따라서 더욱 빠른 고조파 검지를 필요로 하게 된다. 본 논문에서 순시무효전력 방법을 이용하여 보다 빠른 응답

특성 통하여 고조파 보상특성을 향상시킬 수 있다. 이 방법은 DQ변환을 통해 순시 무효전력을 사용하여 고조파를 검지하는 것이다. 그리고 기존에 3상 인버터에서 사용되었던 DQ변환을 단상 인버터로 응용할 수 있도록 하였다. 또한 고조파를 보상하는 기법으로 단상에서 멀티레벨 인버터를 이용한 능동 전력 필터로 고조파를 보상하였다. 시뮬레이션을 통해 그 타당성을 입증하였다.

2. 제안된 단상 능동전력 필터를 위한 순시무효 전력의 이용과 고조파 검지 방식

순시무효 전력을 이용한 고조파 검지 방식은 3상 시스템에서 DQ변환을 이용한 전력식을 기반으로 하며 특정 고조파를 검지하는 것은 용이하지 않으나 전체 고조파를 검지할 수 있으며 정확성과 응답 특성이 좋다.

3상에서의 DQ 변환은 다음과 같은 식에 의해 이루어질 수 있다.^[2] 3상 시스템의 각 상전압을 a, b, c로 가정하면 각상의 전압과 전류를 다음과 같이 나타낼 수 있다. 또한 본 수식에서는 크기와 위상차를 고려하지 않았다.

$$\begin{aligned} v_a &= \cos(\omega t) \\ v_b &= \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ v_c &= \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{aligned} \tag{1}$$

$$\begin{aligned} i_a &= \cos(\omega t) + i_{ah} \\ i_b &= \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + i_{bh} \\ i_c &= \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) + i_{ch} \end{aligned} \tag{2}$$

여기서, i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} 는 각각 a, b, c상의 고조파 성분을 나타낸다. 그리고 정지형 DQ 변환은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

수식 (3)과 (4)를 이용하여 유효전력 p 와 무효전력 q 는 다음과 표현된다.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서, p 와 q 성분은 각각 직류 성분과 교류 성분으로 나눌 수 있는데, 이를 수식으로 표현하면 $p = \bar{p} + \tilde{p}$, $q = \bar{q} + \tilde{q}$ 와 같이 표현할 수 있다. 고역통과 필터는 고조파 성분을 검출하는데 사용되었다. f_c 는 이 고역통과 필터에 포함되는 저역 통과 필터의 차단주파수(cut-off frequency)를 의미한다. f_c 와 필터의 차수를 선택하는 방법은 검지 알고리즘의 성능에 직접적인 영향을 미친다. 마지막으로, 고조파 전류의 기준은 다음과 같은 수식에 의해 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (6)$$

이 방법은 3상 시스템에서 이용될 수 있지만 단상 시스템에서는 적용될 수 없다. 단상회로에서는 실제 단상회로에 90° 만큼 위상차를 주어 DQ 변환된 $v_\alpha, i_\alpha, v_\beta, i_\beta$ 를 사용한다. 즉 단상을 a상이라고 가정하면 D축을 (v_α, i_α) 라고 볼 수 있다. 이를 실제회로(real circuit)라고 하고, 이에 대응하는 가상의 b상, 즉 가상회로(imaginary circuit)는 90° 만큼 위상차가 있고 Q축을 (v_β, i_β) 이라고 생각한다. 식 (5)를 통해 유효 무효 전력을 구한 뒤 필터를 통과시킨 후 고조파 전류인 i_a^*, i_b^* 를 구한다. i_a^* 만을 보상해주고 i_b^* 는 무시할 수 있다. 그림 1은 단상회로에서 고조파 전류를 검지하는 block diagram을 나타낸 것이다. 여기서 제어 회로는 디지털 제어를 사용하여 보다 빠르고 용이하게 계산할 수 있다.

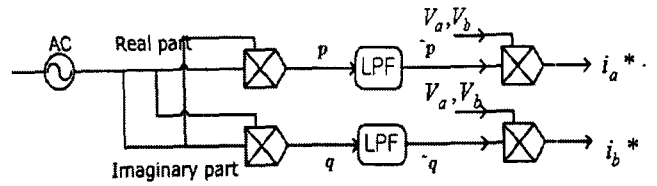


그림1. 고조파 전류 검지 알고리즘의 블록 다이어그램
Fig1. Block diagram of a harmonic current detection algorithm

3. 시스템 구조

그림 2는 전체 시스템의 block diagram을 나타낸 것이다.

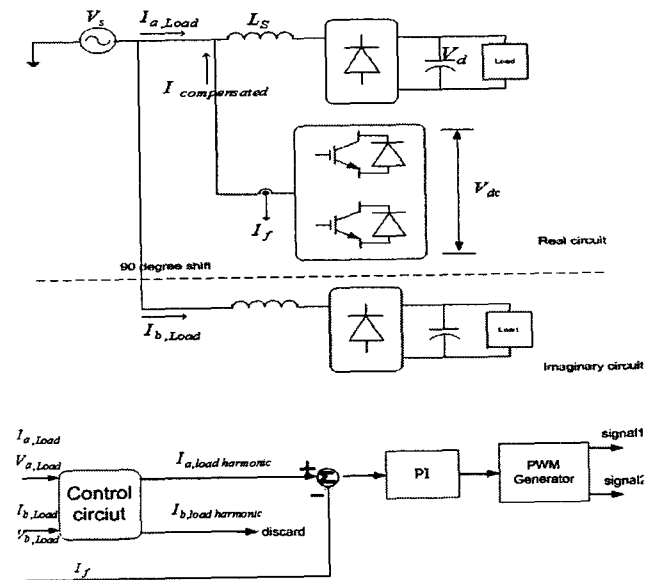


그림2. 전체 시스템의 block diagram
Fig2. Block diagram of whole system

3.1. NPC 타입 멀티레벨 인버터

본 논문에서 제안하는 고조파 보상 회로는 NPC 멀티레벨 인버터를 이용한 것이다. 그림 3은 NPC 타입의 멀티레벨 인버터를 나타내고 있다. 회로 구성은 8개의 스위칭 소자와 4개의 블록킹 다이오드, 2개의 인버터 입력단 커패시터로 구성된다. 인버터 입력단 DC링크 커패시터 전압은 각각 $V_{dc}/2$ 이고, 이는 일반적인 PWM인버터에 비해 각 소자 전압 스트레스를 $V_{dc}/2$ 로 줄일 수 있음을 의미한다. 각 상의 스위칭 동작은 서로 상보형으로 동작하며 $(S_{a1}, S_{a3})(S_{a2}, S_{a4})$, 레벨이 증가할수록 각 소자 전압 스트레스는 줄어든다는 것을 알 수 있다. 또한 증가된 레벨에 의해 출력 파형은 정현파에 가까워지므로, 고조파를 감소시키고 무효전력 흐름제어가 가능하게 된다^[3].

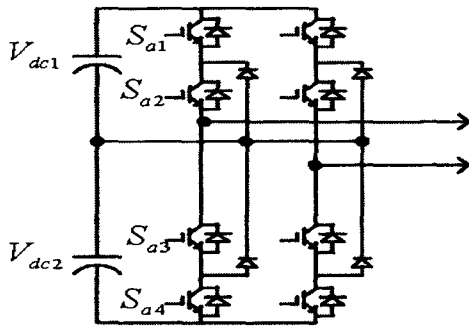


그림3. 단상 NPC 멀티레벨 인버터 구조
Fig3. The configuration of single NPC multi-level inverter

3.2. 멀티캐리어 PWM 스위칭 방법

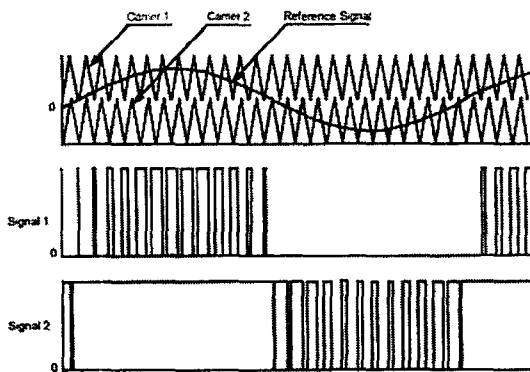


그림4. 멀티캐리어 스위칭 방법
Fig4. Multi-carrier switching method

그림 4는 3레벨 인버터에서 멀티 캐리어 스위칭 방법을 보여주고 있다. 스위칭 입력신호 (signal 1,2)는 하나의 기준신호 (reference signal)와 두개의 캐리어 신호와 비교되어 발생된다. 본 논문에서는 스위칭 소자를 위한 PWM 게이트 신호를 발생하기 위해 기준 신호는 10kHz 캐리어 신호와 비교되었다. 멀티레벨 PWM 방법은 일반적으로 안정상태에서 DC 링크 전압과 전류 고조파 제어에 많은 장점을 지닌 SVPWM(공간벡터 PWM)과 멀티 캐리어 PWM 스위칭 방법을 사용한다. 그러나 SVPWM은 레벨 증가에 따른 공간 판별이 어렵고 제어가 복잡하다는 단점을 가지고 있다. 따라서 본 논문에서는 제어가 간편한 멀티 캐리어 PWM 방법을 사용하였다.^[4] 멀티 캐리어 PWM은 m레벨 인버터는 m-1개의 캐리어 신호를 필요로 하고, 기준 신호는 각 캐리어 신호와 비교되어 스위칭 파형을 출력한다. 만약, 기준 신호가 캐리어 신호보다 클 경우 능동소자는 턴-온 되고 캐리어 신호보다 작으면 턴-오프된다. 멀티레벨 인버터의 진폭 변조 지수는 m_a , 주파수비는 m_f 라 정의하면 다음과 같이 나타낸다.

$$m_a = \frac{A_m}{(m-a) \cdot A_c}$$

$$m_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (7)$$

여기서 f_c 는 캐리어 신호 주파수이고 A_c 는 캐리어 신호의 최대값, f_m 은 기준 신호의 주파수, A_m 은 기준 신호의 최대값이다.

4. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션을 통하여 고조파 보상의 정확도와 신속성을 확인 하였다. 전원측의 전압은 2400V이고 주파수는 60Hz, 스위칭 주파수는 10kHz, 능동 전력 필터의 DC링크 전압은 240V, 저역 통과 필터의 차단 주파수는 50Hz이다. 그림 5에서는 검출된 고조파 파형을 보여주고 있다. (a)는 실제 회로에서의 고조파 파형, (b)는 가상 회로에서의 고조파 파형을 나타낸다. 이때 나타나는 i_a^* 는 실제회로의 고조파를 보상하는 신호로 사용되고, i_b^* 는 실제 회로에 직접적인 영향을 끼치지 않으므로 무시할 수 있다. 그림 6에서는 제안된 회로의 부하단 전류(I_{load}), 보상된 고조파 전류(I_{invaf}), 보상된후 입력단에서 나타나는 전류(I_{in})를 보여준다. 부하단에서는 고조파를 포함하는 전체 부하단 전류가 출력되고, 순시 무효전력 고조파 검출기를 통과한 고조파는 능동전력필터를 사용하여 고조파 보상전류를 출력한다. 입력 전류는 보상회로와 멀티레벨 능동 전력 필터에 의해 보상되어 정현파에 근접한 전류파형이 출력된다.

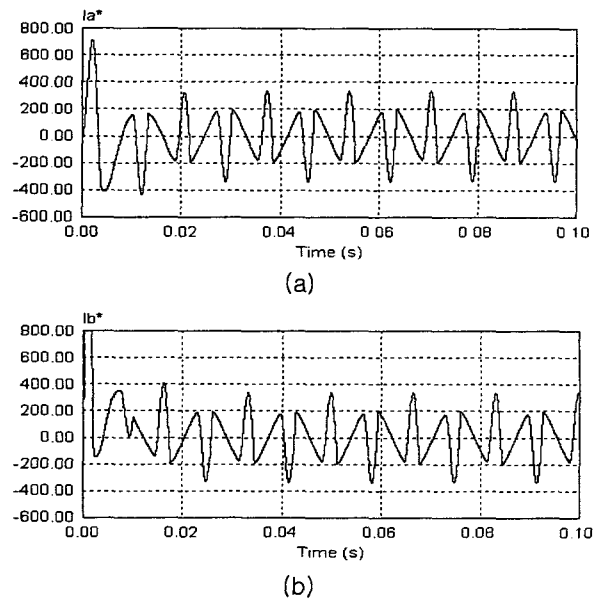
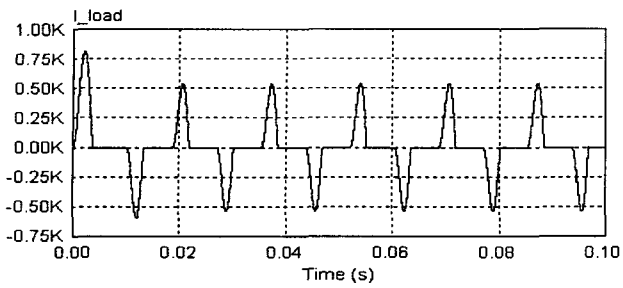
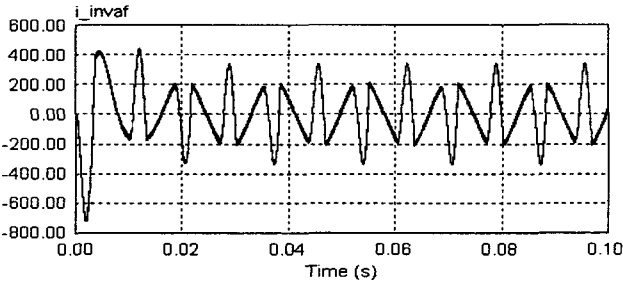


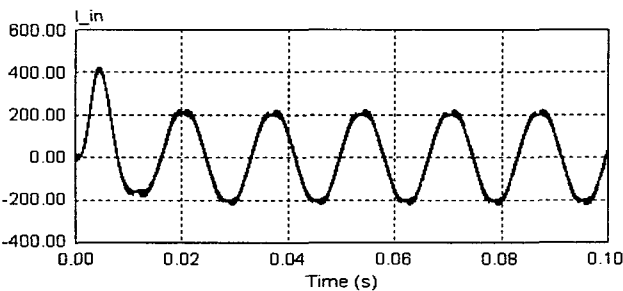
그림5. (a)실제회로에서 검출된 고조파 전류(i_a^*)
(b)가상회로에서 검출된 고조파 전류(i_b^*)
Fig5. Detected harmonic current component at
(a) real circuit (b) imaginary circuit



(a)



(b)



(c)

그림6. 고조파 보상된 파형

(a) 실제 회로의 부하단 전류(I_{load}) (b) 실제 회로의 보상된 고조파 전류(I_{invf}) (c) 실제 회로의 입력 전류(I_{in})

Fig6. The wave form of harmonic compensation
(a) load current at real circuit (b) compensated current at real circuit (c) supply current at real circuit

그림7.은 비선형 부하단에서 전류 검출후 무효전력 검출기를 통과한 고조파 전류 FFT분석 파형을 보여주고 있다.

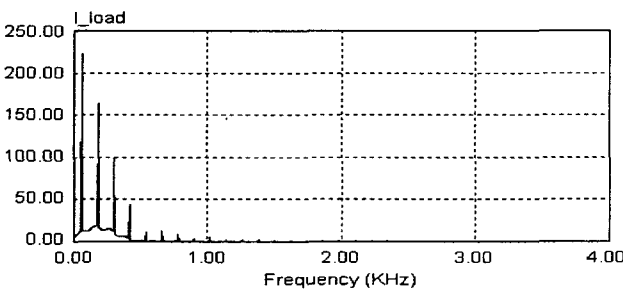


그림7. 비선형 부하단에서 검출된 고조파 FFT분석

Fig7. FFT analysis of detected harmonic at nonlinear load

그림 8은 전체 보상 시스템을 통하여 보상된 입력 전류의 FFT분석을 보여주고 있다. 기본파를 제외한 고조파는 거의 출력되지 않음을 알 수 있다.

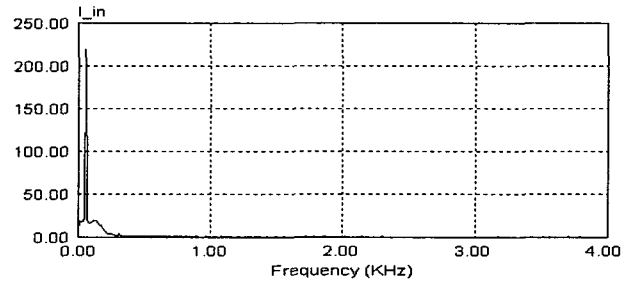


그림8. 입력 전류의 FFT분석

Fig7. FFT analysis of supply current

5. 결 론

본 논문에서는 능동 전력 필터 시스템에 적용할 수 있는 순시 무효전력 고조파 검출기를 이용한 고조파 검지 방식을 제안하였다.

제안된 순시전력 검지 방식은 단상 시스템에 적용될 수 있고, 전체 고조파를 검지할 수 있으며 고조파 보상의 정확성과 시스템 응답특성이 좋은 장점이 있음을 시뮬레이션을 통해 입증하였다.

그리고, 멀티레벨 인버터를 사용하여 능동 전력 필터의 용량과 성능을 향상 시켰고, 필터단 스위치의 전압, 전류 정격을 감소시킬 수 있었다.

본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(R01-2002-000-00497-0) 지원으로 수행되었음

참 고 문 헌

- [1] A.Nakajima et al. "Development of active filter with series resonant circuit." IEEE PESC, Annu. Meeting, 1988, pp. 1168-1173
- [2] Fang-Zhang Peng, Hirofumi Akagi, Nabae, "A study of active power filters using quad-series voltage-source PWM converters for harmonic compensation," IEEE Transactions on Power Electronics, vol.5, no.1, January. 1990. pp. 9-15
- [3] Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng, "Multilevel converters- a new breed of power converter." Industry Applications, IEEE Transactions on.32,,3,1996. pp.509-517
- [4] Tolbert. L. M, Habetler. T.G "Novel multilevel inverter carrier-based PWM methods" Industry Applications, IEEE Transaction on 35,5, 1999, pp.1098-1107