

불평형부하에서의 능동필터에 관한 연구

최시영, 이우철, 현동석, 이택기
한양대학교 전기공학과

The Study on Active Power Filter in Unbalanced Load

See-Young Choi, Woo-Cheol Lee, Dong-Seok Hyun, Taek-Kie Lee
Dept. of Electrical Engineering, Hanyang University

Abstract - 본 논문은 부하가 불평형인 경우에 능동필터의 제어를 수행하였다. 불평형 부하는 역상분 전류성분을 발생시키고 이것은 인버터의 직류단에 120Hz 전압리플을 발생하게 된다. 그리고 인버터가 역상분까지 보상하게 되므로 전력용 반도체의 정격용량이 커져야 하는 문제점을 발생시킨다. 이런 문제를 해결하기 위해 동기좌표계에서 역상분 성분의 분리를 수행하였고, 이성분을 전원측으로 흐르게 제어를 하였다. 이것의 타당성은 실험을 통해 검증되었다. 실험은 10kVA 정격의 병렬형 능동필터로 구현되었다.

1. 서 론

계통 시스템에서 비선형부하는 고조파 전류를 발생시키게 되고, 이것은 선로 임피던스를 통해 고조파 전압강하를 발생시키게 되므로 PCC(Point of Common Coupling)에서 전압의 왜곡을 일으킨다. 이에 민감한 전자장비로 제어하는 부하가 증가하면서 고조파 문제는 심각하게 대조되고 있다. 또한 고조파 전류는 역류를 떨어뜨리므로 전력의 효율을 감소시키게 되고, 통신선과의 간섭을 일으키게 되는 문제를 발생시킨다. 많은 종류의 보상이 전력의 질을 향상시키기 위해 개발되었다. 그 중 하나가 능동필터이고, 이것은 고조파성분들을 제거하고, 역류를 보상하고, 시스템을 평형상태로 유지하는 기능들을 하게 된다. [1] 어떤 원인으로 부하가 불평형이 되었을 경우, 이것은 역상분 전류를 발생시키게 된다. 능동필터의 제어는 동기좌표계에서 구현 되고, 역상분전류는 동기좌표계에서 120Hz의 성분으로 변환되므로 능동필터가 역상분성분까지 보상하게 된다. 그러나 이로 인해 능동필터의 용량이 증가되고, dc단애 리플이 발생하게 되는 문제점들이 발생된다. 이런 문제를 해결하기 위해 부하전류 중 역상분성분을 따로 검출하고, 이것을 적절히 제어해 줄 필요가 있다.

시뮬레이션과 실험을 위한 시스템은 그림 1에 나와있다. 병렬형 능동필터의 고조파 보상특성을 보기 위해 비선형 부하로서 전류형 고조파원이 사용되었고, 입력필터 Cf, Rf 인버터의 스위칭리플을 줄이기 위해 사용되었다. [2]

2. 본 론

2.1 불평형 부하의 영향

부하전류는 기본파 성분과 고조파 성분으로 분리되고, 이것은 정상분기준 동기좌표계로 변환될 수 있다. [3] 행렬 C와 R(ωt)를 다음과 같이 정의하면,

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad R(\omega t) = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix}$$

부하전류는 식(7)과 같이 정상분기준 동기좌표계로 변환된다.

$$\begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{lc} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} R(\omega t) C^t \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} \tag{7}$$

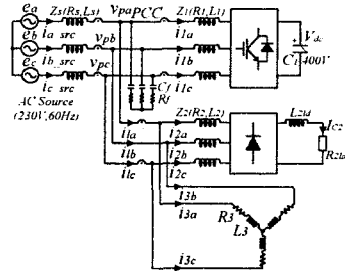


그림 1. 병렬형 능동필터 시스템 구성

불평형 부하시 부하전류는 불평형하게 되고, 이때 기본파 성분은 정상분, 역상분, 그리고 영상분으로 분리된다. 그러나 영상분은 Y결선에서 존재하지 않는 것으로 가정할 수 있다. 정상분기준 동기좌표계에서 정상분은 직류성분으로 변환되고, 역상분은 120Hz성분으로 변환된다. 부하전류의 제 5고조파 성분과 제 7고조파 성분은 정상분기준 동기좌표계에서 모두 36Hz 성분으로 변환된다. 이것은 제 5고조파성분은 역상분성분이 되고, 제 7고조파성분은 정상분성분이 되기 때문이다. 그 이상의 고차 고조파 성분들은 360Hz의 배수성분으로 변환되게 된다. 따라서 부하전류는 다음과 같이 표현되어질 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{dc}^p \\ i_{lc}^p \end{bmatrix} + R(2\omega t) \begin{bmatrix} i_{dc}^n \\ i_{lc}^n \end{bmatrix} + \sum_{n=1}^{\infty} R(6n\omega t) \left[\begin{bmatrix} i_{dc}^{6n-1} \\ i_{lc}^{6n-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{dc}^{6n} \\ i_{lc}^{6n} \end{bmatrix} \right]$$

그림 2는 정상분기준 동기좌표계에서의 부하전류의 벡터도이고, 각 성분들의 회전방향과 속도를 나타내고 있다. 능동필터는 부하전류의 고조파성분들을 제거하기 위해 정상분기준 동기좌표계에서 필터링되게 된다. 우선 LPF(Low Pass Filter)는 정상분에 해당하는 직류성분만을 통과시킨다. 이때 컷오프 주파수는 10Hz로 설정되었다. 그리고 HPF(High Pass Filter)는 1-LPF의 형태로 구현되고, 따라서 필터링과정에서의 위상지연을 방지할 수 있다. [4] 이 과정을 식으로 표현하면 식 (9)와 같이 된다.

$$HPF \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{lc} \end{bmatrix} = R(-2\omega t) \begin{bmatrix} i_{dc}^n \\ i_{lc}^n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{dc}^h \\ i_{lc}^h \end{bmatrix} \tag{9}$$

식(9)는 부하전류 중 고조파 성분뿐만 아니라, 역상분성분까지 능동필터가 보상하고 있음을 나타낸다. [5]

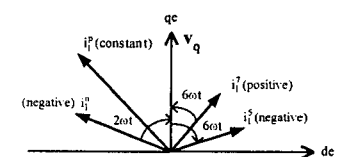


그림 2. 동기좌표계에서 부하전류의 벡터도

이는 위에서 언급했듯이 역상분성분은 정상분기준 동기좌표계

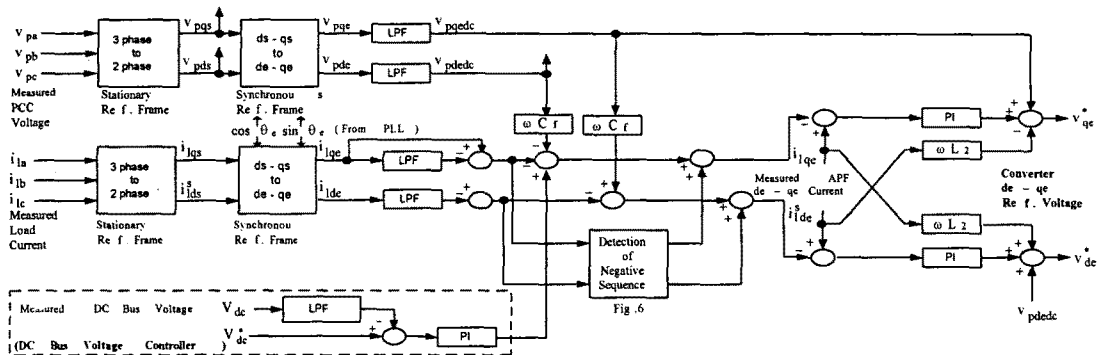


그림 4. 동기좌표계에서 구형동 병렬형 능동필터의 제어블록도

에서 120Hz성분이 되기 때문이다. 다음은 역상분성분으로 인해 발생하는 문제점들에 대해 알아보겠다.

2.1.1 직류링크단의 120Hz 리플발생

능동필터는 고조파성분과 역상분성분을 주입하게 되는데, 이것들은 유효전력을 소모하지 않는다. 그러나 인버터 자체의 도통손실로 인한 손실을 보상해주고, 직류단 전압을 적당한 값으로 충전시켜 주기 위해서는 전압제어가 필요하게 된다. 불평형 시스템에서 인버터의 입력단 전력은 식(10)과 같이 표현된다. (6)

$$\begin{bmatrix} P_o \\ Q_o \\ P_{s2} \\ P_{c2} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_{pd}^* & V_{pq}^* & V_{pd} & V_{pq} \\ V_{pd}^* & -V_{pq}^* & V_{pd} & -V_{pq} \\ V_{pq}^* & V_{pd}^* & -V_{pq} & V_{pd} \\ V_{pq}^* & -V_{pd}^* & -V_{pq} & -V_{pd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \\ i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \tag{10}$$

여기에서 유효전력과 무효전력은 식(11), (12)와 같이 표현된다.

$$P(t) = P_o + P_{c2} \cos(2\omega t) + P_{s2} \sin(2\omega t) \tag{11}$$

$$Q(t) = Q_o + Q_{c2} \cos(2\omega t) + Q_{s2} \sin(2\omega t) \tag{12}$$

PCC전압 V_P 은 평형이고 q 축성분만을 갖는다고 가정하면 유효전력은 식(13)~(14)와 같이 표현되고, 고조파성분은 무시한다면 인버터 양단의 전력은 같아야 되므로 식(16)이 성립하게 된다. 고조파성분의 전류로 인한 직류단의 전압리플은 사실상 무시될 수 있다.

$$P_o = 1.5V_{pm}i_{l\alpha}^* \tag{13}$$

$$P_{c2} = 1.5V_{pm}i_{l\alpha}^* \tag{14}$$

$$P_{s2} = -1.5V_{pm}i_{l\alpha}^* \tag{15}$$

$$i_{l\alpha} = \frac{P_o + P_{c2} \cos(2\omega t) + P_{s2} \sin(2\omega t)}{V_{l\alpha}} \tag{16}$$

정상상태에서 식(13)은 인버터의 손실을 무시한다면 영이 되고, 식(16)에서 알 수 있듯이, 직류단 전류는 역상분 전류로 인한 제 2고조파 성분이 존재하게 됨을 알 수 있다.

2.1.2 인버터 용량의 증가

부하전류의 역상분성분은 동기좌표계에서 120Hz성분이고 HPF를 통과하게 되므로 능동필터의 전류지령치가 된다. 따라서 능동필터의 전체 전류지령치는 식(17), (18)과 같이 된다.

$$i_{l\alpha}^* = -i_{l\alpha}^* - i_{l\alpha}^* \tag{17}$$

$$i_{l\beta}^* = -i_{l\beta}^* - i_{l\beta}^* + i_{l\beta}^* \tag{18}$$

능동필터는 부하전류의 역상분까지 보상하게 되고, 이것은 전력용 반도체 소자의 정격이 증가되어야 함을 의미한다. 따라서 시스템의 불평형 상황에도 강한 능동필터의 제어가 필요하게 된다.

2.2 역상분전류의 제어

위에서 언급했듯이, 부하전류의 역상분성분은 직류단의 120Hz 전압리플을 발생시키고, 인버터의 정격용량을 증가시키는 원인이 된다. 직류단의 120Hz성분을 제거하기 위해서는 식(16)에서 알 수 있듯이 P_{s2} , P_{c2} 성분이 영이 되어야 한다. 식(14), (15)는 P_{s2} , P_{c2} 를 영으로 만들기 위해서는 인버터의 전류지령치로부터 역상분전류성분은 제외되어야 함을 알 수 있다.

부하전류로부터 역상분성분의 분리는 역상분기준 동기좌표계에서 역상분은 직류성분이고 정상분은 120Hz성분이 되는 특성을 이용해서 LPF를 거쳐 실현될 수 있다. 즉, 검출된 3상 부하전류를 정지좌표계로 변환한 뒤 이것을 $- \omega t$ 로 회전하는 동기좌표계로 변환한 뒤 이것을 직류분만 통과시키는 저역통과필터를 거치면 직류 역상분성분만을 분리할 수 있다. 하지만 이 방법은 복잡할 뿐만 아니라, 상대적으로 큰 값인 정상분성분을 필터링해야 하므로 LPF를 거친 후에도 직류성분뿐만 아니라, 120Hz 리플성분이 많이 남게 된다. 따라서 정상분성분을 충분히 제거하기 위해서는 고차 저역통과필터가 필요하게 된다. 그림 3은 역상분성분만을 검출하기 위한 보다 간단한 블록도를 나타낸다. 식(9)에서 HPF를 거친 부하전류에는 역상분성분과 고조파성분만이 있고, 역상분성분은 120Hz 성분임을 알 수 있다. 필터링은 이 성분을 이용해 보다 효율적으로 수행될 수 있다. 식(9)에서 역상분성분을 직류성분으로 만들기 위해 식(19)와 같이 $R(2\omega t)$ 를 곱하면 된다.

$$R(2\omega t) \cdot HPF \begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} \tag{19}$$

식(19)를 저역통과필터를 거치게 되면 역상분성분만 검출되게 된다. HPF를 거친 성분들을 가지고 LPF를 거치므로 이때 분리된 역상분성분은 아주 작은 리플을 가지게 되고, 좌표계변환 과정도 줄어들게 되는 장점이 있다. 그림 5(b)는 역상분을 제어하였을 경우에 직류단의 전압과 전류파형이다. 역상분을 제어하지 않았을 경우인 그림 5(a)와 비교하여 전압과 전류의 120Hz리플이 줄어들었음을 알 수 있다.

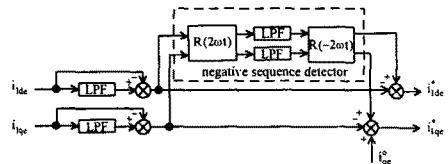


그림 3. 역상분검출 알고리즘을 가지는 능동필터의 블록도 전류제어기의 지령치에서 역상분성분이 제외된다.

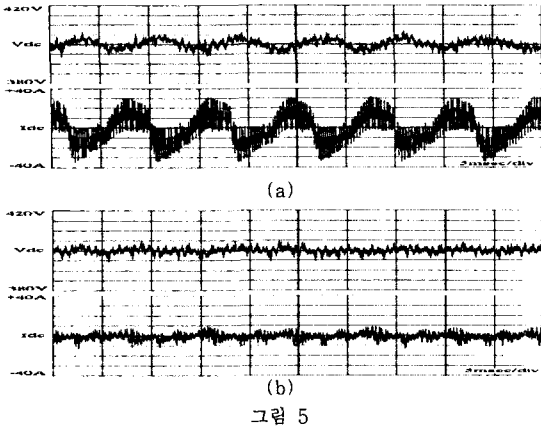


그림 5

이런 과정을 통하여 시스템 불평형으로 인한 인버터 직류단의 리플을 방지할 수 있고, 능동필터가 역상분성분을 보상하지 않으므로 용량의 증가도 방지할 수 있다. 그림 4는 능동필터 제어의 전체 블록도이다. C에 관계된 부분은 스위칭리플을 줄이기 위한 입력필터의 영향을 고려한 부분이고, Rf의 영향은 C에 비해 훨씬 작기 때문에 무시될 수 있다.

2.3 실험결과

실험은 그림 1의 시스템으로 구현되었다. 그림 5~8은 불평형부하인 경우의 실험파형이다. 불평형부하를 만들기 위해 선형부하의 c상을 단선 하였다. 3상 다이오드 부하는 능동필터의 고조파 제거 특성을 보기 위하여 연결하였다. 그림 6은 부하전류를 나타내는 파형이다. a와 b상은 선형부하와 비선형부하에 흐르는 전류가 모두 흐르고 있고, c상에는 비선형부하에 흐르는 전류만 흐르고 있는 불평형상황이다. 그림 7은 역상분 제어를 하지 않았을 경우와 했을 경우를 각각 나타내는 파형이다. 그림 7(b)는 부하전류의 역상분성분이 전원측으로 흐르고 있음을 보여준다. 이 경우 그림 5에 나타나 있듯이 120Hz 성분의 전압리플이 인버터의 직류측에 나타나지 않는 것을 알 수 있다. 그림 8은 인버터에 흐르는 전류를 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 역상분제어를 하였을 경우 흐르는 전류가 많이 줄어들음을 알 수 있다. 그러나 전원측에 흐르는 역상분전류는 PCC전압의 불평형을 유발하므로 부하가 대용량이고 불평형이 심한 경우에는 문제가 된다. 여기에서는 전원측 임피던스가 크게 설정되었는데 이것은 작은 용량의 부하로 전압강하의 영향을 보기 위해서이다.

3. 결 론

능동필터는 선로의 고조파성분을 제거하고, 역플을 보상하는 기능과 부하가 불평형인 경우 파워의 재분배를 통한 불평형 보상이능을 하도록 연구되어 왔고, 실제로 적용되고 있다. 그러나 시스템의 불평형이 능동필터에 끼치는 악영향에 대해서는 연구되지 않았다. 본 논문에서는 부하가 불평형인 경우로 한정하여 시스템의 불평형이 능동필터에 미치는 영향을 설명하였고, 실험을 통해 그 타당성을 검증하였다.

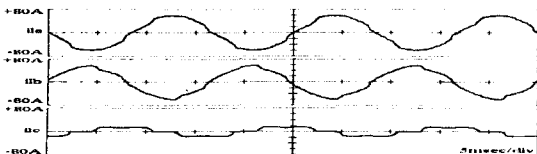


그림 6 선형부하의 c상이 단선된 경우의 부하전류

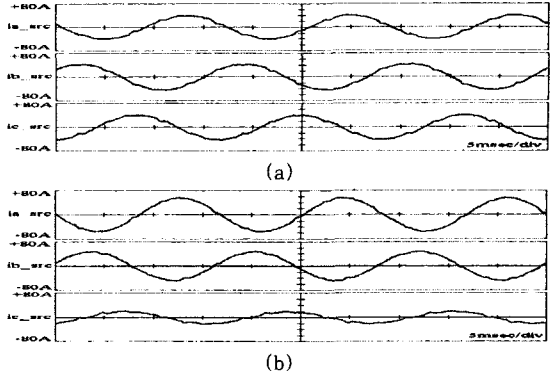


그림 7 (a)역상분 제어를 하지 않은 경우와 (b)역상분 제어를 한경우에 전원측 전류

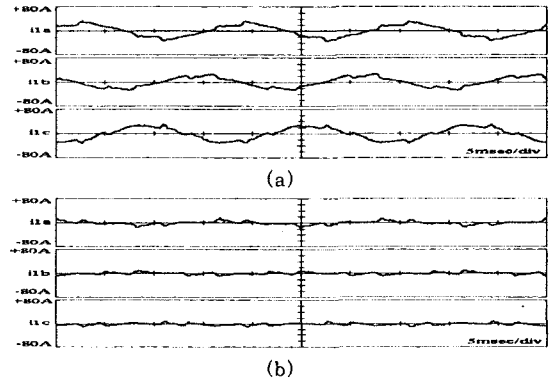


그림 8 (a)역상분 제어를 하지 않은 경우와 (b)역상분 제어를 한경우 인버터에 흐르는 전류

그리고 시스템이 불평형인 상황에도 강한 제어를 제시하였고, 이를 위해 필요한 역상분성분의 분리를 간단한 방법을 통해 구현하였다. 이를 역상분 제어를 하지 않았을 경우와 비교하여 실험하였다. 위에서 설명하였듯이 역상분 제어를 하지 않았을 경우, 인버터의 직류단의 120Hz 전압리플이 발생하므로 큰 직류 커패시터를 싸야 하는 것과 인버터의 용량을 증가시키는 문제점을 유발시킨다. 이런 문제를 해결하기 위해 역상분을 전원측으로 흐르게 제어하였다. 그러나 이 경우에는 능동필터가 부하의 불평형을 보상하지 못하게 되고, 역플을 1로 제어하기 힘들다는 문제점이 발생하게 된다.

[참 고 문 헌]

- [1] Bhim Singh, "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46, no. 5, pp.960-971, 1999.
- [2] Fang Zheng Peng, "Application Issues of Active Power Filters," IEEE Industrial Applications Magazine, vol. 4, no.5, pp.21-30, Sep./Oct.1998.
- [3] P. RIOUAL, H. POULQUEN, "REGURATION OF A PWM RECTIFIER IN THE UNBALANCED NETWORK STATE," IEEE PESC93, pp.641-647, 1993.
- [4] S. Bhattacharya, "Active Filter System Implementation," IEEE Industrial Applications Magazine, vol. 4, no.5, pp.47-63, Sep./Oct.1998.
- [5] P. Verdelho, "An Antive Power Filter and Unbalanced Current Compensator," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 44, no. 3, pp.321-328, 1997.
- [6] Hong-seok Song, "Dual Current Control Scheme for PWM Converter Under Unbalanced Input Voltage Conditions," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46, no. 5, pp.953-959, 1999.