

역률개선 및 고조파 보상을 위한 능동전력필터

◦김 용호, 안 복신

금성 산전 연구소

An Active Power Filter For A compensation Of Power Factor
and Harmonic Currents

Kim Yong Ho, Ahn Bok Shin

GOLDSTAR INDUSTRIAL SYSTEMS CO.,LTD R & D LAB.

ABSTRACT

A novel effective calculation method of the compensation current commands of active power filter using voltage source PWM converter is proposed on the basis of the instantaneous reactive power theory. The load currents and the phase of the source voltages are used for the simplification of the calculations and the reduction of the its time. And the calculation of the currents is performed by DSP 32014 within 50 uSEC. For reducing the DC voltage and saving the costs, a passive power filters are used. The simulation results of the effects of the active power filter with a passive filter are presented.

1. 서 론

최근 반도체 응용기기의 확산으로 인한 고조파의 증가 및 역률의 저하 또는 역률의 변동 등이 계통상에 점차 많은 문제를 야기하고 있다. 이의 일반적인 대책으로 수동필터를 많이 사용하고 있으나 이는 주파수의 변동이나 부하 및 전원단과의 관계에 따라 그 성능이 달라지고 특히 플리커등과 같은 변동하는 요소에 대하여는 마땅히 대처하지 못한다. 따라서 이의 대책으로서 능동전력필터가 등장하게 되었다. 능동전력 필터는 고조파 뿐만 아니라 역률 및 부하의 불평형 그리고 플리커의 억제등에도 현재 널리 사용되고 있으며, 최근에는 운전범위를 매우 큰 용량까지 확대시켜 계통의 안정화에도 적용되고 있다. 위의 적용범위는 제어구조를 바꿈에 따라 쉽게 변경가능하므로 마이크로프로세서를 채용하면 구조변경이 소프트웨어만 바꾸면되므로 매우 유리하다. 이때 계산시간 및 계산의 정확도가 매우 중요하며, 용량확대가 용이해야 하는데 이를 보장할수있는 알고리즘이 필요하다. 또한 고조파를 보상하기 위해서는 컨버터의 스위칭 주파수가 매우 높아야 하므로 최근 많이 이용되는 IGBT 가 이 목적에 적합하다.

(약 10KHZ)

또한 전류의 크기와 변화율을 줄임으로 인해 전력소자의 전류 및 전압 내량을 낮출수 있고 전류제어기의 동작시간 지연 등이 보상될수 있을뿐만 아니라 경제적으로 유리하다. 이를 위해 수동필터를 병용하여 사용한다.

2. 능동전력필터의 구성

실제의 전력계통은 그림 1 과 같이 선형부하와 비선형 부하가 병렬로 연결될수 있다. 이때 비선형 부하에 의해 발생되는 고조파와 무효전력변동에 의한 전압변동에 의해 선형부하가 영향을 받게된다. 이러한 현상을 억제하기 위하여 능동전력 필터가 비선형 부하의 고조파 전류와 무효전력을 공급하게 된다. 이러한 능동전력필터는 다음과 같이 3 부분으로 구분될수 있다. 첫째, 비선형 부하의 전류를 가지고 각상 보상전류를 계산하는 검출부가 있다. 둘째, 검출부에서 계산된 전류명령에 따라 보상전류가 주입될수 있도록 전력부를 제어하는 전류제어부가 있다. 셋째, 전력부등으로 구분되어진다.

1) 검출부 : 우선 보상하여야 할 전류명령을 빠르고 정확하게 검출하는 것이 매우 중요하다. 3상 전원의 전압 및 전류는 직교하는 2개의 좌표로 변환되어질수 있다. 이때 각상의 순시 전압을 e_a, e_b, e_c 로, 각상의 순시전류를 i_a, i_b, i_c 로 각각 표현하고 이를 서로 직교하는 고정좌표 d, q 축에 변환된 값으로 나타낸다.

$$e_{dq} = K_g * e_{abc} \quad (1)$$

$$i_{dq} = K_g * i_{abc} \quad (2)$$

여기서,

$$K_g = 2/3 * \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

이다. 3상전압이 완전평형하다고 가정하고, 부하전류 i_{aL} ,

i_{bL}, i_{cL} 가 흐를때 및 식에 따라 3상-2상 변환하면

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = E * \begin{bmatrix} \sin\theta_e \\ -\cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} i_{dL} \\ i_{qL} \end{bmatrix} = 3/2 * \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{aL} \\ i_{bL} \\ i_{cL} \end{bmatrix} \quad (5)$$

위에 구해진 전압과 전류로부터 순시전력을 구해보면

$$\begin{vmatrix} P_L \\ Q_L \end{vmatrix} = 3/2 * E * \begin{vmatrix} \sin\theta_e & -\cos\theta_e \\ \cos\theta_e & \sin\theta_e \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{dL} \\ i_{qL} \end{vmatrix} \quad (6)$$

윗식을 $3/2*E$ 로 나누어 이를 전류로 정의하며, 전력분전류 I_p 와 무효전력분 전류 I_q 라 하면

$$\begin{vmatrix} I_{pL} \\ I_{qL} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} I_{pL,dc} + I_{pL,ac} \\ I_{qL,dc} + I_{qL,ac} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \sin\theta_e & -\cos\theta_e \\ \cos\theta_e & \sin\theta_e \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{dL} \\ i_{qL} \end{vmatrix} \quad (7)$$

I_{pL} , I_{qL} 의 직류분 $I_{pL,dc}$ $I_{qL,dc}$ 은 정상분을 나타내며, 교류분 $I_{pL,ac}$ $I_{qL,ac}$ 은 보상범위에 따라 다양한 주파수 성분을 갖는다.

일반적으로 플리커는 1 ~ 24 HZ 의 주파수 범위를 갖고, 역상분 전류는 전원 주파수의 2 배의 주파수를 가지며 고조파는 주로 전원주파수의 5 배이상의 주파수 성분을 갖는다. 따라서 적절한 대역폭을 갖는 필터링을 통하여 보상범위를 정하여 보상분 전류 I_{pc} , I_{qc} 를 구한다. 여기에 직류전압을 일정하게 유지하기 위한 전력성분 전류 I_{PAV} 가 추가된다. 구해진 보상분 전류로부터 d, q 축 전류를 구하면

$$\begin{vmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \sin\theta_e \cos\theta_e \\ -\cos\theta_e \sin\theta_e \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_{pc} + I_{PAV} \\ I_{qc} \end{vmatrix} \quad (8)$$

이 식은 전압이 개입되지않아 계산처리하기가 매우쉽다. 이를 2상 - 3상 변환함으로써 보상해야할 3상 전류명령이 얻어진다.

$$\begin{vmatrix} I_{Ca}^* \\ I_{Cb}^* \\ I_{Cc}^* \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{vmatrix} \quad (9)$$

위의 수식에 의해서 3상 전류명령 I_{Ca}^* , I_{Cb}^* , I_{Cc}^* 의 검출부 블록도가 그림 2 에 나타나있다. 먼저 각상전류를 식 (5) 에 따라 d-q 변환한뒤 이 값으로부터 순시전력성분 I_{pL} 및 순시무효전력성분 I_{qL} 을 식 (7) 과 같이 구한다. I_{pL} 과 I_{qL} 은 각각 직류분과 교류분을 포함하므로 저역필터를 거치면 기본과 성분인 직류분만 남게된다. 식(7)로 부터 나온 값들로부터 저역필터를 거친 직류분을 때면 부하전류의 고조파성분만이 남게된다. 이때 순시 무효전력성분 I_{qL} 에서 직류분을 빼지 않으면 역률보상 제어도 이루어진다.

(즉 $I_{qc} = I_{qL}$)

또한 DC-LINK 단 전압 VDC 가 기준 전압명령 VDC* 를 따르도록 제어루트를 구성하고, 이 두값의 차에 보상이득 G_c 를 곱하여 전력성분 I_{PAV} 를 구한뒤 보상전력성분전류 I_{pc} 에 더해준다. 저역필터는 보상범위에 따라 대역폭을 변경하며, 보상 주파수 이하에서 가능한한 대역폭이 클수록 유리하므로

보통 고차필터를 사용한다. 이렇게 구해진 보상분은 식(8)에 의해 d-q 축 전류가 구해지고 식(9)에 의해 2상-3상 변환하므로써 각상 보상전류가 계산된다. 위의 계산과정은 50 usec 이내에서 이루어진다. 그림 3 에 6-펄스 부하전류에 대한 정상상태에서의 검출된 기본파전류 및 보상 고조파전류를 포함한 여러가지 파형을 보여준다. 전원전압의 위상검출을 위해서는 그림 4 와 같은 구조로 회로를 구성한다. 이 구조에서 신호 S_a , S_b 는 각각 다음과 같은 값을 갖는다.

$$S_a = E_i * \sin\theta_e$$

$$S_b = E_i * \cos\theta_e \quad (10)$$

이 2 개의 식에 각각 수직위상 θ 의 COS, SIN 값을 곱하고번 뒤, 전기각 θ_e 와 수직위상 θ 의 차가 매우 작다고 가정하면

$$E_i * \sin(\theta_e - \theta)$$

$$\approx E_i * (\theta_e - \theta) \quad (11)$$

이 된다. 위상차 $(\theta_e - \theta)$ 가 '영' 이 되도록 부궤환 제어가 되도록 $\theta_e = \theta$ 로 간주해도 무방하다. 여기서 θ 는 디지털 값이므로 DSP 와의 인터페이스가 매우쉽다. 점선안은 기존의 소자이다. 입력전원을 트래킹할때 위상지연이 최소가 되도록 트래킹루프의 BAND-WIDTH 를 가능한 전원전압의 각속도 ω_e 보다 훨씬 크게 하는것이 필요하다.

2) 전류제어 : 앞에서 설명한 검출부로부터의 전류명령에 따라 보상전류를 주입하는 부분으로 히스테리시스 제어 혹은 공진회로를 이용한 on-off 제어방법등이 제시되고 있다. 이 두가지 방법은 전류명령에 대하여 위상지연등이 없어 매우유리한 장점을 지닌다. 그러나 전자의 경우 전류리플 크기에 따라 스윙팅 주파수가 결정되어 일정하지 못하고 일반 PI 제어에 비해 전류리플이 크다. 후자의 경우 스윙팅 주파수를 약 20 KHZ 까지 높일수 있어 리플전류가 감소되고 일정주파수가 보장 될뿐만 아니라 스윙팅 손실을 상당히 감소시킬수 있는 장점이 있는 반면 대응방에서 실행하기가 쉽지않다. 따라서 본 논문에서는 PI 제어를 행한다. PI 전류제어는 위상지연의 단점 및 외란에 취약한 단 점을 지니고 있으나 전류리플이 감소되며 컨버터의 병렬운전시 삼각파의 위상을 달리함으로써 스윙팅주파수를 높인효과를 얻을수 있다.

그림 5 와 같이 전류제어부를 구성한다. 여기서 컨버터 2 대를 병렬운전함으로써 전류명령을 2 로 나누었고 2 개의 제어기는 거의 유사하다. 그림에서 PI 제어가 전압외란에 의한 단점을 보완하기 위하여 외란전압에 대하여 보상하여준다. 전류 제어부는 응답성이 매우 빨라야 하므로 (10,000 RAD 이상) 아나로그로 수행한다. 따라서 스윙팅속도 10 KHZ 정도가 가능한 IGBT를 권택소자로 선택하였다. 필요에 따라 전류제어 루프의 위상지연을 보상하기 위하여 전류명령자체에 LEAD-LAG 보상을 행할수 있다. 또한 컨버터 2 대의 삼각파의 위상차를 만큼 주어 전류리플을 줄이고 각 컨버터는 각각 독립적으로 전류를 제어한다.

3) 전력부 : 그림 6 에 나타나듯이 각각의 컨버터는 IGBT 로 구성되며 직류단은 병렬 연결한다. 각 컨버터 전류는 서로 상반되는 삼각파에 의한 상반된 전류리플을 가지며 두전류의

압은 전류리플이 감소한다. 그림의 저항과 컨덴서는 리플전류 제거 목적으로 이용된다.

4) 시스템 구성 : 그림 7 는 액티브 필터의 기본구조를 보인다. 앞서 설명한 각 부분들을 조합하여 점선안의 능동전력필터를 구성하고 다른계통과 그림과 같이 연결된다. 이때 IGBT의 특성상 소자의 실제적인 파크전류내량이 정격보다 그다지 크지못해 전류의 첨두치가 크면 실제 보상 가능한 RMS 전류값에 비해 능동전력 필터의 전류용량과 구조물의 크기가 커지므로 첨두전류값을 낮추는 것이 필요하다. 또한 인덕터의 보상전류 변화율이 크면 전류 변화율이 따라 컨버터가 내야 하는 전압크기가 커야하고, 추종 지연시간이 증가하게 며 이에따라 전류리플 및 스위칭 손실도 증가한다. 따라서 보상전류의 첨두치와 변화율을 낮추도록 그림 8 와 같은 수동필터를 각 상에 연결한다. 수동필터는 고조파 및 무효전력을 보상할 뿐만아니라 전류변화를 자체도 낮추어 준다. 따라서 능동전력필터의 직류단 전압을 낮출수 있고 직류단 전압이 낮아짐에 따라 전력소자의 스위칭 손실 및 전압내량을 낮출수 있다. 이와같이 수동필터를 병용할때와 능동필터 단독운전할 경우에 대해서 시뮬레이션을 통해 알아본다.

3. 시뮬레이션

부하인 6 펄스 전류원이 30 의 위상차를 갖고 크기가(50 → 100 KVA → 50 KVA) 변화할때 이에 대한 응답과 능동필터의 작용어부에 따른 전류전류의 변화등을 볼수있다. 그림 9 에서 t=0.05 일때 능동필터가 개시하기 전과 후의 차이를 볼수있다. 그림 9-a 는 능동필터만을 사용한 경우의 각부 전류 파형을 보이고 있다. 이경우 전류의 첨두치가 매우크고 전류의 변화율이 커서 전류제어기의 위상지연과 컨버터의 직류전압의 제한으로 인해 전류명령에 실보상전류가 따라가지 못해 전원쪽에 첨두전류가 흐름을 보여주고 있다. 그림 9-b 는 수동필터와 결합하여 사용한 경우의 각부전류파형 보인다. 능동필터만을 사용한 경우에 비해 전류의 크기가 상당히 감소했을 뿐만아니라 전류속 전류도 상당히 개선되었음을 보여준다.

4. 결론

- 이상에서 제안된 방법은 다음과 같은 특징을 보이고 있다.
 - 1) 순시전력 및 순시무효전력에 의해 보상전류를 검출하므로 매우 빠른 보상특성을 보인다.
 - 2) 계산이 매우간편하고 계산시간도 매우 빠르다.
 - 3) DSP 를 사용하므로 보상범위의 변경이 매우 자유롭다.
 - 4) 수동 필터를 병용함으로써 경제적인 시스템 구성이 가능하다.
 - 5) 전류만으로 보상전류를 계산하므로 외부 전류센서의 이득만을 조정함으로써 제어변수의 변동없이 컨버터의 병렬운전이 가능하다.
- 위의 장점에 반해 PI 제어의 위상지연은 여전히 문제로 남아 있어 새로운 전류제어 방법이 과제로 남아 있으며 스위칭 속도가 매우높아 대용량에서는 제한을 받는다.

5. 참고 문헌

[1] HIROFUMI AKAKI, " Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components " IEEE TRANS. IND. APPL., 1984

[2] HIROFUMI AKAKI, " Control stragy of active power filters using multiple voltage-source-PWM converters" IEEE TRANS. IND. APPL., 1986

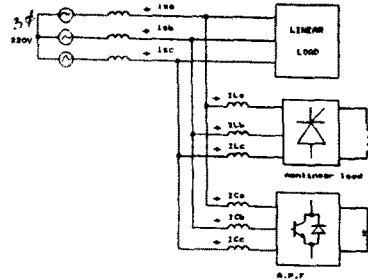


그림 1 부하의 연결

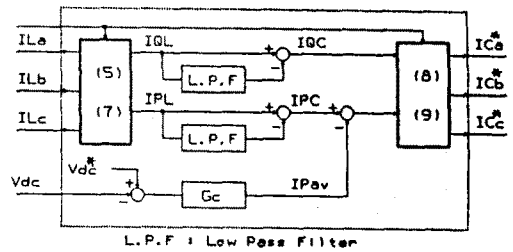


그림 2 검출부 블록도

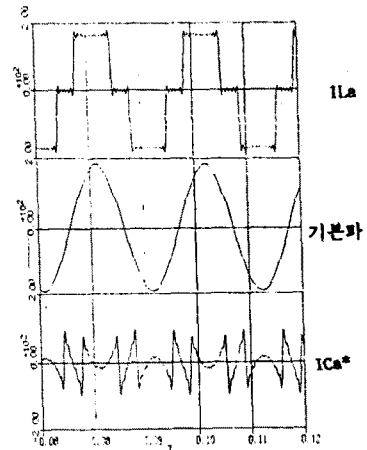


그림 3 6-펄스 부하전류의 검출 파형

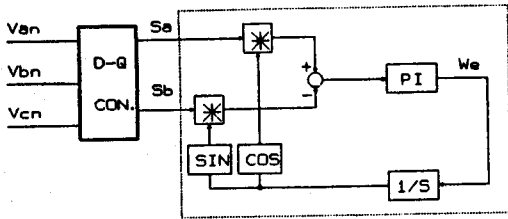


그림 4 위상 잠출부

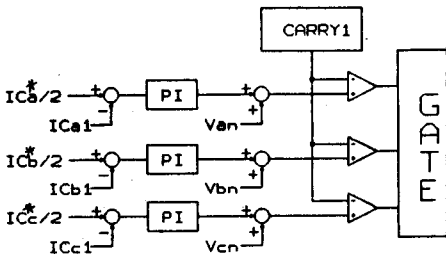


그림 5 전류 제어부

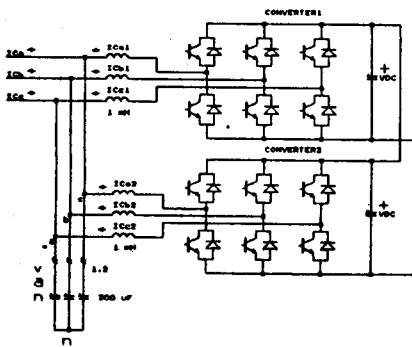


그림 6 전력부의 병렬연결

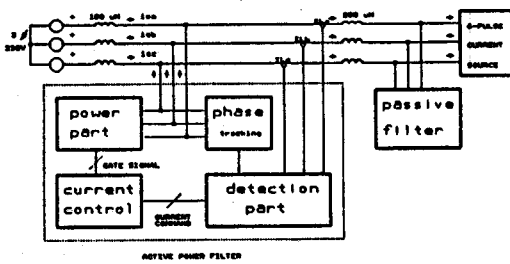


그림 7 능동 필터의 구성도

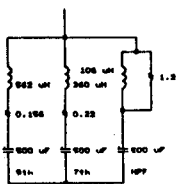
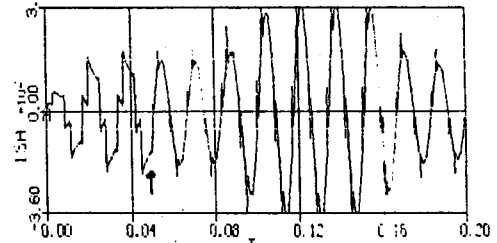
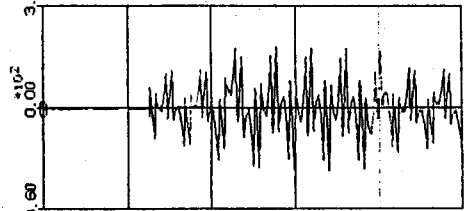
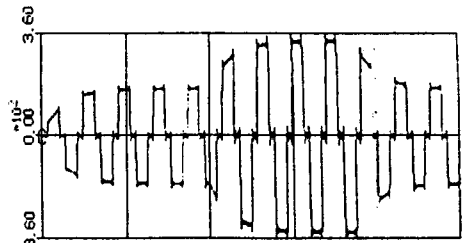
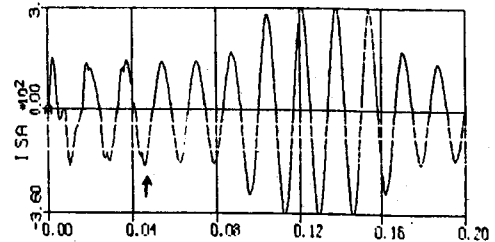
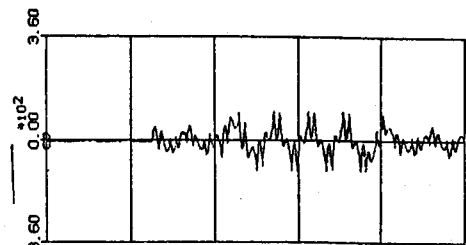


그림 8 병행 사용된 각상 수동필터



(a)



(b)

그림 9 수동 필터 병행사용의 효과

(a) 능동 필터 (b) 능동 + 수동 필터