

예측전류제어방식을 이용한 3상 능동전력필터에 관한 연구

권 병 기 우 명 호 정 승 기
광운대학교

A Study on the Three-Phase Active Power Filter using Predictive Current Control Method

Byung-Gi Kwon^o Myung-Ho Woo Seung-Gi Jeong
Kwangwoon University

Abstract

In this paper, a three-phase active power filter using voltage-source PWM converter is designed to eliminate the harmonics and compensate the reactive power in the ac side. The predictive current control method is adopted, which provides constant switching frequency and low current ripple but has inherently one sampling error between the command and the actual current. Here we propose the algorithm which corrects this delay time. The converter voltage obtained from this current control can be accomplished by the space vector modulation method at a voltage-type converter. All control sequences of active filter is executed by a DSP which is designed to calculate floating points at very high speed. Finally, the validity of this filter using the predictive current control method is demonstrated through experimental results.

1. 서론

전력계통상의 고조파를 제거하기 위해 주로 특정주파수에 동조된 수동필터가 사용되어 왔으나 계통의 접속 상태에 따라 그 특성이 변동하고 계통임피던스와 공진을 일으킬 수 있으며 특히 저차 고조파성분의 제거가 쉽지 않은 문제가 있다.^[1] 이러한 수동필터를 대체할 수 있는 능동전력필터가 연구되어 왔다.^[2]

본 논문에서는 현재 주류를 이루는 병렬형 능동필터의 개념에 입각하여 전압형 PWM 컨버터로 능동필터를 구성하였다. 전류추종능력이 우수하고 스위칭 주파수특성이 좋은 예측전류방식^[3]을 사용하여 전류제어를 하였는데 특히 능동필터의 경우 예측전류제어의 성능에 많은 영향을 미치는 교류측 시스템의 파라미터값과 교류측 기전력을 정확히 얻을 수 있으므로 이 방식을 적용하기에 적합하다. 또한 동기좌표축 변환방식에 의한 기준보상전류점출을 행하여 고조파성분의 제거 뿐 아니라 무효전력성분의 보상까지도 용이하게 할 수 있다. 예측전류제어방식에 의해 구한 컨버터전압은 공간벡터 변조방식으로 전압형 전력회로에서 구현하였다. 이상의 모든 제어는 프로세서를 사용하여 실시간제어를 하였는데 특히 예측전류제어는 일종의 Feedforward제어로서 컨버터의 동작을 미리 계산할 수 있는 계산능력이 필수적이다.

2. 보상원리

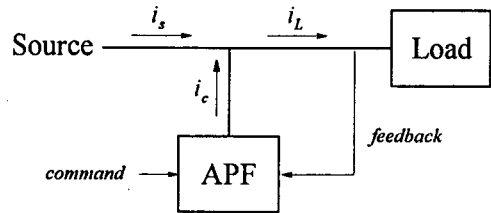


그림1. 능동필터의 기본원리

그림1은 전원측전류 i_s 가 정현파가 되도록 제어하는 능동필터의 기본원리를 나타낸 것이다. 이로부터 다음과 같은 전류식을 구할 수 있다.

$$i_L = i_s + i_c \quad (1)$$

부하전류가 기본파성분과 고조파성분을 함유하고 있을 때 필터의 보상전류 i_c 를 부하전류의 고조파성분과 일치하게 제어하면 전원측 임피던스는 대개 고조파를 발생시키는 부하측 임피던스보다 훨씬 작으므로 전원측의 고조파전류는 필터전류와 상쇄되어 전원전류 i_s 에는 부하전류의 기본파성분만 남게된다. 그리하여 전력계통에는 부하전류의 고조파성분이 유입되지 않는다.

3. 동기좌표축으로 변환된 전류의 표현

전원의 상전압을 다음과 같이 가정하면

$$v_{sa} = V_m \cos \theta \quad (2-a)$$

$$v_{sb} = V_m \cos(\theta - 120^\circ) \quad (2-b)$$

$$v_{sc} = V_m \cos(\theta + 120^\circ) \quad (2-c)$$

이다. 이때 부하의 기본파성분에 대한 역률각을 ϕ 라 하면 3상 전류의 일반적인 표현식은 다음과 같이 기본파성분과 고조파성분으로 나눠 표현할 수 있다.

$$i_{La} = I_m \cos(\theta_e - \phi) + \sum_{k=2}^{\infty} I_{mk} \cos(k\theta_e - \phi_k) \quad (3-a)$$

$$i_{Lb} = I_m \cos(\theta_e - 120^\circ - \phi) + \sum_{k=2}^{\infty} I_{mk} \cos[k(\theta_e - 120^\circ) - \phi_k] \quad (3-b)$$

$$i_{Lc} = I_m \cos(\theta_e + 120^\circ - \phi) + \sum_{k=2}^{\infty} I_{mk} \cos[k(\theta_e + 120^\circ) - \phi_k] \quad (3-c)$$

식 (3)의 부하전류를 동기좌표축으로 변환시키면 식 (4), 식 (5)와 같이 부하전류의 기본파성분은 직류성분이 되고 고조파성분은 3배수 주파수 성분이 된다. 특히 동기좌표축상에서 기본파의 q축전류는 전류유효성분의 크기를, 기본파의 d축전류는 전류무효성분의 크기를 나타낸다.

$$i_{Lq}^e = i_{Lqf}^e + i_{Lqh}^e = I_m \cos \phi + \sum_{k=3m} i_{Lqk}^e = \bar{i}_{Lq}^e + \tilde{i}_{Lq}^e \quad (4)$$

$$i_{Ld}^e = i_{Ldf}^e + i_{Ldh}^e = I_m \sin \phi + \sum_{k=3m} i_{Ldk}^e = \bar{i}_{Ld}^e + \tilde{i}_{Ld}^e \quad (5)$$

4. 기준보상전류의 검출

< 고조파성분만 제거할 경우 >

전원전류는 기본파 유효성분과 기본파 무효성분을 함유하고 있으므로

$$i_{sq}^e = \bar{i}_{Lq}^e \quad (6)$$

$$i_{sd}^e = \bar{i}_{Ld}^e \quad (7)$$

이고, 이때 이러한 전원전류를 얻기 위해선 능동필터가 다음 식과 같은 보상전류를 전원측에 주입해야 한다.

$$i_{cq}^{*e} = i_{Lq}^e - i_{sq}^e = i_{Lq}^e - \bar{i}_{Lq}^e = \tilde{i}_{Lq}^e \quad (8)$$

$$i_{cd}^{*e} = i_{Ld}^e - i_{sd}^e = i_{Ld}^e - \bar{i}_{Ld}^e = \tilde{i}_{Ld}^e \quad (9)$$

< 고조파제거와 무효전력보상을 함께 할 경우 >
전원전류는 기본파 유효성분만을 함유한다.

$$i_{sq}^{*e} = \bar{i}_{Lq}^e \quad (10)$$

$$i_{sd}^{*e} = 0 \quad (11)$$

이때 보상전류는 식 (12), (13)과 같다.

$$i_{cq}^{*e} = i_{Lq}^e - i_{sq}^{*e} = i_{Lq}^e - \bar{i}_{Lq}^e = \tilde{i}_{Lq}^e \quad (12)$$

$$i_{cd}^{*e} = i_{Ld}^e - i_{sd}^{*e} = i_{Ld}^e - 0 = i_{Ld}^e \quad (13)$$

능동필터의 직류측 캐패시터의 전압을 일정한 크기로 유지하기 위해선 컨버터의 스위칭손실이나 캐패시터의 누설전류등과 같은 능동필터의 자체 손실분에 해당하는 만큼의 전력이 전원으로 부터 공급되어야 한다. 이는 전원에서 공급되는 전류의 유효성분이 부하의 유효성분 뿐 아니라 필터 손실의 보상분까지 포함해야 한다는 것을 의미한다. 즉

$$i_{sq}^e = \bar{i}_{Lq}^e + i_{comp} \quad (14)$$

여기서 i_{comp} 는 능동필터 내 손실분 전력에 해당하는 전류의 크기로서 직류전압의 설정기준치와 실제 직류측전압간의 오차로부터 PI제어기를 사용하여 얻는다.

5. 컨버터의 전압방정식

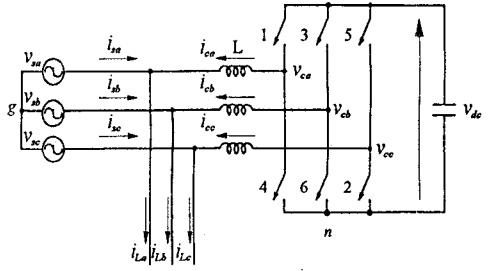


그림2. 능동필터의 전력회로 모델

그림2는 능동필터의 전력회로 모델이다. 이 전력회로 모델로부터 전원의 중성점 g 에 대한 공간벡터전압을 구할 수 있다.

$$v_c^e = L \frac{d}{dt} i_c^e + v_c^e \quad (15)$$

이때 다음과 같은 스위칭함수를 정의한다.

$$S_a, S_b, S_c = \begin{cases} 0 & \text{Negative leg is ON} \\ 1 & \text{Positive leg is ON} \end{cases} \quad (16)$$

이로부터 컨버터 전압에 대한 공간벡터식을 스위칭함수로 표현할 수 있다.

$$v_c^e = v_{dc} (S_a - S_b) \quad (17)$$

$$\text{여기서 } S_q = \frac{2}{3} \left(S_a - \frac{1}{2} S_b - \frac{1}{2} S_c \right) \quad (18)$$

$$S_d = -\frac{1}{\sqrt{3}} (S_b - S_c) \quad (19)$$

그림3은 컨버터의 스위칭상태에 따른 v_o 에서 v_r 까지 8개의 전압벡터를 나타낸다.

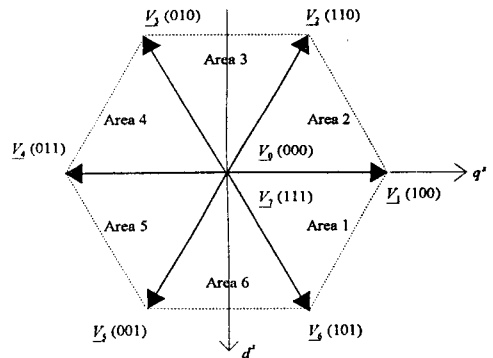


그림3. 스위칭 상태에 따른 전압벡터

6. 예측전류제어

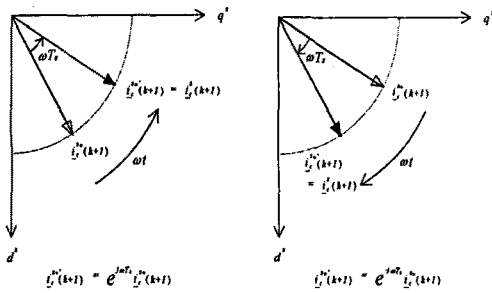
식 (15)의 컨버터 전압방정식은 전류의 샘플링구간 T_s 가 충분히 짧다고 할때 다음과 같이 근사적으로 나타낼 수 있다.

$$v_c^e \approx \frac{L}{T_s} \Delta i_c^e + v_c^e \quad (20)$$

식 (20) 으로부터 k 번째 샘플링구간에서 필요한 컨버터전압을 구할 수 있으며 식 (21) 과 같이 나타낸다.

$$v_c^*(k) = \frac{L}{T_s} [i_c^*(k+1) - i_c^*(k)] + v_c^*(k) \quad (21)$$

여기서 $i_c^*(k+1)$ 은 $k+1$ 번째 샘플링시점에서 도달해야 할 기준전류를 나타내나 실제로 이 기준전류는 k 번째 시점에서 제한받은 신호들로부터 계산되므로 이를 그대로 사용할 경우 필터전류는 한 샘플링만큼 지연된 기준전류를 추종하게 된다. 그러므로 이에 대한 보정이 필요하다. 기준보상전류로부터 보정해 줄 고조파성분을 추출한 후 지연시간 T_s 만큼 보정해서 기준보상전류에 더함으로 각 차수별로 보정된 기준전류를 얻을 수 있다. 이때 그림4에서와 같이 3상부하에 존재하는 $6m+1$ 차의 정상분과 $6m-1$ 차의 역상분에 대한 별도의 보정을 해야한다.



(a) 정방향성분 보정 (b) 역방향성분 보정

그림4. 예측전류제어의 지연시간 보정

7. 시스템구성과 실험

전체시스템은 IGBT Power Stack으로 구성된 주전력회로와 전력회로에서 제한된 신호로부터 제어알고리즘을 사용하여 게이팅신호를 출력하는 제어회로로 구성되어 있다. 이 제어회로는 부동소수점 연산전용의 32bit TMS320C31 DSP칩을 사용하여 구성하였다. 고조파발생 부하로는 3상 제어정류기를 사용하였다.

아래의 표는 실험에 사용된 조건이며 이때 지연시간 보정은 13차 고조파성분까지 하였는데 그 이상의 고조파는 전력계통에 별로 영향을 미치지 않고 수동필터로 쉽게 제거가 가능하므로 고려하지 않았다.

표. 실험조건

	조건1	조건2
한주기 당 샘플링수	128	128
필터의 DC측 기준전압 [V]	450	450
필터의 인덕터 크기 [mH]	2.0	2.0
무효전력 보상여부	보상안함	보상함

부하 : 3상 제어정류기

그림5와 그림6의 파형과 주파수스펙트럼으로부터 부하측의 고조파전류는 전원측에 거의 유입되지 않았음을 알 수 있다. 특히 조건2에서 전원전류의 기본파 크기가 부하전류의 기본파보다 약간 작는데 이는 전원전류에 함유된 무효전력성분이 제거되었음을 나타낸다.

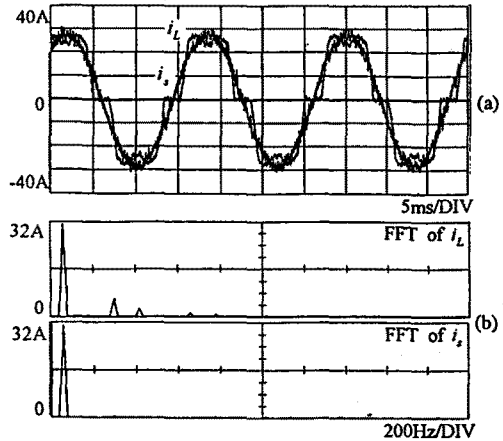


그림5. 조건1일때의 실험파형(a)과 FFT(b)

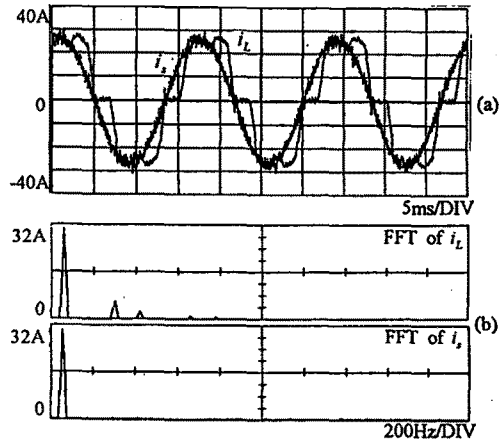


그림6. 조건2일때의 실험파형(a)과 FFT(b)

8. 결론

본 논문에서는 전압형 PWM 컨버터로 구성된 3상 능동 전력필터에 관해 연구하였다. 동기좌표축변환방식에 의한 기준전류검출을 행하여 고조파제거와 무효전력보상을 함께 하였다. 예측전류방식의 구조적 제약조건인 샘플링시간만큼의 시간지연을 보정해주므로 필터의 전류 제어성능을 크게 향상시켰으며 이는 앞의 실험에 의해 입증되었다. 여기서 개발한 능동필터는 단독으로 전력 계통에 연결되었으나 수동필터와 함께 사용하므로 효율을 향상시키고 설치비용을 절감하므로 실용성과 경제성을 갖출 수 있을 것이다.

참고 문헌

- [1] H. Akagi, et al., "Present State and Future Trends of Active Power Filter in Japan," *Proceedings of ISPE'92*, pp.445, 1992.
- [2] F. Z. Peng, et al., "A Study of Active Power Filters using Quad-Series Voltage-Source PWM Converters for Harmonic Compensation," *IEEE PESC Rec.*, 1987.
- [3] A. Nabae, et al., "A Novel Control Scheme for Current-Controlled PWM Converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.1A-22, no.4, pp697, 1986.