전력전자학술대회 논문집 1999. 7.21-24

무손실 공진기를 이용한 능동전력필터의 Deadbeat제어

°박지호* · 노태균** · 김춘삼*** · 안인모**** · 우정인*
*동아대학교 · **동경의과치과대학 · ***삼척대학교 · ****마산대학

Deadbeat Control of Active Power Filter using Lossless Resonator

°Jee-Ho, Park* · Tae-Kyun, Roh** · Choon-Sam, Kim*** · In-Mo, Ahn**** · Jung-In, Woo*
*Dong-A Univ. · **Tokyo Medical and Dental Univ. · ***Samchok National Univ. · ****Masan College

Abstract

In this paper, a new simple control method for active power filter which can realized the complete compensation of the harmonic currents is proposed In the proposed scheme, a compensating current reference generator employing lossless resonato implemented by a DSP(Digital Signal Processor) is introduced. Deadbeat control is employed to contro the active power filter. The switching pulse width based SVM(Space Vector Modulation) is adopted so that the current of active power filter is been exactly equal to its reference at the next sampling instant. To compensate the computation delay of digital controller, the prediction of current is achieved by the current observer with deadbeat response.

1. 서 론

최근 가변 전력변환장치의 수요가 급증하고, 변환시스템에서의 고조파 보상을 위한 능동전력필터에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.[1] 양질의 변환된 전력을 얻기 위해서 요구되는 능동전력필터에 의하여 고조파 및 무효전류 성분이 보상되어야 한다. 능동전력필터에서의 보상전류는 고조파성분으로 인하여 보상기준전류가 기본파 주파수에 비해서 매우 급격하게 변하기 때문에 고속 · 고정밀제어가 요구된다. 이러한 전류제어기법중 하나인 히스테리시스제어는 지령치로부터 실제 상전류의 허용된 범위를 결정하는 방법으로서 매우 빠른 응답성과 적용이 쉽다는 장점이 있으나, 높은 주파수의 가변 스위칭 주파수와 그 주파수 대역폭이 넓기 때문에 스위칭에서 발생되는 리플을 필터링하기 어려울 뿐만 아니라 전원과의 공진을 유발하는 등의 단점을 가지고 있다. PI제어는 제어기의 출력이 변조신호이며, 삼각파비교방식의 PWM파형이 사용되므로 간단하며 고조파 저감특성이 우수하고 고정스위칭 주파수를 가지지만, 복잡한 계산과정 때문에 능동전력필터의 응답이 느려지며 제어기의 파라메타를 조정하기가 어려운 단점이 있다. 전력변환기와 계통의 모델 및 전류에서 한 스텝 이전의 샘플링을 이용한 예측제어는 다음 샘플링 시점에서 지령치와 보상전류의 오차를 예측하는 것으로서 과도응답시간과 정확도의 측면에서 최적의 성능을 나타내지만, 비교적 복잡한 연산을 필요로 하며 시스템 파라메타에 대한 정확한 정보를 필요로 한다.

본 논문에서는 고조파전류의 완전한 보상을 위한 능동전력필터의 새로운 제어기법을 제안한다. 제안된 시스템에서 고조파 보상전류 지령치는 공진주파수에서 무한대 이득을 가지는 무손실 공진기를 이용하여 연산하며, 본 논문에서는 무손실 공진기의 공진주파수를 전원전압의 기본파 주파수로 설정하므로써 무손실 공진기의 출력이 전원전류의 기본파성분으로 사용되고, 순시 부하전류와 무손실 공진기의 출력의 오차가 고조파 보상전류의 지령치가 되게 한다. 또한, Deadbeat제어를 능동전력필터의 고조파 전류제어에 적용하여 다음 샘플링 시점에서 능동전력필터의 전류가 정확히 지령치와 일치하도록 공간벡터기법을 이용한 스위칭 펄스폭을 채택하며, Deadbeat응답을 갖는 전류관측기를 이용하여 능동전력필터의 전류를 예측하므로써 디지털 제어기의 연산지연 시간을 보상한다. 제안된 제어기법의 타당성을 검토하기 위해서 전력전자 전용 시뮬레이션 프로그램인 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 수행한다.

2. 능동전력필터의 전류제어

2.1 Deadbeat제어

그림 1에 본 논문에서 제안한 능동전력필터의 전체 구성도를 나타낸다. 그림 1에서 3상변수를 이용한 능동전력필터의 전압방정식은 다음과 같다.

$$L\frac{d}{dt}i_c = v_c - v_s \quad (1)$$

여기서, i_c와 v_c는 각각 능동전력필터의 출력전류 및 전압벡터를, 그리고 v_s는 전원전압벡터를 나타낸다. 샘플링 주기 T_s가 di_c/dt보다 작다면 식 (1)은 k번째 샘플링 시점에서 다음과 같이 근사화된다.

$$i_c(k+1) = i_c(k) + \frac{T_s}{L} v_c(k) - \frac{T_s}{L} v_s(k) \quad (2)$$

식 (2)는 $k+1$번째 샘플링 시점에서의 능동전력필터의 출력전류는 k번째 샘플링 시점에서의 능동전력필터의 출력전류, 출력전압 및 전원전압에 의해서 구해질 수 있음을 나타낸다. 따라서, 만약 $k+1$번째 샘플링 시점에서의 능동전력필터의 출력전류가 지령치와 일치한다면 $i_c(k+1)$를 $i_c^*(k+1)$로 대치하고, $v_c(k)$에 대하여 정리하면 Deadbeat 제어법칙은 다음과 같이 된다.

$$v_c(k) = \frac{L}{T_s} i_c^*(k+1) - \frac{L}{T_s} i_c(k) + v_s(k) \quad (3)$$

이 제어법칙은 k번째 샘플링 시점에서의 능동전력필터의 출력전류와 전원전압을 알고 있으면 능동전력필터의 출력전류를 $k+1$번째 샘플링 시점에서 정확히 지령치에 추종하도록 한다.

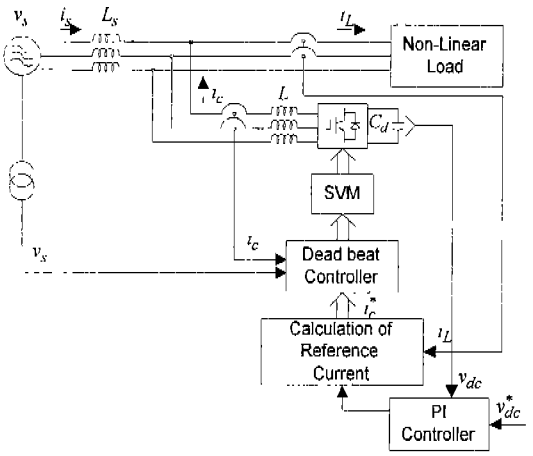

그림 1 전체시스템의 구성도
Fig. 1 Construction of the proposed system

2.2 예측전류관측기

디지털 제어기의 연산지연 시간은 능동전력필터의 출력전류의 과도상태 응답특성을 저하시켜 전체시스템의 성능을 저하시키는 원인이 된다. 따라서, 그림 2와 같이 능동전력필터의 출력전류의 추정오차를 수정피드백항으로 부가하여 예측 전류관측기를 구성하면 다음과 같다.

$$\hat{i}_c(k+1) = \hat{i}_c(k) + \frac{T_s}{L} v_x(k) + G(i_c(k) - \hat{i}_c(k)) \quad (4)$$

여기서, $\wedge$은 추정치를, $v_x(k) = v_c(k) - v_s(k)$ 이며, G는 전류관측기의 이득이다.

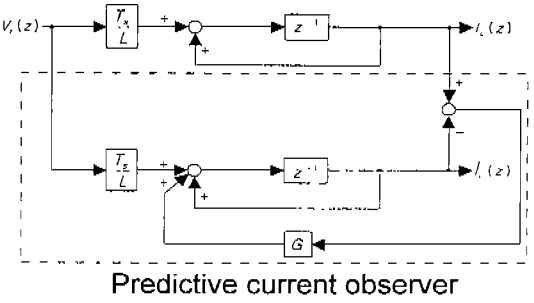

그림 2 예측전류관측기
Fig. 2 Predictive current observer

전류관측기의 오차방정식은 다음과 같다.

$$e(k+1) = (1-G)e(k) \quad (5)$$

식 (5)의 전류관측기의 오차방정식으로부터 전류관측기가 Deadbeat응답을 갖는 조건은 $G=1$ 이다.

전류관측기에 의해서 예측된 능동전력필터의 출력전류를 식 (3)의 Deadbeat 제어법칙에 사용하면 다음과 같이 된다.

$$v_c(k) = \frac{L}{T_s} i_c^*(k+1) - \frac{L}{T_s} \hat{i}_c(k) + v_s(k) \quad (6)$$

2.3 공간벡터의 선택

식 (1)로부터 샘플링 주기 T_s내에서 능동전력필터의 출력전류 $i_c(k)$가 지령치 $i_c^*(k)$를 추종하기 위한 공간벡터의 선택은 다음과 같다.

$$V_i t_i + V_j t_j + V_0 t_0 + V_7 t_7 - v_s T_s = L(i_c^*(k) - i_c(k)) \quad (7)$$

여기서, $T_s = t_i + t_j + t_0 + t_7$ ($i=1\sim6$, $j=1\sim6$, $i\neq j$)이다.

식 (7)을 $d-q$ 축으로 분리하면 다음과 같다.

$$Vt_i\cos(i-1)(\pi/3) + Vt_j\cos(j-1)(\pi/3) = K_d$$
$$Vt_i\sin(i-1)(\pi/3) + Vt_j\sin(j-1)(\pi/3) = K_q \quad (8)$$

여기서, K_d와 K_q는 상수로서 다음과 같다.

$$K_d = v_{sd}T_s + L(i_{cd}^*(k) - i_{cd}(k))$$
$$K_q = v_{sq}T_s + L(i_{cq}^*(k) - i_{cq}(k)) \quad (9)$$

식 (8)로부터 유효벡터와 영벡터의 선택시간은 다음과 같이 된다.

$$t_i = \frac{K_d\sin(j-1)(\pi/3) - K_q\cos(j-1)(\pi/3)}{V\sin(j-i)(\pi/3)}$$
$$t_j = \frac{K_q\cos(i-1)(\pi/3) - K_d\sin(i-1)(\pi/3)}{V\sin(j-i)(\pi/3)} \quad (10)$$

$$t_0 = t_7 = (T_s - t_i - t_j)/2$$

영벡터의 선택시간은 능동전력필터의 출력전류의 리플이 최소가 되도록 선택되어져야 한다. 또한, 부하 급변에 의하여 1 샘플링 주기 T_s 내에서 능동전력필터의 출력전류 $i_c(k)$ 가 지령치 $i_c^*(k)$ 를 정확히 추종하지 못할 경우, 공간벡터는 전류오차가 최소가 되도록 선택되어져야 한다. 식 (7)에서 능동전력필터의 출력전류오차는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} L\Delta i_{Cd}(k) &= Vt_i \cos(i-1)(\pi/3) \\ &\quad + Vt_j \cos(j-1)(\pi/3) - K_d \\ L\Delta i_{Cq}(k) &= Vt_i \sin(i-1)(\pi/3) \\ &\quad + Vt_j \sin(j-1)(\pi/3) - K_q \end{aligned} \tag{11}$$

또한, 유효벡터의 선택시간은 다음과 같이 수정된다.

$$\begin{aligned} t_i + t_j &= T_s \\ t_i &= \frac{T_s}{2} \\ &\quad + \frac{K_d \cos(i+j-2)(\pi/6) - K_q \sin(i+j-2)(\pi/6)}{2V \sin(i-j)(\pi/6)} \\ t_j &= T_s - t_i \end{aligned} \tag{12}$$

3. 무손실 공진기

본 논문에서 능동전력필터의 고조파 보상전류 지령치는 공진주파수에서 무한대 이득을 가지는 무손실 공진기를 이용하여 연산하며, 무손실 공진기의 등가회로는 그림 3과 같다.

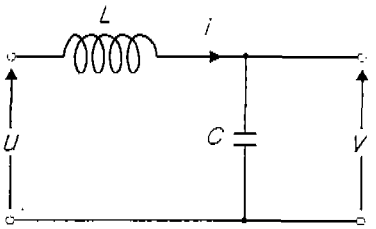

그림 3 무손실 공진기의 등가회로
Fig. 3 Equivalent circuit of lossless resonator

그림 3의 등가회로에서 $\omega_r = 1/L_r = 1/C_r$ 이라고 가정하면 무손실 공진기의 상태방정식은 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \end{bmatrix} u \tag{13}$$

또한, 출력방정식은 다음과 같다.

$$y = k_r [-\sin\theta_r \;\; \cos\theta_r] \begin{bmatrix} v \\ i \end{bmatrix} \tag{14}$$

식 (13)과 (14)로부터 무손실 공진기의 전달함수를 구하면 다음과 같이 된다.

$$G_r(s) = \frac{k_r[-\sin\theta_r + (s/\omega_r)\cos\theta_r]}{s^2/\omega_r^2 + 1} \tag{15}$$

여기서, ω_r은 공진주파수를, k_r은 무손실 공진기의 이득을 나타내며, θ_r은 공진주파수 ω_r에서 무손실 공진기의 전달함수의 위상각이다.

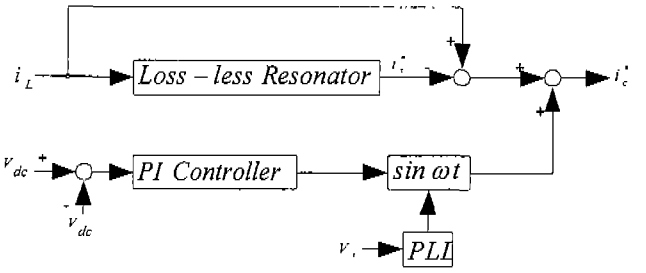

그림 4 보상전류 지령치 연산 블록선도
Fig. 4 Block diagram of compensating current reference calculation

식 (15)의 무손실 공진기의 전달함수는 $s = j\omega_r$에서 무한대의 이득을 갖는다. 본 논문에서는 무손실 공진기의 공진주파수를 전원전압의 기본파 주파수로 설정하므로써 무손실 공진기의 출력은 전원전류의 기본파성분으로 사용되며, 그림 4의 보상전류 지령치 연산 블록선도와 같이 순시 부하전류와 무손실 공진기의 출력의 오차가 고조파 보상전류의 지령치가 된다.

4. 시뮬레이션 결과

제안된 능동전력필터의 타당성을 검토하기 위해서 전력전자 전용 시뮬레이션 프로그램인 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 사용된 시스템 파라메타는 표 1과 같으며, 고조파 발생원으로는 다이오드 정류기를 사용하였다..

표 1 시스템 파라메타
Table 1 System parameters

전원전압	110[V], 60[Hz]
능동전력필터 교류측 인덕턴스	2[mH]
능동전력필터 직류측 기준전압	600[V]
능동전력필터 직류측 커패시턴스	2300[μF]
다이오드 정류기 부하저항	0.5[Ω]
다이오드 정류기 입력 인덕턴스	0.1[mH]

그림 5는 정상상태에서 제안한 능동전력필터의 시뮬레이션 결과로써 a상을 기준으로 (a)는 부하전류, (b)는 전원전류, (c)는 보상기준전류 파형을 나타낸다.

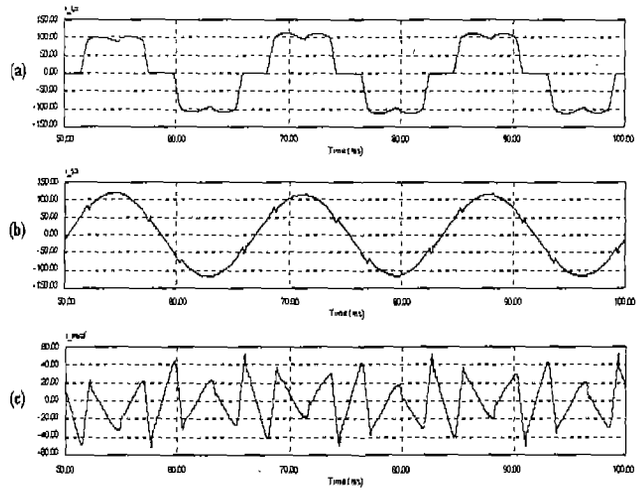

그림 5 정상상태 시뮬레이션 결과
(a) 부하전류 (b) 전원전류 (c) 보상기준전류
Fig. 5 Simulation results of the steady state
(a) Load current (b) Source current (c) Copensating reference current

그림 6은 그림 5의 시뮬레이션 결과에서 부하전류 및 전원전류의 주파수특성으로써 전원전류의 저차 고조파성분이 크게 감소하였으며, THD가 23.39[%]에서 4.53[%]로 감소함을 알 수 있다.

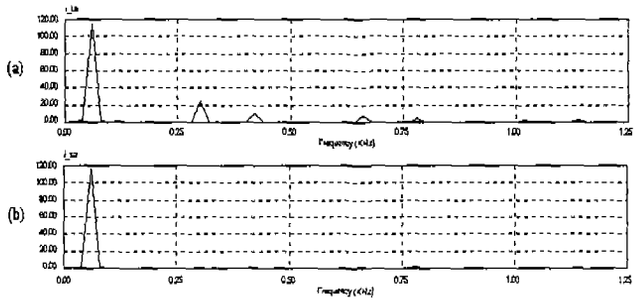

그림 6 정상상태 주파수특성
(a) 부하전류 (b) 전원전류
Fig. 5 Frequency characteristics of the steady state
(a) Load current (b) Source current

그림 7은 부하가 50[%] 변동시 과도상태에서 제안한 능동전력필터의 시뮬레이션 결과로써 각각의 (a), (b), (c), (d)는 그림 5와 동일하며, 과도상태에서도 양호한 고조파보상 특성을 나타냄을 알 수 있다.

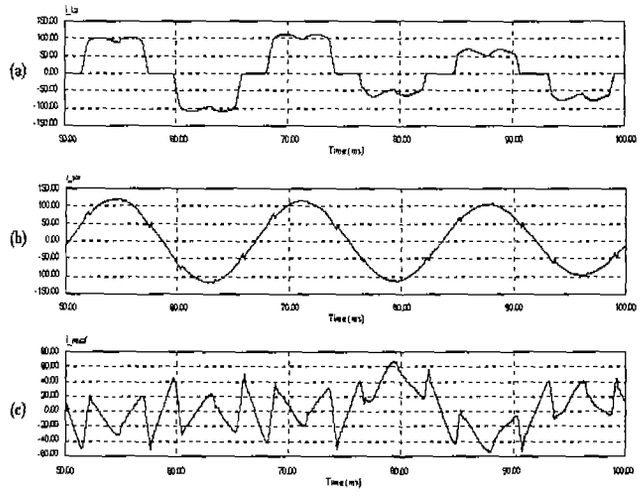

그림 7 과도상태 시뮬레이션 결과
(a) 부하전류 (b) 전원전류 (c) 보상기준전류
Fig. 5 Simulation results of the transient state
(a) Load current (b) Source current (c) Copensating reference current

5. 결 론

본 논문에서는 고조파전류의 완전한 보상을 위한 능동전력필터의 새로운 제어기법을 제안하였다. 제안된 시스템에서 고조파 보상전류 지령치는 공진주파수에서 무한대 이득을 가지는 무손실 공진기를 이용하여 연산하며, Deadbeat제어를 능동전력필터의 고조파 전류제어에 적용하였다. 또한, Deadbeat응답을 갖는 전류관측기를 이용하여 능동전력필터의 전류를 예측하므로써 디지털 제어기의 연산지연 시간을 보상하였다. 제안된 제어기법의 타당성을 검토하기 위해서 전력전자 전용 시뮬레이션 프로그램인 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 수행한 결과 전원전류의 저차 고조파성분이 크게 감소하였으며, THD가 23.39[%]에서 4.53[%]로 감소함을 알 수 있었다. 또한, 과도상태에서도 양호한 고조파보상 특성을 나타냄을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] T. Ohnuki and O. Miyashita, "A Three-Phase Active Power Filter with a Predictive-Instantaneous-Current PWM Controller", T. IEE Japan, Vol. 118-D, No. 6, pp.741-746, 1998.