

## 능동전력필터의 기준신호발생을 위한 개선된 적응예측필터의 성능 분석

裴炳烈<sup>†</sup>, 白承澤<sup>\*</sup>, 韓炳文<sup>\*\*</sup>

### Performance Analysis of Improved Adaptive Predictive Filter to Generate Reference Signal in Active Power Filter

Byung-Yeol Bae, Seung-Taek Baek, and Byung-Moon Han

#### 요 약

능동전력필터의 성능은 인버터의 특성, 제어 방법, 그리고 기준신호발생기의 정확도에 좌우된다. 이 중에서 기준신호발생기의 정확도는 능동전력필터의 성능을 결정짓는 가장 중요한 요소이다. 본 논문은 개선된 적응예측필터로 구성된 새로운 기준신호발생기에 대해 소개하고 그 성능을 MATLAB을 이용한 시뮬레이션으로 검증하였다. 그리고 실제 하드웨어의 적용타당성을 평가하기 위해 개선된 기준신호발생기로 구성된 알고리즘을 TMS320C31 DSP(digital signal processor)에 구현하고 이 기준신호발생기를 기반으로 하는 단상능동전력필터의 축소모형을 제작하여 실험을 실시하였다. 시뮬레이션과 실험결과로 제안하는 기준신호발생기가 위상지연이 없는 기준신호를 추출하여 능동전력필터에 활용가능하며 그 성능도 대단히 우수함을 알 수 있었다.

#### ABSTRACT

The performance of active power filter depends on the inverter characteristic, the control method, and the accuracy of reference signal generator. The accuracy of reference signal generator is the most critical item to determine the performance of active power filter. This paper introduces a novel reference signal generator composed of improved adaptive predictive filter. The performance of proposed reference signal generator was verified by means of simulation with MATLAB. The application feasibility was evaluated by building and experimenting a single-phase active power filter based on the proposed reference generator, which was implemented in the DSP(digital signal processor) TMS320C31. Both simulation and experimental results confirm that the proposed reference signal generator can be utilized for the active power filter.

**Key Words** : Active power filter, Digital filtering, Least mean-square(LMS) algorithm, Adaptive predictive filter, Digital signal processor(DSP).

### 1. 서 론

근래에 와서 비선형부하인 전력전자기기의 보급이 보편화되면서 고조파전류 문제가 크게 대두되어 있다. 고조파전류는 교류계통의 단차전압을 왜곡하여 연계된 전력기기에 과열과 진동을 유발시킨다. 따라서 고조파전류는 전력기기의 수명단축과 교류계통에 교장을 초래한다.<sup>[1]</sup>

비선형 부하에 의해 발생된 고조파전류를 효과적으

<sup>†</sup>교신저자 : 정회원, 명지대 대학원 전기공학과 박사과정  
E-mail : ghostial@mju.ac.kr

<sup>\*</sup>정회원, 명지대 차세대전력기술연구소 연구원  
<sup>\*\*</sup>정회원, 명지대대 전기공학과 교수

접수일자 : 2004. 8. 4                      1차 심사 : 2004. 9. 15  
심사완료 : 2004. 10. 1

로 제거하기 위해 고안된 전력전자기가 능동전력필터이다. 능동전력필터의 기능은 부하전류에 포함된 고조파와 크기가 같고 위상이 반대인 전류를 부하와 병렬로 주입하여 전원 측에서는 왜곡이 없는 기본파 성분에 해당하는 전류만 공급되도록 하는 것이다. 따라서 능동전력필터의 성능은 인버터의 특성, 고조파전류 제어방식, 그리고 기준전류신호를 추출하는 방식에 관계되어 있다<sup>[2]</sup>. 능동전력필터의 포괄적인 내용은 참고 문헌<sup>[7]</sup>에 있다.

부하전류로부터 기준전류신호를 추출하는 방법에는 부하전류를 Notch 필터를 통과시켜 얻거나 또는 직각 좌표변환에 의한 순시전력이론을 이용하여 얻는 것이 가능하다. 그러나 Notch 필터를 사용할 경우 기준신호에 위상지연을 가져오는 것이 단점이다. 순시전력이론에 의한 경우 부하전류, 전원전압, 능동전력필터의 주입전류를 측정하여 복잡한 좌표변환과 역변환을 수행하여야 하고 역시 저역필터를 사용해야한다<sup>[4][6]</sup>.

능동전력필터에 응용하기 위해 위상지연이 없는 기준전류신호를 생성하기 위한 적응예측필터의 적용은 1998년에 Välväita와 Ovaska에 의해 처음으로 발표되었다.<sup>[5]</sup> 이 논문에서는 기준신호를 추출하기 위해 전치필터, 적응예측필터, 피크검출기, Lagrange interpolator로 구성된 기준신호발생기를 제안하고 MATLAB 시뮬레이션에 의해 그 성능을 평가한 내용을 기술하고 있다. 그런데 이 연구는 시뮬레이션 시간 2초 이내에서 기준신호를 발생하는 원리와 그 결과만 다루고 있고 실제 능동전력필터에 적용한 결과는 제시하고 있지 않다.

본 저자들이 능동전력필터에 이 기준신호발생기의 적용 타당성을 검토하기 위해 DSP(digital signal processor)와 C 프로그래밍 언어를 사용하여 성능을 검증한 결과 제안된 기준신호발생기를 사용하여 부하전류로부터 추출한 기준신호는 처음 2-3초 동안은 식별이 어려우나 20초 이상 경과하면 추출한 기본파 성분이 심하게 왜곡되는 현상을 알 수 있었다. 따라서 능동전력필터에 그대로 적용이 불가능함을 확인할 수 있었다. 이러한 현상의 주 요인은 LMS 알고리즘의 일반적인 weight-drift 문제 때문이다<sup>[8]</sup>.

본 논문에서는 이러한 현상을 보완하기 위해<sup>[5]</sup> 기준신호발생기 내에 있는 적응예측필터의 알고리즘을 개선하고 크기 보정을 위한 알고리즘을 추가하였다. 그리고 그 성능을 평가하기 위해 MATLAB을 이용한 시뮬레이션을 실시하였고 실제 하드웨어에 적용 타당성을 검증할 목적으로 개선된 기준신호발생기로 구성

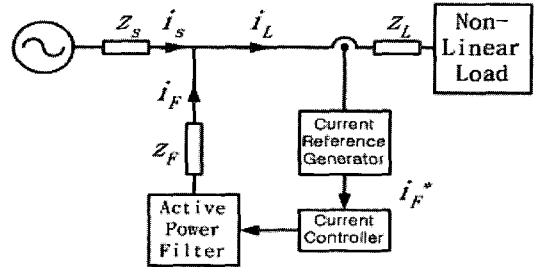


그림 1 능동전력필터의 원리  
Fig. 1 Parallel-type active power filter

한 알고리즘을 TMS320C31 DSP에 구현하고 이 기준신호발생기를 기반으로 하는 단상능동전력필터를 제작하여 단상다이오드정류기로 구성된 비선형부하에 연결하여 실험을 실시하였다.

## 2. 능동전력필터

능동전력필터의 기본적인 기능은 비선형 부하에 공급되는 전원전류의 고조파 성분을 경감시키는 것이다. 이 능동전력필터의 동작원리와 시스템 구조는 1976년 Gyugyi 와 Strycula에 의해 처음으로 제안되었고<sup>[1]</sup>, 포괄적인 연구가 Akagi등에 의해 수행되어왔다<sup>[2]</sup>. 이러한 능동전력필터는 부하와 병렬 또는 직렬로 연결되나 전력계통에서 일반적으로 결합되는 방식은 그림 1과 같이 부하와 병렬 결합되는 방식이다.

그림 1에서 능동전력필터가 부하에 흐르는 고조파전류와 위상이 같고 크기가 반대인 전류를 병렬로 연결점에 공급하면 키르히호프의 법칙에 의해 전원전류는 기본파 성분만 남게 된다. 이것을 실제로 구현하기 위해서는 부하전류를 검출하여 기준신호발생기를 통해 능동전력필터가 계통에 주입해야 되는 기준전류신호  $i_F^*$ 를 다음 수식과 같이 산출한다.

$$i_F^* = i_L - i_{L1} \tag{1}$$

여기서  $i_L$ 은 비선형 부하에 의해 왜곡된 부하전류이고  $i_{L1}$ 은 부하전류에 포함된 기본파 성분이다. 이렇게 산출된 기준 전류  $i_F^*$ 는 인버터 출력 전류가 이를 추종하도록 스위칭 펄스를 만들어 낸다.

수식 (1)에 표현된 기준신호 발생은 이론적으로는 간단하나 문제는 고조파전류를 포함한 부하전류에서 어떻게 기본파성분을 제거한 고조파 기준신호를 얻는 가이다. 이를 위해 처음으로 제안된 것이 기본파성분

을 제거하는 Notch 필터의 사용이다. 이 경우 고조파 성분의 추출은 가능하나 추출된 고조파가 위상이 지연되는 문제가 발생한다. 위상지연의 문제를 효과적으로 해결하기 위해 3상 비선형부하의 경우 순시좌표변환을 사용하여 기본파성분을 직류성분으로 바꾸고 저역통과 필터(Low-Pass Filter)를 통해 기본파 성분을 추출하여 결국 고조파전류를 포함하는 기준신호를 발생하는 순시전력이론에 의한 방법이 제안되었는데 이 방법의 단점은 입력센서가 많이 필요하고 복잡한 좌표변환이 필요하다는 것이다.

### 3. 기준신호발생기

그림 2는 이전에 제안되었던 기준신호발생기의 데이터 흐름도를 나타낸 것이다<sup>[5]</sup>. 이 기준신호발생기는 피크검출기, 전치필터(pre-filter), 적응예측필터(adaptive predictive filter), 그리고 Lagrange interpolator로 구성되어 있다<sup>[5]</sup>.

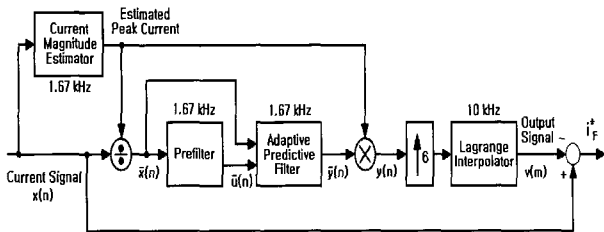


그림 2 개선 전 기준신호 발생기  
Fig. 2 Original reference signal generator<sup>[5]</sup>

먼저 적응예측필터는 입력신호의 크기가 크게 변하면 처리가 어렵기 때문에 측정된 값을 피크치로 나누어 정규화(normalization)를 시킨다. 적응예측필터를 통과한 신호는 측정된 피크값을 곱해줌으로써 역정규화(denormalization)한다. 정규화된 신호는 원하지 않는 주파수 성분을 제거하기 위해저역통과 필터로 필터링된다. 만약 원래의 왜곡된 신호가 직접 적응예측필터로 들어가게 되면 최소자승법(LMS) 알고리즘이 모든 correlation 요소에 민감하기 때문에 필터계수의 적응수행을 방해하게 된다.

전치필터에는 통과영역 차단주파수(passband cut-off frequency)와 stopband 리플이 각각  $0.17\pi$ , 10dB인 5차 Chebyshev II IIR(infinite impulse response) 필터가 사용되었다. 전치필터의 샘플링 주파수는 1.67kHz 이므로 통과영역 차단주파수 값은 142Hz가 된다. 따라서 5차, 7차 그리고 그 이상의 고조파는 전치필터에 의해

제거된다. 또한 이 전치필터에서 발생하는 위상지연 문제는 적응예측필터에서 보상된다.

1.67kHz의 샘플링 주파수는 능동전력필터에서 인버터의 PWM(Pulse Width Modulation)스위칭에 적용하기에 다소 낮고 샘플링에 의한 고조파 발생을 제거하기 위해서는 10 kHz 정도의 샘플링 주파수가 요구되므로 이를 위해 2차 Lagrange interpolator를 적용하였다.

### 3.1 적응예측필터

적응예측필터는 10kHz로 샘플링을 높이기 위해 한 step 먼저 예측해야 한다. 그래서 그림 3과 같이 전치필터 후의 신호를 한 step 지연시킨 후 이를 적응예측필터가 처리하게 된다. 기본적으로 적응예측필터는 one-step-ahead 예측기로 동작한다.

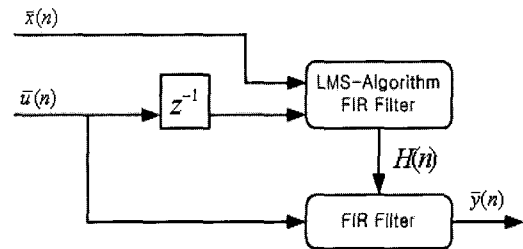


그림 3 적응예측필터  
Fig. 3 Adaptive predictive filter

적응예측필터는 FIR(finite impulse response) 필터를 기반으로 되어 있다. 그리고 필터계수의 적응처리는 Widrow-Hoff 최소자승법(Least Mean Square)기반으로 되어있으며 그 알고리즘은 다음과 같다.

$$H(n+1) = H(n) + 2\mu \bar{e}(n) \bar{U}(n-1) \tag{2}$$

이 수식에서 계수 적응에 관여하는 에러는 다음 수식에 의해 정의된다.

$$\bar{e}(n) = \bar{x}(n) - H^T(n) \bar{U}(n-1) \tag{3}$$

여기서  $H(n) = [h(0), \dots, h(N-1)]^T$ 는 필터 계수 벡터이고,  $\bar{U}(n-1) = [\bar{u}(n-1), \dots, \bar{u}(n-N)]^T$ 는 필터의 데이터 벡터이다. N은 FIR 필터의 길이이다.

식 (2)에 사용된  $\mu$ 는 LMS 알고리즘의 안정성을 보장하기 위해 충분히 작게 선택되어진 값이다.  $\mu$ 값의 선택은 항상 적응률과 전반적인 시스템의 안정성 사이에서 트레이드-오프(trade-off)관계에 있다. 여기에서는

$\mu=0.002$ ,  $N=22$ 로 선택되었다.

마지막으로 적응예측필터의 최종 출력  $\bar{y}(n)$ 는 다음 식에 의해 계산된다.

$$\bar{y}(n) = H^T(n)\bar{U}(n) \quad (4)$$

### 3.2 Interpolator

적응예측필터의 출력값은 1.67kHz의 sampling 데이터인데 이 시간 분해능은 interpolator에 의한 up-sampling으로 향상되어질 수 있으며 interpolation 비율은 소프트웨어와 하드웨어 조건에 의해 정해진다. 능동전력필터의 스위칭 주파수는 일반적으로 수 kHz에서 10kHz까지이다.

임의의 포인트들을 interpolation하는 방법으로 2차 Lagrange interpolator를 사용하였다. 이 Lagrange interpolation의 이점은 데이터 포인트의 차를 계산할 필요가 없으며 interpolation coefficients를 미리 계산하여 테이블화 함으로써 연산량을 줄일 수 있다는 것이다.

Interpolator는 적응예측필터를 통해 역정규화되고 기본파 크기가 보정된 데이터  $y(n)$ ,  $y(n-1)$ ,  $y(n-2)$ 를 조작하는 6 상의 필터로 구성되어 있다. 각각의 새로운 입력 샘플에 대해 출력 측에서 각 6상 필터로부터의 샘플이 모아지게 된다. 다상 필터의 계수,  $p_i(n)$ ,  $i \in \{0, 1, 2, \dots, 5\}$ 는 식 (5)와 같이 주어진다<sup>[5]</sup>.

$$\begin{aligned} p_0(n) &= [0, 1, 0] & p_1(n) &= [\frac{7}{72}, \frac{25}{36}, -\frac{5}{72}] \\ p_2(n) &= [\frac{2}{9}, \frac{8}{9}, -\frac{1}{9}] & p_3(n) &= [\frac{3}{8}, \frac{3}{4}, -\frac{1}{8}] \\ p_4(n) &= [\frac{5}{9}, \frac{5}{9}, -\frac{1}{9}] & p_5(n) &= [\frac{55}{72}, \frac{11}{36}, -\frac{5}{72}] \end{aligned} \quad (5)$$

결국, interpolator의 출력 신호  $v(m)$ 은 식 (6)에 의해 결정된다.

$$v(m) = p_i(n)Y(n) \quad (6)$$

여기서,  $Y(n) = [y(n), y(n-1), y(n-2)]^T$ 는 interpolator의 데이터 벡터이다. 다상 필터 인덱스  $i$ 는 출력 시간 인덱스  $m$ 이 입력 시간 인덱스  $n$ 보다 6배 빠르게 증가하기 때문에  $m/n$ 의 나머지로써 10kHz비율로 회전이동한다.

### 3.3 피크값 검출

전류 크기의 큰 변화는 적응예측필터의 안정된 수행

을 방해하는 요소이므로 이를 경감하기 위해 측정된 피크값으로 나누어 정규화를 수행한다. 이렇게 되면 신호는 피크값이 거의 1인 신호로 정규화된다. 피크값 검출기는 기본주파수의 한주기 동안에 입력 샘플의 최대값을 선정함으로 이루어진다. 만약 60Hz의 전력 시스템에서 1.67kHz의 샘플링 주파수가 사용된다면 피크치 검출을 위해 22개의 샘플이 필요하다.

## 4. 개선된 기준신호발생기

전 절에서 설명한 기준신호발생기는 저자들의 확인 결과 적응예측필터의 계수벡터  $H(n)$ 이 약 20초 경과 후 표류하여 결국에는 출력으로 나오는 기본파에 고조파가 함유되어 왜곡되는 현상이 발생한다. 이런 표류 문제는 일반적으로 지속적인 적응조건을 만족하지 못하는 환경에서 LMS 알고리즘이 사용되어질 때 나타난다. 이러한 표류현상을 제거하고 출력 기본파에 고조파 함유를 최소화하기 위해 본 저자들은 기준신호발생기를 그림 4와 같이 재구성하였다.

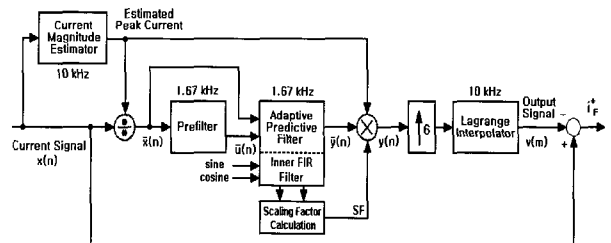


그림 4 개선된 기준 신호 발생기  
Fig. 4 Improved reference signal generator

제안하는 기준신호발생기는 전 절에서 설명한 기준신호발생기와 interpolator는 동일한 형태로 구성되어 있고 나머지 구성요소는 다음과 같이 개선하여 출력특성의 향상을 도모하였다.

### 4.1 피크값 검출

고조파에 의한 왜곡을 경감시키기 위한 피크치 검출기의 기능은 개선전의 기준신호발생기의 피크치 검출기와 같다. 하지만 개선 전 피크값 검출은 1.67 kHz로 수행되어 이렇게 sampling 된 신호는 835 Hz 이상의 고조파에 의해 간섭을 받게 되어 적응예측필터 입력에 영향을 주게 된다. 결과적으로 적응예측필터의 출력 안정도에 영향을 준다. 이러한 영향을 최소화하기 위해서 입력신호를 180 Hz 차단 주파수(cut-off frequency)를 갖는 2차 LPF로 필터링하였다. 그리고

이것을 10 kHz 샘플링 영역에서 취해주므로 고차 고조파의 영향이 현저히 경감되었다.

### 4.2 전치필터

적응예측필터의 입력이 고조파에 의한 오염이 적은 기본파성분이 되도록 하기 위해 개선 전에는 5차 Chebyshev II IIR 필터를 사용하였는데 이는 스킵트 특성이 좋으며 위상 지연이 적게 발생하는 장점이 있는 반면 aliasing에 민감한 단점으로 인해 835 Hz 이상의 고조파가 전치필터를 거친 후에도 남아 있어서 적응예측필터의 동작을 방해하는 요소로 존재하게 된다. 따라서 본 연구에서는 Chebyshev II IIR 필터보다 위상특성, 스킵트 특성에서는 뒤지지만 aliasing에 비교적 덜 민감한 5차 butter-worth IIR 필터를 사용하였다.

### 4.3 적응예측필터

필터 계수의 표류를 완화 및 제거하기 위해 leakage factor  $\delta$ 를 고려하여 식 (2)를 다음과 같이 수정하였다<sup>[8]</sup>.

$$H(n+1) = \delta H(n) + 2\mu \bar{e}(n) \bar{U}(n-1) \quad (7)$$

여러 산출 함수는 식 (3)과 동일하고, 계수벡터  $H(n)$ ,  $\bar{U}(n-1)$  그리고 적응률  $\mu$  등은 개선 전의 형태와 동일한 값을 취하였다. 그리고 계수가 업데이트 되면 식 (4)와 같이 FIR 필터에 의해 출력이 결정된다.

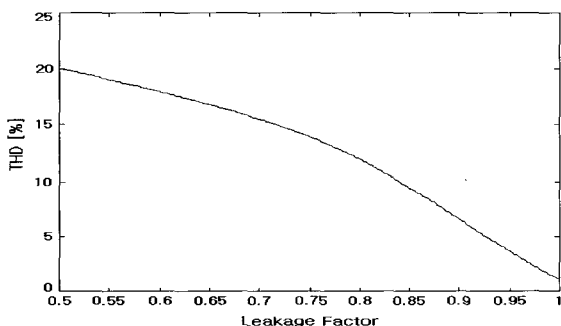


그림 5 leakage factor 변화에 따른 적응예측필터 출력의 THD [%]  
Fig. 5 Output signal THD with respect to leakage factor

그림 5는 leakage factor를 0.5에서 0.999까지 변화시켰을 때 적응예측필터 출력에 포함된 THD(Total harmonic Distortion)를 나타낸다. 이렇게 하여 적응예측필터 출력데이터의 THD가 가장 작으면서 필터 계수가 표류하지 않는 값인  $\delta=0.999$ 로 설정되었다. 이

와 유사한 leakage factor가 Nishida에 의해 능동전력 필터에 사용되었다<sup>[9]</sup>.

leakage factor를 고려하여 필터 계수 벡터  $H(n)$ 가 표류하는 것이 개선되지만 적응예측필터의 주파수 크기특성에서 우리가 원하는 주파수대역에 손실이 발생한다. 이 손실을 보상하기 위해 기본파의 크기를 보정해야 한다.

### 4.4 기본파 크기보정

적응예측필터에서 leakage factor 고려에 따른 기본파의 크기손실은 크기보정계수 SF(Scaling Factor)를 산출하여 출력값에 곱하여 보상한다. 기본파 손실량은 FIR 필터의 기본파 손실량을 직접 측정함으로써 알 수 있다. 이를 측정하기 위해 식 (8)과 같이 크기가 1이고 직교하는 두 정현파를 FIR 필터에 통과시킨다. 두 정현파는 직교좌표계 각 축에서의 벡터로 정의되며 두 성분의 벡터합의 크기는 1이 된다. 필터 통과 후 두 성분의 벡터합 크기를 역수로 취하여 SF를 구하는데 이 값을 역정규화 할 때에 적응예측필터 출력 값에 곱해진다.

$$\begin{aligned} ds(n) &= \sin(\omega \Delta t \cdot n) \\ qs(n) &= \cos(\omega \Delta t \cdot n) \end{aligned} \quad (8)$$

## 5. 개선 전 · 후의 성능검증

개선 전과 후의 기준신호발생기의 성능을 비교하기 위해 MATLAB에 의한 시뮬레이션을 통해 정상상태의 파형과 그 때 필터계수의 주파수특성을 분석하였다. 시뮬레이션 경험에 의해 20초를 정상상태로 간주하였다. 표 1은 성능비교를 위해 입력신호로 사용된 부하전류의 기본파와 고조파별 함유량(%)을 나타낸 것이다.

표 1 부하전류 가정신호의 각 주파수 성분  
Table 1 Harmonic components of test input signal

차수	크기[%]
기본파	100
5고조파	22.6
7고조파	10.5
11고조파	7.3
13고조파	4.7

표 1의 기본파와 고조파들로 구성된 부하전류의 파형은 그림 6 (a)와 같다. 이 신호를 기반으로 개선 전·후의 기준신호발생기의 기본파를 20초 동안 시뮬레이션 하여 분석을 실시하였다.

그림 6의 (b)와 (c)는 부하전류가 개선 전 기준신호 발생기에 통과하였을 때 발생하는 적응예측필터의 출력과 필터계수의 주파수응답을 나타낸다. 시뮬레이션 시간 약 1초 동안은 그림 6의 (b)와 (c)에서 보여 지는 것과 같이 고조파 함유율이 대단히 낮은 신호를 발생하고 기준신호발생기가 잘 동작하는 것처럼 보여 진다.

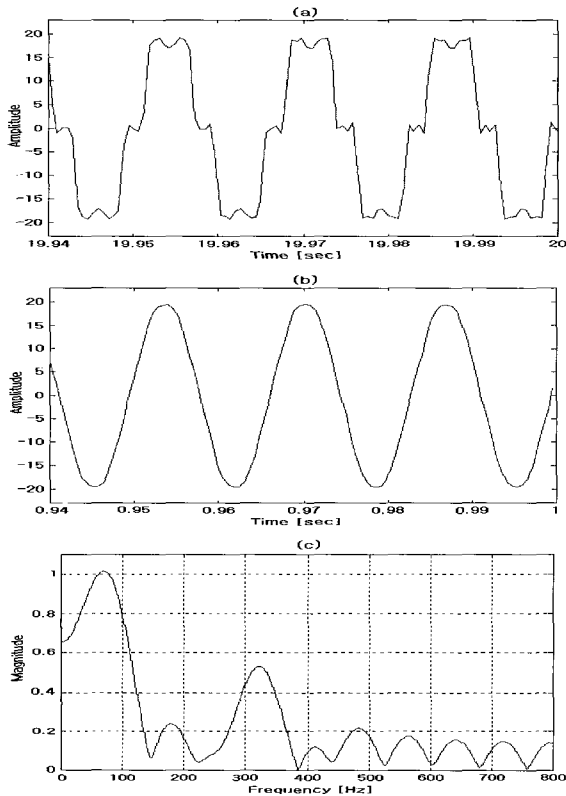


그림 6 (a) 부하전류 가정신호 (b) 개선 전 필터구조 동작 1초 후의 적응예측필터 출력 (c) 주파수 크기 응답  
 Fig. 6 Simulation results of the original reference signal generator at 1 second: (a) Test signal (b) Extracted fundamental component (c) Magnitude response of the entire filter

그림 7은 20초 동안 진행된 시뮬레이션 결과를 보여 주는데 심한 왜곡이 진행됐음을 알 수 있고 이것은 기준신호발생기가 더 이상 제대로 동작하지 않음을 의미하며, 이 결과는 필터계수의 주파수 응답을 통해 더욱 확실히 알 수 있다.

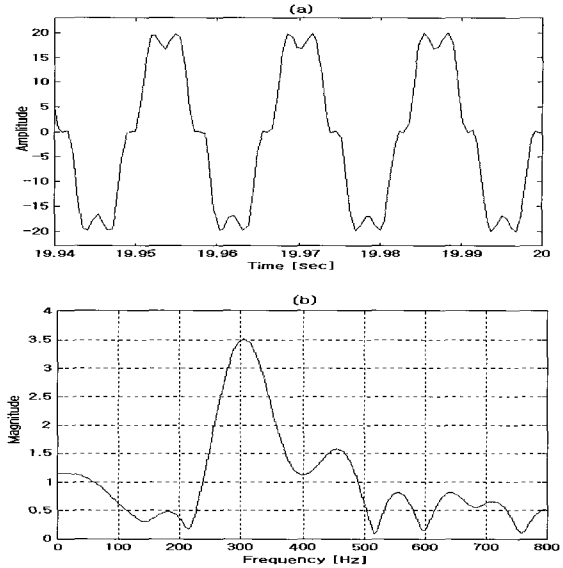


그림 7 (a) 개선 전 필터구조 동작 20초 후의 적응예측 필터 출력 (b) 주파수 크기 응답  
 Fig. 7 Simulation results of the original reference signal generator at 20 seconds: (a) Output waveform (b) Magnitude response of the entire filter

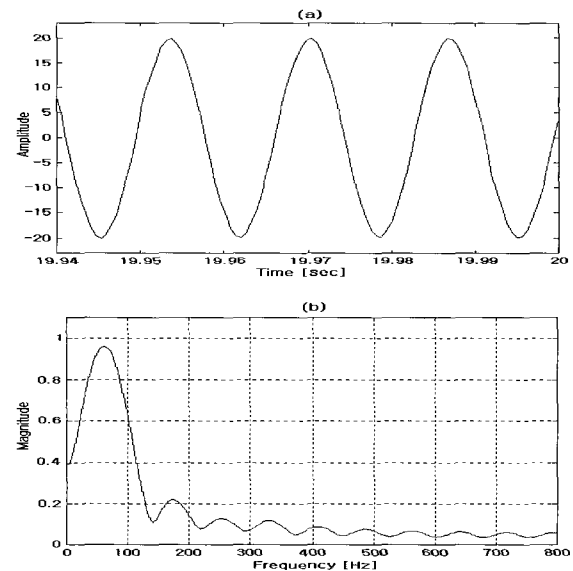


그림 8 (a) 개선 후 적응예측필터의 출력 (b) 주파수 크기 응답 (c) 주파수 위상 응답  
 Fig. 8 Simulation results of the improved reference signal generator at 20 seconds: (a) Output signal waveform (b) Magnitude response of the entire filter

그림 8은 부하전류를 개선된 기준신호발생기에 통과하였을 때 발생하는 적응예측필터의 출력과 필터계수의 주파수응답을 나타낸다. 그리고 표 2는 출력신호의 각 주파수 성분의 비율을 표시하였다. 시뮬레이션은 동등한 비교를 위해 20초 동안 실시하였다. 이 결과를 통해 적응예측필터 출력신호가 고조파 함유율이 대단히 낮음을 알 수 있고 적응예측필터가 위상 지연 보상을 하는 대역통과필터로 최적화되어 동작함을 확인할 수 있다.

표 2 출력 신호의 각 주파수 성분  
Table 2 Harmonic components of test output signal

차수	크기[%]
기본파	100
5고조파	0.53
7고조파	0.245
11고조파	0.1
13고조파	0.075

그림 9는 부하 변동 시 개선된 기준신호발생기의 동작을 확인하기 위해 실시한 시뮬레이션 결과이다. 고조파가 함유된 입력신호를 0.303초에 20% 또는 40% Step 증가시키고 다시 0.395초에 원래 크기로 Step 감소하도록 기준신호발생기에 입력하였을 때 기준신호발생기 내부의 적응예측필터 출력을 나타낸 것이다. 개선된 기준신호발생기는 부하 Step 변동 시에 피크값 검출블록의 지연요소에 의해 1주기의 과도상태가 존재하지만 1주기 후에는 정상 동작함을 알 수 있다.

### 6. 하드웨어 실험

제안하는 기준신호발생기의 성능을 평가하고 실제 응용타당성을 검토할 목적으로 RL 부하와 다이오드 정류기로 구성된 비선형 부하를 가진 단상능동전력필터의 축소모형을 제작하고 실험을 실시하였다. 그림 10은 성능평가를 위한 축소모형의 전체 구성을 나타낸 것이고 그림 11은 실제 제작한 축소모형의 사진이다. 능동전력필터의 용량은 1KVA이며 출력단에는 스위칭 리플을 경감하기 위해 LRC수동필터를 부착하였다. 그리고 RL 부하는 부하변동에 따른 실험을 위해 가변저항을 사용하였으며 전체 시스템의 회로 정수는 표 3과 같다.

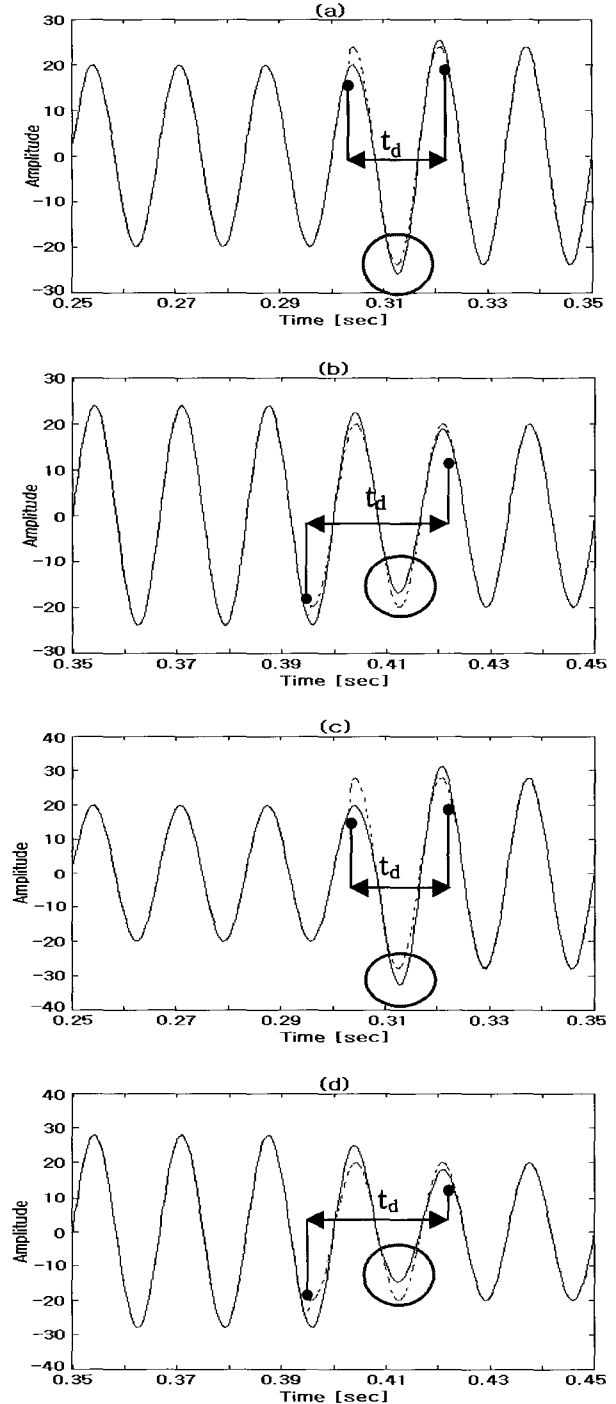


그림 9 개선된 적응예측필터의 스텝변화응답  
(a) 20% 스텝 증가 시 (b) 20% 스텝 감소 시  
(c) 40% 스텝 증가 시 (d) 40% 스텝 감소 시  
Fig. 9 Step-change response of the improved adaptive predictive filter:  
(a) 20% step increase (b) 20% step decrease  
(c) 40% step increase (d) 40% step decrease

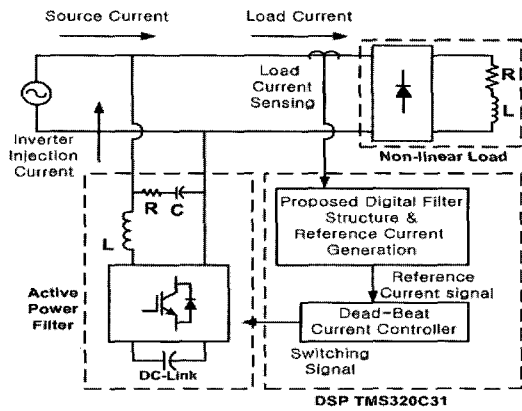


그림 10 하드웨어 구성도  
Fig. 10 Configuration of the experimental set-up

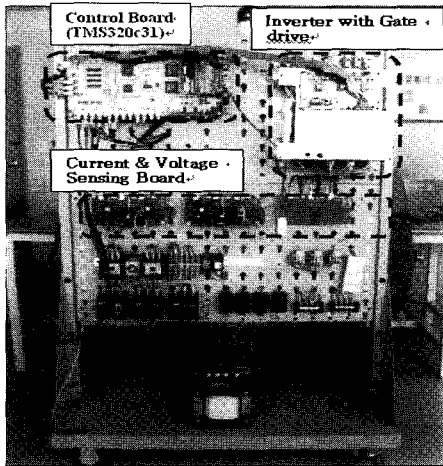


그림 11 하드웨어 실험장치  
Fig. 11 Experimental set-up including the control system

표 3 시스템 회로정수  
Table 3 Network parameters

회로정수	
전원 전압	110[V], 60[Hz]
인버터	
필터 L	6[mH]
필터 C	20[μF]
필터 R	5 [Ω]
DC-Link 캐패시터	2200[μF]
DC-Link 전압	200[V]
부하조건	
다이오드 정류기 부하	
R (Variable)	20[Ω] ⇒ 16.6[Ω] 16.6[Ω] ⇒ 20[Ω]
L	50 [mH]

제안하는 기준신호발생기의 각 요소를 구성하는 알고리즘은 부동소수점 연산방식의 TMS320C31 DSP에서 수행되며 전류제어는 데드비트 전류제어기를 사용하여 인버터 출력 전류가 기준전류를 추종하도록 하였다<sup>[9]</sup>.

데드비트 전류제어는 1990년대 이후로 전력전자의 전류제어에 도입된 방식으로 제어이론에서 언급되는 deadbeat response를 얻기 위한 제어 방식이다<sup>[3]</sup>. 이 제어기에 사용되는 제어변수들은 선간 전압, 커플링 리액터 값, 현재 인버터출력전류, 그리고 기준전류 등인데, 제어의 지연이 이 방식의 근본적인 단점이다. 본 논문에서 사용되는 데드비트 전류제어기는 n-1의 출력에 의해 발생하는 n시점에서의 에러를 예측하여 n+1 시점에 n시점의 에러와 n-1시점의 에러를 같이 보상하는 방식으로 제어를 수행하여 제어기의 지연을 개선하여 수행하였다.

그림 12는 본 논문에서 제안한 적응예측필터를 기본으로 한 기준신호발생기의 동작을 나타낸 것이다. 그림 12의 (a)는 부하전류를, (b)는 interpolator 출력인 기본파성분을, 그리고 (c)는 기준전류신호발생기의 출력인데, 예측한대로 제안하는 기준신호발생기는 부하전류를 입력으로 받아 위상지연이 없는 고조파기준신호를 발생함을 알 수 있다.

그림 13은 데드비트 전류제어기에 의한 능동전력필터의 동작을 나타낸 것이다. 그림 12 (a)는 전원 전류를, (b)는 능동전력필터의 주입전류를, 그리고 (c)는 부하전류를 나타낸다. 부하 전류의 THD(Total Harmonic Distortion)는 25.3%인데 반해 보상된 전류의 THD는 5.93%이다.

제안한 기준신호발생기와 데드비트 전류제어기를 사용한 능동전력필터는 비록 전원전류에 약간의 과도현상이 존재하기는 하지만 비선형 부하에 의한 고조파를 보상할 수 있다. 여기서 존재하는 약간의 과도는 부하 입력전류가 스텝 상승하는 순간에 스텝 상승이 제어를 추종하기에 너무 가파르기 때문에 발생한다. 부하전류의 가파름은 dc 리액터의 인덕턴스를 줄임으로써 완화시킬 수 있다.

일반적으로 부하는 시간에 따라 변하므로 제안한 기준신호발생기가 갑작스런 부하 변동에 대해서 안정적으로 동작하는지 확인하는 것은 매우 중요하다. 그림 14는 부하가 20% 스텝 증가하고 20% 스텝 감소할 때의 실험 결과이다. 그림 14의 (a)는 부하가 20% 스텝 증가할 때, (b)는 부하가 20% 스텝 감소할 때의 보상된 전원 측의 전류와 기준신호발생기의 interpolator



출력인 기본파와 성분을 나타낸다. 예측한대로 제안한 기준신호발생기가 스텝 부하 가변 시에도 심각한 과도 없이 우수하게 동작함을 알 수 있다.

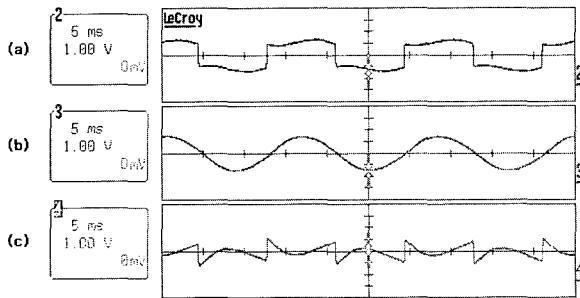


그림 12 개선된 기준신호발생기의 실험파형 I  
(a) 부하전류, (b) interpolator 출력,  
(c) 기준전류신호발생기의 최종출력인 기준 전류  
Fig. 12 Experimental results I with the improved reference signal generator:(4A/div)  
(a)Load current (b)Fundamental current  
(c)Harmonic reference current

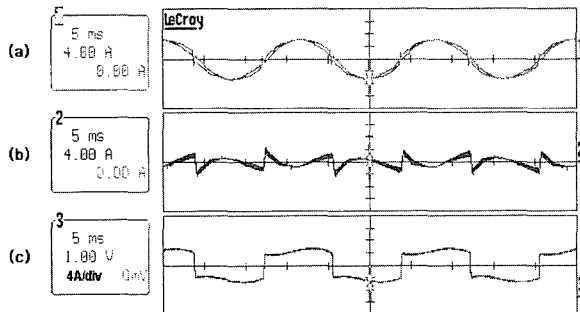


그림 13 개선된 기준신호발생기의 실험파형 II  
(a)전원 전류, (b)인버터 출력 전류, (c) 부하 전류  
Fig. 13 Experimental results II with the improved reference signal generator:  
(a)Compensated current (b)Compensating current  
(c)Load current

### 7. 결 론

본 논문에서는 개선된 적응예측필터를 기본으로 한 능동전력필터용 기준신호발생기에 대해 기술하였다. 제안하는 기준신호발생기에서는 적응예측필터의 드리프트현상을 보정하기 위해 누설계수(leakage factor)를 도입하고 스케일계수를 보정하는 알고리즘을 추가하였다. 또한 전치필터, 피크검출기 등의 구성요소도 보완하였다.

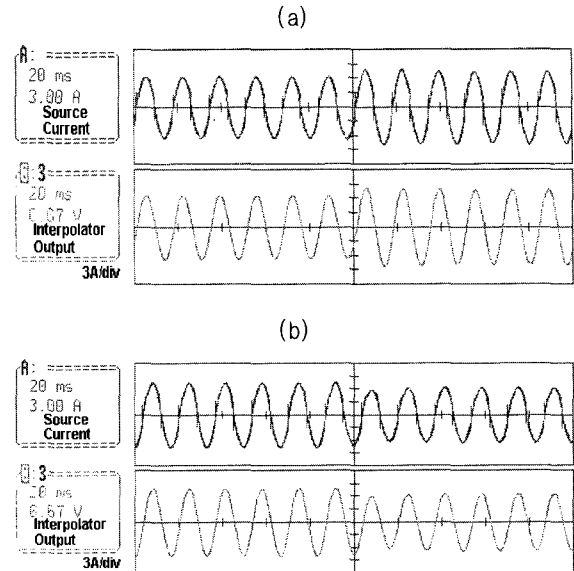


그림 14 개선된 기준신호발생기를 사용한 보상된 전류와 기본파 성분  
(a)부하의 스텝 증가 시 (b)부하의 스텝 감소 시  
Fig. 14 Compensated current and fundamental component using the improved reference signal generator:  
(a)Step-increase of load  
(b)Step-decrease of load

제안하는 기준전류신호발생기의 성능을 검증하기 위해 MATLAB을 이용한 시뮬레이션을 실시하였고 실제 하드웨어에 적용타당성을 평가하기 위해 단상능동 전력필터의 축소모형을 제작하고 실험을 실시하였다.

시뮬레이션과 실험결과로 제안하는 기준신호발생기가 위상지연이 없는 기준신호를 추출하여 능동전력필터에 활용가능하며 그 성능도 대단히 우수함을 알 수 있었다. 제안하는 기준전류신호발생기는 부하전류 검출만으로 기준신호를 추출함으로써 센서의 개수를 줄일 수 있고 크기가 변하는 신호에 대해서도 위상지연 없이 안정적으로 동작하는 장점을 갖고 있다.

본 연구는 기초전력공학공동연구소 주관으로 산업자원부(과제번호 R-2003-B-297)연구비지원에 의해 수행중인 과제입니다.

### 참 고 문 헌

[1] L. Gyugy, E.C.Strycula, "Active AC Power Filter", IEEE IAS Annual Meeting, 19-c, pp. 529~535, 1976.

- [2] H. Akagi, A. Nabae, and S. Atoh, "Control strategy of active power filter using multiple voltage source PWM converters." IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 1a-22. No. 3. pp. 460~465, 1986.
- [3] S. Buso, L. Malesani, P. Mattavelli "Dead-Beat Current Control for Active Filters" IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE, Vol. 3, pp. 1859~1864.
- [4] Hirofumi Akagi, Yoshihira Kanazawa, Akira Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. A-20, No. 3, pp. 559~567 May/june
- + [5] S. Väliviita and S. J. Ovaska, "Delayless method to generate current reference for active filters." IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 45, pp. 559~567, Aug. 1998.
- [6] H. Akagi, Y. kanazawa and A. Nabae, "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits" in Proc. Int. Conf. Power Electronics, Tokyo, Japan, pp. 1375~1386. 1983.
- [7] M. El-Habrouk, M. K. Darwish, and P. Mehta, "Active power filters: A review," IEE Proc. - Electrical Power Applications Vol. 147, pp. 403~413, Sept. 2000.
- [8] V. H. Nascimento and A. H. Sayed, "Unbiased and stable leakage-based adaptive filters." IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 47, pp. 3261~3276, Dec. 1999.
- [9] K. Nishida, Y. Konishi, and M. Nakaoka, "Current control implementation with deadbeat algorithm for three-phase current-source active power filter." IEE proc. - Electric Power Applications, Vol. pp. 275~282, July 2002.



**한병문(韓炳文)**

1953년 7월 5일생. 1976년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 미 아리조나주립대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 미 Westinghouse 중앙연구소 선임연구원. 현재 명지대 전기공학과 교수. 당 학회 부회장.

저 자 소 개



**배병열(裴炳烈)**

1975년 11월 17일생. 2001년 명지대 전기공학과 졸업. 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



**백승택(白承澤)**

1971년 11월 24일생. 1997년 명지대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 명지대 차세대전력기술연구센터 전임연구원.