

개선된 적용 예측 필터를 이용한 새로운 능동전력필터용 기준신호발생기

배병열^o, 김희중, 한병문
명지대학교 전기공학과

Novel Reference Signal Generator for Active Power Filter Using Improved Adaptive Predictive Filter

Byung-Yeul Bae, Hee-Joong Kim, Byung-Moon Han
Depart. of Electrical Engineering, Myongji University

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 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 simulation result confirm that the proposed reference signal generator can be utilized for the active power filter.

1. 서 론

근래에 와서 비선형부하인 전력전자기기의 보급이 보편화되면서 고조파 문제가 크게 대두되어 있다. 고조파 전류는 교류계통의 단자전압을 왜곡하여 연계된 전력기기에 과열과 진동을 유발시킨다. 따라서 고조파 전류는 전력기기의 수명단축과 교류계통에 고장을 초래한다.[1]

고조파전류를 효과적으로 제거하기 위해 고안된 전력전자기기는 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, 제어방식, 그리고 기준전류신호를 추출하는 방식에 관계되어 있다.[2]

부하전류로부터 기준전류신호를 추출하는 방법에는 부하전류를 Notch 필터를 통과시켜 얻거나 또는 직각좌표 변환에 의한 순시전력이론을 이용하여 얻는 것이 가능하다. 그러나 Notch 필터를 사용할 경우 기준신호에 위상지연을 가져오는 것이 큰 단점인데 이 위상지연은 약간의 주파수 변동에 대한 현저한 지연을 초래한다. 순시전력이론에 의한 경우 부하전류, 전원전압, 필터전류를 측정하여 복잡한 좌표변환과 역변환을 수행하여야 하고 역시 저역필터를 사용해야 한다.[4][6]

능동전력필터에 응용하기 위해 적용예측필터를 사용하여 부하전류에서 위상지연이 없는 기본파 성분을 추출하여 기준신호를 발생하는 연구는 참고문헌 [5]에 처음으로 발표되었다. 이 논문에서는 기준신호를 추출하기 위해 전치필터, 적용예측필터, 피크검출기, 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 그 시간 이상에 대한 내용은 다루고 있지 않다.

능동전력필터에 적용 타당성을 검토하기 위해 저자들이 MATLAB tool을 사용하여 이 방식을 검증한 결과 처음 2~3초 동안은 식별이 어려우나 10초 이상 결과하면

추출한 기본파 성분이 심하게 왜곡되는 현상을 알 수 있었다. 따라서 능동전력필터에 그대로 적용이 불가능함을 확인할 수 있었다.

본 논문에서는 이러한 현상을 보완하기 위해 기준신호 발생기 내에 있는 각 구성요소의 알고리즘을 개선하고 그 성능을 평가하기 위해 Matlab을 이용한 시뮬레이션을 실시하였다

2. 본 론

2.1 능동전력필터

능동전력필터의 기본적인 기능은 비선형 부하에 공급되는 전원전류의 고조파 성분을 경감시키는 것이다. 이 능동전력필터의 실제적인 구조는 참고문헌[1]에 처음 제안되었다. 능동전력필터는 부하와 병렬 또는 직렬로 연결되나 전력계통에서 일반적으로 결합되는 방식은 그림 1에 보인 바와 같이 부하와 병렬 결합되는 방식이다.

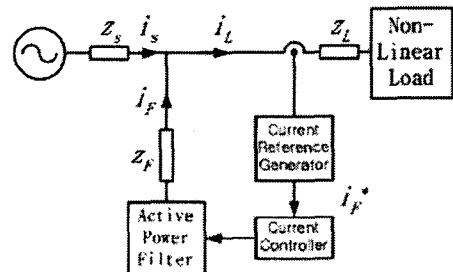


그림 1 능동전력필터의 원리

이 그림에서 능동전력필터가 부하에 흐르는 고조파전류와 위상이 같고 크기가 반대인 전류를 병렬로 연결점에 공급하면 키트히호프의 법칙에 의해 전원전류는 기본파 성분만 남게 된다. 이것을 실제로 구현하기 위해서는 부하전류를 검출하여 기준신호발생기를 통해 능동전력필터가 계통에 주입해야 되는 기준신호 i_F^* 를 다음 수식과 같이 산출한다.

$$i_F^* = i_L - i_{L1} \quad (1)$$

여기서 i_L 은 비선형 부하에 의해 왜곡된 부하전류이고 i_{L1} 은 부하전류에 포함된 기본파 성분이다.

수식(1)에 표현된 기준신호발생은 이론적으로는 간단하나 문제는 어떻게 부하전류에서 기본파 성분을 제거하고 고조파기준신호를 얻느냐이다. 이를 위해 처음으로 제안된 것이 기본파성분을 제거하는 Notch 필터의 사용이다.

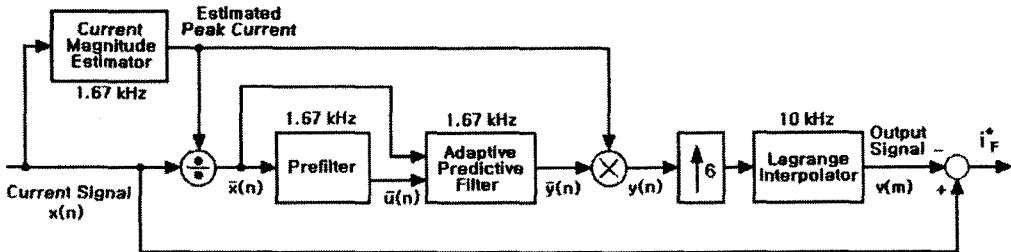


그림 2 개선 전 기준신호 발생기(5)

이 경우 고조파성분의 추출은 가능하나 추출된 고조파가 위상이 지연되는 문제가 발생한다. 위상지연의 문제를 효과적으로 해결하기 위해 3상 비선형부하의 경우 순시 좌표변환을 사용하여 기본파성분을 직류성분으로 바꾸어 LPF(Low-Pass Filter)로 이를 추출하여 기준신호를 발생하는 것인데 이 경우 입력센서가 많이 필요하고 복잡한 좌표변환이 필요하다. 이러한 문제를 획기적으로 해결하고자 제안된 방식이 적용예측필터를 기반으로 한 기준신호발생기이다.[5]

2.2 기준신호발생기

그림 2는 적용예측필터를 기반으로 한 기준신호발생기의 구조를 나타낸 것이다. 이 기준신호발생기는 피크검출기, 전치필터(pre-filter), 적용예측필터, 그리고 interpolator로 구성되어 있다.

먼저 적용예측필터는 입력신호의 크기가 변하면 처리가 어렵기 때문에 측정된 값을 피크값으로 나누어 정규화(normalization)를 시킨다. 그리고 적용예측필터를 통하여 처리 후에 측정된 피크값을 곱해줌으로써 역정규화(de-normalization)시킨다. 다음으로 정규화된 신호는 저역통과 필터로 필터링된다. 이것은 원하는 기본파 주파수 성분을 추출하기 위한 것이다.

전치필터에는 5차 Chebyshev II IIR(infinite impulse response) 필터가 사용되었고 통과영역(pass-band) 차단(cut-off) 주파수는 1.67kHz, 샘플링 주파수에서 0.17π 이고 stopband 리플은 10 dB이다. 이 주파수값은 142 Hz에 해당되는 값이다. 그러므로 5차, 7차 그리고 그 이상의 고조파는 전치필터에 의해 제거된다. 그리고 이 전치필터에서 발생되는 위상지연 문제는 적용예측필터에서 해결된다.

마지막으로 전류신호의 검출, 피크값 검출, 전치필터, 적용예측필터 등은 1.67 kHz 샘플링 기반인데 능동전력필터의 인버터 PWM 스위칭에 적용하는데 성능이 떨어지는 요소이므로 이를 Lagrange interpolator를 적용하여 10 kHz로 up-sampling 한다.

2.2.1 적용예측필터

적용예측필터는 10 kHz로 up-sampling을 위해 1 step 예측해야 한다. 그래서 그림 3와 같이 전치필터 후의 신호를 1 step 지연시킨 후 이를 적용예측필터가 처리하게 된다. 이것은 일반적인 1 step 예측기 구조이다.

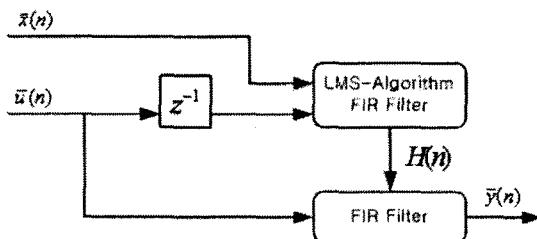


그림 3 적용예측필터

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

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

이 수식에서 계수 적응에 관여하는 에러는 다음 수식에 의해 정의된다.

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

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

식 (2)에 사용된 μ 는 적용률과 안정성을 고려하여 선택되는 파라미터이다. 여기에서는 $\mu=0.002$, $N=22$ 로 선택되었다.

적용예측필터의 최종 출력 $\tilde{y}(n)$ 은 다음 식에 의해 계산된다.

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

2.2.2 interpolator

적용예측필터는 1.67 kHz의 속도로 출력을 생성하는데 이 시간 분해능은 interpolator에 의한 up-sampling으로 향상되며 interpolation 비율은 소프트웨어와 하드웨어 조건에 의해 정해진다. 능동전력필터의 스위칭 주파수는 일반적으로 수 kHz이므로 interpolator의 sampling 주파수는 10 kHz로 선택하였다.

이 논문에서는 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. 따라서 적용예측필터를 나와 역정규화되고 기본파 크기가 보정된 데이터 $y(n)$, $y(n-1)$, $y(n-2)$ 를 식 (5)의 미리 구한 여섯 개의 Lagrange interpolation coefficients 벡터 $p_i(n)$ ($i = 0, 1, 2, \dots, 5$)와 식 (6)에서처럼 곱을 함으로써 10 kHz에 해당하는 출력 데이터를 구할 수 있다.

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

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

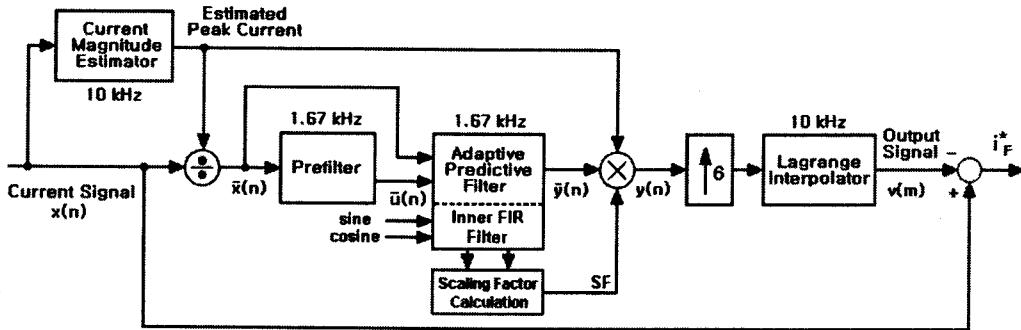


그림 4 개선된 기준신호 발생기

여기서 $Y(n) = [y(n), y(n-1), y(n-2)]^T$ 는 interpolator의 데이터 벡터이다. Lagrange interpolation coefficients 벡터 인덱스 i 는 m/n 의 나머지로서 10 kHz비율로 회전이 동한다. m 은 n 보다 6배 빠르게 증가한다.

2.2.3 피크값 검출기

크게 변하는 신호는 적응예측필터의 안정된 수행을 방해하는 요소이므로 이를 경감하기 위해 측정된 피크값으로 나누어 정규화를 수행한다. 이렇게 되면 신호는 피크값이 거의 1인 신호로 일반화된다. 이 피크값 검출은 1.67 kHz의 신호로부터 수행된다. 검출된 피크값은 정규화와 역정규화에 관여하여서 내부적으로는 적응예측필터의 안정성을 도모하며 외부적으로는 출력에 대한 영향이 적다.

2.3 개선된 기준신호발생기

전 절에서 설명한 기준신호발생기는 저자들의 확인 결과 적응예측필터의 계수벡터 $H(n)$ 이 일정시간 경과 후 표류하여 결국에는 출력으로 나오는 기본파에 고조파가 함유되어 왜곡되는 현상이 발생한다. 이러한 표류현상을 제거하고 출력 기본파에 고조파 함유를 최소화하기 위해 기준신호발생기를 그림 4와 같이 재구성하였다. 이 기준신호발생기는 전 절에서 설명한 기준신호발생기와 interpolator는 동일한 형태로 구성되어 있고 나머지 구성요소는 다음과 같이 개선하여 출력특성의 향상을 도모하였다.

2.3.1 피크값 검출기

개선전과 마찬가지로 크게 변하는 신호는 적응예측필터의 안정된 수행을 방해하는 요소이므로 이를 경감하기 위해 측정된 피크값으로 나누어주어서 정규화를 수행한다. 이렇게 되면 신호는 피크값이 거의 1인 신호로 일반화된다. 하지만 개선 전 피크값 검출은 1.67 kHz로 수행되어 이렇게 sampling 된 신호는 835 Hz 이상의 고조파에 의해 간섭을 받게 되어 적응예측필터 입력의 일반화에 영향을 주게 된다. 결과적으로는 적응예측필터 출력의 안정성에 영향을 준다.

이러한 영향을 최소화하기 위해서 입력신호를 180 Hz 차단(cut-off) 주파수를 갖는 2차 LPF로 필터링하였다. 그리고 이것은 10 kHz sampling 영역에서 취해줌으로써 고차 고조파의 영향이 현저히 경감된다.

2.3.2 전치필터

적응예측필터의 입력이 고조파에 의한 오염이 적은 기본파성분이 되도록 하기 위해 개선 전에는 5차 Chebyshev II IIR 필터를 사용하였는데 이는 스커트 특성이 좋으며 위상 지연이 적게 발생하는 장점이 있는 반면 aliasing에 민감한 단점으로 인해 835 Hz 이상의 고조파가 pre-filter후에도 남아 있어서 적응예측필터의 동작을 방해하는 요소로 존재하게 된다. 따라서 본 연구에

서는 Chebyshev II IIR 필터보다 위상특성, 스커트 특성에서는 뒤지지만 aliasing에 비교적 덜 민감한 5차 butter-worth IIR 필터를 사용하였다.

2.3.3 적응예측필터

필터 계수의 표류를 완화 및 제거하기 위해 leakage factor δ 를 고려하여 식 (2)를 다음과 같이 수정하였다.

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

에러산출 함수는 식 (3)과 같고, 계수벡터 $H(n)$, $\bar{U}(n-1)$ 그리고 적응률 μ 등은 개선 전의 형태와 동일한 값을 취하였다. 그리고 계수가 업데이트되면 FIR 필터인 식 (4)에 의해 출력이 결정된다.

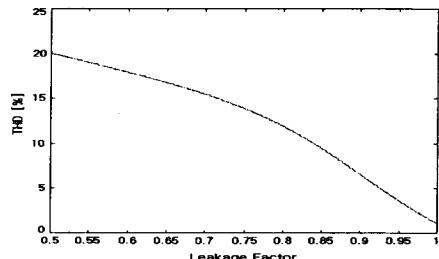


그림 5 leakage factor 변화에 따른
적응예측필터 출력의 THD (%)

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.

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

2.3.4 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 측정함으로서 알 수 있다. 이를 수행하기 위해 식 (8)과 같이 크기가 1이고 직교하는 두 정현파를 FIR 필터에 통과시킨다. 두 정현파는 직교자표계의 각 축에서의 벡터로 정의되며 두 성분의 벡터합은 크기가 1이 된다.

$$ds(n) = \sin(u\Delta t \cdot n)$$

$$qs(n) = \cos(u\Delta t \cdot n) \quad (8)$$

필터 통과후 두 성분의 벡터합 크기를 역수로 취하여 SF를 구하게 되는데 이 값은 역정규화시에 적응예측필터 출력값에 곱해진다.

2.4 개선 전·후의 성능검증

개선 전과 후의 기준신호발생기의 성능을 비교하기 위해 Matlab에 의한 시뮬레이션을 통해 정상상태의 과형과 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 1의 기본파와 고조파들로 구성된 부하전류의 과형은 그림 6 (a)와 같다. 이 신호를 기반으로 개선 전·후의 기준신호발생기의 추출된 기본파를 20초 동안 시뮬레이션하여 분석을 실시하였다.

표 1 부하전류 가정신호의 각 주파수 성분

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

그림 6의 (b)~(d)와 그림 7은 부하전류를 개선 전 기준신호발생기에 통과하였을 때 발생하는 적응예측필터의 출력과 필터계수의 주파수응답을 나타낸다. 시뮬레이션 시간 약 1초 동안은 그림 6의 (b)~(d)와 같이 고조파 함유율이 대단히 낮은 신호를 발생하나 약 20초 후에는 그림 7에서처럼 심한 왜곡이 진행됐음을 알 수 있다. 이 결과는 필터계수의 주파수응답을 통해 더욱 확실하게 알 수 있다.

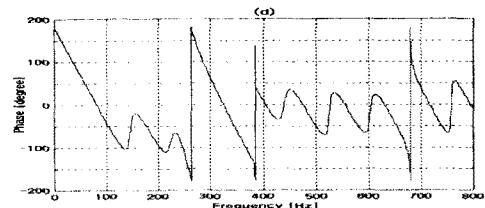
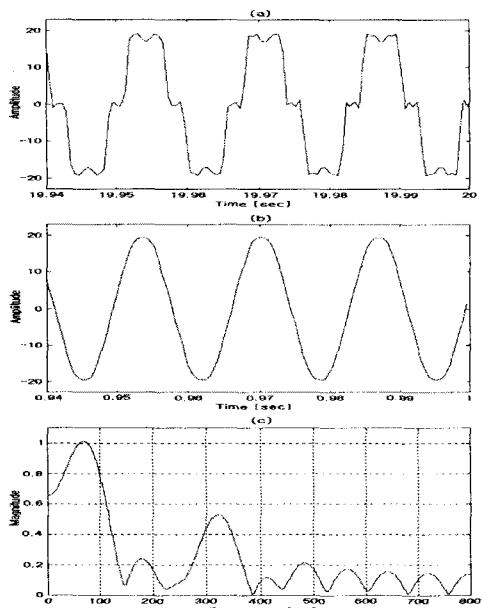


그림 6 (a) 부하전류 가정신호
 (b) 개선 전 필터구조 동작 1초 후의 적응예측
 필터 출력.
 (c) 주파수 크기 응답.
 (d) 주파수 위상 응답.

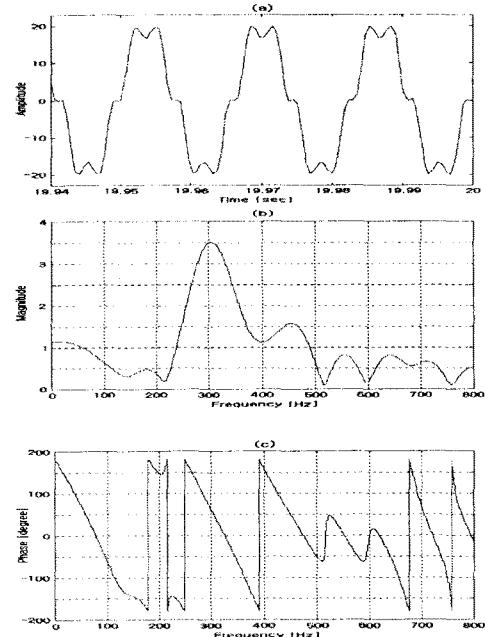
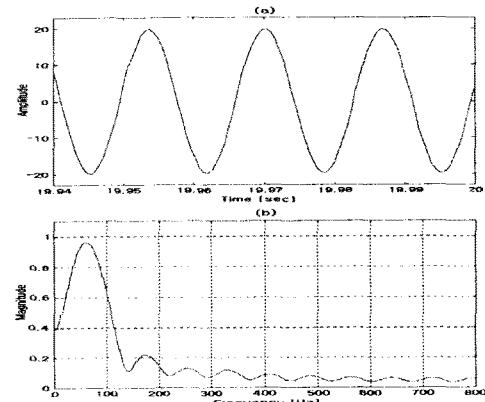


그림 7 (a) 개선 전 필터구조 동작 20초 후의 적응예
 측필터 출력. (b) 주파수 크기 응답. (c) 주파수 위상 응
 답.

그림 8은 부하전류를 개선된 기준신호발생기에 통과하였을 때 발생하는 적응예측필터의 출력과 필터계수의 주파수응답을 나타낸다. 이 결과를 통해 적응예측필터 출력신호가 고조파 함유율이 대단히 낮음을 알 수 있고 적응예측필터가 위상지연 보상을 하는 대역통과필터로 최적화되어 동작함을 확인할 수 있다



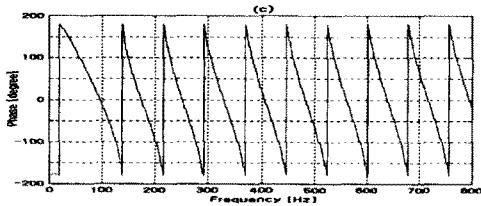


그림 8 (a) 개선 후 적응예측필터의 출력.
(b) 주파수 크기 응답. (c) 주파수 위상 응답.

그림 9는 부하 변동시 개선된 기준신호발생기의 동작을 확인하기 위해 실시한 시뮬레이션 결과이다. 고조파가 함유된 입력신호를 0.303초에 20% Step증가시키고 다시 0.395초에 원래 크기로 Step감소하도록 기준신호발생기에 입력하였을 때 기준신호발생기 내부의 적응예측필터 출력을 나타낸 것이다. 개선된 기준신호발생기는 부하 Step 변동시에 피크값 검출블록의 지연요소에 의해 1주기의 과도상태가 존재하지만 1주기 후에는 정상동작함을 알 수 있다

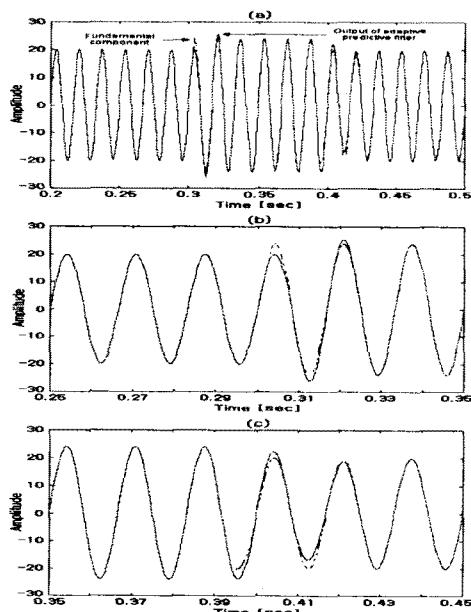


그림9(a) 입력신호의 20% 크기 Step 변화시 입력신호
와 적응예측필터 출력.
(b) Step 증가시 확대모습. (c) Step 감소시 확대모습.

3. 결 론

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

제안하는 기준전류신호발생기의 성능을 평가할 목적으로 MATLAB을 이용한 시뮬레이션을 실시하였다.

시뮬레이션 결과는 제안하는 기준신호발생기는 위상지연이 없는 기준신호를 추출하여 능동전력필터에 활용가능하며 그 성능도 대단히 우수함을 알 수 있었다. 제안하는 기준전류신호발생기는 부하전류만 가지고 기준신호

를 추출함으로 센서의 개수를 줄이는데도 효과적임을 알 수 있었다.

또한 제안하는 기준신호발생기의 장점은 크기가 변하는 신호에 대해서도 위상지연 없이 안정적으로 동작한다는 것이다.

(참 고 문 헌)

- [1] L. Gyugy, E.C.Stryculla, "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, 1998.
- [4] Hirofumi Akagi, Yoshihira Kanazawa, Akira Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-20, No. 3 May/june 1984
- [5] S. Valiviita 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" Int. Conf. Power Electronics, Tokyo, 1983, pp. 1375~1386