

적응 부밴드 필터링을 이용한 전력계통 시변 주파수와 고조파 검출 및 추적

논 문
58-4-4

Detection and Tracking of Time Varying Power System Frequencies and Harmonics using Subband Adaptive Filtering

손 상 옥* · 최 훈** · 배 현 덕†
(Sang-Wook Sohn · Hun Choi · Hyeon-Deok Bae)

Abstract - In this paper, a subband filtering and adaptive prediction technique for analyzing harmonics in power systems is presented. In this method, the filter banks are designed to decompose odd and even order harmonics separately. The adaptive prediction has been employed reduce the transient and white noise effect in time varying harmonics detecting and tracking. The frequencies and amplitudes of the decomposed harmonics are estimated by recursive algorithm. To demonstrate the performances of the developed technique, computer simulations to the signal with the time-varying frequency and THD are carried out.

Key Words : Harmonic detection, Filter bank, Subband adaptive filtering

1. 서 론

전력계통에서 비선형 부하와 시변 부하의 사용이 많음으로 인하여 sag, swell, 고조파 (harmonic), 과도잡음 (transient noise) 등 전력품질을 저하시키는 요소들이 증가하게 되었다[1-3]. 그 중 고조파 성분은 전력시스템에서 방향, 소자 고장, 전자장비의 열 발생, 회전 기계의 수명감소 등 많은 문제를 야기한다[3]. 일반적으로 전력시스템에서의 고조파는 시간에 따라 주파수와 진폭이 변화하는 특징을 가지고 있기 때문에 이것을 추적, 검출하는 것은 매우 어렵다.

고조파를 검출하기 위한 편리한 기법으로 푸리에 (Fourier) 변환에 기반을 둔 기법들이 널리 사용되고 있다 [4]. 시간에 따라 신호의 통계적 특성이 변화하지 않는 환경에서는 푸리에 기반 기법이 간단한 구조와 구현의 편리성으로 인하여 매우 유용하게 사용되지만, 시간에 따라 신호의 통계적 특성이 변화하는 환경에서는 스펙트럼 누설 (spectral leakage) 효과와 에일리어싱 (aliasing) 효과로 인하여 그 성능이 저하된다. 이러한 문제점을 개선하기 위하여 실제 구현에 있어 문제점을 가지고 있지만 성능이 뛰어난 웨이블릿 (wavelet) 변환에 기반을 둔 기법들이 연구되고 있다[5-7]. 또 다른 기법으로는 디지털 필터링 기법[8], EPLL (Enhancement Phase-Locked Loop) 기법[9], 그리고 적응 노치 필터링 기법 (adaptive notch filtering)[10] 등이 시변 (time-varying) 고조파 해석을 위하여 연구되어 왔다. 최근에는 ILA (Iterative-Loop Approaching)에 기반을 둔 알고

리즘과[11] 기존의 기법과 다른 주파수와 진폭 추정 알고리즘이 연구되고 있다[12]. ILA 기반의 알고리즘은 고조파의 차수가 증가할수록 보다 많은 반복 루프 (iterative loop)가 필요한 단점이 있다. 주파수와 진폭 추정 기법은 각 주파수를 분해하기 위한 필터의 임펄스 응답 길이가 모두 동일하여야 하며 분해 하고자하는 고조파의 수가 증가할수록 그 구조가 복잡해지는 단점이 있다.

본 논문에서는 부밴드 필터링과 적응 예측기에 기반을 둔 시변 고조파 추적 기법을 제안한다. 이 기법에서 모든 고조파는 필터 뱅크 시스템에 의해 분해되어 스펙트럼 누설 효과를 줄일 수 있으며, 각 고조파에 적응 예측기를 사용하여 과도잡음과 백색잡음 (white noise)에 강인하도록 한다. 분해된 고조파의 주파수와 진폭은 순환 (recursive) 기법을 이용하여 추정한다[12][13]. 필터뱅크[14], 적응 예측기[15][16]와 추정 기법의 고조파 분해 및 추적 기법을 구현하고 이를 Matlab을 이용하여 실험한다. 시뮬레이션 결과로부터 제안된 시변 고조파 분석 기법의 유용성을 보이고자한다.

2. 고조파 분해를 위한 부밴드 필터링

필터뱅크 시스템은 신호를 부밴드 신호로 분해하는 유용한 도구로 잘 알려져 있다[14]. 또한 신호의 특성이 통계적으로 비정상 (non-stationary) 환경에서 웨이블릿 변환과 거의 동일한 성능을 갖는 특징이 있으며 웨이블릿 변환보다 하드웨어 구현에 있어 이점이 많다. 일반적으로 필터뱅크 시스템은 완전복원 (perfect reconstruction)이 가능한 QMF (Quadrature Mirror Filter)로 설계된 분해필터와 합성필터로 구성된다. 그렇지만 고조파 분해에서 분해된 신호는 합성과정이 필요 없다. 즉 QMF 뱅크가 필요 없지만, 2진 트리 구조의 (binary tree structure) QMF 뱅크를 반복적으로

† 교신저자, 정회원 : 충북대학 전기전자컴퓨터 공학부 교수

E-mail : hdbae@cbnu.ac.kr

* 정 회원 : 충북대학 전기공학과 박사과정

** 정 회원 : 동의대학 전자공학과 전임강사

접수일자 : 2008년 11월 5일

최종완료 : 2009년 1월 29일

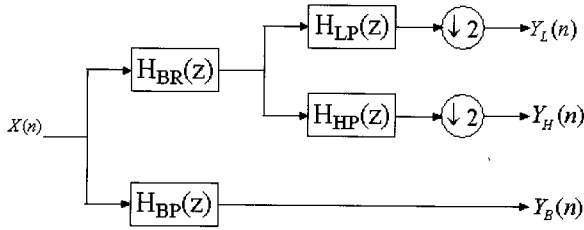


그림 1 기본 필터뱅크 구조
Fig. 1 The basic filter bank structure

로 사용하게 되면 다 해상도를 가지는 신호로 분해가 가능하다.

전력 신호의 고조파 성분을 검출하기 위하여 QMF 뱅크를 사용할 경우, 짝수 차의 고조파는 저역통과 필터와 고역통과 필터의 주파수 영역에서 경계 영역에 위치하게 된다. 이 경우, 짝수 고조파는 제거되기 때문에 필터뱅크 시스템에서 짝수 고조파와 홀수 고조파를 각각 분리할 수 없게 된다 [7]. 이를 위하여 제안된 필터뱅크 구조는 그림 1과 같다.

그림 1에서 $X(n)$ 은 입력 전력 신호, $Y_L(n)$ 은 저역통과 데시메이션(decimation) 신호, $Y_H(n)$ 은 고역통과 데시메이션 신호이며, $Y_B(n)$ 는 대역통과 신호이다. 그리고 $H_{BR}(z)$ 은 대역저지 필터, $H_{BP}(z)$ 는 대역 통과 필터이며 $H_{LP}(z)$ 와 $H_{HP}(z)$ 는 각각 저역통과 필터, 고역통과 필터이다. 필터 출력 $Y_L(n)$, $Y_H(n)$ 와 $Y_B(n)$ 의 z -변환은 다음과 같이 표현된다.

$$Y_L = \frac{1}{2} [H_{BR}(z^{1/2})H_{LP}(z^{1/2})X(z^{1/2}) + H_{BR}(-z^{1/2})H_{LP}(-z^{1/2})X(-z^{1/2})] \quad (1)$$

$$Y_H = \frac{1}{2} [H_{BR}(z^{1/2})H_{HP}(z^{1/2})X(z^{1/2}) + H_{BR}(-z^{1/2})H_{HP}(-z^{1/2})X(-z^{1/2})] \quad (2)$$

$$Y_B = H_{BP}(z)X(z) \quad (3)$$

전력 신호의 고조파를 검출하기 위하여 그림 1의 기본 필터뱅크 구조를 사용하면, 전력신호는 첫 번째 고조파로 $Y_L(n)$, 두 번째 고조파로 $Y_B(n)$, 마지막으로 $Y_H(n)$ 의 세 번째 고조파로 분해된다. 필터뱅크 구조에서 모든 필터는 시스템 지연을 줄이기 위해 IIR (Infinite Impulse Response)로 설계한다. 또한 모든 고조파의 주파수가 필터의 통과대역 중심에 위치하도록 설계한다. 그리고 $H_{BR}(z)$ 는 우수 고조파(even harmonic)를 제거함으로써(그림 1에서는 2차 고조파) 기수 고조파(odd harmonic) 검출 분석에서(그림 1에서는 기본파 및 3차 고조파) 우수 고조파로 인한 스펙트럼 누설 영향을 줄일 수 있게 설계한다. 아울러 $H_{BP}(z)$ 는 우수 고조파를 검출 분석함에 있어서 기수 고조파로 인한 스펙트럼 누설 영향을 줄일 수 있게 설계한다. 이렇게 함으로써 신호변동과 에일리어싱 효과로부터 고조파 검출 성능 저하를 방지 할 수 있다.

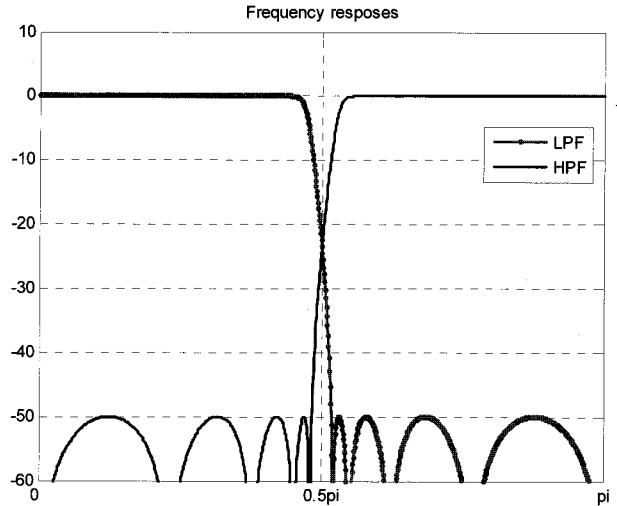


그림 2 홀수차 고조파 분해를 위한 LPF와 HPF의 주파수 응답
Fig. 2 Frequency response of LPF and HPF for odd harmonics decomposition

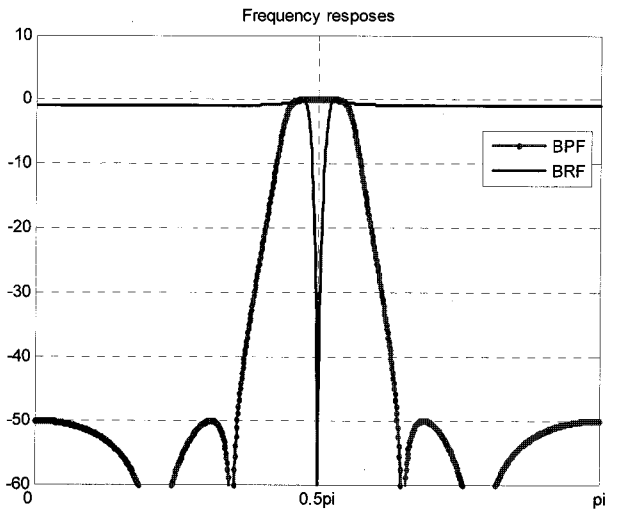


그림 3 짝수차 고조파 분해를 위한 BPF와 BRF의 주파수 응답

Fig. 3 Frequency response of BRF and BPF for even harmonics decomposition

이러한 조건으로 설계된 필터의 주파수 응답은 그림 2와 그림 3과 같다. 그림 2는 홀수 고조파를 분해하는 저역통과 필터와 고역통과 필터의 주파수 응답이며, 이는 QMF 뱅크로 구성되어 있다.

그림 3은 짝수 고조파를 분해하기 위한 대역통과 필터와 대역저지 필터의 주파수 응답이다. 높은 차수의 고조파 분해는 그림 1의 기본필터 뱅크 구조를 그림 4와 같이 반복적으로 사용함으로써 가능해진다. 그림 4에서 FB는 그림 1의 기본필터 뱅크이다. 그림 4에서는 7개의 기본 필터 뱅크가 3단에 걸쳐 사용되어 15개의 고조파($h_i, i=1\sim 15$)에 대해 분해가 가능하다.

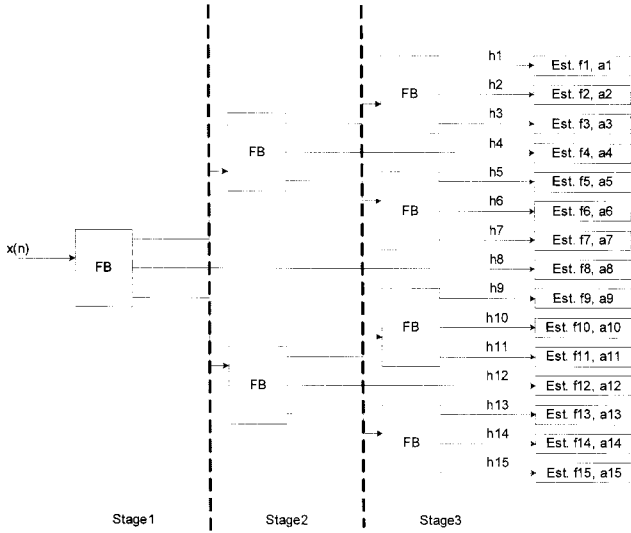


그림 4 고조파 분해를 위한 필터뱅크 블록도
Fig. 4 Block diagram of filter bank for harmonics detection

그림 4의 맨 오른쪽 부분에서는 각 고조파 h_i 의 주파수 (f_i)와 진폭(a_i)을 예측한다. 그림 4의 필터뱅크 구조의 주파수 특성과 검출되어 지는 고조파의 위치는 그림 5와 같다.

3. 고조파 추정 기법

분해된 고조파의 주파수, f_i ($i=1 \sim 15$)와 진폭, a_i ($i=1 \sim 15$)을 추정하기 위하여 순환 기법을 사용한다[12][13]. 이 순환 기법은 연속된 3개의 고조파 샘플을 사용하는 기법이다. 고조파 h_i 의 주파수 추정 과정은 다음과 같다.

$$z_i(n) = h_i(n-1) \tag{4}$$

$$q_i(n) = \frac{1}{2} [h_i(n) + h_i(n-2)] \tag{5}$$

$$x_i(n) = \frac{\sum_{k=0}^n \varphi^{2(n-k)} z_i(n) q_i(n)}{\sum_{k=0}^n \varphi^{2(n-k)} z_i^2(n)} = \frac{ZG(n)}{ZZ(n)} \tag{6}$$

여기서 φ^2 ($\varphi^2 < 1$)는 forgetting 계수이다. 식 6 순환 식에서 $ZG(n)$ 와 $ZZ(n)$ 는 다음과 같으며 이를 이용하여 추정되는 고조파 주파수는 f_i 이다.

$$ZG(N) = \varphi^2 ZG(N-1) + z_i(N)q(N) \tag{7}$$

$$ZZ(N) = \varphi^2 ZZ(N-1) + z_i^2(N) \tag{8}$$

$$f_i(n) = \frac{\cos^{-1}(x_i(n))}{2\pi T_i} \tag{9}$$

여기서 T_i 는 i 번째 부밴드의 샘플링 주기이다. 그리고 $h_i = a_i \sin(i\omega_1 n T_i)$ 로 표현되는 i 번째 고조파 진폭(a_i) 추정과정은 다음과 같다. 여기서 a_i 는 진폭, ω_1 는 전력신호의 기본 주파수이다.

$$A_i(n) = h_i^2(n) - 2h_i^2(n-1)\cos(2i\omega_1 T_i) + h_i^2(n-2) \tag{10}$$

$$B_i(n) = 1 - \cos(2i\omega_1 T_i) \tag{11}$$

$$a_i(n) = \sqrt{\frac{A_i(n)}{B_i(n)}} \tag{12}$$

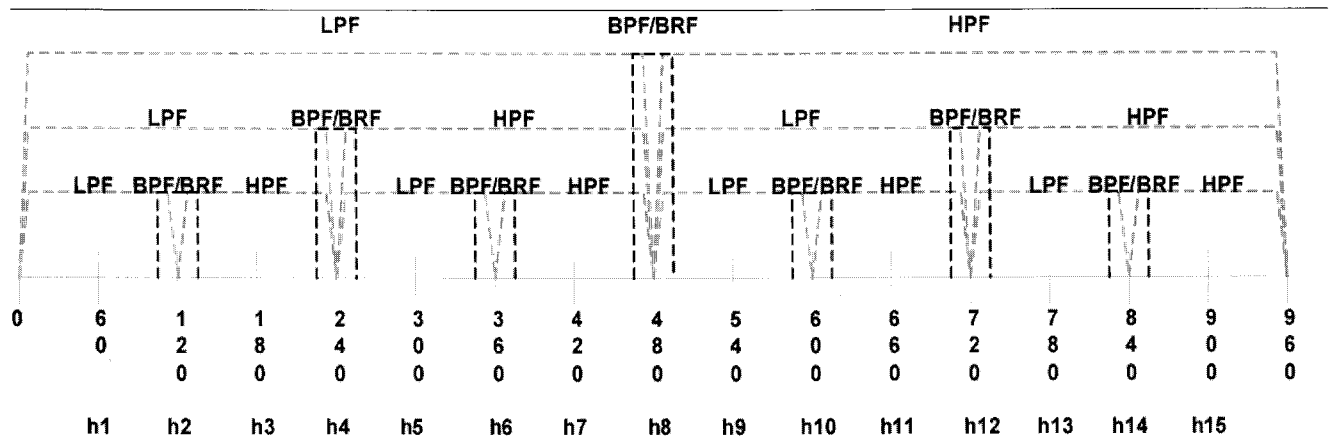


그림 5 그림 4의 주파수 특성
Fig. 5 The frequency characteristics of the filter banks, fig. 4

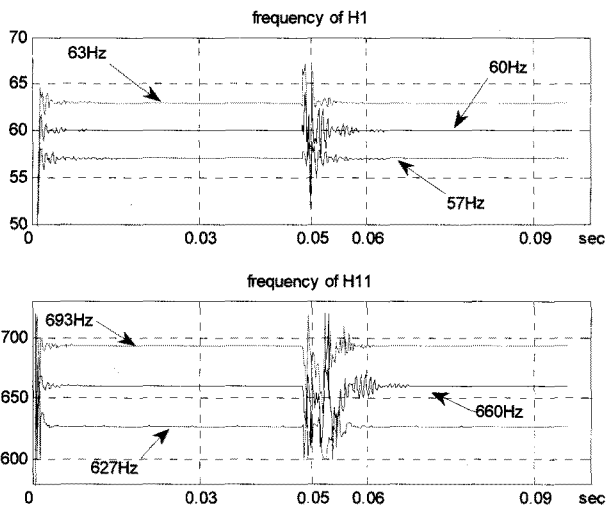


그림 6 순환 기법을 이용한 주파수 추정 결과
Fig. 6 Frequency estimation results using recursive method

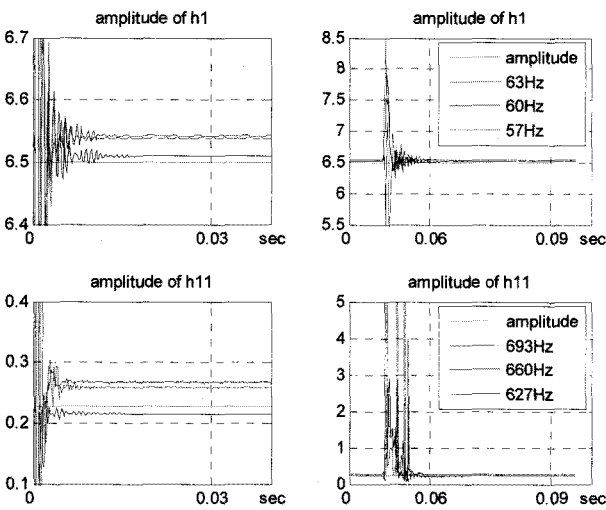


그림 7 순환 기법을 이용한 진폭 추정 결과
Fig. 7 Amplitude estimation results using recursive method

식 (9)와 (12)로부터 주파수와 진폭을 추정할 수 있으며 이를 이용 전력신호의 THD (Total Harmonic Distortion)도 용이하게 구할 수 있게 된다. 만약 전력신호의 왜란 성분이 고조파 뿐 아니라 과도잡음이 포함되어 있을 경우 위의 기법은 THD 측정에서 성능저하를 가져오게 된다. 그림 6과 7은 57Hz, 60Hz와 63Hz의 기본 주파수를 갖는 전력신호에 THD 3.2%의 고조파와 특정 시간에(0.05초 근방) 과도잡음이 포함되어 있을 경우 순환 기법을 이용한 주파수와 진폭 추정 결과로 기본파와 11고조파만 나타내었다. 고조파만 포함되어 있는 영역에서는 주파수와 진폭을 비교적 잘 추정하지만 과도잡음이 포함되어있는 0.05초 부근 영역에서는 추정 성능의 저하를 보인다.

과도잡음의 영향에 의한 성능저하를 방지하기 위하여 각 부밴드 출력단에 적응 예측기를 사용한다. 필터뱅크를 통해 분해된 전력신호의 고조파는 각 대역의 중심에 위치하게 되

며, 과도잡음은 각 부밴드의 전 대역에 걸쳐 고루 분포하게 된다. 백색 잡음 성격의 과도잡음은 적응 예측기를 이용하여 용이하게 제거될 수 있으므로[15][16] 각 부밴드 출력인 고조파 신호에 적응예측기를 적용함으로써 고조파의 주파수와 진폭의 추정을 보다 정확하게 할 수 있다.

그림 8에 적응 예측기를 나타내었고, 이를 이용한 과도잡음 제거 과정은 다음과 같다.

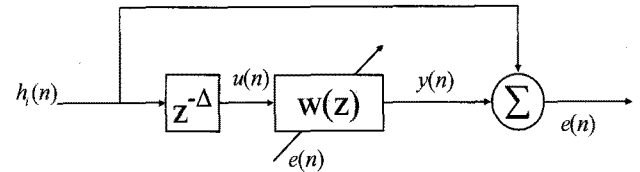


그림 8 과도잡음 제거를 위한 적응 예측기
Fig. 8 Adaptive prediction for transient noise removal

여기서 $h_i(n)$ 은 분해된 고조파 신호이고 w 은 원 신호를 예측하는 적응필터에 사용되는 계수이며 $e(n)$ 은 오차로서 고조파 신호와 적응예측기 출력과의 차 신호이다.

$$y(n) = \sum wu(n) \quad (13)$$

여기서 계수 w 의 갱신식은 LMS (Least Mean Square) 알고리즘을 사용하여 다음과 같이 표현된다[15][16].

$$w(n+1) = w(n) + \mu \times e(n) \times u(n) \quad (14)$$

$$e(n) = y(n) - d(n) \quad (15)$$

여기서 μ 는 스텝사이즈 (step size)이다. 이 과정으로 인하여 과도잡음이 제거된 결과를 그림 9와 10에 나타내었다.

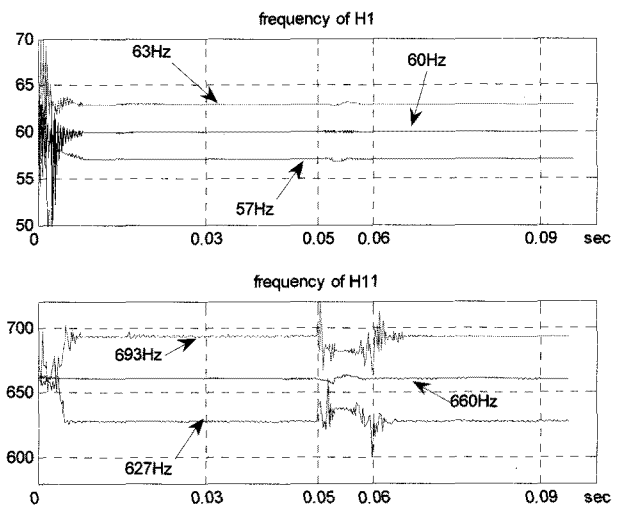


그림 9 적응 예측기와 순환 기법을 이용한 주파수 추정 결과
Fig. 9 Frequency estimation results using recursive method and adaptive prediction

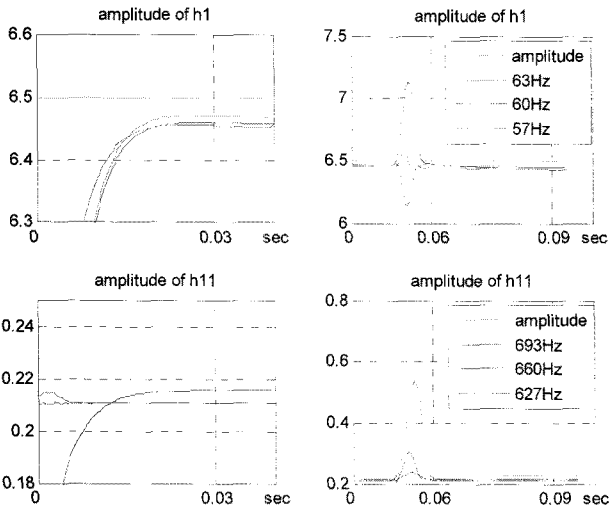


그림 10 적응 예측기와 순환 기법을 이용한 진폭 추정 결과
 Fig. 10 Amplitude estimation results using recursive method and adaptive prediction

그림 6, 7과 그림 9, 10을 비교해보면 적응예측기를 사용하여 과도잡음을 제거할 수 있으므로 주파수와 진폭추정 성능 향상에 기여함을 알 수 있다. 특히 진폭의 경우 고조파 영역에서($h_i, i > 1$) 과도잡음이 잘 제거되어 THD 측정이 보다 효율적일 수 있다.

4. 실험 결과

제안된 고조파 검출 기법의 성능을 평가하기 위하여 필터뱅크의 고조파 분해 성능 실험과 전력신호의 THD 측정 실험을 수행한다. 필터뱅크의 고조파 분해 성능 실험에서는 정상 (stationary) 신호와 비정상 신호 환경에서 고조파 분해 결과를 제안기법과 유사한 Julio Barros와 Ramon I. Diego가 제안한 웨이블릿 기법과 그 결과를 비교하였다[6]. THD 측정 실험에서는 순환 기법을[12] 이용하여 다양하게 합성된 고조파의 THD값을 추정한다. 고조파 분석 성능실험에서는 [6]에서와 같은 조건으로 기본파 60Hz의 10주기 길이에 해당하는 구형창 (rectangular window)을 사용하며 6Hz의 해상도를 가지기 위해 실험에 사용된 전력신호의 샘플링 주파수는 1.92kHz로 한다. 분해필터는 4차의 IIR 타원 (elliptic) 필터를 사용한다. 그리고 적응 예측기의 스텝사이즈는 0.01을 사용한다.

1) 필터뱅크 고조파 분해 성능 평가

실험 1. 정상 신호

첫 번째 실험에서는 저전압 분배 시스템에서 측정되는 정상 전력신호의 고조파 왜곡에 대한 고조파 측정실험이다. 기본파에서 15차 고조파 중 홀수 고조파만 사용하였으며 그 측정 결과를 표 1에 나타내었다.

표 1에서 IEC (International Electrotechnical Commission) 방법은 IEC 표준 61000-4-7에 근거한 것이며

Db20 방법과 v24 방법은 [6]에서와 같이 계수 20의 Daubechies 웨이블릿과 24계수의 Vaidyanathan 웨이블릿을 각각 사용함을 의미한다. 제안 방법에서는 그림 2와 그림 3의 주파수 응답을 갖는 필터뱅크를 사용하므로 웨이블릿 기법에 비해 스펙트럼 누설 효과가 줄어들어 고조파 검출 성능이 우수함을 알 수 있다.

표 1 필터뱅크 기법과 웨이블릿 기법의 고조파 측정 결과 비교

Table 1 Harmonic distortion computed using the wavelet and filterbank method

Input signal		IEC method	Db20	v24	Filterbank
Harmonic order	Magnitude (%)	magnitude (%)	magnitude (%)	magnitude (%)	magnitude (%)
1	100	100	99.93	99.96	99.978
3	1	1.00	1.13	1.04	1.018
5	2.5	2.50	2.43	2.47	2.4843
7	1.1	1.10	0.98	1.08	1.110
9	0.2	0.20	0.53	0.28	0.207
11	0.3	0.30	0.30	0.31	0.298
13	0.1	0.10	0.14	0.14	0.098
15	0.1	0.10	0.14	0.13	0.103

실험 2. 비정상 신호 1

두 번째 실험에서는 비정상 전력신호의 고조파 왜곡에 대한 고조파 측정실험이다. 각 고조파 진폭 측정을 위하여 기본주파수의 10주기(0.167초) 동안의 실효값 (rms)을 계산한다. 그림 11은 5차 고조파의 실효값이 3.536A에서 0.0708초 후 0.707A로 변동하는 신호로 이 변화가 0.167초마다 반복되는 신호이다. 이 신호의 0.167초 구간에서 실효값은 2.367A로 측정된다.

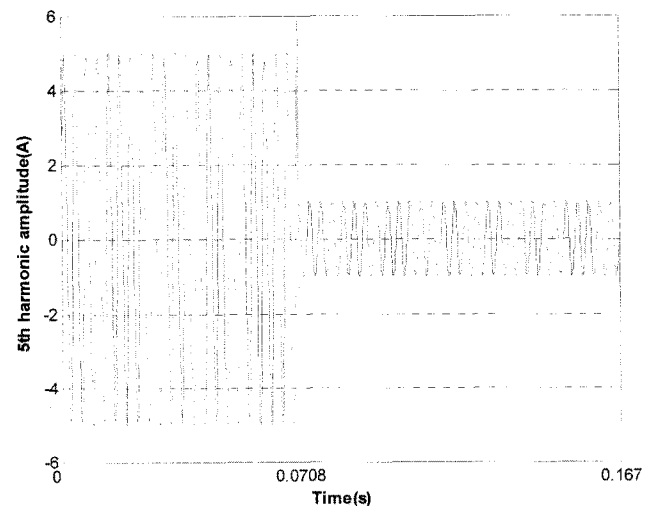


그림 11 전류 변동 5차 고조파
 Fig. 11 Fifth-harmonic current fluctuation

표 2 그림 11의 전력신호에 대한 웨이블릿 기법과 필터뱅크 기법의 실효값 비교

Table 2 The RMS values computed using the wavelet and filterbank method

Harmonic order	Db20(A)	V24(A)	Filterbank(A)
1	0.1141	0.1186	0.1028
3	0.2399	0.2226	0.1659
5	2.3486	2.3505	2.3531
7	0.1892	0.1814	0.1385
9	0.0769	0.0946	0.0571
11	0.0676	0.0554	0.0412
13	0.0571	0.0583	0.0326
15	0.0518	0.0450	0.0308

표 2에 홀수 고조파의 8개 대역에 대한 웨이블릿 기법과 필터뱅크 기법의 실효값을 각각 나타내었다. 웨이블릿 기법에서[7] 예측된 5차 고조파 값에서 각각 0.78%, 0.7%의 오차가 발생하며 제안 방법에서는 0.59%의 오차가 발생함을 알 수 있다. 이 오차 값은 IEC 표준에서 요구하는 1.47% 오차보다 모두 작은 오차이다. 그리고 제안 방법에서는 스펙트럼 누설관련 성능도 향상됨을 알 수 있다.

실험 3. 비정상 신호 2

세 번째 실험 역시 비정상 전력신호의 고조파 왜곡에 대한 고조파 측정실험이다. 각 고조파의 진폭 측정을 위하여 기본주파수의 10주기 동안의 실효값을 계산한다. 그림 12는 3차 고조파 신호로 듀티비(duty ratio) 50%, 6Hz 주기로 반복되는 신호이다. 이 신호의 0.167초 구간에서 실효값은 0.707A로 측정된다.

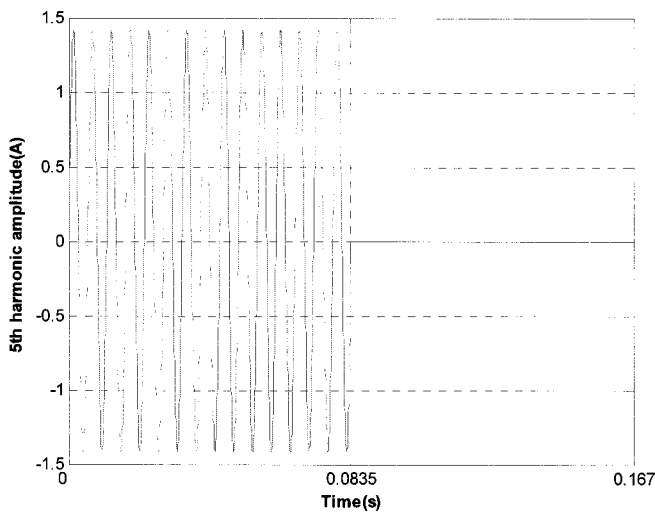


그림 12 전자레인지에서 발생하는 3차 고조파 성분
Fig. 12 Harmonic distortion computed using the wavelet and filterbank method

표 3 웨이블릿 기법과 필터뱅크 기법의 실효값 비교
Table 3 The RMS values computed using the wavelet and filterbank method

Harmonic order	Db20(A)	V24(A)	Filterbank(A)
1	0.0838	0.0919	0.0711
3	0.6948	0.6946	0.7084
5	0.0990	0.0922	0.0386
7	0.0176	0.0129	0.0154
9	0.0067	0.0152	0.0088
11	0.0074	0.0082	0.0071
13	0.0073	0.0067	0.0057
15	0.0065	0.0056	0.0053

표 3에 홀수 고조파의 8개 대역에 대한 웨이블릿 기법과 필터뱅크 기법의 실효값을 나타내었다. 예측된 3고조파의 실효값의 오차는 웨이블릿 방법[7]에서는 각각 1.72%, 1.75%이며, 제안 방법에서는 0.2%의 오차가 발생하므로 제안 방법의 성능이 우수함을 알 수 있다. 실험 3에서와 마찬가지로 스펙트럼 누설이 적음을 알 수 있다.

실험 4. 비정상 신호 3

이 실험은 진폭이 시간에 따라 변화하는 신호에 대한 고조파 측정 실험이다. 그림 13은 10V의 실효값을 갖는 5고조파에 진폭크기에 20%와 6Hz의 주기를 갖는 정현파 변조(sinusoidal modulation)된 신호이다. 이 신호의 0.167초 구간에서 실효값은 10.10V로 측정된다.

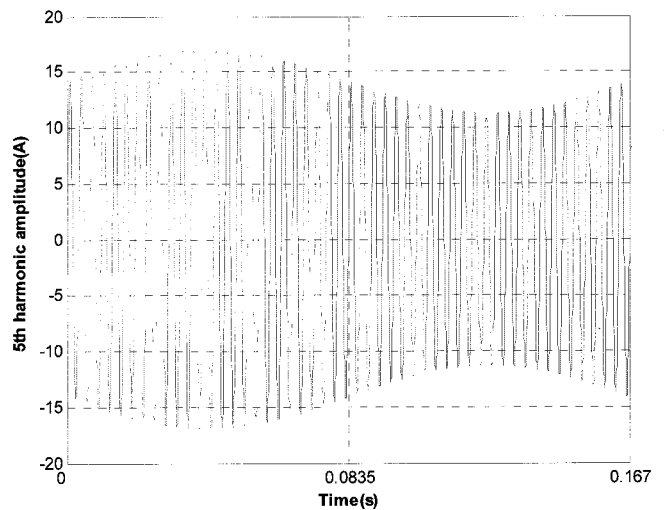


그림 13 20% 진폭 변조된 5고조파
Fig. 13 The fifth harmonic with a 20% amplitude fluctuation

표 4에 홀수 고조파의 8개 대역에 대한 웨이블릿 기법과 필터뱅크 기법의 실효값을 나타내었다. 이 경우에 5차 고조파에 대한 오차는 웨이블릿 방법과 제안방법에서 각각 0.58%, 0.60%, 0.24%이다. 정현파 변조 실험에 대한 고조파

검출 성능에서 제안방법의 성능이 우수함을 알 수 있다.

표 4 웨이블릿 기법과 필터뱅크 기법의 실효값 비교
Table 4 The RMS values computed using the wavelet and filterbank method

Harmonic order	Db20(V)	V24(V)	Filterbank(V)
1	0.4014	0.4238	0.0053
3	0.8520	0.8462	0.0105
5	10.0414	10.0386	10.0762
7	0.4598	0.4063	0.0097
9	0.1369	0.3379	0.0026
11	0.1514	0.1626	0.0021
13	0.1308	0.1207	0.0015
15	0.1143	0.0985	0.0014

실험 5. 고조파 + 백색잡음

앞선 4가지 실험에서는 잡음이 없는 환경에서의 웨이블릿 제안한 기법과 필터뱅크 기법의 고조파 분해능력에 대하여 비교하였다. 이번 실험에서는 백색잡음이 두 기법에 미치는 영향에 대하여 알아본다. 실험1에 사용된 신호에 1%의 백색잡음을 첨가 하였으며 신호는 그림 14와 같다. 고조파 측정 결과를 표 5에 나타내었다. 모든 고조파에 대해 동일한 성능을 나타내는 것은 아니지만 필터뱅크 기법이 보다 우수한 고조파 예측 성능을 보임을 알 수 있다. 즉 제안방법에서는 필터뱅크와 적응예측기를 사용함으로써 잡음 환경의 신호에 대해 우수한 고조파 예측 성능을 가짐을 알 수 있다. 앞선 5가지 실험에 의하여 필터뱅크 기법이 웨이블릿 기법에 비해 이점을 가지고 있음을 확인할 수 있다.

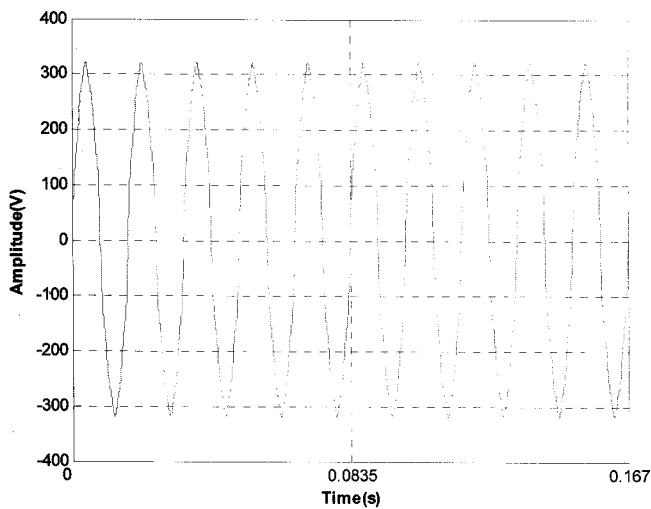


그림 14 실험 1에 사용된 신호에 1%의 백색잡음이 첨가된 신호
Fig. 14 Power signal used in test 1 with an additional 1% white Gaussian noise

표 5 잡음이 포함된 전력신호에 대한 필터뱅크 기법과 웨이블릿 기법의 고조파 측정 결과 비교

Table 5 The RMS values computed using the wavelet and filterbank method to the noisy power signal

Input signal		IEC method	Db20	v24	Filterbank
Harmonic order	Magnitud e(%)	magnitude (%)	magnitude (%)	magnitude (%)	magnitude (%)
1	100	100.01	100.01	100.01	100.00
3	1	0.98	1.12	1.03	1.026
5	2.5	2.53	2.446	2.50	2.496
7	1.1	1.08	0.97	1.05	1.118
9	0.2	0.19	0.52	0.31	0.244
11	0.3	0.30	0.31	0.31	0.283
13	0.1	0.12	0.15	0.16	0.104
15	0.1	0.24	0.16	0.15	0.105

2) THD 검출 및 추적

실험 1. 과도잡음이 포함된 전력신호의 THD 측정

첫 번째 실험은 과도잡음이 포함된 전력신호의 THD 검출과 추적에 있어 필터뱅크로 분해된 신호를 순환 기법과 [12][13] 제안된 기법(적응예측기 + 순환기법)의 성능을 비교하였다. 이 실험에서 전력신호는 60Hz의 기본주파수와 5.5%의 THD를 포함한 신호를 사용하였다. 그리고 120번째 주기에서 2주기의 과도잡음을 첨가 하였다. 순환기법과 제안 방법에 의해 검출된 THD 결과를 그림 15에 나타내었다. 순환 기법의 THD는 고조파만 포함된 영역에서는 5.52%이며 과도잡음이 포함된 영역에서는 최대 130.4%로 확인되었다. 제안된 기법에서는 고조파만 포함된 영역에서는 THD 값은 5.53%이며 과도잡음이 포함된 영역에서는 최대 13.9%로 측정되었다. 이 결과로부터 제안된 기법이 과도 잡음에 강인한 THD값을 검출, 추적할 수 있음을 확인할 수 있다.

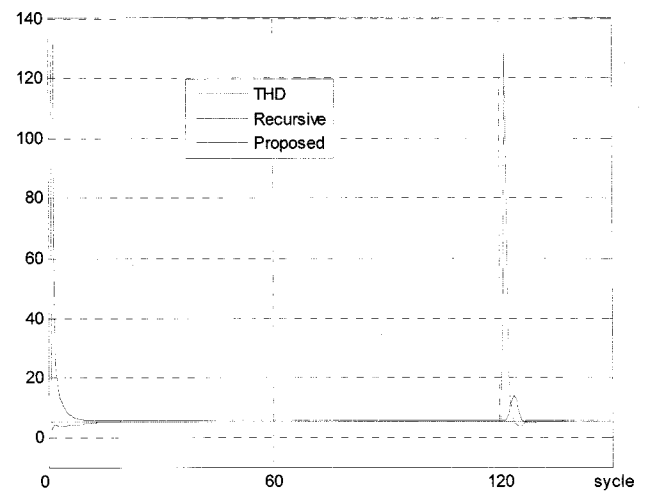


그림 15 THD 검출 결과(recursive-순환기법, proposed-제안 기법)
Fig. 15 THD detection results (recursive, proposed)

실험 2. 시변 THD 전력신호의 THD 측정

두 번째 실험에서는 전력신호의 THD가 시변(4.1%에서 26.4%) 하는 경우에 대하여 THD 추정 능력을 평가하였다. 이 실험에서 입력 신호의 기본 주파수는 57Hz에서 63Hz 사이의 값을 가진다. 그림 16 (a)에 4.1% THD를 갖는 전력신호에 대한 초기 THD 검출 및 추적 성능을 나타내었고 (b)는 THD가 26.4%로 변하였을 경우 검출 및 추적 성능을 나타내었다.

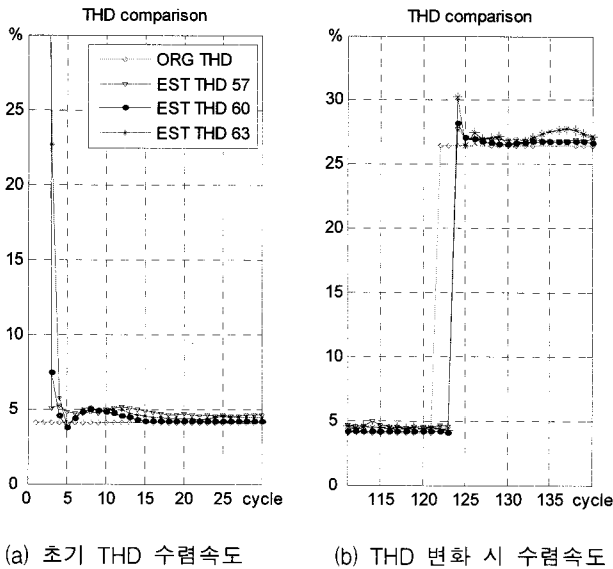


그림 16 57Hz, 60Hz, 63Hz의 기본주파수를 갖는 전력신호의 THD 검출 및 추적 결과

Fig. 16 The detection and tracking results to the time-varying THD at fundamental frequencies 57Hz, 60Hz, and 63Hz

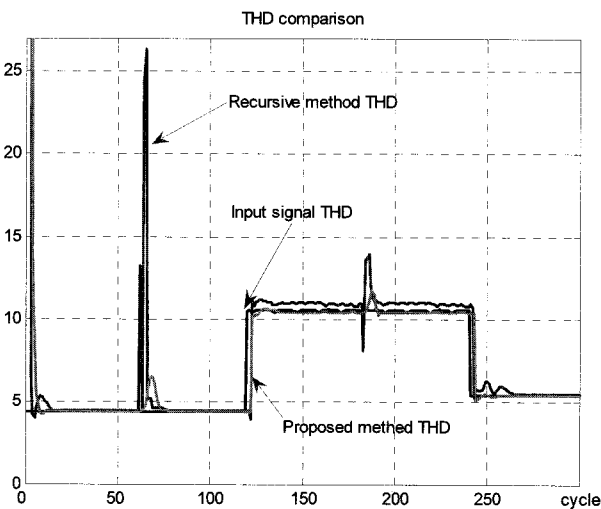


그림 17 과도잡음이 포함된 시변 주파수와 HD의 전력신호의 THD 검출 및 추적 성능 비교

Fig. 17 The THD detecting and tracking performance comparison of the time-varying frequency and THD signal with transient noise

실험 3. 과도잡음이 포함된 시변 THD 전력신호의 THD 측정
마지막 실험으로 시변 THD(4.4%(60Hz)-10.9%(63Hz)-5.6%(58Hz))의 전력 신호에 과도잡음이 포함되어 있을 경우, THD 검출, 추적 능력을 확인하였다. 그림 17에 제안기법과 순환기법에 대한 THD 검출 및 추적성능을 비교하였다. 순환 기법과 제안된 기법 모두 시변 전력신호에 대하여 THD를 잘 추정함을 확인할 수 있지만 과도잡음이 포함되어 있는 구간에서는(50-100, 150-200 cycle 사이) 제안된 기법이 과도잡음의 영향에 강인한 것을 확인할 수 있다. 이 결과들로부터 제안된 기법이 과도잡음이 포함된 시변 고조파 추정에 있어 우수한 성능을 보임을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 시변 고조파 추적 및 검출을 위하여 부밴드 필터링과 적응 예측기에 기반한 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 웨이블릿 기법과 비교하여 스펙트럼 누설 효과를 감소시키는 장점이 있음을 확인하였다. 시변하는 전력신호 조건에서 전력신호의 고조파 분해와 고조파의 진폭 및 주파수 검출 및 추적에 적합하며, 급격하게 변하는 THD와 시변 기본 주파수에 대해서도 THD의 검출과 추적이 우수한 성능을 확인하였다. 또한 과도잡음이 포함되어 있는 전력신호의 경우에도 제안된 기법이 THD추정 성능 저하를 방지하는 것을 확인하였다.

감사의 글

이 논문은 2007년 정부(교육인적자원부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (KRF-2007-521-D00372)

참 고 문 헌

- [1] IEEE Std 1159-1995, "IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality," Jun., 1995.
- [2] 김효성, "전력품질과 전원대책," 전력전자학회지 제 10권 제 6호, pp. 13-25, 12월, 2005.
- [3] IEEE Std 519-1992, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems"
- [4] Volker Kuhlmann, Alastair Sinton, Mike Dewe, and Chris Arnold, "Effect of Sampling Rate and ADC Width on the Accuracy of Amplitude and Phase Measurements in Power-Quality Monitoring," IEEE Transactions on power delivery, Vol. 22 No. 2, pp. 758-764, April, 2007.
- [5] G.Tajata, J. Tahara, M. Michihira, A. Tsuyoshi, K. Amako, H. Omori, and K. Yasui, "The time-frequency analysis of the harmonics with wavelet transform for the power electronics systems," Proc. Power Conversion conf., Vol. 2, pp733-737, Apr. 2002.

[6] Y. Z. Liu and S. Chen, "A wavelet based model for on-line tracking of power system harmonics using Kalman filtering," Proc., IEEE Power Eng. Soc., summer meeting, vol. 2, pp. 1237-1242, Jul., 2001

[7] Julio Barros, and Ramon I. Diego, "Analysis of Harmonics in Power Systems Using the Wavelet-Packet Transform," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 57, no. 1, pp. 63-69, Jan., 2008.

[8] M. D'Apuzzo, M. D'Arco, "Frequency and Amplitude Tracking of Time-Varying Harmonics Interharmonics in Power System," Proceeding of IEEE IMTC2006, pp.1614-1619, 2006.

[9] M. K. Ghartemani, M. R. Iravani, " Measurement of Harmonics/Inter-harmonics of time-Varying Frequencies," IEEE Trans. On Power Delivery, Vol. 20, No. 1, pp.23-31, Jan. 2005.

[10] M. K. Ghartemani, A. R. Bakhshai, "A technique for Extracting Time-Varying Harmonics Based on an Adaptive Notch Filter," Proceeding of the 2005 IEEE Conference on Control Application, Vol. 1, pp. 624-628, Aug. 2005.

[11] H. C. Lin, "Fast Tracking of Time-Varying Power System Frequency and Harmonics Using Iterative-Loop Approaching Algorithm," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 2, pp. 947-983, April 2007.

[12] Josif T. Tomic, Miodrag D. Kusljevic, and Vladimir V. Vujcic, "A New Power System Digital Harmonic Analyzer," IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 22, No. 2, pp. 772-780, April 2007.

[13] Miodrag D. Kusljevic, "A Simple Recursive Algorithm for Frequency Estimation," IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol. 53, No.2, pp. 335-340, April 2004.

[14] P. P. Vaidyanathan, Multirate Systems and Filter Banks, PH., 1993.

[15] Simon Haykin, Adaptive Filter Theory, PH., 2002.

[16] Ali H. Sayed, Fundamentals of Adaptive Filtering, WI., 2003.

저 자 소 개



손 상 욱 (孫 尙 郁)

2004년 충북대학교 전자공학과 졸업
 2006년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사)
 2006년 ~ 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.
 Tel : 043-261-2474
 Fax : 043-263-2419
 E-mail : sohn6523@cbnu.ac.kr



최 훈 (崔 薰)

1996년 충북대학교 전자공학과 졸업
 1996년~1998년 LG 반도체 제품개발실.
 2001년 충북대학교 전자공학과 석사.
 2006년 동 대학원 전자공학과 박사. 2006년~2008년 한국표준과학연구원 Post-Doc. 2008년~현재 동의대학교 전임강사.
 Tel : 051-890-1673
 E-mail : hchoi@deu.ac.kr



배 현 덕 (裴 鉉 憲)

1977년 한양대학교 전자공학과 졸업
 1980년 서울대학교 전자공학과 석사.
 1992년 2월 동 대학원 전자공학과 박사.
 1994년~1995년 : 미국 시라큐스 대학 전기전자컴퓨터공학과 방문교수. 1987년 3월~현재 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부 교수.
 Tel : 043-261-2474
 Fax : 043-263-2419
 E-mail : hdbae@cbnu.ac.kr