한국정보전자통신기술학회논문지(jkiiect)'17-10, Vol.10 No.5
논문 17-10-05-435 http://dx.doi.org/10.17661/jkiiect.2017.10.5.435

적응예측기 노치특성을 이용한 전력신호 중간고조파 검출

배 현 덕*

Power Signal Inter-harmonics Detection using Adaptive Predictor Notch Characteristics

Hyeon Deok Bae*

요 약 중간고조파는 주파수가 기본주파수의 정수배가 아니며 크기가 고조파에 비해 작으므로 중간고조파의 정확한 검출은 쉽지 않다. 본 논문에서는 필터뱅크 시스템과 적응 예측기를 이용하는 중간 고조파 검출 기법을 제안한다. 필터뱅크 시스템에서는 입력신호를 부밴드로 분해한다. 적응 예측기에서는 분해된 부밴드 신호를 입력신호로, 오차신호를 출력으로 하여 중간고조파를 검출한다. 이럴 경우 적응예측기의 입출력 특성이 노치필터특성을 가지므로, 예측된 고조파신호가 오차신호에서 제거되므로 중간고조파 검출이 가능하다. 검출된 중간고조파의 크기와 주파수는 순환기법을 이용하여 추정한다. 제안 기법의 성능은 고조파와 중간고조파를 정현모델로 합성한 신호를 입력으로 사용하고, 시뮬레이션을 통해 중간고조파 검출결과를 평가한다. 그리고 중간고조파 검출 결과를 MUSIC, ESPRIT와 비교하여 제안기법의 타당성을 입증한다.

Abstract Detecting an inter-harmonic accurately is not easy work, because it has small magnitude, and its frequency which can be observed is not an integer multiple of fundamental frequency. In this paper, a new method using filter bank system and adaptive predictor is proposed. Filter bank system decomposes input signal to sub bands. In adaptive predictor, inter-harmonic is detected with decomposed sub band signal as input, and error signal as output. In this scheme, input-output characteristic of adaptive predictor is notch filter, as predicted harmonic is canceled in error signal, so detecting an inter-harmonic can be possible. Magnitude and frequency of detected inter-harmonic is estimated by recursive algorithm. The performances of proposed method are evaluated to sinusoidal signal model synthesized with harmonics and inter-harmonics. And validity of the method is proved as comparing the inter-harmonic detection results to MUSIC and ESPRIT.

Key Words : Adaptive predictor, Filter bank, Inter-harmonics, Notch filter, Recursive algorithm

1. 서론

전력계통에서 비선형부하 사용의 증가로 전력품질에 대한 관심이 증대되고 있다. 전력품질의 기본요소에는 고조파(harmonics), 중간 고조파(inter harmonics), 순간 전압상승(voltage swell), 순간 전압강하(voltage sag), 정전(interruption) 등이 있다.

전력신호 기본파의 정수배 주파수를 가지는 고조파, 전압상승, 전압강하, 정전 등의 현상에서는 관련 신호의 크기가 비교적 크므로 다양한 검출 방법이 발표되어 왔다[1][2].

주파수가 기본파의 정수배가 아닌 중간고조파는 사이클로컨버터(cycloconverter), EAF(Electric Arc Furnace) 등에서 주로 발생되며 그 크기가 매우 작다. 전력신호 기본주파수 보다 낮은 중간고조파는 유도모터에 손실을 초래하며 높은 주파수의 중간고조파는 전기기기 열손실의 원인이 된다.

주파수가 기본파의 정수배가 아니고 크기 또한

*Corresponding Author : School of Electrical Eng., Chungbuk National University (hdbae@cbnu.ac.kr)
Received October 12, 2017 Revised October 15, 2017 Accepted October 24, 2017

상대적으로 작은 중간고조파는 기존의 검출 기법에서 검출의 정확성이 다소 떨어지는 경향이 있다[3][4].

전력신호 고조파와 중간고조파 검출에서 비 파라미터(non-parametric) 방법인 DFT(Discrete Fourier Transform)에 기반한 기법은 윈도우길이에 따라 크기가 큰 인접 신호에 의한 스펙트럼 누설로 인해 크기가 작은 신호의 검출에서는 정확도가 많이 떨어진다. 대표적 파리미터 방법인 MUSIC(Multiple Signal Classification), ESPRIT(Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Technique) 등에서는 신호 검출에서 큰 크기의 자기상관행렬(autocorrelation matrix)이 요구되며 인접한 크기가 큰 신호의 제거를 위한 전 처리 과정을 필요로 한다[1][5]. 따라서 크기가 작은 높은 차수의 고조파나 중간 고조파 검출에서는 전력신호를 부 대역(sub band)으로 분해하여 신호를 검출하는 것이 정확성을 향상 시킬 수 있다[6][7][8].

본 연구에서는 DPWT(Discrete Packet Wavelet Transform)과 성능이 유사한 필터뱅크 시스템을[7][9] 설계하여 전력신호를 부 밴드로 분해하여 각 부 밴드신호를 적응 예측기(adaptive predictor)로[10] 처리하여 중간 고조파를 검출하는 기법을 제안한다. 필터뱅크 시스템은 QMF(Quadrature Mirror Filter)를 기본 필터뱅크로 이를 종속 접속하여 설계한다[6][9]. 적응 예측기에서는 노치(notch)특성을 이용하여 분해된 부 밴드 신호에서 크기가 비교적 큰 고조파 신호를 제거한다. 고조파가 제거된 각 부 밴드 신호에 순환알고리즘(recursive algorithm)을[11] 이용 중간고조파의 크기와 주파수를 검출한다. 제안 기법의 성능을 기존의 중간고조파 검출방법과 비교 평가한다.

2. 중간고조파 검출기법

2.1 필터뱅크 시스템

전력신호를 부밴드로 분해하기 위한 필터뱅크 시스템은 QMF뱅크를 다단으로 접속하여 설계하며 그림 1과 같다.

그림 1에서 QMF 뱅크는 저역통과필터 L, 고역통과필터 H, 솎음기(decimator) $\downarrow 2$ 로 구성되며, 종속접속 단수가 m이면 입력신호를 2^m개의 부밴드 대역으로 분해가 가능하다.

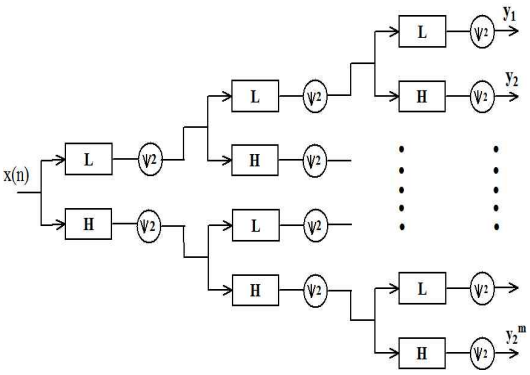

그림 1. 필터뱅크 시스템
Fig. 1. Filter bank system

2.2 중간고조파 검출을 위한 적응 예측기

필터뱅크 시스템에서 분해된 부 밴드 신호 $y_i(n)$을 처리하여 중간고조파 검출을 위한 적응 예측기 구조는 그림 2와 같다.

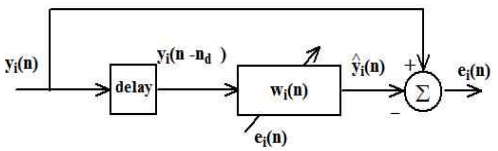

그림 2. 적응 예측기
Fig. 2. Adaptive predictor

그림 2에서 $y_i(n)$, $y_i(n-n_d)$, $\hat{y_i}(n)$은 각각 부 밴드 신호, 지연된 신호, 예측된 신호이다. 그리고 $\boldsymbol{w_i(n)}$은 각 대역에서의 적응필터 계수벡터, $e_i(n)$은 부 밴드 신호와 예측된 신호의 오차이다.

각 부 밴드에 전력신호에 포함된 고조파가 하나씩만 위치하게 필터뱅크 시스템을 설계하면 각 부 밴드 신호와 이의 지연 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$y_i(n) = A_l \cos(l\omega_o n + \Phi) \quad (1)$$

$$y_i(n-n_d) = A_l \cos(l\omega_o (n-n_d) + \Phi) \quad (2)$$

여기서 ω_0는 전력신호 기본파 주파수, A_l, $l\omega_0$, Φ는 각각 고조파 크기, 고조파 주파수, 위상이다. 예측된 신호는 적응필터와 지연된 신호와의 콘볼류션(convolution)으로 다음과 같다.

$$\hat{y_i}(n) = \sum_{k=0}^{M-1} \boldsymbol{w_i}(n) y_i(n-n_d-k) \quad (3)$$

여기서 M은 적응필터의 길이이다.

적응알고리즘으로 LMS(Least Mean Square)를 사용하면 적응필터 계수 갱신 식은 다음과 같다.

$$\boldsymbol{w}_i(n+1) = \boldsymbol{w}_i(n) + \mu y_i(n-n_d-k) e_i(n) \quad (4)$$

여기서 μ적응이득이다.

식(3), (4)의 $y_i(n-n_d-k)$는 식(1)을 이용한 지수형식 표현은 다음과 같다.

$$y_i(n-n_d-k) = A_l \cos(l\omega_0 (n-n_d-k) + \Phi = \frac{A_l}{2}[e^{j(lw_0 n + \Phi_i)} + e^{-j(lw_0 n + \Phi_i)}] \quad (5)$$

여기서 $\Phi_i = \Phi - lw_0 n - lw_0 k$이다.

식(4)의 Z-변환은,

$z\,W_i(z) = W_i(z) + \mu Z[y_i(n-n_d-k)e_i(n)$

이며, 여기서 $Z(.)$은 z변환을 의미한다.

이 항의 변환식은

$\frac{A_l}{2}[e^{j\Phi_i} E_i(ze^{-jlw_0} + e^{-j\Phi_i} E_i(ze^{jl\omega_0})]$ 이므로

이 두식을 통합하여 정리하면 다음과 같다.

$$W_i(z) = \frac{\mu A_l}{2} \frac{1}{z-1}[e^{j\Phi_i} E_i(ze^{-jlw_0}) + e^{-j\Phi_i} E(ze^{jlw_0})] \quad (6)$$

그리고 식(5)를 식(3)에 대입하여 Z-변환하면,

$$\hat{Y}_i(z) = \frac{A_l}{2} \sum_{k=0}^{M} [e^{j\Phi_i} W_i(ze^{-jlw_0}) + e^{-j\Phi_i} W_i(ze^{jlw_0})]. \quad (7)$$

식(6)을 식(7)에 대입하여 시간에 따라 변화하는 항은 적응필터와 관련된 항이므로 변화량이 작으므로 무시하여 정리하면 식(7)은 다음과 같이 간략화 된다[10].

$$\hat{Y}_i(z) \cong \frac{\mu M A_l^2}{4} E_i(z)\left(\frac{1}{ze^{-jlw_0}-1} + \frac{1}{ze^{jlw_0}-1}\right) \quad (8)$$

그림 2에서 입력을 $e_i(n)$, 출력을 $\hat{y_i}(n)$으로 하는 개방루프(open loop)의 전달함수 $G_i(z) = \frac{\hat{Y}_i(z)}{E_i(z)}$는 다음과 같이 표현된다.

$$G_i(z) \cong \frac{\mu M A_l^2}{4}\left(\frac{z\cos(lw_0)-1}{z^2-2z\cos(lw_0)+1}\right) \quad (9)$$

식 (9)로부터 $G_i(z)$는 극점이 $z = e^{\pm jlw_0}$에 위치하는 자기 동조특성을 가짐을 알 수 있다.

그림 2의 적응 예측기 구조에서는 예측된 신호 $\hat{y_i}(n)$에는 크기가 비교적 고조파가 주성분이 되고 상대적으로 주파수가 인접하고 크기가 작은 중간고조파는 오차신호 $e_i(n)$에 포함된다.

그러므로 필터뱅크 시스템으로 분해된 부 밴드신호 $y_i(n)$로부터 중간 고조파를 검출하는 시스템은 입력이 $y_i(n)$, 출력이 $e_i(n)$인 시스템으로 볼 수 있다. $e_i(n) - \hat{y_i}(n)$관계 전달함수 $G_i(z)$를 이용하여 $y_i(n) - e_i(n)$관계의 폐루프(closed loop)블록 다이아그램은 그림 2를 이용 다음 그림으로표현이 가능하다.

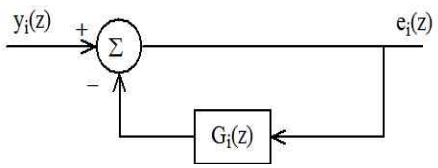

그림 3. 중간고조파 검출시스템

Fig. 3. Inter harmonics detection system

분해된 신호로부터 중간 고조파를 검출하는 시스템의 전달함수는 $H_i(z)=\frac{E_i(z)}{Y_i(z)}=\frac{1}{1+G_i(z)}$이며, 식 (9)를 이용하면 다음과 같다.

$$H_i(z)\cong\frac{z^2-2z\cos(lw_0)+1}{z^2-2(1-\mu MA_l^2/4)z\cos(lw_0)+(1-\mu MA_l^2/2)} \quad (10)$$

식 (10)에서 전달함수 영점(zero)은 $z=e^{\pm l\omega_0}$에 위치하며, 적응이득 μ는 작은 값을 가지므로 $\mu MA_l^2/4\ll 1$로 볼 수 있으므로 극점(pole)이 $z\cong(1-\mu MA_l^2/4)e^{\pm jl\omega_0}$에 위치한다. 따라서 전달함수 $H_i(z)$는 노치(notch)주파수가 $l\omega_0$인 2차 노치필터(notch filter)임을 알 수 있다.

만약 필터뱅크 시스템으로 전력신호를 분해한 부밴드 대역 신호 $y_i(n)$에 하나의 고조파와 이와 주파수가 인접한 중간고조파가 존재할 경우 그림 2의 적응예측기 전달함수 $H_i(z)$를 이용 주파수 $l\omega_0$의 고조파는 제거되므로 적응예측기 오차신호 $e_i(n)$에서 중간고조파 검출이 가능해진다.

중간고조파의 크기와 주파수는 최근 3개의 샘플신호$e_i(n-2)$, $e_i(n-1)$, $e_i(n)$을 이용하는 순환알고리즘(recursive algorithm)[6][11]이용하여 추정한다.

3. 시뮬레이션

필터뱅크 시스템과 적응예측기의 노치특성을 이용하여 전력신호 중간고조파 검출을 위한 제안 기법의 성능평가를 위해 Matlab을 이용 시뮬레이션을 수행한다.

필터뱅크 시스템은 QMF뱅크를 3단으로 접속하여 입력신호를 8개의 부밴드 대역으로 분해하도록 설계한다. QMF뱅크의 저역통과필터와 고역통과필터는 11차 타원형 IIR필터로 설계한다. 입력신호는 기본파, 고조파, 중간고조파를 정현모델을 이용

다음 식과 같이 합성하여 사용한다.

$$x(n)=\sum_l A_l\cos l\omega_0 n+\sum_m IHm(n) \quad (11)$$

식 (11)에서 첫 항은 기본파 주파수의 정수배 주파수를 가지는 고조파신호 항이며, 두 번째 항은 주파수가 기본파 주파수의 정수배가 아닌 중간고조파 항이며 형식은 고조파 수식과 동일하다.

시뮬레이션을 위한 입력신호의 크기와 주파수는 EN50160 기준[5]을 따르며 표 1과 같다.

합성된 입력신호의 샘플링 주파수를 1.92kHz하여 필터뱅크 시스템 각 부밴드에 하나의 고조파와 이와 인접한 중간고조파가 위치하게 한다.

각 부밴드 신호에서 고조파를 제거하는 적응예측기에서는 LMS알고리즘을 사용하며, 필터의 길이를 4, 적응이득은 $\mu=0.1$로 한다.

표 1. 합성신호의 크기와 주파수
Table 1. Magnitudes and frequencies of synthesized signal

고조파	주파수 (Hz)	크기 (%)	중간 고조파	주파수 (Hz)	크기 (%)
H1	60	100	IH1	89	0.3
H3	180	1.5	IH3	209	0.45
H5	300	4	IH5	329	0.12
H7	420	4	IH7	449	0.12
H9	540	0.8	IH9	569	0.24
H11	660	2.5	IH11	689	0.1
H13	780	2	IH13	809	0.1
H15	900	3	IH15	929	0.2

적응 예측기 오차신호로부터 제안기법의 중간고조파 검출성능은 전달함수 $H_i(z)$의 주파수 특성으로부터 알 수 있으며 중간고조파 IH1, IH5, IH9, IH13의 검출이 가능한 $H_i(z)$주파수 특성은 그림 4와 같다. 그림 4의 중간고조파 검출필터는 기본파의 정수배 주파수를 가지는 고조파 주파수에서는 감쇠특성을 가지며 중간고조파 주파수에서는 동조 특성을 가짐을 알 수 있다. 따라서 적응필터 오차 신호로부터 중간고조파 검출이 가능함을 알 수 있다. 그림 4의 필터특성을 근거로

중간고조파 추정을 위해 적응 예측기 오차신호 $e_i(n)$에 순환알고리즘을 적용하여 중간고조파의 크기와 주파수를 검출한다. 각 부밴드 대역에서 검출된 중간고조파의 크기와 주파수를 기존 검출 방법인 MUSIC, ESPRIT의 검출결과와 비교 평가하였다. 제안 기법과 MUSIC, ESPRIT의 중간고조파 크기와 주파수 추정 결과는 표 2, 표 3과 같다.

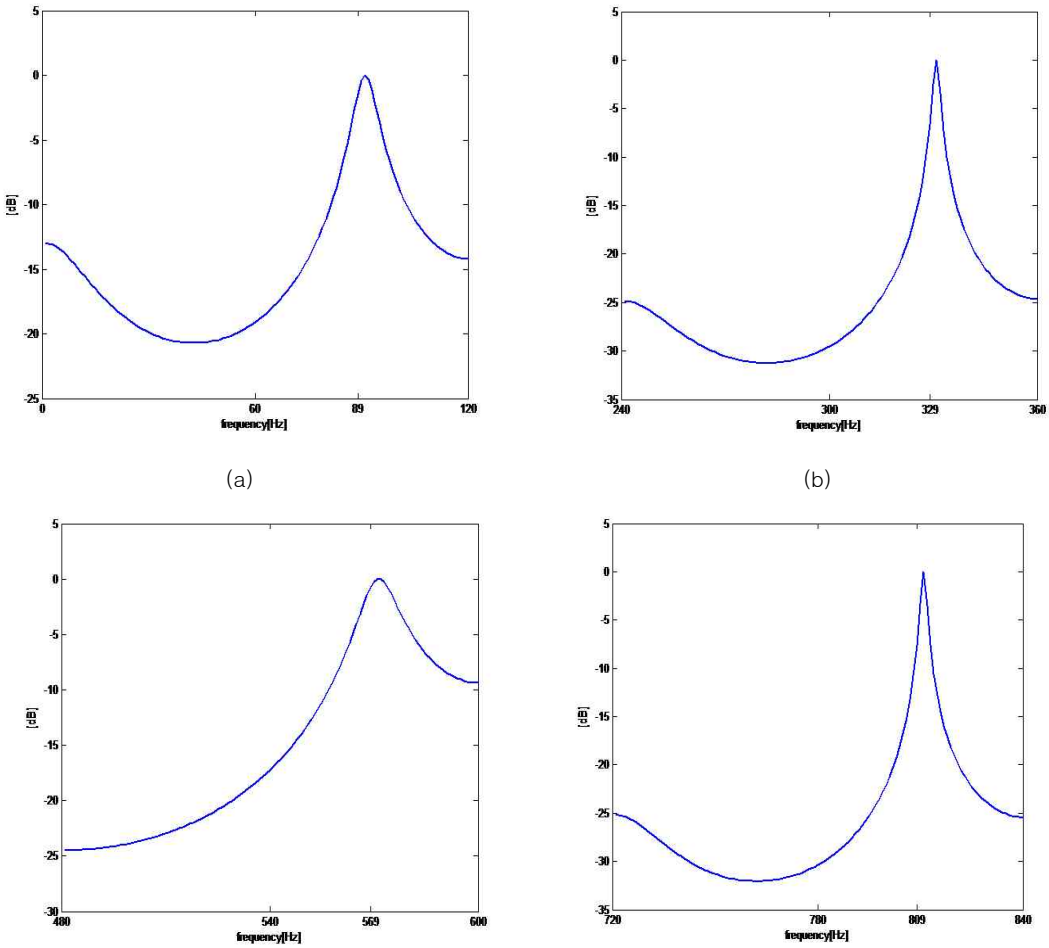

그림 4. 중간고조파 검출 적응필터 주파수 특성,
(a)IH1 검출필터 특성,(b)IH5 검출필터 특성, (c)IH9 검출필터특성, (d)IH13검출필터 특성

Fig. 4. Frequency characteristics of adaptive filter to detect inter harmonics,
(a)Filter characteristic to detect IH1,(b)Filter characteristic to detect IH5,(c)Filter characteristic to detect IH9, (d)Filter characteristic to detect IH13.

표 2. 중간고조파 크기 검출 결과
Table 2. Magnitude detection results of inter harmonics

중간 고조파	크기 (%)	Proposed method	MUSIC / ESPRIT
IH3	0.45	0.4383	0.3595 / 0.3959
IH5	0.12	0.1314	0.1462 / 0.1784
IH7	0.12	0.1251	0.1306 / 0.1391
IH9	0.24	0.2121	0.2822 / 0.2760
IH11	0.1	0.1032	0.1047 / 0.0925
IH13	0.1	0.1071	0.1364 / 0.1421
IH15	0.2	0.2096	0.1836 / 0.2453

표 3. 중간고조파 주파수 검출 결과
Table 3. Frequency detection results of inter harmonics.

중간 고조파	주파수 (Hz)	Proposed method	MUSIC / ESPRIT
IH3	209	208.9466	208.8245 / 208.8707
IH5	329	329.0185	328.8452 / 331.5338
IH7	449	448.8908	448.3421 / 455.0031
IH9	569	568.5268	556.7494 / 568.7842
IH11	689	688.8695	689.1482 / 676.4064
IH13	809	808.9918	808.7821 / 809.2465
IH15	929	929.2809	928.2413 / 927.1845

표 2, 표 3에서 MUSIC, ESPRIT는 검출 성능이 진폭이 큰 신호가 인접한 경우 검출 성능이 저하되므로 중간고조파 검출에서 기본파와 인접한 중간고조파 IH1의 검출 성능비교는 제외하였다.

표 2의 결과로부터 추정된 IH3의 크기 오차는 제안기법, MUSIC, ESPRIT에서 각각 2.6%, 20%, 12% 이며, 중간고조파 크기 검출에서는 제안 기법이 두 방법에 비해 보다 향상된 정확성을 보임을 알 수 있다. 그리고 표 3의 주파수 검출 결과에서는 대체로 세 기법 모두 오차 1%이내의 검출 성능을 보이나 제안기법의 오차가 보다 작음을 알 수 있다.

4. 결론

전력계통에서 비선형 대전력 부하의 증가로 전력품질에서 중간고조파의 검출은 중요하며. 중간고조파는 주파수가 고조파의 정수배가 아니고 그 크기가 고조파에 비해 작으므로 검출에 어려움이 따른다. 본 논문에서는 필터뱅크 시스템과 적응예측기를 이용하는 중간고조파 검출기법을 제안하였다.

필터뱅크 시스템에서는 전력신호를 분해하여 인접한 고조파의 스펙트럼 누설 효과를 줄였다. 그리고 적응예측기의 노치특성을 이용하여 같은 부밴드 대역의 고조파 제거하여 순환 알고리즘을 이용 중간고조파를 실시간으로 검출하였다. 제안기법의 중간고조파 검출 성능을 정현모델 합성신호에 대해 평가하였으며. 기존방법인 MUSIC, ESPRIT과 중간고조파 검출성능을 비교 검증하였다.

REFERENCES

[1] Math H. J. Bollen and Irene Y. H. Gu, Signal Processing of Power Quality Disturbances, Hoboken NJ, Wiley-Interscience, 2006.

[6] Bollen, M. H. H. Gy and I. Y. H. Gu, “Bridging the Gap between Signal and Power,” IEEE Signal Processing Magazine, Vol.26, Issues4, pp. 12-31, July 2009.

[3] J.C.Das, Power System Harmonics and Passive Filter Design, Hoboken NJ, W,iley and Sons, 2015.

[4] G.W.Chang and C.I.Chen,“An Accurate Time-Domain Procedure for Harmonics and Interharmonics Detection,” IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.25, No. 3, pp.1787-1795, July 2010.

[5] H.Choi and H.D.Bae, “Harmonic/Interharmonic Detection and Estimation of Power signal using Subband MUSIC/ESPRIT,” The Trans. of KIEE, Vol.64, No.1, pp.149-158, Jan. 2015.

[6] S.W.Sohn, Y.B.Lim, J.Y.Yun, H.Choi and H.D.Bae,"A Filter Bank and a Self-Tuning Adaptive Filter for the Harmonic and Interharmonic Estimation in Power Signals," IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol.61, No.1, pp.64-73, Jan. 2012.

[7] P. P. Vaidyanathan, Multirate Systems and Filter Banks, Englewood cliffs, NJ.:PH, 1993.

[8] A.Miron, M.D.Chindris and A.Cziker, “Harmonics and Interharmonics Analysis of Power Signals using Gaussian Filter Banks,” 2014 49th IEEE UPEC Proceeding, pp.1-6, Sept. 2014.

[9] H.D.Bae,“Noisy Time Varying Vibration Signal Analysis using Adaptive Predictor-Binary Tree Structured Filter Bank System,” The J. of KIIECT, Vol.10, No.1, pp.77-84, Feb. 2017.

[10] J.R.Glover,“Adaptive Noise Canceling Applied to Sinusoidal Interferences,” IEEE Trans. on ASSP, Vol.25, No.6, pp.484-491, Dec.1977.

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

저자약력

배 현 덕(Hyeon-Deok Bae) [종신회원]

- 1977년 2월 : 한양대학교 전자공학과 (공학사)
- 1980년 2월 : 서울대학교 대학원 전자공학학과 (공학석사)
- 1992년 2월 : 서울대학교 대학원 전자공학학과 (공학박사)
- 1987년 3월 ~ 현재 : 충북대학교 전기공학부 교수

<관심분야>

적응신호처리, 멀티레이트 신호처리, 전력품질 신호처리