

잡음영향의 저감을 위한 두 디지털 필터들의 사용에 의한 DFT 기반의 계통주파수 추정

DFT-based Power System Frequency Estimation using Two Digital Filters for Noise Effect Reduction

황진권*
(Jin Kwon Hwang)

Abstract - The power system frequency plays an important role in monitoring and controlling the power system. The frequency can be measured through discrete Fourier transform (DFT) coefficients of its positive fundamental frequency. The accuracy of the frequency estimate is severely affected by noise in the power system signal and the leakage effect of the negative fundamental frequency in DFT. This paper proposes a DFT-based frequency estimation algorithm to cope with the noise as well as the leakage effect. In this algorithm, two suitable digital filters are introduced to reduce efficiently frequency estimate error due to the noise. These filters are designed to use a digital bandpass filter and a second-degree integrator. The effectiveness of the proposed algorithm in reduction of frequency estimate error is verified through simulations on noise, harmonics and frequency deviation.

Key Words : Frequency estimation, DFT, Digital bandpass filter, Digital integrator, Noise, Leakage effect

1. 서론

계통주파수의 실시간 측정치는 전력계통의 감시와 운용에 반드시 필요하다. 세계 유수의 전력회사들은 3상 전력계통에 PMU(Phasor Measurement Unit)[1] 설치를 통한 WAMS(Wide Area Measurement System)를 구축하여 계통주파수를 측정하고 있다. 학술 연구용도로 운용되고 있는 대표적인 WAMS는 북미 지역에 기반을 둔 FNET(Frequency Monitoring Network) 시스템[2]이 있다. 이 시스템은 단상 저전압용 PMU인 FDR(Frequency Disturbance Recorder)을 가입자 전선로에 설치하여서 계통주파수를 수집한다. 현재, 1개 FDR이 전주시에 설치되어 있으며 FNET 시스템은 이것에서 한국의 계통주파수를 수집하여 인터넷에 실시간으로 보여주고 있다.

FDR을 포함한 PMU는 시간에 대한 계통전압의 위상 변화에서 주파수를 계산한다[3][4]. PMU는 계통전압 신호를 GPS 수신기에 동기된 클럭으로 표본화하고[5] 이것의 DFT(Discrete Fourier Transform) 계수에서 계통전압의 위상을 구한다. 이러한 DFT 기반의 계통주파수 추정기법은 고조파 영향에 둔감한 반면에 음대역 기본주파수의 누설효과와 전력계통의 잡음에 매우 취약하다. 누설효과의 영향을 줄이는 다양한 기법들이 제안되어 있어서[6-9] 현재, 잡음은 DFT 기반의 계통주파수 추정에서 가장 큰 문제점이 되고 있다.

DFT 계수에서 잡음영향을 줄이는 효과적인 방법은 DFT 계산의 시간구간을 길게 설정하거나 계통전압 신호를 협대

역의 대역통과 필터로 필터링하는 것이다. 하지만, DFT 계산에 너무 긴 시간구간이나 너무 좁은 대역폭의 필터가 사용되면 추정된 계통주파수에 과도한 시간지연이 있게 되고 이러한 계통주파수 추정치는 실시간 응용에 어려움을 줄 수 있다. DFT 기반의 기법 이외에 최소자승법(Least Squared Method)[10], Kalman 필터링[11] 및 Prony 알고리즘[12] 등의 주파수 추정기법이 제안되어 있다.

정상의 전력계통에서 계통주파수는 수십 mHz 이내로 변동하며 계통전압의 고조파들의 크기는 기본 주파수 그것보다 매우 작다는 특징이 있다. 이 특징에서 계통전압을 단일 톤 신호로 간주하여 대역통과 필터와 2차 적분기를 사용한 계통주파수 추정기법이 제안되었다[13]. 이 기법에서 계통주파수는 계통전압 신호와 그것의 2차 적분 신호 사이의 진폭 크기 비율에서 계산된다.

본 연구에서는 전형적인 DFT 기반의 계통주파수 추정기법을 사용하고 여기에, 잡음에 의한 주파수 추정오차를 효과적으로 줄일 수 있도록 대역통과 필터와 2차 적분기를 도입한다. 아울러, 음대역 기본주파수의 누설효과를 줄일 수 있는 기법도 소개한다. 본 연구의 계통주파수 추정기법을 8차의 디지털 Chebyshev I 대역통과 필터로 구현하고 잡음에 대한 모의실험을 통하여 이 주파수 추정기법의 유용성을 입증한다.

2. DFT 기반의 주파수 추정 및 누설효과의 감쇠

2.1 DFT 기반의 주파수 추정기법

주파수편이가 Δf 인 계통전압의 표본화된 신호 $x(n)$ 은 다음으로 나타낼 수 있다.

* Corresponding Author : Dept. of Fire Protection and Safety, Woosuk University, Korea

E-mail : jkhwang@woosuk.ac.kr

Received : October 26, 2012; Accepted : June 26, 2013

$$x(n) = \sum_{l=1}^L A_l \cos(2\pi l(f_0 + \Delta f)nT + \phi_l) + w(n) \quad (1)$$

여기서, f_0 는 전력계통의 공칭주파수로서 한국과 북미 지역에서 60 Hz이다. A_l 과 ϕ_l 은 각기 l 번째의 고조파의 크기와 초기 위상이며 $w(n)$ 은 전력계통의 잡음이다. $T=1/(Nf_0)$ 는 표본화 시간간격이며 N 은 계통전압의 한 주기 당 표본화 개수이다. 정상적인 전력계통에서 Δf 와 $A_l, 1 < l \leq L$ 은 각기 $|\Delta f| \ll f_0$ 및 $A_l < A_1$ 이 된다. 잡음 $w(n)$ 은 평균이 0이고 전력 스펙트럼 밀도가 ρ^2 W/Hz인 백색 가우시안 잡음으로 가정된다. 고조파를 무시한 경우에 계통전압 신호의 SNR(signal-to-noise ratio)은 $A_1^2/(2N\rho^2 f_0)$ 으로 계산된다.

잡음의 영향을 감소하기 위하여서 DFT 계산에 다수의 주기를 사용할 수 있다. 본 연구에서는 1 주기를 사용하기로 한다. 그러면, 공칭주파수 f_0 의 DFT 계수 \overline{X}_n 은 다음과 같이 계산된다.

$$\overline{X}_n = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(n+k-N+1)e^{-j\frac{2\pi k}{N}} \quad (2)$$

\overline{X}_n 에 회전좌표계를 적용한 X_n 을 도입하면[4], 순환적인 연산에 의하여 X_n 을 빠르게 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} X_n &= \overline{X}_n e^{-j\frac{2\pi n}{N}} \\ &= X_{n-1} + \frac{2}{N}(x(n) - x(n-N))e^{-j\frac{2\pi(n-1)}{N}} \end{aligned} \quad (3)$$

수식 (1)을 (3)에 대입하면 X_n 을 다음으로 나타낼 수 있다.

$$X_n = \sum_{l=-L}^L A_l R(f_l) e^{j(\theta_l(n) + \phi_l)} + W_n \quad (4)$$

$$R(f_l) = \frac{\sin(\pi(f_l - f_0)NT)}{N \sin(\pi(f_l - f_0)T)}, \quad f_l = l(f_0 + \Delta f) \quad (5)$$

$$\theta_l(n) = 2\pi(f_l - f_0)nT - \pi(f_l + f_0)(N-1)T \quad (6)$$

여기서, $A_{-l} = A_l$ 이고 $\phi_{-l} = -\phi_l$ 이며 W_n 은 $w(n)$ 에 대한 DFT 이다.

DFT 계산 (2)에는 사각 윈도우 함수(rectangular window function)가 사용되어 있다. $R(f)$ 는 이 사각 윈도우 함수의 주파수응답이 되며 $N=4$ 인 경우에 $R(f)$ 의 크기가 그림 1에 나타나 있다. $R(f)$ 는 sinc 함수와 유사하며 그 주봉우리는 0에서 $2f_0$ 의 주파수 대역에 위치하며 다른 봉우리들에 비하여 매우 크다. 따라서 주봉우리 주파수 대역의 잡음이 W_n 의 크기에 가장 크게 기여한다.

Parseval의 정리[14]에 의하여 W_n 의 전력평균 $E\{W_n W_n^* \}$ 은 (7)과 같이 계산될 수 있다. 여기서 $E\{\cdot\}$ 는 기댓값이고 “*”는 공액복소수를 나타낸다.

$$E\{W_n W_n^* \} = \rho^2 \int_{-Nf_0/2}^{Nf_0/2} |R(f)|^2 df = \sum_{k=0}^{N-1} Ew^2(n-k) = 4\rho^2 f_0 \quad (7)$$

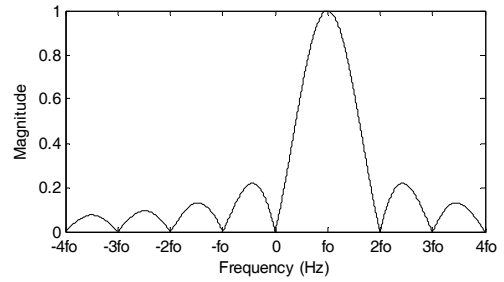


그림 1 사각 윈도우 함수의 주파수응답의 크기

Fig. 1 Frequency response of the rectangular window function

N 은 W_n 의 전력평균을 줄이는 데에 무관함을 알 수 있다. 한편, $W_n W_n^*$ 은 N 자유도의 카이제곱 분포이며 그 분산은 $\text{var}\{W_n W_n^* \} = 32\rho^4 f_0^2 / N$ 으로 주어진다[15]. 따라서 $W_n W_n^*$ 의 분산이 작아지도록 N 을 크게 설정할 필요가 있다.

사각 윈도우 함수에서 $|R(f_0)| \ll R(f_0) = 1$ 이 되고 고조파의 크기는 $A_l > A_1, l=2,3,\dots,L$ 이 되기 때문에 X_n 의 계산에서 $x(n)$ 의 고주파 성분을 무시할 수 있다. 즉, 계통전압 신호를 잡음이 가미된 단일 톤 신호로 간주할 수 있다. 따라서 X_n 은 양대역 기본 주파수인 f_1 과 음대역 기본 주파수인 $f_{-1} = -f_1$ 에 관한 두 개의 항들 그리고 잡음의 항인 W_n 으로 근사화될 수 있다.

$$X_n \approx A_1 R(f_1) e^{j(\theta_1(n) + \phi_1)} + A_1 R(f_{-1}) e^{j(\theta_{-1}(n) - \phi_1)} + W_n \quad (8)$$

$|\epsilon| \ll 1$ 일 때에 $e^{j\epsilon} \approx 1 + j\epsilon$ 인 것을 이용하면, X_n 을 다음과 같이 근사화할 수 있다.

$$\begin{aligned} X_n &\approx A_1 \frac{\sin(\pi \Delta f N T)}{N \sin(\pi \Delta f T)} e^{j(2\pi \Delta f n T - \pi(2f_0 + \Delta f)(N-1)T + \phi_1)} \\ &\quad \times e^{-j\frac{\Delta f}{2f_0 + \Delta f} \sin(2\pi(f_0 + \Delta f)(2n - N + 1)T + 2\phi_1)} + W_n \end{aligned} \quad (9)$$

잡음이 없다면, 즉 $W_n = 0$ 이면, X_n 의 각도를 다음과 같이 근사적으로 구할 수 있다.

$$\angle X_n \approx 2\pi \Delta f n T - \pi(2f_0 + \Delta f)(N-1)T + \phi_1 + \delta_X(n) \quad (10)$$

$$\delta_X(n) = \frac{-\Delta f}{2f_0 + \Delta f} \sin(2\pi(f_0 + \Delta f)(2n - N + 1)T + 2\phi_1) \quad (11)$$

여기서 $\delta_X(n)$ 은 음대역 기본주파수의 누설효과에 의한 각도이다. Δf 는 X_n 의 각도에서 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\Delta f \approx \frac{\angle X_n - \angle X_{n-m}}{2\pi m T} \quad (12)$$

여기서 m 은 주파수편이 추정된 시간간격이다. $\delta_X(n)$ 에 의한 주파수편이 추정오차 Δf_{δ_X} 는 다음으로 계산된다.

$$\Delta f_{\delta_X} = \frac{\delta_X(n) - \delta_X(n-m)}{2\pi m T} = \frac{-\Delta f}{2f_0 + \Delta f} \frac{\sin(2\pi(f_0 + \Delta f)mT)}{2\pi m T} \times \cos(2\pi(f_0 + \Delta f)(2n-m-N+1)T + 2\phi_1) \quad (13)$$

$m \ll N$ 일 때에 $|\Delta f_{\delta_X}|$ 의 최대값은 $|\Delta f|/2$ 으로 근사화되기 때문에 $|\Delta f_{\delta_X}|$ 은 무시될 수 없는 오차가 된다. 따라서 계통주파수 추정오차를 낮추기 위해서 우선적으로 $\delta_X(n)$ 을 줄이는 것이 반드시 필요하다.

2.2 음대역 기본주파수 누설효과의 감쇠기법

누설효과에 의한 음대역 기본주파수의 위상 $\theta_{-1}(n)$ 을 (6)에서 구할 수 있고 그 관계식은 다음과 같이 주어진다.

$$\theta_{-1}(n-N/4) - \theta_{-1}(n) \approx \pi \quad (14)$$

위의 관계식을 사용하여서 $\delta_X(n)$ 를 줄이기 위하여 다음의 Y_n 을 도입한다.

$$Y_n = \frac{1}{2}(X_n + X_{n-N/4}) \quad (15)$$

Y_n 에서 구한 주파수편이를 $\Delta f(n, m)$ 이라 하면 이것은 다음과 같다.

$$\Delta f(n, m) = \frac{\angle Y_n - \angle Y_{n-m}}{2\pi m T} \quad (16)$$

$W_n = 0$ 일 때에 Y_n 은 다음과 같이 계산된다.

$$Y_n \approx A_1 R(f_1) e^{j(\theta_1(n) + \phi_1 - \frac{\pi \Delta f}{4f_0})} \times (1 + \frac{\Delta f}{2f_0 + \Delta f} \tan(\frac{\pi \Delta f}{4f_0}) e^{j(\theta_{-1}(n) - \theta_1(n) - 2\phi_1 + \frac{\pi \Delta f}{2f_0} - \frac{\pi}{2})}) \approx A_1 R(f_1) e^{j(\theta_1(n) + \phi_1 - \frac{\pi \Delta f}{4f_0})} \times e^{j\frac{\pi(\Delta f)^2}{4f_0(2f_0 + \Delta f)} \sin(\theta_{-1}(n) - \theta_1(n) - 2\phi_1 + \frac{\pi \Delta f}{2f_0} - \frac{\pi}{2})} \quad (17)$$

$|\Delta f| \ll f_0$ 이므로 Y_n 의 각도는 다음으로 근사화된다.

$$\angle Y_n \approx 2\pi \Delta f n T - \pi(2f_0 + \Delta f)(N-1)T + \phi_1 - \frac{\pi \Delta f}{4f_0} + \delta_Y(n) \quad (18)$$

$$\delta_Y(n) = \frac{-\pi(\Delta f)^2}{4f_0(2f_0 + \Delta f)} \sin(2\pi(f_0 + \Delta f)(2n-N+1)T + 2\phi_1 - \frac{\pi \Delta f}{2f_0} + \frac{\pi}{2}) \quad (19)$$

여기서 $\delta_Y(n)$ 은 음대역 기본주파수의 누설효과에 의한 각도이다. $\delta_Y(n)$ 의 최댓값은 $\frac{\pi(\Delta f)^2}{4f_0(2f_0 + \Delta f)}$ 이 되고 $\delta_X(n)$ 의 최댓

값에 비하여 무시할 수 있을 정도로 작으며 이들 최댓값 간의 비율은 $\frac{\pi \Delta f}{4f_0}$ 로 계산된다.

$\delta_Y(n)$ 에 의한 $\Delta f(n, m)$ 의 오차 Δf_{δ_Y} 는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\Delta f_{\delta_Y} = \frac{\delta_Y(n) - \delta_Y(n-m)}{2\pi m T} = \frac{-\pi(\Delta f)^2}{4f_0(2f_0 + \Delta f)} \times \frac{\sin(2\pi(f_0 + \Delta f)mT)}{2\pi m T} \cos(2\pi(f_0 + \Delta f)(2n-m-N+1)T + 2\phi_1 - \frac{\Delta f}{2f_0} + \frac{\pi}{2}) \quad (20)$$

$|\Delta f| \ll f_0$ 에서 $\sin(2\pi(f_0 + \Delta f)mT)$ 는 $\sin(2\pi f_0 m T)$ 로 근사화될 수 있다. 따라서 (20)에서 m 을 $kN/2$, $k=1, 2, 3 \dots$ 로 설정하면 누설효과에 의한 주파수 추정오차 $|\Delta f_{\delta_Y}|$ 를 좀 더 줄일 수 있다.

3. 잡음저감에 의한 계통주파수의 추정기법

3.1 대역통과 필터와 적분기에 의한 주파수 추정

대역폭의 중심주파수가 전력계통의 공칭주파수로 설정된 대역통과 필터로 계통전압 신호를 필터링한 경우에는 계통주파수 추정오차는 대역폭 내의 잡음 크기에 의하여 결정된다. 대역폭 내의 잡음에 의한 추정오차도 줄일 수 있도록 본 논문에서는 이 대역통과 필터에 2계 적분기를 직렬로 합성한 필터 하나를 더 사용한다. 적분기 시스템은 Laplace 평면에 $s=0$ 에서 불안정한 극점을 가지므로 미분기 요소를 반드시 포함하는 대역통과 필터를 사용하는 것이 필요하다. 그러면, 이 합성 필터는 극점-영점 소거에 의하여 안정화될 수 있다.

DFT 기반의 계통주파수 추정기법에서 고조파의 영향을 무시할 수 있으므로 계통전압은 주파수 $f_1 = f_0 + \Delta f$ 의 단일 톤과 잡음으로 구성된 다음의 $v(t)$ 로 간주될 수 있다.

$$v(t) = A_1 \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) + w(t) \quad (21)$$

전달함수 $F(s)$ 인 대역통과 필터로 $v(t)$ 를 필터링하여 얻은 신호 $v_B(t)$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$v_B(t) = GA_1 \cos(2\pi f_1 t + \phi_1 + \alpha) + w_B(t) \quad (22)$$

여기서, G 와 α 는 주파수 f_1 에서 $F(s)$ 의 각기 크기와 위상이며 $w_B(t)$ 는 $F(s)$ 에 의한 $w(t)$ 의 필터링 신호이다. 대역통과 필터 $F(s)$ 와 2계 적분기를 직렬로 합성하고 여기에 $(2\pi f_0)^2$ 를 곱하여서 주파수 f_0 에서 합성 필터의 크기이득이 $F(s)$ 의 그것과 같아지도록 한다. 그러면, 이 합성 필터의 전달함수는 $F_I(s) = \frac{(2\pi f_0)^2}{s^2} F(s)$ 로 주어진다. 입력신호 $v(t)$ 에 대한 합성 필터의 출력신호 $v_I(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_I(t) = -\frac{f_0^2}{f_1^2} GA_1 \cos(2\pi f_1 t + \phi_1 + \alpha) + w_I(t) \quad (23)$$

$w_I(t)$ 는 합성 필터에 의한 $w(t)$ 의 필터링 신호이다.

대역통과 필터 $F(s)$ 와 합성 필터 $F_I(s)$ 는 공칭주파수 f_0 에서 부호만 반대인 주파수응답을 가지므로 $w_B(t)$ 와 $-w_I(t)$ 의 파형은 매우 유사하게 된다. 대역통과 필터 $F(s)$ 의 대역폭이 작을수록 이 유사성은 더 크게 된다. 이 유사성을 이용하여서 잡음에 의한 주파수 추정오차를 줄일 수 있다. $v_B(t)$ 와 $-v_I(t)$ 의 표본화 위상들을 각기 $\theta_B(n)$ 과 $\theta_I(n)$ 이라 놓고 이 위상들에서 (16)으로 구한 주파수편이들을 각기 $\Delta f_B(n,m)$ 와 $\Delta f_I(n,m)$ 이라 한다.

$$\Delta f_B(n,m) = \frac{\theta_B(n) - \theta_B(n-m)}{2\pi m T} \quad (24)$$

$$\Delta f_I(n,m) = \frac{\theta_I(n) - \theta_I(n-m)}{2\pi m T} \quad (25)$$

정상 전력계통의 주파수는 공칭주파수 f_0 에 매우 근접하여서 f_0 로 가정될 수 있다. 그러면, $\Delta f_B(n,m)$ 과 $\Delta f_I(n,m)$ 의 차이는 잡음에 의한 것으로 볼 수 있어서 이 차이를 사용하게 되면 잡음에 의한 주파수 추정오차를 보상할 수 있다. 본 연구에서는 이 보상에 의하여 새롭게 구한 주파수편이의 추정치 $\Delta f(n,m)$ 을 다음과 같이 놓는다.

$$\Delta f(n,m) = \Delta f_I(n,m) - c(\Delta f_B(n,m) - \Delta f_I(n,m)) \quad (26)$$

여기서, c 는 설계상수이며 이것을 최소자승기법으로 다음의 Var 에서 계산한다.

$$Var = \sum_{n=1}^M ((\Delta f_I(n,m) - \Delta f) - c(\Delta f_B(n,m) - \Delta f_I(n,m)))^2 \quad (27)$$

$$c = \frac{\sum_{n=1}^M (\Delta f_I(n,m) - \Delta f)(\Delta f_B(n,m) - \Delta f_I(n,m))}{\sum_{n=1}^M (\Delta f_B(n,m) - \Delta f_I(n,m))^2} \quad (28)$$

주파수편이 Δf 를 0으로 설정한 $v(t)$ 에 대한 모의 데이터를 통하여 설계상수 c 를 구할 수 있다.

3.2 대역통과 필터와 합성 필터의 설계

Butterworth와 Chebyshev I 대역통과 필터는 미분기 요소를 포함하고 있다. Chebyshev I 필터는 통과대역에 리플 주파수응답을 갖고 있으나 그 차단율은 Butterworth의 그것보다 커서 잡음을 보다 효과적으로 필터링할 수 있다. 이것을 감안하여서 본 연구에서는 Chebyshev I 필터를 사용한다. 디지털 Chebyshev I 대역통과 필터의 전달함수 $\bar{H}(z)$ 는 다음과 같다.

$$\bar{H}(z) = \frac{(1-z^{-2})^K}{\sum_{k=1}^{2K} d_m z^{-k}} \quad (29)$$

여기서 $2K$ 는 디지털 필터의 차수이고 이 필터의 대역폭 중심주파수는 f_0 로 설정된다. $\bar{H}(z)$ 의 분자에 $(1-z^{-2})$ 항은 1계 미분기 요소에 해당되며 $\bar{H}(z)$ 가 2계 이상의 미분기 요소를 갖도록 K 는 2 이상으로 설정된다.

대역통과 필터 $\bar{H}(z)$ 에서 K 가 크게 설정될수록 그 차단율은 증가하여 잡음을 효과적으로 필터링할 수 있다. 그러나 $\bar{H}(z)$ 의 분자 계수의 절대치는 작아져서 $\bar{H}(z)$ 의 분자와 분모 계수 사이의 절대치 차이는 점점 커지게 된다. 이로 인하여, 필터링한 신호에 라운드 오프(round-off) 오차가 발생되어서 필터 $\bar{H}(z)$ 는 불안정하게 동작된다. 라운드 오프 오차는 대역폭과도 연관성이 있으며 $\bar{H}(z)$ 의 대역폭이 작아질수록 라운드 오프 오차는 커지게 된다. 디지털 필터링 연산에 배정밀도(double precision)를 도입하거나, K 개의 2차 디지털 필터의 직렬연결로 필터 $\bar{H}(z)$ 를 구현함으로써 이 라운드 오프 오차를 감소시킬 수 있다.

잡음영향의 저감과 라운드 오프 오차를 고려하여서 대역폭이 10 Hz이고 $K=4$ 인 디지털 Chebyshev I 대역통과 필터를 본 연구의 주파수 추정기법에 사용한다. 여기서부터, $\bar{H}(z)$ 를 이 필터의 전달함수로 한정시킨다. 통과대역에서 이 필터 $\bar{H}(z)$ 주파수응답의 크기에 리플이 거의 나타나지 않도록 리플의 크기를 0.01 dB로 설정한다.

분모에 $(1-z^{-2})$ 의 인자가 있는 디지털 적분기를 Simpson의 법칙[16]에서 구할 수 있으며 주파수 f_0 에서 크기 1을 갖는 2계 적분기의 전달함수 $I(z)$ 는 다음과 같다.

$$I(z) = \left(\frac{2\pi}{N}\right)^2 \frac{(1+4z^{-1}+z^{-2})^2}{9(1-z^{-2})^2} \quad (30)$$

이상적인 2계 적분기와 비교하면, $I(z)$ 주파수응답의 크기는 약간의 오차를 갖고 있는 반면에 주파수응답의 위상은 모든 주파수 영역에서 오차가 없으며 그 값은 -180° 이다 [13].

$\bar{H}(z)$ 와 $I(z)$ 를 합성한 필터의 전달함수 $\bar{H}_I(z)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{H}_I(z) = \bar{H}(z)I(z) \quad (31)$$

극점-영점 소거에 의하여 $\bar{H}_I(z)$ 는 $\bar{H}(z)$ 와 같은 차수의 시스템이 된다. $\bar{H}(z)$ 와 $\bar{H}_I(z)$ 주파수응답 크기들은 그림 2의 (a)에 나타나 있다. $\bar{H}_I(z)$ 주파수응답은 55 Hz 부근에서 최대의 크기를 갖고 있어서 $\bar{H}(z)$ 필터는 $f_0=60$ Hz와 그 근방의 잡음을 줄이는 데에 효과적이지 않다. 따라서 60 Hz에서 $\bar{H}_I(z)$ 주파수응답의 크기가 최대화되도록 $\bar{H}(z)$ 의 대역폭 중심주파수를 재설정할 필요가 있다. $\bar{H}(z)$ 에서 이렇게 재설계된 필터를 $\hat{H}(z)$ 이라 하고 $\hat{H}(z)$ 와 $I(z)$ 의 합성 필터를 $\hat{H}_I(z) = \hat{H}(z)I(z)$ 이라 놓는다.

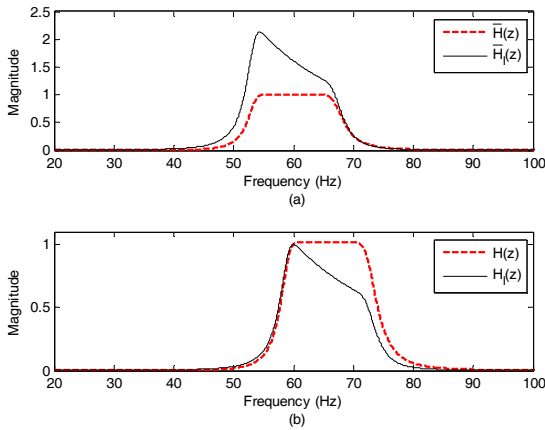


그림 2 주파수 추정을 위한 필터들의 주파수응답 크기
 Fig. 2 Frequency magnitude response of the filters for the frequency estimation

Matlab 프로그래밍을 통하여 $\widehat{H}(z)$ 의 대역폭 중심주파수를 $f_0=60$ Hz부터 점진적으로 증가하여서 $\widehat{H}_F(z)$ 의 대역폭 중심주파수를 65.6 Hz로 구하였다. 최종적으로, f_0 에서 주파수 응답의 크기가 1이 되도록 $\widehat{H}(z)$ 와 $\widehat{H}_F(z)$ 필터들에서 다음의 $H(z)$ 와 $H_F(z)$ 를 구한다.

$$H(z) = \frac{\widehat{H}(z)}{|\widehat{H}(e^{j2\pi/N})|}, \quad H_F(z) = \frac{\widehat{H}_F(z)}{|\widehat{H}_F(e^{j2\pi/N})|} \quad (32)$$

본 연구의 주파수 추정기에 사용되는 $H(z)$ 와 $H_F(z)$ 의 주파수응답 크기가 그림 2의 (b)에 나타나 있다.

4. 주파수의 추정기의 구현 및 모의실험

4.1 주파수 추정기의 구현

계통주파수 추정기를 두 필터 $H(z)$ 와 $H_F(z)$ 로 설계하였다. 이 추정기에서 주기 당 표본화 개수는 $N=20$ 으로 설정되었다. 설계상수 c 를 모의실험으로 구하기 위하여 30, 40 및 50 dB SNR의 $v(t)$ 를 사용하였다. 이 모의실험에서 $v(t)$ 의 주파수 f_1 은 $f_0=60$ Hz로 설정되었고 주파수 추정의 시간간격 m 과 (27)의 M 은 각각 1과 $60 \times 60 \times N$ 으로 설정되었다. 이 모의실험에서 구한 설계상수 c 가 표 1에 나타나 있고 30, 40 및 50 dB SNR에 대한 c 값들은 서로 매우 유사함을 알 수 있다. 이 유사성은 c 가 SNR의 크기와 무관함을 나타낸다.

표 1에 c 를 구한 각기 모의실험에서 $v(t)$ 의 주파수편이 ($\Delta f(n,1)$, $n=1,2,3,\dots,M$)를 (26)에 제안된 기법으로 추정하였다. 각기 모의실험에서 $\Delta f(n,1)$ 의 M 개 평균은 0 Hz으로 계산되었고 그 표준편차 $SD\{\Delta f(n,1)\}$ 는 표 1에 Hz 단위로 나타나 있다. SNR이 10 dB씩 증가할 때마다 표준편차는 대략적으로 $\sqrt{0.1}$ 배씩 작아짐을 알 수 있다.

앞서의 각기 모의실험에서 대역통과 필터 $\widehat{H}(z)$ 하나만을 사용하여 $v(t)$ 의 주파수편이를 기존의 DFT 기법으로 추정하였다. 즉, $v(t)$ 를 $\widehat{H}(z)$ 필터로 필터링하고 음대역 기본주

표 1 SNR에 따른 설계상수와 추정 주파수의 표준편차
 Table 1 Design parameter and standard deviation of frequency estimate according to SNR

SNR_{d_b}	30 dB	40 dB	50 dB
c	2.5503	2.5306	2.5240
$SD\{\Delta f(n,1)\}$	6.6542×10^{-3}	2.0847×10^{-3}	6.6588×10^{-4}
$SD\{\Delta \overline{f}_B(n,1)\}$	1.5491×10^{-2}	4.9310×10^{-3}	1.5864×10^{-3}

파수의 누설효과 감쇠기법 (15)를 적용하여서 $v(t)$ 의 주파수편이 추정치($\Delta \overline{f}_B(n,1)$, $n=1,2,3,\dots,M$)를 (16)으로 구하였다. 이 추정치 $\Delta \overline{f}_B(n,1)$ 의 M 개 평균은 0 Hz이었고 그 표준편차 $SD\{\Delta \overline{f}_B(n,1)\}$ 는 표 1에 Hz 단위로 나타나 있다. 표 1에 동일한 SNR에서 $SD\{\Delta \overline{f}_B(n,1)\}$ 는 $SD\{\Delta f(n,1)\}$ 보다 2.3 배 이상 큼을 알 수 있다. 따라서 대역통과 필터 하나만을 사용한 DFT 기반의 주파수 추정기법에 비해서 본 연구의 주파수 추정기법은 적어도 7 dB 이상의 잡음감소 효과를 준다.

4.2 모의실험

표 1에 구해진 3 개 c 의 평균치는 2.5350이며 본 모의실험의 주파수 추정기에 이 평균치를 설계상수로 사용하였다. $v(t)$ 의 SNR을 40 dB로 그리고 추정 시간간격 m 을 1로 설정하였다. 먼저, 주파수편이 크기에 따른 추정오차를 조사하였다. $v(t)$ 의 주파수편이를 -1 Hz부터 1 Hz까지 0.1 Hz 단위로 증가하면서 각기 $v(t)$ 의 주파수편이 추정치($\Delta f(n,1)$, $n=1,2,3,\dots,3600M$)를 모의실험으로 구하였다. 각기 주파수편이에 대한 $\Delta f(n,1)$ 의 표준편차 $SD\{\Delta f(n,1)\}$ 을 계산하였고 이 표준편차가 그림 3에 도시되어 있다. 대역통과 필터 $\widehat{H}(z)$ 와 누설효과 감쇠기법이 사용된 (16)의 DFT 기법으로 각기 주파수편이에 대한 추정치($\Delta \overline{f}_B(n,1)$, $n=1,2,3,\dots,3600M$)도 이 모의실험에서 구하였다. 이것들의 표준편차 $SD\{\Delta \overline{f}_B(n,1)\}$ 도 그림 3에 나타나 있다. 주파수편이가 $|\Delta f| < 0.5$ 일 때에 $SD\{\Delta f(n,1)\}$ 는 $SD\{\Delta \overline{f}_B(n,1)\}$ 에 비하여 2 배 이상 작음을 알

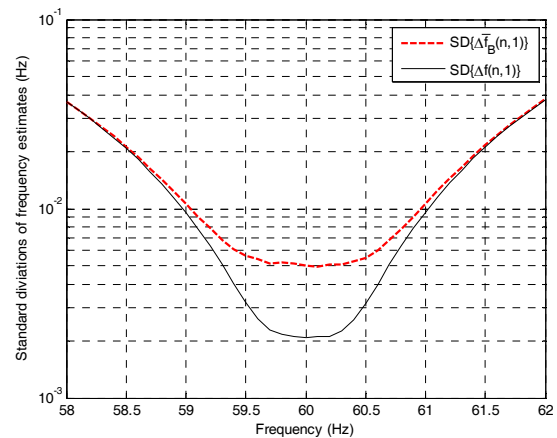


그림 3 주파수편이에 따른 추정 주파수의 표준편차
 Fig. 3 Standard deviation of frequency estimate according to deviation frequency

수 있다.

계통전압에 고조파가 있는 경우에 주파수편이를 모의실험으로 추정하였다. 계통전압은 $\Delta f=0.2$ Hz, $A_3^2/A_1^2=0.1$, $A_5^2/A_1^2=0.2$, $A_l=0, l \neq 1,3,5$, $\phi_1=\phi_3=\phi_5=0$ 및 SNR=40 dB 인 (1)의 $x(n)$ 이 사용되었다. 이 모의실험에서 추정된 주파수편이($\Delta f(n,1)$, $n=1,2,3,\dots,3600N$)의 표준편차는 2.0715×10^{-3} Hz로 계산되었다. 이 표준편차는 표 1에서 40 dB SNR의 $SD(\Delta f(n,1))$ 과 매우 유사하다. 이 표준편차의 유사성은 DFT 기반의 주파수 추정기법이 고조파 영향에 매우 둔감함을 보여주는 것이다. 대역통과 필터 $\bar{H}(z)$ 와 누설효과 감쇠 기법이 사용된 (16)의 DFT 기법으로 주파수편이 추정치 $\Delta \bar{f}_B(n,1)$ 도 구하였다. 이 $\Delta \bar{f}_B(n,1)$ 의 표준편차는 5.0366×10^{-3} Hz로 계산되었다. 그림 4에 모의실험에서 구한 $\Delta f(n,1)$ 와 $\Delta \bar{f}_B(n,1)$ 의 일부분이 나타나 있다.

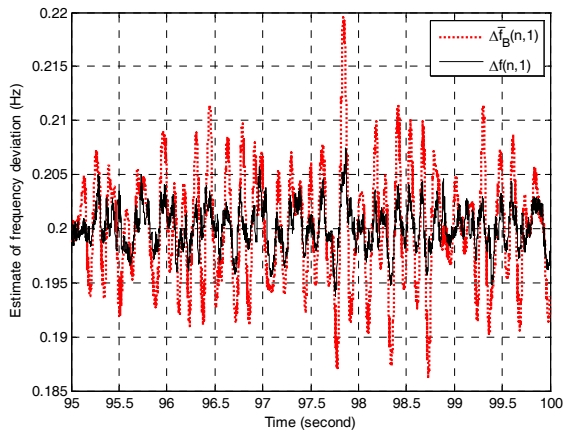


그림 4 고조파가 있는 전압신호에서 주파수편이의 추정치
Fig. 4 Estimate of deviation frequency in a voltage signal with harmonics

끝으로, 본 논문의 기법과 기존의 DFT 기반의 기법으로 계통전압의 실제 데이터에서 주파수편이를 추정하였다. 이 데이터는 2012년 8월에 미국 Tennessee 대학교의 단상

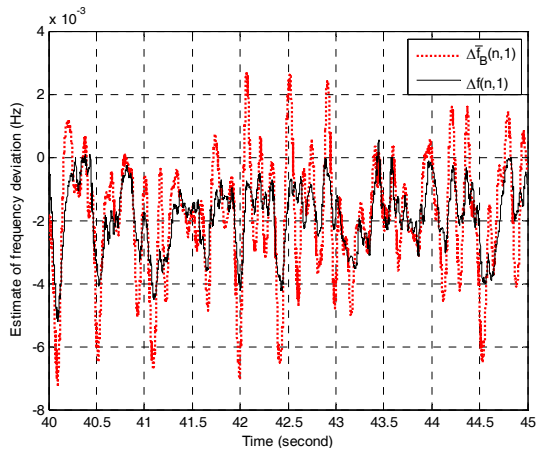


그림 5 실제 계통전압 데이터에서 주파수편이의 추정치
Fig. 5 Estimate of deviation frequency in real voltage data

120-V 전압에서 16 비트의 ADC (Analog-Digital Converter)로 수집되었고 표본화 주파수는 $Nf_0=20 \times 60$ Hz이었다. 이 데이터에서 추정된 주파수편이 $\Delta f(n,1)$ 의 일부가 그림 4에 도시되어 있다. 대역통과 필터 $\bar{H}(z)$ 와 누설효과 감쇠 기법이 사용된 (16)의 DFT 기법으로 구한 주파수편이 추정치 $\Delta \bar{f}_B(n,1)$ 도 그림 5에 도시되어 있다. 그림 5에서 이 계통전압 데이터는 대략적으로 -2 mHz 정도의 주파수편이를 갖고 있고 $\Delta f(n,1)$ 의 오차는 $\Delta \bar{f}_B(n,1)$ 의 그것보다 월등히 작음을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서 2 개의 디지털 필터들을 사용하여 잡음영향을 효과적으로 감소할 수 있는 DFT 기반의 계통주파수 추정기법을 제안하였다. 여기에, 음대역 기본주파수의 누설효과에 의한 주파수 추정오차를 줄일 수 있는 기법도 제시하였다. 대역폭 10 Hz를 갖는 8 차의 디지털 Chebyshev 대역통과 필터를 사용하여 제안된 주파수 추정기법을 설계하였다. 모의실험에서 0.5 Hz 이하의 주파수편이에 대하여 제안된 주파수 추정기법은 대역통과 필터만을 사용한 DFT 기반의 주파수 추정기법보다 7 dB 이상의 잡음저감 효과를 얻을 수 있었다. 계통전압의 실제 데이터에서 주파수의 추정을 통하여 제안된 기법의 유용성을 확인하였다.

감사의 글

본 논문은 산업통상자원부의 지역혁신센터사업의 지원에 의하여 연구되었습니다.

References

- [1] N. B. Bhatt, "Role of Synchrophasor Technology in the Development of a Smarter Transmission Grid," in Proc. 2011 IEEE Power Eng. Soc. Gen. Meet., pp. 1 - 4.
- [2] Y. Zhang, P. Markham, T. Xia, L. Chen, Y. Ye, Z. Wu, Z. Yuan, L. Wang, J. Bank, J. Burgett, R. W. Conners, and Y. Liu, "Wide-Area Frequency Monitoring Network (FNET) Architecture and Applications," IEEE Trans. Smart Grid, vol. 1, no. 2, pp.159-167, Sep. 2010.
- [3] A. G. Phadke, J. S. Thorp, and M. G. Adamiak, "A New Measurement Technique for Tracking Voltage Phasors, Local System Frequency, and Rate of Change of Frequency," IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-102, no.5, pp. 1025 - 1038, May 1983.
- [4] K. Nakano, Y. Ota, H. Ukai, K. Nakamura, and H. Fujita, "Frequency Detection Method Based on Recursive DFT Algorithm," in Proc. 2002 14th Power System Computation Conf., CD-ROM.
- [5] R.O. Burnett, Jr., M. M. Butts, T. W. Cease, V.

- Centeno, G. Michel, R. J. Murphy, and A. G. Phadke, "Synchronized Phasor Measurements of a Power System Event," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol.9, no.3, pp.1643 - 1650, Aug. 1994.
- [6] J.-Z. Yang and C.-W. Liu, "A precise Calculation of Power System Frequency and Phasor," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 15, no. 2, pp. 494-499, Apr. 2000.
- [7] T. Raddi, P. M. Ramos, and A. C. Serra, "Frequency Estimation of Power System Signals using a New Spectrum Leakage Correction Algorithm," in Proc. 2008 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conf., pp. 2161-2166, 2008.
- [8] T. Xia and Y. Liu, "Single-Phase Angle Measurements in Electric Power Systems," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol.25, no. 2, pp. 844-852, May 2010.
- [9] C. Candan, "A Method for Fine Resolution Frequency Estimation from Three DFT Samples," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 18, no. 6, pp. 351-354, Jun. 2011.
- [10] M. D. Kusljevic, J. J. Tomic, and L. D. Jovanovic, "Frequency Estimation of Three-Phase Power System using Weighted-Least Square Algorithm and Adaptive FIR Filtering," *IEEE Trans. Instru. Meas.*, vol. 59, no. 2, pp. 322-329. Feb. 2010.
- [11] A. Routray, A. K. Pradhan, and K. P. Rao, "A Novel Kalman Filter for Frequency Estimation of Distorted Signals in Power Systems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 51, no. 3, pp. 469 - 479, Jun. 2002.
- [12] T. Lotos and J. Rezmer, "Real-Time Determination of Power System Frequency," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 46, no. 4, pp. 877 - 881, Aug. 1997.
- [13] A. Sarkar and S. Sengupta, "Bandpass Second-Degree Digital-Integrator-Based Power System Frequency Estimation under Nonsinusoidal Conditions," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 60, no. 3, pp. 846 - 853, Mar. 2011.
- [14] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Digital Signal Processing*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1975, pp. 66.
- [15] R. L. Scheaffer and J. T. McClave, *Probability and Statistics for Engineers 4th Edition*, Duxbury Press, 1995, pp. 326.
- [16] M. A. Al-Alaoui, "A Class of Second Order Integrators and Lowpass Differentiators," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, vol. 42, no. 4, pp. 220-223. Apr, 1995.

저 자 소 개



황진권 (黃鎭權)

1985년 서울대학교 제어계측공학과 졸업.
1987년 동대학원 제어계측공학과 졸업 (석사). 1997년 동대학원 제어계측공학과 졸업(박사). 1987~1993년 삼성전자 전송연구실 선임연구원. 2003년~현재 우석대학교 부교수. 관심분야: 스마트그리드, 전력계통, 제어시스템,