

Advanced Frequency Estimation Technique using Gain Compensation

박철원[†]
(Chul-Won Park)

Abstract - Frequency is an important operating parameter of a power system. Due to the sudden change in generation and loads or faults in power system, the frequency is supposed to deviate from its nominal value. It is essential that the frequency of a power system be maintained very close to its nominal frequency. And monitoring and an accurate estimation of the power frequency by timing synchronized signal provided by FDR is essential to optimum operation and prevention for wide area blackout. As most conventional frequency estimation schemes are based on DFT filter, it has been pointed out that the gain error by change in magnitude could cause the defects when the power frequency is deviated from nominal value.

In this paper, an advanced frequency estimation scheme using gain compensation for fault disturbance recorders (FDR) is presented. The proposed scheme can reduce the gain error caused when the power frequency is deviated from nominal value. Various simulation using both the data from EMTP package and user's defined arbitrary signals are performed to demonstrate the effectiveness of the proposed scheme. The simulation results show that the proposed scheme can provide better accuracy and higher robustness to harmonics and noise under both steady state tests and dynamic conditions.

Key Words : DFT Filter, EMTP, FDR, Frequency Estimation, Gain Compensation, Wide Area Blackout

1. 서론

주파수는 부하 및 전력의 발전량 사이의 동적인 에너지 균형을 반영하기 때문에 전력계통운용에 있어서 매우 중요한 요소 중의 하나이다[1,2]. 또 동기검정계전기나 주파수계전기 등 전통적인 보호계전기분야 뿐만 아니라 근래에는 광역정전 보호 및 예방을 위한 K-WAMS(Wide Area Measurement System) 시스템의 PMU(phasor measurement unit), iPIU류(Intelligent Power System Information Unit)의 주파수 측정 요소기술에서도 주파수에 대한 정확한 계측과 추정이 요구되고 있다[3~5]. 마이크로프로세서가 개발된 이후 주파수 및 주파수 편이에 대한 계측 및 추정 기술은 단순히 일부 지역에서의 신속하고 정확한 계측에 중점을 두었으나, 최근에는 광역 지역에서의 시각 동기 측정 주파수의 감시를 통하여 전체 전력시스템의 제어 및 안정도 판별을 위해 관심이 확대되고 있다[6,7]. 한편 미국에서는 주파수 및 주파수 편이를 세밀하게 감시함으로써 광역 사고를 초기에 검출하려는 GPS 기반 FDR(Fault Disturbance Recorder)에 의한 FNET(frequency monitoring network)이 제안되어 적용 연구가 시도되고 있다[8~10].

과거 주파수 추정을 위한 디지털 알고리즘으로는 수정 영점통과기법, 최소자승법을 이용한 기법, 뉴턴법, 칼만필터, 유전자 알고리즘 및 프로니 기법들이 있다[1,2,11,12,18]. 그

런데 발표된 대부분의 논문은 FIR(finite impulse response), DFT(discrete fourier transform)와 같은 직교함수 기반 필터를 사용하는 주파수 추정 알고리즘이었다. 이들은 실시간 구현을 위해서 정확성과 연산속도 사이의 trade-off 관계를 고려하며 연구되었다. 또 정상상태의 정규주파수(nominal frequency)에서 뿐만아니라 고장이나 부하변동 등 과도상태에서의 비정규주파수에서도 측정이 가능하도록 연구되었다. 그런데 종래 DFT 필터 기반 주파수 추정 알고리즘은 주파수가 단조증감하거나 정현파형태로 변화할 때 주파수를 정확하게 측정할 수 없어서 추정 오차가 발생하였다[13~17].

본 연구에서는 DFT 기반 두 페이지의 위상을 이용한 주파수 추정 알고리즘의 단점을 개선하고자 코사인 필터 및 사인 필터의 이득을 보정함으로써 주파수가 변화할 때 정확한 주파수 측정을 도모하고자 한다. 제시된 기법의 유효성과 정확성을 입증하기 위하여 EMTP 시뮬레이션으로 수집된 고장상태 데이터와 사용자 정의 과도상태 데이터를 활용하였다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에는 개선된 주파수 추정 알고리즘에 대하여 자세히 논의되었고, 3장에서는 종래 기법과 제안된 알고리즘의 성능 비교 시뮬레이션과 결과를 서술하였고, 끝으로 4장에는 결론이 기술되었다.

2. 개선된 주파수 추정 알고리즘

2.1 두 페이지의 위상차를 이용한 주파수 추정

고조파와 잡음이 포함된 입력신호로부터 원하는 주파수 성분의 실수부와 허수부를 추출하기 위해 DFT 필터를 사용하는데, 이때 주파수 응답은 식(1)과 같이 표현할 수 있다.

[†] 교신저자, 종신회원 : 강릉원주대 전기공학과 교수 · 교박

E-mail : cwpark1@gwnu.ac.kr

접수일자 : 2010년 4월 12일

최종완료 : 2010년 5월 19일

$$H(Z) = \sum_{k=0}^{n-1} V_k Z^{-k} \quad (1)$$

이때 기본 주파수에 상응하는 실수부와 허수부의 주파수 응답을 표현하면 식(2), 식(3)이 된다.

$$R_e[H(e^{-j\frac{2\pi f}{F_s}})] = \sum_{k=0}^{n-1} V_k R_e[e^{-j\frac{2\pi f}{F_s}k}] \quad (2)$$

$$I_m[H(e^{-j\frac{2\pi f}{F_s}})] = \sum_{k=0}^{n-1} V_k I_m[e^{-j\frac{2\pi f}{F_s}k}] \quad (3)$$

여기서 R_e 와 I_m 은 각각 기본 주파수의 실수부와 허수부를 나타내는 연산자이며 F_s 는 샘플링 주파수이다.

이때 이산신호 $V(n)$ 를 주기당 동일한 간격으로 12샘플링한 경우 기본과 추출을 위한 필터의 출력은 식(4), 식(5)와 같이 차분 방정식으로 표현할 수 있다.

$$V_{r1}^{12}(k) = \frac{2}{12} [V_k - V_{k-6} + 0.5(V_{k-10} - V_{k-8} - V_{k-4} + V_{k-2}) + 0.866025404(V_{k-11} - V_{k-7} - V_{k-5} + V_{k-1})] \quad (4)$$

$$V_{i1}^{12}(k) = \frac{2}{12} [V_{k-9} - V_{k-3} + 0.5(V_{k-11} + V_{k-7} - V_{k-5} - V_{k-1}) + 0.866025404(V_{k-10} + V_{k-8} - V_{k-4} - V_{k-2})] \quad (5)$$

여기서 $V_{r1}^{12}(k)$, $V_{i1}^{12}(k)$ 는 각각 k 번째 순간 기본과 추출을 위한 필터링후 기본과 성분의 실수부와 허수부이고, 위첨자는 샘플링수이다.

이때 n 번째 데이터 윈도우에 대응되는 샘플의 실수부와 허수부는 식(6)과 같이 \overline{V}_n 의 페이지 형태의 신호로 표현할 수 있다.

$$\overline{V}_n = V_m + jV_{in} \quad (6)$$

여기서 V_m 과 V_{in} 은 n 번째 데이터 윈도우로부터 얻어진 샘플들을 사용하여 계산된 기본파의 실수부와 허수부이다. $n+1$ 번째 데이터 윈도우에 대응되는 샘플의 실수부와 허수부는 $\overline{V}_{(n+1)} = V_{r(n+1)} + jV_{i(n+1)}$ 로 표시할 수 있다. 이때 위상차 ($\theta_{n+1} - \theta_n$)는 페이지의 회전으로 표현할 수 있는데 $n+1$ 번째 데이터 윈도우와 n 번째 데이터 윈도우에 대응하는 페이지의 실수부와 허수부를 사용하여 계산할 수 있다. 즉 필터를 통과한 연속하는 두개 이산신호 페이지의 위상차는 식(7)과 같이 간단하게 표시할 수 있다[1,2].

$$\theta_{n+1} - \theta_n = \tan^{-1} \left[\frac{V_m V_{i(n+1)} - V_{in} V_{r(n+1)}}{V_m V_{r(n+1)} + V_{in} V_{i(n+1)}} \right] \quad (7)$$

θ_n 과 θ_{n+1} 의 위상각이 입력신호의 기본파 f_0 와 같도록 가정하여 설계된 필터를 사용해서 계산된다면 추정 주파수 \hat{f} 는 식(8)과 같이 된다.

$$\hat{f} = \frac{\theta_{n+1} - \theta_n}{\frac{2\pi}{F_s}} \quad (8)$$

2.2 이득 보정에 의한 개선된 주파수 추정

입력 정현신호의 주파수에 정규주파수 60[Hz]로부터 Δf 만큼의 편이가 일어났다면 편이된 주파수를 갖는 입력 정현신호는 식(9)와 같이 표현할 수 있다[15~17].

$$V(t) = A \sin(2\pi(f + \Delta f)t + \theta) \quad (9)$$

그림 1은 상기에서 설계한 기본과 추출용 DFT 필터의 주파수 응답을 나타낸다. 그림 1로부터 알 수 있듯이 주파수가 변동될 때 DFT 필터로부터 얻어진 실수부와 허수부는 이득 오차를 포함하게 되므로 결국 추정 주파수 계산식 (8)은 수정되어야 한다.

식(1)에서 허수부 필터를 다시 표현하면 식(10)과 같이 된다. 여기서 N 는 주기당 샘플링 수이다.

$$H_s(k) = \sin\left(\frac{2\pi k}{N} + \frac{\pi}{N}\right) \quad (10)$$

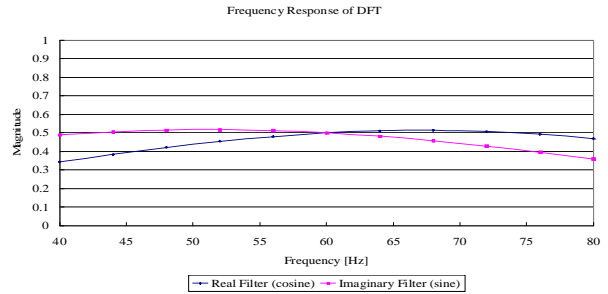


그림 1 DFT 필터의 주파수 응답

Fig. 1 Frequency response of DFT filter

식(10)과 $V(k)$ 를 곱하면 허수부 필터의 출력은 식(11)이 된다.

$$H_s(k) = V(k) \sin\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \cos\left(\frac{\pi}{N}\right) + V(k) \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \quad (11)$$

주파수 영역에서 식(11)을 Z변환하면 식(12)이 된다.

$$H_s(z) = \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) [V(z e^{j\Omega_0}) - V(z e^{-j\Omega_0})] + j \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi}{N}\right) [V(z e^{j\Omega_0}) + V(z e^{-j\Omega_0})] \quad (12)$$

여기서, $V(z) = \frac{z - z^{-(N-1)}}{z + 1}$, $\Omega_0 = \frac{2\pi f_0}{f_s}$ 이고, f_0 는 시스템 주파수, f_s 는 샘플링 주파수이다.

$V(z)$ 를 정리하면 식(10)은 식(13)과 같이 정리할 수 있다.

$$H_s(z) = \frac{\sin\left(\frac{\Omega_0}{2}\right) (1 - z^{-N})(z + 1)}{z - 2 \cos \Omega_0 + z^{-1}} \quad (13)$$

$z = r e^{j\Omega}$ ($r=1$)을 식(13)에 대입하여 정리하면

$$H_s(e^{j\Omega}) = \frac{j 2 e^{-j\Omega(N-1)/2} \sin(\Omega_0/2) \sin(N\Omega/2) \cos(\Omega/2)}{\cos \Omega - \cos \Omega_0} \quad (14)$$

허수부 필터와 유사한 과정을 거치면 실수부 필터에 대해서 식(15)와 같이 유도할 수 있다.

$$H_c(e^{j\Omega}) = \frac{-2e^{-j\Omega(N-1)/2} \cos(\Omega_0/2) \sin(N\Omega/2) \sin(\Omega/2)}{\cos\Omega - \cos\Omega_0} \quad (15)$$

$\Omega = 2\pi f/f_s$ 을 대입하면 식(16), 식(17)과 같이 실수부 필터와 허수부 필터의 보정된 크기응답을 구할 수 있다.

$$|H_s(f)| = \frac{2\sin(\pi f_0/f_s) \sin(\pi Nf/f_s) \cos(\pi f/f_s)}{\cos(2\pi f/f_s) - \cos(2\pi f_0/f_s)} \quad (16)$$

$$|H_c(f)| = \frac{2\cos(\pi f_0/f_s) \sin(\pi Nf/f_s) \sin(\pi f/f_s)}{\cos(2\pi f/f_s) - \cos(2\pi f_0/f_s)} \quad (17)$$

그림 2는 이득 보정에 위한 개선된 주파수 추정 알고리즘의 흐름도이다. 이득을 보정한 후 계산된 주파수의 평균치를 산정함으로써 오차를 더욱 개선하였다.

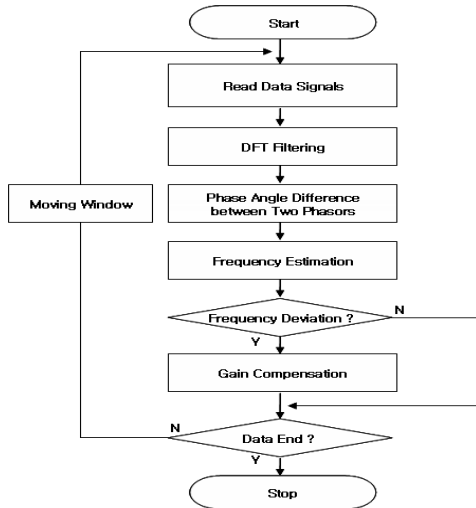


그림 2 개선된 주파수 추정 알고리즘의 흐름도
Fig. 2 Flowchart of the advanced frequency algorithm

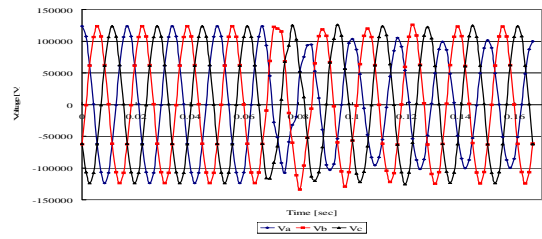
3. 시뮬레이션 결과

3.1 EMTP 모델링 데이터에 의한 고장상태 시험

제시한 주파수 추정 알고리즘의 타당성을 검증하기 위하여 154[kV] 송전계통에서 EMTP를 이용하여 정상 및 사고상태의 전압신호를 수집하였다. 사고모의는 정상상태가 4주기정도 지속되다가 전압사고각이 0°인 약 0.066667[sec]시점과 전압사고각이 90°인 약 0.070833[sec]시점에서의 고장저항이 5[Ω]인 A상 지락 고장을 발생시켰다. 샘플링주파수는 720[Hz]로 제한하여 10주기(0.16667[sec]) 동안의 주파수 추정 성능을 알아보았다.

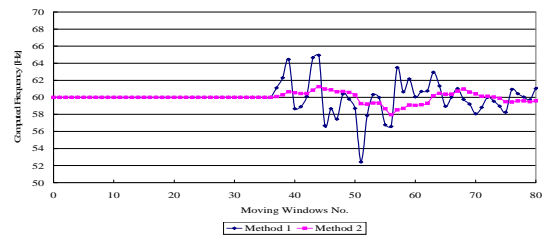
그림 3은 주기당 샘플링수가 12S/C인 경우 고장발생위치는 80[km], 고장시점은 0.066667[sec]시점에서 A상 지락고장이 발생한 경우 3상 전압신호와 A상 전압의 추정된 주파수이다. Method 1은 종래의 두 페이지 위상차를 이용한 주파수 추정기법을, Method 2는 제안된 주파수 추정기법을 나타낸다. 그림 3(b)로부터 정상상태에서 두 기법의 추정 주파수는 약 60.0048[Hz]

정도로 정확도가 유사하나, 고장발생직후 종래의 기법의 추정 주파수는 매우 진동하는 반면 제안된 기법은 원만하게 주파수를 추정하며 정확성이 향상되는 것을 알 수 있다.



(a) 3상 전압신호

(a) Three phase voltage waveforms



(b) A상 전압의 주파수 추정 결과

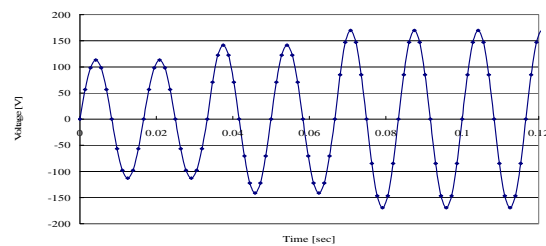
(b) Result of frequency estimation of A phase voltage

그림 3 EMTP 데이터의 A상 지락사고
Fig. 3 A phase ground fault with EMTP data

3.2 사용자 정의 데이터에 의한 시험

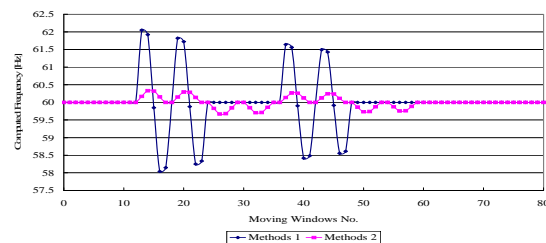
3.2.1 크기 변동

그림 4는 크기를 0.8[pu]~1.0[pu]~1.2[pu]로 약 2주기마다 변동시킨 사용자 정의 시험 신호에 대한 주파수 추정 결과



(a) 크기 변동 신호

(a) Test signal with magnitude change



(b) 주파수 추정 결과

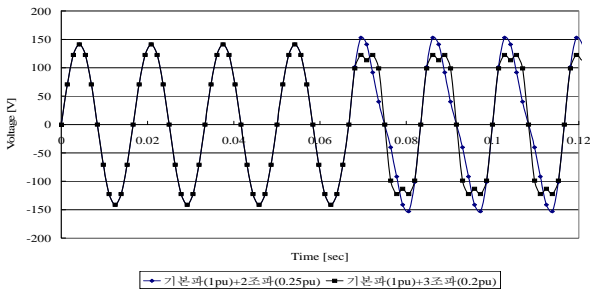
(b) Result of frequency estimation

그림 4 크기 변동 신호의 경우
Fig. 4 Test signal with magnitude change

이다. 그림 4(b)로부터 크기 변동 직후, 종래의 기법은 추정 주파수가 $\pm 2[\text{Hz}]$ 의 진동폭을 나타내며 시간이 지남에 따라 주파수를 추정하나, 제안된 기법은 $\pm 0.33[\text{Hz}]$ 의 감소된 진동폭을 보이며 안정적으로 주파수를 추정하고 있는 것을 알 수 있다.

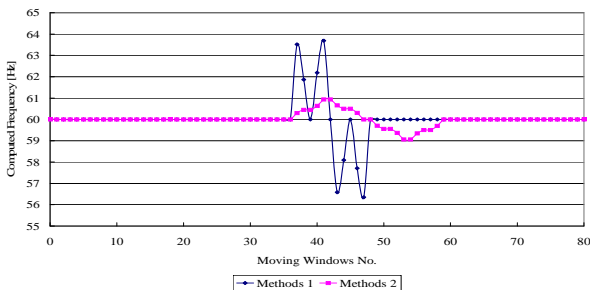
3.2.2 고조파 함유 변동

그림 5는 0.25[pu]의 2고조파와 0.2[pu] 3고조파를 정현파 신호에 함유 시킨 사용자 정의 시험 신호에 대한 주파수 추정 결과이다. 그림 5(b)로부터 0.25[pu]의 2고조파가 함유된 직후, 종래의 기법은 추정 주파수가 $\pm 3.7[\text{Hz}]$ 의 진동폭을 나타내면서 주파수를 추정하나, 제안된 기법은 $\pm 1.0[\text{Hz}]$ 의 진동폭으로 감소하면서 안정적으로 주파수를 추정하고 있는 것을 알 수 있다. 그림 5(c)로부터 0.2[pu]의 3고조파가 함유된 직후, 종래의 기법은 $\pm 3.3[\text{Hz}]$ 의 진동폭을 나타내나, 제안된 기법은 $\pm 0.3[\text{Hz}]$ 의 진동폭으로 감소되며 주파수를 잘 추정하고 있는 것을 알 수 있다.



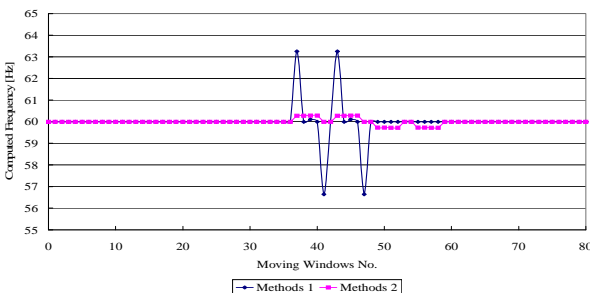
(a) 고조파 변동 신호

(a) Test signal with harmonics change



(b) 2고조파가 함유된 경우 주파수 추정 결과

(b) Result of frequency estimation with second harmonic



(c) 3고조파가 함유된 경우 주파수 추정 결과

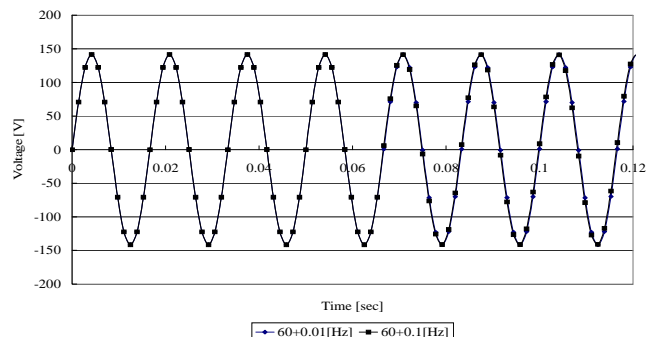
(c) Result of frequency estimation with second harmonic

그림 5 고조파 변동 신호의 경우

Fig. 5 Test signal with harmonics change

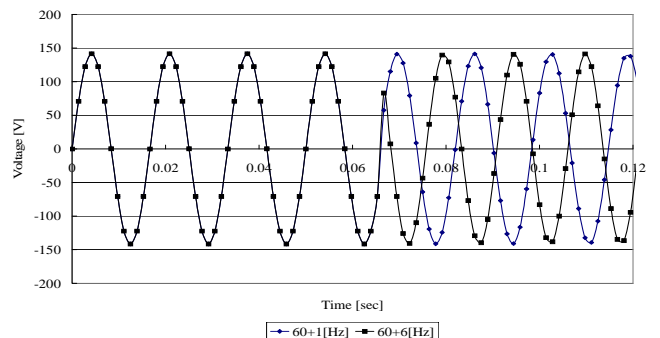
3.2.3 주파수 변동

그림 6은 주파수가 정규주파수에서 0.01[Hz], 0.1[Hz], 1[Hz], 6[Hz]로 각각 변동할 때 주파수 추정 결과이다. 그림 6(c)로부터 0.01[Hz] 주파수 만큼 변동직후, 종래의 기법은 추정 주파수가 0.09[Hz]의 진동폭을 나타내다가 0.02[Hz]의 진동폭으로 안정화되며 주파수를 추정하는 것을 알 수 있다. 반면 제안된 기법은 최대 0.04[Hz]의 진동폭으로 감소하면서 추정하다가 39[ms] 이후에는 0.01[Hz]가 반영된 60.01[Hz]를 정확하게 추정하는 것을 알 수 있다. 그림 6(d)로부터 0.1[Hz] 주파수 만큼 변동직후, 종래의 기법은 추정 주파수가 0.9[Hz]의 진동폭을 나타내다가 0.2[Hz]의 진동폭으로 안정화되며 주파수를 추정하는 것을 알 수 있다. 반면 제안된 기법은 최대 0.44[Hz]의 진동폭으로 감소하면서 추정하고 2주기의 시간이 지난 후에는 0.1[Hz]가 반영된 60.1[Hz]를 정확하게 추정하는 것을 알 수 있다. 그림 6(e)로부터 1[Hz] 주파수 만큼 변동직후, 종래의 기법은 추정 주파수가 9.3[Hz]의 진동폭을 나타내다가 2[Hz]의 진동폭으로 안정화되며 주파수를 추정하는 것을 알 수 있다. 반면 제안된 기법은 최대 4.49[Hz]의 진동폭으로 감소하면서 추정하고 2주기의 시간이 지난 후에는 1[Hz]가 반영된 61[Hz]를 정확하게 추정하는 것을 알 수 있다. 그림 6(f)로부터 정규주파수의 10%인 6[Hz] 주파수가 가변하는 경우 변동직후, 종래의 기법은 추정 주파수가 매우 크게 진동하다가 12[Hz]의 진동폭을 보이며 주파수를 추정하지 못하는 것을 알 수 있다. 반면 제안된 기법은 최대 14.42[Hz]의 진동폭으로 감소하면서 추정하고 2주기의 시간이 지난 후에는 6[Hz]가 반영된 66[Hz]를 정확하게 추정하는 것을 알 수 있다.



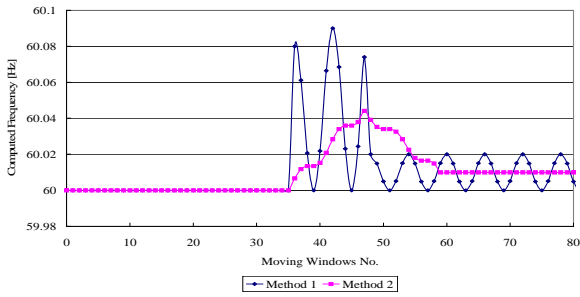
(a) 미소 주파수 변동 신호

(a) Test signal with small frequency change

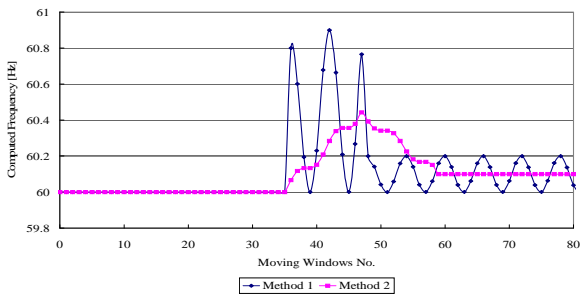


(b) 큰 주파수 변동 신호

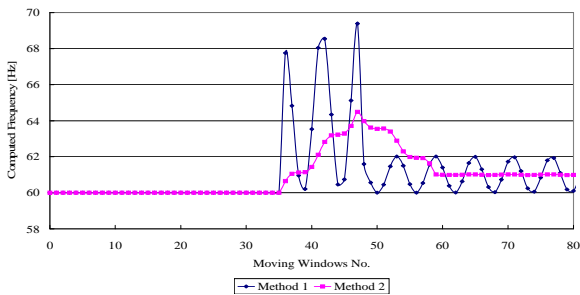
(b) Test signal with large frequency change



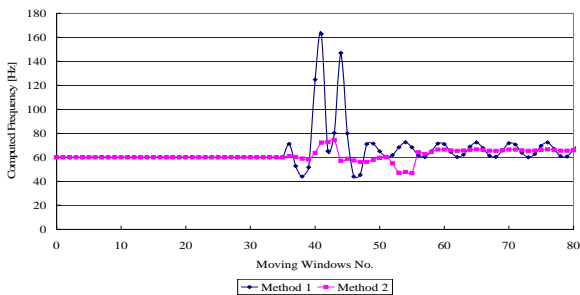
(c) 0.01[Hz] 주파수가 변동된 경우 주파수 추정 결과
(c) Result of frequency estimation with 0.01[Hz] frequency change



(d) 0.1[Hz] 주파수가 변동된 경우 주파수 추정 결과
(d) Result of frequency estimation with 0.1[Hz] frequency change



(e) 1[Hz] 주파수가 변동된 경우 주파수 추정 결과
(e) Result of frequency estimation with 1[Hz] frequency change



(f) 6[Hz] 주파수가 변동된 경우 주파수 추정 결과
(f) Result of frequency estimation with 6[Hz] frequency change

그림 6 주파수 변동 신호의 경우
Fig. 6 Test signal with frequency change

4. 결 론

본 논문에서는 종래의 DFT 기반 두 페이지의 위상을 이

용한 주파수 추정 알고리즘의 단점을 개선하고자 이득을 보정한 개선된 주파수 추정 알고리즘을 제시하였다. EMTP에 의한 고장상태 신호와 사용자 정의 다양한 과도상태의 신호를 활용하여 제시된 기법의 효용성을 시험하였다. 시뮬레이션결과 개선된 주파수 추정 기법은 정상상태 뿐만아니라 고장상태에서도 우수한 주파수 추정 성능 나타내는 것을 알 수 있었다. 특히 정규주파수 가 크기가 변동하고 고조파가 함유된 경우에도 강인한 주파수 추정 성능을 보였고 미소 주파수 및 큰 주파수 변동시에도 정확하게 주파수를 추정할 수 있음을 알 수 있었다. 향후 FDR에 적용하기 위해서 실시간 성능 검증을 할 예정이다.

감사의 글

본 연구는 지식경제부의 지원에 의하여 기초전력연구원(과제번호 2008T100100131) 주관으로 수행된 과제임

참 고 문 헌

- [1] 박철원, “광역보호계전 지능화를 위한 네트워크 기반 주파수 모니터링 및 고장예측 시스템 개발”, 전력산업 연구개발 전력선행연구 1차년도 보고서, pp. 1~74, 2009.11.
- [2] 박철원, “고속 FIR 필터와 두 페이지 위상을 이용한 주파수 추정 알고리즘의 비교 연구”, 대한전기학회 논문지, Vol. 58P, No. 2, pp. 122~129, 2009.6.
- [3] 김상태, 김지영, 이동철, 송완석, 장수형, 김영돈, “시간 동기 데이터를 이용한 광역계통 감시시스템의 K-WAMS 구현”, 대한전기학회 추계학술대회 논문집, pp. 44~46, 2008.11.
- [4] 문영환, 김태현 외, “한국형 광역전력계통감시시스템 (K-WAMS)”, 성과발표회 최종보고서, pp. 44~46, 2009.8.
- [5] 권태윤, 정일권, 이현모, “위성통신과 GPS를 기본으로 한 동기 위상 데이터 측정장치 개발” 2008년 전력계통 보호제어연구회 학술 및 기술 발표회 논문집, pp. 101~106, 2008.3.
- [6] A.G. Phadke, “Synchronized Phasor Measurements ~ A Historical Overview”, IEEE PES summer meeting pp. 476~479, 2002.
- [7] K.S. Kook1 et al., “Global behaviour of power system frequency in Korean power system for the application of frequency monitoring network”, IET Generation Transmission Distribution, Vol. 2, No. 5, pp. 764~774, 2008.
- [8] Zhou Jie, Zhang Changvin, Hw Wei, Jiang Ping, Cheng Chunling, “Precise Measurement of Power System Frequency and Absolute Phase Based on GPS”, pp. 1947~1951, IEEE 2002.
- [9] Z. Zhong, A.G. Phadke, Y. Liu et al., “Power System Frequency Monitoring Network (FNET) Implementation”, IEEE Trans. on Power Systems, Vol. 20, No. 4, pp. 1914~1921, Nov. 2005.

- [10] Lei Wang, Richard W. Conners, Yilu Liu et al., "Frequency Disturbance Recorder Design and Developments", IEEE PES Summer Meeting, 2007.
- [11] T.S. Sidhu, "Accurate measurement of power system frequency using a digital signal processing technique", IEEE Trans. on I&M, Vol.48, No.1, pp. 75-81, February, 1999.
- [12] A.G. Phadke, J.S. Thorp, "A new measurement technique for tracking voltage phasor, local system frequency, and rate of change of frequency", IEEE Trans. on PAS., Vol. PAS-102, No. 5, pp. 1025-1034, May. 1983.
- [13] P.J. Moore, A.T. Johns, "A New Approach to Digital Measurement of Power System Frequency", IEE International Conf. on Advances in Power System Control, Operation and Management, pp. 341-346, Nov. 1991, Hong Kong.
- [14] P.J. Moore, R.R. Carranza, A.T. Johns, "A new numeric technique for high-speed evaluation of power system frequency", IEE Proc. Gener. Transm. Distrib., Vol. 141, No. 5, pp. 529-536, Sep., 1994.
- [15] P.J. Moore, R.D. Carranza, A.T. Johns, "Model System Tests on a New Numeric Method of Power System Frequency Measurement", IEEE Trans. on PD., Vol. 11, No. 2, pp. 696-701, April, 1996.
- [16] 박종찬, 김병진, "고속의 주파수 측정 알고리즘을 갖는 저주파 계전기 설계" 대한전기학회 논문지, Vol. 55P, No. 1, pp. 1-5, 2006.3.
- [17] 남순열, 강상희, 박종근, "코사인 필터와 사인 필터의 이득차를 이용한 주파수 측정" 대한전기학회 논문지, Vol. 55A, No. 6, pp. 249-254, 2006.6.
- [18] A.G. Phadke, Bogdan Kasztenny, "Synchronized Phasor and Frequency Measurement under Transient Conditions", IEEE Trans. on PD., Vol. 24, No. 1, pp. 89-95, Jan., 2009.

저 자 소 개



박철원 (朴 哲 圓)

1961년 8월 13일생. 1988년 성균관대학교 전기공학과 졸업. 1996년 성균관대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1989년~1993년 금성산전연구소 주임연구원. 1993년~1996년 프로컴시스템 기술연구소 선임연구원. 1993년~1997년 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부 강사. 1997년~현재 국립강릉원주대학교 전기공학과 정교수.

Tel : 033-760-8786

Fax : 033-760-8781

E-mail : cwpark1@gwnu.ac.kr