

# 고속 FIR 필터와 두 페이저 위상을 이용한 주파수 추정 알고리즘의 비교 연구

논문

58P-2-5

## A Comparative Study of Frequency Estimation Techniques using High Speed FIR Filter and Phasor Angle between Two Phasors

박철원<sup>†</sup>  
(Chul-Won Park)

**Abstract** - Frequency is an important operating parameter of a power system. It is essential that the frequency of a power system be maintained very close to its nominal frequency. And frequency measurement devices have need to measure a fast and accurate of frequency using voltage signals. This paper proposes a comparative study of frequency estimation techniques using the high speed FIR filter based algorithm, the DFT filter based algorithm using phasor angle between two phasors, and positive sequence component based algorithm using the half angle between two successive positions of phasor. The discussed three techniques have been formed through numerical manipulation of a discrete system. The proposed techniques have been tested using signals obtained from selected power system model using ATP simulation package. Some test results are shown in this paper.

**Key Words** : ATP, DFT, FIR, Frequency Estimation, Phasor Angle, Positive Sequence Component

### 1. 서 론

전력계통 주파수(이하 주파수)는 전력계통 운용에 있어서 매우 중요한 파라미터 중의 하나이다. 이에 정규주파수를 유지시키는 것과 주파수 및 주파수 편이(frequency deviation)를 정확하고 신속하게 계측하고 추정하는 것은 중요하다[1]. 태양광, 풍력 등 분산전원(DG)을 전력계통에 병입할 때에도 주파수 편이는 동기검정계전기(Synchro Check Relay : 25)에 의해서 판단되어야 하는 3가지 지표중의 하나가 된다[2]. 소내 변압기가 과전압으로 소손되는 것을 막기 위해서 사용하는 V/F 계전기에서도 주파수에 대한 계측이 선행되어야 하고, 또 일반적인 주파수 계전기(81U/81O)에서도 주파수 측정이 정확하게 이루어져야 한다[3]. 최근 주파수와 주파수 편이는 광역 정전(wide area blackout) 예방 및 광역계통에 대한 감시, 분석, 제어를 위해 GPS(Global Positioning System) 기반 PMU(또는 FDR, iPIU, PSDM)와 FNET(Frequency Monitoring Network) 등에서도 중요한 연구대상이 되고 있다[4~8].

마이크로프로세서가 개발된 이후 디지털계전기(또는 IED)에서는 대부분 영점통과검출기(Zero Crossing Detector)를 이용하여 주파수를 계측하고 있다. 그런데 작은 편이를 감지할 때 많은 량의 데이터가 필요해 연산 속도가 느리는 등의 영점통과검출기 단점을 제거하기 위하여, 근래 계통전압을 샘플링 하는 과정을 통해서 이산신호로 만들고 ADC의 양자화를 통하여 디지털신호로 변환한 후 신호처리기술에 의해서 고속으로 정밀하게 주파수를 추정하는 여러 가지 디지털 알고리즘들이 제안되었다[8].

해외에서는 A.G. Phadke와 J.S. Thorp 등이 DFT를 통해

전압의 기본주파수 페이저를 추출하고 전압의 정상분 페이저 위상차를 이용하여 계통내의 주파수 및 주파수 변화율을 추정할 수 있는 기법[9]을 발표한 이후 최소자승법, 칼만 필터, 디지털 신호처리, 고속 FIR 필터, FFT의 누설계수 등을 이용하여 주파수 추정 알고리즘을 개선하려는 노력이 이루어졌다[10]. 근래 Wen와 Liu 등은 스마트한 이산푸리에 기법(SDFT : Smart Discrete Fourier Transform)를 이용한 주파수 추정기법[11]을, 최근 M. Tsuji, S. Hamasaki 등은 온라인 주파수 추정을 위한 전력 멱급수(power series type) 웨이브릿 변환(WT)에 대한 특성을 이용한 기법[12]을, Yilu Liu, Richard W. Conners 등은 FDR의 설계와 개발 등에 적절한 동적 정밀한 주파수 추정(dynamic precision frequency estimation)을 적용, 제안하였다[13]. IEEE Power Engineering Society에서는 IEEE Guide for Abnormal Frequency Protection for Power Generating Plants에 관해서 IEEE Std C37.106-1987를 수정해서 IEEE Std C37.106-2003을 제정하였다[14].

국내에서는 FIR 필터를 이용한 전력계통 주파수 추정에 관한 기법[15]이 발표된 이후, 디지털 위상 고정 루프(DPLL : Digital Phase Locked Loop)를 이용한 계전기용 정밀 주파수 측정 장치[16], 순간주파수를 이용한 전력선 신호의 이상현상검출[17], 고속의 주파수 계측 알고리즘을 갖는 저주파 계전기 설계[18], 코사인 필터와 사인 필터의 이득차를 이용한 주파수 측정[19] 논문들이 발표되었다.

본 논문은 FNET의 PMU류에 적용할 최적의 주파수 추정 알고리즘을 선정하고 개발하기 위한 선행연구로서 종래의 디지털 주파수 알고리즘에 대한 비교 연구이다. 정상상태 뿐만 아니라 동적인 고장상태에서도 주파수를 신속하고 정확하게 추정할 수 있는 주파수 연산 알고리즘에 관한 것이다. 제시된 주파수 추정 알고리즘은 고속 FIR 필터를 이용한 방법, DFT 필터에 의한 두 페이저의 위상을 이용하는 방법 및 정상분에 의한 두 페이저의 반각 위상차를 이용하는 기법이다. 이들은 이산신호 시스템의 수식 유도과정을 통하여 알고리즘이 정립

<sup>†</sup> 교신저자, 종신회원 : 강릉원주대 전기정보통신공학부 교수·공학

E-mail : cwpark1@nukw.ac.kr

접수일자 : 2009년 3월 10일

최종완료 : 2009년 3월 31일

되었다. 제시된 주파수 추정기법은 ATP로 구성된 154[kV] 모델계통으로부터 수집된 데이터들을 이용하여 시험되었다. 제시된 추정기법의 성능은 샘플링 주파수, 고장거리, 전압사교각을 가변하면서 수행한 시뮬레이션으로 비교 검토되었다.

## 2. 여러 가지 주파수 추정 알고리즘

### 2.1 고속 FIR 필터를 이용한 주파수 추정

계통에서 연속적인 전압을  $V(t)$ 로 나타내고 직교되는 두 개의 성분으로 분해한다면 식(1), 식(2)로 표시할 수 있다.

$$V_i(t) = V \sin(2\pi ft + \phi) \quad (1)$$

$$V_r(t) = V \cos(2\pi ft + \phi) \quad (2)$$

여기서 아래첨자  $i, r$ 는 개개의 성분을,  $V$ 는 진폭을,  $f$ 는 주파수를,  $\phi$ 는 임의의 위상을 각각 나타낸다. 식(1), (2)를 시간에 대하여 미분하면 식(3), 식(4)와 같이 된다.

$$\frac{d[V_i(t)]}{dt} = 2\pi fV \cos(2\pi ft + \phi) = V_i'(t) \quad (3)$$

$$\frac{d[V_r(t)]}{dt} = -2\pi fV \sin(2\pi ft + \phi) = V_r'(t) \quad (4)$$

식(1)에서 식(4)를 다시 정리하면 식(5)와 같이 된다.

$$\begin{aligned} V_r(t)V_i'(t) - V_i(t)V_r'(t) &= 2\pi fV^2 \cos^2(2\pi ft + \phi) + 2\pi fV^2 \sin^2(2\pi ft + \phi) \\ &= 2\pi fV^2 \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 진폭의 제곱과 주파수의 곱에 비례함을 알 수 있으며 진폭의 의존성을 제거하기 위하여 식(6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} V_i^2(t) + V_r^2(t) &= V^2 \cos^2(2\pi ft + \phi) + V^2 \sin^2(2\pi ft + \phi) = V^2 \end{aligned} \quad (6)$$

그러므로 식(5), 식(6)을 결합하여 식(7)을 만들 수 있다.

$$f = \frac{V_r(t)V_i'(t) - V_i(t)V_r'(t)}{2\pi[V_i^2(t) + V_r^2(t)]} \quad (7)$$

식(7)로부터 주파수 함수와 두 개의 직교 구성요소를 이용하여  $V(t)$ 의 주파수를 구할 수 있다. 식(7)에서  $V(t)$ 를  $V(n\Delta T)$ 로 바꿈으로서 이산신호에 대하여 적용할 수 있다. 여기서  $\Delta T$ 는 샘플링 시간이며,  $\Delta T = \frac{1}{f_s}$ ,  $f_s$ 는 샘플링 주파수이다.  $V(n\Delta T)$ 는  $V(n)$ 으로 간단히 표현할 수 있고, 이산신호  $V(n)$ 은 사인과 코사인 임펄스 응답을 사용함으로써 FIR 필터의 두 계수는 식(8), 식(9)과 같이 된다.

$$H_s(k) = \sin\left(\frac{2\pi k}{N} + \frac{\pi}{N}\right) \quad (8)$$

$$H_c(k) = \cos\left(\frac{2\pi k}{N} + \frac{\pi}{N}\right) \quad (9)$$

여기서  $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ,  $N = \frac{f_s}{f_o}$ ,  $f_o$  : 정격 주파수이다.

$V(n)$ 의 2개의 직교성분은 콘벌루션에 의해 식(10), 식(11)로 나타낼 수 있다.

$$V_i(n) = \sum_{k=0}^{N-1} V(n-k)H_s(k) \quad (10)$$

$$V_r(n) = \sum_{k=0}^{N-1} V(n-k)H_c(k) \quad (11)$$

직교성분의 시간미분을 계산하기 위해 식(12)와 같이 신호들 사이의 구간 선형성(piecewise linearity)은 역차분 방정식(backward difference equation)을 사용하여 가정할 수 있다.

$$V'(n) = \frac{[V(n) - V(n-1)]}{\Delta T} \quad (12)$$

식(12)는  $V(n)$ 의 두 직교 성분에 적용될 수 있는데 이것으로부터 발생하는 오차는 보정해야 한다. 그러므로 식(12)의 등가 이산시간을 적용하면 식(13)과 같이 표현할 수 있다.

$$f \approx \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\left(\frac{V_r(n) + V_r(n+1)}{2}\right)V_i'(n) - \left(\frac{V_i(n) + V_i(n-1)}{2}\right)V_r'(n)}{\left(\frac{V_i(n) + V_i(n+1)}{2}\right)^2 + \left(\frac{V_r(n) + V_r(n+1)}{2}\right)^2} \quad (13)$$

간략하게 하면 식(14)가 된다.

$$f \approx \frac{1}{\pi T} \cdot \frac{(V_r(n) + V_r(n+1))V_i'(n) - (V_i(n) + V_i(n-1))V_r'(n)}{(V_i(n) + V_i(n-1))^2 + (V_r(n) + V_r(n+1))^2} \quad (14)$$

여기서 필터이득보상은 식(15), 식(16)을 사용하여 얻을 수 있으며 정확한 주파수를 추정하기 위해서는 피드백 루프에서 보상공정을 삽입하는 것이 필요하게 된다[19,20].

$$|H_s(f)| = \frac{2\sin(\pi f_o/f_s)\sin(\pi Nf/f_s)\cos(\pi f/f_s)}{\cos(2\pi f/f_o) - \cos(2\pi f_o/f_o)} \quad (15)$$

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

또 각 샘플링 간격에서 구간 선형성을 가정했기 때문에 주파수 추정에서 식(17)과 같이 보상을 해야 한다[20].

$$f_{err} = \frac{2\pi^2 f^3 \Delta T^2}{3} \quad (17)$$

따라서 실제의 주파수 추정( $f$ )은  $f_{err}$ 를 더하면 된다.

$$f = f + f_{err}$$

### 2.2 두 페이지의 위상을 이용한 주파수 추정

고조파와 잡음이 포함된 입력신호로부터 기본 주파수 성분의 실수부와 허수부를 추출하기 위해 일반적으로 DFT 디지털 필터를 사용하는데, 이때 주파수 응답은 식(18)과 같이 표현할 수 있다.

$$H(Z) = \sum_{k=0}^{n-1} V_k Z^{-k} \quad (18)$$

기본 주파수에 상응하는 실수부와 허수부의 2개의 주파수 응답으로 표현하면 식(19), 식(20)이 된다.

$$R_k [H(e^{-j\frac{2\pi f}{F_s}})] = \sum_{k=0}^{n-1} V_k R_k [e^{-j\frac{2\pi f}{F_s}}] \quad (19)$$

$$I_m [H(e^{-j\frac{2\pi f}{F_s}})] = \sum_{k=0}^{n-1} V_k I_m [e^{-j\frac{2\pi f}{F_s}}] \quad (20)$$

여기서  $R_k$ 와  $I_m$ 은 각각 실수부와 허수부를 나타내는 연산자이며  $f_s$ 는 샘플링 주파수이다.  $n$ 번째 데이터 윈도우에 대응되는 샘플의 실수부와 허수부는 식(21)과 같이  $\overline{V}_n$ 의 페이저 형태의 신호로 표현할 수 있다.

$$\overline{V}_n = V_{rn} + jV_{in} \quad (21)$$

여기서  $V_{rn}$ 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.

그림 1은 기본 주파수( $f_0$ )를 갖는 전압페이저의 회전을 나타낸다.  $n$ 번째와  $n+1$ 번째 데이터 윈도우에 따라서 기본 주파수 페이저를 표시할 수 있다. 이때 위상차( $\theta_{n+1} - \theta_n$ )는 페이저의 회전으로 표현할 수 있는데  $n+1$ 번째 데이터 윈도우와  $n$ 번째 데이터 윈도우에 대응하는 페이저의 실수부와 허수부를 사용하여 계산할 수 있다. 즉 필터를 통과한 연속하는 두개 이산신호 페이저의 위상차는 식(22)와 같이 간단하게 표시할 수 있다[1].

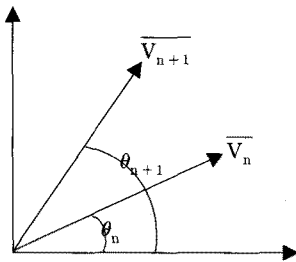


그림 1 데이터 윈도우에 따른 전압페이저의 회전  
Fig. 1 Rotation of voltage phasors following advancement of data window

$$\theta_{n+1} - \theta_n = \tan^{-1} \left[ \frac{V_{i(n+1)}}{V_{r(n+1)}} \right] - \tan^{-1} \left[ \frac{V_{i(n)}}{V_{r(n)}} \right] \quad (22)$$

그런데 식(22)는 식(23)과 같이 다시 표시할 수 있다.

$$\theta_{n+1} - \theta_n = \tan^{-1} \left[ \frac{V_{rn} V_{i(n+1)} - V_{in} V_{r(n+1)}}{V_{rn} V_{r(n+1)} + V_{in} V_{i(n+1)}} \right] \quad (23)$$

$\theta_n$ 과  $\theta_{n+1}$ 의 위상각이 입력신호의 기본파  $f_0$ 와 같도록 가정하여 설계된 필터를 사용해서 계산된다면 추정 주파수  $f$ 는 식(24)과 같이 된다.

$$f = \frac{\theta_{n+1} - \theta_n}{\frac{2\pi}{F_s}} \quad (24)$$

### 2.3 정상분 페이저를 이용한 주파수 추정

각 상의 기본파 페이저가  $\overline{V}_A, \overline{V}_B, \overline{V}_C$ 로 주어진다면 대칭성분의 계산은 식(25)와 같다[9].

$$\begin{aligned} V_0 &= \frac{1}{3} [\overline{V}_A + \overline{V}_B + \overline{V}_C] \\ V_1 &= \frac{1}{3} [\overline{V}_A + \alpha \overline{V}_B + \alpha^2 \overline{V}_C] \\ V_2 &= \frac{1}{3} [\overline{V}_A + \alpha^2 \overline{V}_B + \alpha \overline{V}_C] \end{aligned} \quad (25)$$

여기서 연산자  $\alpha$ 는  $e^{j\frac{2\pi}{3}}$ 이고,  $V_0, V_1, V_2$ 은 각각 영상분, 정상분, 역상분 페이저를 나타낸다. 각 상의 기본파 페이저에 대해 실수부를  $V_{Ar}, V_{Br}, V_{Cr}$ , 허수부를  $V_{Ai}, V_{Bi}, V_{Ci}$ 라 하면 정상분 페이저의 실수부  $V_{pr}$ 과 허수부  $V_{pi}$ 는 식(26)이 된다.

$$V_{pr} = \frac{1}{3} [V_{Ar} - 0.5(V_{Br} + V_{Cr}) - 0.866(V_{Br} - V_{Cr})] \quad (26)$$

$$V_{pi} = \frac{1}{3} [V_{Ai} - 0.5(V_{Bi} + V_{Ci}) - 0.866(V_{Bi} - V_{Ci})]$$

그림 1에서, 두개의 연속적인 정상분 페이저를 각각 OA ( $\overline{V}_{p(n)} = \overline{V}_n$ ), OB ( $\overline{V}_{p(n+1)} = \overline{V}_{n+1}$ ) 라하고 두 페이저 사이에서 반각( $\frac{\theta}{2}$ )은 식(27)이 된다.

$$\begin{aligned} \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) &= \frac{\frac{1}{2}(OB - OA)}{\frac{1}{2}(OB + OA)} \\ &= \frac{\frac{1}{2}(V_{pr(n+1)} - V_{pr(n)}) + \frac{1}{2}j(V_{pi(n+1)} - V_{pi(n)})}{\frac{1}{2}(V_{pr(n+1)} + V_{pr(n)}) + \frac{1}{2}j(V_{pi(n+1)} + V_{pi(n)})} \end{aligned} \quad (27)$$

여기서  $\overline{V}_{p(n)} = V_{pr(n)} + jV_{pi(n)}$ 이고,  $\overline{V}_{p(n+1)} = V_{pr(n+1)} + jV_{pi(n+1)}$ 이다.

그러므로 식(28)과 같이 두 전압페이저 사이의 반각을 이용하여 주파수를 추정 할 수 있다.

$$\frac{\theta_0}{2} = \text{atan}^{-1} \left[ \frac{\frac{1}{2}(V_{pr(n+1)} - V_{pr(n)}) + \frac{1}{2}j(V_{pi(n+1)} - V_{pi(n)})}{\frac{1}{2}(V_{pr(n+1)} + V_{pr(n)}) + \frac{1}{2}j(V_{pi(n+1)} + V_{pi(n)})} \right] \quad (28)$$

## 3. 사례연구

### 3.1 모델 전력계통

제안된 추정기법의 성능을 비교 평가하기 위해서 ATP를 이용하여 그림 2의 모델 전력계통을 구성한 후 시험데이터를 수집하였다. 모델 전력계통은 전원이 154[kV]이고 공장이 160[km]의 1회선 송전선로이다[21]. 표 1은 선로정수를 나타낸다. 제시된 기법은 주기당 샘플링수, 고장거리, 전압사각각을 가변하면서 정상상태에서의 정규 주파수 뿐만 아니라 고장상태에서의 비정규 주파수 추정 여부에 대한 시뮬레이션을 수행하였다. 모의 사고는 4주기(0.066667[sec])시점에서 전압사각각에서 따라 1선지락고장(고장저항 5[Ω])을 발생시켰다. 과도상태를 포함해서 총 10주기(0.16667[sec]) 동안의 주파수 추정 성능을 알아보았다. 표 2는 시뮬레이션 조건이다.

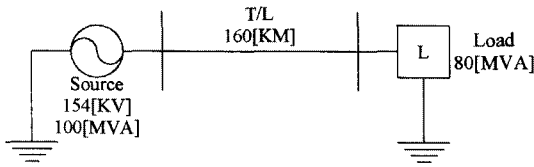


그림 2 모델 전력계통  
Fig. 2 Model power system

표 1 선로정수  
Table 1 Line constant

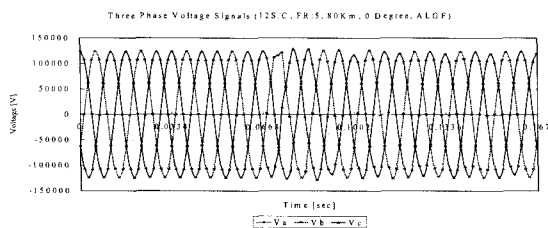
	R[Ω/km]	X[Ω/km]	Y[∅/km]
영상분	0.3434	1.3158	0.0052
정상분	0.1342	4.7645	0.0090
역상분	0.1342	4.7645	0.0090

표 2 시뮬레이션 조건  
Table 2 Simulated condition

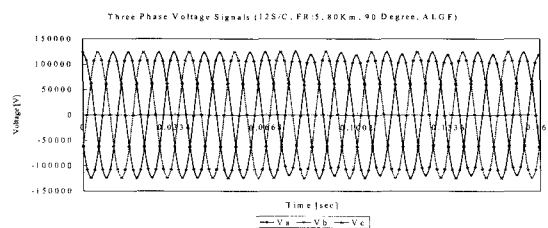
샘플링수 [S/C]	전압사각각 (고장발생 시점[sec])	고장거리 [Km]	조건
12	0° (0.0666667), 90° (0.0708333)	20, 80, 140	정상상태 및 A상 지락고장 (고장저항 5[Ω])
16			
24			
32			
36			
48			
64			
128			

3.2 시뮬레이션 결과 및 고찰

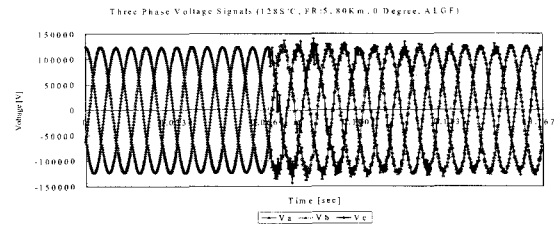
그림 3은 12S/C과 128S/C인 경우 정상상태가 4주기정도 지속되다가 약 0.066667[sec]시점(전압사각각 0°)에서와 약 0.070833[sec]시점(전압사각각 90°)에서 A상 지락고장이 발생한 경우 3상 전압신호이다. 그림 3으로부터 3상 평형전압이 흐르다가 고장발생직후 고장이 발생한 상의 전압 크기가 감소하는 것을 알 수 있다. 전압의 사각각이 0°에 가까울수록 샘플링 수가 증가할수록 고조파 잡음이 많이 포함되는 것을 알 수 있다.



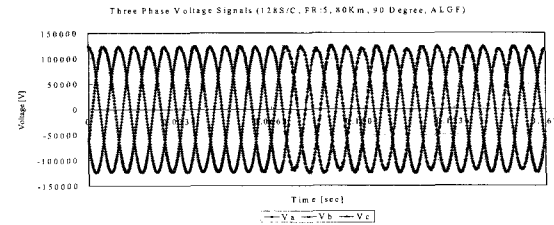
(a) 3상 전압신호(12S/C, 전압사각각 0°)  
(a) Three phase voltage signals(12S/C, fault inception angle 0°)



(b) 3상 전압신호(12S/C, 전압사각각 90°)  
(b) Three phase voltage signals(12S/C, fault inception angle 90°)



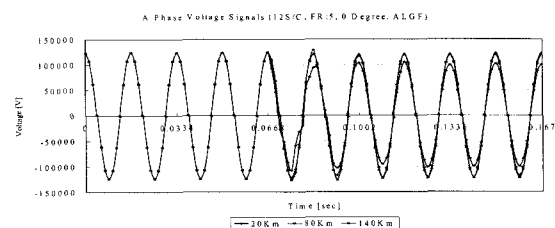
(c) 3상 전압신호(128S/C, 전압사각각 0°)  
(c) Three phase voltage signals(128S/C, fault inception angle 0°)



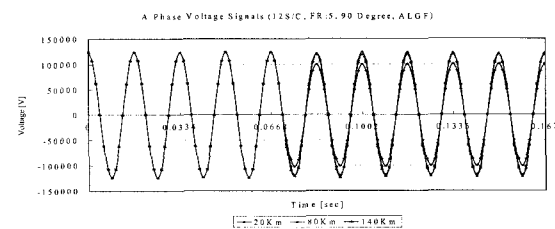
(d) 3상 전압신호(128S/C, 전압사각각 90°)  
(d) Three phase voltage signals(128S/C, fault inception angle 90°)

그림 3 A상 지락고장시의 3상 전압신호  
Fig. 3 Three phase voltage signals during A phase ground fault

그림 3과 같은 동일한 조건에서 3상 전류신호는, 3상 평형 전류가 흐르다가 고장발생직후 고장이 발생한 상의 전류 크기가 매우 증가하는 것이 확인되었다. 또 전압의 사각각이 90°에 가까울수록 직류옴성분이 많이 함유되는 것을 알 수 있었다. 그림 4는 12S/C의 경우 고장 거리에 따른 A상 전압신호이다. 그림 4로부터 전원에서 근접한 경우에 발생한 고장전압이 원거리에서 발생한 고장전압보다 더욱 감소하는 것을 알 수 있다. 또 전압사각각이 0°에 가까울수록 고조파가 많이 함유되어 왜곡되는 것을 알 수 있다. 한편 전원에서 근접한 경우에 발생한 고장전류가 원거리에서 발생한 고장전류보다 더욱 크게 증가하는 것도 확인되었다.



(a) A상 전압신호(12S/C, 전압사각각 0°)  
(a) A phase voltage signals(12S/C, fault inception angle 0°)

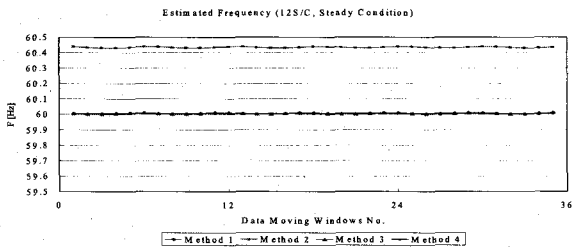


(b) A상 전압신호(12S/C, 전압사각각 90°)  
(b) A phase voltage signals(12S/C, fault inception angle 90°)

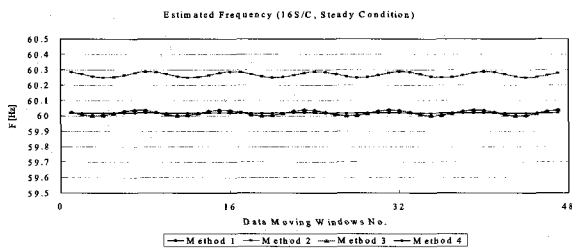
그림 4 A상 지락고장시의 전압신호  
Fig. 4 Voltage signals during A phase ground fault

그림 5는 정상상태에서의 정규 주파수 추정 결과이다. 여기서 Method 1은 DFT 필터에 의한 두 페이지의 위상을 이용하는 주파수 추정기법을, Method 2는 고속 FIR 필터를 이용한 주파수 추정기법을, Method 3은 식(22)에 의한 추정기법을, Method 4는 정상분 페이지를 이용한 주파수 추정기법을 각각 나타낸다.

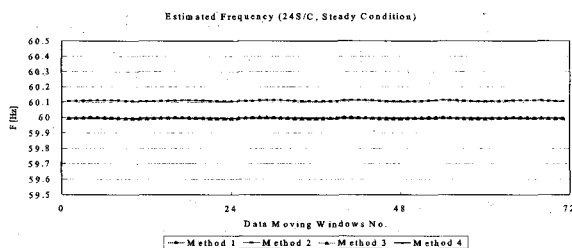
Method 2는 샘플링수가 증가할수록 구간선형성에 의한 오차가 감소되기 때문에 정확도가 증가하는 것을 알 수 있다. Method 1의 결과와 Method 3의 결과는 거의 일치하는데 이는 두 페이지 위상차의 주파수 추정식 표현은 다르나 계산된 위상차는 내용적으로 동일하기 때문이다. 16S/C의 경우 추정오차가 가장 심한 것은 ATP에서 data file을 작성할 때, fortran data format specification 특성상 데이터 deck의 한계로 인해 시간간격(delta t)이 정확하게 입력되지 않은 결과로 생각된다. 원래 16S/C의 경우 시간간격은 0.001041667[sec]이나 ATP의 miscellaneous data cards에는 0.00104[sec]로 입력되어 0.00001667[sec]이 절삭되기 때문이다. 전반적으로 샘플링수가 증가할수록 추정오차가 감소하는 경향이 확인되었다. 정상상태 주파수 추정 절대오차는, Method 1의 경우 12S/C에서는 0.00490927[Hz]이고 128S/C에서는 0.003853332[Hz]이었고 Method 3의 경우 12S/C에서는 0.004908297[Hz]이 128S/C에서는 0.003854352[Hz]이었고, Method 4의 경우 12S/C에서는 0.004815459[Hz]이고 128S/C에서는 0.00385324[Hz]를 나타냈다.



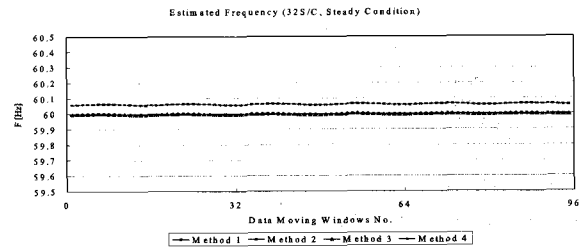
(a) 주기당 12샘플  
(a) 12 sample/cycle



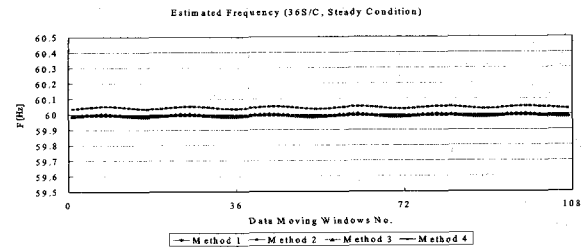
(b) 주기당 16샘플  
(b) 16 sample/cycle



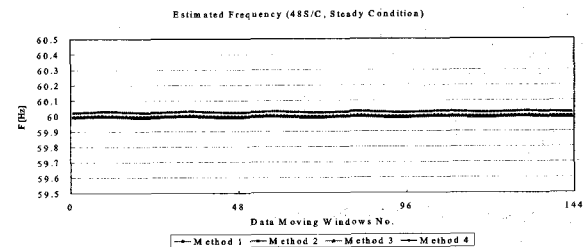
(c) 주기당 24샘플  
(c) 24 sample/cycle



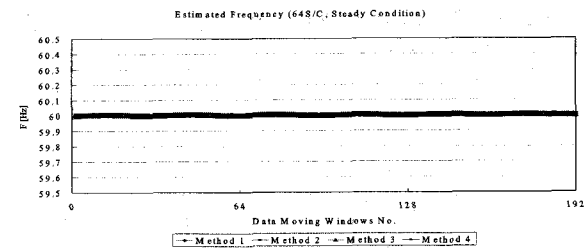
(d) 주기당 32샘플  
(d) 32 sample/cycle



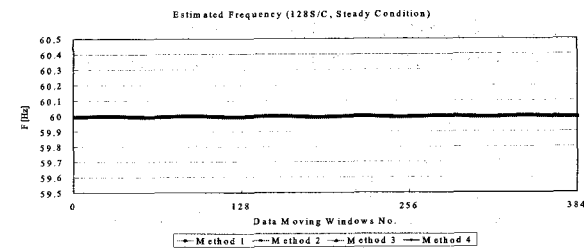
(e) 주기당 36샘플  
(e) 36 sample/cycle



(f) 주기당 48샘플  
(f) 48 sample/cycle



(g) 주기당 64샘플  
(g) 64 sample/cycle



(h) 주기당 128샘플  
(h) 128 sample/cycle

그림 5 정상상태에서 추정된 주파수  
Fig. 5 Estimated frequency of steady state

그림 6은 Method 4에 대한 주파수 추정결과이다. Method 4의 추정결과의 오차는 다른 방법에 비하여 대체적으로 적었다. 고장거리 20[Km]에서는 0.004816703[Hz]이고 80[Km]에서는 0.004815459[Hz]이고 140[Km]에서는 0.004816973[Hz]을 나타냈다. 전반적으로 고장거리에 관계없이 무관한 경향을 나타냈다.

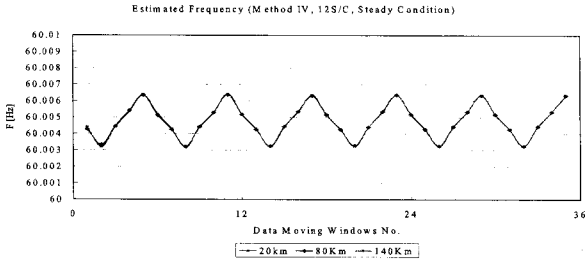
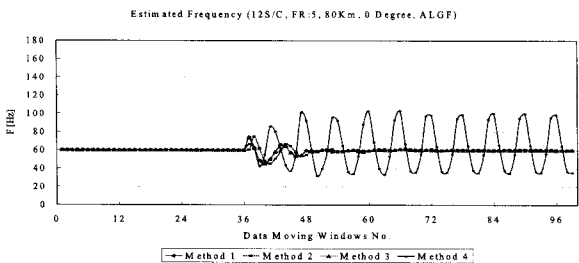
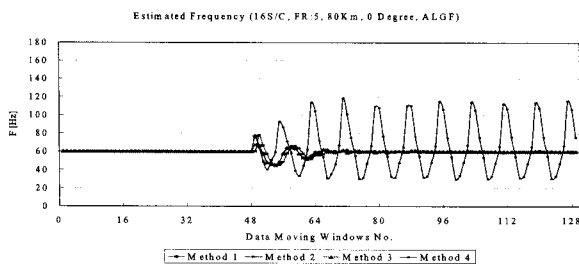


그림 6 정상상태에서 추정된 주파수  
Fig. 6 Estimated frequency of steady state

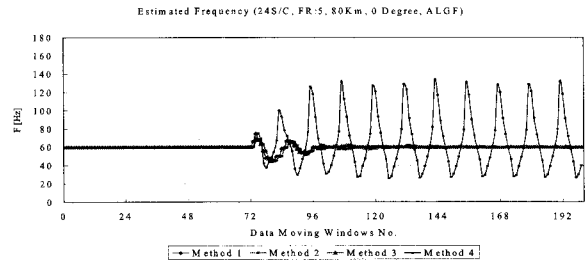
그림 7은 전압사고각이 0°에서 A상 지락고장이 발생한 동적상태에서의 비정규 주파수 추정 결과이다. 전압사고각이 0°에 가까울수록 고조파가 많이 포함되기 때문에 고조파의 함유에 대한 추정 결과를 비교할 수 있다. 12S/C의 경우 Method 1과 Method 3은 고장발생후에도 1.545544[Hz] 정도의 오차를 보이면서 주파수를 추정하고 있는 것에 반면에 Method 4에 의한 추정결과는 크게 진동하는 것을 볼 수 있다. 128S/C의 경우 Method 1과 Method 3은 고장발생후에도 1.445641[Hz] 정도의 오차를 보이면서 주파수를 추정하고 있는 것에 반면에 Method 4는 주파수에 추정의 결과가 크게 진동하는 것을 볼 수 있다. Method 4의 주파수 추정결과는 S/C를 증가할수록 더욱 오차가 증가하는 것을 알 수 있다. 한편 Method 2의 추정오차는 12S/C의 경우 1.706271[Hz]이었으나 128S/C로 증가했을 경우 1.445733[Hz]로 오차가 상당히 개선되는 것을 확인 할 수 있었다.



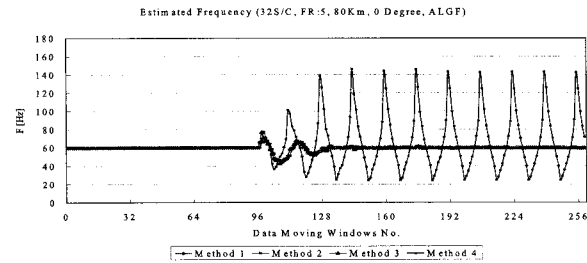
(a) 주기당 12샘플  
(a) 12 sample/cycle



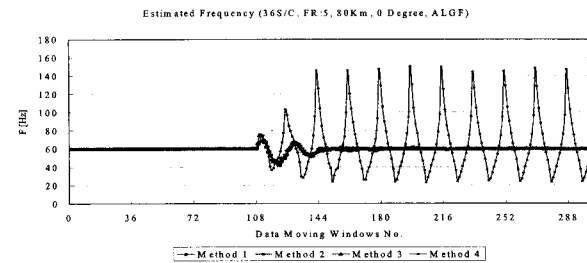
(b) 주기당 16샘플  
(b) 16 sample/cycle



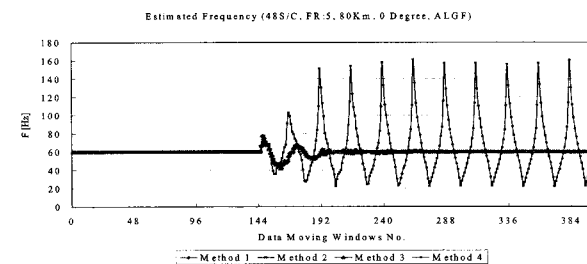
(c) 주기당 24샘플  
(c) 24 sample/cycle



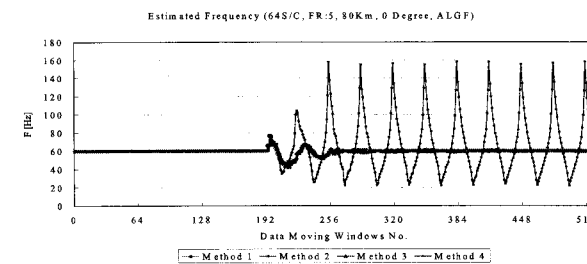
(d) 주기당 32샘플  
(d) 32 sample/cycle



(e) 주기당 36샘플  
(e) 36 sample/cycle



(f) 주기당 48샘플  
(f) 48 sample/cycle



(g) 주기당 64샘플  
(g) 64 sample/cycle

4. 결 론

본 논문은 FNET를 위한 PMU류에 적용할 최적의 주파수 추정 알고리즘을 선정하기 위해서 종래의 디지털 주파수 추정 알고리즘에 대한 비교 연구를 수행하였다. 고속 FIR 필터를 이용한 기법은 샘플링수가 증가할수록 오차가 감소하는 것을 확인할 수 있었다. 정상분 페이저에 대한 반각 위상차를 이용한 기법은 비정규 주파수를 추정할 경우 다른 추정 알고리즘의 연산량보다 다소 많은데도 불구하고 주파수 추정 결과는 향상되지 않는 것을 알 수 있었다. 제시된 알고리즘의 성능 평가를 통해서 결국 정상상태에서는 정상분에 의한 두 페이저의 반각 위상차를 이용하는 기법이 우수하였으며 동적인 고장상태에서는 DFT 필터에 의한 두 페이저의 위상을 이용하는 기법이 적절한 것으로 나타났다. 두 가지 추정기법을 정상상태 및 고장상태 상황에 따라 가변하면서 적용하는 것이 주파수의 정확한 추정에 바람직한 것으로 여겨진다. 한편 제시된 추정 알고리즘에 대해서 발생된 오차와 샘플링 수를 고려한 오차 보정식을 적용한다면 추정 정밀도를 더욱 향상시킬 수 있을 것으로 생각된다.

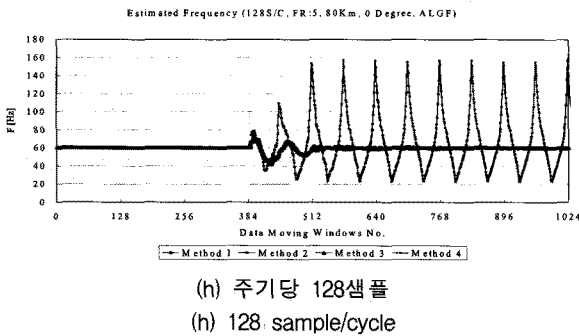


그림 7 과도상태에서 추정된 주파수  
Fig. 7 Estimated frequency of transient state

그림 8은 12S/C의 경우 전압사고각이 90°에서 A상지락고장이 발생한 경우 고장거리에 따른 비정규 주파수 추정 결과이다. Method 1, 2, 3의 추정오차는 고장이 발생한 지점이 전 원으로부터 멀어질수록 감소하는 결과를 보였다. 또 Method 4의 추정오차는 고장거리에 반비례하여 다소 줄어드는 경향을 나타냈다. 샘플링수가 증가할수록 고장발생후 정규주파수를 추정할 수 있는 시간이 단축되는 것을 알 수 있었다.

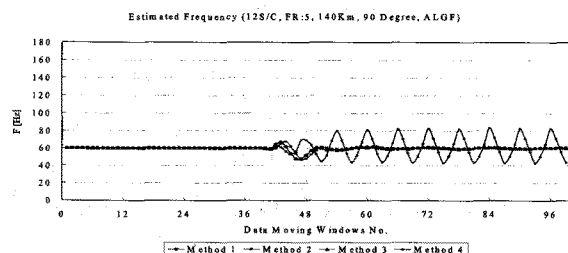
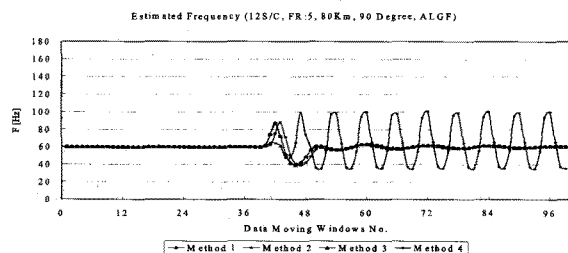
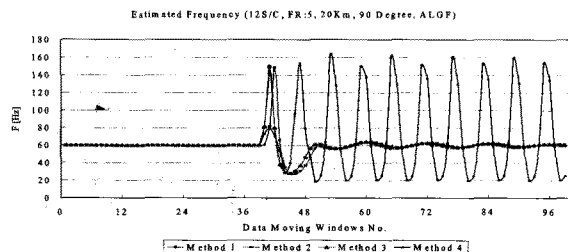


그림 8 과도상태에서 추정된 주파수(전압사고각 90°)  
Fig. 8 Estimated frequency of transient state(fault inception angle 90°)

감사의 글

본 연구는 지식경제부의 지원에 의하여 기초전력연구원 (과제번호 08527) 주관으로 수행된 과제임

참 고 문 헌

- [1] 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.
- [2] Richard A. Evans, "A Manual/Automatic Synchronization Circuit for a 37.5-MVA Steam-Turbine-Driven Generator", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 26, No. 6, pp. 1081-1085, Nov. 1990.
- [3] Tevfik Sezgi, "A New Method for Measuring Power System Frequency", 0-7803-5515-6/99 pp. 400-405, 1999 IEEE.
- [4] A.G. Phadke, "Synchronized Phasor Measurements ~ A Historical Overview", IEEE PES summer meeting pp. 476-479, 2002.
- [5] 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.
- [6] 김상태, 김지영, 이동철, 송완석, 장수형, 김영돈, "시간 동기 데이터를 이용한 광역계통 감시시스템의 K-WAMS 구현", 대한전기학회 추계학술대회 논문집, pp. 44-46, 2008.11.
- [7] 권태윤, 정일권, 이현모, "위성통신과 GPS를 기본으로 한 동기 위상 데이터 측정장치 개발" 2008년 전력계통 보호제어연구회 학술 및 기술 발표회 논문집, pp. 101-106, 2008년 3월.
- [8] 박철원, "광역보호계통 지능화를 위한 네트워크 기반 주파수 모니터링 및 고장예측 시스템 개발", 전력산업 연구개발 사업계획서 pp. 1-63, 2008.12.

- [9] 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.
- [10] 박철원 외 2인, "적용기법을 이용한 전력계통의 주파수 측정" 대한전기학회 논문지, Vol. 51A, No. 3, pp. 143~151, 2002년 3월.
- [11] Jun-Zhe Yang, Chih-Wen-Liu, "A smart method makes DFT more precise for power system frequency estimation", *IEEE Power engineering society 1999 winter meeting*, Vol. 2, pp. 909~913, 1999.
- [12] M. Tsuji, S. Hamasaki, M. Korogi, "Characteristic of Power Series Type Wavelet Transform for Online Frequency Estimation", *IEEE PES Summer meeting*, pp. 177~182 2007.
- [13] Lei Wang, Richard W. Conners, Yilu Liu et al., "Frequency Disturbance Recorder Design and Developments", *IEEE PES Summer Meeting*, 2007.
- [14] IEEE Power System Relaying Committee, "IEEE Guide for Abnormal Frequency Protection for Power Generating Plants (C37.106-2003)", pp. 1~41, 2003.
- [15] 박철원 외 2인, "FIR 필터를 이용한 전력계통 주파수 추정" 대한전기학회 논문지, Vol. 50P, No. 3, pp. 101~108, 2001년 9월.
- [16] 윤영석 외 5인, "디지털 위상 고정 루프를 이용한 계전기용 정밀 주파수 측정 장치", 대한전기학회 논문지, Vol. 53A, No. 7, pp. 365~374, 2004년 7월.
- [17] 임병관, "순간주파수를 이용한 전력선 신호의 이상현상검출" 대한전기학회 논문지, Vol. 55A, No. 12, pp. 544~548, 2006년 12월.
- [18] 박종찬, 김병진, "고속의 주파수 계측 알고리즘을 갖는 저주파 계전기 설계" 대한전기학회 논문지, Vol. 55P, No. 1, pp. 1~5, 2006년 3월.
- [19] 남순열, 강상희, 박종근, "코사인 필터와 사인 필터의 이득차를 이용한 주파수 측정" 대한전기학회 논문지, Vol. 55A, No. 6, pp. 249~254, 2006년 6월.
- [20] P.J. Moore, R.D. 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.
- [21] 박철원, "두 페이지의 위상을 이용한 주파수 추정기법에 관한 연구", 전력계통보호제어연구회 논문집, pp. 96~107, 2009년 3월.

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 전기정보통신공학부 정교수.

Tel : 033-760-8786

Fax : 033-760-8781

E-mail : cwpark1@nukw.ac.kr