

## An Adaptive Scheme for Frequency Measurement in Power System

朴 哲 圓\* · 南 時 福\*\* · 申 明 澈\*\*\*

(Chul-Won Park · Si-Bok Nam · Myong-Chul Shin)

**Abstract** - Frequency is regarded as one of most important indices for the operating power systems. Several digital techniques for measuring frequency have been presented in the last decades. This paper proposes a design and implementation an adaptive scheme using phase angle difference calculation for frequency measuring in power system. The advantages of the proposed technique are demonstrated by fault signals from EMTP simulation and user defined arbitrary signals by Excel program. The proposed technique is compared with the conventional methods. Performance test results indicate that the proposed technique provides accurate measures in presence of noise and harmonics and in case faults and is suitable for measurement near-nominal, nominal, and off-nominal frequencies. We can see that It will be useful in microprocessor based relays and digital meters that need to measure power system frequency.

**Key Words** : Adaptive scheme, Phasor angle difference, Power system frequency, Faults, Harmonics, Relay, EMTP

### 1. 서 론

계통주파수는 전력계통 운용에 있어서 가장 중요한 지표 중의 하나이다. 지금까지는 대부분 계통주파수를 신속하고 정확히 측정하고 또한 그 변화를 정밀하게 찾아내기 위해서 아날로그 측정 장치가 사용되어 왔다. 근래에는 연속적인 입력 신호의 두 영점통과(zero-crossing)사이의 시간을 이용하는 기법이 탑재된 디지털 주파수계전기와 계측기가 급속히 보급되어 이를 담당하게 되었다. 그런데 이 방법은 소자가 노화되거나 온도 등에 의하여 파라미터의 특성이 변화할 수 있기 때문에 정확하고 신속한 응답을 얻는데 한계가 있을 뿐만 아니라 잡음이 섞여 왜곡된 입력신호로 인하여 영점통과 포인터가 이동하거나 중복적인 영점통과를 나타내는 등 측정에 많은 오차를 포함하게 되는 단점이 발생되었다[1]~[3].

이에 따라 약 20여년전 부터 영점통과 소자(comparator : 이하 컴퍼레이터 소자)를 사용하지 않음으로 하드웨어를 간소화하고, 또한 신호처리 기법을 도입함으로써 보다 정확하고 신속하게 주파수를 측정할 수 있는 디지털 알고리즘들에 대한 연구들이 시작되었다[1],[6]~[10]. 1983년 A.G.Phadke 와 J.S.Thorp 등은 DFT를 이용하여 전압의 기본파 페이저를 추출하고 전압 정상분(positive sequence component) 페이저 상차각(phasor angle)의 변화율을 이용하여 계통내의

주파수 및 주파수 변화율을 측정할 수 있는 기법을 발표하였다[2]. TaO와 Morrison은 전압의 샘플링 데이터를 사용하여 주파수를 측정하는 방법을 제안했으며[3] Sachdev와 Sidhu는 디지털 신호처리를 이용한 반복기법을 제시하였다[13]. 또한, A.T.Johns와 P.T Moore는 고속 FIR 필터를 이용한 주파수 측정 기법을 제안하였다[12],[14]. 최근에는 Wen과 Liu 등은 스마트한 이산푸리에 기법(SDFT : smart discrete Fourier transform)를 이용한 주파수 측정 기법들이 제시되기도 하였으나 광역 주파수 편이시의 측정오차와 연산량, 고장시의 추정 문제 등이 제기 되었다[15]~[17].

그러므로 전력계통의 정상운전시 뿐만 아니라 고장시에 있어서 넓은 주파수 범위의 측정을 필요로 하는 발전기의 V/F 계전기와 좁은 범위의 주파수 측정을 필요로 하는 UFR 등의 전력계통 주파수 측정에 적용할 수 있는 최적의 주파수 측정기의 개발이 필요하게 되었다.

본 논문에서는 주파수 측정에 사용될 계전신호에 디지털 필터를 도입하였고 정상운전시 넓은 범위의 변동과 좁은 범위의 변동뿐만이 아니라 고장시에도 측정시간의 단축 및 측정오차를 줄일 수 있는 페이저 상차각 연산의 적응기법을 이용한 전력계통 주파수 측정기법을 제안하였다. 제시된 적응 알고리즘의 우수성을 입증하기 위하여 EMTP를 이용하여 병행2회선 송전선로계통을 구성 한 후, 모의 시뮬레이션을 수행하여 출력 데이터 파일을 수집하였다[4],[11]. 또한 EMTP로 얻기 어려운 데이터는 스프레드시트(spread sheet) 프로그램인 Excel을 이용해 사용자 정의 파형 데이터를 생성시켜 모의 시뮬레이션에 활용하였다. 특히, 제안된 기법의 성능을 제대로 평가하기 위하여 고장거리 및 고장 발생각을 가변 하는 것은 물론이고 고조파의 함유에 대한 영향, 갑작스런 전압 최대치의 변화와 정규(nominal) 및, 비정규 주파

\* 終身會員 : 原州大 電氣科 助教授 · 工博  
 \*\* 正 會 員 : 龍仁松潭大 電氣科 專任講師 · 工博  
 \*\*\* 終身會員 : 成均館大 電氣電子 컴퓨터工學部 教授 · 工博  
 接受日字 : 2001年 11月 9日  
 最終完了 : 2002年 1月 10日

수(non-nominal frequency)등을 변화시켜서 시험하였다.

2. 적응 기법을 이용한 주파수 측정

전력계통의 주파수 측정은 정상상태에서는 부하변동에 따라 동요를 받지 않아야 하며 고장 발생시 주파수가 변화하는 동안에도 전체적인 성능을 유지해야 한다. 본 논문에서 제안된 적응 기법은 크게 네 가지로 나뉘어 생각할 수 있다.

첫째, 주파수를 측정하기 전에 전처리과정에서 계통의 특정 주파수인 기본파를 추출하기 위하여 DFT 필터를 사용하였다.

둘째, 전력계통의 정상상태 및 단락고장시 조류제어, 상태 추정, 최적조류계산과 같은 정상상태 해석 프로그램의 상태 변화에서는 정상분 모션 전압을 사용하며, 전력계통 모델 구성시 정상분 표현을 사용하였다. 따라서 본 논문에서도 모션에서의 전압을 대칭좌표법으로 변환하여 정상분 전압페이를 추출하여 주파수의 측정에 활용하였다.

셋째, 입력신호가 기본 주파수의 순수한 사인파일 때 복소평면에서 계산된 복소페이는 고정되므로 기본파 페이저 전압 상차각의 변화율이 주파수 편이량과 직접적으로 관련이 있게 되고 이에 따라 주파수는 이동 창(moving window) 방법에 따라 매주기마다 계산하였다.

넷째, 고장시에는 대칭좌표법을 이용하여 영상분 전류를 추출한 후, 영상분 전류가 일정치 이상일 때 고장상의 전압으로부터 실수부와 허수부를 추출하였고, 전압페이저의 상차각 변화율로부터 주파수를 측정하였다.

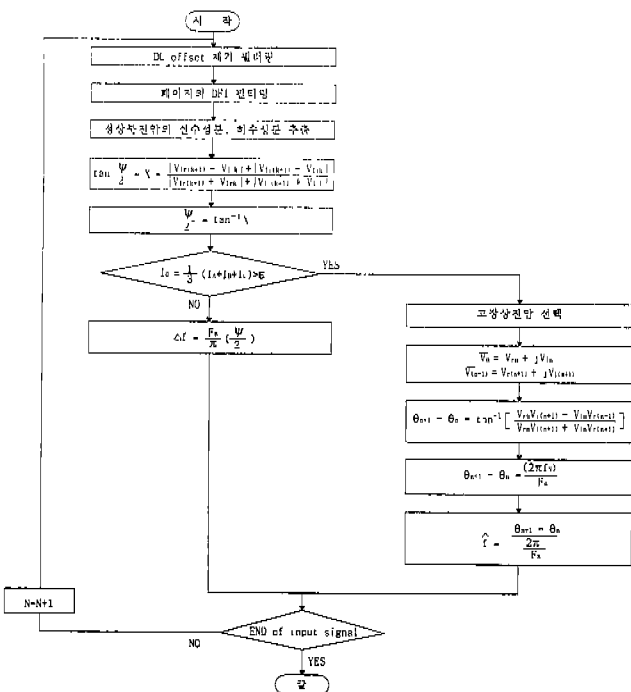


그림 1 제안된 알고리즘에 의한 주파수 측정의 흐름도  
Fig. 1 Structure of the proposed frequency measurement algorithm

본 논문에서는 셋째와 넷째 항목을 주로 기술하였다. 그림 1은 제안된 적응 알고리즘에 의한 주파수 측정의 흐름도이다.

2.1 정상시 주파수 측정

2.1.1 정상분 페이저의 추출

각 상의 기본파 페이저가  $\bar{X}_A, \bar{X}_B, \bar{X}_C$ 로 주어지면 대칭성분의 계산은 식(1)과 같다.

$$\begin{aligned} \bar{X}_0 &= \frac{1}{3} [\bar{X}_A + \bar{X}_B + \bar{X}_C] \\ \bar{X}_1 &= \frac{1}{3} [\bar{X}_A + a\bar{X}_B + a^2\bar{X}_C] \\ \bar{X}_2 &= \frac{1}{3} [\bar{X}_A + a^2\bar{X}_B + a\bar{X}_C] \end{aligned} \quad (1)$$

식(1)에서 연산자 a는  $e^{j\frac{2\pi}{3}}$  이고,  $\bar{X}_0, \bar{X}_1, \bar{X}_2$ 은 각각 영상분, 정상분, 역상분 페이저를 나타낸다. 각 상의 기본파 페이저에 대해 실수부를  $X_{Ar}, X_{Br}, X_{Cr}$ , 허수부를  $X_{Ai}, X_{Bi}, X_{Ci}$  라 하면 정상분 페이저의 실수부  $X_{Pr}$ 과 허수부  $X_{Pi}$ 는 식(2)와 같다.

$$\begin{aligned} X_{Pr} &= \frac{1}{3} [X_{Ar} - 0.5(X_{Br} + X_{Cr}) - 0.866(X_{Bi} - X_{Ci})] \\ X_{Pi} &= \frac{1}{3} [X_{Ai} - 0.5(X_{Bi} + X_{Ci}) + 0.866(X_{Br} - X_{Cr})] \end{aligned} \quad (2)$$

2.1.2 정상주파수를 갖는 신호의 페이저 산정

정상의 계통주파수를 가진 입력 정현신호는 다음 식(3)과 같이 표현할 수 있다.

$$X(t) = A \sin(2\pi ft + \theta) = A \frac{e^{j(2\pi ft + \theta)} - e^{-j(2\pi ft + \theta)}}{2j} \quad (3)$$

고조파 왜곡이나 기타의 잡음이 제거된 입력신호의 기본파 페이저  $\bar{X}_1$ 가 식(4)와 같을 때 입력 정현신호는 기본파 페이저를 이용하면 식(5)로 표현할 수 있다.

$$\bar{X}_1 = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(t) e^{-j\frac{2\pi}{N}k} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \bar{X} &= \frac{j}{\sqrt{2}} \bar{X}_1 = \frac{j}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(t) e^{-j\frac{2\pi}{N}k} \\ &= \frac{2j}{N\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{N-1} A \frac{e^{j(2\pi ft + \theta)} - e^{-j(2\pi ft + \theta)}}{2j} e^{-j\frac{2\pi}{N}k} \\ &= \frac{A}{N\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{N-1} (e^{j(2\pi ft + \theta - \frac{2\pi}{N}k)} - e^{-j(2\pi ft + \theta + \frac{2\pi}{N}k)}) \end{aligned} \quad (5)$$

r번째 데이터 윈도우에 대하여  $t = \frac{1}{Nf}(r+k)$ 이므로, r번째 윈도우에서의 시영역 상의 신호  $X(t)$ 의 페이지를  $\bar{X}^{(r)}$ 이라 하면 식(6)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \bar{X}^{(r)} &= \frac{A}{N\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{N-1} (e^{j(\frac{2\pi}{N}r+\theta)} - e^{-j(\frac{2\pi}{N}(r+2k)+\theta)}) \\ &= \frac{A}{N\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}r} e^{j\theta} - \frac{A}{N\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}r} e^{-j\frac{2\pi}{N}2k} e^{-j\theta} \quad (6) \end{aligned}$$

식(6)에서  $\sum_{k=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}2k} = 0$  이므로 식(6)으로 표현되는 r번째 윈도우에서의 페이지  $\bar{X}^{(r)}$ 는 식(7)과 같다.

$$\begin{aligned} \bar{X}^{(r)} &= \frac{A}{N\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j\theta} e^{j\frac{2\pi}{N}r} \\ &= \frac{A}{N\sqrt{2}} e^{j\theta} N e^{j\frac{2\pi}{N}r} = \frac{A}{\sqrt{2}} e^{j\theta} e^{j\frac{2\pi}{N}r} \quad (7) \end{aligned}$$

따라서 주기당 N샘플로 입력 파형에 대한 정상주파수 성분의 실수부와 허수부를 계산하면 식(7)로 표현되는 r번째 데이터 윈도우로부터 계산된 페이지가 각 샘플링 간격으로 복소수 평면상에서  $\frac{2\pi}{N}$  만큼 회전하는 것을 알 수 있다.

### 2.1.3 편이된 주파수 신호의 페이지

입력 정현신호의 주파수에 정적주파수 60[Hz]로부터  $\Delta f$ 만큼의 편이가 일어났다면 편이된 주파수를 갖는 입력 정현신호는 식(8)과 같이 표현될 수 있다.

$$X(t) = A \sin(2\pi(60 + \Delta f)t + \theta) \quad (8)$$

또한 r번째 연산에서의 페이지를  $\bar{W}^{(r)}$ 이라 하면 식(9), 식(10)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{W}^{(r)} &= \frac{A}{N\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{N-1} (e^{j(2\pi(60+\Delta f)t+\theta-\frac{2\pi}{N}k)} \\ &\quad - e^{-j(2\pi(60+\Delta f)t+\theta+\frac{2\pi}{N}k)}) \quad (9) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{W}^{(r)} &= \frac{A}{N\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{N-1} (e^{j\frac{2\pi}{N}r} e^{j\frac{2\pi\Delta f}{N60}r} e^{j\frac{2\pi\Delta f}{N60}k} e^{j\theta} \\ &\quad - e^{-j\frac{2\pi}{N}r} e^{-j\frac{2\pi\Delta f}{N60}r} e^{j(\frac{4\pi}{N} + \frac{2\pi\Delta f}{N60}k)} e^{-j\theta}) \quad (10) \end{aligned}$$

여기에, 식(11)의 등가식을 이용하면 식(12)를 얻을 수 있다.

$$\sum_{k=0}^{N-1} (e^{j\phi})^k = \frac{\sin \frac{N\phi}{2}}{\sin \frac{\phi}{2}} e^{j(N-1)\frac{\phi}{2}} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \bar{W}^{(r)} &= \bar{X}^{(r)} e^{j\frac{2\pi\Delta f}{N60}r} \frac{\sin \frac{\pi\Delta f}{60}}{N \sin \frac{\pi\Delta f}{N60}} e^{j(N-1)\frac{\pi\Delta f}{N60}} \\ &\quad - \bar{X}^{*(r)} e^{j\frac{2\pi\Delta f}{N60}r} \frac{\sin(2\pi + \frac{\pi\Delta f}{60})}{N \sin(\frac{2\pi}{N} + \frac{\pi\Delta f}{N60})} e^{-j(N-1)(\frac{2\pi}{N} + \frac{\pi\Delta f}{N60})} \quad (12) \end{aligned}$$

작은  $\Delta f$  값에 대해서는 식(13), 식(14)의 관계가 성립하게 된다.

$$\frac{\sin \frac{\pi\Delta f}{60}}{N \sin \frac{\pi\Delta f}{N60}} \cong 1 \quad (13)$$

$$\frac{\sin \frac{\pi\Delta f}{60}}{N \sin(\frac{2\pi}{N} + \frac{\pi\Delta f}{N60})} \cong 0 \quad (14)$$

주파수가  $\Delta f$ 만큼 편이된 신호의 r번째 윈도우로부터 계산된 페이지는 식(15)와 같이 표현된다.

$$\bar{W}^{(r)} = \bar{X}^{(r)} e^{j\frac{2\pi\Delta f}{N60}r} e^{j(N-1)\frac{\pi\Delta f}{N60}} \quad (15)$$

### 2.1.4 주파수 편이의 측정

샘플링 주파수가 일정하게 유지될 때 입력신호의 주파수에 정상치인 60[Hz]에서  $\Delta f$ 만큼의 편이가 일어났다면, 식(15)로부터 페이지의 크기 성분은 r에 대해 독립적이므로, 입력신호의 주파수 편이에 대해 큰 변화가 없지만, 페이지의 위상각은 입력신호의 주파수 변화와 반복 연산횟수 r에 민감함을 알 수 있다. 식(15)로 표현되는 편이된 주파수를 갖는 신호의 페이지에 대해 위상 성분만을  $\exp(j\psi_r)$ 로 정의하면 식(16), 식(17)과 같다.

$$e^{j(\frac{\Delta f}{60} \frac{2\pi}{N} r)} \cong e^{j\psi_r} \quad (16)$$

$$\psi_r = \frac{\Delta f}{60} \frac{2\pi}{N} r \quad (17)$$

식(17)로부터 r번째 연산에서의 페이지의 위상각은 연산 반복수 r과 입력신호의 주파수 편이  $\Delta f$ 에 의존함을 알 수 있다. r번째 페이지의 위상각은 (r-1)번째 페이지로부터 식(18)과 같이 계산할 수 있다.

$$\psi_r = \psi_{r-1} + \frac{\Delta f}{60} \frac{2\pi}{N} \quad (18)$$

주기당 샘플수가 N일 경우 각 반복연산 사이의 시간 간격은  $1/60N$ 이므로 신호의 각속도(angular velocity)는 다음 식(19)와 같고, 복소 페이지 위상각의 시간당 변화율이 입력

신호의 주파수에 직접 연관됨을 알 수 있다.

$$\frac{d\psi}{dt} = \frac{\psi_r - \psi_{r-1}}{(1/60N)} = 2\pi \Delta f \text{ [radians/second]} \quad (19)$$

따라서, 주파수 편이량은 페이지의 위상각에 대한 변화율로부터 식(20)과 같이 얻을 수 있다.

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\psi}{dt} \text{ [Hz]} \quad (20)$$

## 2.2 고장시 주파수 측정

### 2.2.1 영상분 전류의 추출

지락 고장시 영상전류가 흐르므로 식(21)에 의해 영상전류를 검출한다.

$$\dot{I}_0 = \frac{1}{3} (\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C) \quad (21)$$

단,  $\dot{I}_0$  : 영상전류

$\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$  : A상, B상, C상 전류

본 논문에서는 식(21)의 영상전류가 0.3[pu] 이상이면 계통에 지락사고가 발생한 것으로 간주하였다.

### 2.2.2 주파수 편이의 측정

지락고장시 고장상 전압의 실수부와 허수부를  $\overline{V}_n$  의 페이저 형태의 신호로 표현할 수 있다.

$$\overline{V}_n = V_{rn} + jV_{in} \quad (22)$$

$V_{rn}$ 과  $V_{in}$ 은 n번째 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 표시된다.  $(\theta_{n+1} - \theta_n)$ 의 위상차는 페이지의 회전으로 표현할 수 있으며 (n+1)번째 데이터 윈도우와 n번째 데이터 윈도우에 대응하는 페이지의 실수부와 허수부를 사용하여 측정할 수 있다.

$$\theta_{n+1} - \theta_n = \tan^{-1} \left[ \frac{V_{rn}V_{i(n+1)} - V_{in}V_{r(n+1)}}{V_{rn}V_{r(n+1)} + V_{in}V_{i(n+1)}} \right] = \frac{(2\pi f_N)}{F_s} \quad (23)$$

$\theta_n$ 과  $\theta_{n+1}$ 의 위상각이 입력신호의 기본파  $f_N$ 과 같도록 가정하여 설계된 필터를 사용하여 계산된다면 측정주파수  $\hat{f}$ 는 식(24)가 된다.

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

## 3. 사례연구

### 3.1 모델 전력계통

제시한 기법의 타당성을 검증하기 위하여 그림 2와 같은 최대 160 [km]의 공장을 갖는 3Φ 154 [kV] 2회선 송전선로를 EMTP로 모의하여 사례연구를 하였다[18]. 샘플링주파수는 720[Hz]로서 주기당 12 샘플링의 데이터(12 [c/s])를 얻기 위하여 EMTP에서의 시간 간격은 1.389 [msec]로 하였다. 시뮬레이션은 정상상태를 비롯하여 여러 가지 고장을 모의하였는데, 직류 옴셋 영향과 고조파 성분 그리고 그 크기를 검토하기 위하여, 고장발생 전압사각각은 0°, 90°로 선정하여 검토하였다 [9],[17].

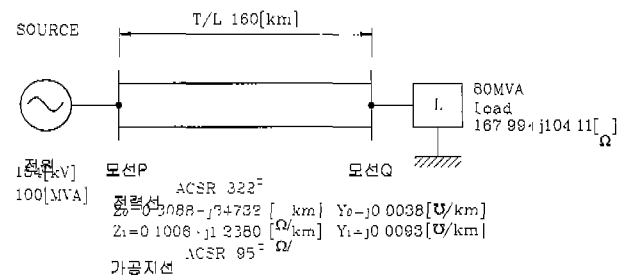


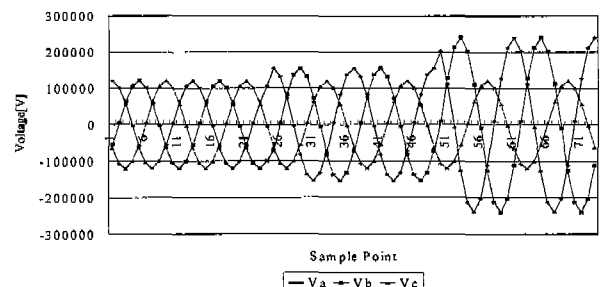
그림 2 모의 계통도

Fig. 2 Model power system

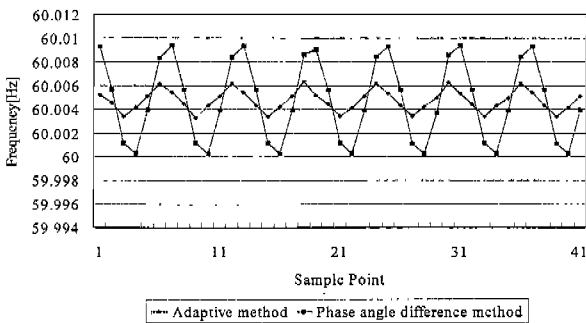
### 3.2 시뮬레이션 결과 및 고찰

#### 3.2.1 전압 크기 변화에 대한 주파수 측정 결과

그림 3은 전압 크기 변화에 대한 제안된 기법의 성능을 평가하기 위한 것이다. 정상상태의 전압파형이 2주기 지속되었다가  $V_b$ 와  $V_c$ 를 2주기는 1.3[pu], 그 다음은 2[pu] 변화되었을 경우, 여러 가지 주파수 측정 기법을 적용한 결과이다. 그림 3(b)로부터 제안된 기법의 최대 측정오차는 0.006373[Hz]인데 반해 단상페이저 기법은 0.009383 [Hz]로 제안된 기법이 우수함을 알 수 있다.



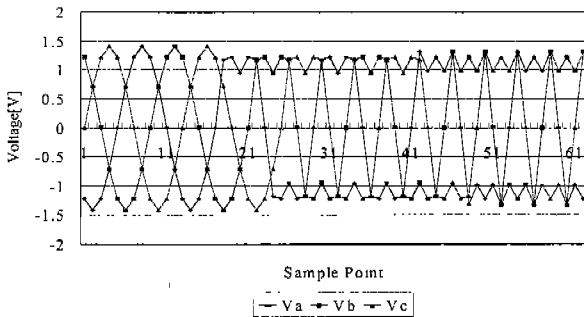
(a) Arbitrary voltage signal



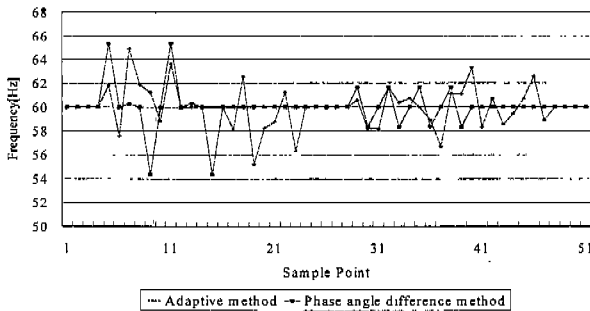
(b) Estimates of frequency for an arbitrary voltage signal  
 그림 3 전압 크기 변화에 대한 주파수 측정 기법의 비교  
 Fig. 3 Comparison of frequency estimates with a voltage magnitude change

### 3.2.2 고조파 함유에 대한 주파수 측정 결과

그림 4는 고조파 함유에 대한 제안된 기법의 성능을 평가하기 위한 것이다. 정상상태에서 기본파가 2주기 동안 지속다가 다음 2주기는 기본파 + 3조파, 그 다음 2주기는 기본파 + 3조파 + 5조파로 변화하였을 경우 여러 가지 주파수 측정 기법을 적용한 결과이다. 그림 4(b)로부터 제안된 기법 최대측정오차는 4.89904[Hz]로 단상페이저 기법의 360366[Hz]보다 적어 우수함을 알 수 있으며 고조파가 함유된 직후에는 변동되다가 이후 안정화되며 정상상태의 주파수를 잘 측정하게 되는 것을 알 수 있다



(a) Arbitrary voltage signal  
 (under 60[Hz] + 3rd harmonic + 5th harmonic)

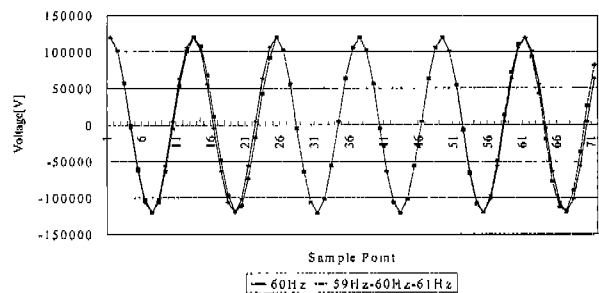


(b) Estimates of frequency for a voltage signal

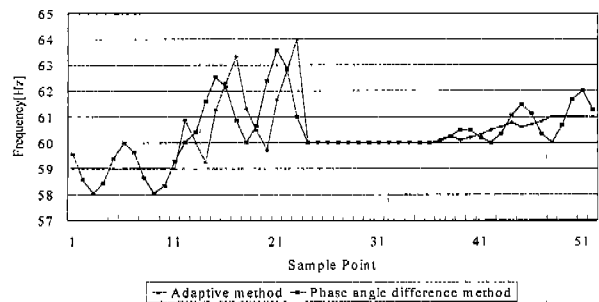
그림 4 고조파 신호에 대한 주파수 측정 기법의 비교  
 Fig. 4 Comparison of frequency estimates with harmonics

### 3.2.3 주파수 변화에 대한 주파수 측정 결과 (59[Hz](2주기)+60[Hz](2주기)+61[Hz](2주기)로 변화)

그림 5는 주파수 변화에 대한 제안된 기법의 성능을 평가하기 위한 것으로서 처음의 2주기는 59[Hz]로, 다음 2주기는 60[Hz]로, 그 다음 2주기는 61[Hz]로 변화시켰을 경우 여러 가지 주파수 측정 기법을 적용한 결과이다. 그림 5(b)로부터 제안된 기법의 최대측정오차는 3.995918[Hz]인데 비해 단상페이저 기법은 3.58262[Hz]로 우수한 것처럼 보이나 제안된 기법은 주파수 변화직후에만 과도 진동 할 뿐 즉시 정상상태의 주파수를 잘 측정하나 단상 페이저 기법은 계속 진동함을 알 수 있어 제안된 기법이 우수함을 알 수 있다.



(a) A phase arbitrary voltage signal  
 (under 59[Hz] + 60[Hz] + 61[Hz])

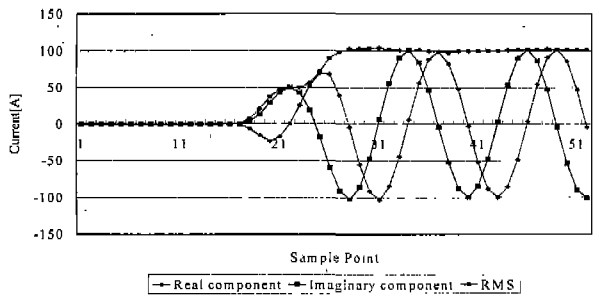


(b) Estimates of frequency for an arbitrary voltage signal  
 그림 5 주파수 변화에 대한 주파수 측정 기법의 비교  
 Fig. 5 Comparison of frequency estimates with frequency change

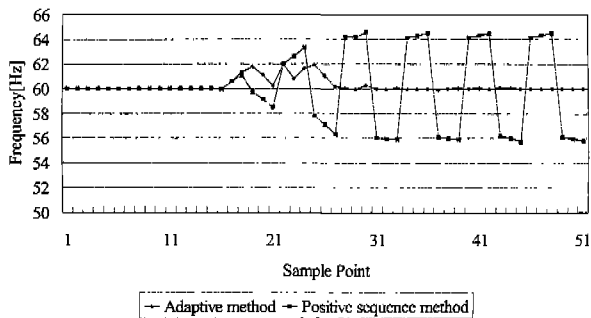
### 3.2.4 1선지락 고장시 주파수 측정 결과

#### (1) 40[km]지점 고장 발생

그림 6과 7은 모선으로부터 거리가 40[km] 지점, 전압사교각이 0° 와 90° 인 시점에서 A상지락고장이 발생하였을 경우, 영상전류와 고장난 A상에 대한 여러 가지 주파수 측정 기법을 적용한 결과이다. 사고는 전압사교각 0° 에서는 17번째, 전압사교각 90° 에서는 13번째에서 고장이 발생한 것으로 나타내었다. 제안된 기법의 최대측정오차는 전압사교각 0° 에서 2.028716[Hz], 전압사교각 90° 에서 1.576265[Hz]로 정상분 페이저기법의 4.607191[Hz], 4.927175[Hz]보다 작다. 고장발생직후 제안된 기법에 의한 주파수 측정은 약간의 동요를 나타내나 약 1~2주기 이후에는 허용오차 범위



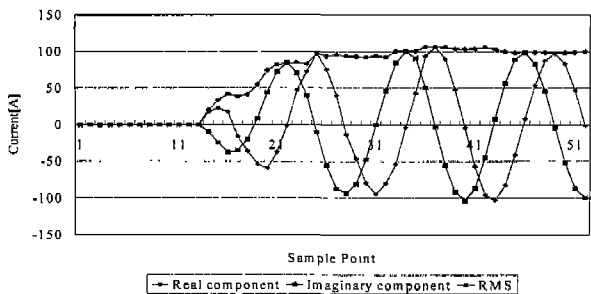
(a) Zero phase sequence current signal  
(fault distance : 40[km], fault angle : 0 degree)



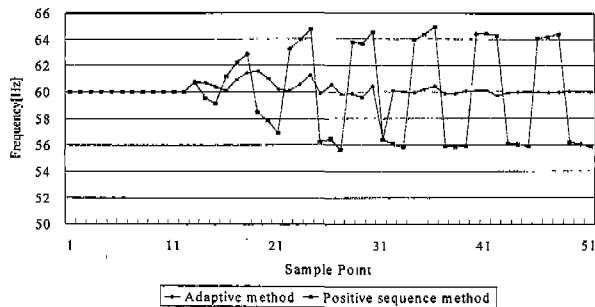
(b) Estimates of frequency for faulted voltage signal  
(under A phase ground fault at 0 degree)

그림 6 고장상태에서의 주파수 측정 기법의 비교

Fig. 6 Comparison of Frequency estimates under A phase ground fault



(a) Zero phase sequence current signal  
(fault distance : 40[km], fault angle : 90 degree)



(b) Estimates of frequency for faulted voltage signal  
(under A phase ground fault at 90 degree)

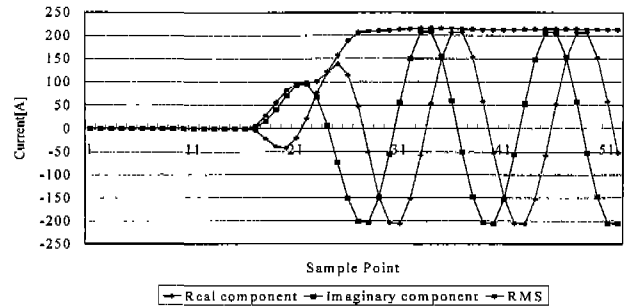
그림 7 고장상태에서의 주파수 측정 기법의 비교

Fig. 7 Comparison of Frequency estimates under A phase ground fault

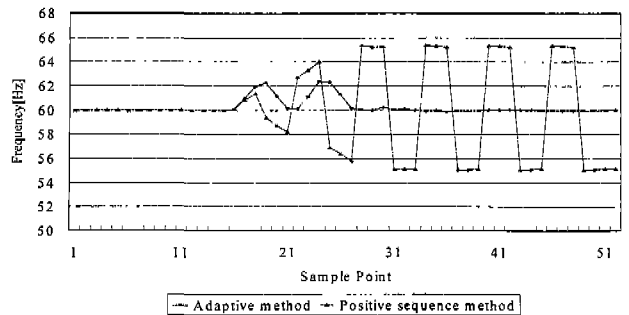
내로 수렴되며 정상분 페이저기법은 약간의 동요 후에도 계속해서 일정주기로 진동함을 알 수 있다. 그러므로 고장이 발생한 경우에도 제안된 기법은 파도상태의 전압으로부터 주파수를 정확하게 측정하였으며, 대체로 전압사고각이 90° 인 경우가 중요한 오래 지속되나 최대측정오차가 작은 것을 알 수 있다.

(2) 80[km]지점 고장 발생

그림 8과 그림 9는 모선으로부터 거리가 80[km]지점, 전압사고각이 0° 와 90° 인 시점에서 A상 지락고장이 발생하였을 경우, 고장난 A상의 영상전류와 전압에 대하여 여러 가지 주파수 측정 기법을 적용한 결과이다. 제안된 기법의 최대측정오차가 전압사고각 0° 에서는 2.432373[Hz], 전압사고각 90° 에서는 2.654016[Hz]로 정상분 페이저기법의 5.395297[Hz], 6.25512[Hz]보다 작기 때문에 우수함을 알 수 있다. 40[km] 사고와 비교해 볼 때 임피던스의 영향 및 영상전류의 증대로 최대측정오차가 증가함을 알 수 있다.



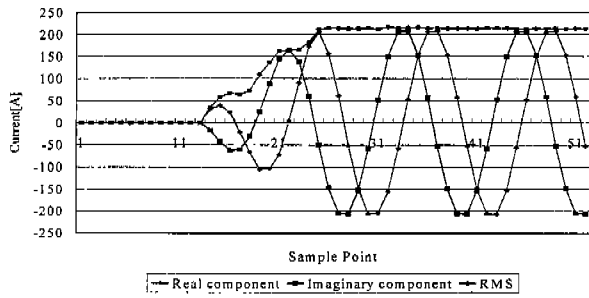
(a) Zero phase sequence current signal  
(fault distance : 80[km], fault angle : 0 degree)



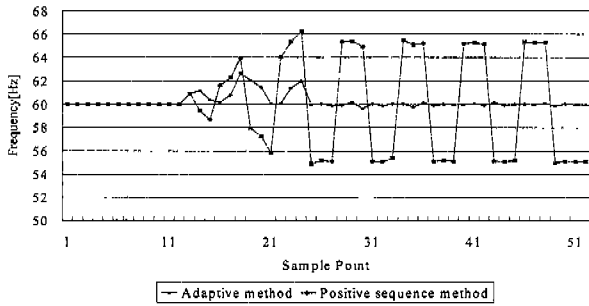
(b) Estimates of frequency for faulted voltage signal  
(under A phase ground fault at 0 degree)

그림 8 고장상태에서의 주파수 측정 기법의 비교

Fig. 8 Comparison of Frequency estimates under A phase ground fault



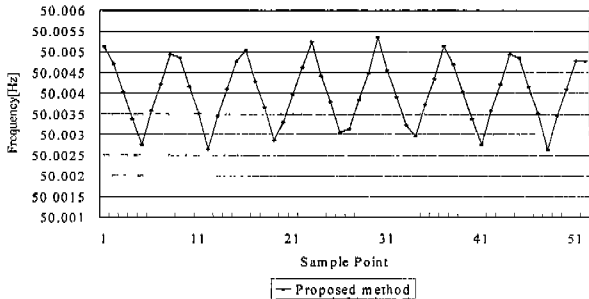
(a) Zero phase sequence current signal  
(fault distance : 80[km], fault angle : 90 degree)



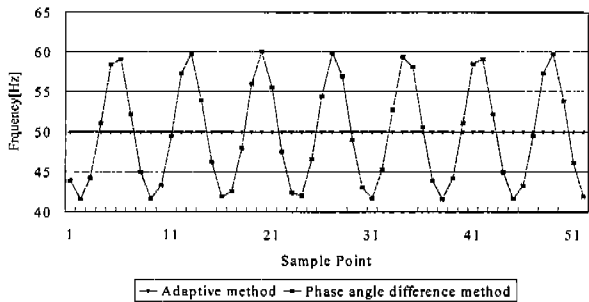
(b) Estimates of frequency for faulted voltage signal  
(under A phase ground fault at 90 degree)

그림 9 고장상태에서의 주파수 측정 기법의 비교

Fig. 9 Comparison of Frequency estimates under A phase ground fault



(a) Estimates of frequency for a voltage signal of 50[Hz]



(b) Estimates of frequency for a voltage signal of 50[Hz]

그림 10 정상상태에서의 주파수 측정 기법의 비교

Fig. 10 Comparison of frequency estimates under steady state

### 3.2.5 정상상태에서의 주파수 측정 결과

#### (1) 50[Hz]에서의 주파수 측정

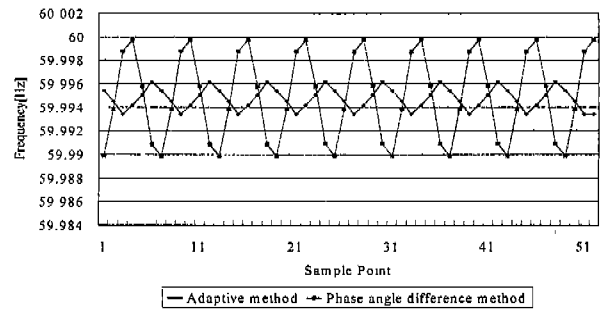
그림 10으로 부터 정상상태에서 계통주파수가 50[Hz]일 때 최대측정오차가 0.005359[Hz]로 단상페이저기법의 오차 9.99549[Hz]보다 아주 작다. 그러므로 제안된 기법의 정밀도는 영점통과 검지기 소자를 이용한 종래의 디지털 계전기류의 오차범위인  $\pm 0.02$ [Hz]보다 우수함을 알 수 있다.

#### (2) 59.99[Hz]에서의 주파수 측정

그림 11은 정상상태에서 계통주파수가 59.99[Hz]일 때 여러 가지 주파수 측정 기법을 적용한 결과이다. 제안된 기법의 최대측정오차가 0.006188[Hz]로 단상페이저 기법의 0.009719[Hz]보다 작아 우수함을 알 수 있다.

#### (3) 60[Hz]에서의 주파수 측정

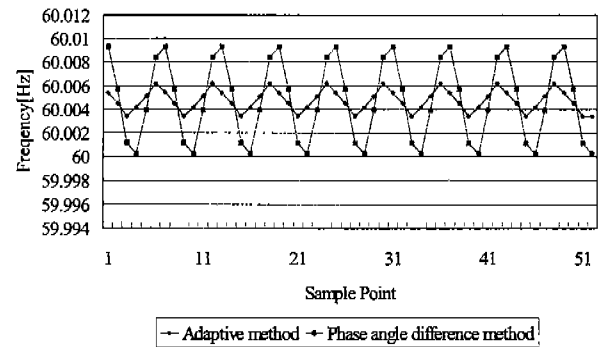
그림 12는 정상상태에서 계통주파수가 60[Hz]일 때 여러 가지 주파수 측정 기법을 적용한 결과이다. 제안된 기법의 최대측정오차가 0.006197[Hz]로 단상페이저 기법의 0.009333 [Hz]보다 작아 우수함을 알 수 있다.



Estimates of frequency voltage signal of  
59.99[Hz]

그림 11 정상상태에서의 주파수 측정 기법의 비교

Fig. 11 Comparison of frequency estimates under steady state



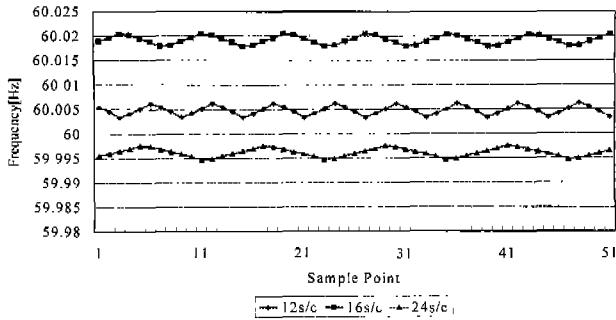
Estimates of frequency for a voltage signal of 60[Hz]

그림 12 정상상태에서의 주파수 측정 기법의 비교

Fig. 12 Comparison of frequency estimates under steady state

3.2.6 주기당 샘플링수 변경시 주파수 측정 결과

그림 13은 계통 주파수가 60[Hz]일때 주기당 샘플링수를 12[s/c], 16[s/c], 24[s/c]로 변경하였을 경우의 주파수 측정 결과이다. 12[s/c], 16[s/c], 24[s/c]에서의 최대측정오차가 각각 0.006197[Hz], 0.020454[Hz], 0.002408[Hz]로 계통주파수 60 [Hz]에서는 주기당 샘플링수 24[s/c]가 가장 우수함을 알 수 있었다.



Estimates of frequency for voltage signals of 60[Hz]

그림 13 제안된 기법의 주파수 측정 결과

Fig. 13 Results of frequency estimates of proposed method

3.3 결과 및 고찰

표 1은 시뮬레이션 조건에 대한 기존의 방법과 본 연구에서 제안된 적응기법과의 주파수 측정 결과이다. 제시한 기법의 성능 평가에 대한 결과 고찰을 요약하면 다음과 같다.

첫째, 1선지락고장시 제안된 기법의 주파수 측정값은 1~2주기동안 약간의 동요가 발생되었으나 이후 급속히 안정되었고 최대측정오차 0.006197[Hz]로 제안된 알고리즘의 우수성이 입증되었다. 다만 고장발생시 전압사고각이나 고장거리에 따라 주파수 측정오차가 증대되는 경향은 있으나 이것은 발전기 모션으로부터 거리가 커짐에 따라 영상전류가 감소하며, 전압사고각 0° 에서는 직류유효성분이 증대하기 때문으로 생각된다.

둘째, 10[Hz] 넓은 범위에서 주파수가 변화할 경우와 0.01 [Hz] 좁은 범위에서 주파수가 변화할 경우에도 최대허용오차 0.007[Hz] 이내로 수렴하기 때문에 제안된 측정 기법의 오차가 종래 기법에 비교하여 매우 개선되었다.

셋째, 주기당 샘플링수를 12[s/c], 16[s/c], 24[s/c]로 변경하면서 주파수를 측정한 결과 16[s/c]에서 최대측정오차가 0.02[Hz]로 12[s/c]의 0.007[Hz]나 24[s/c]의 0.002[Hz] 보다는 성능이 떨어졌고 24[s/c]에서가 12[s/c] 보다는 우수하였으나 실용상 주기당 샘플링수는 12[s/c]가 무난함을 알 수 있었다.

넷째, 전압크기 변화에 대한 제시한 기법의 결과에서는 최대측정오차가 0.006[Hz]로 정상상태의 주파수 측정시 최대 측정오차 0.006[Hz]와 동일하여 전압의 크기 변화는 주파수 측정시 문제가 되지 않다는 것을 알 수 있었다.

다섯째, 고조파에 대한 제시한 기법의 적응성 결과에서는

고조파가 함유된 구간에서만 진동할 뿐 이후 1주기 이후에서는 최대측정오차 0.006[Hz]로 안정화되므로 제안된 알고리즘의 우수성을 입증하였다.

여섯째, 주파수 변화에 대한 측정 결과, 주파수 변화직후 1주기정도에서만 과도진동을 할뿐, 이후에서는 최대측정오차 0.006[Hz]로 측정되기 때문에 제시한 기법은 주파수의 변화에 무관하게 주파수를 잘 측정하는 것을 알 수 있었다.

표 1 시뮬레이션 조건 및 주파수 측정 결과

Table 1 Simulated conditions & frequency estimation results

Case	Method		Maximum Measurement Error[Hz]		
			Adaptive	Phase angle difference	Positive sequence
1선지락고장	전압사고각 0° (전압신호)	40[km]	2.028716		4.607191
		80[km]	2.432373		5.395297
	전압사고각 90° (전압신호)	40[km]	1.576265		4.927175
		80[km]	2.654016		6.25512
정상상태	50[Hz]	12[s/c]	0.005359	9.99549	
	60[Hz]	12[s/c]	0.006188	0.009719	
		16[s/c]	0.006197	0.009333	
		16[s/c]	0.020454		
		24[s/c]	0.002408		
전압크기 변화	Va	0.006373	0.009383		
고조파 함유	Va	4.899041	5.360366		
주파수 변화	59 + 60 + 61(2주기)		3.995918	3.58262	

4. 결론

본 논문에서는 컴퓨터 소자에 의해 영점통과의 시간을 이용하여 주파수를 측정하는 기존의 디지털 계전기에서 사용되는 방법과는 전혀 다른 방법으로서 전적으로 소프트웨어 프로그램만으로 처리하는 주파수 측정 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 EMTP로 얻어진 데이터와 Excel에서 합성된 신호를 활용하여 오프라인 시뮬레이션을 수행되었다. 결과를 요약하면 다음과 같다.

- (1) 전압의 정상분 페이저 상차각 변화율과 단상 페이저 각 차를 이용한 새로운 적응형 주파수 측정기법을 제안하였다.
- (2) 제안된 기법은 컴퓨터 소자가 필요하지 않기 때문에 구현시 H/W가 간소하고 경제성이 있으며, 측정알고리즘의 연산과정이 간편하기 때문에 실시간 구현이 용이하다.
- (3) 제안된 기법의 계통이 저사우저시 뿐만 아니라 고사우 등의 과도상태의 넓은 영역과 미소한 주파수 변동에도 주파수의 측정이 가능하였다.
- (4) 정상상태에서의 최대오차가 0.007[Hz]이었고, 고장시에도 고장상의 전류에 대한 최대오차가 0.006[Hz]로 종래의 디지털 계전기의 허용오차 보다 작기 때문에 주파수측정의 정확도가 개선되었다.



(5) 과도상태가 발생한 직후의 주파수 측정값은 동요되거나 과도상태 발생 1주기 이후에는 주파수가 안정화되어 정확하게 측정되었다.

(6) 제안된 기법은 잡음과 고조파가 존재할 때와 전압크기가 급격하게 변동할 경우에도 정확한 주파수의 측정이 가능하였다.

(7) 중래의 기법과 비교한 결과, 제시한 기법은 유사정규 주파수, 정규 주파수, 비정규 주파수를 측정하기에 적합하며 전력계통측정에 필요한 마이크로 프로세서를 이용한 계전기 측정계기를 설계하는데 유용할 것으로 판단된다.

제시한 디지털 주파수 측정 기법은 좁은 범위에서의 계통 전압 불균형시 에너지 평형 상태로의 회복을 위한 주파수 변조나 넓은 주파수 범위에서의 발전기 및 변압기 보호를 위한 Volt/Hertz 계전기 등과 같은 계통 제어 및 보호장치 구현에 이용이 가능하리라고 생각된다. 본 연구는 펜티엄 Ⅲ 850[MHz] PC를 사용하여 오프라인으로 수행되었으나, 현재 TMS 320C32 DSP 소자를 이용한 하드웨어 B/D를 제작하여 실시간 시험중에 있다.

참 고 문 헌

[1]. M. S. Sachdev, and M. M. Giray, "A digital frequency and rate of change of frequency relay", *Transactions of the Engineering and Operating Division, Canadian Electrical Association*, Vol. 17, part 3, paper No.78-sp-145, 1978.

[2]. 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.

[3]. H. Tao and I. F. Morrison, "The measurement of power system frequency using a microprocessor", *Elect. Power syst. Res.*, Vol. 11, pp.103-108. 1986.

[4]. Leuven EMTP Center, "ATP Rule Book", July 1987.

[5]. IEEE Standard for Relays and Relay systems Associated with Electric Power Apparatus, IEEE Standards Board, 1989.

[6]. M.M. Giray, M.S. Sachdev "Off-nominal frequency measurement in electric power system", *IEEE Trans. on PD.*, Vol. 4, No. 3, pp.1573-1578, July, 1989.

[7]. A.A. Girgis, W.L. Peterson, "Adaptive estimation of power system frequency deviation and its rate of change for calculating sudden power system overload", *IEEE Trans. on PD.*, Vol. 5, No. 2, pp.585-594, July, 1990.

[8]. L. L. Lai, and A. T. Johns, "Integration and coordination of power system control and protection", *The Proceedings of the Third International Conference on Power System Monitoring and Control, IEE*, June 1991.

[9]. 강상희, 박종근, "Offset이 제거된 반주기 데이터를 사용하는 고속 Haar 변환에 기초한 디지털 거리계전 알고리즘", *대한전기학회 논문지* Vol. 41, No. 9, pp.973~983, 1992년 9월.

[10]. M. M. Begovic, P. M. Djuric, S. Dunlap, and A. G. Phadke, "Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 8, Issue:2, pp. 480-486, Apr. 1993.

[11]. EMTDC Manual Book, EPRI REPORT, EL-4651, Vol. 2-4, 1995.

[12]. P.J. Moore, A.T. Johns, "Frequency relaying based on instantaneous frequency measurement", *IEEE Trans. on PD.*, Vol. 11, No. 4, pp.1737-1742, October, 1996.

[13]. T.S. Sidhu, M.S. Sachdev, "An iterative technique for fast and accurate measurement of power system frequency", *IEEE Trans. on PD.*, Vol. 13, No. 1, pp.109-115, January, 1998.

[14]. P.T. Moore, R.D. Carranza, and A.T. Johns, "Model System Tests on a New Numeric Method of Power System Frequency Measurement," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol.11, No.2, pp. 696-701, Apr. 1996.

[15]. 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.

[16]. Jun-Zhe Yang, Chih-Wen-Liu, "A precise calculation of power system frequency and phasor", *IEEE Trans. PD.*, Vol. 15, No. 2, pp. 492-499, April, 2000.

[17]. 남시복, 박철원, 신명철, "디지털신호처리 기법을 이용한 전력계통주파수 추정기법에 관한 연구", *대한전기학회 2001년도 하계학술대회 논문집A*, pp.170~173, 2001년 7월.

[18]. 한국전력공사 발전처, "전력계통운용자료집", 송배전 선로경수 및 운영자료 pp.278~279, 1987년.

**기호설명**

$X(t)$  : 연속 신호  
 $N$  : 주기 당 샘플 수  
 $F_s$  : 샘플링 주파수  
 $f$  : 추정 주파수  
 $f_N$  : 정격 주파수  
 $\bar{X}_0, \bar{X}_1, \bar{X}_2$  : 영상분, 정상분, 역상분 페이지  
 $\bar{X}_1$  : 입력신호의 기본파 페이지  
 $X_{Pr}$  : 정상분 페이지의 실수부  
 $X_{Pi}$  : 정상분 페이지의 허수부  
 $\bar{X}^{(r)}$  : r번째 윈도우의 신호  $X(t)$ 의 페이지  
 $\hat{I}_A, \hat{I}_B, \hat{I}_C$  : A상, B상, C상 전류  
 $\hat{I}_0$  : 영상전류  
 $V_{rn}$  : n번째 데이터 윈도우의 기본파 전압의 실수부  
 $V_{in}$  : n번째 데이터 윈도우의 기본파 전압의 허수부



**남 시 복 (南 時 福)**

1959년 3월 6일생. 2002년 성균관대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1998년~현재 용인송담대학 전기과 전임강사.

Tel : 031-330-9331

Fax : 031-330-9331

E-mail : sbnam@ysc.ac.kr



**신 명 철 (申 明 澈)**

1947년 4월 3일생. 1970년 성균관대학교 전기공학과 졸업. 1978년 연세대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1975~1978년 충북대학교 전기공학과 조교수. 1982~1983년 미국 코넬대 전기공학과 교환교수. 2000~2001년 미국 펜실바니아 주립대 전기공학과 교환교수. 1978년~현재 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부 교수.

Tel : 031-290-7103

Fax : 031-290-7103

E-mail : mcshin@yurim.skku.ac.kr

**저 자 소 개**



**박 철 원 (朴 哲 園)**

1961년 8월 13일생. 1988년 성균관대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1989~1993년 금성산전연구소 주임연구원. 1993~1997년 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부 강사. 1997년~현재 (국립)원주대학 전기과 조교수.

Tel : 033-760-8425

Fax : 033-760-8420

E-mail : cwpark@sky.wonju.ac.kr