

디지털주파수계전기의 고속 샘플링추정기법

남시복, 이훈구, 마석범, 김진수
 용인송담대학

A Technique for Fast Sampling Measurement of Digital Frequency Relay

S. B. Nam, H. G. Lee, S. B. Ma, J. S. Kim
 Yong-In Song Dam College

Abstract - Frequency and phasor are the most important quantities in power system operation because they can reflect the whole power system situation. Frequency reflects the dynamic energy balance between load and generating power, while operators use phasor to constitute the state of system and, moreover, phasor based line relays are currently used in most power systems. So frequency and phasor are regarded as indices for the operating power systems in practice. The proposed technique is suitable for estimation near-nominal, nominal, and off-nominal frequencies. It is useful in designing microprocessor-based relays and meters that need to measure power system frequency. Performance test results, using signals from EMTP source and Excel program, indicate that the proposed technique can provide accurate estimates within 16ms. Maximum estimation errors observed during testing are of the order of 0.006Hz for nominal, near-nominal, and off-nominal frequencies. The proposed technique provides accurate estimates in presence of noise and harmonics and in case ground fault. The rate change of the phase angle is used for estimation. To confirm the validity of the proposed algorithm, the simulation studies carried out on a typical 154[KV] double T/L system by using EMTP software. Some test results are presented in the paper.

Key Words: Power system frequency, EMTP, frequency deviation estimation

1. 서 론

다른 방법과 다르게 이 알고리즘은 전력계통의 통계적 지식이나 제로 크로싱을 사용 않는다. 그리고 종종 마이크로프로세서를 기초로 한 보호계전장치를 개발하는 것 외에는 다른 어떤 특별한 하드웨어도 요구치 않으며 이것은 고정된 샘플링주파수를 사용하고, 핵심적인 문제는 샘플링주파수 변화의 평균치를 사용하는 것이다. 계통에서 발전량과 부하사이의 전력 불균형 현상 시 일어나는 주파수의 변화를 찾아내기 위한 계통주파수의 추정은 아직까지 대부분 아날로그 측정 장치에 의존해 왔다[3,4].

근래에 들어 디지털 형태의 주파수계전기가 개발되고는 있으나 이러한 주파수계전기에서 이용하고 있는 주파수 측정 방식도 대부분 컴퍼레이터(comparator)를 이용하여 입력 신호의 연속적인 두 개의 영점통과(zero-crossing)사이의 시간을 이용하고 있기 때문에 그 특성에 있어 문제점이 제기되고 있다. 즉, 온도 등에 의한 소자의 파라미터 변화로 정확하고 일정한 응답을 얻는데 한계가 있을 뿐만 아니라 잡음에 의하여 입력 신호의 영점통과 포인터가 이동하거나 중복적인 영점통과로 인하여 측정 오차가 발생할 수 있다[5,6].

최근에는 반도체 기술 및 마이크로프로세서의 발달과 더불어 이러한 아날로그 방식이 가지는 단점을 보완하고자 계통 신호를 샘플링하여 얻은 디지털화된 전압 신호에 신호처리 기법을 도입함으로써 주파수를 추정하는 디지털 주파수 추정 알고리즘들이 제안되었다. 1982년 A.G. Phadke와 J.S. Thorp등이 DFT(discrete Fourier transform)를 통해 전압의 기본주파수(fundamental frequency : 이하 기본파) 페이저를 추출하고 전압의 정상분(positive sequence component) 페이저 위상각(phasor angle)의 변화율을 이용하여 계통내의 주파수 및 주파수 변화율을 추정할 수 있는 기법을 발표한 이래 현재까지 이와 관련된 연구가 활발히 진행되어 오고 있다[7,8].

본 논문에서는 잡음과 왜곡에도 충분한 정확성을 가지고 미세한 편이뿐만 아니라 계통에서 발생할 수 있는 광역의 편이에 대해서도 신뢰성 있는 정확도로 고속의 추정을 해낼 수 있는 주파수 추정 기법의 개발을 시도하였다. 마이크로프로세서의 기억 용량 및 연산 부담을 줄이고 잡음이 섞인 왜곡된 신호로부터 정확한 정상분 페이저의 추출을 위해 입력신호 샘플치의 부호변동만을 이용하는 덧셈 연산만으로 출력을 얻을 수 있도록 FIR 필터(finite duration impulse response filter)를 설계하여 전압의 기본파를 추출하고, 페이저 위상각의 시간당 변화율을 통해 계통 주파수의 편이를 추정함으로써 보다 정확한 주파수의 추정을 가능하게 하였다. 아울러 전자과도해석프로그램인 EMTP(electromagnetic transients program)를 통해 얻은 데이터에 대하여, 기존의 디지털 주파수 추정 기법들에 의한 결과와 본 논문에서 제시한 알고리즘을 통해 추정된 결과를 비교해 함으로써 그 신

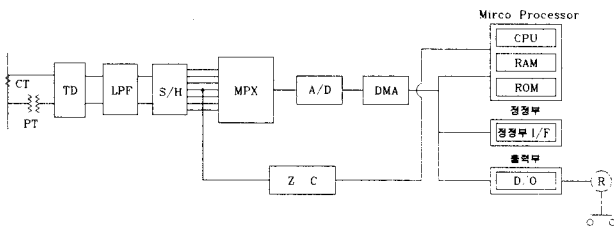
되성을 입증하였다.

주파수는 전력계통 운용의 중요한 파라미터이며 과거 마이크로프로세서를 이용한 디지털계전기에서 많은 수의 적정한 주파수 측정용 알고리즘이 제시되었다.

이 알고리즘들은 칼만필터, 최소자승법, 반복 페이저 상 변환(recursive phasor phase change) 그리고 이산푸리에 변환(Discrete Fourier Transform : DFT)를 포함하는 다양한 기법을 시도하였다.

2. 종래 디지털 주파수 계전기

근래에 들어 개발되고 있는 디지털 계전기와 주파수 측정 장치에서는, 대부분 입력 신호를 영점통과 검지기(zero-crossing detector) 소자를 통과시켜, 연속적인 두 개의 영점통과사이의 시간을 이용하여 주파수를 계산하고 있다. 그림 1은 종래의 디지털 주파수 계전기의 구성도이다. 이는 소자의 노화나 온도 등에 의한 파라미터의 변화로 정확하고 신속한 응답을 얻는데 한계가 있으며, 고조파 잡음이나 왜곡 등으로 입력 신호의 영점통과 포인트가 이동하거나 중복적인 영점통과를 나타나게 되어 측정에 많은 오차를 포함하게 되는 단점이 있다.



〈그림 1〉 종래 디지털 주파수 계전기의 구성도

여기서, S/H : Sampling Holder 회로
 MPX : Multiplexer
 A/D : Analogue Digital 회로
 DMA : Direct Memory Access
 RAM : Random Access Memory
 CPU : Central Processing Unit
 DI : Digital Input
 DO : Digital Output
 ZC : Zero-crossing detector

3. FIR, DFT 필터의 주파수 응답특성

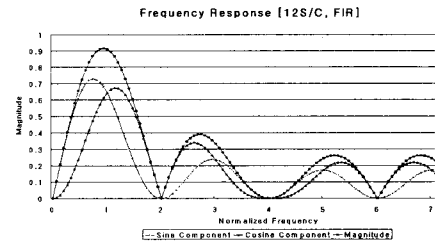
FIR필터의 주파수 응답은 식(1), 식(2)와 같이 임펄스 응답을 Fourier 변환하여 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 F_{SI}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} h_{SI}(t)e^{-j\omega t} dt \\
 &= \int_0^{T/2} e^{-j\omega t} dt + \int_{T/2}^T e^{-j\omega t} dt \\
 &= \frac{2}{j\omega} e^{-j\omega T/2} [\cos \frac{\omega T}{2} - 1]
 \end{aligned} \tag{1}$$

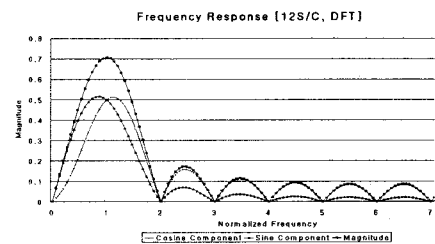
$$\begin{aligned}
 F_{CI}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} h_{CI}(t)e^{-j\omega t} dt \\
 &= \int_0^{T/4} e^{-j\omega t} dt - \int_{T/4}^{3T/4} e^{-j\omega t} dt + \int_{3T/4}^T e^{-j\omega t} dt \\
 &= \frac{2}{\omega} e^{j\omega T/2} [\sin \frac{\omega T}{2} - 2\sin \frac{\omega T}{4}] \\
 & \quad (T = \frac{2\pi}{\omega_0} : \text{기본 주파수 } \omega_0 \text{의 한주기})
 \end{aligned} \tag{2}$$

$F_{SI}(\omega)$, $F_{CI}(\omega)$ 는 각각 sine성분 및 cosine성분 추출을 위한 FIR필터의 주파수 응답 특성을 나타낸다. 그림1은 기본파 추출을 위한 FIR필터와 DFT필터의 주파수 응답의 비교이다.

필터의 출력은 이산 입력 신호와 임펄스 응답간의 이산 컨볼루션(discrete convolution)을 이용하여 구할 수 있다. 임펄스 응답이 어떤 샘플링 순간에서도 1또는 -1값만을 가지므로 이산 컨볼루션 계산시의 입력 이산 신호와 임펄스 응답간의 곱은 단순히 부호의 변동으로 해결할 수 있다. 따라서 필터의 출력은 입력신호 한 주기가 지난 후 임펄스 응답에 따라 부호가 수정된 입력 샘플치의 합으로 얻어진다.



(a) FIR 필터



(b) DFT 필터

〈그림 2〉 주파수 응답 비교

이산 입력 신호와 임펄스 응답간의 이산 컨볼루션을 통해 얻은 필터의 출력은 식(3), 식(4)과 같다.

$$S_1 = \sum_{m=1}^{N/2} [x_m - x_{m+N/2}] \tag{3}$$

$$C_1 = \sum_{m=1}^{N/4} [x_m - (x_{m+N/4} + x_{m+N/2}) + x_{m+3N/4}] \tag{4}$$

예를 들어, 주기당 샘플수가 N=12인 경우 k번째 샘플링 순간에 과거 11개의 샘플치를 이용하여 추출된 기본

파의 sine 및 cosine 성분은 다음 식(5), 식(6)과 같이 된다.

$$S_1 = -(x_k + x_{k-1} + x_{k-2} + x_{k-3} + x_{k-4} + x_{k-5} + x_{k-6} + x_{k-7} + x_{k-8} + x_{k-9} + x_{k-10} + x_{k-11}) \quad (5)$$

$$C_1 = x_k + x_{k-1} + x_{k-2} + x_{k-3} + x_{k-4} + x_{k-5} + x_{k-6} + x_{k-7} + x_{k-8} - (x_{k-3} + x_{k-4} + x_{k-5} + x_{k-6} + x_{k-7} + x_{k-8}) \quad (6)$$

S_1 , C_1 은 2차 FIR필터를 통과한 기본 주파수를 갖는 sin, cosine 성분을 나타내고, x_{kn} 은 입력신호의 $(k-N+n)$ 번째 샘플값을 나타낸다.

4. 페이지 연산을 이용한 주파수 추정 알고리즘

연속적인 전력계통의 전압, 전류를 $x(t)$ 로 나타낸다고 하자. $x(t)$ 를 한상에서 직교되는 두 개의 성분으로 분해시킨다.

$$x_1(t) = X \sin(2\pi ft + \phi) \quad (7)$$

와

$$x_2(t) = X \cos(2\pi ft + \phi) \quad (8)$$

여기서 아래첨자 1과 2는 개개의 구성요소를 나타내며, X 는 크기를 f 는 신호 $x(t)$ 의 주파수를, ϕ 는 정해지지 않은 위상각을 나타낸다. (7), (8)식을 시간에 관한 미분 방정식을 취하면

$$\frac{d[x_1(t)]}{dt} = 2\pi f X \cos(2\pi ft + \phi) = X_1'(t) \quad (9)$$

$$\frac{d[x_2(t)]}{dt} = -2\pi f X \sin(2\pi ft + \phi) = X_2'(t) \quad (10)$$

방정식(9)와 (10)을 다시 정리하면

$$\begin{aligned} & x_2(t)X_1'(t) - X_1(t)X_2'(t) \\ &= 2\pi f X^2 \cos^2(2\pi ft + \phi) + 2\pi f X^2 \sin^2(2\pi ft + \phi) \quad (11) \\ &= 2\pi f X^2 \end{aligned}$$

여기서 바로 진폭의 제곱과 주파수의 곱에 비례함을 알 수 있다. 진폭에의 의존성을 제거하기 위해 다음 식으로 나타내면

$$x_1^2(t) + x_2^2(t) = X^2 \cos^2(2\pi ft + \phi) + X^2 \sin^2(2\pi ft + \phi) = X^2 \quad (12)$$

그러므로 (11),(12)번 방정식을 결합시켜 다음 식을 산출한다.

$$f = \frac{x_2(t)X_1'(t) - X_1(t)X_2'(t)}{2\pi[X_1^2(t) + X_2^2(t)]} \quad (13)$$

(13)번 방정식은 그들의 주파수 함수와 두 개의 직교 구성요소로부터 $x(t)$ 의 주파수를 위한 해석식이다.

(13)번 방정식은 $x(t)$ 를 $x(n\Delta T)$ 로 바꿈으로써 이산시간신호에 적용된다. 여기서 ΔT 는 샘플링 기간이며

$$\Delta T = \frac{1}{f_s} \text{이다. } f_s \text{는 샘플링 주파수이다. 명쾌하게 여기}$$

서 $x(n\Delta T)$ 는 $x(n)$ 으로 간단히 쓸 수 있다. 이산시간신호 $x(n)$ 는 사인과 코사인 임펄스 응답을 기초로 한 2개의 FIR필터를 사용함에 의해 위상을 각각 직교성분의 2개의 구성요소로 분해할 수 있다. 이 기법은 실제로 기본요소의 추정을 동등한 이산프리에 변환한다. 그러나 두 개의 FIR필터에 의해서 이루어지는 직교 함수화를 고려하는 것이 훨씬 더 편리하다. 따라서 FIR필터의 계수는 다음과 같이 계산한다.

$$H_s(K) = \sin\left(\frac{2\pi K}{N} + \frac{\pi}{N}\right) \quad (14)$$

$$H_c(K) = \cos\left(\frac{2\pi K}{N} + \frac{\pi}{N}\right) \quad (15)$$

여기서

$$K=0,1,2,\dots,N-1, N = \frac{f_s}{f_0}, f_0 = \text{정격전력계통주파수}$$

그러므로 $x(n)$ 의 2개의 직교성분은 디지털증첩적분(컨버루션)에 의해 다음과 같이 추정된다.

$$x_1(n) = \sum_{K=0}^{N-1} x(n-K)H_s(K) \quad (16)$$

$$x_2(n) = \sum_{K=0}^{N-1} x(n-K)H_c(K) \quad (17)$$

직교성분의 시간함수를 계산하기 위하여 신호를 사이의 구간 선형성은 다음의 역차분방정식을 사용하여 가정할 수 있다.

$$x'(n) = \frac{[x(n) - x(n-t)]}{\Delta T} \quad (18)$$

(18)번 방정식은 $x(n)$ 의 양직교성분에 적용될 수 있다. 함수의 정확성을 유지하기 위해서 가능한 한 작게 17번 방정식의 오른쪽식의 2가지 요소를 사이의 시간차를 유지하는 것이 유익하다. 즉 그 방정식은 최소상황을 나타낸다. 그러나 이 접근법의 장애는 근사함수는 $x(n)$ 의 두 샘플사이에서 point-midway의 대표하고 하는 사실이다. 이것으로부터 발생하는 가능한 오차는 $x(n)$ 과 $x(n-1)$ 의 계산평균을 가지고 $x(n)$ 의 치환에 의해서 보정한다. 그러므로 (13)번 방정식의 등가이산시간은 다음과 같이 주어진다.

$$f \approx \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{(\frac{\chi_2(n) + \chi_2(n-1)}{2})\chi_1'(n) - (\frac{\chi_1(n) + \chi_1(n-1)}{2})\chi_2'(n)}{(\frac{\chi_1(n) + \chi_1(n-1)}{2})^2 + (\frac{\chi_2(n) + \chi_2(n-1)}{2})^2} \quad (19)$$

간략화 하면

$$f \approx \frac{1}{\pi T} \cdot \frac{(\chi_2(n) + \chi_2(n-1))\chi_1'(n) - (\chi_1(n) + \chi_1(n-1))\chi_2'(n)}{(\chi_1(n) + \chi_1(n-1))^2 + (\chi_2(n) + \chi_2(n-1))^2} \quad (20)$$

입력신호의 이산시간표현과 그것의 다음과정은 입력신호의 결보기 주파수를 추정하는데 사용되는 (14)번 방정식에서 2개의 중요한 오차 원인을 야기 시킨다. 첫 번째 가장 중요한 것은 전력계통의 정격주파수보다 다른 주파수에서의 다른 크기의 이득을 가지는 FIR필터 때문에 야기된다. 두 번째 오차의 이유는 함수의 수리적인 계산에 의해서 야기된다. 14번에서 17번 방정식에 의해서 표현된 FIR필터는 위상에서 직교성분으로 나타낸 대칭이나 비대칭의 임펄스 응답을 가지며 어떠한 FIR 필터의 위상 특성도 주파수에서 선형이다. 코사인 함수(비대칭 임펄스 응답)를 기초로 한 하나의 FIR필터와 사인함수(대칭임펄스응답)를 기초로 한 다른 FIR필터의 사용은 필터출력을 모든 입력신호주파수에 대하여 90°위상차가 있다. 그러나 이들 필터의 위상특성은 요구하는 기능을 이상적으로 수행할 수 있음에도 불구하고 크기특성은 완전하지 않다. 이것은 $\chi_1(n)$ 과 $\chi_2(n)$ 의 직교된 신호는 주파수 크기 이득이 종속적이라는 것을 의미한다. 주파수계산에서 이 영향을 고려하기 위하여 보상을 도입하였다. 사인과 코사인 필터의 크기이득이 다음과 같이 주어진다.

$$|H_s(f)| = \frac{2\sin(\pi f_o/f_s)\sin(\pi Nf/f_s)\cos(\pi f/f_s)}{\cos(2\pi f/f_s) - \cos(2\pi f_o/f_s)} \quad (21)$$

$$|H_c(f)| = \frac{2\cos(\pi f_o/f_s)\sin(\pi Nf/f_s)\sin(\pi f/f_s)}{\cos(2\pi f/f_s) - \cos(2\pi f_o/f_s)} \quad (22)$$

필터이득의 보상은 (21)번 (22)번 방정식의 사용을 통해서 얻을 수 있다. 그러나 정확한 주파수는 정확한 보상없이 측정할 수 없기 때문에 피드백루트에서 보상공정을 넣는 것이 필요하다. 오차의 세 번째 이유는 계산함수를 만들 때 샘플링 간격사이에서 구간선형성을 가정했기 때문이다.

이 오차를 보정하는 식은 $\Delta f = \frac{2\pi^2 f^3 \Delta T^2}{3}$ 이다.

그리고 전류주파수 추정에 Δf 를 더하며, 즉 측정주파수는 $f + \Delta f$ 가 된다.

5. 알고리즘의 모의 및 결과 검토

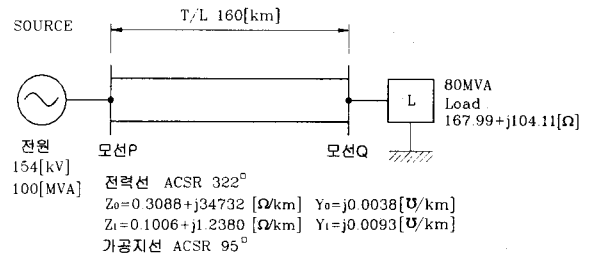
5.1 사고 모의

제한된 기법의 성능을 평가하기 위한 모의 데이터들은 전자과도해석프로그램인 EMTP를 이용하여 시뮬레이션

을 이용하여 수집되었다. 그림4의 모델계통의 전원은 154[kV]인 160[km]의 공장을 갖는 병행2회선 송전선로로서 선로정수는 표1과 같다.

표 1. 선로정수

| | R[Ω/km] | X[Ω/km] | Y[S/km] |
|-------|---------|---------|----------|
| 영 상 분 | 0.3088 | 3.4732 | 0.0038 |
| 정 상 분 | 0.1006 | 1.2380 | 0.0093 |
| 역 상 분 | 0.1006 | 1.2380 | 0.0093 |

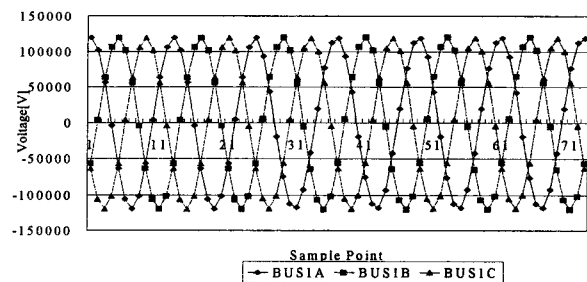


<그림 3> 모델 전력계통

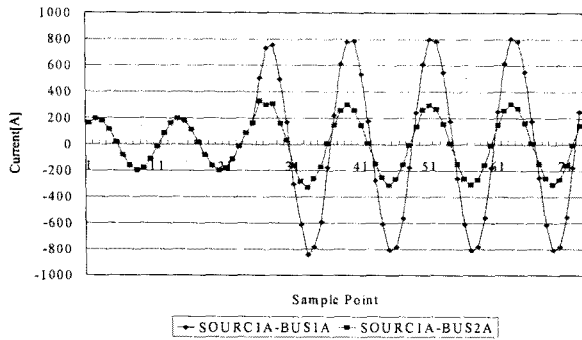
(1) 전압사고각 90°, 80[km]지점 A상 지락 고장

그림4와 그림5는 정상상태가 2주기정도 지속되다가 약 33.33[ms]시점에서 전압 사고각이 90°, 전원으로로부터 80[km]지점에 1선 지락 고장이 발생한 경우의 전압과 전류신호이다. 그림 4는 고장회선의 전압신호로 고장거리가 중거리로 선로임피던스가 40[km]의 두배이므로 고장상의 전압감소가 40[km]고장에 비해 조금 작아졌음을 알 수 있다.

그림5는 건전회선과 고장회선의 고장 상전류신호이다. 고장회선의 고장상 전류는 선로임피던스가 40[km]의 2배이므로 위상이 약 20°정도 지연되었음을 알 수 있고 전류의 크기는 임피던스에 반비례하므로 작아졌으나, 약 4[pu]까지 상승하였고 건전회선의 고장 상전류는 약 1.5[pu]까지 상승하여 임피던스 증가에 의해 건전회선의 고장상 전류는 현저히 줄었음을 알 수 있다.



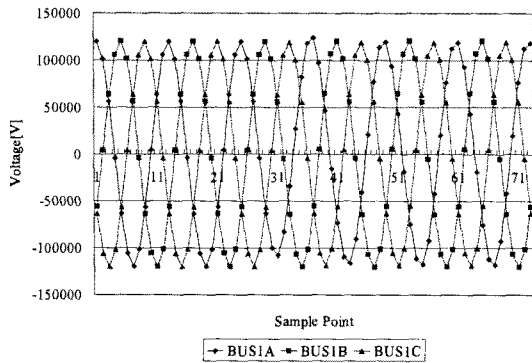
<그림 4> A상 지락고장시 고장회선 전압신호 (전압사고각 90°, 80[km]지점 사고)



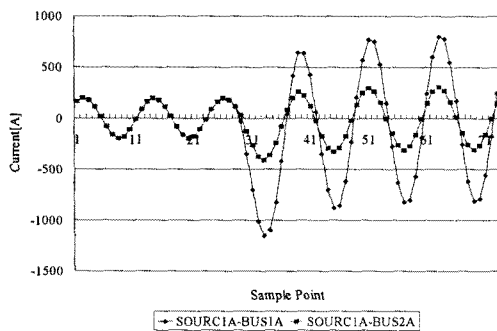
〈그림 5〉 A상 지락고장시 건전회선과 고장회선의 A상 전류신호 (전압사고각 90°, 80[km]지점 사고)

(2) 전압사고각 0°, 80[km] 지점 A상 지락고장

그림6과 그림7은 정상상태가 $2\frac{1}{4}$ 주기정도 지속되다가 약 37.5[ms]시점에서 전압 사고각 0°, 전압으로부터 80[km]지점에서 1선 지락이 발생한 경우의 전압과 전류신호이다. 전압 사고각 90°고장과 비교하여 전압신호는 큰 차이가 없으나 직류 성분 성분이 더 커져 고장회선의 고장상은 약 6.0[pu]까지 상승하였고 건전회선의 고장상전류는 상호유도작용으로 약 1.6[pu]까지 상승하였으나 임피던스의 영향으로 40[km]에 비해 현저히 줄었음을 알 수 있다.



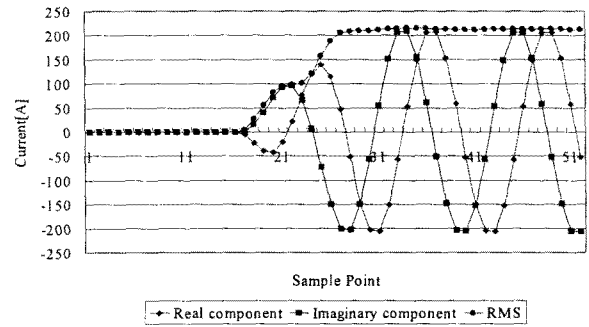
〈그림 6〉 A상 지락고장시 고장회선 전압신호 (전압사고각 0°, 80[km]지점 사고)



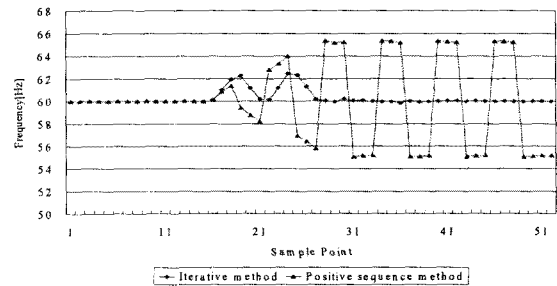
〈그림 7〉 A상 지락고장시 건전회선과 고장회선의 A상 전류신호 (전압사고각 0°, 80[km]지점 사고)

5.2 시뮬레이션 결과 및 고찰

그림 8과 그림 9는 모선으로부터 거리가 80[km]지점, 전압 사고각이 0°와 90°인 시점에서 A상 지락고장이 발생하였을 경우, 고장난 A상의 영상전류와 전압에 대하여 여러 가지 주파수 추정 기법을 적용한 결과이다. 제안된 기법의 최대추정오차가 전압 사고각0°에서는 2.432373 [Hz], 전압 사고각 90°에서는 2.654016[Hz]로 정상분 페이지기법의 5.395297[Hz], 6.25512[Hz]보다 작아 우수함을 알 수 있다. 40[km]사고와 비교하여 임피던스의 증가 및 영상전류의 감소로 최대추정오차가 감소함을 알 수 있다.



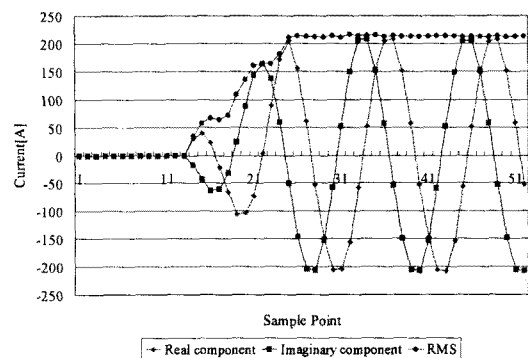
(a) Zero phase sequence current signal (fault distance : 80[km], fault angle : 0 degree)



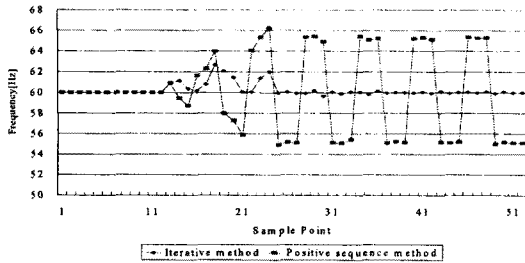
(b) Estimates of frequency for faulted voltage signal

(under A phase ground fault at 0 degree)

〈그림 8〉 고장상태에서의 주파수 추정 기법의 비교(0° .80[km])



(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 추정 기법의 비교(90°, 80[km])

6. 결 론

안정적인 전력공급을 도모하기 위해서는 발전량과 부하량 사이의 평형을 유지해야 한다. 그러나 평형을 저해하는 여러 가지 요인이 존재하며, 그 가운데 주파수의 변화는 계통 불평형을 야기시키는 커다란 매개변수이다. 따라서 운전중인 전력계통주파수의 편이를 신속하게 계산하여, 적절한 대책을 수립함으로써 전력계통의 평형운전을 유지하는 것은 전력공급자의 커다란 책무이다.

본 연구에서는 전력계통의 운전 주파수를 측정하기 위해서 반복기법의 구현과 연산량의 관점, 설계, 실제적인 논점은 이 논문에 기술하였다. 제안된 기법은 근접정규, 정규, 비정규 주파수를 측정하기에 적합하다. 제안된 기법의 유익한 특징은 쉬운 구현과 고정된 데이터 창 크기, 고정된 샘플 비를 포함하고 있다. 고정된 샘플 비는 동기화된 측정시스템을 위해 이 기법을 매력적으로 사용할 수 있도록 만들었다. 이 기법의 부산물은 계통주파수가 정규주파수를 벗어날 때 페이지측정이 정확하다는 것이다. 결론을 요약하면 다음과 같다.

- 1) 직류 오프셋을 제거하는 직류 오프셋 제거 필터와 입력 신호로부터 기본파를 추출하는데, 연산을 간단하게 하는 FIR필터를 설계하여 적용하였다.
- 2) 종래의 디지털필터가 가지고 있던 연산 시간상의 문제점을 개선하여 보다 빨리 기본파 페이지를 추출할 수 있는 알고리즘을 제시하였다.
- 3) 간단한 수리적 연산을 이용하여 계통주파수를 추정할 수 있는 알고리즘을 제시하였다.
- 4) 제시한 알고리즘의 결과를 종래의 기법과 비교하여 보다 빠른 시간에 정확한 값으로 수렴됨을 입증하였다. 나아가 관련된 부분들을 하드웨어로 제작하여 실 계통에 적용, 온라인으로 동작시킴으로써 실제 계통보호를 도모하는 과제가 더욱 연구되어야 할 것이다.

[참 고 문 헌]

[1] 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.

[2] 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.

[3] 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.

[4] 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.

[5] 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.

[6] 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.

[7] Jun-Zhe Yang, Chih-Wen Liu, "A new family of measurement technique for tracking voltage phasor, Local system frequency, harmonics and DC offset" IEEE Power Engineering society 2000 summer meeting, vol.3, pp. 1327-1332, 2000.