

새로운 직류 오프셋 제거 필터에 의한 정확한 페이저 추출에 관한 연구

(A Study on Accurate Phasor Extraction Using a New DC Offset Elimination Filter)

박철원* · 윤희환**

(Chul-Won Park · Hee-Whan Yoon)

Abstract

In this paper, a new DC offset elimination filter is proposed for an accurate phasor extraction of fundamental frequency component. The proposed method can eliminate a DC offset component which is decayed exponentially. The proposed method uses only one cycle of data for phasor extraction computation, which does not need to preset the time constant of the DC offset component. Also, the other advantages of the proposed method is that gain compensation or phase compensation is not required after filtering. Simulations using ATP were performed to evaluate the performance of the proposed filter method, and the results were compared to the ones obtained by conventional methods.

Key Words : ATP, DC offset elimination filter, Fundamental frequency, Gain, Phase, Phasor extraction, Time constant

1. 서 론

디지털 계전기나 IED에서 DFT는 기본파의 페이저를 추출하기 위한 기법으로 가장 널리 사용된다. 종래의 DFT 알고리즘은 기본 주파수 성분과 정수배 고조파 성분으로 이루어진 신호에 대하여 뛰어난 성능을 나타낸다. 그런데 전력 시스템에서 저항을 통한 고장

이 발생하거나 CT 회로 등의 영향으로 인하여 고장 전류는 정현파 성분 뿐만 아니라 지수 함수적으로 감소하는 직류 오프셋 성분이 포함된다. 직류 오프셋 성분은 비주기적인 신호로써 모든 주파수 대역에서 임의 값을 갖는 특성을 갖는다. 이에 DFT 알고리즘은 기본파 페이저 추정을 위해 연산할 때 정확도와 변환 속도에서 악영향이 발생하게 된다. 그러므로 디지털 계전기나 IED는 계측의 정밀도가 떨어질 수 있고 동작 속도가 지연될 수 있으며 더 나아가 오·부동작을 일으킬 수 있다. 따라서 고성능의 계측 및 보호를 달성하기 위하여 페이저 연산시 직류오프셋 성분 제거에 관한 대책을 강구해야 한다[1-2].

그동안 전류 신호의 직류 오프셋 성분을 제거하기 위하여 많은 기법들이 발표되었다. 참문헌[3]에서는 가정 없이 직류 오프셋 성분을 지수 함수로 고려한 여러 가

* 주저자 : 강릉원주대학교 전기공학과 교수
** 교신저자 : 강릉원주대학교 정보기술공학과 교수
* Main author : Gangneung-Wonju National University
Dept. of Electrical Engineering Professor
** Corresponding author : Gangneung-Wonju
National University Information
Technology Engineering Professor
Tel : 033-760-8786, Fax : 033-760-8781
E-mail : cwpark1@gwnu.ac.kr
접수일자 : 2013년 2월 15일
1차심사 : 2013년 2월 27일
심사완료 : 2013년 5월 15일

지 직류 옵셋 제거 필터들이 제안되었다. 그런데 이 기법들은 사전에 시정수를 알아야 했으며 필터링 후 위상 보정과 이득 보정을 해줘야 하는 단점이 있었다. 참고문헌[4]에서는 디지털 미믹 필터에 의한 직류 옵셋 제거 필터 기법이 제안되었다. 이 기법은 지수 함수적으로 감쇄하는 성분의 시정수가 정확하게 일치될 때 좋은 성능을 나타내었다. 그러나 필터 설계시 가정할 시정수가 고장 전류에 포함된 시정수와 다를 경우 오차가 발행하게 되는 단점이 있었다. 참고문헌[5]에서는 감쇄하는 성분의 파라미터를 계산하기 위하여 추가된 샘플을 사용하였다. 참고문헌[6]에서는 고조파에서 파생된 방정식들을 이용한 DFT 기반 기법이 제안되었다. 참고문헌[7]에서는 테일러 급수를 기반으로 간소한 알고리즘이 제안되었다. 참고문헌[8]에서는 전압과 전류의 위상차를 이용하여 감쇄하는 파라미터의 계수를 추정하는 기법이 제안되었다. 이 기법은 전류 기반 보호 기법에는 적용할 수 없다. 근래에 참고문헌[9-10]에서는 웨이브릿 변환의 실시간 처리를 위해서 간소화한 반복 웨이브릿 변환 기법이 제안되었다.

본 논문에서는 정확한 기본파의 페이지를 추출하기 위하여 지수 함수적으로 감쇄하는 직류 옵셋 성분을 완벽하게 제거할 수 있는 새로운 직류 옵셋 제거 필터 알고리즘을 제안하였다. 이 기법은 페이지 연산시 한 주기의 데이터만을 사용하며 직류 옵셋 성분의 시정수를 사전에 설정할 필요가 없다. 또 필터링 후 위상 보정이나 이득 보정이 필요하지 않는 특징을 갖고 있다. ATP 모의 결과 데이터를 활용하여 제안된 알고리즘의 성능을 검토하였다. 또 종래의 RMS 기법과 전형적인 Full cycle DFT 기법과 비교·분석하였다.

2. 새로운 직류 옵셋 제거 필터

계통에서 고장이 발생할 경우 고장 전류는 식 (1)과 같이 지수 함수적으로 감쇄하는 직류 옵셋 성분과 기본 주파수 성분 부터 무한대까지 고려한 고조파 성분의 합으로 나타낼 수 있다.

$$i(t) = B \exp(-bt) + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t) \quad (1)$$

식 (1)의 우항을 이산 형태로 표현하면 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$i(k) = B \exp(-bk) + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin\left(\frac{2\pi}{N} k \cdot n\right) \quad (2)$$

여기서 $\exp(-b) = D$ 라고 하면 식 (2)는 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$i(k) = BD^k + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin\left(\frac{2\pi}{N} k \cdot n\right) \quad (3)$$

여기서 B : 직류 옵셋의 초기치, n : 고조파 차수, k : 샘플 번호, D : 직류 옵셋의 감쇄율, N : 주기당 샘플 수이다.

고조파항을 홀수항과 짝수항으로 나누기 위해 n 을 $2p$ 와 $2p-1$ 로 나누어 쓰면 식 (3)은 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} i(k) &= BD^k + \sum_{p=1}^{\infty} I_{2p} \sin\left(\frac{2\pi}{N} k \cdot 2p\right) \\ &+ \sum_{p=1}^{\infty} I_{2p-1} \sin\left(\frac{2\pi}{N} k \cdot (2p-1)\right) \\ &= BD^k + \sum_{p=1}^{\infty} I_{2p} \sin\left(\frac{4\pi}{N} pk\right) \\ &+ \sum_{p=1}^{\infty} I_{2p-1} \sin\left(\frac{4\pi}{N} pk - \frac{2\pi}{N} k\right) \end{aligned} \quad (4)$$

현재 k 시점에서 반주기를 더한 $k+N/2$ 시점의 데이터를 구하면 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} i\left(k + \frac{N}{2}\right) &= BD^{(k+N/2)} + \sum_{p=1}^{\infty} I_{2p} \sin\left(\frac{4\pi}{N} p(k+N/2)\right) \\ &+ \sum_{p=1}^{\infty} I_{2p-1} \sin\left(\frac{4\pi}{N} p(k+N/2) - \frac{2\pi}{N} (k+N/2)\right) \\ &= BD^k D^{N/2} + \sum_{p=1}^{\infty} I_{2p} \sin\left(\frac{4\pi}{N} pk + 2\pi p\right) \\ &+ \sum_{p=1}^{\infty} I_{2p-1} \sin\left(\frac{4\pi}{N} pk + 2\pi p - \frac{2\pi}{N} k - \pi\right) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $2\pi p$ 는 360° 의 p 번 회전이며 $\sin(a-\pi) = -\sin(a)$ 에 근거하여 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$i(k + \frac{N}{2}) = BD^k D^{N/2} + \sum_{p=1}^{\infty} I_{2p} \sin\left(\frac{4\pi}{N}pk\right) - \sum_{p=1}^{\infty} I_{2p-1} \sin\left(\frac{4\pi}{N}pk - \frac{2\pi}{N}k\right) \quad (6)$$

고조파의 홀수항을 소거하기 위해 식 (4)와 식 (6)을 더하면 식 (7)와 같은 1차 필터 결과식을 얻을 수 있다.

$$i(k) + i\left(k + \frac{N}{2}\right) = BD^k(1 + D^{N/2}) + 2 \sum_{p=1}^{\infty} I_{2p} \sin\left(\frac{4\pi}{N}pk\right) \quad (7)$$

식 (7)로부터 임의의 k 시점과 $k + N/2$ 시점의 데이터를 더한 결과 값에는 홀수 고조파가 무한대까지 제거되어 더 이상 존재하지 않음을 알 수 있다.

p 를 $2m$ 과 $2m-1$ 로 나누어 쓰면 식 (7)은 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$i(k) + i\left(k + \frac{N}{2}\right) = BD^k(1 + D^{N/2}) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} I_{4m} \sin\left(\frac{4\pi}{N}2mk\right) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} I_{4m-2} \sin\left(\frac{4\pi}{N}(2m-1)k\right) = BD^k(1 + D^{N/2}) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} I_{4m} \sin\left(\frac{8\pi}{N}mk\right) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} I_{4m-2} \sin\left(\frac{8\pi}{N}mk - \frac{4\pi}{N}k\right) \quad (8)$$

식 (8)에서 홀수항인 $2 \sum_{m=1}^{\infty} I_{4m-2} \left(\frac{8\pi}{N}mk - \frac{4\pi}{N}k\right)$ 를 소거하기 위해 k 대신 $k + N/4$ 를 대입하면 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$i\left(k + \frac{N}{4}\right) + i\left(k + \frac{N}{4} + \frac{N}{2}\right) = BD^{k+N/4}(1 + D^{N/2}) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} I_{4m} \sin\left(\frac{8\pi}{N}m\left(k + \frac{N}{4}\right)\right) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} I_{4m-2} \sin\left(\frac{8\pi}{N}m\left(k + \frac{N}{4}\right) - \frac{4\pi}{N}\left(k + \frac{N}{4}\right)\right) = BD^k(D^{N/4} + D^{N/2} \cdot D^{N/4}) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} I_{4m} \sin\left(\frac{8\pi}{N}mk + 2\pi m\right) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} I_{4m-2} \sin\left(\frac{8\pi}{N}mk + 2\pi m\right) - \frac{4\pi}{N}k - \pi = BD^k(D^{N/4} + D^{3N/4}) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} I_{4m} \sin\left(\frac{8\pi}{N}mk\right) - 2 \sum_{m=1}^{\infty} I_{4m-2} \sin\left(\frac{8\pi}{N}mk - \frac{4\pi}{N}k\right) \quad (9)$$

식 (8)과 식 (9)를 더하면 홀수항은 소거되어진다. 이에 따라 식 (10)과 같은 2차 필터의 결과식을 얻을 수 있다.

$$i(k) + i\left(k + \frac{N}{2}\right) + i\left(k + \frac{N}{4}\right) + i\left(k + \frac{N}{4} + \frac{N}{4}\right) = BD^k(D^{0N/4} + D^{1N/4} + D^{2N/4} + D^{3N/4}) + 4 \sum_{m=1}^{\infty} I_{4m} \sin\left(\frac{8\pi}{N}mk\right) \quad (10)$$

식 (10)과 같은 4개의 샘플을 더한 결과 값에는 4의 배수가 되는 고조파만 남게 된다.

고조파항을 더 많이 제거하기 위해 유사한 방식으로 식 (10)을 전개하면, 식 (11)과 같은 3차 필터의 결과식을 얻을 수 있다.

$$i(k + 0N/8) + i(k + 1N/8) + i(k + 2N/8) + i(k + 3N/8) + i(k + 4N/8) + i(k + 5N/8) + i(k + 6N/8) + i(k + 7N/8) = BD^k(D^{0N/4} + D^{1N/4} + D^{2N/4} + D^{3N/4} + D^{4N/4} + D^{5N/4} + D^{6N/4} + D^{7N/4}) + 8 \sum_{h=1}^{\infty} I_{8h} \sin\left(\frac{16\pi}{N}hk\right) \quad (11)$$

식 (11)에서 8개의 샘플을 더한 결과 값에는 8의 배

수가 되는 고조파만 남게 된다.

3차 필터에서 직류 옵셋 성분을 결정하기 위해 아래와 같은 과정을 거친다. 고장 신호에는 직류 옵셋 성분과 기본파가 클 뿐 고조파 성분의 크기는 미비하고 8조파 이상은 아날로그 저역 통과 필터에 의해 제거되므로 우향 고조파함은 무시할 수 있다. 따라서 식 (11)의 우향에서 고조파함에 대한 성분을 0으로 고려하면 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 & i(k+0N/8) + i(k+1N/8) + i(k+2N/8) + i(k+3N/8) \\
 & + i(k+4N/8) + i(k+5N/8) + i(k+6N/8) + i(k+7N/8) \\
 & = BD^k(D^{0N/4} + D^{1N/4} + D^{2N/4} + D^{3N/4} + D^{4N/4} + D^{5N/4} \\
 & + D^{6N/4} + D^{7N/4}) \quad (12)
 \end{aligned}$$

식 (12)에서 미지수는 2개인 B 와 D 뿐이다. 연립 방정식을 만들기 위해 임의의 이격 거리 s 를 갖는 식을 추가하면 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다. k 대신 $k+s$ 를 대입하면 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 & i(k+0N/8+s) + i(k+1N/8+s) + i(k+2N/8+s) \\
 & + i(k+3N/8+s) + i(k+4N/8+s) + i(k+5N/8+s) \\
 & + i(k+6N/8+s) + i(k+7N/8+s) \\
 & = BD^k D^s (D^{0N/8} + D^{1N/8} + D^{2N/8} + D^{3N/8} + D^{4N/8} + D^{5N/8} + \\
 & D^{6N/8} + D^{7N/8}) \dots \quad (13)
 \end{aligned}$$

식 (13)을 식 (12)로 나누면 우변의 직류 옵셋 초기치 B 와 $D^k D^s (D^{0N/8} + D^{1N/8} + D^{2N/8} + D^{3N/8} + D^{4N/8} + D^{5N/8} + D^{6N/8} + D^{7N/8})$ 가 모두 소거되어 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 & \frac{i(k+0N/8+s) + i(k+1N/8+s) + \dots + i(k+7N/8+s)}{i(k+0N/8) + i(k+1N/8) + \dots + i(k+7N/8)} \\
 & = D^s \quad (14)
 \end{aligned}$$

D^s 에서 D 를 구하기 위해 $D = \sqrt[s]{D^s}$ 와 같이 설정하고 B 를 구하기 위해 D 를 식 (12)에 대입하면 식 (15)와 같이 나타낼 수 있다.

$$B = \frac{i(k+0N/8) + (k+1N/8) + \dots + i(k+7N/8)}{D^k (D^{0N/8} + D^{1N/8} + \dots + D^{7N/8})} \quad (15)$$

같은 방법으로 계속해서 4, 5, 6... 등의 고차 필터를 구성할 수 있다. 고차가 될수록 연산량은 커지지만 제거해야할 고조파 부담은 줄어든다. 그러나 연산 시간이 중요한 반면에 제거 대상의 고조파량은 일반적으로 극미하면 충분히 제거가 가능하므로 60Hz 파형에 서는 3차 필터가 적절하다고 생각된다.

이 때 적정 이격 거리 s 를 구하기 위해서 1주기를 N 샘플링 한 r 차 필터를 구성한다고 가정하면 직류 옵셋 제거 필터 알고리즘에서 필요한 마지막 데이터는 $(2^r - 1/2^r)/N$ 이 된다. 여기에 임의의 이격 거리를 더한다 해도 1주기 마지막 샘플링 $N-1$ 번의 데이터보다 클 수 없다. 즉

$$\frac{2^r - 1}{2^r} N + s \leq (N - 1) \quad (16)$$

식 (16)을 s 에 대해서 정리하면 식 (17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$s \leq \frac{2^r - 1}{2^r} N \quad (17)$$

상기와 같이 수식 유도를 계속 고차로 진행시켜나가면 일정한 규칙성이 발견되는데, 이를 공식화하면 식 (18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 & \sum_{n=0}^{2^r-1} i \left[k + \frac{n}{2^r} N \right] \quad (18) \\
 & = BD^k \sum_{n=0}^{2^r-1} D^{\frac{n}{2^r} N} + 2^r \sum_{h=0}^{\infty} I_{2^r h} \sin \left(\frac{2\pi}{N} (2^r h) k \right)
 \end{aligned}$$

이때 직류 옵셋의 감쇄율과 초기치는 각각 식 (19), 식 (20)과 같이 나타낼 수 있다.

$$D^s = \frac{\sum_{n=0}^{2^r-1} i \left[\frac{n}{2^r} N + s \right]}{\sum_{n=0}^{2^r-1} i \left[\frac{n}{2^r} N \right]} \quad (19)$$

$$B = \frac{\sum_{n=0}^{2^r-1} i[\frac{n}{2^r}N]}{\sum_{n=0}^{2^r-1} D2^{\frac{n}{N}}} \quad (20)$$

3. 사례 연구

3.1 ATP 시뮬레이션

본 논문에서는 ATP를 이용하여 그림 1과 같은 154kV

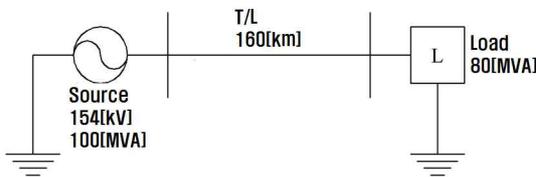
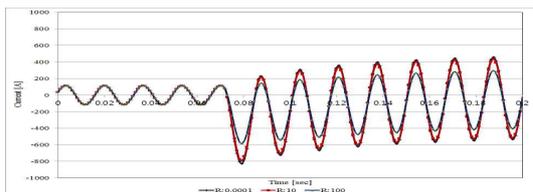
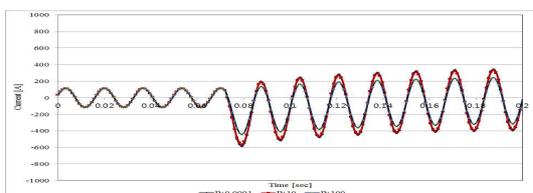


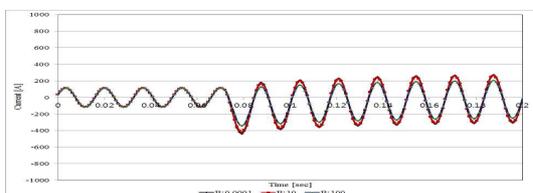
그림 1. 모델 전력 계통
Fig. 1. Model power system



(a) 고장 거리 : 60km



(b) 고장 거리 : 80km



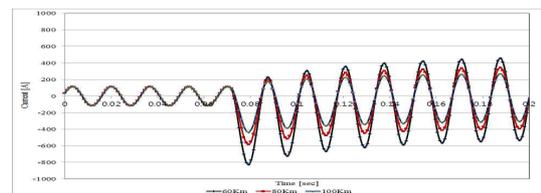
(c) 고장 거리 : 100km

그림 2. 고장 거리에 따른 A상 전류
Fig. 2. A phase current with fault inception location

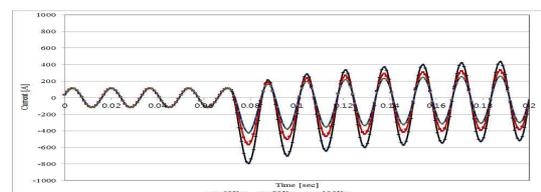
송전 선로의 선로 정수와 전원 데이터로 구성되는 가공 송전 선로를 모델링하였다[1]. 시험 조건으로 사고 종류는 A상 지락 사고, 주기당 샘플링 수는 16s/c, 샘플링 주파수는 960Hz로 하였다. 본 논문에서 전압 사고 위상각은 직류 옴셋 성분이 최대로 발생하는 0°를 모의 대상으로 삼았고, 직류 옴셋 성분의 시정수 변화를 관찰하기 위하여 고장 거리는 60km, 80km, 100km, 고장 저항은 0.0001Ω, 10Ω, 100Ω으로 선정하였다.

그림 2는 고장 거리에 따른 고장 저항별 A상 전류 신호이다. 그림 2로부터 전압 사고 위상각이 0°이므로 직류 옴셋 성분이 최대한 포함되어 있음을 알 수 있다. 고장 거리가 같은 경우 고장 저항이 커질수록 고장 전류의 크기는 감소하는 것을 알 수 있다. 또 고장 저항이 같은 경우 고장 거리가 길수록 고장 전류의 크기가 감소하는 것을 알 수 있다.

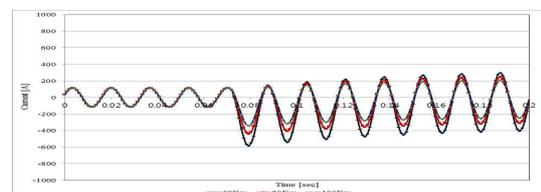
그림 3은 고장 거리가 일정할 때 고장 저항에 따른 A상 전류 신호이다. 고장 저항이 증가 할수록 고장 전류 신호의 크기가 감소하는 것을 알 수 있다.



(a) 고장 저항 : 0Ω



(b) 고장 저항 : 10Ω

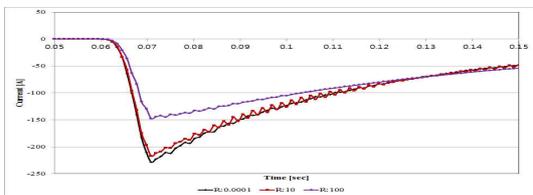


(c) 고장 저항 : 100Ω

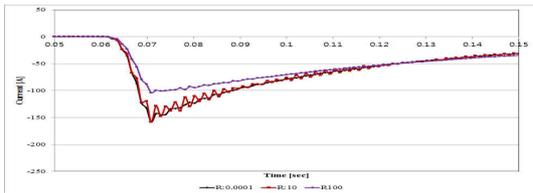
그림 3. 고장 저항에 따른 A상 전류
Fig. 3. A phase current with fault resistance

3.2 직류 옵셋 성분 분석

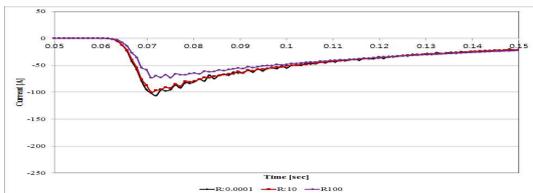
그림 4는 고장 거리가 일정할 때 고장 저항에 따른 제안된 기법에 의한 A상 전류 신호의 직류 옵셋 성분이다. 전압 사고 위상각이 0° 이기 때문에 직류 옵셋 성분이 가장 많이 포함되는 바, 지수 함수적으로 감쇄하는 직류 옵셋 성분의 형태는 고장 저항, 송전 선로 파라미터 등에 따라 변화된다. 그림 4로부터 고장 거리가 같은 경우 감쇄 특성은 고장 저항이 클수록 완만한 것을 알 수 있다. 고장 저항이 같은 경우 감쇄 특성은 고장 거리가 가까울수록 더욱 급격한 것을 알 수 있다.



(a) 고장 거리 : 60km



(b) 고장 거리 : 80km



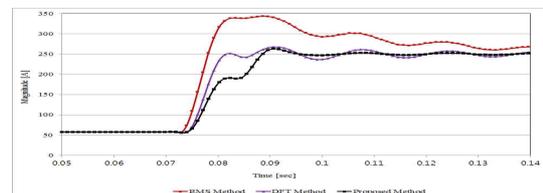
(c) 고장 거리 : 100km

그림 4. 고장 거리에 따른 직류옵셋 성분
Fig. 4. DC offset component with fault inception location of the proposed method

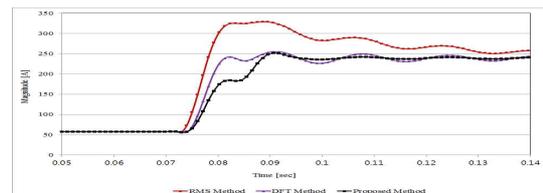
3.3 성능 검증

그림 5는 고장 거리가 일정할 때 고장 저항에 따른 A상 전류 신호에 대한 페이지 추출 결과이다. RMS 기법은 어떠한 필터도 포함되지 않으므로 페이지 추

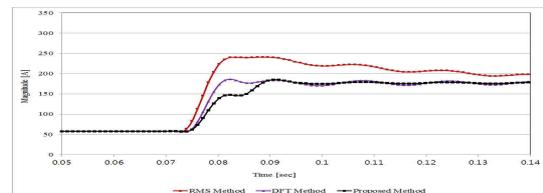
출 값이 매우 부정확한 것을 알 수 있다. 이유는 고장 전류에는 직류 옵셋 성분과 고조파 성분이 제거되지 않았기 때문이다. 전형적인 DFT 기법은 고조파 성분을 제거하고 기본파만 추출하였을 뿐 직류 옵셋 성분을 제거하지 못했기 때문에 페이지 추출 오차가 포함된 것을 알 수 있다. 새로운 직류 옵셋 제거 필터와 종래의 DFT를 거친 제시된 기법은 직류 옵셋 성분이 대부분 제거되어 정확한 페이지 추출 값을 나타내고 있다. DFT 기법에 의한 페이지 추출 값은 진동하는 반면, 제안된 기법에 의한 페이지 추출 값은 고장 발생후 한 주기 시점에서 일정한 값으로 수렴하는 것을 알 수 있다. 즉 제시된 기법에 의한 페이지 추출 값이 종래의 기법에 비하여 매우 정확하고 수렴 속도가 가장 빠른 것을 알 수 있다.



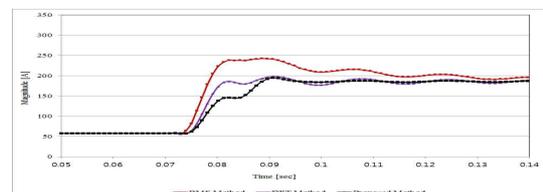
(a) 고장 거리 : 60km, 고장 저항 : 0Ω



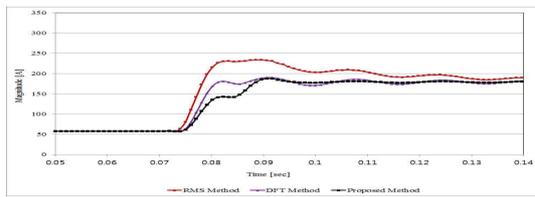
(b) 고장 거리 : 60km, 고장 저항 : 10Ω



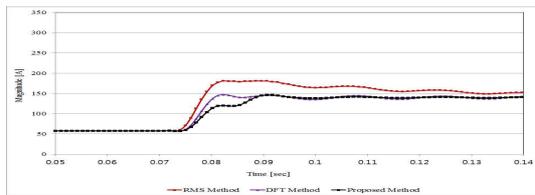
(c) 고장 거리 : 60km, 고장 저항 : 100Ω



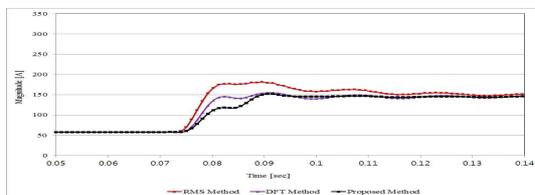
(d) 고장 거리 : 80km, 고장 저항 : 0Ω



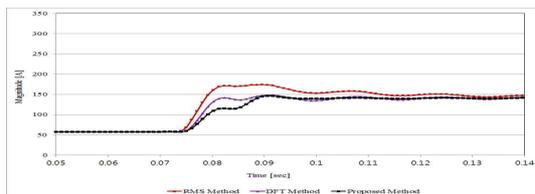
(e) 고장 거리 : 80km, 고장 저항 : 10Ω



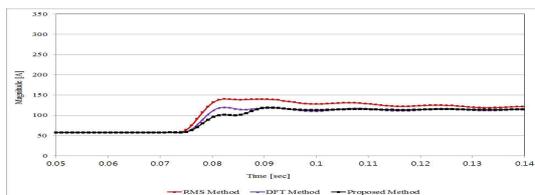
(f) 고장 거리 : 80km, 고장저항 : 100Ω



(g) 고장 거리 : 100km, 고장 저항 : 0Ω



(h) 고장 거리 : 100km, 고장 저항 : 10Ω



(i) 고장 거리 : 100km, 고장 저항 : 100Ω

그림 5. 페이저 추출 결과

Fig. 5. Phasor magnitude extraction results

표 1은 시뮬레이션 조건에 따른 기법들의 페이저 추출의 성능 비교를 나타낸다. 단 편의상 표 1의 페이저의 추출 값은 제안된 기법을 100% 기준으로 고장 발생 후 1주기 시점의 값으로 나타내었다. 표 1로부터 고장 거리가 60km인 경우 제안된 기법을 기준으로 RMS 기법은 42~45%의 오차를 보이고 있으며 DFT

기법은 6.1~7.8%의 오차를 보이고 있음을 알 수 있다. 고장 거리가 80km인 경우 제안된 기법에 비하여 RMS 기법은 14~19%의 오차를 보이고 있으며 DFT 기법은 0.35~0.96%의 오차를 보이고 있다. 고장 거리가 100km인 경우 제안된 기법에 비하여 RMS 기법은 26~30%의 오차를 보이고 있으며 DFT 기법은 4.73~6.73%의 오차를 보이고 있다.

표 1. 페이저 추출의 성능 비교

Table 1. Comparison of performance in phasor extraction

고장 거리 km	고장 저항 Ω	기법		
		RMS A	DFT A	Proposed A
60	0.0001	342.190	254.515	236.172
	10	327.934	243.074	225.949
	100	240.357	179.444	169.152
80	0.0001	212.423	183.984	185.511
	10	205.809	177.507	179.235
	100	166.246	139.223	139.711
100	0.0001	179.926	147.608	138.296
	10	172.901	141.968	133.505
	100	139.305	115.551	110.336

4. 결 론

본 논문에서는 고조파 성분을 점차적으로 소거하여 직류 윗셋 성분만 남게 한 후 그 직류 윗셋의 초기치와 감쇄율을 구하여 고장 신호에 포함된 직류 윗셋 성분을 결정한 후, 원래의 고장 신호에서 빼줌으로서 정확하게 기본파 성분의 페이저를 계산하는 기법을 제안하였다. 종래의 기법과 비교·검토한 결과 제시된 기법은 페이저 연산시 한주기의 데이터만을 사용하였으며 시정수를 사전에 설정할 필요가 없음을 확인되었다. 또 직류 윗셋 제거 필터링 후 위상 보정이나 이득 보정을 위한 추가 조치가 필요하지 않았다. 제시된 기법은 종래의 기법에 비하여 정확하고 신속하게 페이저를 추출할 수 있음이 입증되었다.

감사의 글

본 연구는 2010년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (2010T100100145)

References

[1] Sang-Hee Kang, Jong-Keun Park, "A New Digital Distance Relaying Algorithm Based on Fast Haar Transformation Techniques with Half a Cycle Offset Free Data", *Trans. KIEE*, Vol. 41, No. 9, pp. 973-983, 1992. 9.

[2] Y.S. Cho, C.K. Lee, G.S. Jang, "An Innovative Decaying DC Component Estimation Algorithm for Digital Relaying," *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 24, No. 1, pp. 73-78, Jan. 2009.

[3] Sang-Hee Kang, Nam-Ho Kim, Yong-Cheol Kang, Ji-Dong Kim, Jong-Keun Park, "Digital Filter Design for Removing Exponentially Decaying DC-Offset Component from Relaying Signal", *KIEE Summer Meeting*, pp. 59-62, 1992. 7.

[4] G. Benmouyal, "Removal of DC-offset in Current Waveforms Using Digital Mimic Filtering," *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 10, No. 2, pp. 621-630, April 1995.

[5] Jyh-Cheng Gu, Sun-Li Yu, "Removal of DC Offset in Current and Voltage Signals Using a Novel Fourier Filter Algorithm," *IEEE Trans on Power Delivery*, Vol. 15, No. 1, pp. 73-79, Jan. 2000.

[6] T. S. Sidhu, X. Zhang, F. Albasri, M. S. Sachdev, "Discrete-Fourier Transform-Based Technique for Removal of Decaying DC Offset from Phasor Estimates," *IEE Proc. Generation, Transmission and Distribution*, Vol. 150, No. 6, pp. 745-752, Nov. 2003.

[7] Y. Guo, M. Kezunovic, "Simplified Algorithms for Removal of the Effect of Exponentially Decaying DC-Offset on the Fourier Algorithms," *IEEE Trans on Power Delivery*, Vol. 18, No. 3, pp. 711-717, July 2003.

[8] Chi-Shan Yu, "A Discrete Fourier Transform-Based Adaptive Mimic Phasor Estimator for Distance Relaying Applications," *IEEE Trans on Power Delivery*, Vol. 21, No. 4, pp. 1836-1846, Oct. 2006.

[9] Xiang-ning Lin, Hai-feng Liu, "A Fast Recursive Wavelet Based Boundary Protection Scheme," in *Proc. 2005 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Vol. 1, pp. 722-727, June 2005.

[10] J. Ren, M. Kezunovic, "Elimination of DC Offset in Accurate Phasor Estimation Using Recursive Wavelet Transform", 2009 IEEE Bucharest Power Tech Conference, June 28th - July 2nd, Bucharest, Romania.

◇ **저자소개** ◇



박철원 (朴哲圓)

1961년 8월 13일생. 1988년 성균관대학교 전기공학과 졸업. 1996년 성균관대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1989~1993년 금성산전연구소 주임연구원. 1993~1996년 프로컴시스템 기술연구소 선임연구원. 1993~1997년 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부 강사. 1997~2007년 강릉원주대학교 전기공학과 전임강사. 조교수, 부교수. 2007~현재 강릉원주대학교 전기공학과 정교수. 2011~현재 대한전기학회 전력기술부문회 이사. 2012년~현재 대한전기학회 논문지 P권 편집위원장.



윤희환 (尹熙皖)

1960년 3월 16일생. 1982년 계명대학교 전자계산학과 졸업. 2001년 충북대학교 대학원 전자계산학과 졸업(박사). 1986~1988년 현대전자. 1995~2007년 원주대학교 컴퓨터정보관리과 교수. 2007~현재 강릉원주대학교 정보기술공학과 교수.