

An Analytic Method for Measuring Accurate Fundamental Frequency Components

南 淳 烈* · 姜 相 熙** · 朴 鍾 根***

(Soon-Ryul Nam · Sang-Hee Kang · Jong-Keun Park)

Abstract - This paper proposes an analytic method for measuring the accurate fundamental frequency component of a fault current signal distorted with a DC-offset, a characteristic frequency component, and harmonics. The proposed algorithm is composed of four stages: sine filter, linear filter, Prony's method, and measurement. The sine filter and the linear filter eliminate harmonics and the fundamental frequency component, respectively. Then Prony's method is used to estimate the parameters of the DC-offset and the characteristic frequency component. Finally, the fundamental frequency component is measured by compensating the sine-filtered signal with the estimated parameters. The performance evaluation of the proposed method is presented for a-phase to ground faults on a 345 kV 200 km overhead transmission line. The EMTP is used to generate fault current signals under different fault locations and fault inception angles. It is shown that the analytic method accurately measures the fundamental frequency component regardless of the characteristic frequency component as well as the DC-offset.

Key Words: Analytic method, characteristic frequency component, DC-offset, fundamental frequency component, linear filter, Prony's method, sine filter.

1. 서 론

거리 계전기는 전압과 전류의 기본파 성분을 측정하는 것을 바탕으로 하며, 이를 위해서 직교 변환을 주로 사용해 왔다. 직교 변환은 지정된 주파수 성분을 정확히 측정할 수 있다는 장점이 있지만, DC 오프셋과 같이 시간에 따라 크기가 변하는 성분이 존재할 경우에는 오차를 발생하게 된다. 그러므로, 이러한 성분은 사고 전류의 기본파 성분을 정확히 측정하기 위해서 고려되어야 한다.

DC 오프셋을 고려하기 위한 여러 방법들이 제안되었으나 [1]-[12], 대부분의 방법은 DC 오프셋의 시정수를 특정한 값으로 가정하였다. DC 오프셋의 시정수는 사고가 발생한 순간의 시스템 구성뿐만 아니라 사고 거리에 따라서도 변하게 된다. 사고 전류에 포함될 DC 오프셋의 시정수가 가정한 시정수와 다를 경우, 기존의 방법들은 오차를 발생하게 된다. 이러한 결점을 극복하기 위해서 J. C. Gu와 S. L. Yu는 새로운 푸리에 필터 알고리즘을 제안하였다[12]. 이 방법에서는 DC 오프셋 성분을 계산을 통해서 구하고, 구해진 DC 오프셋 성분을 이용해서 푸리에 필터의 출력을 보정함으로써 정확한 기본파 성

분을 구하게 된다. 이 방법은 DC 오프셋의 시정수에 상관없이 기본파 성분을 측정할 수 있지만, 크기가 감소하는 고주파 성분이 사고 전류에 포함될 경우에는 이 방법도 오차를 발생하게 된다.

일반적으로, 대부분의 송전 선로의 사고 전류는 크기가 감소하는 공진 주파수 성분들을 포함하게 된다[13]-[14]. 본 논문에서는 크기가 감소하는 공진 주파수 성분들 중에서 주파수가 가장 낮은 성분을 특성 주파수 성분으로 정의하며, 공진 주파수 성분 중에서 특성 주파수 성분만을 고려하게 된다. 다른 공진 주파수 성분들은 특성 주파수 성분에 비해 크기가 작을 뿐만 아니라, 저역 통과 필터에 의해서 대부분 제거되기 때문이다.

일반적으로 사고 거리가 커질수록 특성 주파수는 낮아지게 되므로, 사고가 계전점으로부터 가까운 거리에서 발생하면 특성 주파수는 커지게 되며 저역 통과 필터에 의해서 특성 주파수 성분은 대부분 제거된다. 이와는 반대로, 사고가 계전점으로부터 먼 거리에서 발생하면 특성 주파수는 저역 통과 필터의 차단 주파수와 비슷하게 되며, 특성 주파수 성분은 저역 통과 필터에 의해서 완전히 제거되지 못하고 기본파 성분의 측정에 나쁜 영향을 미치게 된다. 그러므로, DC 오프셋 성분뿐만 아니라 특성 주파수 성분도 기본파 성분을 측정할 때 고려되어야만 한다.

본 논문에서는 DC 오프셋 성분, 특성 주파수 성분, 고조파 성분으로 왜곡된 사고 전류로부터 기본파 성분을 측정하기 위한 해석적 방법을 제안한다. EMTP를 이용하여 345 kV, 200 km 송전 선로에서의 a 상 사고를 다양한 사고 거리와 사고 위상각으로 모의하며, 생성된 데이터에 대해서 제안된

* 準 會 員 : 서울大學校 電氣工學部 博士課程
** 正 會 員 : 明知大學校 電氣工學科/차세대 電力技術 硏究 센터 副教授·工博
*** 正 會 員 : 서울大學校 電氣工學部/차세대 電力技術 硏究 센터 教授·工博
接受H字 : 2001年 7月 26日
最終完了 : 2002年 1月 24日

방법이 사고 전류의 기본파 성분을 정확히 측정할 수 있음을 보인다.

2. 해석적 방법

본 논문에서는 사고 전류가 DC 윽셋 성분, 특성 주파수 성분, 기본파 성분, 고조파 성분으로 구성된다고 가정하였다. 이러한 가정에 따라서 사고 전류는 다음과 같이 표현된다.

$$f_n = Az_0^n + Bz_{ch}^n + C\cos(\omega n\Delta t + \theta_1) + \sum_{m=2}^N D_m \cos(m\omega n\Delta t + \theta_m) \tag{1}$$

여기서,

$$z_0 = e^{-\lambda_0 \Delta t}$$

$$z_{ch} = e^{-\lambda_{ch} \Delta t}$$

$$\Delta t = 2\frac{\pi}{\omega} \frac{1}{N}$$

$$\lambda_0 = \frac{1}{\tau_0}$$

$$\lambda_{ch} = \frac{1}{\tau_{ch}}$$

ω_{ch} = 특성 각주파수

ω = 기본 각주파수

τ_0 = DC 윽셋의 시정수

τ_{ch} = 특성 주파수의 시정수

N = 한 주기 당 샘플링 수

본 논문의 목적은 기본파 성분의 크기 C 와 위상 θ_1 을 정확히 측정하는 것이며, 이는 그림 1에 나타난 해석적 방법에 의해서 이루어진다. 사인 필터와 선형 필터는 각각 고조파 성분과 기본파 성분을 사고 전류로부터 제거하며, 다음으로 이어지는 프로니 방법은 DC 윽셋과 특성 주파수 성분의 파라미터를 측정하게 된다.

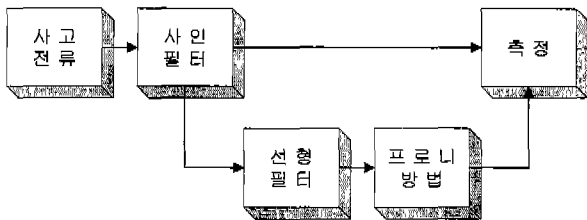


그림 1 해석적 방법의 개념도.

Fig. 1 Schematic procedure of the analytic method.

여기서 프로니 방법을 사인 필터를 통과한 신호에 바로 적용한다면, 많은 계산량을 필요로 하기 때문에 실시간으로 제안된 방법을 구현하기가 힘들게 된다. 이러한 계산량을 줄이기 위해서, 선형 필터를 이용하여 기본파 성분을 제거한 신호에 프로니 방법을 적용함으로써 DC 윽셋 성분과 특정 주파수

성분의 파라미터를 측정한다. 측정된 DC 윽셋 성분과 특정 주파수 성분을 이용하여 사인 필터를 통과한 신호를 보상함으로써 기본파 성분을 구하게 된다.

해석적 방법은 이본적으로 한 주기에 6 샘플을 더한 만큼의 시지연을 발생시킨다. 이는 제안된 방법이 한 주기에 7 샘플을 더한 크기의 데이터 윈도우를 사용하기 때문이다. 여기서 사인 필터가 한 주기의 데이터를 사용하며, 선형 필터가 3 샘플, 프로니 방법이 6 샘플의 데이터를 이용한다.

2.1 사인 필터

사인 필터는 고조파를 제거하고 감소하는 공진 주파수 성분들의 크기를 줄이기 위해서 이용된다. 이는 사인 필터가 코사인 필터에 비해서 크기가 감소하는 공진 주파수 성분의 제거에 더 효율적이기 때문이다[10].

식 (1)에서 주어진 사고 신호 f 에 대해서, 사인 필터를 통과한 신호 f_n^{SF} 는 다음과 같이 주어진다.

$$f_n^{SF} = \frac{-2}{N} \sum_{k=1}^N f_{n+k-N} \cdot \sin(\omega k \Delta t) \tag{2}$$

식 (1)의 f 를 식 (2)에 대입하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$f_n^{SF} = x_0 z_0^n + x_1 z_{ch}^n \cos(\omega_{ch} n \Delta t) + x_2 z_{ch}^n \sin(\omega_{ch} n \Delta t) + x_3 \cos(\omega n \Delta t) + x_4 \sin(\omega n \Delta t) \tag{3}$$

여기서,

$$x_0 = -\frac{2A}{N} \sum_{k=1}^N z_0^{k-N} \sin(\omega k \Delta t)$$

$$x_1 = -\frac{2B}{N} \sum_{k=1}^N z_{ch}^{k-N} \cos(\omega_{ch}(k-N)\Delta t + \theta_{ch}) \sin(\omega k \Delta t)$$

$$x_2 = -\frac{2B}{N} \sum_{k=1}^N z_{ch}^{k-N} \sin(\omega_{ch}(k-N)\Delta t + \theta_{ch}) \sin(\omega k \Delta t)$$

$$x_3 = C \sin(\theta_1), \quad x_4 = C \cos(\theta_1)$$

사인 필터는 사고 신호 f 로부터 고조파 성분들을 제거하며 한 주기에서 한 샘플을 뺀 만큼의 시지연을 발생시킨다.

2.2 선형 필터

선형 필터는 사인 필터를 통과한 신호 f_n^{SF} 로부터 기본파 성분을 제거할 목적으로 사용된다. 식 (3)을 살펴보면, f_n^{SF} 는 DC 윽셋 성분(x_0), 특성 주파수 성분(x_1, x_2), 기본 주파수 성분(x_3, x_4)으로 구성된 것을 알 수 있다.

f_n^{SF} 의 연속하는 세 샘플을 선형 필터에 통과시키면 기본 주파수 성분을 f_n^{SF} 로부터 제거하게 된다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$f_n^{LF} = \sum_{k=0}^2 C_k f_{n+k-2}^{SF} \quad (4)$$

여기서,

$$C_0 = \cos(\omega_1 \Delta t) \sin(\omega_2 \Delta t) - \sin(\omega_1 \Delta t) \cos(\omega_2 \Delta t)$$

$$C_1 = \sin(\omega_0 \Delta t) \cos(\omega_2 \Delta t) - \cos(\omega_0 \Delta t) \sin(\omega_2 \Delta t)$$

$$C_2 = \cos(\omega_0 \Delta t) \sin(\omega_1 \Delta t) - \sin(\omega_0 \Delta t) \cos(\omega_1 \Delta t)$$

선형 필터를 통과한 신호 f^{LF} 는 다음과 같이 표현된다.

$$f_n^{LF} = d_0 x_0 z_0^n + (d_1 x_1 + d_2 x_2) z_{ch}^n \cos(\omega_{ch} n \Delta t) + (d_1 x_2 - d_2 x_1) z_{ch}^n \sin(\omega_{ch} n \Delta t) \quad (5)$$

여기서,

$$d_0 = \sum_{k=0}^2 C_k z_0^{k-2}$$

$$d_1 = \sum_{k=0}^2 C_k z_{ch}^{k-2} \cos(\omega_{ch} (k-2) \Delta t)$$

$$d_2 = \sum_{k=0}^2 C_k z_{ch}^{k-2} \sin(\omega_{ch} (k-2) \Delta t)$$

식 (5)에서 알 수 있듯이, 선형 필터를 통과한 신호 f^{LF} 는 DC 성분과 특성 주파수 성분으로 구성된다. 선형 필터는 3개의 샘플을 데이터 윈도우로 사용하므로, f^{LF} 는 f^{SF} 보다 두 샘플만큼의 시지연을 가지게 된다.

2. 3 프로니 방법

프로니 방법은 분해 성분(modal component)의 주파수, 시정수, 크기, 위상을 직접 알 수 있다는 장점이 있지만, 많은 계산량을 필요로 하기 때문에 실시간으로 적용하기가 어렵다. 이는 프로니 방법이 분해 성분의 개수와 동일한 차수의 방정식을 풀어야 하기 때문이다. DC 성분은 하나의 분해 성분을 가지며 모든 주파수 성분은 두 개의 분해 성분을 가진다[15]. 따라서 사인 필터를 통과한 신호 f^{SF} 는 5 개의 분해 성분을 가지므로, 프로니 방법을 f^{SF} 에 직접 적용할 경우에는 5 차 방정식을 풀어야 한다. 이는 실시간으로 처리하기에는 너무 많은 계산량을 요구한다. 이러한 계산량을 줄이기 위해서는 분해 성분의 개수를 줄여야 하므로, 선형 필터를 f^{SF} 에 적용하여 기본파 성분을 제거하는 것이다. 선형 필터를 통과한 신호 f^{LF} 는 3 개의 분해 성분만을 가지므로, f^{LF} 에 적용된 프로니 방법은 3차 방정식을 풀면 된다. 따라서, 실시간으로의 구현이 가능하게 된다.

참고 문헌 [15]-[18]에서 주어진 프로니 방법에 따르면, 선형 필터를 통과한 신호 f^{LF} 는 다음과 같이 표현된다.

$$f_n^{LF} = \sum_{k=0}^2 p_k (q_k)^n \quad (6)$$

여기서

$$q_0 = e^{-\lambda_0 \Delta t}, \quad q_1 = e^{(-\lambda_{ch} + j\omega_{ch}) \Delta t}, \quad q_2 = e^{(-\lambda_{ch} - j\omega_{ch}) \Delta t}$$

프로니 방법의 최종적인 목적은 p_k 와 q_k 의 값을 정확히 측정하는데 있다.

f^{LF} 의 네 개의 연속적인 샘플은 다음과 같은 식으로 표현이 가능하다.

$$\begin{bmatrix} f_0^{LF} \\ f_1^{LF} \\ f_2^{LF} \\ f_3^{LF} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_0^0 & q_1^0 & q_2^0 \\ q_0^1 & q_1^1 & q_2^1 \\ q_0^2 & q_1^2 & q_2^2 \\ q_0^3 & q_1^3 & q_2^3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

q_k 는 삼차 방정식의 근이어야 하므로, 미지의 e_k 를 계수로 가지는 다음 식을 만족하여야 한다.

$$e_0 q_k^0 + e_1 q_k^1 + e_2 q_k^2 - q_k^3 = 0 \quad (8)$$

식 (7)의 양변에 계수 e_k 를 적용하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} e_0 \\ e_1 \\ e_2 \\ -1 \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} f_0^{LF} \\ f_1^{LF} \\ f_2^{LF} \\ f_3^{LF} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_0 \\ e_1 \\ e_2 \\ -1 \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} q_0^0 & q_1^0 & q_2^0 \\ q_0^1 & q_1^1 & q_2^1 \\ q_0^2 & q_1^2 & q_2^2 \\ q_0^3 & q_1^3 & q_2^3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

식 (9)의 양변을 정리하면 다음과 같다.

$$e_0 f_0^{LF} + e_1 f_1^{LF} + e_2 f_2^{LF} - f_3^{LF} = \begin{bmatrix} e_0 q_0^0 + e_1 q_0^1 + e_2 q_0^2 - q_0^3 \\ e_0 q_1^0 + e_1 q_1^1 + e_2 q_1^2 - q_1^3 \\ e_0 q_2^0 + e_1 q_2^1 + e_2 q_2^2 - q_2^3 \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} = 0 \quad (10)$$

식 (10)의 마지막 단계는 식 (8)에서 나온 결과이다. 유사한 방법으로 구해진 연속된 세 개의 방정식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} f_0^{LF} & f_1^{LF} & f_2^{LF} \\ f_1^{LF} & f_2^{LF} & f_3^{LF} \\ f_2^{LF} & f_3^{LF} & f_4^{LF} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_0 \\ e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_3^{LF} \\ f_4^{LF} \\ f_5^{LF} \end{bmatrix} \quad (11)$$

식 (11)을 다음과 같이 변형시키면 미지의 계수 e_k 를 구할 수 있게 된다.

$$\begin{bmatrix} e_0 \\ e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_0^{LF} & f_1^{LF} & f_2^{LF} \\ f_1^{LF} & f_2^{LF} & f_3^{LF} \\ f_2^{LF} & f_3^{LF} & f_4^{LF} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} f_3^{LF} \\ f_4^{LF} \\ f_5^{LF} \end{bmatrix} \quad (12)$$

미지의 계수 e_k 가 구해졌으므로, 삼차 방정식에 대한 근의 공식을 적용하면 식 (8)의 세 근은 다음과 같이 주어진다.

$$q_0 = \frac{e_2}{3} - \frac{R}{3} \frac{\sqrt[3]{2}}{T} + \frac{T}{3 \sqrt[3]{2}} \quad (13-a)$$

$$q_1 = \left(\frac{e_2}{3} + \frac{R}{6} \frac{\sqrt[3]{2}}{T} - \frac{\sqrt[3]{4}T}{12} \right) + j \left(\frac{R}{\sqrt[3]{4}\sqrt[3]{3}T} + \frac{\sqrt[3]{4}T}{4\sqrt[3]{3}} \right) \quad (13-b)$$

$$q_2 = \left(\frac{e_2}{3} + \frac{R}{6} \frac{\sqrt[3]{2}}{T} - \frac{\sqrt[3]{4}T}{12} \right) - j \left(\frac{R}{\sqrt[3]{4}\sqrt[3]{3}T} + \frac{\sqrt[3]{4}T}{4\sqrt[3]{3}} \right) \quad (13-c)$$

여기서,

$$R = -e_2^2 - 3e_1$$

$$S = 2e_2^3 + 9e_2e_1 + 27e_0,$$

$$T = \sqrt[3]{S + \sqrt{4R^3 + S^2}}$$

식 (13)에 의해서 q_k 가 구해지면, 식 (7)를 변형시킨 다음 식으로부터 p_k 를 구할 수 있게 된다.

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_0^0 & q_1^0 & q_2^0 \\ q_0^1 & q_1^1 & q_2^1 \\ q_0^2 & q_1^2 & q_2^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} f_0^{LF} \\ f_1^{LF} \\ f_2^{LF} \end{bmatrix} \quad (14)$$

프로니 방법은 식 (13)과 식 (14)를 통해서 분해 성분의 파라미터를 구하게 된다. 이를 위해서는 f_n^{LF} 에서 f_{n+5}^{LF} 까지의 6 샘플이 필요하므로, 프로니 방법 때문에 5 샘플의 시지연이 생긴다.

2. 4 기본파 성분의 측정

측정된 분해 성분은 선형 필터를 통과한 신호 f^{LF} 와 다음과 같은 관계를 가진다.

$$\begin{aligned} q_0 &= e^{-\lambda_0 \Delta t} \\ q_1 &= e^{(-\lambda_{ch} + j\omega_{ch}) \Delta t} \\ q_2 &= e^{(-\lambda_{ch} - j\omega_{ch}) \Delta t} \end{aligned} \quad (15)$$

$$p_0 \cdot (q_0)^n = d_0 \cdot x_0 \cdot z_0^n \quad (16)$$

$$\begin{aligned} p_1 q_1^n + p_2 q_2^n &= p_1 \cdot q_1^n + \overline{p_1} \cdot \overline{q_1}^n \\ &= (d_1 x_1 + d_2 x_2) z_{ch}^n \cos(\omega_{ch} n \Delta t) \\ &\quad + (d_1 x_2 - d_2 x_1) z_{ch}^n \sin(\omega_{ch} n \Delta t) \end{aligned} \quad (17)$$

식 (15)에서 알 수 있듯이, q_k 를 이용하여 $\lambda_0, \lambda_{ch}, \omega_{ch}$ 의 값을 결정하게 된다.

다음 단계는 x_0 를 구하기 위해서 식 (16)을 다음과 같이 변형한다.

$$x_0 = \frac{p_0}{d_0} = \frac{p_0}{\sum_{k=0}^2 c_k z_0^k} = \frac{p_0}{\sum_{k=0}^2 c_k q_0^k} \quad (18)$$

다음으로, x_1 과 x_2 를 구하기 위해서 식 (17)을 다음과 같이 변형한다.

$$p_1 + p_2 = (d_1 x_1 + d_2 x_2) \quad (19)$$

$$\begin{aligned} p_1 q_1 + p_2 q_2 &= (d_1 x_1 + d_2 x_2) z_{ch} \cos(\omega_{ch} \Delta t) \\ &\quad + (d_1 x_2 - d_2 x_1) z_{ch} \sin(\omega_{ch} \Delta t) \\ &= g_1 x_1 + g_2 x_2 \end{aligned} \quad (20)$$

여기서,

$$g_1 = d_1 z_{ch} \cos(\omega_{ch} \Delta t) - d_2 z_{ch} \sin(\omega_{ch} \Delta t)$$

$$g_2 = d_2 z_{ch} \cos(\omega_{ch} \Delta t) + d_1 z_{ch} \sin(\omega_{ch} \Delta t)$$

식 (19)와 식 (20)을 결합시키면 다음 식을 얻을 수 있으며 이를 통해서 x_1 과 x_2 의 값을 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 & d_2 \\ g_1 & g_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_1 + p_2 \\ p_1 q_1 + p_2 q_2 \end{bmatrix} \quad (21)$$

지금까지 구해진 파라미터와 식 (3)으로 표현된 f^{SF} 의 연속된 두 샘플을 이용하면 다음 식을 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 \Delta t) & \sin(\omega_0 \Delta t) \\ \cos(\omega_1 \Delta t) & \sin(\omega_1 \Delta t) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \end{bmatrix} \quad (22)$$

여기서,

$$h_0 = f_0^{SF} - x_0 z_0^0 - x_1 z_{ch}^0 \cos(\omega_{ch} 0 \Delta t) - x_2 z_{ch}^0 \sin(\omega_{ch} 0 \Delta t)$$

$$h_1 = f_1^{SF} - x_0 z_0^1 - x_1 z_{ch}^1 \cos(\omega_{ch} 1 \Delta t) - x_2 z_{ch}^1 \sin(\omega_{ch} 1 \Delta t)$$

최종적으로, 기본파 성분의 파라미터인 C 와 θ_1 는 다음 식을 통해서 구할 수 있다.

$$C = \sqrt{x_3^2 + x_4^2} \quad (23-a)$$

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left(\frac{x_3}{x_4} \right) \quad (23-b)$$

3. 해석적 방법의 적용

3.1 모의 데이터

본 논문에서는 EMTP를 이용하여 345 kV, 200 km 송전선로에서의 a 상 사고를 다양한 사고 거리와 사고 위상각에 대해서 모의하였으며, 이를 통해 생성된 데이터에 해석적 방법을 적용하였다.

그림 2에 주어진 모델 계통에 대해서 모의하였으며 표 1에 주어진 송전 선로의 데이터를 사용하였다. 샘플링 주파수는 7,680 Hz로 설정하였는데, 이는 60 Hz 계통에서 주기당 128 개의 샘플링을 하는 것에 해당한다. 표 2는 각 샘플링마다 요구되는 해석적 방법의 계산량을 정리하였다. 여기서, 각 함수의 실행에 필요한 Central Processing Unit(CPU) 사이클 수는 TMS320C40에서 개략적으로 측정된 값이다[19]. 해석적 방법은 각 샘플링마다 2,688번의 CPU 사이클을 필요로 하므로, 샘플링 간격 이내에 연산을 마치기 위해서는 마이크로 프로세서가 20.7 MHz 이상의 clock speed를 가져야 한다.

고주파 성분을 제거하고 aliasing 현상을 막기 위해서, 차단 주파수를 600 Hz로 하는 2차의 Butterworth 저역 통과 필터를 EMTP의 출력에 적용하였다. 본 논문에서는 사고 위상각을 0°, 30°, 60°, 90°로 하였으며 계전점으로부터의 사고 거리를 0.1 km, 15 km, 30 km, 60 km, 120 km, 150 km, 180 km로 설정하여 a상 지락 사고를 모의하였다. 여기서 a상 전압을 위상각의 기준으로 선정하였다.

3.2 적용 결과

그림 3은 사고 위상각과 사고 거리에 따른 선형 필터를 통과한 신호 f^{LF} 를 보여 주고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, 30 km에서의 a 상 지락 사고에 대한 f^{LF} 는 포함된 특성 주파수 성분의 크기가 매우 작는데, 이는 저역 통과 필터에 의해서 거의 제거되었기 때문이다. 이와는 반대로, 180 km 사고의 f^{LF} 에 포함된 특성 주파수 성분은 DC 옴셋 성분과 비교해서 상당한 크기를 가지며, 이러한 현상은 사고 위상각이 75° 인 경우에 두드러지게 나타난다. 이는 180 km 사고에서 발생하는 특성 주파수(약 690 Hz)가 저역 통과 필터의 차단 주파수인 690 Hz와 비교해서 그렇게 크지 않기 때문이다. 결과적으로, 특성 주파수 성분은 저역 통과 필터를 통과하게 되며 f^{LF} 에서 진동하는 형태로 나타난다.

프로니 방법은 이론적으로 f_n^{LF} 에서 f_{n+5}^{LF} 까지의 6 샘플을 필요로 하지만, 모의에서는 안정적인 응답을 얻기 위해서 식 (11)에 대해 21개의 샘플을 이용하였다. 그러므로, 모의에서의 프로니 방법은 20 샘플의 시지연을 발생시키며, 이는 7,680 Hz의 샘플링 주파수에서 2.61 ms에 해당한다. 전체적으로 보면, 모의에서의 해석적 방법은 한 주기에 22개의 샘플을 더한 크기의 데이터 윈도우를 사용하였다.

그림 4는 a 상 지락 사고에 대한 해석적 방법의 결과를 보여 주고 있다. 표 3은 사고 전류의 기본파 성분의 실제 크기와 제안한 방법으로 측정된 크기를 비교하고 있으며, 두 값이 서로 비슷함을 알 수 있다. 여기서, 기본파 성분의 실제 크기는 사고가 발생한 이후 정상 상태에 도달했을 때의 피크값을

이용하였다. 본 논문에서는 수렴 시간을 성능 평가를 위한 지표로 사용하였는데, 여기서 수렴 시간은 사고 후 정상 상태에서의 실제 크기의 ±5% 오차 이내에 수렴하는데 걸리는 시간으로 정의하였다. 표 4에서는 해석적 방법의 수렴 시간을 정리하였다. 제안한 방법의 응답은 유사한 패턴을 가지며, 약 17~20 ms의 수렴 시간을 가진다. 여기서 17 ms 정도는 저역 통과 필터와 사인 필터에 걸리는 시간이며, 3 ms 정도는 선형 필터와 프로니 방법에 걸리는 시간이다.

따라서, 해석적 방법은 DC 옴셋이나 특성 주파수 성분에 상관없이 사고 전류의 기본파 성분을 정확히 측정할 수 있다고 볼 수 있다.

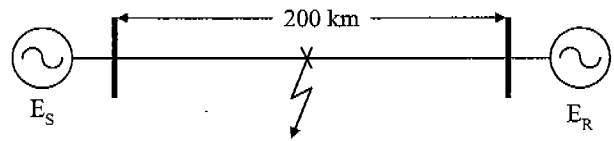


그림 2 모델 계통.

Fig. 2 Model system.

표 1 송전 선로의 파라미터

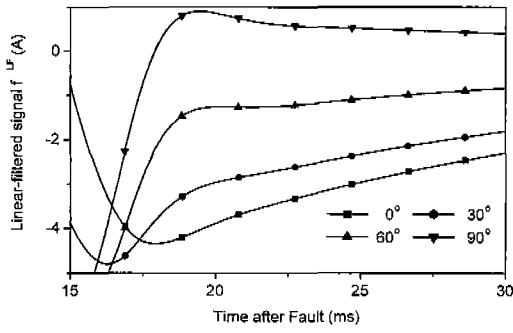
Table 1 Overhead transmission line parameters

대칭 성분	파라미터	값	단위
정상, 역상	R_1, R_2	0.0345	Ω/km
	L_1, L_2	0.9742	mH/km
	C_1, C_2	0.0117	$\mu F/km$
영상	R_0	0.2511	Ω/km
	L_0	2.7058	mH/km
	C_0	0.0045	$\mu F/km$

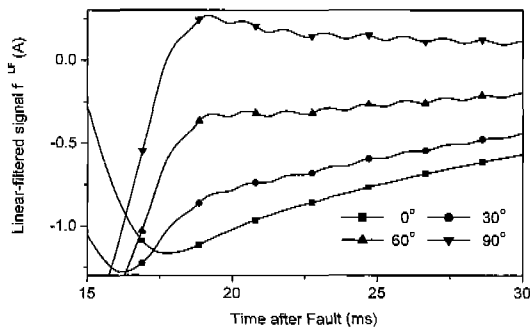
표 2 각 샘플링마다 요구되는 해석적 방법의 계산량

Table 2 Computational burden of the analytic method for each sampling period

Function	Number of Execution	CPU cycles /Execution	CPU cycles
Addition	171	4	684
Subtraction	39	4	156
Multiplication	307	4	1228
Division	16	32	512
Square root	2	36	72
Cube root	1	36	36
Total			2688



(a) 사고 거리 30 km
(a) Fault distance of 30 km



(b) 사고 거리 180 km
(b) Fault distance of 180 km

그림 3 선형 필터를 통과한 신호 f^{LF}

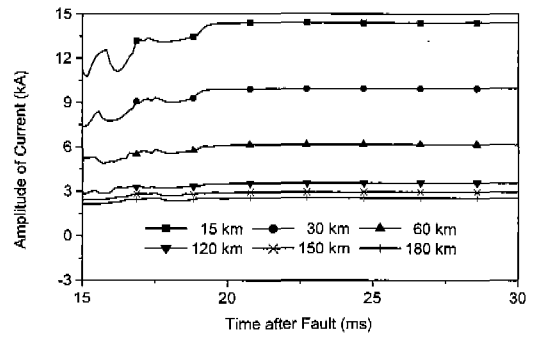
Fig. 3 Linear-filtered signal f^{LF}

표 3 사고 전류의 기본파 성분의 실제 크기와 측정된 크기

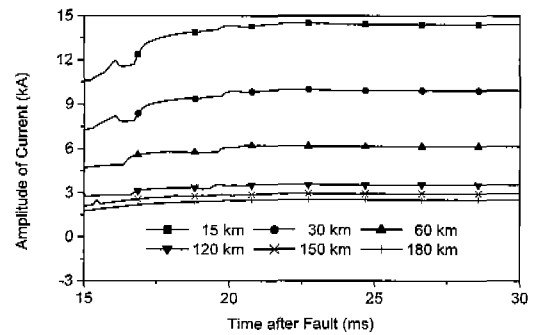
Table 3 Actual and estimated amplitudes of fault current

사고 거리	실제 크기	측정 크기	오차
0.1 km	26.256 kA	26.252 kA	0.017 %
15 km	14.416 kA	14.413 kA	0.024 %
30 km	9.9335 kA	9.9311 kA	0.025 %
60 km	6.1569 kA	6.1553 kA	0.026 %
120 km	3.5431 kA	3.5421 kA	0.028 %
150 km	2.9437 kA	2.9428 kA	0.029 %
180 km	2.5401 kA	2.5395 kA	0.026 %

$$\text{오차} = \frac{|\text{측정 크기} - \text{실제 크기}|}{\text{실제 크기}} \times 100$$



(a) 사고 위상각 0°
(a) Fault inception angle of 0°



(b) 사고 위상각 90°
(b) Fault inception angle of 90°

그림 4 해석적 방법의 시간영역에서의 응답

Fig. 4 Time responses of the analytic method.

표 4 해석적 방법의 수렴 시간

Table 4 Convergence times of the analytic method

사고 거리	수렴 시간 (ms)			
	0°	30°	60°	90°
0.1 km	17.577	17.751	17.143	17.707
15 km	19.075	17.816	17.208	18.163
30 km	19.010	17.881	17.273	19.139
60 km	19.140	17.881	17.404	19.790
120 km	19.075	17.816	17.469	19.465
150 km	18.944	17.816	17.729	18.859
180 km	18.879	17.881	17.534	19.009

4. 결 론

본 논문에서는 DC 옵셋, 특성 주파수 성분, 고조파 성분으로 왜곡된 사고 전류에서 기본파 성분을 정확히 측정할 수 있는 해석적 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 사인 필터, 선형 필터, 프로니 방법, 측정이라는 네 단계로 구성된다.

EMTP를 이용하여 345 kV, 200 km 송전 선로에서의 a 상 지락 사고를 다양한 사고 거리와 사고 위상각에 대해서 모의하였으며, 이를 통해 생성된 데이터에 해석적 방법을 적용하여 17 ~ 20 ms 정도의 수렴 시간 내에 기본파 성분을 정확하게 측정하였다. 제안한 방법은 이론적으로 한 주기에 7 샘플을 더한 크기의 데이터 윈도우를 필요로 하지만, 안정적인 응답을 얻기 위해서 한 주기에 22 샘플을 더한 크기의 데이터 윈도우를 모의에서 이용하였다.

본 논문에서 제안한 해석적 방법은 DC 옵셋, 특성 주파수 성분, 고조파 성분에 상관없이 사고 전류의 기본파 성분을 정확히 측정할 수 있음을 알 수 있으며, 거리 계전기의 정확성 및 신뢰성 측면에서 기여할 수 있을 것으로 기대된다.

감사의 글

본 연구는 과학기술부·한국과학재단 지정 명지대학교 차세대전력기술연구센터의 지원에 의한 것입니다.

참 고 문 헌

- [1] M. S. Sachdev, and M. A. Baribeau, A new algorithm for digital impedance relays, *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-98, No. 4, December 1979, pp. 253-260.
- [2] A. A. Girgis, R. G. Brown, Application of Kalman filtering in computer relaying, *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-100, No. 7, July 1981, pp. 3387-3397.
- [3] M. S. Sachdev, H. C. Wood, and N. G. Johnson, Kalman filtering applied to power system measurements for relaying, *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-104, No. 12, December 1985, pp. 3565-3573.
- [4] P. K. Dash, and D. K. Panda, Digital impedance protection of power transmission lines using a spectral observer, *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 3, No. 1, January 1988, pp. 102-110.
- [5] A.G. Phadke, and J.S. Thorp, *Computer Relaying for Power Systems*, Research Studies Press Ltd. 1988.
- [6] M. S. Sachdev, and M. Nagpal, A recursive least error squares algorithm for power system relaying and measurement applications, *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 6, No. 3, July 1991, pp. 1008-1015.
- [7] O. A. S. Youssef, A fundamental digital approach to impedance relays, *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 7, No. 4, October 1992, pp. 1861-1870.
- [8] E. Rosolowski, and M. Michalik, Fast identification of symmetrical components by use of a state observer, *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, vol. 141, No. 6, November 1994, pp. 617-622.
- [9] G. Benmouyal, Removal of DC-offset in current waveforms using digital mimic filtering, *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 10, No. 2, April 1995, pp. 621-630.
- [10] H. J. Altuve F., I. Diaz V., and E. Vazquez M., Fourier and Walsh digital filtering algorithms for distance protection, *IEEE Trans Power Systems*, Vol. 11, No. 1, February 1996, pp. 457-462.
- [11] V. V. Terzija, Improved recursive Newton-type algorithm for power system relaying and measurement, *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, vol. 145, No. 1, January 1998, pp. 15-20.
- [12] J. C. Gu, and S. L. Yu, Removal of DC-offset in current and voltage signals using a novel Fourier filter algorithm, *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 15, No. 1, January 2000, pp. 73-79.
- [13] L. M. Popovic, General equations of the line represented by discrete parameters. II. Resonant phenomena, *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 6, No. 1, January 1991, pp. 302-308.
- [14] Y. Tang, H. Chen, H. Wang, and F. Dai, Transmission line models used in travelling wave studies, *Transmission and Distribution Conference*, Vol. 2, 1999, pp. 797-803.
- [15] J. F. Hauer, C. J. Demeure, and L. L. Scharf, Initial results in Prony analysis of power system response signals, *IEEE Trans Power Systems*, Vol. 5, No. 1, February 1990, pp. 80-89.
- [16] O. Chaari, P. Bastard, and M. Meunier, Pronys method: an efficient tool for the analysis of earth fault currents in Petersen-coil-protected networks, *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 10, No. 3, July 1995, pp. 1234-1241.
- [17] T. Lobos, and J. Rezmer, Real-time determination of power system frequency, *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. 46, No. 4, August 1997, pp. 877-881.
- [18] D. J. Trudnowski, J. M. Johnson, and J. F. Hauer, Making Prony analysis more accurate using multiple signals, *IEEE Trans Power Systems*, Vol. 14, No. 1, February 1999, pp. 226-231.
- [19] S. W. Smith, *The Scientist and Engineers Guide to Digital Signal Processing*, California Technical Publishing, 1997, p. 83.

저 자 소 개



남 순 열 (南 淳 烈)

1973년 12월 10일생. 1996년 서울대학교 전기공학부 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학부 졸업(석사). 현재 서울대학교 전기공학부 박사과정

Tel : 02) 880-7258, Fax : 02) 878-1452

E-mail : ptsouth@plaza1.snu.ac.kr



강 상 희 (姜 相 熙)

1985년 서울대학교 전기공학과 졸업.
1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).
1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사).
1994년 명지대학교 전기공학과 조교수.
현재 동 대학교 전기공학과 부교수.
차세대 전력기술 연구센터 연구원.

Tel : 031) 330-6364, Fax : 031) 330-6816

E-mail : shkang@mju.ac.kr



박 중 근 (朴 鍾 根)

1952년 10월 21일생. 1973년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1979년 일본 동경대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1982년 일본 동경대학교 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1983년~현재 서울대학교 전기공학부 교수. 1999년~현재 기초전력공학공동연구소 소장.

Tel : 02) 880-5516, Fax : 02) 883-0827

E-mail : parkjk@snu.ac.kr