

디지털 보호계전기 구현을 위한 최적 연산 알고리즘

김대희¹ 서종원² 신명철¹
¹성균관대학교 ²대우전자

An optimal operation algorithm for implementation of digital protection relay

Kim, D. H. Seo, J. W. Shin, M. C.
¹Sungkyunkwan Univ.

Abstract - 오늘날 상용화되어있는 디지털 주파수 계전기는 교차된 시스템 전압의 양단이 0으로 되는 동안의 시간을 측정하여 주파수를 얻는다. 이러한 계전기의 동작은 왜곡된 고조파와 노이즈로 인하여 주파수 측정을 잘못하는데 이로 인해 zero crossing이 변하거나 증가된 zero crossing이 생성된다. 최근 몇몇의 디지털 주파수 계전기 알고리즘이 제안되었다. 본 논문에서도 역시 보다 정확하면서 고속데이터 처리가 가능하도록 보호계전기 연산에 사용되는 알고리즘을 최적화하고자 한다.

1. 서 론

디지털 보호계전기는 초기에 전량 외국제품을 수입하여 국내계통에 적용하였으며 최근 국산화를 위해 많은 투자와 개발이 진행되고 있다. 그러나 국내에서 개발한 디지털 보호계전기의 핵심부품은 여전히 해외 제작사의 소자를 사용하고 있으며, 국내에서는 주기판의 설계와 동작 소프트웨어를 구현하는 수준에서 벗어나지 못하고 있다. 특히 디지털 신호처리의 핵심 소자인 DSP 프로세서는 모든 디지털 보호계전기에 사용되고 있으나 전량 외국에서 개발한 소자에 의존하고 있다. 또한 범용 DSP를 사용하여 계전기 동작에 필요한 부분을 각 제작사마다 소프트웨어로 구현하고 있어 동일기능에 대한 중복 개발 투자와 구현방식에 따라 각 제작사마다 제품의 편차가 존재하며 디지털 보호계전기간의 상호 운영을 위한 호환성에도 많은 문제가 발생하기도 한다. 따라서 디지털 보호계전기의 핵심부품을 국산화하며, 디지털 신호처리에 최적화된 칩을 설계, 표준화된 디지털 신호처리 방식을 적용할 필요가 있다. 디지털 보호계전기는 아날로그 입력인 전압과 전류를 신호처리 알고리즘을 사용하여, 전력계통에서 계속된 시점과 그 이전의 상태를 파악하여 계통의 현 상태를 분석 후 적절한 동작을 취하도록 구성되어 있다. 보호계전기의 구현에는 일반적인 이론수식을 적용하는 경우도 있으나 연산량 및 처리속도 등의 이유로 대부분은 변형된 연산 방식을 취하고 있다. 본 논문에서는 보다 정확하면서 고속 데이터 처리가 가능하도록 보호계전기 연산에 사용되는 알고리즘을 최적화하였다.

2. 본 론

본 논문에서 제안한 디지털 보호계전기는 다기능 보호계전기로 과전류(OCR), 과전압(OVR), 저전압(UVR) 및 주파수(FR) 계전기의 기능을 통합한 것이다. 상기 계전기 기능을 통합하기 위해 입력 신호들의 다양한 변수들은 기존의 DSP를 사용하는 것이 아닌 One Chip으로 구현하기 때문에 이에 적합한 설계 방식을 개발해야 한다. 계전기에서의 전압과 전류의 입력신호들은 직류 오프셋과 고조파 성분들로 인하여 손상된 정현파 신호들로 모델링된다. 이러한 전류 전압 신호들을 이용하여 평균값, 실효값, 최대값, 위상각, 그리고 기본 주파수성분의 주파수 등을 계산하여 그 값을 이용한다.[1]

2.1 신호의 실효값

주기가 2π인 주기적 신호의 실효값(RMS)은 다음과 같이 정의 된다

$$Z_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} z^2(t) dt} \quad (1)$$

표본화된 신호 Z_k의 이산적 형태는 다음과 같다.

$$Z_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} z^2_{k-r}} \quad (2)$$

Z₋₁, Z₋₂,..... Z_{-N} 이 0일 때, 그리고 기본주파수 사이클에서의 샘플들의 수가 N으로 주어지면 Z_{s,k}값은 직류, 기본파 성분에 관련된 신호의 RMS값으로 표현된다.

식(2)를 다음과 같이 recursive 형태로 변환하면 계산이 간단해진다.

$$Z^2_{RMS,k} = Z^2_{RMS,k-1} + Z^2_k - Z^2_{k-N} \quad (3)$$

여기서 Z_{RMS,k}=0, 이고 Z₋₁ Z₋₂..... Z_{-N}=0이다. 현재의 RMS 값은 다음과 같이 주어진다.}

$$Z^2_{RMS,k} = \frac{Z^2_{RMS,k}}{N} \quad (4)$$

여기서 N=256으로 하였으므로 수식(4)의 연산은 8-bit 만큼 오른쪽으로 shift 시키는 연산으로 간단히 해결할 수 있으며, 수식(2)와 비교하여 수식(2)는 RMS 값을 구하기 위해 N번의 곱셈과 1번의 square root 연산이 필요한 반면 수식(4)는 1회의 Shift 연산과 수식(3)의 2번의 곱셈연산으로 Z_{RMS}의 계산을 구할 수 있다. 계전기에서 전압과 전류의 기준 값을 입력 받아 이를 거듭제곱하여 계속된 전압/전류로부터 얻어진 RMS를 수식(4)의 연산과 비교하면 편차에 해당하는 부분이 제곱이 되어 나타나므로 값의 크기 비교/판단에도 효과적이다.

2.2 순시최대값

샘플신호 z_k의 순시 파크값(Z_p)는 다음과 같이 구해진다.

$$Z_p = \text{Maximum of } |z_{k-r}|_{r=0}^{N-1} \quad (5)$$

Z₋₁, Z₋₂,..... Z_{-N} 이 0 이고, 1사이클당 256샘플링이다. 시스템에서 철공진 상태가 지속되는 동안 전압은 위험하게 높은 상태가 될 수 있다. 실효전압 또는 실효전압의 기본주파수를 기본으로 하는 과전압계전기는 이런 상태에서 신호에 고조파 성분이 포함되기 때문에 제대로 동작하지 않을 수 있다. 이것을 방지하기 위해 순시 전

압 최대값의 측정을 이용한다. 본 논문에서는 일반적으로 사용되는 16샘플이 아닌 256샘플이고 이 전압값을 메모리에 순차적으로 저장시켜놓고 최대값을 찾고 그 값을 기준값과 비교하는 방식을 사용한다.

2.3 신호의 기본주파수

오늘날 상용화되어있는 디지털 주파수 계전기는 교차된 시스템 전압의 양단이 0으로 되는 동안의 시간을 측정하여 주파수를 얻는다. 이러한 계전기의 동작은 왜곡된 고조파와 노이즈로 인하여 주파수 측정을 잘못하는데 이로 인해 zero crossing이 변하거나 증가된 zero crossing이 생성된다. 최근 몇몇의 디지털 주파수 계전기 알고리즘이 제안되었다[2]. [3]에서 제안되어진 디지털 주파수 측정 기술은 DFT를 사용하여 직접 페이지의 부산물을 산출한다. 그것은 positive sequence 전압 페이지가 사용될 때 정확한 주파수 측정을 가능하게 한다. 또한 positive sequence 전압 페이지의 사용은 단상에서의 고장 때문에 발생하는 샘플 페이지의 손실을 제거시킨다. 이 기술은 이러한 계전기가 주파수를 측정하는데 이용되고 이 기술은 여기에 자세하게 기술되어 있다.

식(6)으로부터 얻어진 3상에서의 전압 페이지를 V_a , V_b , V_c 라 하면 positive sequence 전압 페이지는 다음과 같이 구해진다.

$$\bar{V}_1 = \frac{1}{3}(\bar{V}_a + \alpha\bar{V}_b + \alpha^2\bar{V}_c) \quad (6)$$

만약 DFT에서 귀납적 계산이 사용된다면 결과 페이지는 stationary하다고 쉽게 기술된다. 샘플링 주파수가 지속될 때 Δf 에 의한 공칭값(f_0)으로부터 입력신호 주파수가 조금 변한다고 가정하자. positive sequence 페이지의 페이지가 k 는 다음과 같이 바꿔 쓸 수 있다.

$$\theta_k = \theta_{k-256} + \frac{\Delta f}{f_0} 2\pi \quad (7)$$

그리고

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{2\pi} (\theta_k - \theta_{k-256}) f_0 \quad (8)$$

그러므로 positive sequence 페이지의 페이지각의 변화율은 Δf 와 직접적인 관계가 있다. 위의 식에서 한번의 전 사이클(256샘플)에서 주파수는 산출된다고 가정된다.

2.4 전력

일반적으로 교류회로에서 전력을 구하기 위해서는 전압과 전류 및 위상차를 이용한다. 따라서 보호계전 알고리즘 구성시 전력을 산출하기 위해서 변류기로부터 입력되는 전압 전류 신호를 이용하여 역율을 계산해야 하므로 복잡한 초월함수 연산을 수행해야 한다. 그러나 주파수가 60Hz인 시스템에서 전압 전류 신호를 주기당 N번 샘플하면 샘플값만을 이용하여 전력의 산출이 가능하다 [4][5]. 즉 위상차가 θ 인 전압 전류를 주기당 N번 샘플링하면 샘플간의 상차각은 $360^\circ/N$ 이다. 따라서 임의의 시간 t에서 초기위상을 a, 전압, 전류의 샘플값을 v_i, i_i 라 하면 식 (9), 식(10)과 같이 표현된다.

$$v_i = |V| \sin\left(\frac{2\pi}{N} t + \alpha\right) \quad (9)$$

$$i_i = |I| \sin\left(\frac{2\pi}{N} t + \alpha - \theta\right) \quad (10)$$

그리고 t-4/N번째 샘플값은 식(14), (15)와 같이 된다.

$$v_{t-\frac{4}{N}} = |V| \sin\left(\frac{2\pi}{N} t + \alpha - \frac{\pi}{2}\right) \quad (11)$$

$$i_{t-\frac{4}{N}} = |I| \sin\left(\frac{2\pi}{N} t + \alpha - \theta - \frac{\pi}{2}\right) \quad (12)$$

이 식들은 서로 90° 만큼 차이가 난다. 여기서

$$\begin{aligned} P &= v_i \cdot i_i + v_{t-\frac{4}{N}} \cdot i_{t-\frac{4}{N}} \quad (13) \\ &= |V| \sin\left(\frac{2\pi}{N} t + \alpha\right) \times |I| \sin\left(\frac{2\pi}{N} t + \alpha - \theta\right) \\ &\quad + |V| \sin\left(\frac{2\pi}{N} t + \alpha - \frac{\pi}{2}\right) \times |I| \sin\left(\frac{2\pi}{N} t + \alpha - \theta - \frac{\pi}{2}\right) \\ &= |V| \times |I| \sin\left(\frac{2\pi}{N} t + \alpha\right) \sin\left(\frac{2\pi}{N} t + \alpha - \theta\right) \\ &\quad + |V| \times |I| \sin\left(\frac{2\pi}{N} t + \alpha - \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{N} t + \alpha - \theta - \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned}$$

이므로, 삼각함수의 곱을 합 차로 변환하는 공식을 사용하여 위 식을 정리하면

$$P = |V| \cdot |I| \cos \theta \quad (14)$$

이다. 즉 P는 전압, 전류의 위상차가 θ 인 경우의 유효 전력을 나타낸다. 이와 같은 방법은 원래 전압 전류 신호를 주기 당 12샘플링 하는 방법에 사용되었지만 본 논문에서는 샘플링수가 256이기 때문에 N의 값은 256이고 상차각은 1.40625° , 64샘플(상차각 90°) 뒤의 전압 및 전류값을 곱셈 연산을 수행할 것이다. 물론 주기 당 샘플수가 많은 경우에는 연산시간은 많이 소비되나 계산이 보다 정확해 진다는 장점이 있다. 본 논문에서는 일반적으로 사용하는 12샘플이나 16샘플이 아닌 256샘플을 사용하고 있고, DSP를 사용하여 소프트웨어 적으로 계산하는 것이 아니고 하드웨어로 구현하여 바로 연산하기 때문에 충분히 만족할 수 있는 결과를 가져올 수 있다.

2.5 한시과전류 보호계전 알고리즘

본 논문에서 구현되는 시스템의 한시 과전류 보호 특성은 다음과 같은 함수로 나타낼 수 있다.

$$t = F(I) = \frac{K}{I^n - 1} \quad (15)$$

따라서 보호 계전기는 다음의 관계식이 만족될 때 Trip 신호를 발생 시킨다

$$T_0 = F(I) \quad (16)$$

여기에서 T_0 = tripping time delay
I = effective RMS relaying current
F(I) = inverse current function

시스템을 위해서 수식적으로 동일한 Relay decision model을 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$G(I_j) * T_0 = 1 \quad (17)$$

여기에서 $G(I) = 1/F(I)$

I_j = RMS value of the relaying effective current at sample
각 Sample 사이의 Time delay를 dT라 하면

$$T_0 = n * dT \quad (18)$$

Fault current의 변화를 고려하면

$$1/T_{01} + 1/T_{02} + \dots + 1/T_{0n} = 1/dT \quad (19)$$

따라서 다음과 같은 Tripping Condition을 얻는다.

$$\sum_{j=1}^n G(I_j) = 1/dT \quad (20)$$

위 식에 의한 Relaying decision algorithm은 아래 그림과 같다.

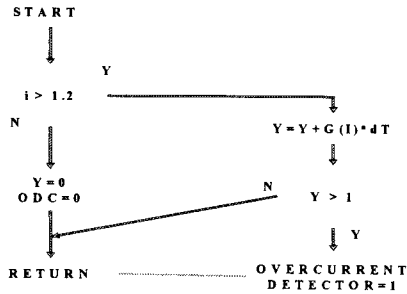


그림 2.5.1 Relaying decision algorithm

여기서 $G(I)$ 의 계산은 Look up table로 구현하는 방법과 직접 연산식을 회로로 구현하는 방법이 있다. 종전에는 $G(I)$ 의 값을 구하는데 있어서 상당한 연산시간을 가지므로 look-up table로 만들어서 relay decision algorithm을 수행 하였으나 본 논문에서는 이러한 연산기들을 Hardware logic 으로 구현하여 look-up table 이용시 발생되는 quantization error를 줄였다. 즉 $n=2$ 일 때는 fixed point multiplier를 이용하고 $n=0.25$ 일 때는 combinational square root 연산기를 이용한다.

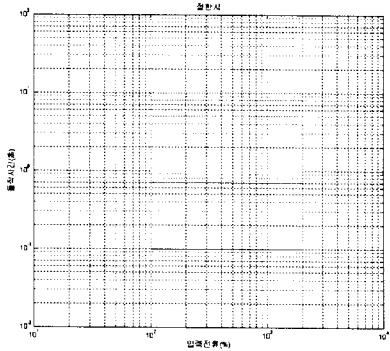


그림 2.5.2 보호계전기 특성커브 -정한시

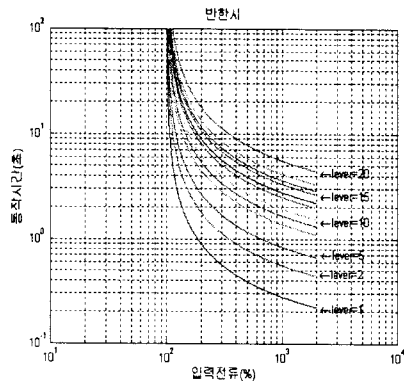


그림 2.5.3 보호계전기 특성커브 -반한시

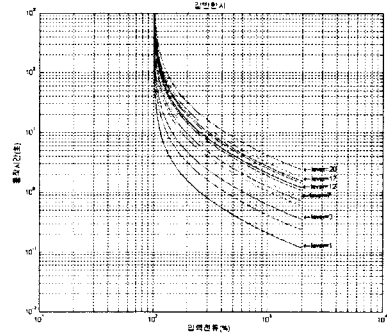


그림 2.5.4 보호계전기 특성커브 -강반한시

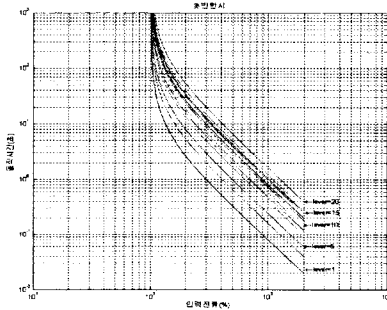


그림 2.5.5 보호계전기 특성커브 -초반한시

3. 결 론

본 논문에서는 여러 계전 기능을 통합하기 위해 입력 신호들의 다양한 변수들을 기존의 DSP를 사용하는 것이 아닌 One Chip으로 구현하기 위한 선행 작업으로서 이에 적합한 알고리즘을 개발하는데 목적이 있다. 계전기에서의 전압과 전류의 입력신호들은 직류 오프셋과 고조파 성분들로 인하여 손상된 정현파 신호들로 모델링된다. 이러한 전류 전압 신호들을 이용하여 평균값, 실효값, 최대값, 위상각, 그리고 기본 주파수성분의 주파수 등을 계산하여 그 값들을 이용하여 한시과전류 보호계전 알고리즘을 제안하였다. 이는 보다 정확하면서 고속 데이터 처리가 가능하도록 보호계전기 연산에 사용되는 알고리즘이 되리라 사료된다.

[참 고 문 헌]

- [1] Murty V.V.S. Yalla, "A Digital Multifunction Protective Relay", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol7, No.1, Jan.1992.
- [2] M.S. Satchev(Coordinator), "Microprocessor Relays and Protection System", IEEE Tutorial Course Text, 88 도0269-1-PWR.
- [3] A.G. Phadke, J.S. Thorp and M.G. Adamik, "A New Measurement Technique for Tracking Voltage phasors, Local System Frequency and Rate of Change of Frequency", IEEE Transaction on PAS, Vol PAS-102, No.5, May 1983, pp1025~1038.
- [4] 서희석, 신명철, "12샘플 디지털 신호의 유효전력계산법에 의한 변압기 보호용 디지털 보호계전 알고리즘 연구", 전기학회논문지, Vol.46, No.2, Feb.1997.
- [5] "電力系統のテイタル 制御, 保護", 東京電力株式會社