

# 최적 FIR 필터를 이용한 디지털 거리 계전 방식의 DSP 프로세서 구현

(Implementation of Digital Distance Protection Schemes  
using Optimal FIR Filter on a Digital Signal Processor)

권옥현, 이기원, 이규승  
서울대학교 제어계측과

W.H. Kwon, G.W. Lee, K.S. Lee

Dept. of Contr. and Instr. Engr.  
Seoul National University

은만철, 유명호  
한국전력공사 기술연구원

M.C. Yoon, M.H. Yoo

KEPCO Research Center

## 요약

본 논문은 디지털 거리 계전 방식의 구현을 위해 최적 FIR 필터를 사용하는 알고리즘을 제시한다. 이 알고리즘은 고장 발생시 과도 현상에 의한 임피던스 궤적의 영향 면에서 볼때, 기존의 디지털 거리계전 알고리즘이나 Kalman 필터를 이용한 거리계전 알고리즘 보다 훨씬 유리하여 고장 발생 시 빠르고 정확한 고장 판단과 고장점의 산출을 제공한다. 이러한 알고리즘은 EMTP를 통해 생성된 고장 데이터의 실시간 적용을 통해 입증되었고, 이의 실시간 구현은 모토롤라 DSP (Digital Signal Processor) 56001을 연산 전용의 프로세서로 사용한 디지털 보호계전 시스템을 통하여 성공적으로 수행되었다.

**Abstract** - This paper presents the FIR filtering scheme for digital distance protection. In most faults, there exists severe oscillation of apparent impedance according to distortion in transient waveforms. In these cases, this scheme provides more accurate fault detection and fault location, as compared with conventional schemes for digital distance protection or Kalman filtering schemes. The test of these facts were performed on EMTP result data. For the real time implementation of the proposed schemes, the motorola DSP 56001 was used to the main calculation board of the digital protective relaying system.

## 1. 서론

근래에 들어 전력 계통이 급속히 대형화, 복잡화됨에 따라 발생하는 고장의 양태가 더욱 다양화되고, 복잡해지면서 치명적으로 되어 기존의 아날로그 라인 보호 계전기들로는 감당할 수 없는 상황이 빈번히 발생하고있다. 보다 안정적인 전력의 공급이라는 면에서 갈수록 점증하는 고속, 고정밀도, 고신뢰도의 보호 계전 방식에 대한 새로운 요구에 따라 1970년도 이후 많은 사람들에 의해 연구된 디지털 계전기 및 컴퓨터 계전기는 1980년도 이후 일본에서 최초로 실용화되어 현재 여러나라에서 적용 중에 있다 [1].

한편, 지난 20여년 동안 발표된 이러한 디지털 계전기의 적용 알고리즘에 관한 많은 논문들의 거의 대부분은 송전 선로의 보호를 위한 디지털 거리 계전 방식에 관한 것으로, 60 HZ 선로 전압 및 전류 정보의 샘플 데이터를 이용하여 선로의 저항 성분과 인덕턴스 성분을 도출한 후 고장 발생 시 이들의 변화를 통해 고장을 검출하고, 또한 고장점을 도출한다. 그런데 전력 계통에서 고장

이 발생하면 60 HZ의 주 성분 뿐만 아니라, 노이즈에 영향을 받은 그밖의 다른 고조파 성분이 많이 포함된 전류 및 전압 데이터가 발생되므로 이에 의한 영향을 고장 전압 및 전류 데이터에서 제거하는 것이 보다 신속한 고장의 판단에 아주 중요하다. Ramamoorthy [2]는 기본 주파수 성분의 추정을 위해 전 주기 퓨리에 변환 (Full-cycle Fourier Transform)을 사용한 거리 계전 방식을 제안했으며, Phadke [3] 등은 이 보다 빠른 계산 응답을 위해 반 주기 퓨리에 변환 (Half-cycle Fourier Transform) 방식을, 또한 Horton [4]은 계산 부담을 줄이기 위해 Walsh 함수를 이용한 알고리즘을 제시하였다. 그리고 Dash 등[5]은 이러한 이산형 퓨리에 변환을 순환형 스펙트럼 관측기 (Recursive Spectral Observer)로 구현함으로써 여러가지 면에서 유리한 점을 제시하였다. 한편 노이즈 전압 및 전류 데이터에서 기본파 성분을 추출하기 위해 최소 자승 근사법 (Least-square Fitting Method)을 사용하는 거리 계전 방식들도 제시되었다 [6-7]. 그러나 이러한 방법들은 고장 발생 후 과도 시에 과도 노이즈 성분에 의한 선로 임피던스의 변화가 크게 나타나 정상 상태에 이를때 까지 고장의 판단이 지연된다. 특히 퓨리에 변환을 이용한 방법들은 기본적인 가정에서 측정 노이즈 과도 노이즈를 무시하므로 노이즈에 의한 민감도가 높다.

한편, Girgis 등[8-10]은 과도 노이즈가 포함된 전압, 전류 측정 신호를 상대 변수 모델로 변환한 후 칼만 필터를 사용하여 기본 주파수 성분을 추출하는 방법을 통해, 고장 발생 후 과도 상태나 노이즈 측정 데이터에 강인한 거리 계전 방식을 제시하였다. 또한 Girgis 등[11]은 VSP (Vector Signal Processor)를 이용하여 칼만 필터링 스킴을 통한 거리 계전 방식을 실시간으로 구현하였다. 그러나 이러한 스펙트럼 추정 문제의 상대 변수 모델은 상태 노이즈가 없고 측정 노이즈만 존재하는 특수한 형태의 상태 모델로 나타나므로, 이에 대한 최적 칼만 필터는 수립을 보장할 수 없는 정상 상태 영 이득을 가져온다. 더우기 측정 노이즈의 공분산 모델에는 상당한 가정이 포함된다.

본 논문은 디지털 거리 계전 방식의 구현을 위해 최적 FIR 필터를 사용하는 알고리즘을 제시한다. 이 알고리즘은 과도 노이즈에 의한 기본 주파수 성분의 추출을 위해 최적 FIR 필터를 사용함으로써, 기존의 디지털 거리 계전 알고리즘이나 Kalman 필터를 이용한 거리계전 알고리즘 보다 과도 노이즈에 훨씬 강인하고 고장 검출을 제공한다. 또한 이의 실시간 구현을 위해 모토롤라 DSP 56001 [12]을 이용한 연산 전용 보드인 80186 CPU 보드와 결합한 디지털 계전기 하드웨어를 개발하여 적용하였다. 이러한 DSP chip은 신호 처리 분야에서 널리 사용되는 복잡한 연산의 실시간 구현용 프로세서로서, 급성 연산을 1 클럭 만에 수행하는 능력을 가짐으로써 본 논문에서 제시한 최적 FIR 필터를 통한 임피던스 추출 연산을 실시간 (1

샘플 구간 내)에 수행하였다. 이때에 알고리즘을 테스트한 고장 데이터는 EMTP (Electro Magnetic Transient Program)의 수행 결과 데이터를 아날로그 신호 재생한 후 디지털 계전기 입력부에 인가하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 2장에서는 스펙트럼 관측 문제와 이에 적용한 최적 FIR 필터에 관해 알아보고, 3장에서는 거리 계전 문제에 대한 최적 FIR 필터의 적용을 제시하고, 4장에서는 본 논문에서 제안한 알고리즘의 EMTP 결과와 고장 데이터에 대한 적용 시뮬레이션 결과를 보이고, 5장에서는 DSP 56001 프로세서를 채택한 디지털 계전기 하드웨어의 구조 및 실시간 적용을 나타낸다. 마지막 6장에서는 결론을 내린다.

2. 스펙트럼 추정 문제와 최적 FIR 필터

측정 잡음  $w(i)$ 가 포함된 다음과 같은 주기 신호  $z(i)$ 를 가정한다.

$$z(i) = \alpha_0(i) + \sum_{k=1}^N \left[ \alpha_k(i) \cos\left(\frac{2\pi ki}{2N+1}\right) + \beta_k(i) \sin\left(\frac{2\pi ki}{2N+1}\right) \right] + w(i) \quad (2.1)$$

여기서 신호의 주기 T 당  $2N+1$  샘플링이 수행되므로 기본 주파수는  $\omega_0 = 2\pi/T$  이고,  $w(i)$ 는 영평균 백색 잡음이다. 또한 계수  $\alpha_k(i)$  및  $\beta_k(i)$  ( $k=0, 1, \dots, N$ )는 한 주기 동안의 느린 시변 함수라고 가정한다. 만약 측정 잡음  $w(i)=0$  이라면, 푸리에 계수  $\{\alpha_k(i), \beta_k(i) : k=0, 1, \dots, N\}$ 는  $2N+1$  데이터 윈도우의 D.F.T를 수행함에 의해 추정될 수 있으나 대부분의 경우  $w(i) \neq 0$  이므로 기존의 D.F.T를 통해서 측정 잡음  $w(i)$  때문에 하모닉스 성분 ( $\alpha_k(i)$  및  $\beta_k(i)$ )의 정확한 추정이 곤란하다.

이제 위 (2.1)식의 샘플링 데이터 시이퀀스를 다음과 같은 차수  $2N+1$ 의 상태 변수 방정식 :

$$x(i+1) = Ax(i) \quad (2.2)$$

$$z(i) = Cx(i) + w(i)$$

으로 바꾸면 시스템 파라미터는

$$A = \text{block diag} \left\{ \begin{bmatrix} \cos k\theta & \sin k\theta \\ \sin k\theta & \cos k\theta \end{bmatrix}, k=1, \dots, N \right\} + 1 \quad (2.3a)$$

$$C = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 1 \ 0] \quad (2.3b)$$

와 같이 주어진다. 여기서  $\theta = 2\pi/(2N+1)$ 라고 놓는다. 이때의 상태 변수  $x(i)$ 는

$$x(i) = \begin{bmatrix} x_1(i) \\ x_2(i) \\ \vdots \\ x_{2N+1}(i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1(i) \cos i\theta + \beta_1(i) \sin i\theta \\ -\alpha_1(i) \sin i\theta + \beta_1(i) \cos i\theta \\ \vdots \\ \alpha_N(i) \cos Ni\theta + \beta_N(i) \sin Ni\theta \\ -\alpha_N(i) \sin Ni\theta + \beta_N(i) \cos Ni\theta \\ \alpha_0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

와 같이 주어진다. 시스템 (2.2)에서 초기 상태 변수  $x(i_0)$ 는 영평균 랜덤 변수로  $E[x(i_0)x(i_0)'] = P_0$  이며, 측정 잡음  $w(i)$ 는 영평균 가우시안 백색 잡음으로 모든  $i$  및  $j$ 에 관해  $E[w(i)w(j)'] = R\delta_{ij}$  ( $R>0$ ),  $E[w(i)x(i_0)] = 0$  이다. 위에서  $z(i)$ 의  $2N+1$  하모닉스 성분은 (2.4)식의  $2N+1$  개의 상태 변수  $x(i)$ 와 연결되어 있다. 이제  $k$ 번째 하모닉스 성분의 크기와 위상을 구하면 다음과 같다.

$$M_k = (\alpha_k^2 + \beta_k^2)^{1/2} \\ = [(\alpha_k \cos k\theta + \beta_k \sin k\theta)^2 + (-\alpha_k \sin k\theta + \beta_k \cos k\theta)^2]^{1/2} \\ = [(x_{2k-1}(i))^2 + (x_{2k}(i))^2]^{1/2} \quad (2.5)$$

$$\phi_k = \arctan \left[ \frac{\beta_k}{\alpha_k} \right]$$

$$= \arctan \left[ \frac{-\alpha_k \sin k\theta + \beta_k \cos k\theta}{\alpha_k \cos k\theta + \beta_k \sin k\theta} \right] \Big|_{i\theta=2\pi n} \\ = \arctan \left[ \frac{x_{2k}(i)}{x_{2k-1}(i)} \right] \Big|_{i\theta=2\pi n} \quad (2.6)$$

여기서  $n$ 은 정수이다. (2.5) 및 (2.6)에서 알 수 있는 바처럼 측정 신호  $z(i)$ 의 하모닉스 성분은 상태 변수  $x(i)$ 의 정확한 상태 추정을 통해 얻을 수 있다.

만약 시스템 (2.2)에서 측정 잡음  $w(i)=0$  이라면,  $z(i)$ 의 하모닉스 성분을 구하기 위해 다음과 같은 상태 추정기를 구성할 수 있다.

$$\hat{x}(i+1) = (A-KC)\hat{x}(i) + Kz(i) \quad (2.7)$$

여기서  $K$ 는  $(2N+1) \times 1$ 의 추정기 이득으로 페루우프  $A-KC$ 의 고유치를 안정 영역으로 위치하도록 선택된다. 만약  $A-KC$ 의 고유치를 원점으로 위치 하도록 추정 이득  $K$ 를 지정한다면  $\hat{x}(i)$ 은  $2N+1$  스텝 만에 정확히  $x(i)$ 에 수렴하게 되는 Deadbeat 추정기가 된다. 측정 잡음  $w(i)=0$ 인 경우, 이러한 Deadbeat 추정기를 통한 하모닉스의 추출은 결국  $2N+1$  윈도우를 사용한 기존의 D.F.T와 동일하다는 사실은 잘 알려져 있다 [13].

이제 시스템 (2.2)에서 측정 잡음  $w(i) \neq 0$  인 일반적인 경우를 고려하자. Bitmead 등 [16]은 이러한 측정 잡음에서  $x(i)$ 의 정확한 추정치를 얻기 위해 다음과 같은 칼만 필터를 구현하였다.

$$\hat{x}(i+1) = A\hat{x}(i) \quad (2.8a)$$

$$\hat{x}(i) = \hat{x}(i)^- + F(i)(z(i) - C\hat{x}(i)^-) \quad (2.8b)$$

여기서

$$F(i) = P(i)^- C' (CP(i)^- C' + R)^{-1} \quad (2.9a)$$

$$P(i) = (I - F(i)C)P(i)^- \quad (2.9b)$$

$$P(i+1)^- = AP(i)A' \quad (2.9c)$$

위에서  $F(i)$ 는 시간  $i$ 에서의 칼만 이득이고, 또한  $P(i)$ 는 시간  $i$ 에서의 updated 추정치에 대한 추정 오차 공분산 행렬이고,  $P(i)^-$ 는 시간  $i$ 에서의 추정 오차 공분산 행렬이다. 여기서 필요한 초기치는 초기 상태  $x(0)^-$ 와 초기 추정오차 공분산 행렬  $P(0)^-$ 이다. 그러나 시스템 (2.2)는 상태 모델이  $Q=0$ 에 의해 비제어(uncontrollability)하므로 최적 칼만 필터의 안정도(stability)를 파괴함으로써, 최적 칼만 필터는 발산하게 되어 다음과 같은 변형 칼만 필터를 사용할 수 밖에 없다 [16].

- 1) 상태 노이즈의 강제 인가
- 2) 지수 무계 데이터 윈도우
- 3) 공분산 행렬의 고정

이러한 테크닉에 의해 칼만 필터의 발산은 막을 수 있으나 최소 분산 지표(Minimum Variance Criterion) 아래에서의 필터 최적성은 파괴되므로, 상황에 따른 임의적인 필터 이득의 선택에 따라 측정 잡음의 제거 효과가 크게 영향을 받는다.

반면에 본 논문에서는 다음과 같은 최소 분산지표:

$$J = E[x(i) - \hat{x}(i|:M)]' [x(i) - \hat{x}(i|:M)] \quad (2.10)$$

를 만족하는 상태 변수 모델 하의 최적 FIR 필터 :

$$\hat{x}(i|:M) = \sum_{k=0}^M H(i, k; M) z(k) \quad (2.11)$$

를 사용한 하모닉스 추정 방법을 사용한다. 여기서  $M$ 은 유한한 정보 사용 구간이고,  $H(i, j; M)$ 은  $M$ 에 의존하는 필터 임펄스 응답이다. 이산형 최적 FIR 필터 (2.11)의 해는 Kwon 등 [17]에 의해 제시되어 있다. 측정 신호가 non-stationary 인 경우 임펄스 응답  $H(i, j; M)$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$H(i, j; M) = H(i, j; n) |_{n=M} \quad (2.12a)$$

$$H(i, j; n+1) = [I - U(i, n+1)C'R^{-1}C]AH(i, j; n) \quad (2.12b) \\ (0 \leq M-i+j \leq n \leq M-1)$$

$$H(1, j; M-1+j) = U(1, M-1+j)C'R^{-1} \quad (2.12c)$$

$$U(1, n+1) = V(1, n) - V(1, n)C'R^{-1}[I + CV(1, n)C'R^{-1}]^{-1}CV(1, n) \quad (-1 \leq n \leq M-1) \quad (2.12d)$$

$$U(1, -1) = P(1-M-1, 1-M-1) \quad (2.12e)$$

$$V(1, n) = AU(1, n)A' \quad (2.12f)$$

여기서 P(1, j)는 상태 공분산 행렬로

$$P(1, j) = E[x(i)x(j)'] = \begin{cases} A^{i-j}P(1, j), & i \geq j \\ P(1, j), & i \leq j \end{cases} \quad (2.13)$$

$$P(i+1, i+1) = AP(1, i)A' \quad , \quad P(0, 0) = P_0$$

와 같이 주어진다. 이때 P<sub>0</sub>는 임의 값이라고 가정한다. 이때에 필터 구간 M ≫ ∞ 이고, P(1-M-1, 1-M-1) ≠ 0 이면 필터의 임펄스 응답 H(1, j; M) ≠ 0 이므로 FIR 필터의 안정도는 보장되므로 칼만 필터 같은 문제는 발생하지 않는다.

한편 시스템 (2.2)가 완전 가역어하고, A가 nonsingular 하면서, 시스템에 관한 초기 정보를 모르는 경우 (즉, P(1-M-1, 1-M-1) ≫ ∞ 이 인 경우), FIR 필터 (2.11)의 임펄스 응답은 시불변이 되어 다음과 같이 간단히 구할 수 있다 [18].

$$H(1; M) = \left[ \sum_{j=0}^M A^j C' CA^{-j} \right]^{-1} A^M C' \quad (2.14)$$

이때에 측정치 z(i)는 상수 값이라고 가정한다. 그런데 위 (2.14)식에서 볼 수 있는 것처럼 측정 잡음의 공분산 R은 필터의 임펄스 응답에 아무런 영향을 주지 않는다. 더우기 필터 임펄스 응답이 시불변이므로 OFF-LINE으로 사전에 계산할 수 있다. 한편 이 경우에도 필터의 임펄스 응답 H(1, j; M) ≠ 0 이므로 FIR 필터의 안정도는 보장된다.

본 논문에서는 보다 효과적인 계산과 측정 잡음에 대한 무영향을 제공하는 P(i-M-1, 1-M-1) ≫ ∞ 이 인 FIR 필터 (2.14)를 사용한다.

### 3. 거리 계전 문제에 대한 최적 FIR 필터의 적용

실계의 전력 계통의 고장 발생 후의 3상 전압, 전류 파형은 60 HZ 기본 주파수 성분과 DC 성분 및 기타의 과도 하모닉스 파형이 포함된 형태로 나타나므로, 이러한 과도 파형을 측정 잡음에 포함시키면, 측정 전압 및 전류 신호는 (2.1)식에서 다음과 같은 형태로 나타낼 수 있다.

$$z(i) = a_0(i) + a_1(i)\cos(2\pi i/S) + \beta_1(i)\sin(2\pi i/S) + w(i) \quad (3.1)$$

여기서 한 주기 T 당의 샘플링 횟수는 S 라고 가정하고, w(i)는 이벤트 발생 후의 과도 성분을 모델링한 백색 잡음이라고 가정한다.

이제 측정 신호 z(i)에서 상태 변수 x(i)를 다음과 같이 잡는다.

$$x(i) = \begin{bmatrix} a_1(i)\cos(2\pi i/S) + \beta_1(i)\sin(2\pi i/S) \\ -a_1(i)\sin(2\pi i/S) + \beta_1(i)\cos(2\pi i/S) \\ a_0(i) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

먼저 전압 파형의 경우, 전압 시스템 행렬 A<sub>v</sub> 및 C<sub>v</sub>를 구하면 다음과 같다.

$$A_v = \begin{bmatrix} \cos(2\pi i/S) & \sin(2\pi i/S) & 0 \\ -\sin(2\pi i/S) & \cos(2\pi i/S) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.3a)$$

$$C_v = [ \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad ] \quad (3.3b)$$

한편 전류 파형의 경우, (3.1)에서 고장이 발생한 후 과도 DC 성분 a<sub>0</sub>(i)는 시간이 지남에 지수적으로 감소

하므로 x<sub>3</sub>(i)는 다음과 같이 정의한다 [10].

$$x_3(i+1) = \exp(-\gamma\Delta T)x_3(i) \quad (3.4)$$

여기서 γ = 1/T<sub>l</sub> : 감쇠율

$$T_l = \frac{L_l \cdot d}{R_l \cdot d + R_r} \quad : \text{선로의 시상수}$$

$$\Delta T = T/S \quad : \text{샘플링 주기}$$

위에서 R<sub>l</sub> : 선로의 단위 길이당 resistance

L<sub>l</sub> : 선로의 단위 길이당 inductance

d : 선로 길이

이제 (3.1), (3.2) 및 (3.4)에서 전류 시스템 행렬 A<sub>c</sub> 및 C<sub>c</sub>를 구하면 다음과 같다.

$$A_c = \begin{bmatrix} \cos(2\pi i/S) & \sin(2\pi i/S) & 0 \\ -\sin(2\pi i/S) & \cos(2\pi i/S) & 0 \\ 0 & 0 & \exp(-\gamma\Delta T) \end{bmatrix} \quad (3.5a)$$

$$C_c = [ \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad ] \quad (3.5b)$$

한편 기본 주파수 하모닉스를 추정하기 위해 이상의 전류 및 전압 시스템을 결합하면, 전체 상태 변수 모델은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} x_{v1}(i+1) \\ x_{v2}(i+1) \\ x_{v3}(i+1) \\ x_{c1}(i+1) \\ x_{c2}(i+1) \\ x_{c3}(i+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_v & 0 \\ 0 & A_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{v1}(i) \\ x_{v2}(i) \\ x_{v3}(i) \\ x_{c1}(i) \\ x_{c2}(i) \\ x_{c3}(i) \end{bmatrix} \quad (3.6a)$$

$$z(i) = [ \quad C_v \quad C_c \quad ] \begin{bmatrix} x_{v1}(i) \\ x_{v2}(i) \\ x_{v3}(i) \\ x_{c1}(i) \\ x_{c2}(i) \\ x_{c3}(i) \end{bmatrix} \quad (3.6b)$$

시스템 (3.6)에 P(1-M-1, 1-M-1) ≫ ∞ 이 인 최적 FIR 필터 (2.14)를 적용하여 상태 변수 x<sub>v</sub>(i) 및 x<sub>c</sub>(i)의 추정치로 매 시점 i의 측정치 z<sub>v</sub>(i) 및 z<sub>c</sub>(i)에 따라 구하면, 시스템의 차수 스텝 이후에 상태 추정치 x̂(i|1; M)는 수렴함을 알 수 있다. 그러면 60 HZ 기본 주파수 성분의 전압 및 전류 크기와 위상은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$M_v(i) = [ x_{v1}(i)^2 + x_{v2}(i)^2 ]^{1/2} \quad : \text{기본파 전압의 크기}$$

$$M_c(i) = [ x_{c1}(i)^2 + x_{c2}(i)^2 ]^{1/2} \quad : \text{기본파 전류의 크기} \quad (3.7a)$$

$$\phi_v(i) = \tan^{-1} \left[ \frac{x_{v2}(i)}{x_{v1}(i)} \right] \quad : \text{기본파 전압의 위상}$$

$$\phi_c(i) = \tan^{-1} \left[ \frac{x_{c2}(i)}{x_{c1}(i)} \right] \quad : \text{기본파 전류의 위상} \quad (3.7b)$$

이들을 이용하여 고장의 판단과 고장점을 얻기 위해, 60 HZ 기본 주파수 성분의 과도 지상 임피던스 (transient apparent impedance)를 구하면 다음과 같다.

$$M_z(i) = \frac{M_v(i)}{M_c(i)} \quad : \text{기본파의 피상 임피던스 크기} \quad (3.8a)$$

$$\phi_z(i) = \phi_v(i) - \phi_c(i) \quad : \text{기본파의 피상 임피던스 위상} \quad (3.8b)$$

여기서 최종적으로 선로의 저항과 인덕턴스를 구하면

$$R(i) = M_z(i) \cos(\phi_z(i)) \quad (3.9a)$$

$$X(i) = M_z(i) \sin(\phi_z(i)) \quad (3.9b)$$

와 같다.

이상과 같은 FIR 필터링 거리 계산 스킴을 기존의 거리 계산 스킴과 비교하면 다음과 같은 사실을 알 수 있다.

1) FIR 필터링 스킴은 Kalman 필터링 스킴 처럼 측정 신호를 stochastic 신호로 고려하여, 과도 시의 파형 왜곡을 배색 잡음과 DC 감쇄 성분으로 모델링함에 따라 기존의 방식들보다 고장 발생 후의 과도 시에 훨씬 정확한 고장의 검출과 고장점 산출이 가능할 것으로 예상된다.

2) FIR 필터링 스킴은 Kalman 필터링 스킴의 적용 시 상태 변수의 비제어성 때문에 야기되는 정상 상태 최적 값만 이득의 사용 불가에 의한 임의적인 값만 이득의 선택에 따른 필터 성능 감소 문제 및 측정 잡음  $w(i)$ 의 공분산 행렬에 대한 적절한 모델링 문제에 대한 해결책을 제시한다. 즉 필터 구간  $M \neq 0$ 인 FIR 이라는 특성 때문에 필터의 이득(임펄스 응답)이 항상 non zero를 보장함으로써 최적 필터 이득을 적용할 수 있으며, 또한  $P(i-M-1, i-M-1) \rightarrow I$  인 최적 FIR 필터 (2.14)를 적용하여 측정 잡음의 공분산 행렬에 대한 임의적인 모델링을 제거할 수 있다.

이러한 장점들을 가지는 최적 FIR 필터를 통해 거리 계산 연산을 수행하는 거리 계산 연산 수행 흐름도는 다음과 같다.

그림 3.1의 거리 계산 연산은 OFF-LINE 과정 에서 FIR 필터의 임펄스 응답을 사전에 모두 계산한 후 ON-LINE 과정에서는 그대로 사용한다. 위의 알고리즘을 실시간에 수행하기 위해서는 가장 계산 부담이 큰 Measuring 루우틴의 실시간 수행이 관건이 되므로, 5장에서 설명되는 것 처럼 본 논문에서는 Motorola DSP 56001 프로세서를 사용하여 이의 계산을 수행하였다.

#### 4. FIR 필터링 스킴의 적용 테스트

본 논문에서 제시된 FIR 필터링 스킴을 테스트하기 위해 다음과 같은 두가지의 테스트를 수행하였다.

##### 1) OFF-LINE Test :

EMTP (Electro-Magnetic Transient Program)를 수행한 결과 얻어진 고장 데이터를 통해 OFF-LINE으로 선로 지상 임피던스 및  $R, X$  값들을 3가지의 알고리즘으로 계산한 후 서로 비교하였다.

##### 2) ON-LINE Test :

EMTP 고장 데이터를 고장 시뮬레이터에 입력시켜 다중 채널 아날로그 입력 신호로 재생한 후, 제시된 FIR 필터링 스킴을 포팅한 디지털 계전기의 주연산 보드 (DSP 56001을 사용)에서 실시간에 수행하여 고장을 검출하였다. 여기에 관한 상세한 내용은 5장에서 설명된다.

본 논문에서는 전력 계통의 고장 데이터를 얻기 위해 EMTP를 수행하였다. 다음은 EMTP 입력 계통 데이터들이다.

. 발전기 정수 :  $L_{g1} = L_{g2} = 6.5 + j0.4\omega$  (3 $\phi$ )

. 선로 정수 :  $L_1 = 0.6577 + j7.3678\omega$  (3 $\phi$ )

. 부하 정수 :  $L_n = j70.16\omega$

$L = 251.2 + j219.1\omega$

. 고장 데이터 : 선로 1에서 A-B 상 단락 사고 고장점 80 %

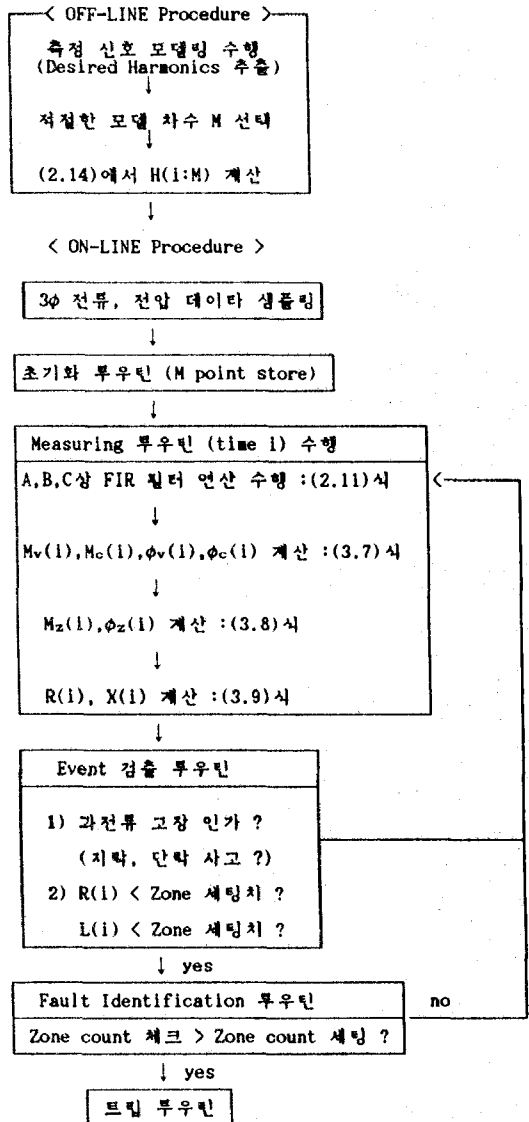


그림 3.1 거리 계산 FIR 필터링 스킴의 블록도

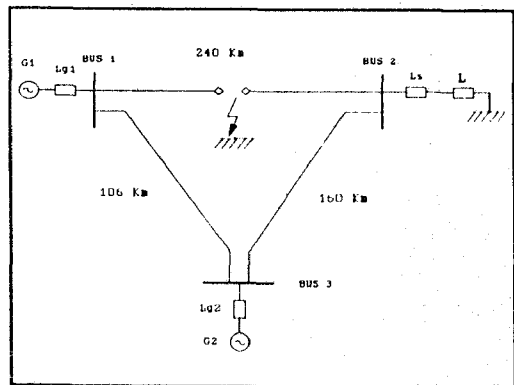


그림 4.1 EMTP 시뮬레이션 계통도

한편 위에서 구한 고장 데이터에 적용한 거리 계전 방법은 전압 균형 미분 방정식 방법 (voltage balance differential equation), Kalman 필터링 방법, FIR 필터링 방법 등이다.

다음 그림 4.2는 고장 발생 후 버스 1과 버스 2 사이의 선로 전압 및 전류 파형이고, 그림 4.3은 위 3가지 방법에서 구한 기본 주파수 성분의 피상 임피던스를 나타내고 있으며, 그림 4.4는 특히 갈만 필터와 FIR 필터만의 피상 임피던스를 비교한 것이며, 그림 4.5는 그때의 R 값 및 X 값을 나타낸다. 또한 그림 4.6에서는 3가지 방법의 R-X diagram을 나타낸다.

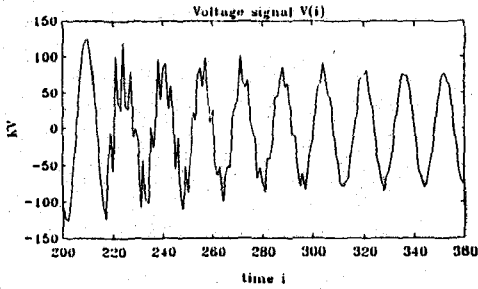


그림 4.2 선로 전압 및 전류 파형

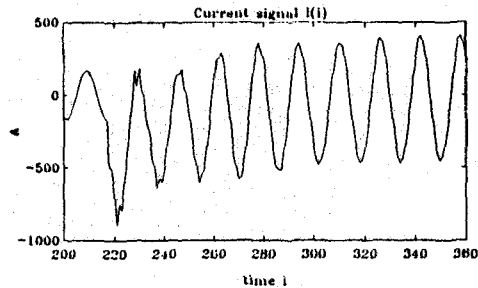


그림 4.3 피상 임피던스의 비교(3가지 방법을 통한)

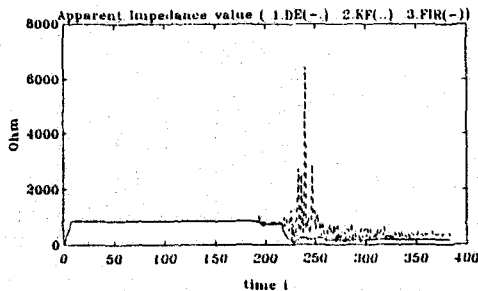


그림 4.4 피상 임피던스 비교 (갈만 필터, FIR 필터)

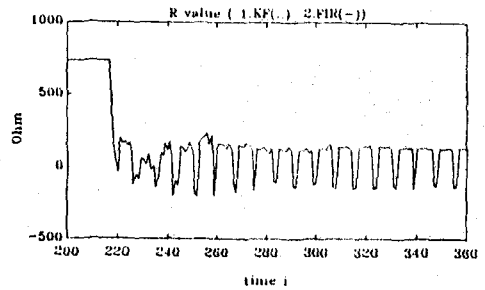
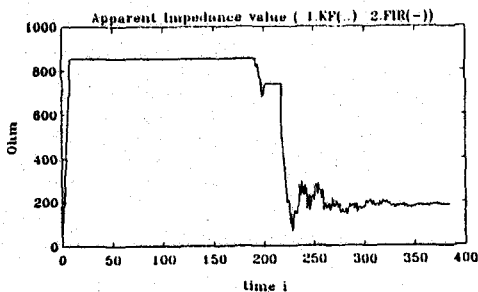


그림 4.5 R 및 X 값 비교 (갈만 필터, FIR 필터)

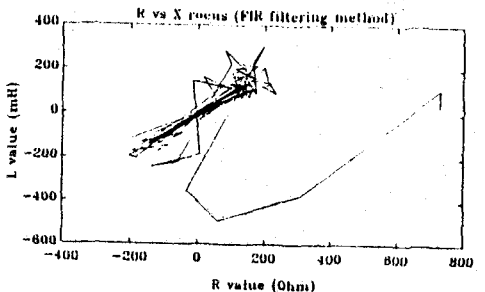
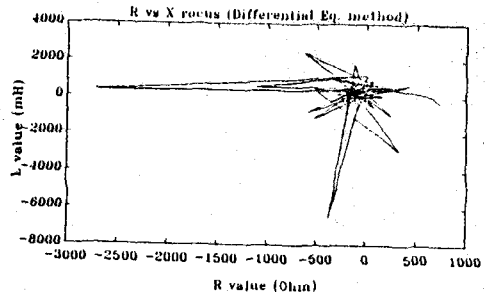


그림 4.6 R-X diagram 비교

앞 그림 4.2에서 고장 발생 시 과도 전압 및 과도 전류 파형에 큰 왜곡이 나타나고, 이에 따른 과도 피상 임피던스를 보면 FIR 필터링 방법에서 가장 작은 변화를 나타내고 있음을 알 수 있고, 특히 미분 방정식 방법의 경우 변화가 엄청나게 크게 나타난다. 이러한 현상은 R 및 X 값이나 R-X diagram 에서도 잘 알 수 있다. 즉 고장 발생 후 과도 시 FIR 필터링 스킴은 과도 잡음의 신속한 제거를 제공함으로써, 보다 정확하고 빠른 고장 판단을 가능케하여 다른 방법들 보다 우수함을 알 수 있다.

### 5. 실시간 적용 디지털 보호계전 시스템 하드웨어 구성

FIR 필터링 스킴의 실시간 구현 및 테스트를 위해 다음 그림 5.1과 같은 디지털 보호 계전 시스템을 구

성하였다. 이 시스템은 전체가 19 inch Rack Cabinet으로 구성되어 있는데, 전체는 주보호 유니트, 후비보호 유니트, DC Power 유니트, 입력 접합 유니트, 보조 릴레이 유니트, 테스트 판넬 등으로 구성된다.

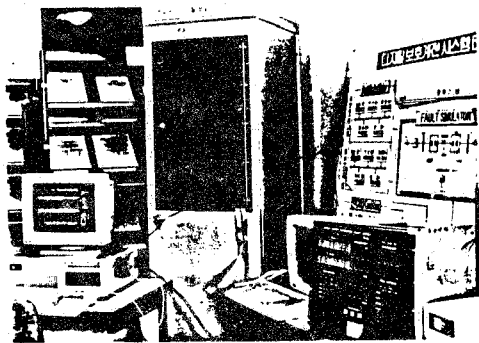


그림 5.1 디지털 보호 계전 시스템 구성도

한편 본 논문에서 제시하는 FIR 필터를 이용한 거리 계전 스킴을 적용하는 유니트는 그 중 후비보호 유니트로 내부 구성은 다음과 같다. (그림 5.2)

- 주연산 보드 (DSP 프로세서 포함)
- 릴레이 로직 수행 보드
- 공용 메모리 보드
- SCSI 하드 디스크 및 디스크 제어용 보드
- 데이터 수집용 A/D 보드
- 디지털 입·출력 보드

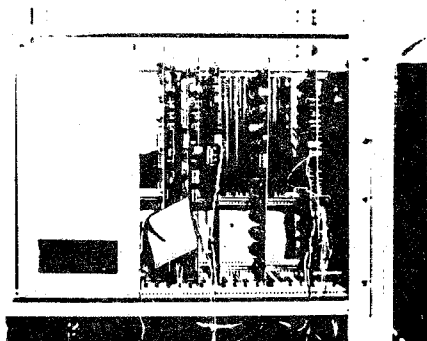


그림 5.2 후비보호 유니트 내부 구성

여기서 주연산용 보드는 80186 CPU 보드에 DSP 56001 보드를 피기백으로 연결한 형태로 구성된다. 이러한 DSP 56001 은 다음과 같은 특징을 가진다.

- 계산 속도 면에서 유리하다.
- 20 MHz의 클럭을 사용하는데 모든 명령은 1 클럭 만에 수행하므로 고품 연산의 수행에 특히 유리하다. (1024 포인트의 FFT를 3.23 msec만에 계산 가능하다.)
- 계산 정밀도가 높다.
- 24 비트의 데이터 버스를 갖고 있고, Accumulator는 56 비트의 정확도를 갖는다.
- 프로세서 안의 각 유니트가 독립적으로 동작한다.
- 내부에 3개의 버스가 있다. (Program Bus, X Data Bus, Y Data Bus)
- Host Interface를 통해 외부 CPU와 쉽게 통신할 수 있다.
- 내부에 6개의 메모리, Serial 통신, 클럭 발생기 등이 내장되어 있다.
- 프로그램 개발을 위해 어셈블러, C 컴파일러 등의 개발 환경이 제공된다.

DSP 56001은 복잡한 릴레이 Measuring 연산 ((2.11)식, (3.7)-(3.9)식) 만을 수행하도록 전달된다. 이의 수행을 위해 주 CPU인 80186에서는 DSP 56001의 Host Interface를 통해 Measuring 루우틴을 내부에 다운로드 시켜 수행한다. 이때에 필요한 입력 데이터 (1 샘플의 3상 전류, 전압 데이터)와 계산된 결과 데이터 (매시점 별 지상 임피던스 및 R, X값)들도 역시 Host Interface를 통해 주고 받는다.

다음 그림 5.3은 DSP 56001을 사용하는 주연산 보드의 구성 블록도이다.

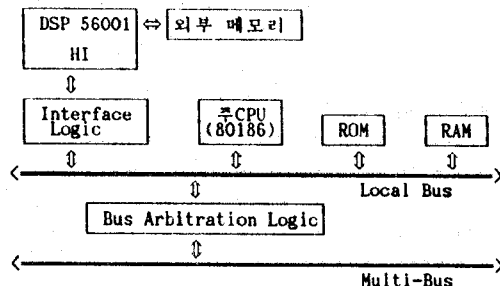


그림 5.3 주연산 보드의 내부 구성도

한편, 위의 디지털 보호 계전 시스템의 동작을 실시간에 테스트 하기 위해 고장 시뮬레이터를 구성하여 다음과 같은 과정을 통해 실시간 동작을 테스트하였다.

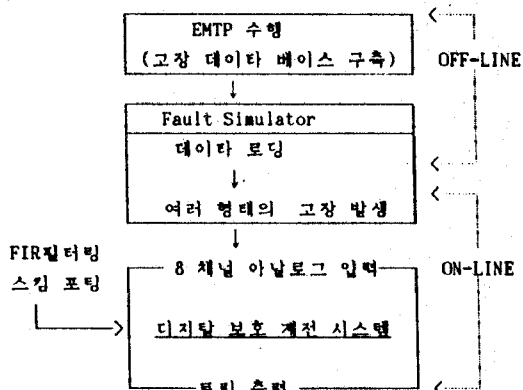


그림 5.4 실시간 동작 테스트 흐름도

6. 결론

본 논문에서는 최적 FIR 필터를 사용한 새로운 디지털 거리 계전 방식을 제시한다. 이 방법은 고장 발생시의 과도 파형 왜곡을 백색 잡음으로 모델링한 후, stochastic 최적 성능 지표를 만족하는 상태 모델 FIR 필터를 사용하여 기본 주파수 성분의 피상 임피던스를 계산하는 방법이다.

이 방법은 기존의 거리계전 방식과 비교할 때 과도 파형의 왜곡이 심한 경우 특히 유리하여, 이 경우 정확한 고장점을 빨리 찾을 수 있다. 또한 칼만 필터의 경우 처럼 잡음의 statistics 에 대한 특수한 가정을 요구하지도 않고, 임의적인 필터 이득의 조정에 따른 성능 저하를 가져오지 않는 FIR 구조를 채택함으로써, 칼만 필터링 방법 보다 잡음 제거 면에서의 우수함을 입증하였다. 그러므로 본 논문에서 제시한 방법을 통해 보다 빠른 고장의 판단을 제공할 수 있을 것이다.

한편 EMTP를 수행하여 생성된 고장 데이터에 대한 OFF-LINE 적용 시뮬레이션을 한 결과 이러한 사실들이 입증되었고, 이의 실시간 구현 테스트를 위해 Motorola DSP (Digital Signal Processor) 56001을 연산 전용의 프로세서로 사용한 디지털 보호계전 시스템을 개발하여 테스트하였다. 그 결과 복잡한 릴레이 Measuring 연산이 실시간(본 논문에서는 1 주기를 12 포인트 샘플링 하였으므로 실시간 수행의 단위는 1.38 ms이다.)에 DSP 프로세서에서 수행되었음을 보였다. 이때에 릴레이 토직 알고리즘 및 기타 수행 알고리즘은 주 CPU인 80186에서 수행하였다.

앞으로 이러한 연산 전용의 프로세서를 통하여 더욱 더 복잡하고 정밀한 보호 계전 연산을 실시간에 수행할 수 있음으로써 보호 계전의 신뢰도를 더욱 향상시킬 수 있을 것으로 생각된다.

참고 문헌

[1] IEEE Tutorial course, "Microprocessor Relays and Protection Systems," IEEE 1990 PES Winter Meeting, Atlanta, Feb. 4-9, 1990.

[2] M. Ramamoorthy, "Application of Digital Computers to Power System Protection," Journal of Inst. Engr. (India), Vol. 52, NO. 10, June 1972.

[3] A. G. Phadke, T. Hlibka and M. Ibrahim, "Fundamental Basis for Distance Relaying with Symmetrical Components," IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, March/April 1977.

[4] J. W. Horton, "The Use of Walsh Functions for High Speed Relaying," IEEE PES Summer Meeting, 1975.

[5] P. K. Dash and D. K. Panda, "Digital Impedance Protection of Power Transmission Lines Using a Spectral Observer," IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 3, NO. 1, Jan. 1988.

[6] J. S. Thorp, A. G. Phadke, S. H. Horowitz and J. E. Beehler, "Limits to Impedance Relaying," IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, NO. 1, Jan./Feb. 1979.

[7] M. S. Sachdev and Baribeau, "A New Algorithm for Digital Impedance Relays," IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, NO. 6, Nov./Dec. 1979.

[8] A. A. Girgis and R. G. Brown, "Application of Kalman Filtering in Computer Relays," IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, No. 7, July 1981.

[9] A. A. Girgis, "A New Kalman Filtering Based Digital Distance Relay," IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-101, No. 9, Sept. 1982.

[10] A. A. Girgis and R. G. Brown, "Modeling of Fault-Induced Noise Signals for Computer Relaying Applications," IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, No. 9, Sept. 1983.

[11] A. A. Grigis and D. G. Hart, "Implementation of Kalman and Adaptive Kalman Filtering Algorithms for Digital Distance Protection on a Vector Signal Processor," IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 4, No. 1, Jan. 1989.

[12] "DSP 56000/DSP56001 Digital Signal Processor User's Manual," Motorola INC., 1989.

[13] R. R. Bitmead, "On Recursive Discrete Fourier Transformation," IEEE Trans. on Acoust., Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-31, No. 1, Feb. 1983.

[14] R. R. Bitmead, A. C. Tsou and P. J. Parker, "A Kalman Filtering Approach to Short-Time Fourier

Analysis," IEEE Trans. on Acoust., Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-34, No. 6, Dec. 1986.

[15] O. K. Kwon, W. H. Kwon and K. S. Lee, "FIR Filters and Recursive Forms for Discrete Time State-Space Models," Automatica, Vol. 25, No. 5, 1989.

[16] G. W. Lee and W. H. Kwon, "A FIR Filtering Approach to D.F.T. in the Presence of Measurement Noises," Submitted to IEEE Trans. on Acoust., Speech and Signal Processing.