

周波數低下檢出方式

1. 머리말

電源線사고로 發電機가 계통에서 탈락된다든지, 送電線루트事故로 인한 系統分離로 발전량과 부하량에 큰 언밸런스가 생겨서 系統周波數의 저하가 계속되면 發電機의 운전이 곤란하게 되어 系統에서 분리시키게 된다. 이때문에 周波數가 더욱 저하되고 發電機의 분리가 진행되면 대정전사고로 파급되게 된다.

周波數低下保護릴레이(이하 UFR이라 한다)는 계통주파수가 저하된 경우 周波數릴레이로 검출하여 적절한 부하제어를 함으로써 周波數低下를 방지하는 것이다.

기설 UFR은 1장치마다 1모선의 전압으로 주파수를 演算하며, 負荷制御의 限時타이머는 2종류밖에 없다. 이때문에 각 피더는 그 2종류의 限時타이머 중 어느 하나를 선택할 수밖에 없으므로 負荷의 특성에 맞춘 整定이 곤란하였다. 그래서 甲, 乙 양쪽의 母線電壓을 개별로 入力하여 주파수를 演算하고 甲, 乙 母線을 異系統으로 운용하는 경우에도 대응할 수 있음과 동시에 각 피더마다 限時타이머의 整定을 가능케 하는 高性能 디지털形 UFR를 개발하였다.

본고에서는 周波數低下檢出方式과 裝置의 개요에 대하여 기술한다.

2. 周波數低下檢出方式

2.1 周波數演算原理

2.1.1 概要

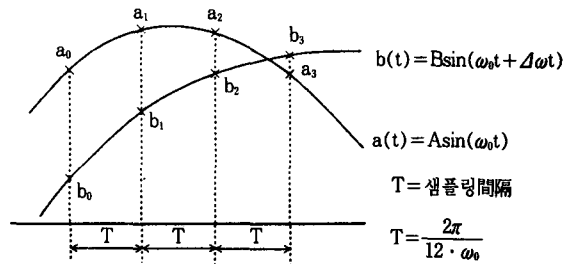
定格周波數의 電氣量에 相當하는 基準샘플링데이터를 內部메모리에 고정적으로 기억시켜 이 데이터와 母線電壓의 샘플링량과 비교하여 位相角差를 구한다. 母線電壓이 정격주파수에서 어긋나면 시간과 더불어 位相角差가 변화한다. 단위시간당의 위상각차의 변화량은 주파수차에 相當하므로 이것과 整定值를 비교함으로써 系統의 周波數低下를 검출한다.

2.1.2 位相角差演算

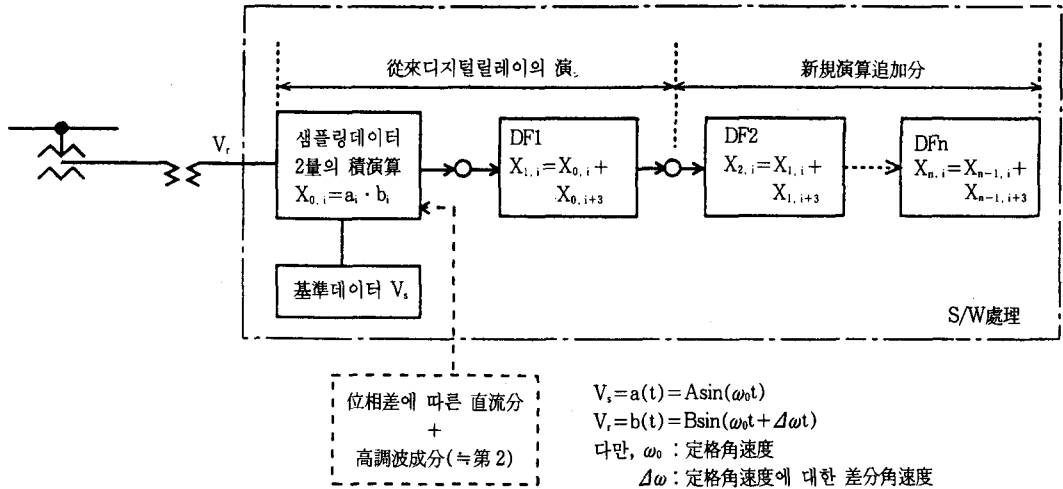
정격주파수의 전기량 $a(t)$ 와 정격주파수에서 어긋난 전기량 $b(t)$ 의 샘플링데이터와의 관계를 그림 1에 표시한다. 시각 t 에서의 각각의 값은 다음 식으로 표시된다.

$$a(t) = A \sin(\omega_0 t) \dots\dots\dots (1)$$

$$b(t) = B \sin(\omega_0 t + \Delta\omega t) \dots\dots\dots (2)$$



<그림 1> 2개의 電氣量과 샘플링데이터



<그림 2> 演算 블록도

다만,

ω_0 : 定格角速度

$\Delta \omega$: 定格角速度에 대한 差分角速度

$a(t)$: 裝置내부의 基準데이터(정격주파수)

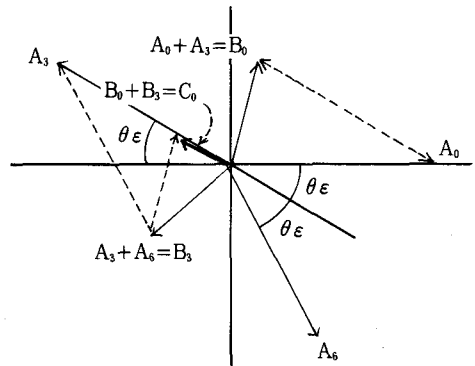
$b(t)$: 入力電氣量(계통주파수)

여기서 임의시각의 샘플링점(i)에서 동시에 샘플링한 瞬時值데이터 상호의 積을 구하면 다음 식과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 X_{0,i} &= a_i \cdot b_i = A \sin(\omega_0 t) \cdot B \sin(\omega_0 t + \Delta \omega t) \\
 &= \frac{A \cdot B}{2} \{ \cos(-\Delta \omega t) - \cos(2\omega_0 t + \Delta \omega t) \} \dots (3)
 \end{aligned}$$

(3)식의 右邊 제 1 항은 $-\Delta \omega$ 의 角速度로 振動하는 항이고, 제 2 항은 定格角速度의 약 2배($2\omega_0 + \Delta \omega$)로 振動하는 항이 된다.

여기서 제 2 항의 振動項을 消去하기 위해서는 제 2 항에 대하여 180度 位相이 다른 데이터를 加算하면 된다. 따라서 定格周波數의 12배의 샘플링周波數를 갖는 디지털필레이에서는 3샘플 떨어진 데이터와 加算($Z_0 + Z_3$)하는데 주파수가 변동하고 있을 경우에는 「샘플링周波數=계통주파수×12배」의 관계를 만족하지 못하므로 제 2 항이 완전소거되지 않고 이것이 오차로 된다. 이 加算演算은 2배調波를 제거하는 디지털필터(이하 DF)演算에 상당하며 DF의 段數를 늘림(加算을 반복함)으로써 誤差의 抑壓이 가능하게 된다. 그림 2에 演算



벡터 A_0 와 A_3 이 180°의 位相差로 되어 있으면 그 合 벡터 B_0 는 零벡터가 되지만 180°에 대하여 θ 의 位相差가 있는 경우에는 原 벡터: A의 $2 \tan(\theta/2)$ 배의 벡터가 남는다.

<그림 3> 誤差抑壓의 概念

블록, 그림 3에 誤差抑壓의 概念, 표 1에 DF의 段數와 余弦演算의 理論誤差를 표시한다.

正弦值를 구하는 경우에도 위와 같으며 이 경우에는 積演算時點에서 b 대신 90度 位相이 앞선 b_{i+3} 을 사용하면 된다.

2.1.3 周波數差演算

전술한 수법으로 얻은 位相角演算결과를 이용하

< 표 1 > 디지털필터段數와 余弦演算의 理論誤差
(周波數偏差: ±10Hz)

DF의 段數와 演算誤差	余弦演算誤差의 角度換算 (眞值 $\theta = 45^\circ$)
DF 1=15.84%	±15°
DF 2=2.51%	±2.1°
DF 3=6.29E-2%	±0.051°

여 周波數差에 대응한 位相角差의 變化量을 구한다.

임의시간(T_k) 떨어진 2개의 余弦值와 正弦值로 부터 다음의 수법으로 周波數差를 검출할 수가 있다.

余弦值

$$X_{n,i} = A \cdot B \cdot \cos(\Delta\omega t) \dots\dots\dots (4)$$

$$\begin{aligned} X_{n,i+k} &= A \cdot B \cdot \cos\{\Delta\omega(t+T_k)\} \\ &= A \cdot B \{ \cos(\Delta\omega t) \cdot \cos(\Delta\omega \cdot T_k) \\ &\quad - \sin(\Delta\omega t) \cdot \sin(\Delta\omega \cdot T_k) \} \dots\dots (5) \end{aligned}$$

正弦值

$$Y_{n,i} = A \cdot B \cdot \sin(\Delta\omega t) \dots\dots\dots (6)$$

$$\begin{aligned} Y_{n,i+k} &= A \cdot B \cdot \sin\{\Delta\omega(t+T_k)\} \\ &= A \cdot B \{ \sin(\Delta\omega t) \cdot \cos(\Delta\omega \cdot T_k) \\ &\quad + \cos(\Delta\omega t) \cdot \sin(\Delta\omega \cdot T_k) \} \dots\dots (7) \end{aligned}$$

다만, $T_k = k \cdot T$: 演算에 사용하는 데이터의 時間差

T : 샘플링간격

n : DF의 段數

이 식으로부터 $\Delta\omega t$ 의 項을 消去하면 샘플링點에 구해됨이 없이 周波數에 대응하는 余弦值와 正弦值를 얻을 수 있다.

周波數差에 대응한 余弦值

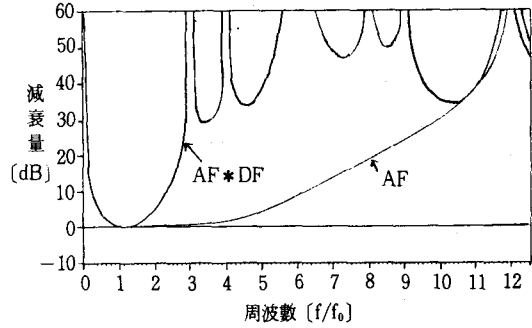
$$X_{n,i} \cdot X_{n,i+k} + Y_{n,i} \cdot Y_{n,i+k} = (A \cdot B)^2 \cos(\Delta\omega \cdot T_k) \dots\dots\dots (8)$$

周波數差에 대응한 正弦值

$$\begin{aligned} Y_{n,i} \cdot X_{n,i+k} - Y_{n,i+k} \cdot X_{n,i} \\ = (A \cdot B)^2 \sin(\Delta\omega \cdot T_k) \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

이상으로부터 주파수저하판정의 具體式은 다음과 같이 된다.

$$\frac{Y_{n,i} \cdot X_{n,i+k} - Y_{n,i+k} \cdot X_{n,i}}{X_{n,i} \cdot X_{n,i+k} - Y_{n,i+k} \cdot Y_{n,i}} > \tan(\Delta\omega_k) \dots\dots (10)$$



< 그림 4 > 前置필터 特性

다만, $\Delta\omega_k = 2\pi \cdot \Delta f_k \cdot T_k$: 整定角速度

$\Delta f_k = (\text{整定值}) - (\text{定格周波數})$ (Hz)

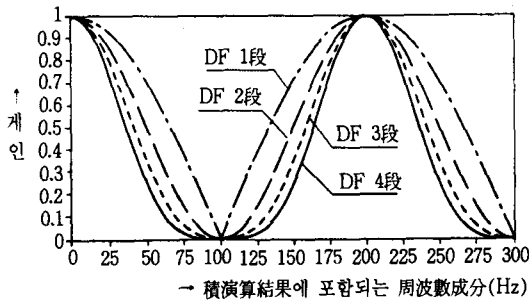
또한 릴레이의 動作時間과 精度의 観点에서 $T_k = 10\text{ms}$, $n=3$ 으로 하였다.

3. 高調波對策

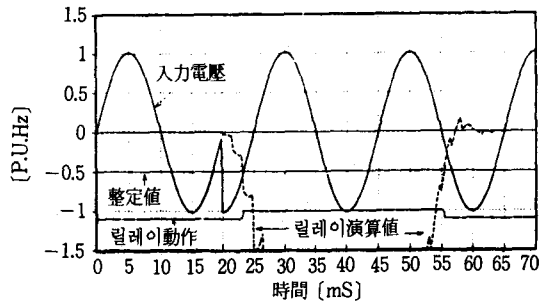
아날로그필터(AF)와 DF로 高調波에 의한 릴레이精度에의 영향을 제거하는 대책을 시행하고 있다(그림 4 참조). DF는 처리시간이나 릴레이동작시간의 観点에서 너무 복잡하게 할 수 없기 때문에 단순한 加算과 差分필터의 組合으로 구성하기로 하였다. 高調波에 대한 릴레이精度를 확인하기 위하여 시뮬레이션을 실시한 바 그림 5에 표시하는 誤差抑壓用 DF의 주파수특성에서는 積演算 결과에 포함되는 제3~5調波成分이 릴레이精度에 영향을 미치는 것을 알았다. 이때문에 3段의 誤差抑壓用 DF의 뒤에 高調波抑壓用的 DF를 附加하여 이들 成分을 20dB 정도 減衰시킴으로써 소정의 릴레이精度를 만족시킬 수 있었다.

4. 시뮬레이션에 의한 評價

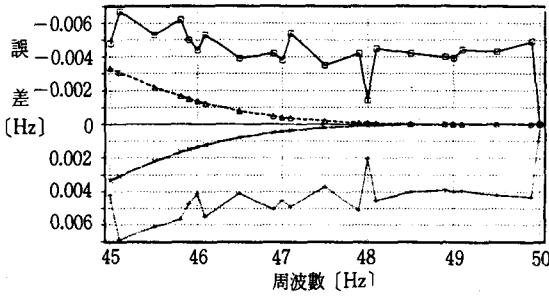
演算原理의 性能에 대하여 시뮬레이션하여 평가하였다. 그림 6은 母線電壓의 샘플링量에 대하여 A/D 變換器의 量子化誤差 있음과 없음을 모의한 것이다. 量子化誤差 있음의 경우에도 45~50Hz의 주파수변동범위에서 最大오차는 0.007Hz 이하로



<그림 5> 誤差抑制用 DF의 周波數特性

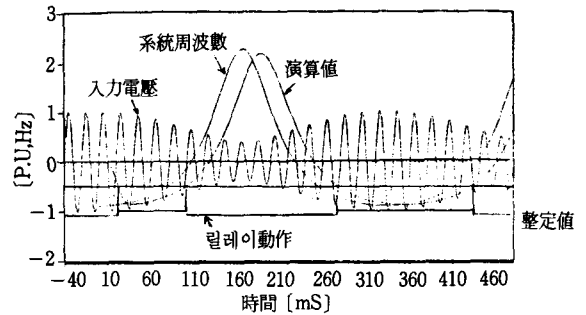


<그림 7> 位相急變(90度 늦음)



量子化誤差 있음	MAX	MIN
量子化誤差 없음	MAX	MIN

<그림 6> 周波數特性



<그림 8> 系統脫調時의 特性

되어 양호한 특성을 나타내고 있다.

그림 7은 가장 가혹한 位相急變으로 90度 늦음을 상정한 경우를 모의한 것이다. 이 경우 릴레이 演算値는 整定値(정격주파수-0.5Hz)를 약 33ms 간 下回하고 있으며 오동작방지용의 確認타이머가 필요함을 알 수 있다. 周波數演算結果가 바르게 收束하기까지는 원리상 45.3ms가 걸리므로 裕度를 고려하여 확인타이머를 50ms로 하였다. 또 復歸側에 대해서도 動作側과 마찬가지로 50ms의 확인타이머를 설정하고 있다. 또한 릴레이單體의 동작시간의 목표치는 100ms 이내로 하고 있으며 이것을 만족하고 있다.

그림 8은 系統脫調時의 周波數低下現象에 대한 UFR의 應動을 시뮬레이션에 의하여 평가한 것이다. 이것으로 급격한 주파수저하에 대해서도 精度 좋게 追從함을 확인할 수 있다. 따라서 脫調時의 급격한 주파수저하와 電源脫落時의 주파수저하를 식별하기 위한 變化率要素($\Delta F/\Delta T$)에 대해서도

이 周波數演算方式이 문제없이 적용될 수 있음을 알 수 있다.

5. 裝置概要

이번에 개발한 디지털形 UFR의 裝置의 周波數檢出要素는 甲母線, 乙母線 각각에 대응한 2要素를 가지며 각 피더의 接續母線判定은 母線 LS 팔레트의 a, b점점을 靜止化한 入力回路에 넣어 소프트웨어處理로 하고 있다. 또 對象피더는 20피더를 표준으로 하고 각 피더마다 限時타이머를 설치하고 있다. 또한 소프트웨어와 약간의 하드웨어의 추가로 최대 22피더까지는 대응가능하다. 시스템構成은 單一故障모드로 誤動作하지 않도록 主檢出要素와 事故檢出要素로 入力變換器로부터 出力部까지의 하드웨어를 완전분리하고 있다.

明電舎發行 明電時報 前載