



XVI SNPTEE
Seminário Nacional de Produção e
Transmissão de Energia Elétrica

GRUPO V
PROTEÇÃO, MEDIÇÃO E CONTROLE EM SISTEMAS DE POTÊNCIA

GPC/027

21 a 26 de Outubro de 2001
Campinas - São Paulo - Brasil

LOCALIZAÇÃO DE FALTAS POR ONDAS VIAJANTES – UMA NOVA ABORDAGEM BASEADA EM DECOMPOSIÇÃO WAVELET

Paulo Márcio da Silveira

Escola Federal de Engenharia de Itajubá -EFEI

R. Seara; Hans Helmut Zürn

Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC

RESUMO

Neste artigo, é apresentada uma metodologia baseada em ondas viajantes, para localização de faltas *on-line* em linhas de transmissão. Coeficientes *wavelet* dos sinais trifásicos de tensão são obtidos e desacoplados e os sinais resultantes são comparados a limiares apropriados, detectando-se, em caso de falta, a primeira e a segunda frentes de ondas viajantes com seus respectivos instantes de ocorrência. Assim, o intervalo de tempo entre as duas primeiras ondas fica determinado e, por conseguinte, a distância da falta. Programas como ATP/EMTP têm sido utilizados para o fornecimento dos sinais de falta.

PALAVRAS CHAVES

Localização de faltas. Relés numéricos. Transitórios. Processamento de sinais. Transformada *wavelet*.

1.0 - INTRODUÇÃO

Os métodos para localização de faltas em linhas de transmissão (LTs) têm sido classificados em duas diferentes categorias: (i) métodos baseados nos componentes de frequência fundamental e, (ii) métodos baseados nos transitórios de alta frequência gerados pela falta. Esses últimos costumam ser chamados na literatura de métodos de ondas viajantes.

Métodos baseados em componentes fundamentais estão sujeitos a erros devido ao efeito combinado da corrente de carga e da resistência de falta (R_f), tipo de falta, ângulo de incidência da falta, *infeed* remoto, impedâncias mútuas de seqüência zero, dentre outros. Melhorias em tais métodos têm sido alcançadas quando são utilizadas medições sincronizadas em ambos terminais de uma linha de transmissão, via sistema de posicionamento global (GPS) [1].

Por outro lado, o mais conhecido método de localização de

faltas baseado em ondas viajantes foi desenvolvido por Maclaren *et al.* [2]. Nesse método, os autores utilizam a correlação cruzada entre uma seção da primeira onda viajante direta, detectada e armazenada, e a segunda onda viajante reversa que reflete no ponto de falta e retorna ao ponto do relé. Com isso, se consegue estimar o intervalo de viagem dos transitórios, determinado-se assim a distância da falta. Essa abordagem será mais eficaz quanto mais adequada for a largura da janela de dados para armazenar o formato da primeira onda viajante. Uma vez que essa seleção da largura da janela depende da localização da falta, em princípio desconhecida, o tamanho da janela permanece uma questão não resolvida para a implementação prática do método.

Dentre as limitações dos métodos que trabalham com ondas viajantes, o requisito de elevadas taxas de amostragem é freqüentemente considerado. Cabe mencionar porém que, atualmente, a tecnologia de conversores A/D de alta velocidade e de processadores de sinais digitais (DSPs) de alto desempenho, como também dos transdutores óticos de corrente e tensão têm permitido operações a elevadas taxas de amostragem. Além disso, técnicas com processamento paralelo tendem a viabilizar altas velocidades de execução de tais tarefas.

Mais recentemente, tem sido proposto [3] o uso de redes neurais (RNs) para localização de faltas. Fica evidente porém que o uso de componentes na frequência do sistema, extraídos no período pós-falta, é mais vantajoso, implicando em RNs de menor dimensão, treinamento mais rápido e melhores resultados. Sendo assim, quaisquer componente de alta frequência, como ondas viajantes, harmônicos, etc., devem ser pré-filtrados. Nesse caso, métodos baseados em RNs tornam-se muito similares aos métodos baseados na forma de onda, os quais podem estar sujeitos a erros como anteriormente mencionado.

Considerando-se que as ondas viajantes geradas por uma

falta aparecem como distúrbios impulsivos superpostos aos sinais de frequência fundamental, a TW se torna muito mais adequada para a obtenção da localização da falta. Assim, neste artigo, é apresentada uma abordagem baseada na teoria de ondas viajantes associada à transformada *wavelet* (TW) dos sinais de tensão.

Desde a publicação de [4], a TW tem sido usada com sucesso na análise de transitórios em sistemas de potência. Diferentes propostas de aplicação foram introduzidas com objetivo principal de avaliar aspectos de qualidade da energia elétrica, destacando-se nesse contexto o trabalho de Santos *et al.* [5]. Relacionadas à área de proteção/supervisão, poucas contribuições foram apresentadas até o momento, destacando-se: a detecção de faltas de alta impedância [6], localização de falta [7] e identificação de faltas [8, 9].

No presente trabalho são introduzidas algumas novas habilidades como a identificação das fases envolvidas na falta e uma mais adequada política de discriminação da metade faltosa da linha.

Para dar suporte à metodologia empregada, este artigo apresenta inicialmente um breve resumo da TW. Em seguida, aborda o problema da localização de faltas em LTs, seguido da descrição do algoritmo de localização. Finalmente, resultados são apresentados e discutidos, considerando diferentes tipos de faltas, obtidos por simulações no ATP/EMTP, para os sistemas de transmissão mostrados na Figura 1.

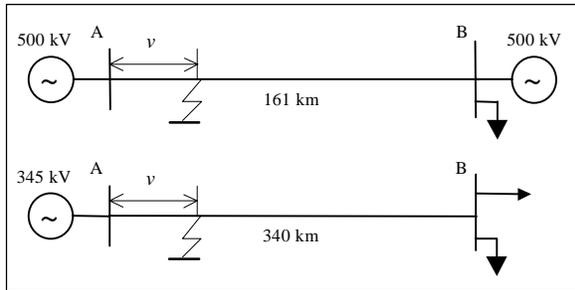


FIGURA 1. Sistemas de transmissão simulados.

2.0 – TRANSFORMADA WAVELET

A transformada *wavelet* é uma operação linear que decompõe um sinal em diferentes escalas com diferentes níveis de resolução. Diferente da análise de Fourier, que fornece uma representação global de um sinal, a TW fornece uma representação local (no tempo e na frequência) de um determinado sinal. Esta ‘localização’ no tempo permite que distúrbios em sinais sejam detectados, tão logo esses se iniciem.

A transformada *wavelet* de um sinal contínuo $f(t)$ (TWC), definida em um espaço vetorial de funções quadráticas integráveis $L^2(\mathbf{R})$, é dada por:

$$TWC_f^\Psi(a, b) = \langle f(t), \Psi_{ab}(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \Psi_{ab}^*(t) dt, \quad (1)$$

onde * denota o conjugado complexo e as funções $\Psi_{ab}(t)$ são versões escaladas e transladadas de uma dada função $\Psi(t)$, denominada *wavelet* mãe, e dadas por:

$$\Psi_{ab}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right), \quad (2)$$

com $a \in \mathbf{R}^+$, $b \in \mathbf{R}$, chamados de parâmetros de escalamento (expansão ou contração) e de translação, respectivamente.

Sendo a TWC uma transformação contínua, para uso computacional, torna-se necessária a discretização dos parâmetros a e b . Uma forma bastante comum de discretizar esses parâmetros é fazer $a = a_0^m$, $b = n a_0^m b_0$ com $m, n \in \mathbf{Z}$, $a_0 > 1$ e $b_0 \neq 0$. Com isso, o resultado de (1) será um conjunto finito de coeficientes, porém ainda para uma representação contínua da TW. Tal transformação é normalmente denominada de expansão em série *wavelet*.

Quando a função a ser analisada é uma série temporal $f(k)$, então deve-se utilizar a Transformada *Wavelet* Discreta ou simplesmente DWT (*Discrete Wavelet Transform*) definida por:

$$DWT_f^\Psi(j, k) = \frac{1}{\sqrt{a_0^j}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(n) \Psi\left[\frac{n - a_0^j k b_0}{a_0^j}\right] \quad (3)$$

Pela seleção cuidadosa de a_0 e b_0 , famílias de *wavelets* expandidas podem constituir bases ortonormais de um espaço $L^2(\mathbf{R})$ [10]. Para que isso seja possível, a mais simples escolha é fazer $a_0 = 2$ e $b_0 = 1$. Neste caso, a transformada *wavelet* é chamada diádica-ortonormal. Uma das razões para tal procedimento é a obtenção de um elegante algoritmo, conhecido como análise multi-resolução (AMR).

A idéia básica da AMR é dividir o espectro de um sinal em sub-bandas e então tratar individualmente cada uma das sub-bandas, considerando o propósito desejado.

A AMR inicia-se com a escolha conveniente de uma função $\phi(x)$ chamada *função escalamento*, cujas características que a descrevem são: energia finita, oscilatória, média zero e um rápido decaimento em ambos os lados. Essa função pode ser obtida de forma recursiva, a partir da própria função escalada e transladada no tempo, tal que:

$$\phi(x) = \sum_n g(n) \sqrt{2} \phi(2x - n), \quad n \in \mathbf{Z}, \quad (4)$$

onde as amostras $g(k)$ são definidas como o produto interno de $\phi(x)$ e $\sqrt{2} \phi(2x - k)$ representando os coeficientes do filtro de escalamento.

Em contrapartida, a função *wavelet* mãe $\Psi(x)$, também pode ser obtida de modo similar:

$$\Psi(x) = \sum_n (-1)^n g(-n+1) \sqrt{2} \phi(2x - n), \quad n \in \mathbf{Z}. \quad (5)$$

Se as *wavelets* filhas, dadas por

$$\Psi_{j,k}(x) = 2^{-j/2} \psi(2^{-j}x - k), \quad j, k \in \mathbf{Z}, \quad (6)$$

formarem uma base ortogonal para $L^2(\mathbf{R})$, vantagens adicionais são obtidas [10].

Com um conjunto de funções $\phi_k(x)$ e $\Psi_{j,k}(x)$ gerando um espaço $L^2(\mathbf{R})$, qualquer função $f \in L^2(\mathbf{R})$ pode ser escrita como uma expansão em série de n termos das funções *wavelet* e escalamento. Assim,

$$f(x) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_N(k) \phi_{N,k}(x) + \sum_{j=1}^N \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_j(k) \Psi_{j,k}(x), \quad (7)$$

sendo os parâmetros $d_1(k)$, $d_2(k)$, ..., $d_N(k)$ os coeficientes *wavelet* e a seqüência $\{c_N(k)\}$ o sinal de mais baixa resolução (*coarsest scale*) no nível N .

Em termos de processamento de sinais, as estruturas de (4) e (5) sugerem que a análise *wavelet* não necessita tratar diretamente com as funções $\phi(x)$ e $\Psi(x)$, mas somente com os coeficientes $g(n)$ e $h(n) = (-1)^n g(-n+1)$, bem como com os coeficientes de expansão $d_j(k)$ e $c_j(k)$, presentes na Eq. (7). Os dois primeiros coeficientes podem ser vistos resposta ao impulso de filtros digitais e os dois últimos como sinais digitais propriamente ditos.

Assim, a TW, quando usada para analisar um sinal discreto, pode ser implementada usando-se dois filtros digitais: um passa-altas, $h(n)$, relacionado a uma dada *wavelet* mãe $\psi(x)$, e sua versão espelhada passa-baixas, $g(n)$, associada à função escalamento $\phi(x)$.

De posse destes filtros, uma estrutura de filtragem para decompor um sinal em diferentes níveis de resolução pode ser construída, tal como a que é mostrada na Figura 2. Nessa estrutura, $c_0(n)$ representa as amostras de $f(x)$, $c_j(n)$ é a versão alisada (passa-baixas) e $d_j(n)$ é a versão detalhada (passa-altas) de $c_{j-1}(n)$. O número de níveis de decomposição depende da aplicação desejada.

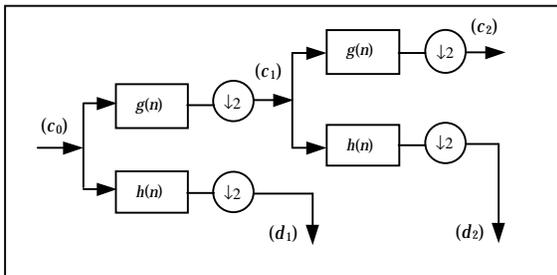


FIGURA 2 - Decomposição do sinal $c_0(n)$ em dois níveis.

A operação de dizimação por um fator dois, representada por $\downarrow 2$ nas saídas dos filtros, realiza um escalamento no sinal para o processamento do estágio subsequente. Desse modo, o sinal decomposto tem a metade das amostras do sinal anterior (metade da largura de banda). Contudo, em muitas aplicações, a operação de dizimação pode ser omitida. Para este trabalho, foram usados filtros *wavelet* do

tipo Daubechies [11] com quatro coeficientes, omitindo-se a operação de dizimação com decomposição apenas na primeira escala. Essas características de filtragem mostraram-se suficientes para capturar eficazmente as informações relevantes à identificação e à localização das faltas.

3.0 – ABORDAGEM DO PROBLEMA

A teoria das ondas viajantes, mostra que a ocorrência de uma falta em uma linha de transmissão produz ondas de tensão que se propagam, a partir do ponto de falta, nos dois sentidos da linha. Ao encontrar uma descontinuidade, essas ondas se refletem e retornam ao ponto de defeito onde haverá novas reflexões, gerando, portanto, transitórios de alta frequência.

Uma maneira prática de abordar o problema é através do diagrama de Lattice, como mostrado na Figura 3.

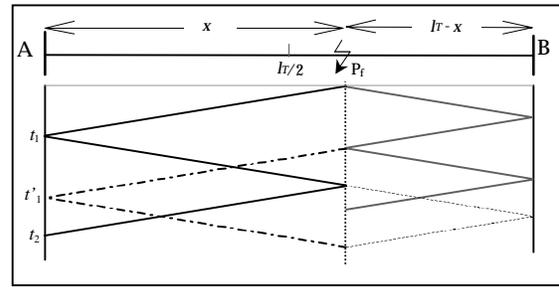


FIGURA 3 – Diagrama de Lattice.

O diagrama de Lattice mostra que a distância x da falta pode ser calculada, a partir do terminal A, pela seguinte equação:

$$x = \frac{\vartheta(t_{A2} - t_{A1})}{2} \quad (8)$$

sendo ϑ a velocidade de propagação das ondas; t_{A1} o tempo de propagação da primeira frente de onda originada no ponto de falta até o terminal A; t_{A2} é o tempo de propagação, considerando-se o tempo de retorno dessa primeira onda até o ponto de falta e desse ponto novamente ao terminal A. A Eq. (8) é usada para faltas não aterradas, pois, nesses casos, as ondas refratadas no ponto de defeito, provenientes do terminal remoto, podem ser desprezadas.

Sabe-se que, por causa do acoplamento mútuo nas linhas de transmissão, existirão diferentes modos de propagação das ondas no caso das faltas aterradas, normalmente um modo terra ϑ_0 e dois modos aéreos ϑ_1 e ϑ_2 (iguais nas linhas equilibradas). Esses modos de propagação podem ser separados com o uso das transformações modais como, por exemplo, a transformada de Clarke ou Wedepohl. Uma vez separados, utiliza-se a velocidade do modo aéreo para o cálculo da distância.

No caso das faltas aterradas, as ondas refletidas no terminal remoto e refratadas no ponto de falta não podem mais ser desprezadas e duas diferentes

condições devem ser consideradas:

1 – Falhas na primeira metade da linha.

A distância pode ser calculada por (8) após a obtenção do intervalo de tempo entre as duas primeiras ondas que chegam ao terminal de medição.

2 – Falhas na segunda metade da linha.

Nestes casos, a primeira onda refletida no terminal remoto e refratada no ponto de falta chegará antes da segunda onda direta refletida no ponto de falta, como mostrado no diagrama de Lattice da Figura 3. Sendo assim, a distância da falta pode ser calculada por:

$$x = l_T - \frac{\vartheta(t_{A2} - t'_{A1})}{2}, \quad (9)$$

onde l_T é o comprimento total da linha.

4.0 – APLICAÇÃO DA ANÁLISE WAVELET

De modo a facilitar a descrição do algoritmo, ele será apresentado a seguir em duas etapas:

1ª etapa: A primeira etapa é semelhante àquela apresentada em [9] e [10], com exceção da taxa de amostragem (f_s), agora 200 kHz, ou seja: os sinais trifásicos normalizados de tensão, medidos no terminal da LT, alimentam três filtros $h(n)$, fornecendo os coeficientes *wavelet* $d_j(k)$ de mais alta resolução no tempo. Estando esses coeficientes mutuamente acoplados, eles podem ser desacoplados, utilizando-se uma matriz de pesos modais [10] baseada na matriz de Clarke (para linhas com plano de simetria transpostas ou não). Como resultado, teremos um sistema com sete saídas contendo os coeficientes *wavelet* das tensões de fase. A primeira saída refere-se ao modo terra e as demais aos modos aéreos.

2ª etapa: faremos tal descrição através de um exemplo. Seja uma falta bifásica, localizada a 50% do comprimento da linha de 161 km. Tomando os sinais de tensão dessa falta e executando o algoritmo da primeira etapa, teremos os sete sinais, conforme mostrado na Figura 4. A existência de coeficientes praticamente nulos – ordem de 10^{-9} – na saída 1 (modo terra) e na saída 6, bem como a existência de valores impulsivos mais elevados nas demais saídas, denota o padrão de comportamento de uma falta bifásica envolvendo as fases A e B, conforme [10].

O detalhe de uma das saídas, por exemplo a saída 7, mostra que o ponto de falta pode ser localizado com precisão se os instantes exatos dos valores máximos dos dois primeiros picos que se referem às duas primeiras ondas viajantes forem obtidos.

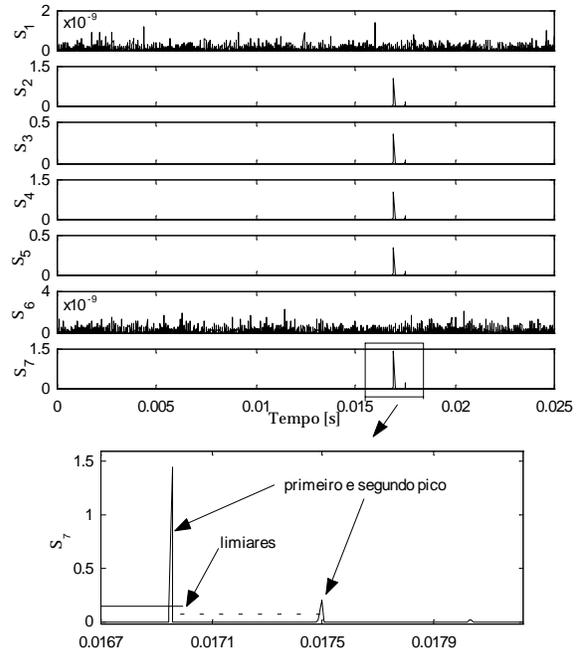


FIGURA 4 – Coeficientes *wavelet* desacoplados com detalhe da saída 7.

A detecção do primeiro pico é baseada em limiares previamente definidos, os quais são ajustados em função do histórico do nível de ruído em regime permanente presente no sinal. Após essa detecção, o instante de ocorrência do valor máximo do primeiro pico é obtido. Por sua vez, o segundo pico é detectado utilizando-se um segundo limiar que considera os amortecimentos das ondas viajantes. Após a detecção, o instante do valor máximo do segundo pico é obtido.

Assim, utilizando-se a velocidade do modo aéreo, qualquer uma das sete saídas (exceto as não excitadas) servirá para o cálculo da distância da falta usando a Eq. (8). No caso particular do exemplo apresentado, teremos $\Delta t_i = t_2 - t_1 = 0,017495 - 0,016955$ s, o qual fornecerá uma distância de 80,42 km ($\vartheta_1 = 297.856$ km/h).

No caso das faltas aterradas, a saída 1 (modo terra) também será ativada com picos de coeficientes *wavelet*. Além disso, o primeiro pico da saída 1 estará atrasado em relação ao primeiro pico das demais saídas. Isso é facilmente entendido, considerando que a velocidade do modo terra é menor do que a do modo aéreo. Com tais características, a metade faltosa da linha pode ser determinada. Dois encaminhamentos têm sido experimentados:

i) Havendo um canal de comunicação entre os terminais da LT, medem-se em cada terminal os intervalos de tempo (Δt_e) existentes entre o primeiro pico da saída 1 e o primeiro pico das demais saídas. Assim, esses intervalos (Δt_e) podem então ser comparados. Se $\Delta t_{eA} < \Delta t_{eB}$ significa falta na primeira metade da linha, caso contrário a falta estará na segunda metade e a distância é determinada por

(9). Não há necessidade de medição sincronizada.

ii) Com o intervalo de tempo (Δt_i) entre as duas primeiras subsequentes ondas de uma mesma saída, pode-se calcular uma distância x_1 usando a Eq. (8) e outra distância x_2 pela Eq. 9 (complemento de x_1). Ainda, com o intervalo de tempo Δt_e e sabendo-se o tempo total de propagação da onda (τ) por toda a LT, dois valores de ϑ_0 podem ser calculados:

$$\vartheta_{01} = \frac{2x_1}{2\Delta t_e + \Delta t_i} \quad (10)$$

$$\vartheta_{02} = \frac{2x_2}{2\Delta t_e + 2\tau - \Delta t_i} \quad (11)$$

Um dos dois valores estará fora da possível faixa de variação da velocidade de propagação no modo terra (por exemplo $\vartheta_0 = 0,7 \vartheta_1 \pm 10\%$). Se isso ocorrer com (11), a distância x_1 estará correta. Caso contrário, a distância x_2 será a verdadeira.

Seja, por exemplo, uma falta fase A-terra com 100Ω de resistência *shunt*, ocorrida a 112,7 km do terminal A (linha de 500 kV, Figura 1), e os sinais de tensão dessa falta (ilustrada na Figura 5) com uma razão sinal-ruído (SNR) de 60 dB em regime permanente.

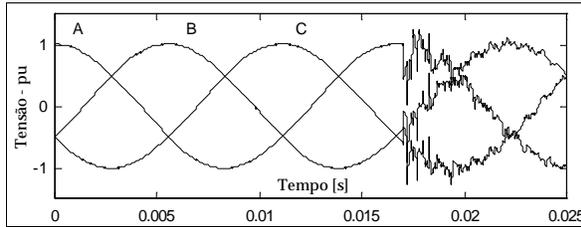


FIGURA 5 – Sinais de tensão – falta AT.

Aplicando-se o algoritmo descrito aos sinais da Figura 5, as sete saídas do sistema apresentarão o padrão de uma falta A-terra, ou seja: a saída 3 com coeficientes relativamente pequenos (quase nulos) e as demais saídas com valores significativos, dentre os quais os picos devido às ondas viajantes. A Figura 6 apresenta os detalhes desses picos presentes na saída 1 e na saída 7 (o eixo das abscissas refere-se às amostras dos sinais). Assim, são obtidos: $\Delta t_e = 165 \mu s$ e $\Delta t_i = 325 \mu s$. Aplicando-se (8) e (9), obtém-se, respectivamente, $x_1 = 48,40 \text{ km}$ e $x_2 = 112,60 \text{ km}$. Considerando-se ainda $\tau = 540,5 \mu s$ e usando o critério (ii) para distinção da metade faltosa da linha, tem-se: $\vartheta_{01} = 147.786 \text{ km/h}$ e $\vartheta_{02} = 207.366 \text{ km/h}$. Esse segundo valor refere-se aproximadamente à velocidade ϑ_0 da linha em questão, confirmando, portanto, que o local da falta está a 112,60 km do terminal A.

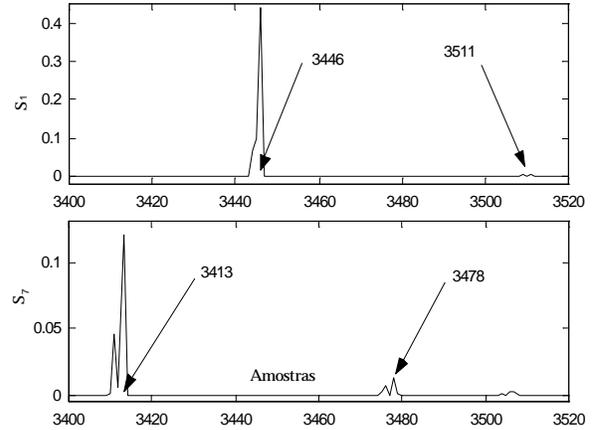


FIGURA 6 – Detalhes dos coeficientes *wavelet* das saídas 1 e 7.

5.0 – RESULTADOS GERAIS

5.1 – Características dos dados simulados

Os dados de sinais faltosos foram obtidos através dos programas ATP/EMTP. As linhas de transmissão (Figura 1) foram modeladas por parâmetros distribuídos com e sem dependência da frequência. O intervalo de amostragem é de $5 \mu s$. Foram considerados vários tipos de faltas em diferentes localizações ao longo da linha, com diferentes ângulos de incidência, resistências de falta e condições de carga.

5.2 – Faltas localizadas

De um banco de dados de aproximadamente 440 arquivos, praticamente 100% das faltas foram localizadas considerando-se valores de SNR acima de 80 dB em regime permanente. Para baixos valores de SNR (40 dB), a percentagem de acerto reduz-se para cerca de 92%.

De todas as faltas localizadas, os maiores erros (ϵ) encontrados foram para as faltas do tipo fase-fase-terra, cujos valores se aproximaram de 2,8% para ocorrências a 10% do terminal da linha, e 1,5% para ocorrências próximas à metade do comprimento das LTs (Figura 1). Cabe mencionar que os erros foram calculados em relação à localização real da falta e não em relação ao comprimento da linha (normalmente encontrado na literatura), ou seja:

$$\epsilon\% = \left| \frac{X_{real} - X_{encontrado}}{X_{real}} \right| \cdot 100\% \quad (12)$$

5.3 – Parâmetros de influência

É sabido que o ângulo de incidência da falta influencia as amplitudes dos transitórios gerados. Para ângulos de incidência próximos a zero volt, os transitórios são quase imperceptíveis. Mesmo assim, a TW possui grande habilidade em detectar detalhes sutis contidos em um sinal, inclusive os instantes das frentes de onda, como pode ser observado na Figura 7, a qual mostra os sinais de uma falta fase A-terra, com ângulo de

incidência muito próximo de zero volt e alta resistência de falta (200 Ω). Apesar da sutileza da falta, a mesma é localizada, com precisão, a 80,4 km do terminal de medição.

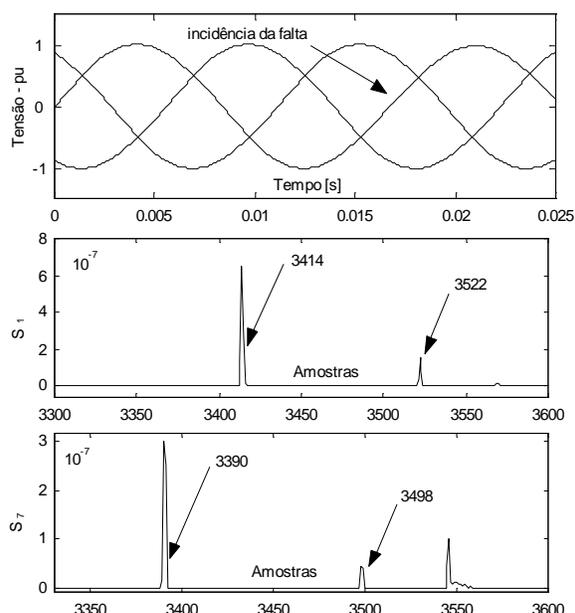


Figura 7 – Sinais de tensão (falta AT) e instantes de ocorrência das ondas viajantes fornecidas nas saídas 1 e 7.

Deve-se considerar, porém, que a TW é bastante sensível ao ruído não correlacionado. Assim, para faltas com ângulo de incidência muito próximo de zero volt (como a do exemplo anterior), a dificuldade em determinar o local da falta é evidente, quando o valor de SNR é baixo. Nesses casos, a perturbação gerada pela falta estará no mesmo patamar do nível de ruído, não sendo mais possível distinguir o instante do distúrbio e os picos dos coeficientes *wavelet*, razão pela qual o percentual de faltas localizadas é menor. Investigações neste sentido estão sendo encaminhadas com o uso de outros tipos de *wavelet* e/ou outros níveis de decomposição.

Finalmente, deve-se mencionar que, no caso das localizações, há uma distância mínima do terminal de medição para qual o algoritmo consegue manter um erro aceitável e suficiente para a proteção (abaixo de 5%). Essa distância fica em torno de 10 km.

6.0 - CONCLUSÕES

Este artigo propõe uma metodologia para a localização de faltas em linhas de transmissão, utilizando a transformada *wavelet*.

Pelos resultados apresentados, pode-se concluir que a aplicação é bastante propícia para uso em relés de proteção numéricos, não somente para uma localização fina para fins de reparo e reconstrução da linha de transmissão, mas também para a própria atuação do relé em caso de

incidência da falta em sua área de supervisão.

Os autores acreditam que os algoritmos baseados em TW têm um enorme potencial para fazer parte em uma nova geração de relés de proteção e dispositivos de medição. Pesquisas adicionais estão sendo empreendidas para estender a aplicação mencionada a diferentes modelos de sistemas de transmissão, sejam estes, linhas não transpostas com parâmetros dependentes da frequência; linhas multi-terminais e linhas de circuitos paralelos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Kezunovic M., Perunicic B., "Synchronized Sampling Improve Fault Location", IEEE Computer Applications in Power, 1995, pp. 30-33.
- [2] Rajendra, S.; McLaren P. G., "Travelling-Wave Techniques Applied to the Protection of Teed Circuits: Principle of Travelling Wave Techniques", IEEE Trans. PAS, Vol. PAS-104, n. 12, 1985, pp. 3544-3550.
- [3] Jorge, D. C.; Coury, D. V.; Carvalho A. C. "Redes Neurais Artificiais Aplicadas a Localização de Faltas em Linhas de Transmissão de Energia Elétrica", IV Congresso Brasileiro de Redes Neurais, 1999, S. J. Campos, pp. 888-999
- [4] Ribeiro, P.F., "Wavelet Transform: An Advanced Tool for Analyzing Non-Stationary Harmonic Distortions in Power Systems", Proceedings IEEE ICHPS VI, Bologna, Italy, 1994, pp.365-369.
- [5] Santoso, S., Powers, E.J., Grady, W.M., e Hofmann, P. "Power Quality Assessment Via Wavelet Transform Analysis", IEEE Trans. PWRD, Vol.11, n. 2, 1996, pp. 924-930.
- [6] Wai, D.C.T. e Yibin, X. "A Novel Technique for High Impedance Fault Identification", IEEE Trans. PWRD, Vol.13, n. 3, 1998, pp. 738-744.
- [7] Magnago, F. H. e Abur, A. "Fault Location Using Wavelets", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, n. 4, 1998, pp. 1475-1479.
- [8] Silveira, P.M., Seara, R. e Zürn, H.H. "Fault Type Identification Using Wavelet Transform", The International Conference on Intelligent Systems Application to Power Systems - ISAP'99, pp. 267-272, 1999, Rio de Janeiro, Brazil.
- [9] Silveira, P.M., Seara, R. e Zürn, H.H. "An Approach Using Wavelet Transform for Fault Type Identification in Digital Relaying", IEEE PES Summer Meeting 1999, pp. 937-942, 1999, Edmonton, Canada.
- [10] Burrus, C.S., Gopinath, R.A. e Guo, H. "Introduction to Wavelets and Wavelet Transforms", Prentice-Hall, 1998, New Jersey.
- [11] Daubechies, I. "Ten Lectures on Wavelets", SIAM, Philadelphia, Pennsylvania, 1992, pp. 129-163

DADOS BIOGRÁFICOS

Paulo Márcio da Silveira nasceu em Itajubá, MG., em 1960. Engenheiro Elétrico e Mestre pela EFEI em 1984 e 1991, respectivamente. Trabalhou na Balteau em 1985-1989. Desde 1992 é Professor do Instituto de Engenharia Elétrica da EFEI. Se encontra em fase de defesa de doutorado na UFSC. Áreas de atuação: proteção de sistemas elétricos, qualidade da energia elétrica e processamento de sinais para instrumentação.

Rui Seara nasceu em Florianópolis, SC., em 1951. Engenheiro Elétrico e Mestre pela UFSC em 1975 e 1980, respectivamente. Recebeu o grau de Doutor em Eng. Elétrica pela Universidade de Paris, França, em 1984. Desde 1976 é Professor do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC. Áreas de atuação: filtragem digital, processamento de voz e imagem, e comunicação digital

Hans Helmut Zürn é Engenheiro Elétrico e Mecânico pela Universidade do Rio Grande do Sul, Mestre pela Universidade de Houston, EUA, e

Ph.D. pela Universidade de Waterloo, Canadá, em 1966, 1969 e 1976, respectivamente. Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC desde 1967. Áreas de atuação: análise e operação de sistemas de potência, fontes de energia renováveis e processos estocásticos.