

Um Novo Filtro Digital Que Utiliza Redimensionamento da Janela de Dados para Aplicação em Relés de Proteção

Bogdan Kasztenny, Mangapathirao V. Mynam, Titiksha Joshi, e Chad Daniels
Schweitzer Engineering Laboratories, Inc.

Publicado em:
15^a Conferência Internacional de Desenvolvimentos
na Proteção de Sistemas Elétricos de Potência
Liverpool, Reino Unido
9–12 de Março de 2020

Traduzido para o português em dezembro de 2020

Um Novo Filtro Digital Que Utiliza Redimensionamento da Janela de Dados para Aplicação em Relés de Proteção

Bogdan Kasztenny, Mangapathirao V. Mynam, Titiksha Joshi, e Chad Daniels,
Schweitzer Engineering Laboratories, Inc.

Resumo—Relés de proteção digitais utilizam filtros de resposta ao impulso finita com janelas de dados deslizantes para aplicar filtros passa-faixa nas tensões, correntes e na medição de fasores. As janelas de dados do tipo Cosseno, Fourier e Walsh são comumente usadas. Janelas curtas fornecem operação mais rápida da proteção, mas permitem maiores erros ocasionados por transitórios, prejudicando a segurança da proteção e tornando necessárias medidas de correção. Frequentemente, essas medidas de correção eliminam alguns, ou até todos os benefícios das janelas de dados mais curtas. Esse artigo apresenta teoria, implementação, resultados de testes laboratoriais, e um exemplo de campo de um novo método de filtragem para relés de proteção baseado no redimensionamento das janelas de dados. O método utiliza uma janela de dados deslizante de um ciclo completo até que um distúrbio seja detectado, momento no qual o tamanho da janela é consideravelmente reduzido para incluir somente amostras do distúrbio e excluir todas as amostras pré distúrbio. Com o passar do tempo, o tamanho da janela aumenta para incluir mais amostras do distúrbio ao passo que elas se tornam disponíveis. Quando a janela alcança o seu tamanho nominal de um ciclo completo, ela deixa de se estender e passa a deslizar novamente. Ao descartar os dados pré distúrbio, o novo filtro alcança um excelente equilíbrio entre velocidade e precisão. O método foi derivado para taxas de amostragem e de processamento fixas e inclui compensação para desvios de frequência nos sinais de entrada.

Palavras-chave—proteção do sistema de potência, filtro com janela variável, redimensionamento de janela.

I. INTRODUÇÃO

Recentemente, novas implementações de elementos e esquemas de proteção baseados em grandezas incrementais e ondas viajantes [1] se tornaram disponíveis, com tempos de operação da ordem de 2 ms. Esses princípios de proteção trabalham com sinais produzidos pelas faltas, fornecidos não só pelas fontes, mas também pela energia armazenada na rede anteriormente à falta. Essa redução da dependência das fontes de potência os torna soluções viáveis para aplicações de proteção próximas a geradores não tradicionais. Entretanto, os métodos de proteção baseados em transitórios não são totalmente confiáveis pois as ondas viajantes são dissipadas, e as grandezas incrementais são expiradas. Portanto, os esquemas e elementos de proteção baseados em transitórios necessitam de um backup confiável.

Elementos e esquemas de proteção confiáveis devem trabalhar no mesmo espectro de sinal dos geradores que fornecem as correntes de falta na rede. Redes modernas com alta penetração de geradores eólicos, inversores e

compensadores estáticos fornecem correntes de falta somente por um pequeno período. Portanto, o backup da proteção baseada em transitórios deve ser não só confiável, mas também rápido. Considerando fontes de potência não-tradicionais, a velocidade da proteção é uma forma importante de aprimorar a confiabilidade.

Historicamente, os relés de proteção utilizam filtros passa-faixa para obter sinais de operação da proteção consistentes com a frequência das correntes e tensões da falta, rejeitando as outras componentes do sinal (proteção baseada em fasores). Desde o começo da utilização de relés de proteção, os designers de filtros para relés têm sido desafiados para atender os requisitos contraditórios de velocidade (filtros que resultem em um pequeno atraso) e segurança (medições precisas através da rejeição das componentes do sinal que estejam fora da faixa de frequências).

Os relés de proteção digitais utilizam filtros de resposta ao impulso finita (FIR) com janelas de dados deslizantes para aplicar um filtro passa-faixa e realizar a medição de fasores. As janelas de dados Cosseno, Fourier e Walsh são comumente usadas. Janelas mais curtas oferecem operação mais rápida, mas permitem maiores erros ocasionados por transitórios. Frequentemente, são empregados atrasos adicionais, redução de alcance ou restrições adicionais em geral nas lógicas de proteção para solucionar os erros causados por transitórios. Esses recursos, entretanto, eliminam parcialmente ou totalmente o ganho inicial de velocidade e torna o design pouco efetivo. Em alguns casos, dois caminhos paralelos de medição são usados, tais como filtros de um ciclo completo e de meio ciclo (ou mesmo um quarto de ciclo) operando em paralelo. A medição de um ciclo completo é mais lenta, porém mais confiável. A medição com uma janela de dados mais curta é mais rápida, mas ela pode ser dessensibilizada intencionalmente e operar somente sob certas condições favoráveis.

Esse artigo apresenta a teoria, a implementação, resultados de testes laboratoriais e um exemplo de um caso de campo de um novo método de filtragem que utiliza o redimensionamento das janelas de dados para alcançar os seguintes resultados:

- Velocidade de operação.
- Precisão das características de operação.
- Eficiência da implementação

Os destaques do novo método incluem os seguintes:

- A janela é reduzida para um comprimento curto após a detecção de um distúrbio. A nova janela cresce subsequentemente com cada amostra que se torna disponível e eventualmente retoma o deslizamento após alcançar o comprimento nominal completo.
- O filtro inclui uma lógica de redimensionamento desenvolvida cuidadosamente para permitir ou prevenir o redimensionamento para uma performance ótima e manutenção da segurança.
- Ao invés de permitir o deslizamento da janela do estado pré-falta para o estado de falta, o algoritmo atrasa intencionalmente o redimensionamento da janela por alguns milissegundos para que os dados pré distúrbio sejam totalmente descartados da janela do filtro. Assim, a janela encurtada contém somente dados do estado de falta, o que fornece uma boa precisão, além de usar uma janela de dados curta após o redimensionamento.
- O método pode ser usado como um filtro pleno, e, portanto, ele pode ser combinado com qualquer outro algoritmo pós processamento, tais como um par de filtros ortogonais para estimação de fasores. O método também pode ser usado para medir fasores diretamente.
- O método é aplicável em elementos e esquemas de proteção que utilizam medições da frequência fundamental em todas as aplicações de proteção.
- O método é derivado para um relé com hardware de taxa de amostragem fixa, e uma taxa processamento arbitrária fixa.
- O método realiza uma compensação para entradas com frequências fora da nominal e pelo atraso de grupo, permitindo que a lógica de proteção a jusante compare as amostras de entrada com as amostras de saída do filtro, se desejado.

O método apresentado foi implementado em um hardware de relé e esse artigo apresenta os resultados de testes em um dispositivo físico.

II. REDIMENSIONAMENTO DA JANELA DO FILTRO

A Fig. 1 ilustra o conceito do redimensionamento da janela de dados. O sinal de entrada transita de um estado pré distúrbio (tracejado azul) com uma corrente de carga, para um estado de distúrbio (tracejado vermelho) com uma corrente de falta. O método aplica uma lógica de detecção de distúrbio para identificar a presença e o momento do distúrbio. Uma variedade de abordagens pode ser usada para a detecção de distúrbios. Tipicamente, uma abordagem que considera a variação em relação ao tempo é utilizada, comparando amostras do sinal de entrada em um ciclo da frequência fundamental, ou comparando os fasores de sequência zero e sequência negativa sobre um intervalo de tempo arbitrário, como de um ciclo ou meio ciclo. Ao utilizar taxas de amostragem relativamente altas da ordem de alguns kHz, podemos detectar confiavelmente a

presença e o momento do distúrbio com precisão inferior a um milissegundo.

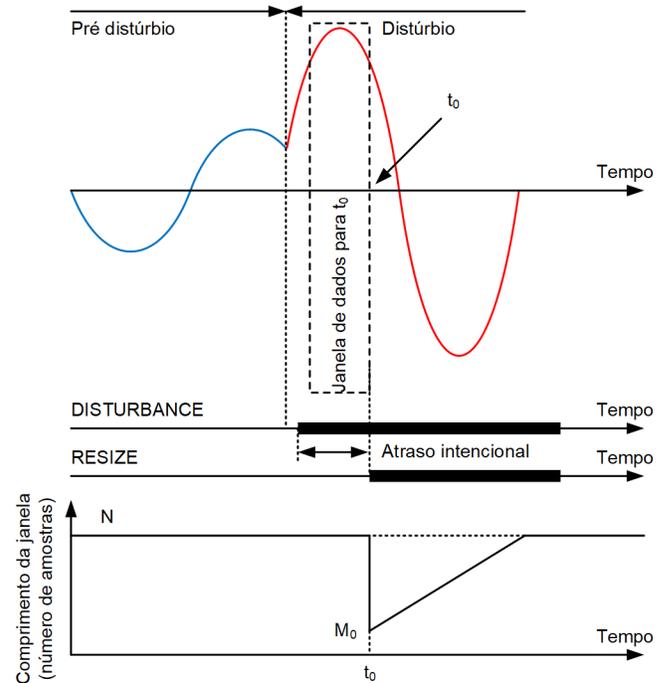


Fig. 1. Ilustração do redimensionamento da janela.

Nosso método utiliza uma lógica de redimensionamento da janela de dados para iniciar o redimensionamento da janela após o distúrbio. A lógica de redimensionamento inclui várias condições de segurança para prevenir o redimensionamento sob condições não favoráveis, tais como quando o relé ainda não mediu a frequência do sistema ou durante uma operação de um disjuntor para uma falta externa. A lógica inicia o redimensionamento a partir de uma janela completa de N amostras (por exemplo, uma janela de um ciclo completo), até o comprimento mínimo de M_0 amostras (por exemplo, uma janela com um décimo de ciclo). A lógica atrasa o redimensionamento para garantir que a janela inicial exclua as amostras pré distúrbio e só inclua amostras relacionadas com o estado de distúrbio. O atraso intencional entre o bit DISTURBANCE e o bit RESIZE pode incluir o atraso de grupo dos filtros passa baixa do relé, assim como o comportamento de filtragem passa baixa inerente aos transformadores de instrumentos, especialmente os transformadores de potencial capacitivos (TPCs).

Quando o bit RESIZE é ativado no tempo t_0 , a nova janela de dados curta inclui somente amostras do distúrbio. A amostra mais antiga na janela pode estar a aproximadamente 2 ms após as amostras pré distúrbio para evitar poluir a janela com uma transição do estado pré distúrbio para o estado de distúrbio.

Nossas análises e simulações mostram que obtemos melhores tempos de operação da proteção utilizando uma janela de dados curta e atrasando o redimensionamento do que utilizando uma janela de dados longa e permitindo seu deslizamento através do tempo de transição entre os estados pré distúrbio e de distúrbio. Por exemplo, uma janela de dados de 2 ms começando em 4 ms da falta (dados entre 4 e 6 ms do

estado de falta) retorna um resultado melhor do que uma janela de dados deslizante de 4 ms (dados entre 0 e 4 ms do estado de falta).

III. DIAGRAMA DE BLOCOS DO FILTRO

A Fig. 2 mostra o diagrama de blocos do filtro de janela variável. O filtro trabalha com o sinal de entrada x e tem como saída o sinal filtrado y . A lógica do filtro compensa a saída y pelo atraso variável de grupo, portanto os sinais x e y são coerentes nas suas estampas de tempo e podem ser comparados diretamente se a lógica de proteção a jusante possuir essa necessidade. Alternativamente, o filtro pode ser implementado em um algoritmo de medição de fasores com a entrada x e uma saída complexa (fasorial) x_C .

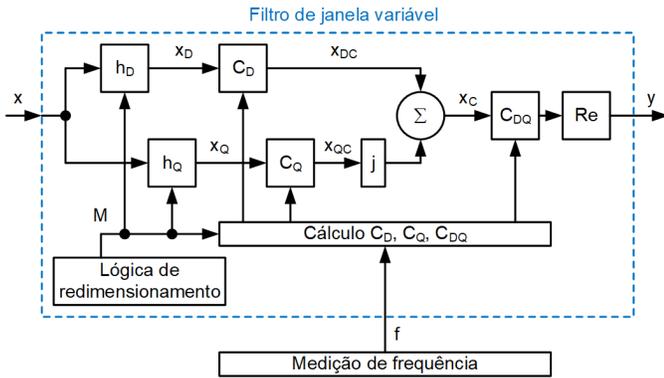


Fig. 2. Diagrama de blocos do filtro de janela variável.

O subsistema *Lógica de Redimensionamento* controla a operação de redimensionamento da janela e fornece ao filtro o comprimento atual M da janela. Após o redimensionamento, M é uma pequena fração de uma janela de um ciclo, e, após crescer até um tamanho fixo de um ciclo, ele volta a deslizar.

O filtro utiliza um par de filtros ortogonais FIR, sendo que o filtro direto possui coeficientes de janela denotados como h_D , e o filtro em quadratura possui coeficientes de janela denotados como h_Q . O artigo utiliza janelas baseadas em ondas cossenoides e senoides para h_D e h_Q , respectivamente. Nosso método, entretanto, pode ser estendido para qualquer par de filtros ortogonais.

O subsistema *Medição de Frequência* fornece à lógica do filtro o presente valor da frequência, f . A lógica do filtro necessita da frequência do sistema para seguir a frequência do sinal de entrada. O filtro de janela variável é um filtro passa-faixa, portanto ele deve seguir a frequência do sinal de entrada. Implementamos e testamos o filtro de janela variável com o subsistema de medição de frequência descrito em [2].

Os componentes ortogonais dos sinais de entrada x_D e x_Q obtidos através dos filtros h_D e h_Q , respectivamente, requerem compensação de ganho considerando tanto o comprimento da M da janela atual e a frequência f do sistema atual. Os multiplicados C_D e C_Q fornecem a compensação de ganho necessária.

Depois do redimensionamento, a extremidade esquerda da janela de dados é fixada, enquanto a extremidade direita avança com cada nova amostra disponível. Como resultado, o ponto intermediário da janela de dados avança em metade do tempo

entre amostras (metade do período de amostragem) com cada nova amostra do sinal de entrada x . esse comportamento cria um atraso de grupo variável. O filtro utiliza um multiplicador complexo (alterador de fase) C_{DQ} para alterar o fasor x_C de forma que o atraso de grupo entre a entrada x e a saída y seja eliminado. O multiplicador alterador de fase C_{DQ} também opera em função tanto do comprimento atual da janela M quanto da presente frequência f .

Em geral, os coeficientes de correção C_D , C_Q e C_{DQ} são funções complexas de duas variáveis: M e f . Esse artigo deriva aproximações simples, porém precisas desses coeficientes para os filtros ortogonais seno e cosseno. O artigo também ensina como derivar esses coeficientes para qualquer par de filtros ortogonais.

IV. IMPLEMENTAÇÃO DO FILTRO

A. Coeficientes dos Filtros Ortogonais

Utilizamos as seguintes janelas senoidais e cossenoidais para os filtros ortogonais h_D e h_Q :

$$h_D(k) = \cos\left(\frac{2\pi \cdot (k-0.5)}{N}\right), k = 1.. \frac{N}{2} \quad (1a)$$

$$h_Q(k) = \sin\left(\frac{2\pi \cdot (k-0.5)}{N}\right), k = 1.. \frac{N}{2} \quad (1b)$$

onde:

N é o comprimento da janela, calculado de acordo com a seguinte fórmula:

$$N = 2 \cdot \left(\text{floor}\left(\frac{0.5 \cdot f_S}{f_{NOM}}\right) + 1 \right) \quad (2)$$

onde:

f_S é a taxa de amostragem do relé (Hz).

f_{NOM} é a frequência nominal do sistema (Hz).

Assumimos que o relé amostra e processe os dados em intervalos de tempo fixos (f_S é constante e não é uma função da frequência do sistema de potência). Preferimos taxas de amostragem e de processamento fixas pois elas simplificam as arquiteturas de hardware e firmware do relé. Sem o rastreamento de frequência, a relação f_S / f_{NOM} não é necessariamente inteira, e o comprimento da janela N não é um número de amostras por ciclo. É evidente que queremos que N seja um número inteiro. Além disso, para reduzir a carga de processamento em tempo real—conforme explicaremos mais tarde—queremos que N seja um número par. O valor de N dividido por (2) é um número par correspondente ao comprimento da janela, que é próximo de um ciclo nominal do sistema de potência.

Em geral, N não tem que ser um múltiplo do ciclo do sistema de potência. Entretanto, é benéfico que N esteja próximo de um múltiplo do ciclo do sistema de potência para que os filtros h_D e h_Q eliminem harmônicos, pelo menos para um sinal com frequência próxima à nominal.

B. Filtragem Ortogonal

A lógica do filtro deriva os componentes ortogonais do sinal x utilizando os filtros ortogonais h_D e h_Q . Podemos otimizar a computação aproveitando a simetria da janela h_D e a assimetria da janela h_Q , conforme demonstrado:

$$x_{D(n)} = \sum_{k=1}^{k=M/2} h_{D(k)} \cdot (x_{(n-M/2-k+1)} + x_{(n-M/2+k)}) \quad (3a)$$

$$x_{Q(n)} = \sum_{k=1}^{k=M/2} h_{Q(k)} \cdot (x_{(n-M/2-k+1)} - x_{(n-M/2+k)}) \quad (3b)$$

A otimização numérica (3) é opcional. Ela requer que o comprimento atual da janela M seja um número par, ou seja, a janela cresce 2 amostras a cada 2 novas amostras do sinal de entrada x .

Os ganhos dos filtros (3) na frequência fundamental f dependem altamente do comprimento M da janela. Além disso, queremos que esses ganhos sejam exatamente 1 somente para a frequência f atual do sistema. Para alcançar esse resultado, corrigimos os filtros (3) utilizando multiplicadores C_D e C_Q apresentados em (6).

C. Correção de Ganho

A tarefa de derivar os multiplicadores de correção de ganho para os filtros (3) com os coeficientes (1) no domínio do tempo discreto é complicada. Nossa implementação utiliza uma alta taxa de amostragem de vários kHz e nos permite simplificar a derivação dos coeficientes de correção de ganho assumindo uma taxa de amostragem infinita (ou seja, derivando os coeficientes de correção no domínio do tempo contínuo).

No domínio do tempo contínuo, o ganho de um filtro FIR na frequência f pode ser calculado como uma integral, em um tempo igual ao do comprimento da janela, do produto da função da janela do filtro e da função seno (ou cosseno) da frequência de interesse f . Além disso, o ganho não depende do alinhamento de fases da função da janela e da função seno (ou cosseno). Portanto, podemos selecionar um alinhamento de fase arbitrário que nos dê a integral mais simples de resolver. Podemos também selecionar tanto uma função seno ou cosseno, dependendo de qual função for mais fácil de resolver.

Aplicando a abordagem apresentada acima, podemos obter a aproximação para os coeficientes de ganho no domínio do tempo contínuo conforme as expressões:

$$(C_D)^{-1} = \int_{-\frac{M}{N}\pi}^{\frac{M}{N}\pi} h_D(z) \cdot \cos\left(\frac{f}{f_{NOM}} \cdot z\right) dz \quad (4a)$$

$$(C_Q)^{-1} = \int_{-\frac{M}{N}\pi}^{\frac{M}{N}\pi} h_Q(z) \cdot \sin\left(\frac{f}{f_{NOM}} \cdot z\right) dz \quad (4b)$$

As equações (4) se aplicam para qualquer par de filtros ortogonais. Para os filtros ortogonais (2), escrevemos:

$$(C_D)^{-1} = \int_{-\frac{M}{N}\pi}^{\frac{M}{N}\pi} \cos(z) \cdot \cos\left(\frac{f}{f_{NOM}} \cdot z\right) dz \quad (5a)$$

$$(C_Q)^{-1} = \int_{-\frac{M}{N}\pi}^{\frac{M}{N}\pi} \sin(z) \cdot \sin\left(\frac{f}{f_{NOM}} \cdot z\right) dz \quad (5b)$$

As equações (5) são de resolução direta e fornecem os seguintes coeficientes de correção de ganho:

$$C_D = \left(\frac{M}{2} \cdot \left(\frac{\sin(A)}{A} + \frac{\sin(B)}{B} \right) \right)^{-1} \quad (6a)$$

$$C_Q = \left(\frac{M}{2} \cdot \left(\frac{\sin(A)}{A} - \frac{\sin(B)}{B} \right) \right)^{-1} \quad (6b)$$

onde:

$$A = \pi \cdot \frac{M}{N} \cdot \left(\frac{f}{f_{NOM}} - 1 \right) \quad (6c)$$

$$B = \pi \cdot \frac{M}{N} \cdot \left(\frac{f}{f_{NOM}} + 1 \right) \quad (6d)$$

O valor de A se aproxima de 0 quando o sistema opera próximo da frequência nominal. É claro que $\sin(A)/A$ em (6a) e (6b) se aproxima de 1 se A se aproximar de 0.

As equações (6) nos mostram que os coeficientes de correção de ganho dependem da frequência por unidade do sistema f/f_{NOM} , o presente comprimento por unidade da janela M/N , e o presente comprimento da janela em amostras, M . A frequência do sistema não muda rapidamente, e o valor f/f_{NOM} pode ser atualizado relativamente devagar. O restante das operações envolvidas em (6) podem ser implementadas através de uma combinação de cálculos em tempo real e tabelas de referência.

Conforme esperado, os coeficientes de correção de ganho não dependem da frequência de amostragem do relé f_s pois derivamos esses coeficientes como aproximações no domínio do tempo contínuo. Numericamente, podemos calcular os verdadeiros coeficientes de ganho no domínio do tempo discreto para qualquer frequência de amostragem e comparar esses valores precisos com as aproximações (6). A Fig. 3 mostra os coeficientes aproximados (6) e os verdadeiros coeficientes para a frequência nominal de 60 Hz e taxas de amostragem de 2 até 10 kHz. Os erros observados são muito pequenos: abaixo de alguns por cento para uma taxa de amostragem de 2 kHz, e progressivamente menor para taxas de amostragem mais altas.

Os valores dos multiplicadores de correção de ganho também nos informam como o filtro funciona. Quando a janela é curta, o multiplicador C_Q é grande quando comparado com o multiplicador C_D , e o filtro h_Q é mais presente. Por conta de o filtro em quadratura (seno) ser efetivamente um diferenciador

de sinal, ele fornece velocidade. Quando a janela é mais longa, o multiplicador C_D é reduzido para valores muito pequenos, e o filtro h_D se torna mais presente. Por conta de o filtro direto (cosseno) realizar efetivamente uma média do sinal, ele fornece precisão.

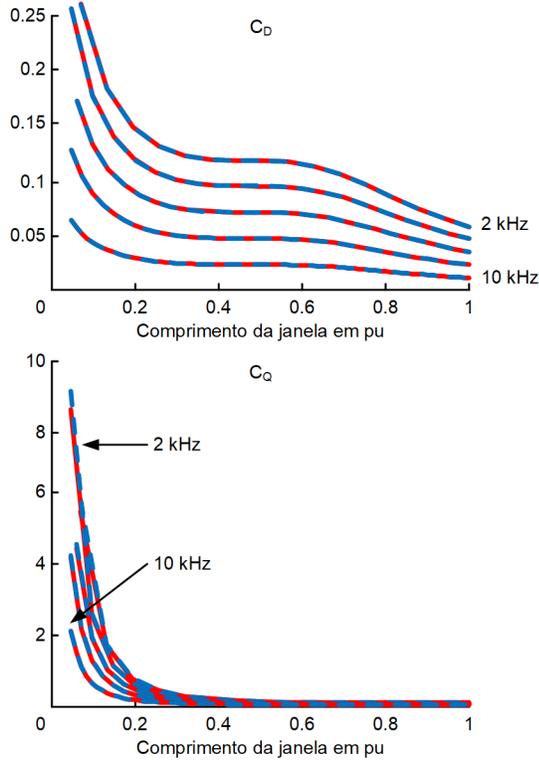


Fig. 3. Coeficientes de correção de ganho aproximados (em azul) e verdadeiros (em vermelho).

D. Correção do Atraso de Grupo

O filtro na Fig. 2 possui um atraso de grupo de metade do comprimento da janela M . Por conta de M ser alterado quando a janela é redimensionada, o atraso de grupo é variável, e deve ser compensado. Quando expressado no domínio da frequência, esse atraso de grupo exige o seguinte multiplicador de mudança de fase C_{DQ} :

$$C_{DQ} = 1 \angle \left(\frac{\pi \cdot (M - 0.5)}{N} \cdot \frac{f}{f_{NOM}} \right) \quad (7)$$

V. DEMONSTRAÇÃO COM UM EVENTO DE CAMPO

Um relé [3] operou para uma falta interna BG em uma linha de 345 kV, com 175 km, em uma rede de 60 Hz com alto nível de compensação série localizada nas proximidades da linha protegida. O relé registrou as tensões e correntes mostradas na Fig. 4, e operou utilizando um esquema diferencial de ondas viajantes, TW87 [3], em menos de 2 ms. O relé atuou em um disjuntor de dois ciclos diretamente utilizando uma saída de estado sólido classificada para trip (tempo de fechamento de 10 μ s), e o disjuntor causou a interrupção em 1.5 ciclos. A falta durou somente 25 ms, ou 1.5 ciclos.

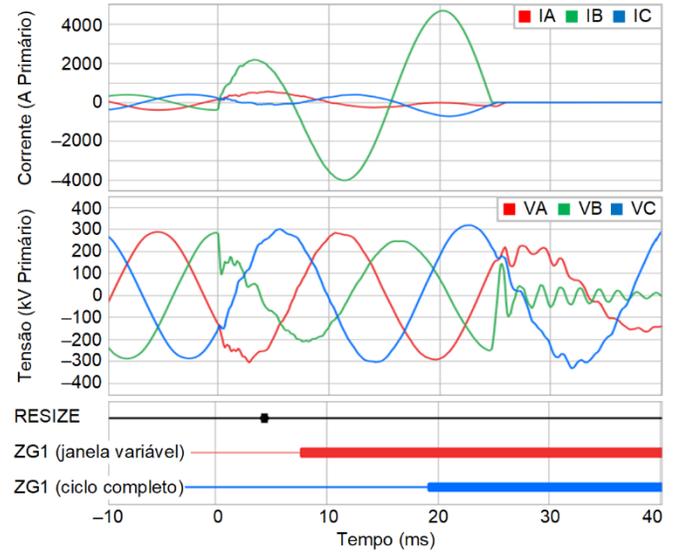


Fig. 4. Sinais de tensão e corrente durante um evento de campo.

A Fig. 5 mostra a corrente da fase sob falta (não filtrada e filtrada). Os passos no gráfico marcam os tempos de processamento do relé. O relé amostra suas entradas a uma taxa de 1 MHz (não mostrado) para as aplicações de ondas viajantes, reduz as amostras para 10 kHz para as aplicações baseadas em grandezas incrementais e ainda reduz essa taxa para 2 kHz para aplicações baseadas em fasores. O relé executa o filtro de janela variável descrito na taxa de 2 kHz. A figura mostra um atraso entre as entradas não filtradas e as saídas filtradas. Esse atraso é causado pela filtragem passa baixa adicional com um filtro de resposta ao impulso infinito (IIR) antes do filtro de janela variável descrito nesse artigo.

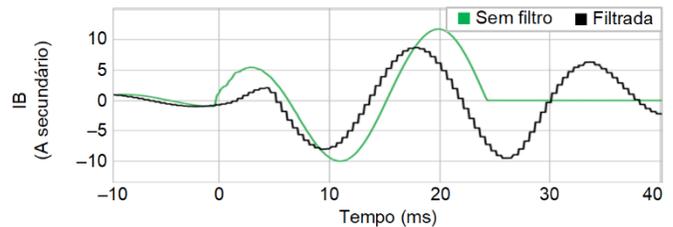


Fig. 5. Corrente da fase sob falta (não filtrada e filtrada).

Para melhor ilustrar a performance do filtro de janela variável, a Fig. 6 mostra a corrente da fase sob falta e suas magnitudes, obtidas com o método apresentado e—para comparação—com um filtro Fourier de um ciclo completo.

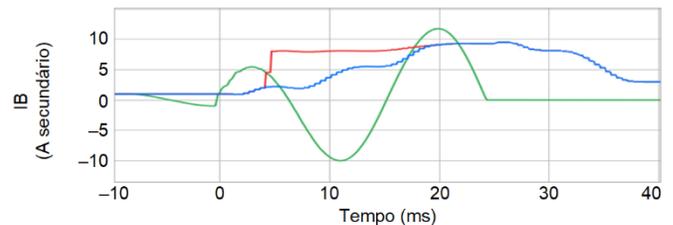


Fig. 6. Corrente da fase sob falta: não filtrada (em verde), magnitude medida utilizando o método apresentado (em vermelho), e usando o método de Fourier de ciclo completo (em azul) para comparação.

A lógica do filtro de janela variável redimensiona a janela em aproximadamente 4.5 ms no estado de falta (Fig. 4). Até esse momento, o filtro é de janela completa e responde devagar à corrente de falta. Quando a janela é redimensionada, entretanto, a saída do filtro (tracejada em vermelho) imediatamente se estabelece em torno do valor da entrada. Com o tempo, a janela cresce, e aproximadamente a 20 ms na falta, o comprimento da janela é novamente de um ciclo completo. Desse momento em diante, não há diferença entre o filtro de janela variável e o filtro de ciclo completo (tracejado em azul). Das Fig. 5 e Fig. 6, vemos que o novo algoritmo não apresenta qualquer tipo de overshoot e se estabelece dentro de 1 ms após o redimensionamento.

A Fig. 4 também mostra a operação da Zona 1 do elemento de distância de terra para a falta. A implementação de referência de um ciclo completo responde em 19 ms, enquanto o algoritmo [4], baseado no filtro de janela variável, responde em 7 ms, um tempo de operação com vantagem de 12 ms ou 0.7 ciclos em um sistema de 60 Hz.

VI. ANÁLISE E DISCUSSÃO

A. Componente DC com Decaimento Exponencial

Nosso método utiliza filtros baseados em senoides e cossenoides, portanto, eles estão susceptíveis a erros (overshoot) devido a componentes DC com decaimento exponencial presentes nas correntes de falta. Um filtro mimico desenvolvido para a relação X/R da linha é um método conhecido para mitigar esse problema [1] [4]. Quando utilizado com um filtro mimico bem desenvolvido, nosso método mantém o overshoot nos sinais de corrente muito abaixo de 5 por cento, o que é adequado para aplicações de proteção.

B. Pré Filtragem Passa Baixa

Relés de proteção aplicam um filtro analógico anti-aliasing ao digitalizar as entradas de corrente e tensão. Adicionalmente, o desenvolvedor do relé deve aplicar uma pré filtragem passa baixa como um método de aprimorar a segurança. Esses filtros analógicos adicionam um atraso de grupo e estendem a transição do estado pré distúrbio para o estado de distúrbio na entrada do filtro de janela variável. A lógica de redimensionamento deve aguardar um tempo adicional antes de redimensionar a janela se esses filtros estiverem presentes, para garantir que os artefatos dos filtros analógicos não poluam a janela de dados curta. Uma tentativa de pré filtrar o sinal de entrada para melhorar a segurança adiciona um grau de atraso (atraso de grupo). Esse atraso deve ser adicionado à lógica de redimensionamento para evitar artefatos gerados pelos filtros. Como resultado, as implementações com pré filtragem efetivamente atrasam a saída duas vezes. Portanto, o design geral deve ser cuidadosamente otimizado se uma pré filtragem passa baixa intencional for aplicada.

C. Operação Fora da Frequência Nominal

O método realiza compensações completas e precisas para operação fora da frequência nominal, mesmo utilizando uma taxa de amostragem fixa. Além disso, o método é adequado para uma ampla gama de frequências fora da nominal, tais

como para operação ilhada do sistema de potência como máquinas de baixa inércia. Nossa implementação utiliza a mesma taxa de amostragem e de processamento para sistemas de 50 e 60 Hz e é preciso para frequências entre 40 e 70 Hz.

D. Harmônicos

Utilizando uma janela de comprimento fixo, (1) e (2), o método elimina harmônicos da frequência base iguais a fS/N . Essa frequência base é muito próxima a frequência nominal do sistema. Portanto, o filtro efetivamente rejeita harmônicos da frequência nominal. Entretanto, quando a frequência do sistema se distancia da nominal, a rejeição de harmônicos é menos efetiva. Por comparação, filtros FIR que utilizam uma taxa de amostragem variável (rastreamento de frequência) eliminam os harmônicos completamente, desde que eles identifiquem corretamente a frequência. Portanto, o filtro de janela variável apresentado se comporta ligeiramente pior em relação aos harmônicos do que um filtro de ciclo completo com rastreamento de frequência. Porém, ele fornece um nível de atenuação de harmônicos que é aceitável para aplicações de proteção.

E. Saturação dos Transformadores de Corrente

Na maioria das aplicações de proteção, os transformadores de corrente (TCs) são dimensionados para evitar saturação por pelo menos um ciclo completo após a falta. Utilizando uma janela de dados curta, o novo filtro permite operação rápida antes que os TCs saturem e, portanto, melhora a confiabilidade em relação à saturação dos TCs. Para ilustrar esse ponto, a Fig. 7 mostra o tempo de operação de um elemento de sobrecorrente instantâneo utilizando o novo filtro. Para múltiplos do pick-up acima de 2, o elemento opera em menos de meio ciclo, incluindo o tempo de processamento do relé. Portanto, esses elementos superam a saturação do TC e operam de forma confiável, mesmo que o TC sature depois de meio ciclo. Quando a saturação do TC ocorre, nosso método já utiliza uma janela de dados relativamente longa e não é significativamente afetado pelas formas de onda distorcidas das correntes secundárias.

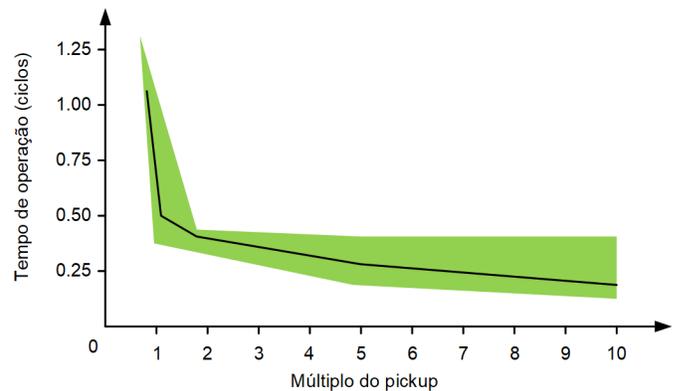


Fig. 7. Tempo de operação do elemento de sobrecorrente instantâneo (alcance e tempo médio).

F. Segurança

O novo filtro redimensiona a janela em aproximadamente um quarto de ciclo, e nesse tempo ele começa a fornecer informações relativamente precisas sobre a falta para a lógica

de proteção seguinte. No momento do redimensionamento, entretanto, o comprimento da janela pode ser tão curto quanto um oitavo de ciclo, e, como resultado, o filtro não elimina completamente os componentes transitórios. Portanto, recomendamos que a lógica de proteção a jusante adicione mais um quarto de ciclo para segurança extra durante a operação baseada na saída do filtro de janela variável. Por exemplo, o elemento de distância baseado em [4] utiliza tempos de coincidência de quartos de ciclo para modelar as características de distância. Nesse caso, quando um elemento de proteção opera em aproximadamente meio ciclo, ele utiliza uma janela de dados que tem um comprimento aproximado de meio ciclo, mas que exclui praticamente todos os dados pré falta. Além disso, quando o elemento opera, ele já checkou as condições de operação por aproximadamente um quarto de ciclo utilizando entradas relativamente precisas. Essa combinação de remoção dos dados pré falta, utilização da filtragem com janela variável, e aplicação da segurança adicional de um quarto de ciclo fornece elementos de proteção que são consistentemente rápidos e seguros [4].

VII. CONCLUSÃO

O presente artigo descreve o design de um filtro de janela variável para aplicações de proteção. O filtro utiliza uma lógica de redimensionamento explícito com diversas condições de segurança para permitir o redimensionamento da janela somente quando é seguro fazê-lo. A lógica atrasa intencionalmente o redimensionamento da janela para garantir que a janela de dados curta inclua somente amostras do distúrbio e exclua todas as amostras pré distúrbio. Explicamos como a filtragem passa baixa explícita no relé e a filtragem passa baixa inerente aos transformadores de instrumentos estendem transitórios relacionados à transição do estado pré distúrbio ao estado de distúrbio, e como essa extensão pode ser considerada no atraso do redimensionamento. O artigo deriva o filtro para os filtros senoidais e cossenoidais, e ensina como desenvolver o filtro para qualquer par de filtros ortogonais utilizando o método da aproximação pelo domínio do tempo contínuo.

O filtro proposto é desenvolvido para hardware de relés de proteção com taxas de amostragem e processamento fixas. Escolhemos essas arquiteturas de relés por sua simplicidade interna, especialmente ao implementar princípios de proteção no domínio do tempo [1] [3]. O filtro descrito é totalmente compensado para frequências fora da nominal, e ele elimina harmônicos razoavelmente bem, mesmo que a frequência seja desviada do valor nominal.

O filtro foi implementado em uma plataforma de relés baseada em [3] e fornece elementos de proteção de distância e de sobrecorrente com tempos de operação consistentemente na faixa de meio ciclo.

VIII. REFERÊNCIAS

- [1] Schweitzer, III, E. O., Kasztenny, B., Mynam, M., et al.: “New Time-Domain Line Protection Principles and Implementation,” 13^a Conferência Internacional do Desenvolvimento da Proteção de Sistemas Elétricos, Edimburgo, Reino Unido, Março de 2016.
- [2] Kasztenny, B.: “A New Method for Fast Frequency Measurement for Protection Applications,” 13^a Conferência Internacional do Desenvolvimento da Proteção de Sistemas Elétricos, Edimburgo, Reino Unido, Março de 2016.
- [3] *Manual de Instruções do SEL-T400L*. Disponível em: <https://selinc.com>.
- [4] Kasztenny, B., Mynam, M. V., Joshi, T., et al.: “A New Digital Distance Element Implementation Using Coincidence Timing,” 15^a Conferência Internacional do Desenvolvimento da Proteção de Sistemas Elétricos, Liverpool, Reino Unido, Março de 2020.