

# FILTRAGEM PARA RELÉS DE PROTEÇÃO

E.O. SCHWEITZER, III  
SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES, INC.  
PULLMAN, WASHINGTON

DAQING HOU  
SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES, INC.  
PULLMAN, WASHINGTON

## **FILTRAGEM PARA RELÉS DE PROTEÇÃO**

### **1. INTRODUÇÃO**

Os relés de proteção precisam filtrar as suas entradas de modo a rejeitar grandezas indesejáveis e reter as grandezas dos sinais de interesse.

Os relés de distância possuem requisitos de filtragem especiais, porque eles precisam efetuar medições precisas rapidamente, mesmo com a corrupção provenientes de offsets de CC, transientes de TP com acoplamento capacitivo, reflexos de onda viajante e outras interferências.

Nesta discussão, nós primeiro identificamos as necessidades ou critérios de filtragem para diferentes relés. Em seguida, limitamos a discussão aos relés que necessitem de medições precisas dos componentes dos sinais na frequência do sistema, tais como os relés de distância.

O passo seguinte é analisar e conceber vários métodos diferentes de filtragem que possam atender os requisitos de filtragem.

- Alguns métodos são melhores do que outros?
- Algumas “boas” idéias são mal fundamentadas na teoria?
- Podemos encontrar terreno comum entre métodos aparentemente díspares?
- Há diretrizes que nos ajudem a escolher o que funciona?
- Amostragem mais rápida garante proteção mais rápida?

Nós procuramos responder as questões sobre filtragem através de avaliação de requisitos, análise, simulação e exemplos.

Nós consideramos e comparamos os filtros CAL, coseno, de Fourier, de correlação, dos mínimos quadrados e Kalman. Também examinamos as diferenças entre filtros de resposta de impulso finito e infinito.

### **2. REQUISITOS DE FILTRAGEM PARA RELÉS DE PROTEÇÃO**

Os requisitos de filtragem dependem do princípio de proteção e da aplicação.

Nos relés de onda viajante, os componentes na frequência do sistema de potência são interferência e os transientes são a informação.

Em quase todos os outros relés, os componentes na frequência do sistema são a informação, enquanto tudo o mais constitui interferência. Entre as exceções estão os relés que usam restrição de harmônicos e os relés de tensão sensíveis a picos, os quais podem necessitar detectar eventos fora de frequência.

Uma vez que os relés de distância medem impedância e uma vez que a impedância é definida em uma dada frequência, os filtros de relés de distância têm de salvar apenas a frequência fundamental.

A filtragem de relé de sobrecorrente deve preservar a fundamental e rejeitar os outros componentes, por duas razões. Primeiro, nós modelamos o comportamento do sistema de potência à frequência fundamental em nossos programas de curto circuito. Segundo, os relés precisam coordenar. Se diferentes relés medirem diferentes componentes de corrente do sistema de potência e se nós os coordenarmos em função de sua performance à frequência fundamental, não há garantia de que os relés irão coordenar sob todas as condições.

### **3. PROPRIEDADES DO SINAL EM SISTEMAS DE POTÊNCIA SOB FALTA**

Quando o comportamento de resistência–indutância do sistema de potência é dominante, as tensões e correntes são, como é usual, senoidais com offsets de CC exponencialmente declinantes. Os offsets podem afetar severamente as correntes, porém raramente afetam as tensões de maneira significativa.

Reflexões sobre as linhas longas produzem oscilações de alta frequência. Um comprimento de onda a 60 Hz tem cerca de 3100 milhas; um quarto de onda tem 775 milhas. Portanto, as linhas precisam ser relativamente longas para que a frequência das reflexões não invada a frequência do sistema de potência. Isso é auspicioso, já que a diferença de frequência facilita a filtragem.

As cargas não lineares, transformadores de potência e transformadores de instrumentos podem produzir harmônicos.

Compensação série capacitiva introduz transientes de frequência do subsistema. Um cálculo grosseiro para a frequência do subsistema é a raiz quadrada da frequência da compensação do sistema. Assim, para 50% de compensação (ou seja,  $X_c = \frac{1}{2} X_L$  no circuito com falta), a oscilação do subsistema é de cerca de 70%. Isso é muito próximo da frequência do sistema e apresenta um significativo problema de filtragem.

Transformadores de tensão de acoplamento capacitivo também produzem transientes de baixa frequência. A natureza sobre-amortecida dos transientes os faz se assemelharem a offset de CC.

Dadas essas propriedades de sinal e de “ruído”, nós propomos requisitos e filosofia de filtragem para relés de distância e outros relés que requerem representação acurada dos componentes de frequência do sistema.

### **4. CARACTERÍSTICAS DE PROJETO DO FILTRO**

O filtro precisa ter certas características, não importa a forma como ele é construído: analógico, digital, eletromecânico ou alguma combinação.

Quais são as características?

1. Faixa de Resposta, próxima da frequência do sistema, porque todos os outros componentes não são de interesse.
2. Rejeição de CC e de rampa, para garantir que os exponenciais declinantes sejam filtrados.
3. Atenuação ou rejeição de harmônicos, para limitar os efeitos das não linearidades.
4. Largura de faixa razoável para resposta rápida.
5. Bom comportamento transiente.
6. Simples de projetar, de construir e de fabricar.

A escolha precisa das características de filtragem, baseada nos requisitos do relé, é a nossa melhor garantia de que o projeto do nosso filtro será satisfatório no laboratório e no campo.

Seria um grave erro simplesmente selecionar um conceito de filtragem e “prová-lo” em testes EMTP e de modelo de sistema de potência. Se nós não estudarmos cuidadosamente os requisitos e as características, então há grande probabilidade de que algum dia, alguns sistemas irão apresentar ao relé condições imprevistas, não avaliadas e abordadas durante os testes do sistema.

#### Como Devemos Sintetizar e Implementar a Filtragem?

Em última análise, nós desejamos construir o filtro usando técnicas analógicas e/ou eletrônicas digitais. Os requisitos do relé de memória de polarização e os requisitos do sistema de localização de falta e de registro de eventos, essencialmente, insistem num projeto de sistema de dados com amostragem digital.

Um desenho digital nos dá uma escolha entre filtragem de resposta de impulso finito ou infinito, enquanto os filtros analógicos praticamente nos limitam a respostas de impulso infinito.

As saídas de filtros de resposta de impulso finito (FIR) dependem de uma história de tempo finito da entrada, enquanto as saídas dos filtros de resposta de impulso infinito (IIR) dependem de toda a história prévia da entrada.

Os filtros FIR subjetivamente fazem sentido para a proteção por dois motivos.

1. Os filtros FIR rapidamente se esquecem da condição de pré-falta e seguem adiante analisando o sistema sob falta. Assim que os filtros ficam cheios de dados da falta, suas estimativas do fasor da tensão ou da corrente de falta não são mais corrompidas pelos dados de pré-falta.
2. Os filtros FIR naturalmente têm zeros nas suas respostas de freqüência. É relativamente fácil colocá-los onde nós os desejamos; ou seja, em CC e harmônicos.

Figuras 4.1 e 4.2 comparam um filtro IIR com um filtro FIR. Ambos são, para simplificar, filtros passa-baixo. A resposta de impulso do filtro IIR são amostras do filtro IIR de uma exponencial declinante e portanto, dura para sempre. É por isso que a saída presente depende de toda a história prévia da entrada.

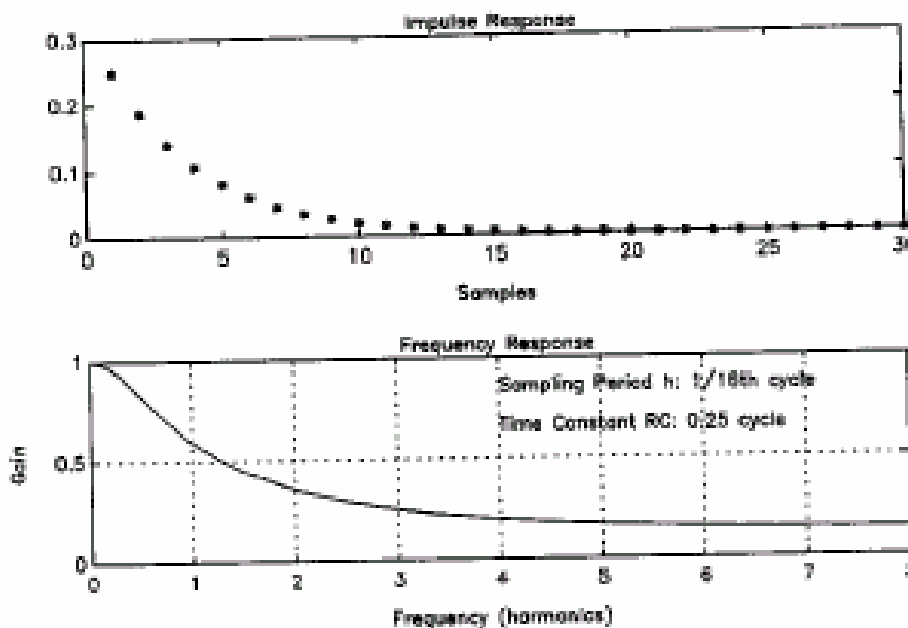


FIGURA 4.1 – FILTRO PASSA-BAIXO IIR  $y_k = (1/4) x_k + [1-(1/4)]y_{k-1}$

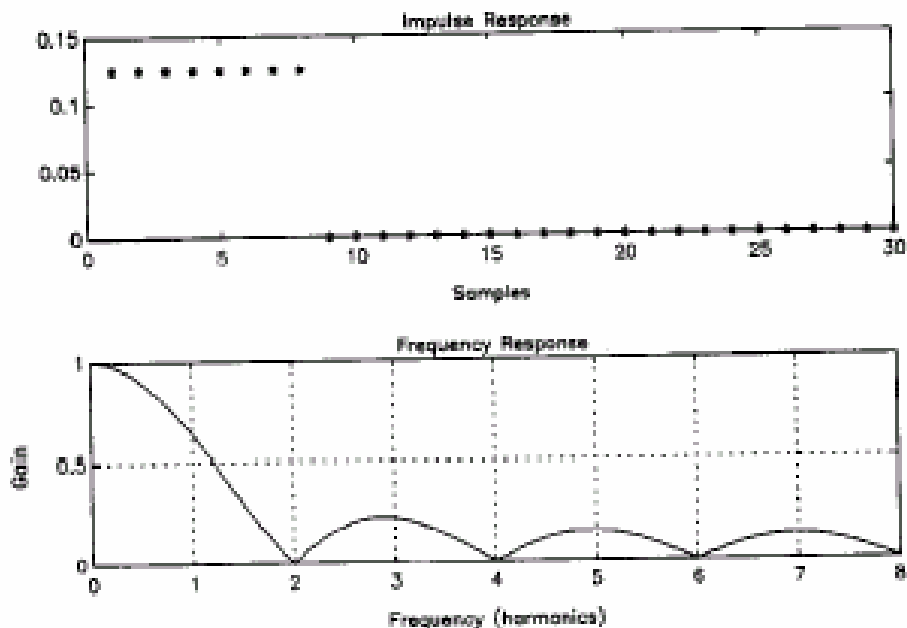


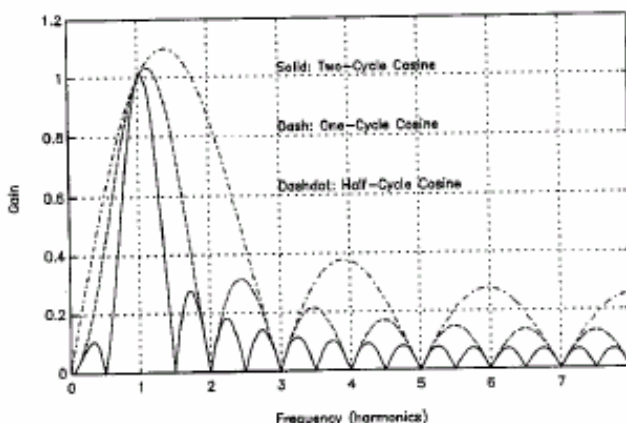
FIGURA 4.2 – FILTRO PASSA-BAIXO FIR  $y_k = [x_k + \dots + x_{k-7}]/8$

Nós selecionamos um filtro FIR tal que a sua resposta de baixa frequência pareça similar à do filtro IIR. No entanto, a resposta de impulso do FIR claramente inclui apenas uma história de tempo finito da entrada. A saída depende apenas das oito amostragens mais recentes.

As características de domínio de frequência completo são diferentes. O filtro IIR é mais preciso na região de baixa frequência (nem sempre uma vantagem), e o filtro FIR possui zeros. Na prática, nós podemos colocar aqueles zeros para trabalhar para isolar harmônicos.

Efeitos da Resposta de Impulso sobre a Resposta de Frequência

Quanto mais curta nós fizemos a resposta de impulso, mais rápido o relé ficará. O que acontece com as outras características de desempenho? A Figura 4.3 mostra as respostas de frequência para três filtros de coseno: meio ciclo, um ciclo e dois ciclos. Nós escolhemos a seqüência 1/2, 1, 2 para mostrar claramente a diferença.



Gain=ganho. Linha cheia: coseno de 2 ciclos. Tracejada: Coseno de um ciclo.  
Traço e ponto: Coseno meio ciclo. Frequency (harmonics): Frequência (harmônicos).

FIGURA 4.3 – RESPOSTAS DE FREQUÊNCIA DE FILTROS COSENO DE JANELAS DE MEIO, UM E DOIS CICLOS.

As respostas de impulso mais longas possuem respostas de frequência mais estreitas. O filtro coseno de meio ciclo tem zeros em CC e nos harmônicos de 60 Hz. Nós perdemos a rejeição dos harmônicos pares quando reduzimos o filtro para meio ciclo. O gráfico de tempo-resposta do filtro coseno de 1/2 ciclo, na Figura 4.4, mostra a penalidade para o aumento da velocidade: resposta de transientes deficiente. O filtro de meio ciclo não é um duplo diferenciador e tem pouca capacidade para rejeitar exponenciais. A trajetória do plano-impedância entra em espiral, indicando um severo sobre-alcance.

A janela de dois ciclos é desnecessariamente lenta (Fig. 4.6), se comparada com a janela de um ciclo (Figura 4.5), e o seu desempenho com transientes é insignificamente melhor.

Essas impedâncias de respostas de tempo vêm de simulações de filtros que discutiremos na seção seguinte.

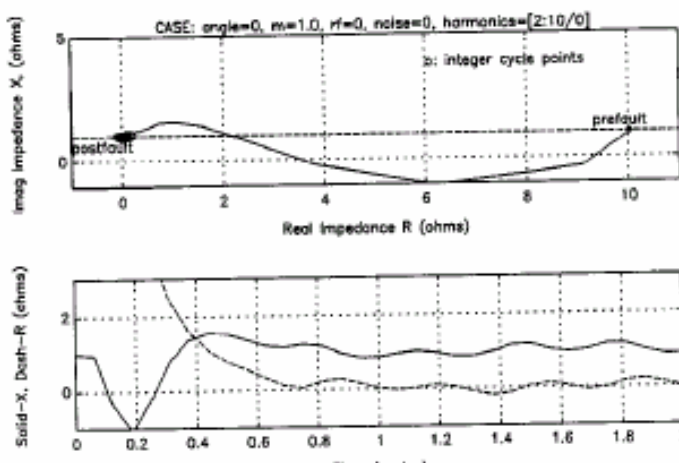


FIGURA 4.4 – PLOTAGEM DA IMPEDÂNCIA DO FILTRO COSENO DE MEIO CICLO

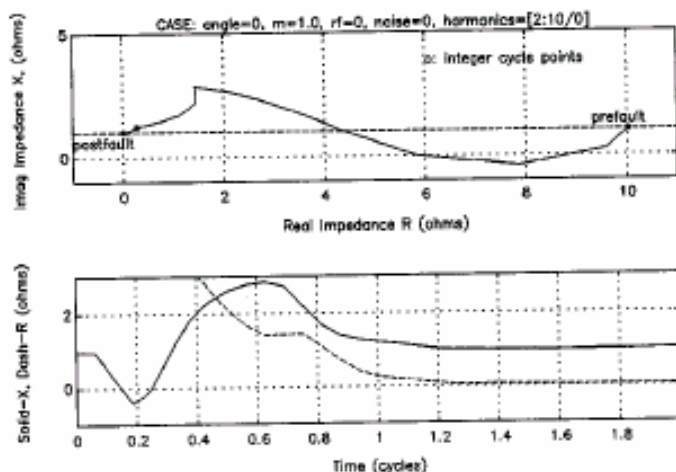


FIGURA 4.5 - PLOTAGEM DA IMPEDÂNCIA DO FILTRO COSENO DE UM CICLO

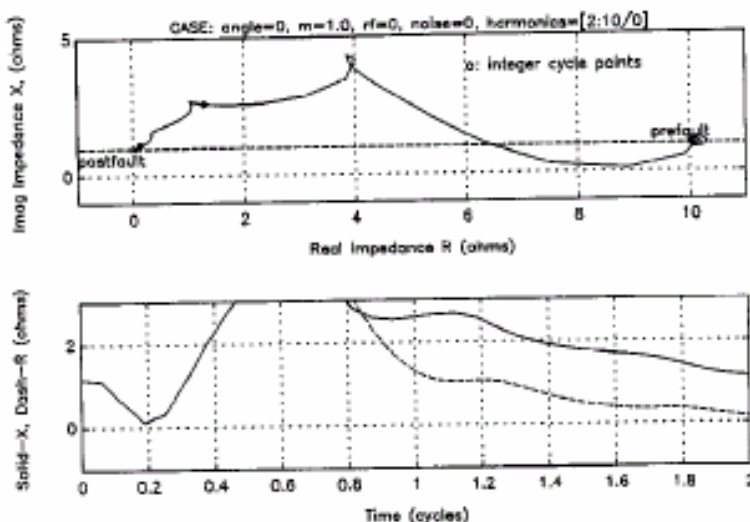


FIGURA 4.6 – PLOTAGEM DA IMPEDÂNCIA DO FILTRO COSENO DE DOIS CICLOS

Como a Taxa de Amostragem Afeta o Tempo de Operação do Relé?

Amostragem mais rápida significa tempos de operação mais curtos, porém a melhoria é temperada pelo atraso na filtragem. A Figura 4.7 plota os tempos de operação para uma certa condição de falta, em função da taxa de amostragem. Para cada valor de taxa de amostragem, temos otimizado o par de filtros digital e analógico. Aumentando a taxa de quatro para oito amostras/ciclo diminui o tempo de operação em cerca de 1/8 ciclo, ao custo de dobrar os cálculos. Dobrando a taxa de amostragem novamente, gera apenas uma redução de cerca de 1/16 do ciclo, novamente com o dobro de cálculos. Dobrando de 16 para 32 amostras/ciclo aumenta a velocidade de operação em apenas 1/32 de um ciclo.

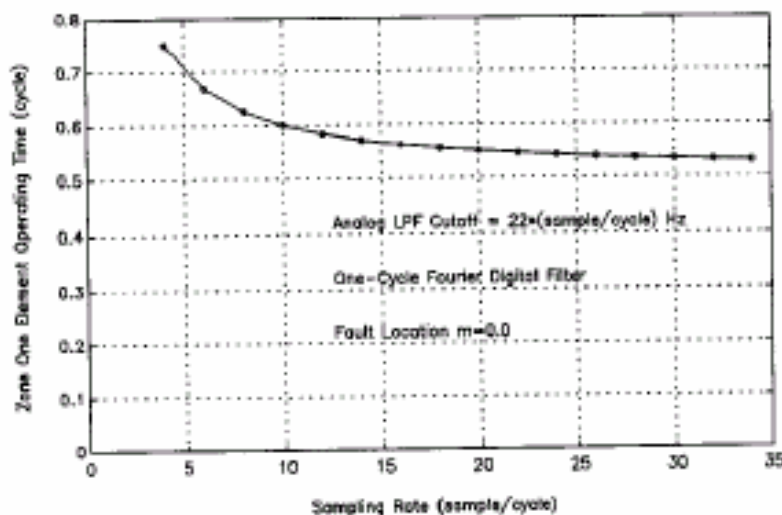


FIGURA 4.7 – TEMPO DE OPERAÇÃO VS. TAXA DE AMOSTRAGEM

Para faltas remotas, os tempos de operação são todos mais longos, porém os tempos de agilização permanecem aproximadamente os mesmos.

Porque o aumento de velocidade é tão pequeno? O motivo é que os filtros digitais são todos baseados em uma janela de um ciclo. O aumento de velocidade vem principalmente de um menor atraso do filtro analógico de passa baixo e da redução da latência de processamento.

## 5. AVALIAÇÃO DO FILTRO

### O Modelo do Sistema de Potência

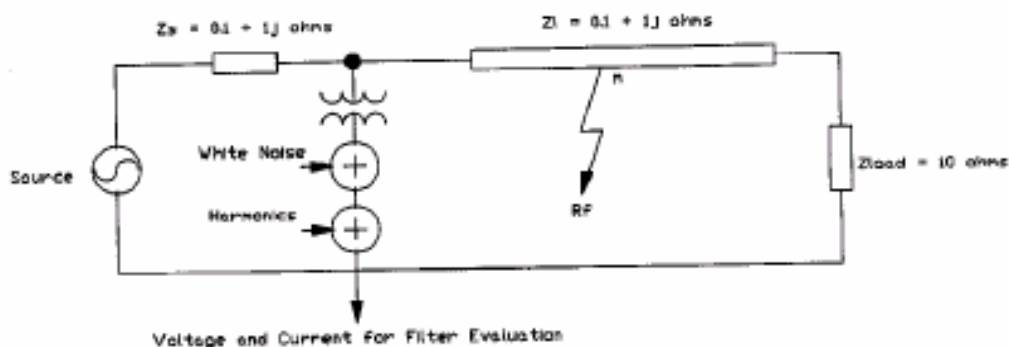
Avaliaremos os filtros a partir de dois aspectos: a sua performance em modo estável e de transientes. Quando a janela de filtragem de um filtro cobre parcialmente dados de pré-falta e parcialmente dados de pós-falta, o filtro está em um período transiente. Após a sua janela incluir todos os dados pós-falta, o filtro então passa ao estado de estável de pós-falta.

A resposta de frequência, ou plotagem de magnitude de Bode, de um filtro é uma ferramenta excelente para estudar a performance de estado estável do filtro. Nós podemos visualizar as características de frequência do filtro: qual sinal passa? qual é bloqueado? No entanto, a resposta de frequência representa o comportamento de estado estável dos filtros. Também, apenas os filtros não sujeitos a variação de tempo, cujos coeficientes de filtragem não se alteram com o tempo, possuem plotagens de resposta de frequência. O filtro de Kalman, por exemplo, não tem plotagens de resposta de frequência.

Para investigar a performance transiente do filtro, tal como sobrealcance e tempo de estabilização, e para estudar filtros variantes no tempo, precisamos de simulações do filtro no domínio do tempo. Simulação de filtro aqui inclui a geração ou coleta de tensões e correntes da falta, a sua passagem através dos filtros e o registro da evolução das impedâncias ou outras grandezas de dados filtrados. Simulações de filtros confirmam igualmente as propriedades em estado estável do filtro.

Nós queremos que as simulações de filtro sejam tão simples e básicas quanto possível, para que possamos obter resultados úteis e claros eficientemente. Também queremos que o ambiente da simulação seja controlável, de modo que as propriedades desejadas dos filtros possam ser reveladas claramente e de forma separada.

A geração e coleta de dados da falta são um dos elementos-chave da simulação. Para esse fim, nós montamos um modelo do sistema de potência monofásico, conforme mostrado na Figura 5.1, para gerar as tensões e correntes de falta. Ruído branco e harmônicos são opções que a gente pode escolher para contaminar os dados de falta gerados. Nós usamos o ruído branco para emular os ruídos de alta frequência causados por capacitância distribuída não modelada e outras fontes. Os harmônicos podem resultar de dispositivos não lineares em uma rede de potência.



Source=Fonte. White noise=Ruído branco. Harmonic=Harmônico. Load = carga  
voltage and current for filter evaluation = Tensão e corrente para avaliação do filtro.

FIGURA 5.1 - MODELO DE SISTEMA DE POTÊNCIA

O modelo simples de sistema de potência nos ajuda a testar a capacidade do filtro de rejeitar offsets de CC exponencialmente declinantes, ruído de alta frequência e harmônicos. Ele obviamente não abrange todas as possibilidades advindas de uma rede de potência real e complicada. As simulações são posteriormente complementados por testes EMTP de esquemas completos.

Um conjunto de formas de onda de tensão e corrente geradas a partir do modelo de sistema de potência é mostrado na Figura 5.2. A falta está na extremidade da linha, sem qualquer resistência de falta. Um ângulo de entrada de zero proporciona pleno offset de CC. Os dados pós-falta são corrompidos pela adição de ruído branco com uma variação de 0,1, mais 20% do segundo, 15% do terceiro e 10% do quinto harmônicos. A variação do ruído branco e a magnitude dos harmônicos são em termos de porcentagem das magnitudes da tensão e corrente de falta.

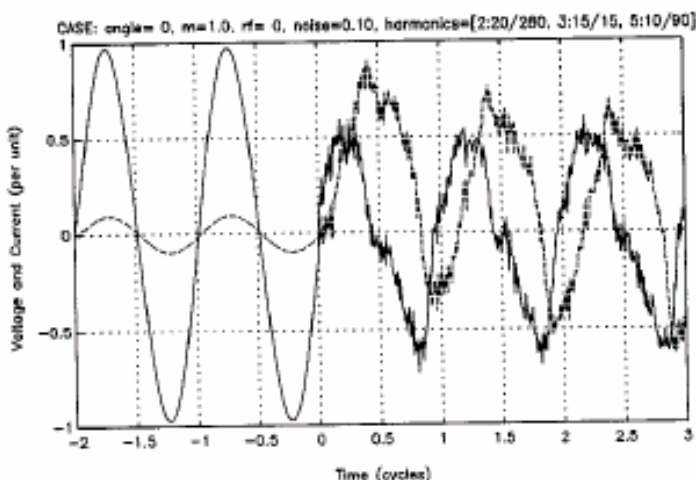


FIGURA 5.2 – TENSÃO E CORRENTE GERADAS

### Sistema de Avaliação do Filtro

O sistema de modelo usado para avaliar filtros é mostrado na Figura 5.3. Ele inclui um filtro passa-baixo analógico, conversor analógico para digital (A/D), um filtro digital e cálculos de impedância.

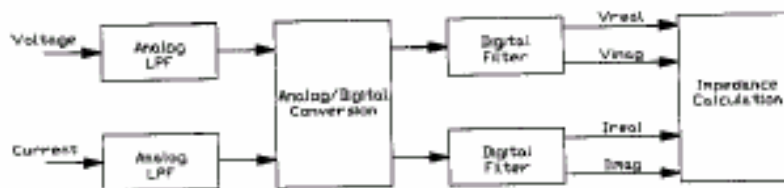


FIGURA 5.3 – SISTEMA PARA AVALIAÇÃO DE FILTROS ANALÓGICO E DIGITAL

A impedância é um valor complexo. O seu cálculo exige os fasores, partes reais ou imaginárias, de tensões e correntes. Fasores podem ser obtidos por dois métodos diferentes. Um é através de um par de filtros ortogonais, tais como o filtro seno e cosseno de Fourier. Quando se filtra um sinal, o par de filtros simultaneamente fornece duas saídas filtradas com uma defasagem de 90 graus, que neste caso constitui as partes real e imaginária de um fasor. Alternativamente, as saídas atual e anterior de  $\frac{1}{4}$  de ciclo de um filtro estão com defasagem de 90 graus. Um filtro mais um atraso de  $\frac{1}{4}$  de ciclo é consequentemente outro modo de se obter um fasor.

Nós poderíamos esperar que o método de par de filtros ortogonais devesse ser um quarto de ciclo mais rápido do que o método filtro mais atraso. No entanto, como veremos na seção seguinte, isso não é necessariamente verdadeiro. A condição de ortogonalidade limita as opções na seleção de pares de filtro. Um filtro escolhido não idealmente introduz uma má resposta de transientes no cálculo da impedância e, freqüentemente, retarda decisões de desligamento. O primeiro método filtra uma grandeza duas vezes para obter um fasor. Ele também pode gastar o dobro e muitos cálculos.

## 6. COMPARAÇÃO DOS FILTROS DIGITAIS AVALIADOS

Vamos relembrar os nossos dois objetivos de projeto de filtro. Nós desejamos um filtro digital que rejeite tanto CC como rampas (esses dois são os principais ingredientes de offsets de CC exponencialmente declinantes), rejeite todos os harmônicos, tenha uma característica de filtro de passa-banda e possua respostas de transiente bem comportadas.

Filtros FIR com menos de uma janela de um ciclo não podem rejeitar todos os harmônicos. Temos visto alguns efeitos da resposta de frequência quando se encurta o filtro coseno na Seção Quatro. Pior ainda, os harmônicos (segundo e terceiro) são usualmente os primeiros a serem sacrificados quando se encurta a janela. Usaremos uma taxa de amostragem de 16 amostras por ciclo a seguir. O filtro analógico passa-baixo é um Butterworth de segunda ordem, com uma frequência de corte de 360 Hz.

Nós avaliamos e comparamos filtros na seguinte ordem: Filtros CAL, coseno, Fourier, IIR, de correlacionadores, de mínimos quadrados e Kalman.

### 1. Filtros CAL, Coseno

O filtro CAL é o filtro mais simples que avaliamos. Os seus coeficientes são  $\pm 1$ . O processo de filtragem usa apenas adição e subtração. Isso elimina demoradas multiplicações. É portanto o filtro mais eficiente em termos de cálculos. O filtro CAL é um duplo diferenciador. Ele consegue rejeitar bem os componentes de CC e rampa das entradas e, portanto, o offset de CC exponencialmente declinante. A partir da resposta de frequência do filtro, mostrada na Figura 6.1, podemos ver que o filtro não rejeita harmônicos ímpares. O filtro analógico passa-baixo deve ser projetado para ajudar o filtro CAL a rejeitar harmônicos.

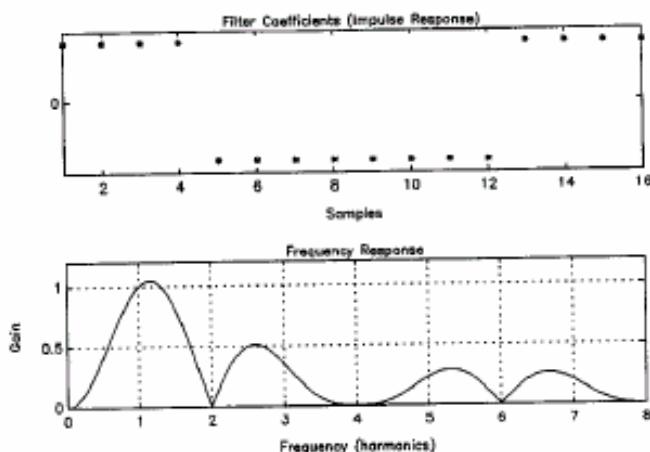


FIGURA 6.1 – FILTRO CAL

O filtro coseno tem os seus coeficientes uniformemente amostrados de um ciclo de uma forma de onda coseno. O mesmo é similar ao filtro CAL em termos da propriedade de duplo diferenciador, que é tão essencial para rejeição de offsets de CC exponencialmente declinantes. A partir da resposta de frequência do filtro coseno mostrada na Figura 6.2, vemos que o filtro rejeita exatamente todos os harmônicos e tem uma propriedade de filtragem de passa-banda.

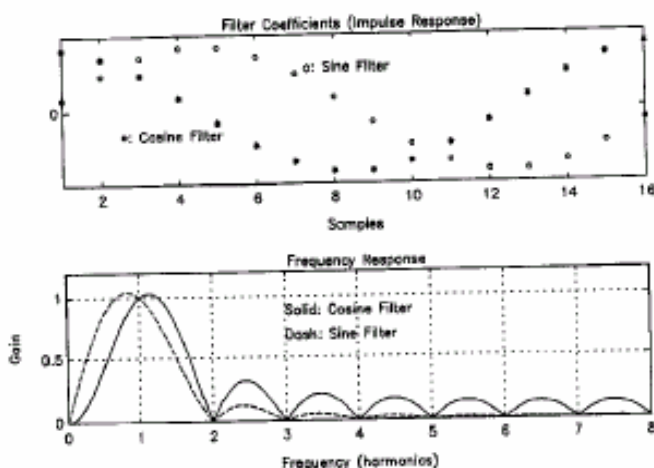


FIGURA 6.2 – FILTROS DE COSENO E SENO

As performances de CC, harmônicos fundamental e ímpares dos filtros CAL e de coseno são essencialmente iguais: excelentes.

Uma plotagem de impedância do filtro de coseno é dada na Figura 6.3.

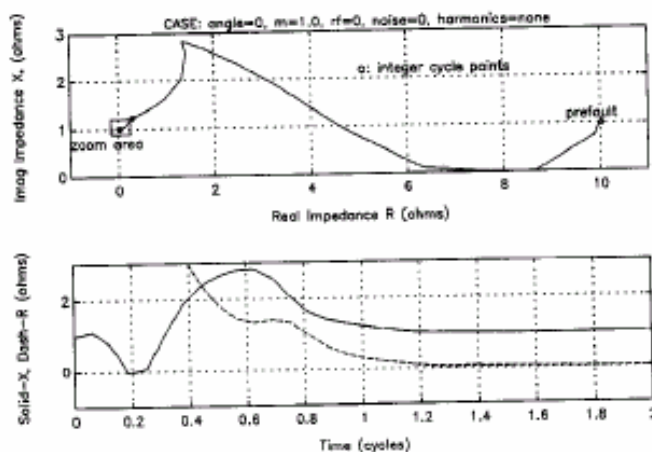


FIGURA 6.3 – PLOTAGEM DE IMPEDÂNCIA DO FILTRO DE COSENO

A parte imaginária dos fasores de tensão e corrente vem da saída do filtro retardada de um quarto de ciclo. A partir do início de uma falta, ele pega um ciclo da falta para encher o filtro e outro quarto de ciclo para completar o componente de quadratura. A velocidade de filtragem de pior situação é, pois, um ciclo e  $\frac{1}{4}$ .

2. Filtro de Fourier

O filtro de coseno é tão promissor que nós investigamos maneiras para aperfeiçoá-lo. Um pensamento natural é eliminar o retardo de quarto de ciclo necessário para obter o componente de quadratura. Isso nos leva a um ciclo ortogonal para o filtro de coseno, que é o filtro de seno. A resposta de frequência do filtro de seno é mostrada junto com a de um filtro de coseno na Figura 6.2. A resposta parece semelhante ao filtro de coseno empurrado no sentido de frequências baixas. O filtro de seno tem melhor atenuação de alta frequência e a mesma rejeição de harmônicos totais. No entanto, nós pagamos por essa melhor atenuação de alta frequência sacrificando a capacidade de rejeição de rampa (dupla diferenciação). Por não dispor de rejeição de rampa, o filtro de Fourier tem má resposta de transientes.

O filtro de Fourier é um quarto de ciclo mais rápido do que o filtro de coseno? Vamos ver o que acontece quando há offsets de CC. A Figura 6.4 mostra a impedância da resposta do filtro de Fourier com offset de CC pleno. A parte imaginária da impedância pós-falta é de um ohm. A versão em zoom da plotagem de impedância (Figura 6.5) mostra que a impedância pós-falta circula em torno do ponto de pós-falta e demora bastante para estabilizar. Após 1,75 ciclos, o filtro de Fourier ainda tem dez por cento de sobrealcance e subalcance. O filtro de coseno, no entanto, dá menos de dois por cento de variação de impedância após um ciclo e  $\frac{1}{4}$ . Portanto, o filtro de coseno é mais rápido e mais preciso do que o filtro de Fourier, sempre que offsets de CC acompanham as correntes de falta.

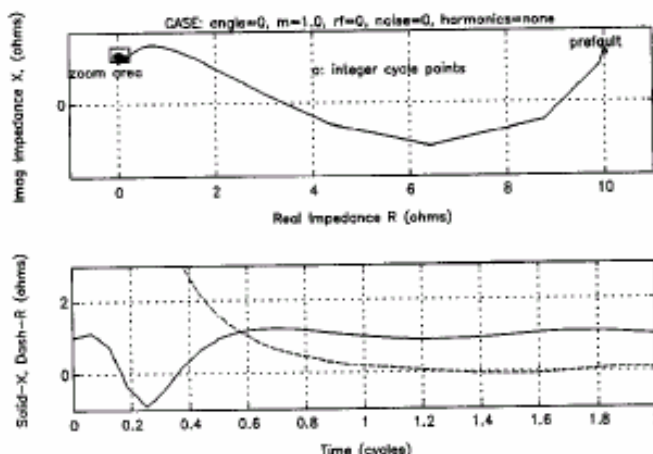


FIGURA 6.4 – PLOTAGEM DA IMPEDÂNCIA DO FILTRO DE FOURIER

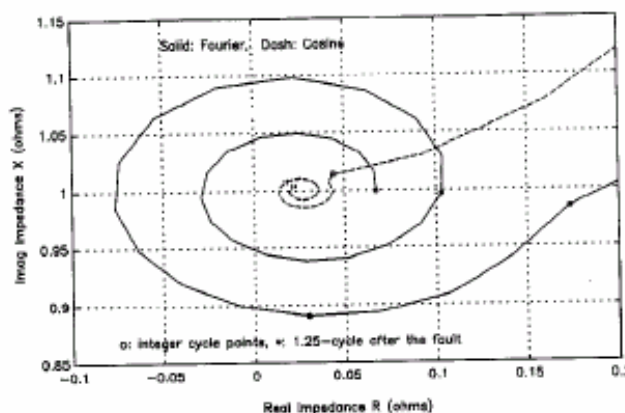


FIGURA 6.5 – COMPARAÇÃO DE FILTROS DE COSENO E DE FOURIER

Entre todos os possíveis ângulos de incidência de falta de 0 a 360 graus, há exatamente dois pontos onde uma falta não causa qualquer offset de CC. Pelas nossas simulações, temos visto sobrealcançe e subalcançe de transientes piores do filtro Fourier se o ângulo de incidência da falta está a mais de 10 graus daqueles dois pontos. Isso vale dizer que, assumindo a incidência de ângulo de falta aleatória e uniforme, o filtro de coseno desempenha melhor do que o filtro de Fourier em 8 de cada 9 vezes!

### 3. IIR Filtros

A diferença essencial entre os filtros IIR e o filtro FIR é que as saídas do filtro IIR dependem da história total da entrada. A memória deste tipo de filtro dura para sempre, como o próprio nome IIR já diz. Essa propriedade conflita com o requisito básico dos relés de distância. Quando acontece uma falta, nós desejamos que a janela de filtragem cubra os dados de pós-falta o mais rápido possível.

Uma amostra de projeto do filtro IIR é dada nas Figuras 6.6 e 6.7. Este é um filtro de passa-banda elíptico da segunda ordem. A banda de passagem do filtro é de 30 a 75 Hz com ondulação de 0,5 dB. Suas bandas de parada possuem atenuação mínima de 30 dB. Nós selecionamos esses parâmetros para melhor compor com a rejeição de CC e segundo harmônico, ondulação da banda de passagem e largura de faixa global.

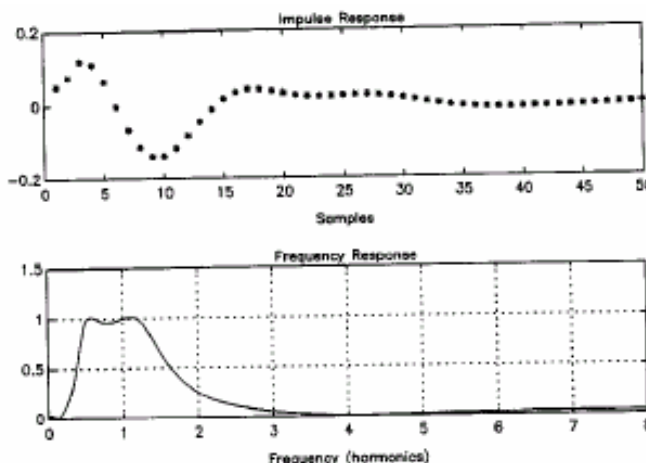


FIGURA 6.6 – UM FILTRO IIR DE PASSA-BANDA

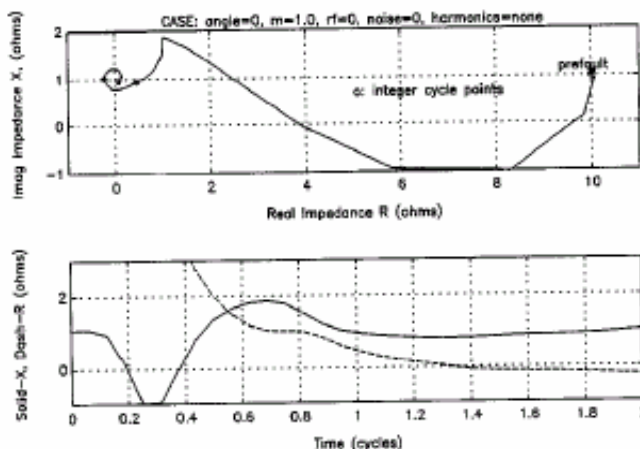


FIGURA 6.7 – PLOTAGEM DA IMPEDÂNCIA DO FILTRO IIR

A resposta de frequência tem uma banda de passagem bastante atraente em torno da fundamental. No entanto, a resposta de impedância é lenta do ponto de pré-falta ao de pós-falta. A resposta lenta não é surpresa, já que sabemos que uma faixa estreita na frequência corresponde a uma longa resposta de impulso no domínio do tempo. Qualquer tentativa de ampliar a banda de passagem para reduzir o tempo de resposta introduz mais segundo harmônico.

4. Correlacionadores

Um correlacionador é mostrado na Figura 6.8. Essa configuração nos lembra do mixer freqüentemente usado nos equipamentos de rádio-comunicação. O processo de filtragem faz o reinício cíclico dos coeficientes do filtro ao longo das amostras de entrada, descartando o produto mais antigo e exigindo apenas uma nova multiplicação. Por causa do reinício dos coeficientes, a resposta de frequência do filtro não é fixa. A resposta muda à medida que a filtragem prossegue. Como podemos ver pelo exemplo, se o filtro agora é um filtro de cosseno, então o filtro (deslocado em um quarto de ciclo) torna-se um filtro de seno para o ponto de filtragem seguinte. A saída do correlacionador é CC (um fasor estacionário) para uma entrada de onda senoidal fundamental pura, porque os componentes de frequência de um sinal de entrada são deslocados para cima e para baixo, pela frequência de mistura após a mixagem. Um filtro de passa baixo é necessário para filtrar o segundo harmônico produzido pela mistura da entrada senoidal fundamental e para filtrar todas as outras contaminações da entrada e deslocadas pelo mixer. O desempenho global do filtro correlacionador é determinado principalmente pelo filtro de passa baixo, após o mixer.

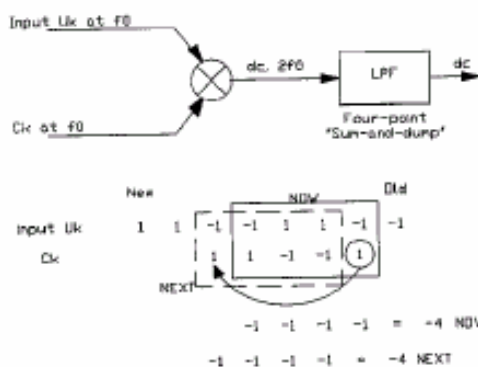


FIGURA 6.8 – FILTRAGEM DE CORRELAÇÃO

Para comparar a filtragem de correlação com uma filtragem de convolução, nós apresentamos um processo de filtragem de convolução na Figura 6.9, com uma entrada de onda senoidal de frequência fundamental, um filtro de cosseno e taxa de amostragem de 4 amostragens por ciclo. Duas observações importantes a respeito de convoluções são que uma convolução é um processo de mover coeficientes de filtragem fixas ao longo das amostras da entrada; e a saída do filtro é uma onda senoidal com frequência fundamental.

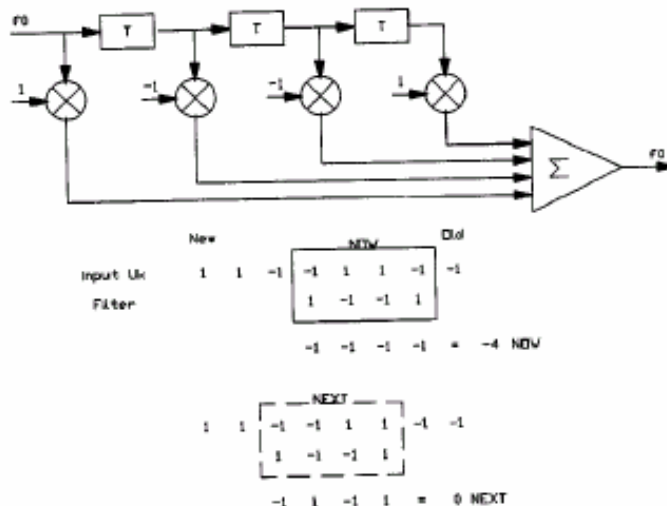


FIGURA 6.9 – FILTRAGEM DE CONVOLUÇÃO

Há pelo menos dois filtros de correlação que alguns fabricantes estão correntemente usando em seus relés. Os filtros são todos chamados de filtros de Fourier recursivos na literatura original. O nome é bastante confuso, tendo em vista que eles são conceitualmente diferentes do filtro de Fourier. Eles também podem desempenhar de maneira diferente do filtro de Fourier, como veremos.

O filtro passa-baixo de um filtro correlacionador em uso é um filtro IIR. As suas respostas de frequência para diferentes constantes de tempo  $\tau$  são mostradas na Figura 6.10. Um  $\tau$  maior dá memória mais longa, porém banda de passagem de frequência desejada estreita. Para qualquer  $\tau$  mostrado, esse filtro de correlação não pode zerar quaisquer harmônicos ou offset de CC. Ele tem rejeição especialmente ruim de CC e do segundo harmônico, refletido por menos de metade de atenuação no ponto da frequência fundamental da resposta de frequência do filtro passa-baixo. O problema aparece prontamente na plotagem de simulação da Figura 6.11.

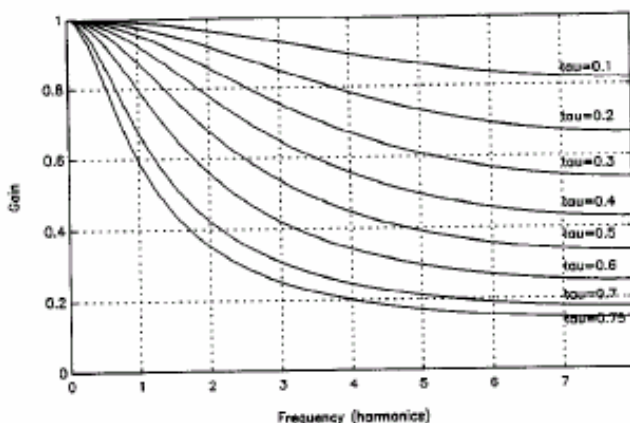


FIGURA 6.10 – IIR LPF DE FILTRO CORRELACIONADOR

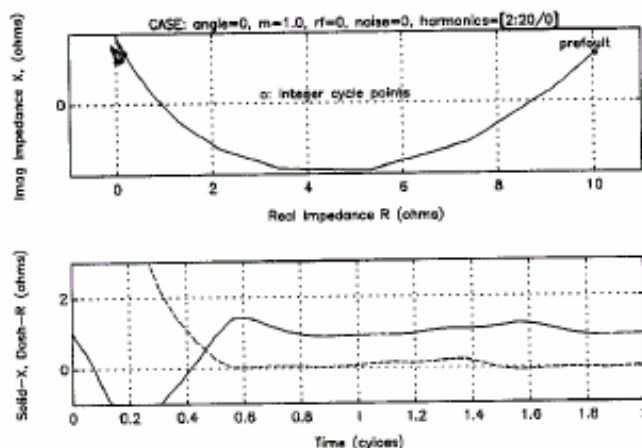


FIGURA 6.11 – PLOTAGEM DA IMPEDÂNCIA DE FILTRO CORRELACIONADOR IIR

O segundo filtro correlacionador usa um filtro passa-baixo FIR de média de ciclo completo. Ele tem uma performance muito melhor por causa da resposta de frequência desejada do LPF mostrada na Figura 6.12. Ele rejeita todos os harmônicos como o filtro Fourier faz. O filtro global rejeita CC, porém não rampas. A falta de rejeição de rampa pode ser entendida tendo em vista que o filtro alterna de um filtro de cosseno para um filtro de seno a cada quarto de ciclo, e o filtro de seno não rejeita rampa. O filtro apresenta problemas de transiente quando uma entrada contém um offset de CC exponencialmente enfraquecido, como previsto. Efetivamente, a performance do filtro é muito próxima do filtro de Fourier, que é também insatisfatória.

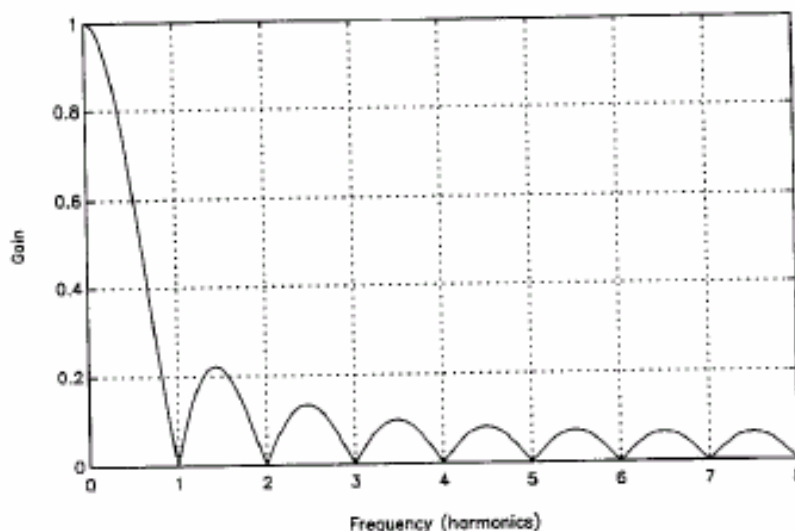


FIGURA 6.12 – FIR LPF DE FILTRO CORRELACIONADOR

### 5. Filtros de Mínimos Quadrados

Supomos que já sabemos quais componentes podem ser envolvidos em um sinal. As únicas incógnitas então são as magnitudes desses componentes. Os componentes poderiam ser CC, rampa, cosseno e seno fundamental, etc. Tudo o mais no sinal é modelado como um termo perturbação.

A nossa proposta aqui é estimar as magnitudes dos componentes a partir de uma faixa finita de medições de sinal de alguma maneira ideal. Se as medições puderem ser completamente explicadas pelos componentes selecionados, o termo perturbação seria pequeno. Nós podemos encontrar as magnitudes dos componentes para minimizar o erro quadrático do ajuste.

Se usarmos  $m$  pontos de medição no processo de otimização, então nós obtemos filtros FIR com um comprimento de janela  $m$ . O resultado do filtro é uma representação ideal de cada componente conhecido durante uma faixa de dados de  $m$  pontos.

Quando nós ajustamos uma entrada com apenas um coseno usando uma janela de um ciclo, nós obtemos um filtro de coseno. Além disso, se nós incluirmos o seno, nós obtemos o par de filtros de Fourier. Nós ainda obtemos os filtros de coseno e seno, mesmo se nós adicionalmente incluirmos CC e seus harmônicos: nós apenas obtemos filtros adicionais para CC e os harmônicos. Isso resulta da propriedade de ortogonalidade do problema da otimização.

Uma vantagem proposta do filtro de mínimos quadrados é a sua flexibilidade. Nós podemos ajustar quaisquer componentes conhecidos que nós acreditamos estarem presentes na entrada. No entanto, deve se ter cuidado quando realizar isso, já que a inclusão de uma função “não natural” irá prejudicar o desempenho global nos filtros de coseno e seno. Por exemplo, vamos tentar reduzir o impacto entre o segundo e terceiros harmônicos sobre a resposta de frequência do filtro de coseno, da Figura 6.2. Se nós incluirmos uma função coseno de 2,5 vezes a frequência fundamental, nós podemos colocar um zero no ponto correspondente da resposta de frequência de coseno, uma vez que a frequência foi extraída por esse novo membro dentro do grupo de ajuste. Figura 6.13 mostra o que acontece à resposta de frequência do filtro. Nós certamente sacrificamos a rejeição de frequências mais altas adicionando um zero em 2,5 e devemos ficar profundamente preocupados a respeito de um filtro com uma resposta de impulso que não se assemelha ao nosso sinal.

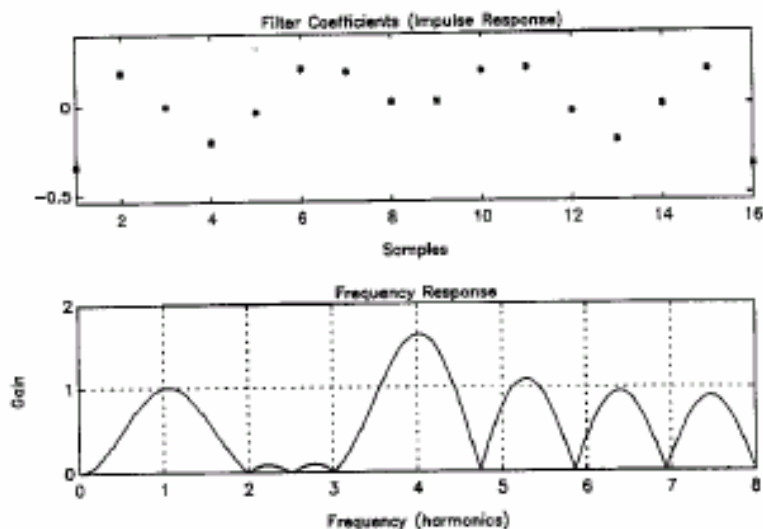


FIGURA 6.13 – UM FILTRO DE MÍNIMOS QUADRADOS

## 6. Filtro de Kalman (Mínimos Quadrados Recursivo)

O chamado filtro de Kalman proposto para os projetos de relé é diferente do conceito de filtragem Kalman convencional em dois modos:

1. Ele não modela a dinâmica de um sistema de potência (ele modela somente as saídas de tensão e corrente do sistema)

- Quando ocorre uma falta, o filtro precisa ser reinicializado para se adaptar a um sistema de potência totalmente diferente.

O filtro é uma generalização dos filtros de mínimos quadrados que acabamos de discutir. Nos filtros de mínimos quadrados, nós encaixamos um sinal para conhecer os componentes usando somente  $m$  pontos de medição. Se a dinâmica do sistema não mudar, nós devemos prever um ajuste mais preciso usando toda a história de medição. Tendo em vista que nenhum computador pode armazenar todos os dados entrantes, é necessário colocar o algoritmo de mínimos quadrados em forma recursiva, de modo que apenas a nova informação de entrada seja usada durante um intervalo de computação.

No estado estável pré-falta, a tensão e a corrente não proporcionam muita informação nova, se é que proporcionam alguma informação. O filtro de Kalman assim coloca muito pouca importância sobre a entrada e depende fortemente de sua memória. O filtro é equivalente a um filtro IIR com uma banda de passagem estreita e longa resposta de impulso. Por causa disto, o esquema precisa de um detector de falta para acordar o filtro quando ocorre uma falta. Isso é feito, aumentando a matriz de variação de estimativa para informar o filtro que a estimativa é altamente imprecisa.

Em nossa opinião, a necessidade de um detector de falta para fazer o filtro funcionar é uma grande deficiência do filtro de Kalman. O detector de faltas precisa de um limiar, que é comparado com alguma grandeza (usualmente o erro de previsão do filtro). O limiar é altamente dependente do sistema e da falta. Não é prático selecionar um limiar fixo para todas as situações de falta imprevistas. Os futuros desenvolvidos dos sistemas de potência irão definitivamente incluir mais harmônicos e componentes geradores de ruídos. Em nossa simulação, temos visto um meio termo na escolha do limiar. Se o limiar for um pouco alto, então o filtro responde a faltas remotas e de alta impedância muito lentamente (Figura 6.14), porque o detector de faltas não detectou a falta. Por outro lado, se o limiar é baixo, então uma baixa porcentagem de harmônicos não modelados poderia disparar uma falsa detecção de falta e colocar o filtro em um estado transiente. (Figura 6.15).

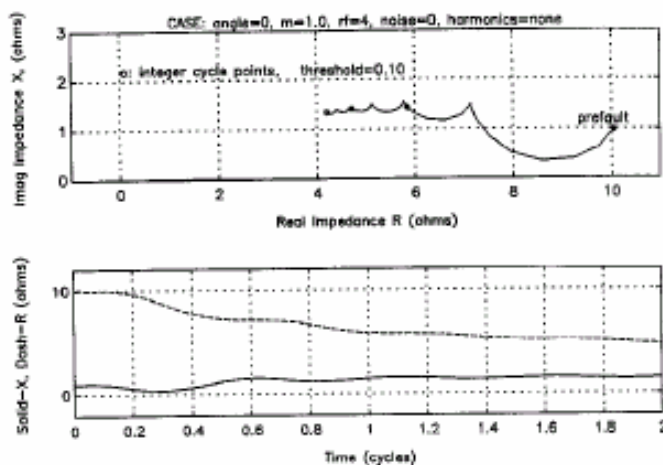


FIGURA 6.14 – FILTRO KALMAN COM LIMIAR 0.10

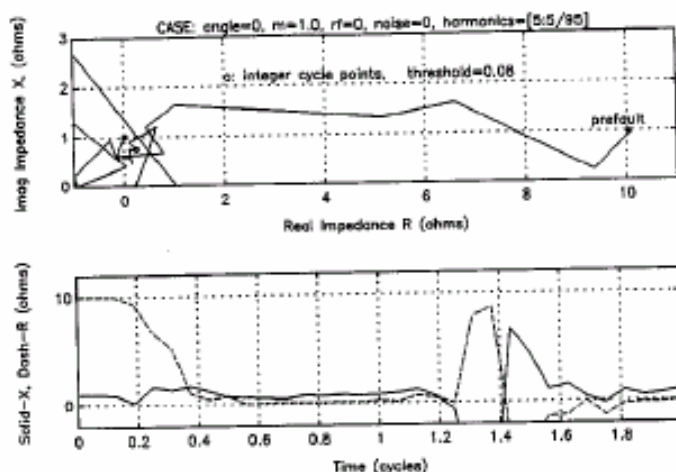


FIGURA 6.15 – FILTRO DE KALMAN COM LIMIAR 0.08

Em seu modelo de sinal, o filtro de Kalman necessita incluir todos os possíveis componentes interferentes para eliminar os seus efeitos sobre a saída desejada do filtro. Suponha que uma entrada tenha um componente que o filtro de Kalman não modele. Então, o filtro tentará espremer o componente dentro da fundamental e outros componentes modelados, quando ele deveria estar tentando rejeitar o componente. Isso definitivamente resulta em uma filtragem imprecisa. O filtro modelando CC, segundo e terceiro harmônicos já é 13 vezes mais complexo do que o filtro de cosseno, em termos de operações de multiplicação e adição. Modelar todos os sinais previstos dentro dos estados do filtro irá certamente tornar o filtro muito volumoso para ser usado.

Em suma, há duas importantes deficiências na abordagem do filtro de Kalman, da forma como ele foi aplicado para relés de proteção:

1. O filtro trata as faltas como “isso não pode estar acontecendo”, porque ele tenta se lembrar do estado sem falta;
2. O filtro deixa os componentes do sinal não modelado facilmente afetarem a sua saída.

## 7. Equações Diferenciais

As abordagens com equações diferenciais ajustam tensões e correntes diretamente num modelo no domínio do tempo da Linha de Transmissão RL simples. R e L são calculados a partir de amostras da tensão, corrente e a aproximação derivada da corrente.

O modelo RL pode somente explicar os componentes do sinal causados pelo modelo, tais como offset de CC. Se os sinais forem contaminados por qualquer outra coisa, o algoritmo funciona mal. Para usar esse método satisfatoriamente, é óbvio que nós precisamos filtrar esses componentes inesperados para que os sinais possam ser usados para encaixar no modelo. Assim que designarmos filtros adequados para fazer o método de equação diferencial funcionar, nós teremos essencialmente um filtro de cosseno e um defasador (por exemplo, atraso de quarto de ciclo).

## 7. CONCLUSÕES

1. As correntes e tensões de falta usadas em relés de proteção são contaminadas por offsets de CC exponencialmente declinantes, harmônicos e outras interferências. Para os relés de proteção que dependem de grandezas fundamentais precisas, nós precisamos extrair as tensões e correntes pós-falta tão rápido e precisamente quanto possível. Um filtro ideal para esses relés é um filtro de passa-banda estreito.
2. Filtros FIR têm vantagens sobre filtros IIR. Os filtros FIR possuem zeros naturalmente em sua resposta de frequência. Nós podemos arranjar esses zeros para rejeitar harmônicos exatamente. Um filtro FIR usa amostras finitas de uma entrada para a sua saída. Assim que o ponto de entrada da falta se propaga através da janela de filtragem, a sua saída deixa de ser corrompida por dados pré-falta. As saídas dos filtros IIR, no entanto, dependem da história completa da entrada. Isso contraria o requisito básico dos relés de proteção.
3. Um filtro FIR com uma janela de menos de um ciclo não pode rejeitar todos os harmônicos. O filtro é usualmente mais sujeito a baixos harmônicos.
4. O filtro de coseno de um ciclo é o melhor filtro que avaliamos. Ele rejeita os offsets de CC exponencialmente declinantes, rejeita todos os harmônicos, chega próximo da filtragem de passa-banda desejada e apresenta boa resposta a transientes. O filtro de coseno supera o filtro de Fourier, quando os offsets de CC estão presentes. Isso é claramente mostrado na Figura 6.5.
5. A vantagem de taxas de amostragem mais altas sobre a velocidade do relé diminui quando uma janela de filtragem é fixa. A melhoria na velocidade vem da diminuição do atraso do filtro de passa-baixa analógico e a latência do computador.

## 8. REFERÊNCIAS

1. IEEE Committee Report "EHV Protection Problems," IEEE Trans. on PAS, Vol. 100, No. 5, pp. 2399-2415, May 1981.
2. S. E. Zocholl, "Dynamic Performance of Protective Relays," 18th Annual Western Protective Relay Conference, Spokane, Washington, October 1991.
3. R. Garrett, W. A. Kotheimer and S. E. Zocholl, "Computer Simulation of Current Transformers and Relays for Performance Analysis," 14th Annual Western Protective Relay Conference, Spokane, Washington, October 1987.
4. W. A. Elmore, S. E. Zocholl and C. A. Kramer, "Effects of Wave Distortion on Protective Relays," 17th Annual Western Protective Relay Conference, Spokane, Washington, October 1990.
5. J. Carr and R. V. Jackson, "Frequency Domain Analysis Applied to Digital Transmission Line Protection," IEEE Trans. on PAS, Vol. 94, No. 4, pp. 1157-1166, July/August 1975.
6. A. G. Phadke, J. S. Thorp and M. G. Adamiak, "A New Measurement Technique for Tracking Voltage Phasors, Local System Frequency, and Rate of Change of Frequency," IEEE Trans. on PAS, Vol. 102, No. 5, pp. 1025-1038, May 1983.

7. M. S. Sachdev and M. A. Barlibeau, "A New Algorithm for Digital Impedance Relays," IEEE Trans. on PAS, Vol. 98, No. 6, pp. 2232-2240, November/December 1979.
8. M. S. Sachdev, H. C. Wood and N. G. Johnson, "Kalman Filtering Applied to Power System Measurements for Relaying," IEEE Trans. on PAS, Vol. No. 12, pp. 3565-3573, December 1985.
9. L. Ljung and T. Soderstrom, Theory and Practice of Recursive Identification. The MIT Press. Cambridge, Massachusetts, 1987.
10. B. J. Mann and J. F. Morrison, "Digital Calculation of Impedance for Transmission Line Protection." IEEE Trans. on PAS, Vol. 90, No. 1, pp. 270-279, January 1971.