

TELECOMUNICAÇÕES

PROTEÇÃO DE SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO



TELECOMUNICAÇÕES

PROTEÇÃO DE SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO



SUMÁRIO

APRESENTAÇÃO	04
BOAS VINDAS	05
INFORMAÇÕES INTRODUTÓRIAS	06
Organização curricular	06
Sistema de tutoria	06
Sistema de avaliação	06
VOCÊ E OS ESTUDOS À DISTÂNCIA	07
Organizando os estudos	07
Conhecendo o ambiente virtual de aprendizagem	08
INTRODUÇÃO A PROTEÇÃO DIGITAL	09
Classificação dos relés	10
Histórico	10
Perfil profissional do engenheiro de proteção	13
ARQUITETURA DOS RELÉS DIGITAIS	15
Módulo de entrada/analógica - E/A	15
Interface analógica/digital - A/D	16
Módulo de entradas e saídas discretas - E/D, S/D	17
Saída de sinalização de operação (bandeirolas)	17
Portas serial e paralela	18
Fonte de alimentação	18
SISTEMAS DIGITAIS INTEGRADOS	19
Supervisão, controle, automação e proteção	19
Sistema SCADA	20
AMOSTRAGEM DE SINAIS	39
Teoria da amostragem de sinais	39
CONDICIONAMENTO DO SINAL DIGITAL	51
Janela de dados seno/cosseno	56
ALGORITMOS PARA PROTEÇÃO DIGITAL	64
Componentes ortogonais	65
Cálculo da potência discreta	66

APRESENTAÇÃO

A **Escola Técnica Nossa Senhora Aparecida** com o intuito de se tornar referência em ensino técnico no Brasil, lança cursos técnicos em diversos eixos, de forma a atender uma demanda regional e estadual.

Por meio de um trabalho diferenciado o estudante é instigado ao seu autodesenvolvimento, aliando a pesquisa e a prática.

Essa competência e boa formação são os requisitos necessários para quem deseja estar preparado para enfrentar os desafios do mercado profissional. A escolha de um curso que aproxime teoria e prática e permita a realização de experiências contribui de maneira decisiva para a formação de um profissional comprometido com a qualidade e a inovação.

Ciente dessa importância a escola técnica Nossa Senhora Aparecida reuniu profissionais especialistas das áreas fins dos cursos propostos para fornecer cursos técnicos de qualidade para a comunidade da região.

Como escola de desenvolvimento tecnológico, na área de educação, através de um trabalho sério, realizado nos últimos anos no campo da educação básica, fortalece e amplia o seu programa de cursos, instituindo, em Goiás cursos técnicos de educação profissional.

Os cursos da Escola Técnica Nossa Senhora Aparecida são oferecidos na modalidade semipresencial, utilizando-se da plataforma Moodle ou Material Apostilado, mediado por professores formadores/tutores renomados. Além dos momentos presenciais, serão oferecidos no ambiente virtual: fórum de apresentação, fórum de notícias, slide com conteúdos pertinentes ao curso em questão, links de reportagens direcionadas, sistematização da aprendizagem.

BOAS VINDAS

Bem vindo à Escola Técnica Nossa Senhora Aparecida!

Prezado (a) Cursista,

Que bom tê-lo (a) conosco!

Ao ter escolhido estudar na modalidade à distância, por meio de um ambiente virtual de aprendizagem, você optou por uma forma de aprender que requer habilidades e competências específicas por parte dos professores e estudantes. Em nossos cursos à distância, é você quem organiza a forma e o tempo de seus estudos, ou seja, é você o agente da sua aprendizagem. Estudar e aprender a distância exigirá disciplina.

Recomendamos que antes de acessar o espaço virtual de aprendizagem, faça uma leitura cuidadosa de todas as orientações para realização das atividades.

É importante que, ao iniciar o curso, você tenha uma compreensão clara de como será estruturada sua aprendizagem.

Uma orientação importante é que você crie uma conta de e-mail específica para receber informações do curso, seus exercícios corrigidos, comunicados e avisos. É de responsabilidade do estudante verificar também sua caixa de spam-lixo para ter acesso a todas as informações enviadas.

Desejamos um ótimo curso.

INFORMAÇÕES INTRODUTÓRIAS

ORGANIZAÇÃO CURRICULAR

Cada curso possui matriz curricular própria dividida em módulos de ensino semanais. O cronograma e planejamento de cada curso são modulados conforme as disposições dos professores e as atualizações dos conteúdos.

Os cursos têm apostilas de conteúdo para cada componente curricular, elaboradas por profissionais de referência em Goiás.

Os certificados serão emitidos pela Escola Nossa Senhora Aparecida até 90 dias após o término do curso, tendo em vista o trabalho de fechamento das notas e avaliação do curso.

SISTEMA DE TUTORIA

O tutor será o profissional que estará mais próximo de você durante o período do curso, passando todos os comunicados e avisos, cobrando a entrega das atividades.

Conte com o tutor da sua turma para tirar suas dúvidas sejam elas do ambiente virtual, conteúdo do curso ou dúvida e questionamentos sobre os exercícios.

SISTEMA DE AVALIAÇÃO

A avaliação será obtida através da participação e da avaliação do nível de conhecimento que o estudante demonstrar em chats, fóruns e exercícios.

Ao término do curso será informado para os estudantes de forma individualizada sobre sua aprovação e desempenho no curso.

VOCÊ E OS ESTUDOS À DISTÂNCIA

ORGANIZANDO OS ESTUDOS

O estudo por meio de um ambiente virtual de aprendizagem não é mais difícil e nem mais fácil do que num ambiente presencial. É apenas diferente. O estudo à distância exige muita disciplina. As orientações a seguir irão auxiliá-lo a criar hábitos de estudo.

- Elabore um horário semanal, considerando a carga horária do curso. Nesse plano, você deve prever o tempo a ser dedicado:
 - à leitura do conteúdo das aulas, incluindo seus links para leituras complementares, sites externos, glossário e referências bibliográficas;
 - à realização das atividades ao final de cada semana;
 - à participação nos chats;
 - à participação nos fóruns de discussão;
 - ao processo de interação com o professor e/ou com o tutor;
 - ao processo de interação com seus colegas de curso, por mensagem ou por chat.

Uma vez iniciados os seus estudos, faça o possível para manter um ritmo constante, procurando seguir o plano previamente elaborado. Na educação à distância, é você, que deve gerenciar o seu processo de aprendizagem.

Procure manter uma comunicação constante com seu tutor, com o intuito de tirar dúvidas sobre o conteúdo e/ou curso e trocar informações, experiências e outras questões pertinentes.

Explore ao máximo as ferramentas de comunicação disponíveis (mensageiro, fórum de discussão, chat).

É imprescindível sua participação nas atividades presenciais obrigatórias (aulas), elas são parte obrigatória para finalização do curso.

CONHECENDO O AMBIENTE VIRTUAL DE APRENDIZAGEM

No ambiente virtual de aprendizagem também necessitamos de uma organização para que ocorram os processos de ensino, de aprendizagem e principalmente a interação entre professor/tutor e estudantes.

O ambiente virtual de aprendizagem da Escola Nossa Senhora Aparecida é o Moodle.

Em sua sala de aula, você encontrará espaços de comunicação e interação: quadro de notícias, atividades recentes, informações sobre o professor e sobre seus colegas de turma, calendário, recurso para o envio da sistematização ao seu tutor e ferramentas de comunicação.

Sucesso no seu Curso!

INTRODUÇÃO A PROTEÇÃO DIGITAL

Proteção de Sistemas de Potência

Fabio Bertequini Leão, prof. Jose R. S. Mantovani

Este material aborda conceitos básicos de proteção digital de sistemas de potência. Os principais enfoques são: arquitetura dos relés digitais, integração dos sistemas digitais de supervisão, controle, automação e proteção, amostragem de sinais e conversão A/D, condicionamento de sinais digitais e algoritmos para proteção digital.

O conceito inicial de proteção digital surgiu no final da década de 60 a partir da publicação do artigo de autoria do professor Rockefeller [1]. Em seu artigo, Rockefeller propõe um conjunto de rotinas ou algoritmos matemáticos armazenados em um computador central na subestação. Os algoritmos desenvolvidos eram capazes de desempenhar as principais funções de proteção, tais como, proteção de distância de linhas de transmissão e proteção diferencial de barras e transformadores.

A publicação do artigo de Rockefeller causou grande interesse na comunidade científica.

Este interesse é traduzido pelo grande número de pesquisadores envolvidos no desenvolvimento de algoritmos com ênfase na proteção de linhas de transmissão, a partir da década de 70. Alguns dos principais pesquisadores são:

- Morrison – Austrália – 1970; • Poncelet – França – 1970;
- Cory – Imperial College – Inglaterra – 1970;
- Walker e Tudor – University of Calgary – Canadá – 1971;
- Sachdev – University of Saskatchewan – Canadá – 1972;

- Ramamoorthy – Índia – 1972;
- Phadke – American Electric Power Co. (AEP) – 1975.

Os algoritmos desenvolvidos até então tiveram que aguardar o desenvolvimento adequado dos computadores digitais no que se refere à capacidade de computação e a custos para sua prática. Tal desenvolvimento só foi alcançado com o advento dos microprocessadores, o que tornou possível a competição a níveis comerciais com os relés analógicos convencionais. Portanto, pode-se afirmar que o artigo de Rockefeller, publicado em 1969, é adiantado em relação a sua época devido principalmente ao alto custo dos computadores mais avançados da época e a incapacidade de memória e de processamento de cálculos mais complexos dos computadores de menor porte para as tarefas relacionadas à proteção.

CLASSIFICAÇÃO DOS RELÉS

Os relés de proteção podem ser classificados quanto a sua construção como:

- Eletromecânicos: partes móveis, contatos fixos e móveis, mancais, eixos, bobinas, mecanismos elétricos e mecânicos, etc.
- Estáticos: não possuem partes móveis. São constituídos a partir de válvulas, diodos, transistores, AOs (Amplificadores Operacionais), CIs (Circuitos Integrados), etc.

HISTÓRICO

- Relés eletromecânicos:
 - 1901 – sobrecorrente de indução;
 - 1921 – distância (tipo impedância);
 - 1937 – distância (tipo MHO).

- Relés estáticos:
 - Primeira geração (valvulados):
 - 1925 – comparação direcional/carrier;
 - Segunda geração (transistorizados):
 - 1949 – comparação de fase;
 - 1959 – sobrecorrente (versão comercial);
 - 1961 – distância (versão comercial).
 - Quarta geração (microprocessados/numéricos):
 - 1969 – distância (linhas de transmissão);
 - 1972 – diferencial de barras e transformadores;
 - 1973 – diferencial de gerador e integração das funções de controle e proteção;
 - 1980 – sobrecorrente de tempo inverso e medições fasoriais para estimação de estado;
 - 1982 – localizadores de falta;
 - 1984 – registro digital de faltas;
 - 1987 – proteção adaptativa.

Os relés digitais ou microprocessados, diferente dos relés convencionais, consistem de duas principais partes: hardware e software. O tipo de software ou programa implementado em um relé digital dita o tipo de dispositivo e sua função de proteção (sobrecorrente, diferencial, distância, etc). A principal parte do software é o algoritmo matemático ou numérico (dai vem também o nome de relé numérico) desenvolvido para a realização da função de proteção. Esse algoritmo deve ser capaz de processar dados de corrente e tensões para estimar os parâmetros do sistema, tais como valores RMS, medida de impedância, frequência fundamental, correntes diferenciais, etc. Os parâmetros estimados são comparados com os parâmetros configurados pelo engenheiro de proteção e a partir desta comparação decidir se o sistema está em condições normais ou em falta (curto-circuito), e conseqüentemente, iniciar a ação (trip – envio de sinal para o disjuntor comandado abrir) para isolar a seção com falta.

O hardware ou a parte física do relé digital é composto de circuitos que desempenham a função de condicionar adequadamente os sinais de tensão e corrente informados pelos transformadores de tensão (TPs) e transformadores de corrente (TCs) que alimentam os relés. Na seção 2 são apresentados detalhes da arquitetura física de relés digitais.

Os relés digitais apresentam as seguintes vantagens em relação aos relés convencionais (outras gerações):

- Economia: - baixo custo da tecnologia digital;
 - programabilidade;
 - múltiplas funções integradas em um único relé.
- Desempenho: - no mínimo igual ao dos relés convencionais;
 - proporciona melhor interface homem-máquina (IHM);
 - melhor exploração do potencial das funções de proteção.
- Confiabilidade: - automonitoramento (autodignóstico);
 - robustez (características não mudam com a temperatura, tensão de alimentação ou envelhecimento);
 - pequeno número de conexões.
- Flexibilidade: - possibilidade de atualização constante de versões: mudanças no projeto do relé implicam na maioria das vezes em modificações no software;
 - capacidade quase ilimitada de comunicação entre relés, além da possibilidade de utilização da tecnologia de comunicação via fibra ótica (mais comum);

- flexibilidade funcional: capacidade de realizar outras funções tais como: medições, controle e supervisão;
- capacidade de proteção adaptativa: parâmetros de operação podem ser mudados automaticamente com mudanças nas condições de operação do sistema elétrico.

Uma característica importante de um relé digital é sua natureza programável. Como exemplo pode-se considerar um relé de sobrecorrente digital que possibilita uma parametrização (programação) em uma variedade de curvas com características tempo versus corrente. Sua configuração é facilmente mudada sem a necessidade de alterações físicas no dispositivo.

As maiores desvantagens dos relés digitais são:

- vida útil reduzida (10 a 15 anos), enquanto os convencionais (acima de 30 anos);
- o hardware avança rapidamente, tornando os relés obsoletos;
- interferências eletromagnéticas (melhoras com fibra ótica);
- predomínio da linguagem Assembly nos programas, o que limita a intercambialidade de programas entre diferentes relés.

PERFIL PROFISSIONAL DO ENGENHEIRO DE PROTEÇÃO

Para assimilar a tecnologia digital, os engenheiros deverão ter conhecimentos em:

- Redes de comunicação;
- Gerência de banco de dados;
- Algoritmos numéricos de proteção;
- Processamento digital de sinais;
- Protocolos de comunicação (conjunto de regras – IEC 61850);

- Inteligência artificial – lógica fuzzy, redes neurais artificiais, algoritmos genéticos (proteção adaptativa).

ARQUITETURA DOS RELÉS DIGITAIS

De maneira geral todos os relés digitais apresentam a arquitetura dada pela Fig. 2.1.

Figura 2.1: Diagrama funcional de um relé digital, adaptado de Anderson, 1999.

MÓDULO DE ENTRADA/ANALÓGICA – E/A

O módulo de E/A possui as seguintes funções:

- Condicionar os sinais de tensão e corrente, provenientes dos TCs e TPs a níveis adequados para a conversão A/D;
- Isolar eletricamente os circuitos eletrônicos do relé dos circuitos de entrada;
- Proteger o relé contra sobretensões transitórias induzidas nos condutores de entrada por chaveamentos e outros processos transitórios;
- Fazer a filtragem “anti-aliasing” dos sinais analógicos de entrada.

A filtragem “anti-aliasing” é feita geralmente através de filtros analógicos passa-baixa que rejeitam frequências maiores que a

frequência máxima dos sinais de entrada. O filtro “antialiasing” evita o fenômeno denominado “aliasing” que é a sobreposição (overlap) dos espectros de frequência do sinal de entrada. Em outras palavras, o filtro “anti-aliasing” limita os sinais analógicos de entrada a uma frequência no máximo até a metade da frequência de amostragem (denominada frequência de Nyquist). A Fig. 2.2 ilustra a resposta em frequência dos quatro tipos de filtros possíveis. Caso não seja feita essa pré-filtragem do sinal, ruídos podem aparecer na forma de sinais com frequências diferentes das do sinal de entrada, interferindo no funcionamento correto do relé digital.

Figura 2.2: Resposta em frequência dos tipos básicos de filtros. a) passa-baixo. b) passa-banda, c) passa-alta e d) rejeita banda.

INTERFACE ANALÓGICA/DIGITAL – A/D

A interface A/D é composta por circuitos responsáveis pelos processos de amostragem e conversão analógica digital dos sinais analógicos. Após passar pelo módulo de E/A os sinais analógicos passam por um circuito sample and hold (S/H), são multiplexados por um multiplexador analógico e convertidos para sinais digitais (conversão A/D). O sinal convertido passa por uma filtragem digital de modo que o sinal seja condicionado antes de ser processado pelo processador do relé.

MÓDULO DE ENTRADAS E SAÍDAS DISCRETAS – E/D, S/D

O módulo E/D tem a finalidade de receber sinais de contatos (disjuntores), portanto trata-se de uma entrada binária. Sua função é condicionar os sinais para sua aplicação ao processador, o que pode incluir uma fonte de alimentação auxiliar para verificação do estado dos contatos. O módulo E/D também isola eletricamente as entradas dos circuitos eletrônicos, e protege o relé contra sobretensões transitórias. O módulo S/D tem a mesma finalidade que o módulo E/D, entretanto trata-se de uma saída que envia sinal de trip (sinal de comando) para a abertura do disjuntor.

2.4 Processador Encarregado de executar os algoritmos de proteção, controlar diversas funções temporizadas e realizar tarefas de autodiagnóstico e comunicação com os periféricos. Relés digitais modernos possuem as seguintes memórias:

- RAM (memória de acesso aleatório): é necessária como “buffer” para armazenar temporariamente os valores das amostras de entrada, acumular resultados intermediários dos algoritmos de proteção e armazenar dados que serão guardados posteriormente em memória não volátil;
- EPROM (memória somente de leitura, programável e apagável): utilizadas para armazenar os algoritmos de proteção e aplicativos do relé. Os programas são instalados pelos fabricantes e somente modificados por eles;
- EEPROM (memória somente de leitura, programável e apagável eletricamente): utilizadas para armazenar os parâmetros de ajuste do relé e dados referentes à configuração da proteção.

SAÍDA DE SINALIZAÇÃO DE OPERAÇÃO (BANDEIROLAS)

Realiza a função de sinalização da operação do relé (bandeiriola) e de seu estado funcional mediante dispositivos de sinalização (geralmente tipo luminoso) visíveis no painel do relé.

PORTAS SERIAL E PARALELA

As portas seriais permitem o intercâmbio de informações locais (display e painel do relé) e remota (Centro de Controle/Operação). As portas paralelas são principalmente utilizadas para o intercâmbio de informações em tempo real. Ambas as portas permitem troca de informações entre relés.

FONTE DE ALIMENTAÇÃO

Fornece energia elétrica ao relé independente da subestação. O relé é alimentado em tensão e corrente contínuas em níveis típicos de +5V, +15V, +24V.

A Fig. 2.3 ilustra em detalhes a arquitetura interna de um relé digital.

Figura 2.3: Esquemático de um relé numérico [2].

SISTEMAS DIGITAIS INTEGRADOS

SUPERVISÃO, CONTROLE, AUTOMAÇÃO E PROTEÇÃO

Os sistemas digitais de automação (SDA) de subestações modernas tipicamente têm uma ou mais conexões para o exterior do sistema. Conexões de comunicações comuns incluem centros de operação, escritórios de manutenção e centros de engenharia. A maioria dos SDAs conecta-se através de um sistema SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition) tradicional servindo às necessidades de operação em tempo real da subestação que é controlada através dos centros de operações por meio de uma rede de comunicação [3].

Um sistema digital integrado ou SDA deve atender os seguintes requisitos básicos para sua implementação:

- Inteligência distribuída;
- Protocolo de comunicação aberto (IEC 61850);
- Robustez;
- Critério de sobredimensionamento da capacidade de processamento em todos os níveis, para permitir um crescimento funcional e de hardware sem degradação de seu desempenho;
- Hardware e software devem ser projetados e estruturados utilizando o conceito de modularidade, de forma a permitir rápidas modificações e ampliações;
- Deve ser possível realizar manutenções ou modificações com o sistema em serviço;
- O sistema deve ser capaz de reinicializar-se rapidamente,

independente da intervenção do operador do sistema elétrico, após uma interrupção ou perda da tensão de alimentação;

- As funções de proteção e controle devem ser totalmente independentes.

SISTEMA SCADA

Conceitos Básicos

De fato, o sistema SCADA básico interconecta dois ambientes distintos: a subestação e o centro de operações. Interfaces para equipamentos da subestação e fontes de conversões e comunicações completam o sistema. O ponto terminal para um sistema SCADA tradicional é uma RTU (Remote Terminal Unit) onde ocorre a interface entre a comunicação e os equipamentos da subestação.

As RTUs coletam medidas do sistema elétrico, transmitem essas medidas para um centro de operações, onde o SCADA central apresenta-as aos operadores através de uma IHM

(Interface Homem-Máquina). A IHM permite ao operador monitorar e controlar todos os parâmetros do sistema elétrico em tempo real. Isso é feito utilizando programas dedicados implementados em plataformas gráficas, tipo Windows ou Linux.

De maneira geral uma IHM inclui as seguintes funções principais:

Controle de acesso: diferentes níveis de acesso podem ser definidos para diferentes grupos de funcionários. Por exemplo, os operadores devem ter completo acesso ao display e as funções de controles enquanto o pessoal da manutenção tem acesso restrito.

Mapeamento: mapa gráfico em duas dimensões de representação do sistema de potência dividido em várias camadas. Essas camadas

podem conter diferentes representações do sistema. Por exemplo, o nível 1 mostra o sistema elétrico inteiro, o nível 2 a subestação, o nível 3 um resumo do estado dos alimentadores principais do sistema etc.

Displays tabulares: lista os dados referentes aos dispositivos da subestação. Por exemplo, um display tabular pode listar todas as RTUs da subestação e seus estados em/fora de serviço, valores de potência, relações de TCs e TPs etc.

Displays de tendência: mostra graficamente a variação no tempo dos dados coletados no sistema. Os dados podem ser escolhidos pelo operador.

Display de alarmes: funciona equivalente a um anunciador de alarmes, mostrando todos os alarmes informados pelo sistema, sejam alarmes da proteção, falha de comunicação, abertura e fechamento de disjuntores etc. Na Fig. 3.1 ilustra-se a tela de uma IHM típica.

Geralmente, essas medidas são fluxos de potência ativa e reativa (watt e var), tensões e correntes. Entretanto, outras medidas do tipo: níveis de tanques de óleo, pressão, posições do tap e ventilação dos transformadores, são comuns. Estas medidas possuem características analógicas e, portanto, são atualizados periodicamente de tal modo que o operador possa ser assegurado de que o dado que aparece na tela do monitor é real.

O sistema SCADA central monitora a entrada de fluxo de variáveis analógicas e bandeirola (destaca) com warnings e alarmes os valores de grandezas elétricas que estão fora dos limites preestabelecidos para alertar o operador do sistema.

O sistema SCADA também quase sempre fornece meios para os operadores do sistema controlarem os equipamentos da subestação. Isto inclui: disjuntores, chaves seccionadoras, ventilação e taps de transformadores.

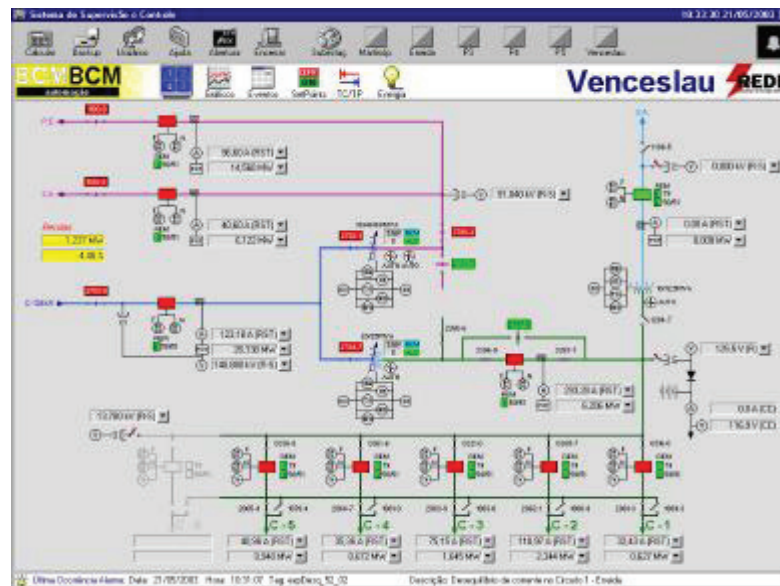


Figura 3.1: Tela gráfica de uma IHM – sistema real.

Aquisição de Dados

As medidas constituem uma ponte que leva grandezas do sistema físico para a tela dos monitores nos centros de operações. Assim os sistemas de medidas transformam o mundo físico em um mundo digital e constituem um aspecto crítico do sistema SCADA e do sistema de automação.

A principal função do sistema SCADA ou sistema de automação é medir as atividades dos sistemas de energia, processando as medidas e relatando os dados aos centros de operação. A fonte dos dados medidos são TPs e TCs.

Os valores de tensão e corrente medidos pelos TPs e TCs, respectivamente, são injetados em dispositivos conhecidos como IEDs (Intelligent Electronic Device). IEDs são definidos como qualquer dispositivo incorporando um ou mais processadores com capacidade de receber ou transmitir dados/controles de/ou para uma fonte externa (medidores multifuncionais eletrônicos, relés digitais, CLPs- Controladores Lógico Programáveis etc) [4]. Na Fig. 3.2 ilustra-se um esquema de ligação de TPs/TCs e IEDs e na Fig. 3.3 ilustram-se


alguns IEDs.

Com a ascensão do uso de IEDs e o desenvolvimento de RTUs mais modernas a tendência destas é não mais ser dispositivos de medição. Em sistemas de automação atuais as RTUs podem executar a função de coleta de dados de IEDs.

Do mesmo modo que a RTU conecta-se diretamente ao sistema SCADA, os IEDs também o podem fazer. Deste modo os comandos de controle dos centros de operação podem passar através da RTU ou diretamente para a rede da subestação até alcançar os IEDs configurados para controlar um determinado dispositivo. Usualmente, distribuindo o controle e o monitoramento através de múltiplos dispositivos, requer da concessionária de energia condições de trabalho que exigem cooperação entre operação da subestação, manutenção e proteção.

Figura 3.2: Ligações - TPs/TCs e IEDs, adaptado de [3] e [4].

Esquemas de Proteção Típica



Relés de linhas curtas com dupla alimentação

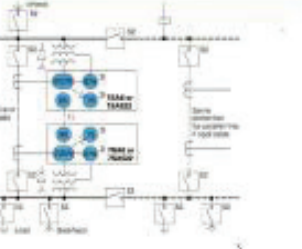
Notas:

- 1) Auto religamento apenas com linhas aéreas.
- 2) Opções de proteções diferenciadas:
 - Tipo 75002 ou 750410 com corrente direta de linha ótica de até 20 km ou via canal de 64 kbits (linha ótica, micro canal).
 - Tipo 75052 ou 750410 com 750V642 (CC-CC) com 2 ou 3 fios pilotos até 10 km.
 - Tipo 750500 com 2 fios pilotos até 10 km.
 - Tipo 750502 com 2 fios pilotos até 20 km.
 - Tipo 750503 com 3 fios pilotos até 10 km.
- 3) Funções 49 e 79 somente com relés 7505 e 750616. O 750600 é uma boa solução quando somente a função 87L é requerida (transformador sorvedor 4MVA/20 deve ser adquirido separadamente).

Linhas aéreas em cabos longos com dupla alimentação

Notas:

- 1) O relé disponibiliza lógica de corrente trip (85) e lógica para teleproteção. O sinal pode ser transmitido via fio-piloto, óptico, fibra ótica. O sistema de teleproteção é necessário nos casos em que é requerido eliminar rapidamente a falha em 100% do comprimento da linha, não só na segunda zona (atraso de 0,2 segundos) não é aceita para falhas internas.
- 2) Proteção direcional de falta à terra 47N, com característica de tempo inverso contra falhas de alta resistividade.
- 3) Auto religamento, simples ou múltiplo, somente para linhas aéreas.



A Medição de Energia com Precisão

SIMEAS P - Medidor de Energia

SIMEAS P500 é um Multimedidor Digital para montagem em painel, com display gráfico com iluminação azul de fundo, que proporciona ao usuário mais conforto na visualização. Sua aplicação está principalmente na monitoração de potência em baixa e média tensão. Esse medidor pode disponibilizar informações de medição, alarmes e informação de status.

Dentre as medições disponibilizadas, incluem-se valores r.m.s de tensão (fase-fase, elou fase-terra), correntes, potência e energia - ativa, reativa e aparente, frequência, fator de potência, ângulo de fase por fase, fator de simetria, harmônicas da corrente e tensão, e distorção harmônica total - THD.

Esse equipamento também está habilitado a disparar trigger, quando limites pré-parametrizados na função osciloscópio forem progra-



mados. Esta função pode ser parametrizada para disparar através de valores instantâneos ou valores r.m.s. O SIMEAS P gera uma lista de valores mínimos, médios e máximos, de corrente, tensão, potência, energia etc.

Há ainda a possibilidade de parametrizações independentes. Por exemplo, para corrente, tensão, fator de potência e potência ativa e reativa. No caso de violação desses limites, a unidade gera um alarme através dos contatos de saída. Até 6 alarmes podem formar um grupo de alarme usando-se combinações lógicas de E/OU.

Os alarmes podem ser usados para incrementar contadores, disparar a função osciloscópio, gerar pulsos de saída, etc.

SIMEAS P600 possui as mesmas funções que o P500, porém com algumas características adicionais, nas quais se incluem: bateria para relógio interno de tempo-real e 1 MB de memória estendida. A forma como essa memória não-volátil é alocada para as medições é livremente programável.

SIMEAS P100 possui as mesmas funções que o SIMEAS P500, exceto pelo display gráfico. Esta unidade é projetada para montagem em trilhos e sua área de aplicação está principalmente na integração com sistemas e CLP, como um transdutor, através dos protocolos MODBUS e PROFIBUS.

SIMEAS P200 possui as mesmas funções que o P600, exceto pelo display gráfico. Também é projetado para montagens em trilhos e aplicações como o SIMEAS P100.

Pós-Venda

Criado com o objetivo de completar o ciclo de venda de produtos ou sistemas, a área de pós-venda tem como objetivo a satisfação total do cliente SIEMENS, bem como garantir a qualidade e confiabilidade dos fornecimentos.

Nosso objetivo é um atendimento personalizado para cada cliente, que inclui prestar suporte à operação do equipamento e

fornecer suporte técnico necessário, como treinamentos, documentação e informações relacionadas ao Código de Defesa do Consumidor. Somos um canal de vendas de componentes sobressalentes, de serviços técnicos (serviços fora do período de garantia, expansões de sistemas e consultoria técnica) e de contratos de manutenção para nossos sis-

temas (atendimento emergencial personalizado).

Desta maneira, acreditamos suprir quaisquer necessidades técnicas pertinentes aos produtos por nós comercializados, ou seja, relés de proteção, sistemas de supervisão e equipamentos relacionados à qualidade de energia, sendo então o Pós-Vendas uma ferramenta de grande utilidade para nossos clientes.

Contatos - Brasil

Central
Tel. (11) 2409-2000
sig@siemens.com.br
Pós-venda
postovenda@siemens.com.br
Belo Horizonte
Tel. (31) 3389-4404
Fax. (31) 3389-4422
ofm@siemens.com.br

Brasília
Tel. (61) 348-7625
Fax. (61) 348-7635
brasil@siemens.com.br

Curitiba
Tel. (41) 360-1162
Fax. (41) 360-1166
curitiba@siemens.com.br

Companhia
Tel. (16) 3707-6116
Fax. (16) 3707-6136
companhia@siemens.com.br

Porto Alegre
Tel. (51) 3396-1765
Fax. (51) 3396-1736
portoalegre@siemens.com.br

Rio de Janeiro
Tel. (21) 3401-6244
Fax. (21) 3401-6275
rio@siemens.com.br

Rio de Janeiro
Tel. (21) 3401-6275
Fax. (21) 3401-6275
rio@siemens.com.br

Salvador
Tel. (71) 3401-6244
Fax. (71) 3401-6275
salvador@siemens.com.br

São Paulo
Tel. (11) 3817-3025
Fax. (11) 3817-3025
sao@siemens.com.br

Figura 3.3: Alguns IEDs modernos: (a) relés digitais, (b) medidor digital, (c) CLPs.



O maior retorno do investimento em CLPs

A ABB tem uma linha de CLPs para atender diversos tipos de aplicação, desde pequenas automações até soluções para grandes processos.

O lançamento mais recente da ABB é a linha AC-31, composta pelas séries 40, 50 e 90, designadas para diferentes portes de aplicação. As séries 40 e 50 têm uma capacidade de até 300 I/Os e a série 90, 1500 I/Os.

A linha AC-31 destaca-se dos produtos da concorrência pelo baixo custo dos I/Os analógicos, disponibilidade de inúmeras I/Os abertas (que podem ser configuradas tanto como entradas quanto como saídas) e pela alta flexibilidade. Uma única CPU da série 90 possui 24 EDs, 16 SDs, 8 EAs, 4 ASs e 8 EDs/SDs abertas.

Na faixa das microaplicações, o AC-010 possui um

amplo horizonte de utilização, desde a substituição de lógicas de relés até a automação industrial, e permite várias configurações que atingem até 24 EDs e 16 SDs, tanto a transistor quanto a relés.

Fazem parte da linha de nossos produtos o AC800M, AC800C, AC800F que são CLPs para médias e grandes aplicações com redundância de CPUs e módulos I/Os, inclusive.

A ABB oferece ainda uma completa estrutura de suporte ao usuário de CLPs que inclui treinamentos, suporte técnico, serviços de campo e estoque para pronta entrega.

Conheça mais os benefícios de nossos produtos e serviços através de nossos distribuidores, integradores ou diretamente, para que possamos elaborar a melhor solução para as suas necessidades.

O estado da arte em controle e medição

O principal foco da ABB Force Measurement é o domínio preciso da medição de planicidade, tensão, força e espessura, e seu poder sobre a confiabilidade e repetitividade no processo contínuo. Da sucata ao processo final, da fabricação do aço à impressão de plásticos, a ABB Force Measurement fornece equipamentos confiáveis e precisos para medição e controle. Baseados na Tecnologia

Produtor, produtos como o Stressometer® e o Millmate® possibilitam controle de planicidade, força do laminador, tensão de tiras e feltros. Esta tecnologia também está presente no Cylmate®, produto que monitora combustão de grandes motores a diesel. Utilizando o estado da arte, a ABB Force Measurement é líder em soluções para medição de forças.

IndustrialIT

Arquitetura do Sistema SCADA

Sistemas SCADA modernos têm tanto software como hardware com arquiteturas distribuídas. Nestas o processamento de dados é distribuído entre vários computadores e servidores que se comunicam entre si através de uma rede LAN (Local Area Network) dedicada. Outra característica importante dos sistemas SCADA modernos é sua arquitetura aberta.

Esta característica permite interconectividade com outros sistemas. Sistemas abertos são importantes porque permitem a possibilidade de interfaceamento com produtos de outros vendedores. Apesar do fato da maioria dos vendedores oferecerem sistemas abertos às concessionárias, eles ainda desenvolvem suas próprias IPAs (Interface de Programação de Aplicação) instaladas no computador central

que contém a IHM. A IPA possui módulos dedicados de programas capazes de se comunicar utilizando objetos comuns e mecanismos de troca de dados. Na Fig. 3.4 ilustra-se a arquitetura distribuída de um sistema SCADA típico.

- Servidor de Aplicações n
- Servidor de Aplicações 1
- Servidor de Comunicação (Roteador)
- Comunicação Front-End (CLP)
- TecladoTeclado LAN Dual
- Outros Centros de Controle RTUs
- IHM IHM Monitor Monitor Monitor Monitor

Figura 3.4: Sistema SCADA típico, adaptado de [3].

Os servidores de aplicações têm a característica de possuir grande capacidade de processamento. Assim eles podem comportar os seguintes subsistemas:

- Núcleo SCADA: servidor usado principalmente para funções de processamento de dados.
- Base de Dados: suporta a base de dados de todo o sistema.
- Aplicações avançadas: suporta todas as aplicações do DMS (Distribution Management System). A principal característica desse servidor é a alta capacidade de processamento.
- Base de dados histórica: suporta a base de dados que contém

todos os dados históricos. As informações provenientes desses dados podem ser usadas para estudos futuros e treinamento dos operadores.

- Configuração e administração: controle, gerenciamento e manutenção do sistema SCADA. Este servidor pode gerenciar o modo de operação de cada servidor e controlar funções como backup do sistema.

A comunicação front-end, geralmente concebida utilizando CLPs tem a função de aquisição de dados das RTUs e dispositivos de campo, como relés, chaves seccionadoras, contadores, disjuntores etc. Os CLPs executam funções tais como automatização de chaveamentos, intertravamentos e segurança.

O servidor de comunicação ou roteador possibilita a troca de dados ou arquivos em tempo real com outros centros de controle.

Além das considerações anteriores, deve-se atentar para o fato de que o sistema mostrado na Fig. 3.4 possui uma rede LAN dual composta de duas redes funcionando paralelamente. Este tipo de configuração é utilizado para assegurar ao sistema SCADA alta disponibilidade, operação contínua e flexibilidade na manutenção. Assim se um computador ou uma rede falhar todas as comunicações serão chaveadas para o computador e a rede que estão em correto funcionamento.

Controle Supervisório e Sistemas de Comunicação

Nas seções anteriores foram apresentados conceitos básicos relacionados à aquisição de dados do sistema SCADA. Outra função essencial do sistema SCADA é promover o controle do sistema de automação. Esse controle refere-se a todo tipo de comando enviado pelos operadores aos equipamentos de campo. A seguir são apresentados alguns métodos utilizados para executar esses comandos:

- Selecionar antes de operar (SBO – Select Before Operate):

este tipo de comando tem uma seqüência de três passos:

- Seleção do dispositivo;
- Seleção de operação;
- Execução de operação.

Este tipo de método é usado para minimizar a possibilidade de operação inadvertida.

Comandos por SBO permitem ao operador examinar a ação requisitada por segurança. Quando o operador seleciona o dispositivo, ele espera pela confirmação da seleção do dispositivo e se ela é satisfeita ele pode requisitar sua operação. Controles por SBO são temporizados. Se o atraso entre seleção e operação do dispositivo é muito longo, a seqüência de controle é abortada e a seleção cancelada.

- Operação direta: este tipo de comando é usado quando operações inadvertidas ou errôneas têm menor ou mínimo efeito na operação do sistema elétrico. Comandos de operação direta podem ser usados, por exemplo, para aumentar/diminuir atuação de determinado dispositivo (ventilação forçada de um transformador). Ele também elimina a necessidade do operador constantemente re-selecionar um dispositivo cada vez que um comando de controle é emitido.
- Comandos de set point: comandos usados para modificar características de operação da subestação ou dispositivos. Por exemplo, comandos de set point podem ser usados para mudar o ponto de regulação de um regulador de voltagem, alterar valores de correntes e tensões máximas e mínimas em um determinado alimentador ou alterar a regulação do tap de um transformador, parametrização de relés.

O controle supervisão pode ser efetuado de maneira local ou centralizado. Quando o controle supervisão é executado localmente, todos os dados são coletados pelo sistema

SCADA local e processados localmente.

O controle supervisorio centralizado é executado a partir de um centro de controle do sistema (COS). O COS coleta através de um sistema SCADA central todos os dados provenientes das subestações (SEs) controladas remotamente. O processamento dos dados é efetuado de forma centralizada.

A comunicação entre o COS e as SEs é feita geralmente através de uma rede do tipo WAN, entretanto pode ser feita por comunicação de rádio ou satélite. O COS pode estar localizado junto a uma subestação, o que normalmente ocorre, ou estar localizado em um lugar estratégico separado das SEs.

Os sistemas de comunicação em um sistema de automação podem ser definidos como uma combinação de um meio físico que transporta a informação para diferentes locais da subestação de acordo com regras (protocolos) que permitem aos dispositivos conectados a rede trocarem informações.

Os meios físicos das redes de comunicação podem ser de fios de cobre, blindados entrelaçados, fios coaxiais, fibra óptica ou até mesmo não conter um meio como um fio, como comunicações sem fio ou wireless. É importante ressaltar que os IEDs comunicam-se com o meio externo de forma serial através de portas de comunicação. Essas portas fornecem acesso ao processador dos IEDs gerenciando a troca de mensagens. Uma porta muito utilizada em dispositivos de sistemas de automação é o UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter). O UART pode ser um componente separado ou estar integrado ao processador do dispositivo, o que ocorre com IEDs modernos. Além do UART um IED deve possuir uma interface que o liga ao meio externo. Essa interface é feita pelos canais seriais de comunicação padrão RS-232 e RS-485. O RS-232 é projetado para suportar em

seu canal de comunicação um único dispositivo enquanto o RS-485 pode suportar até 32.

Existem vários tipos de configurações de redes. As configurações de rede que utilizam o canal de comunicação RS-232 para interconectar os IEDs são chamadas de redes ponto a ponto (point to point). Nesta configuração um dispositivo é conectado diretamente a outro. As configurações de rede que utilizam o canal RS-485 podem ser de um ponto para multi pontos (point to multi-point) ou par para par (peer to peer) e possibilitam a interconexão de vários dispositivos. A configuração par para par é largamente empregada como LAN nas subestações, pois possibilita que cada dispositivo tenha igual acesso a rede e possa trocar mensagens com qualquer outro dispositivo. Cuidado deve-se ter então no sentido de que deve existir um controle em relação à comunicação desses dispositivos de modo a evitar colisões de informações.

Surge nesse ponto então a seguinte pergunta: Como interconectar IEDs, RTUs e outros dispositivos em um ambiente integrado que possibilite trocar informações com PCs e outros equipamentos similares?

A resposta para esta pergunta vem com o uso de LANs baseadas em protocolos Ethernet, ou ainda em protocolos como DNP3, ModBus e IEC 61850 usados como TCP/IP (Transmission Control Protocol/Internet Protocol).

Atualmente a maioria de IEDs suportam protocolo tipo Ethernet. No caso em que IEDs não podem suportar este tipo de protocolo alguns fornecedores oferecem NIMs (Network Interface Modules) encarregados de traduzir os protocolos do dispositivo para a rede.

Com o uso da Ethernet foi possível então conectar hubs e roteadores na rede. Os hubs podem conectar vários

dispositivos na rede de maneira inteligente. Os roteadores podem conectar uma LAN a uma WAN (Wide Area Network) para trocar informações entre centros de controle fornecendo segurança e controle de acesso. Na Fig. 3.5 mostra-se uma rede complexa de um SDA de uma subestação.

Protocolos de Mensagem

Protocolos são conjuntos de regras que permitem aos dispositivos trocarem mensagens entre si bem como interpretá-las. Sem esse conjunto de regras nenhum dispositivo saberia qual o significado de determinada mensagem, como respondê-la e qual conteúdo enviar como resposta.

Figura 3.5: Rede complexa de um sistema de automação, adaptado de [3].

Blocos Básicos de Mensagem

De maneira geral, toda comunicação de um IED é conduzida de modo serial. Portanto, são descritas somente comunicações seriais neste trabalho. Comunicações seriais referem-se à técnica de enviar mensagens em uma série de bits, um bit por vez, em uma seqüência predefinida. Um número fixo e uma seqüência de bits usualmente é chamada uma palavra ou bloco.

Cada mensagem é composta de vários blocos. A maioria dos protocolos de IEDs possuem um padrão de oito bits para compor um bloco/parte de dados de determinada mensagem. Juntamente aos oito bits de dados existe um bit de início (sempre “0”) e um de parada (sempre “1”). Alguns protocolos usam um bit de paridade entre

o último bit de dados e o bit de parada para detectar erros. Ainda existem protocolos que usam um ou dois bits de parada. Na Figura 3.6 ilustra-se um bloco de mensagem básico completo. Importância deve ser dada à direção de transmissão da mensagem. Deste modo, o primeiro bit de dados enviado é d0 e o último d7. Aqui d0 é adotado como o bit menos significativo e d7 como o mais significativo.

Figura 3.6: Bloco de mensagem básico.

Como visto anteriormente, o UART ou um variante similar executa a tarefa de gerenciamento, transmissão e recepção de mensagens. Sua tarefa é executar a conversão de bits de dados de serial para paralelo ou o contrário. Na Figura 3.7 mostra-se um exemplo de como o UART faz a conversão dos bits de dados. O processador do dispositivo A envia um byte de dados dispostos paralelamente ao seu UART. Este converte o byte de dados que está em paralelo para serial e envia um bit de cada vez para o UART do dispositivo B. O UART deste dispositivo converte os bits um a um em série para paralelo e os transfere para o processador. O bit de início sincroniza o receptor ao transmissor e o bit de parada indica o término do sinal.

Figura 3.7: UART - Conversão de dados. UARTs podem ter funções adicionais como check de paridade e buferização.

Componentes de Mensagem

Existem vários componentes relacionados a uma mensagem. Antes de vermos cada um deles, devemos definir duas entidades genéricas: o Solicitador de Dados (SD) e o Fornecedor de Dados (FD). O SD solicita dados e requisita ações de comando de controle através de mensagens (e.g. RTUs, CLPs ou outro IED). O FD responde a essas mensagens contendo os dados solicitados ou responde aos controles requisitados (e.g. IEDs). A relação entre SDs e FDs

pode ser encarada como uma relação cliente/servidor, conceito usado em tecnologia de redes. Na Figura 3.8, ilustra-se essa relação.

Figura 3.8: Relação entre SDs e FDs.

Após as considerações anteriores, pode-se analisar cada componente de uma mensagem genérica. Na Figura 3.9 ilustra-se um diagrama genérico de uma mensagem. A seguir são descritos cada um dos seus componentes.

Figura 3.9: Diagrama genérico de uma mensagem.

Cabeçalho

Possui duas funções principais. Uma delas é assegurar que uma mensagem parcial não seja interpretada como uma mensagem válida potencialmente e permitir que os dados sejam interpretados como um comando. A outra função é apresentar a mensagem ao processador com um bit conhecido que ele possa usar para sincronizar certas mensagens.

Endereço

Contém o endereço da mensagem ou para onde ela deve ser enviada. O receptor da mensagem compara o endereço recebido com seu endereço na rede aceitando ou não a mensagem. Todos os receptores que dividem uma rede comum devem ter um único endereço. Os protocolos de IEDs frequentemente tem endereços especiais que são reservados para mensagens específicas.

Função

Esse bloco contém a informação relacionada ao propósito da mensagem e o que o receptor deve fazer. A Tabela 3.1 lista funções comuns para um sistema de mensagem.

Tabela 3.1: Códigos de funções comuns.

Reconhecimento Enviar dados analógicos Mandar dados digitais
 Mandar dados do acumulador Mandar etiqueta de tempo de dados
 digitais Mandar etiqueta de tempo de dados analógicos Selecionar
 controle de trip Selecionar controle de fechar Executar trip Executar
 fechamento Congelar acumulador Reset acumulador Enviar dados
 de exceção analógicos Enviar dados de exceção digitais Reset Reset
 clock Mensagem de texto em ASCII

Grupo de Scan

São subconjuntos de dados de um conjunto de dados de um FD. Pode conter dados específicos que o SD pode requerer atualizar de forma diferente em relação a outros dados similares. Por exemplo, se um FD tem dados analógicos demandados (e.g. posição do tap do transformador) e dados em tempo real solicitados (e.g. correntes e tensões) ele pode atualizar os dados analógicos em uma taxa menor do que os dados em tempo real.

Dados

Podem ser dados que o FD necessita para executar determinada função ou dados que o SD obtém em resposta aos dados solicitados ao FD.

Dados digitais usualmente têm pontos de dados definidos como um ou dois bits por ponto dentro de cada byte. Pontos digitais são geralmente agrupados em um número de pontos individuais empacotados em um campo de dados como ilustrado na Figura 3.10. Nesta figura seis bits por byte são bits de dados, com quatro bytes representando um grupo de 24 pontos digitais. Os dois primeiros bits de cada byte permitem que o dado seja diferenciado de outros tipos de dados. Assim, neste caso, todos os bytes que contiverem os bits “1” e “0” nas posições 7 e 6 respectivamente, são reconhecidos como dados digitais.

Figura 3.10: Grupo de 24 pontos digitais.

Dados analógicos são usualmente enviados em formato binário e geralmente requerem vários bytes para transferir um ponto de dados. No caso de dados analógicos são bastante comuns dados utilizando doze ou dezesseis bits, dependendo do conversor A/D (Analógico/Digital) que se está utilizando. Na Figura 3.1 ilustra-se um dado analógico que utiliza doze bits e, portanto, são necessários dois bytes para empacotá-lo completamente.

Figura 3.1: Dado analógico de 12 bits.

É importante notar que os bits 6 e 7 são bits utilizados para diferenciar o dado analógico e os bits 4 e 5 não são utilizados neste arranjo.

Dados também podem referir-se a controles requisitados. Se o bloco da mensagem referente à função (Figura 3.9) for um controle requisitado, o campo de dados conterá o endereço de um ponto a ser controlado. A duração do controle também pode ser incluída no campo de dados se essa funcionalidade for suportada pelo protocolo.

Tamanho

Alguns protocolos definem um tamanho de mensagem que contém o número de bytes dessa mensagem. Este campo é usual para identificar o ponto final de uma mensagem em determinada transação.

Seqüência de Mensagem

Alguns protocolos de IEDs são definidos para suportar transferência de dados longos. Mais especificamente, eles suportam transferência de dados utilizando múltiplas mensagens. O campo de seqüência de mensagem permite que o FD quebre uma transferência de dado longo em pequenas partes numerando-as de tal forma que o dado completo possa ser reagrupado em sua correta ordem no SD.

Código de Erro

Protocolos de IEDs quase universalmente usam alguma forma de codificação de detecção de erro dentro da mensagem e podem em alguns casos usarem o bit de paridade para tanto. Alguns protocolos ainda empregam o código de erro ao longo da mensagem ou no final (Figura 3.9).

O código de erro é imprescindível à estrutura de uma mensagem. Esta afirmação tem efeito, visto que mensagens que possuem esquemas de detecção de código de erro em IEDs (e.g. CRC-Cyclic Redundancy Check) permitem um controle seguro e antecipado dos equipamentos, evitando deste modo que a falha em um determinado

equipamento propague-se para os demais instalados na subestação.

AMOSTRAGEM DE SINAIS

TEORIA DA AMOSTRAGEM DE SINAIS

Amostragem periódica

Seja uma sequência de amostras $x[n]$, obtida de um sinal de tempo contínuo $x_c(t)$, de acordo com a relação:

$$x[n] = x_c(nT), \quad -\infty < n < \infty,$$

sendo: T : Período de amostragem

$1/T$: Frequência de amostragem

A frequência de amostragem também pode ser representada como $2\pi f_s$

$\Omega_s = 2\pi/T$. Nesta forma ela é dada em radianos/segundos. O sistema que implementa a operação da equação (4.1) é denominado conversor do tempo contínuo para discreto ideal (C/D). A representação deste conversor é dada na Fig. 4.1.

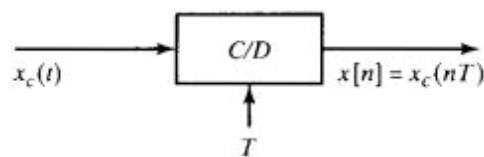


Figura 4.1: Diagrama de bloco de representação de um conversor (C/D).

Na prática a operação de amostragem é implementada através de um conversor A/D que pode ser considerado como uma aproximação do conversor ideal (C/D).

É conveniente representar matematicamente o processo de amostragem em dois estágios representados na Fig. 4.2 (a). Os estágios consistem de um modulador de trem de impulsos seguido

pela conversão do trem de impulsos para uma sequência. A Fig. 4.2 (b) ilustra um sinal de tempo contínuo $x_c(t)$ e os resultados da amostragem para duas taxas de amostragem diferentes. A Fig. 4.2 (c) ilustra as correspondentes sequências de saída. A diferença principal entre $x_s(t)$ e $x[n]$ é que $x_s(t)$ é um sinal de tempo contínuo (especificamente, um trem de impulsos) que é nulo exceto em múltiplos inteiros de T . A sequência $x[n]$ é indexada através das variáveis inteiras n , que introduz uma normalização de tempo, ou seja, a sequência de números $x[n]$ não contém informação explícita sobre a taxa de amostragem.

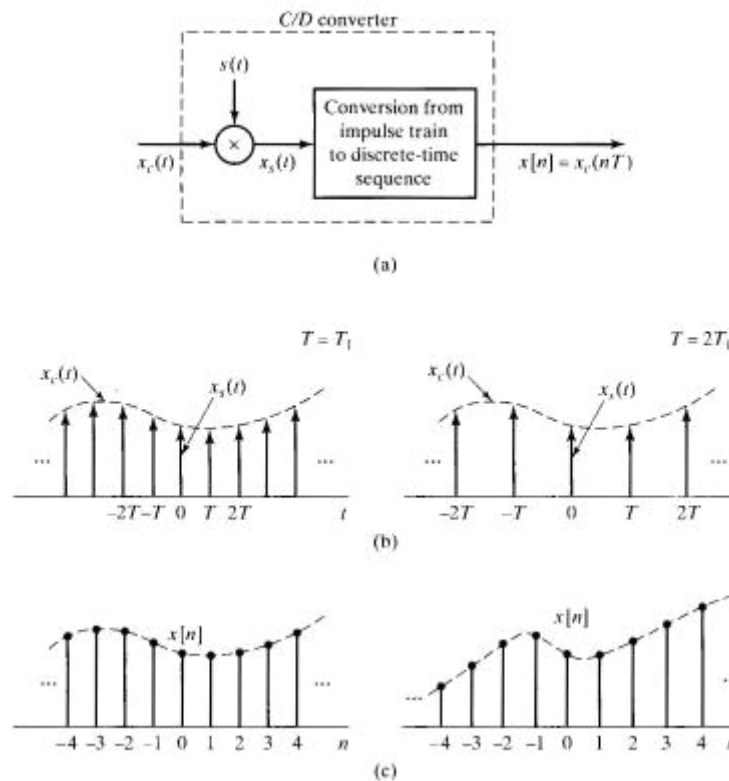


Figura 4.2: Amostragem utilizando trem de impulso seguido pela conversão da sequência de tempo discreto. (a) Diagrama do sistema. (b) $x_s(t)$ para duas taxas de amostragem. (c) Sequência de saída para duas taxas de amostragem.

Representação no domínio da frequência

A transformada de Fourier (TF) de um sinal contínuo não-periódico dado por uma função $f(t)$ é dada por:

$$F(j\Omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot e^{-j\Omega t} \cdot dt \quad (4.2-a)$$

() () t j t F j f t e dt

A função de frequência $F(j\Omega)$ é chamada de TF da função $f(t)$. Em termos da TF, a função $f(t)$ pode ser obtida por:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(j\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \quad (4.2-b)$$

A função $f(t)$ no domínio do tempo e a correspondente função $F(j\Omega)$ no domínio da frequência são comumente conhecidas como pares de transformadas e qualquer função não periódica no tempo $f(t)$ pode ser transformada em um espectro de frequência contínua $F(j\Omega)$ através da integral dada pela equação 4.2-a.

A transformada de Fourier dada por (4.2-a) é especialmente importante no contexto de proteção digital, visto que na ocorrência de um curto-circuito formas de onda transientes não periódicas devem ser processadas adequadamente. Além disso, ela pode ser aplicada a sinais periódicos, limitando-se a análise para um período. Considere a conversão de $x_c(t)$ para $x_s(t)$ (Fig. 4.2 (a)) através da modulação do trem de impulso periódico dado por:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT),$$

sendo:

$$\delta(t)$$

: função impulso unitário. Modulando $s(t)$ com $x_c(t)$ obtêm-se:

$$\begin{aligned} x_s(t) &= x_c(t)s(t) \\ &= x_c(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT), \\ \hline &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_c(nT)\delta(t - nT). \end{aligned}$$

A relação (4.4) entre $x_s(t)$, $x_c(t)$ e $s(t)$ pode ser representada de maneira simples através da chave da Fig.4.3 (a). A Fig. 4.3 (b) ilustra a representação de $s(t)$ no domínio de tempo contínuo.

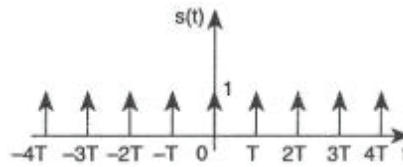


Figura 4.3: Representação física de $s(t)$ (a) e representação matemática de $s(t)$ (b).

A partir de (4.2-a) obtém-se a TF de $s(t)$ dada por:

$$S(j\Omega) = \frac{2\pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\Omega - k\Omega_s).$$

Como $x_s(t)$ é o produto de $x_c(t)$ com $s(t)$, a TF de $x_s(t)$ é a convolução das TFs $X_s(j\Omega)$ e $X_c(j\Omega)$. Assim tem-se:

$$X_s(j\Omega) = \frac{1}{2\pi} X_c(j\Omega) * S(j\Omega),$$

(4.6) O sinal $*$ denota operação de convolução de variáveis contínuas. Deste modo segue que:

$$X_s(j\Omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_c(j(\Omega - k\Omega_s)).$$

A equação (4.7) fornece a relação entre as TFs da entrada e da saída do modulador de trem de impulso da Fig. 4.2 (a). É observado a partir da equação (4.7) que a TF de $x_s(t)$ consiste de cópias repetidas periodicamente da TF de $x_c(t)$. A Fig. 4.4 ilustra a representação no domínio da frequência da amostragem de um sinal $x_c(t)$.

A Fig. 4.4 (a) representa a TF de um sinal limitado cuja frequência máxima é Ω_N . A Fig.

4.4 (b) ilustra o trem de impulso periódico $S(j\Omega)$, e a Fig. 4.4 (c) ilustra $X_s(j\Omega)$. A partir da Fig. 4.4 (c) é evidente que quando:

$$\Omega_s - \Omega_N > \Omega_N, \quad \text{or} \quad \Omega_s > 2\Omega_N,$$

as replicas de $X_c(j\Omega)$ não se sobrepõem. Consequentemente $x_c(t)$ pode ser recuperado a partir de $x_s(t)$ com um filtro passa-baixa ideal. Se a desigualdade da Equação (4.8) não se mantém, ou seja, $\Omega_s \leq$

$2\Omega_N$, as cópias de $X_c(j\Omega)$ se sobrepõem, tal que quando elas são amostradas, $X_c(j\Omega)$ não pode ser mais recuperado fielmente a partir de um filtro passa baixa (Fig. 4.3 (d)). Neste caso o sinal reconstruído é relacionado ao sinal original através de uma distorção denominada aliasing. O efeito desta reconstrução errada no domínio do tempo é a obtenção de sinais com frequência diferente das do sinal original. A Fig. 4.5 ilustra o efeito aliasing no domínio de tempo discreto.

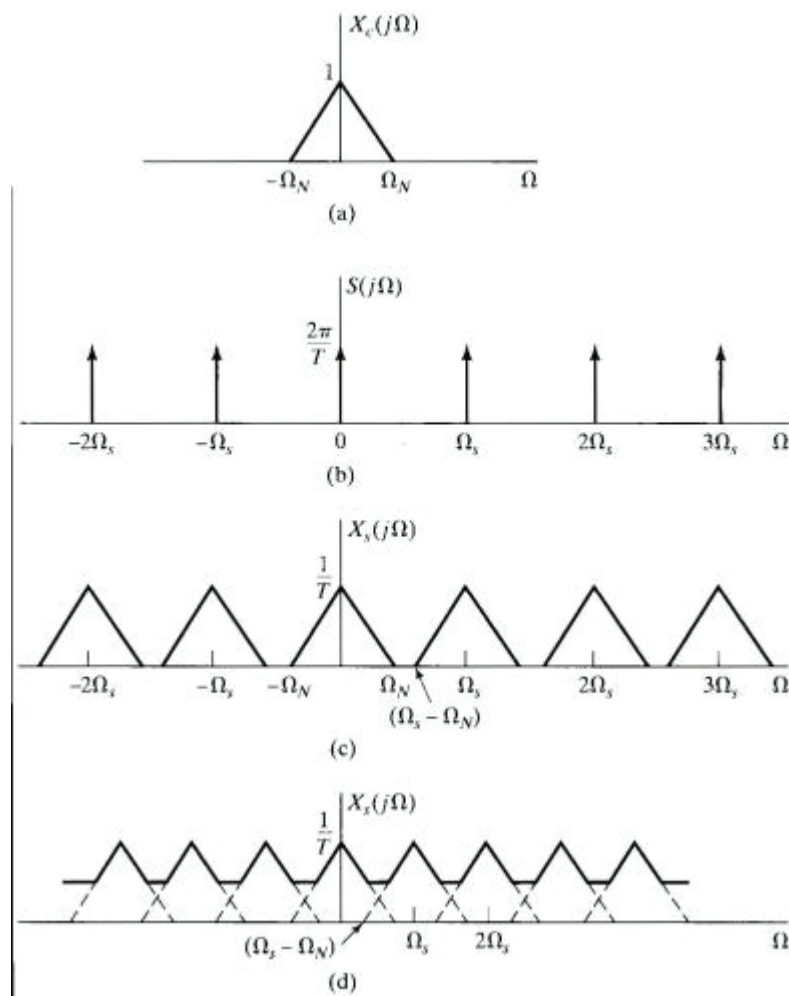


Figura 4.4: Efeito no domínio da frequência de amostragem no domínio do tempo. (a) Espectro do sinal original.

(b) Espectro da função de amostragem. (c) Espectro do sinal amostrado com $\Omega_s > 2\Omega_N$. (d) Espectro do sinal amostrado com $\Omega_s < 2\Omega_N$.

É observado na Fig. 4.5 (a) que se o sinal amostrado for recuperado sua frequência será bem diferente da frequência do sinal original. Já na Fig. 4.5 (b) observa-se que o sinal pode ser recuperado mantendo

a mesma frequência original.

A partir desta análise pode-se definir o critério de Nyquist para a amostragem e sua correta recuperação sem influência de frequências diferentes das do sinal original.

Filtro ideal Passa-Baixa

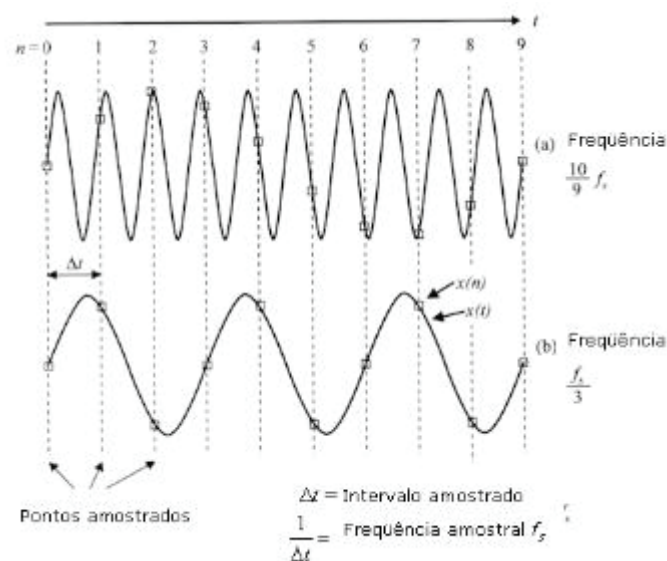


Figura 4.5: Efeito no domínio de tempo discreto. (a) $f_s = 0,9 f_{\text{sinal}}$. (b) $f_s = 3 f_{\text{sinal}}$.

Teorema da amostragem de Nyquist

Seja $x_c(t)$ um sinal limitado com:

$$X_c(j\Omega) = 0 \quad \text{for } |\Omega| \geq \Omega_N.$$

Então $x_c(t)$ é unicamente determinado através de suas amostras:

$$x[n] = x_c(nT), n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots,$$

se e somente se: (4.9-b)

$$\Omega_s = \frac{2\pi}{T} \geq 2\Omega_N.$$

A frequência Ω_N é conhecida como frequência de Nyquist e a frequência $2\Omega_N$ como taxa de Nyquist.

Baseado no teorema de Nyquist a amostragem do sinal e sua conversão para digital devem ser feitas numa frequência no mínimo duas vezes a frequência máxima do sinal amostrado para evitar aliasing. Essa amostragem e conversão, como exposto anteriormente, são feitas pelo conversor A/D juntamente com o circuito S/H. Na proteção digital tipicamente são utilizadas as taxas de amostragem dadas pela Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Taxas de amostragem para diferentes funções de proteção

Distância (21) Diferencial de Barra (87)

- necessário apenas o sinal de 60 Hz;
- filtro anti-aliasing passa baixa com $f_c=120$ Hz;
- filtro digital para componente DC;
- $f_s \geq 240$ Hz (4 amostras ou mais por ciclo);
- na prática $f_s = 480$ Hz (8 amostras por ciclo).

Diferencial de Transformador (87T)

- restrição de 2ª harmônica (inrush);
- necessário sinais de 60 Hz e 120 Hz;
- filtro anti-aliasing passa baixa com $f_c = 180$ Hz;
- filtro digital para componente DC;
- $f_s \geq 360$ Hz (6 amostras ou mais por ciclo);
- na prática $f_s = 720$ Hz (12 amostras por ciclo).

A corrente de inrush citada na Tabela 4.1 é uma corrente gerada a partir de uma condição transitória que ocorre no instante de energização de um transformador de potência. Sua amplitude e duração dependem principalmente dos seguintes fatores:

- fluxo residual: na pior condição resulta em valor de pico do fluxo atingindo 280% do valor de operação normal e consequente aumento proporcional da corrente de magnetização;
- instante que ocorre a energização do transformador (ponto na onda de corrente);
- projeto do transformador e valores nominais de operação;
- nível de falta do sistema (capacidade da fonte geradora).

Correntes de inrush tipicamente apresentam harmônicas de todas as ordens. Em particular as harmônicas de 2ª, 3ª e 5ª ordens são as mais expressivas, sendo a de 2ª ordem de maior e a de 5ª ordem de menor porcentagem em relação à corrente nominal. Já correntes de curto-circuito em regime permanente não apresentam harmônicas de ordem par. Portanto para evitar que a proteção diferencial do transformador atue quando de sua energização um método largamente utilizado é identificar se a componente de 2ª harmônica da corrente está ou não presente no sinal de corrente.

Quando a componente de 2ª harmônica é identificada (caracteriza uma corrente de inrush) a proteção diferencial deve ser bloqueada atuando somente para curtos-circuitos internos aos TCs do transformador de potência.

$1(\cos(\omega t) + \cos(2\omega t))$, sendo V o valor de pico da tensão.

Exemplo 4.1: Seja um sinal de tensão dado pela seguinte função:
São realizadas três amostragens com frequências $f_1=120$ Hz $f_2=240$ Hz e $f_3=30$ Hz.

Encontre as sequências produzidas por esse sinal para as três frequências de amostragem. Faça um esboço dessas sequências.

Conversão A/D

Um conversor A/D é um dispositivo que converte, por exemplo, a amplitude de tensão ou corrente em sua entrada em um código binário representando um valor de amplitude quantizada mais próximo possível da amplitude dos sinais de entrada. Conversores A/D possuem basicamente dois parâmetros de configuração: o tempo de conversão ou tempo de amostragem T (período de amostragem) controlado através de um relógio (clock) e a quantidade de bits que definem a capacidade de quantização do conversor. Esses dois parâmetros apresentam um sério paradoxo e definem o desempenho do conversor: quanto maior o número de bits e, portanto maior detalhamento das amostras, menos tempo o conversor A/D possui disponível para a conversão. Como exemplo observe a Tabela 4.1: para um relé digital que possui qualquer uma das funções de sobrecorrente, distância ou diferencial de barra seu conversor A/D deve ter um tempo para conversão de $T=1/f_s=1/480=2,0833$ ms por amostra, o que leva a captura de 8 amostras por ciclo; para a função diferencial de transformador o conversor deve ser capaz de converter em um tempo de $T=1/f_s=1/720=1,3888$ ms. por amostra, o que leva a captura de 12 amostras por ciclo e portanto uma maior fidelidade ou detalhamento do sinal.

De modo que seja possível a conversão em cada período de tempo T os conversores A/D possuem um circuito S/H que mantém o sinal de amostragem constante durante o tempo T . A Fig. 4.6 ilustra a representação em diagrama de blocos do S/H juntamente com o conversor A/D.

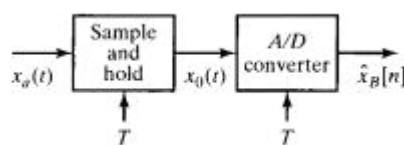


Figura 4.6: Representação em diagrama de blocos – S/H–Conversor A/D. $x_B[n]$ – sequência $x[n]$ convertida para código binário.

A Fig. 4.7 (a) ilustra a representação matemática do circuito S/H enquanto a Fig. 4.7 (b) a saída $x_0(t)$ do circuito S/H para uma entrada $x_a(t)$.

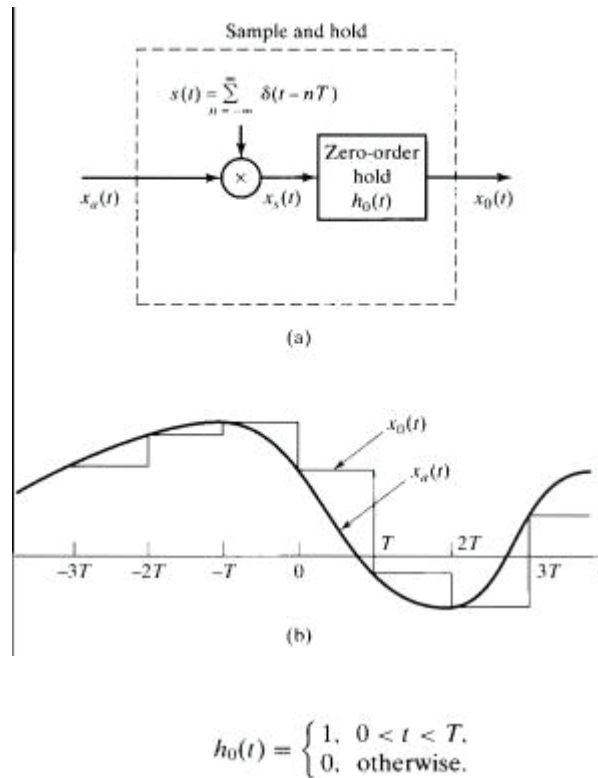


Figura 4.7: Representação matemática (a) e sinal de saída de um S/H (b).

A partir das Figuras 4.7 e 4.3 (a) conclui-se que o circuito S/H pode ser representado fisicamente por uma chave em série com um capacitor. O capacitor é modelado matematicamente pela função $h_0(t)$. A Fig. 4.8 ilustra um circuito S/H básico e seu princípio de funcionamento.

A entrada do circuito S/H é dada pelo sinal $f(t)$ que é amostrado com período T . A amostragem é controlada através da tensão de controle V_c que abre e fecha a chave S . Durante o tempo de fechamento T_c , o capacitor é carregado com o valor da entrada enquanto durante o tempo de abertura (hold) $T_s = T - T_c$ o capacitor mantém o valor amostrado constante. O tempo T_s é o tempo que o conversor A/D tem para a conversão até a amostragem do próximo ponto no sinal. Este processo pode ser entendido através das Figuras 4.8 (b), (c) e (d) e 4.7 (b).

Figura 4.8: Princípio de funcionamento do circuito S/H. (a) circuito S/H básico e tensão de controle V_c . (b) sinal amostrado. (c) tensão de controle. (d) saída do S/H.

Um conversor A/D de m bits (excluindo o bit de sinal), possui um intervalo digital máximo de valores convertidos dado por:
Deste modo a diferença entre dois valores digitais (binários) adjacentes é dada por:

$$\Delta X = \frac{X_{max} - X_{min}}{N} \quad (4.11)$$

sendo: X_{max} – Valor máximo atingido pelo sinal (tensão e corrente de pico) X_{min} – Valor mínimo atingido pelo sinal O erro de quantização máximo entre o sinal original e o sinal convertido é definido por:

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \Delta X \quad (4.12)$$

$12 \times X_{min}$

Substituindo 4.1 em 4.12 tem-se:

$2 \times X_{max} - X_{min}$

$$\varepsilon = \frac{X_{max} - X_{min}}{2 \cdot X_{min} \cdot N} \quad (4.13)$$

$X_{min} \cdot N$

Isolando N na equação (4.13) tem-se:

$(\frac{2 \times X_{max} - X_{min}}{X_{min} \cdot N}) \leq \varepsilon_{preestabelecido}$

$N \geq \frac{2 \times X_{max} - X_{min}}{X_{min} \cdot \varepsilon_{preestabelecido}}$

A equação (4.14) nos diz que dados os valores máximo e mínimo que um determinado sinal pode alcançar e um erro preestabelecido máximo aceitável, pode-se calcular a quantidade mínima N necessária de intervalos e consequentemente o número mínimo m de bits que um conversor A/D deve ter para a conversão correta do sinal. Além disso, se N é numericamente maior que a equação (4.14) tem-se que o erro será menor que o preestabelecido.

A Fig. 4.9 ilustra a codificação binária para um conversor A/D de 3 bits.

Exemplo 4.2: Dado o intervalo de tensão 10-200 Vrms e considerando um erro máximo de 5% pergunta-se: qual é o número mínimo de bits necessário para que um conversor A/D faça a conversão do sinal respeitando o erro de quantização preestabelecido?

Exemplo 4.3: A corrente no secundário do TC em condições normais é dada por 1 A, e deve ser medida com uma precisão de 1%. A corrente de falta máxima no secundário é 40 A e espera-se que essa corrente também contenha uma componente DC que a aumentará por um fator de 2. O sistema possui frequência de 60 Hz. Projete um conversor A/D encontrando o período de amostragem máximo (mínima frequência de amostragem) e o número mínimo de bits necessários para que o sinal seja amostrado e convertido corretamente.

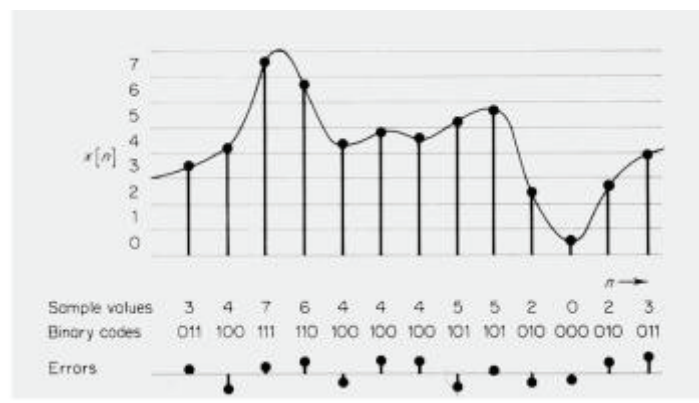


Figura 4.9: Conversão A/D. Valores das amostras, codificações binárias e erros de quantização.

CONDICIONAMENTO DO SINAL DIGITAL

O condicionamento do sinal digital é o estágio de preparação do sinal digital antes do processamento pelos algoritmos de proteção. Esta preparação consiste em uma filtragem digital realizada através de um filtro digital passa-faixa. O filtro digital passa-faixa possui a capacidade de extrair somente a componente fundamental dos sinais de entrada e rejeitar a componente aperiódica (componente exponencial da corrente de curto-circuito ou componente DC), e as harmônicas indesejadas. Além disso, o filtro digital é capaz de extrair qualquer componente harmônica do sinal e rejeitar as outras componentes.

Esta flexibilidade que a filtragem digital apresenta é especialmente importante para a proteção digital visto que funções de proteção tais como: sobrecorrente, diferencial de barra, e distância, utilizam apenas as componentes fundamentais de tensão e corrente sendo que as demais componentes são ruídos, enquanto a função diferencial de transformador utiliza a componente fundamental, mas também a componente de 2ª harmônica presente na corrente de inrush do transformador (Tabela 4.1). Como exposto anteriormente o relé digital diferencial deve identificar a componente de 2ª harmônica e automaticamente bloquear seu trip.

Uma vez que os relés de distância calculam a impedância e uma vez que esta é definida em uma dada frequência, os filtros de relés de distância devem extrair somente a frequência fundamental.

Para o relé de sobrecorrente a filtragem deve extrair a fundamental e rejeitar os outros componentes, por duas razões. Primeiro, porque é modelado o comportamento do sistema de potência à frequência fundamental nos programas de curto-circuito. Deste modo todos os cálculos de correntes e tensões de curto-circuito para o sistema de potência são realizados a frequência fundamental do sistema (no Brasil 60 Hz). Segundo, para que a proteção possa apresentar

seletividade (capacidade de isolar somente o trecho sob falta) os relés precisam estar coordenados. Se diferentes relés medirem diferentes componentes de corrente do sistema de potência e se a coordenação for efetuada em função de sua performance à frequência fundamental, não há garantia de que os relés irão coordenar sob todas as condições.

Baseado neste fato pode-se afirmar que a filtragem digital é tão importante quanto o algoritmo de proteção do relé. Isto é porque mesmo que se tenha um algoritmo de proteção eficiente e rápido não será alcançado o resultado esperado da proteção se a filtragem digital não for realizada de maneira eficiente, rápida e adequada.

Os filtros digitais podem ser divididos em duas categorias:

- Filtros FIR (Finite Impulse Response) – são filtros não recursivos, ou seja, filtros onde o sinal de saída não depende de saídas anteriores;
- Filtros IIR (Infinite Impulse Response) – são filtros recursivos, o sinal de saída depende de saídas anteriores.

A escolha do tipo de filtro depende da aplicação e quanto o custo do filtro irá influenciar o projeto do sistema como um todo. Um filtro digital possibilita a escolha entre filtragem de resposta de impulso finito ou infinito, enquanto os filtros analógicos praticamente limitam-se a respostas de impulso infinito.

Para a proteção, o filtro FIR é projetado para comportar-se como um filtro digital passafaixa e é o mais utilizado devido principalmente:

- 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.
- Os filtros FIR naturalmente têm zeros nas suas respostas em frequência. É relativamente fácil projetá-los para extrair qualquer componente do sinal de entrada (fundamental, harmônicas ou DC).

A saída $y[n]$ de um filtro discreto FIR é descrita através da seguinte expressão:

$$y[n] = \sum_{k=0}^p a_k \cdot x[n-k] \quad (5.1)$$

k e n a $x[n-k]$ sendo:

a_k – coeficientes do filtro FIR; $p+1$ – número de amostras por janela (p ímpar); $x[n]$ – amostras de entrada.

A janela de dados de um filtro FIR é caracterizada por: (1) $T_w p T = +$ (5.2) sendo:

T_w – tamanho da janela no domínio do tempo; T – período de amostragem.

Para sistemas lineares invariantes no tempo (SLIT) tem-se que a soma de convolução é dada por:

$$Y(Z) = \sum_{k=0}^p a_k \cdot X(Z) \cdot Z^{-k} \rightarrow H(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = \sum_{k=0}^p a_k \cdot Z^{-k} \quad (5.4)$$

k e n a $x[n-k]$ sendo:

Comparando (5.1) com (5.3) conclui-se que os coeficientes a_k são os valores das respostas ao impulso do filtro FIR em cada instante de amostragem.

Aplicando a Transformada Z (TZ) em ambos os lados da equação (5.1) tem-se:

p e k

$$Y(Z) = \sum_{k=0}^p a_k \cdot X(Z) \cdot Z^{-k} \rightarrow H(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = \sum_{k=0}^p a_k \cdot Z^{-k} \quad (5.4)$$

k e n a $x[n-k]$ sendo:

A partir de (5.4) nota-se que $H(Z)$ possui p pólos na origem e p zeros no plano complexo Z .

Portanto o círculo de raio unitário (CRU) do plano Z sempre está contido na região de convergência de $H(Z)$ e, deste modo filtros FIR são causais e sempre possuem a TF sendo estáveis por natureza.

A resposta em frequência do filtro FIR pode ser encontrada substituindo $Z = e^{j\omega T}$

$= e^{j\Omega T}$ na expressão (5.4). Deste modo a resposta em frequência de um filtro FIR genérico é dada por:

$$Y(e^{j\Omega T}) = H(e^{j\Omega T}) = \sum_{k=0}^p a_k \cdot e^{-j(k\Omega T)}$$

$$\frac{Y(e^{j\Omega T})}{X(e^{j\Omega T})} = H(e^{j\Omega T}) = \sum_{k=0}^p a_k \cdot e^{-j(k\Omega T)} \quad (5.5)$$

$$Y(e^{j\Omega T}) = H(e^{j\Omega T}) X(e^{j\Omega T})$$

$$Y(e^{j\Omega T}) = H(e^{j\Omega T}) X(e^{j\Omega T})$$

Para obter a resposta em frequência do filtro a partir de (5.5) é necessário calcular um somatório de números complexos o que não é uma tarefa das mais simples. Entretanto analisando a equação (5.1) e (5.3) pode-se perceber que a resposta em frequência do filtro pode ser obtida de forma mais simples visto que (5.1) é a integração do sinal $x(\tau)$ multiplicado pelos fatores a_k que podem estar distribuídos como o exemplo dado pela Fig. 5.1, onde se tem $p=7$. A equação do filtro (5.1) é então dada pela forma discreta da integral:

$$y(t) = \int_{t-pT}^t x(\tau) \cdot w(t-\tau) \cdot d\tau \cong y[n] = \sum_{k=0}^p a_k \cdot x[n-k]$$

$$y(t) = \frac{1}{T} \int_{t-pT}^t x(\tau) \cdot w(t-\tau) \cdot d\tau \cong y[n] = \sum_{k=0}^p a_k \cdot x[n-k] \quad (5.5)$$

Em (5.5) $w(t-\tau)$ é a resposta ao impulso $h(t-\tau)$ equivalentemente a forma discreta dada por $h[n-k]$. A interpretação gráfica da relação entre (5.1) e (5.5) é dada pela Fig. 5.2. A integral de convolução dada

por (5.5) é, portanto equivalente a convolução discreta dada por (5.3). Logo $w(t-\tau)=w(-(\tau-t))$, sendo $w(\tau)$ a janela de dados do filtro no domínio do tempo e $w(t-\tau)$ atrasada de t segundos e rebatida de 180° através de um eixo que corta o centro da janela.

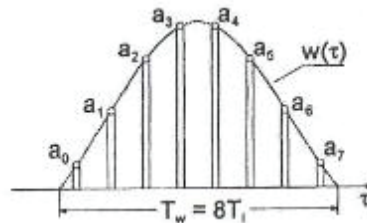


Figura 5.1: Distribuição dos coeficientes do filtro para uma janela $w(\tau)$, $T_i=T$.

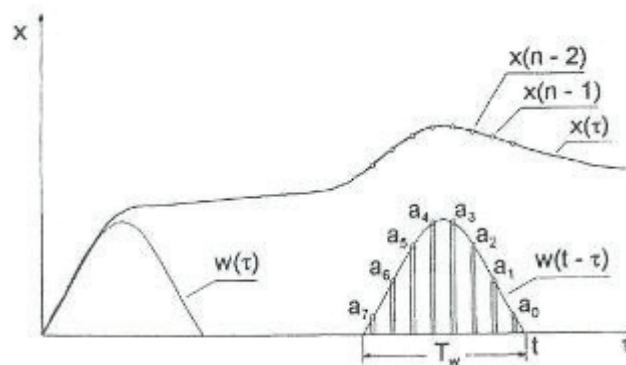


Figura 5.2: Representação gráfica da amostragem e da janela $w(\tau)$. Aplicando a TF em ambos os lados de (5.5) tem-se:

sendo:

$Y(j\Omega)$ – Transformada de Fourier do sinal de saída $y(t)$ $X(j\Omega)$ – Transformada de Fourier do sinal de entrada $x(\tau)$ $W(j\Omega)$ – Transformada de Fourier da janela $w(\tau)$ dividida pelo período de amostragem T

(resposta em frequência do filtro).

A partir de (5.6) conclui-se que a resposta em frequência de um filtro FIR qualquer pode ser obtida através da TF da janela de dados $w(\tau)$ dividida pelo período de amostragem T .

Logo utilizando a expressão (4.2-a) a resposta em frequência de qualquer filtro FIR pode ser encontrada a partir de:

$$W(j\Omega) = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} w(t) \cdot e^{-j\Omega t} \cdot dt$$

JANELA DE DADOS SENO/COSSENO

Os filtros FIR são caracterizados pelo tipo de janela utilizada para aquisição do sinal de entrada. Alguns tipos de janelamento de dados são: retangular, triangular, Hanning, Hamming,

Blackman, Kaiser, Walsh, Seno e Cosseno. Para cada tipo de janela os coeficientes a_k possuem valores característicos que descrevem o formato da janela $w(t)$. Por exemplo, para uma janela retangular tem-se $a_k=1$ para todo e qualquer k . A Fig. 5.3 ilustra as janelas retangular e triangular, respectivamente.

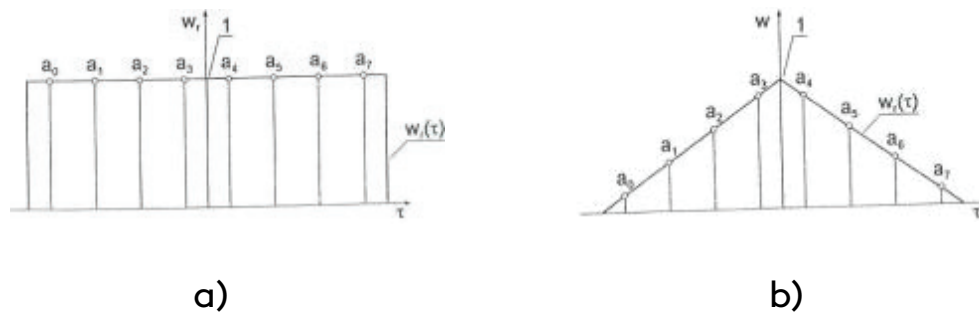


Figura 5.3: Janela de dados a) retangular e b) triangular.

De todas as janelas citadas as mais utilizadas na proteção digital são as janelas seno e cosseno por possuírem características de filtragem passa-faixa ideal para extração de componentes dos sinais de entrada de tensão e corrente em qualquer frequência.

As janelas de dados seno e cosseno são dadas pelas seguintes expressões:

$$w_s(t) = -\text{sen}(\Omega_o \cdot t) \quad (5.8-a)$$

$$w_c(t) = \text{cos}(\Omega_o \cdot t) \quad (5.8-b)$$

sendo:

o $\omega T \pi \Omega =$ - Frequência das janelas seno e cosseno em rad/s.

As representações gráficas no domínio do tempo dessas janelas são dadas pela Fig. 5.4.

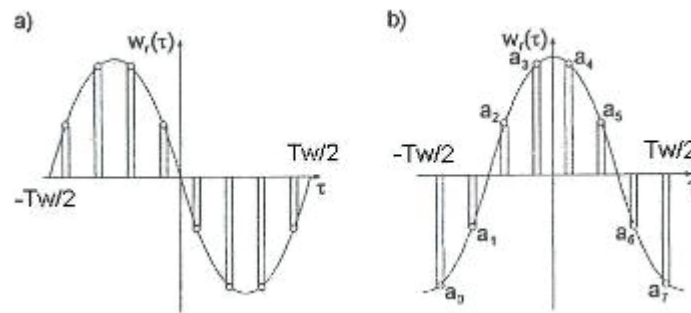


Figura 5.4: Janela de dados a) seno e b) cosseno.

Substituindo as expressões (5.8-a) e (5.8-b) na expressão (5.7) tem-se:

$T_w T_w t t j t o o$

$T_w T_w t t$

$$\begin{aligned}
 W_s(j\Omega) &= -\frac{1}{T} \int_{t=-\frac{T_w}{2}}^{\frac{T_w}{2}} \text{sen}(\Omega_o \cdot t) \cdot e^{-j\Omega t} \cdot dt = -\frac{1}{T} \int_{t=-\frac{T_w}{2}}^{\frac{T_w}{2}} [\text{sen}(\Omega_o \cdot t) \cdot (\cos(\Omega \cdot t) - j\text{sen}(\Omega \cdot t))] \cdot dt = \\
 &= -\frac{1}{T} \int_{t=-\frac{T_w}{2}}^{\frac{T_w}{2}} \text{sen}(\Omega_o \cdot t) \cdot \cos(\Omega \cdot t) \cdot dt + j \cdot \frac{1}{T} \int_{t=-\frac{T_w}{2}}^{\frac{T_w}{2}} \text{sen}(\Omega_o \cdot t) \cdot \text{sen}(\Omega \cdot t) \cdot dt \quad (5.9-a)
 \end{aligned}$$

$T_w T_w t t o o$

$T_w T_w t t$

$W_s j \text{sen } t e dt \text{sen } t \cos t j \text{sen } t dt T T \text{sen } t \cos t dt j \text{sen } t \text{sen } t dt T T$

$T_w T_w t t j t o o$

$T_w T_w t t$

$$\begin{aligned}
 W_C(j\Omega) &= \frac{1}{T} \int_{-\frac{T_w}{2}}^{\frac{T_w}{2}} \cos(\Omega_o \cdot t) \cdot e^{-j\Omega t} \cdot dt = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T_w}{2}}^{\frac{T_w}{2}} [\cos(\Omega_o \cdot t) \cdot (\cos(\Omega \cdot t) - j \sin(\Omega \cdot t))] \cdot dt = \\
 &= \frac{1}{T} \int_{-\frac{T_w}{2}}^{\frac{T_w}{2}} \cos(\Omega_o \cdot t) \cdot \cos(\Omega \cdot t) \cdot dt - j \cdot \frac{1}{T} \int_{-\frac{T_w}{2}}^{\frac{T_w}{2}} \cos(\Omega_o \cdot t) \cdot \sin(\Omega \cdot t) \cdot dt \quad (5.9-b)
 \end{aligned}$$

Tw Tw t t o o

Tw Tw t t

Wc j cos t e dt cos t cos t j sen t dt T T cos t cos t dt j cos t sen t dt T T

As expressões (5.9-a) e (5.9-b) são as respostas em frequência das janelas seno e cosseno.

A obtenção das respostas em frequência dessas janelas é procedimento essencial para entender como os filtros projetados a partir dessas janelas comportam-se para diferentes frequências. As integrais das expressões acima podem ser facilmente resolvidas utilizando as seguintes relações trigonométricas:

$$\sin(\Omega \cdot t + \Omega_o \cdot t) = \sin(\Omega \cdot t) \cdot \cos(\Omega_o \cdot t) + \sin(\Omega_o \cdot t) \cdot \cos(\Omega \cdot t) \quad (5.10-a)$$

$$\sin(\Omega \cdot t - \Omega_o \cdot t) = \sin(\Omega \cdot t) \cdot \cos(\Omega_o \cdot t) - \sin(\Omega_o \cdot t) \cdot \cos(\Omega \cdot t) \quad (5.10-b)$$

$$\cos(\Omega \cdot t + \Omega_o \cdot t) = \cos(\Omega \cdot t) \cdot \cos(\Omega_o \cdot t) - \sin(\Omega \cdot t) \cdot \sin(\Omega_o \cdot t) \quad (5.10-c)$$

$$\cos(\Omega \cdot t - \Omega_o \cdot t) = \cos(\Omega \cdot t) \cdot \cos(\Omega_o \cdot t) + \sin(\Omega \cdot t) \cdot \sin(\Omega_o \cdot t) \quad (5.10-d)$$

Multiplicando por (-1) a expressão (5.10-b) somando com a expressão (5.10-a) e fazendo a manipulação necessária tem-se:

$$\sin(\Omega_o \cdot t) \cdot \cos(\Omega \cdot t) = \frac{1}{2} \cdot \{ \sin[(\Omega + \Omega_o) \cdot t] - \sin[(\Omega - \Omega_o) \cdot t] \} \quad (5.11-a)$$

2o o o

Multiplicando por (-1) a expressão (5.10-d) somando com a expressão (5.10-c) e fazendo a manipulação necessária tem-se:

$$\sin(\Omega_o \cdot t) \cdot \sin(\Omega \cdot t) = \frac{1}{2} \cdot \{ \cos[(\Omega - \Omega_o) \cdot t] - \cos[(\Omega + \Omega_o) \cdot t] \} \quad (5.11-b)$$

2o o o

$$\cos(\Omega_o \cdot t) \cdot \cos(\Omega \cdot t) = \frac{1}{2} \cdot \{ \cos[(\Omega - \Omega_o) \cdot t] + \cos[(\Omega + \Omega_o) \cdot t] \} \quad (5.11-c)$$

2o o o

$$\cos(\Omega_o \cdot t) \cdot \sin(\Omega \cdot t) = \frac{1}{2} \cdot \{ \sin[(\Omega - \Omega_o) \cdot t] + \sin[(\Omega + \Omega_o) \cdot t] \} \quad (5.11-d)$$

2o o o

Substituindo as expressões (5.1-a) a (5.1-d) de forma coerente nas integrais (5.9-a) e (5.9-b), integrando em t e finalmente multiplicando o denominador e o numerador por $T_w/2$, tem-se:

$$W_s(j\Omega) = j \cdot \frac{p+1}{2} \cdot \left\{ \frac{\sin\left[(\Omega - \Omega_o) \cdot \frac{T_w}{2}\right]}{(\Omega - \Omega_o) \cdot \frac{T_w}{2}} - \frac{\sin\left[(\Omega + \Omega_o) \cdot \frac{T_w}{2}\right]}{(\Omega + \Omega_o) \cdot \frac{T_w}{2}} \right\}$$

o o o o

T_w T_w sen sen

$$W_c(j\Omega) = \frac{p+1}{2} \cdot \left\{ \frac{\sin\left[(\Omega - \Omega_o) \cdot \frac{T_w}{2}\right]}{(\Omega - \Omega_o) \cdot \frac{T_w}{2}} + \frac{\sin\left[(\Omega + \Omega_o) \cdot \frac{T_w}{2}\right]}{(\Omega + \Omega_o) \cdot \frac{T_w}{2}} \right\}$$

o o o o

T_w T_w sen sen

As expressões (5.12-a) e (5.12-b) são as respostas em frequência das janelas no domínio do tempo dadas pela Fig. 5.4 a) e b), respectivamente. A Fig. 5.5 ilustra o comportamento das janelas seno e cosseno no domínio da frequência com $\Omega_o = 2\pi/T_w$. Para esta situação $T_w = T_o$ que quer dizer que a janela de dados possui mesmo comprimento que o período das janelas seno e cosseno.

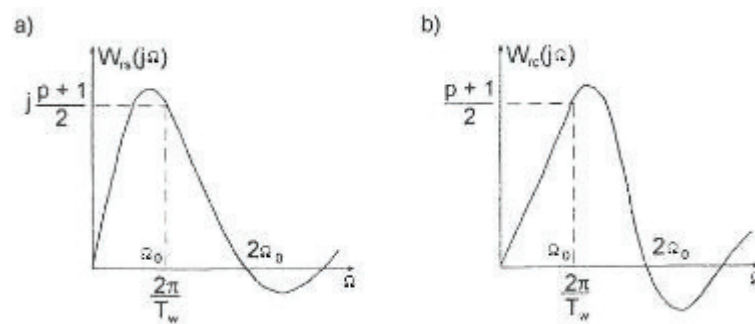


Figura 5.5: Resposta em frequência das janelas seno a) e cosseno b).

A Fig. 5.6 ilustra exemplos de espectros de frequência para diferentes relações entre comprimento da janela T_w e o período das janelas seno e cosseno.

Observando as Figs. 5.5 e 5.6 nota-se que filtros FIR que possuem janelas de dados seno e cosseno possuem a capacidade de aceitar a frequência Ω_0 e rejeitar todas as outras frequências.

Comparando as propriedades para diferentes relações de T_w e T_0 pode-se afirmar que para $T_w < T_0$ (Fig. 5.6-a) janela seno possui boa propriedade de atenuação para frequências $\Omega < \Omega_0$ mas comportamento ruim para frequências $\Omega > \Omega_0$ (deixa passar) enquanto a janela cosseno apresenta boa atenuação para frequências maiores e ruim para menores.

Essas características se invertem para janelas de dados com $T_w \geq T_0$ (Figs. 5.5 e 5.6-b). Esta propriedade caracteriza os filtros FIR baseados em janelas seno e cosseno como filtros passa-faixa ideais para a proteção digital.

Um filtro FIR muito conhecido e empregado na proteção digital é conhecido como filtro de Fourier. O filtro Fourier utiliza as duas janelas seno e cosseno de forma ortogonal para obter as componentes ortogonais de um sinal de entrada seja de tensão ou corrente.

A característica de ortogonalidade inerente ao filtro de Fourier é importante, pois possibilita a obtenção da amplitude do sinal de entrada a partir das saídas do filtro.

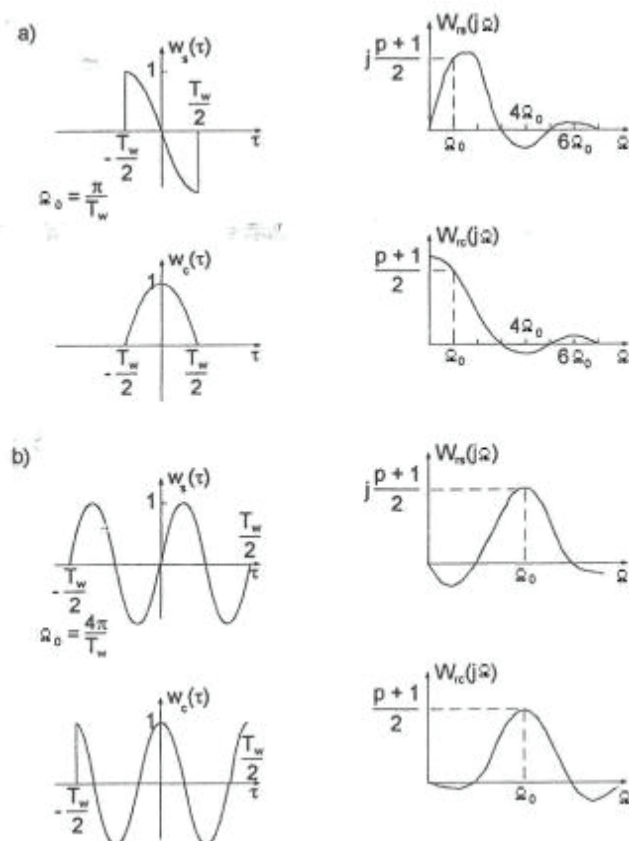


Figura 5.6: Resposta em frequência de diferentes janelas seno e cosseno. a) $T_w = T_o/2$ e b) $T_w = 2T_o$.

Em particular para o filtro de Fourier aplicado a proteção digital utiliza-se as seguintes relações:

$$T_w = (p+1) \cdot T = T_l \quad \Rightarrow \quad T = \frac{T_l}{p+1}$$

$$\Omega_o = \Omega_h = h \times \Omega_l \quad \Rightarrow \quad \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{T_l} \quad \Rightarrow \quad T_o = T_h = \frac{T_w}{h} = \frac{T_l}{h}$$

o h o h o h

$$Q_{\text{harmônica}} = \frac{p+1}{2} - 1$$

harmônica

TTw p T T T p

TTwh T T T T h h pi pi sendo:

T_1 – período da fundamental; Ω_h – frequência da h-ésima harmônica extraída do sinal (harmônica que passa); T_h – período da h-ésima harmônica extraída; h – índice da h-ésima harmônica;

$Q_{\text{harmônica}}$ – total de harmônicas que são possíveis extrair através de Fourier a partir de $p+1$ amostras.

As expressões para os filtros utilizando as janelas de dados seno e cosseno que formam o filtro de Fourier são dadas por:

$$y_s[n] = -\frac{2}{p+1} \cdot \sum_{k=0}^p \text{sen}[\Omega_o \cdot T \cdot (p+1-k)] \cdot x[n-k] \quad (5.14-a)$$

1 p ok $y_s[n] = -\frac{2}{p+1} \cdot \sum_{k=0}^p \text{sen}[\Omega_o \cdot T \cdot (p+1-k)] \cdot x[n-k]$

$$y_c[n] = \frac{2}{p+1} \cdot \sum_{k=0}^p \cos[\Omega_o \cdot T \cdot (p+1-k)] \cdot x[n-k] \quad (5.14-b)$$

1 p ok $y_c[n] = \frac{2}{p+1} \cdot \sum_{k=0}^p \cos[\Omega_o \cdot T \cdot (p+1-k)] \cdot x[n-k]$

sendo: $y_s[n]$ – saída para o filtro digital – janela seno; $y_c[n]$ – saída para o filtro digital – janela cosseno.

Comparando as equações (5.14-a) e (5.14-b) com a equação (5.1) nota-se que os coeficientes dos filtros seno e cosseno são dados por:

$$a_k^s = -\frac{2}{p+1} \cdot \text{sen}[\Omega_o \cdot T \cdot (p+1-k)]$$

$$a_k^c = \frac{2}{p+1} \cdot \cos[\Omega_o \cdot T \cdot (p+1-k)]$$

A partir das saídas dadas pelos filtros seno e cosseno pode-se calcular a amplitude da fundamental ou harmônica (respeitando a última relação de 5.13) da corrente e/ou tensão como sinais de entrada do filtro. Deste modo pode-se escrever:

$$A_h[n] = \sqrt{(y_{s_h}[n])^2 + (y_{c_h}[n])^2} \quad (5.16)$$

sendo:

Ah – amplitude da harmônica h; ysh[n] – saída para o filtro seno – harmônica h; ych[n] – saída para o filtro cosseno – harmônica h.

É importante salientar que a amplitude calculada depende de qual harmônica esta sendo

Quando as saídas do filtro de Fourier são calculadas para $n=0, (p+1), 2(p+1), \dots, m(p+1)$, ou seja, em instantes discretos em que a forma de onda das janelas seno e cosseno completam um período completo, pode-se obter a partir dos filtros seno e cosseno as partes imaginárias e reais da fundamental do sinal de entrada, respectivamente. Deste modo podem-se estabelecer as seguintes relações:

$$\dot{F}_1 = y_{c1}[m \cdot (p+1)] + j \cdot y_{s1}[m \cdot (p+1)], \quad m=0,1,2,3,\dots$$

$$[] [] 1 1 1 (1) (1), 0,1,2,3, \quad F y_{c m p} j y_{s m p} m = . + + \dots + =$$

$$(\dot{F}_1) = \arctan \left(\frac{y_{s1}[m \cdot (p+1)]}{y_{c1}[m \cdot (p+1)]} \right), \quad m=0,1,2,3,\dots \quad (5.17-b)$$

$$\arg(\cdot), 0,1,2,3, \quad (1)$$

$$y_{s m p} F \arctan m y_{c m p}$$

Exemplo 5.1: Dado um relé digital que realiza amostragens do sinal de tensão dado por:

$$v(t) = v_1 \times \cos(\Omega_1 \times t) + v_2 \times \cos(2 \times \Omega_1 \times t),$$

com período de amostragem de $T=T_1/4$, encontre as equações discretas para o filtro Fourier considerando a extração da componente fundamental da tensão. É possível extrair a componente de 2ª Harmônica do sinal? Justifique sua resposta. Encontre as saídas do filtro para $n=3$ e $n=4$. Faça um esboço de $v[n]$.

ALGORITMOS PARA PROTEÇÃO DIGITAL

Os algoritmos para proteção digital são basicamente programas alocados na memória EPROM do relé digital e que simulam o funcionamento das funções de proteção desempenhadas pelo relé.

Os algoritmos utilizados na proteção podem ser entendidos de forma mais geral através das estruturas apresentadas na Fig. 6.1. A estrutura da Fig. 6.1-a representa um relé digital. Ela é baseada no fato de que valores das variáveis de entrada e suas relações (amplitudes, frequências e potências reais e aparentes) são determinadas numericamente e os sinais resultantes processados pelo algoritmo do relé para determinar se as amplitudes excedem um limite (valor de pick-up) ou a amplitude de uma variável é maior ou menor que outra, ou se a condição de trip definida pela característica de operação do relé é alcançada. Os processos da estrutura digital diferem daqueles de uma estrutura analógica devido ao fato de que na estrutura digital os sinais são medidos e processados digitalmente. A estrutura da Fig. 6.1-b é utilizada tipicamente para representar uma proteção analógica (relés eletromecânicos). Neste caso a proteção não determina os valores numéricos das variáveis de entrada, mas simplesmente compara as amplitudes com uma referência para decidir se a condição de trip é satisfeita ou não.

Figura 6.1: Estruturas típicas de algoritmos para aplicação na proteção; a) relé digital e b) relé analógico.

Comparando as Fig. 6.1-a e 6.1-b conclui-se que as proteções digitais e analógicas possuem a mesma estrutura para o algoritmo de proteção, a diferença está no fato de que a proteção digital utiliza algoritmos numéricos enquanto a proteção analógica implementa o

mesmo algoritmo através de circuitos analógicos (relés estáticos) ou partes móveis, bobinas ou contatos (relés eletromecânicos).

COMPONENTES ORTOGONAIS

Considere uma variável de entrada dada pela seguinte expressão:

$$x(t) = X_1 \cdot \cos(\Omega_1 \cdot t - \beta) \quad (6.1)$$

A variável $x(t)$ pode ser decomposta em duas componentes ortogonais dadas por:

$$xa(t) = X_1 \cdot \cos(\Omega_1 \cdot t - \beta) \quad (6.2-a)$$

$$xr(t) = X_1 \cdot \cos(\Omega_1 \cdot t - \beta - \frac{\pi}{2}) \quad (6.2-b)$$

Deste modo, como observado nas expressões (6.2-a) e (6.2-b) as componentes ortogonais $xa(t)$ e $xr(t)$ possuem a mesma amplitude que a variável de entrada, e $xa(t)$ é adiantada de $\pi/2$ rads de $xr(t)$. Além disso, utilizando a relação trigonométrica (5.10-d) tem-se que:

$$xr(t) = X_1 \cdot \cos(\Omega_1 \cdot t - \beta - \frac{\pi}{2}) = X_1 \cdot \sin(\Omega_1 \cdot t - \beta) \quad (6.3)$$

Assim:

$$xa(t) = X_1 \cos(\Omega_1 t - \beta) \quad xr(t) = X_1 \sin(\Omega_1 t - \beta)$$

$$\begin{aligned} xa(t)^2 + xr(t)^2 &= X_1^2 \cdot \cos^2(\Omega_1 \cdot t - \beta) + X_1^2 \cdot \sin^2(\Omega_1 \cdot t - \beta) \Rightarrow \\ xa(t)^2 + xr(t)^2 &= X_1^2 \cdot (\sin^2(\Omega_1 \cdot t - \beta) + \cos^2(\Omega_1 \cdot t - \beta)) \Rightarrow \\ X_1 &= \sqrt{xa(t)^2 + xr(t)^2} \end{aligned} \quad (6.4)$$

$$X = \sqrt{xa(t)^2 + xr(t)^2}$$

Discretizando (6.4) tem-se:

$$X_1[n] = \sqrt{xa[n]^2 + xr[n]^2} \quad (6.5)$$

Comparando (6.5) com (5.16), em particular para $h=1$ (fundamental), estabelece-se as seguintes relações:

$$xa[n] = -ys_1[n] \quad (6.6-a)$$

$$xr[n] = yc_1[n] \quad (6.6-b)$$

As relações (6.6-a) e (6.6-b) são válidas desde que $ys_1[n]$ e $yc_1[n]$ são as saídas ortogonais filtradas do filtro de Fourier.

CÁLCULO DA POTÊNCIA DISCRETA

Sejam a tensão e a corrente dadas por:

$$v(t) = V_1 \cdot \cos(\Omega_1 \cdot t) \quad (6.7-a)$$

$$i(t) = I_1 \cdot \cos(\Omega_1 \cdot t - \varphi) \quad (6.7-b)$$

Transformando $v(t)$ e $i(t)$ em fasores (domínio da frequência) vem:

$$\dot{V} = V_1 \underline{\underline{0}} \quad e \quad \dot{I} = I_1 \underline{\underline{-\varphi}} \quad (6.8)$$

A potência aparente é definida como:

$$|S| = |V| \cdot |I| = S_P + j Q = |V| \cos \varphi + j |V| \sin \varphi$$

$$\begin{aligned} \bar{S} = \dot{V} \cdot \dot{I}^* &= \frac{V_1 \underline{\underline{0}}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_1 \underline{\underline{-\varphi}}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} \cdot V_1 \cdot I_1 \underline{\underline{-\varphi}} \Rightarrow \\ \bar{S} = P + j \cdot Q &= \frac{1}{2} \cdot V_1 \cdot I_1 \cdot \cos(\varphi) + j \cdot \frac{1}{2} \cdot V_1 \cdot I_1 \cdot \sin(\varphi) \end{aligned} \quad (6.9)$$

As componentes ortogonais de $v(t)$ e $i(t)$ são dadas por:

$$\begin{aligned} va(t) &= V_1 \cdot \cos(\Omega_1 \cdot t) & ia(t) &= I_1 \cdot \cos(\Omega_1 \cdot t - \varphi) \\ vr(t) &= V_1 \cdot \sin(\Omega_1 \cdot t) & ir(t) &= I_1 \cdot \sin(\Omega_1 \cdot t - \varphi) \end{aligned} \quad (6.10)$$

A potência ativa é equacionada através das componentes ortogonais dadas por (6.10) como:

$$P(t) = \frac{1}{2} \cdot va(t) \cdot ia(t) + \frac{1}{2} \cdot vr(t) \cdot ir(t) \quad (6.11)$$

$$P = \frac{1}{2} V \cos \varphi + \frac{1}{2} V \sin \varphi$$

$$\begin{aligned}
 P(t) &= \frac{1}{2} \cdot [V_1 \cdot \cos(\Omega_1 \cdot t) \cdot I_1 \cdot \cos(\Omega_1 \cdot t - \varphi)] + \frac{1}{2} \cdot [V_1 \cdot \sin(\Omega_1 \cdot t) \cdot I_1 \cdot \sin(\Omega_1 \cdot t - \varphi)] \Rightarrow \\
 P(t) &= \frac{1}{2} \cdot V_1 \cdot I_1 \cdot [\cos(\Omega_1 \cdot t) \cdot \cos(\Omega_1 \cdot t - \varphi) + \sin(\Omega_1 \cdot t) \cdot \sin(\Omega_1 \cdot t - \varphi)] \Rightarrow \\
 P(t) &= \frac{1}{2} \cdot V_1 \cdot I_1 \cdot \{\cos[\Omega_1 \cdot t - (\Omega_1 \cdot t - \varphi)]\} = \frac{1}{2} \cdot V_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi
 \end{aligned}$$

$$P(t) = \frac{1}{2} V_1 I_1 \cos \varphi$$

Portanto (6.1) é exatamente igual à potência ativa calculada a partir dos sinais de entrada $v(t)$ e $i(t)$. Discretizando (6.1) e utilizando as relações (6.6-a) e (6.6-b) tem-se:

$$P[n] = \frac{1}{2} v_a[n] i_a[n] + \frac{1}{2} v_r[n] i_r[n]$$

$$\begin{aligned}
 P[n] &= \frac{1}{2} \cdot v_a[n] \cdot i_a[n] + \frac{1}{2} \cdot v_r[n] \cdot i_r[n] \Rightarrow \\
 P[n] &= \frac{1}{2} \cdot (v_{s1}[n] \cdot i_{s1}[n] + v_{c1}[n] \cdot i_{c1}[n])
 \end{aligned} \tag{6.12}$$

sendo: $P[n]$ – potência ativa discreta na amostra n ; $v_{s1}[n]$, $i_{s1}[n]$ – saídas para o filtro digital seno – tensão e corrente, respectivamente; $v_{c1}[n]$, $i_{c1}[n]$ – saídas para o filtro digital cosseno – tensão e corrente, respectivamente.



Rua Leonice, Qd. 160, Lt. 12, Parque Estrela Dalva II, Luziânia-GO.