

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por Dionízio Paschoareli
Júnior e aprovada pela Comissão
Jugadora em 06/12/1991
Francisca Aparecida de Camargo Pires
Orientador

AVALIAÇÃO DE DISTORÇÕES HARMÔNICAS UTILIZANDO-SE
COMPUTADORES DE PEQUENO PORTE

DIONÍZIO PASCHOARELI JÚNIOR
Orientadora: FRANCISCA APARECIDA DE CAMARGO PIRES

Tese apresentada à Faculdade de
Engenharia Elétrica da Universidade
Estadual de Campinas, UNICAMP, como
parte dos requisitos exigidos para a
obtenção do título de MESTRE EM
ENGENHARIA ELÉTRICA.

DEZEMBRO DE 1991

Aos meus pais,

A minha companheira, Rô,

todo o amor que houver nesta vida.

AGRADECIMENTOS

À amiga e orientadora Francisca, pela satisfação deste trabalho compartilhado e pelos inúmeros a compartilhar.

Ao Prof. Dr. José Carlos de Oliveira, referência de dedicação e amor ao trabalho, pela sugestão do tema desta pesquisa e pela oportunidade de seguirmos pelos mesmos caminhos.

Aos amigos do Departamento de Engenharia Elétrica de Ilha Solteira - UNESP, pelo incentivo, e em especial aos professores Dr. Laurence Duarte Colvara e Dr. Luis Carlos Origa de Oliveira, meu guru, sem os quais este trabalho não teria sucesso.

Aos amigos do Departamento de Engenharia Elétrica de Bauru - UNESP, em especial ao Prof. Luiz Gonçalves Júnior, pelo apoio nos primeiros passos.

Aos amigos do Laboratório de Alta Tensão e do Departamento de Sistemas de Controle e Energia da UNICAMP, em especial ao Prof. Dr. Carlos Rodrigues de Souza, pela viabilização desta dissertação.

À minha esposa Roseli, que me auxiliou (e muito) na confecção desta dissertação.

RESUMO

O aparecimento cada vez mais constante de cargas não-lineares nos sistemas elétricos de potência, com a conseqüente distorção nas formas de onda de tensão e de corrente, torna necessário análises complementares no planejamento dos sistemas, de maneira a se compreender e minimizar os efeitos causados pelas distorções.

Entre os métodos utilizados para esta análise estão os programas computacionais que determinam o fluxo de corrente harmônica e as tensões distorcidas nos barramentos.

O objetivo deste trabalho é a otimização de um programa desenvolvido para computadores de grande porte, tornando possível sua utilização em microcomputadores ou super micros.

Além disso, vários modelos de componentes e dois sistemas elétricos têm suas respostas à presença de frequências múltiplas da fundamental (frequência harmônicas) avaliadas e os resultados das simulações são apresentados.

São realizadas ainda simulações que possibilitam a visualização das distorções nas formas de onda das tensões dos barramentos.

Enfim, é um trabalho que oferece uma visão global e qualitativa deste fenômeno que vem sendo motivo de crescente preocupação, principalmente entre os responsáveis pela manutenção da qualidade da energia fornecida, que é o das distorções harmônicas.

I - INTRODUÇÃO

II - AVALIAÇÃO DE DISTORÇÕES HARMÔNICAS

II.1 - INTRODUÇÃO

II.2 - ESTADO DA ARTE DO ESTUDO DE FLUXO HARMÔNICO

II.3 - PROPOSTA DO TRABALHO

II.4 - CONCLUSÃO

III- ALTERAÇÕES NA IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL DO PCFHSP

III.1 - INTRODUÇÃO

III.2 - ALTERAÇÕES NO FUNCIONAMENTO DO PCFHSP

III.3 - MATRIZ IMPEDÂNCIA HARMÔNICA DE BARRAS $[Z_{BUS}^{(n)}]$

III.4 - CONCLUSÃO

IV - MODELOS DE COMPONENTES DO SISTEMA

IV.1 - INTRODUÇÃO

IV.2 - LINHAS E CABOS

IV.2.1 - MODELO DE LINHA CURTA - MODELO 1

IV.2.2 - MODELO DE LINHA MÉDIA - MODELO 2

IV.2.3 - MODELO DE LINHA LONGA -
MODELO 3

IV.3 - TRANSFORMADORES

IV.3.1 - MODELO 1

IV.3.2 - MODELO 2

IV.3.3 - MODELO 3

IV.3.4 - MODELO 4

IV.3.5 - MODELO 5

IV.4 - MÁQUINAS SÍNCRONAS

IV.4.1 - MODELO 1

IV.4.2 - MODELO 2

IV.4.3 - MODELO 3

IV.4.4 - MODELO 4

IV.5 - MOTORES DE INDUÇÃO

IV.5.1 - MODELO 1

IV.5.2 - MODELO 2

IV.6 - CARGAS

IV.6.1 - MODELO 1

IV.6.2 - MODELO 2

IV.6.3 - MODELO 3

IV.6.4 - MODELO 4

IV.6.5 - MODELO 5

IV.7 - CAPACITORES

IV.8 - REATORES

IV.8.1 - MODELO 1

IV.8.2 - MODELO 2

IV.8.3 - MODELO 3

IV.9 - FILTROS

IV.9.1 - MODELO 1

IV.9.2 - MODELO 2

IV.10 - MODELOS DE EQUIVALENTES DE SISTEMAS

IV.10.1- MODELO DE REATÂNCIA DE
CURTO-CIRCUITO CORRIGIDA

IV.10.2- MODELO DE BOWLES

IV.10.3- MODELO DE HINGORANI

IV.10.4- TABELAS PARA EQUIVALENTES
DE SISTEMA

IV.11 - CONCLUSÃO

V - CASOS ESTUDADOS

V.1 - INTRODUÇÃO

V.2 - MODELO DE COMPONENTES

V.2.1 - LINHAS E CABOS :
ELEMENTOS DISTRIBUÍDOS

V.2.1.1 - EFEITO PELICULAR

V.2.1.2 - VARIAÇÃO DA IM-
PEDÂNCIA DA LINHA
COM A FREQUÊNCIA

V.2.2 - MÁQUINAS E CARGAS :
ELEMENTOS CONCENTRADOS

V.2.3 - OUTROS COMPONENTES DOS
SISTEMAS

V.3 - FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA DOS
SISTEMAS

V.3.1 - SISTEMA 1

V.3.2 - SISTEMA 2

V.4 - ANÁLISE DAS TENSÕES DISTORCIDAS

V.4.1 - FORMAS DE ONDA DAS
TENSÕES DISTORCIDAS

V.4.2 - FATOR DE DISTORÇÃO
DE PICO

V.5 - CONCLUSÃO

VI - CONCLUSÕES E SUGESTÕES

APÊNDICE 1 - FORMAÇÃO DA MATRIZ IMPEDÂNCIA
DE BARRA : MÉTODO PASSO A PASSO

APÊNDICE 2 - EFEITO DA FREQUÊNCIA NOS PARÂMETROS
DAS LINHAS DE TRANSMISSÃO

BIBLIOGRAFIA

I

INTRODUÇÃO

A utilização cada vez mais freqüente de cargas não-lineares nos sistemas de energia elétrica tem levado os pesquisadores a investirem num tema até pouco tempo de importância secundária, que é a distorção harmônica. Desde que os equipamentos que utilizam componentes eletrônicos, principalmente os de potência, começaram a proliferar, a alimentação fornecida pelas concessionárias de energia tem sido deteriorada pelas características de distorção que tais cargas impõem ao sistema.

Esta distorção é responsável por perdas térmicas adicionais em equipamentos, por sobretensões e sobrecorrentes nos sistemas, por conjugados rotóricos adicionais nas máquinas elétricas, pela má operação de medidores de kWh, de microprocessadores e microcontroladores, etc.. Desta forma, os fluxos de corrente e os estados das tensões nos barramentos do sistema necessitam ser avaliados com ferramentas computacionais adequadas, visto que os pacotes de fluxo de potência convencionais não são capazes de incorporar os efeitos decorrentes da presença de cargas especiais (não-lineares) com relação a distorção harmônica. Assim, vários métodos tem sido desenvolvidos objetivando atender esta análise suplementar, de grande contribuição no planejamento dos sistemas elétricos, seja no dimensionamento de componentes, seja na alocação de filtros e bancos de capacitores, ou mesmo na avaliação da qualidade da energia fornecida.

O Capítulo II deste trabalho traz um breve histórico sobre a origem e os efeitos da distorção causada pelas cargas elétricas não-lineares, bem como traça uma comparação entre os diversos métodos para a determinação do fluxo harmônico, que tem sido apresentados na literatura.

No Capítulo III, são sugeridas alterações na implementação do Pacote Computacional Fortran para Harmônicas em Sistemas de Potência (PCFHSP), que foi concebido para uso em computadores de grande porte, de modo a viabilizar sua portabilidade em microcomputadores ou super micros. A alteração na filosofia de construção da matriz impedância de barra, seguindo o método passo a passo, é uma das maiores contribuições para viabilização da otimização do PCFHSP. É apresentado ainda um novo critério para a avaliação da distorção harmônica, o Fator de Pico Nominal para tensão harmônica (FPND), que poderá ser mais uma referência na análise da qualidade da alimentação dos sistemas.

No Capítulo IV, é feita uma revisão dos modelos de componentes de sistema propostos em diversas referências. As linhas de transmissão, que merecem destaque especial, são classificadas, em função de seu comprimento e da frequência a ser considerada, por linhas curtas, médias e longas. Embora os modelos sejam todos por fase, muitos deles consideram o efeito mútuo entre as fases, permitindo uma análise trifásica das impedâncias. A grande maioria dos modelos apresentados estão implementados no PFH.

O Capítulo V apresenta resultados das simulações de diversos componentes do sistema, os quais estão implementados nos programas de análise do fluxo harmônico e que fornecem uma idéia qualitativa do efeito do aumento da frequência nestes componentes. Métodos para a investigação do fenômeno relativo ao aumento da frequência nos condutores, denominado efeito pelicular (ou efeito "skin"), são comparados. Além disso, é possível identificar, em dois sistemas típicos propostos, ressonâncias nos barramentos onde existem fontes harmônicas ou mesmo em barramentos distantes. As formas de onda das tensões distorcidas também podem ser observadas. Este Capítulo apresenta ainda uma situação em que o Fator de Distorção Harmônica Total de tensão (FDT) é confrontado com o Fator de

Pico Nominal para tensão harmônica (FPN).

Todos os Capítulos contém uma breve conclusão e, ao final, no Capítulo VI, são apresentadas conclusões gerais referentes a este trabalho e feitas algumas sugestões objetivando a continuação deste estudo.

II. AVALIAÇÃO DE DISTORÇÕES HARMÔNICAS

II.1 INTRODUÇÃO

Embora as distorções nas formas de onda de corrente e de tensão estejam se tornando objeto de crescente preocupação, devido ao aumento significativo da presença de cargas não lineares nos sistemas elétricos de potência, o estudo de distorções harmônicas é tão antigo quanto a utilização dos circuitos de corrente alternada.

As primeiras publicações que indicaram distorções de tensão e corrente, produzidas principalmente por centelhamento nos comutadores das máquinas síncronas e pela saturação e ciclos de histerese nos transformadores [1], surgiram nos meados da primeira década deste século. No entanto, as soluções para a minimização destes efeitos, não iam além da simples redistribuição de enrolamentos e fracionamento do passo polar, no caso das máquinas, e da conexão Δ -Y, no caso dos transformadores. Nesta época, obtinha-se corrente contínua (c.c.) através de grupos motores-geradores (motor de indução girando um gerador de c.c.) e por retificadores síncronos [1].

A partir da década de 20, os métodos de retificação mecânica começaram a dar lugar aos retificadores estáticos, com válvulas de mercúrio. Tais retificadores, além de possuírem um tamanho muito menor que os rotativos, se mostravam mais eficientes e exigiam menores cuidados com a manutenção. Rapidamente, foram utilizados na tração elétrica em c.c., nas refinarias, nos transmissores de rádio de alta potência, etc.

O grande inconveniente da utilização dos retificadores estáticos é que se eliminava o desacoplamento elétrico entre os lados de corrente contínua e de corrente alternada (c.a.), verificado na retificação com grupo

motor-gerador. Além disso, de válvula de mercúrio distorcia consideravelmente as formas de onda de corrente e de tensão, provocando efeitos indesejáveis no sistema de transmissão.

Simultaneamente ao crescimento da utilização de circuitos com cargas em corrente contínua, os sistemas telefônicos se expandiram rapidamente. Assim, observou-se que, quando as linhas de transmissão que alimentavam os conversores estáticos compartilhavam do mesmo caminho que as linhas de telefonia e telegrafia, fortes ruídos eram induzidos nos sistemas de comunicação. Como a transmissão de voz e de sinais telegráficos normalmente utilizavam uma faixa de frequência de 200 Hz a 3500 Hz, concluiu-se que estavam sendo geradas no sistema c.a., frequências diferentes da nominal [2].

Medições nos barramentos alimentadores dos conversores mostravam que as formas de onda de tensão e de corrente eram periódicas, mantendo a frequência da rede, embora distorcidas.

Nos meados da década de 60, iniciou-se o desenvolvimento dos componentes eletrônicos a semicondutores, de menor custo e maior eficiência que as válvulas de mercúrio. Na década de 70, com o surgimento dos dispositivos eletrônicos controlados (SCR's, TRIAC'S, tiristores, etc.), os conversores estáticos ganharam um grande impulso [3]. Apesar da versatilidade na utilização, de baixo custo, de baixo consumo e de tamanho reduzido, tais componentes tinham suas aplicações limitadas a baixa potência em que eram construídos. Atualmente, já podem atingir altas potências de trabalho.

Desta forma, os componentes eletrônicos têm sido amplamente utilizados, seja para grandes potências, como nos conversores e compensadores estáticos de reativos [1], controladores de potência, etc., seja para as baixas

potências, como nas cargas domésticas e industriais.

Além do aumento significativo das cargas que se utilizam de componentes eletrônicos em seu funcionamento, existe também uma tendência de se trabalhar, por medida de economia, em pontos próximos da não-linearidade nos materiais ferromagnéticos utilizados nas construções das máquinas elétricas [4].

Outras cargas não lineares comumente encontradas em grandes áreas urbanas são as lâmpadas de descarga, como as fluorescentes, vapor de mercúrio, vapor de sódio, xenon, neon, etc. Embora seus efeitos, isoladamente, pouco representem, uma grande concentração destas cargas pode significar um aumento considerável no nível de distorção [1].

Num futuro próximo, outras cargas de características de forte não-linearidade deverão se disseminar pelos sistemas elétricos. Este é o caso dos carregadores de baterias de veículos elétricos, que utilizam retificadores estáticos e que vêm se tornando significantes nos Estados Unidos. Outros elementos que causam distorção na alimentação são os controladores eletrônicos utilizados nas fontes co-geradoras de energia [5], que poderão, inclusive, a curto prazo, estarem presentes no sistema elétrico brasileiro.

Alguns efeitos das distorções nas formas de onda da alimentação podem ser destacados como: as sobretensões em bancos de capacitores e isoladores; as perdas por sobreaquecimento das máquinas elétricas (rotativas ou não); a má operação de microprocessadores e microcontroladores; aumento ou diminuição de torques rotores; etc. [4,6,7].

A característica periódica da alimentação distorcida permite a aplicação da análise de Fourier, que trata tais distorções como uma somatória de infinitos termos senoidais, cujas frequências são múltiplas da frequência fundamental, denominadas "componentes de frequências harmônicas", mais um termo igual ao valor médio apresentado pela forma de onda original, denominado "componente contínua".

Além dos problemas, relacionados diretamente com o efeito das distorções sobre os componentes do sistema, existe ainda o fenômeno físico da ressonância que, em função da topologia do sistema, pode apresentar, para determinadas frequências harmônicas, situações de curto-circuito (ressonância série) ou de circuito aberto (ressonância paralela), sujeitando os equipamentos a tensões ou correntes elevadas, para frequências ressonantes [8]. A presença de alarmes indicadores da ocorrência de sobrecorrentes harmônicas nos componentes dos circuitos elétricos, como no caso de grandes máquinas síncronas nas usinas geradoras, permitiam uma certa confiabilidade no controle destes distúrbios [3].

Antes desta verdadeira avalanche de cargas não-lineares nos sistemas elétricos, os valores das distorções geradas normalmente se enquadravam em níveis aceitáveis. Desta forma, ou se desprezava tais distorções ou se fazia as devidas supressões, com filtros calibrados para determinadas ordens harmônicas.

Sabe-se, a princípio, quais as ordens harmônicas que deverão ser geradas pelas principais fontes de distorção. No entanto, estas ordens denominadas características, são determinadas em função da alimentação ideal, equilibrada e perfeitamente senoidal. A alteração desta situação idealizada leva tais fontes a gerarem também ordens harmônicas diferentes daquelas esperadas, denominadas

não-características.

O controle e a eliminação das componentes harmônicas, então, já não parece tão elementar. Torna-se impossível cobrir com filtros ou identificar mediante alarmes, todo o espectro de harmônicas presentes no sistema. Além disso, as harmônicas fluem pelo circuito, podendo encontrar pontos de ressonância a dezenas de quilômetros da fonte poluidora.

Quando o sistema estudado existe de fato, medições poderão ser realizadas diretamente nos barramentos onde ocorrem as injeções harmônicas. No entanto, as distâncias envolvidas podem dificultar tais procedimentos.

Pode-se ainda desejar estudar o efeito de uma nova carga não-linear a ser inserida no sistema ou mesmo a alocação de um determinado filtro, no planejamento de uma rede elétrica ainda não existente.

Desta maneira, torna-se necessário simular, com a maior exatidão possível, o sistema para se obter o estado das tensões e das correntes, com a presença de todas as ordens harmônicas e prever seus efeitos no circuito. Uma forma de se conseguir isso, é através de meios computacionais onde o sistema e as fontes harmônicas são modeladas adequadamente.

Genericamente, um programa computacional capaz de avaliar tensões e correntes harmônicas num sistema de potência é uma ferramenta que pode identificar o fluxo harmônico neste sistema.

II.2

ESTADO DA ARTE DO ESTUDO DE FLUXO HARMÔNICO

A maioria das cargas presentes nos sistemas elétricos são modeladas, nos programas para a solução de fluxos de potência à frequência fundamental, por potência constante, impedância constante ou corrente constante [5]. Além disso, são consideradas, nos estudos convencionais, como cargas lineares, as quais, quando alimentadas com tensão senoidal, solicitam uma corrente também senoidal. No entanto, nos sistemas atuais, a presença de cargas não-lineares é cada vez mais sentida, fazendo com que haja distorções na corrente demandada e, conseqüentemente, na tensão de alimentação. Já que este tipo de distorção pode ser decomposta numa frequência fundamental mais suas frequências harmônicas, pode-se então investigar cada ordem harmônica separadamente, atuando-se sobre aquelas de magnitudes mais significativas em relação à fundamental, eliminando-as ou minimizando seus efeitos através da alocação de filtros ou mesmo por uma possível reconfiguração do sistema.

Os estudos de fluxo de potência convencionais não permitem este tipo de análise, visto que consideram apenas a frequência fundamental e baseiam-se no fato de que as fontes de potência são os geradores do sistema e as cargas, lineares, são consumidoras. Por outro lado, os estudos de fluxo harmônico, consideram que as cargas não-lineares são "fontes de potência harmônica". Evidentemente, em última análise, toda energia é fornecida pelo gerador, mas as distorções harmônicas ocorrem a partir das barras que contêm cargas não-lineares, as quais podem ser vistas como fontes de sinais harmônicos [5]. A natureza dos sinais harmônicos depende da não-linearidade da carga. A magnitude das tensões produzidas por tais cargas, entretanto, é fortemente influenciada pela configuração do sistema e pelo seu carregamento.

A rigor, todas as cargas presentes no sistema

elétrico que utilizam material ferromagnético e/ou componentes eletrônicos em sua construção são não-lineares, visto que a linearidade é uma situação idealizada para estes equipamentos. No entanto, para efeitos práticos, considera-se cargas não-lineares e, portanto, fontes harmônicas, àquelas cuja influência sensibilizam o sistema como um todo.

É possível identificar na literatura alguns métodos básicos para a avaliação das distorções de tensões e correntes nos sistemas de energia elétrica. Estes métodos diferem entre si, basicamente, pela forma de se estimar as tensões distorcidas nas barras e pela investigação, no domínio do tempo ou da frequência.

A investigação no domínio do tempo consiste na solução de um conjunto de equações diferenciais, utilizando métodos numéricos. Tem como vantagem a previsão do comportamento transitório do sistema, tendo os valores das tensões e das correntes determinados ponto a ponto, num dado período. A grande dificuldade deste método de análise de distorção é que o resultado é totalmente dependente do passo escolhido na solução numérica. Desta forma, para uma maior precisão, maior a capacidade de memória exigida do computador e maior os esforços computacionais para obtenção dos resultados.

A investigação no domínio da frequência, por sua vez, trata o sistema na condição de regime de operação, sem considerar as situações transitórias. A importância deste método é que os efeitos das cargas são investigados independentemente, para cada frequência harmônica. Assim, utilizando-se os modelos adequados de cada componente do circuito, para uma dada faixa de frequência, a determinação das tensões e correntes se torna trivial, para cada ordem harmônica, sendo que ao final, pela superposição dos efeitos, é encontrada uma solução composta por todas as ordens harmônicas presentes no sistema. As tensões

determinadas para cada ordem harmônica obedecem o seguinte equacionamento :

$$\hat{V}(n) = \left[Z_{BUS}(n) \right] \hat{I}(n) \quad (II.1)$$

onde:

$\hat{V}(n)$ = vetor de tensão nas barras por ordem harmônica

$\hat{I}(n)$ = vetor de corrente nas barras por ordem harmônica

$[Z_{BUS}(n)]$ = matriz impedância de barra por ordem harmônica

Uma vez que problemas envolvendo distorções periódicas restringem-se a situações de regime permanente e por ser a investigação no domínio da frequência muito eficiente e de simples implementação computacional, a maior parte das ferramentas computacionais para determinação do fluxo harmônico têm seguido esta metodologia [3].

Xia e Heydt [5,9] propõem uma reformulação no método convencional de Newton-Raphson. Além de barras convencionais (slack, P-V e P-Q), são acrescentadas barras contendo as cargas não-lineares, onde são especificadas as potências ativa e aparente, além de ser conhecido o tipo de não-linearidade. Duas relações adicionais são necessárias para a solução deste problema: o balanço da potência aparente e o balanço da corrente nas frequências harmônicas. Este método, embora utilize os parâmetros trifásicos do sistema, não prevê desequilíbrio entre as fases, o que, segundo os autores, tornaria muito complexo o seu desenvolvimento.

O método apresentado por Pilleggi et al [10] é baseado na injeção de correntes. Foi desenvolvido basicamente para sistemas de distribuição. Além de propor dois modelos aproximados, onde o sistema de distribuição é visto como combinações série-paralelo de elementos passivos (resistivos e reativos), propõe também um modelo de sistema,

utilizando a matriz admitância de barra para componentes simétricos [11], composta por alguns modelos de elementos do sistema. A matriz admitância de barra é criada para cada ordem harmônica e, de modo a se determinar as tensões harmônicas, deve ser invertida, ou pelo processo convencional ou pela técnica da eliminação de Gauss. Este método prevê o desequilíbrio entre fases, sendo um bom estimador de distorção na barra onde está conectado o conversor, mas não permite uma supervisão das tensões harmônicas de todo o sistema. Além disso, funciona apenas com o conversor como carga não-linear e tem poucos modelos de componentes de sistema.

Mahmoud e Shultz [12], propõem um método também baseado na injeção de corrente harmônica. No entanto, sugere a formação da matriz impedância de barra por harmônica, ao invés da matriz admitância. Isto diminui o tempo computacional, pois as matrizes impedâncias por ordem harmônica não necessitam ser invertidas, dispensando muitas operações matemáticas. As injeções de corrente são conhecidas e, no caso de várias fontes, são injetadas separadamente, observado o princípio de superposição para as tensões. Este método despreza a relação existente entre a alimentação e as ordens harmônicas geradas impossibilitando a interação entre as fontes de harmônicas. Além disso, considera somente sistemas elétricos equilibrados.

Densem, Bodger e Arrilaga [13] propõem um método que considera circuitos trifásicos desequilibrados, com acoplamento mútuo e constroem a matriz admitância de barra, utilizando a eliminação de Gauss e técnicas de armazenamento compacto da matriz, reduzindo o sistema às barras que contém injeções harmônicas. A análise é feita por fase, embora as respostas sejam dadas em componentes simétricas. Este método não obstante seja bastante completo, não permite uma avaliação da influência das distorções em barras distantes das fontes harmônicas.

Posteriormente, Callaghan e Arrilaga [14] desenvolveram um processo iterativo, entre o fluxo de potência c.a./c.c trifásico e um programa de penetração harmônica (HARMAC), resultando na análise harmônica iterativa (IHA), que vem sendo atualizado.

Os métodos apresentados representam um pequeno exemplo dos inúmeros estudos no sentido de se identificar as distorções e seus efeitos. No entanto, a maior parte deles apresentam soluções para situações específicas e, portanto, tem aplicações restritas.

O Pacote Computacional Fortran para Harmônicas em Sistemas de Potência (PCFHSP) [3], é um programa de estudo de fluxo harmônico trifásico, capaz de analisar sistemas desequilibrados por fase e considerar acoplamentos mútuos entre linhas e fases. Utiliza um processo iterativo para determinar as ordens e as magnitudes das correntes harmônicas geradas pelas fontes de distorção, sendo que estas fontes se relacionam interativamente com o sistema. Portanto, busca a maior generalização possível para a solução dos mais variados problemas relacionados com a distorção harmônica.

A necessidade de um processo iterativo é justificada pelo fato de que, como citado anteriormente, as harmônicas características geradas pelas fontes tem como referência a alimentação senoidal e equilibrada. No entanto, as próprias fontes se encarregam de alterar esta situação, fazendo com que harmônicas de ordens não-características também surjam. Como as correntes harmônicas se propagam pelo sistema, as tensões são distorcidas não só no barramento onde a fonte está inserida, mas também em outros barramentos. Isto faz com que uma fonte eventualmente distorça a alimentação da outra, caracterizando uma interação entre elas, o que levará a um resultado final após a realização de um processo iterativo, que será truncado quando uma dada tolerância for alcançada.

O programa PCFHSP foi inicialmente criado para analisar distorções harmônicas até a ordem 50. É um método baseado na injeção de correntes e, portanto, necessita de uma rotina externa para realizar o balanço do fluxo de potência no sistema. Avalia as harmônicas no domínio da frequência, ou seja, calcula a matriz impedância de barra do sistema para cada ordem harmônica.

O PCFHSP permite dois tipos de avaliação do sistema submetido à distorções harmônicas: pode-se simplesmente levantar o equivalente do sistema visto da barra (impedância de Thévenin) em função do aumento da frequência ou calcular as tensões e correntes distorcidas em cada barra, determinando alguns fatores de distorção de modo a se concluir sobre a qualidade da alimentação fornecida.

No primeiro caso, não são consideradas as injeções de correntes e o esforço computacional é grande, visto que, para se estabelecer um espectro da variação da impedância em função da frequência, é necessário definir-se o maior número de pontos possíveis, de modo a identificar as variações no comportamento do sistema com a variação da frequência. Assim, é necessário calcular tantas matrizes impedância de barra quanto permitir o dimensionamento do programa.

No segundo caso, são determinados as distorções das tensões devido aos fluxos de correntes harmônicas. Neste caso, apenas as matrizes de impedância referentes as ordens harmônicas existentes nas injeções de corrente são calculadas e, mesmo com o processo iterativo, o tempo computacional e a memória requerida é bem menor que no primeiro caso.

II.3

PROPOSTA DO TRABALHO

Conforme o que foi apresentado no item II.2, o programa PCFHSP é uma ferramenta bastante versátil na análise das distorções harmônicas presentes em um sistema elétrico, principalmente no que diz respeito ao planejamento da instalação de cargas não-lineares e da avaliação de seus efeitos.

Por isso, é necessário que o programa seja de fácil utilização, de modo a atender até mesmo aos usuários com pouca familiaridade com o assunto " *harmônicas* ". Precisa também, ter portabilidade com os computadores de pequeno e médio porte, facilitando ao usuário, sua implantação.

Os modelos implementados no programa, os quais sintetizam grande parte da bibliografia existente, devem ser exaustivamente explorados, de modo a se concluir sobre sua validade, em situações de distorções específicas .

A proposta deste trabalho vem contribuir para que as condições apresentadas sejam alcançadas, tanto no que diz respeito ao programa computacional, quanto a sua utilização.

Desta forma, buscou-se adaptar o programa PCFHSP, concebido em um computador de grande porte, para sua utilização em microcomputadores. Para isso, novos métodos de solução e algumas otimizações foram feitas, culminando com o Programa de Fluxo Harmônico (PFH), uma versão do PCFHSP, alterações estas que serão apresentadas no capítulo III.

Alguns modelos existentes no programa PCFHSP foram alterados, buscando uma maior generalização e exatidão, dando-se especial atenção aos modelos de linhas de

transmissão, visto que são os componentes predominantes do sistema, além de terem um caráter de parâmetros distribuídos, enquanto todos os demais são elementos notadamente de parâmetros concentrados.

Observou-se, ainda, a relação entre os fatores de distorção, utilizados como referência na avaliação da qualidade do fornecimento da energia elétrica, e o pico das tensões devido a presença de frequências harmônicas.

II.4

CONCLUSÃO

O estudo sobre distorções harmônicas tem alcançado nos últimos anos, um certo destaque no meio da engenharia elétrica, em face aos problemas ocasionados por esta poluição nos sistemas de potência, principalmente nos países mais desenvolvidos. Por esta razão, várias situações tem sido relatadas na literatura especializada, tanto da operação de fontes geradoras de harmônicas quanto do mal funcionamento de equipamentos. No entanto, quando se trata do desenvolvimento de ferramentas computacionais para determinação de fluxo harmônico, a maioria das soluções têm atendido a problemas específicos e localizados. Neste contexto, o Pacote Computacional Fortran para Harmônicas em Sistemas de Potência (PCFHSP)^[3], coloca-se em igualdade (sendo em muitas ocasiões, superior) com os mais bem elaborados programas, para esta finalidade, tanto pela sua generalização quanto pela coerência dos resultados apresentados.

A facilidade de operação e a variedade de análises possíveis utilizando-se o PCFHSP, faz deste programa e da pesquisa que lhe concebeu (que sintetiza grande parte da produção científica de vários pesquisadores brasileiros no estudo de harmônicas) uma passagem obrigatória para a introdução ao tema e origem para vários outros trabalhos, como este ora realizado.

III ALTERAÇÕES NA IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL DO PCFHSP

III.1 INTRODUÇÃO

O Pacote Computacional Fortran para Harmônicas em Sistemas de Potência (PCFHSP) foi desenvolvido e implementado no computador VAX 11/785 [3]. Desta maneira, pouco foi explorado quanto a otimização no uso da memória de CPU do computador, bem como quanto à velocidade na solução dos sistemas a ele submetidos. Isto representa um problema sério de limitação das máquinas capazes de suportar tal programa, no que diz respeito à capacidade de processamento, e reduz a velocidade das soluções requeridas para máquinas de porte menor.

As primeiras dificuldades encontradas para a utilização do PCFHSP e que justificaram o investimento na otimização do programa, surgiram quando da tentativa de sua implementação em um computador de pequeno porte, o DIGIREDE 5000, que mostrou-se incapaz de suportar o programa com suas características originais, indicando falta de memória disponível. Antecipou-se, então, o sentimento da dificuldade que se teria para a "popularização" desta importante ferramenta.

Normalmente, o usuário dispõe de um limite de tempo para o processamento de um programa, bem como da área para carregamento do software. Além disso, são mais comuns os computadores de pequeno e médio porte (AT'S e super micros) do que computadores de grande porte. Desta forma, procurou-se otimizar ao máximo a estrutura de solução desenvolvida pelo programa, bem como eliminar variáveis e matrizes que significassem um acréscimo desnecessário ao seu funcionamento.

A opção pela linguagem Fortran, dominada pela maioria do pessoal da área de engenharia elétrica, escrita na forma estruturada, facilita ao usuário o acesso à lógica do programa, permitindo um aperfeiçoamento permanente do software.

O dimensionamento do programa torna-se um fator de grande preocupação, já que a característica trifásica da solução e o grande número de variáveis e matrizes complexas, levam o programa a, quase sempre, trabalhar na capacidade limite da memória da máquina. Da maneira como o PCFHSP foi criado, antes que um sistema seja investigado, trunca-se o processamento e, a partir da avaliação do número de elementos presentes no sistema, redimensiona-se o programa. Na versão otimizada do PCFHSP, todos os vetores e matrizes são dimensionado a partir de um arquivo com esta finalidade específica, de comandos inerentes ao FORTRAN (como o PARAMETER, COMMON, INCLUDE, etc), sendo que, ao se alterar tal arquivo, todo o programa recebe as informações das alterações nas dimensões das variáveis. Este procedimento permite, além de dispensar a interrupção e a busca de variáveis por todos os arquivos e subrotinas do programa por ocasião de um redimensionamento, ajustá-lo para o número de elementos necessários a serem utilizados nos cálculos. Evidentemente, este recurso se deve a característica de dimensionamento não dinâmico do FORTRAN, sendo que a cada alteração, o programa deverá ser recompilado.

Outra modificação quanto ao funcionamento do PCFHSP é a relação entre o programa e o usuário. Normalmente, quando o usuário tem necessidade de alterar o banco de dados que alimenta o programa, pode ocorrer alguns fatos preocupantes. Um valor fora de campo, uma linha que se apaga indevidamente e eventuais caracteres introduzidos acidentalmente nos arquivos de dados leva o programa muitas vezes ao não funcionamento ou, o que é pior, a respostas

adulteradas. Assim, é conveniente que o usuário atue no banco de dados o menor número de vezes possível. Desta forma, buscou-se imprimir uma característica conversacional ao programa, principalmente no que se refere a alterações mais constantes, embora ainda esteja longe do ideal.

Mais uma alteração importante na implementação do PCFHSP é a criação de novos arquivos de saída (principalmente os numéricos) disponíveis ao usuário, com o objetivo de alimentar programas geradores de gráficos, de modo a avaliar visualmente os resultados obtidos e expressados nos relatórios de saída. Os arquivos de saída para utilização em pacotes gráficos permitem a obtenção de resultados como os apresentados no capítulo V.

Dentre todas as medidas tomadas visando a otimização do PCFHSP, a de maior importância foi relativa a construção da matriz impedância de barra por ordem harmônica ($[Z_{BUS}(n)]$), que merecerá uma abordagem especial no item III.3.

Estas alterações computacionais foram responsáveis por grande parte do tempo dedicado a este trabalho, visto serem elas de grande importância no que tange à portabilidade do programa nas máquinas normalmente disponíveis.

III.2

ALTERAÇÕES NO FUNCIONAMENTO DO PCFHSP

A versão otimizada do programa PCFHSP recebeu uma estruturação que o tornou inteiramente modular, permitindo também algumas alterações no seu processo de funcionamento, o que simplificou sobremaneira a visualização da lógica utilizada. De maneira a diferenciar o programa original (PCFHSP) do programa otimizado e modificado, denominou-se esta segunda versão de Programa de Fluxo Harmônico (PFH). O PFH segue essencialmente o diagrama de

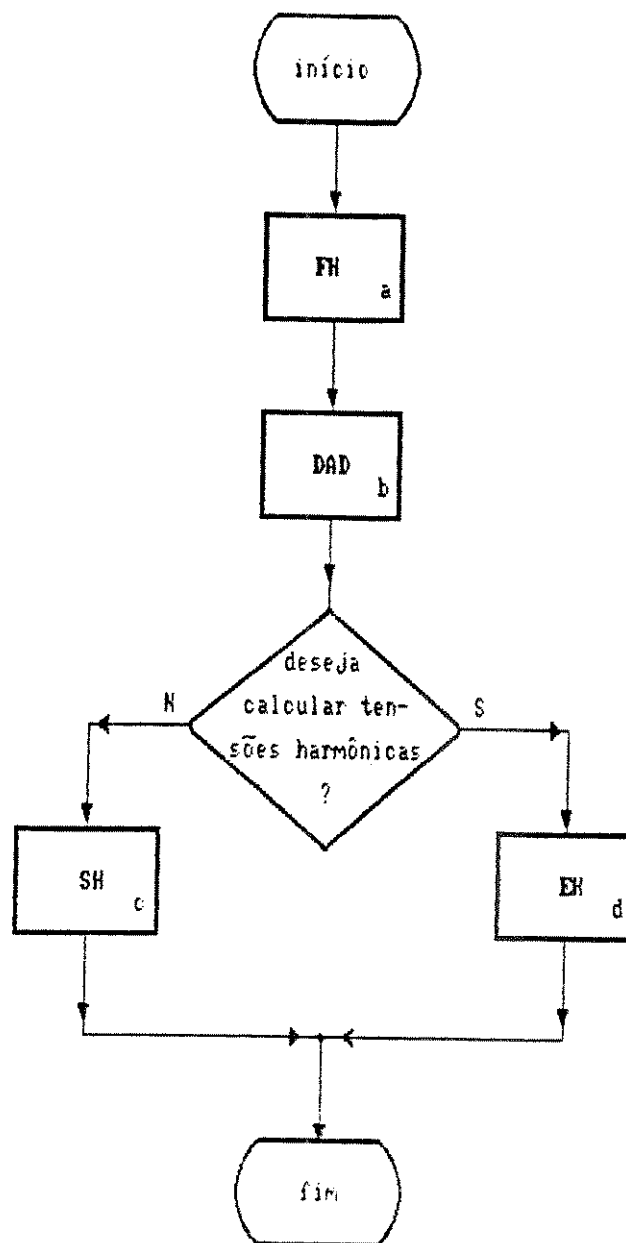


Fig.III.1 Diagrama de blocos simplificado do PFH

Cada rotina do diagrama de blocos tem a seguinte finalidade:

a. ROTINA FH

É responsável pela interação máquina-usuário e define o modo de operação do programa e os arquivos envolvidos na simulação.

b. ROTINA DAD

Lê e organiza os dados e parâmetros do

sistema.

c. ROTINA SH

Será solicitada quando se desejar apenas o espectro harmônico, até a máxima ordem harmônica (MOH), visto das barras determinadas em FH. Seu funcionamento é apresentado na figura (III.2.)

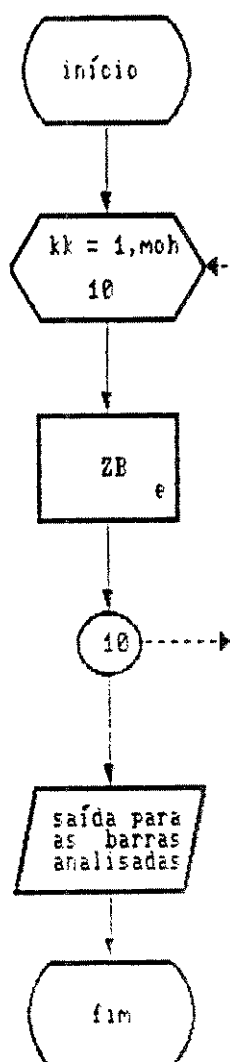
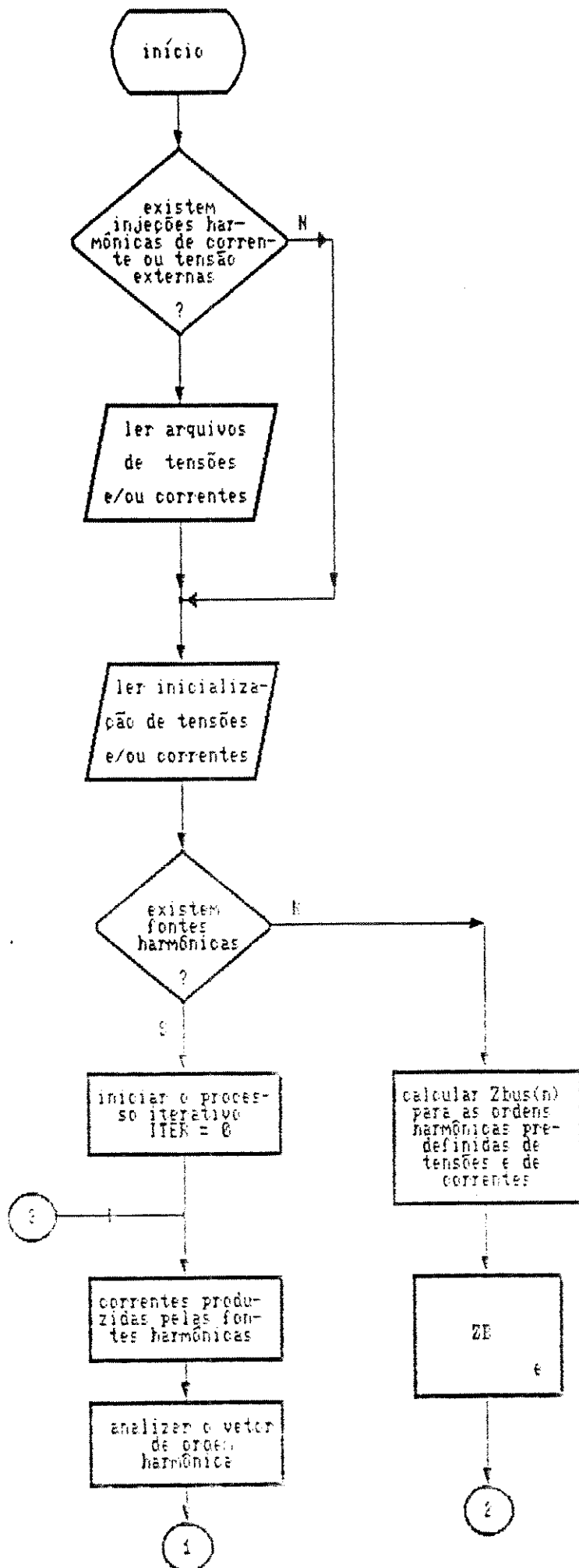


Fig.III.2 Diagrama de blocos simplificado da rotina SH

d. ROTINA EH

Calcula as tensões e o fluxo harmônico. Contém o processo interativo/iterativo do programa, procede a leitura de tensões e correntes e gerencia as fontes harmônicas pré-determinadas. Seu funcionamento é dado no diagrama da figura (III.3).



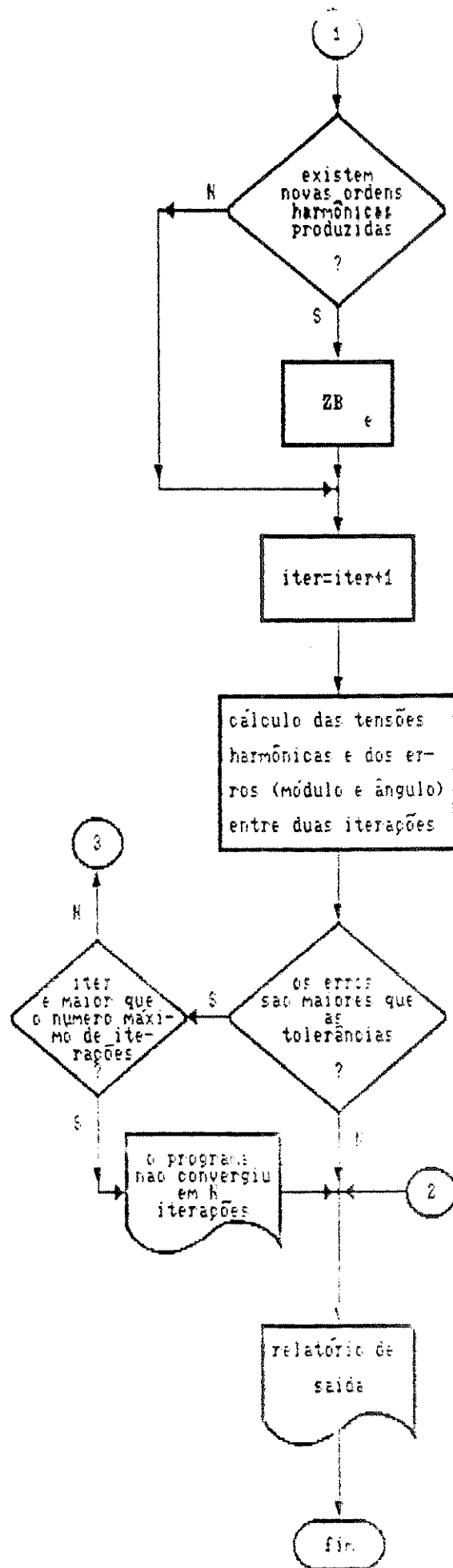


Fig. III.3 Diagrama de blocos simplificado da rotina EH

e.

ROTINA ZB

É a rotina que cria as matrizes $[Z_{BUS}(n)]$, pelo método descrito em III.3. Controla ainda as rotinas MS (que contém os modelos dos elementos série) e MSH (com os modelos dos elementos shunt), que calculam as matrizes primitivas dos elementos do sistema elétrico, para cada ordem harmônica.

Uma inovação introduzida pelo PFH quanto aos resultados das tensões harmônicas, foi o cálculo das tensões de pico em cada barra, visto que, em função da defasagem angular entre a fundamental e suas ordens harmônicas, os picos das diferentes frequências podem ser coincidentes ou não, o que resulta numa tensão de pico de acordo com esta combinação. Este resultado é especialmente importante quando se dimensiona elementos sensíveis a picos de tensão, como é o caso de isoladores e capacitores. Podem haver casos em que, embora, a qualidade da alimentação esteja dentro dos padrões exigidos utilizando-se os fatores de distorção conhecidos, estes picos de tensão estejam além das tolerâncias permitidas. Desta forma, é possível apresentar um fator que relaciona a tensão de pico com a tensão nominal da barra e que pode ser denominado Fator de Pico Nominal de tensão harmônica (FPN), para cada uma das barras, analogamente ao já existente Fator de Pico.

O FPN, deste modo, pode ser expresso por:

$$FPN = \frac{\max \left| \sum_{n=1}^{\infty} V(n) [\sin(n\omega t + \theta_n)] \right|_{\omega t=0, 2\pi}}{V_{NOM}(1)} \cdot 100\%$$

(III.1)

onde:

θ_n = ângulo correspondente ao fasor $\dot{V}(n)$, $\dot{V}(n) = V(n) \angle \theta_n$

$V(n)$ = tensão de pico harmônica de ordem n

$V_{\text{NOM}}(1)$ = módulo da tensão de pico nominal da barra na frequência fundamental

n = ordem harmônica

É conveniente utilizar a tensão nominal da barra, visto que os equipamentos são dimensionados em função destes valores.

Além desta relação, os fatores de distorção harmônica total de tensão e de corrente (FDT e FDI), definidos pelo IEEE Standard 519 [16] também serão determinados, tal como em [3].

Outra característica do PFH é poder analisar o espectro harmônico em várias barras, simultaneamente, o que é definido via teclado, no início do processamento.

As rotinas para simulação das fontes harmônicas são independentes do PFH, devendo-se atentar para a compatibilização entre as variáveis das rotinas de fontes e as do PFH, o que implica na alteração do arquivo de dimensionamento e da própria rotina EH. As fontes harmônicas que estão implementadas no PFH são as mesmas que as do PCFHSP, ou seja, o compensador e o conversor estáticos, o forno de arco e o reator de núcleo saturado.

No aspecto conversacional, um certo nível de relacionamento entre máquina e usuário foi introduzido. Como o arquivo de dados deve ser composto do modo mais simples possível, algumas decisões de operação do programa são tomadas no decorrer de sua execução. No PFH, o operador definirá, através do teclado, durante o processamento, se o programa somente determinará o espectro harmônico ou

calculará as tensões e correntes distorcidas, se o processo vai ser iterativo ou não, quais os arquivos de entrada e saída que participam da operação e se existe a presença de efeitos mútuos. Desta forma, o arquivo de dados principal será composto apenas pelos parâmetros do sistema elétrico. Tais parâmetros necessitam da utilização de um editor de texto para sua criação ou alteração.

Com relação à criação das matrizes impedância de barra por ordem harmônica ($[Z_{BUS}(n)]$), no início do trabalho, buscou-se otimizar o procedimento utilizado em [3], eliminando-se a montagem da matriz incidência de barra ($[A]$) e, através de simples operações de adição e subtração dos termos da matriz primitiva das admitâncias dos elementos do sistema, chegou-se a matriz admitância de barra ($[Y_{BUS}(n)]$). A formação da matriz admitância primitiva dos elementos do sistema também foi otimizada.

Verificou-se, porém, que o grande esforço computacional deste processo estava justamente na inversão das matrizes, no caso, da matriz impedância primitiva (de ordem 3 vezes o número de elementos do sistema) e da matriz admitância de barra (de ordem 3 vezes o número de barras). Uma vez que para o cálculo das tensões, é necessária a obtenção da matriz impedância de barra, $[Z_{BUS}]$, que é essencialmente cheia, quando da presença de acoplamentos mútuos, no caso de maior generalização, nem mesmo o armazenamento compacto desta matriz se mostrava atraente. Assim, optou-se pela formação direta (passo a -passo) da matriz impedância de barra proposta em [15], que será descrita a seguir.

III.3 MATRIZ IMPEDÂNCIA HARMÔNICA DE BARRAS $[Z_{BUS}(n)]$

Quando as impedâncias do sistema trifásico são desequilibradas, ou pela presença de acoplamentos mútuos ou

por um eventual desequilíbrio de cargas, o sistema é tratado independentemente para cada fase. Isto porque a matriz se torna numericamente assimétrica, o que dificulta as simplificações realizadas quando da utilização das componentes de seqüência [15].

Para contemplar desequilíbrios, é formada a matriz impedância de barra trifásica, que segue uma construção similar ao caso monofásico, onde a matriz do sistema é montada passo a passo, adicionando-se os ramos e as ligações ("links"), respectivamente, sendo possível, nesta matriz, incorporar-se os efeitos mútuos entre elementos.

Pela teoria dos grafos, se o elemento adicionado é um ramo, uma nova barra é inserida no sistema e a matriz impedância de barra trifásica tem sua ordem aumentada em 3 elementos. Caso o elemento seja uma ligação, não há inserção de uma nova barra no sistema, sendo o novo elemento conectado as barras já existentes, o que implica na manutenção da ordem da matriz antes da conexão da ligação.

A principal diferença entre sistemas monofásicos e trifásicos, no que se refere a montagem da matriz impedância de barra ($[Z_{\text{BUS}}(n)]$) é que a impedância primitiva dos elementos torna-se uma matriz de terceira ordem para os sistemas trifásicos, onde a diagonal desta matriz representa a impedância própria dos elementos do sistema por fase e as demais posições da matriz, as impedâncias de transferência (ou mutuas) entre as fases.

Desta forma, a matriz impedância de barra por ordem harmônica ($[Z_{\text{BUS}}(n)]$) é construída de acordo com o procedimento descrito, a seguir.

Supondo que um elemento será inserido no sistema entre o nó inicial ("p") e o nó final ("q"), as equações a serem utilizadas dependerão das seguintes situações :

- a. Não há acoplamento mútuo entre o elemento inserido e outro elemento do sistema

Neste caso, quatro situações poderão ocorrer :

- a.1 O elemento é um ramo e será conectado a uma barra que não é a referência (ramo série)

As equações utilizadas, conforme as expressões (A1.48), (A1.49) e (A1.50), onde a identificação (A1.n) é a numeração das equações conforme foram desenvolvidas no apêndice 1, serão :

$$[Z_{qi}(n)] = [Z_{pi}(n)] \quad (\text{III.2})$$

$$i \neq q, \quad i = 1, 3 \times \text{número de barras}$$

$n = \text{ordem harmônica}$

$$[Z_{iq}(n)] = [Z_{ip}(n)] \quad (\text{III.3})$$

$$i \neq q, \quad i = 1, 3 \times \text{número de barras}$$

$$[Z_{qq}(n)] = [Z_{pq}(n)] + [Z_{pq,pq}(n)] \quad (\text{III.4})$$

onde :

$[Z]$ = matriz impedância de barra trifásica
 $([Z_{BUS}(n)])$

$[z]$ = matriz impedância primitiva trifásica
 dos elementos do sistema

p = barra inicial

q = barra final

a.2 O elemento é um ramo conectado a barra de referência (ramo shunt)

A equação utilizada será, de acordo com a expressão (A1.51), a seguinte :

$$[Z_{qi}(n)] = [Z_{iq}(n)] = 0$$

$i \neq q$, $i = 1, 3 \times \text{número de barras}$

$$[Z_{qq}(n)] = [z_{pq,pq}(n)] \quad (\text{III.5})$$

a.3 O elemento é uma ligação e será conectado uma barra que não é a referência (ligação série)

As equações utilizadas serão, de acordo com as expressões (A1.56), (A1.57) e (A1.58) as seguintes :

$$[Z_{li}(n)] = [Z_{pi}(n)] - [Z_{qi}(n)] \quad (\text{III.6})$$

$i \neq l$, $i = 1, 3 \times \text{número de barras}$

$$[Z_{\ell\ell}(\omega)] = [Z_{\ell\ell}(\omega)] - [Z_{\ell q}(\omega)] \quad (\text{III.7})$$

$$i \neq \ell, \quad i = 1, 3 \times \text{número de barras}$$

$$[Z_{\ell\ell}(\omega)] = [Z_{p\ell}(\omega)] - [Z_{q\ell}(\omega)] + [z_{pq,pq}(\omega)] \quad (\text{III.8})$$

onde :

ℓ = barra auxiliar

a.4 O elemento é uma ligação e será conectado a uma barra de referência (ligação shunt)

As equações utilizadas serão, de acordo com as expressões (A1.59), (A1.60) e (A1.61), as seguintes :

$$[Z_{\ell\ell}(\omega)] = - [Z_{q\ell}(\omega)] \quad (\text{III.9})$$

$$i \neq \ell, \quad i = 1, 3 \times \text{número de barras}$$

$$[Z_{\ell\ell}(\omega)] = - [Z_{\ell q}(\omega)] \quad (\text{III.10})$$

$$i \neq \ell, \quad i = 1, 3 \times \text{número de barras}$$

$$[Z_{\ell\ell}(\omega)] = - [Z_{q\ell}(\omega)] + [z_{pq,pq}(\omega)] \quad (\text{III.11})$$

Nos casos A.3 e A.4, é criada uma barra auxiliar " ℓ ", além das barras originais do circuito, que é

eliminada através da equação (III.12), conforme a expressão (A1.62), ou seja :

$$[Z_{ij}(n)]_{(mod)} = [Z_{ij}(n)]_{(fix)} - [Z_{il}(n)] \left[[Z_{ll}(n)] \right]^{-1} [Z_{lj}(n)]$$

(III.12)

$i = 1, 3 \times \text{número de barras}$ e $j = 1, 3 \times \text{número de barras}$

Assim, a matriz impedância de barra volta a ter a dimensão correta (3 x número de barras).

b. *Há acoplamento mútuo entre o elemento inserido e um ou mais elementos do sistema*

Neste caso, optou-se pela utilização das equações referentes apenas aos acoplamentos mútuos entre linhas de transmissão, que são os componentes do sistema sujeitos mais freqüentemente a este efeito. Assim, somente as equações que inserem elementos série serão consideradas (para ramos e ligações) e duas situações serão possíveis :

b.1 *A linha conectada é um ramo*

As equações, de acordo com as expressões (A1.45), (A1.46) e (A1.47), serão :

$$[Z_{oi}(n)] = [Z_{oi}(n)] + \left[[y_{pq,pq}(n)] \right]^{-1} \hat{y}_{pq,po}(n) \left([\hat{Z}_{pi}(n)] - [\hat{Z}_{oi}(n)] \right)$$

(III.13)

$i \neq q$, $i = 1, 3 \times \text{número de barras}$

$$[Z_{iq}(n)] = [Z_{ip}(n)] + \left[\hat{Z}_{ip}(n) - \hat{Z}_{io}(n) \right] [\hat{y}_{po, nq}(n)] \left[y_{nq, nq}(n) \right]^{-1} \quad (\text{III.14})$$

$i \neq q$, $i = 1, 3 \times \text{número de barras}$

$$[Z_{qq}(n)] = [Z_{nq}(n)] + (y_{nq, nq}(n)) \left\{ U + [\hat{y}_{nq, po}(n)] \left[\hat{Z}_{pq}(n) - \hat{Z}_{oq}(n) \right] \right\} \quad (\text{III.15})$$

onde :

p = barra inicial do elemento do sistema acoplado mutuamente ao elemento conectado

o = barra final do elemento do sistema acoplado mutuamente ao elemento conectado

$\hat{y}$ = vetor admitância formado pelas matrizes admitâncias primitiva trifásica dos elementos acoplados mutuamente

$\hat{Z}$ = vetor impedância formado por sub-matrizes da matriz $([Z_{BUS}(n)])$

$[U]$ = matriz identidade

b.2 A linha conectada é uma ligação

As equações, conforme as expressões (A1.53), (A1.54) e (A1.55), serão :

$$[Z_{ii}(n)] = [Z_{pi}(n)] - [Z_{qi}(n)] + \left[y_{nq, nq}(n) \right]^{-1} [\hat{y}_{nq, po}(n)] \left[\hat{Z}_{pi}(n) - \hat{Z}_{oi}(n) \right] \quad (\text{III.16})$$

$i \neq j$, $i = 1, 3 \times \text{número de barras}$

$$[Z_{il}(\omega)] = [Z_{ip}(\omega)] - [Z_{iq}(\omega)] + \\ ([\hat{Z}_{ip}(\omega)] - [\hat{Z}_{iq}(\omega)]) [\hat{y}_{pq, pq}(\omega)] ([y_{pq, pq}(\omega)])^{-1} \quad (\text{III.17})$$

$i \neq l$, $i = 1, 3 \times \text{número de barras}$

$$[Z_{il}(\omega)] = [Z_{pl}(\omega)] - [Z_{ql}(\omega)] + \\ [y_{pq, pq}(\omega)] \left\{ U + [\hat{y}_{pq, pq}(\omega)] \left([\hat{Z}_{pl}(\omega)] - [\hat{Z}_{ql}(\omega)] \right) \right\} \quad (\text{III.18})$$

A barra auxiliar l será eliminada utilizando-se a equação de redução (III.12) proposta nos itens A.3 e A.4.

Na verdade, como o sistema é trifásico, o nó inicial p é composto por p_1 , p_2 e p_3 , um para cada fase, assim como o nó final q é composto por q_1 , q_2 e q_3 , dando o real dimensionamento de $[Z_{BUS}(\omega)]$ ($3nn \times 3nn$, sendo nn o número de nós).

Das equações mostradas, conclui-se que o maior esforço computacional está na inversão de matrizes de terceira ordem, o que implica num trabalho muito menor que o das inversões das matrizes de ordem três vezes o número de barras ou três vezes o número de elementos ($[Y_{BUS}]$ e $[Y_{PRIMITIVA}]$, respectivamente). Assim, utilizou-se este método para a formação da matriz impedância de barra por harmônica ($[Z_{BUS}(\omega)]$). Evidentemente, este esforço é multiplicado pelo número de ordens harmônicas a serem investigadas.

A matriz ($[Z_{BUS}(\omega)]$) para diferentes ordens harmônicas será determinada a partir das matrizes primitivas de cada elemento, que são diretamente influenciadas pela

alteração das frequências. As matrizes primitivas são compostas pelos elementos determinados através dos modelos descritos no capítulo IV e a precisão do modelo determina a precisão da impedância do sistema como um todo.

O processo para a formação da $([Z_{BUS}(\omega)])$ passo a passo está detalhado no apêndice 1, de acordo com [15].

III.4

CONCLUSÃO

Embora o PCFHSP seja uma ferramenta capaz de excelentes análises no estudo do fluxo harmónico, é clara a necessidade de otimizá-lo para que ele tenha portabilidade com a maior quantidade de máquinas possíveis. O microcomputador utilizado para a realização deste trabalho foi uma Estação Gráfica PROCEDA 5370-CAD, clock de 20 MHz, memória RAM de 2 Mb, processador MOTOROLA 68020 e co-processador numérico MOTOROLA 68881.

A versão PFH deu largos passos nesta direção, podendo ser utilizado em microcomputadores compatíveis com IBM PC-AT, em estações de trabalho ou em super micros.

A otimização do programa está próxima ao ideal e maiores esforços neste sentido não deverão trazer grandes avanços na portabilidade do pacote. Dadas as inúmeras operações matemáticas, envolvendo uma quantidade muito elevada de matrizes complexas, mesmo que se instalasse o PFH em microcomputadores compatíveis com IBM PC-XT, o tempo de execução (com co-processador aritmético) é imensamente maior do que o necessário quando se utiliza microcomputadores compatíveis com o IBM PC-AT ou mesmo estações de trabalho para a solução. Para se ter uma idéia desta diferença, utilizou-se o PFH numa versão simplificada, para o cálculo do espectro harmónico do sistema básico de oito barras (capítulo V, sistema 1). Para a determinação de 100 pontos (o que significa a criação de 100 matrizes $[Z_{BUS}(\omega)]$, complexas de ordem 24), o PC-XT leva por volta de 7 horas de processamento, sendo que a estação gráfica PROCEDA, compatível com o IBM PC-AT, leva em torno de 15 minutos, para determinar 200 pontos. O programa executável está contido, com todas as fontes harmónicas, em um único disquete 5 $\frac{1}{4}$ ' (360 kbytes).

O que ainda deve ser explorado com relação ao PFH, é o aspecto conversacional do programa, que se encontra bastante incipiente. A eliminação do editor de texto na composição de arquivos de dados, dando oportunidade para o operador alterar parâmetros durante a execução do programa é fundamental para melhorar seu desempenho. Além disso, rotinas gráficas poderão ser incorporadas, dispensando-se a necessidade de rotinas externas ao PFH para o processamento gráfico dos resultados. Neste caso, é conveniente utilizar uma programação híbrida, entre linguagens computacionais mais adequadas para rotinas gráficas (como é o caso do Pascal, C, Turbo-basic, etc.) e uma linguagem mais adequada para rotinas matemáticas, como é o caso do FORTRAN.

Uma futura alteração na linguagem de programação poderá ser estudada, com vistas a um dimensionamento dinâmico do PFH, em função dos elementos que forem sendo incorporados ao sistema. No entanto, é conveniente que se mantenha a filosofia da portabilidade do programa.

IV

MODELOS DE COMPONENTES DO SISTEMA

IV.1

INTRODUÇÃO

Na utilização de um programa para determinação do fluxo harmônico, o grande desafio é modelar os componentes do sistema o mais precisamente possível, para as diversas frequências de interesse em estudo. Eventualmente, um mesmo equipamento pode ter diferentes modelagens, adequadas a diferentes faixas de frequência.

Mesmo o sistema de potência que tem sua impedância, vista de uma barra, claramente indutiva à frequência industrial, pode ter um comportamento bastante diferente [8] para frequências harmônicas. Desta forma, os resultados obtidos pelos programas de fluxo harmônico dependem fundamentalmente do modelamento do sistema e de seus componentes.

Por se tratar de um programa trifásico que prevê desequilíbrio entre fases, alguns modelos, como as linhas de transmissão, transformadores e máquinas, estão aptos a considerar os efeitos de acoplamento mútuos entre fases, assim como, na montagem da matriz impedância de barra, será considerado o acoplamento mútuo entre linhas do sistema. Estes dados deverão ser convenientemente fornecidos ao programa, através dos arquivos de entrada e serão incorporados as matrizes impedância primitiva dos elementos, no processamento das informações.

Para que o modelo escolhido seja o mais conveniente, diversas simulações devem ser realizadas e os resultados comparados com medições em situações reais. Os modelos apresentados, muitos deles utilizados em determinação de fluxo harmônico e implementados no PFH, são em grande parte originários de [3] e sintetizam a maioria dos modelos existentes na bibliografia especializada.

IV.2

LINHAS E CABOS

Uma linha de transmissão trifásica uniforme pode ser representada, para cada uma das suas fases, pelo modelo equivalente apresentado na figura (IV.1), para um comprimento infinitesimal Δx .

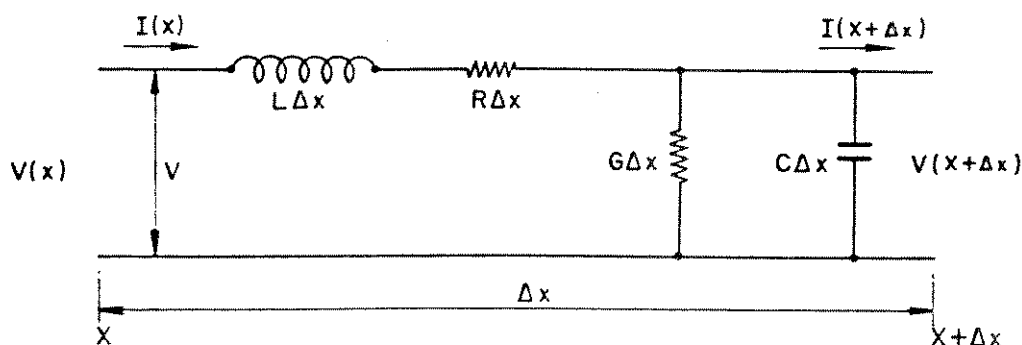


Fig.IV.1 Representação monofásica da porção infinitesimal de uma linha de transmissão uniforme

Este modelo de linha de transmissão consiste de parâmetros distribuídos ao longo da linha. A indutância L , dada em Henry por unidade de comprimento e a resistência R , em Ohms por unidade de comprimento, formam a impedância série da linha; a capacitância C , em Farads por unidade de comprimento e a condutância G , em Siemens por unidade de comprimento, formam a admitância shunt. A indutância e a capacitância representam as condições eletromagnéticas e eletrostáticas; a resistência representa as perdas na linha por efeito Joule e a condutâncias, as perdas por correntes de fuga através dos isoladores.

As linhas de transmissão apresentam diferentes modelagens em função, principalmente, de seu comprimento, que pode ser classificado como curto, médio ou longo. Em cada modelo, simplificações são introduzidas e parâmetros pouco significativos podem ser desprezados. A classificação de uma linha, de acordo com seu comprimento, varia em função

da tensão nominal e das frequências as quais a linha está submetida. Por isso, não há uma unanimidade, de uma classificação rigorosa entre os autores^[17].

No estudo de frequências harmônicas, uma linha é considerada longa e, portanto, sua modelagem deve ser mais precisa, quando seu comprimento é aproximadamente 5% do comprimento de onda da frequência harmônica^[18].

Portanto, para linha longa:

$$l \geq \frac{0,05 \times \lambda}{n} \quad [\text{km}] \quad \text{---} \quad (\text{IV.1})$$

onde: λ = comprimento de onda fundamental

$$\lambda = v / f \quad [\text{km}]$$

para $v = 3 \times 10^5$ [km/s] nas linhas aéreas

f = frequência de base [Hz]

n = ordem harmônica

l = comprimento da linha

simplificando

$$l \geq \frac{250}{n} \quad [\text{km}] \quad (\text{IV.2})$$

Assim, embora as linhas consideradas longas, tenham comprimento superior a 250 km em 60 Hz, para a frequência harmônica de ordem 25 (ou $f = 1500$ Hz), a linha longa é superior a 10 km apenas.

Os parâmetros de resistência e de indutância sofrem um efeito denominado "skin" ou "efeito pelicular" com o aumento da frequência que pode ser considerado ou não, dependendo do grau de exatidão que se busca nos modelos. O efeito pelicular é detalhado no apêndice 2.

Portanto, os modelos de linha implementados no PFH são apresentados a seguir.

IV.2.1

MODELO DE LINHA CURTA - MODELO 1

O modelo 1, conforme a figura (IV.2), é utilizado basicamente para a representação de linhas curtas onde a capacitância e a admitância shunt se apresentam bastante reduzidas comparativamente aos parâmetros série e podem ser desprezadas. O valor total da resistência da linha é concentrado e representado por R , assim como a indutância total, em série com R , é representada por L .

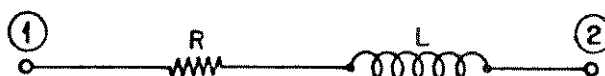


Fig.IV.2 Modelo de linha curta (Modelo 1)

Para a frequência nominal de 60 Hz, considera-se curtas, as linhas cuja extensão não ultrapassa 80 km para tensões de até 150 kV. Para tensões superiores, este comprimento é reduzido [17]. No caso de frequências harmônicas, também a extensão de uma linha curta será tanto menor quanto maior for a frequência analisada.

Este modelo é incapaz de identificar possíveis ressonâncias entre o efeito capacitivo e o efeito indutivo das linhas.

IV.2.2

MODELO DE LINHA MÉDIA - MODELO 2

O modelo 2 considera, além da impedância série, a admitância shunt, composta pela condutância G , responsável por correntes de fuga, principalmente através dos isoladores que sustentam a linha e pela capacitância C , da linha com relação à terra. Estes parâmetros são concentrados, divididos em duas parcelas iguais e

conectados nos terminais da linha. O modelo é denominado *circuito π nominal* [19] e é apresentado na figura IV.3.

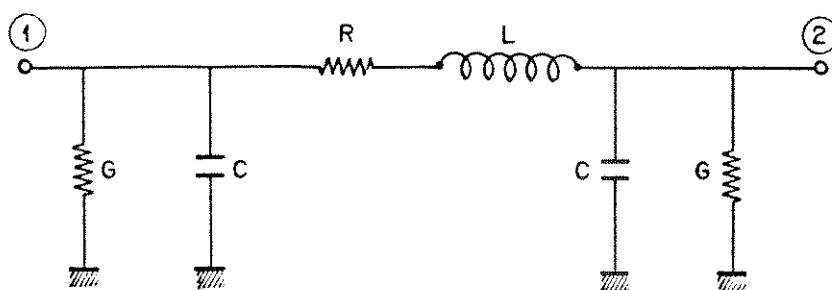


Fig.IV.3 Modelo de linha média -
circuito π nominal (Modelo 2)

Normalmente, a admitância shunt é representada apenas pela capacitância, visto que a condutância tem valores praticamente desprezíveis. O circuito π nominal é adequado para as linhas cuja extensão não ultrapassem 200 km, a 60 Hz, e a tensão nominal seja inferior a 400 kV. Para linhas acima de 400 kV, o comprimento de uma linha média não deve ultrapassar 100 km [17]. As mesmas observações feitas para a linha curta, com respeito ao aumento da frequência, são válidas para a linha média.

Apesar deste modelo identificar uma possível ressonância entre os parâmetros indutivos série e os capacitivos shunt da linha, não pode ser considerado suficientemente preciso para as investigações de penetração harmônica. Para tal finalidade, tem sido constantemente recomendada a utilização do modelo de linha longa [1,12,18].

IV.2.3

MODELO DE LINHA LONGA - MODELO 3

Os modelos anteriormente apresentados, representam a linha através de seus parâmetros concentrados, sem considerar a distribuição destes parâmetros ao longo da linha. Desta maneira, quanto maior a linha, mais distante

da realidade estarão estes modelos [17].

Uma maneira de se representar o efeito da distribuição (uniforme) dos parâmetros da linha é a utilização do modelo de linha longa (modelo 3), denominado circuito π equivalente [19], apresentado na figura (IV.4).

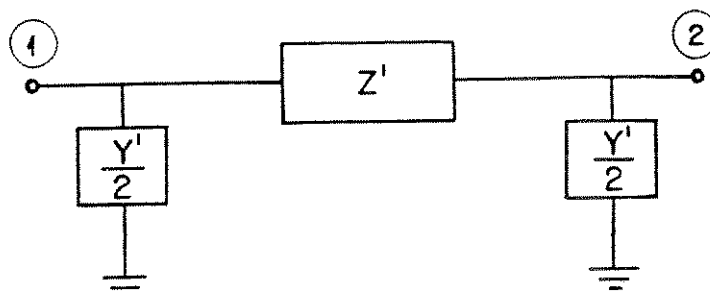


Fig.IV.4 Modelo de linha longa - circuito π equivalente (Modelo 3)

Sendo

$$Z' = Z \frac{\sinh \gamma l}{\gamma l} \quad [\text{Ohm}] \quad (\text{IV.3})$$

$$\frac{Y'}{2} = \frac{Y}{2} \cdot \frac{\tanh \frac{\gamma l}{2}}{\frac{\gamma l}{2}} \quad [\text{Siemens}] \quad (\text{IV.4})$$

$$\begin{aligned} \text{onde} \quad \gamma l &= \sqrt{ZY} \\ Z &= z \cdot l \\ Y &= y \cdot l \end{aligned}$$

l = comprimento das linhas em unidade de comprimento

z = impedância série de linha por unidade de comprimento

y = admitância série das linhas por unidade de comprimento

As funções hiperbólicas das variáveis complexas Z e Y , podem ser calculadas através das seguintes equações [17]:

$$\cosh(\alpha + j\beta) = \cosh\alpha \cdot \cos\beta + j \sinh\alpha \cdot \sin\beta \quad (\text{IV.5})$$

$$\sinh(\alpha + j\beta) = \sinh\alpha \cdot \cos\beta + j \cosh\alpha \cdot \sin\beta \quad (\text{IV.6})$$

sendo que

$$\tanh \frac{\gamma l}{2} = \frac{\cosh \gamma l - 1}{\sinh \gamma l} \quad (\text{IV.7})$$

Desta maneira, a linha ainda é representada por seus parâmetros concentrados, mas o efeito da distribuição real destes parâmetros é, de certa forma, compensado pela utilização das funções hiperbólicas presentes nos fatores de correção destes parâmetros.

No caso de linhas de transmissão polifásicas, onde cada condutor possui acoplamento mútuo com outros condutores, as matrizes de impedância série $[z]$ e de admitância shunt $[y]$ da linha são quadradas, com suas ordens fixadas pelo número de condutores mutuamente acoplados [18].

Para que os cálculos envolvendo funções hiperbólicas de matrizes sejam válidos, a matriz deve ser diagonal, o que não acontece no caso da existência de acoplamentos mútuos.

Isto requer uma transformação para a diagonalização da matriz, que pode ser realizada através da utilização das seguintes expressões :

$$\begin{bmatrix} z \end{bmatrix}_{\text{DIAG}} = \begin{bmatrix} z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\sinh \gamma l}{\gamma l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{IV.8})$$

onde

$$\begin{bmatrix} z \end{bmatrix}_{\text{DIAG}} = \text{matriz impedância de barra diagonalizada}$$

$$\begin{bmatrix} M \end{bmatrix} = \text{matriz de autovetores normalizados} \\ (\text{matriz modal})$$

$$\begin{bmatrix} \frac{\sinh \gamma \ell}{\gamma \ell} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sinh \gamma_1 \ell}{\gamma_1 \ell} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{\sinh \gamma_2 \ell}{\gamma_2 \ell} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{\sinh \gamma_j \ell}{\gamma_j \ell} \end{bmatrix}$$

γ_j = j-ésimo autovalor, para $j \leq 3$
circuitos acoplados mutuamente

Similarmente,

$$\begin{bmatrix} Y \end{bmatrix}_{\text{DIAG}} = \ell \begin{bmatrix} M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\tanh \gamma \ell}{\gamma \ell} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} y \end{bmatrix} \quad (\text{IV.9})$$

Este é o modelo mais recomendado no estudo de fluxo harmônico, por estar mais próximo do comportamento real das linhas. Também para a análise de cabos, onde os valores característicos dos parâmetros diferem bastante das linhas aéreas e onde o efeito capacitivo se torna mais pronunciado, é recomendável a utilização deste modelo mais completo.

IV.3 TRANSFORMADORES

O modelo mais completo para um transformador apresenta os efeitos dos enrolamentos, espira por espira, no que diz respeito às indutâncias e capacitâncias

envolvidas [12]. Esta representação completa, para o estado de regime permanente, é mostrada na figura (IV.5)

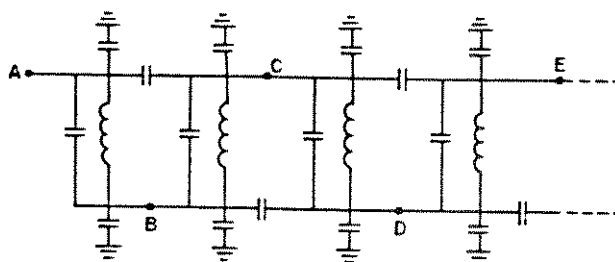


Fig. IV.5 Modelo completo para um transformador, espira por espira

Entretanto, testes realizados em laboratório, para a identificação de ressonância em transformadores, indicaram que, para um transformador típico de extra-alta tensão, as ressonâncias ocorrem na faixa de 7 kHz a 15 kHz, que está muito além da máxima frequência considerada no fluxo harmônico (por volta de 3000 Hz para as harmônicas de ordem 50). Ainda assim, se for desejado investigar uma possível ressonância no transformador, certamente não passará da primeira. O circuito equivalente do transformador pode então ser simplificado, segundo a figura IV.6, onde C_w é a capacitância entre os enrolamentos do transformador, L é a indutância de dispersão e C_t as capacitâncias para a terra, tanto dos enrolamentos quanto das buchas.

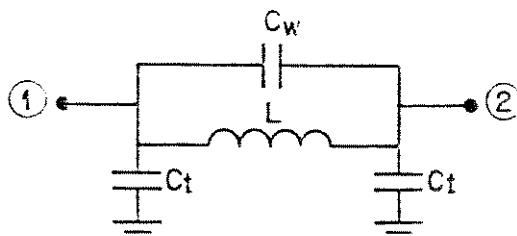


Fig. IV.6 Modelo simplificado do transformador para a primeira ressonância

No entanto, como na maior parte das vezes as ressonâncias ocorrem fora da faixa de frequência de interesse para o estudo de fluxo harmônico, os efeitos capacitivos podem ser desprezados e o transformador pode ser representado apenas por suas indutâncias, conforme a figura (IV.7).

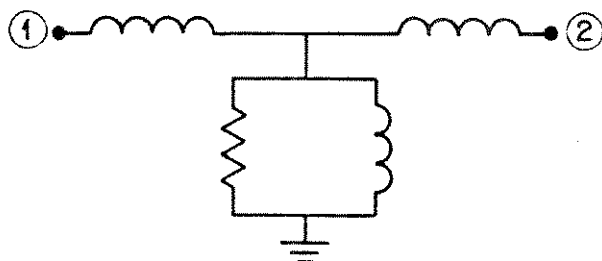


Fig.IV.7 Modelo simplificado do transformador sem considerar as capacitâncias

Os modelos de transformadores, adotados no PFH, representados por fase, são os mesmos apresentados em [3]. Para o caso de transformadores trifásicos, as impedâncias mútuas entre os enrolamentos (mútuas de fase) poderão ser incorporadas diretamente na matriz impedância primitiva do transformador.

IV.3.1

MODELO 1

O modelo 1 é a representação mais simples para os transformadores e é composta pela indutância de dispersão em série com a resistência do enrolamento, conforme a figura (IV.8).



Fig.IV.8 Modelo 1 - parâmetros de dispersão

Normalmente, a resistência do enrolamento é muito menor do que a reatância de dispersão e pode ser desprezada. Este modelo é conveniente para a representação de transformadores submetidos a baixas frequências (até a quinta ordem harmônica), faixa de frequência em que certamente não haverá ressonância entre os efeitos indutivos e capacitivos dos transformadores.

IV.3.2

MODELO 2

No modelo 2, uma resistência R_p é colocada em paralelo com a indutância L , que é obtida por meio da reatância de dispersão a frequência fundamental e este arranjo colocado em série com a resistência R_s , conforme a figura (IV.9).

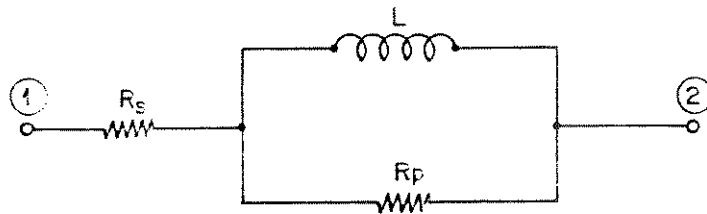


Fig.IV.9 Modelo 2 para transformadores

As resistências R_p e R_s são independentes da frequência e são estimadas através das expressões :

$$13 < \frac{S R_p}{V^2} < 30 \quad (\text{IV.10})$$

$$90 < \frac{V^2}{S R_s} < 110 \quad (\text{IV.11})$$

onde V = tensão nominal do transformador

S = potência nominal do transformador

O modelo foi proposto pelo grupo de trabalho da CIGRE^E [20] e é mais recomendável que o primeiro para o estudo de penetração harmônica.

Um modelo alternativo, apresenta a associação da indutância ou apenas com a resistência paralela R_p ou com a resistência série R_s [21]. Neste caso, as resistências seriam determinadas da seguinte forma :

$$R_p = 80n(2\pi fL) \quad (\text{IV.12})$$

$$R_s = 0.1026kn(J + n)(2\pi fL) \quad (\text{IV.13})$$

onde f = frequência fundamental

L = indutância do transformador

J = razão entre as perdas por histerese e por correntes parasitas (relação igual a 3 para o aço-silício)

$k = 1/(J + 1)$

n = ordem harmônica

Neste modelo, a resistência R_s pode representar perfeitamente as perdas do transformador e a resistência R_p o efeito pelicular nos condutores devido ao aumento da frequência.

IV.3.3

MODELO 3

O modelo 3 considera o efeito das capacitâncias no transformador, entre os próprios enrolamentos e entre enrolamentos e buchas com relação a terra. Os valores das capacitâncias entre os enrolamentos dependem basicamente da área das placas equivalentes e da isolação entre eles [3]. Quanto maior for a potência do transformador, maiores serão os valores das capacitâncias apresentadas pelos mesmos, devido ao seu tamanho físico. Da

mesma forma, para uma mesma classe de potência, transformadores envolvendo tensões mais altas têm capacitâncias menores que os de tensões mais baixas, visto que a separação entre os enrolamentos e entre os enrolamentos e o núcleo são maiores para o primeiro caso.

Portanto, se um transformador possui uma característica construtiva na qual os valores de capacitâncias não devem ser desprezados no seu circuito equivalente, o modelo para estudos de penetração harmônica deverá conter tais parâmetros, visto que os efeitos capacitivos são diretamente influenciados pelas frequências harmônicas e podem gerar ressonâncias com os parâmetros indutivos do transformador.

Desta forma, o modelo 3 apresenta-se como uma generalização do modelo 1, onde o efeito capacitivo é concentrado e dividido em duas parcelas iguais, sendo cada metade conectada a um terminal do modelo, conforme a figura (IV.10). Para um banco de transformadores ou transformadores trifásicos conectados em Y, apenas 0.33 ou 0.46 dos valores tabelados de capacitância entre enrolamentos é considerado para o modelo. Para a conexão Δ , são usados os valores tabelados totais por fase.

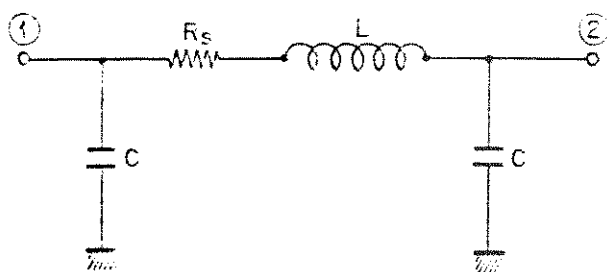


Fig.IV.10 Modelo 3 para transformadores - capacitâncias consideradas

IV.3.4

MODELO 4

Para o modelo 4, são válidas as mesmas considerações feitas ao modelo 3, quanto as capacitâncias, sendo que o modelo 4 incorpora os efeitos capacitivos no modelo 2, conforme a figura (IV.11)

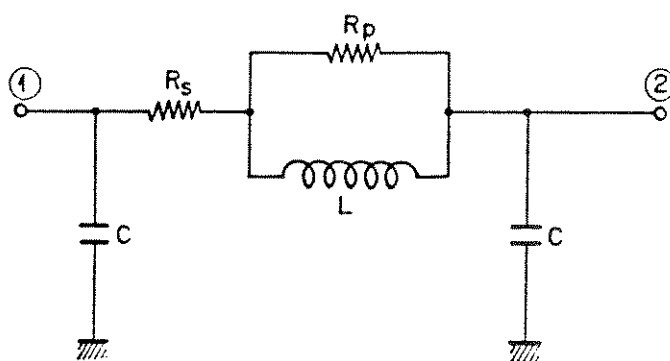


Fig.IV.11 Modelo 4 para transformadores - capacitâncias consideradas

IV.3.5

MODELO 5

Apesar da maior parte das referências não considerarem o ramo magnetizante no transformador para altas frequências, Pileggi et al ^[10] leva em conta este efeito, justificando que tal representação melhora a precisão do modelo quando o transformador está situado próximo a um conversor. O modelo 5 é, portanto, o circuito equivalente L do transformador e é mostrado na figura (IV.12)

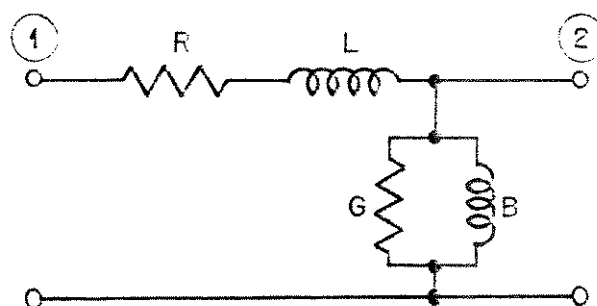


Fig.IV.12 Modelo 5 para transformadores - ramo de magnetização considerado

IV.4

MÁQUINAS SÍNCRONAS

O comportamento das máquinas síncronas sujeitas a frequências harmônicas é bastante difícil de ser avaliado [3]. Normalmente, os valores das indutâncias são determinados a partir das reatâncias de eixo direto e/ou eixo em quadratura, transitórias ou subtransitórias (de sequência negativa) [22].

No caso da indutância ser obtida pela reatância de sequência negativa à frequência fundamental, a seguinte relação é utilizada :

$$L = \frac{x_2}{2\pi f} \quad (\text{IV.14})$$

onde $x_2 = \frac{x_d'' + x_q''}{2}$

x_d'' = reatância subtransitória de eixo direto

x_q'' = reatância subtransitória de eixo em quadratura

f = frequência fundamental

Além desta formulação, outras reatâncias podem ser utilizadas :

$$L = \frac{x_d''}{2\pi f} \quad , \quad L = \frac{x_d'}{2\pi f} \quad \text{ou} \quad L = \frac{1}{2} \frac{x_d' + x_2}{2\pi f}$$

sendo x_d' = reatância transitória de eixo direto

Para máquinas de tamanhos médios ou grandes, as respostas subtransitórias são dominantes, portanto o cálculo da indutância equivalente utilizando reatâncias subtransitórias se mostra bastante apropriado para os modelos desenvolvidos [22].

Perdas podem ser incluídas adicionando-se uma resistência ou em paralelo ou em série com a indutância característica da máquina.

Além disso, as máquinas síncronas, como os transformadores, também apresentam um efeito capacitivo entre os enrolamentos e a terra. Comparados a transformadores de mesma classe de potência, as máquinas têm capacitâncias mais altas, visto que os enrolamentos do estator são embutidos na carcaça de ferro, que tem o mesmo potencial da terra. Os aspectos construtivos também influenciam nos valores das capacitâncias.

Para o caso de valores de acoplamento mútuo entre os enrolamentos disponíveis, tais dados poderão ser fornecidos ao programa, de modo a serem incorporados na matriz de impedância primitiva da máquina.

Desta forma, modelos de máquinas síncronas são apresentado a seguir.

IV.4.1

MODELO 1

No modelo 1, a indutância obtida através das relações de reatâncias apresentadas, é colocada em paralelo com uma resistência que representa as perdas nos enrolamentos, conforme a figura (IV.13)

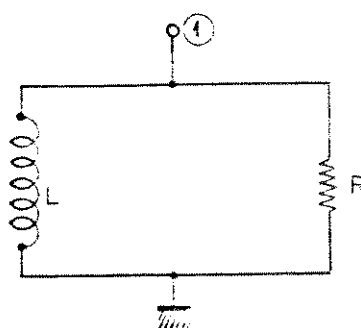


Fig.IV.13 Modelo 1 para máquinas síncronas

IV.4.2

MODELO 2

O modelo 2 é uma derivação do modelo 1, onde a indutância L é colocada em série com a resistência R , conforme a figura (IV.14).



Fig.IV.14 Modelo 2 para máquinas síncronas

IV.4.3

MODELO 3

O modelo 3 é uma generalização do modelo 1 e considera o efeito capacitivo na máquina conforme mostra a figura (IV.15).

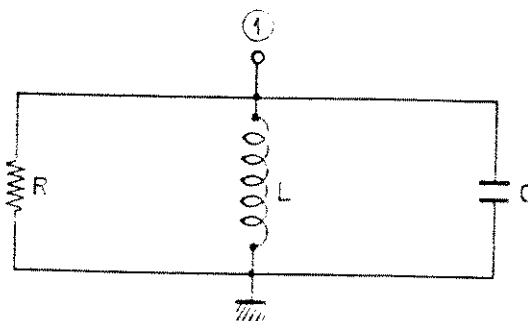


Fig.IV.15 Modelo 3 para máquinas síncronas - considerando as capacitâncias

IV.4.4

MODELO 4

O modelo 4 incorpora as capacitâncias das máquinas síncronas no modelo 2, conforme a figura (IV.16).

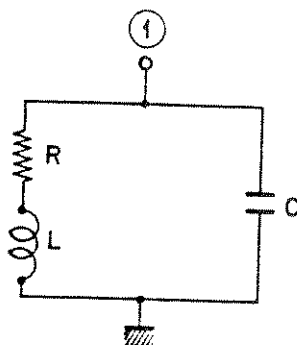


Fig.IV.16 Modelo 4 para máquinas síncronas - considerando as capacitâncias

IV.5

MOTORES DE INDUÇÃO

A modelagem do motor de indução para frequências harmônicas obedece basicamente o modelo convencional, para a frequência industrial, como será visto a seguir.

IV.5.1

MODELO 1

O modelo 1 apresenta o efeito do escorregamento em função da frequência harmônica, nos parâmetros do motor de indução, conforme a figura (IV.17).

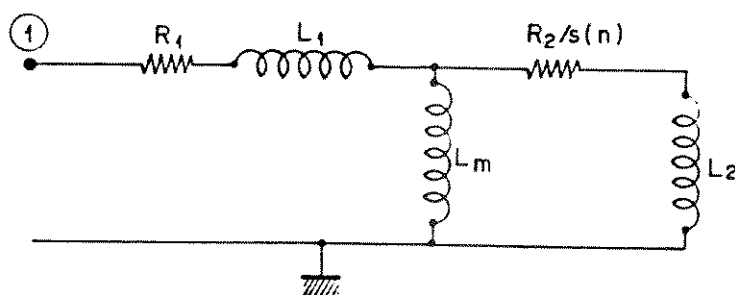


Fig.IV.17 Modelo 1 para motores de indução

O escorregamento para frequências harmônicas é dado por :

$$S(n) = \frac{n + [1 - S(1)]}{n} \quad \text{para sequência negativa (IV.15)}$$

e

$$S(n) = \frac{n - [1 - S(1)]}{n} \quad \text{para sequência positiva (IV.16)}$$

onde

$S(1)$ = escorregamento à frequência fundamental

Sendo que o valor típico para o escorregamento harmônico $S(n)$ é muito próximo da unidade.

IV.5.2

MODELO 2

O modelo 2 é uma simplificação do modelo 1, sendo o motor representado somente pela sua reatância equivalente pois, como visto no modelo anterior, para altas frequências, o escorregamento se aproxima da unidade, tornando as resistências R_1 e R_2/S desprezíveis quando comparados com os valores de X_1 e X_2 . Numa segunda aproximação, pode-se desprezar a reatância de magnetização para frequências harmônicas, conforme a figura (IV.18).



Fig.IV.18 Modelo 2 para motores de indução

Neste modelo, L é a indutância de rotor bloqueado e R é a resistência de amortecimento, que representa as perdas do motor.

Normalmente, um grupo de motores é representado por um motor equivalente.

IV.6 CARGAS

No estudo de fluxo harmónico, não é usual representar as cargas de baixa potência individualmente; elas são geralmente combinadas em circuitos equivalentes que melhor representem as características de impedância do conjunto de cargas [21].

Há consideráveis variações na impedância do sistema com a frequência e com o nível de carregamento, tanto para consumidores domésticos como industriais. No entanto, como normalmente são as cargas industriais as que se utilizam de capacitores para compensação do fator de potência, são elas que apresentam grande possibilidade de contribuírem para a ocorrência de ressonâncias série e/ou paralela no sistema elétrico.

Como, normalmente, o conjunto de cargas consiste de um grande número de componentes e, portanto, se

torna difícil obter informações detalhadas que possam modelar tais cargas com precisão, são propostas certas composições típicas, baseadas nas informações disponíveis, e alguns modelos são apresentados [3]. Desta forma, antes de se definir o modelo a ser utilizado, é importante que se investigue a composição entre as cargas, de modo que a escolha seja a mais adequada.

O efeito pelicular sobre as resistências pode ser levado em conta em quaisquer dos modelos. Pode tanto ser calculado pelas funções de Bessel, apresentada no apêndice 1, como por equações simplificadas, utilizando-se fatores de correção propostos para modelos específicos

Deve ser observado que as cargas não-lineares, cujas potências sejam significantes em relação aos parâmetros do sistema (como os compensadores e conversores estáticos, fornos de arco, etc) serão modeladas como fontes de correntes harmônicas.

IV.6.1

MODELO 1

O modelo 1 é utilizado onde as cargas são predominantemente resistivas (cargas comerciais ou domésticas) e, desta forma, os motores podem ser desprezados. A resistência R é obtida através da potência ativa P e da tensão nominal à frequência fundamental, conforme a figura (IV.19).

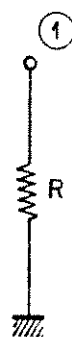


Fig.IV.19 Modelo 1 - cargas predominantemente resistivas

IV.6.2

MODELO 2

O modelo 2 representa cargas compostas por uma significativa presença de motores. Os parâmetros apresentados na figura (IV.20) são determinados da seguinte forma :

$$R = \frac{V^2}{P(1-k)} \quad (\text{IV.17})$$

$$L = \frac{V^2}{1,2 k k_1 P 2\pi F} \quad (\text{IV.18})$$

onde:

P = demanda total [W]

k = fração da demanda total correspondente aos motores

k_1 = severidade da condição de partida.

Para cargas industriais, k vale cerca de 0,80 e para comerciais e domésticas, cerca de 0,15; k_1 situa-se entre 4 e 7 [3].

A resistência de amortecimento do motor pode ser definida como:

$$R_1 = \frac{L}{k_2} \quad (\text{IV.19})$$

onde:

k_2 é cerca de 0,20.

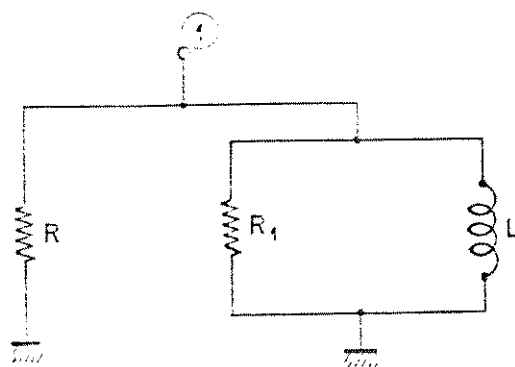


Fig.IV.20 Modelo 2 - carga composta basicamente por motores

IV.6.3

MODELO 3

O modelo 3 representa uma carga composta de grandes motores de indução ou grupo de motores conectados diretamente a tensão de subtransmissão, como é o caso de cargas industriais, e é apresentado na figura IV.21

Os parâmetros R e L são definidos como no modelo 2, enquanto R_1 e L_t são dados por:

$$R_1 = \frac{\omega L}{k_g} \quad (\text{IV.20})$$

$$L_t = \frac{0,1 R}{\omega} \quad (\text{IV.21})$$

onde:

k_g = fator de mérito efetivo do circuito do motor

ω = $2\pi f$ - velocidade angular fundamental [rad/seg]

Sendo que L_t representa a reatância de dispersão equivalente dos enrolamentos dos transformadores nos quais as cargas estão conectadas, do lado de baixa tensão, e R_1 é a resistência série do modelo equivalente do motor.

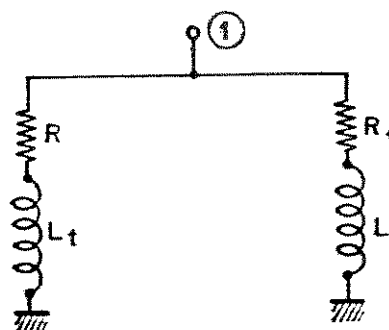


Fig.IV.21 Modelo 3 - carga composta por grandes motores

IV.6.4

MODELO 4

O modelo 4 é derivado de medições em cargas de média tensão e os parâmetros da figura (IV.22) são determinados por fórmulas empíricas, obtendo-se:

$$R = V^2 / P \quad (\text{IV.22})$$

$$L_1 = 0.073R/\omega \quad (\text{IV.23})$$

$$L_2 = R / [(6,7 (Q / P) - 0,74) \omega] \quad (\text{IV.24})$$

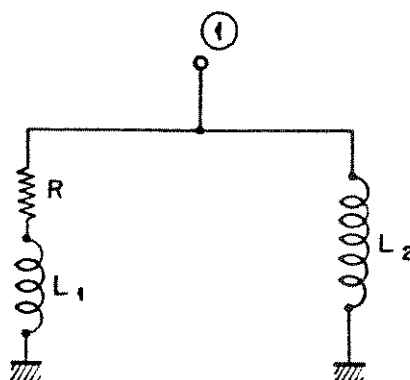


Fig.IV.22 Modelo 4 - carga de média potência

Este modelo aproxima-se dos anteriores, visto que L_2 equivale à indutância dos motores, enquanto R em série com L_1 equivale à parte resistiva da carga mais os transformadores.

IV.6.5

MODELO 5

O modelo 5 é proposto por Pesonen et al [23] e representado pela figura (IV.23).

Os parâmetros são definidos da seguinte forma:

$$L = \frac{L_{60}}{(0,1n + 0,9)} \quad (\text{IV.25})$$

$$R = \frac{R_{60}}{(0,1n + 0,9)} \quad (\text{IV.26})$$

sendo

$$L_{60} = \frac{V^2}{Q\omega}$$

$$R_{60} = \frac{V^2}{P}$$

n = ordem harmônica

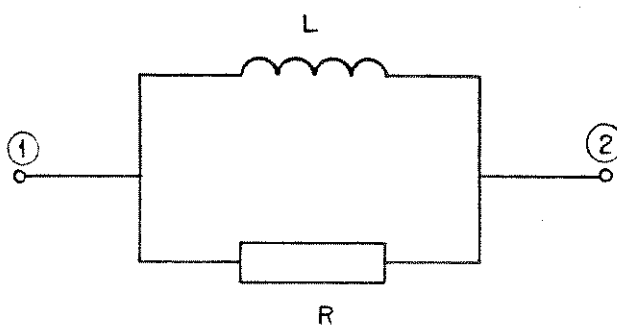


Fig.IV.23 Modelo 5 para cargas

IV.7

CAPACITORES

Os capacitores são modelados simplesmente por sua capacitância equivalente, constituindo um modelo único apresentado na figura (IV.24) e podem ser incorporados ao sistema em série ou em paralelo.

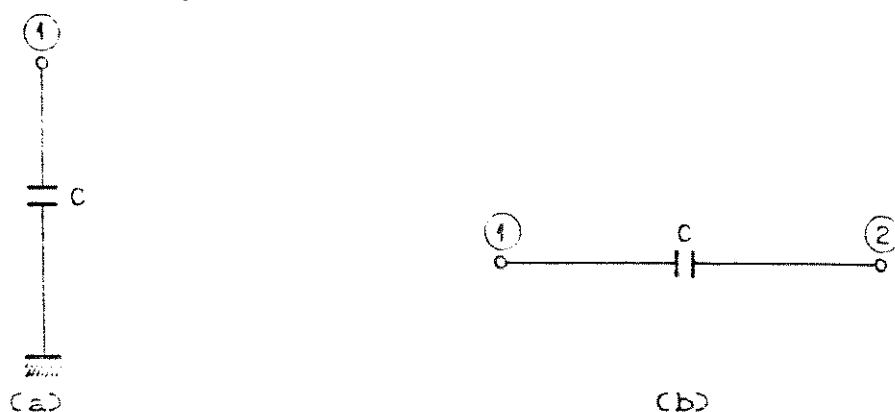


Fig.IV.24 Modelo de capacitores -
(a) Capacitor série (b) Capacitor paralelo

IV.8

REATORES

Os reatores utilizados em sistemas de potência podem ter seu núcleo formado por material ferromagnético, comportando-se como transformadores em vazio, sendo normalmente utilizados em paralelo com o sistema ou possuem o núcleo de ar, comportando-se como transformadores em curto-circuito e são conectados em série com o sistema, de modo a limitar correntes de falta [3].

IV.8.1

MODELO 1

Normalmente, os reatores podem ser representados por uma combinação RL série de acordo com a figura (IV.25), sendo L a indutância do reator e R representando as perdas no enrolamento.



(a)



(b)

Fig. IV.25 Modelo 1 para reatores -
(a) Reator série (b) Reator paralelo

IV.8.2

MODELO 2

O modelo 2 incorpora a capacitância apresentada pelos reatores, entre os enrolamentos e a terra. A capacitância total é dividida pela metade e conectada aos terminais do reator. Esta capacitância é bem menor que no caso dos transformadores e é apresentada na figura IV.26.

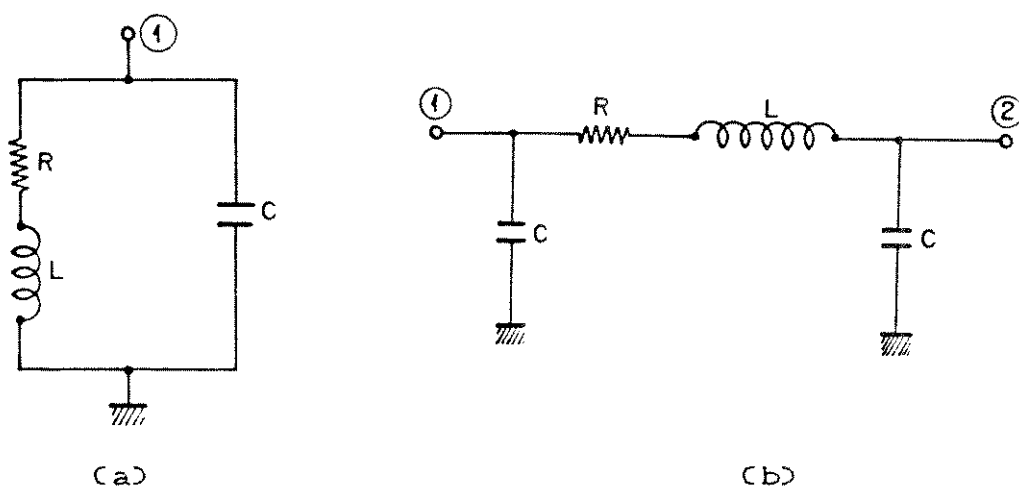


Fig. IV.26 Modelo 2 para reatores -
(a) Reator série (b) Reator paralelo

IV.8.3

MODELO 3

O modelo 3 é uma variação do modelo anterior, para o reator inserido no sistema como elemento série, onde aparece o efeito capacitivo entre seus terminais, que em altas frequências pode se tornar significativo. O modelo 3 é apresentado pela figura IV.27.

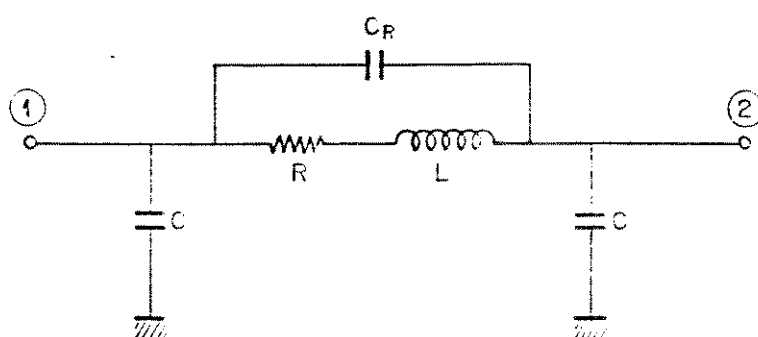


Fig. IV.27 Modelo 3 para reator série

IV.9

FILTROS

Existem basicamente dois tipos de filtros, utilizados nos sistemas de potência: o filtro sintonizado, que filtra uma frequência específica e o filtro passa-alta, caminho para a terra de frequências acima de um valor

determinado. A seguir, serão apresentados os modelos destes dois filtros.

IV.9.1 MODELO 1

O modelo 1 representa os filtros sintonizados, conforme a figura (IV.28)



Fig.IV.28 Modelo 1 para filtros (sintonizados)

IV.9.2 MODELO 2

O modelo 2 representa o filtro passa-alta, conforme a figura (IV.29).

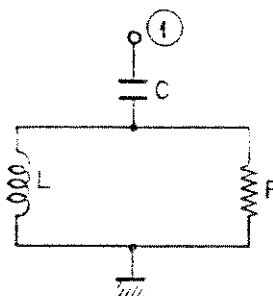


Fig.IV.29 Modelo 2 para filtros (passa-alta)

IV.10 MODELOS DE EQUIVALENTES DE SISTEMAS [3]

Os sistemas elétricos, que se apresentam claramente indutivo à frequência fundamental, podem ter sua

característica de impedância variando entre indutiva e capacitiva de acordo com o valor da frequência a que estão submetidos. Deste modo, para estudos de penetração harmônica, a representação da impedância equivalente do sistema simplesmente por sua reatância de curto-circuito corrigida se mostra insatisfatória, principalmente para ordens harmônicas superiores a quinta.

Deste modo, serão apresentados alguns modelos de equivalentes de sistema, alguns mais apropriados para o estudo de fluxo harmônico, que deverão representar as características de um sistema sob determinadas condições de carregamento.

IV.10.1 MODELO DA REATÂNCIA DE CURTO-CIRCUITO CORRIGIDA

É o modelo tradicionalmente utilizado para equivalentes de sistemas à frequência fundamental. No entanto, a simples correção da reatância para cada frequência não é suficiente para representar convenientemente o comportamento do sistema para frequências harmônicas.

$$|Z_n| = \frac{V^2}{S_{cc}} n \quad (IV.27)$$

sendo $\phi_n = +90^\circ$ para qualquer harmônica

onde :

- $|Z_n|$ = módulo da impedância harmônica equivalente
- ϕ_n = ângulo da impedância harmônica equivalente
- V = tensão eficaz do barramento
- S_{cc} = potência de curto-circuito do barramento
- n = ordem harmônica

IV.10.2

MODELO DE BOWLES

Baseado no fato de que o sistema de potência é indutivo para frequências inferiores à quinta harmônica da frequência fundamental, Bowles [24] propõe um equivalente de sistema representado pelo circuito da figura (IV.30).

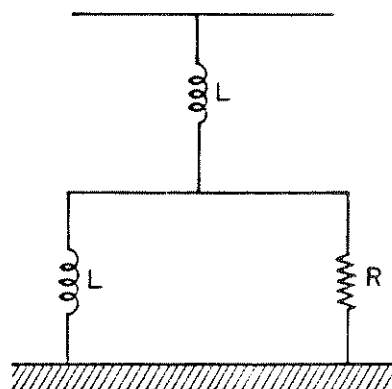


Fig.IV.30 Equivalente de sistema de Bowles

Este circuito apresenta um ângulo de impedância aproximadamente constante e é representativo para sistemas na faixa da frequência considerada, mas não é adequado para frequências superiores a quinta harmônica.

Os parâmetros R e L são calculados a partir da impedância equivalente do sistema à frequência industrial e em seguida são utilizados para avaliar as impedâncias equivalentes do sistema para as frequências harmônicas.

Por considerar o sistema como sendo sempre indutivo e, portanto, estar restrito a uma pequena faixa de frequência, este equivalente não é apropriado para estudos de sistemas que apresentam harmônicas de ordem superior a cinco.

IV.10.3

MODELO DE HINGORANI

No modelo proposto por Hingorani et al [8], o sistema é representado por um circuito formado por diversos ramos paralelos de arranjos RLC série, que representa o comportamento do sistema sujeito a frequências harmônicas, conforme apresentado na figura (IV.31).

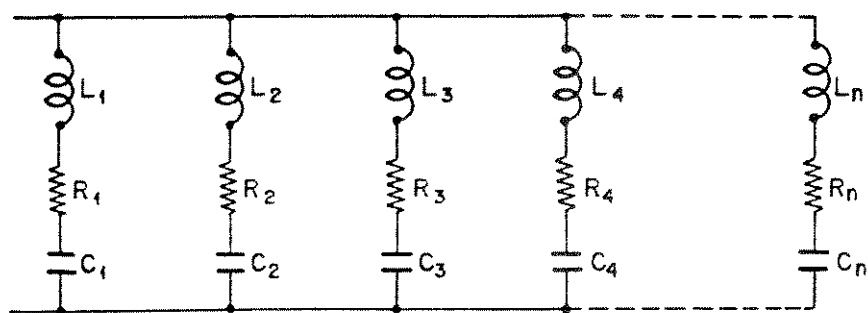


Fig IV.31 Equivalente de sistema de Hingorani

Neste circuito, cada ramo RLC, individualmente, corresponde às ressonâncias série do sistema (ressonância de corrente), resumindo a impedância do sistema a valores puramente resistivos. A associação paralela dos ramos origina valores de ressonância paralela (ressonâncias de tensão), resultando em valores máximos de impedância. Um diagrama mostrando esta variação de impedância, relacionando os valores de resistência e os valores de reatância em função da variação da frequência, é apresentado na figura (IV.32).

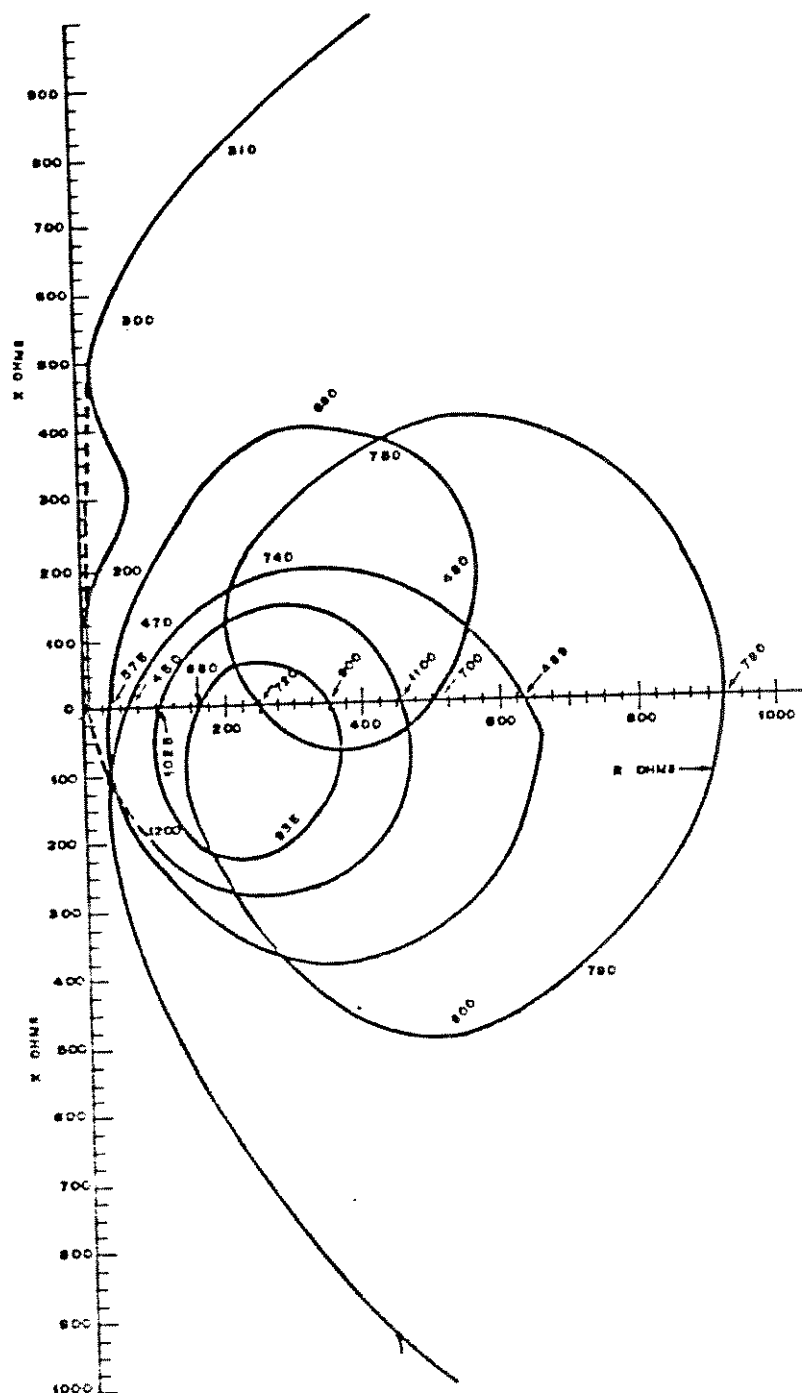


Fig. IV.32 Diagrama polar da impedância em função da frequência para um sistema de potência

Este equivalente de sistema é o mais recomendado para o estudo de fluxo harmônico; no entanto,

para que se determine os parâmetros dos ramos RLC, é necessário que se conheça as frequências de ressonância do sistema, vistas da barra onde será conectado o equivalente, o que, normalmente, não é tão trivial.

IV.10.4

TABELAS PARA EQUIVALENTES DE SISTEMA

Existem ainda, tabelas compostas de valores de impedâncias (módulo e ângulo) em função da frequência, obtidos ou por medições diretas ou por simulação completa do sistema, o que exige um conhecimento completo do sistema a ser representado.

IV.11

CONCLUSÃO

Apesar de exaustivas pesquisas bibliográficas, com vistas a identificar novos modelos a serem identificados e implementados, enriquecendo o espectro apresentado em [3], poucos foram os modelos que trouxeram sensíveis alterações.

Certamente, a contribuição mais efetiva neste capítulo se refere aos modelos de linha, com destaque ao modelo de linha longa, que tem sido adotado na maioria dos estudos de fluxo harmônico. Além disso, todos os modelos de linha estão capacitados a determinarem o efeito pelicular nas resistências e indutâncias, utilizando as equações de Bessel ou a equação simplificada [3].

Outro aspecto a ser destacado é que os acoplamentos mútuos adotados nos modelos do PFH são incorporados ou nas matrizes primitivas de impedância dos elementos (no caso do acoplamento mútuo entre fases) ou na própria criação da matriz $[Z_{BUS}(\omega)]$ (no caso do acoplamento entre linhas). Desta forma, a impedância mútua não é vista como um modelo próprio, mas sim como uma generalização dos modelos existentes. Este tratamento é estendido, além das linhas de transmissão, para todas as máquinas trifásicas (rotativas ou não), que possuam acoplamento mútuo entre seus enrolamentos.

Quanto aos modelos dos transformadores, apresenta-se o modelo 5, que considera o ramo magnetizante, como sendo o único destaque com relação aos modelos relatados nas várias bibliografias. No que se refere aos efeitos capacitivos, Arrilaga^[21] é incisivo ao afirmar que as ressonâncias, devido aos efeitos capacitivos dos transformadores, ocorrerão fora da faixa de interesse no estudo de fluxo harmônico e, portanto, pouco influirão na precisão dos modelos.

Os modelos de máquinas rotativas não foram alterados. Contudo, no modelo 1 do motor de indução, foi incorporado o efeito do escorregamento na resistência do rotor, com relação às frequências harmônicas, bem como os efeitos das indutâncias mútuas, conforme o que foi descrito anteriormente.

Com relação as cargas, foi introduzido um novo modelo (modelo 5), baseado nas potências ativa e reativa da barra. A maioria da bibliografia consultada apresentou, para o estudo do fluxo harmônico, a modelagem das diversas cargas do sistema elétrico baseadas no modelo 5, com algumas variações, visto que o detalhamento dos modelos para cargas de baixa ou média potência, pouco contribui para a melhoria dos resultados. Contudo, quando se trata de analisar o comportamento específico de um elemento do sistema de potência submetido a frequências harmônicas, deve-se detalhar ao máximo os modelos para traduzir os efeitos da alimentação distorcida [20,22,25,27,etc].

Os capacitores, reatores, filtros e equivalentes de sistema mantiveram as mesmas modelagens propostas em [3].

Desta forma, este estudo contribuiu, ainda que modestamente, para uma reavaliação dos modelos existentes na bibliografia especializada.

V CASOS ESTUDADOS

V.1 INTRODUÇÃO

O Programa de Fluxo Harmônico apresenta-se como uma poderosa ferramenta na análise do comportamento dos sistemas elétricos de potência e de seus componentes, quando submetidos a alimentação distorcida periódica. No entanto, para que os resultados de uma simulação sejam satisfatórios, é fundamental que o modelamento matemático represente com a máxima fidelidade o comportamento real dos elementos simulados. Com este objetivo, diversos estudos tem sido realizados com a finalidade de se escolher o modelo ideal, conforme apresentado no capítulo IV.

É evidente que, dadas as infinitas possibilidades de combinação de cargas e geração e de arranjos físicos dos sistemas elétricos, o que torna a distribuição de potências e correntes bastante dinâmica, cada situação pode requerer um modelamento específico. Entretanto, algumas generalizações podem ser extraídas da análise dos resultados das simulações. Conclusões podem ser elaboradas quanto aos ganhos ou prejuízos, dependendo da maior ou menor precisão dos modelos escolhidos, no que diz respeito aos custos computacionais e da adequação entre os resultados simulados e o comportamento real do sistema.

Este capítulo apresenta resultados das simulações de sistemas elétricos sujeitos a frequências harmônicas, no que se refere ao comportamento de suas impedâncias, determinando pontos de ressonância e comparando os diversos modelos propostos para a faixa de frequência de interesse. Neste caso, tais resultados considerarão a harmônica de ordem 25 (1500 Hz) como a máxima frequência capaz de produzir efeitos indesejáveis no sistema, embora, em alguns casos, ordens superiores possam a ser analisadas, para situações particulares de ressonâncias. Observa-se, entretanto, que para situações mais gerais, várias

referências recomendam a ordem 50 como a máxima a ser considerada, visto que, além deste valor a influência da harmônica torna-se praticamente desprezível.

Além dos resultados referentes às impedâncias, as formas de onda de tensão distorcidas são mostradas graficamente, sendo possível visualizar os problemas causados pelas fontes harmônicas.

Uma boa resolução na determinação do espectro harmônico depende da quantidade de pontos determinados na faixa de frequência que se deseja considerar. Entretanto, devido a limitação de memória dos microcomputadores, deve-se observar que nem sempre é possível utilizar a quantidade de pontos desejada. Para os casos apresentados, a simulação dos modelos de componentes (estudados individualmente) com a variação da frequência e a determinação dos pontos de ressonância do Sistema 1 (de 8 barras) foi realizado com o cálculo de 200 pontos para cada curva, o que representa, para uma frequência máxima de 1500 Hz, um "passo" de 7,5 Hz (naturalmente, isto implica na construção de 200 matrizes $[Z_{BUS}(n)]$). Já o Sistema 2, que contém 30 barras, teve suas frequências de ressonância investigadas para uma quantidade máxima de 50 pontos. Numa máquina com uma memória RAM disponível maior que 2 Mb, este número pode (e deve) ser ampliado.

V.2

MODELO DE COMPONENTES

No estudo dos modelos de componentes do sistema elétrico para frequências harmônicas, devem ser destacados os cabos e as linhas de transmissão. Presença obrigatória em qualquer sistema elétrico e em quantidade maior do que qualquer outro elemento, cabos e linhas podem ser representados, em função de suas características elétricas, por parâmetros distribuídos, enquanto os demais componentes são representados por parâmetros concentrados.

Assim, justifica-se uma divisão no estudo dos modelos dos componentes entre as linhas e cabos e os demais elementos do sistema.

V.2.1 Linhas e Cabos : elementos distribuídos

Inicialmente, deve ser observado que os parâmetros eletromagnéticos e eletrostáticos (indutâncias e capacitâncias), são definidos em função do arranjo físico das linhas de transmissão e, portanto, são calculados por uma rotina com esta finalidade específica, a qual deverá fornecer os valores das impedâncias próprias e mútuas das linhas e/ou cabos. Por este motivo, Arrilaga et al incluem em seu programa de análise de fluxo harmônico iterativo (IHA), uma rotina cuja função é determinar os parâmetros da linha de transmissão, que vão alimentar o banco de dados do IHA [14], a partir dos dados dos condutores e da geometria da linha. No caso do PFH, estes dados devem ser pré-definidos e fornecidos no padrão adequado exigido pelo banco de dados.

De modo a facilitar a análise, aproveitou-se algumas estruturas de linhas de transmissão apresentadas em [17], para três diferentes níveis de tensão.

Os cabos simulados e suas respectivas estruturas foram as seguintes:

1. Cabo CA - Oxlip, 0000 AWG, classe de 69 kV, na estrutura da figura (V.1)

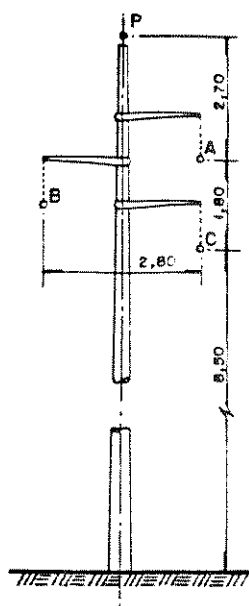


Fig. V.1 Linha de transmissão de 69 kV

2.

Cabo CAA - Partridge, 266,8 MCM, classe 138 kV,
conforme a figura (V.2)

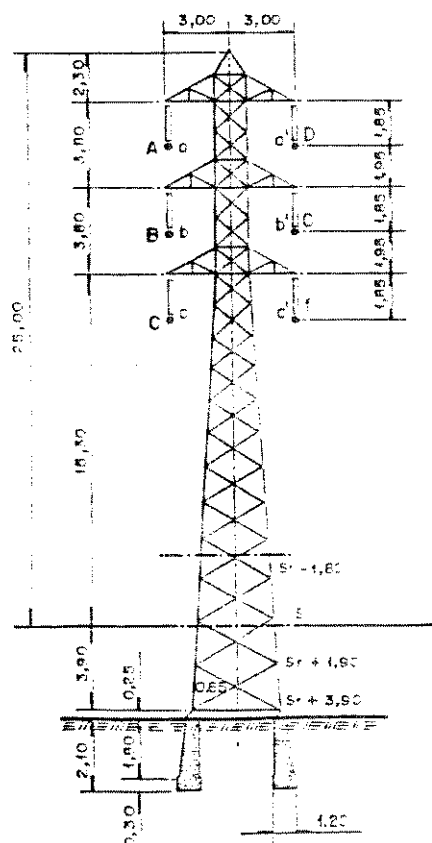


Fig. V.2 Linha de transmissão de 138 kV

3. Cabo CAA - Grosbeak, 636 MCM, classe de 330 kV, conforme a figura (V.3)

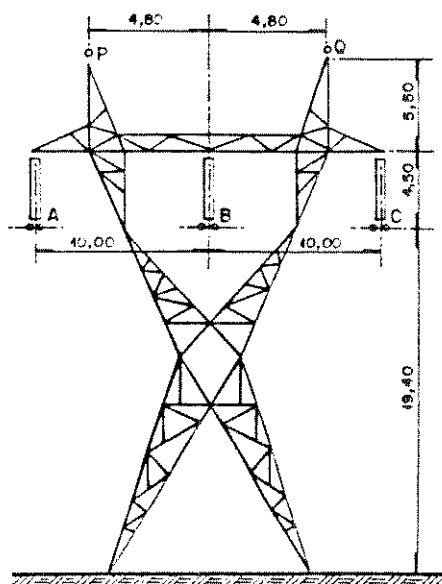


Fig.V.3 Linha de transmissão de 330 kV

A tabela (V.1) fornece alguns parâmetros das linhas de transmissão, a 60 Hz. No caso das linhas 2 e 3, onde cada fase é composta por dois condutores, os valores são os totais, por fase.

CABO	RMG (m)	RCA (Ω/km)	X_L (Ω/km)	X_C ($\Omega \cdot \text{km}$)
OXLIP 1	0,00481	0,2977	0,4696	0,28324
PARTRIDGE 2	0,00661	0,1197	0,5170	0,31539
GROSBEAK 3	0,01021	0,0502	0,3797	0,24739

TABELA (V.1)

As resistências em corrente contínua para os cabos apresentados na tabela acima valem 0,2697 (Ω/km), 0,1196 (Ω/km) e 0,0503 (Ω/km), respectivamente, por fase.

A linha a ser simulada é representada monofasicamente, conforme a figura (IV.3).

É analisada a variação da impedância própria da barra 1, em função do aumento da frequência no circuito, para a linha operando em aberto, ou seja, a variação da impedância de Thevenin, vista da barra 1, em função da frequência.

V.2.11 EFEITO PELICULAR

Os primeiros resultados da simulação do comportamento das linhas de transmissão devido ao aumento da frequência são relativos ao efeito pelicular. Este efeito está apresentado detalhadamente no apêndice 2.

A referência [3] sugere a utilização de uma expressão simplificada, que considera apenas a variação da resistência do condutor com a frequência, dada pelas equações (V.1) e (V.2).

(V.1)

$$\frac{R_{ca}}{R_{cc}} = 1 + 8,522 \cdot 10^{-8} (f/R_{cc})^2 - 5,81 \cdot 10^{-15} (f/R_{cc})^4$$

para $0 < f/R_{cc} \leq 1350$

(V.2)

$$\frac{R_{ca}}{R_{cc}} = 0,25 + 0,0225 \sqrt{(f/R_{cc})} + 2,0945 \frac{1}{\sqrt{(f/R_{cc})}}$$

para $f/R_{cc} > 1350$

sendo que R_{cc} = resistência em c.c. [Ohms/milha]

f = frequência [Hz]

Para verificar a validade desta simplificação, comparou-se as equações (V.1) e (V.2) com a expressão completa (A2.6) para a determinação do efeito pelicular, apresentada no apêndice 2, e aqui numerada como (V.3), considerando-se os quinze primeiros termos para as séries de Bessel real (Ber) e Bessel imaginário (Bei), dadas pelas equações (A2.2) e (A2.3), apêndice 2.

$$\frac{R_{ca}}{R_{cc}} = \frac{mr}{2} \frac{\text{ber}mr \text{bei}'mr - \text{beimr} \text{ber}'mr}{(\text{bei}'mr)^2 + (\text{ber}'mr)^2} \quad (\text{V.3})$$

A expressão (V.4) permite ainda a determinação do efeito da frequência sobre a indutância interna do condutor, conforme a equação (A2.10).

$$\frac{L_{int}}{L_{cc}} = \frac{4}{mr} \frac{\text{beimr} \text{bei}'mr + \text{ber}mr \text{ber}'mr}{(\text{bei}'mr)^2 + (\text{ber}'mr)^2} \quad (\text{V.4})$$

A comparação entre a determinação do efeito pelicular de modo simplificado (equações (V.1) e (V.2)) com a expressão completa (equação (V.3)), indica que a equação simplificada superestima em até 3% o efeito da frequência na resistência do condutor, quando determinado pela equação completa. Esta pequena diferença justifica a utilização da equação simplificada, visto que a mesma tem um custo computacional bem menor do que a expressão completa. O erro entre os valores calculados pelos dois métodos foi normalizado, segundo a equação (V.5) e apresentado na figura (V.4).

$$\text{Erro (\%)} = \frac{R_s(n) - R_c(n)}{R_s(n)} \cdot 100\% \quad (\text{V.5})$$

onde

$R_s(n)$ = resistência c.a. devido ao efeito pelicular, para a frequência de ordem n , utilizando a equação simplificada ((V.1) e (V.2)).

$R_c(n)$ = resistência c.a. devido ao efeito pelicular, para a frequência de ordem n , utilizando a equação completa (V.3).

n = ordem harmônica.

Como a equação simplificada foi desenvolvida com o objetivo de investigar somente a variação da resistência com o efeito pelicular, para se determinar o efeito da frequência nas indutâncias, serão utilizadas as equações completas na análise dos parâmetros das linhas.

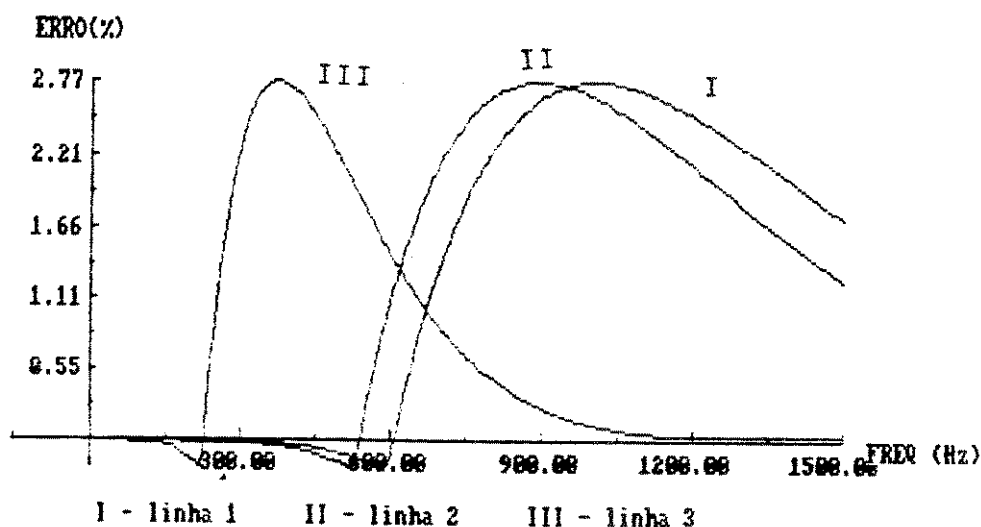


Fig.V.4 Erro provocado pela utilização da equação simplificada na determinação do efeito pelicular em R

Um outro estudo envolvendo o efeito pelicular, traça uma comparação entre os parâmetros dos condutores a 60 Hz e os mesmos parâmetros submetidos a frequências harmônicas. Para isto foram utilizadas as linhas de transmissão padrão apresentadas nas figuras (V.1), (V.2) e (V.3). Foram observados os efeitos da frequência na resistência (figura (V.5)(a)), na indutância interna do condutor (figura (V.5)(b)) e na indutância total da linha (indutância interna somada a indutância externa, conforme a

figura (V.5)(c)), representados por valores normalizados, dados pelas equações (V.6), (V.7) e (V.8).

$$RNOR = \frac{R_{ca}(n) - R_{ca}(1)}{R_{ca}(n)} \cdot 100\% \quad (V.6)$$

$$LINNOR = \frac{L_{int}(1) - L_{int}(n)}{L_{int}(1)} \cdot 100\% \quad (V.7)$$

$$LNOR = \frac{L_{tot}(1) - L_{tot}(n)}{L_{tot}(1)} \cdot 100\% \quad (V.8)$$

onde

$R_{ca}(n)$ = resistência c.a. para a frequência de ordem n

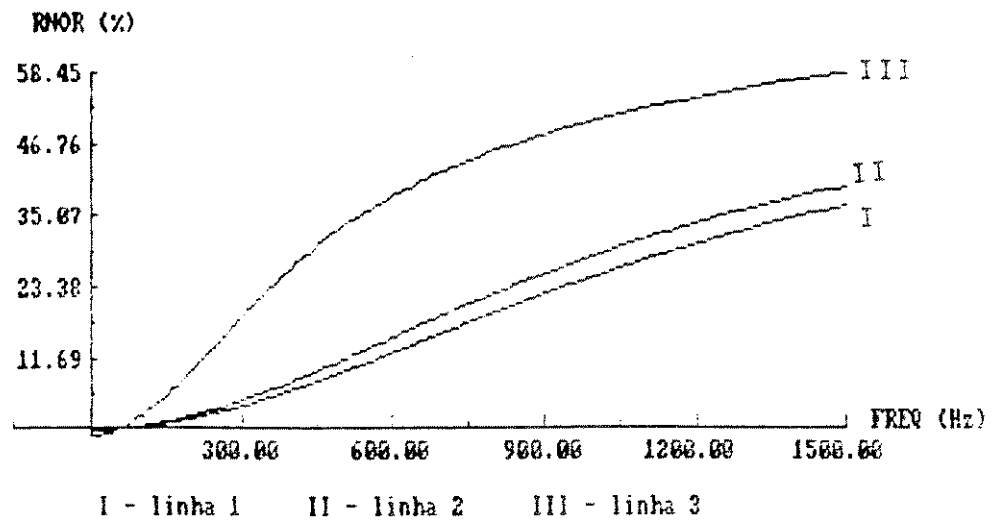
$R_{ca}(1)$ = resistência c.a. fundamental (frequência de 60Hz)

$L_{int}(n)$ = indutância interna para frequência de ordem n

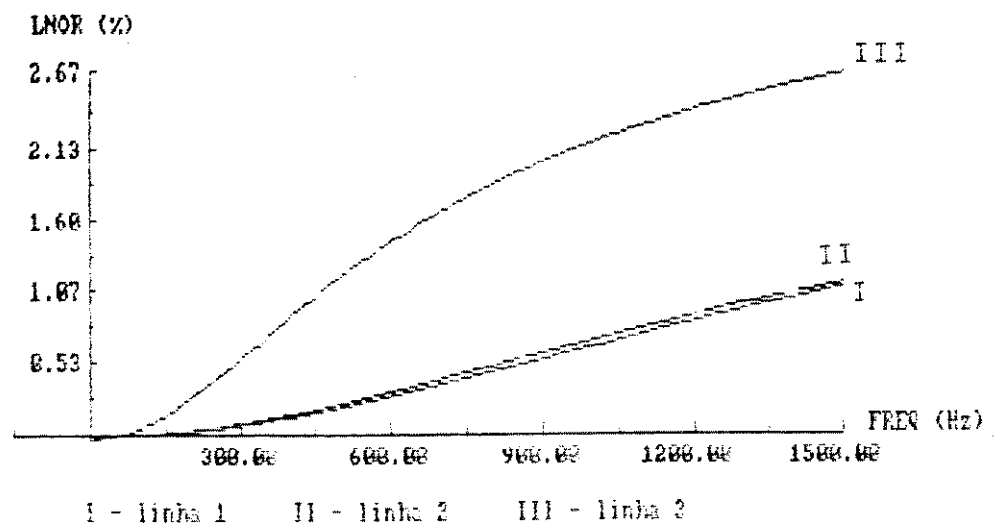
$L_{int}(1)$ = indutância interna fundamental (60 Hz)

$L_{tot}(n)$ = indutância total (interna somada a externa) para frequência de ordem n

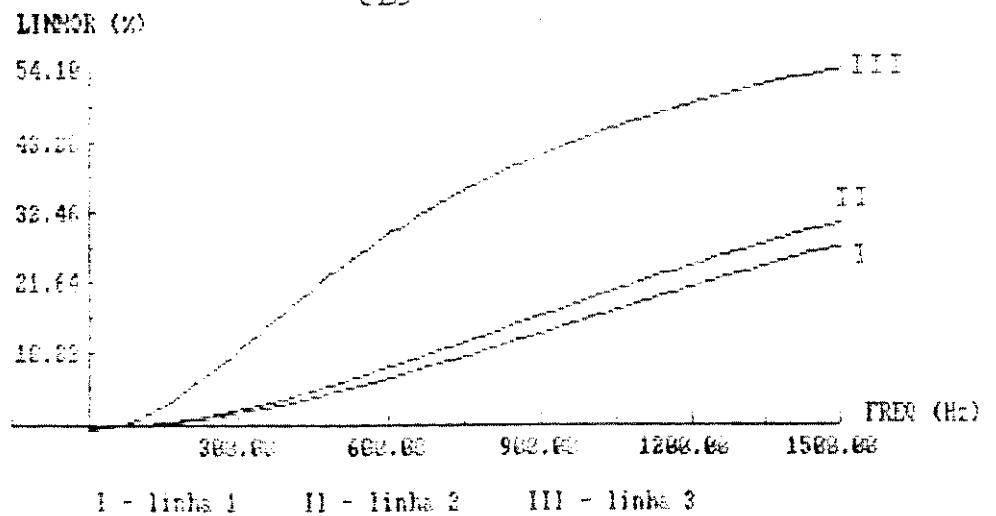
$L_{tot}(1)$ = indutância total fundamental



(a)



(b)



(c)

Fig. V.5 (a) Normalização da variação da impedância dos condutores devido ao aumento da frequência.
 (a) resistência. (b) indutância total.
 (c) indutância interna.

A figura (V.5) (a) indica que o efeito da frequência aumenta a resistência c.a. em 50% na linha 1, por volta de 900 Hz, chegando a aproximadamente 60% para frequências de ordens superiores a 20^a harmônica. Já para as linhas 2 e 3, este efeito mostra-se bem menor, embora contribua para elevações da resistência de 20% a partir da 15 ordem. Como a linha 3 tem o maior raio médio geométrico e, portanto, a menor resistência, é de se esperar que esta linha seja a mais afetada pela presença de harmônicas.

Nas figuras (V.5) (b) e (V.5) (c), é possível observar que a linha 3 é também a mais susceptível à variação das indutâncias com a frequência. Nota-se que, apesar da indutância interna dos condutores, em particular a linha 3, sofrerem uma considerável diminuição, isto representa muito pouco na indutância total da linha. No pior caso, a variação da indutância é menor que 3%.

Desta forma pode-se concluir que, para os casos estudados, a variação da resistência da linha com a frequência é o único parâmetro que merece maiores atenções, sendo que a indutância total praticamente não manifesta grandes alterações. Deve-se observar ainda, que os estudos da variação da impedância devido ao efeito pelicular, consideram uma distribuição uniforme da corrente num cabo maciço equivalente. Como os cabos normalmente são encordoados, de maneira que uma camada tenha o sentido de enrolamento contrário a anterior, diminuindo a indutância interna, o efeito da frequência na indutância torna-se ainda mais desprezível.

V.2.12

VARIAÇÃO DA IMPEDÂNCIA DA LINHA COM A FREQUÊNCIA - RESPOSTA DOS MODELOS

Outro resultado observado a partir da variação da impedância da linha com a frequência, é o comportamento de cada um dos três modelos implementados.

a.

MODELO DE LINHA CURTA

Como o modelo de linha curta (Modelo 1), conforme a figura (IV.2), não apresenta o efeito capacitivo entre as linhas de transmissão e a terra, observa-se uma variação praticamente linear entre o módulo da impedância da linha $|Z|$ e a frequência.

Para ressaltar os parâmetros das linhas, este modelo foi simulado com a linha em vazio. Desta forma, o resultado gráfico representa uma variação da impedância, e não propriamente a impedância de Thevenin vista de uma das barras onde a linha é conectada, que para este caso seria infinita, já que não há caminho para a terra. Nos demais modelos este problema não ocorre.

Supondo que as linhas de transmissão em estudo tenham um comprimento de 40 km, apresentam-se os resultados da simulação do modelo 1 na figura (V.6).

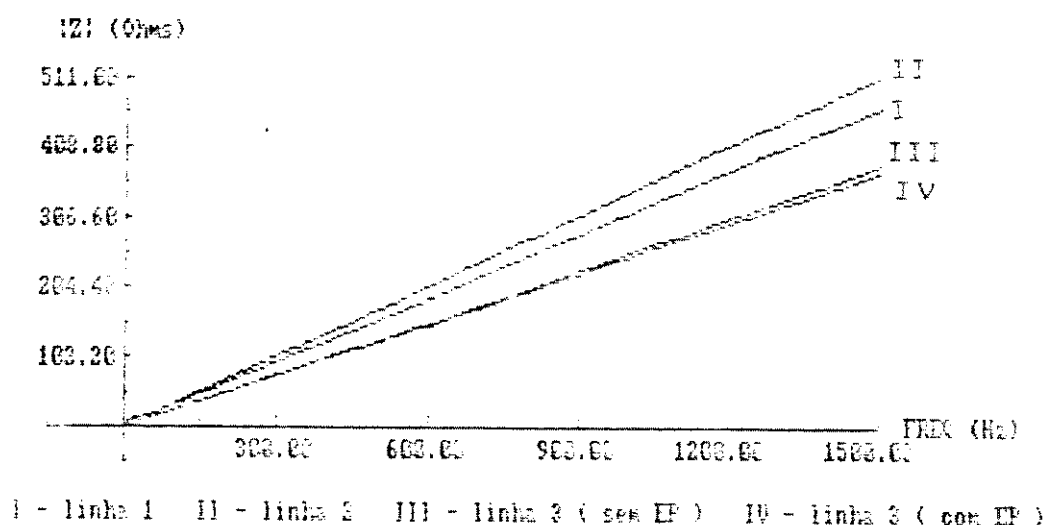


Fig. V.6 Linhas 1, 2 e 3 ; linhas de 40 km. Modelo de linha curta.

A primeira conclusão imediatamente observada, é que o efeito pelicular tem uma influência muito pequena nas linhas simuladas, sendo que, para a linha 3, esta

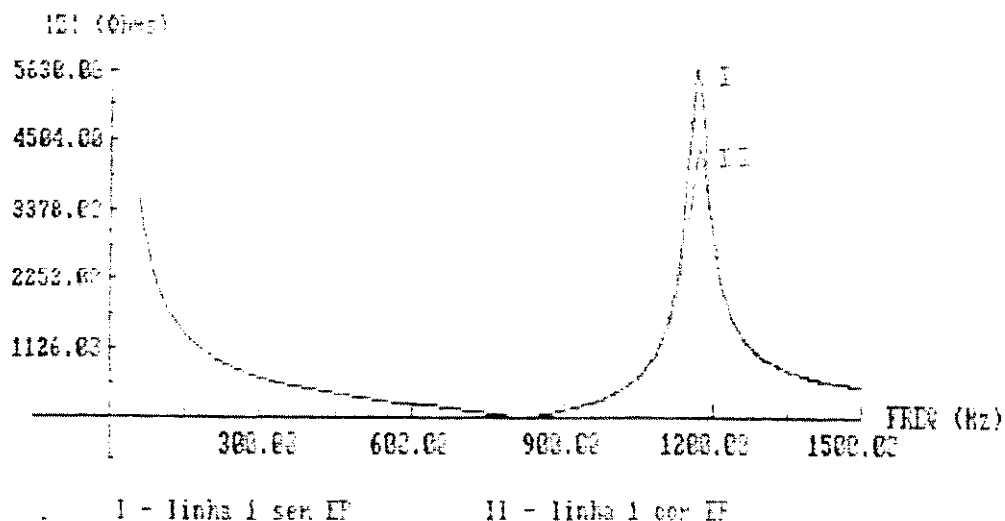
influência se destaca, como visto no item anterior.

No modelo 1, o módulo da impedância apresenta, evidentemente, um comportamento linear com o aumento do comprimento, já que:

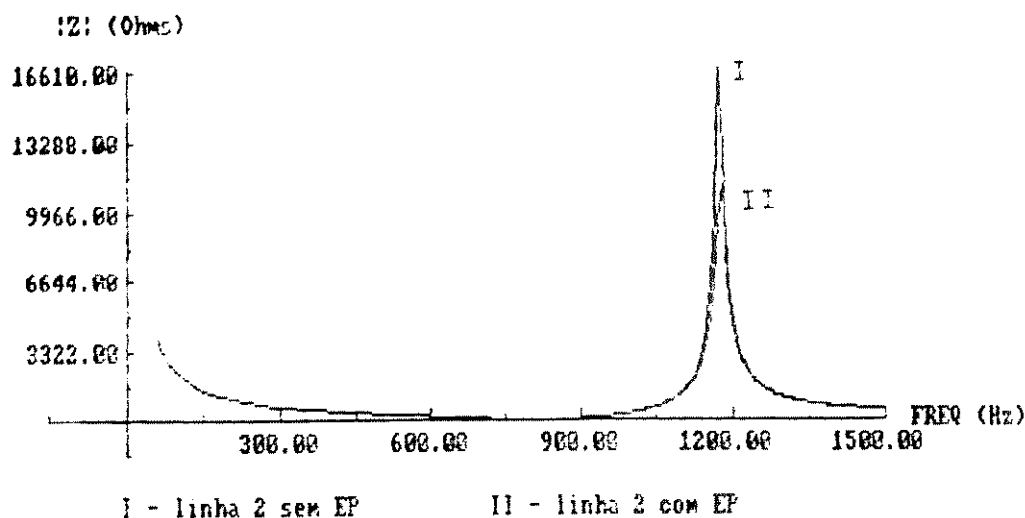
$$Z = (R + jX_L)\ell \quad (V.9)$$

b. MODELO DE LINHA MÉDIA

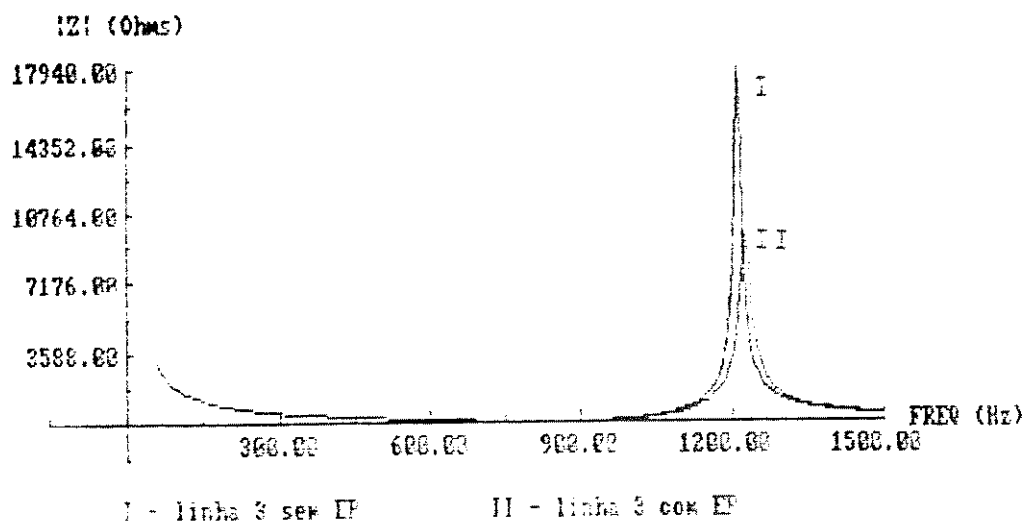
Na simulação do modelo de linha média (modelo 2), denominado circuito π nominal, conforme a figura (IV.3) as linhas também são simuladas sem carga, para realçar seus próprios parâmetros. Como este modelo considera o efeito capacitivo entre a linha e o solo, a impedância vista de uma das barras nas quais a linha está conectada é a própria impedância de Thevenin, pois neste caso, diferentemente ao modelo 1, existe caminho de corrente para a terra. O resultado da simulação para as três linhas é observado nas figuras (V.7) (a), (b) e (c). O comprimento é de 80 km, caracterizando uma linha média, e o efeito pelicular se manifesta no módulo da impedância de ressonância. Nas linhas 1 e 2, o efeito pelicular reduz o módulo máximo da impedância em torno de 20% a 30%. Para a linha 3, mais sensível ao efeito, o módulo cai para menos de 50%.



(a)



(b)



(c)

Fig.V.7 Modelo 2 (linha média) para linhas de 80 Km
(a) Linha 1. (b) Linha 2. (c) linha 3

Percebe-se com a utilização do modelo 2, para cada uma das linhas simuladas, uma pequena alteração na frequência de ressonância quando se considera a influência da frequência na impedância do condutor. Isto porque, neste caso, há uma ligeira variação na indutância equivalente, conforme a equação (V.4).

No modelo 2, a medida que o comprimento da linha aumenta, a frequência de ressonância da linha diminui. Desprezando-se a resistência, para a ressonância paralela (ressonância de tensão), esta relação é dada pela

equação (V.11).

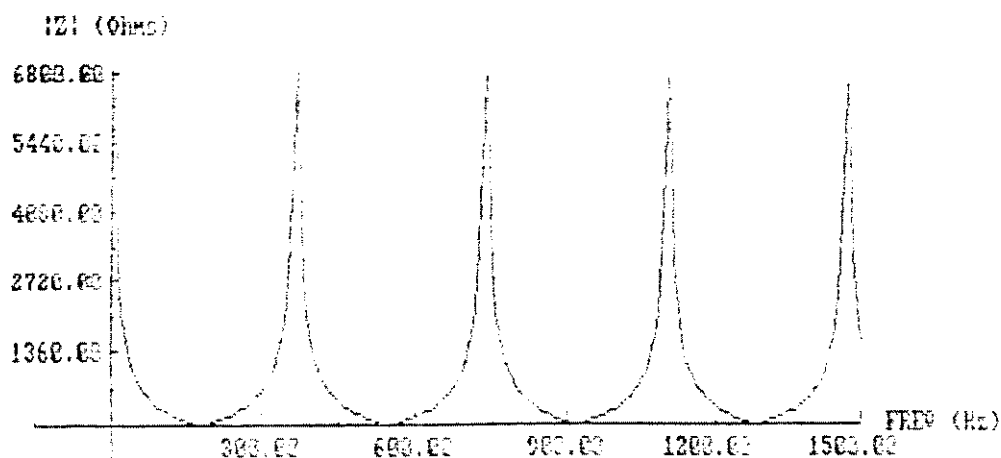
$$F_R = \frac{1}{2\pi l \sqrt{LC}} \quad (V.11)$$

Portanto, para valores constantes de L e C, a frequência de ressonância F_R é inversamente proporcional ao comprimento da linha.

c. MODELO DE LINHA LONGA

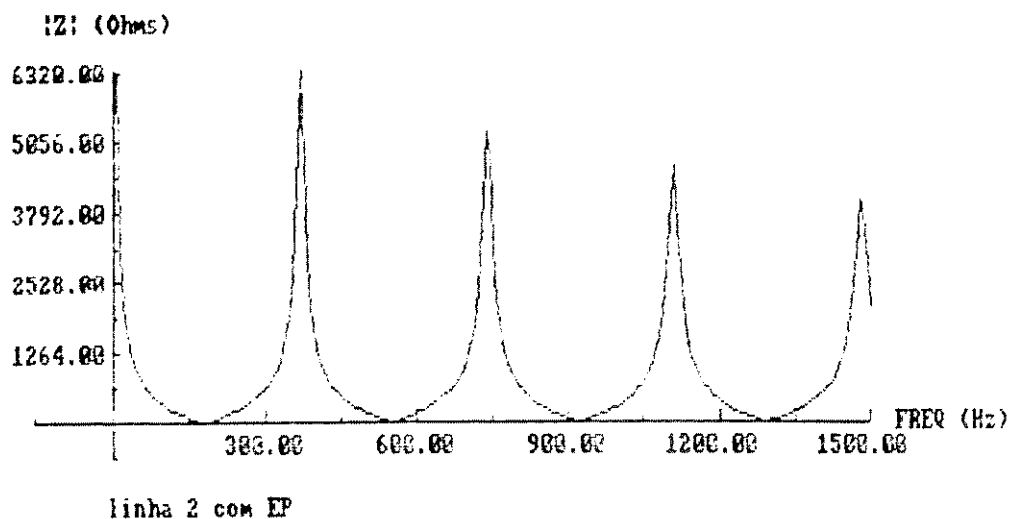
O modelo de linha longa (modelo 3), denominado circuito π equivalente, conforme a figura (IV.4), foi simulado também com as linhas operando à vazio e os resultados estão apresentados nas figuras (V.8) (a) e (V.8) (b). Como o modelo representa uma associação de circuitos π em série, vários pontos de ressonância são determinados. A linha 2 é utilizada na simulação com um comprimento de 400 km.

A fig. V.8(a) apresenta o resultado do modelo 3 para a linha 2 sem o efeito pelicular e, a fig. V.8(b), com o efeito pelicular. A medida que a frequência aumenta o efeito pelicular atua mais fortemente sobre o módulo da impedância de ressonância, ou seja, sobre a resistência da linha.



linha 2 sem EF

(a)

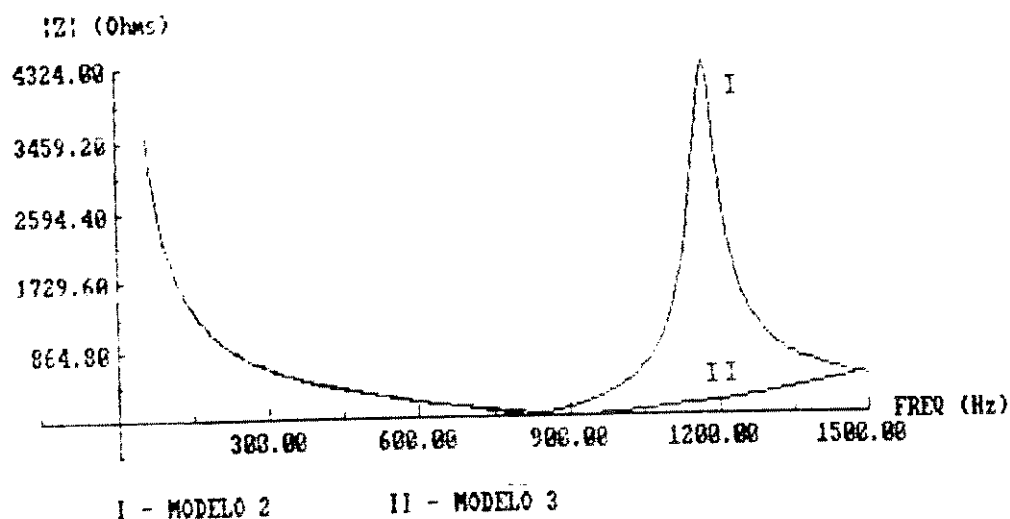


(b)

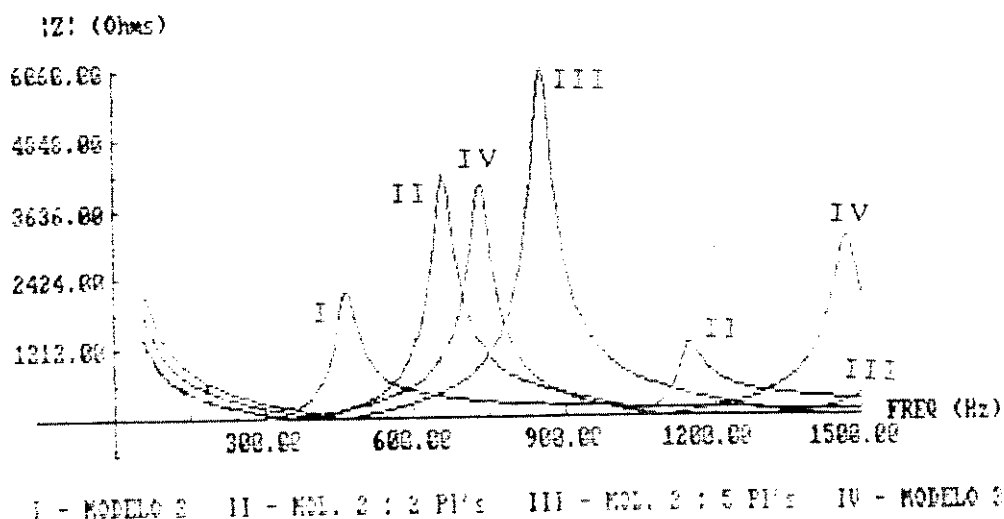
Fig.V.8 Modelo 3 (linha longa) para 400 Km, linha 2.
(a) sem efeito pelicular. (b) com efeito pelicular.

Este modelo é o mais preciso e o mais indicado para o estudo do fluxo harmônico.

Uma comparação entre o modelo 2 (figura (IV.10)) e o modelo 3 (figura (IV.11)) é apresentado nas figuras (V.9) (a) e (V.9) (b). Na figura (V.9) (a), observa-se que, para a linha 2 com comprimento de 80 km, até 900 Hz o comportamento de ambos os modelos é idêntico. A partir daí, o modelo 2 já define uma ressonância, enquanto o modelo 3 encontrará a ressonância numa frequência maior. A figura (V.9) (b) mostra a linha com comprimento de 200 km. Neste caso, os modelos se comportam da mesma maneira até a frequência de 300 Hz. Observa-se ainda a associação de π 's nominais em série, objetivando uma melhor comparação entre os modelos.



(a)



(b)

Fig. V.9 (a) Comparação entre os modelos de linha 2 e 3; linha 2 com 80 km. (b) Comparação entre modelos 2 (associados em série) e modelo 3; linha 2 com 200 km.

A referência [21] apresenta um exemplo em que, para se obter com o modelo 2 uma precisão de 1,2% em relação ao modelo 3, três π 's nominais devem ser conectados em série, para uma linha de 1250 km, a 60 Hz. Já para uma linha de 300 km, são necessários trinta π 's nominais para se manter a mesma precisão de 1,2% até a quinquagésima ordem harmônica. Acrescenta-se, porém, que a associação indiscriminada de modelos π 's nominais pode levar a uma

resposta tão incorreta quanto a utilização de um único n nominal, para linhas de comprimento longo. Desta forma, quanto maior o comprimento da linha, mais evidente torna-se a necessidade de utilizar o modelo de linha longa para a representação deste componente.

V.2.2

MÁQUINAS E CARGAS : Elementos Concentrados

Conforme visto no item anterior, excetuando-se as linhas e/ou cabos de transmissão de energia, os demais elementos de um sistema elétrico podem ser representados por parâmetros concentrados de resistência, indutância e capacitância. Desta maneira, a determinação da frequência de ressonância do elemento, individualmente analisado, normalmente é trivial e se dá pela simples combinação série-paralelo de algumas indutâncias e capacitâncias.

A análise de vários transformadores e máquinas de indução e síncronas (motores e geradores) indicaram que, pelas capacitâncias envolvidas nos modelos, frequências de ressonância ocorrem em faixas muito além daquelas de interesse na análise do fluxo harmônico.

No caso dos transformadores, dos quatro modelos apresentados, evidentemente, apenas o modelo 3 (figura (IV.10)) e o modelo 4 (figura (IV.11)) identificam alguma ressonância, visto que consideram a presença das capacitâncias.

Utilizando-se os parâmetros de um transformador típico de 10 MVA, da classe de 115 kV, observou-se o comportamento das impedâncias dos modelos, vista de um dos lados do transformador com o outro em aberto, para a variação de frequência.

O modelo 1 (figura (IV.8)) apresenta um

aumento linear do módulo da impedância com o aumento da frequência e, portanto, não merece atenções especiais. Da mesma forma, o modelo 2 (figura (IV.9)) apresenta crescimento da reatância indutiva, sendo que o valor do módulo da impedância tende ao valor da resistência R_p (ver item IV.3.2). No entanto, para os casos estudados, a curva só perde a linearidade para frequências acima de 10 kHz, (para um R_p mínimo), ou seja, numa faixa de frequência muito além da de interesse, conforme mostra a fig. (V.10). Desta forma, o modelo 1 e o modelo 2 para transformadores possuem suas respostas muito parecidas entre si para as frequências harmônicas consideradas num fluxo harmônico.

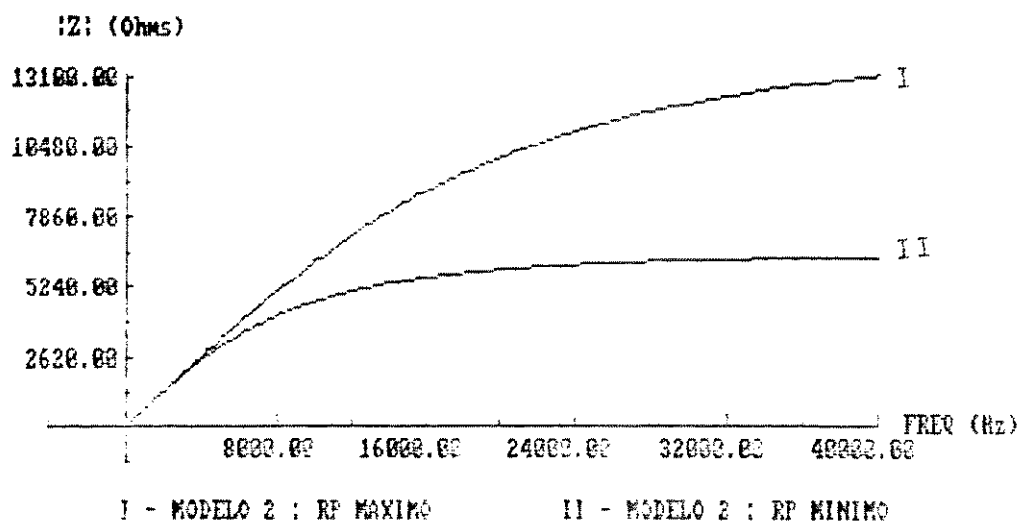


Fig. V.10 Modelo 2 para transformadores; análise até 40 kHz

O modelo 3 e o modelo 4 para os transformadores se assemelham em muito (a menos nos valores dos parâmetros envolvidos) aos circuitos π nominal das linhas de transmissão.

Como pode ser observado, o modelo 3 é exatamente igual ao modelo 4, a menos da resistência R_p . Portanto, para o modelo 3, pode-se considerar a resistência R_p infinita e o comportamento do modelo é representado pela figura (V.11). Neste caso, a primeira ressonância observada é uma ressonância de corrente (ressonância série), onde a impedância tende a um valor mínimo por volta de 7 kHz e,

logo a seguir (por volta de 9,5 kHz) uma ressonância de tensão (ressonância paralelo), onde a impedância tende a um valor bastante alto. A figura (V.11) apresenta também os resultados do modelo 4 para valores máximo e mínimo de R_p , respectivamente.

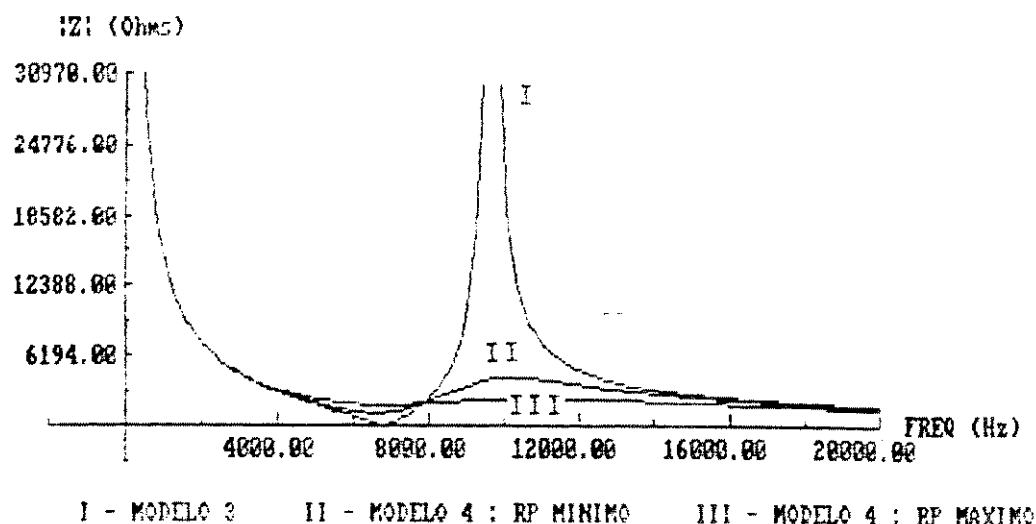


Fig.V.11 Modelo 3 e modelo 4 de transformador.

Até 4 kHz, os dois modelos para este caso, tem exatamente a mesma resposta. A partir daí o modelo 4 com R_p mínimo, tende a um valor constante, enquanto o modelo 4 com R_p máximo acompanha o modelo 3 nas ressonâncias série e paralelo, sendo diferenciado apenas pelo valor máximo de impedância.

Do que foi apresentado, pode-se observar que, mesmo que os valores das capacitâncias fossem várias vezes superiores aos valores típicos, ainda assim a primeira ressonância característica ocorreria muito além da faixa de frequência de interesse no estudo do fluxo harmônico, num valor máximo de 3000 Hz. Contudo, como o transformador é um elemento que não aparece isoladamente, sua ressonância própria pode representar muito pouco a nível de ressonância do sistema; no entanto, em muito pode contribuir para se definir tal valor, principalmente em função das cargas envolvidas. Desta forma, é conveniente, desde que se possua os dados de capacitância, que se utilize sempre os modelos

mais completos (modelo 3 ou modelo 4) para a representação de transformadores.

Esta análise, desenvolvida para os transformadores, que são elementos série nos sistemas elétricos, pode ser estendida para os reatores série, cujos modelos são praticamente idênticos aos dos transformadores.

Para o caso das máquinas rotativas, uma das cargas mais importantes no sistema, tanto pela sua potência quanto pelo número de elementos normalmente presentes, o comportamento individual da maioria dos modelos que consideram o efeito capacitivo apresentam a primeira ressonância bem acima dos 3 kHz, tal como os transformadores. Esta característica é ilustrada na figura (V.12), com o modelo , para três geradores movidos por energias distintas, identificados na tabela (V.2) [26].

TIPO	TENSÃO (kV)	POTÊNCIA (MVA)	R_c (Ω)	L (mH)	C (μF)
I HIDRO	6,9	9,0	—	2,3083	0,0565
II FÓSSIL	13,8	100,0	0,0037	0,7323	0,2665
III NUCLEAR	25,0	1340,0	0,0009	0,3478	0,20

Tabela V.2 Dados dos geradores

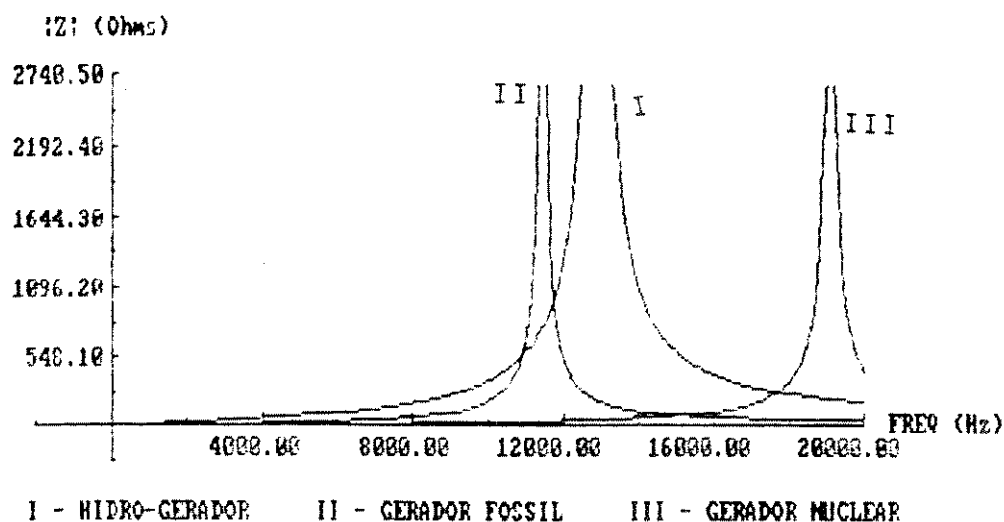


Fig.V.12. Impedância dos geradores

Portanto, é válida a mesma observação de que, o que pode alterar de alguma forma o ponto de ressonância do sistema é exatamente a associação de várias máquinas.

V.2.3

OUTROS COMPONENTES DOS SISTEMAS

Os capacitores e os filtros assumem uma característica própria na análise das ressonâncias, visto que, dada a sua natureza, contribuem para a ocorrência de ressonâncias dentro da faixa de interesse no estudo das harmônicas, embora pouco tenha que se observar quanto aos seus modelos individuais.

V.3

FREQUÊNCIAS DE RESSONÂNCIA DOS SISTEMAS

No estudo do comportamento dos sistemas elétricos com a variação da frequência, quando se deseja concluir sobre o fluxo de correntes harmônicas, muitas vezes o comportamento do modelo de um elemento pouco representa individualmente para o sistema como um todo, mas fornece sua parcela de contribuição, determinando, assim, as frequências

de ressonância.

Desta forma, será apresentado o comportamento de dois sistemas elétricos, com a variação da frequência.

V.3.1

SISTEMA 1

O Sistema 1 é um sistema típico industrial de oito barras [3], cujo diagrama unifilar é dado pela figura (V.13) e os dados de linha são fornecidos na tabela (V.3).

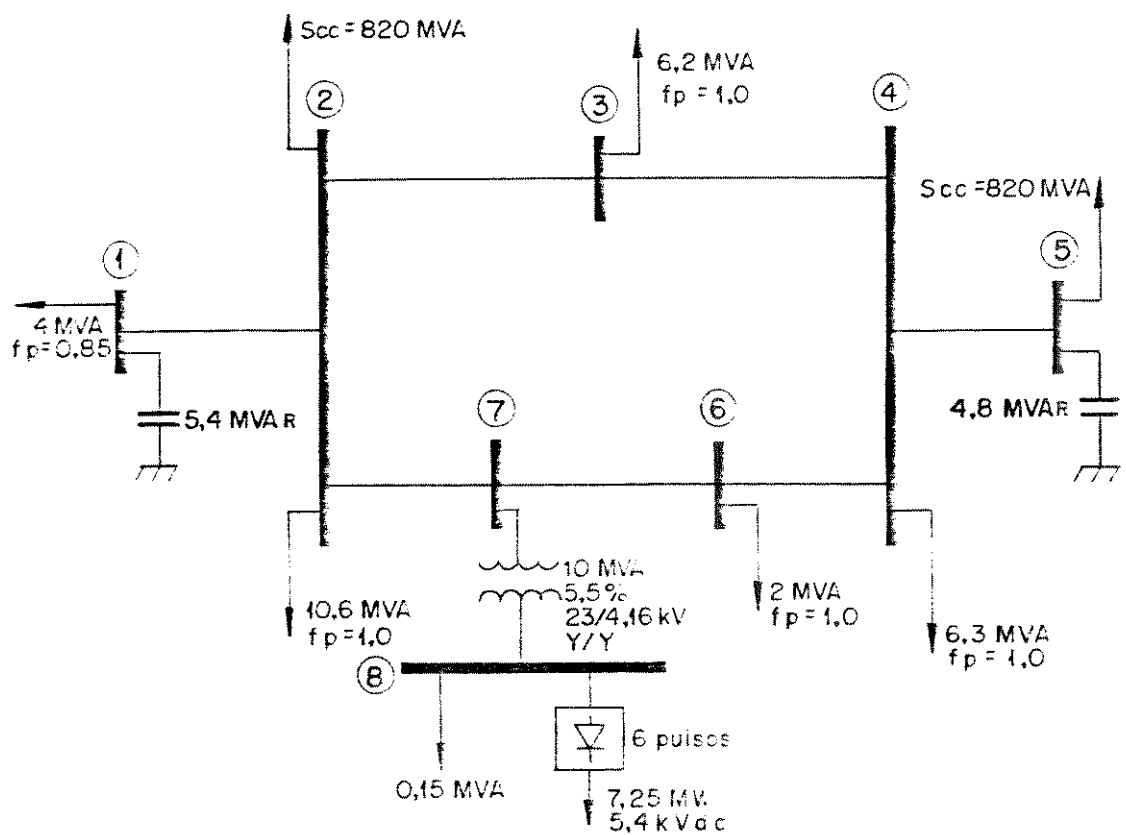
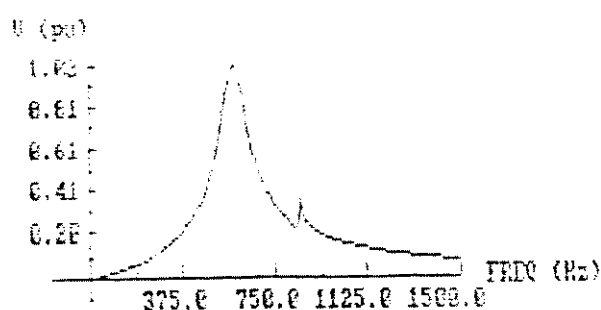


Fig. V.13 Diagrama unifilar do Sistema 1

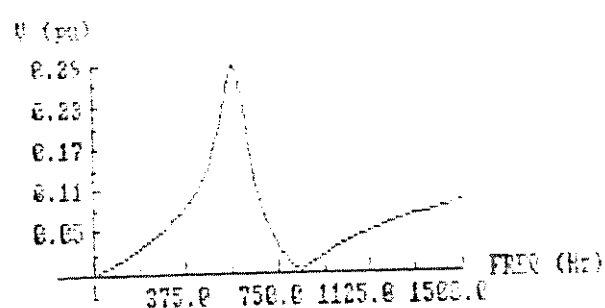
LINHA	R (%)	XL (%)	Bshunt (VAr)
1 - 2	0,1659	0,9471	1,77
2 - 3	1,3242	2,8009	0,60
2 - 7	0,5339	1,1294	1,48
3 - 4	0,2204	0,2615	155,91
4 - 5	1,8310	5,2778	0,32
4 - 6	0,2178	0,2585	157,72
6 - 7	0,8579	1,8145	0,92

tabela V.3 Dados das linhas do Sistema 1

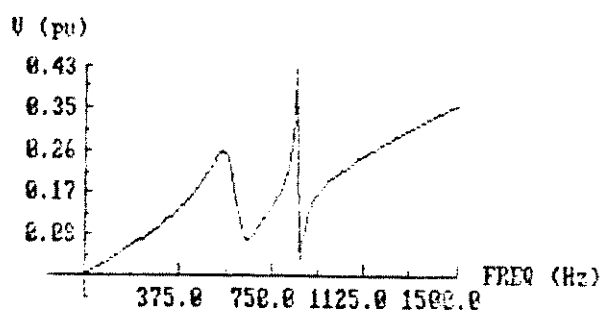
A figura (V.14), curvas de (a) até (h), apresentam as impedâncias próprias de cada barra do Sistema 1, que representam a impedância de Thevenin vista da barra, ou seja, o equivalente do sistema para as frequências harmônicas. É possível observar pontos de ressonância de tensão, onde os valores de impedância são máximos, e ressonâncias de corrente, onde a impedância assume valores muito próximos de zero. Nas curvas, as linhas ascendentes caracterizam impedâncias indutivas; as descendentes, impedâncias capacitivas; os pontos de inflexão, caracterizam as frequências de ressonância.



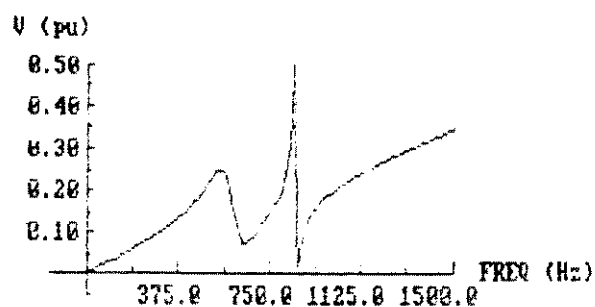
(a)



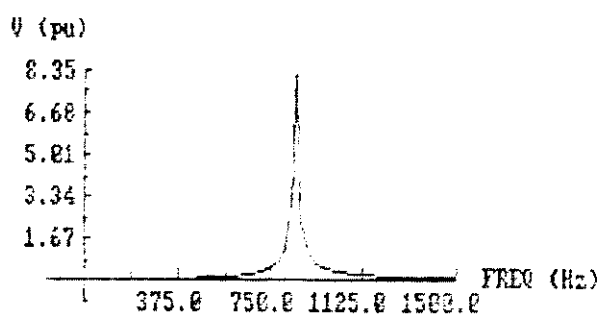
(b)



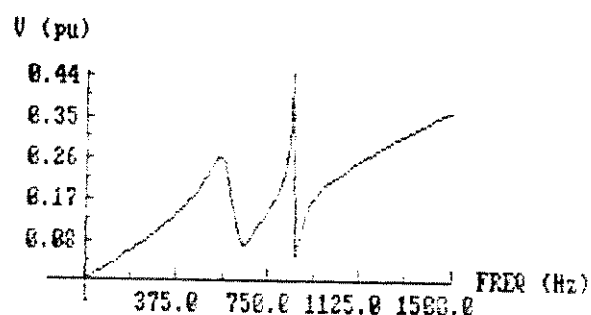
(c)



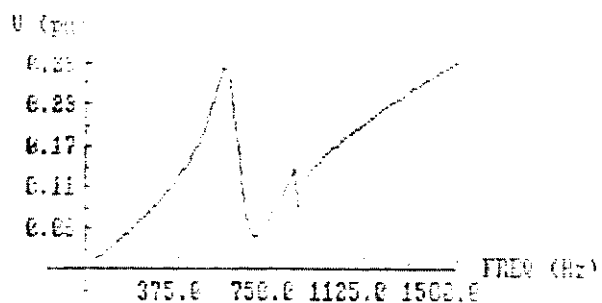
(d)



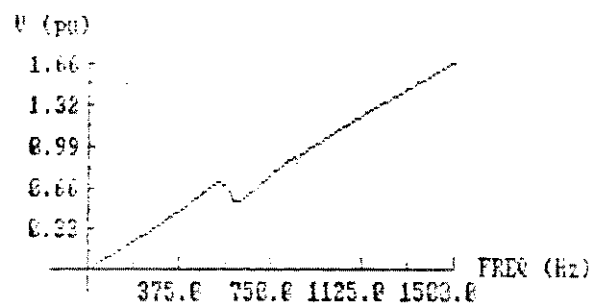
(e)



(f)



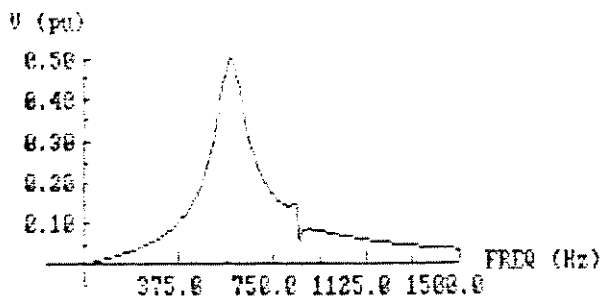
(g)



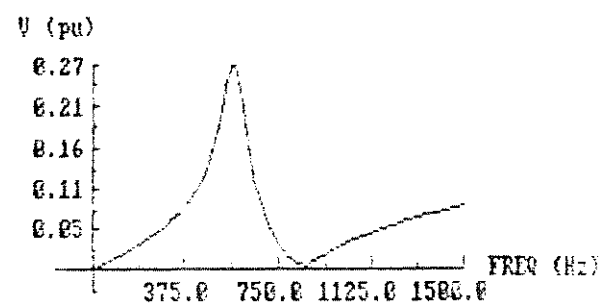
(h)

Fig. V.14 Impedâncias próprias das barras do Sistema 1.
Equivalente de sistema visto das barras :
(a) barra 1 (b) barra 2 (c) barra 3 (d) barra 4
(e) barra 5 (f) barra 6 (g) barra 7 (h) barra 8

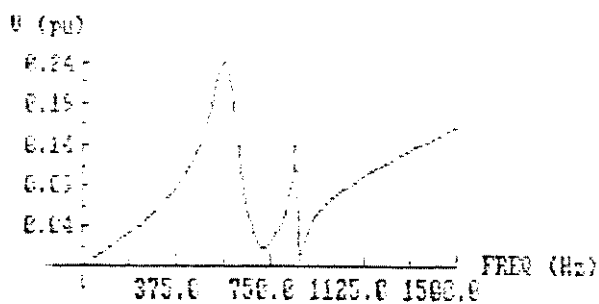
Na figura (V.15), as curvas de (a) até (g), apresentam as impedâncias de transferência entre a barra 8, onde o conversor estático está conectado, e as demais barras do sistema, ou seja, como a barra 8 "enxerga" as outras barras com a variação da frequência. Observa-se uma profunda semelhança entre as curvas das impedâncias de transferência e das impedâncias próprias das barras, no que diz respeito aos pontos de ressonância, embora os módulos das impedância possam variar bastante para os dois casos.



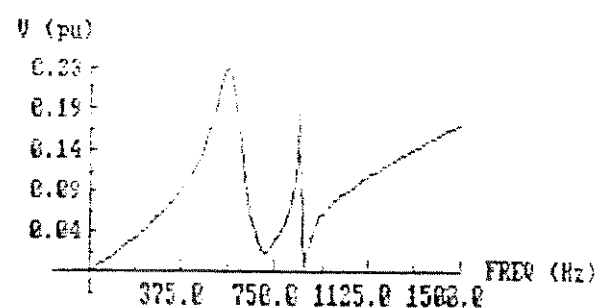
(a)



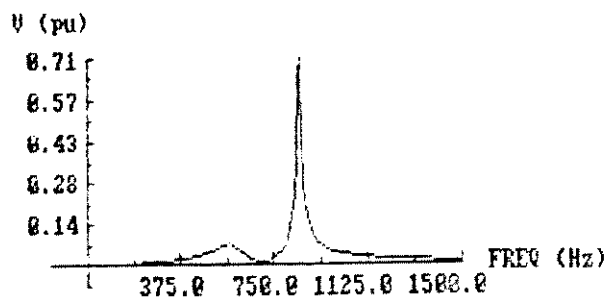
(b)



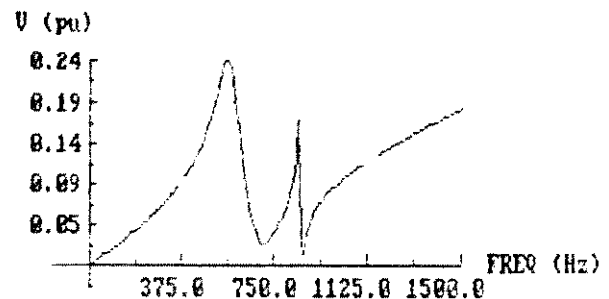
(c)



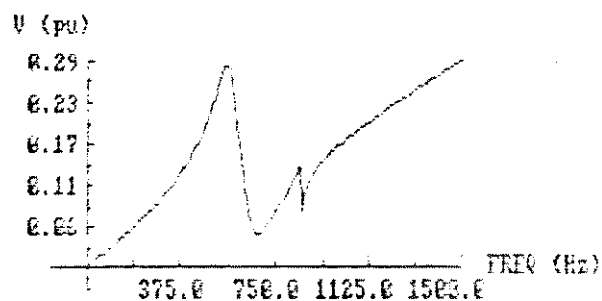
(d)



(e)



(f)

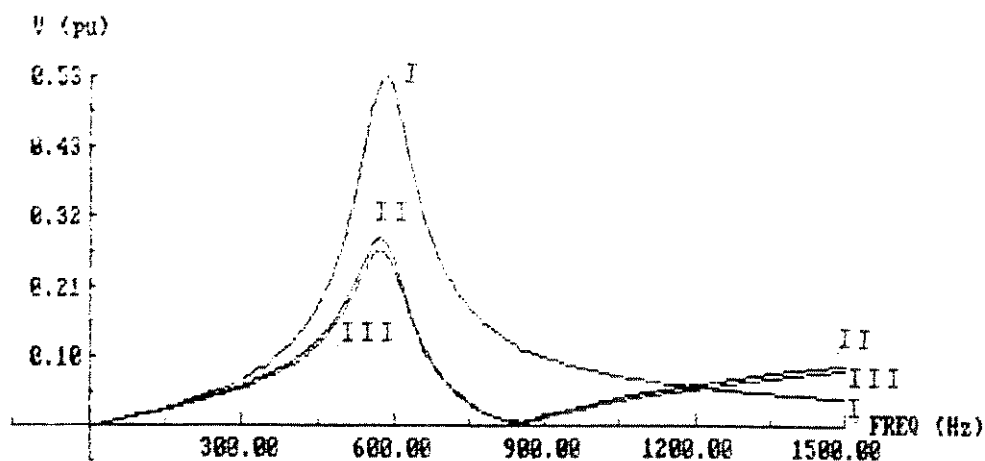


(g)

Fig.V.15 Impedâncias de transferência entre as barras :
 (a) barra 8-1 (b) barra 8-2 (c) barra 8-3
 (d) barra 8-4 (e) barra 8-5 (f) barra 8-6
 (g) barra 8-7

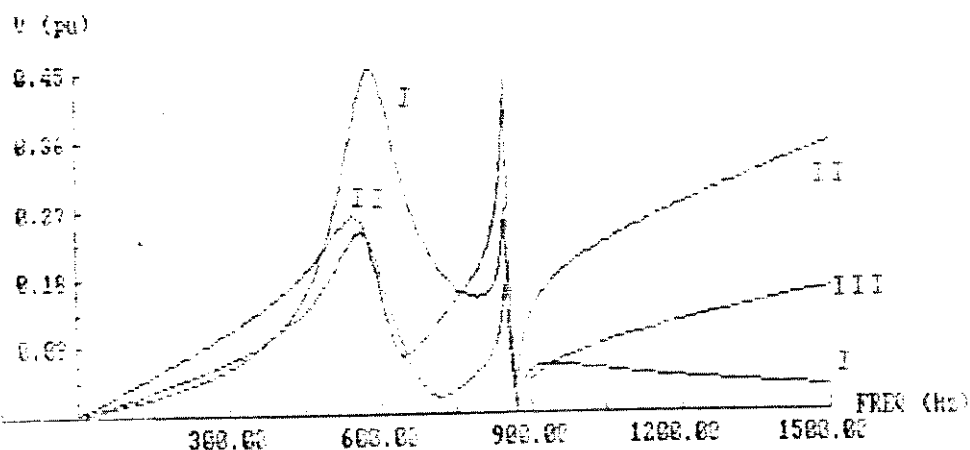
Na figura (V.16) (a), as curvas apresentam uma comparação entre a variação da impedância própria da barra 2 (curva II) e a variação da impedâncias de transferência entre as barras 2 e 1 (curva I) e as barras 2 e 8 (curva III) com a variação da frequência. Esta mesma comparação é mostrada pela figura (V.16) (b) para a impedância própria da barra 3 (curva II) e as impedâncias de transferência entre as barras 3 e 1 (curva I) e as barras 3 e 8 (curva III). Assim, é possível observar as coincidências entre as

frequências de ressonâncias de tensão, conforme citado anteriormente.



TRANSFERENCIA ENTRE AS BARRAS : I - 2 e 1 II - 2 (propria) III - 2 e 2

(a)



TRANSFERENCIA ENTRE AS BARRAS : I - 1 e 3 II - 3 (propria) III - 3 e 2

(b)

Fig.V.16 Comparação entre ressonâncias

Os modelos de linha foram alterados, sem representar qualquer influência no comportamento das impedâncias do Sistema 1. Por se tratar de um sistema tipicamente industrial, as linhas podem ser classificadas como curtas, ficando as ressonâncias condicionadas a

associação das indutâncias características com as capacitância dos bancos de capacitores presentes no sistema. Plotando-se as curvas a partir da determinação de duzentos pontos, o tempo de processamento, utilizando-se o modelo 1 de linha (linha curta), fica por volta de nove minutos, enquanto para o modelo 3 de linha (linha longa), este tempo médio sobe para quinze minutos. Neste exemplo, o aumento da precisão do modelo não interfere no resultado final e ainda implica no aumento do tempo de processamento dos resultados em mais de 50 % .

V.3.2

SISTEMA 2

O Sistema 2 é um trecho do sistema CHESF, aos redores da instalação da SALGEMA [3]. Este sistema contém 30 barras e seu diagrama unifilar é representado na figura (V.17). A tabela (V.5) contém os dados (monofásicos, equivalentes Y-Y) das reatâncias de dispersão dos transformadores, enquanto a tabela (V.6) traz os dados das linhas.

TRAFOS	X (%)	TENSOES DE BASE (kV)
15 - 14	1,1563	500 - 230
15 - 12	1,1563	500 - 230
5 - 3	1,1563	500 - 230
9 - 25	21,7000	230 - 69
7 - 26	9,6000	230 - 69
17 - 27	6,6250	230 - 69
16 - 28	4,8056	230 - 69
11 - 29	6,5407	230 - 69
6 - 30	13,3000	230 - 69
6 - 30	12,8400	230 - 69
7 - 31	15,3750	230 - 69
7 - 32	15,3750	230 - 69
20 - 33	12,3350	230 - 69
13 - 34	52,3000	230 - 69

Tabela V.5 Dados dos transformadores do Sistema 2

LINHA	R (%)	X (%)	Bshunt (%) (MVar)	TENSÃO DE BASE (kV)
1 - 2	3,4224	17,8697	31,9146	230
1 - 2	3,4282	18,2730	31,3771	230
1 - 3	3,1461	17,0385	28,1071	230
1 - 3	3,1364	16,2672	29,4876	230
1 - 3	3,1364	16,2705	29,3703	230
1 - 3	0,8161	10,2484	46,0925	230
4 - 5	0,2264	2,1556	221,1357	500
1 - 6	1,6437	8,3767	15,6323	230
1 - 6	1,6437	8,3767	15,6323	230
7 - 8	0,1104	0,5582	1,0758	230
2 - 9	1,8246	9,7259	16,6636	230
2 - 10	2,1608	11,0099	20,5870	230
2 - 10	2,1608	11,0099	20,5870	230
9 - 11	0,9419	4,7992	8,9601	230
12 - 1	4,0899	22,1417	36,5330	230
12 - 1	4,0816	21,1516	38,2466	230
12 - 1	4,0816	21,1516	38,2466	230
12 - 1	2,0596	16,4684	49,9120	230
12 - 1	1,0444	13,3660	59,8374	230
12 - 13	2,9886	16,7107	14,4765	230
12 - 13	2,9886	16,7107	14,7138	230
14 - 13	2,9886	16,7107	14,4426	230
15 - 4	0,2943	2,8013	287,7000	500
3 - 7	0,2493	1,1039	2,2380	230
3 - 7	0,2490	1,2918	2,3507	230
3 - 7	0,2490	1,2918	2,3507	230
3 - 9	1,2928	6,6996	12,1044	230
3 - 9	1,2928	6,6996	12,1044	230
3 - 16	0,5811	3,0946	5,3003	230
3 - 16	0,5817	2,9554	5,5451	230
3 - 17	0,2843	2,7072	4,9914	230
3 - 17	0,5258	2,7088	4,9838	230
6 - 18	0,4239	2,2595	3,8678	230
19 - 15	0,2999	4,1968	420,9294	500
10 - 20	1,8637	9,5984	17,9810	230
10 - 20	1,8637	9,5984	17,9810	230

Tabela V.6 Dados das linhas do Sistema 2
Base 100 MVA

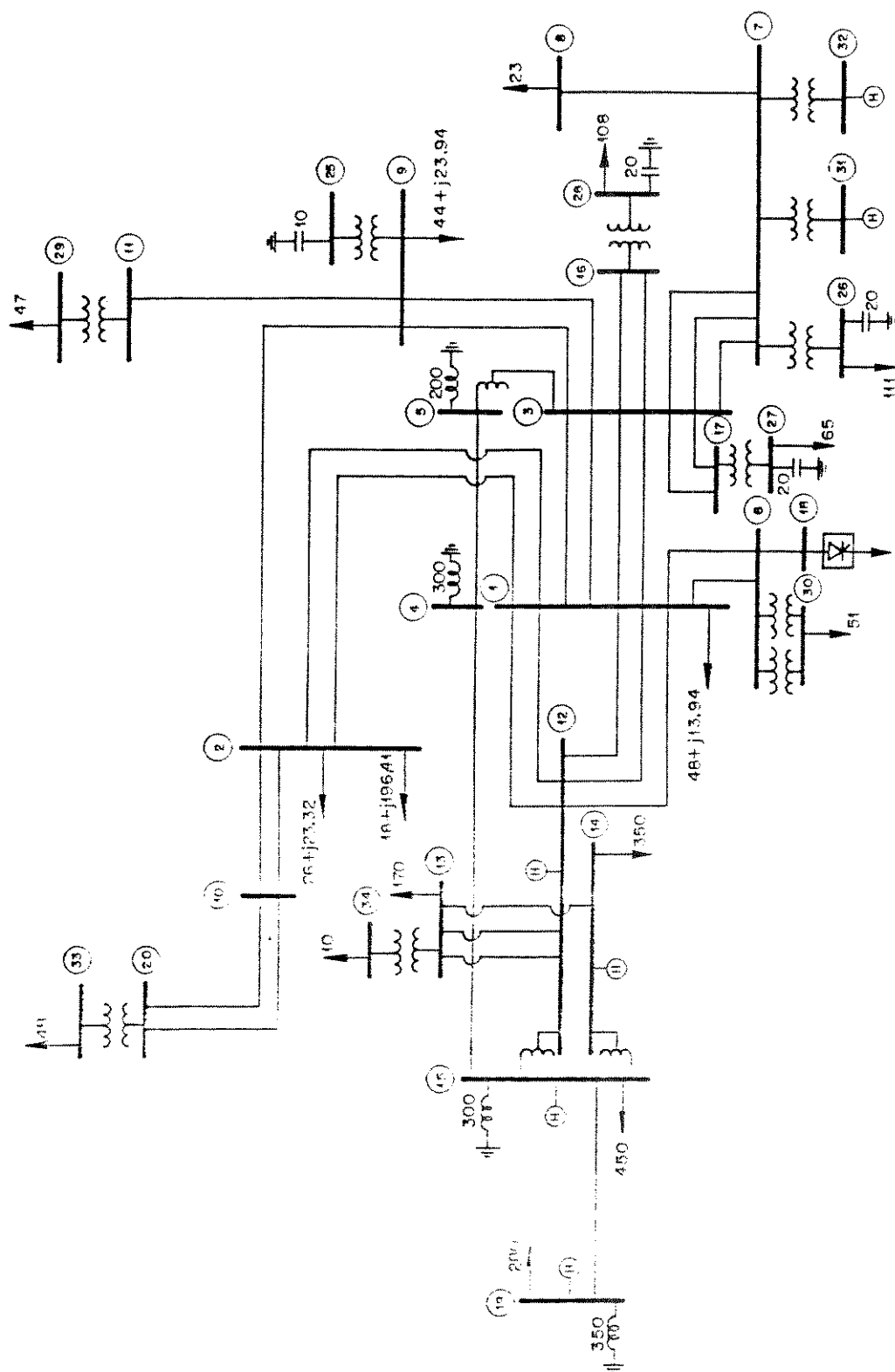
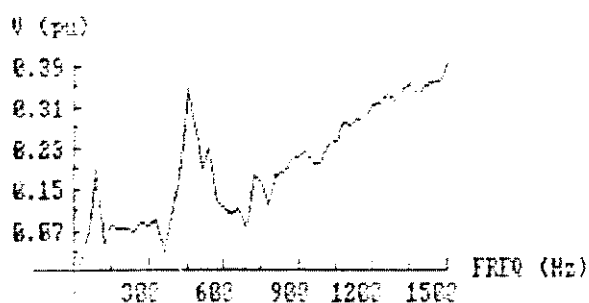
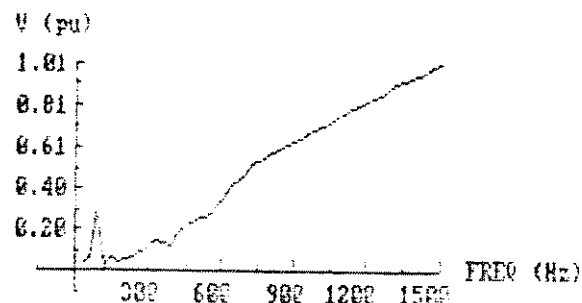


Fig. V.17 Diagrama unifilar do Sistema 2
Potencias em kW e kVAR

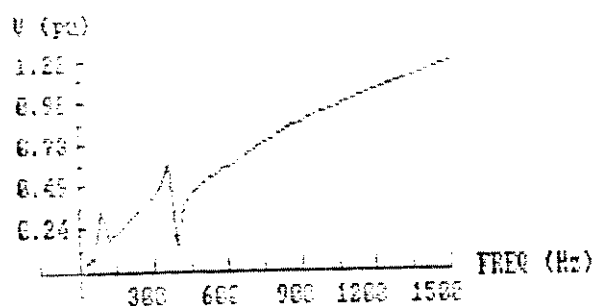
Na barra 18 do Sistema 2 existe um conversor de seis pulsos, da SALGEMA. Desta forma, é interessante analisar o equivalente do sistema visto desta barra, bem como a impedância de transferência entre a barra 18 e outras barras do sistema, de modo a se identificar eventuais frequências de ressonância. A figura (V.18), de (a) até (e), apresenta o equivalente do sistema visto de algumas barras, já que, como o trecho de sistema é formado por 30 barras, é inconveniente a representação de todas as barras envolvidas. As barras escolhidas, aleatoriamente, foram as de número 1, 2, 11, 18 e 19.



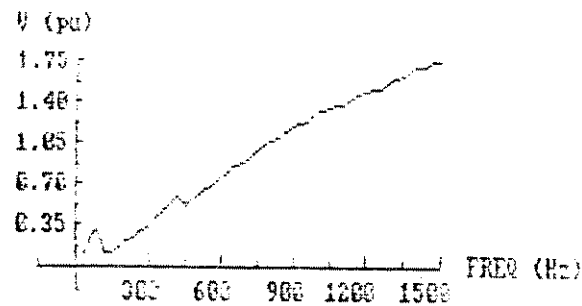
(a)



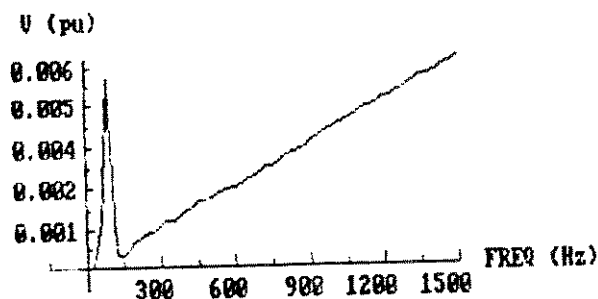
(b)



(c)



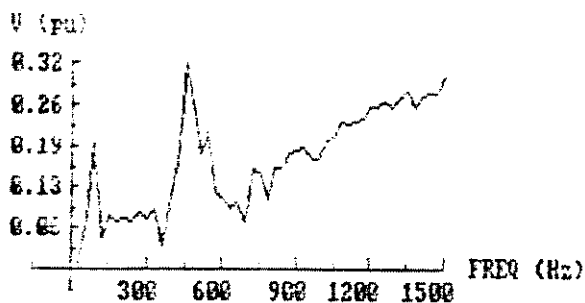
(d)



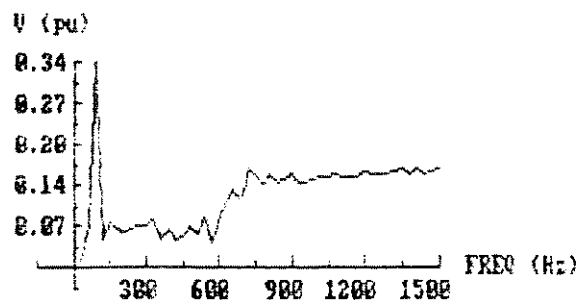
(e)

Fig.V.18 Impedância próprias das barras do Sistema 2. utilizando modelo de linha curta (modelo 1) :
 (a) barra 1 (b) barra 2 (c) barra 11
 (d) barra 18 (e) barra 19

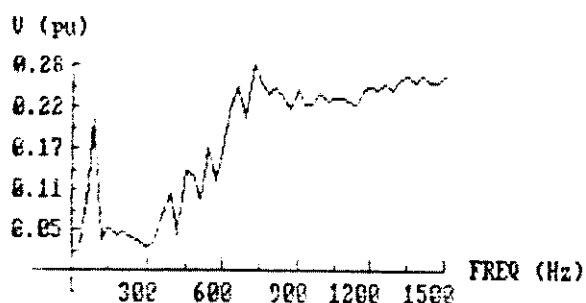
Na figura (V.19), as curvas de (a) até (d), apresenta a impedância de transferência entre as barras 18-1, 18-2, 18-11 e 18-19, respectivamente. Observa-se, como no Sistema 1, uma grande semelhança entre os pontos de ressonância nas curvas apresentadas nas figuras (V.18) e (V.19).



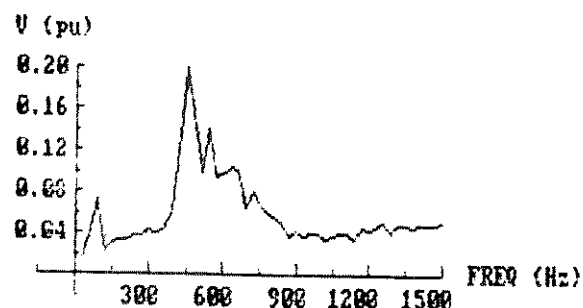
(a)



(b)



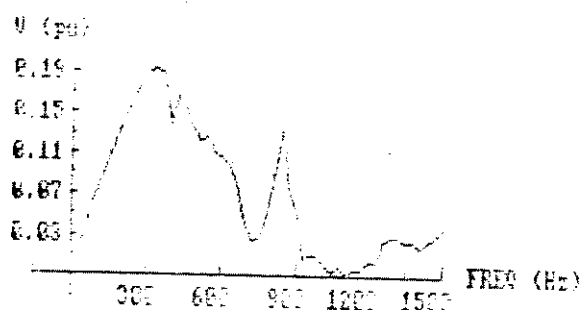
(c)



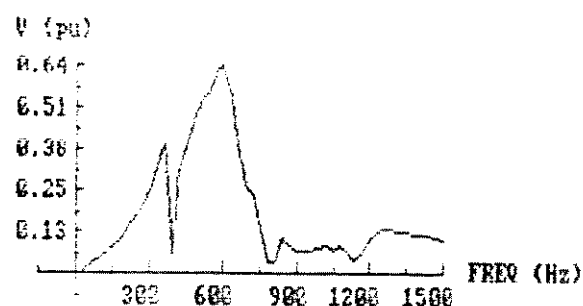
(d)

Fig. V.19 Impedâncias de transferência entre as barras :
 (a) barra 18-1 (b) barra 18-2 (c) barra 18-11
 (d) barra 18-19
 Modelo de linha curta (modelo 1)

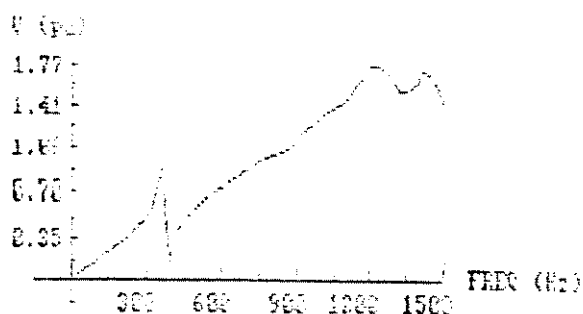
Na figura (V.20), as curvas de (a) até (e) apresentam a mesma análise demonstrada na figura (V.18), utilizando-se o modelo de linha longa (modelo 3).



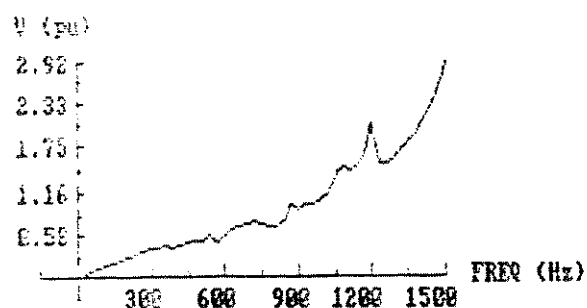
(a)



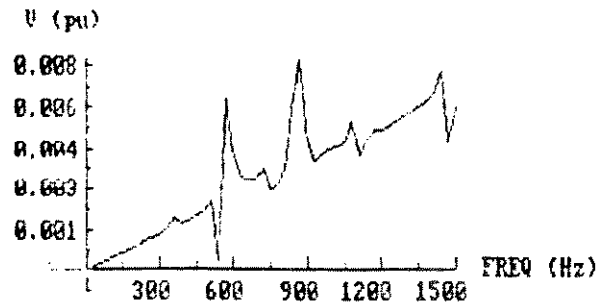
(b)



(c)



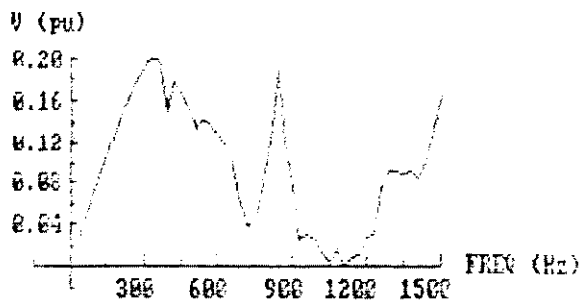
(d)



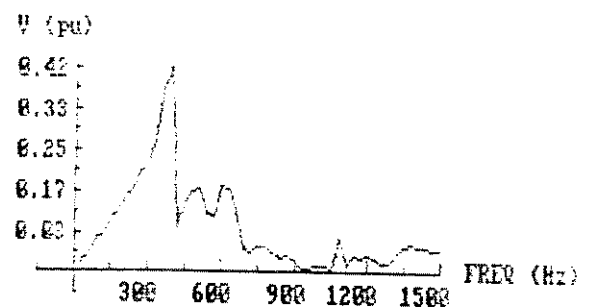
(e)

Fig. V. 20 Impedância próprias das barras do Sistema 2. utilizando modelo de linha longa (modelo 3) :
 (a) barra 1 (b) barra 2 (c) barra 11
 (d) barra 18 (e) barra 19

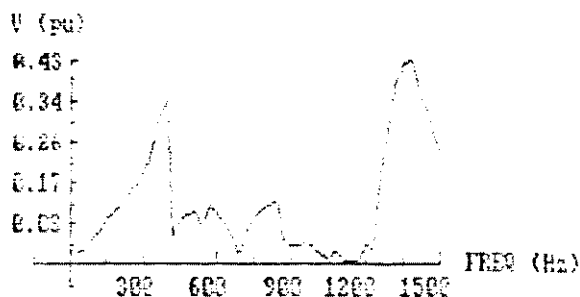
Da mesma maneira, a figura (V.21), curvas de (a) até (d), consideram modelos de linha longa para a determinação das impedâncias de transferência entre as barras 18-1, 18-2, 18-11 e 18-19.



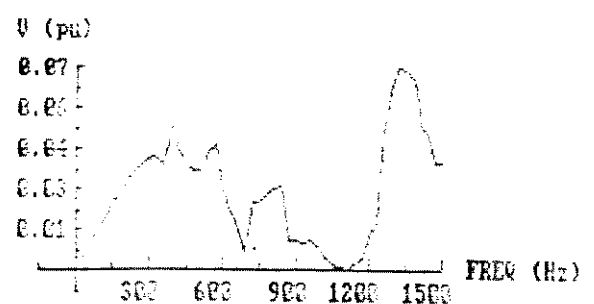
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. V. 21 Impedâncias de transferência entre as barras :
 (a) barra 18-1 (b) barra 18-2 (c) barra 18-11
 (d) barra 18-19
 Modelo de linha longa (modelo 3)

Como visto, para o Sistema 2, que representa um sistema típico de transmissão, o modelo de linha influe substancialmente nos resultados. Isto porque várias linhas devem ter características de linha longa, sendo que suas capacitâncias com relação a terra assumem valores consideráveis. O tempo médio de procesamento computacional utilizando-se o modelo de linha curta ficou por volta de uma hora e cinqüenta minutos (1h 50'), enquanto para o modelo de linha longa, este tempo ficou por volta de duas horas e meia (2h 30'). Neste caso, o aumento do tempo de processamento é justificável em função da necessidade de maior precisão nos modelos das linhas.

V.4 ANÁLISE DAS TENSÕES DISTORCIDAS

Para realizar a análise das tensões distorcidas, foi utilizado como exemplo o Sistema 1, visto que, por conter uma pequena quantidade de barras, é possível analisar as formas de onda de tensão em todo o sistema.

V.4.1 FORMA DE ONDA DAS TENSÕES DISTORCIDAS

No processamento dos programas que utilizam a análise de Fourier para a decomposição das distorções harmônicas, como é o caso do PFH, as tensões são determinadas individualmente, para cada ordem harmônica. Desta forma, é interessante a composição de todas as ordens harmônicas das tensões, de modo a se observar qual a forma de onda da alimentação distorcida. Desta forma, a figura (V.22) apresenta as formas de onda nas oito barras que compõe o Sistema 1, resultante da simulação do fluxo harmônico no sistema. É observado um ciclo completo da frequência fundamental (tempo de 16,7 ms) no qual é considerado 200 pontos para a análise.

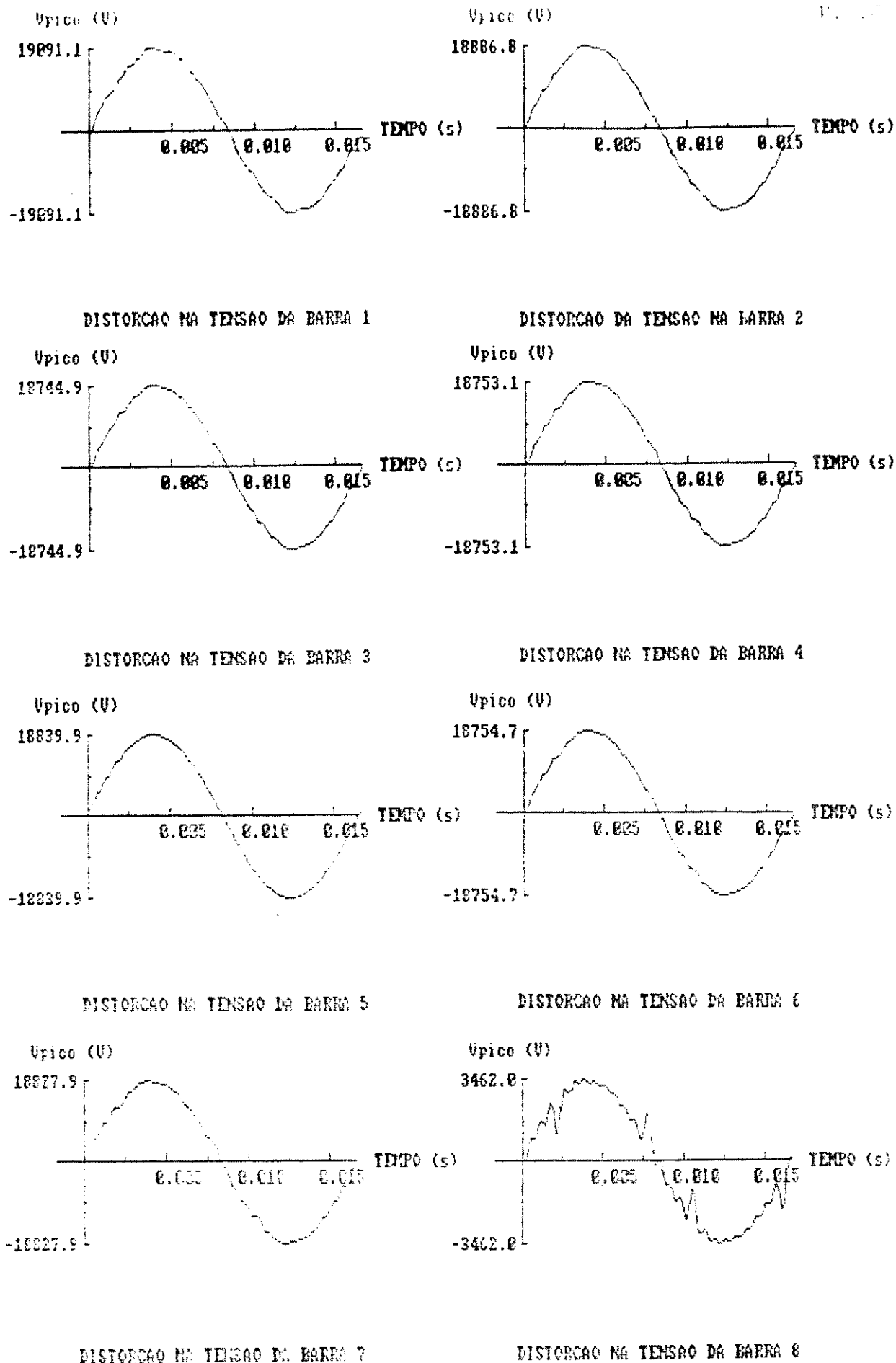


Fig. V.22 Tensões distorcidas nos barramentos do Sistema 1

V.4.2

FATOR DE DISTORÇÃO DE PICO

De modo a ilustrar a necessidade de se observar a tensão de pico no caso de distorções harmônicas, dois casos são apresentados. No primeiro caso, são aplicadas ao Sistema 1, injeções de correntes harmônicas características constantes produzidas por um conversor de seis pulsos, conforme a tabela (V.7). A forma de onda distorcida resultante na barra onde está instalado o conversor (neste sistema, a barra 8) é apresentada na figura (V.23) (a). As tensões harmônicas resultantes referentes das injeções de corrente são apresentadas na tabela (V.8); o fator de distorção harmônica total de tensão (FDT) e o fator de pico nominal para tensão harmônica (FPND) são apresentados na tabela (V.9) (a) e (V.9) (b), respectivamente. Os valores são dados para a fase A, numa situação de equilíbrio.

* F A S E A *					

* ORDER *		* MODULO (A) *		* ANGULO (GRAUS) *	

1		1475.40		338.8	
5		295.10		73.9	
7		210.00		31.4	
11		134.10		126.5	
13		113.50		84.1	
17		86.80		179.2	
19		77.70		136.7	
23		64.10		231.8	
25		55.00		109.4	

Tabela V.7 Correntes produzidas pelo conversor de seis pulsos (valores de pico, em A)

* F A S E A *				

* ORDER *	* MODULO (V) *	* % DA TENSAO NOMINAL *	* ANGULO *	

* 1 *	* 3322.1 *	* 97.806 *	* 357.077 *	
* 5 *	* 189.9 *	* 5.591 *	* 341.112 *	
* 7 *	* 196.0 *	* 5.772 *	* 296.553 *	
* 11 *	* 141.7 *	* 4.171 *	* 30.514 *	
* 13 *	* 159.4 *	* 4.692 *	* 352.219 *	
* 17 *	* 166.5 *	* 4.903 *	* 87.443 *	
* 19 *	* 168.0 *	* 4.946 *	* 44.644 *	
* 23 *	* 168.8 *	* 4.968 *	* 139.230 *	
* 25 *	* 168.9 *	* 4.974 *	* 96.605 *	

Tabela V.8 Tensões harmônicas resultantes
(valores de pico fase-neutro, em V)

* FATOR DE DISTORCAO *	* FATOR DE PICO NOMINAL *
* NO. (%) *	* NO. (%) *

* 1A *	* 102.110 *
* 2A *	* 100.959 *
* 3A *	* 100.821 *
* 4A *	* 100.802 *
* 5A *	* 100.330 *
* 6A *	* 100.795 *
* 7A *	* 100.861 *
* 8A *	* 102.551 *

(a)

(b)

Tabela V.9 Fatores de distorção. (a) FDT (b) FPN

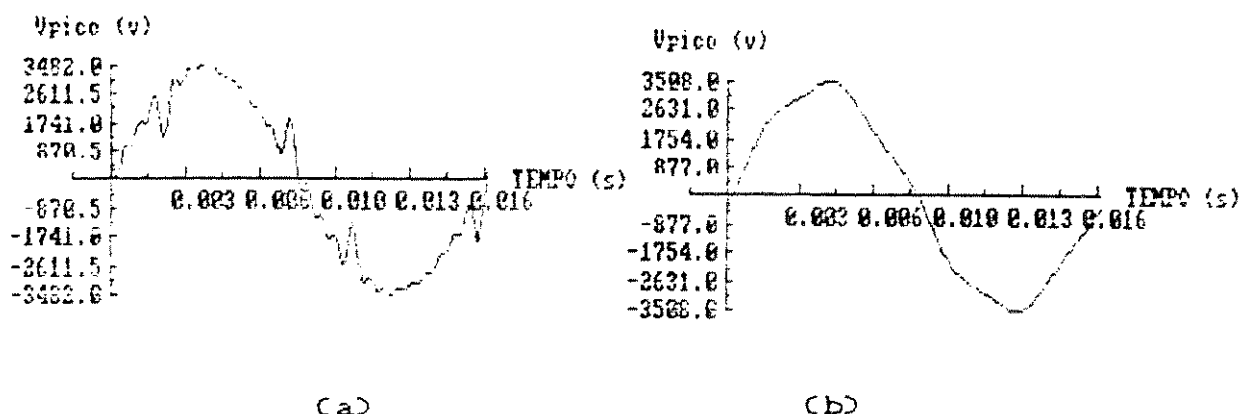


Fig. V.23 Sinais de tensão distorcidos (a) devido ao conversor. (b) devido a 5^a harmônica.

No segundo caso, apenas uma corrente harmônica de ordem cinco é injetada na barra 8. No entanto, a corrente fundamental não apresenta defasagem angular em relação a quinta harmônica. Estas injeções de corrente são dadas pela tabela (V.10). As tensões resultantes são apresentadas na tabela (V.11). O sinal distorcido na barra 8 pode ser observado na figura (V.23) (b) e os fatores de distorção são mostrados na tabela (V.12) (a) e (b).

F A S E A		
ORDER	MODULO (A)	ANGULO (GRADU)
1	1475.40	330.0
5	295.10	338.8

Tabela V.10 Correntes fundamental e de quinto harmônico (valores de pico, A)

* F A S E A *				

* ORDEM *	* MODULO (V) *	* % DA TENSÃO NOMINAL *	* ANGULO *	
* 1 *	3322.1 *	97.806 *	357.077 *	
* 5 *	189.9 *	5.591 *	246.011 *	

Tabela V.12 Tensões harmônicas resultantes
(valores de pico fase-neutro, em V)

*****		*****	
* FATOR DE DISTORÇÃO *		* FATOR DE PICO NOMINAL *	
*****		*****	
* NO *	(%) *	* NO *	(%) *
*****		*****	
* 1A *	.996 *	* 1A *	99.263 *
* 2A *	.872 *	* 2A *	99.328 *
* 3A *	1.019 *	* 3A *	99.086 *
* 4A *	1.004 *	* 4A *	99.059 *
* 5A *	.219 *	* 5A *	99.843 *
* 6A *	1.091 *	* 6A *	98.994 *
* 7A *	1.407 *	* 7A *	98.740 *
* 8A *	5.716 *	* 8B *	103.247 *
*****		*****	

(a)

(b)

Tabela V.12 Fatores de distorção. (a) FDT (b) FPN

Pelos resultados apresentados, é possível observar que no primeiro caso, com várias ordens de correntes harmônicas injetadas pelo conversor, o fator de distorção harmônica total de tensão (FDT) é da ordem de 14,5%, sendo o Fator de Pico Nominal de tensão harmônica (FPN) igual a 102,5%. No segundo caso, quando apenas a corrente harmônica de ordem cinco é injetada, o FDT cai para 5,6%, ou seja, menos da metade que no primeiro caso. Já o FPN apresenta um acréscimo de quase 1%, ficando em 103,2%. Desta forma, conclui-se que, mesmo que o FDT esteja

dentro dos limites aceitáveis pela legislação pertinente, o pico da tensão distorcida pode atingir valores superiores ao esperado. Numa situação de ressonância para determinada frequência, a composição com a fundamental pode significar um acréscimo sensível no valor de pico da tensão.

Os resultados apresentados neste capítulo dão uma boa indicação das muitas análises que podem ser elaboradas quando da utilização de um programa para a simulação do fluxo de correntes harmônicas nos sistemas elétricos. Buscou-se, como objetivo principal, a sedimentação de conceitos e a investigação qualitativa de fenômenos observados nos estudos das distorções harmônicas.

Desta forma, os primeiros resultados permitiram uma melhoria na avaliação do efeito da variação das resistências e reatâncias indutivas dos condutores elétricos em função do aumento da frequência. Foi possível observar até que ponto a sofisticação dos métodos de avaliação do efeito pelicular contribuem para uma efetiva melhoria dos modelos de linha de transmissão para estudos de fluxo harmônico.

Quanto aos componentes do sistema, as maiores observações ficaram por conta dos modelos das linhas de transmissão, como era de se esperar. Foi demonstrada, no decorrer do capítulo, a necessidade da utilização dos modelos de linha longa para os sistemas elétricos de potência. Já para sistemas industriais, um modelo mais simplificado permite bons resultados nas simulações. Para os demais componentes do sistema, a sofisticação dos modelos é inibida pelo próprio desconhecimento de muitos dos parâmetros representativos do elemento. Dificilmente os efeitos capacitivos presentes nas máquinas elétricas ou o acoplamento mútuo entre fases poderão interferir nos resultados decorrentes da simulação de fluxo harmônico e ainda assim a aquisição destes dados não parece tão trivial. No entanto, sempre que se tiver acesso a estes parâmetros, é conveniente que se utilize as máximas potencialidades dos modelos de componentes, visto que este procedimento provoca um acréscimo muito pequeno no esforço computacional. No que se refere a adequação de modelos para faixas de frequências

específicas, ainda há muito a ser explorado em termos de simulações, que devem ser acompanhadas de resultados práticos, determinados em laboratório ou em campo.

Quanto a investigação das impedâncias dos sistemas elétricos, a análise dos dois sistemas apresentados, um tipicamente industrial e outro com características de sistema de transmissão, indicou para um resultado que deverá ser melhor explorado : a grande semelhança entre as ressonância próprias das barras e as ressonâncias observadas entre impedâncias de transferência. Ao se confirmarem tais indicações, a análise de sistemas de muitas barras poderia ser iniciada pela avaliação global dos equivalentes de sistema visto das barras, o que apontaria para as barras mais problemáticas quando da instalação de cargas não lineares e, definida uma barra a ser conectada uma fonte harmônica, quais as frequências que, a priori, poderiam significar maiores preocupações para o sistema.

A apresentação das formas de onda de tensão devido a presença de harmônicas, permitem a visualização das reais condições da tensão de alimentação mediante uma fonte de distorção, principalmente com relação aos picos de tensão.

Finalmente, as análises dos fatores de distorção reforçam o sentimento de que o fator de distorção harmônica total de tensão (FDT) não deve ser a única (e nem parece ser a melhor) referência para se estabelecer limites de distorção na tensão de alimentação. A proposta do Fator de Pico Nominal para tensão harmônica (FPN), que expressa um sentimento generalizado quanto aos problemas causados por picos de tensão, principalmente com respeito a ruptura de isoladores e dielétricos, se mostra como alternativa para auxiliar na investigação da qualidade da energia elétrica fornecida. Sua vantagem em relação ao já conhecido Fator de Pico (ou Fator de Magnitude) é que o FPN está mais próximo aos valores de interesse com relação ao

pico da distorção, visto que considera a adição fasorial das diversas ordens harmônicas e relaciona o valor de pico com os valores nominais das tensões, os quais são usados como referência na determinação de isolações.

VI

CONCLUSÕES E SUGESTÕES

O Programa de Fluxo Harmônico, que se tornou a principal contribuição deste trabalho, atingiu em grande parte o objetivo proposto de otimização do Programa Computacional Fortran para Harmônicas em Sistemas de Potência (PCFHSP). Desenvolvido para computadores de grande porte, o PCFHSP tem como principal inconveniente sua não portabilidade em ambientes computacionais pequenos. Com isto, fica bastante restrito o número de usuários com possibilidades de utilizar esta ferramenta tão importante na análise de sistemas elétricos trifásicos portadores de cargas não-lineares, fontes características de distorção harmônica de tensão e corrente. Desta forma, o PFH vem possibilitar uma maior exploração desta ferramenta, visto que uma configuração básica de microcomputadores compatíveis com o IBM PC-AT, com memória RAM por volta de 2 Mb, é suficiente para o processamento do programa. É evidente que, quanto maior a capacidade de memória da máquina, maiores as configurações de sistemas capazes de serem analisadas. Assim, a portabilidade do programa é função direta do número de barras presentes no sistema. A principal limitação do PFH é dada em função da própria linguagem FORTRAN, que não permite um dimensionamento dinâmico das variáveis, o que obriga, à medida em que se aumenta as dimensões dos sistemas, a novos dimensionamentos e, conseqüentemente, nova compilação do programa. Uma reavaliação quanto a melhor linguagem computacional a ser utilizada é recomendável.

No que se refere ao método de avaliação das tensões harmônicas, a injeção de corrente parece atender as necessidades de uma análise preliminar dos efeitos das distorções no sistema. No entanto, é necessário que se utilize um fluxo de potência convencional para que se estime as tensões fundamentais antes de se estabelecer as tensões harmônicas. O método alternativo a este, que utiliza o Newton-Raphson modificado, além de se mostrar, segundo seus

autores, extremamente complexo para soluções de sistemas trifásicos, exige esforços computacionais muito maiores, o que volta a limitar a portabilidade do programa. Desta forma, o PFH pode ser uma rotina de um sistema mais completo na análise de sistemas elétricos que pode conter, além do fluxo de potência convencional, rotinas de determinação de parâmetros de linhas em função dos arranjos físicos da transmissão e diversas fontes harmônicas. A opção pelo método passo a passo para a formação de matriz impedância de barra dos sistemas elétricos foi decisiva para a otimização do programa, visto que tal método dispensa a inversão de grandes matrizes e economiza um grande número de vetores.

No que diz respeito às fontes harmônicas, as rotinas utilizadas no PFH se mantiveram tal como no PCFHSP, sendo implementados o conversor e o compensador estáticos, o forno de arco e o reator de núcleo saturado. É importante que elas também sejam otimizadas ao máximo, atendendo a filosofia do PFH.

Quanto aos modelos utilizados nas análises de fluxo harmônico, foi realizada uma revisão bibliográfica, procurando-se registrar características importantes a serem consideradas quando da escolha de um determinado modelo na simulação computacional de um sistema elétrico. Vários deles puderam ter suas características com a variação da frequência investigadas. Os principais resultados decorrentes destas simulações foram de caráter qualitativo. Dos componentes investigados, as linhas de transmissão mereceram destaque especial, visto que aparecem em número muito maior que os demais elementos do sistema e são, geralmente, os únicos componentes que têm suas características elétricas representadas por parâmetros distribuídos, na faixa de frequência considerada. Para as linhas simuladas, foi possível observar que equações simplificadas podem ser utilizadas quando da investigação do efeito pelicular em condutores, visto que o esforço computacional solicitado para a utilização da série de

Bessel com um grande número de termos não justifica a pequena diferença na precisão nos resultados finais. Além disso, o efeito da variação da indutância com a frequência, nos casos estudados, foi praticamente desprezível. Como as linhas simuladas são típicas de sistemas de potência, é conveniente que linhas de aspectos construtivos diferentes, principalmente os cabos subterrâneos, sejam também investigadas. As simulações das máquinas elétricas demonstraram que, embora seus modelos considerem parâmetros capacitivos, dificilmente contribuirão para definir pontos de ressonância do sistema como um todo. Nas análises individuais destes componentes, as ressonâncias aconteceram em frequências muito maiores que as de interesse, que normalmente são no máximo de 3 kHz. Desta forma, raramente as capacitâncias das máquinas são relevantes nos estudos de fluxo harmônico. A consideração destes parâmetros alteram muito pouco o esforço computacional na determinação dos resultados e, por este motivo, podem ser considerados sempre que forem disponíveis. Todas estas observações são válidas também para os modelos dos reatores. Os demais elementos não mereceram maiores atenções, pois se apresentam ou como reatâncias puras ou como capacitâncias puras. A determinação de modelos mais apropriados para faixas de frequência de interesse no estudo de fluxo harmônico só será possível quando se obtiver dados reais (ou em laboratórios ou por medição em campo) que possibilitem a comparação com os resultados das simulações. Existe uma tendência, nos métodos de determinação de fluxo harmônico analisados, de não detalhamento dos modelos das cargas lineares do sistema, mas sim da representação de conjuntos de cargas, por valores de potência ativa e/ou reativa, pois, como foi observado, a maior parte das cargas tem uma colaboração muito modesta na determinação de ressonâncias no sistema. Desta forma não há necessidade de se diversificar em demasia os modelos a serem implementados nos programas, a não ser que se identifique uma situação excepcional ou que se intencione concluir sobre um elemento específico.

A investigação dos pontos de ressonância dos sistemas, observando-se quais as barras de maior sensibilidade para determinadas frequências, levou a resultados que sugerem que as impedâncias de transferência entre as barras mantêm características muito parecidas com as das impedâncias próprias das barras. Este assunto poderá ser melhor explorado, através de observações mais aprofundadas na matriz impedância de barra dos sistemas.

Finalmente, as formas de onda das tensões distorcidas foram demonstradas a partir da composição de todas as ordens harmônicas geradas pela fonte poluidora, no caso, um conversor estático. Isto possibilita a visualização da forma de onda provável no barramento onde é alocada a fonte harmônica e permite observar que o pico da tensão distorcida pode ser superior ao da tensão fundamental. Foi justamente este efeito que culminou na sugestão de um fator de análise da qualidade da alimentação baseado na soma fasorial das tensões fundamental e harmônicas, o Fator de Pico Nominal para tensão harmônica (FPN). Este fator pôde ser comparado com o tradicional FDT, que se baseia nas tensões harmônicas eficazes, sendo apresentada uma situação em que a análise por tensão de pico indica mais nitidamente problemas devido ao surgimento de componentes harmônicas. Embora já exista o Fator de Pico (ou Fator de Magnitude) que avalia tensões de pico distorcidas, tal índice indica uma situação extrema, visto que está baseado na somatória dos módulos dos picos das tensões harmônicas, não considerando a relação angular entre a frequência fundamental e as harmônicas. Desta forma o FPN parece um índice mais recomendável para tal análise.

A importância deste trabalho pode ser dimensionada em função da visualização dos efeitos das harmônicas nos sistemas elétricos de potência, possibilitada através das diversas simulações apresentadas. A exploração do PCFHSP em aspectos não observados em [3], fazem desta pesquisa uma contribuição no sentido de realçar a

necessidade do estudo do fluxo harmônico como elemento adicional no planejamento dos sistemas. Muito ainda pode ser explorado, principalmente com relação ao funcionamento trifásico do programa, sendo que esta pesquisa é apenas mais um passo no sentido da continuidade de um estudo que tanto tem crescido nas últimas décadas, que é o estudo das distorções harmônicas.

APÊNDICE 1

FORMAÇÃO DA MATRIZ IMPEDÂNCIA DE BARRA^[7] : MÉTODO PASSO A PASSO

I

INTRODUÇÃO

Os métodos convencionais para a formação da matriz impedância de barra dos circuitos elétricos, normalmente necessitam de transformação e/ou inversão de matrizes. O presente método propõe a construção da matriz $[Z_{BUS}]$ passo a passo, adicionando-se um elemento de cada vez ao circuito.

Supondo-se que a matriz impedância de barra $[Z_{BUS}]$ representa uma rede parcial de m barras e um nó de referência (zero), adiciona-se a rede, entre as barra p e q , um elemento de cada vez, elemento este que pode ser um ramo ou uma ligação, conforme a figura (A1.1).

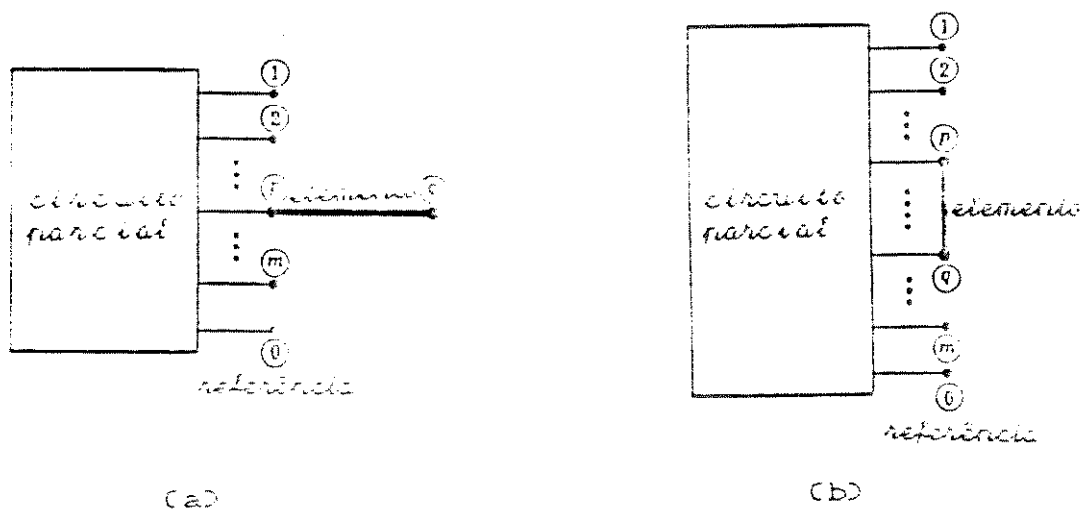


Fig. A1.1 Representação de uma rede parcial com adição de elementos. (a) adição de um ramo. (b) adição de uma ligação.

Se $p - q$ é um ramo, a barra q é uma nova barra adicionada a rede parcial e a matriz impedância de barra resultante é de ordem $(m+1) \times (m+1)$, para o caso monofásico, e $(3m+3) \times (3m+3)$, para o caso trifásico. Os novos vetores de tensão e de corrente, por fase, terão dimensão $(m+1)$ (e $(3m+3)$, se trifásico). Para determinar a nova matriz Z_{BUS} necessita-se apenas de cálculos dos elementos nas novas linhas e colunas.

Se $p - q$ é uma ligação, não há adição de novas barras na rede parcial, mantendo-se as dimensões originais da matriz Z_{BUS} . Neste caso, todos os elementos da matriz serão recalculados, pois sofrerão o efeito da adição da nova barra.

A seguir, será apresentado a montagem da matriz impedância de barra pelo método passo a passo, para os casos monofásicos e trifásicos.

I.1

CIRCUITOS MONOFÁSICOS

O circuito elétrico monofásico pode ser representado pela equação (A1.1)

$$\hat{E}_{BUS} = \left[Z_{BUS} \right] \hat{I}_{BUS} \quad (A1.1)$$

onde

$$\hat{E}_{BUS} = \text{vetor de tensão de barra com relação a uma barra de referência}$$

$$\hat{I}_{BUS} = \text{vetor de correntes de barra}$$

$$\left[Z_{BUS} \right] = \text{matriz impedância de barra}$$

I.11

ADIÇÃO DE UM RAMO

Como visto anteriormente, a adição de um ramo implica na criação de uma nova barra. Desta forma, a equação (A1.1), escrita na forma matricial, é dada por

$$\begin{array}{c} \begin{array}{|c|} \hline E_1 \\ \hline E_2 \\ \hline \dots \\ \hline E_n \\ \hline \dots \\ \hline E_m \\ \hline E_q \\ \hline \end{array} \end{array} = \begin{array}{c} \begin{array}{ccccc} & 1 & 2 & & n & & m & & q \\ \hline 1 & Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1n} & \dots & Z_{1m} & & Z_{1q} \\ \hline 2 & Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2n} & \dots & Z_{2m} & & Z_{2q} \\ \hline & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & & \dots \\ \hline n & Z_{n1} & Z_{n2} & \dots & Z_{nn} & \dots & Z_{nm} & & Z_{nq} \\ \hline & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & & \dots \\ \hline m & Z_{m1} & Z_{m2} & \dots & Z_{mr} & \dots & Z_{mm} & & Z_{mq} \\ \hline q & Z_{q1} & Z_{q2} & \dots & Z_{qn} & \dots & Z_{qm} & & Z_{qq} \\ \hline \end{array} \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{|c|} \hline I_1 \\ \hline I_2 \\ \hline \dots \\ \hline I_n \\ \hline \dots \\ \hline I_m \\ \hline I_q \\ \hline \end{array} \end{array}$$

(A1.2)

Supondo que o sistema é composto por elementos passivos lineares, então $Z_{qi} = Z_{iq}$, onde $i = 1, \dots, m$ e m representa as barras do circuito parcial, excluindo a barra q , a ser inserida no sistema. É suposto também o acoplamento mútuo entre o ramo $n - q$ e outro elemento do circuito parcial.

Os elementos Z_{qi} podem ser determinados pela injeção de corrente na i -ésima barra, permanecendo as demais correntes de barra iguais a zero, e medindo-se a tensão entre a barra q e o nó de referência. Este procedimento é apresentado na figura (A1.2).

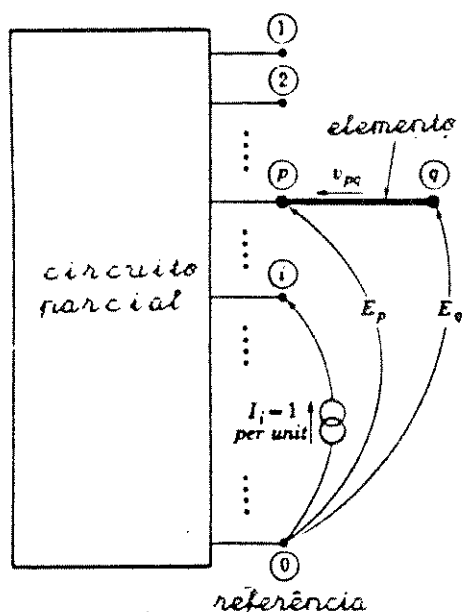


Fig. A1.2 Injeções para determinação de Z_{qi}

Desta forma, obtém-se :

$$\begin{aligned}
 E_f &= Z_{fi} I_i \\
 E_g &= Z_{gi} I_i \\
 &\dots\dots\dots \\
 E_p &= Z_{pi} I_i \\
 &\dots\dots\dots \\
 E_n &= Z_{ni} I_i \\
 E_q &= Z_{qi} I_i
 \end{aligned}
 \tag{A1.3}$$

Supondo a corrente I_i igual a 1 p.u., Z_{qi} é obtida imediatamente através do valor de E_q .

A tensão na barra q adicionada é dada por :

$$E_q = E_p - v_{pq}
 \tag{A1.4}$$

As correntes através dos elementos podem ser expressas na forma matricial, em função das admitâncias primitivas, conforme a equação (A1.5) :

$$\begin{bmatrix} i_{pq} \\ \hline \hat{i}_{pq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{pq,pq} & \hat{y}_{pq,pq} \\ \hline \hat{y}_{pq,pq} & y_{pq,pq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pq} \\ \hline \hat{v}_{pq} \end{bmatrix} \quad (A1.5)$$

O subscrito pq se refere ao elemento adicionado e o subscrito pq é relacionado aos outros elementos do sistema. Desta forma :

- i_{pq} e v_{pq} corrente e tensão no elemento adicionado
- $\hat{i}_{pq}$ e $\hat{v}_{pq}$ vetores de correntes e de tensões nos demais elementos do sistema
- $y_{pq,pq}$ admitância própria do elemento adicionado
- $\hat{y}_{pq,pq}$ vetor de admitâncias mútuas entre o elemento adicionado e os demais elementos do circuito
- $\hat{y}_{pq,pq}$ vetor transposto de $\hat{y}_{pq,pq}$
- $[y_{pq,pq}]$ e a matriz admitância primitiva do circuito parcial

A corrente no ramo adicionado, de acordo com a figura (A1.2), é igual a zero ($i_{pq} = 0$). No entanto, se o ramo pq tem acoplamento mútuo com outro elemento, a tensão no ramo será diferente de zero ($v_{pq} \neq 0$).

Se as tensões das barras inicial ($\hat{E}_p$) e final ($\hat{E}_q$) do circuito parcial, obtém-se:

$$\hat{v}_{pq} = \hat{E}_p - \hat{E}_q \quad (A1.6)$$

Equacionando a corrente em função da matriz admitância primitiva e da queda de tensão no elemento adicionado, chega-se a :

$$i_{pq} = y_{pq,pq} \hat{v}_{pq} + \hat{y}_{pq,po} \hat{v}_{po} \quad (A1.7)$$

Desde que a corrente i_{pq} é igual a zero, da equação (A1.7) obtém-se :

$$\hat{v}_{pq} = - \frac{\hat{y}_{pq,po} \hat{v}_{po}}{y_{pq,pq}} \quad (A1.8)$$

Substituindo as equações (A1.6) e (A1.7) em (A1.8), obtém-se

$$E_q = E_p + \frac{\hat{y}_{pq,po} \left[\hat{E}_p - \hat{E}_o \right]}{y_{pq,pq}} \quad (A1.9)$$

Desta forma, igualando-se a corrente I_i a 1 p.u. na equação (A1.3), é possível obter-se Z_{qi} em função das impedâncias. através da seguinte expressão:

$$Z_{qi} = Z_{pi} + \frac{\hat{y}_{pq,po} \left[\hat{Z}_{pi} - \hat{Z}_{oi} \right]}{y_{pq,po}} \quad (A1.10)$$

sendo $i = 1, 2, \dots, n$

$i \neq q$

O elemento Z_{qq} pode ser determinado pela injeção de corrente na barra q , permanecendo as demais correntes de barra iguais a zero, e medindo-se a tensão entre a barra q e as demais barras do sistema.

Desta forma :

$$\begin{aligned}
 E_1 &= Z_{1q} I_q \\
 E_3 &= Z_{3q} I_q \\
 &\dots\dots\dots \\
 E_n &= Z_{nq} I_q \\
 &\dots\dots\dots \\
 E_m &= Z_{mq} I_q \\
 E_q &= Z_{qq} I_q
 \end{aligned}
 \tag{A1.11}$$

Supondo a corrente I_q igual a 1 p.u., Z_{qq} é obtida imediatamente através do valor de E_q .

A tensão entre as barras n e q são dadas pela equação (A1.4). Sabendo-se que :

$$i_{nq} = - I_q = - 1 \tag{A1.12}$$

As tensões através dos demais elementos do circuito parcial são dadas pela equação (A1.6), enquanto as correntes são dadas pela equação (A1.5). Das equações (A1.5) e (A1.12), obtém-se :

$$-i_{nq} = Y_{nq, nq} V_{nq} - Y_{nq, pq} \hat{V}_{pq} = - 1 \tag{A1.13}$$

E, portanto :

$$V_{nq} = - \frac{1 + Y_{nq, pq} \hat{V}_{pq}}{Y_{nq, nq}} \tag{A1.14}$$

Substituindo as equações (A1.6) em (A1.14), obtém-se:

$$E_q = E_{f_i} + \frac{1 + \hat{y}_{pq, p\sigma} \left[\hat{E}_p - \hat{E}_\sigma \right]}{y_{pq, pq}} \quad (A1.15)$$

Finalmente, igualando-se a corrente I_q a 1 p.u. na equação (A1.11), é possível obter-se Z_{qq} em função das impedâncias, através da seguinte expressão:

$$Z_{qq} = Z_{pq} + \frac{\hat{y}_{pq, p\sigma} \left[\hat{Z}_{pq} - \hat{Z}_{\sigma q} \right]}{y_{pq, pq}} \quad (A1.16)$$

Se não há acoplamento mútuo entre o elemento adicionado e algum outro elemento do circuito, todos os elementos $\hat{y}_{pq, p\sigma}$ são iguais a zero e, assim a equação (A1.10) se torna :

$$Z_{qi} = Z_{pi} \quad (A1.17)$$

sendo $i = 1, 2, \dots, m$ e $i \neq q$

Da mesma forma, a equação (A1.16) se torna :

$$Z_{\sigma q} = Z_{pq} + Z_{pq, pq} \quad (A1.18)$$

Além disso, se não há acoplamento mútuo e se p é o nó de referência, isto é, o elemento inserido é um elemento shunt, então :

$$Z_{pi} = 0 \quad (A1.19)$$

$$Z_{qi} = 0 \quad (A1.20)$$

sendo $i = 1, 2, \dots, m$ e $i \neq q$

$$Z_{pq} = 0 \quad (A1.21)$$

Além disso :

$$Z_{qq} = z_{nq, nq} \quad (A1.22)$$

1.12

ADIÇÃO DE UMA LIGAÇÃO

A adição de uma ligação não implica na alteração da ordem da matriz $[Z_{BUS}]$, mas torna-se necessário recalcular todas as impedâncias do circuito parcial. Uma maneira de se proceder a inclusão da ligação é inserir uma fonte de tensão série com o elemento adicionado, de modo que a corrente através da ligação seja igual a zero, conforme a figura (A1.3) :

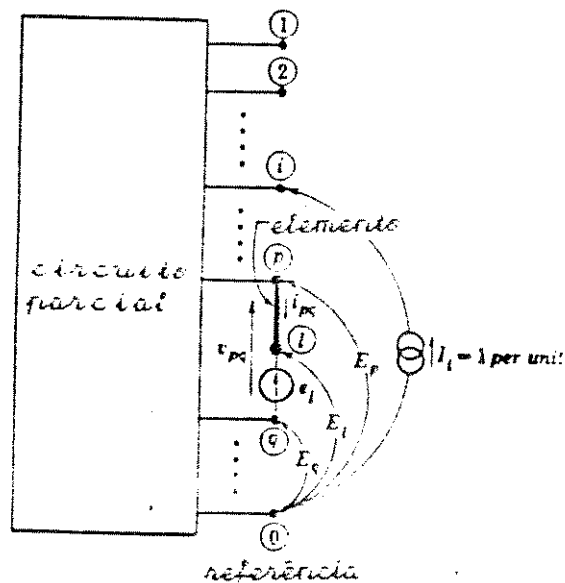


Fig. A1.3 Fonte de tensão em série com a ligação adicionada

É criado um nó fictício l e o novo elemento é ligado entre os nós $p - l$, que pode ser tratado como um ramo. Desta forma, a equação do estado do circuito parcial, escrita na forma matricial, é dada por:

		1	2	...	n	...	m	l		
E_1	=	1	Z_{11}	Z_{12}	$\dots$	Z_{1n}	$\dots$	Z_{1m}	Z_{1l}	I_1
E_2		2	Z_{21}	Z_{22}	$\dots$	Z_{2n}	$\dots$	Z_{2m}	Z_{2l}	I_2
$\dots$			$\dots$	$\dots$	$\dots$	$\dots$	$\dots$	$\dots$	$\dots$	$\dots$
E_n		n	Z_{n1}	Z_{n2}	$\dots$	Z_{nn}	$\dots$	Z_{nm}	Z_{nl}	I_n
$\dots$			$\dots$	$\dots$	$\dots$	$\dots$	$\dots$	$\dots$	$\dots$	$\dots$
E_m		m	Z_{m1}	Z_{m2}	$\dots$	Z_{mn}	$\dots$	Z_{mm}	Z_{ml}	I_m
e_l		l	Z_{l1}	Z_{l2}	$\dots$	Z_{ln}	$\dots$	Z_{lm}	Z_{ll}	I_l

(A1.23)

Desde que :

$$e_l = E_l - E_q$$

os elementos Z_{li} podem ser determinados injetando-se uma corrente I_i na barra i , mantendo as demais correntes do sistema iguais a zero e medindo-se a tensão entre o nó fictício l e a barra q .

Da equação (A1.23), determina-se

$$E_k = Z_{kl} I_i \quad (\text{A1.24})$$

sendo $k = 1, 2, \dots, m$

e

$$e_l = Z_{li} I_i \quad (\text{A1.25})$$

Fazendo I_i igual a 1 p.u., Z_{li} pode ser obtida da equação (A1.25), calculando-se e_l .

A fonte de tensão conectada em série será:

$$e_l = E_n - E_q - v_{pq} \quad (\text{A1.26})$$

Desde que a corrente i_{pq} na ligação conectada é zero, a corrente i_{nl} no ramo fictício $n-l$, em função das admitâncias primitivas e das quedas de tensão nos

elementos é dada por :

$$i_{pl} = y_{pl,pl} v_{pl} + \hat{y}_{pl,po} \hat{v}_{po} \quad (A1.27)$$

Sendo $i_{pl} = i_{pq} = 0$, obtém-se :

$$v_{pl} = - \frac{\hat{y}_{pl,po} \hat{v}_{po}}{y_{pl,pl}} \quad (A1.28)$$

Desde que :

$$\hat{y}_{pl,po} = \hat{y}_{pq,po} \quad \text{e} \quad y_{pl,pl} = y_{pq,pq}$$

então :

$$v_{pl} = - \frac{\hat{y}_{pq,po} \hat{v}_{po}}{y_{pq,pq}} \quad (A1.29)$$

Substituindo (A1.29), (A1.6) e (A1.25), em (A1.29), com I_i igual a 1 p.u., chega-se a definição de Z_{li} :

$$Z_{li} = Z_{pi} - Z_{qi} + \frac{\hat{y}_{pq,po} \left[\hat{Z}_{pi} - \hat{Z}_{qi} \right]}{y_{pq,pq}} \quad (A1.30)$$

sendo $i = 1, 2, \dots, m$ e $i \neq l$

O elemento Z_{ll} pode ser determinado injetando-se uma corrente I_l entre a barra q e o nó l e medindo-se a tensão em l com relação a q , com as demais correntes de barra do circuito parcial iguais a zero. Assim :

$$E_k = Z_{kl} I_l \quad (A1.31)$$

sendo $k = 1, 2, \dots, m$

e

$$e_l = Z_{ll} I_l \quad (A1.32)$$

Fazendo I_l igual a 1 p.u., pose-se obter Z_{ll} determinando-se e_l . A corrente no elemento $p - l$ é dada por :

$$i_{pl} = - I_l = -1$$

Pode-se determinar a corrente i_{pl} em função das admitâncias primitivas e das quedas de tensão nos elementos, de acordo com a equação :

$$i_{pl} = y_{pl,pl} v_{pl} + \hat{y}_{pl,po} \hat{v}_{po} = -1 \quad (A1.33)$$

Desde que :

$$\hat{y}_{pl,po} = \hat{y}_{pq,po} \quad \text{e} \quad y_{pl,pl} = y_{pq,pq}$$

então :

$$v_{pl} = - \frac{1 + \hat{y}_{pq,po} \hat{v}_{po}}{y_{pq,pq}} \quad (A1.34)$$

Substituindo as equações (A1.34), (A1.6) e (A1.32), com I_q igual a 1 p.u. na equação (A1.26), é possível obter Z_{ll} em função das impedâncias, através da seguinte expressão:

$$Z_{ll} = Z_{pl} - Z_{ql} + \frac{\hat{y}_{pq,po} \left[\hat{Z}_{pl} - \hat{Z}_{ql} \right]}{y_{pq,pq}} \quad (A1.35)$$

Se não há acoplamento mútuo entre o elemento adicionado e algum outro elemento do circuito, todos os elementos $y_{pq,po}$ são iguais a zero e, assim a equação (A1.30) se torna :

$$Z_{ii} = Z_{pi} - Z_{qi} \quad (A1.36)$$

sendo $i = 1, 2, \dots, m$ e $i \neq q$

Da mesma forma, a equação (A1.35) se torna :

$$Z_{ii} = Z_{pi} - Z_{qi} + z_{pq,pq} \quad (A1.37)$$

Além disso, se não há acoplamento mútuo e se p é o nó de referência, isto é, o elemento inserido é um elemento shunt, então :

$$Z_{pi} = 0 \quad (A1.38)$$

$$e \quad Z_{ii} = -Z_{qi} \quad (A1.39)$$

sendo $i = 1, 2, \dots, m$ e $i \neq q$

$$e \quad Z_{pq} = 0 \quad (A1.40)$$

Além disso :

$$Z_{ii} = -Z_{qi} + z_{pq,pq} \quad (A1.41)$$

O nó fictício i é eliminado, curto-circuitando-se a fonte de tensão em série com a ligação conectada a rede, o que, matematicamente, é apresentado na equação (A1.42)

$$Z_{ij(mod)} = Z_{ij(fic)} - \frac{Z_{ii} Z_{ij}}{Z_{ii}} \quad (A1.42)$$

$Z_{ij(mod)} =$ resultado da eliminação
do nó fictício l
 sendo
 $Z_{ij(fic)} =$ elemento incluindo o
efeito do nó fictício l

1.2

CIRCUITOS TRIFÁSICOS

A matriz impedância de barra para circuitos elétricos trifásicos pode ser construída, utilizando-se o método passo a passo, de forma semelhante a construção da matriz Z_{BUS} monofásica. A equação do circuito trifásico parcial é dada abaixo :

$$\hat{E}_{BUS}^{a,b,c} = \left[Z_{BUS}^{a,b,c} \right] \hat{I}_{BUS}^{a,b,c} \quad (A1.43)$$

onde $\hat{E}_{BUS}^{a,b,c}$ = vetor de tensão de barra trifásica com
relação a uma barra de referência
 $\hat{I}_{BUS}^{a,b,c}$ = vetor de correntes de barra

$\left[Z_{BUS}^{a,b,c} \right]$ = matriz impedância de barra trifásica

Quando os elementos trifásicos do circuito são desequilibrados, as submatrizes $Z_{ij}^{a,b,c}$ e $Z_{ji}^{a,b,c}$ de ordem (3x3) não são iguais, e a formação de Z_{BUS} seguirá o algoritmo descrito a seguir.

1.2.1

ADIÇÃO DE UM RAMO TRIFÁSICO

Como visto anteriormente, a adição de um ramo implica na criação de uma nova barra. Desta forma, a equação (A1.43), escrita na forma matricial, é dada por:

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{c} E_{11}^{a,b,c} \\ \vdots \\ E_{p1}^{a,b,c} \\ \vdots \\ E_{m1}^{a,b,c} \\ E_{q1}^{a,b,c} \end{array}
 \end{array}
 =
 \begin{array}{c}
 \begin{array}{c} 1 \\ \vdots \\ p \\ \vdots \\ m \\ q \end{array}
 \begin{array}{c} 1 \quad \dots \quad p \quad \dots \quad m \quad \dots \quad q \\
 \begin{array}{c} Z_{11}^{a,b,c} \quad \dots \quad Z_{1p}^{a,b,c} \quad \dots \quad Z_{1m}^{a,b,c} \quad Z_{1q}^{a,b,c} \\
 \vdots \\
 Z_{p1}^{a,b,c} \quad \dots \quad Z_{pp}^{a,b,c} \quad \dots \quad Z_{pm}^{a,b,c} \quad Z_{pq}^{a,b,c} \\
 \vdots \\
 Z_{m1}^{a,b,c} \quad \dots \quad Z_{mp}^{a,b,c} \quad \dots \quad Z_{mm}^{a,b,c} \quad Z_{mq}^{a,b,c} \\
 Z_{q1}^{a,b,c} \quad \dots \quad Z_{qp}^{a,b,c} \quad \dots \quad Z_{qm}^{a,b,c} \quad Z_{qq}^{a,b,c} \end{array}
 \end{array}
 \begin{array}{c} I_1^{a,b,c} \\ \vdots \\ I_p^{a,b,c} \\ \vdots \\ I_m^{a,b,c} \\ I_q^{a,b,c} \end{array}
 \end{array}
 \quad (A1.44)$$

Como no caso monofásico, o elemento trifásico $Z_{qi}^{a,b,c}$ é determinado injetando-se na barra i uma corrente de intensidade I_i para cada uma das fases, independentemente, permanecendo as demais correntes de barra iguais a zero, e medindo-se a tensão entre a barra q e o nó de referência. Da mesma forma, para se determinar $Z_{iq}^{a,b,c}$, injeta-se uma corrente trifásica na barra q , medindo-se a tensão entre a barra i e o nó de referência.

É importante lembrar que

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{c} a \quad b \quad c \\
 \begin{array}{c} Z_{aa}^{a,b,c} \quad Z_{ab}^{a,b,c} \quad Z_{ac}^{a,b,c} \\
 Z_{ba}^{a,b,c} \quad Z_{bb}^{a,b,c} \quad Z_{bc}^{a,b,c} \\
 Z_{ca}^{a,b,c} \quad Z_{cb}^{a,b,c} \quad Z_{cc}^{a,b,c} \end{array}
 \end{array}
 \end{array}
 =
 \begin{array}{c}
 \begin{array}{c} a \\ b \\ c \end{array}
 \begin{array}{c} Z_{aa}^{a,b,c} = \text{impedância própria da barra } q, \text{ fase } a \\
 Z_{ab}^{a,b,c} = \text{impedância mútua entre as fases } a \text{ e } b \text{ da barra } q \\
 \end{array}
 \end{array}$$

(3x3)

$a, b, c =$ fases da barra q

$$Z_{qi}^{a,b,c} = \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} a & b & c \\ \begin{array}{|c|} \hline Z_{qi}^{aa} \\ \hline \end{array} & \begin{array}{|c|} \hline Z_{qi}^{ab} \\ \hline \end{array} & \begin{array}{|c|} \hline Z_{qi}^{ac} \\ \hline \end{array} \\ \begin{array}{|c|} \hline Z_{qi}^{ba} \\ \hline \end{array} & \begin{array}{|c|} \hline Z_{qi}^{bb} \\ \hline \end{array} & \begin{array}{|c|} \hline Z_{qi}^{bc} \\ \hline \end{array} \\ \begin{array}{|c|} \hline Z_{qi}^{ca} \\ \hline \end{array} & \begin{array}{|c|} \hline Z_{qi}^{cb} \\ \hline \end{array} & \begin{array}{|c|} \hline Z_{qi}^{cc} \\ \hline \end{array} \end{array} \\ (3 \times 3) \end{array}$$

Z_{qi}^{aa} = impedância de transferência entre as fases a das barras q e i

Z_{qi}^{ab} = impedância de transferência entre as fases a e b das barras q e i

a, b, c = fases das barras q e barras i

$$E_q^{a,b,c} = \begin{array}{|c|} \hline E_q^a \\ \hline E_q^b \\ \hline E_q^c \\ \hline \end{array}$$

E_q^a = tensão na fase a da barra q

$$I_q^{a,b,c} = \begin{array}{|c|} \hline I_q^a \\ \hline I_q^b \\ \hline I_q^c \\ \hline \end{array}$$

I_q^a = corrente na fase a da barra q

Para o cálculo do elemento $Z_{qi}^{a,b,c}$, injeta-se uma corrente trifásica no nó i, mantendo-se as demais correntes do circuito iguais a zero. Utilizando-se as mesmas relações para a determinação da equação (A1.10), obtém-se :

$$\underline{Z}_{ci}^{a,b,c} = \underline{Z}_{pi}^{a,b,c} + \left[\underline{Y}_{pq,pq}^{a,b,c} \right]^{-1} \hat{Y}_{pq,pi}^{a,b,c} \left[\hat{\underline{Z}}_{pi}^{a,b,c} - \hat{\underline{Z}}_{oi}^{a,b,c} \right] \quad (A1.45)$$

Para calcular o elemento $Z_{iq}^{a,b,c}$, aplica-se uma corrente trifásica na barra q e mantém-se as demais correntes iguais a zero. Num processo semelhante ao utilizado para se determinar a equação (A1.45), chega-se a:

$$\underline{Z}_{ic}^{a,b,c} = \underline{Z}_{ip}^{a,b,c} + \left[\hat{\underline{Z}}_{io}^{a,b,c} - \hat{\underline{Z}}_{iq}^{a,b,c} \right] \hat{Y}_{pq,pq}^{a,b,c} \left[\underline{Y}_{pq,pq}^{a,b,c} \right]^{-1} \quad (A1.46)$$

Da mesma forma que na determinação de $Z_{iq}^{a,b,c}$, o elemento $Z_{qq}^{a,b,c}$ é calculado através da medição da tensão na barra q , com relação ao nó de referência. Assim:

$$Z_{qq}^{a,b,c} = Z_{pq}^{a,b,c} + \left[y_{pq,pq}^{a,b,c} \right]^{-1} \left\{ U + \hat{y}_{pq,po}^{a,b,c} \left[\hat{Z}_{pq}^{a,b,c} - \hat{Z}_{\sigma q}^{a,b,c} \right] \right\} \quad (A1.47)$$

As equações (A1.45), (A1.46) e (A1.47) consideram o acoplamento mútuo entre o elemento conectado e os demais elementos do circuito. No caso de não haver acoplamento mútuo, os elementos de $\hat{y}_{pq,po}^{a,b,c}$ são iguais a zero e $\left[y_{pq,pq}^{a,b,c} \right]^{-1} = Z_{pq,pq}^{a,b,c}$, tornando as equações bastante simplificadas, reduzindo-as a:

$$Z_{qi}^{a,b,c} = Z_{pi}^{a,b,c} \quad (A1.48)$$

$$Z_{iq}^{a,b,c} = Z_{ip}^{a,b,c} \quad (A1.49)$$

$$Z_{qq}^{a,b,c} = Z_{pq}^{a,b,c} + Z_{pq,pq}^{a,b,c} \quad (A1.50)$$

Caso o nó p seja o nó de referência, isto é, o elemento inserido é um ramo shunt, os elementos de $Z_{qi}^{a,b,c}$ e $Z_{ic}^{a,b,c}$ são iguais a zero. Desta forma

$$Z_{qq}^{a,b,c} = Z_{pq,pq}^{a,b,c} \quad (A1.51)$$

Se os elementos do sistema são equilibrados.

$$Z_{qi}^{a,b,c} = Z_{iq}^{a,b,c}$$

1.2.2

ADIÇÃO DE UMA LIGAÇÃO TRIFÁSICA

Como já foi observado, adição de uma ligação não implica na criação de novas barras. Para se determinar as impedâncias do novo elemento, insere-se uma fonte de tensão trifásica em série com a ligação a ser adicionada, de modo que a corrente através da ligação seja igual a zero, da mesma forma como no caso monofásico.

É criado um nó fictício l e o novo elemento é ligado entre os nós $p - l$, que pode ser tratado como um ramo. Desta forma, a equação (A1.43), escrita na forma matricial, é dada por :

		1		p		m		l	
$E_i^{a,b,c}$	1	$Z_{11}^{a,b,c}$	...	$Z_{1p}^{a,b,c}$	...	$Z_{1m}^{a,b,c}$	$Z_{1l}^{a,b,c}$	$I_1^{a,b,c}$	
...		...	...	...	...	...	...	...	
$E_p^{a,b,c}$	p	$Z_{p1}^{a,b,c}$	...	$Z_{pp}^{a,b,c}$	...	$Z_{pm}^{a,b,c}$	$Z_{pl}^{a,b,c}$	$I_p^{a,b,c}$	
...		...	...	...	...	...	...	...	
$E_m^{a,b,c}$	m	$Z_{m1}^{a,b,c}$	...	$Z_{mp}^{a,b,c}$	...	$Z_{mm}^{a,b,c}$	$Z_{ml}^{a,b,c}$	$I_m^{a,b,c}$	
$E_l^{a,b,c}$	q	$Z_{l1}^{a,b,c}$	...	$Z_{lp}^{a,b,c}$	...	$Z_{lm}^{a,b,c}$	$Z_{ll}^{a,b,c}$	$I_l^{a,b,c}$	

(A1.52)

Os elementos $Z_{li}^{a,b,c}$ são determinados injetando-se uma corrente trifásica $I_i^{a,b,c}$ na barra i , mantendo as demais correntes do sistema iguais a zero e medindo-se a tensão entre o nó fictício l e a barra q . Desta forma :

$$Z_{li}^{a,b,c} = Z_{pi}^{a,b,c} - Z_{qi}^{a,b,c} + \left[y_{pq,pq}^{a,b,c} \right]^{-1} \hat{y}_{pq,po}^{a,b,c} \left[\hat{Z}_{pi}^{a,b,c} - \hat{Z}_{oi}^{a,b,c} \right] \quad (A1.53)$$

Os elementos $Z_{il}^{a,b,c}$ podem ser determinados injetando-se uma corrente trifásica $I_l^{a,b,c}$ entre a barra q e o nó l e medindo-se a tensão na barra i . Todas as demais barras permanecem com a corrente igual a zero. Desta forma :

$$Z_{il}^{a,b,c} = Z_{ip}^{a,b,c} - Z_{iq}^{a,b,c} + \left[\hat{Z}_{ip}^{a,b,c} - \hat{Z}_{io}^{a,b,c} \right] \hat{y}_{po,pq}^{a,b,c} \left[y_{pq,pq}^{a,b,c} \right]^{-1} \quad (A1.54)$$

O elemento $Z_{ll}^{a,b,c}$ pode ser determinado injetando-se uma corrente trifásica $I_l^{a,b,c}$ entre a barra q e o nó l e medindo a tensão em l com relação a q . Assim :

$$Z_{ll}^{a,b,c} = \left[\hat{Z}_{pl}^{a,b,c} - \hat{Z}_{ol}^{a,b,c} \right] + \left[y_{pq,pq}^{a,b,c} \right]^{-1} \left\{ U + \hat{y}_{pq,po}^{a,b,c} \left[\hat{Z}_{pl}^{a,b,c} - \hat{Z}_{ol}^{a,b,c} \right] \right\} \quad (A1.55)$$

Se não há acoplamento mútuo entre a ligação adicionada e os demais elementos do circuito, as equações (A1.51), (A1.52) e (A1.53) tornam-se bastante simplificadas e são apresentadas por

$$Z_{li}^{a,b,c} = Z_{pi}^{a,b,c} - Z_{qi}^{a,b,c} \quad (A1.56)$$

$$Z_{il}^{a,b,c} = Z_{ip}^{a,b,c} - Z_{iq}^{a,b,c} \quad (A1.57)$$

$$Z_{ll}^{a,b,c} = Z_{pl}^{a,b,c} - Z_{ol}^{a,b,c} + Z_{pq,pq}^{a,b,c} \quad (A1.58)$$

Se a barra p for o nó de referência (elemento shunt), as equações ficam:

$$Z_{li}^{a,b,c} = - Z_{qi}^{a,b,c} \quad (A1.59)$$

$$Z_{il}^{a,b,c} = - Z_{iq}^{a,b,c} \quad (A1.60)$$

$$Z_{ll}^{a,b,c} = - Z_{ql}^{a,b,c} + Z_{pq,pq}^{a,b,c} \quad (A1.61)$$

Se os elementos forem equilibrados,

$$Z_{li}^{a,b,c} = Z_{il}^{a,b,c}$$

O nó fictício l é eliminado, como visto para o caso monofásico, curto-circuitando-se a fonte de tensão em série com a ligação conectada a rede, o que, matematicamente, é apresentado na equação (A1.62).

$$Z_{ij(mod)}^{a,b,c} = Z_{ij(fic)}^{a,b,c} - Z_{il}^{a,b,c} \left[Z_{ll}^{a,b,c} \right]^{-1} Z_{lj}^{a,b,c} \quad (A1.62)$$

$Z_{ij(mod)}^{a,b,c}$ = resultado da eliminação
do nó fictício l
sendo

$Z_{ij(fic)}^{a,b,c}$ = elemento incluindo o
efeito do nó fictício l

$i = 1, 2, \dots, nn3$ e $j = 1, 2, \dots, nn3$

$nn3 = 3$ vezes o número de barras

APÊNDICE 2

EFEITO DA FREQUÊNCIA NOS PARÂMETROS DAS LINHAS
DE TRANSMISSÃOI INFLUÊNCIA DO EFEITO PELICULAR SOBRE
A IMPEDÂNCIA

Quando submetido a corrente alternada, um condutor apresenta uma distribuição não uniforme de corrente elétrica em sua seção transversal. Normalmente, nos condutores cilíndricos, a densidade de corrente aumenta do interior para a superfície externa podendo, no entanto, para condutores de grandes bitolas, tal variação de densidade de corrente ocorrer ao longo do raio [19]. Este fenômeno é denominado *efeito pelicular* e altera substancialmente a impedância interna do condutor, principalmente para altas frequências.

A impedância interna é constituída pela resistência do condutor, denominada *resistência efetiva*, e pelo fluxo concatenado interno ao condutor, que origina a *indutância interna*. Sua equação é dada por :

$$Z_{int} = \frac{\rho_m}{2\pi r} \frac{ber_{mr} + jbei_{mr}}{bei'_{mr} - jber'_{mr}} \quad [\text{Ohm/metro}] \quad (A2.1)$$

Os termos *ber* e *bei* são abreviações de *bessel real* e *bessel imaginário*, sendo *ber'* e *bei'* suas respectivas derivadas.

ber e *bel* são dados por :

$$ber_{mr} = 1 - \frac{(mr)^4}{2^2 \times 4^2} + \frac{(mr)^8}{2^2 \times 4^2 \times 6^2 \times 8^2} - \dots \quad (A2.2)$$

$$\begin{aligned} \text{bei } mr &= \frac{(mr)^2}{2^2} - \frac{(mr)^6}{2^2 \times 4^2 \times 6^2} + \\ &+ \frac{(mr)^{10}}{2^2 \times 4^2 \times 6^2 \times 8^2 \times 10^2} - \dots \end{aligned} \quad (\text{A2.3})$$

1.1 EFEITO PELICULAR SOBRE A RESISTÊNCIA EFETIVA

Nos condutores submetidos à corrente contínua, a distribuição de corrente torna-se uniforme e a resistência é dada por :

$$R_{cc} = \frac{\rho}{A} = \frac{\rho}{\pi r^2} \quad [\text{Ohm/m}] \quad (\text{A2.4})$$

onde A = área do condutor [CM]
 r = raio do condutor [metros]
 ρ = resistividade do condutor [(Ohm x mm)² / m]

A parte real da equação da impedância interna representa a resistência efetiva e é dada por:

$$R = \frac{\rho m}{2\pi r} \frac{\text{ber } mr \text{ bei}'mr - \text{bei } mr \text{ ber}'mr}{(\text{bei}'mr)^2 + (\text{ber}'mr)^2} \quad [\text{Ohm/m}] \quad (\text{A2.5})$$

Relacionando a resistência para corrente contínua com a resistência efetiva, obtém-se :

$$\frac{R}{R_{cc}} = \frac{mr}{2} \frac{\text{ber } mr \text{ bei}'mr - \text{bei } mr \text{ ber}'mr}{(\text{bei}'mr)^2 + (\text{ber}'mr)^2} \quad (\text{A2.6})$$

sendo o fator m dado por

$$m = \sqrt{\frac{\omega \mu}{\rho}}$$

onde $\omega = 2\pi f$ (velocidade angular - [rad/s])

$$\mu = \mu_o \times \mu_r$$

$\mu_o = 4\pi \times 10^{-7}$ (permeabilidade do vácuo - [Henry/m])

μ_r = permeabilidade relativa (normalmente igual a 1)

f = frequência, em Hz

O fator mr pode ser dado ainda por :

$$mr = 15.84 \times 10^{-4} \sqrt{\frac{\mu_r f}{R_{cc}}} \quad (A2.7)$$

1.2

EFEITO PELICULAR SOBRE A INDUTÂNCIA INTERNA

A indutância interna para frequências suficientemente baixas é dada por :

$$L_{int(cc)} = \frac{\mu}{8\pi} \quad [\text{Henry/m}] \quad (A2.8)$$

A parte complexa da impedância interna de um condutor submetido a corrente alternada é a reatância indutiva interna, dada por :

$$\omega L_{int} = \frac{\rho m}{2\pi r} \frac{\text{bei}'mr \text{ber}'mr + \text{ber}mr \text{bei}'mr}{(\text{bei}'mr)^2 + (\text{ber}'mr)^2} \quad [\text{Ohm/m}] \quad (A2.9)$$

Portanto, relacionando a indutância interna de um condutor maciço, submetido a uma corrente alternada com a indutância a frequência extremamente baixa, obtém-se :

$$\frac{L_{int}}{L_{int(cc)}} = \frac{4}{mr} \frac{beimr \, bei'mr + bermr \, ber'mr}{(bei'mr)^2 + (ber'mr)^2} \quad (A2.10)$$

Com o aumento da frequência e a concentração de corrente próxima a superfície do condutor, o fluxo concatenado interno torna-se menor, diminuindo, assim, a indutância interna.

A figura A2.1 apresenta a relação entre as resistências c.a. e c.c., para um condutor cilíndrico com campo magnético uniforme em sua periferia, em função de mr .

A figura A2.2 apresenta a relação entre a indutância interna real e a indutância interna em baixas frequências, para um condutor cilíndrico com campo magnético uniforme em sua periferia, em função de mr .

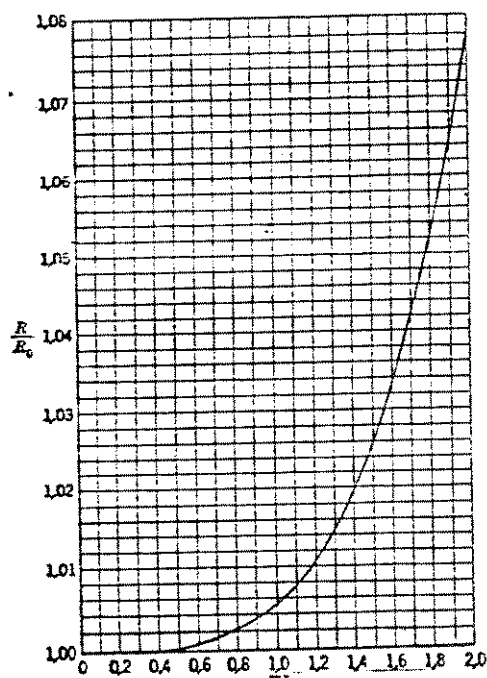


Fig A2.1 Relação entre as resistências c.a. e c.c. em função de mr .

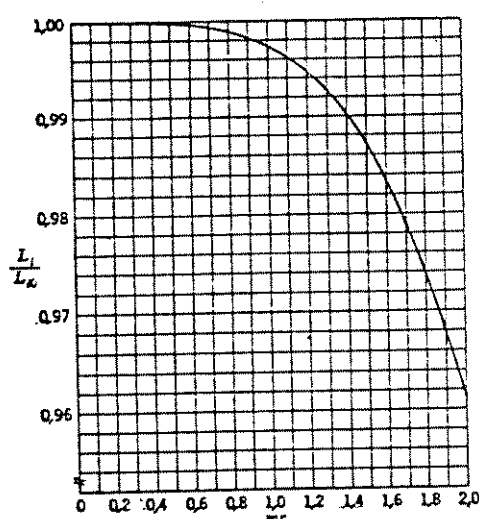


Fig A2.2 Relação entre a indutância interna real e a baixas frequências em função de mr .

Deve-se observar que a indutância total do condutor é dada pela soma da indutância interna com a indutância externa [17], sendo a indutância externa dada pela equação (A2.11).

$$L_{ext} = 2 \times 10^{-7} \ln \frac{D}{r} \quad [H/m] \quad (A2.11)$$

onde D = ponto externo ao condutor [m]
 r = raio do condutor [m]

Para um cabo composto por vários condutores, o raio r do condutor é substituído pelo raio médio geométrico (RMG). No caso de vários cabos, a distância D é substituída pela distância média geométrica (DMG) entre os condutores. Des acordo com a forma como o condutor é encordado, o efeito pelicular na indutância tende a diminuir.

Como a indutância externa é considerada independente da variação da frequência e bem maior que a indutância interna, o efeito pelicular é, em geral, desprezível para as indutâncias dos condutores.

B I B L I O G R A F I A

- [01] GRADY, W. M.; "Harmonic Power Flow Studies", PhD Thesis, Purdue University, Aug. 1983.
- [02] KIMBARK, E. W.; "Diret Current Transmission", vol. 1, J.W. & Sons, Inc., New York - USA, 1971.
- [03] PIRES, F. A. C.; "Uma Contribuição ao Estudo de Harmônicas em Sistemas de Potência", Tese de Doutorado, UNICAMP, Fev/1991.
- [04] Working Group; "Power System Harmonics: AN OVERVIEW", IEEE-PAS, vol. PAS-102, No. 8, Aug. 1983.
- [05] XIA, D. and HEYDT, G. T. ; "Harmonic Power Flow Studies Part I - Formulation and Solution", IEEE-PAS, vol. PAS-101, No. 6, June 1982.
- [06] Load Characteristic Task Force; "The Effects of Power System Harmonics on Power Systems Equipment and Loads", IEEE-PAS, vol. PAS-104, No. 9, Aug. 1985.
- [07] SHUTER, T. C., VOLLKOMMER, H. T. and KIRKPATRICK, T. L.; "Survey of Harmonic Levels on the American Electric Power Distribution System", IEEE Trans. on PD, vol. 4, No. 4, Oct.1989.
- [08] HINGORANI, N. G. and BURBERY, M. F.; "Simulation of AC System Impedance in HVDC System Studies", IEEE-PAS, vol. PAS-88, No. 5/6, May/June 1970.
- [09] XIA, D. and HEYDT, G. T. ; "Harmonic Power Flow Studies Part II- Implementation and Practical Application", IEEE-PAS, vol. PAS-101, No.6, June 1982.
- [10] PILEGGI, D. J.; "Prediction of Harmonic Voltages in Distribution Systems", IEEE-PAS, vol. PAS-100, No. 3, March 1981.

- [11] ELGERD, O. E.; "Electric Energy Systems Theory", McGraw Hill, 1971.
- [12] MAHMOUD, A. A.; "A Method for Analyzing Harmonic Distribution in A. C. Power Systems", IEEE-PAS, vol. PAS-101, No. 6, June 1982.
- [13] DESEM, T. J.; "Three Phase Transmission System Modelling for Harmonic Penetration Studies", IEEE-PAS, vol. PAS-103, No. 2, Feb. 1984.
- [14] CALLAGHAN, C. D., ARRILAGA, J.; "Double-iterative Algorithm for the Analysis of Power and Harmonic Flows at AC/DC Converter terminals", IEE Proc.C, vol 136, No. 6, Nov. 1989.
- [15] STAGG, G. W.; "Computer Methods in Power System Analysis", McGraw-Hill Series, USA.
- [16] IEEE; " Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters", ANSI/IEEE Standard 519, Apr. 1981.
- [17] FUCHS, R. D.; "Transmissão de Energia Elétrica (LINHAS AÉREAS)", LTC Editora, S.A., 2^a edição, 1977.
- [18] ARRILAGA, J., DENSEM, T. J. and HARKER, E. J.; "Zero Sequence Harmonic Current Generation in Transmission Lines Connected to Large Converter Plant", IEEE/PES, Winter Meeting, New York, January 30-February 4, 1983.
- [19] STEVENSON Jr., W. D.; "Elementos de Análise de Sistemas de Potência", McGraw-Hill do Brasil, Ltda., 1974.
- [20] PANKAJ, K. and LANDA, H. A.; " Derating of Induction Motors Due to Waveform Distortion", IEEE Trans. on IA, vol 26, No. 6, Nov./Dec. 1990.
- [21] ARRILAGA, J.; "Power System Harmonics", J. W. & Sons, Inc., 1985.

- [22] HART, P. M. and BONWICK, W. J.; "Harmonic Modelling of Synchronous Machines", IEE Proc.C, vol 135, No. 2, Mar. 1988.
- [23] CIGRÉ Working Group 35-05; " Harmonics, Characteristic Parameters, Methods of Study, Estimates of Existing values in the Network", Electra, No. 77, July 1979.
- [24] BOWLES, J. P.; "AC System and Transformer Representation for HV-DC Transmission Studies", IEEE-PAS, vol. PAS-89, No. 7, Sep./Oct. 1970.
- [25] MAKRAN, E. B., THOMPSON, R. L. and GIRGIS, A. A.; "Effects of Transformer Models on the Voltage Variation of an Unbalanced Distribution System in the Presence of Harmonic Distortion", Electric Power Systems Research, 17, 1989.
- [26] ANDERSON, P. M., FOUAD, A. A.; "Power System Control and Stability", The Iowa State University Press, 1977.
- [27] ACHA, E., ARRILAGA, J., MEDINA, A. and SEMLYEN, A.; "General Frame of Reference for Analysis of Harmonic Distortion in Systems With Multiple Transformer Nonlinearities", IEE Proc.C, vol. 136, No. 6, Sep. 1989.