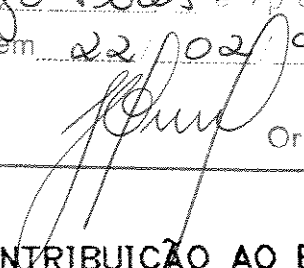


UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por Francisca Ap. de
Camargo Pires e aprovada pela Comissão
Julgadora em 22/02/91.
 Orientador

UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE HARMÔNICAS
EM SISTEMAS DE POTÊNCIA

FRANCISCA APARECIDA DE CAMARGO PIRES
Orientador: JOSÉ CARLOS DE OLIVEIRA

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

FEVEREIRO DE 1991

Dedico este trabalho à memória de
minha mãe, uma professora primária
que, ao longo de 36 anos de serviço,
alfabetizou muita gente.

AGRADECIMENTOS

Os meus mais sinceros agradecimentos ao Prof. Dr. José Carlos de Oliveira, meu guia nestes últimos anos de trabalho, pela orientação precisa e, sobretudo, pela amizade.

Agradeço ao Prof. Dr. José Pissolato Filho, que no final de 1982, por via telefônica, propiciou a minha apresentação àquele que viria a ser o meu orientador neste trabalho.

Agradeço também à Sra. Maria Lúcia Costa Cardoso, desenhista da FEE, pelos desenhos deste documento.

RESUMO

O presente trabalho é uma contribuição ao estudo de harmônicas em sistemas de potência tanto à nível didático, quanto à nível de planejamento.

À nível didático, este trabalho pretende colaborar, preenchendo uma lacuna na formação dos engenheiros eletricitistas, que já começa a ser sentida sobretudo nas concessionárias de energia elétrica. Neste sentido, este trabalho passa pelo desenvolvimento analítico dos modelos das principais fontes harmônicas, bem como pelo modelamento dos sistemas c.a. sujeitos à estas fontes.

Utilizando o domínio da frequência, a proposta de um método iterativo/interativo entre as fontes harmônicas e o sistema c.a. é a inovação deste trabalho para a avaliação de distorções de correntes e tensões em sistemas de potência.

À nível de planejamento, o pacote computacional desenvolvido (PCFHSP) pretende ser uma ferramenta de fácil utilização para prever e/ou prevenir situações de distorções harmônicas excessivas. Este pacote foi implementado visando uma abordagem trifásica do sistema c.a., onde desequilíbrios e efeitos mútuos entre linhas e entre fases de linhas foram previstos.

No entanto, o grande mérito deste trabalho está ligado à conscientização dos problemas ocasionados pelas harmônicas em sistemas de potência, pois só através dessa conscientização é que se conseguirá uma legislação adequada para o sistema brasileiro.

ÍNDICE

I - INTRODUÇÃO

II - HARMÔNICAS EM SISTEMAS DE POTÊNCIA

- II.1. CONSTATAÇÃO DE HARMÔNICAS EM SISTEMAS ELÉTRICOS
- II.2. BREVE HISTÓRICO SOBRE A UTILIZAÇÃO DE EQUIPAMENTOS NÃO-LINEARES
- II.3. ALGUNS FENÔMENOS ASSOCIADOS ÀS HARMÔNICAS
- II.4. REGULAMENTAÇÃO SOBRE LIMITES DE NÍVEIS HARMÔNICOS
 - II.4.1. PARÂMETROS DE DISTORÇÃO DE TENSÃO E CORRENTE
 - II.4.2. ASPECTOS GERAIS DAS NORMAS
 - II.4.3. NORMAS E RECOMENDAÇÕES EM DIFERENTES PAÍSES
 - II.4.3.1. REINO UNIDO
 - II.4.3.2. AUSTRÁLIA
 - II.4.3.3. FRANÇA
 - II.4.3.4. SUÉCIA
 - II.4.3.5. ESTADOS UNIDOS
 - II.4.3.6. FINLÂNDIA
 - II.4.3.7. ALEMANHA
 - II.4.3.8. HOLANDA
 - II.4.3.9. SUÍÇA
 - II.4.3.10. NOVA ZELÂNDIA
 - II.4.3.11. BRASIL
- II.5. REDUÇÃO DOS NÍVEIS E ORDENS HARMÔNICAS
- II.6. DETECÇÃO E PREVISÃO DE FREQUÊNCIAS HARMÔNICAS EM SISTEMAS DE POTÊNCIA
- II.7. ESTADO DA ARTE DOS ESTUDOS COMPUTACIONAIS DE FLUXO HARMÔNICO

III - FONTES GERADORAS DE FREQUÊNCIAS HARMÔNICAS

III.1. INTRODUÇÃO

III.2. CONVERSORES ESTATICOS

III.2.1. PONTE RETIFICADORA TRIFÁSICA

III.2.2. CONVERSOR ESTATICO DE 6 PULSOS A TIRISTORES

III.2.2.1. HARMÔNICAS CARACTERÍSTICAS

III.2.3. EFEITO DA REATÂNCIA C.A. - COMUTAÇÃO COM ÂNGULO DE SOBREPOSIÇÃO

III.2.3.1. FORMULAÇÃO GERAL DA CORRENTE DE COMUTAÇÃO

III.2.3.2. COMUTAÇÃO SOB CONDIÇÕES PARTICULARES

III.2.4. INFLUÊNCIA DA COMUTAÇÃO ASSIMÉTRICA

III.2.5. INFLUÊNCIA DO MÉTODO DE PRODUÇÃO DE PULSOS

III.2.6. INFLUÊNCIA DAS HARMÔNICAS DO LADO C.C. NO CÁLCULO DAS HARMÔNICAS DO LADO C.A.

III.2.6.1. AVALIAÇÃO DAS HARMÔNICAS DO LADO C.C.

III.2.6.1.1. FORMULAÇÃO GERAL PARA A TENSÃO DO LADO C.C.

III.2.6.1.2. FORMULAÇÃO DA CORRENTE C.A. CONSIDERANDO-SE O LADO C.C.

III.2.7. RESULTADOS OBTIDOS NA SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA CONVERSOR TÍPICO

III.3. COMPENSADORES

III.3.1. CAPACITOR CHAVEADO POR TIRISTORES (CCT)

III.3.2. REATOR CONTROLADO POR TIRISTORES (RCT)

III.3.2.1. DEDUÇÃO DAS EQUAÇÕES DOS PULSOS POSITIVO E NEGATIVO DA CORRENTE NO REATOR

III.3.2.1.1. PULSO POSITIVO NO CASO GENÉRICO

III.3.2.1.2. PULSO NEGATIVO NO CASO GENÉRICO

III.3.2.1.3. PULSOS POSITIVO E NEGATIVO SOB TENSÃO PURAMENTE SENOIDAL

III.3.2.2. ANÁLISE DE FOURIER DA CORRENTE DE LINHA DE UM RCT SOB ALIMENTAÇÃO TRIFÁSICA SIMÉTRICA SENOIDAL

III.3.2.3. CARACTERÍSTICAS E DESEMPENHO DE UM COMPENSADOR DO TIPO RCT

III.3.2.4. RESULTADOS OBTIDOS NA SIMULAÇÃO DE UM COMPENSADOR DO TIPO RCT

III.3.3. REATOR DE NÚCLEO SATURADO (RNS)

III.3.3.1. INTRODUÇÃO

III.3.3.2. RNS MONOFÁSICO COM ALIMENTAÇÃO PERIÓDICA DISTORCIDA

III.3.3.2.1. ANÁLISE DE FOURIER DA CORRENTE DE UM RNS MONOFÁSICO COM ALIMENTAÇÃO PERIÓDICA DISTORCIDA

III.3.3.3. RNS MONOFÁSICO COM ALIMENTAÇÃO PURAMENTE SENOIDAL

III.3.3.3.1. ANÁLISE DE FOURIER DA CORRENTE DE UM RNS MONOFÁSICO COM ALIMENTAÇÃO PURAMENTE SENOIDAL

III.3.3.4. REATORES DE NÚCLEO SATURADO TRIFÁSICOS

III.3.3.4.1. EXPRESSÕES MATEMÁTICAS PARA A CORRENTE DE RNS's DE TRÊS UNIDADES

III.3.3.5. REATORES DE SEIS UNIDADES

III.3.3.5.1. REATOR "TWIN-TRIPLER" SOB ALIMENTAÇÃO GENÉRICA

III.3.3.5.2. REATOR "TWIN-TRIPLER" SOB ALIMENTAÇÃO TRIFÁSICA SIMÉTRICA SENOIDAL

III.3.3.5.3. ANÁLISE DE FOURIER DA CORRENTE DE LINHA DE UM REATOR "TWIN-TRIPLER" SOB ALIMENTAÇÃO TRIFÁSICA SIMÉTRICA SENOIDAL

III.3.3.6. RESULTADOS OBTIDOS NA SIMULAÇÃO DE UM REATOR DO TIPO "TWIN-TRIPLER"

III.4. FORNOS DE ARCO

III.4.1. RESULTADOS OBTIDOS NA SIMULAÇÃO DE UM GRUPO DE FORNOS DE ARCO

IV - MODELAGEM DOS COMPONENTES DE SISTEMAS DE POTÊNCIA PARA ESTUDOS DE FLUXO HARMÔNICO

IV.1. INTRODUÇÃO

IV.2. COMPORTAMENTO DE UM SISTEMA ELÉTRICO EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA

IV.3. MODELOS DE COMPONENTES

- IV.3.1. LINHAS E CABOS
 - IV.3.1.1. RESISTÊNCIA EFETIVA E INDUTÂNCIA INTERNA DE UM CONDUTOR EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA
 - IV.3.1.2. IMPEDÂNCIA MÚTUA ENTRE FASES DE UMA LINHA
 - IV.3.1.3. IMPEDÂNCIA MÚTUA ENTRE LINHAS
- IV.3.2. TRANSFORMADORES
 - IV.3.2.1. CAPACITÂNCIAS EM TRANSFORMADORES
- IV.3.3. MÁQUINAS SÍNCRONAS
 - IV.3.3.1. CAPACITÂNCIA EM MÁQUINAS SÍNCRONAS
- IV.3.4. MOTORES DE INDUÇÃO
- IV.3.5. CARGAS
 - IV.3.5.1. CAPACITORES DE COMPENSAÇÃO
- IV.3.6. CAPACITORES
- IV.3.7. REATORES
- IV.3.8. FILTROS
- IV.3.9. EQUIVALENTES DE SISTEMAS
 - IV.3.9.1. MODELO DA REATÂNCIA DE CURTO-CIRCUITO CORRIGIDA
 - IV.3.9.2. MODELO DE BOWLES
 - IV.3.9.3. MODELO DE HINGORANI ET AL.
 - IV.3.9.4. EQUIVALENTE DE SISTEMA PARA PROJETO DE FILTROS
 - IV.3.9.5. TABELAS

V - MÉTODO ITERATIVO/INTERATIVO PARA ESTUDOS DE FLUXO HARMÔNICO

- V.1. INTRODUÇÃO
- V.2. A NECESSIDADE DO MÉTODO ITERATIVO PARA A INVESTIGAÇÃO COMPUTACIONAL DO FLUXO HARMÔNICO
- V.3. O MÉTODO
- V.4. A MATRIZ $[z_{bus}(n)]$
- V.5. IMPLEMENTAÇÃO DO MÉTODO
- V.6. PACOTE COMPUTACIONAL DESENVOLVIDO

VI - CASOS ESTUDADOS

VI.1. INTRODUÇÃO

VI.2. 1º SISTEMA SIMULADO

VI.2.1. CONDIÇÕES INICIAIS DE TENSÕES PARA O MÉTODO ITERATIVO

VI.2.2. INSTALAÇÃO DE UM BANCO DE CAPACITORES NA BARRA DO CONVERSOR

VI.2.2.1. CAPACITOR DE 1,2 MVar

VI.2.2.1. CAPACITOR DE 2,4 MVar

VI.2.2.3. O EQUIVALENTE DE SISTEMA VISTO DA BARRA DO CONVERSOR COM A PRESENÇA DE BANCO DE CAPACITORES

VI.2.3. UMA SITUAÇÃO DE ALTO FATOR DE DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL NA TENSÃO DA BARRA B

VI.2.4. A INSTALAÇÃO DE FILTROS NA BARRA DO CONVERSOR

VI.2.5. A INFLUÊNCIA DOS ÂNGULOS DE FASE DAS INJEÇÕES NA AVALIAÇÃO DAS TENSÕES HARMÔNICAS

VI.3. 2º SISTEMA SIMULADO

VI.3.1. AVALIAÇÃO DOS FATORES DE DISTORÇÃO

VI.3.2. O EQUIVALENTE DE SISTEMA VISTO DA BARRA 18

VI.3.3. UMA SITUAÇÃO DE DESEQUILÍBRIO ENTRE FASES

VII - CONCLUSÕES E SUGESTÕES

APÊNDICE I - AVALIAÇÃO DOS COEFICIENTES DE FOURIER

APÊNDICE II - SIMETRIAS EM FORMAS DE ONDA PERIÓDICAS

APÊNDICE III - HARMÔNICAS EM SISTEMAS TRIFÁSICOS

APÊNDICE IV - NÚMERO DE PULSOS DE UM CIRCUITO RETIFICADOR

APÊNDICE V - FORMAÇÃO DA MATRIZ $[Z_{bus}]$

A.V.1 - GRAFO E MATRIZ DE INCIDÊNCIA DE UM SISTEMA DE POTÊNCIA

A.V.2 - MATRIZES $[Y_{bus}]$ E $[Z_{bus}]$

A.V.3 - REPRESENTAÇÃO TRIFÁSICA

APÊNDICE VI- EQUIVALENTES DE SISTEMAS PARA ESTUDOS DE
PENETRAÇÃO HARMÔNICA

APÊNDICE VII - A UTILIZAÇÃO DE UM PROCESSO ITERATIVO NO ESTUDO
DE PENETRAÇÃO HARMÔNICA EM SISTEMAS DE POTÊNCIA

BIBLIOGRAFIA

I - INTRODUÇÃO

A presença de distorções de tensões e/ou correntes nos sistemas de potência constituem um grande problema tanto para o sistema em si, quanto para os usuários.

A maior parte destas distorções não interferem na frequência nominal do sistema, podendo ser facilmente decompostas através da Análise de Fourier em frequências múltiplas da frequência nominal do sistema (fundamental), denominadas frequências harmônicas. Deste modo, qualquer distorção deste tipo passa a ser tratada através das frequências harmônicas.

Por uma questão de simplicidade de nomenclatura o termo "frequências harmônicas" é designado mais frequentemente por "harmônicas".

Eliminar ou minimizar a presença de harmônicas num sistema de potência é eliminar ou reduzir as distorções de tensão e/ou corrente presentes neste sistema. A presença de harmônicas num sistema deve ser encarada como incômoda; causadora de dispêndios financeiros desnecessários para concessionárias e usuários, responsável por perdas ôhmicas, por solicitações anormais de isolamentos e pela má operação de diferentes dispositivos. Naturalmente as soluções propostas para atenuação ou eliminação de harmônicas envolvem certo investimento, no entanto os benefícios para o sistema e seus equipamentos são altamente compensadores.

Num momento em que o Brasil encontra-se empenhado numa campanha para conservação de energia, o conhecimento dos problemas causados por harmônicas nos sistemas de potência, e das possíveis soluções, é extremamente oportuno, uma vez que um dos grandes problemas causados pela presença de harmônicas pode ser encarado como "perdas".

Objetivando contribuir nesta tão recente e abrangente área da engenharia elétrica este trabalho procura inicialmente expor o panorama global das harmônicas em sistemas de potência (Capítulo II), dando especial ênfase ao estado da arte dos estudos computacionais envolvendo harmônicas.

A seguir aborda-se as principais fontes geradoras de frequências harmônicas (Capítulo III) presentes nos sistemas de potência: conversores estáticos, reatores controlados por tiristores, reatores de núcleo saturado e fornos de arco. Neste capítulo está presente uma contribuição inédita que é a abordagem analítica genérica dada aos reatores de núcleo saturado. Ao fim da exposição de cada uma das fontes harmônicas encontram-se simulações de situações ilustrativas.

No Capítulo IV é exposta a preocupação da modelagem dos componentes dos sistema de potência quando sujeitos às frequências harmônicas. Neste sentido diversos modelos propostos na literatura especializada para cada equipamento/componente de sistema são apresentados e discutidos quanto aos seus méritos.

No Capítulo V encontra-se a maior contribuição deste trabalho que é o desenvolvimento dos fundamentos de um método iterativo/interativo para a avaliação das harmônicas em sistemas de potência, e a descrição de um programa computacional desenvolvido e que engloba o teor dos capítulos III, IV e V. Este programa recebeu o nome de PCFHSP (Pacote Computacional Fortran para Harmônicas em Sistemas de Potência).

O PCFHSP permite a simulação de sistemas de potência no domínio da frequência através de componentes de fase. A simulação é trifásica, permitindo a inclusão de efeitos mútuos entre linhas e entre fases de linhas, desequilíbrios, condições não-ideais de operação das cargas não-lineares, etc..

O Capítulo VI apresenta resultados obtidos através do PCFHSP para dois sistemas de potência. O primeiro é um sistema industrial hipotético de 8 barras, para o qual foram exploradas algumas situações equilibradas nas três fases. O segundo é um sistema de 34 barras pertencente ao sistema CHESF leste, em torno da instalação industrial da SALGEMA.

Deve-se ressaltar que este capítulo tem um caráter ilustrativo, uma vez que não esgota todas as possibilidades do PCFHSP, porém permite extrair importantes conclusões sobre os procedimentos usados nas avaliações computacionais dos fluxos harmônicos em sistemas elétricos de potência.

As conclusões e sugestões oriundas deste trabalho, bem como algumas possibilidades de investigação que se abrem com a utilização do PCFHSP aparecem no capítulo VII.

II - HARMÔNICAS EM SISTEMAS DE POTÊNCIA

II.1. CONSTATAÇÃO DE HARMÔNICAS EM SISTEMAS ELÉTRICOS

Por muito tempo, motores e outras cargas que exigiam alimentação em corrente contínua (c.c.) obtinham energia de grupos motor-gerador. O acoplamento mecânico entre os sistemas alternado e contínuo transmitia potência entre eles e ao mesmo tempo isolava-os eletricamente. Entretanto, estes conversores, quase sempre, eram fisicamente avantajados e tendiam a ter uma freqüente e custosa manutenção.

Cerca de 60 anos atrás, surgiu o conversor estático de potência, ou retificador, que passou a ter aplicações industriais imediatas por ser mais eficiente do que os tradicionais conversores constituídos por grupos motor-gerador e por exigir menores cuidados de manutenção.

Uma destas primeiras aplicações foi numa refinaria de cobre situada a oeste de Salt Lake City, UT, na década de 20. Quando esta instalação foi energizada, as conversas telefônicas que ocorriam no momento foram interrompidas devido ao surgimento de um forte nível de ruído na linha telefônica, suficiente o bastante para tornar impossível a conversação. [1]

Levando-se em conta que neste caso o sistema de alimentação em corrente alternada (c.a.) dos retificadores da refinaria localizavam-se paralelamente às linhas telefônicas, e que a faixa de freqüências utilizada em telefonia é de 300 à 3300 Hz, pode-se afirmar que o aparecimento de ruído nos aparelhos telefônicos deveu-se à presença de sinais situados na faixa de freqüências citada. Estes sinais teriam sido induzidos pelo sistema c.a., ou seja, a energização dos retificadores da refinaria ocasionou o aparecimento de correntes de freqüências maiores do que a freqüência nominal do sistema c.a..

II - 2

Eventos similares a este foram registrados diversas vezes, por ocasião da instalação de conversores, quando as linhas de comunicação partilhavam o mesmo caminho do sistema c.a.

A partir destes primeiros relatos de problemas causados por instalações conversoras, identificou-se que as correntes no sistema c.a. continuavam a ser periódicas e de frequência nominal, apresentando porém distorções.

Aplicando-se a análise de Fourier numa forma de onda periódica genérica, de frequência f , obtem-se uma somatória de infinitos termos senoidais, cujas frequências respectivas são dadas por kf , ($k = 1, 2, \dots$), mais um termo igual ao valor médio apresentado pela forma de onda original (componente contínua).^[2] Os termos senoidais de frequências múltiplas de f são denominadas componentes de frequências harmônicas. Deste modo, correntes e/ou tensões periódicas distorcidas apresentam conteúdo harmônico.*

II.2. BREVE HISTÓRICO SOBRE A UTILIZAÇÃO DE EQUIPAMENTOS NÃO-LINEARES

A grande utilização dos conversores estáticos de potência entre 1930 e 1970 ocorreu principalmente com finalidades eletroquímicas e de transmissão de energia elétrica em corrente contínua. A partir de 1965, com a introdução dos conversores de potência a semicondutores, de baixo custo e alta eficiência, o uso destes equipamentos passou a ser difundido no setor industrial. Todavia, o grande impulso na utilização destes equipamentos se deu a partir de 1970, com o aparecimento do tiristor, que substituindo as tradicionais válvulas à mercúrio e os diodos, proporcionou o aparecimento dos conversores controlados de tamanho reduzido.

* O Apêndice I aborda os aspectos matemáticos das componentes harmônicas.

Inicialmente a potência de cada tiristor constituía-se numa limitação na potência total dos conversores, uma vez que a baixa potência de cada unidade implicava num excessivo número de tiristores para formar cada válvula. Atualmente, no entanto, os conversores não tem praticamente limitações de potência, devido ao considerável aumento na potência de cada tiristor, garantindo assim uma extensa diversidade de aplicações.

Após 1973, com a crise do petróleo, tornou-se atrativa a utilização da eletrotermia, onde se destaca a difusão do emprego de fornos de arco na siderurgia. Cargas desta natureza, e outras, como grandes laminadores, apresentam variações de corrente muito rápidas, e operam sob condições de alto consumo de reativos. Assim, tem-se nos correspondentes sistemas elétricos bruscas variações de tensão nos barramentos alimentadores, que necessitam ser reduzidos a níveis aceitáveis. Uma das propostas para se compensar estas cargas é a utilização de compensadores estáticos controlados por tiristores.

Nos últimos 15 anos os equipamentos domésticos tem se modificado, sendo possível afirmar que os sistemas de distribuição apresentam atualmente uma significativa parcela de demanda destinada ao uso de motores de velocidade variável, atenuadores de iluminação, fornos de micro-ondas, aparelhos de televisão, sofisticados aparelhos eletrônicos, carregadores de bateria, etc.. [3]

Os conversores estáticos, os compensadores controlados por tiristores, os fornos de arco, os laminadores, bem como grande parte dos modernos eletrodomésticos tem uma característica em comum sob o ponto de vista do sistema c.a.: todos eles apresentam um comportamento não-linear.

Esta não-linearidade provoca de um modo geral, a distorção das formas de onda de tensão e/ou corrente do sistema c.a., que idealmente seriam senoidais.

II.3. ALGUNS FENÔMENOS ASSOCIADOS ÀS HARMÔNICAS

De um modo geral, tomando-se um sistema de potência atual, a presença de correntes e/ou tensões distorcidas podem causar além da indução de ruído em sistemas, não só de comunicação, como de sinalização e controle, uma série de outros problemas, como o aumento das perdas nos equipamentos dos sistemas de potência, a redução na eficiência de motores c.a., o aumento da demanda de potência reativa, o aumento da necessidade de investimentos para os sistemas, a redução na qualidade de determinados produtos industriais, o aumento nos custos de manutenção, o aumento nas contas de energia elétrica, bem como falhas de determinados equipamentos sujeitos à sobretensões harmônicas devido à ressonâncias. [4]

O aumento das perdas nos equipamentos dos sistemas de potência é devido principalmente ao efeito pelicular ("skin effect"). Efeito pelicular é um termo descritivo que leva em conta o aumento da resistência c.a. de um condutor com o aumento da frequência. O efeito pelicular já existe à frequência industrial, apesar de aparentemente não ser levado em conta, uma vez que este efeito já é incorporado às tabelas de condutores.

O acréscimo da resistência devido ao efeito pelicular, pode ser ilustrado através de um condutor no qual a densidade de corrente na metade central seja somente de 90% do valor médio e na outra metade de 110% da média. [4]

As perdas são dadas pela soma das perdas nas metades interna e externa do condutor:

$$\begin{aligned}
 I_i^2 R_i + I_e^2 R_e &= \left(\frac{0,9 I}{2} \right)^2 2R + \left(\frac{1,1 I}{2} \right)^2 2R \\
 &= (0,81 I^2 + 1,21 I^2) \frac{R}{2} = 1,01 I^2 R
 \end{aligned}
 \tag{II.3-1}$$

Se a corrente fosse uniformemente distribuída, as perdas valeriam I^2R . Assim, a resistência c.a. aparente é 101% da resistência c.c.. Este valor é típico de um condutor de cobre trançado 300 MCM à 60 Hz de acordo com as tabelas padrão de fios. Este mesmo condutor à 420 Hz apresenta uma resistência c.a. de 121% do valor c.c., enquanto que em 660 Hz a resistência c.a. assume um valor de 165% do valor c.c..

À medida que a bitola do condutor aumenta, a resistência c.a. em relação à resistência c.c. tende a ser maior numa mesma frequência. Deste modo à 300 Hz um condutor de cobre trançado 300 MCM apresenta uma resistência 21% maior do que à c.c. ao passo que um condutor 450 MCM apresenta um valor 35% maior e um 600 MCM, 50% maior.

Estas informações foram extraídas do U.S. Bureau of Standards Bulletin nº 169 e indicam a maneira complexa com que o efeito pelicular se relaciona com a frequência. Outras fontes podem fornecer tabelas com outros valores devido, por exemplo, à forma e ao encordoamento dos condutores.

Um motor de indução com carga nominal e com um escorregamento de 3%, apresenta na frequência industrial de 60 Hz, uma frequência de escorregamento de 1,8 Hz nas barras do rotor. O rotor tem uma resistência c.a. nesta baixa frequência que é praticamente sua resistência c.c., porém, durante a partida o rotor tem correntes de 60 Hz, e devido ao efeito pelicular a resistência é cerca de três vezes o valor normal de marcha. [4]

Um motor de indução alimentado por tensões trifásicas simétricas não senoidais apresenta correntes de sequência positiva, negativa e nula induzidas no rotor.*

* O Apêndice III aborda os aspectos matemáticos das harmônicas em sistemas trifásicos.

A corrente fundamental é a responsável pela rotação do rotor devido a sua grande amplitude, mas não se pode esquecer a influência das harmônicas no movimento deste rotor, com as harmônicas de sequência positiva contribuindo com um esforço no mesmo sentido da fundamental e as harmônicas de sequência negativa com um esforço contrário ao movimento de marcha do rotor e as de sequência nula sem contribuir para o movimento, mas colaborando com as perdas no rotor, uma vez que apesar destas correntes terem pequena amplitude, a resistência do rotor para cada uma destas frequências é bastante elevada devido ao efeito pelicular.

Deste modo, é de se esperar um maior aquecimento num motor de indução alimentado por tensões trifásicas distorcidas do que quando alimentado por tensões trifásicas puramente senoidais de mesmo valor eficaz.

As máquinas síncronas por sua vez são muito mais sensíveis à tensões distorcidas do que as máquinas de indução. Isto porque com tensões distorcidas no estator, correntes harmônicas são induzidas no rotor, que é projetado para suportar correntes alternadas somente na partida. Os grandes geradores síncronos podem tolerar distorções de onda muito pequenas, sendo usualmente equipados com alarmes contra correntes de sequência negativa regulados para uma pequena porcentagem da corrente nominal.

Ondas distorcidas também podem causar sobreaquecimento em transformadores devido aos efeitos pelicular e de proximidade em seus enrolamentos, além de aumentar as perdas no núcleo. O projeto do transformador e as conexões dos enrolamentos afetam estas perdas, uma vez que o sobreaquecimento é devido sobretudo às correntes de sequência nula, ou seja, de um modo geral, à terceira harmônica e frequências múltiplas. [4]

Os disjuntores que tem bobinas de desarme poderão ter outros problemas em adição aos efeitos pelicular e de proximidade, os quais causam sobreaquecimento. Este sobreaquecimento no ambiente do tanque do disjuntor afetará a calibração do desarme de qualquer dispositivo térmico do disjuntor. O mecanismo de desarme será adicionalmente mais sensível às correntes harmônicas do que a calibração à 60 Hz indica. Este aumento da sensibilidade do desarme com o aumento da frequência variará dependendo do projeto específico do disjuntor. Para frequências muito altas este efeito pode se reverter e uma redução na sensibilidade do desarme pode ocorrer. Registros de desarmes falsos atribuídos à ondas distorcidas, geralmente incluem o disjuntor com temperatura muito elevada.

As perdas em capacitores são pequenas e existe pouca informação sobre suas variações com a frequência. As perdas do dielétrico são de cerca de 1,0W/kVAr à 60 Hz tendendo a aumentar com o aumento da frequência para uma dada tensão nos terminais. Desde que a reatância de um capacitor diminui com o aumento da frequência, a tensão correspondente, para uma dada corrente, também diminuirá. O efeito líquido é que para uma dada corrente, as perdas no dielétrico diminuem em proporção ao aumento da frequência. Lembrando-se que esta componente das perdas do capacitor é proporcional aos KVar do capacitor na frequência em questão, ou seja, à E^2/X_C ou $E^2/2\pi fC$ em termos de tensão, ou I^2X_C ou $I^2/2\pi fC$ em termos de corrente, então é permitido aos padrões de capacitores especificar mais fluxo de corrente nas frequências harmônicas do que na fundamental. Uma outra componente de perdas está relacionada à I^2R nos condutores, junções e filme condutor do capacitor. Estas são de cerca de 0,7W/kVAr à 60 Hz, não havendo informações das suas variações com a frequência. O aumento nas perdas de um capacitor devido à distorção de onda é pequeno, mas em vista do tamanho reduzido dos capacitores este acréscimo pode resultar num substancial aumento na temperatura do capacitor e uma redução na sua vida útil. [4]

Um problema de grande destaque é o da ampliação das ondas distorcidas devido ao fenômeno da ressonância. De fato, existem duas formas de ressonância e ambas devem ser consideradas: a ressonância série e a ressonância paralela. [5]

Para o circuito série da figura II.1(a) a impedância total na frequência de ressonância se reduz somente à componente resistiva. No caso desta componente ser pequena, altas correntes podem fluir pelo circuito nesta frequência. A figura II.1(b) mostra o comportamento do módulo da impedância do circuito em função da frequência.

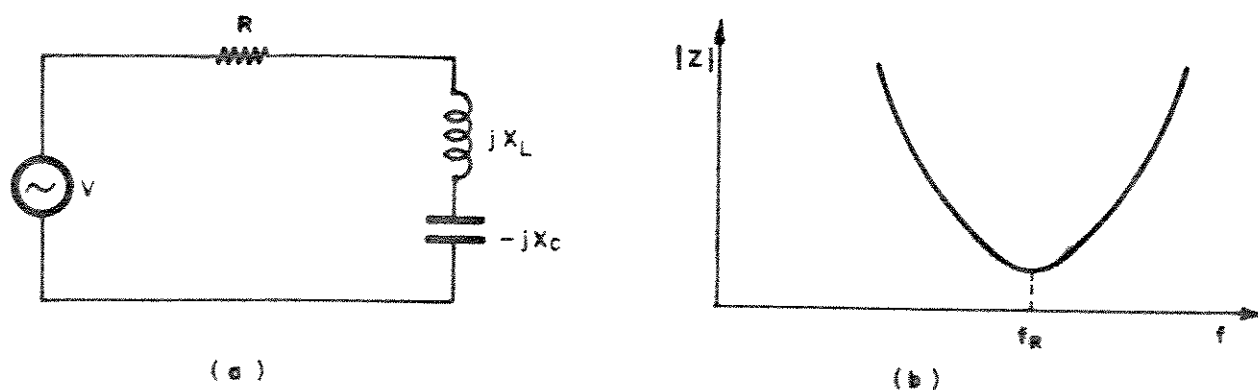


Figura II.1 - Ressonância Série

(a) Circuito

(b) Módulo da impedância com a frequência

A ressonância paralela é similar à ressonância série no aspecto que a reatância indutiva se iguala à reatância capacitiva; entretanto, a impedância paralela é significativamente diferente. A figura II.2(b) apresenta o módulo da impedância em função da frequência para o circuito paralelo da figura II.2(a). Na frequência de ressonância a impedância é muito alta, e se uma fonte desta frequência estiver conectada ao circuito, uma alta corrente de circulação passará a existir entre o capacitor e o indutor apesar da corrente na fonte ser bem pequena.

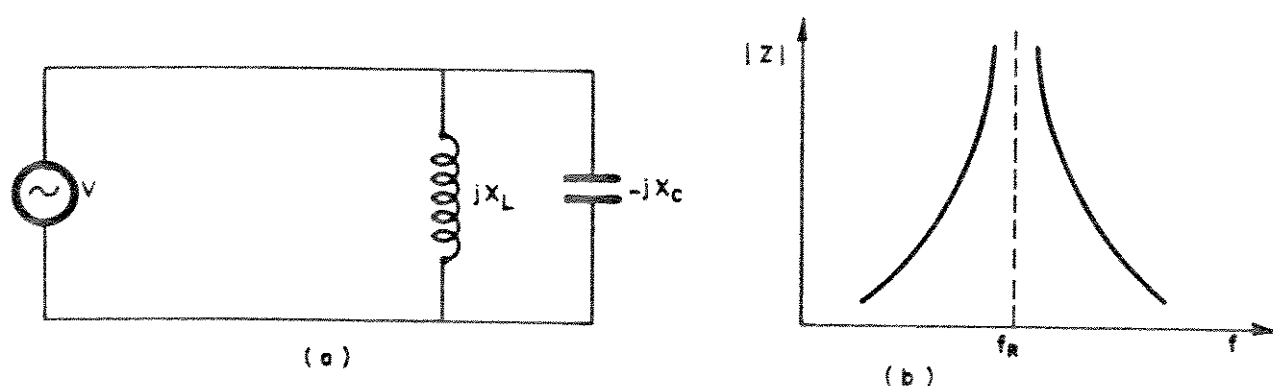


Figura 11.2 - Ressonância Paralela

(a) Circuito

(b) Módulo da impedância com a frequência

Nos sistemas de potência reais, a utilização de capacitores para correção do fator de potência pode apresentar a ocorrência dos dois tipos de ressonância ou uma combinação de ambos, se o(s) ponto(s) de ressonância for(em) muito próximo(s) das frequências geradas pelas fontes harmônicas. As possíveis consequências, em tais casos, pode ser uma excessiva operação da proteção dos bancos de capacitores, ou, em muitos casos a falha dos capacitores por curto-circuito. [4]

De um modo geral, cargas não-lineares causam aumento nas contas de energia por causa do aumento das perdas nos circuitos de distribuição industrial e motores associados e por causa do aumento da potência reativa exigida.

Medidores de energia que funcionam segundo o princípio da indução são projetados, testados e ajustados para serem usados em circuitos c.a. nos quais tensões e correntes sejam essencialmente senoidais. Supondo-se que a forma de onda de tensão seja senoidal, o erro do medidor devido à distorção da forma de onda de corrente é uma função da magnitude da corrente da carga e do grau da distorção. [6]

Na presença de correntes distorcidas, que se apresentem com intervalos tendo valores nulos, os erros nos medidores analógicos de energia normalmente aumentam com o aumento do valor eficaz da corrente que passa pelo medidor e com o aumento dos intervalos que apresentam valor nulo. Quanto menos brusca a variação do valor da corrente de zero até o valor pleno, menor o erro registrado pelos medidores.

Outros efeitos tem sido registrados e investigados, todavia, tendo em vista os objetivos deste trabalho, os mesmos serão omitidos de maiores considerações.

II.4. REGULAMENTAÇÃO SOBRE LIMITES DE NÍVEIS HARMÔNICOS

Entre 1920 e 1930, nos EUA, representantes de fabricantes, concessionárias de energia elétrica e companhias telefônicas estudaram o problema do ruído induzido nas linhas telefônicas pelas instalações conversoras. Destes estudos surgiram padrões para medidas de ruído e a sugestão das distâncias mínimas entre linhas de potência e linhas de comunicação, bem como recomendações sobre limites de ruído induzido nestas últimas. Neste sentido, muitos documentos foram produzidos no Edison Electric Institute e no AIEE. [1]

Comparando-se a outros tipos de distúrbios num sistema elétrico, nota-se que é muito difícil fixar limites para as distorções harmônicas, isto porque os outros tipos de distúrbios que ocorrem num sistema de potência, normalmente, tem seus efeitos cada vez mais atenuados, à medida que a distância à fonte do distúrbio aumenta; ao passo que no caso de distorções harmônicas, uma ressonância pode ocorrer num ponto qualquer do sistema, originando aí uma maior distorção.

Ao se fixar limites para as distorções harmônicas geradas por um consumidor, deve-se assegurar uma certa isenção de distúrbios aos outros consumidores, embora cada um deles deva esperar alguma distorção harmônica na sua alimentação, sendo que esta distorção deve ser analisada e levada em conta à nível de projeto. Ao mesmo tempo, os limites devem ser estipulados de tal modo que sejam fáceis de serem aplicados na fase de projeto e seu cumprimento possa ser comprovado após a energização do sistema.

Convém ressaltar que a distorção harmônica não tem apenas seu valor em módulo, mas suas componentes terão um ângulo de fase em relação à frequência fundamental. Deste modo, a adição de outra fonte geradora de harmônicas não implica necessariamente em aumentar a distorção, sendo que em alguns casos ocorre uma redução.

As medições de distorções harmônicas são normalmente de difícil interpretação. Considerando-se que uma certa distorção de tensão existe nos terminais de um consumidor qualquer, e que exista também um fluxo de correntes harmônicas entre este consumidor e a fonte de alimentação, isto não significa necessariamente que este consumidor seja a fonte de toda a distorção.

Outra dificuldade nas medições de distorções harmônicas é devida à característica dinâmica do sistema. Deste modo, pode ser possível a ocorrência ou não de certo grau de ressonância em determinados pontos do sistema em função do tempo, isto porque ocorre grandes variações nas fontes de frequências harmônicas, na topologia do sistema, e nas cargas resistivas que contribuem para um maior amortecimento das distorções harmônicas. Assim, uma certa fonte de frequências harmônicas pode conduzir a um nível exagerado de distorções numa parte do dia, e não causar problemas nas outras horas. Por esta razão, os limites para distorções harmônicas são baseados em cálculos digitais e medições de campo. Embora este procedimento não resolva

todos os problemas, pelo menos simplifica a questão de decidir se o novo projeto irá ou não estar de acordo com os limites previamente estipulados.

Até o presente, não foi estabelecida nenhuma norma rígida e uniforme sobre os limites permissíveis de correntes harmônicas e distorção de tensão. Existem alguns critérios, recomendações e normas já estipulados, mas que variam de acordo com os diversos países.

De todo o modo, estes critérios, recomendações e normas tem efetivamente os seguintes objetivos:

a) manter as distorções das ondas de tensão e corrente em níveis toleráveis ao sistema de potência e seus componentes;

b) respeitar as distorções máximas admissíveis por consumidor; e

c) garantir que o sistema de potência não interfira em outros sistemas, especialmente os sistemas telefônicos.

Para atender a estes objetivos, os critérios de limitação para as frequências harmônicas, adotados por diferentes países, podem ser divididos em três grupos: [7]

a) Limites para a distorção total das harmônicas de tensão e/ou para as harmônicas individuais de tensão (França, Suécia, Suíça, Estados Unidos).

b) Limites para as harmônicas de corrente injetadas no sistema (Holanda).

c) Limites para as harmônicas de corrente e de tensão (Reino Unido, Austrália, Finlândia, Nova Zelândia, Brasil).

Os limites para a distorção total de tensão visam assegurar um desempenho correto e uma vida útil adequada para a maioria dos equipamentos e dispositivos instalados no sistema elétrico.

A causa usual de distorções na tensão é o fluxo de correntes não-senoidais no sistema. No entanto, harmônicas de corrente de grande amplitude injetadas num sistema de baixa impedância de curto-circuito, podem perturbar sistemas de comunicação vizinhos, sem causar, contudo, distorções de tensão significativas. Nota-se portanto, a importância de se limitar tanto as harmônicas de corrente injetadas no sistema quanto as distorções de tensão.

Antes porém de apresentar os critérios para a limitação de harmônicas de tensão e de corrente adotados por diferentes países é conveniente apresentar os parâmetros geralmente utilizados para expressar o grau de distorção de uma onda não-senoidal.

II.4.1. PARÂMETROS DE DISTORÇÃO DE TENSÃO E CORRENTE

Uma onda de tensão ou corrente, periódica e distorcida com valor médio nulo ao ser expandida numa série de Fourier passa a ser expressa em termos de uma componente fundamental mais componentes harmônicas.

Deste modo tem-se:

$$\begin{aligned} \text{Tensão: } v(t) = \sqrt{2} V_1 \sin(\omega t + \theta_1) + \sqrt{2} V_2 \sin(2\omega t + \theta_2) + \\ + \sqrt{2} V_3 \sin(3\omega t + \theta_3) + \dots \end{aligned} \quad (\text{II.4-1})$$

$$\begin{aligned} \text{Corrente: } i(t) = \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t + \phi_1) + \sqrt{2} I_2 \sin(2\omega t + \phi_2) + \\ + \sqrt{2} I_3 \sin(3\omega t + \phi_3) + \dots \end{aligned} \quad (\text{II.4-2})$$

onde: V_1, I_1 = valores eficazes da tensão e corrente de frequência fundamental

V_n, I_n = valores eficazes da tensão e corrente de frequência harmônica de ordem n ($n = 2, 3, \dots$)

θ_n, ϕ_n = ângulos de fase das componentes de tensão e corrente respectivamente ($n = 1, 2, 3, 4, \dots$)

O conhecimento da amplitude, ordem e ângulo de fase de cada componente harmônica de uma onda periódica distorcida determina completamente esta onda. No entanto, muitas vezes, é mais adequado descrever uma forma de onda distorcida através de outros parâmetros, principalmente quando se deseja avaliar o efeito total das frequências harmônicas sobre o sistema elétrico e seus componentes. Os parâmetros mais usuais são:

a) Fator de distorção harmônica total de tensão

$$FDT = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} \quad (II.4-3)$$

b) Fator de distorção harmônica total de corrente

$$FDC = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (II.4-4)$$

c) Fator de magnitude ou fator de pico

$$FM = \frac{1}{V_1} \sum_{n=2}^{\infty} V_n \quad (II.4-5)$$

Através de acoplamento indutivo, as harmônicas do sistema de potência produzem interferência em sistemas de comunicação, que pode ser expressa pelos parâmetros:

a) Fator de forma telefônico

$$TFF = \frac{1}{V} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left(K_n P_n V_n \right)^2} \quad (II.4-6)$$

onde: V = tensão nominal da linha de transmissão

K_n = fator de acoplamento indutivo

P_n = fator de ponderação psfométrico, que leva em consideração a resposta do aparelho telefônico e do ouvido humano para as várias frequências

b) Corrente de distúrbio equivalente

$$EDI = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left(K_n P_n I_n \right)^2} \quad (\text{II.4-7})$$

Além dos parâmetros de distorção definidos anteriormente, é interessante que sejam redefinidos alguns conceitos e expressões largamente empregados em sistemas elétricos, porém adaptados para condições de tensão e corrente distorcidas.

a) Valores eficazes de tensão V e corrente I :

$$V = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \quad (\text{II.4-8})$$

$$I = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (\text{II.4-9})$$

b) Potências ativa P e reativa Q :

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos(\theta_n - \phi_n) \quad (\text{II.4-10})$$

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \sin(\theta_n - \phi_n) \quad (\text{II.4-11})$$

c) Potência aparente $|S|$ e de distorção D :

$$|S| = V I \quad (\text{II.4-12})$$

$$D = \sqrt{|S|^2 - P^2 - Q^2} \quad (\text{II.4-13})$$

d) Fator de potência:

$$FP = P/|S| \quad (\text{II.4-14})$$

Deve-se observar que, na presença de harmônicas, a potência aparente $|S|$ não é constituída apenas pelas potências ativa e reativa associadas à frequência fundamental. A potência de distorção D [VA] é definida para levar em consideração essa diferença.

II.4.2. ASPECTOS GERAIS DAS NORMAS^[7]

A elaboração de uma norma é influenciada por diversos fatores, tais como a configuração particular do sistema elétrico do país, o grau de utilização de sinais de audiofrequência para o controle do sistema (ripple control), a experiência acumulada pelas concessionárias de energia elétrica, as especificações dos componentes sujeitos à distorções harmônicas, etc..

Com isso, as normas tendem a ser empíricas, sendo raramente baseadas num estudo detalhado do comportamento do sistema. Tal fato pode ser ilustrado pelos limites impostos às harmônicas pares e ímpares de tensão. Historicamente, as harmônicas pares sempre tenderam a ser de baixa amplitude, ao passo que as harmônicas ímpares, associadas aos processos de retificação e outros, têm amplitudes muito maiores. Os níveis adotados refletem tal condição, sendo os limites para as harmônicas ímpares normalmente o dobro daqueles para as harmônicas pares. Isso acarretou a utilização de frequências próximas às harmônicas pares para o controle dos sistemas (ripple control), o que acabou sendo usado como justificativa para os limites adotados.

Do que foi exposto, observa-se que qualquer tentativa de comparação entre duas normas distintas deve ser feita com cuidado, devido à variedade de fatores considerados na elaboração de cada uma delas.

Por outro lado, a compreensão cada vez maior dos fenômenos que envolvem harmônicas, decorrente de técnicas de medição e análise mais aperfeiçoadas, pode, com o decorrer do tempo e com a obtenção de maior experiência, implicar em modificações das normas e recomendações existentes.

Uma vez que o conversor estático é uma das principais fontes de perturbações harmônicas, as normas geralmente estabelecem procedimentos para a avaliação da potência e tipo do conversor que pode ser conectado a um ponto de acoplamento comum (PAC). O PAC é o ponto eletricamente mais próximo do consumidor sob análise e ao qual outros consumidores estão ou poderão ser conectados.

Alguns países estabelecem que a distorção harmônica total admitida no PAC deve ser distribuída aos consumidores pela ordem cronológica de ligação, até que os limites sejam alcançados. A partir daí, futuros consumidores com cargas não-lineares deverão adicionar filtros às suas instalações. Desta forma, é possível a um único consumidor absorver toda a capacidade harmônica do PAC. Enquadram-se neste caso o Reino Unido e a Austrália.

Outros países procuram repartir, de alguma forma, a capacidade de distorção harmônica do PAC entre os consumidores. Na Nova Zelândia e no Brasil, a capacidade de distorção harmônica do PAC, expressa pelo nível de curto-circuito, é distribuída entre os consumidores, de acordo com suas demandas máximas individuais.

Em algumas normas, a natureza aleatória das fontes harmônicas é considerada pela introdução de fatores de diversidade, que transformam a potência real de um conversor numa potência efetiva, que é então comparada com os limites estabelecidos na norma.

II.4.3. NORMAS E RECOMENDAÇÕES EM DIFERENTES PAÍSES^[7]

II.4.3.1. REINO UNIDO

No Reino Unido, a publicação "Engineering Recommendation G 5/3 (1976)", estabelece que a aceitação de uma carga com características não-lineares deve ser avaliada em três estágios, de acordo com a potência e tipo do equipamento.

a) Estágio 1:

Estabelece a potência máxima de diferentes tipos de equipamentos geradores de harmônicas que podem ser conectados ao sistema, sem que seja necessária uma avaliação detalhada dos níveis de distorção. Tais valores de potência estão presentes na tabela II.1.

Tabela II.1 - Potências máximas de equipamentos conversores individuais, no Estágio 1.*

TENSÃO DO SISTEMA NO PAC (kV)	CONVERSORES TRIFÁSICOS		
	3 PULSOS (kVA)	6 PULSOS (kVA)	12 PULSOS (kVA)
0,415	8	12	-
6,6 e 11	85	130	250

b) Estágio 2:

Um equipamento trifásico, cuja potência exceder os limites fixados na tabela II.1 pode ser aceito se as correntes harmônicas injetadas no PAC, pela instalação total do consumidor não exceder os limites fixados na tabela II.2; desde que as tensões harmônicas existentes no PAC, antes da conexão da nova carga, não excedam 75% dos valores fixados na tabela II.3 e que os níveis de curto-circuito não sejam inferiores aos apresentados na tabela II.4.

* O Apêndice IV apresenta os esquemas de conversores com diversos números de pulsos.

Tabela II.2 - Correntes harmônicas permitidas para qualquer consumidor no PAC (Ampères), no Estágio 2.

Ordem Harmônica	TENSÃO DO SISTEMA NO PAC (kV)			
	0,415	6,6 e 11	33	132
2	48	13	11	5
3	34	8	7	4
4	22	6	5	3
5	56	10	9	4
6	11	4	4	2
7	40	8	6	3
8	9	3	3	1
9	8	3	2	1
10	7	3	2	1
11	19	7	6	3
12	6	2	2	1
13	16	6	5	3
14	5	2	2	1
15	5	2	1	1
16	5	2	1	1
17	6	2	2	1

Tabela II.3 - Limites de distorção de tensão harmônica em qualquer ponto do sistema (incluindo níveis existentes).

		TENSÃO DO SISTEMA NO PAC (kV)			
		0,415	6,6 e 11	33	132
DISTORÇÃO DE TENSÃO HARMÔNICA TOTAL (%)		5	4	3	1,5
DISTORÇÃO DE TENSÃO HARMÔNICA INDIVIDUAL (% POR HARMÔNICA)	ÍMPAR	4	3	2	1
	PAR	2	1,75	1	0,5

Tabela II.4 - Níveis mínimos de curto-circuito.

Tensão do Sistema (kV)	Nível de curto-circuito Assumido (MVA)
0,415	10
6,6 ou 11	100
33 ou 66	500
132	1000

II - 20

A tabela II.5 mostra as potências típicas de conversores correspondentes aos limites de corrente da tabela II.2.

Tabela II.5 - Cargas máximas de instalações conversoras correspondentes aos limites de correntes harmônicas da tabela II.2.

Tensão do PAC (kV)	TIPO DO CONVERSOR	CAPACIDADE PERMITIDA (kVA) PARA INSTALAÇÕES TRIFÁSICAS		
		3 pulsos	6 pulsos	12 pulsos
0,415	NÃO CONTROLADO	-	150	300
	SEMI-CONTROLADO	-	65	-
	CONTROLADO	-	100	150
6,6 ou 11	NÃO CONTROLADO	400	1000	3000
	SEMI-CONTROLADO	-	500	-
	CONTROLADO	-	800	1500
33 ou 66	NÃO CONTROLADO	1200	3000	7600
	SEMI-CONTROLADO	-	1200	-
	CONTROLADO	-	2400	3800
132	NÃO CONTROLADO	1800	5200	15000
	SEMI-CONTROLADO	-	2200	-
	CONTROLADO	-	4700	7500

c) Estágio 3:

Quando uma carga não-linear não atende aos limites da tabela II.2 ou quando a distorção de tensão no PAC já excede 75% dos limites da tabela II.3, torna-se necessário um exame detalhado das condições das correntes e tensões harmônicas existentes e das condições resultantes da nova carga.

Os valores de distorção de tensão harmônica, resultantes da combinação das distorções existentes com aquelas produzidas pela nova carga, devem ser estimados e não devem exceder, em qualquer ponto do sistema, os limites da tabela II.3.

II.4.3.2. AUSTRÁLIA

A norma australiana AS 2279-1979 em sua parte referente ao sistema de potência subdivide-se em três estágios.

a) Estágio 1.

São aceitos equipamentos cuja potência não exceda 0,3% da potência de curto-circuito do PAC, limitados a 75 kVA (ou 500 kVA para sistemas de distribuição primária de tensão superior a 415 V até 33 kV), desde que o nível de falta do sistema seja, no mínimo de 5 MVA (ou 50 MVA para sistemas de distribuição primária). Cargas monofásicas são permitidas até 5 kVA em 240 V ou 7,5 kVA em 415 V.

b) Estágio 2:

Admite-se a conexão de uma carga não-linear de acordo com o gráfico da figura II.3, desde que os níveis de distorção de tensão no PAC, antes da conexão da carga, não excedam 75% dos limites permitidos na tabela II.6.

c) Estágio 3:

Podem ser conectados ao sistema cargas que não atendam às condições anteriores, desde que as tensões harmônicas, após a conexão da carga, não excedam em qualquer ponto do sistema, os limites da tabela II.6. Torna-se, deste modo, necessária uma análise detalhada do sistema e da carga, de acordo com os procedimentos delineados na norma.

Tabela II.6 - Limites de distorção de tensão harmônica em qualquer ponto do sistema (incluindo níveis existentes).

TIPO DO SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO	TENSÃO DO SISTEMA NO PAC (kV)	DISTORÇÃO DE TENSÃO HARMÔNICA TOTAL (%)	DISTORÇÃO DE TENSÃO HARMÔNICA INDIVIDUAL (%)	
			ÍMPAR	PAR
DISTRIBUIÇÃO PRIMÁRIA E SECUNDÁRIA	ATÉ 33	5	4	2
SUBTRANSMISSÃO	22, 33 e 66	3	2	1
TRANSMISSÃO	110 e ACIMA	1,5	1	0,5

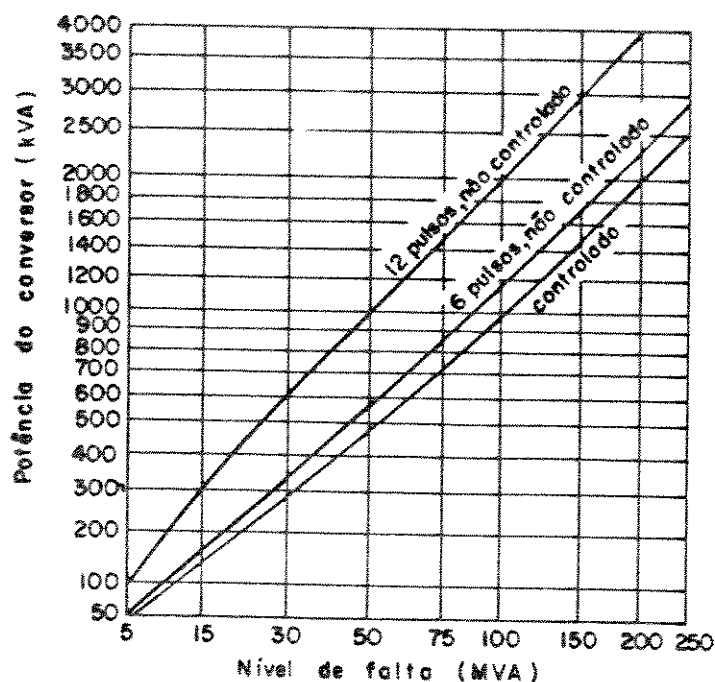


Figura II.3 - Potência do conversor em função do nível de falta (acarretando uma distorção adicional de tensão de 1% no PAC, para qualquer harmônica ímpar individual).

II.4.3.3. FRANÇA

O documento elaborado pela Electricité de France (1981) estabelece limites para cada consumidor atuando isolado no PAC. Esses limites de distorção de tensão são de 0,6% para harmônicas pares, 1,0% para harmônicas ímpares e 1,6% para a distorção de tensão harmônica total.

Estes limites visam garantir que um nível de aproximadamente 5% de distorção de tensão harmônica total no PAC não seja excedido, quando da operação conjunta dos diversos consumidores.

O cálculo da potência dos conversores é baseado numa impedância harmônica dada por:

$$Z_n = \delta n Z_{cc} \quad (\text{II.4-14})$$

onde: Z_n = impedância harmônica vista do ponto de conexão do conversor

Z_{cc} = impedância de curto-circuito do ponto

n = ordem harmônica

$$\delta = \begin{cases} 2, & \text{Para sistemas de alta tensão} \\ 3, & \text{Para sistemas de média tensão} \\ 1, & \text{Para sistemas de baixa tensão} \end{cases}$$

Os valores resultantes para conversores de 6 e 12 pulsos, expressos em termos da relação S_{cc}/S_c , onde S_c é a potência do conversor e S_{cc} a potência de curto-circuito da barra do conversor, são dados na tabela II.7.

Tabela II.7 - Potência dos conversores expressa pela relação S_{cc}/S_c .

TENSÃO DO SISTEMA	RELAÇÃO S_{cc}/S_c	
	CONVERSOR DE 6 PULSOS	CONVERSOR DE 12 PULSOS
ALTA TENSÃO	240	150
MÉDIA TENSÃO	360	225
BAIXA TENSÃO	120	75

A avaliação da contribuição individual de um consumidor é baseada em procedimentos analíticos que excluem o efeito de outras fontes harmônicas.

II.4.3.4. SUÉCIA

Na Suécia, de acordo com o documento "SEF Thyristor Committee Report (1974)", a aceitação de uma carga não-linear é examinada sob dois aspectos.

A princípio, a aceitação é automática para conversores cuja potência não exceda os limites da tabela II.8

Tabela II.8 - Potência do conversor expressa como porcentagem do nível de curto-circuito do sistema.

NÚMERO DE PULSOS DO CONVERSOR	POTÊNCIA (% DA POTÊNCIA DE CURTO)	
	ATÉ 24 kV	ACIMA DE 24 kV
6	1	0,5
12	2	1
> 12	3	1,5

No entanto, também as tensões harmônicas, causadas no PAC por um consumidor, são limitadas de acordo com a tabela II.9.

Tabela II.9 - Limites de distorção de tensão harmônica no PAC por consumidor.

TENSÃO DO SISTEMA	HARMÔNICAS INDIVIDUAIS (%)	DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL (%)
430/250 V	3	4
3,3 a 24 kV	2,5	3
36 a 72 kV	1,5	2
84 kV e acima	0,7	1

II.4.3.5. ESTADOS UNIDOS

O guia elaborado pelo IEEE em 1981 estabelece limites apenas para a distorção de tensão harmônica total, considerando sistemas gerais e sistemas dedicados utilizados para alimentar apenas conversores e cargas que não são afetadas por distorções de tensão, conforme mostrado na tabela II.10.

Tabela II.10 - Limites de distorção de tensão harmônica total

TENSÃO DO SISTEMA	SISTEMAS GERAIS	SISTEMAS DEDICADOS
2,4 a 69 kV	5,0%	8,0%
115 kV e acima	1,5%	1,5%

II.4.3.6. FINLÂNDIA

A recomendação finlandesa elaborada em 1978, também examina a aceitação de uma carga perturbadora em dois estágios.

a) Estágio 1:

A limitação depende das correntes harmônicas que podem circular entre o consumidor e o PAC, expressas como uma porcentagem da corrente de referência I_{ref} de cada consumidor (corrente correspondente à demanda média horária do consumidor). Tais limites estão mostrados na tabela II.11.

Tabela II.11 - Limites de correntes harmônicas por consumidor expressas em porcentagem da corrente de referência.

TENSÃO DO SISTEMA (kV)	DISTORÇÃO DE CORRENTE HARMÔNICA TOTAL (% de I_{ref})	CORRENTE HARMÔNICA INDIVIDUAL (% de I_{ref})
3 a 20	10	8
30 a 45	7	6
≥ 110	5	4

b) Estágio 2:

São aceitos, temporariamente, valores maiores de corrente, desde que as tensões harmônicas em qualquer ponto do sistema não excedam os valores da tabela II.12. Posteriormente, o consumidor pode ser chamado a reduzir suas correntes harmônicas, de acordo com a tabela II.11, de modo a permitir que outros consumidores utilizem sua cota da capacidade harmônica do sistema.

Tabela II.12 - Limites de distorção de tensão harmônica no sistema

TENSÃO DO SISTEMA (kV)	DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL (%)	NÍVEL INDIVIDUAL DAS HARMÔNICAS (%)
≤ 1	5	4
3 a 20	4	3
30 a 45	3	2
≥ 110	1,5	1

O documento finlandês estabelece, também, os valores de potência admissíveis para os conversores que são concordantes com os apresentados pela tabela II.8.

II.4.3.7.

ALEMANHA

A norma DIN 57.160 (1981) estabelece que a potência dos equipamentos geradores de harmônicas não pode exceder 1% do nível de falta do sistema. Um fator de diversidade pode ser aplicado às instalações contendo mais de uma fonte harmônica.

A distorção devida a cada harmônica individualmente é limitada a 5% da tensão fundamental, até a harmônica de ordem 15. Para ordens superiores, o limite decresce até o valor de distorção de 1% para a harmônica de ordem 100. Além disso, a distorção de tensão harmônica total não pode ser superior a 10%.

II.4.3.8. HOLANDA

A norma holandesa, elaborada em 1975, estabelece limites para as correntes harmônicas que cada consumidor pode injetar no sistema. Tais correntes são calculadas por:

$$I_n = \frac{a_n}{100 \cdot n} \cdot \frac{S_{cc}}{\sqrt{3} \cdot V} \tag{II.4-15}$$

- onde: I_n = corrente harmônica de ordem n
- S_{cc} = potência de curto-circuito trifásico do sistema
- V = tensão nominal do sistema
- a_n = coeficientes dados na tabela II.13

Pode-se observar que os limites percentuais de tensão harmônica fase-terra são dados por $V_n(\%) = a_n$, resultando num limite de distorção de tensão harmônica total de aproximadamente 1,9%, ou seja, $\sqrt{\sum_{n=2}^{40} a_n^2} \approx 1,9$; desde que se considere $Z_n = n \cdot Z_{cc}$.

Tabela II.13 - Coeficientes a_n ou limites percentuais de tensão harmônica ($V_n\%$).

	ORDEM DAS HARMÔNICAS	a_n (ou $V_n\%$)
HARMÔNICAS ÍMPARES	3	0,85
	5	0,65
	7	0,60
	9 - 11	0,40
	13	0,30
	15 - 39	0,25
HARMÔNICAS PARES	2 - 40	0,20

II.4.3.9. SUÍÇA

A norma suíça, elaborada em 1977, estabelece limites para cada tensão harmônica individual, mas não impõe limites para a distorção harmônica total. Os limites de distorção de tensão por consumidor são os mesmos apresentados na tabela II.13.

II.4.3.10. NOVA ZELÂNDIA

A recomendação neo-zelandesa, elaborada em 1981, estabelece limites para as tensões e correntes harmônicas individuais para sistemas de transmissão de tensão igual ou superior a 66 kV, conforme mostram as tabelas II.14 e II.15.

Tabela II.14 - Limites de tensão harmônica para sistemas de tensão ≥ 66 kV.

ORDEM HARMÔNICA		TENSÃO HARMÔNICA FASE-TERRA (% DA TENSÃO NOMINAL)
I M P A R	3	2,3
	5	1,4
	7	1,0
	9	0,8
	11	0,7
	13	0,6
	15	0,5
	17-21	0,4
	23-49	0,3
P A R	2	1,2
	4	0,6
	6	0,4
	8-10	0,3
	12-50	0,2

Tabela II 15 - Limites de corrente harmônica para sistemas de tensão ≥ 66 kV.

ORDEM HARMÔNICA		CORRENTE HARMÔNICA EM AMPÈRES À TENSÃO NOMINAL DO SISTEMA		
		220 kV	110 kV	66 kV
ÍMPAR	3	5,7	2,9	1,7
	5	3,4	1,7	1,1
	7	2,5	1,3	0,8
	9	1,9	1,0	0,6
	11	1,6	0,8	0,5
	13	1,4	0,7	0,4
	15	1,2	0,6	0,4
	17	1,0	0,5	0,3
	19-21	0,9	0,5	0,3
	23	0,8	0,4	0,3
	25-49	0,7	0,4	0,3
PAR	2	2,9	1,5	0,9
	4	1,5	0,8	0,5
	6	1,0	0,5	0,3
	8	0,8	0,4	0,3
	10	0,6	0,3	0,2
	12-14	0,5	0,3	0,2
	16-18	0,4	0,2	0,2
	20-50	0,3	0,2	0,2

Para o sistema de distribuição (tensões abaixo de 66 kV) são recomendados os seguintes limites:

Harmônicas pares de tensão : 2%

Harmônicas ímpares de tensão : 4%

Distorção harmônica total de tensão : 5%

A capacidade harmônica do PAC deve ser distribuída entre os vários consumidores, de acordo com a demanda máxima de cada um.

A capacidade efetiva de todos os conversores conectados num PAC trifásico é definida como a potência do conversor trifásico controlado, de 6 pulsos que, conectado a tal PAC, não exceda os limites de distorção de tensão mencionados. A capacidade efetiva de cada conversor é dada pelo produto da potência do conversor pelo fator correspondente da tabela II.16. Somando-se as potências efetivas de cada conversor, obtém-se a potência efetiva total dos conversores conectados ao PAC.

Tabela II.16 - Fatores de multiplicação aplicáveis a cada conversor para o cálculo da capacidade efetiva do conjunto de conversores num PAC trifásico

TIPO DO CONVERSOR	MONOFÁSICO (FASE-NEUTRO)	MONOFÁSICO (FASE-FASE)	TRIFÁSICO 6 PULSOS	TRIFÁSICO 12 PULSOS
NÃO CONTROLADO	2,0	1,1	0,5	0,25
CONTROLADO	3,7	2,2	1,0	0,65

O documento neo-zelandês define, ainda, para o sistema de transmissão, limites relativos à corrente de distúrbio equivalente e à tensão de distúrbio equivalente, baseados em fatores de ponderação psfométricos (sensibilidade do ouvido humano a ruídos). Para tais sistemas, de tensão maior ou igual a 66 kV, o limite de tensão ponderado pelos fatores de sensibilidade ao ruído é utilizado no lugar da distorção harmônica total de tensão.

II.4.3.11. BRASIL

O relatório elaborado em 1984 pelo Grupo Coordenador para Operação Interligada (GCOI), fundamentado em experiências de outros países (Inglaterra e Nova Zelândia), recomenda:

a) Para sistemas de tensão nominal inferior a 69 kV, a tensão harmônica fase-terra, em qualquer PAC, não pode exceder os seguintes limites:

Harmônicas pares de tensão : 2%

Harmônicas ímpares de tensão : 4%

Distorção harmônica total de tensão : 5%

b) Para sistemas com tensão nominal maior ou igual a 69 kV, são estabelecidos limites para as harmônicas individuais de tensão e corrente. Os limites para as tensões harmônicas fase-terra são os mesmos mostrados na tabela II.14, ao passo que os limites para as harmônicas de corrente, que podem circular entre qualquer consumidor e o PAC, constam na tabela II.17.

Tabela II.17 - Limites para harmônicas de corrente em sistemas de tensão ≥ 69 kV.

ORDEM HARMÔNICA		CORRENTE HARMÔNICA EM AMPÈRES À TENSÃO NOMINAL DO SISTEMA				
		345 kV	230 kV	138 kV	88 kV	69 kV
ÍMPAR	3	8,8	5,9	3,5	2,2	1,8
	5	5,3	3,5	2,1	1,4	1,1
	7	3,8	2,5	1,5	1,0	0,8
	9	2,9	2,0	1,2	0,8	0,6
	11	2,4	1,6	1,0	0,6	0,5
	13	2,0	1,4	0,8	0,5	0,4
	15	1,8	1,2	0,7	0,5	0,4
	17	1,6	1,0	0,6	0,4	0,3
	19-21	1,3	0,9	0,5	0,3	0,3
	23	1,2	0,8	0,5	0,3	0,2
	25-49	1,1	0,7	0,4	0,3	0,2
PAR	2	4,4	2,9	1,8	1,1	0,9
	4	2,2	1,5	0,9	0,6	0,4
	6	1,5	1,5	0,6	0,4	0,3
	8	1,1	0,7	0,4	0,3	0,2
	10	0,9	0,6	0,4	0,2	0,2
	12-14	0,7	0,5	0,3	0,2	0,2
	16-18	0,6	0,4	0,2	0,2	0,2
	20-50	0,4	0,3	0,2	0,2	0,2

Os limites de harmônicas de tensão devem ser divididos entre os diversos consumidores no PAC, em proporção à demanda máxima de cada um.

A capacidade efetiva de todos os conversores conectados a um mesmo PAC com alimentação trifásica não deve exceder 1,8% da potência de curto-circuito trifásica neste ponto. A capacidade efetiva do conjunto de conversores conectados a um PAC é obtida pela soma das capacidades efetivas de cada conversor. A capacidade efetiva de cada conversor é o produto de sua potência pelo fator apropriado, indicado na tabela II.16, que reduz cada conversor a um conversor controlado de 6 pulsos equivalente em termos de perturbação harmônica.

II.5. REDUÇÃO DOS NÍVEIS E ORDENS HARMÔNICAS

Basicamente existem dois métodos utilizáveis para se diminuir ou cancelar os níveis das ordens harmônicas dos sistemas de potência.

O primeiro deles é o mais geral e eficaz para se controlar a injeção de harmônicas nos sistemas c.a., e se constitui na instalação de filtros sintonizados em determinadas frequências harmônicas e de filtros passa-alta nas barras onde se localizam as principais fontes harmônicas, em especial naquelas nas quais se ligam grandes conversores.

Normalmente, para barramentos de média tensão com potência menor que 30 MW de conversores, recomenda-se um arranjo com filtros sintonizados nas harmônicas de ordens 5 e 7 e mais um passa-alta. Para potências de conversores superiores à 30 MW, normalmente acrescentam-se filtros sintonizados nas harmônicas de ordens 11 e 13. [8]

Considerando-se a possibilidade da geração de harmônicas não-características, assim como, a geração de harmônicas de qualquer ordem por outros tipos de cargas especiais, é usual instalar-se filtros para harmônicas de ordens 3 e 9 ou para outras ordens que porventura se façam presentes no sistema.

O outro método de supressão de harmônicas é utilizado apenas em conversores e compensadores estáticos de reativos e é conhecido como multiplicação de fases. Isto é conseguido com o emprego de unidades de 6 pulsos alimentadas por transformadores com diferentes valores de deslocamento angular.

A figura II.4 apresenta o esquema de um dos tipos mais comuns de conversores, o chamado conversor de 12 pulsos. Neste caso, o lado c.c. possui dois conversores de 6 pulsos conectados em série, dobrando assim a tensão c.c..

Sob o ponto de vista do lado c.a. estes conversores estão conectados em paralelo. Arranjos paralelos dos conversores quanto a sua conexão do lado c.c. também são freqüentemente encontrados em instalações industriais e produzem efeitos semelhantes.

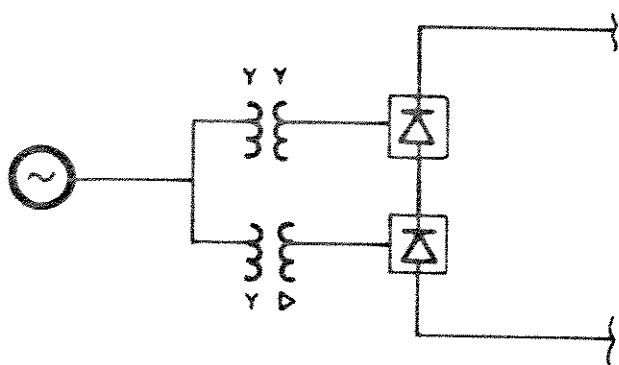


Figura II.4 - Conversor de 12 pulsos

Embora as correntes primárias dos dois trafos apresentem harmônicas de ordem $6k \pm 1$ (harmônicas de ordens 5, 7, 11, 13, ...), a corrente total de alimentação possuirá, teoricamente, apenas harmônicas de ordem $12k \pm 1$ (harmônicas de ordens 11, 13, 23, 25, ...).

Os diagramas fasoriais das figuras II.5 e II.6 mostram a eliminação das ordens 5 e 7. Na prática, a eliminação destas harmônicas não é total, como pode ser visto na tabela II.18, isto devido a desequilíbrios que sempre se fazem presentes no sistema elétrico. Estes desequilíbrios podem ser causados por variações das tensões ou impedâncias de linha nos sistemas trifásicos (possivelmente $\pm 2,5\%$), diferenças nas relações de espiras para as conexões Y- Δ , diferenças em ângulos de ignição e nos tempos de extinção. [1]

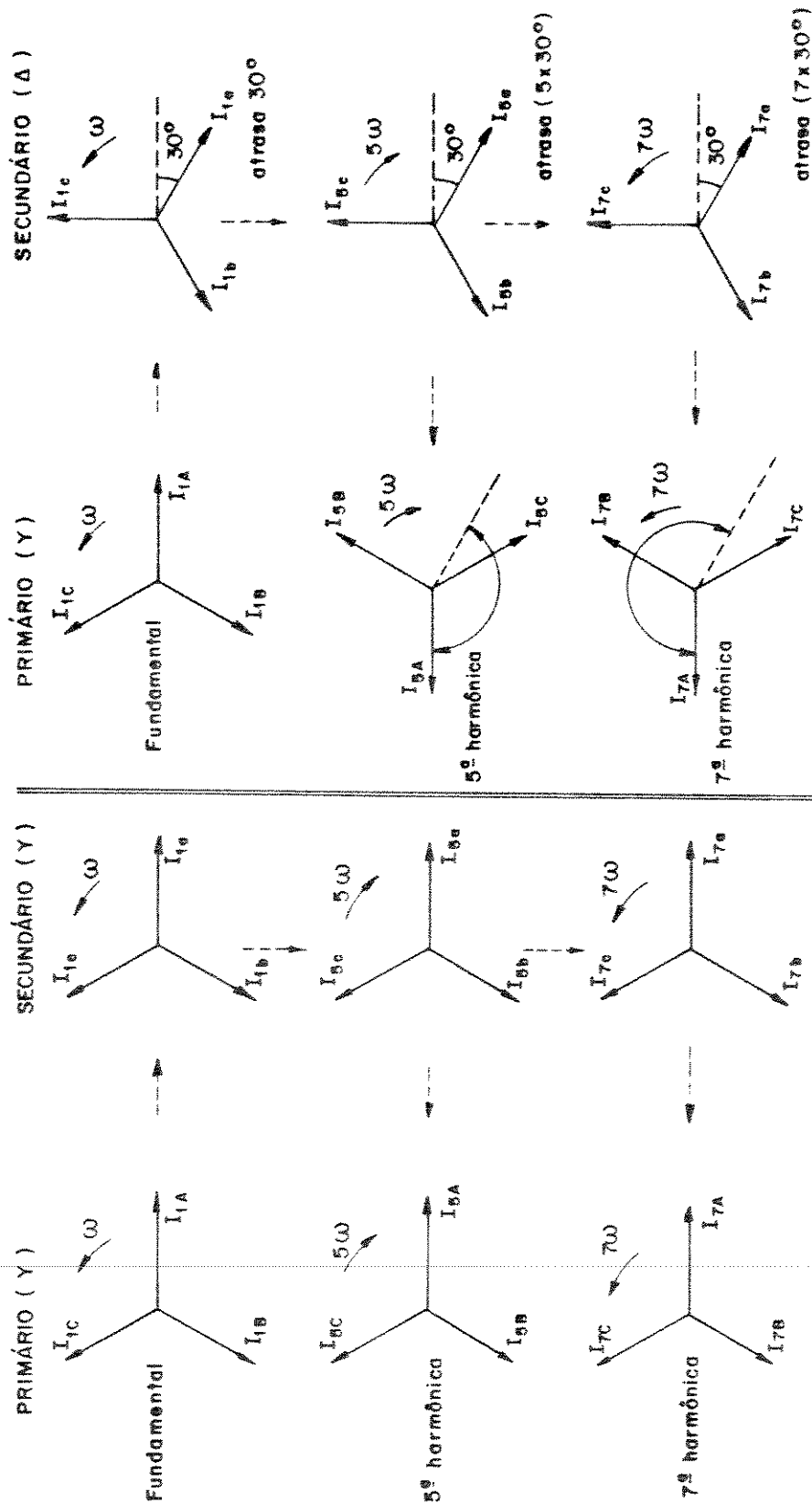


Fig. II-5 - Diagramas fasoriais do fundamental, 5ª e 7ª harmônicas de corrente para o trafo Y-Y do conversor de 12 pulsos.

Fig. II-6 - Diagramas fasoriais do fundamental, 5ª e 7ª harmônicas de corrente para o trafo Y-Δ do conversor de 12 pulsos.

Tabela II.18 - Correntes harmônicas presentes na entrada de conversores estáticos de potência em p.u. da fundamental (valores típicos).

Nº de Pulsos	Ordem Harmônica							
	5	7	11	13	17	19	23	25
6	0,175	0,110	0,045	0,029	0,015	0,010	0,009	0,008
12	0,026	0,016	0,045	0,029	0,002	0,001	0,009	0,008
18	0,026	0,016	0,007	0,004	0,015	0,010	0,001	0,001
24	0,026	0,016	0,007	0,004	0,002	0,001	0,009	0,008

II.6. DETECÇÃO E PREVISÃO DE FREQUÊNCIAS HARMÔNICAS EM SISTEMAS DE POTÊNCIA

A presença de distorções de tensões e/ou correntes em sistemas de potência é indesejável. Assim, faz-se necessário detetar e eliminar esta incômoda presença dos sistemas de potência. Normalmente, a eliminação, pura e simples, torna-se inviável devido a problemas técnico-econômicos, porém a atenuação dos níveis harmônicos é uma solução bastante razoável que deve ser perseguida.

Qualquer atitude a ser tomada para viabilizar a atenuação /eliminação de níveis harmônicos deve ser precedida pela identificação das fontes geradoras de distorções e a avaliação das ordens e níveis das frequências harmônicas nas quais se decompõe a distorção. Este procedimento pode ter dois enfoques distintos, dependendo se o problema já existe num sistema em operação, ou se o problema está sendo previsto devido a uma nova carga especial que entrará em operação.

Caso o problema já exista, a melhor avaliação de níveis e ordens harmônicas é obtida através de medições. Estas medições não devem se ater exclusivamente ao barramento onde está conectado a carga especial, mas ser extendida à todo o sistema, isto porque, em princípio, desconhece-se onde poderá ocorrer ressonâncias.

Caso o problema estiver sendo previsto devido à instalação de uma nova carga especial, é possível estudar a presença de ondas distorcidas de tensão e/ou corrente no sistema através de dois métodos. Estes métodos se referem a abordagem dada ao problema, que pode receber um tratamento ou no domínio do tempo ou no domínio da frequência.

O método de estudo que utiliza o domínio do tempo, deve representar o sistema de potência genericamente por funções de transferência entre tensões e correntes, no domínio do tempo; devendo as ondas distorcidas das tensões ou correntes serem conhecidas e utilizadas através de representação ponto a ponto em função do tempo, sendo que as soluções, conseguidas através de métodos numéricos, dependem do passo de tempo utilizado. Este método é bastante difícil de ser implementado devido à complexidade de se representar os diversos equipamentos do sistema por funções de transferência no domínio do tempo, à grande demanda de memória computacional, e ao longo tempo de processamento.

Normalmente, prefere-se abordar o problema de distorções de tensões e/ou correntes nos sistemas de potência através do método de estudo que utiliza o domínio da frequência, que encara o sistema c.a. como múltiplos sistemas, cada um deles representando o sistema real numa determinada frequência harmônica. Neste caso a dificuldade reside em saber qual é a representação razoável de cada componente do sistema nas frequências harmônicas. Assim, é muito importante o conhecimento geral do comportamento de sistemas sujeitos à frequências harmônicas, e em particular de cada uma de suas partes componentes.*

* O Capítulo IV trata especificamente dos modelos envolvidos na representação dos sistemas de potência no domínio da frequência.

Numa primeira aproximação pode-se encarar o sistema c.a. como sendo simétrico, e não variável com o tempo, ou seja que a constituição da rede seja fixa tanto em elementos constituintes, quanto em cargas. Neste caso todo o sistema c.a. pode ser representado através de apenas uma fase, sendo que o comportamento das outras duas fases estaria implicitamente descrito. Estas hipóteses porém, não traduzem a operação real de um sistema de potência.

Qualquer sistema de potência tem uma característica dinâmica que se torna muito acentuada quando este sistema fica sujeito à harmônicas.

Esta característica dinâmica não só implica numa alteração do sistema (sistema propriamente dito mais cargas) em função do tempo, como também que essa alteração pode se processar diferentemente para as três fases. Deste modo, muitas vezes é necessária a utilização de representações trifásicas que permitam a introdução de desequilíbrios entre as fases e maior facilidade na representação de influências mútuas entre linhas e fases de linhas, ao invés de representações monofásicas que assumam total equilíbrio entre fases.

A importância de representações trifásicas só aparece quando se quer fazer comparações entre os resultados obtidos em simulações digitais e valores medidos no campo. [9] Um problema que surge quando da utilização de modelagens trifásicas, é o aumento da ordem do sistema algébrico, que passa a ser três vezes maior do que na modelagem monofásica, demandando portanto, mais memória computacional.

Outro fato importante que não pode ser esquecido é que as correntes harmônicas injetadas em determinadas barras do sistema que são assumidas como sendo entradas do problema, foram calculadas partindo-se de um certo estado da tensão da barra na qual a fonte harmônica está conectada.

Partindo-se da situação de tensões perfeitamente senoidais em todas as barras, tem-se, ao injetar as correntes harmônicas no sistema, a distorção na tensão de todas as barras, o que faz com que a injeção de correntes harmônicas estimada anteriormente não seja mais válida. Deste modo, é razoável a introdução de um método iterativo no qual cada passo da iteração calcula a nova injeção de correntes harmônicas e o novo conteúdo harmônico das tensões em todas as barras.*

Neste caso, procura-se a convergência do método iterativo, que é obtida quando as tensões harmônicas calculadas em duas iterações sucessivas estiverem dentro de um desvio previamente estipulado.

II.7. ESTADO DA ARTE DOS ESTUDOS COMPUTACIONAIS DE FLUXO HARMÔNICO

Nos últimos anos o interesse pela geração e cálculo de frequências harmônicas, bem como de seus efeitos nos sistemas de potência e equipamentos tem aumentado consideravelmente.

Com a utilização de instalações conversoras cada vez maiores e em maior número, tanto em HVDC ("High Voltage Direct Current") como em aplicações industriais, tornou-se importante no planejamento de sistemas de potência a necessidade de se calcular as harmônicas de tensão e corrente tanto do lado c.a. quanto do lado c.c..

Adicionalmente aos bem conhecidos problemas criados por harmônicas e anteriormente citados, há outros relatados que envolvem a interação mútua entre conversor - carga - sistema de alimentação e controle. Um tipo de

* O capítulo V propõe claramente este método iterativo, que é uma das contribuições mais expressivas deste trabalho.

instabilidade, que pode ocorrer em conversores que se utilizam de um sistema de controle baseado nos pontos de cruzamento das tensões de alimentação foi descrita por Ainsworth. [10] Mostrou-se, utilizando-se reator c.c. infinito, que se o sistema gerador de pulsos for substituído por um igualmente espaçado, a geração de harmônicas não-características não ocorre em regime, podendo deste modo, o conversor ser operado mesmo com uma leve assimetria do sistema c.a.. Um tipo de instabilidade similar foi observado numa instalação industrial com um sistema de retificação controlado por tiristores. [11]

A verificação de que a impedância c.a. poderia ter um maior efeito na estabilidade do sistema conversor foi um grande avanço. Assumindo-se uma impedância c.a. não infinita e sistema de geração de pulsos igualmente espaçados, se a impedância do lado c.c. é infinita o sistema conversor tem sua estabilidade garantida, ou seja, ratifica-se a solução de Ainsworth; no entanto se a impedância do lado c.c. é finita a estabilidade não pode ser garantida mesmo mantendo-se o sistema de geração de pulsos. Este fenômeno foi inicialmente relatado nas referências [12] e [13] e devidamente modelado em [14] e pode ocorrer devido ao mecanismo a seguir relatado.

Partindo-se da possibilidade de ocorrência de uma pequena imperfeição na barra de alimentação c.a., harmônicas não-características de tensão podem aparecer no lado c.c.. Se a impedância do lado c.c. é infinita estas harmônicas não-características terão um efeito irrelevante. Se entretanto, uma ressonância numa frequência harmônica não-característica existir no lado c.c., altos níveis de correntes harmônicas podem estar presentes neste lado. Estes altos níveis de harmônicas não-características no lado c.c. causarão correntes não-características fluindo no lado c.a. do conversor. Se estas harmônicas não-características são adicionadas à imperfeição original, as condições clássicas

para uma instabilidade existem. Esta instabilidade é independente do método de controle, parâmetros controle-sistema, ressonâncias do sistema c.a. e saturação dos transformadores. A inclusão destes parâmetros no cálculo pode, entretanto, fazer a estabilidade um tanto pior ou levar eles próprios à instabilidade. Este mecanismo, deste modo, existe como o resultado da combinação das impedâncias c.a. e c.c. não-infinitas, saturação do transformador e sistema de disparo usando controle de malha fechada. [15]

Para aplicações de HVDC e industriais, uma análise harmônica completa pode somente ser satisfatoriamente levada a efeito se todos estes componentes são representados apropriadamente. Existem dois métodos básicos pelos quais o sistema como um todo pode ser modelado.

O primeiro deles faz uso da análise no domínio do tempo, [16,17] o qual tem a vantagem de prever qualquer comportamento transitório. Este método consiste no estabelecimento de um conjunto de equações diferenciais que é resolvido usando-se uma solução numérica. Usando esta técnica, as harmônicas são avaliadas usando-se uma representação ponto a ponto das várias tensões e correntes. Assim, a precisão dos resultados é totalmente dependente dos valores escolhidos para o passo usado na solução numérica. Deste modo, se uma alta precisão é exigida, são necessários uma grande capacidade de memória do computador e um grande tempo de execução.

Um segundo método de avaliar harmônicas é descrever o sistema por um conjunto de equações no domínio da frequência (em regime). Com este segundo método o efeito da impedância do sistema de alimentação, desbalanceamentos, sistema de controle, saturação dos transformadores, impedância c.c. não-infinita e quaisquer outras condições operacionais não-ideais podem ser examinadas com a ajuda de um processo iterativo. Usando-se este método, instalações

multiconversoras podem ser precisamente estudadas com um eficiente uso do tempo computacional. No caso de uma real instabilidade do sistema conversor não é encontrada uma solução final, mas níveis muito altos de distorção, como acontece realmente. [15]

No passado vários pesquisadores se utilizaram da formulação no domínio da frequência para estudar o efeito de parâmetros individuais. Cada estudo, no entanto, ignorava o efeito que outros parâmetros poderiam ter nos resultados.

Por exemplo, se o efeito da impedância do sistema c.a. estava sendo examinada, o modelo poderia assumir uma indutância infinita no lado c.c.. Neste sentido a referência [18] descreve a interação entre erros nos pulsos de disparo e as harmônicas não-características, onde os erros são causados por uma tensão de alimentação trifásica fundamental balanceada, na qual uma particular e única distorção de tensão balanceada é superposta. Já a referência [19] utiliza tensões trifásicas desbalanceadas sem distorções empregando dois métodos diferentes de ignição dos pulsos. O efeito da assimetria da impedância equivalente do sistema de alimentação entre as três fases sobre a geração das harmônicas é abordada em [20]. Em todos estes trabalhos os desbalanceamentos são individualmente especificados e a impedância do lado c.c. é considerada infinita.

É evidente que num sistema real existe uma interação mútua entre todas as possíveis diferenças apresentadas em relação a um sistema conversor idealizado. Algumas destas inter-dependências são descritas na literatura. Deste modo, tem-se um modelo para calcular as harmônicas de tensão e corrente com ângulos de sobreposição desbalanceados, resultantes de assimetrias na reatância de dispersão do transformador do conversor. [21] O efeito de erros no ângulo de disparo e distorção na tensão c.a. também são levados em conta nos cálculos das harmônicas

não-características do lado c.c. [22] Nestes trabalhos muitas variáveis são fornecidas como dados de entrada e não são especificamente calculadas para o sistema sob estudo, sendo que os lados c.a. e c.c. são tratados sem o enfoque da interação mútua existente entre eles. Esta interação foi primeiramente descrita em [23], tomando-se para tanto um conversor alimentando um motor c.c.. Deste modo, mostrou-se as razões porque os níveis reais de corrente presente nas linhas de alimentação de um conversor alimentando um motor c.c. podem diferir grandemente daqueles calculados utilizando-se impedância c.c. infinita.

Usando-se uma técnica iterativa desenvolveu-se um método onde combinou-se o cálculo das harmônicas devido a um conversor (HVDC) com o sistema c.a. [24] Neste modelo, ao fim de cada iteração um novo ponto de operação é encontrado, e usando-se as novas tensões obtidas um novo ponto de operação é calculado na próxima iteração. Entretanto o método tem limitações e não usa uma representação da impedância do lado c.c., controles, saturação dos transformadores, etc..

Uma técnica iterativa foi utilizada em [25] visando especificamente o cálculo de harmônicas nos sistemas c.a./c.c. de um conversor, onde se comparou a simulação no domínio da frequência com um modelo dinâmico capaz de traduzir o comportamento transitório do referido conversor.

Sob o ponto de vista dos sistemas sujeitos à fontes harmônicas é possível destacar a preocupação com o comportamento do fluxo harmônico em sistemas nos quais se assume um total balanceamento entre fases, nos casos de aplicação industrial^[1] e de sistemas de potência,^[3] e que portanto utiliza um modelamento monofásico.

Como a simetria entre fases quase nunca ocorre quando da presença de fontes harmônicas passou-se a explorar os fluxos harmônicos utilizando-se uma modelagem trifásica

utilizando componentes simétricas^[26] ou componentes de fase^[9]. No entanto, nestes estudos as injeções harmônicas são dadas como valores fixos que não recebem influência alguma do sistema estudado, ou seja, a preocupação nestes casos se prende apenas ao modelamento do sistema c.a..

Obviamente, as matrizes envolvidas na solução de um fluxo harmônico trifásico demandam, a princípio, 9 vezes a quantidade de endereços de memória da modelagem monofásica, mas são capazes, no entanto, de traduzir qualquer diferença existente entre fases, além das influências mútuas entre elas.

De um modo geral, as componentes de fase apresentam-se como a modelagem mais versátil para a solução de fluxos harmônicos, uma vez que não se perde o sentido físico de tais componentes através de transformações matemáticas, o quê ocorre com as componentes simétricas, por exemplo.

Neste sentido, o presente trabalho se propõe a estudar um sistema c.a. genérico sujeito a diferentes fontes harmônicas (não apenas conversores) localizadas em diversos pontos, através de um método iterativo que descreva a cada iteração a interação existente entre o sistema c.a. e fontes harmônicas.

A maior contribuição é pois, a implementação de uma ferramenta computacional que vise precipuamente o sistema c.a., no qual existe a preocupação com os limites dos níveis de tensões e correntes harmônicas. O sistema c.a. neste trabalho será modelado trifásicamente e por componentes de fase, tendo por este aspecto alguma semelhança com a abordagem dada em [9]. Quanto às fontes harmônicas, a maneira de se tratar as instalações conversoras em [15] foi aqui estendida para reatores controlados por tiristores (RCT) e reatores de núcleo saturado (RNS), no que tange a interação existente entre a corrente da fonte harmônica e a tensão

na respectiva barra de alimentação.

No capítulo seguinte são apresentados os modelos detalhados das fontes harmônicas de maior importância para um estudo global de um sistema de potência.

III - FONTES GERADORAS DE FREQUÊNCIAS HARMÔNICAS

III.1. INTRODUÇÃO

Embora se reconheça a existência de fontes harmônicas à nível residencial e comercial, este capítulo tem por meta a abordagem das fontes harmônicas que isoladamente são responsáveis por grandes distúrbios no sistema elétrico ao qual estão conectadas. Assim, são considerados os conversores estáticos, os compensadores estáticos controlados por tiristores, os reatores de núcleo saturado e os fornos de arco.

Para cada uma destas fontes geradoras de frequências harmônicas, são apresentados seus respectivos modelos, com vistas a fornecer o conteúdo harmônico gerado (correntes), a partir de uma dada tensão na barra na qual a fonte estiver ligada. Tal tensão pode, genericamente, ser distorcida e desequilibrada, e deste modo estes modelos são tais que possam descrever o comportamento destas fontes sob condições operativas independentes para as três fases do sistema.

Além dos objetivos vinculados à investigação científica, a apresentação deste capítulo busca um primor didático. Devido a tal fato, se incluiu dentre os compensadores o capacitor chaveado a tiristor (CCT) que é um equipamento que quando operado convenientemente não apresenta distorções em sua onda de corrente, e portanto não pode ser identificado como uma fonte geradora de frequências harmônicas.

Para cada fonte geradora de harmônicas apresenta-se, quando cabível, um modelo sob uma situação de alimentação mais genérica, para a seguir se particularizar o caso de alimentação equilibrada e sem conteúdo harmônico.

III - 2

Dentre outros aspectos, destaca-se como uma contribuição efetiva deste capítulo o modelo analítico do reator de núcleo saturado (RNS) quando sujeito à um sistema trifásico de tensões distorcidas desequilibradas, situação na qual a auto-eliminação de harmônicas devido a conexão dos reatores não se processa dentro do esperado.

Cada uma das quatro grandes fontes harmônicas apresentadas neste capítulo, é acompanhada por resultados obtidos por simulação digital de seus respectivos modelos.

III.2. CONVERSORES ESTÁTICOS

Devido ao seu estágio de desenvolvimento e a grande aceitação em aplicações industriais, os conversores estáticos apresentam uma grande importância, senão a maior, como geradores de harmônicas nos sistemas c. a..

O estudo e a análise do conteúdo harmônico gerado do lado c. a. pelos conversores estáticos deve receber uma formulação trifásica para permitir o enfoque de condições não ideais de operação. Tal formulação é muito importante, pois em condições ideais estes equipamentos só produzem as chamadas harmônicas características, que na maioria das vezes não constituem os verdadeiros problemas. Assim, a formulação trifásica permite a avaliação das variações do conteúdo harmônico com a geração de ordens harmônicas diferentes daquelas previstas sob condições ditas ideais.

O sistema de produção de pulsos utilizado (produção de pulsos com controle individual ou pulsos igualmente espaçados) também se reflete diretamente sobre a geração de harmônicas, e deste modo é importante analisar comparativamente o comportamento dos conversores sob este prisma.

Apesar dos conversores também gerarem harmônicas do lado c. c., estes só serão tratados aqui sob o enfoque de influírem no conteúdo harmônico do lado c. a..

Para uma melhor compreensão didática a apresentação dos conversores estáticos se inicia com uma ponte retificadora trifásica não controlada, seguido pelo conversor estático de 6 pulsos controlado por tiristores sob determinadas condições de funcionamento e com alimentação trifásica balanceada sem considerar o tempo de comutação entre uma válvula e outra. Só então considera-se a situação mais genérica de alimentação levando-se também em conta o tempo de comutação. Este caso mais genérico é posteriormente particularizado.

III.2.1. PONTE RETIFICADORA TRIFÁSICA

O circuito apresentado na figura III.2-1 corresponde a uma ponte retificadora trifásica, onde a identificação dos diodos indica a sequência natural de condução dos mesmos quando as tensões fase-neutro e_a , e_b e e_c constituem um sistema de tensões trifásicas de sequência positiva. A indutância de alisamento L_d assume, teoricamente, um valor infinito.

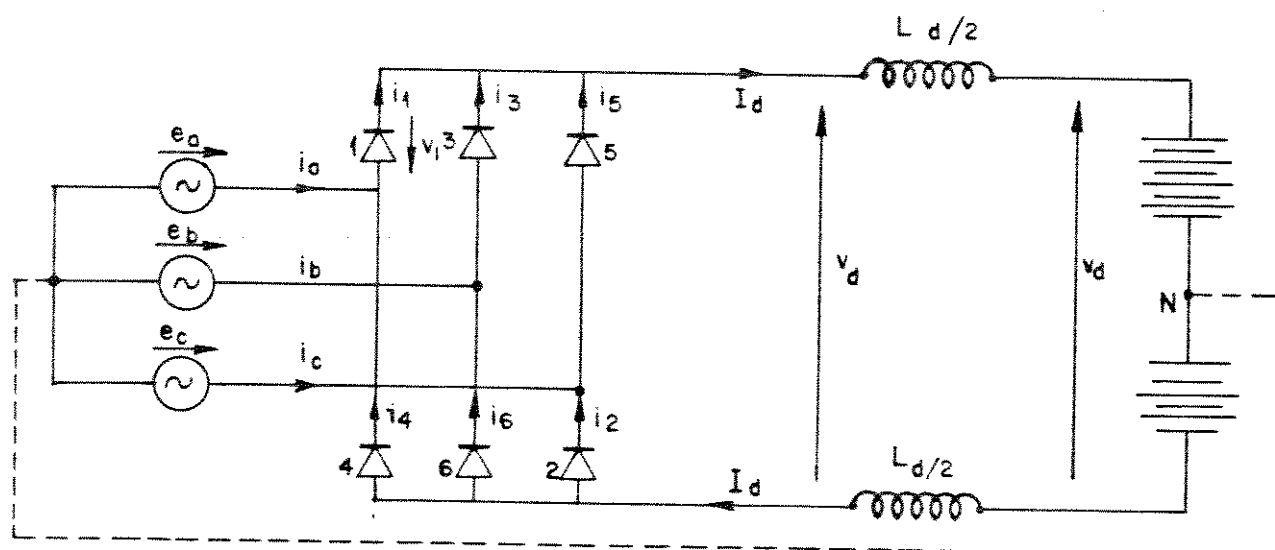


Figura III.2-1 - Ponte retificadora trifásica.

III - 4

O funcionamento desta ponte é facilmente entendido tomando-se inicialmente o caminho formado pelos diodos 1, 3, 5 e o neutro, e depois o caminho formado pelos diodos 4, 6, 2 e o neutro. Com o primeiro caminho pode-se avaliar a forma de onda da tensão na saída da ponte entre o terminal superior, antes do reator de alisamento, e o neutro; já com o segundo caminho obtém-se a forma de onda da tensão na saída da ponte entre o terminal inferior, antes do reator de alisamento, e o neutro.

A figura III.2-2 mostra as formas de onda das tensões e correntes para uma ponte trifásica. A figura III.2-2(a) indica as tensões fase-neutro que alimentam a ponte. Na mesma figura estão indicadas as tensões c.c. entre os terminais e o neutro (antes do reator L_d). A figura III.2-2(b) mostra a tensão c. c. total, antes do reator, enquanto que a figura III.2-2(c) indica a forma de onda da tensão no diodo 1 (v_1).

As figuras III.2-2(d), (e) e (f) mostram as correntes de linha i_a , i_b e i_c respectivamente. Estas formas de onda correspondem às correntes no secundário do transformador alimentador da ponte. As mesmas formas de onda serão observadas para as correntes de linha no primário se o transformador estiver em conexão Y-Y. A figura III.2-2(g) mostra a forma de onda da corrente de linha no primário caso o transformador esteja conectado em Δ -Y.

Esta ponte trifásica não permite nenhum controle sobre a potência, uma vez que a tensão de saída é fixada pela tensão de alimentação e a corrente (I_d) é constante uma vez fixada a carga.

Pontes trifásicas são melhor utilizadas quando se efetua o controle de potências, o que só é possível atuando-se sobre o início da condução de cada válvula. O dispositivo que permite o controle do início da condução, também chamado de controle de ignição, é o tiristor. Este

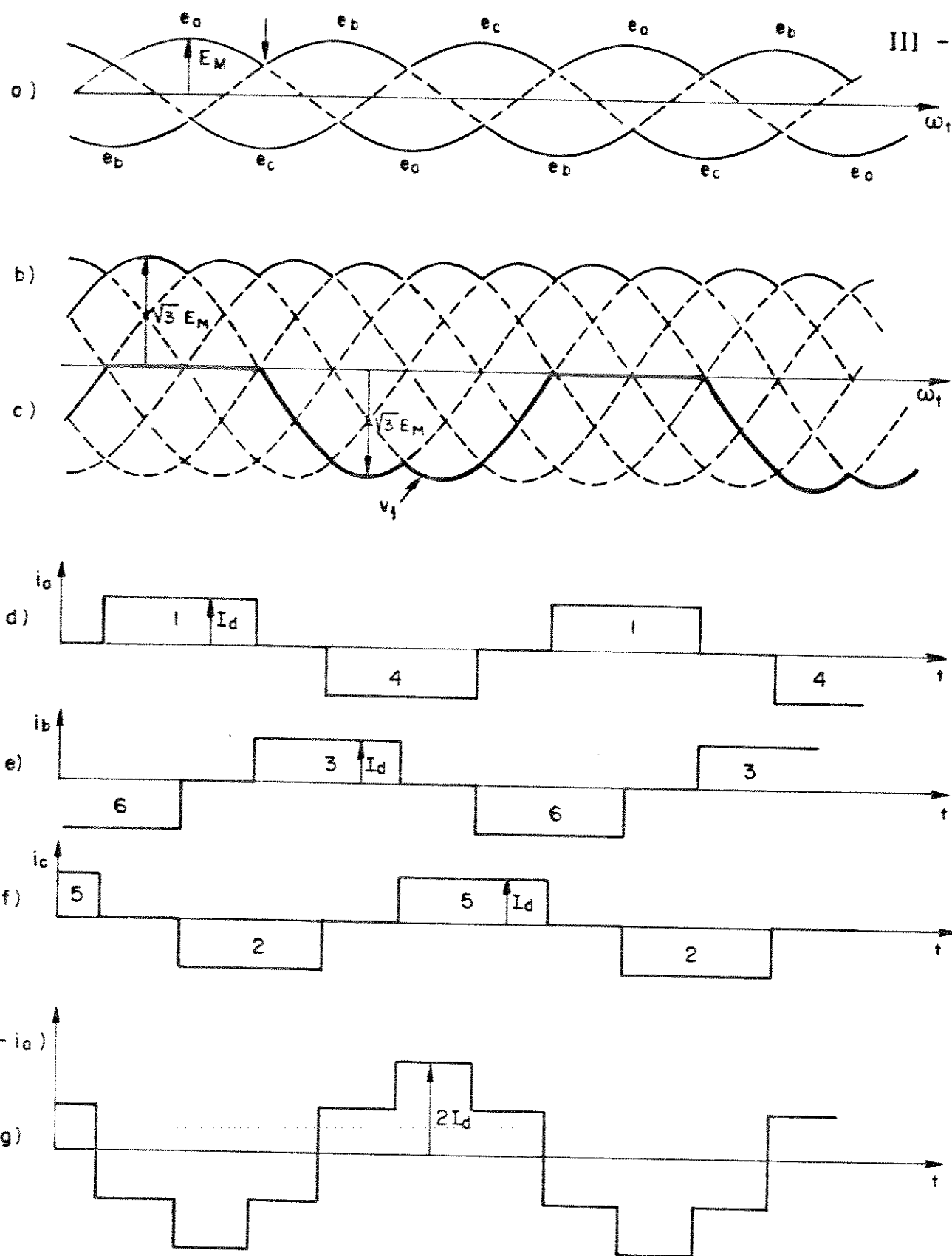


Fig. III. 2-2 — Formas de onda das tensões e correntes de uma ponte trifásica ideal.

III - 6

componente apresenta características de funcionamento similares às do diodo quanto à polarização, exigindo adicionalmente um sinal de controle no seu gatilho ou porta ("gate") para entrar em condução. Deste modo, substituindo-se os diodos da ponte retificadora trifásica por tiristores tem-se o conversor estático de 6 pulsos como apresentado na figura III.2-3. Os números colocados junto às válvulas representam a sequência com que as mesmas são disparadas (início de condução).

III.2.2. CONVERSOR ESTÁTICO DE 6 PULSOS A TIRISTORES

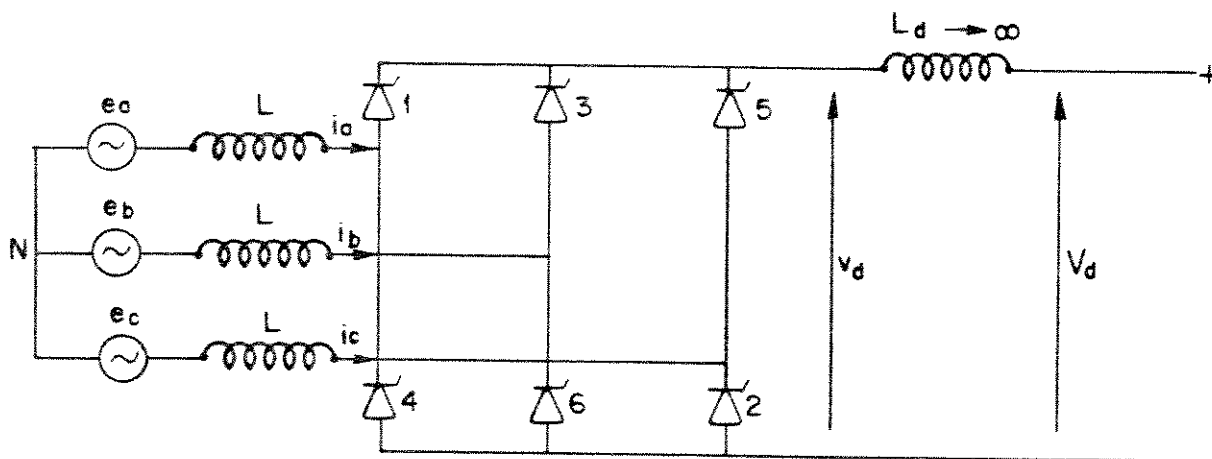


Figura III.2-3 - Circuito do conversor estático de 6 pulsos.

Supondo-se que as f.e.m.s e_a , e_b e e_c da figura III.2-3, não possuam conteúdo harmônico e constituam um sistema de tensões trifásico de sequência positiva, então estas tensões podem ser expressas por:

$$\left. \begin{aligned} e_a &= E_m \sin \omega t \\ e_b &= E_m \sin [\omega t - 120^\circ] \\ e_c &= E_m \sin [\omega t + 120^\circ] \end{aligned} \right\} \quad (\text{III.2-1})$$

assim, as tensões de linha são dadas por:

$$\left. \begin{aligned} e_{ac} &= \sqrt{3} E_m \sin[\omega t - 30^\circ] \\ e_{ba} &= \sqrt{3} E_m \sin[\omega t - 150^\circ] \\ e_{cb} &= \sqrt{3} E_m \sin[\omega t + 90^\circ] \end{aligned} \right\} \quad (\text{III.2-2})$$

Estas tensões são representadas na figura III.2-4.

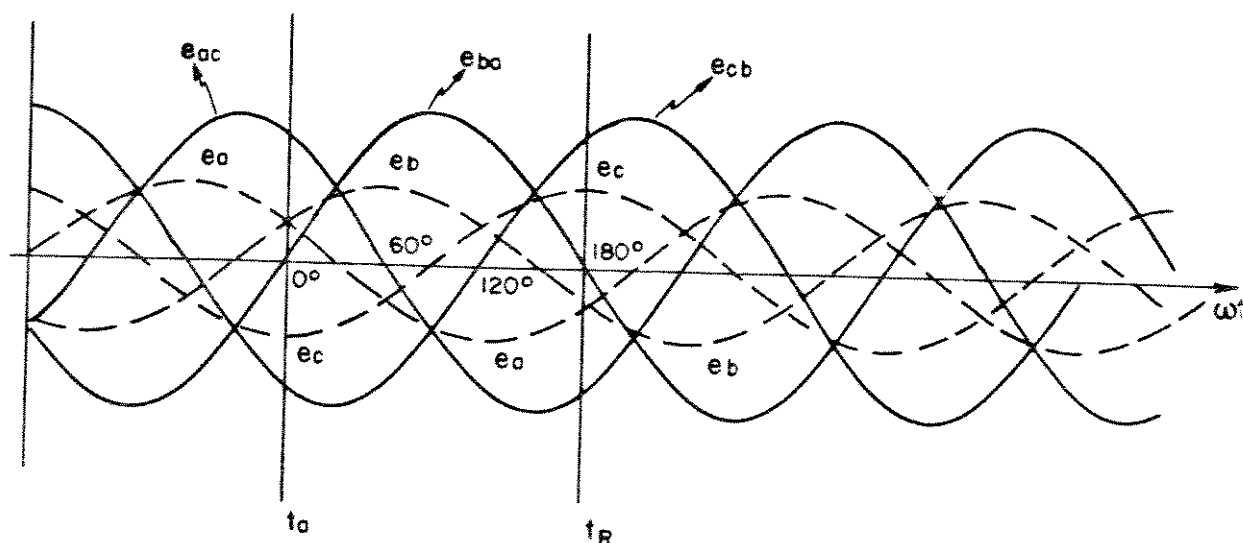


Figura III.2-4 - Representação das f.e.m.s que alimentam o conversor.

Antes do instante t_a , na figura III.2-4, a válvula 1 estava conduzindo. Não existindo controle de ignição, haverá uma comutação automática da válvula 1 para a válvula 3 no instante t_a . Instantes similares a este são denominados instantes de tensão zero ($e_{ba} = e_b - e_a = 0$). Quando estes instantes ocorrerem, pulsos de ignição podem atingir o gatilho dos tiristores. Como existem 6 pontos de intersecção entre as f.e.m.s dentro de um ciclo das ondas de tensão, então exige-se a geração de 6 pulsos neste intervalo.

Considerando-se a existência do controle de ignição, que se baseia na existência de um dispositivo capaz de "atrasar" os pulsos que atingem os gatilhos dos tiristores, atrasando assim os instantes de comutação e supondo-se o mesmo atraso para os 6 pulsos, a ignição das válvulas ocorrerá em intervalos iguais à $1/6$ de ciclo.

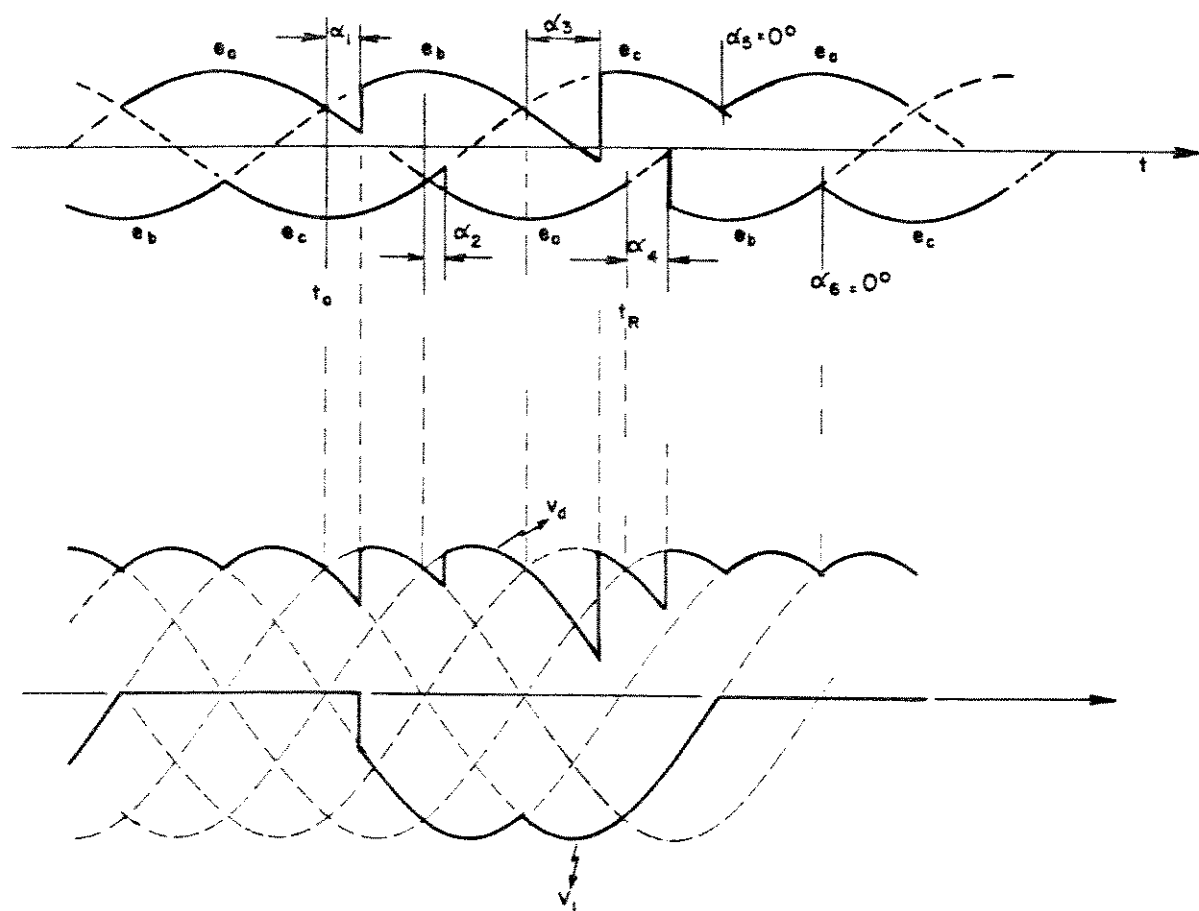


Figura III.2-5 - Tensão de saída de um conversor com controle de ignição - α 's quaisquer.

Num certo instante anterior a t_a , a válvula 1 está conduzindo, ou seja, a válvula 1 comporta-se como um curto-circuito. Quando o instante t_a é atingido, o anôdo da

válvula 3 tornar-se-á positivo em relação ao ânodo da válvula 1. Se estas válvulas fossem diodos, a válvula 3 iniciaria a condução imediatamente, e assumiria a corrente da válvula 1, ou seja, a válvula 3 retiraria a válvula 1 de operação. Entretanto, já que as válvulas utilizadas são tiristores, é possível atrasar o instante do início da comutação. Este efeito é mostrado na figura III.2-5 para diferentes ângulos de atraso em cada válvula ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$ e α_6).

O ângulo de atraso, α , é medido em relação ao instante em que a válvula iniciaria a condução caso fosse um simples diodo.

A tensão c.c. antes do reator c.c. é obtida pela diferença entre as tensões do terminal positivo e do terminal negativo. A tensão c.c. é ilustrada na figura III.2-6, que mostra o tipo de onda da tensão c.c., v_d , para diferentes valores de α .

Pela figura III.2-4 pode-se observar que o valor do ângulo α pode variar entre 0° e 180° . O valor de $\alpha = 180^\circ$ corresponde ao instante $t = t_r$, e a impossibilidade de se conseguir ângulos de atraso maiores prende-se ao fato da ocorrência da desigualdade $e_b > e_a$ se dar apenas entre $t = t_a$ e $t = t_r$.

Assumindo total simetria operacional, o valor médio da tensão v_d para um ângulo de atraso α é dado por:

$$V_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{6}} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} \sqrt{3} E_m \sin \omega t \, d\omega t \quad (\text{III.2-3})$$

Após devidamente calculada a integral, o valor médio da tensão v_d se reduz à:

$$V_d = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_m \cos \alpha \quad (\text{III.2-4})$$

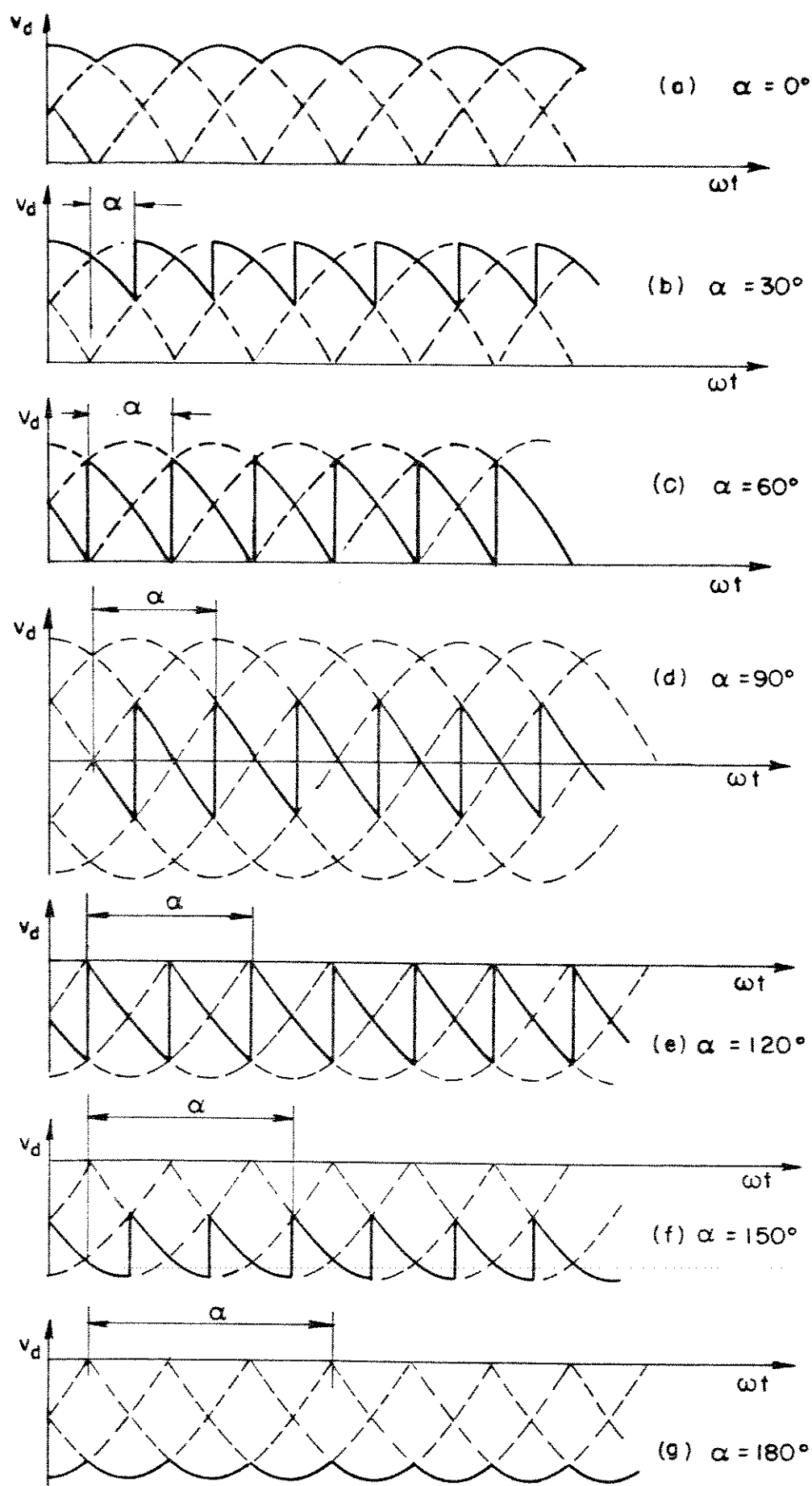


Figura III.2-6 - Tensão v_d para diferentes α 's.

Deste modo, a tensão média c.c. de um conversor operando sob condições estritamente ideais é dada por:

$$V_d = V_{do} \cos \alpha \quad (\text{III.2-5})$$

onde $V_{do} = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_m$, é a tensão c.c. média de uma ponte retificadora trifásica não controlada sob condições ideais.

Verifica-se assim que o efeito do ângulo de atraso é alterar o valor da tensão média V_d , já que para $0^\circ < \alpha < 180^\circ$ o valor de V_d pode variar de V_{do} à $-V_{do}$.

As correntes de linha para um caso correspondente a um valor genérico de α são apresentadas na figura III.2-7.

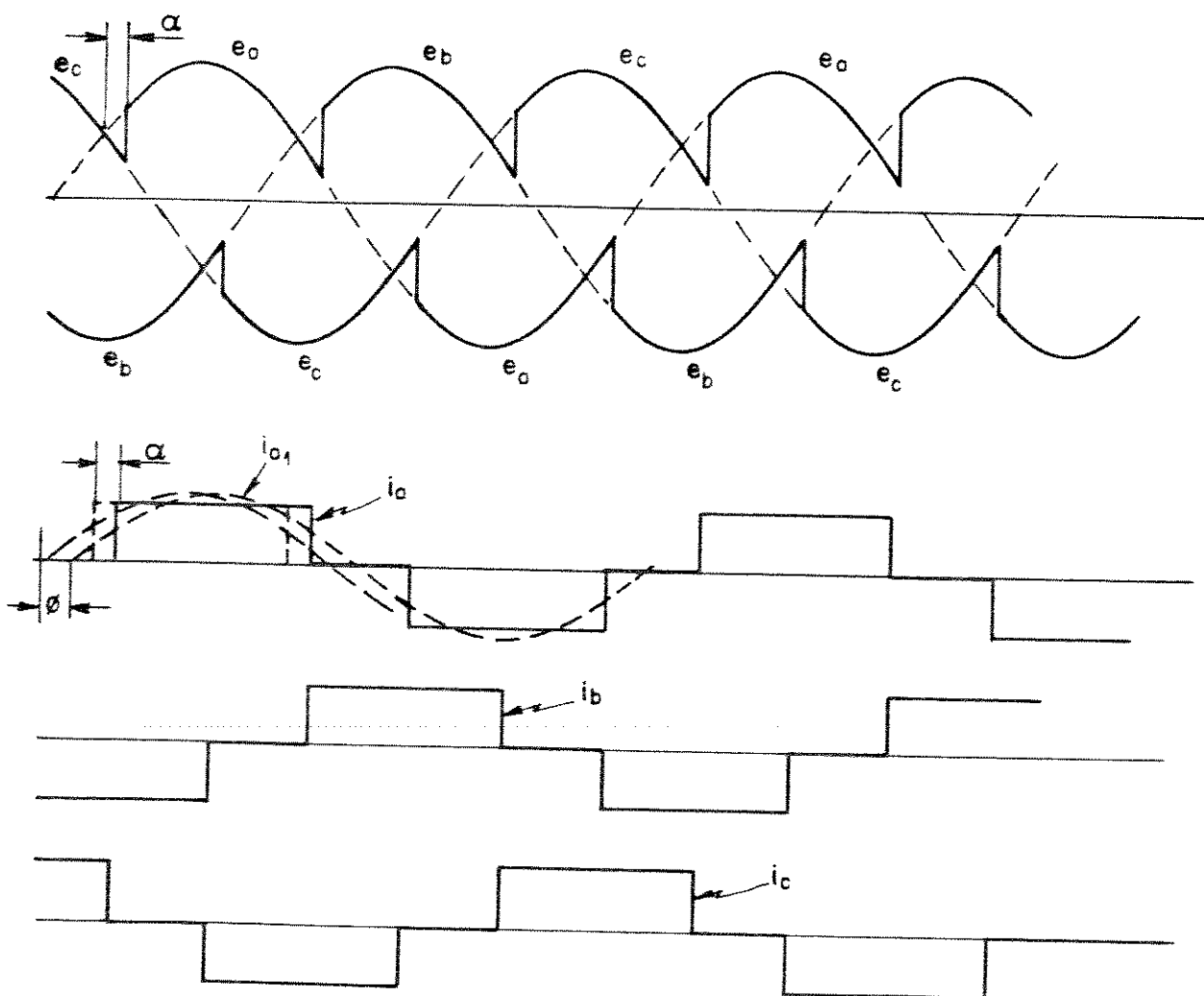


Figura III.2-7 - Correntes de linha sob condições ideais.

Se o valor de α é zero, os pulsos retangulares de corrente estão centralizados em relação ao valor de pico das correspondentes tensões fase-neutro. Obtendo-se a componente fundamental da corrente, por exemplo, da linha a, verifica-se que e_a e i_{a1} estão em fase.

Caso a comutação se efetive com um valor de α diferente de zero, os blocos de corrente serão deslocados para a direita e conseqüentemente as correspondentes componentes fundamentais serão também deslocadas de α . Uma vez que a tensão e_a não foi alterada, verifica-se uma diferença de fase entre e_a e i_{a1} . Este ângulo entre e_a e i_{a1} é denominado "deslocamento de fase", ϕ , e no caso vale α ($\phi = \alpha$). A relação entre o ângulo de atraso e o deslocamento de fase é mostrada na figura III.2-8.

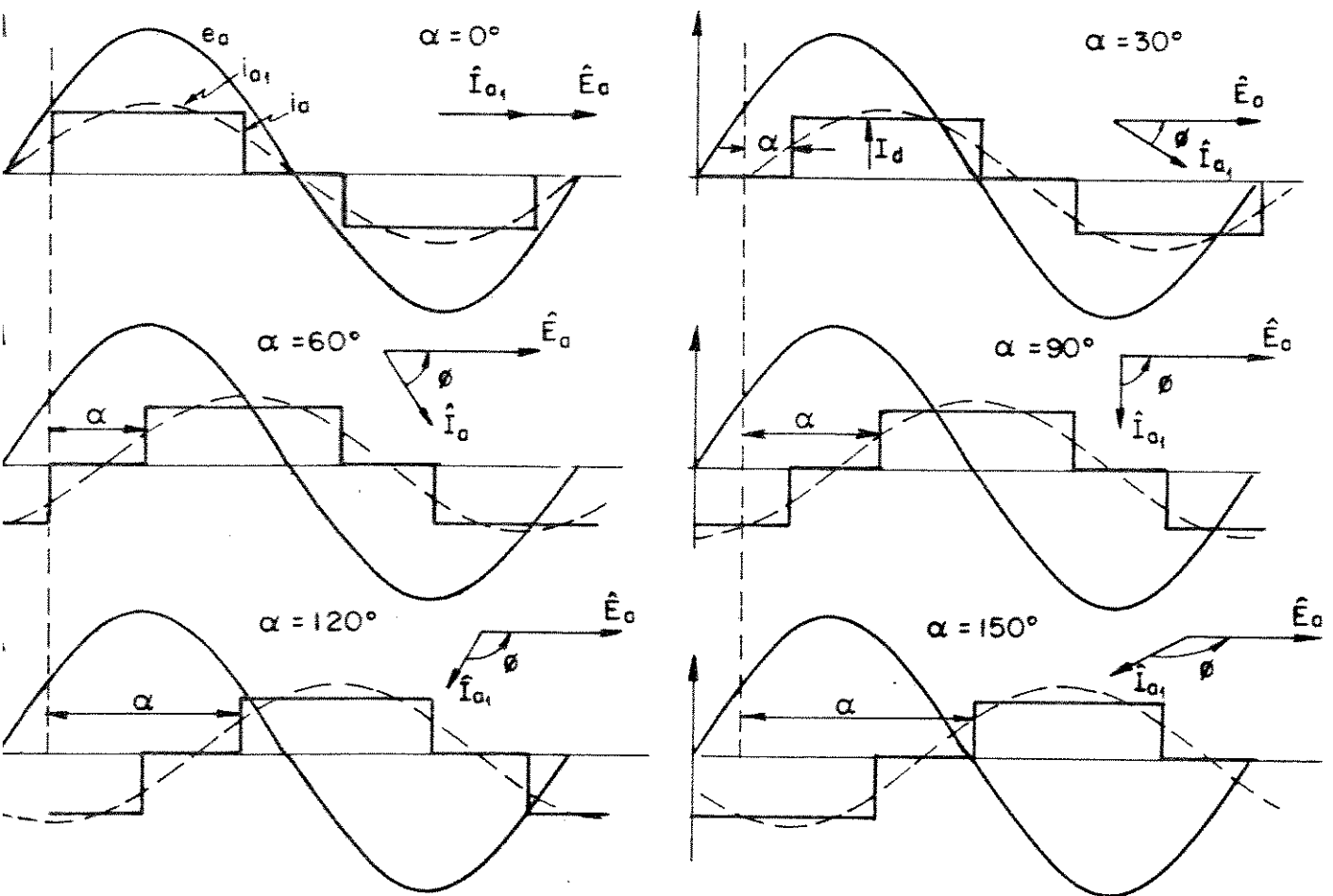


Figura III.2-8 - Relação entre ϕ e α .

Esta diferença de fase justifica o inerente consumo de potência reativa que acompanha a operação dos conversores estáticos de potência.

De qualquer modo as formas de onda das correntes de linha apresentadas na figura III.2-8 possuem idêntico conteúdo harmônico.

III.2.2.1. HARMÔNICAS CARACTERÍSTICAS

Tomando-se uma das formas de onda de corrente de linha encontrada sob condições ideais, como as apresentadas na figura III.2-8, tem-se por exemplo:

$$i(\omega t) = \begin{cases} 0, & p/0 < \omega t < \frac{\pi}{6} \\ I_d, & p/\frac{\pi}{6} < \omega t < \frac{5\pi}{6} \\ 0, & p/\frac{5\pi}{6} < \omega t < \frac{7\pi}{6} \\ -I_d, & p/\frac{7\pi}{6} < \omega t < \frac{11\pi}{6} \\ 0, & p/\frac{11\pi}{6} < \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (\text{III.2-6})$$

que pode ser expressa pela série de Fourier:

$$i(t) = \frac{1}{2} I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(I_{an} \cos n\omega t + I_{bn} \sin n\omega t \right) \quad (\text{III.1-7})$$

Cujos coeficientes de Fourier podem ser facilmente expressos por:

$$I_0 = 0 \quad (\text{III.2-8})$$

uma vez que o valor médio da forma de onda de $i(t)$ é nulo.

$$\begin{aligned} I_{an} &= \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cos \frac{2\pi}{T} nt dt = \\ &= \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cos n\omega t d\omega t = \\ &= \frac{2}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d \cos n\omega t d\omega t + \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} -I_d \cos n\omega t d\omega t \right] = \end{aligned}$$

$$= \frac{2}{2\pi} \left[I_d \frac{1}{n} \operatorname{sen} n\omega t \right]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} + \left(-I_d \right) \frac{1}{n} \operatorname{sen} n\omega t \left[\frac{11\pi}{6} \right]_{\frac{7\pi}{6}} =$$

= 0 para qualquer n. (III.2-9)

Similarmente tem-se:

$$I_{bn} = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \operatorname{sen} \frac{2\pi}{T} nt dt =$$

$$= \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \operatorname{sen} n\omega t d\omega t =$$

$$= \frac{2}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d \operatorname{sen} n\omega t d\omega t + \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} -I_d \operatorname{sen} n\omega t d\omega t \right] =$$

$$= \frac{2}{2\pi} \left[-I_d \frac{1}{n} \cos n\omega t \right]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} + I_d \frac{1}{n} \cos n\omega t \left[\frac{11\pi}{6} \right]_{\frac{7\pi}{6}} =$$

= 0 para todo n par e n múltiplo de 3. (III.2-10)

Deste modo, as ordens harmônicas encontradas na decomposição pela série de Fourier podem ser expressas por:

$$n = 6k \pm 1, \quad k = 1, 2, 3, 4, \dots \quad (\text{III.2-11})$$

sendo os respectivos coeficientes de Fourier dados por:

$$I_{bn} = (-1)^k \frac{I_{b1}}{n} \quad (\text{III.2-12})$$

onde: $I_{b1} = \frac{1}{\pi} 2\sqrt{3} I_d \quad (\text{III.2-13})$

Já que este tipo de conversor é denominado ser de 6 pulsos, uma vez que a tensão contínua v_d , antes do reator de alisamento, apresenta uma frequência de 6 vezes a frequência nominal da rede c.a. (figura III.2-6), as harmônicas de correntes que aparecerão no sistema c.a. são denominadas harmônicas características, posto ser estas as

ordens harmônicas exclusivas que são geradas para este conversor estático sob alimentação trifásica simétrica sem conteúdo harmônico.

III.2.3. EFEITO DA REATÂNCIA C.A. - COMUTAÇÃO COM ÂNGULO DE SOBREPOSIÇÃO

Devido à reatância do sistema c. a. de alimentação, principalmente a do transformador, as correntes de linha, antes indicadas por blocos (variação instantânea de zero à I_d ou $-I_d$) podem variar apenas segundo uma taxa finita. Consequentemente, a transferência de corrente de uma válvula para outra é processada dentro de um tempo diferente de zero. Este tempo, durante o qual uma válvula está comutando para a outra, é denominado tempo de comutação ou tempo de sobreposição ("overlap") e é dado por:

$$t = \frac{\mu}{\omega} \quad (\text{III.1-14})$$

onde: μ = ângulo de sobreposição
 ω = frequência angular

Em situações normais μ é menor que 60° e situa-se entre 20° e 25° .

III.2.3.1. FORMULAÇÃO GERAL DA CORRENTE DE COMUTAÇÃO

A figura III.2-9 mostra o circuito simplificado de um conversor de 6 pulsos e sua conexão ao sistema c. a..

Supondo-se que tal conversor esteja operando sob condições genéricas, em princípio, não ideais, estabelecer-se-á uma expressão analítica para a corrente de comutação, admitindo-se que a comutação esteja ocorrendo entre duas válvulas quaisquer m e n .

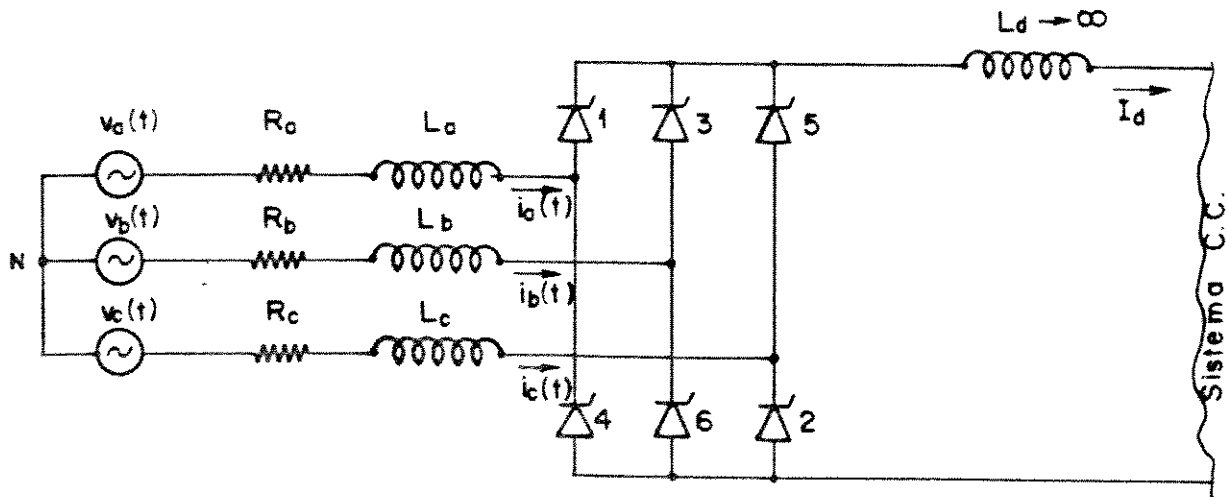


Figura III.2-9 - Circuito equivalente de um conversor de 6 pulsos.

Nesta formulação, considera-se as seguintes condições não ideais de operação:

- Tensões de alimentação desequilibradas e/ou com distorções harmônicas, podendo as harmônicas também apresentarem desequilíbrios entre fases.
- Impedâncias do sistema c. a. desequilibradas (reatâncias e/ou resistências).
- Indutância de alisamento (L_d) infinita.

A figura III.2-10 apresenta o circuito equivalente do conversor durante a comutação genérica da válvula m para a válvula n ; onde:

- R_n = resistência total da fase n
- L_n = indutância total da fase n
- R_m = resistência total da fase m
- L_m = indutância total da fase m
- $v_n(t)$ = tensão da fase n para o neutro
- $v_m(t)$ = tensão da fase m para o neutro

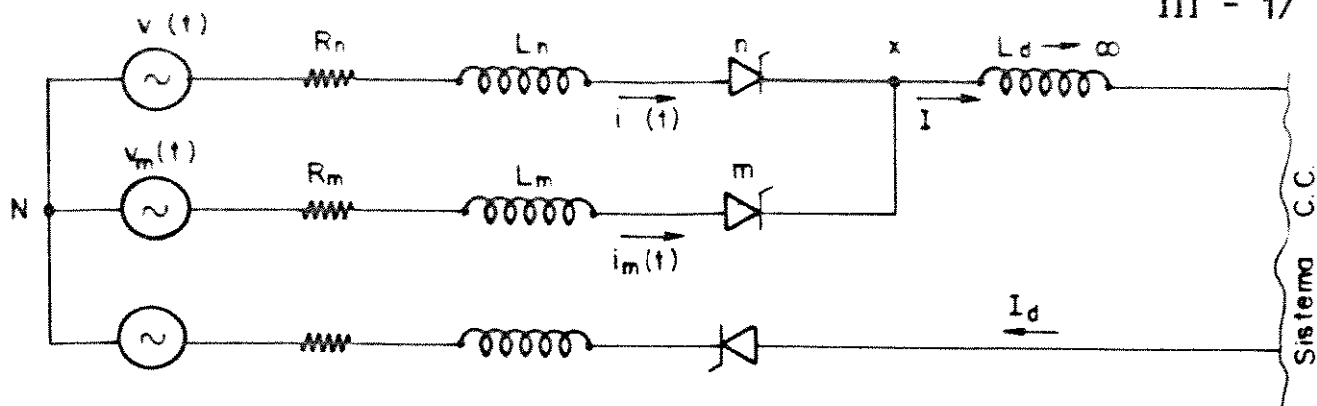


Figura III.2-10 - Circuito equivalente durante a comutação da válvula m para a válvula n .

válvula m - interrompendo a condução
válvula n - iniciando a condução

Atendendo às condições gerais estabelecidas, as tensões de alimentação são representadas analiticamente por:

$$v_n(t) = \sum_{k=1}^{k=NH} V_{nk} \sin[k\omega t + \phi_{nk}] \quad (\text{III.2-15})$$

$$v_m(t) = \sum_{k=1}^{k=NH} V_{mk} \sin[k\omega t + \phi_{mk}] \quad (\text{III.2-16})$$

onde, V_{nk} e V_{mk} são os valores de pico da k -ésima componente harmônica das tensões das fases n e m respectivamente.

ϕ_{nk} e ϕ_{mk} são os ângulos de fase da k -ésima componente harmônica das tensões das fases n e m respectivamente.

É conveniente que a corrente de comutação seja dada em relação à referência de comutação, ou seja, a referência de tempo para a corrente de comutação seja coincidente com o instante de ignição da válvula que inicia a condução.

Assim, se as expressões genéricas para as tensões de alimentação das fases m e n dadas anteriormente foram escritas tendo a tensão fase-neutro da fase a como referência de tempo e se a ignição da válvula n se dá no ângulo θ_n medido em termos da frequência fundamental em relação a tensão de referência, então as expressões destas tensões em relação a referência de comutação passam a ser:

$$v_n(t) = \sum_{k=1}^{k=NH} V_{nk} \text{ sen}[k\omega t + \phi_{nk} + k\theta_n] \quad (\text{III.2-17})$$

$$v_m(t) = \sum_{k=1}^{k=NH} V_{mk} \text{ sen}[k\omega t + \phi_{mk} + k\theta_m] \quad (\text{III.2-18})$$

Pela figura III.2-10 é possível escrever:

$$\begin{aligned} v_{xN}(t) &= v_n(t) - R_n i_n(t) - L_n \frac{d}{dt} i_n(t) = \\ &= v_m(t) - R_m i_m(t) - L_m \frac{d}{dt} i_m(t) \end{aligned} \quad (\text{III.2-19})$$

ou seja:

$$\begin{aligned} v_n(t) - v_m(t) &= R_n i_n(t) + L_n \frac{d}{dt} i_n(t) \\ &\quad - R_m i_m(t) - L_m \frac{d}{dt} i_m(t) \end{aligned} \quad (\text{III.2-20})$$

Durante a comutação tem-se:

$$i_n(t) + i_m(t) = I_d \quad (\text{III.2-21})$$

que resulta em:

$$\frac{d}{dt} i_m(t) = - \frac{d}{dt} i_n(t) \quad (\text{III.2-22})$$

Assim, tem-se:

$$\begin{aligned} v_n(t) - v_m(t) &= R_n i_n(t) + L_n \frac{d}{dt} i_n(t) - R_m I_d + \\ &\quad + R_m i_n(t) + L_m \frac{d}{dt} i_n(t) \end{aligned} \quad (\text{III.2-23})$$

ou seja:

$$v_n(t) - v_m(t) = [R_n + R_m] i_n(t) + [L_n + L_m] \frac{d}{dt} i_n(t) - R_m I_d \quad (\text{III.2-24})$$

Fazendo-se:

$$R_{nm} = R_n + R_m \quad (\text{III.2-25})$$

$$e \quad L_{nm} = L_n + L_m \quad (III.2-26)$$

tem-se:

$$v_n(t) - v_m(t) = R_{nm} i_n(t) + L_{nm} \frac{d}{dt} i_n(t) - R_m I_d \quad (III.2-27)$$

Ou seja:

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^{k=NH} \left\{ v_{nk} \operatorname{sen}[k\omega t + \phi_{nk} + k\theta_n] - v_{mk} \operatorname{sen}[k\omega t + \phi_{mk} + k\theta_n] \right\} = \\ = R_{nm} i_n(t) + L_{nm} \frac{d}{dt} i_n(t) - R_m I_d \end{aligned} \quad (III.2-28)$$

Deste modo:

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^{k=NH} \left\{ v_{nk} \left[\operatorname{sen} k\omega t \cos[\phi_{nk} + k\theta_n] + \cos k\omega t \operatorname{sen}[\phi_{nk} + k\theta_n] \right] \right. \\ \left. - v_{mk} \left[\operatorname{sen} k\omega t \cos[\phi_{mk} + k\theta_n] + \cos k\omega t \operatorname{sen}[\phi_{mk} + k\theta_n] \right] \right\} = \\ = R_{nm} i_n(t) + L_{nm} \frac{d}{dt} i_n(t) - R_m I_d \end{aligned} \quad (III.2-29)$$

ou:

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^{k=NH} \left\{ \left[v_{nk} \cos[\phi_{nk} + k\theta_n] - v_{mk} \cos[\phi_{mk} + k\theta_n] \right] \operatorname{sen} k\omega t \right\} + \\ + \sum_{k=1}^{k=NH} \left\{ \left[v_{nk} \operatorname{sen}[\phi_{nk} + k\theta_n] - v_{mk} \operatorname{sen}[\phi_{mk} + k\theta_n] \right] \cos k\omega t \right\} = \\ = R_{nm} i_n(t) + L_{nm} \frac{d}{dt} i_n(t) - R_m I_d \end{aligned} \quad (III.2-30)$$

Fazendo-se:

$$A_k = v_{nk} \cos[\phi_{nk} + k\theta_n] - v_{mk} \cos[\phi_{mk} + k\theta_n] \quad (III.2-31)$$

e,

$$B_k = v_{nk} \operatorname{sen}[\phi_{nk} + k\theta_n] - v_{mk} \operatorname{sen}[\phi_{mk} + k\theta_n] \quad (III.2-32)$$

tem-se:

$$\sum_{k=1}^{k=NH} \left\{ A_k \operatorname{sen} k\omega t \right\} + \sum_{k=1}^{k=NH} \left\{ B_k \operatorname{cos} k\omega t \right\} =$$

$$= R_{nm} i_n(t) + L_{nm} \frac{d}{dt} i_n(t) - R_m I_d \quad (\text{III.2-33})$$

Utilizando-se a transformada de Laplace tem-se:

$$\sum_{k=1}^{k=NH} A_k \frac{k\omega}{s^2 + k^2\omega^2} + \sum_{k=1}^{k=NH} B_k \frac{s}{s^2 + k^2\omega^2} =$$

$$= R_{nm} I_n(s) + L_{nm} s I_n(s) - \frac{R_m I_d}{s} \quad (\text{III.2-34})$$

ou seja:

$$\sum_{k=1}^{k=NH} k\omega A_k \frac{1}{s^2 + k^2\omega^2} + \sum_{k=1}^{k=NH} B_k \frac{s}{s^2 + k^2\omega^2} =$$

$$= I_n(s) \left[R_{nm} + sL_{nm} \right] - \frac{R_m I_d}{s} \quad (\text{III.2-35})$$

Deste modo tem-se:

$$I_n(s) = \frac{\sum_{k=1}^{k=NH} k\omega A_k \frac{1}{s^2 + k^2\omega^2}}{R_{nm} + sL_{nm}} + \frac{\sum_{k=1}^{k=NH} B_k \frac{s}{s^2 + k^2\omega^2}}{R_{nm} + sL_{nm}} +$$

$$+ \frac{R_m I_d}{s(R_{nm} + sL_{nm})} \quad (\text{III.2-36})$$

ou seja:

$$I_n(s) = \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{A_k \frac{k\omega}{L_{nm}}}{(s^2 + k^2\omega^2) \left[s + \frac{R_{nm}}{L_{nm}} \right]} +$$

$$+ \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{B_k \frac{s}{L_{nm}}}{(s^2 + k^2\omega^2) \left[s + \frac{R_{nm}}{L_{nm}} \right]} + \frac{\frac{R_m I_d}{L_{nm}}}{s \cdot \left[s + \frac{R_{nm}}{L_{nm}} \right]} \quad (\text{III.2-37})$$

ou:

$$I_n(s) = \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{\frac{B_k}{L_{nm}} \left[\frac{A_k}{B_k} k \omega + s \right]}{(s^2 + k^2 \omega^2) \left[s + \frac{R_{nm}}{L_{nm}} \right]} + \frac{R_m I_d}{L_{nm} s \left[s + \frac{R_{nm}}{L_{nm}} \right]} \quad (\text{III.2-38})$$

Fazendo-se:

$$H_k = k \omega \frac{A_k}{B_k} \quad (\text{III.2-39})$$

e,

$$T_{nm} = \frac{L_{nm}}{R_{nm}} \quad (\text{III.2-40})$$

tem-se:

$$I_n(s) = \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{B_k}{L_{nm}} \left[\frac{(H_k + s)}{(s^2 + k^2 \omega^2) \left[s + \frac{1}{T_{nm}} \right]} \right] + \frac{R_m I_d}{L_{nm} s \left[s + \frac{1}{T_{nm}} \right]} \quad (\text{III.2-41})$$

A decomposição em frações parciais da expressão (III.2-41) resulta em:

$$I_n(s) = \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{B_k}{L_{nm}} \left[\frac{\frac{1}{2} \left[\frac{\left(\frac{1}{T_{nm}} - H_k \right) + j \left(\frac{H_k}{k \omega T_{nm}} + k \omega \right)}{k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \right]}{(s + j k \omega)} + \right. \\ \left. + \frac{\frac{1}{2} \left[\frac{\left(\frac{1}{T_{nm}} - H_k \right) - j \left(\frac{H_k}{k \omega T_{nm}} + k \omega \right)}{k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \right]}{(s - j k \omega)} + \frac{\left(H_k - \frac{1}{T_{nm}} \right)}{\left[k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2} \right]} \right] + \frac{\left(H_k - \frac{1}{T_{nm}} \right)}{\left[s + \frac{1}{T_{nm}} \right]} +$$

$$+ \frac{R_m I_d}{L_{nm}} \left[\frac{T_{nm}}{s} - \frac{T_{nm}}{\left[s + \frac{1}{T_{nm}} \right]} \right] \quad (\text{III.2-42})$$

Fazendo-se:

$$X_k = \left[\frac{1}{T_{nm}} - H_k \right] \quad (\text{III.2-43})$$

e,

$$Y_k = \left[\frac{H_k}{k \omega T_{nm}} + k\omega \right] \quad (\text{III.2-44})$$

e lembrando-se das expressões (III.2-39) e (III.2-40), tem-se:

$$I_n(s) = \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{B_k}{L_{nm}} \frac{1}{k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \left\{ \frac{(sX_k + k\omega Y_k)}{(s^2 + k^2 \omega^2)} + \frac{(-X_k)}{\left[s + \frac{1}{T_{nm}} \right]} \right\} + \frac{R_m I_d}{R_{nm}} \left[\frac{1}{s} - \frac{1}{\left[s + \frac{1}{T_{nm}} \right]} \right] \quad (\text{III.2-45})$$

A anti-transformada da expressão (III.2-45) é:

$$i_n(t) = \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{B_k}{L_{nm}} \frac{1}{k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \left\{ (-X_k) e^{-t/T_{nm}} + X_k \cos k\omega t + Y_k \sin k\omega t \right\} + \frac{R_m I_d}{R_{nm}} \left[1 - e^{-t/T_{nm}} \right] + C_{nm} \quad (\text{III.2-46})$$

Utilizando-se as expressões (III.2-43) e (III.2-44), e lembrando-se que :

$$X_k \cos k\omega t + Y_k \sin k\omega t = \sqrt{X_k^2 + Y_k^2} \sin[k\omega t + \phi_k] \quad (\text{III.2-47})$$

$$\text{onde: } \phi_k = \arctg \frac{X_k}{Y_k} \quad (\text{III.2-48})$$

a expressão (III.2-46) assume a seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 i_n(t) = & \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{B_k}{L_{nm}} \left\{ \frac{\left[H_k - \frac{1}{T_{nm}} \right]}{\left[k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2} \right]} e^{-t/T_{nm}} + \right. \\
 & \left. + \frac{1}{k \omega} \sqrt{\frac{H_k^2 + k^2 \omega^2}{\left[k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2} \right]}} \operatorname{sen} [k\omega t + \phi_k] \right\} + \\
 & + \frac{R_m I_d}{R_{nm}} \left[1 - e^{-t/T_{nm}} \right] + C_{nm} \quad \text{(III.2-49)}
 \end{aligned}$$

Esta é portanto a expressão analítica da corrente da válvula n durante a comutação da válvula m para a válvula n .

A expressão da corrente de comutação pode também ser dada noutra forma, onde a correção da referência é introduzida na expressão final de $i_n(t)$.

Neste caso tem-se a expressão:

$$\begin{aligned}
 i_n(t) = & \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{B_k}{L_{nm}} \left\{ \frac{\left[H_k - \frac{1}{T_{nm}} \right]}{\left[k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2} \right]} e^{-t/T_{nm}} + \right. \\
 & \left. + \frac{1}{k \omega} \sqrt{\frac{H_k^2 + k^2 \omega^2}{\left[k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2} \right]}} \operatorname{sen} [k\omega t + \phi_k + k\theta_n] \right\} + \\
 & + \frac{R_m I_d}{R_{nm}} \left[1 - e^{-t/T_{nm}} \right] + C_{nm} \quad \text{(III.2-50)}
 \end{aligned}$$

onde,

$$A_k = V_{nk} \cos \phi_{nk} - V_{mk} \cos \phi_{mk} \quad (\text{III.2-51})$$

$$B_k = V_{nk} \sin \phi_{nk} - V_{mk} \sin \phi_{mk} \quad (\text{III.2-52})$$

A formulação da corrente de linha do conversor requer que a corrente de comutação tenha sua referência de tempo definida em termos de um ponto genérico no eixo ωt . Se esta referência genérica é mudada por um ângulo θ_x (medido em termos fundamentais) que atrasa a referência de comutação, então a corrente de comutação é dada por:

$$\begin{aligned} i_n(t) = & \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{B_k}{L_{nm}} \left\{ \frac{\left(H_k - \frac{1}{T_{nm}} \right)}{\left[k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2} \right]} e^{-(t-t_x)/T_{nm}} + \right. \\ & \left. + \frac{1}{k \omega} \sqrt{\frac{H_k^2 + k^2 \omega^2}{\left[k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2} \right]}} \sin [k\omega t + \phi_k + k\theta_n - k\theta_x] \right\} + \\ & + \frac{R_m I_d}{R_{nm}} \left[1 - e^{-(t-t_x)/T_{nm}} \right] + C_{nm} \end{aligned} \quad (\text{III.2-53})$$

onde:

$$t_x = \frac{\theta_x}{\omega} \quad (\text{III.2-54})$$

A expressão (III.2-46) só é aplicável dentro dos limites $\theta_x \leq \omega t \leq (\theta_x + \mu_n)$, onde μ_n é o ângulo de sobreposição.

A corrente de comutação pode também ser expressa mais simplesmente como:

$$i_n(t) = \sum_{k=1}^{k=NH} \left[O_k e^{-(t-t_x)/T_{nm}} + S_k \sin(k\omega t + \phi_k + k\theta_n - k\theta_x) \right] + \\ + P_{nm} \left[1 - e^{-(t-t_x)/T_{nm}} \right] + C_{nm} \quad (\text{III.2-55})$$

onde:

$$P_{nm} = \frac{R_m I_d}{R_{nm}} \quad (\text{III.2-56})$$

$$S_k = \frac{B_k}{k \omega L_{nm}} \sqrt{\frac{\left[H_k^2 + k^2 \omega^2 \right]}{\left[k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2} \right]}} \quad (\text{III.2-57})$$

$$Q_k = \frac{B_k}{k \omega L_{nm}} \frac{\left[H_k - \frac{1}{T_{nm}} \right]}{\left[k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2} \right]} \quad (\text{III.2-58})$$

Deve-se ressaltar que apesar da equação (III.2-46) ser uma equação geral para qualquer valor de tempo, ela não tem qualquer significado físico quando associada a valores de tempo fora dos limites estabelecidos pelo ângulo de comutação μ .

III.2.3.2. COMUTACÃO SOB CONDIÇÕES PARTICULARES

No item anterior foi obtida a expressão da corrente da válvula n durante a comutação genérica da válvula m para a válvula n ; para o caso das tensões de alimentação do conversor apresentarem-se desequilibradas e/ou com distorções harmônicas e as impedâncias do sistema c.a. também apresentarem desequilíbrios.

Partindo-se de uma das expressões genéricas, encontrar-se-á aqui a expressão da corrente da válvula 3 durante a comutação da válvula 1 para a 3, conforme a figura

III.2-11 A análise é feita para o caso de tensões de alimentação senoidais e equilibradas e o sistema c.a. apresentando apenas reatâncias equilibradas.

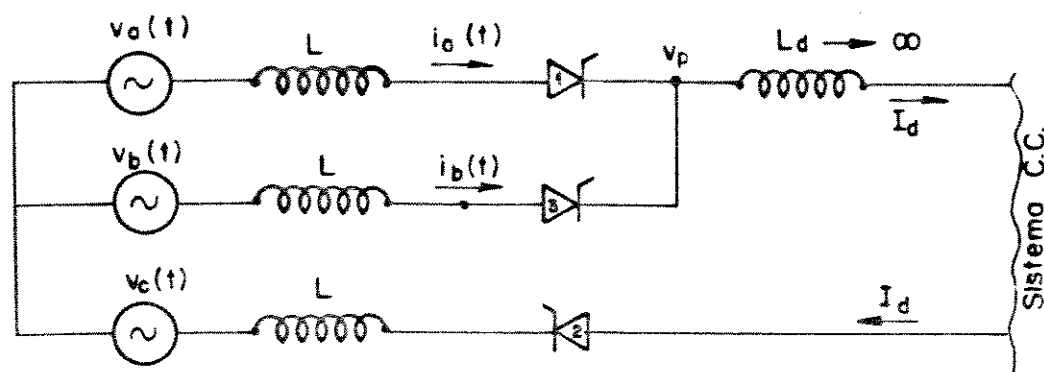


Figura III.2-11 - Circuito equivalente durante a comutação da válvula 1 para a válvula 3 - alimentação senoidal equilibrada.

Para este caso específico tem-se :

$$v_a(t) = V_m \sin \omega t$$

$$v_b(t) = V_m \sin [\omega t + 240^\circ]$$

$$R_a = R_b = 0$$

$$L_a = L_b = L$$

Assim, pode-se afirmar que:

$$V_{a1} = V_{b1} = V_m$$

$$\phi_{a1} = 0^\circ \quad \text{e} \quad \phi_{b1} = 240^\circ$$

A ignição da válvula 3 se dá no ângulo:

$$\theta_3 = 150^\circ + \alpha$$

Deste modo, tem-se:

- da expressão (III.2-25): $R_{ba} = R_b + R_a = 0$

- da expressão (III.2-26): $L_{ba} = L_a + L_b = 2L$

- da expressão (III.2-31):

$$A_1 = V_{b1} \cos[\phi_{b1} + \theta_3] - V_{a1} \cos[\phi_{a1} + \theta_3]$$

$$A_1 = V_m \cos[240^\circ + 150^\circ + \alpha] - V_m \cos[150^\circ + \alpha]$$

$$A_1 = V_m \cos[30^\circ + \alpha] - V_m \cos[150^\circ + \alpha]$$

$$A_1 = V_m \sqrt{3} \cos \alpha$$

- da expressão (III.2-32):

$$B_1 = V_{b1} \sin[\phi_{b1} + \theta_3] - V_{a1} \sin[\phi_{a1} + \theta_3]$$

$$B_1 = V_m \sin[240^\circ + 150^\circ + \alpha] - V_m \sin[150^\circ + \alpha]$$

$$B_1 = V_m \sin[30^\circ + \alpha] - V_m \sin[150^\circ + \alpha]$$

$$B_1 = V_m \sqrt{3} \sin \alpha$$

- da expressão (III.2-39):

$$H_1 = \omega \frac{A_1}{B_1} = \omega \cotg \alpha$$

- da expressão (III.2-40):

$$T_{ba} = \frac{L_{ba}}{R_{ba}} = \infty$$

- da expressão (III.2-43):

$$X_1 = \left[\frac{1}{T_{ba}} - H_1 \right] = -\omega \cotg \alpha$$

- da expressão (III.2-44):

$$Y_1 = \left[\frac{H_1}{\omega T_{ba}} + \omega \right] = \omega$$

- da expressão (III.2-48):

$$\phi_1 = \arctg \frac{X_1}{Y_1} = \arctg[-\cotg \alpha] = -90^\circ + \alpha$$

Utilizando-se a expressão (III.2-49), a corrente na válvula 3 durante a comutação da válvula 1 para a válvula 3 é encontrada:

$$i_b(t) = \frac{B_1}{L_{ba}} \left\{ \frac{\left[H_1 - \frac{1}{T_{ba}} \right]}{\left[\omega^2 + \frac{1}{T_{ba}^2} \right]} e^{-t/T_{ba}} + \right. \\ \left. + \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{H_1^2 + \omega^2}{\left[\omega^2 + \frac{1}{T_{ba}^2} \right]}} \operatorname{sen} [\omega t + \phi_1] \right\} + \\ + \frac{R_a I_d}{R_{ba}} \left[1 - e^{-t/T_{ba}} \right] + C_{ba} \quad (\text{III.2-59})$$

Substituindo-se os valores já encontrados, obtém-se:

$$i_b(t) = \frac{V_m \sqrt{3} \operatorname{sen} \alpha}{2 L} \left\{ \frac{\omega \cotg \alpha}{\omega^2} + \right. \\ \left. + \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{\omega^2 \cotg^2 \alpha + \omega^2}{\omega^2}} \operatorname{sen} (\omega t + \alpha - 90^\circ) \right\} + C_{ba} \quad (\text{III.2-60})$$

ou seja:

$$i_b(t) = \frac{V_m \sqrt{3}}{2 \omega L} \left\{ \cos \alpha - \cos [\omega t + \alpha] \right\} + C_{ba} \quad (\text{III.2-61})$$

Lembrando-se que a dedução do item III.2.3.1 foi realizada em relação à referência de comutação, as condições iniciais para a corrente da válvula 3 durante a comutação da válvula 1 para a válvula 3 são dadas por $\omega t=0$ e $i_b(t)=0$.

Deste modo, tem-se:

$$C_{ba} = - \frac{V_m \sqrt{3}}{2 \omega L} \left\{ \cos \alpha - \cos \alpha \right\} = 0$$

Vale ressaltar que sempre que a referência $t = 0$ for assumida como o instante em que a comutação se inicia, $C_{ba} = 0$.

Assim, a corrente da válvula 3 durante a comutação da válvula 1 para a válvula 3 é dada pela expressão:

$$i_b(t) = \frac{V_m \sqrt{3}}{2 \omega L} \left\{ \cos \alpha - \cos[\omega t + \alpha] \right\} \quad (\text{III.2-62})$$

Durante essa comutação a corrente da válvula 1 é dada por:

$$i_a(t) = I_d - i_b(t) \quad (\text{III.2-63})$$

O esboço das correntes das válvulas 1 e 3 durante a comutação da válvula 1 para a válvula 3 é apresentado na figura III.2-12.

Durante a comutação a tensão v_p assinalada na figura III.2-11 pode ser expressa por:

$$v_p = v_a(t) - L \frac{d}{dt} i_a(t) \quad (\text{III.2-64})$$

ou por:

$$v_p = v_b(t) - L \frac{d}{dt} i_b(t) \quad (\text{III.2-65})$$

Uma vez que da expressão (III.2-63) pode-se concluir que:

$$\frac{d}{dt} i_a(t) = - \frac{d}{dt} i_b(t) \quad (\text{III.2-66})$$

então:

$$2 v_p = v_a(t) + v_b(t) \quad (\text{III.2-67})$$

Já que as tensões de alimentação do conversor, neste caso, constituem um sistema trifásico equilibrado, então:

$$v_p = \frac{v_a(t) + v_b(t)}{2} = - \frac{v_c(t)}{2} \quad (\text{III.2-68})$$

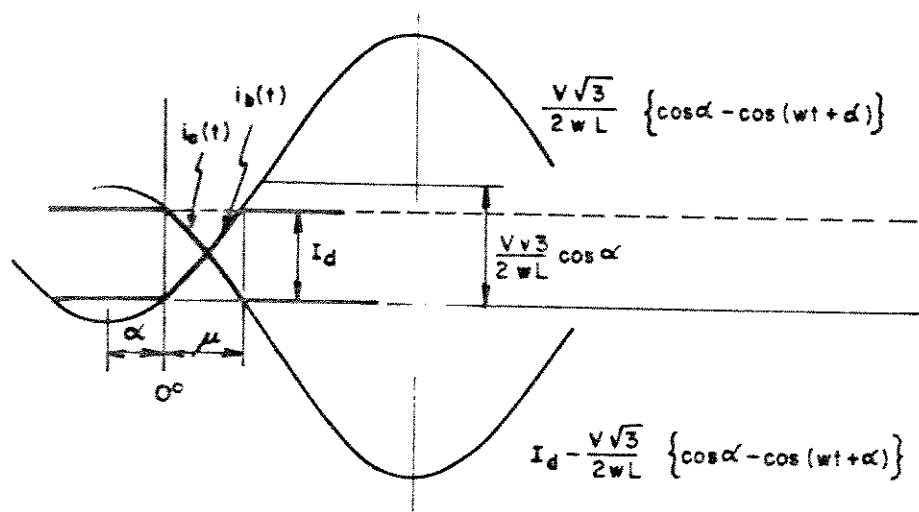


Figura III.2-12 - Correntes envolvendo a comutação da válvula 1 para a válvula 3 num caso simétrico puramente senoidal.

A figura III.2-13 mostra as f.e.m.s. que produzem a tensão c.c. levando-se em conta o ângulo de sobreposição sob condições simétricas de operação.

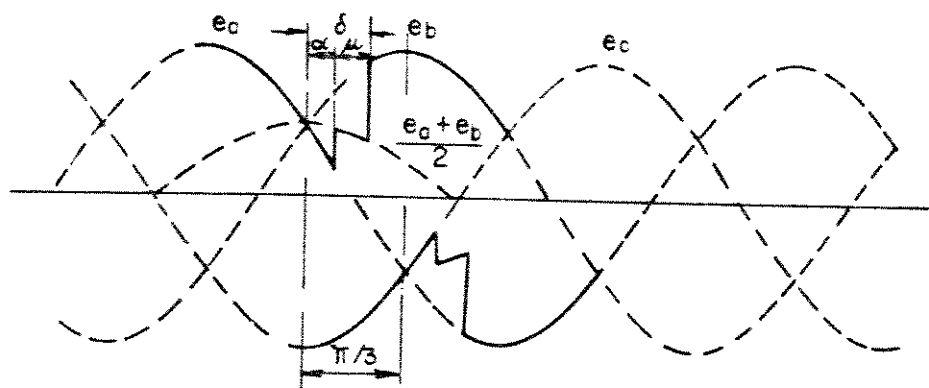


Figura III.2-13 - Efeito do ângulo de sobreposição na forma de onda da tensão c.c.

III.2.4. INFLUÊNCIA DA COMUTAÇÃO ASSIMÉTRICA

A expressão analítica estabelecida para a corrente de comutação (III.2-48), apresenta como principais parâmetros as tensões e impedâncias das fases envolvidas na comutação enfocada.

Se todos os parâmetros das três fases forem idênticas, as comutações serão simétricas, e em caso contrário tem-se a ocorrência de comutações assimétricas. As diferenças entre estes parâmetros estão diretamente ligadas aos desequilíbrios do sistema alimentador. Como consequência, serão geradas ordens harmônicas não-características, com ênfase especial à 3ª harmônica e suas múltiplas ímpares.

A figura III.2-14 ilustra os circuitos equivalentes de duas comutações que ocorrem na corrente da fase b.

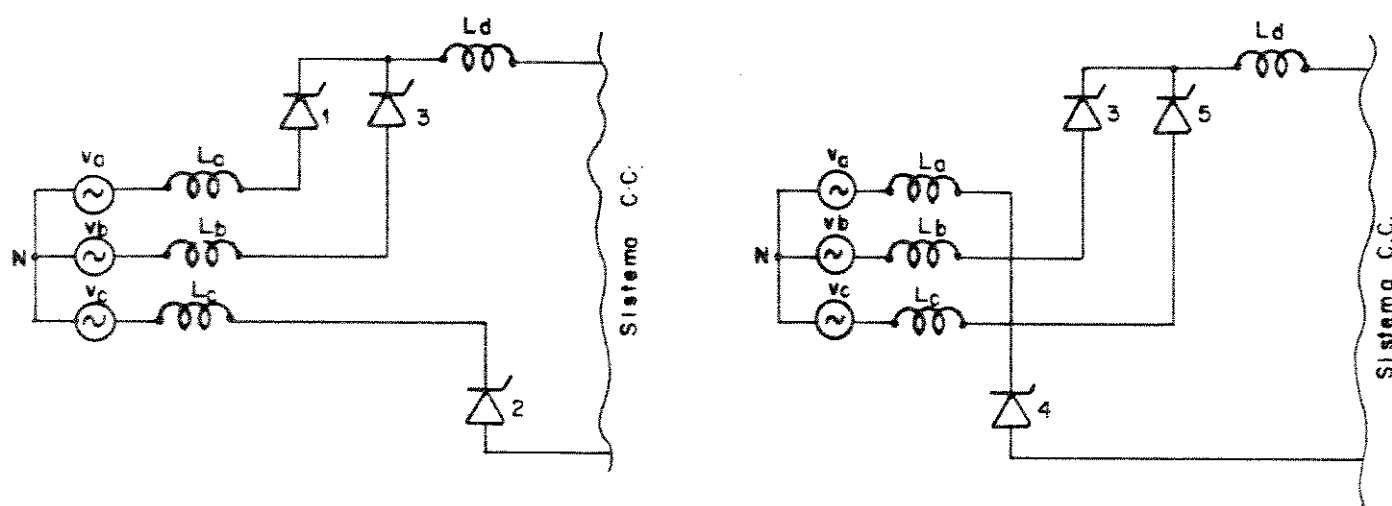


Figura III.2-14 - Circuitos equivalentes de duas comutações da fase b.

- (a) da válvula 1 para a válvula 3
- (b) da válvula 3 para a válvula 5

Como exemplo, considere-se que as indutâncias L_a , L_b e L_c apresentem valores diferentes, portanto a indutância total de comutação, genericamente denominada L_{nm} , apresentará diferentes valores para cada comutação. Assim a corrente que se estabelece durante o tempo de comutação terá

características diferentes, uma vez que envolve parâmetros diferentes. No exemplo da figura III.2-14 a comutação da válvula 1 para a válvula 3 envolve a indutância $L_a + L_b$; já a comutação da válvula 3 para a válvula 5 envolve a indutância $L_b + L_c$.

A assimetria resultante pode ser apreciada na figura III.2-15, onde é apresentada a corrente da fase b do sistema.

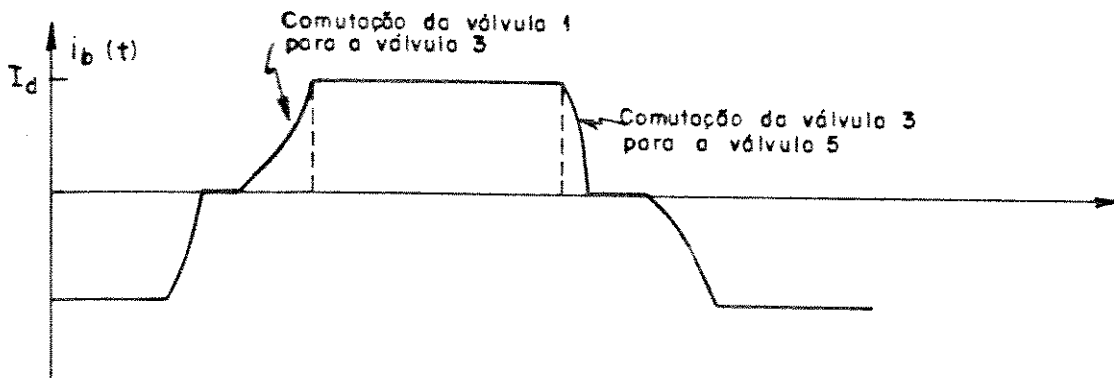


Figura III.2-15 - Corrente de alimentação da fase b apresentando comutações assimétricas.

Outros tipos de desequilíbrios entre as fases podem ocorrer, sendo que todos eles levam a assimetrias na comutação e portanto à geração de harmônicas não-características.

III.2.5. INFLUÊNCIA DO MÉTODO DE PRODUÇÃO DE PULSOS

A função do sistema de produção de pulsos é gerar e enviar os pulsos de ignição para inicializar a condução das válvulas. Existem basicamente dois métodos nos quais se baseiam os circuitos de disparo. A diferença fundamental entre eles está no modo com que os pulsos são gerados. Assim tem-se os sistemas com Controle Individual de Pulsos (CIP) e os sistemas com Pulsos Igualmente Espaçados (PIE).

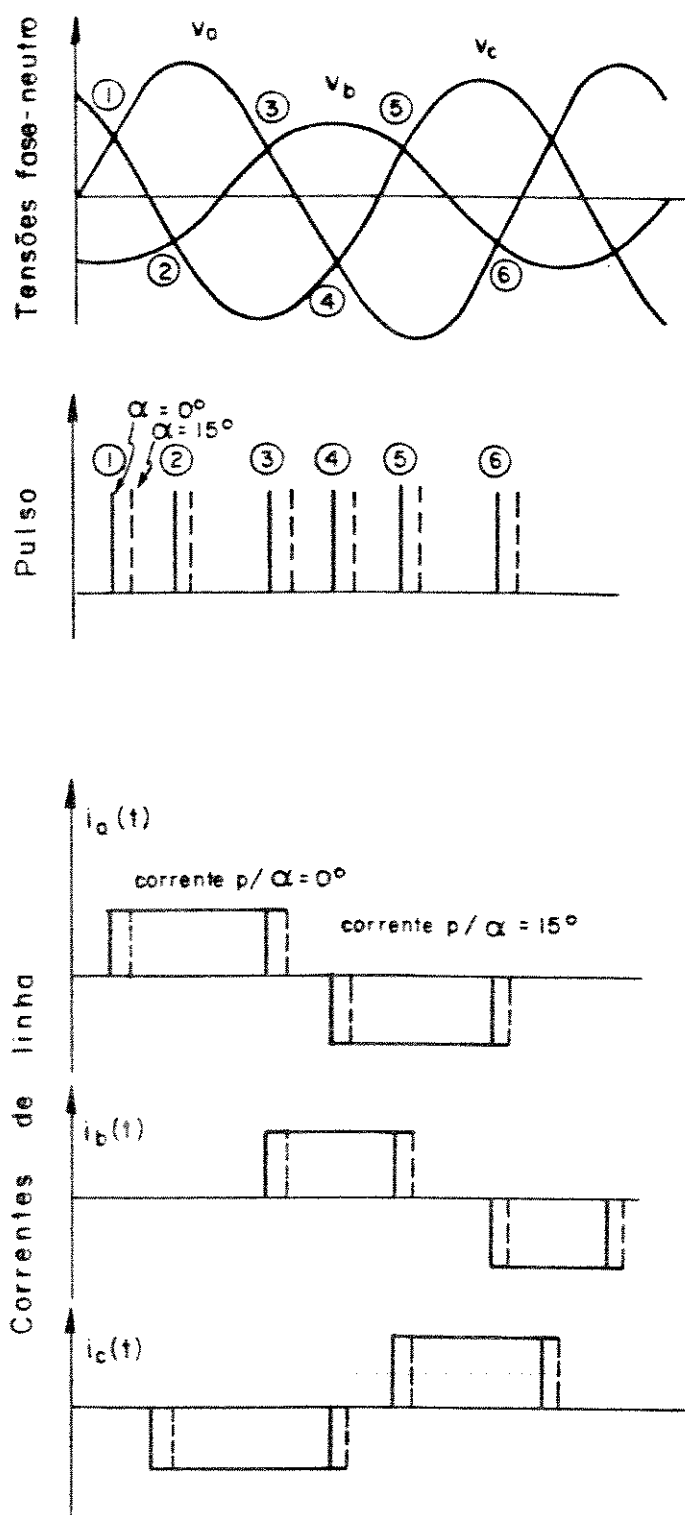
Para os sistemas com Controle Individual de Pulsos os disparos são determinados com base nos instantes de cruzamento das tensões c.a. que alimentam o conversor. A partir deste instante e do ângulo de atraso, α , é enviado o pulso de ignição para a respectiva válvula que se encontra devidamente polarizada. Este método é bastante sensível a qualquer mudança nas formas de onda das tensões fase-neutro. Quando estas se apresentarem desequilibradas, ou com alguma distorção harmônica, os pontos de intersecção das tensões não estarão igualmente espaçadas. Como os ângulos de ignição são contados a partir dos pontos de intersecção, os pulsos se darão em intervalos desiguais.

A figura III.2-16 mostra um sistema com tensões desequilibradas, onde se constata facilmente o espaçamento irregular dos pulsos de ignição e a conseqüente assimetria nas formas de onda das correntes de alimentação, caracterizadas pela existência de intervalos de condução diferentes de 120° , e o aparecimento de harmônicas não-características.

Convém salientar que mesmo que as tensões estivessem perfeitamente equilibradas, a ocorrência de erros inerentes aos próprios circuitos de disparo pode ser constatada em sistemas do tipo CIP, cujos valores atingem $\pm 3^\circ$ na operação como retificador e $\pm 1,5^\circ$ na operação como inversor. [27]

Já a principal característica dos sistemas com Pulsos Igualmente Espaçados (PIE) é a sua operação praticamente independente das tensões de alimentação. Estas servem apenas como sinais para sincronização e não para a definição dos instantes em que os disparos são efetuados.

Os pulsos produzidos pelo sistema PIE estarão sempre igualmente espaçados de 60° , mesmo que as tensões de alimentação não estejam equilibradas. Assim, as correntes de alimentação se apresentarão com formas de onda simétricas, ou



seja, com intervalos de condução de 120° , não ensejando conseqüentemente o aparecimento de harmônicas não-características.

O sistema mais conhecido baseado no método PIE é o "Phase Locked Oscillator". Apesar deste sistema ser bastante preciso, erros aleatórios associados ao circuito de disparo podem ser verificados com valores que variam de $\pm 0,2^\circ$ a $\pm 0,4^\circ$ [27]

Figura III.2-16 - Correntes de alimentação de um conversor de 6 pulsos com $L_a = L_b = L_c = 0$, $L_d \rightarrow \infty$ e sistema de produção de pulsos CIP.

III.2.6. INFLUÊNCIA DAS HARMÔNICAS DO LADO C.C. NO CÁLCULO DAS HARMÔNICAS DO LADO C.A.

A idealização de uma reatância infinita do lado c.c. do conversor, resultando conseqüentemente numa corrente contínua de valor constante I_d , pode levar a erros significativos principalmente quando o conversor alimenta instalações industriais. Neste caso, a corrente do lado c.c. apresenta flutuações que influenciam nas harmônicas geradas do lado c.a.. Medições realizadas em instalações desta natureza mostram alguns níveis harmônicos gerados de até duas vezes maiores aos obtidos considerando-se a reatância c.c. infinita. [8]

III.2.6.1. AVALIAÇÃO DAS HARMÔNICAS DO LADO C.C.

Se as tensões que alimentam o conversor nos terminais c.a. são conhecidas, então facilmente se obtém a tensão do lado c.c.. A tensão c.c. é formada por 12 seções, conforme pode ser visto na figura III.2-17. A aplicação da análise de Fourier na tensão c.c. fornece seu conteúdo harmônico.

O sistema c.a. vê o conversor como uma fonte de harmônicas que injeta correntes harmônicas na impedância resultante do sistema de alimentação mais os filtros. Para o cálculo do conteúdo harmônico da corrente do lado c.c., o conversor pode ser visto como uma fonte ideal de tensões harmônicas.

Assim, o sistema c.c. pode ser representado pela sua impedância equivalente para cada ordem harmônica, através da qual avalia-se a corrente harmônica associada. A figura III.2-18 mostra o tipo de circuito equivalente usado para o estudo do lado c.c.. [28]

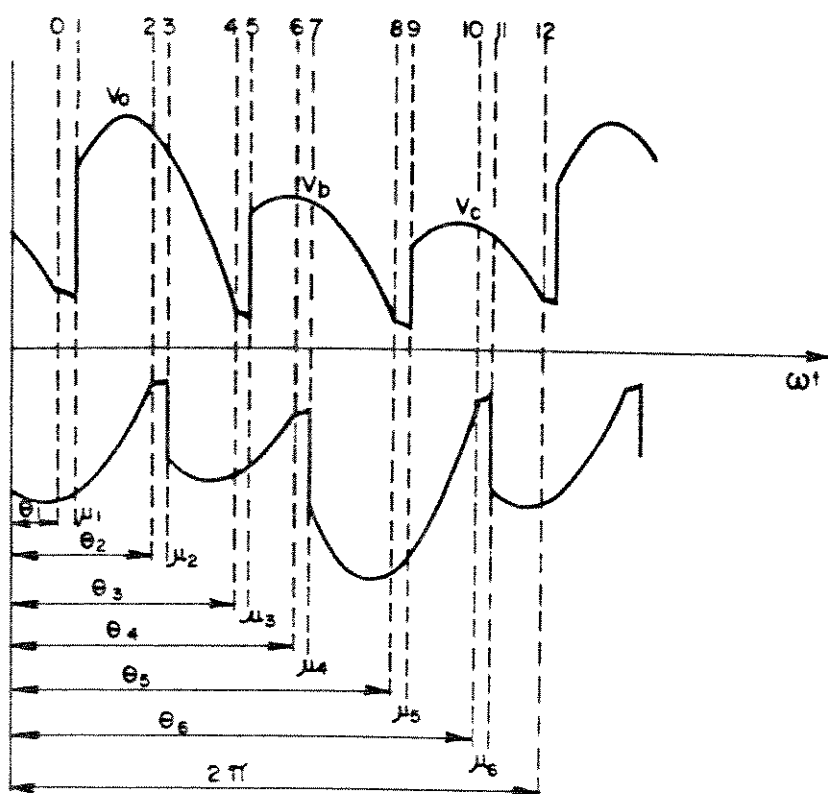


Figura III.2-17 - Tensão contínua v_d .

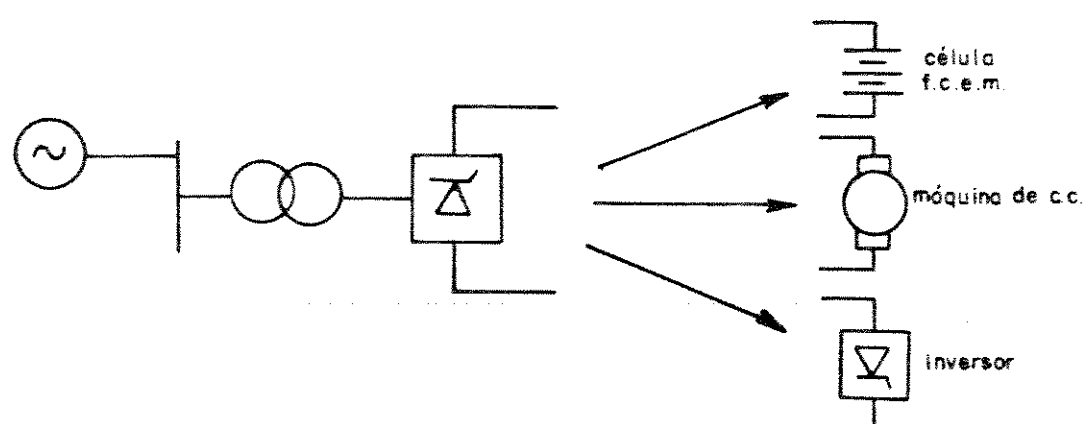


Figura III.2-18 - Circuito equivalente para o lado c.c..

III.2.6.11. FORMULAÇÃO GERAL PARA A TENSÃO DO LADO C.C.

Para se obter uma representação analítica para a tensão v_d , a complexa forma de onda da figura III.2-17 sugere que a formulação consiste de 12 seções, onde se tem 6 períodos de comutação e 6 períodos de não-comutação. Para cada uma dessas seções, as equações podem ser escritas e qualquer imperfeição do sistema c.a. de alimentação pode ser levado em conta.

A figura III.2-17 mostra um caso simples onde a tensão de suprimento é desbalanceada, porém se apresenta livre de distorções harmônicas. Neste caso específico, as expressões para as várias seções de v_d podem ser obtidas para as regiões de não-comutação, através apenas das tensões de fase (v_a , v_b e v_c), e para as regiões de comutação, através das tensões de fase e das tensões de comutação (v_{1N} , v_{2N} , v_{3N} , v_{4N} , v_{5N} , v_{6N}) as quais são representadas em geral sob a forma v_{xN} .

A tensão de comutação v_{xN} pode ser obtida através da figura III.2-19.

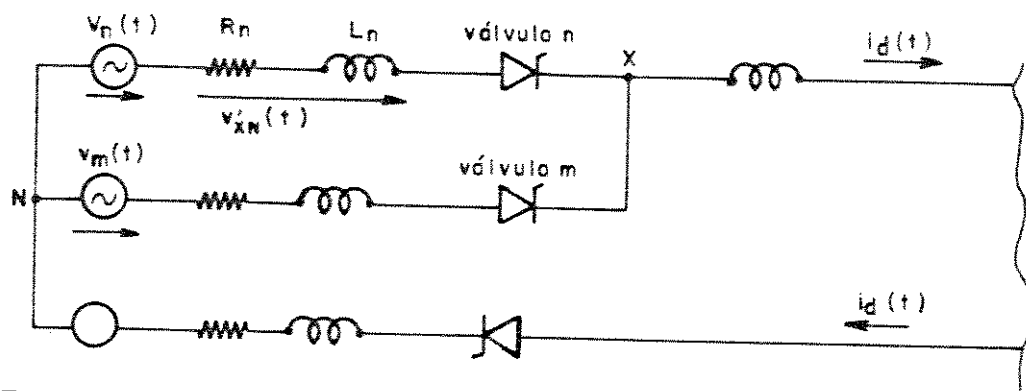


Figura III.2-19 - Circuito de comutação generalizado

Pela figura III.2-19 pode-se escrever:

$$v_{xN}(t) = v_n(t) - L_n \frac{d}{dt} i_n(t) - R_n i_n(t) \quad (\text{III.2-69})$$

Lembrando-se da expressão (III.2-55) que dá a corrente de comutação da válvula n , que inicia a condução, tem-se:

$$\begin{aligned}
v_{NX}(t) = v_n(t) - L_n \left\{ \sum_{k=1}^{k=NH} \left[-\frac{1}{T_{nm}} Q_k e^{-(t-t_x)/T_{nm}} + \right. \right. \\
\left. \left. + S_k k \omega \cos[k\omega t + \delta_k] \right] + P_{nm} \frac{1}{T_{nm}} e^{-(t-t_x)/T_{nm}} \right\} - \\
- R_n \left\{ \sum_{k=1}^{k=NH} \left[Q_k e^{-(t-t_x)/T_{nm}} + S_k \sin[k\omega t + \delta_k] \right] + \right. \\
\left. + P_{nm} \left[1 - e^{-(t-t_x)/T_{nm}} \right] + C_{nm} \right\} \quad (III.2-70)
\end{aligned}$$

ou seja:

$$\begin{aligned}
v_{NX}(t) = v_n(t) + \sum_{k=1}^{k=NH} \left\{ \frac{L_n}{T_{nm}} Q_k e^{-(t-t_x)/T_{nm}} - \right. \\
\left. - k \omega L_n S_k \cos[k\omega t + \delta_k] \right\} - \frac{L_n}{T_{nm}} P_{nm} e^{-(t-t_x)/T_{nm}} - \\
- \sum_{k=1}^{k=NH} \left\{ R_n Q_k e^{-(t-t_x)/T_{nm}} + R_n S_k \sin[k\omega t + \delta_k] \right\} - \\
- R_n P_{nm} \left[1 - e^{-(t-t_x)/T_{nm}} \right] - R_n C_{nm} \quad (III.2-71)
\end{aligned}$$

então:

$$\begin{aligned}
v_{NX}(t) = v_n(t) + \sum_{k=1}^{k=NH} \left\{ \left(\frac{L_n}{T_{nm}} - R_n \right) Q_k e^{-(t-t_x)/T_{nm}} - \right. \\
- \left[k \omega L_n S_k \left(\cos k\omega t \cos \delta_k - \sin k\omega t \sin \delta_k \right) + \right. \\
\left. + R_n S_k \left(\sin k\omega t \cos \delta_k + \cos k\omega t \sin \delta_k \right) \right] \right\} - R_n P_{nm} - \\
- \left(\frac{L_n}{T_{nm}} - R_n \right) P_{nm} e^{-(t-t_x)/T_{nm}} - R_n C_{nm} \quad (III.2-72)
\end{aligned}$$

Fazendo-se:

$$M_k = -(k \omega L_n S_k \cos \delta_k + R_n S_k \sen \delta_k) \quad (\text{III.2-73})$$

$$N_k = (k \omega L_n S_k \sen \delta_k - R_n S_k \cos \delta_k) \quad (\text{III.2-74})$$

$$K_n = -R_n [P_{nm} + C_{nm}] \quad (\text{III.2-75})$$

$$W = \left(\frac{L_n}{T_{nm}} - R_n \right) \left\{ \left[\sum_{k=1}^{k=NH} Q_k \right] - P_{nm} \right\} \quad (\text{III.2-76})$$

tem-se que:

$$v_{NX}(t) = v_n(t) + v'_{XN}(t) \quad (\text{III.2-77})$$

onde:

$$v'_{XN}(t) = W e^{-(t-t_x)/T_{nm}} + \sum_{k=1}^{k=NH} [M_k \cos k\omega t] + \sum_{k=1}^{k=NH} [N_k \sen k\omega t] + K_n \quad (\text{III.2-78})$$

Deste modo $v'_{XN}(t)$ é a queda de tensão que ocorre na impedância da fase n definida por R_n e L_n . Note-se que $v'_{XN}(t)$ já incorpora o sentido da queda de tensão, ou seja, é a tensão que aparece na figura III.2-19.

Pela figura III.2-17 pode-se estabelecer as 12 secções da tensão c.c. antes do reator de alisamento, conforme a tabela III.2-1. A referência de tempo para as expressões da tabela III.2-1 é o instante de ignição da válvula 1, ou seja, o ponto 0 da figura III.2-17.

As tensões fase-neutro para uma dada referência de tensão (tensão fundamental fase-neutro da fase a) são:

$$\left. \begin{aligned} v_a &= \sum_{k=1}^{k=NH} V_{ak} \sen [k\omega t + \phi_{ak}] \\ v_b &= \sum_{k=1}^{k=NH} V_{bk} \sen [k\omega t + \phi_{bk}] \\ v_c &= \sum_{k=1}^{k=NH} V_{ck} \sen [k\omega t + \phi_{ck}] \end{aligned} \right\} \quad (\text{III.2-79})$$

Tabela III 2-1 - Expressões para a tensão c.c. (v_d) antes do reator de alisamento.

Seccão	Equação	θ_x	Limites em ωt
0-1	$v_d = v_a - v_b - v'_{1N} = v_{ab} - v'_{1N}$	0	$0 \leq \omega t \leq \mu_1$
1-2	$v_d = v_a - v_b = v_{ab}$	—	$\theta_2 - \theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2 + \mu_2 - \theta_1$
2-3	$v_d = v_a - v_c - v'_{2N} = v_{ac} - v'_{2N}$	$\theta_2 - \theta_1$	$\theta_2 - \theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2 + \mu_2 - \theta_1$
3-4	$v_d = v_a - v_c = v_{ac}$	—	$\theta_2 + \mu_2 - \theta_1 \leq \omega t \leq \theta_3 - \theta_1$
4-5	$v_d = v_b - v_c - v'_{3N} = v_{bc} - v'_{3N}$	$\theta_3 - \theta_1$	$\theta_3 - \theta_1 \leq \omega t \leq \theta_3 + \mu_3 - \theta_1$
5-6	$v_d = v_b - v_c = v_{bc}$	—	$\theta_3 + \mu_3 - \theta_1 \leq \omega t \leq \theta_4 - \theta_1$
6-7	$v_d = v_b - v_a - v'_{4N} = v_{ba} - v'_{4N}$	$\theta_4 - \theta_1$	$\theta_4 - \theta_1 \leq \omega t \leq \theta_4 + \mu_4 - \theta_1$
7-8	$v_d = v_b - v_a = v_{ba}$	—	$\theta_4 + \mu_4 - \theta_1 \leq \omega t \leq \theta_5 - \theta_1$
8-9	$v_d = v_c - v_a - v'_{5N} = v_{ca} - v'_{5N}$	$\theta_5 - \theta_1$	$\theta_5 - \theta_1 \leq \omega t \leq \theta_5 + \mu_5 - \theta_1$
9-10	$v_d = v_c - v_a = v_{ca}$	—	$\theta_5 + \mu_5 - \theta_1 \leq \omega t \leq \theta_6 - \theta_1$
10-11	$v_d = v_c - v_b - v'_{6N} = v_{cb} - v'_{6N}$	$\theta_6 - \theta_1$	$\theta_6 - \theta_1 \leq \omega t \leq \theta_6 + \mu_6 - \theta_1$
11-12	$v_d = v_c - v_b = v_{cb}$	—	$\theta_6 + \mu_6 - \theta_1 \leq \omega t \leq 2\pi$

Estabelecendo-se a referência de tempo no instante de ignição da válvula 1, que em termos fundamentais ocorre para $\omega t = \theta_1$, as três tensões anteriores passam a ser:

$$\left. \begin{aligned} v_a &= \sum_{k=1}^{k=NH} V_{ak} \operatorname{sen} [k\omega t + \phi_{ak} + k\theta_1] \\ v_b &= \sum_{k=1}^{k=NH} V_{bk} \operatorname{sen} [k\omega t + \phi_{bk} + k\theta_1] \\ v_c &= \sum_{k=1}^{k=NH} V_{ck} \operatorname{sen} [k\omega t + \phi_{ck} + k\theta_1] \end{aligned} \right\}$$

(III.2-80)

Segundo a tabela III.2-1 existem intervalos para os quais a tensão c.c. é definida como sendo a tensão de linha. Deste modo, é conveniente uma formulação genérica para as tensões de linha.

Se v_n e v_m são duas tensões fase-neutro tais que

$$v_n(t) = \sum_{k=1}^{k=NH} V_{nk} \text{ sen } [k\omega t + \phi_{nk} + k\theta_1] \quad (\text{III.2-81})$$

e

$$v_m(t) = \sum_{k=1}^{k=NH} V_{mk} \text{ sen } [k\omega t + \phi_{mk} + k\theta_1] \quad (\text{III.2-82})$$

então, a tensão genérica $v_{nm} = v_n - v_m$, pode ser expressa por:

$$\begin{aligned} v_{nm} = & \sum_{k=1}^{k=NH} V_{nk} \left\{ \text{sen} k\omega t \text{ sen} [\phi_{nk} + k\theta_1] + \text{cos} k\omega t \text{ sen} [\phi_{nk} + k\theta_1] \right\} - \\ & - \sum_{k=1}^{k=NH} V_{mk} \left\{ \text{sen} k\omega t \text{ cos} [\phi_{mk} + k\theta_1] + \text{cos} k\omega t \text{ sen} [\phi_{mk} + k\theta_1] \right\} \end{aligned} \quad (\text{III.2-83})$$

ou seja:

$$v_{nm} = \sum_{k=1}^{k=NH} A_k \text{ sen} k\omega t + \sum_{k=1}^{k=NH} B_k \text{ cos} k\omega t \quad (\text{III.2-84})$$

onde:

$$A_k = V_{nk} \text{ cos} [\phi_{nk} + k\theta_1] - V_{mk} \text{ cos} [\phi_{mk} + k\theta_1] \quad (\text{III.2-85})$$

e,

$$B_k = V_{nk} \text{ sen} [\phi_{nk} + k\theta_1] - V_{mk} \text{ sen} [\phi_{mk} + k\theta_1] \quad (\text{III.2-86})$$

Segundo o Apêndice I, os coeficientes de Fourier para a tensão c.c., v_d , são dados por:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T v_d \, dt \quad (\text{III.2-87})$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_d \text{ cos} [n\omega t] dt \quad (\text{III.2-88})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_d \text{ sen} [n\omega t] dt \quad (\text{III.2-89})$$

onde n é a ordem da harmônica de tensão do lado c.c..

O conjunto de integrais a ser resolvido pode ser dividido em duas categorias, de acordo com o tipo de expressão para v_d . Numa categoria, v_d envolve apenas as tensões de linha, ou seja, uma somatória de termos senoidais

e cossenoidais conforme (III.2-84), e na outra v_d envolve a expressão de $v_{xN}(t)$, além da somatória anterior. Deste modo, os coeficientes de Fourier devem ser avaliados através das integrais envolvendo a somatória de termos senoidais e cossenoidais e através das integrais envolvendo a expressão de $v_{xN}(t)$ para um tempo genérico de limites $t_a \leq t \leq t_b$.

Para a somatória de termos senoidais e cossenoidais tem-se:

$$\begin{aligned} \int_{t_a}^{t_b} v_d dt &= \int_{t_a}^{t_b} \left\{ \sum_{k=1}^{k=NH} A_k \text{sen}[k\omega t] + \sum_{k=1}^{k=NH} B_k \cos[k\omega t] \right\} dt \\ &= \left\{ \sum_{k=1}^{k=NH} \left[-\frac{A_k}{k\omega} \cos[k\omega t] \right] + \sum_{k=1}^{k=NH} \left[\frac{B_k}{k\omega} \text{sen}[k\omega t] \right] \right\} \bigg|_{t_a}^{t_b} \end{aligned} \quad (\text{III.2-90})$$

$$\begin{aligned} \int_{t_a}^{t_b} v_d \cos[n\omega t] dt &= \int_{t_a}^{t_b} \left\{ \left[\sum_{k=1}^{k=NH} A_k \text{sen}[k\omega t] + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \sum_{k=1}^{k=NH} B_k \cos[k\omega t] \right] \cos[n\omega t] \right\} dt = \sum_{k=1}^{k=NH} A_n \end{aligned} \quad (\text{III.2-91})$$

onde:

$$\begin{aligned} \text{para } k \neq n \rightarrow A_n &= \left\{ A_k \left[-\frac{\cos[k\omega - n\omega]t}{2[k\omega - n\omega]} - \frac{\cos[k\omega + n\omega]t}{2[k\omega + n\omega]} \right] + \right. \\ &\quad \left. + B_k \left[-\frac{\text{sen}[k\omega - n\omega]t}{2[k\omega - n\omega]} - \frac{\text{sen}[k\omega + n\omega]t}{2[k\omega + n\omega]} \right] \right\} \bigg|_{t_a}^{t_b} \end{aligned}$$

$$\text{para } k = n \rightarrow A_n = \left\{ A_k \left[\frac{\text{sen}^2 k\omega t}{2k\omega} \right] + B_k \left[\frac{t}{2} + \frac{\text{sen } 2k\omega t}{4k\omega} \right] \right\} \bigg|_{t_a}^{t_b}$$

$$\int_{t_a}^{t_b} v_d \operatorname{sen}[n\omega t] dt = \int_{t_a}^{t_b} \left\{ \left[\sum_{k=1}^{k=NH} A_k \operatorname{sen}[k\omega t] + \sum_{k=1}^{k=NH} B_k \cos[k\omega t] \right] \operatorname{sen}[n\omega t] \right\} dt = \sum_{k=1}^{k=NH} B_n$$

(III.2-92)

onde:

$$\text{para } k \neq n \rightarrow B_n = \left\{ A_k \left[\frac{\operatorname{sen}[k\omega - n\omega]t}{2[k\omega - n\omega]} - \frac{\operatorname{sen}[k\omega + n\omega]t}{2[k\omega + n\omega]} \right] + \right. \\ \left. + B_k \left[-\frac{\cos[n\omega - k\omega]t}{2[n\omega - k\omega]} - \frac{\cos[n\omega + k\omega]t}{2[n\omega + k\omega]} \right] \right\} \Bigg|_{t_a}^{t_b}$$

$$\text{para } k = n \rightarrow B_n = \left\{ A_k \left[\frac{t}{2} - \frac{\operatorname{sen} 2k\omega t}{4k\omega} \right] + B_k \left[\frac{\operatorname{sen}^2 k\omega t}{2k\omega} \right] \right\} \Bigg|_{t_a}^{t_b}$$

Já as integrais envolvendo a expressão de $v'_{xN}(t)$ para um tempo genérico de limites $t_a \leq t \leq t_b$, resultam em:

$$\int_{t_a}^{t_b} v_d dt = \int_{t_a}^{t_b} \left\{ W e^{-(t-t_x)/T_{nm}} + \sum_{k=1}^{k=NH} [M_k \cos k\omega t] + \right. \\ \left. + \sum_{k=1}^{k=NH} [N_k \operatorname{sen} k\omega t] + K_n \right\} dt = \\ = \left\{ T_{nm} W e^{-(t-t_x)/T_{nm}} + \sum_{k=1}^{k=NH} \left[\frac{M_k}{k\omega} \operatorname{sen}[k\omega t] \right] + \right. \\ \left. + \sum_{k=1}^{k=NH} - \left[\frac{N_k}{k\omega} \cos[k\omega t] \right] + K_n t \right\} \Bigg|_{t_a}^{t_b} \quad \text{(III.2-93)}$$

$$\int_{t_a}^{t_b} v_d \cos[n\omega t] dt = \int_{t_a}^{t_b} \left\{ \left[W e^{-(t-t_x)/T_{nm}} + \sum_{k=1}^{k=NH} [M_k \cos k\omega t] + \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{k=1}^{k=NH} [N_k \operatorname{sen} k\omega t] + K_n \right] \cos[n\omega t] \right\} dt = \\ = A_{n1} + \sum_{k=1}^{k=NH} A_{n2} + A_{n3} \quad \text{(III.2-94)}$$

III - 44

onde

$$A_{n1} = \left\{ \frac{W e^{-\frac{(t-t_x)}{T_{nm}}}}{\frac{1}{T_{nm}^2} + n^2 \omega^2} \left[-\frac{1}{T_{nm}} \cos n\omega t + n\omega \sin n\omega t \right] \right\} \Bigg|_{t_a}^{t_b}$$

$$\text{para } k \neq n \rightarrow A_{n2} = \left\{ M_k \left[\frac{\sin[k\omega - n\omega]t}{2[k\omega - n\omega]} + \frac{\sin[k\omega + n\omega]t}{2[k\omega + n\omega]} \right] + \right. \\ \left. + N_k \left[-\frac{\cos[k\omega - n\omega]t}{2[k\omega - n\omega]} - \frac{\cos[k\omega + n\omega]t}{2[k\omega + n\omega]} \right] \right\} \Bigg|_{t_a}^{t_b}$$

$$\text{para } k = n \rightarrow A_{n2} = \left\{ M_k \left[\frac{t}{2} + \frac{\sin 2k\omega t}{4k\omega} \right] + N_k \left[\frac{\sin^2 k\omega t}{2k\omega} \right] \right\} \Bigg|_{t_a}^{t_b}$$

$$A_{n3} = K_n \frac{1}{n\omega} \sin n\omega t \Bigg|_{t_a}^{t_b}$$

$$\int_{t_a}^{t_b} v_d \sin[n\omega t] dt = \int_{t_a}^{t_b} \left\{ \left[W e^{-\frac{(t-t_x)}{T_{nm}}} + \sum_{k=1}^{k=NH} \left[M_k \cos k\omega t \right] + \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{k=1}^{k=NH} \left[N_k \sin k\omega t \right] + K_n \right] \sin[n\omega t] \right\} dt = \\ = B_{n1} + \sum_{k=1}^{k=NH} B_{n2} + B_{n3} \quad (III.2-95)$$

onde:

$$B_{n1} = \left\{ \frac{W e^{-\frac{(t-t_x)}{T_{nm}}}}{\frac{1}{T_{nm}^2} + n^2 \omega^2} \left[-\frac{1}{T_{nm}} \sin n\omega t - n\omega \cos n\omega t \right] \right\} \Bigg|_{t_a}^{t_b}$$

$$\text{para } k \neq n \rightarrow B_{n2} = \left\{ M_k \left[-\frac{\cos[n\omega - k\omega]t}{2[n\omega - k\omega]} - \frac{\cos[n\omega + k\omega]t}{2[n\omega + k\omega]} \right] + \right. \\ \left. + N_k \left[\frac{\sin[k\omega - n\omega]t}{2[k\omega - n\omega]} - \frac{\sin[k\omega + n\omega]t}{2[k\omega + n\omega]} \right] \right\} \Big|_{t_a}^{t_b}$$

$$\text{para } k = n \rightarrow B_{n2} = \left\{ M_k \left[\frac{\sin^2 k\omega t}{2k\omega} \right] + N_k \left[\frac{t}{2} - \frac{\sin 2k\omega t}{4k\omega} \right] \right\} \Big|_{t_a}^{t_b}$$

$$B_{n3} = -K_n \frac{1}{n\omega} \cos n\omega t \Big|_{t_a}^{t_b}$$

Utilizando-se convenientemente os resultados destas integrais, pode-se avaliar os coeficientes de Fourier das componentes harmônicas da tensão do lado c.c. antes do reator de alisamento. Esta tensão c.c. pode ser expressa simplesmente como:

$$v_d(t) = V_d + \sum_{n=1}^{n=NMH} V_{dn} \sin[n\omega t + \phi_{dn}] \quad (\text{III.2-96})$$

onde:

V_d = componente contínua

V_{dn} = valor de pico da n-ésima componente harmônica

ϕ_{dn} = ângulo de fase de n-ésima componente harmônica

NMH = máxima ordem harmônica utilizada para a tensão c.c.

Na figura III.2-18 a corrente $i_d(t)$ é a corrente nos terminais do lado c.c. do conversor.

A expressão genérica para esta corrente é:

$$i_d(t) = I_d + \sum_{n=1}^{n=NMH} I_{dn} \sin[n\omega t + \phi_n] \quad (\text{III.2-97})$$

onde:

I_d = componente contínua

I_{dn} = valor de pico da n-ésima harmônica da corrente

ϕ_n = ângulo de fase de n-ésima harmônica da corrente

III.2.6.12. FORMULAÇÃO DA CORRENTE C.A. CONSIDERANDO-SE O LADO C.C.

Uma vez conhecidas as componentes harmônicas da tensão do lado c.c. do conversor, as componentes harmônicas da corrente podem ser calculadas utilizando-se as impedâncias apropriadas para cada harmônica do circuito c.c..

O valor variável da corrente do lado c.c. influencia a forma de onda das correntes de linha do lado c.a.. Deste modo as regiões de comutação e de condução plena das correntes de linha serão afetadas pela consideração de um reator c.c. finito.

A figura III.2-20 apresenta as formas de onda das correntes c.c. e c.a., supondo-se reator c.c. finito, não se levando em conta o efeito da reatância do lado c.a. (comutação).

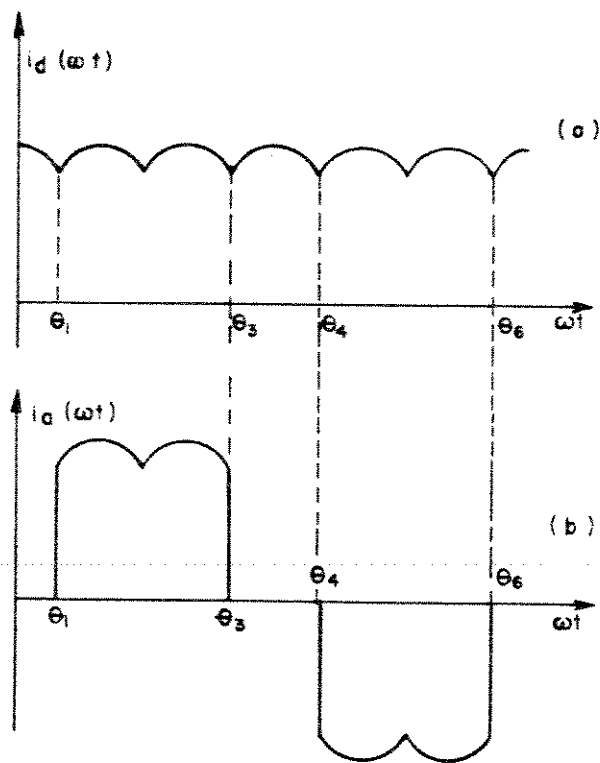


Figura III.2-20 - Formas de onda de corrente com reatância c.c. finita.
 (a) corrente do lado c.c. nos terminais do conversor.
 (b) corrente de linha c.a. na fase a.

A figura III.2-21 mostra as formas de onda da corrente de alimentação de um conversor de 6 pulsos, considerando-se ou não as reatâncias de comutação, para os casos de reatância c.c. finita e infinita.

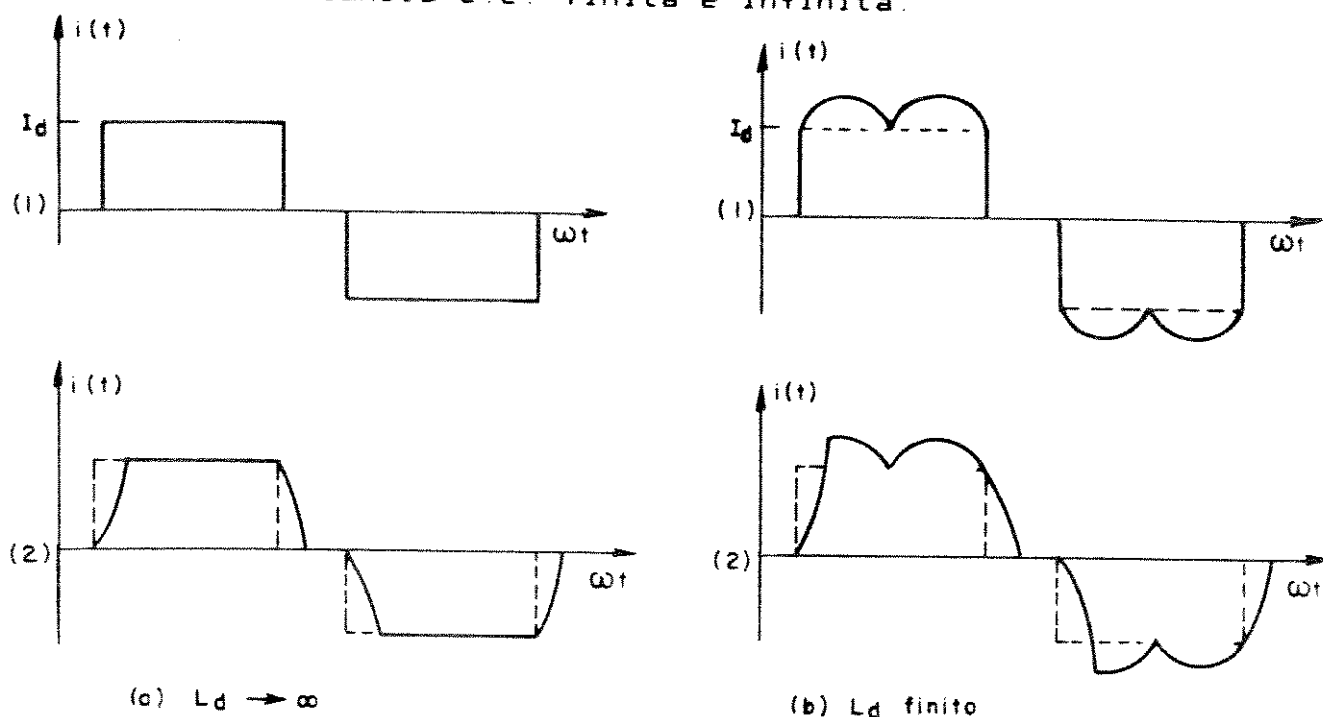


Figura III.2-21 - Forma de onda da corrente de alimentação de um conversor de seis pulsos.

- (1) sem o efeito da reatância de comutação
(2) com o efeito da reatância de comutação

A figura III.2-20 sugere que as secções de plena condução das correntes de linha podem ser descritas como secções da corrente do lado c.c.. Assim, as correntes de linha c.a., levando-se em conta um reator c.c. finito, são descritas por:

— região de plena condução:

$$i(t) = i_d(t) = I_d + \sum_{k=1}^{k=NH} I_{dk} \sin[k\omega t + \phi_k] \quad (\text{III.2-98})$$

— região de comutação:

para a válvula n que entra em condução:

$$i(t) = i_n(t) = \sum_{k=1}^{k=NH} \left[Q_k e^{-(t-t_x)/T_{nm}} + S_k \sin[k\omega t + \delta_k] \right] + P_{nm} \left[1 - e^{-(t-t_x)/T_{nm}} \right] + C_{nm} \quad (\text{III.2-99})$$

Para a válvula m que deixa de conduzir:

$$i(t) = i_m(t) = i_d(t) - i_n(t) \quad (\text{III.2-100})$$

A aplicação da análise de Fourier nestas formas de onda fornece as componentes harmônicas da corrente do lado c.a.. Segundo o Apêndice I os coeficientes de Fourier para a corrente de linha c.a., são dados por:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (\text{III.2-101})$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cos[n\omega t] dt \quad (\text{III.2-102})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \sin[n\omega t] dt \quad (\text{III.2-103})$$

onde n é a ordem da harmônica de corrente do lado c.a..

O conjunto de integrais a ser resolvido envolve as expressões de $i_n(t)$ e $i_d(t)$. Deste modo, os coeficientes de Fourier devem ser avaliados através das integrais envolvendo $i_n(t)$ e das integrais envolvendo $i_d(t)$ para um tempo genérico de limites $t_a \leq t \leq t_b$.

Para $i_n(t)$ tem-se:

$$\begin{aligned} \int_{t_a}^{t_b} i_n(t) dt &= \int_{t_a}^{t_b} \left\{ \sum_{k=1}^{k=NH} \left[Q_k e^{-(t-t_x)/T_{nm}} + S_k \sin[k\omega t + \delta_k] \right] + \right. \\ &\quad \left. + P_{nm} \left[1 - e^{-(t-t_x)/T_{nm}} \right] + C_{nm} \right\} dt \\ &= \left\{ \sum_{k=1}^{k=NH} \left[-T_{nm} Q_k e^{-(t-t_x)/T_{nm}} - \frac{S_k}{k\omega} \cos[k\omega t + \delta_k] \right] + \right. \\ &\quad \left. + P_{nm} \left[t - T_{nm} e^{-(t-t_x)/T_{nm}} \right] + C_{nm} t \right\} \Bigg|_{t_a}^{t_b} \end{aligned} \quad (\text{III.2-104})$$

$$\begin{aligned}
\int_{t_a}^{t_b} i_n(t) \cos[n\omega t] dt &= \int_{t_a}^{t_b} \left\{ \sum_{k=1}^{k=NH} \left[O_k e^{-(t-t_x)/T_{nm}} + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + S_k \cos \delta_k \sin k\omega t + S_k \sin \delta_k \cos k\omega t \right] + \right. \\
&\quad \left. + P_{nm} \left[1 - e^{-(t-t_x)/T_{nm}} \right] + C_{nm} \right\} \cos n\omega t dt = \\
&= \sum_{k=1}^{k=NH} A_n + \left\{ P_{nm} \left[\frac{1}{n\omega} \sin n\omega t - \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - e^{-(t-t_x)/T_{nm}} \frac{\left[\frac{-1}{T_{nm}} \cos n\omega t + n\omega \sin n\omega t \right]}{\frac{1}{T_{nm}^2} + n^2 \omega^2} \right] + \right. \\
&\quad \left. + \frac{C_{nm}}{n\omega} \sin n\omega t \right\} \Bigg|_{t_a}^{t_b} \quad (III.2-105)
\end{aligned}$$

onde:

para $n \neq k$:

$$\begin{aligned}
A_n &= \left\{ O_k e^{-(t-t_x)/T_{nm}} \frac{\left[\frac{-1}{T_{nm}} \cos n\omega t + n\omega \sin n\omega t \right]}{\frac{1}{T_{nm}^2} + n^2 \omega^2} + \right. \\
&\quad + S_k \cos \delta_k \left[\frac{-\cos[k\omega - n\omega]t}{2[k\omega - n\omega]} - \frac{\cos[k\omega + n\omega]t}{2[k\omega + n\omega]} \right] + \\
&\quad \left. + S_k \sin \delta_k \left[\frac{\sin[k\omega - n\omega]t}{2[k\omega - n\omega]} + \frac{\sin[k\omega + n\omega]t}{2[k\omega + n\omega]} \right] \right\} \Bigg|_{t_a}^{t_b}
\end{aligned}$$

Para $n = k$.

$$A_n = \left\{ Q_k e^{-\frac{(t-t_x)}{T_{nm}}} \left[\frac{-\frac{1}{T_{nm}} \operatorname{sen} n\omega t - n\omega \cos n\omega t}{\frac{1}{T_{nm}^2} + n^2 \omega^2} + S_k \cos \delta_k \left[\frac{\operatorname{sen}^2 n\omega t}{2 n\omega} \right] + S_k \operatorname{sen} \delta_k \left[\frac{t}{2} + \frac{\operatorname{sen} 2n\omega t}{4n\omega} \right] \right\} \right|_{t_a}^{t_b}$$

$$\begin{aligned} \int_{t_a}^{t_b} i_n(t) \operatorname{sen}[n\omega t] dt &= \int_{t_a}^{t_b} \left\{ \sum_{k=1}^{k=NH} \left[Q_k e^{-\frac{(t-t_x)}{T_{nm}}} + S_k \cos \delta_k \operatorname{sen} k\omega t + S_k \operatorname{sen} \delta_k \cos k\omega t \right] + P_{nm} \left[1 - e^{-\frac{(t-t_x)}{T_{nm}}} \right] + C_{nm} \right\} \operatorname{sen} n\omega t dt = \\ &= \sum_{k=1}^{k=NH} B_n + \left\{ P_{nm} \left[-\frac{1}{n\omega} \cos n\omega t + e^{-\frac{(t-t_x)}{T_{nm}}} \left[\frac{\frac{1}{T_{nm}} \operatorname{sen} n\omega t + n\omega \cos n\omega t}{\frac{1}{T_{nm}^2} + n^2 \omega^2} - \frac{C_{nm}}{n\omega} \cos n\omega t \right] \right] \right\} \right|_{t_a}^{t_b} \end{aligned} \quad (III.2-106)$$

para $n \neq k$

$$B_n = \left\{ Q_k e^{-\frac{(t-t_x)}{T_{nm}}} \left[\frac{-\frac{1}{T_{nm}} \operatorname{sen} n\omega t - n\omega \cos n\omega t}{\frac{1}{T_{nm}^2} + n^2 \omega^2} \right] + \right. \\ \left. + S_k \cos \delta_k \left[\frac{\operatorname{sen}[k\omega - n\omega]t}{2[k\omega - n\omega]} - \frac{\operatorname{sen}[k\omega + n\omega]t}{2[k\omega + n\omega]} \right] + \right. \\ \left. + S_k \operatorname{sen} \delta_k \left[\frac{-\cos[n\omega - k\omega]t}{2[n\omega - k\omega]} - \frac{\cos[n\omega + k\omega]t}{2[n\omega + k\omega]} \right] \right\} \Bigg|_{t_a}^{t_b}$$

para $n = k$:

$$B_n = \left\{ Q_k e^{-\frac{(t-t_x)}{T_{nm}}} \left[\frac{-\frac{1}{T_{nm}} \operatorname{sen} n\omega t - n\omega \cos n\omega t}{\frac{1}{T_{nm}^2} + n^2 \omega^2} \right] + \right. \\ \left. + S_k \cos \delta_k \left[\frac{t}{2} + \frac{\operatorname{sen} 2n\omega t}{4n\omega} \right] + S_k \operatorname{sen} \delta_k \left[\frac{\operatorname{sen}^2 n\omega t}{2n\omega} \right] \right\} \Bigg|_{t_a}^{t_b}$$

Já para as integrais envolvendo $i_d(t)$ tem-se:

$$\int_{t_a}^{t_b} i_d(t) dt = \int_{t_a}^{t_b} \left\{ I_d + \sum_{k=1}^{k=NH} I_{dk} \operatorname{sen}[k\omega t + \phi_k] \right\} dt = \\ = \left[I_d t - \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{I_{dk}}{k\omega} \cos[k\omega t + \phi_k] \right] \Bigg|_{t_a}^{t_b} \quad (\text{III.2-107})$$

$$\int_{t_a}^{t_b} i_d(t) \cos n\omega t dt = \\ = \int_{t_a}^{t_b} \left\{ I_d + \sum_{k=1}^{k=NH} \left[I_{dk} \cos \phi_k \operatorname{sen} k\omega t + I_{dk} \operatorname{sen} \phi_k \cos k\omega t \right] \right\} \cos n\omega t dt = \\ = \left[\frac{I_d}{n\omega} \operatorname{sen} n\omega t \right] \Bigg|_{t_a}^{t_b} + \sum_{k=1}^{k=NH} A_n \quad (\text{III.2-108})$$

III - 52

onde

para $n \neq k$:

$$A_n = \left\{ I_{dk} \cos \phi_k \left[\frac{-\cos[k\omega - n\omega]t}{2[k\omega - n\omega]} - \frac{\cos[k\omega + n\omega]t}{2[k\omega + n\omega]} \right] + \right. \\ \left. + I_{dk} \sin \phi_k \left[\frac{\sin[k\omega - n\omega]t}{2[k\omega - n\omega]} + \frac{\sin[k\omega + n\omega]t}{2[k\omega + n\omega]} \right] \right\} \Bigg|_{t_a}^{t_b}$$

para $n = k$:

$$A_n = \left\{ I_{dk} \cos \phi_k \left[\frac{\sin^2 n\omega t}{2 n\omega} \right] + I_{dk} \sin \phi_k \left[\frac{t}{2} + \frac{\sin 2n\omega t}{4n\omega} \right] \right\} \Bigg|_{t_a}^{t_b}$$

$$\int_{t_a}^{t_b} i_d(t) \sin n\omega t \, dt = \\ = \int_{t_a}^{t_b} \left\{ I_d + \sum_{k=1}^{k=NH} \left[I_{dk} \cos \phi_k \sin k\omega t + I_{dk} \sin \phi_k \cos k\omega t \right] \right\} \sin n\omega t \, dt = \\ = \left[-\frac{I_d}{n\omega} \cos n\omega t \right] \Bigg|_{t_a}^{t_b} + \sum_{k=1}^{k=NH} B_n \quad (III.2-109)$$

onde:

para $n \neq k$

$$B_n = \left\{ I_{dk} \cos \phi_k \left[\frac{\sin[k\omega - n\omega]t}{2[k\omega - n\omega]} - \frac{\sin[k\omega + n\omega]t}{2[k\omega + n\omega]} \right] + \right. \\ \left. + I_{dk} \sin \phi_k \left[\frac{-\cos[n\omega - k\omega]t}{2[n\omega - k\omega]} + \frac{\cos[n\omega + k\omega]t}{2[n\omega + k\omega]} \right] \right\} \Bigg|_{t_a}^{t_b}$$

para $n = k$:

$$A_n = \left\{ I_{dk} \cos \phi_k \left[\frac{t}{2} - \frac{\sin 2n\omega t}{4n\omega} \right] + I_{dk} \sin \phi_k \left[\frac{\sin^2 n\omega t}{2 n\omega} \right] \right\} \Bigg|_{t_a}^{t_b}$$

A utilização conveniente destas integrais fornece os coeficientes de Fourier para as correntes de linha c.a. para um conversor no caso genérico onde se considera a existência da impedância do lado c.a. e reator c.c. finito.

III.1.7 - RESULTADOS OBTIDOS NA SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA CONVERSOR TÍPICO

Para a simulação das correntes harmônicas injetadas no sistema c.a. por um conversor estático foi utilizado o sistema conversor equivalente apresentado na figura III.2-22. [11]

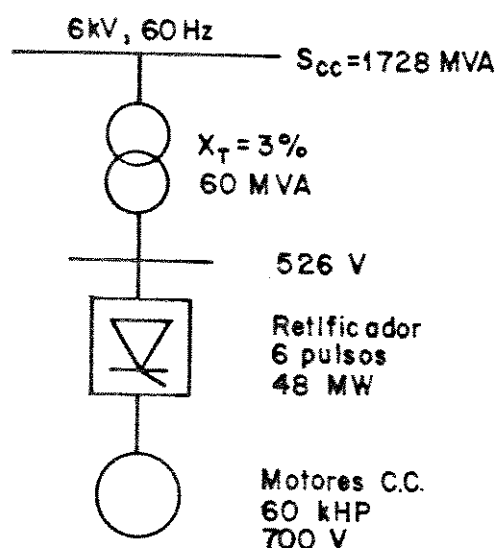


Figura III.2-22 - Instalação retificadora industrial.

O programa computacional para a simulação das correntes harmônicas geradas por conversores é a "SUBROUTINE CONVE". Esta subrotina exige que os dados fornecidos encontrem-se refletidos no lado primário do transformador do conversor.

Neste caso então, os dados são refletidos no barramento de 6 kV.

Levando-se em conta que a tensão c.c. média de saída do conversor é de 700 V e supondo-se condições ideais de operação com um ângulo de disparo $\alpha=10^\circ$ e utilizando-se a expressão (III.2-4) tem-se que a tensão eficaz secundária de linha do transformador do conversor é de:

$$V_s = \frac{\sqrt{3} E_m}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{700 \pi}{3 \sqrt{3} \cos 10^\circ} \approx 526 \text{ V}$$

Sendo a carga de 60 kHP, ou seja, de 44,7 MW, à tensão de 700 V, a corrente é de cerca de 63.857 A.

Uma vez que o transformador que alimenta o conversor tem relação 6/0,526 kV a corrente I_d refletida para o lado primário é de 5.592 A.

Supondo-se que a reatância de dispersão do transformador alimentador do conversor seja de 3%, e que a potência deste transformador seja de 60 MVA, a reatância deste transformador refletida no lado primário é de:

$$X_T = 0,03 \frac{6^2}{60} = 0,018 \Omega/\text{fase}$$

Outra hipótese é que os motores c.c. apresentem uma resistência equivalente $R_m = 0,0001 \Omega$ e uma indutância equivalente $L_m = 0,01 \text{ mH}$, já refletidos para o lado primário do transformador do conversor.

Sendo a tensão do barramento primário igual a 6 kV, as tensões c.a. de alimentação fase-neutro para um caso de alimentação simétrico e sem conteúdo harmônico foram feitas iguais à:

$$\left. \begin{aligned} v_a(t) &= 4.898,97 \sin \omega t \\ v_b(t) &= 4.898,97 \sin \left[\omega t - \frac{2\pi}{3} \right] \\ v_c(t) &= 4.898,97 \sin \left[\omega t + \frac{2\pi}{3} \right] \end{aligned} \right\}$$

onde: $\omega = 2\pi f$ e $f = 60 \text{ Hz}$

Uma vez que a potência de curto-circuito do barramento de 6 kV é igual a 1.728 MVA, a reatância do sistema c.a. de alimentação, dada pela reatância de curto-circuito da barra de 6 kV, é então:

$$X_s = \frac{6^2}{1.728} = 0,0208 \, \Omega/\text{fase}$$

A partir dos valores aqui apresentados foram calculadas as harmônicas geradas por este conversor. A seguir são apresentados os casos simulados nos quais algumas condições de operação foram alteradas.

CASO Nº 1

DADOS:

TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO:	
$v_a(t) = 4.898,97 \, \text{sen } \omega t$	V
$v_b(t) = 4.898,97 \, \text{sen} \left[\omega t - \frac{2\pi}{3} \right]$	V
$v_c(t) = 4.898,97 \, \text{sen} \left[\omega t + \frac{2\pi}{3} \right]$	V
REATÂNCIA DO SISTEMA C.A. DE ALIMENTAÇÃO: Não considerada	
REATÂNCIA DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR DO CONVERSOR: Não considerada	
REATOR DE ALISAMENTO (C.C.)	$L_d \rightarrow \infty$
SISTEMA DE PRODUÇÃO DE PULSOS:	CIP*
CORRENTE NO LADO C.C. (AMPÈRES):	5.592
ÂNGULO DE DISPARO (GRAUS):	10,00
ERROS NOS CIRCUITOS DE DISPARO:	Não considerados

* Controle Independente de Pulsos

RESULTADOS OBTIDOS:

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM HARM.	FASE A		FASE B		FASE C	
	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	6 166,	350,	6 166,	230,	6 166,	110,
5	1 233,	130,	1 233,	250,	1 233,	10,
7	880,	110,	880,	350,	880,	230,
11	561,	250,	561,	10,	561,	130,
13	474,	230,	474,	110,	474,	350,
17	363,	10,	363,	130,	363,	250,
19	325,	350,	325,	230,	325,	110,
23	268,	130,	268,	250,	268,	10,
25	247,	110,	247,	350,	247,	230,

Obviamente, este caso não apresenta ângulo de comutação ($\mu=0^\circ$), apresentando apenas as harmônicas características de um conversor de 6 pulsos com os valores, em módulo, idênticos aos fornecidos pela expressão (III.2-12).

CASO Nº 2

DADOS:

Permanecem os mesmos do CASO Nº 1, exceto pelas reatâncias do sistema de alimentação e do trafo do conversor.

REATÂNCIA DO SISTEMA C.A. DE ALIMENTAÇÃO: 0,0208 Ω /fase
REATÂNCIA DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR DO CONVERSOR: 0,018 Ω /fase

RESULTADOS OBTIDOS:

Todos os ângulos de comutação neste caso, devido a simetria de operação, são iguais e valem $\mu = 10,99^\circ$.

CORRENTES NO BARRAMENTO C A :

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM HARM.	FASE A		FASE B		FASE C	
	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	6.157,	344,	6.157,	224,	6.157,	104,
5	1.188,	99,	1.188,	219,	1.188,	339,
7	818,	67,	818,	307,	818,	187,
11	466,	182,	466,	302,	466,	62,
13	366,	149,	366,	29,	366,	269,
17	228,	264,	228,	24,	228,	144,
19	179,	230,	179,	110,	179,	350,
23	106,	341,	106,	101,	106,	221,
25	79,	305,	79,	185,	79,	65,

Confirmando as expectativas, as ordens harmônicas não se alteraram, porém seus níveis se abrandaram, uma vez que no CASO N^o 1 a variação do valor nulo até $\pm I_d$ se dá bruscamente ($\mu=0^\circ$), ao passo que no CASO N^o 2 estas variações ocorrem dentro de ângulos de comutação iguais, valendo $\mu=10,99^\circ$. Deve-se notar que não apenas as porcentagens em relação a fundamental do CASO N^o 2 são menores que no CASO N^o 1, como também a própria fundamental é menor neste caso, ou seja, as formas de onda das correntes de linha se alteraram.

CASO N^o 3

DADOS:

Os dados são os mesmos do CASO N^o 2, sendo que aqui passa-se a considerar o lado c.c. dados pelo reator de alisamento e a carga equivalente lá conectada.

REATOR DE ALISAMENTO (C.C.)	$L_d = 0,01 \text{ mH}$
CARGA EQUIVALENTE (C.C.) $R_m = 0,0001 \Omega$	$L_m = 0,01 \text{ mH}$

RESULTADOS OBTIDOS:

Como os ângulos de comutação, neste caso, dependem fundamentalmente das reatâncias do sistema de alimentação c.a., e sob este aspecto a situação permanece inalterável em relação a do CASO N° 2, então todos os ângulos de comutação permanecem iguais e valendo $\mu = 10,99^\circ$. No entanto, uma vez que o reator de alisamento do lado c.c. não apresenta mais uma reatância infinita, tem-se a presença de harmônicas de tensão e corrente no lado c.c..

HARMÔNICAS NO LADO C.C. DO CONVERSOR:

Valores de Pico — Ângulos de fase em graus				
ORDEM HARM.	TENSÕES (VOLTS)		CORRENTES (AMPÈRES)	
	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
6	809,	48,	1583,	318,
12	219,	127,	214,	37,
18	83,	145,	54,	56,
24	123,	181,	60,	91,

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM HARM.	FASE A		FASE B		FASE C	
	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	6.157,	344,	6.157,	224,	6.157,	104,
5	1.188,	99,	1.188,	219,	1.188,	339,
7	818,	67,	818,	307,	818,	187,
11	466,	182,	466,	302,	466,	62,
13	366,	149,	366,	29,	366,	269,
17	228,	264,	228,	24,	228,	144,
19	179,	230,	179,	110,	179,	350,
23	106,	341,	106,	101,	106,	221,
25	79,	305,	79,	185,	79,	65,

Apesar do aparecimento das harmônicas de corrente do lado c.c., o lado c.a. permanece aparentemente imune à variação da indutância L_d , uma vez que não existe nenhum desbalanceamento no sistema de alimentação c.a.. Neste caso, um cuidado especial deve ser tomado com o lado c.c. que pode induzir frequências múltiplas de 6 (notadamente a 6ª harmônica, devido a alta amplitude) em sistemas de controle, comunicações ou mesmo de potência localizados nas proximidades.

CASO Nº 4

DADOS:

Neste caso, volta-se a considerar que o reator de alisamento apresenta reatância infinita. No entanto, as tensões de alimentação apesar de não apresentarem conteúdo harmônico apresentam um certo desequilíbrio entre fases correspondente à 10% de sequência negativa.

TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO:	
$v_a(t) = 5.388,86 \text{ sen } \omega t$	
$v_b(t) = 4.673.32 \text{ sen } [\omega t + 234,79^\circ]$	
$v_c(t) = 4.673.32 \text{ sen } [\omega t + 125,21^\circ]$	
REATÂNCIA DO SISTEMA C.A. DE ALIMENTAÇÃO: 0,0208 Ω /fase	
REATÂNCIA DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR DO CONVERSOR: 0,018 Ω /fase	
REATOR DE ALISAMENTO (C.C.)	$L_d \rightarrow \infty$
SISTEMA DE PRODUÇÃO DE PULSOS:	CIP
CORRENTE NO LADO C.C. (AMPÈRES):	5.592
ÂNGULO DE DISPARO (GRAUS):	10,00
ERROS NOS CIRCUITOS DE DISPARO:	Não considerados

RESULTADOS OBTIDOS:

Uma vez que o sistema de alimentação c.a. apresenta um razoável desequilíbrio então os ângulos de comutação não devem mais permanecer iguais. A tabela abaixo apresenta os ângulos de cruzamento das tensões, os ângulos de ignição (CIP com $\alpha=10^\circ$) e os respectivos ângulos de comutação.

SEQ. DE IGNIÇÃO	ÂNGULOS (GRAUS)		
	DE CRUZAMENTO	DE IGNIÇÃO	DE COMUTACÃO
1	25,30	35,30	10,56
2	90,00	100,00	11,88
3	154,70	164,70	10,57
4	205,30	215,30	10,56
5	270,00	280,00	11,88
6	334,70	344,70	10,57

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM HARM.	FASE A		FASE B		FASE C	
	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	6.428,	344,	6.032,	221,	5.979,	106,
3	572,	312,	240,	125,	335,	137,
5	818,	100,	1.284,	206,	1.315,	350,
7	949,	69,	681,	289,	615,	203,
9	476,	37,	211,	195,	292,	233,
11	78,	185,	528,	275,	534,	86,
13	368,	153,	238,	354,	170,	302,
15	323,	121,	160,	264,	218,	327,
17	93,	88,	257,	341,	246,	182,
19	111,	235,	82,	52,	29,	65,
21	169,	202,	100,	330,	133,	58,
23	99,	168,	114,	41,	96,	276,
25	4,	312,	24,	262,	27,	89,

Além do desequilíbrio das harmônicas características de corrente que "tentam manter" a sequência de fases, nota-se também neste caso, o aparecimento de harmônicas não-características, múltiplas ímpares de 3 que apresentam soma nula (não são de sequência nula). Deste modo, se o próprio sistema c.a. não apresentar uma ressonância numa destas frequências não-características, uma vez que as amplitudes destas ordens não são tão intensas, pode-se afirmar que a presença destas ordens não-características não deverá acarretar nenhum problema, seja para o próprio sistema c.a. ou para quaisquer sistemas próximos, já que a indução nestes outros sistemas será bastante improvável.

CASO Nº 5

DADOS:

Neste caso os dados permanecem idênticos aos do CASO Nº 4, exceto pelo sistema de produção de pulsos, que passa a ser o PIE (Pulsos Iguamente Espaçados).

RESULTADOS OBTIDOS:

Uma vez que o desequilíbrio do sistema c.a. de alimentação permanece, os ângulos de cruzamento devem permanecer os mesmos. Em relação ao caso anterior, os valores dos ângulos de comutação sofrem variações devido ao sistema de produção de pulsos que agora é o PIE. Deste modo, os ângulos de cruzamento permanecem inalterados em relação ao CASO Nº 4, porém os ângulos de ignição e os respectivos ângulos de comutação são outros.

SEQ. DE IGNIÇÃO	ÂNGULOS (GRAUS)		
	DE CRUZAMENTO	DE IGNIÇÃO	DE COMUTAÇÃO
1	25,30	35,30	10,56
2	90,00	95,30	14,83
3	154,70	155,30	17,35
4	205,30	215,30	10,56
5	270,00	275,30	14,83
6	334,70	335,30	17,35

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM HARM.	FASE A		FASE B		FASE C	
	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	6.317,	346,	6.070,	225,	6.060,	107,
3	336,	316,	154,	133,	182,	138,
5	976,	111,	1.221,	223,	1.253,	356,
7	905,	82,	694,	312,	702,	213,
9	290,	47,	129,	218,	163,	234,
11	242,	214,	450,	308,	496,	99,
13	381,	177,	233,	36,	249,	321,
15	213,	137,	90,	299,	131,	329,
17	52,	354,	183,	25,	230,	199,
19	149,	271,	71,	107,	84,	77,
21	129,	223,	49,	9,	93,	293,
23	51,	161,	70,	79,	93,	293,
25	36,	3,	26,	136,	26,	229,

Sem dúvida, a utilização do sistema de produção de pulsos PIE levou a uma considerável redução das amplitudes das harmônicas não-características (3^{a} , 9^{a} , 15^{a} , 21^{a} , ...). Deste modo fica evidenciado a influência do sistema de produção de pulsos na operação de um conversor.

Deve-se notar também a alteração das amplitudes das harmônicas características, uma vez que os períodos de condução e não condução das válvulas se alteraram.

CASO Nº 6

DADOS:

Neste caso foram tomados dois conversores idênticos àquele do CASO Nº 1, para formar um conversor de 12 pulsos conforme o esquema da figura II.4. Deste modo, apesar da tensão de alimentação c.a. permanecer a mesma, a tensão c.c. duplicará.

O sistema de produção de pulsos aqui utilizado é o PIE.

RESULTADOS OBTIDOS:

Obviamente, este conversor de 12 pulsos é constituído por dois conversores de 6 pulsos, alimentados convenientemente, através de transformadores defasadores (Y-Y e Y-Δ). Os ângulos de cruzamento e os de ignição são apresentados a seguir, para cada um dos conversores. Logicamente, neste caso, os ângulos de comutação são nulos.

CONVERSOR 1

SEQ. DE IGNIÇÃO	ÂNGULOS (GRAUS)		
	DE CRUZAMENTO	DE IGNIÇÃO	DE COMUTAÇÃO
1	30,00	40,00	0,00
2	90,00	100,00	0,00
3	150,00	160,00	0,00
4	210,00	220,00	0,00
5	270,00	280,00	0,00
6	330,00	340,00	0,00

CONVERSOR 2

SEQ DE IGNIÇÃO	ÂNGULOS (GRAUS)		
	DE CRUZAMENTO	DE IGNIÇÃO	DE COMUTAÇÃO
1	0,00	10,00	0,00
2	60,00	70,00	0,00
3	120,00	130,00	0,00
4	180,00	190,00	0,00
5	240,00	250,00	0,00
6	300,00	310,00	0,00

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM HARM	FASE A		FASE B		FASE C	
	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	12.332,	350,	12.332,	230,	12.332,	110,
11	1.122,	250,	1.122,	10,	1.122,	130,
13	948,	230,	948,	110,	948,	350,
23	536,	130,	536,	250,	536,	10,
25	494,	110,	494,	350,	494,	230,

Obviamente, neste caso, o conteúdo harmônico da corrente no barramento c.a. apresenta apenas as harmônicas características de ordens $(12k \pm 1)$. No entanto, ao se comparar com o CASO N° 1, tais harmônicas apresentam amplitudes duplicadas. Isto se deve simplesmente ao fato de que a potência c.c. duplicou; pois apesar da corrente c.c. ter sido mantida a mesma, uma vez que os conversores estão em série do lado c.c., a tensão c.c. foi dobrada. Como a tensão c.a. foi mantida a mesma do CASO N° 1, então a corrente c.a. deve dobrar.

CASO N° 7

DADOS:

Este caso é idêntico ao CASO N° 6 no que diz respeito ao conversor de 12 pulsos. A modificação imposta aqui diz respeito à tensão de alimentação, que passa a apresentar um desequilíbrio entre fases correspondente à 10% de sequência negativa.

TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO:

$$v_a(t) = 5\,388,86 \text{ sen } \omega t$$

$$v_b(t) = 4\,673,32 \text{ sen } [\omega t + 234,79^\circ]$$

$$v_c(t) = 4\,673,32 \text{ sen } [\omega t + 125,21^\circ]$$

RESULTADOS OBTIDOS:

Os ângulos de cruzamento e os de ignição são apresentados a seguir, para cada um dos conversores. Logicamente, neste caso, os ângulos de comutação também são nulos.

CONVERSOR 1

SEQ. DE IGNIÇÃO	ÂNGULOS (GRAUS)		
	DE CRUZAMENTO	DE IGNIÇÃO	DE COMUTAÇÃO
1	25,30	35,30	0,00
2	90,00	95,30	0,00
3	154,70	155,30	0,00
4	205,30	215,30	0,00
5	270,00	275,30	0,00
6	334,70	335,30	0,00

CONVERSOR 2

SEQ. DE IGNIÇÃO	ÂNGULOS (GRAUS)		
	DE CRUZAMENTO	DE IGNIÇÃO	DE COMUTAÇÃO
1	0,00	10,00	0,00
2	54,80	70,00	0,00
3	125,20	130,00	0,00
4	180,00	190,00	0,00
5	234,80	250,00	0,00
6	305,20	310,00	0,00

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM HARM.	FASE A		FASE B		FASE C	
	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	12 321,	352,	12 321,	232,	12 321,	112,
5	502,	231,	502,	351,	502,	111,
7	499,	216,	499,	96,	499,	336,
11	1 008,	275,	1 008,	35,	1 008,	155,
13	817,	260,	817,	140,	817,	20,
17	357,	140,	357,	260,	357,	20,
19	456,	125,	456,	5,	456,	245,
23	314,	184,	314,	304,	314,	64,
25	255,	168,	255,	48,	255,	288,

Deve-se notar que apesar das tensões de alimentação serem distorcidas, o conteúdo harmônico da corrente no barramento c.a. é equilibrado devido a inexistência de ângulos de comutação e ao sistema de produção de pulsos que é o PIE.

Em relação ao CASO N^o 6, as harmônicas características, bem como a fundamental, se atenuaram; no entanto, existem harmônicas não-características com amplitudes razoáveis.

CASO N° 8

DADOS:

Neste caso volta-se a abordar um conversor de 6 pulsos.

TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO:	
$v_a(t) = 4.899,0 \text{ sen } \omega t + 100,0 \text{ sen } 2\omega t$	V
$v_b(t) = 4.899,0 \text{ sen } \left[\omega t - \frac{2\pi}{3} \right] + 100,0 \text{ sen } \left[2\omega t + \frac{2\pi}{3} \right]$	V
$v_c(t) = 4.899,0 \text{ sen } \left[\omega t + \frac{2\pi}{3} \right] + 100,0 \text{ sen } \left[2\omega t - \frac{2\pi}{3} \right]$	V
REATÂNCIA DO SISTEMA C.A. DE ALIMENTAÇÃO: 0,0208 Ω /fase	
REATÂNCIA DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR DO CONVERSOR: 0,018 Ω /fase	
REATOR DE ALISAMENTO (C.C.)	$L_d \rightarrow \infty$
SISTEMA DE PRODUÇÃO DE PULSOS:	CIP
CORRENTE NO LADO C.C. (AMPÈRES):	5.592
ÂNGULO DE DISPARO (GRAUS):	10,00
ERROS NOS CIRCUITOS DE DISPARO:	Não considerados

RESULTADOS OBTIDOS:

SEQ. DE IGNIÇÃO	ÂNGULOS (GRAUS)		
	DE CRUZAMENTO	DE IGNIÇÃO	DE COMUTAÇÃO
1	28,83	38,83	11,04
2	91,17	101,17	10,91
3	148,83	158,83	11,04
4	211,17	221,17	10,91
5	268,83	278,83	11,04
6	331,17	341,17	10,91

CORRENTES NO BARRAMENTO C A

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM	FASE A		FASE B		FASE C	
HARM.	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	6.156,	344,	6.156,	224,	6.156,	104,
2	121,	328,	121,	88,	121,	208,
4	118,	296,	118,	176,	118,	56,
5	1.183,	99,	1.183,	219,	1.183,	339,
7	811,	67,	811,	307,	811,	187,
8	110,	51,	110,	171,	110,	291,
10	104,	19,	104,	259,	104,	139,
11	456,	182,	456,	302,	456,	62,
13	354,	149,	354,	29,	354,	269,
14	89,	134,	89,	254,	89,	14,
16	80,	101,	80,	341,	80,	221,
17	216,	264,	216,	24,	216,	144,
19	167,	230,	167,	110,	167,	350,
20	61,	215,	61,	335,	61,	95,
22	51,	181,	51,	61,	51,	301,
23	96,	341,	96,	101,	96,	221,
25	70,	305,	70,	185,	70,	65,

Neste caso a alimentação apresenta um sistema trifásico equilibrado de 2ª harmônica de pequena amplitude superposta ao sistema trifásico equilibrado fundamental. No entanto isto é suficiente para o aparecimento das harmônicas pares não múltiplas de 3 (2ª, 4ª, 8ª, 10ª, 14ª, 16ª, 20ª, 22ª, ...) com amplitudes variando de cerca de 2% da fundamental para as de menor ordem, atenuando para cerca de 1% para a maior ordem par não múltipla de 3 calculada.

CASO Nº 9

DADOS:

Os dados neste caso permanecem idênticos ao CASO Nº 6 exceto no que tange ao sistema de produção de pulsos que passa a ser o PIE.

RESULTADOS OBTIDOS:

SEQ. DE IGNIÇÃO	ÂNGULOS (GRAUS)		
	DE CRUZAMENTO	DE IGNIÇÃO	DE COMUTAÇÃO
1	28,83	38,83	11,04
2	91,17	98,83	12,22
3	148,83	158,83	11,04
4	211,17	218,83	12,22
5	268,83	278,83	11,04
6	331,17	338,83	12,22

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM	FASE A		FASE B		FASE C	
HARM.	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	6.156,	345,	6.156,	225,	6.156,	105,
2	45,	328,	45,	88,	45,	208,
4	44,	294,	44,	174,	44,	54,
5	1.183,	103,	1.183,	223,	1.183,	343,
7	811,	72,	811,	312,	811,	192,
8	42,	47,	42,	167,	110,	287,
10	40,	14,	40,	254,	40,	134,
11	455,	190,	455,	310,	455,	70,
13	353,	159,	353,	39,	353,	279,
14	36,	127,	36,	247,	36,	7,
16	33,	93,	33,	333,	33,	213,
17	214,	275,	214,	35,	214,	155,
19	165,	243,	165,	123,	165,	3,
20	28,	204,	28,	324,	28,	84,
22	25,	169,	25,	49,	25,	289,
23	93,	356,	93,	116,	93,	236,
25	66,	319,	66,	199,	66,	79,

A mudança do sistema de produção de pulsos, em relação ao caso anterior, fez com que as amplitudes das harmônicas não-características se atenuassem para menos da metade, enquanto que as harmônicas características não sofreram alterações.

CASO N^o 10

DADOS:

TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO:	
$v_a(t) = 4.898,97 \text{ sen } \omega t$	V
$v_b(t) = 4.898,97 \text{ sen } \left[\omega t - \frac{2\pi}{3} \right]$	V
$v_c(t) = 4.898,97 \text{ sen } \left[\omega t + \frac{2\pi}{3} \right]$	V
REATÂNCIAS DO SISTEMA C.A. DE ALIMENTAÇÃO:	
$x_a = 0,0208 \, \Omega$	$x_b = 0,0187 \, \Omega$ $x_c = 0,0228 \, \Omega$
REATÂNCIAS DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR DO CONVERSOR:	
$x_{Ta} = 0,018 \, \Omega$	$x_{Tb} = 0,018 \, \Omega$ $x_{Tc} = 0,018 \, \Omega$
REATOR DE ALISAMENTO (C.C.)	$L_d \rightarrow \infty$
SISTEMA DE PRODUÇÃO DE PULSOS:	CIP
CORRENTE NO LADO C.C. (AMPÈRES):	5.592
ÂNGULO DE DISPARO (GRAUS):	10,00
ERROS NOS CIRCUITOS DE DISPARO:	Não considerados

RESULTADOS OBTIDOS:

SEQ. DE IGNIÇÃO	ÂNGULOS (GRAUS)		
	DE CRUZAMENTO	DE IGNIÇÃO	DE COMUTAÇÃO
1	30,00	40,00	11,20
2	90,00	100,00	10,98
3	150,00	160,00	10,76
4	210,00	220,00	11,20
5	270,00	280,00	10,98
6	330,00	340,00	10,76

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM	FASE A		FASE B		FASE C	
HARM.	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	6.149,	344,	6.161,	224,	6.160,	104,
3	15,	124,	8,	308,	8,	301,
5	1.196,	99,	1.184,	220,	1.183,	339,
7	811,	67,	823,	307,	821,	186,
9	15,	202,	7,	23,	8,	21,
11	473,	182,	465,	303,	461,	62,
13	359,	150,	371,	30,	367,	268,
15	13,	275,	6,	96,	7,	93,
17	234,	263,	228,	25,	223,	143,
19	174,	231,	184,	111,	180,	348,
21	10,	345,	5,	169,	5,	162,
23	110,	340,	107,	104,	102,	220,
25	75,	307,	83,	187,	79,	62,

Os resultados encontrados aqui independem do sistema de produção de pulsos uma vez que neste caso os ângulos de cruzamento, os de ignição e os de comutação permanecem inalteráveis independentes do sistema de produção de pulsos. Isto porque as tensões de alimentação são equilibradas e isentas de conteúdo harmônico. Este caso serve para reforçar que de um modo geral, desequilíbrios no lado c.a. que possam ser traduzidos como desequilíbrios "na frequência fundamental" acarretam o aparecimento da 3ª harmônica e suas múltiplas ímpares. Estes desequilíbrios podem ser oriundos das tensões de alimentação ou da desigualdade entre fases das impedâncias do sistema de alimentação/trafo alimentador. No entanto, qualquer destes desequilíbrios ocasionam harmônicas não-características de mesma natureza, ou seja, a soma destas harmônicas nas 3 fases tendem a zero.

Os casos apresentados aqui servem apenas para ilustrar o comportamento de um conversor sob determinadas condições, preenchendo portanto apenas um aspecto didático, e não pretendendo, de forma alguma, exaurir todas as possibilidades de operação deste tipo de equipamento

III.3. COMPENSADORES

A operação dos sistemas elétricos de potência (SEP's) exige que nos pontos de entrega aos consumidores a tensão seja mantida numa certa faixa. No Brasil, o DNAEE - Departamento Nacional de Águas e Energia Elétrica é o órgão normalizador e fiscalizador que fixa as metas a serem atingidas pela operação dos SEP's, visando garantir a necessária qualidade no suprimento aos consumidores. Com relação aos níveis de tensão de suprimento, estas metas permitem apenas uma variação de 5% na tensão média da barra sobre o valor nominal pré-estabelecido. Por outro lado, flutuações menores de tensão, mas que se repitam com uma baixa frequência devem ser evitadas. Por exemplo, variações de tensão da ordem de 0,2 a 0,3%, mas que se verifiquem com uma frequência de 5 a 6 Hz, provocam desagradáveis pulsações na luminosidade de lâmpadas à filamento, que podem afetar o sistema nervoso humano. Estas flutuações, comumente conhecidas como "flickers" ou cintilações, e que se constituem numa má qualidade do suprimento, devem ser reduzidas de alguma forma pela companhia concessionária para que não cheguem ao consumidor. [29]

A forte relação existente entre o fluxo de potência reativa nas linhas e o nível de tensão nos diversos pontos do sistema permite que a manutenção da tensão dentro de uma faixa aceitável, bem como a correção de distúrbios causados por variações bruscas da carga e seus fatores de potência possam ser conseguidos através de um eficiente controle do fluxo de reativos nas linhas dos SEP's. Basicamente isto é conseguido utilizando-se equipamentos locais conhecidos como compensadores de reativos que têm por característica de operação, manter a corrente de alimentação do conjunto carga/compensadores, dentro de uma faixa razoavelmente constante, conforme se pode observar na figura III.3-1. [30]

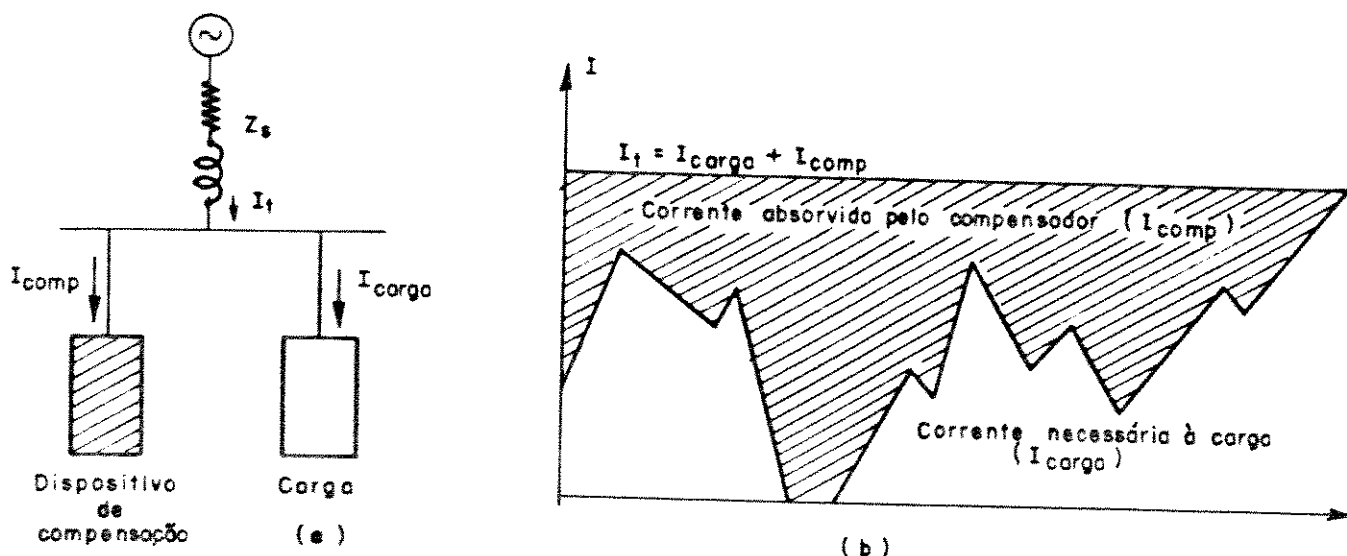


Figura III.3-1 - Compensação de reativos

(a) esquema

(b) corrente de alimentação do conjunto carga/compensador.

Os compensadores de reativos podem ser divididos em síncronos e estáticos. Os compensadores estáticos normalmente são constituídos por conjuntos de componentes fixos e componentes variáveis. Nestes últimos componentes se localiza o controle da potência reativa do compensador.

Considerando-se apenas os componentes variáveis dos compensadores estáticos, é possível subdividi-los naqueles constituídos por capacitores variáveis, nos constituídos por reatores lineares variáveis, e naqueles constituídos por reatores não-lineares. Estes componentes determinam basicamente as filosofias para se conseguir a variação de intercâmbio de potência reativa entre um compensador estático e o sistema elétrico no qual esteja conectado.

Os capacitores variáveis são conseguidos com a utilização de duas válvulas de tiristores em anti-paralelo, em série com capacitores, que servem para chaveá-los nos instantes em que a onda de tensão passa pelos seus picos

máximos ou mínimos (figura III.3-2). Os reatores lineares variáveis são conseguidos com a utilização de duas válvulas de tiristores em anti-paralelo em série com os reatores, que controlam através de seu ângulo de disparo (α), o tempo que a reatância indutiva permanecerá ligada ao sistema a cada meio ciclo da tensão do sistema (figura III.3-3). Já os indutores saturados apresentam através da sua própria característica não-linear, a variação do intercâmbio de reativo com o sistema (figura III.3-4).

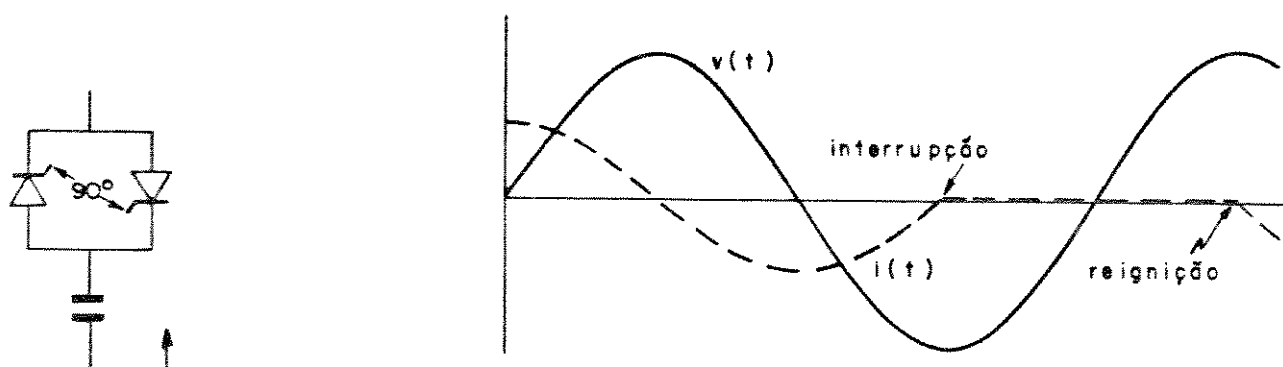


Figura III.3-2 - Capacitor Chaveado por Tiristores (CCT).

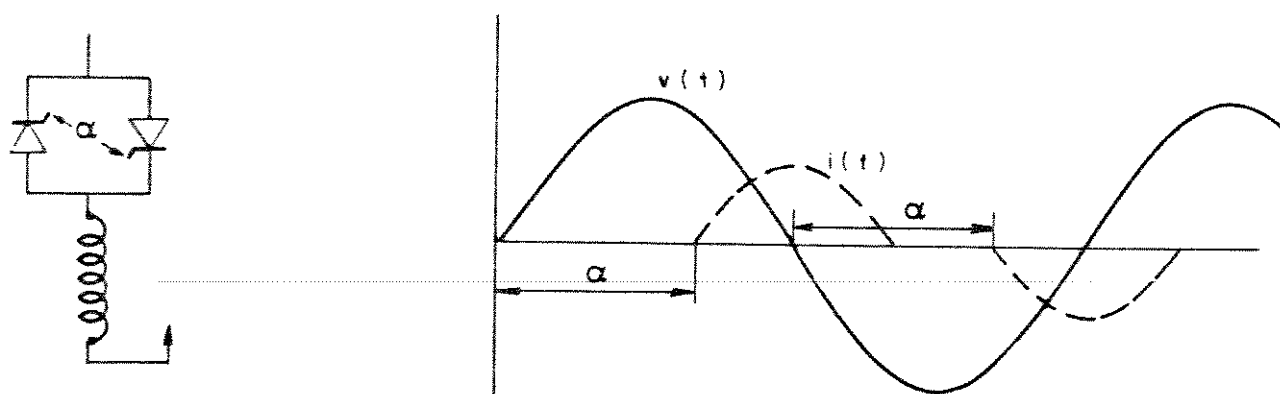


Figura III.3-3 - Reator Controlado por Tiristores (RCT).

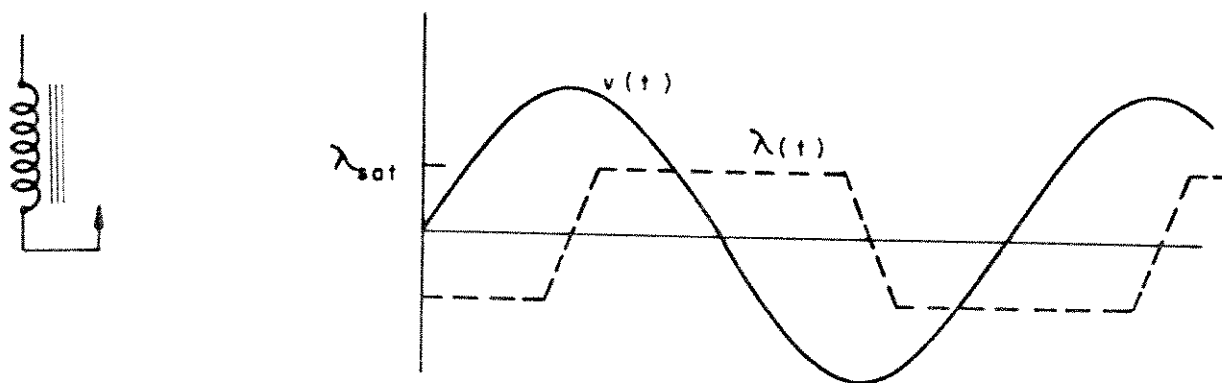


Figura III.3-4 - Reator de Núcleo Saturado (RNS).

Nos dois primeiros tipos, a variação do intercâmbio de reativos pode ter como propósito o controle de qualquer variável dentro de um SEP, embora o mais comum seja o controle de tensão de um determinado ponto. Já o terceiro tipo, por se tratar de um elemento auto-regulável, não contém elementos de medição, comparação e controle de uma determinada variável como nos tipos anteriores, atuando somente no sentido de manter a tensão de seu próprio barramento dentro de uma determinada faixa.

Tais considerações supõem que os compensadores estáticos estão dentro de suas faixas usuais de operação, pois como é normal em qualquer equipamento com mesmo fim, fora destas faixas eles não terão condições de atuarem como elementos controladores.

Partindo-se das características de atuação dos elementos acima descritos, pode-se dizer do ponto de vista do sistema elétrico, que eles exercem sua ação de controle variando sua própria impedância. Por isso, muitas vezes diz-se que estes são os elementos de impedância variável dos compensadores estáticos, constituindo a parte mais importante dentro de um sistema de compensação estática.

III.3.1. CAPACITOR CHAVEADO POR TIRISTORES (CCT)

O capacitor chaveado por tiristores é, por ser chaveado e não controlado, um componente variável de um compensador estático que exerce um controle discreto. Dependendo do número de unidades a serem chaveadas este sistema pode ser tornar mais ou menos próximo de um sistema de controle contínuo.

A questão da utilização apenas de chaveamento nos capacitores e não de controle contínuo é explicada através do estudo do seu comportamento. Para fins de simplicidade, seja o sistema monofásico com a configuração da figura III.3-5, onde a fonte de tensão é $v(t) = V_m \sin \omega t$ e o disparo dos tiristores se dá no ângulo α .

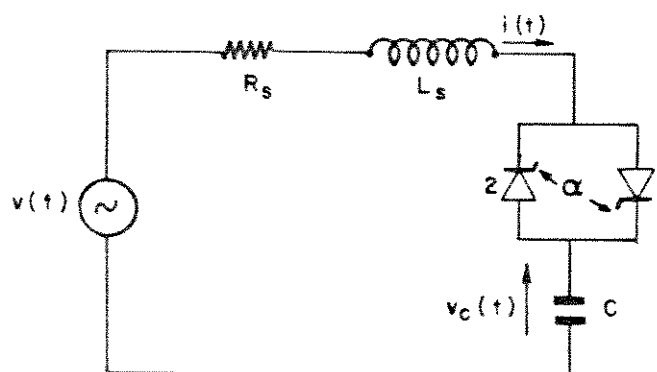


Figura III.3-5 - Sistema elétrico ideal para análise do funcionamento de um CCT, onde R_s e L_s são os parâmetros equivalentes do sistema.

Nestas condições, equivale a se ter a tensão $v(t) = V_m \sin[\omega t + \alpha]$ e os tiristores disparando no instante zero. Assim, no instante de disparo tem-se:

$$V_m \sin[\omega t + \alpha] = R_s i(t) + L_s \frac{d}{dt} i(t) + \frac{1}{C} \int i dt \quad (\text{III.3-1})$$

Para diminuir a complexidade das equações no desenvolvimento a seguir, pode-se considerar R_s nula. No entanto, não deverá ser esquecida a ocorrência de oscilações de alta frequência que poderão aparecer.

Deste modo a expressão (III.3-1) se transforma em:

$$V_m \sin[\omega t + \alpha] = L_s \frac{d}{dt} i(t) + \frac{1}{C} \int i(t) dt + v_c(0^+) \quad (\text{III.3-2})$$

que no domínio da frequência fica:

$$\frac{V_m \cos \alpha}{s^2 + \omega^2} + \frac{s V_m \sin \alpha}{s^2 + \omega^2} = L_s \left\{ s I(s) - i(0^+) \right\} + \frac{1}{sC} I(s) + \frac{v_c(0^+)}{s} \quad (\text{III.3-3})$$

Pelas características do circuito $i(0^+) = 0$, então isolando-se $I(s)$ e definindo a frequência natural de oscilação (ω_n) como:

$$\omega_n^2 = \frac{1}{L_s C} \quad (\text{III.3-4})$$

Obtem-se:

$$I(s) = \frac{s V_m \omega \cos \alpha + s^2 V_m \sin \alpha}{L_s (s^2 + \omega^2)(s^2 + \omega_n^2)} - \frac{v_c(0^+)}{L_s (s^2 + \omega_n^2)} \quad (\text{III.3-5})$$

Retornando-se ao domínio do tempo tem-se:

$$i(t) = \frac{V_m \omega \cos \alpha}{L_s (\omega_n^2 - \omega^2)} \left\{ \cos \omega t - \cos \omega_n t \right\} - \frac{V_m \sin \alpha}{L_s (\omega_n^2 - \omega^2)} \left\{ \omega \sin \omega t + \right. \\ \left. - \omega_n \sin \omega_n t \right\} - \frac{v_c(0^+)}{L_s \omega_n} \sin \omega_n t \quad (\text{III.3-6})$$

Fazendo-se:

$$n = \sqrt{\frac{1/\omega C}{\omega L_s}} = \sqrt{\frac{1}{\omega^2 L_s C}} = \sqrt{\frac{\omega_n^2}{\omega^2}} = \frac{\omega_n}{\omega} \quad (\text{III.3-7})$$

e,

$$\begin{aligned}
 I_m &= \frac{V_m \omega}{L_s(\omega_n^2 - \omega^2)} = \frac{V_m}{\frac{1}{\omega C} - \omega L_s} = \frac{V_m n^2}{1/\omega C (n^2 - 1)} \\
 &= \frac{V_m \omega}{L_s \omega_n^2 - L_s \omega^2} = \frac{V_m}{L_s \frac{\omega_n^2}{\omega} - L_s \omega} = \frac{V_m}{L_s \left[\frac{1}{L_s C \omega} - L_s \omega \right]}
 \end{aligned}
 \tag{III.3-8}$$

Substituindo-se (III.3-7) e (III.3-8) em (III.3-6) tem-se:

$$i(t) = I_m \cos(\omega t + \alpha) - \frac{n}{1/\omega C} \left\{ v_c(0^+) - V_m \frac{n^2}{n^2 - 1} \operatorname{sen} \alpha \right\} \operatorname{sen} \omega_n t
 \tag{III.3-9}$$

Deste modo pode-se observar que o chaveamento dos capacitores de um CCT pode provocar transitórios de corrente à frequência ω_n . No entanto, a existência de resistência nos sistemas reais amortecem as oscilações em ω_n . Além disso, se o chaveamento for feito sob certas condições, estas oscilações não existirão, obtendo-se uma corrente $i(t)$, no semiciclo de condução de cada tiristor, somente com a componente fundamental ω .

Estas condições podem ser obtidas a partir da expressão (III.3-9), e são:

- (a) o ângulo de disparo da válvula 1 deve ser 90° e o da válvula 2, 270° .
- (b) a tensão no capacitor no instante de ignição das válvulas deve ser:

$$\left. \begin{aligned}
 \text{para a válvula 1, } v_c(0^+) &= \frac{V_m / \omega C}{1/\omega C - \omega L_s} \\
 \text{para a válvula 2, } v_c(0^+) &= \frac{-V_m / \omega C}{1/\omega C - \omega L_s}
 \end{aligned} \right\}
 \tag{III.3-10}$$

Estas condições não são difíceis de ser conseguidas na prática, isto porque a corrente num capacitor excitado por uma fonte de tensão senoidal, em regime permanente, encontra-se 90° adiantada em relação à tensão conforme a figura III.3-6.

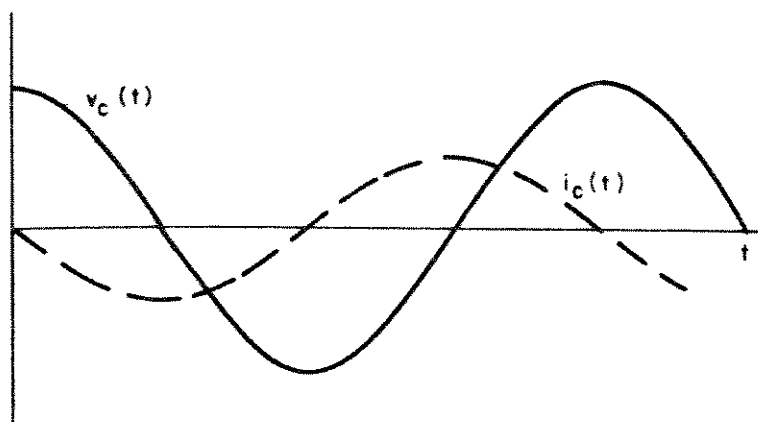


Figura III.3-6 - Tensão e corrente de um capacitor

Deste modo, quando a corrente estiver passando por zero, a tensão estará num de seus picos. Se a corrente está zerando, significa, para um CCT, que uma das válvulas estará encerrando seu ciclo de condução. Neste mesmo instante, a outra válvula poderá iniciar sua condução. Isto mostra que as válvulas deverão ser disparadas com um ângulo de 90° , o que permitirá que o capacitor fique todo o tempo conectado ao sistema.

Chaveando-se os tiristores com um ângulo de 90° e estando a tensão dos capacitores, $v_c(0^+)$, com os valores dados por (III.3-10), evita-se a geração de transitórios de corrente na frequência natural de oscilação do conjunto capacitância do CCT/indutância do sistema.

Os transitórios obtidos no chaveamento dos capacitores fora destas condições, desde que repetidos a cada ciclo, podem ser extremamente prejudiciais tanto ao equipamento quanto ao sistema; deste modo utiliza-se os capacitores chaveados e não controlados.

Um fato que não deve ser esquecido, é a energização do CCT, quando o estado do capacitor for expresso por $v_c(0^+) = 0$. Neste caso, deve-se esperar um transitório de corrente que envolve, obrigatoriamente, uma componente à frequência natural do sistema. Para minimizar o efeito da componente em ω_n , o ângulo de disparo do tiristor que irá conduzir deverá ser de 0° . Pela própria influência dos amortecimentos dos SEP's, cerca de 1/4 de ciclo após esta energização a tensão e a corrente do capacitor já estarão na frequência industrial, podendo disparar-se a outra válvula no momento oportuno, como mostrado na figura III.3-7.

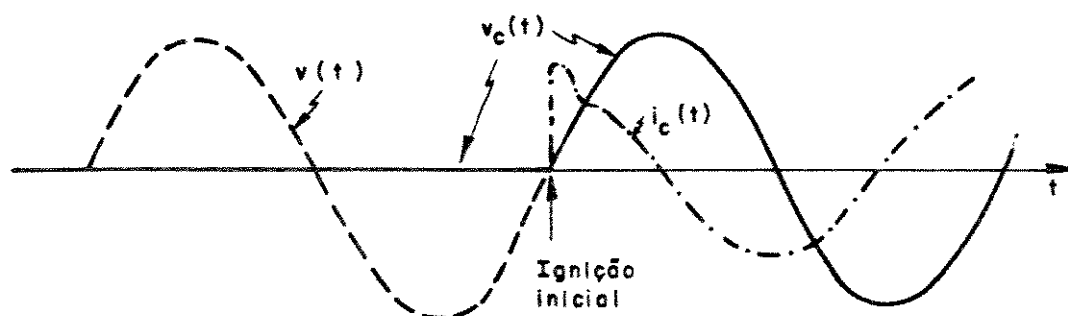


Figura III.3-7 - Comportamento do CCT na energização.

Pode acontecer ainda que o sistema apresente uma súbita variação de tensão, não permitindo que as condições estabelecidas em (a) e (b) sejam satisfeitas. Neste caso, ou se mantém o ângulo de disparo fixo em 90° , ou se dispara o tiristor quando a diferença entre a tensão armazenada no capacitor e a tensão do sistema, for nula. Segundo estudos realizados, os menores transitórios de corrente se verificam quando o disparo da válvula que deverá conduzir ocorrer no instante em que a tensão nos seus terminais seja zero, e é esta a solução adotada na prática. Contudo, isto só será possível quando a nova tensão de pico do sistema for maior que a tensão armazenada no capacitor. Quando houver uma queda de tensão, o menor transitório se dá com o disparo dos tiristores a 90° . Ambas ocorrências são mostradas nas figuras III.3-8(a) e (b) respectivamente.

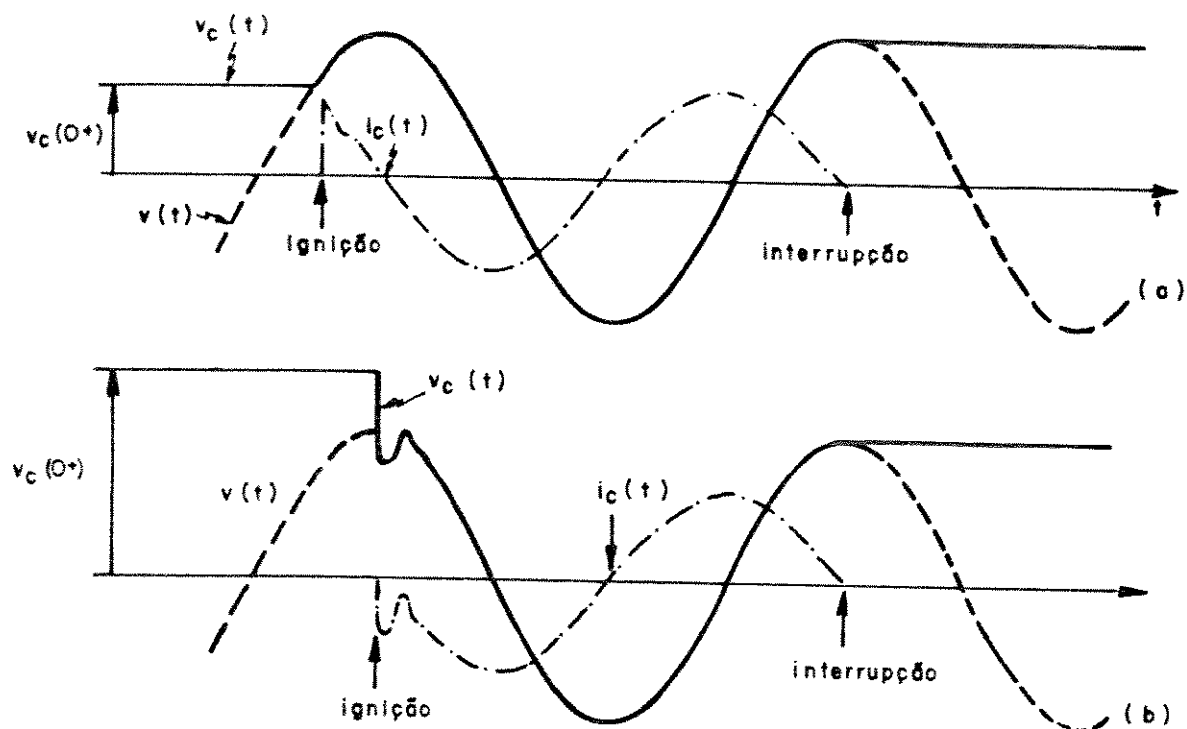


Figura III.3-B - Comportamento do CCT
 (a) aumento de tensão no sistema
 (b) diminuição de tensão no sistema

Verifica-se assim, que poderá ocorrer transitórios de corrente na operação de um CCT. No entanto, como eles não estarão presentes a cada meio ciclo, e como as resistências do sistema os amortecerão mesmo antes de extinguir-se a corrente da válvula que participou destes transitórios, pode-se afirmar que não há problemas em operar um CCT gerando, esporadicamente, algum transitório.

Frente a pequenas perturbações o CCT tem um comportamento próximo ao ideal, uma vez que pequenos desvios de α ou de $v_c(0^+)$ das condições (a) e (b) faz com que a componente ω_n não tenha uma intensidade preocupante.

Portanto, este tipo de unidade variável de um compensador estático não apresenta distorções na sua onda de corrente em condições normais de funcionamento. Isto se deve ao fato dos capacitores serem chaveados, e não controlados por tiristores, ficando cada banco, ou constantemente energizada, ou totalmente fora do sistema.

Como o chaveamento normal, ou seja, aquele que se dá nas condições ideais a cada meio ciclo, não causa perturbações, considera-se o CCT como um equipamento variável de um compensador estático que não traz problemas no que tange a geração de harmônicas, não necessitando, por isso, de filtros especiais.

Uma exigência importante do CCT é que os bancos de capacitores que serão chaveados deverão contar com uma indutância série, com a finalidade de auxiliar o amortecimento das oscilações de corrente surgidas dos chaveamentos anormais. Esta indutância será calculada, para cada aplicação específica objetivando adequar o valor de n da equação (III.3-7) de forma a proporcionar os menores níveis de distorção possíveis na faixa de variação normal do sistema. Sendo assim, a indutância L_s a ser considerada é resultante da soma da indutância própria do sistema com a indutância série do banco de capacitores chaveados por tiristores.

Normalmente a faixa de operação da tensão de um CCT é de 1,05 a 0,90 p.u.. Para tensões altas, ou em elevação, simplesmente desligam-se os capacitores. Isto é conseguido deixando-se de enviar o sinal de disparo ao gatilho dos tiristores, o que fará com que os bancos deixem de operar tão logo a corrente passe por um zero, quando uma das válvulas deixar de conduzir e a outra não terá tensão no gatilho que lhe permita iniciar a condução.

Quando a tensão do sistema começa a baixar, os capacitores se fazem necessários, devendo entrar em operação. Assim sendo, caso os capacitores não tenham ficado fora de operação por muito tempo, é provável que a tensão do mesmo seja algo maior que a do sistema, não chegando, entretanto, a obter-se relações $v_c(0^+)/V_m$ maiores que 1,1. Como nestes casos a solução é disparar com $\alpha = 90^\circ$, é conveniente que o valor de n dado na equação (III.3-7) fique na faixa de 3 a 6,

o que permitirá que a componente à frequência natural chegue ao máximo à 50% da magnitude da componente à frequência industrial, e isto nos primeiros milésimos de segundo, antes do amortecimento do sistema atuar convenientemente. Com o valor de n na faixa já indicada, garantir-se-á também que as oscilações não serão grandes, tanto para a energização inicial dos capacitores, quanto no caso deles terem a sua tensão remanescente já bem abaixo da tensão do sistema, desde que se utilize as formas de chaveamento recomendadas anteriormente.

Convém destacar que mesmo deixando um banco de capacitores carregado, sua energia irá se perdendo com o tempo, devido suas próprias resistências internas que permitirão fuga de carga. Um outro fato importante a ser destacado, é que quando fora de operação cada capacitor deve estar carregado com uma certa polaridade. Se se mantiver esta situação indefinidamente, o dielétrico será comprometido, diminuindo a vida útil do capacitor, porisso quando fora de operação o sistema de controle atua de 15 em 15 minutos disparando convenientemente um dos tiristores para proporcionar a inversão da polaridade da tensão aplicada aos terminais do capacitor.

Outra questão importante é a escolha da indutância que ficará em série com o capacitor, devendo-se evitar a ressonância do CCT devido às correntes harmônicas eventualmente circulantes do sistema a que ele está conectado.

Um CCT normalmente funcionará em sistemas trifásicos, com conexão trifásica, no entanto, como só haverá duas formas deste dispositivo atuar, ou seja, ligado ou desligado, a análise monofásica aqui apresentada pode ser facilmente estendida à situação trifásica.

O CCT é um equipamento que opera com quantidades discretas de compensação reativa, não sendo capaz de exercer uma ação contínua no controle da tensão. Se este tipo de equipamento for único num sistema de compensação estática, é claro que o controle a ser exercido limitar-se-á a manter a tensão do barramento controlado dentro de uma determinada faixa. Se a tensão atingir seu limite inferior, e supondo-se que o CCT esteja convenientemente adequado às limitações do sistema, um novo banco de capacitores será chaveado ao sistema através de seus tiristores. Isto provocará uma imediata elevação de tensão, não devendo, contudo, chegar a ultrapassar o limite máximo permitido para o barramento controlado. No caso oposto verificar-se-á o desligamento de uma unidade.

Existem, entretanto, situações nas quais se necessita de um controle praticamente contínuo. Neste caso, poder-se-ia diminuir a potência das unidades chaveadas, aumentando conseqüentemente, o número das mesmas, até um ponto em que o chaveamento de cada uma delas provocasse uma alteração tão pequena na tensão do sistema que se pudesse considerar como contínua a ação do controle do compensador estático, porém esta solução seria extremamente cara. A solução mais econômica que mantém as características de regulação desejada é a utilização de bancos de capacitores cujas potências obedeçam uma progressão geométrica, e que cuja soma dê o máximo de reativos desejados. Por exemplo, caso se queira um compensador estático de 0 a 60 MVar, cuja variação mínima seja de 2 MVar, pode-se instalar bancos de 2, 4, 8, 16 e 32 MVar. Sem dúvida, o sistema de controle deste CCT é mais complexo que o convencional, mas ainda apresenta vantagens econômicas.

Todas as considerações anteriores referem-se ao comportamento do CCT em regime permanente, compreendendo pequenas e lentas variações no sistema, devidas às naturais variações das cargas.

A resposta a maiores e mais bruscas mudanças de tensão que corresponde à característica dinâmica, é substancialmente diferente do comportamento para o regime permanente. Neste caso, um sistema de medição e controle compara a tensão controlada com a de referência, e conforme a magnitude do sinal de erro, o comportamento do compensador seguirá uma estratégia de controle ditada pelas características do sistema elétrico a que está conectado. Existem situações em que, apesar da tensão baixar bastante, a atitude mais recomendável é interromper os pulsos de disparo para os tiristores, evitando possíveis sobretensões caso haja uma rejeição de carga após a brusca queda de tensão.

Para elevações instantâneas de tensão, os pulsos são automaticamente interrompidos, desconectando-se todos os bancos de capacitores em no máximo 25 milisegundos, após o início e detecção do distúrbio, já considerados os retardos de medição e disparo.

Sob o ponto de vista deste trabalho, o importante é que a operação de um CCT não se constitui numa fonte geradora de harmônicas, sendo que este tipo de compensador estático só foi abordado aqui devido ao enfoque didático dispensado a este trabalho.

III.3.2. REATOR CONTROLADO POR TIRISTORES (RCT)

O reator controlado por tiristores é, por suas próprias características de funcionamento, o componente de um compensador estático que mais se adapta à idéia de impedância variável. As duas válvulas de tiristores em anti-paralelo, que ficam em série com o reator, podem variar seus ângulos de disparo fazendo com que o sistema sinta uma real alteração na impedância do reator na frequência fundamental, que possa absorver menos potência reativa quando o ângulo de disparo dos tiristores aumenta. Este fato é esclarecido com uma análise dos princípios de funcionamento deste equipamento.

Seja um reator ligado em série com dois diodos em anti-paralelo, e alimentado por fonte de tensão senoidal ideal, conforme a figura III.3-9, e que o fechamento da chave se dê em $t=0$, e que em princípio $\theta=0$ rad.

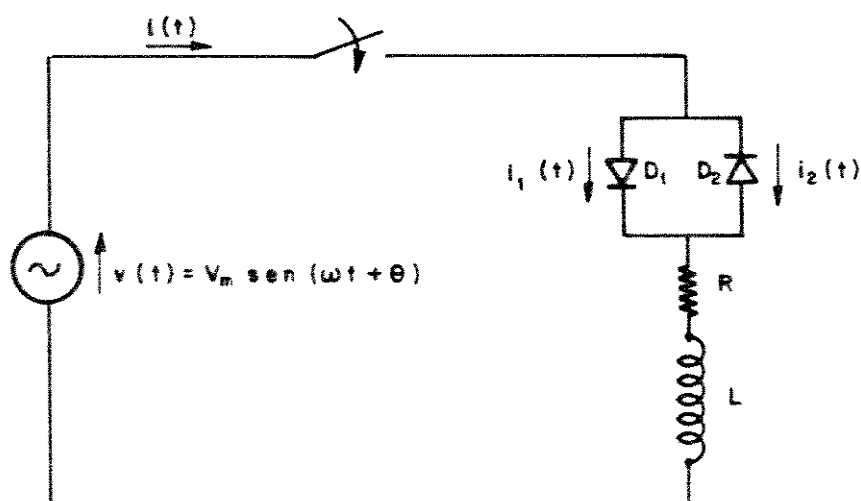


Figura III.3-9 — Circuito ideal para um reator onde R é a resistência própria do reator e L é a indutância do reator.

Nestas condições, o diodo D_1 estará diretamente polarizado, e conduzirá a corrente dada pela equação (III.3-11), obtida por um tratamento clássico da energização de um circuito R-L.

$$i(t) = \frac{V_m}{\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)}} \left[\sin(\omega t + \theta - \psi) - \sin(\theta - \psi) e^{-\beta t} \right] \quad (\text{III.3-11})$$

onde: $\psi = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L}{R} \right)$ e $\beta = \frac{R}{L}$

Se $R \ll \omega L$, então $\psi \cong \frac{\pi}{2}$ e $\beta \cong 0$, e nestas condições tem-se:

$$i_1(t) = \frac{V_m}{\omega L} \left[\sin\left[\omega t + \theta - \frac{\pi}{2}\right] - \sin\left[\theta - \frac{\pi}{2}\right] \right] \quad (\text{III.3-12})$$

ou seja; se $\theta = 0$ rad, tem-se:

$$i_1(t) = \frac{V_m}{\omega L} [1 - \cos \omega t] \quad (\text{III.3-13})$$

Superpondo a onda de tensão que alimenta o circuito à esta onda de corrente tem-se a figura III.3-10.

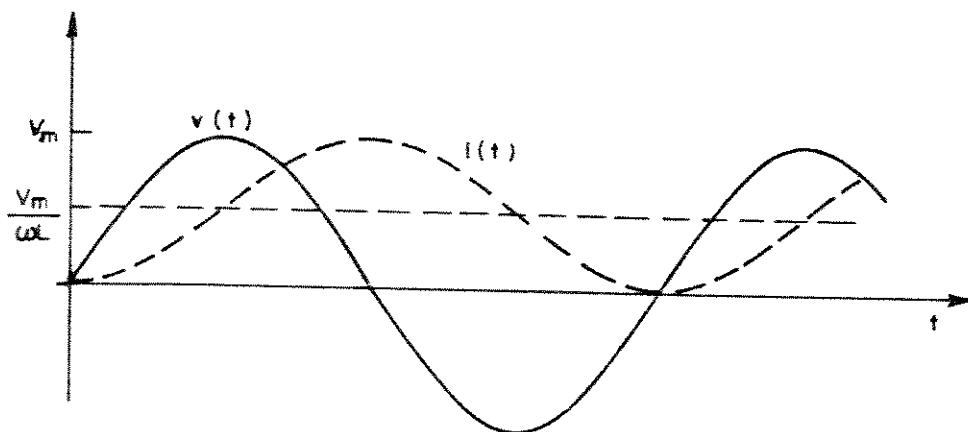


Figura III.3-10 - Curvas de tensão e corrente para a chave do circuito da figura III.3-9 fechando-se em $t=0$ e $\theta=0$ rad.

Pode-se observar que durante todo o ciclo de tensão a corrente será positiva, significando que somente D_1 conduzirá, mesmo sob condições de tensão invertida da fonte de alimentação. Isto ocorre porque não houve inversão da corrente para interromper a condução do diodo D_1 . Quando ocorrer um zero de corrente, em $t = \frac{2\pi}{\omega}$ seg, o diodo D_1 já

estará iniciando outro semiciclo de tensão onde ficará com polarização positiva e corrente positiva, ou seja, continuará conduzindo.

Fazendo-se $\theta = \frac{\pi}{4}$ rad, a corrente em D_1 será dada por:

$$i_1(t) = \frac{V_m}{\omega L} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) + \sin \frac{\pi}{4} \right], \quad \text{para } 0 < t < \frac{6\pi}{4\omega} \text{ seg} \quad (\text{III.3-14})$$

que corresponde à curva da figura III.3-11.

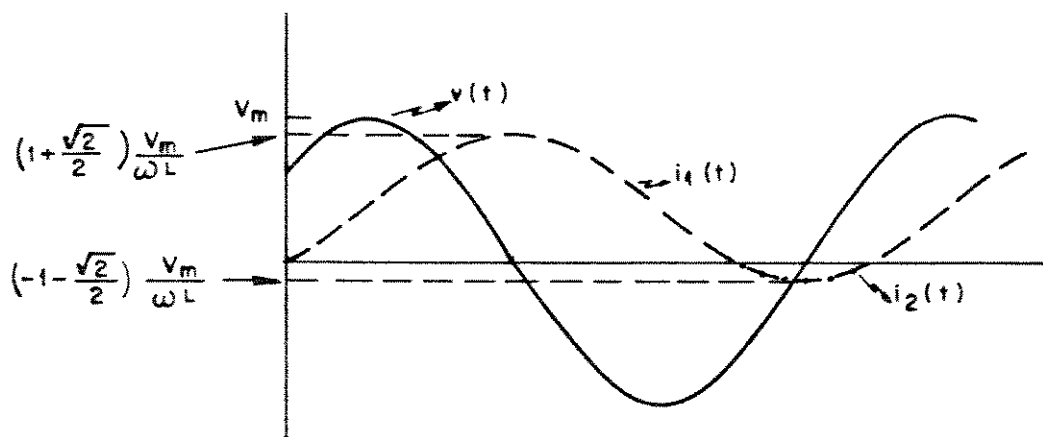


Figura III.3-11 - Curvas de tensão e corrente para a chave do circuito da figura III.3-9 fechando em $t=0$ e $\theta = \frac{\pi}{4}$ rad.

Como pode ser observado, neste caso haverá condução de D_2 , sendo sua corrente dada por:

$$i_2(t) = \frac{V_m}{\omega L} \left[\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) - \sin \frac{\pi}{4} \right], \quad \text{para } \frac{6\pi}{4\omega} < t < \frac{8\pi}{4\omega} \text{ seg} \quad (\text{III.3-15})$$

No entanto D_1 conduz durante $3/4$ de ciclo, ao passo que D_2 conduz somente durante $1/4$ de ciclo.

Nos dois casos apresentados, a corrente não se distribui equitativamente entre os dois diodos, provocando o

surgimento de uma componente contínua no sistema.

Caso a resistência do reator fosse considerada, pois apesar de ser bem menor do que a reatância não é nula, esta componente seria amortecida, conforme a equação (III.3-11); porém ela continuaria a existir, assumindo o mesmo valor inicial sempre que se iniciasse a condução num determinado ciclo.

Fazendo-se $\theta = \frac{\pi}{2}$ e desprezando-se R , tem-se:

$$i_1(t) = \frac{V_m}{\omega L} \sin \omega t \quad \text{para } 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega} \quad (\text{III.3-16})$$

$$i_2(t) = \frac{V_m}{\omega L} \sin \omega t \quad \text{para } \frac{\pi}{\omega} \leq t \leq \frac{2\pi}{\omega} \quad (\text{III.3-17})$$

Destas expressões pode-se esboçar a figura III.3-12.

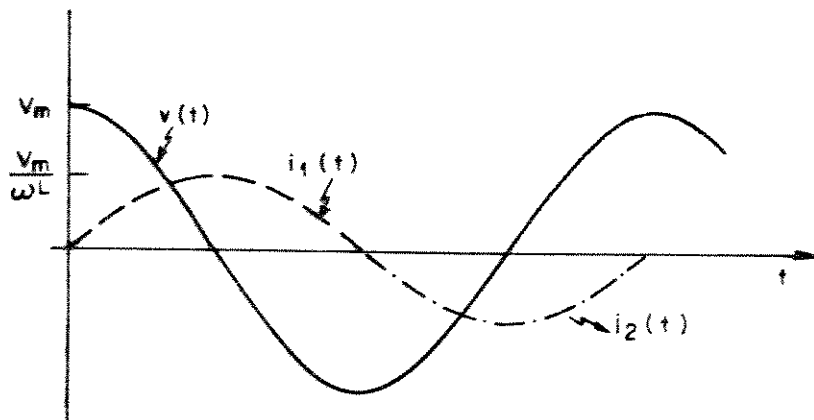


Figura III.3-12 - Curvas de tensão e corrente para a chave do circuito da figura III.3-9, fechando-se em $t = 0$ e $\theta = \frac{\pi}{2}$ rad.

Observa-se que neste caso não existe componente contínua e a corrente se distribui uniformemente entre os dois diodos.

Os três casos anteriores, apesar de não terem uma aplicação prática, servem para estabelecer uma comparação com um reator ligado em série à duas válvulas de tiristores em anti-paralelo, tendo ângulo de disparo igual a 0° , 45° e

90° respectivamente, ou seja, o ângulo θ nos casos apresentados representa o ângulo de disparo (α) dos tiristores.

Como o funcionamento de um compensador estático não deverá trazer distúrbios do sistema, tais como injeção de corrente contínua, vê-se de imediato que o reator controlado por tiristores não deverá operar com ângulos de disparo menores que 90° . Caso isso ocorra, o compensador estático provocará a circulação de corrente contínua no sistema, além de operar com uma válvula mais carregada que a outra.

Considerando-se a figura III.3-12 como sendo as ondas de tensão e corrente de um RCT funcionando com um ângulo de disparo de 90° , verifica-se que este dispositivo, nestas condições, operará de forma exatamente igual a um reator linear convencional ligado ao sistema, não provocando a circulação de correntes harmônicas, componentes contínuas, ou qualquer outro tipo de distúrbio.

As expressões genéricas para as correntes dos tiristores são semelhantes àsquelas dos diodos, ou sejam:

$$i_1(t) = \frac{V_m}{\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)}} \left[\text{sen}(\omega t - \psi) - \text{sen}(\alpha - \psi) e^{-\beta(t - \frac{\alpha}{\omega})} \right]$$

para $t > \frac{\alpha}{\omega}$ (III.3-18)

$$i_2(t) = \frac{V_m}{\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)}} \left[\text{sen}(\omega t - \psi) - \text{sen}(\alpha - \psi) e^{-\beta(t - \frac{\alpha + \pi}{\omega})} \right]$$

para $t > \frac{\alpha + \pi}{\omega}$ (III.3-19)

É óbvio que estas correntes só existirão enquanto obedecerem o sentido de condução do tiristor, sendo interrompidas tão logo se anulem.

Um fato que deve ser evidenciado é a influência da resistência própria dos reatores na forma de onda da corrente dos tiristores. Comparando-se dois reatores operando com um ângulo de disparo de 135° , um sem resistência e outro com fator de qualidade igual a 25, que é um valor bastante baixo em vista dos valores reais normalmente encontrados, pode-se constatar que a influência da resistência própria do reator não é relevante. A figura III.3-13 mostra as curvas de corrente para um semiciclo de condução da primeira válvula a operar. No caso de resistência não nula constata-se uma pequena distorção na onda de corrente que faz com que o período de condução seja menor do que no caso de resistência nula. Esta distorção, porém, não altera a função básica deste tipo de compensador estático, que é proporcionar a variação na absorção de potência reativa através do controle do ângulo de disparo dos tiristores.

A figura III.3-13 também mostra que o RCT não introduz transitórios no sistema, como poder-se-ia esperar, uma vez que cada disparo dos tiristores é como se fosse uma nova energização.

O fato mais importante é que um RCT, operando com ângulo de disparo maior que 90° provocará o aparecimento de correntes harmônicas, pois a forma de onda de corrente, além de ser composta por semi-senoidais distorcidas, também apresentará intervalos de tempo com valor nulo.

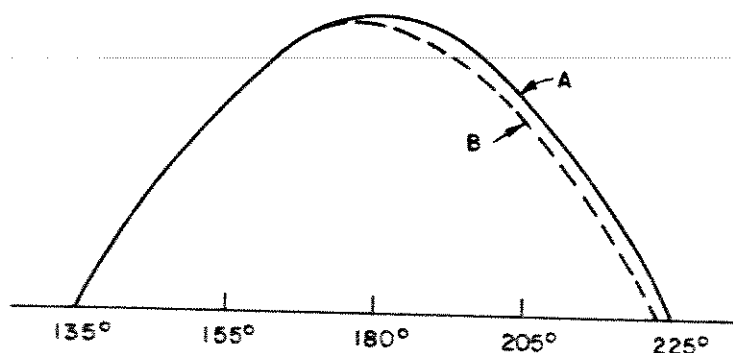


Figura III.3-13 - Corrente em um RCT.

A - $Q = \infty$

B - $Q = 25$

A partir das equações (III.3-18) e (III.3-19) pode-se calcular as harmônicas geradas por uma unidade monofásica de um RCT em função de seu ângulo de disparo.

Este equipamento, no entanto, é utilizado em sistemas trifásicos, adotando-se conexão Δ para sua ligação. Este tipo de conexão elimina naturalmente a 3^a harmônica e suas frequências múltiplas. A configuração trifásica simplificada de um RCT é apresentado na figura III.3-14.

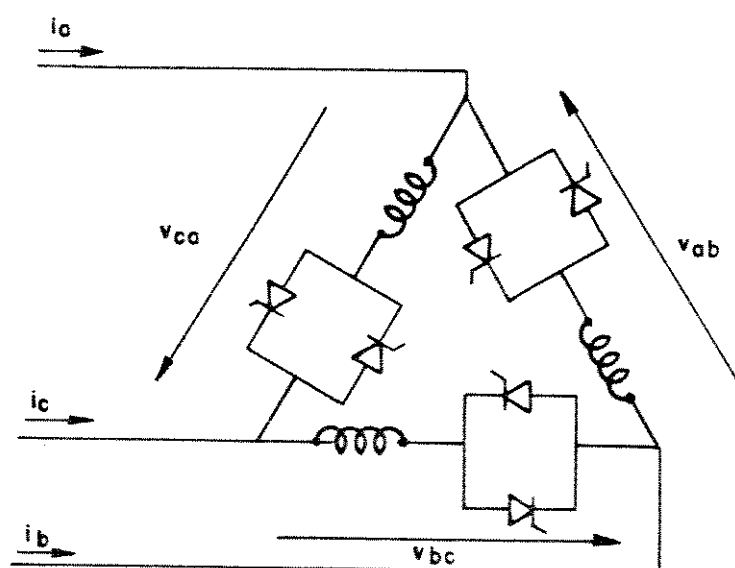


Figura III.3-14 - Diagrama trifilar simplificado de um reator controlado por tiristores.

Supondo-se que o reator não apresente resistência própria, a forma de onda da corrente de linha do RCT em função do ângulo de disparo α é apresentada na figura III.3.15.

Para que se tenha um equacionamento mais realista, é importante considerar que os reatores usualmente empregados apresentam um fator de potência da ordem de 0,1, isto é, associada à indutância L estará sempre presente uma parcela resistiva R . A figura III.3-16 ilustra esta situação.

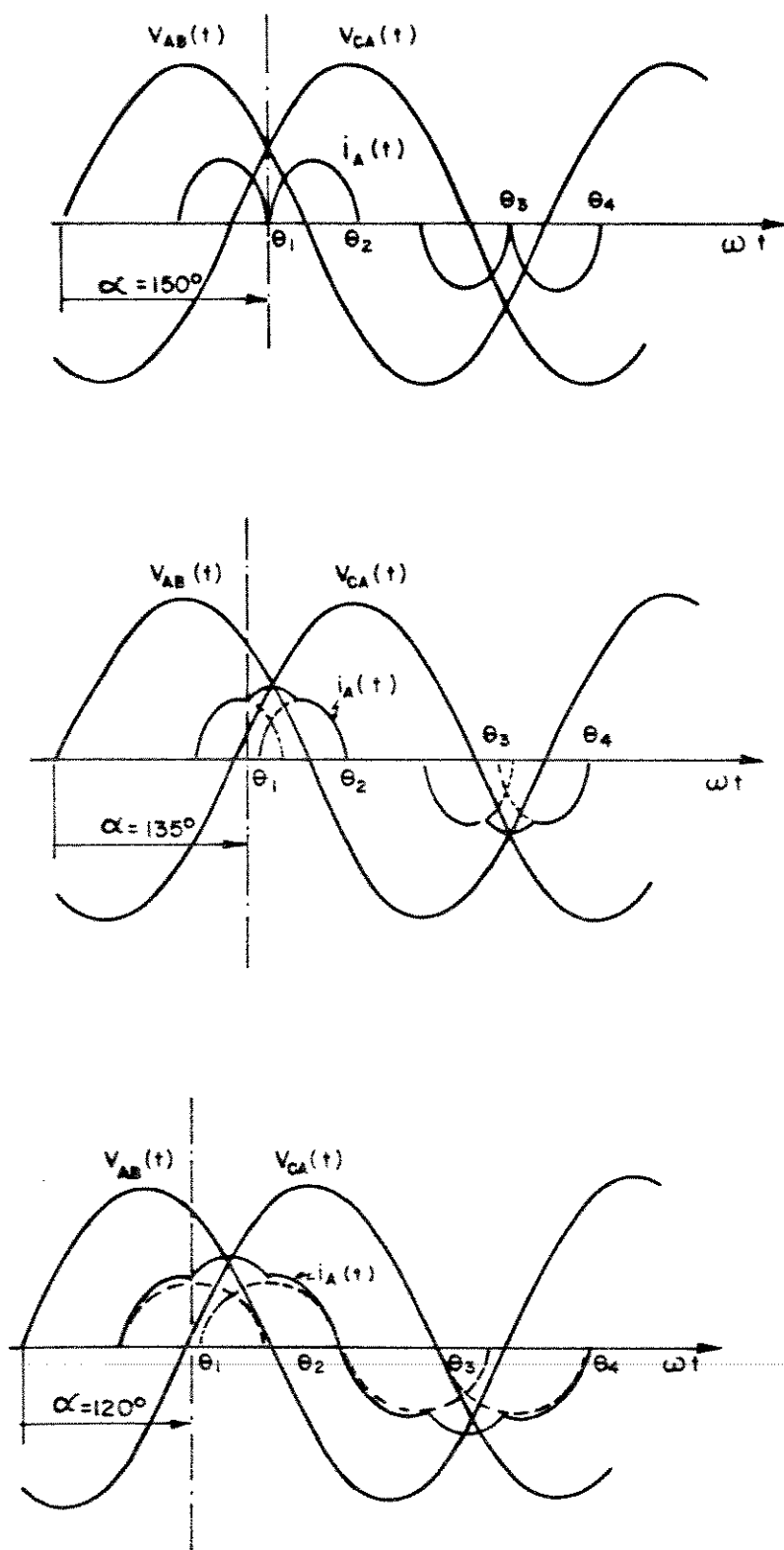


Figura III.3-15 - Forma de onda da corrente na linha do reator trifásico para diferentes valores de α .

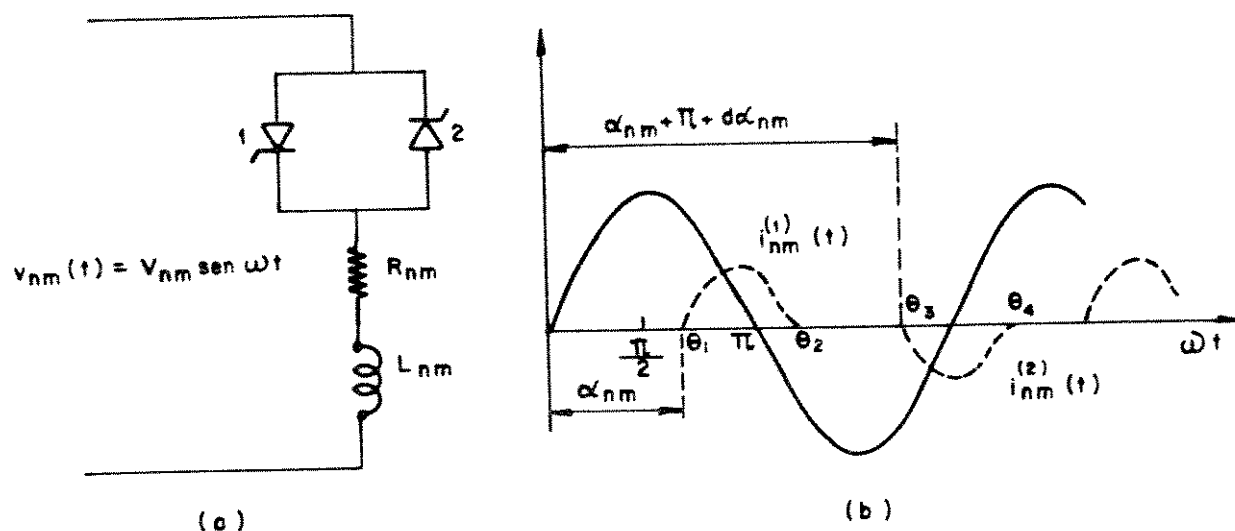


Figura III.3-16 - Efeito da resistência no RCT
 (a) circuito
 (b) forma de onda da corrente

Observa-se na figura III.3-16(b) a existência de dois pulsos de corrente, um positivo e outro negativo. Por uma questão de facilidade do ponto de vista analítico estes pulsos podem ser tratados separadamente.

III.3.2.1. DEDUÇÃO DAS EQUAÇÕES DOS PULSOS POSITIVO E NEGATIVO DA CORRENTE NO REATOR

A figura III.3-17 mostra o circuito equivalente para cada uma das fases do reator controlado, durante os períodos de condução.

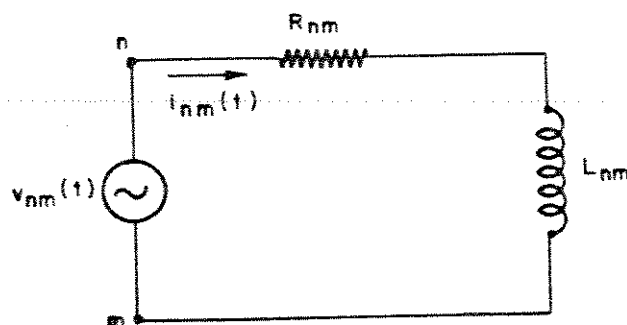


Figura III.3-17 - Circuito equivalente para uma fase do RCT durante os períodos de condução

A figura III.3-18 ilustra as referências adotadas para o pulso positivo e para o pulso negativo assumindo-se que a tensão aplicada entre as fases n e m seja puramente senoidal.

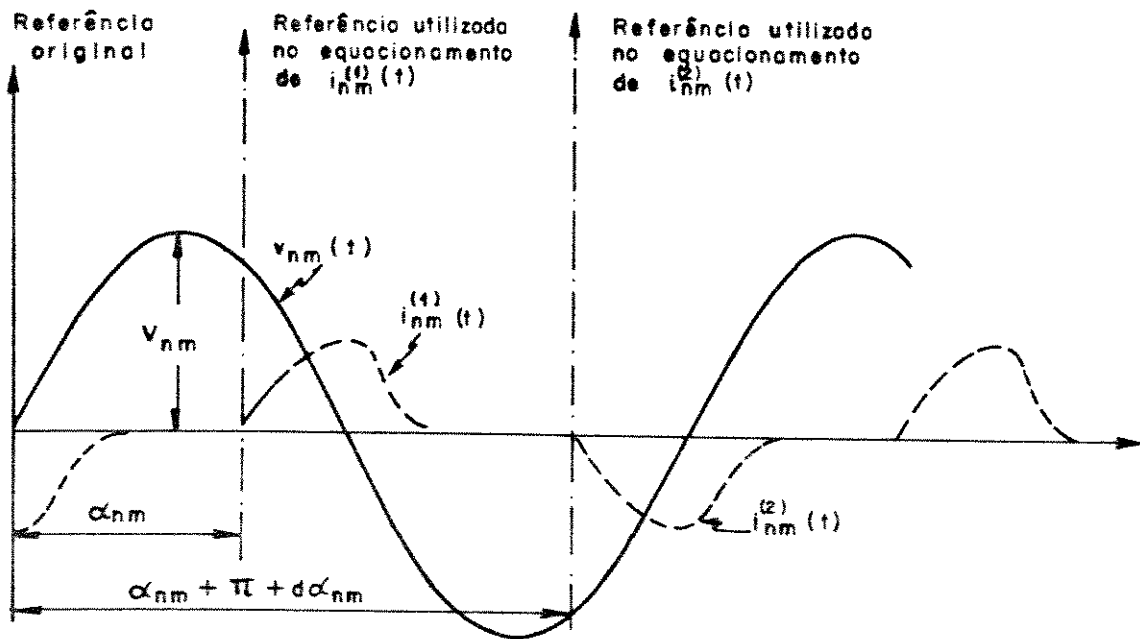


Figura III.3-18 - Referências para o equacionamento da corrente do RCT.

III.3.2.11. PULSO POSITIVO NO CASO GENÉRICO

Supondo-se que a tensão numa das fases do RCT seja dada genericamente por:

$$v_{nm}(t) = \sum_{k=1}^{k=NH} V_{nmk} \text{ sen}[k\omega t + \theta_k] \quad (\text{III.3-20})$$

Então para o pulso positivo tem-se:

$$\begin{aligned} v_{nm}(t) &= \sum_{k=1}^{k=NH} V_{nmk} \text{ sen}[k\omega t + \theta_k + k\alpha_{nm}] = \\ &= R_{nm} i_{nm}^{(1)}(t) + L_{nm} \frac{d}{dt} i_{nm}^{(1)}(t) \end{aligned} \quad (\text{III.2-21})$$

Fazendo-se

$$A_k = V_{nmk} \cos[\theta_k + k\alpha_{nm}] \quad (\text{III.3-22})$$

e,

$$B_k = V_{nmk} \sin[\theta_k + k\alpha_{nm}] \quad (\text{III.3-23})$$

tem-se:

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^{k=NH} \left\{ A_k \sin k\omega t \right\} + \sum_{k=1}^{k=NH} \left\{ B_k \cos k\omega t \right\} = \\ = R_{nm} i_{nm}^{(1)}(t) + L_{nm} \frac{d}{dt} i_{nm}^{(1)}(t) \end{aligned} \quad (\text{III.3-24})$$

Esta expressão tem uma grande semelhança com a expressão (III.2-33) exceto por um termo constante. Deste modo o tratamento matemático aqui utilizado é semelhante ao utilizado no item III.2.3.1. para a corrente de comutação dos conversores.

Utilizando-se a transformada de Laplace tem-se:

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^{k=NH} A_k \frac{k\omega}{s^2 + k^2\omega^2} + \sum_{k=1}^{k=NH} B_k \frac{s}{s^2 + k^2\omega^2} = \\ = R_{nm} I_{nm}^{(1)}(s) + L_{nm} s I_{nm}^{(1)}(s) - L_{nm} i_{nm}^{(1)}(0^+) \end{aligned} \quad (\text{III.3-25})$$

Para a referência adotada $i_{nm}^{(1)}(0^+) = 0$, e então:

$$I_{nm}^{(1)}(s) = \frac{\sum_{k=1}^{k=NH} k\omega A_k \frac{1}{s^2 + k^2\omega^2}}{R_{nm} + sL_{nm}} + \frac{\sum_{k=1}^{k=NH} B_k \frac{s}{s^2 + k^2\omega^2}}{R_{nm} + sL_{nm}} \quad (\text{III.3-26})$$

ou seja

$$\begin{aligned}
 I_{nm}^{(1)}(s) &= \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{A_k \frac{k \omega}{L_{nm}}}{(s^2 + k^2 \omega^2) \left(s + \frac{R_{nm}}{L_{nm}} \right)} + \\
 &+ \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{B_k \frac{s}{L_{nm}}}{(s^2 + k^2 \omega^2) \left(s + \frac{R_{nm}}{L_{nm}} \right)}
 \end{aligned} \quad (III.3-27)$$

ou :

$$I_{nm}^{(1)}(s) = \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{\frac{B_k}{L_{nm}} \left[\frac{A_k}{B_k} k \omega + s \right]}{(s^2 + k^2 \omega^2) \left(s + \frac{R_{nm}}{L_{nm}} \right)} \quad (III.3-28)$$

Fazendo-se :

$$H_k = k \omega \frac{A_k}{B_k} \quad (III.3-29)$$

e,

$$T_{nm} = \frac{L_{nm}}{R_{nm}} \quad (III.3-30)$$

tem-se :

$$I_{nm}^{(1)}(s) = \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{B_k}{L_{nm}} \left[\frac{(H_k + s)}{(s^2 + k^2 \omega^2) \left(s + \frac{1}{T_{nm}} \right)} \right] \quad (III.3-31)$$

A decomposição em frações parciais da expressão (III.3-31) resulta em

$$I_{nm}^{(1)}(s) = \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{B_k}{L_{nm}} \left[\frac{\frac{1}{2} \left[\frac{\left(\frac{1}{T_{nm}} - H_k \right)}{k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} + j \left(\frac{H_k}{k \omega T_{nm}} + k \omega \right) \right]}{(s + j k \omega)} + \right. \\ \left. + \frac{\frac{1}{2} \left[\frac{\left(\frac{1}{T_{nm}} - H_k \right) - j \left(\frac{H_k}{k \omega T_{nm}} + k \omega \right)}{k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \right]}{(s - j k \omega)} + \frac{\left(H_k - \frac{1}{T_{nm}} \right)}{\left[k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2} \right] \left[s + \frac{1}{T_{nm}} \right]} \right] \quad (III.3-32)$$

Fazendo-se:

$$X_k = \left[\frac{1}{T_{nm}} - H_k \right] \quad (III.3-33)$$

e,

$$Y_k = \left[\frac{H_k}{k \omega T_{nm}} + k \omega \right] \quad (III.3-34)$$

e lembrando-se das expressões (III.3-29) e (III.3-30), tem-se:

$$I_{nm}^{(1)}(s) = \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{B_k}{L_{nm}} \frac{1}{k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \left\{ \frac{(s X_k + k \omega Y_k)}{(s^2 + k^2 \omega^2)} + \frac{(-X_k)}{\left[s + \frac{1}{T_{nm}} \right]} \right\} \quad (III.3-35)$$

A anti-transformada da expressão (III.3-35) é:

$$i_{nm}^{(1)}(t) = \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{B_k}{L_{nm}} \frac{1}{k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \left\{ (-X_k) e^{-t/T_{nm}} + X_k \cos k\omega t + Y_k \sin k\omega t \right\} + C_{nm} \quad (\text{III.3-36})$$

onde $C_{nm}=0$, uma vez que $i_{nm}^{(1)}(0)=0$.

Utilizando-se as expressões (III.3-33) e (III.3-34), e lembrando-se que:

$$X_k \cos k\omega t + Y_k \sin k\omega t = \sqrt{X_k^2 + Y_k^2} \sin[k\omega t + \phi_k] \quad (\text{III.3-37})$$

$$\text{onde: } \phi_k = \arctg \frac{X_k}{Y_k} \quad (\text{III.3-38})$$

ou seja, após as devidas substituições:

$$\phi_k = \theta_k + k\alpha_{nm} - \psi_k \quad (\text{III.3-39})$$

$$\text{onde: } \psi_k = \arctg \frac{k \omega L_{nm}}{R_{nm}} \quad (\text{III.3-40})$$

Deste modo, a expressão (III.3-36) assume a seguinte forma:

$$i_{nm}^{(1)}(t) = \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{B_k}{L_{nm}} \left\{ \frac{\left[H_k - \frac{1}{T_{nm}} \right]}{\left[k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2} \right]} e^{-t/T_{nm}} + \frac{1}{k \omega} \sqrt{\frac{H_k^2 + k^2 \omega^2}{\left[k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2} \right}}} \sin[k\omega t + \phi_k] \right\} \quad (\text{III.3-41})$$

Esta é portanto a expressão genérica do pulso positivo da corrente na fase nm de um RCT.

III.3.2.12. PULSO NEGATIVO NO CASO GENÉRICO

Para o equacionamento do pulso negativo é conveniente que se desloque a referência de tempo para o instante correspondente ao início do pulso negativo da corrente conforme a figura III.3-18. Para esta referência pode-se escrever:

$$\begin{aligned} v_{nm}(t) &= \sum_{k=1}^{k=NH} V_{nmk} \operatorname{sen}[k\omega t + \theta_k + k\alpha_{nm} + k(\pi + d\alpha_{nm})] = \\ &= R_{nm} i_{nm}^{(2)}(t) + L_{nm} \frac{d}{dt} i_{nm}^{(2)}(t) \end{aligned} \quad (\text{III.3-42})$$

Fazendo-se:

$$k\delta_{nm} = k\alpha_{nm} + k(\pi + d\alpha_{nm}) \quad (\text{III.3-43})$$

tem-se:

$$\begin{aligned} v_{nm}(t) &= \sum_{k=1}^{k=NH} V_{nmk} \operatorname{sen}[k\omega t + \theta_k + k\delta_{nm}] = \\ &= R_{nm} i_{nm}^{(2)}(t) + L_{nm} \frac{d}{dt} i_{nm}^{(2)}(t) \end{aligned} \quad (\text{III.3-44})$$

Tal expressão tem total similaridade com a expressão (III.3-21), e deste modo fazendo-se:

$$A_k = V_{nmk} \cos[\theta_k + k\delta_{nm}] \quad (\text{III.3-45})$$

$$B_k = V_{nmk} \operatorname{sen}[\theta_k + k\delta_{nm}] \quad (\text{III.3-46})$$

e mantendo-se as expressões (III.3-29), (III.3-30), (III.3-33) e (III.3-34) pode-se escrever que:

$$i_{nm}^{(2)}(t) = \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{B_k}{L_{nm}} \left\{ \frac{\left[H_k - \frac{1}{T_{nm}} \right]}{\left[k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2} \right]} e^{-t/T_{nm}} + \right. \\ \left. + \frac{1}{k \omega} \sqrt{\frac{H_k^2 + k^2 \omega^2}{\left[k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2} \right]}} \operatorname{sen} [k\omega t + \beta_k] \right\} \quad (\text{III.3-47})$$

onde $\beta_k = \theta_k + k\alpha_{nm} + k(\Pi + d\alpha_{nm}) - \psi_k$ (III.3-48)

Para se expandir a corrente do RCT em série de Fourier é necessário que $i_{nm}^{(1)}(t)$ e $i_{nm}^{(2)}(t)$ estejam escritas em relação a uma referência comum. Adotando-se para tal a referência do pulso positivo, a equação (III.3-47) fica:

$$i_{nm}^{(2)}(t) = \sum_{k=1}^{k=NH} \frac{B_k}{L_{nm}} \left\{ \frac{\left[H_k - \frac{1}{T_{nm}} \right]}{\left[k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2} \right]} e^{-(t-t_2)/T_{nm}} + \right. \\ \left. + \frac{1}{k \omega} \sqrt{\frac{H_k^2 + k^2 \omega^2}{\left[k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2} \right]}} \operatorname{sen} [k\omega t + \phi_k] \right\} \quad (\text{III.3-49})$$

onde: $t_2 = \frac{\Pi + d\alpha_{nm}}{\omega}$

Esta é portanto a expressão genérica do pulso negativo da corrente na fase nm de um RCT.

III.3.2.13. PULSOS POSITIVO E NEGATIVO SOB TENSÃO PURAMENTE SENOIDAL

No caso da tensão que alimenta o RCT ser puramente senoidal e dada por:

$$v_{nm}(t) = V_{nm} \sin \omega t$$

e o disparo para o pulso positivo ocorrer no ângulo α_{nm} tem-se a expressão (III.3-41) simplificada para:

$$i_{nm}^{(1)}(t) = \frac{B}{L_{nm}} \left\{ \frac{\left[H - \frac{1}{T_{nm}} \right]}{\left[\omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2} \right]} e^{-t/T_{nm}} + \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{H^2 + \omega^2}{\left[\omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2} \right]}} \sin [\omega t + \phi] \right\}$$

onde:

$$\phi = \alpha_{nm} - \psi$$

$$H = \omega \frac{A}{B}$$

$$T_{nm} = \frac{L_{nm}}{R_{nm}}$$

$$A = V_{nm} \cos \alpha_{nm}$$

$$B = V_{nm} \sin \alpha_{nm}$$

Deste modo conclui-se que, neste caso específico a corrente do pulso positivo é dada por:

$$i_{nm}^{(1)}(t) = I_{nm} \left\{ \sin(\psi - \alpha_{nm}) e^{-t/T_{nm}} + \sin(\omega t + \alpha_{nm} - \psi) \right\} \quad (\text{III.3-50})$$

onde:

$$I_{nm} = \frac{V_{nm}}{\sqrt{R_{nm}^2 + \omega^2 L_{nm}^2}} \quad (\text{III.3-51})$$

Aplicando-se um procedimento análogo e utilizando-se a referência usada na expressão (III.3-49), tem-se que o pulso negativo, nesta condição particular, é dado por:

$$i_{nm}^{(2)}(t) = I_{nm} \left\{ \text{sen}(-\psi + \alpha_{nm}) e^{-(t-t_2)/T_{nm}} + \text{sen}(\omega t + \alpha_{nm} - \psi) \right\} \quad (\text{III.3-52})$$

III.3.2.2. ANÁLISE DE FOURIER DA CORRENTE DE LINHA DE UM RCT SOB ALIMENTAÇÃO TRIFÁSICA SIMÉTRICA SENOIDAL

A forma de onda da corrente em cada um dos ramos do delta do reator, sob alimentação puramente senoidal, é mostrada na figura III.3-19.

A corrente $i_{nm}(\omega t)$, em cada um dos ramos do delta do reator, com base na referência de tempo da figura III.3-19 pode ser expressa por:

$$i_{nm}(\omega t) = i_{nm}^{(1)}(\omega t) \Big|_{\theta_1}^{\theta_2} + i_{nm}^{(2)}(\omega t) \Big|_{\theta_3}^{\theta_4} \quad (\text{III.2-53})$$

onde:

$$i_{nm}^{(1)}(\omega t) = I_{nm} \left\{ \text{sen}(\psi - \alpha_{nm}) e^{-\beta \omega t} + \text{sen}(\omega t + \alpha_{nm} - \psi) \right\} \quad (\text{III.3-54})$$

e,

$$i_{nm}^{(2)}(\omega t) = I_{nm} \left\{ \text{sen}(-\psi + \alpha_{nm}) e^{-\beta(\omega t - \alpha_{nm} - \pi)} + \text{sen}(\omega t + \alpha_{nm} - \psi) \right\} \quad (\text{III.3-55})$$

sendo,

$$\beta = \frac{R}{\omega L} \quad (\text{III.3-56})$$

A corrente de linha é dada pela diferença entre duas correntes de ramo, genericamente denominadas $i_{nm}(\omega t)$, porém defasadas, à princípio, de 120° . A figura III.3-20 mostra a forma de onda da corrente da linha a, para $\alpha=105^\circ$, supondo-se fator de qualidade infinito, e alimentação simétrica senoidal.

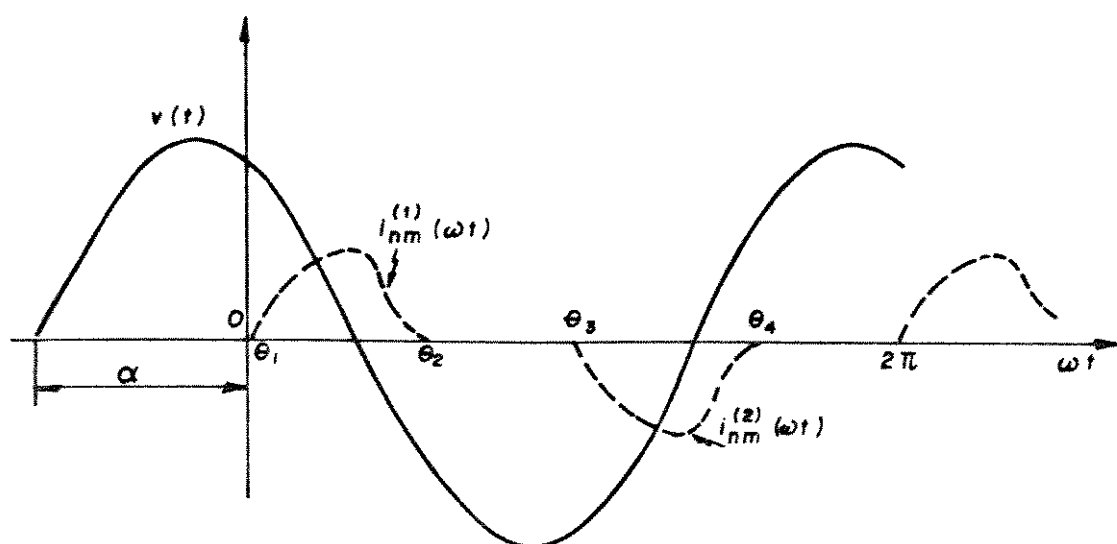


Figura III.3-19 - Forma de onda da corrente em cada ramo do delta de um reator controlado por tiristores.

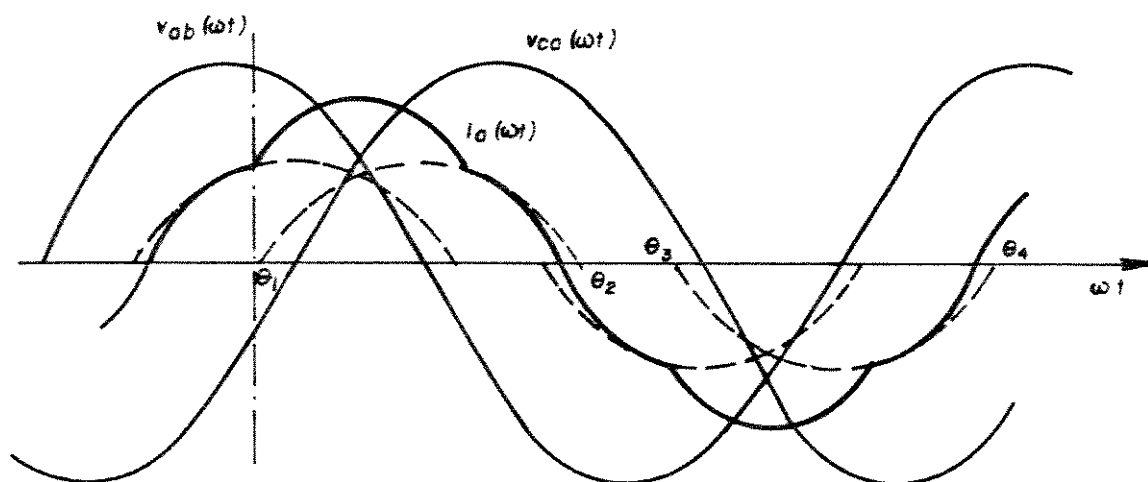


Figura III.3-20 - Forma de onda da corrente de linha de um reator controlado por tiristores, para $\alpha=105^\circ$ e $\frac{\omega L}{R} \rightarrow \infty$.

Deste modo, a corrente da linha a, para este caso particular, pode ser expressa por:

$$i_a(\omega t) = i_{nm}^{(1)}(\omega t) \Big|_{\theta_1}^{\theta_2} + i_{nm}^{(2)}(\omega t) \Big|_{\theta_3}^{\theta_4} - i_{nm}^{(1)}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \Big|_{\theta_1 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_2 + \frac{2\pi}{3}}$$

$$= i_{nm}^{(2)} \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \Big|_{\theta_3 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_4 + \frac{2\pi}{3}} \quad (\text{III.3-57})$$

Conforme o Apêndice 1, os coeficientes de Fourier da corrente $i_a(\omega t)$ podem ser calculados pelas expressões:

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_a(\omega t) d\omega t \quad (\text{III.3-58})$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_a(\omega t) \cos(n\omega t) d\omega t \quad (\text{III.3-59})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_a(\omega t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (\text{III.3-60})$$

onde n é a ordem da harmônica da corrente de linha.

Deste modo a componente contínua (a_0) fica:

$$\begin{aligned} a_0 = \frac{I_{nm}}{\pi} & \left\{ \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left[\sin(\psi - \alpha_{nm}) e^{-\beta \omega t} + \sin(\omega t + \alpha_{nm} - \psi) \right] d\omega t + \right. \\ & + \int_{\theta_3}^{\theta_4} \left[\sin(-\psi + \alpha_{nm}) e^{-\beta(\omega t - d\alpha_{nm} - \pi)} + \sin(\omega t + \alpha_{nm} - \psi) \right] d\omega t + \\ & - \int_{\theta_1 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_2 + \frac{2\pi}{3}} \left[\sin(\psi - \alpha_{nm}) e^{-\beta \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)} + \sin \left(\omega t + \alpha_{nm} - \psi - \frac{2\pi}{3} \right) \right] d\omega t + \\ & \left. - \int_{\theta_3 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_4 + \frac{2\pi}{3}} \left[\sin(-\psi + \alpha_{nm}) e^{-\beta \left(\omega t - d\alpha_{nm} - \frac{5\pi}{3} \right)} + \sin \left(\omega t + \alpha_{nm} - \psi - \frac{2\pi}{3} \right) \right] d\omega t \right\} \end{aligned} \quad (\text{III.3-61})$$

que resulta em:

$$\begin{aligned} a_0 = \frac{I_{nm}}{\pi} & \left\{ \left[\sin(\psi - \alpha_{nm}) \frac{e^{-\beta \omega t}}{-\beta} - \cos(\omega t + \alpha_{nm} - \psi) \right]_{\theta_1}^{\theta_2} + \right. \\ & + \left[\sin(-\psi + \alpha_{nm}) \frac{e^{-\beta(\omega t - d\alpha_{nm} - \pi)}}{-\beta} - \cos(\omega t + \alpha_{nm} - \psi) \right]_{\theta_3}^{\theta_4} + \\ & \left. - \left[\sin(\psi - \alpha_{nm}) \frac{e^{-\beta \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)}}{-\beta} - \cos \left(\omega t + \alpha_{nm} - \psi - \frac{2\pi}{3} \right) \right]_{\theta_1 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_2 + \frac{2\pi}{3}} \right. \\ & \left. - \left[\sin(-\psi + \alpha_{nm}) \frac{e^{-\beta \left(\omega t - d\alpha_{nm} - \frac{5\pi}{3} \right)}}{-\beta} - \cos \left(\omega t + \alpha_{nm} - \psi - \frac{2\pi}{3} \right) \right]_{\theta_3 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_4 + \frac{2\pi}{3}} \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& - \left[\operatorname{sen}(\psi - \alpha_{nm}) \frac{e^{-\beta \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)}}{-\beta} - \cos \left(\omega t + \alpha_{nm} - \psi - \frac{2\pi}{3} \right) \right]_{\theta_1 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_2 + \frac{2\pi}{3}} + \\
& - \left[\operatorname{sen}(-\psi + \alpha_{nm}) \frac{e^{-\beta \left(\omega t - d\alpha_{nm} - \frac{5\pi}{3} \right)}}{-\beta} - \cos \left(\omega t + \alpha_{nm} - \psi - \frac{2\pi}{3} \right) \right]_{\theta_4 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_3 + \frac{2\pi}{3}} \Bigg\} = 0
\end{aligned}$$

(III.3-62)

O coeficiente do termo em cosseno (a_n) fica:

$$\begin{aligned}
a_n = \frac{I_{nm}}{\pi} & \left\{ \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left[\operatorname{sen}(\psi - \alpha_{nm}) e^{-\beta \omega t} + \operatorname{sen}(\omega t + \alpha_{nm} - \psi) \right] \cos(n\omega t) d\omega t + \right. \\
& + \int_{\theta_3}^{\theta_4} \left[\operatorname{sen}(-\psi + \alpha_{nm}) e^{-\beta(\omega t - d\alpha_{nm} - \pi)} + \operatorname{sen}(\omega t + \alpha_{nm} - \psi) \right] \cos(n\omega t) d\omega t \\
& - \int_{\theta_1 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_2 + \frac{2\pi}{3}} \left[\operatorname{sen}(\psi - \alpha_{nm}) e^{-\beta \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)} + \operatorname{sen} \left(\omega t + \alpha_{nm} - \psi - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \cos(n\omega t) d\omega t \\
& - \int_{\theta_3 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_4 + \frac{2\pi}{3}} \left[\operatorname{sen}(-\psi + \alpha_{nm}) e^{-\beta \left(\omega t - d\alpha_{nm} - \frac{5\pi}{3} \right)} + \operatorname{sen} \left(\omega t + \alpha_{nm} - \psi - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
& \left. \cos(n\omega t) d\omega t \right\}
\end{aligned}$$

(III.3-63)

cujo desenvolvimento resulta em:

$$\begin{aligned}
a_n = \frac{I_{nm}}{\pi} & \left\{ \left[\operatorname{sen}(\psi - \alpha_{nm}) e^{-\beta \omega t} A_1 + \frac{\cos(\alpha_{nm} - \psi)}{2} A_2 + \right. \right. \\
& \left. \left. + \frac{\operatorname{sen}(\alpha_{nm} - \psi)}{2} A_3 \right]_{\theta_1}^{\theta_2} + \left[\operatorname{sen}(-\psi + \alpha_{nm}) e^{-\beta(\omega t - d\alpha_{nm} - \pi)} A_1 + \right. \right.
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{\cos(\alpha_{nm} - \psi)}{2} A_2 + \frac{\sin(\alpha_{nm} - \psi)}{2} A_3 \Big]_{\theta_3}^{\theta_4} \\
& - \left[\sin(\psi - \alpha_{nm}) e^{-\beta \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)} A_1 + \frac{\cos \left(\alpha_{nm} - \psi - \frac{2\pi}{3} \right)}{2} A_2 + \right. \\
& + \left. \frac{\sin \left(\alpha_{nm} - \psi - \frac{2\pi}{3} \right)}{2} A_3 \right]_{\theta_1 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_2 + \frac{2\pi}{3}} - \\
& - \left[\sin(-\psi + \alpha_{nm}) e^{-\beta \left(\omega t - d\alpha_{nm} - \frac{5\pi}{3} \right)} A_1 + \frac{\cos \left(\alpha_{nm} - \psi - \frac{2\pi}{3} \right)}{2} A_2 + \right. \\
& + \left. \frac{\sin \left(\alpha_{nm} - \psi - \frac{2\pi}{3} \right)}{2} A_3 \right]_{\theta_3 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_4 + \frac{2\pi}{3}} \Big\} \quad (III.3-64)
\end{aligned}$$

onde:

$$A_1 = \frac{n \sin(n\omega t) - \beta \cos(n\omega t)}{n^2 + \beta^2} \quad (III.3-65)$$

$$A_2 = \begin{cases} \sin^2 \omega t, & \text{se } n = 1 \\ \frac{\cos(n-1)\omega t}{(n-1)} - \frac{\cos(n+1)\omega t}{(n+1)}, & \text{se } n \neq 1 \end{cases} \quad (III.3-66)$$

$$A_3 = \begin{cases} \frac{\omega t + \sin 2\omega t}{2}, & \text{se } n = 1 \\ \frac{\sin(n+1)\omega t}{(n+1)} + \frac{\sin(n-1)\omega t}{(n-1)}, & \text{se } n \neq 1 \end{cases} \quad (III.3-67)$$

O coeficiente do termo em seno (b_n) fica:

$$b_n = \frac{I_{nm}}{\pi} \left\{ \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left[\sin(\psi - \alpha_{nm}) e^{-\beta \omega t} + \sin(\omega t + \alpha_{nm} - \psi) \right] \sin(n\omega t) d\omega t + \right.$$

$$\begin{aligned}
& + \int_{\theta_3}^{\theta_4} \left[\text{sen}(-\psi + \alpha_{nm}) e^{-\beta(\omega t - d\alpha_{nm} - \pi)} + \text{sen}(\omega t + \alpha_{nm} - \psi) \right] \text{sen}(n\omega t) d\omega t \\
& - \int_{\theta_1 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_2 + \frac{2\pi}{3}} \left[\text{sen}(\psi - \alpha_{nm}) e^{-\beta\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)} + \text{sen}\left(\omega t + \alpha_{nm} - \psi - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \text{sen}(n\omega t) d\omega t \\
& - \int_{\theta_3 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_4 + \frac{2\pi}{3}} \left[\text{sen}(-\psi + \alpha_{nm}) e^{-\beta\left(\omega t - d\alpha_{nm} - \frac{5\pi}{3}\right)} + \text{sen}\left(\omega t + \alpha_{nm} - \psi - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\
& \cdot \text{sen}(n\omega t) d\omega t \left. \vphantom{\int_{\theta_3}^{\theta_4}} \right\} \quad (III.3-68)
\end{aligned}$$

cujos desenvolvimento resulta em:

$$\begin{aligned}
b_n = \frac{I_{nm}}{\pi} & \left\{ \left[\text{sen}(\psi - \alpha_{nm}) e^{-\beta\omega t} B_1 + \frac{\cos(\alpha_{nm} - \psi)}{2} B_2 + \right. \right. \\
& + \left. \frac{\text{sen}(\alpha_{nm} - \psi)}{2} B_3 \right]_{\theta_1}^{\theta_2} + \left[\text{sen}(-\psi + \alpha_{nm}) e^{-\beta(\omega t - d\alpha_{nm} - \pi)} B_1 + \right. \\
& + \left. \frac{\cos(\alpha_{nm} - \psi)}{2} B_2 + \frac{\text{sen}(\alpha_{nm} - \psi)}{2} B_3 \right]_{\theta_3}^{\theta_4} \\
& - \left[\text{sen}(\psi - \alpha_{nm}) e^{-\beta\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)} B_1 + \frac{\cos\left(\alpha_{nm} - \psi - \frac{2\pi}{3}\right)}{2} B_2 + \right. \\
& + \left. \frac{\text{sen}\left(\alpha_{nm} - \psi - \frac{2\pi}{3}\right)}{2} B_3 \right]_{\theta_1 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_2 + \frac{2\pi}{3}} - \\
& - \left[\text{sen}(-\psi + \alpha_{nm}) e^{-\beta\left(\omega t - d\alpha_{nm} - \frac{5\pi}{3}\right)} B_1 + \frac{\cos\left(\alpha_{nm} - \psi - \frac{2\pi}{3}\right)}{2} B_2 + \right.
\end{aligned}$$

$$+ \frac{\sin\left(\alpha_{nm} - \psi - \frac{2\pi}{3}\right)}{2} B_3 \left[\begin{matrix} e^{j4 + \frac{2\pi}{3}} \\ e^{j3 + \frac{2\pi}{3}} \end{matrix} \right] \quad (\text{III.3-69})$$

onde:

$$B_1 = \frac{-n \cos(n\omega t) - \beta \sin(n\omega t)}{n^2 + \beta^2} \quad (\text{III.3-70})$$

$$B_2 = \begin{cases} \frac{\omega t - \sin 2\omega t}{2}, & \text{se } n = 1 \\ \frac{\sin(n-1)\omega t}{(n-1)} - \frac{\sin(n+1)\omega t}{(n+1)}, & \text{se } n \neq 1 \end{cases} \quad (\text{III.3-71})$$

$$B_3 = \begin{cases} \sin^2 \omega t, & \text{se } n = 1 \\ \frac{-\cos(n+1)\omega t}{(n+1)} - \frac{\cos(n-1)\omega t}{(n-1)}, & \text{se } n \neq 1 \end{cases} \quad (\text{III.3-72})$$

III.3.2.3. CARACTERÍSTICAS E DESEMPENHO DE UM COMPENSADOR DO TIPO RCT

Na prática este tipo de compensador é constituído por um conjunto de bancos de capacitores fixos no sistema, mais um reator controlado por tiristores.

A potência total dos bancos de capacitores é calculada de tal forma que supra a máxima solicitação de reativos que se pode prever por parte da carga e/ou sistema. Já o reator, tem normalmente potência nominal maior que a dos capacitores, o que permite uma eventual compensação indutiva.

Na compensação de uma carga, por exemplo, o compensador atua de modo a manter constante a potência reativa fornecida pelo sistema. Quando a carga está muito indutiva, o reator absorve pequena potência e, ao contrário, se a carga estiver pouco indutiva (ou capacitiva) o reator contribui com maior potência absorvida, podendo chegar até à nominal. Isto mantém constante a potência reativa fornecida pelo sistema.

Obviamente, a variação de potência absorvida pelo reator linear decorre da variação do ângulo de disparo dos tiristores. Deste modo, num compensador do tipo RCT somente o reator contribui na injeção de harmônicas no sistema de potência.

A conexão convencional para os reatores é em triângulo, uma vez que esta conexão elimina, para operações equilibradas, a possibilidade de injeção da 3^a harmônica e suas múltiplas ímpares nas linhas. Assim, a figura III.3-21 mostra o diagrama de um sistema de compensação a reator controlado por tiristores.

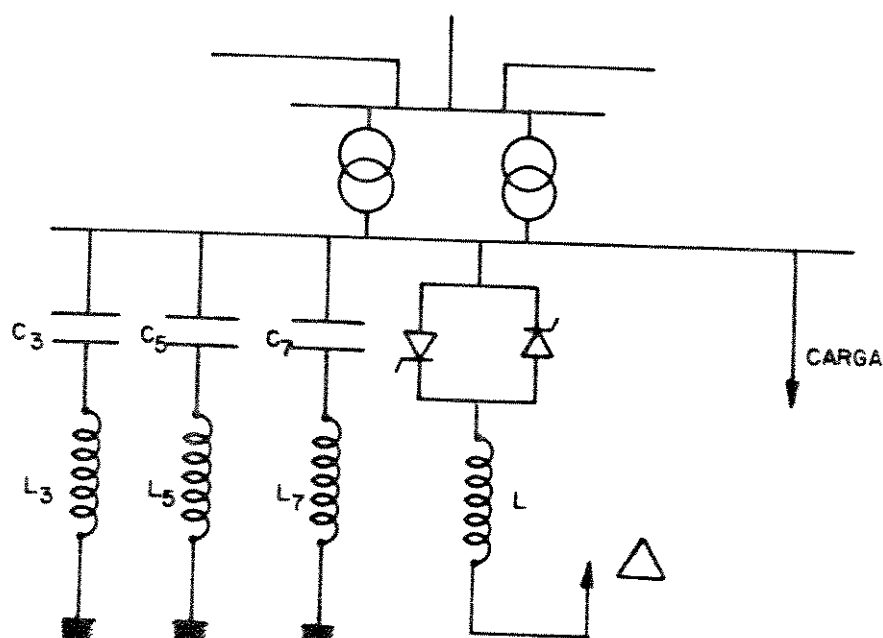


Figura III.3-21 - Diagrama de um sistema de compensação a reator controlado por tiristores.

A análise de Fourier da corrente de um RCT com conexão em triângulo fornece uma formulação que permite montar os gráficos de harmônicas da corrente de linha em função do ângulo de disparo dos tiristores, para o caso equilibrado^[29], conforme apresentado na figura III.3-22.

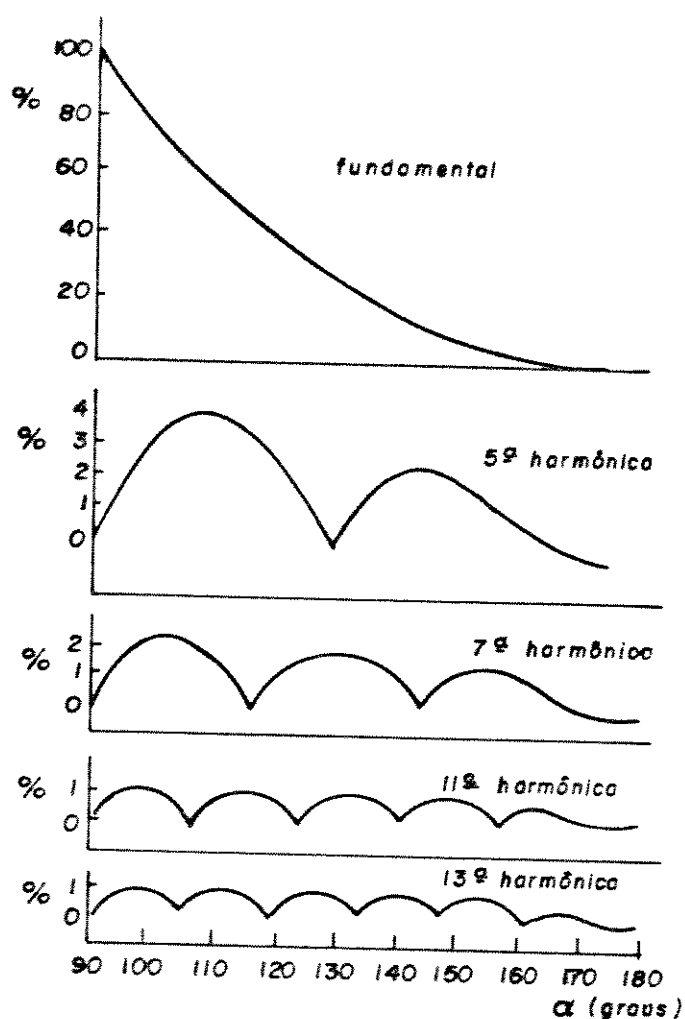


Figura III.3-22 - Correntes harmônicas geradas por um RCT trifásico, ligado em triângulo, em função do ângulo de disparo.

Comumente, os compensadores estáticos com este tipo de unidade variável, contam com filtros para as 5ª e 7ª harmônica, que são as de amplitude mais significativa. Em particular, podem ser utilizados esquemas nos quais os filtros têm dupla função, ou seja, fornecem a potência reativa necessária ao funcionamento do compensador à frequência fundamental e agem como filtros para a harmônica na qual estejam sintonizados. O esquema apresentado na figura III.3-21 é um caso no qual os filtros têm esta dupla função, e em particular a presença do filtro de 3ª harmônica se justifica caso ocorra um desequilíbrio entre as fases do RCT.

Analogamente à denominação dada aos conversores, baseada no número de pulsos, por extensão, os reatores controlados por tiristores recebem denominações semelhantes. Assim uma unidade de RCT ligada em triângulo conforme a figura III.3-14 é reconhecido como um arranjo de 6 pulsos, já que sob condições equilibradas gera harmônicas de 5^{a} , 7^{a} , 11^{a} , 13^{a} , ... ordens. Um arranjo de 12 pulsos seria então composto por duas unidades da figura III.3-14, conectadas a um transformador de três enrolamentos, tendo um enrolamento de baixa tensão em triângulo e o outro em estrela isolada, tendo estrela aterrada no enrolamento de alta, e neste caso a primeira harmônica a surgir seria a 11^{a} , eliminando assim a necessidade de filtros na maioria das aplicações. A figura III.3-23 apresenta os arranjos de 6 pulsos e de 12 pulsos para RCT's.

Em ambas configurações da figura III.3-23, o compensador estático estará apto a exercer um controle de forma equilibrada. Caso se necessite realmente uma atuação independente das fases do compensador, poder-se-á ligar cada fase do RCT a cada fase do sistema, o que implicará, em princípio, na colocação de filtros para todas as harmônicas ímpares até uma ordem na qual o nível seja irrelevante. É claro que assim, o compensador estático terá um custo adicional considerável, mas poderá atuar no sentido de eliminar possíveis desequilíbrios no sistema elétrico.

Em regime permanente o RCT age como um sistema de regulação de tensão que tem como característica ideal de funcionamento a curva $V \times I$ de valores eficazes da figura III.3-24.

No entanto, este desempenho, assim como todo tipo de idealização, deverá sofrer uma série de restrições de caráter prático, que servirão para adaptá-lo ao sistema em que está conectado, além de levar em conta as próprias limitações dos materiais empregados em sua construção.

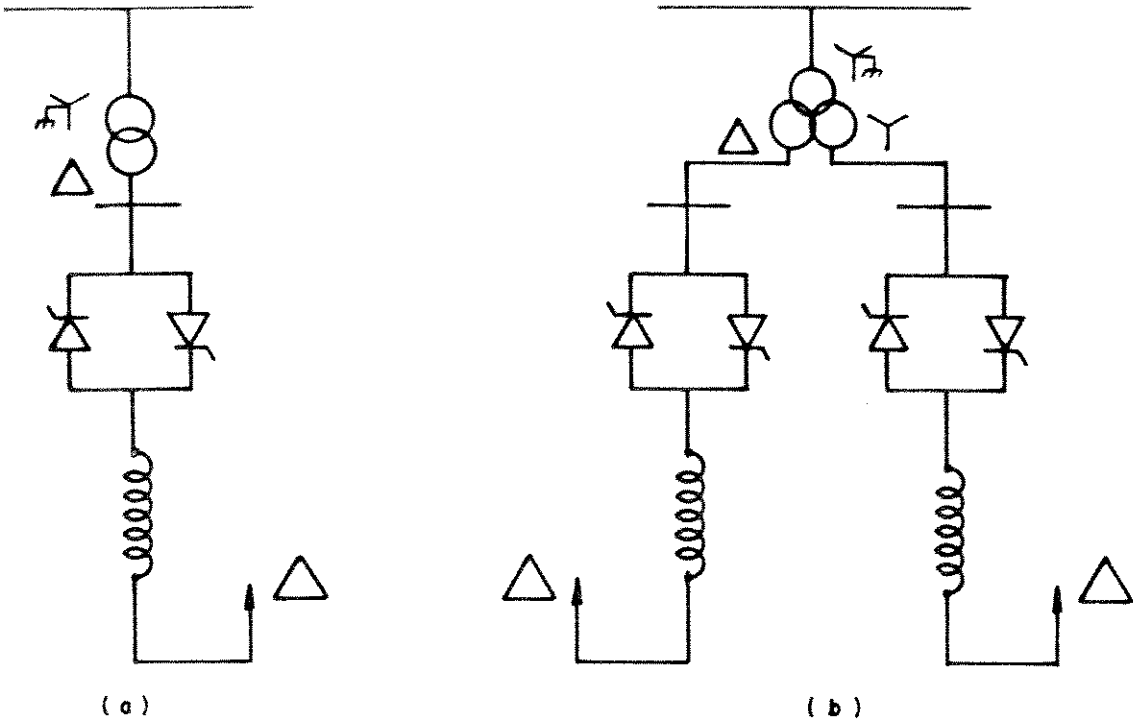


Figura III.3-23 - Arranjos convencionais para RCT's
(a) arranjo de 6 pulsos
(b) arranjo de 12 pulsos

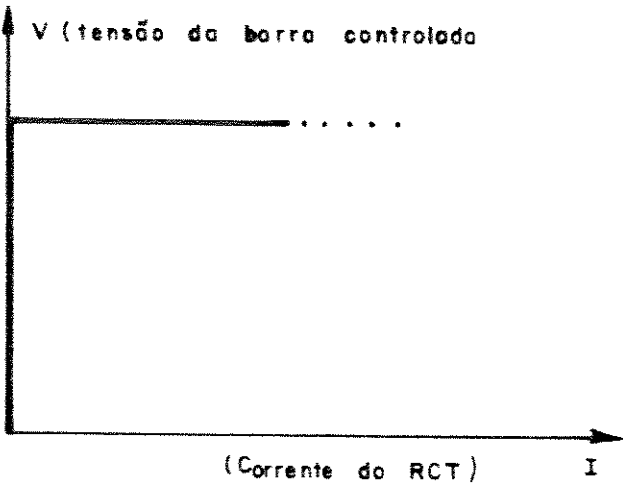


Figura III.3-24 - Curva $V \times I$ (eficaz) de um RCT ideal.

Em primeiro lugar o RCT não poderá operar com um valor eficaz de corrente muito próximo de zero, pois isto implicaria em aproximar de 180° o ângulo de disparo do tiristor, o que significaria iniciar o período de condução da válvula com uma tensão muito pequena. Entretanto, existe um valor mínimo de tensão que permite iniciar a condução e sendo

assim, tem-se demonstrado na prática, que não é efetivo disparar os tiristores de uma válvula de reator controlado por tiristores com ângulos maiores do que 170° , e isto no caso da tensão do sistema estar acima do limite mínimo de regulação. Para valores de tensão mais baixos o maior ângulo de disparo recomendado é da ordem de 140° . Deve-se ressaltar que um RCT não tem atuação efetiva na correção de tensões baixas, caso ele opere isoladamente. Deste modo, o fato dele não operar conduzindo pequenas parcelas de sua corrente nominal praticamente não influirá na sua forma básica de controle.

Outro ponto óbvio que limita o modelo ideal é que ele não pode absorver corrente indefinidamente. Quando o RCT atinge o seu ângulo de disparo mínimo ($\alpha=90^\circ$), o reator já se encontra presente em todo o ciclo de tensão. A partir deste instante, caso a tensão do sistema continue a subir, ele perde sua capacidade de controle passando a agir como um reator "shunt" convencional, e é claro que se seus limites de suportabilidade forem excedidos, a proteção atuará desligando-o, como qualquer equipamento convencional.

Finalmente, convém notar que o RCT não pode manter a tensão no barramento regulado num único valor. Em princípio, porque o seu próprio sistema de controle já introduz um erro natural, embora não seja esta a principal razão. Caso o RCT fosse realmente ajustado para controlar a tensão num único valor, ficaria muito difícil para o compensador estático manter-se na faixa nominal, pois qualquer alteração no sistema implicaria em exigir uma excursão muito grande no ângulo de disparo das válvulas. Deste modo, a utilização de uma certa inclinação na curva de regime permanente do RCT, na sua faixa de controle, torna o equipamento mais flexível e mesmo mais adaptado ao balanço de compensação reativa do sistema elétrico. O valor da inclinação dependerá das exigências de cada caso, e normalmente situa-se entre 2 a 6%.

Levando-se em conta as observações de caráter prático sobre a curva ideal do RCT, pode-se esboçar uma curva muito realista de desempenho a regime permanente, conforme a figura III.3-25.

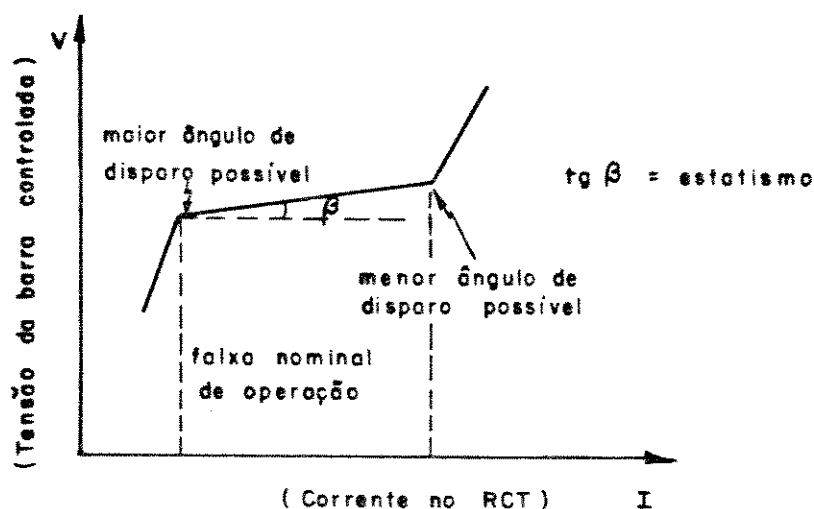


Figura III.3-25 - Curva $V \times I$ (eficaz) de um RCT real.

Qualquer retardo de tempo na resposta de um RCT dependerá quase que exclusivamente de seus sistemas de medição e controle. Isto porque, a resposta de um tiristor a um determinado comando eletrônico é extremamente rápida, já que, em se tratando de um elemento a estado sólido, ele não apresenta retardos de tempo de ordem mecânica, e mesmo suas constantes elétricas são desprezíveis, e desta forma, desde que se polarize corretamente seu gatilho de disparo e seus polos de condução, a corrente passará a fluir quase que instantaneamente.

O retardo apresentado pelo sistema de medição é devido às indutâncias e resistências próprias dos TC's e TP's que o compõem, e também devido aos filtros eventualmente necessários. A soma deste retardo com aquele programado no sistema de controle é que fornece o tempo total de resposta da unidade.

Sendo a constante de tempo dos sistemas de medição e disparo, quando somadas, de cerca de um ciclo (cerca de 15 ms), o sistema de controle deve ser tal que para grandes variações, não introduza atrasos que venham a comprometer o desempenho requerido para estes casos. Já para variações menores, o controle deverá ter um maior retardo, a fim de evitar oscilações que possam ser amplificadas pela rapidez de resposta. Normalmente a concepção dos controles dos RCT's se baseiam neste princípio. RCT's já instalados e em operação acrescentam ao seu sistema de controle um determinado retardo, que dá um tempo de resposta total da ordem de 40 a 50 ms, exceto frente a grandes distúrbios.

Estes tempos são, sem dúvida, os mais rápidos existentes para os sistemas de controle de tensão até hoje utilizados. Deve-se notar que tal velocidade permite até mesmo que os compensadores estáticos equipados com RCT's possam influir no comportamento transitório de um SEP, além, é lógico, de contribuir para o amortecimento das oscilações de potência ainda neste período.

Para condições de curto-circuito, o provável é que o RCT se desligue, pois a tensão do sistema cairá, sendo natural que o reator seja retirado do sistema numa tentativa do sistema de controle de elevar a tensão. Esta é a regra geral, mas existem várias exceções. Alguns controles de RCT são desenvolvidos para no caso de queda súbita de tensão, abandonar o controle trifásico e passar a controlar a maior tensão das três fases. No caso de falta monofásica é possível que se verifique sobretensões nas outras fases, podendo ocorrer a máxima absorção de reativos por parte do RCT. Como estas, outras opções podem ser projetadas a fim de atender a certos requisitos específicos do SEP a que o compensador estático a RCT será conectado.

Para o funcionamento logo após o curto-circuito, as opções oferecidas por um RCT são também muito variadas, tudo dependendo de como são seus sistemas de controle. A título de exemplo, serão citados dois casos do sistema elétrico brasileiro, ambos na área de concessão da ELETRONORTE. O compensador estático a RCT instalado em Manaus dispõe de um sistema de memória, que, tão logo o curto-circuito seja eliminado, leva a parte controlável do equipamento para o ponto de funcionamento em que se encontrava no momento imediatamente anterior ao defeito. Já o compensador de Cuiabá, conta com um sistema que, tão logo se verifique uma queda acentuada de tensão, o compensador será colocado com um valor pré-determinado de admitância, e este será o valor inicial para entrada em funcionamento logo após o curto-circuito. [29]

Estes são alguns dos aspectos do desempenho de um compensador estático a RCT.

III.3.2.4. RESULTADOS OBTIDOS NA SIMULAÇÃO DE COMPENSADORES DO TIPO RCT

Para a simulação de compensadores do tipo RCT foram utilizadas basicamente as duas configurações da figura III.3-23, ou seja os arranjos de 6 e de 12 pulsos.

O programa computacional para a simulação das correntes harmônicas geradas por compensadores do tipo RCT é a "SUBROUTINE COMPE". Esta rotina exige que os dados estejam refletidos na barra primária do transformador que alimenta o RCT.

Para cada um dos arranjos de 6 pulsos do RCT foram escolhidos os seguintes dados, refletidos já na barra primária do RCT, que tem tensão nominal de 23 kV:

$$L_{RCT} = 30 \text{ mH/fase do } \Delta$$

$$R_{RCT} = 0,9 \text{ } \Omega \text{/fase do } \Delta$$

Considerou-se também que a conexão do P.A.C. até o trafo do RCT apresenta uma impedância traduzida por:

$$L_c = 0,5 \text{ mH/fase}$$

$$R_c = 0,05 \text{ } \Omega/\text{fase}$$

O trafo alimentador apresenta uma impedância traduzida por:

$$L_T = 9 \text{ mH/fase}$$

$$R_T = 0,1 \text{ } \Omega/\text{fase}$$

Deste modo, pode-se esquematizar a situação através da figura III.3-26.

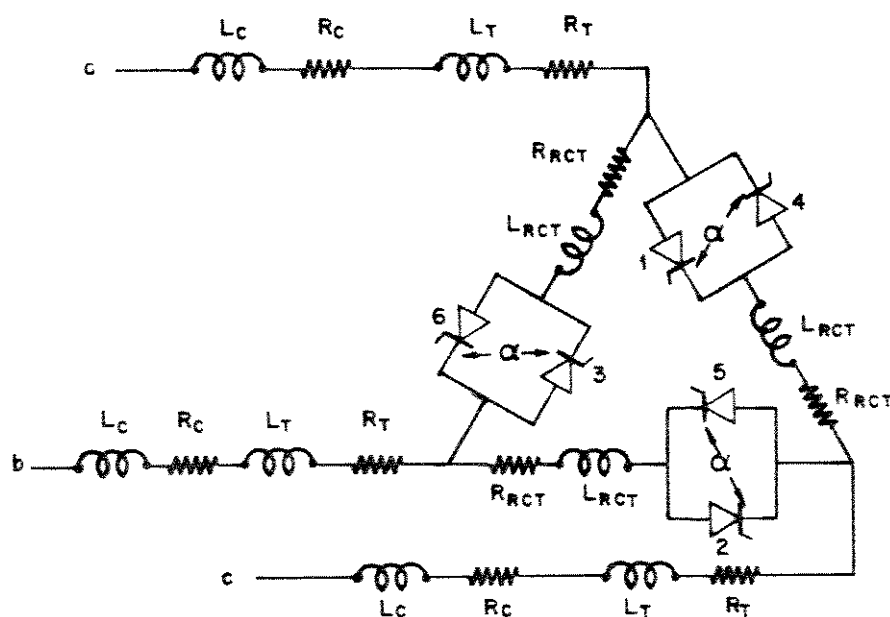


Figura III.3-26 - Esquema de um RCT considerando-se impedâncias do trafo e do cabo alimentador.

Sendo a tensão do barramento primário igual à 23 kV, as tensões c.a. de alimentação fase-neutro, para um caso de alimentação equilibrada e sem conteúdo harmônico, foram feitas iguais à:

$$\left. \begin{aligned} v_a(t) &= 18.779,42 \sin \omega t & V \\ v_b(t) &= 18.779,42 \sin \left[\omega t - \frac{2\pi}{3} \right] & V \\ v_c(t) &= 18.779,42 \sin \left[\omega t + \frac{2\pi}{3} \right] & V \end{aligned} \right\}$$

onde $\omega = 2\pi f$ e $f = 60\text{Hz}$

A partir destes dados foram calculadas as correntes harmônicas geradas por este tipo de compensador em situações nas quais algumas condições de operação foram alteradas.

CASO Nº 1

DADOS:

TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO:	
$v_a(t) = 18.779,42 \sin \omega t$	V
$v_b(t) = 18.779,42 \sin \left[\omega t - \frac{2\pi}{3} \right]$	V
$v_c(t) = 18.779,42 \sin \left[\omega t + \frac{2\pi}{3} \right]$	V
CABO ALIMENTADOR: $L_c = 0,5 \text{ mH/fase}$ $R_c = 0,0 \text{ } \Omega/\text{fase}$	
TRANSFORMADOR DO RCT: $L_T = 9 \text{ mH/fase}$ $R_T = 0,0 \text{ } \Omega/\text{fase}$	
DEFASAGEM ENTRE PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO (GRAUS): 0,0	
REATOR CONTROLADO POR TIRISTORES:	
$L_{RCT} = 30 \text{ mH/fase do } \Delta$	
$R_{RCT} = 0,0 \text{ } \Omega/\text{fase do } \Delta$	
NÚMERO DE PULSOS DO RCT:	6
SISTEMA DE PRODUÇÃO DE PULSOS:	PIE
ÂNGULO DE DISPARO (GRAUS):	90,0

RESULTADOS OBTIDOS:

Em cada um dos casos testados é importante a determinação do instante de ignição de cada válvula do RCT, conforme o esquema da figura III.3-26, especificado através do ângulo de condução.

Para este caso específico, o método de produção de pulsos é irrelevante, uma vez que as tensões de alimentação apresentam um total equilíbrio entre as fases e não contem distorções, sendo que os ângulos de cruzamento e de condução calculados são apresentados abaixo.

Nº DA VALVULA	ÂNGULO DE CRUZAMENTO (GRAUS)	ÂNGULO DE CONDUÇÃO (GRAUS)
1	30,0	120,0
2	90,0	180,0
3	150,0	240,0
4	210,0	300,0
5	270,0	360,0
6	330,0	420,0

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM	FASE A		FASE B		FASE C	
HARM.	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	3.049,	270,	3.049,	150,	3.049,	30,

Obviamente, com ângulo de disparo igual à 90° não há ocorrência de harmônicas de corrente, mas apenas a fundamental correspondente a total inserção do reator no circuito; isto porque a resistência do reator é nula.

CASO Nº 2

DADOS:

Neste caso, todos os dados do CASO Nº 1 foram mantidos, no entanto a resistência do reator foi feita igual à $1,13 \Omega/\text{fase}$, ou seja, este reator apresenta um fator de potência em torno de 0,1.

RESULTADOS OBTIDOS:

Obviamente, os ângulos de cruzamento e de condução, neste caso, permanecem inalterados.

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM HARM.	FASE A		FASE B		FASE C	
	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	2.827,	273,	2.827,	153,	2.827,	33,
5	43,	286,	43,	46,	43,	166,
7	30,	113,	30,	353,	30,	233,
11	18,	305,	18,	65,	18,	185,
13	15,	132,	15,	12,	15,	252,
17	10,	324,	10,	84,	10,	204,
19	9,	151,	9,	31,	9,	271,
23	7,	344,	7,	104,	7,	224,
25	6,	170,	6,	50,	6,	290,

Teoricamente, com ângulo de disparo igual à 90° não haveria a ocorrência de harmônicas de corrente, mas apenas a fundamental correspondente a total inserção do reator no circuito. No entanto, deve-se lembrar que este reator não é mais ideal, e portanto apresenta um fator de potência diferente de zero; sendo que deste modo os pulsos de corrente positivo e negativo comporão uma forma de onda que apresentará uma ligeira deformação em relação a senóide que seria a corrente de cada ramo do reator caso seu fator de potência fosse nulo. Deste modo, justifica-se o aparecimento das correntes harmônicas calculadas.

CASO Nº 3

DADOS:

Este caso é idêntico ao CASO Nº 2, sendo que a resistência do reator foi feita igual à $2,13 \Omega/\text{fase}$, resultando num fator de potência de cerca de 0,185.

RESULTADOS OBTIDOS:

Obviamente, os ângulos de cruzamento e de condução, neste caso, continuam inalterados.

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM HARM.	FASE A		FASE B		FASE C	
	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	2.653,	275,	2.653,	155,	2.653,	35,
5	72,	299,	72,	59,	72,	179,
7	50,	130,	50,	10,	50,	250,
11	28,	332,	28,	92,	28,	212,
13	21,	163,	21,	43,	21,	283,
17	13,	5,	13,	125,	13,	245,
19	10,	197,	10,	77,	10,	317,
23	7,	39,	7,	159,	7,	279,

Obviamente, a corrente fundamental diminuiu em relação ao CASO N^o 2, pois a impedância do reator aumentou. De um modo geral, o aumento do fator de potência do reator, provocou um aumento nas amplitudes das correntes harmônicas, com exceção da 25^a que caiu abaixo de 0,2% da fundamental.

CASO N^o 4

DADOS:

TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO:	
$v_a(t) = 18.779,42 \text{ sen } \omega t$	V
$v_b(t) = 18.779,42 \text{ sen } \left[\omega t - \frac{2\pi}{3} \right]$	V
$v_c(t) = 18.779,42 \text{ sen } \left[\omega t + \frac{2\pi}{3} \right]$	V
CABO ALIMENTADOR: $L_c = 0,5 \text{ mH/fase}$ $R_c = 0,05 \text{ } \Omega/\text{fase}$	
TRANSFORMADOR DO RCT: $L_T = 9 \text{ mH/fase}$ $R_T = 0,1 \text{ } \Omega/\text{fase}$	
DEFASAGEM ENTRE PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO (GRAUS): 0,0	
REATOR CONTROLADO POR TIRISTORES:	
$L_{RCT} = 30 \text{ mH/fase do } \Delta$	
$R_{RCT} = 0,9 \text{ } \Omega/\text{fase do } \Delta$	
NÚMERO DE PULSOS DO RCT:	6
SISTEMA DE PRODUÇÃO DE PULSOS:	CIP
ÂNGULO DE DISPARO (GRAUS):	120,0

RESULTADOS OBTIDOS:

Para este caso, o método de produção de pulsos também é irrelevante, sendo que os ângulos de condução calculados são diferentes dos casos anteriores já que o ângulo de disparo agora é de 120°. Tais ângulos de condução são apresentados abaixo.

Nº DA VÁLVULA	ÂNGULO DE CRUZAMENTO (GRAUS)	ÂNGULO DE CONDUÇÃO (GRAUS)
1	30,0	150,0
2	90,0	210,0
3	150,0	270,0
4	210,0	330,0
5	270,0	390,0
6	330,0	450,0

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM HARM.	FASE A		FASE B		FASE C	
	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	1.117,	271,	1.117,	151,	1.117,	31,
5	69,	276,	69,	36,	69,	156,
7	40,	281,	40,	161,	40,	41,
11	16,	103,	16,	223,	16,	343,
13	28,	109,	28,	349,	28,	229,
17	2,	288,	2,	48,	2,	168,
19	8,	297,	8,	177,	8,	57,

Este caso envolve dados bastante próximos de dados reais e servirá de base para os CASOS Nº 5 e Nº 6, envolvendo desequilíbrios.

CASO Nº 5

DADOS:

Os dados são os mesmos do CASO Nº4, exceto pela tensão de alimentação que passa a apresentar um desequilíbrio de cerca de 10% de sequência negativa.

TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO:

$$v_a(t) = 18.779,42 \text{ sen } \omega t \quad \text{V}$$

$$v_b(t) = 18.810,00 \text{ sen}[\omega t + 234,79^\circ] \quad \text{V}$$

$$v_c(t) = 18.810,00 \text{ sen}[\omega t + 125,21^\circ] \quad \text{V}$$

RESULTADOS OBTIDOS:

Devido ao desequilíbrio apresentado pelas tensões de alimentação, os ângulos de cruzamento e os ângulos de ignição, determinados pelo método DIP, são apresentados a seguir.

NÚMERO DA VÁLVULA	ÂNGULO DE CRUZAMENTO (GRAUS)	ÂNGULO DE CONDUÇÃO (GRAUS)
1	25,3	145,3
2	90,0	210,0
3	154,7	274,7
4	205,3	325,3
5	270,0	390,0
6	334,7	454,7

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM HARM.	FASE A		FASE B		FASE C	
	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	1.228,	271,	1.064,	146,	1.070,	37,
3	125,	275,	69,	120,	69,	70,
5	50,	276,	74,	26,	74,	166,
7	48,	281,	31,	140,	31,	62,
9	33,	103,	17,	273,	17,	292,
11	1,	103,	10,	197,	10,	9,
13	15,	109,	8,	311,	8,	267,
15	16,	291,	9,	82,	9,	140,
19	5,	297,	2,	116,	2,	118,
21	8,	119,	6,	253,	6,	345,

Além do desequilíbrio das harmônicas características de corrente que "tentam manter" a sequência de fases, nota-se também neste caso o aparecimento de harmônicas não-características, múltiplas ímpares de 3 que apresentam

soma nula (não são de sequência nula), similarmente ao já constatado com os conversores. Deve-se notar também a inexistência da harmônica de ordem 17, que no CASO Nº 4 já apresentava uma amplitude pequena. Mesmo que esta ordem harmônica exista, suas amplitudes valem menos do que 0,2% da fundamental, que foi a menor porcentagem assumida para se considerar uma componente harmônica.

CASO Nº 6

DADOS:

Neste caso os dados permanecem idênticos aos do CASO Nº 5, exceto pelo sistema de produção de pulsos, que passa a ser o PIE (Pulsos Iguamente Espaçados).

SISTEMA DE PRODUÇÃO DE PULSOS:

PIE

RESULTADOS OBTIDOS:

Em relação ao caso anterior, os valores dos ângulos de condução sofrem variações, já que agora o sistema de produção de pulsos é o PIE. Deste modo, uma vez encontrado o ângulo de condução da válvula 1, as demais válvulas passarão a conduzir após 60° uma depois da outra, na sequência.

NÚMERO DA VÁLVULA	ÂNGULO DE CRUZAMENTO (GRAUS)	ÂNGULO DE CONDUÇÃO (GRAUS)
1	25,3	145,3
2	90,0	205,3
3	154,7	265,3
4	205,3	325,3
5	270,0	385,3
6	334,7	445,3

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM HARM.	FASE A		FASE B		FASE C	
	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	1.494,	277,	1.421,	144,	1.172,	33,
3	114,	267,	56,	111,	67,	67,
5	87,	254,	138,	31,	96,	172,
7	5,	308,	21,	271,	25,	98,
9	25,	76,	13,	221,	16,	286,
11	12,	40,	30,	204,	19,	14,
13	10,	219,	11,	94,	10,	331,
15	6,	245,	8,	357,	8,	129,
17			9,	24,	8,	203,
19	8,	36,	4,	270,	7,	188,
21	1,	110,	5,	141,	4,	330,
25	4,	219,			4,	38,

Sem dúvida, a utilização do sistema de produção de pulsos PIE levou a uma alteração das amplitudes tanto da fundamental quanto das harmônicas de todas as fases. O valor da amplitude da fundamental da corrente aumentou nas três fases. Já os valores relativos das harmônicas não-características (3^{a} , 9^{a} , 15^{a} , ...) foram atenuados, em relação ao CASO N° 5. As lacunas presentes na tabela acima indicam a inexistência da referida harmônica naquela fase (pelo menos o cálculo encontrou um valor inferior à 0,2% da fundamental).

Esta não é uma conclusão, mas tão somente uma constatação, uma vez que através do sistema de produção de pulsos as formas de onda das correntes nas três fases foram completamente alteradas. Deste modo, pode-se observar a influência do método de produção de pulsos no funcionamento de um RCT.

CASO N° 7

DADOS:

Os dados são os mesmos do CASO N° 1, sendo que aqui se considera um RCT de 12 pulsos, ou seja, considera-se 2 RCT's idênticos alimentados através de trafos com defasagem entre si de 30° em seus secundários, conforme o esquema da figura III.3-23(b).

NÚMERO DE PULSOS DO RCT:	12
--------------------------	----

RESULTADOS OBTIDOS:

Como neste caso tem-se dois RCT's alimentados através de trafos com defasagem de 30° entre si, os ângulos de cruzamento e de condução, determinados pelo sistema de controle no secundário destes trafos, são apresentados a seguir. Deve-se ressaltar que, neste caso, tais ângulos independem do sistema de disparo das válvulas.

REATOR N° 1:

NÚMERO DA VÁLVULA	ÂNGULO DE CRUZAMENTO (GRAUS)	ÂNGULO DE CONDUÇÃO (GRAUS)
1	30,0	120,0
2	90,0	180,0
3	150,0	240,0
4	210,0	300,0
5	270,0	360,0
6	330,0	420,0

REATOR N° 2:

NÚMERO DA VÁLVULA	ÂNGULO DE CRUZAMENTO (GRAUS)	ÂNGULO DE CONDUÇÃO (GRAUS)
1	0,0	90,0
2	60,0	150,0
3	120,0	210,0
4	180,0	270,0
5	240,0	330,0
6	300,0	390,0

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM	FASE A		FASE B		FASE C	
HARM.	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	6.098,	270,	6.098,	150,	6.098,	30,

Em relação ao CASO N° 1, a única alteração foi a duplicação da corrente, uma vez que se tem agora 2 RCT's.

CASO N^o 8

DADOS:

Os dados são os mesmos do CASO N^o 7, exceto pela tensão de alimentação que passa a apresentar um desequilíbrio de cerca de 10% de sequência negativa. O sistema de produção de pulsos utilizado é o PIE.

TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO:		
$v_a(t) = 18.779,42 \text{ sen } \omega t$	V	
$v_b(t) = 18.810,00 \text{ sen}[\omega t + 234,79^\circ]$	V	
$v_c(t) = 18.810,00 \text{ sen}[\omega t + 125,21^\circ]$	V	
SISTEMA DE PRODUÇÃO DE PULSOS:		PIE

RESULTADOS OBTIDOS:

Neste caso, a tensão de alimentação apresenta um certo desequilíbrio, e deste modo, os ângulos de cruzamento são diferentes do caso anterior.

REATOR N^o 1:

NÚMERO DA VÁLVULA	ÂNGULO DE CRUZAMENTO (GRAUS)	ÂNGULO DE CONDUÇÃO (GRAUS)
1	25,3	115,3
2	90,0	175,3
3	154,7	235,3
4	205,3	295,3
5	270,0	355,3
6	334,7	415,3

REATOR N^o 2:

NÚMERO DA VÁLVULA	ÂNGULO DE CRUZAMENTO (GRAUS)	ÂNGULO DE CONDUÇÃO (GRAUS)
1	0,0	90,0
2	54,8	150,0
3	125,2	210,0
4	180,0	270,0
5	234,8	330,0
6	305,2	390,0

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM	FASE A		FASE B		FASE C	
HARM.	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	7.066,	273,	6.479,	143,	5.771,	33,
3	143,	168,	107,	45,	125,	301,
5	43,	73,	76,	209,	54,	355,
7	46,	252,	14,	169,	49,	55,
9	20,	105,	42,	265,	24,	69,
11	34,	4,	40,	167,	13,	295,
13	12,	232,	30,	96,	23,	300,
15	14,	154,	3,	250,	14,	346,
17	2,	208,	12,	234,	14,	50,
19	4,	0,	8,	255,	8,	105,
23			6,	90,	6,	270,

Tem-se aqui, além do desequilíbrio da corrente fundamental e das correntes harmônicas características, a presença de harmônicas não-características, múltiplas ímpares de 3, que apresentam soma nula.

CASO Nº 9

DADOS:

Este caso é idêntico ao CASO Nº7, exceto pelo ângulo de disparo das válvulas que aqui foi feito igual à 100°.

ÂNGULO DE DISPARO (GRAUS):	100,0
----------------------------	-------

RESULTADOS OBTIDOS:

Os ângulos de cruzamento e de condução para os dois reatores são os apresentados a seguir.

REATOR N^o 1:

NÚMERO DA VÁLVULA	ÂNGULO DE CRUZAMENTO (GRAUS)	ÂNGULO DE CONDUÇÃO (GRAUS)
1	30,0	130,0
2	90,0	190,0
3	150,0	250,0
4	210,0	310,0
5	270,0	370,0
6	330,0	430,0

REATOR N^o 2:

NÚMERO DA VÁLVULA	ÂNGULO DE CRUZAMENTO (GRAUS)	ÂNGULO DE CONDUÇÃO (GRAUS)
1	0,0	100,0
2	60,0	160,0
3	120,0	220,0
4	180,0	280,0
5	240,0	340,0
6	300,0	400,0

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM	FASE A		FASE B		FASE C	
HARM.	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	4.758,	270,	4.758,	150,	4.758,	30,
11	60,	270,	60,	30,	60,	150,
13	35,	90,	35,	360,	35,	210,
23	11,	90,	11,	210,	11,	330,
25	11,	270,	11,	150,	11,	30,

A alteração no ângulo de disparo das válvulas acarretou o aparecimento das harmônicas características, de pequena amplitude, nas correntes de linha. Comparando-se com o CASO N^o 7, constata-se, obviamente, a diminuição da corrente fundamental.

Como era de se esperar, uma vez que a alimentação é equilibrada, e havendo total equilíbrio entre os dois RCT's, o conteúdo harmônico da corrente de cada um deles, do lado primário, apresenta amplitudes idênticas, estando porém, cada ordem defasada de um ângulo correspondente à $(n \times 30^\circ)$, onde n é a respectiva ordem

harmônica, numa situação totalmente semelhante daquela descrita fasorialmente nas figuras II-5 e II-6, por isso nas correntes de linha não constam as harmônicas de ordens 5, 7, 17 e 19.

CASO Nº 10

DADOS:

Este caso é idêntico ao CASO Nº 8, exceto pelo ângulo de disparo das válvulas que agora vale 100°.

RESULTADOS OBTIDOS:

Como neste caso, a tensão de alimentação apresenta um certo desequilíbrio, além do ângulo de disparo valer agora 100°, então os ângulos de cruzamento e os ângulos de condução para os dois reatores são os apresentados nas tabelas abaixo.

REATOR Nº 1:

NÚMERO DA VÁLVULA	ÂNGULO DE CRUZAMENTO (GRAUS)	ÂNGULO DE CONDUÇÃO (GRAUS)
1	25,3	125,3
2	90,0	185,3
3	154,7	245,3
4	205,3	305,3
5	270,0	365,3
6	334,7	425,3

REATOR Nº 2:

NÚMERO DA VÁLVULA	ÂNGULO DE CRUZAMENTO (GRAUS)	ÂNGULO DE CONDUÇÃO (GRAUS)
1	0,0	100,0
2	54,8	160,0
3	125,2	220,0
4	180,0	280,0
5	234,8	340,0
6	305,2	400,0

Neste caso, dado o desequilíbrio entre fases da tensão de alimentação, não se pode prever qual será o conteúdo harmônico das correntes deste RCT. Os resultados obtidos foram os seguintes.

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A. :

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM	FASE A		FASE B		FASE C	
HARM.	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	5.593,	274,	5.195,	143,	4.500,	33,
3	151,	206,	109,	85,	134,	341,
5	53,	60,	62,	220,	22,	344,
7	41,	261,	28,	82,	14,	80,
9	19,	182,	40,	347,	22,	155,
11	23,	299,	33,	9,	46,	161,
13	28,	97,	24,	291,	7,	225,
15	15,	301,	3,	42,	14,	131,
17	5,	31,	11,	57,	16,	229,
19	2,	152,	9,	44,	9,	239,
23	6,	90,	7,	270,	1,	90,
25	4,	359,	1,	359,	6,	179,

Em relação ao CASO N^o 8, as amplitudes das correntes fundamentais diminuíram, no entanto, as amplitudes relativas das harmônicas, sobretudo das não-características, aumentaram.

CASO N^o 11

DADOS:

Neste caso, a única alteração imposta em relação ao CASO N^o 4, é a introdução de um conteúdo harmônico equilibrado de 2^a ordem nas tensões de alimentação. Neste caso, em particular utilizou-se o método de produção de pulsos PIE.

TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO:	
$v_a(t) = 18.779,42 \text{ sen } \omega t + 350,0 \text{ sen } 2\omega t$	V
$v_b(t) = 18.779,42 \text{ sen } \left[\omega t - \frac{2\pi}{3} \right] + 350,0 \text{ sen } \left[2\omega t + \frac{2\pi}{3} \right]$	V
$v_c(t) = 18.779,42 \text{ sen } \left[\omega t + \frac{2\pi}{3} \right] + 350,0 \text{ sen } \left[2\omega t - \frac{2\pi}{3} \right]$	V
SISTEMA DE PRODUÇÃO DE PULSOS:	PIE

Importância especial deve ser dada neste caso para a distinção entre ângulos de cruzamento (que servem de referência para os ângulos de condução num caso de tensões sem conteúdo harmônico e sistema CIP, apenas somando-se com o ângulo de atraso α) e os ângulos de condução propriamente ditos. Aqui, apesar das tensões de alimentação apresentarem conteúdo harmônico os ângulos de condução são os mesmos do CASO N^o 4, pois a tensão que serve de referência neste caso para o controle do RCT é a tensão fundamental, que encontra-se totalmente equilibrada, e não os ângulos de cruzamento das tensões considerando-se todo o conteúdo harmônico. Esta filosofia de controle para os RCT's é um tanto diferente daquela utilizada para os conversores; no entanto, isto se justifica face ao interesse de se controlar principalmente "distúrbios" na frequência fundamental, como tensão e intercâmbio de reativos através de equipamentos desta espécie.

RESULTADOS OBTIDOS:

Nas tabelas abaixo encontram-se os ângulos de cruzamento das tensões, calculados para este caso, assim como os ângulos de condução definidos pela filosofia do método de produção de pulsos.

NÚMERO DA VÁLVULA	ÂNGULO DE CRUZAMENTO (GRAUS)	ÂNGULO DE CONDUÇÃO (GRAUS)
1	28,9	150,0
2	91,1	210,0
3	148,9	270,0
4	211,1	330,0
5	268,9	390,0
6	331,1	450,0

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM HARM.	FASE A		FASE B		FASE C	
	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	570,	271,	856,	162,	865,	21,
2	408,	2,	229,	148,	250,	211,
3			121,	7,	121,	187,
4	47,	3,	30,	202,	21,	153,
5	37,	275,	54,	25,	54,	165,
6			27,	102,	27,	282,
7	18,	276,	28,	172,	30,	28,
8	12,	187,	8,	323,	8,	49,
9			11,	197,	11,	17,
10	9,	188,	7,	24,	4,	340,
11	5,	99,	7,	214,	7,	348,
12			6,	293,	6,	113,
13	6,	101,	10,	359,	11,	214,
14	3,	12,	3,	140,	2,	249,
15			4,	28,	4,	208,
16	4,	14,	3,	208,	1,	157,
17	2,	285,	2,	45,	2,	164,
18			2,	123,	2,	303,
19	3,	286,	5,	187,	6,	42,
20	1,	198,	1,	322,	1,	95,

Neste caso a alimentação apresenta um sistema trifásico equilibrado de 2^a harmônica de pequena amplitude superposta ao sistema trifásico equilibrado fundamental. No entanto, isto foi suficiente para o aparecimento das harmônicas pares não múltiplas de 3 (2^a, 4^a, 8^a, 10^a, 14^a, 16^a, 20^a, ...) a exemplo do que ocorreu com os conversores; só que aqui a situação se agrava uma vez que a filosofia do método de produção de pulsos enseja um considerável desequilíbrio entre as fases o que acarreta no aparecimento da 3^a harmônica e suas múltiplas ocasionando, em princípio, a presença de todas as ordens harmônicas.

Neste caso, todas as ordens harmônicas de seqüência positiva ou negativa, tentam "manter sua seqüência" respectiva. Já as ordens de seqüência nula apresentam somatória nula.

Os resultados apresentados aqui, a exemplo dos apresentados no item III.2.7 para os conversores, servem apenas para ilustrar o comportamento de um RCT quando operando sob determinadas condições, e não pretendem de modo algum abranger todas as condições possíveis de operação.

III.3.3. REATOR DE NÚCLEO SATURADO (RNS)

III.3.3.1. INTRODUÇÃO

Historicamente, o reator de núcleo saturado (RNS) é o mais antigo dos meios de compensação estática controlável, pois sua tecnologia foi dominada muito antes do aparecimento dos sistemas de controle a estado sólido. Por volta de 1930 este equipamento já era exaustivamente estudado sendo sua aplicação comercial já bastante difundida para instalações industriais. Na área de sistemas de potência, o RNS já tinha aplicações previstas na primeira metade da década de 60.

Este tipo de unidade variável de um compensador estático difere bastante dos outros tipos existentes no mercado, pois não se serve de tiristores ou de qualquer outro sistema de controle a fim de exercer sua função básica. Além disto, outro ponto que o distingue dos demais é o fato de ser um elemento inerentemente não linear.

O reator de núcleo saturado é um componente de compensador estático que, por trabalhar normalmente em sua faixa de saturação, consegue manter a tensão do barramento em que se encontra conectado dentro de uma determinada faixa de regulação utilizando-se para tanto da variação do seu intercâmbio de corrente, e portanto de potência reativa, dentro de suas características operativas não lineares.

Obviamente, como se trata de um reator, quando opera isolado como um compensador estático, o RNS só tem condições de absorver potência reativa, não podendo suprir por si mesmo necessidades de reativos, transitórios ou permanentes, que o sistema venha a apresentar.

O RNS tem condições de exercer uma ação contínua de controle, variando sua absorção de reativos de maneira uniforme, dentro de certa faixa, conforme as necessidades encontradas.

Uma vez que o RNS não apresenta um sistema específico que estabeleça uma certa lógica de controle, sua ação restringe-se ao controle de tensão de sua própria barra, não tendo condições de supervisionar qualquer outra variável do sistema, exercendo sua função somente através de suas propriedades não lineares.

Na construção do núcleo dos RNS emprega-se um material que apresenta uma alta permeabilidade magnética na região não saturada, um efeito desprezível da histerese, e uma baixa e quase constante permeabilidade na região saturada; sendo normalmente escolhido para tal, o aço de grãos orientados laminado a frio.

Baseando-se nos requisitos exigidos para um núcleo de um RNS, pode-se chegar à curva da figura III.3-27.

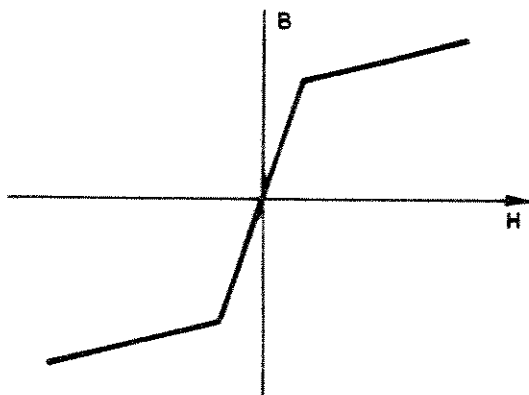


Figura III.3-27 - Característica de magnetização de um RNS.

Para a análise do comportamento de um RNS dentro de um sistema elétrico, convém, por questão de simplicidade, enfocar uma unidade monofásica, e por questão de generalidade, que a alimentação seja periódica e distorcida.

Considerando-se uma simples mudança de escala, pode-se transformar a curva $B \times H$ numa curva $\psi \times i$, conforme a figura III.3-28(a).

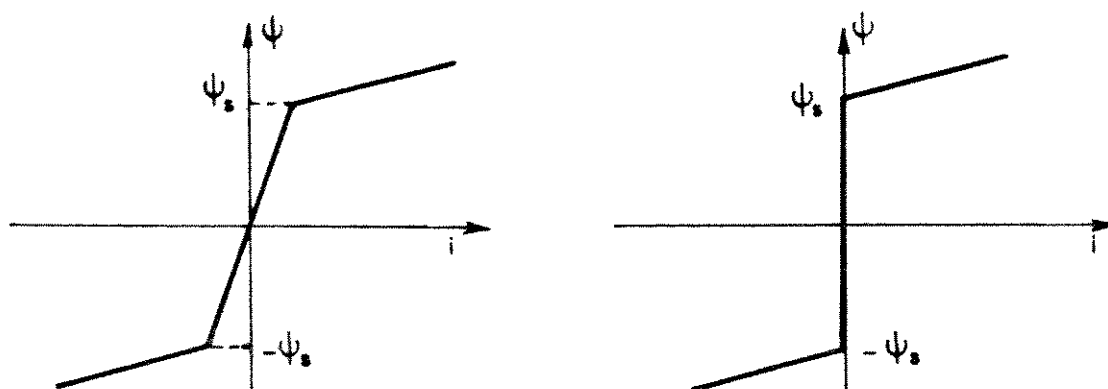


Figura III.3-28 - Característica $\psi \times i$ de um RNS

(a) real

(b) aproximação com corrente nula antes da saturação

III.3.3.2. RNS MONOFÁSICO COM ALIMENTAÇÃO PERIÓDICA DISTORCIDA

Levando-se em conta que a corrente no RNS é normalmente desprezível antes da saturação pode-se utilizar a curva da figura III.3-28(b) como sendo a característica $\psi \times i$ de um RNS, sem que a aproximação traga prejuízos.

Adotando-se o circuito da figura III.3-29 para a análise do RNS, tem-se que o fluxo concatenado λ no RNS é dado por:

$$\lambda = N \psi \quad (\text{III.3-73})$$

onde N é o número de espiras do RNS.

Por inspeção do circuito adotado, e considerando a relação existente entre tensão e corrente num indutor, tem-se:

$$v(t) = L \frac{d i(t)}{dt} + e_r(t) \quad (\text{III.3-74})$$

onde:

$$e_r(t) = \frac{d \lambda(t)}{dt} \quad (\text{III.3-75})$$

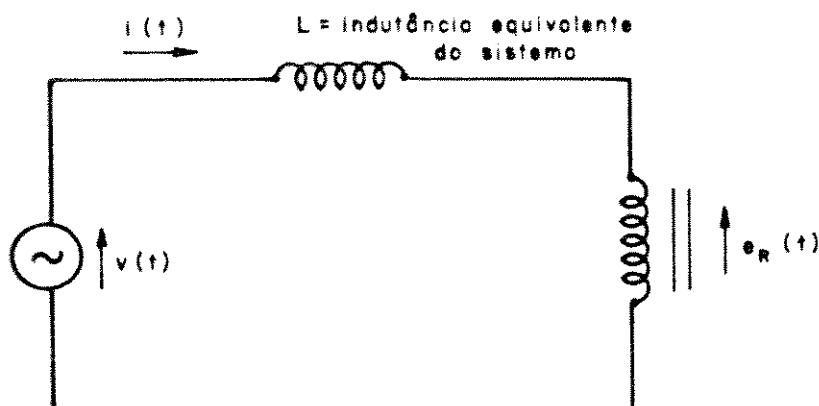


Figura III.3-29 - Circuito simplificado para análise do RNS

$$\text{onde } v(t) = \sum_{k=1}^{\infty} V_{m_k} \cos[k\omega t + \alpha_k]$$

Ou seja:

$$\sum_{k=1}^{\infty} V_{m_k} \cos[k\omega t + \alpha_k] = L \frac{d i(t)}{dt} + \frac{d \lambda(t)}{dt} \quad (\text{III.3-76})$$

Integrando-se membro a membro a expressão (III.3-76) tem-se:

$$\sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \sin[k\omega t + \alpha_k]}{k\omega} = L i(t) + \lambda(t) \quad (\text{III.3-77})$$

Na região não-saturada, tem-se que $i(t)=0$, e portanto de (III.3-77), o fluxo concatenado na região não-saturada é:

$$\lambda(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \sin[k\omega t + \alpha_k]}{k\omega} \quad (\text{III.3-78})$$

e portanto a tensão aplicada no RNS é:

$$e_r(t) = \frac{d \lambda(t)}{dt} = \sum_{k=1}^{\infty} V_{m_k} \cos[k\omega t + \alpha_k] \quad (\text{III.3-79})$$

O RNS saturará quando seu fluxo concatenado atingir o valor λ_s que corresponde a um ângulo θ_1 genérico em termos fundamentais, ou seja:

$$\lambda_s = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \sin[k\theta_1 + \alpha_k]}{k\omega} \quad (\text{III.3-80})$$

Pela figura III.3.28(b), tem-se, na região saturada, que:

$$\psi(t) = \psi_s + \mathcal{N} i(t) \quad (\text{III.3-81})$$

$$\text{onde } \psi_s = \frac{\lambda_s}{N}$$

ou seja:

$$\lambda(t) = \lambda_s + N \mathcal{N} i(t) \quad (\text{III.3-82})$$

Portanto:

$$\lambda(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \sin[k\theta_1 + \alpha_k]}{k\omega} + N \mathcal{N} i(t) \quad (\text{III.3-83})$$

que substituído em (III.3-76) resulta em:

$$\sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \sin[k\omega t + \alpha_k]}{k\omega} = L i(t) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \sin[k\theta_1 + \alpha_k]}{k\omega} + N \mathcal{N} i(t) \quad (\text{III.3-84})$$

Deste modo, a corrente do RNS na região saturada será expressa por:

$$i(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\left[V_{m_k} \sin[k\omega t + \alpha_k] - V_{m_k} \sin[k\theta_1 + \alpha_k] \right]}{(L + N\mathcal{N})k\omega} \quad (\text{III.3-85})$$

A tensão aplicada ao RNS na condição saturada é:

$$e_r(t) = \frac{d \lambda(t)}{dt} = \frac{d}{dt} \left[\lambda_s + N\mathcal{N} i(t) \right] = \frac{N\mathcal{N}}{L + N\mathcal{N}} \sum_{k=1}^{\infty} V_{m_k} \cos[k\omega t + \alpha_k] \quad (\text{III.3-86})$$

Ao passo que o fluxo concatenado é:

$$\begin{aligned} \lambda(t) = & \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \sin[k\theta_1 + \alpha_k]}{k\omega} + \frac{N\mathcal{N}}{L + N\mathcal{N}} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \sin[k\omega t + \alpha_k]}{k\omega} \\ & - \frac{N\mathcal{N}}{L + N\mathcal{N}} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \sin[k\theta_1 + \alpha_k]}{k\omega} \end{aligned} \quad (\text{III.3-87})$$

ou seja:

$$\lambda(t) = \frac{N\mathcal{X}}{L + N\mathcal{X}} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \text{sen}[k\omega t + \alpha_k]}{k\omega} +$$

$$+ \left[1 - \frac{N\mathcal{X}}{L + N\mathcal{X}} \right] \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \text{sen}[k\theta_1 + \alpha_k]}{k\omega} \quad (\text{III.3-88})$$

III.3.2.1. ANÁLISE DE FOURIER DA CORRENTE DE UM RNS MONOFÁSICO COM ALIMENTAÇÃO PERIÓDICA DISTORCIDA

Baseando-se na expressão (III.3-85) a corrente num RNS pode ser expressa por:

$$i(\omega t) = \frac{1}{L + N\mathcal{X}} \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{V_{m_k} \text{sen}[k\omega t + \alpha_k] - V_{m_k} \text{sen}[k\theta_1 + \alpha_k]}{k\omega} \right] \Bigg|_{\theta_1}^{\theta_2} +$$

$$+ \frac{1}{L + N\mathcal{X}} \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{V_{m_k} \text{sen}[k\omega t + \alpha_k] - V_{m_k} \text{sen}[k\theta_1 + \alpha_k]}{k\omega} \right] \Bigg|_{\theta_3}^{\theta_4} \quad (\text{III.3-89})$$

onde θ_1 , θ_2 , θ_3 e θ_4 são os ângulos onde $|\lambda(t)| = \lambda_s$, com $\theta_4 > \theta_3 > \theta_2 > \theta_1$.

Os coeficientes de Fourier da corrente no RNS monofásico podem ser calculados pelas expressões:

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) d\omega t \quad (\text{III.3-90})$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cos(n\omega t) d\omega t \quad (\text{III.3-91})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \text{sen}(n\omega t) d\omega t \quad (\text{III.3-92})$$

Devido a hipótese da tensão de alimentação ser distorcida, mas periódica e de valor médio nulo, então:

$$a_0 = 0 \quad (\text{III.3-93})$$

Já os coeficientes a_n podem ser expressos por:

$$\begin{aligned}
 a_n = & \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{L + N\omega} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \sin[k\omega t + \alpha_k] \cos n\omega t}{k\omega} d\omega t - \\
 & - \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{L + N\omega} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \sin[k\theta_1 + \alpha_k] \cos n\omega t}{k\omega} d\omega t + \\
 & + \frac{1}{\pi} \int_{\theta_3}^{\theta_4} \frac{1}{L + N\omega} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \sin[k\omega t + \alpha_k] \cos n\omega t}{k\omega} d\omega t - \\
 & - \frac{1}{\pi} \int_{\theta_3}^{\theta_4} \frac{1}{L + N\omega} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \sin[k\theta_1 + \alpha_k] \cos n\omega t}{k\omega} d\omega t
 \end{aligned}$$

(III.3-94)

Lembrando-se que:

$$\sin[k\omega t + \alpha_k] = [\sin k\omega t \cos \alpha_k + \cos k\omega t \sin \alpha_k]$$

e que:

$$\sin[k\theta_1 + \alpha_k] = [\sin k\theta_1 \cos \alpha_k + \cos k\theta_1 \sin \alpha_k]$$

Então:

$$\begin{aligned}
 a_n = & \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{L + N\omega} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k}}{k\omega} [\cos \alpha_k \sin k\omega t + \sin \alpha_k \cos k\omega t] \cos n\omega t d\omega t - \\
 & - \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{L + N\omega} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k}}{k\omega} [\cos \alpha_k \sin k\theta_1 + \sin \alpha_k \cos k\theta_1] \cos n\omega t d\omega t + \\
 & + \frac{1}{\pi} \int_{\theta_3}^{\theta_4} \frac{1}{L + N\omega} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k}}{k\omega} [\cos \alpha_k \sin k\omega t + \sin \alpha_k \cos k\omega t] \cos n\omega t d\omega t - \\
 & - \frac{1}{\pi} \int_{\theta_3}^{\theta_4} \frac{1}{L + N\omega} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k}}{k\omega} [\cos \alpha_k \sin k\theta_1 + \sin \alpha_k \cos k\theta_1] \cos n\omega t d\omega t
 \end{aligned}$$

(III.3-95)

Ou seja:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \frac{1}{L+N\alpha} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k}}{k\omega} \left[A_{n1} - A_{n2} \right] \quad (\text{III.3-96})$$

onde:

para $n \neq k$:

$$A_{n1} = \left\{ \left[\cos \alpha_k \left[- \frac{\cos[k-n]\omega t}{2[k-n]} - \frac{\cos[k+n]\omega t}{2[k+n]} \right] + \right. \right. \\ \left. \left. + \sin \alpha_k \left[\frac{\sin[k-n]\omega t}{2[k-n]} + \frac{\sin[k+n]\omega t}{2[k+n]} \right] \right]_{\theta_1}^{\theta_2} + \right. \\ \left. + \left[\cos \alpha_k \left[- \frac{\cos[k-n]\omega t}{2[k-n]} - \frac{\cos[k+n]\omega t}{2[k+n]} \right] + \right. \right. \\ \left. \left. + \sin \alpha_k \left[\frac{\sin[k-n]\omega t}{2[k-n]} + \frac{\sin[k+n]\omega t}{2[k+n]} \right] \right]_{\theta_3}^{\theta_4} \right\}$$

para $n = k$:

$$A_{n1} = \left\{ \left[\cos \alpha_k \frac{\sin^2 k \omega t}{2k} + \sin \alpha_k \left(\frac{\omega t}{2} + \frac{\sin 2k \omega t}{4k} \right) \right]_{\theta_1}^{\theta_2} + \right. \\ \left. + \left[\cos \alpha_k \frac{\sin^2 k \omega t}{2k} + \sin \alpha_k \left(\frac{\omega t}{2} + \frac{\sin 2k \omega t}{4k} \right) \right]_{\theta_3}^{\theta_4} \right\}$$

e,

$$A_{n2} = \left\{ \left[\left(\cos \alpha_k \sin k \theta_1 - \sin \alpha_k \cos k \theta_1 \right) \frac{\sin k \omega t}{k} \right]_{\theta_1}^{\theta_2} + \right. \\ \left. + \left[\left(\cos \alpha_k \sin k \theta_1 - \sin \alpha_k \cos k \theta_1 \right) \frac{\sin k \omega t}{k} \right]_{\theta_3}^{\theta_4} \right\}$$

Os coeficientes b_n , neste caso podem ser expressos por:

$$\begin{aligned}
 b_n = & \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{L + N\mathcal{K}} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \operatorname{sen}[k\omega t + \alpha_k] \operatorname{sen} n\omega t}{k\omega} d\omega t - \\
 & - \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{L + N\mathcal{K}} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \operatorname{sen}[k\theta_1 + \alpha_k] \operatorname{sen} n\omega t}{k\omega} d\omega t + \\
 & + \frac{1}{\pi} \int_{\theta_3}^{\theta_4} \frac{1}{L + N\mathcal{K}} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \operatorname{sen}[k\omega t + \alpha_k] \operatorname{sen} n\omega t}{k\omega} d\omega t - \\
 & - \frac{1}{\pi} \int_{\theta_3}^{\theta_4} \frac{1}{L + N\mathcal{K}} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k} \operatorname{sen}[k\theta_1 + \alpha_k] \operatorname{sen} n\omega t}{k\omega} d\omega t
 \end{aligned}$$

(III.3-97)

Então:

$$\begin{aligned}
 b_n = & \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{L + N\mathcal{K}} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k}}{k\omega} \left[\cos\alpha_k \operatorname{sen}k\omega t + \operatorname{sen}\alpha_k \cosk\omega t \right] \operatorname{sen}n\omega t d\omega t - \\
 & - \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{L + N\mathcal{K}} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k}}{k\omega} \left[\cos\alpha_k \operatorname{sen}k\theta_1 + \operatorname{sen}\alpha_k \cosk\theta_1 \right] \operatorname{sen}n\omega t d\omega t + \\
 & + \frac{1}{\pi} \int_{\theta_3}^{\theta_4} \frac{1}{L + N\mathcal{K}} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k}}{k\omega} \left[\cos\alpha_k \operatorname{sen}k\omega t + \operatorname{sen}\alpha_k \cosk\omega t \right] \operatorname{sen}n\omega t d\omega t - \\
 & - \frac{1}{\pi} \int_{\theta_3}^{\theta_4} \frac{1}{L + N\mathcal{K}} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k}}{k\omega} \left[\cos\alpha_k \operatorname{sen}k\theta_1 + \operatorname{sen}\alpha_k \cosk\theta_1 \right] \operatorname{sen}n\omega t d\omega t
 \end{aligned}$$

(III.3-98)

Ou seja:

$$b_n = \frac{1}{\pi} \frac{1}{L + N\mathcal{K}} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{m_k}}{k\omega} \left[B_{n1} - B_{n2} \right] \quad \text{(III.3-99)}$$

onde

para $n \neq k$.

$$B_{n1} = \left\{ \left[\cos \alpha_k \left[\frac{\sin[k-n]\omega t}{2[k-n]} - \frac{\sin[k+n]\omega t}{2[k+n]} \right] + \right. \right. \\ \left. \left. + \sin \alpha_k \left[-\frac{\cos[n-k]\omega t}{2[n-k]} - \frac{\cos[n+k]\omega t}{2[n+k]} \right] \right]_{\theta_1}^{\theta_2} + \right. \\ \left. + \left[\cos \alpha_k \left[\frac{\sin[k-n]\omega t}{2[k-n]} - \frac{\sin[k+n]\omega t}{2[k+n]} \right] + \right. \right. \\ \left. \left. + \sin \alpha_k \left[-\frac{\cos[n-k]\omega t}{2[n-k]} - \frac{\cos[n+k]\omega t}{2[n+k]} \right] \right]_{\theta_3}^{\theta_4} \right\}$$

para $n = k$:

$$B_{n1} = \left\{ \left[\cos \alpha_k \left(\frac{\omega t}{2} - \frac{\sin 2k\omega t}{4k} \right) + \sin \alpha_k \frac{\sin^2 k\omega t}{2k} \right]_{\theta_1}^{\theta_2} + \right. \\ \left. + \left[\cos \alpha_k \left(\frac{\omega t}{2} - \frac{\sin 2k\omega t}{4k} \right) + \sin \alpha_k \frac{\sin^2 k\omega t}{2k} \right]_{\theta_3}^{\theta_4} \right\}$$

e,

$$B_{n2} = \left\{ \left[\left(\cos \alpha_k \sin k\theta_1 - \sin \alpha_k \cos k\theta_1 \right) \left(-\frac{\cos k\omega t}{k} \right) \right]_{\theta_1}^{\theta_2} + \right. \\ \left. + \left[\left(\cos \alpha_k \sin k\theta_1 - \sin \alpha_k \cos k\theta_1 \right) \left(-\frac{\cos k\omega t}{k} \right) \right]_{\theta_3}^{\theta_4} \right\}$$

Deste modo pode-se, em princípio constatar a presença de todas as ordens harmônicas na corrente de um RNS monofásico sujeito à uma tensão periódica distorcida.

III.3.3. RNS MONOFÁSICO COM ALIMENTAÇÃO PURAMENTE SENOIDAL

Particularizando-se a situação na qual a alimentação do RNS monofásico não apresente distorções e partindo-se da figura III.3-29 e das expressões (III.3-74) e (III.3-75), tem-se que:

$$v(t) = V_m \cos \omega t \quad (\text{III.3-100})$$

e então:

$$V_m \cos \omega t = L \frac{d i(t)}{dt} + \frac{d \lambda(t)}{dt} \quad (\text{III.3-101})$$

Integrando-se membro a membro a expressão (III.3-101) tem-se:

$$\frac{V_m \sin \omega t}{\omega} = L i(t) + \lambda(t) \quad (\text{III.3-102})$$

Assumindo-se a curva da figura III.3-27(b) como a curva característica de um RNS, tem-se antes da saturação:

$$i(t) = 0 \quad (\text{III.3-103})$$

e,

$$\lambda(t) = \frac{V_m \sin \omega t}{\omega} \quad (\text{III.3-104})$$

Supondo-se que a saturação seja atingida num ângulo genérico θ , o fluxo concatenado $\lambda(t)$ no RNS atingirá no instante da saturação o valor:

$$\lambda_s = \frac{V_m \sin \theta}{\omega} \quad (\text{III.3-105})$$

Substituindo-se a expressão (III.3-105) na expressão (III.3-82) tem-se:

$$\lambda(t) = \frac{V_m \sin \theta}{\omega} + N \mathcal{K} i(t) \quad (\text{III.3-106})$$

Deste modo, na região saturada a expressão (III.3-102) fica:

$$\frac{V_m \sin \omega t}{\omega} = L i(t) + \frac{V_m \sin \theta}{\omega} + N \mathcal{K} i(t) \quad (\text{III.3-107})$$

ou seja:

$$i(t) = \frac{V_m \operatorname{sen} \omega t - V_m \operatorname{sen} \theta}{\omega(L + N\mathcal{X})} \quad (\text{III.3-108})$$

Uma vez que a tensão no RNS é dada pela expressão (III.3-75), tem-se na região não-saturada:

$$e_r(t) = \frac{d}{dt} \frac{V_m \operatorname{sen} \omega t}{\omega} = V_m \cos \omega t \quad (\text{III.3-109})$$

Já na região saturada, a tensão no RNS é dada por:

$$e_r(t) = \frac{d}{dt} \left[\lambda_s + N \mathcal{X} i(t) \right] = \frac{d}{dt} N \mathcal{X} i(t) \quad (\text{III.3-110})$$

ou seja:

$$e_r(t) = \frac{d}{dt} \left\{ N \mathcal{X} \left[\frac{V_m \operatorname{sen} \omega t - V_m \operatorname{sen} \theta}{\omega(L + N\mathcal{X})} \right] \right\} \quad (\text{III.3-111})$$

que resulta em:

$$e_r(t) = \frac{N\mathcal{X}}{L + N\mathcal{X}} V_m \cos \omega t \quad (\text{III.3-112})$$

A figura III.3-30 mostra as curvas de desempenho no tempo do circuito simplificado da figura III.3-29, para uma tensão de alimentação dada por $v(t) = V_m \cos \omega t$, considerando que o RNS não conduz até saturar.

III.3.3.1. ANÁLISE DE FOURIER DA CORRENTE DE UM RNS MONOFÁSICO COM ALIMENTAÇÃO PURAMENTE SENOIDAL

A corrente num RNS monofásico, cujo aspecto é apresentado na figura III.3-30(b), pode ser expressa por:

$$i(\omega t) = \frac{1}{\omega(L + N\mathcal{X})} \left[V_m \operatorname{sen} \omega t - V_m \operatorname{sen} \theta \right] \Big|_{\theta}^{\pi - \theta} + \\ + \frac{1}{\omega(L + N\mathcal{X})} \left[V_m \operatorname{sen} \omega t - V_m \operatorname{sen} [\pi + \theta] \right] \Big|_{\pi + \theta}^{2\pi - \theta} \quad (\text{III.3-113})$$

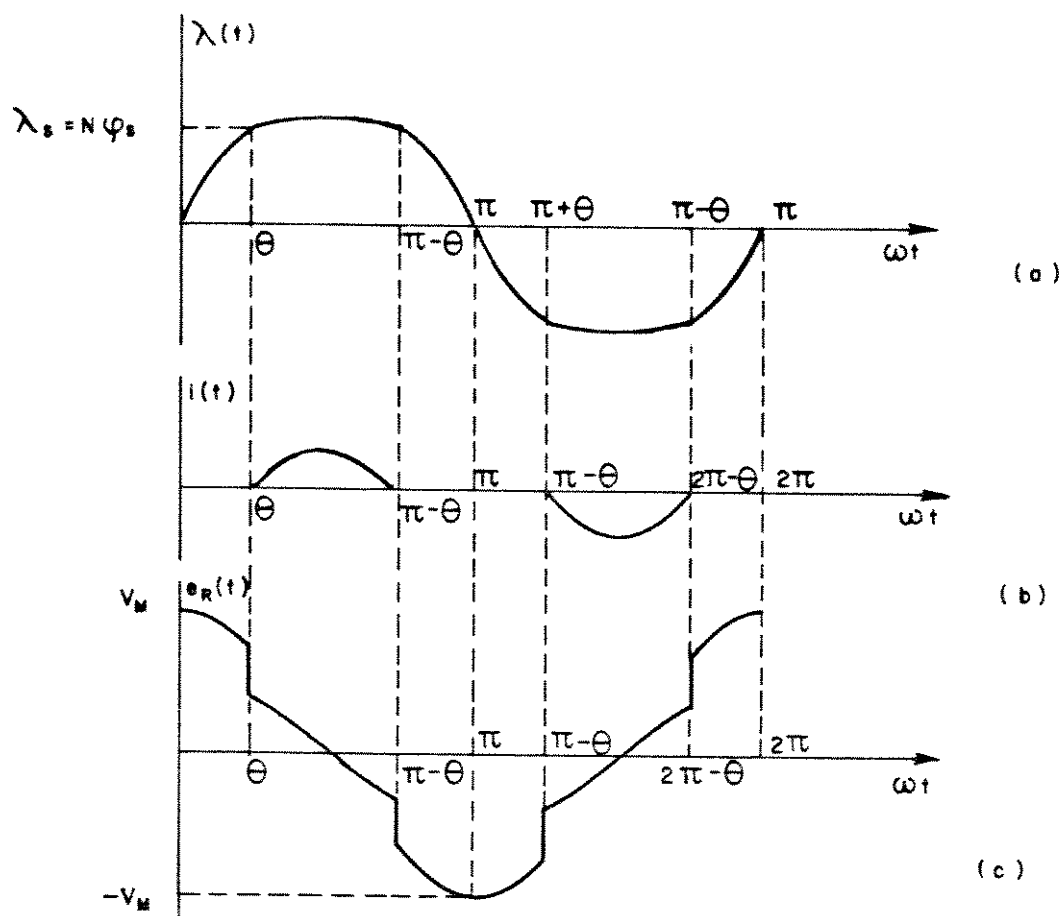


Figura III.3-30 - Curvas de desempenho no tempo do circuito da figura III.3-29 para $v(t) = V_m \cos \omega t$.

Utilizando-se as expressões (III.3-90), (III.3-91) e (III.3-92) estabelece-se os coeficientes de Fourier.

Deste modo a componente contínua (a_0) fica:

$$a_0 = \frac{1}{\omega(L+N\lambda)} \frac{1}{\pi} \left\{ \int_{\theta}^{\pi-\theta} [V_m \sin \omega t - V_m \sin \theta] d\omega t + \right. \\ \left. + \int_{\pi+\theta}^{2\pi-\theta} [V_m \sin \omega t - V_m \sin [\pi+\theta]] d\omega t \right\} \quad (\text{III.3-114})$$

que resulta em

$$a_0 = \frac{1}{\omega(L+N\lambda)} \frac{1}{\pi} V_m \left\{ \left[-\cos \omega t - \operatorname{sen} \theta \cdot \omega t \right]_{\theta}^{\pi-\theta} + \right. \\ \left. + \left[-\cos \omega t - \operatorname{sen}[\pi+\theta] \cdot \omega t \right]_{\pi+\theta}^{2\pi-\theta} \right\} = 0 \quad (\text{III.3-115})$$

Como era de se esperar, devido ao aspecto simétrico da forma de onda da corrente no RNS, não existe componente contínua.

O coeficiente do termo em cosseno (a_n) fica:

$$a_n = \frac{1}{\omega(L+N\lambda)} \frac{1}{\pi} \left\{ \int_{\theta}^{\pi-\theta} \left[V_m \operatorname{sen} \omega t - V_m \operatorname{sen} \theta \right] \cos[n\omega t] d\omega t + \right. \\ \left. + \int_{\pi+\theta}^{2\pi-\theta} \left[V_m \operatorname{sen} \omega t - V_m \operatorname{sen}[\pi+\theta] \right] \cos[n\omega t] d\omega t \right\} \quad (\text{III.3-116})$$

cujo desenvolvimento resulta em:

$$a_n = \frac{1}{\omega(L+N\lambda)} \frac{1}{\pi} V_m \left\{ A_1 \left|_{\theta}^{\pi-\theta} - A_2 \operatorname{sen} \theta \right|_{\theta}^{\pi-\theta} + A_1 \left|_{\pi+\theta}^{2\pi-\theta} - \right. \right. \\ \left. \left. - A_2 \operatorname{sen}[\pi+\theta] \right|_{\pi+\theta}^{2\pi-\theta} \right\} \quad (\text{III.3-117})$$

onde:

$$A_1 = \begin{cases} \frac{\operatorname{sen}^2 \omega t}{2} & , \text{ se } n=1 \\ \frac{\cos[n-1]\omega t}{2[n-1]} - \frac{\cos[n+1]\omega t}{2[n+1]} & , \text{ se } n \neq 1 \end{cases} \quad (\text{III.3-118})$$

$$A_2 = \frac{\operatorname{sen} n \omega t}{n} \quad (\text{III.3-119})$$

cujo resultado é nulo para qualquer n . Deste modo, $a_n=0$ para qualquer n .

O coeficiente do termo em seno (b_n) fica

$$b_n = \frac{1}{\omega(L+N\pi)} \frac{1}{\pi} \left\{ \int_{\theta}^{\pi-\theta} [V_m \operatorname{sen} \omega t - V_m \operatorname{sen} \theta] \operatorname{sen}[n\omega t] d\omega t + \right. \\ \left. + \int_{\pi+\theta}^{2\pi-\theta} [V_m \operatorname{sen} \omega t - V_m \operatorname{sen}[\pi+\theta]] \operatorname{sen}[n\omega t] d\omega t \right\} \quad (\text{III.3-120})$$

cujo desenvolvimento resulta em:

$$a_n = \frac{1}{\omega(L+N\pi)} \frac{1}{\pi} V_m \left\{ B_1 \Big|_{\theta}^{\pi-\theta} - B_2 \operatorname{sen} \theta \Big|_{\theta}^{\pi-\theta} + B_1 \Big|_{\pi+\theta}^{2\pi-\theta} - \right. \\ \left. - B_2 \operatorname{sen}[\pi+\theta] \Big|_{\pi+\theta}^{2\pi-\theta} \right\} \quad (\text{III.3-121})$$

onde:

$$B_1 = \begin{cases} \frac{\omega t}{2} - \frac{\operatorname{sen} 2\omega t}{4}, & \text{se } n=1 \\ \frac{\operatorname{sen}[n-1]\omega t}{2[n-1]} - \frac{\operatorname{sen}[n+1]\omega t}{2[n+1]}, & \text{se } n \neq 1 \end{cases} \quad (\text{III.3-122})$$

$$B_2 = - \frac{\cos n\omega t}{n} \quad (\text{III.3-123})$$

e cujo resultado é nulo para todo n par.

Deste modo b_n só não é nulo para n ímpar; ou seja a corrente de um RNS monofásico só apresenta harmônicas ímpares quando sujeito a uma tensão de alimentação puramente senoidal.

Uma vez que o RNS monofásico sob alimentação puramente senoidal é capaz de introduzir, em princípio, todas as harmônicas ímpares no sistema elétrico, pode-se inicialmente tentar a atenuação ou eliminação destas harmônicas através de filtros. No entanto, a adoção deste tipo de solução, neste caso específico, pode acarretar uma série de riscos, uma vez que pode levar o conjunto RNS-filtros a um grande número de pontos de ressonância. Além disto, a instalação de filtros requer investimentos

adicionais que podem tornar-se bastante onerosos. Somando-se a isto tudo, o fato de que o RNS é instalado em sistemas trifásicos, chegou-se à conclusão de que a melhor forma de eliminar determinadas harmônicas seria através de auto-compensação pelo arranjo adequado das ligações dos enrolamentos de um núcleo convenientemente disposto. [31]

III.3.3.4. REATORES DE NÚCLEO SATURADO TRIFÁSICOS

A mais simples configuração de um reator de núcleo saturado trifásico consiste de três unidades monofásicas conectadas em estrela, e com o ponto central ligado ao neutro do sistema conforme a figura III.3-31. Neste caso o reator pode ser considerado como constituído por três unidades monofásicas independentes, e deste modo, a corrente em cada fase do reator é descrita por expressões análogas à expressão (III.3-85), se as tensões v_a , v_b e v_c forem distorcidas. No caso específico do sistema trifásico de alimentação ser distorcido e equilibrado, as correntes apresentarão uma defasagem correspondente a 120° entre si em termos fundamentais, mas de toda forma ter-se-á, em princípio, a presença de todas as ordens harmônicas nas correntes de linha.

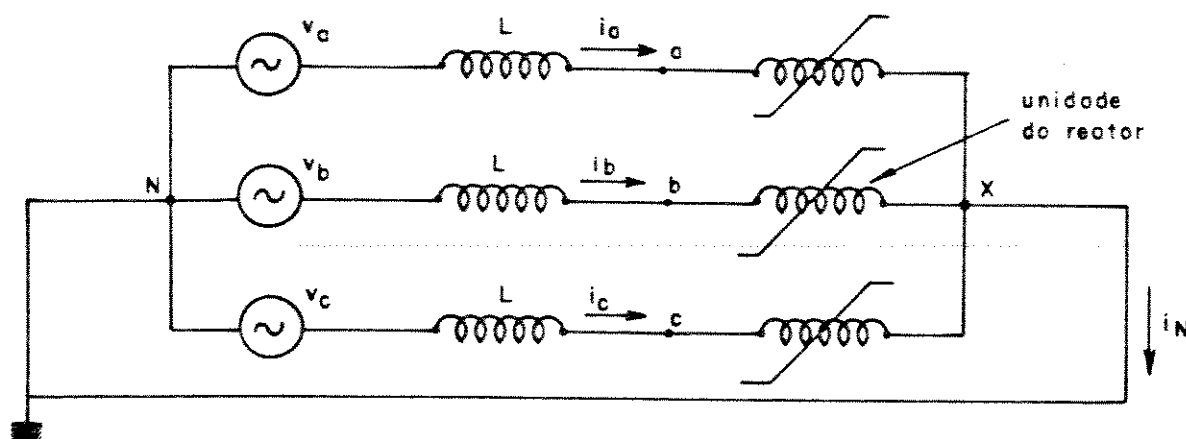


Figura III.3-31 - Reator saturado trifásico de três unidades com o ponto central ligado ao neutro do sistema.

Se o ponto central da estrela for desconectado do neutro, como mostra a figura III 3-32, então as harmônicas múltiplas de três serão eliminadas pelo sistema trifásico, caso a alimentação esteja equilibrada, caso contrário tais harmônicas não serão totalmente eliminadas, tendo-se então, em princípio, a presença de todas as ordens harmônicas.

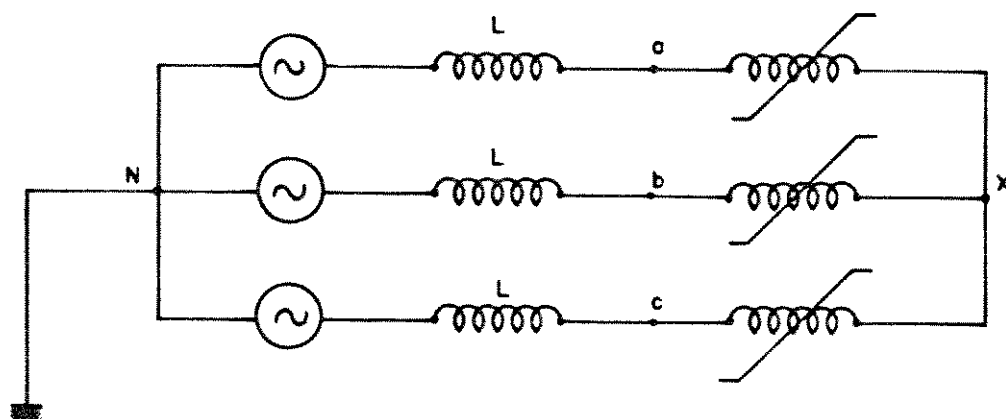


Figura III.3-32 - Reator saturado trifásico de três unidades com neutro isolado.

Cada unidade opera sob as mesmas leis físicas que regem uma única unidade operando sòzinha, mas além disso, são restritas pelas condições de contorno.

Partindo-se da hipótese que quando não saturado cada RNS monofásico apresenta corrente nula, e que apenas na condição saturada tem-se corrente fluindo por ele, é possível construir um RNS trifásico tal que sob alimentação senoidal equilibrada, tenha-se alternadamente, sempre uma unidade não saturada, ou seja, sem conduzir corrente, conforme as figuras III.3-33 e III.3-34. Nestas condições, a tensão de saturação E_s de cada unidade do RNS relaciona-se com a tensão de pico V_m , de alimentação de cada fase através da expressão: [31]

$$E_s = \frac{3}{4} V_m = \frac{V_m}{1,333...} \quad (\text{III.3-124})$$

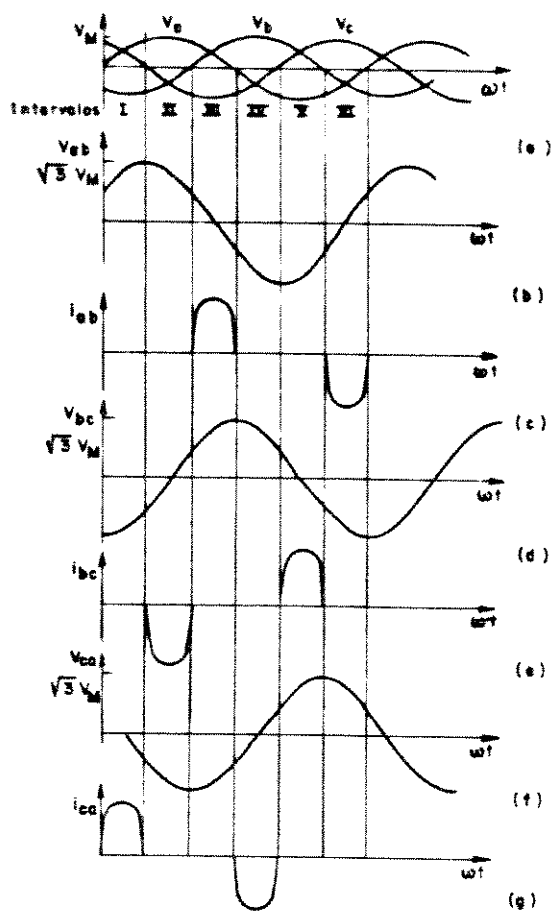


Figura III.3-33 - Formas de onda de tensões e correntes no RNS trifásico com neutro isolado, sob alimentação trifásica senoidal equilibrada.

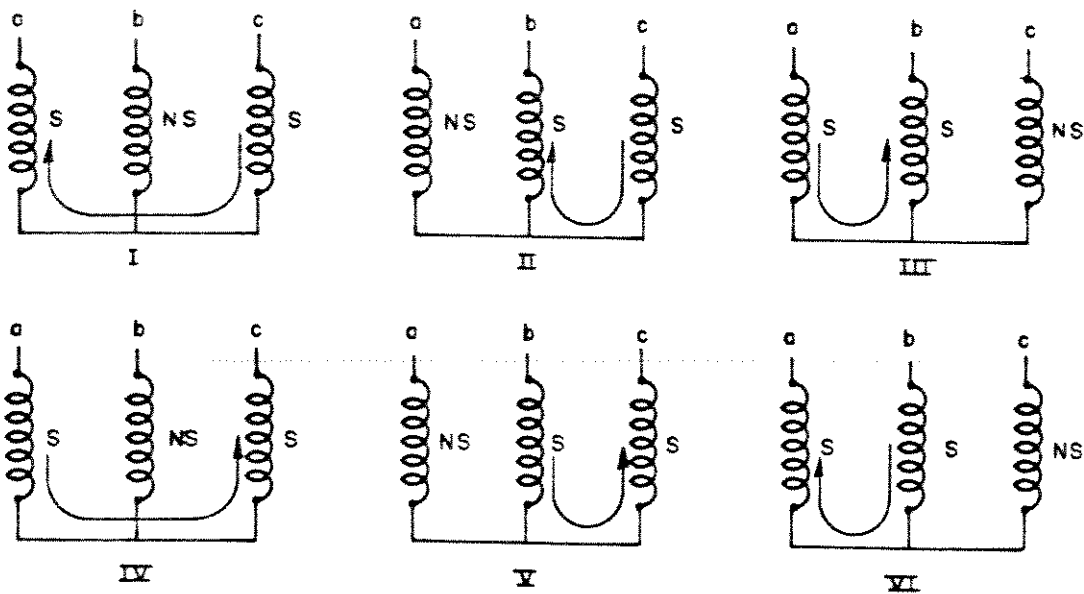


Figura III.3-34 - Estado magnético das unidades do RNS trifásico com neutro isolado e fluxo de corrente nos enrolamentos nos seis intervalos de um ciclo de operação.

Esta especificação do RNS em termos da tensão de saturação é válida desde que o RNS opere sob alimentação trifásica senoidal equilibrada. No caso genérico de uma alimentação distorcida, esta especificação em termos de tensão deve ser traduzida em termos do fluxo concatenado, pois a situação de saturação é estabelecida pela ultrapassagem de um certo fluxo limite máximo a partir do qual, dentro da aproximação da curva característica do material magnético do RNS, passa-se a ter corrente no reator.

Deste modo, retornando-se ao caso de alimentação trifásica balanceada, o fluxo concatenado no RNS atingirá a saturação concomitantemente em duas unidades, sendo que no instante da saturação o valor do fluxo concatenado é dado por:

$$2\lambda_s = \frac{\sqrt{3} V_m \sin 60^\circ}{\omega} \quad (\text{III.3-125})$$

Ou seja:

$$\lambda_s = \frac{3}{4} \frac{V_m}{\omega} \quad (\text{III.3-126})$$

que em termos da tensão de saturação fica:

$$\lambda_s = \frac{E_s}{\omega} \quad (\text{III.3-127})$$

onde $\omega = 2\pi f$, com f = frequência fundamental do sistema.

Deste modo, cada unidade do RNS saturará, ou seja, será atravessado por uma corrente, de acordo com a hipótese inicial, quando o fluxo concatenado de cada unidade em separado ultrapassar o valor dado por (III.3-127).

Aparentemente a condição de apenas duas unidades deste RNS saturarem de cada vez quando sob tensão trifásica senoidal equilibrada não é mais válida sob alimentação desequilibrada, podendo ocorrer a saturação das três unidades simultaneamente.

Sob as condições mais genéricas de alimentação, nada se pode adiantar quanto ao comportamento da saturação das unidades; devendo ser esperada, em princípio, a presença de todas as harmônicas de corrente nas três fases do RNS, uma vez que o neutro isolado neste tipo de RNS garante a eliminação das harmônicas de corrente de ordem 3 e suas múltiplas apenas no caso de alimentação equilibrada com ou sem a presença de harmônicas.

III.3.3.4.1. EXPRESSÕES MATEMÁTICAS PARA A CORRENTE DE RNS's DE TRÊS UNIDADES

a) Neutro Aterrado

As expressões que descrevem o comportamento de um RNS trifásico com neutro aterrado são dadas por:

$$v_a = L_a \frac{di_a}{dt} + \frac{d\lambda_a}{dt} \quad (\text{III.3-128})$$

$$v_b = L_b \frac{di_b}{dt} + \frac{d\lambda_b}{dt} \quad (\text{III.3-129})$$

$$v_c = L_c \frac{di_c}{dt} + \frac{d\lambda_c}{dt} \quad (\text{III.3-130})$$

Uma vez que estando não saturada, a unidade do RNS não será atravessada por nenhuma corrente, tem-se que enquanto não saturar as unidades serão descritas pelas expressões:

$$\lambda_a(t) = \int v_a dt \quad (\text{III.3-131})$$

$$\lambda_b(t) = \int v_b dt \quad (\text{III.3-132})$$

$$\lambda_c(t) = \int v_c dt \quad (\text{III.3-133})$$

Quando cada uma destas três expressões se igualar, em módulo, ao fluxo concatenado de saturação, λ_s , tem-se o início do intervalo de saturação (a mesma condição se aplica ao término do intervalo de saturação) da respectiva unidade do RNS.

Durante o intervalo de saturação, o fluxo concatenado das respectivas unidades saturadas podem ser expressas por:

$$\lambda_a(t) = \lambda_s + N\mathcal{X}i_a(t) \quad (\text{III.3-134})$$

$$\lambda_b(t) = \lambda_s + N\mathcal{X}i_b(t) \quad (\text{III.3-135})$$

$$\lambda_c(t) = \lambda_s + N\mathcal{X}i_c(t) \quad (\text{III.3-136})$$

Deste modo, as correntes serão nulas enquanto as unidades do RNS não saturarem, e nos intervalos que saturarem as correntes respectivas serão descritas por:

$$i_a(t) = \frac{\int v_a dt - \lambda_s}{L_a + N\mathcal{X}} \quad (\text{III.3-137})$$

$$i_b(t) = \frac{\int v_b dt - \lambda_s}{L_b + N\mathcal{X}} \quad (\text{III.3-138})$$

$$i_c(t) = \frac{\int v_c dt - \lambda_s}{L_c + N\mathcal{X}} \quad (\text{III.3-139})$$

b) Neutro Isolado

Pela figura III.3-32 observa-se que neste caso a saturação deverá ocorrer simultaneamente em pelo menos duas unidades. A figura III.3-35 mostra o circuito simplificado para a análise do RNS trifásico com neutro isolado, na saturação simultânea de duas unidades, genericamente aqui denominadas j e l .

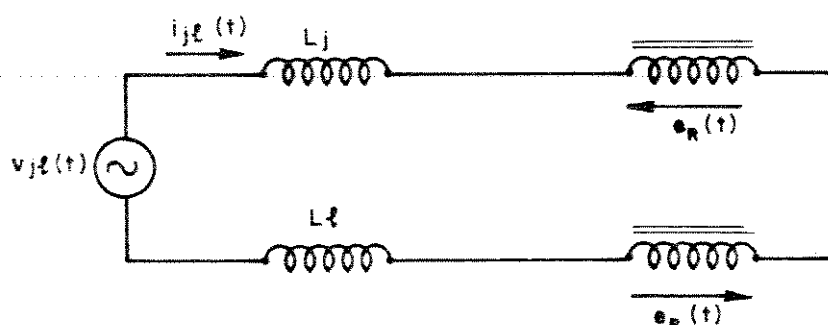


Figura III.3-35 - Circuito envolvido na saturação simultânea de duas unidades do RNS trifásico com neutro isolado.

Deste modo tem-se:

$$v_{jl}(t) = L_{jl} \frac{di_{jl}(t)}{dt} + \frac{d}{dt} \lambda_{jl}(t) \quad (\text{III.3-140})$$

onde:

$$v_{jl}(t) = v_j(t) - v_l(t) \quad (\text{III.3-141})$$

$$L_{jl} = L_j + L_l \quad (\text{III.3-142})$$

$$\lambda_{jl} = \lambda_j + \lambda_l \quad (\text{III.3-143})$$

Antes da saturação $i_{jl}(t)=0$ e deste modo:

$$\lambda_{jl}(t) = \int v_{jl}(t) dt \quad (\text{III.3-144})$$

O fluxo concatenado equivalente das duas unidades em série, $\lambda_{jl}(t)$, atingirá a saturação nas duas unidades j e l , quando:

$$\lambda_{jl}(t) = 2\lambda_s \quad (\text{III.3-145})$$

onde λ_s é o fluxo concatenado de saturação de cada unidade em separado.

Portanto:

$$\lambda_{jl}(t) = 2 \left[\lambda_s + N \mathcal{K} i_{jl}(t) \right] \quad (\text{III.3-146})$$

Deste modo, na saturação tem-se:

$$i_{jl}(t) = \frac{\int v_{jl}(t) dt - 2\lambda_s}{L_{jl} + 2N\mathcal{K}} \quad (\text{III.3-147})$$

Obviamente, a corrente $i_{jl}(t)$ é uma corrente de malha, e deste modo as correntes em cada uma das fases do RNS são dadas por:

$$i_a = i_{ab} - i_{ca} \quad (\text{III.3-148})$$

$$i_b = i_{bc} - i_{ab} \quad (\text{III.3-149})$$

$$i_c = i_{ca} - i_{bc} \quad (\text{III.3-150})$$

III.3.35. REATORES DE SEIS UNIDADES

Um reator de seis unidades é constituído por dois reatores de três unidades, podendo ser conectados em série ou em paralelo.

Cada unidade operará sob as mesmas leis físicas válidas para uma única unidade isolada, mas restritas às condições de contorno impostas pelo conjunto. Estas condições de contorno dependem dos arranjos das bobinas de cada unidade e do tipo de conexão usada.

Tais reatores são construídos de modo a apresentarem, sob condições de alimentação simétrica e isentas de harmônicas, correntes cujo conteúdo harmônico pode ser expresso pelas ordens $12k \pm 1$, desde que isolado do neutro do sistema.

A figura III.3-36 mostra duas possibilidades de arranjo para reatores de seis unidades.

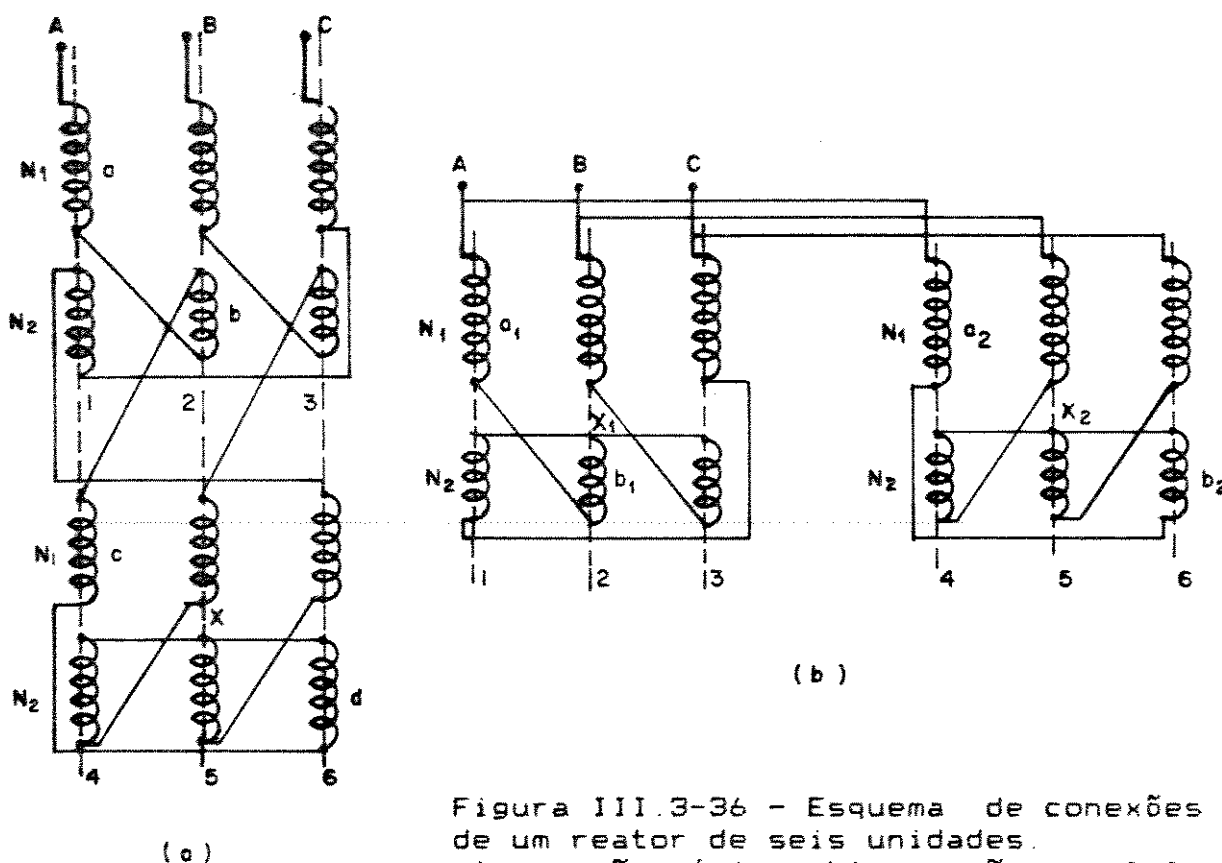


Figura III.3-36 - Esquema de conexões de um reator de seis unidades.

a) conexão série b) conexão paralela

Neste reator, cada um dos enrolamentos é atravessado o tempo todo por uma certa corrente, quando sob alimentação simétrica, sendo que o estado de saturação ou não-saturação das unidades, tem aqui uma concepção um tanto diferente daquela para os reatores de três unidades.

O estado de não-saturação de uma unidade não corresponde mais a se restringir as correntes nos enrolamentos da unidade ao valor nulo, mas a se satisfazer a condição de produzir força magnetomotriz nula no núcleo da respectiva unidade.

Dentre os reatores de seis unidades o mais tradicional é aquele conhecido pela designação de "twin-tripler". Tal reator tem o esquema de ligação apresentado na figura III.3-36(a), e com relação de espiras $N_2/N_1=0,366$. Neste caso, lembrando-se que as correntes de linha tem soma nula, já que o reator não está conectado ao neutro do sistema, a condição de não saturação das seis unidades de um twin-tripler é apresentada na tabela III.3-1.

Tabela III.3-1 - Condição de não saturação das unidades de um "twin-tripler".

Unidade	Condição de não-saturação	Relação entre correntes
1	$N_1 i_A = N_2 i_C$	$i_A = 0,366 i_C ; i_B = -1,366 i_C$
2	$N_1 i_B = N_2 i_A$	$i_B = 0,366 i_A ; i_C = -1,366 i_A$
3	$N_1 i_C = N_2 i_B$	$i_C = 0,366 i_B ; i_A = -1,366 i_B$
4	$N_1 i_A = N_2 i_B$	$i_A = 0,366 i_B ; i_C = -1,366 i_B$
5	$N_1 i_B = N_2 i_C$	$i_B = 0,366 i_C ; i_A = -1,366 i_C$
6	$N_1 i_C = N_2 i_A$	$i_C = 0,366 i_A ; i_B = -1,366 i_A$

III.3.5.1 REATOR "TWIN-TRIPLER" SOB ALIMENTAÇÃO GENÉRICA

Pelas condições de não-saturação expostas na tabela III.3-1, não existe a possibilidade de não saturação simultânea, ou seja, sob condições genéricas de alimentação, ou todas as unidades estarão saturadas ou apenas uma deixará de estar, em princípio.

O circuito equivalente para o "twin-tripler" é apresentado na figura III.3-37.

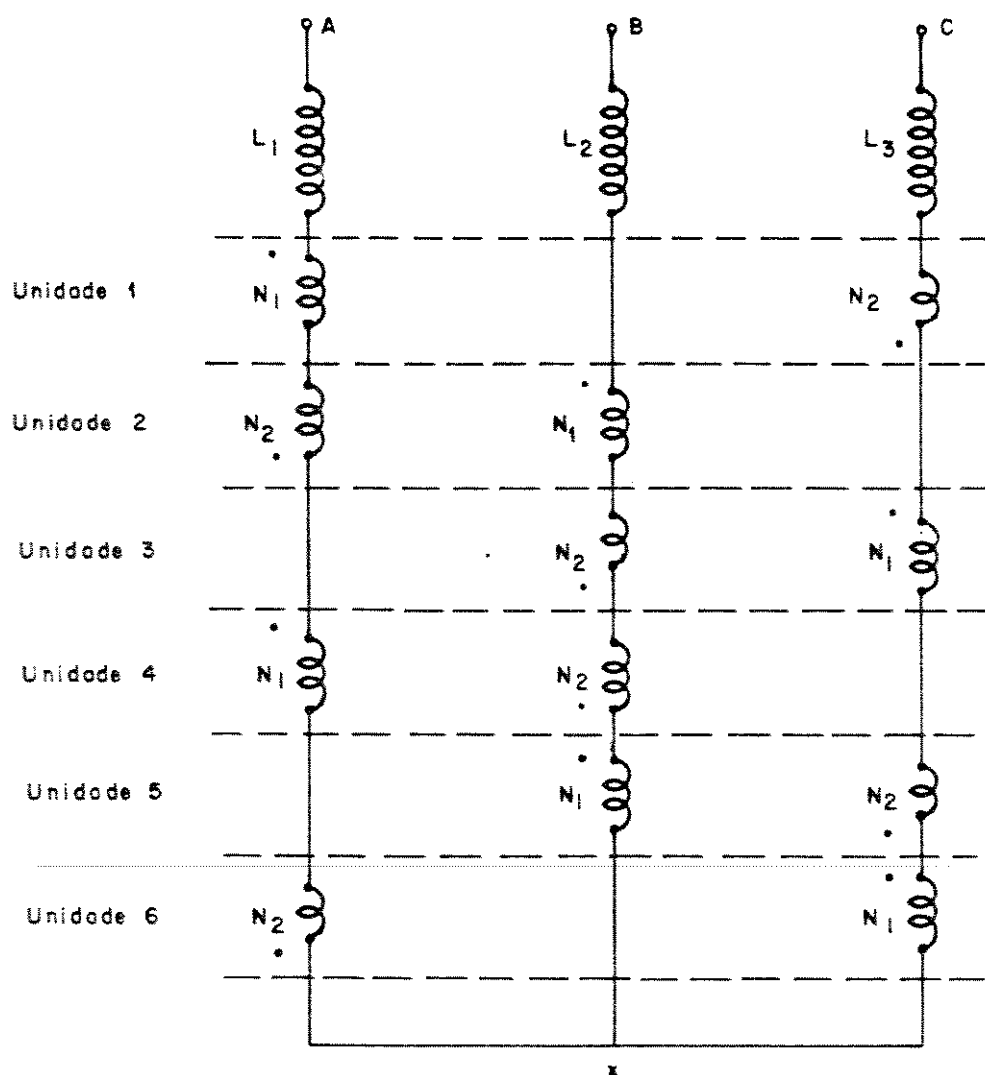


Figura III.3-37 - Circuito equivalente para um reator "twin-tripler".

Para todas as unidades saturadas tem-se idealmente que:

$$\frac{d\phi_i}{dt} = 0 \quad ; \quad i=1,2,3,\dots,6 \quad (\text{III.3-151})$$

Uma vez que o sistema de alimentação é, genericamente, desequilibrado, além de conter harmônicas, não é mais possível fazer-se referência às tensões de fase, e deste modo apenas as tensões de linha podem ser referenciadas. Então, observando-se o circuito equivalente para o reator twin-tripler da figura III.3-37, se todas as unidades estiverem simultaneamente saturadas, as tensões de linha aplicadas ao reator são expressas por:

$$v_{AB} = \frac{L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3}{L_3} \frac{di_{AB}}{dt} \quad (\text{III.3-152})$$

$$v_{BC} = \frac{L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3}{L_1} \frac{di_{BC}}{dt} \quad (\text{III.3-153})$$

$$v_{CA} = \frac{L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3}{L_2} \frac{di_{CA}}{dt} \quad (\text{III.3-154})$$

E deste modo tem-se:

$$i_{AB} = \frac{L_3}{L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3} \int v_{AB} dt \quad (\text{III.3-155})$$

$$i_{BC} = \frac{L_3}{L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3} \int v_{BC} dt \quad (\text{III.3-156})$$

$$i_{CA} = \frac{L_3}{L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3} \int v_{CA} dt \quad (\text{III.3-157})$$

onde i_{AB} , i_{BC} e i_{CA} são as correntes do delta equivalente nestas condições. As corrente de linha são dadas por:

$$i_A = i_{AB} - i_{CA} \quad (\text{III.3-158})$$

$$i_B = i_{BC} - i_{AB} \quad (\text{III.3-159})$$

$$i_C = i_{CA} - i_{BC} \quad (\text{III.3-160})$$

As correntes i_{AB} , i_{BC} e i_{CA} podem ser mais simplesmente calculadas, neste caso, através das componentes harmônicas, sendo que cada uma destas correntes contém, em princípio, todas as harmônicas contidas nas respectivas tensões.

Deste modo, quaisquer das componentes harmônicas das correntes do delta equivalente podem ser calculadas a partir da componente harmônica da tensão de linha correspondente, e da reatância indutiva referente à ordem harmônica calculada. Ou seja, para cada ordem harmônica, tem-se em notação fasorial:

$$\hat{I}_{\ell n} = \frac{\hat{V}_{j\ell n}}{X_{j\ell n}} \quad (\text{III.3-161})$$

para $j \neq \ell$; $j = A, B, C$; $\ell = A, B, C$

onde:

$\hat{I}_{\ell n}$ = fasor da componente de ordem n da corrente no delta equivalente, entre as fases j e ℓ

$\hat{V}_{j\ell n}$ = fasor da componente de ordem n da tensão de linha $j\ell$

$X_n = 2\pi f n \frac{L_{j\ell} + L_{jA} + L_{A\ell}}{L_A}$ = reatância indutiva do delta

equivalente entre as fases j e ℓ sendo A a outra fase, na frequência harmônica de ordem n

f = frequência fundamental do sistema de alimentação

Testando-se instante a instante, se uma das igualdades contidas na tabela III.3-1 for verdadeira tem-se o caso de uma unidade não-saturada.

A partir do circuito equivalente do reator "twin-tripler" da figura III.3-37 e sem definir "a priori" a unidade não-saturada, pode-se escrever que:

$$\begin{aligned} v_{AB} = & L_1 \frac{di_A}{dt} - L_2 \frac{di_B}{dt} + N_1 \frac{d\phi_1}{dt} - (N_1 + N_2) \frac{d\phi_2}{dt} + N_2 \frac{d\phi_3}{dt} \\ & + (N_1 + N_2) \frac{d\phi_4}{dt} - N_1 \frac{d\phi_5}{dt} - N_2 \frac{d\phi_6}{dt} \end{aligned} \quad (\text{III.3-162})$$

$$\begin{aligned}
 v_{BC} = & L_2 \frac{di_B}{dt} - L_3 \frac{di_C}{dt} + N_2 \frac{d\phi_1}{dt} + N_1 \frac{d\phi_2}{dt} - (N_1 + N_2) \frac{d\phi_3}{dt} \\
 & - N_2 \frac{d\phi_4}{dt} + (N_1 + N_2) \frac{d\phi_5}{dt} - N_1 \frac{d\phi_6}{dt}
 \end{aligned} \quad (\text{III.3-163})$$

$$\begin{aligned}
 v_{CA} = & L_3 \frac{di_C}{dt} - L_1 \frac{di_A}{dt} - (N_1 + N_2) \frac{d\phi_1}{dt} + N_2 \frac{d\phi_2}{dt} + N_1 \frac{d\phi_3}{dt} \\
 & - N_1 \frac{d\phi_4}{dt} - N_2 \frac{d\phi_5}{dt} + (N_1 + N_2) \frac{d\phi_6}{dt}
 \end{aligned} \quad (\text{III.3-164})$$

Deste modo, se pelo teste das igualdades da tabela III.3-1, concluir-se que uma das unidades encontra-se não saturada, dependendo da unidade, serão então avaliadas as correntes i_A , i_B e i_C .

Devido as conexões do twin-tripler, garante-se sempre a igualdade:

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (\text{III.3-165})$$

Se a unidade 1 estiver não saturada então:

$$N_1 i_A = N_2 i_C \quad (\text{III.3-166})$$

Ou seja:

$$i_C = \frac{N_1}{N_2} i_A \quad (\text{III.3-167})$$

Das expressões (III.3-165) e (III.3-167) tem-se:

$$i_B = - \left[1 + \frac{N_1}{N_2} \right] i_A \quad (\text{III.3-168})$$

A condição de não saturação da unidade 1 e saturação das demais unidades garante que:

$$\frac{d\phi_i}{dt} = 0 \quad p/ i=2,3,4,5,6 \quad (\text{III.3-169})$$

Impondo-se (III.3-169) em (III.3-164) tem-se:

$$v_{CA} = L_3 \frac{di_C}{dt} - L_1 \frac{di_A}{dt} - (N_1 + N_2) \frac{d\phi_1}{dt} \quad (\text{III.3-170})$$

Impondo-se (III.3-167) em (III.3-170) tem-se:

$$v_{CA} = L_3 \frac{N_1}{N_2} \frac{di_A}{dt} - L_1 \frac{di_A}{dt} - (N_1 + N_2) \frac{d\phi_1}{dt} \quad (\text{III.3-171})$$

Da expressão (III.3-162):

$$v_{AB} = L_1 \frac{di_A}{dt} - L_2 \frac{di_B}{dt} + N_1 \frac{d\phi_1}{dt} \quad (\text{III.3-172})$$

(III.3-168) em (III.3-172):

$$v_{AB} = L_1 \frac{di_A}{dt} + L_2 \left(1 + \frac{N_1}{N_2} \right) \frac{di_A}{dt} + N_1 \frac{d\phi_1}{dt} \quad (\text{III.3-173})$$

Ou seja:

$$\frac{d\phi_1}{dt} = \frac{1}{N_1} \left\{ v_{AB} - \left[L_1 + L_2 \left(1 + \frac{N_1}{N_2} \right) \right] \frac{di_A}{dt} \right\} \quad (\text{III.3-174})$$

(III.3-174) em (III.3-171):

$$v_{CA} = L_3 \frac{N_1}{N_2} \frac{di_A}{dt} - L_1 \frac{di_A}{dt} - \frac{N_1 + N_2}{N_1} \left\{ v_{AB} - \left[L_1 + L_2 \left(1 + \frac{N_1}{N_2} \right) \right] \frac{di_A}{dt} \right\} \quad (\text{III.3-175})$$

ou seja:

$$\begin{aligned} v_{CA} + \left(1 + \frac{N_2}{N_1} \right) v_{AB} &= \left\{ L_3 \frac{N_1}{N_2} - L_1 + \left(1 + \frac{N_2}{N_1} \right) \left[L_1 + L_2 \left(1 + \frac{N_1}{N_2} \right) \right] \right\} \frac{di_A}{dt} = \\ &= \left\{ L_3 \frac{N_1}{N_2} - L_1 + \left(1 + \frac{N_2}{N_1} \right) L_1 + L_2 \left(1 + \frac{N_1}{N_2} \right) \left(1 + \frac{N_2}{N_1} \right) \right\} \frac{di_A}{dt} \end{aligned} \quad (\text{III.3-176})$$

E deste modo:

$$\frac{di_A}{dt} = \frac{v_{CA} + \left(1 + \frac{N_2}{N_1} \right) v_{AB}}{\frac{N_2}{N_1} L_1 + \left(2 + \frac{N_1}{N_2} + \frac{N_2}{N_1} \right) L_2 + \frac{N_1}{N_2} L_3} \quad (\text{III.3-177})$$

Ou seja, a corrente i_A pode ser avaliada, caso a unidade 1 do "twin-tripler" esteja não-saturada, pela expressão:

$$i_A = \frac{1}{\frac{N_2}{N_1} L_1 + \left(2 + \frac{N_1}{N_2} + \frac{N_2}{N_1}\right) L_2 + \frac{N_1}{N_2} L_3} \int v_{CA} dt +$$

$$+ \frac{\left(1 + \frac{N_2}{N_1}\right)}{\frac{N_2}{N_1} L_1 + \left(2 + \frac{N_1}{N_2} + \frac{N_2}{N_1}\right) L_2 + \frac{N_1}{N_2} L_3} \int v_{AB} dt$$

(III.3-178)

Neste caso específico, a partir das expressões (III.3-174) e (III.3-177), pode-se avaliar o fluxo da unidade 1 para o caso desta unidade não se encontrar saturada, deste modo tem-se:

$$\frac{d\phi_1}{dt} = \frac{1}{N_1} \left\{ \left[\frac{\frac{N_2}{N_1} L_1 - L_1}{\frac{N_2}{N_1} L_1 + \left(2 + \frac{N_1}{N_2} + \frac{N_2}{N_1}\right) L_2 + \frac{N_1}{N_2} L_3} \right] v_{AB} \right.$$

$$\left. - \left[\frac{L_1 + L_2 \left(1 + \frac{N_1}{N_2}\right)}{\frac{N_2}{N_1} L_1 + \left(2 + \frac{N_1}{N_2} + \frac{N_2}{N_1}\right) L_2 + \frac{N_1}{N_2} L_3} \right] v_{CA} \right\}$$

(III.3-179)

Analogamente ao caso de não saturação da unidade 1 do "twin-tripler", é possível desenvolver as relações matemáticas entre correntes e tensões de linha para as situações de não-saturação das demais unidades, obtendo-se deste modo a tabela III.3-2.

III.3.3.5.2. REATOR "TWIN-TRIPLER" SOB ALIMENTAÇÃO TRIFÁSICA SIMÉTRICA SENOIDAL

Sob alimentação trifásica simétrica senoidal, o fluxo magnético em cada unidade do "twin-tripler" conterá harmônicas de ordem $6k \pm 1$, assumindo-se que o ponto central da estrela do reator esteja isolado do neutro do sistema de alimentação e que a tensão aplicada seja suficiente para levar os núcleos à saturação. [31]

Por projeto, a relação de espiras $N_2/N_1=0,366$, assegura uma família de seis ondas de f.m.m. defasadas duas a duas de 30° quando se utiliza um conjunto de correntes trifásicas equilibradas, [31] como pode ser visto na figura III.3-38. A f.m.m. em cada núcleo é a soma das f.m.m.'s nos enrolamentos deste núcleo. Por exemplo, F_1 é a soma de $N_1 i_A$, em fase com a corrente na fase A, com $N_2 i_C$ em oposição de fase com a corrente na fase C.

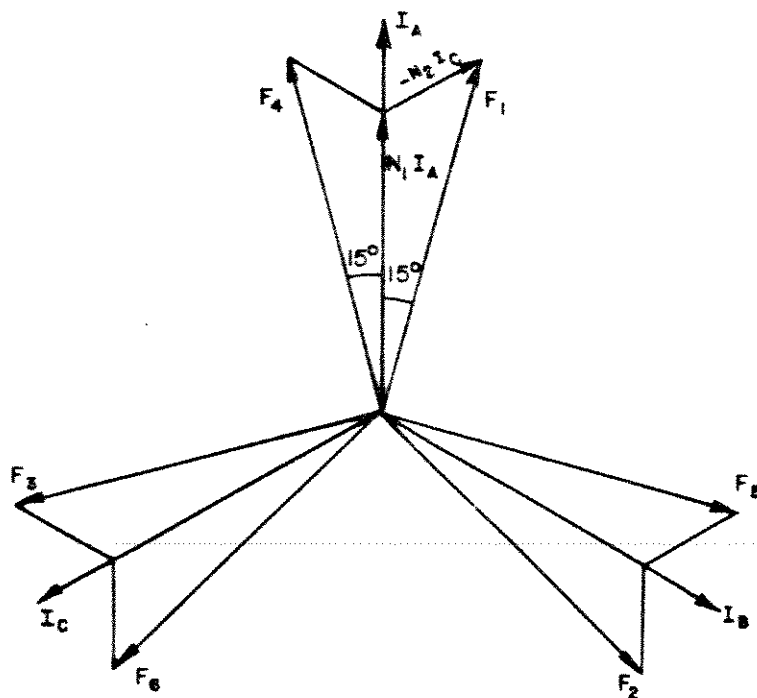


Figura III.3-38 - Diagrama fasorial das f.m.m.'s de um reator "twin-tripler".

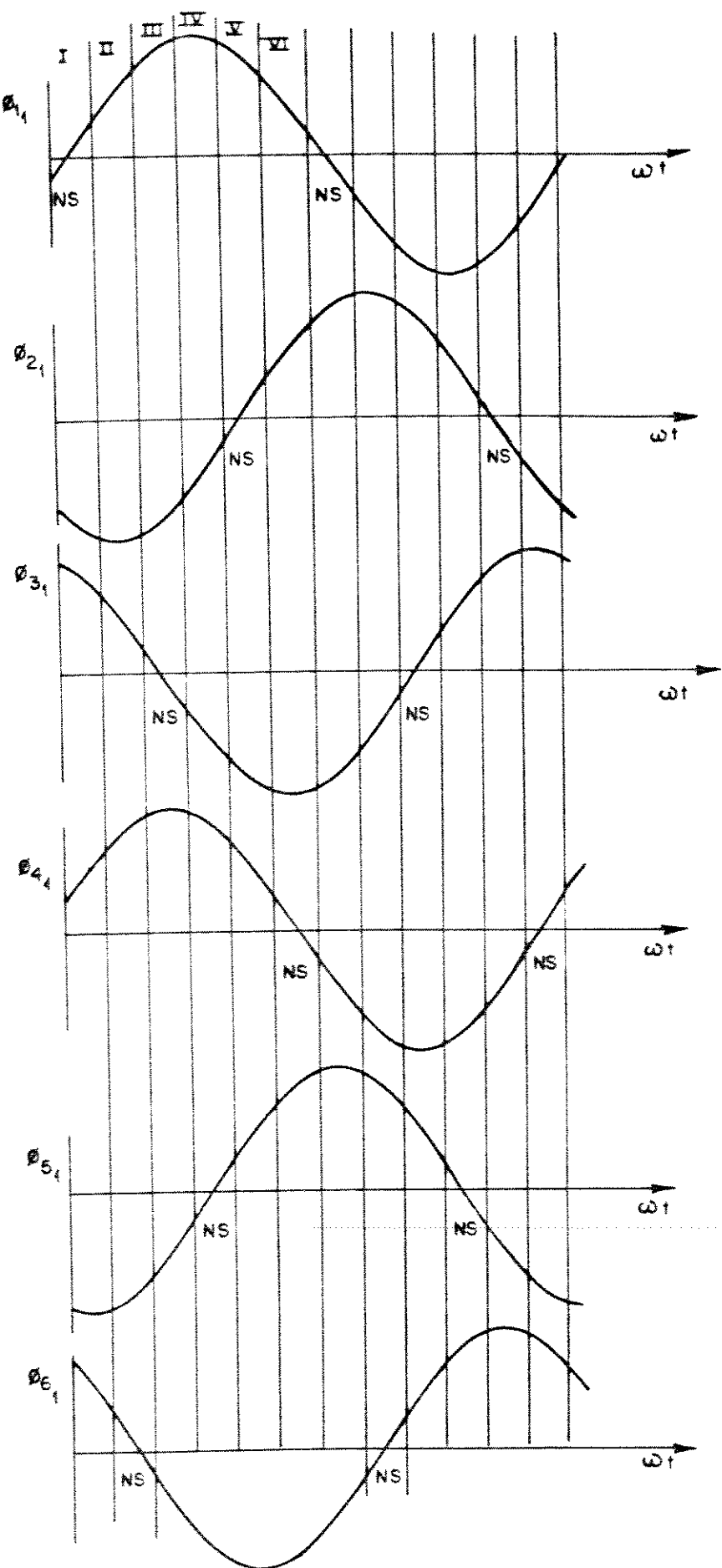


Figura III.3-40 -
Fluxos fundamentais
líquidos aplicados
a cada unidade do
"twin-tripler" sob
alimentação trifási-
ca senoidal equili-
brada.

Deste modo, no intervalo I, quando a unidade 1 permanece não saturada por 30° , as correntes não são restritas a zero, mas devem satisfazer a condição $N_1 i_A = N_2 i_C$, para produzir zero Ampères-espiras no núcleo da unidade 1. Lembrando-se que $N_1/N_2 = 0,366$, tem-se que $i_A = 0,366 i_C$.

Uma vez que o ponto x está isolado do neutro do sistema de alimentação tem-se que:

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (\text{III.3-180})$$

e assim sendo, $i_B = -1,366 i_C$ durante o intervalo I.

Assumindo-se que a tensão de alimentação da figura III.3-37 é trifásica, balanceada e sem distorções pode-se considerar, por exemplo, que:

$$\left. \begin{aligned} v_A &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \\ v_B &= V_m \sin\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) \\ v_C &= V_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \end{aligned} \right\} \quad (\text{III.3-181})$$

Neste caso específico $L_1 = L_2 = L_3 = L$. Portanto se o ponto x não está conectado ao neutro do sistema e ωL é agora a reatância equivalente do sistema por fase, então a tensão entre cada fase e o ponto x se iguala à queda de tensão na reatância do sistema mais a tensão absorvida pela unidade não-saturada do reator.

Deste modo, pode-se estabelecer que:

$$V_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - v_x = L \frac{di_A}{dt} - N_1 \left[\frac{d\phi_1}{dt} + \frac{d\phi_4}{dt} \right] + N_2 \left[\frac{d\phi_2}{dt} + \frac{d\phi_6}{dt} \right] \quad (\text{III.3-182})$$

$$V_m \sin\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) - v_x = L \frac{di_B}{dt} - N_1 \left[\frac{d\phi_2}{dt} + \frac{d\phi_5}{dt} \right] + N_2 \left[\frac{d\phi_3}{dt} + \frac{d\phi_4}{dt} \right] \quad (\text{III.3-183})$$

$$V_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - v_x = L \frac{di_C}{dt} - N_1 \left[\frac{d\phi_3}{dt} + \frac{d\phi_6}{dt} \right] + N_2 \left[\frac{d\phi_1}{dt} + \frac{d\phi_5}{dt} \right] \quad (\text{III.3-184})$$

Deste modo, particularizando este conjunto de equações para o intervalo I onde a unidade 1 se encontra não-saturada tem-se:

$$V_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) - v_x = L \frac{di_A}{dt} - N_1 \frac{d\phi_1}{dt} \quad (\text{III.3-185})$$

$$V_m \sin(\omega t + \frac{5\pi}{6}) - v_x = L \frac{di_B}{dt} \quad (\text{III.3-186})$$

$$V_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) - v_x = L \frac{di_C}{dt} + N_2 \frac{d\phi_1}{dt} \quad (\text{III.3-187})$$

Além disso, se a unidade 1 está não saturada tem-se que:

$$N_1 i_A - N_2 i_C = 0 \quad (\text{III.3-188})$$

Adicionando-se (III.3-185), (III.3-186) e (III.3-187) e utilizando-se (III.3-188) tem-se:

$$-3v_x = -(N_1 - N_2) \frac{d\phi_1}{dt} \quad (\text{III.3-189})$$

Subtraindo-se (III.3-187) de (III.3-185) tem-se:

$$V_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) - V_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) = L \left[\frac{di_A}{dt} - \frac{N_1}{N_2} \frac{di_A}{dt} \right] - (N_1 + N_2) \frac{d\phi_1}{dt} \quad (\text{III.3-190})$$

Substituindo-se convenientemente (III.3-189) em (III.3-190) tem-se:

$$V_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) - V_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) = L \left[\frac{di_A}{dt} - \frac{N_1}{N_2} \frac{di_A}{dt} \right] - \frac{(N_1 + N_2)}{(N_1 - N_2)} 3v_x \quad (\text{III.3-191})$$

Combinando-se (III.3-186), (III.3-188) e (III.3-180) tem-se:

$$-v_x = -L \left[\frac{di_A}{dt} + \frac{N_1}{N_2} \frac{di_A}{dt} \right] - V_m \sin(\omega t + \frac{5\pi}{6}) \quad (\text{III.3-192})$$

Substituindo-se (III.3-192) em (III.3-191)

tem-se:

$$V_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - V_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) = L \left[\frac{di_A}{dt} - \frac{N_1}{N_2} \frac{di_A}{dt} \right] -$$

$$- \frac{(N_1 + N_2)}{(N_1 - N_2)} 3 \left\{ L \left[\frac{di_A}{dt} + \frac{N_1}{N_2} \frac{di_A}{dt} \right] + V_m \sin\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) \right\}$$

(III.3-193)

ou seja:

$$V_m \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + 3 \frac{(N_1 + N_2)}{(N_1 - N_2)} \sin\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) \right] =$$

$$= L \left[\frac{di_A}{dt} - \frac{N_1}{N_2} \frac{di_A}{dt} \right] - L \frac{(N_1 + N_2)}{(N_1 - N_2)} 3 \left[\frac{di_A}{dt} + \frac{N_1}{N_2} \frac{di_A}{dt} \right] =$$

$$= L \left[1 - \frac{N_1}{N_2} - 3 \frac{(N_1 + N_2)}{(N_1 - N_2)} - 3 \frac{(N_1 + N_2)}{(N_1 - N_2)} \frac{N_1}{N_2} \right] \frac{di_A}{dt}$$

(III.3-194)

Lembrando-se que $N_1/N_2 = 0,366$, tem-se:

$$6,68 V_m \sin\left[\omega t + \frac{11\pi}{12}\right] = -25,85 L \frac{di_A}{dt}$$

(III.3-195)

ou seja:

$$\frac{di_A}{dt} \cong -0,259 \frac{V_m}{L} \sin\left[\omega t + \frac{11\pi}{12}\right]$$

(III.3-196)

Donde se conclui que:

$$i_A = 0,259 \frac{V_m}{\omega L} \cos\left[\omega t + \frac{11\pi}{12}\right]$$

ou seja:

$$i_A = 0,259 \frac{V_m}{\omega L} \sin\left[\omega t - \frac{7\pi}{12}\right]$$

(III.3-197)

Utilizando-se a relação entre as espiras de cada unidade tem-se que:

$$i_C = 0,707 \frac{V_m}{\omega L} \sin\left[\omega t - \frac{7\pi}{12}\right]$$

(III.3-198)

e,

$$i_B = -0,966 \frac{V_m}{\omega L} \sin\left[\omega t - \frac{7\pi}{12}\right]$$

(III.3-199)

Deste modo a tensão do ponto x, expressa por (III.3-192), fica:

$$-v_x = -L \left[1 + \frac{N_1}{N_2} \right] \left[-0,259 \frac{V_m}{L} \sin \left(\omega t + \frac{11\pi}{12} \right) \right] - \\ - V_m \sin \left(\omega t + \frac{5\pi}{6} \right) \quad (\text{III.3-200})$$

que resulta em:

$$-v_x = 0,259 V_m \sin \left(\omega t - \frac{7\pi}{12} \right) \quad (\text{III.3-201})$$

Substituindo-se (III.3-201) em (III.3-189)

obtem-se:

$$\frac{d\phi_1}{dt} = \frac{3}{N_1 - N_2} v_x = - \frac{3}{N_1 - N_2} 0,259 V_m \sin \left(\omega t - \frac{7\pi}{12} \right)$$

ou seja:

$$\frac{d\phi_1}{dt} = - 1,221 \frac{V_m}{N_1} \sin \left(\omega t - \frac{7\pi}{12} \right) \quad (\text{III.3-202})$$

Donde se conclui que:

$$\phi_1 = 1,211 \frac{V_m}{\omega N_1} \cos \left(\omega t - \frac{7\pi}{12} \right)$$

ou seja:

$$\phi_1 = 1,211 \frac{V_m}{\omega N_1} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{12} \right) \quad (\text{III.3-203})$$

De modo análogo é possível deduzir as correntes de linha, bem como a tensão v_x e o fluxo líquido da unidade não saturada para cada um dos intervalos assinalados na figura III.3-40, observando que a seqüência de não saturação das unidades do "twin-tripler" é dada por 1, 6, 3, 5, 2, 4. Deste modo, tais expressões são apresentadas na tabela III.3-3.

TABELA III.3-3 - EXPRESSÕES DAS CORRENTES DE LINHA, TENSÃO V_x E FLUXO LÍQUIDO DA UNIDADE NÃO-SATURADA

NOS RESPECTIVOS INTERVALOS PARA UM REATOR "TWIN-TRIPLER"

I N T E R V A L O I	$i_A = 0,259 \frac{V_m}{\omega_L} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{7\pi}{12} \right)$ $i_B = -0,966 \frac{V_m}{\omega_L} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{7\pi}{12} \right)$ $i_C = 0,707 \frac{V_m}{\omega_L} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{7\pi}{12} \right)$ $-v_x = 0,259 V_m \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{7\pi}{12} \right)$ $\phi_1 = 1,211 \frac{V_m}{\omega N_1} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{12} \right)$	I N T E R V A L O II	$i_A = 0,707 \frac{V_m}{\omega_L} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{3\pi}{4} \right)$ $i_B = -0,966 \frac{V_m}{\omega_L} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{3\pi}{4} \right)$ $i_C = 0,259 \frac{V_m}{\omega_L} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{3\pi}{4} \right)$ $-v_x = 0,259 V_m \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{4} \right)$ $\phi_6 = 1,211 \frac{V_m}{\omega N_1} \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{3\pi}{4} \right)$
I N T E R V A L O III	$i_A = -0,966 \frac{V_m}{\omega_L} \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{12} \right)$ $i_B = 0,707 \frac{V_m}{\omega_L} \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{12} \right)$ $i_C = 0,259 \frac{V_m}{\omega_L} \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{12} \right)$ $-v_x = 0,259 V_m \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{12} \right)$ $\phi_3 = 1,211 \frac{V_m}{\omega N_1} \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{7\pi}{12} \right)$	I N T E R V A L O IV	$i_A = -0,966 \frac{V_m}{\omega_L} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{12} \right)$ $i_B = 0,259 \frac{V_m}{\omega_L} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{12} \right)$ $i_C = 0,707 \frac{V_m}{\omega_L} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{12} \right)$ $-v_x = 0,259 V_m \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{11\pi}{12} \right)$ $\phi_5 = 1,211 \frac{V_m}{\omega N_1} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{7\pi}{12} \right)$
I N T E R V A L O V	$i_A = 0,707 \frac{V_m}{\omega_L} \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{3\pi}{4} \right)$ $i_B = 0,966 \frac{V_m}{\omega_L} \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{3\pi}{4} \right)$ $i_C = -0,966 \frac{V_m}{\omega_L} \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{3\pi}{4} \right)$ $-v_x = 0,259 V_m \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{3\pi}{4} \right)$ $\phi_2 = 1,211 \frac{V_m}{\omega N_1} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{3\pi}{4} \right)$	I N T E R V A L O VI	$i_A = 0,259 \frac{V_m}{\omega_L} \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{7\pi}{12} \right)$ $i_B = 0,707 \frac{V_m}{\omega_L} \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{7\pi}{12} \right)$ $i_C = -0,707 \frac{V_m}{\omega_L} \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{7\pi}{12} \right)$ $-v_x = 0,259 V_m \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{5\pi}{12} \right)$ $\phi_4 = 1,211 \frac{V_m}{\omega N_1} \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{12} \right)$

A figura III.3-41 apresenta as correntes de linha de um reator "twin-tripler" quando submetido a uma alimentação trifásica simétrica senoidal

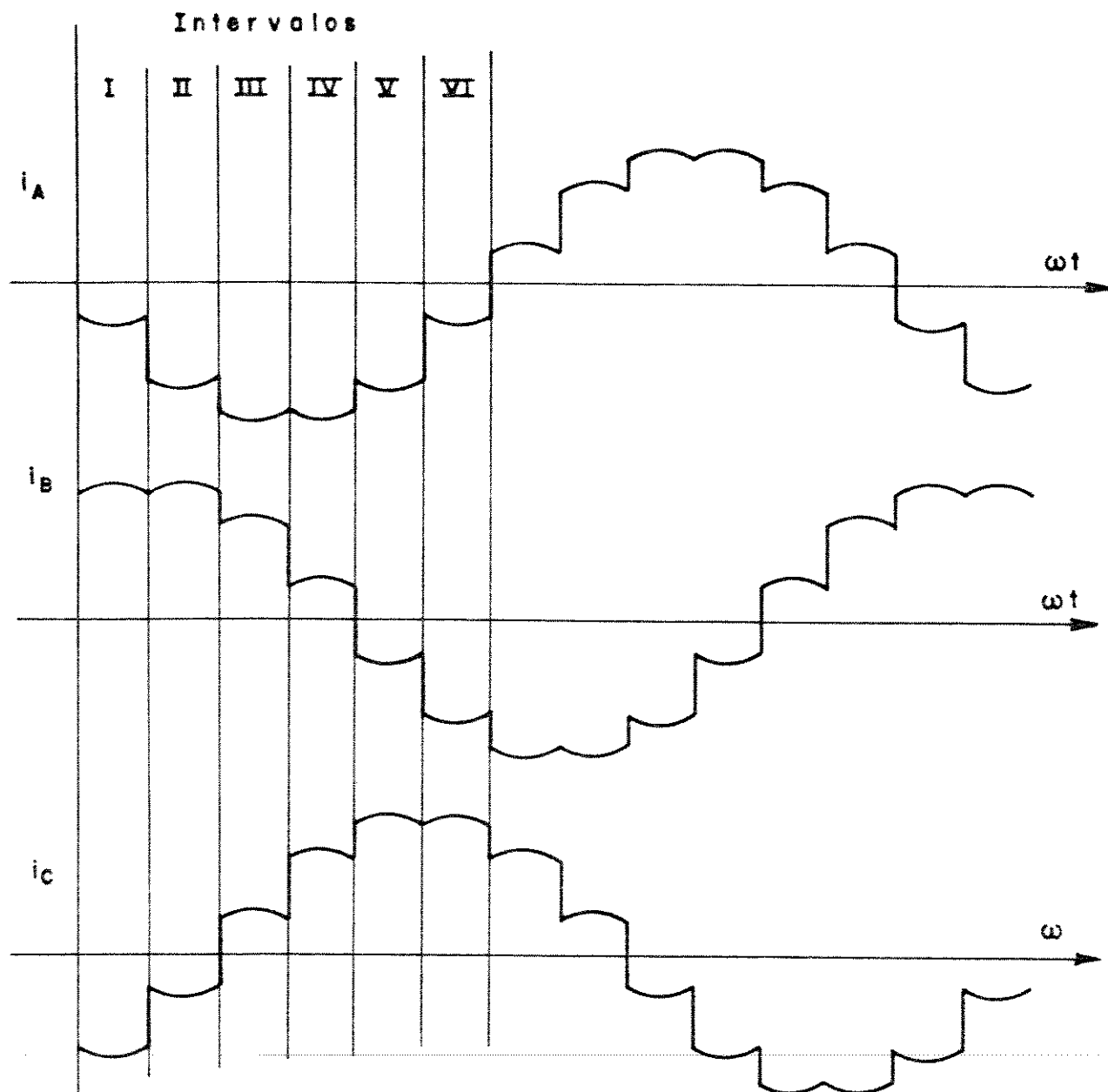


Figura III.3-41 - Correntes de linha de um reator "twin-tripler" com alimentação definida pelo conjunto de expressões (III.3-181).

III.3.5.3. ANÁLISE DE FOURIER DA CORRENTE DE LINHA DE UM REATOR "TWIN-TRIPLER" SOB ALIMENTAÇÃO TRIFÁSICA SIMÉTRICA SENDOAL

A figura III.3-42 apresenta genericamente a forma de onda das correntes de linha do "twin-tripler", já apresentadas na figura III.3-41.

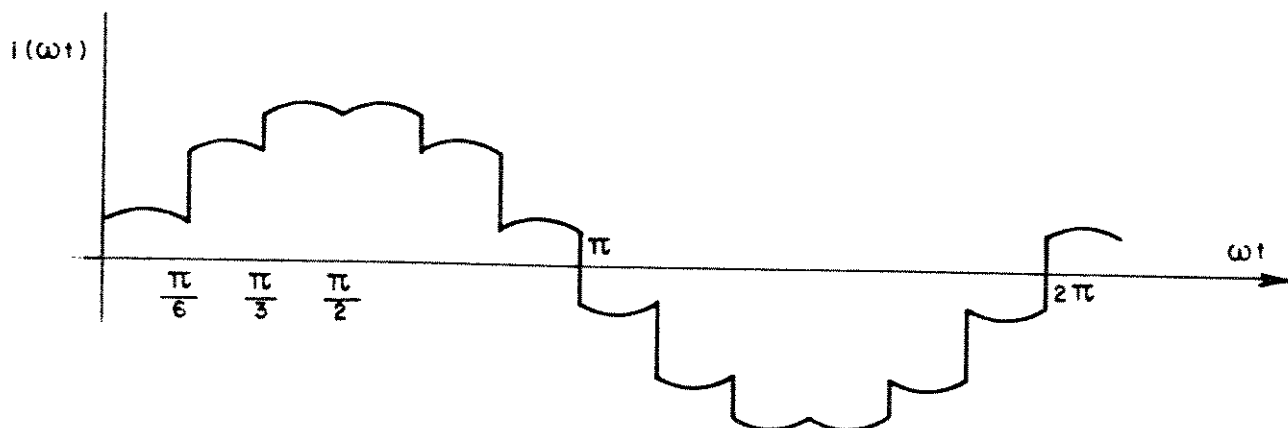


Figura III.3-42 - Forma de onda da corrente de linha de um reator "twin-tripler" sob alimentação trifásica senoidal equilibrada.

Deste modo, qualquer uma destas correntes pode ser particularmente expressa como:

$$\begin{aligned}
 i(\omega t) = \frac{V_m}{\omega L} & \left\{ \left[0,259 \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{5\pi}{12} \right) \right]_0^{\frac{\pi}{6}} + \left[0,707 \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{4} \right) \right]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} + \right. \\
 & + \left[0,966 \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{12} \right) \right]_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} + \left[0,966 \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{12} \right) \right]_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{2\pi}{3}} + \\
 & + \left[0,707 \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{4} \right) \right]_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{6}} + \left[0,259 \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{5\pi}{12} \right) \right]_{\frac{5\pi}{6}}^{\pi} + \\
 & + \left[0,259 \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{5\pi}{12} \right) \right]_{\pi}^{\frac{7\pi}{6}} + \left. \left[0,707 \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{4} \right) \right]_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{4\pi}{3}} + \right\}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \left[0,966 \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{12} \right) \right]_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{3\pi}{2}} + \left[0,966 \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{12} \right) \right]_{\frac{3\pi}{2}}^{\frac{5\pi}{3}} + \\
& + \left[0,707 \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{4} \right) \right]_{\frac{5\pi}{3}}^{\frac{11\pi}{6}} + \left[0,259 \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{5\pi}{12} \right) \right]_{\frac{11\pi}{6}}^{2\pi} \Bigg\} \\
& \qquad \qquad \qquad \text{(III.3-204)}
\end{aligned}$$

As correntes das outras fases são totalmente análogas, estando simplesmente defasadas de 120° .

Como pode ser observado na figura III.3-42 esta corrente de linha é uma função ímpar, uma vez que $i(-\omega t) = -i(\omega t)$, e assim sendo, pelo Apêndice II tem-se que a_n é nulo para todo n , além de ser evidente, pela simetria da forma da onda focalizada, que a_0 também é nulo.

Deste modo, o coeficiente do termo em seno (b_n) da série de Fourier, conforme o Apêndice I, é dado por:

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \operatorname{sen}(n\omega t) d\omega t \quad \text{(III.3-205)}$$

onde n é a ordem da harmônica da corrente de linha do reator "twin-tripler".

Ou seja:

$$\begin{aligned}
b_n = \frac{V_m}{\omega L} \frac{1}{\pi} & \left\{ 0,259 \left[\int_0^{\frac{\pi}{6}} \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{5\pi}{12} \right) \operatorname{sen}(n\omega t) d\omega t + \right. \right. \\
& + \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\pi} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{5\pi}{12} \right) \operatorname{sen}(n\omega t) d\omega t + \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{3\pi}{2}} \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{5\pi}{12} \right) \operatorname{sen}(n\omega t) d\omega t + \\
& \left. + \int_{\frac{11\pi}{6}}^{2\pi} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{5\pi}{12} \right) \operatorname{sen}(n\omega t) d\omega t \right] +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + 0,707 \left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} \text{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{4} \right) \text{sen}(n\omega t) d\omega t + \right. \\
& + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{6}} \text{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{4} \right) \text{sen}(n\omega t) d\omega t + \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{4\pi}{3}} \text{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{4} \right) \text{sen}(n\omega t) d\omega t + \\
& \left. + \int_{\frac{5\pi}{3}}^{\frac{11\pi}{6}} \text{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{4} \right) \text{sen}(n\omega t) d\omega t \right] + \\
& + 0,966 \left[\int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} \text{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{12} \right) \text{sen}(n\omega t) d\omega t + \right. \\
& + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{2\pi}{3}} \text{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{12} \right) \text{sen}(n\omega t) d\omega t + \int_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{3\pi}{2}} \text{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{12} \right) \text{sen}(n\omega t) d\omega t + \\
& \left. + \int_{\frac{3\pi}{2}}^{\frac{5\pi}{3}} \text{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{12} \right) \text{sen}(n\omega t) d\omega t \right] \quad (III.3-206)
\end{aligned}$$

que resulta em:

$$\begin{aligned}
b_n = \frac{V_m}{\omega L} \frac{1}{\pi} & \left\{ 0,259 \left[\left(0,259B_1 + 0,966B_2 \right) \frac{\pi}{6} + \right. \right. \\
& + \left(0,259B_1 - 0,966B_2 \right) \frac{\pi}{6} + \left(0,259B_1 + 0,966B_2 \right) \frac{7\pi}{6} + \\
& \left. \left. + \left(0,259B_1 - 0,966B_2 \right) \frac{2\pi}{6} \right] + 0,707 \left[\left(0,707B_1 + 0,707B_2 \right) \frac{\pi}{6} + \right. \right.
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \left[0,707B_1 - 0,707B_2 \right]_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{6}} + \left[0,707B_1 + 0,707B_2 \right]_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{4\pi}{3}} + \\
& + \left[0,707B_1 - 0,707B_2 \right]_{\frac{5\pi}{3}}^{\frac{11\pi}{6}} + 0,966 \left[\left[0,966B_1 + 0,259B_2 \right]_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} + \right. \\
& + \left[0,966B_1 - 0,259B_2 \right]_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{2\pi}{3}} + \left[0,966B_1 + 0,259B_2 \right]_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{3\pi}{2}} + \\
& \left. + \left[0,966B_1 - 0,259B_2 \right]_{\frac{3\pi}{2}}^{\frac{5\pi}{3}} \right] \quad (III.3-207)
\end{aligned}$$

onde:

$$B_1 = \begin{cases} \frac{\omega t}{2} - \frac{\text{sen } 2\omega t}{4} & \text{se } n = 1 \\ \frac{\text{sen } (n-1)\omega t}{2(n-1)} - \frac{\text{sen } (n+1)\omega t}{2(n+1)} & \text{se } n \neq 1 \end{cases} \quad (III.3-208)$$

e,

$$B_2 = \begin{cases} \frac{\text{sen}^2 \omega t}{2} & \text{se } n = 1 \\ -\frac{\cos (n-1)\omega t}{2(n-1)} - \frac{\cos (n+1)\omega t}{2(n+1)} & \text{se } n \neq 1 \end{cases} \quad (III.3-209)$$

e cujo resultado só é não nulo para $n = 1, 11, 13, 23, 25, \dots$

Deste modo, conclui-se que um reator do tipo "twin-tripler", sujeito a um sistema de alimentação trifásico senoidal e equilibrado apresenta uma corrente de linha cujas ordens harmônicas podem ser expressas por $12k \pm 1$, $k=1, 2, 3, \dots$

III.3.3.6. RESULTADOS OBTIDOS NA SIMULAÇÃO DE UM REATOR DO TIPO "TWIN-TRIPLER"

O reator de núcleo saturado utilizado nesta simulação é o apresentado na figura III.3-43.

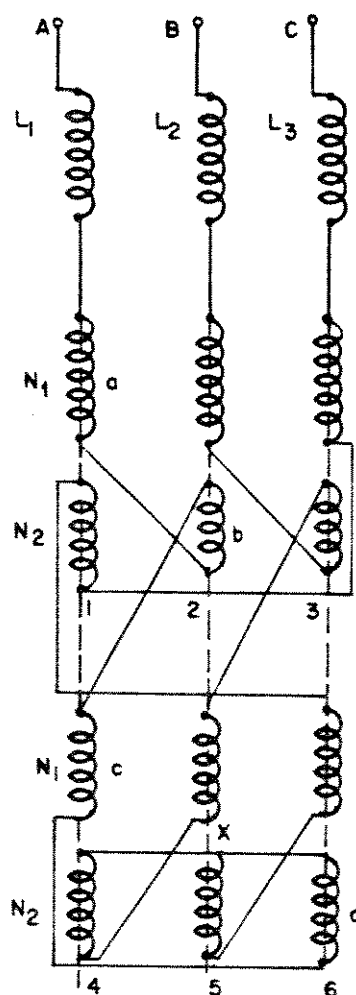


Figura III.3-43 - Esquema do reator "twin-tripler" utilizado na simulação.

Ao programa computacional, que calcula as correntes harmônicas geradas por reatores de núcleo saturado do tipo "twin-tripler", desenvolvido neste trabalho foi dado o nome de "SUBROUTINE RNS". Este programa implementa as expressões genéricas do "twin-tripler" dadas pela expressão (III.3-161) para o caso de todas as unidades do reator encontrarem-se saturadas, e dadas na tabela III.3-2 para a condição de não saturação das respectivas unidades.

Para o "twin-tripler" simulado, a relação de espiras N_1/N_2 foi mantida igual a de projeto (0,366), fazendo-se $N_1=500$ e $N_2=183$.

Considerou-se que o sistema de alimentação é de 720 V. Deste modo, as tensões fase-neutro para um caso de alimentação equilibrada e sem conteúdo harmônico foram feitas iguais à:

$$\left. \begin{aligned} v_a(t) &= 587,87 \operatorname{sen} \omega t & V \\ v_b(t) &= 587,87 \operatorname{sen} \left[\omega t - \frac{2\pi}{3} \right] & V \\ v_c(t) &= 587,87 \operatorname{sen} \left[\omega t + \frac{2\pi}{3} \right] & V \end{aligned} \right\}$$

onde $\omega=2\pi f$ e $f=60\text{Hz}$

A conexão ao P.A.C. foi idealmente traduzida através de uma reatância indutiva equilibrada que inicialmente apresenta uma indutância de:

$$L_1 = L_2 = L_3 = 3,5\text{mH}$$

A partir destes dados foram calculadas as correntes harmônicas geradas por este tipo de RNS em situações onde a alimentação ou a reatância do sistema sofreram ligeiras modificações.

CASO Nº 1

DADOS:

TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO:		
$v_a(t) = 587,87 \operatorname{sen} \omega t$		V
$v_b(t) = 587,87 \operatorname{sen} \left[\omega t - \frac{2\pi}{3} \right]$		V
$v_c(t) = 587,87 \operatorname{sen} \left[\omega t + \frac{2\pi}{3} \right]$		V
LIGAÇÃO AO P.A.C.:		
$L_1 = L_2 = L_3 = 3,5 \text{ mH}$		

RESULTADOS OBTIDOS:

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor Eficaz (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM HARM.	FASE A		FASE B		FASE C	
	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	307,9	270,0	307,9	150,0	307,9	30,0
11	30,1	86,6	30,1	206,6	30,1	326,6
13	21,4	265,9	21,4	145,9	21,4	25,9
23	13,6	82,8	13,6	202,8	13,6	322,8
25	11,5	262,2	11,5	142,2	11,5	22,2

Deve-se observar que este caso é a particularização do caso mais genérico para o caso específico abordado no item III.3.3.5.2., qual seja a de alimentação trifásica simétrica senoidal. A tabela III.3-4 apresenta em porcentagem da fundamental, o conteúdo harmônico da corrente de linha de um RNS do tipo "twin-tripler" obtido analiticamente através da expressão (III.3-207), e aquele calculado por esta simulação.

Tabela III.3-4 - Conteúdo harmônico da corrente de linha de um reator "twin-tripler" sob alimentação trifásica senoidal equilibrada.

ORDEM HARMÔNICA	11	13	23	25
VALOR TEÓRICO (%)	9,77	6,98	4,44	3,75
VALOR SIMULADO (%)	9,76	6,96	4,42	3,73

Deste modo, pode-se afirmar que a simulação computacional mais genérica, efetuada neste trabalho, para reatores de núcleo saturado do tipo "twin-tripler", traduz perfeitamente a situação mais tradicional de alimentação, caso para o qual, aliás, este equipamento foi projetado.

CASO Nº 2

DADOS:

Assume-se neste caso que o sistema de alimentação passa a apresentar um desequilíbrio correspondente à cerca de 10% de sequência negativa, permanecendo a reatância equivalente do sistema equilibrada e constante.

TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO:		
$v_a(t) = 646,65 \text{ sen } \omega t$	V	
$v_b(t) = 560,79 \text{ sen } [\omega t + 234,79^\circ]$	V	
$v_c(t) = 560,79 \text{ sen } [\omega t + 125,21^\circ]$	V	
LIGAÇÃO AO P.A.C.:		
$L_1 = L_2 = L_3 = 3,5 \text{ mH}$		

RESULTADOS OBTIDOS:

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor Eficaz (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM	FASE A		FASE B		FASE C	
HARM.	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	340,3	269,9	294,2	144,2	295,5	34,9
5	3,9	356,9	2,8	154,4	1,7	144,2
7	5,8	147,7	1,9	232,2	6,3	345,6
9	12,0	66,2	20,5	195,8	15,8	340,0
11	7,1	104,6	28,1	180,7	30,3	347,7
13	25,3	266,5	11,8	87,1	13,4	85,9
15	13,7	84,7	8,5	297,1	7,9	229,9
17	3,7	284,6	5,6	143,0	3,6	3,2
19	5,2	125,7	5,3	210,6	7,8	348,6
21	4,9	6,6	14,1	174,3	9,3	347,7
23	8,3	230,4	5,2	118,2	7,9	13,1
25	4,8	293,6	4,7	1,3	7,9	147,1

Pode-se notar que, devido ao desequilíbrio na tensão de alimentação, o comportamento do "twin-tripler" foge completamente às expectativas. O conteúdo harmônico das correntes de linha apresenta todas as ordens ímpares, com

exceção da 3^a harmônica. Estas ordens encontram-se desequilibradas, apresentando, no entanto, somatória nula nas três fases.

Neste caso específico, as amplitudes das harmônicas não-características múltiplas de 3, em especial a 9^a e a 15^a, apresentam amplitudes que se destacam entre as demais. Este fato poderá ser uma fonte adicional de problemas, uma vez que raramente os sistemas de potência tem filtros sintonizados nestas frequências.

Este exemplo ilustra de maneira bastante drástica, a operação de um equipamento, que sob condições ideais de alimentação, apresenta um conteúdo harmônico bastante restrito, mas que sob alimentação desequilibrada opera de forma imprevisível, apresentando um conteúdo harmônico bastante amplo.

CASO Nº 3

DADOS:

Neste caso a alimentação volta a ser equilibrada como no CASO Nº 1, e o desequilíbrio passa a ser apresentado pela reatância equivalente do sistema.

TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO:

$$v_a(t) = 587,87 \operatorname{sen} \omega t \quad V$$

$$v_b(t) = 587,87 \operatorname{sen} \left[\omega t - \frac{2\pi}{3} \right] \quad V$$

$$v_c(t) = 587,87 \operatorname{sen} \left[\omega t + \frac{2\pi}{3} \right] \quad V$$

LIGAÇÃO AO P.A.C.:

$$L_1 = 3,85 \text{ mH}$$

$$L_2 = L_3 = 3,5 \text{ mH}$$

RESULTADOS OBTIDOS:

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor Eficaz (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM	FASE A		FASE B		FASE C	
HARM.	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	289,8	269,9	303,5	151,0	302,7	28,1
3	0,9	40,8	1,1	65,0	2,1	233,1
5	0,2	174,5	2,0	97,1	2,0	268,8
7	0,3	131,8	2,0	85,7	2,2	270,6
9	5,0	261,6	5,8	40,8	3,8	161,8
11	31,4	87,2	25,7	212,1	26,9	318,8
13	16,3	266,3	23,21	153,8	22,7	15,5
15	2,5	276,2	3,4	132,7	2,0	359,6
19	0,3	96,1	1,9	85,1	2,2	266,3
21	4,2	257,4	4,8	43,7	2,7	164,5
23	15,0	84,4	9,2	218,5	10,8	302,1
25	6,4	262,1	12,7	155,3	12,5	4,5

Neste caso, já que o desequilíbrio apresentado pela indutância de ligação ao P.A.C. pode ser considerado grande (10%), constata-se a presença de todas as ordens harmônicas ímpares, exceção feita à 17^a. As harmônicas características apresentam as amplitudes mais significativas, e entre as não-características as maiores amplitudes são constatadas na 9^a e na 15^a.

Pelos dois últimos casos pode-se afirmar que a operação de reatores de núcleo saturado do tipo "twin-tripler", sob condições desequilibradas, apresentam correntes de linha desequilibradas e distorcidas. Estas distorções, em princípio, apresentam um conteúdo harmônico com todas as ordens ímpares, onde as maiores amplitudes são das harmônicas características deste tipo de RNS.

CASO Nº 4

DADOS:

Tem-se agora a presença de um certo conteúdo harmônico na alimentação da barra na qual está conectado o RNS, no entanto o sistema de alimentação apresenta um total equilíbrio. Escolheu-se uma ordem harmônica que normalmente é eliminada internamente no RNS do tipo "twin-tripler".

TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO:	
$v_a(t) = 587,87 \text{ sen } \omega t + 15,0 \text{ sen } 5\omega t$	V
$v_b(t) = 587,87 \text{ sen } \left[\omega t - \frac{2\pi}{3} \right] + 15,0 \text{ sen } \left[5\omega t + \frac{2\pi}{3} \right]$	V
$v_c(t) = 587,87 \text{ sen } \left[\omega t + \frac{2\pi}{3} \right] + 15,0 \text{ sen } \left[5\omega t - \frac{2\pi}{3} \right]$	V
LIGAÇÃO AO P.A.C.:	
$L_1 = L_2 = L_3 = 3,5 \text{ mH}$	

RESULTADOS OBTIDOS:

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor Eficaz (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM	FASE A		FASE B		FASE C	
HARM.	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	308,1	270,0	308,1	150,0	308,1	30,0
11	29,8	88,1	29,8	208,1	29,8	328,1
13	21,6	268,1	21,6	148,1	21,6	28,1
23	13,4	86,3	13,4	206,3	13,4	326,3
25	11,7	266,1	11,7	146,1	11,7	26,1

Neste caso, nota-se o total equilíbrio entre fases para todas as harmônicas das correntes de linha, o que era de se esperar. Em relação ao CASO Nº 1 a presença de um pequeno nível de 5ª harmônica na tensão de alimentação implica numa ligeira variação dos resultados obtidos para aquele caso, sendo que o conteúdo harmônico presente no CASO Nº 1 permanece aqui quase inalterado, tanto em amplitude como em ângulo.

CASO Nº 5

DADOS:

Tem-se agora a presença de uma outra ordem harmônica na alimentação da barra na qual está conectado o RNS, no entanto o sistema de alimentação continua apresentando um total equilíbrio. Escolheu-se aqui uma ordem harmônica que não é eliminada internamente no RNS do tipo "twin-tripler", e nem é uma de suas harmônicas características.

TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO:
 $v_a(t) = 587,87 \text{ sen } \omega t + 15,0 \text{ sen } 2\omega t \quad \text{V}$
 $v_b(t) = 587,87 \text{ sen } \left[\omega t - \frac{2\pi}{3} \right] + 15,0 \text{ sen } \left[2\omega t + \frac{2\pi}{3} \right] \quad \text{V}$
 $v_c(t) = 587,87 \text{ sen } \left[\omega t + \frac{2\pi}{3} \right] + 15,0 \text{ sen } \left[2\omega t - \frac{2\pi}{3} \right] \quad \text{V}$

LIGAÇÃO AO P.A.C.:
 $L_1 = L_2 = L_3 = 3,5 \text{ mH}$

RESULTADOS OBTIDOS:

CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor Eficaz (Ampères) — Ângulo de fase (graus)						
ORDEM HARM.	FASE A		FASE B		FASE C	
	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO	MÓDULO	ÂNGULO
1	308,0	270,0	308,0	150,0	308,0	30,0
2	4,6	264,3	4,6	24,3	4,6	144,3
8	2,7	95,9	2,7	215,9	2,7	335,9
10	2,6	275,8	2,6	155,8	2,6	35,8
11	29,7	85,7	29,7	205,7	29,7	325,7
13	21,3	264,8	21,3	144,8	21,3	24,8
14	2,6	256,6	2,6	16,6	2,6	136,6
16	2,1	73,8	2,1	313,8	2,1	193,8
20	2,5	93,0	2,5	213,0	2,5	333,0
22	2,5	272,2	2,5	152,2	2,5	32,2
23	13,1	81,0	13,1	201,0	13,1	321,0
25	11,2	260,1	11,2	140,1	11,2	20,1

A diferença deste caso em relação ao caso anterior é que a ordem harmônica adicionada a alimentação ao invés de ser a 5^a, é agora a 2^a. Deste modo, além das harmônicas características, tem-se a presença de diversas harmônicas pares de sequência positiva e negativa.

As amplitudes e ângulos das harmônicas características de corrente sofreram uma alteração não significativa em relação ao CASO N^o 1, e as harmônicas de ordens pares agora presentes tem amplitudes da ordem de 1% da fundamental, sendo que a 2^a harmônica presente na alimentação tem uma amplitude de cerca de 2,5% da fundamental.

Deve-se observar que os modelos aqui propostos, muito embora admitam hipóteses não-ideais para a rede de alimentação do RNS, não permitem tratar o dispositivo em sua constituição interna, de forma assimétrica.

Os casos aqui abordados servem como exemplos, e mostram claramente a versatilidade do programa computacional desenvolvido para o RNS do tipo "twin-tripler". Novamente vale ressaltar que não se pretendeu exaurir todas as possibilidades de operação de um RNS deste tipo.

III.4. FORNOS DE ARCO

Nas últimas duas décadas a utilização dos fornos de arco na indústria metalúrgica intensificou-se devido à conjuntura econômico-energética que se estabeleceu após a crise do petróleo.

Os grandes níveis de potência requeridos pelos fornos de arco e a forma como esta potência é absorvida, torna-os também importantes fontes geradoras de correntes harmônicas que podem ser injetadas nos sistemas aos quais eles estejam conectados.

As correntes harmônicas produzidas pelos fornos de arco originam-se da não-linearidade apresentada pela característica tensão-corrente do arco, da permanente variação aleatória a que fica submetida a tensão de arco durante o processo de fusão, e ao constante movimento do arco.

Em consequência desse caráter altamente não-linear da impedância do arco, a corrente de alimentação do forno pode apresentar-se com uma grande distorção. O grau de distorção dessa corrente está intimamente relacionado com a "estabilidade do arco", que por sua vez é função do fator de potência da instalação, e, para uma determinada potência aparente, do valor da corrente de operação do forno. [32]

Um arco é uma descarga elétrica num gás, caracterizada por uma baixa tensão e uma alta corrente e é extinto a cada zero de corrente. Quando o arco se extingue, a tensão entre o eletrodo e a carga do forno será aproximadamente igual a tensão secundária fase-neutro do transformador do forno. Esta tensão tem uma influência decisiva sobre o instante de reignição do arco. A figura III.4-1 mostra o comportamento básico da corrente e da tensão em dois casos, com iguais potências aparentes e reatâncias por fase. [33]

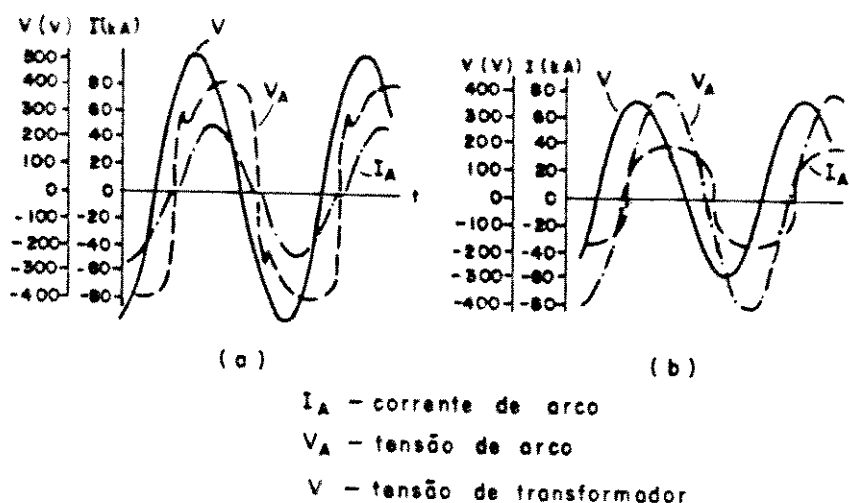


Figura III.4-1 - Formas de onda da corrente de fornos de arco

Na figura III.4-1(a) o fator de potência é 0,95 e a tensão (cerca de 200 V) não é suficiente para permitir a imediata reignição do arco. A reignição só ocorre quando a tensão se eleva suficientemente (quase 300 V) e deste modo, tem-se um intervalo de corrente nula.

Já na situação da figura III.4-1(b) o fator de potência é de 0,707 e a corrente se anula quando a tensão vale cerca de 350 V. Devido à alta corrente de operação do forno, e à conseqüente maior ionização produzida, esta tensão é suficientemente grande para fazer com que o arco seja imediatamente reiniciado após a passagem da corrente por zero, e em conseqüência não existem intervalos de corrente nula.

Deste modo, pode-se afirmar que o arco será tanto mais estável quanto menos distorcida for a corrente, o que ocorre com um fator de potência mais baixo e com uma corrente de operação do forno mais elevada. Além disso, dependendo da fase de operação do forno (fusão ou refino) a tensão de arco apresenta uma variação permanente, implicando portanto numa constante variação da forma de onda apresentada pela corrente.

Portanto, dada a característica aleatória do funcionamento destes fornos, os níveis das componentes harmônicas são estimados através de dados estatísticos, que foram obtidos através de medições ao longo dos anos em diversas instalações de fornos de arco no mundo todo.

A tabela III.4-1 fornece estes dados estatísticos, onde são relacionadas as faixas das amplitudes médias, além da amplitude máxima para cada ordem harmônica. [32]

Tabela III.4-1 - Amplitude de harmônicas produzidas por fornos de arco (% da fundamental).

ORDEM HARMÔNICA	AMPLITUDE MÉDIA (%)	AMPLITUDE MÁXIMA (%)
2	3 — 9	30
3	6 — 10	20
4	2 — 6	15
5	2 — 10	12
6	2 — 3	10
7	3 — 6	8
9	2 — 5	7

Raramente, numa instalação, tem-se apenas um forno de arco. Normalmente, este tipo de equipamento é instalado em grupos, cujas unidades podem ter potências idênticas ou não.

Para casos de instalações com mais de um forno de arco, a potência equivalente do grupo de fornos pode ser expressa por:

$$P_{eq} = \sqrt{\sum_{i=1}^{nf} P_{fi}^2} \quad (III.4-1)$$

- onde: P_{eq} = potência equivalente do grupo de fornos.
 P_{fi} = potência do i-ésimo forno do grupo.
 nf = número total de fornos de arco

A expressão (III.4-1) deve ser utilizada sempre que os diversos fornos de uma instalação operem simultaneamente durante a mesma fase de produção, sendo possível então que eles estejam operando simultaneamente na fase inicial de fusão, que é a fase mais crítica sob o ponto de vista de distúrbios.

No entanto, se a programação da operação conjunta dos fornos evitar a simultaneidade, então a potência equivalente do grupo de fornos pode ser expressa por:

$$P_{eq} = \sqrt{P_{FM}^2 + k \sum_{i=1}^{nf-1} (P_{Fi}^2)} \quad (III.4-2)$$

onde: P_{eq} = potência equivalente do grupo de fornos.

P_{FM} = potência do maior forno do grupo.

P_{Fi} = potência do i-ésimo forno do grupo (com exceção do maior).

k = fator de redução, normalmente igual à 0,8.

nf = número total de fornos da instalação.

III.4.1. RESULTADOS OBTIDOS NA SIMULAÇÃO DE UM GRUPO DE FORNOS DE ARCO

O programa computacional desenvolvido para o cálculo das correntes harmônicas geradas pelos fornos de arco recebeu a denominação de SUBROUTINE FORNA e calcula a geração de harmônicas com simultaneidade ou não de operação. O nível das harmônicas calculadas para cada instalação pode ser escolhido dentre a média inferior, a média superior ou o valor máximo.

Logicamente, a injeção de harmônicas mais rigorosa é aquela que considera a simultaneidade de operação e os máximos níveis de harmônicas.

Segundo as recomendações existentes (baseadas em dados empíricos) as correntes nas três fases, em princípio, seriam iguais em módulo, para o caso de alimentação trifásica equilibrada, pois seus valores dependem apenas do modo de operação dos fornos (simultânea ou não) e se o cálculo das possíveis harmônicas se faz pelos valores médios inferiores, superiores ou valores máximos.

Como a decomposição de uma corrente periódica distorcida em frequências harmônicas se dá através de seus módulos e ângulos, e as recomendações para a estimativa das harmônicas de corrente devido a instalações de fornos de arco se prendem apenas nos prováveis módulos, a fixação dos ângulos de referência para cada fase (tomados, por exemplo, como os ângulos das tensões fundamentais de cada fase) em relação aos quais a corrente fundamental, bem como as correntes harmônicas estarão defasadas, constituem apenas numa mera especulação. Além disso, pode-se especular também acerca de um possível desequilíbrio na alimentação, no entanto, torna-se aparentemente inviável tentar avaliar o comportamento de um forno de arco assim alimentado sem um modelo analítico. Deste modo, os resultados aqui apresentados se prendem a casos nos quais a alimentação é equilibrada existindo alteração apenas nas porcentagens assumidas e no modo de operação dos fornos, e sem especificar, logicamente, as possíveis fases das harmônicas das correntes.

A instalação de fornos de arco abordada como exemplo é similar ao existente na usina da VIBASA. Tal instalação é constituída por três fornos de arco de potências respectivas:

$$P_{FM} = 55 \text{ MW}$$

$$P_{F1} = 30 \text{ MW}$$

$$P_{F2} = 30 \text{ MW}$$

Considerou-se que o sistema de alimentação é de 720 V. Deste modo, assumiu-se que a alimentação é equilibrada e sem conteúdo harmônico, ensejando apenas a avaliação dos módulos das correntes (fundamental e harmônicas).

CASO Nº 1

DADOS:

NÍVEIS HARMÔNICOS: MÉDIA INFERIOR

RESULTADOS OBTIDOS:

MÓDULOS DAS CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères)		
ORDEM HARM.	OPERAÇÃO	
	NÃO SIMULTANEA	SIMULTANEA
1	75776,1	78771,7
2	2273,3	2363,1
3	4546,5	4726,3
4	1515,5	1575,4
5	1515,5	1575,4
6	1515,5	1575,4
7	2273,3	2363,1
9	1515,5	1575,4

CASO Nº 2

DADOS:

NÍVEIS HARMÔNICOS: MÉDIA SUPERIOR

RESULTADOS OBTIDOS:

MÓDULOS DAS CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

Valor de Pico (Ampères)		
ORDEM HARM.	OPERAÇÃO	
	NÃO SIMULTANEA	SIMULTANEA
1	75776,1	78771,7
2	6819,8	7089,4
3	7577,6	7877,2
4	4546,5	4726,3
5	7577,6	7877,2
6	2273,3	2363,1
7	4546,5	4726,3
9	3788,8	3938,6

CASO Nº 3

DADOS:

NÍVEIS HARMÔNICOS: MÁXIMOS

RESULTADOS OBTIDOS:

MÓDULOS DAS CORRENTES NO BARRAMENTO C.A.:

ORDEM HARM.	Valor de Pico (Ampères)	
	OPERAÇÃO	
	NÃO SIMULTANEA	SIMULTANEA
1	75776,1	78771,7
2	22732,8	23631,5
3	15155,2	15754,3
4	11366,4	11815,7
5	9093,1	9452,6
6	7577,6	7877,2
7	6062,1	6301,7
9	5304,3	5514,0

Obviamente, as correntes fundamentais só sofrem alterações devido a situação de operação ser simultânea ou não. As duas situações de operação, neste caso, apresentam uma variação de cerca de 8,5% para as amplitudes da fundamental e das harmônicas em cada um dos níveis harmônicos simulados.

Os resultados aqui apresentados constituem uma aproximação daquilo que pode ocorrer realmente numa instalação de fornos de arco, com um grande grau de imprecisão, uma vez que dada uma situação de operação a avaliação de uma certa ordem harmônica varia por um fator de cerca de dez vezes.

Sem dúvida, o ideal para este tipo de fonte geradora de frequências harmônicas seria a pesquisa de um modelo analítico capaz de traduzir as diversas formas de operação, incluindo a possibilidade da rede de alimentação já conter desequilíbrios e distorções.

IV - MODELAGEM DOS COMPONENTES DE SISTEMAS DE POTÊNCIA PARA ESTUDOS DE FLUXO HARMÔNICO

IV.1. INTRODUÇÃO

De um modo geral os sistemas de distribuição e transmissão apresentam um comportamento notadamente indutivo à frequência fundamental da rede. Deste modo, a utilização de equivalentes de sistemas baseados na potência de curto-circuito pode ser adequada à solução dos problemas envolvendo estes sistemas à frequência fundamental.

Quando um sistema elétrico fica sujeito à injeções harmônicas, é necessário avaliar o comportamento deste para cada uma das frequências presentes; uma vez que o aparecimento de harmônicas nos sistemas de potência provocam efeitos indesejáveis, conforme abordados no capítulo II. Além destes aspectos, a penetração destas frequências pode originar graves problemas em pontos bastante distantes das fontes de frequências harmônicas.

Na tentativa de se mitigar as propagações harmônicas através de um sistema elétrico é necessário conhecer detalhadamente o comportamento deste sistema, bem como os modelos individuais de seus componentes numa faixa de frequências que abrangeria até a harmônica de ordem 50 (3000 Hz), por exemplo.

IV.2. COMPORTAMENTO DE UM SISTEMA ELÉTRICO EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA

Tomando-se um sistema elétrico numa certa condição de carregamento, a forma típica da impedância, vista de um certo barramento, em função da frequência, apresenta o comportamento visto na figura IV.2-1. [34]

IV - 2

Tal comportamento se justifica devido à complexa topologia do sistema, onde se conta com as presenças de indutâncias e capacitâncias, além, logicamente, de resistências, em configurações capazes de originar ressonâncias em determinadas frequências.

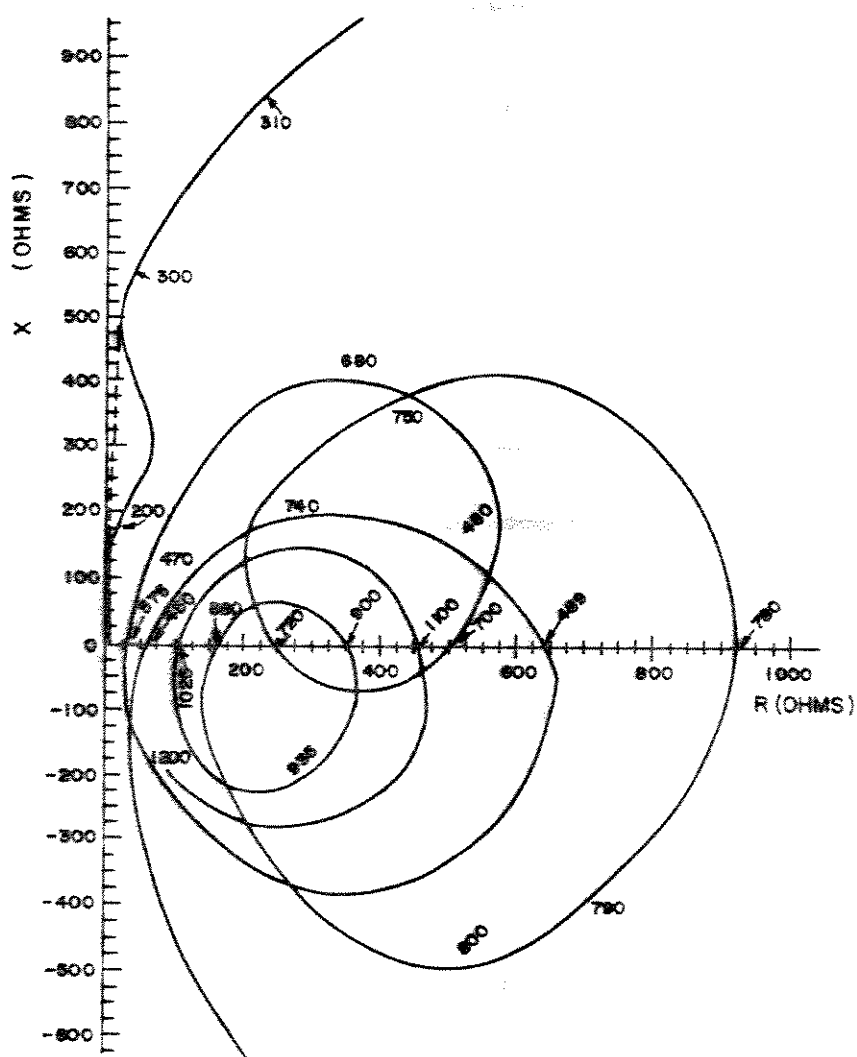


Figura IV.2-1 - Diagrama polar da impedância equivalente de um sistema em função da frequência.

A figura IV.2-2 traduz a mesma informação da figura IV.2-1, num espectro de frequências.

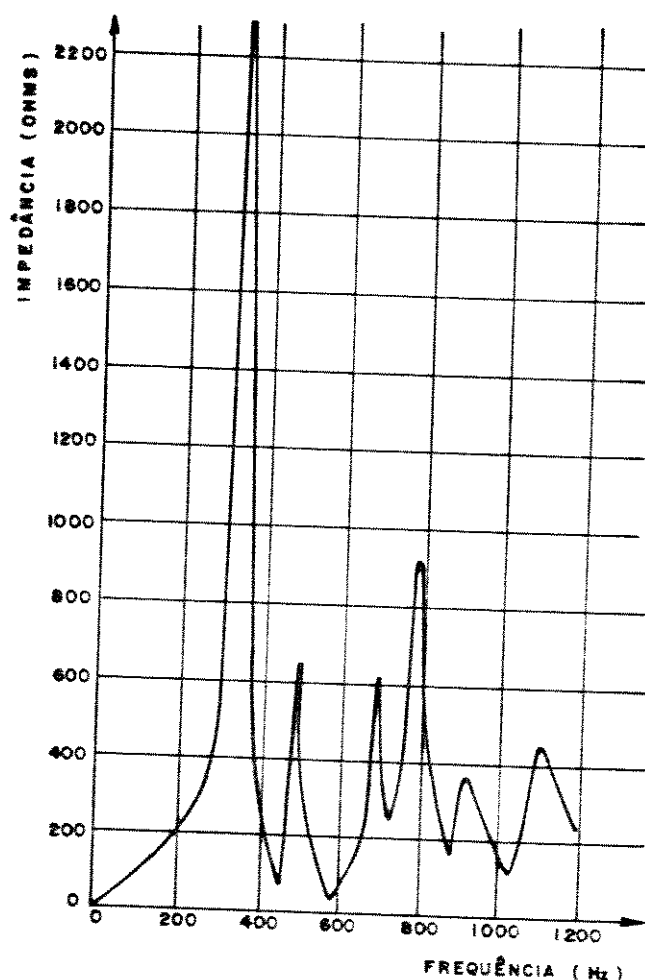


Figura IV.2-2 - Espectro de frequências correspondente ao sistema da figura IV.2-1.

Basicamente existem dois métodos de se obter os diagramas das figuras IV.2-1 e IV.2-2. O primeiro método seria através de medições de campo e o segundo através da simulação digital e/ou analógica do sistema em questão.

Ambos os métodos tem restrições quanto à sua aplicação. O primeiro deles supõe a existência física do sistema, enquanto o segundo implica na utilização de modelos adequados para cada um de seus componentes na faixa de frequências de interesse.

IV - 4

No entanto, o segundo método é o mais adequado à nível de planejamento, e neste sentido muitos trabalhos tem sido desenvolvidos, recomendando muitas vezes modelos díspares para um mesmo tipo de componente. [34,35,35,37,38,39]

Esta disparidade, pode à princípio não parecer razoável, porém devem ser lembradas as diferenças topológicas entre sistemas (radiais, pouco ou muito malhados, etc.), além da precisão desejada dos modelos propostos dependendo da aplicação (projeto de filtros, estudos para se determinar níveis de interferência, etc.).

Deste modo, são apresentados a seguir modelos de componentes de sistemas elétricos, baseados na literatura especializada, que podem ser utilizados em estudos de penetração harmônica.

IV.3. MODELOS DE COMPONENTES

IV.3.1. LINHAS E CABOS

No domínio da frequência, uma porção infinitesimal duma linha de transmissão uniforme pode ser genericamente representada pelo circuito equivalente da figura IV.3-1. [40]

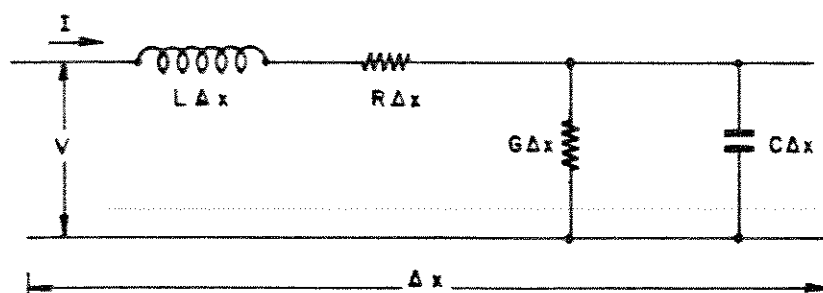


Figura IV.3-1 - Circuito equivalente de uma porção infinitesimal de uma linha de transmissão uniforme no domínio da frequência.

Conforme a referência [36], linhas e cabos, em estudos envolvendo frequências harmônicas, podem ser representados por um equivalente Π compreendendo uma resistência e uma reatância em série, inseridas entre ambos os pontos da rede e fechados por dois capacitores conectados entre estes pontos e o ponto de tensão de referência (terra), conforme a figura IV.3-2.

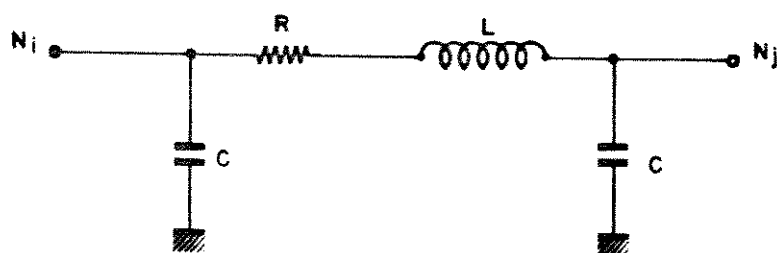


Figura IV.3-2 - Circuito Π equivalente proposto na referência [36] para linhas e cabos.

Como uma primeira aproximação pode-se considerar que a resistência é independente da frequência e igual àquela a 60 Hz. A indutância L é praticamente igual àquela a 60 Hz, e a capacitância de cada um dos capacitores pode ser considerada igual à metade da capacitância correspondente à potência reativa gerada pela linha ou cabo, sem carga e alimentada pela tensão terminal à 60 Hz.

Para linhas longas e altas ordens harmônicas é essencial considerar os efeitos de propagação associando-se diversos circuitos Π em série.

A partir do modelo básico apresentado na figura IV.3-2 para linhas e cabos, podem ser extraídos modelos diferentes, adaptados às características particulares de cada linha ou cabo.

O Modelo 1 da figura IV.3-3 apresenta o equivalente para linhas nas quais o efeito capacitivo não se faz presente, mesmo para frequências mais altas.

IV - 6



Figura IV.3-3 - Modelo 1 para linhas.

Já no Modelo 2, apresentado na figura IV.3-4, não só a capacitância para a terra se faz presente, como há a possibilidade da existência de uma condutância, G , para a terra.

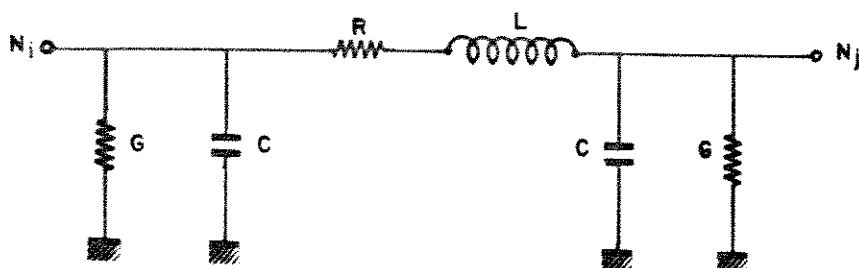


Figura IV.3-4 - Modelo 2 para linhas e cabos.

Tanto no Modelo 1 quanto no Modelo 2, a resistência R e a indutância L podem apresentar variações com a frequência, devido ao efeito pelicular.

IV.3.11. RESISTÊNCIA EFETIVA E INDUTÂNCIA INTERNA DE UM CONDUTOR EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA^[41]

A resistência efetiva de um condutor cilíndrico sólido, R_{ca} , em relação à resistência R_0 à c.c., em função da frequência é dada por:

$$R_{ca} = R_0 \frac{m r}{2} \frac{\text{ber}(mr) \text{bei}'(mr) - \text{bei}(mr) \text{ber}'(mr)}{(\text{bei}'(mr))^2 + (\text{ber}'(mr))^2} \quad (\text{IV.3-1})$$

onde:

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

r = raio do condutor [m]

$\omega = 2\pi f$

$\mu = \mu_0 \mu_R$ [H/m]

μ_R = permeabilidade relativa

ρ = resistividade [ohm mm²/m]

f = frequência [Hz]

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m]

Enquanto a indutância interna deste mesmo condutor, L , em função da frequência, em relação à indutância interna para frequências suficientemente baixas, L_0 , para que possa ser admitida a hipótese de corrente uniforme, é dada por:

$$L = L_0 \frac{4}{\pi r} \frac{\text{bei}(mr) \text{bei}'(mr) + \text{ber}(mr) \text{ber}'(mr)}{(\text{bei}'(mr))^2 + (\text{ber}'(mr))^2} \quad (\text{IV.3-2})$$

As funções ber e bei são as abreviações de "Bessel real" e "Bessel imaginária" respectivamente. Estas funções podem ser expressas por:

$$\text{ber}(mr) = 1 - \frac{(mr)^4}{2^2 \cdot 4^2} + \frac{(mr)^8}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8^2} - \dots \quad (\text{IV.3-3})$$

$$\text{bei}(mr) = \frac{(mr)^2}{2^2} - \frac{(mr)^6}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2} + \frac{(mr)^{10}}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8^2 \cdot 10^2} - \dots \quad (\text{IV.3-4})$$

As funções ber' e bei' são respectivamente as derivadas das funções ber e bei .

As tabelas IV.3-1 (a) e (b) mostram, como exemplo, os valores de resistência efetiva e indutância interna em função das harmônicas, de condutores para os quais $mr = 1,0$ e $2,0$ respectivamente (60 Hz).

Por essas tabelas pode-se observar que enquanto a resistência efetiva aumenta com a frequência, a indutância interna diminui; sendo que tais comportamentos são mais intensos conforme o aumento de mr .

O aumento de mr implica num aumento do raio do condutor para uma mesma frequência. Então, na hipótese de se utilizar o mesmo material para a fabricação dos condutores, a resistência efetiva, para uma dada frequência, sofre um aumento relativo maior, quanto maior for a bitola do condutor. A indutância interna terá uma diminuição relativa maior.

IV - 8

Tabela IV 3-1 - Fatores multiplicativos para a resistência efetiva e a indutância interna em relação à resistência em corrente contínua (R_0) e à indutância à baixas frequências (L_0).

(a) $m_r=1,0$ à 60 Hz

n	(x R_0)	(x L_0)
1	1,005	0,997
2	1,020	0,989
3	1,045	0,977
4	1,078	0,961
5	1,118	0,941
6	1,169	0,919
7	1,212	0,895
8	1,264	0,870
9	1,318	0,845
10	1,372	0,819
11	1,425	0,795
12	1,478	0,771
13	1,530	0,748
14	1,581	0,726
15	1,630	0,705
16	1,677	0,686
17	1,723	0,667
18	1,768	0,650
19	1,811	0,634
20	1,852	0,619
21	1,892	0,605
22	1,931	0,591
23	1,969	0,579
24	2,006	0,567
25	2,042	0,555
26	2,077	0,545
27	2,112	0,535
28	2,145	0,526
29	2,178	0,517
30	2,210	0,508
31	2,242	0,500
32	2,273	0,492
33	2,304	0,485
34	2,334	0,478
35	2,364	0,471
36	2,393	0,465
37	2,422	0,459
38	2,450	0,453
39	2,479	0,447
40	2,506	0,441

(b) $m_r=2,0$ à 60 Hz

n	(x R_0)	(x L_0)
1	1,078	0,961
2	1,264	0,870
3	1,478	0,771
4	1,677	0,686
5	1,852	0,619
6	2,006	0,567
7	2,145	0,526
8	2,273	0,492
9	2,393	0,465
10	2,506	0,441
11	2,614	0,421
12	2,718	0,404
13	2,817	0,388
14	2,912	0,374
15	3,005	0,362
16	3,094	0,351
17	3,181	0,340
18	3,265	0,331
19	3,347	0,322
20	3,426	0,314
21	3,504	0,306
22	3,580	0,300
23	3,654	0,293
24	3,727	0,287
25	3,798	0,281
26	3,867	0,276
27	3,936	0,271
28	4,003	0,266
29	4,069	0,261
30	4,134	0,257
31	4,198	0,253
32	4,261	0,249
33	4,324	0,245
34	4,386	0,242
35	4,449	0,238
36	4,511	0,235
37	4,574	0,232
38	4,638	0,229
39	4,703	0,227
40	4,770	0,224

Em situações nas quais se exige uma precisão mais apurada, este comportamento em função da frequência não pode ser esquecido.

A maior parte das recomendações para se considerar o efeito pelicular versa sobre a variação da resistência, não fazendo qualquer referência à variação da indutância; porém, como bem pode ser observado tal variação ocorre para condutores sólidos.

Nos condutores em camadas a variação da indutância pode não ser tão significativa, uma vez que cada camada é justaposta à anterior no sentido contrário, proporcionando inclusive a diminuição da indutância própria do condutor em relação ao seu equivalente sólido. Deste modo, parece conveniente o cálculo da indutância interna de um condutor assim construído, utilizando-se o seu raio médio geométrico, ao invés do raio do condutor sólido equivalente utilizado para a estimativa da resistência interna.

A tabela IV.3-2 traz os valores de resistência à c.c., R_0 , bem como o valor de mr à 60 Hz e o raio médio geométrico para cabos ACSR, considerando-se a resistividade do alumínio, $\rho = 0,2626 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$, e a permeabilidade relativa $\mu_r = 1$.

A utilização adequada das expressões (IV.3-1) e (IV.3-2) implica na consideração de cerca de dez a quinze termos das séries que exprimem as funções $ber(mr)$ e $bei(mr)$. Por esse motivo existem expressões alternativas para exprimir a variação da resistência efetiva, R_{ca} , com a frequência, como as constantes na referência [38]. Uma vez conhecido o valor da resistência à corrente contínua, R_0 , recomenda-se nesta referência o uso das seguintes expressões:

$$\frac{R_{ca}}{R_0} = 1 + 8,522 \cdot 10^{-8} (f/R_0)^2 - 5,81 \cdot 10^{-15} (f/R_0)^4$$

para $0 < f/R_0 \leq 1350$ (IV.3-5)

IV - 10

$$\frac{R_{ca}}{R_o} = 0,25 + 0,0225\sqrt{f/R_o} + 2,0846 \frac{1}{\sqrt{f/R_o}}$$

para $f/R_o > 1350$

(IV.3-6)

onde:
 R_o = resistência em c.c. [ohms/milha]
 f = frequência [Hz]

Tabela IV.3-2 - Alguns parâmetros de cabos ACSR.

Código	Bitola [MCM]	mr à 60 Hz	RMG [m]	Resistência c.c. [ohm/milha]
Bluebonnet	3500	3,013987	0,021267	0,026714
Trillium	3000	2,802495	0,019670	0,030898
Bitterroot	2750	2,679698	0,018794	0,033795
Lupine	2500	2,560540	0,017919	0,037014
Sagebrush	2250	2,424198	0,016995	0,041294
Covslip	2000	2,300239	0,016022	0,045865
Jessamine	1750	2,150734	0,014951	0,052463
Dog Wood	1590	2,049501	0,014292	0,057774
Coreopsis	1590	2,049501	0,014255	0,057774
Gladiolus	1510,5	1,997329	0,013892	0,060831
Carnation	1431	1,944057	0,013520	0,064211
Columbine	1351,5	1,890337	0,013137	0,067912
Narcissus	1272	1,832619	0,012745	0,072257
Hawthorn	1192,5	1,774303	0,012333	0,077085
Marigold	1113	1,714497	0,011921	0,082557
Lark Spur	1033,5	1,651326	0,011490	0,088994
Blue Bell	1033,5	1,651326	0,011411	0,088994
Camellia	1000	1,625090	0,011294	0,091891
Hawkweed	1000	1,625090	0,011226	0,091891

Os argumentos mr e f/Ro relacionam-se através de uma constante. Isto pode ser facilmente constatado, uma vez que:

$$mr = r \sqrt{\frac{\omega \mu}{\rho}}$$

(IV.3-7)

onde:
 r = raio equivalente do condutor [m]
 ρ = resistividade [ohm mm²/m]
 $\omega = 2\pi f$
 $\mu = \mu_o \mu_r$ [H/m]
 $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m]
 μ_r = permeabilidade relativa

e a resistência c.c. à 20°C é dada por:

$$R_o = \frac{\rho}{A} \quad [\text{ohm/m}] \quad (\text{IV.3-8})$$

ou:

$$R_o = 1609,3 \frac{\rho}{A} \quad [\text{ohm/milha}] \quad (\text{IV.3-9})$$

Então:

$$\sqrt{f/R_o} = \sqrt{f A / 1609,3 \rho} \quad (\text{IV.3-10})$$

Deste modo a relação $mr / \sqrt{f/R_o}$ fica:

$$\frac{mr}{\sqrt{f/R_o}} = r \sqrt{\frac{\omega \mu}{\rho}} \frac{1}{\sqrt{f A / 1609,3 \rho}} \quad (\text{IV.3-11})$$

Como a área do condutor, A, é dada por:

$$A = \pi r^2 \quad (\text{IV.3-12})$$

$$\frac{mr}{\sqrt{f/R_o}} = \sqrt{f A / 1609,3 \rho} \quad (\text{IV.3-13})$$

Para os materiais condutores a permeabilidade relativa, μ_r , é praticamente igual à do ar, ou seja, igual à unidade.

A figura IV.3.-5 representa a relação R_{ca}/R_o , para diferentes valores de R_o e f , obtida pelas relações (IV.3-5) e (IV.3-6). Observa-se que para uma dada frequência, quanto menor a resistência c.c., R_o , maior o efeito pelicular apresentado.

Relativamente apenas à resistência, o comportamento descrito nas tabelas IV.3-1 é análogo ao constante nas tabelas IV.3-3 e IV.3-4 extraídas da referência [4] e baseadas no U.S. Bureau of Standards Bulletin nº 169, para condutores de cobre. Nesta mesma referência, afirma-se

que o efeito pelicular está relacionado com a raiz quadrada da frequência numa maneira complexa, evidenciando também a possibilidade de outras referências poderem apresentar valores diferentes, devido a diferenças construtivas dos condutores.

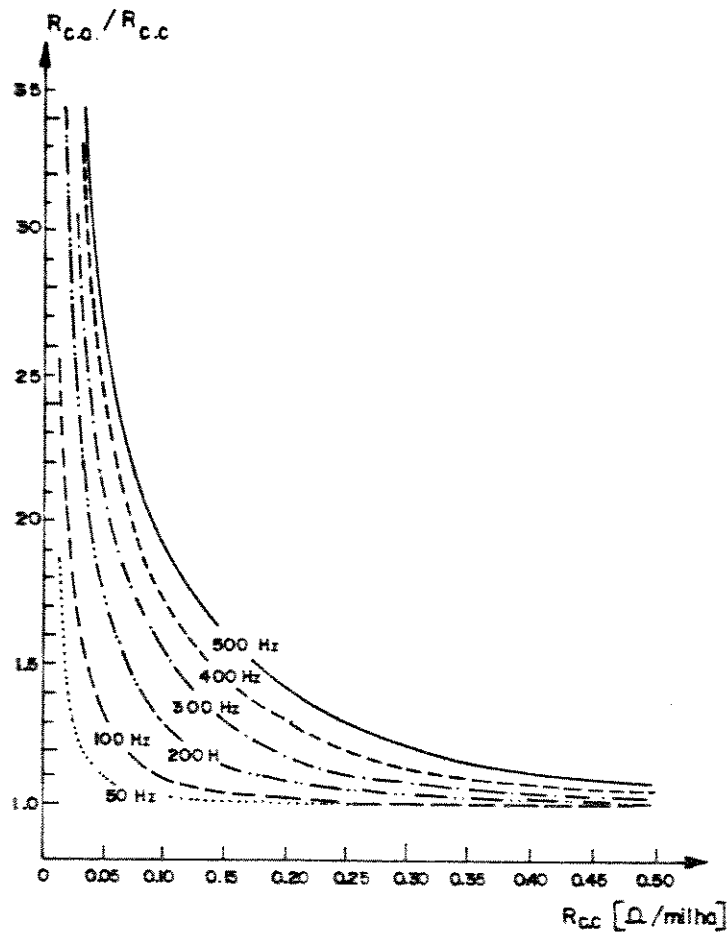


Figura IV.3.-5 - Efeito da frequência na resistência de condutores.

Tabela IV.3-3 - Efeito pelicular para um condutor de cobre 300 MCM.

frequência [Hz]	ordem harmônica	$\frac{\text{resistência c.a.}}{\text{resistência c.c.}}$
60	1	1,01
300	5	1,21
420	7	1,35
660	11	1,65

Tabela IV.3-4 - Efeito pelicular à 60 Hz e à 300 Hz para condutores de grande bitola.

bitola aproximada	frequências [Hz]	
	60	300
300 MCM	1,01	1,21
450 MCM	1,02	1,35
600 MCM	1,03	1,50
750 MCM	1,04	1,60

A variação da resistência de um condutor, devido ao efeito pelicular, proporcional à raiz quadrada da ordem harmônica, aparece em diversas referências. Neste sentido, existe uma recomendação para se considerar a variação da resistência com a frequência através de um fator $\sqrt{n}$, onde n é a ordem harmônica. [40] No entanto, Pesonen et al. sugerem um fator de aproximadamente $0,6 \sqrt{n}$ [36], que é a generalização das indicações de se utilizar um valor de 1,3 R para a harmônica de ordem 5, e um valor de cerca de 2,0 R para a harmônica de ordem 10, onde R é a resistência à frequência fundamental.

Estas recomendações tem como referência a frequência fundamental de 50 Hz; e assim devem ser traduzidas para o caso em que a frequência fundamental seja de 60 Hz. Assim seria mais apropriado utilizar, para sistemas cuja frequência fundamental é 60 Hz, um fator de $1,1 \sqrt{n}$ ao invés de $\sqrt{n}$; e de cerca de $0,7 \sqrt{n}$ ao invés de $0,6 \sqrt{n}$.

De todo modo estas recomendações parecem ser bastante discutíveis, não ensejando qualquer generalidade suficiente para ser adotada sem restrições.

Para sistemas de distribuição existe uma indicação específica quanto ao modelo de linhas e cabos a ser utilizado. [40] Linhas e cabos de sistemas de distribuição devem ser representados pelo modelo equivalente, onde um fator de correção para o efeito pelicular na resistência pode ser utilizado. A recomendação para tal fator de correção é:

$$R_n = R_1 \left[1 + \left(\frac{0,646 n^2}{192 + 0,518 n^2} \right) \right] \text{ para linhas} \quad (\text{IV.3-14})$$

e,

$$R_n = R_1 \left[0,187 + 0,532 \sqrt{n} \right] \text{ para cabos} \quad (\text{IV.3-15})$$

onde: R_1 = resistência à frequência fundamental

R_n = resistência à frequência harmônica de ordem n

Dada a complexidade das expressões que fornecem as variações da resistência e a indutância com a frequência, é possível a sugestão de um modelo que possa substituir convenientemente a resistência e a indutância dos Modelos 1 e 2.

Deste modo o Modelo 1 pode ser substituído pelo Modelo 3, apresentado na figura IV.3-6.

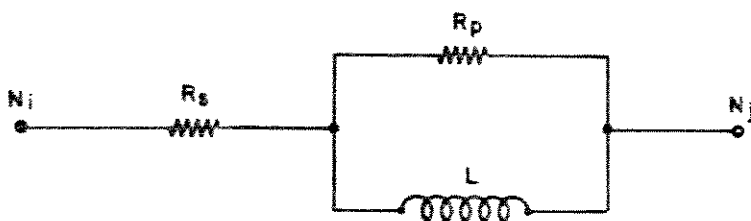


Figura IV.3-6 - Modelo 3 para linhas.

Para que este modelo possa ser utilizado razoavelmente deve-se tomar cuidado com a escolha dos parâmetros. Isto pode ser facilmente constatado pela impedância equivalente apresentada pelo Modelo 3 em função da frequência, uma vez que:

$$Z_{eq} = R_s + \frac{j\omega L R_p}{R_p + j\omega L} \quad (\text{IV.3-16})$$

onde:

Z_{eq} = impedância equivalente do Modelo 3

$\omega = 2\pi f$

f = frequência [Hz]

Ou seja,

$$Z_{eq} = R_s + \frac{j\omega L R_p (R_p - j\omega L)}{R_p^2 + \omega^2 L^2} \quad (IV.3-17)$$

Separando-se a parte real da parte imaginária tem-se:

$$Z_{eq} = \left[R_s + \frac{\omega^2 L^2 R_p}{R_p^2 + \omega^2 L^2} \right] + j \left[\frac{\omega L R_p^2}{R_p^2 + \omega^2 L^2} \right] \quad (IV.3-18)$$

Ou de outro modo:

$$Z_{eq} = \left[R_s + \frac{R_p}{\frac{1}{\omega^2} \left(\frac{R_p}{L} \right)^2 + 1} \right] + j \left[\frac{\omega L}{1 + \omega^2 \left(\frac{L}{R_p} \right)^2} \right] \quad (IV.3-19)$$

Utilizando-se esta expressão é possível obter a impedância equivalente para o Modelo 3 em função da frequência, conforme as tabelas IV.3-5 (a) e (b), onde escolheu-se a relação $R_p/L=500$ e 5000 respectivamente. Estas tabelas trazem os valores de α e β calculados através da expressão (IV.3-19) onde $Z_{eq} = \left[R_s + \alpha R_p \right] + j\beta L$.

A utilização conveniente da relação R_p/L pode ensejar a obtenção de um equivalente bastante razoável, capaz de exprimir o comportamento dos condutores causado pelo efeito pelicular, através do Modelo 3.

Observando-se as tabelas IV.3-5 nota-se que o comportamento genérico de aumento da resistência efetiva e simultânea diminuição da indutância interna de um condutor com a frequência pode ser obtido com a utilização do Modelo 3, sendo que o valor da relação R_p/L utilizado, tem uma importância fundamental no desempenho do modelo equivalente.

A resistência equivalente assume o valor $R_s + \alpha R_p$, onde $0 \leq \alpha \leq 1$, sendo $\alpha=0$ para corrente contínua e $\alpha=1$ para altas frequências. É de se observar que à medida que a relação R_p/L aumenta a constante α diminui para uma mesma frequência, sendo que tal diminuição é mais notória para as frequências mais baixas.

Tabelas IV 3-5 - Fatores α e β para a impedância equivalente em função das harmônicas para o Modelo 3.

(a) $R_p/L = 500$

n	α	β
1	0,36244	0,62755
2	0,69455	0,30544
3	0,83650	0,16349
4	0,90094	0,09905
5	0,93426	0,06573
6	0,95341	0,04658
7	0,96534	0,03465
8	0,97325	0,02675
9	0,97874	0,02125
10	0,98271	0,01728
11	0,98567	0,01482
12	0,98799	0,01206
13	0,98969	0,01030
14	0,99110	0,00889
15	0,99224	0,00775
16	0,99317	0,00682
17	0,99395	0,00604
18	0,99460	0,00539
19	0,99515	0,00485
20	0,99562	0,00437
21	0,99602	0,00397
22	0,99637	0,00362
23	0,99668	0,00331
24	0,99695	0,00304
25	0,99719	0,00280
26	0,99740	0,00259
27	0,99759	0,00240
28	0,99776	0,00223
29	0,99791	0,00208
30	0,99804	0,00195
31	0,99817	0,00182
32	0,99828	0,00171
33	0,99838	0,00161
34	0,99848	0,00151
35	0,99856	0,00143
36	0,99864	0,00135
37	0,99871	0,00128
38	0,99878	0,00121
39	0,99884	0,00115
40	0,99890	0,00109

(b) $R_p/L = 5000$

n	α	β
1	0,00565	0,99434
2	0,02229	0,97776
3	0,04867	0,95132
4	0,08337	0,91662
5	0,12443	0,87556
6	0,16988	0,83011
7	0,21786	0,78213
8	0,26677	0,73322
9	0,31529	0,68470
10	0,36244	0,62755
11	0,40753	0,59246
12	0,45013	0,54986
13	0,48999	0,51000
14	0,52701	0,47298
15	0,56123	0,43876
16	0,59272	0,40727
17	0,62163	0,37836
18	0,64812	0,35187
19	0,67237	0,32762
20	0,69455	0,30544
21	0,71485	0,28514
22	0,73344	0,26656
23	0,75045	0,24954
24	0,76605	0,23394
25	0,78036	0,21963
26	0,79351	0,20648
27	0,80560	0,19439
28	0,81674	0,18325
29	0,82701	0,17298
30	0,83650	0,16349
31	0,84527	0,15472
32	0,85340	0,14659
33	0,86093	0,13906
34	0,86792	0,13207
35	0,87443	0,12556
36	0,88049	0,11950
37	0,88613	0,11386
38	0,89141	0,10858
39	0,89633	0,10366
40	0,90094	0,09905

Já a indutância equivalente apresenta o valor βL , onde $1 > \beta > 0$, sendo que para baixíssimas frequências $\beta \rightarrow 1$ e para altas frequências $\beta \rightarrow 0$.

Para qualquer condutor o valor da indutância L assumida no Modelo 3 deve ser maior do que o valor da indutância apresentada pelo mesmo à 60 Hz.

Para uma mesma frequência, o valor de β aumenta com o aumento da relação R_p/L , sendo este aumento mais forte para frequências mais altas.

Apesar de se ter obtido, através do Modelo 3, um equivalente cujo comportamento qualitativo é o mesmo apresentado por um condutor devido ao efeito pelicular, quantitativamente o ajuste não parece ser tão simples, carecendo de uma pesquisa mais detalhada para se validar este equivalente.

Analogamente, o Modelo 2 poderia ser substituído pelo Modelo 4 apresentado na figura IV.3-7.

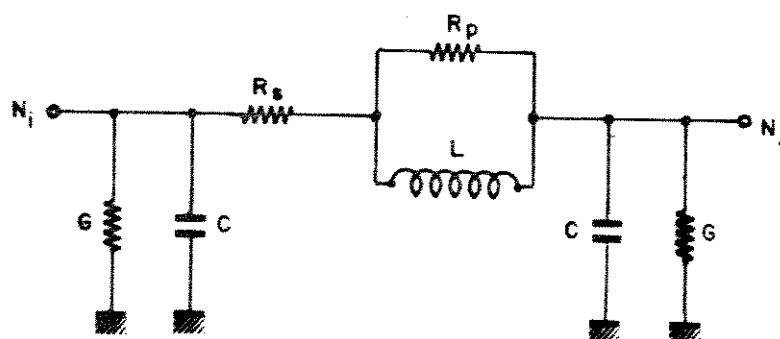


Figura IV.3-7 - Modelo 4 para linhas.

IV.3.12. IMPEDÂNCIA MÚTUA ENTRE FASES DE UMA LINHA

As características particulares dos problemas envolvendo propagação harmônica exigem cuidados especiais na representação dos sistemas no que concerne aos eventuais desequilíbrios existentes entre as três fases. Deste modo, a representação trifásica deve ser utilizada, e assim as impedâncias mútuas existentes entre as diversas fases não podem ser esquecidas.

O modelo adotado nestes casos deve ser o mais genérico possível. Assim a figura IV.3-8 mostra este modelo.

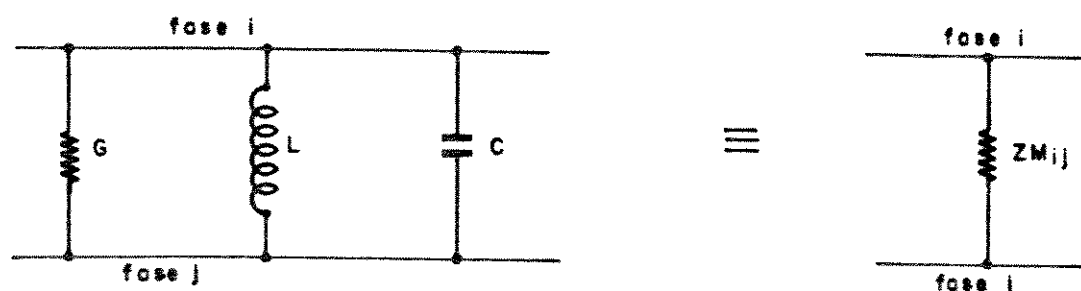


Figura IV.3-8 - Modelo para representar a impedância mútua entre as fases genéricas i e j de uma linha onde $i=1,2,3$; $j=1,2,3$ e $i \neq j$; sendo que $Z_{M_{ij}} = Z_{M_{ji}}$.

Deve-se ressaltar que o efeito mútuo entre as fases deve ser considerado isoladamente entre as fases 1 e 2, 2 e 3, e 3 e 1, ou seja, através de 3 grupos de dados não necessariamente iguais.

IV.3.13. IMPEDÂNCIA MÚTUA ENTRE LINHAS

Por uma questão de simplicidade computacional, linhas de circuitos duplos podem ser representadas como dois circuitos simples em paralelo, ou seja, como duas linhas ligando os dois barramentos terminais. Neste caso específico, e em casos mais genéricos onde a proximidade entre linhas assim o determinar, a presença de impedâncias mútuas entre linhas não deve ser omitida.

Para tal, sugere-se um modelo análogo ao da figura IV.3-8, porém envolvendo fase a fase de cada linha, resultando em 9 grupos de dados diferentes, à princípio.

Tal modelo é apresentado na figura IV.3-9.

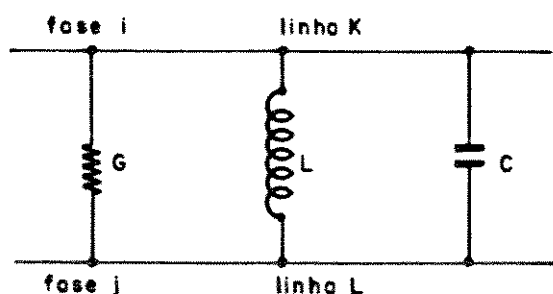


Figura IV.3-9 - Modelo genérico para a impedância mútua entre a fase i da linha K e a fase j da linha L , $i=1,2,3$; $j=1,2,3$.

IV.3.2. TRANSFORMADORES

A representação mais simples de um transformador é aquela na qual considera-se apenas a indutância de dispersão, facilmente calculada a partir dos dados de placa do transformador (reatância em p.u.) e a resistência dos enrolamentos, cuja representação por fase é mostrada no Modelo 1 da figura IV.3-10.



Figura IV.3-10 - Modelo 1 para transformadores.

Como a resistência dos enrolamentos é na maior parte dos casos, de valor bastante pequeno em relação à reatância de dispersão à frequência fundamental, ela pode ser desprezada fazendo-se $R_s=0$ no Modelo 1. No entanto, valores típicos da resistência ôhmica dos enrolamentos de transformadores estão na faixa de 0,2 a 1,5% e são apresentados na figura IV.3-11. [38]

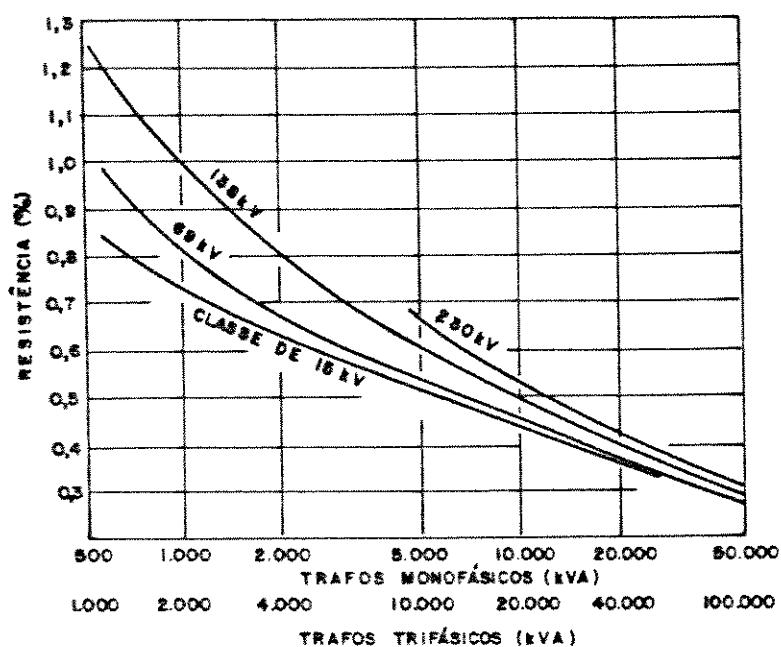


Figura IV.3-11 - Resistência percentual de transformadores com refrigeração própria, imersos em óleo.

Este modelo é bastante adequado para problemas à frequência fundamental, e mesmo para descrever o comportamento dos transformadores à baixas frequências^[39] (menores do que a de ordem 5).

Uma recomendação para se levar em conta a variação da resistência com a frequência consiste em se utilizar um fator de correção de $n^{0,9}$ para a resistência^[36].

Um modelo composto pela reatância de dispersão em paralelo com uma resistência também pode ser utilizada para representar transformadores sujeitos à frequências harmônicas (figura IV.3-12). Este modelo é obtido a partir da reatância de dispersão, com a resistência sendo calculada pela multiplicação da dita reatância por um fator. O conhecido programa HARP03 da CEEB sugere a utilização de um fator igual à 80.^[40]

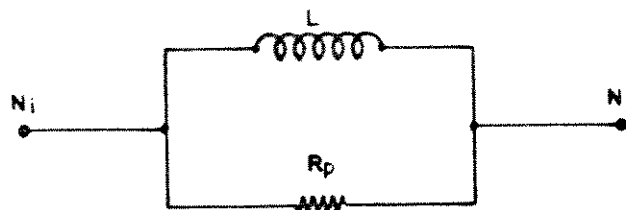


Figura IV.3-12 - Modelo para transformadores sugerida pela CEGB.

Já a referência [36] sugere que transformadores devam ser representados por uma resistência R_s em série com uma montagem constituída de uma indutância L em paralelo com uma resistência R_p . Neste caso a indutância L é obtida por meio da reatância de dispersão à frequência fundamental; e as resistências R_s e R_p são constantes e independentes da frequência. Uma estimativa para estes valores pode ser obtida através das expressões :

$$90 < \frac{V^2}{S R_s} < 110 \quad (\text{IV.3-20})$$

$$13 < \frac{S R_p}{V^2} < 30 \quad (\text{IV.3-21})$$

onde: V = tensão nominal do transformador
 S = potência nominal do transformador

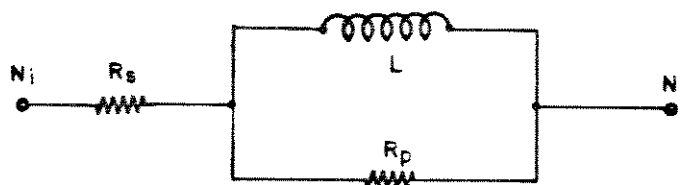


Figura IV.3-13 - Modelo 2 de transformadores.

Deve-se notar que o Modelo 2 pode englobar o modelo da figura IV.3-12, desde que $R_s=0$ e R_p seja convenientemente calculada.

IV.3.2.1 CAPACITÂNCIAS EM TRANSFORMADORES

Apesar da experiência mostrar que a influência das capacitâncias de determinados transformadores na faixa de frequências utilizada, pode ser desprezada, já que seus valores são pequenos^[40], um modelo mais genérico não deve omitir estas capacitâncias.

Para tanto é conveniente a utilização de um simples dispositivo compreendendo dois enrolamentos cilíndricos, um núcleo e um tanque.^[39] Este dispositivo está esquematicamente representado na figura IV.3-14.

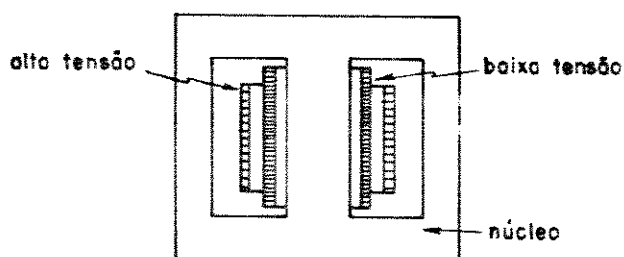


Figura IV.3-14 - Esquema utilizado para a estimativa da capacitância de transformadores.

O enrolamento mais próximo do núcleo é o de baixa tensão, estando circundado pelo enrolamento de alta tensão. Esta disposição cilíndrica co-axial dos enrolamentos se assemelham às placas de um capacitor. Similarmente, existe um capacitor formado pelo enrolamento de baixa tensão e o núcleo. Esta é asseguradamente uma grande simplificação, mas que não desmerece as conclusões sobre o comportamento qualitativo da capacitância dos transformadores.

Assim como quaisquer capacitores, os valores de capacitância dependerão das áreas das placas, da separação e do material isolante existente entre elas.

Deste modo, espera-se que quanto maiores forem as potências dos transformadores, maiores serão os valores de

capacitância apresentados pelos mesmos, simplesmente porque eles serão fisicamente maiores.

Pode-se esperar também que a capacitância de um transformador de alta tensão possa ser menor do que a de um de baixa tensão de classe de potência compatível, pelo simples fato que o de alta tensão requer uma maior separação entre enrolamentos, e entre enrolamentos e o núcleo. É também razoável supor que um transformador do tipo sêco tenha menor capacitância que um transformador correspondente à óleo ou algum fluido isolante (askarel, silicone ou R-temp) de alta permissividade.

Considerou-se aqui um modelo bastante simples. Detalhes de projeto, principalmente o tipo de enrolamento utilizado, podem afetar bastante os valores de capacitância. Existem dois tipos de enrolamentos mais comuns, o tipo em camadas e o tipo disco, conforme a figura IV.3-15.

A capacitância efetiva para terra com enrolamentos tipo disco, frequentemente, é não mais que 30 a 40% do valor para o enrolamento em camadas da mesma classe de potência.

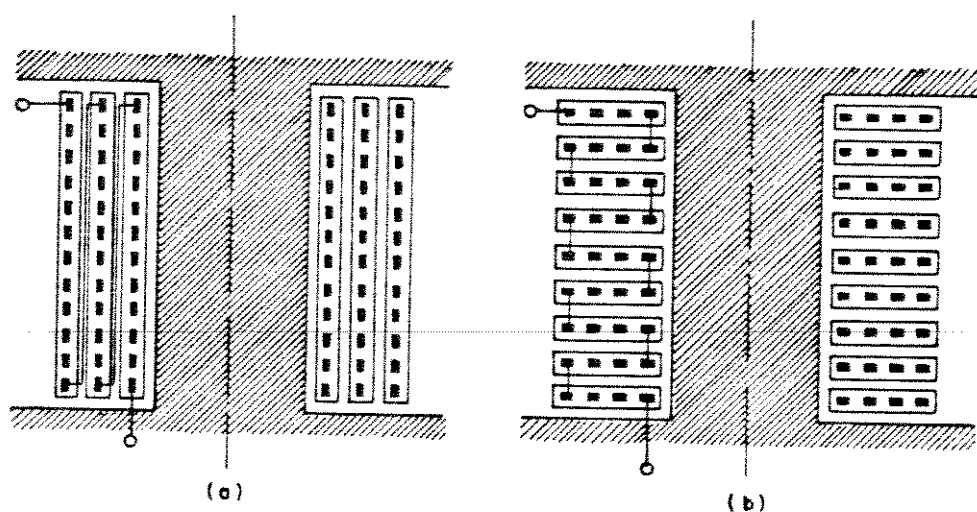


Figura IV.3-15 - Tipos de enrolamentos de transformadores.
(a) Tipo em camadas. (b) Tipo disco.

IV - 24

Deve ser lembrado que a capacitância é realmente distribuída, e que quando a tensão é aplicada, um campo elétrico é estabelecido ao longo do enrolamento entre condutores adjacentes. Quando se observa o enrolamento como um todo, o que se deseja saber é se é possível colocar no terminal alguma capacitância cujo efeito representasse esta complexa capacitância distribuída.

Partindo-se desta capacitância para terra, distribuída de maneira uniforme, pode-se demonstrar^[39] através de uma interpretação física envolvendo integração de comprimentos elementares, que a capacitância efetiva no terminal é igual à:

$$C_{ef} = \frac{1}{3} C_g \ell \quad (IV.3-22)$$

onde: C_{ef} = capacitância efetiva no terminal

C_g = capacitância total do enrolamento para a terra

ℓ = comprimento do enrolamento

Um método proposto por H.W. Lord, aceito pelo IEEE^[39], pode ser usado para medir a capacitância efetiva do terminal. Através da utilização deste método o "IEEE Working Group on Transient Recovery Voltages" obteve as figuras IV.3-16 (a) a (h), onde são dadas as faixas de capacitância total para a terra do enrolamento de alta tensão em função da potência por fase para diferentes níveis básicos de isolamento (BIL).

Neste sentido, os Modelos 1 e 2 podem se transformar, respectivamente, nos Modelos 3 e 4, conforme as figuras IV.3-17 e IV.3-18.

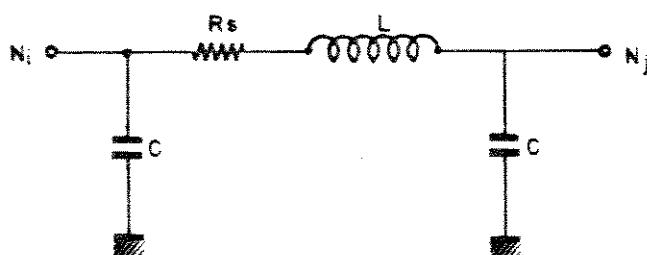


Figura IV.3-17 - Modelo 3 para transformadores.

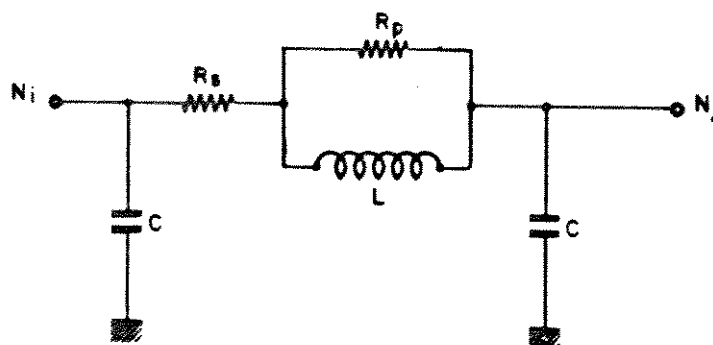


Figura IV.3-18 - Modelo 4 para transformadores.

Sugere-se que a metade da capacitância do enrolamento de cada fase seja considerada como acumulada em cada terminal do modelo. Para um banco conectado em Y apenas 0,33 a 0,46 dos valores de capacitância, tomados na figura apropriada é o valor a ser considerado no modelo. Para um banco conectado em Δ , os valores totais por fase dos gráficos devem ser usados, porque existem dois enrolamentos contribuindo para a capacitância terminal.

Além da capacitância do enrolamento existe a capacitância da bucha que deve ser levada em conta. A tabela IV.3-6 fornece valores típicos de capacitância para buchas ao tempo. No caso de um banco de transformadores monofásicos conectados em Δ , as capacitâncias de 2 buchas devem ser adicionadas.

IV - 26

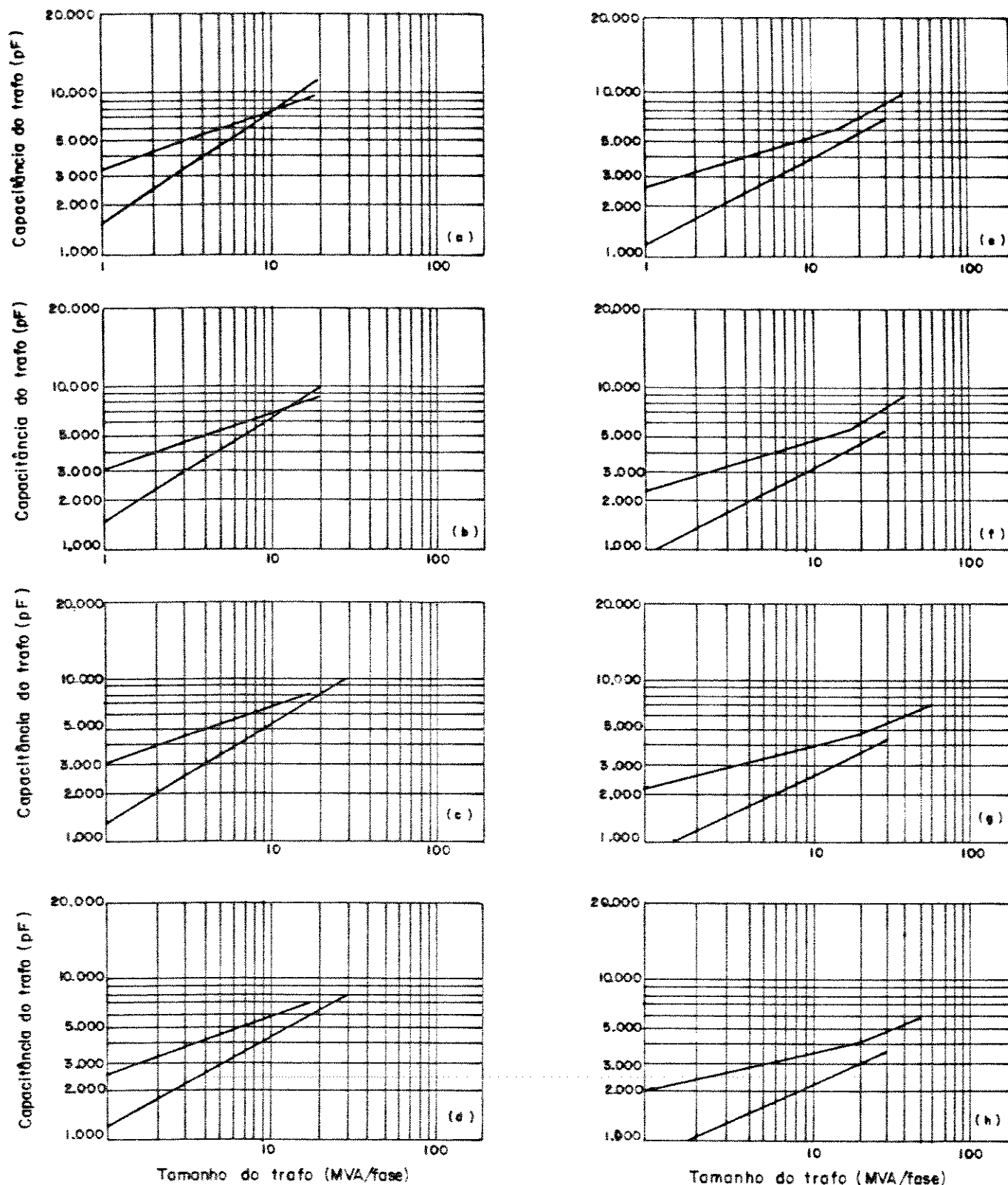


Figura IV.3-16 - Faixas de capacitâncias apresentadas por enrolamentos de transformadores para a terra para vários níveis básicos de isolamento (BIL). (a)110KV BIL. (b)150KV BIL. (c)200KV BIL. (d)250KV BIL. (e)350KV BIL. (f)450KV BIL. (g)550KV BIL. (h)650KV BIL.

Tabela IV.3-6 - Capacitância para terra de buchas de transformadores expostos ao tempo. [39]

Classe em kV	Classe em Ampères	Faixa de Capacitância [pF]
15	600	160-180
	1200	190-220
23	400	200-450
	600	280
	1200	190-450
	2000	280-650
	3000	370-560
	4000	500-620
34,5	400	200-390
	600	150-220
	1200	170-390
	2000	240-360
	3000	350-620
46	400	180-330
	600	150-280
	1200	170-330
	2000	200-330
69	400	180-270
	600	250
	1200	160-290
	2000	210-320
115	800	250-450
	1200	250-420
	1600	250-430
138	800	250-450
	1200	250-420
	1600	250-460
161	800	260-440
	1200	260-440
	1600	260-440
196	800	350-550
	1200	350-550
	1600	350-550
330	1600	530
345	800-2000	
	BIL: 1050	550
	1175	500
500	1300	450
	800-2000	
	BIL: 1425	500
	1550	500
	1675	520

IV.3.3. MÁQUINAS SÍNCRONAS

O comportamento das máquinas síncronas sujeitas à frequências harmônicas é bastante complexo, devido ao modo com que o fluxo magnético no entreferro varia com o tempo. Assim não é simples o estabelecimento de parâmetros do modelo equivalente destas máquinas.

Segundo Pesonen et al. [36], os geradores podem ser representados por uma indutância L em paralelo com uma resistência R alocados entre o ponto de conexão da máquina no sistema e o ponto de referência, conforme a figura IV.3-19.

A indutância L é obtida da reatância de sequência negativa à 60 Hz, x_2 [36,42], ou seja:

$$L = \frac{x_2}{2\pi 60} \quad (\text{IV.3-23})$$

onde:

$$x_2 = \frac{x_d'' + x_q''}{2} \quad (\text{IV.3-24})$$

sendo: x_d'' = reatância subtransitória de eixo direto

x_q'' = reatância subtransitória de eixo em quadratura

Desde que o amortecimento aumenta com a frequência, a resistência R deve ser dada por um valor constante. A provável ordem de grandeza desta resistência não é esclarecida nessas referências.

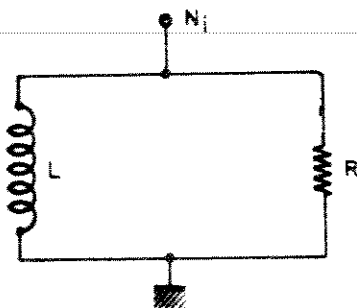


Figura IV.3-19 - Modelo 1 para máquinas síncronas.

A utilização da reatância de sequência negativa para a avaliação de L, não é a única encontrada na literatura. Sugestões de se utilizar na avaliação de L outras reatâncias que não a de sequência negativa também são encontradas, como por exemplo: [40]

$$L = \frac{X_d''}{2\pi 60} \quad (\text{IV.3-25})$$

$$L = \frac{X_d'}{2\pi 60} \quad (\text{IV.3-26})$$

ou ainda:

$$L = \frac{1}{2} \frac{X_d'' + X_2}{2\pi 60} \quad (\text{IV.3-27})$$

onde: X_d' = reatância transitória de eixo direto.

Usando-se valores típicos de reatâncias de máquinas síncronas para calcular a indutância equivalente, pode-se observar que a reatância subtransitória parece ser um valor razoável, podendo ser usado.

A resistência pode incorporar um fator de correção para traduzir o efeito pelicular com a ordem harmônica. Uma sugestão [40] é a utilização do fator $n^{0,96}$.

Eventualmente uma combinação série de R e L pode ser utilizada, e deste modo o modelo tornar-se-ia como o apresentado na figura IV.3-20.



Figura IV.3-20 - Modelo 2 para máquinas síncronas.

IV.3.3.1. CAPACITÂNCIA EM MÁQUINAS SÍNCRONAS

Máquinas síncronas também apresentam uma certa capacitância. A capacitância dos geradores é mais alta que aquela apresentada por transformadores de classe comparável de potência, isto porque os enrolamentos do estator são embutidos na carcaça de ferro do estator, e portanto estão fisicamente muito próximos ao plano de terra que o ferro representa [39].

De um modo geral, a capacitância dos geradores aumenta com o seu tamanho, mas poderá ocorrer uma considerável expansão para uma dada classe de potência, devido ao projeto. Este fato pode ser constatado através da figura IV.3-21 onde são mostrados valores de capacitância para máquinas de 2 pólos, 3600 r.p.m.. Esta capacitância é a capacitância total para a terra do enrolamento trifásico do estator. Usando-se um modelo por fase, a capacitância de cada fase seria $1/3$ do valor estabelecido na figura IV.3-21.

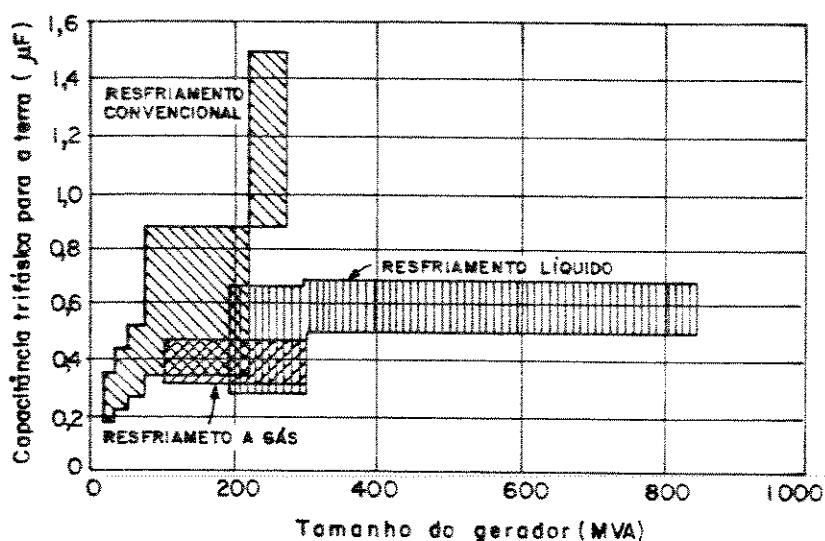


Figura IV.3-21 - Capacitâncias de geradores de 2 pólos, 3600 r.p.m..

Máquinas com refrigeração forçada tendem a ter uma capacitância um pouco menor, pois os condutores podem ser um tanto menores. Máquinas de baixa rotação, em particular

geradores de hidroelétricas, possuem capacitâncias mais elevadas

A figura IV.3-22 apresenta valores típicos de capacitâncias para motores síncronos em função da potência conforme a velocidade síncrona. [39]

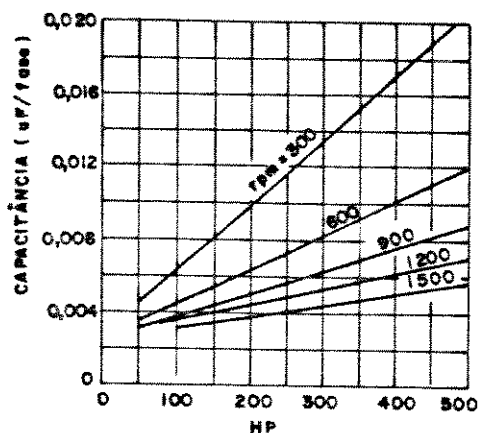


Figura IV.3-22 - Capacitâncias de motores síncronos

Levando-se em conta a capacitância apresentada pelas máquinas síncronas os Modelos 1 e 2 podem ser completados, transformando-se nos Modelos 3 e 4 das figuras IV.3-23 e IV.3-24.

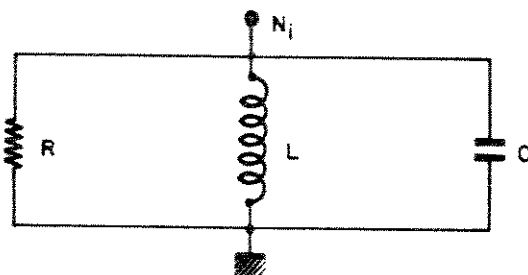


Figura IV.3-23 - Modelo 3 para máquinas síncronas.

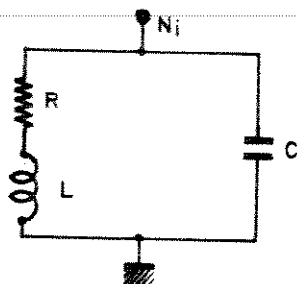


Figura IV.3-24 - Modelo 4 para máquinas síncronas.

IV.3.4. MOTORES DE INDUÇÃO

Baseando-se na configuração tradicional do circuito equivalente de um motor de indução, a figura IV.3-25 traz um modelo no qual o escorregamento é função da ordem harmônica.

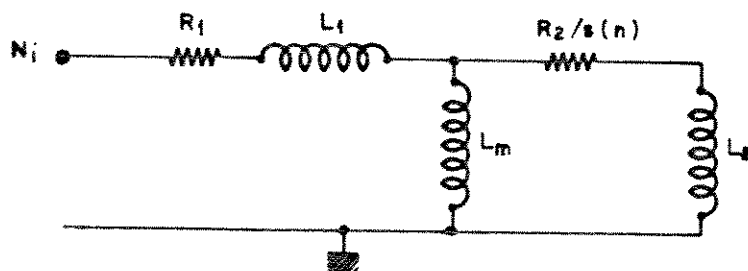


Figura IV.3-25 - Modelo 1 para motores de indução.

Deve-se lembrar que o escorregamento à frequências harmônicas é dado por:

$$s(n) = \frac{n \pm [1 - s(1)]}{n} \quad (\text{IV.3-28})$$

onde: $s(1)$ = escorregamento à frequência fundamental.

Neste modelo, a reatância de magnetização, $X_m = \omega L_m$ pode ser negligenciada quando sujeita à frequências harmônicas. Deste modo, o Modelo 2, apresentado na figura IV.3-26, pode ser a representação de um motor de indução sujeito à frequências harmônicas.

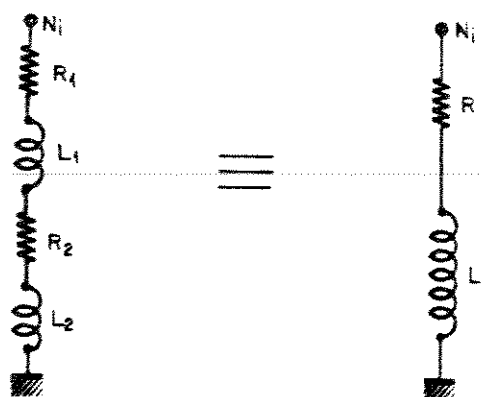


Figura IV.3-26 - Modelo 2 para motores de indução.

No Modelo 2, L é a indutância de rotor travado, a qual pode ser calculada a partir das condições de partida, enquanto que R é a resistência de amortecimento, a qual é derivada das perdas do rotor.

Motores de indução constituem geralmente parte de uma carga genérica ou de um grupo de motores de diferentes tamanhos. Um grupo de motores pode perfeitamente ser representado por um motor equivalente. A presença de motores de indução como parte de cargas mais genéricas pode ser levada em conta no modelo equivalente da carga total.

IV.3.5. CARGAS

As cargas consumidoras ligadas ao sistema de potência têm uma grande importância nas características harmônicas da rede. Elas não somente constituem o principal elemento de amortecimento, mas podem também afetar as condições de ressonância, particularmente nas altas frequências.

Medidas realizadas em diversos sistemas têm mostrado que um aumento da carga num sistema, apesar de resultar numa diminuição da impedância à baixas frequências, pode causar um aumento da impedância à altas frequências.^[40] Além disso, um aumento de carga pode resultar num aumento ou numa diminuição dos fluxos harmônicos pelas linhas do sistema. Deste modo, é necessária uma adequada representação das cargas. Entretanto, não é simples obter informações detalhadas sobre elas.

Como, em geral, as cargas consistem de um grande número de componentes, é difícil estabelecer um modelo baseado numa análise teórica. Assim, modelos equivalentes de cargas devem ser baseados em composições típicas, como as apresentadas na tabela IV.3-7.

Tabela IV.3-7 - Composição de cargas.

Natureza	Tipo de Carga
Doméstica ou Comercial	Lâmpadas Incandescentes Ar condicionado Aquecimento Resistivo Exaustores Refrigeradores Máquinas de Lavar Lâmpadas Fluorescentes (*) Televisores (*) Outras Cargas Eletrônicas (*)
Industrial	Ventiladores Bombas Compressores Aquecimento Resistivo Solda Fornos de Arco (*) Ferrovias (*) Cargas Eletrônicas (*)

(*) Estas cargas são fontes de frequências harmônicas. Deste modo elas não podem ser modeladas através de parâmetros constantes R, L ou C , ou seja, elas são não-lineares e portanto não podem ser incluídas num circuito equivalente de impedâncias. Entretanto, existem razões para acreditar que elas tenham um efeito insignificante na impedância harmônica equivalente (como se fossem circuitos abertos nas frequências harmônicas). [40]

Da tabela IV.3-7 parece evidente que existem basicamente dois tipos de cargas: as resistivas e os motores. Isto implicaria numa simples combinação de resistências e indutâncias. Entretanto a dificuldade em se obter informações detalhadas sobre a composição exata, potências envolvidas e variações com o tempo é que torna complexo o estabelecimento de um modelo equivalente.

Deste modo, deve-se abordar o problema da representação de cargas para estudos de penetração harmônica usando-se modelos alternativos baseados nas informações disponíveis.

Cargas são geralmente expressas por suas potências ativa e reativa, as quais são utilizadas para calcular a impedância equivalente para estudos de fluxo de carga à frequência fundamental, partindo-se da tensão nominal. Entretanto para frequências harmônicas, nem sempre se pode usar as potências P e Q diretamente. Um exemplo é o caso de máquinas rotativas, onde a potência ativa absorvida não corresponde exatamente a um valor de resistência de amortecimento, e informações adicionais são necessárias. [40]

Os modelos alternativos que se seguem podem ser usados de acordo com as características da carga e informações disponíveis.

I - Para cargas predominantemente resistivas (cargas comerciais ou domésticas) onde os motores podem ser desprezados, o Modelo 1, da figura IV.3-27, pode ser utilizado. A resistência R é obtida através da potência ativa P e da tensão nominal à frequência fundamental.



Figura IV.3-27 - Modelo 1 para cargas.

II - Para cargas com uma significativa parte de motores o Modelo 2, da figura IV.3-28, é o mais adequado.

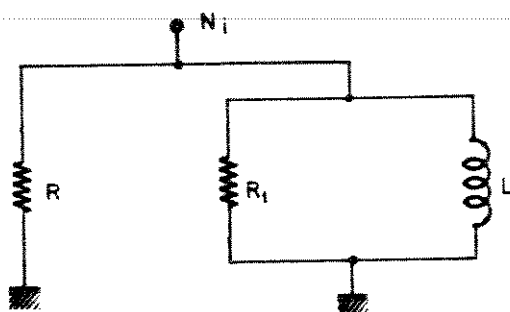


Figura IV.3-28 - Modelo 2 para cargas.

No Modelo 2 uma fração K da demanda total da carga é usada para representar os motores. Para se considerar a potência instalada, multiplica-se o valor obtido por um fator de, por exemplo, 1,2. Para o cálculo da indutância equivalente, um fator K_1 , proporcional à severidade das condições de partida, deve ser usado. Deste modo, tem-se:

$$R = \frac{V^2}{P(1-K)} \quad (\text{IV.3-29})$$

$$L = \frac{V^2}{1,2 K K_1 P \omega} \quad (\text{IV.3-30})$$

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 cargas comerciais e domésticas cerca de 0,15 apenas. K_1 situa-se entre 4 e 7. [40]

Em alguns casos a parte resistiva do motor pode ser ignorada. Entretanto, uma resistência representando o amortecimento do motor pode ser incluída como:

$$R_1 = \frac{L}{K_2} \quad (\text{IV.3-31})$$

onde K_2 assume um valor de cerca de 0,20.

III - Quando um grande motor de indução ou grupo de motores são conectados diretamente num nível de tensão de sub-transmissão, o que tipicamente seria o caso de indústrias, a representação mais adequada desta carga seria por uma resistência em série com uma indutância. [40]

Neste modelo a parte resistiva da carga, bem como a indutância referente aos motores são avaliadas como no item II, enquanto que a resistência série a ser inserida no modelo equivalente dos motores é avaliada por:

$$R = \omega L / K_3 \quad (\text{IV.3-32})$$

onde: K_3 = fator de mérito efetivo do circuito do motor ($Q \approx 8$)

$\omega = 2\pi 60$ = velocidade angular fundamental [rad/seg]

Existe a alternativa de se representar a reatância de dispersão equivalente dos transformadores nos quais a carga está conectada do lado de baixa tensão, através de uma indutância série L_t com a parte resistiva da carga. Neste caso um valor que pode ser assumido é:

$$L_t = \frac{0,1 R}{\omega} \quad (\text{IV.3-33})$$

O Modelo 3 da figura IV.3-29 traduz esta situação.

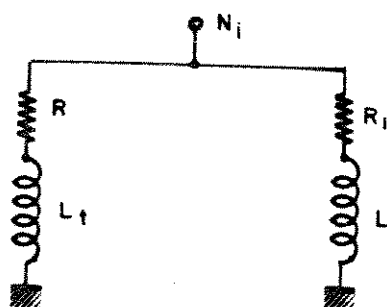


Figura IV.3-29 - Modelo 3 para cargas.

IV - Experiências desenvolvidas para tensões médias, deram margem para a sugestão do Modelo 4 da figura IV.3-30. [40]

Neste modelo, são usadas fórmulas empíricas para calcular os parâmetros equivalentes. Deste modo tem-se;

$$R = V^2/P \quad (\text{IV.3-34})$$

$$L_1 = 0,073R/\omega \quad (\text{IV.3-35})$$

$$L_2 = R/(6,7 \text{tg}\phi - 0,74)\omega \quad (\text{IV.3-36})$$

onde: $\text{tg}\phi = Q/P$

Este último modelo foi obtido baseando-se apenas em duas frequências (175 e 495 Hz), porém os parâmetros encontrados neste modelo não diferem substancialmente dos Modelos 2 e 3. L_2 parece equivalente à indutância do(s) motor(es), enquanto R em série com L_1 equivale à parte resistiva da carga mais os transformadores.

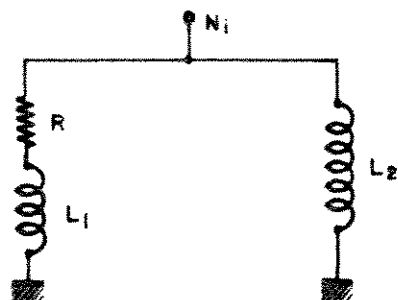


Figura IV.3-30 - Modelo 4 para cargas.

Dependendo da aproximação adotada, é possível compor um modelo composto para a carga. O efeito esperado é uma melhor representação. Uma vez que as concessionárias, normalmente não têm um estudo completo de suas próprias cargas, uma investigação sobre a composição das mesmas é necessária para permitir uma escolha adequada do modelo ou composição de modelos.

Um outro fator que pode ser levado em conta em quaisquer destes modelos é o efeito pelicular sobre as resistências. Deste modo, uma adaptação da sugestão de Pesonen et al. parece ser razoável e deste modo, um fator de cerca de $0,7 \sqrt{n}$ pode ser utilizado. [36]

IV.3.5.1. CAPACITORES DE COMPENSAÇÃO

De um modo geral, as cargas envolvendo um baixo fator de potência são compensados por capacitores. estes capacitores devem ser representados, uma vez que numericamente podem atingir até a metade dos MWs da carga. Deste modo, uma representação total da carga seria a mostrada na figura IV.3-31, onde os MVArS do capacitor são representados como uma fração dos MWs estimados.

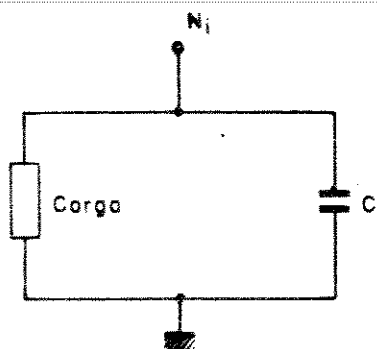


Figura IV.3-31 - Representação da carga com compensação.

IV.3.6. CAPACITORES

A presença de capacitores em sistemas de potência é uma constante, sendo que eles sempre desempenham o papel de compensadores. Os capacitores podem ser inseridos entre um ponto do sistema e a terra, no caso de compensação paralela, ou, por exemplo, em série numa linha, no caso de compensação série.

Em ambos os casos, para estudos de penetração harmônica, o capacitor deve ser representado simplesmente por sua capacitância equivalente, sendo seu modelo convenientemente inserido no sistema.

Um fato que deve ser lembrado é a criação de mais um nó na matriz Z_{bus} , no caso de compensação série.

As figuras IV.3-32 e IV.3-33 trazem os modelos de capacitores a serem utilizados.



Figura IV.3-32 - Modelo de capacitor em compensação paralela.

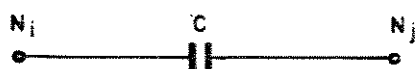


Figura IV.3-33 - Modelo de capacitor em compensação série.

IV.3.7. REATORES

Os reatores de potência são de dois tipos: aqueles com núcleo em material magnético, que são semelhantes à transformadores com secundário em aberto, e aqueles com núcleo de ar, que se assemelham mais à transformadores em curto-circuito, exceto pelo fato de apresentarem uma capacitância consideravelmente menor. [40]

Os de núcleo em material magnético são usualmente ligados como componentes em paralelo, enquanto que os com núcleo de ar são conectados como elementos série para limitação de corrente de falta.

Normalmente, nos dois casos, o reator pode ser representado por um ramo RL série conforme as figuras IV.3-34 (a) e (b).

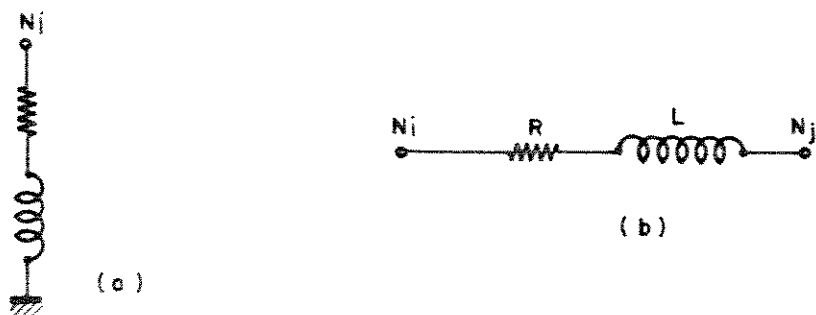


Figura IV.3-34 - Modelo 1 para reatores.
 (a) componente paralelo
 (b) componente série

Incorporando-se a capacitância apresentada pelos reatores, entre os enrolamentos e terra, nos seus respectivos modelos, é possível estabelecer as configurações das figuras IV.3-35 (a) e (b).

Em particular, reatores inseridos como componentes série podem apresentar um ligeiro efeito capacitivo entre seus terminais, que em frequências mais altas pode se tornar significativo. Deste modo a inserção de uma pequena capacitância entre os terminais pode ser razoável.

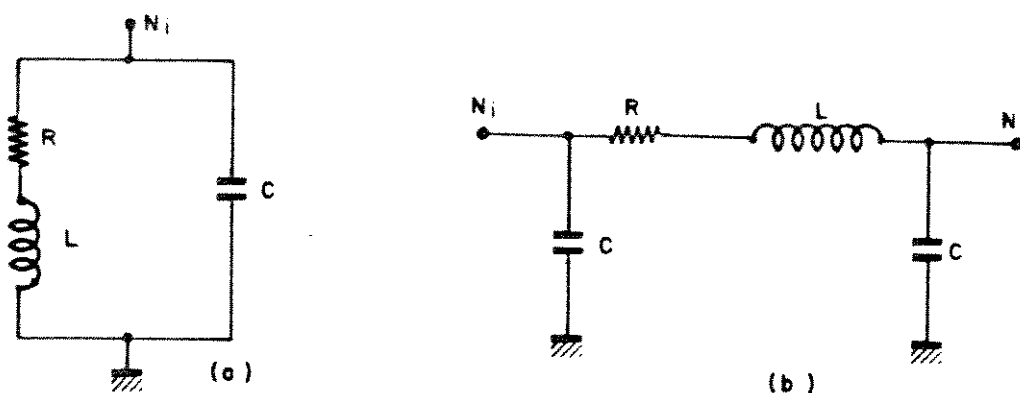


Figura IV.3-35 - Modelo 2 para reatores.
 (a) componente paralelo
 (b) componente série

A figura IV.3-36 apresenta o Modelo 3 para reatores quando inseridos como componentes série no sistema.

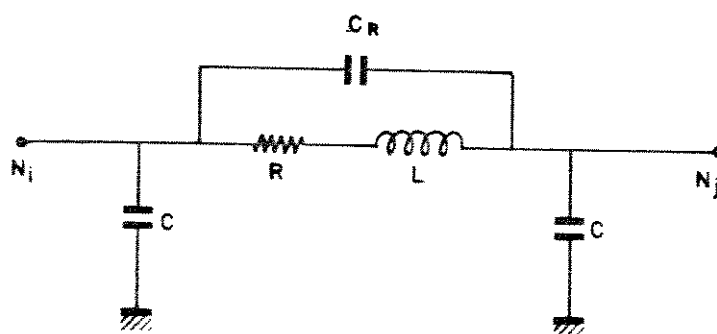


Figura IV.3-36 - Modelo 3 para reator como componente série.

Aqui também ocorre a criação de mais um nó na matriz Z_{bus} , no caso de reatores como componentes série.

IV.3.8. FILTROS

Numa tentativa de se mitigar o nível das distorções harmônicas nas barras de um sistema de potência, podem ser instalados filtros sintonizados. Por exemplo, no caso específico de distorções devido à conversores, tem-se, em barramentos de média tensão com potência menor que 30MW de conversores, um arranjo com filtros de 5^a e 7^a harmônica mais um ramo passa-alta. Para potências maiores que 30 MW, além destes podem ser instalados filtros de 11^a e 13^a harmônica [11]

Deste modo, existem basicamente dois modelos de filtros. Um modelo para filtros sintonizados e um outro para filtro passa-alta. A figura IV.3-37 apresenta o Modelo 1 para filtros que é o modelo geral para filtros sintonizados, enquanto a figura IV.3-38 apresenta o Modelo 2 que é o modelo de um filtro passa-alta.

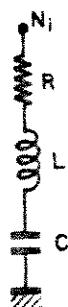


Figura IV.3-37 - Modelo 1 para filtros (sintonizados).

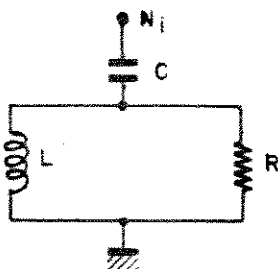


Figura IV.3-38 - Modelo 2 para filtros (passa-alta).

Estes modelos devem ser utilizados para formar o arranjo de filtros instalado num certo ponto do sistema.

IV.3.9. EQUIVALENTES DE SISTEMAS^[43]

A figura IV.2-1 (pág. IV-2) mostra uma forma típica da impedância harmônica de um sistema de potência genérico, visto através de um certo barramento.^[34]

De acordo com o diagrama, apesar do sistema poder ser considerado indutivo à frequência fundamental, para altas frequências o comportamento do sistema apresenta-se alternadamente indutivo e capacitivo, apresentando um certo número de pontos de ressonância nos quais o sistema é puramente resistivo.

Deste modo, para estudos de penetração harmônica, parece insatisfatório representar a impedância equivalente de um sistema simplesmente por sua reatância de curto-circuito corrigida para as frequências harmônicas.

De um modo geral a impedância harmônica de um sistema depende, além da frequência, da situação de carregamento (carga leve ou pesada) e de contingências. Este fato, por si só, indica a dificuldade de se avaliar um equivalente para um determinado sistema.

Não sendo possível simular a impedância do sistema com exatidão, visto que esta característica é altamente variável, procurar-se-á apenas uma representação razoável do comportamento deste sistema em função da frequência.

A seguir são apresentados modelos de equivalentes de sistemas que, sob determinadas condições, podem ser utilizados para representar sistemas sujeitos à frequências harmônicas.

IV.3.9.1. MODELO DA REATÂNCIA DE CURTO-CIRCUITO CORRIGIDA

O modelo da reatância de curto-circuito para equivalentes de sistemas, tradicionalmente utilizado para problemas à frequência industrial, com o ajuste da reatância para cada frequência, resulta em:

$$|Z_n| = \frac{V^2}{S_{cc}} n \quad (\text{IV.3-37})$$

$$\phi_n = +90^\circ \text{ para qualquer } n \quad (\text{IV.3-38})$$

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

Sem dúvida, este modelo pouco ou nada traduz sobre o comportamento do sistema em função das frequências harmônicas. Se porventura, juntamente com a utilização deste modelo, houver a inclusão de um filtro na barra a qual estiver conectado este sistema, e se este filtro numa determinada frequência harmônica apresentar um comportamento capacitivo, poder-se-á obter eventualmente uma grande tensão harmônica cuja magnitude não tem significado físico, uma vez que o modelo para o equivalente de sistema é totalmente desvinculado do sistema real.

IV.3.9.2. MODELO DE BOWLES^[35]

Bowles propõe um modelo para equivalente de sistema, no qual a partir da impedância equivalente do sistema à frequência industrial, $Z_{60} = R_{60} + jX_{60}$, encontra-se um circuito equivalente nesta frequência com a configuração apresentada na figura IV.3-39.

Uma vez calculados os parâmetros R e L da figura IV.3-39, este circuito é utilizado para avaliar as impedâncias equivalentes do sistema nas frequências harmônicas.

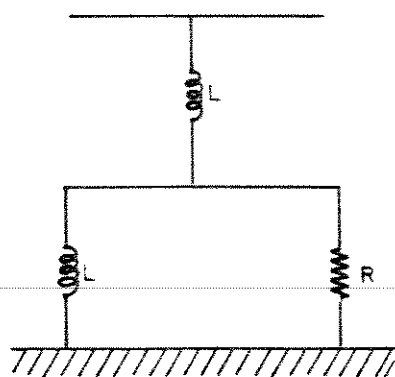


Figura IV.3-39 - Equivalente de Bowles.

Este método tem uma grande restrição que é o comportamento sempre indutivo do equivalente. Assim, este modelo tem uma faixa de validade restrita às frequências inferiores à quinta harmônica.

O ângulo da impedância resultante deste modelo é aproximadamente constante para baixas frequências, o que representa bastante bem os sistemas reais nesta faixa de frequências; no entanto para altas frequências o modelo fornece um equivalente não condizente com a realidade. Deste modo, este modelo é inadequado para estudos de penetração harmônica envolvendo altas frequências.

IV.3.9.3. MODELO DE HINGORANI ET AL. [34]

A figura IV.2-1 (pág. IV-2) mostra que existem certas frequências para as quais a impedância de um sistema apresenta valores máximos ou mínimos. Estas frequências podem ser divididas em dois grupos correspondentes às frequências que apresentam valores máximos de impedância e às que apresentam valores mínimos de impedância.

Hingorani et al. propõem que um circuito constituído por diversos ramos paralelos de arranjos RLC série pode apresentar este tipo de comportamento. A figura IV.3-40 apresenta o aspecto geral deste circuito.

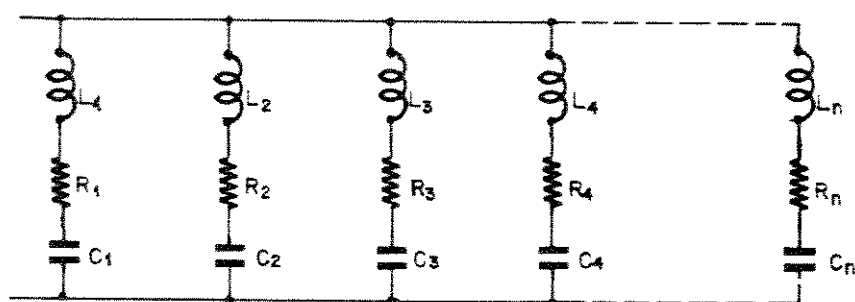


Figura IV.3-40 - Equivalente de Hingorani et al...

Neste circuito as frequências que resultam em valores mínimos de impedância correspondem às frequências de ressonância de cada ramo RLC individual. As frequências que resultam em valores máximos de impedância dependem das relações entre os indutores e correspondem matematicamente às raízes do numerador da admitância equivalente do circuito.

Partindo-se das frequências de ressonância para se avaliar os parâmetros do circuito equivalente, tem-se um cálculo extremamente complexo se nos ramos série também estiverem presentes as resistências. Deste modo, é justificável considerar um circuito de diversos ramos paralelos de arranjos LC série apenas, e, após se avaliar as indutâncias e capacitâncias a partir das frequências de ressonância, incluir as resistências, cujos valores numéricos são dados pelas impedâncias mínimas apresentadas pelo sistema e que correspondem às frequências de ressonância de cada ramo individual.

A formação do sistema algébrico a ser resolvido para se avaliar os parâmetros L e C do circuito equivalente é apresentado resumidamente a seguir.

Para o caso particular de um circuito equivalente formado por quatro ramos LC em paralelo, tem-se a seguinte admitância operacional^[34]:

$$Y(s) = \frac{1}{L_1 \left[s^2 + \frac{1}{L_1 C_1} \right]} + \frac{1}{L_2 \left[s^2 + \frac{1}{L_2 C_2} \right]} + \frac{1}{L_3 \left[s^2 + \frac{1}{L_3 C_3} \right]} + \frac{1}{L_4 \left[s^2 + \frac{1}{L_4 C_4} \right]} \quad (\text{IV.3-39})$$

Introduzindo-se o conceito de frequência natural de ressonância, definido genericamente por:

$$\omega_i^2 = \frac{1}{L_i C_i} ; \quad i=1,2,3,4 \quad (\text{IV.3-40})$$

e encontrando-se o denominador comum para a expressão (IV.3-39), verifica-se que o numerador desta expressão é um polinômio de 7^o grau.

Para as frequências de ressonância que resultam num valor máximo da impedância do circuito equivalente, a admitância Y(s) tende a zero, ou seja seu numerador tende a zero.

Se as frequências para as quais a impedância do circuito equivalente tende ao infinito forem F_1 , F_2 e F_3 , tem-se que $\omega_1 = 2\pi F_1$, $\omega_2 = 2\pi F_2$ e $\omega_3 = 2\pi F_3$, e o numerador da expressão da admitância do circuito equivalente, neste caso, pode ser expresso como um polinômio de 7º grau:

$$s \left[s^6 + s^4 (\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2) + s^2 (\omega_1^2 \omega_2^2 + \omega_1^2 \omega_3^2 + \omega_2^2 \omega_3^2) + (\omega_1^2 \omega_2^2 \omega_3^2) \right] = 0 \quad (\text{IV.3-41})$$

Igualando-se os polinômios dados pelo numerador de (IV.3-39) e (IV.3-41) obtém-se:

$$1/L_1 + 1/L_2 + 1/L_3 + 1/L_4 = 1 \quad (\text{IV.3-42})$$

$$1/L_1 (\omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2) + 1/L_2 (\omega_1^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2) + 1/L_3 (\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_4^2) + 1/L_4 (\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2) = \omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 \quad (\text{IV.3-43})$$

$$1/L_1 (\omega_2^2 \omega_4^2 + \omega_3^2 \omega_4^2 + \omega_2^2 \omega_3^2) + 1/L_2 (\omega_1^2 \omega_3^2 + \omega_1^2 \omega_4^2 + \omega_3^2 \omega_4^2) + 1/L_3 (\omega_1^2 \omega_2^2 + \omega_1^2 \omega_4^2 + \omega_2^2 \omega_4^2) + 1/L_4 (\omega_1^2 \omega_2^2 + \omega_1^2 \omega_3^2 + \omega_2^2 \omega_3^2) = \omega_1^2 \omega_2^2 + \omega_1^2 \omega_3^2 + \omega_2^2 \omega_3^2 \quad (\text{IV.3-44})$$

$$1/L_1 (\omega_2^2 \omega_3^2 \omega_4^2) + 1/L_2 (\omega_1^2 \omega_3^2 \omega_4^2) + 1/L_3 (\omega_1^2 \omega_2^2 \omega_4^2) + 1/L_4 (\omega_1^2 \omega_2^2 \omega_3^2) = \omega_1^2 \omega_2^2 \omega_3^2 \quad (\text{IV.3-45})$$

Assim tem-se um sistema de 4 equações nas incógnitas $1/L_1$, $1/L_2$, $1/L_3$ e $1/L_4$.

Uma vez avaliadas as indutâncias L_1 , L_2 , L_3 e L_4 as capacitâncias podem ser facilmente avaliadas através da expressão (IV.3-40).

Este sistema de equações pode ser facilmente generalizado para qualquer número de ramos LC, e é óbvio que um maior número de ramos representa melhor o sistema a ser

IV - 48

simulado, exigindo para tanto o conhecimento das diferentes frequências de ressonância que determinam as impedâncias mínimas do sistema, bem como das frequências de ressonância que determinam as impedâncias máximas.

Uma vez que o lugar geométrico da impedância normalmente se inicia na frequência nula, significando reatância nula para corrente contínua, a frequência de ressonância do primeiro ramo será nula, e este ramo não conterá capacitância.

O circuito equivalente de ramos paralelos de arranjos LC série apresenta impedância nula para as frequências de ressonância que dependem da configuração de todo o circuito equivalente, sendo que os valores das resistências são introduzidos posteriormente.

Este procedimento garante o encontro de um circuito equivalente que apresenta um espectro de frequências correto no que tange às frequências de ressonância, e valores divergentes para as impedâncias máximas. A correção desta disparidade requer um redimensionamento de todas as indutâncias e capacitâncias com a utilização de um fator de escala. Este fator de escala é obtido pela razão entre a reatância do sistema real e a reatância do circuito equivalente numa certa frequência na qual se requer a melhor aproximação do valor da impedância.

O redimensionamento é feito multiplicando-se todas as indutâncias e dividindo-se todas as capacitâncias pelo mesmo fator de escala, o que garante a manutenção das frequências de ressonância para o novo circuito obtido.

Fatores de escala podem ser calculados para diversas frequências, resultando logicamente em diferentes circuitos equivalentes. Neste caso, pode-se escolher um valor intermediário entre eles que resulte num circuito equivalente mais próximo daquele representado pelo lugar geométrico da impedância original do sistema.

IV.3.9.4. EQUIVALENTE DE SISTEMA PARA PROJETO DE FILTROS

Os lugares geométricos das impedâncias dos equivalentes de sistemas situam-se à direita do eixo vertical podendo ser contidos dentro de círculos tangentes à origem. Além disso, uma grande parte de todos os lugares geométricos situam-se à direita das retas que formam ângulos de cerca de $\pm 80^\circ$ com o eixo horizontal. [44]

Deste modo, pode-se assumir uma região que contenha o lugar geométrico da impedância de um sistema elétrico. Esta região pode então ser definida por um raio e pelos ângulos $\pm\phi_m$ com a horizontal conforme a figura IV.3-41.

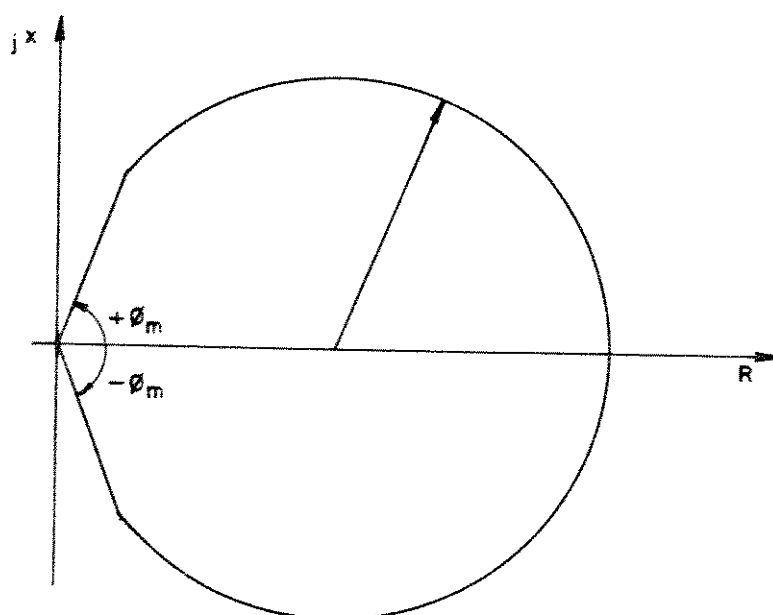


Figura IV.3-41 - Região que contém o lugar geométrico da impedância de um sistema elétrico.

A região delineada não fornece uma maneira exata para se determinar a impedância apresentada pelo sistema numa certa frequência, indicando apenas que a impedância se localiza na região.

Uma vez que a dimensão do raio é função da situação de carregamento do sistema, e portanto variável, assume-se que a região em questão é definida pelo ângulo ϕ_m e por um raio indeterminado. Apesar da incerteza da impedância apresentada por esta região, ela é utilizada no projeto de filtros.

Ao instalar-se um filtro está-se interessado em minimizar a tensão harmônica. A minimização da tensão harmônica não requer a minimização apenas da impedância do filtro numa certa harmônica, mas a minimização da impedância Z_n , resultante da combinação paralela da impedância do filtro, Z_{nf} , e a impedância do sistema c.a., Z_{ns} . Ou seja, há a necessidade de maximizar a admitância resultante, uma vez que não há possibilidade, a princípio, de se alterar a corrente harmônica injetada no sistema c.a., e a tensão harmônica é dada por:

$$|V_n| = \frac{|I_n|}{|Y_{nf} + Y_{ns}|} \quad (\text{IV.3-46})$$

Sob o ponto de vista de projeto de filtros, o pior caso ocorreria quando $|Y_{nf} + Y_{ns}|$ fosse minimizada, pois neste caso a tensão harmônica seria maximizada.

Se o sistema c.a. tem uma limitação no seu ângulo de impedância, ou seja, o ângulo de impedância para qualquer frequência é limitado entre $\pm \phi_m$, onde $0^\circ < \phi_m < 90^\circ$, é possível verificar que a maior tensão harmônica, com a inclusão do filtro, ocorre se $\phi = \phi_m$. [44]

Desde que nenhuma limitação seja imposta ao $|Y_{ns}|$, é facilmente encontrado o valor que minimiza $|Y_n| = |Y_{nf} + Y_{ns}|$ e que portanto maximiza $|V_n|$.

Supondo que Y_{nf} é a admitância assumida para o filtro, a admitância do sistema c.a., Y_{ns} , contida na região hachurada da figura IV.3-42 e que minimiza Y_n é aquela situada à 90° da admitância total Y_h .

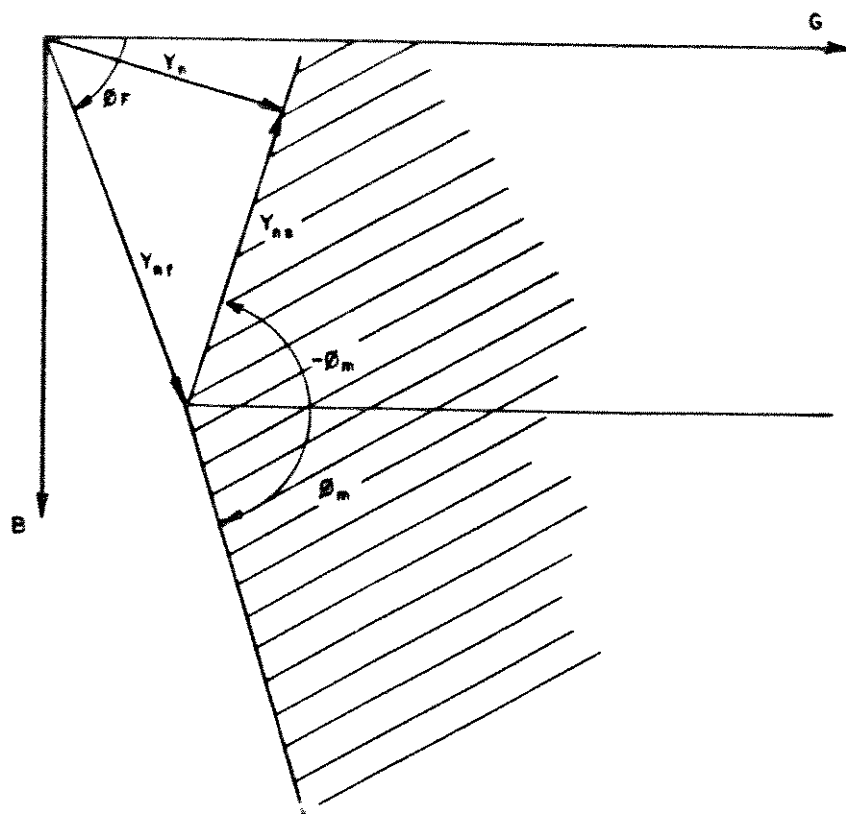


Figura IV.3-42 - Admitância resultante sistema c.a./filtro em paralelo, na situação de minimização.

Dependendo do valor de ϕ_m é possível estabelecer o lugar geométrico das admitâncias do sistema c.a. que minimiza Y_n , e assim é possível afirmar que o pior caso, ou seja a ocorrência da maior tensão harmônica, é para um equivalente de sistema totalmente capacitivo (-90°) com um filtro de comportamento indutivo, ou com um filtro de comportamento capacitivo para um equivalente de sistema totalmente indutivo ($+90^\circ$).

Dentro desta filosofia de definição de limites para o ângulo das impedâncias, destaca-se uma recomendação para equivalentes de sistemas [45] na qual:

$$\left. \begin{aligned} \phi_m &= \pm 75^\circ, \text{ para } n \leq 13 \\ \phi_m &= \pm 70^\circ, \text{ para } n \geq 23 \\ |Z_{\min}| &= \frac{V^2}{S_{cc}} \sqrt{n}, \text{ para } n \geq 10 \\ |Z_{\max}| &= 1000 \, \Omega, \text{ para qualquer } n \end{aligned} \right\} \quad (\text{IV.3-47})$$

onde $Z_{\min}$ e $Z_{\max}$ são respectivamente as impedâncias mínima e máxima

Esta proposta, no entanto, deve ser entendida como uma sugestão útil para a definição de filtros para o atendimento da pior situação, e não para descrever o comportamento, nem aproximado, da impedância do sistema em função da frequência, e portanto inadequado para um estudo de penetração harmônica.

IV.3.9.5. TABELAS

Dadas as dificuldades de se avaliar a impedância equivalente de um sistema c.a., é razoável a simples utilização de tabelas dos valores das impedâncias (módulo e ângulo) em função da frequência. Naturalmente, este procedimento exige profundos conhecimentos sobre o comportamento do sistema. Isto pode ser obtido através de medições diretas ou por simulação completa do sistema envolvido.

Deste modo, apresentou-se aqui as diversas possibilidades de se modelar os componentes lineares de um sistema c.a.. A adequação dos diversos modelos propostos às redes reais é um objetivo que deve ser perseguido, principalmente pelas companhias concessionárias de energia elétrica; onde eventualmente, adaptações destes modelos (normalmente de origem européia) devem ser pesquisados.

V - MÉTODO ITERATIVO/INTERATIVO PARA ESTUDOS DE FLUXO HARMÔNICO

V.1. INTRODUÇÃO

Este capítulo descreve um método computacional para estudos de penetração harmônica em sistemas de potência cuja principal característica é a consideração da inter-dependência entre as fontes geradoras de frequências harmônicas, o sistema alimentador e a operação do controle destas fontes. Além de estabelecer este relacionamento, o método proposto é bastante completo no que se refere a diversificação das cargas não-lineares (capítulo III), bem como da modelagem da rede elétrica (capítulo IV).

Utilizando-se um tratamento trifásico, com as fases independentemente representadas, tanto para as cargas como para a rede elétrica, através de um processo iterativo é estabelecida a inter-dependência desejada entre as fontes harmônicas e o sistema elétrico. O processo utilizado apresenta avanços substanciais sobre outros métodos de investigação do fluxo harmônico, uma vez que as cargas não-lineares não são consideradas isoladamente do sistema ao qual estão conectadas, mas em conjunto com este.

V.2. A NECESSIDADE DO MÉTODO ITERATIVO PARA A INVESTIGAÇÃO COMPUTACIONAL DO FLUXO HARMÔNICO^[46]

Dentre as cargas não-lineares mais comumente encontradas nos sistemas elétricos atuais, o conversor estático trifásico é talvez a de maior destaque; assim, o utilizaremos para justificar a necessidade do processo iterativo.

Para tanto, seja a figura V.1, ilustrando um conversor (retificador) e correspondentes sistemas alimentador e de carga. A indicação da malha fechada para seu

V - 2

controle é típica para sistemas de c.c., assim como para vários processos industriais.

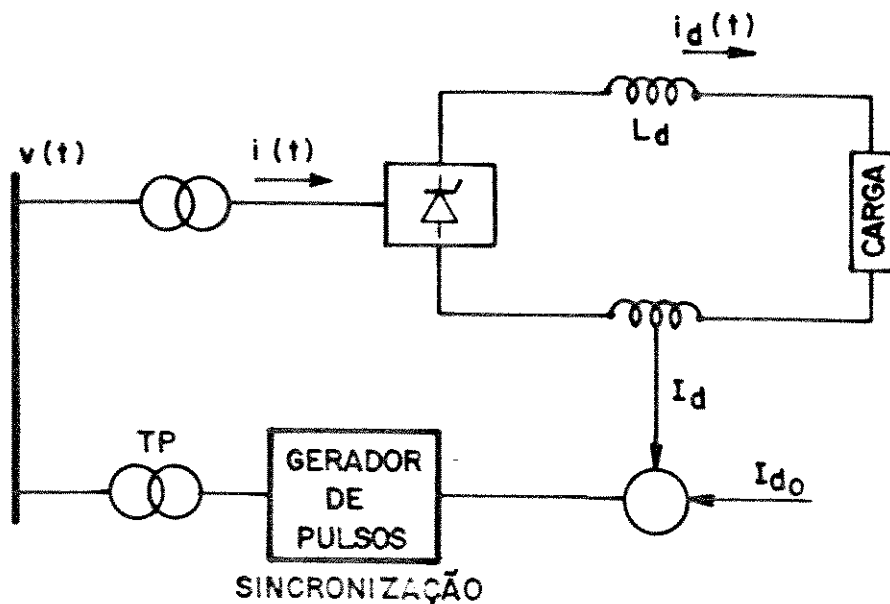


Figura V.1 - Exemplo de carga não-linear ou de fonte harmônica

Para o sistema considerado, a corrente de linha $i(t)$ apresenta, sob condições ideais de operação, somente harmônicas características, cujas ordens são dadas pela relação $(kp \pm 1)$, onde p é o número de pulsos da instalação e k é um inteiro.

Ao se estabelecer uma estratégia de cálculo para as componentes harmônicas de $i(t)$, o procedimento clássico consiste em:

- adotando-se $v(t)$ com o conversor desconectado, definir os instantes de disparo do conversor,
- definir a operação do conversor e com isto $i(t)$,
- determinar o conteúdo harmônico de $i(t)$.

A partir deste último passo tem-se os níveis das harmônicas produzidas pela instalação, os quais são injetados na rede de alimentação. A injeção harmônica será, por sua vez, responsável por modificações na tensão do barramento, $v(t)$. Sendo esta tensão a base inicial de cálculo da operação do conversor, poderão ocorrer sensíveis alterações das correntes harmônicas produzidas, e assim por diante.

Este comportamento geral requer avaliações contínuas de operações sucessivas em busca de uma solução final. Isto pode ser executado através de um processo iterativo, até que entre duas soluções, não se registre alterações apreciáveis da tensão $v(t)$ e conseqüentemente da corrente $i(t)$. A existência de uma instabilidade harmônica implicará na não convergência do processo para uma solução final, tal como ocorreria num sistema real.

V.3. O MÉTODO

O método iterativo proposto aqui, pode tomar, como ponto de partida, o sistema sem as cargas não-lineares. Este estado do sistema pode perfeitamente ser avaliado através de um fluxo de carga tradicional à frequência fundamental.

Selecionando-se então as barras nas quais se conectam as cargas não-lineares, pode-se avaliar a corrente fundamental, além das injeções harmônicas correspondentes a cada uma delas. Assim o novo estado do sistema é descrito, em cada uma das barras do sistema, através das tensões fundamentais mais as tensões harmônicas ocasionadas pelas cargas não-lineares.

Se cada carga não-linear implicasse apenas em injeções harmônicas, demandando então uma corrente fundamental nula, as tensões fundamentais que descreveriam o estado do sistema na ausência das cargas não-lineares se manteriam constantes. Porém essa hipótese não é verdadeira,

sendo que as correntes fundamentais demandadas pelas cargas não-lineares implicam na mudança do estado do sistema à frequência fundamental.

Para resolver este impasse, podem ser utilizados, para cada uma das cargas não-lineares, modelos à frequência fundamental incorporadas ao fluxo de carga fundamental. No entanto, deve ser esclarecido que no método iterativo estes modelos não fazem parte do sistema c.a., pois cada carga não-linear é tratada como fonte de frequências harmônicas.

Deste modo, as correntes fundamentais estimadas para as cargas não-lineares passam a fazer parte dos dados de entrada do método iterativo, juntamente com as tensões fundamentais encontradas pelo fluxo de carga.

Logicamente, um sistema de potência sob estudo pode possuir harmônicas de tensão e/ou corrente. Assim, tensões harmônicas nas barras do sistema, bem como injeções harmônicas conhecidas "à priori", podem ser incorporadas aos dados iniciais do método iterativo.

A partir das tensões fundamentais, mais as possíveis harmônicas iniciais, são avaliadas as correntes fundamental e harmônicas devidas a cada carga não-linear, que serão utilizadas para a avaliação do novo estado do sistema.

Partindo-se do estado original do sistema (tensões fundamental e harmônicas), a avaliação do novo estado do sistema é feita através da diferença das tensões devidas às diferenças das correntes injetadas pelas cargas não-lineares (fundamental e harmônicas).

De posse do novo estado do sistema são reavaliadas a corrente fundamental, bem como as injeções harmônicas devidas à cada carga não-linear, que novamente serão utilizadas para a avaliação de um novo estado do sistema.

Este procedimento deve ser repetido até que a diferença relativa entre dois estados, avaliados consecutivamente, seja menor do que uma porcentagem pré-estabelecida. Essa diferença relativa deve ser testada não só para a frequência fundamental como para as harmônicas até uma determinada ordem.

Com base nestes argumentos, de carácter físico, procede-se ao tratamento matemático, o que é feito a seguir.

V.4. A MATRIZ $[Z_{bus}(n)]$

O procedimento geral para a obtenção da matriz $[Z_{bus}]$, desenvolvido originalmente para ser utilizado em fluxos de carga à frequência fundamental*, pode ser utilizado para outras frequências, e em particular para as frequências harmônicas.

Assim, uma vez "escolhidos" os modelos mais razoáveis para os componentes do sistema de potência, conforme o Capítulo IV, tem-se a definição das impedâncias próprias dos ramos bem como das eventuais impedâncias mútuas existentes no sistema para cada frequência harmônica, ou seja, a definição da matriz impedância primitiva de ramos para cada harmônica, $[Z_{prim}(n)]$, onde n define a ordem harmônica em questão.

Deste modo, tem-se a definição da matriz impedância das barras para cada harmônica como:

$$[Z_{bus}(n)] = [Y_{bus}(n)]^{-1} \quad (V.4-1)$$

onde:

$$[Y_{bus}(n)] = [A]^T [Y_{prim}(n)] [A] \quad (V.4-2)$$

com:

$$[Y_{prim}(n)] = [Z_{prim}(n)]^{-1} \quad (V.4-3)$$

* O Apêndice V apresenta a formação da matriz $[Z_{bus}]$.

Deste modo, as relações (A.5-13) e (A.5-16) passam a ser genericamente estabelecidas como:

$$\hat{I}(n) = [Y_{bus}(n)] \hat{V}(n) \quad (V.4-4)$$

e,

$$\hat{V}(n) = [Z_{bus}(n)] \hat{I}(n) \quad (V.4-5)$$

onde:

$\hat{V}(n)$ = vetor das tensões harmônicas de ordem n nas barras do sistema, e

$\hat{I}(n)$ = vetor das correntes harmônicas de ordem n nas barras do sistema.

V.5 - IMPLEMENTAÇÃO DO MÉTODO

Para a implementação do método incorpora-se todos os elementos lineares do sistema na matriz $[Z_{prim}(n)]$, onde n indica a ordem harmônica para a qual se modela o sistema. Todos os elementos lineares estarão sob representação trifásica, capaz de traduzir prováveis desequilíbrios entre fases, incluindo-se os eventuais efeitos mútuos existentes.

Deste modo tem-se, para a frequência fundamental as tensões das barras dadas pelo vetor $\hat{V}(1)_{original}$, e para as frequências harmônicas as tensões podem ser expressas pelos vetores $\hat{V}(n)$, que serão nulos, desde que no sistema de potência ainda não estejam presentes cargas não-lineares.

A presença de uma carga não-linear numa barra do sistema implica no aparecimento de uma corrente na frequência fundamental mais correntes harmônicas nesta barra.

Deste modo, se as tensões harmônicas iniciais forem nulas, tem-se para a frequência fundamental:

$$\hat{V}(1)_{novo} = \hat{V}(1)_{original} + [Z_{bus}(1)] \Delta \hat{I}(1) \quad (V.5-1)$$

onde $\hat{\Delta I}(1)$ é um vetor cujos elementos não nulos correspondem às barras nas quais se tem cargas não-lineares conectadas, e cujos valores correspondem respectivamente à diferença das correntes fundamentais demandadas pelas cargas não-lineares em cada barra, consideradas no fluxo de carga fundamental, e aquelas obtidas pelo método na 1ª iteração com as fontes harmônicas.

Já para as frequências harmônicas, as tensões são dadas por:

$$\hat{V}(n)_{\text{novo}} = [Z_{\text{bus}}(n)] \hat{I}(n) \quad (\text{V.5-2})$$

onde $\hat{I}(n)$ é o vetor das correntes harmônicas de ordem n injetadas nas barras do sistema.

Deste modo, tem-se a primeira iteração do método. A partir da segunda iteração a formulação de todas as tensões das barras (tensões fundamentais e harmônicas) podem ser genericamente expressas por:

$$\hat{V}(n)_{\text{novo}} = \hat{V}(n)_{\text{antigo}} + [Z_{\text{bus}}(n)] \hat{\Delta I}(n) \quad (\text{V.5-3})$$

onde $\hat{\Delta I}(n)$ é a diferença de injeção (fundamental ou harmônica) entre duas iterações sucessivas, ou seja:

$$\hat{\Delta I}(n) = \hat{I}(n)_{\text{novo}} - \hat{I}(n)_{\text{antigo}} \quad (\text{V.5-4})$$

onde: $n = 1, 2, 3, \dots$

Pode-se então adotar um critério de convergência para as tensões nas barras, devendo ser verificada tal convergência em todas as barras para todas as harmônicas inferiores à uma determinada ordem de referência.

Este critério pode ser expresso por:

$$\left| \frac{\hat{V}(n)_{\text{novo}} - \hat{V}(n)_{\text{antigo}}}{\hat{V}(n)_{\text{novo}}} \right| \leq \hat{\epsilon} \quad (\text{V.3-5})$$

V - 8

onde $\hat{\epsilon}$ é um vetor cujos elementos são todos iguais e expressam um erro relativo. Deste modo, se os elementos do vetor $\hat{\epsilon}$ forem iguais à 0,002 significa que a convergência será obtida dentro de um erro relativo de 0,2%.

A expressão (V.3-5) envolve os fasores das tensões harmônicas das barras, e deste modo, pode ser desdobrada em duas expressões: uma envolvendo os módulos das tensões, e a outra os seus ângulos.

Levando-se em conta que os fasores das tensões fundamental e harmônicas podem ser expressas por:

$$V(n) = V(n) \angle \theta_n \quad (V.3-6)$$

então é possível, por exemplo, a utilização simultânea dos erros:

$$\left| \frac{V(n)_{\text{novo}} - V(n)_{\text{antigo}}}{V(n)_{\text{novo}}} \right| \leq 0,0001 \quad (V.3-7)$$

e

$$\theta_{n_{\text{novo}}} - \theta_{n_{\text{antigo}}} \leq n \times 0,1^\circ \quad (V.3-8)$$

onde $n = 1, 2, 3, 4, \dots$

Deste modo, o critério de convergência fica estabelecido, entre iterações sucessivas, por um erro relativo no módulo das tensões das barras, constante para todas as ordens harmônicas (inclusive fundamental); e um erro absoluto para os ângulos das tensões das barras, proporcional à ordem harmônica.

V.6. PACOTE COMPUTACIONAL DESENVOLVIDO

Os capítulos III, IV e o presente até o item V.5, constituem os fundamentos de um pacote computacional denominado PCFHSP (Pacote Computacional Fortran para Harmônicas em Sistemas de Potência).

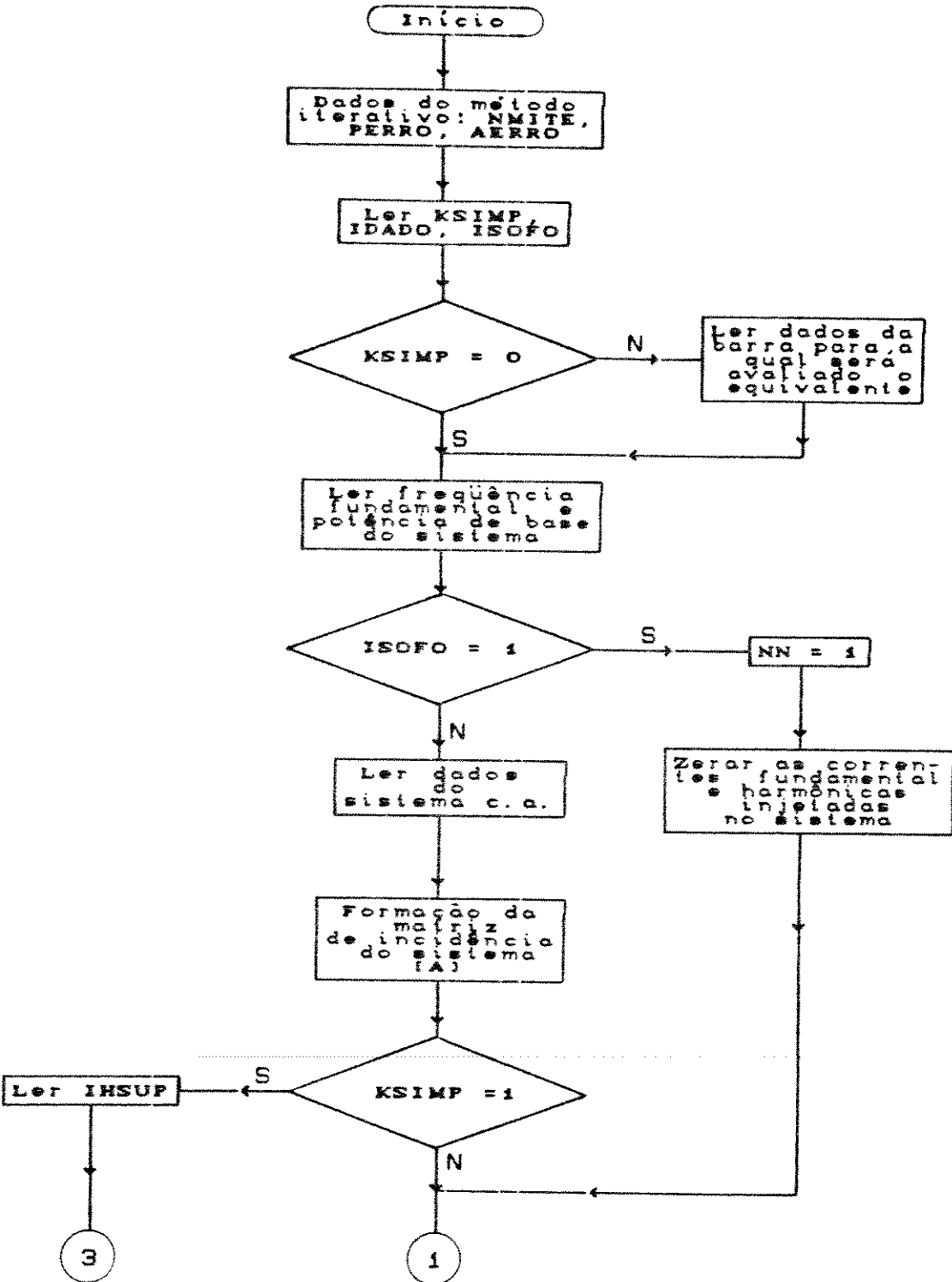
Este programa utiliza linguagem FORTRAN IV, está implementado num computador VAX 11/785 e tem por meta a avaliação de tensões e correntes harmônicas, em princípio, até de quinquagésima ordem, num sistema de potência, através de um método iterativo/iterativo entre as fontes harmônicas e o sistema c.a..

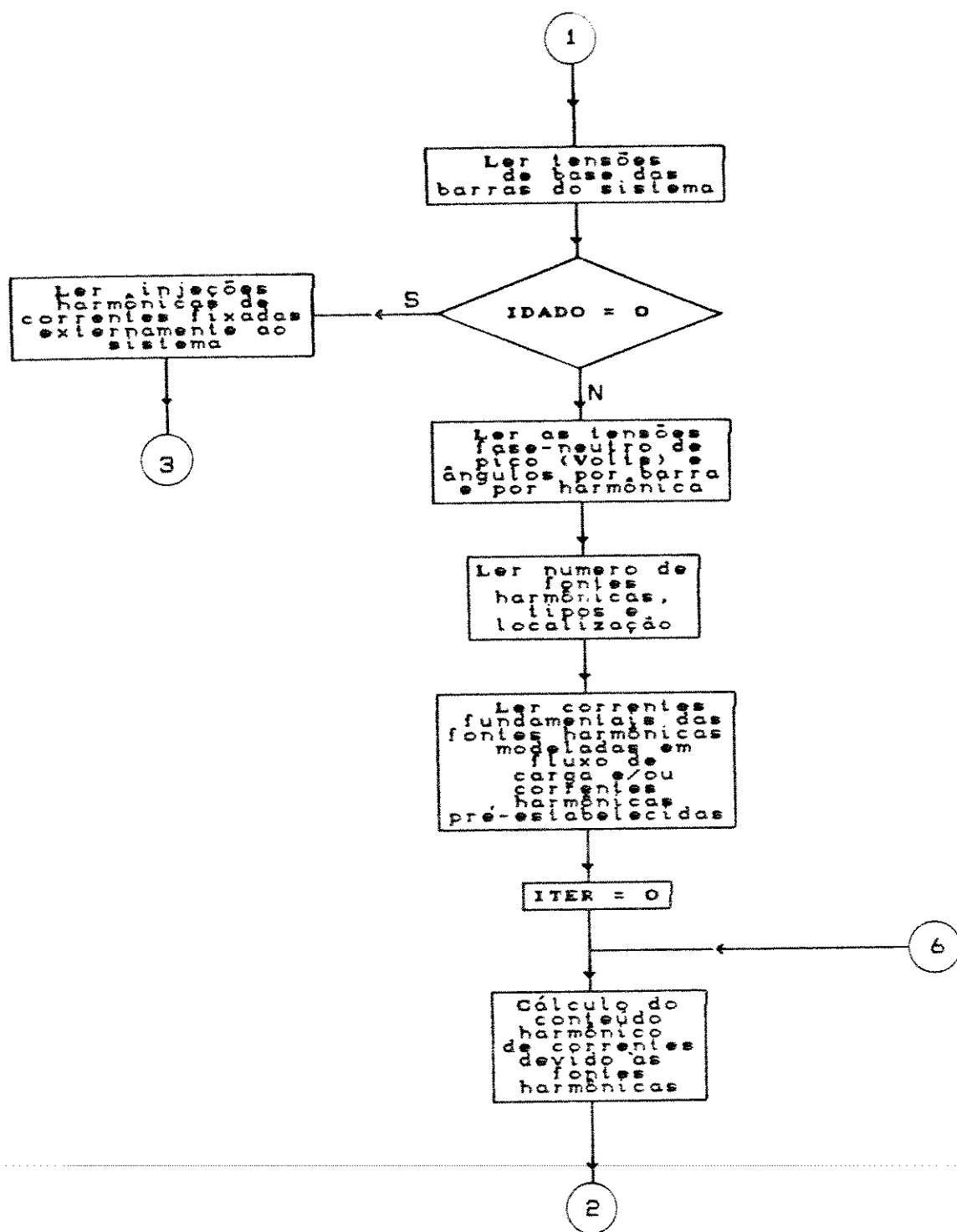
Como uma das principais características inovadoras, no PCFHSP o sistema c.a. é modelado trifásicamente, contemplando-se a possibilidade de impedâncias mútuas entre linhas e entre fases de linhas.

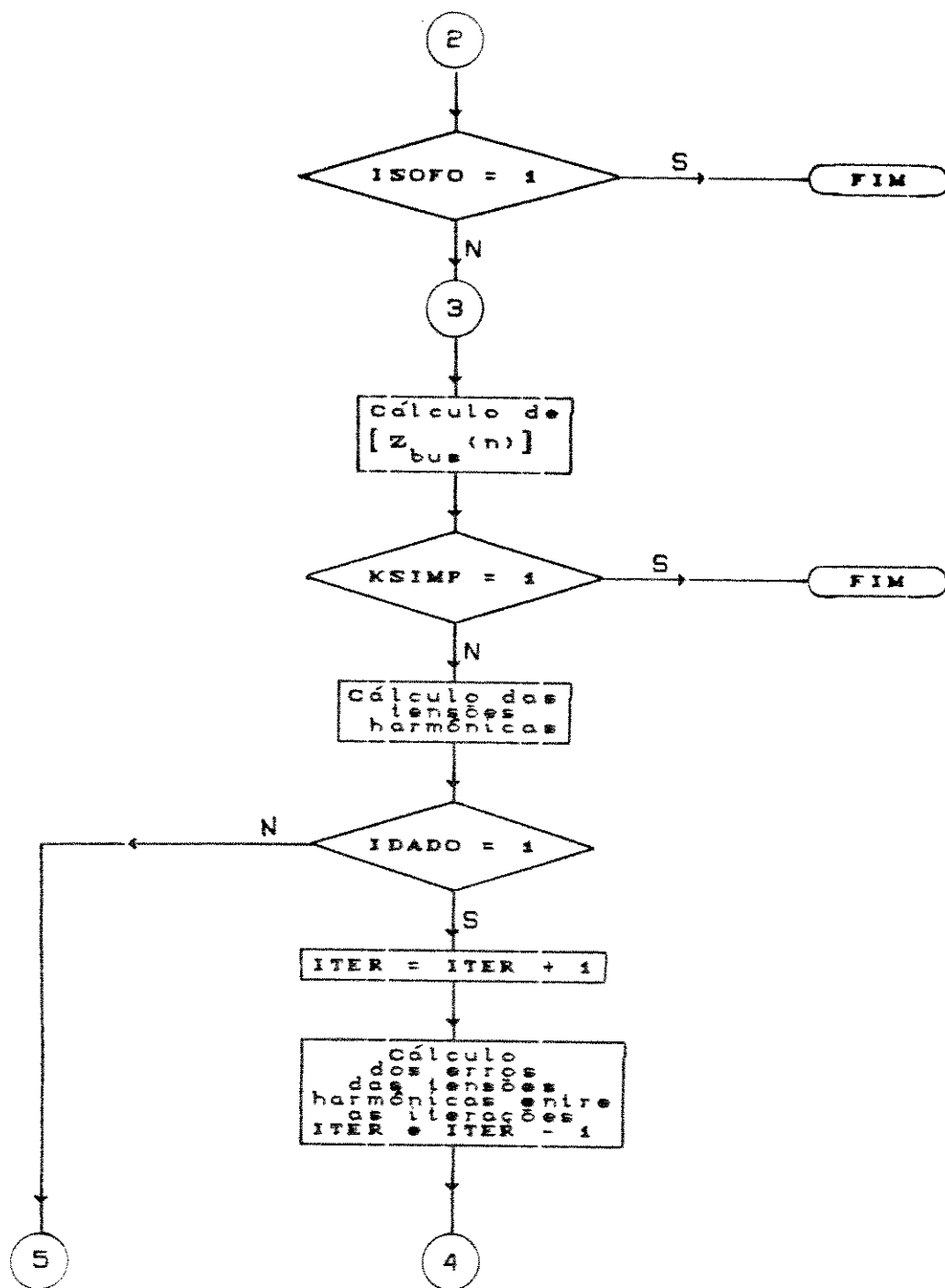
Para enfocar sistemas industriais ou de concessionárias, as fontes harmônicas no PCFHSP restringem-se aos conversores estáticos, aos compensadores estáticos do tipo reator controlado por tiristores (RCT), aos reatores de núcleo saturado (RNS) e aos fornos de arco. Estas fontes são abordadas de modo trifásico, sendo que o PCFHSP suporta a simulação simultânea de até cinco fontes de cada tipo. As fontes harmônicas podem ser substituídas por injeções harmônicas pré-estabelecidas, sendo que neste caso o processo iterativo não é ativado.

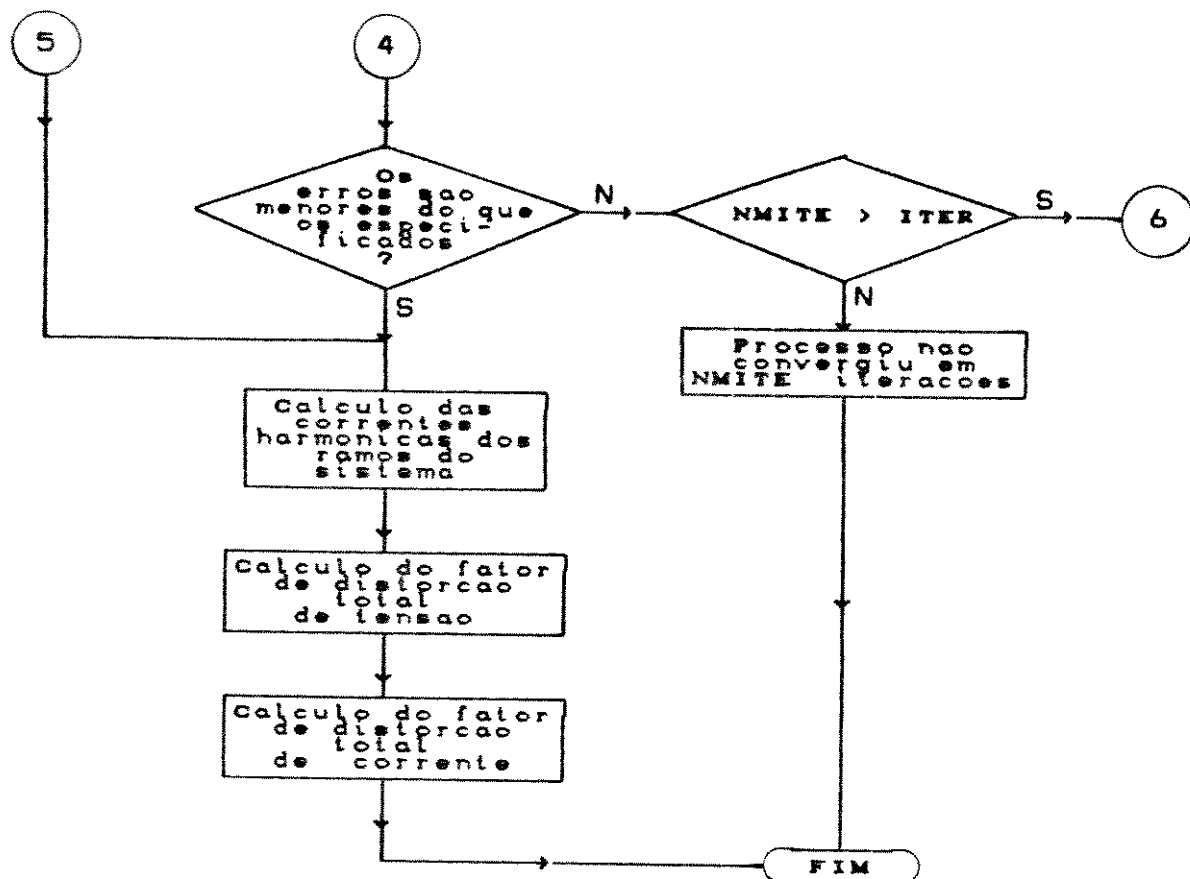
A complexidade e extensão do PCFHSP impedem que se descreva individualmente cada uma de suas partes constituintes. Adicionalmente, isto levaria a um texto longo e enfadonho. Face a esta situação optou-se por apresentar a seguir, na forma de diagrama de blocos, a estrutura completa do programa, através do qual acredita-se ser possível obter uma idéia global do "software" desenvolvido.

DIAGRAMA DE BLOCOS COMPACTO DO PCFHSP









Lista de variáveis presentes no diagrama de blocos do PCFHSP:

NMITE é o número máximo de iterações do processo iterativo.

PERRO é o erro relativo do módulo de tensão entre duas iterações sucessivas, válido para a frequência fundamental e todas as harmônicas.

AERRO é o erro absoluto do ângulo de fase das tensões fundamentais das barras entre iterações sucessivas. Para as harmônicas o erro do ângulo de fase é $(N \cdot \text{AERRO})$, onde N é a ordem harmônica.

KSIMP pode assumir os valores 0 ou 1. Se $\text{KSIMP}=1$, o programa somente fornecerá o equivalente do sistema em função das harmônicas (espectro) em relação ao nó escolhido. Se $\text{KSIMP}=0$, o programa será ativado para calcular tensões e fluxo harmônico.

IDADO pode assumir os valores 0 ou 1. Se IDADO=0, as injeções harmônicas são fixadas externamente ao sistema (sem processo iterativo/iterativo com as fontes harmônicas). Se IDADO=1, o programa calculará tensões e fluxo harmônico através do método iterativo/iterativo.

ISOFO pode assumir os valores 0 ou 1. Se ISOFO=1, o programa somente se ocupará de uma fonte harmônica, não existindo o sistema c.a. para ele. Se ISOFO=0, o programa será comandado por KSIMP ou IDADO.

NN é o número de barras do sistema c.a..

IHSUP é a máxima ordem harmônica.

$[Z_{bus}(n)]$ é a matriz impedância de barra para a harmônica de ordem n.

ITER é a iteração em curso.

Uma vez conhecidos os fundamentos estruturais do PCFHSP procede-se a seguir a apresentação de estudos computacionais que ilustram, não apenas os aspectos aplicativos, mas que permitem avaliar a potencialidade, versatilidade e flexibilidade da ferramenta desenvolvida

VI - CASOS ESTUDADOS

VI.1. INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta resultados de alguns casos abordados computacionalmente neste trabalho. Longe de esgotar todas as possibilidades propostas no pacote computacional desenvolvido, este capítulo ilustra a utilização da ferramenta desenvolvida e abre as perspectivas de trabalho para estudos de problemas envolvendo harmônicas em sistemas de potência.

Dois sistemas elétricos distintos são considerados nas simulações. O primeiro, extraído da bibliografia, corresponde a um caso típico de um complexo industrial. O segundo, fornecido por uma concessionária de energia elétrica, apresenta características próprias de um grande sistema. Embora outros casos tivessem sido simulados, seus resultados não são aqui discutidos, muito embora tenham subsidiado e reforçado muitas conclusões e observações.

VI.2. 1º SISTEMA SIMULADO

O 1º sistema de potência simulado pelo PCFHSP é um sistema tipicamente industrial de 8 barras que apresenta um conversor de 6 pulsos como fonte de injeções harmônicas.

Este sistema foi extraído da referência [32], tendo sido já utilizado em [26]. A figura VI.1 apresenta o diagrama unifilar e na tabela VI.1 constam os dados das linhas deste sistema da maneira tradicional como são utilizados em fluxos de carga à frequência industrial nas concessionárias de energia elétrica.

VI - 2

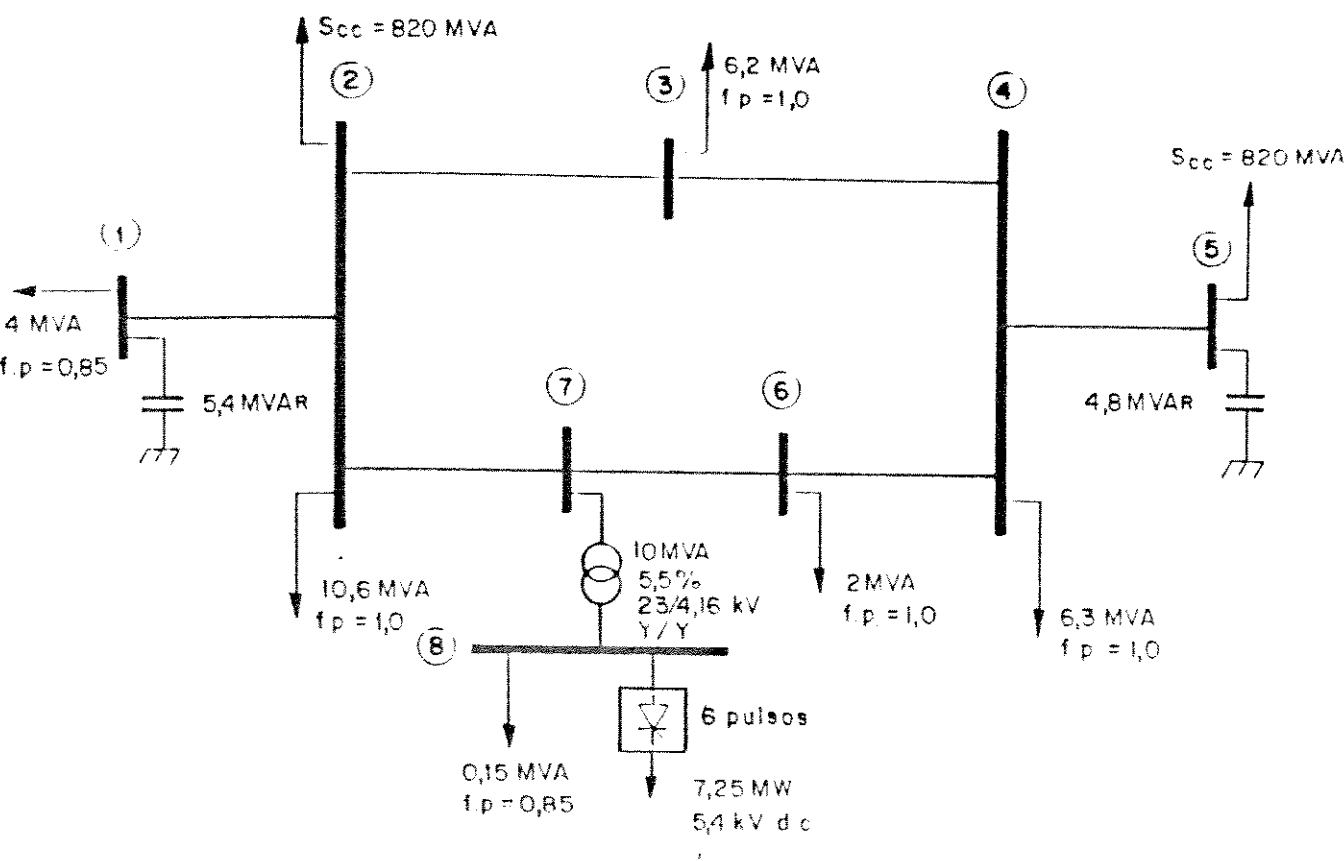


Figura VI.1 - Diagrama unifilar do 1º sistema utilizado para estudo.

Tabela VI.1 - Dados das linhas do sistema da figura VI.1.
Base 10MVA/23kV

LINHA	R (%)	X _l (%)	B _{shunt} (MVAr)
1 - 2	0,1659	0,9471	0,00000177
2 - 3	1,3242	2,8009	0,00000060
2 - 7	0,5339	1,1294	0,00000148
3 - 4	0,2204	0,2615	0,00015591
4 - 5	1,8310	5,2778	0,00000032
4 - 6	0,2178	0,2585	0,00015772
6 - 7	0,8579	1,8145	0,00000092

VI.2.1 - CONDIÇÕES INICIAIS DE TENSÕES PARA O MÉTODO ITERATIVO

O procedimento a ser adotado para a apresentação dos resultados computacionais da simulação do sistema da figura VI.1, neste item, obedecerá a seguinte estratégia:

CASO 1: Todas as tensões fundamentais, da fase a, dos barramentos que constituem o sistema elétrico serão inicialmente adotados como $1,0 \angle 0^\circ$ p.u., a exemplo dos procedimentos usuais de inicialização de fluxos harmônicos utilizados em concessionárias de energia elétrica.

CASO 2: Para a definição das tensões fundamentais iniciais, adotar-se-á o resultado do fluxo de carga excluindo-se as cargas não-lineares presentes.

CASO 3: Para a definição das tensões fundamentais iniciais, adotar-se-á o resultado do fluxo de carga incluindo-se as cargas não-lineares presentes.

Para os CASOS 2 e 3, assumiu-se para o sistema da figura VI.1, a barra 2 como barra referência, a barra 5 como barra PV e as demais como barras PQ.

Nestas condições, estimou-se inicialmente um fluxo de carga fundamental sem considerar o conversor na barra 8, e deste modo obteve-se o perfil de tensões (fase a) da tabela VI.2, e o balanço de potências mostrado na figura VI.2.

Tabela VI.2 - Perfil das tensões fundamentais do sistema da figura VI.1 sem considerar o conversor (CASO 2)

BARRA	T E N S ã O	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	1,00257	-0,216
2	1,00000	0,000
3	0,99280	-0,324
4	0,99325	-0,253
5	1,00000	2,992
6	0,99356	-0,266
7	0,99743	-0,105
8	0,99700	-0,146

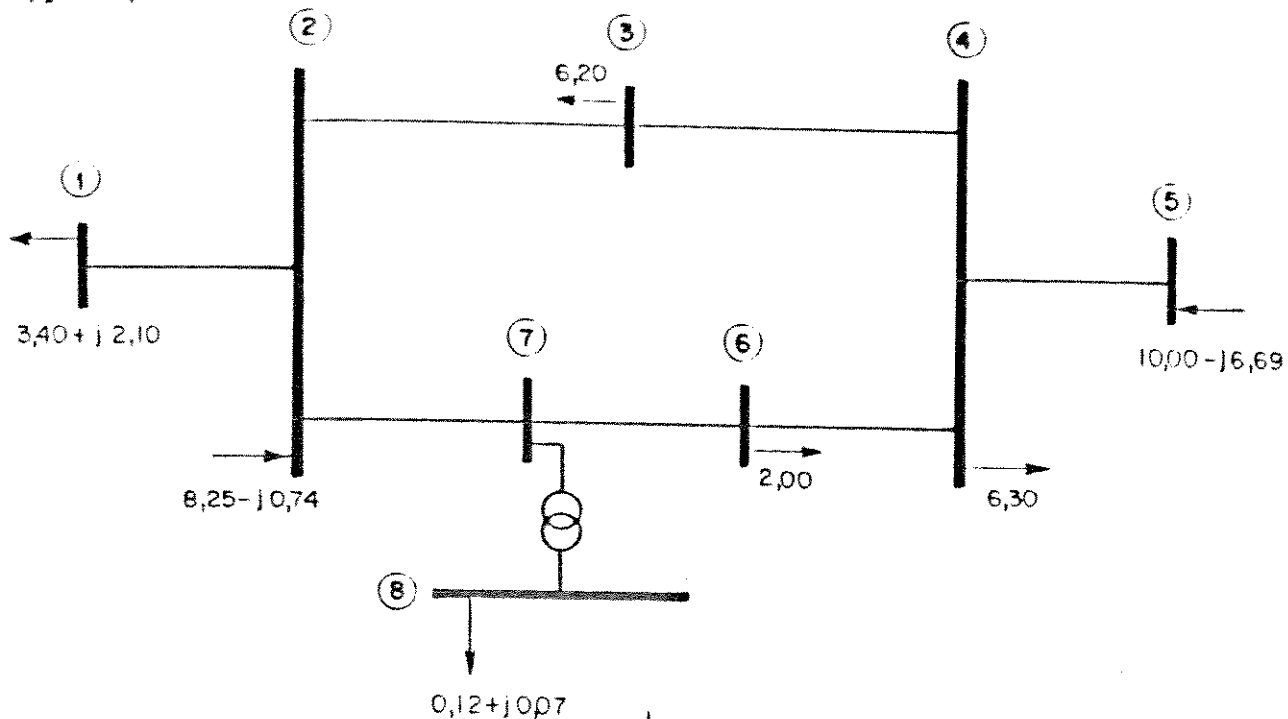


Figura VI.2 - Geração líquida e cargas (exceto capacitores) nas barras sem considerar o conversor (CASO 2)

A desconsideração do conversor na barra 8, que consome 7,25 MW para um sistema cuja somatória das demais cargas não atinge 30 MW parece ser uma aproximação bastante grosseira. Assim, utilizando-se os dados do conversor foi assumido um modelo para a frequência fundamental. Este modelo foi avaliado conforme mostrado a seguir.

A tensão média do lado c.c. do conversor, conforme a expressão (III.1-5) é dada por:

$$V_d = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_m \cos \alpha$$

onde V_d = tensão média c.c.

E_m = tensão de pico fase-neutro do sistema

α = ângulo de disparo do conversor

No caso do sistema da figura VI.1 a barra 8 tem uma tensão nominal de linha igual à 4160 V, ou seja

$$E_m = \frac{4160 \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \text{ V, e sendo } V_d = 5417 \text{ V (proveniente de$$

um abatimento de uma tensão contínua de 625 V ligado a um trafo de secundário igual à 480V de linha), então:

$$\alpha = 15,38^\circ.$$

VI - 6

Como era de se esperar, no CASO 3 a tensão da barra 8 diminuiu mais em relação à barra 2, que é a referência, do que no CASO 2.

Além disso a defasagem dos ângulos das tensões das barras 7 e 8 aumentou, ficando, obviamente, o ângulo da barra 8 mais atrasado no CASO 3. Mas estas são apenas as situações iniciais para a utilização do PCFHSP no sistema da figura VI.1.

O sistema de potência que é modelado no PCFHSP não contempla o modelo passivo do conversor na barra 8, uma vez que no PCFHSP este conversor passa a ser uma fonte harmônica. No entanto, a consideração do conversor no fluxo de carga fundamental do CASO 3 implica na consideração de uma corrente fundamental inicial na barra 8 correspondente á:

$$S_{conv.} = [7250000 + j 1995025] \text{ VA}$$

ou seja:

$$S_{conv.} = 0,751948 / \underline{15,385^\circ} \text{ p.u.}$$

e

$$V_8 = 0,97974 / \underline{-2,833^\circ} \text{ p.u.}$$

Como $S = V I^*$, então:

$$I^* = \frac{S}{V} = 0,767497 / \underline{18,2186^\circ} \text{ p.u.}$$

Ou seja, para as três fases as correntes fundamentais iniciais da barra 8 para sequência positiva são:

$$I_a = 0,767497 / \underline{-18,2186^\circ} \text{ p.u.}$$

$$I_b = 0,767497 / \underline{221,7814^\circ} \text{ p.u.}$$

$$I_c = 0,767497 / \underline{101,7814^\circ} \text{ p.u.}$$

Para o CASO 2 as correntes iniciais da barra 8 são nulas.

Já para o CASO 1, a inicialização em $1,0/\underline{0^\circ}$ p.u. de tensão, para a fase a de todas as barras, implica na consideração das cargas lineares do sistema através das correntes correspondentes, conforme o procedimento adotado em programas de fluxo harmônico utilizados por concessionárias de energia elétrica.

Deste modo, as correntes iniciais fundamentais em todas as barras do sistema da figura VI.1, para o CASO 1 seriam as seguintes:

BARRA	CORRENTES FUNDAMENTAIS INICIAIS					
	FASE A		FASE B		FASE C	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,400	-31,8	0,400	208,2	0,400	88,2
2	1,060	0,0	1,060	240,0	1,060	120,0
3	0,620	0,0	0,620	240,0	0,620	120,0
4	0,630	0,0	0,630	240,0	0,630	120,0
5	0,480	90,0	0,480	-30,0	0,480	210,0
6	0,200	0,0	0,200	240,0	0,200	120,0
7	0,000	0,0	0,000	0,0	0,000	0,0
8	0,015	-31,8	0,015	208,2	0,015	88,2

Utilizando-se um erro relativo de 0,0001 para os módulos de tensão em todas as ordens harmônicas e $(0,1^\circ \times n)^*$ como erro absoluto de ângulo de fase das tensões entre iterações sucessivas, obteve-se a convergência com 7 (sete) iterações para o CASO 1 e com 3 (três) iterações para os CASOS 2 e 3.

No processo iterativo, inicialmente se calcula o conteúdo harmônico da corrente devido ao conversor.

Os módulos das correntes fundamental e harmônicas do conversor da barra 8 para os CASOS 1, 2 e 3 são idênticos, uma vez que a corrente imposta do lado c.c. é a mesma nos três casos, qual seja:

$$I_d = \frac{P_{\text{conv}}}{V_d} = \frac{7250000 \text{ VA}}{5417 \text{ V}} \approx 1338 \text{ A}$$

*

A variável n designa a ordem harmônica.

VI - 8

Os ângulos, no entanto, apresentam uma substancial diferença, como pode ser observado na tabela VI.4.

Tabela VI.4 - Conteúdo harmônico da corrente na fase a do conversor da barra 8 na 1ª iteração.

N	CORRENTES DE PICO					
	CASO 1		CASO 2		CASO 3	
	AMPLITUDE (Ampères)	ÂNGULO (graus)	AMPLITUDE (Ampères)	ÂNGULO (graus)	AMPLITUDE (Ampères)	ÂNGULO (graus)
1	1475,36	345,00	1475,36	344,85	1475,36	342,17
5	295,33	105,19	295,32	104,46	295,09	91,03
7	210,77	75,00	210,77	73,98	210,77	55,18
11	134,12	195,00	134,12	193,39	134,12	163,85
13	113,49	165,00	113,49	163,10	113,49	128,18
17	86,79	285,00	86,79	282,52	86,79	236,86
19	77,65	255,00	77,65	252,23	77,65	201,19
23	64,15	15,00	64,15	11,64	64,15	309,86
25	59,01	345,00	59,01	341,35	59,01	274,20

As diferenças nos ângulos nos três casos é facilmente explicada, pois a tensão na barra 8 no CASO 1 tem ângulo de fase nulo, enquanto que no CASO 2 o ângulo é de $-0,146^\circ$, e no CASO 3 o ângulo é de $-2,833^\circ$, ou seja, existem diferenças entre estes três ângulos de fase. Uma vez que o conversor opera nos três casos com o mesmo ângulo de disparo, então estas diferenças aparecem entre os ângulos das componentes fundamentais da corrente, e portanto, cada harmônica, em cada caso, apresenta também esta diferença de ângulo multiplicada pela ordem harmônica n.

Por exemplo, entre os CASOS 2 e 3 a diferença nos ângulos de fase da tensão da barra 8 é de $2,687^\circ$, diferença esta que existe entre os ângulos de fase das correntes fundamentais calculadas para o conversor da barra 8, e deste modo, as diferenças nos ângulos de fase das correntes harmônicas, nestes casos, apresentam um valor de $(n \times 2,687^\circ)$.

A cada iteração as diferenças entre estes ângulos diminuem, sendo que na última iteração para cada caso

as componentes harmônicas do conversor na barra 8 são as apresentadas na tabela VI.5.

Tabela VI.5 - Conteúdo harmônico da corrente na fase a do conversor da barra 8 na última iteração para cada caso.

N	CORRENTES DE PICO					
	CASO 1		CASO 2		CASO 3	
	AMPLITUDE (Ampères)	ÂNGULO (graus)	AMPLITUDE (Ampères)	ÂNGULO (graus)	AMPLITUDE (Ampères)	ÂNGULO (graus)
1	1475,36	341,79	1475,36	341,53	1475,36	341,95
5	295,33	89,14	295,32	87,85	295,09	89,96
7	210,77	52,53	210,77	50,72	210,77	53,62
11	134,12	159,69	134,12	156,84	134,12	161,49
13	113,49	123,27	113,49	119,90	113,49	125,40
17	86,79	230,43	86,79	226,03	86,79	233,22
19	77,65	194,01	77,65	189,09	77,65	197,13
23	64,15	301,17	64,15	295,21	64,15	304,94
25	59,01	264,75	59,01	258,27	59,01	268,85

Ao fim do processo iterativo chega-se às tensões das tabelas VI.6 (a) a (1).

Tabelas VI.6 - Tensões da fase a nas barras do sistema da figura VI.1 calculadas pelo PCFHSP.

(a) FUNDAMENTAL

BARRA	CASO 1		CASO 2		CASO 3	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,99722	-0,4000	0,99979	-0,6148	1,00265	-0,2081
2	0,99758	-0,3996	0,99722	-0,3988	1,00004	0,0079
3	0,99571	-0,4676	0,98852	-0,7953	0,99074	-0,5158
4	0,99552	-0,4734	0,98877	-0,7296	0,99087	-0,4617
5	0,99961	-0,0951	0,99952	2,8983	1,00001	2,7349
6	0,99497	-0,4966	0,98853	-0,7656	0,99075	-0,4863
7	0,99243	-0,6804	0,98983	-0,7860	0,99245	-0,4279
8	0,98074	-2,9820	0,97764	-3,1351	0,98027	-2,7723

VI - 10

(b) 5^o HARMÔNICA

BARRA	CASO 1		CASO 2		CASO 3	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,01002	-13,5045	0,01002	-14,7997	0,01002	-12,6845
2	0,00876	-12,1615	0,00876	-13,4566	0,00876	-11,3414
3	0,01029	-15,0992	0,01029	-16,3944	0,01029	-14,2792
4	0,01044	-14,9262	0,01044	-16,2213	0,01044	-14,1061
5	0,00222	-11,8006	0,00222	-13,0957	0,00222	-10,9805
6	0,01100	-14,5520	0,01100	-15,8471	0,01100	-13,7319
7	0,01485	-10,8522	0,01485	-12,1474	0,01485	-10,2322
8	0,05600	-3,6944	0,05599	-4,9896	0,05600	-2,8744

(c) 7^o HARMÔNICA

BARRA	CASO 1		CASO 2		CASO 3	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,01510	-60,6001	0,01510	-62,4131	0,01510	-59,4520
2	0,01136	-58,4099	0,01136	-60,2229	0,01136	-57,2618
3	0,01250	-61,2057	0,01250	-63,0188	0,01250	-60,0577
4	0,01261	-60,8160	0,01261	-62,6290	0,01261	-59,6679
5	0,00308	-58,6722	0,00308	-60,4853	0,00308	-57,5242
6	0,01318	-59,9805	0,01318	-61,7935	0,01318	-58,8324
7	0,01713	-53,8387	0,01713	-55,6517	0,01713	-52,6907
8	0,05795	-42,5278	0,05795	-44,3408	0,05795	-41,3797

(d) 11^o HARMÔNICA

BARRA	CASO 1		CASO 2		CASO 3	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,01993	-86,1023	0,01993	-88,9514	0,01993	-84,2983
2	0,00770	-79,3778	0,00770	-82,2269	0,00770	-77,5738
3	0,00449	-66,3921	0,00449	-69,2411	0,00449	-64,5851
4	0,00421	-62,9648	0,00421	-65,8139	0,00421	-61,1608
5	0,00186	-61,9566	0,00186	-64,8056	0,00186	-60,1526
6	0,00407	-58,2324	0,00407	-61,0814	0,00407	-56,4283
7	0,00394	-17,5190	0,00394	-20,3681	0,00394	-15,7150
8	0,04170	63,8324	0,04170	60,9833	0,04170	65,6364

(e) 13^o HARMÔNICA

BARRA	CASO 1		CASO 2		CASO 3	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00907	215,9912	0,00907	212,6241	0,00907	218,1233
2	0,00134	237,1499	0,00134	233,7828	0,00134	239,2820
3	0,00272	-0,0182	0,00272	-3,3853	0,00272	2,1139
4	0,00305	2,8834	0,00305	-0,4836	0,00305	5,0155
5	0,00291	2,9513	0,00291	-0,4158	0,00291	5,0834
6	0,00337	6,3189	0,00337	2,9518	0,00337	8,4510
7	0,00574	21,5502	0,00574	18,1831	0,00574	23,6823
8	0,04695	31,3251	0,04695	27,9580	0,04695	33,4572

(f) 17^a HARMÔNICA

BARRA	CASO 1		CASO 2		CASO 3	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00327	-45,8226	0,00327	-50,2257	0,00327	-43,0346
2	0,00157	125,8121	0,00157	121,4090	0,00157	128,6001
3	0,00395	117,8553	0,00395	113,4522	0,00395	120,6434
4	0,00416	119,0247	0,00416	114,6216	0,00416	121,8128
5	0,00208	-59,2200	0,00208	-63,6231	0,00208	-56,4319
6	0,00463	121,3954	0,00463	116,9923	0,00463	124,1834
7	0,00791	132,8453	0,00791	128,4422	0,00791	135,6333
8	0,04917	138,5300	0,04917	134,1268	0,04917	141,3180

(g) 19^a HARMÔNICA

BARRA	CASO 1		CASO 2		CASO 3	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00244	-86,4337	0,00244	268,6451	0,00244	-83,3176
2	0,00206	88,2739	0,00206	83,3527	0,00206	91,3900
3	0,00461	77,3197	0,00461	72,3986	0,00461	80,4358
4	0,00482	78,5328	0,00482	73,6116	0,00482	81,6489
5	0,00126	259,8529	0,00126	254,9317	0,00126	262,9690
6	0,00527	81,1677	0,00527	76,2465	0,00527	84,2838
7	0,00842	94,8201	0,00842	89,8989	0,00842	97,9362
8	0,04965	101,6941	0,04965	96,7729	0,04965	104,8102

(h) 23^a HARMÔNICA

BARRA	CASO 1		CASO 2		CASO 3	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00151	13,8671	0,00151	7,9101	0,00151	17,6393
2	0,00257	190,6867	0,00257	184,7297	0,00257	194,4589
3	0,00532	176,1158	0,00532	170,1588	0,00532	179,8880
4	0,00553	177,5212	0,00553	171,5642	0,00553	181,2934
5	0,00068	-1,5076	0,00068	-7,4646	0,00068	2,2646
6	0,00595	180,7448	0,00595	174,7878	0,00595	184,5170
7	0,00889	198,6839	0,00889	192,7269	0,00889	202,4561
8	0,05003	208,0448	0,05003	202,0878	0,05003	211,8170

(i) 25^a HARMÔNICA

BARRA	CASO 1		CASO 2		CASO 3	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00123	-25,7518	0,00123	-32,2270	0,00123	-21,6516
2	0,00271	151,5640	0,00271	145,0889	0,00271	155,6642
3	0,00555	135,3077	0,00555	128,8325	0,00555	139,4079
4	0,00576	136,8237	0,00576	130,3486	0,00576	140,9239
5	0,00054	-42,3056	0,00054	-48,7807	0,00054	-39,2054
6	0,00616	140,3520	0,00616	133,8769	0,00616	144,4522
7	0,00898	160,5503	0,00898	154,0751	0,00898	164,6505
8	0,05007	171,2239	0,05007	164,7488	0,05007	175,3241

Nas tabelas VI.6 (b) até (i) pode-se constatar que os módulos das tensões avaliadas nos três casos são idênticos para as harmônicas, sendo que para cada ordem a diferença nos ângulos de fase obtidos assume um certo valor constante.

Na tabela VI.6 (a) no entanto, nota-se que as tensões fundamentais calculadas nos três casos são distintas tanto em módulo quanto em ângulo. Todavia, comparando-se o CASO 3 da tabela VI.6 (a) e o perfil inicial das tensões obtidas no fluxo de carga fundamental da tabela VI.3 observa-se que ocorreram apenas alterações inexpressivas, enquanto que para os CASOS 1 e 2 as alterações são mais pronunciadas (módulo e ângulo de fase), quando se compara com o correspondente perfil inicial de tensões ($1,0 \angle 0^\circ$ p.u. para o CASO 1 e tabela VI.2 para o CASO 2).

De posse das tensões harmônicas nas barras é possível calcular as correntes harmônicas nos ramos. As correntes calculadas no CASO 3 encontram-se na tabela VI.7.

Tabela VI.7 - Correntes fundamental e harmônicas na fase a dos ramos do sistema da figura VI.1 calculados pelo PCFHSP para o CASO 3.

N	RAMO 1 - 2		RAMO 2 - 3		RAMO 2 - 7		RAMO 3 - 4	
	MÓDULO p.u.	ÂNGULO graus	MÓDULO p.u.	ÂNGULO graus	MÓDULO p.u.	ÂNGULO graus	MÓDULO p.u.	ÂNGULO graus
1	0,4752	224,12	0,4207	-20,67	0,8613	-20,13	0,2760	211,82
5	0,0268	250,02	0,0114	64,85	0,1073	87,25	0,0116	97,13
7	0,0568	205,36	0,0065	8,09	0,0741	50,04	0,0075	74,83
11	0,1182	182,41	0,0112	177,99	0,0546	164,13	0,0131	167,90
13	0,0636	125,34	0,0099	112,29	0,0468	122,29	0,0104	121,57
17	0,0300	224,84	0,0050	207,03	0,0331	228,96	0,0050	235,95
19	0,0250	184,78	0,0049	163,20	0,0297	191,48	0,0047	198,64
23	0,0187	-73,93	0,0045	258,16	0,0244	-63,13	0,0042	-55,48
25	0,0166	246,90	0,0043	216,08	0,0223	259,57	0,0039	267,17

N	RAMO 4 - 5		RAMO 4 - 6		RAMO 6 - 7		RAMO 7 - 8	
	MÓDULO p.u.	ÂNGULO graus	MÓDULO p.u.	ÂNGULO graus	MÓDULO p.u.	ÂNGULO graus	MÓDULO p.u.	ÂNGULO graus
1	1,0074	190,92	0,1307	23,92	0,0979	145,78	0,7663	-18,37
5	0,0311	259,01	0,0429	92,80	0,0431	95,76	0,1502	89,69
7	0,0257	212,47	0,0329	55,85	0,0335	60,48	0,1072	53,28
11	0,0040	209,84	0,0130	148,98	0,0139	148,86	0,0682	161,05
13	0,0002	-84,91	0,0110	131,49	0,0111	135,36	0,0577	124,80
17	0,0069	33,56	0,0115	236,93	0,0113	242,48	0,0441	232,40
19	0,0060	-7,03	0,0103	202,70	0,0102	210,05	0,0395	196,21
23	0,0051	92,26	0,0088	-47,18	0,0088	-36,75	0,0326	-56,17
25	0,0047	51,79	0,0083	-82,47	0,0084	-70,64	0,0300	267,63

A partir das tensões e correntes avaliadas é possível calcular os fatores de distorção harmônica totais de tensão e de corrente conforme as expressões (II.4-3) e (II.4-4). Tais fatores são apresentados na tabela VI.8 (a) e (b).

Tabela VI.8 (a) - Fatores de distorção harmônica totais de tensão

BARRA	FATORES DE DISTORÇÃO (%)		
	CASO 1	CASO 2	CASO 3
1	2,887	2,879	2,871
2	1,701	1,701	1,696
3	1,973	1,987	1,983
4	2,008	2,022	2,018
5	0,576	0,576	0,576
6	2,121	2,135	2,130
7	2,948	2,956	2,948
8	14,539	14,585	14,546

Tabela VI.8 (b) - Fatores de distorção harmônica totais de corrente

RAMO	FATORES DE DISTORÇÃO (%)		
	CASO 1	CASO 2	CASO 3
1- 2	4351,50	32,79	32,70
2- 3	35,18	6,17	5,25
2- 7	28,96	19,89	18,46
3- 4	37,32	6,93	8,52
4- 5	30,41	3,69	4,19
4- 6	29,67	30,33	45,94
6- 7	29,93	90,69	62,02
7- 8	29,02	28,46	28,45

As diferenças encontradas nos fatores de distorção harmônica totais de corrente estão ligadas às diferenças das tensões fundamentais avaliadas, uma vez que os módulos das componentes harmônicas de corrente são idênticos nos três casos. Os fatores de distorção harmônica totais de corrente para o CASO 1 chegam a ser absurdos frente aos outros dois casos.

De todo modo, observando-se apenas o limite de 5% para o fator de distorção harmônica total de tensão, pode-se concluir que no sistema da figura VI.1 apenas a barra 8 não se enquadra neste limite sendo desejável alguma providência. Por outro lado as barras que apresentam os menores fatores de distorção harmônica total de tensão são as barras 5 e 2, que no PCFHSP são modeladas como sendo equivalentes de sistema com potência de curto-circuito de 820 MVA em cada uma.

VI.2.2. INSTALAÇÃO DE UM BANCO DE CAPACITORES NA BARRA DO CONVERSOR

Seguindo-se uma sugestão da referência [32], instalou-se um banco de capacitores na barra do conversor. Inicialmente este banco é de 1,2 MVAR e posteriormente de 2,4 MVAR.

VI.2.2.1 - CAPACITOR DE 1,2 MVAR

Colocando-se este banco de capacitores na barra 8 do sistema da figura VI.1, passa-se a ter problemas com o método iterativo.

Utilizando-se os erros especificados na página VI-7 para o método iterativo do PCFHSP não foi conseguida a convergência em 10 iterações. No entanto, observou-se que os erros nos ângulos das tensões harmônicas entre iterações sucessivas assumem valores bastante altos e deste modo o erro do ângulo de fase foi relaxado.

Restringindo-se apenas ao erro no módulo de tensão entre iterações sucessivas, a convergência do PCFHSP para este caso foi obtida em 2 (duas) iterações para um erro relativo de 0,01 (CASO 4A); e em 5 (cinco) iterações para um erro de 0,009 (CASO 4B).

A tabela VI.9 mostra o perfil das tensões fundamentais obtidas através do fluxo de carga para o CASO 4 (A e B), no qual tem-se na barra 8 o modelo passivo do conversor mais o banco de capacitores de 1,2 MVar.

Tabela VI.9 - Perfil das tensões fundamentais do CASO 4 (A e B)

BARRA	T E N S ã O	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	1,00257	-0,216
2	1,00000	0,000
3	0,99110	-0,536
4	0,99127	-0,484
5	1,00000	2,728
6	0,99121	-0,513
7	0,99331	-0,470
8	0,98742	-2,841

Deve-se deixar claro que o CASO 4A e o CASO 4B são inteiramente idênticos até a 2^a iteração; sendo que nesta iteração o CASO 4A converge enquanto o CASO 4B prossegue por mais 3 iterações, convergindo com um erro relativo menor.

A tabela VI.10 apresenta as correntes fundamental e harmônicas do conversor da barra 8 calculadas na última iteração de cada um dos casos, onde se nota a diferença apenas nos ângulos de fase das componentes.

Tabela VI.10 - Conteúdo harmônico da corrente na fase a do conversor da barra 8 no CASO 4 (CASO 4A = 2ª iteração e CASO 4B = 5ª iteração)

ORDEM HARM.	CASO 4A		CASO 4B	
	VALOR DE PICO Ampères	ÂNGULO graus	VALOR DE PICO Ampères	ÂNGULO graus
1	1475,36	351,92	1475,36	352,32
5	295,83	139,71	295,86	141,74
7	210,77	123,42	210,77	126,26
11	134,12	271,09	134,12	275,55
13	113,49	254,92	113,49	260,20
17	86,79	42,59	86,79	49,49
19	77,65	26,42	77,65	34,14
23	64,15	174,09	64,15	183,43
25	59,01	157,92	59,01	168,07

No entanto, como pode ser observado nas tabelas VI.11 (a) a (i) as tensões harmônicas encontradas, no que diz respeito aos seus módulos, são idênticos. Já o mesmo não pode ser dito a respeito dos ângulos de fase das tensões, cuja incerteza deve ser assumida.

Tabelas VI.11 - Tensões da fase a calculadas para o CASO 4 pelo PCFHSP.

(a) FUNDAMENTAL

BARRA	CASO 4A		CASO 4B	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	1,00387	-0,2358	1,00392	-0,2364
2	1,00129	-0,0198	1,00134	-0,0204
3	0,99264	-0,5697	0,99270	-0,5708
4	0,99283	-0,5196	0,99289	-0,5208
5	1,00030	2,7253	1,00031	2,7252
6	0,99285	-0,5537	0,99291	-0,5551
7	0,99557	-0,5328	0,99566	-0,5350
8	0,99702	-2,9627	0,997417	-2,9661

(b) 5^ª HARMÔNICA

BARRA	CASO 4A		CASO 4B	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,01293	36,2455	0,01293	38,2702
2	0,01131	37,5886	0,01131	39,6132
3	0,01329	34,6508	0,01329	36,6754
4	0,01348	34,8239	0,01348	36,8485
5	0,00286	37,9494	0,00286	39,9741
6	0,01420	35,1981	0,01420	37,2227
7	0,01917	38,8978	0,01917	40,9224
8	0,07228	46,0556	0,07228	48,0803

(c) 7^ª HARMÔNICA

BARRA	CASO 4A		CASO 4B	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,02746	6,1209	0,02746	8,9628
2	0,02066	8,3111	0,02066	11,1530
3	0,02273	5,5152	0,02273	8,3572
4	0,02293	5,9050	0,02293	8,7469
5	0,00560	8,0488	0,00560	10,8977
6	0,02397	6,7405	0,02397	9,5824
7	0,03115	12,8823	0,03115	15,7242
8	0,10539	24,1932	0,10539	27,0351

(d) 11^ª HARMÔNICA

BARRA	CASO 4A		CASO 4B	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,09272	2,8174	0,09272	7,2833
2	0,03582	9,5419	0,03582	14,0078
3	0,02089	22,5276	0,02089	26,9935
4	0,01962	25,9549	0,01962	30,4208
5	0,00867	26,9631	0,00867	31,4290
6	0,01893	30,6873	0,01893	35,1533
7	0,01833	71,4007	0,01833	75,8666
8	0,19393	152,7521	0,19393	157,2180

(e) 13^ª HARMÔNICA

BARRA	CASO 4A		CASO 4B	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,03367	176,8186	0,03367	182,0964
2	0,00498	197,9772	0,00498	203,2551
3	0,01012	-39,1908	0,01012	-33,9130
4	0,01132	-36,2892	0,01132	-31,0114
5	0,01082	-36,2214	0,01082	-30,9436
6	0,01251	-32,8537	0,01251	-27,5759
7	0,02130	-17,6225	0,02130	-12,3447
8	0,17418	-7,8476	0,17418	-2,5697

(f) 17ª HARMÔNICA

BARRA	CASO 4A		CASO 4B	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00258	-50,2677	0,00258	-43,3659
2	0,00124	121,3670	0,00124	128,2688
3	0,00311	113,4102	0,00311	120,3121
4	0,00328	114,5796	0,00328	121,4815
5	0,00164	-63,6651	0,00164	-56,7632
6	0,00365	116,9503	0,00365	123,8521
7	0,00623	128,4002	0,00623	135,3020
8	0,03872	134,0848	0,03872	140,9867

(g) 19ª HARMÔNICA

BARRA	CASO 4A		CASO 4B	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00131	-70,4623	0,00131	-62,7483
2	0,00111	104,2453	0,00111	111,9592
3	0,00247	93,2912	0,00247	101,0051
4	0,00259	94,5043	0,00259	102,2182
5	0,00067	-84,1757	0,00067	-76,4618
6	0,00283	97,1391	0,00283	104,8530
7	0,00452	110,7915	0,00452	118,5054
8	0,02665	117,6655	0,02665	125,3794

(h) 23ª HARMÔNICA

BARRA	CASO 4A		CASO 4B	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00046	70,8808	0,00046	80,2186
2	0,00079	247,7005	0,00079	257,0382
3	0,00165	233,1296	0,00165	242,4673
4	0,00171	234,5350	0,00171	243,8727
5	0,00021	55,5062	0,00021	64,8439
6	0,00184	237,7586	0,00184	247,0963
7	0,00275	255,6977	0,00275	265,0354
8	0,01550	265,0586	0,01550	-85,6037

(i) 25ª HARMÔNICA

BARRA	CASO 4A		CASO 4B	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00030	51,8301	0,00030	61,9799
2	0,00067	229,1460	0,00067	239,2957
3	0,00138	212,8896	0,00138	223,0394
4	0,00144	214,4056	0,00144	224,5554
5	0,00013	35,2764	0,00013	45,4262
6	0,00154	217,9340	0,00154	228,0838
7	0,00224	238,1322	0,00224	248,2820
8	0,01252	248,8059	0,01252	258,9557

As tabelas VI.12 (a) e (b) apresentam os fatores de distorção totais, respectivamente de tensão e de corrente

Tabela VI.12 (a) - Fatores de distorção harmônica totais de tensão

BARRA	FATORES DE DISTORÇÃO (%)	
	CASO 4A	CASO 4B
1	10,286	10,285
2	4,315	4,315
3	3,566	3,566
4	3,552	3,551
5	1,533	1,533
6	3,657	3,657
7	4,711	4,711
8	29,565	29,554

Tabela VI.12 (b) - Fatores de distorção harmônica totais de corrente

RAMO	FATORES DE DISTORÇÃO (%)	
	CASO 4A	CASO 4B
1- 2	128,00	127,99
2- 3	16,11	16,11
2- 7	42,96	42,95
3- 4	28,92	28,95
4- 5	6,36	6,36
4- 6	6,30	6,26
6- 7	8,29	8,22
7- 8	61,59	61,53

VI.2.2.2 - CAPACITOR DE 2,4 MVAR

Assumindo-se um banco de capacitores na barra 8, agora com o dobro da potência do anterior, ou seja de 2,4 MVAR, reproduz-se a mesma situação instável quanto à convergência do processo iterativo, valendo as mesmas observações do CASO 4.

Neste caso (CASO 5) foi conseguida a convergência do método iterativo do PCFHSP em 3 iterações para um erro relativo de tensão de 0,01 entre iterações sucessivas.

A tabela VI.13 mostra o perfil das tensões fundamentais obtidas pelo fluxo de carga levando-se em conta na barra 8 o modelo passivo do conversor mais o banco de capacitores com uma potência de 2,4 MVar.

Tabela VI.13 - Perfil das tensões fundamentais do CASO 5.

BARRA	T E N S ã O	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	1,00257	-0,216
2	1,00000	0,000
3	0,99158	-0,547
4	0,99179	-0,498
5	1,00000	2,724
6	0,99180	-0,529
7	0,99439	-0,499
8	0,99523	-2,849

As tabelas VI.14 (a) a (i) trazem as tensões fundamental e harmônicas obtidas na última iteração pelo PCFHSP.

Tabelas VI.14 - Tensões da fase a calculadas para o CASO 5 pelo PCFHSP.

(a) FUNDAMENTAL

BARRA	CASO 5	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	1,00596	-0,2439
2	1,00337	-0,0279
3	0,99565	-0,6054
4	0,99593	-0,5608
5	1,00077	2,7222
6	0,99617	-0,6033
7	1,00044	-0,6183
8	1,02020	-2,9879

(b) 5^a HARMÔNICA

BARRA	CASO 5	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,01814	112,8920
2	0,01587	114,2350
3	0,01864	111,2972
4	0,01891	111,4703
5	0,00402	114,5959
6	0,01992	111,8445
7	0,02688	115,5442
8	0,10137	122,7021

(c) 7^a HARMÔNICA

BARRA	CASO 5	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,12027	80,4604
2	0,09050	82,6506
3	0,09956	79,8547
4	0,10044	80,2445
5	0,02456	82,3882
6	0,10498	81,0800
7	0,13644	87,2217
8	0,46157	98,5327

(d) 11^a HARMÔNICA

BARRA	CASO 5	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,03191	32,9581
2	0,01233	39,6826
3	0,00719	52,6683
4	0,00675	56,0956
5	0,00298	57,1038
6	0,00651	60,8280
7	0,00631	101,5413
8	0,06675	182,8928

(e) 13^a HARMÔNICA

BARRA	CASO 5	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00591	14,6030
2	0,00087	35,7617
3	0,00177	158,5936
4	0,00198	161,4952
5	0,00190	161,5630
6	0,00219	164,9307
7	0,00374	180,1620
8	0,03059	189,9369

VI - 22

(f) 17^a HARMÔNICA

BARRA	CASO 5	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00092	215,2141
2	0,00044	26,8488
3	0,00111	18,8920
4	0,00117	20,0615
5	0,00059	201,8167
6	0,00131	22,4321
7	0,00223	33,8820
8	0,01389	39,5667

(g) 19^a HARMÔNICA

BARRA	CASO 5	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00051	226,5721
2	0,00043	41,2797
3	0,00097	30,3256
4	0,00102	31,5387
5	0,00076	212,8587
6	0,00111	34,1735
7	0,00178	47,8259
8	0,01051	54,6999

(h) 23^a HARMÔNICA

BARRA	CASO 5	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00020	70,8112
2	0,00034	247,6308
3	0,00071	233,0600
4	0,00074	234,4653
5	0,00009	55,4365
6	0,00079	237,6889
7	0,00119	255,6280
8	0,00671	264,9889

(i) 25^a HARMÔNICA

BARRA	CASO 5	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00013	83,1657
2	0,00030	260,4815
3	0,00061	244,2252
4	0,00064	245,7412
5	0,00006	66,6120
6	0,00068	249,2696
7	0,00099	269,4678
8	0,00556	-79,8585

As tabelas VI.15 (a) e (b) apresentam respectivamente os fatores de distorção harmônica totais de tensão e de corrente para o CASO 5.

Tabela VI.15 (a) - Fatores de distorção harmônica totais de tensão no CASO 5

BARRA	FDT (%)
1	12,515
2	9,240
3	10,202
4	10,288
5	2,512
6	10,751
7	13,923
8	46,916

Tabela VI.15 (b) - Fatores de distorção harmônica totais de corrente para o CASO 5

RAMO	FDC (%)
1- 2	103,84
2- 3	14,39
2- 7	73,17
3- 4	28,03
4- 5	20,71
4- 6	119,27
6- 7	130,84
7- 8	107,58

Deve-se observar pelas tabelas VI.6 e VI.11 que o CASO 4 apresenta, até a 13^a harmônica inclusive, módulos de tensões harmônicas superiores aos apresentados pelo CASO 3. No entanto, a partir da 17^a harmônica o CASO 4 apresenta módulos de tensão menores.

Isto acarreta uma alteração nos fatores de distorção totais de tensão, o que pode ser verificado comparando-se as tabelas VI.8(a) e VI.12(a). O CASO 4 apresenta fatores de distorção totais de tensão bem superiores do que o CASO 3, com destaque às barras 1 e 8.

Comparando-se as tabelas VI.6 e VI.14, verifica-se que os módulos das 5^a, 7^a e 11^a harmônicas no CASO 5 são superiores aos do CASO 3; sendo que a partir da 13^a harmônica o CASO 5 apresenta valores menores.

VI - 24

Comparando-se as tabelas VI.11 e VI.14 constata-se que os módulos do CASO 5 só excedem aos módulos do CASO 4 apenas nas 5^a e 7^a harmônicas. No entanto, comparando-se as tabelas VI.12(a) e VI.15(a) nota-se que os fatores de distorção harmônica totais de tensão no CASO 5 são superiores aos do CASO 4, graças a alta distorção apresentada pela 7^a harmônica no CASO 5.

Os fatores de distorção harmônica totais de tensão no CASO 5 são praticamente os fatores de distorção harmônica individuais para a 7^a harmônica, como pode ser visto comparando-se as tabelas VI.14(c) e VI.15(a).

De todo modo, os CASOS 4 e 5 apresentam "ressonâncias" generalizadas pelo sistema, sendo que no CASO 5 este fenômeno é mais forte.

VI.2.2.3.

O EQUIVALENTE DE SISTEMA VISTO DA BARRA DO CONVERSOR COM A PRESENÇA DE BANCO DE CAPACITORES

A partir do programa PCFHSP, é possível a obtenção de diagramas polares que expressam a impedância harmônica vista de uma certa barra, para tanto basta extrair da matriz $[Z_{bus}(n)]$ os elementos correspondentes à impedância própria da barra de interesse.

Utilizando o procedimento descrito acima a influência de um banco de capacitores instalado na barra do conversor (barra B) pode ser observada na figura VI.4, onde é apresentado o equivalente do sistema da figura VI.1 visto da barra do conversor. Conforme pode ser observado, o equivalente de sistema com a adição de capacitâncias nesta barra, se altera cada vez mais, à medida que as ordens harmônicas aumentam.

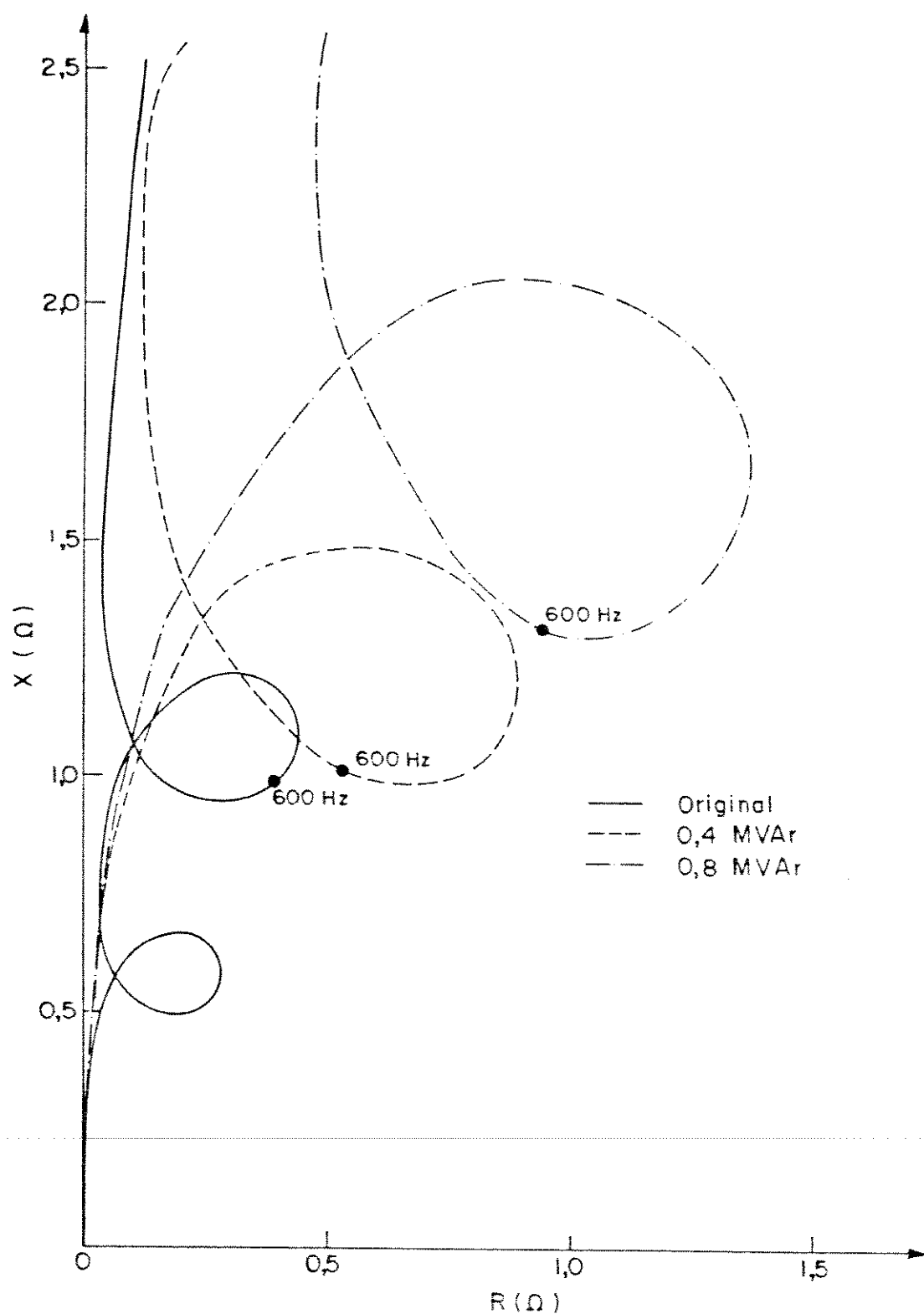


Figura VI.4 - Equivalente para o sistema da figura VI.1 visto da barra B, sem e com a inclusão de capacitores

Na figura VI.4 o comportamento dos equivalentes não superam em muito a 10^2 harmônica, devido a incerteza do traço do gráfico para ordens superiores. Esta incerteza só poderia ser sanada adotando-se um novo método de cálculo de equivalentes com o passo de frequência variável. Deste modo os diagramas de impedância seriam mais exatos.

Utilizando-se notação matricial, as tensões harmônicas nas barras do sistema podem ser expressas por:

$$\hat{V}_n = [Z_{bus}(n)] \hat{I}_n$$

Como, neste caso, só existe injeção harmônica na barra 8, a tensão harmônica nesta barra é igual à:

$$V_{8n} = Z_{88}(n) I_{8n}$$

onde: V_{8n} é a tensão harmônica de ordem n na barra 8

I_{8n} é a injeção harmônica de ordem n na barra 8

Z_{88} é a impedância própria da barra 8, ou a impedância equivalente do sistema vista da barra 8 para a harmônica de ordem n

Ou seja, como as tensões harmônicas da barra do conversor, neste caso, estão ligadas somente ao valor da impedância equivalente vista da barra 8, então apesar dos valores dos bancos de capacitores utilizados na figura VI.4 não serem os mesmos usados nos CASOS 4 e 5, através de tal figura pode-se explicar o comportamento das harmônicas de ordens mais baixas naqueles casos.

VI.2.3. UMA SITUAÇÃO DE ALTO FATOR DE DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL NA TENSÃO DA BARRA 8

Esta situação foi forçada duplicando-se a reatância de dispersão do trafo localizado entre as barras 7 e 8, ou seja, a reatância de dispersão deste trafo que é de 5,5% foi feita igual à 11%. Deste modo este passou a ser identificado como CASO 6.

A tabela VI.16 apresenta o perfil das tensões obtidas pelo fluxo de carga fundamental.

Tabela VI.16 - Perfil das tensões fundamentais do CASO 6.

BARRA	T E N S ã O	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	1,00257	-0,216
2	1,00000	0,000
3	0,99049	-0,521
4	0,99060	-0,467
5	1,00000	2,735
6	0,99045	-0,491
7	0,99193	-0,432
8	0,96470	-5,297

As tabelas VI.17 (a) a (i) apresentam as tensões fundamental e harmônicas obtidas pelo PCFHSP no CASO 6, onde se pode notar que todas as barras apresentam tensões harmônicas de valores praticamente idênticos ao CASO 3, exceção feita à barra 8, cujas tensões harmônicas são extremamente altas.

Tabelas VI.17 - Tensões da fase a calculadas para o CASO 6 pelo PCFHSP.

(a) FUNDAMENTAL

BARRA	CASO 6	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	1,00329	-0,2154
2	1,00072	-0,0006
3	0,99137	-0,5255
4	0,99150	-0,4723
5	1,00016	2,7361
6	0,99140	-0,4983
7	0,99326	-0,4456
8	0,97391	-5,2266

(b) 5^o HARMÔNICA

BARRA	CASO 6	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,01002	-0,9719
2	0,00877	0,3711
3	0,01030	-2,5666
4	0,01045	-2,3936
5	0,00222	0,7320
6	0,01101	-2,0194
7	0,01485	1,6804
8	0,09731	9,9283

(c) 7^o HARMÔNICA

BARRA	CASO 6	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,01509	-43,0486
2	0,01135	-40,8584
3	0,01249	-43,6542
4	0,01260	-43,2645
5	0,00308	-41,1207
6	0,01317	-42,4290
7	0,01712	-36,2872
8	0,09912	-23,0345

(d) 11^o HARMÔNICA

BARRA	CASO 6	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,01992	-58,5214
2	0,00789	-51,7969
3	0,00449	-38,8112
4	0,00421	-35,3839
5	0,00186	-34,3757
6	0,00406	-30,6515
7	0,00394	10,0619
8	0,08285	94,1079

(e) 13^o HARMÔNICA

BARRA	CASO 6	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00907	248,5867
2	0,00134	269,7454
3	0,00272	32,5773
4	0,00305	35,4790
5	0,00291	35,5468
6	0,00337	38,9144
7	0,00573	54,1457
8	0,08821	64,5534

(f) 17^ª HARMÔNICA

BARRA	CASO 6	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00327	-3,1977
2	0,00157	168,4370
3	0,00395	160,4803
4	0,00416	161,6497
5	0,00208	-16,5950
6	0,00463	164,0203
7	0,00791	175,4702
8	0,09041	181,6516

(g) 19^ª HARMÔNICA

BARRA	CASO 6	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00243	-38,7939
2	0,00206	135,9137
3	0,00461	124,9596
4	0,00482	126,1727
5	0,00126	-52,5073
6	0,00527	128,8075
7	0,00842	142,4599
8	0,09088	149,9695

(h) 23^ª HARMÔNICA

BARRA	CASO 6	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00150	71,5370
2	0,00257	248,3566
3	0,00531	233,7858
4	0,00553	235,1911
5	0,00068	56,1623
6	0,00595	238,4147
7	0,00888	256,3538
8	0,09122	266,6225

(i) 25^ª HARMÔNICA

BARRA	CASO 6	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00123	36,9332
2	0,00270	214,2490
3	0,00555	197,9927
4	0,00576	199,5087
5	0,00054	20,3795
6	0,00615	203,0371
7	0,00897	223,2353
8	0,09124	234,9532

As tabelas VI.18 (a) e (b) apresentam os fatores de distorção harmônica totais respectivamente de tensão e de corrente.

Tabela VI.18 (a) - Fatores de distorção harmônica totais de tensão no CASO 6

BARRA	FDT (%)
1	2,868
2	1,695
3	1,981
4	2,016
5	0,575
6	2,122
7	2,944
8	26,582

Uma comparação entre as tabelas VI.18(a) e VI.18 (a) mostra praticamente os mesmos fatores de distorção harmônica totais de tensão para todas as barras do sistema, exceto para a barra 8 que no CASO 6 apresenta um fator de distorção que praticamente é o dobro daquele do CASO 3. Deste modo, pode-se dizer que o CASO 6 apresenta uma ressonância localizada na barra do conversor.

Tabela VI.18 (b) - Fatores de distorção harmônica totais de corrente para o CASO 6

RAMO	FDC (%)
1- 2	32,66
2- 3	5,23
2- 7	18,44
3- 4	8,65
4- 5	4,18
4- 6	44,15
6- 7	58,94
7- 8	28,44

VI.2.4. A INSTALAÇÃO DE FILTROS NA BARRA DO CONVERSOR

Observando-se os resultados obtidos para o CASO 3 (tabelas VI.6 e VI.8) verifica-se que a maior distorção harmônica de tensão ocorre na barra 8.

Seguindo as recomendações para se mitigar as distorções harmônicas com a instalação de filtros, e sendo o conversor da barra 8 um conversor de 6 pulsos, simulou-se a instalação de filtros sintonizados nas 5^a, 7^a, 11^a e 13^a harmônicas mais um ramo passa-alta.

A tabela VI.19 indica os valores dos parâmetros dos filtros utilizados. A figura VI.5 indica a disposição dos filtros na barra 8.

Tabela VI.19 - Valores dos parâmetros dos filtros.

FILTRO	R (ohms)	L (mH)	C (μF)
5 ^a harmônica	0,1125	11,25	25
7 ^a harmônica	0,073125	7,3125	19,6
11 ^a harmônica	0,028125	2,8125	20,6
13 ^a harmônica	0,0208125	2,08125	20
passa-alta	1,75	0,65	311,7

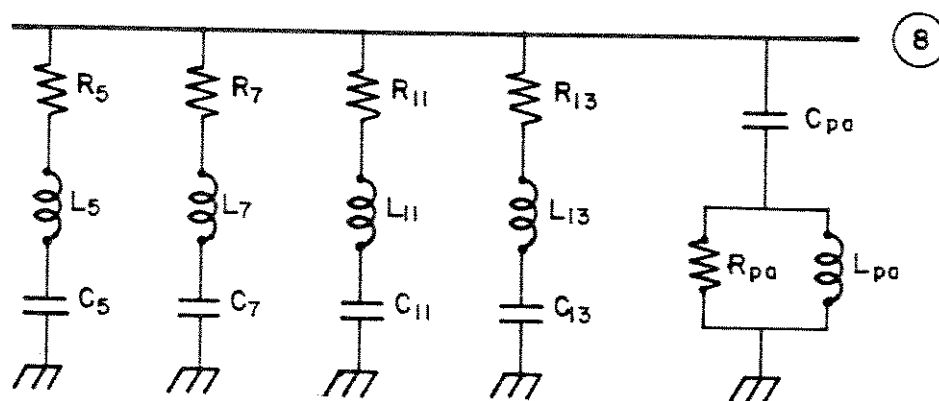


Figura VI.5 - Disposição dos filtros sintonizados e passa-alta na barra 8.

Em 60 Hz, na barra 8 (4160 V) este conjunto de filtros representa praticamente uma potência reativa capacitiva de 2,6 MVAR, ou seja, é como se em 60 Hz existisse um banco de capacitores de 2,6 MVAR na barra 8. Deste modo, o CASO 3 com a adição dos filtros da tabela VI.5 passou a ser denominado CASO 7.

A tabela VI.20 apresenta o perfil de tensões obtidas no fluxo de carga para o CASO 7.

Tabela VI.20 - Perfil das tensões fundamentais do CASO 7.

BARRA	T E N S Õ E S	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	1,00257	-0,216
2	1,00000	0,000
3	0,99166	-0,549
4	0,99188	-0,500
5	1,00000	2,723
6	0,99190	-0,532
7	0,99457	-0,504
8	0,99654	-2,850

Nas tabelas VI.21 são apresentadas as tensões fundamental e harmônicas obtidas pelo PCFHSP no CASO 7.

Tabelas VI.21 - Tensões da fase a calculadas para o CASO 7 pelo PCFHSP.

(a) FUNDAMENTAL

BARRA	CASO 7	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	1,00238	-0,2015
2	0,99981	0,0145
3	0,99146	-0,5298
4	0,99168	-0,4803
5	0,99995	2,7260
6	0,99169	-0,5106
7	0,99431	-0,4734
8	0,99508	-2,7466

(b) 5ª HARMÔNICA

BARRA	CASO 7	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00166	245,7143
2	0,00145	247,0573
3	0,00170	244,1196
4	0,00173	244,2926
5	0,00036	247,4182
6	0,00182	244,6669
7	0,00246	248,3666
8	0,00928	255,5244

(c) 7^ª HARMÔNICA

BARRA	CASO 7	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00124	178,2183
2	0,00093	180,4084
3	0,00102	177,6126
4	0,00103	178,0023
5	0,00025	180,1461
6	0,00108	178,8378
7	0,00141	184,9796
8	0,00476	196,2906

(d) 11^ª HARMÔNICA

BARRA	CASO 7	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00097	114,2417
2	0,00037	120,9662
3	0,00021	133,9519
4	0,00020	137,3792
5	0,00009	138,3874
6	0,00019	142,1116
7	0,00019	182,8249
8	0,00203	264,1763

(e) 13^ª HARMÔNICA

BARRA	CASO 7	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00013	96,1327
2	0,00002	117,2914
3	0,00004	240,1233
4	0,00004	243,0250
5	0,00004	243,0928
6	0,00005	246,4604
7	0,00008	261,6917
8	0,00069	-88,5334

(f) 17^ª HARMÔNICA

BARRA	CASO 7	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00151	244,1716
2	0,00072	55,8063
3	0,00182	47,8496
4	0,00192	49,0190
5	0,00096	230,7743
6	0,00214	51,3897
7	0,00365	62,8396
8	0,02270	68,5242

(g) 19^a HARMÔNICA

BARRA	CASO 7	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00111	195,8701
2	0,00094	10,5777
3	0,00211	-0,3764
4	0,00221	0,8367
5	0,00058	182,1567
6	0,00242	3,4715
7	0,00386	17,1239
8	0,02276	23,9979

(h) 23^a HARMÔNICA

BARRA	CASO 7	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00065	-77,0381
2	0,00111	99,7815
3	0,00230	85,2106
4	0,00239	86,6160
5	0,00029	267,5872
6	0,00257	89,8396
7	0,00384	107,7787
8	0,02165	117,1396

(i) 25^a HARMÔNICA

BARRA	CASO 7	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	0,00051	237,3068
2	0,00113	54,6226
3	0,00231	38,3662
4	0,00240	39,8823
5	0,00022	220,7530
6	0,00257	43,4106
7	0,00375	63,6088
8	0,02090	74,2825

Neste caso, pode-se constatar que os fatores de distorção realmente diminuíram em relação ao CASO 3, como pode ser observado nas tabelas VI.22 (a) e (b), sendo que deste modo o sistema obedeceria a legislação apresentada no item II.4.3.11.

Tabela VI.22 (a) - Fatores de distorção harmônica totais de tensão no CASO 7

BARRA	FDT (%)
1	0,307
2	0,266
3	0,478
4	0,496
5	0,127
6	0,536
7	0,812
8	4,553

Tabela VI.22 (b) - Fatores de distorção harmônica totais de corrente para o CASO 7

RAMO	FDC (%)
1- 2	4,77
2- 3	1,14
2- 7	3,86
3- 4	1,75
4- 5	0,75
4- 6	7,49
6- 7	8,69
7- 8	5,92

VI.2.5. A INFLUÊNCIA DOS ÂNGULOS DE FASE DAS INJEÇÕES NA AVALIAÇÃO DAS TENSÕES HARMÔNICAS

Qualquer injeção harmônica se caracteriza por um módulo e por um ângulo. Para ilustrar a influência do ângulo das injeções harmônicas, tomou-se o sistema da figura VI.1 e injetou-se correntes de 5^a harmônica em dois pontos do sistema.

Inicialmente, injetou-se uma 5^a harmônica de 20% na barra 3 (CASO 8). Em separado, foi injetada uma 5^a harmônica também de 20% na barra 8, só que em oposição de fase com a injeção na barra 3 (CASO 9). Finalmente foram injetadas simultaneamente as injeções dos casos anteriores (CASO 10A).

As injeções do CASO 8 na barra 3 foram feitas iguais à:

$$I_{5a} = 0,2 \text{ sen } (5\omega t) \text{ p.u.}$$

$$I_{5b} = 0,2 \text{ sen } (5\omega t + 120^\circ) \text{ p.u.}$$

$$I_{5c} = 0,2 \text{ sen } (5\omega t - 120^\circ) \text{ p.u.}$$

As injeções do CASO 9 na barra 8 foram feitas iguais à:

$$I_{5a} = 0,2 \text{ sen } (5\omega t + 180^\circ) \text{ p.u.}$$

$$I_{5b} = 0,2 \text{ sen } (5\omega t - 60^\circ) \text{ p.u.}$$

$$I_{5c} = 0,2 \text{ sen } (5\omega t + 60^\circ) \text{ p.u.}$$

Obviamente, o CASO 10A tem simultâneamente as injeções dos CASOS 8 E 9.

Vale ressaltar que independentemente dos ângulos das injeções harmônicas assumidas, para casos com uma única fonte harmônica, os fatores de distorção harmônica totais de tensão e corrente não se alteram. No entanto, para casos envolvendo dois pontos distintos de injeções harmônicas, tais fatores podem se alterar em função dos ângulos de fase das injeções.

Assumindo-se uma pequena defasagem de 15° para as injeções na barra 8 em relação ao CASO 10A, tem-se o CASO 10B. No CASO 10B as injeções na barra 8 foram feitas iguais à:

$$I_{5a} = 0,2 \text{ sen } (5\omega t - 15^\circ) \text{ p.u.}$$

$$I_{5b} = 0,2 \text{ sen } (5\omega t + 105^\circ) \text{ p.u.}$$

$$I_{5c} = 0,2 \text{ sen } (5\omega t - 135^\circ) \text{ p.u.}$$

Deste modo foram avaliadas as tensões e correntes de 5^a harmônica e os respectivos fatores de distorção. As tabelas VI.23 (a) e (b) apresentam tais fatores para os 4 casos.

Tabela VI 23 (a) - Fatores de distorção harmônica totais de tensão

FATORES DE DISTORÇÃO DE TENSÃO (%)				
BARRA	CASO 8	CASO 9	CASO 10A	CASO 10B
1	1,177	1,330	0,165	2,506
2	1,032	1,166	0,145	2,198
3	2,164	1,380	0,785	3,544
4	2,005	1,399	0,605	3,404
5	0,423	0,295	0,128	0,719
6	1,926	1,473	0,452	3,400
7	1,374	1,981	0,618	3,353
8	1,374	7,473	6,132	8,824

Tabela VI.23 (b) - Fatores de distorção harmônica totais de corrente

FATORES DE DISTORÇÃO DE CORRENTE (%)				
RAMO	CASO 8	CASO 9	CASO 10A	CASO 10B
1- 2	6,65	7,52	0,93	14,17
2- 3	26,90	5,14	22,05	31,85
2- 7	23,59	56,58	33,15	80,10
3- 4	31,07	4,02	35,06	27,09
4- 5	5,82	4,06	1,76	9,89
4- 6	52,01	50,01	101,84	6,48
6- 7	25,07	24,15	48,87	5,91
7- 8	1,15	1314,12	1314,54	1313,71

Comparando-se os fatores de distorção harmônica totais de tensão e corrente para os CASOS 10A e 10B é possível verificar a influência dos ângulos das injeções harmônicas em barras distintas.

VI.3. 2º SISTEMA SIMULADO

O 2º sistema de potência simulado pelo PCFHSP é um trecho do sistema CHESF em torno da instalação da SALGEMA. Este sistema tem 34 barras e 36 linhas.

A figura VI.6 apresenta o diagrama unifilar deste sistema onde a barra da SALGEMA é a de número 18.

Na tabela VI.24 constam os dados das linhas deste sistema da maneira tradicional como são utilizados em fluxos de carga à frequência industrial. A tabela VI.25 traz as reatâncias de dispersão dos transformadores.

Tabela VI.24 - Dados das linhas do sistema da figura VI.6.
Base 100 MVA

LINHA	R (%)	X_1 (%)	B_{shunt} (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	10,2448	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	2,9654	5,5451	230
3 - 17	0,2843	2,7072	4,9814	230
3 - 17	0,5258	2,7088	4,9838	230
6 - 18	0,4239	2,2595	3,8678	230
19 - 15	0,2999	4,1988	420,9294	500
10 - 20	1,8837	9,5984	17,9810	230
10 - 20	1,8837	9,5984	17,9810	230

Tabela VI.25 -Dados dos transformadores e autotransformadores do sistema da figura VI.6 (equivalentes Y/Y)
Base 100MVA

TRAFO	X (%)	TENSÕES DE BASE (kV)
15 - 14	1,1563	500 - 230
15 - 12	1,1563	500 - 230
5 - 3	1,1563	500 - 230
1 - 21	24,3444	230 - 69
2 - 22	6,9100	230 - 69
2 - 23	14,5475	230 - 138
9 - 24	14,1700	230 - 69
9 - 25	21,7000	230 - 69
7 - 26	6,6000	230 - 69
17 - 27	6,8250	230 - 69
16 - 28	4,8066	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

VI.3.1 - AVALIAÇÃO DOS FATORES DE DISTORÇÃO

Na barra 18 do sistema da figura VI.6 existe a instalação conversora da SALGEMA, constituída por um conversor de 6 pulsos consumindo uma potência aparente de 43,35 MVA com um ângulo de disparo de 40° .

Ou seja, o modelo passivo deste conversor pode ser expresso por:

$$S_{\text{conv}} = [33208026 + j 27864842] \text{ VA}$$

A tabela VI.26 mostra o perfil das tensões obtidas pelo fluxo de carga fundamental levando-se em conta o modelo passivo do conversor na barra 18.

Para efeito da simulação no PCFHSP a corrente contínua do conversor pode ser facilmente encontrada igualando-se a potência ativa trifásica com a potência contínua do conversor.

Deste modo tem-se:

$$P_{3\phi} = \sqrt{3} V_1 I_1 \cos \psi \quad (\text{VI.3-1})$$

onde:

$P_{3\phi}$ é a potência ativa trifásica demandada pelo conversor

V_1 é a tensão de linha do sistema trifásico no conversor

I_1 é a corrente de linha do sistema alimentador do conversor e,

$$P_{c.c.} = V_d I_d \quad (\text{VI.3-2})$$

onde:

$P_{c.c.}$ é a potência do lado contínuo do conversor

V_d é a tensão contínua do conversor

I_d é a corrente contínua do conversor

Lembrando-se que:

$$V_1 = \frac{E_m}{\sqrt{2}} \sqrt{3} \quad \text{e} \quad I_1 = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$$

onde:

E_m é a tensão de pico fase-neutro do sistema trifásico

I_m é a corrente de pico do sistema trifásico

e lembrando-se que:

$$V_d = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_m \cos \alpha \quad (\text{III.1-4})$$

então de (VI.3-1) e (VI.3-2), com as substituições convenientes, tem-se:

$$I_d = \frac{\pi}{2 \sqrt{3}} I_m \quad (\text{VI.1-3})$$

Nestas condições, lembrando-se que a barra 18 tem tensão nominal de 230 kV, numa potência de base de 100 MVA, a potência do conversor especificada anteriormente implica numa corrente contínua de cerca de 140 A.

Tabela VI.26 - Perfil das tensões fundamentais do sistema da figura VI.6 considerando-se o conversor

BARRA	T E N S ã O	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	1,07094	-9,864
2	1,12760	-15,195
3	1,06030	-13,769
4	0,93153	-5,562
5	0,97533	-11,261
6	1,06083	-11,612
7	1,05758	-13,835
8	1,05737	-13,901
9	1,08285	-15,370
10	1,15737	-16,705
11	1,08032	-16,493
12	1,00000	0,000
13	0,98818	-5,940
14	1,00000	0,011
15	1,00000	0,987
16	1,06063	-14,638
17	1,05987	-14,340
18	1,05396	-11,941
19	1,00000	14,714
20	1,16243	-17,777
21	1,06531	-15,744
22	1,12749	-16,005
23	1,12736	-16,376
24	1,08131	-18,423
25	1,10687	-15,370
26	1,06948	-17,549
27	1,07373	-16,575
28	1,06980	-17,261
29	1,07994	-18,004
30	1,06036	-13,310
31	1,00000	-10,083
32	1,00000	-10,083
33	1,16131	-20,295
34	0,98676	-9,015

Uma vez que o ângulo da tensão da barra 18 é de $-11,941^\circ$, então considerou-se para as três fases da alimentação do conversor as correntes fundamentais iniciais abaixo:

$$\begin{aligned} I_a &= 0,4335 \angle -51,941^\circ \text{ p.u.} \\ I_b &= 0,4335 \angle 188,059^\circ \text{ p.u.} \\ I_c &= 0,4335 \angle 68,059^\circ \text{ p.u.} \end{aligned}$$

Para este sistema foram adotados os mesmos erros originais adotados para o 1º sistema simulado, quais sejam, um erro relativo de 0,0001 para os módulos de tensão em todas as ordens harmônicas e $(0,1^\circ \times n)$ como erro absoluto de ângulo de fase das tensões entre iterações sucessivas.

Nestas condições, o PCFHSP chegou à convergência em 4 iterações.

A tabela VI.27 mostra as correntes fundamental e harmônicas da fase a do conversor da barra 18.

Tabela VI.27 - Conteúdo harmônico da corrente na fase a do conversor da barra 18 obtido pelo PCFHSP.

ORDEM HARM.	CORRENTE p.u.	ÂNGULO graus
1	0,4348	-49,62
5	0,0859	-69,85
7	0,0621	192,63
11	0,0395	174,14
13	0,0334	74,90
17	0,0255	56,40
19	0,0228	-42,83
23	0,0189	-61,33
25	0,0173	199,42

As correntes da tabela VI.27 são as correntes demandadas pelo conversor. Se a barra 18 não contém nenhum outro componente, então as correntes harmônicas injetadas no sistema pela barra 18, segundo a figura VI.7 são as correntes harmônicas em oposição de fase com aquelas constantes na tabela VI.27.

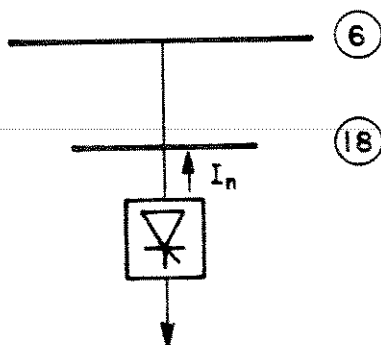


Figura VI.7 - Correntes harmônicas injetadas no sistema (I_n) através da barra 18.

De acordo com os dados procedentes da CHESF, as correntes harmônicas injetadas em p.u. através da barra 18 no sistema, obtidas através de medições, são as constantes na tabela VI.28.

Tabela VI.28 - Correntes harmônicas injetadas pela barra 18 obtidas através de medições

ORDEM HARM.	CORRENTE p.u.	ÂNGULO graus
1	0,4335	320,00
5	0,0340	210,00
7	0,0224	320,00
11	0,0062	180,00
13	0,0048	300,00
17	0,0008	310,00
19	0,0023	230,00
23	0,0008	0,00
25	0,0020	90,00

Focalizando apenas os módulos das correntes harmônicas constata-se, pelas tabelas VI.27 e VI.28, que apesar da corrente fundamental medida apresentar o mesmo módulo daquela calculada pelo PCFHSP, o mesmo não ocorre com as correntes harmônicas, uma vez que os valores medidos são bem inferiores aos calculados.

Tal discrepância pode ser facilmente explicada, posto que a barra 18 deve ter um conjunto de filtros instalado juntamente com o conversor. Segundo as recomendações existentes para casos semelhantes este conjunto de filtros deve ter ramos sintonizados nas 5^a, 7^a, 11^a e 13^a harmônicas, além de um filtro passa-alta. Como os dados provenientes da CHESF não fazem menção a estes filtros, será escolhido aqui um conjunto de filtros compatível com o sistema da figura VI.6.

Uma vez que a tensão nominal da barra 18 é 230 kV, não se pode utilizar para estes filtros os mesmos parâmetros da tabela VI.19. Deste modo a tabela VI.29 traz valores de parâmetros de filtros que podem ser instalados na barra 18. Obviamente estes não são os valores reais, mas apenas uma estimativa de parâmetros possíveis.

Tabela VI.29 - Valores estimados para os parâmetros dos filtros para o sistema da figura VI.6.

FILTRO	R (ohms)	L (H)	C (nF)
5 ^a harmônica	140,0	11,25	25
7 ^a harmônica	162,11	7,3125	19,6
11 ^a harmônica	80,5	2,8125	20,6
13 ^a harmônica	83,4	2,08125	20
passa-alta	1750,0	0,65	311,7

Este conjunto de filtros à frequência fundamental corresponde a uma potência reativa capacitiva de cerca de 8,1 MVar; e deste modo foi obtido, através de um fluxo de carga tradicional, o perfil de tensões fundamentais da tabela VI.30, que quando comparada com a tabela VI.26 revela uma variação mínima com a inclusão dos filtros.

A inclusão dos filtros na barra 18 tende a produzir um ligeiro aumento no módulo das tensões das barras do sistema, na frequência fundamental, exceto, obviamente, na barra referência (12) e nas barras PV (14, 15, 19, 31 e 32); devido aos 8,1 MVar de potência capacitiva que estes filtros representam, neste caso, à frequência fundamental.

Tabela VI.30 - Perfil das tensões fundamentais do sistema da figura VI.6 considerando-se a inclusão de filtros na barra do conversor

BARRA	T E N S ã O	
	MÓDULO (p.u.)	ÂNGULO (graus)
1	1,07410	-9,861
2	1,13086	-15,164
3	1,06297	-13,739
4	0,93415	-5,568
5	0,97834	-11,242
6	1,06778	-11,632
7	1,06012	-13,802
8	1,05991	-13,868
9	1,08572	-15,333
10	1,16076	-16,668
11	1,08321	-16,451
12	1,00000	0,000
13	0,98818	-5,941
14	1,00000	0,009
15	1,00000	0,986
16	1,06332	-14,604
17	1,06257	-14,307
18	1,06292	-11,975
19	1,00000	14,712
20	1,16588	-17,734
21	1,06851	-15,706
22	1,13075	-15,970
23	1,13062	-16,339
24	1,08419	-18,371
25	1,10981	-15,333
26	1,07207	-17,499
27	1,07646	-16,531
28	1,07253	-17,213
29	1,08284	-17,954
30	1,06732	-13,307
31	1,00000	-10,060
32	1,00000	-10,060
33	1,16476	-20,238
34	0,98676	-9,015

A despeito do perfil de tensões fundamentais praticamente não variar com a inclusão de filtros na barra do conversor, o mesmo não pode se afirmar a respeito das tensões harmônicas, o que pode ser constatado pela tabela VI.31 onde são apresentados os fatores de distorção harmônica totais de tensão para o sistema da figura VI.6 sem e com a inclusão de filtros na barra 18.

Tabela VI 31 - Fatores de distorção harmônica totais de tensão para o sistema da figura VI.6, nas situações sem e com filtros na barra 18.

BARRA	FDT (%)	
	SEM FILTROS	COM FILTROS
1	1,9098	0,8908
2	0,4767	0,2215
3	1,0364	0,4818
4	0,7478	0,3401
5	1,2156	0,5829
6	8,8500	2,5527
7	1,0335	0,4803
8	1,0343	0,4807
9	0,9602	0,4461
10	1,0556	0,4961
11	0,9994	0,4636
12	0,9236	0,2988
13	0,7245	0,3040
14	0,6059	0,2802
15	0,6852	0,3183
16	1,1039	0,5144
17	1,1179	0,5204
18	9,7217	2,2594
19	0,1732	0,0830
20	1,3248	0,6303
21	1,5073	0,7262
22	0,4727	0,2202
23	0,4685	0,2187
24	0,9094	0,4227
25	0,9394	0,4364
26	1,3625	0,6423
27	1,6761	0,8082
28	1,3973	0,6610
29	0,9843	0,4568
30	8,2264	2,2731
31	0,7949	0,3703
32	0,7949	0,3703
33	1,2605	0,5988
34	0,6882	0,2937

Para o caso com filtros, estes fatores foram obtidos através da simulação do PCFHSP, tendo o processo iterativo convergido em apenas 3 iterações, sendo que nenhuma alteração foi feita nos valores dos erros utilizados.

Observando-se a tabela VI.31 para o caso sem filtros e lembrando-se do limite de 5% para o fator de distorção harmônica total de tensão, verifica-se que além da

barra do conversor (18) só as barras 6 e 30 excedem este limite, sendo que a maior distorção é na barra 18.

Pelo diagrama unifilar do sistema da figura VI.6 pode-se constatar que as barras 6 e 30 são as mais próximas da barra 18. Portanto, a instalação de filtros para as 5^a, 7^a, 11^a e 13^a harmônicas, além de um filtro passa-alta, conforme a figura VI.5, na barra 18 pode realmente solucionar o problema, como se verifica na tabela VI.31 para o caso com filtros.

Com a inclusão dos filtros na barra 18 resta saber qual será a injeção harmônica no sistema através desta barra.

Conforme a figura VI.8, verifica-se que apenas parte das correntes harmônicas devidas ao conversor adentram o sistema, uma vez que grande parte delas são filtradas.

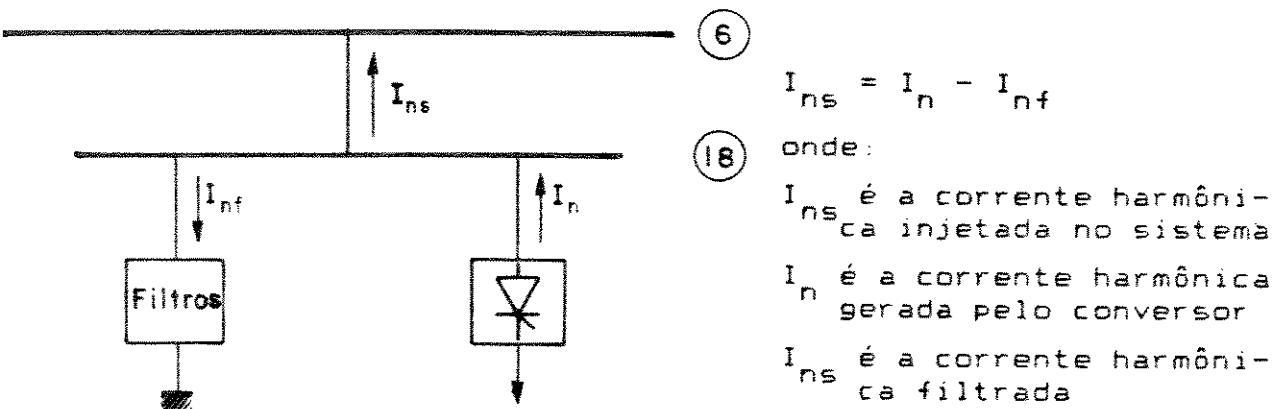


Figura VI.8 - Injeção de correntes harmônicas na presença de filtros

Deste modo, as correntes harmônicas injetadas no sistema com a presença de filtros (I_{ns}), são, praticamente, as correntes harmônicas que vão da barra 18 para a barra 6. A tabela VI.32 mostra as correntes fundamental e harmônicas calculadas para a linha 6-18.

Tabela VI.32 - Conteúdo harmônico da corrente da linha 6-18, avaliado pelo PCFHSP, com a presença dos filtros da tabela VI.29.

ORDEM HARM.	CORRENTE p.u.	ÂNGULO graus
1	0,3498	-38,65
5	0,0399	235,27
7	0,0392	124,88
11	0,0044	66,09
13	0,0022	43,85
17	0,0227	19,02
19	0,0215	-88,86
23	0,0195	238,20
25	0,0188	132,16

Comparando-se com as correntes medidas, constantes na tabela VI.28, constata-se que se estas medições foram realizadas no mesmo ponto, o conversor deve estar operando com uma potência maior do que aquela imposta no início deste item, uma vez que a corrente fundamental que transita pela linha 6-18 é menor do que aquela constatada na medição.

Além disso, constata-se que o conjunto de filtros utilizado deve ter outros parâmetros, já que apesar de obter-se uma diminuição nas correntes harmônicas, estas ainda não apresentaram ampla concordância com os valores medidos.

As especulações acerca deste sistema podem parar por aqui, mas de todo modo mostra a necessidade de se especificar melhor o sistema c.a. quanto às gerações fundamentais, bem como quanto a possíveis filtros. Além disso, no caso de medições, se deve especificar inconfundivelmente o(s) ponto(s) de medição(ções).

VI.3.2 - O EQUIVALENTE DE SISTEMA VISTO DA BARRA 18

A figura VI.9 mostra a impedância equivalente do sistema da figura VI.6 obtido pelo PCFHSP, visto da barra 18, em função das frequências harmônicas, para os casos sem e com filtros.

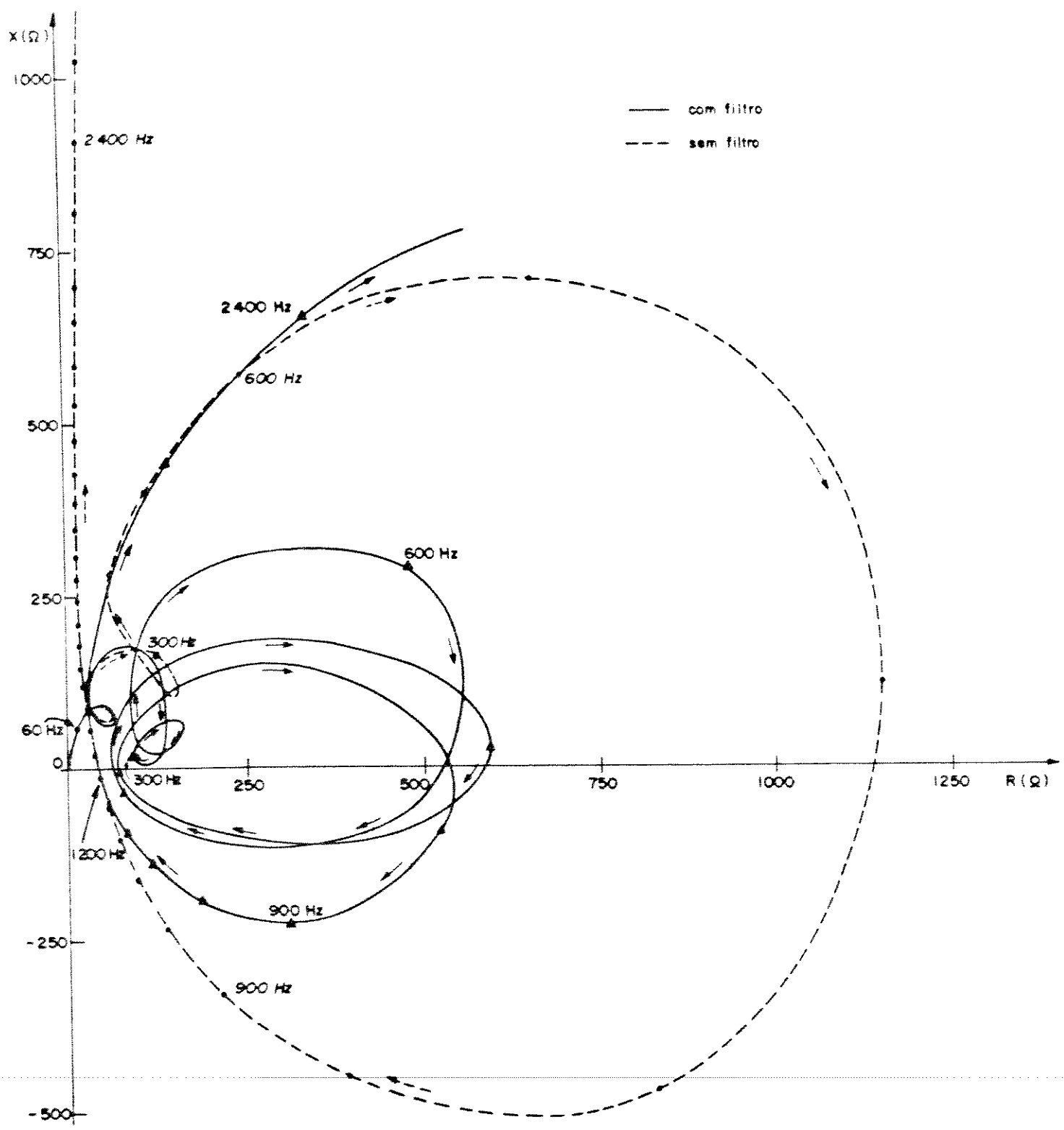


Figura VI.9 - Impedância equivalente do sistema da figura VI.6 visto da barra 18, em função das frequências harmônicas.

O lugar geométrico da impedância equivalente para ambos os casos (sem e com filtros) foi traçado tomando-se por base os equivalentes calculados apenas para as frequências harmônicas, o que acarretou uma certa imprecisão no traço. Apesar disso, a figura VI.9 mostra claramente a redução deste lugar geométrico para o caso com filtros em relação ao caso sem filtros.

Através desta figura pode-se entender a diminuição das tensões harmônicas ocorridas na barra 18, o que é constatada pela diminuição do fator de distorção harmônica total de tensão para esta barra na tabela VI.31.

VI.3.3. UMA SITUAÇÃO DE DESEQUILÍBRIO ENTRE FASES

Todas as simulações até aqui apresentadas envolveram sistemas totalmente equilibrados nas três fases, e por isso os resultados obtidos foram restringidos ao comportamento da fase a. Uma vez que o grande potencial do PCFHSP é a abordagem trifásica dos sistemas de potência, sobretudo para sistemas que apresentem desequilíbrios, a apresentação de pelo menos uma situação desequilibrada se faz necessária.

Para ilustrar a possibilidade de se simular situações desequilibradas o sistema da figura VI.6, acrescido dos filtros na barra do conversor, foi simulado pelo PCFHSP numa situação de desequilíbrio onde na tensão da barra do conversor (18) foi adicionada uma tensão fundamental de sequência negativa de cerca de 5%.

Deste modo as tensões nas três fases da barra 18 passam a ser expressas por:

$$V_{18a} = 1,06292 \angle -11,975^\circ + 0,05314 \angle 0,0^\circ \text{ p.u.}$$

$$V_{18b} = 1,06292 \angle 228,025^\circ + 0,05314 \angle 120,0^\circ \text{ p.u.}$$

$$V_{18c} = 1,06292 \angle 108,025^\circ + 0,05314 \angle 240,0^\circ \text{ p.u.}$$

ou seja

$$\begin{aligned} V_{18a} &= 1,11496 \angle -11,408^\circ \text{ p.u.} \\ V_{18b} &= 1,04769 \angle 225,260^\circ \text{ p.u.} \\ V_{18c} &= 1,02813 \angle 110,227^\circ \text{ p.u.} \end{aligned}$$

Obviamente, este caso apresenta dois aspectos favoráveis para operação desequilibrada, quais sejam: o método de produção de pulsos do conversor (PIE - pulsos igualmente espaçados) e a presença dos filtros na barra do conversor.

Sob estas condições o PCFHSP convergiu em 3 iterações, não tendo sido alterados os erros impostos inicialmente para o processo iterativo.

Na tabela VI.33 constam as características de operação do conversor da barra 18.

Tabela VI.33 - Características de operação do conversor da barra 18 (3ª iteração)

CARACTERÍSTICAS DE OPERAÇÃO				
SISTEMA DE PRODUÇÃO DE PULSOS			PIE	
CORRENTE NO LADO DC (Ampères)			140,0	
ÂNGULO DE DISPARO (graus)			40,0	
SEQ. DE IGNIC.	ÂNGULOS DE CRUZAMENTO (graus)	ERROS NO CIRC. DISP. (graus)	ÂNGULOS DE IGNIÇÃO (graus)	ÂNGULOS DE COMUTAÇÃO (graus)
1	39,45	0,00	79,45	0,00
2	102,53	0,00	139,45	0,00
3	163,96	0,00	199,45	0,00
4	219,45	0,00	259,45	0,00
5	282,53	0,00	319,45	0,00
6	343,96	0,00	379,45	0,00

Tabela VI.34 - Correntes fundamental e harmônicas nas 3 fases do conversor da barra 18, obtidas pelo PCFHSP.

ORDEM HARM.	FASE A		FASE B		FASE C	
	CORRENTE p.u.	ÂNGULO graus	CORRENTE p.u.	ÂNGULO graus	CORRENTE p.u.	ÂNGULO graus
1	0,4348	-49,45	0,4348	190,04	0,4348	70,19
5	0,0859	-69,00	0,0859	51,28	0,0859	172,73
7	0,0621	193,82	0,0621	76,34	0,0621	-44,36
11	0,0395	176,00	0,0395	-63,99	0,0395	56,00
13	0,0334	77,09	0,0334	-42,90	0,0334	197,09
17	0,0255	59,28	0,0255	179,28	0,0255	-60,71
19	0,0228	-39,62	0,0228	200,37	0,0228	80,37
23	0,0189	-57,44	0,0189	62,55	0,0189	182,55
25	0,0173	203,64	0,0173	83,64	0,0173	-36,35

Tabela VI.35 - Tensões fundamental e harmônicas obtidas pelo PCFHSP nas 3 fases da barra 18

ORDEM HARM.	FASE A		FASE B		FASE C	
	TENSÃO p.u.	ÂNGULO graus	TENSÃO p.u.	ÂNGULO graus	TENSÃO p.u.	ÂNGULO graus
1	1,1146	-11,39	1,0488	225,16	1,0290	110,13
5	0,0151	122,22	0,0151	242,50	0,0151	3,95
7	0,0126	36,27	0,0126	-81,20	0,0126	158,08
11	0,0061	-26,24	0,0061	93,75	0,0061	213,75
13	0,0046	254,92	0,0046	134,92	0,0046	14,92
17	0,0089	188,69	0,0089	-51,30	0,0089	68,69
19	0,0033	99,32	0,0033	-20,67	0,0033	219,32
23	0,0032	191,49	0,0032	-48,50	0,0032	71,49
25	0,0047	99,79	0,0047	-20,20	0,0047	219,79

Tabela VI.36 - Correntes fundamental e harmônicas nas três fases da linha 6-18

ORDEM HARM.	FASE A		FASE B		FASE C	
	CORRENTE p.u.	ÂNGULO graus	CORRENTE p.u.	ÂNGULO graus	CORRENTE p.u.	ÂNGULO graus
1	2,0575	94,33	2,6542	218,49	2,2554	-10,59
5	0,0396	248,49	0,0396	8,77	0,0396	130,22
7	0,0392	143,24	0,0392	25,77	0,0392	265,06
11	0,0044	94,95	0,0044	214,95	0,0044	-25,04
13	0,0022	77,94	0,0022	-42,05	0,0022	197,94
17	0,0227	63,61	0,0227	183,61	0,0227	-56,38
19	0,0215	-39,02	0,0215	200,97	0,0215	80,97
23	0,0195	-61,46	0,0195	58,53	0,0195	178,53
25	0,0188	197,73	0,0188	77,73	0,0188	-42,26

Neste caso específico, como a distorção inicial na barra 18 pode ser decomposta numa sequência positiva mais uma sequência negativa, aliada ao sistema de produção de pulsos (PIE), era de se esperar que os módulos das correntes harmônicas devidas ao conversor fossem os mesmos nas três fases, o que se constata na tabela VI.34 (inclusive a fundamental).

Já a tabela VI.35 mostra a diferença entre os módulos das tensões fundamentais das três fases do barramento 18, além, é claro, do desequilíbrio na defasagem entre as fases; enquanto os módulos das tensões harmônicas apresentam módulos equilibrados.

A tabela VI.36 pode, numa observação rápida, causar até um certo grau de incredulidade, no entanto, esta é a consequência mais visível da distorção proposta no início deste item. Uma comparação com os resultados apresentados na tabela VI.32 dá a exata dimensão da influência de um pequeno desequilíbrio fundamental na tensão da barra do conversor. A despeito das componentes harmônicas manterem seus módulos, em relação à tabela VI.32, o mesmo não ocorre com seus ângulos de fase, além disso a diferença dos módulos das correntes fundamentais é gritante.

Os fatores de distorção harmônica totais de corrente, neste caso, para as três fases da linha 6-18 são os apresentados na tabela VI.37. Nesta tabela o desequilíbrio entre fases fica claro.

Tabela VI.37 - Fatores de distorção harmônica totais de corrente para a linha 6-18

	FDC (%)
6A - 18A	3,3878
6B - 18B	2,6261
6C - 18C	3,0905

Deve-se lembrar que o caso desequilibrado aqui simulado foi "fabricado", e que por isso não resultou num exemplo tão expressivo sob o aspecto das harmônicas; no entanto, serviu para mostrar a capacidade de simulação do PCFHSP.

VII - CONCLUSÕES E SUGESTÕES

Em sua essência, as investigações e os resultados desta pesquisa não objetivaram a solução de nenhum problema específico, mas sim, a geração de uma ferramenta bastante poderosa para diagnosticar problemas oriundos da presença de harmônicas em sistemas de potência.

De acordo com o exposto ao longo deste trabalho, verifica-se que, relativamente aos demais programas existentes no mercado e, comercialmente aceitos, o resultado desta pesquisa propicia:

- A modelagem trifásica, independente, das cargas não-lineares mais freqüentemente encontradas nas instalações industriais e de concessionárias do Brasil e exterior. Estas podendo ser simuladas sob condições não-ideais.
- A representação trifásica, independente, das redes e componentes, os quais são modelados em observância às mais atuais propostas da literatura especializada.
- A análise harmônica computacional através de um método iterativo/interativo, no qual os cálculos são repetitivamente atualizados face às novas condições de alimentação das cargas não-lineares, incluindo, por conseguinte, os efeitos das distorções geradas nos próprios dispositivos geradores de harmônicas.

Esta ferramenta foi denominada PCFHSP (Pacote Computacional Fortran para Harmônicas em Sistemas de Potência), cuja versão atual está implementada num computador VAX 11/785 em FORTRAN IV, tendo cerca de 11.000 instruções.

VII - 2

O PCFHSP começou a ser desenvolvido (1983) num computador PDP-10 da UNICAMP. Em 1985 êle foi transferido para um computador IBM 4341 da UFU (Universidade Federal de Uberlândia), para só em meados de 1986 continuar a ser desenvolvido no computador onde atualmente está implementado.

Apesar do PCFHSP ainda não se encontrar numa versão comercial, êle é capaz de avaliar tensões e correntes harmônicas por fase, em princípio, para qualquer sistema de potência. Obviamente, o aumento no número de barras do sistema, incrementa o tempo necessário para a simulação. A título de informação, o 1º sistema simulado no capítulo VI (8 barras) consumiu, em média, 6 minutos de CPU, enquanto que o 2º sistema simulado (34 barras) demandou, em média, 40 minutos de CPU. De todo modo, exigências de memória de armazenamento, além da complexidade das operações exigem para a utilização do PCFHSP um computador de grande porte.

Deve-se destacar que de todo o PCFHSP, apenas as subrotinas CONVE.FOR (conversores estáticos) e COMPE.FOR (reatores controlados por tiristores) não são de nossa autoria, uma vez que são programas que foram desenvolvidos em outros trabalhos de pós-graduação que precederam a este. No entanto, estas subrotinas sofreram modificações nos arquivos de entrada e saída para permitir uma maior flexibilidade de utilização dentro do pacote.

Ressalta-se que dentre as subrotinas de fontes harmônicas incorporadas ao PCFHSP, a subrotina RNS.FOR (reatores de núcleo saturado) constitui numa das contribuições mais efetivas deste trabalho. Pois, apesar deste equipamento neste trabalho restringir-se ao tipo "twin-tripler", esta subrotina foi implementada baseada no desenvolvimento analítico sob alimentação genérica deste reator, o que é uma forma inédita de abordagem. Como resultado deste tratamento, o modelo desenvolvido permite verificar e obter a geração harmônica intrínseca sob

condições assimétricas e distorcidas de alimentação, o que não era possível até então.

Quanto aos modelos dos diferentes componentes de rede, não se pode afirmar que novas propostas tenham sido feitas, pois, adicionalmente àquelas divulgadas pela literatura, apenas foram discutidos e incorporadas as capacitâncias de fuga. Não obstante estes aspectos, o PCFHSP apresenta grande versatilidade de modelagem, visto que todos equivalentes harmônicos conhecidos podem ser simulados.

Qualquer sistema c.a. a ser simulado pelo PCFHSP deve ter, em primeiro lugar, todos os dados compatíveis com um fluxo de carga fundamental. Além disso, no caso de medições harmônicas, os pontos de medição e o detalhamento das fontes harmônicas, bem como dos parâmetros dos possíveis filtros já existentes, devem ser inequívocos.

Uma vez que o sistema c.a. sofre uma abordagem independente para cada ordem harmônica através da formação da matriz $[Z_{bus}(n)]^*$, pode parecer que a simulação do sistema nas frequências harmônicas (fluxo harmônico trifásico) independe do fluxo de carga fundamental. Isto não é verdade, como pode ser verificado no 1.^o sistema simulado no capítulo VI, onde a alteração nas tensões fundamentais entre iterações, a despeito de não alterar os módulos das correntes da fonte harmônica e das tensões harmônicas nas barras, alterava os ângulos de fase das correntes e conseqüentemente os ângulos de fase das tensões.

Neste sentido, a inclusão das cargas não-lineares no fluxo de carga fundamental se faz necessário, para se obter mais precisamente o estado final do sistema.

* $[Z_{bus}(n)]$ é a matriz impedância de barras para a harmônica de ordem n .

VII - 4

É óbvio que, se o interesse for apenas pelos módulos das tensões e correntes harmônicas, o conhecimento dos parâmetros do sistema c.a., sem o fluxo de carga fundamental, é suficiente. No entanto, isto não basta para a avaliação das distorções reais expressas através dos fatores de distorção harmônica totais de tensão e corrente. Esta ressalva é, particularmente importante quando da simultaneidade de fontes harmônicas distintas.

Estes fatores dão a relação entre o valor eficaz harmônico e o valor eficaz fundamental, donde a necessidade do fluxo de carga fundamental.

Uma vez que a operação de um sistema real implica nas tensões das barras terem valores muito próximos dos valores nominais, os fatores de distorção harmônica totais de tensão realmente indicam as distorções harmônicas existentes nas tensões das barras. No entanto, como os valores das correntes fundamentais dos ramos dos sistemas (elementos entre barras) dependem do carregamento do sistema, os fatores de distorção harmônica totais de corrente não indicam as reais distorções nas correntes. Por isso, as limitações destas distorções devem ser impostas em Ampères, independentes da situação de carregamento.

Observou-se que em sistemas susceptíveis de ressonâncias ou mesmo distorções individuais acentuadas, a utilização do critério de convergência fundamentado nos módulos e ângulos tendem a conduzir a um crescente número de iterações, muitas vezes indicando instabilidade. Nestes casos acredita-se ser recomendável o abandono do critério do ângulo, passando-se automaticamente (após um certo número de iterações) a restringir o critério à consideração apenas dos módulos de tensões. Assim procedendo não se poderá afirmar que a solução final atingida, seria aquela que eventualmente ocorreria para o sistema simulado, no entanto, os resultados seriam um indicativo do estado final a ser atingido pelo sistema (neste caso apresentando altos níveis de distorções).

Este tipo de ocorrência foi verificado no 1º sistema simulado, devido a instalação de bancos de capacitores na própria barra da fonte harmônica. Todavia, em instalações reais envolvendo, por exemplo, conversores ou fornos de arco, os bancos de capacitores, quando necessários, não aparecem sozinhos, mas normalmente acompanhados por filtros, que nos dois sistemas simulados no capítulo VI mostrou ser a solução para reduzir distorções harmônicas, tanto de tensão, quanto de corrente em todo sistema.

Muito embora se reconheça a potencialidade do programa desenvolvido, aperfeiçoamentos do PCFHSP serão, com certeza, obtidos ao longo do tempo, à medida que a utilização desta ferramenta em casos reais se fizer mais constante.

Dentre as sugestões imediatas que podem aqui ser deixadas, destacam-se algumas tarefas que ainda não foram realizadas devido, principalmente, a uma série de fatores ligados à infra-estrutura computacional disponível. São elas:

- (a) Em primeiro lugar seria interessante incorporar ao PCFHSP os limites ditados pelas normas e recomendações dos principais países do mundo sobre distorções harmônicas como descrito no item II.4.3. Deste modo, os resultados da simulação de um sistema pelo PCFHSP já sofreriam uma comparação com os diversos limites vigentes, e as correspondentes críticas poderiam constar no relatório de saída.
- (b) A incorporação de outras fontes harmônicas no PCFHSP, bem como o aperfeiçoamento, em certos aspectos, das já incorporadas é uma outra meta a ser atingida.

Neste sentido, a atual filosofia envolvendo a subrotina dos conversores estáticos (CONVE.FOR) pode ser questionada quanto ao lado c.c. do

conversor. Nesta subrotina a carga c.c. é modelada através de corrente constante. Será que este é realmente o modelo mais conveniente, uma vez que no PCFHSP a carga c.c. do conversor não pode ser encarada isoladamente?

Quanto aos reatores de núcleo saturado, por se tratar de um equipamento pouco utilizado no Brasil para aplicações envolvendo potências mais significativas, uma pesquisa envolvendo este equipamento dentro de um compensador estático, inclusive com a construção de um protótipo, não parece se constituir num despropósito, uma vez que seu custo em relação a um compensador do tipo RCT parece ser bem menor.

Apesar dos fornos de arco não serem fontes exclusivamente de harmônicas, uma vez que seus espectros são um tanto mais vastos, o estudo do mecanismo de funcionamento dos arcos poderia ensejar no encontro de um modelo mais analítico para este tipo de forno, que sob o aspecto apenas harmônico poderia ser atrelado ao PCFHSP.

- (c) Quanto aos modelos isolados de componentes do sistema c.a. muitos estudos devem ainda serem realizados. Neste sentido, existem pelo menos duas frentes que podem ser atacadas.

A primeira se relaciona com possíveis modelos analíticos para cabos condutores comerciais, que englobem o efeito pelicular sobre a resistência do condutor quando sob frequências harmônicas. No item IV.3.1.1. este trabalho tentou embrionariamente tocar neste problema, mostrando qualitativamente o comportamento da resistência e da indutância de um condutor sólido, sem chegar, no entanto, a nenhum modelo específico.

A segunda frente se prende a adequação dos modelos de componentes de sistemas, apresentados no capítulo IV deste trabalho, aos sistemas reais existentes. No entanto, este objetivo só poderá ser conseguido conhecendo-se inequivocamente os dados do sistema e tendo-se à disposição medições harmônicas bem feitas, em diversos pontos; além disso exaustivas simulações com alterações dos modelos individuais dos componentes são necessárias para as comparações e eleição dos melhores modelos para o sistema específico.

Adicionalmente, as técnicas de modelagem para qualquer equipamento ainda são temas polêmicos. A resposta indicando uma maior adequação de um dado modelo, somente será atingida após exaustivas investigações teóricas e experimentais. Para atender este último tipo de investigação tornar-se-á imprescindível a existência de laboratórios especiais, destinados aos testes e levantamentos de características de equipamentos sob condições distorcidas de alimentação, e que inexiste no Brasil até o momento.

- (d) Explorando apenas o sistema c.a. em si, é possível concluir-se genericamente sobre a ocorrência de possíveis sobretensões harmônicas. Deste modo este tipo de estudo é adequado a sistemas c.a. que ainda não contam com a presença de fontes harmônicas. Para tanto, basta pesquisar os elementos da matriz $[Z_{bus}(n)]$, pois, uma combinação adequada dos elementos desta matriz para cada uma das harmônicas pode resultar na associação de um certo valor para cada uma das barras do sistema partindo-se

apenas da possível localização da fonte (ou fontes) harmônica(s) no sistema. Estes valores poderão proporcionar uma relação das barras mais problemáticas do sistema quanto à possibilidade do surgimento de distorções harmônicas excessivas, identificando-se se estas distorções são devidas a localização da fonte na própria barra, ou são devidas a uma ressonância remota.

Finalmente, como se pode perceber, as questões relacionadas com harmônicas em sistemas de potência são bastante abrangentes, sendo que este trabalho é apenas uma contribuição neste vasto campo. No entanto, a postura didática adotada aqui vem ao encontro aos anseios de muitos profissionais, sobretudo de concessionárias, que quando em contato com problemas envolvendo harmônicas os encaram com um certo receio. Com o tratamento aqui dado à questão tentou-se desmistificar o assunto "harmônicas em sistemas de potência", e por isso o método proposto no capítulo V para a avaliação de distorções harmônicas se utiliza de componentes de fase, que tem um significado físico de fácil entendimento. Assim, este trabalho pode ser facilmente assimilado mesmo por estudantes de graduação em Engenharia Elétrica.

APÊNDICE I

AVALIAÇÃO DOS COEFICIENTES DE FOURIER^[1]

Qualquer função periódica $f(t)$, de período T , pode ser expressa pela série de Fourier:

$$f(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t \right) \quad (\text{A.I-1})$$

Sendo $\omega = \frac{2\pi}{T}$, pode-se exprimir a função $f(t)$ como:

$$f(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos \frac{2\pi}{T} nt + b_n \sin \frac{2\pi}{T} nt \right) \quad (\text{A.I-2})$$

Deste modo, há a necessidade de se avaliar os coeficientes de Fourier a_0 , a_n e b_n para se poder exprimir a função $f(t)$.

Integrando-se a função $f(t)$ no período genérico t a $t+T$ tem-se:

$$\int_t^{t+T} f(t) dt = \frac{1}{2} a_0 T \quad (\text{A.I-3})$$

então o coeficiente a_0 é dado por:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_t^{t+T} f(t) dt \quad (\text{A.I-4})$$

Multiplicando-se $f(t)$ por $\cos \frac{2\pi}{T} nt$ e integrando-se no período genérico t a $t+T$ tem-se:

$$\int_t^{t+T} f(t) \cos \frac{2\pi}{T} nt dt = a_n \frac{T}{2} \quad (\text{A.I-5})$$

então o coeficiente a_n é dado por:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_t^{t+T} f(t) \cos \frac{2\pi}{T} nt dt \quad (\text{A.I-6})$$

Similarmente, multiplicando-se $f(t)$ por $\sin \frac{2\pi}{T} nt$ e integrando-se no período genérico t a $t+T$ tem-se:

$$\int_t^{t+T} f(t) \sin \frac{2\pi}{T} nt dt = b_n \frac{T}{2} \quad (\text{A.I-7})$$

então o coeficiente b_n é dado por:

$$b_n = \frac{2}{T} \int_t^{t+T} f(t) \sin \frac{2\pi}{T} nt dt \quad (\text{A.I-8})$$

APÊNDICE II

SIMETRIAS EM FORMAS DE ONDA PERIÓDICAS

Matematicamente, uma forma de onda periódica qualquer, cuja frequência seja f_0 , pode ser decomposta numa somatória de infinitos termos senoidais, cujas frequências são dadas por kf_0 ($k=1,2,3,\dots$), mais um termo igual ao valor médio apresentado pela forma de onda original (componente contínua). Esta somatória é conhecida como série de Fourier. O termo senoidal de frequência f_0 é denominado componente fundamental, e os termos de frequências múltiplas da fundamental são denominados componentes de frequências harmônicas.

Dependendo da forma de onda periódica distorcida, a aplicação da análise de Fourier pode resultar em termos nulos para o valor médio assim como para os termos senoidais de determinadas frequências harmônicas.

Em particular, formas de onda que apresentam simetrias que possam ser expressas por: $g\left(t+\frac{1}{2}T\right) = -g(t)$, como as formas de onda das figuras A.II.1(a) e (b), não contém harmônicas pares. Formas de onda que apresentam simetrias do tipo $g(t) = -g(T-t)$, como as formas de onda das figuras A.II.1(c) e (d), não contém harmônicas ímpares. [1]

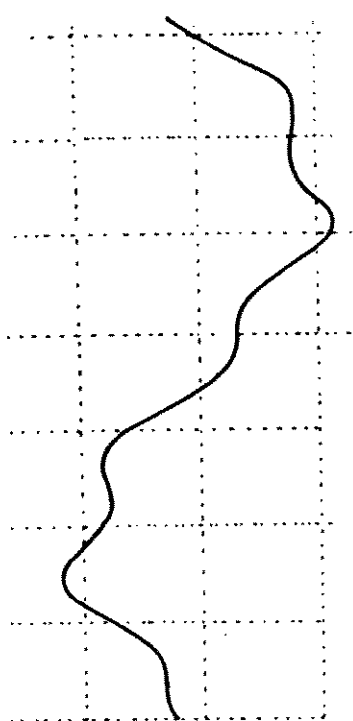
Dado o interesse específico, uma forma de onda genérica que apresente uma simetria que possa ser expressa por:

$$g\left(t+\frac{1}{2}T\right) = -g(t) \quad \text{(A.II-1)}$$

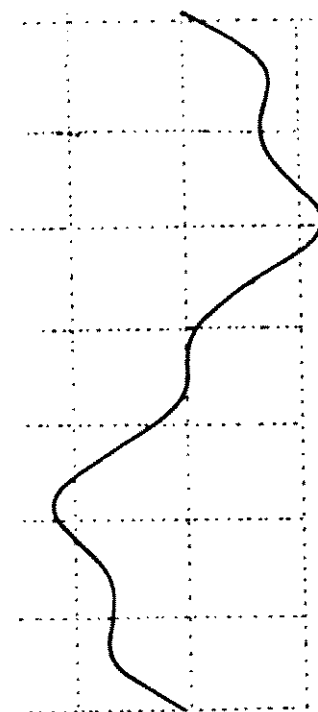
terá o seu conteúdo harmônico aqui avaliado.

Uma forma de onda que possa ser expressa por (A.II-1) terá os coeficientes de Fourier expressos por:

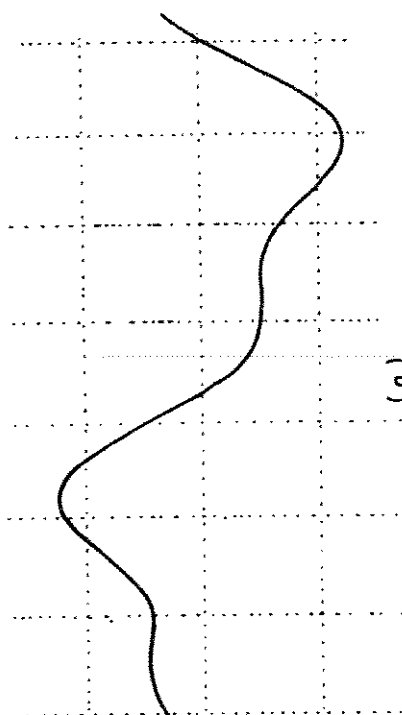
$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} g(t) \cos \frac{2\pi}{T} nt \, dt \quad \text{(A.II-2)}$$



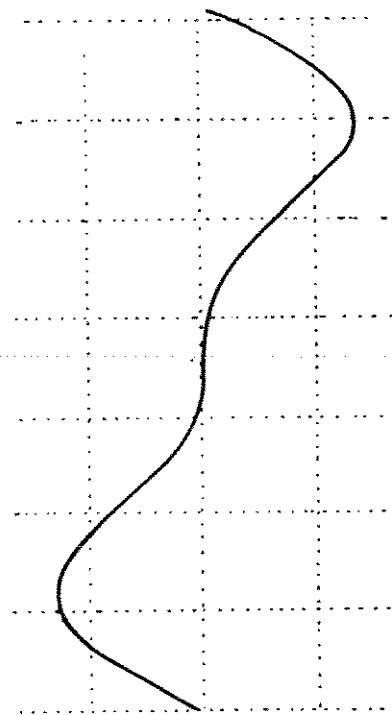
(a)



(b)



(c)



(d)

- a) $\sin wt + \frac{1}{3} \sin (3wt + \frac{\pi}{2})$
- b) $\sin wt + \frac{1}{3} \sin (5wt + \frac{\pi}{2})$
- c) $\sin wt + \frac{1}{2} \sin (2wt)$
- d) $\sin wt + \frac{1}{4} \sin (4wt)$

Fig. A.II.1 - Formas de onda periódicas distorcidas.

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^0 g(t) \cos \frac{2\pi}{T} nt \, dt + \frac{2}{T} \int_0^{T/2} g(t) \cos \frac{2\pi}{T} nt \, dt \quad (\text{A. II-3})$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} g\left(t + \frac{1}{2}T\right) \cos \frac{2\pi}{T} n\left(t + \frac{1}{2}T\right) dt + \\ + \frac{2}{T} \int_0^{T/2} g(t) \cos \frac{2\pi}{T} nt \, dt \quad (\text{A. II-4})$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} -g(t) \cos \left(\frac{2\pi}{T} nt + n\pi \right) dt + \\ + \frac{2}{T} \int_0^{T/2} g(t) \cos \frac{2\pi}{T} nt \, dt \quad (\text{A. II-5})$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} g(t) \left\{ \cos \frac{2\pi}{T} nt - \cos \left(\frac{2\pi}{T} nt + n\pi \right) \right\} dt \quad (\text{A. II-6})$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} g(t) \cos \frac{2\pi}{T} nt (1 - \cos n\pi) dt \quad (\text{A. II-7})$$

Deste modo, facilmente se conclui que a integral da expressão (A. II-7) se anula para todo n par.

Similarmente, tem-se:

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} g(t) \sin \frac{2\pi}{T} nt \, dt \quad (\text{A. II-8})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^0 g(t) \sin \frac{2\pi}{T} nt \, dt + \frac{2}{T} \int_0^{T/2} g(t) \sin \frac{2\pi}{T} nt \, dt \quad (\text{A. II-9})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} g\left(t + \frac{1}{2}T\right) \operatorname{sen} \frac{2\pi}{T} n \left(t + \frac{1}{2}T\right) dt +$$

$$+ \frac{2}{T} \int_0^{T/2} g(t) \operatorname{sen} \frac{2\pi}{T} nt dt \quad (\text{A. II-10})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} -g(t) \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi}{T} nt + n\pi \right) dt +$$

$$+ \frac{2}{T} \int_0^{T/2} g(t) \operatorname{sen} \frac{2\pi}{T} nt dt \quad (\text{A. II-11})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} g(t) \left\{ \operatorname{sen} \frac{2\pi}{T} nt - \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi}{T} nt + n\pi \right) \right\} dt$$

(A. II-12)

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} g(t) \operatorname{sen} \frac{2\pi}{T} nt (1 - \cos n\pi) dt$$

(A. II-13)

Deste modo, facilmente se conclui que a integral da expressão (A. II-7) também se anula para todo n par. Assim, formas de onda que possam ser expressas através da expressão (A. II-1) não apresentam harmônicas pares em sua decomposição.

APÊNDICE III

HARMÔNICAS EM SISTEMAS TRIFÁSICOS

Um sistema trifásico pode apresentar distorções de corrente e/ou tensão que podem ser equilibradas ou desequilibradas.

Um sistema trifásico no qual está presente uma distorção equilibrada na corrente, por exemplo, apresenta as formas de onda das correntes distorcidas de maneira idêntica nas três fases, apenas tendo uma defasagem de 120° entre si. Neste caso, a análise de Fourier, resulta genericamente, para as três fases, nas seguintes expressões para as correntes:

$$i_a(t) = I_1 \text{ sen}[\omega t + \phi_1] + I_2 \text{ sen}[2\omega t + \phi_2] + I_3 \text{ sen}[3\omega t + \phi_3] + \\ + I_4 \text{ sen}[4\omega t + \phi_4] + I_5 \text{ sen}[5\omega t + \phi_5] + I_6 \text{ sen}[6\omega t + \phi_6] + \\ + I_7 \text{ sen}[7\omega t + \phi_7] + \dots \quad (\text{A. III-1(a)})$$

$$i_b(t) = I_1 \text{ sen}[\omega t - 120^\circ + \phi_1] + I_2 \text{ sen}[2(\omega t - 120^\circ) + \phi_2] + \\ + I_3 \text{ sen}[3(\omega t - 120^\circ) + \phi_3] + I_4 \text{ sen}[4(\omega t - 120^\circ) + \phi_4] + \\ + I_5 \text{ sen}[5(\omega t - 120^\circ) + \phi_5] + I_6 \text{ sen}[6(\omega t - 120^\circ) + \phi_6] + \\ + I_7 \text{ sen}[7(\omega t - 120^\circ) + \phi_7] + \dots$$

ou seja:

$$i_b(t) = I_1 \text{ sen}[\omega t - 120^\circ + \phi_1] + I_2 \text{ sen}[2\omega t + 120^\circ + \phi_2] + \\ + I_3 \text{ sen}[3\omega t + \phi_3] + I_4 \text{ sen}[4\omega t - 120^\circ + \phi_4] + \\ + I_5 \text{ sen}[5\omega t + 120^\circ + \phi_5] + I_6 \text{ sen}[6\omega t + \phi_6] + \\ + I_7 \text{ sen}[7\omega t - 120^\circ + \phi_7] + \dots \quad (\text{A. III-1(b)})$$

$$i_c(t) = I_1 \text{ sen}[\omega t + 120^\circ + \phi_1] + I_2 \text{ sen}[2(\omega t + 120^\circ) + \phi_2] + \\ + I_3 \text{ sen}[3(\omega t + 120^\circ) + \phi_3] + I_4 \text{ sen}[4(\omega t + 120^\circ) + \phi_4] + \\ + I_5 \text{ sen}[5(\omega t + 120^\circ) + \phi_5] + I_6 \text{ sen}[6(\omega t + 120^\circ) + \phi_6] + \\ + I_7 \text{ sen}[7(\omega t + 120^\circ) + \phi_7] + \dots$$

ou seja:

$$\begin{aligned}
 i_c(t) = & I_1 \operatorname{sen}[\omega t + 120^\circ + \phi_1] + I_2 \operatorname{sen}[2\omega t - 120^\circ + \phi_2] + \\
 & + I_3 \operatorname{sen}[3\omega t + \phi_3] + I_4 \operatorname{sen}[4\omega t + 120^\circ + \phi_4] + \\
 & + I_5 \operatorname{sen}[5\omega t - 120^\circ + \phi_5] + I_6 \operatorname{sen}[6\omega t + \phi_6] + \\
 & + I_7 \operatorname{sen}[7\omega t + 120^\circ + \phi_7] + \dots
 \end{aligned}
 \tag{A.III-1(c)}$$

Deste modo, se as componentes fundamentais das três fases formam um sistema trifásico de seqüência positiva, são também de seqüência positiva as componentes de 4^a, 7^a, 10^a, ... harmônicas; já as componentes de 2^a, 5^a, 8^a, ... harmônicas formam sistemas trifásicos de seqüência negativa; ao passo que a 3^a harmônica e suas múltiplas constituem sistemas trifásicos de seqüência nula.

Esta disposição de seqüência de fases das frequências harmônicas só é válida se a distorção das três fases for idêntica. Isto explica a não contenção da 3^a harmônica e suas múltiplas por ligações Δ de transformadores ou reatores nos casos de distorções desequilibradas entre as três fases, uma vez que neste caso as componentes de cada uma destas harmônicas não constituem sistemas trifásicos de seqüência nula.

A decomposição realizada através da análise de Fourier numa forma de onda periódica qualquer não se restringe a ser apenas uma ferramenta matemática, mas pode ser utilizada para comparações com medidas realizadas nos sistemas de potência pelos modernos analisadores de espectro, nos quais a decomposição do sinal periódico em diversas frequências é feita através de convenientes filtragens.

APÊNDICE IV

NÚMERO DE PULSOS DE UM CIRCUITO RETIFICADOR

O número de pulsos de um circuito retificador corresponde ao número de pulsações da tensão c.c. (v_d) no intervalo de tempo correspondente a um ciclo da tensão c.a. A tabela A.IV-1 apresenta o número de pulsos para diversos circuitos retificadores.

Tabela A.IV-1 - Número de pulsos para circuitos de retificação.

CIRCUITO	Nº DE PULSOS
Monofásico Meia onda	1
Monofásico Onda Completa	2
Monofásico Ponte	2
Trifásico Unidirecional	3
Trifásico Ponte	6

Os esquemas de cada um dos circuitos citados na tabela A.IV-1 são apresentados a seguir nas figuras A.IV-1 a A.IV-5.

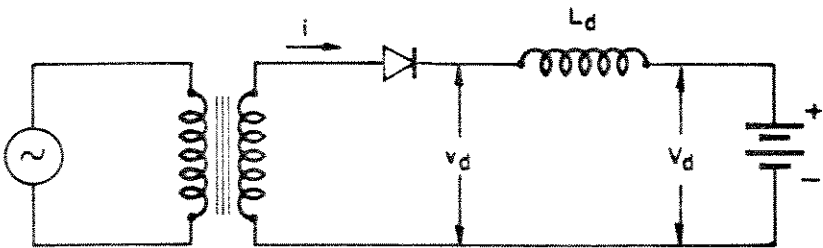


Figura A.IV-1 - Retificador de meia onda.

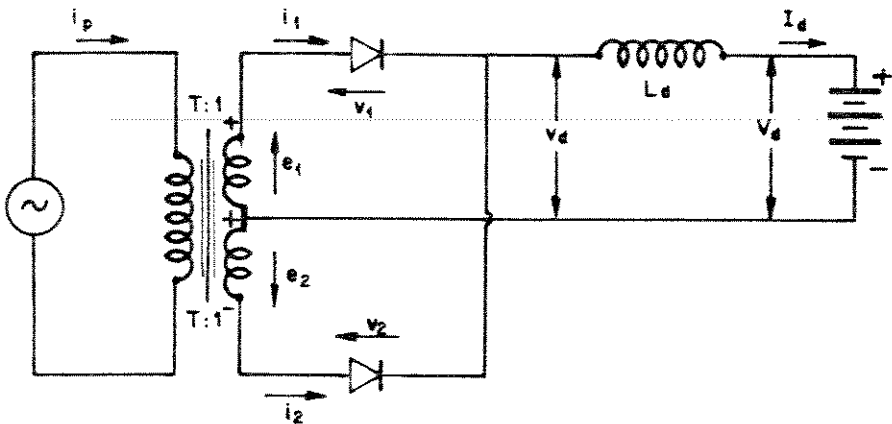


Figura A.IV-2 - Retificador de Onda Completa.

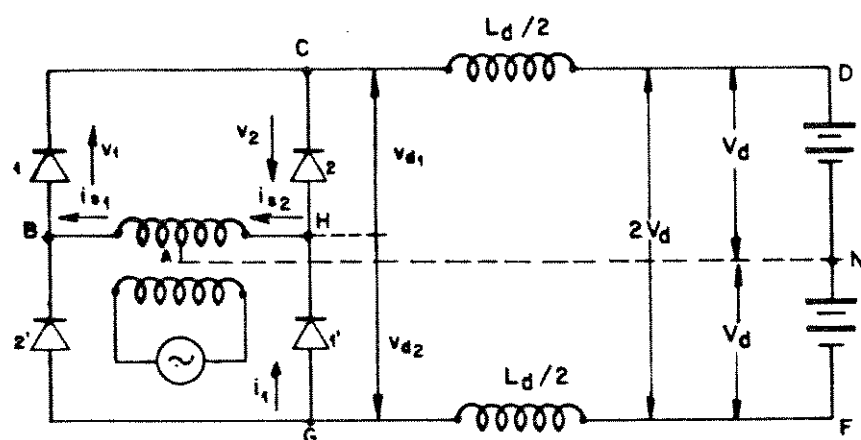


Figura A.IV-3 - Ponte retificadora monofásica.

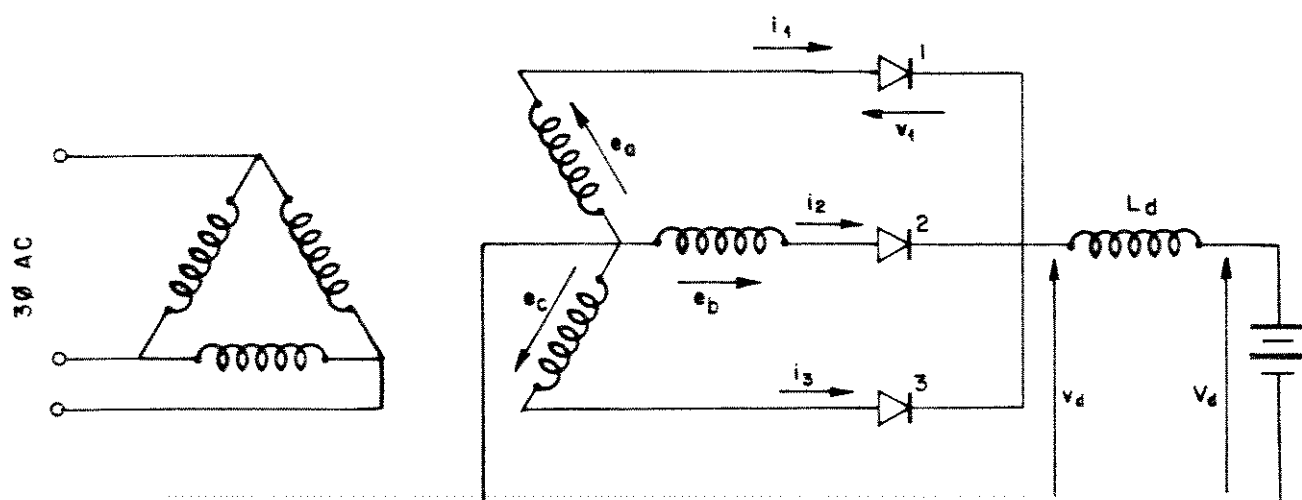


Figura A.IV-4 - Retificador trifásico unidirecional.

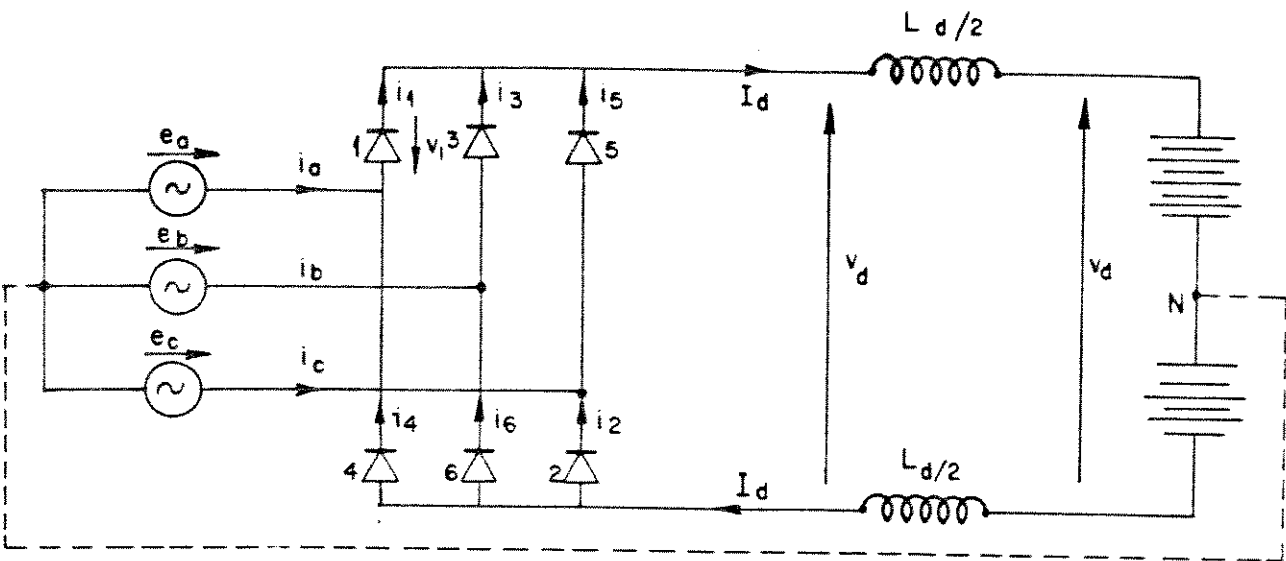


Figura A. IV-5 - Ponte retificadora trifásica.

APÊNDICE V

FORMAÇÃO DA MATRIZ $[Z_{bus}]$ **A.V.1 - GRAFO E MATRIZ DE INCIDÊNCIA DE UM SISTEMA DE POTÊNCIA^[16]**

Seja um sistema de potência genérico definido por suas barras (nós) e suas ligações entre barras (ramos). Ao conjunto de nós e ramos representativo deste sistema dá-se o nome de grafo (figura A.V-1), ao qual pode ser adicionado o nó terra (nó de referência), bem como as eventuais ligações entre este nó e os demais (figura A.V-2).

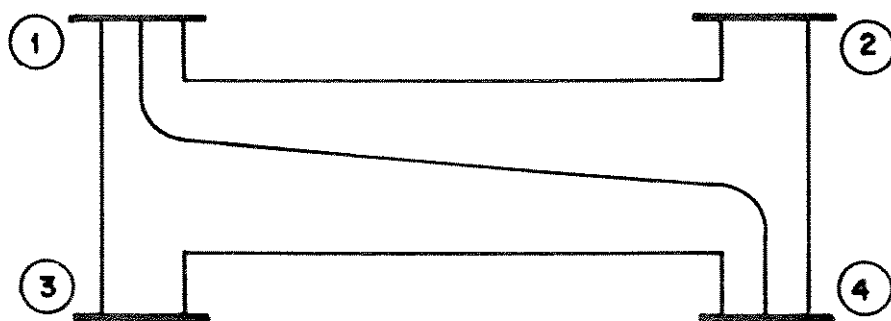


Figura A.V-1 - Exemplo de um grafo genérico de um sistema de potência sem incluir o nó terra.

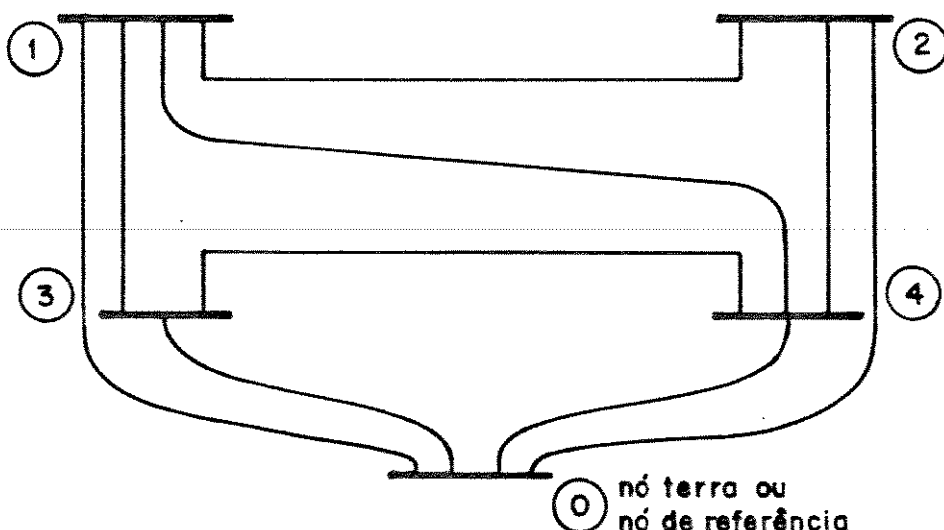


Figura A.V-2 - Exemplo de um grafo genérico de um sistema de potência com nó terra.

O grafo do sistema pode ser orientado, assumindo-se, por exemplo, sentidos aleatórios nos ramos do grafo da figura A.V-1 e um mesmo sentido para os ramos que ligam o nó de referência aos demais nós do sistema (figura A.V-3).

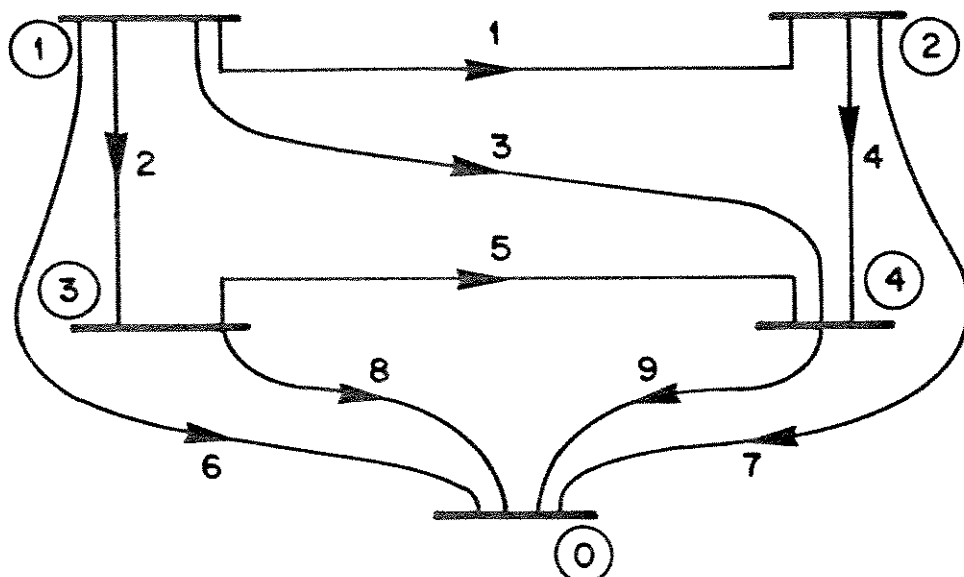


Figura A.V-3 - Exemplo de grafo orientado de um sistema de potência.

Deste modo, é possível inicialmente associar correntes aos ramos orientados, bem como tensões aos nós, e lembrando-se das leis de Kirchhoff é possível obter-se as correntes injetadas nos nós assim como as tensões de ramos.

Nestas condições, o exemplo assumido, que tem 4 nós além do nó de referência, e 9 ramos orientados, pode ser designado por suas tensões e correntes, quais sejam:

TENSÕES DE NÓS: V_i ; $i=1,2,3,4$

TENSÕES DE RAMOS: V_j ; $j=1,2,3,4,5,6,7,8,9$

CORRENTES INJETADAS NOS NÓS: I_i ; $i=1,2,3,4$

CORRENTES DE RAMOS: I_j ; $j=1,2,3,4,5,6,7,8,9$

Assume-se que o nó de referência tem tensão nula e corrente injetada nula, por isso, suas tensão e corrente não foram explicitadas.

Isto posto, as relações entre as tensões e as correntes podem ser estabelecidas

As tensões de ramos em função das tensões de nós ficam:

$$\left. \begin{aligned} \gamma_1 &= v_1 - v_2 \\ \gamma_2 &= v_1 - v_3 \\ \gamma_3 &= v_1 - v_4 \\ \gamma_4 &= v_2 - v_4 \\ \gamma_5 &= v_3 - v_4 \\ \gamma_6 &= v_1 \\ \gamma_7 &= v_2 \\ \gamma_8 &= v_3 \\ \gamma_9 &= v_4 \end{aligned} \right\} \quad (\text{A.V-1})$$

Ou mais simplesmente, na forma matricial:

$$\hat{\gamma} = [A] \hat{v} \quad (\text{A.V-2})$$

onde:

$\hat{\gamma}$ = vetor tensão de ramos

$\hat{v}$ = vetor tensão de nós

$[A]$ = matriz de incidência do sistema de potência em questão

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

A matriz de incidência $[A]$ traduz os sentidos assumidos nos ramos do grafo orientado da figura A.V-3.

Analogamente as correntes injetadas nos nós podem ser explicitadas em relação as correntes nos ramos.

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= g_1 + g_2 + g_3 + g_6 \\ I_2 &= -g_1 + g_4 + g_7 \\ I_3 &= -g_2 + g_5 + g_8 \\ I_4 &= -g_3 - g_4 - g_5 + g_9 \end{aligned} \right\} \quad (\text{A.V-4})$$

Ou na forma matricial:

$$\hat{I} = [A]^T \hat{g} \quad (\text{A.V-5})$$

onde:

$\hat{I}$ = vetor correntes injetadas nos nós

$\hat{g}$ = vetor correntes dos ramos

A.V.2 - MATRIZES $[Y_{bus}]$ E $[Z_{bus}]$

As impedâncias próprias dos ramos do sistema representado pelo grafo orientado da figura A.V-3 podem ser designadas por Z_j ; $j=1,2,3,4,5,6,7,8,9$.

Pela lei de Ohm pode-se então estabelecer:

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= Z_1 g_1 \\ V_2 &= Z_2 g_2 \\ V_3 &= Z_3 g_3 \\ V_4 &= Z_4 g_4 \\ V_5 &= Z_5 g_5 \\ V_6 &= Z_6 g_6 \\ V_7 &= Z_7 g_7 \\ V_8 &= Z_8 g_8 \\ V_9 &= Z_9 g_9 \end{aligned} \right\} \quad (\text{A.V-6})$$

Ou na forma matricial:

$$\hat{V} = [Z_{prim}] \hat{g} \quad (\text{A.V-7})$$

onde $[Z_{\text{prim}}]$ é a matriz impedância primitiva de ramos.

Neste caso em particular a matriz $[Z_{\text{prim}}]$ é uma matriz diagonal, uma vez que não foi considerado nenhum efeito mútuo entre ramos.

A expressão (A.V-7) pode ser re-escrita na forma:

$$\hat{\mathcal{G}} = [Z_{\text{prim}}]^{-1} \hat{\mathcal{V}} \quad (\text{A.V-8})$$

ou:

$$\hat{\mathcal{G}} = [Y_{\text{prim}}] \hat{\mathcal{V}} \quad (\text{A.V-9})$$

onde $[Y_{\text{prim}}]$ é a matriz admitância primitiva de ramos

Substituindo-se (A.V-2) em (A.V-9) tem-se:

$$\hat{\mathcal{G}} = [Y_{\text{prim}}][A]\hat{V} \quad (\text{A.V-10})$$

Pré-multiplicando-se ambos os membros da expressão (A.V-10) por $[A]^T$ tem-se:

$$[A]^T \hat{\mathcal{G}} = [A]^T [Y_{\text{prim}}][A]\hat{V} \quad (\text{A.V-11})$$

Substituindo-se (A.V-5) em (A.V-11) tem-se:

$$\hat{I} = [A]^T [Y_{\text{prim}}][A]\hat{V} \quad (\text{A.V-12})$$

Ou mais compactamente:

$$\hat{I} = [Y_{\text{bus}}]\hat{V} \quad (\text{A.V-13})$$

onde:

$$[Y_{\text{bus}}] = [A]^T [Y_{\text{prim}}][A] \quad (\text{A.V-14})$$

é a matriz admitância das barras (nós).

Ou seja através da expressão (A.V-13) foi obtida uma relação entre as correntes injetadas nos nós e as tensões nos nós.

A matriz inversa da matriz admitância das barras é a matriz impedância das barras, conhecida por $[Z_{\text{bus}}]$.

$$[Z_{\text{bus}}] = [Y_{\text{bus}}]^{-1} \quad (\text{A.V-15})$$

E deste modo pode-se escrever:

$$\hat{V} = [Z_{bus}] \hat{I} \quad (A.V-16)$$

A.V.3 - REPRESENTAÇÃO TRIFÁSICA

Lembrando-se que os sistemas de potência reais são trifásicos e eventualmente desequilibrados, cada barra de um sistema pode ser desdobrada em três, cada uma representando cada uma das fases; assim como cada ramo pode ser desdobrado em três ramos.

Deste modo o exemplo de grafo orientado da figura A.V-3 representa um sistema de potência equilibrado, onde apenas uma fase é representada.

Já para o caso de um sistema onde se pretende representar seus possíveis desequilíbrios entre fases, bem como efeitos mútuos entre linhas ou mesmo entre fases o grafo orientado seria triplicado, tanto em número de nós como de ramos, conforme a figura A.V-4, acarretando com isso, em princípio, o aumento das ordens das matrizes envolvidas, que seriam multiplicadas por três.

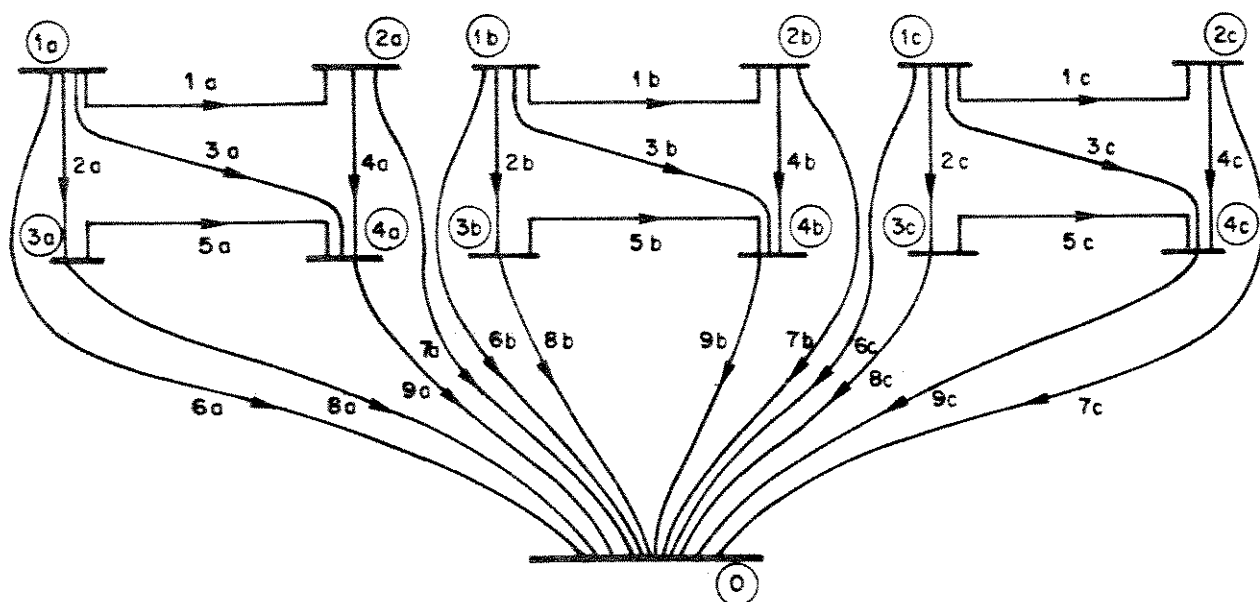


Figura A.V-4 - Exemplo de grafo orientado para representação trifásica de sistema de potência.

.....

APÊNDICE VI

EQUIVALENTES DE SISTEMAS PARA ESTUDOS DE

PENETRAÇÃO HARMÔNICA

1. INTRODUÇÃO

A utilização cada vez mais frequente de cargas não lineares tem provocado grandes preocupações quanto ao desempenho dos sistemas de potência. De um modo geral, estas cargas provocam o aparecimento de distorções nas formas de onda de correntes e/ou tensões que são analisadas através de seu conteúdo harmônico, obtido matematicamente através da decomposição pela série de Fourier, ou através de medidas diretas.

O aparecimento de frequências harmônicas nos sistemas de potência provocam efeitos indesejáveis, tais como perdas adicionais e sobreaquecimento em máquinas e bancos de capacitores, interferência na operação de equipamentos de controle do próprio sistema de potência e nas comunicações, etc.. Além destes aspectos, a penetração de frequências harmônicas nos sistemas de potência pode determinar graves problemas em pontos bastante distantes das fontes de frequências harmônicas, isto devido a ocorrência de ressonâncias, que dependem da configuração momentânea do sistema. Deste modo, esforços devem ser feitos para reduzir, ao mínimo, as propagações harmônicas através do sistema elétrico alimentador. Tendo-se em mente que é praticamente impossível eliminar este efeito, é comum a imposição de condições limites dentro das quais os efeitos harmônicos não causariam maiores problemas à operação do sistema. Com tais medidas, se consegue não apenas evitar a ocorrência de problemas harmônicos junto à própria empresa concessionária, mas também, preservar a qualidade de fornecimento de energia a outros consumidores conectados à mesma rede.

Devido a várias ocorrências já constatadas nos sistemas elétricos estabelece-se um critério prático que especifica sobre a necessidade de estudos de propagação harmônica dentro de uma área correspondente a um círculo de raio em torno de 200 km do ponto de injeção das correntes harmônicas.

Tendo em vista a grande extensão e número de elementos envolvidos, os estudos de penetração harmônica usualmente tratam o sistema elétrico através de modelagens específicas para seus elementos, porém, áreas mais afastadas ou aquelas para as quais não se tem um conhecimento mais detalhado de sua composição são tratadas por equivalentes harmônicos.

O objetivo deste trabalho é de apresentar, discutir e aplicar diferentes proposições de modelos de equivalentes de sistemas, dando ênfase a conveniência ou não da aplicação de cada um deles à estudos de penetração harmônica.

2. IMPEDÂNCIA DE SISTEMAS ELÉTRICOS EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA

A ilustração 2-1 mostra uma forma típica da impedância harmônica de um sistema, visto através de um dado barramento (1).

De acordo com o diagrama, apesar do sistema poder ser considerado indutivo à frequência industrial, para altas frequências o comportamento do sistema apresenta-se alternadamente

indutivo e capacitivo, apresentando um certo número de pontos de ressonância nos quais o sistema é puramente resistivo.

Assim, conclui-se que para estudos de penetração harmônica é insatisfatório representar a impedância de um sistema simplesmente por sua reatância de curto-circuito corrigida para as frequências harmônicas.

De um modo geral a impedância harmônica de um sistema depende, além da frequência, da situação de carregamento (carga leve ou pesada) e de contingências. Este fato, por si só, indica a dificuldade de se avaliar um equivalente para um determinado sistema.

Assim, não é possível simular a impedância do sistema com exatidão, visto que esta característica é altamente variável. De acordo com o estudo a ser desenvolvido, procurar-se-á apenas uma representação razoável do comportamento desta impedância em função da frequência.

3. MODELOS PARA SE AVALIAR EQUIVALENTES DE SISTEMAS

3.1 - Modelo da reatância de curto-circuito corrigida

O modelo da reatância de curto-circuito para equivalentes de sistema, tradicionalmente utilizado para problemas à frequência industrial, com o ajuste da reatância para cada frequência, resulta em:

$$|Z_h| = \frac{V^2}{S_{cc}} \cdot h \quad (3.1-1)$$

$$\phi_h = +90^\circ \text{ para } V_h$$

onde: $|Z_h|$ = módulo da impedância harmônica equivalente

ϕ_h = ângulo da impedância harmônica equivalente

V = tensão eficaz do barramento

S_{cc} = potência de curto-circuito do barramento

h^{cc} = ordem harmônica

Se porventura existir um filtro, tal que apresente um comportamento capacitivo numa dada frequência harmônica, poder-se-ia, através deste modelo, obter uma grande tensão harmônica, cuja magnitude não teria significado físico, uma vez que o modelo para o equivalente de sistema é totalmente desvinculado do sistema real.

3.2 - Modelo de Bowles (2)

Bowles propõe um modelo para equivalente de sistema, no qual a partir da impedância equivalente do sistema à frequência industrial, $Z_{60} = R_{60} + jX_{60}$, encontra-se um circuito equivalente nesta frequência com a configu

ração apresentada na ilustração 3.2-1.

Uma vez calculados os parâmetros R e L da ilustração 3.2-1, este circuito é utilizado para se avaliar as impedâncias equivalentes do sistema às frequências harmônicas.

Este método tem uma grande restrição que é o comportamento sempre indutivo do equivalente. Assim, este modelo tem uma faixa de validade situada nas baixas frequências, entre a fundamental e a 5ª harmônica.

O ângulo da impedância resultante deste modelo é aproximadamente constante para baixas frequências, o que representa bastante bem os sistemas reais nesta faixa de frequências; no entanto, para altas frequências o modelo fornece um equivalente não condizente com a realidade. Deste modo, este modelo é inadequado para estudos de penetração harmônica envolvendo altas frequências.

3.3 - Modelo de Hingorani et al. (1)

A ilustração 2-1 mostra que existem certas frequências para as quais a impedância de um sistema apresenta valores máximos ou mínimos. Estas frequências podem ser divididas em dois grupos correspondentes às frequências que apresentam valores máximos de impedância e às que apresentam valores mínimos de impedância.

Hingorani et al. propõem que um circuito constituído por diversos ramos paralelos de arranjos RLC série pode apresentar este tipo de comportamento. A ilustração 3.3-1 apresenta o aspecto geral deste circuito.

Neste circuito as frequências que resultam em valores mínimos de impedância correspondem às frequências de ressonância de cada ramo RLC individual. As frequências que resultam em valores máximos de impedância dependem das relações entre os indutores e correspondem matematicamente às raízes do numerador da admitância equivalente do circuito.

Partindo-se das frequências de ressonância para se avaliar os parâmetros do circuito equivalente, tem-se um cálculo extremamente complexo se nos ramos série também estiverem presentes as resistências. Deste modo, é justificável considerar um circuito de diversos ramos paralelos de arranjos LC série apenas, e após se avaliar as indutâncias e capacitâncias a partir das frequências de ressonância, incluir as resistências, cujos valores numéricos são dados pelas impedâncias mínimas apresentadas pelo sistema e que correspondem às frequências de ressonância de cada ramo individual.

A formação do sistema algébrico a ser resolvido para se avaliar os parâmetros L e C do circuito equivalente é apresentado resumidamente a seguir.

Para o caso particular de um circuito equivalente formado por quatro ramos LC em paralelo, tem-se que a sua impedância operacional é dada por:

$$Y(s) = \frac{s}{L_1(s^2 + \frac{1}{L_1 C_1})} + \frac{s}{L_2(s^2 + \frac{1}{L_2 C_2})} + \frac{s}{L_3(s^2 + \frac{1}{L_3 C_3})} + \frac{s}{L_4(s^2 + \frac{1}{L_4 C_4})} \quad (3.3-1)$$

Introduzindo o conceito de frequência natural de ressonância, definido genericamente por:

$$\omega_i^2 = \frac{1}{L_i C_i}, \quad (3.3-2)$$

sendo $i = 1, 2, 3, 4$, e

encontrando-se o denominador comum para a expressão (3.3-1), verifica-se que o numerador desta expressão é um polinômio de 7º grau.

Para as frequências de ressonância que resultam num valor máximo da impedância do circuito equivalente, a admitância $Y(s)$ tende a zero, ou seja seu numerador tende a zero.

Se as frequências para as quais a impedância do circuito equivalente tende ao infinito forem F_1, F_2 e F_3 , tem-se $W_1 = 2\pi F_1, W_2 = 2\pi F_2$ e $W_3 = 2\pi F_3$, e o numerador da expressão da admitância do circuito equivalente, neste caso, pode ser expresso como o polinômio de 7º grau:

$$s[s^6 + s^4(W_1^2 + W_2^2 + W_3^2) + s^2(W_1^2 W_2^2 + W_1^2 W_3^2 + W_2^2 W_3^2) + W_1^2 W_2^2 W_3^2] = 0 \quad (3.3-3)$$

Igualando-se os polinômios dados por (3.3-2) e (3.3-3) obtém-se:

$$\begin{aligned} \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \frac{1}{L_4} &= 1 \\ \frac{1}{L_1}(\omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2) + \frac{1}{L_2}(\omega_1^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2) + \frac{1}{L_3}(\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_4^2) \\ + \frac{1}{L_4}(\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2) &= W_1^2 + W_2^2 + W_3^2 \end{aligned}$$

Tabela 1 - Parâmetros dos Linhas de alta tensão da figura 4.

Linha	R (Ω)	X (Ω)	C (nF)
1 - 2	1,3577631	1,3169846	9,0
2 - 3	0,7030014	3,9301713	3,0
2 - 7	0,2624331	1,5847549	7,0
3 - 4	0,1165916	0,3669324	762,0
4 - 5	0,9681990	7,4012184	2,0
4 - 6	0,1167167	0,3673224	761,0
6 - 7	0,4635291	2,5460756	5,0
7 - 8	0,0000000	5,5000000	0,0

(iv) Transformadores

O programa aceita a modelagem de um transformador através de quatro formas. Utilizou-se aqui a mais simples, que corresponde à mera modelagem pela indutância de dispersão.

(v) Capacitores

Os capacitores presentes nos barramentos 1 e 5 são representados por sua capacitância equivalente.

(vi) Carga não-linear

A carga não linear presente no sistema é um conversor de 6 pulsos conectado ao barramento 9 através de um transformador de 6MVA, 8% 4,16/0,415 kV, Y/Y. Este conversor alimenta uma carga c.c. de 7,25 MW, 625 V.

6. RESULTADOS

Utilizando-se o sistema anteriormente descrito, procedeu-se diversos estudos, dos quais apresenta-se um resumo a seguir.

Para os casos a serem discutidos, considerou-se um sistema de tensões de alimentação que, na condição inicial, para o barramento 9, é dada pela Tabela 2.

Tabela 2 - Tensões de alimentação na condição inicial - barramento 9

Order harmônica	Fase A		Fase B		Fase C	
	Valor de p.p. co [V]	Ângulo [graus]	Valor de p.p. co [V]	Ângulo [graus]	Valor de p.p. co [V]	Ângulo [graus]
1	3395,4	0	3395,6	240	3395,6	120
5	67,5	81	67,5	281	67,5	321

Da tabela 2 constata-se que adotou-se as tensões fundamentais como equilibradas e de valor de pico igual a 3395,6 V, o que é equivalente a 4,16 kV fase-fase eficaz. A inclusão de um pequeno conteúdo harmônico de ordem 5, de cerca de 2% da fundamental, de sequência negativa, representa possíveis distorções do barramento associadas a outras fontes que não o conversor propriamente dito. Esta distorção de tensão, contribui para a criação de desequilíbrios que justificam a necessidade do método proposto.

Tendo em vista a relevância do sistema de disparo para os estudos em questão, os resultados serão apresentados na forma de dois casos básicos. Para ambos, o ângulo de comutação é nulo.

6.1. Caso 1 - Sistema de Disparo PLL

Neste caso, o sistema foi processado e

a convergência atingida já na 1ª iteração. Inicialmente, a 1ª iteração simula o barramento para a confirmação da situação geral do sistema. A situação final do barramento 9, quanto ao conteúdo harmônico para duas tensões é ilustrada na Tabela 3.

Tabela 3 - Tensões finais do barramento 9 para o caso 1.

Order harmônica	Fase A		Fase B		Fase C	
	Valor de p.p. co [V]	Ângulo [graus]	Valor de p.p. co [V]	Ângulo [graus]	Valor de p.p. co [V]	Ângulo [graus]
1	3395,4	355,2	3395,4	235,2	3395,4	115,2
2	67,5	81,7	67,5	201,7	67,5	321,7
3	290,1	267,1	290,1	27,1	290,1	347,1
7	295,5	265,7	295,5	145,7	295,5	25,7
11	241,2	84,3	241,2	204,3	241,2	324,3
13	259,4	86,3	259,4	326,3	259,4	206,3
17	266,9	261,3	266,9	21,3	266,9	146,3
19	268,5	264,7	268,5	144,7	268,5	24,7

Dos resultados verifica-se que os harmônicos produzidos foram apenas os característicos, e como consequência, as distorções produzidas pelo conversor são de ordem 6n ± 1. A tensão harmônica de ordem 2 permaneceu constante.

Para a condição final, os disparos associados a $\alpha = 0^\circ$, são aqueles fornecidos pela Tabela 4, de onde se verifica que a defasagem foi mantida igual a 60° .

Tabela 4 - Pulsos de disparo para a condição final do caso 1.

Pulso	Ângulo de disparo (graus)
1	24,87
2	84,87
3	144,87
4	204,87
5	264,87
6	324,87

6.2. Caso 2 - Sistema de disparo CIP

Utilizando como condições iniciais as mesmas empregadas para o caso 1 processou-se diversos estudos substituindo-se o método de disparo. Os resultados comentados a seguir estão associados a $\alpha = 0^\circ$.

Para o caso, os desequilíbrios dos pulsos é responsável por variações, a cada iteração, do conteúdo harmônico não-característico. Os harmônicos característicos não foram significativamente afetados em magnitude, embora apresentem variações de seus ângulos de fase. Estes fatos resultaram num processo gradativo de alterações harmônicas que levaram o sistema, após 4 iterações a convergência. Os resultados indicados nas figuras 7 e 8 indicam as tensões harmônicas características e não-características, respectivamente, ao longo do processo.

A situação do barramento 9 no que tange as suas tensões, após 4 iterações, é que deve ser entendido como seu ponto de operação final é ilustrada pela Tabela 5.

Os ângulos dos pulsos de disparo, para $\alpha = 0^\circ$, são: $\theta_1 = 13,34^\circ$, $\theta_2 = 73,34^\circ$, $\theta_3 = 133,34^\circ$, $\theta_4 = 193,34^\circ$, $\theta_5 = 253,34^\circ$, $\theta_6 = 313,34^\circ$, de onde se percebe o desequilíbrio introduzido pela distorção.

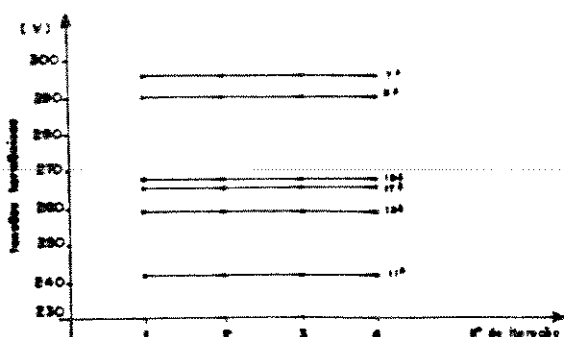


Figura 7 - Comportamento dos harmônicos característicos em função do número de iterações.

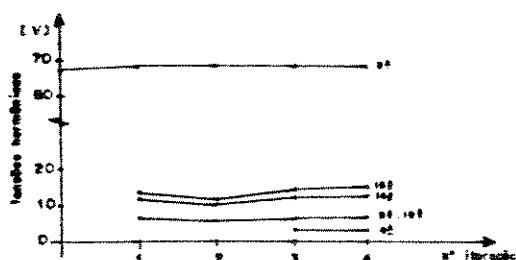


Figura 8 - Comportamento dos harmônicos não característicos em função do número de iterações.

Tabela 5 - Tensões finais para o barramento 9 - caso 2.

Ordem harmônica	Fase A		Fase E		Fase C	
	Valor de p_i [V]	Ângulo de p_i [graus]	Valor de p_i [V]	Ângulo de p_i [graus]	Valor de p_i [V]	Ângulo de p_i [graus]
1	8462,4	355,9	8462,4	235,9	8462,4	115,9
2	69,4	87,7	69,4	707,7	69,4	522,7
4	4,6	141,9	4,6	22,9	4,6	261,9
5	293,0	333,0	293,0	95,0	293,0	213,0
7	295,4	0,3	295,4	240,3	295,4	120,3
8	9,5	11,4	9,5	151,4	9,5	251,4
10	9,5	31,6	9,5	271,6	9,5	151,6
11	241,0	235,7	241,0	355,7	241,0	115,7
13	259,0	267,7	259,0	147,7	259,0	22,7
14	14,8	275,5	14,8	35,5	14,8	155,5
15	15,8	305,0	15,8	165,0	15,8	65,0
17	255,3	135,3	255,3	255,3	255,3	15,3
19	257,7	167,7	257,7	47,7	257,7	257,7

Destaca-se que para o critério de convergência utilizado, as tensões cujos níveis se apresentarem inferiores a 1% da tensão fundamental não foram considerados no processo.

7. CONCLUSÕES

Este trabalho procurou apresentar os primeiros resultados de um programa computacional elaborado para estudos da geração e propagação harmônica em sistemas elétricos. Relativamente a outros meios de cálculo atualmente disponíveis, destaca-se o fato de que o mesmo emprega uma modelagem trifásica de todos os elementos que entram na composição de um complexo elétrico. Com isto, pode-se estudar os efeitos das mais diferentes formas de assimetria presente nas redes e/ou cargas. Embora os recursos computacionais existentes permitam toda esta flexibilidade, o que se iden-

tifica plenamente com a realidade da operação dos fenômenos associados a harmônicas, a questão da assimetria não foi explorada no texto e nos resultados. De fato, a maior preocupação foi enfatizar a necessidade do processo iterativo nestes tipos de cálculos.

Além dos casos apresentados no trabalho, outros conduzindo a ressonâncias também foram analisados. Nestes, o máximo número de iterações foi atingindo sem que houvesse a situação de equilíbrio. Para tais situações os resultados finais são pouco significativos para uma análise física, razão pela qual os mesmos foram omitidos do texto.

Quanto as modelagens utilizadas para os diferentes componentes do sistema elétrico, como referido, o programa pode utilizar de diferentes propostas feitas na literatura. Com relação a este aspecto, observa-se que foram empregados os modelos mais simples, sendo que a análise e verificação experimental daqueles, talvez mais apropriados, deverão constituir, no futuro, assunto para novas discussões.

Dentro do critério de convergência empregado, conclui-se que o uso das correntes ou tensões harmônicas é praticamente indiferente. Todavia, um dos pontos de maior preocupação de quais os níveis que devem entrar no critério comparativo. Neste particular, concluiu-se que apenas aqueles superiores à 1% da fundamental devem ser considerados.

8. BIBLIOGRAFIA

- (1) Phadke, A.G., and Harlow, J.H.: "Generation of abnormal harmonics in high voltage AC/DC power systems", IEEE Trans., 1968, PAS-87, pp. 873-883.
- (2) Subba Rao, T., and Reeve, J.: "Harmonics caused by imbalanced transformer impedances and imperfect 12-pulse operation in HVDC conversion", IEEE Trans. 1976, PAS-95, pp. 1737-1737.
- (3) Resende, J.W., de Oliveira, J.C. and Yacanini, R. "A generalised approach to harmonic calculations in multiple 6/12 pulse thyristor controlled reactors" - 20th Universities Power Engineering Conference Huddersfield Polytechnic, UK, 2nd-4th April 1985, pp. 216-221.
- (4) Ainsworth, J.D. - "Harmonic instability between controlled static converters and AC networks", Proc. IEE 1987, 114, pp. 949-957.
- (5) Steeper, D.E., and Stratford, F.P. - "Reactive compensation and harmonic suppression for industrial power system using thyristor converters", IEEE Trans. 1976, IA-12, pp. 252-254.
- (6) Kitchin, R.H. - "New method for digital computer evaluation of converter harmonics in power systems using state variable analysis", IEE Proc. C, Gener., Trans. & Distrib., 1981, 128, pp. 190-207.
- (7) Reeve, J., and Subba Rao, T. "Dynamic analysis of harmonic interaction between AC and DC power systems", IEEE Trans. 1977, PAS-96, pp. 840-876.
- (8) Yacanini, R., and Oliveira, J.C. - "Comprehensive calculation of converter harmonics with system impedances and control representation." Proc IEE 1981, 128, pp. 94-102.
- (9) Feres, J.A.C. e Oliveira, J.C. - "Equivalentes de sistemas para estudos de penetração harmônica", VIII SNPTIL, Grupo IV 1986.

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{L_1}(\omega_2^2 \omega_4^2 + \omega_3^2 \omega_4^2 + \omega_2^2 \omega_3^2) + \frac{1}{L_2}(\omega_1^2 \omega_3^2 + \omega_1^2 \omega_4^2 + \omega_3^2 \omega_4^2) \\
& + \frac{1}{L_3}(\omega_1^2 \omega_2^2 + \omega_1^2 \omega_4^2 + \omega_2^2 \omega_4^2) + \frac{1}{L_4}(\omega_1^2 \omega_2^2 + \omega_1^2 \omega_3^2 + \omega_2^2 \omega_3^2) = \\
& = W_1^2 W_2^2 + W_1^2 W_3^2 + W_2^2 W_3^2 \\
& \frac{1}{L_1}(\omega_2^2 \omega_3^2 \omega_4^2) + \frac{1}{L_2}(\omega_1^2 \omega_3^2 \omega_4^2) + \frac{1}{L_3}(\omega_1^2 \omega_2^2 \omega_4^2) \\
& + \frac{1}{L_4}(\omega_1^2 \omega_2^2 \omega_3^2) = W_1^2 W_2^2 W_3^2
\end{aligned}$$

Assim tem-se um sistema de 4 equações nas incógnitas:

$$\frac{1}{L_1}, \frac{1}{L_2}, \frac{1}{L_3} \text{ e } \frac{1}{L_4}.$$

Uma vez avaliadas as indutâncias L_1, L_2, L_3 e L_4 , as capacitâncias podem ser facilmente avaliadas através da expressão (3.3-2).

Este sistema de equações pode ser facilmente generalizado para n ramos LC, e é óbvio que um maior número de ramos representa melhor o sistema a ser simulado, exigindo para tanto o conhecimento das n frequências de ressonância que determinam as impedâncias mínimas do sistema, bem como $n-1$ frequências de ressonância que determinam as impedâncias máximas.

Uma vez que o lugar geométrico da impedância normalmente se inicia na frequência nula, significando reatância nula para corrente contínua, a frequência de ressonância do primeiro ramo será nula, e este ramo não conterá capacitância.

O circuito equivalente de ramos paralelos de arranjos LC série apresenta impedância nula para as frequências de ressonância de cada ramo LC série, e impedância infinita para as frequências de ressonância que dependem da configuração de todo o circuito equivalente, sendo que os valores das resistências são introduzidos posteriormente.

Este procedimento garante o encontro de um circuito equivalente que apresenta um espectro de frequências correto no que tange às frequências de ressonância e valores divergentes para as impedâncias máximas. A correção desta disparidade requer um redimensionamento de todas as indutâncias e capacitâncias com a utilização de um fator de escala. Este fator de escala é obtido pela razão entre a reatância do sistema real e a reatância do circuito equivalente numa certa frequência

na qual se requer a melhor aproximação do valor da impedância.

O redimensionamento é feito multiplicando-se todas as indutâncias e dividindo-se todas as capacitâncias pelo mesmo fator de escala, o que garante a manutenção das frequências de ressonância para o novo circuito obtido.

Fatores de escala podem ser calculados para diversas frequências, resultando logicamente em diferentes circuitos equivalentes. Neste caso, pode-se escolher um valor intermediário entre eles que resulte num circuito equivalente mais próximo daquele representado pelo lugar geométrico da impedância original do sistema.

3.4 - Definição do ângulo máximo da impedância harmônica

Os lugares geométricos das impedâncias dos equivalentes de sistemas situam-se à direita do eixo vertical, podendo ser contidos dentro de círculos tangentes à origem. Além disso, uma grande parte de todos os lugares geométricos situam-se à direita das retas que formam ângulos de cerca de $\pm 80^\circ$ com o eixo horizontal (3).

Deste modo, pode-se assumir uma região que contenha o lugar geométrico da impedância de um sistema elétrico. Esta região pode então ser definida por um raio e pelos ângulos $\pm \phi_m$ com a horizontal conforme a ilustração 3.4-1.

A região delineada não fornece uma maneira exata para se determinar a impedância apresentada pelo sistema numa certa frequência, indicando apenas que a impedância se localiza na região.

Uma vez que a dimensão do raio é função da situação de carregamento do sistema, e portanto variável, assume-se que a região em questão é definida pelo ângulo ϕ_m e por um raio indeterminado. Apesar da incerteza da impedância apresentada por esta região, ela é utilizada no projeto de filtros de harmônicas.

Ao instalar-se um filtro está-se interessado em minimizar a tensão harmônica. A minimização da tensão harmônica não requer a minimização apenas da impedância do filtro numa certa harmônica, Z_{hf} , mas a minimização da impedância Z_h resultante da combinação paralela da impedância do filtro, Z_{hf} , e a impedância do sistema c.a., Z_{hs} . Ou seja, há a necessidade de maximizar a admitância resultante, uma vez que não há possibilidade de se alterar a corrente harmônica injetada no sistema c.a., e a tensão harmônica é dada, então por:

$$|V_h| = \frac{|I_h|}{|Y_{hf} + Y_{hs}|} \quad (3.4-1)$$

Sob o ponto de vista de projeto de filtros, o pior caso ocorreria quando $|Y_{hf} + Y_{hs}|$ fosse minimizada pois neste caso a tensão harmônica seria maximizada.

Se o sistema c.a. tem uma limitação no seu ângulo de impedância, ou seja, o ângulo de impedância ϕ , para qualquer frequência é limitado entre $\pm\phi_m$, onde $0^\circ < \phi_m < 90^\circ$, é possível verificar que a maior tensão harmônica, com a inclusão do filtro, ocorre se $\phi = \phi_m$ (3).

Desde que nenhuma limitação seja imposta ao $|Y_{hs}|$ é facilmente encontrado o valor que minimiza $|Y_h|$ e que portanto maximiza $|V_h|$.

Supondo que Y_{hf} é a admitância assumida para o filtro, a admitância do sistema c.a., Y_{hs} , contida na região hachuriada da ilustração 3.4-2 e que minimiza Y_h é aquela situada à 90° da admitância total Y_h .

Dependendo do valor de ϕ_m é possível estabelecer o lugar geométrico das admitâncias do sistema c.a. que minimiza Y_h , e assim é possível afirmar que o pior caso, ou seja a ocorrência da maior tensão harmônica, é para um equivalente de sistema totalmente capacitivo (-90°) com um filtro de comportamento indutivo. Já para um filtro de comportamento capacitivo, o pior caso ocorreria para um equivalente de sistema totalmente indutivo ($+90^\circ$).

Dentro desta filosofia de definição de limites para o ângulo das impedâncias, destaca-se uma recomendação para equivalentes de sistemas (4), na qual:

$$\text{para } h \leq 13 \rightarrow \phi_m = \pm 75^\circ,$$

$$\text{para } h \geq 23 \rightarrow \phi_m = \pm 70^\circ,$$

$$|Z_{\min}| = \frac{V^2}{S_{cc}} \sqrt{h} \quad \text{para } h \geq 10, \quad (3.4-2)$$

$$|Z_{\max}| = 1000\Omega \quad \text{para } \forall h,$$

onde $Z_{\min}$ e $Z_{\max}$ são respectivamente as impedâncias mínima e máxima.

Esta proposta deve ser entendida como uma sugestão útil para a definição de filtros para o atendimento da pior situação, e não para descrever o comportamento, nem aproximado, da impedância do sistema em função da frequência, e portanto inadequado para um estudo de penetração harmônica.

3.5 - Tabelas

Dadas as dificuldades de se avaliar a impedância equivalente de um sistema c.a., é razoável a simples utilização de tabelas dos valores das impedâncias (módulo e ângulo) em função da frequência. Naturalmente, este procedimento exige profundos conhecimentos sobre o comportamento do sistema. Isto pode ser obtido através de medições diretas ou por simulação completa do sistema envolvido.

4. APLICAÇÃO DOS MODELOS

Para se estabelecer bases comparativas entre os modelos apresentados, optou-se pela simulação do sistema utilizado por Hingorani et al. (1).

Este sistema apresenta à 60 Hz uma impedância igual à $Z_{60} = 5,22 + j45,39\Omega$, apresenta também valores máximos de impedância nas frequências de 340; 489; 700; 780; 900 e 1100 Hz e apresenta valores mínimos de impedância nas frequências de 0; 450; 575; 720; 880; 1025 e 1300 Hz. As impedâncias mínimas extraídas do sistema valem respectivamente 5; 60; 30; 250; 150; 100 e 5Ω . O comportamento global da variação da impedância do sistema em função da frequência é mostrada na ilustração 2-1 através de um diagrama polar da impedância.

A simulação deste sistema conforme os modelos descritos no item 3 e resultados correspondentes são relatados a seguir.

4.1 - Modelo da reatância de curto-circuito corrigida

Uma vez que a reatância de curto-circuito de um sistema é tradicionalmente utilizada como a reatância a 60 Hz deste sistema e levando-se em conta que o sistema simulado neste trabalho apresenta à 60 Hz uma impedância com partes real e imaginária do tipo $Z_{60} = R_{60} + jX_{60}$, a impedância para as diversas harmônicas foi calculada assumindo-se invariância na parte real. Deste modo a impedância à h-ésima harmônica, Z_h foi calculada como $Z_h = R_{60} + jhX_{60}$. Os resultados obtidos são fornecidos na tabela 4.5-1 e serão comentados posteriormente.

4.2 - Modelo de Bowles

O cálculo dos parâmetros do equivalente de Bowles envolve a solução de um sistema algébrico de 2º grau e que portanto apresenta duas respostas.

Assim os equivalentes de sistema obtidos foram designados por Bowles 1 e Bowles 2.

Os parâmetros calculados para o equivalente de Bowles 1 foram $R = 98,58\Omega$ e $L = 61,84 \text{ mH}$; já para o equivalente de Bowles 2 foram $R = 5,29\Omega$ e $L = 118,78 \text{ mH}$.

A ilustração 4.2-1 apresenta o comportamento da impedância em função da frequência para os dois equivalentes e, na tabela 4.5-1 pode-se observar os resultados numéricos conseguidos.

4.3 - Modelo de Hingorani et al.

Uma vez que o espectro do sistema a ser simulado apresenta valores mínimos de impedância em sete frequências distintas, o equivalente de Hingorani et al. calculado tem sete ramos conforme a ilustração 4.3-1. Para o circuito ilustrado e com base nos pontos de ressonância detectados chegou-se aos parâmetros fornecidos a seguir.

$$\begin{array}{lll}
 R_1 = 5\Omega & L_1 = 118,9 \text{ mH} & \\
 R_2 = 60\Omega & L_2 = 502,5 \text{ mH} & C_2 = 0,2489 \mu\text{F} \\
 R_3 = 30\Omega & L_3 = 208,3 \text{ mH} & C_3 = 0,3677 \mu\text{F} \\
 R_4 = 250\Omega & L_4 = 1682 \text{ mH} & C_4 = 0,0290 \mu\text{F} \\
 R_5 = 150\Omega & L_5 = 1288 \text{ mH} & C_5 = 0,0253 \mu\text{F} \\
 R_6 = 100\Omega & L_6 = 166,2 \text{ mH} & C_6 = 0,1449 \mu\text{F} \\
 R_7 = 5\Omega & L_7 = 37,87 \text{ mH} & C_7 = 0,3956 \mu\text{F}
 \end{array}$$

A frequência utilizada como referência para o cálculo do fator de escala foi 200 Hz para a qual a impedância é praticamente uma reatância pura de valor aproximado de 200Ω .

4.4 - Ângulo máximo da impedância harmônica

Uma vez que o sistema a ser simulado é conhecido na faixa de 0 a 1300 Hz, a utilização da recomendação para equivalentes de sistemas leva a:

$$\phi_m = \pm 75^\circ$$

$$|Z_{\min}| = \frac{V^2}{S_{cc}} \sqrt{h}; \quad h = 10, 11, 12, 13$$

$$|Z_{\max}| = 1000\Omega$$

A definição de que apenas as ordens harmônicas acima da 10ª são enfocadas pela recomendação acima deve-se, provavelmente, ao fato do método ser apropriado a estudos sobre projeto de filtros. Como os sistemas conversores convencionais são de 12 pulsos, isto implica que apenas harmônicas superiores à 11ª constituem motivos de preocupações. Baseando-se nestes objetivos o método não traz previsões sobre o comportamento do ângulo da impedância entre a 14ª e a 22ª harmônicas, além de nada afirmar sobre o módulo da impedância mínima para harmônicas inferiores à 10ª.

A reatância de curto-circuito foi adotada aqui como a reatância apresentada pelo sistema a 60 Hz, X_{60} .

4.5 - Resultados

A tabela 4.5-1 apresenta as impedâncias (módulo e ângulo) calculadas segundo os modelos de equivalentes de sistema simulados até a 15ª harmônica (900 Hz).

A ilustração 4.5-1 mostra os espectros de frequência obtidos para o sistema simulado segundo os modelos de Hingorani et al., Bowles 1 e a reatância de curto-circuito corrigida, e para o estabelecimento de bases comparativas, o espectro do sistema real simulado.

Pela tabela 4.5-1 observa-se que o equivalente de Bowles 2 e o modelo que utiliza a reatância de curto-circuito corrigida apresenta praticamente os mesmos resultados de módulo e ângulo de impedância para cada harmônica enfocada.

A faixa de validade até a 5ª harmônica, alegada para o modelo de Bowles mostrou-se inadequada para o presente caso e outros estudados. Dentre os dois equivalentes de Bowles obtidos, o que mais se aproxima do sistema real (até a 5ª harmônica) é o equivalente Bowles 2. Mesmo assim, a aproximação do equivalente de Bowles 2 ao sistema real se restringe ao ângulo da impedância, uma vez que o módulo da impedância do sistema real, no presente caso, apresenta valores bastante superiores à aqueles encontrados pelo modelo Bowles 2.

Assumindo-se a faixa total de frequências utilizada (até 1300 Hz), o único modelo simulado que melhor traduziu o comportamento do sistema real, resultando em valores bastante próximos de módulo e ângulo da impedância calculada foi o modelo de Hingorani et al., como pode ser constatado nas curvas (a) e (b) da ilustração 4.5-1.

5. CONCLUSÕES

Dos resultados obtidos conclui-se que dos modelos propostos o único que se aproxima do comportamento real do sistema é o equivalente proposto por Hingorani et al.. Destaca-se porém, que para a obtenção deste equivalente, é necessário o conhecimento do comportamento da impedância do sistema, traduzida pelas frequências de ressonância do mesmo. Estas informações não são triviais e exigem, para sua definição simulações completas e apropriadas das áreas envolvidas, ou, uma medição da impedância harmônica de forma direta. É exatamente neste sentido que se situa um dos pontos mais polêmicos da questão, pois, já que a impedância harmônica está sendo medida ou calculada, o espectro harmônico da impedância poderá ser integralmente fornecido e não haveria necessidade de modelos de equivalentes. Naturalmente existe, com o modelo, uma sistematização melhor de representação o que, para estudos, é sempre atrativo.

Quanto aos demais modelos, todos levam a imprecisões para estudos de penetração harmônica. Torna-se entretanto necessário ressaltar que para estudos específicos, como é o caso do projeto de filtros, formas simplificadas podem ser eficientemente empregadas.

Um fato importante que não deve ser esquecido é a localização do equivalente a ser simulado em relação à fonte de harmônicas. Para grandes proximidades convém a utilização de um modelo bastante fiel, ou seja recomenda-se o modelo de Hingorani et al.. Já para localizações remotas do equivalente em relação à fonte de harmônicas, um modelo simplificado como a simples utilização da reatância de curto-circuito corrigida pode ser utilizada sem grandes influências nos resultados de tensões e/ou correntes harmônicas calculadas.

BIBLIOGRAFIA:

- [1] HINGORANI, N.G. e BURBERRY M.F. - "Simulation of AC System Impedance in HVDC System Studies" - IEEE PAS - vol. PAS-89, nº 5/6, 1970.
- [2] BOWLES, J.P. - "AC System and Transformer Representation for HVDC Transmission Studies" - IEEE - PAS - vol. PAS 89, nº 7, 1970.
- [3] KIMBARK, E.W. - "Direct Current Transmission" - John Wiley & Sons, 1971.
- [4] ASEA Information, "HVDC Seminar" - LFS February 1974.

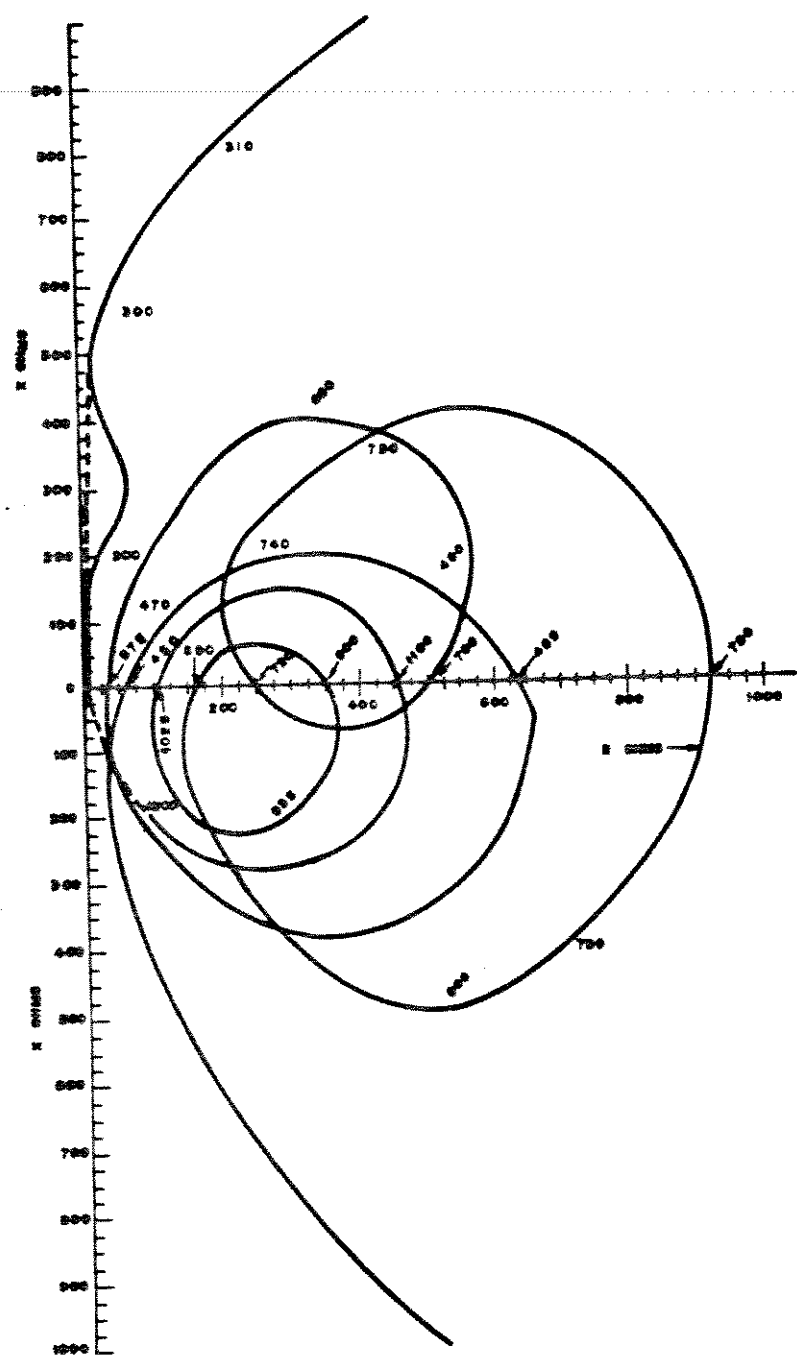


Ilustração 2-1 - Diagrama polar da impedância em função da frequência para um sistema^T de potência.

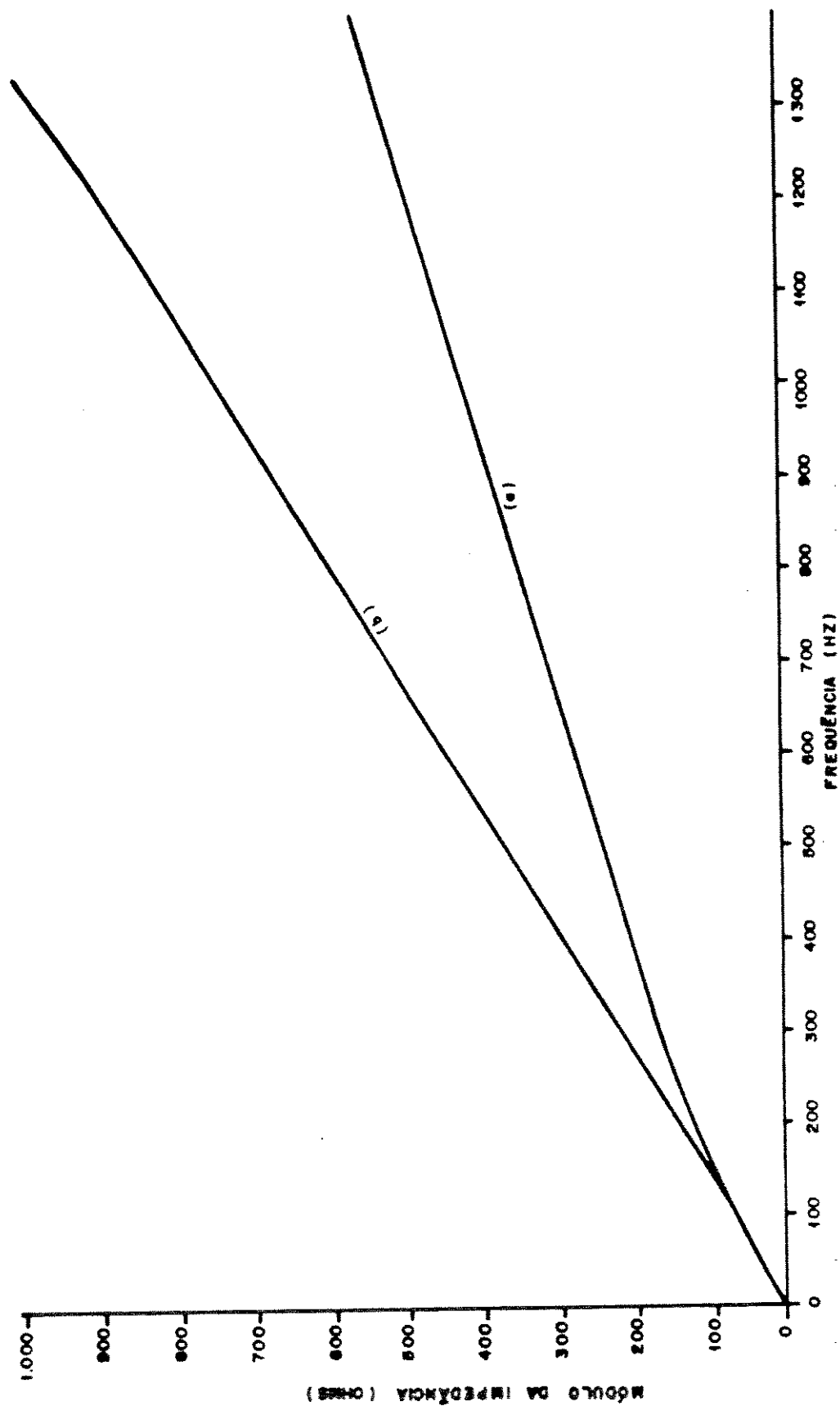


Ilustração 4.2-1 - Espectros de frequência dos equivalentes de Bowles
(a) Bowles 1
(b) Bowles 2

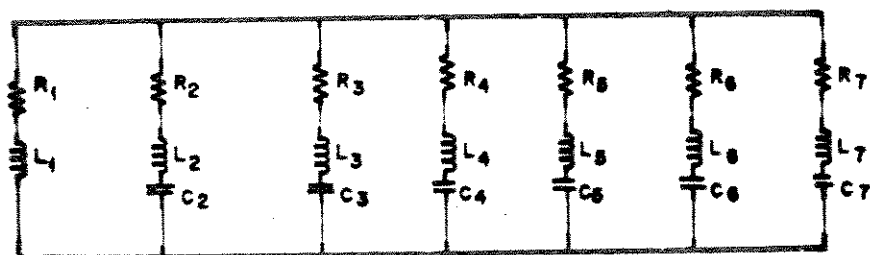


Ilustração 4.3-1 - Equivalente de Hingorani et al.
simulado.

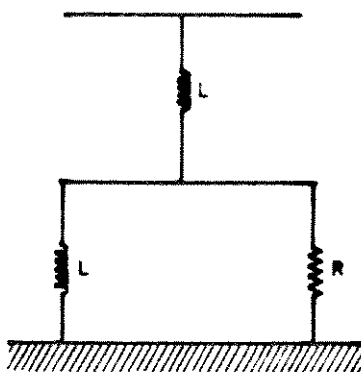


Ilustração 3.2-1 - Equivalente de Bowles

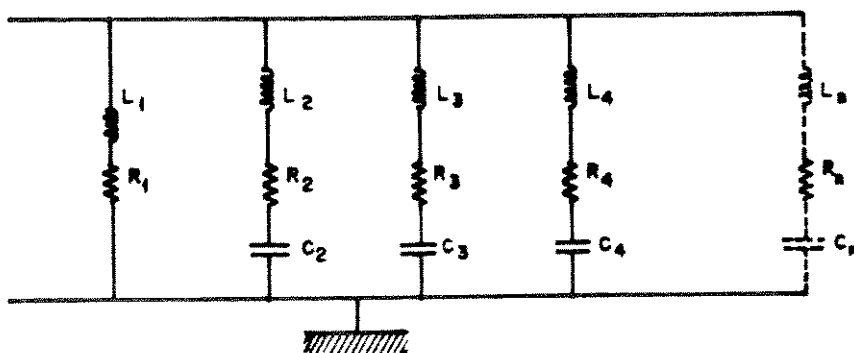


Ilustração 3.3-1 - Equivalente de Hingorani et al..

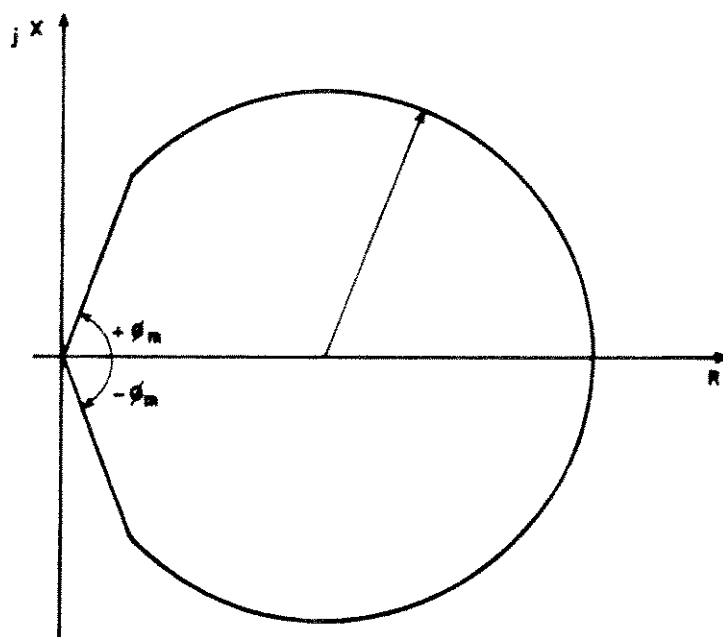


Ilustração 3.4-1 - Região que contém o lugar geométrico da impedância de um sistema elétrico.

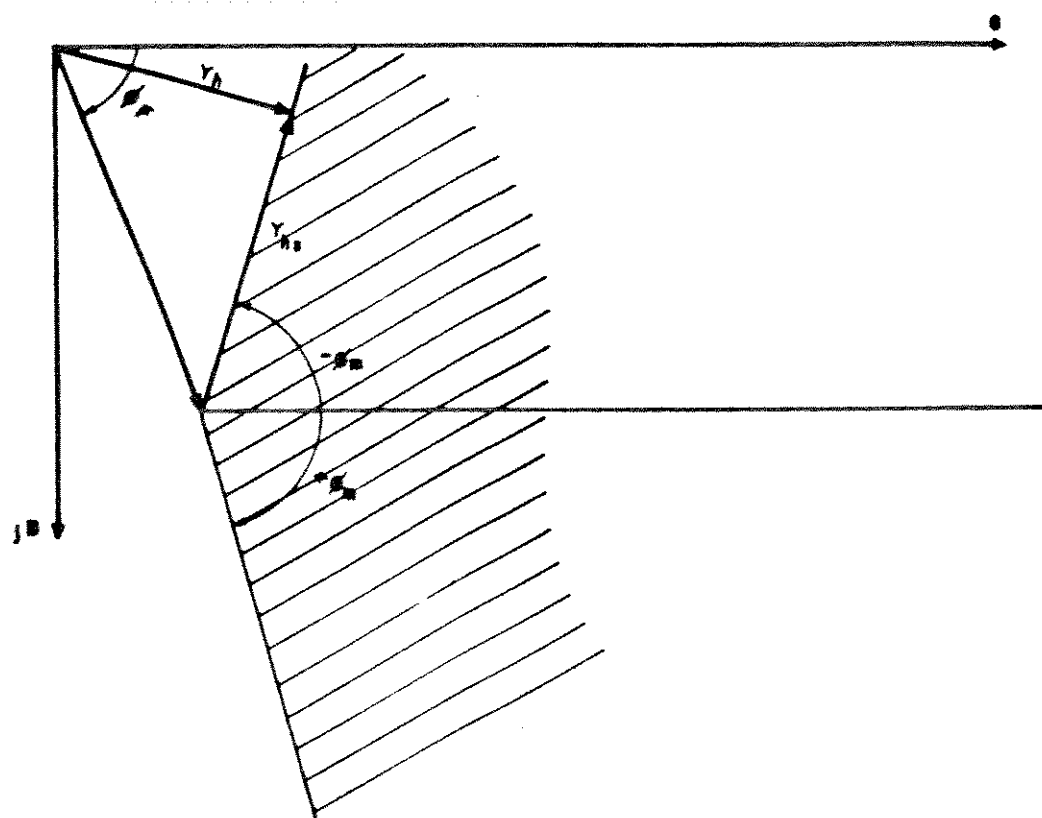


Ilustração 3.4-2 - Admitância resultante da combinação paralela sistema c.a. e filtro, na situação de minimização.

onde: $\hat{i}_h$ é o vetor de correntes harmônicas injetadas nas barras do sistema, e h é a ordem harmônica.

Deste modo tem-se a primeira iteração do método.

A partir da segunda iteração a formação de todas as tensões das barras (tensões fundamentais e harmônicas) pode ser genericamente expressa por:

$$\hat{V}_{h,novo} = \hat{V}_{h,velho} + [ZBUS(h)]\hat{\Delta i}_h \quad (3)$$

onde: $\hat{\Delta i}_h$ é a diferença de injeção (fundamental ou harmônica) entre duas iterações sucessivas, ou seja:

$$\hat{\Delta i}_h = \hat{i}_{h,novo} - \hat{i}_{h,velho} \quad (4)$$

onde: $h = 1, 2, 3, \dots, n$

Pode-se então adotar um critério de convergência para as tensões nas barras, devendo ser verificada tal convergência em todas as barras para todas as harmônicas inferiores a uma determinada ordem de referência. Este critério pode ser expresso por:

$$\left| \frac{\hat{V}_{h,novo} - \hat{V}_{h,velho}}{\hat{V}_{h,novo}} \right| \leq \bar{\epsilon} \quad (5)$$

onde: $\bar{\epsilon}$ é um vetor cujos elementos são todos iguais e expressam uma fração de erro.

Deste modo, se os elementos do vetor $\bar{\epsilon}$ forem iguais a 0,001 significa que a convergência será obtida dentro de um erro de 0,1%.

4. CONSIDERAÇÕES SOBRE AS FILSOFIAS DOS SISTEMAS DE CONTROLE PARA CONVERSORES E COMPENSADORES ESTATÍCIOS.

Os equipamentos conversores e compensadores existentes tem sua operação fundamentalmente governada por seus sistemas de disparo. Estes, em essência, devem produzir, para cada unidade trifásica, 6 pulsos de disparo e, com isto, definir potências do lado c.c., níveis de reativos, etc.. Para qualquer sistema, deve-se obter, a partir do sistema trifásico de alimentação, os denominados pulsos de sincronismo, derivados a partir dos instantes de tensões fase-fase nulas, conforme ilustrado na figura 2.

A partir dos pulsos de sincronismo, pode-se analisar um primeiro sistema de disparo. Para este, a injeção de um ângulo de disparo, α , é feita simplesmente adicionando-se a $S_1, S_2, \dots, S_6$, ângulos idênticos e iguais a α , obtendo-se então os pulsos $P_1, P_2, \dots, P_6$. Este método é denominado Controle Individual de Pulsos, CIP, e, pelo próprio princípio exposto, é susceptível de gerar um conjunto de pulsos que trarão o desequilíbrio e distorções da rede de alimentação.

Entretanto, citado método seja utilizado com a inclusão de filtros ou outras medidas preventivas, no início da década de 70, surgiu uma outra filosofia de disparo. Nesta, a ideia de continuar a gerar os pulsos de sincronização, estes não são utilizados diretamente para a produção dos disparos, pois tais são produzidos com intervalos regulares de 60° , independentemente do que ocorre com $S_1, S_2, \dots, S_6$. De fato, estes sincronismos são necessários apenas para a constatação de que os pulsos gerados, nos circuitos antes dos interruptores de polarização das válvulas tiristorizadas,

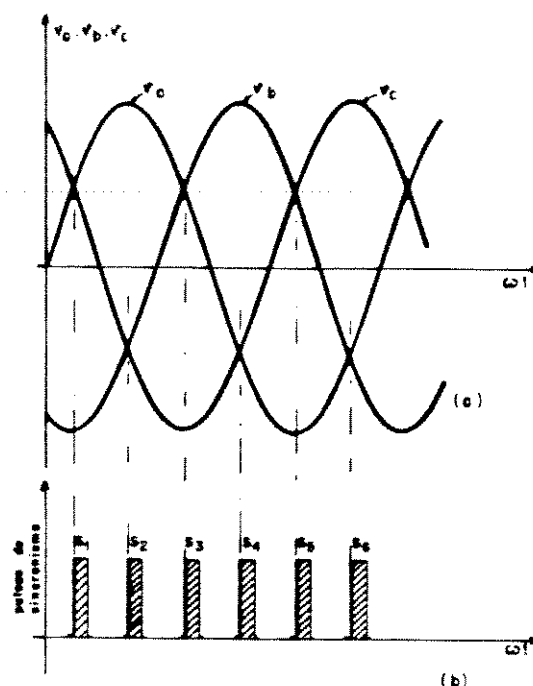


Figura 2 - Pulsos de sincronização
(a) tensões de alimentação
(b) pulsos

Em síntese, a diferença de comportamento entre os dois sistemas pode ser observada pelos dois conjuntos de pulsos de disparo indicados na figura 3, associados ao processo de Controle de Pulsos Individuais, CIP, e ao processo dos Pulsos Igualmente Espaçados, PII. As figuras 3(c) e 3(d) são relacionadas a $\alpha = 30^\circ$.

Das análises precedentes conclui-se que:

- (i) Se a tensão de alimentação é assimétrica distorcida, os pulsos de sincronismos ficam alterados correspondentemente.
- (ii) Se o método de disparo é o CIP, o conjunto de pulsos de disparo mantém $\alpha = 30^\circ$, porém os disparos acontecem com o desequilíbrio introduzido pela alimentação.
- (iii) Se o método de disparo é o PII, o conjunto de pulsos de disparo é simétrico (60° de defasagem entre os pulsos sucessivos), porém perde-se a característica de constância de α .

Destas observações conclui-se que, em função de um maior desequilíbrio nos pulsos, introduzido pela filosofia CIP, espera-se um maior conteúdo harmônico gerado pelo equipamento controlado. Isto será confirmado pelos resultados computacionais a serem discutidos posteriormente.

5. CARACTERÍSTICAS DO SISTEMA UTILIZADO

Embora diversos arranjos tenham sido simulados, optou-se por apresentar os resultados associados a um caso mais simples através do qual pode-se verificar o efeito iterativo de forma menos complexa. A figura 4 apresenta o sistema utilizado, o qual, pelas suas características, pode ser identificado a um arranjo tipicamente industrial.

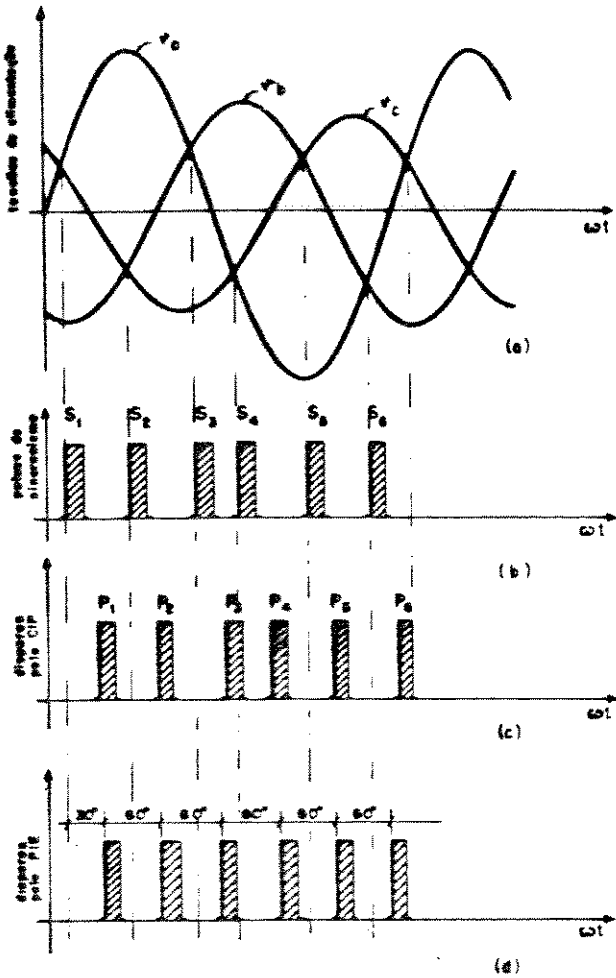


Figura 3 - Efeito de tensões desequilibradas no sistema de produção de pulsos.
(a) tensões de alimentação
(b) pulsos de sincronismo
(c) disparos através do CIP
(d) disparos através do FII

Os dados e modelagens pertinentes aos diversos componentes são resumidos a seguir:
(i) Cargas

O modelo empregado para as cargas $P + jQ$ obedece o indicado na Figura 5.

Embora o programa aceite outras modelagens para cargas, optou-se pela representação da figura 5, onde:

$$R = \frac{V^2}{P} \quad (6)$$

$$L = \frac{V^2}{\omega Q} \quad (7)$$

(ii) Equivalentes de Sistemas

Na figura 4 observa-se a existência de dois equivalentes de sistemas conectados respectivamente aos barramentos 2 e 5. De acordo com [9] existem cinco formas para se representar um equivalente para estudos harmônicos. Embora o programa aceite todas elas, para o presente trabalho, utilizou-se a impedância de curto-circuito nos dois barramentos.

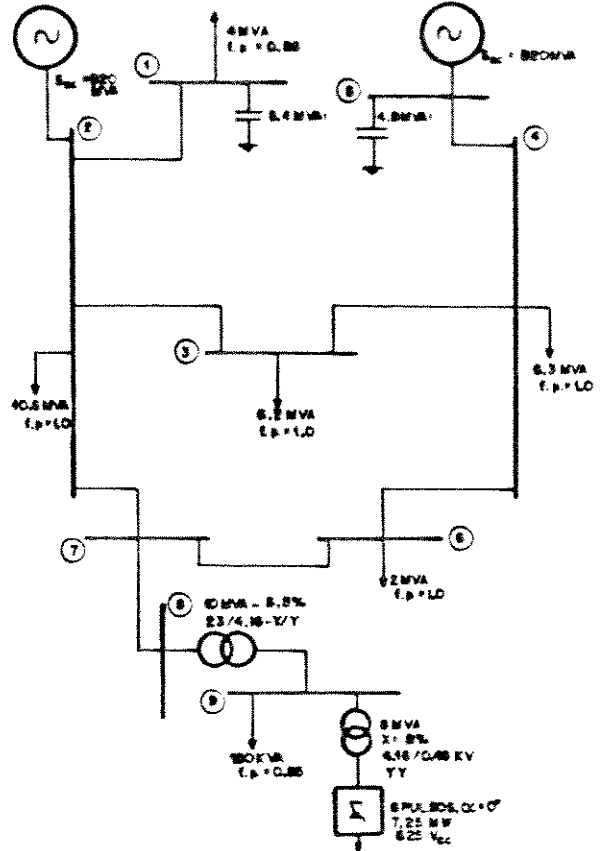


Figura 4 - Sistema utilizado

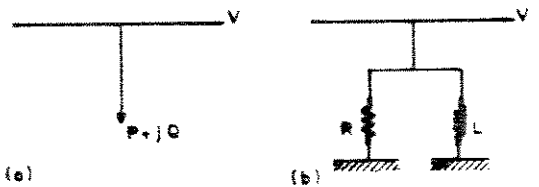


Figura 5 - Modelagem das cargas $P + jQ$
(a) Cargas
(b) Modelo de carga

(iii) Linhas

Para as diversas linhas constituintes do sistema empregou-se o modelo ilustrado na figura 6. Destaca-se que o programa aceita outras formas para a representação das mesmas.

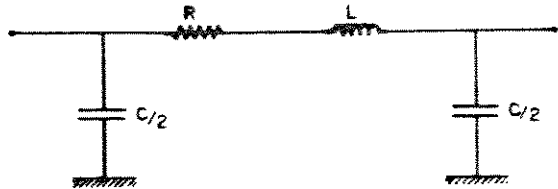


Figura 6 - Modelo das linhas.

Os parâmetros empregados para as linhas são fornecidos na Tabela 1.

GRUPO IV - SISTEMAS DE POTÊNCIA - (GSP)

A UTILIZAÇÃO DE UM PROCESSO ITERATIVO NO ESTUDO DE PENETRAÇÃO
HARMÔNICA EM SISTEMAS DE POTÊNCIA

F.A.C. PIRES

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

J.C. OLIVEIRA

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

RESUMO

Este trabalho descreve um método computacional para estudos de penetração harmônica em sistemas de potência. O processo tem como principal característica o fato de considerar a inter-dependência entre as fontes geradoras de frequências harmônicas, sistema alimentador e a operação do controle destas fontes. Além de estabelecer este relacionamento, o método utilizado é bastante completo no que se refere a diversificação das cargas não-lineares, suas representações, bem como, da modelagem da rede elétrica. Utiliza-se um tratamento trifásico, com as fases sendo independentemente representadas, tanto para as cargas como para a rede elétrica, e através de um processo iterativo é estabelecida a inter-dependência desejada entre as fontes harmônicas e o sistema elétrico. O processo utilizado apresenta avanços substanciais sobre outros métodos de investigação do fluxo harmônico, uma vez que as cargas não-lineares não são consideradas isoladamente do sistema ao qual estão conectadas, mas em conjunto com este. São apresentadas as bases do processo iterativo e um resumo de resultados computacionais que ilustra sobre a importância da questão.

1. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos tem havido um crescente interesse pela área da geração, cálculo e efeitos das harmônicas. De fato, a utilização de conversores estáticos de reativos, de fontes a arco, etc., tem aumentado em número e porte, resultando num agravamento da questão. Procurando controlar o grau das distorções que podem ser originados, os órgãos competentes têm procurado estabelecer critérios para que as "poluições" harmônicas não cheguem a níveis preocupantes. Neste sentido, para os sistemas já em operação, a forma mais adequada para a verificação se os limites recomendados estão sendo violados ou não, é a medição direta. Todavia, para aqueles ainda em fase de planejamento, a simulação seria a única possibilidade para estudar e concluir sobre problemas, e para eventuais soluções a serem adotadas para a garantia do padrão de suprimento elétrico.

Devido à grande complexidade das redes elétricas, desde que apresente um grau de precisão aceitável, a simulação computacional é a mais rápida, eficiente e econômica. É neste campo que este trabalho procurará dar sua contribuição, apresentando e discutindo técnicas de modelagem e resultados computacionais obtidos a partir de um programa elaborado para a determinação dos níveis harmônicos gerados por cargas não-lineares e sua penetração no sistema elétrico.

São várias as publicações que relatam sobre cálculos de harmônicas produzidas por cargas não-lineares, operando sob condições idealizadas ou não, porém, todas baseiam-se na operação isolada destas [1], [2], [3]. São também comuns os processos de cálculo de penetração harmônica que, baseando-se nos resultados encontrados nos estudos das fontes tratadas isoladamente, fazem sua injeção na rede elétrica determinando posteriormente o fluxo harmônico no sistema. Esta suposta independência é indevida, e a necessidade de um inter-relacionamento carga-sistema-controle é plenamente justificável em face às várias situações práticas encontradas [4], [5]. Para sanar o problema existem dois caminhos a serem seguidos para a modelagem completa do sistema. O primeiro utiliza uma análise no domínio do tempo [6], [7], que tem como vantagem adicional o fato de descrever o regime transitório. Neste, estabelece-se um conjunto de equações diferenciais que descrevem o sistema, o qual é resolvido empregando-se soluções numéricas. Dentro deste raciocínio, as harmônicas são calculadas através de uma representação ponto-a-ponto para as correntes e tensões, de onde se conclui que a precisão dos resultados é fortemente afetada pelo passo de integração adotado. Assim, para uma alta precisão há a necessidade de grandes memórias e tempo de execução. Um segundo método para a determinação do fluxo harmônico é descrever o conjunto formado pela carga, sistema elétrico e controler, por equações que o retratem em regime permanente, ou seja, utilizando-se o tratamento no domínio da frequência [8]. Com tal procedimento, grandes sistemas podem ser analisados, com relativa precisão, através de um eficiente uso do tempo de execução e memória computacional.

cional. Na eventualidade de uma condição crítica de instabilidade harmônica, causada por ressonâncias ou outros efeitos, o processo repetitivo de cálculo não conduz a uma solução definida, porém indica altos níveis harmônicos continuamente sob variação.

2. A NECESSIDADE DO MÉTODO ITERATIVO PARA A INVESTIGAÇÃO COMPUTACIONAL DO FLUXO HARMÔNICO.

Dentre as cargas não-lineares, mais comumente encontradas nos sistemas elétricos atuais, o conversor estático trifásico é um dos de maior destaque, assim o utilizaremos para justificar a necessidade do processo iterativo anteriormente proposto.

Para tanto seja a Figura 1, ilustrando um retificador e correspondentes sistemas alimentador e de carga. A indicação da malha fechada para seu controle é típica para sistemas de c.c. ou vários processos industriais.

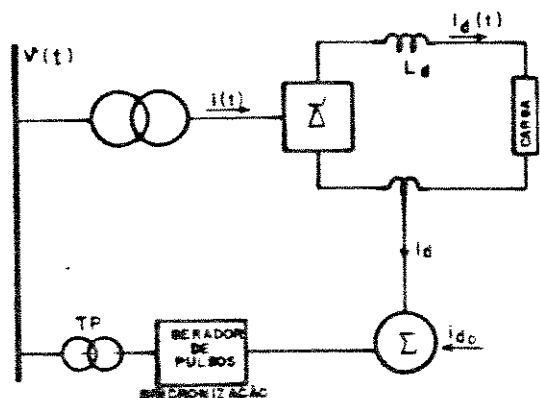


Figura 1 - Exemplo de carga não-linear ou de fonte harmônica.

Para o sistema considerado, a corrente de linha $i(t)$ apresenta, sob condições ideais de operação, harmônicas cujas ordens são dadas pela relação $(kp + 1)$, onde p é um número de pulsos da instalação e k um inteiro.

Ao se estabelecer uma estratégia de cálculo para as componentes harmônicas de $i(t)$, o procedimento clássico consiste em:

- (i) adotando-se $v(t)$, com o conversor desconectado, define-se os instantes de disparo do conversor;
- (ii) define-se a operação do conversor e com isto $i(t)$;
- (iii) determina-se o conteúdo harmônico de $i(t)$.

A partir deste último cálculo tem-se os níveis harmônicos produzidos pela instalação os quais são injetados na rede de alimentação. A injeção harmônica será, por sua vez, responsável por modificações da tensão do barramento, $v(t)$. Sendo esta tensão a base inicial de cálculo da operação do conversor, poderá ocorrer sensíveis alterações das correntes harmônicas produzidas, e assim por diante.

Este comportamento geral requer avaliações contínuas de operações sucessivas em busca de uma solução final. Isto pode ser executado através de um processo iterativo, até que entre duas soluções, não se registre alterações apreciáveis da tensão $v(t)$ e consequentemente da corrente $i(t)$. A existência de uma instabilidade harmônica implicará que

o processo de cálculo não convergirá para uma solução final, tal como ocorreria num sistema real.

3. O MÉTODO

O método iterativo proposto neste informe técnico pode tomar como ponto de partida o sistema sem as cargas não-lineares. Este estado do sistema pode perfeitamente ser avaliado através de um fluxo de carga tradicional à frequência fundamental.

Selecionando-se então as barras nas quais se conectam as cargas não-lineares pode-se avaliar a corrente fundamental além das injeções harmônicas correspondentes a cada uma delas. Assim o novo estado do sistema é descrito através das tensões fundamentais mais as tensões harmônicas cujas ordens foram geradas pelas cargas não-lineares, em cada uma das barras.

Se cada carga não-linear implicasse apenas em injeções harmônicas, demandando então uma corrente fundamental nula, as tensões fundamentais que descreviam o estado do sistema na ausência das cargas não-lineares se manteriam constantes. Porém essa hipótese não é verdadeira, sendo que as correntes fundamentais demandadas pelas cargas não-lineares implicam na mudança do estado do sistema à frequência fundamental.

De posse do novo estado do sistema (tensões fundamentais mais harmônicas), são reavaliadas a corrente fundamental bem como as injeções harmônicas devidas à cada carga não-linear, que novamente serão utilizadas para a avaliação do novo estado do sistema.

Este procedimento deve ser repetido até que a diferença relativa entre dois estados avaliados consecutivamente seja menor do que uma porcentagem pré-estabelecida. Essa diferença relativa deve ser testada não só para a frequência fundamental como para as harmônicas até uma determinada ordem.

Com base nestes argumentos, de caráter físico, procede-se ao tratamento matemático, o que é feito a seguir.

Para a implementação o método incorpora-se todos os elementos lineares do sistema na matriz $[ZBUS(h)]$, onde h indica a ordem harmônica para a qual se modela o sistema.

Deste modo tem-se, para a frequência fundamental as tensões das barras dadas pelo vetor V_1 ; e para as frequências harmônicas as tensões são expressas pelos vetores $V_h = 0$, uma vez que no sistema de potência ainda não estão presentes as cargas não-lineares.

A presença de uma carga não-linear numa barra do sistema implica no aparecimento de uma corrente na frequência fundamental mais correntes harmônicas nesta barra.

Deste modo tem-se para a frequência fundamental:

$$\hat{V}_{1\text{ novo}} = \hat{V}_1 + [ZBUS(1)]\hat{I}_1 \quad (1)$$

onde: $\hat{I}_1$ é um vetor cujos elementos não nulos correspondem às barras nas quais se tem cargas não-lineares conectadas, e cujos valores correspondem respectivamente à corrente fundamental demandada pela carga não-linear.

Já para as frequências harmônicas, as tensões são dadas por:

$$\hat{V}_{h\text{ novo}} = [ZBUS(h)]\hat{I}_h \quad (2)$$

APÊNDICE VII

A UTILIZAÇÃO DE UM PROCESSO ITERATIVO NO ESTUDO
DE PENETRAÇÃO HARMÔNICA EM SISTEMAS DE POTÊNCIA

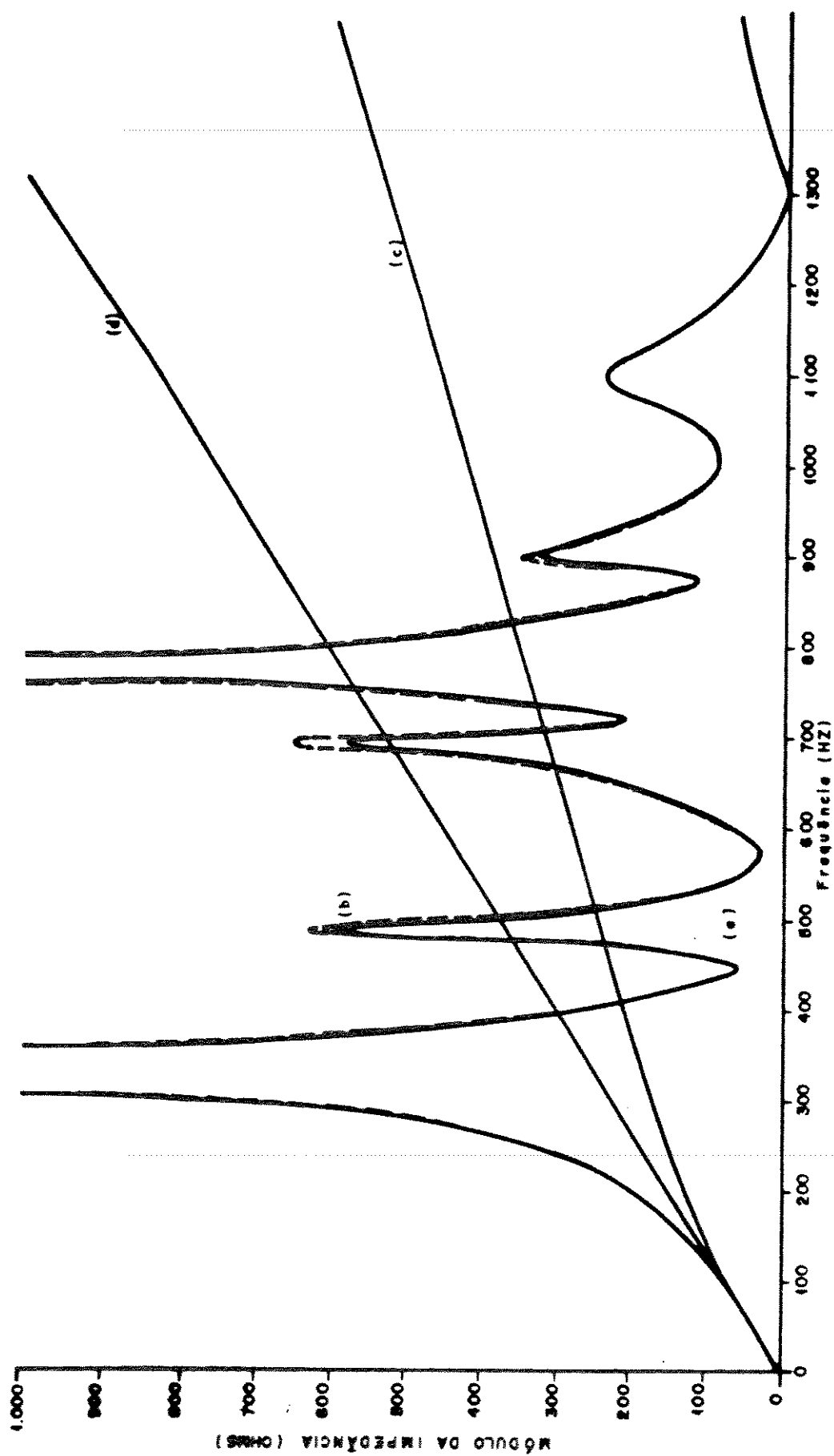


Ilustração 4.5-1 - Espectro de frequência

- (a) Sistema original
- (b) Equivalente de Hingorani et al
- (c) Equivalente de Bowles 1
- (d) Equivalente da reatância de curto-circuito corrigida

FREQ.	SISTEMA ORIGINAL		EQUIVALENTE DE HINGORANI ET AL.		EQUIVALENTE DE BOWLES 1		EQUIVALENTE DE BOWLES 2		REACTANCIA DE CURTO CORRIGIDA		DEF. DE ÂNGULO MÁXIMO DE IMPEDÂNCIA	
	Módulo (Ω)	Arg. (graus)	Módulo (Ω)	Arg. (graus)	Módulo (Ω)	Arg. (graus)	Módulo (Ω)	Arg. (graus)	Módulo (Ω)	Arg. (graus)	Módulo (Ω)	Arg. (graus)
60	45,69	83,4	46,05	83,4	45,69	83,4	45,69	83,4	45,69	83,4	-	-
120	97,53	86,4	98,09	86,4	86,63	77,9	90,02	86,6	90,94	86,7	-	-
180	167,90	87,1	168,15	87,1	121,06	74,1	134,65	87,7	136,29	87,8	-	-
240	292,88	86,6	290,39	86,7	149,89	71,9	179,35	88,3	181,66	88,3	-	-
300	711,13	82,2	680,15	82,8	174,90	70,8	224,08	88,6	227,04	88,6	-	-
360	1172,30	-69,5	1320,89	-67,3	197,61	70,5	268,83	88,8	272,43	88,9	-	-
420	175,12	-73,8	176,00	-73,0	219,09	70,7	313,59	89,0	317,82	89,0	-	-
480	401,42	32,8	354,45	42,0	239,96	71,2	358,35	89,1	363,22	89,1	-	-
540	103,34	-65,7	116,63	-66,8	260,61	71,9	403,12	89,2	408,61	89,2	-	-
600	64,30	61,9	69,38	64,3	281,24	72,7	447,89	89,3	454,00	89,3	143,56	±75,0
660	250,61	72,8	278,91	73,4	301,96	73,4	492,66	89,3	499,40	89,4	150,56	±75,0
720	207,50	17,7	213,21	15,4	322,83	74,2	537,44	89,4	544,79	89,4	157,26	±75,0
780	1294,13	0,8	1410,45	0,3	343,86	74,9	582,21	89,4	590,19	89,4	163,68	±75,0
840	287,52	-68,0	316,50	-70,3	365,06	75,6	626,99	89,5	635,59	89,5	-	-
900	308,05	-12,8	355,30	-25,6	386,43	76,3	671,76	89,5	680,98	89,5	-	-

Tabela 4.5-1 - Módulo e ângulo da impedância em função da frequência.

BIBLIOGRAFIA

- [1] STRATFORD, R. P.; "Analysis and Control of Harmonic Current in Systems with Static Power Converters", IEEE-IA, vol. IA-17, n^o 1, Jan/Feb 1981.
- [2] STUART, R. D.; "An Introduction to Fourier Analysis", Methuen & Co. Ltd. and Science Paperbacks, 1961.
- [3] XIA, D. and HEYDT, G. T.; "Harmonic Power Flow Studies", IEEE-PAS, vol. PAS-101, n^o 6, June 1982.
- [4] LINDERS, J. R.; "Electric Wave Distortions: Their Hidden Costs and Containment", IEEE-IA, vol. IA-15, n^o 5, Sept/Oct 1979.
- [5] SHIPP, D. D.; "Harmonic Analysis and Suppression for Electrical Systems Supplying Static Power Converters and Other Nonlinear Loads", IEEE-IA, vol. IA-15, n^o 5, Sept/Oct 1979.
- [6] DOWNING, W. C.; "Watthour Meter Accuracy on SCR Controlled Resistive Load", IEEE-PAS, vol. PAS-93, July/August 1974.
- [7] MELLO, C. A. F.; "Efeitos das Tensões e Correntes Harmônicas sobre o Sistema Elétrico e seus Componentes", Dissertação de Mestrado, UFMG, 1988.
- [8] DE OLIVEIRA, L. C. O.; "Cálculos de Harmônicos Trifásicos Gerados por Conversores e Compensadores Estáticos", Dissertação de Mestrado, EFEI, 1981.
- [9] DENSEM, T. J., BODGER, P. S. and ARRILLAGA, J.; "Three Phase Transmisssion System Modelling for Harmonic Penetration Studies", IEEE-PAS, vol. PAS-103, n^o 2, Feb 1984.

- [10] AINSWORTH, J. D., "Harmonic Instability Between Controlled Static Convertors and AC Networks", Proc. IEE, vol. 114, n^o 7, July 1967.
- [11] STEEPER, D. E. and STRATFORD, R. P.; "Reactive Compensation and Harmonic Suppression for Industrial Power Systems Using Thyristor Converters", IEEE-IA, vol. IA-12, n^o 3, May/June 1976.
- [12] AINSWORTH, J. D.; "Core Saturation Instability in the Kingsnorth HVDC Link", Cigré, Study Committee, (14), Winnipeg, Canada, June 1977.
- [13] LACOSTE, A.; "Courants Oscillatoires Entretenus dans un Reseau par un Desequilibre Particulier des Angles de Commande d'un Convertisseur Courant Alternatif/Courant Continu", Rev. Gen. Electr., vol. 78, n^o 12, 1969.
- [14] YACAMINI, R. and DE OLIVEIRA, J. C.; "Instability in HVDC Schems at Low-order Integer Harmonics", IEE Proc. C Gener., Trans. & Distrib., vol. 127, n^o 3, 1980.
- [15] YACAMINI, R. and DE OLIVEIRA, J. C.; "Comprehensive Calculation of Converter Harmonics with System Impedances and Control Representation", IEE Proc., vol. 133, Pt. B, n^o 2, March 1986.
- [16] KITCHIN, R. H.; "New Method for Digital Computer Evaluation of Converter Harmonics in Power Systems Using State Variable Analysis", IEE Proc. C, Gener., Trans. & Distrib., vol. 128, n^o 4, 1981.
- [17] REEVE, J. and SUBBA RAO, T.; "Dynamic Analysis of Harmonic Interaction between AC and DC Power Systems", IEEE-PAS, vol. PAS-93, Feb 1974.
- [18] PHADKE, A. G. and HARLOW, J. H.; "Generation of Abnormal Harmonics in High Voltage AC/DC Power Systems, IEEE-PAS, vol. PAS-87, March 1968.



**VIII
SEMINÁRIO NACIONAL
DE PRODUÇÃO E
TRANSMISSÃO DE
ENERGIA ELÉTRICA**

SP/GSP/41

Ministério das Minas e Energia
ELETROBRÁS - CIGRÉ

CESP *Companhia
Energética de
São Paulo*

Entidade Coordenadora

São Paulo, 4 a 8 de maio de 1986

Grupo IV

Sistemas de Potência (GSP)

Equivalentes de Sistemas para Estudos de Penetração Harmônica

F.A. de Camargo Pires/UNICAMP - Campinas-SP

J.C. de Oliveira/UFU - Uberlândia-MG

São Paulo - SP - Brasil

1986

- [19] REEVE, J. and KRISHNAYYA, P. C. S., "Unusual Current Harmonics Arising from High-voltage DC Transmission", IEEE-PAS, vol. PAS-87, March 1968.
- [20] SUBBA RAO, T. and REEVE, J., "Harmonics Caused by Imbalanced Transformer Impedances and Imperfect 12-pulse Operation in HVDC Conversion", IEEE-PAS, vol. PAS-95, May 1976.
- [21] MATHUR, R. M. and SHARAF, A. M., "Harmonics on the DC Side in HVDC Conversion", IEEE-PAS, vol. PAS-96, Feb 1977.
- [22] REEVE, J. and BARON, A. J., "Harmonic DC Line Voltages Arising from the HVDC Power Conversion", IEEE-PAS, vol. PAS-70, July 1970.
- [23] DOBINSON, L. G., "Tradition Changes with Harmonics", IEE Conf. Publ. 154, 1977.
- [24] REEVE, J. and BARON, J. A., "Harmonic Interaction between HVDC Convertors and AC Power Systems", IEEE-PAS, vol. PAS-90, June 1971.
- [25] ARRILLAGA, J. and EGGLESTON, J. F., "Comparision of steady-state and dinamic models for the calculation of AC/DC system harmonics", IEE Proc.C, vol.134, n^o1, Jan 1987.
- [26] PILEGGI, D. J., CHANDRA, N. and EMANUEL, A. E., "Predition of Harmonic Voltages in Distribution Systems", IEEE-PAS, vol. PAS-100, n^o 3, March 1981.
- [27] DE OLIVEIRA, J. C. e DE OLIVEIRA, A., "Transmissão de Energia Elétrica em Corrente Contínua", Curso de Extensão, UFU, 1985.
- [28] DE OLIVEIRA, J. C., "Multiple Converter Harmonic Calculations with Non-ideal Conditions", Phd Thesis, Victoria University of Manchester, 1978.

- [29] DE OLIVEIRA, J. C. e outros, "Cargas Elétricas Especiais", Apostila editada pela UFU, 1986.
- [30] PINHEIRO, R. F.; "Equipamentos Estáticos para Compensação de Reativos e Desequilíbrios em Sistemas Elétricos", Dissertação de Mestrado, EFEI, 1980.
- [31] PADHECO, E. J. P.; "System Voltage Control Using Saturated Iron Cored Reactors", Phd Thesis, Victoria University of Manchester, 1977.
- [32] VITAL GÓES, N. L.; "Análise, Modelagem e Simulação de Fontes e Fluxo Harmônico em Sistemas Elétricos", Dissertação de Mestrado, EFEI, 1981.
- [33] SUNDBERG, Y.; "The Arc Furnace as a Load on the Network" ASEA Journal, vol. 46 n° 4, 1976.
- [34] HINGORANI, N. G. and BURBERY, M. F.; "Simulation of AC System Impedance in HVDC System Studies", IEEE-PAS, vol. PAS-89, n° 5/6, May/June 1970.
- [35] BOWLES, J. B.; "AC System and Transformer Representation for HVDC Transmission Studies", IEEE-PAS, vol. PAS-89, n° 7, Sept/Oct 1970.
- [36] CIGRE Working Group 36-05, "Harmonics, Characteristic Parameters, Methods of Study, Estimates of Existing Values in the Network", Electra, n° 77, July 1979.
- [37] VILELA, L. C. T.; "Modelagem e Simulação de Fluxo Harmônico em Sistemas Elétricos", Dissertação de Mestrado, EFEI, 1981.
- [38] ABERDEEN UNIVERSITY/BRITISH PETROLEUM - Research Group; "The Advantages of Running Offshore Platform Electrical Power Systems at Higher Frequencies" - Aberdeen - Scotland, 1985.
- [39] GREENWOOD, A.; "Electrical Transients in Power Systems" Wiley - Interscience, 1971.

- [40] RIBEIRO, P. F., "Investigations of Harmonics in Transmission Systems", PhD Thesis, The Victoria University of Manchester, July 1975.
- [41] STEVENSON JR., W. D., "Elementos de Análise de Sistemas de Potência", Ed. McGraw-Hill do Brasil Ltda., 1978.
- [42] WESTINGHOUSE ELECTRIC CORPORATION, "Electrical Transmission and Distribution Reference Book", 1950.
- [43] PIRES, F.A.C. e DE OLIVEIRA, J.C.; "Equivalentes de Sistemas para Estudos de Penetração Harmônica" - VIII SNPTEE, Grupo IV, 1986.
- [44] KIMBARK, E. W.; "Direct Current Transmission" - John Wiley & Sons, 1971.
- [45] ASEA Information, "HVDC Seminar", LFS, February 1971.
- [46] PIRES, F.A.C. e DE OLIVEIRA, J. C.; "A Utilização de um Processo Iterativo no Estudo de Penetração Harmônica em Sistemas de Potência" - IX SNPTEE, Grupo IV, 1987.
- [47] STAGG and EL-ABIAD; "Computer Methods in Power Systems Analysis", Mc Graw-Hill, 1976.