

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



HARMÔNICAS EM GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

UBERLÂNDIA

2011

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

HARMÔNICAS EM GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

Tese apresentada por Silvério Penin y Santos à
Universidade Federal de Uberlândia para obtenção
do título de ‘Doutor em Engenharia Elétrica’,

Orientador:

Professor Luciano Martins Neto, Dr. (UFU)

Uberlândia, novembro de 2011.

HARMÔNICAS EM GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

SILVERIO PENIN Y SANTOS

Tese apresentada por Silverio Penin y Santos à Universidade Federal de Uberlândia para obtenção do título de “Doutor em Engenharia Elétrica”.

Prof. Dr. Luciano Martins Neto
Orientador

Prof. Dr. Alexandre Cardoso
Coordenador do Curso de Pós-
Graduação de Engenharia Elétrica

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG - Brasil

P411h Penin y Santos, Silvério, 1942-
2011 Harmônicas em geração distribuída / Silvério Penin y Santos. -
2011.

186 p. : il.

Orientador: Luciano Martins Neto.

Tese (doutorado) – Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Dínamos - Corrente alternada - Teses. 3. Distorção elétrica - Teses. 4. Usinas elétricas - Teses. 5. International Electrotechnical Commission - Teses. I. Martins Neto, Luciano, 1948- II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.3|

Aos meus pais, Plácido (in memoriam) e Pastora, pelo exemplo.

À Sonia, adorada companheira de jornada, pela inspiração.

Ao Alexandre e Lara, queridos filhos, pelo estímulo.

AGRADECIMENTOS

‘LUTAR QUANDO PARECE IMPOSSÍVEL VENCER ’’

Trecho de Dreams de D Quijote de La Mancha

Constata-se um paradoxo! Amplia-se a consciência da nação brasileira quanto à necessidade do aprimoramento de suas competências: eis que nos últimos anos o aumento da produção científica tem sido significativo. Mas não o suficiente para obter o reconhecimento internacional de nossas instituições acadêmicas: as diversas avaliações utilizadas para mensurar a qualidade das universidades nacionais não têm sido unânimes em identificar melhorias; o ensino primário e médio tem indicado tendência negativa nas últimas avaliações internacionais! Mais preocupante é o desempenho na inovação: o número de patentes internacionais não reflete a pujança de nossa economia.

Por isso esta tese reforça a tentativa de disponibilizar métodos que auxiliem os colegas engenheiros das múltiplas empresas de projetos na solução dos intrincados problemas causados pelas harmônicas, tema largamente apreciado pelo IEEE em vários Standards notadamente no IEEE519. A concordância e estímulo do prof. Luciano Martins e a unânime aprovação da banca de qualificação constituída pelos renomados professores J.R. Cardoso, C. Volpe e A.C. Delaiba me estimularam a fortalecer esse caminho de pesquisa com relato de alguns casos.

A base tecnológica é baseada na experiência de aplicações de campo e confirmada em ensaios de laboratório. O rigor científico foi obtido em muitos anos de docência na interlocução com alunos e colegas professores, mas principalmente devido à orientação de Luciano Martins.

Por isso, agradeço aos alunos, que tanto me estimulam com sua sede de conhecimento.

À Universidade Santa Cecília que possibilitou a realização dos experimentos, fundamentais para esta tese e especialmente a A. Rocco e A. Shozo, que liberaram o laboratório de Máquinas Elétricas da Unisanta.

Aos professores da UFU, que além de fornecer embasamento teórico, pacientemente esclareceram muitas das minhas perguntas.

Aos colegas do curso, pelo estímulo permanente, a Elias Carvalho, Edval Delbone e Andre Gontijo, em cuja companhia foi possível efetuar inegáveis conquistas nas simulações computacionais e enveredar pelos complexos caminhos da modelagem de máquinas.

A Lara e Alexandre cujo inegável sucesso na obtenção de suas titulações de doutorado serviu de exemplo.

A Sônia, cuja rigorosa e bem sucedida carreira acadêmica, norteou meus esforços.

Finalmente, ao querido orientador e amigo Luciano Martins Neto, que suportou estoicamente minhas dúvidas e orientou o desenvolvimento deste trabalho. Sem o seu apoio decisivo, o mesmo não seria possível.

RESUMO

Esta tese identifica formas de mitigar as harmônicas temporais provocadas por Cargas Não Lineares (CNL) constituídas por controles de Energia Elétrica chaveada eletronicamente, as quais aumentam constantemente constituindo-se atualmente em mais de 65% do total em países como o Brasil.

A pesquisa identifica a solução para Geração Distribuída (GD), ou seja, em Plantas alimentadas por Usinas Elétricas próprias trabalhando sem a presença da Rede Comercial, o que ocorre em situações de manutenção ou de emergência que provocam o desligamento da referida Rede.

A solução apresentada neste trabalho propõe a utilização de Geradores Síncronos (GS) de baixas reatâncias subtransitórias. A pesquisa é realizada através do desenvolvimento de modelos matemáticos utilizados nas simulações através das quais se evidencia a relação entre a deformação da forma de onda da tensão com CNL e as referidas reatâncias. Ensaios laboratoriais convalidam as simulações.

Desconsideram-se as harmônicas espaciais as quais são focadas apenas de forma tangencial, já que os Geradores Síncronos são fabricados com excelentes formas de onda com distorção entre 1% a 3%.

A citação freqüente de Normas ou Standards principalmente do IEC, do IEEE e da ABNT é para referenciar a tese em padrões utilizados pelos escritórios de engenharia no projeto e implantação de Usinas Elétricas em GD.

Palavras Chave: Gerador Síncrono, reatância subtransitória, carga não linear, distorção, harmônicas.

ABSTRACT

This thesis identifies ways of mitigating the temporal harmonics caused by Non-Linear Loads (NLL) constituted by electronically switched loads which increase constantly, at the present time constituting 65% of the total in countries such as Brazil.

The research involved identifies the solution for Distributed Generation (DG), that is to say, in plants fed by their own electrical generators working disconnected from the main, as occurs in situations of maintenance or emergency which lead to the interruption of the main.

The solution presented in this study proposes that Synchronous Generators (SGs) of low sub transient reactances should be used as the solution. The research was undertaken by means of the development of the mathematical models used in the simulations by means of which the relationship between the reactances and the wave deformity of the voltage with Non Linear Loads became evident. Laboratory experiments validated the simulations.

The spatial harmonics which are focused on only tangentially are disregarded seeing that the Synchronous Generators are produced with excellent wave forms with distortions of only 1% to 3%.

The frequent quotation of norms or standards, especially of the IEC, the IEEE and the ABNT is meant to serve as a frame of reference for the thesis as regards the standards used by engineering firms in the projection and implantation of Electrical Generating Plants in Distributed Generation

Key words: synchronous generator, sub transient reactance, non linear load, distortion, harmonics.

LISTA DE SÍMBOLOS

GERADOR SÍNCRONO	
DENOMINAÇÃO	SÍMBOLOS
Gerador síncrono	GS
Corrente campo	I_f
Corrente campo: valor instantâneo	i_f
Corrente armadura	I_a
Corrente armadura: valor instantâneo	i_a
Força magneto motriz de campo	F_f
Força magneto motriz de reação de armadura	F_A
Força magneto motriz resultante	F_R
Fluxo de campo	Φ_f - devido a I_f
Fluxo no entreferro	Φ_R - resultante
Fluxo de armadura	Φ_A
Fluxo de dispersão de armadura	Φ_l
Fluxo mútuo entre campo e armadura	Φ_m
Fluxo de dispersão do campo	Φ_{fl}
Indutância de dispersão do enrolamento da armadura	L_l
Indutância de dispersão do campo	L_{fl} ou L_f
Indutância mútua entre as fases e o campo no eixo direto	L_{af} (L_{af} , L_{af})
Reatância síncrona no eixo direto	X_d
Relação de curto circuito	R_{cc}
Reatância síncrona no eixo em quadratura	X_q
Reatância transitória eixo direto	X'_d
Reatância transitória eixo em quadratura	X'_q
Reatância subtransitória no eixo direto	X''_d
Reatância subtransitória no eixo em quadratura	X''_q
Força magneto motriz do dumper no eixo direto	F_{kd}
Força magneto motriz do dumper no eixo em quadratura	F_{kq}
Reatância de dispersão de uma fase do estator	X_l
Resistência por fase do estator	r_s
Resistência do estator da fase a (b, c)	r_a
Numero de pólos	$2p$
Frequência (Hz)	f
Constante de tempo transitória (eixo direto e circuito aberto)	T'_{d0}
Constante de tempo subtransitória (eixo direto, circuito aberto)	T''_{d0}
Const.de tempo subtransitória (Eixo em quad., circuito aberto)	T'''_{q0}

Constante de tempo subtransitória (eixo direto)	T'_d
Const.de tempo subtransitória (Eixo em quadratura)	T''_q

GERAL	
DENOMINAÇÃO	SÍMBOLO
Potência aparente	S
Conjugado	C ou T
Tensão nominal	V_n
Corrente nominal	I_n
Tensão nominal de fase	V_{nf}
Indutâncias variáveis	\mathcal{L}
Ângulo do fator de potência	φ
Ângulo de potência	δ
Energia	W
Coenergia	W_{co}
Ângulo entre o rotor e eixo da fase ‘a’ do estator	θ ou Θ_r
Força Magneto Motriz	FMM ou F
Carga Não Linear	CNL
Geração Distribuída	GD

GLOSSÁRIO

ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica

DTHT – Distorção de Tensão Harmônica Total

FD – Fator de Deslocamento

FP – Fator de Potência

IEC – International Electrotechnical Commission (Comissão Internacional de Eletrotécnica)

IEEE – The Institute of Electrical and Electronics Engineers (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)

ONS – Operador Nacional do Sistema

PAC – Ponto de Acoplamento Comum

PCC – Point of Common Coupling (Ponto de Acoplamento Comum)

PRODIST – Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional

QEE – Qualidade da Energia Elétrica

SIN – Sistema Interligado Nacional

TDD – Distorção Harmônica Total para Corrente de Demanda Máxima

TDH – Taxa de Distorção Harmônica

TDHP – Taxa de Distorção Harmônica Parcial

THD – Total Harmonic Distortion (Distorção Harmônica Total)

UPS - Uninterruptible Power System

FIT - Fator de Influência Telefônica (Telephone Influence Factor-TIF)

UGE- Usina Geradora Elétrica ou UG- Usina Geradora

LISTA DE FIGURAS

- Figura 1.1 - Principal cargas não lineares
- Figura 1.2 - Usina Geradora de 7,5MVA projetada e instalada e comissionada pelo autor na Motorola em Jaraguaina-SP-BR.
- Figura 1.3 - Usina Geradora de 2MVA projetada e instalada pelo autor na indústria Sherwin Willians em Taboao de Serra SP Brasil
- Figura 1.4 - Usina Geradora de 2,9MW, gás+diesel, projetada pelo autor, para um “edifício inteligente”(trabalho em paralelismo permanente com a rede-Peak shave).
- Figura 2.1 - Alimentação típica de um Data Center
- Figura 2.2 - Alimentação típica de moderna planta industrial
- Figura 2.3 - Várias fontes de harmônicas
- Figura 2.4 - Sistema de geração com cargas não lineares e filtros
- Figura 2.5 - Definição de Notch →profundidade e área (figura copiada da IEEE 519-1992)
- Figura 2.6 - GS de 2 pólos
- Figura 2.7 - Harmônicas espaciais de gerador de 2 kVA em vazio
- Figura 2.8 - Harmônicas espaciais de gerador de 2 kVA em carga parcial
- Figura 2.9 - Fluxo e fem de GS de 2 pólos salientes de entreferro constante
- Figura 2.10- Variação da permeância em GS de 2 pólos com entreferro variável
- Figura 2.11- Linha de fluxo no centro e na extremidade do pólo
- Figura 2.12- Forma de onda de gerador de 500KVA Stamford instalado na Inbra
- Figura 2.13- Harmônica de GS de 500 KVA referido na figura 2.12 Ind. Br de Alumínio
- Figura 2.14 - Decomposição de I_a , F_A , F_R , E_q , e E_d nos eixos direto e quadratura
- Figura 2.15 - Eixo direto FMM's e Fluxos: entreferro variável e entreferro constante
- Figura 2.16 - Eixo em quadratura: FMM de reação de armadura F_q ,
- Figura 3.1- Máquina síncrona trifásica de pólos lisos e pólos salientes
- Figura 3.2- FMM retangular e fluxo senoidal.
- Figura 3.3- Variação da permeância “vista”pela fase “a” quando o rotor gira 180°.
- Figura 3.4- Decomposição de F_a em q e d . Decomposição de F_a , F_b e F_c em qd.
- Figura 3.6- a, b e c do estator e seus correspondentes nos eixos d e q do rotor.
- Figura 3.7- a, b e c do estator e seus correspondentes nos eixos d e q do rotor.

- Figura 3.8- Decomposição de S_a em S_{aq} e S_{ad} ;
- Figura 3.9- Enrolamentos da máquina síncrona.
- Figura 3.10- Circuito equivalente no eixo em quadratura e no eixo direto. (figura baseada no Simulink-Matlab)
- Figura 4.1- Representação do estator em abc e do rotor
- Figura 4.2- Circuito equivalente em qd0 mostrando os eixos: direto, quadratura e zero.
- Figura 4.3- Registro oscilográfico perfeitamente simétrico (a) e Curvas em escala logarítmica (Análise da componente AC de curto circuito p/uma fase).
- Figura 4.4- Folha de dados do GS Stamford PE734D
- Figura 4.5- Curva em vazio e em curto (esquerda) e levantamento oscilográfico do ensaio de escorregamento.
- Figura 4.6- Registro do curto circuito (superior), envoltória e extrapolações
- Figura 5.1- Alimentação de um Centro de Dados com alimentação dual
- Figura 5.2- Um par de harmônicas formando um campo pulsante e um campo girante
- Figura 5.3- a e b – Duas resultantes diferentes com o mesmo THD
- Figura 5.4 - Reatâncias subtransitórias no eixo direto e no eixo em quadratura
- Figura 5.5- Esquema utilizado para efetuar a simulação
- Figura 5.6- Distorção de corrente e de tensão
- Figura 5.7- Simulação c/ $DHT_I=80,14\%$ $h_5=36,91\%$, $h_7=36,91\%$, $h_{11}=50\%$ e $DHT_V=34,33\%$
- Figura 5.8- Simulação c/ $DHT_I=80,14\%$ $h_5=36,91\%$, $h_7=36,91\%$, $h_{11}=50\%$ e $DHT_V=33,5\%$
- Figura 6.1- Esquema para simular $abc \rightarrow dq0 \rightarrow abc$
- Figura 6.2- Comparação das alimentações e das saídas com harmônicas diferentes.
- Figura 6.3- Gerador de 2 kVA com Carga Resistiva, CNL (Ponte Retif e carga), Carga Indutiva (MqI) e CNL(Fonte Não Linear- harmônicas).
- Figura 6.4- Dados do gerador e cargas
- Figura 6.5- Diagrama de Estado
- Figura 6.5- Diagrama de tempo mostrando o Estado de carga do gerador
- Figura 6.6- Tensão (superior) e corrente durante o período em vazio e com CL(Carga Linear). Em $t=1s$ conecta-se CNL(Carga não Linear)
- Figura 6.7- Comportamento linear da tensão - praticamente sem harmônicas

Figura 6.8- Corrente com CNL ($DTH_I=22,78\%$) tensão com carga não linear
($DTH_V=16,23\%$)

Figura 6.9- Corrente- $DTH_I=12,96\%$ (superior) e tensão- $DTH_V=12,39\%$ c/carga mista:
CNL+CL

Figura 6.10- Corrente em diversos momentos com diversas cargas. No 21º segundo ocorre a
partida do MI

Figura 6.11- Corrente c/ $DTH_I=7,93\%$ (superior) e tensão- $DTH_V=16,26\%$ com carga mista:
CNL+ MqI

Figura 6.12- Esquema utilizado no Lab UNISANTA: determinar as harmônicas com CNL e
mistas

Figura 6.13- Fonte de harmônicas

Figura 6.14- Harmônicas de corrente e tensão -5ªh

Figura 6.15- Harmônicas de corrente e tensão -7ªh

Figura 6.16- Harmônicas de corrente e tensão -11ªh

Figura 6.17- Dados do GS utilizado na simulação inicial após a qual outras foram efetuadas
alterando-se as transitórias

Figura 6.18- Gráfico mostrando a relação entre a reatância subtransitória no eixo direto e a
distorção

Figura 6.19 Usina geradora de 1,5MVA (3 x 0,5 MVA)

Figura 6.20 Usina geradora de 2,0 MVA (4x0,5MVA).

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1- Limites de distorção da corrente para sistemas de distribuição em geral conforme I EEE Std 519(de 120 V ate 69000 V).

Tabela 2.2- Limites de distorção da tensão conforme IEEE-519

Tabela 2.3- Ensaio: Harmônicas em gerador de 2 KVA. 20 de julho de 2010

Tabela 2.4- Fator de distribuição em enrolamentos da armadura de GS trifásicos para fundamental e harmônicas.

Tabela 2.5- Fator de Encurtamento ou Passo: encurtamento de 01 a 5 ranhuras

Tabela 2.6- Fator de enrolamento de GS de 4 pólos -48 ranhuras

Tabela 3.1- Valores de distorção conforme IEEE 519

Tabela 3.2- Indutâncias do rotor de GS

Tabela 3.3- Indutâncias mútuas rotor-estator

Tabela 3.4- Matriz de variáveis abc em qd0 e vice versa

Tabela 3.5- Matriz de variáveis abc em qd0 e vice versa

Tabela 3.6- Principais parâmetros da máquina síncrona

Tabela 3.7- Principais constantes de tempo da máquina síncrona

Tabela 4.1- Resumo das indutâncias do modelo abc

Tabela 4.2- Valores das reatâncias

Tabela 4.3- Parâmetros de GS de 4 pólos

Tabela 6.1- Distorção de corrente e tensão em $t=0,8s$ em vazio

Tabela 6.2- Distorção de corrente e tensão em $t=9 s$ com CNL e com 69% de carga

Tabela 6.3- Distorção de corrente e tensão em $t=19 s$ com CNL +CL em $t=19$ segundos

Tabela 6.4- Distorção de Corrente e Tensão com CNL +CL(MI) em $t=29$ segundos

Tabela 6.5- Resumo das simulações com CNL e Cargas Mistas.

Tabela 6.6- Parâmetros de gerador do laboratório

Tabela 6.7- Comparação do teste de laboratório com as simulações com CNL e Cargas Mistas.

Tabela 6.8- Resultado dos testes por harmônicas

Tabela 6.9 - Simulação com a 5ª harmônica de corrente 50% aplicada ao gerador.

Tabela 6.10- Aplicação de 7ª h da corrente

Tabela 6.11- Aplicação de 11ª da corrente e resultante de 84% na tensão.

Tabela 6.12 - Distorção da Tensão para corrente com 50% na 13ª h

Tabela 6.13- Correntes não lineares aplicadas

Tabela 6.14- Tensões distorcidas resultantes

Tabela 6.15- Dados do gerador de 0,5 MVA em 60 Hz e 480/277 V

Tabela 6.16- Ensaios

SUMÁRIO

	Página
1 INTRODUÇÃO	
1.1 PROBLEMAS EM GERAÇÃO DISTRIBUÍDA	24
1.2 OBJETIVO	27
1.3 CONTRIBUIÇÃO	29
1.4 METODOLOGIA	30
1.5 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	31
2 HARMÔNICAS	
2.1 INTRODUÇÃO	35
2.2. SOBRE PROBLEMAS PROVOCADOS PELAS HARMÔNICAS	42
2.2.1 Definições	42
2.2.1.1 Distorção harmônica individual	43
2.2.1.2 Distorção Harmônica Total (Total Harmonic Distortion- THD) ou Fator Harmônico (Harmonic factor)	43
2.2.1.3 Distorção Total (Total Demand Distortion)	44
2.2.1.4 Limites de distorção de corrente	44
2.2.1.5 Limites de distorção da tensão	45
2.2.1.6 Fator de relação de Impedância (impedance ratio factor)	46
2.2.1.7 Produto IT (I-T product)	46
2.2.1.8 Produto kVT (kV-T product)	46
2.2.1.9 Queda instantânea de voltagem (line voltage notch)	46
2.2.1.10 Carga não linear (non linear load)	46
2.2.1.11 Profundidade da queda instantânea (notch depth)	46
2.2.1.12 Area da queda instantânea (notch area)	46
2.2.1.13 Fator de potência, deslocamento (Power factor, displacement)	47
2.2.1.14 Fator de potência, total (Power factor, total)	47

2.2.1.15	Número de pulsos (pulses number)	47
2.2.1.16	Qualidade de energia (quality factor)	47
2.2.1.17	Cor. de curto circuito (Short Circuit Current I_{SC}) ou nível de c. circuito	48
2.2.1.18	Relação de curto circuito (Short Circuit Ratio SCR), p/um Conversor Estático	48
2.2.1.19	Fator de interferência telefônica-FIT (Telephone Interference Factor-TIF)	48
2.2.2	Efeitos de harmônicas em comportamento do sistema elétrico	48
2.3	HARMÔNICAS DE ORIGEM TEMPORAL E ESPACIAL	48
2.3.1	Harmônicas de origem temporal	48
2.3.2	Harmônicas de origem espacial em GS	49
2.3.2.1	Introdução	49
2.3.2.2	Harmônicas do GS funcionando em vazio	50
2.3.2.2.1	Formas de onda do fluxo em vazio	53
2.3.2.3	Harmônicas funcionando em carga	58
2.3.3	Formas de mitigar harmônicas em vazio e em carga (h. espaciais)	58
2.4	CONCLUSÕES	64

3 A MODELAGEM DA MÁQUINA SÍNCRONA

3.1	INTRODUÇÃO	65
3.2	MODELAGEM	66
3.3	A MODELAGEM DE GERADORES SÍNCRONOS EM abc	67
3.3.1	Hipóteses simplificadoras	71
3.3.2	Cálculo das Indutâncias do Estator em MS de Pólos Salientes	72
3.3.2.1	Indutância própria da fase ‘a’	73
3.3.2.2	Indutâncias próprias das bobinas b-b’ e c-c’	78
3.3.2.3	Cálculo das indutâncias mútuas.	78
3.3.3	Indutâncias do rotor	79
3.4	SOBRE A MODELAGEM DE MÁQUINAS SÍNCRONAS EM qd0	80

3.4.1 Valores estatóricos em qd0	81
3.4.1.1 Dedução das equações em qd0	83
3.4.1.2 Substituição dos fluxos concatenados λ_q, λ_d e λ_0 pelas correntes e indutâncias	88
3.4.1.3 Fluxos Concatenados do Rotor	90
3.4.2 O Circuito Equivalente	96
3.5 CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO	97
3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO 3	97
4 PARÂMETROS DE MÁQUINAS SÍNCRONAS	
4.1 INTRODUÇÃO	98
4.2 PARÂMETROS UTILIZADOS NA MODELAGEM EM ABC	100
4.2.1 Indutâncias próprias e mútuas do estator	100
4.2.1.1 Cálculo de $\mathcal{L}_{aa}, \mathcal{L}_{bb}$ e \mathcal{L}_{cc}	100
4.2.1.2 Cálculo de $\mathcal{L}_{ab}, \mathcal{L}_{ac}$ e \mathcal{L}_{bc}	101
4.2.2 Indutâncias mútuas do estator entre estator e rotor	102
4.2.2.1 Cálculo de $\mathcal{L}_{af}, \mathcal{L}_{bf}, \mathcal{L}_{cf}$	102
4.2.2.2 Cálculo de $\mathcal{L}_{akd}, \mathcal{L}_{bkd}, \mathcal{L}_{ckd}$	103
4.2.2.3 Cálculo de $\mathcal{L}_{akq}, \mathcal{L}_{bkq}, \mathcal{L}_{ckq}$	103
4.2.3 Indutâncias próprias e mútuas do rotor	103
4.2.3.1 Cálculo da Indutância Própria e de Dispersão do Campo	104
4.2.3.2 Cálculo da Indutância Própria e de Dispersão do amortecedor-eixo direto	104
4.2.3.3 Cálculo da Indutância Mútua, Própria e de Dispersão do amortecedor-eixo em quadratura	105
4.2.3.4 Cálculo da Indutância Mútua entre o Campo e o Amortecedor do eixo direto \mathcal{L}_{fkd}	106
4.2.3.5 Cálculo da Mútua entre o Campo e o Amortecedor do eixo em quadratura \mathcal{L}_{fkq}	106
4.2.3.6 Cálculo da Mútua entre o Amortecedor do eixo direto e em	

quadratura \mathcal{L}_{kdq}	106
4.2.4 Resumo das indutâncias do modelo abc	106
4.3 PARÂMETROS UTILIZADOS NA MODELAGEM $qd0$	108
4.4 DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DOS PARÂMETROS DO EIXO DIRETO $L_1, L_{md}, L'_{lf}, L'_{lkd}$	109
4.4.1 Reatância de dispersão do estator x_1 ou L_1	110
4.4.2 Reatância ou Indutância Síncrona no eixo direto.	110
4.4.3 Reatâncias e constantes de tempo em curto circuito no eixo direto no período transitório e subtransitório	110
4.4.4 Cálculo de reatância de dispersão do campo L'_{lf}	113
4.4.5 Cálculo de reatância de dispersão amortecedor no eixo direto L'_{kd}	113
4.4.6 Cálculo da resistência do estator r_s	115
4.4.7 Cálculo da resistência do campo r_f	115
4.4.8 Cálculo da resistência do enrolamento amortecedor r'_{kd}	115
4.4.9 Determinação da constante de tempo subtransitória em circuito aberto T''_{d0}	116
4.4.10 Determinação da constante de tempo transitória em circuito aberto T'_{d0}	116
4.5 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO EIXO EM QUADRATURA $L_{mq}, L_1, L''_{lkq}, L'_{lkq}$	116
4.5.1 Reatância de dispersão do estator x_1 ou L_1	116
4.5.2 Reatância síncrona no eixo em quadratura	116
4.5.3 Determinação de x'_q e L'_q	116
4.5.4 Determinação de x''_q e L''_q	117
4.6 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DE SEQÜÊNCIA ZERO L_0, R_0 .	117
4.7 DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DOS PARÂMETROS DO GERADOR	

UTILIZADO NOS TESTES DE LABORATÓRIO	118
4.7.1 Determinação experimental de x_d e x_q	118
4.7.2 Determinação experimental de x_1 pelo método de Poitier	118
4.7.3 Determinação experimental de x'_d e x''_d	119
4.7.4. Determinação experimental de x''_q	120
4.7.5 Levantamento de T'_d, T''_d e T''_q	121
4.7.6 Levantamento de r_s	121
4.7.7 Levantamento de H	121
4.8 ESTADO DE ARTE DOS GS UTILIZADOS EM GERAÇÃO DISTRIBUÍDA	121
4.9 MODELOS DE ORDEMELEVADA.	122
4.10 CONSIDERAÇÕES FINAIS SOBRE O CAPÍTULO 4	123
5 MITIGAÇÃO DE HARMÔNICAS	
5.1 INTRODUÇÃO	124
5.2 MITIGAÇÃO DE HARMÔNICAS	125
5.2.1 Mitigação de harmônicas através de filtros	126
5.2.2 Mitigação de harmônicas através da alteração dos parâmetros internos do GS	127
5.2.2.1 Comportamento do gerador em ambientes distorcidos ou <u>desequilibrados</u>	127
5.2.2.2 Mitigações das harmônicas pela redução das reatâncias do(s) gerador (es)	133
5.3 CONCLUSÕES	137
6 SIMULAÇÕES DA MÁQUINA SÍNCRONA COM CARGA NÃO LINEAR	
6.1 INTRODUÇÃO	139
<u>6.2 APLICAÇÃO DA TRANSFORMADA DE PARK PARA HARMÔNICAS TEMPORAIS</u>	141
<u>6.3 COMPARAÇÃO DAS SIMULAÇÕES EM ABC E QD0 COM RESULTADOS DE CAMPO</u>	145

6.3.1 Análise das Simulações com modelo abc	146
6.3.2 Análise das Simulações com modelo qd0	146
6.3.2.1 Esquema	147
6.3.2.2 Dados do gerador e cargas	147
6.3.2.3 Conexão das cargas ao GS: Diagrama de estado	148
6.3.2.4 Simulações em qd0 de GS de 2 kVA: CNL (retificação não controlada).	149
6.3.2.4.1 De 0 a 1 segundo: vazio	149
6.3.2.4.2 Distorção com carga não linear (CNL)	150
6.3.2.4.3 Distorção com carga mista: CNL+CL (resistiva).	155
6.3.2.4.4 Distorção com CNL+CL (MqI)	159
6.4 ANÁLISE DOS RESULTADOS DOS TESTES DE LABORATÓRIO	163
6.4.1 Esquema utilizado e cargas	164
6.4.2 Resultados experimentais e comparação com as simulações	164
6.4.2.1 Resultados do teste com CNL: Gerador Síncrono com carga não Linear (retificador trifásico alimentando carga resistiva pura)	164
6.5 SIMULAÇÕES COM HARMÔNICAS INDIVIDUAIS	166
6.5.1 Aplicação da 5ª harmônica	167
6.5.2 Aplicação da 7ª harmônica.	168
6.5.3 Aplicação da 11ª harmônica	170
6.5.4 Aplicação da 13ª harmônica	172
6.6 A INFLUÊNCIA DAS REATÂNCIAS SUBTRANSIENTES NA DISTRORÇÃO	174
6.6.1 Dados do gerador	176
6.6.2 Resultados	176
6.6.2.1 Simulações em qd0: aplicando-se corrente	176
6.7 CONTRIBUIÇÃO DESTA TESE	177
6.7.1 Identificação da composição das harmônicas com a fundamental	178
6.7.2 Relação entre a reatância subtransitória e DHT_V	179
6.7.3 Solução sem superdimensionar a Usina	180
6.8 COMPROVAÇÃO EXPERIMENTAL EM USINA PROJETADA	180

6.9 CUIDADOS QUANDO SE UTILIZAM GERADORES COM BAIXA REATÂNCIA SUBTRANSITÓRIA	183
7 CONCLUSÕES	184
7.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS	184
7.2 CONCLUSÕES	185
7.2.1 Introdução de filtros ou instalação de GS com baixa reatância subtransitória	185
7.2.2 Recomendações para os projetistas	186
7.2.3 Considerações sobre as normas	186
7.3 PROPOSTAS PARA CONTINUAÇÃO DAS INVESTIGAÇÕES	187
APÊNDICE A DO CAPÍTULO 2: EFEITOS DAS HARMÔNICAS TEMPORAIS	188
APÊNDICE B DO CAPÍTULO 3: INTERPRETAÇÃO FÍSICA DO SISTEMA qd0	208
APÊNDICE C DO CAPÍTULO 5: MITIGAÇÃO DE HARMÔNICAS ATRAVÉS DE FILTROS	210
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	227

CAPÍTULO 1-INTRODUÇÃO

1.1 PROBLEMAS EM GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

Os engenheiros projetistas, instaladores e comissionadores de Usinas Geradoras Elétricas (UGE) em Sistemas de Geração Distribuída (SGD) são obrigados a solucionar problemas provocados por distúrbios no Sistema Elétrico da planta.

Os principais distúrbios ocorrem durante a partida de Motores de Indução (MI) cujas correntes de partida ultrapassem de forma significativa a corrente nominal da UGE ou quando esta alimenta Cargas não Lineares (CNL) com potências próximas a sua capacidade nominal.

Na dissertação de Mestrado do autor deste trabalho foram investigados os distúrbios provocados pela partida dos MI bem como formas econômicas de mitigar os afundamentos que ocorrem e que provocam desligamentos da planta com evidentes prejuízos para o usuário [15].

Neste trabalho pretende-se investigar os problemas provocados por CNL bem como formas econômicas de mitigá-los.

O primeiro contato do autor com harmônicas em valores expressivos que comprometessem o funcionamento do sistema de geração própria ocorreu durante a implantação do Tronco Sul, de micro ondas, ligando S Paulo a Porto Alegre no final da década de 60.

Embora ainda existissem sistemas de Corrente Contínua (CC) nas estações de comunicações constituídos por geradores CC prevaleciam os retificadores transdutorizados com baixo conteúdo de harmônicas.

A invenção do retificador controlado de silício ou Silicon Controlled Rectifier (SCR) também denominado tiristor, nos laboratórios da GE em 1958 permitiu a fabricação de sistemas CC tiristorizados com acentuada redução das dimensões, da massa e do custo. A desvantagem maior foi o aumento significativo do conteúdo de harmônicas.

A partir desta época o controle industrial dependente de velocidade foi facilitado com a rápida substituição dos ignitrons por SCRs permitindo controlar a rotação dos motores CC de forma barata e muito confiável. As indústrias têxteis, de vidro, de papel, de

siderurgia bem como a tração elétrica experimentaram grande progresso. A desvantagem foi o aumento significativo do conteúdo de harmônicas.

Na década de 80 novo salto tecnológico ampliou significativamente a utilização de controle chaveado da potência: o surgimento dos IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor) permitiu reduzir os custos dos inversores de frequência. O controle da rotação dos motores de indução de forma confiável e barata significou novo patamar tecnológico que novamente alterou o estado da arte de parte do parque industrial: eis que processos inteiros controlados por válvulas reguladoras de fluxos e pressões foram ou estão sendo substituídos por sistemas cujo controle de pressão e fluxo é efetuado por motores de indução com rotação variável. Desta forma suprimem-se as válvulas. Os motores do processo de bombeamento têm sua rotação ajustada às necessidades dos fluxos e pressões do processo com aumento da eficiência elétrica da planta. O incremento do chaveamento no controle da energia novamente implica em elevação do conteúdo de harmônicas no sistema de geração. A figura 1.1 mostra a evolução das principais CNL(cargas não lineares)

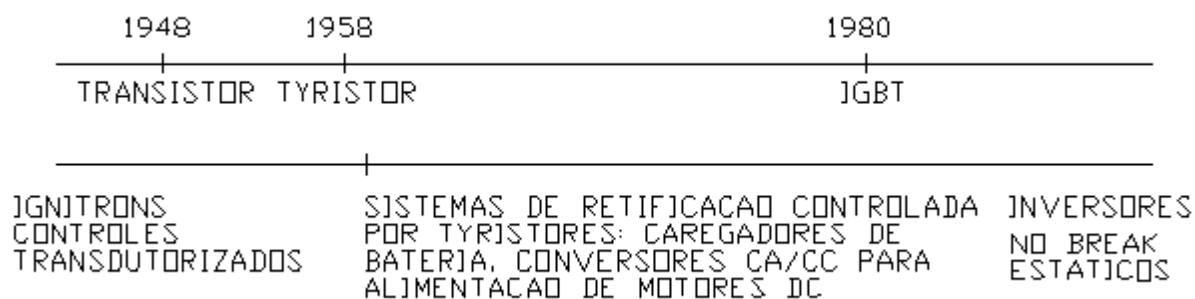


Figura 1.1 - Principais cargas não lineares

Na década de 90 ocorre uma explosão dos Call Centers, dos Prédios Inteligentes (Smart Buildings), dos Centros de Controle Computadorizados de diversas atividades humanas. Estas cargas são denominadas freqüentemente “Cargas de Missão Crítica” e quase sempre são alimentadas por Fontes Ininterruptíveis de Energia ou Uninterruptible Power Systems (UPS) que se constituem em cargas não lineares. O Institute of Electrical and Electronic Engineering (IEEE) disponibiliza através do Golden Book IEEE 493-1997 “Recommended Practice for Design of Reliable Industrial and Commercial Power Systems”[61] e do Orange Book – “IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications”[62] instruções

complementares para projetos que visem grande confiabilidade ou seja disponibilidade de energia elétrica próxima a 100%. O Instituto Up Time de Santa Clara, Califórnia classifica e certifica os sites [25] em Tier 1, Tier 2, Tier 3 and Tier 4 sendo este ultimo com disponibilidade de 99,997%.

A dependência de energia elétrica confiável aumenta à medida que o processo se sofisticava. Todos os exemplos acima relatados se de um lado são geradores de grande quantidade de harmônicas, de outro obrigam o usuário a instalar fontes alternativas à Rede Comercial, ou seja, Usinas Geradoras próprias para garantir o fornecimento de Energia Elétrica e Ar Condicionado de tal forma que aumentem a confiabilidade do seu suprimento.

As referidas Usinas Geradoras são de potência limitada às cargas demandadas pela planta, o que agrava os problemas provocados pelas harmônicas. A figura 1.2 mostra uma aplicação típica de GD (Geração Distribuída) alimentando CNL.



Figura 1.2 - Usina Geradora de 7,5MVA projetada e instalada e comissionada pelo autor na Motorola em Jaraguaina-SP-BR.

1.2 OBJETIVO

Os fatores acima relatados condicionam este trabalho. Nota-se que os fabricantes de Uninterruptible Power System (UPS), Conversores CA/CC, Inversores ou quaisquer outros sistemas geradores de harmônicas preparam seus equipamentos para trabalho com alimentação pela rede comercial (RC), portanto fonte de baixa impedância de entrada.

O IEEE disponibiliza a recomendação ‘‘519-Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems’’[49] que estabelece os critérios limites das harmônicas de corrente e tensão em função das impedâncias de entrada também denominadas impedâncias de Curto Circuito. O IEC 61000 ‘‘Limitation of Emission of Harmonic Currents in Low-Voltage Power Supply Systems’’ [50] [51], disponibiliza os limites de geração de harmônicas dos equipamentos.

Na Europa a norma aceita para especificar e inspecionar os equipamentos é a IEC. O Brasil por sua vez é associado ao IEC através da ABNT, dessa forma todas as normas IEC sem equivalente nacional aplicam-se ao país.

Em nosso país não existe ainda legislação que regulamente os limites de distorção harmônica nas instalações elétricas. Entretanto, em função da preocupação a respeito da poluição harmônica e apesar da ausência de normas, foram elaborados alguns documentos que tratam dos limites de distorção harmônica.

O documento ‘‘*Procedimentos de Rede – Submódulo 3.8 – Requisitos Mínimos para a Conexão à Rede Básica*’’ elaborado pelo ONS menciona os limites de distorção de tensão permitidos a um consumidor inserir no sistema de alimentação.

Na Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL está sendo elaborado um documento denominado ‘‘*Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST, Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica*’’, o qual objetiva estabelecer os procedimentos relativos à qualidade da energia elétrica.

O documento trata de vários aspectos da qualidade de energia: tensão em regime permanente, fator de potência, desequilíbrio de tensão, flutuação de tensão, variações de tensão de curta e também de harmônicas.

O PRODIST 8 apresenta valores de referência para limites de distorção harmônica de tensão total (em porcentagem da tensão fundamental). Após ampla discussão com os setores interessados este documento poderá ter marco regulatório.

Caso os equipamentos respeitem integralmente as normas ou Standards supracitados os problemas provocados pela distorção da corrente não provocam distorções significativas na tensão principalmente quando a alimentação é efetuada pela Rede Comercial.

Entretanto, quando os equipamentos são alimentados por Usinas Elétricas Próprias com potência muito limitada e considerando que freqüentemente os equipamentos geradores de harmônicas não respeitam os limites impostos pela IEC 61000, a não linearidade da corrente provoca distorção na tensão que aumenta a não linearidade da corrente com novo aumento da distorção da tensão em processo cumulativo.

Desta forma os próprios equipamentos geradores dessas não linearidades têm sua performance prejudicada com freqüentes paralisações. O funcionamento dos equipamentos do entorno também é prejudicado.

Os geradores síncronos são freqüentemente instabilizados e a Usina Geradora é freqüentemente desligada.

Este trabalho mostra quais os problemas provocados pelas harmônicas nos diversos equipamentos, mais especificamente quando a fonte de geração é constituída por Usina Geradora própria trabalhando desconectada da Rede Comercial.

Propõe investigar qual a solução que apresenta resultados mais viáveis para resolver o problema.

A solução com filtros é conhecida, mas implica em aumento significativo do investimento, seja no equipamento propriamente dito, seja no espaço a ser disponibilizado para sua instalação, seja em futuros problema na manutenção/operação.

Por isso esta solução é apresentada de forma tangencial.

A alternativa de selecionar uma fonte geradora própria aqui denominada Usina Geradora com características construtivas que permitam oferecer ao usuário energia elétrica confiável é o principal objetivo da investigação desta Tese. A figura 1.3 mostra Usina Geradora alimentando indústria com grande quantidade de Inversores de frequência.



Figura 1.3 – Usina Geradora de 2MVA projetada e instalada pelo autor na indústria Sherwin Willians em Taboao de Serra SP Brasil

1.3 CONTRIBUIÇÃO

A contribuição desta tese é:

Identificar quais são as reatâncias que influenciam de forma mais significativa o comportamento do GS em ambiente com elevadas harmônicas temporais.

Estabelecer uma relação entre as reatâncias do gerador síncrono e o valor da distorção da tensão denominado DHT_V para determinado valor de distorção de corrente DHT_I .

Estudar a qualidade da distorção: uma harmônica de ordem h provoca a mesma resultante que outra de igual amplitude, mas de ordem inteiramente diferente? Ou duas harmônicas iguais na ordem e na intensidade, mas com ângulos diferentes com relação à fundamental podem provocar resultados inteiramente diferentes?

Discutir se a solução é aumentar a potência da Usina Geradora ou se existe solução de engenharia mais conveniente.

Proporcionar aos engenheiros integradores soluções que permitam elaborar projetos com maior confiabilidade e menor investimento.

1.4 METODOLOGIA

Como o trabalho pretende investigar quais parâmetros dos geradores devem ser identificados e possivelmente ajustados para mitigar as harmônicas, após uma visão geral dos problemas provocados pelas mesmas, efetuada no Capítulo 2, apresenta-se a modelagem utilizada para as simulações computacionais. Isto é efetuado no Capítulo 3. A modelagem é apresentada em abc e em qd0. A matemática destas modelagens apresenta conteúdo tradicional, embora se ressaltem as passagens e suas hipóteses simplificadoras que seus autores originais utilizaram. Estas hipóteses simplificadoras não são devidamente evidenciadas pela maioria dos autores que tratam do tema. Ao ressaltar estes aspectos o trabalho mostra a preocupação em se aprofundar no assunto sem remover as referidas hipóteses por julgar não ser necessário.

No Capítulo 4 mostra-se como determinar os parâmetros utilizados na modelagem através de testes. Os ensaios são efetuados sempre de acordo com normas da ABNT, IEEE ou IEC correspondentes o que garante sua normalização.

No Capítulo 5 são discutidas as formas de mitigar as harmônicas provocadas por CNL. Os sistemas de filtragem são apresentados tangencialmente, pois não são o objeto principal da investigação.

A principal discussão foca a relação das reatâncias subtransitória com a mitigação da distorção.

As simulações efetuadas estão no Capítulo 6 onde também se relata o levantamento laboratorial da aplicação de Carga Não Linear (CNL) e a comparação entre as simulações e os experimentos. Desta forma, convalidam-se os modelos utilizados seja em abc ou em qd0.

Neste Capítulo 6 também se investigam as harmônicas de tensão quando se alteram os parâmetros internos do gerador, sem alterar a amplitude e o conteúdo das harmônicas de corrente. Desta forma pode-se propor solução para a mitigação das harmônicas exclusivamente alterando-se o projeto do gerador síncrono.

A fim de reforçar a conexão com o atual estado de arte da tecnologia de geração, esta tese é referenciada em Normas ou Standards nas quais fabricantes ou usuários se baseiam.

As definições de potência dos GS são encontradas na NBR 5117 ou IEC 60034 ou NEMA MG 01-1988 Motors and Generators [65]. Para as definições de potência da Usina foi utilizada a ISO8528 Generator Sets Power Rating [67]. Os testes para determinação dos parâmetros dos GS são baseados na NBR 5052, no IEEE 115-95, na IEC 60034 ou ainda na NEMA MG1. e NEMA MG22001 Safety Standard and Guide for Selection and Use of Electric Motors and Generators [66].

1.5 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Os autores anteriores à década de 70 tratam de harmônicas geradas pelos geradores síncronos. As harmônicas referidas são provocadas pela forma dos pólos que gera distribuição espacial não senoidal ou pela reação de armadura no enrolamento da estator que apesar da distribuição e encurtamento do enrolamento estatórico contém harmônicos ou ainda pela escolha inadequada do número de ranhuras do rotor no caso de geradores de pólos lisos ou do estator tanto na máquina de pólos salientes ou lisos.

Langsdorf A. em seu livro Teoria de las Maquinas de Corriente Alterna [1] cita um exemplo clássico de gerador de 2MVA que ao gerar uma harmônica de 875HZ gerava um ruído equivalente a uma nota musical La no sistema de rádio impossibilitando as transmissões.

As formas de eliminar estas harmônicas denominadas espaciais são razoavelmente conhecidas atualmente: os geradores síncronos são fabricados com distorção de 1 a 1,5% em vazio e 3 a 4% no máximo em carga linear equilibrada.

O formidável aumento do controle eletrônico a partir da metade da década de 60 com a utilização extensiva dos Retificadores Controlados de Silício (SCR) também conhecidos como Tiristores introduziu um novo desafio para os engenheiros de qualidade de energia: como solucionar os problemas causados pelas harmônicas provenientes dos equipamentos que controlam as cargas e denominadas harmônicas temporais.

A própria essência do SCR induziu a produção de equipamentos que visavam o controle de tensão. Aliás, no que diz respeito a geradores síncronos é necessário ressaltar a

verdadeira revolução nos tipos de Excitação e na Regulação de Tensão: O controle de tensão proporcionada por reguladores com controle por SCR proporcionou respostas muito mais rápidas às variações de carga. Barbuy H. apresenta esta evolução na dissertação de mestrado “Reguladores de Tensão”[32]. A substituição dos geradores CC usados como excitador por geradores CA com ponte retificadora rotativa permitiu o aparecimento de Geradores Sem Escovas; desta forma eliminou-se o inconveniente gerado pela comutação que às vezes provocava ruído nos sistemas de rádio. Estes tipos de excitação apresentam o inconveniente de não permitir corrente inversa no campo conforme previsto na IEEE Standard 421.5.1992[60].

O SCR proporcionou o rápido desenvolvimento do controle de tensão CC de forma chaveada e com isso a substituição dos geradores CC. Controles de tensão CC mais baratos e confiáveis e com menor manutenção permitiram alterar a arquitetura industrial em todos os processos onde é necessário controle de velocidade como a Indústria Siderúrgica, a Indústria de Vidro, a de Papel para citar apenas algumas. Também a tração elétrica sofre uma formidável modificação pela substituição das válvulas ignitron pelos Retificadores Controlados de Silício

Na década de 80 o chaveamento sofre novo incremento com o aparecimento dos Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) os quais facilitaram a fabricação de controladores de frequência denominados Inversores de frequência. O motor CC cujo controle de rotação é efetuado pela tensão começa a ser rapidamente substituído pelo Motor de Indução (MI). O assunto é tratado por Krishma R. Motor Drives: Modeling, Analysis and Control [6].

Os novos modelos de simulação exigem maior número de variáveis e por isso as normas introduzem novas formas de determiná-las como IEEE115-95[57] ou IEC 60034-1985-part 4- Methods for determining Synchronous Machine Quantities from Tests. [58]

Vários pesquisadores tratam do tema como MELGOZA, J.R., e outros no paper “Synchronous Machine Parameter Estimation Using the Hartley Series”[20] ou Cari E.P.T. com a Tese de Doutorado na Engenharia São Carlos USP “Metodologia de Estimação de Parâmetros de Sistemas Dinâmicos Não-lineares com Aplicação em Geradores Síncronos” [31]

A geração de grande quantidade de harmônicas temporais passa a exigir cuidados adicionais com o projeto dos geradores conforme exposto na IEEE 519[49] bem como dos diversos tipos de cargas chaveadas conforme IEC61000[50] [51], e em sua modelagem.

Várias dissertações de mestrado como Jadric I., "Modeling and control of a Synchronous Generator with Electronic Load, Thesis of Master of Science-Electrical Engineering [36] ou em teses de doutorado como a de ROCCO A.- Máquinas Síncronas e Cargas Não Lineares Efeitos da Distorção Harmônica, uma Análise Numérico Experimental [17] tratam do assunto.

Em artigos e (ou) congressos o tema é constantemente abordado como DELAIBA A. e outros em "Comportamento de Geradores Síncronos Trifásicos Alimentando Cargas não Lineares e Desequilibradas. Uma abordagem analítica e Experimental" apresentado V SBQEE-CIGRE. 2003. Aracaju.[18]

Os fabricantes de Geradores utilizados em Geração Distribuída também apresentam seus estudos como, por exemplo, Williams Gregory M "Understanding Non Linear Loads and Generator Set Interaction" Caterpillar Inc., P.E. [33] ou Olson G. "Improving UPS and Generator Set Compability" Cummins Technologies [25].

A pesquisa apresentada neste trabalho estabelece uma relação entre o THD_V e a reatância subtransitória para uma determinada distorção de corrente. Desta forma é possível identificar uma solução para o dimensionamento da Usina Geradora para CNL.

Naturalmente há de se considerar as possíveis dificuldades adicionais no sistema de proteção quando ocorre redução na reatância e conseqüentemente aumento da corrente de curto circuito.

A implantação de uma nova Usina Geradora conectada a rede Comercial seja em paralelismo momentâneo ou permanente obriga o projetista a estabelecer o sequenciamento das proteções. É o denominado estudo de seletividade das proteções. O nível de curto circuito em pontos que possam ter a contribuição da Rede Comercial e da Usina Geradora é uma importante variável do projeto e se o referido nível for muito elevado a capacidade de ruptura dos disjuntores deve ser apropriada.

Os custos decorrentes poderão ser elevados e a taxa de retorno ficará mais longa. Por isso devem ser considerados limites para os valores das reatâncias subtransitórias no eixo direto e no eixo em quadratura.

A figura 1.4 mostra uma Usina Geradora para trabalho em horário de pico, mas em paralelismo permanente e em emergência, neste caso em ilha instalada em prédio inteligente



Figura 1.4 – Usina Geradora de 2,9MW, gás+diesel, projetada pelo autor, em instalação em “edifício inteligente” para trabalho em paralelismo permanente com a rede (Peak shave).

CAPÍTULO 2 - HARMÔNICAS

2.1 INTRODUÇÃO

Componente harmônica pode ser definida como uma componente senoidal de uma onda periódica que tem uma frequência múltipla inteira da frequência fundamental.

Para o estudo dos efeitos de uma tensão distorcida sobre os equipamentos de um sistema, utilizam-se as pesquisas efetuadas por Fourier que apresentam o resultado em função das frequências harmônicas encontradas. A teoria de Fourier é aplicada no estudo de ondas não senoidais. Em síntese pode-se dizer que “Trata-se de um método matemático que converte uma função do domínio do tempo para o domínio da frequência e baseia-se na suposição da função ser de natureza periódica”. Fornece a informação na frequência do sinal, definindo quanto de cada frequência está presente nesse sinal, porém não define a localização das frequências no tempo. Todo o estudo é no regime estacionário, isto é, seu conteúdo em frequência não varia com o tempo. Um sinal estacionário pode exibir eventos inesperados, mas a probabilidade de ocorrência desses eventos é conhecida. Caso as distorções sejam de natureza não estacionária, o método de Fourier se mostra ineficiente. Exemplos: transitórios eletromecânicos rápidos, contendo tanto oscilação de alta frequência quanto impulsos localizados superpostos à frequência fundamental. Apenas as distorções em regime permanente como as harmônicas são tratadas adequadamente por Fourier. Quando se estuda uma distorção periódica no regime permanente é possível a função ser representada por uma série de Fourier, desde que as seguintes condições sejam satisfeitas, a saber:

- a) Estar definida no intervalo real $[-L, L]$ exceto possivelmente em um número finito de pontos do intervalo;
- b) Ser periódica de período $2L$;
- c) $f(t)$ e $f'(t)$ sejam seccionalmente contínuas no intervalo de definição;
- d) Todas as discontinuidades apresentadas sejam de primeira espécie;
- e) Tenha um número finito de máximos positivos e negativos;
- f) A função ser integrável e absolutamente integrável

Estando todas essas condições satisfeitas, pode-se escrever a função em série de Fourier como uma série infinita de senos e cossenos, onde cada componente possui frequência múltipla da fundamental. A equação 2.1 mostra a expressão da série de Fourier:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cdot \cos\left(\frac{n\pi t}{L}\right) + b_n \cdot \text{sen}\left(\frac{n\pi t}{L}\right) \right] \quad [2.1]$$

onde:

$$a_0 = \frac{1}{L} \int_c^{c+2L} f(t) dt; \quad a_n = \frac{1}{L} \int_c^{c+2L} f(t) \cos\left(\frac{n\pi t}{L}\right) dt;$$

$$b_n = \frac{1}{L} \int_c^{c+2L} f(t) \text{sen}\left(\frac{n\pi t}{L}\right) dt$$

$n=0, 1, 2, 3, 4, \dots$

Neste Capítulo será efetuada a análise das harmônicas em Sistemas Elétricos não apenas com relação as suas consequências, mas identificando suas causas. Este Capítulo é dividido em três partes:

- Sobre problemas provocados pelas harmônicas
- Sobre harmônicas de origem temporal
- Sobre harmônicas de origem espacial em GS

Os engenheiros eletricitas e boa parte dos usuários são conscientes dos problemas provocados pelas harmônicas no sistema elétrico desde ruído em motores, passando por superaquecimento de aparelhos elétricos, até distúrbios não controlados nos sistemas de comunicação Field Bus que inclui os protocolos de comunicação das redes industriais. Este tipo de comunicação constitui-se em tecnologia usada na indústria que substituiu o sinal analógico de 4- 20 mA (miliampére). Disponibilizados no início da década de 80 por iniciativa da ISA (Instrument Society of America), da IEC (International Electrotechnical Commission), da Profibus (German National Standard) e da FIP (French National Standard), formando a IEC/ISA SP50 Fieldbus committee.

Os próprios GS poderão ser fontes de harmônicas sendo comuns relatos nos quais as mesmas provocam sérios distúrbios em sistemas de comunicação [1]. As modernas técnicas de simulação e projeto utilizando *softwares* como, por exemplo ‘Método de Elementos

Finitos” permitem projetar GS com formas de onda de tensão com baixo conteúdo de harmônicas geralmente com valores menores que os limites do IEEE 519-92[49].

As harmônicas geradas pelas distribuições espaciais dos fluxos dentro do GS e que não foram eliminadas pela distribuição e pelo encurtamento são denominadas harmônicas espaciais [1]. Cargas como retificadores, inversores e conversores CA/CC, geram grande quantidade de harmônicas [22], [23], [24]. Estas harmônicas são denominadas temporais.

Esses dispositivos controlam a tensão, a corrente ou a frequência chaveando a onda fundamental provocando elevada distorção na forma de onda a qual pode ser desenvolvida a série de Fourier em uma fundamental e em harmônicas de ordens superiores como já exposto.

Os diversos controles como velocidade em tração elétrica ou aquecimento em fornos industriais, ou Sistemas de Carga de Baterias, anteriores ao aparecimento dos retificadores controlados de silício e aos transistores de chaveamento como MOSFET e IGBT eram efetuados por núcleos eletromagnéticos controlando-se o nível de saturação. A geração de harmônicas não provocava distúrbios de intensidade tão acentuada como passou a ocorrer após a década de 60 com o aparecimento da moderna eletrônica de potência. Os controles também eram efetuados por ignitrons tipo de retificadores controlados do início de 1930 inventados por J.Slepian da Westinghouse. As quantidades eram tão pouco significativas que não provocavam problemas nos Sistemas Elétricos.

A popularização dos diversos elementos de comutação eletrônica promoveu formidável alteração na arquitetura industrial e de serviços.

Para exemplificar apresenta-se na configuração da figura 2.1 um esquema típico de um moderno “Data Center” sendo as UPS (Uninterruptible Power System) um dos principais equipamentos da planta e geradoras de grande quantidade de harmônicas. As outras cargas como sistema de ar condicionado, elevadores e iluminação, provavelmente são também controladas eletronicamente e conseqüentemente também geradoras de harmônicas.

A cada dia as exigências dos usuários condicionam de forma crescente a alimentação da energia elétrica de forma controlada, o que implica em chaveamento da tensão

e sua recomposição em níveis exigidos pela carga. Este processo implica em geração de harmônicas.

Esta situação gera interessante paradoxo: cargas sofisticadas que demandam qualidade de energia em níveis elevados, mas que provocam grandes distorções piorando, portanto a qualidade da mesma.

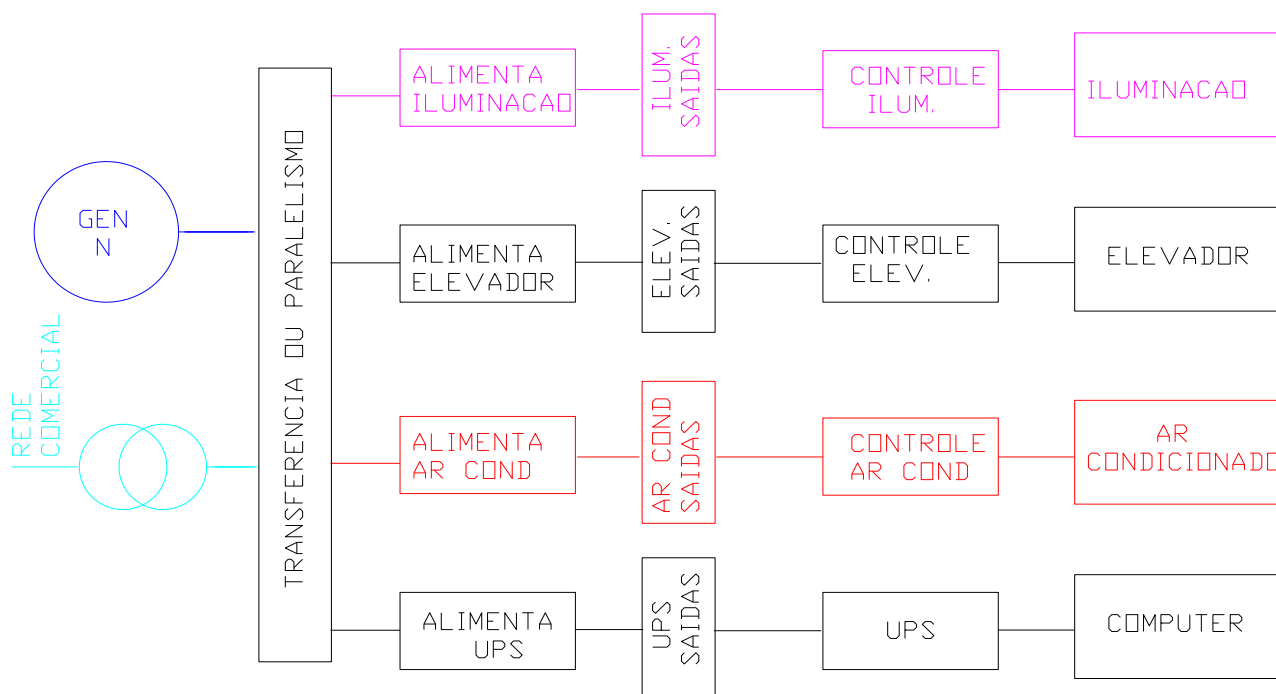


Figura 2.1- Alimentação típica de um “Data Center”

A configuração da figura 2.2, corresponde a uma moderna unidade industrial na qual o CPD representa carga reduzida. O processo fabril, entretanto tem a energia eletronicamente controlada e conseqüentemente os níveis de poluição elétrica podem ter valores não aceitáveis.

De fato as distorções nas formas de onda das tensões e correntes tornaram-se mais significativas com a crescente utilização de cargas controladas por componentes de estado sólido como os já citados tiristores e IGBTs. Provavelmente as distorções harmônicas estão entre os mais importantes problemas de Qualidade da Energia de um Sistema Elétrico nos dias atuais, notadamente em Geração Distribuída (GD). Na figura 2.1 apresenta-se um Sistema com duas fontes sendo uma a Rede Comercial (RC) e a outra uma Usina Geradora (UG)

própria com potência semelhante à somatória das cargas sendo uma grande parte das mesmas fontes de harmônicas de diversas ordens [25].

A figura 2.3 mostra vários tipos de cargas não lineares [49] incluindo tipos de cargas diferentes das utilizadas nos Data Centers.

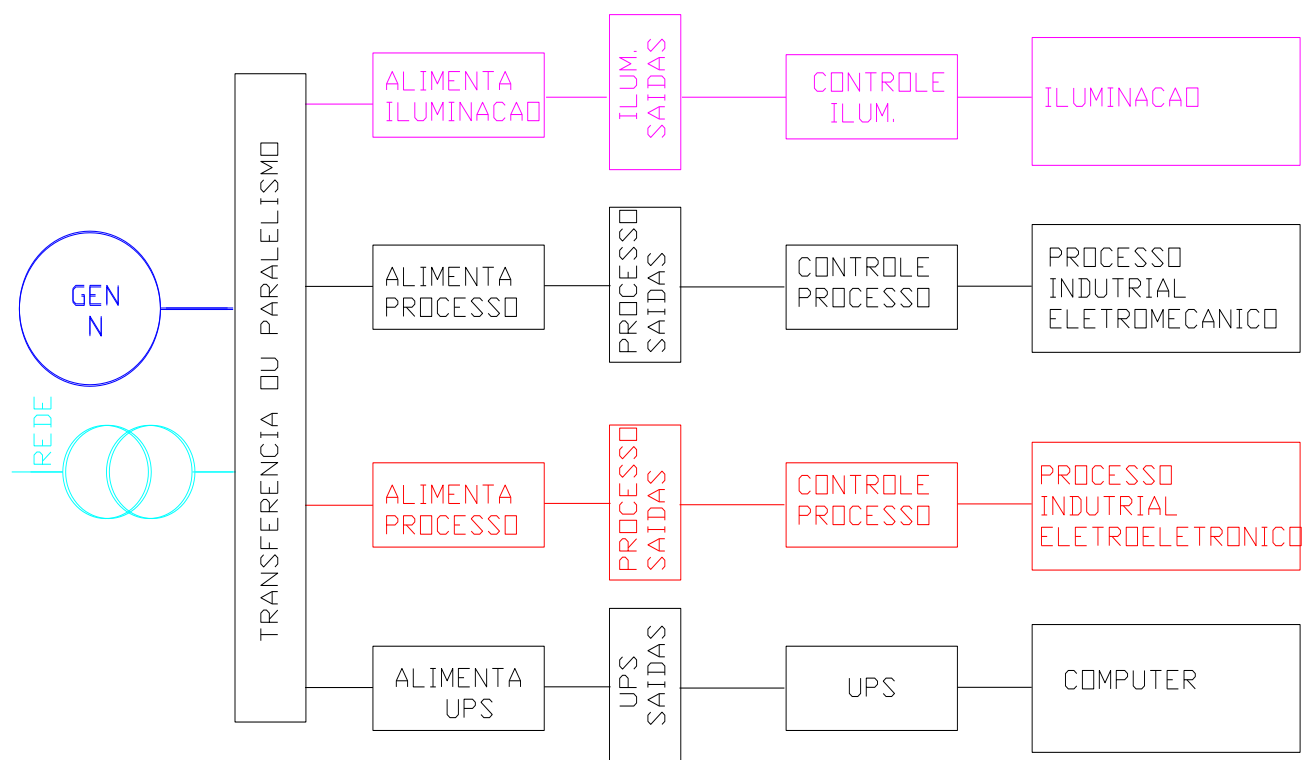


Figura 2.2- Alimentação típica de moderna planta industrial

As indústrias possuem um grande número de cargas não lineares, como os equipamentos controladores de velocidade de motores, os fornos a arco, os conversores AC/DC, etc. (vide figura 2.3)

Conforme IEEE 119 [49] Capítulo 4, as fontes principais de harmônicas são:

Converters	<ul style="list-style-type: none"> • Electronic Phase Control
<ul style="list-style-type: none"> • Static VAR 	<ul style="list-style-type: none"> • Cycloconverter Harmonic
<ul style="list-style-type: none"> • Compensator 	<ul style="list-style-type: none"> • Switch Mode Power Supplies
<ul style="list-style-type: none"> • Compensator 	<ul style="list-style-type: none"> • Pulse Width Modulated Drive (PWM)

A norma IEC 6100-3-2[50] limita a emissão de harmônicas por equipamentos elétricos e eletrônicos com corrente de entrada menor que 16A por fase. Equipamentos que demandam correntes maiores que 16 A e menores que 75 A são cobertos por IEC 61000 3-12 [52]. Equipamentos que demandam correntes maiores que 75 A são cobertos pela IEC 6100 3-4[51]. Os métodos de medição e avaliação das harmônicas são estabelecidos pelas normas IEC 61000-4-7[63].

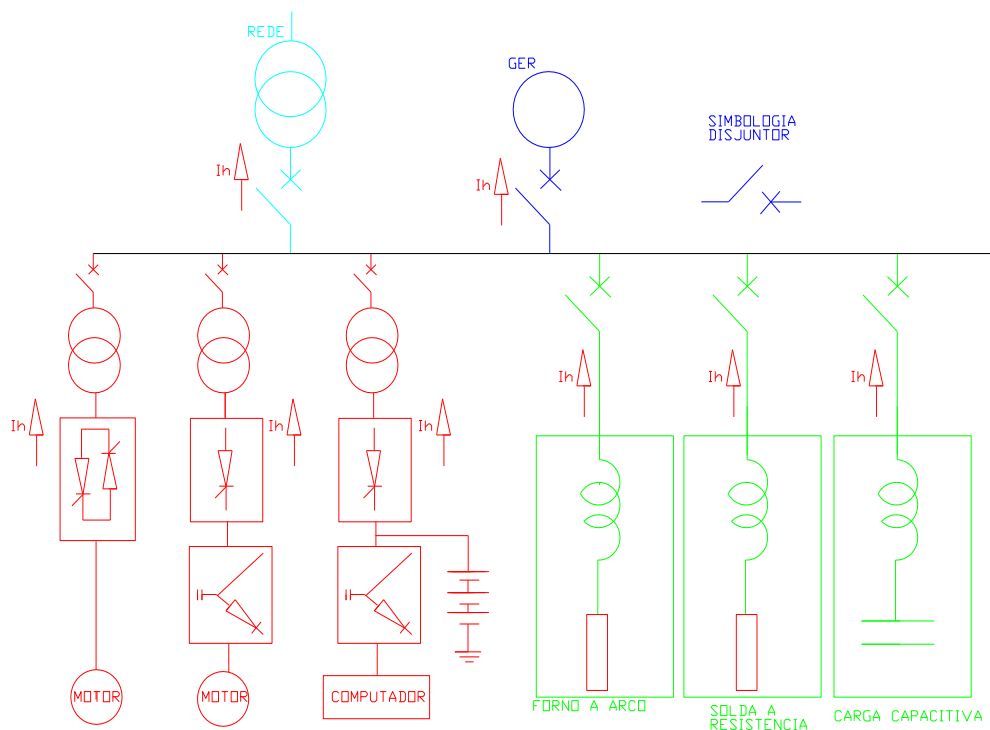


Figura 2.3 – Várias fontes de harmônicas

As harmônicas geradas por um aparelho não deveriam ultrapassar os níveis especificados e deveriam funcionar normalmente na presença das perturbações iguais aos referidos níveis.

Entretanto, muitas vezes as referidas cargas não lineares, fontes de harmônicas e dos problemas associados, podem não suportar a poluição que ajudaram a provocar. No contexto dos emissores pode-se afirmar que os maiores poluidores são os conversores estáticos embora esforços empreendidos pelos fabricantes introduzindo sistemas de filtragem tenham reduzido substancialmente as harmônicas [6]. Os projetistas, independentemente de

seus equipamentos gerarem ou não correntes harmônicas, efetuam os projetos para operação com tensões balanceadas e com baixo conteúdo de harmônicas. Os testes são realizados com alimentação proporcionada pela Rede Comercial, com elevados níveis de Curto Circuito (ou baixas impedâncias) e por isso não desenvolvem a percepção do que ocorrerá quando alimentadas por Gerador (es) de baixo nível de curto circuito.

A análise dos problemas provocados pela distorção depende das Cargas não Lineares e também das topologias do Sistema que determinam as impedâncias: nos grandes Sistemas de Geração, devido aos altos níveis de curto-circuito, as tensões nas barras mais próximas têm distorção muito pequena. Entretanto, à medida que os pontos de medições se distanciam dos geradores e se localizam mais perto das Cargas não Lineares, as distorções de tensão aumentam.

Nos Sistemas de Geração com baixos níveis de curto circuito nos quais as cargas não lineares possuem potências próximas às dos geradores como frequentemente ocorre na Geração Distribuída em ilha, a interação entre estes e as cargas dificulta o Sistema de Controle podendo gerar instabilidades que podem implicar em paralisação da Usina Geradora.

Pode-se afirmar então que quando a alimentação é efetuada pela Rede Comercial, o cálculo da distorção da tensão para determinada distorção da corrente considera tão somente as impedâncias dos alimentadores. Quando a alimentação é efetuada por gerador (es) com potência de valor próximo ao da carga, o processo de realimentação gera instabilidades que tornam a análise mais complexa.

Por isso os maiores problemas ocorrem na geração distribuída trabalhando em ilha e não nas grandes geradoras ou distribuidoras de energia.

Cabe aos engenheiros de Qualidade de Energia Elétrica (QEE) solucionar estes problemas, adequando o Sistema de Geração, os Transformadores e as Linhas Alimentadoras. O correto dimensionamento do(s) GS(s) ou a introdução de filtros para eliminar parcialmente as harmônicas são formas de mitigar os problemas, cabendo aos engenheiros de Qualidade de Energia identificar qual solução mais apropriada [5].

A figura 2.4 apresenta uma Usina Geradora com cargas não lineares e filtros [23], [49]

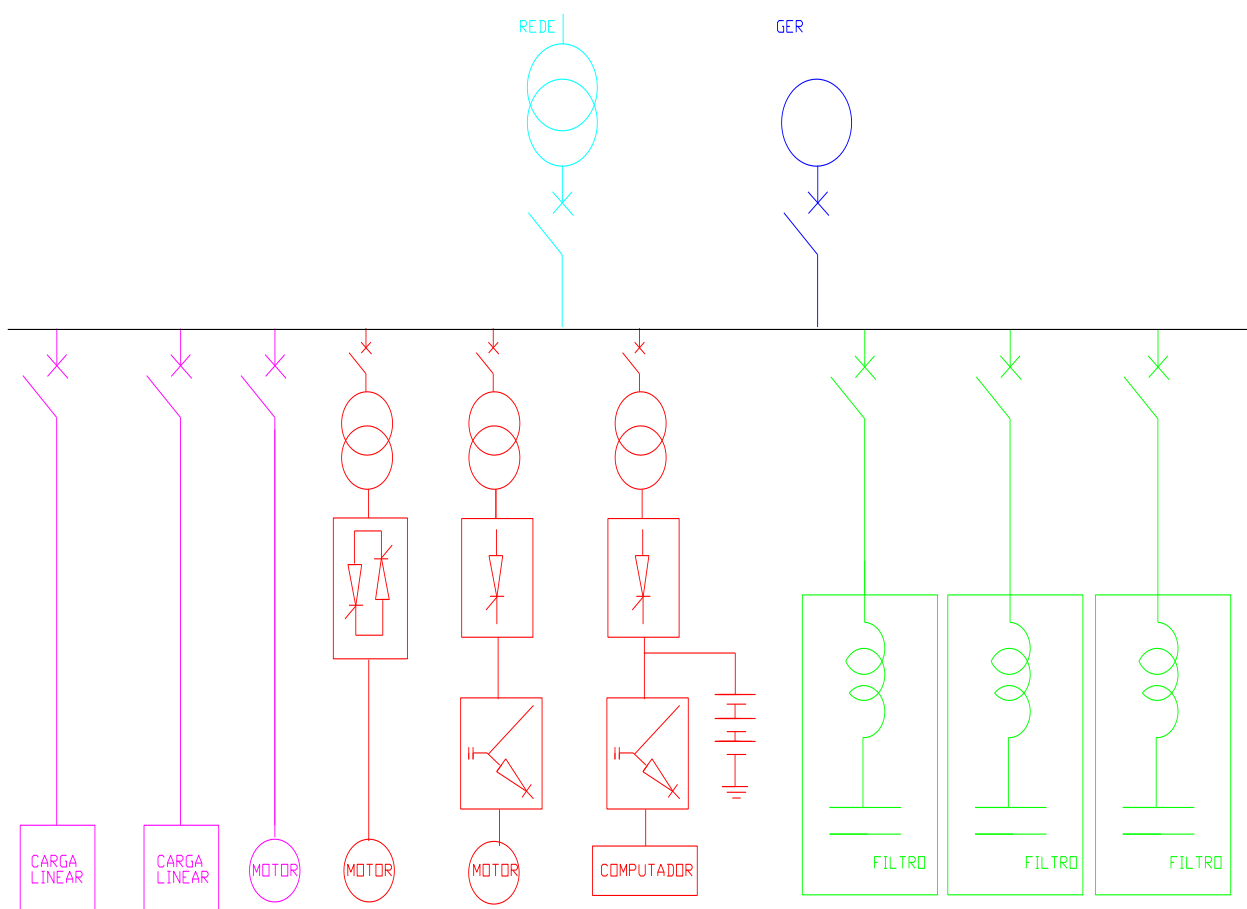


Figura 2.4- Sistema de geração com cargas não lineares e filtros

2.2 DEFINIÇÕES E PROBLEMAS PROVOCADOS PELAS HARMÔNICAS

Antes de estudar os efeitos provocados pelas harmônicas, seja de origem espacial ou temporal, este item aborda as definições normalizadas e que devem ser utilizadas pelos engenheiros que tratam da qualidade da energia elétrica. As referidas definições baseiam-se principalmente no IEEE-Std 519: IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems [49] que trata de práticas e requisitos para o controle de harmônicas no sistema elétrico de potência.

2.2.1- Definições

O exame do comportamento dos diversos equipamentos conectados à redes com a presença de harmônicas deve ser efetuado com base nos parâmetros que são utilizados em matérias relacionadas ao tema desenvolvido neste trabalho. As definições estão de acordo com

IEEE-519[49] e são reproduzidas neste trabalho para facilitar a leitura do restante da tese evitando a necessidade de se efetuar pesquisa complementar nas referidas normas. Durante a apresentação a seguir efetuam-se comentários a respeito dos parâmetros os quais enriquecem a interpretação.

As definições comumente adotadas para indicar o conteúdo harmônico de uma onda elétrica são:

2.2.1.1 Distorção Harmônica Individual:

A “Distorção Harmônica Individual” (Individual Harmonic Distortion), é usada para as formas de onda de tensão e de corrente.

- Distorção Harmônica Individual de Tensão:

$$DHI_V (\%) = \frac{V_h}{V_1} \cdot 100\% \quad (2.2)$$

- Distorção Harmônica Individual de Corrente:

$$DHI_I (\%) = \frac{I_h}{I_1} \cdot 100\% \quad (2.2')$$

Sendo:

V_h, I_h : valor eficaz da tensão, corrente de ordem harmônica “h”.

V_1, I_1 : valor eficaz da corrente fundamental.

2.2.1.2 Distorção Harmônica Total (Total Harmonic Distortion- THD) ou Fator Harmônico (Harmonic Factor):

Relação da raiz quadrada da soma dos quadrados (root-sum-square) de todas as harmônicas com a fundamental.

THD_V ou Fator harmônico (para voltagem)

$$THD_V = \sqrt{(E_3^2 + E_5^2 + E_7^2 + \dots + E_h^2)} / E_1 \quad (2.3)$$

THD_I ou Fator harmônico (para corrente)

$$THD_I = \sqrt{(I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + \dots + I_h^2)} / I_1 \quad (2.3')$$

Os índices subscritos são a ordem das harmônicas e são ímpares.

2.2.1.3 Distorção Total (Total Demand Distortion-TDD):

Relação da raiz quadrada da soma dos quadrados com a máxima corrente demandada pela carga, identificada com I_L no Ponto de Acoplamento Comum (POINT OF COMMON COUPLING-PCC). Conforme IEEE-519 PCC é definido como sendo o ponto onde 2 ou mais usuários obtém a mesma voltagem ou alimentação.

Este valor deve ser medido em período de 15 ou 30 minutos e não incorpora correntes demandadas por Motores de Indução durante a partida ou outras demandas de curta duração.

É importante observar que a IEEE 519 define o DHT(V), DHT (I), TDD(V), TDD (I) pela amplitude desconsiderando o ângulo. Entretanto existem situações que distorções com iguais amplitudes podem provocar conseqüências inteiramente diferentes no comportamento do sistema elétrico. Nas figuras 5.3 a e b, 5.7 e 5.8 do Capítulo 5 mostram-se registros oscilográficos de formas de onda que não cruzam o eixo das abscissas e com a mesma amplitude de distorção cruzam o eixo das abscissas e, portanto geram novas sub-freqüências dificultando sua monitoração.

Outra observação relevante diz respeito à ordem das harmônicas a serem medidas que conforme a IEEE 519 a ‘medição das harmônicas não deve ultrapassar a 50^o’. Conforme diversas simulações efetuadas nesta pesquisa e mostradas no Capítulo 6, harmônicas insignificantes de corrente de ordens elevadas, com valores menores que décimos (em por cento) refletem-se na tensão com valores maiores que 1% o que pode não ser desprezível se ocorrerem em grande quantidade de harmônicas.

2.2.1.4 Limites de distorção de corrente

Tabela 2.1- Limites de distorção da corrente para sistemas de distribuição em geral conforme IEEE Std 519(de 120 V ate 69000 V).

Máxima distorção de corrente em por cento						
Ordem de cada harmônica						
I_{cc}/I_L	<100	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5
20<50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8
50<100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12
100<1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20

Harmônicas pares são limitadas a 25% dos limites das harmônicas ímpares da tabela.

Não são permitidos conversores de meia onda (distorção de corrente que resulta em uma dc offset).

Todo equipamento de geração é limitado aos valores da tabela indiferente da I_{cc}/I_L .

TDD–Distorção Harmônica da Demanda Total.

I_{cc} - corrente de curto circuito no PCC.

I_L - corrente de linha: em valor eficaz.

2.2.1.5 Limites de distorção da tensão

São dados na tabela 2.2

Tabela 2.2 Limites de distorção da tensão conforme IEEE-519

	Distorção individual	THD

69 kV e abaixo	3%	5%
69 kV até 161 kV	1,5%	2,5%
Acima de 161 kV	1%	1,5%

2.2.1.6 Fator de Relação de Impedância (impedance ratio factor)

A relação da impedância da fonte no ponto do sistema em análise sobre a impedância da fonte para os elementos do conversor que comutam simultaneamente.

2.2.1.7 Produto I T (I-T product)

A influência indutiva expressa em termos do produto do valor eficaz da corrente, vezes o Fator de Interferência Telefônica.

2.2.1.8 Produto kV-T (kV-T product)

Influência da indutância expressa em valor eficaz da tensão vezes seu Fator de Influência Telefônica.

2.2.1.9 Queda instantânea da voltagem (line voltage notch).

A queda no suprimento do conversor devido a um momentâneo curto circuito da linha durante a comutação. Alternativamente a queda instantânea da voltagem causada pela queda reativa no suprimento do circuito quando ocorrem altas taxas de alteração na corrente nas linhas de CA durante a comutação.

2.2.1.10 Carga Não Linear (Non Linear Load)

Uma carga que demanda corrente não senoidal quando alimentada por fonte senoidal.

2.2.1.11 Profundidade da queda instantânea (notch depth)

A queda média da voltagem de linha durante a queda instantânea

2.2.1.12 Área da queda instantânea (notch area).

E a área da queda instantânea produto da queda pela largura da mesma medida em micro segundos.

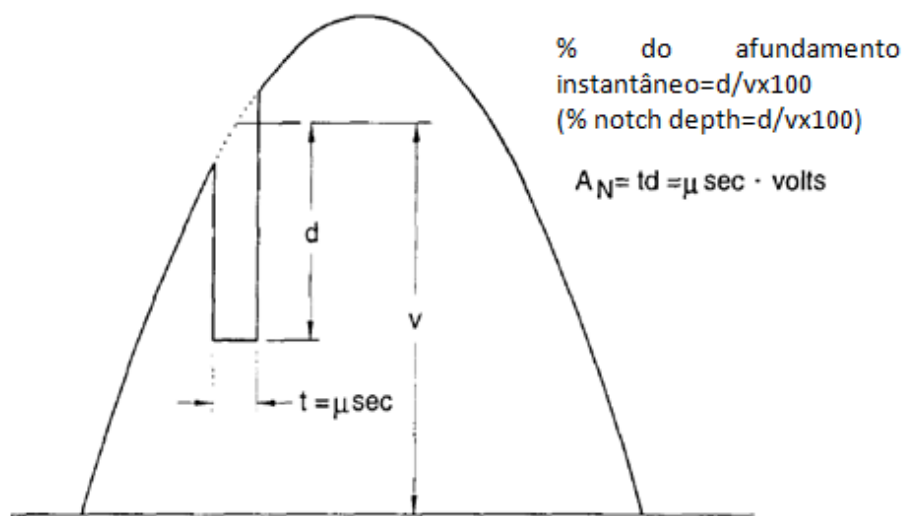


Figura 2.5- Definição de Notch → profundidade e área (figura copiada da 519-1992)

2.2.1.13 Fator de potência, deslocamento (Power factor, displacement).

A relação da potência ativa da fundamental in watts com a aparente da fundamental em VA.

2.2.1.14 Fator de potência, total (Power factor, total).

A relação da potência total de entrada com a potência aparente total de entrada do conversor

2.2.1.15 Número de pulsos (Pulse Number).

O número de pulsos sucessivos de comutações não simultâneas dentro do conversor durante cada ciclo quando operando sem controle de fase. “É também igual à ordem da harmônica principal na Corrente Contínua isto é o número de pulsos presente na saída em CC em um ciclo no suprimento da voltagem.

2.2.1.16 Qualidade de Energia (quality factor).

Duas vezes a relação da máxima energia armazenada com a energia dissipada por ciclo em uma dada frequência.

Uma definição equivalente aproximada é a relação da frequência de ressonância com a largura da faixa entre os lados opostos da frequência de ressonância onde a resposta

da estrutura ressonante difere de 3 dB da frequência em ressonância. Se o circuito compreende uma indutância L, capacitância C e resistência R então a qualidade de energia será:

$$Q=(L/C)^{1/2}/R. \quad (2.4)$$

2.2.1.17 Corrente de Curto Circuito (Short Circuit Current I_{SC}) ou Nível de Curto Circuito

É o valor do curto trifásico franco. Com esse valor poderá ser calculado o valor da impedância de curto circuito, variável de grande importância para determinar a distorção da tensão, DTH_V em função da distorção da corrente THD_I .

2.2.1.18 Relação de Curto Circuito (Short Circuit Ratio SCR), para um Conversor Estático

É a relação entre a capacidade de curto circuito da barra no ponto de conexão do Conversor em MVA e a capacidade nominal do conversor em MW.

2.2.1.19 Fator de Interferência Telefônica –FIT (Telephone Influence Factor -TIF).

A definição é aplicável para corrente e tensão.

É a relação entre a raiz quadrada da soma dos quadrados dos valores rms ponderados de todas as componentes da senoide incluindo a fundamental e harmônicas e o valor rms da onda senoidal

2.2.2 Efeitos de harmônicas em componentes do sistema elétrico

É de fundamental importância conhecer as consequências das harmônicas nos equipamentos elétricos.

No APÊNDICE A desta tese efetua-se análise do grau de tolerância que os diversos tipos de cargas possuem em ambientes elétricos com elevada poluição provocada por harmônicas.

Descrevem-se também os efeitos das harmônicas sobre os diversos equipamentos que trabalham em ambientes poluídos.

A apreciação é efetuada principalmente com base na IEEE 519[49].

2.3 HARMÔNICAS DE ORIGEM TEMPORAL E ESPACIAL

2.3.1 Harmônicas de origem temporal

Definem-se como harmônicas de origem temporal as provocadas por equipamentos que para controlar tensão corrente ou frequência chaveiam a onda e a recompõem para obter novos valores.

Este tema será tratado no Apêndice A.

2.3.2 Harmônicas de origem espacial em GS

2.3.2.1 Introdução

Nesta parte do Capítulo 2 será efetuado estudo das harmônicas espaciais de GS com maior ênfase para GS de pólos salientes. A figura 2.6 mostra um corte de um GS de 2 pólos salientes

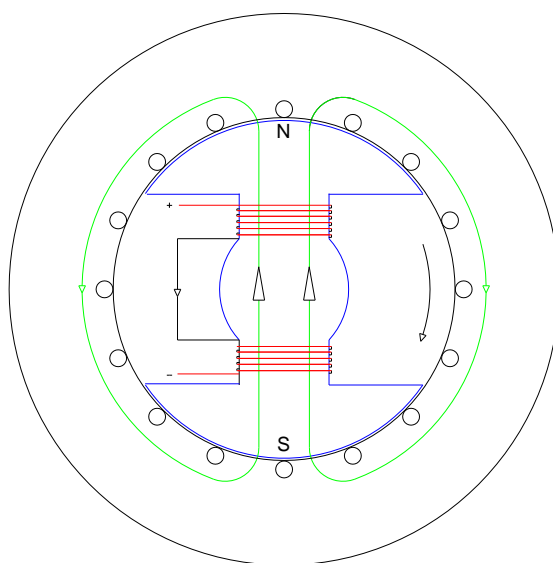


Figura 2.6- GS de 2 pólos

As harmônicas espaciais ocorrem em função da distribuição do fluxo no espaço, embora a tensão gerada não reflita necessariamente a intensidade das distorções do referido fluxo. Várias técnicas são utilizadas para impedir que as referidas harmônicas apareçam na forma de onda da tensão gerada.

Sabe-se que a fem em um condutor da armadura varia no tempo de forma semelhante à distribuição do fluxo no espaço o qual varia em função de um ângulo espacial Θ enquanto a fem varia em função do tempo t , selecionado de forma que um período T da fem seja suficiente para o rotor completar uma volta que em uma máquina de 02 pólos (figura 2.6); em uma máquina de p pares de pólos quando o rotor completa uma volta a fem completa p períodos. Em outras palavras se o rotor gira com velocidade angular $\omega = 2\pi n$, o período T da fem corresponde a $T=1/np$. Entretanto em um enrolamento real, a conexão em série dos

referidos condutores espaçados ao longo da armadura combina suas fem de tal maneira que a forma final da fem não é igual à da onda do fluxo, ou seja, à sua distribuição no espaço embora a forma da fem de cada condutor seja igual à referida distribuição espacial do fluxo.

Para melhor entender as causas das harmônicas, o estudo será feito analisando as harmônicas do GS funcionando em vazio e funcionando em carga equilibrada e linear. Desta forma podem-se identificar as harmônicas espaciais sem qualquer interferência das temporais que frequentemente apresentam valores maiores ou daquelas provocadas por desequilíbrios de carga.

2.3.2.2 Harmônicas do GS funcionando em vazio

A inexistência de fmm de reação de armadura quando GS está em vazio permite analisar apenas as harmônicas da tensão como função do fluxo dos pólos no enrolamento da armadura. A distorção em vazio deve ser inferior a 5% conforme as normas IEC60034 1 - Rotating Electrical Machines part 1—Rating and Performance [49], [58]. A análise exige duas observações distintas: a forma de onda do fluxo e a mitigação proporcionada pelo enrolamento da armadura das harmônicas que por ventura existem no fluxo. A tensão em qualquer bobina do estator, particularmente na fase "a" será expressa pela derivada do fluxo concatenado com as bobinas da referida fase a. O fluxo concatenado pode ser expresso pela equação (2.5)

$$\lambda_a = L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c + L_{af}i_f + L_{akd}i_{kd} + L_{akq}i_{kq} \quad (2.5)$$

onde L_{aa} é a indutância própria da fase a

L_{ab} é a indutância mútua da fase "a" com a fase "b"

L_{ac} é a indutância mútua da fase "a" com a fase "c"

L_{af} é a indutância mútua da fase "a" com a bobina do campo f

L_{akd} é a indutância mútua da fase "a" com a bobina do enrolamento amortecedor kd no eixo direto

L_{akq} é a indutância mútua da fase "a" com a bobina do enrolamento amortecedor kq no eixo em quadratura.

Como em vazio $i_a = i_b = i_c = i_{kd} = i_{kq} = 0$ a expressão (2.5) será transformada em:

$$\lambda_{a0} = L_{af}i_f \quad (2.6)$$

Supondo-se o projeto do entreferro elaborado para que a permeância do CM seja tal que a mútua \mathcal{L}_{af} entre a bobina que representa toda fase a e a bobina que representa o campo seja uma função trigonométrica cosenoidal perfeita e portanto admitindo-se a inexistência de harmônicas tem-se:

$$\mathcal{L}_{af} = L_{af} \cos \Theta \quad (2.7)$$

Θ é o ângulo entre o eixo direto e o eixo de "a" e será zero em $t=0$ quando o pólo norte está alinhado como o eixo de "a". A tensão em a será: $v_a = p \lambda_{a0} = p \mathcal{L}_{af} i_f$.

Na hipótese da existência de harmônicas espaciais em vazio as mesmas podem ser expressas na indutância \mathcal{L}_{af} se a expressão (2.7) for escrita como:

$$\mathcal{L}_{af} = L_{af1} \cos \Theta + L_{af3} \cos 3\Theta + L_{af5} \cos 5\Theta + L_{af7} \cos 7\Theta + L_{afh} \cosh \Theta \quad (2.8)$$

Os registros oscilográficos efetuados no laboratório de Máquinas Elétricas da Faculdade de Engenharia da Universidade Santa Cecília-UNISANTA (figuras 2.7 e 2.8 e a tabela 2.3) mostram as harmônicas espaciais em vazio e em carga de um dos geradores de 2KVA, 230 V 4 pólos salientes, 60 HZ.

Evidentemente este gerador não atende a recomendação da IEEE 519[49] a qual limita em 5% a distorção da tensão qualquer que seja a carga. As harmônicas espaciais são causadas pelas ranhuras do pólo da gaiola amortecedora cuja concentração no centro da sapata provoca mais distorção na parte superior da senoide. É interessante observar que ao colocar-se carga as harmônicas diminuem. Ocorre um evidente "filtragem" provocada pela reação de armadura. Significa que a componente do fluxo da reação de armadura possui quantidade menor de harmônicas que o fluxo em vazio devido exclusivamente ao campo. A composição entre o fluxo do campo e da reação de armadura resulta em distorção menor na tensão que na situação em vazio. A análise da tabela mostra uma redução da distorção de 7,3-7,7% em vazio para 5,9% em carga linear equilibrada para as tensões de fase medida com aparelhos Yokogawa e TIE. A distorção de fase determinada por um registrador marca FLUKE (tanto em vazio como em carga) é maior que a de linha, o que mostra que o encurtamento do enrolamento estático é de um terço.

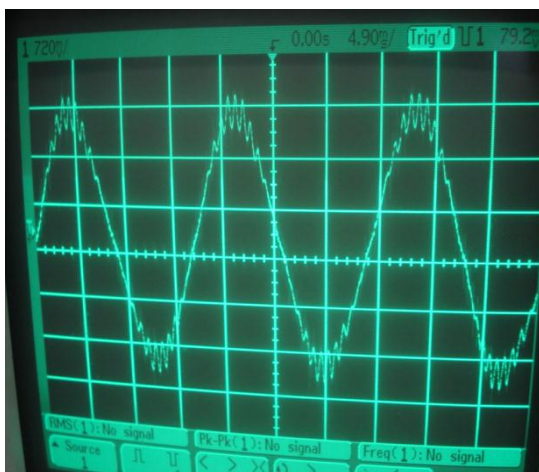


Figura 2.7- Harmônicas espaciais de gerador de 2 kVA em vazio

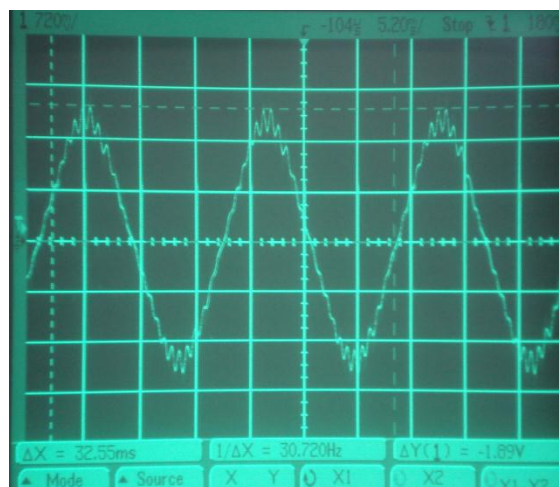


Figura 2.8- Harmônicas espaciais de gerador de 2 kVA em carga parcial

Tabela 2.3- Ensaio: Harmônicas em gerador de 2 KVA. 20 de julho de 2010

Ensaio em vazio			Ensaio em carga linear → I=2,0 A(40%)	
Tensão de fase V=126 V			Tensão de fase V=126 V	
	Yokogawa C240	TIE-PIE	Yokogawa C240	TIE-PIE
	THD _v =7,3-7,7%	THD _v =7,3-7,7%	THD _v =5,9%	THD _v =5,84%
2 ^a	2,1-3%	2,58%		0,53%
3 ^a		3,48%		
9 ^a		1,5%		
15 ^a		0,49%		
21 ^a		1,62%		0,62%
23 ^a	5,5%	5,65%	4,4%	4,59%
25 ^a	4,4%	4,52%	3,6%	3,12%

Tabela 2.3(continuação)- Resultados com Fluke

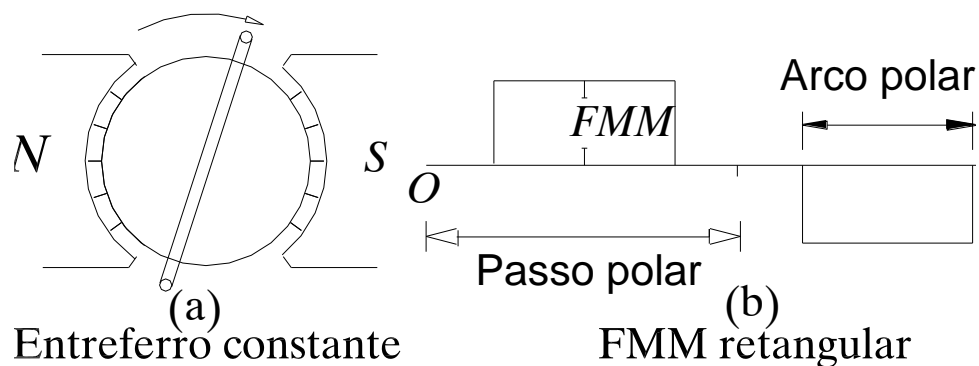
	Ensaio em vazio		Ensaio em carga	
	$V_{\text{fase}}=126\text{V}$	$V_{\text{linha}}=218$	$V_{\text{fase}}=126\text{V}$	$V_{\text{linha}}=219\text{V}$
	Fluke	Fluke	Fluke	Fluke
	$\text{THD}_v=7,4\%$	$\text{THD}_v=6,7\%$	$\text{THD}_v=6,3\%$	$\text{THD}_v=5,3\%$
3 ^a	2,5%	0,5%		
23 ^a	5,1%	5,1%		
25 ^a	4,1%	4,3%		

Observação: não foi possível determinar alguns valores em função de flutuações do instrumento

2.3.2.2.1. Forma de onda do fluxo em vazio .

a) Entreferro constante

Em GS de pólos salientes, objeto principal deste estudo, a bobina do pólo é concentrada e a forma de onda da fmm sempre é retangular.



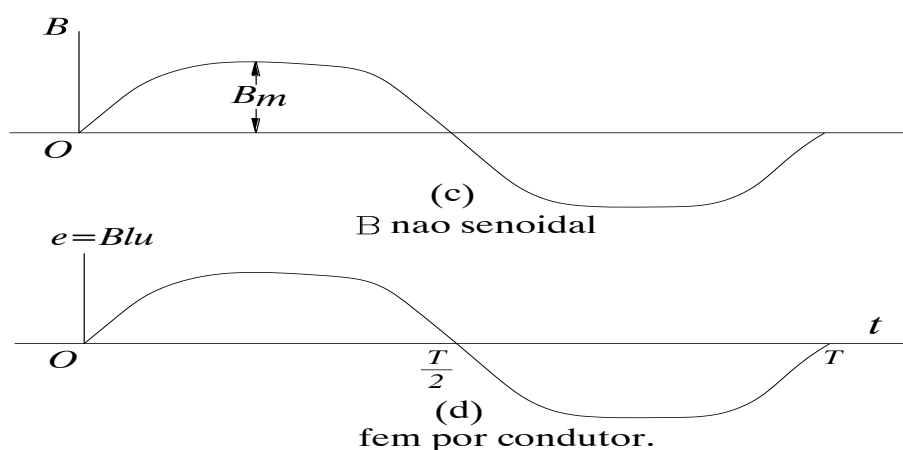


Figura 2.9 – Fluxo e fem de GS de 2 pólos salientes de entreferro constante

No caso de entreferro constante, o fluxo, entretanto terá forma retangular, mas arredondada conforme a figura 2.9. Nestas circunstâncias a fem em cada condutor da armadura será um reflexo no tempo da forma de onda do fluxo no espaço. A forma de onda do fluxo mostrada na figura 2.9 possui grande quantidade de harmônicas de origem espacial. Em cada condutor a tensão possuirá igualmente as mesmas harmônicas, entretanto conhecidas técnicas de encurtamento e distribuição das bobinas podem eliminar a quase totalidade de harmônicas.

Nos GS reais não se pode permitir que a fem gerada possua valores de THD_V superiores a 5%, ou em alguns casos especiais 3%, para não provocar distúrbios no funcionamento de muitas cargas. Ver os limites na Tabela 2.2.

Em vazio o valor de THD_{V0} não deverá superar 1,5%.

Por isso além de um correto projeto do enrolamento da armadura no que diz respeito a distribuição e ao encurtamento é conveniente desenhar os pólos de forma que a fem em cada condutor do induzido não seja fonte de elevada quantidade de harmônicas.

b) Entreferro variável

A fim de reduzir as harmônicas provocadas por FMM retangular e fluxo quase retangular é usual admitir que o perfil da sapata polar ofereça permeância variável que permita transformar a fmm retangular imposta pela bobina do campo em fluxo senoidal. Igualmente é usual desconsiderar as variações provocadas pelos canais que abrigam a gaiola amortecedora.

As variações provocadas pelas ranhuras do estator frequentemente provocam harmônicas de elevada frequência caso as inclinações longitudinais não eliminem as variações da relutância impostas pelas referidas ranhuras quando o rotor está em movimento. A figura 2.12 mostra a forma de onda de gerador de 500 KVA com baixa distorção (3%), na qual as harmônicas são facilmente identificáveis como harmônicas de ranhura.

O fluxo no entreferro pode calcular-se ponto a ponto supondo-se duas superfícies lisas sendo uma no rotor e outra no estator com equipotenciais magnéticos diferentes em cada superfície. Esta suposição implicitamente admite linearização do Circuito Magnético. Imaginem-se tubos de fluxo de seção infinitesimal que “saem” do rotor e “entram” no estator sempre a 90° uma vez que as diferenças de permeabilidade magnética entre o ferro e o ar é muito elevada. Desta forma é possível estabelecer valores de permeância ponto a ponto. O fluxo é o produto da fmm pela permeância de cada tubo. Nas regiões em que os tubos divergem consideravelmente como na extremidade dos pólos podem incluir-se linhas adicionais para facilitar o cálculo das dimensões médias. Considerando que se ocorre uma determinada diferença de potencial magnético entre duas superfícies, o campo magnético terá uma distribuição tal que o fluxo seja máximo. Deste modo os resultados poderão ser obtidos traçando-se três gráficos de fluxo e selecionando-se o que apresente maior fluxo.

A figura 2.10 mostra o perfil da sapata com entreferro variável sendo na extremidade o dobro do centro (embora existam outras relações entre o entreferro no centro e nas extremidades). Referido perfil construído a partir da concordância de 2 ou 3 arcos permite gerar fluxo senoidal com reduzida quantidade de harmônicas. No livro “Cálculo de Máquinas Electricas - Juan Corrales Martin –Editora Marcombo- Barcelona”[2] apresenta-se método de cálculo.

A expressão da permeância para o entreferro variável de um gerador desenhado para eliminar harmônicas espaciais do fluxo em vazio é:

$$\mathcal{P} = P_1 + P_2 \cos 2\Theta \quad (2.9)$$

Sendo o entreferro na extremidade do pólo aproximadamente 2 vezes o valor no centro do pólo.

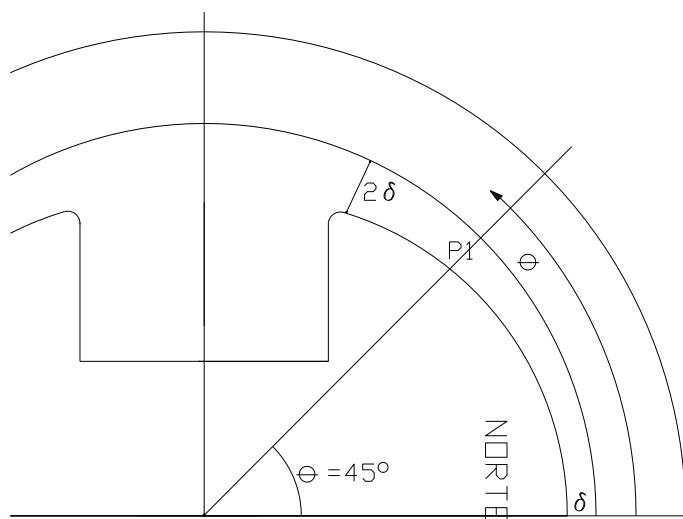


Figura 2.10-Variação da permeância em GS de 2 pólos com entreferro variável

O valor de P_1 ocorre quando $\theta = 45^\circ$, pois $\cos 2\theta = 0$. No eixo direto $\theta = 0$ e, portanto $\cos 2\theta = 1$. Assim $P = P_1 + P_2$. No eixo em quadratura $\theta = 180$ e $\cos 2\theta = -1$ e portanto $P = P_1 - P_2$.

Admite-se, portanto que o perfil do pólo com 2 ou 3 concordâncias de arco e o devido arredondamento na extremidade da sapata permita escrever a equação (2.9).

Em um ponto qualquer do estator, por exemplo, no ponto x da figura 2.11, o fluxo será:

$$\Phi_x = F_f \cdot P_{xN} - F_f \cdot P_{xS} \quad (2.10)$$

Onde:

F_f é a Força Magneto Motriz do campo.

P_{xN} é a permeância oferecida ao tubo de fluxo que sai perpendicularmente da superfície do pólo norte em x'' e entra perpendicularmente na superfície do estator em x;

P_{xS} é a permeância oferecida ao tubo de fluxo que sai perpendicularmente da superfície do estator em x e entra perpendicularmente na superfície do pólo sul em x' .

Substituindo-se (1) em (2) com os índices apropriados tem-se:

$$\Phi_x = F_f \cdot \mu_0 \cdot S / l_N - F_f \cdot \mu_0 \cdot S / l_S$$

$$\Phi_x = F_f \cdot \mu_0 \cdot S (1/l_N - 1/l_S) =$$

$$\Phi_x = F_f \cdot \mu_0 \cdot S \cdot (l_s - l_N) / (l_N \cdot l_s) \quad (2.11)$$

A função $(l_N - l_s) / (l_N \cdot l_s)$ deve reproduzir a função trigonométrica expressa por $\cos\Theta$ sendo Θ conforme indicado na figura 2.10 .

Como no centro do pólo que corresponde ao eixo d- ponto 1, $l_s \gg l_N$ pode-se desconsiderar l_N no numerador sendo que l_s do denominador é cancelado pelo respectivo valor do numerador . Assim a expressão (3) para o ponto 1 será reduzida a $\Phi_1 = F_f \cdot \mu_0 \cdot S / l_N \rightarrow \Phi_1 = \Phi_{\text{máximo}}$

No ponto 3 corresponde ao eixo q: $l_s = l_N$ portanto $\Phi_3 = 0$

Caso a função $(l_s - l_N) / (l_N \cdot l_s)$ seja cosenoidal não haverá segunda harmônica de fluxo apesar de haver segunda harmônica de permeância a qual, pode ser escrita como:

$$P = P_0 + P'_0 \cdot \cos 2\Theta \quad (2.12)$$

Consulta a folhas de dados de fabricantes internacionais diversos mostra que as distorções da forma de onda da tensão em vazio são da ordem de 1% a 2% .

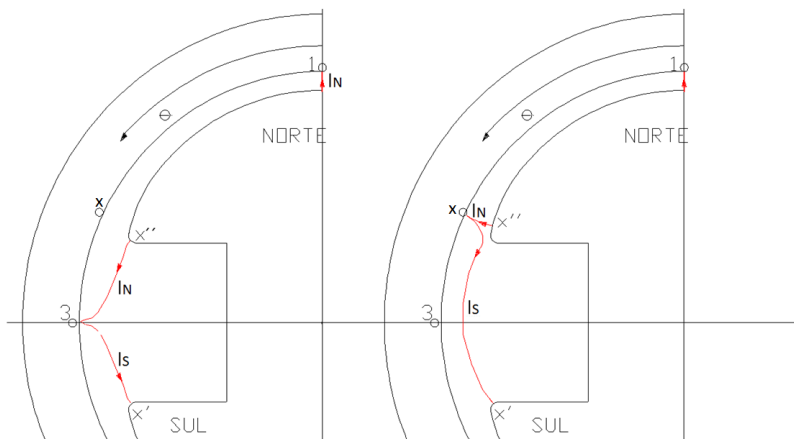


Figura 2.11- Linha de fluxo no centro e na extremidade do pólo

Na hipótese do perfil da sapata proporcionar uma permeância descrita na equação (2.12) não ocorreriam harmônicos no fluxo em vazio e portanto a tensão gerada na armadura seria livre de harmônicas. Em GS síncronos reais o perfil da sapata provavelmente não obedece a equação e, portanto o fluxo poderá conter alguns harmônicos.

Selecionado o valor do entreferro no centro do polo e identificando-o como δ e considerando o grau de abraçamento do polo igual a $180 \cdot \gamma$, o valor do entreferro na

extremidade será $\delta_\gamma = \delta / (\cos\gamma 90^\circ)$. O perfil da sapata polar pode ser determinado marcando δ e δ_γ e unindo os pontos por um arco de circunferência com centro sobre a linha do eixo polar ou eixo direto [2].

2.3.2.3 Harmônicas do GS funcionando em carga

Na figura 2.7 e 2.8 mostrou-se a forma de onda em vazio e em carga de gerador de 2kVA

As harmônicas são mostradas nas tabelas 2.3.

A figura 2.12 mostra a forma de onda de gerador de 500kVA. A figura 2.13 mostra que o THDv correspondente é 1,8%

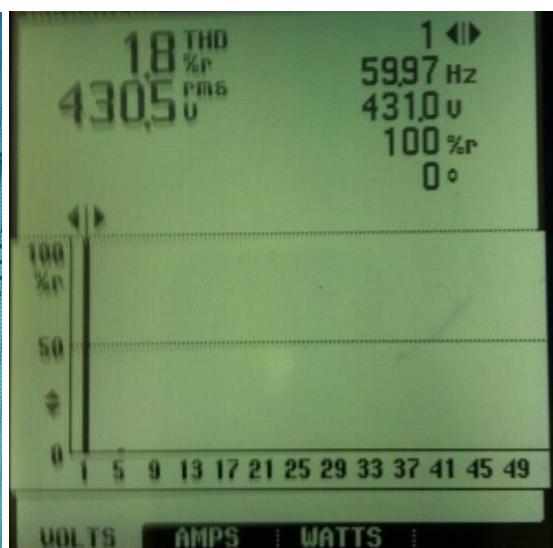
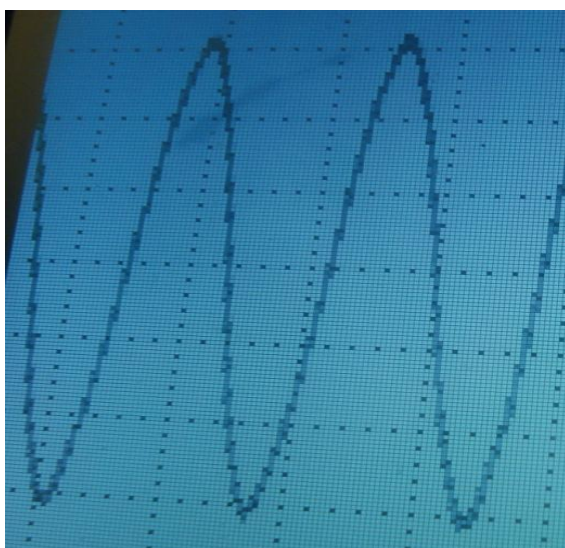


Figura 2.12: Forma de onda de gerador de 500KVA Stamford instalado na Inbr-
Indústria Brasileira de Alumínio

Figura 2.13- Harmônica de gerador de 500
KVA referido na figura 2.12

2.3.3 Formas de mitigar harmônicas em vazio e em carga (harmônicas espaciais)

A diminuição das harmônicas em vazio é obtida não apenas pelo desenho apropriado do perfil do pólo, mas também como já explicado o enrolamento estatórico pode eliminar parcialmente as harmônicas do fluxo.

Em carga a fmm resultante F_R é a composição de F_f (do campo) e F_A (da reação de armadura). Para obter-se fluxo senoidal em vazio é necessário que o entreferro seja variável

conforme exposto em 2.3.2.2 para que a fmm retangular F_f proporcione fluxo senoidal Φ_f . Para que F_A seja senoidal é necessário construir o enrolamento estatórico distribuído de tal forma que a somatória das fmm's das bobinas que compõe cada fase ao se adicionarem gerem uma fmm senoidal. As harmônicas que ainda persistam serão reduzidas pelo encurtamento sendo que a terceira e múltiplas presentes nas fases para encurtamentos diferentes de $1/3$ desaparecem entre linhas. Portanto em carga trata-se de compor duas fmm's F_f e F_A sendo F_f retangular e portanto com somatória de harmônicas da ordem de 30% e F_A com reduzido conteúdo de harmônicas. A resultante $F_R = F_f + F_A$ será conseqüentemente contaminada com razoável quantidade de harmônicas. É necessário considerar que F_f possui valor significativamente mais elevado que F_A . F_R não será, portanto senoidal e ocupa posição espacial cuja permeância apresenta forma irregular com constante alteração, pois o ângulo de F_A depende da carga. Por isso F_A é decomposta no eixo direto e em quadratura (figura 2.14), sendo que no eixo direto a permeância P_d é igual à oferecida a F_f (figura 2.15) e no eixo em quadratura a permeância P_q é apresentada na figura 2.16.

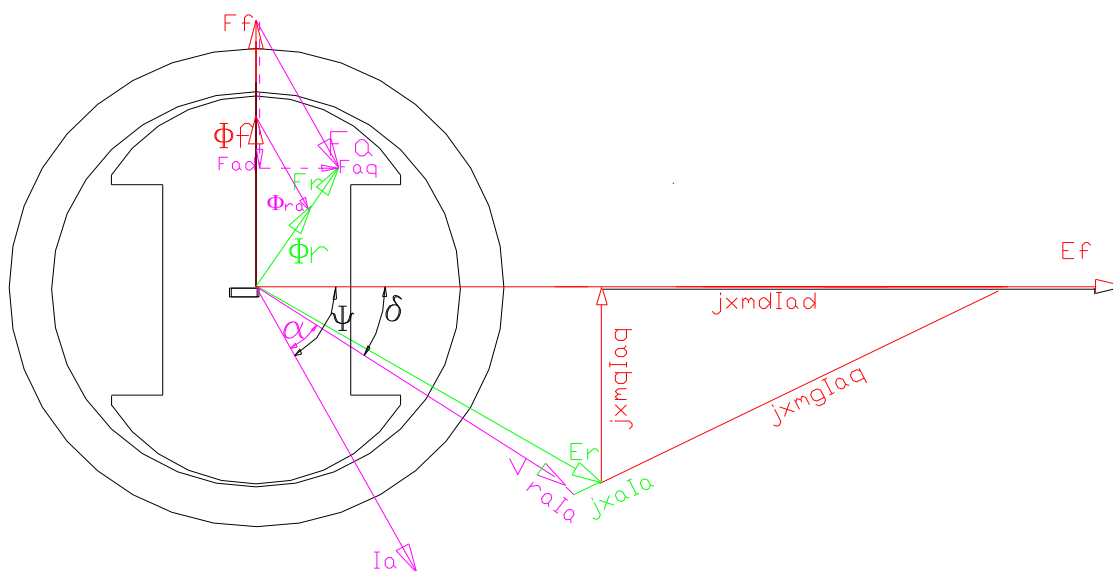


Figura 2.14 - Decomposição de I_a , F_A , F_R , E_q , e E_d nos eixos direto e quadratura

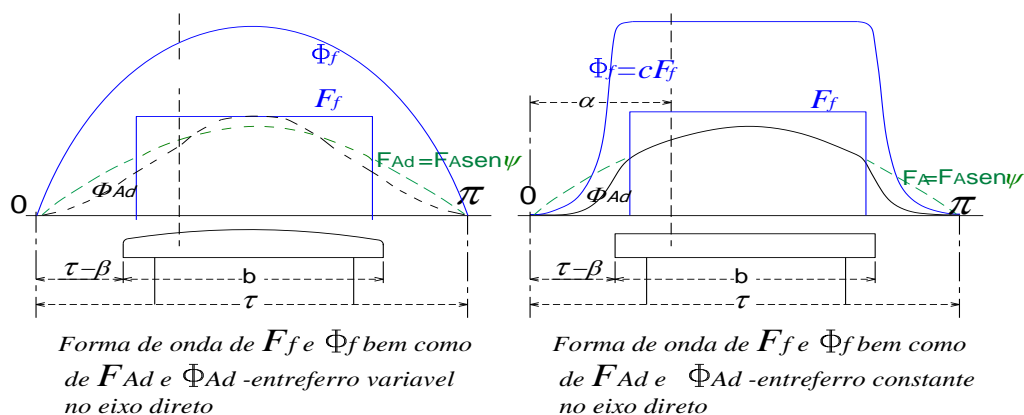
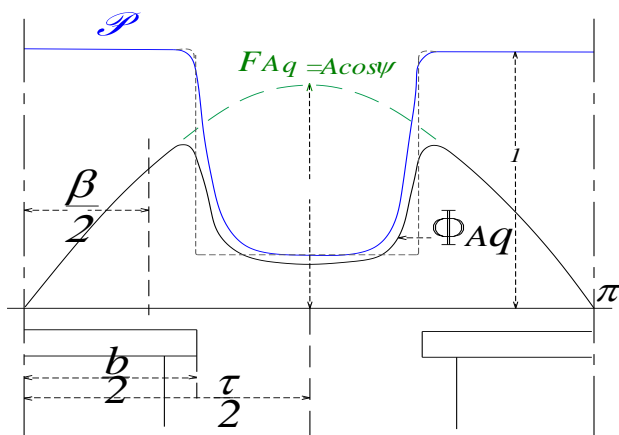


Figura 2.15

Eixo direto FMM's e Fluxos com entreferro variável e entreferro constante

Figura 2.16 Eixo em quadratura: FMM de reação de armadura F_{Aq} ,

FMM de reação de armadura em GS de pólos lisos

As harmônicas de fluxo no eixo direto são consequência de F_d aplicado ao Circuito Magnético (CM). Em máquinas de pólos lisos é bem conhecida a expressão da força magneto motriz de reação de armadura F_A

$$F_A = 0,9m K_e N_{pf} I_a \sin\psi \quad (2.13)$$

Onde ψ é o ângulo entre I_a e o eixo em quadratura, K_e é o fator do enrolamento para a fundamental, N_{pf} é o número de espiras por pólo e por fase e m é o número de fases.

No caso de decompor F_A nos eixos d e q os valores de F_d e F_q serão

$$F_d = 0,9 m K_e N_{pf} I_a \sin \psi \quad (2.14)$$

$$F_q = 0,9 m K_e N_{pf} I_a \cos \psi \quad (2.16)$$

FMM de reação de armadura em GS de pólos salientes com entreferro variável.

Em máquina de pólos salientes a permeância oferecida a F_d altera o valor da fundamental além de proporcionar algumas harmônicas. No eixo em quadratura as harmônicas são excessivas notadamente a terceira.

O método desenvolvido por J.A. Shouthen permite recalculer os módulos das fundamentais de F_d e F_q equivalentes, em função da geometria dos pólos salientes, o que permite adicioná-las a F_r . Os valores de F_d e F_q para fundamental sendo relação entre o ângulo de abraçamento do pólo e o ângulo do passo pleno igual a 0,67, ou seja, $\tau_p/\pi=0,67$ são:

$$F_{d1} = 0,75 m K_e N_{pf} I_a \sin \psi \quad (2.17)$$

$$F_{q1} = 0,515 m K_e N_{pf} I_a \cos \psi \quad (2.18)$$

O valor correspondente de F_{q3} (terceira harmônica) é

$$F_{q3} = 0,23 F_A \cos \psi \quad (2.19)$$

Observar, portanto que a fmm no eixo em quadratura possui terceira harmônica de 44,5 % da fundamental. A desconsideração da terceira harmônica no cálculo de F_q poderia implicar em erro de aproximadamente 20% na tensão de reação de armadura no eixo em quadratura na hipótese da inexistência de fatores de enrolamento (distribuição e encurtamento).

Fator de distribuição e de encurtamento

A seguir efetua-se uma breve apresentação dos fatores de distribuição e de encurtamento dos enrolamentos estatóricos.

Com se sabe um enrolamento distribuído de passo pleno com q ranhuras por pólo e por fase possui um ângulo elétrico γ entre ranhuras. Em um GS trifásico $\gamma = \pi/(3.q)$

Fator de distribuição

Nos enrolamentos distribuídos de passo pleno as N espiras de uma fase são alojadas em $2p.q$ ranhuras defasadas de γ° elétricos. Portanto o enrolamento de cada fase ao invés de ser constituído por uma bobina de N espiras será constituído por p.q bobinas cada

uma com $N/(p.q)$ espiras e defasadas entre si de um ângulo γ° elétricos. A fem de cada bobina de $N/(p.q)$ espiras será $E'_N = E_N/(p.q)$; a somatória das tensões E'_N será menor que pois as mesmas estão defasadas entre si e portanto sua soma fasorial será menor que a soma aritmética.

Portanto $\sum E'_N < E'_N \cdot (p.q) = E_N$

$$\sum E'_N = k_d EM$$

Deve-se determinar o fator de distribuição, menor que 1, que relacione a relação entre a soma fasorial e a soma aritmética. A expressão 2.20 é bastante conhecida.

$$k_d = \frac{\text{sen}(q\gamma)}{q\text{sen}\gamma} \quad (2.20)$$

Atenção deve ser dada a k_{dh} , ou seja, o fator de distribuição para cada harmônica de fem. A aplicação da expressão (2.20) para cada harmônica resulta na expressão:

$$k_{dr} = \frac{\text{sen}(qh\gamma)}{q\text{sen}(h\gamma)} \quad (2.21)$$

Os valores de são apresentados na tabela 2.4.

Tabela 2.4 - Fator de distribuição em enrolamentos da armadura de GS trifásicos para fundamental e harmônicas.

Ranuras por pólo e por fase(q)	>>>	1	2	3	4	5	6	1000
Ang entre ranhuras(γ)	>>>	1,0472	0,5236	0,3491	0,2618	0,2094	0,1745	0,0010
H	1	1,0000	0,9659	0,9598	0,9577	0,9567	0,9561	0,9549
A	3	1,0000	0,7071	0,6667	0,6533	0,6472	0,6439	0,6366
R	5	1,0000	0,2588	0,2176	0,2053	0,2000	0,1972	0,1910
M	7	1,0000	-0,2588	-0,1774	-0,1576	-0,1494	-0,1453	-0,1364
O	9	1,0000	-0,7071	-0,3333	-0,2706	-0,2472	-0,2357	-0,2122
N	11	1,0000	-0,9659	-0,1774	-0,1261	-0,1095	-0,1017	-0,0868

I	13	1,0000	-0,9659	0,2176	0,1261	0,1022	0,0920	0,0735
C	15	1,0000	-0,7071	0,6667	0,2706	0,2000	0,1725	0,1273
A	17	1,0000	-0,2588	0,9598	0,1576	0,1022	0,0836	0,0562
S	19	1,0000	0,2588	0,9598	-0,2053	-0,1095	-0,0837	-0,0503

Fator de encurtamento ou fator de passo

A dedução deste fator é de amplo conhecimento. A figura mostra os símbolos para facilitar a leitura. A fórmula para calcular o fator de passo é

$$k_{pr} = \text{sen}(h.\pi/2).\text{cos}(h\gamma) \quad (2.22)$$

A tabela 2.5 mostra o Fator de Encurtamento para uma máquina de 48 ranhuras com encurtamento de 01 ranhura até 5 ranhuras

Tabela 2.5- Fator de Encurtamento ou Passo: encurtamento de 01 a 5 ranhuras

h\encurtamento	1	2	3	4	5
1	0,991445	0,965926	0,923879	0,866025	0,793353
3	-0,923879	-0,707105	-0,382681	0,000000	0,382683
5	0,793352	0,258816	-0,382688	-0,866025	-0,991445
7	-0,608760	0,258823	0,923882	0,866025	0,130526
9	0,382681	-0,707111	-0,923876	0,000000	0,923880
11	-0,130523	0,965928	0,382674	-0,866025	-0,608761
13	-0,130530	-0,965924	0,382694	0,866025	-0,608761

O fator de enrolamento para fundamental e harmônicas de um GS de 4 pólos com 48 ranhuras e com um fator de passo de $2/3$, da fundamental até a 15ª resulta como mostrado na tabela 2.6. Como previsto as harmônicas de 3ª e múltiplas são zero. As outras harmônicas são razoavelmente mitigadas. Por isso caso o perfil da sapata polar seja executado para gerar fluxo razoavelmente senoidal e se for efetuada a inclinação das ranhuras correta às harmônicas espaciais podem ser desconsideradas.

Tabela 2.6: fator de enrolamento de GS de 4 pólos -48 ranhuras

Harmônica	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19
k_{dr}, k_{pr}	0,8294	0	-0,1778	-0,1365	0	0,1092	0,1092	0	-0,1365	-0,1778

2.4 Conclusões

Elevado conteúdo de harmônicas prejudica o funcionamento dos sistemas elétricos.

Os projetos devem ser elaborados para que os sistemas de geração/transmissão/distribuição não se ultrapassem os valores estabelecidos pela 519 do IEEE. Os projetos dos geradores podem facilmente atender valores de harmônicas espaciais menores que os impostos pelos Standards do IECC 519 (para funcionamento em vazio ou com cargas lineares). Por isso neste trabalho focalizam-se as harmônicas de origem temporal.

Os equipamentos que constituem as cargas devem ser projetados para que a distorção gerada não ultrapasse os valores estabelecidos pela IEC 61000 [50] [51]. A existência de grande quantidade de cargas que ultrapassam os valores da norma torna necessário encontrar meios de mitigar as harmônicas.

A mitigação pode ser efetuada por filtros ou pela escolha apropriada dos parâmetros internos dos geradores do sistema elétrico.

Este trabalho foca principalmente soluções através da seleção apropriada dos parâmetros dos geradores síncronos (GS).

Por isso no Capítulo 3 é apresentada modelagem dos GS em abc e em qd0 e no Capítulo 4 é mostrado como obter os parâmetros utilizados na modelagem. No Capítulo 5 mostra-se como efetuar a mitigação das harmônicas com Sistemas de Filtragem ou com a seleção dos parâmetros dos geradores. No Capítulo 6 efetuam-se as simulações e mostram-se os resultados de campo efetuando-se a comparação entre ambos resultados para convalidar os modelos.

CAPÍTULO 3- A MODELAGEM DA MÁQUINA SÍNCRONA

3.1 INTRODUÇÃO

O fenômeno de Conversão Eletromecânica de Energia é baseado na lei de Faraday Newman: a força eletromotriz em uma bobina depende da variação do fluxo concatenado com a mesma. Considerando que o fluxo concatenado pode ser expresso pelo produto da indutância própria e de sua corrente, somado à contribuição de todas as outras bobinas do circuito magnético expresso pela indutância mútua multiplicada pela sua corrente, o conhecimento das referidas indutâncias mútuas e próprias é imprescindível.

As máquinas síncronas a serem modeladas neste capítulo são trifásicas simetricamente construídas e possuem 03 enrolamentos no estator cada um representado por uma bobina e identificados como ‘a’, ‘b’ e ‘c’ e defasadas de 120° elétricos. Neste trabalho o núcleo do rotor é de pólos salientes e as chapas que o constituem são laminadas e prensadas e são consideradas razoavelmente isoladas o que permite desconsiderar as correntes parasitas (Eddy currents); nestas circunstâncias rotor é representado apenas por 3 bobinas sendo duas no eixo direto d e uma no eixo em quadratura q. O ângulo entre o eixo q e o eixo de a é Θ_r ou simplesmente Θ . A figura 1 mostra estes elementos.

A bobina de excitação é representada por ‘f’. A bobina do amortecedor no eixo direto é representada por ‘D’ ou por ‘kd’ e a bobina do amortecedor no eixo em quadratura é representada por ‘Q’ ou ‘kq’. Os símbolos ‘kd’ e ‘kq’ são utilizados para estarem compatíveis com a simbologia do Matlab; os símbolos D e Q são encontrados freqüentemente na literatura de máquinas elétricas. Na hipótese de rotor maciço ou constituído de chapas de espessura elevada é necessário considerar as correntes parasitas e os fluxos correspondentes o que é efetuado adotando-se modelos de ordem mais elevada. A figura 3.1 representa uma máquina de pólos lisos à esquerda e uma de pólos salientes com rotor constituído por chapas laminadas.

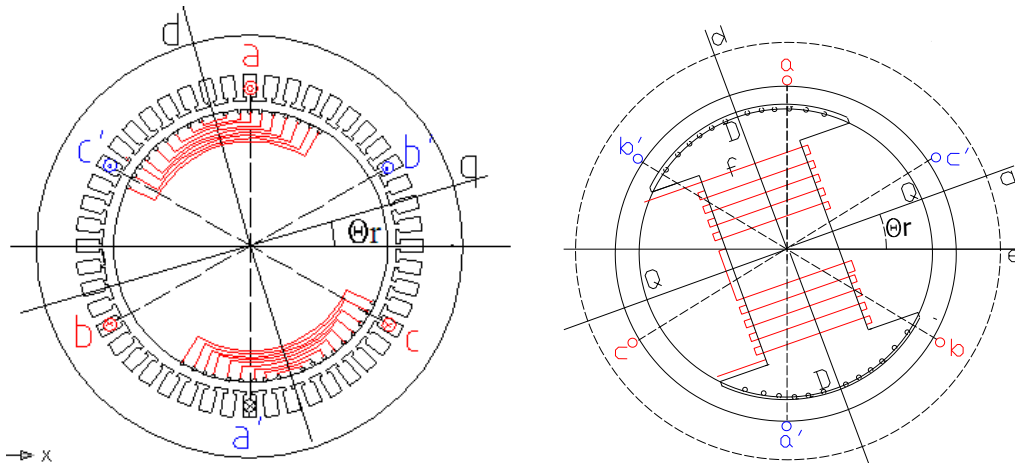


Figura 3.1 Máquina síncrona trifásica de pólos lisos e pólos salientes

3.2 MODELAGEM

Vista do estator ou do rotor a permeância das máquinas síncronas de pólos lisos não se altera com a posição do rotor. A superfície do estator é suposta lisa i.é são desconsiderados os efeitos das ranhuras. Assim as indutâncias próprias e mútuas tanto do rotor quanto do estator com relação à eles mesmos são constantes. As indutâncias mútuas do estator com relação ao rotor (e vice versa) se alteram em função do ângulo do rotor-estator.

O equacionamento das referidas indutâncias é amplamente apresentado nos livros técnicos e em trabalhos acadêmicos incluindo as dissertações de mestrado de Penin Y Santos S. – “Distúrbios em Geradores Síncronos em Operação Isolada” [15] e de Delbone E. “Viabilidade Técnica e Econômica no Aumento da Capacidade de Geração de Usinas Síncronas utilizando Gerador de Indução” [16] ou em Martins Neto L. “Modelagem de Máquinas Síncronas de Pólos Lisos” [19].

A permeância das máquinas síncronas de pólos salientes referenciada ao estator se altera com a posição do rotor como consequência da variação do circuito magnético “visto” pela bobina estatórica quando o rotor gira. Assim, as indutâncias próprias e as mútuas do estator variam com a posição do rotor.

As indutâncias próprias e mútuas do rotor não se alteram quando o mesmo muda de posição, desde que a inclinação das ranhuras permita desconsiderar a alteração da permeância do circuito magnético oferecido as bobinas rotóricas.

As indutâncias mútuas do estator com relação ao rotor (e vice versa) se alteram em função do ângulo do rotor-estator como consequência da posição relativa entre as bobinas estatóricas com relação às rotóricas quando o rotor gira.

É fácil concluir que máquinas de pólos lisos possuem quantidade menor de indutâncias variáveis que as de pólos salientes. A modelagem de geradores síncronos de pólos salientes é apresentada na literatura técnica e em muitos trabalhos acadêmicos inclusive em Penin y Santos S. – “Distúrbios em Geradores Síncronos em Operação Isolada “[15].

É importante encontrar modelos que expressem com exatidão o comportamento do GS. O processamento das equações é efetuado por métodos numéricos e por isso importa determinar quais modelos conduzem a um número menor de cálculos. Na presença de cargas não lineares (CNL) com grande quantidade de harmônicas ocorre aumento significativo do número de passagens e por isso a escolha do modelo é importante. Existem muitas pesquisas sobre GS alimentando cargas não lineares. Delaiba A. C., Oliveira R.R., Rocha C.A.L..”Comportamento de Geradores Síncronos Trifásicos Alimentando Cargas não Lineares e Desequilibradas [18] efetuam análise com cargas não lineares e desequilibradas.

Rocco A. em sua tese de doutorado “Máquinas Síncronas e Cargas Não Lineares Efeitos da Distorção Harmônica, uma Análise Numérico Experimental” efetua uma análise de grande sofisticação efetuando análise do campo através de “Elementos Finitos”[17].

3.3 A MODELAGEM DE GERADORES SÍNCRONOS EM abc

A equação genérica da tensão de qualquer bobina ‘i’ do rotor ou estator é:

$$v_i = r_i i_i + \frac{d\lambda_i}{dt} \quad (3.1)$$

Onde r_i é a resistência de uma bobina genérica ‘i’ e λ_i é todo o fluxo concatenado com a respectiva bobina ‘i’. Identificando as fases do estator como ‘a’, ‘b’ e ‘c’, o enrolamento do campo como ‘f’, e o dumper do eixo direto e quadratura representados por ‘kd’ e ‘kq’ respectivamente (amortecedor é um enrolamento constituído por barras colocadas na face da sapata polar o mais próximo possível do entreferro e curtocircuitadas; por isso $v_{kd}=0$ e $v_{kq}=0$). Esta simbologia esta de acordo com a utilizada no Simulink do Matlab bem como no livro, Dynamic Simulation of Electric Using Matlab Simulink [7] ou Power System Stability and Control [13]

Nestas circunstâncias e adotando-se a hipótese de que as três fases são iguais, as equações 3.2.a fornecem todas as tensões da máquina síncrona:

$$\begin{aligned}
 v_a &= r_s i_a + \frac{d\lambda_a}{dt} \\
 v_b &= r_s i_b + \frac{d\lambda_b}{dt} \\
 v_c &= r_s i_c + \frac{d\lambda_c}{dt} \\
 v_f &= r_f i_f + \frac{d\lambda_f}{dt} \\
 v_{kd} &= r_{kd} i_{kd} + \frac{d\lambda_{kd}}{dt} = 0 \\
 v_{kq} &= r_{kq} i_{kq} + \frac{d\lambda_{kq}}{dt} = 0
 \end{aligned} \tag{3.2 a}$$

Outra forma de escrever as equações (3.2.a) é mostrada a seguir em (3.2.b):

$$\begin{aligned}
 \mathbf{v}_s &= \mathbf{r}_s \mathbf{i}_s + \frac{d\Lambda_s}{dt} \\
 \mathbf{v}_r &= \mathbf{r}_r \mathbf{i}_r + \frac{d\Lambda_r}{dt}
 \end{aligned} \tag{3.2. b}$$

Evidentemente trata-se das grandezas do estator (s) e do rotor (r). As grandezas em negrito significam que são as matrizes [1]. Admitindo-se a *Teoria da Superposição dos Fluxos*, o fluxo total em cada enrolamento genérico ‘i’ seja do estator ou do rotor é a somatória das contribuições de todos os enrolamentos da máquina. Assim $\lambda_i = \sum \lambda_{ij}$, sendo que quando j é igual a i é o fluxo do próprio enrolamento i e quando é igual a b, c, f, kd, ou kq é o fluxo dos outros enrolamentos que se concatenam com o enrolamento i. As expressões (3.3) mostram o fluxo concatenado em cada bobina:

$$\begin{aligned}
 \lambda_a &= \lambda_{aa} + \lambda_{ab} + \lambda_{ac} + \lambda_{af} + \lambda_{akd} + \lambda_{akq} \\
 \lambda_b &= \lambda_{ba} + \lambda_{bb} + \lambda_{bc} + \lambda_{bf} + \lambda_{bkd} + \lambda_{bkq} \\
 \lambda_c &= \lambda_{ca} + \lambda_{cb} + \lambda_{cc} + \lambda_{cf} + \lambda_{ckd} + \lambda_{ckq} \\
 \lambda_f &= \lambda_{fa} + \lambda_{fb} + \lambda_{fc} + \lambda_{ff} + \lambda_{fkd} + \lambda_{fkq} \\
 \lambda_{kd} &= \lambda_{kda} + \lambda_{kdb} + \lambda_{kdc} + \lambda_{kdf} + \lambda_{kdkd} + \lambda_{kdkq} \\
 \lambda_{kq} &= \lambda_{kqa} + \lambda_{kqb} + \lambda_{kqc} + \lambda_{kqf} + \lambda_{kqkd} + \lambda_{kqkq}
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

Considerando que o fluxo pode ser expresso em função da indutância própria ou mútua, as expressões (3.3) podem ser escritas conforme se mostra nas expressões (3.4), lembrando que as indutâncias variáveis são representadas por \mathcal{L} .

$$\begin{aligned}
\lambda_a &= \mathcal{L}_{aa}i_a + \mathcal{L}_{ab}i_b + \mathcal{L}_{ac}i_c + \mathcal{L}_{af}i_f + \mathcal{L}_{akd}i_{kd} + \mathcal{L}_{akq}i_{kq} \\
\lambda_b &= \mathcal{L}_{ba}i_a + \mathcal{L}_{bb}i_b + \mathcal{L}_{bc}i_c + \mathcal{L}_{bf}i_f + \mathcal{L}_{bkd}i_{kd} + \mathcal{L}_{bkq}i_{kq} \\
\lambda_c &= \mathcal{L}_{ca}i_a + \mathcal{L}_{cb}i_b + \mathcal{L}_{cc}i_c + \mathcal{L}_{cf}i_f + \mathcal{L}_{ckd}i_{kd} + \mathcal{L}_{ckq}i_{kq} \\
\lambda_f &= \mathcal{L}_{fa}i_a + \mathcal{L}_{fb}i_b + \mathcal{L}_{fc}i_c + \mathcal{L}_{ff}i_f + \mathcal{L}_{fkd}i_{kd} + \mathcal{L}_{fkq}i_{kq} \\
\lambda_{kd} &= \mathcal{L}_{kda}i_a + \mathcal{L}_{kdb}i_b + \mathcal{L}_{kdc}i_c + \mathcal{L}_{kdf}i_f + \mathcal{L}_{kdkd}i_{kd} + \mathcal{L}_{kdkq}i_{kq} \\
\lambda_{kq} &= \mathcal{L}_{kqa}i_a + \mathcal{L}_{kqb}i_b + \mathcal{L}_{kqc}i_c + \mathcal{L}_{kqf}i_f + \mathcal{L}_{kqkd}i_{kd} + \mathcal{L}_{kqkq}i_{kq}
\end{aligned} \tag{3.4}$$

As expressões (3.4) podem ser escritas de forma simplificada conforme mostram as expressões (3.5) lembrando que todas as expressões em negrito são matrizes:

$$\begin{aligned}
\mathbf{\Lambda}_s &= \mathcal{L}_{ss}\mathbf{i}_s + \mathcal{L}_{sr}\mathbf{i}_r \\
\mathbf{\Lambda}_r &= \mathcal{L}_{sr}\mathbf{i}_s + \mathcal{L}_{rr}\mathbf{i}_r
\end{aligned} \tag{3.5}$$

Evidentemente \mathcal{L}_{ss} significa a matriz das indutâncias das bobinas do estator entre si, \mathcal{L}_{rr} as do rotor entre si e \mathcal{L}_{sr} as do estator com o rotor[7]. Utilizando a notação de (3.5), as expressões (3.2.b) podem ser escritas conforme (3.6):

$$\begin{aligned}
\mathbf{v}_s &= \mathbf{r}_s\mathbf{i}_s + p\mathcal{L}_{ss}\mathbf{i}_s + p\mathcal{L}_{sr}\mathbf{i}_r \\
\mathbf{v}_r &= \mathbf{r}_r\mathbf{i}_r + p\mathcal{L}_{rr}\mathbf{i}_r + p\mathcal{L}_{sr}\mathbf{i}_s
\end{aligned} \tag{3.6}$$

Sendo $p=d/dt$ e $r_s=r_a=r_b=r_c$, as expressões (3.6) podem ser desdobradas como mostrado nas expressões (3.7):

$$\begin{aligned}
v_a &= r_s i_a + \mathcal{L}_{aa} p i_a + i_a p \mathcal{L}_{aa} + \mathcal{L}_{ab} p i_b + i_b p \mathcal{L}_{ab} + \mathcal{L}_{ac} p i_c + i_c p \mathcal{L}_{ac} + \mathcal{L}_{af} p i_f \\
&\quad + i_f p \mathcal{L}_{af} + \mathcal{L}_{akd} p i_{kd} + i_{kd} p \mathcal{L}_{akd} + \mathcal{L}_{akq} p i_{kq} + i_{kq} p \mathcal{L}_{akq} \\
v_b &= r_s i_a + \mathcal{L}_{ba} p i_a + i_a p \mathcal{L}_{ba} + \mathcal{L}_{bb} p i_b + i_b p \mathcal{L}_{bb} + \mathcal{L}_{bc} p i_c + i_c p \mathcal{L}_{bc} + \mathcal{L}_{bf} p i_f \\
&\quad + i_f p \mathcal{L}_{bf} + \mathcal{L}_{bkd} p i_{kd} + i_{kd} p \mathcal{L}_{bkd} + \mathcal{L}_{bkq} p i_{kq} + i_{kq} p \mathcal{L}_{bkq} \\
v_c &= r_s i_c + \mathcal{L}_{ca} p i_a + i_a p \mathcal{L}_{ca} + \mathcal{L}_{cb} p i_b + i_b p \mathcal{L}_{cb} + \mathcal{L}_{cc} p i_c + i_c p \mathcal{L}_{cc} + \mathcal{L}_{cf} p i_f \\
&\quad + i_f p \mathcal{L}_{cf} + \mathcal{L}_{ckd} p i_{kd} + i_{kd} p \mathcal{L}_{ckd} + \mathcal{L}_{ckq} p i_{kq} + i_{kq} p \mathcal{L}_{ckq} \\
v_f &= r_f i_a + \mathcal{L}_{fa} p i_a + i_a p \mathcal{L}_{fa} + \mathcal{L}_{fb} p i_b + i_b p \mathcal{L}_{fb} + \mathcal{L}_{fc} p i_c \\
&\quad + i_c p \mathcal{L}_{fc} + \mathcal{L}_{ff} p i_f + i_f p \mathcal{L}_{ff} + \mathcal{L}_{fkd} p i_{kd} + i_{kd} p \mathcal{L}_{fkd} + \mathcal{L}_{fkq} p i_{kq} + i_{kq} p \mathcal{L}_{fkq}
\end{aligned} \tag{3.7}$$

$$\begin{aligned}
v_{kd} &= r_{kd}i_a + \mathcal{L}_{kda}p i_a + i_a p \mathcal{L}_{kda} + \mathcal{L}_{kdb}p i_b + i_b p \mathcal{L}_{kdb} + \mathcal{L}_{kdc}p i_c \\
&\quad + i_c p \mathcal{L}_{kdc} + \mathcal{L}_{kdf}p i_f + i_f p \mathcal{L}_{kdf} + \mathcal{L}_{kdkd}p i_{kd} + i_{kd} p \mathcal{L}_{kdkd} + \mathcal{L}_{kdkq}p i_{kq} + i_{kq} p \mathcal{L}_{kdkq} \\
v_{kq} &= r_{kq}i_a + \mathcal{L}_{kqa}p i_a + i_a p \mathcal{L}_{kqa} + \mathcal{L}_{qbp} i_b + i_b p \mathcal{L}_{qbp} + \mathcal{L}_{qc}p i_c \\
&\quad + i_c p \mathcal{L}_{qc} + \mathcal{L}_{gfp} i_f + i_f p \mathcal{L}_{gfp} + \mathcal{L}_{qkd}p i_{kd} + i_{kd} p \mathcal{L}_{qkd} + \mathcal{L}_{kqkq}p i_{kq} + i_{kq} p \mathcal{L}_{kqkq}
\end{aligned}$$

Em máquinas de pólos lisos e pólos salientes, a permeância oferecida aos Circuitos Magnéticos do rotor é sempre constante independente da posição do mesmo, desde que se desconsidere a variação provocada pelas ranhuras conforme já afirmado. Assim todos os termos do rotor envolvendo derivadas de indutâncias serão zero. Também serão zero os termos que envolvam mútuas de bobinas defasadas de 90° [15].

Em máquinas de pólos lisos, se negligenciadas as variações da relutância devidas às ranhuras, as indutâncias próprias e mútuas do estator são todas constantes. Tratando-se de pólos salientes referidas indutâncias variam com a posição do rotor. Portanto deve-se calcular as indutâncias do estator e do rotor e proceder as substituições nas equações (3.7) .

Quando as cargas não são lineares, nas expressões das correntes devem ser consideradas as harmônicas, quase sempre presentes nas cargas atuais. Como pode ser apreciado, as equações tornam-se cada vez mais longas embora sem grande complexidade [15].

Ao eliminar os termos com valor zero nas expressões (3.7) para o estator não ocorrem modificações e para o rotor as mesmas podem ser escritas como (3.7.a).

$$\begin{aligned}
v_f &= r_f i_f + \mathcal{L}_{fa}p i_a + i_a p \mathcal{L}_{fa} + \mathcal{L}_{fb}p i_b + i_b p \mathcal{L}_{fb} + \mathcal{L}_{fc}p i_c + i_c p \mathcal{L}_{fc} + \mathcal{L}_{ff}p i_f + \mathcal{L}_{fk}p i_{kd} \\
v_{kd} &= r_{kd}i_{kd} + \mathcal{L}_{kda}p i_a + i_a p \mathcal{L}_{kda} + \mathcal{L}_{kdb}p i_b + i_b p \mathcal{L}_{kdb} + \mathcal{L}_{kdc}p i_c \\
&\quad + i_c p \mathcal{L}_{kdc} + \mathcal{L}_{kdf}p i_f + \mathcal{L}_{kdkd}p i_{kd} \\
v_{kq} &= r_{kq}i_{kq} + \mathcal{L}_{kqa}p i_a + i_a p \mathcal{L}_{kqa} + \mathcal{L}_{qbp} i_b + i_b p \mathcal{L}_{qbp} + \mathcal{L}_{qc}p i_c + i_c p \mathcal{L}_{qc} + \mathcal{L}_{kqkq}p i_{kq}
\end{aligned} \tag{3.7.a}$$

Considerando harmônicas nas correntes de carga tem-se para o estator um conjunto de equações conforme 3.7.b:

$$\begin{aligned}
v_a &= \sum r_s i_{ah} + \sum \mathcal{L}_{aa}p i_{ah} + \sum i_{ah} p \mathcal{L}_{aa} + \sum \mathcal{L}_{ab}p i_{bh} + \sum i_{bh} p \mathcal{L}_{ab} + \sum \mathcal{L}_{ac}p i_{ch} + \\
&\quad \sum i_{ch} p \mathcal{L}_{ac} + \mathcal{L}_{af}p i_f + i_f p \mathcal{L}_{af} + \mathcal{L}_{akd}p i_{kd} + i_{kd} p \mathcal{L}_{akd} + \mathcal{L}_{akq}p i_{kq} + i_{kq} p \mathcal{L}_{akq}
\end{aligned}$$

$$v_b = \sum r_s i_{bh} + \sum \mathcal{L}_{ba} p i_{ah} + \sum i_{ah} p \mathcal{L}_{ba} + \sum \mathcal{L}_{bb} p i_{bh} + \sum i_{bh} p \mathcal{L}_{bb} + \sum \mathcal{L}_{bc} p i_{ch} + \\ \sum i_{ch} p \mathcal{L}_{bc} + \mathcal{L}_{bf} p i_f + i_f p \mathcal{L}_{bf} + \mathcal{L}_{bkd} p i_{kd} + i_{kd} p \mathcal{L}_{bkd} + \mathcal{L}_{bkq} p i_{kq} + i_{kq} p \mathcal{L}_{bkq}$$

$$v_c = \sum r_s i_{ch} + \sum \mathcal{L}_{ca} p i_{ah} + \sum i_{ah} p \mathcal{L}_{ca} + \sum \mathcal{L}_{cb} p i_{bh} + \sum i_{bh} p \mathcal{L}_{cb} + \sum \mathcal{L}_{cc} p i_{ch} + \\ \sum i_{ch} p \mathcal{L}_{cc} + \mathcal{L}_{cf} p i_f + i_f p \mathcal{L}_{cf} + \mathcal{L}_{bkd} p i_{kd} + i_{kd} p \mathcal{L}_{bkd} + \mathcal{L}_{bkq} p i_{kq} + i_{kq} p \mathcal{L}_{bkq}$$

$$v_f = r_f i_f + \sum \mathcal{L}_{fa} p i_{ah} + \sum i_{ah} p \mathcal{L}_{fa} + \mathcal{L}_{fb} \sum p i_{bh} + \sum i_{bh} p \mathcal{L}_{fb} + \mathcal{L}_{fc} \sum p i_{ch} + \\ \sum i_{ch} p \mathcal{L}_{fc} + \mathcal{L}_{ff} p i_f + \mathcal{L}_{fkd} p i_{kd}$$

$$v_{kd} = 0 = r_{kd} i_{kd} + \mathcal{L}_{kda} p i_a + i_a p \mathcal{L}_{kda} + \mathcal{L}_{kdb} p i_b + i_b p \mathcal{L}_{kdb} + \mathcal{L}_{kdc} p i_c + i_c p \mathcal{L}_{kdc} + \\ \mathcal{L}_{kdf} p i_f + \mathcal{L}_{kdkd} p i_{kd}$$

$$v_{kq} = 0 = r_{kq} i_{kq} + \mathcal{L}_{kqa} p i_a + i_a p \mathcal{L}_{kqa} + \mathcal{L}_{kqb} p i_b + i_b p \mathcal{L}_{kqb} + \mathcal{L}_{kqc} p i_c + i_c p \mathcal{L}_{kqc} + \\ \mathcal{L}_{kqkq} p i_{kq}$$

3.3.1) Hipóteses simplificadoras

A figura 3.1 mostra as três fases a, b, c do estator representadas por três bobinas concentradas e passo pleno alojadas nas ranhuras, mas subentendendo-se que as melhores técnicas de encurtamento e distribuição são utilizadas para minimizar as harmônicas da reação de armadura atendendo as normas vigentes. As ranhuras são inclinadas para eliminar variações de relutância.

É admitido que as máquinas analisadas neste trabalho sejam construídas com pólos com entreferro variável utilizando os recursos computacionais avançados para obtenção de sapatas polares com perfis que permitam gerar fluxos senoidais a partir de FMM's retangulares conforme mostra a figura 3.2. O aumento do entreferro do centro até sua extremidade será de 50% a 100% [2]. Desta forma pode-se assegurar que a tensão em vazio possua conteúdo muito baixo de harmônicas. Os projetos examinados de diversos fabricantes para geradores com potências maiores que 50KVA mostram que a distorção em vazio é sempre menor que 1,5%.

Em carga linear equilibrada a distorção pode aumentar para 3-4%, valores normalmente admissíveis pelo sistema elétrico a ser alimentado. As recomendações do IEEE

Std 519-1992 “ IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems” [49] estabelecem os limites para a distorção e para os “notchs” já definidos no Capítulo 2. A tabela 3.1 reproduz a tabela 3.2 da página 117 da referida 519-1992 - Low Voltage System Classification and Distortion Limits.

Tabela 3.1-valores de distorção conforme IEEE 519

	Especial	Geral	Dedicado
Notch Depth	10%	20%	50%
Notch Area	16 400	22 800	36 500
THD (Voltage	3%	5%	10%

Para obter distorções abaixo das recomendações do IEEE 519-92 nos GS é necessário oferecer relutância variável à FMM retangular proporcionada pela bobina concentrada do pólo saliente objeto principal deste estudo. A figura 3.3 mostra o comportamento da permeância vista pela bobina a-a’ quando o rotor gira meia volta ou 180°.

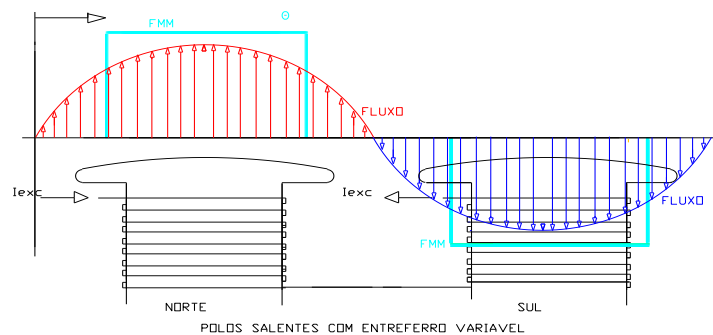


Figura 3.2- FMM retangular e fluxo senoidal.

Neste trabalho é admitido que o GS seja construído atendendo as recomendações da IEEE 519 -1992[49] e, portanto as harmônicas espaciais serão negligenciadas. Os modelos serão desenvolvidos visando entender o comportamento do GS perante acentuados conteúdos de harmônicas temporais proporcionadas por cargas chaveadas presentes em todos os processos industriais e de serviços.

3.3.2 - Cálculo das Indutâncias do Estator em GS de Pólos Salientes

Fundamentação Física

O desenvolvimento das expressões das indutâncias efetuado a seguir supõe geometria dos pólos e dos enrolamentos que resulte em permeâncias que oferecidas à FMM

proporcionada pelo pólo resulte em fluxo senoidal. É uma hipótese bastante simplificadora. Igualmente admiti-se que a FMM de reação de armadura F_A é igualmente senoidal; como a permeância oferecida a F_A não é constante o fluxo de reação de armadura Φ_A terá algum conteúdo de harmônicas. O fator de enrolamento mitiga as harmônicas resultantes na tensão, mas assim mesmo a distorção em carga linear equilibrada tende a ser superior que em vazio. O atendimento as IEEE519[49] tem estimulado os fabricantes a melhorar os projetos e obter formas de onda em vazio e em carga linear equilibrada com conteúdo de harmônicas muito baixo o que permite adotar a premissa acima citada.

3.3.2.1. Indutância própria da fase ‘a’

A expressão da indutância própria da fase ‘a’ é constituída de um valor fixo e de um valor que varia com a segunda harmônica, ou seja, com $2\Theta_r$. O ângulo Θ_r pode ser verificado na figura 3.1. Por simplificação adota-se $\Theta_r = \Theta$.

A análise da figura 3.3 permite concluir que

- Eixo q alinhado com o eixo da bobina a-a’-Mínima permeância.
- Eixo d alinhado com o eixo da bobina a-a’-Máxima permeância.
- Eixo q a 45° do eixo a-a’: Permeância média.

Portanto a permeância possui um termo constante (quando o rotor está a 45° da posição adotada como zero) e um termo que varia com 2Θ .

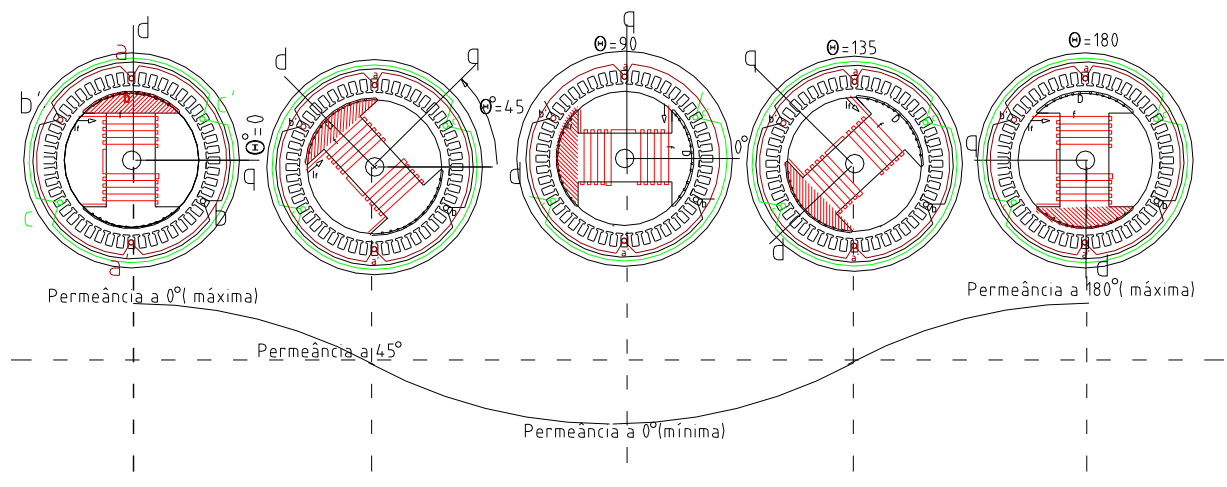


Figura 3.3: Variação da permeância ‘vista’ pela bobina da fase ‘a’ quando o rotor gira 180° .

Desconsiderando-se as harmônicas espaciais, quando o rotor completa uma volta, a permeância “vista” pela bobina da fase “a” será:

$$\mathcal{P}_{aa} = P_{aa1} - P_{aa2} \cos 2\theta \quad (3.8)$$

Portanto a indutância própria da bobina da fase “a”, excluída a indutância de dispersão, será:

$$\mathcal{L}_{aa} = L'_{aa1} - L_{aa2} \cos 2\theta \quad (3.9)$$

A admissão da função trigonométrica para a permeância e, portanto para a indutância condiciona a forma de onda do fluxo em vazio e, portanto da tensão do estator e das correntes para cargas lineares. Diferente seria se a função trigonométrica da equação 3.8 ou 3.9 não fosse senoidal. Nestas circunstâncias seriam geradas harmônicas espaciais na permeância e, portanto nas indutâncias. As tensões em vazio seriam afetadas e as correntes lineares também conteriam harmônicas. A matemática da modelagem seja em “abc” ou em “qd0” teria que ser complementada. Autores renomados como Ong C.M. ou Kundur P. não evidenciam com clareza esta hipótese simplificadora.

Admitindo-se funções trigonométricas para as permeâncias, para as fases “b” e “c” defasadas de 120° e 240° respectivamente as indutâncias próprias são:

$$\mathcal{L}_{bb} = L'_{aa1} - L_{aa2} \cos 2(\theta - 120^\circ) \quad (3.10)$$

$$\mathcal{L}_{cc} = L'_{aa1} - L_{aa2} \cos 2(\theta - 240^\circ) \quad (3.11)$$

Ao valor de L'_{aa1} deve ser adicionada a indutância de dispersão que será denominada L_{ls} ou simplesmente L_l

$$\mathcal{L}_{aa} = L_l + L'_{aa1} - L_{aa2} \cdot \cos 2\theta \quad (3.9.a)$$

$$\mathcal{L}_{bb} = L_l + L'_{aa1} - L_{aa2} \cdot \cos 2(\theta - 120^\circ) \quad (3.10.a)$$

$$\mathcal{L}_{cc} = L_l + L'_{aa1} - L_{aa2} \cdot \cos 2(\theta - 240^\circ) \quad (3.10.a)$$

Chamando $L_l + L'_{aa1} = L_{aal}$, as indutâncias próprias das fases a, b e c serão:

$$\mathcal{L}_{aa} = L_{aal} - L_{aa2} \cdot \cos 2\theta \quad (3.9.a)$$

$$\mathcal{L}_{bb} = L_{aal} - L_{aa2} \cdot \cos 2(\theta - 120^\circ) \quad (3.10.a)$$

$$\mathcal{L}_{cc} = L_{aal} - L_{aa2} \cdot \cos 2(\theta - 240^\circ) \quad (3.11.a)$$

As indutâncias mútuas de um enrolamento do estator com relação a outro enrolamento também situado no estator de uma máquina real são:

$$\mathcal{L}_{aa} = -\frac{L'_{aal}}{2} - L_{aa2} \cdot \cos 2(\theta - 60^\circ) \quad (3.12)$$

$$\mathcal{L}_{ac} = -\frac{L'_{aal}}{2} - L_{aa2} \cdot \cos 2(\theta - 180^\circ) \quad (3.13)$$

$$\mathcal{L}_{bc} = -\frac{L'_{aal}}{2} - L_{aa2} \cdot \cos 2(\theta - 300^\circ) \quad (3.14)$$

Demonstração da expressão das indutâncias do estator

A seguir apresenta-se a demonstração das indutâncias do estator a partir da FMM's de reação de armadura desconsiderando as harmônicas espaciais.

Considere-se a figura 3.4 que mostra a corrente em carga de um GS de pólos salientes, e a respectiva FMM. E_f representa a tensão na hipótese de somente existir F_f , ou seja, a FMM proporcionada pelo campo.

Neste ponto cabe uma observação pertinente: a representação efetuada por fasores não desconhece o fato de serem as FMM's e fluxos distribuições espaciais; porém para observador no estator referidas distribuições podem ser consideradas como variações no tempo.

Ressalte-se também que F_f é uma distribuição retangular e, portanto sua representação fasorial somente poderia ser efetuada para valor da fundamental. Considerando que a permeância é tal que permite gerar fluxo senoidal conforme já exposto, pode-se supor que F_f seja senoidal e a permeância seja constante exclusivamente para efeito de representação.

Por outro lado admite-se também que a FMM de cada fase a, b, c é proporcionada por um enrolamento distribuído com passo encurtado e colocado em ranhuras inclinadas. O encurtamento e a distribuição reduzem drasticamente as harmônicas e a inclinação longitudinal das ranhuras permite eliminar a variação da permeância que ocorreria quando a ranhura "sai" ou "entra" no pólo. Estas providências, sempre presentes na construção das máquinas síncronas, permitem supor que a F_a , F_b e F_c sejam senoidais.

A figura 3.3 mostra que a permeância oferecida a F_a (ou a F_b e F_c) varia com a posição dos pólos. A decomposição de F_a , F_b e F_c nos eixos em quadratura (q) e direto (d) permite sempre oferecer permeância constante às referidas componentes das FMM's em q e em d[7], [10] e [13].

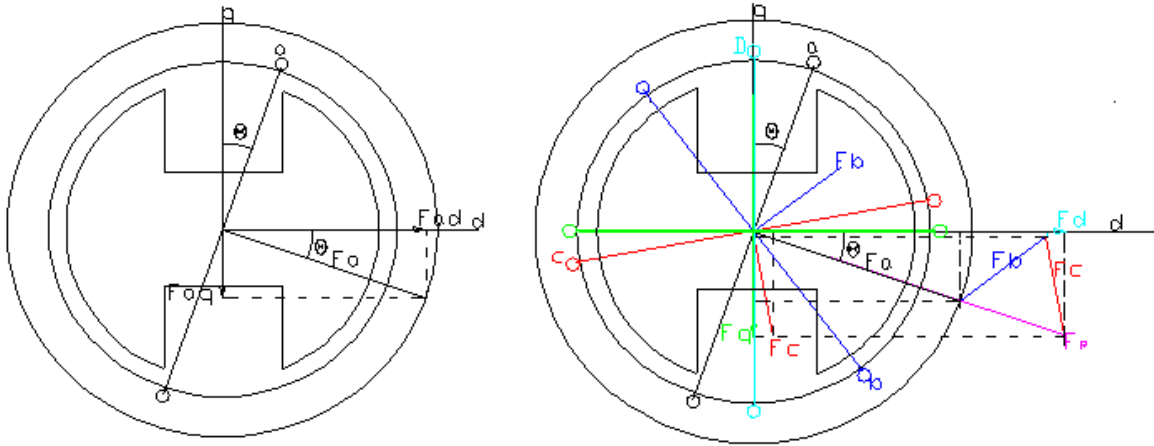


Figura 3.4- Decomposição de F_a em q e d (esquerda). Decomposição de F_a , F_b e F_c em qd.

Considere-se a FMM da fase ‘a’ F_a . A decomposição em d e q pode ser escrita como:

$$F_{ad} = N_a i_a \sin \theta \quad (3.15)$$

$$F_{aq} = N_a i_a \cos \theta \quad (3.16)$$

O exame da permeância no eixo q mostra grande quantidade de harmônicas neste eixo. Entretanto o reflexo sobre a tensão não é muito significativo [1].

Igualmente F_b e F_c são decompostas no eixo direto d e em quadratura q sendo as equações:

$$F_{bd} = N_a i_a \sin(\theta - 120) \quad (3.17)$$

$$F_{bq} = N_a i_a \cos(\theta - 120) \quad (3.18)$$

$$F_{cd} = N_a i_a \sin(\theta + 120) \quad (3.19)$$

$$F_{cq} = N_a i_a \cos(\theta + 120) \quad (3.20)$$

Os fluxos associados às FMM’s são:

Para a fase a :

$$\phi_q = F_{aq} P_q = N_a i_a \cos \theta P_q$$

$$\phi_{aq} = \phi_q \cos \theta = N_a i_a \cos \theta P_q \cos \theta \quad (3.21)$$

$$\phi_d = F_{ad} P_d = N_a i_a \sin \theta P_d \quad (3.22)$$

$$\phi_{ad} = \phi_d \sin \theta = N_a i_a \sin \theta P_d \sin \theta$$

Para a fase b :

$$\phi_{bd} = F_{bd} P_d = N_a i_a \cos(\theta - 120) P_d \cos(\theta - 120) \quad (3.23)$$

$$\phi_{bq} = F_{bq}P_q = N_a i_a \cos(\theta - 120)P_d \cos(\theta - 120) \quad (3.24)$$

Para a fase c :

$$\phi_{cd} = F_d P_d = N_a i_a \cos(\theta + 120)P_d \cos(\theta - 120) \quad (3.25)$$

$$\phi_{cq} = F_{cd}P_d = -N_a i_a \sin(\theta - 120)P_d \sin(\theta + 120) \quad (3.26)$$

Portanto o fluxo próprio na bobina ‘a’ será:

$$\phi_{aa} = \phi_{ad} \cos \theta - \phi_{aq} \sin \theta = F_{ad}P_d \cos \theta \cdot \cos \theta - F_{aq}P_q \sin \theta (-\sin \theta) \quad (3.27)$$

$$\phi_{aa} = N_a i_a (\cos^2 \theta P_d - \sin^2 \theta P_q) \quad (3.28)$$

As indutâncias próprias podem ser calculadas dividindo-se o fluxo concatenado pela respectiva corrente.

$$\mathcal{L}_{aa} = N_a \cdot \frac{\phi_{aa}}{i_{aa}} \quad (3.29)$$

$$\mathcal{L}_{aa} = N_a^2 (\cos^2 \theta P_d - \sin^2 \theta P_q) \quad (3.30)$$

$$\mathcal{L}_{aa} = N_a^2 ((1 - \sin^2 \theta) P_{ad} - \sin^2 \theta P_{aq}) \quad (3.31)$$

$$\mathcal{L}_{aa} = N_a^2 P_{ad} - N_a^2 \sin^2 \theta P_{ad} - N_a^2 \sin^2 \theta P_{aq} \quad (3.32)$$

$$\mathcal{L}_{aa} = N_a^2 P_{ad} + N_a^2 \sin^2 \theta (P_{aq} - P_{ad}) \quad (3.33)$$

$$\mathcal{L}_{aa} = N_a^2 P_{ad} - N_a^2 \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\theta \right) (P_{aq} - P_{ad}) \quad (3.34)$$

$$\mathcal{L}_{aa} = N_a^2 P_{ad} + N_a^2 \frac{(P_{aq} - P_{ad})}{2} + \frac{N_a^2 (P_{ad} - P_{aq})}{2} \cos 2\theta \quad (3.35)$$

$$\mathcal{L}_{aa} = N_a^2 \frac{(P_{ad} + P_{aq})}{2} + N_a^2 \frac{(P_{ad} - P_{aq})}{2} \cos 2\theta \quad (3.36)$$

$$L'_{aa1} = N_a^2 \frac{(P_{ad} + P_{aq})}{2} \quad (3.37)$$

$$\mathcal{L}_{aa2} = N_a^2 \frac{(P_{ad} - P_{aq})}{2} \cdot \cos 2\theta = L_{aa2} \cos 2\theta \quad (3.38)$$

onde

$$L_{aa2} = N_a^2 \frac{(P_{ad} - P_{aq})}{2} \quad (3.39)$$

Considerando que a indutância \mathcal{L}_{aa} foi calculada com o fluxo que atravessa o entreferro é necessário adicionar a indutância devida ao fluxo de dispersão (que não atravessa o entreferro). Assim a indutância própria da fase ‘a’ do estator será:

$$\mathcal{L}_{aa} = L_l + L'_{aa1} + L_{aa2} \cos 2\theta \quad (3.40)$$

$$\text{onde } L_{aa1} = L'_{aa1} + L_{a1}$$

$$\mathcal{L}_{aa} = L_{aa1} + L_{aa2} \cos 2\theta \quad (3.41)$$

3.3.2.2 Indutâncias próprias das bobinas b-b' e c-c'

As referidas indutâncias podem ser calculadas pela simples substituição de Θ por $(\Theta - 2\pi/3)$ para a bobina b-b' e por $(\Theta + 2\pi/3)$ para a bobina c-c'.

$$\mathcal{L}_{bb} = L_{aa1} + L_{aa2} \cos 2(\theta - 2\pi/3) \quad (3.41)$$

$$\mathcal{L}_{cc} = L_{aa1} + L_{aa2} \cos 2(\theta + 2\pi/3) \quad (3.41)$$

3.2.3.3. Cálculo das indutâncias mútuas.

A indutância mútua pode ser calculada considerando o fluxo da bobina a na bobina b conforme a expressão:

$$\phi_{ab} = \phi_{ad} \cos 2(\theta - 2\pi/3) - \phi_{aq} \sin(\theta - 2\pi/3) \quad (3.44)$$

$$\phi_{ab} = N_a i_a P_d \cos \theta \cdot \cos(\theta - 2\pi/3) - N_a i_a P_q \sin \theta \sin(\theta - 2\pi/3) \quad (3.44')$$

$$\cos \theta \cdot \cos(\theta - 2\pi/3) = \frac{1}{2} \left(\cos \left(\theta - \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right) + \cos \left(\theta + \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right)$$

$$= \frac{1}{2} \left(\cos \frac{2\pi}{3} + \cos \left(2\theta - 2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right)$$

$$\sin \theta \cdot \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) = \frac{1}{2} \left(\cos \left(\theta - \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right) - \cos \left(\theta + \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right)$$

$$= \frac{1}{2} \left(\cos \frac{2\pi}{3} - \cos \left(2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right)$$

$$\phi_{ab} = \frac{1}{2} N_a i_a \left(P_d \left(\cos \frac{2\pi}{3} + \cos(2\theta - 2\pi/3) \right) - P_q \left(\cos \frac{2\pi}{3} - \cos(2\theta - 2\pi/3) \right) \right)$$

$$\phi_{ab} = \frac{1}{2} N_a i_a \left(-\frac{1}{2} (P_d + P_q) + (P_d - P_q) \cos \left(2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (3.45)$$

A indutância mútua entre a e b é: $\mathcal{L}_{ab} = \frac{N_a \phi_{ab}}{i_a}$

$$\mathcal{L}_{ab} = -\frac{1}{2} L'_{aa1} + L_{aa2} \cos \left(2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) = -L_{ab1} - L_{aa2} \cos \left(2\theta + \frac{\pi}{3} \right) \quad (3.46)$$

$$\mathcal{L}_{bc} = -L_{ab1} - L_{aa2} \cos(2\theta - \pi) \quad (3.47)$$

$$\mathcal{L}_{ca} = -L_{ab1} - L_{aa2} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3}\right) \quad (3.48)$$

onde $L_{ab1} = L_{ab} + \frac{1}{2}L'_{aa1}$

Sendo L_{ab} devida ao fluxo mútuo nas cabeças de bobinas que não atravessa o entreferro e que pode ser desconsiderada em função do seu valor pouco expressivo.

3.3.3 Indutâncias do rotor

As indutâncias próprias do rotor e mútuas entre as bobinas f (campo), kd (dumper no eixo direto) e kd (dumper no eixo em quadratura) do rotor são constantes, pois não ocorre variação da permeância quando o rotor altera sua posição com relação ao estator. Portanto pode-se escrever.

Tabela 3.2- Indutâncias do rotor de GS

Indutâncias próprias (constantes)	Indutâncias Mútuas (entre bobinas do rotor) (constantes)
L_{ff}	L_{fkd}
L_{kdkd}	$L_{fkq}=0$
L_{kqkq}	$L_{kdkq}=0$

Lembrando que a letra L é reservada para valores constantes.

$$L_{af} = L_{bf} = L_{cf} = L_{sf}$$

$$L_{akd} = L_{bkd} = L_{ckd} = L_{skd}$$

$$L_{akq} = L_{bkq} = L_{ckq} = L_{skq}$$

Tem-se:

Tabela 3.3- Indutâncias mútuas rotor-estator

Indutâncias mútuas rotor com estator fase a	
$\mathcal{L}_{fa} = \mathcal{L}_{af} = L_{sf} \cos \theta_r$	(3.49)
$\mathcal{L}_{kda} = \mathcal{L}_{akd} = L_{skd} \cos \theta_r$	(3.50)
$\mathcal{L}_{kqa} = \mathcal{L}_{akq} = L_{skq} \cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{2}\right)$	(3.51)
Indutâncias Mútuas rotor com estator fase b	

$\mathcal{L}_{bf} = L_{sf} \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right)$	(3.52)
$\mathcal{L}_{kdb} = \mathcal{L}_{bkd} = L_{kds} \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right)$	(3.53)
$\mathcal{L}_{kqb} = \mathcal{L}_{bkq} = L_{skq} \cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{2} - \frac{2}{3}\pi\right) \quad \mathcal{L}_{skq} \cos\left(\theta_r - \frac{\pi}{6}\right)$	(3.54)
Indutâncias Mútuas rotor com estator fase c	
$\mathcal{L}_{fc} = \mathcal{L}_{cf} = L_{sf} \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right)$	(3.55)
$\mathcal{L}_{kdb} = \mathcal{L}_{bkd} = L_{skq} \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right)$	(3.56)
$\mathcal{L}_{kqc} = \mathcal{L}_{ckq} = L_{skq} \cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{2} + \frac{2}{3}\pi\right) \quad \mathcal{L}_{skq} \cos\left(\theta_r - 7/6 \cdot \frac{\pi}{2}\right)$	(3.57)

3.4 A MODELAGEM DE GERADORES SÍNCRONOS EM qd0

No item precedente mostraram-se as equações obtidas em um equacionamento geral a partir da realidade física do G S.

As indutâncias mútuas estator rotor \mathcal{L}_{sf} , \mathcal{L}_{skd} , \mathcal{L}_{skq} variam em função do ângulo do rotor na equação 3.7 tanto nas máquinas de pólos lisos quanto nas de pólos salientes. Nestas além da variabilidade das mútuas, as indutâncias estatóricas \mathcal{L}_{aa} , \mathcal{L}_{bb} , \mathcal{L}_{cc} , \mathcal{L}_{ab} , \mathcal{L}_{bc} , \mathcal{L}_{ac} também variam em função do ângulo do rotor por causa da saliência dos pólos.

Assim a quantidade de coeficientes variáveis no tempo na equação 3.7 aumenta significativamente. Este fato poderá implicar em dificuldades computacionais de processamento quando se deseja obter as correntes de fase a partir dos fluxos concatenados, pois a inversa da matriz das indutâncias que variam com o tempo deve ser processada em cada step. Esta afirmação parece ser senso comum em vários autores como Ong C.M.[7], Kundur [13], Jordão R.G. [10] entre outros.

Conforme os autores citados além de possível instabilidade no processamento numérico a simulação computacional poderá ocorrer em tempo muito longo o que poderá dificultar análises com grande quantidade de GS em rede.

A compreensão do exposto pode ser analisado pela expressão matricial

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{r}_s \mathbf{i} + \frac{d\lambda}{dt} = \mathbf{r}_s \mathbf{i} + \mathcal{L} \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{i} \frac{d\mathcal{L}}{dt} \quad (3.58)$$

Que explica o comportamento dinâmico da MS (os símbolos negritados são matrizes):

O processamento para determinação da equação é descrito a seguir:

$$\begin{aligned}\mathcal{L} \frac{d\mathbf{i}}{dt} &= \mathbf{v}_s - \mathbf{r}_s \mathbf{i} - \mathbf{i} \frac{d\mathcal{L}}{dt} \\ \frac{d\mathbf{i}}{dt} &= \mathcal{L}^{-1} \left(\mathbf{v}_s - \mathbf{r}_s \mathbf{i} - \mathbf{i} \frac{d\mathcal{L}}{dt} \right)\end{aligned}\tag{3.59}$$

A expressão (3.59) mostra a necessidade do processamento da matriz inversa das indutâncias. Na hipótese de não se conseguir reduzir o tempo de processamento da matriz inversa a simulação em “abc” será inconveniente. Caso o Sistema a ser processado seja simples com poucos elementos o aumento desse tempo poderá ser suportável o que pode não ocorrer se o sistema for constituído de grande quantidade de elementos. Quando se efetua a monitoração on line de um grande Sistema de Potência a redução do tempo de processamento é primordial.

Por isso a resolução de problemas de cálculo de estabilidade não se pode permitir o aumento do tempo de processamento. A solução dessa inconveniência poderá ser objeto de interessante pesquisa a ser realizada no futuro.

No Capítulo 6 o assunto é retomado quando se mostra o resultado do processamento em abc e a comparação com qd0.

É necessário considerar, entretanto possíveis limitações da linguagem do Matlab. Outras como O’Camel por exemplo poderão proporcionar soluções sem as instabilidades evidenciadas pelos autores citados e com tempos de processamento compatíveis com as necessidades de engenharia.

3.4.1 Valores estatóricos em qd0

Ao referir os valores estatóricos aos eixos qd estacionários eliminam-se as mútuas entre a, b e c. As transformadas de Clark, Edith (1883-1959) e de Concórdia, Charles (1908-2003)[12] efetuam esta transformação a qual mantém a referência no estator o que não elimina as variações das indutâncias mútuas entre rotor e estator. No livro, *Moteurs Électriques Industriels*, Paris, Dunod, 2005, ISBN 2 10 048729 9 MAYÉ, P [12] ambas transformadas são descritas com detalhes.

A transformada de Park [7], [10], [12], [13] aplicada às variáveis estatóricas permite referi-las aos eixos qd do rotor. RH Park publicou esta importante teoria em 28 de fevereiro de 1929: Two Reaction Theory of Synchronous Machines; AIEE Transactions 48:716-730.

As equações de voltagem e corrente resultantes terão coeficientes independentes do tempo. Em outras palavras o conjunto de indutâncias variáveis no tempo será substituído por um conjunto de indutâncias constantes. Por outro lado considerando a própria definição dos eixos q e d, a transformação somente necessita ser aplicada ao estator.

As figuras 3.6.a e 3.6.b representam as três fases do estator; a figura 3.6.c representa as duas bobinas colocadas no rotor respectivamente no corpo do pólo denominado eixo direto e a 90° do mesmo denominado eixo em quadratura e que devem proporcionar FMM's, fluxos, tensões, correntes de tal forma que a potência e o conjugado sejam iguais aos proporcionados pelas FMM's, fluxos, tensões, correntes dos enrolamentos a,b e c. Nesta figura o ângulo Θ_r ou simplesmente Θ é medido entre o eixo de a e o eixo d. Na figura 3.2) e 3.6.d) o ângulo Θ é medido entre o eixo a e o eixo q . Neste trabalho considera-se que Θ é medido entre o eixo **a** e o eixo **q** para que as equações resultem consonantes com o Matlab.

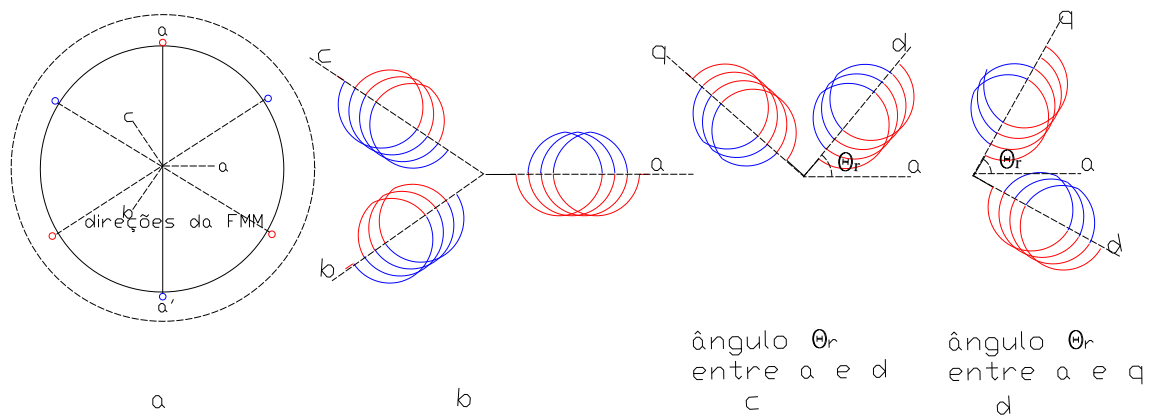


Figura 3.6: a, b e c do estator e seus correspondentes nos eixos d e q do rotor.

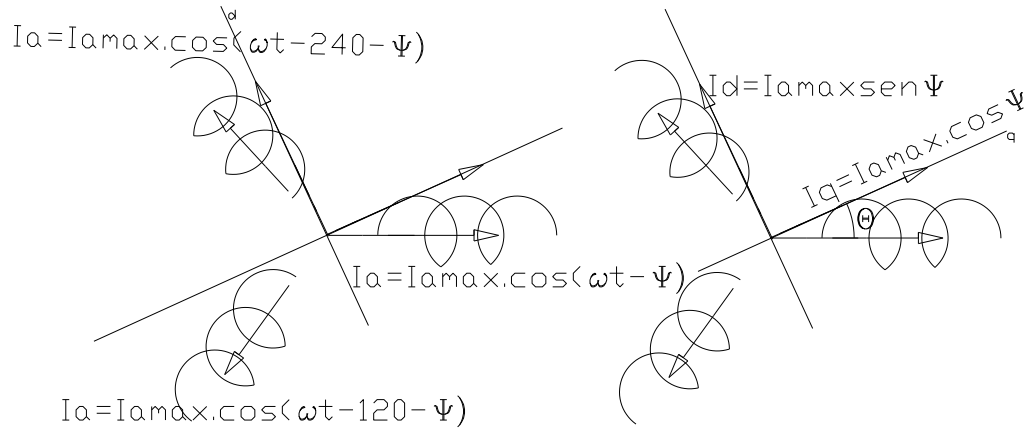


Figura 3.7: a, b e c do estator e seus correspondentes nos eixos d e q do rotor com valores

A somatória das projeções das correntes e FMM's em d e q bem como dos fluxos concatenados (fluxos calculados a partir de $L_{ji} \cdot i_j$) permite ao derivar os fluxos, montar as equações das tensões em d e q .

Uma vez obtidos os fluxos na bobina d e na bobina q como resultado das projeções dos fluxos (concatenados) das bobinas a, b e c, as suas derivadas resultam nas tensões v_d e v_q . Aplicando-se a matriz inversa correspondente obtém-se v_a , v_b e v_c .

Portanto deve-se obter a transformação das variáveis a, b e c em variáveis d e q sejam tensões, correntes, FMM's ou fluxos.

3.4.1.1 Dedução das equações em qd0

Para obter uma solução geral para qualquer uma das variáveis denominam-se as variáveis do estator genericamente em a, b, c como S_a , S_b , e S_c . As variáveis em d e q serão denominadas S_d e S_q . Observar que as variáveis do rotor estão alinhadas com o eixo d (bobinas f) e com o eixo q (bobinas kq). As variáveis espaciais são representadas pelos seus valores máximos, as temporais pelos seus valores eficazes. Ver Cap 7 pg 276/277 –Dynamic Simulation of Electric Machinery Chee-Mun Ong

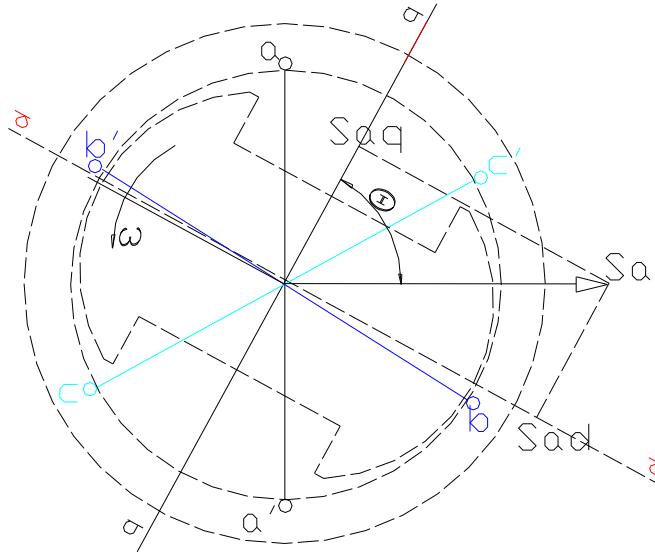


Figura 3.8: decomposição de S_a em S_{aq} e S_{ad} ;

A figura 3.8 mostra a decomposição de S_a em q e d . A decomposição de S_b e S_c em q e d é igual sendo que Θ é substituído por $(\Theta - 2\pi/3)$ e $(\Theta + 2\pi/3)$. Pode-se então escrever:

$$S_q = S_a \cos \theta + S_b \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + S_c \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.60)$$

$$S_d = S_a \sin \theta + S_b \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + S_c \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.61)$$

As expressões (3.60) e (3.61) permitem calcular S_q e S_d . Não será possível, entretanto calcular S_a , S_b e S_c em função da inexistência da terceira equação.

Em um sistema trifásico, qualquer que seja a variável, pode-se introduzir uma componente direcional S_o tal que:

$$S_o = \frac{1}{3} S_a + \frac{1}{3} S_b + \frac{1}{3} S_c \quad (3.62)$$

Corresponde à seqüência zero. Em sistema equilibrado S_o é igual a zero.

O novo conjunto formado com três equações (3.60), (3.61) e (3.62) e três incógnitas permite calcular S_a , S_b e S_c a partir de S_q e S_d e S_o ou vice versa.

As equações (3.60), a (3.62) podem ser colocadas na forma matricial:

$$\begin{pmatrix} S_q \\ S_d \\ S_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (3.63)$$

Os valores de S_q , S_d são fictícios e podem ser manipulados desde que os respectivos coeficientes sejam. Por isso multiplica-se a matriz por $2/3$ por mera conveniência de cálculo. Desta forma o valor da variável $dq0$ será igual ao valor máximo da variável abc . As equações (63) serão então como segue:

$$\begin{pmatrix} S_q \\ S_d \\ S_o \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (3.64)$$

Para calcular os valores S_a , S_b e S_c a partir de S_d , S_q e S_o basta aplicar a transformada inversa.

$$\begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_d \\ S_q \\ S_o \end{pmatrix} \quad (3.65)$$

Denominando-se:

$$T = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix} \quad (3.66)$$

T^{-1} será

$$T^{-1} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{pmatrix} \quad (3.67)$$

Resumo

Pode-se escrever:

Tabela 3.4 – Matriz de variáveis abc em $qd0$ e vice versa

Transformação de abc para $qd0$	Transformação de $qd0$ para abc
$\mathbf{S}_{qd0} = \mathbf{T}\mathbf{S}_{abc}$ (3.68. a)	$\mathbf{S}_{abc} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{S}_{qd}$ (3.68. b)

Para cada uma das variáveis do estator pode-se escrever:

Tabela 3.5 – Matriz de variáveis abc em $qd0$ e vice versa

$\mathbf{v}_{qd0} = \mathbf{T}\mathbf{v}_{abc}$ (3.69. a)	$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{v}_{qd0}$ 3.69. b)
$\mathbf{i}_{qd0} = \mathbf{T}\mathbf{i}_{abc}$ (3.70. a)	$\mathbf{i}_{abc} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{i}_{qd0}$ (3.70. b)
$\mathbf{f}_{qd0} = \mathbf{T}\mathbf{f}_{abc}$ (3.71. a)	$\mathbf{f}_{abc} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{f}_{qd0}$ (3.71. b)
$\mathbf{\Lambda}_{qd0} = \mathbf{T}\mathbf{\Lambda}_{abc}$ (3.72. a)	$\mathbf{\Lambda}_{abc} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{\Lambda}_{qd0}$ (3.72. b)

$\mathbf{v}_{qd0} = [v_q \ v_d \ v_o]^t$	(3.73. a)
$\mathbf{i}_{qd0} = [i_q \ i_d \ i_o]^t$	(3.73. b)
$\mathbf{f}_{qd0} = [f_q \ f_d \ f_o]^t$	(3.73. c)
$\mathbf{\Lambda}_{qd0} = [\Lambda_q \ \Lambda_d \ \Lambda_o]^t$	(3.73. d)

As equações (3.73) são escritas como matrizes transpostas. Utilizando a simbologia das expressões (3.61) a (3.64) a expressão $\mathbf{v}_i = \mathbf{r}_i \mathbf{i}_i + d \lambda_i / dt$ aplicada ao estator e escrita com a nova notação será:

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{r}_{abc} \mathbf{i}_{abc} + p \mathbf{\Lambda}_{abc} \quad (3.74. a)$$

e em qd0

$$\mathbf{v}_{qd0} = \mathbf{T} \cdot (\mathbf{r}_s \mathbf{T}^{-1} \mathbf{i}_{qd0}) + \mathbf{T} \cdot p (\mathbf{T}^{-1} \mathbf{\Lambda}_{qd0}) \quad (3.75. a)$$

Onde:

$$\mathbf{T} \cdot (\mathbf{r}_s \mathbf{T}^{-1} \mathbf{i}_{qd0}) = \mathbf{r}_s \cdot \mathbf{i}_{qd0}$$

$$\mathbf{T} \cdot p \cdot (\mathbf{T}^{-1} \cdot \mathbf{\Lambda}_{qd0}) = \mathbf{T} \left((p \mathbf{T}^{-1}) \cdot \mathbf{\Lambda}_{qd0} + \mathbf{T}^{-1} \cdot p \mathbf{\Lambda}_{qd0} \right)$$

$$\mathbf{v}_{qd0} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{qd0} + \mathbf{T} \cdot (p \mathbf{T}^{-1} \mathbf{\Lambda}_{qd0}) + \mathbf{T} \mathbf{T}^{-1} \cdot p \mathbf{\Lambda}_{qd0} \quad (3.76)$$

Onde

$$\mathbf{T} \cdot (p \mathbf{T}^{-1}) \mathbf{\Lambda}_{qd0} = \mathbf{T} \cdot p \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{pmatrix} \cdot \mathbf{\Lambda}_{qd0} \quad (3.77)$$

$$\mathbf{T} \cdot (p \mathbf{T}^{-1}) \mathbf{\Lambda}_{qd0} = w_r \cdot \mathbf{T} \begin{pmatrix} -\sin \theta_r & \cos \theta_r & 0 \\ -\sin(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & 0 \\ -\sin(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & 0 \end{pmatrix} \cdot \mathbf{\Lambda}_{qd0} \quad (3.78)$$

$$\mathbf{T} \cdot (p \mathbf{T}^{-1}) \mathbf{\Lambda}_{qd0}$$

$$= w_r \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \sin \theta_r & \sin(\theta_r - 2\pi/3) & \sin(\theta_r + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} -\sin \theta_r & \cos \theta_r & 0 \\ -\sin(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & 0 \\ -\sin(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & 0 \end{pmatrix} \cdot \mathbf{\Lambda}_{qd0} \quad (3.79)$$

Demonstração

A seguir efetua-se demonstração do produto das matrizes (somente células a_{11} e a_{12} para não se estender excessivamente) que resulta na equação (3.71)

$$\begin{aligned} a_{11} = & -\cos \theta_r \sin \theta_r - \cos(\theta_r - 2\pi/3) \sin(\theta_r - 2\pi/3) - \cos(\theta_r + 2\pi/3) \sin(\theta_r + 2\pi/3) = \\ & -1/2 [\sin(\theta_r - \theta_r) - \sin(\theta_r + \theta_r)] - 1/2 \{ \sin[(\theta_r - 2\pi/3) - (\theta_r - 2\pi/3)] - \sin[(\theta_r - 2\pi/3)(\theta_r - \\ & 2\pi/3)] \} - 1/2 \{ \sin[(\theta_r + 2\pi/3) - (\theta_r + 2\pi/3)] - \sin[(\theta_r + 2\pi/3) + (\theta_r + 2\pi/3)] \} = \\ & -1/2 \sin(\theta_r + \theta_r) - 1/2 \sin[(\theta_r - 2\pi/3) + (\theta_r - 2\pi/3)] - 1/2 \sin[(\theta_r + 2\pi/3) + (\theta_r + \\ & 2\pi/3)] = 0 \end{aligned}$$

$$a_{12} = (\cos \theta_r \cos \theta_r + \cos(\theta_r - 2\pi/3) \cdot \cos(\theta_r - 2\pi/3) + \cos(\theta_r + 2\pi/3) \cdot \cos(\theta_r + 2\pi/3)) = 1$$

$$\mathbf{T} \cdot (p\mathbf{T}^{-1}) \cdot \mathbf{A}_{qd0} = \omega_r \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \mathbf{A}_{qd0} \quad (3.80)$$

O terceiro termo da expressão (3.76) é mostrado a seguir:

$$\mathbf{T} \cdot \mathbf{T}^{-1} \cdot p\mathbf{A}_{qd0} = p\mathbf{A}_{qd0}$$

Assim a equação (3.76):

$\mathbf{v}_{qd0} = \mathbf{r}_s \cdot \mathbf{i}_{qd0} + \mathbf{T} \cdot p\mathbf{T}^{-1} \cdot \mathbf{A}_{qd0} + \mathbf{T} \cdot \mathbf{T}^{-1} \cdot p\mathbf{A}_{qd0}$ pode ser escrita como

$$\mathbf{v}_{qd0} = \mathbf{r}_s \cdot \mathbf{i}_{qd0} + \omega_r \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \mathbf{A}_{qd0} + p\mathbf{A}_{qd0} \quad (3.81)$$

Ou

$$\begin{pmatrix} v_q \\ v_d \\ v_0 \end{pmatrix} = r_s \begin{pmatrix} i_q \\ i_d \\ i_0 \end{pmatrix} + \omega_r \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda_q \\ \lambda_d \\ \lambda_0 \end{pmatrix} + p \begin{pmatrix} \lambda_q \\ \lambda_d \\ \lambda_0 \end{pmatrix} \quad (3.82)$$

As equações das tensões em qd0 (3.82) podem ser escritas conforme (3.83):

$$\begin{aligned} v_q &= r_s \cdot i_q + \omega_r \cdot \lambda_d + p\lambda_q \\ v_d &= r_s \cdot i_d - \omega_r \cdot \lambda_q + p\lambda_d \\ v_0 &= r_s \cdot i_0 + \omega \cdot \lambda_0 \end{aligned} \quad (3.83)$$

Nas expressões (3.83) deve-se substituir os fluxos concatenados λ_q , λ_d e λ_0 pelas expressões de correntes e indutâncias respectivas.

3.4.1.2 Substituição dos fluxos concatenados λ_q, λ_d e λ_0 pelas correntes e indutâncias

Voltando as expressões 3.83 (das tensões em qd0) deve-se exprimir os fluxos pelas correntes e indutâncias correspondentes.

A equação (3.84) refere-se aos fluxos do estator:

$$\Lambda_{abc} = L_{ss} \cdot \mathbf{i}_{abc} + L_{sr} \cdot \mathbf{i}_r \quad (3.84)$$

Referidos fluxos em qd0 são mostrados na expressão (3.85)

$$\Lambda_{qd0} = \mathbf{T} \cdot L_{ss} \cdot \mathbf{T}^{-1} \mathbf{i}_{qd0} + \mathbf{T} L_{sr} \cdot \mathbf{i}_r \quad (3.85)$$

Procedendo-se o desenvolvimento matemático da equação (3.85) e denominando $L'_{aa1} = L'_{ss1}$ e $L_{aa2} = L_{ss2}$ por se tratar de indutâncias do estator e iguais entre si, encontram-se as expressões de $\lambda_q, \lambda_d, \lambda_0$. Notar que estes fluxos concatenados são apenas concernentes ao estator embora em qd0.

$$\lambda_q = \left(l_{ls} + \frac{3}{2} (L'_{ss1} - L_{ss2}) \right) i_q + L_{skq} \cdot I_{kq} \quad (3.86)$$

$$\lambda_d = \left(l_{ls} + \frac{3}{2} (L'_{ss1} + L_{ss2}) \right) i_d + L_{sf} i_f + L_{skd} i_f \quad (3.87)$$

$$\lambda_0 = L_{ls} i_0 \quad (3.88)$$

As indutâncias $\frac{3}{2}(L'_{ss1} - L_{ss2})$ e $\frac{3}{2}(L'_{ss1} + L_{ss2})$ serão denominadas:

Indutância de magnetização no eixo em quadratura

$$L_{mq} = \frac{3}{2} (L'_{ss1} - L_{ss2}) \quad (3.89)$$

Indutância de magnetização no eixo direto

$$L_{md} = \frac{3}{2} (L'_{ss1} + L_{ss2}) \quad (3.90)$$

Considerando a expressão:

$$L'_{ss1} = N^2 \frac{(P_d + P_q)}{2} \text{ e } L'_{ss2} = N^2 \frac{(P_d - P_q)}{2} \quad (3.91)$$

e procedendo a substituição em (3.89) e (3.90) tem-se:

$$L_{mq} = \frac{3}{2} (L'_{ss1} - L_{ss2}) = \frac{3}{2} \left\{ \frac{N^2 (P_d + P_q)}{2} - \frac{N^2 (P_d - P_q)}{2} \right\} = \frac{3}{2} N^2 P_q \quad (3.92)$$

$$L_{md} = \frac{3}{2}(L'_{ss1} + L_{ss2}) = \frac{3}{2} \left\{ \frac{N^2(P_d + P_q)}{2} + \frac{N^2(P_d - P_q)}{2} \right\} = \frac{3}{2} N^2 P_d \quad (3.93)$$

L_{md} e L_{mq} são respectivamente as indutâncias de reação de armadura no eixo direto e reação de armadura no eixo em quadratura conforme já mostrado. São também denominadas indutâncias de magnetização.

Cálculo das indutâncias L_d e L_q

Ao adicionar a indutância de dispersão L_{ls} ou simplesmente L_l a L_{md} e L_{mq} respectivamente tem-se:

$$\begin{aligned} L_d &= L_{md} + L_l \\ L_q &= L_{mq} + L_l \end{aligned} \quad (3.94)$$

que são chamadas indutância síncrona no eixo direto e indutância síncrona no eixo em quadratura respectivamente conforme tabela 1. Sua determinação é simples e é normalizada na maioria das normas técnicas. A determinação de L_d e L_q pode ser efetuada pelo método do escorregamento exposto na ABNT NBR 5052 [56].

Assim as equações (3.86), (3.87), (3.88) dos fluxos podem ser escritas

$$\lambda_q = L_q i_q + L_{skq} i_{kq} \quad (3.95)$$

$$\lambda_d = L_d i_d + L_{sf} i_f + L_{skd} i_{kd} \quad (3.96)$$

$$\lambda_0 = L_{ls} i_0 \quad (3.96)$$

As equações das tensões do estator em *qdo* (73. b), podem ser escritas:

$$v_q = r_s \cdot i_q + \omega_r (L_d i_d + L_{sf} i_f + L_{skd} i_{kd}) + p (L_q i_q + L_{skq} i_{kq}) \quad (3.97)$$

$$v_d = r_s \cdot i_d - \omega_r (L_q i_q + L_{skq} i_{kq}) + p (L_d i_d + L_{sf} i_f + L_{skd} i_{kd}) \quad (3.98)$$

$$v_0 = r_s \cdot i_0 - \omega \lambda_0 \quad (3.99)$$

Deseja-se expressar as indutâncias das expressões (3.97), (3.98) e (3.99) em função de valores disponibilizados em projeto e dos ensaios normalizados [56], [57], [58]. A tabela 3.6 apresenta o resumo da indutâncias que devem ser obtidas para após as devidas alterações atender as equações (3.97), (3.98) e (3.99)

Tabela 3.6- Principais parâmetros da máquinas síncrona

Síncrona eixo direto	Síncrona eixo em quadratura	Transitória no eixo direto	Subtransitória no eixo direto	Transitória eixo em quadratura
L_d	L_q	L'_d	L''_d	L'_q

Subtransitória eixo quadrat.	Dispersão do estator	Seqüência negativa	Seqüência zero
L''_q	L_l	L_2	L_0

Tabela 3.7 Principais constantes de tempo da máquina síncrona

Constante de tempo da armadura	Constante de tempo do campo armadura aberta	Transitória no eixo direto	Subtransitória no eixo direto	Transitória eixo em quadratura
T_a	T_{d0}	T'_{d0}	T''_{d0}	T''_{q0}

Valores típicos podem ser encontrados em vários livros. Os ensaios clássicos não proporcionam a indutância transitória no eixo em quadrature, a qual pode ser utilizada de projeto ou obtida nos ensaios SSFR (Stand Still frequency Response) normalizado por IEEE 115 [57] ou IEC 60034 -1985-4 ou em ensaios on line como, por exemplo “Análise de Sensibilidade de Trajetória” ou ainda pelas séries de Hartley [32].

No Capítulo 4 apresentam-se formas normalizadas para determinar os parâmetros e confirmar os valores de projeto. Projetos podem ser elaborados conforme memórias de cálculo mostradas no livro Cálculo Industrial de Máquinas Electricas de CORRALES, J M [2] ou Diseño de Máquinas Electricas de Kullman J. [4].

3.4.1 Fluxos Concatenados do Rotor

Os fluxos concatenados com os enrolamentos do rotor são equacionados sem a necessidade de considerar qualquer transformação rotacional, pois o equacionamento é referido ao rotor e os fluxos estáticos foram referidos ao rotor quando se procedeu a transformação abc em $qd0$.

Na realidade os parâmetros estator foram referidos ao rotor para eliminar a influencia da velocidade sobre os mesmos. Observar que não houve menção ao número de espiras, portanto sob este ponto de vista continuam referidos ao estator. Os parâmetros do rotor devem também ser devidamente multiplicados pela relação quadrática do número de espiras estator/rotor para serem referidos ao estator.

Antes de efetuar a referida manipulação deve-se escrever os fluxos concatenados do rotor.

A figura 3.9 à esquerda mostra os enrolamentos do estator de um GS trifásico. No centro esses enrolamentos são referenciados nos eixos d e q do rotor. À direita mostra os enrolamentos do rotor.

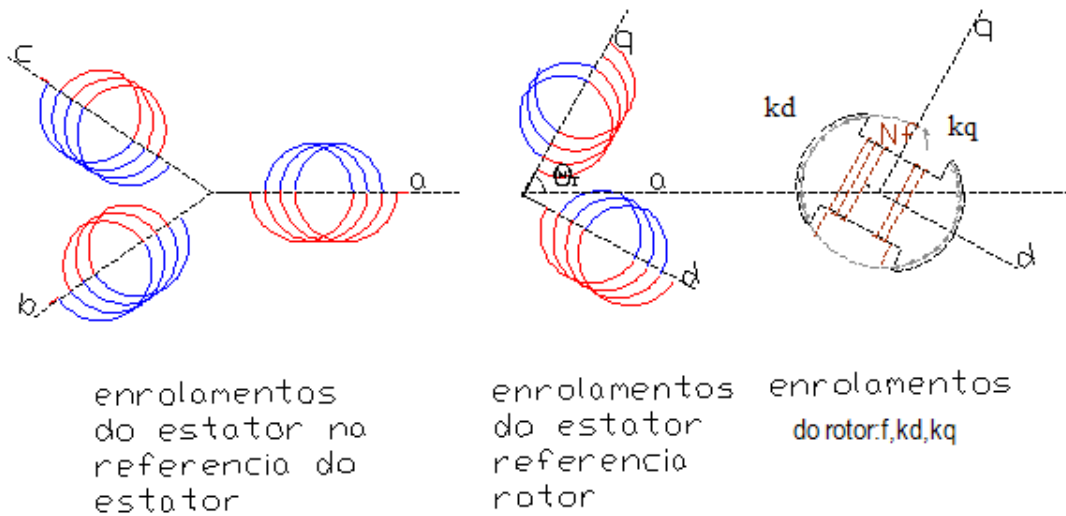


Figura 3.9: Enrolamentos da máquina síncrona.

A inexistência de fluxos concatenados em bobinas a 90° facilita equacionar os fluxos em f, kd e kq. As equações (3.100), (3.101) e (3.102) mostram os fluxos em f, kd e kq

$$\lambda_f = \frac{3}{2}L_{sf}i_d + L_{ff}i_f + L_{fkd}i_{kd} \quad (3.100)$$

$$\lambda_{kd} = \frac{3}{2}L_{skd}i_d + L_{fkd}i_f + L_{kd}i_{kd} \quad (3.101)$$

$$\lambda_{kq} = \frac{3}{2}L_{skq}i_q + L_{kq}i_{kq} \quad (3.102)$$

Separando a magnetização da dispersão tem-se:

$$L_{ff} = L_{lf} + L_{mgf}$$

$$L_{kd} = L_{lkd} + L_{mgkd}$$

$$L_{kq} = L_{lkq} + L_{mgkq}$$

As equações (3.100), (3.101) e (3.102) podem ser escritas:

$$\lambda_f = \frac{3}{2}L_{sf}i_d + (L_{lf}i_f + L_{mgf})i_f + L_{fkd}i_{kd} \quad (3.103)$$

$$\lambda_{kd} = \frac{3}{2}L_{skd}i_d + L_{fkd}i_f + (L_{lkd} + L_{mgkd})i_{kd} \quad (3.104)$$

$$\lambda_{kq} = \frac{3}{2}L_{skq}i_q + (L_{lkq} + L_{mgkq})i_{kq} \quad (3.105)$$

A combinação das equações (3.97), (3.98) e (3.99) referentes ao estator com as equações (3.103), (3.104) e (3.105) referentes ao rotor gera uma matriz assimétrica.

O artifício matemático a seguir permite gerar uma matriz simétrica. Trata-se de substituir as reais correntes do rotor por correntes equivalentes como segue:

$$i_f = \frac{2}{3}i_f \quad i_{kd} = \frac{2}{3}i_f \quad i_{kq} = \frac{2}{3}i_f \quad (3.106)$$

Substituindo as correntes rotóricas conforme as equações (3.106) nas expressões (3.103) a (3.105) resultam equações matriciais de fluxos concatenados com coeficientes simétricos. As equações completas dos fluxos do estator e do rotor serão:

$$\begin{aligned} \lambda_q &= (L_{ls} + L_{mq})i_q + \frac{3}{2}L_{sg}i_{-g} + \frac{3}{2}L_{skq}i_{-kq} \\ \lambda_d &= (L_{ls} + L_{md})i_d + \frac{3}{2}L_{sf}i_{-f} + \frac{3}{2}L_{skf}i_{-kq} \\ \lambda_0 &= L_{ls}i_0 \\ \lambda_f &= \frac{3}{2}L_{sf}i_d + \frac{3}{2}(L_{lf} + L_{mf})i_{-f} + \frac{3}{2}L_{fkd}i_{-kq} \\ \lambda_{kd} &= \frac{3}{2}L_{skd}i_d + \frac{3}{2}L_{fkd}i_{-f} + \frac{3}{2}(L_{lkd} + L_{mkd})i_{-kd} \\ \lambda_{kq} &= \frac{3}{2}L_{skq}i_q + \frac{3}{2}L_{fkq}i_{-g} + \frac{3}{2}(L_{lkq} + L_{mkq})i_{-kq} \end{aligned} \quad (3.107)$$

Análise das tensões rotóricas

É necessário exprimir as tensões e, portanto fluxos, correntes, indutâncias e resistências do rotor em função do estator para obter circuitos elétricos através dos quais possam ser efetuadas as análises do comportamento dinâmico da máquina síncrona. Lembrar que o fluxo que atravessa o entreferro pode ser representado pela impedância mútua entre estator e rotor.

Referir os parâmetros (indutâncias e resistências) do rotor aos enrolamentos do estator significa multiplicá-los pela relação do número de espiras do enrolamento de uma fase do estator e respectiva bobina do rotor ao quadrado, lembrando que os enrolamentos do estator são iguais entre si. Os fluxos e as tensões são multiplicados por $a=N_s/N_f$ e as correntes e respectivas FMM's são divididas pelo mesmo fator. Os parâmetros referidos ao estator serão identificados "linha" como se procede nos transformadores ao referir o secundário ao primário por exemplo.

As tensões, correntes e fluxos rotóricos referidas ao estator são:

$$i'_f = \frac{N_f}{N_s} i_{-f} = \frac{2 N_f}{3 N_s} i_f \quad (3.108)$$

$$i'_{kd} = \frac{N_{kd}}{N_s} i_{-kd} = \frac{2 N_{kd}}{3 N_s} i_{kd} \quad (3.109)$$

$$i'_{kq} = \frac{N_{kq}}{N_s} i_{-kq} = \frac{2 N_{kq}}{3 N_s} i_{kq} \quad (3.110)$$

$$v'_f = \frac{N_s}{N_f} v_f \quad (3.111)$$

$$v'_{kd} = \frac{N_s}{N_{kd}} v_{kd} \quad (3.112)$$

$$v'_{kq} = \frac{N_s}{N_{kq}} v_{kq} \quad (3.113)$$

$$\lambda'_f = \frac{N_s}{N_f} \lambda_f \quad (3.114)$$

$$\lambda'_{kd} = \frac{N_s}{N_{kd}} \lambda_{kd} \quad (3.115)$$

$$\lambda'_{kq} = \frac{N_s}{N_{kq}} \lambda_{kq} \quad (3.116)$$

As resistências são:

$$r'_f = \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_f} \right)^2 r_f \quad (3.117)$$

$$r'_{kd} = \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_{kd}} \right)^2 r_{kd} \quad (3.118)$$

$$r'_{kq} = \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_{kq}} \right)^2 r_{kq} \quad (3.119)$$

As indutâncias próprias são:

$$\begin{aligned} L'_{ff} &= \left(\frac{N_s}{N_f} \right)^2 L_{ff} = a_f^2 (L_{lf} + L_{mgf}) = a_f^2 L_{lf} + \left(\frac{N_s}{N_f} \right)^2 L_{mgf} = a_f^2 L_{lf} + \left(\frac{N_s}{N_f} \right)^2 N_f^2 P_d = \\ & a_f^2 L_{lf} + N_s^2 P_d = a_f^2 L_{lf} + L_{mgd} \\ L'_{ff} &= \frac{3}{2} L'_{lkd} + L_{mgd} \end{aligned} \quad (3.120)$$

$$\begin{aligned} L_{kdkd} &= \left(\frac{N_s}{N_{kd}} \right)^2 L_{kdkd} = a_{kd}^2 (L_{lkd} + L_{mgkd}) = a_{kd}^2 L_{lkd} + \left(\frac{N_s}{N_{kd}} \right)^2 \cdot L_{mgkd} = a_{kd}^2 L_{lkd} + \\ & \left(\frac{N_s}{N_{kd}} \right)^2 \cdot N_{kd}^2 P_d = a_{kd}^2 L_{lkd} + N_s^2 \mathcal{P}_d = a_{kd}^2 L_{lkd} + L_{mgd} \\ L'_{kdkd} &= \frac{3}{2} L'_{lkd} + L_{mgd} \end{aligned} \quad (3.121)$$

$$\begin{aligned} L'_{kqkq} &= \left(\frac{N_s}{N_{kq}} \right)^2 L_{kqkq} = a_{kq}^2 (L_{lkq} + L_{mgkq}) = a_{kq}^2 L_{lkq} + \left(\frac{N_s}{N_{kq}} \right)^2 \cdot L_{mgkq} \\ &= a_{kq}^2 L_{lkq} + \left(\frac{N_s}{N_{kq}} \right)^2 \cdot N_{kq}^2 \mathcal{P}_q = a_{kq}^2 L_{lkq} + N_s^2 \mathcal{P}_q = a_{kq}^2 L_{lkq} + L_{mgq} \\ L'_{kqkq} &= \frac{3}{2} L'_{lkq} + L_{mgq} \end{aligned} \quad (3.122)$$

A indutância própria L'_{kdkd} será simplesmente denominada L'_{kd}

A indutância própria L'_{kqkq} será simplesmente denominada L'_{kq}

As indutâncias mútuas são:

$$L_{sf} = N_s N_f P_d = \frac{2}{3} \frac{N_f}{N_s} L_{md} \quad (3.123)$$

$$L_{skd} = N_s N_{kd} P_d = \frac{2}{3} \frac{N_{kd}}{N_s} L_{md} \quad (3.124)$$

$$L_{skq} = N_s N_{kq} P_q = \frac{2}{3} \frac{N_{kq}}{N_s} L_{mq} \quad (3.125)$$

$$L_{fkd} = N_f N_{kd} P_d = \frac{2}{3} \frac{N_f N_{kd}}{N_s^2} L_{md} \quad (3.126)$$

$$L_{mf} = N_f^2 P_d = \frac{2}{3} \left(\frac{N_f}{N_s} \right)^2 L_{md} \quad (3.127)$$

$$L_{mkd} = N_{kd}^2 P_d = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right)^2 L_{md} \quad (3.128)$$

$$L_{mkq} = N_{kq}^2 P_q = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kq}}{N_s} \right)^2 L_{mq} \quad (3.129)$$

As equações das indutâncias do rotor mostram que podem ser expressas como uma adição das indutâncias de magnetização e de dispersão sendo a de magnetização igual a sua correspondente do estator.

Completando as equações estatóricas com as tensões rotóricas tem-se:

$$v_q = r_s i_q \frac{d\lambda_q}{dt} + \lambda_d \frac{d\theta_r}{dt} \quad V$$

$$v_d = r_s i_d \frac{d\lambda_d}{dt} - \lambda_q \frac{d\theta_r}{dt}$$

$$v_0 = r_s i_0 \frac{d\lambda_0}{dt}$$

$$v'_f = r'_f i'_f \frac{d\lambda'_f}{dt} \quad (3.130)$$

$$v'_{kd} = r'_{kd} i'_{kd} + \frac{d\lambda'_{kd}}{dt} \quad (3.131)$$

$$v'_{kq} = r'_{kq} i'_{kq} + \frac{d\lambda'_{kq}}{dt} \quad (3.132)$$

Os fluxos dessas equações são:

$$\lambda_q = L_q i_q + L_{mq} i'_{kq}$$

$$\lambda_d = L_d i_d + L_{md} i'_f + L_{md} i'_{kd}$$

$$\lambda_0 = L_{ls} i_0$$

$$\lambda'_f = L_{md} i_d + L_{md} i'_{kd} + L'_{ff} i'_f$$

$$\lambda'_{kd} = L_{md} i_d + L_{md} i'_f + L'_{kd} i'_{kd} \quad (3.133)$$

$$\lambda'_{kq} = L_{mq} i_q + L'_{kq} i'_{kq}$$

3.4.2 O Circuito Equivalente

A observação das equações das indutâncias rotóricas e estáticas permite identificar L_{mgd} como elemento comum no eixo direto e L_{mgq} como elemento comum no eixo em quadratura o que permite estabelecer o circuito equivalente

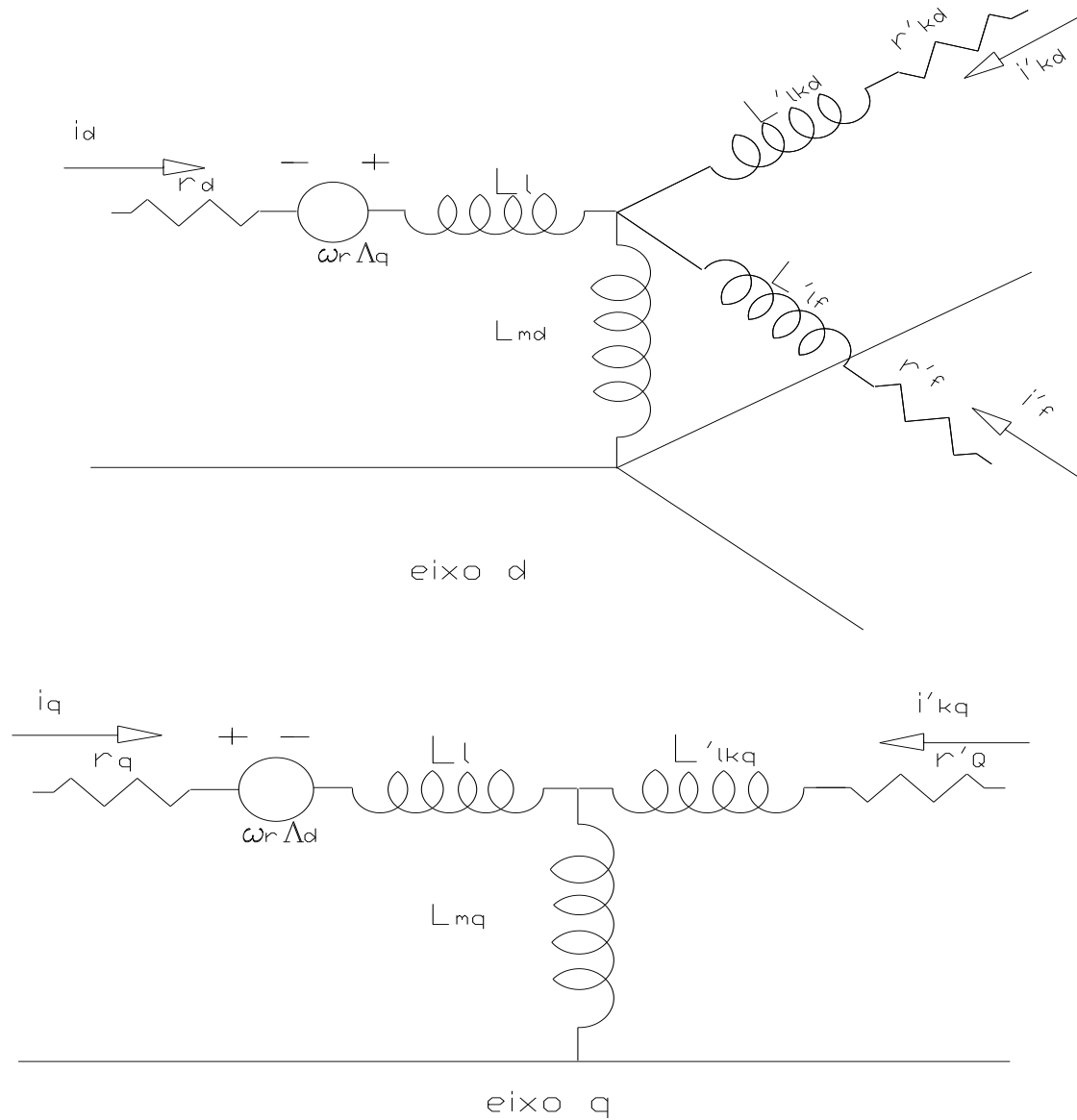


Figura 3.10- Circuito equivalente no eixo em quadratura e no eixo direto. (figura baseada no Simulink-Matlab)

As bases do modelo qd0 estão, portanto estabelecidas

É necessário estabelecer os cálculos das indutâncias que compõe as equações apresentadas a partir dos parâmetros levantados em ensaios normalizados. Estes cálculos são apresentados no Capítulo 4.

3.5 CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO

A potência total de entrada de um motor síncrono é

$$P_{entrada} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c + v_f i_f \quad (3.134)$$

Em qd0 a equação 3.134 torna-se:

$$P_{entrada} = \frac{3}{2} (v_q i_q + v_d i_d) + 3v_0 i_0 + v_f i_f \quad (W)$$

$$P_{entrada} = \frac{3}{2} \left(r_s (i_q^2 + i_d^2) + i_q \frac{d\lambda_q}{dt} + i_d \frac{d\lambda_d}{dt} \right) + \omega r (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) + 3i_0^2 r_0 + 3i_0 \frac{d\lambda_0}{dt} + i_f^2 r_f + i_f \frac{d\lambda_f}{dt} \quad (3.135)$$

Suprimindo os termos de perdas joule e trocas de energia magnética a expressão 3.135 resulta em:

$$P_{elm} = \frac{3}{2} \omega_R (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad W \quad (3.136)$$

Para máquina de p pares de pólos $\omega_m = p \cdot \omega_r$ sendo ω_m a velocidade angular em radianos mecânicos por segundo. Para uma máquina de 2p pólos a equação 3.136 resulta em:

$$P_{elm} = \frac{3}{2} \omega_m p (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad W \quad (3.136)$$

O Conjugado Eletromagnético resulta da divisão da potencia pela velocidade angular mecânica do rotor conforme a equação (3.137):

$$C_{elm} = \frac{3}{2} p (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad N.m \quad (3.137)$$

3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO 3

Neste capítulo mostrou-se a modelagem em abc e qd0. Com o modelo em abc desenvolveu-se o script em M file, e elaborou-se a S-function que integrada ao Simulink permitiu efetuar as simulações mostradas no Capítulo 6.

O modelo em qd0 foi desenvolvido utilizando simbologia igual à do Simulink

No Capítulo 4 são apresentados os ensaios normalizados para levantamento dos parâmetros utilizados nos modelos do GS utilizados no Capítulo 6.

CAPÍTULO 4- PARÂMETROS DA MÁQUINA SÍNCRONA

“The computation of voltage stability margin is time consuming and is why these methods cannot be used in on-line applications”¹”.

4.1 INTRODUÇÃO

No Capítulo 3 deste trabalho é mostrado um conjunto de equações utilizadas na modelagem da MS em abc. Na primeira linha das equações 3.7 as indutâncias, própria e mútuas \mathcal{L}_{aa} , \mathcal{L}_{ab} , \mathcal{L}_{ac} , \mathcal{L}_{af} , \mathcal{L}_{akd} e \mathcal{L}_{akq} são da fase “a” e desta com relação às outras fases do estator, bem como às bobinas do rotor. Nas duas linhas seguintes as indutâncias são das fases “b” e “c”. Nas outras três linhas são as do rotor. As resistências do estator são apresentadas como $r_a=r_b=r_c=r_s$; as do rotor são r_f , r_{kd} , r_{kq} , e quando referidas ao estator são r'_f , r'_{kd} , r'_{kq} . A utilização desta modelagem em abc implica na obtenção deste conjunto de indutâncias e resistências bem como constantes de tempo a partir de dados de projeto ou de resultados experimentais normalizados. As folhas de dados dos fabricantes disponibilizam esses dados e como se sabe são:

- $x_d, x'_d, x''_d, x_q, x'_q, x_1, x_2, x_0$ ou $L_d, L'_d, L''_d, L_q, L'_q, L_1, L_2, L_0$.
- $r_s, r'_f, r'_{kd}, r'_{kq}, r_o$
- $T'_{d0}, T'_d, T''_{d0}, T''_d, T'_{q0}, T'_q, T''_{q0}, T''_q$

Nos parâmetros rotóricos uma linha significa que os mesmos são referidos ao estator. Nos parâmetros estatóricos uma linha significa transitório e duas significa subtransitório. Igualmente, nas constantes de tempo uma linha significa transitório e duas significa subtransitório.

Este trabalho contempla geradores de pólos salientes com enrolamentos amortecedores alojados na superfície das sapatas polares e conectados entre si por anéis de curto circuito em ambas as extremidades ou placas inteiras igualmente situadas nas extremidades. Considera-se que o rotor é executado com chapas finas, portanto com baixas correntes parasitas (Eddy currents). Por isso o rotor pode ser representado por três

¹ Kundur Phraba- Power Systems and Stability Control

enrolamentos sendo dois no eixo direto e um no eixo em quadratura. Desconsidera-se o enrolamento “g” no eixo em quadratura frequentemente considerado nas máquinas de pólos lisos.

Conforme exposto no Capítulo 3, para vários renomados autores como Ong C.M.[7] ou Kundur P.[13], a modelagem em abc pode implicar em aumento no tempo de processamento, problema difícil de administrar quando existem vários geradores e cargas na rede. Também Jordão RG externa a mesma opinião [10]. A modelagem em dq0 conforme o conjunto de equações apresentadas no Capítulo 3 e que resultam no circuito equivalente mostrado na figura 3.10 é consagrada em vários *softwares* sendo o Simulink do Matlab um dos mais conhecidos. No modelo adotado neste trabalho a indutância mútua é igual para o estator e rotor. Nestas condições os parâmetros do eixo em quadratura são L_{mq} , L_l , L'_{lkq} sendo L_{mq} , a indutância mútua e L_l e L'_{lkq} as indutâncias de dispersão do estator e do enrolamento amortecedor no eixo em quadratura referido ao estator respectivamente. Para o eixo direto as indutâncias são L_{md} , L_l , L'_{lf} , L'_{lkd} sendo L_{md} , a indutância mútua e L_l , L'_{lf} e L'_{lkd} as indutâncias de dispersão do estator, do enrolamento do campo e do enrolamento amortecedor no eixo direto ambos referidos ao estator respectivamente. As resistências e constantes de tempo são conforme apresentadas no início desta introdução.

Todos os parâmetros podem ser encontrados a partir de dados de projeto ou de resultados experimentais normalizados.

Conforme mostrado no Capítulo 3 considera-se a indutância de magnetização do eixo direto ou quadratura como indutância mútua; qualquer fluxo adicional provocado por correntes no estator ou rotor será considerado fluxo de dispersão. Para os valores estatóricos os desvios são pouco significativos, entretanto para os valores rotóricos poderão ocorrer desvios maiores. Uma forma de contornar este problema é a utilização de modelos mais refinados de ordem superior. No livro *Dynamic Simulation of Electric Using Matlab Simulink* [7] o assunto é abordado. No IEEE-115-95[57] bem como no IEC 60034[52] são standardizados ensaios de resposta de frequência “Stand Still Frequency-SSFR” para levantar parâmetros de modelos de alta ordem. Outro método para levantar os parâmetros de modelos de ordem superior é o denominado Método de Elementos Finitos. Zambrano G.M.V. em sua Tese de Mestrado Universidade Federal do Rio de Janeiro “Simulação do Ensaio de Resposta de Frequência em Máquinas Síncronas de Pólos Salientes utilizando o Método de Elementos Finitos” discorre

sobre este método [30]. Cari E.P.T. em sua Tese de Doutorado (faculdade de engenharia de São Carlos- USP) apresenta uma Metodologia de Estimação de Parâmetros de Sistemas Dinâmicos Não-lineares com Aplicação em Geradores Síncronos[31]. Os parâmetros podem ser também estimados utilizando as séries de Hartley [20].

4.2 PARÂMETROS UTILIZADOS NA MODELAGEM EM ABC

Como mostrado no Capítulo 3 as auto e mútuas indutâncias do estator variam com a posição do rotor. As auto e mútuas indutâncias do rotor são constantes e as mútuas do rotor com relação ao estator variam com a posição relativa rotor-estator. Na figura 4.1 mostram-se os enrolamentos do rotor e estator bem como as auto e mútuas indutâncias. Os fluxos (bem como as indutâncias) que compõem as equações 3.4 e 3.7 e definidos nas equações 3.29 a 3.48 do Capítulo 3 serão escritas em função dos valores disponibilizados nos “data sheets” disponibilizados pelos fabricantes ou levantados em testes normalizados. Trata-se, portanto de escrever as diversas indutâncias da modelagem abc em função de $L_d=L_{md}+L_l$, $L_q=L_{mq}+L_l$, L'_d , L''_d

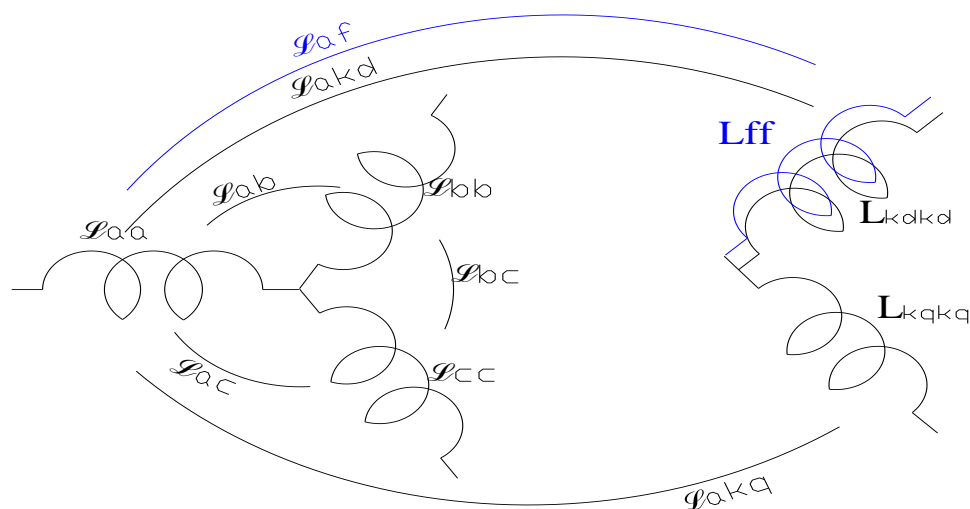


Figura 4.1- Representação do estator em abc e do rotor

4.2.1 Indutâncias próprias e mútuas do estator

4.2.1.1 Cálculo de L_{aa} , L_{bb} e L_{cc}

Conforme a equação 3.41 do Capítulo 3: $L_{aa} = L_l + L'_{aa1} + L_{aa2} \cos 2\theta$

O valor de L_l será discutido em 4.3.1 item a). Na simbologia utilizada no Simulink este parâmetro é apresentado como L_{ls}

Conforme as equações (3.37) e (3.39):

$$L'_{aa1} = N_a^2 \frac{(\mathcal{P}_{ad} + \mathcal{P}_{aq})}{2} \text{ e onde } L_{aa2} = N_a^2 \frac{(\mathcal{P}_{ad} - \mathcal{P}_{aq})}{2}$$

As equações (3.89) e (3.90) a seguir transcritas para facilitar a leitura mostram respectivamente a indutância de magnetização no eixo em quadratura e a indutância de magnetização no eixo direto:

$$L_{mq} = \frac{3}{2}(L'_{aa1} - L_{aa2}) \text{ e } L_{md} = \frac{3}{2}(L'_{aa1} + L_{aa2})$$

Com as referidas indutâncias pode-se calcular

$$L'_{aa1} - L_{aa2} = \frac{2}{3}L_{mq}$$

$$L'_{aa1} + L_{aa2} = \frac{2}{3}L_{md}$$

$$L'_{aa1} = \frac{2}{3} \frac{(L_{mq} + L_{md})}{2}$$

$$L_{aa2} = \frac{2}{3} \frac{(L_{md} - L_{mq})}{2}$$

Sendo $L_{md} = L_d - L_l$ e $L_{mq} = L_q - L_l$

A determinação de L_d e L_q será discutida em 4.3.1 itens b) e c). Pode-se adiantar, entretanto que estes parâmetros bem como L_l são determinados por ensaios normalizados constantes em todas as normas mundiais.

Portanto as indutâncias próprias do estator do modelo abc são perfeitamente definidas e podem ser calculadas de acordo com as expressões

$$\mathcal{L}_{aa} = L_{ls} + L'_{aa1} + L_{aa2} \cos 2\theta \quad (4.1)$$

$$\mathcal{L}_{aa} = L_{ls} + \frac{2}{3} \frac{(L_{mq} + L_{md})}{2} + \frac{2}{3} \frac{(L_{md} - L_{mq})}{2} \cos 2\theta \quad (4.2)$$

\mathcal{L}_{bb} e \mathcal{L}_{cc} são iguais a \mathcal{L}_{cc} sendo o ângulo \ominus acrescido e diminuído em $2\pi/3$ respectivamente

$$\mathcal{L}_{bb} = L_{ls} + \frac{2}{3} \frac{(L_{mq} + L_{md})}{2} + \frac{2}{3} \frac{(L_{md} - L_{mq})}{2} \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.3)$$

$$\mathcal{L}_{cc} = L_{ls} + \frac{2}{3} \frac{(L_{mq} + L_{md})}{2} + \frac{2}{3} \frac{(L_{md} - L_{mq})}{2} \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.4)$$

4.2.1.2 Cálculo de \mathcal{L}_{ab} , \mathcal{L}_{ac} e \mathcal{L}_{bc}

De acordo com as expressões 3.47 e 3.48:

$$\mathcal{L}_{ab} = -L_{ab1} - L_{ab1} \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right)$$

$$\mathcal{L}_{bc} = -L_{ab1} - L_{aa2} \cos(2\theta - \pi)$$

$$\mathcal{L}_{ca} = -L_{ab1} - L_{aa2} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3}\right)$$

Onde $L_{ab1} = L_{ab} + 1/2 L'_{aa1}$

Sendo L_{ab} devida ao fluxo mútuo nas cabeças de bobinas que não atravessa o entreferro [13] e que pode ser desconsiderada em função do seu valor pouco expressivo [7]. Portanto os valores de \mathcal{L}_{ab} , \mathcal{L}_{ac} e \mathcal{L}_{bc} podem ser calculados com os valores de $L'_{aa1} = 1/3(L_{mq} + L_{md})$ e $L_{aa2} = 1/3(L_{md} - L_{mq})$. Sendo:

$$\mathcal{L}_{ab} = -\frac{1}{2} L'_{ab1} - L_{aa2} \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right)$$

$$\mathcal{L}_{bc} = -\frac{1}{2} L'_{aa1} - L_{aa2} \cos(2\theta - \pi)$$

$$\mathcal{L}_{ca} = -\frac{1}{2} L'_{aa1} - L_{aa2} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3}\right)$$

As indutâncias mútuas entre as bobinas do estator do modelo abc são perfeitamente definidas e podem ser calculadas de acordo com as expressões

$$\mathcal{L}_{ab} = -\frac{1}{3} \frac{(L_{mq} + L_{md})}{2} - \frac{2}{3} \frac{(L_{md} - L_{mq})}{2} \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right) \quad (4.5)$$

$$\mathcal{L}_{bc} = -\frac{1}{3} \frac{(L_{mq} + L_{md})}{2} - \frac{2}{3} \frac{(L_{md} - L_{mq})}{2} \cos(2\theta - \pi) \quad (4.6)$$

$$\mathcal{L}_{ca} = -\frac{1}{3} \frac{(L_{mq} + L_{md})}{2} - \frac{2}{3} \frac{(L_{md} - L_{mq})}{2} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3}\right) \quad (4.7)$$

4.2.2 Indutâncias mútuas do estator entre estator e rotor

4.2.2.1 Cálculo de \mathcal{L}_{af} , \mathcal{L}_{bf} , \mathcal{L}_{ca}

De acordo com a definição de indutância mútua e com a expressão 3.123

$$L_{sf} = N_s N_f \mathcal{P}_d = L_{af} = L_{bf} = L_{cf}$$

De acordo com as expressões 3.91 e 3.92

$$L_{md} = \frac{3}{2} N_s^2 \mathcal{P}_d \text{ e } L_{mq} = \frac{3}{2} N_s^2 \mathcal{P}_q$$

Portanto $\mathcal{P}_d = \frac{2 L_{md}}{3 N_s^2}$ e $\mathcal{P}_q = \frac{2 L_{mq}}{3 N_s^2}$

$$L_{sf} = \frac{2 N_s N_f L_{md}}{3 N_s^2} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_f}{N_s} \right) L_{md} \quad (4.8)$$

$$\mathcal{L}_{af} = L_{sf} \cos \theta = \frac{2}{3} \left(\frac{N_f}{N_s} \right) L_{md} \cos \theta \quad (4.9)$$

$$\mathcal{L}_{bf} = L_{sf} \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) = \frac{2}{3} \left(\frac{N_f}{N_s} \right) L_{md} \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \quad (4.10)$$

$$\mathcal{L}_{cf} = L_{sf} \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) = \frac{2}{3} \left(\frac{N_f}{N_s} \right) L_{md} \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) \quad (4.10)$$

4.2.2.2) Cálculo de e $\mathcal{L}_{akd}, \mathcal{L}_{bkd}, \mathcal{L}_{ckd}$

Procedendo-se raciocínio semelhante a 4.8 tem-se

$$L_{skd} = \frac{2 N_s N_f L_{md}}{3 N_s^2} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right) L_{md}$$

$$\mathcal{L}_{akd} = L_{skd} \cos \theta = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right) L_{md} \cos \theta \quad (4.12)$$

$$\mathcal{L}_{bkd} = L_{skd} \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right) L_{md} \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \quad (4.13)$$

$$\mathcal{L}_{ckd} = L_{skd} \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right) L_{md} \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) \quad (4.14)$$

4.2.2.3) Cálculo de $\mathcal{L}_{akq}, \mathcal{L}_{bkq}, \mathcal{L}_{ckq}$

$$L_{skq} = \frac{2 N_s N_q L_{mq}}{3 N_s^2} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kq}}{N_s} \right) L_{mq} \quad (4.15)$$

As expressões 4.16 são as indutâncias mútuas do enrolamento amortecedor no eixo em quadratura co a, b e c.

$$\mathcal{L}_{akq} = L_{skq} \cos \theta = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kq}}{N_s} \right) L_{mq} \cos \theta$$

$$\mathcal{L}_{bkq} = L_{skq} \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kq}}{N_s} \right) L_{mq} \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \quad (4.16)$$

$$\mathcal{L}_{ckq} = L_{skq} \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kq}}{N_s} \right) L_{mq} \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right)$$

4.2.3 Indutâncias próprias e mútuas do rotor

4.2.3.1 Cálculo da Indutância Própria e de Dispersão do Campo

a) Indutância própria do campo exceto dispersão

Observar que esta indutância não depende da posição do rotor desde que desconsiderados os efeitos das ranhuras. A expressão 4.17 mostra L_{mf} em função de L_{md}

$$L_{mf} = L_{mf} = N_f^2 P_d = N_f^2 \frac{2 L_{md}}{3 N_s^2} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_f^2}{N_s^2} \right) L_{md} \quad (4.17)$$

b) Indutância de dispersão do campo L_{lf}

A expressão 4.18 mostra o valor de referido ao estator conforme dedução efetuada em 4.4.3

$$L'_{lf} = L_{md} \frac{(L'_d - L_s)}{(L_d - L'_d)} \quad (4.18)$$

Na modelagem abc não se estabelece um circuito equivalente sendo conservadas as equações eletromagnéticas. Por isso os valores rotóricos não devem ser referidos ao estator o que é efetuado multiplicando por $2/3(N_f/N_s)^2$

Assim tem-se

$$L_{lf} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_f}{N_s} \right)^2 \left[L_{md} \frac{(L'_d - L_s)}{(L_d - L'_d)} \right] \quad (4.19)$$

$$L_{fff} = L_{mf} + L_{lf} \quad (4.20)$$

4.2.3.2 Cálculo da Indutância Própria e de Dispersão do amortecedor –eixo direto

Observar que esta indutância não depende da posição do rotor desde que desconsiderados os efeitos das ranhuras. A expressão 4.21 mostra L_{mkd} em função de L_{md}

$$L_{mkd} = N_{kd}^2 P_d = N_{kd}^2 \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}^2}{N_s^2} \right) L_{md} \quad (4.21)$$

b) Indutância de dispersão do enrolamento amortecedor L_{lkd}

A expressão 4.22 mostra o valor de referido ao estator conforme desenvolvimento mostrado em 4.4.4.

$$L'_{lkd} = \frac{(L''_d - L_l) L_{md} L'_{lf}}{(L_{md} L'_{lf} - (L''_d - L_l)(L_{md} + L'_{lf}))} \quad (4.22)$$

Os valores rotóricos não devem ser referidos ao estator o que é efetuado multiplicando por

$$\frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right)^2$$

Assim tem-se

$$L_{lkd} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right)^2 \left[\frac{(L''_d - L_l) L_{md} L'_{lf}}{(L_{md} L'_{lf} - (L''_d - L_l)(L_{md} + L'_{lf}))} \right] \quad (4.23. a)$$

$$L_{kdkd} = L_{mkd} + L_{lkd} \quad (4.24. b)$$

4.2.3.3 Cálculo da Indutância Mútua, Própria e de Dispersão do amortecedor- eixo em quadratura

Observar que esta indutância não depende da posição do rotor desde que desconsiderados os efeitos das ranhuras. Conforme já afirmado os GS estudados neste trabalho são de pólos salientes e o rotor é construídos com chapas estampadas e empilhadas. Por isso desconsidera-se qualquer enrolamento no eixo em quadratura exceto o amortecedor.

A expressão 4.23 mostra L_{mkq} em função de L_{mq}

$$L_{mkq} = N_{kd}^2 \mathcal{P}_q = N_{kq}^2 \frac{2}{3} \left(\frac{L_{mq}}{N_s^2} \right) = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kq}^2}{N_s^2} \right) L_{mq} \quad (4.24. a)$$

b) Indutância de dispersão do enrolamento amortecedor L_{lkq}

A expressão 4.24 mostra o valor de referido ao estator

$$L'_{lkq} = \frac{(L''_q - L_l) L_{mq} L'_{lf}}{(L_{mq} L'_{lf} - (L''_q - L_l)(L_{mq} + L'_{lf}))} \quad (4.24. b)$$

Os valores rotóricos não devem ser referidos ao estator o que é efetuado multiplicando por

$$\frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right)^2$$

$$L_{lkq} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right)^2 \frac{(L''_q - L_l) L_{mq} L'_{lf}}{(L_{mq} L'_{lf} - (L''_q - L_l)(L_{mq} + L'_{lf}))} \quad (4.25)$$

$$L_{kdkd} = L_{mkd} + L_{lkd} \quad (4.26)$$

4.2.3.4 Cálculo da Indutância Mútua entre o Campo e o Amortecedor do eixo direto \mathcal{L}_{fkd}

$$L_{fkd} = N_f N_{kd} \mathcal{P}_d = N_f N_{kd} \frac{2 L_{md}}{3 N_s^2}$$

$$L_{fkd} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_f N_{kd}}{N_s^2} \right) L_{md} \quad (4.27)$$

4.2.3.5 Cálculo da Mútua entre o Campo e o Amortecedor do eixo em quadratura L_{fkq}

$$L_{fkq} = 0$$

4.2.3.6 Cálculo da Mútua entre o Amortecedor do eixo direto e em quadratura L_{kdkq}

$$L_{kdkq} = 0$$

4.2.4 Resumo das indutâncias do modelo abc

Tabela 4.1- Resumo das indutâncias do modelo abc

Estator	Rotor	Estator Rotor
L_{aa} $= L_{ls} + \frac{2}{3} (L_{mq} + L_{md})$ $+ \frac{2}{3} (L_{md}$ $- L_{mq}) \cos 2\theta$	$L_{ff} = L_{mf} + L_{lf} =$ $\frac{2}{3} \left(\frac{N_f^2}{N_s^2} \right) \cdot \left(L_{md} + \frac{[L_{md}(L'_d - L_s)]}{(L_d - L'_d)} \right)$	$l_{af} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_f}{N_s} \right) L_{md} \cos \theta$ $l_{bf} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_f}{N_s} \right) L_{md} \cos \left(\theta - \frac{2}{3} p \right)$ $l_{cf} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_f}{N_s} \right) L_{md} \cos \left(\theta - \frac{2}{3} p \right)$
	$L_{kdkd} = L_{mkd} + L_{lkd}$ $L_{mkd} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}^2}{N_s^2} \right) L_{md}$ $L_{lkd} =$ $\frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}^2}{N_s^2} \right) \cdot \left[\frac{L_{md}(L'_d - L_s) L_{md} L'_{lf}}{(L_{md} L'_{lf} - (L'_d - L_s)(L_{md} + L'_d))} \right]$	$l_{akd} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right) L_{md} \cos \theta$ $l_{bkd} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right) L_{md} \cos \left(\theta - \frac{2}{3} p \right)$ $l_{ckd} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right) L_{md} \cos \left(\theta + \frac{2}{3} p \right)$

$l_{bb} = L_{ls} + \frac{2}{3}(L_{mq} + L_{md}) + \frac{2}{3}(L_{md} - L_{mq}) \cos 2\left(\Theta - \frac{2\Pi}{3}\right)$	$L_{kqkq} = L_{mkq} + L_{lkq}$ $L_{mkd} = \frac{2}{3}\left(\frac{N_{kd}^2}{N_s^2}\right)L_{md}$ $L_{lkq} = \frac{2}{3}\left(\frac{N_{kd}}{N_s}\right)^2 L_{mq} \frac{(L_1 - L''_q)}{(L''_q - L_l - L_{mq})}$	$l_{akq} = \frac{2}{3}\left(\frac{N_{kq}}{N_s}\right)L_{mq} \cos \Theta$ $l_{bkq} = \frac{2}{3}\left(\frac{N_{kq}}{N_s}\right)L_{mq} \cos\left(\Theta - \frac{2}{3}\Pi\right)$ $l_{ckq} = \frac{2}{3}\left(\frac{N_{kq}}{N_s}\right)L_{mq} \cos\left(\Theta + \frac{2}{3}\Pi\right)$
$l_{cc} = L_{ls} + \frac{2}{3}[(L_{mq} + L_{md}) + (L_{md} - L_{mq})] \cos 2\left(\Theta + \frac{2p}{3}\right)$	$L_{fkq} = \frac{2}{3}\left(\frac{N_f N_{kd}}{N_s^2}\right)L_{md}$	
	$\mathcal{L}_{kq} = 0$	
$l_{bc} = -\frac{1}{2}(L_{mq} + L_{md}) - (L_{mq} - L_{md}) \cos(2\Theta - \Pi)$	$l_{kdkq} = 0$	
$l_{ca} = -\frac{1}{2}(L_{mq} + L_{md}) - (L_{mq} - L_{md}) \cos\left(2\Theta - \frac{\Pi}{3}\right)$		

Como se pode perceber pela análise das equações das indutâncias utilizadas na modelagem abc, as mesmas são expressas em termos das indutâncias de magnetização no eixo direto e em quadratura, da indutância de dispersão do estator e das indutâncias transitória no eixo direto e subtransitórias no eixo direto e em quadratura. Os valores estatóricos podem ser calculados durante o projeto e confirmados em ensaios bastante conhecidos. Os valores

rotóricos podem ser calculados durante o projeto. Sua confirmação pode ser efetuada em testes normalizados, de forma direta ou através de equações mostradas em 4.2

4.3 PARÂMETROS UTILIZADOS NA MODELAGEM qd0

Exclusivamente a fim de facilitar a leitura reproduzem-se a seguir as equações 3.133 e o circuito equivalente na figura 4.2.

$$v_q = r_s i_q + (L_d i_d + L_{md} i'_f + L_{md} i'_{kd}) \frac{d\Theta}{dt} + \frac{d(L_q i_q + L_{mq} i'_f + L_{mq} i'_{kq})}{dt}$$

$$v_d = r_s i_d - (L_q i_q + L_{md} i'_f + L_{md} i'_{kd}) \frac{d\Theta}{dt} + \frac{d(L_d i_d + L_{md} i'_f + L_{md} i'_{kd})}{dt}$$

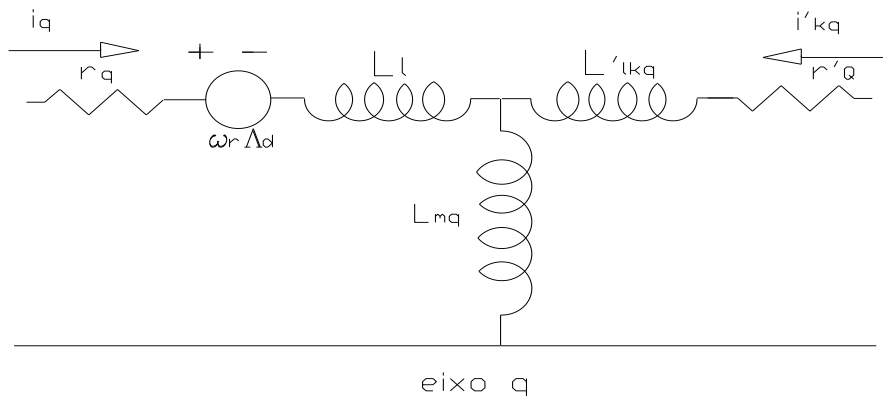
$$v_o = r_s i_o + d\lambda_o/dt$$

$$v'_f = r'_f i'_f + \frac{d(L_{md} i_d + L_{md} di'_{kd} + L'_{ff} i'_f)}{dt}$$

$$v'_{kd} = r'_{kd} i'_{kd} + \frac{d(L_{md} i_d + L_{md} di'_f + L'_{kaka} i'_{kd})}{dt}$$

$$v'_{kq} = r'_{kq} i'_{kq} + \frac{d(L_{mq} i_q + L_{kqkq} i'_{kq})}{dt}$$

Os valores das resistências e das indutâncias do circuito equivalente da figura 4.2 devem ser calculados a partir dos dados fornecidos pelos fabricantes ou determinados experimentalmente em ensaios normalizados. Notar que os valores rotóricos nesta modelagem são referidos ao estator e por isso aparecem com “linha”.



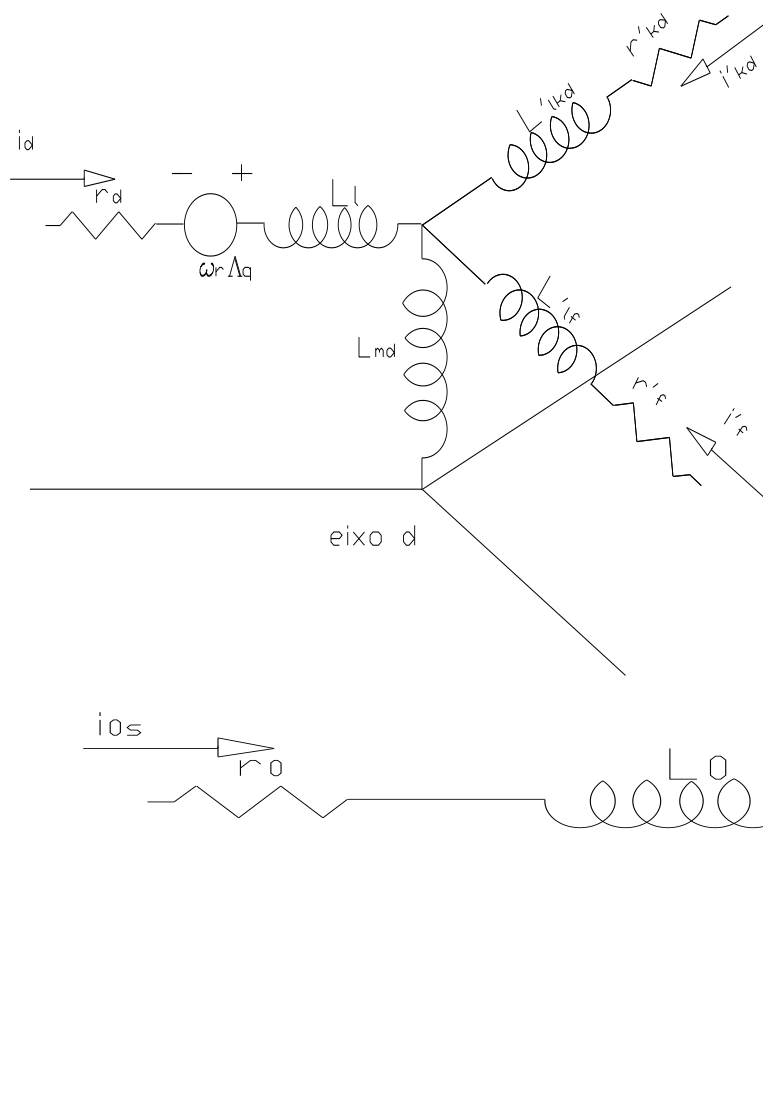


Figura 4.2 Circuito equivalente em qd0 mostrando os eixos direto, quadratura e zero.

4.4 DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DOS PARÂMETROS DO EIXO DIRETO

Os parâmetros utilizados nas simulações desta tese são disponibilizados pelos fabricantes em seus “data sheets” obtidos em projeto e confirmados em ensaios normalizados; são mostrados a seguir:

$$r_s, x_l(L_l), x_d(L_d), x'_d(L'_d), x''_d(L''_d), x_0(L_0), r_f, T'_d, T''_d, T''_q \text{ ou } T'_{d0}, T''_{d0}, T''_{q0}$$

Os parâmetros são suficientes para efetuar as simulações mostradas no Capítulo 5. A seguir apresentam-se alguns métodos normalizados para determinar experimentalmente os parâmetros supra relacionados.

4.4.1 Reatância de dispersão do estator x_1 ou L_1 .

O valor de x_1 ou L_1 pode ser determinado pelo ensaio de Pottier conforme NBR 5052 item 3.17.3.6[56] ou IEEE115-95 item 5.2.1 e 5.2.2. Embora o resultado do ensaio não forneça valor preciso em função da saturação sua adoção é largamente utilizada. Discussão a respeito é encontrada no ANNEX 5 A –IEEE115-95[57], bem como em livros como Máquinas Elétricas [9] ou em papers como [26], [27], [28].

A análise dos circuitos da figura 4.2 mostra que o valor x_1 é de grande importância em estudos de transitórios, pois é parte da reatância síncrona, transitória e subtransitória.

O cálculo de x_1 no projeto do gerador pode ser efetuado conforme mostra o livro Diseño de Aparatos Eléctricos [4] ou no livro Cálculo Industrial de Máquinas Eléctricas [2]. Conforme a saturação do GS, x_1 pode ser até 50% maior que a valor levantado pelo método de Poitier. Na folha de dados mostrada na figura 4.4 o valor levantado pelo método de Poitier também denominado x_p é igual a 0,032pu e o valor real de x_1 é de 0,030pu. A mesma folha de dados apresenta $x_p=0,036$ e $x_1=0,034$ como valores não saturados.

Não foi encontrada justificativa para valor não saturado de x_p pois o próprio método implica na utilização da curva de saturação para determinação de x_p .

4.4.2 Reatância ou Indutância Síncrona no eixo direto.

O valor de x_d ou L_d pode ser determinado pelo ensaio em vazio e em curto conforme NBR5052 item 3.17.3.1[56] ou IEEE-115-95 item 10.3[57].

Cálculo de L_{md}

Conforme discutido no Capítulo 3, L_{md} pode ser calculado pela expressão:

$$L_{md}=L_d-L_1$$

4.4.3 Reatâncias e constantes de tempo em curto circuito no eixo direto no período transitório e subtransitório

Os valores de x'_d ou L'_d e x''_d ou L''_d podem ser determinados, por exemplo, pelo ensaio de curto circuito conforme NBR 5052 item 3.17.3.13 [56] ou IEEE115-95 item 11.8 Determination of Transient and Subtransient Reactance values, based in Methods 1 [57]. Outros métodos de ensaio são utilizados. Na figura 4.3 mostram-se os trechos do oscilograma onde são definidas as reatâncias: permanente, transitória e subtransitória no eixo direto bem como as constantes de tempo em curto circuito T'_d e T''_d .

Por se tratar de assunto bem conhecido na literatura e nas Normas deixa-se para o leitor pesquisa mais profunda.

As expressões e o gráfico da figura 4.3 são um breve resumo do chamado Método 1 (curto circuito) para facilitar a leitura desta tese.

Tabela 4.2- Valores das reatâncias

Permanente	Transitória	Subtransitoria
$x_d = \frac{E_f}{I_s}$	$x'_d = \frac{E_f}{I_s + \Delta I'_{cc}}$	$x''_d = \frac{E_f}{(I_s + \Delta I'_{cc} + \Delta I''_{cc})}$

Sendo:

- $I_s = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$ o valor eficaz de curto circuito em regime permanente,
- $(I_{s_{max}} + \Delta I'_{cc}) / \sqrt{2}$ o valor eficaz inicial da corrente alternada de curto do período transitório sendo $(I_{s_{max}} + \Delta I'_{cc})$ o valor da ordenada da envoltória extrapolada da figura 4.3
- $(I_{s_{max}} + \Delta I'_{cc} + \Delta I''_{cc}) / \sqrt{2}$ o valor eficaz inicial da corrente alternada de curto do período transitório sendo $(I_{s_{max}} + \Delta I'_{cc} + \Delta I''_{cc})$ o valor da ordenada da envoltória dos 03 ou 04 primeiros ciclos extrapolada da figura 4.3
- A envoltória da corrente simétrica resultante de curto circuito em valor eficaz será

$$I_{ca}(t) = E_f \left[\frac{1}{x_d} + \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) e^{\frac{-t}{T'_{d}}} + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{\frac{-t}{T''_{d}}} \right] = I_s + \Delta i' + \Delta i'' =$$

$$I_s + \Delta I'_{cc} e^{\frac{-t}{T'_{d}}} + \Delta I''_{cc} e^{\frac{-t}{T''_{d}}} \quad (4.28)$$

A extrapolação será facilitada com a adoção de escala logarítmica para as correntes no eixo das ordenadas. Este artifício permite transformar as curvas das correntes: transitória e sub transitória, em retas.

A possível existência de componente continua pode ser eliminada conforme procedimento exposto nas normas aqui referidas. O registro oscilográfico da figura 4.3 mostra os trechos :

- Subtransitório, Transitório e Permanente

O decaimento para $1/e=0,368$ na curva subtransitória(linha D) fornece a constante de tempo subtransitória T''_{d} . O decaimento para $1/e=0,368$ na curva transitória(linha C) fornece a constante de tempo transitória T'_{d} .

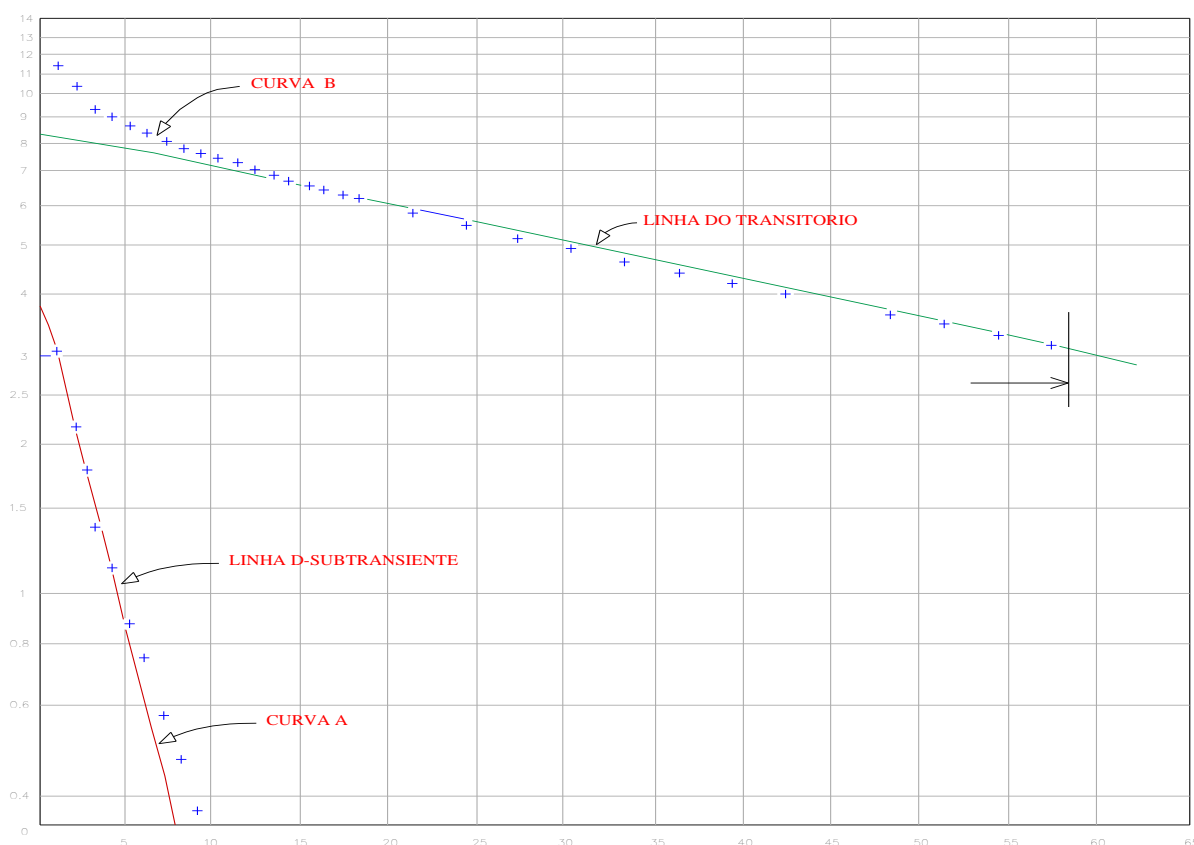
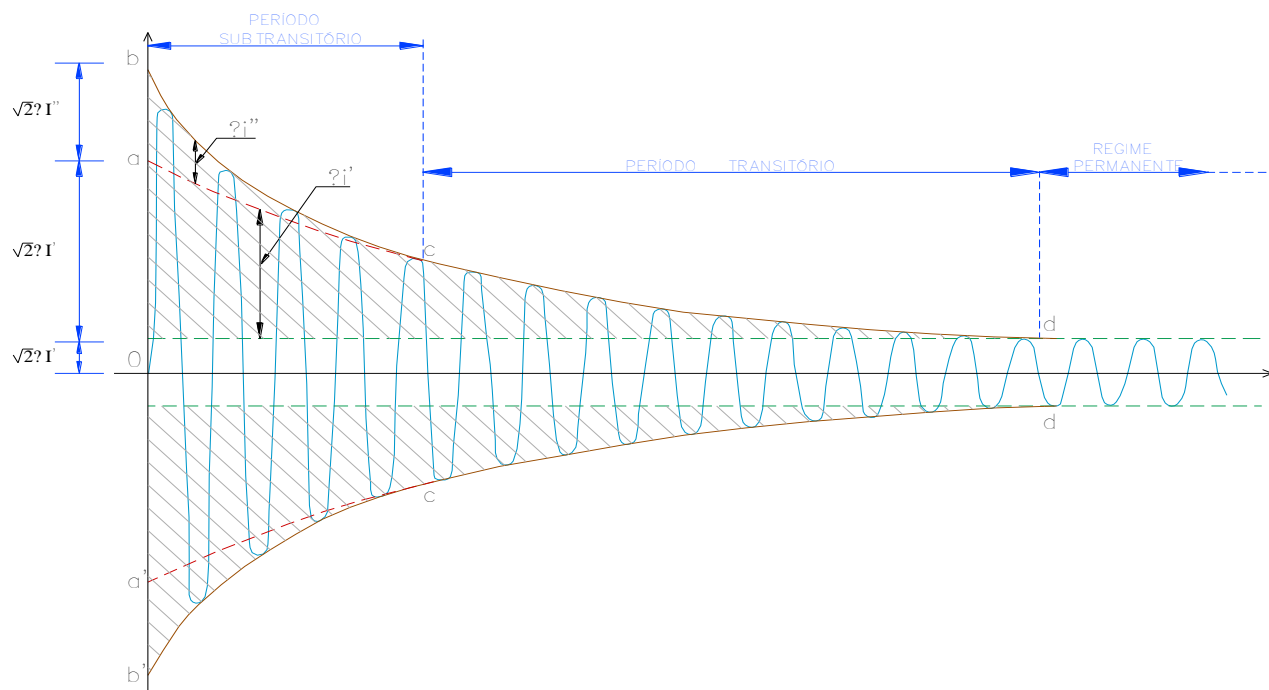


Figura 4.3- a) registro oscilográfico perfeitamente simétrico e

b) Curvas em escala logarítmica (Análise da componente AC de curto circuito p/uma fase)

Correção para uma temperatura específica de L'_d

A constante de tempo transitória em curto circuito pode ser corrigida para temperatura diferente da temperatura do ensaio. A correção pode ser efetuada de acordo com IEEE115-95 conforme a expressão (11-13) do referido Standard

4.4.4 Cálculo de reatância de dispersão do campo L'_{lf}

Este valor é calculado, aliás, como todas as reatâncias rotóricas.

A expressão da dispersão do campo é deduzida a partir da reatância transitória no eixo direto e é mostrada a seguir e deduzida por vários autores como, por exemplo, em Fitzgerald A. Máquinas Elétricas [11] ou na dissertação de mestrado de Penin y Santos S.[15]. O valor de L'_{lf} é referido ao estator e é deduzido nas equações (4.29.a) até a (4.29.e).

$$x'_d = x_l + \frac{x_{md}x'_{lf}}{(x_{md} + x'_{lf})} \quad (4.29.a)$$

O valor de x'_{lf} ou L'_{lf} pode ser deduzido a partir da referida expressão

$$x'_{lf}(x'_d - x_l) - x_{md}x'_{lf} = -x_{md}(x'_d - x_l) \quad (4.29.b)$$

$$x'_{lf}(x'_d - x_l - x_{md}) = x_{md}(x_l - x'_d) \quad (4.29.c)$$

$$x'_{lf} = x_{md} \frac{(x_l - x'_d)}{(x'_d - x_l - x_{md})} \quad (4.29.d)$$

$$L'_{lf} = L_{md} \frac{(L'_d - L_{ls})}{(L_{md} + L_l - L'_d)} \quad (4.29.e)$$

Portanto com o valor da reatância transitória e de dispersão da armadura pode-se calcular o valor da reatância de dispersão do campo. Para a maioria das máquinas síncronas pode-se efetuar uma razoável aproximação como segue: $L'_{lf} = L'_d - L_l$

Para o gerador de 1875 kVA em 480 V e com dados mostrados na figura 4.4 o valor de L'_{lf} é:

Calculado com a expressão 4.26 $\rightarrow L'_{lf} = 0,1561$

Cálculo aproximado $L'_{lf} = 0,148$ (erro de 5% aceitável para a maioria dos cálculos)

4.4.5 Cálculo de reatância de dispersão amortecedor no eixo direto L'_{kd} e do eixo em quadratura L'_{kq}

A expressão da reatância subtransitória no eixo direto é mostrada a seguir e deduzida por vários autores como, por exemplo, em Fitzgerald A., Máquinas Elétricas [11] ou na dissertação de mestrado de Penin y Santos S.[15]. O valor de L'_{kd} é referido ao estator e é deduzido nas equações (4.30.a) até a (4.30.g) .

$$x''_d = x_l + \frac{x_{md}x'_{lf}x'_{lkd}}{(x_{md}x'_{lf} + x_{md}x'_{lkd} + x'_{lf}x'_{lkd})} \quad (4.30. a)$$

O valor x'_{lkd} ou L'_{lkd} pode ser deduzido a partir da referida expressão

$$x_{md}x'_{lf}x'_{lkd} = (x_l - x''_d)(x_{md}x'_{lf} + x_{md}x'_{lkd} + x'_{lf}x'_{lkd}) \quad (4.30. b)$$

$$\begin{aligned} x_{md}x'_{lf}x'_{lkd} - (x_l - x''_d)x_{md}x'_{lkd} - (x_l - x''_d)x'_{lf}x'_{lkd} \\ = (x_l - x''_d)x_{md}x'_l \end{aligned} \quad (4.30. c)$$

$$x'_{lkd}(x_{md}x'_{lf} - (x_l - x''_d)x_{md} - (x_l - x''_d)x'_{lf}) = (x_l - x''_d)x_{md}x'_{lf} \quad (4.30. d)$$

$$\begin{aligned} x'_{lkd} \\ = \frac{(x''_d - x_l)x_{md}x'_{lf}}{(x_{md}x'_{lf} - (x''_d - x_l)(x_{md} + x'_{lf}))} \end{aligned} \quad (4.30. e)$$

Ou

$$L'_{lkd} = \frac{(L''_d - L_l)L_{md}L'_{lf}}{L_{md}L'_{lf} - (L''_d - L_l)(L_{md} + L'_{lf})} \quad (4.30. f)$$

Como $L_{md} \gg L'_{lf}$

$$L'_{lkd} = \frac{(L''_d - L_l)L'_{lf}}{L'_{lf} - (L''_d - L_l)} \quad (4.30. g)$$

Neste trabalho não se considera a existência de enrolamento no eixo em quadratura exceto o amortecedor cuja indutância de dispersão e é deduzido nas equações (4.31.a) e (4.31.b):

$$x'_{lkq} = \frac{(x''_q - x_l)x_{mq}}{(x_{mq} - (x''_q - x_l))} \quad (4.31. a)$$

$$L'_{lkq} = \frac{(L''_q - L_l)L_{mq}}{(L_{mq} - (L''_q - L_l))} \quad (4.31. b)$$

4.4.6 Cálculo da resistência do estator r_s

Neste trabalho a resistência do estator no circuito equivalente do eixo direto será medida com ponte de Wheatstone ou Thompson - Kelvin ou pela aplicação de tensão contínua e medição da tensão e correspondente corrente e corresponde à resistência de seqüência positiva.

4.4.7 Cálculo da resistência do campo r_f

Igualmente a resistência do campo r_f será medida com ponte de Wheatstone. No circuito equivalente r_f é multiplicada pela relação do número de espiras ao quadrado para ser referida ao estator. O valor de $3/2$ é introduzido, pois no modelo qd0 o circuito equivalente do eixo direto (ou no eixo em quadratura) podem representar o estator e não apenas uma fase. A representação do estator como um todo implica na multiplicação dos valores de fase por $3/2$, pois há a contribuição das outras três fases na FMM e no fluxo. Assim:

$$r'_f = \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_f} \right)^2 r_f \quad (4.32)$$

O valor de r'_f pode ser calculado também caso a constante de tempo do campo em circuito aberto T'_{d0} seja disponível

Sendo

$$T'_{d0} = \frac{(L'_{lf} + L_{md})}{r'_f} \quad (4.33)$$

O valor de r'_f será

$$r'_f = \frac{(L'_{lf} + L_{md})}{T'_{d0}} \quad (4.34)$$

4.4.8 Cálculo da resistência do enrolamento amortecedor r'_{kd}

O valor de r'_{kd} pode ser calculado se a constante de tempo do enrolamento amortecedor em circuito aberto T''_{d0} for disponível

Sendo

$$T''_{d0} = \frac{\left(L'_{lkd} + \frac{L_{md} L'_{lf}}{(L_{md} + L'_{lf})} \right)}{r'_{kd}} \quad (4.35)$$

O valor de r'_{kd} será:

$$r'_{kd} = \frac{\left(L'_{lkd} + \frac{L_{md}L_{lf}}{L_{md} + L_{lf}} \right)}{T''_{d0}} \quad (4.36)$$

4.4.9 Determinação experimental da constante de tempo subtransitória em circuito aberto T''_{d0}

A determinação de T''_{d0} pode ser efetuada conforme “IEEE 115-95 item 11.8.4: Specific calculations for subtransient reactance parameter determination” pelo Método 1 ou pelo Método 2.

4.4.10 Determinação da constante de tempo transitória em circuito aberto T'_{d0}

A determinação de T'_{d0} pode ser efetuada conforme “IEEE 115-95 item 11.8.4: Specific calculations for subtransient reactance parameter determination” pelo Método 1 ou pelo Método 2.

4.5 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO EIXO EM QUADRATURA L_{mq} , L_l , L''_{lkq} , L'_{lkq}

4.5.1 Reatância de dispersão do estator x_l ou L_l

A reatância de dispersão é calculada conforme mostrada em 4.4.1

4.5.2 Reatância síncrona no eixo em quadratura

Ensaio com baixo escorregamento de GS é normalizado destacando-se a NBR5052 item 3.17.3.12 pag. 36[56] e a IEEE115-95 item 10.41 pag. 102 a 104 [57] e permite determinar o valor de x_q . Cada norma normaliza vários métodos sendo que o denominado Método do Escorregamento é um dos mais usuais.

Conforme já discutido o ensaio de Pottier é igualmente aceito para determinar x_l . A determinação de x_{mq} e, portanto L_{mq} é efetuada a partir dos ensaios citados.

$$L_{mq} = L_q - L_l$$

4.5.3 Determinação de x'_q e L'_q

No modelo utilizado nesta Tese não é utilizado o valor de x'_q ou L'_q . Na NBR 5052 não é apresentado procedimento para determinação destes parâmetros. O cálculo dos mesmos pode ser efetuado em conformidade com as instruções do Annex 11 A IEEE 115 página 152: “Quadrature Axis Transient and Subtransient Tests”

4.5.4 Determinação de x''_q e L''_q

A determinação de x''_q e L''_q pode ser efetuada conforme instruções IEEE 115 11.13.5 (11.13.5.1/2/3 pag. 150/151) bem como ANNEX 11 A - 11.A.2 –Description of tests for quadrature axis values[57] ou ainda conforme instruções da NBR 5052 página 44 item 3.17.3.20 : ‘‘Ensaio de aplicação de tensão nas posições do rotor de eixo direto e de eixo em quadratura com relação ao eixo de campo do enrolamento de armadura’’ e do item 3.17.3.21: ‘‘Determinação de grandezas a partir de ensaio de aplicação de tensão nas posições do rotor de eixo direto e do eixo em quadratura com relação ao eixo de campo do enrolamento da armadura’’

Este ensaio permite levantar os valores de x''_d e x''_q e se efetuado em laboratório com recursos apropriados e com destreza pode ser efetuado com tensão plena para obtenção de valores saturados.

Com este ensaio é possível verificar se o valor de x''_d levantado no ensaio de curto circuito trifásico está correto e caso positivo permite garantir também o valor de x'_d , de T'_d e T''_d e de r_{kd} .

4.6 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DE SEQÜÊNCIA ZERO L_0 , r_0 .

Os modelos do Matlab Simulink admitem $r_0=r_s$ e $x_0=x_1$. Autores renomados como Ong C. M. [7] admitem essas igualdades.

Entretanto os valores de x_0 e r_0 podem ser determinados pela NBR 5052 3.17.3.28- Ensaio de Alimentação monofásica das três fases [56].

Os fabricantes disponibilizam o valor de x_0 , mas não o de r_0 . O exame de vários ‘‘data sheets’’ mostrou x_1 sempre maior que x_0 entre 30 a 50%. Neste trabalho adota-se $r_0=r_s$ e $x_0=x_1$ na hipótese de indisponibilidade de x_0 e r_0 .

O modelo considera mútuas entre o rotor e estator iguais. Considerações a respeito de modelagens com mútuas desiguais são efetuadas neste capítulo sem, entretanto serem utilizadas para simulações.

A folha de dados de gerador de 1875 kVA de 4 pólos 1800rpm marca Stamford utilizado em projeto de Usina Geradora projetada pelo autor e sendo instalada no período de abril a outubro de 2011 é apresentada a seguir.

Os dados foram determinados de acordo com IEEE 115-95[57] ou IEC 60034-1985-part 4- Methods for determining Synchronous Machine Quantities from Tests[58].

STAMFORD

GENERATOR:	PE734D	WDG:	312	TEMP RISE:	Class 'F'	AMPS:	2255.3				
RATING:	KVA: 1875	KW:	1500	P.F.	0.8	VOLTS:	480	HZ:	60	RPM:	1800

Stator Resistance (L-N) (R_a)	0.0093 P.U.
-----------------------------------	-------------

Saturated Reactances			Unsaturated Reactances		
Direct Axis	Synch X_d	2.910	X_d		3.492
	Transient $X'd$	0.18	$X'd$		0.207
	Sub-Transient $X''d$	0.13	$X''d$		0.152
	Armature X_{ad}	2.880	X_{ad}		3.456
Quadrature Axis	Synch X_q	1.870	X_q		2.525
	Transient $X'q$	1.870	$X'q$		2.525
	Sub-Transient $X''q$	0.26	$X''q$		0.325
	Leakage X_L	0.030	X_L		0.034
	+Ve Sequence X_1	0.347	X_1		0.416
	-Ve Sequence X_2	0.19	X_2		0.222
	Zero Sequence X_0	0.020	X_0		0.024
	Potier X_p	0.032	X_p		0.036

Time Constants		
Direct Axis	Transient $T'd$	0.137
	Sub-Transient $T''d$	0.010
	O.C. Field $T'do$	2.250
	O.C. Sub-Transient $T''do$	0.014
Quadrature Axis	$T'q$	0.016
	Sub-Transient $T''q$	0.016
	O.C. Transient $T'qo$	4.500
	O.C. Sub-Transient $T''qo$	0.115
	Armature T_a	0.02

SSC	A	6500
-----	---	------

Resistance Values		
Armature R_a		0.0093 P.U.
+Ve Sequence R_1		0.0116 P.U.
-Ve Sequence R_2		0.01395 P.U.
Zero Sequence R_0		0.0031 P.U.

Field Current	I_f	0.53 A	Airgap line
100% Term. Volts.	I_{f100}	0.68 A	O.C. saturation curve
120% Term. Volts.	I_{f120}	1.15 A	O.C. saturation curve
100% Term. Volts.	S_{100}	1.283	Saturation factor
120% Term. Volts.	S_{120}	1.808	Saturation factor

Figura 4.4 – Folha de dados do GS Stamford PE734D

4.7 DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DOS PARÂMETROS DO GERADOR UTILIZADO NOS TESTES DE LABORATÓRIO

Os geradores utilizados no testes de laboratório possuem os seguintes dados nominais

P=2KVA	$V_n=220$	Ligação Y
4 pólos	60HZ	Classe F

4.7.1 Determinação experimental de x_d e x_q

A reatância x_d foi levantada através do ensaio em vazio e em curto conforme curvas da figura 4.5. Este ensaio está em acordo com a NBR 5052[56] e IEEE115[57]; x_q foi levantada a partir do ensaio de escorregamento conforme mostrado na figura 4.5(inferior). Este ensaio está em acordo com a NBR 5052[12] e IEEE115[13].

4.7.2 Determinação experimental de x_1 pelo método de Poitier

O valor de x_1 ou L_1 pode ser determinado pelo ensaio de Poitier conforme NBR 5052 item 3.17.3.6[56].

A reatância x_1 foi levantada através do ensaio em vazio e em curto e em carga com fator de potência próximo a zero conforme curvas da figura 4.5(superior). O ponto que aparece na figura com tensão nominal, corrente nominal e $fp=0,2$ indutivo foi obtido utilizando um MI de 5 CV cuja corrente em vazio é igual a corrente nominal do GS

4.7.3 Determinação experimental de x'_d e x''_d .

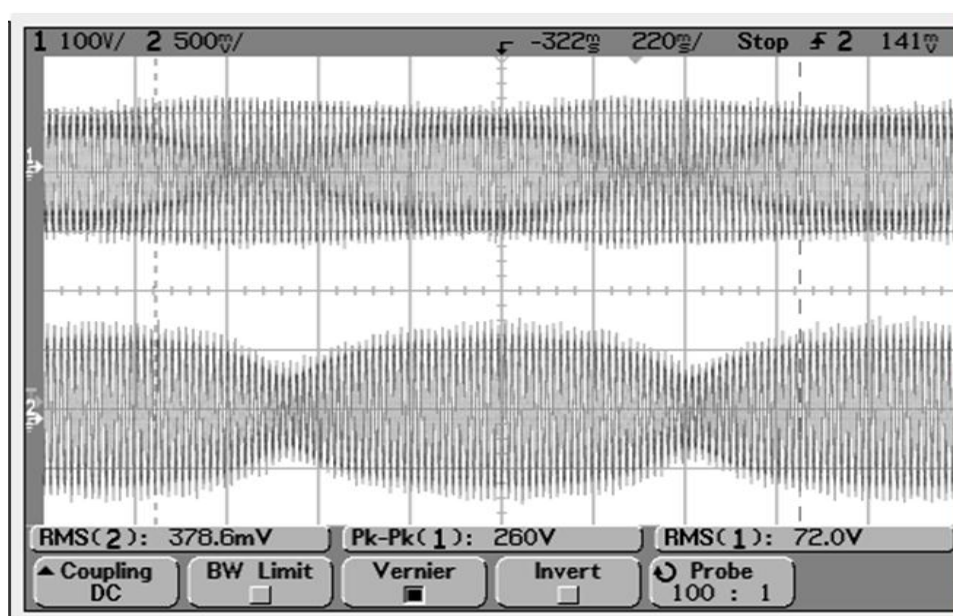
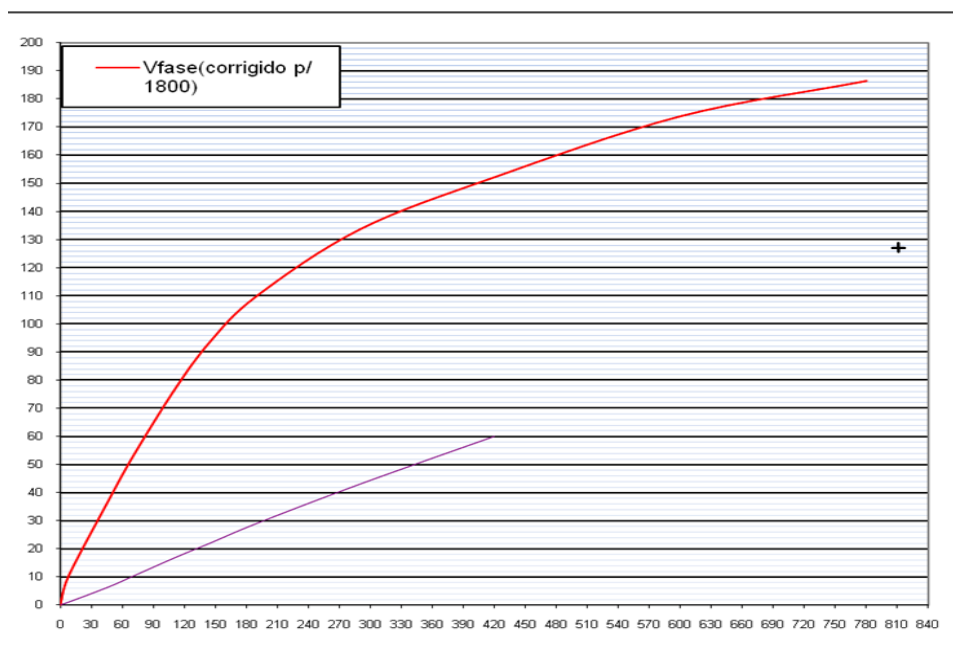


Figura 4.5 Curva em vazio e em curto (superior) e levantamento oscilografico do ensaio de escorregamento.

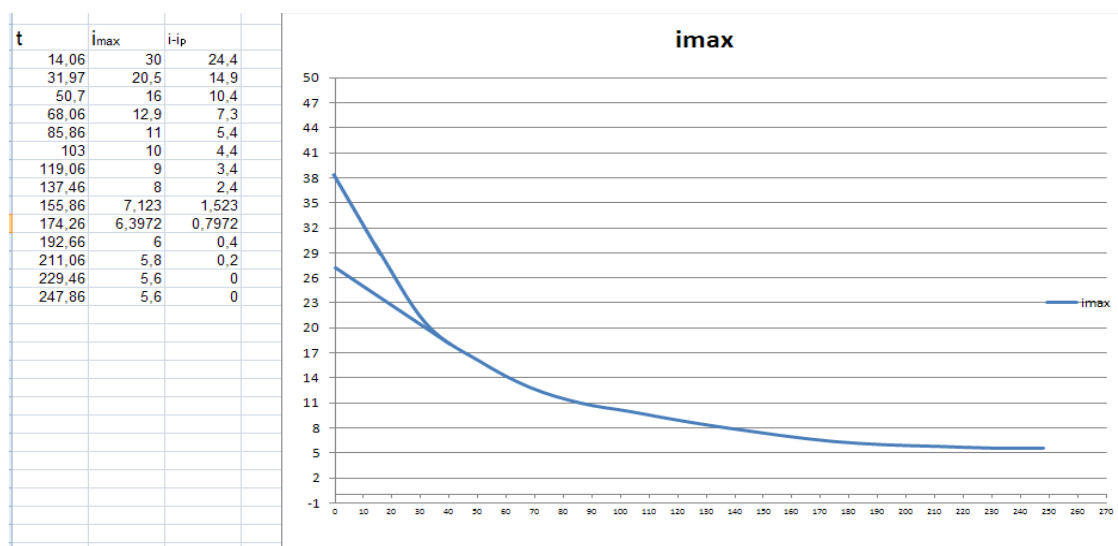
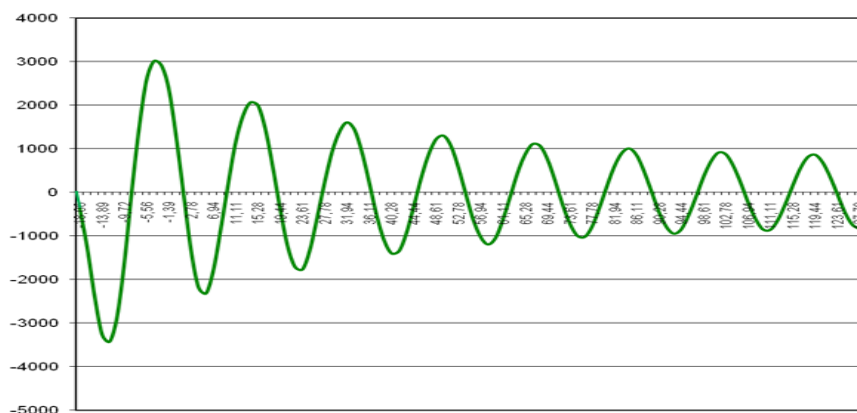


Figura 4.6 Registro do curto circuito (superior), envoltória e extrapolações

Foram efetuados vários ensaios até se obter resultados sem a componente contínua. A partir dos dados coletados no ensaio de curto circuito determinou-se a envoltória. A projeção dos três primeiros ciclos permitiu determinar x''_d e do restante o valor de x'_d .

$$x'_d = 127 / (27 / 1,42) = 127 / 19 = 6,72 \Omega \quad \rightarrow x'_d = 0,23 \text{ pu}$$

$$x''_d = 127 / (38 / 1,42) = 127 / 26,76 = 4,7 \Omega \quad \rightarrow x''_d = 0,16 \text{ pu}$$

4.7.4 Determinação experimental de x''_q

O valor levantado no ensaio foi : $x''_q = 0,14 \text{ pu}$

4.75- Levantamento de T'_d , T''_d e T''_q

Os valores levantados no ensaio foram

$T'_d = 0,025$	$T''_d = 0,006$	$T''_q = 0,006$
----------------	-----------------	-----------------

4.7.6 Levantamento de r_s

O valor levantado no ensaio foi: $r_s = 0,003pu$

4.7.7 Levantamento de H

Define-se a constante H como: $H = (1/2J\omega^2)/S_n$

O valor levantado no ensaio foi: $H = 0,1349$

4.8 ESTADO DE ARTE DOS GS UTILIZADOS EM GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

A melhor forma de conhecer o estado de arte dos GS é através de seus parâmetros principais. Em GD a faixa de potência de 0,5 a 3,0MVA é bastante representativa.

Tabela 4.3- Parâmetros de GS de 4 pólos

S(MVA)	0,5	0,65	1,0	1,5	2,0	2,6
V(Y)	480/277	480/277	480/277	480/277	480/277	480/277
x_d	3,09	2,87	2,46	2,71	2,81	2,96
x'_d	0,17	0,227	0,21	0,22	0,19	0,18
x''_d	0,12	0,16	0,14	0,15	0,14	0,13
x_q	2,73	1,46	1,46	1,59	1,63	1,9
x'_q	0,41	0,16	0,16	0,23	0,21	0,27
x_1	0,07	0,08	0,07	0,07	0,05	0,03
x_0	0,09	0,046	0,02	0,03	0,05	0,02
x_2	0,27	0,16	0,17	0,22	0,23	0,19
T'_d	0,08	0,18	0,185	0,185	0,145	0,154
T''_d	0,019	0,007	0,025	0,025	0,021	0,02

T'_{d0}	1,7	2,27	2,44	3,4	2,9	2,45
T_a	0,018	0,022	0,04	0,049	0,039	0,02
T''_{q0}		0,0091				
T''_q		0,0064				

A tabela 4.3 mostra os dados extraídos de folha dados (data sheets) de fabricantes para geradores para potências de 0,5 a 3,0MVA -4 pólos em 60 Hz e 480 V

O exame da tabela mostra que a utilização da reatância de dispersão x_1 como reatância de sequência zero é imprecisa. Por isso é necessário levantar a referida reatância de sequência zero, por exemplo, pelo método apresentado na NBR 5052

4.9 MODELOS DE ORDEM ELEVADA.

No item 4.3 foi mostrado como determinar os parâmetros do modelo com 03 bobinas no estator e 03 no rotor. Adotou-se como hipótese indutância mútua igual. O modelo contempla 5 bobinas equivalentes e, portanto 5 indutâncias no eixo direto sendo três no estator (L_d , L'_d e L''_d) e duas no rotor L_{ff} e L_{kd} bem como duas constantes de tempo devidas ao rotor T'_{d0} e T'_{d0} (sub e transitória em circuito aberto) e T''_d e T'_d derivadas das anteriores. No eixo em quadratura a armadura é representada por 2 bobinas equivalentes e, portanto por 2 indutâncias L_q e L''_q e uma constante de tempo T''_{q0} e T''_q derivada da anterior.

Esse modelo é razoavelmente preciso para GS de pólos salientes com rotor construído com lâminas de aço carbono razoavelmente finas. Entretanto GS de pólos lisos com rotor em aço maciço ou mesmo GS de pólos salientes com o corpo polar maciço deverão incorporar outras indutâncias no modelo.

Os efeitos das correntes de Foucault ou Eddy currents do rotor tem um papel determinante que não pode ser desconsiderado.

Embora o objetivo principal desta investigação sejam os geradores de pólos salientes mais usuais em geração distribuída é necessário efetuar uma breve apreciação sobre os modelos de GS com rotor maciço que devem incorporar os referidos efeitos das Eddy currents. Em tais geradores as Eddy currents do rotor tem um papel muito relevante no amortecimento

do eixo em quadratura. Neste caso a modelagem pode ser efetuada com razoável aproximação introduzindo um enrolamento adicional no eixo em quadratura.

Machowski J., Bialek J. W., Bumby J. R., no livro *Power System Dynamics: Stability and Control*, [8] este enrolamento adicional é apresentado no modelo de sexta ordem apresentado na página 454, item **11.1.7.1**. O modelo é completado com uma indutância adicional L'_q diferente de L'_d e uma constante de tempo T'_q para representar o decaimento de fluxo através deste circuito. Conforme exposto no referido livro se estes parâmetros não são especificados pelo fabricante é razoável adotar $L'_q=2.L''_q$ e $T'_q=10.T''_q$

A observação dos dados da figura 4.4 – Folha de dados do GS Stamford PE734D 1875KVA, 4 pólos em 480 V, levantados pelo fabricante Stamford não correspondem a afirmação deste autor. No eixo direto o efeito de blindagem (screening effect ou shield effect) mitiga as Eddy currents e por isso não é necessário introduzir enrolamento adicional no modelo.

Entretanto quando a simulação deve contemplar a solução de problemas além dos transitórios do estator e da primeira oscilação eletromecânica do rotor (first swing Stability) será necessário introduzir enrolamento adicional.

O levantamento dos novos parâmetros adicionais para estes modelos de alta ordem não é efetuada por ensaios convencionais. O standard IEEE STD 115-95; Test Procedures for Synchronous Machines[14] e a Norma IEC 60034-1985-part 4- Methods for determining Synchronous Machine Quantities from Tests[15] apresentam o “Stand Still frequency” Método conhecido com SSFR. A proposta desta investigação é apresentar este método a fim de focar as modelagens de ordem superior

4.10 CONSIDERAÇÕES FINAIS SOBRE O CAPÍTULO 4

Neste capítulo foram apresentados os diversos métodos laboratoriais baseados principalmente na IEEE 115-95 ou na NBR 5052 para determinar os parâmetros utilizados nos modelos utilizados nas simulações. Apresentou-se também o resultado dos testes de laboratório que permitiu levantar os parâmetros do GS de 2KVA a ser utilizado nas simulações apresentadas no capítulo 6 no qual as mesmas são comparadas com os testes do referido gerador com cargas não lineares.

CAPÍTULO 5- MITIGAÇÃO DE HARMÔNICAS

5.1 INTRODUÇÃO

No Capítulo 2 foram estudadas as causas e os efeitos das harmônicas nos Sistemas Elétricos. No final do Capítulo sugere-se que uma das formas de mitigar as harmônicas é através da correta escolha dos parâmetros do gerador. Por isso os Capítulos seguintes tratam de efetuar modelagens para simulações.

No Capítulo 3 efetuou-se a modelagem das MS em abc e qd0 com ampla discussão sobre ambas alternativas.

No Capítulo 4 mostrou-se como calcular os parâmetros utilizados nos modelos desenvolvidos no Capítulo 3

Neste Capítulo estuda-se como reduzir as harmônicas provocadas por cargas chaveadas que provocam as distorções da forma de onda presentes em quase todas as instalações sejam industriais, comerciais ou de serviços. Quando a alimentação da planta é efetuada pela rede elétrica convencional os níveis de harmônicas são especificados em função do nível de curto circuito no PCC (Ponto Comum de Acoplamento).

As plantas industriais comerciais ou de serviços sempre necessitam de fonte alternativa de energia para suprimento de emergência(Standby), complementar(Peak Shave) ou de base(Base Load), esta pelo menos para horários específicos como o denominado período de ponta (Horo Sazonal). A figura 5.1 mostra a alimentação de um Data Center com sistema de alimentação dual.

Nestas condições a alimentação é efetuada por um ou mais GS neste caso em paralelo.

O impacto das harmônicas no(s) gerador(es) é mais difícil de calcular pois não se trata de um simples circuito a ser representado por uma impedância mas de um sistema dinâmico que interage com a carga, instabiliza sua tensão e corrente em um processo de realimentação as vezes auto-sustentado. A monitoração da tensão para o regulador Automático de Tensão (RAT) ou Automatic Voltage Regulator (AVR) deve ser efetuada pelo valor eficaz da fundamental. Desta forma será assegurado o fornecimento de energia em níveis necessários pelas cargas. Mas se a quantidade de harmônicas for acentuada o True rms

poderá ser elevado e neste caso as cargas serão submetidas a tensões incompatíveis. Se o AVR efetua a regulação pelo valor do rms¹, as funções de proteção como:

- Máxima e mínima tensão (funções ANSI 59 e 27) ou
- Potência como a função ANSI 32 de potência inversa ou ainda
- Funções de distribuição de carga dos controladores Load Sharing bem como
- Funções de medição

deveriam ser também com valor rms o que torna o fornecimento perigoso para certos usuários. Em função desses inconvenientes o AVR pode ser projetado para monitorar e ajustar a tensão em função do True rms. Nestas circunstâncias todos os monitores devem possuir funções semelhantes, porém o fornecimento de energia aos usuários ocorrerá em nível menor do que o especificado excluindo-se as cargas resistivas.

Por isso é necessário impor limites à distorção, por exemplo, conforme IEEE 519, mostrado no Capítulo 2 (paginas 45 e 46).

5.2 MITIGAÇÃO DE HARMÔNICAS

Os diversos elementos geradores de harmônicas conforme discutido no Capítulo 1 deveriam respeitar os limites impostos pela IEC 61000 conforme já abordado. Os altos custos da mitigação das distorções induzem o usuário a utilizar equipamentos que trabalham acima dos limites estabelecidos pela IEC 6100.

Nestas circunstâncias é necessário reduzir os níveis de harmônicas da instalação. Isto pode ser efetuado introduzindo Sistemas de Filtragem Concentrada na entrada junto a alimentação principal ou Distribuída na planta desde que eficiente. Os custos, frequentemente elevados desestimulam o usuário e por isso grande quantidade de instalações trabalha com níveis que ultrapassam os limites da IEEE 519.

A alimentação da energia quando proveniente da Rede Comercial, sempre conectada ao Sistema Interligado Nacional, quase sempre suporta os níveis de poluição elétrica e a falta de legislação específica e clara permite a manutenção desse status mesmo com alguns incômodos para os usuários do entorno ou para a própria fonte geradora da poluição.

¹ Não se trata de dividir o valor da medição por raiz quadrada de 2 efetuada através de um retificador com filtro, mas de excluir as harmônicas através de filtros na entrada do monitor para obter o valor eficaz da fundamental apenas.

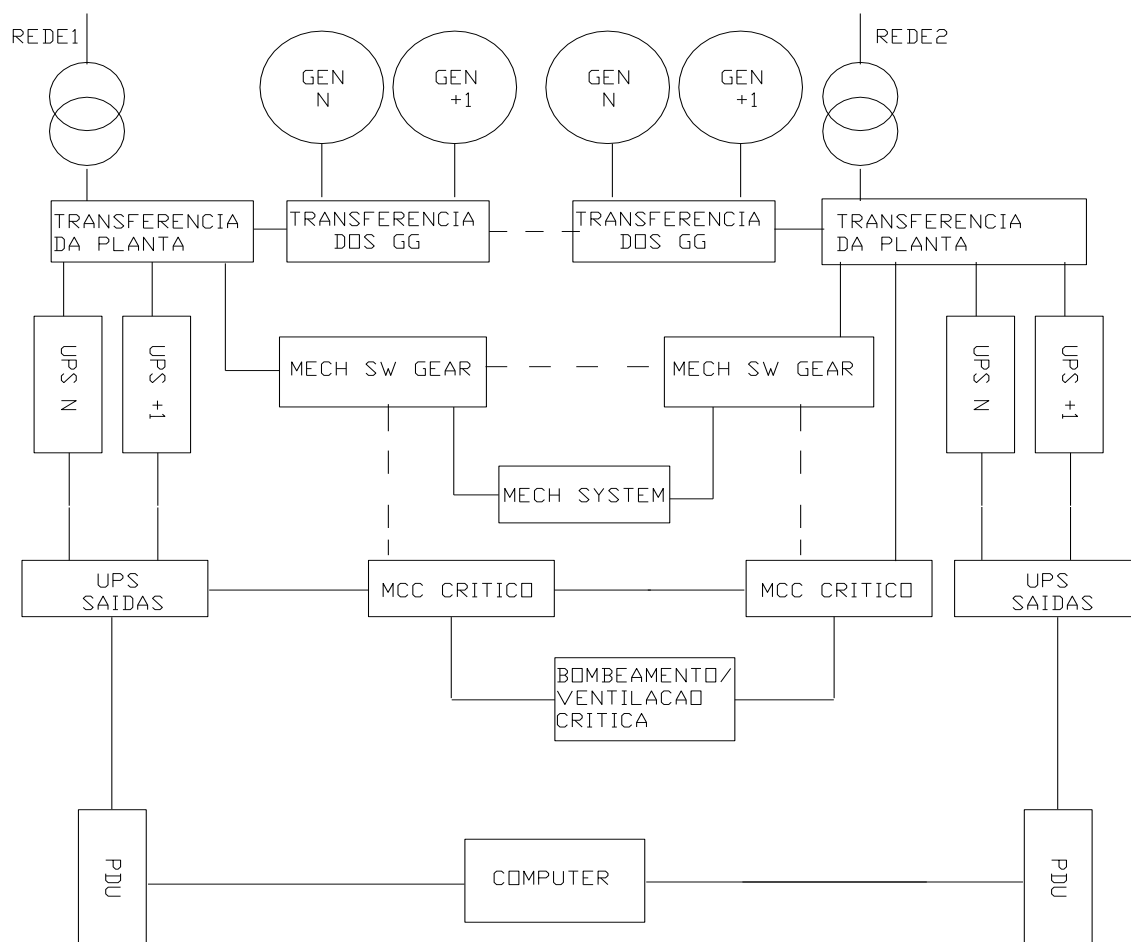


Figura 5.1: Alimentação de um Centro de Dados com alimentação dual

A alimentação da energia quando proveniente de fonte própria através de geradores cujo porte é da ordem de grandeza da soma das potências dos equipamentos poluidores poderá se instabilizar provocando desligamentos imediatos. A figura 5.1 mostra a topologia típica de um Centro de Processamento de Dados no qual muitas cargas são não lineares.

Neste trabalho procura-se identificar formas de solucionar estes problemas. Nas próximas páginas deste capítulo mostra-se como mitigar as harmônicas com Filtros (Passivos ou Ativos) ou alternativamente quais são os parâmetros dos geradores que devem ser alterados para minimizar os efeitos da distorção.

5.2.1 Mitigação de harmônicas através de filtros

Frequentemente os profissionais de qualidade de energia são demandados em duas situações cada uma gerando uma abordagem:

Preventiva

Neste caso o projeto obedece a critérios que evitem a ultrapassagem de níveis de harmônicas não suportáveis. Os componentes do sistema são preparados para gerar harmônicas em níveis menores que aqueles estabelecidos pelo IEEE 61000.

Corretiva

Caso o nível de harmônicas gerado pela instalação esteja acima do estabelecido por IEEE 519 provavelmente uma das soluções será a introdução de filtros.

A apreciação mais específica deste tipo de mitigação é apresentada no Apêndice deste Capítulo por se tratar de assunto de grande relevância mas não se constitui no foco principal desta Tese.

5.2.2 Mitigação de harmônicas através da alteração dos parâmetros internos do GS

5.2.2.1 Comportamento do gerador em ambientes distorcidos ou desequilibrados

Cada harmônica cria um campo girante cuja velocidade angular é a fundamental multiplicada pela respectiva harmônica. O sentido será igual ao do campo girante da fundamental (7^a, 13^a, 19^a, 25^a, 31^a...) ou contrário (5^a, 11^a, 17^a, 23^a, 29^a...).

O campo girante (CG) da harmônica corta o estator com frequência da respectiva harmônica e como consequência aumenta os níveis de perdas no ferro. A isolação submetida a alterações elevadas de fluxo poderá também sofrer estresse com envelhecimento precoce

Atenção especial deve ser dada ao rotor. As harmônicas que giram no sentido do CG fundamental terão velocidade angular $h-1$ e as que giram no sentido contrário terão velocidade angular $h+1$.

Os desequilíbrios menos frequentes nos médios e grandes sistemas de potência geram componentes de sequência negativa, mas na frequência fundamental e que impõe ao rotor frequência igual a duas vezes a fundamental. Normalmente o desequilíbrio é provocado apenas por alimentadores monofásicos como iluminação ou redes de computadores que embora conectados inicialmente de forma equilibrada a aleatoriedade da utilização poderá provocar desequilíbrios. Não é usual ocorrer em motores trifásicos, UPS, fornos ou conversores em geral.

O rotor submetido a campos girantes de velocidades diferentes da sua, provocados pelas correntes estatóricas apresentará níveis de aquecimento aumentados em função das correntes parasitas em seu núcleo mesmo laminado, pois diferentemente do estator o mesmo não é fabricado de aço silício. Os torques parasitários que surgirão como consequência dos desequilíbrios estatóricos em menor grau ou das harmônicas poderão provocar estresse prematuro colocando a máquina em risco.

Admite-se que os novos projetos contemplem os cuidados para evitar os danos provocados por cargas não lineares. A necessidade de mitigar as harmônicas cuja presença em excesso não permite energia com qualidade exigida pelos usuários condiciona o dimensionamento do GS: é usual superdimensionar o sistema de geração; como consequência as densidades de fluxo e de corrente em carga normal são baixas permitindo suportar os acréscimos de aquecimento provocados pelas harmônicas. O eixo, os mancais e suportes e a estrutura estatórica também são reforçados em função do sobre dimensionamento.

Este trabalho tem foco principal nas consequências elétricas das cargas não lineares e por isso aspectos relacionados ao aquecimento e a conjugados espúrios é tratado tangencialmente.

Campo girante provocado por corrente de sequência negativa

Como já exposto, os desequilíbrios geram um campo de sequência negativa calculados pelo teorema de Forstcue. A norma ANSI C50. 13-1977 limita a corrente máxima de sequência negativa a 8% ou seja, $I_{2\max} < 8\%$. O campo terá frequência fundamental e terá velocidade angular contrária ao rotor, portanto corta o mesmo com $\omega_2 = 2 \cdot \omega_s$ sendo ω_s a velocidade do campo girante que em regime permanente é igual à velocidade angular do rotor portanto mecânica. Assim $\omega_2 = 2 \cdot \omega_s = 2 \cdot \omega_m$.

Campo girante provocado por correntes harmônicas

Observar que a 5ª harmônica provoca um campo de sequência negativa e, portanto sua velocidade angular com relação ao rotor é 6 vezes a fundamental. Assim $\omega_5 = 6\omega_s$.

Observar que a 7ª harmônica provoca um campo de sequência positiva e, portanto sua velocidade angular com relação ao rotor é 6 vezes a fundamental. Assim $\omega_7 = 6\omega_s$.

Observar que a 11ª h provoca um campo de sequência negativa e, portanto sua velocidade angular com relação ao rotor é 12 vezes a fundamental. Assim $\omega_{11} = 12\omega_s$.

Observar que a 13ª h provoca um campo de seqüência positiva e, portanto sua velocidade angular com relação ao rotor é 12 vezes a fundamental. Assim $\omega_7=12\omega_s$.

É possível, portanto agrupar as harmônicas em pares múltiplos de 6. Os campos girantes cortam o rotor com velocidades de 6, 12, 18 etc. vezes a fundamental.

Os vetores de cada par de harmônicas que corta o rotor com a mesma velocidade resultam em um campo pulsante e de um campo girante. O campo pulsante é composto pelo vetor de menor intensidade (na figura 5.2 é o de 5ª h e por parte do vetor de maior intensidade.

A diferença do vetor de maior intensidade com relação ao de menor intensidade resulta em um campo girante com rotação deste vetor conforme mostra a figura 5.2.

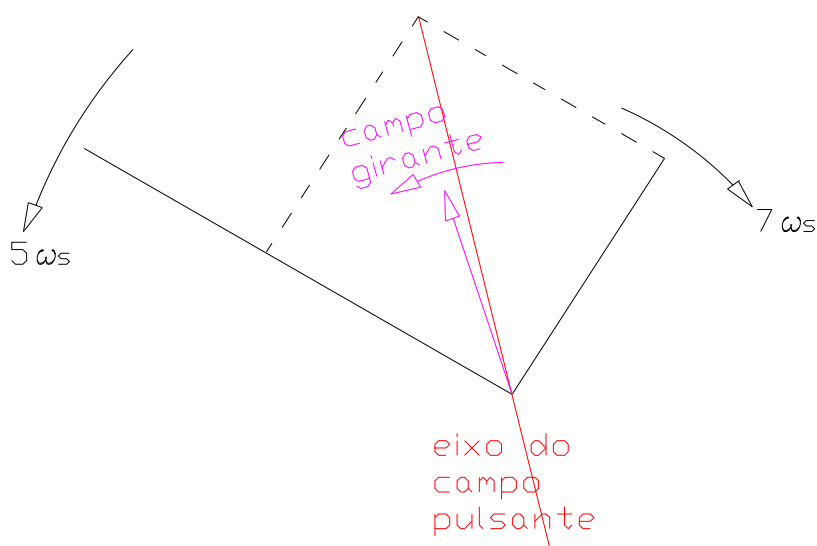


Figura 5.2: um par de harmônicas formando um campo pulsante e um campo girante

Consequências da existência de harmônicas

Vibração

Conclui-se, portanto que em ambiente fortemente poluído os campos girantes e pulsantes criam torques espúrios e vibrações que podem fatigar precocemente o eixo ou os mancais.

Sobre Aquecimento

- Por efeito Joule

Em várias cargas, principalmente motores de indução, as harmônicas não produzem trabalho. Ao contrário, produzem torques espúrios que causam vibração e aquecimento.

Somente a fundamental produz trabalho. Para atender a carga nominal, por exemplo, o motor de indução demanda corrente nominal. Se houver harmônicas estas se adicionarão à fundamental elevando em consequência o valor rms que se constitui na raiz quadrada da soma do quadrado da fundamental e harmônicas.

Além do aquecimento do motor de indução o gerador também será sobrecarregado e poderá aquecer por efeito Joule.

- Por perdas no ferro

A necessidade de manter a fundamental no valor nominal do projeto e a existência de harmônicas pode provocar aumento do valor rms da tensão cuja consequência é o aumento das perdas no ferro.

Ao se certificar da existência de cargas não lineares o fabricante tende a trabalhar com menores densidades de fluxo e com menores densidades de corrente nos condutores o que implica em superdimensionamento do gerador.

É necessário, entretanto conhecer corretamente o ciclo de trabalho do sistema como um todo. É improvável que o(s) gerador (es) trabalhe(m) em plena carga durante longos períodos devido a inexistência de cargas constantes. Aqui é necessário efetuar uma diferenciação das situações:

a) Trabalho sem conexão com a Rede Principal

Neste caso a Usina Geradora (UG) deverá ser dimensionada para atender os picos de carga.

No caso da existência de MI de grande porte será necessário considerar as demandas durante a partida dos mesmos. Por isso a potência média demandada é menor que a potência nominal da CG. A experiência gerada por inúmeras aplicações e o exame de muitas outras sempre mostra que consumo médio da carga é entre 20% a 40% menor que a potência nominal da Usina Geradora.

b) Trabalho com conexão com a Rede Principal (RP)

Neste caso embora a UG possa ser ajustada para trabalho na potência nominal as harmônicas provavelmente serão absorvidas pela Rede Principal. Na improvável hipótese de elevada impedância de entrada ou baixo nível de Curto Circuito da RP, a UG poderá ter elevado nível de harmônicas e neste caso a mesma deverá ser aliviada para compensar os efeitos das referidas harmônicas no aquecimento.

Instabilidades do sistema de geração

O aspecto mais preocupante do funcionamento da CG constituída por um ou vários geradores em paralelo é a instabilidade.

Mesmo que a CG operando sem conexão com a RC seja carregada parcialmente durante a maior parte do tempo, os breves períodos em que a carga for plena o conteúdo poderá apresentar valores que gerem graves dificuldades na regulação da tensão da velocidade bem como na monitoração da frequência da tensão e na potencia ativa e reativa.

As unidades retificadoras que alimentam os bancos de baterias de centrais telefônicas ou que alimentam os inversores dos sistemas computacionais poderão ser demandas com cargas elevadas se ocorrer falha na alimentação de CA durante um período de alguns minutos.

Os bancos de bateria frequentemente são dimensionados para 15 minutos e sua alimentação é efetuada pela Rede Comercial. Na falha desta a CG deve ser acionada e alimentar as baterias através do sistema de retificação. Se o tempo sem alimentação for elevado as baterias descarregam e a CG deve alimentar a carga da estação o sistema e repor a carga das baterias.

Nesta situação a potência fornecida atinge seu máximo. Não é possível, entretanto afirmar que a poluição devida as harmônicas atinja o valor máximo, pois os retificadores controlados estarão com ângulo de condução maior e portanto poderão estar gerando menos harmônicas.

Tão importante quanto o valor da distorção é o formato da resultante. As figuras 5.3a e b possuem as mesmas harmônicas em amplitude, mas com defasagens diferentes. Na figura a superior, as harmônicas 3^a com amplitude de 10%, 5^a com amplitude de 10% e a 7^a com amplitude de 7,5% resultam em THD_1 de 16%, são positivas e adicionadas a fundamental geram uma resultante com frequência igual a fundamental defasada de menos de 3°.

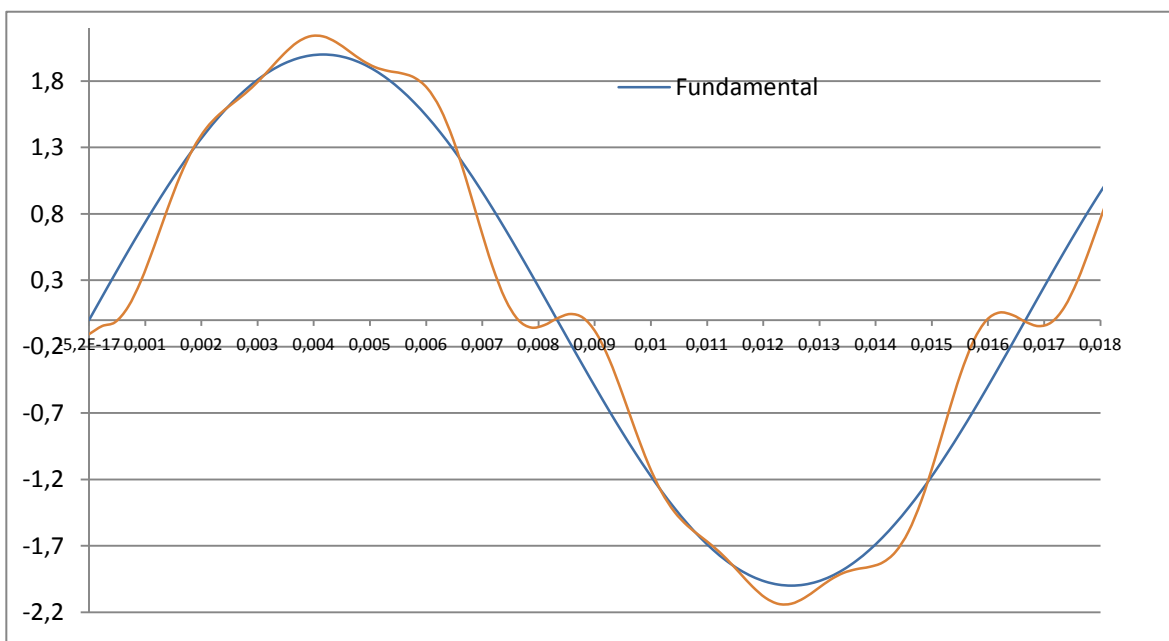
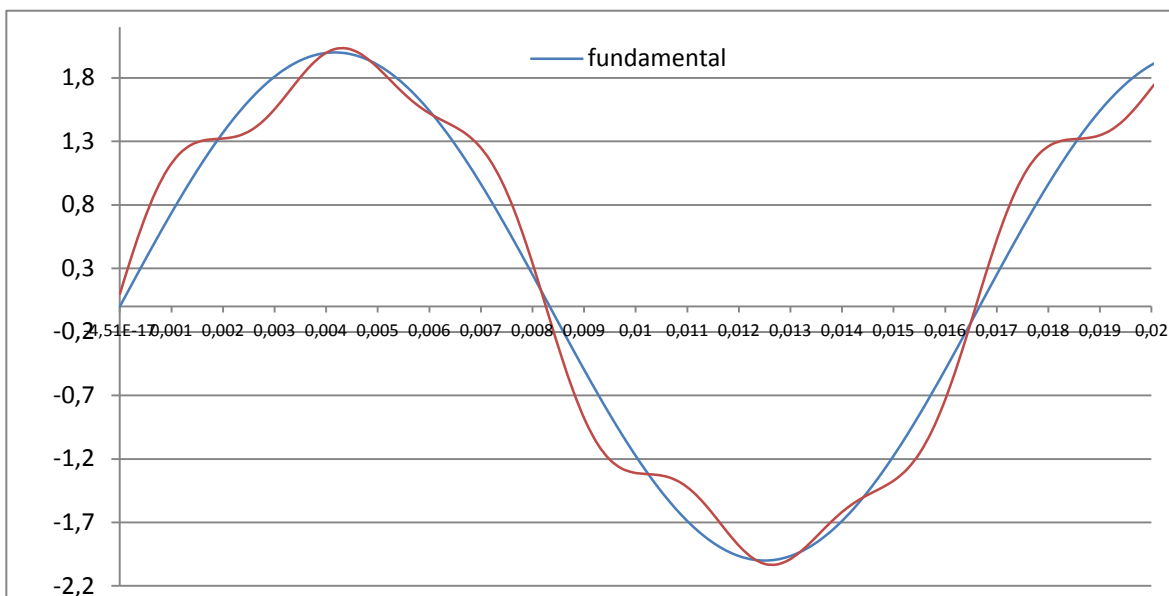


Figura 5.3. a e b – Duas resultantes diferentes com o mesmo THD

Na figura 5.3.b a amplitude das harmônicas e, portanto o mesmo THD não se alterou mas apenas os ângulos de defasagens mudaram. Do ponto de vista de definição clássica a frequência da onda resultante resulta 60HZ, mas a deformação provoca o aparecimento de cruzamentos do eixo das abscissas de forma que o monitor de frequência da funções ANSI 86 ou 25 captam uma falsa informação e provocam alarme(86) ou impedem o paralelismo(25).

A definição de THD na corrente pode induzir a um serio equívoco: um elevado valor do THD poderá não provocar distúrbios caso o carregamento seja de pequena monta. Nesta circunstâncias é melhor utilizar o valor de TDD que é calculado utilizando com relação à corrente da fundamental da instalação (valor nominal). Uma distorção THDI de 32% pode resultar em TDD de 16% se o carregamento da CG for de 50%.

5.2.2.2 Mitigações das harmônicas pela redução das reatâncias do(s) gerador(es).

Alterações das corrente de carga provocam modificações da força magneto motriz de reação de armadura FA alterando o fluxo resultante. O sistema de regulação ajusta a corrente de campo para uma nova situação para manter a tensão dos terminais constante. A constante de tempo do campo é elevada e por isso a reação do sistema de regulação excitação é lenta.

Durante os primeiros ciclos a gaiola amortecedora supre parcialmente a desmagnetização devida a FA

As alterações da corrente de carga provocada por chaveamentos eletrônicos sejam tiristores ou IGBT,s ocorrem dentro da onda. Desta forma o sistema de excitação regulação somente exerce correção no valor rms ou médio(de acordo com o valor da tensão utilizado para a comparação com a referencia);não exerce entretanto correção do fluxo dentro da onda em função da lentidão na resposta. A ação corretiva é exercida pela gaiola amortecedora que tenta manter o fluxo constate quando a corrente de armadura é chaveada . Por isso o parâmetro que exerce maior mitigação do efeito das harmônicas e que deve ser otimizado é a reatância subtransitória no eixo direto e no eixo em quadratura principalmente no primeiro. A expressão é repetida a seguir para facilitar a leitura. As figuras 5.4 mostram composição de L''_d

$$L''_d = L_l + \frac{L_{md}L'_{lf}L'_{lkd}}{(L_{md}L'_{lf} + L_{md}L'_{lkd} + L'_{lf}L'_{lkd})}$$

$$L''_d = L_l + L_{md} \frac{\left(\frac{L'_{lkd}L'_{lf}}{(L'_{lkd} + L'_{lf})} \right)}{\left(L_{md} + \left(\frac{L'_{lkd}L'_{lf}}{(L'_{lkd} + L'_{lf})} \right) \right)}$$

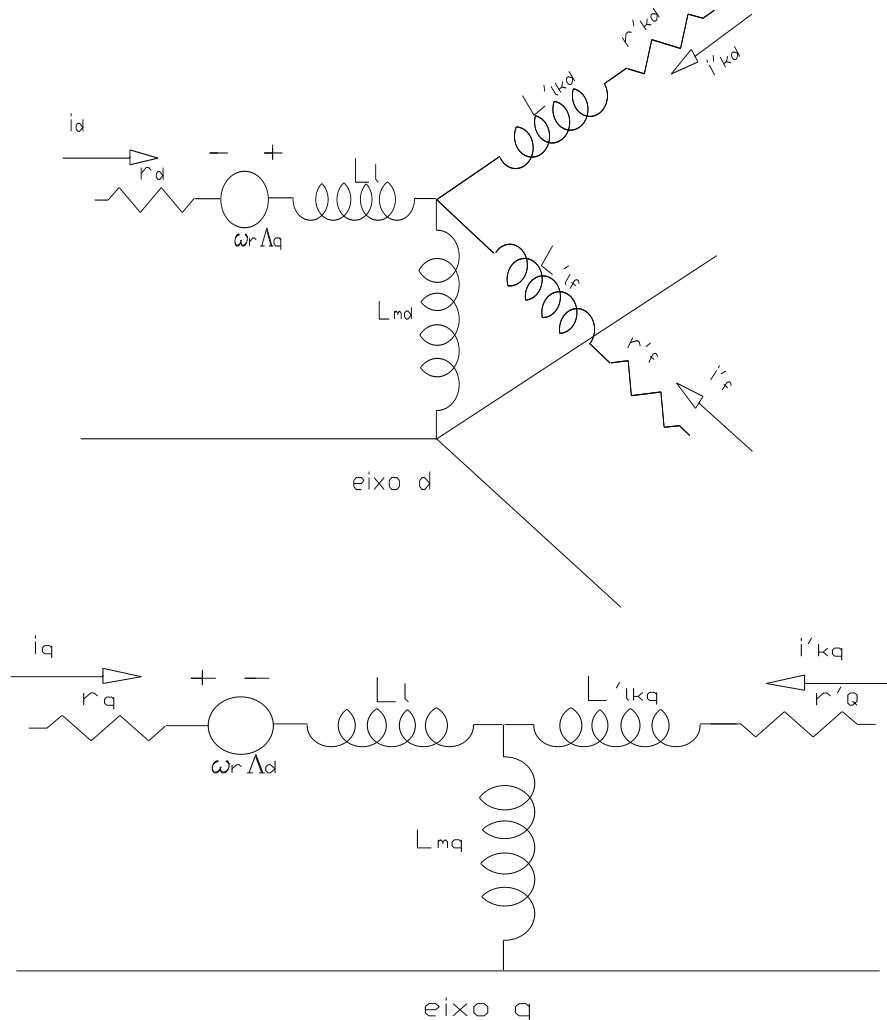


Figura 5.4 reatâncias subtransitórias no eixo direto e no eixo em quadratura

A obtenção de valores baixos para as indutâncias subtransitórias, por exemplo, menores que 0,1pu implica em reduzir a dispersão do estator L_l e do rotor L_f e L_{kd} para o eixo direto e L_l e L_{kq} para o eixo em quadratura

O cálculo empírico das referidas indutâncias é bem conhecido pelos projetistas baseado em expressões apresentadas em livros de projetos como Cálculo Industrial de Maquinas Eléctricas de Corrales J.M[2] ou Diseño de Aparatos Eléctricos de J Kulman J.[4]. A determinação experimental das diversas reatâncias e, portanto indutâncias que permitem montar os circuitos da figura 5.4 é discutida no Capítulo 4.

As simulações com diversos valores de L''_d e L''_q são apresentadas no Capítulo 6.

Neste capítulo são apresentadas apenas duas simulações para demonstrar as alterações quando se modificam as reatâncias subtransitórias. O circuito utilizado na simulação é mostrado na figura 5.5 onde se mostra também o valor e a ordem das harmônicas.

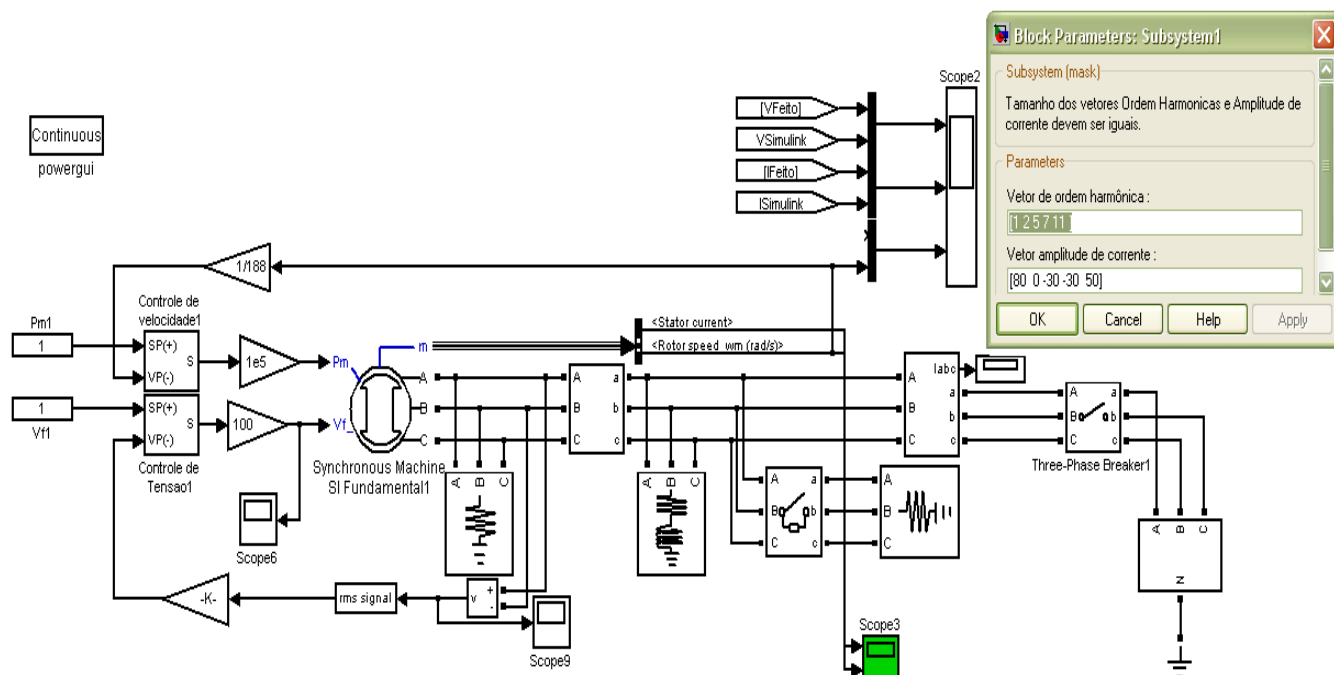


Figura 5.5 Esquema utilizado para efetuar a simulação

```
Total Harmonic Distortion (THD) = 80.14%

Maximum harmonic frequency
used for THD calculation = 15300.00 Hz (255t.

    0 Hz (DC) :           0.02%    90.0°
    60 Hz (Fnd) :        100.00%    0.0°
    120 Hz (h2) :         0.02%    0.0°
    180 Hz (h3) :         0.23%   121.4°
    240 Hz (h4) :         0.00%    0.0°
    300 Hz (h5) :        36.91%   179.3°
    360 Hz (h6) :         0.00%    4.3°
    420 Hz (h7) :        36.77%   179.2°
    480 Hz (h8) :         0.00%   33.1°
    540 Hz (h9) :         0.29%    0.0°
    600 Hz (h10) :        0.00%   225.9°
    660 Hz (h11) :       60.88%    0.0°
```

Total Harmonic Distortion (THD) = 34.33%

Maximum harmonic frequency

used for THD calculation = 15300.00 Hz (255

0 Hz (DC):	0.22%	90.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	0.0°
120 Hz (h2):	0.30%	0.0°
180 Hz (h3):	4.73%	164.4°
240 Hz (h4):	0.08%	0.0°
300 Hz (h5):	8.10%	113.8°
360 Hz (h6):	0.06%	7.5°
420 Hz (h7):	11.39%	56.1°
480 Hz (h8):	0.07%	32.8°
540 Hz (h9):	9.37%	9.0°
600 Hz (h10):	0.04%	0.0°
660 Hz (h11):	29.54%	0.0°

Figura 5.6- Distorção de corrente e de tensão

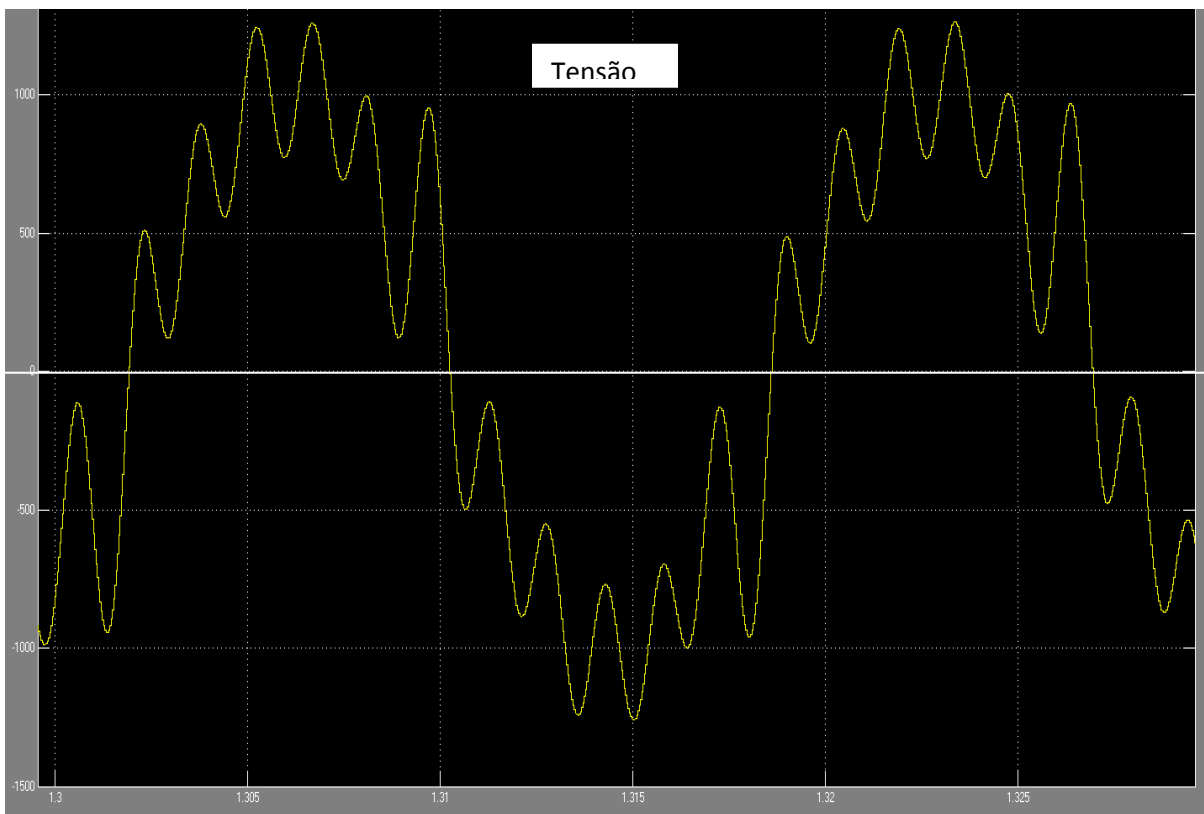


Figura 5.7 - Simulação c/ $DHT_I = 80,14\%$ $h_5 = -36,91\%$, $h_7 = -36,91\%$, $h_{11} = 50\%$ e $DHT_v = 34,33\%$

A figura 5.6 mostra os resultados da simulação. Na figura 5.7 mostra-se a forma de onda da tensão obtida em simulação (Matlab) com carga altamente distorcida com $DHT_I = 80,14\%$ ($h_5 = -36,91\%$, $h_7 = -36,91\%$, $h_{11} = 50\%$).

As harmônicas de tensão proporcionaram $DHT_v = 34,33\%$ porem sem qualquer cruzamento do eixo da abscissas exceto do correspondente a 60Hz.

Na figura 5.8 as amplitudes das harmônicas foram mantidas e portanto o THD_I mas a quinta e sétima harmônica foram invertidas em 180° . Não ocorreu alteração significativa no THD_v , mas o eixo das abscissas foi cruzado o que gerou uma nova frequência, o que pode provocar alarme e desligamento imposto pelos monitores de frequência.

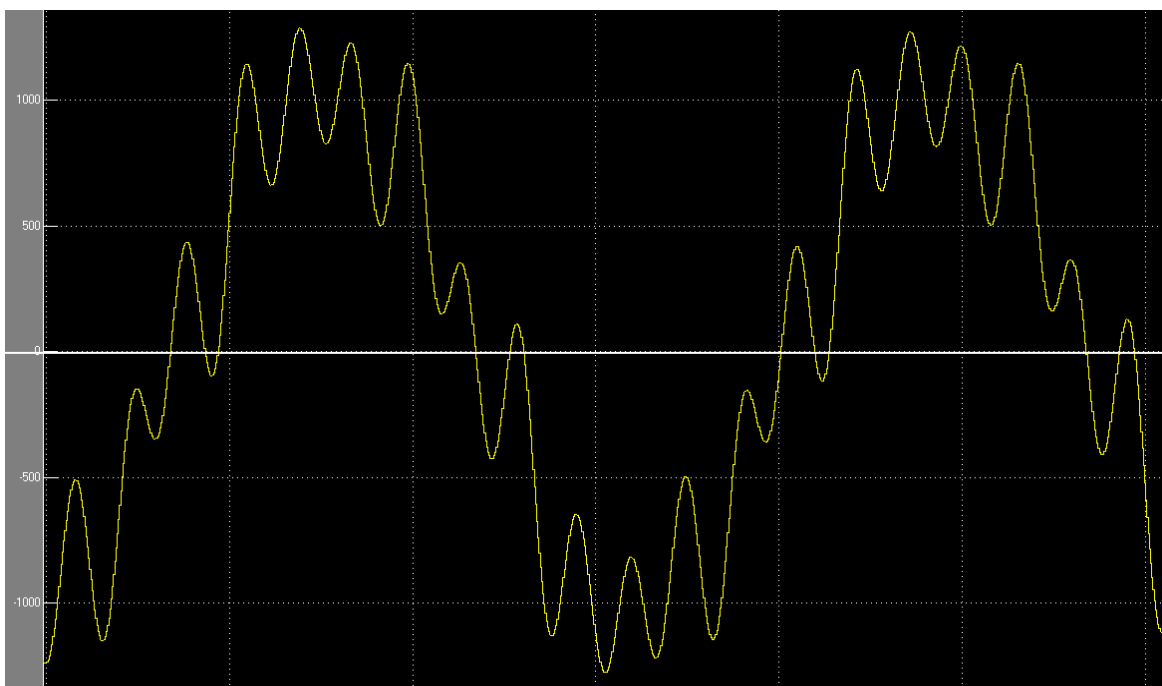


Figura 5.8-Simulação c/ $DHT_I = 80,14\%$ $h_5 = 36,91\%$, $h_7 = 36,91\%$, $h_{11} = 50\%$ e $DHT_v = 33,5\%$

Em ambas as simulações a ocorrência de terceira harmônica significativa na tensão embora sem que exista na corrente mostra o aparecimento de campos em harmônicas diferentes dos provocados pelas harmônicas de correntes.

5.3 CONCLUSÕES

Neste Capítulo ficou evidenciado que

-Caso os diversos dispositivos sejam construídos de acordo com as normas 61000 IEC as harmônicas serão mantidas em limites administráveis.

-Em redes elétricas interligadas com o sistema nacional de energia raramente a poluição de uma planta elétrica tem a capacidade de provocar distúrbios graves em seu entorno. Quando isto ocorre a solução é obtida com filtros passivos sintonizados ou ativos.

-Em plantas com geração própria seja em emergência ou em horários de pico a existência de cargas não lineares deve ser objeto de cuidadosa análise.

--Caso as cargas sejam construídas conforme as normas IEC 61000 e os geradores de acordo com IEEE 519, mas com projeto que contemple baixa reatância subtransitória provavelmente não ocorrerão distúrbios graves

--Se as cargas não lineares ultrapassarem entre 40% a 60% da potência da CG será necessário mitigar as harmônicas o que pode ser efetuado por filtros passivos sintonizados ou por filtros ativos. Estas soluções são muito onerosas e implicam em maior disponibilidade de espaço além de introduzir mais equipamentos para manutenção.

--A solução proporcionada por geradores construídos para atender as normas IEEE 519, e também com reatância subtransitória de pequenos valores, na ordem de 10 a 12% é uma solução frequentemente factível mais econômica que a introdução de filtros, porém a discussão deve focar o sistema de proteção, pois a redução excessiva dessas reatâncias pode implicar em aumento exagerado do nível de curto circuito.

As simulações apresentadas no Capítulo 6 mostram os resultados ao se alterar as reatâncias subtransitórias.

CAPÍTULO 6

AS SIMULAÇÕES E ENSAIOS DO GS ALIMENTANDO C N L

6.1 INTRODUÇÃO

O Objetivo principal deste Capítulo é estudar formas de prever com segurança qual o nível de THD_V com que o GS responde a cargas não lineares com distorção THD_I quando o trabalho ocorre em ilha. O estudo não é efetuado para hipótese de o GS estar trabalhando em sincronismo com a rede. Se vários geradores trabalham em paralelo entre si admite-se que os mesmos possam ser substituídos por apenas um com as impedâncias correspondentes devidamente corrigidas.

A investigação é efetuada considerando as recomendações do IEEE “ Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems.” [49]

Conforme a aplicação o engenheiro deve-se perguntar: Quais critérios de projeto devem ser adotados?

Em ambientes com elevados níveis de THD_I quais reatâncias são determinantes para limitar o THD_V [49] e quais são seus valores recomendáveis para não elevar excessivamente o nível de curto circuito. O projetista deve considerar os limites impostos pelo sistema de proteção; há de considerar que o sistema elétrico requer sempre um estudo de proteções coordenadas conhecido como estudo de seletividade e caso a reatância selecionada implique em valor muito baixo, o valor da corrente de curto poderá ser muito elevado encarecendo o sistema de proteção.

Que testes devem ser utilizados para confirmar os parâmetros? Em [56] [57] são descritos os ensaios

Os algoritmos que o sistema de excitação deve contemplar estão de acordo com o IEEE Standard 421.5.1992, “ IEEE Recommended Practice for Excitation Models for Power Stability Studies” [60]

Qual é o melhor modelo a ser adotado?

As equações matriciais 3.6 reproduzidas a seguir e identificadas como (6.1) para facilitar a leitura mostram a complexidade do processamento em abc, uma vez que as indutâncias próprias e mútuas do estator em geradores de pólos salientes são dependentes da

posição do rotor e, portanto do ângulo θ , entre o eixo direto e o eixo da bobina que representa a fase ‘a’ :

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s &= \mathbf{r}_s \mathbf{i}_s + \mathcal{L}_{ss} p \mathbf{i}_s + \mathbf{i}_s p \mathcal{L}_{ss} + \mathcal{L}_{sr} p \mathbf{i}_r + \mathbf{i}_r p \mathcal{L}_{sr} \\ \mathbf{v}_r &= \mathbf{r}_r \mathbf{i}_r + \mathcal{L}_{rr} p \mathbf{i}_r + \mathbf{i}_r p \mathcal{L}_{rr} + \mathcal{L}_{sr} p \mathbf{i}_s + \mathbf{i}_s p \mathcal{L}_{sr} \end{aligned} \quad (6.1)$$

Os parâmetros das equações (6.1) foram definidos no Capítulo 3 e as formas de cálculo no Capítulo 4 sendo que as letras grafitadas representam matrizes. O cálculo das correntes obriga processar as matrizes inversas das indutâncias o que pode implicar em aumento do tempo de processamento conforme alguns autores já citados[7] [13] . Como já foi ressaltado pode haver dificuldades para se conseguir processar matrizes inversas com coeficientes variáveis utilizando-se os conhecidos métodos numéricos de resolução de equações diferenciais ordinárias.

O cálculo das correntes pode ser efetuado a partir da equação (3.59) repetida como (6.2):

$$p \mathbf{i} = (\mathbf{v} - \mathbf{r} \mathbf{i} - \mathbf{i} p \mathcal{L}) \mathcal{L}^{-1} \quad (6.2)$$

\mathcal{L}^{-1} é a matriz inversa das indutâncias apresentada na expressão

Em função das possíveis dificuldades apontadas pelos autores já citados incluindo a possível dificuldade da convergência para algum método numérico utilizado para a simulação as modelagens são efetuadas em qd0, [7], [10], [13]. Aliás, os modelos disponibilizados pelo SIMULINK da MATLAB, conhecido soft da Mathworks, são em qd0. Existe grande quantidade de trabalhos que efetuam estudos sobre o comportamento de GS alimentando CNL em qd0 [18], [33], [36], [42]

Neste trabalho demonstra-se ser possível efetuar a simulação do modelo em abc para o que foi desenvolvido um modelo. É um instigante desafio obter scripts do modelo abc que proporcionem tempos de processamento cada vez menores. As simulações em linguagens como O’Cammell podem propiciar soluções que atendam as necessidades dos engenheiros. Esta tese é desenvolvida com os recursos computacionais proporcionados pelo Matlab.

Além de investigar o comportamento do gerador com modelo qd0 e abc com cargas não lineares efetuando a comparação dos resultados, este trabalho mostra que as simulações baseadas nos modelos citados apresentam valores semelhantes aos obtidos em

testes de campo. Desta forma comprova-se a validade das simulações como método investigativo do comportamento dos GS alimentando cargas não lineares.

O trabalho investiga também o comportamento do GS com CNL alterando os parâmetros dos geradores notadamente as subtransitórias, no eixo direto e em quadratura.

Considerando que os modelos disponíveis no Matlab são em dq0 porque não usar, os referidos modelos nas simulações com harmônicas temporais?

Não há qualquer dúvida que o processamento em dq0 não degrada as harmônicas temporais nas transformações abc para dq0 e deste para abc.

Assim mesmo é mostrado a seguir um rápido desenvolvimento no qual as transformações $abc \rightarrow dq0 \rightarrow abc$ podem ser aplicadas não apenas à fundamental mas também a qualquer harmônica sem que ocorra qualquer degradação.

6.2 APLICAÇÃO DA TRANSFORMADA DE PARK PARA HARMÔNICAS TEMPORAIS.

1º) $a, b, c \rightarrow T \rightarrow q, d, 0$

Onde T é a matriz para transformar as grandezas abc em dq0 conforme já mostrado na equação (3.64) é:

$$T_{qd0(\theta_r)} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta_r & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

A seguir efetua-se a seguinte sequência no MATLAB:

- Efetuar a decomposição da corrente em abc por serie de Fourier na fundamental e nas harmônicas
- Aplicar a Transformada de Park [7] [10] [13] na fundamental e em cada harmônica conforme o conjunto das expressões 6.3

$$[i_{q1}, i_{d1}, i_{01}]^t = [T] \cdot [i_{a1}, i_{b1}, i_{c1}]^t$$

$$[i_{q3}, i_{d3}, i_{03}]^t = [T] \cdot [i_{a3}, i_{b3}, i_{c3}]^t$$

$$[i_{q5}, i_{d5}, i_{05}]^t = [T] \cdot [i_{a5}, i_{b5}, i_{c5}]^t$$

$$[i_{qh}, i_{dh}, i_{0h}]^t = [T] \cdot [i_{ah}, i_{bh}, i_{ch}]^t \quad (6.3)$$

Desta forma as componentes em q, d, 0 possuirão harmônicas temporais, correspondendo cada uma a h-1 ou h+1, uma vez que a nova referência está no rotor e, portanto girando com rotação corresponde à frequência da fundamental [4].

c) Calcular o fluxo concatenado em qdo da fundamental e de todas as harmônicas.

A expressão geral do fluxo concatenado com o estator em q, d, 0 é:

$$\Lambda_{qdo} = \mathbf{T}_{qdo} \cdot \mathbf{L}_{ss} \cdot \mathbf{T}_{qdo}^{-1} \mathbf{i}_{qdo} \mathbf{T}_{qdo} \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}_r \quad (6.4)$$

Pode ser decomposta em:

$$\Lambda_{qd0_1} = \mathbf{T}_{qdo} \cdot \mathbf{L}_{ss} \cdot \mathbf{T}_{qdo}^{-1} \mathbf{i}_{qd0_1} \mathbf{T}_{qdo} \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}_r \quad (6.5)$$

$$\Lambda_{qd0_3} = \mathbf{T}_{qdo} \cdot \mathbf{L}_{ss} \cdot \mathbf{T}_{qdo}^{-1} \mathbf{i}_{qd0_3} \mathbf{T}_{qdo} \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}_r \quad (6.6)$$

$$\Lambda_{qd0_5} = \mathbf{T}_{qdo} \cdot \mathbf{L}_{ss} \cdot \mathbf{T}_{qdo}^{-1} \mathbf{i}_{qd0_5} \mathbf{T}_{qdo} \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}_r \quad (6.7)$$

$$\Lambda_{qd0_h} = \mathbf{T}_{qdo} \cdot \mathbf{L}_{ss} \cdot \mathbf{T}_{qdo}^{-1} \mathbf{i}_{qd0_h} \mathbf{T}_{qdo} \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}_r \quad (6.8)$$

Genericamente as expressões resultam em:

$$\Lambda_q = L_q \mathbf{i}_q + L_{skq} \mathbf{i}_{kq} \quad (6.9)$$

$$\Lambda_d = L_d \mathbf{i}_d + L_{sf} \mathbf{i}_f + L_{skd} \mathbf{i}_{kd} \quad (6.10)$$

$$\Lambda_o = L_{ls} \mathbf{i}_o \quad (6.11)$$

Onde $L_q = L_{ls} + \frac{3}{2}(L'_{aa1} - L_{aa2})$ e $L_d = L_{ls} + \frac{3}{2}(L'_{aa1} + L_{aa2})$

Para a fundamental e para as harmônicas as expressões de fluxo concatenado resultam nas expressões 6.11:

Fundamental	3ª harmónica	5ª harmónica	Harmónica h
$\Lambda_{q1} = L_q \mathbf{i}_{q1} + L_{skq} \mathbf{i}_{kq}$	$\Lambda_{q3} = L_q \mathbf{i}_{q3} + L_{skq} \mathbf{i}_{kq}$	$\Lambda_{q5} = L_q \mathbf{i}_{q5} + L_{skq} \mathbf{i}_{kq}$	$\Lambda_{qh} = L_q \mathbf{i}_{qh} + L_{skq} \mathbf{i}_{kq}$
$\Lambda_{d1} = L_d \mathbf{i}_{d1} + L_{sf} \mathbf{i}_f + L_{skd} \mathbf{i}_{kd}$	$\Lambda_{d3} = L_d \mathbf{i}_{d3} + L_{sf} \mathbf{i}_f + L_{skd} \mathbf{i}_{kd}$	$\Lambda_{d5} = L_d \mathbf{i}_{d5} + L_{sf} \mathbf{i}_f + L_{skd} \mathbf{i}_{kd}$	$\Lambda_{dh} = L_d \mathbf{i}_{dh} + L_{sf} \mathbf{i}_f + L_{skd} \mathbf{i}_{kd}$
$\Lambda_{o1} = L_{ls} \mathbf{i}_{o1}$	$\Lambda_{o3} = L_{ls} \mathbf{i}_{o3}$	$\Lambda_{o5} = L_{ls} \mathbf{i}_{o5}$	$\Lambda_{oh} = L_{ls} \mathbf{i}_{oh} \quad (6.11)$

Genericamente as tensões serão:

$$\begin{aligned}
 v_q &= r_s i_q + \omega_r \lambda_d + p \lambda_q \\
 v_d &= r_s i_d + \omega_r \lambda_q + p \lambda_d \\
 v_0 &= r_s i_0 + \omega \lambda_0
 \end{aligned} \tag{6.12}$$

Para a fundamental e para as harmônicas de ordem 3, 5, 7...h, as expressões das tensões resultam respectivamente nas expressões 6.13:

$v_{q1} = r_s i_{q1} + \omega_r \lambda_{d1} + p \lambda_{q1}$ $v_{d1} = r_s i_{d1} + \omega_r \lambda_{q1} + p \lambda_{d1}$ $v_0 = r_s i_{01} + \omega \lambda_{01}$	$v_{q3} = r_s i_{q3} + \omega_r \lambda_{d3} + p \lambda_{q3}$ $v_{d3} = r_s i_{d3} + \omega_r \lambda_{q3} + p \lambda_{d3}$ $v_0 = r_s i_{03} + \omega \lambda_{03}$	$v_{q5} = r_s i_{q5} + \omega_r \lambda_{d5} + p \lambda_{q5}$ $v_{d5} = r_s i_{d5} + \omega_r \lambda_{q5} + p \lambda_{d5}$ $v_0 = r_s i_{05} + \omega \lambda_{05}$
$v_{q7} = r_s i_{q7} + \omega_r \lambda_{d7} + p \lambda_{q7}$ $v_{d7} = r_s i_{d7} + \omega_r \lambda_{q7} + p \lambda_{d7}$ $v_{07} = r_s i_{07} + \omega \lambda_{07}$	$v_{qh} = r_s i_{qh} + \omega_r \lambda_{dh} + p \lambda_{qh}$ $v_{dh} = r_s i_{dh} + \omega_r \lambda_{qh} + p \lambda_{dh}$ $v_{oh} = r_s i_{oh} + \omega \lambda_{oh}$	(6.13)

2º) q, d, 0 \rightarrow T⁻¹ \rightarrow a, b, c

Segundo passo: aplicar a transformada inversa a cada componente em q, d, 0

A resposta deve ser a volta às componentes em abc para cada uma das harmônicas conforme as expressões 6.14.

$$\begin{aligned}
 [i_{a1}, i_{b1}, i_{c1}]^t &= [T]^{-1} [i_{q1}, i_{d1}, i_{01}]^t \\
 [i_{a3}, i_{b3}, i_{c3}]^t &= [T]^{-1} [i_{q3}, i_{d3}, i_{03}]^t \\
 [i_{a5}, i_{b5}, i_{c5}]^t &= [T]^{-1} [i_{q5}, i_{d5}, i_{05}]^t \\
 [i_{a7}, i_{b7}, i_{c7}]^t &= [T]^{-1} [i_{q7}, i_{d7}, i_{07}]^t \\
 [i_{ah}, i_{bh}, i_{ch}]^t &= [T]^{-1} [i_{qh}, i_{dh}, i_{0h}]^t
 \end{aligned} \tag{6.14}$$

A seguir aplica-se a transformada inversa nas tensões em q, d, 0 para se obter as tensões em a, b, c conforme expressões 6.15. A solução com tratamento individual foi desenvolvida para demonstra que os desdobramentos efetuados pela função FFT respondem com valores corretos.

$$\begin{aligned}
 [v_{a1}, v_{b1}, v_{c1}]^t &= [T]^{-1}[v_{q1}, v_{d1}, v_{01}]^t \\
 [v_{a3}, v_{b3}, v_{c3}]^t &= [T]^{-1}[v_{q3}, v_{d3}, v_{03}]^t \\
 [v_{a5}, v_{b5}, v_{c5}]^t &= [T]^{-1}[v_{q5}, v_{d5}, v_{05}]^t \\
 [v_{ah}, v_{bh}, v_{ch}]^t &= [T]^{-1}[v_{qh}, v_{dh}, v_{0h}]^t
 \end{aligned} \tag{6.15}$$

A soma das tensões (fundamental e harmônicas) em a, b, c proporcionará a solução com harmônicas temporais. A seguir mostra-se na figura 6.1 o esquema em Matlab que permitiu efetuar as demonstrações

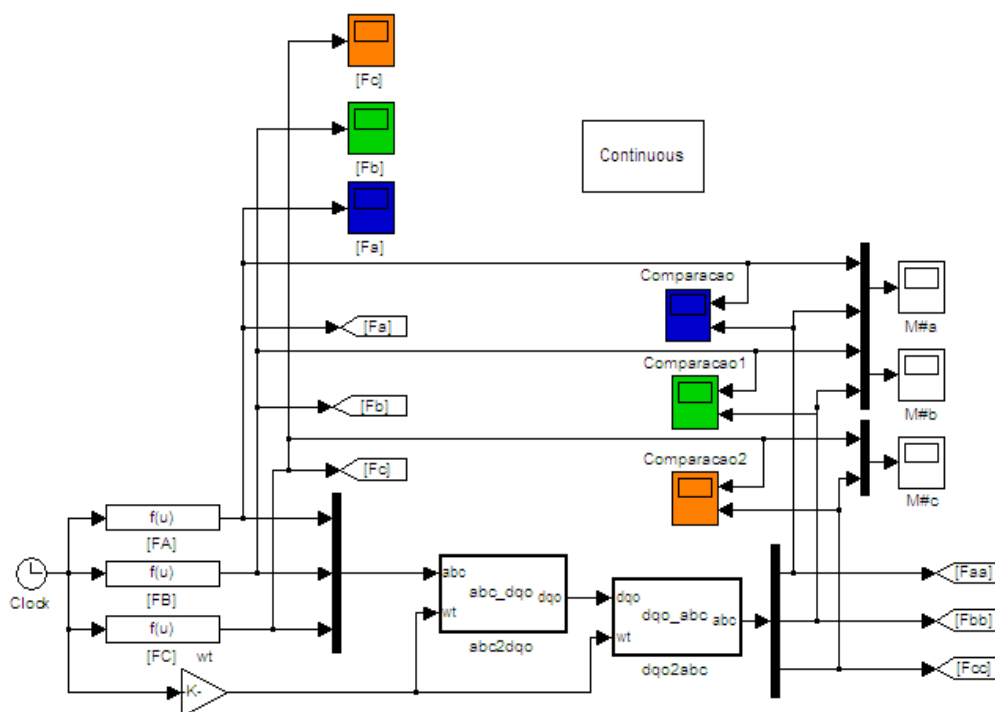


Figura 6.1- Esquema para simular $abc \rightarrow dq0 \rightarrow abc$

Os blocos $f(u)$ (FA, FB e FC) contem as funções periódicas constituídas por funções trigonométricas senoidais. Nesta simulação as funções são mostradas no conjunto de expressões 6.16 para frequência de 60hz.

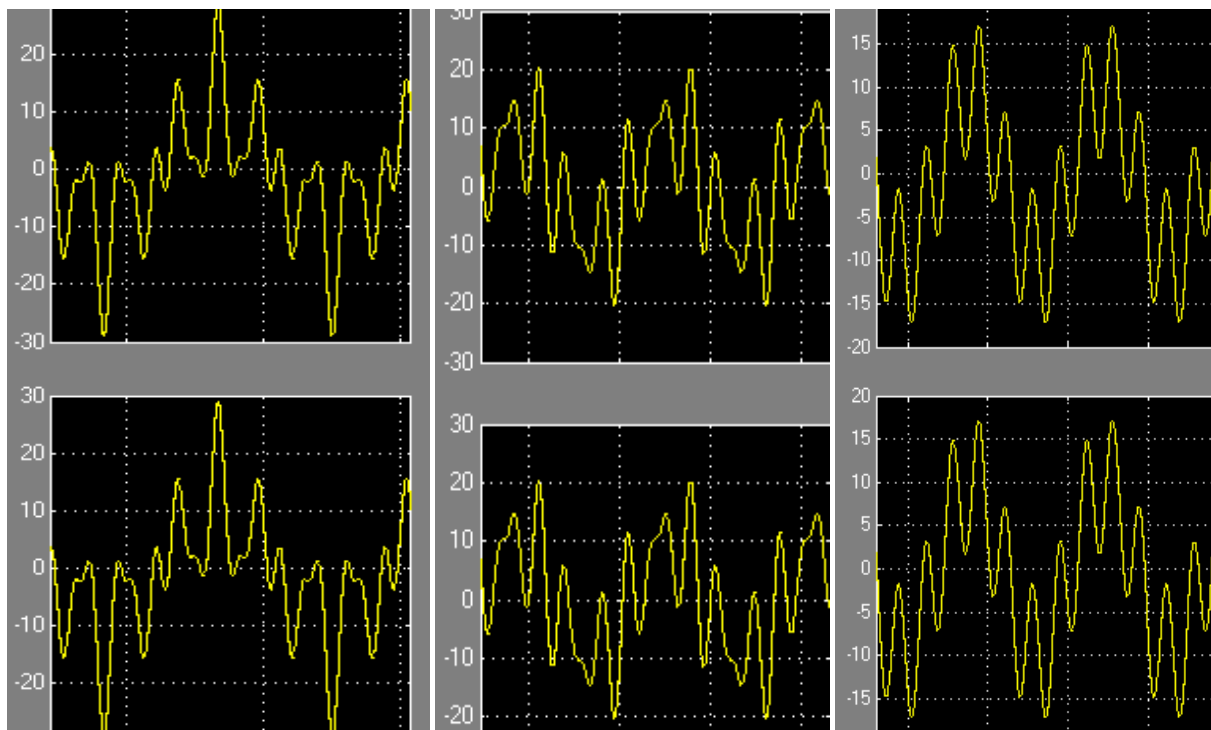
$$F_A \rightarrow f(u) = 10 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot u) + 8 \cdot \cos(5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot u) + 6 \cdot \cos(7 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot u) + 5 \cdot \cos(11 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot u).$$

$$F_B \rightarrow f(u) = 10 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot u - 2 \cdot \pi / 3) + 8 \cdot \cos(5 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot u - 2 \cdot \pi / 3)) + 6 \cdot \cos(7 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot u - 2 \cdot \pi / 3))$$

$$F_C \rightarrow f(u) = 10 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot u + 2 \cdot \pi / 3) + 8 \cdot \cos(5 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot u + 2 \cdot \pi / 3)) \quad (6.16)$$

A simulação contemplando harmônicas diferentes em cada fase foi efetuada com o objetivo de identificar condições bastante adversas.

Como se mostra na figura 6.1 as entradas podem ser monitoradas pelos osciloscópios F(a), F(b) e F(c) bem como pelos osciloscópios “comparação”, “comparação 1” e “comparação 2” que também mostra as saídas para facilitar a observação.



(a)

(b)

(c)

Figura 6.2: Comparação das alimentações e das saídas com harmônicas diferentes.

A análise comparativa das figuras 6.2 valida a aplicação da Transformada de Park para funções com qualquer conteúdo de harmônicas: a figura 6.2.a superior mostra o resultado em abc e a inferior em qd0 da fase a quando se aplica 80% da quinta harmônica, 60% da sétima e 50% da décima primeira; observar que os resultados são iguais. Na figura 6.2.b mostra-se os resultados excluindo-se a décima primeira e na figura 6.2.c excluiu-se a décima primeira e a sétima.

6.3 COMPARAÇÃO DAS SIMULAÇÕES EM abc E qd0 COM RESULTADOS DE CAMPO

Os resultados obtidos nas simulações com os modelos abc e qd0 comparados com os valores dos testes de um gerador convalidam os referidos modelos.

O modelo em abc foi desenvolvido conservando o comportamento físico da máquina sem os artifícios matemáticos de referir as fases a eixos ortogonais e sem referir o estator ao rotor. Como já exposto no Capítulo 3, no modelo utilizado, o número de operações é significativamente mais elevado que o modelo qd0 o qual como se sabe e também exposto no Capítulo 3, tem o número de operações reduzida ao aplicar a transformada de Park [7], [10], [13].

O resultado das simulações para o mesmo gerador e naturalmente a mesma CNL foi rigorosamente igual. Foram efetuadas simulações com geradores de várias potências e com vários tipos de cargas variando-se os percentuais de CL e CNL. As comparações com testes de laboratório foram efetuadas com gerador de 2 KVA.

A opção de utilizar um gerador de 2 kVA do laboratório da Universidade Santa Cecília ocorreu em função da impossibilidade de efetuar demorados testes em plantas instaladas em grandes usuários, nos quais não é possível paralisar ou colocar em risco a alimentação das cargas sempre de grande importância no processo produtivo. Os processos de pesquisa exigem grande quantidade de medições o que justifica a opção deste trabalho de utilizar dados do gerador de laboratório para efeito de convalidação das simulações. A facilidade para levantar parâmetros em testes normalizados é outro estímulo para a utilização de gerador de laboratório. Entretanto é necessário ter em mente que podem ocorrer diferenças entre os resultados obtidos em experimentos com pequenas máquinas e grandes máquinas. Os pesquisadores que prosseguirem com tema semelhante e que tenham oportunidade de efetuar experimentos com grandes máquinas poderão proporcionar excelentes conclusões neste campo de estudo.

6.3.1 Análise das Simulações com modelo abc

A fim de efetuar as simulações em abc para comprovar que os resultados são iguais aos obtidos nas simulações em qd0 foi construído um modelo matemático e sua respectiva S-function e Tool Box o qual substituiu o Gerador Síncrono extraído do Simulink. Observando a figura 3 o referido Tool Box substitui o bloco identificado como "Synchronous Machine pu Standard". Todos os outros componentes não foram alterados. Igualmente os parâmetros são iguais aos do gerador do laboratório utilizado no experimento.

6.3.2 Análise das Simulações com modelo qd0

A figura 6.3 mostra o esquema utilizado em Matlab para efetuar as simulações em qd0. Trata-se de um gerador de 2 KVA semelhante ao do laboratório da Universidade Santa

Cecília utilizado para os experimentos que convalidam os modelos matemáticos das simulações.

A figura 6.4 mostra as máscaras com os parâmetros (reatâncias, resistências e constantes de tempo). A figura 6.5 mostra os tempos de chaveamento das cargas lineares e as não lineares utilizadas nas simulações

6.3.2.1 Esquema

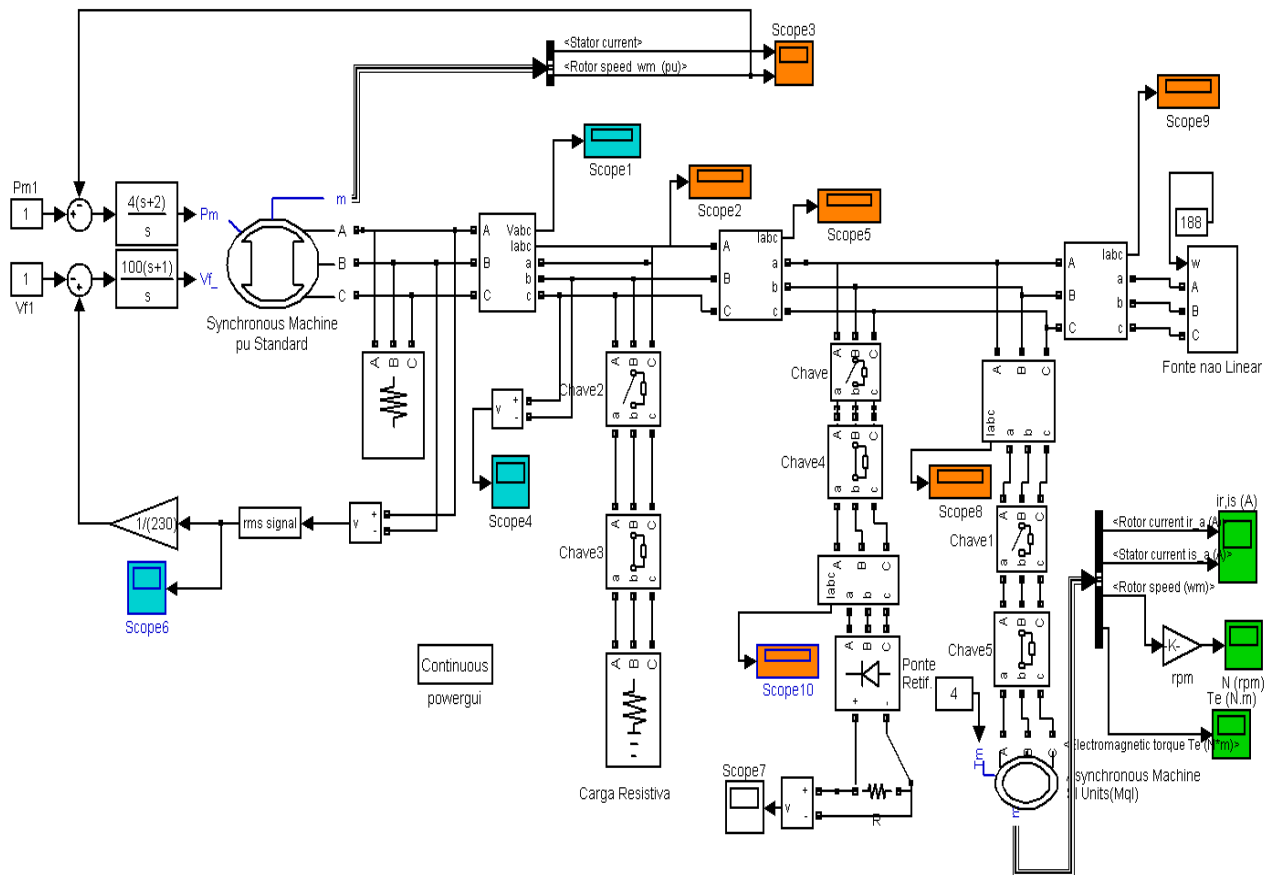


Figura 6.3–Gerador de 2 kVA com Carga Resistiva, CNL (Ponte Retif. e carga R), Carga Indutiva (MqI) e CNL(Fonte Não Linear- harmônicas).

6.3.2.2 Dados do gerador e das cargas.

A seguir apresenta-se a máscara (onde se mostram os parâmetros) do gerador utilizado na simulação e nos experimentos de laboratório. As cargas utilizadas na simulação foram parametrizadas de forma a imitar aquelas utilizadas nos experimentos.

As cargas utilizadas são:

- Carga resistiva (figura 6.4b)

- Carga não linear constituída de ponte retificadora não controlada trifásica de onda completa. Na saída da ponte foi colocada carga resistiva conforme apresentado na figura 6.3
- Carga linear constituída por motor de indução.

Parameters
Preset model: <input type="text" value="No"/>
Mechanical input: Mechanical power Pm
<input checked="" type="checkbox"/> Show detailed parameters
Rotor type: Salient-pole
Nom. power, L-L volt. and freq. [Pn(VA) Vn(Vrms) fn(Hz)]:
[2.00e+003 230 60]
Reactances [Xd Xd' Xd'' Xq Xq' Xq''] (pu):
[1.0 0.23 0.16 0.5 0.14 0.12]
d axis time constants: <input type="text" value="Open-circuit"/>
q axis time constant(s): <input type="text" value="Open-circuit"/>
Time constants [Tdo' Tdo'' Tqo''] (s):
[4.4849 0.0681 0.1]
Stator resistance Rs (pu):
0.003
Coeff. of inertia, friction factor and pole pairs [H(s) F(pu) p()]:
[0.1349 0 2]
Init. cond. [dw(%) th(deg) ia,ib,ic(pu) pha,phb,phc(deg) Vf(pu)]:
[-99.99 0 0 0 0 0 0 0 0]
<input type="checkbox"/> Simulate saturation

a) Gerador de 2KVA

Parameters
Configuration: <input type="text" value="Y (grounded)"/>
Nominal phase-to-phase voltage Vn (Vrms)
460
Nominal frequency fn (Hz):
60
Active power P (W):
1000
Inductive reactive power QL (positive var)
0
Capacitive reactive power Qc (negative var)
0
Measurements: <input type="text" value="Branch currents"/>

b) Carga resistiva

Series RLC Load (mask) (link)
Implements a series RLC load.
Parameters
Nominal voltage Vn (Vrms):
250
Nominal frequency fn (Hz):
60
Active power P (W):
1e3
Inductive reactive power QL (positive var):
0
Capacitive reactive power Qc (negative var)
0
<input type="checkbox"/> Set the initial capacitor voltage
Capacitor initial voltage (V)
0
<input type="checkbox"/> Set the initial inductor current
Inductor initial current (A):
0
Measurements: <input type="text" value="None"/>

c) CNL: Ponte retificadora+ Carga resistiva

Parameters
Preset model: <input type="text" value="No"/>
Mechanical input: Torque Tm
<input checked="" type="checkbox"/> Show detailed parameters
Rotor type: Squirrel-cage
Reference frame: Rotor
Nominal power, voltage (line-line), and frequency [Pn(VA),Vn(Vrms),fn(Hz)]:
[2000 230 60]
Stator resistance and inductance [Rs(ohm) Lls(H)]:
[1.115 0.005974]
Rotor resistance and inductance [Rr(ohm) Llr(H)]:
[1.083 0.005974]
Mutual inductance Lm (H):
0.2037
Inertia, friction factor and pole pairs [J(kg.m ²) F(N.m.s) p()]:
[0.02 0.005752 2]
Initial conditions
[1.0 0.0,0 0.0,0]
<input type="checkbox"/> Simulate saturation

d) Carga indutiva: M.de Indução (MI)

Figura 6.4: dados do gerador e das cargas

6.3.2.3) Conexão das cargas ao GS: Diagrama de estado

A figura 6.5 descreve o estado do gerador/ cargas em vazio (1º segundo) e em carga

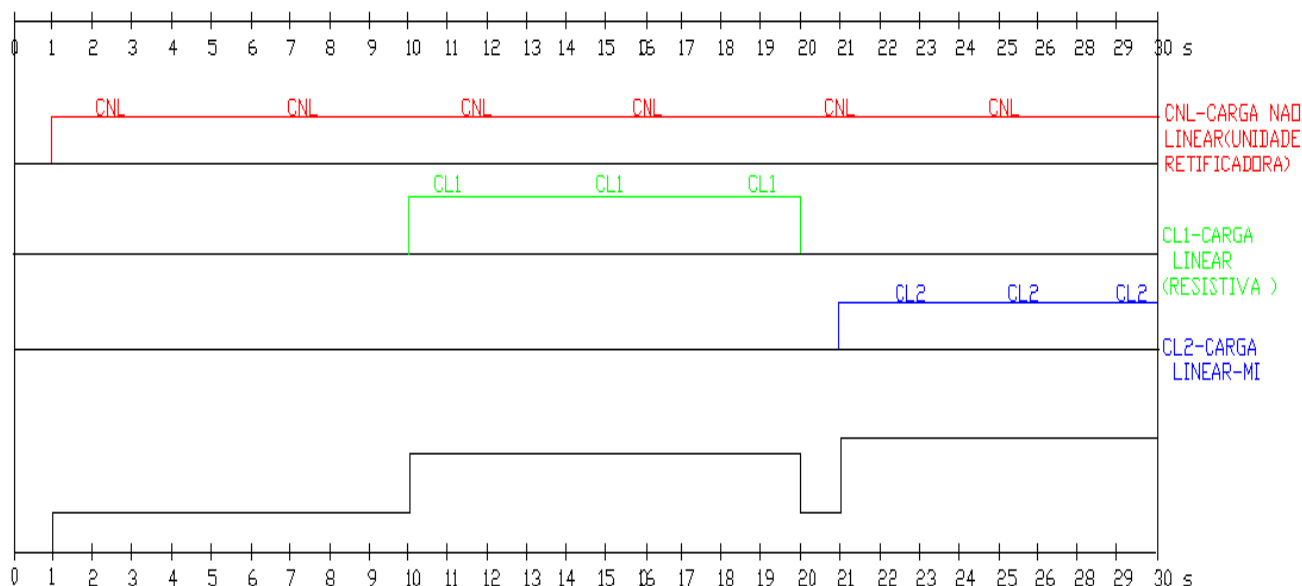


Figura 6.5: Diagrama de tempo mostrando o Estado de carga do gerador

6.3.2.4 Simulações em qd0 de GS de 2 kVA: CNL(retificação não controlada).

6.3.2.4.1 De 0 a 1 segundo: vazio .



Figura 6.6: comportamento linear da tensão - praticamente sem harmônicas.

A figura 6.6 mostra que a modelagem gera forma de onda perfeitamente senoidal. Os reguladores de tensão e de rotação responderam com os valores ajustados.

A figura 6.7 mostra a aplicação de carga não linear (ver figura 6.4.c) em 01 segundo com excelente resposta do regulador de tensão. Em 10 segundos aplica-se carga linear(vide figura 6.4.b). Em 20 segundos desconecta-se a carga linear e em 21 segundos aplica-se carga constituída por motor de indução (vide figura 6.4.d).

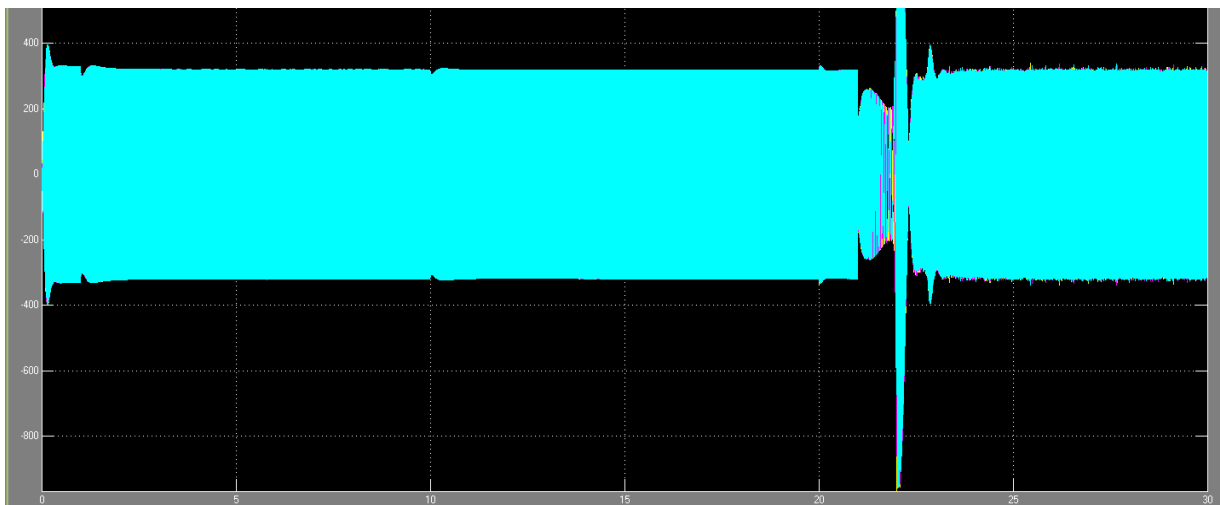


Figura 6.7: tensão (superior) e corrente durante o período em vazio e com CL. Em $t=1s$ conecta-se CNL

Tabela 6.1: distorção de corrente e tensão em $t=0,8s$ em vazio

Distorção de tensão em vazio			
Fundamental		= 325.3 peak (230 rms)	
Total Harmonic Distortion (THD) = 0.25%			
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 15300.00 Hz (255t)			
0 Hz	(DC) :	0.23%	270.0°
60 Hz	(Fnd) :	100.00%	67.5°
120 Hz	(h2) :	0.20%	51.0°
180 Hz	(h3) :	0.09%	38.1°
240 Hz	(h4) :	0.06%	32.1°
300 Hz	(h5) :	0.05%	29.3°
360 Hz	(h6) :	0.04%	23.8°
420 Hz	(h7) :	0.03%	19.3°

A tabela 6.1 mostra a tensão em vazio com conteúdo de harmônicas próximo a zero conforme embora o esperado fosse zero.

6.3.2.4.2 Distorção com carga não linear(CNL)

A seguir foca-se o comportamento com carga não linear(CNL) constituído por sistema de retificação trifásica com características semelhantes ao utilizado no laboratório. A figura 6.3 mostra o circuito utilizado na simulação. A figura 6.5 - Diagrama de Estado de Tempos mostra as respectivas cargas em cada momento.

a) Com 69% de carga

A seguir na tabela 6.2 reproduz-se a distorção de corrente e tensão em $t=9s$ - CNL de 3,71 A (eficaz). Este valor foi selecionado por ser próximo ao do retificador utilizado nos ensaios de laboratório. A Tabela mostra a resposta até a harmônica de ordem 98 (5880 Hz) embora de acordo com a IEEE 519 a análise dos sistemas de potência possa ser efetuada com harmônicas até 3kHz[49]. A consideração das harmônicas limitadas a 50ª resulta em valor do THD_V menor do que o valor proporcionado pelo Powergui do Simulink.

A análise da Tabela 6.2 mostra que as harmônicas de corrente de ordem baixa como 5ª e 7ª resultam em harmônicas bem menores na tensão. O valor da 5ª da corrente é de 20,58% e resulta em 9,65% na 5ª de tensão. Entretanto a 49ª de corrente de com valor de 0,14% resulta em 1,45% na tensão.

Ao se constatar que as harmônicas de corrente de ordem superior resultam distorções muito amplificadas na tensão verifica-se que este resultado está em acordo com a lei de Faraday-Lenz: a tensão resulta da amplitude e da variação do fluxo no tempo ou em outras palavras da expressão $L di/dt$. No domínio da frequência ao derivar a função senoidal da corrente de ordem h resulta na expressão $h x . I_h$ que mostra a amplificação proporcionada pelo h na tensão da harmônica h . O projeto do filtro, portanto deve ter como objetivo as harmônicas de ordem superior. Um filtro passa baixo que elimine as harmônicas acima de 1200hz diminuiria o DHT_V de 16,63% para 13,32%.

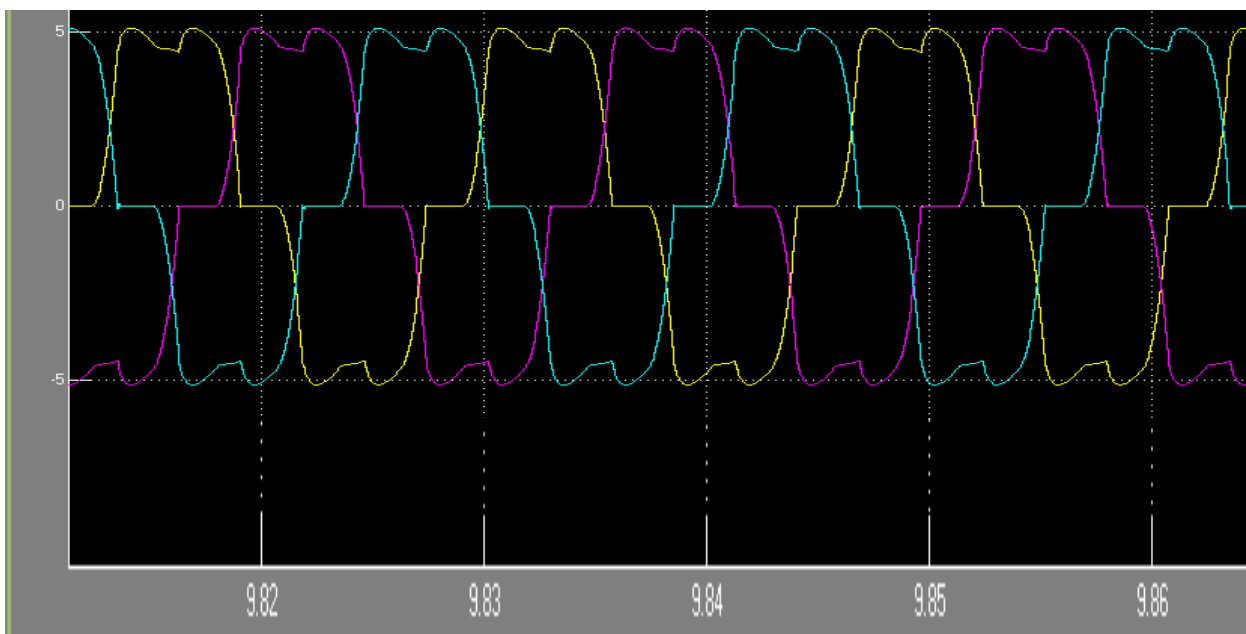


Figura 6.8: corrente com CNL ($DTH_i(22,78\%)$) tensão com carga não linear ($DTH_v=16,23\%$)

Tabela 6.2: distorção de corrente e tensão em $t=9$ s com CNL e com 69% de carga

Harmônicas de corrente				Harmônicas de tensão			
Sampling time = 3.25521e-005 s				Sampling time = 3.25521e-005 s			
Samples per cycle = 512				Samples per cycle = 512			
DC component = 0.0001634				DC component = 0.3407			
Fundamental = 5.248 peak (3.711 rms)				Fundamental = 321.4 peak (227.3 rms)			
Total Harmonic Distortion (THD) = 22.78%				Total Harmonic Distortion (THD) = 16.63%			
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 15300.00 Hz (255t)				Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 15300.00 Hz (255t)			
0 Hz (DC):	0.00%	90.0°		0 Hz (DC):	0.11%	270.0°	
60 Hz (Fnd):	100.00%	107.6°		60 Hz (Fnd):	100.00%	150.2°	
120 Hz (h2):	0.00%	0.0°		120 Hz (h2):	0.11%	240.5°	
180 Hz (h3):	0.01%	115.0°		180 Hz (h3):	0.59%	113.4°	
240 Hz (h4):	0.01%	10.6°		240 Hz (h4):	0.12%	0.0°	
300 Hz (h5):	20.58%	0.2°		300 Hz (h5):	9.65%	240.6°	
360 Hz (h6):	0.01%	217.7°		360 Hz (h6):	0.22%	0.0°	
420 Hz (h7):	8.02%	197.7°		420 Hz (h7):	5.72%	165.0°	
480 Hz (h8):	0.00%	127.0°		480 Hz (h8):	0.10%	0.0°	
540 Hz (h9):	0.01%	150.5°		540 Hz (h9):	0.59%	160.6°	
600 Hz (h10):	0.00%	102.7°		600 Hz (h10):	0.13%	46.2°	
660 Hz (h11):	4.54%	77.2°		660 Hz (h11):	5.05%	0.0°	
720 Hz (h12):	0.01%	0.0°		720 Hz (h12):	0.22%	13.1°	
780 Hz (h13):	2.27%	0.0°		780 Hz (h13):	3.80%	267.5°	
840 Hz (h14):	0.00%	187.2°		840 Hz (h14):	0.09%	0.0°	
900 Hz (h15):	0.01%	184.6°		900 Hz (h15):	0.59%	207.7°	
960 Hz (h16):	0.00%	150.5°		960 Hz (h16):	0.15%	99.0°	
1020 Hz (h17):	1.61%	124.2°		1020 Hz (h17):	2.79%	21.7°	

1080 Hz (h18) :	0.01%	25.5°	1080 Hz (h18) :	0.22%	64.7°
1140 Hz (h19) :	0.67%	4.1°	1140 Hz (h19) :	2.11%	0.0°
1200 Hz (h20) :	0.00%	236.4°	1200 Hz (h20) :	0.07%	34.0°
1260 Hz (h21) :	0.01%	241.4°	1260 Hz (h21) :	0.60%	255.2°
1320 Hz (h22) :	0.00%	210.5°	1320 Hz (h22) :	0.16%	151.7°
1380 Hz (h23) :	0.97%	181.7°	1380 Hz (h23) :	2.42%	81.9°
1440 Hz (h24) :	0.01%	66.7°	1440 Hz (h24) :	0.22%	115.3°
1500 Hz (h25) :	0.56%	55.1°	1500 Hz (h25) :	2.11%	24.9°
1560 Hz (h26) :	0.00%	0.0°	1560 Hz (h26) :	0.06%	84.6°
1620 Hz (h27) :	0.01%	0.0°	1620 Hz (h27) :	0.61%	0.0°
1680 Hz (h28) :	0.00%	255.3°	1680 Hz (h28) :	0.17%	203.9°
1740 Hz (h29) :	0.52%	237.2°	1740 Hz (h29) :	1.90%	145.7°
1800 Hz (h30) :	0.01%	119.5°	1800 Hz (h30) :	0.21%	165.6°
1860 Hz (h31) :	0.35%	126.7°	1860 Hz (h31) :	1.89%	90.2°
1920 Hz (h32) :	0.00%	0.0°	1920 Hz (h32) :	0.04%	134.1°
1980 Hz (h33) :	0.01%	0.0°	1980 Hz (h33) :	0.63%	0.0°
2040 Hz (h34) :	0.00%	0.0°	2040 Hz (h34) :	0.19%	256.4°
2100 Hz (h35) :	0.38%	0.0°	2100 Hz (h35) :	1.74%	200.0°
2160 Hz (h36) :	0.01%	162.4°	2160 Hz (h36) :	0.21%	217.0°
2220 Hz (h37) :	0.24%	170.9°	2220 Hz (h37) :	1.63%	140.2°
2280 Hz (h38) :	0.00%	21.0°	2280 Hz (h38) :	0.02%	191.5°
2340 Hz (h39) :	0.01%	2.2°	2340 Hz (h39) :	0.65%	37.8°
2400 Hz (h40) :	0.00%	0.0°	2400 Hz (h40) :	0.20%	0.0°
2460 Hz (h41) :	0.27%	0.0°	2460 Hz (h41) :	1.67%	260.7°
2520 Hz (h42) :	0.01%	208.7°	2520 Hz (h42) :	0.21%	266.3°
2580 Hz (h43) :	0.21%	232.9°	2580 Hz (h43) :	1.65%	196.0°
2640 Hz (h44) :	0.00%	63.1°	2640 Hz (h44) :	0.00%	0.0°
2700 Hz (h45) :	0.01%	50.8°	2700 Hz (h45) :	0.67%	85.4°
2760 Hz (h46) :	0.00%	29.2°	2760 Hz (h46) :	0.21%	0.0°
2820 Hz (h47) :	0.19%	36.5°	2820 Hz (h47) :	1.53%	0.0°
2880 Hz (h48) :	0.01%	257.2°	2880 Hz (h48) :	0.20%	0.0°
2940 Hz (h49) :	0.14%	0.0°	2940 Hz (h49) :	1.45%	249.8°
3000 Hz (h50) :	0.00%	107.1°	3000 Hz (h50) :	0.02%	106.0°
3060 Hz (h51) :	0.01%	96.6°	3060 Hz (h51) :	0.68%	133.2°
3120 Hz (h52) :	0.00%	82.5°	3120 Hz (h52) :	0.23%	48.7°
3180 Hz (h53) :	0.16%	94.4°	3180 Hz (h53) :	1.55%	10.1°
3240 Hz (h54) :	0.01%	0.0°	3240 Hz (h54) :	0.19%	4.5°
3300 Hz (h55) :	0.13%	0.0°	3300 Hz (h55) :	1.43%	0.0°
3360 Hz (h56) :	0.00%	154.7°	3360 Hz (h56) :	0.04%	154.3°
3420 Hz (h57) :	0.01%	140.3°	3420 Hz (h57) :	0.70%	181.2°
3480 Hz (h58) :	0.00%	124.7°	3480 Hz (h58) :	0.24%	98.7°
3540 Hz (h59) :	0.12%	148.2°	3540 Hz (h59) :	1.47%	65.4°
3600 Hz (h60) :	0.01%	0.0°	3600 Hz (h60) :	0.18%	52.9°
3660 Hz (h61) :	0.10%	38.4°	3660 Hz (h61) :	1.33%	0.0°
3720 Hz (h62) :	0.00%	195.1°	3720 Hz (h62) :	0.07%	204.8°
3780 Hz (h63) :	0.01%	190.1°	3780 Hz (h63) :	0.72%	229.2°
3840 Hz (h64) :	0.00%	169.8°	3840 Hz (h64) :	0.25%	148.7°
3900 Hz (h65) :	0.10%	200.9°	3900 Hz (h65) :	1.46%	117.4°
3960 Hz (h66) :	0.01%	27.2°	3960 Hz (h66) :	0.17%	100.8°
4020 Hz (h67) :	0.08%	85.8°	4020 Hz (h67) :	1.24%	43.9°
4080 Hz (h68) :	0.00%	243.3°	4080 Hz (h68) :	0.09%	254.2°
4140 Hz (h69) :	0.01%	232.7°	4140 Hz (h69) :	0.73%	0.0°
4200 Hz (h70) :	0.00%	214.0°	4200 Hz (h70) :	0.26%	198.1°

4260 Hz (h71):	0.08%	137.1°	4260 Hz (h71):	1.43%	171.9°
4320 Hz (h72):	0.00%	238.9°	4320 Hz (h72):	0.16%	147.6°
4380 Hz (h73):	0.08%	25.7°	4380 Hz (h73):	1.20%	96.7°
4440 Hz (h74):	0.00%	113.2°	4440 Hz (h74):	0.12%	0.0°
4500 Hz (h75):	0.02%	234.1°	4500 Hz (h75):	0.75%	0.0°
4560 Hz (h76):	0.00%	0.0°	4560 Hz (h76):	0.27%	247.1°
4620 Hz (h77):	0.07%	176.9°	4620 Hz (h77):	1.38%	223.5°
4680 Hz (h78):	0.00%	260.3°	4680 Hz (h78):	0.14%	193.9°
4740 Hz (h79):	0.06%	68.4°	4740 Hz (h79):	1.09%	146.9°
4800 Hz (h80):	0.00%	151.3°	4800 Hz (h80):	0.14%	0.0°
4860 Hz (h81):	0.02%	0.0°	4860 Hz (h81):	0.76%	14.3°
4920 Hz (h82):	0.00%	0.0°	4920 Hz (h82):	0.28%	0.0°
4980 Hz (h83):	0.06%	224.2°	4980 Hz (h83):	1.37%	0.0°
5040 Hz (h84):	0.00%	0.0°	5040 Hz (h84):	0.12%	237.7°
5100 Hz (h85):	0.06%	110.8°	5100 Hz (h85):	1.05%	197.2°
5160 Hz (h86):	0.00%	179.6°	5160 Hz (h86):	0.17%	41.0°
5220 Hz (h87):	0.02%	0.0°	5220 Hz (h87):	0.77%	62.8°
5280 Hz (h88):	0.00%	131.6°	5280 Hz (h88):	0.28%	0.0°
5340 Hz (h89):	0.05%	266.4°	5340 Hz (h89):	1.30%	0.0°
5400 Hz (h90):	0.00%	0.0°	5400 Hz (h90):	0.10%	0.0°
5460 Hz (h91):	0.05%	158.1°	5460 Hz (h91):	0.96%	248.4°
5520 Hz (h92):	0.00%	217.2°	5520 Hz (h92):	0.20%	89.2°
5580 Hz (h93):	0.02%	0.0°	5580 Hz (h93):	0.78%	111.6°
5640 Hz (h94):	0.00%	116.5°	5640 Hz (h94):	0.28%	32.3°
5700 Hz (h95):	0.05%	0.0°	5700 Hz (h95):	1.28%	19.7°
5760 Hz (h96):	0.00%	25.2°	5760 Hz (h96):	0.08%	0.0°
5820 Hz (h97):	0.05%	197.2°	5820 Hz (h97):	0.90%	0.0°
5880 Hz (h98):	0.00%	252.6°	5880 Hz (h98):	0.22%	137.3°

Tabela 6.2(continuação): Com 100% de carga

Fundamental = 7.559 peak (5.345 rms)	Fundamental = 318.4 peak (225.1 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 19.88%	Total Harmonic Distortion (THD) = 22.61%
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 15300.00 Hz (255t)	Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 15300.00 Hz (255t)
0 Hz (DC): 0.01% 270.0°	0 Hz (DC): 0.38% 90.0°
60 Hz (Fnd): 100.00% 28.2°	60 Hz (Fnd): 100.00% 71.3°
120 Hz (h2): 0.02% 32.3°	120 Hz (h2): 1.00% 0.0°
180 Hz (h3): 0.01% 68.8°	180 Hz (h3): 0.34% 204.5°
240 Hz (h4): 0.02% 113.7°	240 Hz (h4): 1.02% 140.6°
300 Hz (h5): 18.28% 0.0°	300 Hz (h5): 15.38% 188.3°
360 Hz (h6): 0.01% 0.0°	360 Hz (h6): 0.77% 0.0°
420 Hz (h7): 6.82% 8.5°	420 Hz (h7): 9.78% 0.0°
480 Hz (h8): 0.02% 0.0°	480 Hz (h8): 0.97% 214.1°
540 Hz (h9): 0.01% 10.4°	540 Hz (h9): 0.49% 91.1°
600 Hz (h10): 0.01% 29.8°	600 Hz (h10): 1.03% 48.3°
660 Hz (h11): 2.98% 258.7°	660 Hz (h11): 5.11% 116.3°
720 Hz (h12): 0.00% 0.0°	720 Hz (h12): 0.78% 258.3°
780 Hz (h13): 1.44% 0.0°	780 Hz (h13): 3.59% 252.3°
840 Hz (h14): 0.01% 0.0°	840 Hz (h14): 0.93% 121.1°
900 Hz (h15): 0.01% 0.0°	900 Hz (h15): 0.70% 0.0°
960 Hz (h16): 0.01% 0.0°	960 Hz (h16): 1.04% 0.0°
1020 Hz (h17): 1.36% 181.7°	1020 Hz (h17): 3.32% 33.2°
1080 Hz (h18): 0.01% 35.5°	1080 Hz (h18): 0.78% 162.5°
1140 Hz (h19): 0.79% 253.9°	1140 Hz (h19): 2.95% 156.1°

1200 Hz (h20) :	0.00%	6.6°	1200 Hz (h20) :	0.88%	28.1°
1260 Hz (h21) :	0.00%	0.0°	1260 Hz (h21) :	0.90%	260.8°
1320 Hz (h22) :	0.01%	264.3°	1320 Hz (h22) :	1.03%	223.8°
1380 Hz (h23) :	0.63%	109.7°	1380 Hz (h23) :	1.73%	0.0°
1440 Hz (h24) :	0.01%	0.0°	1440 Hz (h24) :	0.78%	67.0°
1500 Hz (h25) :	0.42%	195.0°	1500 Hz (h25) :	1.73%	63.2°
1560 Hz (h26) :	0.00%	25.6°	1560 Hz (h26) :	0.83%	0.0°
1620 Hz (h27) :	0.00%	178.0°	1620 Hz (h27) :	1.08%	171.9°
1680 Hz (h28) :	0.00%	152.1°	1680 Hz (h28) :	1.02%	131.7°
1740 Hz (h29) :	0.43%	36.9°	1740 Hz (h29) :	1.23%	242.2°
1800 Hz (h30) :	0.00%	0.0°	1800 Hz (h30) :	0.77%	0.0°
1860 Hz (h31) :	0.31%	115.1°	1860 Hz (h31) :	1.50%	0.0°
1920 Hz (h32) :	0.00%	0.0°	1920 Hz (h32) :	0.77%	201.2°
1980 Hz (h33) :	0.00%	70.6°	1980 Hz (h33) :	1.22%	84.3°
2040 Hz (h34) :	0.01%	56.2°	2040 Hz (h34) :	0.99%	39.7°
2100 Hz (h35) :	0.26%	0.0°	2100 Hz (h35) :	0.71%	169.2°
2160 Hz (h36) :	0.00%	135.4°	2160 Hz (h36) :	0.77%	236.6°
2220 Hz (h37) :	0.20%	48.8°	2220 Hz (h37) :	1.16%	227.2°
2280 Hz (h38) :	0.00%	27.6°	2280 Hz (h38) :	0.70%	107.3°
2340 Hz (h39) :	0.01%	16.8°	2340 Hz (h39) :	1.32%	0.0°
2400 Hz (h40) :	0.01%	0.0°	2400 Hz (h40) :	0.95%	0.0°
2460 Hz (h41) :	0.20%	252.2°	2460 Hz (h41) :	0.61%	116.0°
2520 Hz (h42) :	0.00%	51.8°	2520 Hz (h42) :	0.76%	141.6°
2580 Hz (h43) :	0.17%	0.0°	2580 Hz (h43) :	1.00%	136.3°
2640 Hz (h44) :	0.00%	6.4°	2640 Hz (h44) :	0.64%	13.3°
2700 Hz (h45) :	0.00%	0.0°	2700 Hz (h45) :	1.37%	0.0°
2760 Hz (h46) :	0.00%	0.0°	2760 Hz (h46) :	0.91%	216.7°
2820 Hz (h47) :	0.14%	176.3°	2820 Hz (h47) :	0.50%	47.9°
2880 Hz (h48) :	0.00%	0.0°	2880 Hz (h48) :	0.75%	47.0°
2940 Hz (h49) :	0.12%	263.3°	2940 Hz (h49) :	1.01%	37.8°
3000 Hz (h50) :	0.00%	0.0°	3000 Hz (h50) :	0.57%	0.0°
3060 Hz (h51) :	0.00%	213.0°	3060 Hz (h51) :	1.39%	186.8°
3120 Hz (h52) :	0.00%	171.0°	3120 Hz (h52) :	0.86%	125.2°
3180 Hz (h53) :	0.12%	106.2°	3180 Hz (h53) :	0.55%	0.0°
3240 Hz (h54) :	0.00%	257.2°	3240 Hz (h54) :	0.74%	0.0°
3300 Hz (h55) :	0.10%	188.6°	3300 Hz (h55) :	0.90%	0.0°
3360 Hz (h56) :	0.00%	74.1°	3360 Hz (h56) :	0.50%	183.0°
3420 Hz (h57) :	0.00%	98.4°	3420 Hz (h57) :	1.35%	102.1°
3480 Hz (h58) :	0.01%	76.9°	3480 Hz (h58) :	0.80%	34.1°
3540 Hz (h59) :	0.10%	30.5°	3540 Hz (h59) :	0.50%	263.1°
3600 Hz (h60) :	0.00%	131.9°	3600 Hz (h60) :	0.72%	218.6°
3660 Hz (h61) :	0.08%	115.0°	3660 Hz (h61) :	0.92%	221.0°
3720 Hz (h62) :	0.00%	37.6°	3720 Hz (h62) :	0.43%	86.6°
3780 Hz (h63) :	0.01%	28.9°	3780 Hz (h63) :	1.28%	18.2°
3840 Hz (h64) :	0.01%	1.5°	3840 Hz (h64) :	0.74%	0.0°
3900 Hz (h65) :	0.08%	0.0°	3900 Hz (h65) :	0.45%	189.3°
3960 Hz (h66) :	0.00%	51.2°	3960 Hz (h66) :	0.70%	124.8°
4020 Hz (h67) :	0.07%	42.3°	4020 Hz (h67) :	0.85%	135.1°
4080 Hz (h68) :	0.00%	0.0°	4080 Hz (h68) :	0.37%	0.0°
4140 Hz (h69) :	0.00%	0.0°	4140 Hz (h69) :	1.17%	0.0°
4200 Hz (h70) :	0.01%	0.0°	4200 Hz (h70) :	0.67%	212.7°
4260 Hz (h71) :	0.07%	244.8°	4260 Hz (h71) :	0.36%	103.2°
4320 Hz (h72) :	0.00%	0.0°	4320 Hz (h72) :	0.67%	31.2°
4380 Hz (h73) :	0.06%	0.0°	4380 Hz (h73) :	0.83%	56.8°

6.3.2.4.3 Distorção com carga mista: CNL+CL(resistiva).

A seguir registra-se o comportamento do Sistema no 19º seg da Simulação. Nesta situação à carga não linear acrescentou-se uma carga linear resistiva de 1,0 kW, ou seja, 2,5 A no 10º segundo. No 19º segundo o sistema já está estabilizado! O objetivo é estudar a mitigação proporcionada pela referida CL.

A observação da tabela 6.3 mostra que ocorreu redução do THD_I de 22,68% para 12,96% ou seja, 42,86% enquanto o THD_V diminuiu de 16,63% para 12,39% ou seja 25,5%.

Qual o motivo de não ter ocorrido uma diminuição rigorosamente proporcional entre ambos DHT? O valor relativo de harmônicas de corrente é reduzido ao se adicionar a carga linear o que resulta em redução das harmônicas de tensão e, portanto em nova redução nas harmônicas de corrente. Considerando que percentualmente os valores de ordem mais elevada são reduzidos de forma mais acentuada por serem menores, a resultante na harmônica da tensão será consideravelmente menor. Nota-se o quase desaparecimento das harmônicas de corrente a partir da 40ª (apenas alguns centésimos) bem como os de tensão (alguns décimos) que ao serem elevados ao quadrado resultam em valores que podem ser desconsiderados.

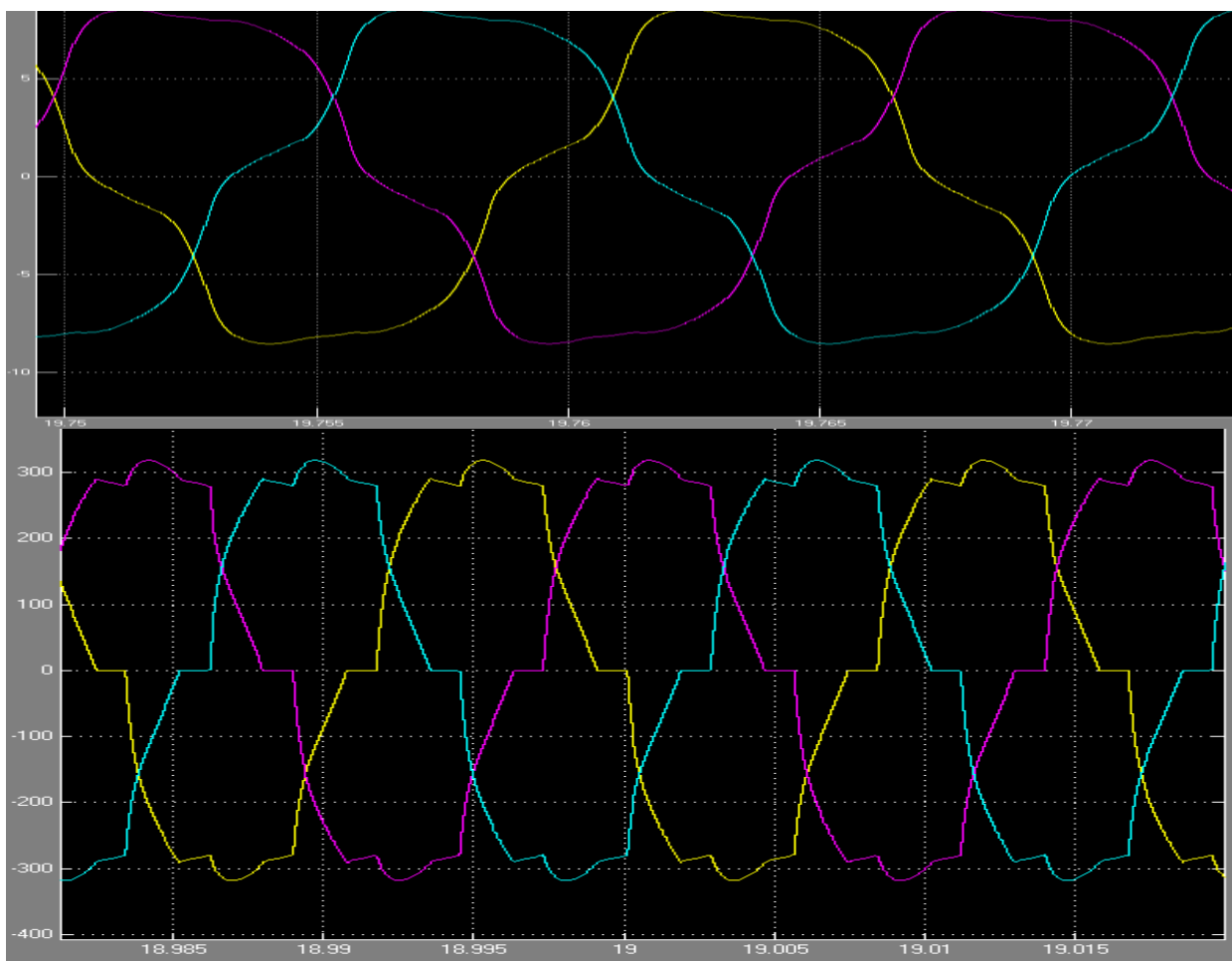


Figura 6.9: Corrente- $DTH_I=12,96\%$ (superior) e tensão- $DTH_V=12,39\%$ c/carga mista: CNL+CL

Tabela 6.3: Distorção de corrente e tensão em $t=19$ s com CNL +CL em $t=19$ segundos

Harmônicas de corrente				Harmônicas de tensão			
Sampling time = 3.25521e-005 s				Sampling time = 3.25521e-005 s			
Samples per cycle = 512				Samples per cycle = 512			
DC component = 1.714e-006				DC component = 1.399e-005			
Fundamental = 8.784 peak (6.212 rms)				Fundamental = 322.8 peak (228.3 rms)			
Total Harmonic Distortion (THD) = 12.96%				Total Harmonic Distortion (THD) = 12.39%			
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 15300.00 Hz (25%)				Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 15300.00 Hz (25%)			
0 Hz (DC):	0.00%	90.0°		0 Hz (DC):	0.00%	270.0°	
60 Hz (Fnd):	100.00%	159.7°		60 Hz (Fnd):	100.00%	195.1°	
120 Hz (h2):	0.00%	0.0°		120 Hz (h2):	0.00%	27.4°	
180 Hz (h3):	0.00%	100.0°		180 Hz (h3):	0.00%	242.0°	
240 Hz (h4):	0.00%	249.0°		240 Hz (h4):	0.00%	62.4°	
300 Hz (h5):	11.55%	224.4°		300 Hz (h5):	9.32%	99.5°	
360 Hz (h6):	0.00%	53.6°		360 Hz (h6):	0.00%	76.5°	
420 Hz (h7):	5.24%	157.6°		420 Hz (h7):	5.92%	116.4°	
480 Hz (h8):	0.00%	0.0°		480 Hz (h8):	0.00%	0.0°	
540 Hz (h9):	0.00%	140.2°		540 Hz (h9):	0.00%	258.7°	
600 Hz (h10):	0.00%	14.5°		600 Hz (h10):	0.00%	33.4°	
660 Hz (h11):	2.17%	226.2°		660 Hz (h11):	3.93%	100.4°	
720 Hz (h12):	0.00%	4.2°		720 Hz (h12):	0.00%	202.0°	
780 Hz (h13):	1.35%	172.7°		780 Hz (h13):	2.99%	125.9°	
840 Hz (h14):	0.00%	0.0°		840 Hz (h14):	0.00%	0.0°	
900 Hz (h15):	0.00%	0.0°		900 Hz (h15):	0.00%	269.6°	
960 Hz (h16):	0.00%	5.5°		960 Hz (h16):	0.00%	0.0°	
1020 Hz (h17):	0.52%	199.3°		1020 Hz (h17):	1.48%	74.0°	
1080 Hz (h18):	0.00%	6.1°		1080 Hz (h18):	0.00%	0.0°	
1140 Hz (h19):	0.32%	153.8°		1140 Hz (h19):	1.06%	106.8°	
1200 Hz (h20):	0.00%	5.8°		1200 Hz (h20):	0.00%	0.0°	
1260 Hz (h21):	0.00%	33.4°		1260 Hz (h21):	0.00%	220.7°	
1320 Hz (h22):	0.00%	17.3°		1320 Hz (h22):	0.00%	21.8°	
1380 Hz (h23):	0.30%	177.0°		1380 Hz (h23):	1.15%	50.8°	
1440 Hz (h24):	0.00%	12.4°		1440 Hz (h24):	0.00%	20.7°	
1500 Hz (h25):	0.21%	123.7°		1500 Hz (h25):	0.90%	75.6°	
1560 Hz (h26):	0.00%	0.0°		1560 Hz (h26):	0.00%	262.7°	
1620 Hz (h27):	0.00%	150.7°		1620 Hz (h27):	0.00%	234.3°	
1680 Hz (h28):	0.00%	8.7°		1680 Hz (h28):	0.00%	17.3°	
1740 Hz (h29):	0.14%	175.7°		1740 Hz (h29):	0.69%	48.8°	
1800 Hz (h30):	0.00%	13.4°		1800 Hz (h30):	0.00%	0.0°	
1860 Hz (h31):	0.12%	129.2°		1860 Hz (h31):	0.62%	79.0°	
1920 Hz (h32):	0.00%	3.0°		1920 Hz (h32):	0.00%	0.0°	
1980 Hz (h33):	0.00%	0.0°		1980 Hz (h33):	0.00%	235.5°	
2040 Hz (h34):	0.00%	14.0°		2040 Hz (h34):	0.00%	0.0°	
2100 Hz (h35):	0.07%	146.9°		2100 Hz (h35):	0.42%	20.9°	
2160 Hz (h36):	0.00%	9.2°		2160 Hz (h36):	0.00%	0.0°	
2220 Hz (h37):	0.05%	104.2°		2220 Hz (h37):	0.33%	55.1°	
2280 Hz (h38):	0.00%	8.3°		2280 Hz (h38):	0.00%	0.0°	
2340 Hz (h39):	0.00%	8.0°		2340 Hz (h39):	0.00%	194.0°	
2400 Hz (h40):	0.00%	20.1°		2400 Hz (h40):	0.00%	0.0°	
2460 Hz (h41):	0.06%	137.9°		2460 Hz (h41):	0.40%	11.0°	
2520 Hz (h42):	0.00%	11.2°		2520 Hz (h42):	0.00%	0.0°	
2580 Hz (h43):	0.05%	87.6°		2580 Hz (h43):	0.34%	37.8°	

2640 Hz (h44) :	0.00%	5.1°	2640 Hz (h44) :	0.00%	230.5°
2700 Hz (h45) :	0.00%	165.8°	2700 Hz (h45) :	0.00%	210.0°
2760 Hz (h46) :	0.00%	16.1°	2760 Hz (h46) :	0.00%	0.0°
2820 Hz (h47) :	0.03%	135.7°	2820 Hz (h47) :	0.26%	8.3°
2880 Hz (h48) :	0.00%	13.7°	2880 Hz (h48) :	0.00%	0.0°
2940 Hz (h49) :	0.03%	92.0°	2940 Hz (h49) :	0.24%	40.9°
3000 Hz (h50) :	0.00%	8.4°	3000 Hz (h50) :	0.00%	249.4°
3060 Hz (h51) :	0.00%	0.0°	3060 Hz (h51) :	0.00%	200.9°
3120 Hz (h52) :	0.00%	17.3°	3120 Hz (h52) :	0.00%	0.0°
3180 Hz (h53) :	0.02%	106.3°	3180 Hz (h53) :	0.20%	0.0°
3240 Hz (h54) :	0.00%	12.1°	3240 Hz (h54) :	0.00%	0.0°
3300 Hz (h55) :	0.02%	62.9°	3300 Hz (h55) :	0.16%	13.2°
3360 Hz (h56) :	0.00%	14.6°	3360 Hz (h56) :	0.00%	225.9°
3420 Hz (h57) :	0.00%	1.4°	3420 Hz (h57) :	0.00%	168.2°
3480 Hz (h58) :	0.00%	22.3°	3480 Hz (h58) :	0.00%	0.0°
3540 Hz (h59) :	0.02%	104.0°	3540 Hz (h59) :	0.20%	0.0°
3600 Hz (h60) :	0.00%	13.8°	3600 Hz (h60) :	0.00%	0.0°
3660 Hz (h61) :	0.02%	54.7°	3660 Hz (h61) :	0.18%	4.0°
3720 Hz (h62) :	0.00%	14.4°	3720 Hz (h62) :	0.00%	199.6°
3780 Hz (h63) :	0.00%	140.8°	3780 Hz (h63) :	0.00%	184.8°
3840 Hz (h64) :	0.00%	20.7°	3840 Hz (h64) :	0.00%	0.0°
3900 Hz (h65) :	0.01%	97.9°	3900 Hz (h65) :	0.13%	0.0°
3960 Hz (h66) :	0.00%	17.4°	3960 Hz (h66) :	0.00%	260.5°
4020 Hz (h67) :	0.01%	56.4°	4020 Hz (h67) :	0.12%	5.0°
4080 Hz (h68) :	0.00%	16.6°	4080 Hz (h68) :	0.00%	218.1°
4140 Hz (h69) :	0.00%	242.9°	4140 Hz (h69) :	0.00%	165.3°
4200 Hz (h70) :	0.00%	20.7°	4200 Hz (h70) :	0.00%	267.3°
4260 Hz (h71) :	0.01%	70.1°	4260 Hz (h71) :	0.12%	0.0°
4320 Hz (h72) :	0.00%	17.8°	4320 Hz (h72) :	0.00%	0.0°
4380 Hz (h73) :	0.01%	25.4°	4380 Hz (h73) :	0.10%	0.0°
4440 Hz (h74) :	0.00%	22.8°	4440 Hz (h74) :	0.00%	178.2°
4500 Hz (h75) :	0.00%	9.0°	4500 Hz (h75) :	0.00%	142.8°
4560 Hz (h76) :	0.00%	25.4°	4560 Hz (h76) :	0.00%	0.0°
4620 Hz (h77) :	0.01%	71.8°	4620 Hz (h77) :	0.11%	0.0°
4680 Hz (h78) :	0.00%	19.5°	4680 Hz (h78) :	0.00%	0.0°
4740 Hz (h79) :	0.01%	23.1°	4740 Hz (h79) :	0.11%	0.0°
4800 Hz (h80) :	0.00%	24.6°	4800 Hz (h80) :	0.00%	170.2°
4860 Hz (h81) :	0.00%	111.3°	4860 Hz (h81) :	0.00%	158.6°
4920 Hz (h82) :	0.00%	25.8°	4920 Hz (h82) :	0.00%	230.5°
4980 Hz (h83) :	0.01%	60.3°	4980 Hz (h83) :	0.07%	0.0°
5040 Hz (h84) :	0.00%	23.9°	5040 Hz (h84) :	0.00%	238.0°
5100 Hz (h85) :	0.01%	20.7°	5100 Hz (h85) :	0.07%	0.0°
5160 Hz (h86) :	0.00%	26.0°	5160 Hz (h86) :	0.00%	185.8°
5220 Hz (h87) :	0.00%	222.0°	5220 Hz (h87) :	0.00%	129.8°
5280 Hz (h88) :	0.00%	25.5°	5280 Hz (h88) :	0.00%	238.1°
5340 Hz (h89) :	0.01%	36.2°	5340 Hz (h89) :	0.08%	269.5°
5400 Hz (h90) :	0.00%	25.9°	5400 Hz (h90) :	0.00%	258.0°
5460 Hz (h91) :	0.00%	0.0°	5460 Hz (h91) :	0.07%	0.0°
5520 Hz (h92) :	0.00%	31.3°	5520 Hz (h92) :	0.00%	136.6°
5580 Hz (h93) :	0.00%	7.1°	5580 Hz (h93) :	0.00%	117.4°
5640 Hz (h94) :	0.00%	30.0°	5640 Hz (h94) :	0.00%	244.4°
5700 Hz (h95) :	0.00%	40.2°	5700 Hz (h95) :	0.07%	0.0°
5760 Hz (h96) :	0.00%	27.9°	5760 Hz (h96) :	0.00%	0.0°
5820 Hz (h97) :	0.00%	0.0°	5820 Hz (h97) :	0.07%	0.0°
5880 Hz (h98) :	0.00%	34.2°	5880 Hz (h98) :	0.00%	141.7°
5940 Hz (h99) :	0.00%	80.4°	5940 Hz (h99) :	0.00%	131.1°

6.3.2.4.4 Distorção com CNL+CL(MqI)

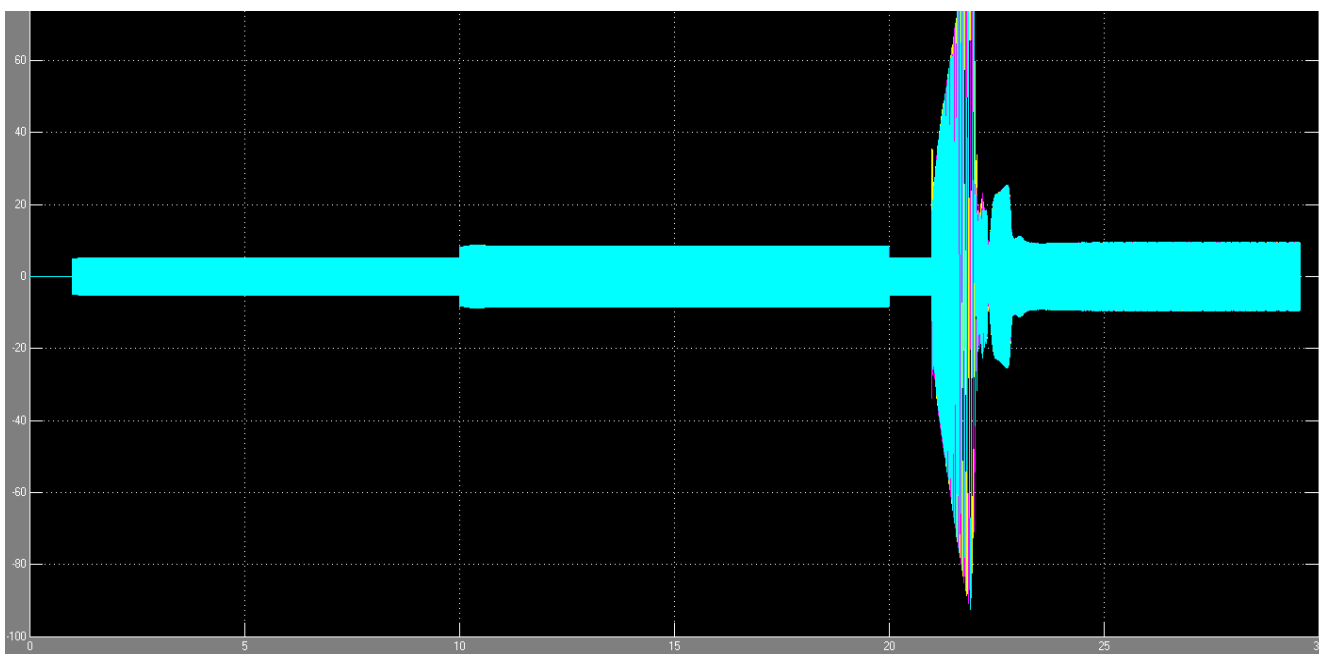
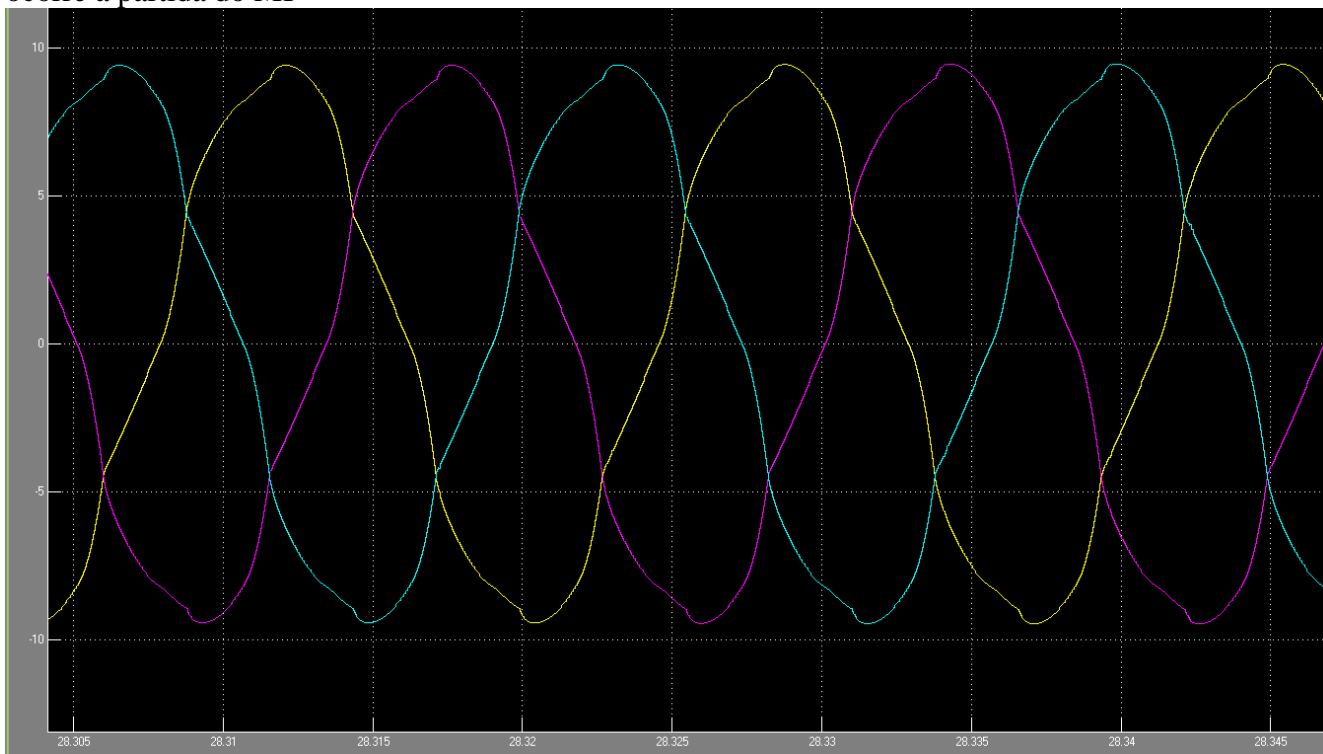


Figura 6.10- corrente em diversos momentos com diversas cargas. No 21º segundo ocorre a partida do MI



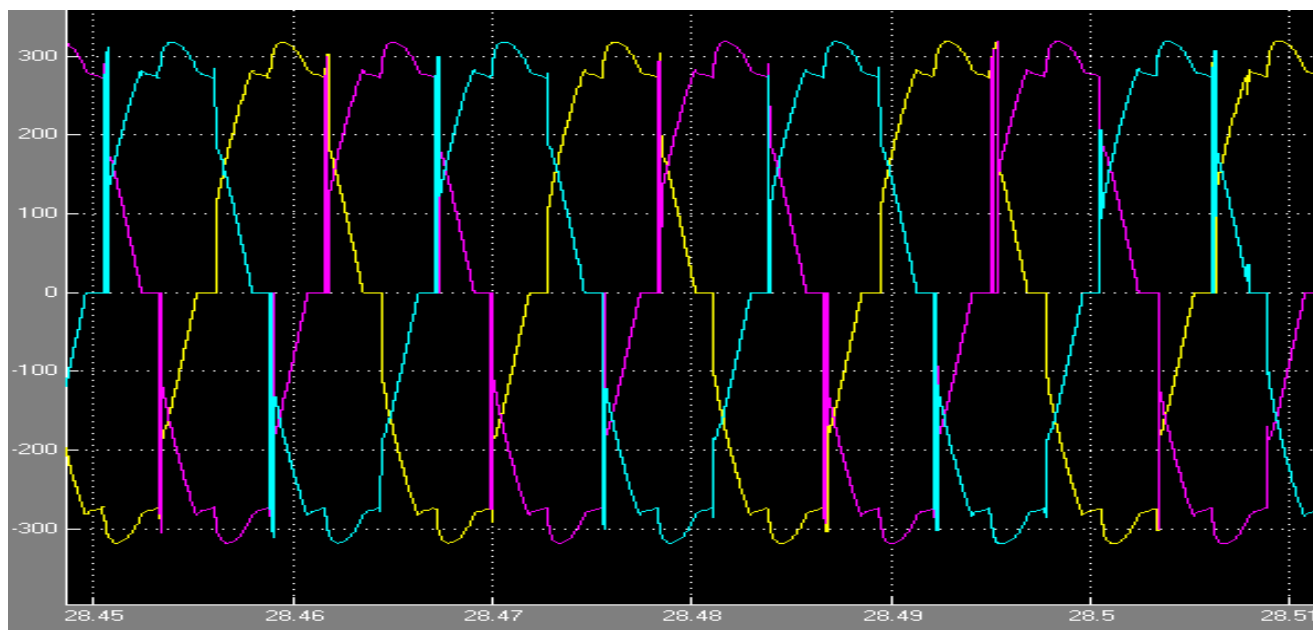


Figura 6.11: Corrente $c/DTH_I=7.93$ (superior) e tensão- $DTH_V=16,26\%$ c/carga mista:CNL+MI

Tabela 6.4: Distorsão de Corrente e Tensão com CNL +CL(MI) em $t=29$ segundos

Distorsão da corrente				Distorsão da tensão			
DC component	=	0.007968		DC component	=	0.8657	
Fundamental	=	9.362 peak (6.62 rms)		Fundamental	=	317.3 peak (224.4 rms)	
Total Harmonic Distortion (THD) = 7.93%				Total Harmonic Distortion (THD) = 16.26%			
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 15300.00 Hz (255t)				Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 15300.00 Hz (255t)			
0 Hz (DC):		0.09%	270.0°	0 Hz (DC):		0.27%	90.0°
60 Hz (Fnd):		100.00%	198.8°	60 Hz (Fnd):		100.00%	250.2°
120 Hz (h2):		0.07%	50.8°	120 Hz (h2):		0.67%	184.7°
180 Hz (h3):		0.04%	41.9°	180 Hz (h3):		0.68%	244.3°
240 Hz (h4):		0.03%	9.5°	240 Hz (h4):		0.76%	0.0°
300 Hz (h5):		6.93%	156.1°	300 Hz (h5):		6.24%	34.0°
360 Hz (h6):		0.03%	14.6°	360 Hz (h6):		0.61%	60.7°
420 Hz (h7):		2.99%	190.0°	420 Hz (h7):		3.35%	146.2°
480 Hz (h8):		0.01%	16.6°	480 Hz (h8):		0.56%	144.7°
540 Hz (h9):		0.02%	39.7°	540 Hz (h9):		0.67%	196.0°
600 Hz (h10):		0.01%	0.0°	600 Hz (h10):		0.84%	264.9°
660 Hz (h11):		1.99%	146.5°	660 Hz (h11):		4.19%	23.8°
720 Hz (h12):		0.02%	0.0°	720 Hz (h12):		0.66%	29.1°
780 Hz (h13):		1.04%	196.8°	780 Hz (h13):		2.15%	155.2°
840 Hz (h14):		0.01%	52.2°	840 Hz (h14):		0.48%	104.9°
900 Hz (h15):		0.01%	22.1°	900 Hz (h15):		0.66%	148.5°
960 Hz (h16):		0.01%	130.0°	960 Hz (h16):		0.91%	219.4°
1020 Hz (h17):		0.71%	122.0°	1020 Hz (h17):		2.52%	0.0°

1080 Hz (h18) :	0.01%	0.0°	1080 Hz (h18) :	0.75%	0.0°
1140 Hz (h19) :	0.35%	196.2°	1140 Hz (h19) :	1.25%	168.1°
1200 Hz (h20) :	0.02%	51.3°	1200 Hz (h20) :	0.42%	66.2°
1260 Hz (h21) :	0.01%	5.7°	1260 Hz (h21) :	0.66%	101.2°
1320 Hz (h22) :	0.01%	83.6°	1320 Hz (h22) :	0.96%	174.4°
1380 Hz (h23) :	0.35%	77.3°	1380 Hz (h23) :	1.78%	0.0°
1440 Hz (h24) :	0.01%	0.0°	1440 Hz (h24) :	0.85%	0.0°
1500 Hz (h25) :	0.12%	158.2°	1500 Hz (h25) :	0.78%	154.5°
1560 Hz (h26) :	0.02%	25.3°	1560 Hz (h26) :	0.38%	26.8°
1620 Hz (h27) :	0.01%	0.0°	1620 Hz (h27) :	0.68%	53.7°
1680 Hz (h28) :	0.01%	57.9°	1680 Hz (h28) :	0.99%	128.7°
1740 Hz (h29) :	0.25%	42.9°	1740 Hz (h29) :	1.65%	0.0°
1800 Hz (h30) :	0.00%	0.0°	1800 Hz (h30) :	0.92%	0.0°
1860 Hz (h31) :	0.11%	113.2°	1860 Hz (h31) :	0.87%	108.2°
1920 Hz (h32) :	0.01%	0.0°	1920 Hz (h32) :	0.34%	0.0°
1980 Hz (h33) :	0.01%	0.0°	1980 Hz (h33) :	0.69%	6.2°
2040 Hz (h34) :	0.02%	30.6°	2040 Hz (h34) :	1.00%	82.9°
2100 Hz (h35) :	0.16%	15.4°	2100 Hz (h35) :	1.42%	244.7°
2160 Hz (h36) :	0.00%	0.0°	2160 Hz (h36) :	0.95%	226.9°
2220 Hz (h37) :	0.10%	99.3°	2220 Hz (h37) :	1.11%	77.0°
2280 Hz (h38) :	0.01%	0.0°	2280 Hz (h38) :	0.32%	0.0°
2340 Hz (h39) :	0.00%	0.0°	2340 Hz (h39) :	0.71%	0.0°
2400 Hz (h40) :	0.02%	0.0°	2400 Hz (h40) :	1.00%	36.7°
2460 Hz (h41) :	0.10%	0.0°	2460 Hz (h41) :	1.23%	200.6°
2520 Hz (h42) :	0.00%	41.7°	2520 Hz (h42) :	0.94%	181.8°
2580 Hz (h43) :	0.06%	76.8°	2580 Hz (h43) :	1.08%	40.8°
2640 Hz (h44) :	0.01%	0.0°	2640 Hz (h44) :	0.30%	256.4°
2700 Hz (h45) :	0.00%	76.7°	2700 Hz (h45) :	0.71%	270.0°
2760 Hz (h46) :	0.01%	144.5°	2760 Hz (h46) :	0.96%	0.0°
2820 Hz (h47) :	0.09%	222.2°	2820 Hz (h47) :	1.21%	155.6°
2880 Hz (h48) :	0.01%	250.0°	2880 Hz (h48) :	0.87%	135.8°
2940 Hz (h49) :	0.03%	0.0°	2940 Hz (h49) :	1.05%	0.0°
3000 Hz (h50) :	0.02%	0.0°	3000 Hz (h50) :	0.30%	204.9°
3060 Hz (h51) :	0.02%	0.0°	3060 Hz (h51) :	0.70%	222.6°
3120 Hz (h52) :	0.02%	0.0°	3120 Hz (h52) :	0.91%	0.0°
3180 Hz (h53) :	0.08%	139.8°	3180 Hz (h53) :	1.13%	111.4°
3240 Hz (h54) :	0.00%	122.8°	3240 Hz (h54) :	0.77%	89.2°
3300 Hz (h55) :	0.04%	231.8°	3300 Hz (h55) :	1.11%	0.0°
3360 Hz (h56) :	0.02%	192.6°	3360 Hz (h56) :	0.31%	149.0°
3420 Hz (h57) :	0.02%	200.8°	3420 Hz (h57) :	0.69%	175.2°
3480 Hz (h58) :	0.01%	213.0°	3480 Hz (h58) :	0.84%	259.5°
3540 Hz (h59) :	0.08%	48.6°	3540 Hz (h59) :	1.04%	59.6°
3600 Hz (h60) :	0.00%	4.6°	3600 Hz (h60) :	0.63%	41.2°
3660 Hz (h61) :	0.04%	137.4°	3660 Hz (h61) :	1.02%	256.2°
3720 Hz (h62) :	0.01%	47.5°	3720 Hz (h62) :	0.35%	90.4°
3780 Hz (h63) :	0.01%	122.6°	3780 Hz (h63) :	0.67%	128.5°
3840 Hz (h64) :	0.01%	70.9°	3840 Hz (h64) :	0.76%	215.0°
3900 Hz (h65) :	0.07%	0.0°	3900 Hz (h65) :	1.04%	6.6°
3960 Hz (h66) :	0.01%	201.0°	3960 Hz (h66) :	0.44%	0.0°
4020 Hz (h67) :	0.03%	47.2°	4020 Hz (h67) :	0.93%	200.1°
4080 Hz (h68) :	0.01%	229.9°	4080 Hz (h68) :	0.43%	31.1°
4140 Hz (h69) :	0.01%	73.3°	4140 Hz (h69) :	0.64%	81.2°
4200 Hz (h70) :	0.00%	0.0°	4200 Hz (h70) :	0.67%	170.1°

4260 Hz (h71) :	0.04%	167.5°	4260 Hz (h71) :	1.00%	0.0°
4320 Hz (h72) :	0.01%	0.0°	4320 Hz (h72) :	0.24%	0.0°
4380 Hz (h73) :	0.03%	254.6°	4380 Hz (h73) :	0.90%	144.7°
4440 Hz (h74) :	0.01%	0.0°	4440 Hz (h74) :	0.53%	0.0°
4500 Hz (h75) :	0.01%	54.2°	4500 Hz (h75) :	0.60%	34.0°
4560 Hz (h76) :	0.01%	55.9°	4560 Hz (h76) :	0.58%	126.2°
4620 Hz (h77) :	0.03%	131.2°	4620 Hz (h77) :	1.00%	255.1°
4680 Hz (h78) :	0.00%	0.0°	4680 Hz (h78) :	0.11%	164.1°
4740 Hz (h79) :	0.02%	225.7°	4740 Hz (h79) :	0.82%	86.6°
4800 Hz (h80) :	0.01%	0.0°	4800 Hz (h80) :	0.66%	0.0°
4860 Hz (h81) :	0.01%	20.6°	4860 Hz (h81) :	0.56%	0.0°
4920 Hz (h82) :	0.01%	23.1°	4920 Hz (h82) :	0.48%	82.9°
4980 Hz (h83) :	0.03%	90.3°	4980 Hz (h83) :	1.07%	199.6°
5040 Hz (h84) :	0.00%	153.4°	5040 Hz (h84) :	0.31%	63.1°
5100 Hz (h85) :	0.02%	187.6°	5100 Hz (h85) :	0.83%	22.4°
5160 Hz (h86) :	0.01%	249.6°	5160 Hz (h86) :	0.80%	229.0°
5220 Hz (h87) :	0.01%	0.0°	5220 Hz (h87) :	0.49%	0.0°
5280 Hz (h88) :	0.01%	0.0°	5280 Hz (h88) :	0.39%	42.0°
5340 Hz (h89) :	0.03%	56.0°	5340 Hz (h89) :	1.12%	144.8°
5400 Hz (h90) :	0.00%	85.7°	5400 Hz (h90) :	0.57%	6.9°
5460 Hz (h91) :	0.01%	143.7°	5460 Hz (h91) :	0.91%	0.0°
5520 Hz (h92) :	0.01%	183.0°	5520 Hz (h92) :	0.96%	178.7°
5580 Hz (h93) :	0.01%	0.0°	5580 Hz (h93) :	0.42%	252.8°
5640 Hz (h94) :	0.00%	0.0°	5640 Hz (h94) :	0.31%	4.8°
5700 Hz (h95) :	0.03%	22.8°	5700 Hz (h95) :	1.23%	90.0°
5760 Hz (h96) :	0.00%	46.9°	5760 Hz (h96) :	0.82%	0.0°
5820 Hz (h97) :	0.01%	115.1°	5820 Hz (h97) :	0.99%	263.2°
5880 Hz (h98) :	0.01%	126.7°	5880 Hz (h98) :	1.11%	129.6°

A análise da tabela 6.5 - Resumo mostra que o acréscimo de carga linear à CNL constituído por Carga Resistiva resulta em acentuada redução nas harmônicas de corrente e tensão

Mostra também que o acréscimo de carga linear constituída por MqI à CNL que a distorção da corrente é fortemente reduzida relativamente à fundamental o que não ocorre com a tensão.

A manutenção das tabelas com harmônicas até a 98ª foi para evidenciar nas diversas simulações a influência da distorção de corrente mesmo para valores superiores a ordens determinadas por alguns Standards ou normas. Por exemplo, a IEEE 115 ou a NBR 5117 determinam o cálculo do TIF com harmônicas até a 50ª ordem.

A seguir mostra-se o resumo das simulações para se acentuar a importância das investigações de harmônicas de ordens superiores: não são significativas a partir da 25ª para cargas mistas (CNL com cargas resistivas), mas não podem ser desprezadas para cargas não lineares e mistas (CNL com MI)

Tabela 6.5- Resumo das simulações com CNL e Cargas Mistas.

	Carga não linear: Retif não controlado		Carga mista:CNL+ Carga Resistiva		Carga mista:CNL+MqI	
	Irms=5,34	Vrms=221V	Irms=6,21A	Vrms=228,2V	Irms=6,62 A	Vrms=225,7V
	DTHI=19,88%	DTHV=22,6%	DTHI=12,9%	DTHV=12,4%	DTHI=7,9%	DTHV=16,3%
5	18,28	15,38	11,4%	10,36%	9,96%	6,3%
7	6,83	9,78	4,72%	6,65%	4,18%	3,27%
11	2,98	5,11	2%	4,72%	2,90%	4,59%
13	1,44	3,59	1,19%	3,78%	1,49%	2,56%
17	1,36	3,32	0,43%	1,34%	1,08%	2,98%
19	0,79	2,95	0,27%	1,14%	0,53%	1,89%
23	0,63	1,7	0,3	1,15	0,51%	2,24%
25	0,42	1,7	0,21	0,9	0,18%	1,35%
29	0,43	1,2	0,14	0,69	0,35%	2,00%
31	0,31	1,5	0,12	0,62	0,15%	1,44%
35					0,22%	1,61%
37					0,13%	1,43%
41					0,14%	1,31%
43					0,18%	1,17%

6.4 ANÁLISE DOS RESULTADOS DOS TESTES DE LABORATÓRIO

A seguir relatam-se os resultados de medições efetuadas no laboratório de máquinas elétricas da Universidade Santa Cecília.

O gerador utilizado nos testes de laboratório possui características iguais aos utilizados nas simulações e constantes na figura 6.4. Ou seja:

Tabela 6.6- Parâmetros de gerador do laboratório

Parâmetro	x_d	x'_d	x''_d	x_q	x'_q	x''_q	T_{d0}	T''_{d0}	T''_{q0}
Valor- pu	1,0	0,23	0,16	0,5	0,14	0,12	4,4849	0,0681	0,1

6.4.1) Esquema utilizado e cargas

A CNL é constituída por uma ponte retificadora e uma carga resistiva monofásica ajustável com potência correspondente.

Utilizou-se uma carga resistiva trifásica para proporcionar carga mista como efetuado na simulação entre o décimo e o vigésimo segundo.

Para proporcionar carga indutiva igual à simulação entre o 20 e 30 segundo utilizou-se um MI igual ao da simulação e com características iguais às mostrada na figura 6.4

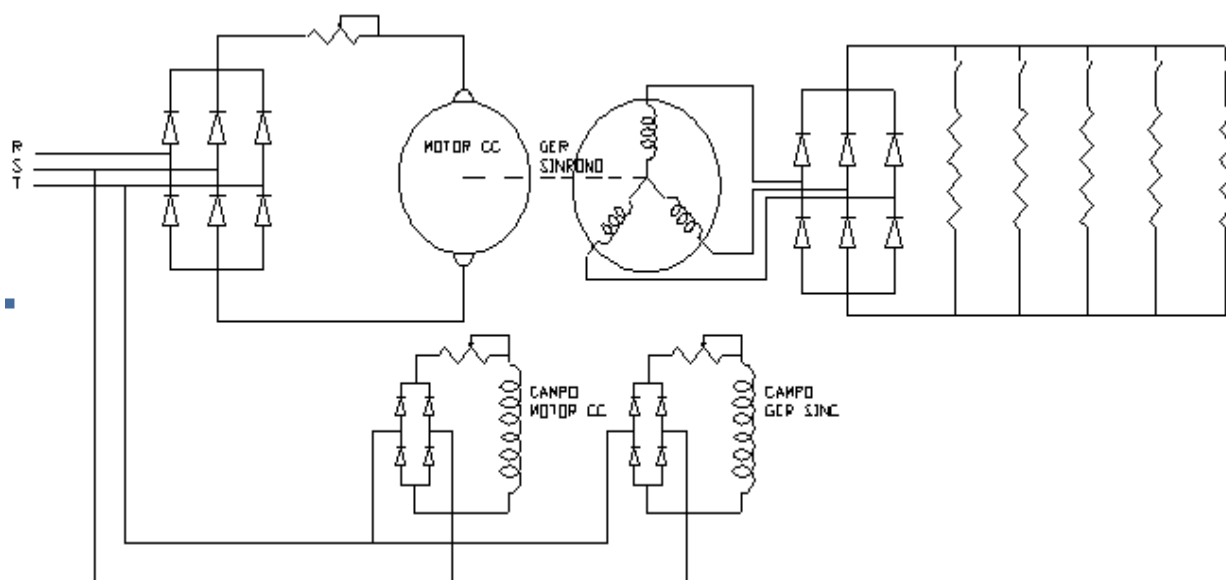


Figura 6.12- Esquema utilizado no Laboratório da UNISANTA: determinar as harmônicas com CNL e mistas

6.4.2 Resultados experimentais e comparação com as simulações

6.4.2.1) Resultados do teste com CNL: Gerador Síncrono com carga não linear (retificador trifásico alimentando carga resistiva pura):

Tabela 6.7- Comparação do teste de laboratório com as simulações com CNL e Cargas Mistas.

		Tensão(V)	DTH _I (%)	DTH _V (%)
Vazio	Experimental	220	-	1,0%
	Simulação	230	-	0,25
Carga linear -5,3 A	Experimental	220	1,0	1,0
	Simulação	230	0,4	0,4
Carga:60% -3,4 A(exper.)	Experimental	220	20,3%	14,7%
Carga de 69%-3,71 A (sim.)	Simulação	225	22,73%	16,73%
Carga de 100%-5,3 A	Experimental	220	18,4%	18,8%
	Simulação	225	19,98%	20,45%

A comparação com a simulação-tabela 6.2 mostra que o valor da simulação DTHI=22,73% e DTHV=16,73% com 60% de carga respectivamente é superior ao do teste. A possível explicação: o medidor Fluke utilizado consegue medir apenas até a 21ª harmônica. Observar que a distorção até a 21ª na Tabela 6.2: resulta em 13,7% % valor muito próximo ao resultado experimental.

A comparação para 100% de carga entre a simulação mostrada na tabela 6.3 e o resultado experimental mostrado na tabela 6.7 mostra também grande similaridade nos resultados. A tabela 6.8 mostra os resultados da distorção por harmônicas

Tabela 6.8- Resultado dos testes por harmônicas

Harmônicas	• 60% de carga		• 100% de carga	
	Corrente %	Tensão %	Corrente %	Tensão %
Fundamental	20,3	14,7	18,1	18,8
3	0,3	0,5	0,4	0,7
5	17,6	9,0	16,7	13,1
7	5,4	5,0	5,7	7,1

9	0,0	0,4	0,0	0,7
11	1,6	5,8	1,4	7,0
13	0,8	5,8	0,8	7,1
15	0,0	0,8	0,0	1,3
17	3,7	5,2	1,7	4,1
19	2,7	5,6	1,1	2,7
21	0,6	0,3	0,3	0,3

6.5 SIMULAÇÕES COM HARMÔNICAS INDIVIDUAIS

Estas simulações serão efetuadas em qd0

O objetivo é verificar a resposta da tensão para cada harmônica aplicada individualmente. A carga utilizada é uma fonte de corrente na qual se pode selecionar a fundamental e qualquer harmônica que se deseje. A amplitude da fundamental e da harmônica sempre é a mesma sendo a ordem a única variável. A figura 6.13 mostra o circuito utilizado para esta simulação.

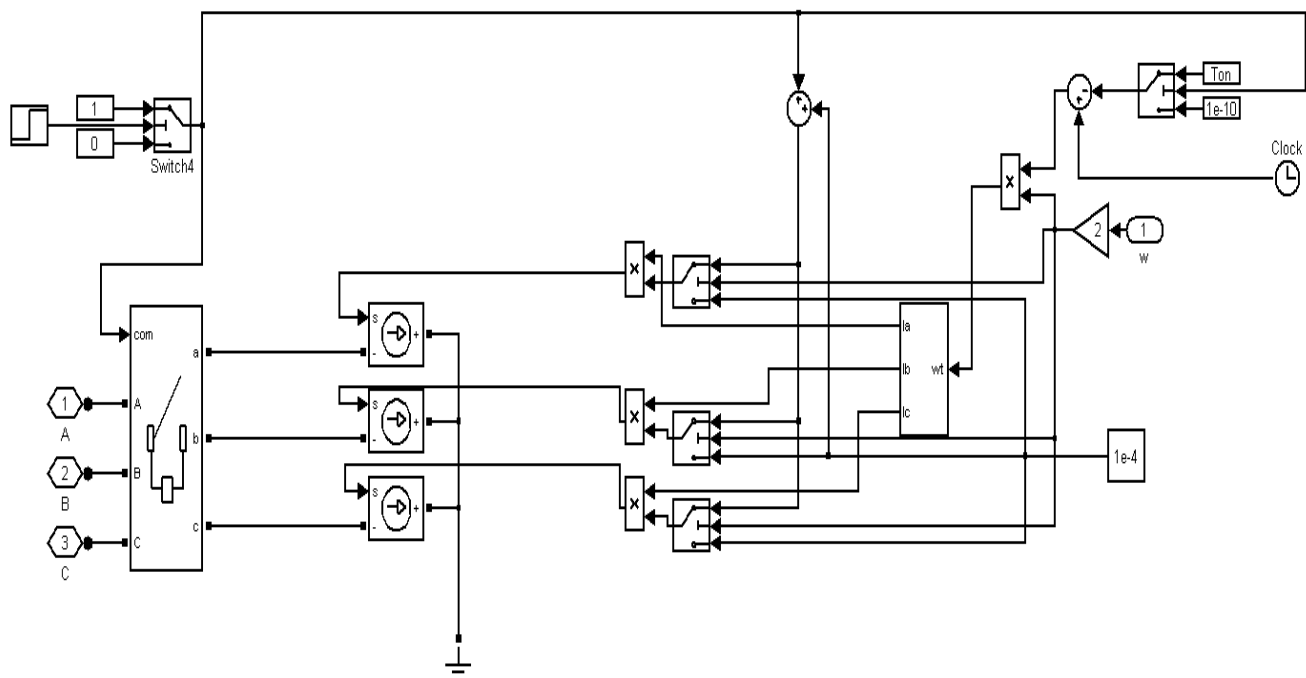


Figura 6.13- Fonte de harmônicas

6.5.1) Aplicação da 5ª harmônica

Nesta simulação a carga foi aplicada em 1 s; a fundamental é igual à nominal e a 5ª é 50% da fundamental. Uma estimativa previa pode ser efetuada utilizando a reatância subtransitória média de x''_d e x''_q $((0,16 + 0,14)/2=0,15)$. A figura 6.14 mostra as harmônicas de corrente e tensão para a 5ª

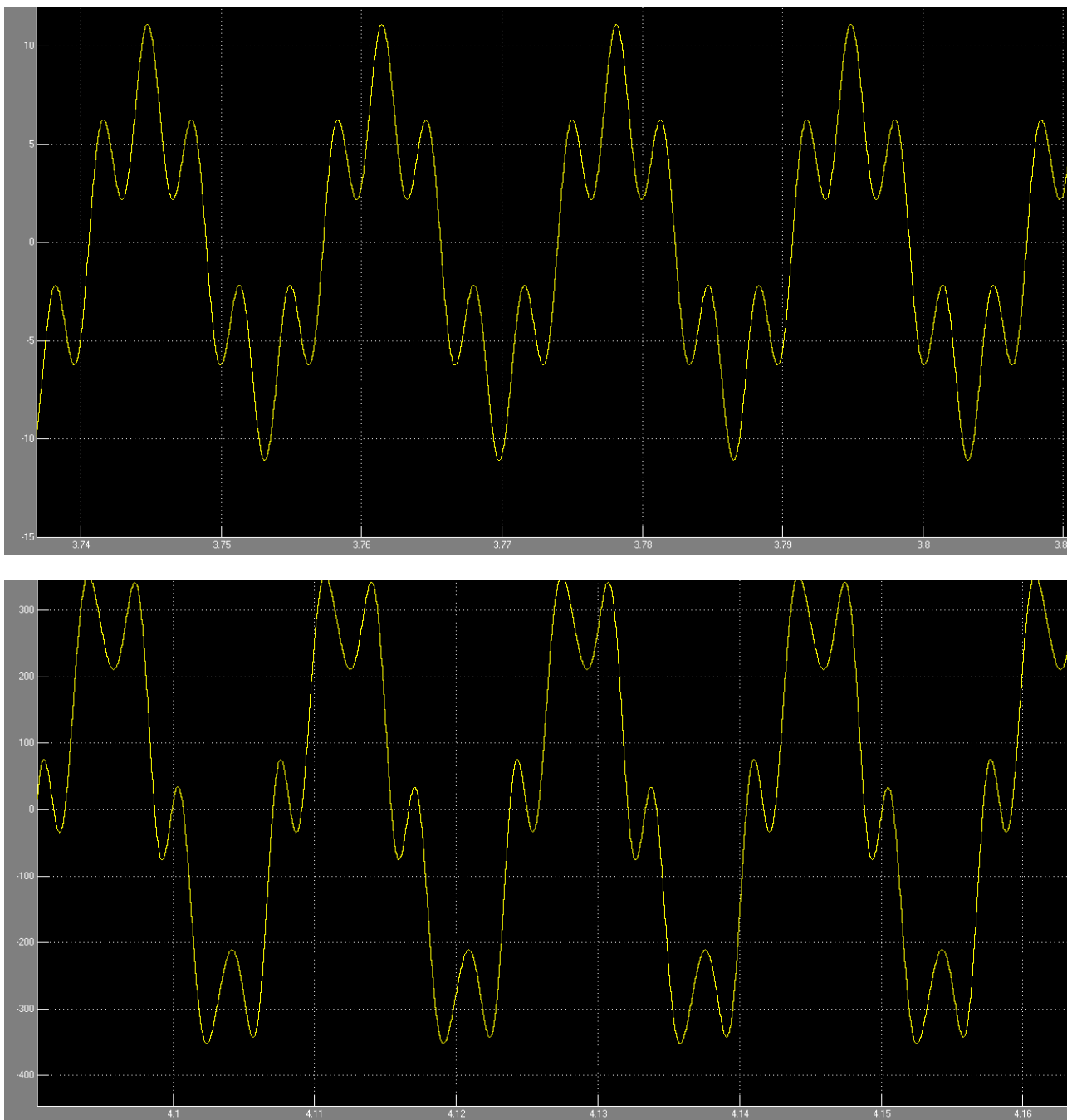


Figura 6.14: Harmônicas de corrente (superior) e tensão -5ªh

O valor esperado é $E_{5^a} \% = 0,15 * 5 * 0,5 = 0,375$ ou 37,5%.

O resultado da simulação após a estabilização é de 37,07%. A Tabela 6.4 apresenta os resultados da simulação. Nota-se o aparecimento de distorção de 8,06 na 7ªh da tensão.

Tabela 6.9 - Simulação com a 5ª harmônica de corrente 50% aplicada ao gerador.

Harmônicas de corrente				Harmônicas de tensão		
Fundamental = 7.406 peak (5.237 rms)				Fundamental = 302.7 peak (214 rms)		
Total Harmonic Distortion (THD) = 50.13%				Total Harmonic Distortion (THD) = 37.07%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 15300.00 Hz (255th)				Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 15300.00 Hz (255th)		
0 Hz (DC):	0.04%	270.0°	0 Hz (DC):	0.03%	90.0°	
60 Hz (Fnd):	100.00%	177.8°	60 Hz (Fnd):	100.00%	181.9°	
120 Hz (h2):	0.23%	195.8°	120 Hz (h2):	0.45%	174.8°	
180 Hz (h3):	0.10%	0.0°	180 Hz (h3):	0.40%	171.4°	
240 Hz (h4):	0.47%	0.0°	240 Hz (h4):	0.60%	169.8°	
300 Hz (h5):	50.12%	169.1°	300 Hz (h5):	36.17%	0.0°	
360 Hz (h6):	0.79%	172.6°	360 Hz (h6):	0.30%	0.0°	
420 Hz (h7):	0.45%	174.8°	420 Hz (h7):	8.06%	5.6°	
480 Hz (h8):	0.33%	176.4°	480 Hz (h8):	0.27%	0.0°	
540 Hz (h9):	0.27%	177.6°	540 Hz (h9):	0.17%	0.0°	
600 Hz (h10):	0.22%	178.6°	600 Hz (h10):	0.13%	0.0°	
660 Hz (h11):	0.20%	179.4°	660 Hz (h11):	0.10%	0.0°	
720 Hz (h12):	0.17%	180.2°	720 Hz (h12):	0.09%	0.0°	
780 Hz (h13):	0.16%	180.9°	780 Hz (h13):	0.07%	0.0°	
840 Hz (h14):	0.14%	181.5°	840 Hz (h14):	0.07%	0.0°	
900 Hz (h15):	0.13%	182.1°	900 Hz (h15):	0.06%	0.5°	
960 Hz (h16):	0.12%	182.7°	960 Hz (h16):	0.05%	1.1°	

6.5.2) Aplicação da 7ª harmônica.

Nesta simulação a carga foi aplicada em 1 s e a 7ª é 50% da fundamental. As figuras 6.15 mostram as harmônicas de corrente e tensão. Não foi possível estabilizá-la. Em termos práticos é usual ocorrer forte instabilidade para níveis elevados de harmônicas de corrente.

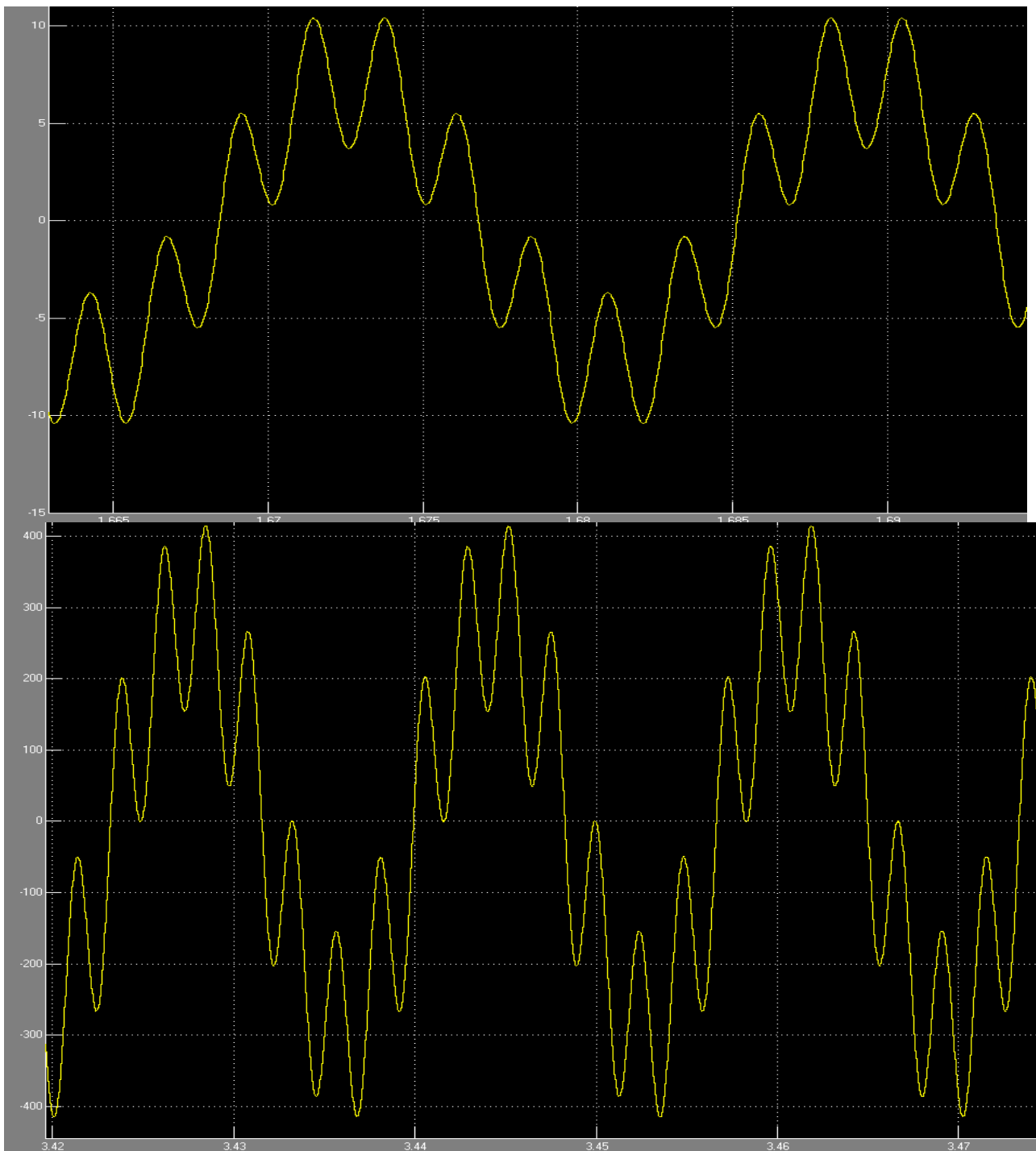


Figura 6.15: Harmônicas de corrente e tensão -7^ah

O valor esperado caso não ocorrer-se qualquer alteração na tensão é $E_5 = 0,15 \cdot 7,0,5 = 0,525$ ou 52,5%. O resultado da simulação após a estabilização é de 52,05%. Nota-se o aparecimento da 5ªh.

Tabela 6.10 Aplicação de 7ª h da corrente

Fundamental = 288.9 peak (204.3 rms)			
Total Harmonic Distortion (THD) = 52.05%			
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 15300.00 Hz (255th)			
0 Hz	(DC) :	0.11%	90.0°
60 Hz	(Fnd) :	100.00%	181.2°
120 Hz	(h2) :	0.36%	140.0°
180 Hz	(h3) :	0.28%	106.2°
240 Hz	(h4) :	0.35%	78.3°
300 Hz	(h5) :	5.30%	205.8°
360 Hz	(h6) :	0.86%	61.5°
420 Hz	(h7) :	51.75%	230.2°
480 Hz	(h8) :	1.00%	223.5°
540 Hz	(h9) :	0.54%	218.7°
600 Hz	(h10) :	0.37%	215.2°
660 Hz	(h11) :	0.29%	212.7°
720 Hz	(h12) :	0.24%	210.3°
780 Hz	(h13) :	0.21%	208.5°
840 Hz	(h14) :	0.18%	207.1°
900 Hz	(h15) :	0.16%	206.0°
960 Hz	(h16) :	0.15%	204.9°
1020 Hz	(h17) :	0.14%	204.1°
1080 Hz	(h18) :	0.13%	203.4°
1140 Hz	(h19) :	0.12%	202.8°

6.5.3) Aplicação da 11ª harmônica

Nesta simulação a carga foi aplicada em 1 s e a 7ª é 50% da fundamental. As figuras 6.16 mostram as harmônicas de corrente e tensão. Não foi possível estabilizá-la. Em termos práticos é usual ocorrer forte instabilidade para níveis elevados de harmônicas de corrente.

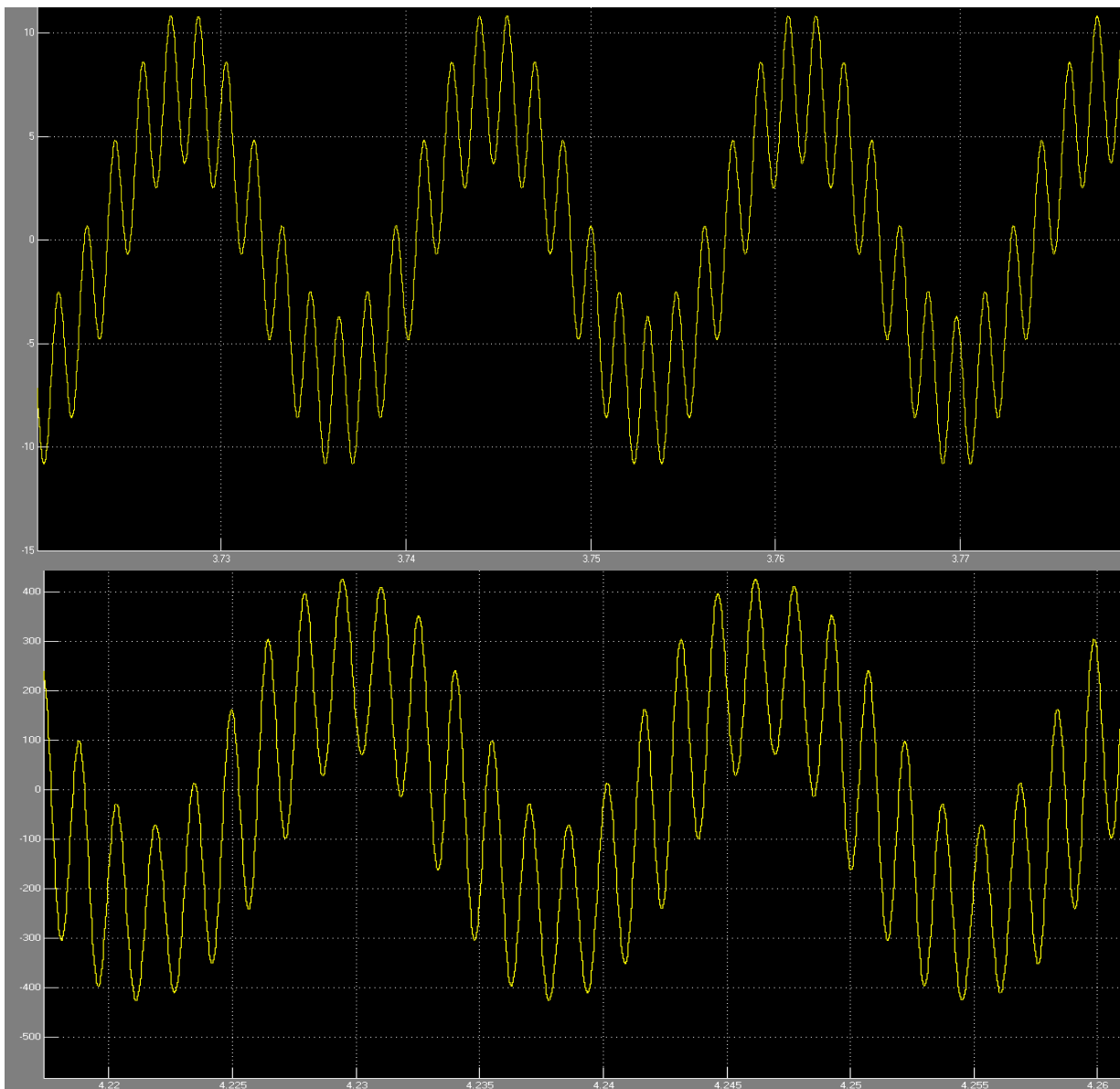


Figura 6.16: Harmônicas de corrente e tensão -11^ah

O valor esperado caso não ocorresse qualquer alteração na tensão é $E_5 = 0,15 \cdot 11 \cdot 0,5 = 0,825$ ou 82,5%. O resultado da simulação após a estabilização é de 84,0%. O afastamento do valor esperado ocorreu em função da queda no valor rms da fundamental.

Tabela 6.11-Aplicação da 11ª da corrente com valor de 50% da fundamental resulta em 84% na tensão.

Distorção de corrente			Distorção de tensão		
Fundamental = 7.407 peak (5.238 rms)			Fundamental = 249.1 peak (176.2 rms)		
Total Harmonic Distortion (THD) = 49.89%			Total Harmonic Distortion (THD) = 84.00%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 15300.00 Hz (255th)			Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 15300.00 Hz (255th)		
0 Hz (DC):	0.17%	90.0°	0 Hz (DC):	0.24%	270.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	189.0°	60 Hz (Fnd):	100.00%	177.5°
120 Hz (h2):	0.43%	146.0°	120 Hz (h2):	0.59%	231.0°
180 Hz (h3):	0.34%	127.9°	180 Hz (h3):	0.55%	243.3°
240 Hz (h4):	0.33%	118.6°	240 Hz (h4):	0.56%	248.0°
300 Hz (h5):	0.35%	112.9°	300 Hz (h5):	0.61%	250.0°
360 Hz (h6):	0.39%	109.2°	360 Hz (h6):	0.68%	250.8°
420 Hz (h7):	0.45%	106.5°	420 Hz (h7):	0.80%	251.0°
480 Hz (h8):	0.57%	104.6°	480 Hz (h8):	1.01%	250.9°
540 Hz (h9):	0.81%	103.0°	540 Hz (h9):	1.43%	250.6°
600 Hz (h10):	1.56%	101.8°	600 Hz (h10):	2.72%	250.3°
660 Hz (h11):	49.82%	0.0°	660 Hz (h11):	82.77%	70.5°
720 Hz (h12):	1.34%	0.0°	720 Hz (h12):	1.82%	73.3°
780 Hz (h13):	0.65%	0.0°	780 Hz (h13):	13.63%	54.9°
840 Hz (h14):	0.42%	0.0°	840 Hz (h14):	1.11%	62.5°
900 Hz (h15):	0.30%	0.0°	900 Hz (h15):	0.72%	62.9°
960 Hz (h16):	0.23%	0.0°	960 Hz (h16):	0.54%	62.5°
1020 Hz (h17):	0.19%	0.0°	1020 Hz (h17):	0.43%	61.9°
1080 Hz (h18):	0.15%	0.0°	1080 Hz (h18):	0.36%	61.2°
1140 Hz (h19):	0.13%	0.0°	1140 Hz (h19):	0.30%	60.5°

A 11ª h de corrente provoca 82,73% na 11ª de tensão e 13,63% na 13ª

6.5.4) Aplicação da 13ª harmônica

Tabela 6.12 - Distorção da Tensão para corrente com 50% na 13ª h

Total Harmonic Distortion (THD) = 92.25%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 15300.00 Hz (255th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.03%	90.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	241.8°
120 Hz (h2):	0.58%	251.1°
180 Hz (h3):	0.48%	254.5°
240 Hz (h4):	0.47%	255.3°
300 Hz (h5):	0.49%	255.3°
360 Hz (h6):	0.52%	254.8°
420 Hz (h7):	0.57%	253.9°
480 Hz (h8):	0.64%	252.7°
540 Hz (h9):	0.74%	250.9°
600 Hz (h10):	0.85%	247.3°
660 Hz (h11):	12.00%	267.1°
720 Hz (h12):	3.60%	252.8°
780 Hz (h13):	91.31%	70.4°
840 Hz (h14):	2.86%	68.8°
900 Hz (h15):	1.40%	67.6°
960 Hz (h16):	0.91%	66.3°
1020 Hz (h17):	0.66%	65.2°
1080 Hz (h18):	0.52%	64.2°
1140 Hz (h19):	0.43%	63.1°
1200 Hz (h20):	0.36%	62.2°

A 13ª h de corrente com valor de 50% da fundamental provoca 91,31% na 13ª de tensão e 12,00% na 11ª

Conclui-se pela observação das tabelas 6.5 a 6.7 que para a mesma amplitude da harmônica da corrente a distorção de tensão aumenta proporcionalmente ao aumento da ordem

Portanto se a quinta harmônica resulta em $THD_V = 37\%$ o valor de THD_V para a 11ª resultará em 82,5%. O Matlab respondeu com 84% ou seja um afastamento de 1,8% do valor calculado

A lei de Faraday-Lenz explica o resultado: sendo a tensão consequência da variação do fluxo e sendo este criado pela corrente que circula na bobina em análise através da auto indutância ou criado pela correntes nas outras bobinas situadas no mesmo universo magnético através das mútuas indutâncias conforme a expressão

$$V_i = \frac{d\Lambda}{dt} = L_{ii} \frac{di_i}{dt} + i_i \frac{dL_{ii}}{dt} + L_{ii} \frac{di_i}{dt} + i_i \frac{dL_{ii}}{dt}$$

A análise contempla apenas o resultado na tensão quando existem harmônicas temporais. Portanto para a harmônica de ordem h pode-se escrever:

$$V_{ih} = \frac{d\Lambda_h}{dt} = L_{ii} \frac{di_{ih}}{dt} + L_{ii} \frac{di_{ih}}{dt} \text{ sendo } i_{ih} = I_{max} i_h \sin(h\omega t - hf)$$

Ao derivar a corrente harmônica h o valor de ωh multiplicara L_{ii} e L_{ij} o que explica a grande amplificação da distorção da tensão em harmônicos de ordem elevada

Um segundo aspecto deve ser evidenciado: As harmônicas provocadas pelos sistemas de retificação são ímpares. As harmônicas de terceira ordem e múltiplas são inexistentes entre linhas. Portanto as harmônicas serão as seguintes duplas: 5ª e 7ª; 11ª e 13ª; 17ª e 19ª ; 23ª e 25ª; 29ª e 31ª e assim por diante. As harmônicas que aparecem em primeiro lugar na dupla são de sequência negativa e as outras de sequência positiva.

As harmônicas de sequência negativa giram no sentido inverso do rotor e, portanto provocam uma harmônica nos enrolamentos rotóricos $h+1$, ou seja, $5+1=6$; $11+1=12$ e assim por diante. Assim os enrolamentos rotóricos terão fluxos de ordem para $h+1$ superpostos aos fluxos conhecidos : no enrolamento f ao fluxo provocado pela corrente i_f se adiciona o fluxo de ordem $h+1$. Nos enrolamentos kd e kq igualmente haverá a adição dos fluxos $h+1$. Nas tabelas 6.4 a 6.7 encontram-se os resultados das simulações:

Resumo:

A 5^ah da corrente provoca THD_V igual a 37% sendo 36,16% na 5^ah tensão e 8,06% na 7^ah

A 7^a h de corrente provoca THD_V igual a 52,05% sendo 51,75% na 7^a de tensão e 5,3% na 5^a

A 11^a h de corrente provoca THD_V igual a 84% sendo 82,73% na 11^a de tensão e 13,63% na 13^a

A 13^a h de corrente provoca THD_V igual a 92,25% sendo 91,31% na 13^a de tensão e 12% na 11^a

Obs.: a simulação com saturação não apresentou diferenças apreciáveis

6.2.4) Simulações com 50% de harmônicas sendo:

5^a =38,72%; 7^a =24,5%; 11^a = 17,32 e 13^a=10,00%

6.6 A INFLUÊNCIA DAS REATÂNCIAS SUBTRANSITÓRIAS NA DISTORÇÃO

O objetivo deste item é identificar uma solução para situações que apresentem grande quantidade de harmônicas somente alterando os parâmetros do gerador.

As tabelas 6.5 e 6.6 convalidam o modelo para simular as harmônicas. Portanto os resultados da simulação serão aceitos como válidos.

As simulações apresentadas a seguir mostram o comportamento do sistema GS alimentando CNL variando as reatâncias subtransientes do gerador para a mesma CNL. Os resultados permitem concluir que o efeito de mitigação é proporcional à redução das reatâncias subtransitórias.

Um caso concreto elucidada a preocupação do engenheiro de projetos: Imagine-se um Data Center a ser alimentada por uma Usina Geradora própria com UPS com potência total de S1 KVA e ar condicionado de S2 KVA; os chillers elétricos e fancoils do sistema de ar condicionado são também acionados por Inversores com elevados níveis de distorção. As Cargas Lineares não são significativas. Trata-se, portanto de selecionar a Usina Geradora própria a qual deve atender varias situações diferentes como:

- Trabalho em emergência quando a Rede Comercial não esta presente
- Trabalho em horário de ponta substituindo a rede Comercial
- Trabalho em Peak Shaving para reduzir o consumo da Rede Comercial

Os dois primeiros são denominados trabalho em ilha e neste caso não haverá o efeito mitigador da Rede Comercial. É esta situação que provoca maior preocupação no dimensionamento da Usina.

A solução usual é superdimensionar a central para que as cargas não ultrapassem entre 50% a 60% do valor nominal do(s) gerador (es).

Esta solução implica na elevação do investimento inicial aumentando o tempo de retorno do investimento também denominado *payback*. Há outra grave inconveniência que frequentemente ocorre quando as cargas são menores que 40%: Os motores diesel ou a gás bem como as turbinas não podem trabalhar em longos períodos com cargas menores que 30-40%. Entretanto o perfil de cargas de quase todos os usuários impõe grande variabilidade das mesmas.

Em consequência o sobre dimensionamento da Usina não deve ser exagerado. A melhor solução implica em selecionar o gerador síncrono com reduzidas reatâncias subtransitórias. A ABNT NBR 14664-“Grupos Geradores Especiais para Telecomunicações estabelece reatância subtransitória menor ou igual a 12%¹[54]. Este valor foi uma solução de compromisso entre os fabricantes e usuários adotado no início da década 70 em função da expansão do Sistema Brasileiro de Telecomunicações que demandava retificação controlada em 48 ou 60V_{CC} o que gerava grande distorção. Na ocasião os recursos de projeto dificultavam reatâncias subtransitória de menor valor. Atualmente não é difícil selecionar geradores síncronos com reatâncias subtransitórias menor que 10%. Desta forma é possível otimizar o dimensionamento da Usina garantido ao mesmo tempo uma boa performance na presença de harmônicas temporais.

Relacionar o DHT_V com as reatâncias subtransitórias para determinado valor de DHT_I permitirá selecionar o GS desde que se conheça o DHT_I e se estabeleça o limite do DHT_V .

As simulações efetuadas com gerador de 52,5 kVA/ 460V/66A com os dados conforme figura 6.17 comprovam a proporcionalidade entre o DHT_V e X''_d/X''_q .

¹ Considerando que a maior parte dos Geradores para este tipo de aplicação é de pólos salientes as normas deveriam também estabelecer limite para a reatância subtransitória no eixo em quadratura.

A carga aplicada de 60 A corresponde a 91% da nominal e possui harmônicas de amplitude de 64% da fundamental. O ângulo inicial é igual ao da fundamental. A tabela 6.11 mostra as harmônicas utilizadas na simulação.

O valor de 64% de DHTI é o valor usual em Data Center e outros consumidores semelhantes.

6.6.1)Dados do gerador

Block Parameters: Synchronous Machine pu Standard

Synchronous Machine (mask) (link)
 Implements a 3-phase synchronous machine modelled in the dq rotor reference frame. Stator windings are connected in wye to an internal neutral point.
 Use this block if you want to specify per unit standard parameters.

Parameters

Preset model: 16: 60Hz 460V 52.5kVA 1800RPM

Mechanical input: Mechanical power Pm

Show detailed parameters

Rotor type: Salient-pole

Nom. power, L-L volt. and freq. [Pn(VA) Vn(Vrms) fn(Hz)]:
 [5.25e+004 460 60]

Reactances [Xd Xd' Xd'' Xq Xq'' XI] (pu):
 [2.6 0.19 0.13 1.2 0.12 0.09]

d axis time constants: Short-circuit

q axis time constant(s): Short-circuit

Time constants [Td' Td'' Tq''] (s):
 [0.025 0.006 0.006]

Stator resistance Rs (pu):
 0.003

Coeff. of inertia, friction factor and pole pairs [H(s) F(pu) p()]:
 [0.1349 0.02098 2]

Init. cond. [dw(%) th(deg) ia,ib,ic(pu) pha,phb,phc(deg) Vf(pu)]:
 [-99.99 0 0 0 0 0 0 0 0]

Figura 6.17: Dados do GS utilizado na simulação inicial após a qual outras foram efetuadas alterando-se as transitórias

6.6.2) Resultados

6.6.2.1) Simulações em qd0 aplicando-se correntes conforme tabela 6.13:

Tabela 6.13: correntes não lineares aplicada

	I_{TOTAL}	I_1^a	I_5^a	I_7^a	I_{11}^a
Corrente	60A	50 A	30 A	10 A	6 A
DHT ₁	64%	100%	60%	20%	12%

As distorções de tensão resultam valores conforme tabela 6.14:

Tabela 6.14: tensões distorcidas resultantes

Param.		x''_d	x''_q	x_l	x''_d	x''_q	x_l	x''_d	x''_q	x_l	x''_d	x''_q	x_l
Valor		19%	19%	14%	17%	17%	12%	15%	15%	10%	13%	12%	9%
	DHT _I	DHT _V			DHT _V			DHT _V			DHT _V		
TOTAL	64%	36,6%			32,12%			27%			23,82%		
5 ^a	60%	30,8%			27,03%			23,5%			20,03%		
7 ^a	20%	14,4%			12,61%			11%			9,35%		
11 ^a	12%	13,5%			11,86%			10,3%			8,8%		

Param.		x''_d	x''_q	x_l	x''_d	x''_q	x_l	x''_d	x''_q	x_l	x''_d	x''_q	x_l
Valor		9%	9%	5%	7%	7%	2%	5%	5%	2%	3%	3%	1,5%
	DHT _I	DHT _V			DHT _V			DHT _V					
TOTAL	64%	17%			13,29%			9,52%			5,82		
5 ^a	60%	14,33%			11,09%			7,90%			4,76		
7 ^a	20%	6,93%			5,44%			3,98%			2,54		
11 ^a	12%	6,28%			4,86%			3,47%			2,09		

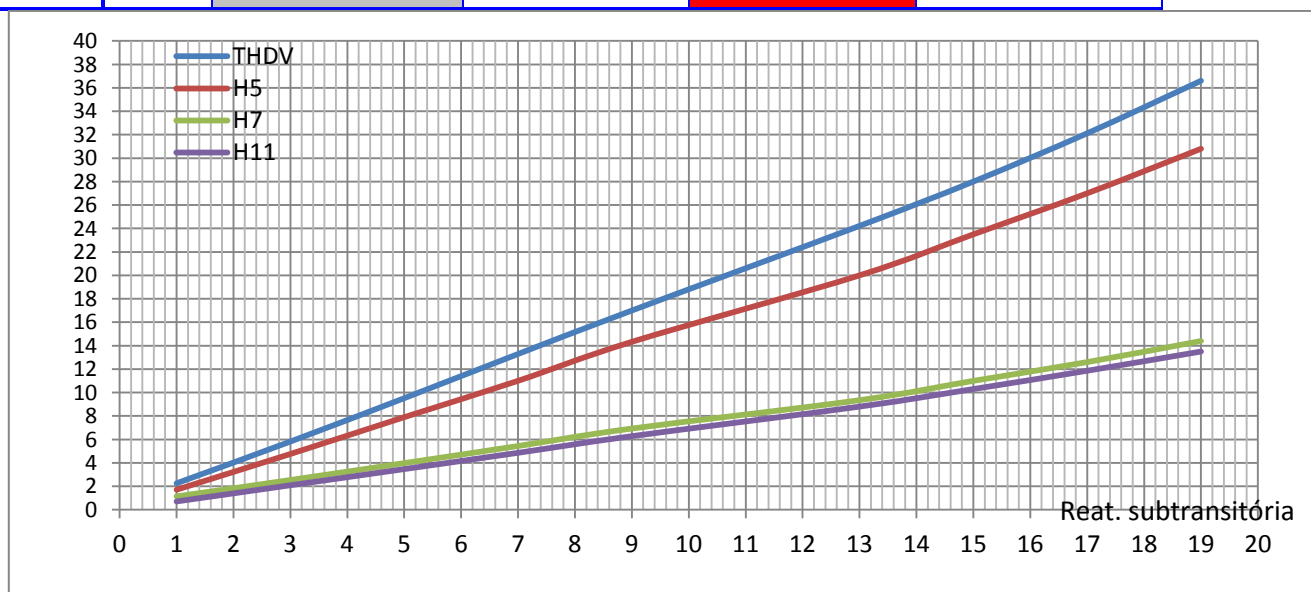


Figura 6.18-Gráfico mostrando a relação entre a reatância subtransitória no eixo direto e a distorção

6.7 CONTRIBUIÇÕES DESTA TESE

Desde o final da década de 60 os problemas de harmônicas têm agravado o comportamento dos geradores, principalmente quando os mesmos trabalham desconectados da rede comercial denominado trabalho em ilha.

O contato permanente com os escritórios de engenharia, a análise de centenas de especificações de Usinas Geradoras, a instalação de dezenas ou centenas de equipamentos de geração para os mais diferentes tipos de usuários cujas cargas não lineares tendem a instabilizar o sistema constituíram-se em forte estímulo para identificar as soluções mais simples e seguras.

Esta tese evidencia aspectos pouco tratados na literatura e proporciona descobertas de grande significado como relatado a seguir.

6.7.1 Identificação da composição das harmônicas com a fundamental

A definição da distorção total aceita universalmente é a efetuada pela IEEE 519:

Relação da raiz quadrada da soma dos quadrados (root-sum-square) de todas as harmônicas com a fundamental. O THD_V , para voltagem é expresso pela equação (2.3) e a seguir repetida:

$$THD_V = \sqrt{(E_3^2 + E_5^2 + E_7^2 + \dots + E_h^2)} / E_1$$

Sendo h ímpar.

Ao desconsiderar o ângulo inicial da harmônica, a expressão pode fornecer o mesmo valor de THD_V para harmônicas com ângulos iniciais diferentes. Assim a forma de onda resultante da soma de todas harmônicas com a fundamental será diferente para cada caso.

Conforme mostrado no Capítulo 5-Figuras 5.3, 5.7 e 5.8 na hipótese de uma ou mais harmônicas adicionadas á fundamental provocarem um ou mais cruzamentos do eixo das abscissas ocorrerá o surgimento de subfrequências. O sistema de monitoração detecta e desliga a Usina reduzindo a confiabilidade do fornecimento de energia.

O engenheiro integrador do sistema de geração deve estar atento não apenas ao valor do THD_V , mas também a forma final da onda resultante.

Não se encontrou na literatura específica ou nas Normas ou Standards concernentes ao tema, qualquer citação da diferença acima mencionada. Por isso deve-se criar métrica que poderia denominar-se ‘qualidade da distorção’ e que deveria adicionar ao THD indicação que mostrasse o surgimento de alguma subfrequência.

Em testes efetuados no Aeroporto de Congonhas no hangar da TAM durante o comissionamento de Usina Geradora de 1.5 MVA, o surgimento de terceira harmônica nos TP's de medição provocada por ressonância dos mesmos impedia o paralelismo da Usina com a Rede Comercial. A substituição por outros TP's com menor grau de saturação eliminou a

ressonância e, portanto a terceira harmônica e solucionou o problema. A figura 6.19 mostra o Unifilar da Usina. Os TP's que apresentaram ressonância e que foram substituídos são os indicados em 8 e 8'.

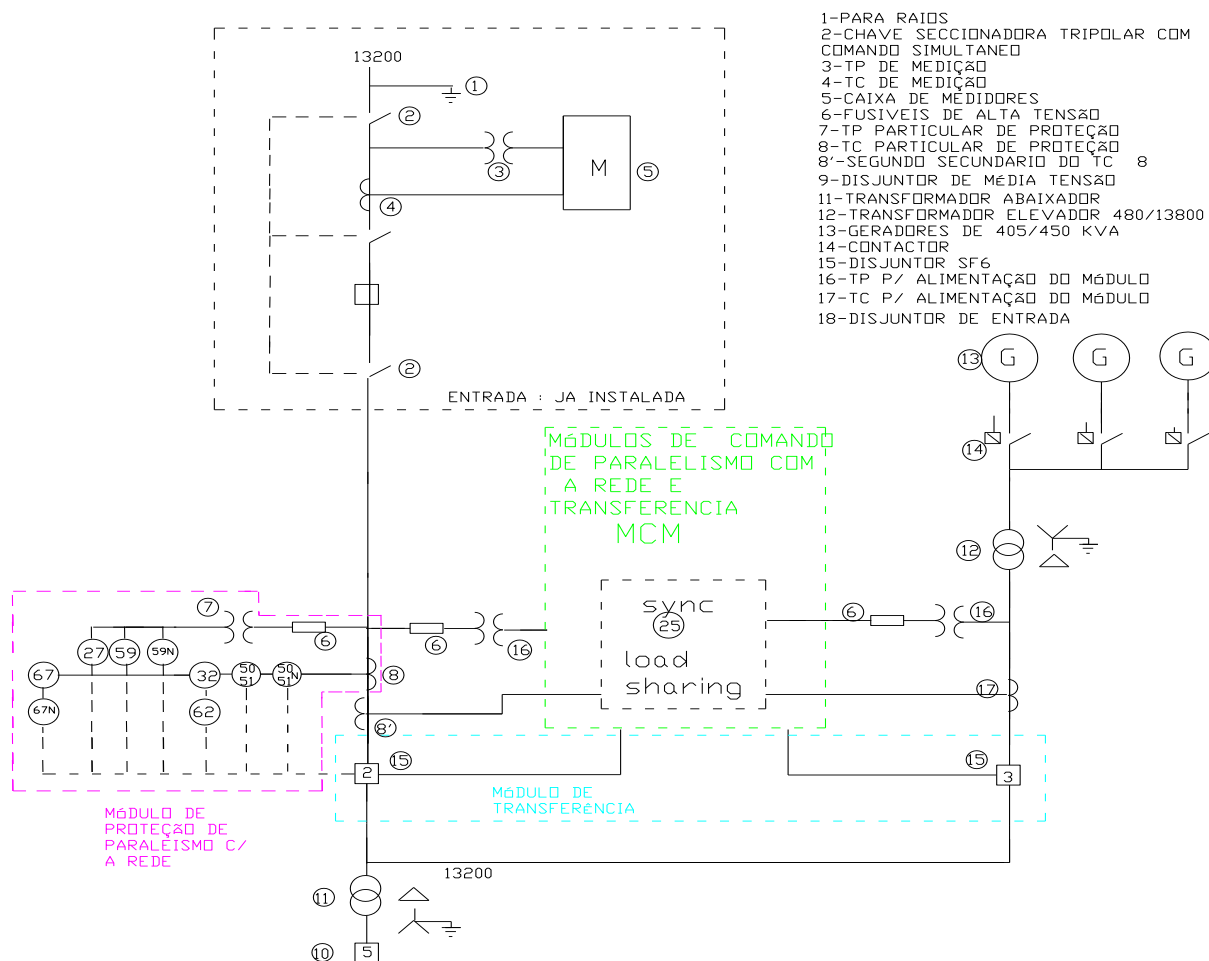


Figura 6.19 Usina geradora de 1,5MVA (3x0, 5MVA).

6.7.2 Relação entre a reatância subtransitória e DHT_V

Embora seja conhecida a solução de reduzir o valor da reatância subtransitória para mitigar a distorção, não se encontrou na literatura, em Normas ou Standards, qualquer relação quantitativa entre essas duas variáveis.

A descoberta de uma relação praticamente linear entre a reatância subtransitória e o DHT_V para um determinado DHT_I conforme mostrado na tabela 6.14 e na figura 6.18 confirma a experiência do autor em algumas aplicações de campo.

O desenvolvimento da tese demonstrou o acerto de buscar esta relação.

6.7.3 Solução sem superdimensionar a Usina

A solução proposta para alimentar CNL sem superdimensionar a Usina, selecionando os GS(s) corretamente com as reatâncias subtransitórias apropriadas considerando ao mesmo tempo a mitigação das harmônicas e o nível de curto circuito é outra contribuição desta tese.

6.8 COMPROVAÇÃO EXPERIMENTAL DE CAMPO EM USINA PROJETADA PELO AUTOR

Comprovação experimental foi efetuada em Usina Geradora de 2,0MVA projetada, instalada e comissionada pelo autor em fundição de alumínio no Município de Itaquaquecetuba. Os valores apresentados foram levantados durante o processo e não puderam ser repetidos pois a planta estava em plena operação. Por isso carecem de confiabilidade científica para embasar uma tese acadêmica embora forneçam embasamento para as confirmações deste trabalho.

A carga da planta é constituída pelos vários motores do processo e do sistema de filtragem cuja soma de potências de saída é 1200kW ou 1630 CV e que são acionados por Inversores. A carga total instalada para ser alimentada pela Usina Geradora é de 1,7MVA. Foi proposta e instalada uma Usina constituída por 04 grupos geradores de 0,5kVA cada com reatância subtransitória no eixo direto de 11%; os geradores funcionam paralelo entre si; o agrupamento em paralelo equivale a utilizar um gerador de 2,0MVA com retancia síncrona subtransitória de 11%. O paralelismo com a concessionaria local é apenas instantâneo para permitir uma troca suave entre as fontes também denominada "rampa". Por isso o funcionamento é denominado em "ilha". A geração ocorre em 480 V e é elevada para 13.800V; depois de distribuída dentro do complexo industrial é rebaixada para 440 V. Podem-se efetuar combinações de carga e de geradores em paralelo. Os geradores são do tipo HCI 434F/444F fabricados pela Stamford. Os dados são apresentados na Tabela 7.1

Tabela 6.15- Dados de cada gerador de 0,5 MVA em 60 Hz e 480/277 V.

Potência	500 KVA
Tensão nominal/frequência	480V/60hz Y
Resistência do estator por fase (22°)	0,0073Ω

Resistência do rotor (22°)	1,37Ω
x_d	2,71
x'_d	0,15
x''_d	0,11
x''_q	0,35
x_l	0,06
x_0	0,08
T'_d	0,08
T''_d	0,019
T'_{d0}	1,7
T_a	0,018

Valores das reatâncias e resistências: em pu, base 0,5 MVA.

Os valores do gerador equivalente de 2,0 MVA, na base de 2,0 MVA são supostos iguais aos da tabela 7.1

Tabela 6.16: Ensaio

a) em Vazio

	Tensão	DHT _v	Corrente	DHT _i
01x0,5	480/277	1,4%	0	-
04x0,5	480/277	1,4%	0	-

b) em Carga 1100 CV(eixo dos MI) correspondente a 1320 A ou aproximadamente 1100KVA

	Tensão (V)	DHT _v	Corrente (A)	DHT _i
2,0=04x0,5MVA	480/277	4,8%	1320	18%
1,5=03x0,5MVA	480/277	6,7%	1320	20,5%

Observação: A carga de 1100 CV corresponde a soma de todos os motores hde indução alimentados por inversores em funcionamento no momento das medições.

Sem alteração da carga, um elemento de controle denominado "load demand" desligou um dos 04 geradores para permitir economia de energia. Desta forma ocorreu uma

redução da potência da Usina de 2 MVA para 1,5 MVA ou seja $\frac{1}{4}$, o que corresponde a elevação das impedâncias de 33,33% para a mesma base de 2,0MVA. Desta forma a reatância subtransitória x''_d do gerador equivalente de 1,5MVA passou de 11% para 14,66% na base 2MVA. O DHT_V aumentou mais do que 33,33% pois devido ao aumento da impedância ocorreu aumento do DHT_I .

Nas simulações a carga manteve amplitude (da corrente) e o valor das harmônicas; por isso a relação entre x''_d e DHT_V foi linear.

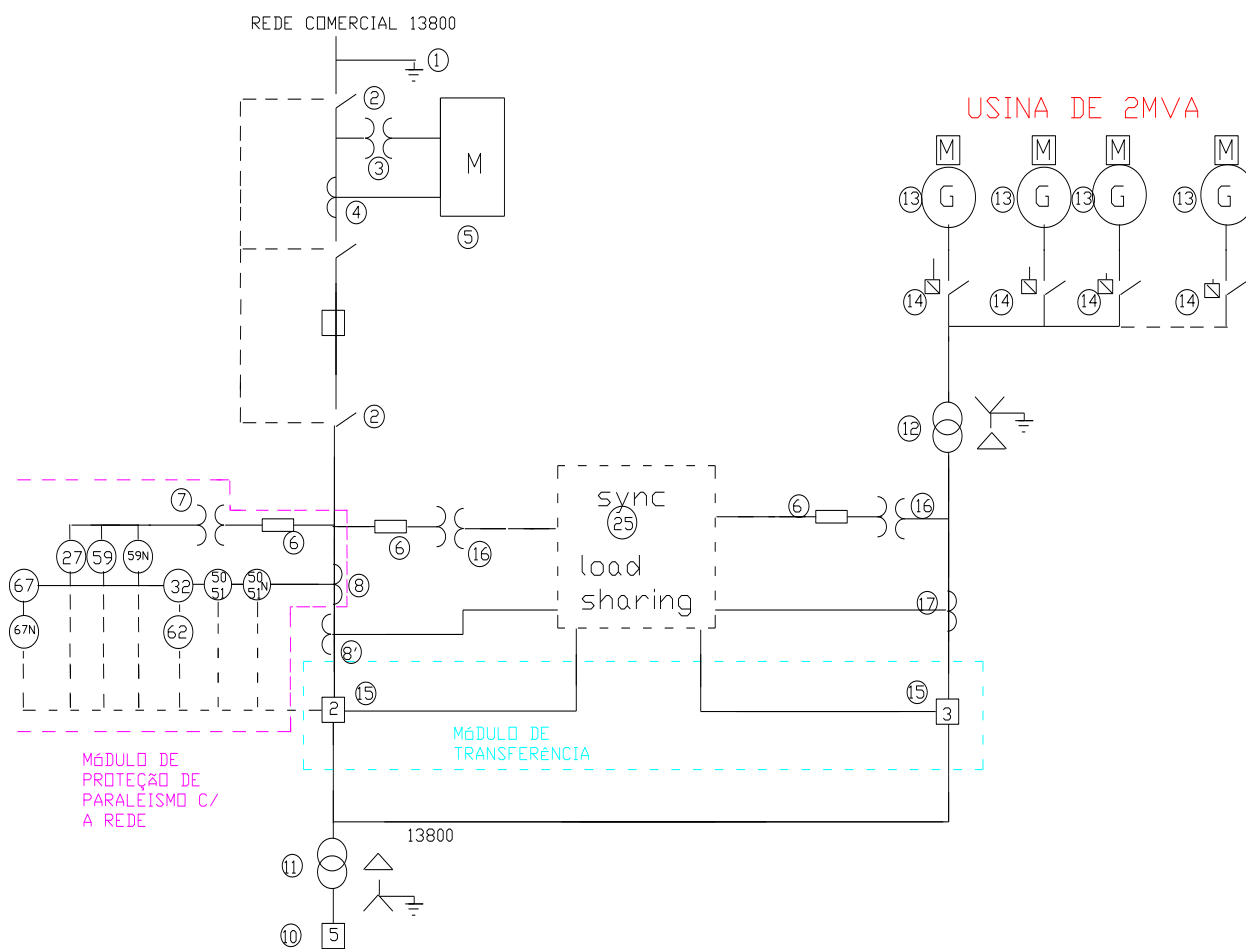


Figura 6.20 Usina geradora de 2,0 MVA (4x0, 5MVA).

6.9 CUIDADOS QUANDO SE UTILIZAM GERADORES COM BAIXA REATÂNCIA SUBTRANSITÓRIA

A pesquisa mostra com clareza que a redução da reatância subtransitória permite alimentar cargas não lineares com elevada quantidade de harmônicas mantendo a tensão com conteúdo de harmônicas em valores suportáveis.

Entretanto o projeto não pode exigir redução excessiva de x''_d e x''_q . A discussão deste importante afirmação será efetuada no próximo capítulo.

Por último, mas não menos importante: há que se considerar a exigência dos usuários em incorporar supervisórios com controles de cada vez mais variáveis para migrar de operação assistida para supervisão e operação remota.

Assim considerando

- a) que as Usinas Geradoras próprias em GD são integradas no Sistema Elétrico Nacional por exigência da Autoridade, no Brasil representada pela Aneel/ONS.
- b) que o Sistema Elétrico está sendo modernizado incorporando as novas técnicas de controle, ou seja, está sendo transformado em Sistema Inteligente recebendo para tal os denominados IEDs (Intelligent Electronic Devices) cuja comunicação ocorre no protocolo IEC 61850.

Conclui-se que os protocolos a serem utilizados em GD tendem a migrar para também para o IEC 61850. Por isso novas pesquisas devem ser incorporadas para identificar o funcionamento dos IEDs em ambientes com elevado conteúdo de harmônicas.

Os maiores fabricantes já oferecem seus IEDs incorporando a comunicação no protocolo IEC 61850 e alguns incluem a monitoração da qualidade de energia com medição de harmônicas e com o diagnóstico e análise de um evento com a captura da onda possibilitando a rastreabilidade da perturbação.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÕES

7.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Qualidade de energia: esta é a principal exigência dos usuários no início do século 21. A qualidade não significa apenas energia sem distúrbios como Sags , Swells, Flickers, Distorções na forma de onda, mas também disponibilidade segura. A legislação dos países introduz exigências que as concessionárias devem atender. Além das Normas específicas de cada país as recomendações dos 13 livros do IEEE denominados Color Books Standard Series constituem-se em excelente literatura que orienta o engenheiro para obter as melhores características para o sistema

A riqueza de recomendações é relatada ao longo dos 13 livros, mas para esta investigação três devem ser ressaltados:

IEEE Standard 141: IEEE recommended practice for electric power distribution for industrial plants (IEEE Red Book).

IEEE standard 446: IEEE recommended practice for emergency and standby power systems for industrial and commercial applications (IEEE Orange Book).

IEEE standard 493: IEEE recommended practice for the design of reliable industrial and commercial power systems (IEEE Gold Book).

Nos capítulos anteriores identificaram-se as causas principais da piora da qualidade da energia elétrica em uma planta industrial ou comercial, em um Call Center ou em um Centro de Processamento de Dados. Identificaram-se também as cargas que provocam a piora.

Mas ao mesmo tempo em que degradam a energia essas cargas demandam boa qualidade na alimentação! Em outras palavras: a corrente demandada pelo elemento de carga pode conter muitas harmônicas, mas a tensão de entrada do elemento e, portanto no ponto comum de entrega deve ser pouco distorcida preferencialmente abaixo dos limites estabelecidos pela IEEE 519[49]. Por outro lado se o projeto e fabricação dos elementos de carga causadores de distorção obedecessem aos critérios impostos pelas IEC 61000[50,51], a

qualidade de energia não sofreria degradação tão acentuada e os limites da IEEE 519 não seriam excedidos.

Quando a fonte alimentadora é a Rede Comercial a suportabilidade às harmônicas é maior do que fontes constituídas por Usinas Geradoras próprias trabalhando em Ilha cuja potência não ultrapassa 2,5 a potência da planta.

Por isso é imprescindível que na especificação técnica da Usina Geradora sejam descritas as características das cargas e nas especificações técnicas destas sejam impostos limites da IEC 6100.

As normas ou recomendações especificam os níveis máximos das harmônicas de tensão ou corrente. Este trabalho mostra que além da quantificação é necessário conhecer a qualidade da distorção, pois como mostrado distorções de tensão ou THD_V de valores iguais calculados conforme a expressão 2.3 podem provocar resultados inteiramente diferentes: Caso a tensão resultante cruze o eixo das abcissas dentro do semi ciclo gera-se uma nova frequência que monitorada pelo sensor função 86(ANSI) provoca o desligamento da Usina.

7.2 CONCLUSÕES

7.2.1 Introdução de filtros ou instalação de GS com baixa reatância subtransitória

Na presença de cargas não lineares de valores significativos (entre 40 a 80% da potência da capacidade geradora) o comportamento da Usina Geradora durante o trabalho em Ilha poderá comprometer o funcionamento do sistema.

Grandes Cargas Não Lineares geram elevadas distorções as quais deformam a onda A monitoração de frequência e tensão poderá ficar comprometida. O funcionamento das cargas poderá ser instável e o Sistema poderá entrar em colapso

Duas soluções poderão ser adotadas:

- a) Colocação de filtros passivos sintonizados ou preferencialmente ativos.
- b) Diminuição das reatâncias subtransitórias

A inserção de Sistema de Filtragem é bem conhecida, mas além de dispendiosa implica em disponibilidade de espaço e de futura manutenção especializada. No apêndice D efetua-se uma breve apreciação sobre esta solução.

Sem desconsiderar a solução apontada em a), o objeto desta investigação é propor a solução através da redução das reatâncias subtransitórias o que preferencialmente deve ser efetuado projetando de forma correta a gaiola amortecedora bem como promovendo a redução da reatância de dispersão.

As tabelas 6.11 e 6.12 mostram uma relação entre as reatâncias subtransitórias e a distorção de tensão para uma determinada distorção da corrente.

7.2.2 Recomendações para os projetistas

Duas advertências, entretanto devem ser consideradas:

- a) A redução excessiva da reatância subtransitória poderá implicar em elevação excessiva da contribuição do gerador no curto circuito. O estudo de seletividade deve considerar estes valores para dimensionamento da capacidade de ruptura dos disjuntores e do nível de curto dos barramentos.
- b) A redução excessiva da reatância subtransitória poderá implicar transitórios mecânicos incompatíveis com o acionador. Por isso no dimensionamento dos suportes e dos acoplamentos estes valores devem ser considerados.
- c) O projeto do eixo do gerador também deve ser considerado para evitar fadiga prematura.
- d) Os supervisórios devem incorporar a monitoração das variáveis relacionadas à distorção preferencialmente o valor individual de cada harmônica. O protocolo de comunicação deve ser o mais atualizado como, por exemplo, o IEC 61850.

7.2.3 Considerações sobre as normas

Conforme analisado nos capítulos anteriores as normas contemplam apenas limites da amplitude da distorção. Desconsideram a qualidade da mesma. Foi analisado, entretanto que distorções com a mesma amplitude podem provocar resultados diferentes. Basta que a onda de tensão distorcida apresente um cruzamento no eixo das abcissas gerando uma sub frequência que seja detectada pelos monitores de frequência para que o GS apresente instabilidade e seja desconectado.

Foi observado também que harmônicas de corrente de ordens elevadas provocam harmônicas de tensão maiores. Tal fato foi explicado pela lei de Faraday.

Constatou-se nas simulações e na análise dos resultados dos ensaios que a desconsideração de harmônicas superiores a 50ª resultam e valores incorretos em alguns casos.

Outro aspecto a ser ressaltado é a não limitação para o notch (afundamento instantâneo) mostrado no capítulo 2 página 47, figura 2.5. Caso o d/v seja maior que 1 ocorre o cruzamento do eixo das abscissas; a monitoração de frequência entendera que o sistema trabalha em frequência diferente da previamente ajustada e provocará seu desligamento. Por isso o d/v deve ser menor que 1.

7.3 PROPOSTA PARA CONTINUAÇÃO DAS INVESTIGAÇÕES

No presente trabalho admitiu-se que a colocação de um conjunto de geradores em paralelo com mesma potência e tipo de construção incluindo mesmos valores de reatâncias pode ser substituído por um único GS com potência igual a soma do conjunto e com reatâncias iguais em pu na base do gerador que substitui o conjunto.

Recomenda-se para novas pesquisas constatar esta hipótese! Certamente algumas diferenças deverão surgir, pois há diferenças construtivas entre os geradores que geram respostas diferentes.

A investigação pode ser estendida também para situações onde o conjunto de geradores possui geradores diferentes entre si.

Este trabalho apresenta resultados de campo de boa qualidade, mas não repetidos. Novas investigações serão mais confiáveis se ocorrer a repetição exaustiva de dados de campo.

APÊNDICE A DO CAPÍTULO 2

EFEITOS DAS HARMÔNICAS TEMPORAIS

Este apêndice complementa o Capítulo 2 da Tese.

O objetivo é disponibilizar uma breve apreciação a respeito dos efeitos das harmônicas denominadas temporais que são produzidas por equipamentos que controlam a tensão, corrente ou frequência através de chaveamento da onda e reconstituindo-a por várias técnicas como, por exemplo, PWM. As cargas constituídas por estes equipamentos são denominadas Cargas Não Lineares (CNL). A análise de algumas em complemento a exposição efetuada no Capítulo 2 é efetuada a seguir.

A.1 CARGAS NÃO LINEARES

Serão apresentados a seguir equipamentos e fenômenos que produzem contaminação harmônica no sistema elétrico. Quando se fizer referência ao termo ideal, significa que estão sendo desconsiderados os efeitos indutivos do sistema de alimentação, ou seja, considera-se a alimentação feita a partir de uma fonte ideal.

A.1.1 Conversores

Os processos industriais controlados eletricamente tiveram e estão tendo significativo aumento da sua eficiência. O controle elétrico implica em retalhar a senoide recebida em amplitude e frequência contratada e remontá-la em outro nível requerido pelo processo, nível este que varia constantemente para satisfazer as necessidades do processo. O retalhamento é efetuado por chaveadores como tiristores, triacs e IGBTs e aumentou significativamente a partir dos anos 60, mas experimentou formidável expansão a partir dos anos 90 de tal forma que nos dias atuais as cargas chaveadas são superiores a 80% em muitos países. Os conversores são os principais chaveadores e sua principal característica constitui-se em retificar a tensão e a corrente oferecendo-a para o próximo estágio que pode utilizar a Corrente Contínua diretamente no processo ou pode invertê-la para oferecê-la na forma

alternada em nova tensão e frequência. Estas transformações são causadoras de grande quantidade de harmônicas.

A seguir são apresentados alguns casos típicos de componentes harmônicas produzidas por conversores eletrônicos de potência, tais como retificadores e inversores.

A.1.1.1 Formas de onda em conversores ideais.

A figura A.1 mostra um sistema de retificação não controlado proporcionado por retificadores alimentando uma carga do tipo RL. Se a constante de tempo $T=L/R$ for elevada as ondulações devidas ao processo de chaveamento tendem a ser reduzidas, pois a indutância tende a alisar a onda.

Nos processos de retificação a corrente na carga tende a ser constante, sempre que a constante de tempo do lado alimentado seja muito maior do que o período do lado da rede.

Na figuras A.2 tem-se a forma de tensão de saída do retificador, numa situação ideal. Supondo uma corrente constante, sem ondulação sendo consumida pela carga, a forma de onda da corrente na entrada do retificador é mostrada na figura A.3. As amplitudes das componentes harmônicas deste sinal seguem a equação (A.1)

$$I_h = 1/h$$

$$h = k \cdot q + 1 \quad \text{ou} \quad h = k \cdot q - 1 \quad (\text{A.1})$$

onde: h é a ordem harmônica;

k é qualquer inteiro positivo;

q é o número de pulsos do circuito retificador (6, no exemplo).

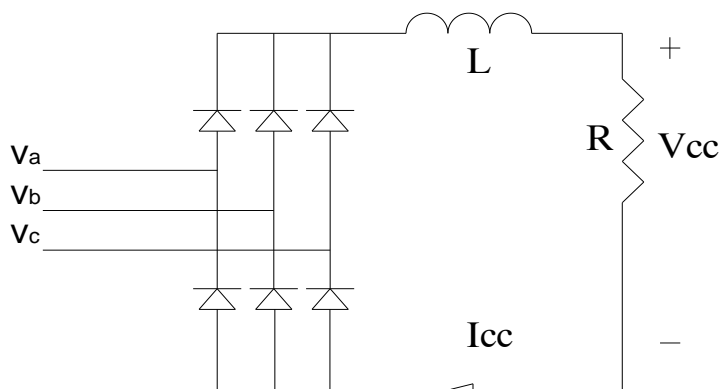


Figura A.1 Circuito retificador trifásico, com carga RL.

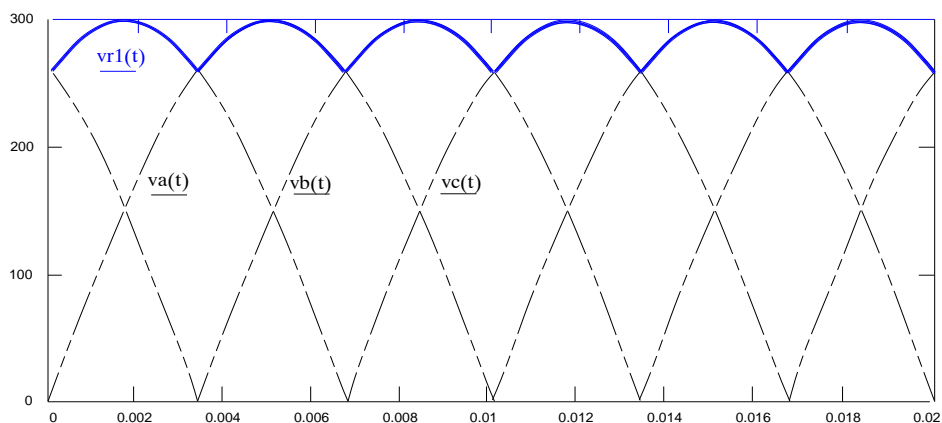


Figura A.2- Tensão de saída de retificador ideal.

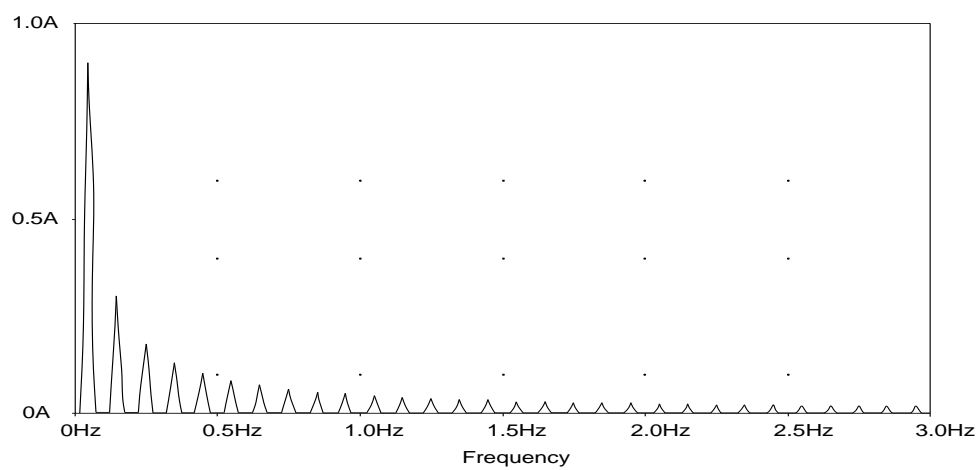
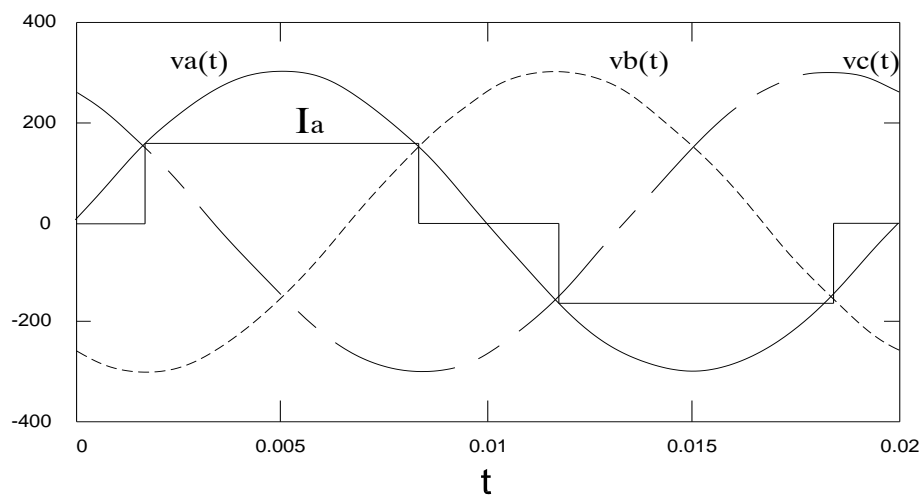


Figura A.3- Tensões e corrente de entrada com carga indutiva ideal e espectro da corrente.

A.1.1.2 - A Comutação

Uma forma de corrente retangular como a suposta na figura A.3 pressupõe a não existência de indutâncias em seu caminho, ou então uma fonte de tensão infinita, que garante a presença de tensão qualquer que seja a derivada da corrente.

Na presença de indutâncias, como mostrado na figura A.4, no entanto, a transferência de corrente de uma fase para outra não pode ser instantânea. Ao invés disso, existe um intervalo no qual estarão em condução o diodo que está entrando e aquele que está em processo de desligamento. Isto configura um curto-circuito na entrada do retificador. A duração deste curto-circuito depende de quão rapidamente se dá o crescimento da corrente pela fase que está entrando em condução, ou seja, da diferença de tensão entre as fases que estão envolvidas na comutação.

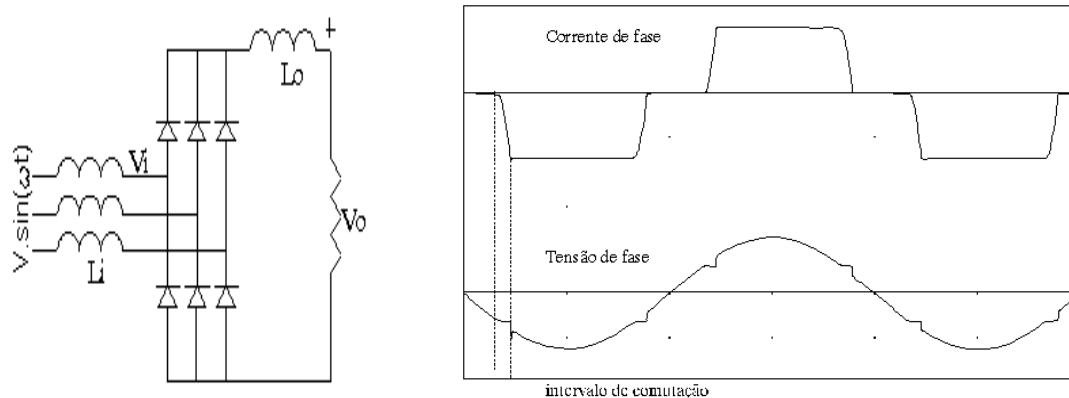


Figura A.4- Topologia de retificador trifásico, não-controlado, com carga indutiva. Formas de onda típicas, indicando o fenômeno da comutação.

A figura A.5 mostra um resultado experimental relativo a um retificador deste tipo. Neste caso a corrente não é plana, mas apresenta uma ondulação determinada pelo filtro indutivo do lado CC. Mesmo neste caso pode-se notar que as transições da corrente de entrada não são instantâneas e que durante as transições, nota-se uma perturbação na tensão na entrada do retificador. O valor instantâneo desta tensão é a média das tensões das fases que estão comutando, supondo iguais as indutâncias da linha. Este "afundamento" da tensão é chamado de "notching".

Como se nota, a distorção na tensão ocorre devido à distorção na corrente associada à reatância da linha.

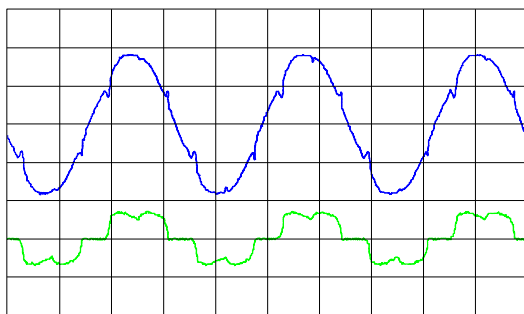


Figura A.5- Distorção na tensão devido ao fenômeno de comutação.

A.1.2 Reator controlado a tiristores (RCT)

A figura A.6 mostra o circuito de um RCT, elemento utilizado para fazer controle de tensão no sistema elétrico. Isto é feito pela síntese de uma reatância equivalente, que varia entre 0 e L , em função do intervalo de condução do par de tiristores. A forma de onda da corrente, bem como seu espectro, está mostrado na figura A.7. Observe a presença de harmônicos ímpares. À medida que o intervalo de condução se reduz aumenta a THD da corrente.

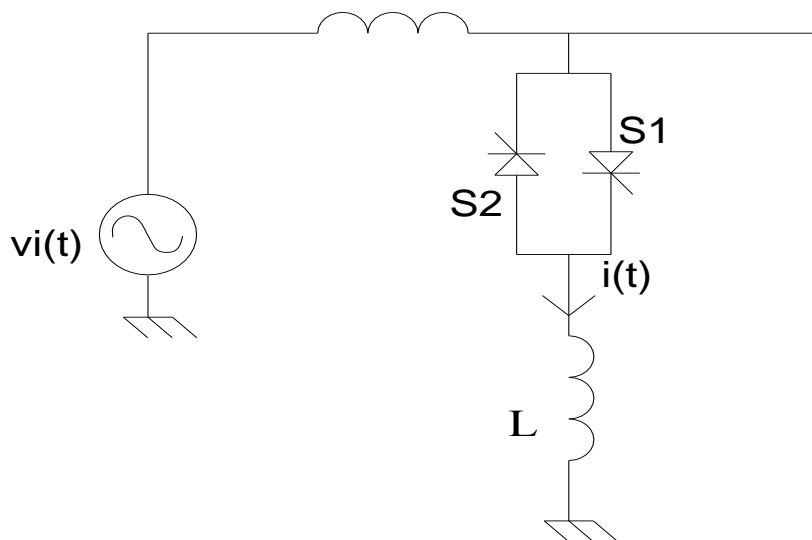


Figura A.6- Diagrama elétrico de RCT.

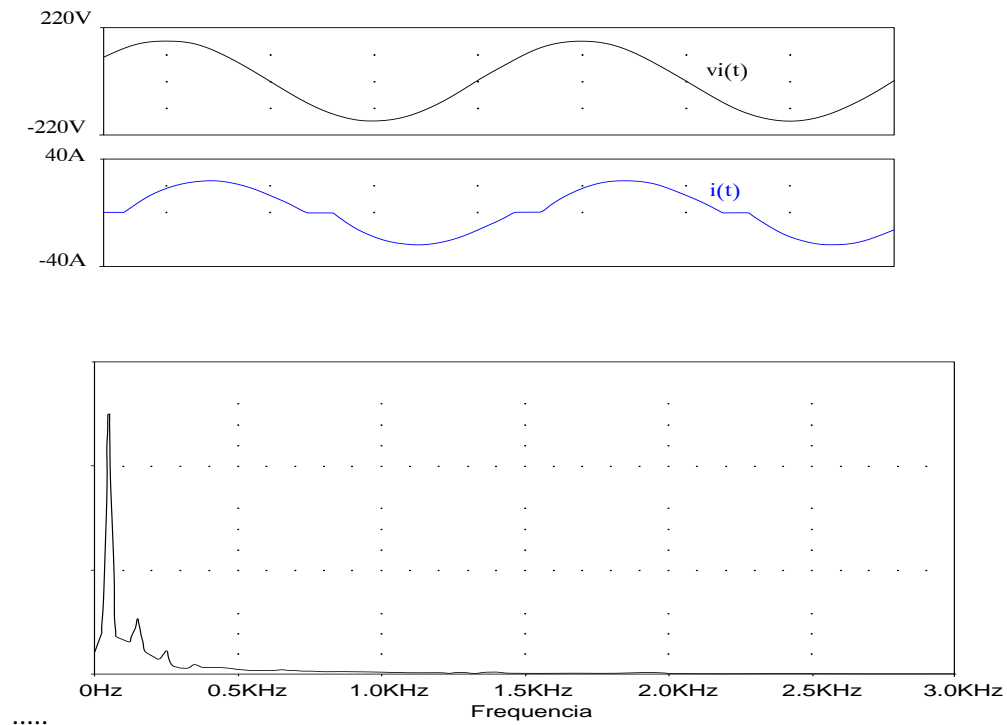


Figura A.7- Formas de onda e espectro da corrente em RCT.

A corrente obedece à seguinte expressão:

$$i(t) = \frac{V_i}{\omega L} \cdot [\cos(\alpha) - \cos(\omega t)] \quad (\text{A.3})$$

α é o ângulo de disparo do SCR, medido a partir do cruzamento da tensão com o zero. V_i é o valor de pico da tensão.

As componentes harmônicas (valor eficaz) são dadas pela equação (A.4), existindo para todas as componentes ímpares. A figura A.8 mostra o comportamento de algumas harmônicas

$$I_h = \frac{4}{\pi} \frac{V_i}{\sqrt{2}\omega L} \left[\frac{\sin((h+1)\cdot\alpha)}{2(h+1)} + \frac{\sin((h-1)\cdot\alpha)}{2(h-1)} - \cos(\alpha) \cdot \frac{\sin(h\cdot\alpha)}{h} \right] \quad (\text{A.4})$$

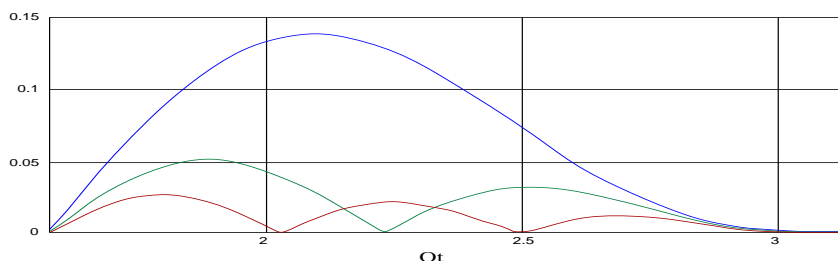


Figura A.8- Variação do valor eficaz de cada componente harmônica em relação à fundamental.

A.1.3 Forno de arco

Os fornos elétricos a arco são frequentemente utilizados para fabricação de aços especiais. As harmônicas produzidas são imprevisíveis e por isso de difícil identificação em função da variação aleatória do arco em cada ciclo principalmente o trabalho é realizado aços de sucata. A corrente não é periódica e por isso o espectro de harmônicas apresenta ordens inteiras e fracionárias. As medições têm mostrado que as ordens inteiras começam da segunda harmônica e acabam na sétima e predominam sobre as não inteiras. As amplitudes diminuem com a ordem.

Quando o forno atua no refino do material (aumento da piscina do metal derretido), o arco torna-se mais estável e a forma de onda se torna simétrica, desaparecendo as harmônicas pares. A quantidade de harmônicas se reduz, sendo que as fracionárias tendem a desaparecer também.

A tabela A.1 ilustra conteúdo de harmônicas da corrente de arco de dois estágios de um ciclo de fundição de um forno a arco para produção de aço sendo que estes valores podem ser utilizados para estudo do comportamento do sistema de geração se os dados de um determinado forno a arco não for disponível

Entretanto é necessário ressaltar que outros tipos de forno produzem diferentes perfis de harmônicas.

Tabela A.1 Harmônicas em forno a arco

Conteúdo de harmônicas da corrente de um forno a arco com ciclo de
--

fundição de dois estágios					
	Ordem		harmônica		
	2	3	4	5	7
No início do derretimento	7,7	5,8	2,5	4,2	3,1
Durante o período de refinação (arco estável)	0,0	2,0	0,0	2,1	0,0

A.1.4 Retificadores com filtro capacitivo

Conforme já foi visto, a grande parte dos equipamentos eletrônicos possui um estágio de entrada constituído por um retificador monofásico com filtro capacitivo. Este tipo de circuito produz na rede correntes de forma impulsiva, centrados aproximadamente no pico da onda senoidal. O circuito está mostrado na figura 2.21. Na figura 2.22 têm-se formas de onda da tensão e da corrente, obtidas por simulação, bem como o espectro da corrente. Nota-se a grande amplitude das harmônicas, produzindo, certamente, uma elevada THD.

Situação semelhante ocorre com entrada trifásica, quando são observados 2 impulsos de corrente em cada semi-ciclo, como mostra a figura 2.23. Nota-se, mais uma vez, a significativa distorção que pode ocorrer na forma da tensão devido à queda de tensão que ocorre na reatância da linha.

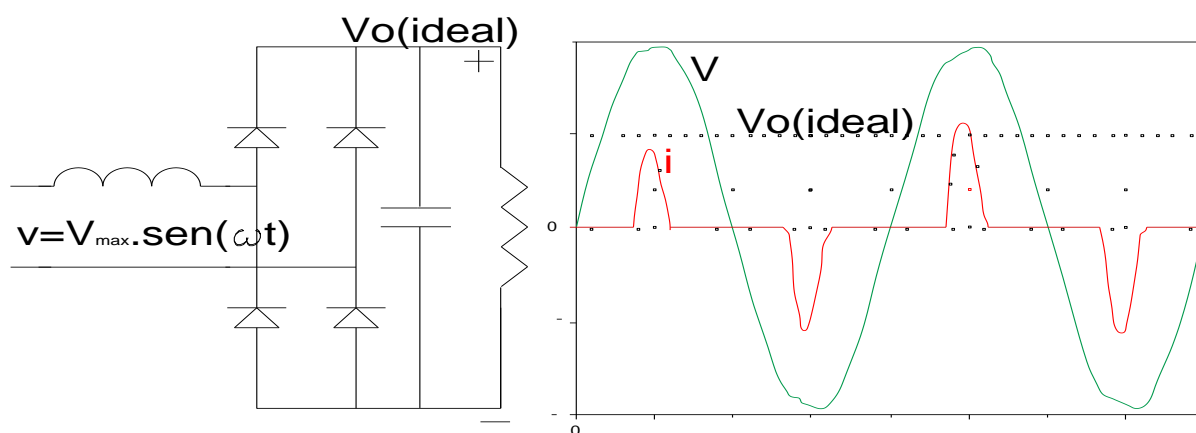


Figura A.9- Retificador monofásico com filtro capacitivo (esquerda), tensão de alimentação e corrente de entrada do retificado

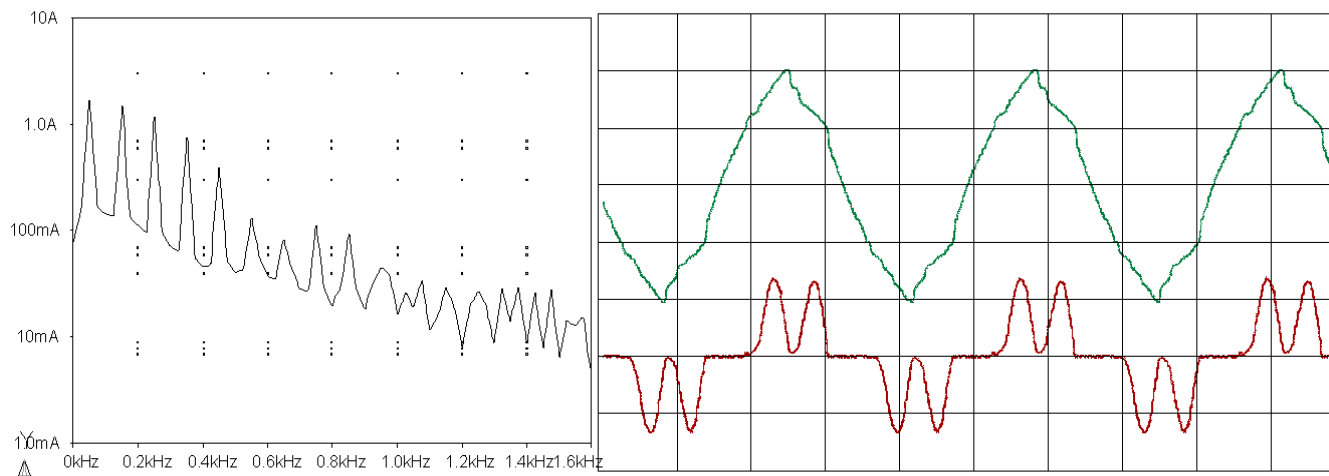


Figura A.10- Espectro da corrente.

Figura A.11- Tensão na entrada (superior) e corrente de linha (inferior) em retificador trifásico com filtro capacitivo.

A.2 GRAU DE TOLERÂNCIA A HARMÔNICAS

A seguir efetua-se análise do grau de tolerância que os diversos tipos de cargas possuem em ambientes elétricos com elevada poluição provocada por harmônicas. Não são tratadas nesta análise outros tipos de poluição como VTCD's¹ ou qualquer tipo de afundamento (sag's). Cargas resistivas como lâmpadas incandescentes ou resistências de aquecimento possuem grande tolerância a harmônicas: a forma de onda não é relevante, o que importa é o valor eficaz da tensão aplicada. Naturalmente que existe limite, pois se ocorrem picos muito elevados poderá haver estresse da isolação dos materiais do dispositivo.

¹ VTCD: Variações de tensão de curta duração são definidas como a variação súbita do valor eficaz de uma das tensões entre fase e neutro para um patamar entre 10% e 90% da tensão nominal. A duração deste fenômeno de 0,5 é ciclos (~8ms) até 1 minuto e termina quando as tensões entre fase e neutro recuperam-se acima de 0,9 p.u.

No outro extremo encontram-se equipamentos de grande sensibilidade à harmônicas como dispositivos de comunicação e processamento de dados que em seu projeto, assumem a existência de uma alimentação senoidal.

A seguir breve apreciação sobre o grau de tolerância de diversos tipos de carga,

A.2.1 Máquinas Rotativas

“A major effect of harmonic voltages and currents in rotating machinery is increased heating due to iron and copper losses at the harmonic frequencies”. IEE 519-1993 p. 27[49].

Esta afirmação deve ser entendida como sendo uma preocupação parcial. A instabilidade provocada pelas harmônicas devida a dificuldade de monitorar a corrente e tensão eficaz, a possibilidade de ocorrer o cruzamento do eixo das abscissas ou valor acentuado de um desvio podem dificultar o funcionamento do sistema de forma mais grave que o aumento do calor devido as perdas no ferro.

A seguir trata-se da elevação da temperatura da máquina rotativa na presença de harmônicas.

Os Circuitos Magnéticos em geral quando submetidos a excitações variáveis produzem perdas no ferro de origem histerética, proporcional ao nível da densidade de fluxo ao quadrado e à frequência bem como devido às correntes parasitas de Foucault proporcionais à indução elevada ao coeficiente de Steimetz bem como à frequência ao quadrado.

Se considerada a harmônica individualmente não deveriam ocorrer perdas excessivas no ferro na hipótese de harmônicas dentro de limites razoáveis, pois embora a frequência seja elevada, o nível da tensão e portanto da indução da harmônica, se considerada individualmente, não deveria ser maior que 15% ou 20%.

Porém as harmônicas se adicionam à fundamental alterando o nível de saturação. A Dissertação de Mestrado de Muhammad Sohail Ahmed: Effect of harmonics in Iron Losses na Chalmers University of Technology [48] apresenta vários resultados experimentais. A figura A.12 mostra a influência da 5ª nas perdas específicas do ferro.

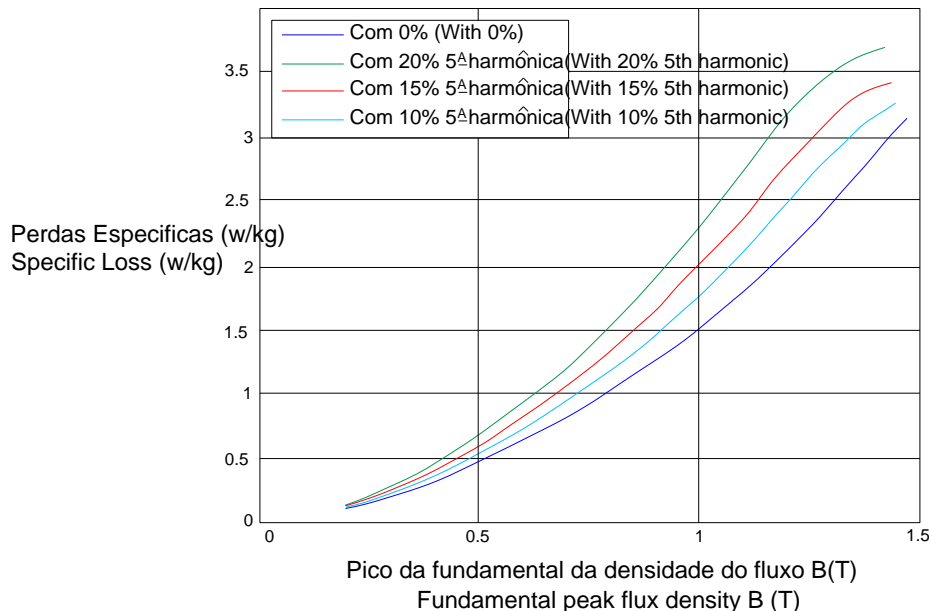


Figura A.12- Perdas devidas a 5ª harmônica (extraída da Tese referenciada em [48]).

Além das perdas no ferro outra grave consequência das harmônicas são as perdas no cobre. Isto ocorre porque as harmônicas aumentam a corrente sem aumentar, entretanto a potência disponível na máquina. As harmônicas tendem a se concentrar também na periferia do condutor o que implica em aumento de temperatura do condutor em sua superfície podendo ultrapassar a classe da isolação. sua eficiência fica assim afeta-se. Além disso, as harmônicas provocam aumento do ruído audível.

É necessário considerar ainda que as harmônicas no fluxo produzem conjugados em rotações múltiplas da fundamental no mesmo sentido como ocorre com a 7ª, 13ª, 19ª ou em sentido contrário como ocorre com o 5º, 11º, 17º, etc. Os conjugados harmônicos embora não produzam trabalho útil demandam energia elétrica da rede no caso de motores além de produzirem vibrações. Poderão provocar também em circunstâncias extremas estresse mecânico no eixo.

As harmônicas também produzem um fluxo resultante no entreferro que pode provocar ou aumentar um fenômeno denominado COGGING (partida com pequenos “trancos” ou CRAWLING (escorregamento muito elevado) em Motores de Indução.

Os fatores acima relatados são causadores de sobreaquecimento que pode elevar a temperatura a nível acima da suportabilidade da isolação.

Diminuição da eficiência

O aumento das perdas reflete-se numa redução da eficiência e da vida útil da máquina. A diminuição da eficiência pode ser maior que 10% dos valores obtidos com uma alimentação senoidal dependendo da quantidade das harmônicas.

Deve-se observar que diferentemente dos inversores da década 80, os inversores atuais cuja geração de CA é efetuada com PWM não geram harmônicas de corrente apreciáveis na saída e, portanto os motores alimentados por esses inversores funcionam regularmente, mas o(s) gerador (es) que os alimentam poderão ser vitimados por excessiva carga de harmônicas.

Algumas componentes harmônicas, ou pares de componentes (por exemplo, 5^a e 7^a, produzindo uma resultante de 6^a harmônica) podem estimular oscilações mecânicas em sistemas turbina-gerador ou motor-carga, devido a uma potencial excitação de ressonâncias mecânicas. Este problema deve ser eliminado em todos os processos industriais em que a precisão no acionamento é elemento fundamental para a qualidade do produto.

A tabela A.2 define a ordem de cada harmônica provocada por um conversor de 6 pulsos

Tabela A.2: Harmônicas de um Conversor de seis pulsos

Ordem da harmônica	Freqüência	Seqüência	Ordem da harmônica no Estator	Ordem da harmônica no Rotor
1	60	+	1	0
5	300	-	5	6
7	420	+	7	6
11	660	-	11	12
13	780	+	13	12
17	1020	-	17	18
19	1140	+	19	18
23	1380	-	23	24
25	1500	+	25	24

A.2.2 Transformadores

Nos transformadores que alimentam cargas não lineares as harmônicas na tensão aumentam as perdas ferro, enquanto harmônicos na corrente elevam as perdas cobre.

A elevação das perdas cobre deve-se principalmente a dois efeitos:

- A provável sobrecarga devida às harmônicas no caso de cargas constituídas por motores, pois apenas a fundamental oferece trabalho útil
- Ao efeito pelicular, que implica numa redução da área efetivamente condutora à medida que se eleva a frequência da corrente.

Normalmente as componentes harmônicas possuem amplitude reduzida, o que colabora para não tornar esses aumentos de perdas excessivos. No entanto, podem surgir situações específicas (ressonâncias, por exemplo) em que surjam componentes de alta frequência e amplitude elevada.

Além disso, o efeito das reatâncias de dispersão fica ampliado, uma vez que seu valor aumenta com a frequência.

Associada à dispersão existe ainda outro fator de perdas que se refere às correntes induzidas pelo fluxo disperso. Esta corrente manifesta-se nos enrolamentos, no núcleo, e nas peças metálicas adjacentes aos enrolamentos. Estas perdas crescem proporcionalmente ao quadrado da frequência e da corrente.

Tem-se ainda uma maior influência das capacitâncias parasitas (entre espiras e entre enrolamento) que podem realizar acoplamentos não desejados e, eventualmente, produzir ressonâncias no próprio dispositivo.

Em função das harmônicas o transformador deve ser dimensionado para cada situação

A Underwriters Laboratory - UL criou uma forma de mensurar estes harmônicos conforme sua intensidade em um sistema, obtendo um parâmetro denominado fator K ou fator de perdas harmônicas. Através deste valor é possível preparar os equipamentos sensíveis à presença de distorções em uma rede elétrica, sobredimensionando-os, instalando-se filtros, ou mesmo isolando-os do resto do sistema, caso não suportem a quantidade de harmônicos presentes na rede.

O fator K, conforme a generalização feita pela recomendação C57.110-1998 d- IEEE [64], também se tornou útil como forma de caracterizar um equipamento especialmente voltado para suportar as tensões e correntes não senoidais presentes em um circuito elétrico.

Se o projeto for convencional os transformadores, conforme recomendação da IEEE tem sua potência reduzida para que possam operar sem problemas sob uma determinada quantidade de harmônicas ou conforme determinado fator K, ou seja, sua potência é reduzida (derated), visto que estes não dependem apenas do seu design, mas também da operação efetiva da carga.

A diminuição de sua potência nominal, para tal aplicação onde está presente a distorção de tensão e corrente, permite que o transformador suporte o aquecimento causado devido às perdas induzidas pelos harmônicos. Mas essa solução não é financeiramente benéfica, pois se perde uma parte da capacidade do transformador. A tabela A.2 mostra a resistência de diversos transformadores e em diversas frequências

Tabela A.2 Resistência do condutor em diversas frequências

h	F (Hz)	10 KVA r_h	50 KVA r_h	100 KVA r_h
= dc	10	0.0894	0.0125	0.0279
1	60	0.0896	0.0132	0.0391
3	180	0.0899	0.0187	0.0688
5	300	0.0909	0.0291	0.0198
7	420	0.0922	0.0426	0.104
9	540	0.0939	0.0585	0.119
11	660	0.0961	0.0739	0.134
13	780	0.0991	0.0895	0.151
15	900	0.102	0.107	0.174
17	1020	0.106	0.125	0.204

19	1140	0.110	0.138	0.233
----	------	-------	-------	-------

A.2.3 Cabos de alimentação

O efeito pelicular reduz a secção condutora dos cabos em frequência elevada. Na frequência industrial praticamente este efeito pode ser desconsiderado o que não ocorre quando existem harmônicas de ordem mais elevadas. Nestas condições às perdas normais devem ser adicionadas aquelas devidas às harmônicas de corrente. Além disso, tem-se o chamado "efeito de proximidade", o qual relaciona um aumento na resistência do condutor em função do efeito dos campos magnéticos produzidos pelos demais condutores colocados nas adjacências [23], [49].

A figura A.13 mostra curvas que indicam a seção transversal e o diâmetro de condutores de cobre que devem ser utilizados para que o efeito pelicular não seja significativo (aumento menor que 1% na resistência) [49]. Por isso que ao invés de utilizar um condutor de diâmetro maior é preferível utilizar vários condutores de diâmetro menor.

Para harmônicas superiores a 11^a ou frequências acima de 3 kHz um condutor com diâmetro maior do que 2,5 mm já começa a ser significativo em termos de efeito pelicular.

Outro efeito a ser considerado para cabos longos e os sistemas conectados ocorre quando suas ressonâncias são excitadas pelas componentes harmônicas. Neste caso, podem aparecer elevadas sobre-tensões ao longo da linha que podem danificar o cabo ou reduzir a vida de sua isolação.

Na figura A.14 mostra-se um exemplo de resposta em frequência, para uma entrada em tensão, de um cabo de 10 km de comprimento, com parâmetros obtidos de um cabo trifásico 2 AWG, 6 kV. As curvas mostram o módulo da tensão no final do cabo, ou seja, sobre a carga (do tipo RL). Dada a característica indutiva da carga, esta comporta-se praticamente como um circuito aberto em frequências elevadas. Segundo Pomilio [23]: *Quando o comprimento do cabo for igual a 1/4 do comprimento de onda do sinal injetado, este "circuito aberto" no final da linha reflete-se como um curto-circuito na fonte. Isto se repete para todos os múltiplos ímpares desta frequência. As duas curvas mostradas referem-se à resposta em frequência sem e com o efeito pelicular. Nota-se que considerando este efeito*

tem-se uma redução na amplitude das ressonâncias, devido ao maior amortecimento apresentado pelo cabo por causa do aumento de sua resistência''. A figura A.13 mostra a função.

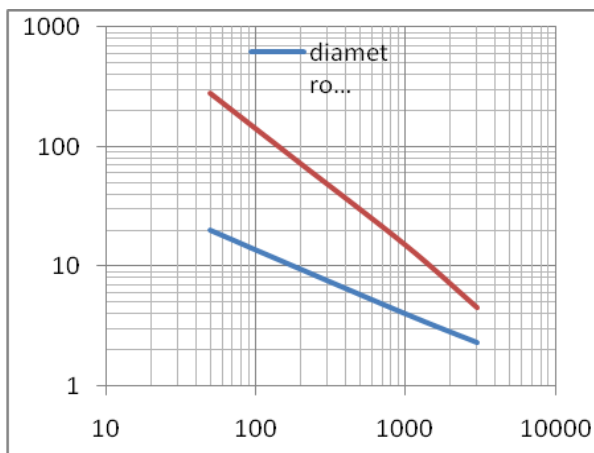


Figura A.13- Diâmetro e secção de fio para limitar o aumento resistência a menos de 1%.

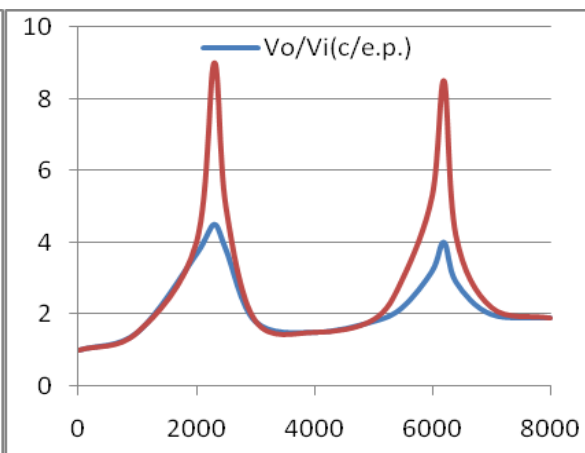


Figura A.14- Resposta em frequência de cabo trifásico (10 km)

Na figura A.15 tem-se a resposta no tempo de uma linha (não incluindo o efeito pelicular), para uma entrada senoidal (50HZ), na qual existe uma componente de 1% da harmônica que coincide com a frequência de ressonância do sistema (11^a). Observe como esta componente aparece amplificada sobre a carga. À medida que aumenta o comprimento do cabo a ressonância se dá em frequência mais baixa, aumentando a possibilidade de amplificar os harmônicos mais comuns do sistema.



Figura A.15 - Resposta no tempo de cabo de transmissão a uma entrada com componente na frequência de ressonância(baseada na IEEE-519)

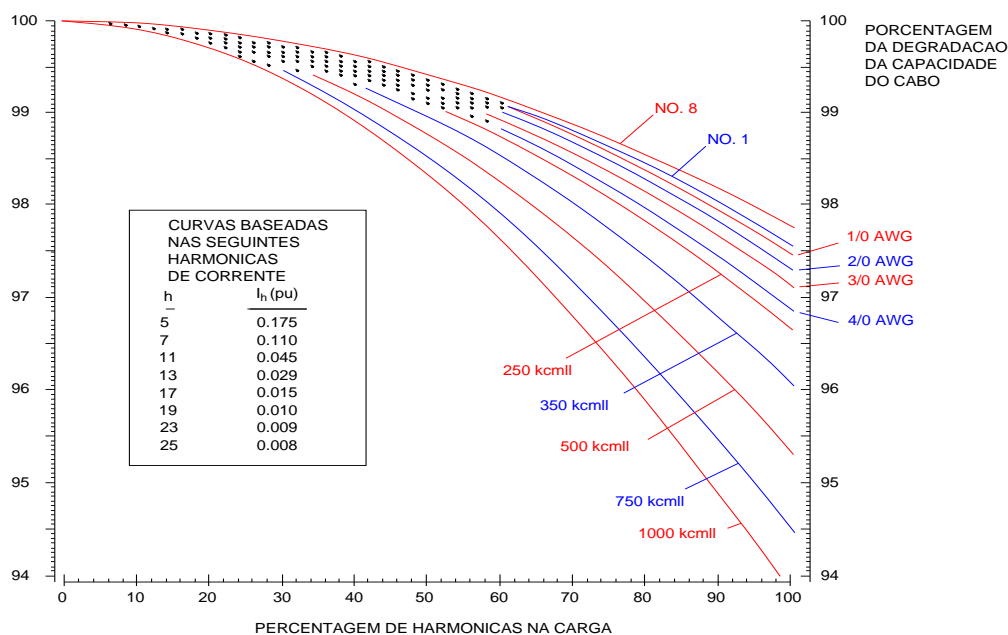


Figura A.16- Degradação dos cabos em função das harmônicas (baseada na IEEE-519)

A.2.4 Capacitores

O maior problema aqui é a possibilidade de ocorrência de ressonâncias (excitadas pelas harmônicas), podendo produzir níveis excessivos de corrente e/ou de tensão. Além disso, como a reatância capacitiva diminui com a frequência, tem-se um aumento nas correntes relativas às harmônicas presentes na tensão.

As correntes de alta frequência, que encontrarão um caminho de menor impedância pelos capacitores, elevarão as suas perdas ôhmicas. O decorrente aumento no aquecimento do dispositivo encurta a vida útil do capacitor.

A figura A.17 mostra um exemplo de correção do fator de potência de uma carga e que leva à ocorrência de ressonância no sistema. Na figura A.18 são mostradas as figuras relativas à tensão e às correntes da fonte nos diferentes circuitos.

Considere o circuito (a), no qual é alimentada uma carga do tipo RL, apresentando um baixo fator de potência. No circuito (b), é inserido um capacitor que corrige o fator de potência, como se observa pela forma da corrente mostrada na figura 4.6 (intermediária). Suponhamos que o sistema de alimentação possua uma reatância indutiva, a qual interage com o capacitor e produz uma ressonância série (que conduz a um curto-circuito na frequência de sintonia). Caso a tensão de alimentação possua uma componente nesta frequência, esta

harmônica será amplificada. Isto é observado na figura A.18 (inferior), considerando a presença de uma componente de tensão de 5ª harmônica, com 3% de amplitude.

Observe a notável amplificação na corrente, o que poderia produzir importantes efeitos sobre o sistema. [9]

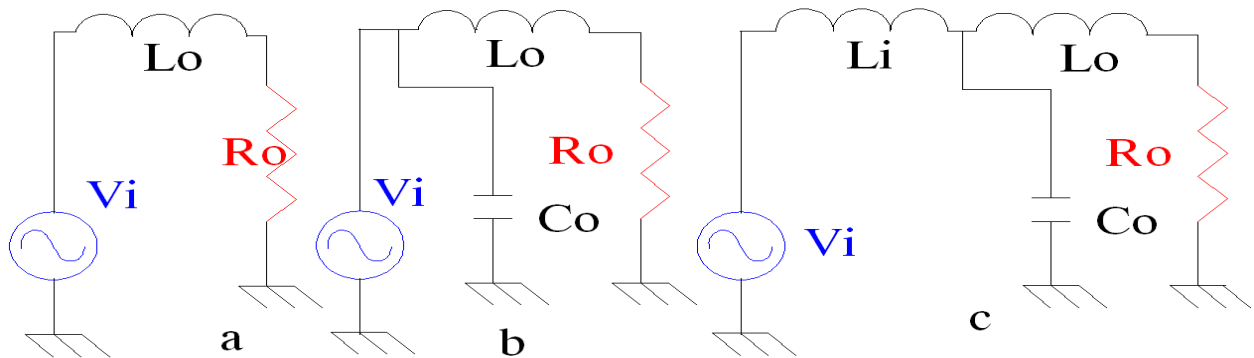
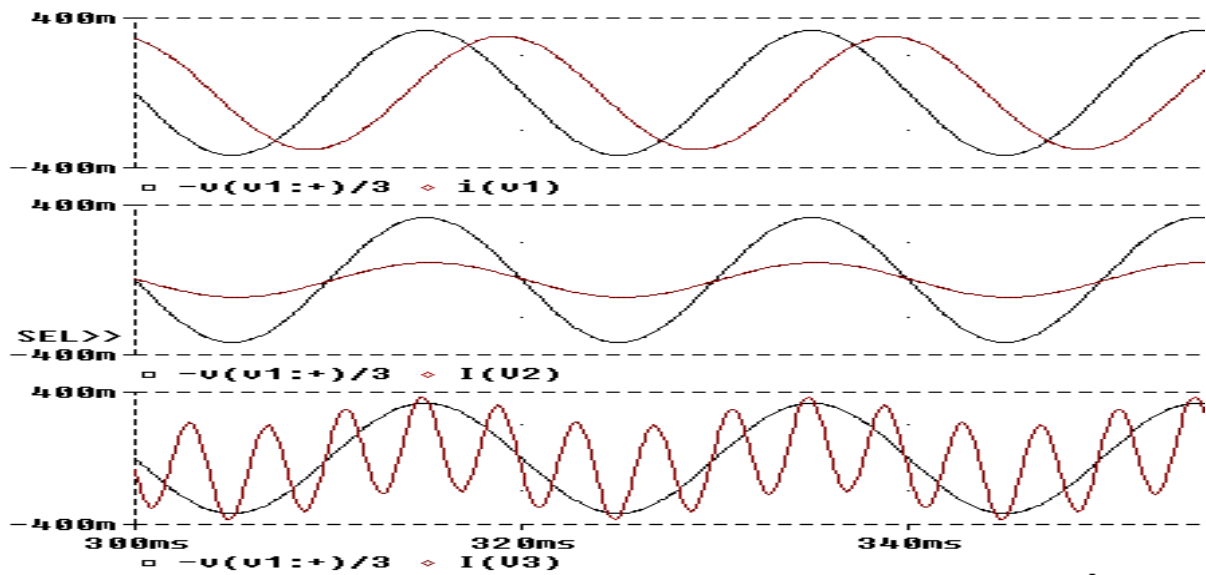


Figura A.17- (a) (b) (c) Circuitos equivalentes para análise de ressonância da linha com capacitor de correção do fator de potência. (baseada na IEEE-519)



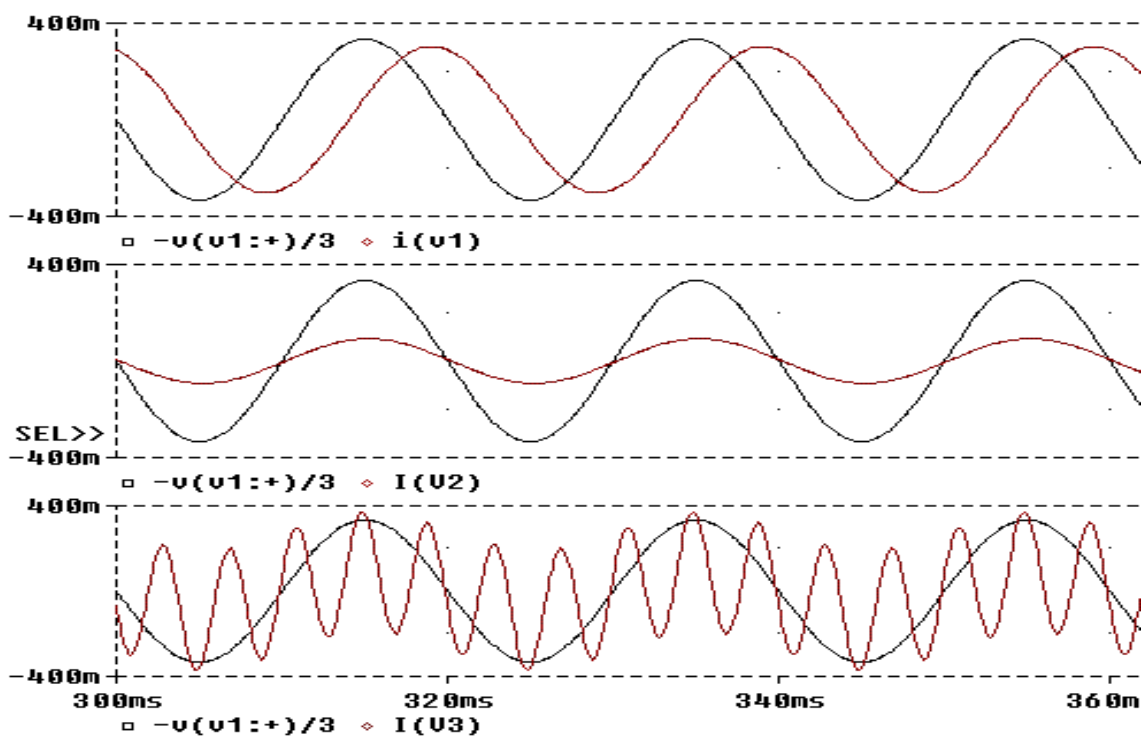


Figura A.18- Formas de onda relativas aos circuitos da figura A.17: (a) - superior; (b) - intermediário; (c) - inferior. (baseada na IEEE-519)

A.2.5 Equipamentos eletrônicos

Vários equipamentos podem ser muito afetados pela distorção na forma de onda de tensão. No sensoriamento de frequência o monitor pode gerar falso distúrbio se ocorrer cruzamento do zero. O sensoriamento é utilizado sempre nos sistemas de geração e são identificados como função 81 da tabela ANSI. Igualmente os reguladores de velocidade podem ser afetados se a detecção da mesma for efetuada pela frequência e ocorrer cruzamento do zero.

Portanto todo aparelho que utiliza o cruzamento com o zero (ou outros aspectos da onda de tensão) para realizar alguma ação, distorções na forma de onda podem alterar, ou mesmo inviabilizar, seu funcionamento.

Caso as harmônicas penetrem na alimentação do equipamento por meio de acoplamentos indutivos e capacitivos (que se tornam mais efetivos com o aumento da frequência), eles podem também alterar o bom funcionamento do aparelho [49], [50], [51].

A.2.6 Aparelhos de medição

Ressonâncias sempre afetam a grandeza medida. Por isso aparelhos de medição e instrumentação em geral são afetados por harmônicas sempre que ocorrem ressonâncias.

Dispositivos com discos de indução, como os medidores de energia, são sensíveis a componentes harmônicas, podendo apresentar erros positivos ou negativos, dependendo do tipo de medidor e da harmônica presente. Em geral a distorção deve ser elevada ($>20\%$) para produzir erro significativo [49], [50], [51].

A.2.7 Relés de proteção e fusíveis

Um aumento da corrente eficaz devida a harmônicas sempre provocará um maior aquecimento dos dispositivos pelos quais circula a corrente, podendo ocasionar uma redução em sua vida útil e, eventualmente, sua operação inadequada.

Em termos dos relés de proteção não é possível definir completamente as respostas devido à variedade de distorções possíveis e aos diferentes tipos de dispositivos existentes.

Vários estudos afirmam que os relés de proteção geralmente não respondem a qualquer parâmetro identificável, tais como valores eficazes da grandeza de interesse ou a amplitude de sua componente fundamental. O desempenho de um relé considerando uma faixa de frequências de entrada não é uma indicação de como aquele componente responderá a uma onda distorcida contendo aquelas mesmas componentes espectrais. Relés com múltiplas entradas são ainda mais imprevisíveis.

**APÊNDICE B DO CAPÍTULO 3:
UMA INTERPRETAÇÃO FÍSICA DO SISTEMA qd0.**

Termos mocionais $\omega_r \cdot \lambda_d$, $\omega_r \cdot \lambda_q$ e $\omega_r \cdot \lambda_0$

A substituição do sistema físico real constituído por três enrolamentos estatóricos a, b e c defasados de 120° por dois enrolamentos fictícios q e d situados no rotor implica em mudança da referência [2], [5]. Assim nas bobinas q e d girando com os pólos e portanto paradas com relação aos mesmos, os termos $\omega_r \cdot \lambda_d$, $\omega_r \cdot \lambda_q$ são as fem mocionais devidas a mudança de referência.

Explicação:

Imagine-se, uma primeira transformação de a, b, c para d e q também fixas no estator. Imagine-se também que a máquina está funcionando em regime permanente. Em um determinado instante, qualquer uma das bobinas d e q serão sedes de fem proporcionadas pelos fluxos girantes seja aquele proporcionado pelo rotor (campo) seja o proporcionado pelo estator (campo girante devido à reação de armadura), porém como os fluxos foram decompostos em d e q, a equação da tensão devida apenas ao fluxo mocional pode ser escrita:

$$e_d = \frac{d\lambda_d}{dt} + \frac{d\lambda_q}{dt}$$

O fluxo concatenado λ_d no eixo d resulta em valor máximo pois

$$\lambda_d = \lambda_{d\max} \cdot \cos \omega t \text{ e portanto } \frac{d\lambda_d}{dt} = 0$$

O fluxo concatenado λ_q no eixo q resulta em valor zero pois $\lambda_q =$

$$\lambda_{q\max} \cos \omega t \text{ e portanto } \frac{d\lambda_q}{dt} = e_{\max}^{12}$$

Assim a componente do fluxo mocional em d pode ser expresso por :

$$e_{dm} = \frac{d\lambda_q}{dt}^{12}$$

Por raciocínio semelhante

$$e_{qm} = \frac{d\lambda_d}{dt}$$

As bobinas d e q são agora colocadas no rotor, ou seja, d e q passam a girar junto com os fluxos e, portanto esta parcela da tensão mocional seria anulada invalidando a transformação a, b, c em d, q .

Por isso deve-se conservar em d e q a parcela mocional da tensão

Assim pode-se escrever que a tensão na bobina q será considerando a queda resistiva:

$$e_q = \omega\lambda_d + \frac{d\lambda_q}{dt} + r_a i_q$$

$$e_d = \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega\lambda_q + r_a i_d$$

As equações acima podem ser completadas com:

$$e_0 = \frac{d\lambda_0}{dt} + r_a i_0$$

Trata-se, portanto de escrever as equações das correntes e dos fluxos em d e q, para obter-se as equações das tensões também em d e q, as quais podem ser anti transformadas em e_a , e_b e e_c .

Parcela variacional [5]

Uma parcela, denominada variacional do fluxo identificada com índice v. Somente ocorre em situações transitórias ou de desequilíbrio: qualquer variação que ocorra no fluxo não porque ocorreu ‘movimento’ do fluxo com relação à bobina, mas porque ocorreu um aumento ou redução do fluxo com relação a bobina, em outras palavras trata-se de uma variação temporal. Esta parcela do fluxo é :

Tensão no eixo direto de origem variacional	Tensão no eixo em quadratura de origem variacional
$e_{dv} = \frac{d\lambda_{dv}}{dt}$	$e_{qv} = \frac{d\lambda_{qv}}{dt}$

APÊNDICE C DO CAPÍTULO 5

MITIGAÇÃO DE HARMÔNICAS ATRAVÉS DE FILTROS

Este apêndice complementa o Capítulo 5 da Tese

C.1) Mitigação de harmônicas através de filtros

Conforme apresentado no corpo desta Tese os Sistemas Elétricos com elevados conteúdo de harmônicos frequentemente são desligados por seus sistemas de proteção. Os engenheiros de qualidade de energia intervêm de duas formas.

Na formulação do projeto ou preventiva

Durante a elaboração os componentes são selecionados para gerar harmônicas com valores inferiores que aqueles estabelecidos pelo IEEE 61000 e o Sistema Elétrico deve respeitar os limites impostos pelo IEEE519.

Conforme exposto no corpo da Tese em GD o correto funcionamento dos geradores poderá limitar o nível das harmônicas.

Na solução do problema ou corretiva

Se os limites acima são ultrapassados e o Sistema instabiliza ou o aquecimento dos componentes gera riscos de funcionamento deficiente uma das soluções poderá ser a introdução de filtros. Os quadros apresentados nas figuras C1 e C.2 são elucidativos:



Figura C.1 Projeto preventiva

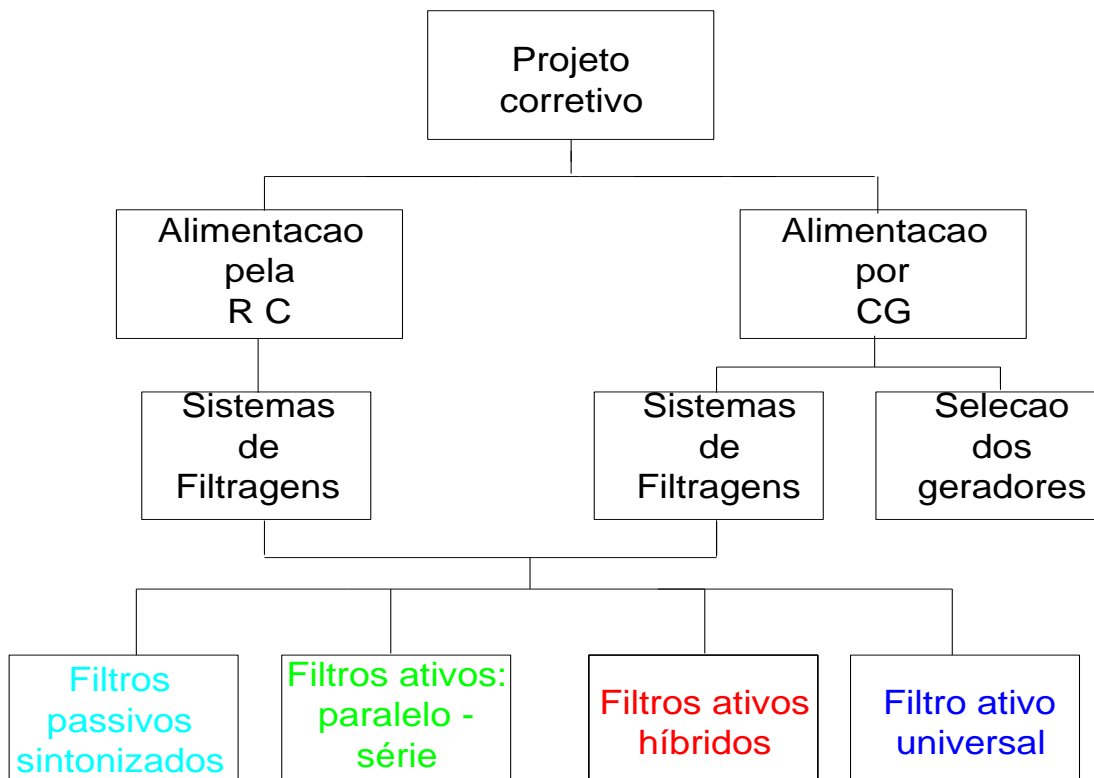


Figura C.2 Projeto corretiva

Na figura C.1 os equipamentos da instalação não provocam harmônicas ou o fazem de forma reduzida: por exemplo, a utilização de sistemas de retificação de 12 pulsos gera menos harmônicas que um sistema de retificação trifásico de meia onda. Também a utilização de transformadores que “aprisionem” a terceira e múltiplas reduz as harmônicas injetadas na fonte. Em outras palavras os diversos equipamentos que compõem o Sistema Elétrico da planta são fabricados para respeitar os limites normalizados.

Na figura C.2 é necessário introduzir elementos externos mitigadores de harmônicas: Ao invés de substituir os equipamentos do sistema a abordagem corretiva propõe a utilização de filtros passivos ou ativos para mitigar as harmônicas. No caso de alimentação por Usina Geradora própria a substituição do gerador por outro de reatância subtransitoria apropriada pode solucionar o problema sem ser necessário introduzir filtros.

C.2 Definição de Filtros

C.2.1 Filtros passivos

A combinação de Indutâncias e Capacitâncias permite selecionar frequências nas quais sua combinação poderá resultar em impedância próxima a zero limitada praticamente

pelo elemento resistivo para frequências desejadas. Desta forma a harmônica pode ser desviada pelo circuito de filtragem eliminando sua circulação pelo sistema.

As cargas não lineares alteram constantemente os valores das harmônicas durante seu funcionamento. Nestas situações filtros fixos não solucionam o problema.

A utilização de filtros ativos que identificam as harmônicas assegura a solução.

C.2.2 Filtros Ativos

É um Sistema de filtragem que monitora as harmônicas e gera outras de mesma ordem e intensidade, defasadas de 180°. A resultante (original + gerada pelo filtro) será zero. Antes de optar pelo Sistema de Filtragem é necessário calcular o investimento uma vez que os filtros ativos possuem custos muito elevados. Em contrapartida os filtros passivos poderão ocupar maior espaço. No computo é necessário considerar também a melhoria do fator de potência proporcionada pelos filtros ativos.

C.2.3 Filtros híbridos

A utilização de filtros ativos e passivos no mesmo projeto poderá aproveitar as vantagens de cada sistema incorporando vantagens de ambos.

C.3 Funcionamento dos Filtros

C.3.1 Filtros passivos

A figura C.3 mostra uma CNL e um filtro passivo. A corrente I_h , harmônica de ordem h , será drenada pelo filtro não atingindo a Fonte.

A escolha dos valores de L e de C será tal que o Circuito ofereça impedância apenas do resistor. A impedância do filtro da figura C3 é:

$$Z = R + j(Xl - Xc) \quad (1)$$

Se $X_l = X_c$ a impedância $Z=R$. A frequência de ressonância do filtro é

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2)$$

Outra variável importante é o Fator de Qualidade do filtro definido como:

$$Q = n \cdot \frac{Xl}{R} = \frac{Xc}{nR} \quad (3)$$

A expressão (3) mostra que quanto maior o fator de qualidade do filtro melhor será o seu efeito na filtragem da harmônica para a qual o filtro foi projetado. Em aplicações práticas os filtros possuem Q maior que 10.

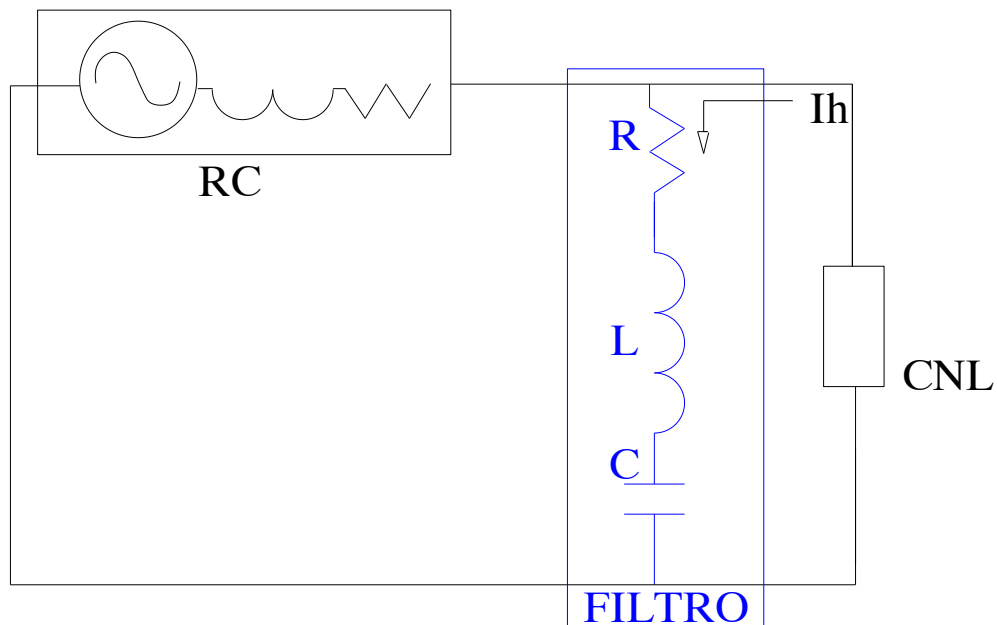


Figura C.3 a) Sistema de filtragem passiva

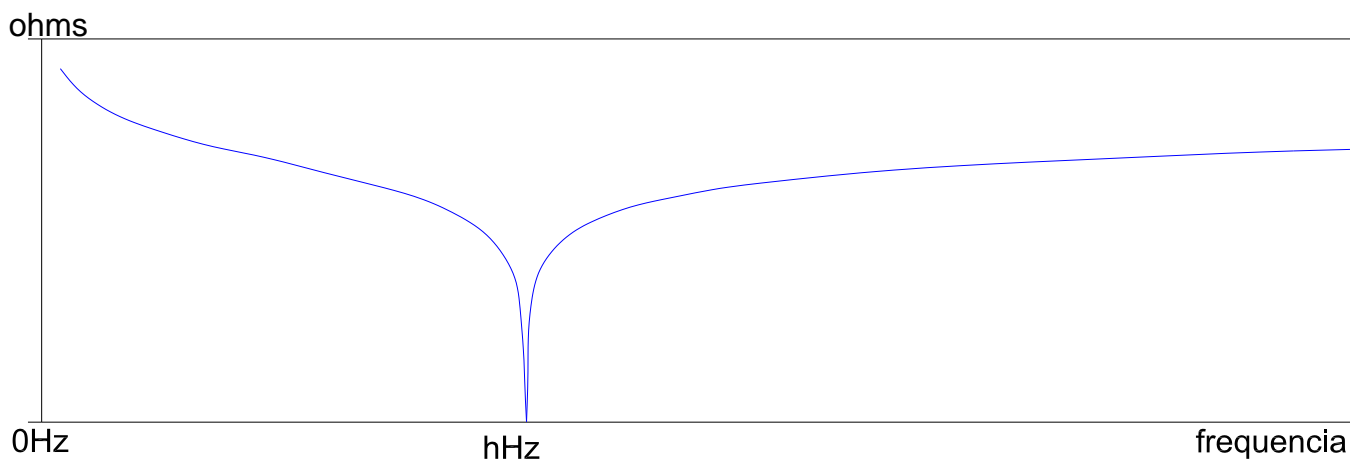


Figura C.3 b) Impedância do filtro na frequência h

A sintonização pode ser efetuada para várias frequências que se quer eliminar quase sempre as harmônicas de ordem inferior. Em frequências de ordens mais elevadas é usado circuito apenas capacitivo; neste caso é denominado filtro passa alto. A figura C.4 a) mostra um filtro múltiplo para 5^a, 7^a, 11^a e superiores

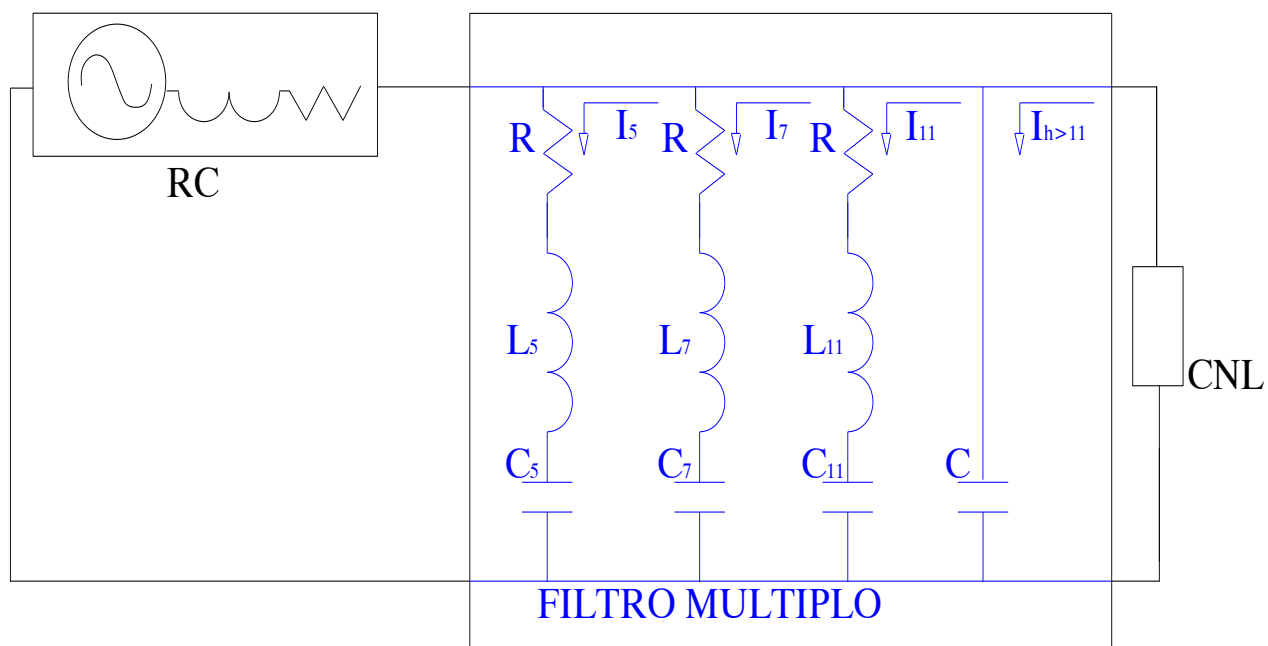


Figura C.4 (a) Filtro sintonizado na quinta, sétima, décima primeira e passa alta

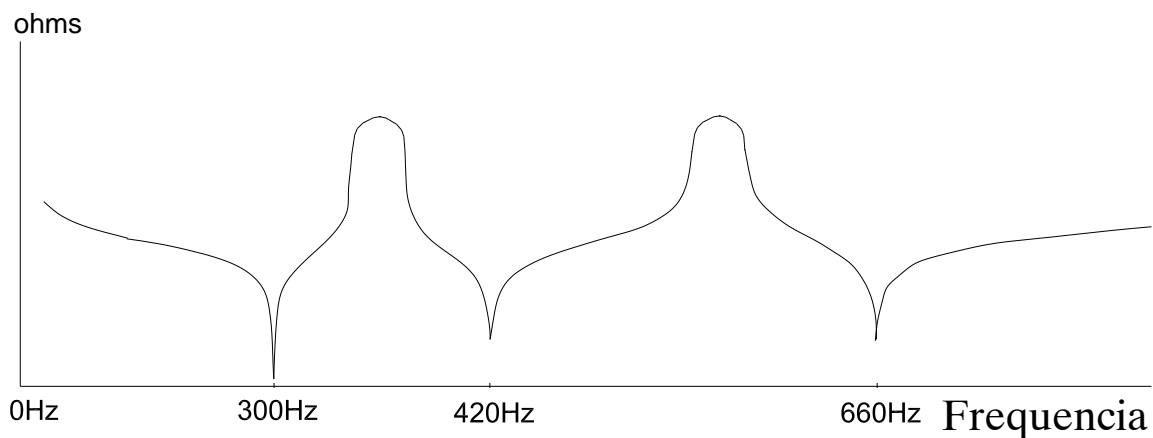


Figura C.4(b) Impedâncias na quinta, sétima, décima primeira (em frequências superiores não foi representada)

Na Figura C.4 b) mostram-se as impedâncias de um filtro composto (quinta, sétima, décima - primeira e passa-altos). A impedância terá valor mínimo conforme o valor projetado.

Desvantagens

Alem do espaço ocupado por este tipo de filtros já citado, podem ainda surgir ressonâncias paralelas entre os elementos de filtragem: a presença de vários filtros em um sistema elétrico poderá produzir interferências mútuas; cada filtro pode sofrer interação dos outros filtros ou de outras cargas. Nestas circunstancias pode ocorrer um ganho em tensão em níveis não toleráveis

Correção do fator de potência:

Caso a carga alimentada seja indutiva as capacitâncias dos diferentes filtros, na frequência da rede, podem contribuir para a correção do fator de potência. Caso a planta elétrica seja alimentada por Usina Geradora própria a existência de capacitores em excesso poderá tornar o fator de potência capacitivo de forma não administrável de tal forma que a tensão do gerador se eleve e a proteção provoque desligamento do sistema

Resistências limitadoras na frequência de ressonância são sempre previstas.

Ou seja, o fator de qualidade Q não é infinito, ver a expressão (3) e, portanto se a compensação não é ideal sempre haverá um pequeno componente distorcida também na tensão do barramento.

A reatância de linha influencia também o desempenho do filtro deslocando a sintonização do projeto. O exame da figura C.5 mostra essa interferência com resposta de um filtro de terceira harmônica, sem e com reatância de linha: a frequência da ressonância série se desloca para um valor mais baixo. Desta forma a eficácia do filtro será prejudicada. Por isso é necessário identificar as características da linha de quando se opera com filtros passivos.

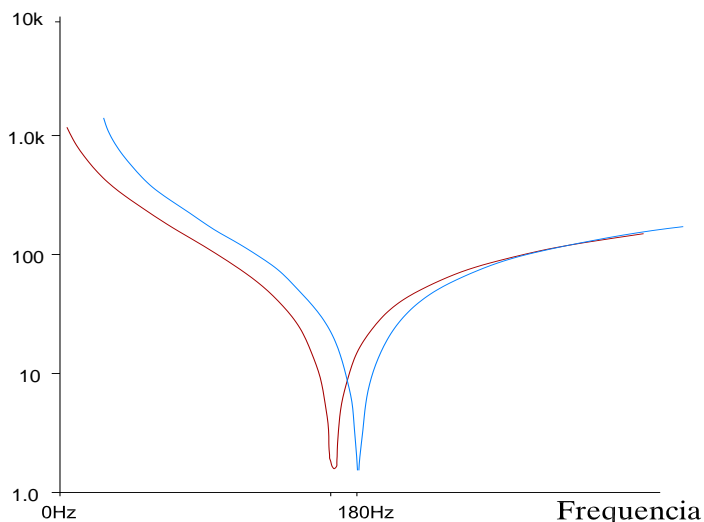


Figura C.5- Alteração da frequência de ressonância devido a impedância da linha

Na figura C.6 a carga não linear possui corrente com forma retangular aproximada. Com um filtro de terceira ordem a corrente resulta com a distorção mostrada na figura C.6 . Filtros de quinta e sétima ordem, melhoram a forma de onda mostrada na figura C.7.

Se for introduzido capacitor para correção do fator de potência podem ocorrer ressonâncias entre a impedância da rede e este capacitor.

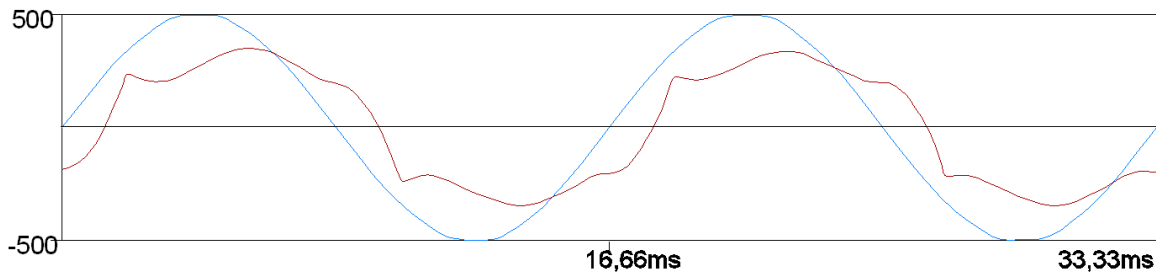


Figura C.6- Corrente distorcida com filtro de 3ª harmônica Tensão interna senoidal.

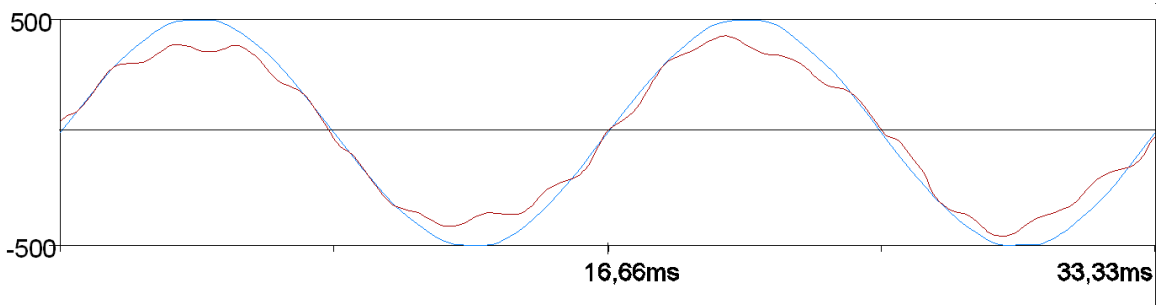


Figura C.7 Corrente distorcida com filtro de 3ª, 5ª, e 7ª e correção do fator de potência. Tensão interna senoidal.

A solução de isolar eletricamente (em alta frequência) os diversos sistemas e a interação entre filtros e a rede através de indutância é custosa e aumenta as perdas e a queda de tensão para a carga.

Conforme Pomilio J. A. [23] ‘‘É mais difícil é adequar a potência do filtro à condição da carga. Se cada filtro tivesse um fator de qualidade infinito, o filtro absorveria toda a componente harmônica. Na prática, verifica-se que é melhor limitar a corrente absorvida ao nível necessário para obter a filtragem desejada. Isto pode ser feito apenas de modo discretizado, dividindo cada filtro em estágios, cada um com capacidade de condução de parte da corrente. A entrada ou saída de módulos seria feita em função da distorção produzida pela carga, que pode variar. Este procedimento, além de caro é de difícil implementação’’.

Soluções com Filtros passivos.

As vantagens são:

- Robustez,
- Alta confiabilidade,
- Insensibilidade a surtos,
- Operação silenciosa.

As desvantagens são:

- Ocupam grandes áreas
- Alteram as formas de onda na frequência fundamental;
- Dificuldades para operar numa larga faixa da tensão de entrada
- Não possibilitam regulação da tensão;
- A resposta dinâmica é pobre;

Exemplos de geração de harmônicas

A figura C.8 mostra um retificador monofásico com um filtro C, filtro L e filtro LC no lado da Corrente Continua

Um indutor na saída do retificador produz permite melhorar o FP de 0,70 para aproximadamente 0,9, mas os limites de harmônicas estabelecidos pela IEC 61000-3-2 são superados. Com um filtro LC pode obter o mesmo FP, com valores menores.

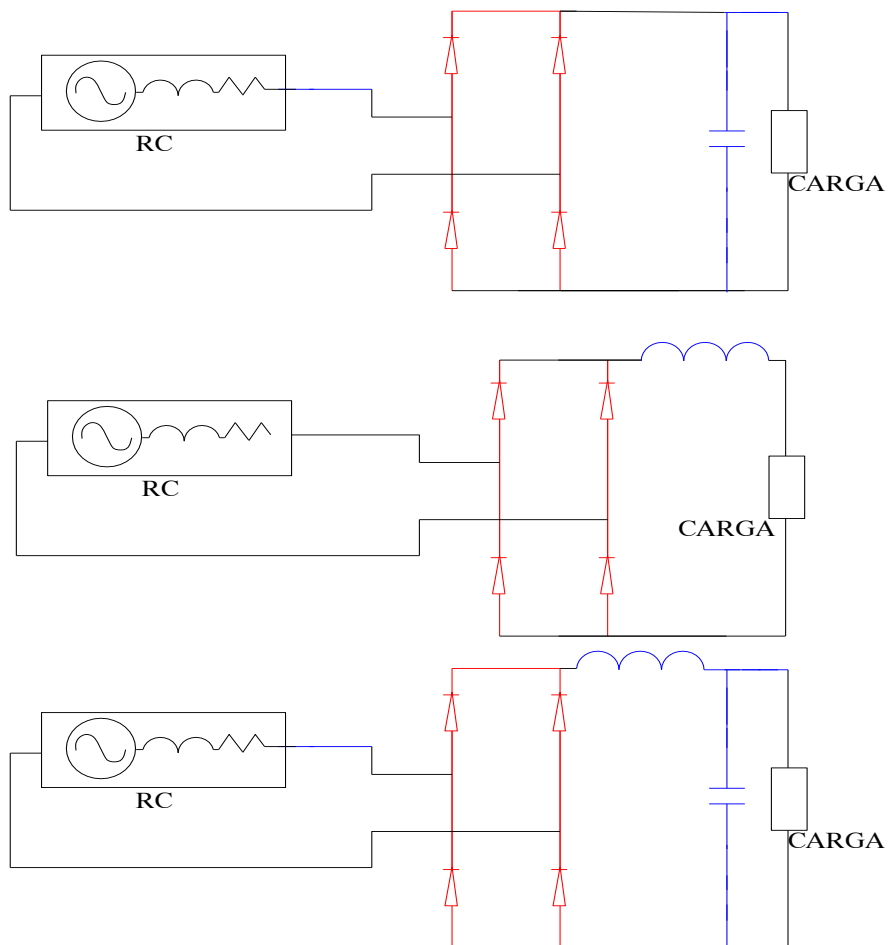


Figura C.8: Retificação com filtro L e LC no lado CC

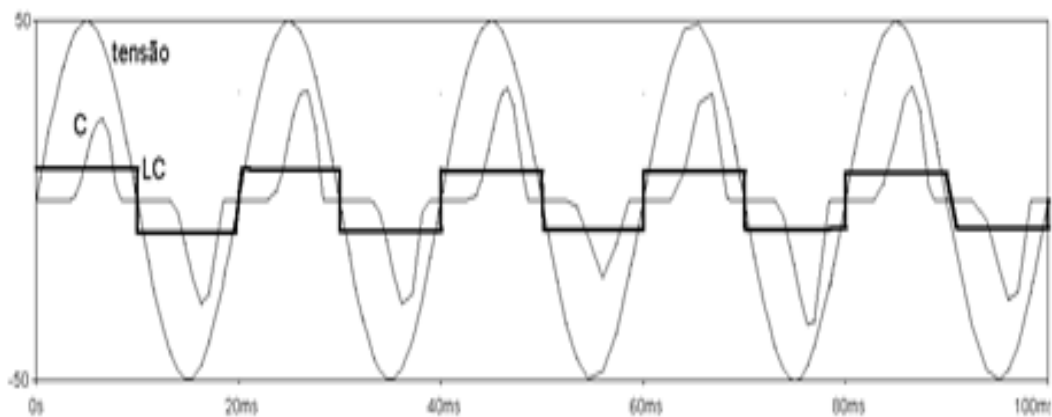


Figura C.9 Formas de onda e espectro da corrente de retificador monofásico com filtro capacitivo e com filtro LC.

As correntes de entrada com filtro capacitivo e com filtro LC é mostrado na figura C.9.

O uso de filtros LC paralelo sintonizados é outra forma de solução parcial e que não e quase não reduz a tensão de entrada do retificador. Esse circuito, mostrado na figura C.10, pode-se reduzir as harmônicas que circulariam na rede.

Também o FP é melhorado para mais que 92%. As harmônicas não bloqueadas pelo filtro sintonizado poderão ainda circular pela rede, mas encontrarão um caminho alternativo pelo capacitor. A figura C.11 mostra as formas de onda na entrada do retificador e na rede.

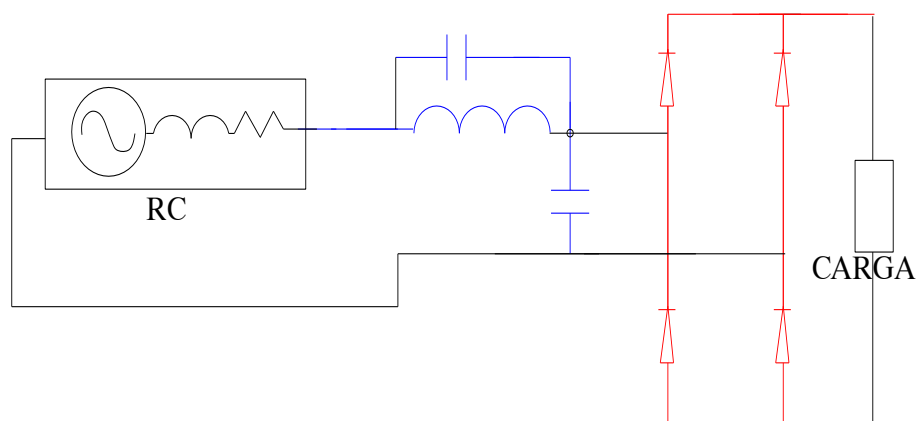


Figura C.10 Filtro LC sintonizado de entrada.

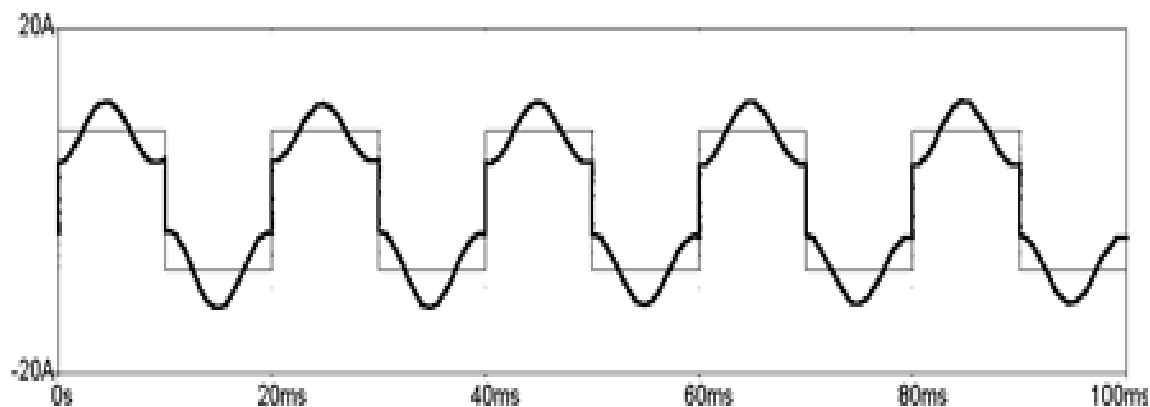


Figura C.11 Correntes na rede e na entrada do retificador

C.3.2 Sistema de Filtragem Ativa ou Filtros Ativos.

Neste item efetua-se breve apreciação de estrutura de filtragem ativa tipo paralelo e serie.

C.3.2.1 Funcionamento

Filtros ativos podem ser construídos a partir de geradores ideais de corrente ou de tensão.

Considere-se um GS com tensões com harmônicas espaciais, portanto, com tensão senoidal fundamental e várias frequências de ordens superiores com uma indutância interna L_G , alimentando uma carga.

A tensão da fonte V_G é será a soma fasorial

$$V_G = V_1 + \Sigma V_h,$$

Onde

- V_1 é a tensão na frequência fundamental e
- V_h representa as tensões harmônicas geradas internamente.

A corrente da carga I_L , é a soma de todas as correntes harmônicas I_h incluindo a fundamental I_1 .

$$I_L = I_1 + I_h$$

A distorção da tensão terminal V_t é provocada pelas tensões harmônicas geradas internamente (no GS são as harmônicas espaciais) e pelas correntes da carga com harmônicas temporais, que circulam na impedância interna da fonte. No caso do GS são várias impedâncias, mas principalmente as subtransitórias.

Um Filtro ativo ideal pode eliminar as harmônicas da tensão terminal sem afetar a corrente fundamental da carga.

Este Sistema de Filtragem pode, ser projetado:

- a) Um gerador de correntes senoidais I_h , conectado aos terminais da fonte CA mostrado na figura C.12 (b)
- b) Gerador de tensões harmônicas

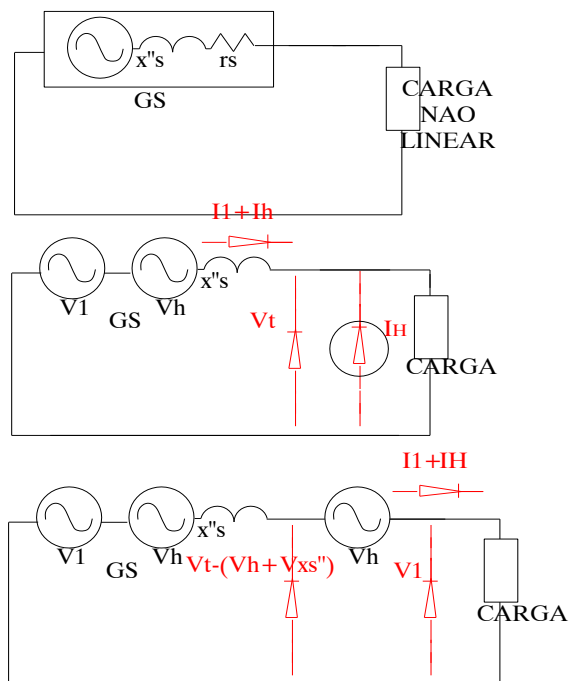


Figura C.12 (a) superior, (b) central e (c) -Sistema de Filtragem Ativa ideal

a) Filtro como Gerador de correntes harmônicas.

O Filtro Ativo gera correntes senoidais iguais às geradas pelas CNL, mas defasadas de 180° . Desta forma as harmônicas serão total ou parcialmente eliminadas.

Por isso as correntes harmônicas da carga e as da fonte, não circularão, através da carga.

b) Filtro como Gerador de tensões harmônicas

Os Filtros são geradores de componentes harmônicas que se opõem e cancelam a tensão terminal harmônicas.

Portanto, a tensão terminal pode ser eliminada ou mitigada pela conexão de um gerador perfeito de tensões harmônicas entre a fonte e a carga, de acordo com a figura C.12.(c)

C.3.2.2 Classificação do Sistema de Filtragem Ativa.

Os Sistemas de Filtragem Ativa podem ser classificados sob vários critérios

- Pelo nível de potência
- Pela técnica de controle
- Pelo tipo de alimentação

Em cada uma dessas classificações os filtros poderão ser:

- Paralelo
- Série
- Híbridos

a) Critério: Nível de potência

A potência do sistema a se compensado e a velocidade de resposta são os aspectos de grande importância neste critério na tentativa de identificar o Sistema de Filtragem Ativo mais apropriado.

- Baixa potência: menor que 100 KVA.
- Média: de 100 KVA a 10 MVA
- Elevada: maior que 10 MVA

b) Critério: Técnicas de Controle

O segundo critério é a classificação pela forma de controle. Este aspecto é o mais importante nos filtros ativos.

Conforme Pomilio [23] é implementada em três estágios:

- *a) no primeiro estágio, o de condicionamento de sinal, as tensões e as correntes essenciais são amostradas, isoladas, amplificadas e entregues ao estágio seguinte.*
- *b) No segundo estágio, os sinais de compensação, em termos de níveis de correntes e de tensões, são derivados com base nos métodos de controle e nas configurações do filtro ativo.*
- *c) No terceiro estágio, o de geração de sinais de disparo aos elementos do filtro ativo, onde os sinais são gerados com estratégias de modulação por largura de pulso (PWM), de histerese, de modos deslizantes ou ainda de lógica difusa.*

c) Critério: sistema de alimentação

A classificação dos filtros ativos neste caso é baseada no sistema de alimentação (ou na carga). Este sistema pode ser do tipo monofásico ou trifásico a 3 ou a 4 condutores.

C.3.2.3 Topologias

C.3.2.3.1 Filtro Ativo Paralelo

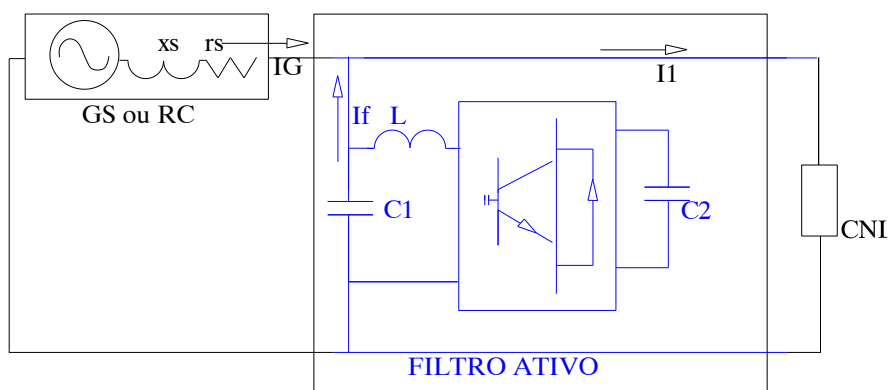
Utilizado com mais frequência, o filtro ativo paralelo não apenas elimina correntes harmônicas, mas também efetua a compensação de potência reativa e promove o balanceamento de correntes desequilibradas.

Ao injetar correntes de compensação, em oposição de fase e com a mesma intensidade da harmônica a ser eliminada ocorre a supressão da mesma no ponto de conexão.

A figura C.13 mostra duas configurações usuais dos filtros paralelos. Em C.13 a) ocorre a compensação dos distúrbios introduzidos por sistema de retificação controlado ou não com filtro capacitivo..

Na parte (b) é mostrado outro circuito: Alteração na filosofia de projeto do elemento de armazenagem de energia – o capacitor C2.

Os filtros ativos paralelos sejam os da figura C.13 a) ou b) monitoram a tensão e a corrente de entrada que são monitoradas com o mesmo objetivo qual seja gerar comandos de compensação do filtro, compensar potências reativas, de harmônicas e de fundamental.



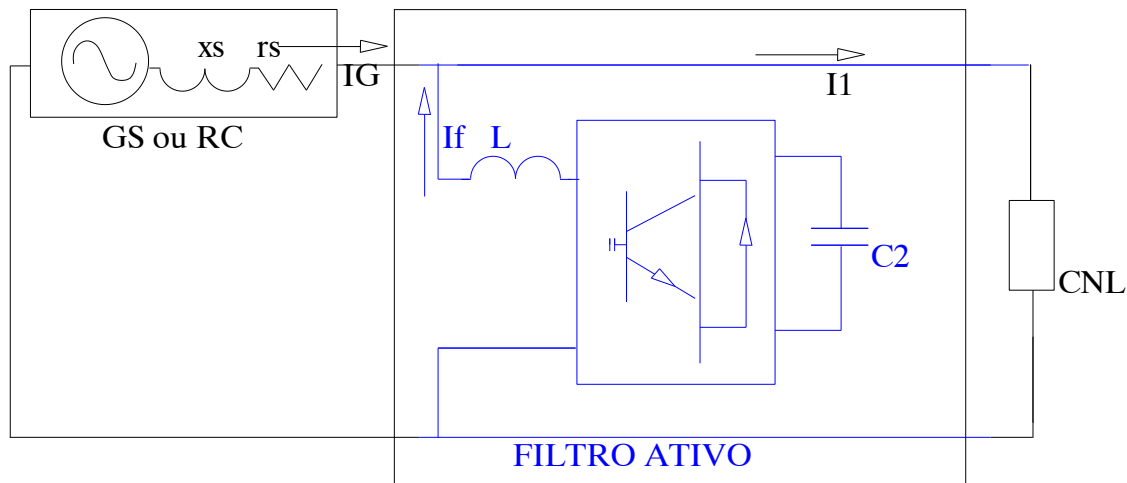


Figura C.13- Sistema de Filtragem Ativa em paralelo (a) superior e (b)

C.3.2.3.2 Filtro Ativo Série

O filtro ativo série é mostrada na figura C.14

A observação da figura mostra que o elemento de controle é colocado em serie entre a fonte e carga. O auxilio de um transformador de acoplamento é utilizado freqüentemente.

Da mesma forma que o filtro ativo em paralelo é usado na mitigação de harmônicas, no balanceamento das cargas o que promove como consequência a regulação das tensões terminais da carga ou na própria fonte.

Por terem que suportar a corrente da carga são menos comuns do que os paralelos. Podem ser, entretanto mais eficientes.

Conforme Pomilio[23]: ‘As técnicas de controle usadas nas topologias anteriores, tais como, extração de componentes simétricas por filtragem dos sinais de carga, geração de seqüências negativa e positiva de tensões, foram substituídas por outras e, entre elas, citam-se: dead-beat, d-q Synchronous reference frame e detecção de tensões da carga. Estas estratégias fundamentaram, respectivamente, varias publicações’.

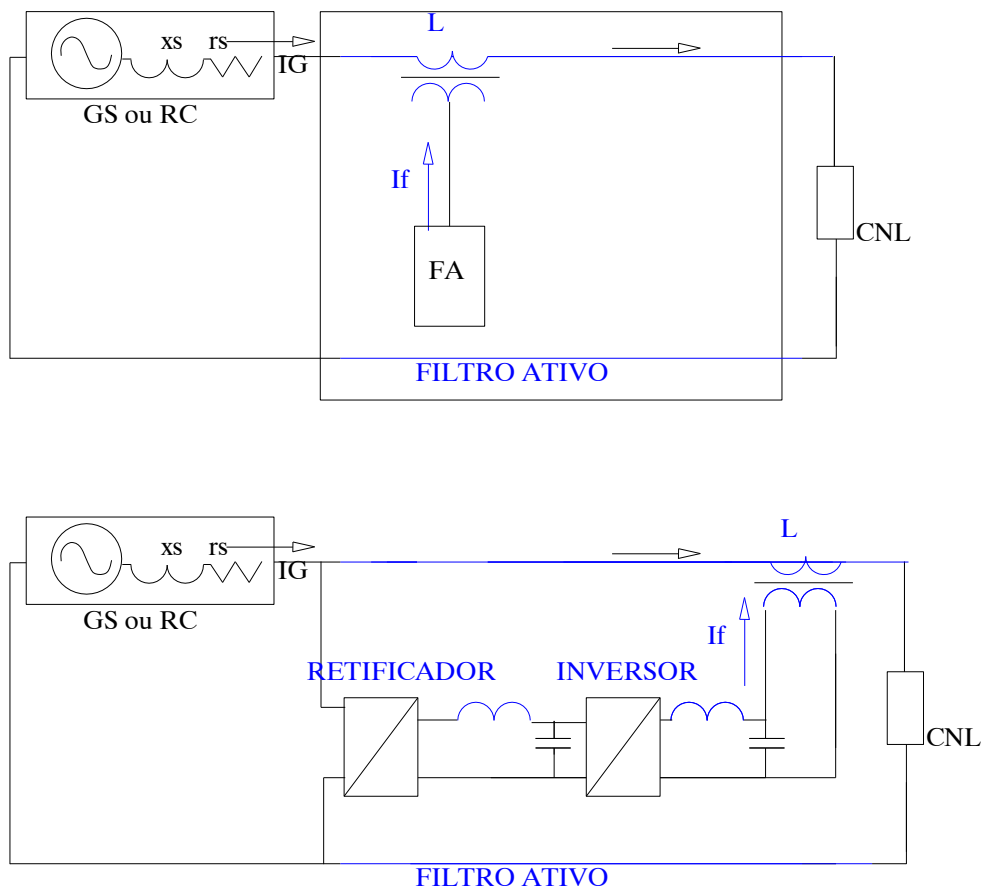


Figura C.14 -Sistema de Filtragem Ativa Serie: a) configuração básica; b) compensador ativo serie

C.3.2.3.3 Filtro Ativo Híbrido

Como o nome indica estes filtros adicionam as vantagens dos filtros ativos e passivos sintonizados

As figuras C.16 mostram as topologias de filtros ativos híbridos. Agregam as vantagens de redução de potência, tamanho e custo dos dispositivos semicondutores empregados na parte ativa do conjunto.

Em C.16.a) mostra-se a combinação de um filtro ativo (em série) com um passivo (em paralelo), usualmente é projetada de forma que o filtro ativo elimine uma parcela das correntes – as de menores amplitudes, enquanto que o passivo eliminará a parcela que contém

as correntes de maiores amplitudes do conjunto de correntes harmônicas.

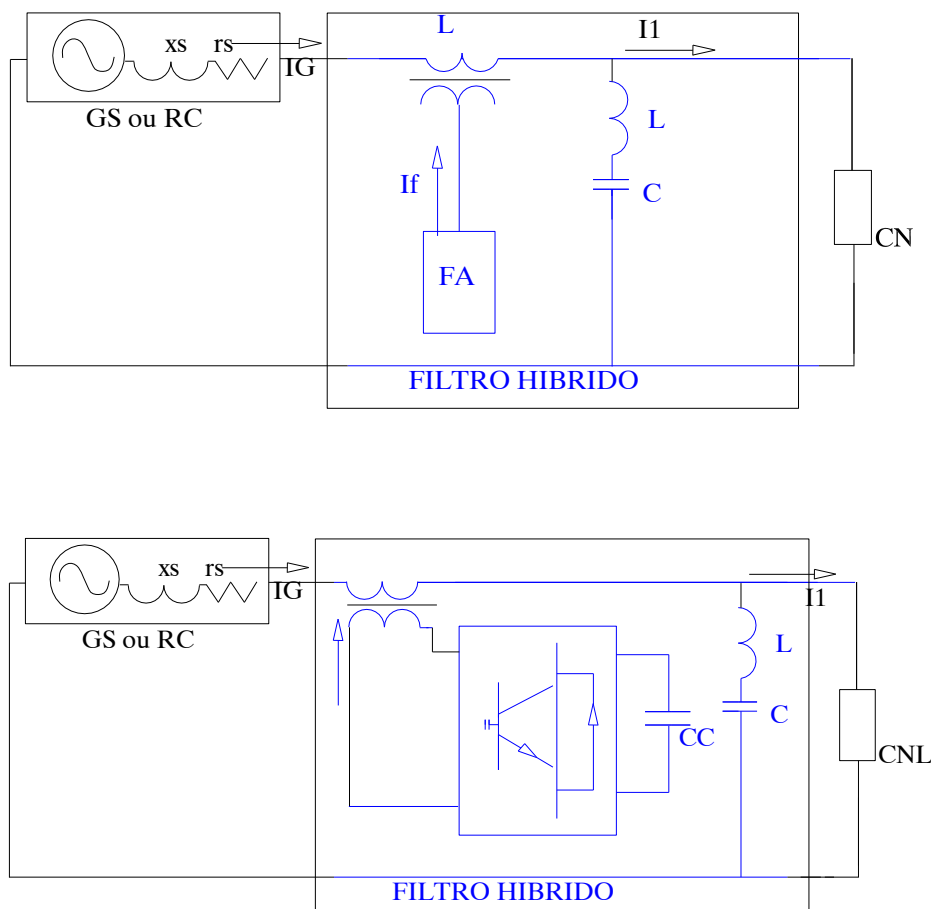


Figura C.16 Sistemas de Filtragem Ativa Híbridos

Na figura C.16 (b) o filtro ativo constitui uma alta impedância harmônicas. O filtro passivo, oferece um caminho de menor impedância às harmônicas da carga. Ambos otimizam suas características.

Por isso são muito aplicados na compensação de harmônicas nos sistemas de potência.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS:

LIVROS

- [1] Langsdorf A. S. Teoria de las Máquinas de Corriente Alternada MacGraw-Hill Book Company Traducción: Rafael Gomez de Ureta do original Alternating Machines Theory 1967
- [2] Corrales, J M Calculo Industrial de Maquinas Electricas Barcelona Marcombo Boixareau Editores, 1982, ISBN
- [3] Power Quality in Electrical Systems Alexander Kusko, Marc T. Thompson [McGraw-Hill Professional](#).
- [4] Diseño de Aparatos Eléctricos Kulman J.
- [5] Acha E., Agelidis VG, Anaya-Lara O. Miller T.J.E. Power Electronic Control in Electrical Systems, Oxford England Newness Power Engineering Série 2002 ISBN 0 7506 51 261
- [6] Krishma R. Motor Drives: Modeling, Analysis and Control Prentice Hall USA fev 2001 ISBN 0130910147
- [7] ONG, C.M., Dynamic Simulation of Electric Using Matlab Simulink, New Jersey, Prentice Hall, 1998, ISBN 0-13-723785-5
- [8] Machowski J., Bialek J. W., Bumby J. R., Power System Dynamics: Stability and Control, Wiltshire Great Britain, 2008, ISBN 978-0-470-72558-0
- [9] Fitzgerald A.E., KINGSLEY JR.C., UMANS S., Electric Machinery, McGraw-Hill N.Y., 2003, ISBN 0 07 112193-5.
- [10] Jordão R.G. Máquinas Síncronas São Paulo, São Paulo, Editora da USP Livros Técnicos e Científicos, Editora S.A, 1980
- [11] Fitzgerald A.E., KINGSLEY JR.C., Kusko A. Maquinas Eléctricas
- [12] Mayé, P., Moteurs Électricques Industriels, Paris, Dunod, 2005, ISBN 2 10 048729 9
- [13] Kundur P. Power System Stability and Control, New York, MacGraw-Hill .1994, ISBN

[14] Dynamic Simulation of Electric Using Matlab Simulink

PAPERS E TESES.

[15] PENIN Y SANTOS S. Dissertação de Mestrado - Distúrbios em Geradores Síncronos em Operação Isolada.

[16] DELBONE E. Viabilidade Técnica e Econômica no aumento da capacidade de Geração de Usinas Síncronas utilizando gerador de Indução

[17] ROCCO A.- Máquinas Síncronas e Cargas Não Lineares Efeitos da Distorção Harmônica, uma Análise Numérico Experimental. Tese de Doutorado. Escola Politécnica. USP. 1998

[18] DELAIBA A. C., OLIVEIRA R.R., ROCHA C.A.L..’’Comportamento de Geradores Síncronos Trifásicos Alimentando Cargas não Lineares e Desequilibradas. Uma abordagem analítica e Experimental’’. Aracaju.V SBQEE-CIGRE. 2003

[19] MARTINS NETO L. Modelagem de Máquinas Síncronas de Pólos Lisos (apostila) Uberlândia 1996

[20] MELGOZA, J. J.R., HEYDT, G. T., KEYHANI, A. AGRAWAL, B. L. SELIN, D. Synchronous Machine Parameter Estimation Using the Hartley Series. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 16, N^o. 1, March 2001 49

[21] Iwasak N., Todaka T., Enokizono M. Development of simplified evaluation method of iron losses in actual stator cores of rotating machines

[22] Sine-wave Distortions in Power Systems and the Impact on Protective Relaying. Report prepared by the Power System Relaying Committee of the IEEE Power Engineering Society. Novembro 1982.

[23] Pomilio J. A. Efeitos e causas de harmônicas no sistema de energia elétrica-Unicamp-O Setor Elétrico Campinas 2006

[24] Grady M. Understanding Power System Harmonics Dept. of Electrical & Computer Engineering. University of Texas at Austin 2005

[25] Olson Gary ‘’ Improving UPS ang Generator Set Compability’’ Cummins Technologies

[26] Beckwiyh, Sterling. Approximating Poitier Reactance, AIEE Transactions, vol.56, pp.813-818, July 1937.

- [27] Kilgore, L. A. "Calculation of Synchronous Machine Constants, AIEE Transactions, vol.50, pp.1201-1213, Dec.1931.
- [28] March, L. A. and Crary, S.B. "Armature Leakage reactance of Synchronous Machine, Constants, AIEE Transactions, vol.54, pp.378-381, April 1935.
- [29] Zambrano G.M.V., Ferreira A.C., Caloba L P. "Identificação de Parâmetros de Máquinas Síncronas Utilizando Redes Neurais Artificiais Especialistas e Resultados de Ensaio de Resposta de Frequência. Coppe&EP, Universidade Federal do Rio de Janeiro
- [30] Zambrano G.M.V. Simulação do Ensaio de Resposta de Frequência em Maquinas Síncronas de Pólos Salientes utilizando o Método de Elementos Finitos. Tese de Mestrado Universidade Federal do Rio de Janeiro
- [31] Cari E.P.T. Metodologia de Estimação de Parâmetros de Sistemas Dinâmicos Não-lineares com Aplicação em Geradores Síncronos. Tese de Doutorado. Engenharia São Carlos USP
- [32] Barbuy H. Reguladores de tensão Dissertação de mestrado
- [33] Williams Gregory M "Understanding Non Linear Loads and Generator Set Interaction" Caterpillar Inc., P.E.
- [34] L Malesani, P. Mattavelli, A. Zuccato, L. Bisiach and N. Balbo: "Riduzione dell'impatto delle Armoniche: Filtri Attivi ed Ibridi. Situazione e Prospettive". Anais do Convegno su La Qualità del prodotto Elettricità Interfacciamento Distributore-Utente, Associazione Elettrotecnica ed Elettronica Italiana, Verona, 25-26 novembre 1993.
- [35] Mon T W , Aung M M; "Simulation of Synchronous Machine in Stability Study for Power System" Electrical Power Engineering Department, MTU, Union of Myanmar
- [36] Jadric I., "Modeling and control of a synchronous generator with electronic load, Thesis of Master of Science-Electrical Engineering, Faculty of Virginia Polytechnic Institute and State University Blacksburg, Virginia 1998
- [37] Fernandes BC Análise e Projeto de Filtros Passivos Sintonizados em Alimentadores de Distribuição Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do E.S.
- [38] S. B. Dewan: "Optimum Input and Output Filters for a Single-Phase Rectifier Power Supply". IEEE Trans. On Industry Applications, vol. IA-17, no. 3, May/June 1981
- [39] A. R. Prasad, P. D. Ziogas and S. Manlas: "A Novel Passive Waveshaping Method for Single-Phase Diode Rectifier". Proc. Of IECON '90, pp. 1041-1050

- [40] R. Gohr Jr. and A. J. Perin: "Three-Phase Rectifier Filters Analysis".
Proc. Of Brazilian Power Electronics Conference, COBEP '91, Florianópolis - SC,
- [41] Bhim Singh, Kamal Al-Haddad A Review of Active Filters for
Power Quality Improvement, , *IEEE*, and Ambrish Chandra, *Member, IEEE*
- [42] W. J. Bonwick and V. H. Jones, "Performance of a synchronous generator with a bridge rectifier," *Proceedings IEE*, Vol. 119, No. 9, September 1972, pp. 1338-1342.
"Rectifier-loaded synchronous generator with damper windings," *Proceedings IEE*, Vol. 120, No. 6, June 1973, pp. 659-666.
- [43] V. H. Jones and W. J. Bonwick, "Three-phase bridge rectifiers with complex source impedance," *Proceedings IEE*, Vol. 122, No. 6, June 1975, pp. 630-636.
- [44] W. J. Bonwick, "Characteristics of a diode-bridge-loaded synchronous generator without damper windings," *Proceedings IEE*, Vol. 122, No. 6, June 1975, pp. 637- 641.
- [45] W. J. Bonwick, "Voltage waveform distortion in synchronous generators with rectifier loading," *IEE Proceedings*, Vol. 127, Pt. B, No. 1, January 1980, pp. 13-19.
- [46] Badawy E, "Performance of Synchronous generator with bridge rectified output",
Assiut University, Assiut, Egipt, 1984
- [47] Knudsen Hans, "Extended Park's Transformation for 2x3-phase Synchronous Machine And Converter Phasor Model with Representation of AC Harmonics", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 10, No. 1, March 1995.
- [48] Muhammad Sohail Ahmed: Effect of harmonics in Iron Losses –Tese de Mestrado.
Chalmers University of Technology-Goteborg- Suecia. 2007.

NORMAS OU STANDARDS

- [49] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems." Project IEEE-519. October 1991.
- [50]- [1] IEC 61000-3-2, "Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current smaller than 16 A per phase", Genève, Switzerland, 1998.
- [51] IEC 61000-3-4, "Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A per phase", Genève, Switzerland, 1998.
- [52] IEC 60034-Rotating Electrical Machines part 1 Rating and Performance

- [53] C57.110-1998 d– IEEE STANDARD IEEE Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying No sinusoidal Load Currents
- [54] NBR 146642 ‘‘Grupos Geradores. Requisitos Gerais para Telecomunicações ‘‘ Rio de Janeiro. ABNT.2001
- [55] NBR 5117-Máquinas Síncronas. Especificações. 1984
- [56] NBR 5052-Máquinas Síncronas. Ensaio 1984
- [57] IEEE STD 115-95; Test Procedures for Synchronous Machines
- [58] IEC 60034-1985-part 4- Methods for determining Synchronous Machine Quantities from Tests.
- [59] Turner W.Pitt, Seader H.J., Brill G K. Industry Standard Tier Classification Define Site Infrastructure Performance White Paper, UP Time Institute . Building 100 2904 Rodeo Park Drive East Santa Fe, NM 87505
- [60] IEEE Standard 421.5.1992, ‘‘ IEEE Recommended Practisce for Excitation Models for Power Stability Studies’’
- [61] IEEE 493-1997. Golden Book ‘‘Recommended Practice for Design of Reliable Industrial and Commercial Power Systems’’
- [62] IEEE Orange Book. ‘‘IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications’’
- [63] IEC 61000-4-7 Electromagnetic compatibility (EMC) –Part 4-7: Testing and measurement techniques –General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto.
- [64] C57.110-1998 IEEE Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying Nonsinusoidal Load Currents.
- [65] NEMA MG1-1988 Motors and Generators.
- [66] NEMA MG2-2001 Safety Standard and Guide for Selection and Use of Electric Motors and Generators.
- [67] ISO 8528 Generator Sets Power Rating
- [68] IEEE Standard 141: IEEE recommended practice for electric power distribution for industrial plants (IEEE Red Book).