

DANIEL RIBEIRO GOMES

Estudos de solicitações elétricas em pontes
retificadoras rotativas para excitatrizes
“brushless”

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica

Área de Concentração: Sistemas de
Potência

Orientador: Prof. Dr. Ivan Eduardo
Chabu

SÃO PAULO
2010 - (Edição Revisada)

Nome: GOMES, Daniel Ribeiro

Título: Estudos de solicitações elétricas em pontes retificadoras rotativas para excitatrizes “brushless”

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica

Aprovado em:

Banca Examinadora

Prof. Dr. _____ Instituição: _____
Julgamento: _____ Assinatura: _____

Prof. Dr. _____ Instituição: _____
Julgamento: _____ Assinatura: _____

Prof. Dr. _____ Instituição: _____
Julgamento: _____ Assinatura: _____

Aos meus pais, os quais me inculcaram os valores necessários para a longa caminhada até o presente momento.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela capacitação física e intelectual, bem como pela providência ao longo do tempo.

Aos meus pais e irmãos, pelo constante apoio e compreensão.

À minha noiva Suzana, pelo apoio, compreensão e ajuda com as ilustrações.

Ao Prof. Ivan Chabu, pela orientação, paciência e envolvimento nos momentos necessários.

Aos Profs. Walter Kaiser e Luiz Natal Rossi, pelas sugestões e auxílio em dúvidas.

À Equacional Elétrica & Mecânica, pelo espaço e maquinário cedido para a parte experimental deste trabalho.

RESUMO

GOMES, D. R. **Estudos de solicitações elétricas em pontes retificadoras rotativas para excitatrizes “brushless”**. 2010. 81 f. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2010.

O presente trabalho visa estabelecer uma metodologia alternativa para o levantamento dos principais transitórios elétricos sofridos por excitatrizes brushless, decorrentes de transitórios ocorridos na armadura do gerador principal. O método consiste no cálculo, a partir de dados de projeto, dos parâmetros que compõem os circuitos equivalentes do gerador principal e da excitatriz, seguido de simulações, em ambiente PSIM®, dos piores casos de transitórios de tensão e corrente sofridos pela armadura do gerador principal, como curtos-circuitos monofásicos, bifásicos e trifásicos, operação assíncrona do gerador principal e sincronização com defasagem entre as tensões do gerador e da rede. Em cada caso, monitoram-se as tensões e correntes resultantes nos diodos da ponte retificadora rotativa. Resultados simulados e experimentais são comparados.

Palavras-chave: Excitatriz brushless. Ponte retificadora rotativa.

ABSTRACT

GOMES, D. R. **Studies on electrical stresses in rotating rectifier bridges for brushless exciters.** 2010. 81 f. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2010.

This study aims to establish an alternative methodology for determining the main transients on brushless exciters due to transients in the main generator armature. The method consists in calculating, from design data, the parameters of the equivalent circuits of the main generator and the exciter, followed by simulations, with the software PSIM[®], of the worst voltage and current transient cases in the main generator armature, like single-phase, dual-phase and three-phase short circuits, asynchronous running of the main generator and out of phase synchronization. In each case the currents and voltages of the rotative bridge diodes were monitored. Simulation and experimental results are compared.

Keywords: Brushless exciter. Rotating rectifier bridge.

Lista de Símbolos

a	<i>Nº de circuitos paralelos na armadura</i>
b_D	<i>Distância entre canais da gaiola nas extremidades da peça polar [cm] – ver figura 51</i>
b_f	<i>Arco polar [cm] – ver figura 51</i>
b_i	<i>Arco polar efetivo [cm] – a relação b_i/τ_r vem das curvas da figura 52, onde, tendo b_f/τ_r e δ/τ_r, encontra-se o fator C_{d1} e projeta-se a reta até a curva tracejada, obtendo-se b_i/τ_r no eixo das abcissas.</i>
C_{d1}, C_{q1}	<i>Fatores de atenuação da fundamental nos eixos direto e em quadratura, conforme figura 51 e curvas das figuras 52 e 53.</i>
D	<i>Índice referente ao enrolamento amortecedor no eixo direto</i>
d	<i>Índice referente ao enrolamento de armadura no eixo direto</i>
D_a	<i>Diâmetro interna da armadura [cm]</i>
D_i	<i>Diâmetro médio do entreferro [cm]</i>
D_r	<i>Diâmetro do rotor [cm]</i>
f	<i>Índice referente ao enrolamento de campo / Freqüência nominal [Hz]</i>
i_d, i_f, i_D	<i>Corrente nos enrolamentos de armadura, campo e de amortecimento no eixo direto (domínio do tempo) [A]</i>
i_q, i_Q	<i>Corrente nos enrolamentos de armadura e de amortecimento no eixo em quadratura (domínio do tempo) [A]</i>

I_{f0}	<i>Corrente de campo necessária para tensão induzida nominal em vazio na armadura [A]</i>
I_d, I_q, I_f, I_D, I_Q	<i>Correntes dos referidos enrolamentos no domínio da freqüência [A]</i>
J	<i>Momento de inércia do rotor [kg.m²]</i>
k_{ca}, k_{cr}	<i>Fatores de Carter para armadura e rotor</i>
k_D, k_Q	<i>Fatores para incremento de resistência devido a extremidades e efeitos de borda na gaiola de amortecimento (eixo direto e em quadratura)</i>
k_p	<i>Fator de forma do pólo</i>
l_a, l_r	<i>Comprimentos total dos núcleos da armadura e do rotor [cm]</i>
$l_{ESP a}, l_{ESP f}$	<i>Comprimentos médios das espiras de armadura e de campo [cm]</i>
l_i	<i>Comprimento ideal dos núcleos [cm]</i>
l_{La}, l_{Lr}	<i>Comprimento dos dutos de ar da armadura e do rotor [cm]</i>
$L_{a\sigma}, L_f, L_D, L_Q$	<i>Indutâncias de dispersão dos enrolamentos de armadura, campo e de amortecimento (eixo direto e em quadratura) [H]</i>
L_{md}, L_{mf}, L_{mD}	<i>Indutâncias de magnetização dos enrolamentos de eixo direto na máquina "primitiva" [H]</i>
L_{mq}, L_{mQ}	<i>Indutâncias de magnetização dos enrolamentos de eixo em quadratura na máquina "primitiva" [H]</i>
L_{rc}	<i>Indutância mútua entre os enrolamentos de campo e de amortecimento (eixo direto) [H]</i>

$M_{df}, M_{fd}, M_{dD}, M_{Dd},$ M_{jD}, M_{Df}	<i>Indutâncias mútuas entre os enrolamentos de eixo direto na máquina “primitiva” [H]</i>
M_{qQ}, M_{Qq}	<i>Indutâncias mútuas entre os enrolamentos de eixo em quadratura na máquina “primitiva” [H]</i>
N_{af}	<i>Nº de espiras por fase da armadura</i>
N_f	<i>Nº total de espiras do campo</i>
p	<i>Nº de pares de pólos</i>
Q	<i>Índice referente ao enrolamento amortecedor no eixo em quadratura</i>
q	<i>Índice referente ao enrolamento de armadura no eixo em quadratura</i>
q_a	<i>Nº de canais por pólo e por fase da armadura</i>
q_D	<i>Nº de canais por pólo da gaiola de amortecimento</i>
q_f	<i>Nº de canais por pólo do campo</i>
r_a, r_f, r_D, r_Q	<i>Resistências dos enrolamentos de armadura, de campo e de amortecimento de eixo direto e em quadratura [Ω]</i>
s_N	<i>Abertura do canal [cm]</i>
S_a, S_f, S_D, S_R	<i>Seção dos condutores de armadura, campo, gaiola e anel de curto da gaiola [cm²]</i>
u_a, u_b, u_c	<i>Tensões nas fases a, b e c da armadura [V]</i>
u_d, u_f, u_D	<i>Tensão sobre os enrolamentos de armadura, campo e de amortecimento no eixo direto (domínio do tempo) [V]</i>
u_q, u_Q	<i>Tensão sobre os enrolamentos de armadura e de amortecimento no eixo em quadratura (domínio do tempo) [V]</i>
U_d, U_q, U_f, U_D, U_Q	<i>Tensões sobre os referidos enrolamentos no domínio da</i>

	<i>freqüência [V]</i>
V_{f0}	<i>Tensão de campo necessária para tensão induzida nominal em vazio na armadura [V]</i>
$x_{a\sigma}, x_f, x_D, x_Q$	<i>Reatâncias de dispersão dos enrolamentos de armadura, campo e de amortecimento (eixo direto e em quadratura) [Ω]</i>
x_d', x_d''	<i>Reatâncias transitória e subtransitória de eixo direto [Ω]</i>
x_q''	<i>Reatância subtransitória de eixo em quadratura [Ω]</i>
x_{md}, x_{mq}	<i>Reatâncias de magnetização de eixo direto e em quadratura [Ω]</i>
x_{rc}	<i>Reatância mútua entre os enrolamentos de campo e de amortecimento (eixo direto) [Ω]</i>
x_c	<i>Reatância característica (de Canay) da armadura [Ω]</i>
Z_D	<i>Nº de canais da gaiola de amortecimento</i>
Z_n	<i>Impedância de base [Ω]</i>
γ_D	<i>Arco polar relativo às barras da gaiola por pólo - conferir figura 51</i>
δ	<i>Entreferro [cm]</i>
δ, δ_{\max}	<i>Entreferro no centro e na extremidade do pólo [cm]</i>
$\Lambda_N, \Lambda_{Nf}, \Lambda_{ND}$	<i>Permeâncias dos canais de armadura, campo e gaiola</i>
$\Lambda_K, \Lambda_{Kf}, \Lambda_{KD}$	<i>Permeâncias das aberturas dos canais de armadura, campo e gaiola</i>
Λ_e, Λ_{ef}	<i>Permeâncias das cabeças das bobinas de armadura e campo</i>
Λ_{eD}	<i>Permeância da extremidade da gaiola</i>
$\xi_{a1}, \xi_{f1}, \xi_{D1}, \xi_{Q1}$	<i>Fatores de enrolamento (fundamental) de armadura,</i>

	<i>campo e gaiola - eixos direto e em quadratura</i>
ρ_a, ρ_f, ρ_D	<i>Resistividades elétricas dos condutores utilizados na armadura, campo e gaiola [$\Omega.cm$]</i>
τ_N	<i>Passo de canal [cm]</i>
τ_r	<i>Passo polar do rotor [cm] - figura 51</i>

Lista de Figuras

Figura 1 – Sistema de excitação com excitatriz c.c.....	20
Figura 2 – Sistema de excitação com excitatriz estática	21
Figura 3 – Retificadores estáticos	22
Figura 4 – Anéis deslizantes do rotor	22
Figura 5 – Sistema de excitação com excitatriz “brushless”	23
Figura 6 – Gerador com excitatriz “brushless” acoplada	24
Figura 7 – Ponte retificadora rotativa e rotor da excitatriz.....	24
Figura 8 – Montagem da excitatriz em separado	24
Figura 9 – Gerador com excitatriz em separado	24
Figura 10 – Diagrama da máquina síncrona “primitiva”	31
Figura 11 – Circuito equivalente para transitórios da máquina síncrona (a) no eixo direto (b) no eixo em quadratura.....	33
Figura 12 – Diagrama ilustrando os fluxos mútuos e de dispersão da máquina síncrona, juntamente com as indutâncias associadas (ADKINS, 1975)	34
Figura 13 – Circuito equivalente com x_{rc} (apenas eixo direto).....	35
Figura 14 – Circuito equivalente do gerador principal sem x_{rc}	36
Figura 15 – Bloco de máquina síncrona com excitação externa.....	37
Figura 16 – Exemplo de dados de entrada para o bloco de máquina síncrona....	38
Figura 17 – Esquema geral prévio da simulação.....	39
Figura 18 – Rotor de pólos lisos do gerador principal	43
Figura 19 – Rotor da excitatriz “brushless” + ponte retificadora.....	43
Figura 20 – Dados de entrada do gerador principal (PSIM)	46
Figura 21 – Dados de entrada da excitatriz “brushless” (PSIM)	47
Figura 22 – Transitório simulado no diodo (curto fase-terra)	48
Figura 23 – Transitório simulado no diodo (curto bifásico-terra)	48
Figura 24 – Transitório simulado no diodo (curto bifásico)	49

Figura 25 - Transitório simulado no diodo (curto trifásico).....	49
Figura 26 - Ensaios no gerador principal	50
Figura 27 - Ensaios na excitatriz “brushless”	50
Figura 28 - Saturação em vazio e curto-circuito (gerador).....	54
Figura 29 - Transitório de curto-circuito trifásico	55
Figura 30 - Decomposição dos envoltórios das componentes (gerador).....	56
Figura 31 - Saturação em vazio e curto-circuito (excitatriz).....	60
Figura 32 - Transitório de curto-circuito trifásico (excitatriz)	61
Figura 33 - Envoltório da componente transitória (excitatriz).....	62
Figura 34 - Transitório medido no diodo (curto fase-terra).....	63
Figura 35 - Transitório medido no diodo (curto bifásico-terra).....	64
Figura 36 - Transitório medido no diodo (curto bifásico).....	64
Figura 37 - Transitório medido no diodo (curto trifásico)	65
Figura 38 - Correntes nos diodos e de campo sobrepostas.....	66
Figura 39 - Esquema de simulação para transitórios de tensão	69
Figura 40 - Valores de pico de tensão reversa nos diodos em função do escorregamento	70
Figura 41 - Tensão reversa no diodo para $s = 1\%$	71
Figura 42 - Tensão reversa no diodo para $s = 2\%$	71
Figura 43 - Tensão reversa no diodo para $s = 3\%$	72
Figura 44 - Valores de pico de tensão reversa nos diodos em função da defasagem na sincronização.....	73
Figura 45 - Tensão reversa no diodo para sincronização com defasagem = 40° ..	74
Figura 46 - Tensão reversa no diodo para sincronização com defasagem = 150°	74
Figura 47 - Comportamento do pico de corrente máximo no diodo em função da variação dos parâmetros (curto-circuito trifásico).....	75
Figura 48 - Comportamento do pico de tensão reversa máximo no diodo em função da variação dos parâmetros (sincronização fora de fase - 150°)	76

Figura 49 - Forma de onda genérica da corrente no diodo durante um curto-circuito trifásico na armadura	79
Figura 50 - Circuitos equivalentes da máquina síncrona para transitórios	91
Figura 51 - Perfil do rotor de pólos salientes.....	93
Figura 52 - Curvas para determinação de C_{d1} e da relação b_i/τ_r (CANAY, 1970)	94
Figura 53 - Curvas para determinação de C_{q1} (CANAY, 1970)	94
Figura 54 - Circuitos originais com x_{rc}	99
Figura 55 - Circuito equivalente do eixo direto transformado (sem x_{rc}).....	100
Figura 56 - Perfil para cálculo da dispersão entre peças polares	101
Figura 57 - Esquema para cálculo da dispersão radial ao longo da bobina	102
Figura 58 - Perfil para cálculo da dispersão radial entre a bobina e a peça polar	104

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Legenda para esquema geral de simulação	40
Tabela 2 - Valores calculados para o gerador principal	44
Tabela 3 - Valores calculados para a excitatriz “brushless”	45
Tabela 4 - Medidas de rotor removido (gerador principal).....	51
Tabela 5 - Valores de ensaio em vazio e curto-circuito (gerador principal).....	52
Tabela 6 - Medida de rotor removido (excitatriz)	57
Tabela 7 - Valores de ensaio em vazio e curto-circuito (excitatriz).....	58
Tabela 8 - Comparação dos valores de parâmetros, em p.u.	67
Tabela 9 - Comparação de transitórios nos diodos, em p.u.	68
Tabela 10 - Tabela de comparação para simulações de corrente	77

Sumário

1	<i>Introdução - Sistemas de Excitação de Máquinas Síncronas</i>	18
1.1	<i>Excitação Estática Utilizando Tiristores</i>	21
1.2	<i>Excitatriz de Armadura Rotativa com Retificador Rotativo (“Brushless”)</i>	22
2	<i>Objetivos e Justificativas</i>	25
3	<i>Revisão Bibliográfica Resumida</i>	27
4	<i>Metodologia</i>	30
4.1	<i>Modelamento Analítico</i>	30
4.2	<i>Simulação Computacional</i>	37
4.2.1	Curto-Circuito Fase-Terra	41
4.2.2	Curto-Circuito Bifásico Isolado	41
4.2.3	Curto-Circuito Bifásico-Terra	41
4.2.4	Curto-Circuito Trifásico	41
4.2.5	Escorregamento no Gerador Principal Ligado à Rede	42
4.2.6	Sincronização com Defasagem entre Tensões	42
5	<i>Estudo de Caso</i>	43
5.1	<i>Cálculo dos Parâmetros do Circuito Equivalente</i>	43
5.1.1	Gerador Principal	43
5.1.2	Excitatriz “Brushless”	45
5.2	<i>Simulações com os Parâmetros Calculados</i>	46
5.2.1	Curto-Circuito Fase-Terra	48
5.2.2	Curto-Circuito Bifásico-Terra	48
5.2.3	Curto-Circuito Bifásico.....	49
5.2.4	Curto-Circuito Trifásico	49

5.3	<i>Resultados Experimentais</i>	50
5.3.1	Gerador Principal	50
5.3.1.1	Resistência de Armadura.....	51
5.3.1.2	Reatância de Dispersão (Rotor Removido)	51
5.3.1.3	Reatância Síncrona e de Magnetização (Eixo Direto).....	52
5.3.1.4	Reatâncias Transitória e Subtransitória.....	55
5.3.2	Excitatriz “Brushless”	57
5.3.2.1	Resistência de Armadura.....	57
5.3.2.2	Reatância de Dispersão (Rotor Removido)	57
5.3.2.3	Reatância Síncrona e de Magnetização (Eixo Direto).....	58
5.3.2.4	Reatâncias Transitória e Subtransitória.....	61
5.3.3	Ponte Rotativa de Diodos	63
5.3.3.1	Curto-Circuito Fase-Terra	63
5.3.3.2	Curto-Circuito Bifásico-Terra.....	64
5.3.3.3	Curto-Circuito Bifásico	64
5.3.3.4	Curto-Circuito Trifásico.....	65
6	<i>Comparação Teórico x Experimental</i>	67
6.1	<i>Parâmetros</i>	67
6.2	<i>Transitórios de Corrente</i>	67
6.3	<i>Transitórios de Tensão</i>	68
6.3.1	Operação Assíncrona do Gerador Principal	69
6.3.2	Sincronização com Defasagem entre Tensões	73
7	<i>Estudo de Sensibilidade</i>	75
8	<i>Correlação</i>	77
9	<i>Considerações de Dimensionamento</i>	79

<i>10 Conclusões</i>	<i>81</i>
<i>11 Bibliografia</i>	<i>83</i>
<i>12 ANEXO A - ROTEIRO DE CÁLCULO DE PARÂMETROS PARA MÁQUINA SÍNCRONA</i>	<i>87</i>
<i>12.1 Máquina de Pólos Lisos</i>	<i>87</i>
12.1.1 Lista de Símbolos.....	87
12.1.2 Expressões para Cálculo	89
<i>12.2 Máquina de Pólos Salientes.....</i>	<i>93</i>
12.2.1 Lista de Símbolos.....	95
12.2.2 Expressões para Cálculo	96
<i>13 ANEXO B - CIRCUITO EQUIVALENTE DE EIXO DIRETO SEM x_{rc}.....</i>	<i>99</i>
<i>14 APÊNDICE - FLUXO DE DISPERSÃO CONCATENADO COM BOBINAS DE PÓLOS SALIENTES</i>	<i>101</i>

1 Introdução - Sistemas de Excitação de Máquinas Síncronas

A máquina síncrona começou a receber atenção, mais precisamente como gerador síncrono, a partir do começo do século XX, quando a transmissão em corrente alternada despontou como uma alternativa muito mais interessante do que o antigo sistema em corrente contínua, sob os pontos de vista técnico e financeiro. A partir daí, com a diversidade dos portes e aplicações desse tipo de máquina, foram sendo desenvolvidos diferentes sistemas para sua excitação, de onde nasce o controle das grandezas desejáveis de uma máquina síncrona ligada à rede, tais como tensão, corrente, fator de potência, etc.

Os primeiros sistemas clássicos consistiam basicamente em um gerador de corrente contínua acoplado ao eixo do gerador principal. O esquema geral de funcionamento é mostrado na figura 1. Pode-se observar que, além do comutador da excitatriz, são necessários anéis deslizantes no rotor do gerador principal, pois apesar da excitatriz ser rotativa, a tensão gerada se dá por meio das escovas necessariamente estacionárias no comutador da excitatriz.

Com o aumento da capacidade nominal dos geradores síncronos, o uso de excitatrizes de corrente contínua começou a revelar algumas inconveniências, tais como:

- A necessidade de um alto número de escovas quando as correntes de excitação eram muito altas;
- Dificuldades inerentes ao comutador, provocando centelhamentos acentuados durante súbitas variações de carga;
- Dificuldades de acoplar grandes máquinas de corrente contínua ao eixo do gerador, quando se tratava de altas rotações, como no caso dos turbogeradores.

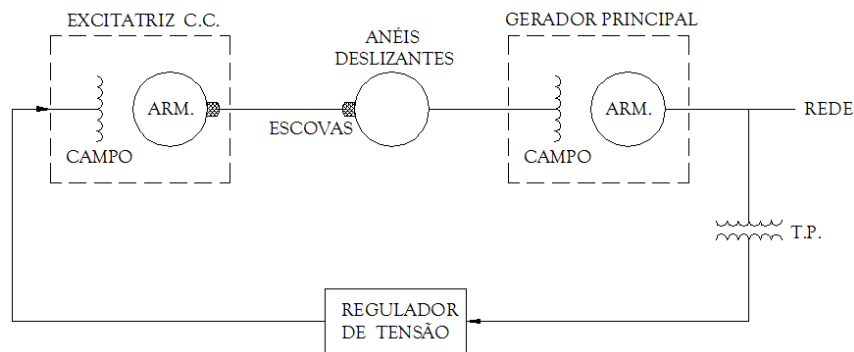


Figura 1 – Sistema de excitação com excitatriz c.c.

Isso sem citar o inconveniente de exigir um serviço de manutenção de escovas e comutador mais intenso.

As razões citadas intensificaram os estudos de um sistema de excitação usando uma excitatriz de corrente alternada e retificadores. Inicialmente eram utilizados sistemas com diodos de germânio, o que ainda não satisfazia a necessidade de grandes geradores, por conta da baixa tensão reversa suportada por tais semicondutores. Porém, com o advento dos diodos de silício, os valores máximos de tensão reversa e corrente nominal passaram a ser satisfatórios. Os principais tipos de excitatrizes de corrente alternada utilizando retificadores, os quais serão brevemente analisados, são os seguintes:

1. Excitação estática, com potência de excitação obtida através de transformador e utilizando tiristores estáticos;
2. Excitatriz de armadura rotativa com retificador rotativo (brushless).

1.1 Excitação Estática Utilizando Tiristores

Os sistemas de excitação foram muito beneficiados pelo rápido desenvolvimento dos tiristores durante a década de 60. O uso de tiristores reduziu consideravelmente o tempo de resposta do sistema de excitação e os avanços no sistema de regulação da tensão melhorou as qualidades do “field forcing” ou “ceiling current” (corrente de teto).

A figura 2 abaixo mostra resumidamente como funciona esse sistema de excitação, o qual se utiliza de um transformador que alimenta o retificador estático – figura 3 – que, por sua vez, entrega tensão contínua ao campo do gerador principal por meio de anéis deslizantes, tendo sua variação por meio do disparo dos tiristores.

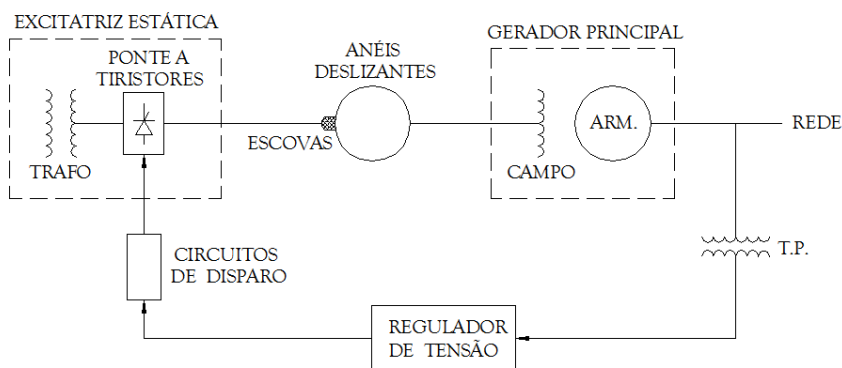


Figura 2 – Sistema de excitação com excitatriz estática

A rapidez da resposta do sistema é devida ao fato de que o único retardo existente está na filtragem da tensão terminal e o único atraso, no disparo dos tiristores. Outra vantagem é a redução do comprimento total da unidade geradora, pois não há excitatriz piloto ou principal. Isso diminui o problema mecânico de alinhamento de eixos e mancais.

Esse sistema é caracterizado pela rapidez da resposta, o que é determinante quando há necessidade de controle com PSS (Power System Stabilizer), no caso de

oscilações mecânicas de pequena magnitude e baixa frequência, freqüentes em máquinas de grande porte. Ainda, esse tipo de excitação permite a operação da excitatriz nos seus quatro quadrantes pela possibilidade da inversão do campo para uma rápida desexcitação, quando necessária.

Por outro lado, permanecem os problemas inerentes à presença dos anéis deslizantes e escovas no rotor do gerador, como mostra figura 4.



Figura 3 – Retificadores estáticos

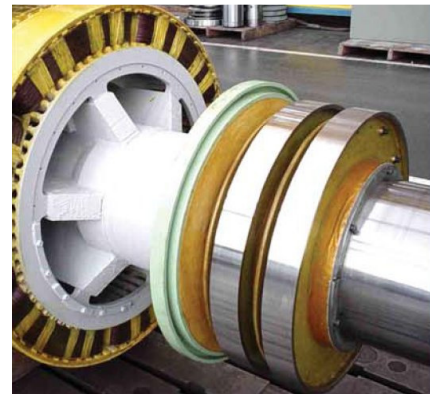


Figura 4 – Anéis deslizantes do rotor

1.2 Excitatriz de Armadura Rotativa com Retificador Rotativo (“Brushless”)

Com os sistemas de excitação por meio de gerador de corrente contínua, a potência de excitação deveria ser transferida de um equipamento – excitatriz de corrente contínua – para o campo do gerador, exigindo para isso anéis coletores e escovas. O projeto desses dispositivos tornou-se mais difícil com o aumento da potência de excitação necessária ou, em outras palavras, com o aumento da capacidade nominal dos geradores. Esses problemas de projeto estavam normalmente ligados ao resfriamento dos anéis coletores e à vida útil das escovas. Para solucionar o problema satisfatoriamente, pensou-se em eliminar definitivamente os anéis coletores e as escovas a eles associados. Isso já havia sido

feito em aplicações menores, tais como geradores para aviões, dando resultados satisfatórios. Em 1960, engenheiros da Westinghouse Electric Corporation introduziram o sistema sem escovas para geradores síncronos de grandes potências (FERGUSON, 1960). O esquema geral é mostrado na figura 5.

O sistema consiste em uma excitatriz de corrente alternada de pólos fixos e induzido rotativo, além de um retificador rotativo montado no mesmo eixo do gerador principal. A saída da armadura rotativa da excitatriz é conduzida ao longo do eixo para o retificador rotativo, a saída do qual, por sua vez, alimenta o campo do gerador, ainda ao longo do eixo, como mostram as figuras 6, 8 e 10.

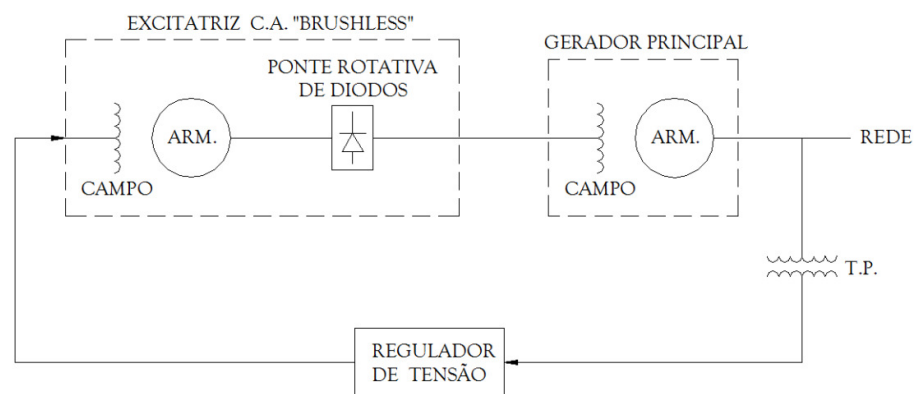


Figura 5 - Sistema de excitação com excitatriz “brushless”

A grande dificuldade que teve de ser superada para o desenvolvimento do sistema de excitação “brushless” foi a intensidade dos esforços centrífugos a que os retificadores e seus dispositivos de proteção estariam sujeitos. Também foi necessário que as excitatrizes de corrente alternada fornecessem a mesma tensão que as excitatrizes de corrente contínua anteriores e também tivessem uma constante de tempo semelhante ou mais baixa. O desenvolvimento da tecnologia dos retificadores a semicondutores tornou possível a fabricação de retificadores capazes de resistir a esforços rotacionais. A figura 7 mostra um rotor de excitatriz “brushless” em separado.

O tempo de resposta do campo, porém, ainda continua sendo muito maior do que o do sistema estático, pois na excitação “brushless” o controle se dá por meio do campo da excitatriz somente, ou seja, há um retardo na variação do fluxo inerente ao circuito indutivo da excitatriz. Outra desvantagem é a impossibilidade da operação do sistema de excitação do campo do gerador principal nos quatro quadrantes.



Figura 6 - Gerador com excitatriz “brushless” acoplada



Figura 7 - Ponte retificadora rotativa e rotor da excitatriz



Figura 8 - Montagem da excitatriz em separado



Figura 9 - Gerador com excitatriz em separado

2 Objetivos e Justificativas

O presente trabalho propõe-se a desenvolver técnicas de determinação de transitórios de tensão e corrente a que ficam submetidos os diodos que compõem pontes retificadoras rotativas para excitatrizes brushless. Tal determinação será feita através de modelamento analítico combinado com simulações computacionais para os possíveis transitórios aos quais o gerador principal pode estar submetido. A proposta de trabalho se justifica haja vista o fato de não se encontrarem métodos diretos e simplificados para tal na literatura disponível conhecida. Apesar da excitação tipo brushless para geradores síncronos ser fabricada desde a década de 50, quando os semicondutores de potência começavam a ser desenvolvidos, ainda não se conhece, salvo melhor juízo, um procedimento padronizado para rotina de verificação da solicitação da ponte retificadora em transitórios. A título de exemplo de uma rara citação, no (já extinto) periódico Brown Boveri Review (MERHOF, 1967), recomendou-se o uso de valores empíricos, baseados na prática usual, para a especificação dos semicondutores da ponte, sem, no entanto, especificar e detalhar a forma pela qual se chegou àqueles números.

A bibliografia atual, em sua quase totalidade, aborda o assunto de forma indireta, através do uso de ferramentas contendo análise numérica, o que demanda maior custo, tempo e treinamento. E quando se diz “indireta”, significa que o tema “transitórios na ponte retificadora” não é tratado de forma focada, ou seja, os estudos publicados propõem no máximo uma análise numérica para modelamento da excitatriz como um todo, não contemplando o comportamento do retificador frente a solicitações extremas, quando em transitórios no gerador principal que se refletem no campo e, conseqüentemente, na excitatriz. Há publicações dedicadas ao estudo de falhas eventuais de diodos (ZOUAGHI, 1998)

(MCARDLE, 2004), abordando, por exemplo, a solicitação térmica a que ficam submetidos os diodos restantes quando da falha (ZOUAGHI, 1998), porém sem caracterização de dimensionamento, o que é, de certa forma, lógico, pois além do fato de tal solicitação ser invariavelmente menor do que a causada por transitórios no gerador principal, as proteções modernas já prevêm a falha por meio da forma de onda do campo da excitatriz (MCARDLE, 2004).

A metodologia será baseada na parametrização do gerador principal e da excitatriz, no que diz respeito aos seus respectivos circuitos equivalentes para transitórios, e o posterior estudo dos principais transitórios sofridos pelo gerador principal, tais como curto-circuitos a plena carga (fase-terra, bifásico isolado, bifásico-terra, trifásico) e religação em rotação assíncrona, por meio de simulação computacional.

Apesar de a literatura afirmar que os principais transitórios para o estudo de dimensionamento dos diodos (MERHOF, 1967) sejam o curto-circuito trifásico e religação em situação de curto-circuito, estando a máquina girando assincronamente, vale conferir tal informação no escopo do trabalho.

Vale ressaltar que o contexto do mercado brasileiro de energia elétrica é favorável ao tema proposto. O crescimento energético tem se manifestado de maneira acentuada no setor elétrico, desde a sua reestruturação em 1995. Particularmente, as Pequenas Centrais Hidrelétricas - PCH's apresentam várias vantagens como menor valor de investimento, prazo menor para implantação e menores interferências ambientais. Além disso, as PCH's são liberadas do processo de licitações e há linhas de financiamento no mercado. Ainda há benefícios na transmissão e na distribuição. Seu mercado ainda prevê aquecimento por aproximadamente mais 10 anos (ANEEL, 2009).

Sendo a PCH caracterizada por uma capacidade instalada entre 1 e 30 MW, a grande maioria de seus geradores possui excitação brushless, como é o caso do gerador utilizado para a parte experimental deste trabalho.

3 Revisão Bibliográfica Resumida

Como já citado anteriormente, o sistema de excitação “brushless” para a aplicação em grandes geradores síncronos foi introduzido por engenheiros da Westinghouse Electric Corporation (FERGUSON, 1960), cuja publicação focava principalmente o estudo analítico das respostas de tal sistema frente a transitórios, porém sem qualquer objetivo de dimensionamento. No mesmo ano, publicou-se um artigo dedicado aos aspectos construtivos da excitatriz “brushless” (WHITNEY, 1960), onde o máximo que se fala a respeito do dimensionamento elétrico dos diodos é que devem ser aplicados princípios bem conservadores na escolha do número de diodos, de forma a garantir que não se ultrapasse o valor nominal da corrente mesmo que um terço dos diodos esteja fora de operação. Tal valor nominal, bem como o da tensão reversa, seria determinado por meio da análise de faltas e sobrecargas, porém não há nenhum detalhamento do método.

Um pouco mais tarde, foram publicados alguns valores empíricos para as correntes nominais dos diodos, baseando-se na prática usual (MERHOF, 1967). Para correntes (tendo como valor de base a corrente nominal de excitação): 2 a 2.8 p.u. para grandes, 2.5 a 3.5 p.u. para médios e 3 a 4.5 p.u. para pequenos turbogeradores. Quanto às tensões reversas, experimentos com escorregamento no gerador principal (o que induz tensão com frequência do escorregamento no circuito de campo) mostraram que as tensões induzidas nos terminais da ponte retificadora não ultrapassaram três vezes o valor da tensão nominal de excitação. Como se esperava um escorregamento médio maior em geradores grandes, um valor considerado adequado foi o de cinco vezes a tensão nominal de excitação. Porém, mais uma vez não houve um método detalhado por meio de modelamento.

A partir daí, uma grande parte da bibliografia se dedicou principalmente ao controle da excitatriz tipo “brushless” quando dos principais transitórios: seja por meio de diagrama de blocos, buscando uma melhor resposta inicial (DILLMAN, 1971), um modelo melhor do que o disponibilizado até o momento – IEEE Std 421.5; 1981 – (KABIR, 1994) ou ainda aperfeiçoar o diagnóstico de saturação da máquina e comutação dos diodos (ZOUAGHI, 1998); seja por meio de modelamento da excitatriz através de métodos numéricos juntamente com técnica tensorial de Kron (ABDEL-HALIM, 1995).

Ainda se podem encontrar estudos de geradores síncronos alimentando retificadores, com modelamento por meio da transformação de Park juntamente com funções de transferência (JADRIC, 2000), o que seria totalmente aplicável ao caso da excitatriz “brushless”. Outras tentativas de modelamento da excitatriz envolvem também a transformada de Park, porém adicionando o modelo Preisach de histerese para uma maior precisão na representação do comportamento da magnetização da excitatriz (ALIPRANTIS, 2006). Pode-se dizer que se trata de um esforço muito grande em prol de pouco resultado, já que as excitatrizes “brushless” são projetadas para operarem na região linear da magnetização, atingindo um pequeno grau de saturação apenas na situação de corrente de teto. Na maioria dos casos citados há, segundo cada autor, resultados razoavelmente ou bem próximos dos encontrados experimentalmente, mostrando a eficiência dos meios eleitos para o modelamento da excitatriz, apesar do fato de serem necessários recursos computacionais não acessíveis a qualquer um. A lacuna comum a todos, entretanto, pode ser identificada como sendo a falta de uma metodologia, de preferência analítica, para o dimensionamento da ponte retificadora por meio das solicitações mais extremas sofridas pelos diodos. Ainda que o assunto tenha se desenvolvido apreciavelmente no que tange à análise do conjunto gerador e excitatriz para efeito de projeto do controle, o projetista das máquinas síncronas citadas possui pouco material bibliográfico que se dedique ao

dimensionamento da excitatriz “brushless” (TARTIBI, 1996), e muito menos ao da ponte retificadora, por meio da determinação dos transitórios aos quais os diodos ficarão submetidos.

Longe de pretender preencher tal lacuna completamente, o trabalho em foco se propõe a ser um amparo ao projetista o qual, tendo em mãos os dados construtivos de cada máquina, possa determinar os parâmetros dos circuitos equivalentes para transitórios e, com recursos computacionais básicos, chegar a resultados satisfatórios quanto às solicitações mais agressivas sofridas pelos diodos.

Os parâmetros e circuitos a serem utilizados encontraram grande aderência com os resultados práticos obtidos na bibliografia de referência (CANAY, 1969) (CANAY, 1970) (CANAY, 1983), no que diz respeito às correntes de campo do gerador diante de transitórios na armadura. O modelamento baseado na bibliografia citada será detalhado a seguir.

4 Metodologia

4.1 Modelamento Analítico

A busca por circuitos equivalentes para a máquina síncrona que possibilitassem a previsão de seu comportamento decorreu da dificuldade resultante do grande número de parâmetros envolvidos no estudo de várias máquinas ligadas à rede, sem ainda mencionar a necessidade de se considerar cada qual com seus reguladores de tensão e de velocidade. Em posse de circuitos relativamente simples, onde há poucas reatâncias e resistências fundamentais, semelhantes ao circuito equivalente de um transformador, a análise seria facilitada substancialmente (JORDÃO, 1980).

Porém a máquina síncrona não pode ser facilmente modelada como um transformador trifásico, por exemplo, onde se é possível ter um circuito equivalente por fase, já que tanto primário quanto secundário têm três fases com correntes e tensões alternadas. No caso da máquina síncrona, primário e secundário não têm essa relação direta, pois há um enrolamento trifásico (induzido) com correntes trifásicas de um lado, e um enrolamento “monofásico” do outro (indutor) com corrente contínua.

A vantagem é que, supondo uma máquina síncrona de indutor girante, se o rotor estiver a uma rotação síncrona com o campo magnético girante decorrente das correntes estatóricas, um observador no indutor enxergará uma força magneto-motriz resultante do induzido estacionária no tempo e no espaço. Partindo-se daí, a representação da máquina síncrona por meio da chamada máquina “primitiva” (ADKINS, 1957) surgiu como meio para a abordagem dos transitórios. Trata-se da teoria dos dois eixos na qual, por meio de apropriada transformação, qualquer máquina pode ser representada por bobinas nos eixos. O eixo direto é definido como sendo o eixo no qual a bobina de campo é enrolada. O eixo em quadratura é definido como aquele que está a 90° elétricos do direto.

Logo, a força magnetomotriz resultante do induzido da qual falamos anteriormente pode ser decomposta em duas componentes, uma em cada eixo. E é partindo desse princípio que podemos representar os três enrolamentos da armadura por meio de apenas dois, um em cada eixo, fictícios, como na máquina “primitiva” – figura 10.

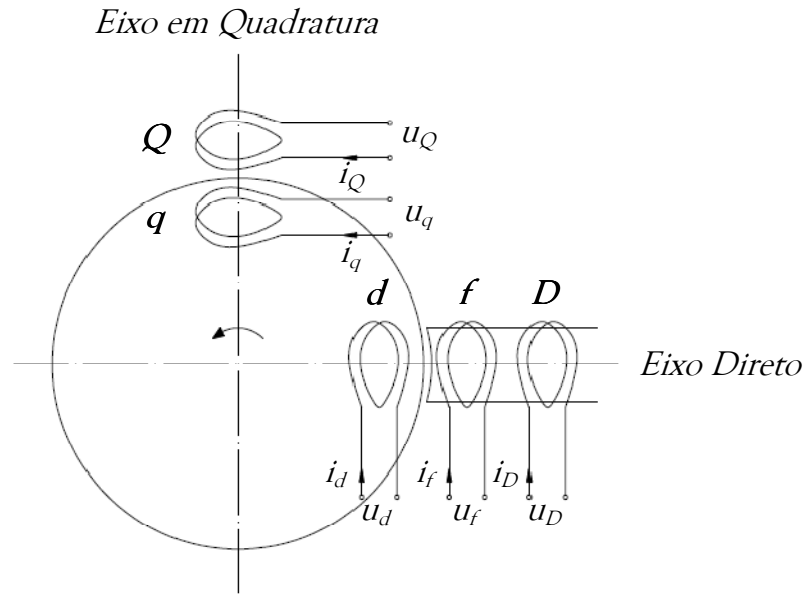


Figura 10 – Diagrama da máquina síncrona “primitiva”

A transformação das tensões (e também das correntes) do induzido se dá por meio da transformada de Park:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

A partir daí, o equacionamento para situações transitórias também deveria contemplar o enrolamento de amortecimento (quando existente), já que em regime permanente suas correntes são nulas. Tendo em conta a representação dos dois enrolamentos ortogonais, passou-se ao cálculo das tensões induzidas por meio de resistências e indutâncias de dispersão, de magnetização e de mútua, tal que se chegasse a dois circuitos equivalentes por meio da lei das malhas de Kirchhoff, com convenção do gerador para o enrolamento da armadura e do receptor para os de campo e amortecimento:

$$\begin{cases} u_d = \left(r_a + L_{a\sigma} \frac{d}{dt} + L_{md} \frac{d}{dt} \right) i_d - M_{df} \frac{d}{dt} i_f - M_{dD} \frac{d}{dt} i_D \\ u_f = \left(r_f + L_f \frac{d}{dt} + L_{mf} \frac{d}{dt} \right) i_f - M_{fd} \frac{d}{dt} i_d + M_{fD} \frac{d}{dt} i_D \\ u_D = \left(r_D + L_D \frac{d}{dt} + L_{mD} \frac{d}{dt} \right) i_D - M_{Dd} \frac{d}{dt} i_d + M_{Df} \frac{d}{dt} i_f \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} u_q = \left(r_a + L_{a\sigma} \frac{d}{dt} + L_{mq} \frac{d}{dt} \right) i_q - M_{qQ} \frac{d}{dt} i_Q \\ u_Q = \left(r_Q + L_Q \frac{d}{dt} + L_{mQ} \frac{d}{dt} \right) i_Q - M_{Qq} \frac{d}{dt} i_q \end{cases} \quad (4)$$

r_a, r_f, r_D, r_Q ...resistências dos enrolamentos;

$L_{a\sigma}, L_f, L_D, L_Q$...indutâncias de dispersão dos enrolamentos;

L_{md}, L_{mf}, L_{mD} ...indutâncias de magnetização dos enrolamentos no eixo direto;

L_{mq}, L_{mQ} ...indutâncias de magnetização dos enrolamentos no eixo em quadratura;

$M_{df}, M_{fd}, M_{dD}, M_{Dd}$...indutâncias mútuas entre os enrolamentos no eixo direto;

M_{qQ}, M_{Qq} ...indutâncias mútuas entre os enrolamentos no eixo em quadratura.

Pela topologia da máquina da figura 10, podemos assumir

$$\begin{aligned}
 L_{md} &= L_{mf} = L_{mD} = M_{df} = M_{fd} = M_{dD} = M_{Dd} \\
 L_{mq} &= L_{mQ} = M_{qQ}, M_{Qq}
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

Como a gaiola de amortecimento está sempre em curto-circuito, $u_D = u_Q = 0$. Escrevendo as equações no domínio da frequência, teremos a correlação com os circuitos da figura 11 (ADKINS, 1957):

$$\begin{cases}
 U_d = (r_a + jx_{a\sigma})I_d + jx_{md}(I_d - I_f - I_D) \\
 U_f = (r_f + jx_f)I_f + jx_{md}(I_f - I_d + I_D) \\
 0 = (r_D + jx_D)I_D + jx_{md}(I_D - I_d + I_f)
 \end{cases}
 \tag{6}$$

$$\begin{cases}
 U_q = (r_a + jx_{a\sigma})I_q + jx_{mq}(I_q - I_Q) \\
 0 = (r_Q + jx_Q)I_Q + jx_{mq}(I_Q - I_q)
 \end{cases}
 \tag{7}$$

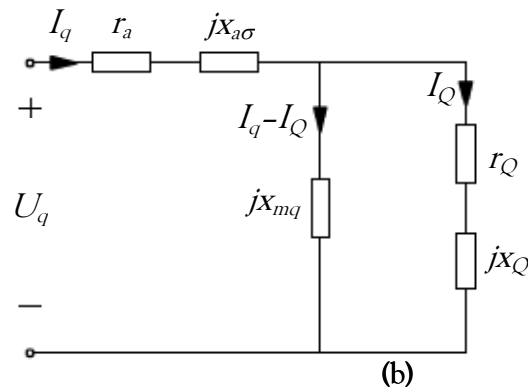
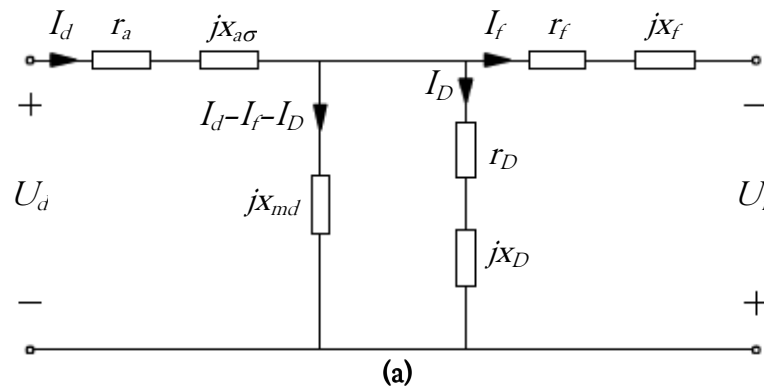


Figura 11 - Circuito equivalente para transitórios da máquina síncrona (a) no eixo direto (b) no eixo em quadratura

O modelo, no entanto, mostrou-se insuficiente há décadas (CANAY, 1969), quando se necessitou de uma maior precisão nas previsões de cálculo, já que havia uma razoável discrepância entre os valores medidos e simulados, principalmente para a corrente de excitação.

Tão logo se identificou o problema, já foram propostos novos parâmetros para a correção do mesmo. A fraqueza do modelo original aparentemente residia no pressuposto de que os três circuitos da máquina – armadura, campo e gaiola de amortecimento – estavam magneticamente acoplados unicamente pelo fluxo magnético principal, representado pelas reatâncias de magnetização da máquina (eixos direto e em quadratura). Porém a disposição física dos enrolamentos e a topologia do circuito equivalente demandavam uma reatância que representasse o acoplamento magnético dos circuitos de campo e amortecimento por meio de fluxos de dispersão – x_{rc} (Figura 12), para que o modelamento representasse fielmente não só a armadura, mas também os citados enrolamentos (CANAY, 1969) (CANAY, 1983). A suposição foi de que, na situação transitória, os enrolamentos do rotor se comportassem como uma dupla gaiola, de forma que a nova reatância citada acima desempenhasse o mesmo papel da mútua entre as gaiolas, conforme modelo já consolidado de dupla gaiola. Tal correção foi necessária apenas no circuito de eixo direto.

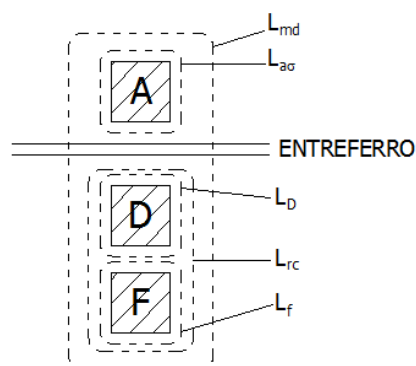


Figura 12 – Diagrama ilustrando os fluxos mútuos e de dispersão da máquina síncrona, juntamente com as indutâncias associadas (ADKINS, 1975)

As novas equações e o novo circuito ficaram assim definidos:

Domínio do tempo

$$\begin{cases} u_d = \left(r_a + L_{a\sigma} \frac{d}{dt} + L_{md} \frac{d}{dt} \right) i_d - L_{md} \frac{d}{dt} i_f - L_{md} \frac{d}{dt} i_D \\ u_f = \left(r_f + L_f \frac{d}{dt} + (L_{md} + L_{rc}) \frac{d}{dt} \right) i_f - L_{md} \frac{d}{dt} i_d + (L_{md} + L_{rc}) \frac{d}{dt} i_D \\ 0 = \left(r_D + L_D \frac{d}{dt} + (L_{md} + L_{rc}) \frac{d}{dt} \right) i_D - L_{md} \frac{d}{dt} i_d + (L_{md} + L_{rc}) \frac{d}{dt} i_f \end{cases} \quad (8)$$

Domínio da frequência

$$\begin{cases} U_d = (r_a + jx_{a\sigma}) I_d + jx_{md} (I_d - I_f - I_D) \\ U_f = (r_f + jx_f) I_f + jx_{md} (I_f - I_d + I_D) + jx_{rc} (I_f + I_D) \\ 0 = (r_D + jx_D) I_D + jx_{md} (I_D - I_d + I_f) + jx_{rc} (I_f + I_D) \end{cases} \quad (9)$$

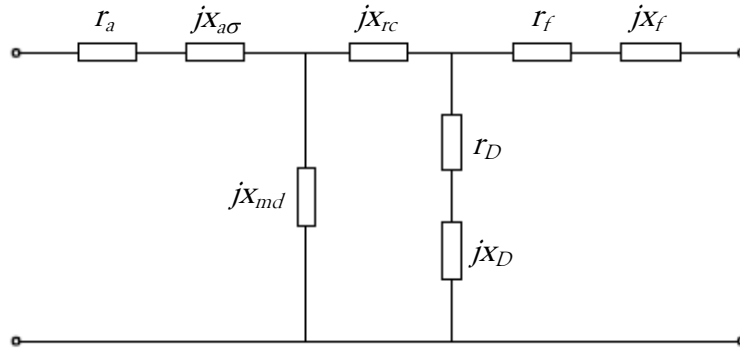


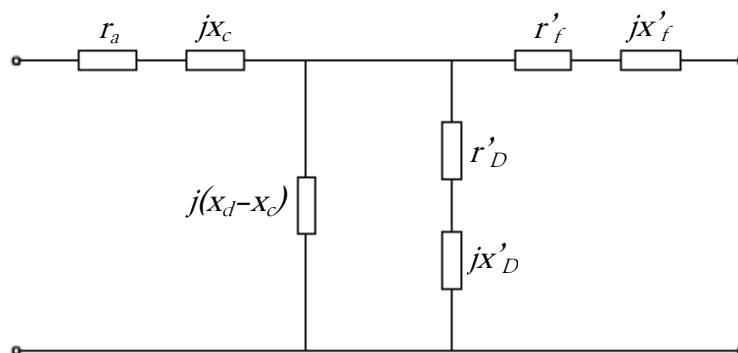
Figura 13 - Circuito equivalente com x_{rc} (apenas eixo direto)

A metodologia consistirá na determinação dos parâmetros das duas máquinas síncronas (gerador principal e excitatriz) com base no roteiro publicado em (CANAY, 1969), somando-se algumas considerações de (LIWSCHITZ, 1963), seguindo-se a simulação dos circuitos equivalentes por meio de software apropriado. Os casos simulados serão os principais transitórios, tendo como foco as correntes e tensões sobre os diodos da ponte retificadora da excitatriz brushless. Com os resultados calculados em mãos, restará a parte experimental, onde, na medida do possível, serão medidos os parâmetros do circuito equivalente, bem

como as formas de onda das correntes e tensões nos diodos da ponte, para efeito de comparação entre cálculo e medição. Tomar-se-á como base para estudo o pior caso para os picos de corrente e tensão reversa nos diodos.

O modelamento analítico individual do gerador principal e da excitatriz será semelhante, pois se tratam de duas máquinas síncronas. Algumas diferenças são observadas no cálculo detalhado dos parâmetros em máquinas de pólos lisos e salientes, conforme (CANAY, 1969) e (CANAY, 1970). O roteiro de cálculo encontra-se no ANEXO A.

O simulador a ser utilizado, porém, prevê um circuito equivalente sem a reatância x_{rc} , o que prejudicaria a resposta final, já que tal elemento foi incorporado em (CANAY, 1969) justamente para corrigir discrepâncias entre valores calculados e medidos na corrente de excitação, o que é de vital importância para o presente estudo. Por conta disso recorreremos a uma transformação do circuito da figura 14 (eixo d) em um tal que seja compatível com o simulador, sem, no entanto, perder as características originais para transitórios (CANAY, 1983).



x_d ...reatância síncrona não saturada;

x_c ...reatância característica da armadura, segundo (CANAY, 1969);

r'_D, x'_D, r'_f, x'_f ...novos parâmetros transformados;

Figura 14 - Circuito equivalente do gerador principal sem x_{rc}

Os detalhes da transformação se encontram no ANEXO B.

Definidos os circuitos equivalentes, a real dificuldade fica por conta do modelamento do acoplamento das duas máquinas por meio de uma ponte de diodos, o que impossibilita uma abordagem analítica completa. Dessa forma, recorre-se a uma simulação computacional, com alguns módulos que serão de grande ajuda.

4.2 Simulação Computacional

O software encontrado mais oportuno para a aplicação em questão foi o Power Simulator[®], que além de leve e de simples compreensão, apresenta algumas opções adicionais que ajudarão na simulação, como o bloco de máquina síncrona com excitação externa, o qual é mostrado na figura 15.

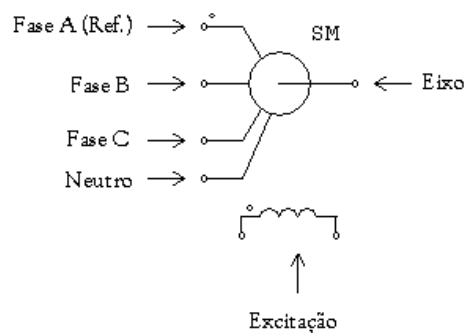


Figura 15 – Bloco de máquina síncrona com excitação externa

Os dados de entrada são os parâmetros calculados do circuito equivalente para transitórios, omitindo-se x_{rc} (daí a razão para a transformação do circuito feita anteriormente).

Parameter	Value	Display
Name	IM1	<input type="checkbox"/>
Rs (stator)	0.1	<input type="checkbox"/>
Ls (stator)	0.79m	<input type="checkbox"/>
Ldm (d-axis mag. ind.)	4.1m	<input type="checkbox"/>
Lqm (q-axis mag. ind.)	2m	<input type="checkbox"/>
Rf (field)	0.016	<input type="checkbox"/>
Lfl (field leakage ind.)	0.37m	<input type="checkbox"/>
Rdr (damping cage)	0.17	<input type="checkbox"/>
Ldl (damping cage)	0.28m	<input type="checkbox"/>
Rqr (damping cage)	0.17	<input type="checkbox"/>
Lql (damping cage)	0.91m	<input type="checkbox"/>
Ns/Nf (effective)	1	<input type="checkbox"/>
No. of Poles P	4	<input type="checkbox"/>
Moment of Inertia	0.2	<input type="checkbox"/>
Torque Flag	0	<input type="checkbox"/>
Master/Slave Flag	1	<input type="checkbox"/>

Figura 16 – Exemplo de dados de entrada para o bloco de máquina síncrona

Os valores de entrada para resistências estarão em Ω (ohms), e para as indutâncias, em H (henries). Os símbolos “m”, “u” e “p” são utilizados após os valores indicando “mili”, “micro” e “pico”, respectivamente. O momento de inércia de cada máquina será aproximado por:

$$J \approx 774D_r^4 l_r \text{ [kg.m}^2\text{]} \quad (10)$$

D_r ...diâmetro do rotor (m);

l_r ...comprimento do núcleo magnético do rotor (m);

Um esquema prévio para a simulação encontra-se na figura 17, onde há um exemplo de curto-circuito trifásico.

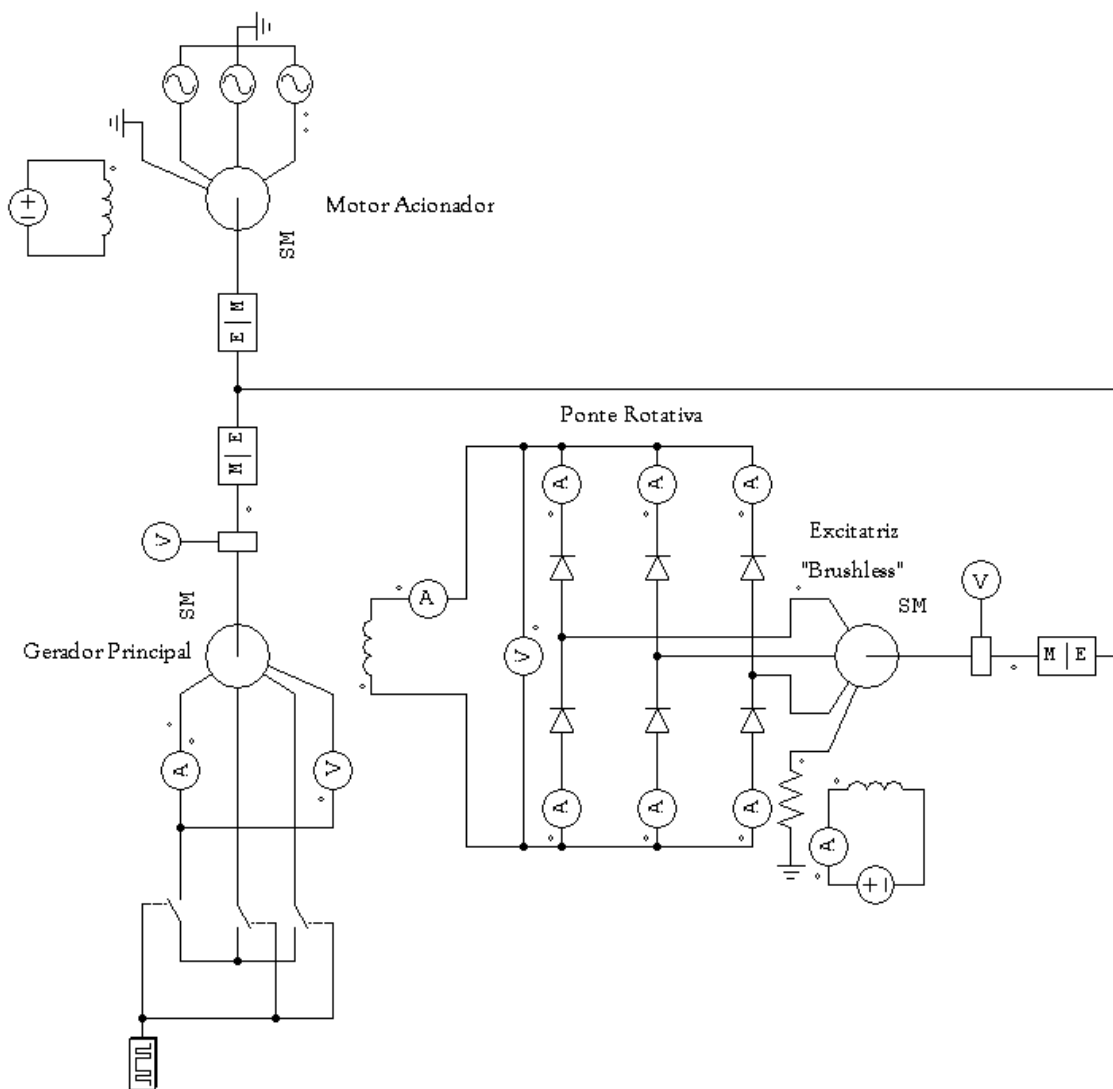
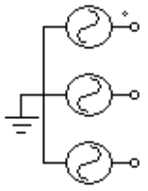







Figura 17 - Esquema geral prévio da simulação

A frequência da tensão gerada na excitatriz “brushless” será determinada por sua polaridade, valor este inserido nos dados de entrada (figura 16), já que sua rotação será imposta pelo mesmo acionador do gerador principal.

Essa frequência será um item importante para análise da solicitação térmica do diodo, como será visto mais adiante.

Tabela 1 - Legenda para esquema geral de simulação

Símbolo	Descrição	Símbolo	Descrição
	Fonte de tensão trifásica senoidal		Interface mecânico-elétrica
	Fonte de tensão contínua		Chave bidirecional com gatilho
	Sensor de velocidade		Bloco para acionamento do gatilho da chave

A utilização da interface mecânico-elétrica se faz necessária para que haja sincronismo entre o módulo que representa o gerador principal e o que representa a excitatriz “brushless”.

A rotina proposta contempla o estudo caso a caso dos principais transitórios (curto fase-terra, bifásico, bifásico-terra, trifásico, operação assíncrona no gerador principal e sincronização fora de fase) no gerador principal, tendo como foco as correntes e as tensões resultantes nos diodos da ponte retificadora.

Será estudado o pior caso em cada tipo de transitório, como, por exemplo, um curto-circuito trifásico o mais assimétrico possível, ou seja, com a maior componente contínua de corrente possível, o que se traduz em uma maior componente alternada de corrente induzida no campo e, conseqüentemente, nos diodos. No caso das tensões, por exemplo, uma sincronização com praticamente oposição de fase entre as tensões do gerador e do barramento infinito.

4.2.1 Curto-Circuito Fase-Terra

Elege-se uma das fases para o curto-circuito, e o fechamento da chave deverá ocorrer de acordo com o pior caso para a corrente de armadura do gerador principal, ou seja, no instante de tensão de fase da armadura igual a zero.

4.2.2 Curto-Circuito Bifásico Isolado

Elegem-se duas fases para o curto-circuito, e o fechamento da chave deverá ocorrer de acordo com o pior caso para a corrente de campo, ou seja, no instante de tensão de linha (referente às duas fases escolhidas) igual a zero.

4.2.3 Curto-Circuito Bifásico-Terra

As mesmas duas fases do caso anterior serão curto-circuitadas, porém agora com um curto para terra. Neste tipo de transitório, porém, o pior caso para fechamento da chave se manifesta no instante em que a tensão de fase é igual a zero.

4.2.4 Curto-Circuito Trifásico

Nesse caso, elege-se uma das fases para o pior caso, isto é, fechamento do curto trifásico no instante em que a tensão da tal fase tenha valor zero.

4.2.5 Escorregamento no Gerador Principal Ligado à Rede

Com o gerador conectado à rede, induz-se escorregamento por meio do motor acionador e registram-se os picos de tensão sofridos pelos diodos de acordo com o valor do escorregamento.

4.2.6 Sincronização com Defasagem entre Tensões

Ao se realizar a sincronização, definiremos uma defasagem entre a tensão de rede e a do gerador, de forma a proporcionar picos de tensão nos diodos, registrando-os de acordo com o valor da defasagem.

5 Estudo de Caso

Para o estudo de caso foi utilizado um gerador síncrono de 6 pólos lisos com 625 kVA e 380 V. A excitatriz “brushless” possui 11.5 kVA, 8 pólos salientes e 70.4 V. A seguir encontram-se o cálculo dos parâmetros do circuito equivalente e sua posterior transformação, a simulação com tais parâmetros e os resultados experimentais.

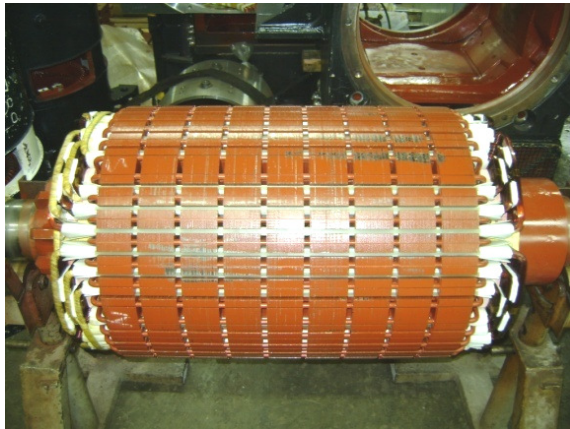


Figura 18 - Rotor de pólos lisos do gerador principal

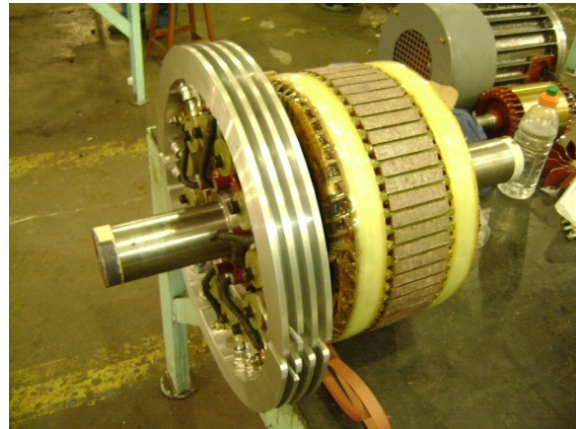


Figura 19 - Rotor da excitatriz “brushless” + ponte retificadora

5.1 Cálculo dos Parâmetros do Circuito Equivalente

As rotinas seguidas encontram-se no ANEXO A. Os cálculos foram feitos em planilhas, as quais, para cada máquina, se encontram abaixo.

5.1.1 Gerador Principal

A partir de dados de projeto foram calculados os parâmetros, com base na rotina para máquinas de pólos lisos - ANEXO A. A tabela abaixo tem, à

esquerda, os dados necessários e, à direita, os parâmetros calculados – na primeira coluna, os valores em ohms por fase; na segunda, em p.u.; na terceira, valores para o circuito equivalente transformado – ANEXO B; na quarta, os valores que servirão como entrada para o PSIM, em ohms e henries.

Tabela 2 – Valores calculados para o gerador principal

Dados de Projeto				Parâmetros Calculados						
				Ω/f	p.u.	p.u. (eq)	PSIM			
ρ_a	1.724E-06	D_a	52	Armadura	r_a	0.0014	0.0061	0.0061	1.41E-03	E I X O D I R E T O
ρ_r	1.724E-06	D_r	51		$x_{a\sigma}$	0.0271	0.117	-	-	
ρ_D	1.724E-06	D_i	51.5	Entreferro	x_{md}	0.325	1.409	1.373	8.41E-04	
N_{af}	12	l_i	56.4	Síncrona	x_d	0.350	1.526	1.526	-	
N_f	420	l_r	62	Mútua	x_{rc}	0.0085	0.0367	-	-	
S_a	0.5382	l_{ESPa}	220	Característica	x_c	0.0353	0.153	0.153	9.37E-05	
S_f	0.2128	l_{ESPf}	185	Campo	r_f	0.0010	0.0045	0.0043	9.84E-04	
S_D	0.7133	a	6		x_f	0.0253	0.109	0.104	6.37E-05	
ξ_{a1}	0.925	f	60	Gaiola	r_D	0.0080	0.0347	0.0329	7.61E-03	
ξ_{f1}	0.798	p	3		x_D	0.0028	0.0121	0.0115	7.04E-06	
ξ_{D1}	0.6	k_{CA}	1.065	Transitória	x'_d	-	0.250	0.250	-	
ξ_{Q1}	0.4	k_{CR}	1.038	Subtransitória	x''_d	-	0.170	0.170	-	
Λ_N	34.2	δ	0.5	Entreferro	x_{mq}	0.314	1.357	1.357	8.32E-04	Q U A D R ·
Λ_K	8.3	Z_D	42	Síncrona	x_q	0.338	1.474	1.474	-	
Λ_e	11	q_a	4	Gaiola	r_Q	0.0116	0.0501	0.0501	0.0116	
Λ_{Nf}	25	q_f	6		x_Q	0.0169	0.0731	0.0731	4.48E-05	
Λ_{Kf}	4.5	q_D	7	Subtransitória	x''_q	0.0404	0.187	0.187	-	
Λ_{ef}	7.3	μ_0	1.257E-08							
Λ_{ND}	50	β_{rea}	66.17							
Λ_{KD}	25	β_{fa}	0.00165							
Λ_{eD}	6	β_{Da}	88.01							
γ_D	0.716	k_D	1.823							
		k_Q	1.823							

5.2 Simulações com os Parâmetros Calculados

Utilizando os parâmetros calculados como entrada para o programa de simulação PSIM (figuras abaixo), foram rodados os casos já citados anteriormente (curto-circuitos fase-terra, bifásico, bifásico-terra e trifásico) a fim de se analisar os picos de corrente nos diodos.

Os valores de “Ns/Nf (effective)” correspondem a $\frac{1}{\sqrt{\beta_{f-a}}}$, onde β_{f-a} é o fator de transformação para os parâmetros de campo (ANEXO A).

Parameter	Value	Display
Name	Gerador	<input type="checkbox"/>
Rs (stator)	1.41m	<input type="checkbox"/>
Ls (stator)	86.5u	<input type="checkbox"/>
Ldm (d-axis mag. ind.)	841u	<input type="checkbox"/>
Lqm (q-axis mag. ind.)	832u	<input type="checkbox"/>
Rf (field)	0.984m	<input type="checkbox"/>
Lfl (field leakage ind.)	63.7u	<input type="checkbox"/>
Rdr (damping cage)	7.61m	<input type="checkbox"/>
Ldrl (damping cage)	7.04u	<input type="checkbox"/>
Rqr (damping cage)	11.6m	<input type="checkbox"/>
Lqrl (damping cage)	44.8u	<input type="checkbox"/>
Ns/Nf (effective)	24.62	<input type="checkbox"/>
No. of Poles P	6	<input type="checkbox"/>
Moment of Inertia	33.7	<input type="checkbox"/>
Torque Flag	0	<input type="checkbox"/>
Master/Slave Flag	0	<input type="checkbox"/>

Figura 20 – Dados de entrada do gerador principal (PSIM)

Parameters		Other Info	Color	3-phase synchronous machine		Help
Name	Excitatriz			Display	<input checked="" type="checkbox"/>	
R _s (stator)	13m			Display	<input type="checkbox"/>	
L _s (stator)	83.9u			Display	<input type="checkbox"/>	
L _{dm} (d-axis mag. ind.)	698u			Display	<input type="checkbox"/>	
L _{qm} (q-axis mag. ind.)	390u			Display	<input type="checkbox"/>	
R _f (field)	2.54m			Display	<input type="checkbox"/>	
L _{fl} (field leakage ind.)	165u			Display	<input type="checkbox"/>	
R _{dr} (damping cage)	7.78e12			Display	<input type="checkbox"/>	
L _{dr} (damping cage)	9.11u			Display	<input type="checkbox"/>	
R _{qr} (damping cage)	9.7e12			Display	<input type="checkbox"/>	
L _{qr} (damping cage)	9.11p			Display	<input type="checkbox"/>	
N _s /N _f (effective)	106.87			Display	<input type="checkbox"/>	
No. of Poles P	8			Display	<input type="checkbox"/>	
Moment of Inertia	0.8			Display	<input type="checkbox"/>	
Torque Flag	0					
Master/Slave Flag	0					

Figura 21 – Dados de entrada da excitatriz “brushless” (PSIM)

A seguir são mostrados os resultados para as simulações de transitórios de corrente no gerador principal. Nos gráficos, os valores no eixo das abcissas são dados em segundos, e os valores no eixo das ordenadas, em ampères.

As situações de curto-circuito foram realizadas com corrente de excitação em vazio (I_{f0}), por conta da futura comparação com valores experimentais, já que os ensaios não poderiam ser realizados com tensões pré-falta muito altas.

No pior caso, a relação entre o pico máximo e a corrente de campo em vazio irá se manter no ponto nominal de operação.

5.2.1 Curto-Circuito Fase-Terra

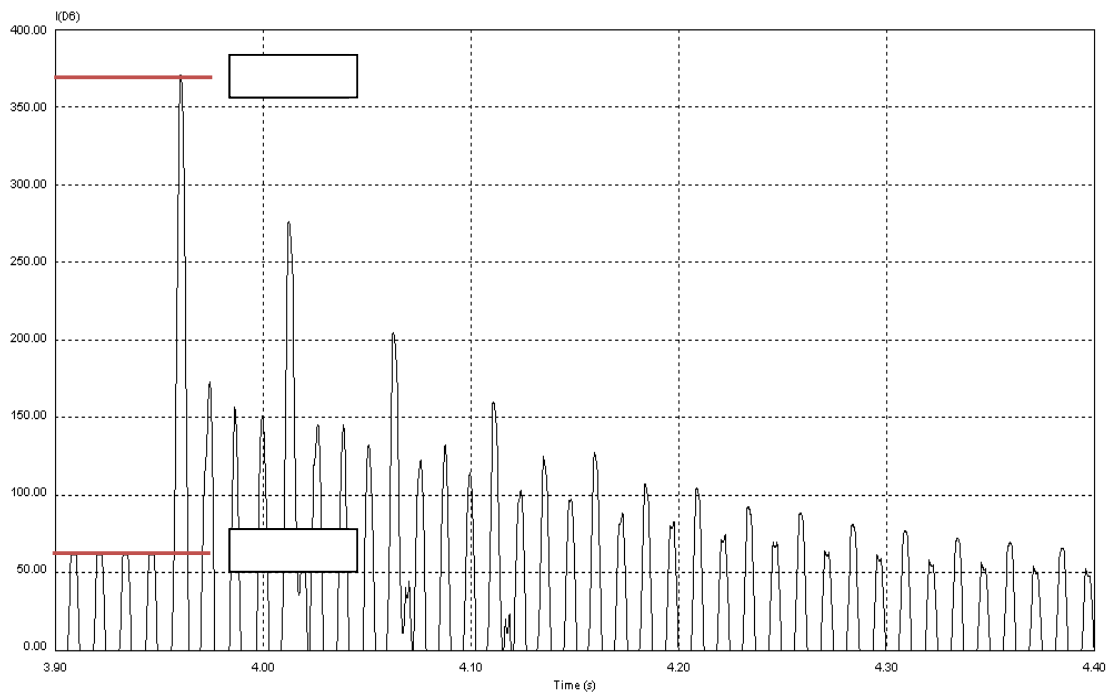


Figura 22 - Transitório simulado no diodo (curto fase-terra)

5.2.2 Curto-Circuito Bifásico-Terra

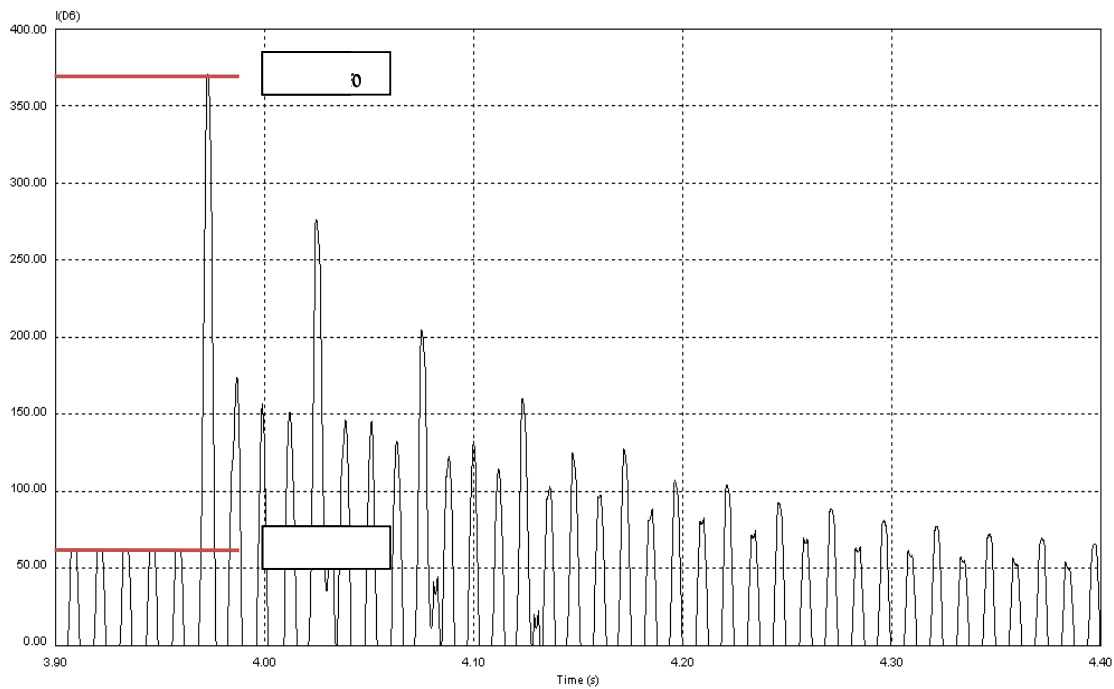


Figura 23 - Transitório simulado no diodo (curto bifásico-terra)

5.2.3 Curto-Circuito Bifásico

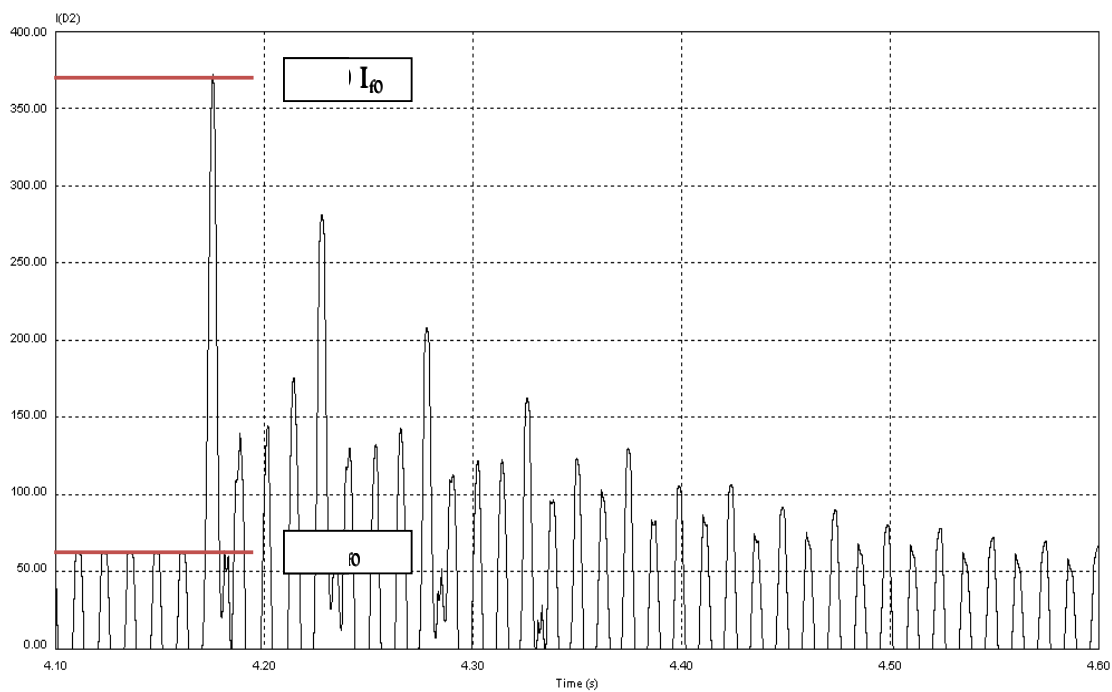


Figura 24 - Transitório simulado no diodo (curto bifásico)

5.2.4 Curto-Circuito Trifásico

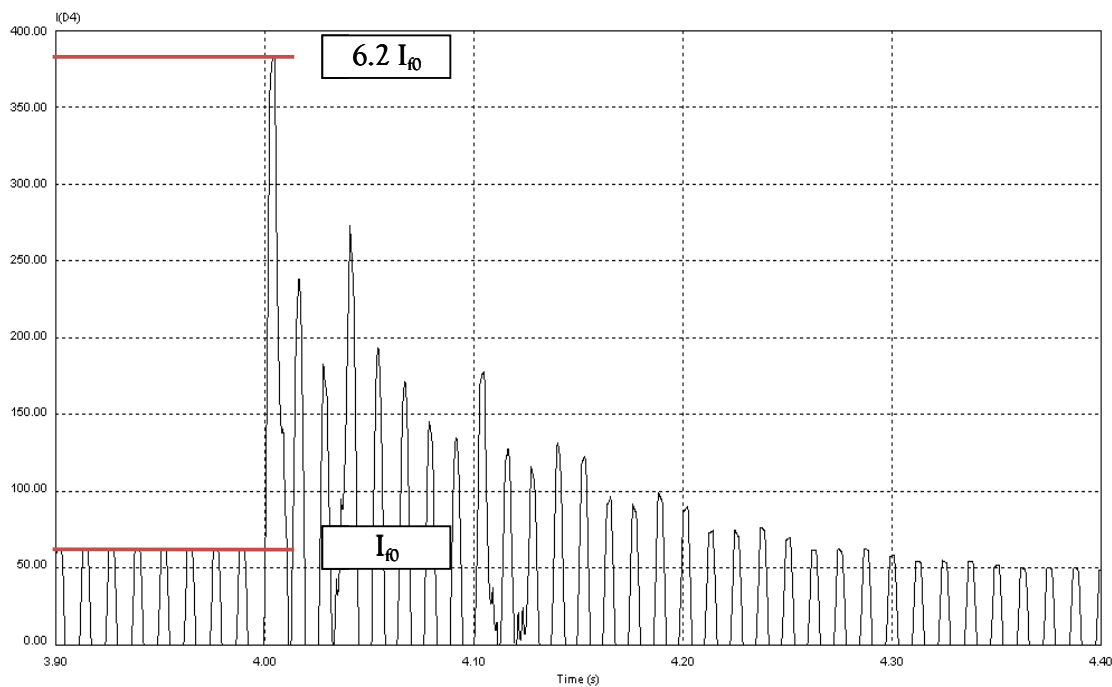


Figura 25 - Transitório simulado no diodo (curto trifásico)

5.3 Resultados Experimentais

A seguir mostram-se resultados de ensaios para levantamento de parâmetros, de forma a se compararem valores calculados e medidos. Em seguida, os picos de corrente aqisitados nos diodos da ponte rotativa quando dos principais transitórios (já citados) na armadura.

Os procedimentos experimentais para determinação de parâmetros foram extraídos da norma (IEC 34-4).

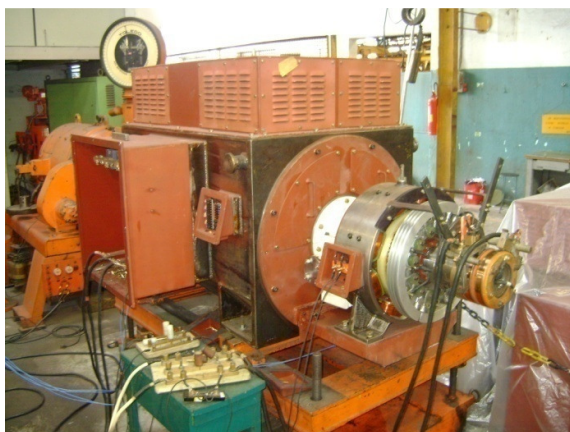


Figura 26 - Ensaio no gerador principal



Figura 27 - Ensaio na excitatriz "brushless"

5.3.1 Gerador Principal

Valores de base:

- $S_B = 625 \text{ kVA}$
- $V_B = 380 \text{ V}$
- $I_B = 949.6 \text{ A}$
- $Z_B = 0.23104 \text{ } \Omega$

5.3.1.1 Resistência de Armadura

Com um miliohmímetro, mediu-se a resistência de armadura:

$$r_a = 0.0032 \Omega / \text{linha (Y) @ } 20^\circ\text{C}$$

$$r_a = 0.0016 \Omega / \text{fase @ } 20^\circ\text{C} = 0.00693 \text{ p.u.}$$

5.3.1.2 Reatância de Dispersão (Rotor Removido)

Com o rotor removido, aplica-se tensão trifásica crescente nos terminais da máquina e mede-se a corrente de linha. No cálculo da reatância de dispersão utiliza-se a tensão da bobina exploratriz para correção (IEC 34-4).

Tabela 4 – Medidas de rotor removido (gerador principal)

<i>Tensão de Linha</i> (V)	<i>Corrente de</i> <i>Linha (A)</i>	<i>Tensão da Bobina</i> <i>Exploratriz (V)</i>
11.10	120	2.61
20.84	240	4.86
30.74	360	7.37
40.47	480	9.82
49.50	600	12.09
59.80	720	14.74
76.66*	949.6*	18.95*

*extrapolado

$$x_{a\sigma} = x_a - x_b, \text{ onde} \quad (11)$$

$$x_a = \sqrt{z^2 - r^2}, \text{ onde} \left\{ \begin{array}{l} z = \frac{U}{\sqrt{3} \cdot I} \\ r = \text{resistência de armadura} \end{array} \right\} \quad (12)$$

$$x_b = \frac{U_C}{I} \frac{N_{af} \xi_{a1}}{N_C}, \text{ onde } \left. \begin{array}{l} U_C = \text{tensão na bobina exploratriz} \\ I = \text{corrente na armadura (nominal)} \\ N_{af} = n^\circ \text{ de espiras por fase} \\ N_C = n^\circ \text{ de espiras da bobina exploratriz} \\ \xi_{a1} = \text{fator de enrolamento da armadura} \end{array} \right\} \quad (13)$$

Logo, teremos :

$$x_{a\sigma} = \sqrt{\left(\frac{76.66}{\sqrt{3} \cdot 949.6}\right)^2 - 0.0016^2} - \frac{18.95}{949.6} \cdot \frac{12 \cdot 0.925}{10}$$

$$x_{a\sigma} = 0.0466 - 0.0222 = 0.0244 \Omega / f = 0.106 p.u.$$

5.3.1.3 Reatância Síncrona e de Magnetização (Eixo Direto)

A partir dos ensaios em vazio e em curto-circuito, determinam-se as reatâncias síncrona e de magnetização não saturadas de eixo direto.

Tabela 5 - Valores de ensaio em vazio e curto-circuito (gerador principal)

VAZIO			CURTO-CIRCUITO		
$I_{ROT} (A)$	$I_{EXC} (A)$	$V_L (V)$	$I_{ROT} (A)$	$I_{EXC} (A)$	$I_{CC} (A)$
0.0	0.00	1.9	0.0	0	0
3.5	0.10	26.7	4.2	0.09	60
7.8	0.20	60.2	9.1	0.21	120
12.3	0.30	96.0	13.9	0.33	180
16.7	0.40	129.6	18.9	0.44	240
21.3	0.50	166.9	23.3	0.53	300
26.2	0.60	203.0	28.0	0.64	360
30.3	0.70	235.7	32.9	0.74	420
35.0	0.80	271.9	37.5	0.84	480
39.2	0.90	304.2	41.9	0.95	540
43.6	1.00	335.4	46.4	1.05	600
49.0	1.06	380.0	50.8	1.15	660

52.5	1.20	396.0	55.8	1.26	720
61.3	1.40	444.3	60.8	1.36	780
70.0	1.60	479.2	65.8	1.48	840
78.5	1.80	504.3	70.3	1.57	900
87.3	2.00	525.3	73.8	1.64	942
			74.0	1.68	950
			75.0	1.70	960
			79.3	1.80	1020
			84.3	1.94	1080

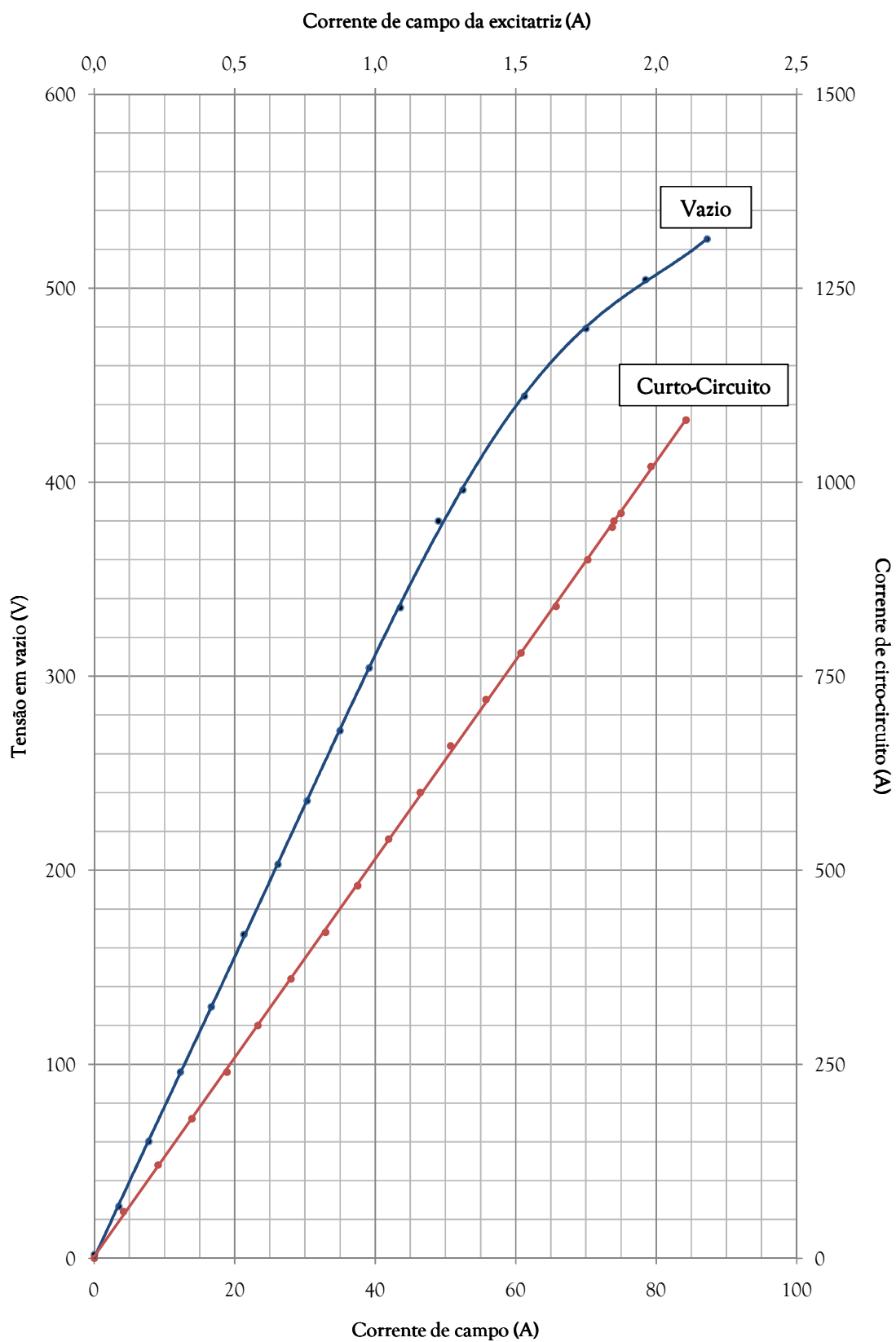


Figura 28 - Saturação em vazio e curto-circuito (gerador)

A partir das curvas de saturação em vazio e de curto-circuito:

$$x_{d_{\text{isat}}} = \frac{i_{fk}}{i_{fg}} (p.u.), \text{ sendo} \quad (14)$$

i_{fk} ...corrente de excitação (rotor) necessária para $I_{CC} = I_N$

i_{fg} ...corrente de excitação (rotor) em que $V_0 = V_N$ (curva não saturada)

$$x_{d_{\text{isat}}} = \frac{74}{49} = 1.510 \text{ p.u.} = 0.349 \Omega / f$$

$$x_{md_{\text{isat}}} = x_{d_{\text{isat}}} - x_{a\sigma} = 1.510 - 0.106 = 1.404 \text{ p.u.} = 0.324 \Omega / f$$

5.3.1.4 Reatâncias Transitória e Subtransitória

Por meio do curto-circuito trifásico instantâneo (forma de onda abaixo), podem-se calcular as referidas reatâncias.

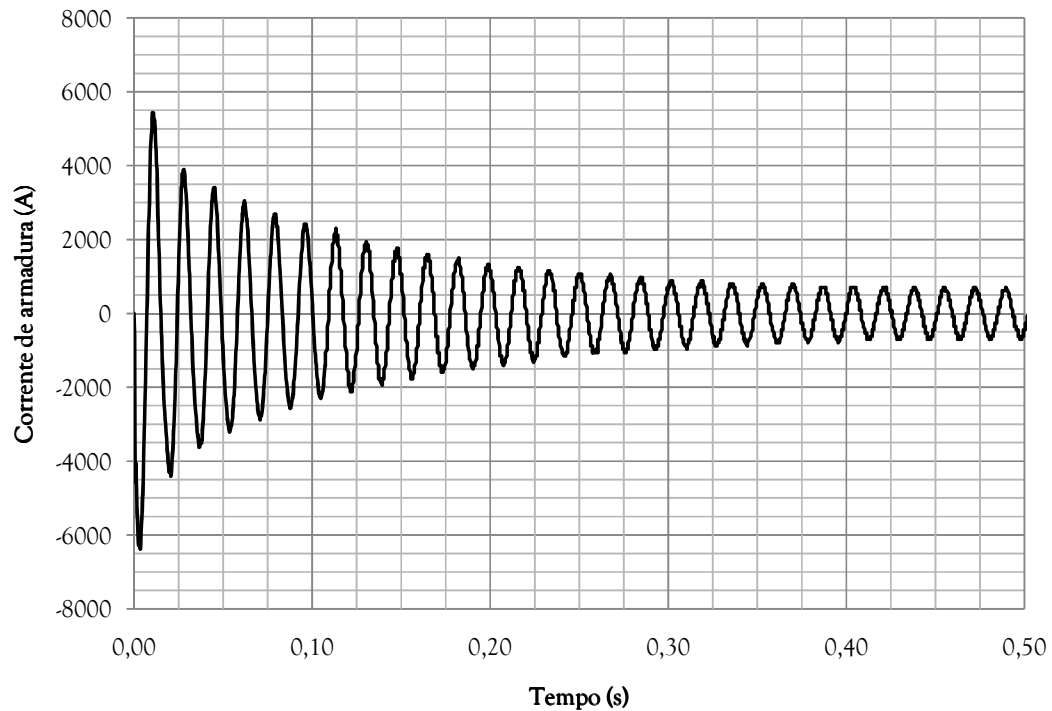


Figura 29 - Transiente de curto-circuito trifásico

Extraindo os picos da curva e subtraindo o valor de regime, chega-se à curva que corresponde à soma das componentes transitória e subtransitória. A partir daí é possível separar as duas, como se vê abaixo:

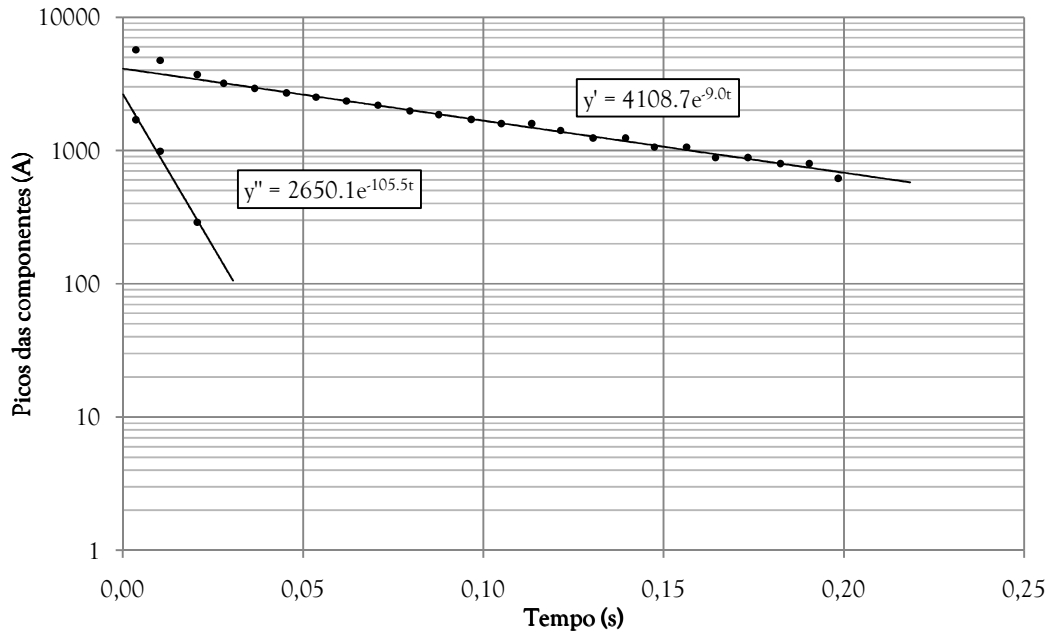


Figura 30 - Decomposição dos envoltórios das componentes (gerador)

$$x'_d = \frac{I_{CCreg}}{I_{CCreg} + I'_{CC}} x_{d_{\text{ísat}}} \quad (p.u.), \quad \text{sendo} \quad (15)$$

I_{CCreg} corrente de curto-circuito de regime, valor de pico (A)

I'_{CC} componente transitória inicial de pico (A)

$$x'_d = \frac{500\sqrt{2}}{500\sqrt{2} + 4108.7} \cdot 1.51 = 0.222 \text{ p.u.}$$

$$x''_d = \frac{I_{CCreg}}{I_{CCreg} + I'_{CC} + I''_{CC}} x_{d_{\text{ísat}}} \quad (p.u.), \quad \text{sendo} \quad (16)$$

I''_{CC} componente subtransitória inicial de pico (A)

$$x''_d = \frac{500\sqrt{2}}{500\sqrt{2} + 4108.7 + 2650.1} \cdot 1.51 = 0.143 \text{ p.u.}$$

5.3.2 Excitatriz “Brushless”

Valores de base:

- $S_B = 11.5 \text{ kVA}$
- $V_B = 70.4 \text{ V}$
- $I_B = 94.3 \text{ A}$
- $Z_B = 0.431 \text{ } \Omega$

5.3.2.1 Resistência de Armadura

Com um miliohmímetro, mediu-se a resistência de armadura:

$$r_a = 0.026 \text{ } \Omega / \text{linha (Y) @ } 20^\circ\text{C}$$

$r_a = 0.013 \text{ } \Omega / \text{fase @ } 20^\circ\text{C} = 0.0302 \text{ p.u.}$

5.3.2.2 Reatância de Dispersão (Rotor Removido)

Com o rotor removido, aplica-se tensão trifásica crescente nos terminais da máquina e mede-se a corrente de linha. No cálculo da reatância de dispersão utiliza-se a tensão da bobina exploratriz para correção (IEC 34.4). No caso da excitatriz, com número fracionário de canais por pólo e por fase, a bobina exploratriz foi feita com abertura igual ao maior número inteiro de canais por pólo e por fase.

Tabela 6 – Medida de rotor removido (excitatriz)

<i>Tensão de Linha</i>	<i>Corrente de</i>	<i>Tensão da Bobina</i>
<i>(V)</i>	<i>Linha (A)</i>	<i>Exploratriz (V)</i>
11.34	96	1.475

Utilizando as equações (11) e (12), e ainda

$$x_b = \frac{U_C}{I} \frac{N_{af} \xi_{a1}}{N_C \text{sen}\left(\frac{q'}{3q} \frac{\pi}{2}\right)}, \text{ onde } \left\{ \begin{array}{l} q' = \text{maior n}^\circ \text{ inteiro de canais por pólo} \\ q = \text{n}^\circ \text{ fracionário de canais por pólo e fase} \end{array} \right\} \quad (17)$$

teremos:

$$x_{a\sigma} = \sqrt{\left(\frac{11.34}{\sqrt{3} \cdot 96}\right)^2 - 0.013^2} - \frac{1.475}{96} \cdot \frac{40 \cdot 0.915}{20 \cdot \text{sen}\left(\frac{8}{3 \cdot 2.5} \frac{\pi}{2}\right)}$$

$$x_{a\sigma} = 0.067 - 0.028 = 0.039 \Omega / f = 0.0905 \text{ p.u.}$$

5.3.2.3 Reatância Síncrona e de Magnetização (Eixo Direto)

A partir dos ensaios em vazio e em curto-circuito, determinam-se as reatâncias síncrona e de magnetização não saturadas de eixo direto.

Tabela 7 - Valores de ensaio em vazio e curto-circuito (excitatriz)

VAZIO		CURTO-CIRCUITO	
$I_{CAMPO} (A)$	$V_L (V)$	$I_{CAMPO} (A)$	$I_{CC} (A)$
0	0.284	0	0
0.2	6.94	0.2	15.2
0.4	14.29	0.4	25.8
0.6	21.85	0.6	36.8
0.8	29.5	0.8	47.9
1	37.13	1	59.3
1.2	44.75	1.2	70.4
1.4	52.3	1.4	81.7
1.6	60.2	1.6	94.1
1.8	67.4	1.8	105.4

2	74.5	2	116.9
2.2	81.5	2.2	127.8
2.4	88.6	2.4	140.1
2.6	94.9		

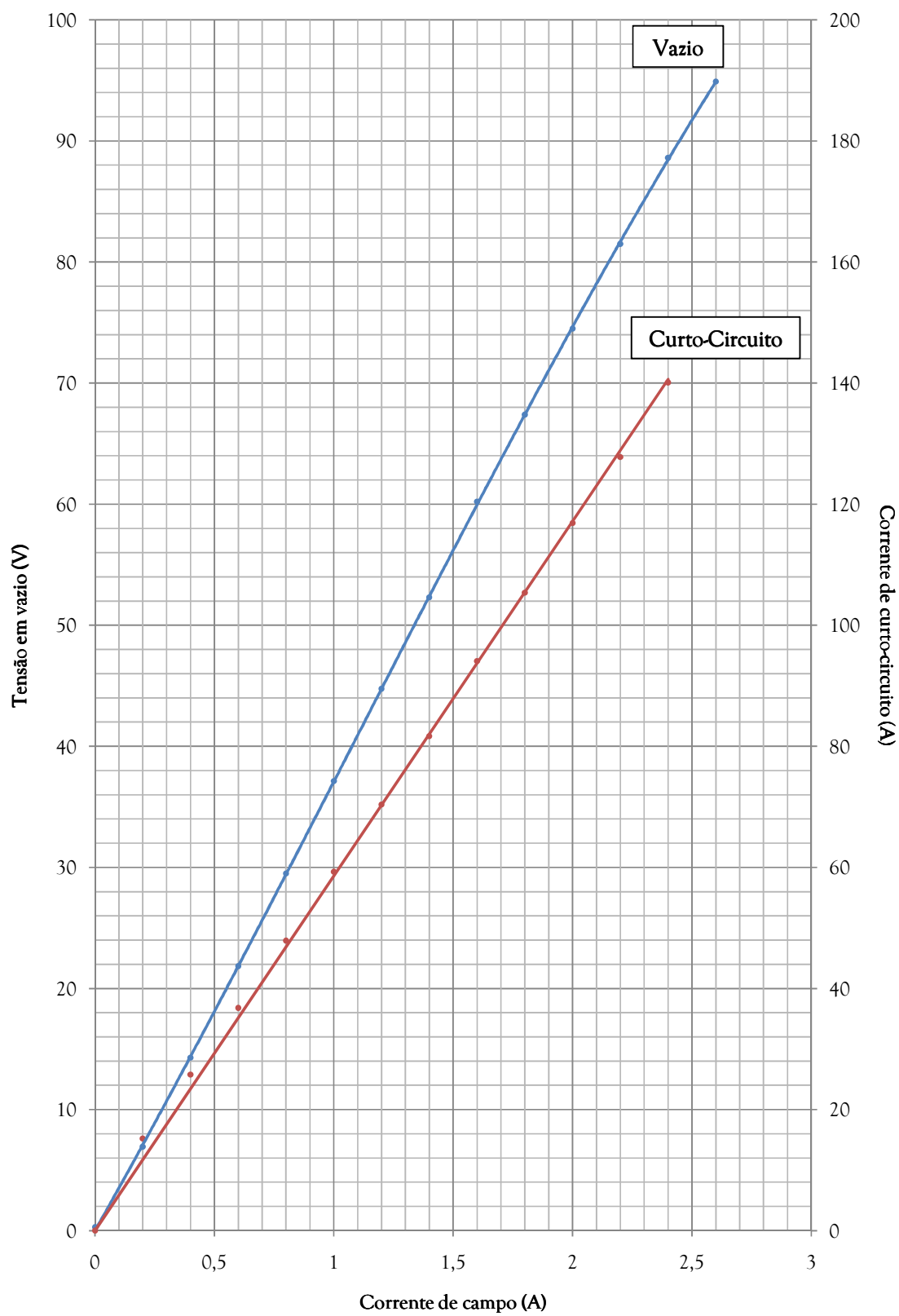


Figura 31 - Saturação em vazio e curto-circuito (excitatriz)

A partir das curvas de saturação em vazio e de curto-circuito:

$$x_{d_{\text{isat}}} = \frac{i_{fk}}{i_{fg}} (p.u.), \text{ sendo}$$

i_{fk} ...corrente de excitação necessária para $I_{CC} = I_N$

i_{fg} ...corrente de excitação em que $V_0 = V_N$ (curva não saturada)

$$x_{d_{\text{isat}}} = \frac{1.609}{1.886} = 0.853 \text{ p.u.} = 0.368 \Omega / f$$

$$x_{md_{\text{isat}}} = x_{d_{\text{isat}}} - x_{a\sigma} = 0.853 - 0.0905 = 0.763 \text{ p.u.} = 0.329 \Omega / f$$

5.3.2.4 Reatâncias Transitória e Subtransitória

Por meio do curto-circuito trifásico instantâneo (forma de onda abaixo), podem-se calcular as referidas reatâncias.

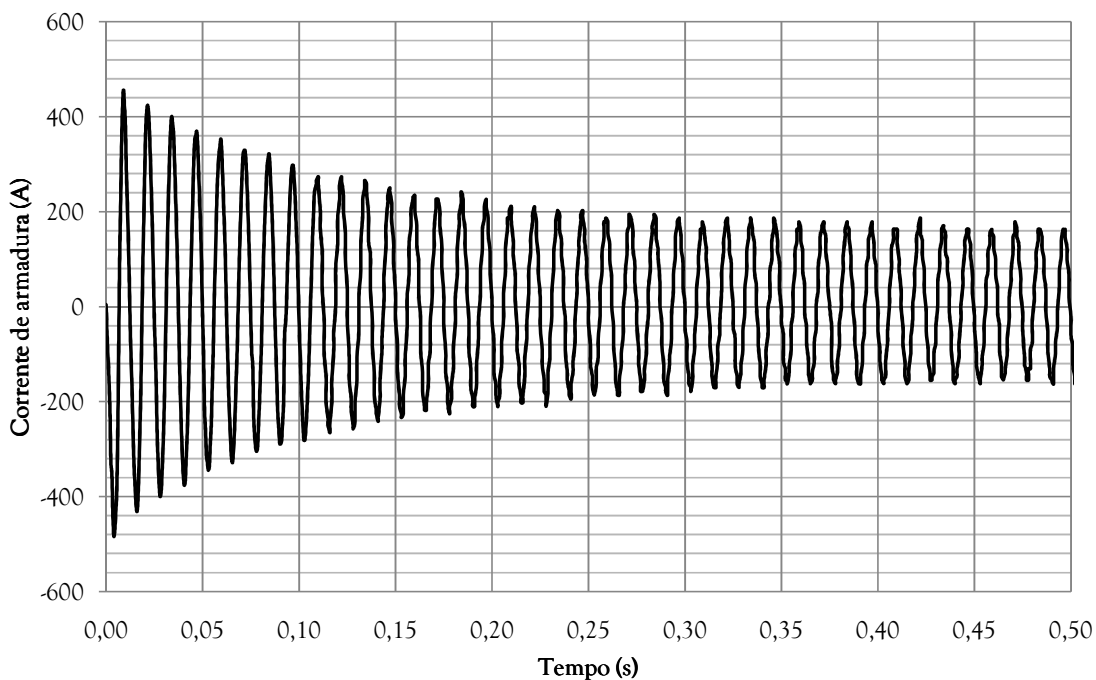


Figura 32 - Transitório de curto-circuito trifásico (excitatriz)

Extraíndo os picos da curva e subtraindo o valor de regime, chega-se à curva que corresponderia à soma das componentes transitória e subtransitória. Como a excitatriz em questão não possui gaiola de amortecimento, existe apenas a componente transitória.

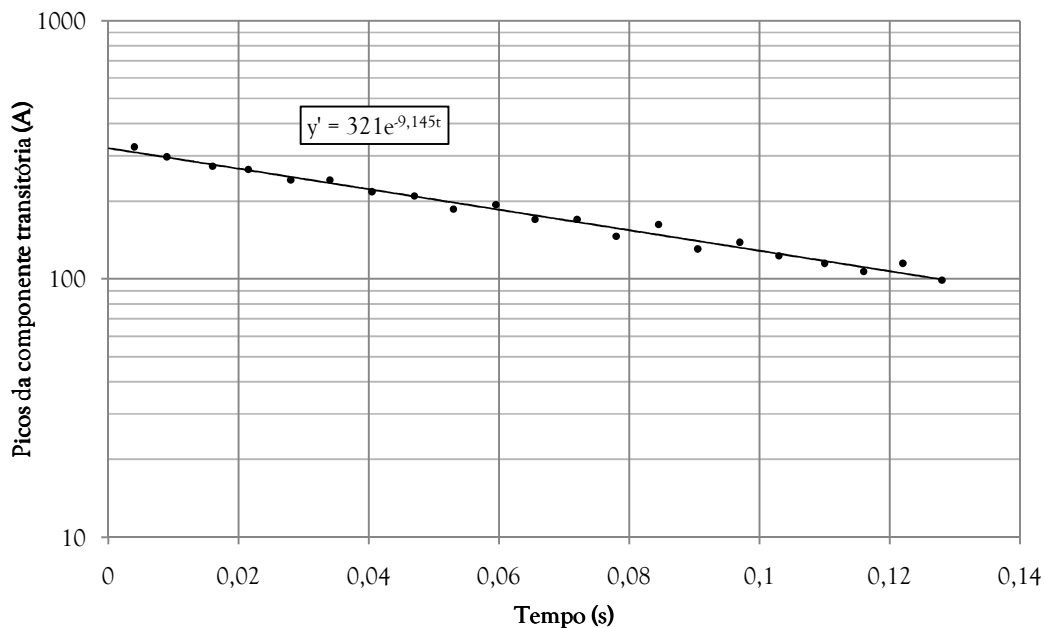


Figura 33 – Envoltório da componente transitória (excitatriz)

$$x'_d = \frac{I_{CCreg}}{I_{CCreg} + I'_{CC}} x_{d_{nsat}} \quad (p.u.), \quad \text{sendo}$$

$$x'_d = \frac{112\sqrt{2}}{112\sqrt{2} + 321} \cdot 0.853 = 0.282 \text{ p.u.}$$

5.3.3 Ponte Rotativa de Diodos

Para cada tipo de transitório de corrente na armadura, foi registrada a forma de onda das correntes nos diodos, sendo escolhidos os piores casos em cada um dos transitórios.

5.3.3.1 Curto-Circuito Fase-Terra

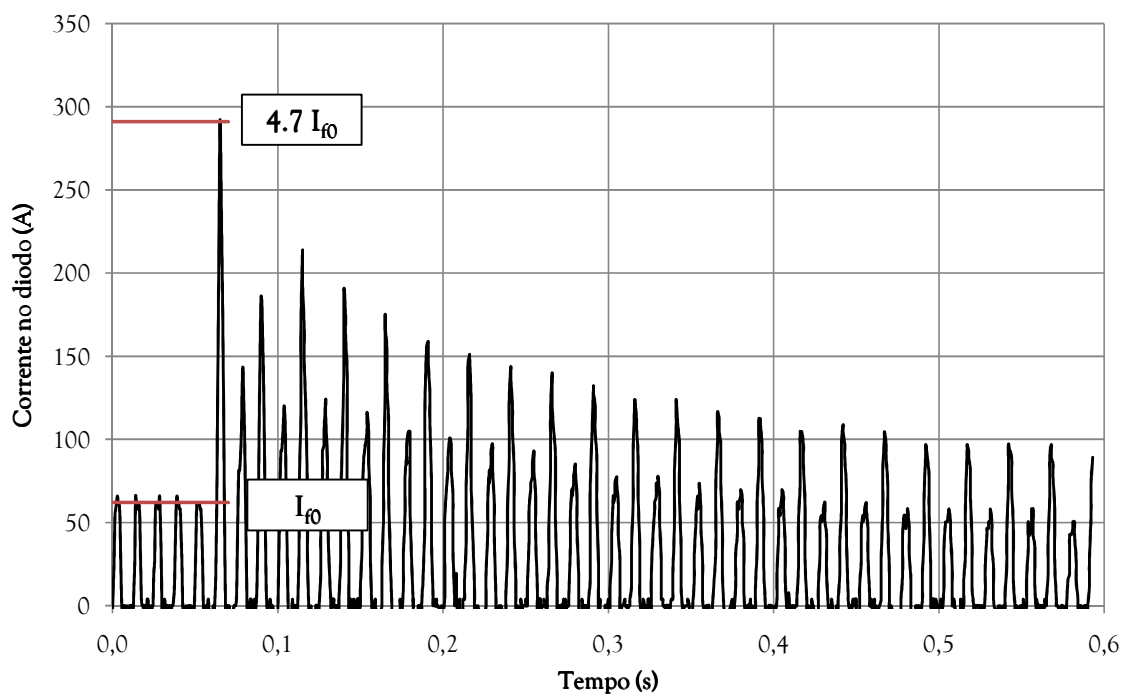


Figura 34 - Transitório medido no diodo (curto fase-terra)

5.3.3.2 Curto-Circuito Bifásico-Terra

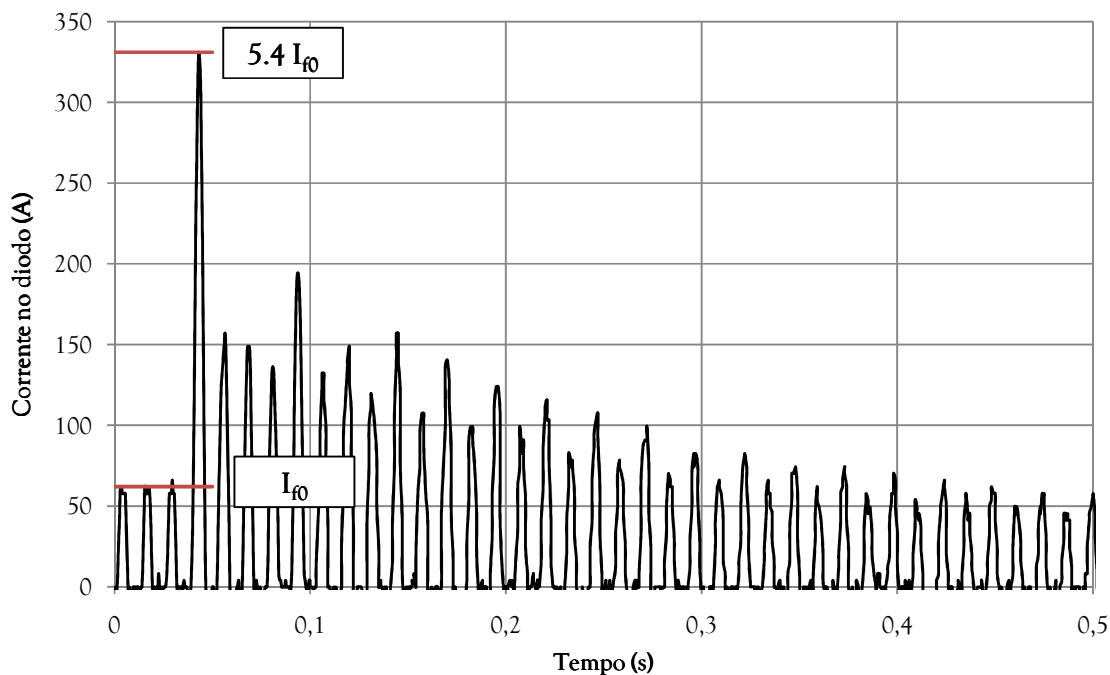


Figura 35 - Transitório medido no diodo (curto bifásico-terra)

5.3.3.3 Curto-Circuito Bifásico

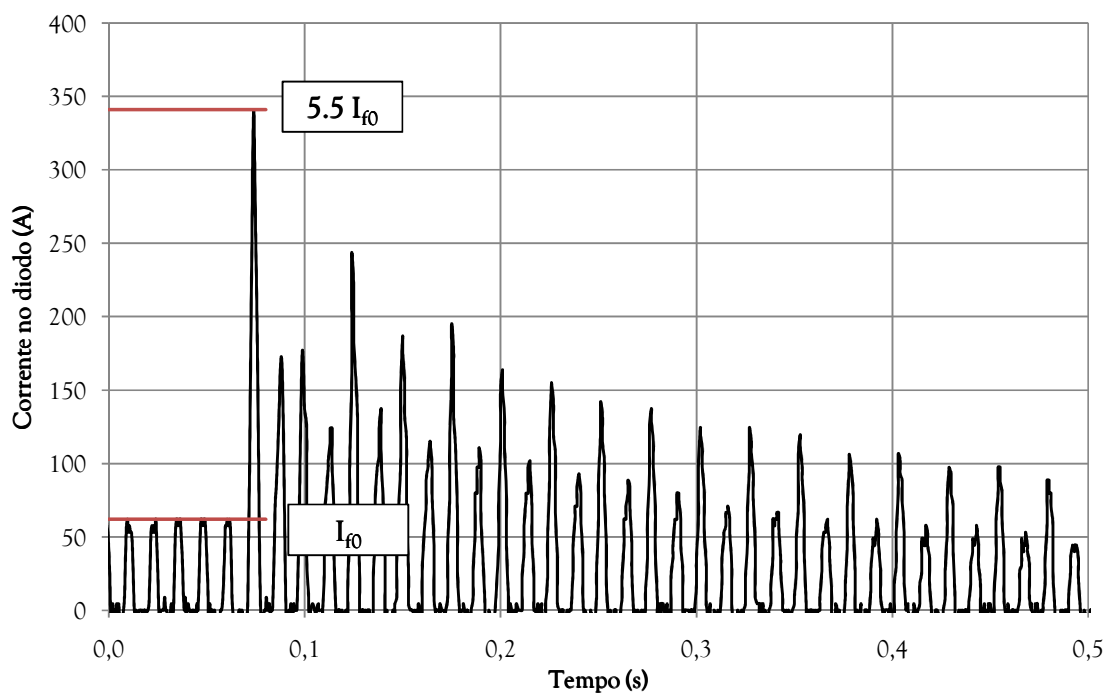


Figura 36 - Transitório medido no diodo (curto bifásico)

5.3.3.4 Curto-Circuito Trifásico

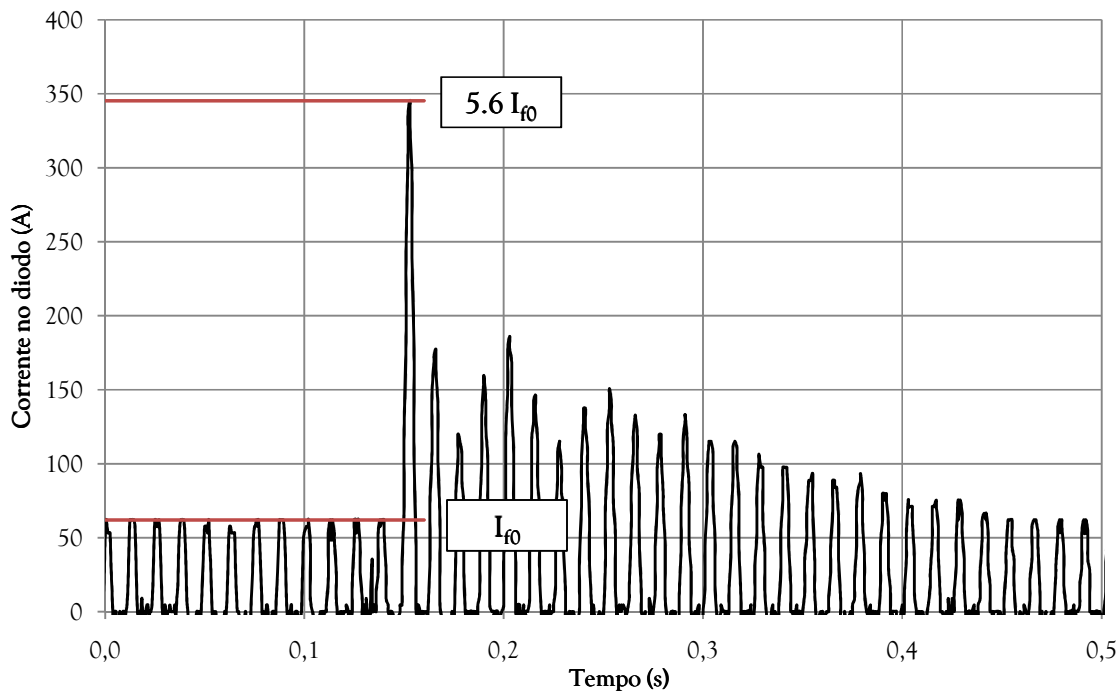


Figura 37 - Transitório medido no diodo (curto trifásico)

Deve-se observar que o período da corrente pulsada no diodo é definido pela frequência da excitatriz, sendo sua corrente média igual a um terço da corrente nominal de campo.

A oscilação dos picos no transitório é devida à oscilação da corrente de campo, como mostra o gráfico a seguir (figura 38), obtido por simulação. A corrente de campo é vista como o envoltório da superposição das correntes nos diodos.

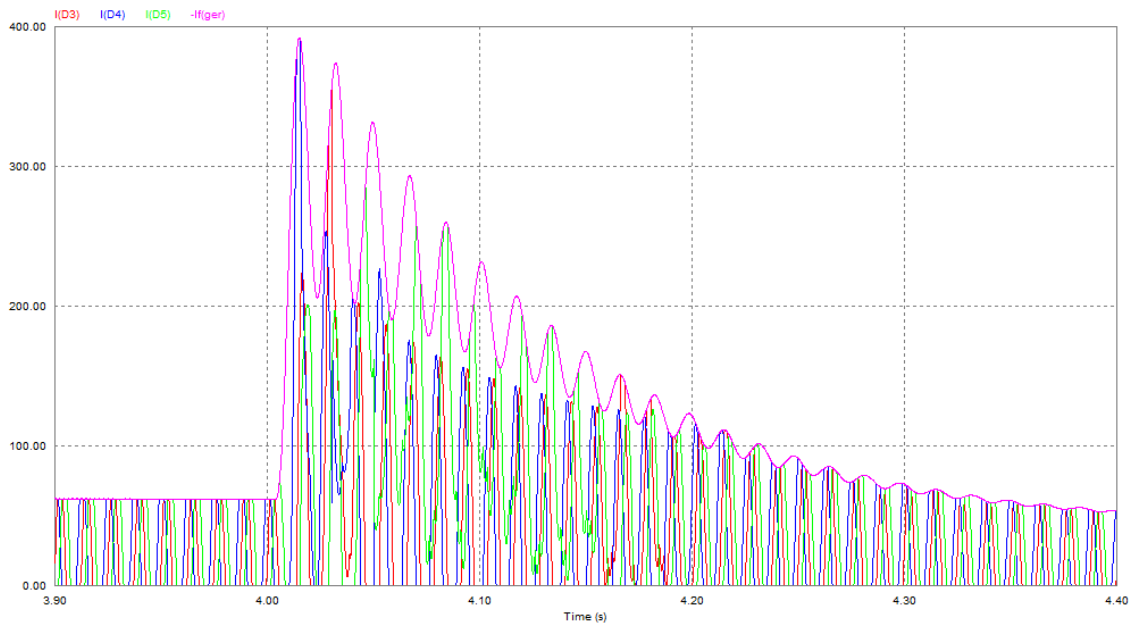


Figura 38 – Correntes nos diodos e de campo sobrepostas

Foram plotadas as correntes em apenas 3 diodos: D3, D4 e D5. Pode-se observar que o diodo D4 é o que se submete ao maior pico de corrente. Os espaços em vazio são preenchidos pelas formas de corrente dos diodos faltantes.

6 Comparação Teórico x Experimental

6.1 Parâmetros

Abaixo seguem as comparações dos valores de parâmetros:

Tabela 8 – Comparação dos valores de parâmetros, em p.u.

<i>Parâmetros</i>	<i>Gerador Principal</i>			<i>Excitatriz "Brushless"</i>		
	Teórico	Experimental	Desvio	Teórico	Experimental	Desvio
Resistência de Armadura	0.0061	0.0069	11.6%	0.0301	0.0302	0.3%
Reatância de Dispersão da Armadura	0.117	0.106	10.4%	0.137	0.091	50.5%
Reatância Síncrona Não-Saturada	1.526	1.510	1.1%	0.912	0.853	6.9%
Reatância Transitória	0.250	0.222	12.6%	0.254	0.282	9.9%
Reatância Subtransitória	0.170	0.143	18.9%	-	-	-

A discrepância nos valores de reatâncias transitória e subtransitória no gerador principal é decorrente de uma série de fatores, como, por exemplo, erro nas medições, erro nas aproximações das expressões teóricas e falta de bibliografia conhecida que aborde o cálculo dos parâmetros do campo e enrolamento de amortecimento.

6.2 Transitórios de Corrente

A seguir, comparações entre os valores simulados e medidos nos transitórios de corrente:

Tabela 9 – Comparação de transitórios nos diodos, em p.u.

<i>Transitórios</i>	<i>Picos</i>		
	Simulado	Experimental	Desvio
Curto-Circuito Fase-Terra	5.9	4.7	25.5%
Curto-Circuito Bifásico-Terra	6.0	5.4	11.1%
Curto-Circuito Bifásico	6.0	5.5	9.1%
Curto-Circuito Trifásico	6.2	5.6	10.7%

Os valores em p.u. são referentes à corrente nominal de campo do gerador.

O fato de todos os valores simulados serem maiores do que os medidos é explicável pelo fato de que, na simulação, o pior caso é obtido escolhendo-se o exato instante em que o mesmo ocorre. Já na medição, ao menos em nosso caso, isso não foi controlável.

No entanto, a diferença não se mostrou substancial, obtendo-se ao método adotado razoável aderência. Assim sendo, passaremos à simulação de transitórios que resultam em picos de tensão nos diodos.

6.3 *Transitórios de Tensão*

Por conta da limitação de equipamentos, não foi possível realizar os ensaios referentes a transitórios de tensão nos diodos, ou seja, impor escorregamentos ao gerador principal enquanto conectado à rede ou ainda sincronizá-lo com uma certa defasagem ou diferença de amplitudes entre as tensões de terminais e de rede.

A seguir, um esquema da simulação para transitórios de tensão.

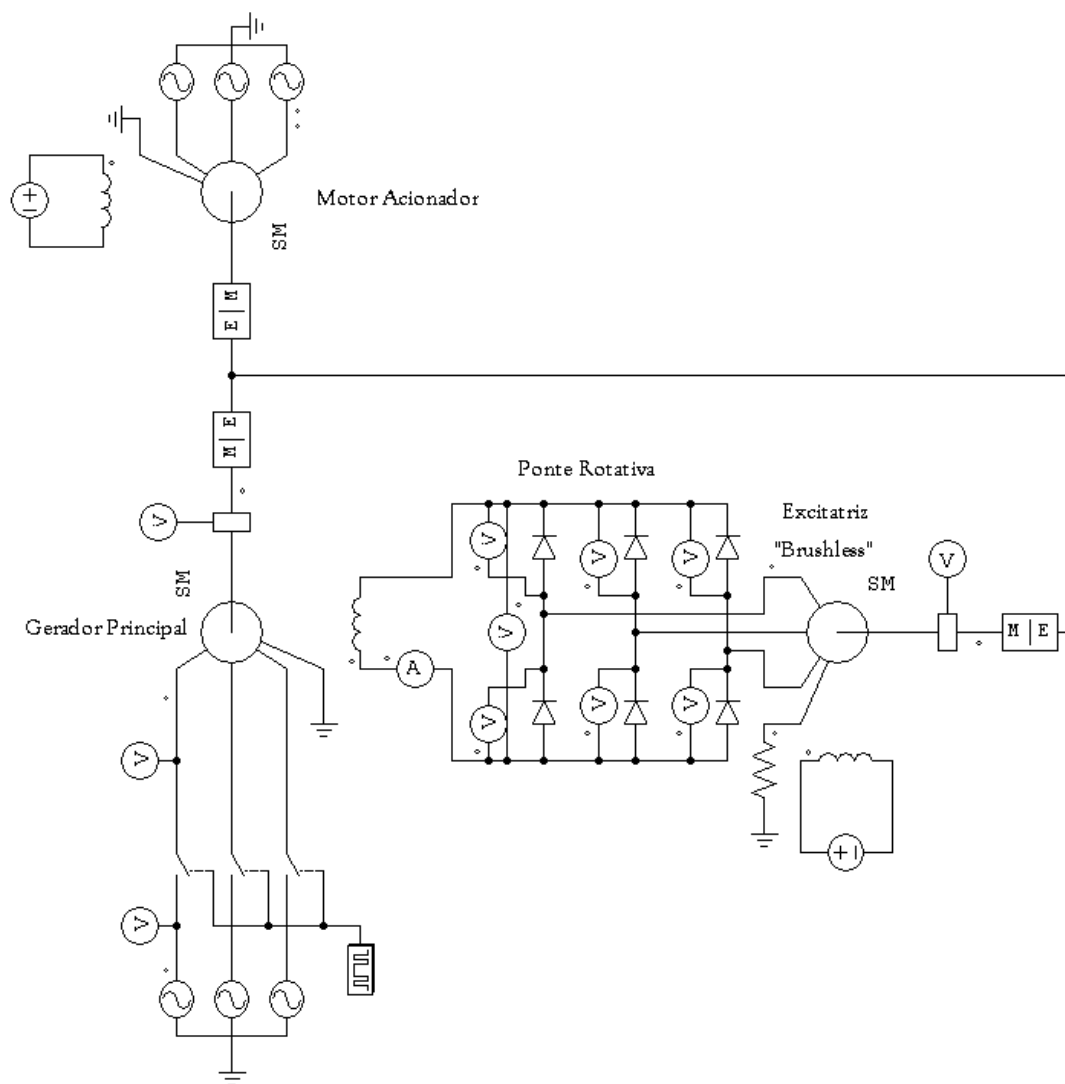


Figura 39 – Esquema de simulação para transitórios de tensão

6.3.1 Operação Assíncrona do Gerador Principal

Impondo escorregamentos no gerador principal por meio do motor acionador, podem-se verificar os transitórios de tensão nos diodos.

Para cada valor de escorregamento foi registrado o maior pico de tensão nos diodos:

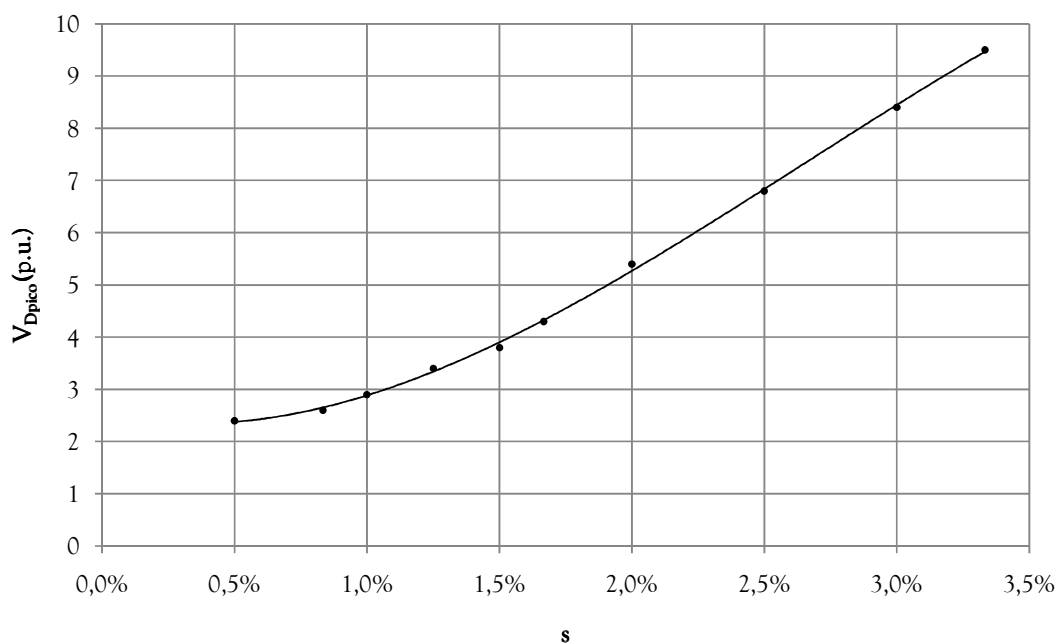
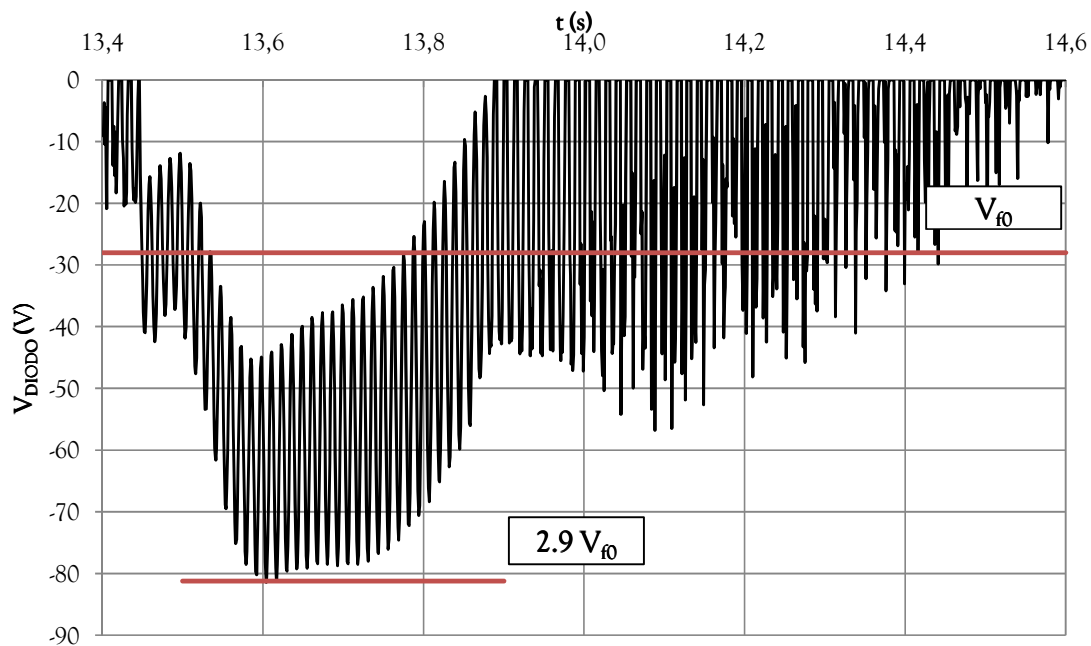
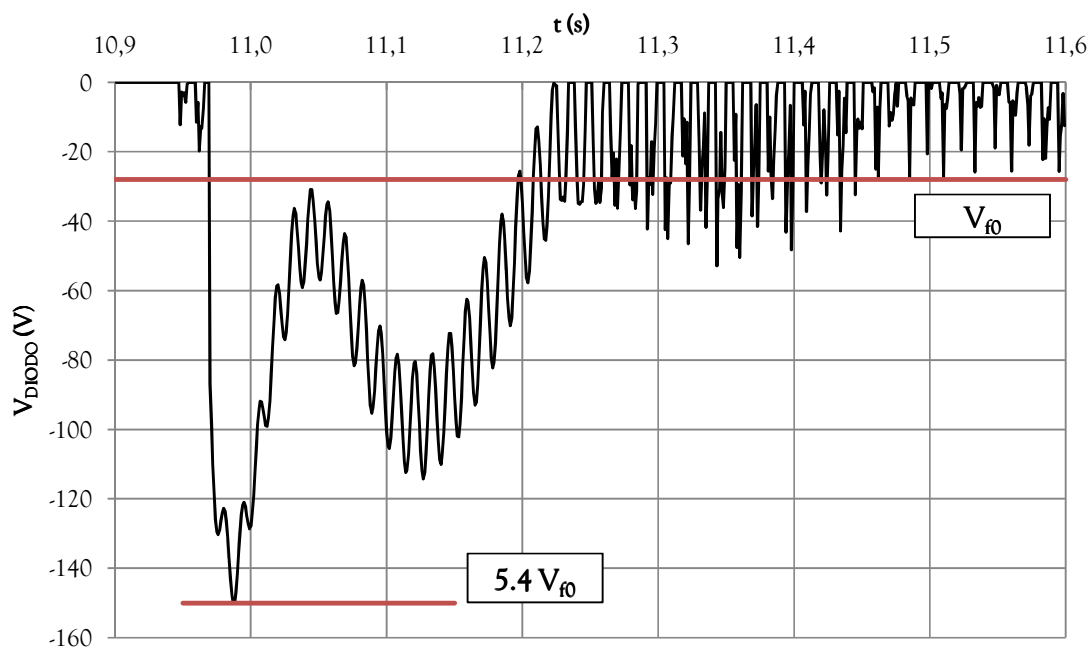


Figura 40 – Valores de pico de tensão reversa nos diodos em função do escorregamento

Os valores em p.u. são referentes à tensão nominal de excitação do gerador principal.

Nas formas de onda a seguir serão mostrados valores referentes à tensão de campo em vazio. Como já sincronizado o gerador pode operar assincronamente com excitação nominal, a relação se reflete no ponto nominal. O símbolo V_{f0} refere-se ao valor da tensão de campo em vazio.

Figura 41 - Tensão reversa no diodo para $s = 1\%$ Figura 42 - Tensão reversa no diodo para $s = 2\%$

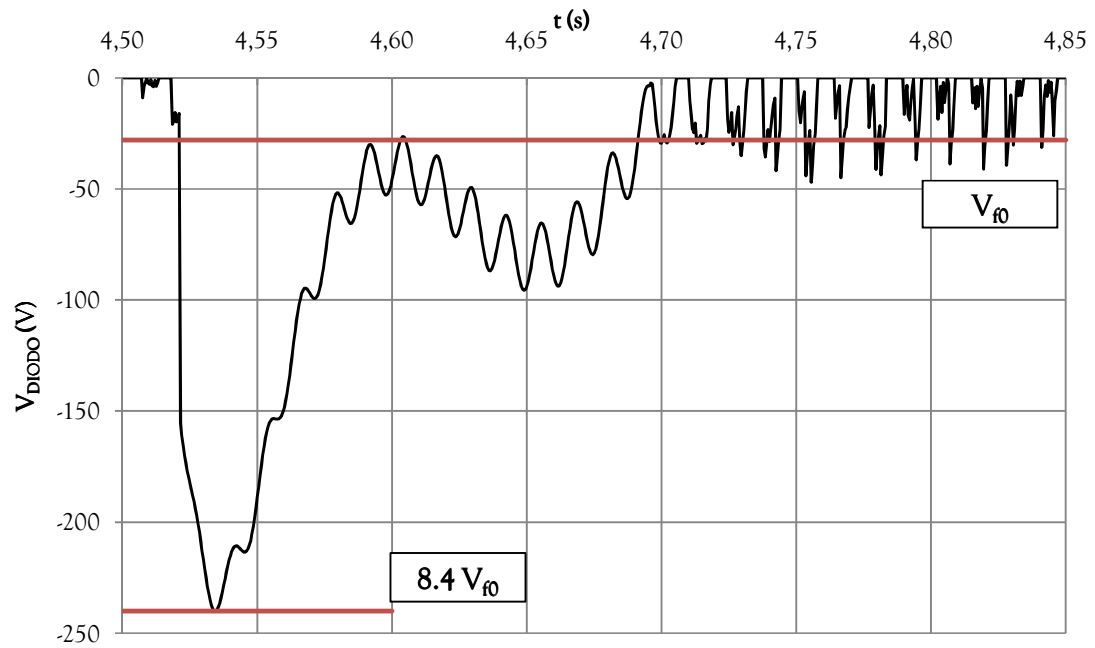


Figura 43 - Tensão reversa no diodo para $s = 3\%$

6.3.2 Sincronização com Defasagem entre Tensões

Impondo crescentes defasagens entre as tensões de rede e do gerador principal, registramos os picos de tensão nos diodos no momento da sincronização:

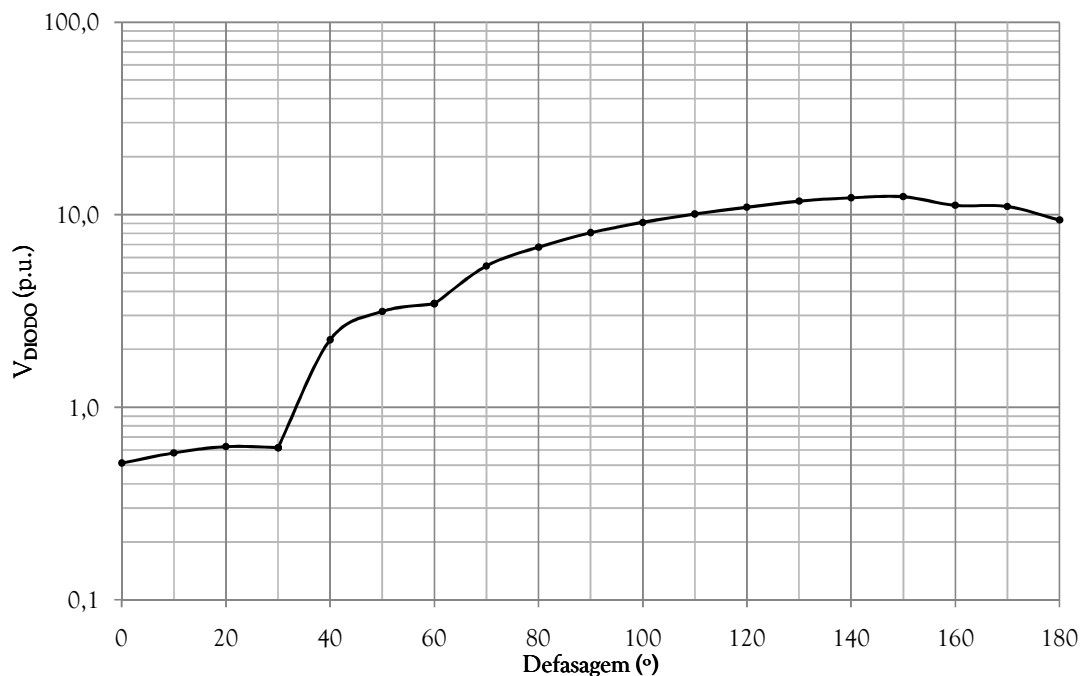


Figura 44 – Valores de pico de tensão reversa nos diodos em função da defasagem na sincronização

Mais uma vez, os valores em p.u. são referentes à tensão nominal de campo do gerador principal. Porém, desta vez, vale ressaltar que sempre valerá o princípio de que a máquina será sincronizada com tensão de campo correspondente à necessária em vazio. O pior caso é tomado como sendo o campo da excitatriz em sua temperatura de operação, já que o aumento da tensão de campo acompanha o aumento da temperatura do mesmo enrolamento.

A seguir, algumas formas de onda resultantes dessa simulação:

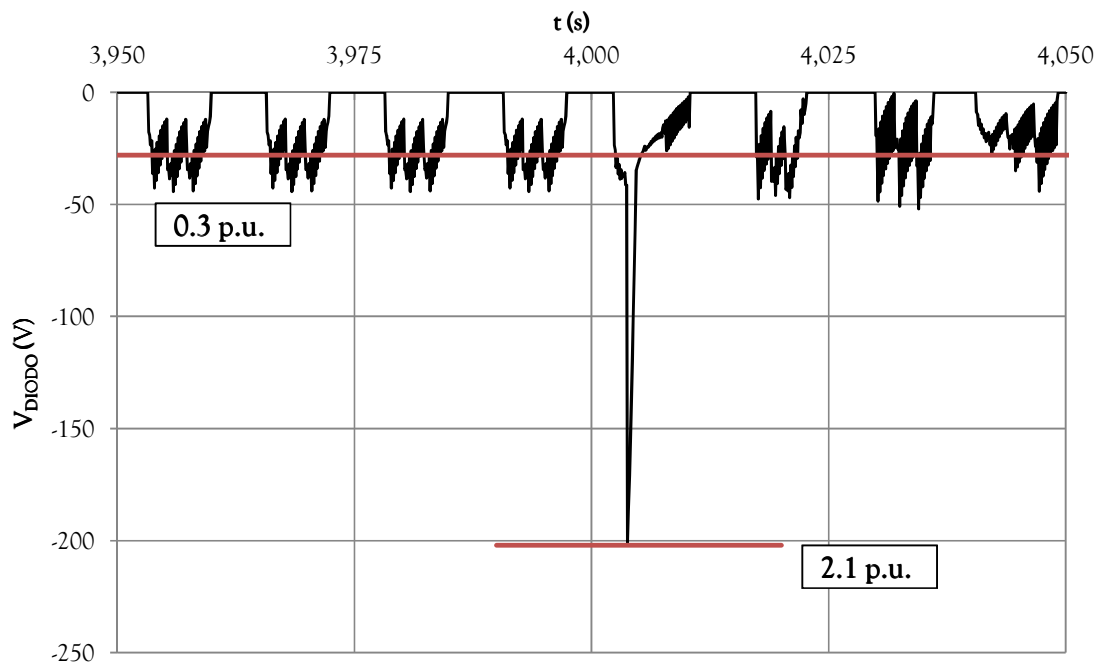


Figura 45 – Tensão reversa no diodo para sincronização com defasagem = 40°

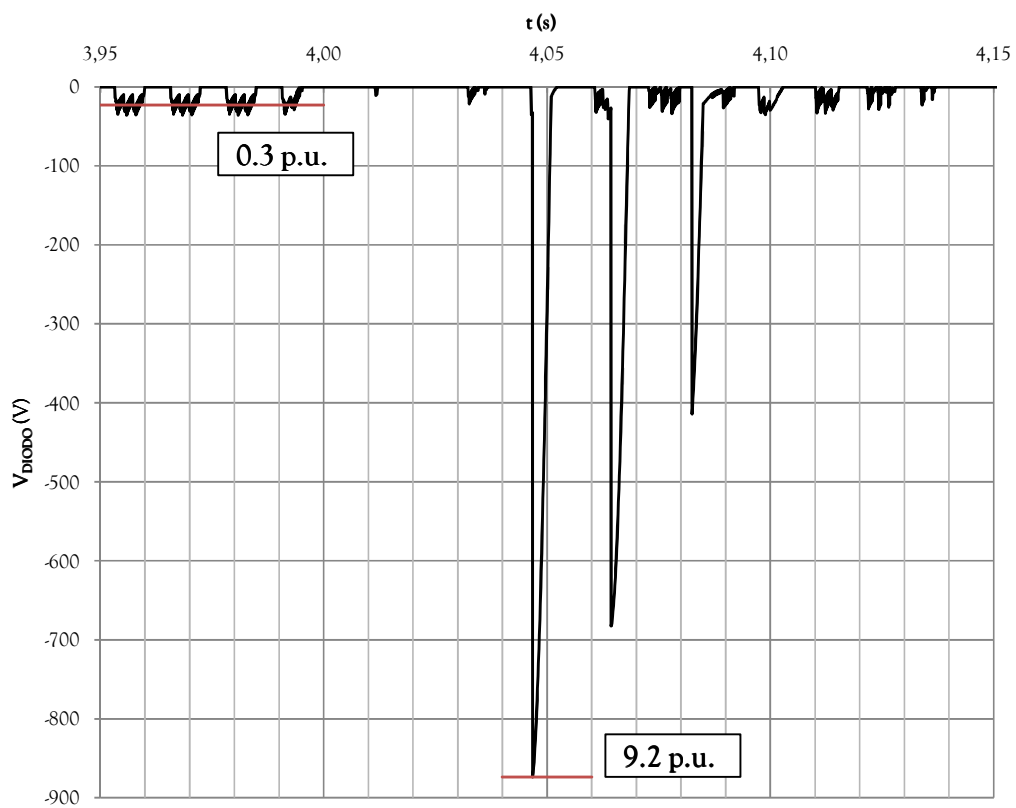


Figura 46 – Tensão reversa no diodo para sincronização com defasagem = 150°

7 Estudo de Sensibilidade

Calculados os parâmetros, pode-se fazer uma variação de cada um separadamente, simulando os picos de corrente e tensão para cada valor. Após várias simulações, notou-se a influência predominante dos seguintes parâmetros: reatância de dispersão da armadura e de magnetização de eixo direto.

Os casos considerados para as simulações foram o curto-circuito trifásico, para transitórios de corrente, e a sincronização fora de fase, para transitórios de tensão.

Os valores mostrados a seguir são referentes a simulações no gerador utilizado no estudo de caso deste trabalho.

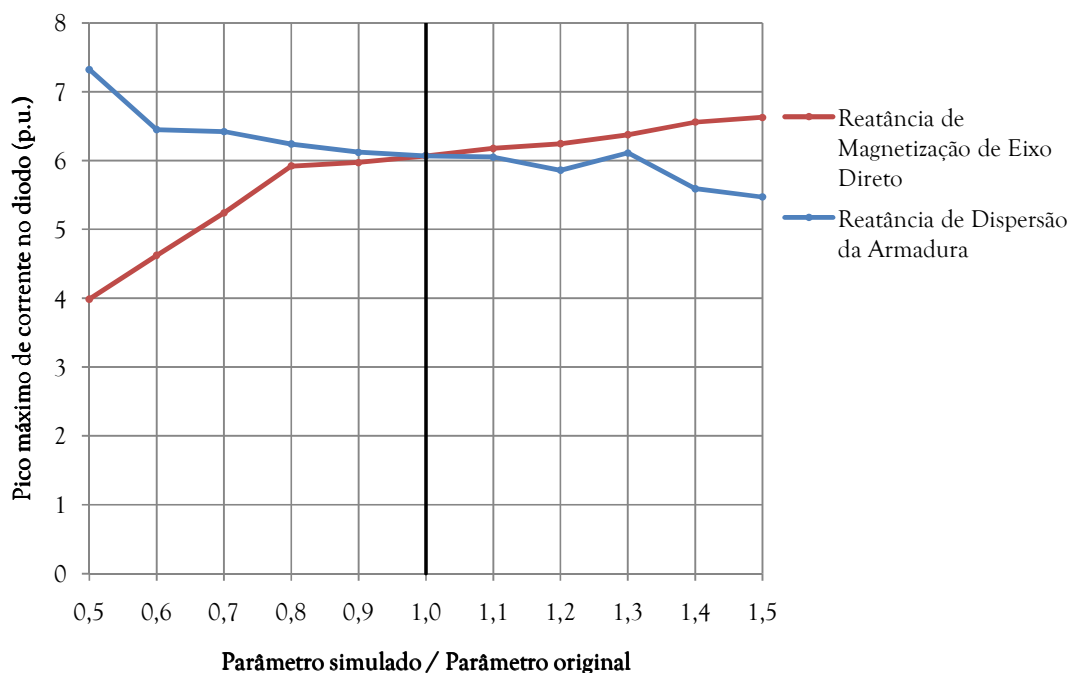


Figura 47 - Comportamento do pico de corrente máximo no diodo em função da variação dos parâmetros (curto-circuito trifásico)

Tomando por base o circuito equivalente de transitório, o comportamento da variação de corrente parece razoável, já que uma diminuição da reatância de

dispersão de armadura proporciona uma corrente de curto-circuito maior na armadura, o que se reflete no campo e conseqüentemente, nos diodos. No caso da reatância de magnetização, a diminuição de seu valor original tenderia a forçar uma maior circulação de corrente no circuito de armadura, o que limita o transitório no campo e nos diodos.

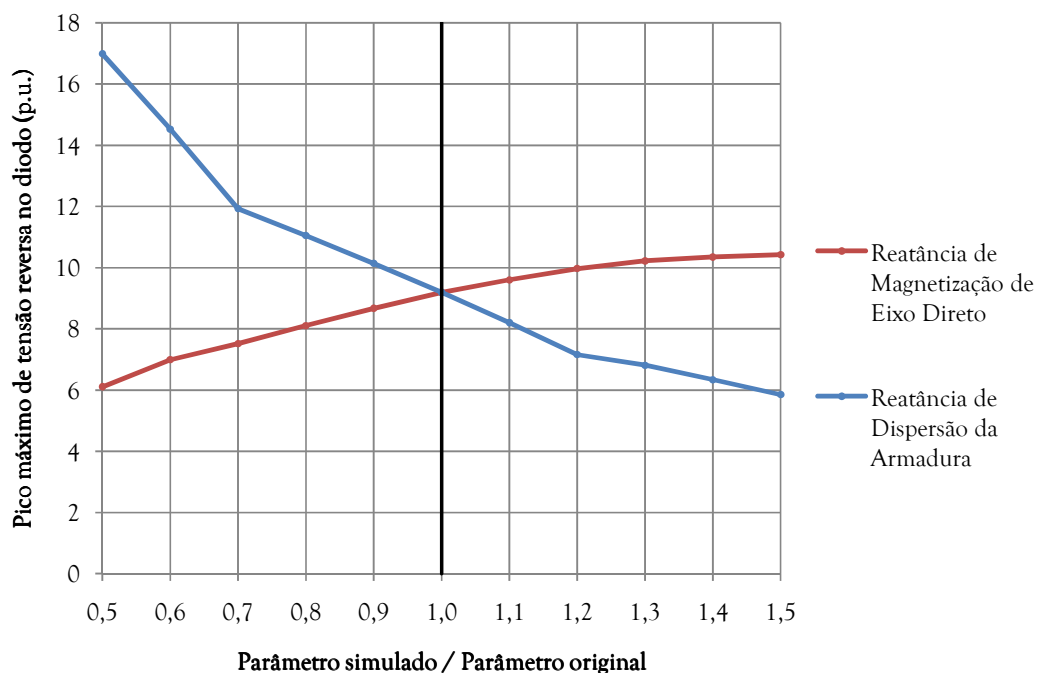


Figura 48 - Comportamento do pico de tensão reversa máximo no diodo em função da variação dos parâmetros (sincronização fora de fase - 150°)

Novamente tomando como base as malhas do circuito equivalente para transitórios, também parece razoável que o pico de tensão sobre o campo aumente com a diminuição da reatância de dispersão da armadura, pois, na malha externa do circuito equivalente, a distribuição de tensões tenderá a se concentrar no campo. A diminuição na reatância de magnetização tende a aumentar o pico de tensão na impedância de armadura (malha de armadura + magnetização), o que resulta na diminuição do pico de tensão no campo (malha de armadura + campo).

8 Correlação

Para os picos de corrente durante um curto-circuito trifásico na armadura do gerador principal (pior caso), foram simulados outros casos de geradores, com fim de tentar correlacionar o pico máximo de corrente nos diodos com o inverso das principais reatâncias da máquina. Os valores são apresentados na tabela 10.

Tabela 10 - Tabela de comparação para simulações de corrente

<i>Gerador</i>	I_{DMAX} (p.u.)	$\frac{1}{x_d}$ (p.u.)	$\frac{1}{x_{a\sigma}}$ (p.u.)
1	6.2	5.0	8.3
2	5.4	4.5	5.2
3	5.1	3.1	5.1
4	3.5	2.7	3.6
5	5.0	3.5	5.9

Geradores / Excitatrizes:

- 625 kVA, 380 V, 6 pólos (lisos), 60 Hz / 11.6 kVA, 70.4 V (95 Vcc), 8 pólos (salientes), 80 Hz
- 2180 kVA, 2300 V, 8 pólos (lisos), 60 Hz / 20.1 kVA, 121.5 V (164 Vcc), 12 pólos (salientes), 90 Hz
- 560 kVA, 440 V, 16 pólos (lisos), 60 Hz / 15 kVA, 120 V (162 Vcc), 10 pólos (salientes), 37.5 Hz
- 1500 kVA, 480 V, 32 pólos (salientes), 60 Hz / 33.8 kVA, 148 V (200 Vcc), 24 pólos (salientes), 45 Hz
- 1250 kVA, 480 V, 14 pólos (lisos), 60 Hz / 20 kVA, 128 V (173 Vcc), 12 pólos (salientes), 51.43 Hz

O objetivo desse levantamento é obter uma primeira aproximação, para que o projetista tenha uma idéia, ainda que bem aproximada, do pico máximo de corrente que o diodo estará sujeito durante o transitório de curto-circuito trifásico.

Pelo que se pode perceber nos casos simulados, o pico máximo de corrente no diodo em p.u. tende a se situar entre o inverso da reatância subtransitória e o inverso da reatância de dispersão da armadura do gerador principal, ambas em p.u.. Para uma primeira aproximação, parece razoável estimar o pico de corrente entre os valores citados.

9 Considerações de Dimensionamento

Quando se tratam das correntes transitórias nos diodos com vistas ao dimensionamento, há de se considerar o comportamento térmico dos mesmos. Logo, a duração dos picos transitórios é essencial nessa consideração. Um dos parâmetros a ser relevado é o I^2t , presente nas especificações de praticamente todos os fabricantes de semicondutores.

Para o caso de excitatrizes “brushless”, considerando o curto-circuito trifásico na armadura como sendo o transitório mais severo para a ponte, pode-se tomar como base a seguinte forma de onda de corrente no diodo:

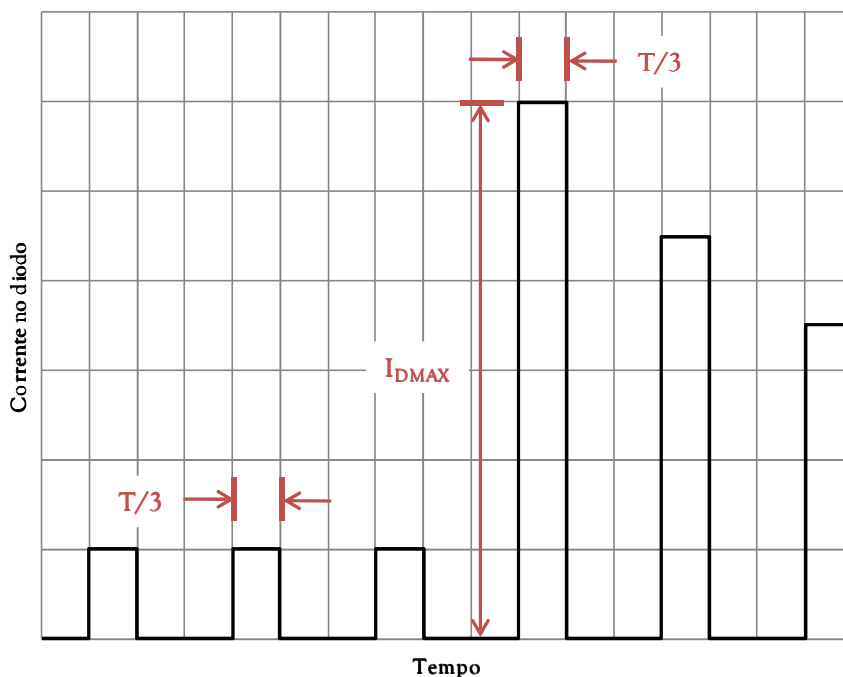


Figura 49 – Forma de onda genérica da corrente no diodo durante um curto-circuito trifásico na armadura

Considerando o retângulo do primeiro pico, chega-se a

$$I^2t = \frac{I_{D_{MAX}}^2 \cdot T_{EXC}}{3} = \frac{I_{D_{MAX}}^2}{3f_{EXC}} \quad (18)$$

Pode-se observar que a frequência da excitatriz influenciará no transitório térmico do diodo durante o curto-circuito na armadura do gerador principal. Da equação 18, conclui-se que a escolha, para a excitatriz, de frequências mais altas do que a do gerador principal estarão a favor da segurança. A consideração dos picos subseqüentes para o cálculo de I^2t dependerá de outros fatores do circuito térmico, tais como o dissipador e o resfriamento por convecção.

Para uma determinação mais precisa do regime térmico do componente semiconductor, será necessária a determinação do circuito térmico dos diodos, com base em dados detalhados dos dissipadores, das resistências térmicas e das impedâncias térmicas transitórias (normalmente informadas nas especificações do fabricante), e da velocidade do ar equivalente nas superfícies (já que a ponte é rotativa), para a determinação dos coeficientes de película. Para determinação da potência responsável pelo aquecimento, lança-se mão da curva de corrente em função do tempo, obtida da simulação, e da queda de tensão na condução, presente na especificação do fabricante.

Obtendo-se o valor necessário de corrente nominal para o diodo de forma a assegurar a operação dentro do limite de temperatura da junção, a margem de segurança ficará por conta de cada fabricante de excitatriz.

Quanto às tensões reversas transitórias nos diodos, o uso para dimensionamento é direto, pois uma vez rompido o isolamento, o componente estará permanentemente danificado. Mais uma vez, a margem de segurança ficará por conta do fabricante.

Deve-se ter em conta que a simulação considera diodos idênticos em toda a ponte, o que necessariamente força a divisão por igual da tensão transitória de campo entre os dois diodos em série na malha. Na prática isso é quase impossível sem resistores compartilhadores de tensão, os quais não são usuais em excitatrizes “brushless”. Logo, deve-se considerar um desequilíbrio aceitável entre os diodos numa mesma malha na escolha do fator de segurança.

10 Conclusões

O modelamento da máquina síncrona com excitação “brushless” continua sendo alvo de muita pesquisa. Entretanto, no que tange ao comportamento da ponte rotativa de diodos frente a transitórios severos na armadura, há pouco material disponível. O presente trabalho teve como objetivo principal a contribuição para tal lacuna, oferecendo ao projetista mais um aparato para o dimensionamento da ponte.

No que diz respeito à determinação de circuitos equivalentes da máquina síncrona, o método adotado respondeu razoavelmente bem, se considerarmos que há pouca bibliografia tratando do cálculo dos parâmetros e fatores do campo e enrolamento de amortecimento, tanto para máquinas de pólos lisos como máquina de pólos salientes.

O método adotado apresentou razoável aderência aos resultados experimentais, podendo ser aplicado em qualquer tipo de máquina síncrona com excitação “brushless”. Tendo como calcular os vários parâmetros, podem-se estimar valores típicos para cada tipo de máquina, levando em conta forma de pólos, porte e rotação.

O estudo de sensibilidade mostrou coerência com a topologia do circuito equivalente para transitórios, dando mais subsídios para o entendimento de transitórios refletidos na ponte retificadora.

O estudo de correlação obteve êxito no que se propôs, ou seja, estabelecer uma relação aproximada entre o pico máximo de corrente no diodo durante um curto trifásico e os parâmetros da máquina. Em geral, tal pico, em p.u. relativo à corrente nominal de campo, se situa entre os inversos das reatâncias de dispersão e subtransitória, ambas em p.u.

O dimensionamento dos diodos deve considerar outros aspectos além dos picos máximos de tensão e corrente sofridos pelo componente. O circuito térmico com seus respectivos parâmetros, bem como eventuais desequilíbrios de tensão entre diodos não podem ser desprezados.

Por fim, o trabalho abre caminho para estudos futuros, como o detalhamento do dimensionamento térmico da ponte retificadora como um todo, a investigação de uma correlação mais precisa entre os picos de corrente nos diodos e os parâmetros da máquina síncrona e ainda uma possível correlação entre picos de tensão reversa nos diodos e os parâmetros característicos.

11 Bibliografia

ABDEL-HALIM, M. A., MANNING, C. D.: “Direct-Phase Modelling Of Isolated Brushless Exciter-Alternator Unit Including The Magnetic Nonlinearities”, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Vol. 142, No. 3, May 1995, pp. 206 - 214;

ADKINS, B.: “The General Theory Of Electrical Machines”, *Chapman And Hall London*, 1957.

ADKINS, B., HARLEY, R. G.: “The General Theory Of Alternating Current Machines”, *Chapman And Hall London*, 1975.

ALIPRANTIS, D. C., SUDHOFF, S. D., KUHN, B. T.: “A Brushless Exciter Model Incorporating Multiple Rectifier Modes and Preisach’s Hysteresis Theory”, *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol. 21, No. 1, March 2006, pp. 136 - 147;

ANEEL, “Guia do Empreendedor de Pequenas Centrais Hidrelétricas”, Disponível em:

<http://www3.aneel.gov.br/empreendedor/documentos/001_Capitulo_01.pdf>.

Acesso em: 02 Jul 2009;

CANAY, I. M.: “Equivalent Circuits Of Synchronous Machines For Calculating Quantities Of The Rotor During Transient Processes And Asynchronous Starting, Part I: Turbogenerators”, *Brown Boveri Review*, 1969, pp. 60 - 71;

CANAY, I. M.: "Causes Of Discrepancies On Calculation Of Rotor Quantities And Exact Equivalent Diagrams Of The Synchronous Machine", *IEEE Transactions On Power Apparatus And Systems*, Vol. PAS-88, No. 7, July 1969, pp. 1114 - 1120;

CANAY, I. M.: "Equivalent Circuits Of Synchronous Machines For Calculating Quantities Of The Rotor During Transient Processes And Asynchronous Starting, Part II: Salient-Pole Machines", *Brown Boveri Review*, 1970, pp. 134 - 143;

CANAY, I. M.: "Determination Of Model Parameters Of Synchronous Machines", *IEE Proceedings*, Vol. 130, No. 2, March 1983, pp. 86 - 94;

CEI IEC 34-4: "Rotating Electrical Machines Part 4: Methods for determining synchronous machine quantities from tests", 1995-04;

DILLMAN, T. L., SKOOG LUND, J. W., KEAY, F. W., RACZKOWSKI, C.: "A High Initial Response Brushless System", *IEEE Winter Power Meeting*, 1971, pp. 2089 - 2094;

FERGUSON, R. W., HERBST, R., MILLER, R. W.: "Analytical Studies Of The Brushless Excitation System", *AIEE Transactions*, February 1960, pp. 1815 - 1821;

JADRIC, I., BOROJEVIC, D., JADRIC, M.: "Modeling And Control Of A Synchronous Generator With An Active DC Load", *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 15, No. 2, March 2000, pp. 303 - 311;

JORDÃO, R. G.: “Máquinas Síncronas”, *Editora da Universidade de São Paulo*, 1980;

KABIR, S. M. L., SHUTTLEWORTH, R.: “Brushless Exciter Model”, *IEE Proceedings - Gener. Transm. Distrib.*, Vol. 141, No. 1, January 1994, pp. 61 - 67;

LIWSCHITZ, M. G., GLOCKNER, H.: “Le Macchine Elettriche”, *Milano : Ulrico Hoepli*, 1963, Vol. 3;

MCARDLE, M. G., MORROW, D. J.: “Noninvasive Detection Of Brushless Exciter Rotating Diode Failure”, *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol. 19, No. 2, June 2004, pp. 378 - 383;

MERHOF, W.: “Brushless Excitation Of Synchronous Machines By Rotating Semiconductors”, *Brown Boveri Review*, 1967, pp. 539 - 553;

SAY, M. G.: “The Performance And Design Of Alternating Current Machines”, *Sir Isaac Pitman & Sons, Ltd.*, 1952;

TARTIBI, M., DOMIJAN, A.: “Optimizing AC-Exciter Design”, *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol. 11, No. 1, March 1996, pp. 16 - 24;

WHITNEY, E. C., HOOVER, D. B., BOBO, P. O.: “An Electric Utility Brushless Excitation System”, *AIEE Transactions*, February 1960, pp. 1821 - 1824;

ZOUAGHI, T., POLOUJADOFF, M.: "Modeling Of Polyphase Brushless Exciter Behavior For Failing Diode Operation", *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol. 13, No. 3, September 1998, pp. 214 - 220;

12 ANEXO A - ROTEIRO DE CÁLCULO DE PARÂMETROS PARA MÁQUINA SÍNCRONA

O roteiro de cálculo adotado que se segue foi fortemente baseado em (CANAY, 1969), (CANAY, 1970), (LIWSCHITZ, 1963) e (SAY, 1952), com rearranjos de expressões que se mostraram mais convenientes.

12.1 Máquina de Pólos Lisos

(CANAY, 1969)

12.1.1 Lista de Símbolos

Seguem abaixo os símbolos utilizados nas expressões para cálculo, alguns acompanhados de suas próprias expressões.

a	<i>Nº de circuitos paralelos na armadura</i>
$D_i = (D_r + \delta)$	<i>Diâmetro médio do entreferro [cm]</i>
D_r	<i>Diâmetro do rotor [cm]</i>
f	<i>Freqüência nominal [Hz]</i>
$k_{ca}, k_{cr} = \frac{1}{1 - \frac{s_N^2}{\tau_N (s_N + 5\delta)}}$	<i>Fatores de Carter para armadura e rotor</i>
$k_D \approx k_Q \approx \left(1 + \frac{D_r}{l_r}\right)$	<i>Fatores para incremento de resistência devido a extremidades e efeitos de borda na gaiola de amortecimento</i>
l_a, l_r	<i>Comprimentos total dos núcleos da armadura e do rotor [cm]</i>

l_f	<i>Comprimento médio da espira de campo [cm]</i>
$l_i \approx \frac{1}{2} [l_a + l_r - 0.3(l_{La} + l_{Lr})]$	<i>Comprimento ideal dos núcleos [cm]</i>
l_{La}, l_{Lr}	<i>Comprimento dos dutos de ar da armadura e do rotor [cm]</i>
N_{af}	<i>Nº de espiras por fase da armadura</i>
N_f	<i>Nº total de espiras do campo</i>
p	<i>Nº de pares de pólos</i>
q_a	<i>Nº de canais por pólo e por fase da armadura</i>
q_D	<i>Nº de canais por pólo da gaiola de amortecimento</i>
q_f	<i>Nº de canais por pólo do campo</i>
s_N	<i>Abertura do canal [cm]</i>
Z_D	<i>Nº de canais da gaiola de amortecimento</i>
Z_n	<i>Impedância de base [Ω]</i>
ρ_a, ρ_f, ρ_D	<i>Resistividades elétricas dos condutores utilizados na armadura, campo e gaiola [$\rho.cm$]⁻¹</i>
δ	<i>Entreferro [cm]</i>
$\Lambda_N, \Lambda_{Nf}, \Lambda_{ND}$	<i>Permeâncias dos canais de armadura, campo e gaiola</i>
$\Lambda_K, \Lambda_{Kf}, \Lambda_{KD}$	<i>Permeâncias das aberturas dos canais de armadura, campo e gaiola</i>
Λ_e, Λ_{ef}	<i>Permeâncias das cabeças das bobinas de armadura e campo</i>
Λ_{eD}	<i>Permeância da extremidade da gaiola</i>
τ_N	<i>Passo de canal [cm]</i>

$$\xi_{a1}, \xi_{f1}, \xi_{D1}, \xi_{Q1}$$

Fatores de enrolamento (fundamental) de armadura, campo e gaiola - eixos direto e em quadratura

12.1.2 Expressões para Cálculo

<i>Resistência de armadura</i>	$r_a = \frac{\rho_a l_{esp_a} N_{a_f}}{S_a a} [\Omega]$	(19)
<i>Reatância de dispersão da armadura</i>	$x_{a\sigma} = 1.58 \cdot 10^{-7} f \frac{N_{a_f}^2}{p} (\Lambda_N + \Lambda_K + \Lambda_e) [\Omega]$	(20)
<i>Reatância principal (entreferro) de eixo direto</i>	$x_{md} = 2\pi f \frac{\mu_0 3 \left(N_{a_f} \xi_{a1} \right)^2 D_i l_i}{\pi p^2 k_{ca} k_{cr} \delta} [\Omega]$	(21)
<i>Reatância síncrona não-saturada de eixo direto</i>	$x_d = x_{md} + x_{a\sigma} [\Omega]$	(22)
<i>Reatância característica (de Canay) da armadura</i>	$x_c = x_{a\sigma} + \frac{x_{rc} x_{md}}{x_{rc} + x_{md}} [\Omega]$	(23)
<i>Reatância mútua de dispersão entre os circuitos rotóricos</i>	$x_{rc} = 1.58 \cdot 10^{-7} \frac{f}{2p} (\Lambda_{N_D} + \Lambda_{K_D} + \Lambda_{e_D}) \beta_{rc-a} [\Omega]$	(24)
<i>Resistência do enrolamento de excitação</i>	$r_f = \frac{\rho_f l_f N_f}{S_f} \beta_{f-a} [\Omega]$	(25)
<i>Reatância de dispersão do enrolamento de campo</i>	$x_f = 1.58 \cdot 10^{-7} f \frac{N_f^2}{p} (\Lambda_{N_f} + \Lambda_{K_f} + \Lambda_{e_f}) \beta_{f-a} - x_{rc} [\Omega]$	(26)
<i>Resistência do enrolamento de amortecimento (eixo direto)</i>	$r_D = \frac{1}{p} \frac{\rho_D l_r k_D}{S_D} \beta_{D-a} [\Omega]$	(27)

<p><i>Reatância ideal de dispersão do enrolamento de amortecimento (eixo direto)</i></p>	$x_D = 1.58 \cdot 10^{-7} \frac{f}{2p} (\Lambda_{N_D} + \Lambda_{K_D} + \Lambda_{e_D}) \beta_{D-a} - x_{rc} \quad [\Omega] \quad (28)$
<p><i>Reatância principal (entreferro) de eixo em quadratura</i></p>	$x_{mq} = \frac{x_{md}}{k_{cr}} \quad [\Omega] \quad (29)$
<p><i>Reatância síncrona não-saturada de eixo em quadratura</i></p>	$x_q = x_{mq} + x_{a\sigma} \quad [\Omega] \quad (30)$
<p><i>Resistência do enrolamento de amortecimento (eixo em quadratura)</i></p>	$r_Q = r_D \frac{\xi_{D1}}{\xi_{Q1}} \frac{k_Q}{k_D} \frac{1}{k_{cr}} \quad [\Omega] \quad (31)$
<p><i>Reatância ideal de dispersão do enrolamento de amortecimento (eixo em quadratura)</i></p>	$x_Q = (x_D + x_{rc}) \frac{\xi_{D1}}{\xi_{Q1}} \quad [\Omega] \quad (32)$
<p><i>Fator de transformação para x_f</i></p>	$\beta_{f-a} = \frac{3}{2} \left(\frac{N_{af} \xi_{a1}}{N_f \xi_{f1}} \right)^2 \quad (33)$
<p><i>Fator de transformação para x_D</i></p>	$\beta_{D-a} = \frac{3}{Z_D} \frac{(N_{af} \xi_{a1})^2}{p} \frac{1}{2} \xi_{D1} \quad (34)$
<p><i>Fator de transformação para x_{rc}</i></p>	$\beta_{rc-a} = \frac{3}{Z_D} \frac{(N_{af} \xi_{a1})^2}{p} \frac{1}{2} \xi_{f1} \quad (35)$

Esquema dos circuitos equivalentes com todos os parâmetros:

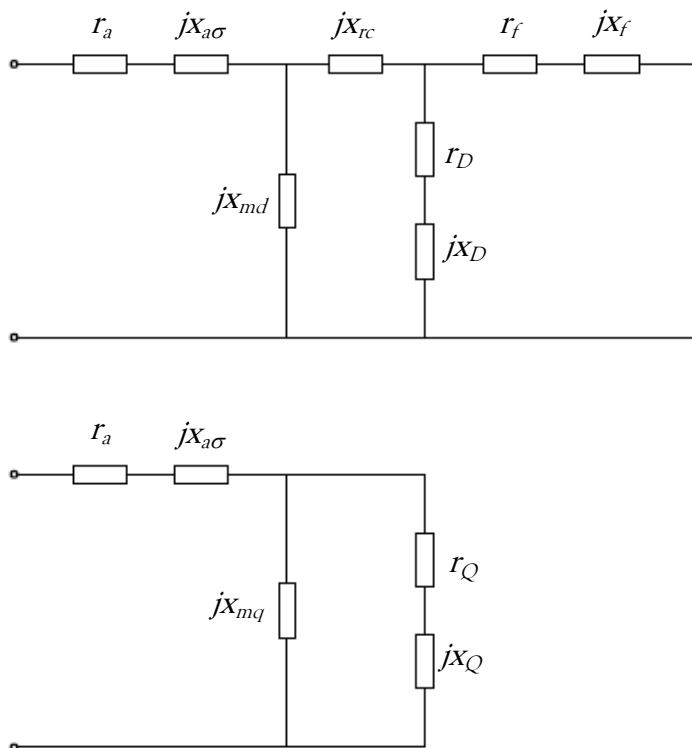


Figura 50 – Circuitos equivalentes da máquina síncrona para transitórios

Impedância transitória de eixo direto:

Trata-se da impedância equivalente total do circuito do eixo direto, desconsiderando-se o enrolamento de amortecimento em aberto.

$$z'_d = (r_a + jx_{a\sigma}) + jx_{md} // \left[(jx_{rc}) + (r_f + jx_f) \right] \text{ [p.u.]} \quad (36)$$

Impedância subtransitória de eixo direto:

Trata-se da impedância equivalente total do circuito do eixo direto.

$$z_d'' = (r_a + jx_{a\sigma}) + jx_{md} // \left\{ (jx_{rc}) + \left[(r_D + jx_D) // (r_f + jx_f) \right] \right\} \text{ [p.u.]} \quad (37)$$

Impedância subtransitória de eixo em quadratura:

Trata-se da impedância equivalente total do circuito do eixo em quadratura

$$z_q'' = (r_a + jx_{a\sigma}) + \left[jx_{mq} // (r_Q + jx_Q) \right] \text{ [p.u.]} \quad (38)$$

12.2 Máquina de Pólos Salientes

(CANAY, 1970)

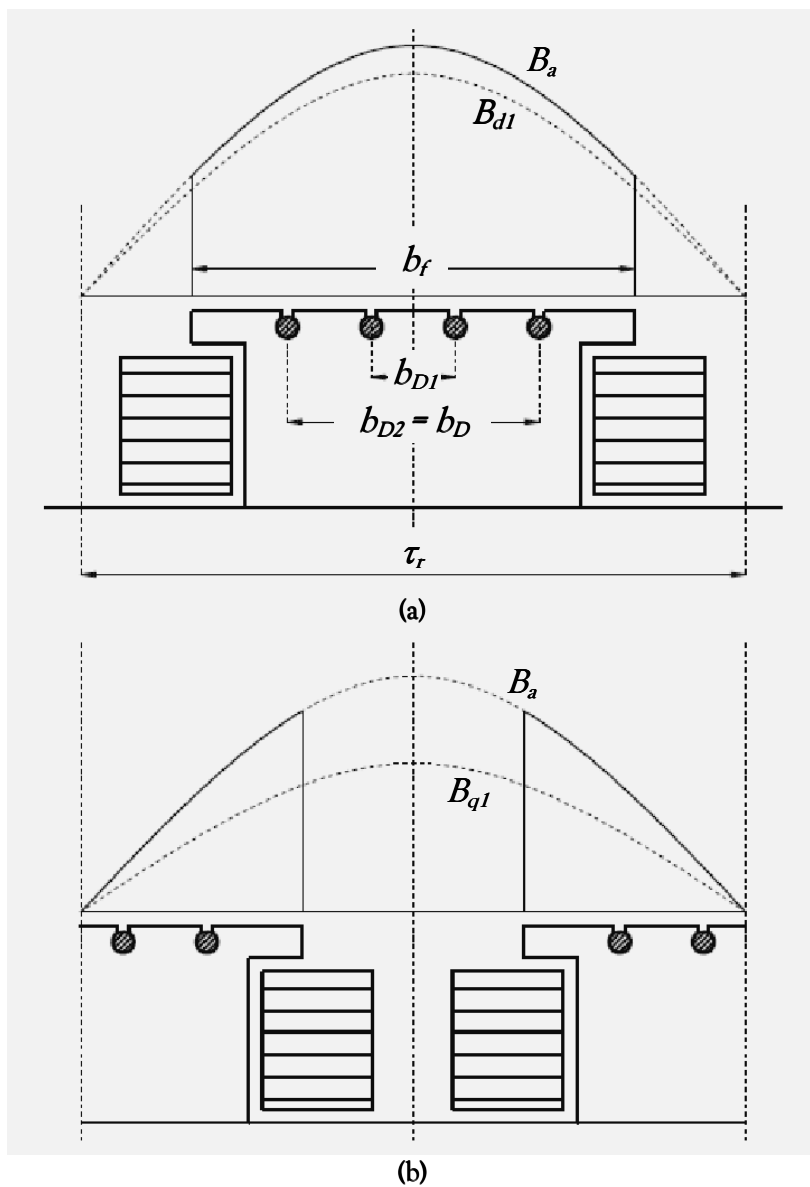


Figura 51 – Perfil do rotor de pólos salientes
(a) no eixo direto (b) no eixo em quadratura

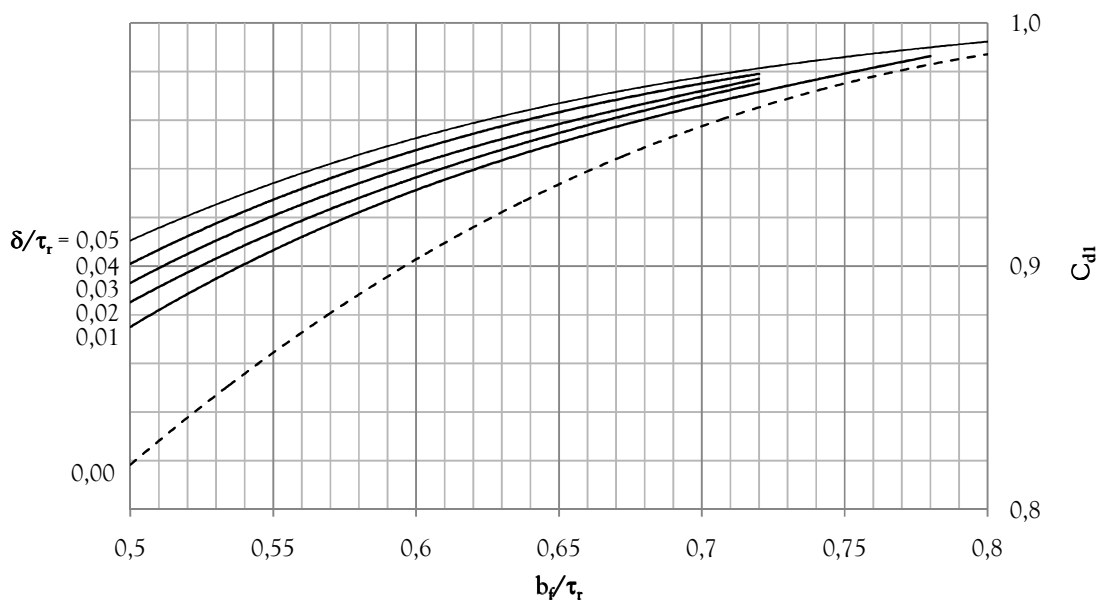


Figura 52 – Curvas para determinação de C_{d1} e da relação b_i/τ_r (CANAY, 1970)

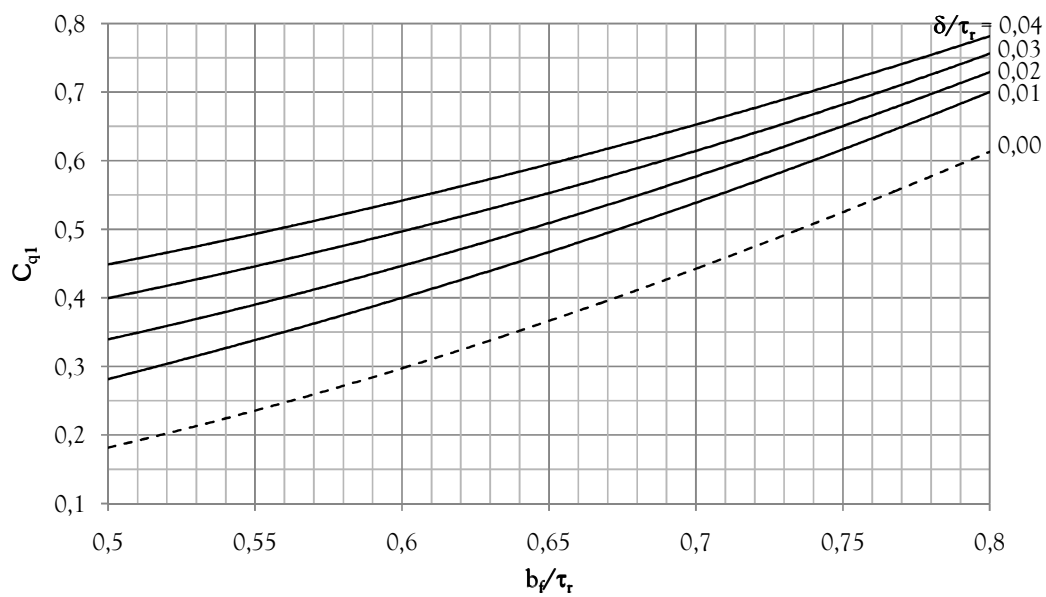


Figura 53 – Curvas para determinação de C_{q1} (CANAY, 1970)

12.2.1 Lista de Símbolos

Na lista abaixo constarão apenas as variáveis que se distinguem na rotina para máquina de pólos salientes.

b_D

Distância entre canais da gaiola nas extremidades da peça polar [cm] - ver figura 51

b_f

Arco polar [cm] - ver figura 51

b_i

Arco polar efetivo [cm] - a relação b_i/τ_r vem das curvas da figura 52, onde, tendo b_f/τ_r e δ/τ_r , encontra-se o fator C_{d1} e projeta-se a reta até a curva tracejada, obtendo-se b_i/τ_r no eixo das abcissas.

$$C_{d1} = \frac{B_{d1}}{B_a}, C_{q1} = \frac{B_{q1}}{B_a}$$

Fatores de atenuação da fundamental nos eixos direto e em quadratura, conforme figura 51 e curvas das figuras 52 e 53.

$$k_D \approx 1 + \frac{S_D}{S_R} \frac{D_r}{l_r} \frac{Z_D}{\pi(2p)^2} \frac{[6\xi_{D1} + \cos \pi\gamma_D - 1]}{\xi_{D1}}$$

Fator para incremento de resistência devido a extremidades e efeitos de borda (eixo direto)

$$k_Q \approx 1 + \frac{S_D}{S_R} \frac{D_r}{l_r} \frac{4Z_D \xi_{Q1}}{\pi(2p)^2}$$

Fator para incremento de resistência devido a extremidades e efeitos de borda (eixo em quadratura)

$$k_p \approx 1 + 0.13 \frac{\tau_r}{b_f} \sqrt{\frac{\delta_{\max}}{\delta} - 1}$$

Fator de forma do pólo

S_R

Seção do anel de curto da gaiola [cm²]

$$\delta, \delta_{\max}$$

$$\gamma_D = \frac{b_D}{\tau_r} \frac{q_D}{q_D - 1}$$

$$\tau_r$$

$$\xi_{f1} = \text{sen} \left(\frac{\pi b_i}{2 \tau_r} \right)$$

$$\xi_{D1} = 0.5 - \frac{\text{sen}(\pi \gamma_D)}{2\pi \gamma_D}$$

$$\xi_{Q1} = 1 - \xi_{D1}$$

*Entreferro no centro e na
extremidade do pólo [cm]*

*Arco polar relativo às barras da gaiola
por pólo - conferir figura 51*

Passo polar do rotor [cm] - figura 51

Fator de enrolamento para o campo

*Fator de enrolamento para a gaiola de
amortecimento (eixo direto)*

*Fator de enrolamento para a gaiola de
amortecimento (eixo em quadratura)*

12.2.2 Expressões para Cálculo

As expressões para o cálculo de resistência, reatância de dispersão e reatância característica da armadura permanecem as mesmas.

<p><i>Reatância de magnetização de eixo direto</i></p>	$x_{md} = 2\pi f \frac{\mu_0 3 \left(N_{af} \xi_{a1} \right)^2 D_i l_i}{\pi p^2 k_{cd} k_{cr} \delta} C_{d1} \quad [\Omega] \quad (39)$
<p><i>Componente de dispersão comum entre os enrolamentos de excitação e amortecimento</i></p>	$\alpha_{pD} \approx \frac{\left(\sin \left(\frac{\pi}{2} \gamma_D \right) - \frac{\pi}{2} \gamma_D \cos \left(\frac{\pi}{2} \gamma_D \right) \right)}{2\gamma_D \xi_{D1} \xi_{f1}} - 1 \quad (40)$

<p><i>Reatância mútua de dispersão entre os circuitos rotóricos</i></p>	$x_{rc} = x_{md} C_{d1} \left(\alpha_{fd} - \frac{1 - C_{d1}}{C_{d1}} \right) [\Omega] \quad (41)$
<p><i>Resistência do enrolamento de excitação</i></p>	$r_f = \frac{\rho_f l_f N_f}{S_f} \beta_{f-a} [\Omega] \quad (42)$
<p><i>Reatância de dispersão do enrolamento de campo</i></p>	$x_f = 1.58 \cdot 10^{-7} f \frac{N_f^2}{p} \Sigma \Lambda_f \beta_{f-a} - x_{rc} - x_{md} (1 - C_{d1}) [\Omega] \quad (43)$
<p><i>Resistência do enrolamento de amortecimento (eixo direto)</i></p>	$r_D = \frac{1}{p} \frac{\rho_D l_r k_D}{S_D} \beta_{D-a} [\Omega] \quad (44)$
<p><i>Reatância de dispersão do enrolamento de amortecimento (eixo direto)</i></p>	$x_D = 1.58 \cdot 10^{-7} \frac{f}{2p} \Sigma \Lambda_D \beta_{D-a} - x_{rc} - x_{md} (1 - C_{d1}) [\Omega] \quad (45)$
<p><i>Reatância de magnetização de eixo em quadratura</i></p>	$x_{mq} = x_{md} \frac{C_{q1}}{C_{d1}} [\Omega] \quad (46)$
<p><i>Resistência do enrolamento de amortecimento (eixo em quadratura)</i></p>	$r_Q = r_D \frac{\xi_{D1}}{\xi_{Q1}} \frac{k_Q}{k_D} \frac{1}{C_{d1}^2} [\Omega] \quad (47)$

<p><i>Reatância de dispersão do enrolamento de amortecimento (eixo em quadratura)</i></p>	$x_Q = \frac{[x_D + x_{rc} + x_{md}(1 - C_{d1})]}{C_{d1}^2} \frac{\xi_{D1}}{\xi_{Q1}} [\Omega] \quad (48)$
<p><i>Fator de transformação para campo</i></p>	$\beta_{f-a} = \frac{3}{2} \left(\frac{N_{af} \xi_{a1}}{N_f \xi_{f1}} C_{d1} \right)^2 \quad (49)$
<p><i>Fator de transformação para gaiola de amortecimento</i></p>	$\beta_{D-a} = \frac{3}{\frac{Z_D}{p}} \frac{(N_{af} \xi_{a1} C_{d1})^2}{\frac{1}{2} \xi_{D1}} \quad (50)$

O circuito equivalente é semelhante ao da figura 50, e as impedâncias subtransitórias e transitórias de ambos os eixos são calculadas da mesma forma.

13 ANEXO B - CIRCUITO EQUIVALENTE DE EIXO DIRETO SEM x_{rc}

Como já exposto no corpo do trabalho, foi necessária uma transformação no circuito equivalente original - com a mútua x_{rc} - em um outro que fosse compatível com o simulador utilizado - sem x_{rc} - mas que mantivesse as características necessárias para a análise dos transitórios. Segundo (CANAY, 1983), a transformação necessária é simples e compreende os seguintes passos:

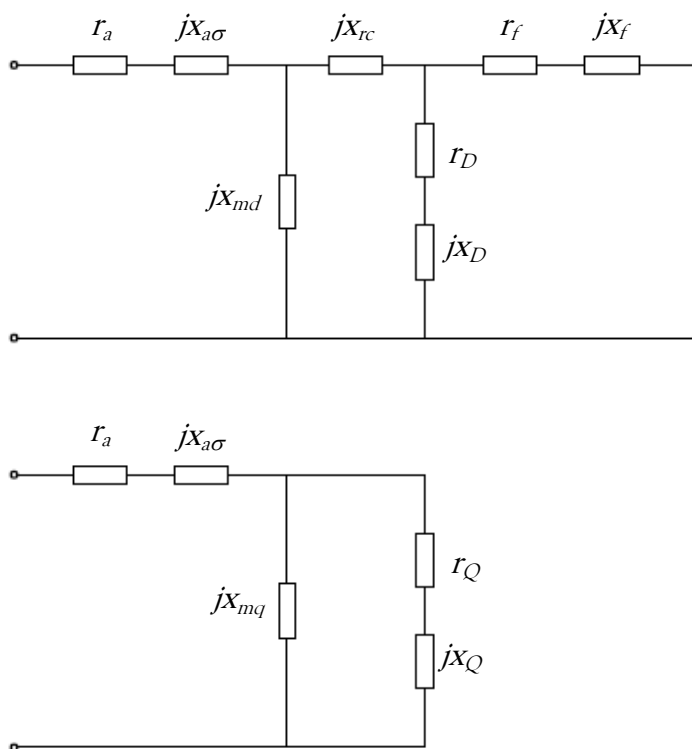


Figura 54 - Circuitos originais com x_{rc}

Partindo-se do circuito original de eixo direto, substituiu-se a reatância de dispersão da armadura ($x_{a\sigma}$) pela reatância (de Canay) característica da armadura (x_c) e, dessa forma, substituiu-se também a de magnetização ($x_{md} = x_d - x_{a\sigma}$) por

$x_d - x_c$. Excluindo-se x_{rc} do circuito, os parâmetros do rotor carregarão uma constante, como se segue:

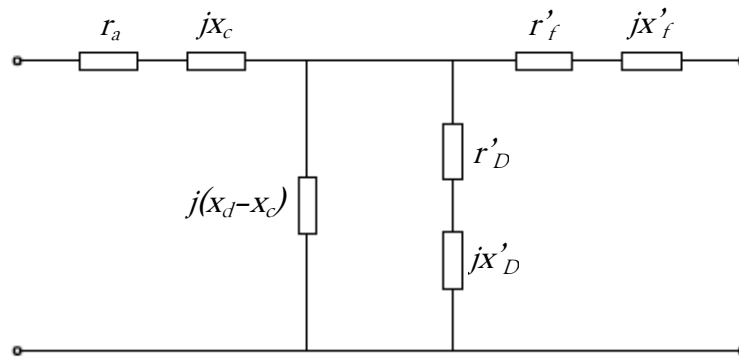


Figura 55 - Circuito equivalente do eixo direto transformado (sem x_{rc})

Os novos parâmetros serão

$$r'_f = kr_f \quad (51.a)$$

$$x'_f = kx_f \quad (51.b)$$

$$r'_D = kr_D \quad (51.c)$$

$$x'_D = kx_D \quad (51.d)$$

Sendo

$$k = \left(\frac{x_d - x_c}{x_{md}} \right)^2 \quad (52)$$

$$x_c = x_{a\sigma} + \frac{x_{rc}x_{md}}{x_{rc} + x_{md}} \quad (53)$$

Pode-se demonstrar que as impedâncias subtransitória e transitória de eixo direto são exatamente as mesmas.

14 APÊNDICE - FLUXO DE DISPERSÃO CONCATENADO COM BOBINAS DE PÓLOS SALIENTES

Nos cálculos do presente trabalho para dispersão de bobinas em pólos salientes, utilizou-se o roteiro desenvolvido a seguir.

Foram considerados os fluxos de dispersão entre as peças polares e os que se fecham na direção radial.

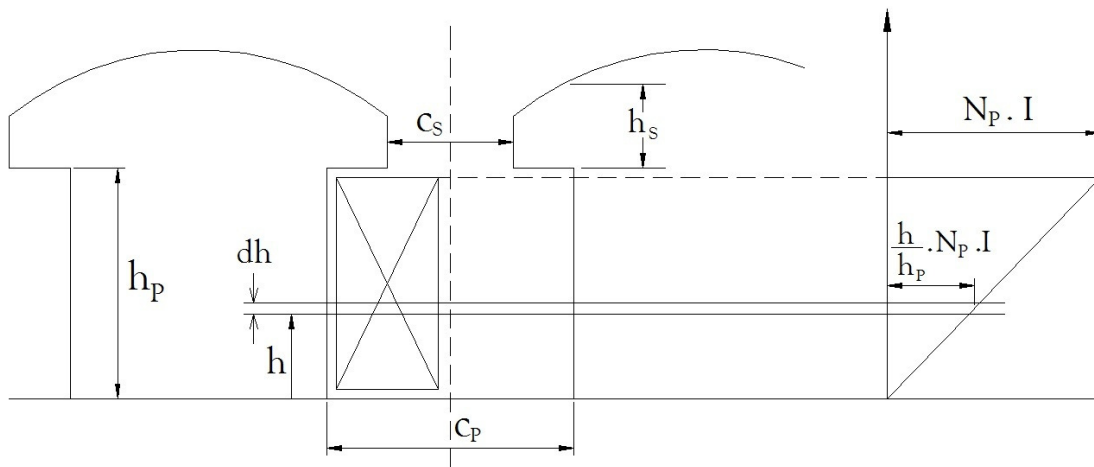


Figura 56 – Perfil para cálculo da dispersão entre peças polares

Considerando o “canal” entre peças polares, tendo os pólos comprimento igual a ℓ e número de espiras igual a N_p , seguem as expressões da permeância elementar e do fluxo elementar:

$$d\Lambda_C = \frac{\mu_0 \cdot dh \cdot \ell}{c_P} \cdot 2$$

e

$$d\phi_C = \mathfrak{F}_{mm} \cdot d\Lambda_C = \frac{h}{h_P} N_P I \cdot \frac{\mu_0 \cdot dh \cdot \ell}{c_P} \cdot 2$$

A indutância de dispersão elementar será:

$$dL_C = \frac{\frac{h}{h_P} N_P d\phi_C}{I} = 2N_P^2 \frac{h^2}{h_P^2} \frac{\mu_0 dh \ell}{c_P}$$

E a indutância de dispersão total do “canal”:

$$L_C = \int_0^{h_P} 2N_P^2 \frac{h^2}{h_P^2} \frac{\mu_0 \ell}{c_P} dh = 2\mu_0 N_P^2 \left(\ell \frac{h_P}{3c_P} \right) \quad (54)$$

E para as sapatas, como o fluxo de dispersão já concatena com todas as espiras da bobina, a expressão será:

$$L_S = 2\mu_0 N_P^2 \left(\ell \frac{h_S}{c_S} \right) \quad (55)$$

Para o cálculo da dispersão que percorre a direção radial, tem-se 2 parcelas: a que percorre a própria bobina (L_{P1}) e a que percorre o espaço de ar entre a bobina e o pólo (L_{P2}), essa última submetida a toda a força magnetomotriz da bobina.

Para o cálculo da primeira parcela, tem-se o esquema a seguir:

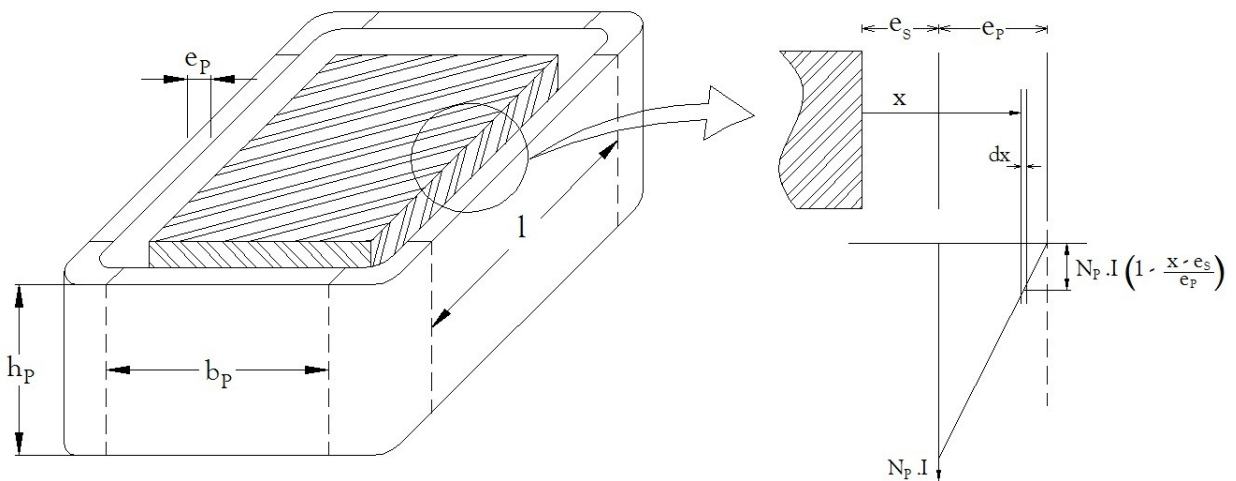


Figura 57 - Esquema para cálculo da dispersão radial ao longo da bobina

Para o cálculo da permeância elementar, tem-se o seguinte elemento de área:

$$dS = \underbrace{2\pi x dx}_{\text{cantos}} + \underbrace{2\ell dx}_{\text{lad os}} + \underbrace{2b_p dx}_{\text{faces}} = 2(\pi x + \ell + b_p) dx$$

Logo,

$$d\Lambda_{P1} = \frac{\mu_0 2(\pi x + \ell + b_p) dx}{h_p}$$

e

$$d\phi_{P1} = \mathfrak{S}_{mm} \cdot d\Lambda_{P1} = N_p I \left(1 - \frac{x - e_s}{e_p} \right) 2 \frac{\mu_0 (\pi x + \ell + b_p) dx}{h_p}$$

A indutância de dispersão elementar será:

$$dL_{P1} = \frac{N_p I \left(1 - \frac{x - e_s}{e_p} \right) d\phi_{P1}}{I} = \frac{N_p^2 \mu_0 2}{h_p e_p} \left[(e_p + e_s)(\pi x + \ell + b_p) - \pi x^2 - (\ell + b_p)x \right] dx$$

Fazendo

$$e_s + e_p = e_t$$

e integrando de e_s a e_t ,

$$L_{P1} = \int_{e_s}^{e_t} \frac{N_p^2 \mu_0 2}{h_p e_p} \left[e_t (\pi x + \ell + b_p) - \pi x^2 - (\ell + b_p)x \right] dx$$

$$L_{P1} = 2\mu_0 N_p^2 \frac{1}{6h_p e_p} \left[\pi (e_t^3 - e_s^3) + 3(\ell + b_p)(e_t^2 - e_s^2) - 3e_p e_s (\pi e_s + 2\ell + 2b_p) \right] \quad (56)$$

E para a segunda parcela, tem-se

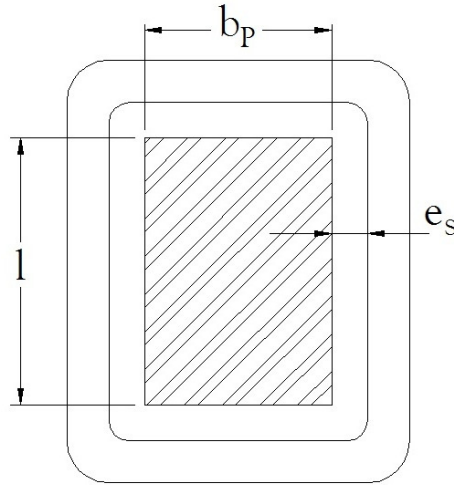


Figura 58 - Perfil para cálculo da dispersão radial entre a bobina e a peça polar

$$\Lambda_{P2} = \frac{\mu_0 [\pi e_s^2 + 2e_s (\ell + b_p)]}{h_p}$$

e

$$\phi_{P2} = \frac{N_P I \mu_0}{h_p} [\pi e_s^2 + 2e_s (\ell + b_p)]$$

A indutância de dispersão para a segunda parcela será

$$L_{P2} = 2N_P^2 \mu_0 \frac{\pi e_s^2 + 2e_s (\ell + b_p)}{2h_p} \quad (57)$$

A indutância total de dispersão da bobina de campo fica

$$L_f = 2N_P^2 \mu_0 (\Lambda_C + \Lambda_S + \Lambda_{R1} + \Lambda_{R2}) \quad (58)$$

Onde

$$\Lambda_C = \ell \frac{h_P}{3c_P} \quad (59)$$

$$\Lambda_S = \ell \frac{h_S}{c_S} \quad (60)$$

$$\Lambda_{P1} = \frac{\pi(e_i^3 - e_s^3) + 3(\ell + b_p)(e_i^2 - e_s^2) - 3e_p e_s (\pi e_s + 2\ell + 2b_p)}{6h_p e_p} \quad (61)$$

$$\Lambda_{P2} = \frac{\pi e_s^2 + 2e_s(\ell + b_p)}{2h_p} \quad (62)$$

Tais expressões para permeâncias de dispersão em bobinas de pólos salientes foram utilizadas em um dos geradores principais calculados no Capítulo 8 (1500 kVA, 480 V, 32 pólos) e em todas as excitatrizes.