

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



MODELAGEM, CONSTRUÇÃO, TESTES E ANÁLISE
DE DESEMPENHO DE UM GERADOR A
RELUTÂNCIA CHAVEADO.

AUGUSTO FLEURY VELOSO DA SILVEIRA

ABRIL DE 2008

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



MODELAGEM, CONSTRUÇÃO, TESTES E ANÁLISE
DE DESEMPENHO DE UM GERADOR A
RELUTÂNCIA CHAVEADO.

Tese apresentada por **Augusto Fleury Veloso da Silveira** à Faculdade de Engenharia Elétrica para a **obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica** pela Universidade Federal de Uberlândia.

Aprovada em 11 de abril de 2008 pela seguinte Banca Examinadora:

Prof. Darizon Alves de Andrade, PhD, UFU – Orientador

Prof. Wanderlei M. da Silva, Dr., USP

Prof. Walter I. Suemitsu, Dr. Ing., UFRJ

Prof. José Carlos de Oliveira, PhD, UFU

Prof. Luciano Martins, PhD, UFU

Uberlândia, 2008

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



MODELAGEM, CONSTRUÇÃO, TESTES E ANÁLISE
DE DESEMPENHO DE UM GERADOR A
RELUTÂNCIA CHAVEADO

Tese apresentada à Universidade Federal de Uberlândia por Augusto Fleury
Velooso da Silveira visando à obtenção do título de Doutor em Engenharia.

Prof. Darizon Alves de Andrade, PhD
Orientador

Dedico este trabalho à educação superior pública brasileira, tão carente de recursos e de valorização, ao Prof. Darizon Alves de Andrade, PhD, por persistir apesar disto, e ao meu filho Augusto Wohlgemuth Fleury Veloso da Silveira, por que ele tem se mostrado interessado em suas pesquisas neste assunto.

Agradeço à vida por ela estar e à

Eng^a. MSc. Giovana por ela ser.

Uma homenagem deve ser feita a Fabiano Oliveira Silva, Larissa S. Moraes, Ludymilla Gomes Cabral, Thiago Fernandes de Oliveira, Geraldo Augusto Curado Fleury Neto, Eduardo Sylvestre Lopes Oliveira, Filipe de Souza Lima Ribeiro e a Alexandre Coelho pelo seu trabalho, que resultou em ganhos para a construção deste texto. Uma grata homenagem deve ser feita a Felipe dos Santos e Silva e, especialmente, a Renato Jayme Dias, pessoas cujo brilhantismo e dedicação estão incorporados aqui de forma decisiva.

MODELAGEM, CONSTRUÇÃO, TESTES E ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM GERADOR A RELUTÂNCIA CHAVEADO.

Resumo: O gerador a relutância chaveado despertou interesse crescente na comunidade científica na última década. Esta máquina elétrica caracteriza-se por sua simplicidade construtiva e tem sido apresentada como uma alternativa competitiva quando é requerida eletrônica de potência, como ocorre nas aplicações em que a velocidade é continuamente variável. As aplicações mais visadas atualmente estão relacionadas à aeronáutica, aos veículos elétricos ou híbridos e à energia eólica. A máquina tem estrutura em dupla saliência, não tem enrolamentos no rotor e as bobinas do estator estão concentradas. Por isto consome menos cobre e aço e é vista como uma máquina elétrica mais próxima dos requisitos ambientais modernos. Seu acionamento necessita de eletrônica de potência e de informação contínua da posição do rotor, para estabelecer os instantes de energização das fases, para gerar energia elétrica. A técnica de projeto de geradores a relutância chaveados está se consolidando a partir de resultados experimentais. Mas vários aspectos operacionais estão sob investigação. O circuito elétrico do gerador a relutância chaveado tem duas malhas elétricas, uma durante a excitação e outra durante a geração. Seu acionamento pode utilizar conversores com contagem reduzida de chaves semicondutoras. O presente trabalho ajuda a compreender o funcionamento do gerador a relutância chaveado e a sua modelagem matemática. Simulações são apresentadas para detalhar a dinâmica das suas partes. Um protótipo foi construído e usado para ajustar os circuitos de acionamento e realizar estudos experimentais, e com isto contribuir para o desenvolvimento desse tipo de máquina elétrica.

Palavras-chave: gerador a relutância chaveado, modelagem, protótipo, conversores, acionamento.

MODELING, CONSTRUCTION, TESTS AND PERFORMANCE OF A SWITCHED RELUCTANCE GENERATOR.

Abstract: The switched reluctance generator emerged as an alternative generator and grew in interest among the scientific community during the last decade. It has a simple construction and comes up as a competitive option when one deals with variable speed applications and also when power electronics is required. Nowadays the most aimed applications are the aircraft applications, hybrid or electric vehicles and wind power. This machine has a doubly salient structure without copper in the rotor. The coils are concentrated in the stator poles. Thus, there is low copper and iron consumption and, because of it, this machine is closer to the modern environmental requirements. The switched reluctance generator driving uses power electronics and needs continuous information about the rotor position to drive properly the switches of the phases. The optimal design for this machine is still been established from the experimental results. Many operational details are under investigation. The machine has two different electrical circuits: one for the excitation and other when the load is fed. It is possible to insulate those two circuits and because of this it is also possible to reduce the electronic switches count. This work is helpful to understand how the SRG works. To get it the goals were to build a mathematical model for this machine and to simulate its operation. And than to know how it dynamically conducts. A prototype was constructed and used to test some driving circuits with it. Also it is presented an extensive comparative study. With this all this work presents a contribution for the development of this kind of machinery.

Keywords: switched reluctance generator, modeling, prototype, converters, drive.

MODELAGEM, CONSTRUÇÃO, TESTES E ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM GERADOR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

ÍNDICE

CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO

1.1 - Considerações iniciais	1
1.2 - Objetivos do trabalho	2
1.3 - Apresentação do conteúdo do trabalho	3

CAPÍTULO 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 - Introdução	7
2.2 - Estrutura e princípio básico de funcionamento da máquina a relutância variável	7
2.3 - Histórico da máquina a relutância chaveada	11
2.3.1 - Considerações	11
2.3.2 - Evolução histórica	13
2.4 - Desenvolvimento e aplicações da máquina a relutância chaveada atual	22
2.4.1 - A produção científica recente e seu escopo	22
2.4.2 - Aplicações em aeronáutica e espaço	26
2.4.3 - Aplicações em energia eólica	28
2.4.4 - Aplicações em veículos elétricos	30
2.5 - Aspectos construtivos e funcionais	31
2.5.1 - A máquina	31

2.5.2 - O conversor	37
2.5.3 - O controle	43
2.6 - Vantagens e desvantagens	46
2.7 - Conclusões	49
CAPÍTULO 3 MODELO MATEMÁTICO	
3.1 - Introdução	52
3.2 - Sistema gerador a relutância	53
3.3 - Equação de estados para o gerador a relutância	54
3.4 - As indutâncias mútuas	62
3.5 - Modelo matemático linear para uma máquina de três fases	63
3.6 - Modelo matemático senoidal	69
3.7 - Modelo matemático não linear	72
3.8 - Conclusões	83
CAPÍTULO 4 SIMULAÇÕES	
4.1 - Introdução	84
4.2 - Conversores e circuitos equivalentes	85
4.3 - O protótipo pré-existente	90
4.4 - Modelo computacional	91
4.5 - Resultados de simulações e análises	96
4.6 - Conclusões	118
CAPÍTULO 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	
5.1 - Introdução	120

5.2 - Bancada de testes	122
5.3 - Fonte de excitação, carga de prova, medidas de corrente	125
5.4 - Resultados de testes feitos com o protótipo existente	126
5.4.1 - Testes preliminares para ajuste da bancada de ensaios	126
5.4.2 - Testes operacionais usando o conversor série	129
5.4.3 - Testes comparativos de desempenho entre os três conversores	137
5.4.4 - Testes dos efeitos das variações da tensão de excitação e da velocidade	138
5.5 - Construção do novo protótipo	140
5.6 - Resultados de testes feitos com o protótipo construído	142
5.6.1 - Testes de comportamento do gerador a relutância diante de transitórios de velocidade	142
5.6.2 - Testes de operação com velocidade e tensão de excitação variáveis	145
5.6.3 - Testes de operação do gerador a relutância com carga variável	148
5.7 - Conclusões	150
 CAPÍTULO 6 PROPOSTAS PARA CONTINUIDADE DO TRABALHO E CONCLUSÕES FINAIS	
6.1 - Considerações iniciais	153
6.2 - Propostas para continuidade imediata do trabalho	155
6.2.1 - A independência entre as fases e a tolerância a faltas	155
6.2.2 - O inversor trifásico para conexão à rede	157
6.2.3 - A tração eólica	158
6.2.4 - Efeitos do ângulo de disparo e sua correlação com velocidade e tensão	158
6.2.5 - Controle dinâmico da operação do gerador a relutância	159

6.2.6 - Ensaio em uma máquina comercial	160
6.2.7 - Operação em regime de saturação	160
6.2.8 - A máquina monofásica	160
6.2.9 - Alternador-motor de partida	161
6.2.10 Compactação do acionamento da máquina	162
6.3 - Conclusões finais	162
ANEXO AO CAPÍTULO 5	
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	177
ARTIGOS RELACIONADOS AO TRABALHO	204

LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

A = ampère;

A = área transversal equivalente do circuito magnético;

AWG = feira padrão norte-americano, do inglês: american wire gauge;

c = parâmetro de escala;

cc = corrente contínua;

C_e = capacitor na saída da ponte retificadora para amortecer da onda de tensão de excitação;

C_p = eficiência do rotor eólico;

C_s = capacitor na saída do conversor para amortecer os pulsos de tensão para a carga;

CS = conversor série;

CR = conversor com contagem reduzida de chaves;

CM = conversor monofásico;

c_1 = chave controlada superior na fase 1 do conversor HB;

c_2 = chave controlada superior na fase 2 do conversor HB;

c_3 = chave controlada superior na fase 3 do conversor HB;

C_1 = chave controlada inferior na fase 1 do conversor HB;

C_2 = chave controlada inferior na fase 2 do conversor HB;

C_3 = chave controlada inferior na fase 3 do conversor HB;

d_1 = diodo superior na fase 1 do conversor HB;

d_2 = diodo superior na fase 2 do conversor HB;

d_3 = diodo superior na fase 3 do conversor HB;

D = coeficiente de atrito viscoso;

D1 = diodo inferior na fase 1 do conversor HB;

D2 = diodo inferior na fase 2 do conversor HB;

D3 = diodo inferior na fase 3 do conversor HB;

$\frac{di}{dt}$ = variação da corrente na fase em relação ao tempo;

$\frac{d\theta}{dt}$ = variação da posição angular do rotor em relação ao tempo;

e = FCEM = tensão induzida ou força contra-eletromotriz;

F1 = fase 1 do conversor;

F2 = fase 2 do conversor;

F3 = fase 3 do conversor;

f_p = frequência de pulsos para a carga;

F = faraday;

F = número de fases no estator;

FMM – força magnetomotriz;

GMR = gerador motor de partida a relutância;

GR = gerador a relutância chaveado;

GRE = gerador a relutância eólico;

H = altitude geográfica;

H = henry;

HB = conversor meia ponte assimétrica ou, do inglês, *half bridge*;

Hz = hertz

HP = cavalo vapor;

i = corrente elétrica na bobina;

i_j = corrente na fase j , com j variando de 1 a F ;

\dot{i}_j = derivada temporal da corrente na bobina da fase j , com j variando de 1 a F ;

IE = corrente na entrada do conversor;

IL = pulsos de corrente gerada na linha de alimentação do capacitor da carga;

IS = corrente na carga;

I1 = corrente na bobina da fase 1;

I2 = corrente na bobina da fase 2;

I3 = corrente na bobina da fase 3;

IEEE = Institute of Electrical and Eletronics Engineers;

IGBT = transistor bipolar de porta isolada;

J = joule;

J = momento de inércia do rotor;

k = fator de forma;

kg = quilograma;

kHz = quilo-hertz;

km/h – quilômetros por hora;

kVA = quilo volt-ampère;

kW = quilowatt;

kWh = quilowatt-hora;

l = comprimento equivalente do circuito magnético;

L = indutância;

L_{\max} = valor máximo da indutância da fase;

L_{\min} = valor mínimo da indutância da fase;

L_{jj} = indutância própria da fase j ;

L_{jk} = indutância mútua da fase j , $j \neq k$;

m = metro

m = número de pólos no estator

mm = milímetro;

M = número de medições da velocidade do vento no tempo de observação;

MEA = programa de incremento na eletrificação das aeronaves desenvolvido pela força aérea dos Estados Unidos;

MIG = motor de indução em gaiola de esquilo;

MOSFET = transistor de efeito de campo de metal-óxido semiconductor;

MR = motor a relutância;

MRC = máquina a relutância chaveada;

MRV = máquina a relutância variável;

MW = megawatt;

n = número de pólos no rotor;

N = newton;

N = número de espiras da bobina;

$p(v_i)$ = fração do tempo em que a velocidade do vento situa-se entre v_i e $v_i + \Delta v_i$;

\bar{P} = densidade de potência eólica média anual em W/m^2 ;

\bar{P}_a = densidade de potencia cinética média do vento afluente em W/m^2 ;

P_{\max} = máxima densidade de potência que pode ser extraída da corrente eólica a cada medição;

PE = potência na entrada do conversor;

PC = potência entregue à carga;

PG = potência gerada pelo GR;

PWM = modulação por largura de pulso, do inglês: *pulse width modulation*;

P1 = sinal de disparo da chave controlada da fase 1;

P2 = sinal de disparo da chave controlada da fase 2;

P3 = sinal de disparo da chave controlada da fase 3;

r = raio da pá da turbina eólica;

Rc = resistência de carga;

R_j = resistência interna da bobina da fase j , com j variando de 1 a F ;

R, S, T = fases da alimentação a partir de uma fonte trifásica;

R = resistência ôhmica interna da bobina;

rpm = rotações por minuto;

s = segundo;

t = tempo;

SRG = gerador a relutância chaveado, do inglês: *Switched Reluctance Generator*.

t_s = largura do dente do estator;

t_R = largura do dente do rotor;

TSR = razão entre a velocidade linear da ponta da pá e a velocidade do vento, do inglês: *Tip*

Speed Ratio

T_m = conjugado mecânico;

T_{emag} = conjugado eletromagnético;

v = tensão nos terminais da bobina;

v_i = velocidade do vento afluente em m/s a uma determinada altura acima do solo;

v_j = tensão nos terminais da bobina da fase j , com j variando de 1 a F ;

v_0 = velocidade do vento após a passagem pela turbina eólica;

\bar{v} = velocidade média do vento;

$\overline{v_c}$ = velocidade média cúbica do vento;

V = volt;

VE = tensão na entrada do conversor;

VS= tensão na carga;

V1 = tensão nos terminais da bobina da fase 1;

V2 = tensão nos terminais da bobina da fase 2;

V3 = tensão nos terminais da bobina da fase 3;

W = watt;

W_j^{co} = co-energia da fase j , com j variando de 1 a F ;

η = número de medições horárias da velocidade do vento;

θ = posição angular instantânea do rotor;

θ_{alin} = posição de alinhamento dos pólos do rotor com os pólos excitados do estator;

θ_{fin} = término do período de excitação da bobina da fase;

θ_{ini} = início da excitação da fase;

θ_d = início da desmagnetização da fase;

θ_{ref} = ângulo de referência para uma curva de magnetização específica;

θ_0 = início da desmagnetização da fase;

θ_1 = início de um ciclo da indutância da fase no modelo matemático linear;

θ_2 = início da superposição completa entre os dentes do rotor e do estator no modelo trapezoidal linear;

θ_3 = posição de alinhamento dos pólos no modelo matemático linear;

θ_4 = término da superposição completa entre os dentes do rotor e do estator no modelo trapezoidal linear;

θ_5 = término de um ciclo da indutância da fase no modelo matemático linear;

λ = fluxo magnético enlaçado pela bobina;

λ_j = fluxo magnético na fase j , com j variando de 1 a F ;

μ = permeabilidade magnética equivalente do circuito;

ρ = densidade do ar em kg/m^3 ;

ρ_0 = densidade do ar ao nível do mar;

ρ_i = densidade do ar em kg/m^3 ;

$\bar{\rho}$ = densidade média do ar no sítio analisado, em kg/m^3 ;

ω = velocidade angular;

Ω = ohm;

$\frac{\partial i}{\partial t}$ = taxa de variação da corrente instantânea em relação ao tempo;

$\frac{\partial L}{\partial \theta}$ = taxa de variação da indutância em relação à posição angular do rotor;

$\frac{\partial \lambda}{\partial t}$ = taxa de variação do fluxo instantâneo em relação ao tempo;

\mathfrak{X} = relutância do circuito magnético;

LISTA DE FIGURAS

Capítulo 2

Fig. 2.1 –	Seção transversal de uma MRC 6 x 4 mostrando o enrolamento de uma das três fases [6].	8
Fig. 2.2 –	Eletromagneto em forma de ferradura proposto por William Sturgeon [3].	14
Fig. 2.3 –	Máquinas eletromagnéticas excêntricas de Wheatstone, em 1841 [3].	15
Fig. 2.4 –	Máquinas desenvolvidas por Davidson e Taylor [3].	17
Fig. 2.5 –	Pulsos de corrente unidirecional e descontínua para a carga.	34
Fig. 2.6 –	Pulsos de tensão unidirecional e descontínua aplicados à carga pelas fases.	34
Fig. 2.7 –	Redistribuição do fluxo magnético em uma máquina 8 x 8 com falta em uma bobina de fase.	35
Fig. 2.8 –	GR 12 x 8 com três canais de quatro pólos cada, que podem alimentar ou não cargas distintas	36
Fig. 2.9 –	MRC 6 X 4 com três fases, mostrando os enrolamentos de uma fase [59].	36
Fig. 2.10 –	MRC 10 x 8 com cinco pólos mostrando os enrolamentos de fase em pólos vizinhos do estator (fluxo curto) [59].	37
Fig. 2.11 –	Curvas de indutância de uma fase em função da posição e da corrente.	37
Fig. 2.12 –	Esquema de acionamento para cada fase de uma MRV consistindo de um conversor HB [103].	38
Fig. 2.13 –	Circuito ativo na energização da Fase 1 do MR [103].	39
Fig. 2.14 –	Circuito roda livre na Fase 1 do MR [103].	40
Fig. 2.15 –	Circuito ativo na etapa de regeneração do MR [103].	40
Fig. 2.16 –	Circuito conversor HB usado em um GR 6 x 4.	42

Fig. 2.17 – Circuito de excitação da Fase 1 do GR alimentado por um conversor HB.	42
Fig. 2.18 – Circuito de alimentação da carga pela Fase 1 do GR.	42
Fig. 2.19 – Sistema de controle de um GR.	44
Fig. 2.20 – Sensor de posição para detecção da posição do rotor em uma máquina 2 x 2 [26].	45

Capítulo 3

Fig. 3.1 – Diagrama em blocos do GR.	54
Fig. 3.2 – Topologia de conversor HB para GR $m \times n$.	55
Fig. 3.3 – Curva de magnetização típica para uma fase do GR.	60
Fig. 3.4 – Curva de magnetização linear.	64
Fig. 3.5 – Dimensões principais do rotor e do estator no GR 6 x 4.	66
Fig. 3.6 – Perfil de indutância da fase quando $t_s \neq t_r$.	66
Fig. 3.7 – Posições relativas entre o rotor e o estator quando $t_s \neq t_r$.	67
Fig. 3.8 – Perfil triangular idealizado para a indutância da fase do GR	69
Fig. 3.9 – Perfil triangular e perfil senoidal para a indutância da fase do GR.	71
Fig. 3.10 – Variação do fluxo (Wb) com a corrente (A) e a posição do rotor [6].	73
Fig. 3.11 – Indutância, janela de condução das chaves e corrente para uma fase do GR.	74
Fig. 3.12 – Laços de geração no plano $\lambda \times i$ e energia armazenada no campo até o alinhamento dos pólos.	76

Fig. 3.13 –	Laços de geração no plano $\lambda \times i$ e energia armazenada no campo até o alinhamento dos pólos.	78
Fig. 3.14 –	Laços de geração no plano $\lambda \times i$ e energia armazenada no campo até o fim da excitação.	78
Fig. 3.15 –	Laços de geração no plano $\lambda \times i$ mostrando a energia armazenada no campo e a energia entregue à carga até o início das desmagnetização da fase.	79
Fig. 3.16 –	Dois laços de geração no plano $\lambda \times i$ mostrando a energia transferida à carga quando o GR é operado dentro da zona de saturação.	79
Fig. 3.17 –	Laço de geração com controle de corrente.	80

Capítulo 4

Fig. 4.1 –	Circuito de excitação da fase.	86
Fig. 4.2 –	Circuito de alimentação da carga com conversor HB.	86
Fig. 4.3 –	Uma fase do CS usado para operar o GR.	88
Fig. 4.4 –	Circuito de alimentação da carga com CS.	88
Fig. 4.5 –	Uma fase do CR usado para operar o GR.	89
Fig. 4.6 –	CM usado para operar o GR monofásico.	89
Fig. 4.7 –	Circuito de excitação do GR monofásico 6×6.	90
Fig. 4.8 –	Circuito de alimentação da carga para o GR monofásico 6×6.	90
Fig. 4.9 -	Protótipo construído no Laboratório de Acionamentos Elétricos da Faculdade de Engenharia Elétrica da UFU.	91
Fig. 4.10 –	Diagrama em blocos do GR usado nas simulações.	92
Fig. 4.11 –	Modelo computacional do conversor HB para GR 6×4.	93

Fig. 4.12 – Modelo computacional do CS 6 x 4.	93
Fig. 4.13 – Modelo computacional do CR 6 x 4.	94
Fig. 4.14 – Modelo computacional do CM para GR 6 x 6.	94
Fig. 4.15 – Subsistema computacional para solução da matriz de estados.	95
Fig. 4.16 - Corrente instantânea, corrente média e tensão na entrada do conversor HB.	97
Fig. 4.17 – Potência média e instantânea na entrada do conversor HB.	98
Fig. 4.18 – Tensão e corrente na carga ao longo do período da simulação.	99
Fig. 4.19 – Oscilação da tensão na carga para $C_s = 0,005F$.	100
Fig. 4.20 – Valores médios da tensão e da corrente na carga.	100
Fig. 4.21 – Potência instantânea e potência média na carga.	101
Fig. 4.22 – Torque mecânico no eixo do GR.	101
Fig. 4.23 – Potência mecânica instantânea e média transferidas ao GR.	102
Fig. 4.24 – Potência líquida média gerada pelo GR e entregue à carga.	102
Fig. 4.25 – Potência perdida no processo de geração.	103
Fig. 4.26 – Evolução do rendimento do GR ao longo da simulação.	104
Fig. 4.27 – Laços de geração do GR com o conversor HB.	105
Fig. 4.28 – Correntes nas bobinas das fases no início da geração.	106

Fig. 4.29 – Janela de condução das fases e correntes de excitação e de geração.	107
Fig. 4.30 – Ação do capacitor Cs e dos pulsos de corrente gerados pelas fases na alimentação da carga.	108
Fig. 4.31 – Tensão e corrente em uma fase, na excitação e na geração.	109
Fig. 4.32 – Seqüência das curvas de tensão nas fases.	109
Fig. 4.33 – Evolução da tensão gerada nas fases durante a partida da máquina.	110
Fig. 4.34 – Dinâmica de funcionamento de uma faser.	111
Fig. 4.35 – Curvas das indutâncias próprias das fases.	111
Fig. 4.36 – Dinâmica de produção de torque em uma fase.	112
Fig. 4.37 – Corrente na entrada do CS e do conversor HB.	113
Fig. 4.38 – Potências na entrada, na saída e potência gerada pelo GR conforme o conversor usado.	114
Fig. 4.39 – Laços de geração para os dois tipos de conversor.	115
Fig. 4.40 – Laços de geração para o CR e para o conversor HB.	115
Fig. 4.41 – Potências na entrada, na saída e potência gerada pelo GR conforme o conversor usado.	116
Fig. 4.42 – Correntes em fase entre si nas três bobinas do GR 6 x 6 usando o CM.	117
Fig. 4.43 – Potências comparadas entre os conversores HB e CM.	118

Capítulo 5

Fig. 5.1 – Bancada de testes do GR.	123
--	------------

Fig. 5.2 – Suporte, disco e sensores óticos de posição do rotor.	123
Fig. 5.3 – Circuito eletrônico para disparo das chaves controladas.	123
Fig. 5.4 – Conversor cambiável e motor cc.	124
Fig. 5.5 – Caixas de resistências e osciloscópio mostrando o sinal de disparo das chaves em uma das fases.	124
Fig. 5.6 – Protótipo para testes, fontes cc para excitação e fonte para circuito de chaveamento.	124
Fig. 5.7 – Resultado experimental mostrando o formato da onda de corrente em uma fase.	128
Fig. 5.8 – Resultado de simulação mostrando o formato da onda de corrente em uma fase.	128
Fig. 5.9 – Resultados sobrepostos para a onda de tensão na bobina da fase.	129
Fig. 5.10 – Tensão e corrente em fase antes da ponte retificadora.	130
Fig. 5.11– Tensão e corrente na entrada do CS.	131
Fig. 5.12 – Tensão e corrente na bobina de fase do CS.	131
Fig. 5.13 – Corrente e tensão em uma chave do CS.	132
Fig. 5.14 – Sinal de disparo e onda de corrente em uma fase do CS.	132
Fig. 5.15 – Tensão, corrente e potência na carga alimentada pelo GR através do CS.	133
Fig. 5.16 – Formas de onda de tensão e corrente na entrada do conversor.	134
Fig. 5.17 – Tensão e corrente na carga.	135
Fig. 5.18 – Tensão e corrente na bobina da fase.	135

Fig. 5.19 – Tensão e corrente na entrada do CS com o GR parado.	136
Fig. 5.20 – Tensão e corrente na carga com o GR parado.	137
Fig. 5.21 – Partes da máquina antes do enrolamento das fases.	141
Fig. 5.22 – Variações típicas de curto prazo na velocidade do vento.	143
Fig. 5.23 – Variações típicas de longo prazo na velocidade do vento.	143
Fig. 5.24 – Pulsos de tensão gerada registrados durante uma desaceleração do GR.	144
Fig. 5.25 – Potência gerada, tensão de excitação e velocidade angular.	146
Fig. 5.26 – Tensão na carga, tensão de excitação e velocidade angular.	147
Fig. 5.27 – Efeito da carga sobre a potência média gerada com o protótipo.	148
Fig. 5.28 – Efeito da carga sobre a tensão média na saída do conversor do GR.	149

Capítulo 6

Fig. 6.1 – Diagrama em blocos de um sistema GR para interligação à rede.	157
---	------------

Anexo

Fig. A1 – Um módulo da fonte de alimentação do circuito de disparo dos MOSFET.	167
Fig. A2 – Circuito para disparo das chaves nos conversores HB, CS e CR.	169

LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1 - Potência gerada conforme a velocidade de rotação, na tensão de excitação de 29V.	139
Tabela 5.2 – Características do protótipo construído.	141
Tabela A1 - Lista parcial de equipamentos, dispositivos e componentes usados na bancada de testes.	165

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO GERAL E APRESENTAÇÃO DO TRABALHO

1.1 - Considerações iniciais

A produção comercial e o desenvolvimento experimental das máquinas a relutância chaveadas de dupla saliência é uma novidade para o mercado e para a comunidade científica especializada. Embora conhecidas desde o século dezanove, essas máquinas estão entre as que mais se beneficiam dos avanços recentes da eletrônica de potência, do sensoriamento, do micro processamento e do processamento digital de sinais. Com isto tais máquinas tornaram-se viáveis, confiáveis e eficientes. A eletrônica moderna torna a máquina a relutância chaveada competitiva em relação a outros tipos de máquina e permite sustentar a sua superioridade em algumas aplicações específicas. A redução generalizada nos custos dessa eletrônica acena com a possibilidade de se construírem acionamentos para máquinas a relutância chaveadas cada vez mais baratas.

Segundo [73], a máquina a relutância chaveada moderna é uma concepção construtiva em que diminui o aço e o cobre no rotor e no estator enquanto aumenta o silício no circuito de acionamento. Assim, a construção da máquina é mais simples e mais barata. Pelas mesmas razões a densidade de energia (J/kg) tende a aumentar nesse tipo de máquina.

Existem ainda apelos ambientais associado às máquinas a relutância: menor consumo de matéria prima, robustez, longevidade e melhor desempenho em regime de velocidades variáveis. Este último aspecto tem motivado alguns estudos porque está associado ao aproveitamento de fontes alternativas de energia, como a eólica, muitas das quais são de regime de operação inconstante [17, 48]. Isto se aplica particularmente às economias dos

países onde os benefícios ambientais da substituição do petróleo e do carvão compensam os impactos decorrentes do incremento na extração e no beneficiamento de silício.

A publicação de trabalhos sobre o assunto é intensa neste início de século. A maioria deles trata do emprego da máquina como motor, porém mais recentemente aumentaram as investigações quanto ao funcionamento dessa máquina como gerador.

O gerador a relutância chaveado de saliência dupla é o tema desse trabalho, o qual se estende por seis capítulos cujo conteúdo será apresentado mais adiante.

1.2 - Objetivos do trabalho

O trabalho aqui apresentado dá início ao estudo do gerador a relutância de saliência dupla no Laboratório de Acionamentos Elétricos da Universidade Federal de Uberlândia, a partir de um protótipo inicialmente construído para funcionar como motor. As metas seguem uma escala objetiva:

1. compreender o princípio básico de funcionamento do gerador a relutância de saliência dupla;
2. construir um modelo matemático para essa máquina;
3. desenvolver um sistema para modelagem computacional;
4. simular o gerador a relutância com coleta de dados suficientes para detalhar a dinâmica de funcionamento das suas partes;
5. efetuar estudos comparativos via simulações;
6. implementar circuitos adequados para acionar o protótipo existente obtendo energia gerada;
7. realizar estudos comparativos experimentais;
8. projetar e construir novos protótipos;

-
9. testar a máquina em diferentes situações operacionais em regime permanente, e em transitórios;
 10. obter avanços tecnológicos nas etapas do trabalho e levantar novas atividades de pesquisa a serem desenvolvidas.

Para atingir a última meta, além das anteriores é necessário distinguir, no que couber, a operação do motor a relutância da operação do gerador a relutância. É nas particularidades deste último que se encontram os caminhos para ajustar a máquina à função geradora e para melhorar o seu desempenho nesta função.

Ao final do trabalho espera-se ampliar o entendimento dessa máquina, conseguir avanços no seu equacionamento matemático, evoluir no campo dos métodos e das técnicas de concepção, projeto e construção e obter comprovações e desenvolvimentos experimentais.

1.3 – Apresentação do conteúdo do trabalho

O Capítulo 2 contém a revisão bibliográfica, onde a máquina é apresentada em suas linhas mais gerais. Também se introduz o princípio de funcionamento da máquina a relutância de saliência dupla, seja como motor ou como gerador. Um embasamento matemático preliminar é apresentado. Uma resenha histórica é feita para resgatar, justificadamente, a trajetória de sucessos e insucessos desse tipo de máquina elétrica desde a sua concepção nos anos 1830 até sua viabilização técnica plena, nos anos 1990, graças aos benefícios da eletrônica de potência. Essa resenha histórica é um resgate e um registro importante, mas que pode ser visto à parte do restante do trabalho.

O Capítulo 2 apresenta, também, o estado da arte em geradores a relutância e, para isto, traz um levantamento bibliográfico que foi sumarizado, classificado e é descrito em seus aspectos mais relevantes. Observa-se que, por ser recente, a bibliografia produzida sobre esse tipo de máquina ainda é um tanto escassa. Nesse capítulo a evolução mais recente do gerador

a relutância é registrada e as causas que a motivaram são claramente identificadas. As aplicações mais atrativas são discutidas e as vantagens e desvantagens desse tipo de máquina são citadas.

O mesmo capítulo traz, ainda, um informe geral sobre as características construtivas e funcionais da máquina a relutância operando como gerador. É firmada a compreensão do gerador a relutância como o conjunto que abrange a máquina propriamente dita, o seu conversor e o circuito de controle desse conversor. A importância do monitoramento da posição instantânea do rotor é esclarecida e frisada.

O Capítulo 3 trata da construção de um modelo matemático para o gerador a relutância, com o que contribui para o desenvolvimento dos geradores a relutância chaveados. O sistema gerador a relutância integrado à fonte de alimentação e à carga é apresentado através de diagrama em blocos e explicado no plano funcional geral. O conversor meia ponte assimétrica (do inglês: *asymmetric half bridge converter*), neste trabalho sempre referido como conversor HB, é usualmente empregado para o acionamento dos motores a relutância. Devido a isto, e por herança, também é o mais usado para acionar os geradores a relutância. O conversor HB é apresentado com um arranjo adequado à alimentação de uma carga resistiva com corrente contínua.

O modelo matemático do gerador é elaborado a partir dos princípios fundamentais e apresentado para uma configuração de pólos genérica. Uma matriz de estados é encontrada. São feitas e exploradas considerações reducionistas. A operação da máquina com e sem saturação magnética é discutida. O perfil de indutâncias do protótipo é apresentado a partir de resultados experimentais. As correlações entre as correntes de excitação e de geração devidas à variação da indutância da fase correspondente são apresentadas graficamente e explicadas. A partir disto o laço de geração teórico da máquina no plano do fluxo em função da corrente é

mostrado e explorado em detalhes. A forma de obtenção das curvas características do protótipo saturado é apresentada.

Tendo por base o modelo matemático desenvolvido e apresentado no Capítulo 3, foi construído um modelo computacional para simular o comportamento do gerador a relutância e analisar o seu desempenho sob vários aspectos. Isto é feito no Capítulo 4, onde são apresentadas informações sobre o sistema computacional empregado. A diferença entre os circuitos elétricos do motor a relutância e do gerador é ressaltada e usada para obter resultados que são específicos deste último. O modelo computacional desenvolvido é dedicado à simulação de geradores a relutância e não é apropriado aos motores porque não possui o ciclo convencional de desmagnetização das fases. Diferentes tipos de conversor foram concebidos, estudados, apresentados, simulados e comparados. Os circuitos elétricos equivalentes a cada tipo de conversor são apresentados e discutidos. O modelo computacional desenvolvido é rico em informações, de modo que a dinâmica do gerador a relutância pode ser convenientemente explorada.

No Capítulo 4 são apresentadas as especificações técnicas de um protótipo já existente, que foram usadas nas simulações. Houve intenção de reduzir a contagem de chaves semicondutoras nos conversores, de modo que os conversores alternativos ao conversor HB, apresentados nesse capítulo são mais econômicos e de acionamento mais simples. A análise de resultados de simulação apresentada é extensa e esclarecedora.

Foram coletados resultados experimentais em muitos ensaios realizados em laboratório de testes. A cada resultado obtido correspondeu uma análise detalhada que, muitas vezes, resultou em implementações visando melhorar o desempenho do protótipo ou da aquisição de dados. Posteriormente outro protótipo foi construído, montado em bancadas de testes e também teve seu desempenho conhecido, comparado e avaliado. Uma síntese dessa

etapa de trabalho é apresentada no Capítulo 5. A bancada utilizada para testes é mostrada e as especificações técnicas do equipamento utilizado são apresentadas. Os resultados experimentais confirmam previsões antes simuladas e estes resultados experimentais são apresentados e discutidos. Os testes realizados visaram avaliar o desempenho do gerador a relutância em função de variações nos parâmetros do seu acionamento. Por isto, o Capítulo 5 informa que foram construídos e utilizados equipamentos destinados a variar: velocidade, tensão, ângulo de chaveamento, carga, além de outros parâmetros mais específicos. O protótipo construído foi testado em situações de carga variável, transitórios de carga e transitórios de velocidade. Os resultados obtidos, apresentados no citado Capítulo 5, são satisfatórios e mostram que o gerador a relutância é compatível com aproveitamentos eólicos.

O Capítulo 6 sintetiza o trabalho e apresenta conclusões finais. Destaca a importância de estudos relacionados à independência entre as fases, à tolerância a falta de fases e à interligação entre o sistema experimental e a rede. Apresenta ainda propostas de novos trabalhos necessários para completar um projeto de um sistema integrado de geração eólica para atendimento a pequenas comunidades e às propriedades rurais com energia trifásica de tensão e frequência controladas. Tais estudos, quando concluídos, também poderão à luz outras informações sobre o funcionamento do GR.

CAPÍTULO 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 – Introdução

A Máquina a Relutância Variável - MRV, ou Máquina a Relutância Chaveada - MRC, é uma concepção primitiva, existente desde os primórdios do desenvolvimento das máquinas elétricas em geral. Considerou-se relevante tratar aqui da história dessa ancestral das máquinas elétricas modernas [3]. Trata-se de uma máquina de saliência dupla cujo acionamento adquiriu confiabilidade com o advento e os desenvolvimentos da eletrônica de potência. O princípio de funcionamento é tão simples quanto é desafiador aperfeiçoar o seu controle. O acionamento elétrico dessa máquina como gerador recebeu mais atenção da comunidade científica nos últimos dez anos. A produção científica a respeito ainda é pouca, mas intensificou-se neste início de século. A máquina é estudada visando principalmente aplicações que envolvem velocidades variáveis e onde a eletrônica de potência é necessária. O presente capítulo apresenta o tema, traz um resumo histórico importante e trata do estado da arte em gerador a relutância chaveado - GR. A revisão bibliográfica tem como base artigos técnicos publicados e acessíveis, especialmente através do IEEE. Existe um livro [73] com um capítulo tratando do tema que, assim, se revela novo e potencialmente interessante.

2.2 – Estrutura e princípio básico de funcionamento da máquina a relutância variável

Um rotor e um estator, laminados, com pólos salientes e bobinas restritas aos pólos do estator caracterizam a MRV [59, 73, 74, 89, 104]. Um ou mais de um par de pólos opostos do estator formam uma fase [6, 20] cujas bobinas usualmente estão conectadas em série e, por isto, são percorridos pela mesma corrente pulsada [87, 95, 96]. Construtivamente é um

conversor eletromecânico de energia de estrutura simples como mostra a Fig. 2.1 [6]. Seu acionamento necessita de uma fonte de excitação em corrente contínua - cc, de um circuito conversor chaveado e de um sistema adequado para disparo das chaves [16]. No entanto o fluxo magnético nesse tipo de máquina é intrinsecamente descontínuo, a força contraeletromotriz - FCEM varia com a velocidade do rotor e o comportamento da corrente depende da relação entre a FCEM e a tensão de excitação aplicada, por isto, o seu acionamento como gerador é um tanto complexo [94, 98].

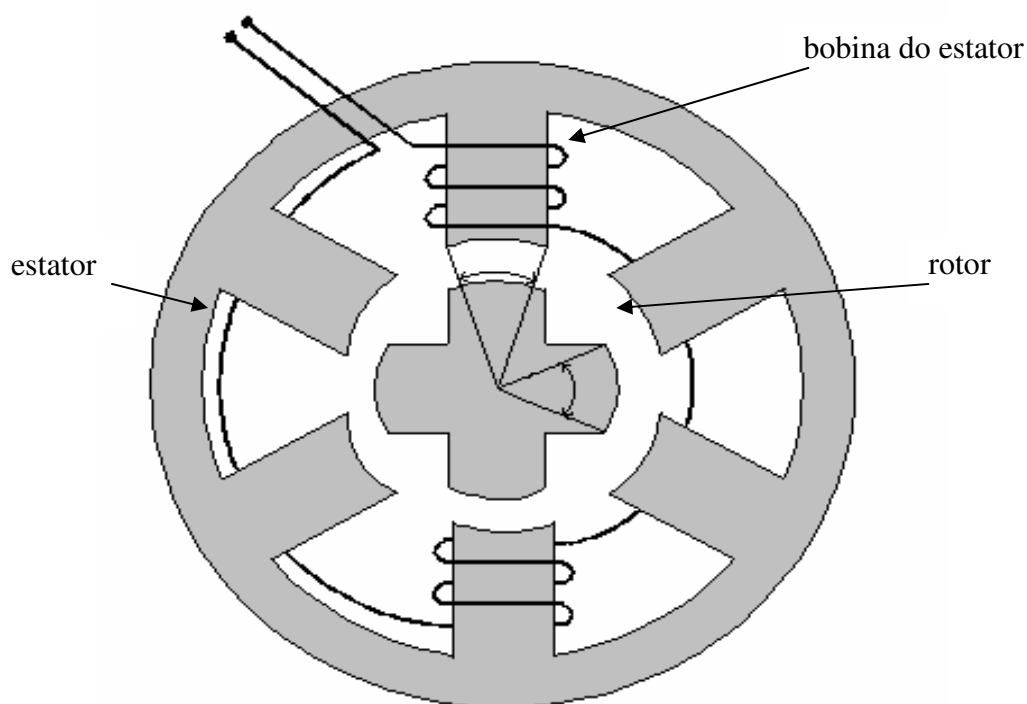


Fig. 2.1 – Seção transversal de uma MRC 6 x 4 mostrando o enrolamento de uma das três fases [6].

De forma simples, a tensão nos terminais de um enrolamento de máquina conversora construída com base em campos magnéticos variáveis e partes móveis é:

$$v = Ri + \frac{\partial \lambda}{\partial t} \quad (2.1)$$

onde:

v e i são respectivamente a tensão e a corrente instantâneas;

R é a resistência ôhmica interna;

λ é o fluxo magnético enlaçado pelas bobinas integrantes do circuito.

Os dados referem-se a uma fase e, à exceção de R , dependem da posição relativa da parte móvel e do tempo t . Este fluxo relaciona-se com a corrente no circuito através da indutância própria L como mostra a equação:

$$\lambda = Li \quad (2.2)$$

Conjugando as equações (2.1) e (2.2) e considerando que, para máquinas rotativas, a posição relativa do rotor é univocamente definida pela coordenada angular θ , obtém-se, no domínio do tempo:

$$v = Ri + L \frac{\partial i}{\partial t} + i \frac{\partial L}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (2.3)$$

A equação (2.3) facilmente assume a forma apresentada na equação (2.4) quando se toma a velocidade angular $\omega = d\theta/dt$ [98]:

$$v = Ri + L \frac{\partial i}{\partial t} + i\omega \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (2.4)$$

O primeiro termo no segundo membro da equação (2.4) é a queda de tensão na resistência interna. O segundo termo é a queda de tensão de natureza indutiva. Já o terceiro termo no segundo membro da equação (2.4) é uma FCEM, a qual depende da taxa de variação da indutância em relação à posição. A indutância variável L relaciona-se com a relutância do circuito magnético de acordo com:

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} \quad (2.5)$$

onde:

\mathfrak{R} é a relutância magnética;

N é o número de espiras nas bobinas integrantes do circuito.

Os quais decorrem das características construtivas da máquina. Portanto, variações na indutância correspondem a variações inversas na relutância, a qual é definida pela equação:

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu A} \quad (2.6)$$

onde:

μ é a permeabilidade equivalente do circuito magnético (ferro e entreferro);

l é o comprimento médio desse circuito;

A é a área transversal por onde circula o fluxo enlaçado, aqui considerada uniforme.

Para simplificar a abordagem assume-se que a equação (2.6) trata com grandezas corrigidas quanto aos efeitos de espalhamento do fluxo no entreferro, de dispersão, de empilhamento das lâminas, de saturação e outros, sendo assim uma referência teórica simplificada, isto é, uma idealização da máquina para posterior desenvolvimento.

Máquinas de dupla saliência (no rotor e no estator) apresentam grandes variações na relutância ocasionadas pelas variações acentuadas nos parâmetros da equação (2.6), porque o entreferro e a permeabilidade equivalente mudam devido ao movimento relativo entre o rotor e o estator. Neste caso o terceiro termo na equação (2.4) torna-se dominante em razão do valor elevado da taxa de variação da indutância em relação à posição.

Então, a máquina que funciona com base nesse princípio é apropriadamente denominada Máquina a Relutância Variável, ou simplesmente MRV, doravante, neste trabalho, designada por MRC em alusão à natureza chaveada intrínseca do seu acionamento. É desse tipo de máquina que tratamos aqui. Uma abordagem matemática mais consistente pode ser encontrada em [41, 59, 73, 74] e será, em parte, apresentado no Capítulo 3, adiante.

2.3 – Histórico da máquina a relutância chaveada

Na seção anterior a máquina a relutância chaveada - MRC foi apresentada, em linhas bastante gerais, mas com um tratamento atual. O propósito foi o de mostrar, logo de início, a máquina que é objeto de atenção neste trabalho. No entanto, a MRC tem antecedentes históricos extensos os quais serão apresentados nesta seção.

2.3.1 – Considerações

Desde os anos 60 a eletrônica de potência evoluiu de forma contínua e acentuada. E, desde então, foi aplicada com notável sucesso nos acionamentos elétricos. Este benefício é decisivo para aqueles acionamentos que operam em regime de velocidades variáveis. Na verdade poucos dos sistemas de acionamento usados atualmente são novos em termos de princípio ou mesmo de estratégia de funcionamento. Mas certos elementos de sistema – tais como: conjunto motor gerador, conversores a arco de mercúrio, amplificadores magnéticos, etc. – puderam ser substituídos pela eletrônica de estado sólido, a qual desempenha as mesmas funções com ganhos amplos em custo e em desempenho. A tecnologia do chaveamento de potência em estado sólido estimula o interesse por alternativas e configurações mais simples de máquinas e de controles. A MRC é um exemplo disto.

As décadas recentes assistiram a uma intensa investigação teórica e experimental de configurações de MRC e de métodos de acionamento. Segundo [3], antes do ano de 1976 havia sessenta e sete patentes registradas ao redor do mundo enfocando MRC e, de 1976 ao final de 1999 este número subiu para mil e setecentos e cinquenta e cinco. Isto mostra um retrato do novo interesse nesse tipo de máquina, a qual é dual, podendo ser operada como motor ou como gerador, através de mudanças restritas ao seu acionamento.

A escalada de publicações sobre o assunto segue a mesma tendência. Uma busca acurada por artigos, enfocando tão somente o Gerador a Relutância - GR e considerando somente aqueles catalogados no buscador IEEE xplora, evidencia a publicação de três artigos antes de 1990, de trinta e oito na década de 90 e de cinquenta e oito trabalhos a partir do ano 2000, até dezembro de 2006. As estatísticas relativas ao Motor a Relutância - MR apresentam números mais expressivos, porém evidenciam a mesma tendência de aumento de interesse nesse tipo de máquina.

Embora as pesquisas tenham se acentuado apenas recentemente [20], os trabalhos preliminares são relevantes. As omissões freqüentes destes antecedentes nos trabalhos atuais parecem decorrer da conjugação de dois fatores. O primeiro é que, até o desenvolvimento da eletrônica do estado sólido, a MRC apresentava várias dificuldades operacionais e a falta de aplicações práticas levou ao esquecimento as pesquisas pioneiras. O segundo fator é a dispersão dos antigos registros escritos devido à falta de interesse momentâneo. O pequeno número de patentes antigas indica que pouco resultado prático foi alcançado a partir dos trabalhos anteriores sobre o assunto, mas isto não guarda relação direta com a importância científica daqueles trabalhos que, embora menos abrangentes, tendem a apresentar muitos elementos inovadores significativos [3].

A MRC teve uma pré-história e deixou uma herança múltipla que abrange os motores a corrente contínua - cc e a corrente alternada - ca, o motor de passo e o alternador indutor ancestrais, além de outros dispositivos eletromagnéticos. Esta consideração é uma versão fiel para o português da citação original feita em [3] como uma crítica justificada a alguns trabalhos recentes e excelentes quando eles não se referem adequadamente aos antecedentes históricos das MRC.

Nas aplicações já apresentadas as MRC operam principalmente como motor [85]. Atualmente algumas fábricas disponibilizam ao mercado diversos tipos de MR e, no entanto, o crescimento da demanda por esse tipo de máquina ainda é incipiente. Isto desfavorece sua consolidação como opção de prateleira, mesmo naquelas aplicações especiais onde sua superioridade já é comprovada, como no caso de acionamentos em regime de velocidade variável. É possível que a cultura arraigada durante um século de experiências bem sucedidas com outros tipos de máquinas, especialmente as máquinas de indução, seja um obstáculo severo a ser transposto para que as MRC cumpram o destino que lhes reservam suas vantagens já comprovadas. Registra-se aqui que não foram encontrados informes mercadológicos sobre o GR, nem informações sobre aplicações práticas já implementadas com a MRC exercendo essa função. Em [102] os autores justificam esta ausência alegando que ainda não foi estabelecido o projeto ideal para o GR.

Em conseqüência, a prioridade no campo da MRC é de todo modo historiar, investigar, clarear e divulgar.

2.3.2 – Evolução histórica

As MRC estavam entre as primeiras máquinas elétricas a serem desenvolvidas (1830-1850). Suas origens repousam no eletromagneto em ferradura de William Sturgeon (1824), Fig. 2.2, na sua versão aperfeiçoada por Joseph Henry e no propósito de converter a atração da armadura de ferro em movimento oscilatório ou contínuo.

William Ritchie (1833), professor na Universidade de Londres, conheceu o trabalho de Henry e percebeu que se o eletromagneto devia ser posto em uso prático algum tipo de modelo do seu comportamento seria necessário. Ele parece ter sido o primeiro a tentar estabelecer algum tipo de lei para circuitos magnéticos. Na ocasião Ritchie escreveu:

Não obstante o surpreendente poder de levantamento de cargas dos eletromagnetos ser suficientemente conhecido, parece que ainda não se atentou para a investigação da lei, se tal existe, que conecta este poder ao circuito magnético

Mais adiante em seus trabalhos registrou:

Tendo construído, com grandes penas um eletromagneto de acordo com o método americano, e conectado este com uma bateria, eu descobri que ele podia levantar cerca de 140 libras. Então enrolei cerca de doze pés de fita de cobre no meio do guincho, o que pesava cerca de meia libra, e conectei os extremos do enrolamento na mesma bateria, sendo o eletromagneto agora usado como guincho, e fiquei surpreso ao verificar que o novo guincho era um magneto mais poderoso do que aquele que havia me custado tanto trabalho para fabricar. Tudo o que é necessário, então, para fazer um magneto mais poderoso é enrolar uma fita de cobre (contatos metálicos prevenidos por uma fina fita interposta) ao redor de uma pequena barra de ferro doce, e usar um guincho de sapata pequena.

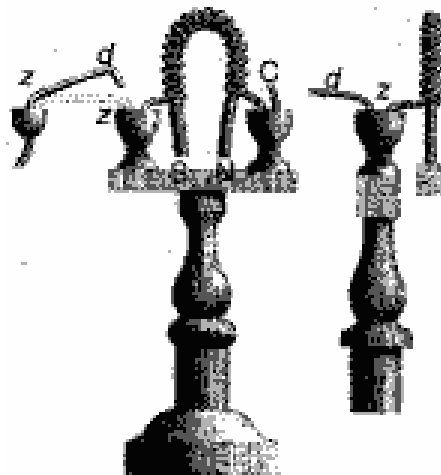


Fig. 2.2 – Eletromagneto em forma de ferradura proposto por William Sturgeon [3].

A conclusão significativa de Ritchie de que os circuitos magnéticos devem ser tornados curtos e bem acoplados com o circuito elétrico, foi despercebida entre seus contemporâneos. As primeiras máquinas elétricas eram projetadas por tentativa e erro, e tinham muitos circuitos magnéticos pobres. Foi só após o trabalho de John Hopkinson sobre o circuito magnético (1886) que os projetos puderam ser feitos sistematicamente e a importância de encurtar o circuito magnético começou a ser considerada.

Muitos projetos de máquina elétrica primitivos eram MRC e eram fortemente influenciados pela máquina a vapor, com arranjos de eletromagnetos, armaduras e chaveamento de corrente, sendo vistos como equivalentes eletromagnéticos de cilindros, pistões e comandos de válvulas. De fato, muitas das máquinas experimentadas se pareciam com as máquinas a vapor e eram consideradas como seus equivalentes eletromagnéticos [3].

A exemplo, em 1841 William Henley construiu para Charles Wheatstone dois pequenos artifícios eletromagnéticos excêntricos de topologia interessante, vistos na Fig. 2.3.

Geralmente essas primeiras máquinas podem ser classificadas como: máquinas com circuitos magnéticos separados e sequencialmente chaveados (auto-indutância variável) ou como máquinas com circuitos magnéticos mutuamente acoplados e sequencialmente chaveados (indutância mútua variável). A maioria era do primeiro tipo, mas muitos projetos eram de máquinas da segunda categoria.

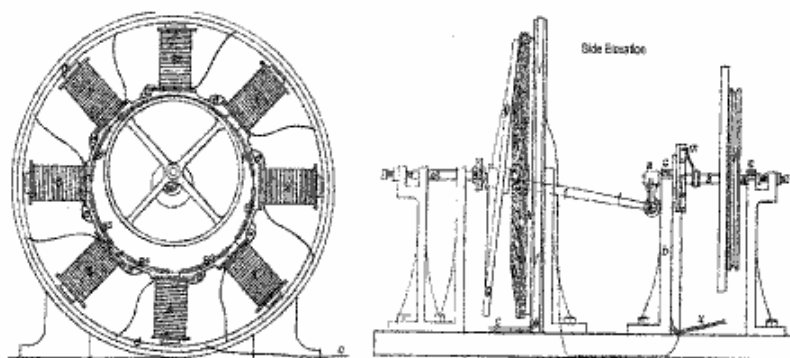


Fig. 2.3 – Máquinas eletromagnéticas excêntricas de Wheatstone, em 1841 [3].

Exemplos do primeiro tipo em que os circuitos magnéticos não são acoplados eram os artifícios eletromagnéticos de Davidson e Taylor, Fig. 2.4, nos quais dois ou mais eletromagnetos estacionários eram ativados sequencialmente para produzir forças tangenciais sobre uma série de armaduras sulcadas na superfície de um tambor rotativo. Os inventores citados estavam construindo MRC de modo inteiramente independente no período de 1837 a 1840. Dois problemas emergiram na ocasião: o primeiro foi que ao final do ciclo de

comutação toda a energia indutiva armazenada no eletromagneto tinha que ser dissipada em arcos voltaicos e faíscas na chave; o segundo foi a dificuldade de fazer o corpo do estator suficientemente forte para suportar as forças magnéticas radiais desbalanceadas.

Exemplos do segundo tipo de motor são os dispositivos eletromagnéticos de Charles Page (USA). Page construiu uma máquina eletromagnética de 16 HP (1851) para uma locomotiva elétrica movida a bateria que chegou à velocidade de 30 km/h na *Baltimore and Ohio Railway*. O motor de Page usava conjuntos opostos de solenóides dispostos em linha que eram sucessivamente ativados de modo a empurrar e puxar duas barras de aço. A principal vantagem dessa construção foi que as forças eletromagnéticas estavam na direção do movimento e não havia forças desbalanceadas. Os sucessores diretos desta máquina são os vários atuadores lineares a relutância e, em particular, o atuador linear do tipo relutância variável usado em alguns dispositivos de controle atuais.

A roda fônica atribuída a La Cour (1878) e Rayleigh (1879) é também um tipo de máquina a relutância. Sua invenção surgiu a partir da necessidade de produzir velocidades de rotação constantes para emprego em instrumentação e em medição. A roda fônica podia ser operada a partir de uma fonte de cc com uma chave liga-desliga acionada por um diapasão ou, em modo síncrono, a partir de uma fonte ac.

O desenvolvimento do motor comutado na década de 1870, a descoberta da lei dos circuitos magnéticos (1880), e a compreensão de que as bobinas de armadura, tanto em ca quanto em cc, podiam ser postas em ranhuras resultou em motores de performance superior à das MRC existentes. Consequentemente, ainda antes do final do século XIX, a MRC tornou-se uma curiosidade científica ou mesmo uma tentativa mal sucedida. Mas ela continuou viva para certos usos particulares em que a eficiência não era o requisito principal: relés eletromagnéticos, amplificação de sinais elétricos; mecanismos de tempo e de escape;

relógios elétricos e alguns mecanismos de instrumentação; dispositivos vibratórios, atuadores do tipo relutância onde o requisito era de forças grandes para ação a curtas distâncias e outros.

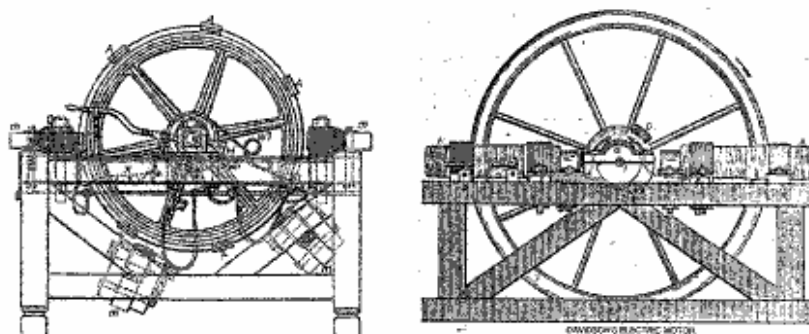


Fig. 2.4 – Máquinas desenvolvidas por Davidson e Taylor [3].

Nos primeiros anos do século XX Boucherôt percebeu que uma considerável potência podia ser extraída de eletromagnetos mecanicamente sintonizados, excitados com corrente alternada. Ele construiu uma máquina oscilante de mola e catraca a qual, para todos os fins e propostas, era uma máquina eletromagnética síncrona, renascida e comercialmente compacta. Sua idéia não prosperou porque a máquina oscilante era ruidosa, mas pequenos motores trabalhando com o mesmo princípio ainda são encontrados ocasionalmente.

Walker (1946), em sua extensa revisão dos tipos de alternador indutor de alta frequência (acima de 50 kHz), mostrou que, até então, quase toda combinação concebível de saliência dupla ou simples e com excitação concentrada ou distribuída tinha sido usada com o propósito de obter altas frequências.

Já o MR síncrono desenvolveu-se a partir da remoção de segmentos do rotor para criar pólos salientes. O rotor do motor gira para ganhar velocidade como um motor de indução, gira com o campo girante por meio do torque de relutância e então opera de modo síncrono, sem deslizamento, diferentemente da máquina de indução. Esta forma simples de MR síncrono é empregada até níveis de potência intermediários, e onde baixo custo e robustez, além de velocidade constante, são requeridos. Ou onde certo número de máquinas tem que ser acionadas exatamente na mesma velocidade. Várias tentativas foram feitas ao longo dos anos

para aumentar a eficiência, a potência de saída e o fator de potência do MR síncrono. Adensar e direcionar o fluxo através do ajuste da laminação interna é a maneira mais comum de atingir esta melhoria.

Foi Kotsko quem primeiramente propôs, em 1923, a adoção de um rotor cilíndrico com múltiplas fendas ao longo das linhas do eixo e esta idéia é substancialmente a base para todo projeto comercial corrente de rotor com ranhuras de relutância. Desenvolvimentos foram obtidos dando-se atenção para o perfil externo do rotor (uso de pólos separados ou de rotor segmentado, por exemplo) ou através do aumento do grau de anisotropia magnética interna (uso de guias de fluxo).

Experimentos feitos com rotores axialmente laminados evidenciaram altas relações entre a relutância direta e em quadratura, com uma estrutura sólida que ainda mantém um grau elevado de anisotropia magnética. Uma relação de relutância elevada maximiza o torque da máquina, mas também tende a torná-la instável. Este problema pôde ser superado alimentando o motor com uma fonte de tensão trifásica de freqüência variável, com monitoramento contínuo da posição do rotor, o que é ainda um requisito fundamental na MRC atual.

Em 1932 Forbes construiu um variador de freqüência à relutância que tem uma bobina de excitação de dois pólos (0 Hz), um rotor segmentado bipolar e uma bobina de saída de seis pólos (180 Hz). Essa máquina pode operar em submúltiplos inteiros da velocidade síncrona.

O motor de passo tipo M do Almirantado (1924) representa ainda outro estágio da história da MRC. Ele foi desenvolvido por Clausen, logo após a primeira Guerra Mundial, para atender a necessidades da Marinha Britânica. Essa máquina tem três fases, estator de bobinas inteiramente abrigadas e uma feição típica de pequenos motores síncronos ou de indução. O rotor é axialmente laminado intercaladamente com alumínio e aço, com uma

elevada relação de relutância direta para quadratura. As bobinas do estator foram conectadas por meio de um arranjo de chaveamento remoto específico. O torque resulta das correntes de excitação combinadas nas bobinas das três fases. De acordo com Clausen, o número de motores do tipo M fabricados chegou a milhões, e estes ainda estavam em uso na década de cinquenta, durante a Guerra da Coréia. O motor M projetado mostra que desde 1924 já havia um precursor de todas as MRC subsequentes, com bobinas de estator independentes e mutuamente acopladas.

A possibilidade de uso de chaves eletrônicas para substituir o comutador em máquinas elétricas foi demonstrada pela primeira vez nos anos 1930 em uma locomotiva construída por Brown Boveri para a Swiss Railway. Um retificador de seis anodos a arco de mercúrio com grades de controle foi usado como comutador. Nos Estados Unidos uma aproximação diferente usando válvulas tipo tíatron foi usada para controlar grandes motores. Um motor de ventilador de 400HP, sem comutador, foi instalado na usina de Logan da Companhia Elétrica Apalachiana. Este motor girava diretamente de uma fonte trifásica através de 18 válvulas tíatron. A confiabilidade apresentou problemas porque houve 20 falhas de tíatrons em 8272 horas de operação.

Estas duas aplicações pioneiras da comutação eletrônica foram ambas feitas especificamente para superar os problemas de comutação inerentes a máquinas de comutadores operando em uma faixa ampla de velocidades. No entanto, a falta de confiabilidade e o alto custo dos dispositivos eletrônicos de chaveamento resultaram no abandono dos dois projetos experimentais.

O surgimento dos primeiros tiristores e transistores de potência no início dos anos 1960 levou ao reexame de uma grande variedade de configurações de acionamentos possíveis em máquinas a cc, com velocidades variáveis. Todavia, os arranjos de chaveamento nessas

máquinas tendiam a ser muito complexos. Foi provavelmente o custo dessa complexidade, em termos de configuração de controle e dispositivos de chaveamento, que levou o Dr. Arthur Cruickshank a iniciar uma investigação (1961-65) sobre as possibilidades de combinar chaveamentos usando tiristores com a MRC: uma máquina barata de fabricar e que requer menos circuitos de chaveamento. Ele percebeu que duas máquinas de saliência dupla podiam ser combinadas para criar uma máquina de campos alternantes, na qual dois conjuntos de pólos salientes em quadratura podiam ser ativados alternadamente por duas fontes chaveadas, usando tiristores naturalmente comutados, alimentados por uma fonte trifásica. Esse tipo de circuito de chaveamento é essencialmente um ciclo-conversor com comutação natural.

Uma máquina elementar de campo alternante, com dois conjuntos de estator de quatro pólos usando comutação a tiristor foi construída (1961-62), com os tiristores disparados inicialmente por uma chave mecânica rudimentar montada no eixo do motor. O controle eletrônico do chaveamento do tiristor foi introduzido e um campo alternante de dois estágios e acionamento inteiramente rotativo foi testado no período de 1962-1965.

Diferentes distribuições de bobinas do estator foram avaliadas teoricamente através de uma combinação de diferentes projetos de rotor, levando à conclusão de que a distribuição da força magnetomotriz - FMM do estator precisava ser ajustada ao tipo de rotor usado. Bobinas de estator concentradas e inteiramente isoladas combinadas com um rotor segmentado ou quase concentrado deveriam, em teoria, proporcionar desempenho melhor do campo alternante, do que uma máquina de dupla saliência com bobinas do estator concentradas. Em termos práticos, a anisotropia do rotor, obtida pela combinação de barreiras internas ao fluxo com o perfil externo, influenciava criticamente a performance. Isto levou a considerar o uso de laminação com aço de grãos orientados axialmente para o rotor e um novo rotor com bobina de condutores laminados axialmente foi desenvolvido.

O relato até aqui feito evidencia que a MRC foi investigada durante todo o século XX, até meados da década de sessenta e que, nesse período, foram alcançados desenvolvimentos significativos. No entanto, o arranjo eletrônico era ainda muito caro, economicamente inviável, e a comutação ainda não produzia resultados satisfatórios. Por isso a máquina permaneceu ainda um pouco mais de tempo confinada aos centros de pesquisa.

A segunda metade dos anos 1960 pode ser vista como a época da transição da era antiga para a era moderna na história da MRC. Quatro fatos relevantes, que tiveram limiar nesta época, abriram novos horizontes para essas máquinas. Um deles é a evolução do transistor de junção bipolar seguido do MOSFET de potência e do IGBT, o que facilitou o desenvolvimento de controles com comutação forçada e modulação da largura de pulso, muito além do que permitiam os tiristores. Um outro foi o desenvolvimento dos circuitos digitais integrados permitindo a construção de microprocessadores capazes de executar algoritmos complexos abrindo a possibilidade de controles mais eficientes. Surgiram ainda os computadores de alta velocidade, com linguagens de programação avançadas que, em conjunto com métodos numéricos poderosos para a análise de elementos finitos e a solução de equações diferenciais no domínio do tempo, permitiram projetar máquinas com valioso aporte de conhecimento prévio acerca dos resultados a esperar. Finalmente, a expansão da demanda pelo uso de máquinas elétricas em regime de velocidade variável na indústria, nos automóveis, em escritórios, em aplicações domésticas e em sistemas elétricos aeronáuticos e aeroespaciais criou oportunidades na busca por soluções inovadoras correspondentes às novas necessidades.

É verdade que a evolução foi inicialmente lenta e acentuou-se notavelmente a partir de meados dos anos 1980, mas desde antes a engenharia começou a contemplar as novas possibilidades para máquinas e acionamentos elétricos e, em particular, para a MRC.

Trabalhos surgiram, protótipos foram projetados e construídos e a comunidade científica, hoje, dedica seções inteiras em Congressos importantes para tratar desse tipo de máquina.

Alguns pontos devem ser registrados agora. Um deles é que os artefatos citados nesse apanhado histórico tiveram finalidades comerciais e foram patenteados, porém a maioria teve emprego em escala reduzida e é pouco conhecida. Outro ponto é que foi difícil encontrar trabalhos abrangentes enfocando a história do desenvolvimento da MRC, por isto registrá-la aqui se tornou ainda mais importante. O terceiro é que devido à escassez de informações, este texto do item 2.3 é fundamentalmente uma compilação do trabalho de [3], com alguns poucos acréscimos aqui considerados oportunos.

2.4 – Desenvolvimento e aplicações da máquina a relutância chaveada atual

A seção anterior registrou alguns fatos relacionados à evolução das MRC desde o século XIX até os anos 1960. A presente seção traz um resumo geral de fatos relacionados à evolução recente dessas máquinas e suas aplicações principais, contribuindo para esclarecer como e porque elas são objeto de grande atenção nos últimos anos. Os trabalhos mais recentes foram cuidadosamente classificados conforme o tema central abordado, para facilitar futuro acesso. Esta distribuição dos trabalhos está detalhadamente apresentada logo a seguir e a ela vincula-se, até certo ponto, a própria orientação geral do trabalho.

2.4.1 – A produção científica recente e seu escopo

A MRC moderna é entendida como o sistema composto da máquina, do seu conversor e do seu controle [14, 16, 20]. É uma máquina dual (motor e gerador) e esta característica é tratada em [89] e [104].

A escalada da produção científica no campo das MRC, tanto para o MR quanto para o GR, deu-se mais propriamente nos anos 1990 e acentuou-se neste princípio do século XXI. A

principal diferença entre a operação do GR e o MR está na definição dos ângulos de disparo das chaves. Isto é, estas máquinas são básica e essencialmente iguais. Podem existir diferenças em algumas particularidades da máquina, do conversor e do seu controle, quando a MRC é dedicada exclusivamente a uma ou outra função específica. Mas, de modo geral, a mesma MRC pode operar como GR ou MR com os mesmos componentes físicos, o que tem sido apontado como um fator relevante em algumas aplicações. Em termos de conversão de energia, e de modo simplificado, o GR tem fonte primária de natureza mecânica e entrega potência elétrica, sendo que o MR converte energia no sentido oposto. Disto decorrem algumas diferenças importantes: a primeira é que o circuito elétrico equivalente do MR é único para cada uma de suas fases, ao passo que o GR tem um circuito elétrico de excitação diferente do circuito de alimentação da carga; a segunda, que decorre da primeira, é que o conversor e o controle funcionam de modo característico para cada uma das duas aplicações. Isto justifica as investigações específicas sobre o GR.

A busca por artigos focalizando o GR, em inglês; *Switched Reluctance Generator-SRG*, realizada no IEEE xplore (<http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/guesthome.jsp>) conforme já citado na página 11, mostrou noventa e nove artigos catalogados. Trinta e seis foram produzidos nos EUA, dezenove no Reino Unido, dezoito na China e vinte e seis em diversos outros países: França, Japão, Israel, Egito, Brasil, Grécia, Alemanha, Iran, Espanha, África do Sul, Austrália, Chile, Taiwan e Malásia. Os trabalhos norte-americanos buscam principalmente uma alternativa mais eficiente para aumentar a eletrificação de aeronaves militares e civis, enquanto os chineses estão focados na aplicação do GR em turbinas eólicas, com preocupações energéticas e ambientais. A produção científica britânica tem foco mais difuso, assim como a do conjunto dos outros países com alguns trabalhos catalogados na área.

O Brasil tem dois artigos catalogados, voltados para a compensação de reativos e para o estudo da influência da indutância mútua entre as fases da máquina a relutância [28, 30].

Oitenta e cinco artigos foram selecionados *a priori* por sua relevância e/ou conexão com o sistema GR e formam a principal base bibliográfica revisada. Embora cada um deles trate do GR sob vários ângulos, esses foram classificados segundo seu foco principal e/ou o aspecto em que apresentam contribuições mais relevantes. Uma parte significativa deles foi sumarizada. Simulações do funcionamento do sistema são apresentadas em [19, 53, 99, 100] e a comparação do GR com outras máquinas é feita em [29, 69, 75]. Uma investigação extensa nessa bibliografia mostra que o sistema GR, abrangendo a máquina, seu conversor e seu controle, é o foco em doze artigos [1, 14, 15, 16, 20, 35, 46, 84, 85, 86, 89, 97]. Outros treze artigos focam especificamente o controle da máquina [8, 9, 11, 12, 62, 63, 64, 72, 80, 92, 101, 104, 106] e há cinco artigos dedicados ao conversor [27, 71, 93, 98, 102]. Cinco trabalhos tratam da melhoria do desempenho do GR [5, 30, 32, 57, 68]. A investigação da tolerância do GR à faltas é estudada em [13, 51, 95, 96]. O efeito da carga no desempenho da máquina é tratado em [2]. No entanto, em que pesem os enfoques já citados e outros que ainda serão mencionados, merece registro aqui o fato de que nenhum artigo abordando o dimensionamento específico da máquina geradora foi localizado, embora tal aspecto esteja além do escopo do presente trabalho. O recurso disponível para essa finalidade está em assumir, em parte, os trabalhos [6] e [74], originalmente voltados para o dimensionamento do MR.

O uso do GR para captura de energia primária do oceano é tratado em [82]. As particularidades da operação do gerador em velocidades reduzidas são tratadas em [78]. Em [79] investiga-se a operação do GR em regime de auto-excitação usando imãs permanentes. Os possíveis benefícios ambientais decorrentes do uso do GR são tratados em [17, 48]. A

aplicação do GR em geração distribuída e em eletrificação rural é foco em [50], enquanto que [28] e [54] trabalharam o uso da MRC como equipamento auxiliar em sistemas de potência.

O GR e o MR têm estrutura robusta, mas a detecção da posição instantânea do rotor através de sensores óticos, necessária ao acionamento da máquina, é vista com cautela por uma parte da comunidade científica, quando são vislumbradas aplicações práticas. Os sensores óticos parecem ser um ponto preocupante. Devido a isto foram desenvolvidas técnicas de detecção da posição do rotor sem o uso desses sensores. Pode ser observado que a necessidade de eliminar sensores físicos está na pauta das principais conferências em eletrônica de potência, máquinas elétricas e acionamentos. No que diz respeito ao GR o assunto é tratado em [21, 33, 55, 56, 61]. Há, ainda, registros de que a MRC é ruidosa além de apresentar torque e tensão pulsantes. São inconvenientes. que, embora frequentemente citados em artigos, são mais especificamente tratados em [60, 76, 107].

No campo das aplicações práticas existem investigações sobre o uso da MRC em veículos híbridos e em veículos elétricos devido ao poder regenerativo da máquina. No caso das aplicações em eletrodomésticos, a motivação principal é a perspectiva de economia de energia já que, como ficou comprovado em Andrade *et al* (2006), o MR pode ser extraordinariamente mais econômico do que o motor de indução em gaiola no acionamento de cargas fracionárias.

A natureza chaveada do GR o torna compatível com qualquer aplicação que requeira velocidades variáveis. No caso do emprego do GR em aplicações aeronáuticas e automotivas a operação em velocidade variável é requisito de compatibilidade com a máquina mecânica primária. Em aplicações de geração de energia eólica a operação com velocidade variável é necessária para extrair energia adicional da corrente de vento e para diminuir a fadiga

mecânica do sistema [104]. Essas três aplicações do GR são muito atrativas e, por isto, muito investigadas [11, 20]

A possibilidade de aplicação da MRC na indústria automobilística é foco de três artigos [31, 36, 37], mas as aplicações mais intensamente investigadas são as aeronáuticas em [7, 23, 24, 34, 38, 39, 40, 49, 66, 67, 87, 88, 90, 91] e as eólicas em [10, 18, 47, 77, 78, 83].

Foi encontrado um, e somente um, livro em que o GR é abordado diretamente. Trata-se da obra *Electronic Control of Switched Reluctant Machines*, editado por Miller, T.J.E. e publicada pela *Newnes Power Engineering Series* em 2001. Este livro é organizado em capítulos escritos por diferentes autores. A abordagem do GR é feita no capítulo 10, pp. 227 a 251, cujo autor é Tadashi Sawata.

A produção científica recente deu-se em função de necessidades de aplicações práticas específicas e, com o decorrer do tempo, novas perspectivas por certo serão exploradas, sobretudo em regime de velocidade variável. Esta última é a situação de maior competitividade do GR assim como em outros casos em que a eletrônica de potência seja um requisito essencial para o acionamento da máquina considerada como alternativa.

2.4.2 – Aplicação em aeronáutica e espaço

A subseção anterior apresentou a bibliografia consultada na elaboração deste trabalho e informou que algumas aplicações estimularam notavelmente a expansão dos estudos sobre o GR. A principal delas é a aplicação aeronáutica. Em grande medida foi o arrojado programa *More Electric Aircraft* - MEA, da força aérea americana, que provocou o início da avalanche de trabalhos e experimentos com MRC. Especialmente os relacionados à operação desta máquina como Gerador Motor de Partida a Relutância - GMR [97] acoplado diretamente ao eixo das turbinas de aviões. Mas, também, como MR integrante de futuros sistemas auxiliares, substitutos dos sistemas hidráulicos usados nas aeronaves. Conforme registrado na literatura,

as metas estabelecidas pelo MEA foram: eliminar os componentes hidráulicos, diminuir peso e volume, aumentar a confiabilidade e a resistência a impactos em operações, diminuir custos de apoio especializado e alimentar novos dispositivos militares a bordo. Por se tratar de sistema de defesa, a quantidade de empresas e de recursos envolvidos é proporcional às metas. Segundo [23], nesse cenário, com suas características e vantagens, o GMR acoplado diretamente ao eixo da turbina é uma possibilidade interessante como principal fonte de alimentação elétrica das futuras aeronaves. Neste caso a tensão de serviço foi fixada em 270 V cc [75].

De modo paralelo, com as potências envolvidas atingindo valores de 150 kVA e previsão de crescimento acentuado de demanda nos próximos anos – estima-se em até 500 kVA [90] -, o suprimento de energia elétrica em aeronaves civis também mereceu atenção. A máquina síncrona é a mais usual em aviões comerciais e militares. Entretanto, funciona com transmissão mecânica variável para estabilizar a frequência em 400 Hz. Isso resulta em peso, custo elevado e ineficiência; além de impactar a confiabilidade do sistema gerador [90].

Foram selecionados catorze artigos, citados em 2.3.1, tratando do incremento da eletrificação de aeronaves civis e militares. Segundo [90], na ocasião ainda eram insuficientes os trabalhos desenvolvidos para que fosse fixada a opção pela MRC nas aeronaves.

Detalhes de simulações com MRC para o MEA aparecem em [99]. O controle em regime de velocidade variável do GMR acoplado diretamente à turbina do avião é tratado em [67]. Um projeto desta máquina foi apresentado em [66] e contempla também o conversor. Um protótipo foi construído para operar na faixa que vai até 48.000 *rpm*. Essa máquina opera como GMR. Funcionando como motor a máquina mantém a turbina na rotação de espera e, quando solicitada, acelera a turbina até o ponto de ignição. Os resultados experimentais mostraram a manutenção do torque e da potência gerada ao longo de toda a faixa de

velocidades operacionais do GMR. Uma vez disponível a potência mecânica suficiente na turbina, o GMR atua como gerador, alimentando cargas a bordo. O controle desenvolvido atua sobre a largura e o avanço do pulso de excitação tendo como objetivo a estabilização do torque no modo motor e da corrente no modo gerador.

A referência ao fato de uma MRC mudar facilmente o seu modo operativo entre motor e gerador é recorrente e decorre das investigações sobre sua possível aplicação como GMR em aeronáutica [89]. Esta dualidade motiva também estudos de aplicações para atender a cargas automotivas. Esse atrativo, em paralelo com vários outros já citados, também sugere o emprego dessas máquinas em programas espaciais, como pode ser visto em [34]. Há, ainda, estudo sobre o uso de GR em veículos não tripulados. Os requisitos desejados neste caso são: volume e peso, além de baixa emissão eletromagnética para evitar detecção [29].

2.4.3 – Aplicação em energia eólica

Os limites das reservas de petróleo e o poder poluente excepcionalmente agressivo da matriz energética mundial provocam esforços para a viabilização de fontes alternativas de energia limpa, entre elas a energia eólica. A velocidade do vento é instável e o GR pode funcionar bem com velocidades variáveis. Assim, as investigações sobre o GR eólico estão intensas.

Particularmente a China, com sua imensa população, hoje em forte crescimento econômico e crescente urbanização, tem sua matriz energética baseada no carvão e poucos sítios propícios ao aproveitamento hidrelétrico. Seu litoral tem vários sítios com regime eólico favorável, na costa e em mar aberto. Assim, é natural que a China esteja se empenhando no aproveitamento da energia eólica. Aerogeradores são máquinas que operam em baixa velocidade, com torque elevado e em regime de velocidade sempre variável. Seu limite de potência amplia-se continuamente desde as primeiras aplicações modernas, na Alemanha e na

Dinamarca, e hoje está em torno de 5 MW. Máquinas assim, colocadas em torres de altura acima de cem metros, podem exigir uma caixa de câmbio avantajada, de manutenção freqüente e difícil. Isto compromete a estrutura da torre, a eficiência e a confiabilidade do sistema, e estreita a faixa de velocidades operacionais. Como o GR é intrinsecamente uma máquina que gera corrente pulsada unidirecional e faz isto em regime de velocidade variável, seu emprego pode eliminar ou aliviar o peso da caixa de engrenagens, instalada no alto da torre. Também pode produzir tensão alternada quando um inversor é instalado no solo. Estes aspectos naturalmente justificam os esforços dos cientistas para viabilizar aplicações práticas do GR eólico.

Foram selecionados seis artigos que abordam essa aplicação: [10, 18, 47, 77, 78, 83]. Chen *et al* (2001) apresentaram um sistema eólico, com GR em velocidade variável. Usaram duas estratégias de controle da potência de saída: ângulo de condução fixo com controle PWM ou ângulo de acionamento variável com cortes fixos. Os experimentos mostraram alta eficiência e baixo pico de corrente de fase numa ampla faixa de velocidades, com controle PWM. No entanto [94] contesta o uso do controle PWM em situações de velocidade variável em faixa ampla.

Estudo do controle em um GR eólico de 7,5 kW reporta custo competitivo em relação ao motor de indução em gaiola [10]. Também reporta eficiência e confiabilidade superiores e acionamento mais barato e sugere que esse tipo de máquina ainda não foi bem investigado.

Nesse campo, eliminar a transmissão mecânica variável e manter o rendimento global em níveis mais elevados tem sido o foco das pesquisas. Em [78] é apresentado um estudo sobre a influência do número de pólos no rotor e no estator de um GR eólico operando a baixa velocidade; até 100 *rpm*.

2.4.4 – Aplicação em veículos elétricos

A indústria automobilística vem incorporando novas cargas aos automóveis visando segurança, desempenho e conforto. Como exemplos citam-se: controle de direção, de frenagem e de tração, acelerador eletrônico, suspensão ativa, catalisador eletrostático e função de espera para diminuir a poluição e o consumo (do inglês: *stop and go*). Em [34], ao tratar da tecnologia do gerador motor de partida, é realizada uma comparação entre o gerador síncrono e o GR. O artigo citado registra que tradicionalmente o gerador síncrono é visto como uma máquina projetada para operar em velocidades constantes. Embora o controle desta máquina tenha sido aperfeiçoado substancialmente os requisitos associados à diversidade dos tipos de carga: confiabilidade crescente, facilidade de manutenção, custo, velocidades de operação e temperaturas elevadas, têm desafiado a evolução desta tecnologia. Experiências operacionais mostraram que a operação em velocidade variável, com frequências constantes, resultou em tecnologias promissoras que superaram as limitações mencionadas acima e funciona melhor como gerador motor de partida.

O redimensionamento dos sistemas elétricos automotivos atuais está em curso e o GMR surge como opção. Além das vantagens já mencionadas, bom conjugado de partida, elevada eficiência em um cenário de correntes mais intensas, menor número de peças, operação em altas temperaturas e menor vibração são vantagens adicionais citadas em favor do GMR pela indústria automotiva. O desejado é a integração do motor de partida com o alternador usando o GMR. Em [31] é apresentada uma estratégia de controle em uma máquina pequena com seis pólos no estator e quatro pólos no rotor e foi encontrada uma relação empírica para a máxima corrente gerada pela máquina. Em geral os resultados experimentais relatados foram satisfatórios. Também foram satisfatórias as simulações feitas para o

funcionamento como alternador. No entanto, segundo [37] ainda há limitações operacionais para o uso automotivo do GMR, com a tecnologia até agora experimentada.

2.5 – Aspectos construtivos e funcionais

A MRC é um tipo especial de máquina elétrica de dupla saliência, adequada para operar com pulsos retangulares unidirecionais de corrente aplicados às suas fases [6]. Essencialmente é uma máquina que consome (MR) ou gera (GR) corrente contínua pulsada. O projeto apropriado da MRC e do seu circuito de alimentação pode resultar em um conjunto com rendimento superior ao de uma máquina de indução correspondente, operando em regime de velocidade variável, com a vantagem de que a máquina a relutância e seu conversor são mais simples em termos construtivos [4].

2.5.1 – A máquina

As MRC usualmente são referidas pela sua estrutura polar $m \times n$, onde m é o número de pólos no estator e n é o número de pólos no rotor. Normalmente m e n são diferentes [100]. Devido à dualidade dos pólos magnéticos, para criar um caminho para o fluxo na culatra do estator, m é sempre um número par. Para fechar um circuito magnético de mínima relutância os pólos do rotor devem se alinhar, aos pares, com os pólos do estator e, conseqüentemente, n também é convenientemente um número par. A laminação das peças do núcleo magnético limita as correntes parasitas no rotor e no estator. Construtivamente as lâminas do rotor e do estator recebem uma camada de verniz isolante e são prensadas na montagem do empacotamento. A Fig. 2.1 ilustrou a estrutura polar saliente do GR. Uma máquina como esta foi recentemente projetada e construída para testes em laboratório. Neste caso as chapas são de aço M19 com grãos não orientados. Trata-se de uma máquina robusta. Esse tipo de máquina se beneficia da ausência de enrolamentos nos pólos do rotor, o que exclui o

aquecimento da peça por efeito joule e propicia condições para operação em velocidades muito altas (várias dezenas de milhares de *rpm*).

Os pólos salientes do rotor e do estator podem ter largura igual ou diferente. O número de pólos pode variar tanto na parte fixa como na parte móvel da máquina. A parte móvel pode ser interna ou externa ao GR. Dependendo da configuração construtiva um ou mais pares de pólos podem ser acionados simultaneamente. Estas e outras definições vão depender da aplicação da máquina e do seu projeto.

Quando se trata de um MR, a partida da máquina requer que os pólos do rotor não estejam todos alinhados com os pólos do estator para que haja um torque inicial capaz de vencer a inércia. Três estratégias básicas podem propiciar esta condição: a) o número de pólos do rotor é diferente do número de pólos do estator, o que provoca o desalinhamento natural de algum par de pólos do rotor; b) um ímã permanente de campo fraco pode posicionar o rotor adequadamente para a partida; c) o mesmo resultado pode ser obtido com pólos eletromagnéticos auxiliares [26].

O problema de pólos em desalinhamento na partida inexistente quando se trata do GR porque o movimento do rotor é provocado pela máquina primária acoplada ao eixo do rotor. Assim, o GR pode ser construído com número igual de pólos no rotor e no estator, e dispensa ímãs permanentes ou pólos auxiliares. Uma máquina do tipo $m \times m$ e projetada para acionamento monofásico, isto é, os seis pólos do estator são acionados e desligados simultaneamente, economiza dispositivos eletrônicos, já que cada fase necessita de chaves e controles dedicados. Com a mesma estratégia de acionamento essa máquina pode também alimentar três canais independentes, suprindo cargas distintas. Estudo sobre a independência dos canais em máquina 8×8 de duplo canal foi apresentado em [40].

A escolha do número de fases do GR depende de uma série de fatores. Como dito, o GR é uma máquina com tensões e correntes pulsadas unidirecionais. A Fig. 2.5 mostra a seqüência de pulsos de corrente das fases obtida de simulação para um GR 6 x 4, de três fases, a 1800 rpm, acionado por um conversor HB de três ramos. As fases se sucedem ciclicamente no processo. A Fig. 2.6 faz o mesmo para as tensões, mostrando a seqüência das fases com cores e traços diferentes. As duas figuras mostram que na seqüência de pulsos de corrente e de tensão há um intervalo de tempo entre dois pulsos sucessivos caracterizando intermitência.

A freqüência dos pulsos para a carga é dada pela equação:

$$f_p = \frac{n \times F \times rpm}{60} \quad (2.7)$$

onde:

f_p é a freqüência de pulsos em hertz;

n é o número de pólos no rotor;

F é o número de fases no estator;

rpm é a rotação do GR.

Um número maior de fases aumenta a freqüência dos pulsos melhorando o sinal de saída de tensão e corrente. Existe um intervalo de tempo sem tensão gerada entre dois pulsos sucessivos. Com mais fases estes intervalos diminuem em duração individual, mas aumentam em quantidade. Por outro lado, o aumento do número de pólos diminui a área das ranhuras limitando o número de espiras e/ou a bitola do condutor, fatores essenciais para o desempenho da máquina porque afetam diretamente a indutância da fase ou a capacidade de condução de corrente. Mais fases resultam também em maior custo de manufatura, aumento na quantidade de cobre e ferro, além de aumento no número de componentes eletrônicos. Assim a definição dependerá da aplicação pretendida. Vários arranjos são possíveis e para cada um é

fundamental criar um caminho de baixa relutância para o fluxo quando um ou mais pares de pólos estão alinhados.

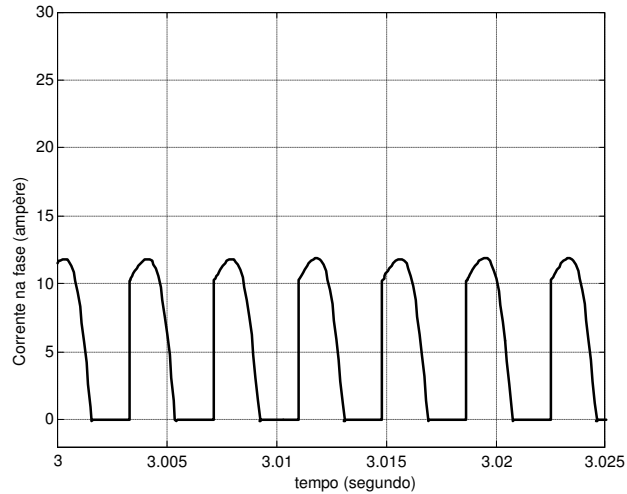


Fig. 2.5 – Pulsos de corrente unidirecional e descontínua para a carga.

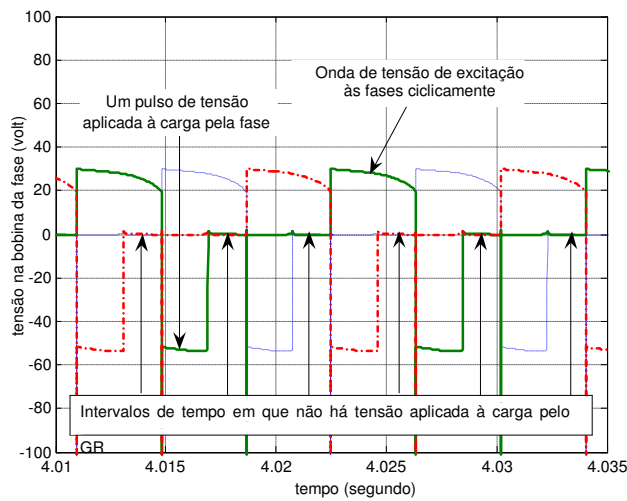


Fig. 2.6 – Pulsos de tensão unidirecional e descontínua aplicados à carga pelas fases.

(Obs.: Na Fig. 2.6, as linhas verticais indicando tensões abaixo de - 55 volts são falhas técnicas internas ao software usado)

As configurações tipo $m \times m$ têm particular interesse para minimizar o alcance de uma falta sobre o desempenho da máquina. A Fig. 2.7 mostra a distribuição do fluxo em uma máquina 8×8 quando uma bobina de fase está em falta. Não é difícil perceber que o alcance

desta falta é limitado, sobretudo quando comparado com a falta em uma fase de uma máquina funcionando com excitação única de pólos diametralmente opostos, enrolados com bobinas em série. O assunto é explorado convenientemente em [95] e [96].

A possibilidade de construções tolerantes à faltas é uma vantagem frequentemente reclamada em favor das MRC.

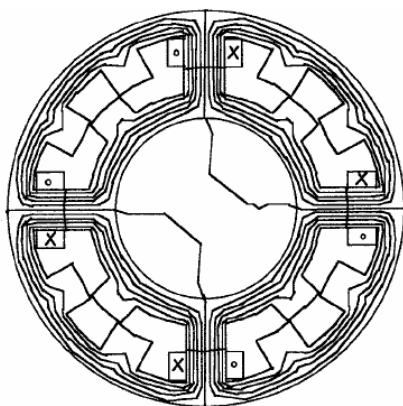


Fig. 2.7 – Redistribuição do fluxo magnético em uma máquina 8 x 8 com falta em uma bobina de fase.

Outra configuração interessante é mostrada na Fig. 2.8 onde dois pares de pólos do estator são usados para constituir uma fase e outras duas fases são constituídas da mesma forma. Fases independentes constituídas assim são individualmente mais tolerantes à faltas e, também, permitem alimentar circuitos independentes, com cargas diferentes, aumentando a confiabilidade na capacidade de atendimento do GR. Resultados experimentais para um GMR nesse tipo de aplicação multicanal, em que fases diferentes alimentam cargas diferentes, são apresentados em [87]. Arranjos com dois e três canais são mostrados em [51]. O paralelismo dos canais pode ser uma alternativa versátil conforme a aplicação.

No entanto, seja porque os estudos acerca do GR são ainda mais recentes, seja porque boa parte deles diz respeito ao GMR ou mesmo porque protótipos já estavam construídos, o fato é que no acervo coletado enfocando o GR predominam largamente máquinas $m \times n$, com $m \neq n$. De setenta e quatro configurações estator-rotor apresentadas nos artigos já citados, vinte e seis são de máquinas 6×4 , dezessete são 8×6 , dezesseis são 12×8 e dez são diversos

outros tipos de configuração. Há cinco referências à configuração 8×8 , focando a aplicação multicanal para aumentar a tolerância à faltas.

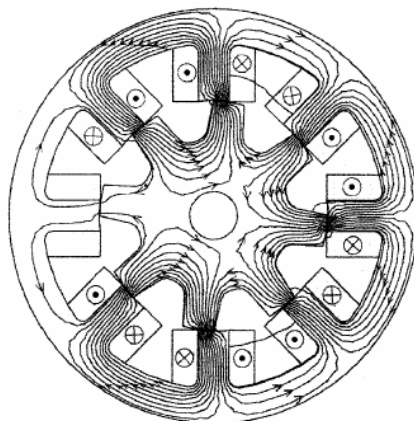


Fig. 2.8 – GR 12×8 com três canais de quatro pólos cada, que podem alimentar ou não cargas distintas.

O enrolamento dos pólos do GR pode ser independente, isto é, cada pólo do estator pode ter sua bobina com terminais alimentados diretamente pela fonte cc. Quando isto acontece, a polaridade magnética de cada pólo deve ser escolhida de modo a criar um caminho de mínima relutância no momento de alinhamento dos pólos da mesma fase. Isto pode ser feito tanto para pólos diametralmente opostos, como mostra a Fig. 2.9, quanto para pólos vizinhos, como ilustra a Fig. 2.10. Assim, bobinas de pólos opostos correspondentes podem ser interligadas ou não. Esta escolha depende da maior ou menor necessidade de tolerância à faltas ou independência de canais, e pode ser feita com base em estudos do fluxo usando métodos de elementos finitos.

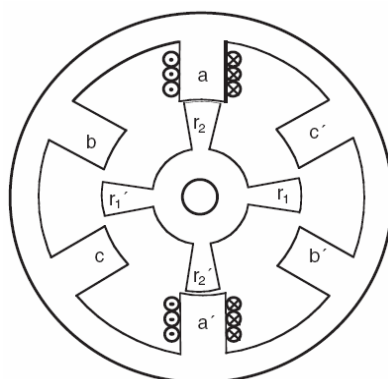


Fig. 2.9 – MRC 6×4 com três fases, mostrando os enrolamentos de uma fase [59].

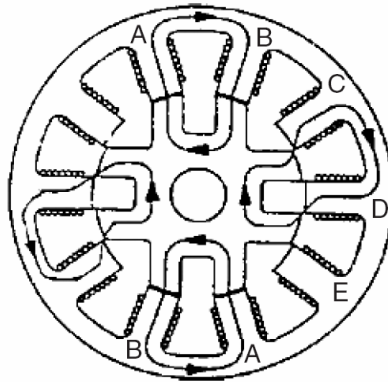


Fig. 2.10 – MRC 10 x 8 com cinco pólos mostrando os enrolamentos de fase em pólos vizinhos do estator (fluxo curto) [59].

2.5.2 – O conversor

A estrutura polar e a distribuição de bobinas de um GR fazem dele uma máquina de indutância acentuadamente variável. A Fig. 2.11 mostra o perfil de indutâncias típico de uma fase de um GR. A indutância muda com a posição angular do rotor e com a corrente, apresentando-se como uma função do tipo:

$$L = \frac{\lambda}{i} \quad (2.8)$$

onde:

i é corrente instantânea;

λ é o fluxo magnético enlaçado pelas bobinas integrantes do circuito.

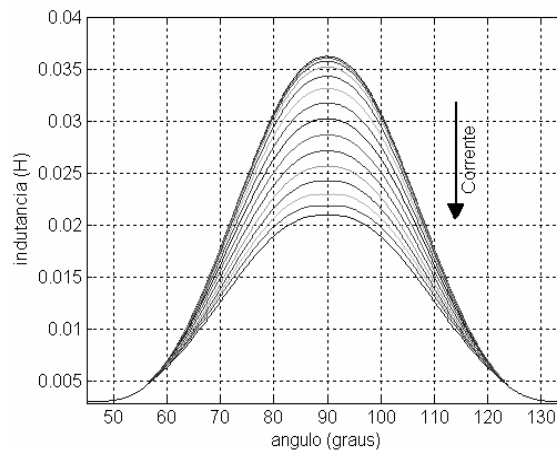


Fig. 2.11 – Curvas de indutância de uma fase em função da posição e da corrente.

A máquina funciona como GR quando a bobina correspondente à fase é ativada durante o período em que a indutância está decrescendo. Em situação oposta a ação é motora.

É assim que a mesma máquina pode ser usada como motor ou como gerador mediante a alteração no ângulo de disparo das chaves do seu conversor.

O disparo das chaves é um aspecto crítico na operação da máquina porque ele posiciona os pulsos dentro do perfil de indutância da fase, e isto tem influência decisiva sobre o rendimento e a eficiência. A Fig. 2.12 mostra duas chaves (MOSFET ou IGBT) e dois diodos constituindo o ramo de uma fase do conversor HB usado no acionamento de uma MRV. Esta configuração se repete a cada nova fase da máquina e cada ramo do conversor atua independentemente dos demais.

O conversor HB é amplamente utilizado no acionamento de MR porque é flexível e permite um estágio de regeneração de energia, quando necessário, embora seu circuito seja um tanto complexo [102]. Este conversor funciona em quatro etapas básicas: excitação, roda livre (do inglês: *freewheel*), regeneração e dasativação.

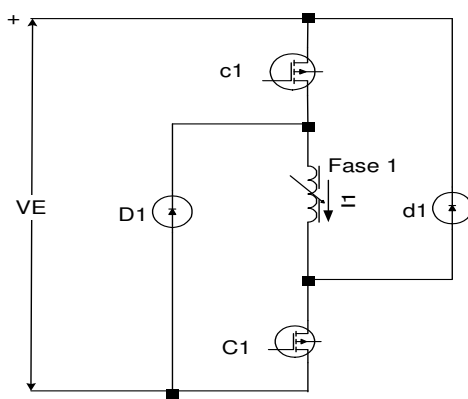


Fig. 2.12 – Esquema de acionamento para cada fase de uma MRC, consistindo de um conversor HB [103].

A etapa de excitação, mostrada na Fig. 2.13, se dá enquanto as chaves c1 e C1 permanecem fechadas e a fase fica submetida à tensão de excitação VE, o que provoca a

passagem de uma corrente crescente através da bobina desta fase. A taxa de variação da corrente é limitada pela presença da indutância própria da fase.

Quando a corrente na fase atinge um valor operacional de referência, uma das chaves (c1 ou C1) é aberta e o conversor passa para a etapa de roda livre, mostrada na Fig. 2.14. Nessa etapa a tensão aplicada à fase é anulada e a corrente existente decresce, fluindo pela chave fechada e pelo diodo diretamente polarizado desmagnetizando a bobina da fase. A etapa de roda livre pode ser utilizada para limitar a corrente na fase do MR, bastando para isto, ligar e desligar convenientemente a chave usada para causar a roda livre. Neste caso as etapas de energização e de roda livre se alternam. Este controle de corrente dentro dos limites inferior e superior escolhidos pode persistir enquanto a taxa de variação da indutância da fase for positiva. Depois disso é iniciada a etapa de regeneração.

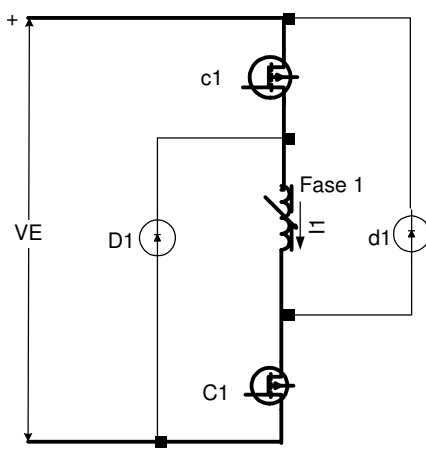


Fig. 2.13 – Circuito ativo na energização da Fase 1 do MR [103].

A etapa de regeneração é importante no MR porque a energia usada na excitação da fase é elevada em relação à energia efetivamente convertida e disponível no eixo a cada ciclo. Assim, restituir essa energia armazenada à fonte melhora significativamente o desempenho do motor. Na etapa de regeneração, mostrada na Fig. 2.15, as duas chaves são abertas e a corrente da fase passa a circular pela bobina e pelos dois diodos até se anular. A etapa de regeneração deve terminar antes que a taxa de variação da indutância se torne negativa para

evitar a produção de conjugado negativo pelo MR, a menos que esse conjugado negativo seja necessário para controlar a velocidade da máquina [103].

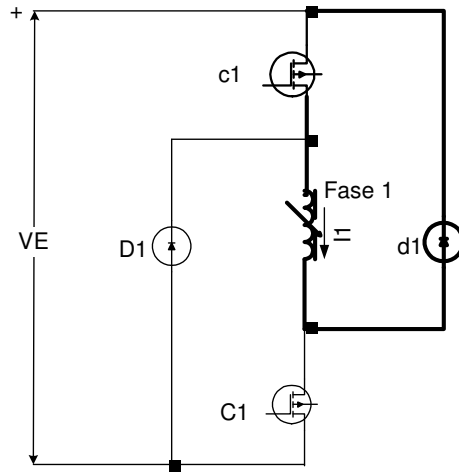


Fig. 2.14 – Circuito roda livre na Fase 1 do MR [103].

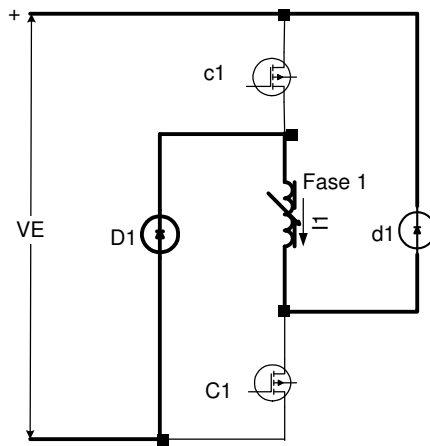


Fig. 2.15 – Circuito ativo na etapa de regeneração do MR [103].

Quando a corrente na fase se anula tem início a etapa de desativação ou de repouso da fase, a qual se estenderá até que a taxa de variação da indutância volte a ser positiva, iniciando-se aí um novo ciclo.

Uma verificação atenta na bibliografia selecionada mostra que o conversor ponte assimétrica é também o mais usado no acionamento do GR. Em sessenta e um artigos nos quais o conversor utilizado é informado ou mostrado há quarenta e nove incidências de conversor ponte assimétrica e apenas doze apresentações de diversos outros tipos de

conversores. Isto evidencia bem o fato de que as alternativas para o controle da máquina ainda estão pouco investigadas e experimentadas [8]. Além das qualidades próprias do conversor ponte assimétrica, outros fatores influenciam seu predomínio: a) os estudos sobre GR são mais recentes do que aquele sobre o MR e o conversor usado para o MR pode acionar o GR, o que significa, de certo modo, uma herança; b) parte significativa dos estudos recentes sobre o GR na verdade visa aplicações de GMR em que o conversor HB é versátil; c) parece um tanto despercebida a diferença elétrica entre o MR e o GR, a qual dá ao segundo outras alternativas de configurações de conversor, diferentes das aplicáveis ao MR.

A Fig. 2.16 mostra um circuito conversor HB simplificado, alimentado por uma fonte de cc, através do qual um GR 6×4 pode atender a uma carga resistiva. As chaves c1, C1 ou c2, C2 ou c3, C3 são fechadas e abertas simultaneamente, aos pares, mas cada par de chaves correspondente a uma das fases F1, F2 ou F3, é acionado a seu tempo, isto é, só um par de chaves está fechado num determinado instante. Durante o tempo em que as chaves de uma fase estão fechadas suas bobinas são excitadas. Após o intervalo de excitação as duas chaves dessa fase são abertas e suas bobinas alimentam a carga através dos diodos d1, D1 ou d2, D2 ou d3, D3, conforme a fase ativa no momento. O processo se repete ciclicamente. A Fig. 2.5 e a Fig. 2.6 mostraram bem esse processo de geração por pulsos sucessivos originados das três fases, cada um a seu tempo.

A cada período de excitação a fonte VE transfere energia para o campo magnético da fase correspondente. Quando as chaves dessa fase são abertas essa energia flui para a carga em conjunto com uma parcela resultante da conversão da energia mecânica do eixo da máquina em energia elétrica. No GR a etapa de roda livre corresponde à alimentação da carga e não existe a etapa de regeneração porque a energia armazenada no campo magnético durante a fase de excitação é transferida à carga elétrica durante a geração.

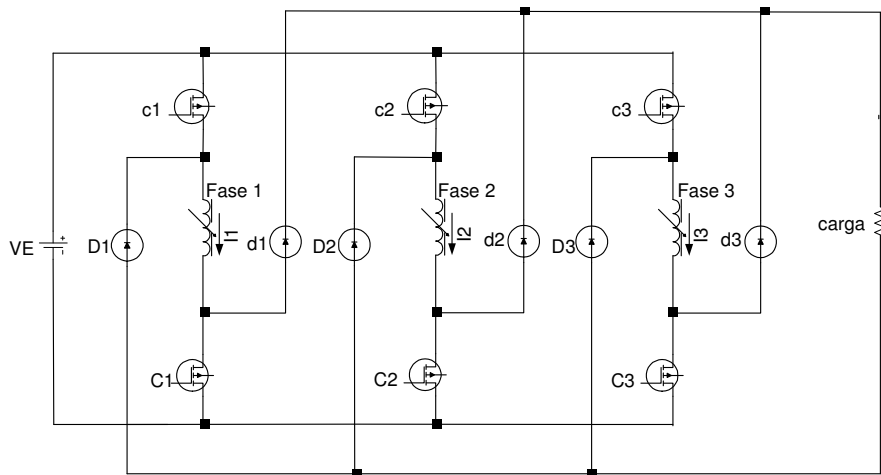


Fig. 2.16 – Circuito conversor HB usado em um GR 6 x 4.

Fica claro que o circuito elétrico de excitação da fase do GR é diferente do circuito elétrico de alimentação da carga (geração). A Fig. 2.17 e a Fig. 2.18 mostram esses dois circuitos. A fonte externa VE não participa do circuito de alimentação da carga e a tensão que faz circular corrente nesse circuito é a FCEM induzida na bobina da fase pelo movimento do rotor relativo à fase magnetizada no estator.

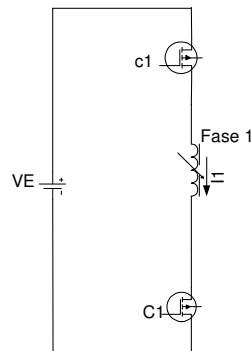


Fig. 2.17 – Circuito de excitação da Fase 1 do GR alimentado por um conversor HB.

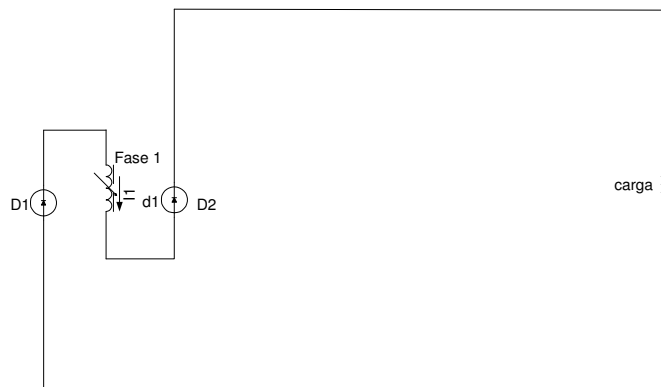


Fig. 2.18 – Circuito de alimentação da carga pela Fase 1 do GR.

O detalhamento apresentado mostra que a estratégia de acionamento do GR é diferente da que se emprega para o acionamento do MR, mesmo quando é usado o mesmo conversor.

O fato de que a cada ciclo a fonte VE armazena energia no campo magnético da fase, energia esta que depois é transferida à carga, deixa claro que a fonte cc participa da alimentação da carga e, por isto, deve ser realimentada. Uma possibilidade é usar a rede da concessionária local e, através de uma ponte retificadora obter cc para a excitação como em [9]. Neste caso o GR é dependente de outra fonte de energia elétrica. Outra possibilidade é tornar o GR auto excitado como em [79] ou como em [76]. Neste último caso um conversor HB é usado para controlar o GR. A excitação inicial é fornecida por uma fonte externa até que o nível de tensão pretendido seja alcançado em um capacitor usado para estabilizar a tensão entregue à carga. Esse mesmo capacitor passa a excitar as fases quando a fonte externa é desligada. Existe ainda a alternativa de criar um estágio de regeneração simultâneo à alimentação da carga e, assim, repor a energia de uma bateria usada para a excitação das fases [1].

2.5.3 – O controle

O controle do GR é feito sobre o seu conversor através do sistema de disparo das chaves. Dependendo da aplicação os requisitos podem variar e estes são determinantes para a definição da lógica de acionamento da máquina. Um GMR alterna seu modo de operação entre motor e gerador e, por isto, seu controle precisa receber um sinal de comutação e modificar a seqüência lógica de disparo das chaves. Então o uso de um microprocessador é necessário para tornar eficiente a comutação e a operação nos dois modos, gerador e motor. Isto é particularmente necessário nas aplicações em automóveis e aeronaves. O GR usado em aplicações eólicas atua em uma faixa de velocidades mais estreita e não opera no modo motor. Neste caso a máquina apresenta menos requisitos de processamento de dados. Processadores

sofisticados têm ainda um custo considerável, que torna inviável a competição do GR quando a máquina é de menor potência. Neste caso é o custo e não a eficiência máxima que determina a escolha do tipo de controle.

O início e o fim da excitação, a velocidade e a tensão de excitação são os parâmetros de controle da tensão gerada pelo GR [20, 76]. Fornecer uma tensão controlada à carga é um requisito importante e depende do controle dos parâmetros citados.

Por outro lado, a carga alimentada pelo GR pode consumir diretamente cc ou ser um inversor capaz de alimentar cargas ca na sua saída. Em ambos os casos a carga pode variar e provocar variações na corrente fornecida pelo GR. Algum tipo de controle dessa corrente é necessário para proteger a própria máquina. Além disto, uma tensão mais estável diminui o custo do inversor a ser usado para fornecer ca.

A Fig. 2.19 mostra o esquema de um sistema de controle que monitora a posição do rotor e a corrente para alimentar os circuitos de controle do conversor de potência onde estão as chaves controladas. O usuário atua sobre o GR em função das necessidades relacionadas à aplicação.

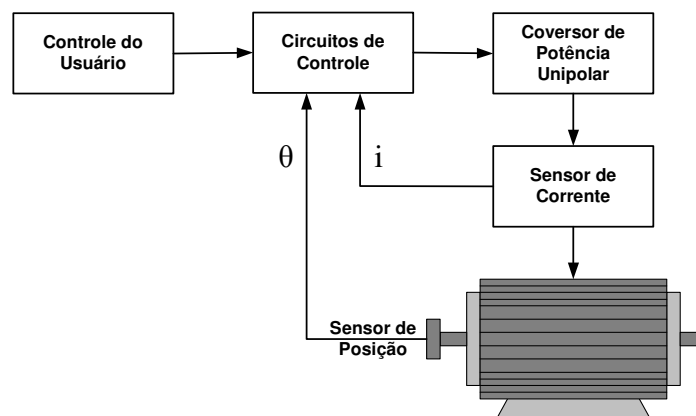


Fig. 2.19 – Sistema de controle de um GR.

O disparo das chaves depende do conhecimento da posição instantânea do rotor e os métodos usados para obter esta informação empregam ou não sensores óticos, com vantagens e desvantagens para cada modalidade.

A Fig. 2.20 mostra um arranjo físico de sensor de posição para uma máquina monofásica 2 x 2. Um disco laminado é recortado em função da disposição dos pólos do rotor. Este disco é solidário ao eixo girante e impressiona adequadamente um sensor a efeito Hall ou um sensor ótico que transmite sinais para um circuito eletrônico de controle do disparo das chaves. O método é simples e barato, mas existe suspeição quanto à longevidade do sistema, especialmente no tocante aos sensores.

Um codificador (do inglês: *encoder*) rotativo é um sensor transdutor que converte movimento ou posição angular em sinais digitais. O uso de um codificador substitui com vantagens o sistema a disco e sensores. A princípio o codificador, por ser um dispositivo testado e disponível no mercado, tem construção mais refinada e inspira maior confiança quanto à precisão e ao ciclo de vida. No entanto, seu custo elevado também inviabiliza a competitividade da MRC nos níveis de potências mais baixas. O uso de um resolvidor (do inglês: *resolver*) que fornece um sinal elétrico relacionado à velocidade do rotor também pode ser usado para alimentar o circuito de controle. Entretanto esse sinal elétrico precisará ser tratado eletronicamente para ser utilizado em um microprocessador, o que faz desta alternativa uma opção também de custo elevado.

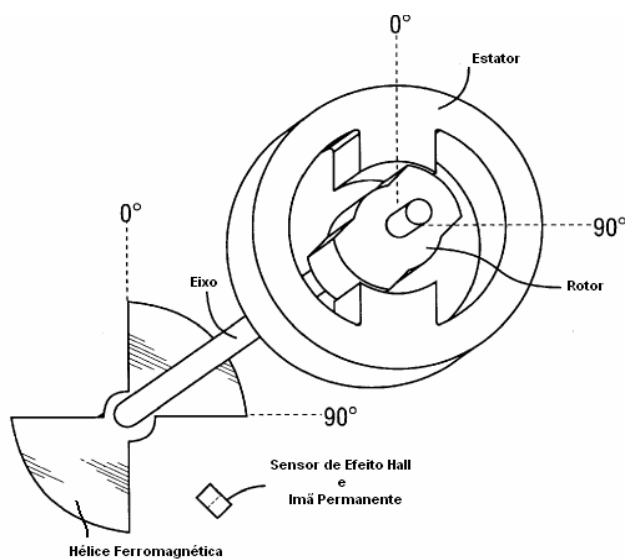


Fig. 2.20 – Sensor de posição para detecção da posição do rotor em uma máquina 2 x 2 [26].

2.6 – Vantagens e desvantagens

Apesar de o GR ter uma história mais recente, e mesmo diante da falta de registros sobre aplicações práticas implementadas em escala industrial, a MRC pode operar como gerador tão bem como opera como motor [97]. O fato é que entre as máquinas elétricas a MRC é uma das mais simples [85], o que torna bastante atrativa a investigação e o desenvolvimento de um GR consolidado no plano técnico e no plano comercial.

Conforme o que já foi apresentado, o GR é uma fonte controlável de corrente elétrica pulsada que se transforma em uma fonte cc através do emprego de um capacitor de filtro de saída no conversor ou de uma bateria de armazenamento [20]. É uma máquina de estrutura e construção sólida e barata, montada a partir de um estator e de um rotor compactos, de pólos salientes, com laminação em aço de grãos não orientados e bobinas concentradas apenas nos pólos do estator [20, 53, 69, 76, 85]. A redução no volume de cobre devida ao passo curto das bobinas unipolares confinadas ao estator [75] e do volume de material magnético em razão da estrutura recortada em pólos salientes contribui para a redução no custo de fabricação da máquina [86]. A manufatura simplificada é outro fator de economia considerável.

A ausência de bobinas no rotor e a concentração das bobinas por pólo do estator tornam essa máquina robusta e confiável [69, 75, 85]. Aliado a isto, o momento de inércia apresenta-se baixo [53]. Devido à sua arquitetura construtiva o GR não apresenta perdas joule no rotor, o que facilita sua refrigeração que fica restrita ao estator [76]. Assim, a manutenção torna-se fácil e escassa [53]. O resultado é uma expectativa de ciclo de vida maior [85, 99].

Não há ímãs permanentes e tampouco escovas [14]. As fases do GR seriam isoladas entre si eletricamente e magneticamente [11, 35, 46]. A inexistência de ímãs permanentes, aliada à individualização dos circuitos elétricos por pólo do estator, melhora extraordinariamente a tolerância da máquina a faltas porque a excitação pode ser desligada e

porque o efeito da falta fica restrito à fase em que ela se apresenta [20, 53, 75]. Além disto, a máquina é bastante flexível: suas bobinas podem operar em série ou em paralelo com facilidade [75], privilegiando cargas em caso de faltas, conforme uma hierarquia de sistema. Esta flexibilidade também se mostra útil no atendimento a tipos diferentes de carga [20].

A solidez e a integridade do rotor tornam o GR especialmente atraente para operação em velocidades elevadas [69]. Aplicações em velocidades ultra altas em aeronáutica civil e militar tem sido intensamente estudadas nos últimos anos, com resultados promissores que estão vinculados a características que são únicas desse tipo de máquina [35, 53, 75, 99].

O acionamento do GR exige um conversor eletrônico e, assim, este tipo de máquina é apropriado para funcionar a velocidades variáveis [75]. Foi constatada sua capacidade de gerar em regime de velocidades variáveis, com tensão de saída pouco sensível às variações na velocidade angular [1]. O desempenho mostrou-se eficiente em ampla faixa de operação [46]. A capacidade de sobrecarga e bom desempenho em regime e durante transitórios foi igualmente verificada [20]. Além disto, o GR resiste bem à ambientes agressivos [20, 75] e a temperaturas elevadas. Apesar dessas vantagens, a necessidade intrínseca de controle eletrônico é um obstáculo considerável para a expansão do uso dessa máquina [69].

Pela simplicidade estrutural, robustez, baixo momento de inércia e manutenção reduzida, o GR é atrativo para aproveitamentos eólicos a baixas velocidades (sem engrenagens) como uma máquina multipolar [53]. Em controle de malha fechada da potência de saída, o GR pode ser acionado por uma turbina eólica em regime de velocidade variável, mantendo a conversão de energia sempre no ponto de máxima eficiência aerodinâmica.

Os resultados experimentais demonstram que se trata de uma máquina eficiente, com elevada densidade de potência. Sua desvantagem mais citada é o ruído acústico [53, 85]. A fonte principal de ruído acústico nas MRC é a vibração do cilindro ferromagnético que une os

pólos do estator. Forças magnéticas radiais intensas criam modos de vibração ressonantes dominantes devido a imperfeições geométricas construtivas. Os modos de vibração da MRC foram estudados e equacionados em [107]. Os intervalos de aceleração da máquina correspondem largamente às maiores intensidades de ruídos. Modos de aceleração suave, adequados à redução de ruídos foram apresentados em [60]. O MR é uma dos mais promissores e vantajosos motores dentro da indústria de motores, mas o problema do ruído acústico precisa ser resolvido antes de a disseminação da MRC poder ser encarada realisticamente [60].

O GR apresenta torque acentuadamente pulsante [53, 85]. Essa ondulação é inerente à máquina devido à descontinuidade magnética dos seus pólos e acentua-se quando a máquina opera em velocidade reduzida. Isto exige uma estratégia de acionamento adequada para usar o GR em geradores eólicos em baixa velocidade [76].

Segundo [102] o projeto do GR não é uma técnica consolidada. A dificuldade e a complexidade em projetar um GR estão associadas principalmente a sua estrutura magnética variável e à elevada saturação [97], além da existência de dois circuitos elétricos: um para a fase de excitação e outro para a fase de geração. Nos momentos de início e fim de passagem dos pólos do rotor pelos pólos excitados no estator ocorre uma forte saturação magnética a qual é inerente à arquitetura desse tipo de máquina [85]. A característica magnética não linear implica em um conversor de acionamento também não linear [15], em um controle igualmente não linear, além do forte requisito em eletrônica de potência. Essa sofisticação é freqüentemente citada em desfavor do GR.

Por se tratar de uma máquina em desenvolvimento, a superação das desvantagens através da melhoria do controle com o avanço da eletrônica de potência e do micro

processamento é esperada e será progressiva. Com ela virá o aumento no leque de aplicações [53].

Atualmente o GR está em desenvolvimento para aplicações em velocidades variáveis onde suas características inerentes fazem sentido comercial. Assim, sistemas de potência aeroespaciais, GMR para veículos híbridos e energia eólica [101], automação veicular, qualidade de energia [9] e bombeamento [52] são aplicações potenciais.

No campo da racionalização do consumo de energia elétrica no uso final, o GR mostra-se atrativo para máquinas de lavar, refrigeradores e aparelhos de ar condicionado porque comprovadamente consome menos energia do que as máquinas assíncronas de potência fracionária geralmente empregadas nesses dispositivos [4].

O elevado conjugado em baixas velocidades habilita a máquina para aplicação em tração elétrica. Isto, associado à capacidade de frenagem regenerativa, faz a GMR interessante para veículos elétricos [35].

2.7 – Conclusões

As características particulares do funcionamento da MRC em parte decorrem da sua estrutura em saliência dupla. Esse tipo de máquina encontra-se entre as primeiras máquinas elétricas desenvolvidas, na primeira metade do século XIX. Até o advento da eletrônica de potência e seu desenvolvimento acentuado, os problemas encontrados no acionamento inviabilizaram a competitividade desse tipo de máquina, o que levou ao esquecimento os seus antecedentes históricos. Atualmente as máquinas a relutância são competitivas em aplicações em regime de velocidade variável e em que o emprego da eletrônica de potência é indispensável. Esse tipo de aplicação tem demanda crescente. A MRC é dual e alterna entre os modos motor e gerador mediante mudanças no seu acionamento. A sua indutância de fase é acentuadamente variável e a máquina funciona como gerador quando a fase é ativada

enquanto a indutância está decrescendo. Em caso oposto a máquina atua como motor. Estão previstas mudanças na matriz energética mundial em razão do fim próximo da era do petróleo e dos problemas ambientais causados pelo modelo atual. Muitas das fontes alternativas de energia interessantes são tipicamente de regime instável e velocidade mecânica variável. Máquinas adequadas a essas mudanças são almejadas. A MRC é uma delas.

Em um GR o número de pólos no rotor pode ser igual ou diferente do número de pólos no estator. A escolha do número de pólos depende da aplicação pretendida e de uma análise da relação custo-benefício. A configuração mais freqüentemente encontrada na literatura especializada é a 6×4 . O conversor HB é o mais usado para o acionamento do GR, no entanto, como o GR tem características elétricas que o diferenciam do MR, existem alternativas de conversores específicos para essa máquina, as quais ainda não estão desenvolvidas ou estudadas convenientemente. Em qualquer caso o ângulo de disparo das chaves é crítico para a eficiência da máquina, por isto a detecção da posição instantânea do rotor é essencial para o acionamento da máquina.

O GR tem a vantagem de ser uma máquina robusta, de construção fácil, sem perdas joule em cobre no rotor e pode ser feita com menos cobre e aço, mas requer controle eletrônico. As discontinuidades acentuadas e o ruído acústico são problemas a serem resolvidos. O campo de estudo e aplicações das máquinas a relutância em geral, e do GR em particular, está aberto a pesquisas em todos os aspectos que envolvem esse tipo de máquina porque o seu desenvolvimento atual decorre de interesse recente e crescente.

A adaptação do GR aos regimes de operação em velocidades variáveis é bastante citada [38, 67, 90]. No entanto os trabalhos que destacam esse particular, muitos deles inspirados pelo programa MEA, atentam mais para velocidades muito elevadas do que para velocidades marcadamente reduzidas. A conhecida aptidão do GR diante das variações de

velocidade levou a importantes trabalhos que tratam da sua utilização para geração de energia a partir de fonte primária eólica [10, 18, 47, 78, 83]. Neste caso, embora variáveis, as velocidades dos aerogeradores situam-se na casa das dezenas de *rpm* até pouco mais que uma centena em casos específicos.

Pouco se sabe da literatura sobre comportamento operacional do GR em função da velocidade, da tensão de excitação ou da carga. E menos ainda quanto a detalhes da correlação entre estas grandezas nessa máquina. O controle dinâmico da tensão e da potência na saída do GR depende de informações como as que foram relacionadas neste parágrafo.

A adequação do GR aos aproveitamentos eólicos depende de certa compatibilidade entre o regime eólico e o desempenho da máquina diante das variações de velocidade. Mas não foi encontrado um estudo que correlacionasse a perfil de velocidades do GR com o padrão de comportamento típico do fluxo eólico.

Os efeitos dos transitórios de velocidade e de carga sobre o comportamento e desempenho da máquina permanecem sob investigação.

Este trabalho pretende contribuir para o preenchimento dessas lacunas.

CAPÍTULO 3

MODELO MATEMÁTICO

3.1 – Introdução

A ocorrência de um fenômeno requer um modelo matemático que o represente. Este modelo deve satisfazer a duas necessidades fundamentais: a) a primeira é explicar o fenômeno com base nas leis fenomenológicas existentes ou propor uma nova lei que o explique matematicamente; b) a segunda é estabelecer uma base matemática capaz de informar sobre os estados anteriores e de prever os estados futuros do objeto observado. Um modelo matemático é abrangente quando é, também, capaz de se adaptar a eventuais variações construtivas que afetem o comportamento do objeto sob observação. Por isto a modelagem matemática é uma etapa necessária para a compreensão de um artefato em engenharia como, por exemplo, uma máquina. Uma vez estabelecido o modelo matemático adequado é possível entender e avaliar a influência das partes da máquina no seu desempenho global, prever o estado da máquina no instante seguinte e planejar melhorias que implementem o seu desempenho conforme as necessidades existentes. Assim, a modelagem matemática é essencial em engenharia e, particularmente, é decisiva na construção e implementação de máquinas e acionamentos elétricos, desde a fase de projeto até a operação e o controle.

Devido à disponibilidade de recursos matemáticos e computacionais avançados, hoje a modelagem matemática tornou-se mais eficiente em projetos de máquinas elétricas porque são possíveis etapas de simulação que informam, com boa aproximação, o seu funcionamento, tanto em regime permanente quanto em regime transitório. Com isso, há ganho importante em

relação a tempo e a custo de desenvolvimento, evitando níveis de empirismo que retardam e oneram a construção de protótipos.

A precisão de um modelo matemático está inteiramente ligada ao quanto esse modelo retrata fielmente, através de equações, o comportamento das grandezas e o comportamento funcional do sistema a ser simulado [6].

Este capítulo trata da modelagem matemática do GR no domínio do tempo.

3.2 – Sistema gerador a relutância

A Fig. 3.1 mostra o diagrama em blocos de um sistema GR excitado a partir da rede elétrica e concebido de forma a entregar energia em cc a uma carga. O sistema GR tem duas portas de entrada e uma porta de saída de energia. Uma das portas de entrada é uma ponte retificadora trifásica que entrega cc usada para excitar as fases da máquina geradora. A outra porta de entrada é mecânica. Trata-se do torque mecânico no eixo, através do qual a máquina primária transfere potência para o GR. O conversor usado para o acionamento do sistema é considerado uma parte integrante do GR, assim como o seu controle, o qual não aparece no diagrama apresentado aqui. Na fase de excitação o conversor fornece cc para alimentar a máquina e, na fase de geração, esta fornece cc para alimentar a carga através do conversor. A porta de saída é elétrica e alimenta uma carga em cc. A adição de um inversor na saída é considerada para suprir cargas em ca [8, 38]. O uso de uma topologia de cicloconversor é sugerido em [64]. Neste trabalho o foco é o sistema GR e não o retificador ou o inversor.

A tensão e a corrente de excitação, o estado dos semicondutores no conversor, as tensões e correntes nas bobinas das fases, o conjugado mecânico e o conjugado eletromagnéticos no eixo do GR, a tensão e a corrente na saída do conversor são grandezas interdependentes. O modelo matemático do GR deve ser capaz de relacioná-los de modo a determinar o estado do sistema e dos seus componentes a cada instante.

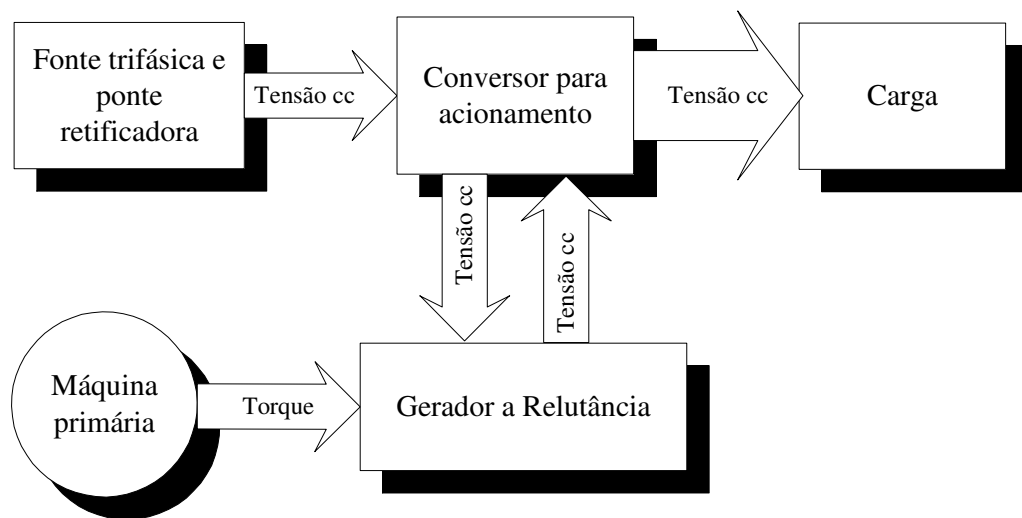


Fig. 3.1 – Diagrama em blocos do GR.

3.3 – Equação de estados para o gerador a relutância

A Fig. 3.2 mostra uma alternativa de conversor HB utilizado para o acionamento de um GR de três fases. Foi sugerido o emprego de um indutor após a ponte retificadora para inibir valores elevados de di/dt . Neste arranjo de conversor os circuitos de excitação e de alimentação da carga têm em comum as bobinas das fases como mostram a Fig. 2.17 e a Fig. 2.18. É conveniente ressaltar aqui que a dualidade de malhas elétricas própria do GR torna a sua modelagem diferente e um pouco mais complexa do que a do MR em que a malha elétrica é única [94].

Da esquerda para a direita a figura mostra uma fonte alternada trifásica (R, S, T) alimentando uma ponte retificadora de diodos, a qual está em paralelo com um capacitor C_e que se destina a amortecer a ondulação na tensão cc usada para a excitação das bobinas da máquina. A parte central da Fig. 3.2 mostra um conversor com dois MOSFET e dois diodos por fase. Este conversor inicia e encerra o período de excitação de cada fase através do fechamento e da abertura dos MOSFET.

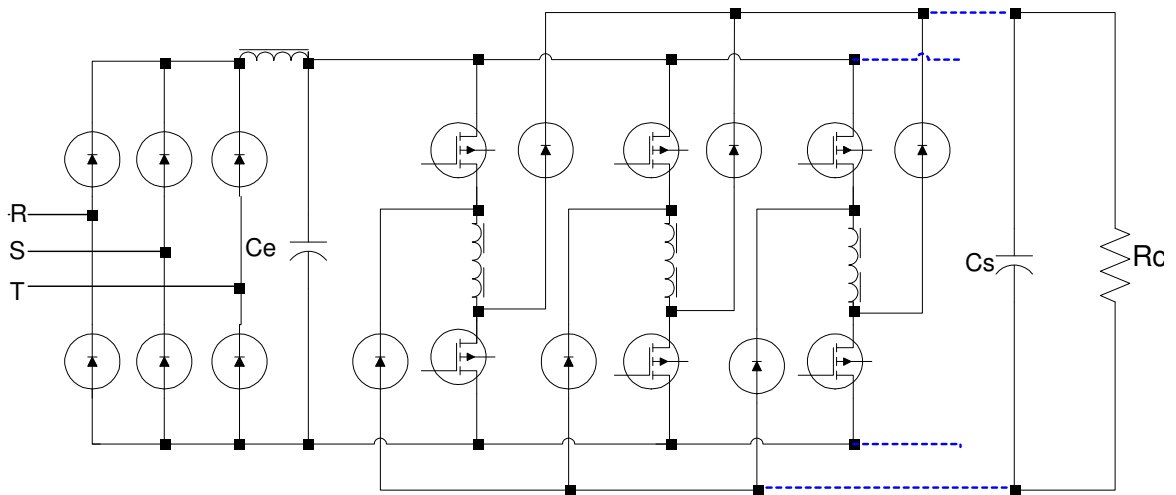


Fig. 3.2 – Topologia de conversor HB para GR $m \times n$.

Finalmente, à direita na Fig. 3.2, um capacitor C_s é conveniente para estabilizar a tensão sobre a carga R_c porque o GR gera ondas pulsadas de cc.

O número de fases de um GR não está a princípio limitado e, como já foi visto no Capítulo 2, depende da configuração de pólos salientes no estator e no rotor, assim como depende de como as bobinas destes pólos são ligadas entre si. O fato é que cada fase deve ter um número de pólos adequado conforme o projeto da máquina, número este que deve ser par de modo a fornecer caminho de retorno ao estator para o fluxo que cruza o rotor.

Considera-se agora um GR rotativo de F fases com um conversor como o da Fig. 3.2. A equação (2.2) é também a definição de indutância dada em [41], de modo que:

$$L = \frac{\lambda}{i} \quad (3.1)$$

onde:

i é corrente instantâneas;

λ é o fluxo magnético enlaçado pelas bobinas integrantes do circuito.

Levando em conta as equações (2.5) e (2.6) é possível escrever:

$$L = \mu N^2 \frac{A}{l} \quad (3.2)$$

onde:

μ é a permeabilidade equivalente do circuito magnético (ferro e entreferro);

N é o número de espiras nas bobinas integrantes do circuito;

l é o comprimento médio desse circuito;

A é a área transversal por onde circula o fluxo enlaçado, aqui considerada uniforme.

A equação (3.2) evidencia que a indutância é função de parâmetros físicos definidos na construção da máquina: o número de espiras, a área por onde flui o fluxo e o comprimento equivalente do circuito magnético. A indutância também depende da permeabilidade equivalente do circuito magnético que é constituído dos entreferros e do material magnético de que são feitos o rotor e o estator. Este material magnético satura, isto é, tem capacidade decrescente de suportar aumento no fluxo magnético através dele e tem um limite superior para o fluxo a que pode dar vazão. Na equação (3.1) é possível perceber que, à medida que o fluxo magnético diminui sua taxa de crescimento com o aumento da corrente na bobina e aproxima-se do seu valor limite, a indutância diminui seu valor. Esta observação levada na equação (3.2) evidencia que, com a saturação do material magnético, a permeabilidade equivalente diminui, como era de se esperar. Adicionalmente, como o rotor é móvel, os parâmetros l e A variam conforme a posição angular θ . Logo, as indutâncias das fases em um GR dependem da posição angular e do valor da corrente elétrica nas bobinas, sendo então uma função do tipo $L(\theta, i)$.

Com o propósito de obter uma equação para o circuito da fase de ordem j , considere-se uma bobina equivalente, de indutâncias própria e mútuas dependentes da posição angular do rotor (θ) e da corrente na bobina da fase (i). Esta bobina tem uma resistência interna R_j , na

fase de ordem j e a corrente instantânea nesta fase é i_j . Então a tensão nos terminais da bobina, conforme visto na subseção 2.1, é dada por:

$$v_j = R_j i_j + \frac{d\lambda_j}{dt} \quad (3.3)$$

Para F fases, o fluxo concatenado com a fase j será dado por:

$$\lambda_j = L_{j1}i_1 + L_{j2}i_2 + \dots + L_{jj}i_j + \dots + L_{jF}i_F \quad (3.4)$$

com j variando de 1 a F . L_{jk} , $j \neq k$, é a indutância mútua entre duas bobinas de fase j e k , e L_{jj} é a indutância própria da bobina da fase j . De modo que, para a fase j temos a seguinte equação para o fluxo magnético:

$$\lambda_j = L_{jj}i_j + \sum_{k=1}^F L_{jk}i_k, j \neq k \quad (3.5)$$

Substituindo a equação (3.5) na equação (3.3) obtemos a equação elétrica de fase na forma:

$$v_j = R_j i_j + \frac{d}{dt} \left(L_{jj}i_j + \sum_{k=1}^F L_{jk}i_k, j \neq k \right) \quad (3.6)$$

Expandindo a soma podemos escrever:

$$\begin{aligned} v_1 &= R_1 i_1 + \frac{dL_{11}i_1}{dt} + \frac{dL_{12}i_2}{dt} + \dots + \frac{dL_{1F}i_F}{dt} \\ v_2 &= R_2 i_2 + \frac{dL_{21}i_1}{dt} + \frac{dL_{22}i_2}{dt} + \dots + \frac{dL_{2F}i_F}{dt} \\ &\dots \\ v_F &= R_F i_F + \frac{dL_{F1}i_1}{dt} + \frac{dL_{F2}i_2}{dt} + \dots + \frac{dL_{FF}i_F}{dt} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Expandindo também as derivadas dos produtos e considerando que L_{jk} é uma função da posição angular do rotor obtemos:

$$\begin{aligned}
 v_1 &= R_1 i_1 + L_{11} \frac{di_1}{dt} + L_{12} \frac{di_2}{dt} + \dots + L_{1F} \frac{di_F}{dt} + i_1 \frac{\partial L_{11}}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} + i_2 \frac{\partial L_{12}}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} + \dots + i_F \frac{\partial L_{1F}}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \\
 v_2 &= R_2 i_2 + L_{21} \frac{di_1}{dt} + L_{22} \frac{di_2}{dt} + \dots + L_{2F} \frac{di_F}{dt} + i_1 \frac{\partial L_{21}}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} + i_2 \frac{\partial L_{22}}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} + \dots + i_F \frac{\partial L_{2F}}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (3.8) \\
 &\dots\dots\dots \\
 v_F &= R_F i_F + L_{F1} \frac{di_1}{dt} + L_{F2} \frac{di_2}{dt} + \dots + \frac{dL_{FF}}{dt} i_F + i_1 \frac{\partial L_{F1}}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} + i_2 \frac{\partial L_{F2}}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} + \dots + i_F \frac{\partial L_{FF}}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt}
 \end{aligned}$$

Por definição temos que:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (3.9)$$

onde:

ω é a velocidade angular;

θ é a posição angular instantânea do rotor.

As equações apresentadas são equações diferenciais não lineares e sua natureza um tanto complexa aponta para a necessidade de buscar uma solução através de métodos numéricos. Então, para isto, as equações (3.8) podem assumir uma forma matricial como se segue:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + \omega \frac{\partial L_{11}}{\partial \theta} & \omega \frac{\partial L_{12}}{\partial \theta} & \cdot & \omega \frac{\partial L_{1F}}{\partial \theta} \\ \omega \frac{\partial L_{21}}{\partial \theta} & R_2 + \omega \frac{\partial L_{22}}{\partial \theta} & \cdot & \omega \frac{\partial L_{2F}}{\partial \theta} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \omega \frac{\partial L_{F1}}{\partial \theta} & \omega \frac{\partial L_{F2}}{\partial \theta} & \cdot & R_F + \omega \frac{\partial L_{FF}}{\partial \theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_F \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \cdot & L_{1F} \\ L_{21} & L_{22} & \cdot & L_{2F} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ L_{F1} & L_{F2} & \cdot & L_{FF} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \vdots \\ \dot{i}_F \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

A equação matricial (3.10) descreve o comportamento eletromagnético do GR.

A equação mecânica da máquina pode ser obtida a partir da análise da sua dinâmica de movimento. O que se observa é que, no GR, a máquina primária deve fornecer torque mecânico (T_m) capaz de equilibrar o torque eletromagnético resistente, de vencer a inércia rotacional nas variações de velocidade e de vencer o atrito dinâmico nos mancais de sustentação e guia do rotor. O torque eletromagnético é de natureza resistente, isto é, atua de forma a se opor à causa que o provocou, de modo que é negativo em relação ao sentido de rotação do GR. Assim, tendo como referência o sentido de rotação do eixo, a equação que melhor descreve o conjugado no GR apresenta-se na forma:

$$T_m = -T_{emag} + D\omega + J \frac{d\omega}{dt} \quad (3.11)$$

onde:

T_m é o conjugado mecânico aplicado;

T_{emag} é o conjugado eletromagnético;

ω é a velocidade angular;

J é o momento de inércia;

D é o coeficiente de atrito viscoso.

Para obter uma equação para o conjugado eletromagnético considera-se a Fig. 3.3 que mostra a curva de magnetização típica para uma fase de um GR em certa posição θ do rotor. Esta curva mostra a saturação do material magnético.

A co-energia (W^{co}) da fase de ordem j , para a posição θ do rotor, é dada por:

$$W_j^{co}(\theta, i) = \int_0^i \lambda(\theta, i) di \quad (3.12)$$

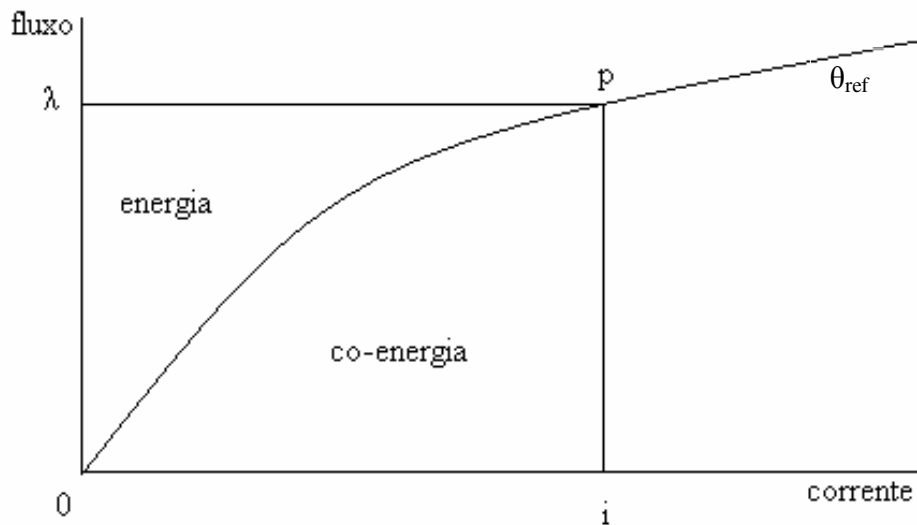


Fig. 3.3 – Curva de magnetização típica para uma fase do GR.

Como esta equação se aplica a cada fase da máquina, a co-energia instantânea do GR será dada por:

$$W^{co} = W_1^{co} + W_2^{co} + \dots + W_F^{co} \quad (3.13)$$

Ou, mais formalmente, por:

$$W^{co}(i, \theta) = \sum_{k=1}^F W_k^{co}(i, \theta) \quad (3.14)$$

Segundo [41], o torque eletromagnético instantâneo é dado pela equação:

$$T_{emag} = \frac{\partial W^{co}(i, \theta)}{\partial \theta} \quad (3.15)$$

cuja expansão é:

$$T_{emag} = \frac{\partial W_1^{co}}{\partial \theta} + \frac{\partial W_2^{co}}{\partial \theta} + \dots + \frac{\partial W_F^{co}}{\partial \theta} \quad (3.16)$$

A substituição da equação (3.16) na equação (3.11) resulta em:

$$T_m = -\left(\frac{\partial W_1^{co}}{\partial \theta} + \frac{\partial W_2^{co}}{\partial \theta} + \dots + \frac{\partial W_F^{co}}{\partial \theta}\right) + D\omega + J \frac{d\omega}{dt} \quad (3.17)$$

Incorporando a equação (3.17) na equação (3.10) e usando também a conhecida notação $\dot{\theta} = d\theta/dt$, igualmente aplicada às derivadas temporais da corrente e da velocidade angular, após rearranjo, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \cdot \\ v_F \\ T_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & \omega \frac{\partial L_{12}}{\partial \theta} & \cdot & \omega \frac{\partial L_{1F}}{\partial \theta} & 0 & 0 \\ \omega \frac{\partial L_{21}}{\partial \theta} & R_2 & \cdot & \omega \frac{\partial L_{2F}}{\partial \theta} & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \omega \frac{\partial L_{F1}}{\partial \theta} & \omega \frac{\partial L_{F2}}{\partial \theta} & \cdot & R_F & 0 & 0 \\ -\frac{\partial W_1^{co}}{\partial \theta} & -\frac{\partial W_2^{co}}{\partial \theta} & \cdot & -\frac{\partial W_F^{co}}{\partial \theta} & D & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \cdot \\ i_F \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \cdot & L_{1F} & 0 & i_1 \frac{\partial L_{11}}{\partial \theta} \\ L_{21} & L_{22} & \cdot & L_{2F} & 0 & i_2 \frac{\partial L_{22}}{\partial \theta} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ L_{F1} & L_{F2} & \cdot & L_{FF} & 0 & i_F \frac{\partial L_{FF}}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & \cdot & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cdot \\ i_1 \\ \cdot \\ i_2 \\ \cdot \\ i_F \\ \omega \\ \cdot \\ \theta \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Designando por [V], [R], [I], [L] e $\dot{[I]}$ as matrizes na ordem em que aparecem em (3.18) obtém-se:

$$[V] = [R][I] - [L] \dot{[I]} \quad (3.19)$$

Da equação (3.19) é possível evoluir para a equação de estados da máquina isolando-se a matriz $\dot{[I]}$ de modo a obter:

$$\dot{[I]} = [L]^{-1}[V] - [L]^{-1}[R][I] \quad (3.20)$$

Esta equação de estados é capaz de descrever completamente o estado de cada fase da máquina a qualquer instante. É possível observar que as matrizes [R] e [L] dependem de parâmetros construtivos da máquina. Trata-se de uma equação diferencial e para cada matriz

de entrada [V] é possível encontrar a matriz de saída [I]. A solução desse tipo de sistema é acessível através de métodos numéricos computacionais iterativos.

3.4 – As indutâncias mútuas

Quase todos os textos técnicos que tratam do GR desconsideram a influência do acoplamento mútuo entre as fases. Entre os principais argumentos para este procedimento está o de que as bobinas são concentradas nos pólos e cada fase é excitada a seu tempo, então as indutâncias mútuas são pequenas e, por isto podem ser negligenciadas [30], reduzindo custos computacionais. Para um dos protótipos usados neste trabalho, segundo [52], o valor da indutância mútua é inferior a 1% do valor da indutância própria da fase.

Outro argumento é que, uma vez que elas existem mas são pequenas, podem ser desconsideradas no projeto básico do GR, nas simulações e nas avaliações do desempenho do protótipo sem reflexos importantes nos resultados físicos obtidos nos protótipos. Segundo [30], essa postura é bastante razoável e conveniente para uma grande quantidade de aplicações industriais mas, torna-se um problema sério, por exemplo, no caso de máquinas para elevado desempenho ou em aplicações aeroespaciais. Assim, a consideração dos efeitos das indutâncias mútuas deve ser feita sempre que estudos evidenciarem a sua relevância. Ainda em [30] os autores se estendem com muita propriedade na discussão dos efeitos de L_{jk} , $j \neq k$, e apresentam resultados experimentais.

No entanto, não foi encontrado outro documento conferindo a mesma importância às indutâncias mútuas. Ao contrário, a independência magnética das fases do GR, juntamente com sua independência elétrica, é apontada em vários artigos como uma vantagem dessas máquinas, a qual está relacionada com a sua tolerância a faltas que é destacada em vários trabalhos de diferentes autores.

Por fim, é evidente a simplicidade acrescida ao modelo quando as indutâncias mútuas são consideradas nulas.

Com as indutâncias mútuas tornadas nulas, a equação (3.18) se reduz a:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \cdot \\ v_F \\ T_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & \cdot & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & \cdot & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & R_F & 0 & 0 \\ -\frac{\partial W_1^{co}}{\partial \theta} & -\frac{\partial W_2^{co}}{\partial \theta} & \cdot & -\frac{\partial W_F^{co}}{\partial \theta} & D & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \cdot \\ i_F \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 & \cdot & 0 & 0 & i_1 \frac{\partial L_1}{\partial \theta} \\ 0 & L_2 & \cdot & 0 & 0 & i_2 \frac{\partial L_2}{\partial \theta} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & L_F & 0 & i_F \frac{\partial L_F}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & \cdot & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \cdot \\ \dot{i}_F \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

3.5 – Modelo matemático linear para uma máquina de três fases

No presente trabalho um GR 6 x 4 pólos e três fases é o tipo de máquina usada em testes experimentais. Considerando nulas as indutâncias mútuas e denominando as fases como 1, 2 e 3, a equação (3.21) assume a forma:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ T_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 & 0 \\ -\frac{\partial W_1^{co}}{\partial \theta} & -\frac{\partial W_2^{co}}{\partial \theta} & -\frac{\partial W_3^{co}}{\partial \theta} & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & i_1 \frac{\partial L_1}{\partial \theta} \\ 0 & L_2 & 0 & 0 & i_2 \frac{\partial L_2}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & L_3 & 0 & i_3 \frac{\partial L_3}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{i}_3 \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

A Fig. 3.4 mostra a curva de magnetização linear típica para uma fase do GR.

A equação (3.12), para a co-energia da fase 1 é:

$$W_1^{co}(\theta, i) = \int_0^i L_1 i_1 di_1 \quad (3.23)$$

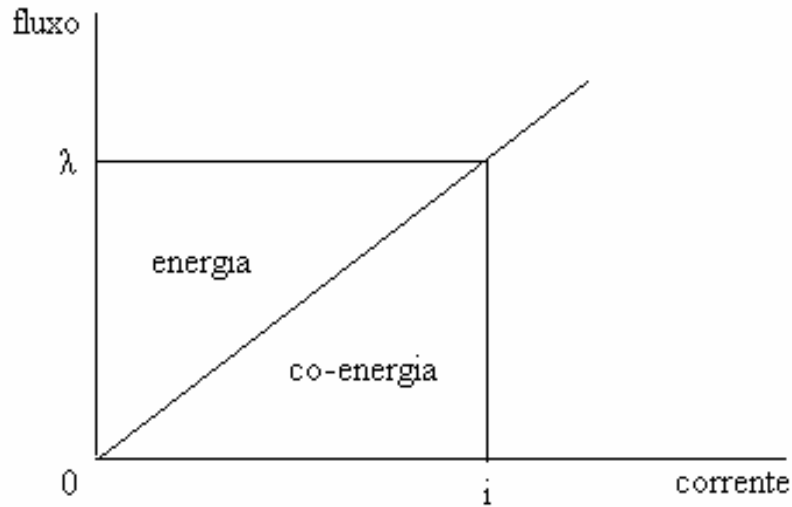


Fig. 3.4 – Curva de magnetização linear.

Da definição de indutância temos:

$$L_1 = \frac{\lambda_1}{i_1} \quad (3.24)$$

E, portanto, L_1 é constante em relação a i_1 no modelo linear. Isto permite escrever:

$$W_1^{co} = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 \quad (3.25)$$

Considerando as três fases, a co-energia do GR é dada por:

$$W^{co} = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 + \frac{1}{2} L_3 i_3^2 \quad (3.26)$$

Da união das equações (3.26) e (3.15) resulta:

$$T_{emag} = \frac{1}{2} i_1^2 \frac{\partial L_1}{\partial \theta} + \frac{1}{2} i_2^2 \frac{\partial L_2}{\partial \theta} + \frac{1}{2} i_3^2 \frac{\partial L_3}{\partial \theta} \quad (3.27)$$

Levando este resultado de forma conveniente em (3.22), obtemos a equação matricial aplicável ao GR trifásico quando as indutâncias mútuas são consideradas dispensáveis:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ T_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 & 0 \\ -i_1 r_1 & -i_2 r_2 & -i_3 r_3 & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & i_1 \frac{\partial L_1}{\partial \theta} \\ 0 & L_2 & 0 & 0 & i_2 \frac{\partial L_2}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & L_3 & 0 & i_3 \frac{\partial L_3}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{i}_3 \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

onde: $r_1 = \frac{1}{2} \frac{\partial L_1}{\partial \theta}$; $r_2 = \frac{1}{2} \frac{\partial L_2}{\partial \theta}$ e $r_3 = \frac{1}{2} \frac{\partial L_3}{\partial \theta}$ (3.29)

A equação de estados (3.20) mantém a mesma forma e, para as modelagens que se seguem, a equação (3.28) será utilizada porque esta equação é capaz de descrever completamente o estado de cada fase do GR linear trifásico.

A Fig. 3.5 mostra as principais dimensões do rotor e do estator do GR 6×4 , entre elas a largura do dente do estator (t_s) e a largura do dente do rotor (t_R). Os perfis lineares de indutância são diferentes conforme $t_R \neq t_s$ ou $t_R = t_s$.

A Fig. 3.6 mostra que, quando as larguras dos dentes do rotor e do estator são diferentes, existe um intervalo de indutância constante em valor máximo o qual dura de θ_2 a θ_4 . Na posição θ_2 o dente do rotor inicia o percurso de máxima sobreposição em relação ao dente do estator e inicia a ultrapassagem deste. Em θ_3 o eixo central do dente do rotor coincide com o eixo central do dente do estator e o alinhamento é central. A partir de θ_4 a sobreposição dos dentes deixa de ser máxima. A Fig. 3.7 mostra as posições relativas θ_1 , θ_2 , θ_3 , θ_4 e θ_5 entre os dentes do rotor e os do estator. Antes de θ_1 e após θ_5 a indutância da fase é tomada em seu valor mínimo.

A estratégia de acionamento do GR 6×4 usada nas simulações e nos testes experimentais, cujos resultados são apresentados neste trabalho, é tal que uma única fase está excitada a cada momento. A equação (3.28) permite escrever para a fase 1:

$$v_1 = R_1 i_1 + L_1 \dot{i}_1 + i_1 \omega \frac{\partial L_1}{\partial \theta} \quad (3.30)$$

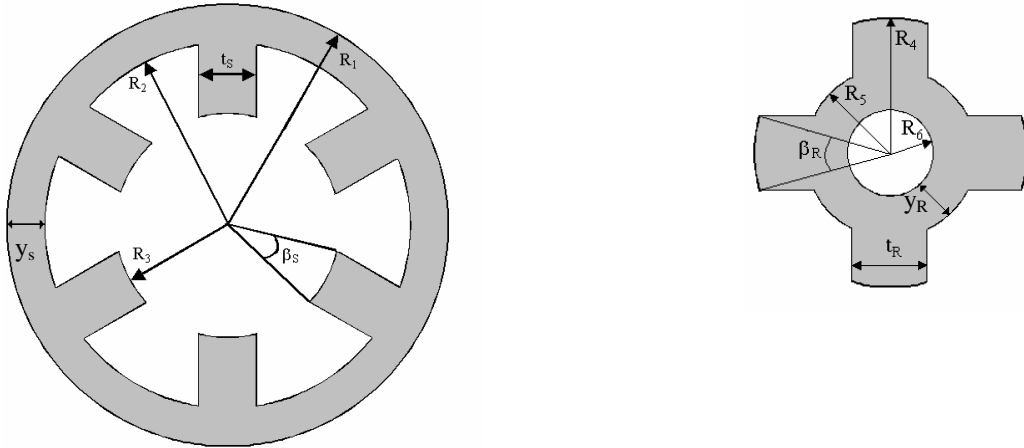


Fig.3.5 – Dimensões principais de projeto do rotor e do estator no GR 6 x 4.

Como o terceiro termo no segundo membro da equação (3.30) é a FCEM gerada ou tensão induzida a partir do movimento do pólos do rotor em relação a pólos excitados do estator, podemos escrever:

$$e = i_1 \omega \frac{\partial L_1}{\partial \theta} \quad (3.31)$$

onde $e = \text{FCEM} = \text{força contra-eletromotriz}$ ou tensão induzida;

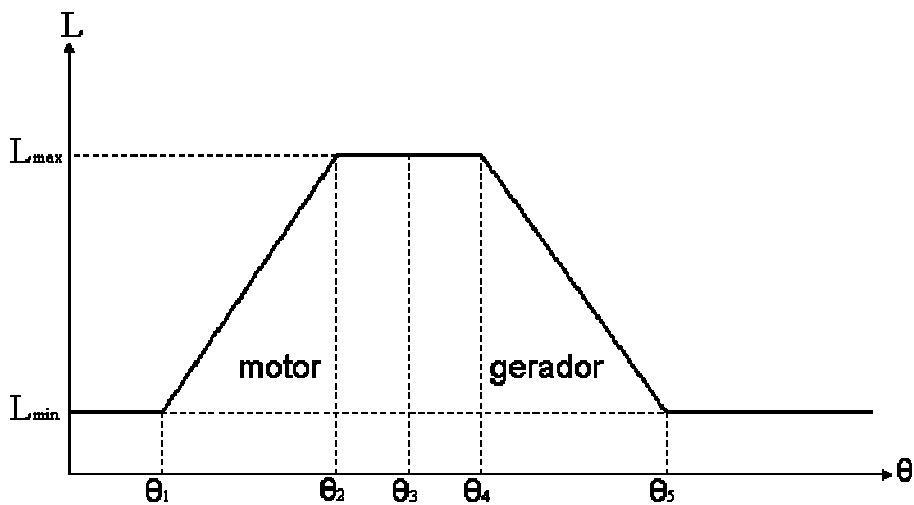


Fig. 3.6 – Perfil de indutância da fase quando $t_s \neq t_r$.

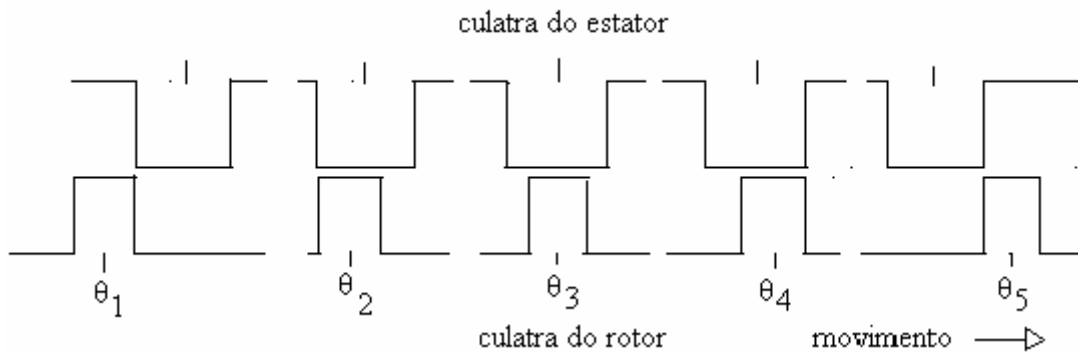


Fig. 3.7 – Posições relativas entre o rotor e o estator quando $t_s \neq t_r$.

A corrente e a velocidade angular são unidirecionais. Então o sinal algébrico de e em (3.31) depende do sinal da taxa de variação da indutância em relação à posição.

A expressão para o conjugado mecânico obtida da equação (3.28) é:

$$T_m = -\left(\frac{1}{2}i_1^2 \frac{\partial L_1}{\partial \theta} + \frac{1}{2}i_2^2 \frac{\partial L_2}{\partial \theta} + \frac{1}{2}i_3^2 \frac{\partial L_3}{\partial \theta}\right) + D\omega + J \frac{d\omega}{dt} \quad (3.32)$$

Considerando que i_1 é diferente de zero e também que $i_2=i_3=0$, para a fase I ativa, a equação (3.27) pode ser escrita como:

$$T_m = -\frac{1}{2}i_1^2 \frac{\partial L_1}{\partial \theta} + D\omega + J \frac{d\omega}{dt} \quad (3.33)$$

O primeiro termo no segundo membro da equação (3.33) é o T_{emag} resistente cujo sinal algébrico também depende do sinal de $\partial L/\partial \theta$.

Na Fig. 3.6, entre θ_1 e θ_2 a indutância cresce de L_{min} até L_{max} de modo que:

$$\frac{\partial L}{\partial \theta} = \frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_2 - \theta_1} > 0 \quad (3.34)$$

Nesse intervalo a tensão induzida é positiva e diminui a tensão v_1 aplicada nos terminais da bobina da fase. Por outro lado, o T_{emag} resistente é negativo e, portanto, é um

torque motor. Por isto a máquina funciona como motor, como mostrado na Fig. 3.6, e provoca queda de tensão no circuito elétrico de alimentação.

Na Fig. 3.6, entre θ_4 e θ_5 a indutância decresce de L_{max} até L_{min} de modo que:

$$\frac{\partial L}{\partial \theta} = -\frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_5 - \theta_4} < 0 \quad (3.35)$$

Neste outro intervalo a tensão induzida é negativa e aumenta a tensão v_l aplicada nos terminais da bobina da fase. Por outro lado, o T_{emag} é positivo e, portanto, é um torque em oposição ao torque mecânico externo aplicado ao eixo da máquina. Neste caso a máquina funciona como gerador, como mostrado na Fig. 3.6, e provoca elevação de tensão nos terminais da bobina da fase. Nos demais intervalos a FCEM e o T_{emag} dessa fase são nulos.

O desenvolvimento apresentado confirma, matematicamente, a natureza dual da máquina a relutância e explicita porque o funcionamento como motor ou como gerador depende do ângulo de acionamento.

A substituição da equação (3.35) na equação (3.28) resulta na equação (3.36).

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ T_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}i_1 \left[\frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_5 - \theta_4} \right] & \frac{1}{2}i_2 \left[\frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_5 - \theta_4} \right] & \frac{1}{2}i_3 \left[\frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_5 - \theta_4} \right] & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & -i_1 \frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_5 - \theta_4} \\ 0 & L_2 & 0 & 0 & -i_2 \frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_5 - \theta_4} \\ 0 & 0 & L_3 & 0 & -i_3 \frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_5 - \theta_4} \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{i}_3 \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

A equação (3.36) permite construir uma equação de estados mais simples (3.20) para um GR de três fases com perfil de indutância trapezoidal. A partir da equação de estados com o modelo trapezoidal de indutâncias é possível simular o funcionamento da máquina com menos recursos computacionais e com tempo de resposta rápido. Deve-se registrar, no entanto, que agora a equação é discreta, com valores fixo diferentes de indutância conforme a posição angular correspondente na Fig. 3.6. Isto afasta os resultados do que acontece na realidade.

Para um GR com $t_R = t_s$ o perfil de indutâncias é mostrado na Fig. 3.8. Nenhuma alteração precisa ser feita na equação (3.36) para simular o GR com um perfil idealizado de indutâncias com forma triangular. E, exceto por detalhes operacionais relacionados aos ângulos de disparo das chaves, o programa de simulação para um ou outro perfil idealizado é o mesmo nos dois casos.

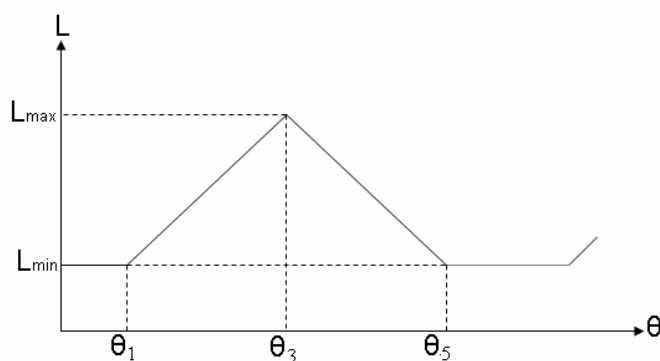


Fig. 3.8 – Perfil triangular idealizado para a indutância da fase do GR.

3.6 – Modelo matemático senoidal

Embora os resultados obtidos a partir da modelagem trapezoidal ou triangular do GR 6 x 4 sejam interessantes, deve-se considerar o fato de que o perfil de indutâncias mostrado nas Fig. 3.6 e 3.8 afasta-se consideravelmente do perfil sugerido pela curva experimental

tipificada na Fig. 3.3. De fato, na máquina real a indutância segue uma curva e não uma reta.

Por isto um modelo senoidal tende a agregar qualidade aos resultados de simulações

Também na modelagem senoidal as indutâncias mútuas serão desconsideradas.

Para aproximar de uma senóide os perfis das indutâncias das fases, sejam estas dadas pelas seguintes três equações:

$$L_1 = A + B \cos(4\theta) \quad (3.37)$$

$$L_2 = A + B \cos(4(\theta - 60^\circ)) \quad (3.38)$$

$$L_3 = A + B \cos(4(\theta + 60^\circ)) \quad (3.39)$$

Onde A e B são duas constantes calculadas a partir dos valores máximo e mínimo da indutância da fase do gerador:

$$A = \frac{L_{\max} + L_{\min}}{2} \quad (3.40)$$

$$B = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{2} \quad (3.41)$$

Neste caso, para a fase 1, os valores máximo e mínimo da indutância ocorrem em $\theta = 0^\circ$ e em $\theta = 45^\circ$. Também neste caso pode ser observado, com base nas equações de (3.37) a (3.42), que as indutâncias das fases só dependem da posição angular, o que é característica de modelos lineares.

A Fig. 3.9 mostra uma comparação entre os perfis triangular e senoidal para os mesmos valores máximo e mínimo das indutâncias da fase.

Derivando as equações (3.37), (3.38) e (3.39) em relação à posição angular θ obtêm-se as equações:

$$\frac{dL_1(\theta)}{d\theta} = -4Bsen(4\theta) \quad (3.42)$$

$$\frac{dL_2(\theta)}{d\theta} = -4Bsen(4(\theta - 60^\circ)) \quad (3.43)$$

$$\frac{dL_3(\theta)}{d\theta} = -4Bsen(4(\theta + 60^\circ)) \quad (3.44)$$

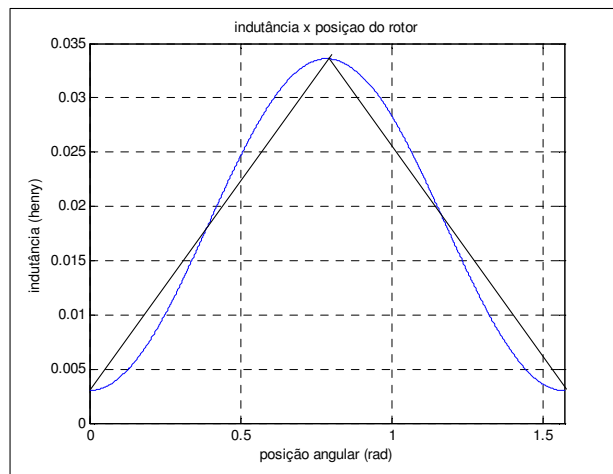


Fig. 3.9 – Perfil triangular e perfil senoidal para a indutância da fase do GR.

Sendo a co-energia do GR, para cada posição θ , definida por:

$$W^{co}(\theta, i) = \int_0^i L i \, di \quad (3.45)$$

Como $L=L(\theta)$, a solução de (3.45) é:

$$W^{co} = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 + \frac{1}{2} L_3 i_3^2 \quad (3.46)$$

O torque eletromagnético é dado pela derivada da co-energia em relação à posição:

$$T_{emag} = \frac{\partial W^{co}}{\partial \theta} \quad (3.47)$$

Então, tem-se:

$$T_{emag} = \frac{1}{2}i_1^2 \frac{\partial L_1}{\partial \theta} + \frac{1}{2}i_2^2 \frac{\partial L_2}{\partial \theta} + \frac{1}{2}i_3^2 \frac{\partial L_3}{\partial \theta} \quad (3.48)$$

Portanto, substituindo-se as equações das derivadas na equação acima, o torque eletromagnético resistente produzido pelo GR fica:

$$T_{emag} = -2i_1^2 Bsen(4\theta) - 2i_2^2 Bsen(4(\theta - 60^\circ)) - 2i_3^2 Bsen(4(\theta + 60^\circ)) \quad (3.49)$$

Com base no desenvolvimento acima a equação matricial (3.22) assume a forma:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ C_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 & 0 \\ -i_1 r_1 & -i_2 r_2 & -i_3 r_3 & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & 2i_1 r_1 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 & 2i_2 r_2 \\ 0 & 0 & L_3 & 0 & 2i_3 r_3 \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{i}_3 \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

onde: $r_1 = -2Bsen(4\theta)$; $r_2 = -2Bsen(4(\theta - 60^\circ))$ e $r_3 = -2Bsen(4(\theta + 60^\circ))$ (3.51)

Como antes, a equação de estados do GR continua na forma mostrada em (3.20).

3.7 – Modelo matemático não linear

É fato que as máquinas de dupla saliência, devido às descontinuidades intrínsecas, têm características magnéticas altamente não lineares. O levantamento experimental da curva da indutância de cada fase tem se revelado, na prática, eficiente para prever o comportamento magnético do GR. Ainda assim, a modelagem do GR torna-se bastante trabalhosa quando se considera a saturação do material magnético.

A Fig. 3.10 mostra curvas de magnetização reais para uma fase do protótipo que foi usado nos testes experimentais cujos resultados são apresentados neste trabalho. A indutância em qualquer ponto é a declividade da curva naquele ponto. A curva mais alta, na posição totalmente alinhada, θ_{alin} , corresponde ao fluxo máximo para cada corrente e a curva mais baixa, na posição totalmente desalinhada, θ_0 , é a de fluxos mínimos.

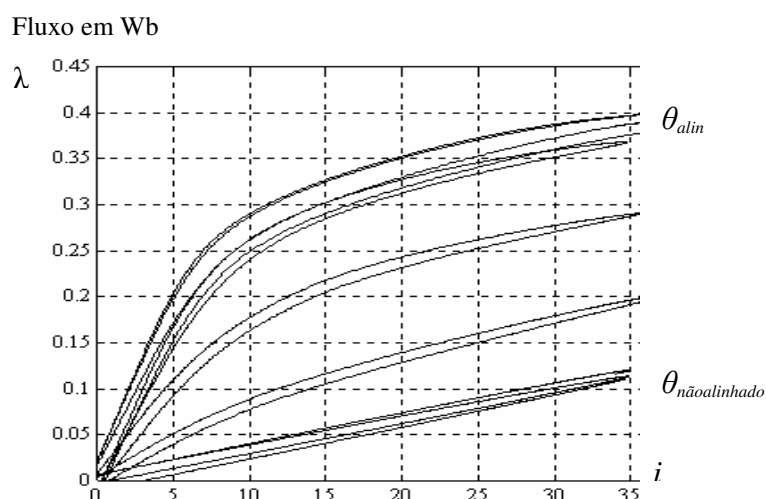


Fig. 3.10 – Variação do fluxo (Wb) com a corrente (A) e a posição do rotor [6].

Algumas observações feitas a partir desta figura, a qual é fruto de medições experimentais feitas em um protótipo específico [6, 52], são importantes para prosseguir o assunto:

1. Para cada posição angular existe uma curva de magnetização diferente;
2. A curva para o pólo do rotor alinhado com o pólo do estator apresenta saturação máxima;
3. A curva correspondente ao máximo desalinhamento entre os pólos não mostra saturação aparente até a corrente de 35A;
4. Até cerca de 5A a função $L(\theta, i)$ é linear para cada valor de θ e, portanto, a indutância não é função de i nessa faixa de correntes, logo a modelagem linear é satisfatória;
5. O perfil da curva de saturação para cada posição angular visto até 35A é variável, o que afasta a possibilidade de um tratamento matemático simples para a função $L(\theta, i)$.

A Fig. 3.11 mostra a dinâmica de uma das fases do GR no processo de geração. Ela contém as curvas da indutância, da corrente e do sinal de disparo. O eixo vertical mostra corrente, indutância e o sinal de disparo, enquanto o eixo horizontal registra as posições angulares correspondentes e também permite uma análise dos eventos no domínio do tempo. Uma vez que a posição relativa do rotor muda continuamente no tempo, o laço de

magnetização do GR, mostrado na Fig. 3.12, não segue uma curva de magnetização particular, ao contrário passa por todas as curvas entre 0 e θ_0 .

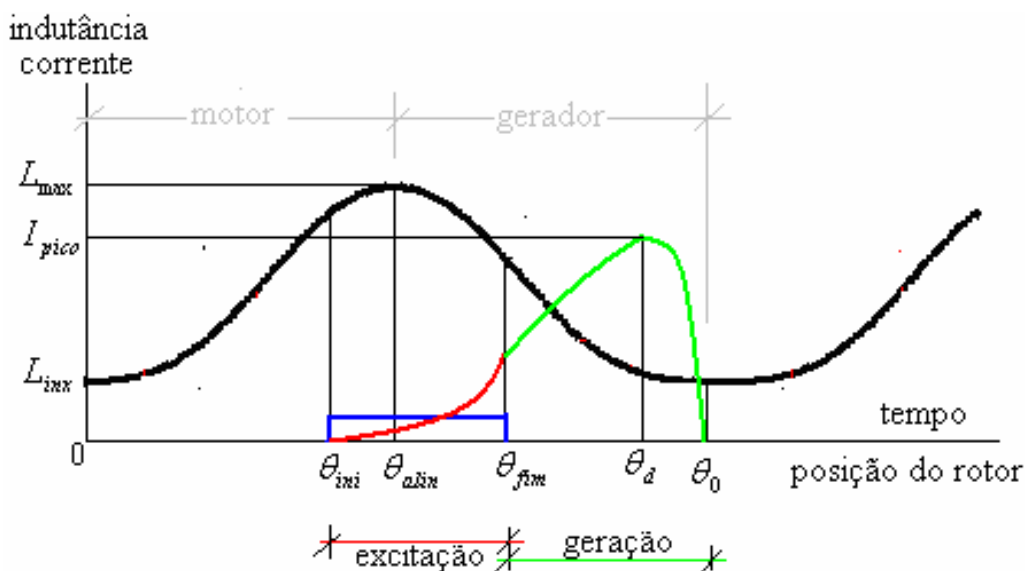


Fig. 3.11 – Indutância, janela de condução das chaves e corrente para uma fase do GR.

A curva da indutância foi construída a partir de dados experimentais coletados no protótipo em estudo [94] e, embora ela tenha aparência de uma senóide, foi constatado que essa curva não segue uma linha trigonométrica clássica. Os valores máximo ($L_{máx}$) e mínimo ($L_{mín}$) para a indutância estão assinalados. Em 0 inicia-se um ciclo de variação da indutância da fase, o qual dura até θ_0 , quando um novo ciclo começa. O sinal de disparo, em azul, evidencia a janela de condução das chaves. A corrente está dividida em duas fases: excitação e geração.

As posições angulares correspondem a uma evolução temporal e assinalam:

- 0 início do ciclo de indutância completo mostrado na figura quando a indutância é mínima e não há corrente nem fluxo magnético;
- θ_{ini} emissão do sinal de disparo abrindo a janela de condução das chaves controladas e dando início à excitação da fase quando a indutância já é elevada, mas ainda não há corrente elétrica nem fluxo;

-
- θ_{alin} posição e momento de alinhamento dos pólos do rotor com os pólos excitados do estator, correspondendo à indutância máxima da fase e a uma pequena corrente, o que resulta em um fluxo menor – assinala também a posição e o momento de mudança no sinal algébrico da derivada da indutância em relação à posição angular;
- θ_{fim} retirada do sinal de disparo, encerrando a janela de condução e o período de excitação, dando início ao período de condução dos diodos, o qual corresponde ao período de geração – a corrente é maior, mas a indutância diminuiu em relação à posição alinhada;
- θ_d posição e momento em que ocorre o pico da corrente e tem início a desmagnetização da fase do estator – a indutância já está próxima do valor mínimo e a corrente inicia um período de decréscimo acentuado;
- θ_0 fim do período de geração, momento em que a corrente e o fluxo se anulam, a indutância volta a ser mínima e termina o processo de desmagnetização da bobina da fase

Na Fig. 3.11 é possível ver que a excitação da fase do GR inicia-se antes do completo alinhamento dos pólos, quando $\partial L/\partial \theta > 0$ e, portanto, a máquina ainda atua como motor. O período de motorização dura até θ_{alin} , quando a derivada da indutância muda de sinal. Entre θ_{alin} e θ_{fim} a fonte cc continua a alimentar o campo magnético da fase porque as chaves ainda estão fechadas, mas em virtude da mudança de sinal da derivada da indutância a máquina agora funciona como gerador e também alimenta o campo magnético da fase com energia retirada da máquina primária que aplica torque mecânico no eixo. Isto explica o acentuado crescimento da corrente de excitação entre θ_{alin} e θ_{fim} .

O circuito ativo durante a excitação foi mostrado na Fig. 2.17 e é diferente do circuito ativo durante a geração, o qual aparece na Fig. 2.18. Em razão da diferença de circuitos, a curva da corrente na fase de excitação é diferente da curva observada na fase de geração. O período de geração dura de θ_{fim} até θ_0 . Entre θ_{fim} e θ_d o gerador transfere energia para o campo magnético ao mesmo tempo em que alimenta a carga. Em θ_d tem início a desmagnetização da bobina da fase e entre θ_d e θ_0 a energia magnética armazenada na bobina flui para a carga em conjunto com a energia gerada pelo GR. Antes de θ_{ini} e após θ_0 a fase em análise não tem corrente. Neste intervalo as outras duas fases, sucessivamente, alimentam a carga até o próximo ciclo da fase em observação.

A Fig. 3.12 mostra um laço de magnetização da fase durante um ciclo de geração. As posições angulares correspondentes estão indicadas sobre o laço vermelho, na figura.

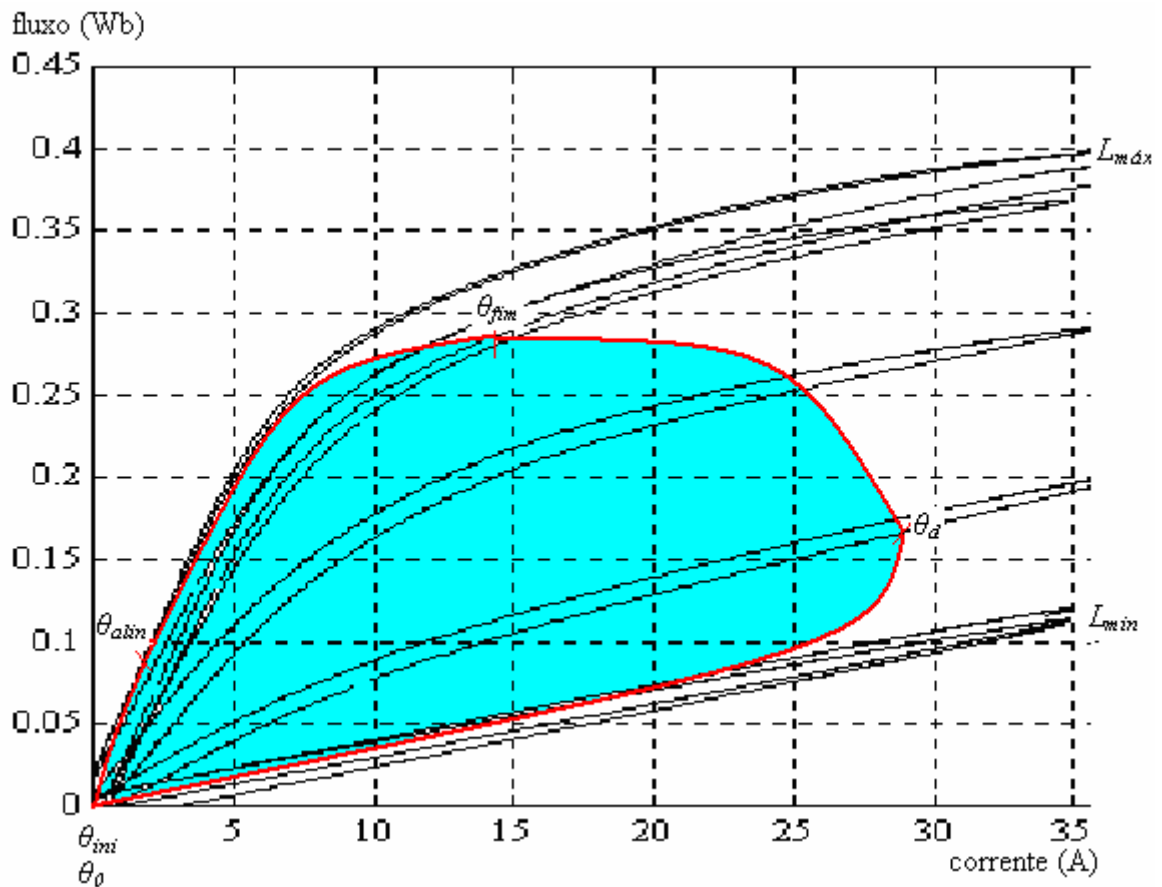


Fig. 3.12 – Laços de magnetização no plano $\lambda \times i$, durante um ciclo de geração.

A energia armazenada no campo magnético é dada por:

$$W = \int_0^\lambda i \cdot d\lambda \quad (3.52)$$

Tendo em vista a definição de indutância, pode ser escrito:

$$W = \int_0^\lambda \frac{\lambda}{L(\theta, i)} \cdot d\lambda \quad (3.53)$$

Na Fig. 3.10 pode ser visto que no plano $\lambda \times i$ cada par ordenado (λ, i) corresponde a um ponto pertencente a uma única curva de magnetização. Além disso, a energia armazenada no campo magnético do pólo num ponto (λ, i) deve ser univocamente definida, então, a integral da equação (3.53) é resolvida de 0 a λ com $L(\theta, i)$ tomado sobre a curva de magnetização que passa por (λ, i) .

O ciclo de geração ocorre no percurso $\theta_{ini} \theta_{alin} \theta_{fim} \theta_d \theta_0$, isto é, no sentido horário de percurso do laço de corrente mostrado. O sentido inverso corresponde ao motor a relutância.

As figuras Fig. 3.13, Fig. 3.14 e Fig. 3.15 mostram em amarelo a energia armazenada no campo magnético em cada fase do ciclo de geração. A Fig. 3.15 também mostra, em azul, a energia que foi entregue para a carga até a posição θ_d . A partir daí a fase se desmagnetiza transferindo a energia armazenada no campo para a carga. O resultado é que a área abraçada pelo laço de geração $\theta_{ini} \theta_{alin} \theta_{fim} \theta_d \theta_0$, mostrado na Fig. 3.12, corresponde à energia transferida pelo GR à carga em cada ciclo de uma fase [94, pp. 230]. Esta energia transferida à carga é aquela que foi gerada pelo GR acrescida da energia armazenada pela fonte cc no campo magnético durante a fase de excitação.

A Fig. 3.12 mostra ainda que a operação do GR na região linear de $L(\theta, i)$ é pouco promissora em termos de conversão de energia. Para ampliar a área do laço $\theta_{ini} \theta_{alin} \theta_{fim} \theta_d \theta_0$ é necessário trabalhar com o GR saturado. A Fig. 3.16 mostra um laço em cor verde

explicitando a operação do GR com saturação maior. As áreas dos dois gráficos mostram que na região de saturação amplia-se a transferência de energia para a carga.

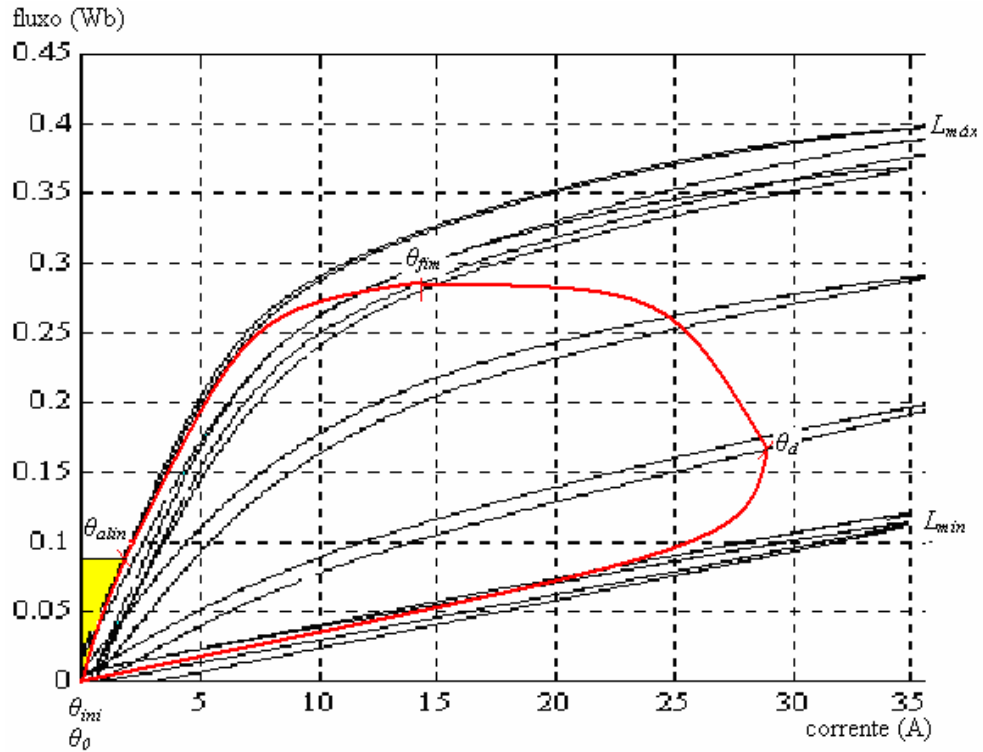


Fig. 3.13 – Lazo de geração no plano $\lambda \times i$ e energia armazenada no campo até o alinhamento dos pólos.

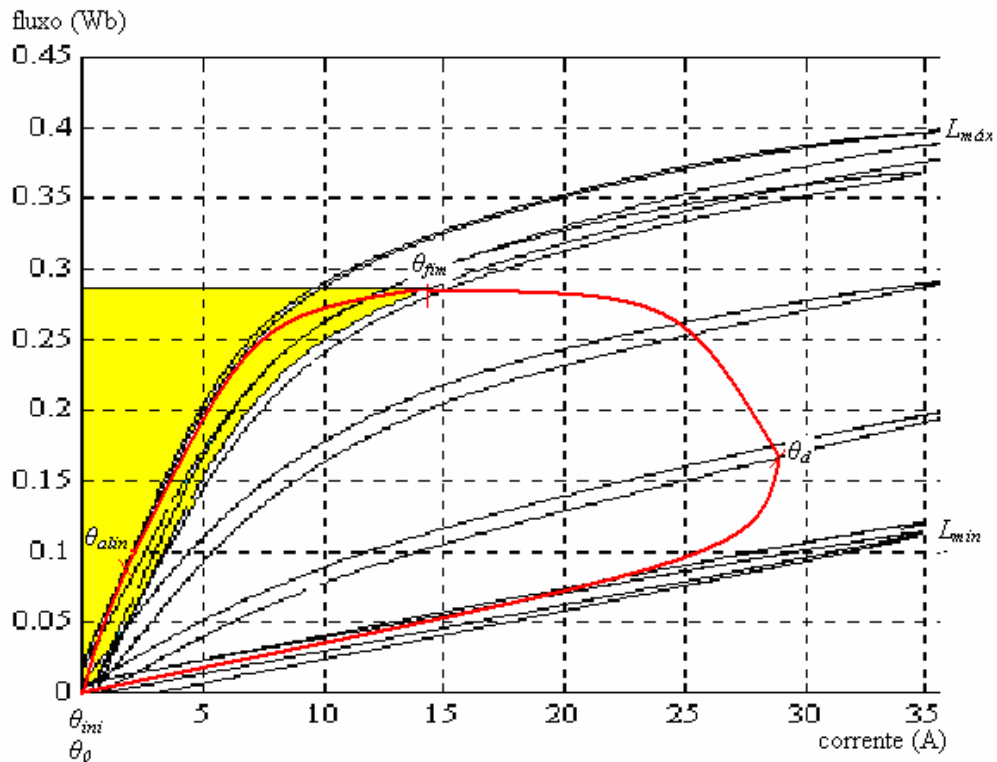


Fig. 3.14 – Laços de geração no plano $\lambda \times i$ e energia armazenada no campo até o fim da excitação.

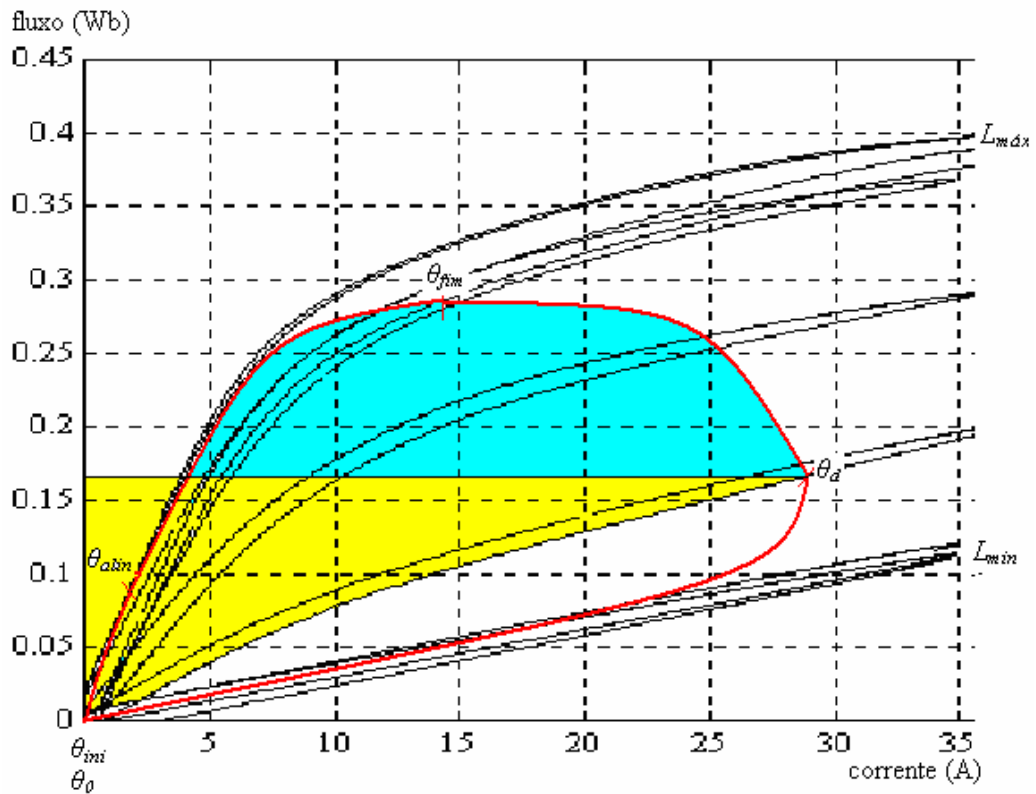


Fig. 3.15 – Laços de geração no plano $\lambda \times i$ e mostrando a energia armazenada no campo e a energia entregue à carga até o início da desmagnetização da fase.

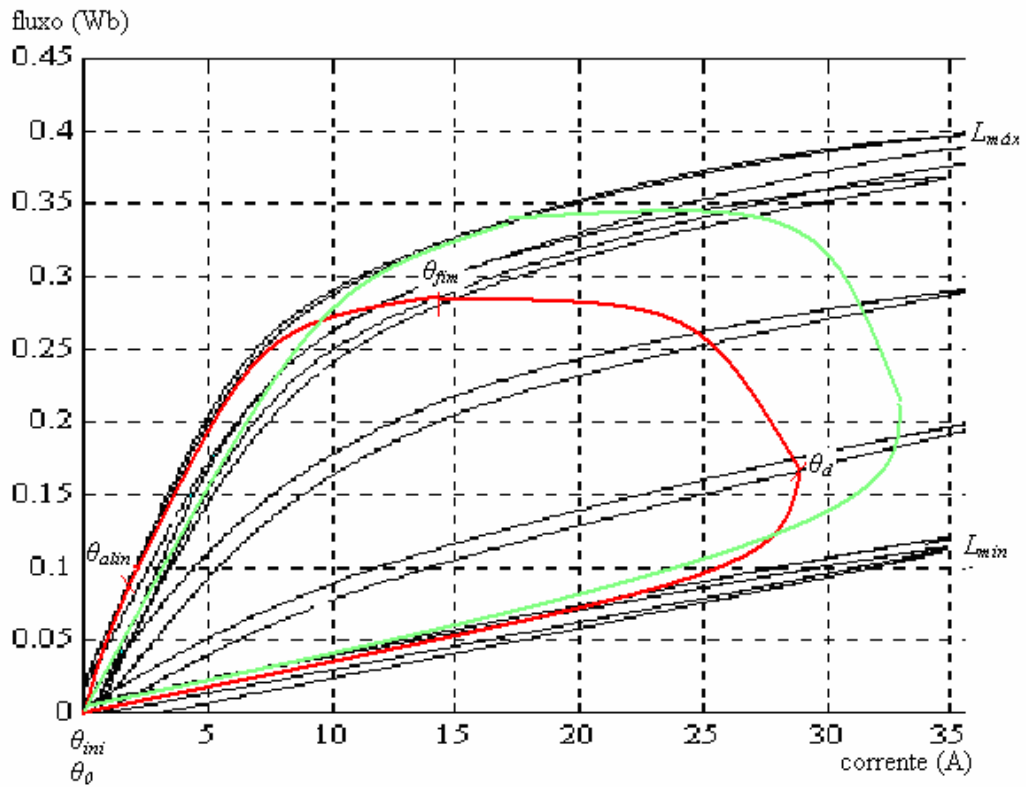
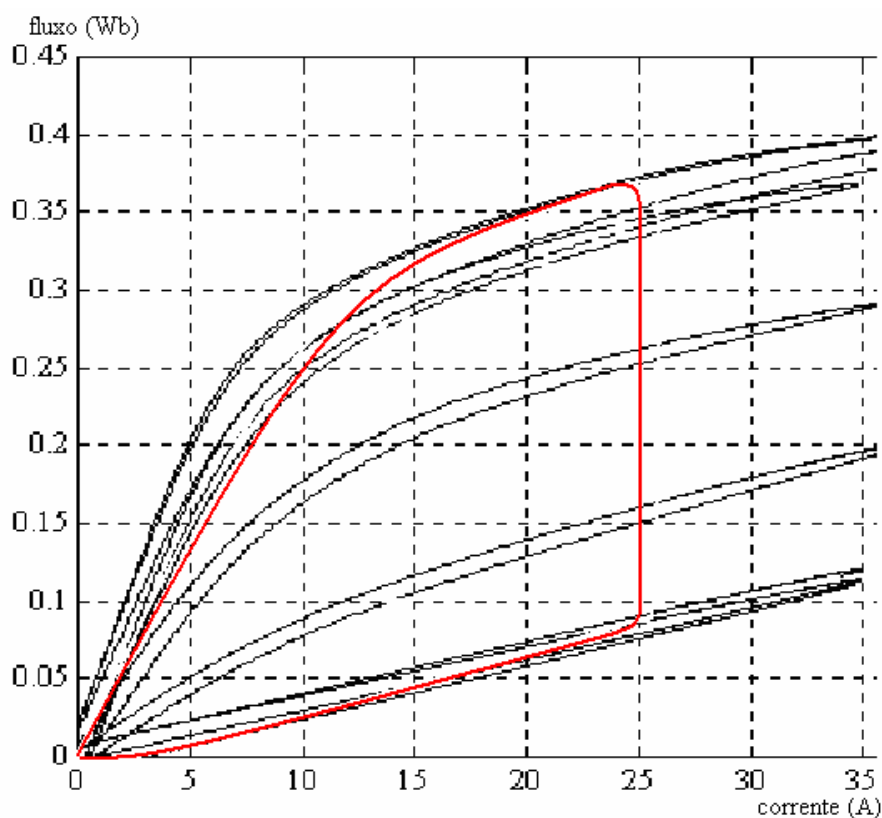


Fig. 3.16 – Dois laços de geração no plano $\lambda \times i$ e mostrando a energia transferida à carga quando o GR é operado dentro da zona de saturação.

É importante destacar o papel do controle de corrente para obter eficiência na conversão de energia em um GR. A operação em saturação livre leva a correntes elevadas o que, em consequência, aumenta o tamanho e o peso da máquina, além de exigir mais do seu conversor. Isto reduz a densidade de potência e aumenta custos. A Fig. 3.17 mostra um laço de geração com controle de corrente. Fica claro na figura que para um GR com limite de corrente de 25 A, a máxima transferência de potência ocorre quando a corrente é mantida nesse nível o maior tempo possível durante o ciclo de geração.



3.17 – Laço de geração com controle de corrente.

A Fig. 3.3 mostra uma curva de magnetização para um valor θ_{ref} de uma posição angular qualquer do rotor entre a posição alinhada e a posição correspondente a pólos não alinhados. Foi escolhida uma curva em que a saturação é visível. A co-energia é dada pela equação (3.12) e corresponde à área mostrada na figura. Fica claro que a co-energia agora é diferente da energia armazenada no campo magnético durante o processo de magnetização. A

co-energia aumenta em relação ao perfil linear para a indutância. Neste caso, encontrar a função $L(\theta, i)$ para realizar a integração de modo a encontrar a co-energia é uma tarefa complexa. Igualmente difícil é encontrar a taxa de variação desta co-energia em relação à posição angular, a qual é necessária para o cálculo do torque eletromagnético instantâneo. Realizar essas duas tarefas dinamicamente é fundamental para implementar o modelo matemático mostrado na equação (3.22).

Têm sido propostas soluções para esse problema, algumas vezes comparando os resultados às modelagens lineares existentes. Uma estratégia é segmentar a curva $L(\theta, i)$ e aproximar cada segmento por uma curva conveniente. Outra alternativa é medir o fluxo em posições discretas do rotor, próximas entre si, para diferentes níveis de corrente e construir uma tabela de consultas para fornecer, discretamente os valores de $\lambda(\theta, i)$. Em seguida é construída uma tabela de valores inversos de modo a obter $i(\theta, \lambda)$. Estas tabelas de valores experimentais podem ser usadas para levantar as curva de magnetização e calcular o torque eletromagnético instantâneo. Para valores intermediários podem ser feitas interpolações, dentro do programa de simulação, de modo a resolver as equações (3.12) e (3.15) com base nos valores instantâneos da corrente, do fluxo e da posição angular. Há trabalhos baseados em métodos de elementos finitos para substituir a coleta de dados experimentais e as interpolações matemáticas podem ser feitas usando técnicas polinomiais adequadas.

Destaca-se aqui o método desenvolvido em [52] porque ele foi aplicado ao protótipo específico que é usado como GR no presente trabalho e, também, porque ele traz uma contribuição adicional na forma de um polinômio interpolado de grau 5 que fornece $i(\theta, \lambda)$ para qualquer posição angular do rotor desse protótipo, considerando o fluxo disperso. O trabalho de obtenção do polinômio desenvolveu-se em três etapas:

1. coleta de dados experimentais;

-
2. determinação experimental do fluxo de dispersão;
 3. geração de curvas de magnetização através de interpolação polinomial de dados.

Para a coleta de dados experimentais uma bobina de prova de 30 espiras foi enrolada em pólos opostos do GR 6×4 . Em seguida a máquina foi alimentada por uma fonte de tensão senoidal. O rotor foi travado em diversas posições entre 0° e 60° e para cada posição a corrente foi variada de 1 a 10 A eficazes. As bobinas foram conectadas a sensores de efeito Hall ligados a uma placa de aquisição de dados e foram colhidos os valores da tensão de alimentação da máquina, da tensão induzida no rotor e da corrente de alimentação da máquina para cada posição do rotor e para cada corrente. A posição foi variada de 5° em 5° e, a cada nova posição, as tensões foram aplicadas em níveis predefinidos. Os dados foram coletados através de uma placa de aquisição e foram tratados em um programa desenvolvido especialmente para o cálculo do fluxo. Os dados obtidos permitiram construir as curvas de magnetização para o estator e o rotor. O fluxo produzido pelo estator foi calculado através de amostras de tensão e corrente dos enrolamentos. O fluxo concatenado com o rotor foi obtido da mesma maneira, através de amostras da tensão induzida na bobina de prova acoplada ao rotor. Em seguida várias curvas para o rotor e para o estator foram traçadas. A diferença de fluxos no estator e no rotor para cada posição angular e corrente corresponde à dispersão de fluxo naquela posição. Observou-se que o fluxo disperso é uma função da corrente e da posição do rotor, e que ele aumenta com o aumento da corrente e com o afastamento do rotor em relação à posição alinhada. Em seguida foram levantadas e analisadas várias curvas de interpolação e determinado o grau do polinômio que melhor se ajusta à família de curvas. Finalmente, com base nesses resultados computacionais, foi levantada uma superfície caracterizada pela seguinte equação:

$$\begin{aligned}
i(\lambda, \theta) = & 1,6522 \times 10^3 \lambda^5 - 3,2947 \times 10^2 \lambda^4 \theta + 2,2143 \lambda^3 \theta^2 - 2,5951 \times 10^{-2} \lambda^2 \theta^3 \\
& - 4,9679 \times 10^{-4} \lambda \theta^4 - 4,141 \times 10^{-7} \theta^5 + 3,6976 \times 10^3 \lambda^4 + 1,7731 \times 10^2 \lambda^3 \theta \\
& + 8,9982 \times 10^{-1} \lambda^2 \theta^2 + 4,2118 \times 10^{-2} \lambda \theta^3 + 4,3939 \times 10^{-5} \theta^4 - 1,9668 \times 10^3 \lambda^3 \\
& - 3,9647 \times 10 \lambda^2 \theta - 8,4219 \times 10^{-1} \lambda \theta^2 - 1,6042 \times 10^{-3} \theta^3 + 3,0585 \times 10^2 \lambda^2 \\
& + 6,6371 \lambda \theta + 2,3187 \times 10^{-2} \theta^2 + 1,2638 \times 10 \lambda - 1,1151 \times 10^{-1} \theta - 5,4455 \times 10^{-2}
\end{aligned} \tag{3.54}$$

A partir deste resultado, [52] apresenta um modelo de simulação para a máquina, o qual foi aperfeiçoado em [103]. Ambos os trabalhos simulam a máquina em condições saturadas, operando como MR. Seus valiosos trabalhos foram importantes para a construção do modelo computacional dessa máquina operando como GR, conforme é apresentado no capítulo 4.

3.8 – Conclusões

É possível construir um modelo matemático linear para o GR, no entanto o rendimento da máquina, isto é, a energia gerada aumenta significativamente quando a máquina opera com saturação. A equação de estados do GR é essencialmente a mesma do MR, exceto pelo fato de que a equação mecânica difere em função da origem diferente do torque motor. Embora interessante e mais simples, o modelo senoidal não resolve com precisão a equação de estados do GR. A saturação magnética é introduzida na solução da matriz de estados a partir de resultados experimentais em que se levanta a curva da indutância real do GR. O equacionamento desta curva é feito por interpolação polinomial e é complexo. Com este resultado é possível trabalhar na região de saturação e construir um laço de geração no plano $\lambda \times i$. A área desse laço corresponde à energia gerada.

CAPÍTULO 4

SIMULAÇÕES

4.1 – Introdução

Analisar resultados de simulações feitas com a modelagem adequada de um sistema pode ser vantajoso para finalidades práticas. Os resultados obtidos de simulações podem melhorar projetos e reduzir seus custos, bem como contribuir para a compreensão experimental do sistema projetado. Alguns resultados esclarecedores, difíceis de serem obtidos experimentalmente, são presumíveis via simulações.

Na literatura especializada podem ser encontrados trabalhos sobre a simulação de MR em vários estágios de desenvolvimento. Os primeiros resultados foram obtidos com linguagem C, em Fortran ou com linguagens baseadas em equações diferenciais como a ACSL. Essas técnicas não são flexíveis, aumentando os custos de programação. Alguns estudos de simulação do MR foram feitos com o programa Spice, que é especialmente adaptado para circuitos eletrônicos. A demanda por recursos mais adequados provocou o surgimento de programas computacionais especializados, dedicados à simulação de máquinas elétricas. Existem bons trabalhos sobre a simulação do MR usando esses programas computacionais especializados os quais permitiram modelagens altamente flexíveis.

A simulação do GR é diferente da simulação do MR especialmente porque no gerador a carga é elétrica e não mecânica. Existem duas malhas elétricas que partilham a bobina da fase e que não estão ativas ao mesmo tempo na mesma fase. Trata-se de um componente de complexidade adicional relevante. Talvez por isto na literatura técnica a simulação do GR está em estágio menos desenvolvido. O modelo de simulação dinâmica do GR apresentado em

[53] utiliza o Spice. Em [99] e em [100] as simulações são feitas com a linguagem ACSL, enquanto [19] utiliza o Fortran em ambiente Windows.

Neste Capítulo é apresentado um modelo computacional completo em que as simulações são feitas em ambiente Matlab-Simulink, usando a dinâmica do modelo não-linear do GR. O modelo computacional desenvolvido é abrangente e versátil. Na literatura não foram localizadas contribuições em forma de trabalhos que contemplem a simulação do GR nesse mesmo ambiente e que, ademais, considerem a saturação magnética da máquina. Isto é feito neste trabalho. Assim, o que aqui se apresenta pode ter importância no que diz respeito ao GR. Tratar-se-ia de uma pequena contribuição para ampliar a percepção do funcionamento desta máquina e abre portas para outros desenvolvimentos.

4.2 – Conversores e circuitos equivalentes

As simulações apresentadas neste capítulo consideraram os dados coletados em um único protótipo de MRC já existente, agora acionado como GR. Um novo protótipo foi construído e também simulado oportunamente. Por herança do MR, o conversor HB tornou-se clássico também no acionamento do GR chaveado. O emprego do conversor HB para GR é adequado quando a aplicação pretendida é um gerador que também funcione como motor de partida, mas para as aplicações específicas como GR, topologias também específicas estão sendo estudadas e propostas, visando simplicidade, economia, confiabilidade e eficiência. Neste trabalho, três conversores foram simulados, montados, testados e comparados. Os resultados das simulações são objeto deste capítulo. Um deles é o clássico conversor HB, já mostrado na Fig. 3.2, cujos circuitos elétricos equivalentes aparecem na Fig. 4.1 e na Fig. 4.2. Os outros dois são concepções destinadas exclusivamente ao GR

A fonte cc mostrada na Fig. 4.1 pode ser uma bateria ou uma ponte retificadora. Neste caso sua resistência interna é a resistência de condução dos dispositivos semicondutores

ativos na ponte em cada instante. Esta fonte cc alimenta a bobina da fase para a sua excitação. Ela também participa da alimentação da carga porque a energia transferida ao campo magnético durante a excitação é entregue à carga no processo de desmagnetização. Adicionalmente, no caso do Conversor Série, doravante designado CS, que é mostrado na Fig. 4.3, a fonte cc permanece ativa na fase durante o período de alimentação da carga.

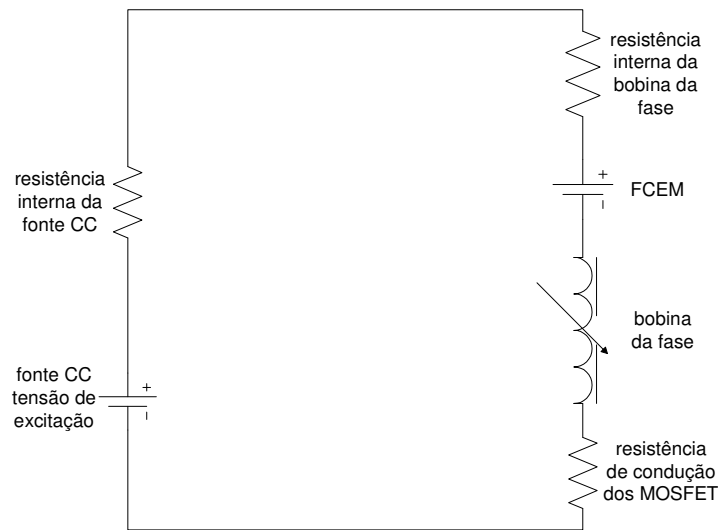


Fig. 4.1 – Circuito de excitação da fase.

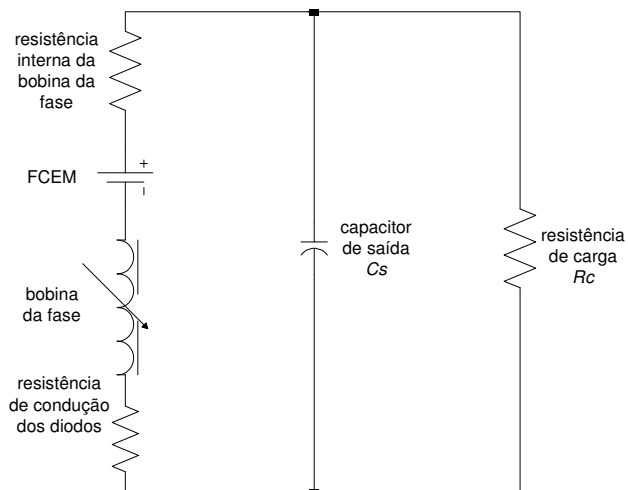


Fig. 4.2 – Circuito de alimentação da carga com conversor HB.

A bobina da fase tem indutância continuamente variável e uma resistência interna própria do cobre do seu enrolamento. A FCEM induzida nessa bobina é dada pela equação (3.31). O sinal da FCEM é dado pela taxa de variação da indutância em relação à posição.

A excitação da fase ocorre enquanto os respectivos MOSFET estão em estado de condução. Estas chaves têm uma resistência de condução própria conforme o modelo da chave. Seu valor foi considerado nas simulações.

Durante a alimentação da carga a FCEM funciona como a fonte de alimentação do circuito da Fig. 4.2. Os diodos da fase estão em condução e apresentam uma resistência interna própria que também foi considerada. Como a bobina da fase participa do circuito de alimentação da carga, sua resistência interna aparece na Fig. 4.2.

A carga alimentada é a resistência elétrica (R_C) de valor definido. O capacitor de saída, C_s , tem a função de estabilizar a tensão sobre R_C .

O segundo conversor é o CS o qual foi concebido com tripla finalidade: diminuir o número de dispositivos semicondutores por fase, aumentar a participação da fonte cc na alimentação da carga e permitir que a fonte cc alimente a carga mesmo quando a fonte de energia mecânica primária não está disponível e o GR está parado. Na fase da alimentação da carga a tensão na saída do GR é a soma da tensão da fonte cc com a FCEM como mostra a Fig. 4.4, assim, as duas fontes de tensão funcionam em série, daí o nome dado ao conversor. É possível ver que este conversor reduz em um diodo e em um MOSFET a contagem de chaves semicondutoras por fase. Elas agora são a metade do número usado na construção do conversor HB tradicional.

Usando o CS, durante a excitação o MOSFET da fase está em condução e oferece o caminho de menor impedância para a corrente através da bobina. Assim, o circuito de excitação é o mesmo mostrado na Fig. 4.1, exceto pelo fato de que a resistência de condução corresponde a um único MOSFET. Durante a alimentação da carga o circuito ativo é aquele mostrado na Fig. 4.4. Como a bobina da fase está em série com a carga, mesmo que o rotor esteja parado a fonte de alimentação pode alimentar a carga através das bobinas do GR.

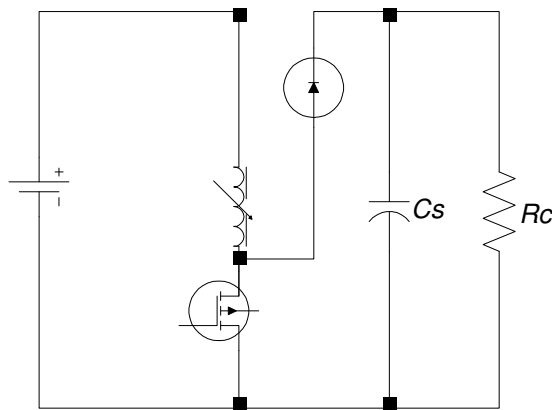


Fig. 4.3 – Uma fase CS usado para operar o GR.

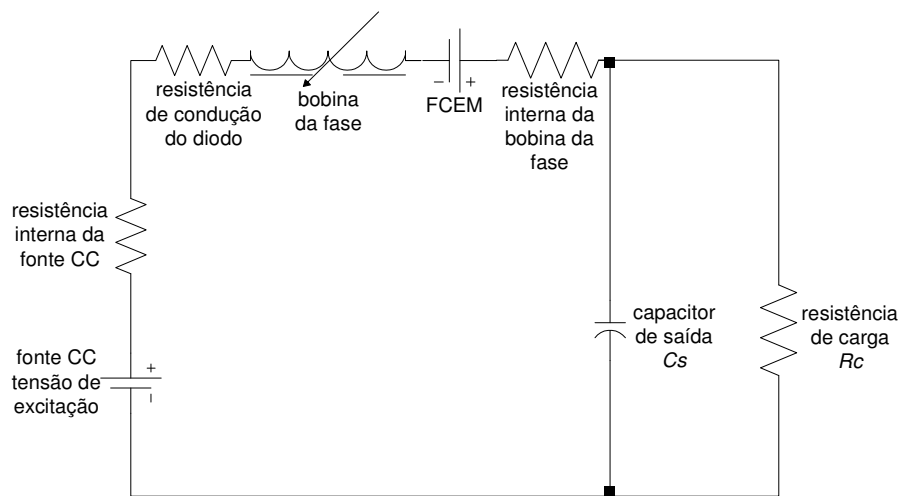


Fig. 4.4 – Circuito de alimentação da carga com o CS.

O terceiro conversor foi concebido para reduzir à metade a contagem de chaves semicondutoras em relação ao conversor HB, sem, no entanto perder a característica de independência entre o circuito de excitação e o circuito de alimentação da carga. O conversor proposto é designado aqui como Conversor com Contagem Reduzida de Chaves, doravante designado CR. A topologia desse conversor é mostrada na Fig. 4.5.

O circuito de excitação assim como o circuito de alimentação da carga são os mesmos mostrados na Fig. 4.1 e na Fig. 4.2, mas as resistências de condução dizem respeito a um MOSFET ou um diodo, como no caso do CS.

Um quarto tipo de conversor foi simulado sem, no entanto, ter sido implementado em bancada de testes. Este quarto tipo de conversor, aqui designado Conversor Monofásico e,

doravante, referido como CM, foi concebido para alimentar uma máquina monofásica 6 x 6. Sua topologia é mostrada na Fig. 4.6. Em relação ao CR usado para acionar uma máquina 6 x 4 fica evidente a substituição de dois MOSFET por um diodo, além da simplificação do circuito eletrônico de disparo da chave, agora com um só sinal de disparo.

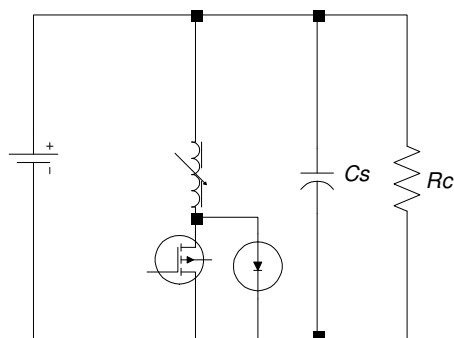


Fig. 4.5 – Uma fase do CR, usado para operar o GR.

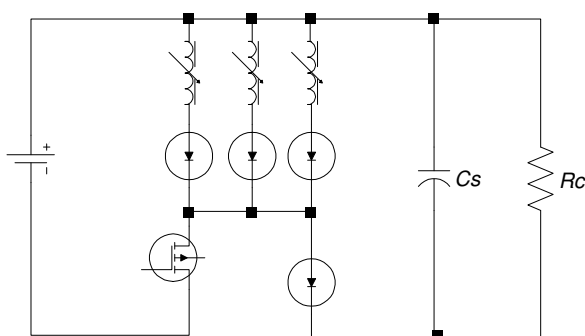


Fig. 4.6 – CM usado para operar o GR monofásico.

Neste último caso os circuitos de excitação e de alimentação da carga sempre envolvem as três fases como mostram a Fig. 4.7 e a Fig. 4.8. Os três diodos nos ramos das fases estão normalmente em condução tanto na fase de excitação como na fase de alimentação da carga. São necessários para evitar tensão reversa sobre uma fase quando houver desequilíbrio entre as FCEM independentes geradas nas bobinas das fases. Em simulações esse problema normalmente não aparece porque as partes integrantes do circuito são ideais e iguais, entretanto, está prevista a possibilidade de desequilíbrio entre fases quando da implementação do protótipo experimental. Os resultados de simulação para esse conversor também serão apresentados neste capítulo.

Os conversores apresentados foram construídos com diodos e MOSFET cujas resistências de condução foram consideradas nas simulações assim como foram consideradas as capacitâncias e a carga.

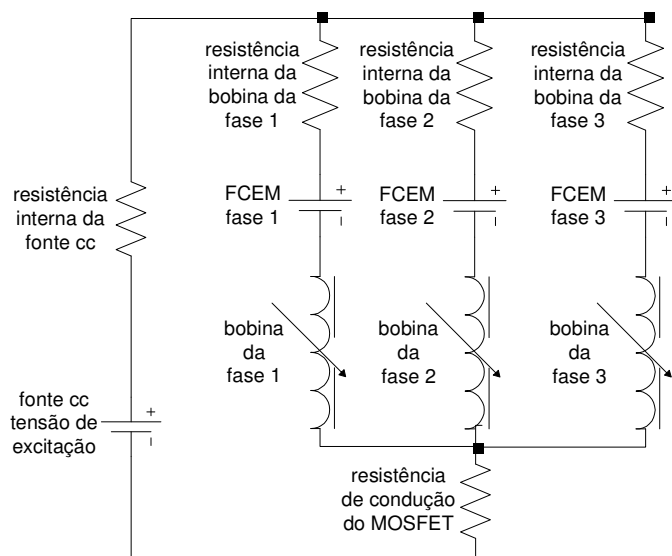


Fig. 4.7 – Circuito de excitação do GR monofásico 6 x 6.

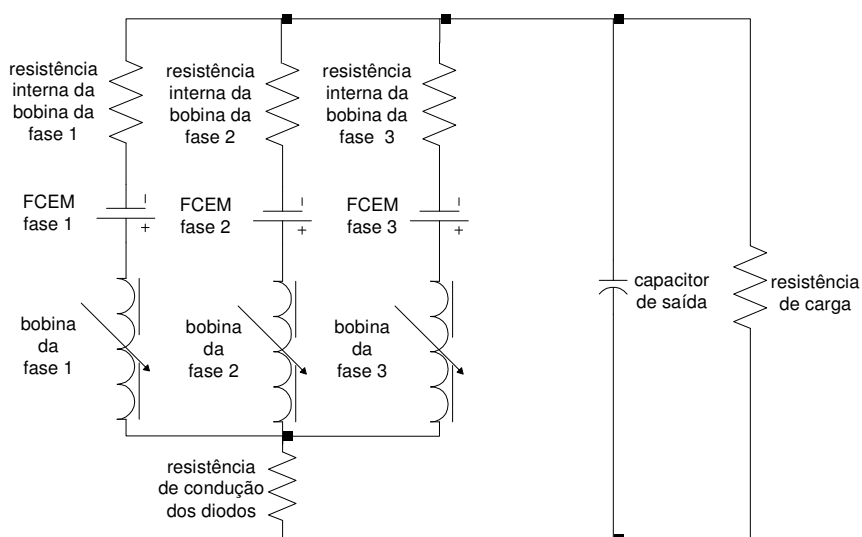


Fig. 4.8 – Circuito de alimentação da carga para o GR monofásico 6 x 6.

4.3 – O protótipo pré-existente

Os primeiros testes experimentais que foram feitos cuidaram de ajustar a bancada de ensaios, ajustar o conversor, desenvolver e validar instrumentos e métodos de aquisição de

valores de grandezas, confirmar a geração de energia pelo GR, verificar a validade do modelo matemático, verificar resultados de simulações e coletar os primeiros resultados experimentais da operação da máquina. Os resultados são apresentados no capítulo 6. Nesta etapa foi utilizado um protótipo de máquina a relutância já existente.

O protótipo pré-existente, detalhadamente explorado em [6], forneceu os parâmetros que foram usados para as simulações apresentadas nesse capítulo. Trata-se de uma máquina 6×4 que está parcialmente mostrada na Fig. 4.9. Esta máquina foi projetada com base em etapas de projeto previstas na literatura técnica para funcionar como MR controlado sem sensores óticos e foi testada com êxito nesta condição [6]. Trata-se de uma máquina artesanal bem elaborada que demonstra robustez e versatilidade apropriadas para testes experimentais em bancada de ensaio.



Fig. 4.9 – Protótipo construído no Laboratório de Acionamento Elétricos da Faculdade de Engenharia Elétrica da UFU.

4.4 – Modelo computacional

A Fig. 4.10 apresenta o diagrama em blocos do GR usado nas simulações feitas com cada uma das topologias de conversor apresentadas logo adiante.

A carga recebe energia da fonte cc e do GR. Todo o fluxo de energia para a carga passa pelo gerador e dali chega à carga através do conversor. Assim, o conversor é o elo fundamental entre as fontes de energia e a carga. Seu desempenho é decisivo para o desempenho do conjunto.

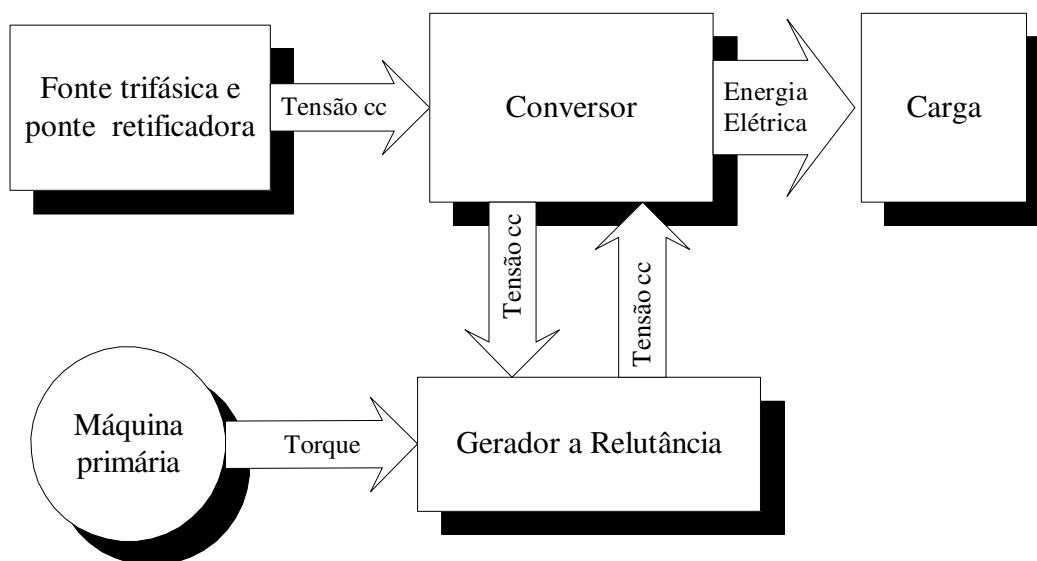


Fig. 4.10 – Diagrama em blocos do GR usado nas simulações.

Os modelos computacionais utilizados para cada topologia de conversor são mostrados nas Fig. 4.11, 4.12, 4.13 e 4.14. Estes modelos foram implementados usando os recursos do MATLAB. A tensão e a corrente de entrada (VE e IE) definem a potência transferida da fonte cc para o conversor do mesmo modo que a tensão e a corrente de saída (VS e IS) definem a potência entregue à carga. Os valores dessas tensões e correntes alimentam subsistemas computacionais cujos dados de saída são destinados às análises de desempenho.

A parte central mostrada na figura de cada modelo computacional corresponde ao conversor propriamente dito. Os parâmetros P1, P2, P3 são os sinais de disparo para as chaves das fases, os quais respondem pelo início e pelo término da excitação em cada uma delas. O disparo das chaves P1, P2 e P3 é definido pela posição angular instantânea do rotor.

Conforme mostraram as simulações, os ângulos de disparo das chaves e as correspondentes janelas de condução têm efeito decisivo no desempenho do GR.

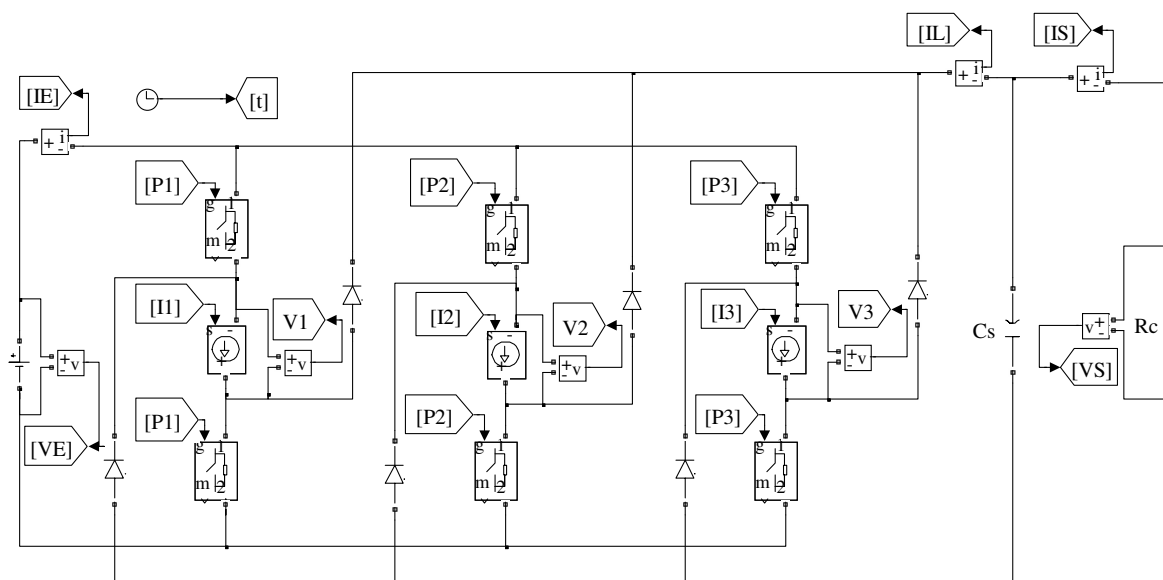


Fig. 4.11 – Modelo computacional do conversor HB para GR 6 x 4.

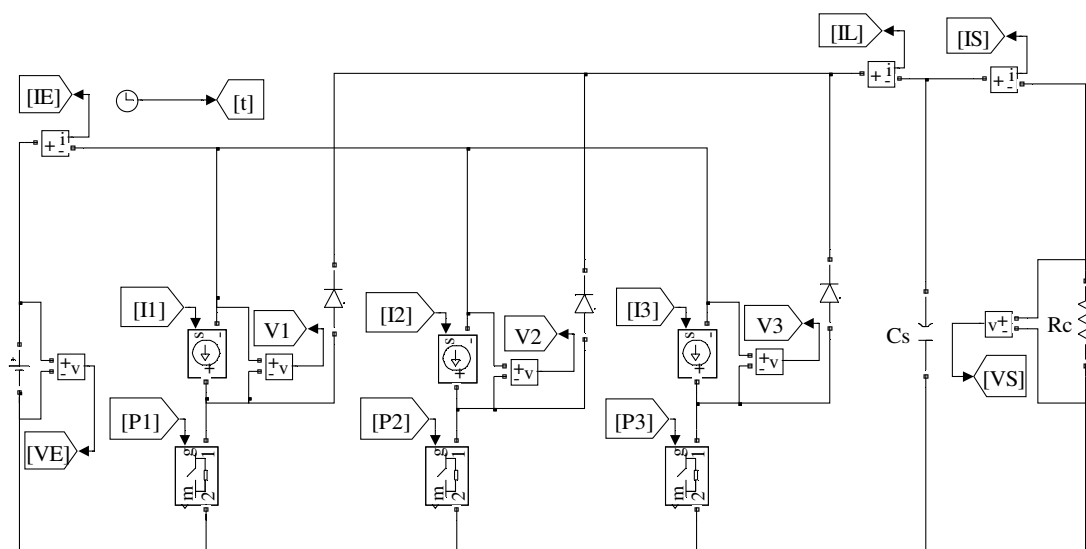


Fig. 4.12 – Modelo computacional do CS 6 x 4.

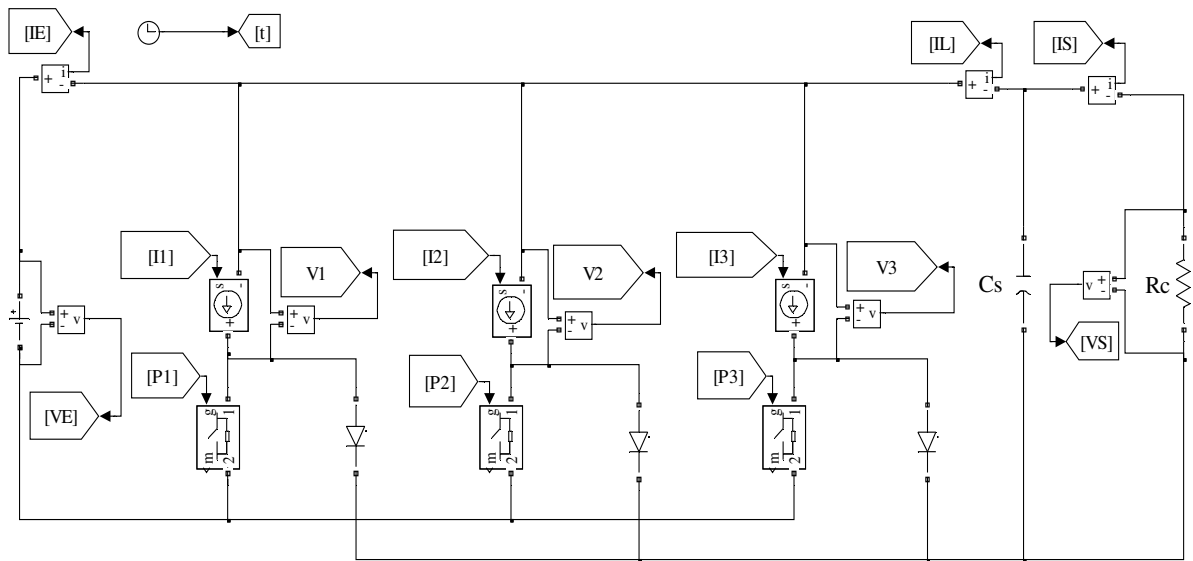


Fig. 4.13 – Modelo computacional do CR 6 x 4.

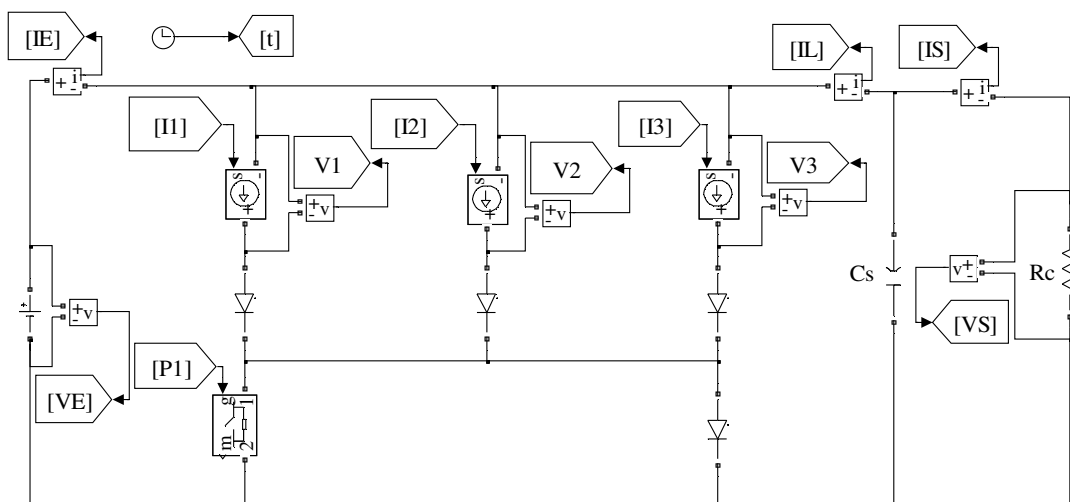


Fig. 4.14 – Modelo computacional do CM para GR 6 x 6.

As correntes e tensões nas bobinas de fase são as respostas internas aos parâmetros externos de acionamento da máquina. Elas são obtidas a partir da matriz de estados do GR, mostrada na equação (3.20). Essa matriz fornece também a posição angular e a velocidade angular do rotor.

A corrente pulsada I_L na linha de alimentação que sai do conversor para o capacitor e a carga é o veículo e o modo de transferência da energia a partir das fontes. A tensão V_S e a corrente I_S que alimentam a carga tem valores mais estáveis devido à presença do capacitor C_s , como será mostrado.

A equação de estados (3.20) foi resolvida por integração numérica. As entradas e as saídas do subsistema computacional utilizado na sua solução aparecem na Fig. 4.15.

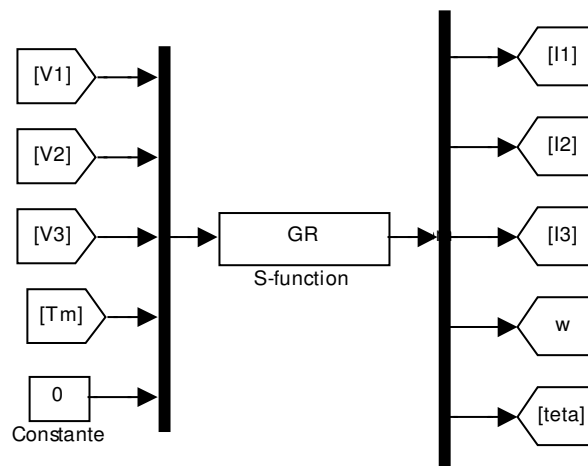


Fig. 4.15 –Subsistema computacional para solução da matriz de estados.

As entradas são as tensões de fase medidas no próprio modelo e o conjugado mecânico aplicado, fornecido pela equação (3.11), que é calculado dinamicamente com base nos parâmetros do protótipo e nos valores instantâneos das variáveis de saída da matriz de estados. Essas variáveis de saídas são as correntes de fase, a velocidade angular, ω , e a posição do rotor, θ , obtidos a partir dos dados de entrada. No modelo experimental a única informação disponível é a posição instantânea do rotor, dada por sensores óticos. As simulações foram feitas no domínio do tempo.

O processo de solução no domínio do tempo é iterativo. Os valores simulados para tensão em cada fase do GR a cada interação realimentam o subsistema para a integração numérica seguinte. Sub-rotinas computacionais foram essenciais para a resolução da matriz de

estados iterativamente, no domínio do tempo. Elas se aplicam a todos os tipos de conversor simulados, com alguns ajustes de parâmetros.

O modelo computacional utiliza valores dinâmicos que resultam das relações entre os diferentes componentes do circuito elétrico do próprio conversor e da interação entre este e a carga, a máquina e a fonte cc. A interligação ocorre no subsistema que simula a bobina de fase que, por estar condicionada a corrente, fluxo e indutância continuamente variáveis, é o elemento central de vínculo.

Nas simulações apresentadas neste trabalho os resultados foram coletados para regime de velocidade constante. O torque mecânico depende do cálculo do torque eletromagnético o qual é dado pela equação (3.16). O cálculo computacional do torque eletromagnético usa a posição angular e os valores das correntes. Um programa de interpolação calcula o valor instantâneo da indutância e da derivada da indutância a partir de dados experimentais.

O modelo computacional completo contém outras sub-rotinas de base para avaliação complementar do desempenho do GR. Essas sub-rotinas efetuam o cálculo de vários parâmetros de controle. Os resultados das simulações correspondentes são mostrados a seguir.

4.5 – Resultados de simulações e análises

O protótipo já existente foi simulado inicialmente com um conversor HB alimentado com 30 V e funcionando na velocidade constante de 1300 *rpm*. A resistência de condução das chaves foi fixada em 0,5 Ω com base em uma folha de dados de chaves com parâmetros de funcionamentos adequados à função. Nas mesmas bases a resistência de condução dos diodos foi fixada em 0,011 Ω . A carga resistiva utilizada nas simulações foi de 10 Ω . Após alguns testes de simulação adotou-se $C_s = 0,005$ F visando reduzir as oscilações de tensão e corrente sobre a carga. A resistência das bobinas de fase vale 0,11 Ω , conforme medidas feitas no protótipo. Devido à utilização de uma fonte cc para a excitação do conversor o emprego de

um capacitor de estabilização na entrada do conversor tornou-se desnecessário nas simulações. O momento de inércia usado nas simulações é o que foi medido no protótipo.

Após vários testes de simulação o ângulo de disparo das chaves para início da excitação da fase foi fixado em $-4,7^{\circ}$, isto é, antes do completo alinhamento entre o pólo do rotor e o pólo do estator, o que ocorre em 0° .

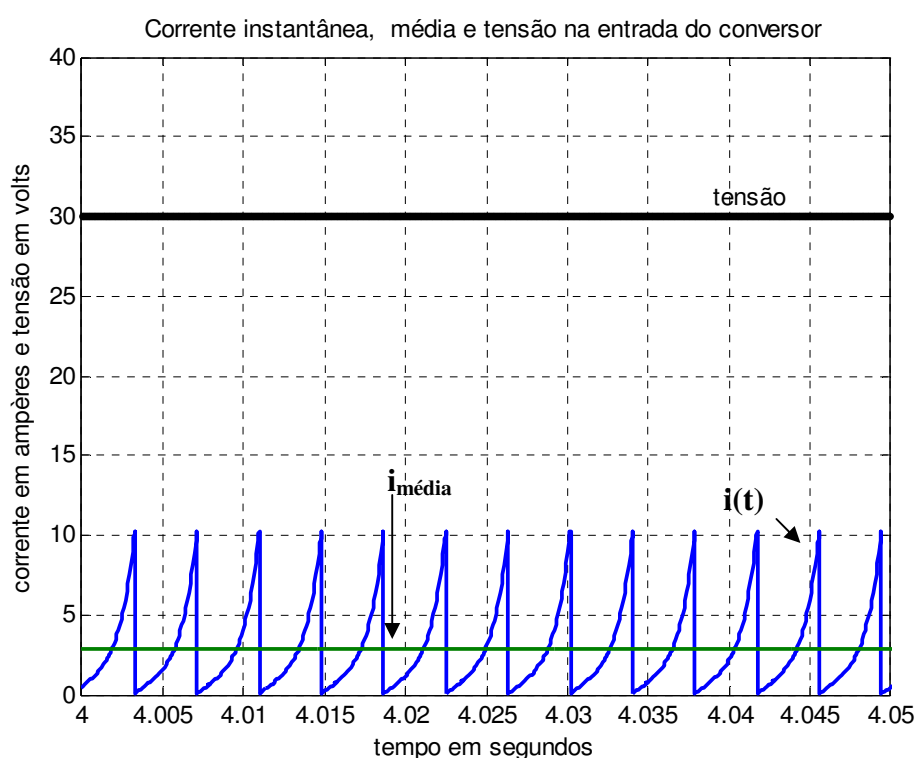


Fig. 4.16 – Corrente instantânea, corrente média e tensão na entrada do conversor HB.

A equação de estados foi resolvida iterativamente utilizando o método numérico *ode23tb*, disponível no programa computacional utilizado. O passo de integração máximo foi de 0,0001 e a tolerância relativa admitida foi de 5×10^{-2} . O intervalo simulado foi de 0 a 5 s.

A Fig. 4.16 mostra a tensão, a corrente instantânea e a corrente média na entrada do conversor para a simulação feita nas condições descritas acima. Pode ser notado que a tensão permanece constante em 30 V, condição pré-estabelecida, e que a corrente é pulsada de modo regular, com picos em 10 A e valor médio de 2,83 A. A forma de onda da corrente na entrada

do conversor corresponde à excitação da fase e o corte de cada pulso se dá no momento em que os MOSFET daquela fase são abertos. Cada três pulsos de corrente sucessivos correspondem a três fases diferentes. A potência correspondente a essas entradas é mostrada na Fig. 4.17. A natureza pulsada da onda de potência instantânea corresponde aos pulsos de corrente. O valor médio é de 84,83 W.



Fig. 4.17 – Potência média e instantânea na entrada do conversor HB.

A Fig. 4.18 mostra a tensão e a corrente na carga durante os cinco segundos simulados a partir do início do chaveamento. É possível perceber que entre um e dois décimos de segundo após o início da geração a tensão V_S e a corrente I_S entram em regime permanente. A presença do capacitor C_s amortece as oscilações da tensão V_S e, por conseguinte, amortece também as oscilações de I_S . Foi verificado que I_S flutua entre 5 A e 5,2 A, correspondendo a uma variação de V_S entre 50 V e 52 V. As oscilações da tensão são mostradas na Fig. 4.19. Os valores médios da tensão na carga, 50,9 V, e da corrente na carga, 5,09 A aparecem na Fig. 4.20.

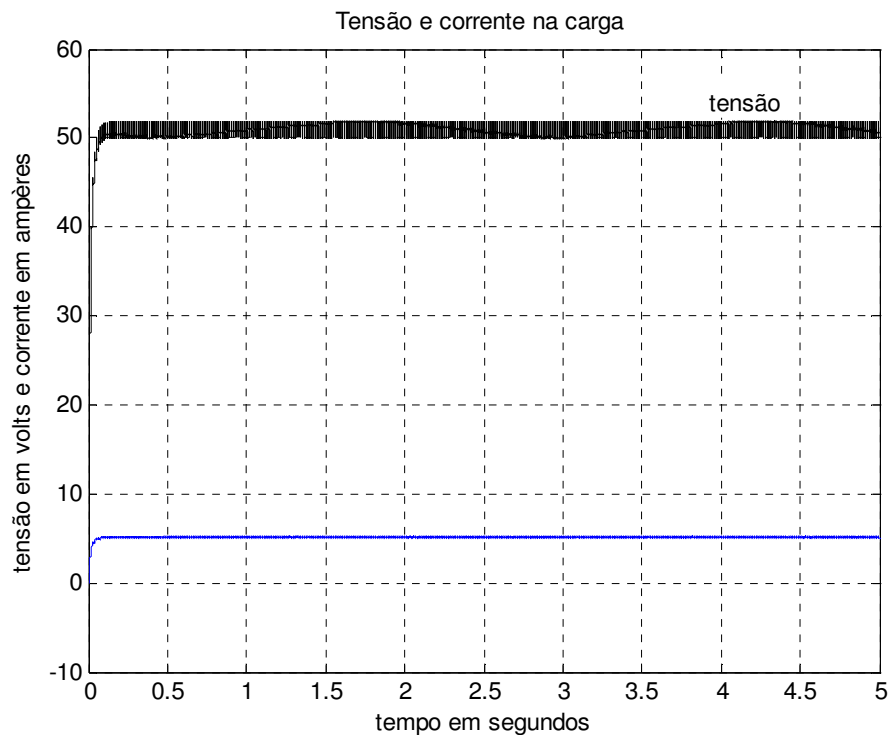


Fig. 4.18 – Tensão e corrente na carga ao longo do período da simulação.

A Fig. 4.19 detalha as oscilações de tensão na carga para a capacitância empregada na saída do retificador. Por seu turno, a Fig. 4.20 mostra os valores médios da tensão e da corrente na carga.

As potências instantânea e média na carga são mostradas na Fig.4.21. Como a corrente e a tensão na carga resistiva estão em fase, a forma de onda da potência instantânea é a mesma que é mostrada para a tensão na Fig. 4.18. A potência média em regime é de 258,9 W no final do tempo de simulação.

A entrada mecânica do sistema GR é o torque mecânico aplicado mostrado na Fig. 4.22. É possível verificar que esse torque oscila repetidamente entre 0,19 N.m e 3,2 N.m evidenciando a ondulação elevada que caracteriza o torque nas máquinas a relutância. O valor médio é de 1,5 N.m. As potências mecânicas instantânea e média são mostradas na Fig. 4.23. O resultado espelha o obtido para o conjugado mecânico oscilante mostrado na Fig. 4.22. O valor médio é de 204,5 W.

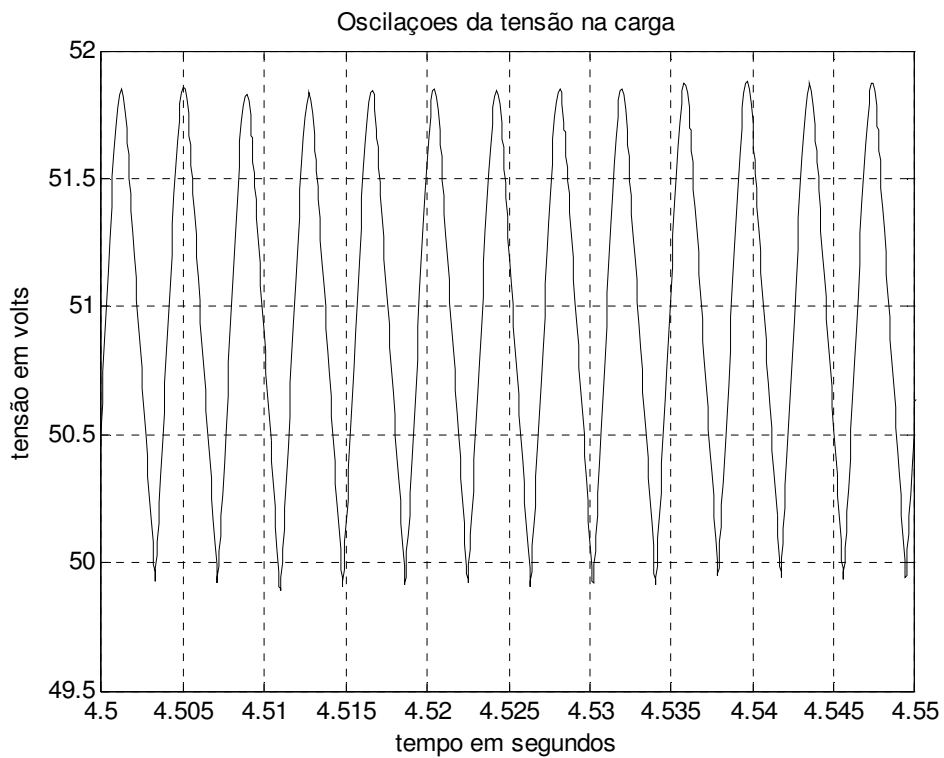


Fig. 4.19 – Oscilação da tensão na carga para $C_s = 0,005F$.

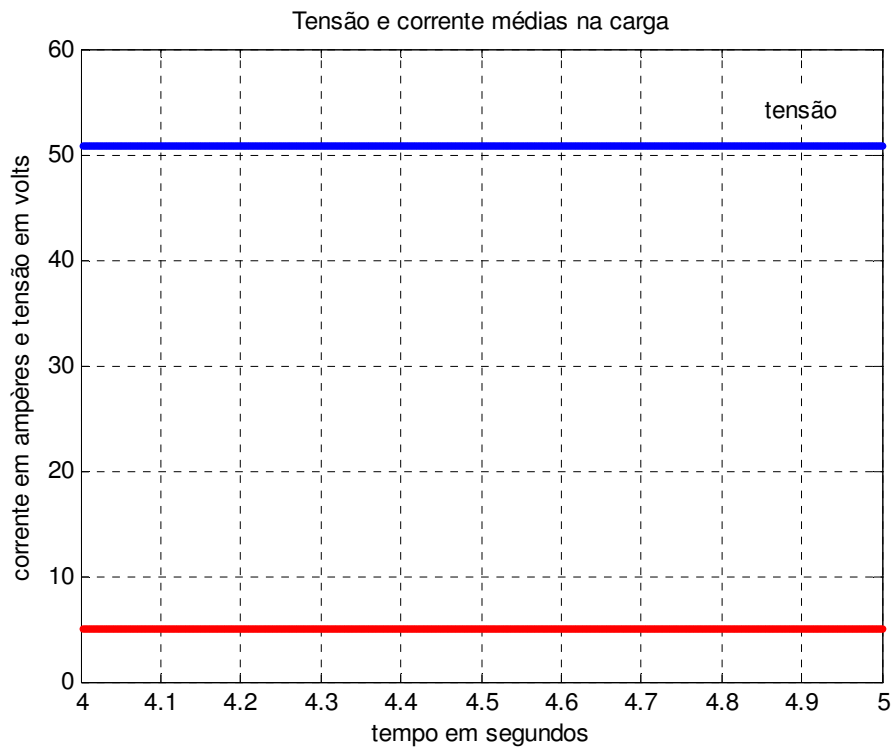


Fig. 4.20 – Valores médios da tensão e da corrente na carga.

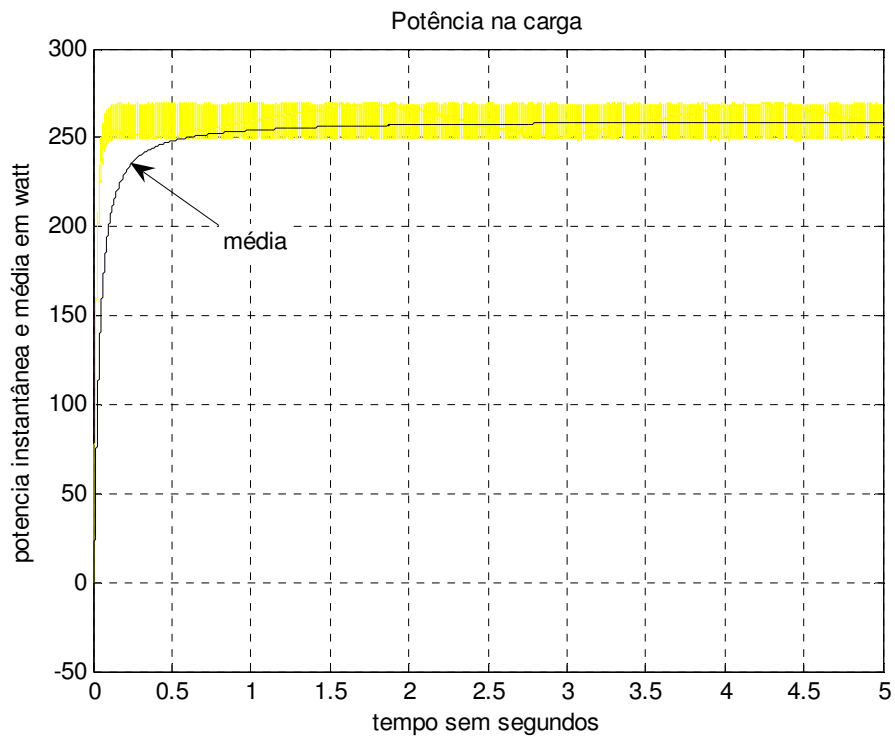


Fig. 4.21 – Potência instantânea e potência média na carga.

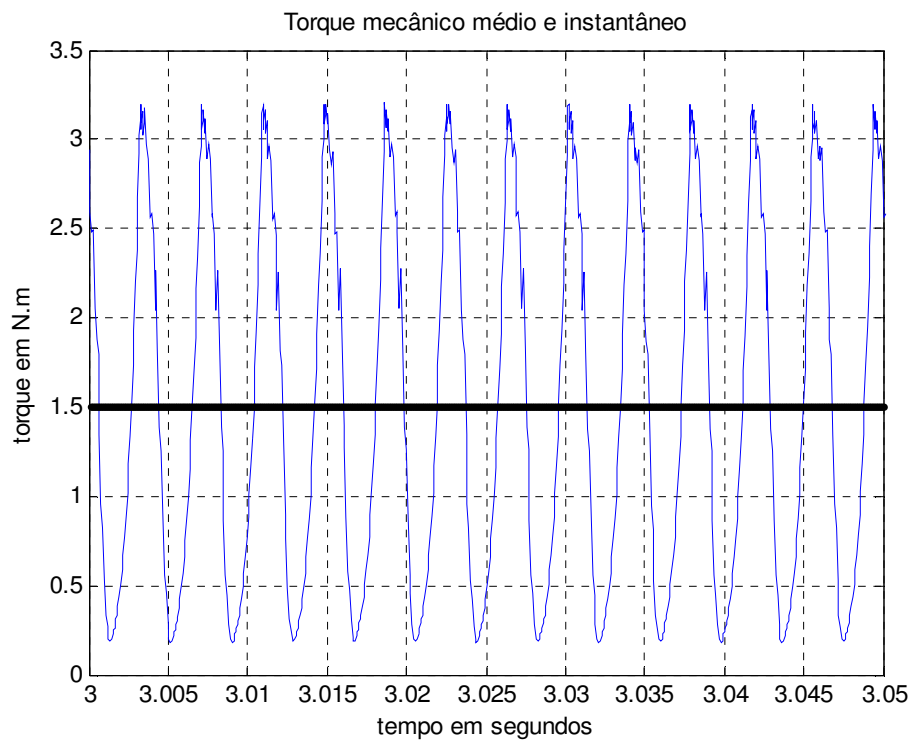


Fig. 4.22 – Torque mecânico no eixo do GR.

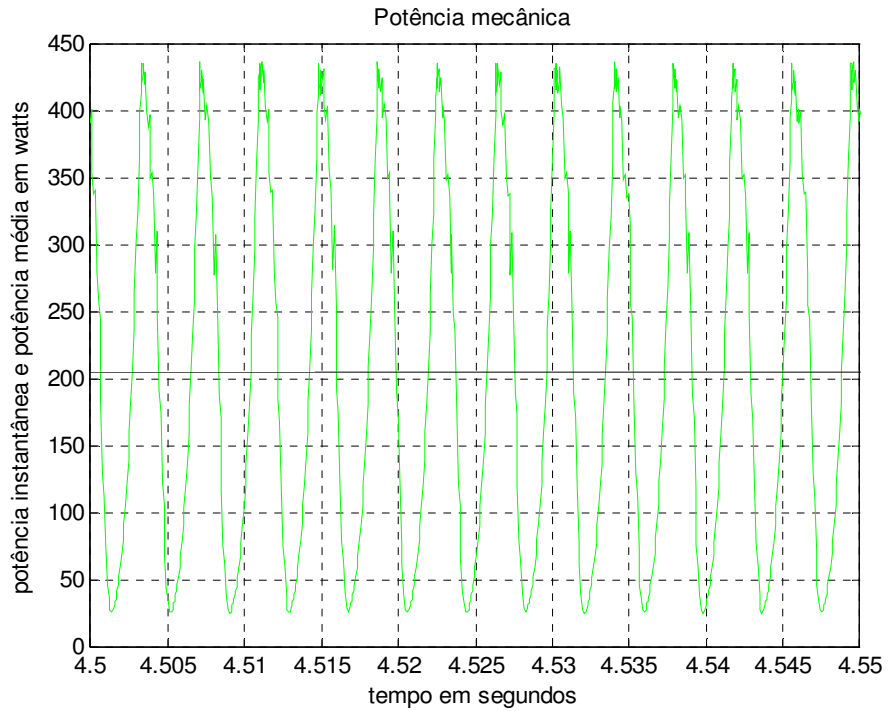


Fig. 4.23 – Potência mecânica instantânea e média transferidas ao GR.

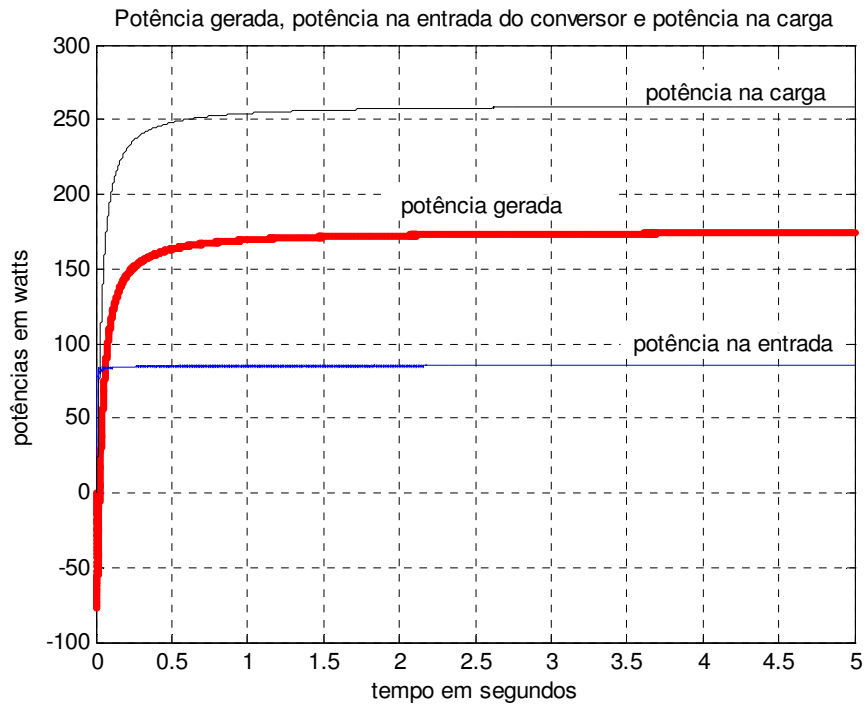


Fig. 4.24 – Potência líquida média gerada pelo GR e entregue à carga.

A potência líquida média gerada é mostrada na Fig. 4.24 juntamente com as potências na entrada do conversor e de saída, na carga. Na condição estável esta potência é de 174,1 W.

As perdas na máquina e em seu conversor, assim como todas as perdas correlatas à inserção do GR no circuito de alimentação da carga, anteriormente especificadas, são perdas associadas ao processo de geração. Assim, a potência perdida nesse processo é dada pela diferença entre a potência mecânica no eixo e a potência gerada líquida entregue à carga. Isto é mostrado na Fig. 4.25. O valor encontrado é de 30,4 W.

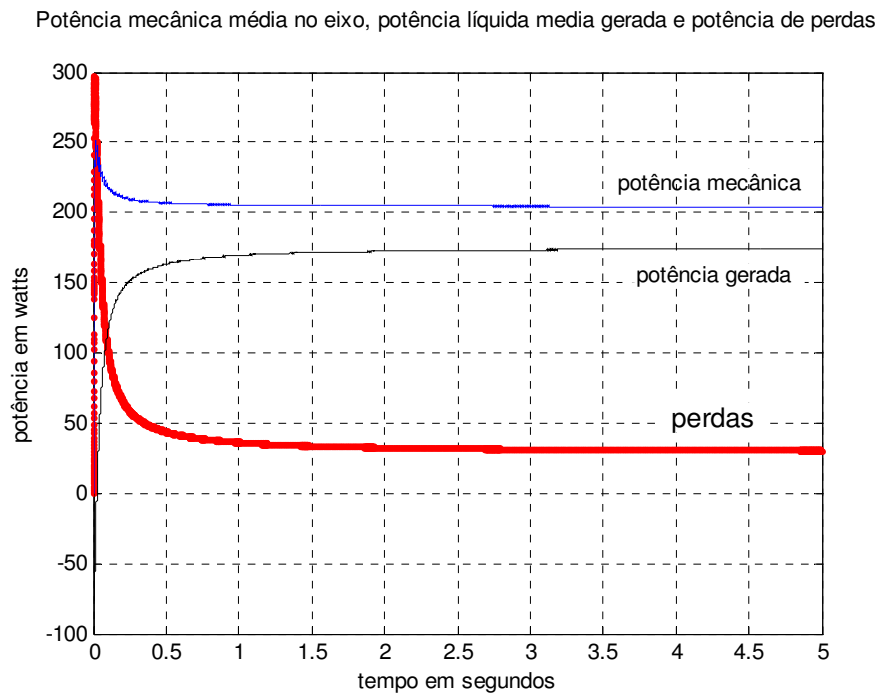


Fig. 4.25. – Potência perdida no processo de geração.

No modelo computacional foram incluídas sub-rotinas que calculam as potências nas entradas e na saída, assim é possível um balanço para encontrar as perdas que estão inseridas nesse modelo, as quais são uma apenas parcela das perdas totais que ocorrem em uma máquina real:

Potência elétrica recebida na entrada do conversor.....	84,83 W
Potência mecânica recebida no eixo do GR.....	204,50 W
Potência elétrica total recebida nas portas de entrada.....	289,33 W
Potência elétrica entregue à carga na porta de saída.....	258,90 W
Perdas de potência.....	30,43 W

Como o modelo tem sub-rotinas que calculam separadamente as perdas parciais nele consideradas, é possível construir uma tabela de potências perdidas pelo GR em situação de regime operacional estável e fazer um balanço comparativo:

Perdas acumuladas nos seis diodos das três fases.....	9,40 W
Perdas acumuladas nos seis MOSFET das três fases.....	18,70 W
Perdas por atrito.....	0,04 W
Perdas no cobre.....	2,33 W
Perdas de potência totais	30,47 W

Os valores encontrados para essas perdas pelos dois métodos são convergentes, o que respalda a modelagem computacional no aspecto considerado.

Através de simulações, o rendimento do GR foi estimado em 0,85 e o rendimento global do sistema em 0,89. As curvas de evolução desses rendimentos ao longo da simulação são mostradas na Fig. 4.26.

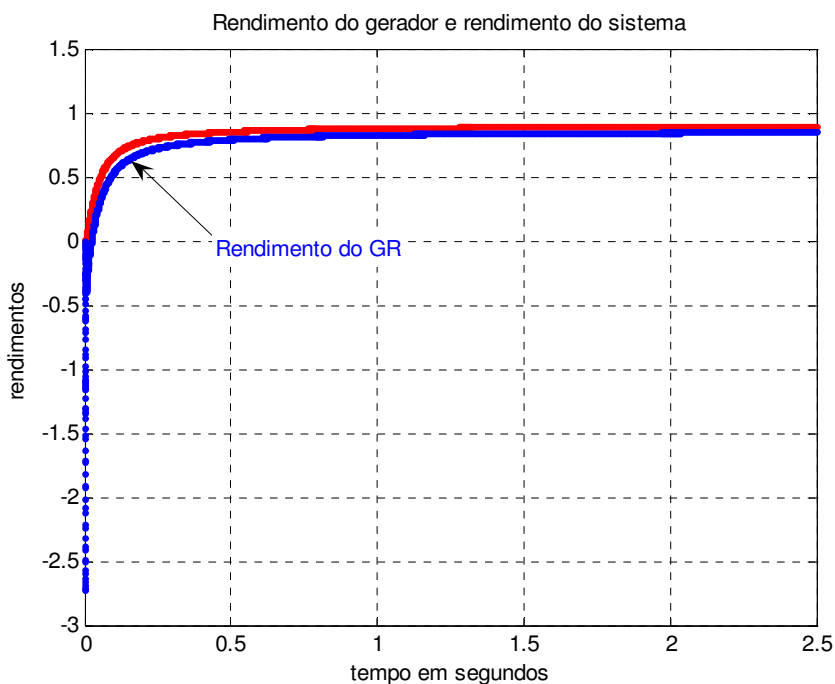


Fig. 4.26. – Evolução do rendimento do GR ao longo da simulação.

A concepção do modelo matemático refletida no modelo computacional não considera as perdas por correntes parasitas, as perdas por histerese, as perdas por aquecimento nas resistências internas da fonte de alimentação e do capacitor, assim como não considera as perdas por aquecimento nos cabos e conexões e outras eventuais. A consequência é que os rendimentos reais serão menores quando o sistema for montado em laboratório de testes.

A Fig. 4.27 mostra os laços de magnetização do GR durante os ciclos geração de energia em uma fase. O resultado simulado pode ser comparado com a Fig. 3.12.



Fig. 4.27 – Laços de geração do GR com o conversor HB.

O laço mais externo, aonde a corrente chega a cerca de 27 A, corresponde ao primeiro pulso de corrente da fase azul, no início da geração, o qual é mostrado na Fig. 4.28. Os laços mais externos, cada um correspondendo a uma corrente máxima diferente e decrescente, correspondem aos pulsos seguintes de corrente na mesma fase azul. O laço de geração de menor corrente máxima corresponde ao pulso de corrente em regime estável. O resultado será semelhante se visto para as outras duas fases, isto é, os laços correspondentes aos pulsos de

corrente em regime estacionário são os mesmos para as três fases. Assim, a cada pulso de corrente em cada fase é gerada uma energia proporcional à área do laço mais interno e de cor mais intensa, mostrada na Fig. 4.27. Este resultado sugere que o GR tem problemas de corrente no início da geração assim como outras máquinas elétricas. O fato de que as chaves semicondutoras são sensíveis aos surtos de corrente mostra que a melhor relação entre custo e benefício na escolha das chaves do conversor depende do controle de corrente no início da geração, durante o carregamento do capacitor de saída.

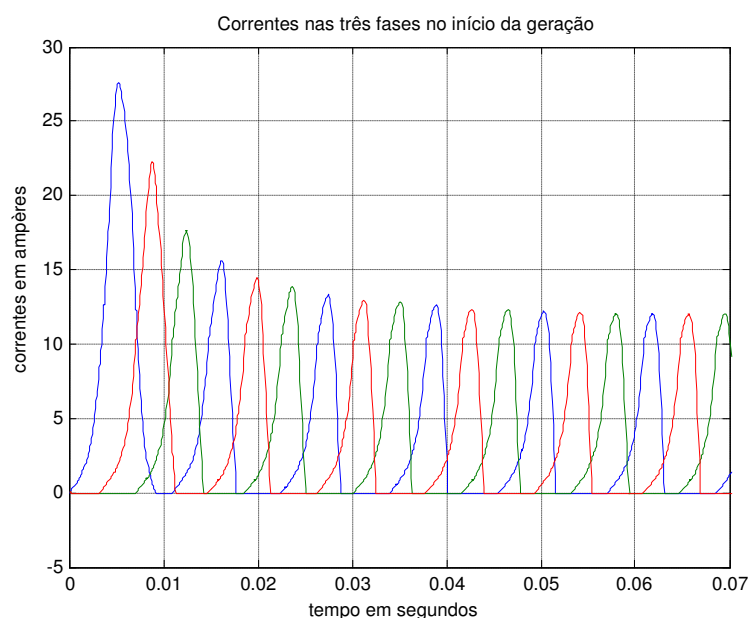


Fig. 4.28 – Correntes nas bobinas das fases no início da geração.

A Fig. 4.29 mostra as janelas de condução sucessivas das três fases, evidenciando que este GR tem uma única fase em excitação, a cada instante. Para cada pulso de corrente de uma fase pode ser observado que a excitação, que termina ao final da janela de condução, dá lugar a uma forma de onda diferente, a qual corresponde ao período de geração da mesma fase. Também pode ser constatado na Fig. 4.29 que o período de geração da fase 1 está compreendido dentro do período de excitação da fase 2, cujo período de geração ocorre durante a excitação da fase 3 e assim por diante, ciclicamente. Ainda nessa Fig.4.29 é possível

observar que o período de geração de uma fase se encerra antes do início do período de geração da fase seguinte. O regime de geração corresponde, assim, a uma seqüência descontínua de pulsos originados nas fases, isto é, existem intervalos de tempo em que o GR não transfere energia para a carga. Esses períodos são sempre iguais quando a velocidade é constante e ocorrem imediatamente antes e logo após cada período de geração. Isso consolida a visão da característica pulsada descontínua do GR. Essa característica fala fortemente a favor da utilização de um capacitor de saída C_s , como foi feito no modelo simulado. Este capacitor deve ter capacitância de valor elevado para alimentar a carga entre dois pulsos de geração sucessivos e conferir uma determinada estabilidade à corrente fornecida à carga.

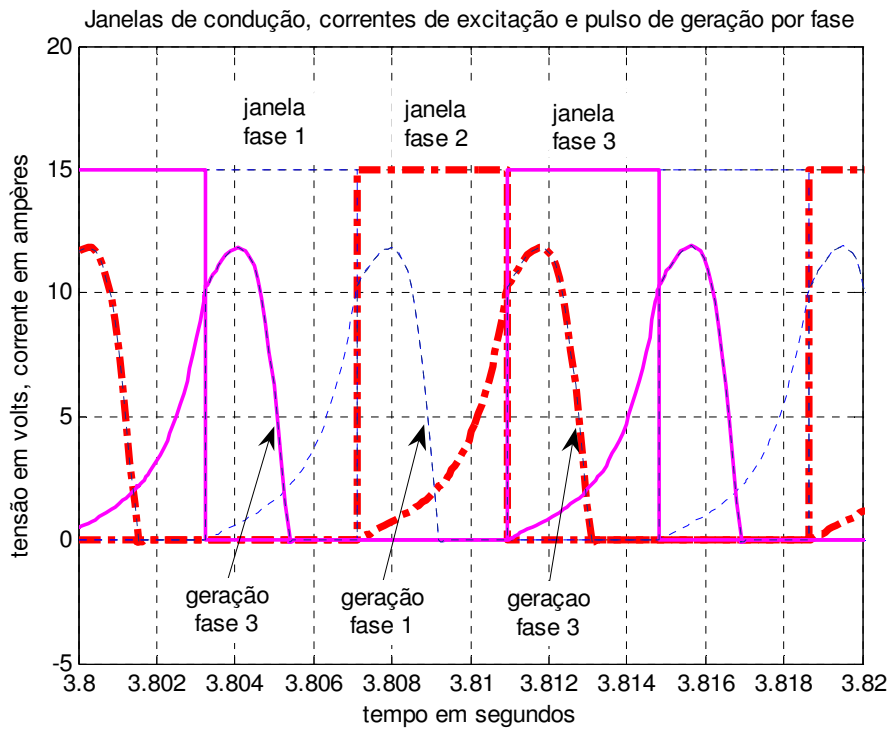


Fig. 4.29 – Janela de condução das fases e correntes de excitação e de geração.

A Fig. 4.30 mostra a ação do C_s . É possível ver que durante cada ciclo de geração esse capacitor está submetido à corrente reversa e, portanto, está sendo carregado. Também se verifica que é esse capacitor que alimenta a carga entre dois períodos de geração

consecutivos. O valor da corrente está estabilizado próximo a 5 A. O modelo simulado permite verificar que o valor médio dessa corrente é 5,2 A

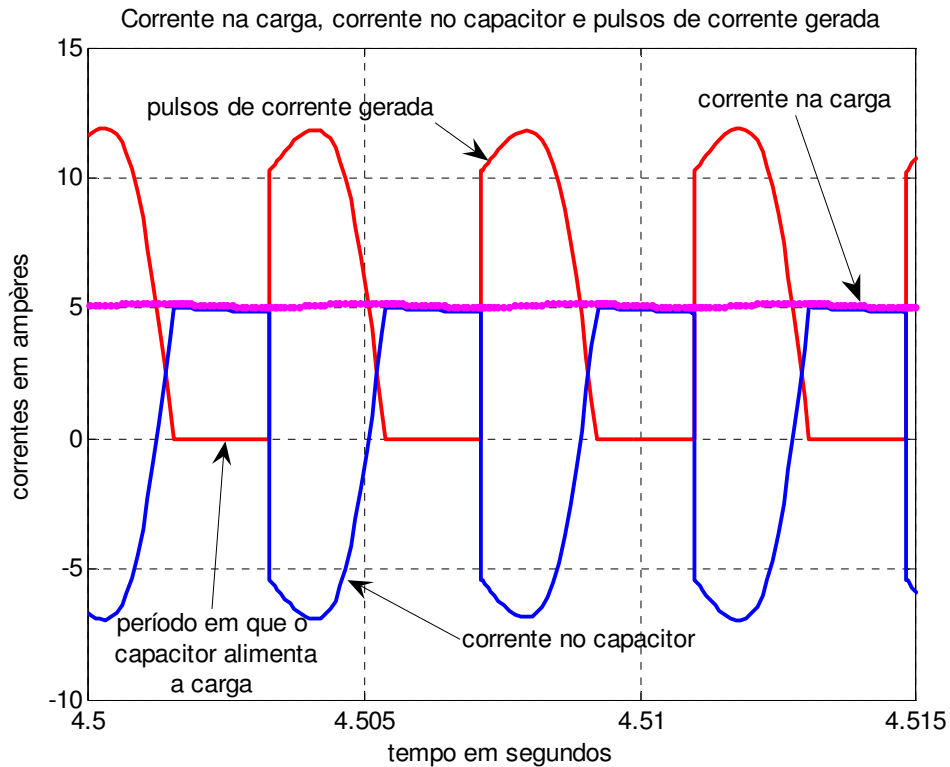


Fig. 4.30 – Ação do capacitor Cs e dos pulsos de corrente gerados pelas fases na alimentação da carga.

A Fig. 4.31 mostra a dinâmica de funcionamento de uma fase durante um pulso de corrente. Enquanto dura a excitação os MOSFET da fase estão em condução e a tensão nos terminais da bobina é aquela aplicada pela fonte cc menos a FCEM induzida na bobina da fase, como mostra a Fig. 4.1. Quando a chave é aberta, a tensão nos terminais da bobina é a FCEM que tem sinal negativo porque $\partial L/\partial \theta < 0$, isto é, funciona como uma força eletromotriz provocando a condução de corrente através dos diodos da fase para o Cs e a carga, como mostra a Fig. 4.2. A Fig.4.32 mostra que o comportamento da tensão é repetitivo e cíclico nas três fases. Enquanto que a Fig. 4.33 evidencia que na partida da máquina a tensão de excitação permanece constante porque é a que a fonte fornece, ao passo que a tensão gerada é crescente nas fases, nos primeiros pulsos, até atingir o valor de regime.

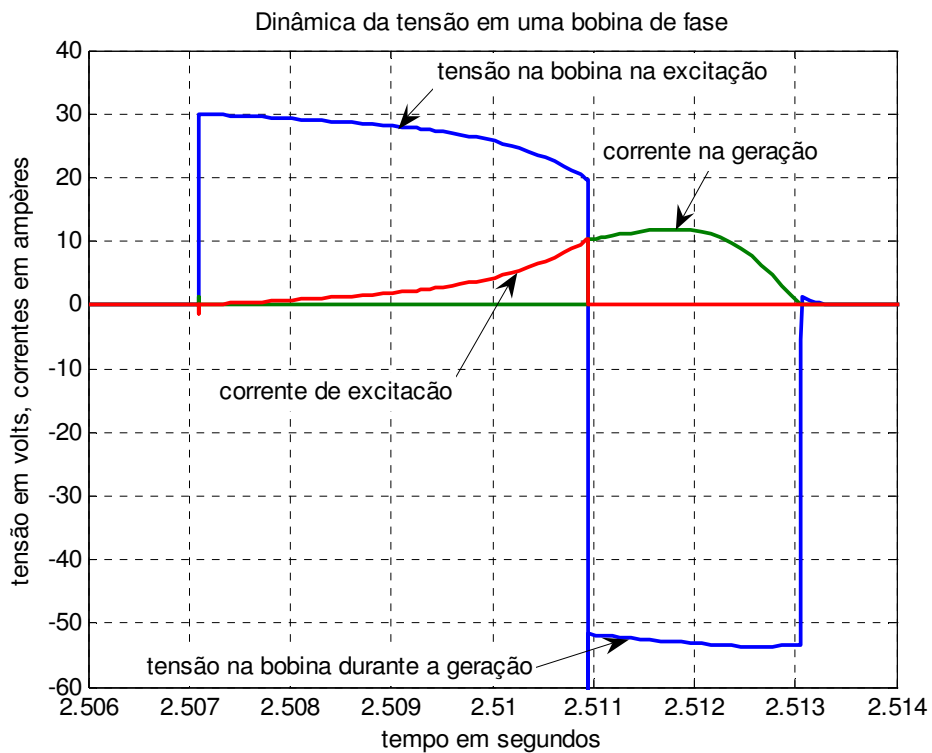


Fig. 4.31 – Tensão e corrente em uma fase, na excitação e na geração.

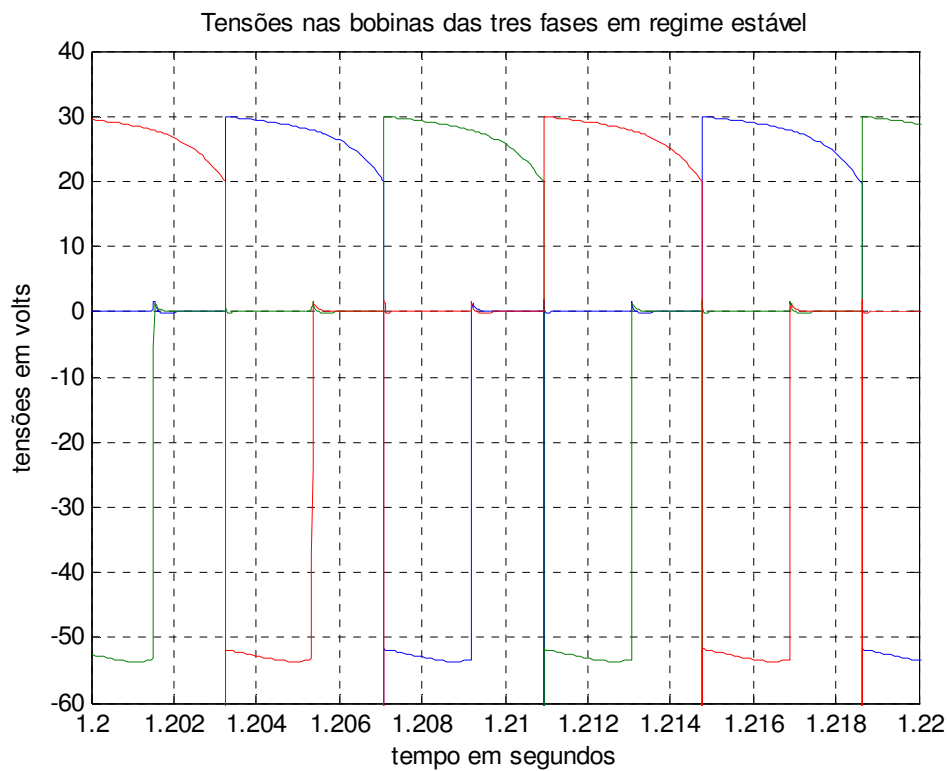


Fig. 4.32 – Seqüência das curvas de tensão nas fases.

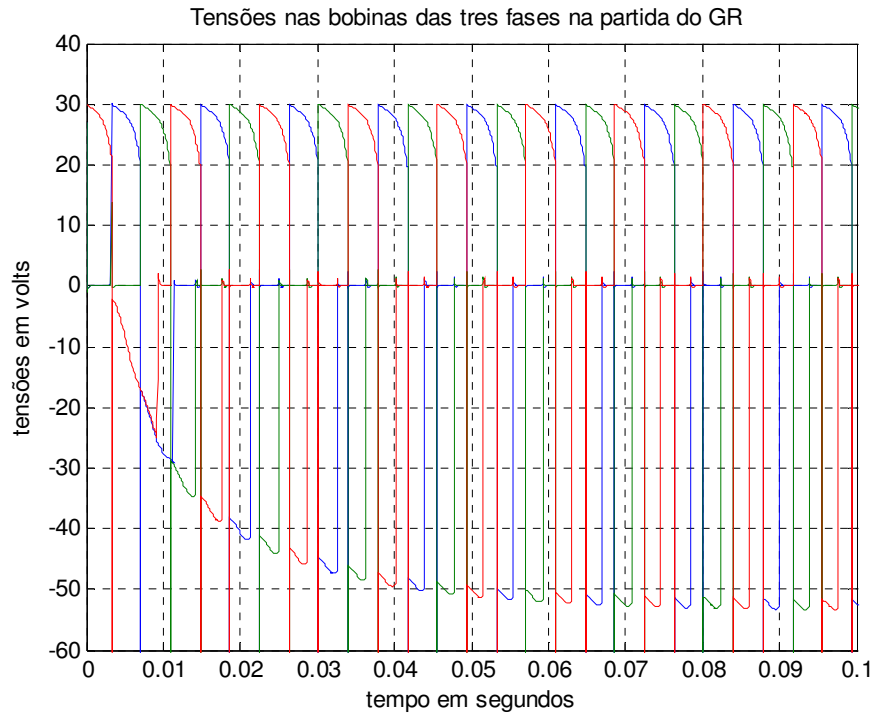


Fig. 4.33 – Evolução da tensão gerada nas fases durante a partida da máquina.

O modelo permite ainda verificar o comportamento da indutância de cada fase e sua correlação com a dinâmica de funcionamento daquela fase. A Fig. 4.34 mostra a dinâmica do processo de geração em uma das fases. Na figura é possível verificar que a tensão de excitação é aplicada à bobina da fase antes de a indutância atingir seu valor de pico. A evolução da corrente na fase associada à variação da indutância e o correspondente comportamento da tensão na fase podem ser examinados.

A Fig. 4.35 mostra as curvas da indutância para cada uma das fases e permite constatar a defasagem entre elas.

A Fig. 4.36 mostra a dinâmica de produção de torque eletromagnético em uma única fase. Esse torque tem sentido contrário ao sentido do movimento do rotor e é dado por:

$$T_{emag}^{fase} = - \frac{\partial W_{fase}^{co}}{\partial \theta} \quad (4.1)$$

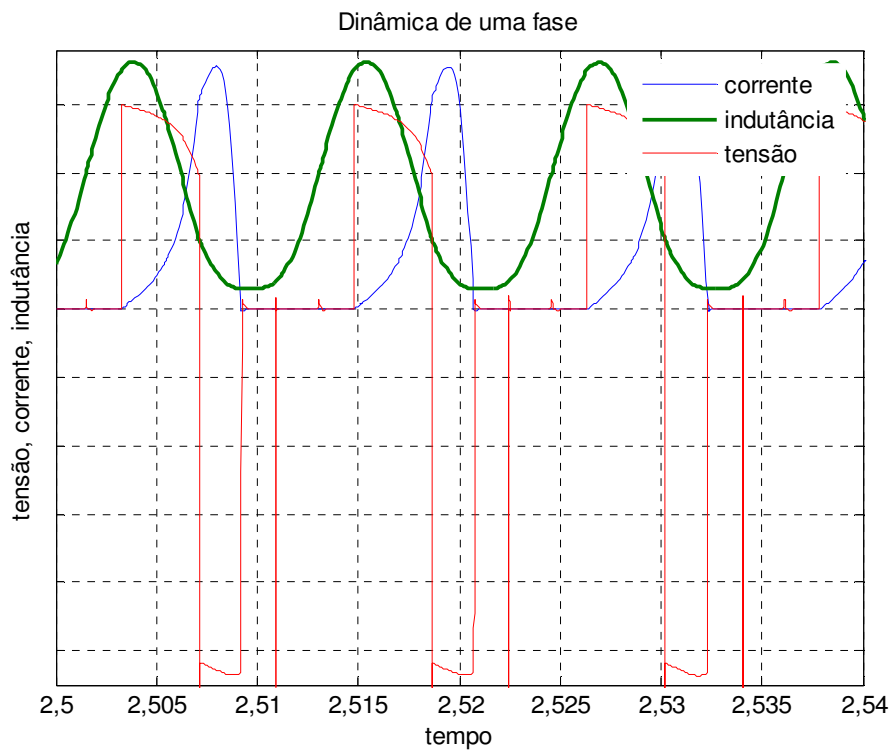


Fig. 4.34 – Dinâmica de funcionamento de uma fase.

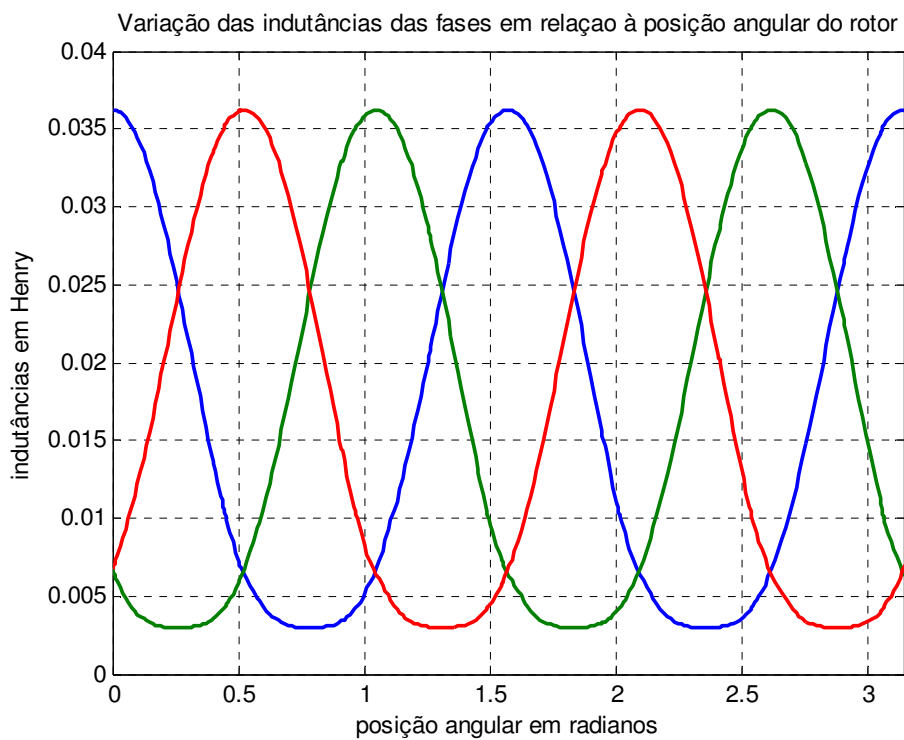


Fig. 4.35 – Curvas das indutâncias próprias das fases.

As grandezas envolvidas no cálculo do torque são a corrente na fase e a derivada da indutância da fase em relação à posição angular. Esta última é resolvida a partir da curva experimental da indutância. Na Fig. 4.36 é possível verificar como essas grandezas se relacionam no domínio do tempo. Uma observação complementar importante pode ser feita a partir do exame da curva da taxa de variação temporal da indutância na Fig. 4.35: o formato da curva deixa claro que a indutância experimental não é uma senóide.

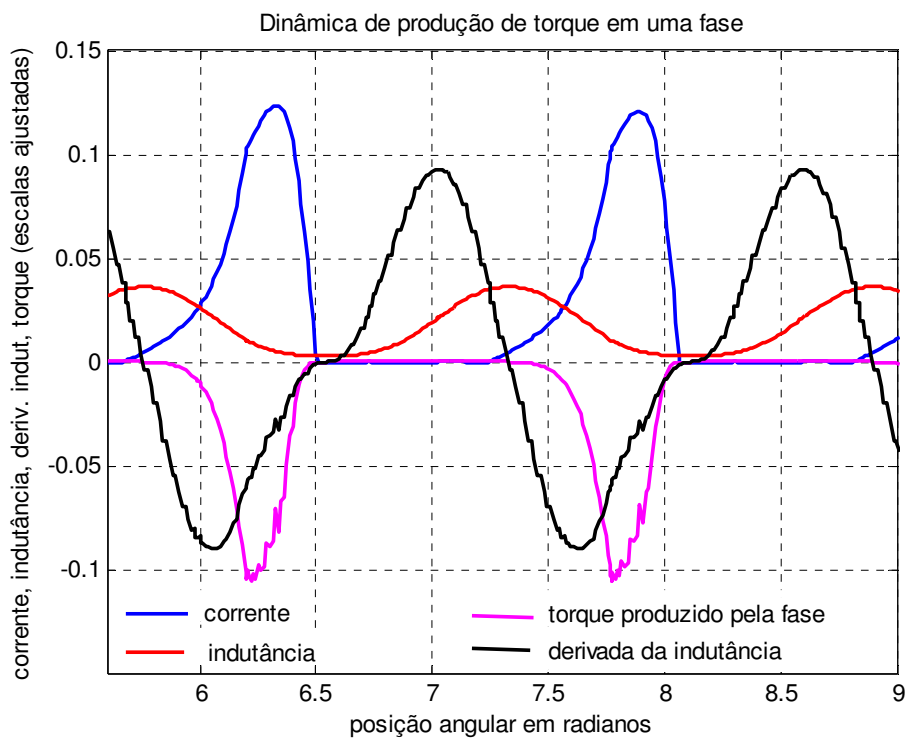


Fig. 4.36 – Dinâmica de produção de torque em uma fase.

O CS foi simulado com um modelo computacional apropriado. Os parâmetros de simulação adotados são os mesmos que foram utilizados na simulação com o conversor HB apresentada neste Capítulo. Os resultados comparativos mostram que a dinâmica de funcionamento é essencialmente a mesma para os dois conversores. Há diferenças de valores entre variáveis em função das características próprias de cada tipo de conversor, especialmente porque no caso do CS existem menos chaves semicondutoras e a fonte cc participa diretamente da alimentação da carga durante o período de geração da fase. Isto muda

a corrente na entrada do CS. A Fig. 4.37 mostra as diferenças entre as correntes na entrada do CS e do conversor HB. A corrente na entrada do CS não se anula, tem perfil igual à corrente na entrada do conversor HB durante parte do período de excitação e assume o perfil da corrente de geração mostrada na Fig. 4.29 no intervalo de tempo em que a fonte cc participa da alimentação da carga.

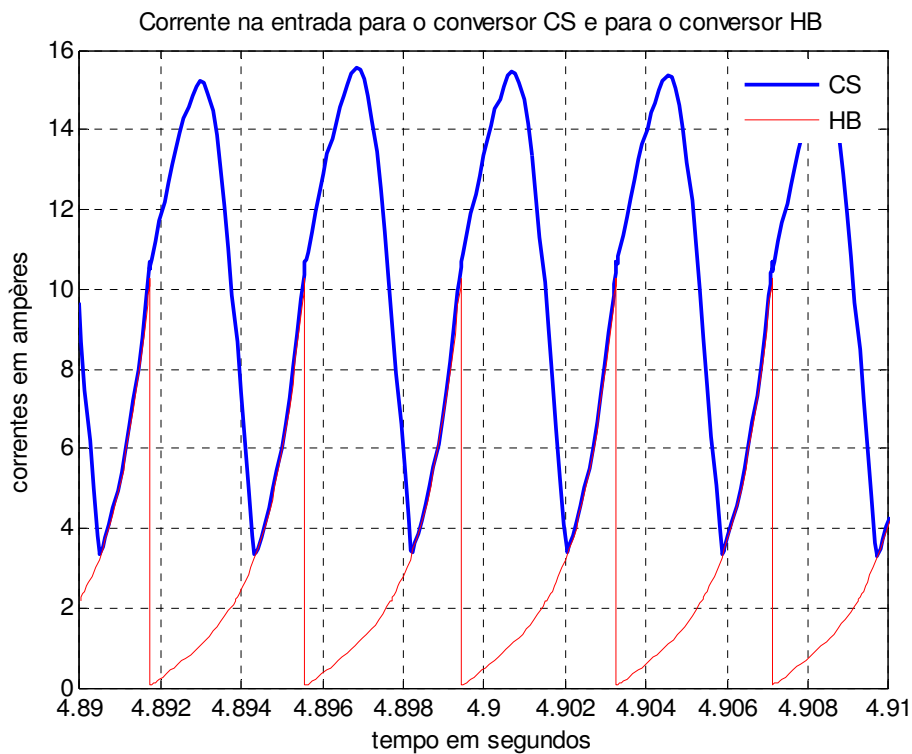


Fig. 4.37 – Corrente na entrada do CS e do conversor HB.

A Fig. 4.38 mostra que quando o GR é acionado pelo CS a carga recebe mais energia, o GR gera mais energia e a fonte cc transfere energia diretamente para a carga. A Fig. 4.39 mostra os laços de geração do GR para os dois conversores. A área compreendida pelo laço correspondente ao CS é maior indicando que, de fato, ocorre geração de mais energia. As simulações feitas com os dois conversores mostraram um aumento discreto no rendimento do GR, de 0,85 para 0,86. O aumento no rendimento global do sistema é mais significativo, de 0,89 para 0,94.

Em linhas gerais o CS traz economia de semicondutores, aumenta o desempenho da máquina e funciona agregando energia àquela que a fonte de excitação transfere à carga. Por isto é interessante para aplicação em sistemas de co-geração. No entanto convém observar que com o CS as correntes e tensões são maiores, implicando no emprego de diodos maiores e em menor capacidade de geração do GR, para a mesma bitola de condutor na bobina da fase.

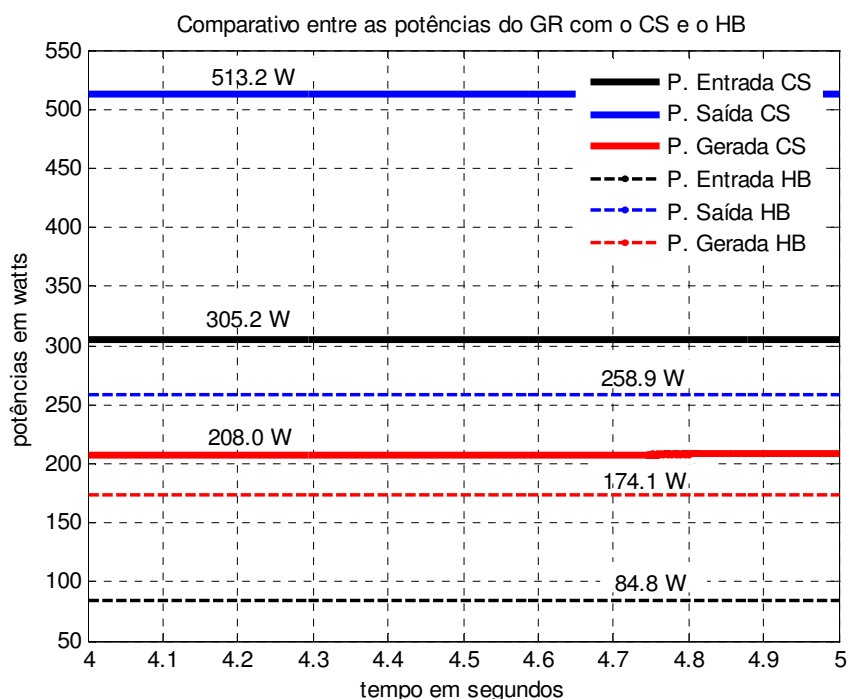


Fig. 4.38 – Potências na entrada, na saída e potência gerada pelo GR conforme o conversor usado.

O CR foi concebido para ser um avanço em relação ao conversor HB. Menos dispositivos semicondutores e circuito de disparo simplificado com desempenho operacional semelhante, mas com maior confiabilidade e menores perdas foram os objetivos almejados. O fundamento que viabiliza o emprego deste conversor é a desmagnetização da bobina de fase sobre a carga, dispensando um período de roda livre na fase, associada ao fato de que não há objetivo de recuperação de energia para a fonte. Este novo tipo de conversor apresentou ganhos importantes em custo e em desempenho. Diferentemente do CS, neste caso a fonte cc não tem participação direta no atendimento à carga. Por isso o desempenho do CR é mais bem comparado com o do conversor HB. A Fig. 4.40 mostra os laços de geração para esses dois

conversores nas mesmas condições de simulação e evidencia que, com o CR o início da geração se dá com correntes menos agressivas para as chaves e, em regime, é gerada mais energia do que quando se emprega o conversor HB.

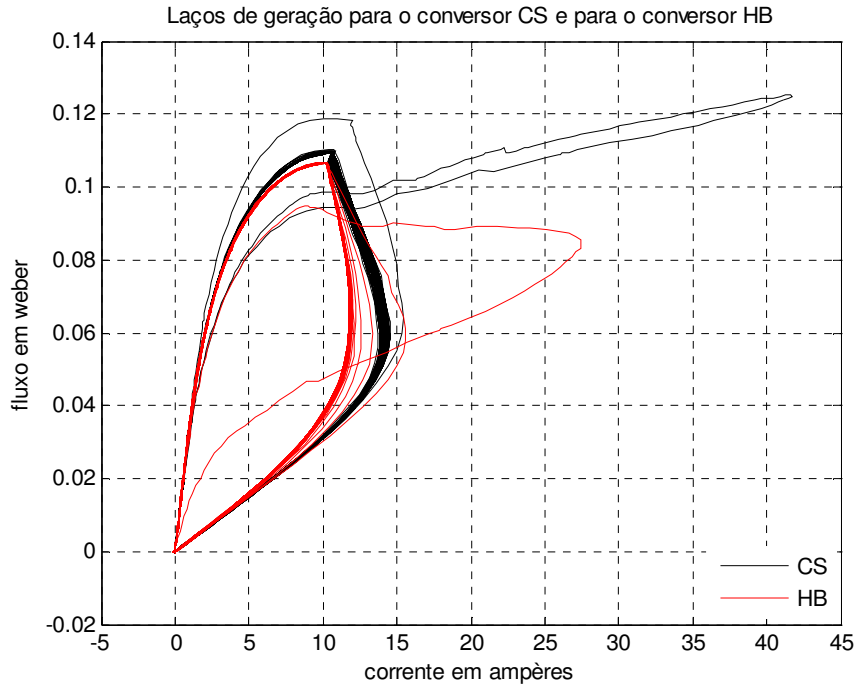


Fig. 4.39 – Laços de geração para os dois tipos de conversor.

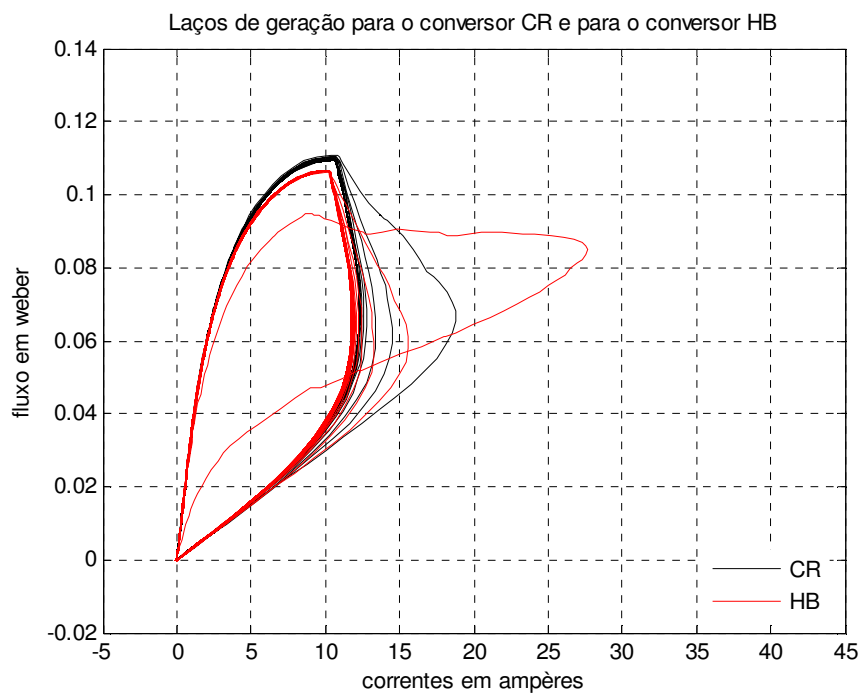


Fig. 4.40 – Laços de geração para o CR e para o conversor HB.

A Fig. 4.41 mostra uma comparação entre as potências no CR e no conversor HB. Pode ser observado que o GR gera mais energia líquida na saída quando é usado o CR. Além disto, as simulações feitas com os dois conversores mostraram um aumento importante no rendimento específico do GR, de 0,85 para 0,883. O aumento no rendimento global do sistema foi de 0,896 para 0,917. Assim, os resultados de simulações mostram que o CR tem desempenho superior ao do conversor HB, nas mesmas condições de trabalho, e possui custo inferior. O CS e o CR são adequados para o acionamento de geradores a relutância, mas não se aplicam a motores a relutância. Assim, quando a aplicação pretendida objetivar o emprego da máquina nos dois modos de operação o conversor indicado é o HB, ou outro que tenha características compatíveis com o acionamento dual da máquina. O novo CR apresentado aqui é uma evolução do conversor HB que objetiva o emprego em acionamento de geradores a relutância com redução do custo em eletrônica de potência e melhoria no desempenho. Ele foi concebido a partir da percepção da diferença entre o acionamento do GR e do MR.

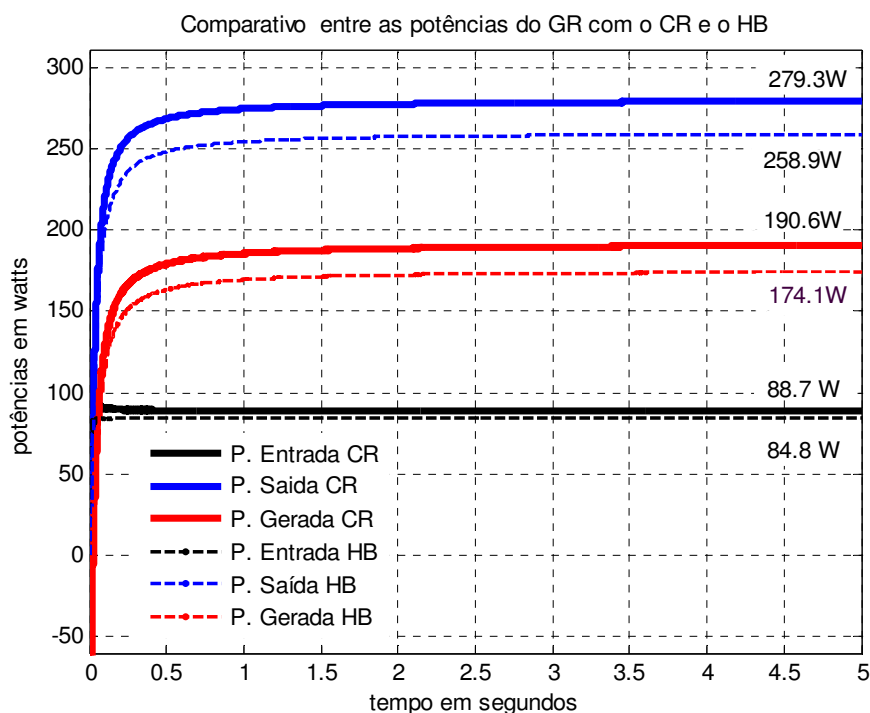


Fig. 4.41 – Potências na entrada, na saída e potência gerada pelo GR conforme o conversor usado.

O CM foi concebido para reduzir ainda mais o número de dispositivos semicondutores, reduzindo ao mínimo as chaves controladas (um MOSFET), tornar mínimo o circuito de disparo das chaves e permitir o acionamento da máquina monofásicas com a configuração $m \times m$. São ganhos significativos que se mostram viáveis em simulações, mas cuja validação ainda depende de comprovação experimental. A Fig. 4.42 mostra as corrente sincronizadas nas três bobinas do GR monofásico 6×6 , mas mostra também uma variação no seu valor de pico sugerindo uma certa instabilidade em nível de simulação. Algo ainda a ser verificado em bancada de testes. Por outro lado, a Fig. 4.43, que compara as potências geradas usando um conversor HB em um GR 6×4 com aquela que se obtém usando um CM com um GR 6×6 , evidencia um ganho significativo na potência gerada. No entanto, as indutâncias das fases usadas na simulação do modelo 6×6 são as que foram medidas antes e não as que devem ser medidas no próprio protótipo 6×6 . É previsto que o resultado experimental não repetirá o desempenho simulado neste caso. Nas simulações o comportamento da tensão sobre a bobina de fase segue o padrão já apresentado neste Capítulo.

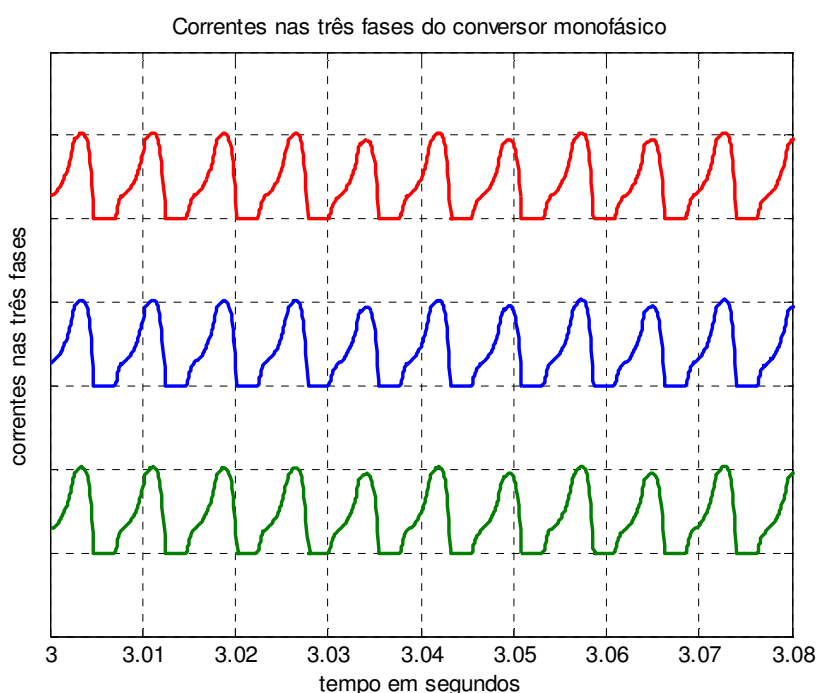


Fig. 4.42 – Correntes em fase entre si nas três bobinas do GR 6×6 usando o CM.

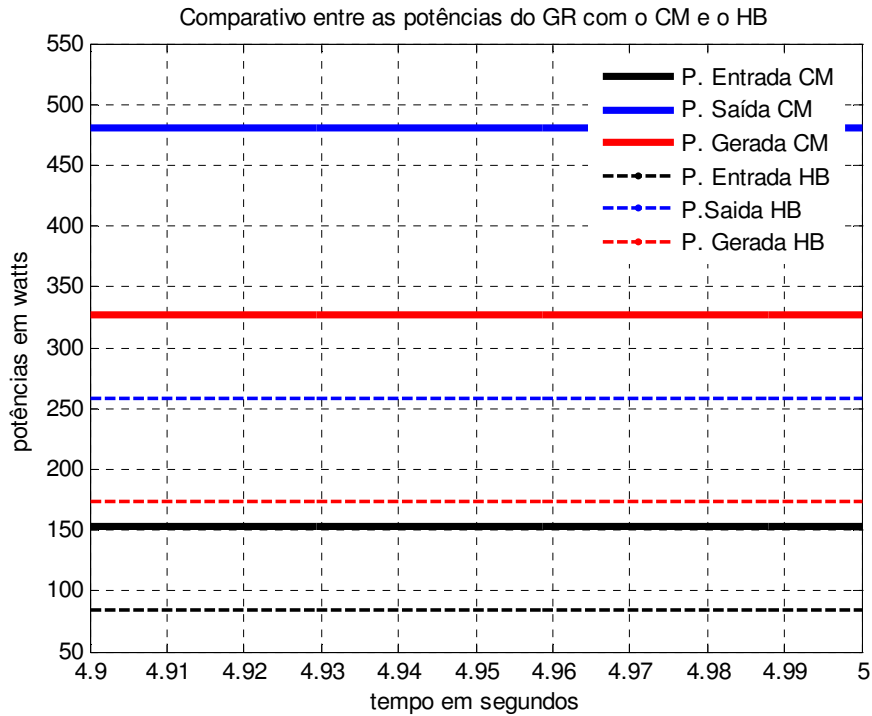


Fig. 4.43 – Potências comparadas entre os conversores HB e CM.

4.6 – Conclusões

Um modelo computacional foi construído para simular o GR. Este modelo é amplo, versátil e flexível, permitindo analisar o desempenho do gerador sob diversos aspectos. Além disto, pela flexibilidade, o modelo é adaptável para a coleta de outros dados via sub-rotinas de cálculo, bem como para desenvolvimento e teste de outras estratégias de acionamento. Esse modelo computacional está detalhado neste Capítulo 4. O conjunto de equações utilizadas nos cálculos feitos via modelo computacional foi apresentado. Uma análise extensiva do funcionamento do GR foi feita considerando o seu acionamento com o conversor HB. Via simulações, a dinâmica operacional do conjunto GR e de suas partes foi vista com abrangência e foram feitas considerações sobre vários tópicos. Os resultados apresentados formam um acervo de dados conexos, importantes para pormenorizar a grandezas envolvidas no processo. A entrada de potência via porta elétrica e via porta mecânica foi analisada e comparada com a entrega de potência elétrica à carga. Vários tipos de conversor foram

simulados. Três desses conversores se aplicam ao acionamento do GR, mas não se aplicam ao acionamento do MR. Os resultados de simulações feitas com o Cs e o CR mostraram desempenho superior àquele obtido empregando-se o conversor HB. Os conversores dedicados ao GR tem menor número de chaves e, portanto, tendem a ser mais baratos do que o conversor HB. O conjunto de resultados obtidos valida o modelo matemático construído no Capítulo 3, amplia o conjunto de informações obtidas na literatura técnica consultada e fornece dados para a construção de novos protótipos.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 – Introdução

Ainda que a máquina seja a mesma, operacionalmente o GR é diferente do MR. O motor tem uma porta de entrada de natureza elétrica a qual é usada para excitar suas fases nos momentos propícios para que a máquina produza torque, de modo a movimentar uma carga mecânica. Por seu turno o gerador tem uma porta elétrica e uma porta mecânica como entradas, que são acionadas convenientemente para que o conjunto converta energia mecânica em elétrica. Estas circunstâncias são as mesmas para qualquer máquina elétrica que, em princípio, funciona como motor ou gerador, dependendo de como é acionada. Toda MRC é uma máquina cc acionada por um conversor chaveado e é o modo de chaveamento que difere a ação da máquina como GR ou como MR. O acionamento de um MR é feito, com muita frequência, com o uso de um conversor HB. Uma etapa de desmagnetização da fase, ou por regeneração ou por roda-livre, é necessária para o funcionamento do MR e o conversor HB facilita esta etapa. Devido a isto o conversor HB surgiu como uma escolha natural para acionar o GR quando esta função da MRC começou a ser investigada. No entanto, o GR dispensa tanto a fase de regeneração de energia como uma eventual roda livre para aliviar a energia armazenada em suas bobinas a cada ciclo. Esta energia pode ser direcionada para a carga elétrica através do circuito que deriva do conversor para alimentá-la, o que é uma vantagem. Então, o uso do conversor HB parece não ser a melhor escolha para acionar o GR. E de fato não é em muitos casos, como vem sendo mostrado. Mais ainda quando a fonte mecânica primária é instável, como no caso, por exemplo, da energia eólica.

O presente Capítulo destina-se a apresentar resultados experimentais que suportam a tese de que o GR, acionado por um CS, é uma alternativa adequada para a geração complementar de energia eólica em interligação com a rede. O GR é uma máquina cc intrínseca, o que facilita sua interligação com outras fontes de energia em cc. Em simulações o conversor CS mostrou-se apto a suprir uma carga a partir da fonte de excitação, mesmo quando o GR correspondente está parado. Se confirmado experimentalmente, isto também simplifica a operação do sistema como geração complementar. A opção aqui apresentada é promissora quando se trata de atender a propriedades rurais e a pequenas comunidades também porque uma alimentação trifásica poderia ser obtida de uma rede monofásica, através de um inversor colocado na saída do conversor do GR. Esta possibilidade não está no escopo experimental desse trabalho, mas está sempre presente como objetivo futuro. Para testar a adequação do GR à geração eólica os testes experimentais, conduzidos com protótipos, devem mostrar o comportamento operacional dessa máquina em regime de velocidades variáveis e durante transitórios de velocidade. Outrossim, a alimentação cc que vai excitar as fases também precisa ser ajustável para regular a tensão na saída do CS. A bancada de testes para o GR deve então ser específica e adequada a essas finalidades. A tarefa de coleta de dados experimentais começa pelo arranjo desta bancada. É necessário um circuito eletrônico para disparo das chaves a partir do sinal do sensor de posição. Os conversores a serem testados precisam ter suas partes acessíveis para substituição ou eventual reparo. A fonte de excitação deve ter potência suficiente para excitar a máquina e para alimentar a carga. Por seu turno, a carga deve ser variável para permitir examinar o comportamento do GR em situações de carregamento diferentes e em transitórios de carga. A máquina primária precisa apresentar resposta rápida e satisfatória durante os testes.

O GR pode ser considerado um desenvolvimento recente, com cerca de dez anos de estudos ao redor do mundo. Na falta de literatura extensa e detalhada, e sem antecedentes experimentais acessíveis, os testes experimentais realizados começaram com o objetivo de retirar energia da máquina e ajustar parâmetros básicos de funcionamento. Feito isto, o objetivo seguinte foi verificar a consistência dos resultados obtidos em simulações. Uma terceira meta consistiu em buscar a melhoria no desempenho. Adicionalmente, foi construído um novo protótipo com o qual foram realizados os testes de adequação da máquina às características do regime eólico.

O presente capítulo discorre sobre as montagens feitas, detalha os testes realizados e apresenta amostras de resultados obtidos, com algumas conclusões importantes para alimentar futuros estudos.

5.2 – Bancada de testes

Para a realização dos testes, com base nos diagramas mostrados na Fig. 2.19 e na Fig. 3.1, foi montada a bancada de ensaios que é mostrada na Fig. 5.1. Detalhes desta bancada, durante uma fase dos experimentos, são ilustrados nas Fig. 5.2, 5.3, 5.4, 5.5 e 5.6. Para compor a bancada mostrada na Fig. 5.1, foram construídos, montados e utilizados dispositivos, equipamentos e máquinas descritos na Tabela A1, constante do Anexo, e outros. Uma vez que o GR é uma máquina cujo funcionamento ainda está sob intensa investigação, os testes feitos buscaram informações sobre o comportamento da máquina em várias circunstâncias operacionais diferentes, fixas e variáveis. A condução de experimentos sugeriu a necessidade de outros mais e, por isto, a bancada foi adaptada seguidas vezes. Convém registrar aqui que parte do equipamento e dos dispositivos utilizados ao longo do tempo não consta das figuras mostradas ou da Tabela A1 do Anexo a este Capítulo.



Fig. 5.1 – Bancada de testes do GR.

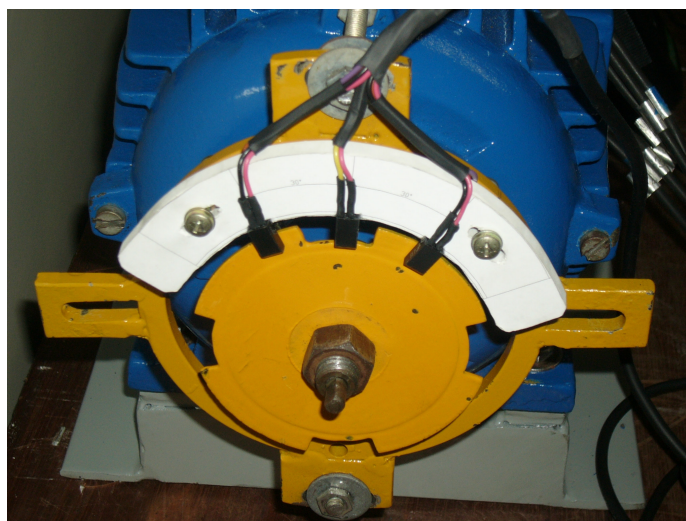


Fig. 5.2 – Suporte, disco e sensores óticos de posição do rotor.

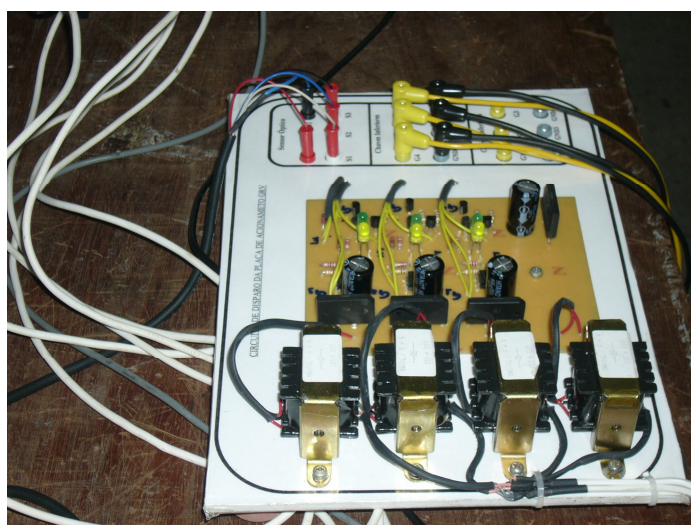


Fig. 5.3 – Circuito eletrônico para disparo das chaves controladas.

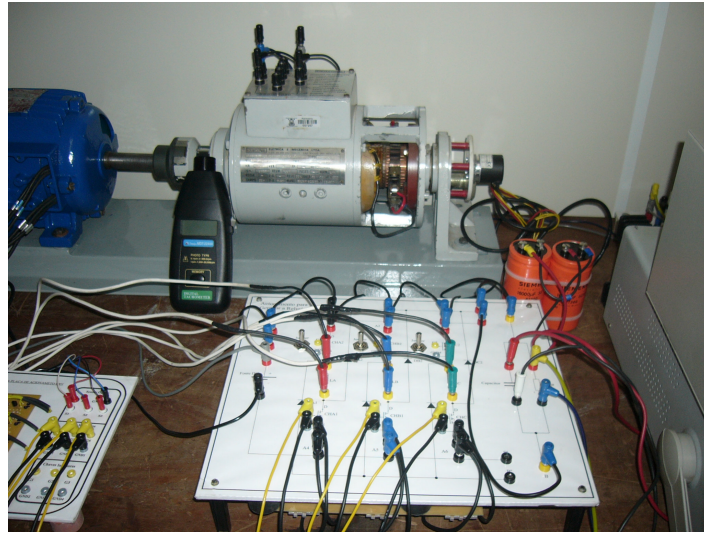


Fig. 5.4 – Conversor cambiável e motor cc.



Fig. 5.5 – Caixas de resistências e osciloscópio mostrando o sinal de disparo das chaves em uma das fases.



Fig. 5.6 – Protótipo para testes, fontes cc para excitação e fonte para circuito de chaveamento.

5.3 – Fonte de excitação, carga de prova, medidas de corrente

A potência da fonte de excitação é fundamental nos testes experimentais porque ela participa da alimentação da carga seja qual for o conversor utilizado. Quando são usados os conversores HB ou CR, a fonte transfere energia à carga através do processo de armazenamento de energia no campo magnético seguido de desmagnetização da fase através do circuito de alimentação da carga. Conforme anteriormente dito, na estratégia de acionamento adotada para o GR, não há a etapa de recuperação de energia para a fonte ou a etapa de desmagnetização por roda livre, as quais são alternativamente usadas nos MR. Usando o CS a fonte realiza o trabalho de excitação das fases e mantém-se ainda ativa no circuito de alimentação da carga. Inicialmente o GR foi testado usando-se uma e depois duas fontes cc comerciais de 30 V, 6 A em paralelo, para aumentar o limite de corrente admissível. Embora tenham sido colhidos resultados valiosos, os limites operacionais das fontes e da sua operação em paralelo restringiram o uso dessa alternativa para a excitação da máquina. A corrente demandada da fonte de excitação é fortemente pulsada, com valores de pico muitas vezes superiores aos valores médios encontrados nos testes, o que penaliza o equipamento. A adoção de um capacitor de amortecimento na saída da fonte de excitação mostrou-se eficiente neste caso, mas permaneceram outras limitações.

Devido aos limites das fontes comerciais de cc, um variador de tensão trifásico para 0 – 440 V, 28 A foi montado para alimentar uma ponte retificadora trifásica não controlada, de modo a atender à demanda de excitação. Mais tarde, tendo sido constatado que as oscilações de tensão na saída da ponte também tinham influência no comportamento e na eficiência do conjunto GR, foi instalado ali um capacitor de filtro de 20 mF, com bons resultados.

Nos testes foram usadas duas cargas de prova. Uma consistiu em uma bateria de quatro caixas de resistências variáveis de 400 W cada, conectadas em paralelo, resultando em

um valor mínimo de $10,8 \Omega$, o qual pode ser ajustado para outros valores. A outra foi uma resistência montada para funcionar com limite de 10 A, 300 W, também útil em alguns testes.

Enquanto foi usada uma máquina cc de 370 W como fonte de potência mecânica, um variador de tensão monofásico foi usado para ajustar a tensão de alimentação dessa máquina, atuando antes da retificação. Foram colhidos dados importantes com esse arranjo, no entanto a máquina cc tinha potência baixa e desempenho questionável em alguns testes. A partir do emprego de um MIG de 3 HP, o controle de velocidade da máquina passou a ser feito via conversor de frequência, com resultados importantes.

A falta ocasional de sensores de efeito Hall e o custo elevado para aquisição da ponta de prova de corrente do osciloscópio digital disponível forçaram uma improvisação em parte bem sucedida: resistores de baixa resistência, feitos de material pouco sensível à temperatura foram montados em placas para captura de sinal de tensão espelho do sinal de corrente. Os fatores de multiplicação para as leituras de tensão feitas nesses resistores foram cuidadosamente determinados e testados. Os resultados mostraram-se precisos, no entanto, os valores reduzidos das quedas de tensão nessas resistências ampliam os efeitos dos ruídos na onda de tensão espelho da corrente, introduzindo assim um componente indesejado.

5.4 – Resultados de testes feitos com o protótipo existente

Embora tenham sido feitos muitos testes com esse protótipo, uma amostra reduzida foi selecionada para ser apresentada aqui para evidenciar os aspectos mais relevantes observados.

5.4.1 – Testes preliminares para ajuste da bancada de ensaios

Neste ponto convém anotar que, devido à inexistência de condições de acesso a informações detalhadas ou a outra bancada de ensaio desenvolvida para a mesma finalidade, a bancada montada para este trabalho teve função de piloto no que tange aos geradores a

relutância. Assim, os primeiros testes realizados foram basilares, demorados, e visaram: obter energia a partir da máquina; ajustar velocidade operacional e ângulo de disparo das chaves; conferir os métodos de aquisição de medidas; estruturar a captura e o processamento de dados; testar limites do GR; a atuação dos conversores; validar o modelo matemático e validar os resultados de simulação. O procedimento foi minucioso e bem sucedido. Os ajustes feitos foram importantes para criar condições para a realização de ensaios mais completos.

Nos testes preliminares o GR operou com o conversor HB com os seguintes resultados qualitativos:

1. a máquina gerou energia;
2. a velocidade de operação foi ajustada em 900 rpm em busca do melhor desempenho naquele ponto de operação;
3. após simulações e testes experimentais, o ângulo de disparo das chaves foi ajustado em $4,7^\circ$ antes do alinhamento dos pólos do estator e do rotor;
4. o aparato de medições foi exaustivamente verificado com cruzamento de dados, até ser considerado confiável;
5. a captura e o processamento computacional dos dados experimentais tornaram-se técnica consolidada;
6. o conversor HB funcionou;
7. após substituição adequada dos MOSFET o sistema gerador, incluído o conversor, funcionou normalmente em ensaios de maior duração;

Para validar o modelo matemático apresentado no Capítulo 3 e as simulações apresentadas no Capítulo 4, dois resultados importantes obtidos nos testes preliminares merecem registro destacado. O primeiro deles é mostrado na Fig. 5.7. São as ondas de corrente em uma bobina de fase, obtidas com a máquina operando na velocidade de 900 rpm ,

sob uma tensão de excitação de 24 V. Estes resultados podem ser comparados com a Fig. 5.8, a qual foi obtida de simulação nas mesmas condições. O segundo resultado destacado, mostrado na Fig. 5.9, é o formato experimental da onda de tensão em uma bobina de fase, o qual foi sobreposto pelo resultado obtido de simulações com os mesmos parâmetros, de modo a permitir uma visão comparativa.

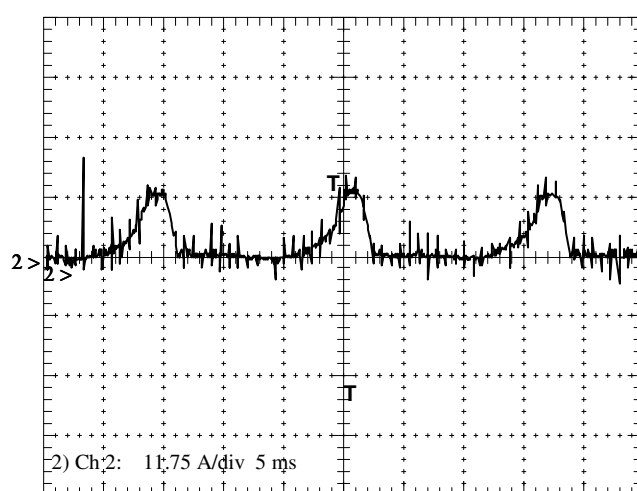


Fig. 5.7 – Resultado experimental mostrando o formato da onda de corrente em uma fase.

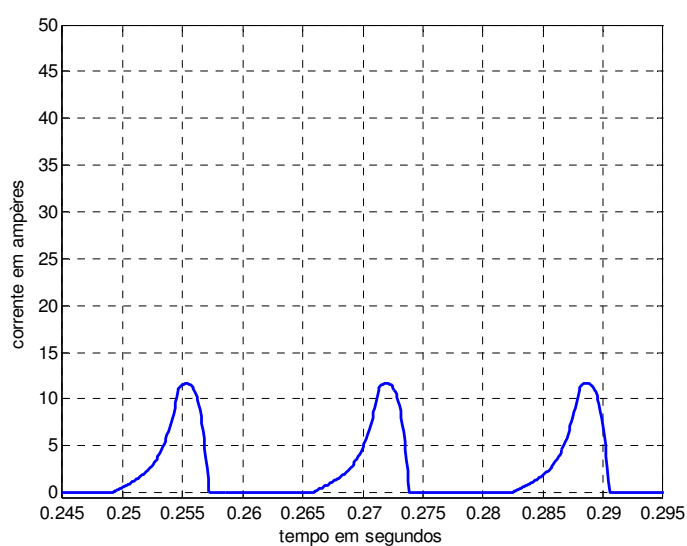


Fig. 5.8 – Resultado de simulação mostrando o formato da onda de corrente em uma fase.

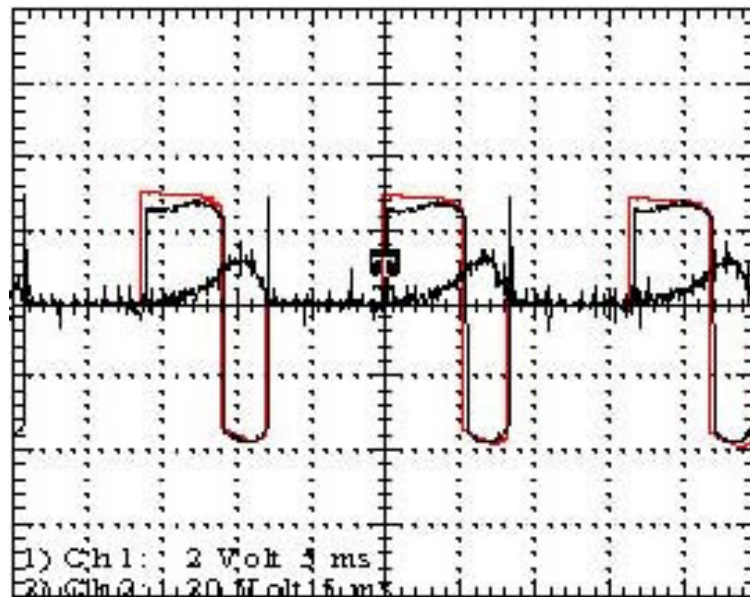


Fig. 5. 9 – Resultados sobrepostos para a onda de tensão na bobina da fase.

5.4.2 – Testes operacionais usando o conversor série

Uma vez consolidada a bancada de testes foram realizados testes com o CS visando confirmar primeiro a sua operacionalidade e depois ratificar as expectativas relativas a esse conversor. Parâmetros de operação foram ajustados. Vários testes foram realizados e aqui se apresentam alguns resultados.

Com base em resultados de simulação a velocidade angular foi mantida em 900 *rpm* em um teste feito para verificar as características operacionais do GR. Neste teste a excitação do CS foi feita através de uma ponte retificadora trifásica não controlada, montada com diodos SKN 26/08, com 10 V nominais fase-fase no lado ca, resultando em cerca de 15 V em cc na entrada do CS, após o retificador. O ajuste foi feito usando um variador de tensão para 4 A nominais, sobrecarregado até 4,5 A. O conversor CS foi montado com MOSFET IRF 640B e diodos SKN 12/08. A carga resistiva utilizada foi de 10,8 Ω , alimentada a partir de um capacitor de saída com capacitância de 5 mF. As medidas foram feitas com osciloscópio digital e capturadas por um microcomputador. Também foram usados multímetros.

A Fig. 5.10 mostra a tensão e a corrente antes da retificação. É possível verificar que as ondas estão em fase, isto é, que não existe retorno de energia para a fonte trifásica.

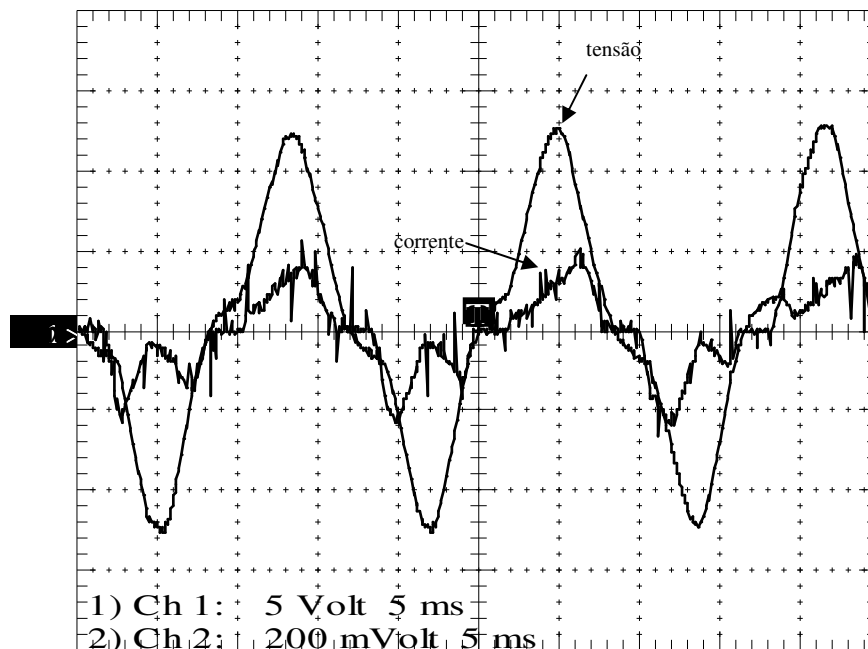


Fig. 5.10 – Tensão e corrente em fase antes da ponte retificadora.

A Fig. 5.11 mostra as ondas de tensão e corrente na entrada do conversor. A corrente não se anula em momento algum, confirmando o comportamento previsto na simulação mostrada na Fig. 4.37 e validando este resultado. O valor médio da tensão medida foi de 15 V e o da corrente foi de 4,25 A, resultando em uma potência de entrada de 63,8 W. As formas de onda mostradas apresentam regulação pobre, com forte oscilação da tensão na entrada do CS, a qual se reflete na tensão sobre a bobina da fase como mostra a Fig. 5.12. Esta oscilação de tensão também aparece na tensão sobre a chave da fase fora do seu ciclo de excitação, como mostra a Fig. 5.13.

A Fig. 5.14, mostra a corrente e o sinal de disparo da chave em uma fase, com o que valida resultados de simulação, especialmente quando se examina a Fig. 4.29. É possível ver no resultado experimental a separação entre o período de excitação, dentro da janela de condução da chave, e o período de geração que ocorre a seguir.

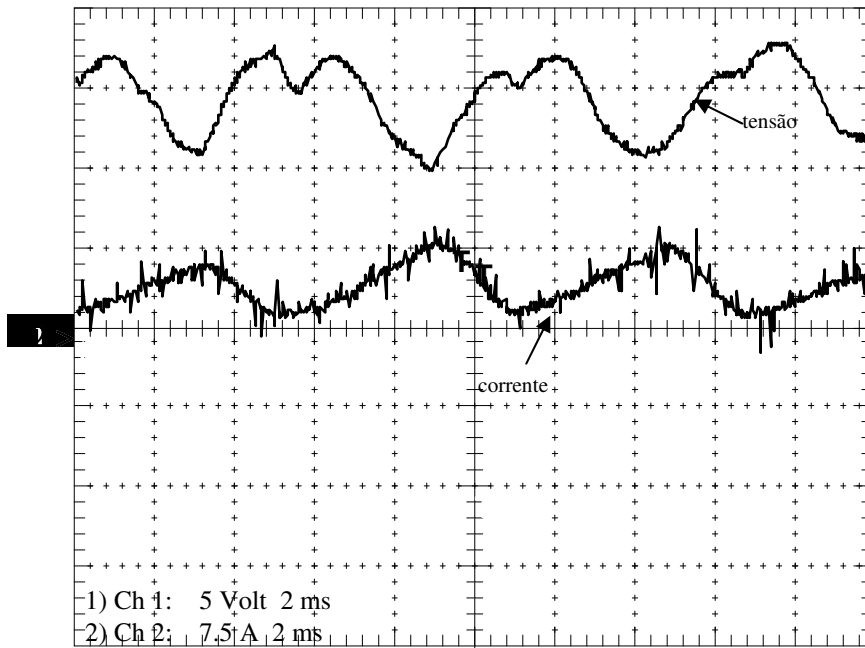


Fig. 5.11 – Tensão e corrente na entrada do CS.

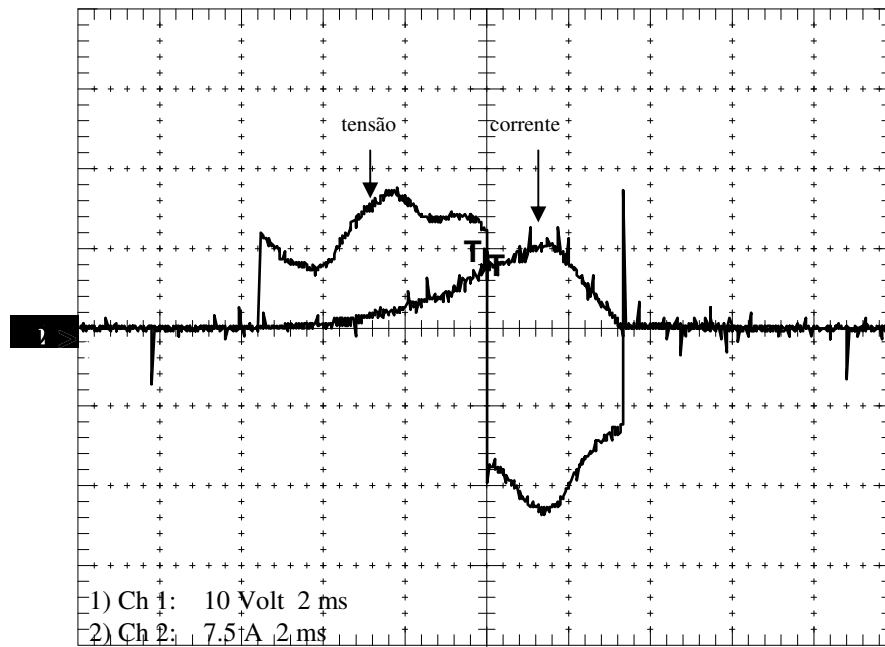


Fig. 5.12 – Tensão e corrente na bobina de fase do CS.

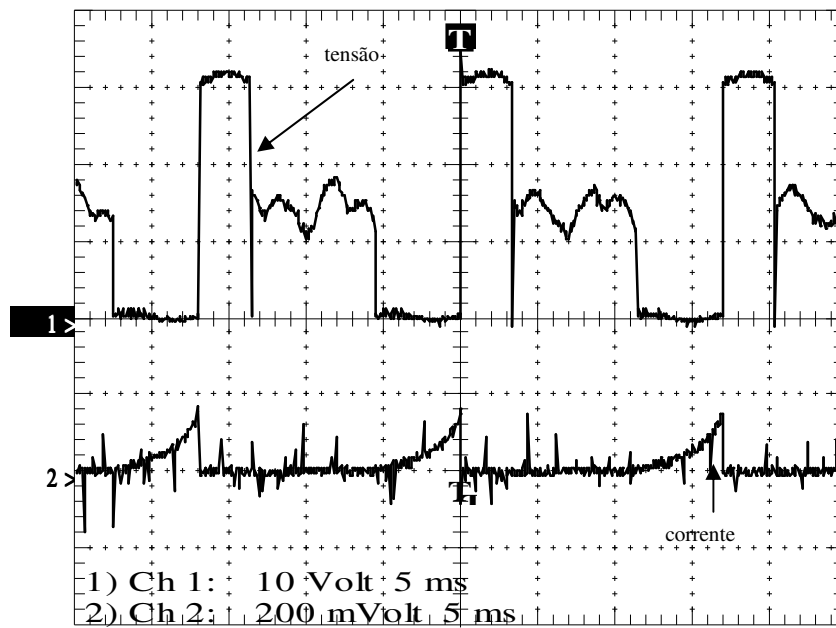


Fig. 5.13– Corrente e tensão em uma chave do CS (0,0325 A/mV).

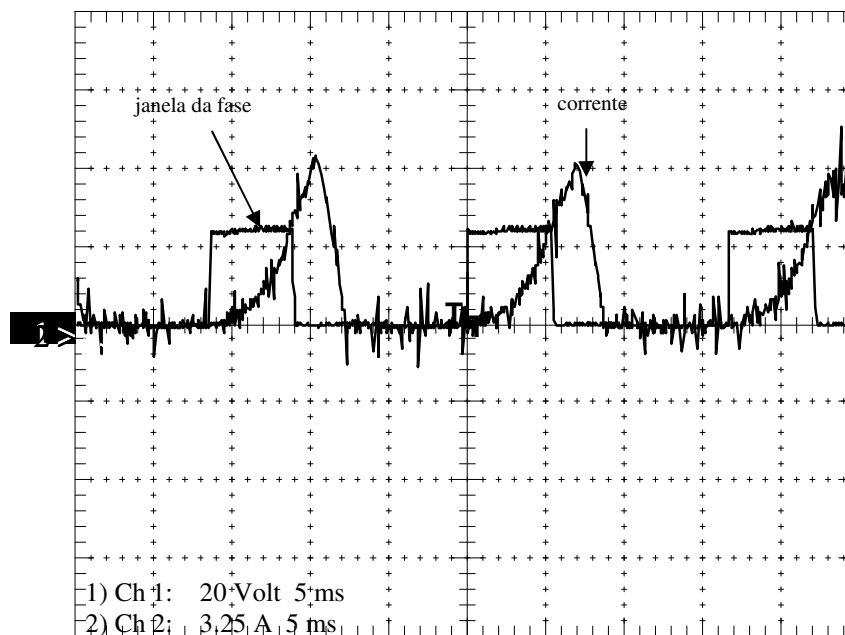


Fig. 5.14 – Sinal de disparo e onda de corrente em uma fase do CS.

A Fig.5.15 mostra, em ordem decrescente, a tensão na carga que é de 31,2 V e a corrente na carga que é de $0,134 \text{ V} \times 32,5 \text{ A/V} = 4,36 \text{ A}$. Assim, a potência entregue à carga é de 135,9 W. Fica também claro que o capacitor de 5 mF colocado na saída do CS estabilizou a corrente e a tensão na carga.

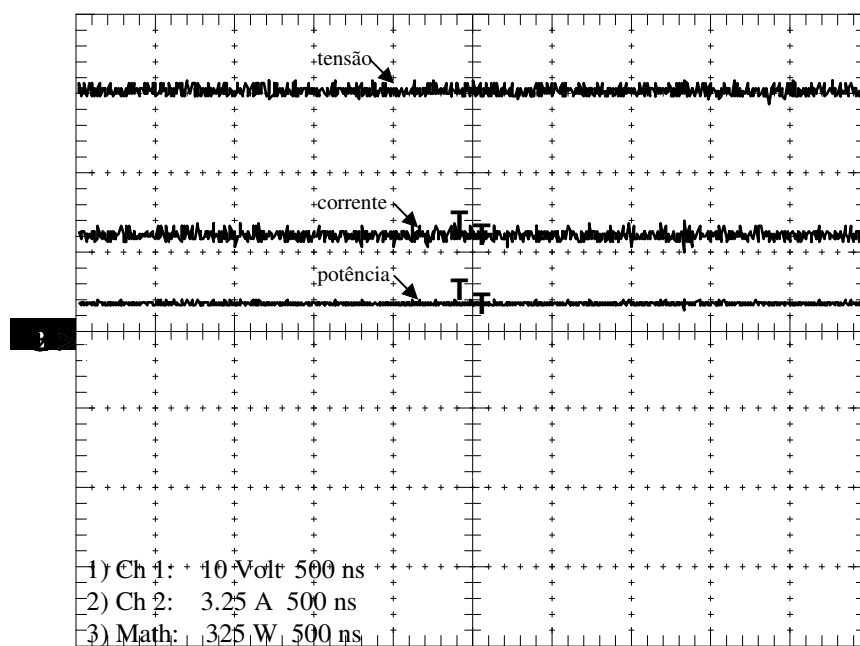


Fig. 5.15 – Tensão, corrente e potência na carga alimentada pelo GR através do CS.

Este ensaio permitiu confirmar que a máquina a relutância pode operar como GR interligado à rede da concessionária, alimentando parcialmente uma carga, de forma estável. O CS acionou com êxito o GR interligado usando metade das chaves e diodos usados no conversor HB. Existiu partilha entre a fonte retificada e o GR no suprimento à demanda da carga e toda a energia que chegou à carga passou pelo conjunto CS e pelas bobinas das fases.

Na Fig. 5.11 se vê, ainda, que os afundamentos de tensão ocorrem nos momentos de pico de corrente, anunciando que este comportamento é inerente ao GR, uma máquina de saliência dupla sujeita a fortes discontinuidades magnéticas. Devido a estas oscilações de tensão foi montado um variador de tensão trifásico de 0 – 440 V, 28 A e, então, instalado um capacitor de 20 mF na entrada do conversor, de modo a aumentar a capacidade da fonte de excitação e, com isto, diminuir os afundamentos de tensão nos picos de corrente. Estas providências foram tomadas na expectativa de estabilizar o sinal de entrada. Foram realizados vários testes com a alimentação do conjunto feita através do variador de tensão maior e com o capacitor de amortecimento, com resultados satisfatórios.

O variador de tensão foi usado para controlar o desempenho global do sistema. Além de ser mais potente, ele pode ser manejado para ajustar dinamicamente a potência de saída para a carga ao valor desejado. A ponte de diodos não controlada com um capacitor de 20 mF de fato permitiu alimentar o CS com tensão cc mais estável. A carga resistiva e o capacitor na saída para a carga foram os mesmos: 10,8 Ω e 5 mF. A tensão de excitação pôde, então, ser aumentada. Também foi realizado um teste operacional do sistema com o CS, estando o GR parado. Os resultados experimentais são apresentados a seguir.

Em certo teste, o GR foi colocado para girar a 900 rpm. A potência de saída desejada para a carga foi fixada em 380 W. A Fig. 5.16 mostra as formas de onda na entrada do conversor, após a fonte retificadora. Os valores medidos são 32,6 V e 9,35 A resultando em uma potência de 304,8 W. Os resultados na saída obtidos a partir da entrada e do processo de geração são mostrados na Fig. 5.17. Os valores medidos na saída para a carga foram 62,5 V, 6,2 A, correspondendo a 387,5 W. Então, considerando os 304,8 W recebidos na entrada, o GR estava gerando 82,7 W para a carga. Logo a máquina gerou os 82,7 W entregues à carga, mais todas as perdas para o processo de geração.

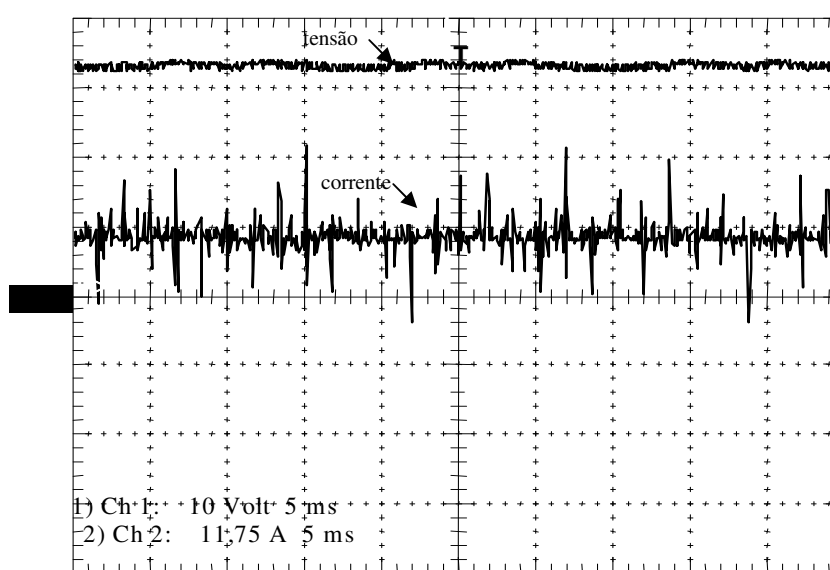


Fig. 5.16 – Formas de onda de tensão e corrente na entrada do conversor.

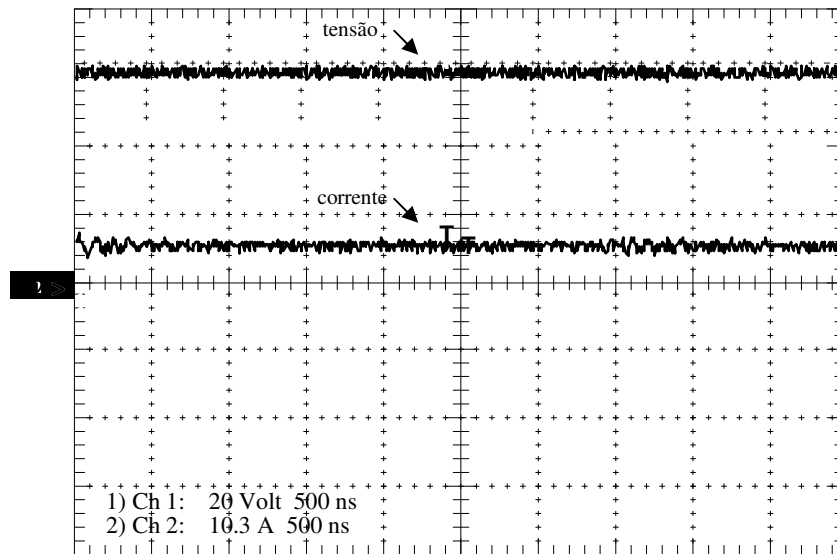


Fig. 5.17 – Tensão e corrente na carga.

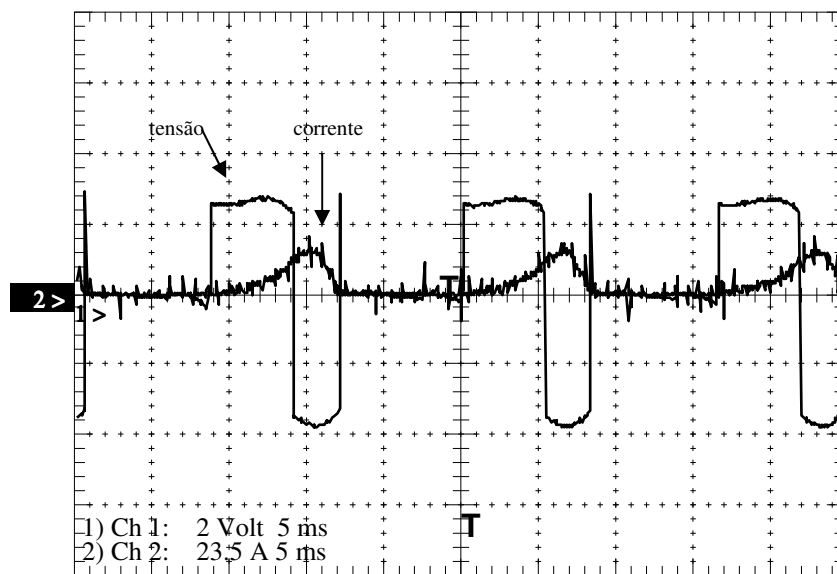


Fig. 5.18 – Tensão e corrente na bobina da fase.

A Fig. 5.18 mostra tensão e corrente para uma bobina durante o processo de excitação e o processo de geração. Pode ser visto que, quando a excitação termina, a tensão induzida se torna negativa, fornecendo potência adicional para a carga, como já previsto.

No teste em que o GR esteve parado, novamente uma tensão ca foi aplicada na entrada da ponte retificadora para ajustar a mesma saída para a carga. A Fig. 5.19 mostra as formas de onda de tensão e corrente cc na entrada do conversor. É notável a repetição do padrão obtido

em simulações apresentadas no Capítulo 4. As medições foram 68 V e 6 A para a tensão e a corrente respectivamente e, então, a potência de entrada foi de 408 W.

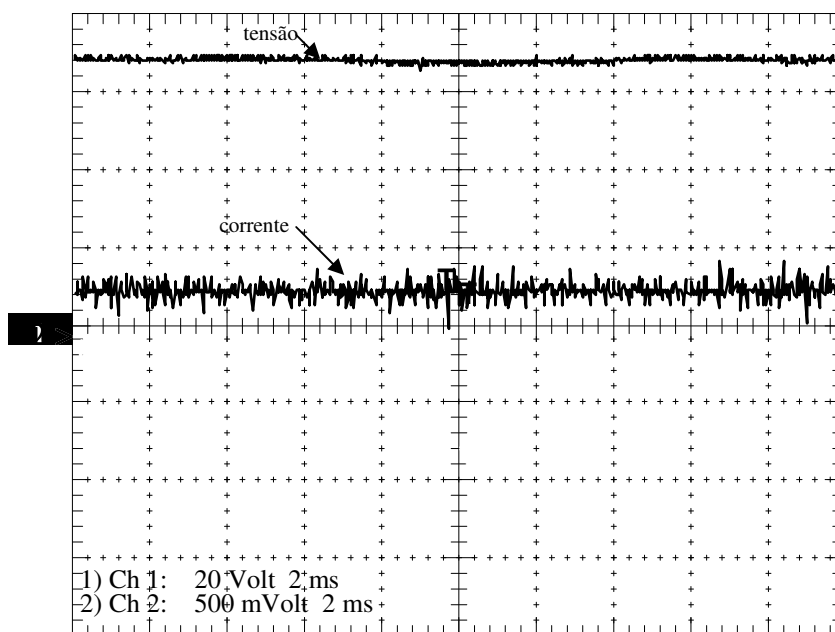


Fig. 5.19 – Tensão e corrente na entrada do CS com o GR parado.

A Fig. 5.20 mostra a tensão e a corrente na carga. Seus valores são 64,5 V e 6 A, correspondendo a 387 W. Como o GR não estava acionado, os resultados de saída deveriam-se unicamente ao fluxo de energia através das bobinas do conversor e diodos, sem chaveamento. Considerando os 408 W na entrada cc e que o GR não estava alimentando a carga, as perdas totais de 21 W, corresponderam a 5,14% da potência total.

O CS permitiu alimentar a carga quando o GR estava parado. Este resultado é atrativo quando se considera o objetivo de geração complementar de energia usando este tipo de máquina. No caso em análise, toda a potência que flui para a carga passa pelo CS e pelas bobinas do GR.

Os resultados experimentais também mostraram que o GR é estável em velocidades constantes. O seu comportamento diante de velocidades variáveis será explorado mais adiante para mostrá-lo, ainda, como uma alternativa atraente para aplicação em geração complementar de energia a partir de fonte eólica.

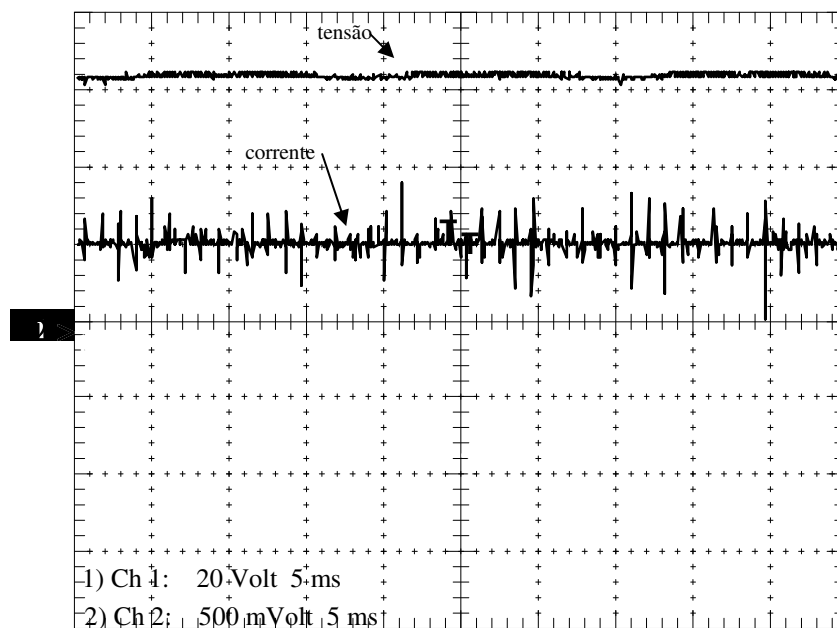


Fig. 5.20 – Tensão e corrente na carga com o GR parado.

5.4.3 – Testes comparativos de desempenho entre os três conversores

O desempenho do conversor HB foi testado em relação ao CS e ao CR. Os diodos e a chaves controladas foram os mesmos usados para montar todos os conversores. A carga também foi a mesma. Acrescente-se que para ter leituras mais precisas do que aquelas obtidas diretamente dos osciloscópios, em todos os ensaios cujos resultados são apresentados neste trabalho foram utilizados, em paralelo, equipamentos de medição capazes de fornecer o valor eficaz de cada sinal de tensão ou corrente observado. A consistência das indicações assim obtidas foi devidamente confirmada.

Neste ensaio a tensão ca na entrada do conversor foi escolhida como parâmetro fixo visando testar as saídas obtidas com os três conversores. As imagens de osciloscópio são repetitivas em relação ao que já foi apresentado, de modo que agora serão omitidas, sendo apresentados os resultados das medidas obtidas nos testes.

Os resultados obtidos com o conversor HB para 1063 *rpm* foram: 24,4 V, 2,47 A e 60,3 W na entrada do conversor; com 37,15 V, 3,7 A e 137,5 W na carga. Portanto o GR gerou $137,5 - 60,3 = 77,2$ W, mais as perdas do processo.

Em condições iguais, os resultados obtidos com o conversor CS para 1060 *rpm* foram: 24,66 V, 7,8 A e 192,35 W na entrada do conversor; com 53,54 V, 5,53 A e 296,08 W na carga. Portanto o GR gerou $296,08 - 192,35 = 103,73$ W, mais as perdas do processo.

Ainda nas mesmas condições, os resultados obtidos com o conversor CR para 1062 *rpm* foram: 24,3 V, 2,5 A e 60,75 W na entrada do conversor; com 38,07 V, 3,98 A e 151,5 W na carga. Portanto o GR gerou $151,5 - 60,75 = 90,75$ W, mais as perdas do processo.

Esses três resultados, obtidos por leitura direta nos instrumentos de medição, mostram claramente que o CR e o CS são alternativas melhores, em termos de custo e de rendimento, em relação ao conversor HB universalmente usado para acionar o GR. Isto é compreensível uma vez que ocorreu supressão de chaves tanto no CS quanto no CR.

Além disto, os resultados mostram que para aplicações complementares da energia eólica em propriedades rurais e em pequenas comunidades há pelo menos um conversor que é mais vantajoso: o CS

5.4.4 – Testes dos efeitos das variações da tensão de excitação e da velocidade

Outros testes experimentais conduzidos mostraram que o GR funciona satisfatoriamente em muitas outras velocidades fixas e sob várias tensões de excitação, sugerindo que esta máquina pode trabalhar bem em regime de velocidade e excitação variáveis.

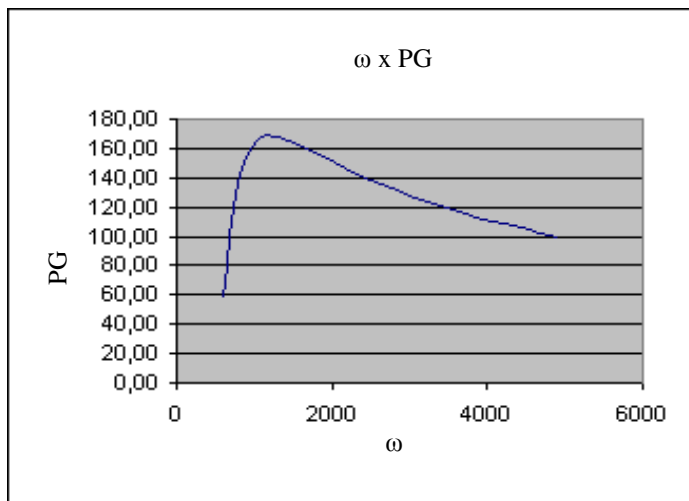
Para analisar o comportamento da potência gerada como uma função da tensão de excitação e da velocidade, o GR foi acionado passo a passo desde 445 até 4919 *rpm*, com as tensões de excitação variando de 2 em 2 V, desde 5 V até 31 V. Desta vez o conversor HB,

tradicional, foi usado nos testes experimentais para isolar a fonte de excitação no período de geração. Os dados obtidos formam um conjunto amplo que é apresentado na Tabela 5.1.

Ao apreciar a tabela e correspondentes gráficos é possível constatar que para uma mesma tensão a potência gerada cresce acentuadamente quando a velocidade aumenta entre 450 e 1000 *rpm*. A partir dessa velocidade a variação da potência com a velocidade é mais discreta de modo que a potência gerada permanece em lenta queda até cerca de 5000 *rpm*. O GR revela-se assim como uma máquina que se comporta bem em uma larga faixa de velocidades, característica esta que o faz atrativo para geração de energia a partir de fontes de energia primária inconstantes.

Tabela 5.1 - Potência gerada conforme a velocidade de rotação, na tensão de excitação de 29 V.

Tensão	ω	PE	PC	PG
29	603	223,64	282,75	59,11
29	786	175,36	311,36	136,00
29	1040	136,58	301,18	164,60
29	1290	112,17	279,68	167,51
29	1540	96,78	259,54	162,75
29	1781	85,54	243,29	157,76
29	2024	77,29	228,15	150,86
29	2265	70,56	214,60	144,04
29	2511	64,60	203,40	138,80
29	2756	60,02	193,64	133,62
29	2996	56,01	184,08	128,07
29	3226	52,73	176,82	124,09
29	3473	49,85	169,62	119,77
29	3714	47,29	163,13	115,84
29	3949	45,07	156,93	111,86
29	4200	42,90	151,55	108,65
29	4426	41,06	146,88	105,82
29	4668	39,59	142,24	102,65
29	4927	38,06	137,71	99,65



Outra constatação importante é que a energia gerada é fortemente dependente da tensão de excitação. Para tensões de excitação baixas a potência gerada é insignificante. A potência máxima gerada nesses ensaios ocorreu com tensão de excitação de 31 V e velocidade de 1300 *rpm*. Limites técnicos impediram o acesso a velocidades maiores do que 5000 *rpm* e

tensões acima de 31 V. No entanto, a frequência na coleta de amostras é suficiente para robustecer as conclusões apresentadas aqui sobre o funcionamento e o desempenho do GR em função da velocidade e da excitação.

Nesta tabela a tensão está em volts, a velocidade angular em *rpm* e as potências na entrada (PE), na carga (PC) e gerada PG estão em watts.

O perfil apresentado pela potência gerada é característico do GR conforme será mostrado adiante, nos testes similares feitos com o novo protótipo construído.

5.5 – Construção do novo protótipo

Como anteriormente registrado, o GR tem como herança do MR o conversor HB e a estrutura de pólos do tipo $m \times n$, $m > n$. Esta herança é quase onipresente no universo de publicações sobre o tema. No entanto, os novos conversores apresentados, especialmente o CR, já mostram que o padrão HB não é definitivo.

A estrutura de pólos em número desigual é importante para o acionamento do MR, na partida da máquina. Ela é a produtora do torque de partida. Mas, no caso do GR, o torque é produzido pela máquina primária, a qual responde também pela manutenção da velocidade. Como o carregamento do GR é gradual, através do aumento da excitação, não há impedimento preliminar para a adoção de número igual de pólos no estator e no rotor, embora este aspecto não seja considerado na literatura técnica consultada.

Com o objetivo de realizar, no futuro, um estudo comparado entre as duas estruturas polares foram feitas simulações e foi construída uma máquina com dois rotores intercambiáveis, de quatro e de seis pólos. A Fig. 5.21 mostra partes desse novo protótipo. Em sua construção foi usado aço M-19, de grãos não orientados. A chaparia foi cortada a laser e isolada com verniz apropriado. Após planejamento, a prensagem foi feita em uma tornearia. Com estes e outros cuidados tomados, a máquina construída é um espécime artesanal de

elaboração um pouco mais sofisticada em relação ao protótipo anterior. Porém, nos testes já feitos com a configuração 6×4 , o desempenho foi similar.



Fig. 5.21 – Partes da máquina antes do enrolamento das fases.

Tabela 5.2 – Características do protótipo construído.

Parâmetro	Valor	Unidade
Diâmetro do estator	140,1	mm
Diâmetro do rotor	70,1	mm
Comprimento da pilha	107,3	mm
Entreferro	0,3	mm
Largura do dente no estator	19,1	mm
Largura do dente no rotor	20,0	mm
Profundidade da ranhura do estator	22,5	mm
Profundidade da ranhura do rotor	11,7	mm
Culatra do estator	12,2	mm
Culatra do Rotor	12,4	mm
Diâmetro do eixo	21,9	mm
Número de espiras por fase	100	espiras/fase
Momento de inércia	0,0028	kg.m ²
Coefficiente de atrito	0,026	N.m.s
Indutância da fase (pólos alinhados)	36	mH
Indutância da fase (pólos máximo desalinho)	3	mH

As dimensões principais desse novo protótipo estão relacionadas na Tabela 5.2. Foi levantado o seu perfil de indutância e foram medidos os demais parâmetros necessários ao equacionamento do seu funcionamento

A máquina construída tem carcaça estendida (tipo L) para criar espaços internos visando uma futura inserção do sensor de velocidade e dos circuitos de acionamento. O propósito é chegar a uma máquina compacta, com o acionamento embutido.

5.6 - Resultados de testes feitos com o protótipo construído

5.6.1 – Testes de comportamento do gerador a relutância diante de transitórios de velocidade

O vento é uma fonte de energia inconstante e continuamente variável. Sua velocidade apresenta comportamento randômico. A velocidade angular dos aerogeradores muda com a velocidade do vento. Além disto, a equação (3.31) estabelece que a força contra eletromotriz depende de i , ω e $\frac{\partial L}{\partial \theta}$. Quando a velocidade angular muda, também mudam a corrente na fase e a taxa de variação da indutância. Então a força contra eletromotriz muda com as mudanças no vento. É verdade que a elevada inércia rotacional da turbina eólica (da ordem de 10^4 kg.m^2) atenua as mudanças na velocidade angular, mas ela sempre muda com o vento.

A Fig. 5.22 e a Fig. 5.23 referem-se ao mesmo sítio geográfico, na Dinamarca. Elas mostram as variações típicas da velocidade do vento naquele local. A Fig. 5.22 mostra as variações da velocidade segundo a segundo, ao longo de uma hora. Estas são o tipo de variação que a inércia rotacional da turbina eólica amortece. A Fig. 5.23 mostra variações de longo termo na velocidade média horária do vento. Esse tipo de variação exige ajustes no SRG para controlar a tensão de saída do conversor.

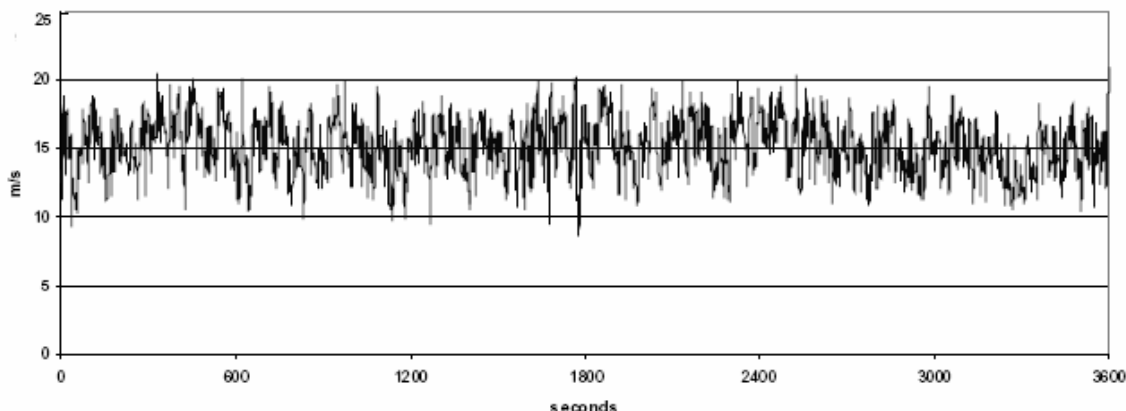


Fig. 5.22 - Variações típicas de curto prazo na velocidade do vento.

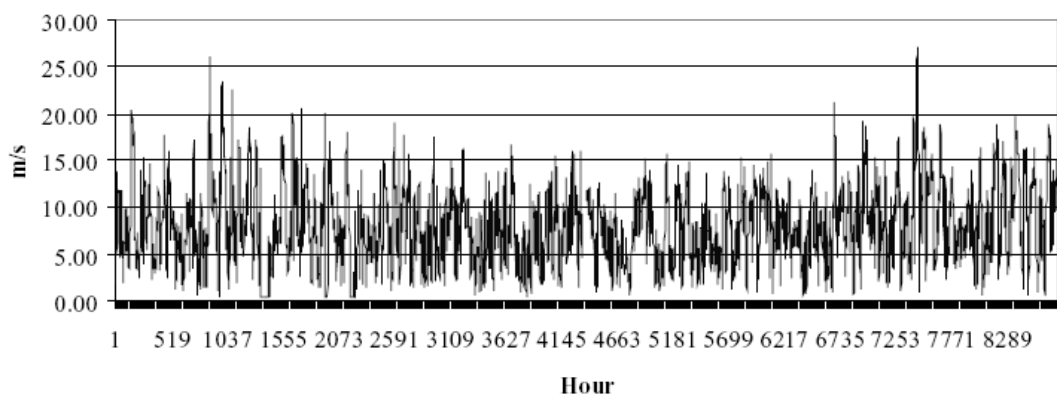


Fig. 5.23 - Variações típicas de longo prazo na velocidade do vento.

Para investigar como as variações da velocidade angular afetam o desempenho do GR foram feitos testes de aceleração e de desaceleração da máquina. Um motor de indução trifásico e um variador de frequência foram usados para mover o GR em regime de velocidades continuamente variáveis. Em um experimento o GR foi desacelerado de 5972 para 402 rpm em 8 s, com a excitação e a carga mantidas constantes. Para este teste foi usado o CS. A Fig. 5.24 mostra o comportamento dos pulsos de tensão gerada ao longo desses oito segundos. A escala do gráfico é de 10 V/div. É possível constatar o ajuntamento dos pulsos de tensão gerada quando as velocidades são elevadas, à esquerda na figura, e sua dispersão à medida que a velocidade diminui, à direita na figura. Pode-se constatar que os pulsos de tensão gerada transitam entre a velocidade alta e a velocidade baixa de forma harmônica, sem apresentarem transitórios de sobretensão, em que pese a severa desaceleração. É de ser notado

que, com a desaceleração a tensão gerada primeiro aumenta e, depois, na casa de 1300 rpm, decai de modo acentuado à medida que a velocidade continua a diminuir. Observou-se ainda que a tensão de excitação, a tensão na carga e as correntes correspondentes sofreram variações.

Os experimentos de aceleração do GR também foram feitos e repetidos. Levaram aos mesmos resultados e conclusões.

Existiram limitações técnicas para produzir e coletar dados de experimentos em condições de aceleração e de desaceleração mais lentas, no entanto, é consistente prever que o comportamento da máquina em tais condições estará menos sujeito a transitórios elétricos inesperados ou indesejáveis.

Foram feitos, por fim, ensaios de partida e de parada da máquina e os resultados obtidos também mostraram comportamento estável e previsível.

Devido à grande inércia rotacional as variações de velocidade em uma turbina eólica são bem mais lentas de modo que os experimentos conduzidos mostram que tais variações são de controle simples, que pode ser feito via tensão de excitação.

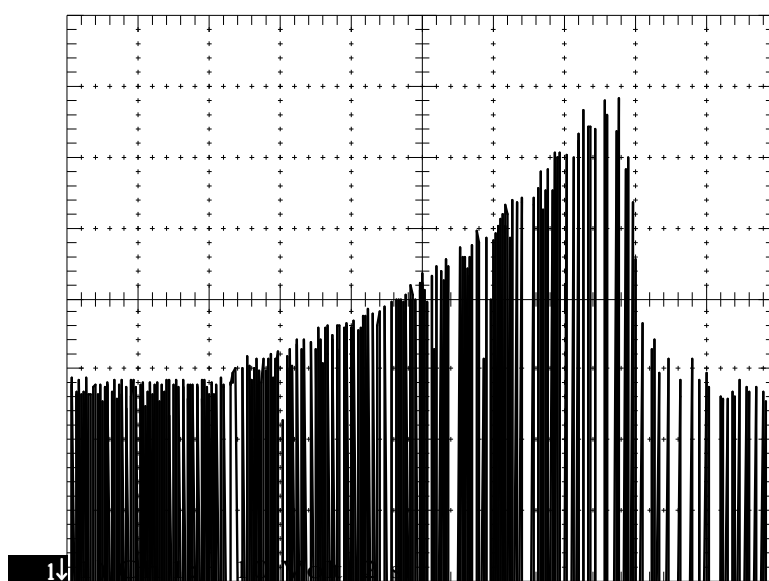


Fig. 5.24 – Pulsos de tensão gerada, registrados durante uma desaceleração do GR.

5.6.2 – Testes de operação com velocidade e tensão de excitação variáveis

Os resultados relativos ao protótipo anterior, apresentados na Tabela 5.1, mostram que a potência gerada varia com a velocidade angular, para uma dada tensão de excitação. A curva de variação mostra que a potência cresce rapidamente com o aumento da velocidade para as velocidades baixas, atinge seu máximo a cerca de 1300 *rpm*, a partir do que decai lentamente com o aumento da velocidade na faixa das velocidades altas. Também foi verificada a influência da tensão de excitação sobre a potência gerada.

Uma vez que a velocidade e a tensão de excitação se mostraram como parâmetros de controle importantes, esse tipo de teste foi repetido e ampliado com o protótipo construído.

Foi feita uma coleta de dados com velocidade angular e excitação variáveis. Essas medidas geraram uma função do tipo:

$$PG=PG(\omega,V) \quad (5.1)$$

onde PG é a potencia gerada.

O gráfico desta função é mostrado na Fig. 5.25. A tensão de excitação variou de 5 a 39 V e, para cada novo valor da tensão de excitação, a velocidade da máquina foi variada de 450 a 4800 *rpm*. A coleta de dados foi feita ponto a ponto.

Através do gráfico se verifica que as velocidades angulares que correspondem à maior potência gerada estão entre 1100 e 1300 *rpm*, dependendo da tensão de excitação. Mais detalhadamente, os dados coletados mostram que essa velocidade é 1067 *rpm* na menor tensão de excitação testada e de 1304 *rpm* na excitação máxima aplicada. Mas, a cada valor da tensão de excitação corresponde uma curva de potência em função da velocidade cujo perfil segue o padrão mostrado na figura integrante da Tabela 5.1. Assim, este comportamento é característico do GR. O resultado mostra que o GR ajusta-se ao perfil de velocidade angular de uma turbina eólica.

A superfície mostrada na Fig. 5.25 é fruto de medidas experimentais ponto a ponto e está apresentada sem qualquer tratamento matemático. Isto permite sustentar a assertiva de que a potência gerada pelo GR tem comportamento efetivamente suave diante de variações na sua velocidade ou na tensão de excitação ou em ambas. Esta superfície é, então, tipicamente uma superfície de controle da potência gerada pela máquina e pode ser usada para encontrar um algoritmo com essa finalidade.

Diante da instabilidade do vento, a tensão de excitação deve ser controlada para obter a melhor performance do GR. É bem claro agora que, para cada velocidade da máquina, podemos controlar a potência gerada controlando a tensão de excitação. Em certos casos, o controle da potência entregue a carga pode ser uma necessidade operacional.

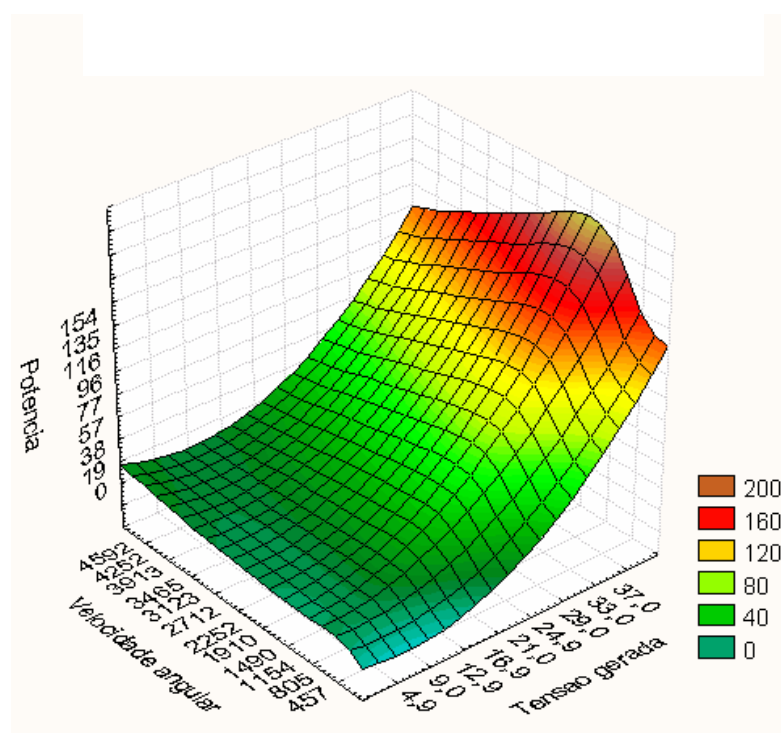


Fig. 5.25 - Potência gerada, tensão de excitação e velocidade angular.

Outro parâmetro de circuito cujo controle é intensamente requisitado é a tensão de saída, que vai suprir a carga. A Fig. 5.26 é um resultado experimental que mostra que a tensão na carga obviamente pode ser controlada ajustando-se a tensão de excitação. A tensão de saída do GR diante das variações de velocidade e da tensão de excitação mostrou-se bem comportada, o que facilita o seu controle.

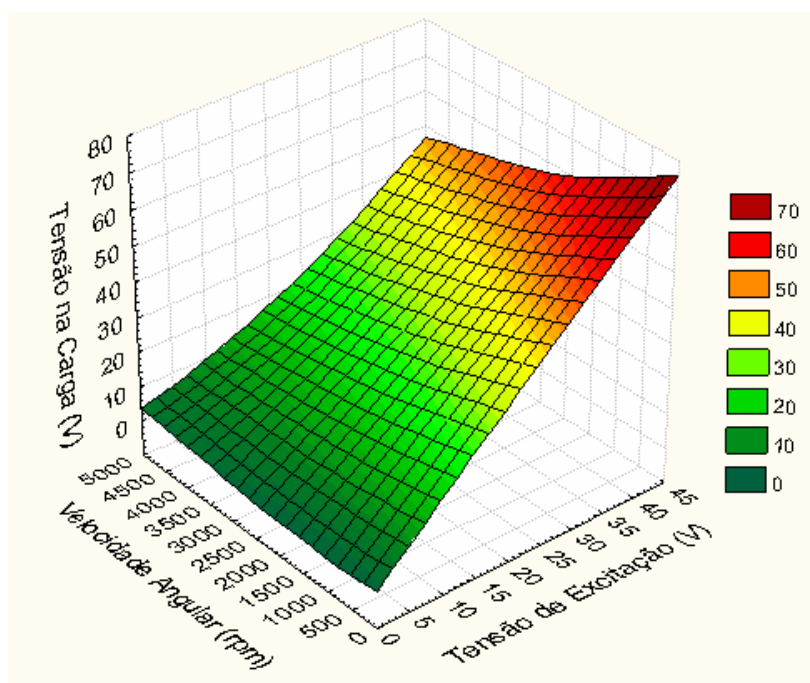


Fig. 5.26 - Tensão na carga, tensão de excitação e velocidade angular.

As duas curvas (Fig. 5.25 e Fig. 5.26) tornam evidente o comportamento do protótipo numa larga escala de variação dos parâmetros velocidade angular e tensão de excitação. Com esses parâmetros detectados e controlados pode-se condicionar o comportamento do protótipo ao requisito da carga, seja ele tensão constante ou potência constante, ou mesmo algum requisito específico diferente destes.

Estes testes permitem levantar a hipótese de que o chaveamento controlado do retificador na entrada do conversor combinado com o uso de um inversor controlado na sua saída pode levar o GR a suprir uma carga com energia trifásica de frequência e tensão estáveis.

5.6.3 – Testes de operação do gerador a relutância com carga variável

Em um GR obviamente a carga é parte integrante do circuito elétrico ativo durante o período de geração. Foram feitos testes para avaliar o efeito da carga e para comparar este efeito usando o CS no lugar do conversor HB. Esses testes foram feitos com o protótipo construído. A tensão de excitação foi de 35 V e a velocidade foi de 1200 rpm. Estas condições foram mantidas enquanto a carga era mudada, passo a passo, de 10,8 até 51,7 Ω .

A Fig. 5.27 mostra os resultados. O CS permitiu melhores resultados na geração e, embora ambos os conversores sejam sensíveis às mudanças na carga, o CS mostrou-se um pouco menos sensível.

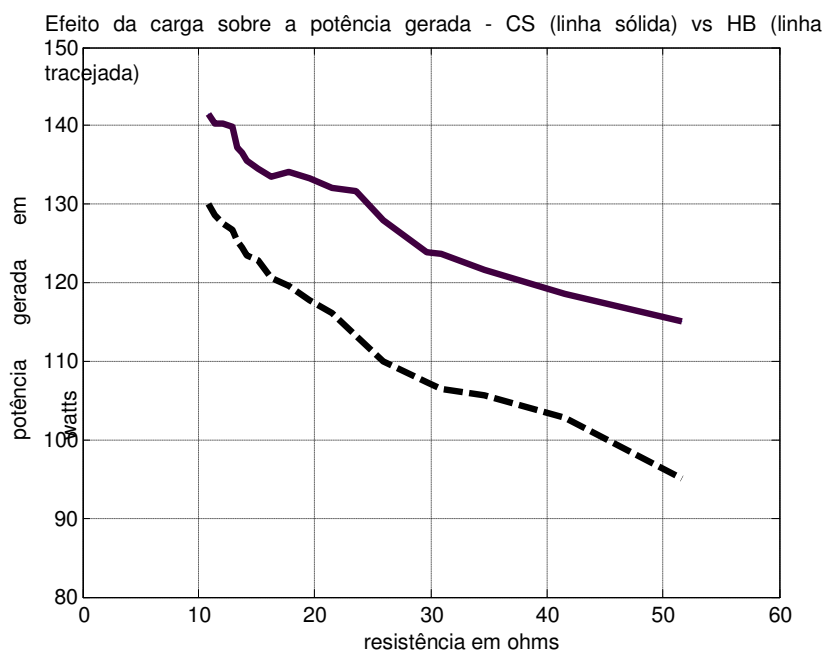


Fig. 5.27 – Efeito da carga sobre a potência média gerada com o protótipo.

A Fig. 5.28 mostra que, no sentido oposto, quando a carga diminui a tensão média aumenta, como esperado. Agora os efeitos são próximos usando o conversor HB ou o CS. Devido ao pequeno tamanho do protótipo a elevação da tensão é acentuada. Entretanto enquanto a carga decresceu 378%, de 10,8 a 51,7 Ω , sua tensão aumentou cerca de 78%, de 72 a 128 V. Isto significa que sem qualquer controle de tensão o pequeno protótipo mudou a sua saída 4,8 vezes menos do que a mudança verificada na carga.

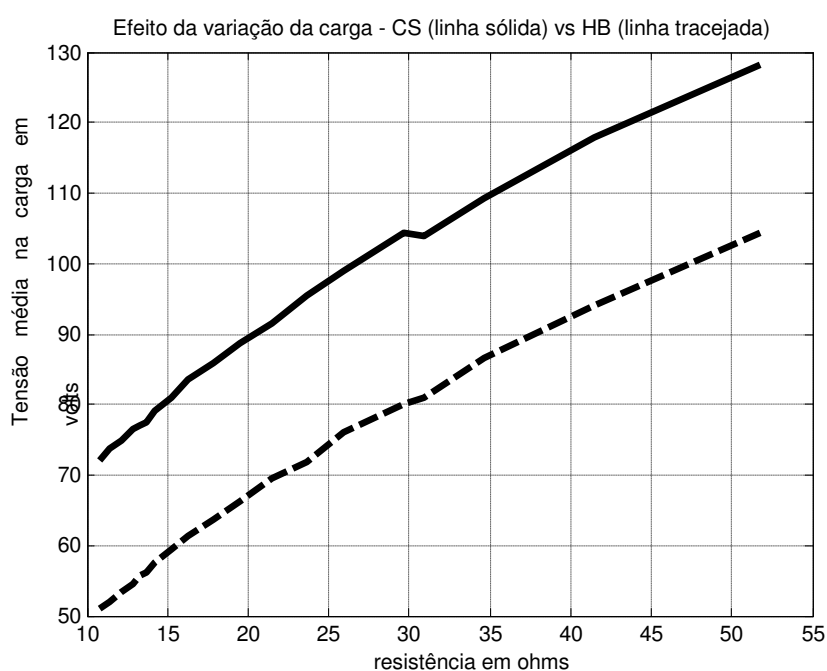


Fig. 5.28 – Efeito da carga sobre a tensão média na saída do conversor do GR.

Experimentos de variação súbita da carga foram feitos e o comportamento do protótipo foi igualmente isento de transitórios. Omitidos aqui os registros, visando a concisão.

Testes de estabilização da tensão na carga quando esta varia foram feitos. A tensão de excitação condiciona com êxito a tensão de saída também nesta contingência.

Aqui, como informação adicional, acrescenta-se que todos os testes de longa duração realizados ao longo do tempo foram bem sucedidos e em nenhuma circunstância o GR apresentou comportamento danoso ou mesmo surpreendente.

5.7 – Conclusões

Os testes operacionais visaram à utilização futura do GR para geração complementar de energia elétrica a partir de fonte eólica.

Uma bancada de testes específica foi montada para coletar dados da operação de dois protótipos de GR, um já existente e outro construído ao longo do presente trabalho. O acionamento das chaves é feito através de um circuito eletrônico com base unicamente na informação da posição do rotor da máquina, fornecida por sensores óticos acoplados ao seu eixo. A bancada de testes foi adequada ao longo do tempo, na medida em que os resultados experimentais obtidos sugeriam a coleta de outros dados. Assim, tipos diferentes de fonte de excitação e de carga de prova, modelos variados de MOSFET, formas diferentes de obter e de registrar medições, dispositivos de tração mecânica e formas de controle de velocidade, além de outros equipamentos e componentes foram substituídos ou incorporados conforme as necessidades detectadas.

O protótipo anterior foi usado para ajustar a funcionalidade dessa bancada de testes a partir da operação do GR usando o clássico conversor HB. Nesta fase foi confirmado que o fator de potência do GR é unitário e foi detectada a importância da estabilidade da fonte de excitação para a obtenção de resultados operacionais melhores. O modelo matemático sugerido no trabalho e os resultados das simulações feitas foram comparados satisfatoriamente com os resultados experimentais. Após estas constatações e acertos, o GR foi testado com êxito, utilizando-se o CS. Restou confirmada a expectativa de que o CS permite conectar fontes diferentes em cc, usando suas próprias bobinas e o conversor como elementos de circuito. Verificou-se ainda que o CS permite alimentar a carga mesmo quando a máquina geradora está em repouso. Um terceiro tipo de conversor, denominado CR, cujo modo de funcionamento é similar ao do conversor HB, foi testado com sucesso. Havia o

objetivo de confirmar que na operação do GR é possível reduzir o número de chaves em relação ao conversor HB, herdado do MR. Então, três conversores diferentes, HB, CR e CS foram testados comparativamente e constatou-se que a eficiência cresce na mesma ordem em que são citados nesta frase. Sendo o CS o mais eficiente e o mais versátil para os fins desejados ele foi testado acionando a máquina em condições de tensão de excitação e velocidade de rotação variáveis.

Um novo protótipo foi construído com um pouco mais de recursos do que o original, mas os resultados operacionais se revelariam similares até os limites em que se deram os ensaios. Usando o CS no acionamento, esse protótipo foi testado em condições de partida e de parada, de aceleração e de desaceleração. Por se tratar de um gerador, o objetivo, nestes testes, foi o de verificar o comportamento da tensão na saída do conversor. Não foram encontrados eventos de sobretensão ou de subtensão. A máquina transitou entre velocidades diferentes de forma harmônica, mesmo diante de acelerações intensas. Esta máquina também foi testada em regime de variação de tensão e velocidade. Tanto a potência quanto a tensão na saída do conversor apresentaram comportamento suave e podem ser controladas facilmente através do controle da tensão de excitação. Foi constatado que, para cada tensão de excitação, existe uma velocidade correspondente à máxima potência gerada pelo GR. Foram construídas duas superfícies a partir de dados experimentais. O novo protótipo foi operado com cargas variáveis progressivamente e, também, testado diante de variações bruscas da carga. Os resultados apresentados são importantes para a construção de uma estratégia de controle abrangente para esta máquina.

Durante os testes realizados foi constatado que o protótipo é sensível à falta de uma fase e, portanto, menos tolerante à faltas do que se previa. Esta constatação surpreendeu por diferir do anúncio da literatura especializada. Um novo e importante campo de investigação

foi aberto, estendendo o caminho até a completa consolidação do conhecimento técnico pleno do GR.

Usando o CS, o GR pode ser adequadamente controlado para gerar energia complementar a partir de fonte eólica, suportando bem as condições transitórias principais que esse tipo de aplicação pode trazer.

CAPÍTULO 6

PROPOSTAS PARA CONTINUIDADE DO TRABALHO E CONCLUSÕES FINAIS

6.1 – Considerações iniciais

Este trabalho foi feito também com o propósito de motivar a criação e a consolidação de um foco de pesquisas com GR e obteve sucessos neste objetivo. Os capítulos anteriores contribuíram para revelar o GR com suas nuances e particularidades técnicas. Algumas informações importantes foram acrescentadas às que foram encontradas na literatura e acabaram por apontar potencialidades de outras novas investigações.

Sabe-se que o GR é uma máquina de concepção antiga, tornada viável há pouco tempo. Ainda está em desenvolvimento, não tem um arquétipo de projeto consolidado e não é oferecida comercialmente. O fato é que não se tem notícia de aplicações do GR fora dos centros de pesquisa. Do mesmo modo, não há conversores comerciais desenvolvidos especificamente para o GR, sendo que, no universo das atividades experimentais e de pesquisa, o conversor HB, herdado do MR, é amplamente dominante.

Resgata-se aqui, por oportuno, que a bibliografia acessível consiste principalmente de uma centena de artigos técnicos dos quais uma parte tem relevância e clareza suficientes para fortalecer os esforços de pesquisa. O assunto mereceu, até o presente momento, um único capítulo em um livro. Diferentemente do que acontece no caso do MR, as informações encontradas sobre o modelo matemático do GR ainda são preliminares. O modelo matemático e o modelo computacional desenvolvidos neste trabalho são específicos e mostraram-se capazes de prever, com precisão aceitável, o comportamento da máquina na maioria dos testes experimentais realizados.

A partir dos resultados de simulação foi montada uma bancada de ensaios e construído um protótipo novo, além de se usar outro já existente. Os protótipos testados geraram energia em sucessivos ensaios feitos na bancada de testes, em diferentes condições operacionais. A existência de um circuito para excitação e de outro para a alimentação da carga é inerente ao GR. Isto permite propor conversores específicos, mais eficientes, para o acionamento desta máquina, com redução no número de chaves semicondutoras em relação ao conversor HB tradicional.

Foi constatado que o GR funciona de modo estável, em diversas velocidades e condições operacionais, com os conversores HB, CS e CR e que, com qualquer conversor, direta ou indiretamente, o GR transfere energia da fonte de excitação para a carga. Isto acontece porque é para a carga que flui a energia armazenada no campo magnético no momento da desmagnetização de cada fase.

Verificou-se que, deixado sob condições estáveis de excitação e carregamento, o GR tem uma velocidade específica em que a potência gerada é máxima. Verificou-se também que a potência gerada varia conforme o ângulo de disparo das chaves, a tensão de excitação e a própria carga. Quando se observa a tensão ou a potência sobre a carga, encontra-se que tanto uma quanto outra pode ser controlada via controle da tensão de excitação. Essas relações de dependência foram estudadas exaustivamente em um protótipo.

Os avanços já feitos e as portas por eles abertas permitem uma quantidade de investigações de importância apreciável, as quais dificilmente poderiam ser conduzidas por um único grupo de pesquisa ou mesmo em paralelo, em curto espaço de tempo. Algumas propostas para continuidade imediata do trabalho são apresentadas neste capítulo, sem prejuízo de outros desenvolvimentos futuros, os quais vão ocorrer naturalmente a partir dos resultados que forem consolidados e colecionados cumulativamente. Em verdade vários

desses trabalhos já foram iniciados e já pode ser previsto que alguns trarão resultados à tona em curto espaço de tempo.

6.2 – Propostas para continuidade imediata do trabalho

Estas propostas foram elaboradas levando em consideração que, além da posição instantânea do rotor, outras grandezas estarão disponíveis, conforme as necessidades do acionamento do GR.

6.2.1 – A independência entre fases e a tolerância a faltas

O presente trabalho apresentou o GR como alternativa para geração eólica complementar e mostrou que a máquina é compatível com necessidades desse tipo de aproveitamento. Explorou detidamente um tipo diferente de conversor que é mais apropriado para esta função e testou a resposta do sistema a alguns tipos de contingências operacionais. Estas são contribuições que aumentam a compreensão sobre o GR, alargam a visão quanto ao seu funcionamento e o colocam como opção viável para os aproveitamentos eólicos.

A independência elétrica e magnética de cada fase do GR é frequentemente citada na literatura como aparece em [34, 72, 89]. Do mesmo modo, e talvez até em razão da citada independência entre as fases, a capacidade de tolerância à faltas dessa máquina é considerada na maior parte da literatura especializada [5, 11, 14, 15, 16, 17, 18, 20, 21, 27, 32, 46, 47,51, 57, 64, 68, 75]. No caso da tolerância à falta de fase, que é importante em aproveitamentos eólicos, alguns autores parecem se referir mais à possibilidade de isolar facilmente o defeito e, com isto, continuar operando. Outros propõem estratégias de controle diante de faltas e há ainda outros que são sintéticos ao fazerem suas afirmações a respeito. A exemplo, citando [17]:

A capacidade de tolerância a faltas do GR é grande;

ou, citando [51]:

A característica de independência das fases do GR o torna extremamente tolerante a faltas para aplicações críticas. As máquinas são bobinadas de modo que, com a natural independência das fases do GR, elas se comportam como duas ou três máquinas trifásicas separadas. É a natureza de independência entre as fases do GR que permite uma única máquina suprir duas ou mais cargas separadas, independentes e presumivelmente diferentes. Simulações mostraram que os GR são capazes de manter sua saída em caso de falta em uma bobina ou em um ramo do seu conversor.

Assim, os trabalhos tratando de GR consideram independentes as suas fases. Mas há quem discorde dessa usual assunção de independência entre as fases. Citando [96], nas conclusões que apresenta sobre o estudo da operação do GR 8×8 monofásico em condição de faltas:

“Também foi mostrado que uma falta em uma das oito bobinas afeta todas as bobinas significativamente.”

Outrossim, em [98] os autores afirmam que a classificação do GR como máquina tolerante a faltas está vinculada à sua continuidade operativa com performance degradada em caso de falta de uma fase.

É fato que a independência entre as fases no GR é enfatizada pelos autores como uma vantagem inerente a esse tipo de máquina, independente da sua configuração. No entanto, conforme se viu, não foi encontrado na literatura consultada um suporte definitivo.

Dada a importância desta particularidade e a falta de uníssono, é sugestivo que ela seja investigada mais de perto

A transcrição abaixo, extraída de [30], deixa uma trilha a ser seguida:

Quase todos os textos na literatura relativa a máquinas a relutância chaveadas desconsideram o acoplamento mútuo entre as fases. Entres os principais argumentos para proceder desta maneira pode-se encontrar o de que as indutâncias mútuas são pequenas, por isto

negligenciáveis, porque a máquina tem bobinas concentradas nos pólos do estator. Outra assunção é a de que, uma vez que elas são pequenas, podem ser omitidas em termos do projeto básico do motor, das simulações e da explicação do desempenho do equipamento.

Em [30] é ressaltada a importância da investigação acerca da influência da indutância mútua.

Resta que a influência mútua das fases é um capítulo ainda aberto cujo desenvolvimento dependerá de estudos de fluxo magnético, análises por elementos finitos, eventuais revisões de modelos, medidas cuidadosas de indutâncias próprias e mútuas, novas simulações e de múltiplos experimentos com diferentes configurações de máquinas. Constitui-se pois em uma boa perspectiva de trabalhos futuros.

6.2.2 – O inversor trifásico para conexão à rede

O sistema completo para interligação à rede para o qual este trabalho vem a contribuir é mostrado no diagrama em blocos apresentado na Fig. 6.1.

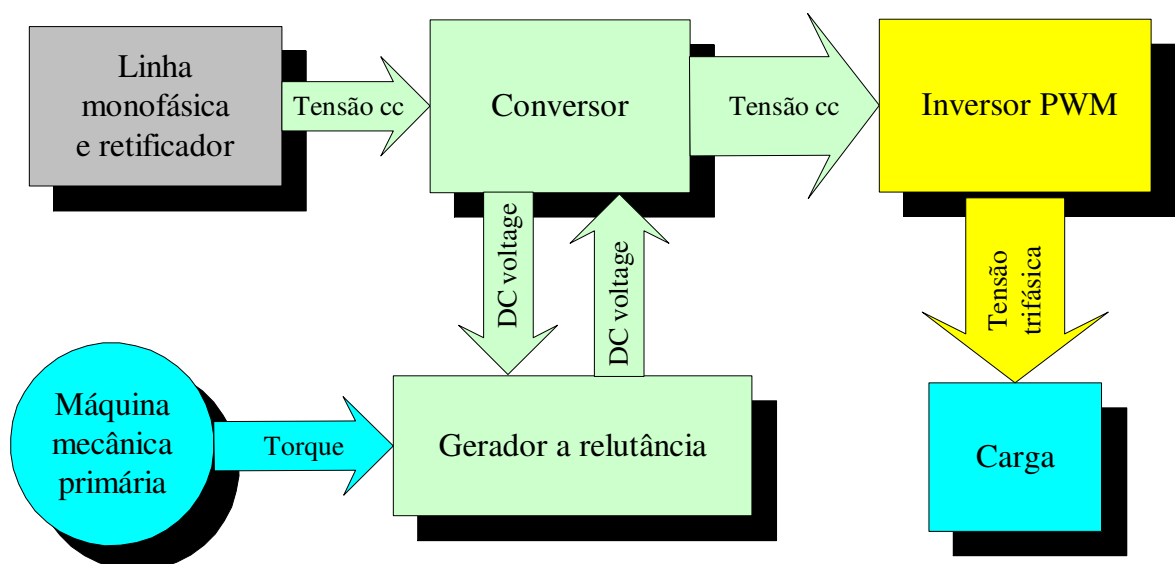


Fig. 6.1 – Diagrama em blocos de um sistema GR para interligação à rede.

A cor verde significa partes com inovação proposta, nas quais já se obteve domínio apreciável através deste trabalho e de outros. A cor amarela assinala uma etapa essencial para a interligação dos sistemas à rede, ainda que em baixa tensão, a qual não integra o escopo do presente. Trata-se de construir um inversor apropriado para obter energia em cc a partir do GR e entregar energia ca trifásica controlada a uma carga com fator de potência diferente da unidade. Note-se que na Fig. 6.1 a carga aparece na cor azul a qual assinala ter sido registrada a necessidade de evolução, que no caso está no fator de potência. A execução dessa etapa, que já foi simulada com sucesso, será decisiva para conclusões sobre a viabilidade do sistema gerador integrado, por isto tem sua urgência considerada.

6.2.3 – A tração eólica

Tomando como referência ainda a Fig. 6.1 a cor azul assinala a necessidade de evolução na máquina mecânica primária e, por conseguinte, no torque transferido ao GR através do eixo. Uma turbina eólica de pequeno porte pode substituir o MIG controlado usado na bancada de testes para oferecer condições de torque contínua e aleatoriamente variável ao GR. Trata-se de conferir características verdadeiramente eólicas à operação interligada do protótipo. Esta é outra condição essencial para validar o modelo de sistema gerador que é, em resumo, a mais ampla proposta contida no presente trabalho.

6.2.4 - Efeitos do ângulo de disparo e sua correlação com velocidade e tensão

O ângulo de disparo das chaves tem grande efeito sobre o desempenho da máquina.

Citando [11]:

O controle adequado do ângulo de excitação será incluído em futuros trabalhos visando obter aumento de desempenho e eficiência.

Os resultados de simulação mostraram que o ângulo de disparo das chaves, dando início à excitação da fase, é de fato decisivo e que, para cada condição operacional, existe pelo menos um ângulo de disparo correspondente ao rendimento máximo. Então a tensão gerada deve ser considerada como uma função da tensão de excitação, da velocidade e, também, do ângulo de disparo das chaves. Por isto o instante da energização pode se constituir em um novo e, quiçá, eficiente parâmetro de controle. Para balizar isto é preciso antes levantar o comportamento da tensão gerada em função do ângulo de disparo.

6.2.5 – Controle dinâmico da operação do gerador a relutância

Os resultados experimentais mostrados em 5.25 e em 5.26 evidenciaram que o GR é bem comportado em suas variações de tensão e de potência de saída, diante das variações na carga, na velocidade e na tensão de excitação. Os estudos sobre a dependência operacional em relação ao ângulo de disparo das chaves complementarão as informações já disponíveis. Implementar um controle eficiente e rápido para aumentar ou tornar superlativo o desempenho da máquina tendo como base um ou mais de um dos parâmetros de controle conhecidos e disponíveis é uma necessidade quando o propósito é atestar a competitividade da máquina. Para isto um microprocessador deverá ser especialmente programado e assumir o controle do acionamento do dispositivo gerador e das suas interfaces.

De volta à figura 6.1, um problema adicional se apresenta: a cor cinza que serve como pano de fundo ao bloco da linha monofásica e retificador indica necessidade de controle. Trata-se de controlar a tensão de excitação. Caso isto seja considerado em termos de substituição da ponte retificadora por outra, controlada, o efeito reverso sobre a linha monofásica surge como indagação importante.

6.2.6 – Ensaio em uma máquina comercial

Uma máquina a relutância 8×6 comercial, portanto feita com materiais e ferramentas industriais está disponível. Testar suas respostas e compará-las com as que foram obtidas com protótipos pode revelar procedimentos e estratégias que ainda não foram considerados. Além disto, em se tratando de uma máquina 8×6 , novos ensaios relativos à relação de dependência ou independência entre as fases poderão ser feitos. A operação desta máquina de baixa tensão e elevada corrente poderá ser reveladora no que diz respeito a aplicações veiculares como GMR.

6.2.7 – Operação em regime de saturação

Já foi mostrado que o rendimento do gerador aumenta quando ele trabalha saturado Fig. 3.17 e também se sabe que os primeiros laços de geração correspondem a níveis elevados de corrente. As chaves têm limite de corrente suportável, assim como as bobinas e outros elementos de circuito. Logo, limitar o pico de corrente e controlá-la durante o ciclo de excitação e geração é uma estratégia para maximizar a geração da máquina e proteger eletricamente o GR. Um novo modelo matemático deverá ser desenvolvido e esta será uma oportunidade também para incrementar o cálculo do torque eletromagnético instantâneo. O modelo computacional precisará ser adaptado às novas contingências. O desenvolvimento de um controle de corrente eficiente e os subseqüentes testes em bancada poderão revelar a potencialidade de ganhos com o emprego dessa promissora estratégia.

6.2.8.- A máquina monofásica

Conforme mostra a Fig. 5.21 o protótipo construído conta com dois rotores e um deles tem seis pólos. Assim, esse protótipo pode ser posto para funcionar em configuração 6×6 e seu funcionamento ser comparado com o do modelo 6×4 . O perfil de indutâncias deve ser

levantado para a nova configuração. As simulações já feitas para o modelo monofásico precisarão ser aperfeiçoadas. Um conversor monofásico deve ser construído e um circuito eletrônico para seis disparos dessa única fase a cada volta do rotor deve ser implementado.

Convém ainda efetuar medições da indutância mútua entre as fases usando bobinas exploratórias nos dentes do rotor. Essas bobinas serão úteis também na avaliação do fluxo disperso na passagem pelo entreferro.

A configuração 6×6 será importante na investigação da tolerância a faltas e também em ensaios de operação como máquina com dois ou três circuitos de alimentação independentes, alimentando cargas diferentes.

6.2.9 – Alternador-motor de partida.

O aperfeiçoamento do GMR é buscado em trabalhos como [31, 34, 36, 37, 39] tanto para aplicações na indústria automobilística como para aplicações aeronáuticas. As formas de realizar a comutação suave da máquina do modo motor para o modo gerador e vice-versa ainda não estão suficientemente exploradas e suas particularidades ainda não foram dadas a conhecer na literatura técnica consultada. O GMR tem características operacionais diferentes quando usado em aeronaves, em automóveis ou em veículos híbridos. No primeiro caso ele funciona como motor de partida em baixa velocidade, elevando a velocidade da turbina ao ponto em que a ignição é viável e depois funciona como gerador em altas velocidades, alimentando cargas dentro da aeronave. No segundo caso ele funciona como motor de arranque provocando a ignição do motor à explosão e depois como gerador, recarregando uma bateria e alimentando as cargas a bordo do veículo e, finalmente, no terceiro caso o GR alterna continuamente seu modo de funcionamento entre geração de energia e tração elétrica. Isto leva a tipos diferentes e controle. Ampliar os conhecimentos sobre esse tipo de acionamento da máquina a relutância é outro campo de investigação a ser explorado. É um

assunto promissor à luz dos esforços hoje feitos para racionalizar o consumo de derivados de petróleo.

6.2.10 – Compactação do acionamento da máquina.

Para que a máquina a relutância possa ser considerada comercialmente, quer como MR quer como GR ou mesmo GMR, é conveniente que ela se “pareça” externamente com as concorrentes. O MR comercial disponível, de origem francesa, tem um sistema de acionamento externo pesado e complexo. Outro fabricante norte-americano oferece a máquina e o conversor como peças separadas e com preços de valor elevado. Uma expectativa de patente minimamente promissora cuidaria de embutir o sensor e o conversor na carcaça da máquina. Isto se constituiria em um conjunto funcional único que poderia ser colocado lado a lado com outros tipos de máquina.

6.3 – Conclusões finais

Do que foi apresentado nos capítulos anteriores e no presente capítulo pode-se concluir que:

1. Um GR acionado a energia eólica pode ser associado à rede monofásica que atende pequenas comunidades e propriedades rurais de modo simples, com vantagens. A interligação é feita em cc através do conversor usado para acionar a máquina. Toda a energia que alimenta a carga passa pelas bobinas das fases do GR. O sistema alimentado pelo CS funciona mesmo quando a turbina eólica está parada, o que dispensa manobras visando suprir as cargas na ausência de vento. É previsível que um inversor colocado na saída cc do conversor vá entregar à carga energia ca trifásica com tensão e frequência reguladas.

-
2. O conversor HB, que vem sendo amplamente utilizado para acionar o GR, é mais caro e ineficiente do que outras alternativas aqui apresentadas. Além disto, não deve ser usado para o tipo de interligação entre a energia de origem eólica e a rede da concessionária, como ela é proposta neste trabalho. Isto se deve ao fato de que o conversor HB não é passivo na alimentação da carga quando o GR encontra-se em repouso. Um conversor adequado para interligar a fonte eólica com a rede da concessionária é o CS. Adicionalmente este conversor é o que apresentou desempenho operacional melhor entre as alternativas que foram testadas.
 3. O GR, sem controle de excitação, apresenta comportamento compatível diante das variações na velocidade do vento: atinge a máxima potência gerada em velocidades ainda baixas e sustenta níveis elevados de potência quando esta velocidade é aumentada até níveis elevados. As variações da tensão na carga mostram-se igualmente suaves. Além disto, a tensão na saída do GR é bem comportada na partida e na parada da máquina, assim como nas acelerações e desacelerações severas impostas a ela.
 4. Operado com excitação e velocidade variáveis, a cada valor da tensão de excitação corresponde uma curva de potência em função da velocidade cujo perfil segue um padrão característico. O mesmo acontece com a tensão na saída do conversor, isto é, a tensão da carga. O padrão de comportamento apresentado pela potência gerada ajusta-se ao perfil de velocidades angulares próprios de uma turbina eólica. Para cada velocidade da máquina, a potência gerada ou a tensão de saída podem ser estabilizadas controlando-se a tensão de excitação.

-
5. O sistema GR é sensível a variações na carga como o são os sistemas elétricos em geral. As variações da tensão na carga quando esta varia podem ser evitadas ajustando-se a tensão de excitação.
 6. A tensão de excitação da máquina foi apresentada como o parâmetro de controle do seu desempenho como gerador movido a energia eólica. Isto decorre do comportamento instável da velocidade, a qual pode exercer o mesmo papel de controle da excitação quando seu ajuste é viável. O controle dinâmico da tensão de excitação do GR interligado à rede da concessionária é, ainda, um problema em aberto, sobretudo devido aos efeitos que este controle pode trazer à própria rede. No entanto, tendo em vista que as simulações mostram forte dependência do desempenho do GR em relação ao ângulo de disparo das chaves, o levantamento acurado desta relação de dependência poderá sugerir um novo parâmetro eficiente de controle o qual seria interno ao conversor do GR.
 7. Com este trabalho foi revelado um cenário que comporta grande número de investigações futuras, as quais poderão trazer resultados tão interessantes quanto a suspeita de que, afinal, o GR pode não ser tão tolerante a faltas e de que suas fases não são tão independentes como faz crer parte substancial da literatura técnica acessada até agora.
 8. Futuros trabalhos preferencialmente devem se vincular ao objetivo de construção de um modelo experimental completo do Gerador Eólico a Relutância – GRE, nos termos em que ele foi apresentado aqui.

ANEXO AO CAPÍTULO 5

A1 - Lista parcial de equipamentos, dispositivos e componentes usados na bancada de testes.

Tabela A1

Equipamentos montados			
Módulo ponte retificadora trifásica montado com diodos			
Fonte de alimentação cc projetada e construída com quatro referências de terra independentes para alimentar os circuitos eletrônicos de disparo das chaves			
Circuito eletrônico para controle dos disparos das chaves			
Suporte com sensores óticos			
Discos metálicos e de tecnil construídos com ranhuras para detecção da posição do rotor			
Conversor de configuração variável com bornes múltiplos e chaves de comutação, capaz de mudar entre as topologias HB, CS e CR			
Retificador não controlado montado para alimentar o motor cc			
Equipamentos de medição			
Medidores com capacidade de medida do valor eficaz em formas de onda não senoidais			
Osciloscópio analógico			
Tacômetro ótico			
Microcomputador			
Outros equipamentos			
Base metálica construída em dimensões e com características ajustadas às máquinas			
Disjuntores de proteção			
Caixas de resistores comerciais com valor ajustável			
Resistência de carga para 10 Ω , 300 W			
Ventiladores para troca de calor			
LED e acopladores optoeletrônicos			
Dissipadores de alumínio			
Placas de fenolite			
Geradores a relutância			
Protótipo de máquina à relutância pré-existente no laboratório de acionamentos			
Novo protótipo projetado e construído com dois rotores diferentes para operar em configuração 6 x 4 ou em configuração 6 x 6			
Motores			
	Tensão	Potência	Velocidade
Comercial cc	220 V	370 W	1800 rpm
MIG trifásico, 3HP	380 V	3 HP	3600
Fontes			
Fonte chaveada cc comercial de 30 V, 6 A			
Fonte cc de saída fixa em 24 V			
Variadores de tensão			
Monofásicos	0 – 240 V, 10 A e 12,5 A		

Trifásicos		0 – 440 V, 28 A		
Diodos				
Diodo		Modelo		
Diodo		SKR 26/08		
Diodo		SKN 16/08		
Diodo retificador		1N4007		
Capacitores				
		Capacitância	Tensão	
Capacitor		10 mF	70 V	
Capacitor		10 mF	250 V	
Capacitor de filtro		680 μ F	-	
Resistores				
10 k Ω		1 k Ω	510 Ω	
Tansistores				
BC548		BC558		
Resistores sensores de corrente				
$K_1 = 32,5$ A/mV		$K_2 = 20,66$ A/mV	$K_3 = 11,75$ A/mV	
Transformador				
220 V – 18 V, 1 A				
Osciloscópio digital				
Marca		Modelo		
Tektronix		THS-720P 100 MHz, canais isolados		
Conversor de frequência				
Marca	Modelo	Variação	Corrente	Potência aparente
Danfoss	VLT 2800	0 – 1000 Hz	3,7 A	2,6 KVA
Multímetros digitais				
Marca		Modelo		
Minipa		ET2702		

A2 – Circuito de disparo dos MOSFET

O disparo das chaves controladas é feito com base em três dispositivos: o sensor ótico de posição do rotor, o circuito de acionamento das chaves e a fonte de alimentação deste. A Fig. 5.2 mostra o sensor ótico de posição do rotor e a Fig. 5.3 mostra o circuito de disparo das chaves, o qual está esquematizado na Fig. 5.8. A Fig. 5.7 mostra um módulo de quatro diodos que compõem a fonte de alimentação do circuito de acionamento das chaves, a qual pode ser vista como parte integrante da bancada na Fig. 5.6.

O circuito de disparo da Fig. 5.8 é composto por um sensor ótico comercial que detecta a posição do rotor da máquina com base na posição do disco com ranhuras mostrado na Fig. 5.2. O sensor ótico consiste de um diodo emissor de infravermelho em face de um fototransistor. Um resistor $510\ \Omega$ limita a corrente no fotodiodo a $40\ \text{mA}$ para ajustar o comprimento de onda do foco de luz infravermelha que será emitido para acionar o fototransistor do sensor. Esse fototransistor é um transistor bipolar com uma capa transparente que permite que luz possa atingir a base coletora da sua junção. A ionização fotoelétrica na junção da base-coletora cria uma pequena corrente que é amplificada pelo conseqüente acionamento do transistor. Esta corrente é limitada pelo resistor de $10\ \text{k}\Omega$ a cerca de $2,4\ \text{mA}$. O sinal elétrico produzido está em torno de $4\ \text{V}$ e é usado no próximo estágio da operação.

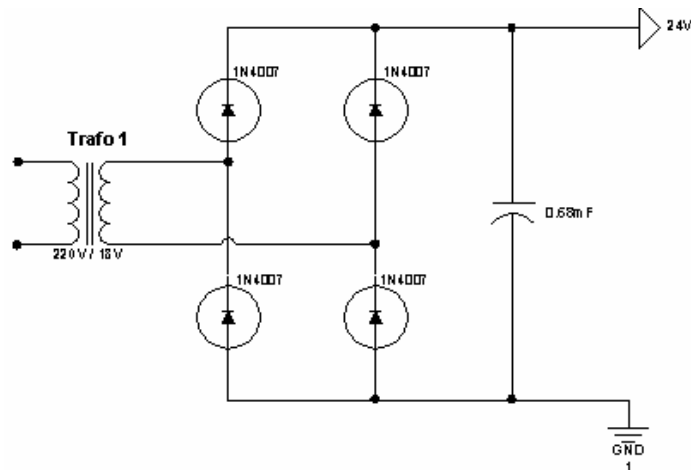


Fig. A1 – Um módulo da fonte de alimentação do circuito de disparo dos MOSFET.

O sinal de $4\ \text{V}$ aciona um transistor BC547-NPN cuja corrente é limitada também a $2,4\ \text{mA}$, por um outro resistor de $10\ \text{k}\Omega$. A finalidade desse transistor é amplificar e inverter o sinal elétrico, que agora fica em torno de $20\ \text{V}$. Este novo sinal é aplicado a dois transistores BC548 e BC558 em configuração simétrica (do inglês: *push-pull*), onde cada transistor está ligado somente

quando o seu complementar é desligado, fornecendo, portanto, pulsos de alimentação negativa ou de alimentação positiva. Estes pulsos são aplicados às entradas (do inglês: *gates*) das chaves do conversor de potência do GR.

No conversor HB, Fig. 2.16, as três chaves superiores estão isoladas entre si, mas as três chaves inferiores possuem um ponto comum e, para acioná-las, os sinais de disparo precisam estar isolados eletricamente. Circuitos acopladores optoeletrônicos e resistores são responsáveis pelo isolamento elétrico dos pulsos aplicados às entradas das chaves superiores em relação às inferiores, e destas entre si. Quando a chave inferior de uma fase é disparada o mesmo sinal também é aplicado ao acoplador optoeletrônico que aciona a chave superior correspondente, fechando o circuito de excitação daquela fase. O CS e o CR são acionados de modo similar, excluindo o acionamento das chaves superiores.

A lógica de acionamento do circuito de disparo pode ser explicada por dois estados como é apresentado a seguir:

1º estado: O disco interrompe a passagem da luz infravermelha produzida no diodo emissor ligado ao sensor de posição. Desta forma o foto-transistor não conduz, fazendo com que o transistor seguinte entre em saturação forçando a configuração simétrica a nível baixo. Então não há disparo do MOSFET correspondente que, por não conduzir, mantém aberto o circuito de excitação da fase correspondente. Os acopladores optoeletrônicos são os responsáveis por isolar eletricamente os sinais de disparo dos MOSFET da mesma fase, o que é feito dando-lhes referências de terra separadas.

2º estado: A abertura no disco possibilita a passagem da luz infravermelha produzida no diodo emissor ligado ao sensor de posição. Desta forma o fototransistor satura e conduz, fazendo com que o transistor seguinte entre em corte, forçando a configuração simétrica a

nível alto. Então o sinal sensibiliza o MOSFET provocando a condução e a energização da fase correspondente. Como antes, as referências de terra são separadas.

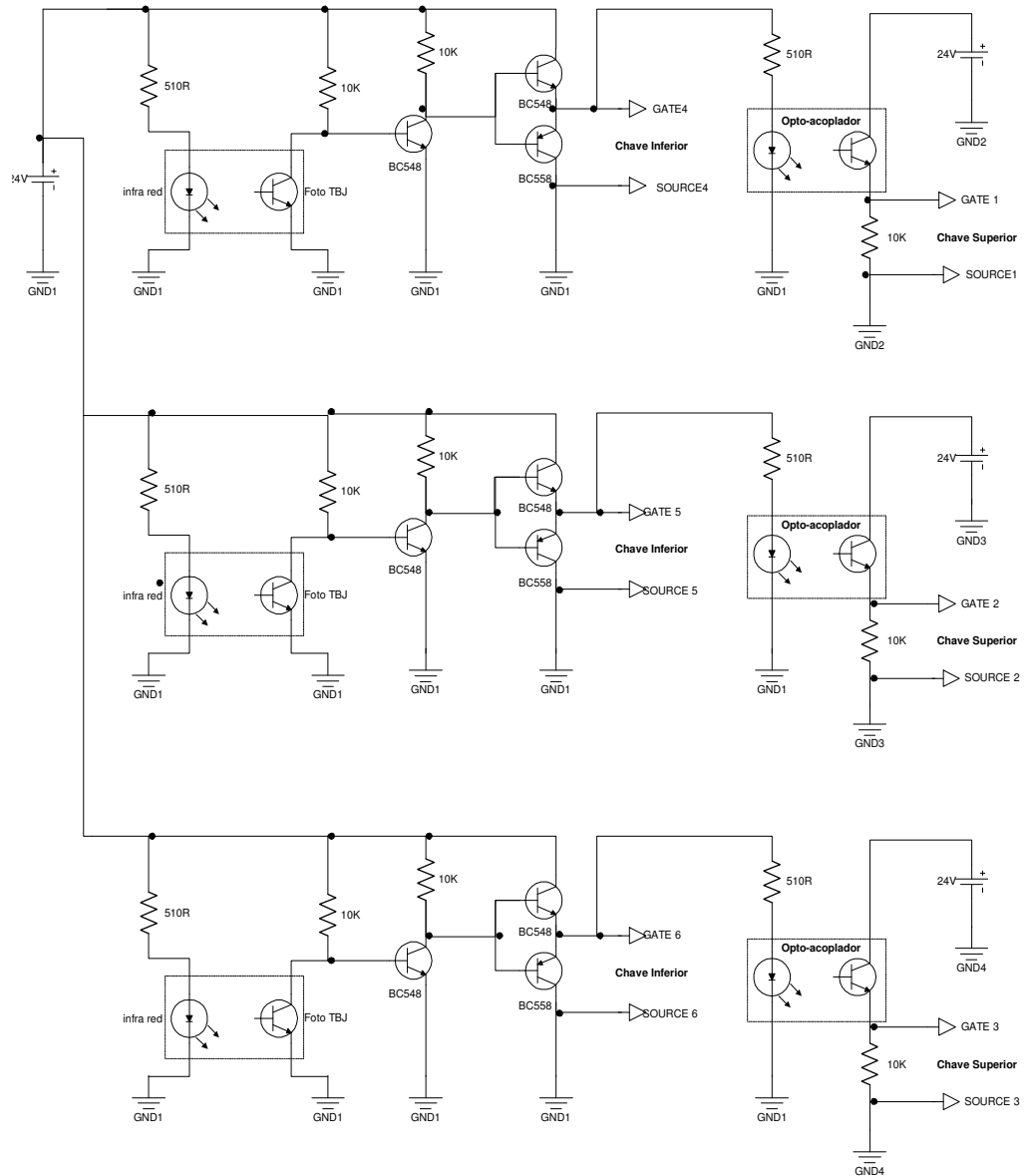


Fig. A2 – Circuito para disparo das chaves nos conversores HB, CS e CR.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ABOU-ZAID, M., EL-ATTAR, M. MOUSSA, M., “Analysis and performance of axial field switched reluctance generator”, *International Conference on Electric Machines and Drives, IEMD’99*, 9-12 May 1999, pp. 141-143.
- [2] ABOUZEID, M., “Load effect on the output current generated from a switched reluctance generator”, *Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, 21-23 Sept. 1998, pp. 560-567.
- [3] ANDERSON, A.F., “Development history”, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, pp. 6 a 33, Edited by T J E Miller, Newness Power Engineering Series.
- [4] ANDRADE, D.A., COSTA, R.S., TEIXEIRA, R.S., FLEURY, A., “Energy efficiency for fractional power loads”, *Industry Applications Magazine*, Vol. 2, No. 6, Nov-Dec 2006, pp. 12-20.
- [5] ASADI, P., EHSANI, M.,FAHIMI, B., “Design and control characterization of switched reluctance generator for maximum output power”, *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics and Exposition, 2006, APEC ‘06*, 19-23 March 2006, pp. 6.

-
- [6] BORGES, T.T., “Motor a relutância chaveado com controle Fuzzy e detecção indireta de posição”, Tese, *Universidade Federal de Uberlândia*, 2002, 183 pp..
- [7] CAMERON, D.E., LANG, J.H., “The control of high-speed variable-reluctance generators in electric power systems”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 29, Issue 6, Nov.-Dec. 1993, pp. 1106-1109.
- [8] CARDENAS, R., PEÑA, R., PEREZ, M., CLARE, J., ASHER, G., WHEELER, P., “Control of a switched reluctance generator for variable-speed wind energy applications”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Volume 20, Issue 4, Dec. 2005, pp. 781-791.
- [9] CARDENAS, R., PEÑA, R., PEREZ, M., ASHER, G., CLARE, J., WHEELER, P., “Control system for grid generation of a switched reluctance generator driven by a variable speed wind turbine”, *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2004*, Volume 2, 2-6 Nov. 2004, pp. 1879-1884.
- [10] CARDENAS, R., RAY, W.F., ASHER, G.M., “Switched Reluctance generators for wind energy applications”, *26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC’95 record*, Volume 1, 18-22 June 1995, pp. 559-564.
- [11] CHANCHAROENSOOK, P., RAHMAN, M.F., “Control of a four-phase switched reluctance generator: experimental investigations”, *IEEE International Electric*

-
- Machines and Drives Conference, IEMDC 2003*, Volume 2, 1-4 June 2003, pp. 842-848.
- [12] CHEN, H, SHAO, Z., “Turn-on angle control for switched reluctance wind power generator system”, *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2004*, Volume 3, 2-6 Nov. 2004a, pp. 2367-2370.
- [13] CHEN, H., SHAO, Z., “Fault tolerant control for switched reluctance machine system”, *30th Annual Conference Of IEEE Industrial Electronic Society, IECON-2004*, Volume 3, 2-6 Nov. 2004b, pp. 2526-2529.
- [14] CHEN, H., “Electromagnetic design of switched reluctance generator”, *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2003*, Volume 1, 17-20 Nov. 2003a, pp. 777-780.
- [15] CHEN, H., JI, L., “Design of switched reluctance generator system based on the software package for windows”, *Sixth International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management, ADSCOM 2003*, Volume 1, 11-14 Nov. 2003b, pp. 384-388.
- [16] CHEN, H., XIAO, F., SU, T., ZHU, Y., WANG, F., “A 50 kW switched reluctance generator system”, *International Conference on Power System Technology, PowerCon 2002, Proceedings*, Volume 2, 13-17 Oct 2002, pp. 1173-1177

-
- [17] CHEN, H., AHANG, D., GUO, Y., “A novel green electric drive system”, *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, Volume 5, 7-10 Oct 2001a, pp. 3157-3162.
- [18] CHEN, H., MANG, C., ZHAO, X., “Research on the switched reluctance wind generator system”, *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, Volume 5, 7-10 Oct 2001b, pp. 1936-1941.
- [19] CHEN, H., MENG, X., ZHENG, L., “Design and simulation software package of switched reluctance machine systems for windows 9x in english”, *The 2000 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems, APCCAS 2000*, 4-6 Dec. 2000, pp. 489-492.
- [20] CHUANG, L., JIAGENG, Y., XUEZHONG, Z. LIU, D., “Investigation and practice for basic theory of switched reluctance generators”, *Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems*, Volume 1, 27-29 Sept. 2005, pp 575-579.
- [21] CHUANG, L., YANGUANG, Y., “Realization of SRG position sensorless technique with current chopping mode”, *Proceedings of The Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2001*, Volume 2, 18-20 Aug. 2001, pp. 1236-1239.

-
- [22] CIPELLI, A.M.V., MARKUS, O., SANDRINI, W.J., “Teoria e desenvolvimento de projetos de circuitos eletrônicos”, 18^a Edição, *Editôra Érica Ltda.*, 2001, 445 pp..
- [23] CLOYD, J.S., “A status of the United States Air Force’s more electric aircraft initiative”, *Proceedings of the 32nd Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, IECEC’97*, Volume 1, 27 July-1 Aug. 1997, pp. 681-686.
- [24] COSSAR, C., SAWATA, T., “Microprocessor controlled DC power supply for the generator control unit of a future aircraft generator with a wide operating speed range”, *Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, PMED 2004*, Volume 2, 31 March – 2 April 2004, pp. 458-463.
- [25] COSSAR, C., KELLY, L., “Drive development and test”, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Edited by T J E Miller, *Newness Power Engineering Series*, 2001, pp. 201 a 226.
- [26] COSTA, R.S., “Análise, projeto e construção de um motor monofásico a relutância chaveado: uma solução eficiente para cargas de potência fracionária”, *Dissertação, Universidade Federal de Uberlândia*, 2004, 153 pp...
- [27] DAHMANE, M., MEIBODY-TABAR, F., SARGOS, F.M., “An adapted converter for switched reluctance motor/generator for high speed applications”, *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference*, Volume 3, 8-12 Oct. 2000, pp. 1547-1554.

-
- [28] DA SILVA NETO, J.L., ROLIM, L.G.B., SOTELO, G.G., “Control of a power circuit interface of a flywheel-based energy storage system”, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE’03*, Volume 2, 9-11 June 2003, pp. 962-967.
- [29] DEFREITAS, D.M., “High performance electrical power systems for unmanned airborne vehicles”, *Proceedings of the 1988 IEEE Southern Tier Technical Conference*, pp. 40-51.
- [30] DE PAULA, P.P., DA SILVA, W.M., CARDOSO, J.R., NABETA, S.I., “Assessment of the influences of the mutual inductances on switched reluctance machines performance”, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2003*, Volume 3, 1-4 June 2003, pp. 1697-1701.
- [31] DE VRIES, A., BONNASSIEUX, Y., GABSI, M., D’OLIVEIRA, F., PLASSE, C., “A Switched Reluctance Machine for a Car Starter-alternator System”, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2001*, pp. 323-328.
- [32] DIXON, S., FAHIMI, B., “Enhancement of output electric power in a switched reluctance generators”, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2003*, Volume 2, 1-4 June 2003, pp. 849-856.
- [33] EDRINGTON, C. S., FAHIMI, B., SAPE R.B., “Sensorless super-high-speed switched reluctance generators”, *IEEE 28th Annual Conference of Industrial and Electronics Society, IECON’02*, Volume 2, 5-8 Nov. 2002, pp. 1026-1031.

-
- [34] ELBULUK, M.E., KANKAM, M.D., “Potential starter/generator technologies for future aerospace applications”, *Proceedings of the IEEE 1997 National Aerospace and Electronics Conference, NAECON 1996*, Volume 1, 20-23 May 1996, pp. 75-82.
- [35] EL-NEMR, M.K., AL-KHAZENDAR, M.A., RASHAD, E.M., HASSANIN, M.A., “Modeling and steady-state analysis of stand-alone switched reluctance generators”, *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2003*, Volume 3, 13-17 July 2003.
- [36] FAHIMI, B., “On the suitability of switched reluctance drives for starter/generator application”, *IEEE 55th Vehicular Technology Conference, VTC, spring 2002*, Volume 4, 6-9 May 2002, pp. 2070-2075.
- [37] FAHIMI, B., “A switched reluctance machine based starter-generator for more electric cars”, *IEEE International Electric Machine and Drives Conference, IEMDC 2001*, pp. 73-78.
- [38] FERREIRA, C.A., JONES, S.R., HEGLUND, W.S., JONES, W.D., “Detailed design of a 30 kW switched reluctance starter-generator system for a gas turbine engine application”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 31, Issue 3, May-June 1995a, pp. 553-561.

-
- [39] FERREIRA, C.A., JONES, S.R., HEGLUND, W.S., JONES, W.D., “Performance evaluation of a switched reluctance starter/generator system under constant power and capacitive type loads, *Tenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC’95, Conference Proceedings, Volume 1, Issue 0, part 1, 5-9 March 1995b, pp. 416-424.*
- [40] FERREIRA, C., RICHTER, E., “About channel independence for multi channel switched reluctance generating systems”, *Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference, Thirty-first IAS Annual Meeting, IAS’96, Volume 2, 6-10 Oct. 1996, pp. 816-822.*
- [41] FITZGERALD, A. E., KINGSLEY, JR. C. & UMANS, S.D., “Electric machinery”, *McGraw-Hill Series in Electrical Engineering, 1990, 585 pp.*
- [42] FLEURY, A., ANDRADE, D.A., “Gerador a relutância chaveado de 100 kW interligado à rede trifásica”, *Congresso Brasileiro de Automática, CBA 2006a.*
- [43] FLEURY, A., ANDRADE, D.A., “Simulação de um gerador a relutância chaveado em operação interligada”, *Congresso Brasileiro de Automática, CBA 2006b.*
- [44] FLEURY, A., ANDRADE, D.A., “Switched reluctance generator for complementary wind power generation in grid connection”, *International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2007.*

-
- [45] GELLEGOS-LOPÉZ, G., “Sensorless control”, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Edited by T J E Miller, *Newness Power Engineering Series*, 2001, pp. 133 a 168,
- [46] HAO, C., QIUSHUANG, S., “A switched reluctance variable speed generator”, *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, IEEE CCECE 2003*, Volume 1, 4-7 May 2003, pp. 467-470.
- [47] HAO, C., TAO, S., FANG, X., YIFENG, Z., “A switched reluctance wind power generator with excitation of low voltage”, *2002 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, Volume 6, 6-9 Oct. 2002, pp.5.
- [48] HAO, C., YUQIN, G., “Green methodologies and technologies of switched reluctance motor drive”, *Proceedings of the 3rd World Congress on Intelligent Control and Automation*, Volume 5, 28 June–2 July 2000, pp. 3717-3720.
- [49] HEGLUND, W.S., JONES, S.R., “Performance of a new commutation approach for switched reluctance generators”, *Proceedings of the 32nd Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, IECEC’97*, Volume 1, 27 July-1 Aug. 1997, pp. 574-578.
- [50] HUMISTON, T., PILLAY, P. FAIZ, J., “The switched reluctance motor drive for distributed generation”, *1999 IEEE AFRICON*, Volume 2, 28 sept-1 Oct. 1999, pp. 669-674.

-
- [51] HUSAIN, I., RADUN, A., NAIRUS, J., “Fault analysis and excitation requirements for switched reluctance generators”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Volume 17, Issue 1, March 2002, pp. 67-72.
- [52] HWANG, G.R., “Modelagem da máquina a relutância chaveada incluindo a saturação magnética”, Dissertação, *Universidade Federal de Uberlândia*, 2002, 89 pp..
- [53] ICHINOKURA, O., KIKUCHI, T. NAKAMURA, K., WATANABE, T., HAI-JIAO, G., “Dynamic simulation model of switched reluctance generator”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume 39, Issue 5, Part 2, Sept. 2003, pp 3253-3255.
- [54] IGLESIAS, I.J., GARCIA-TABARES, L., AGUDO, A., CRUZ, I. ARRIBAS, L., “Design and simulation of a stand-alone wind-diesel generator with a flywheel energy storage system to supply the required active and reactive power”, *IEEE 31st Annual Power Electronics Specialistis Conference, PESC 2000*, Volume 3, 18-23 June 2000, pp. 1381-1386.
- [55] JONES, S.R., DRAGER, B.T., “Sensorless switched reluctance starter/generator performance”, *IEEE Industry Applications Magazine*, Volume 3, Issue 6, Nov.-Dec. 1997, pp. 33-38.
- [56] JONES, S.R., DRAGER, B.T., “Performance of a high-speed switched reluctance starter generator system using electronic position sensing”, *Conference Record of the*

-
- 1995 IEEE Industry applications Conference, Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS'95*, Volume 1, 8-12 Oct. 1995, pp. 249-253.
- [57] KIOSKERIDIS, I., MADEMLIS, C., “Optimal efficiency control of switched reluctance generators”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume 21, Issue 4, July. 2006, pp. 1062-1072.
- [58] KJAER, P.C., GRIBBLE, J.J., “Instantaneous torque control”, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Edited by T J E Miller, *Newness Power Engineering Series*, 2001, pp. 98 a 132.
- [59] KRISHNAN, R., “Switched reluctance motor drives”, *Industrial Electronic Series*, livro, 393 pp..
- [60] LACHMAN, T., MOHAMAD, T.R., ONYANGO, G.L.A., “Analytical methods for prediction of acoustic noise generation in switched reluctance motors”, *Proceedings, IEEE International Conference on Robotics, Intelligent Systems and Signal Processing, 2003*, Volume 1, 8-13 Oct. 2003, pp. 226-231.
- [61] LAURENT, P., GABSI, M., MULTON, B., “Sensorless rotor position analysis using resonant method for switched reluctance motor”, *Conference Record of the IEEE 1993 Industry Applications Society Annual Meeting*, Volume 1, 2-8 Oct. 1993, pp. 687-694.

-
- [62] LEE, S., PARK, S., AHN, J., LIM, H., LEE, M., “A new encoder for dwell angle control of SRM”, *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, AIM 2003, Proceedings*, Volume 1, 20-24 July 2003, pp. 465-461.
- [63] LIU, K., STIEBLER, M., “Voltage control of a switched reluctance generator by means of fuzzy logic approach”, *Proceedings of the 6th International Conference on Optimization of Electrical and Electronics Equipments, OPTIM'98*, Volume 2, 14-15 May 1998, pp. 443-446.
- [64] LOPEZ, R. G., DIONG, B., “Simplified control of switched reluctance machines for AC generation”, *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004, 39th IAS Annual Meeting*, Volume 1, 3-7 Oct. 2004.
- [65] LYNNE, K., COSSAR, C., MILLER, T.J.E., “Average torque control”, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Edited by T J E Miller, *Newness Power Engineering Series*, 2001, pp. 74 a 96,
- [66] MACMINN, S.R., JONES, W.D., “A very high-speed switched-reluctance starter-generator for aircraft engine applications”, *Proceedings of the IEEE 1989 National Aerospace and Electronics Conference, NAECON 1989*, Volume 4, 22-26 May 1989a, pp. 1758-1764.
- [67] MACMINN, S.R., SEMBER, J.W., “Control of a switched-reluctance aircraft engine starter-generator on a very wide speed range”, *Proceedings of the 24th Intersociety*

-
- Energy Conversion Engineering Conference, IECEC-89, Volume 1, 6-11 Aug. 1989b, pp. 631-638.*
- [68] MADEMLIS, C., KIOSKERIDIS, I., “Optimizing performance in current-controlled switched reluctance generators”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Volume 20, Issue 3, Sept. 2005, pp. 556-565.
- [69] MCGROW, L., POLLOCK, C., “Low cost brushless generators”, *Conference record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, 1999, Thirty-fourth IAS Annual Meeting*, Volume 2, 3-7 Oct. 1999, pp. 1229-1236.
- [70] MCLAUGHLIN, K., “Torque ripple control in a practical application”, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Edited by T J E Miller, *Newness Power Engineering Series*, 2001, pp. 171 a 200.
- [71] MENNE, M., INDERKA, R.B., DE DONCKER, R.W., “Critical states in generating mode of switched reluctance machines”, *IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 00*, Volume 3, 18-23 June 2000, pp. 1544-1550.
- [72] MESE, E., SOZER, Y., KOKERNAK, J.M., TORREY, D.A., “Optimal excitation of a high speed switched reluctance generator”, *Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2000*, Volume 1, 6-10 Feb. 2000, pp. 362-368.

-
- [73] MILLER, T.J.E., *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Edited by T J E Miller, *Newness Power Engineering Series*, 2001, livro, 272 pp..
- [74] MILLER, T.J.E., “Switched reluctance motors and their control”, *Magna Physics Publishing and Clarendon Press*, 1993, livro, 200 pp..
- [75] MITCHAM, A.J., GRUM, N., “An integrated LP shaft generator for the more electric aircraft”, *IEE Colloquium on All Electric Aircraft*, 17 June 1998, pp. 8/1 – 8/9.
- [76] MOREAU, L., MACHMOUM, M., ZAIM, M. E., “Control and minimization of torque ripple in switched reluctance generator”, *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 11-14 Sept. 2005, pp. 8.
- [77] MUELLER, M. A., “Design and performance of a 20 kW, 100 rpm, switched reluctance generator for a direct drive wind energy converter”, *2005 IEEE International Conference on Electrical Machines and Drives*, 15-18 May 2005, pp. 56-63.
- [78] MUELLER, M.A., “Design of low speed switched reluctance machines for wind energy converters”, *Ninth International Conference on Electrical Machines and Drives*, 1-3 Sept. 1999, pp. 60-64.

-
- [79] NEDIC, V., LIPO, T.A., “Experimental Verification of Induced Voltage Self-excitation of a Switched Reluctance Generator”, *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference*, Volume 1, 8-12 Oct. 2000, pp. 51-56.
- [80] OCHIJE, K. N., POLLOCK, C., “A controlled PWM AC/DC converter for a high-speed brushless generator for minimum kVA rating”, *IEEE transactions on Industry Applications*, Volume 40, Issue 3, May-June 2004, pp. 861-868.
- [81] PENGGOV, W.A., WEINBERG, R.L., “Designing for low noise”, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Edited by T J E Miller, *Newness Power Engineering Series*, 2001, pp. 62 a 73,
- [82] POLINDER, H., MECROW, B. C., DICKINSON, P. G., MUELLER, M. A., “Conventional and TFPM linear generators for direct-drive wave energy conversion”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Volume 1, 16-18 Jan. 2006, pp 721-725.
- [83] QUIXUE, Z., XIANGHENG, W. XUEZHONG, Z., DIJI I., “A small single-phase switched reluctance generator for wind power generation” *Proceedings on the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2001*, Volume 2, 18-20 Aug. 2001, pp 1003-1006.
- [84] RABINOVICI, R., RADIMOV, N., “The Switched Reluctance generator as a flux-compression electromechanical converter”, *23rd IEEE Convention of Electrical and Electronic Engineers in Israel, Proceedings 2004*, 6-7 Sept. 2004, pp. 321-324.

-
- [85] RADIMOV, N., BEN-HAIL, N., RABINOVICI, R., "Simple model of switched reluctance machine base only on aligned an unaligned position data", *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume 40, Issue 3, May 2004, pp. 1562-1572.
- [86] RADIMOV, N., BEN-HAIL, N., RABINOVICI, R., "Switched reluctance machines as a three-phase AC autonomous generator", *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume 42, Issue 11, Nov. 2003, pp. 3760-3764.
- [87] RADUN, A.V., FERREIRA, C.A., RICHTER, E., "Two-channel switched reluctance starter/generator results", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 34, Issue 5, Sept.-Oct. 1998, pp. 1026-1034.
- [88] RADUM, A.V., NAIRUS, J.G., "MCT inverter/converter for the integral starter/generator", *Proceedings of the 32nd Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, IECEC'97*, Volume 1, 27 July-1 Aug. 1997, pp. 585-590.
- [89] RADUN, A., "Generating with the switched reluctance motor", *Ninth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'94, Proceedings*, Volume 1, 13-17 Feb. 1994, pp. 41-47.
- [90] RAIMONDI, G.M., SAWATA, T., HOLME, M., BARTON, A., WHOTR, G. COLES, J. MELLOR, P.H., SIDELL, M., "Aircraft Embedded Generation System", *International Conference on Power Machines and Drives*, 4-7 June 2002, pp. 217-222.

-
- [91] RICHTER, E., FERREIRA, C., “Performance evaluation of a 250 kW switched reluctance starter generator”, *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference, Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS’95*, Volume 1, 8-12 Oct. 1995, pp. 434-440.
- [92] ROSSI, E.M., NICOSIA, S., ZACARIAN, L., “A versatile PWM driver for electric machines: design and experiments”, *Proceedings on the 2002 IEEE International Symposium on Industrial and Electronics, ISIE 2002*, Volume 2, 8-11 July 2002, pp. 583-588.
- [93] SAETIEO, S., DEVERAJ, R., TORREY, D.A., “The design and implementation of a three-phase active power filter based on sliding mode control”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 31, Issue 5, Sept.-Oct. 1995, pp. 993-1000.
- [94] SAWATA, T., “The switched reluctance generator”, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Edited by T J E Miller, *Newness Power Engineering Series*, 2001, pp. 237 a 250.
- [95] SAWATA, T., KJAER, P.C., COSSAR, C. MILLER, T.J.E., HAYASHI, Y., “Fault-tolerant operation of single-phase SR generators”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 35, Issue 4, July-Aug 1999a, pp. 774-781.

-
- [96] SAWATA, T., KJAER, P.C. COSSAR, C., MILLER T.J.E., "A study on operation under faults with the single-phase SR generator", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 35, Issue 4, July-Aug 1999b, pp. 782-789.
- [97] SHAOPING, S., QINGFU, L., "Design of multi-pole single-phase switched reluctance generator", *Proceedings on the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2001*, Volume 2, 18-20 Aug. 2001, pp 938-941.
- [98] SINGH, N. K., FLETCHER, J. E., FINNEY, S. J., WILLIAMS, B. W., "Evaluation of a sparse PWM converter for Switched Reluctance Generator," *International Conference on Power Electronics and Drives Systems, 2005, PEDS 2005*, Volume 1, 16-18 Jan. 2006, pp. 721-725.
- [99] SKVARENINA, T.L., PEKAREK, S., WASYNCZUK, O., KRAUZE, P.C., THIBODEAUX, R.J., WEIMER, J., "Simulation of a switched reluctance, more electric aircraft power system using a graphical user interface", *Proceedings of the 32nd Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, IECEC'97*, Volume 1, 27 July-1 Aug. 1997, pp. 580-584.
- [100] SKVARENINA, T.L., WASYNCZUK, O., KRAUZE, P.C., CHEN, W.Z., THIBODEAUX, R.J., WEIMER, J., "Simulation and analysis of a switched reluctance generator/more electric aircraft power system", *Proceedings of the 31nd Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, IECEC'96*, Volume 1, 11-16 Aug. 1996, pp. 143-147.

-
- [101] SOZER, Y., TORREY, D. A., “Closed-loop control of excitation parameters for high speed switched reluctance generators”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume 19, Issue 2, March 2004, pp. 355-362.
- [102] TAKAHASHI, A., GOTO, H., NAKAMURA, K., WATANABE, T., ICHINOKURA, O., “Characteristics of 8/6 switched reluctance generator excited by suppression resistor converter”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume 42, Issue 10, Oct. 2006, pp. 3458-3460.
- [103] TEIXEIRA, R.S. (2005), “Estudo de topologias de conversores estáticos para acionamento de motores a relutância chaveada – Simulação e implementação”, Dissertação, *Universidade Federal de Uberlândia*, 2005, 130 pp..
- [104] TORREY, D.A. (2002), “Switched reluctance generators and their control”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume 49, Issue 1, Feb. 2002, pp. 3-14.
- [105] WICKLUND, D.B., ZINGER, D.S., “Voltage feedback signal conditioning in switched reluctance generation systems”, *Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2000*, Volume 1, 6-10 Feb. 2000, pp 376-380.

-
- [106] YANG, Z., FUKAO T., “Direct output power control of PWM converter based super-high-speed reluctance generator”, *Conference Record on the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Volume 1, 1-5 Oct. 1989.
- [107] ZHU, Z. Q., LONG, S., HOWE, D., TSAI, M. C., HSIEH, M. F., CHEN, T. C., “Significance of vibration modes and vibration generation of switched reluctance motors”, *Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2003*, Volume 2, 9-11 Nov. 2003, pp. 72-675.

GERADOR A RELUTÂNCIA

ARTIGOS ACEITOS EM CONGRESSOS:

*SIMULAÇÃO DE UM GERADOR A RELUTÂNCIA CHAVEADO EM
OPERAÇÃO INTERLIGADA – CBA 2006*

*GERADOR A RELUTÂNCIA CHAVEADO DE 100 Kw INTERLIGADO À
REDE TRIFÁSICA – CBA 2006*

*SWITCHED RELUCTANCE GENERATOR FOR COMPLEMENTARY WIND
POWER GENERATION IN GRID CONNECTION – IEMDC 2007*

*A SWITCHED RELUCTANCE BEHAVIOR UNDER DIFFERENT
CONDITIONS – ISIE 2007*

AUGUSTO FLEURY VELOSO DA SILVEIRA ET AL.

GERADOR A RELUTÂNCIA

ARTIGOS SUBMETIDOS A PERIÓDICOS:

*REDUCED SWITCHES COUNT CONVERTER FOR SWITCHED
RELUCTANCE GENERATORS* – **Brazilian Journal of Power Electronics**

*WIND POWERED SWITCHED RELUCTANCE GENERATOR
FOR RURAL PROPERTIES AND SMALL COMMUNITIES* – **IEEE
Transactions on Power Electronics**

AUGUSTO FLEURY VELOSO DA SILVEIRA ET AL.

SIMULAÇÃO DE UM GERADOR A RELUTÂNCIA CHAVEADO EM OPERAÇÃO INTERLIGADA

AUGUSTO FLEURY, DARIZON A. ANDRADE

Laboratório de Máquinas Elétricas, Departamento de Engenharia, Universidade Católica de Goiás, Pça. Universitária, 1440, Goiânia - Goiás; Laboratório de Acionamentos Elétricos, Departamento de Engenharia, Universidade Federal de Uberlândia, Caixa Postal 2160 - CEP 38.400-902 - Uberlândia - MG
E-mails: afleury@terra.com.br, darizon@ufu.br

Abstract — The matter of this paper is the Switched Reluctance Generator – SRG. It deals with the network operation of the power machine with DC output. Mathematical and computing models for the SRG are presented. Also it is presented a low expensive power converter topology that works well. With this all it is possible to feed the load even when the SRG is out. Simulations are presented too. The results aim one to go ahead with investigations of this power machine for specific applications.

Keywords — Switched reluctance generator, mathematical model, dynamic simulation.

Resumo — Este artigo trata do Gerador a Relutância Chaveado – GRC e de sua operação interligada à rede trifásica, com saída em corrente contínua. São mostrados o modelo matemático do gerador e o sistema computacional usados nas simulações. A topologia de conversor empregada permite alimentar a carga a partir da fonte trifásica em caso de parada do GRC. São apresentados resultados de simulações. Usando esta modelagem foi possível analisar o comportamento dinâmico de um protótipo anterior. O GRC mostrou-se viável para aplicações específicas, o que estimula o prosseguimento das investigações a respeito.

Palavras-chave — Gerador a relutância chaveado, modelo matemático, simulação dinâmica.

1 Introdução

As máquinas a relutância vem despertando interesse crescente porque se tornaram competitivas com os avanços da eletrônica de potência e do micro processamento (Anderson, 2001). As vantagens dessas máquinas mais destacadas pela literatura são: ausência de ímãs permanentes; construção simples, robusta e barata; inexistência de perdas Joule no rotor; confiabilidade; eficiência (Andrade, 2004); densidade de potência; capacidade de operação em velocidade variável. Desvantagens citadas são: ruído acústico; *ripple* de corrente, de tensão, de conjugado e os requisitos de eletrônica de potência.

A máquina a relutância chaveada pode operar como motor ou como gerador, conforme os ângulos de acionamento das chaves (Sawata, 2001)

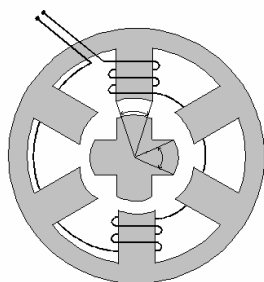


Fig. 1 – Seção transversal do protótipo da máquina a relutância mostrando o enrolamento de uma fase. O ângulo polar é de 32° para o rotor e de 30° para o estator.

As aplicações mais estudadas do Gerador a Relutância Chaveado - GRC concentram-se em eletrificação aeronáutica, alternador-motor de partida, energia eólica e veículos híbridos (Cardenas, 2004, Cossar, 2004, Ferreira, 1995, Mueller, M. A., 2005).

Quando energias de fontes diferentes fluem em CC através de um único conversor, é possível modelar a saída com um inversor (Cardenas, 2004). Assim são evitados problemas de sincronismo. Este artigo foca a operação interligada do GRC, alimentando uma carga. A máquina capta energia de uma fonte mecânica primária.

Um protótipo inicialmente construído para ação motora teve suas dimensões e grandezas físicas medidas e ensaiadas. As especificações dessa máquina foram usadas para simular o seu funcionamento como GRC interligado. As características dinâmicas do conjunto conversor-gerador operando interligado à rede foram examinadas. A Fig. 1 mostra um corte do referido protótipo.

2 Conversão de Energia

Se um pólo do rotor se alinha com o pólo energizado do estator, a posição é de equilíbrio estável. Assim, na máquina a relutância existe uma tendência natural de a parte móvel permanecer na posição de indutância máxima da bobina excitada. Se, da posição de equilíbrio estável, o rotor é forçado a girar por um agente mecânico, o torque produzido é restaurador e resulta em força contra-eletromotriz aditiva à tensão aplicada, e a máquina gera energia elétrica. Em um GRC a energia mecânica recebida de uma máquina primária é transformada em energia elétrica forçando o desalinhamento entre o pólo do rotor e o pólo energizado do estator.

As grandezas adiante são consideradas em unidades do Sistema Internacional, salvo indicações.

A equação do circuito para uma fase do GRC é esta:

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + e \quad (1)$$

onde v é a tensão aplicada, i é a corrente da fase, R é a resistência da fase, L é a indutância da fase e θ é a posição do rotor. A força contra-eletromotriz e é dada por:

$$e = i\omega \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (2)$$

onde $\omega = d\theta/dt$ é a velocidade angular do rotor.

A bobina do estator é alimentada com CC. Como ω e i são positivos, o sinal de e é determinado por $\partial L/\partial \theta$. De (2) se vê que quando $\partial L/\partial \theta > 0$ a força contra-eletromotriz é positiva, convertendo a potência elétrica recebida em saída mecânica. Quando $\partial L/\partial \theta < 0$ a força contra-eletromotriz é negativa e tende a aumentar a corrente e a converter a potência mecânica em potência elétrica (Sawata, 2001).

Do ponto de vista do conjugado, a equação dinâmica é:

$$C_m + C_{emag} - J \frac{d\omega}{dt} - D\omega = 0 \quad (3)$$

onde: C_m = conjugado mecânico aplicado; C_{emag} = conjugado eletromagnético; ω = velocidade angular; J = momento de inércia; D = coeficiente de atrito viscoso.

Considerando três fases com indutâncias e correntes instantâneas diferentes, o conjugado eletromagnético é dado por:

$$C_{emag} = \frac{1}{2} \left(i_a^2 \frac{\partial L_a}{\partial \theta} + i_b^2 \frac{\partial L_b}{\partial \theta} + i_c^2 \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \right) \quad (4)$$

A Equação de velocidade do rotor:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (5)$$

Completa a descrição dinâmica da máquina.

O modelo matemático do GRC, consideradas as três fases, é apresentado a seguir:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ C_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 & 0 \\ -i_a r_1 & -i_b r_2 & -i_c r_3 & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 & 0 & i_a \frac{\partial L_a}{\partial \theta} \\ 0 & L_b & 0 & 0 & i_b \frac{\partial L_b}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & L_c & 0 & i_c \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (6)$$

onde:

$$r_1 = \frac{1}{2} \frac{\partial L_a}{\partial \theta}; \quad r_2 = \frac{1}{2} \frac{\partial L_b}{\partial \theta} \quad e \quad r_3 = \frac{1}{2} \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \quad (7)$$

Designando por $[V]$, $[R]$, $[I]$, $[L]$ e $[\dot{I}]$ as matrizes na ordem em que aparecem em (6), a matriz de estados do GRC tem a forma:

$$[\dot{I}] = [L]^{-1}[V] - [L]^{-1}[R][I] \quad (8)$$

3 Modelagem computacional

A Fig. 2 apresenta o diagrama em blocos do GRC. Todo o fluxo de energia da fonte trifásica para a carga passa pelo gerador e dali chega à carga através do conversor, como em Cardenas, 2004.

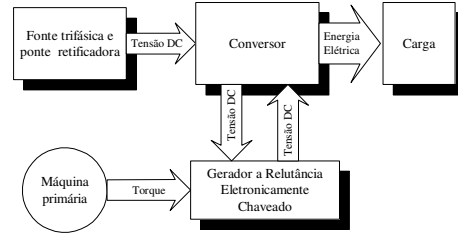


Fig. 2 - Diagrama em blocos do GRC.

A Fig. 4 mostra o modelo computacional desenvolvido.

A matriz de estados (8) foi resolvida usando o "pack" MATLAB. O subsistema computacional utilizado é mostrado na Fig. 3. As entradas são as tensões de fase e o conjugado mecânico. As saídas são as correntes de fase (i_a, i_b, i_c), a velocidade angular (ω) e a posição do rotor (θ), obtidos a partir dos dados de entrada. Os valores simulados para tensão em cada fase do GRC a cada interação realimentam esse subsistema. A função central *grcsaturado* é um programa que resolve a matriz de estados considerando a saturação (Teixeira, 2004).

O subsistema utiliza valores dinâmicos que resultam das relações entre os diferentes componentes do circuito elétrico do próprio conversor e da interação entre este e a carga, o gerador, a ponte retificadora e a fonte de alimentação trifásica. A interligação ocorre na modelagem da bobina de fase que, por estar condicionada a corrente, fluxo e indutância continuamente variáveis, é o elemento de vínculo.

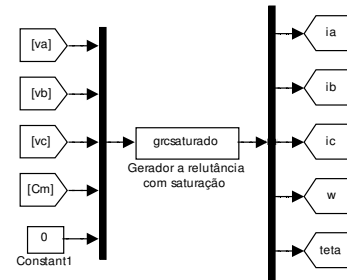


Fig. 3 - Subsistema para solução da matriz do GRC.

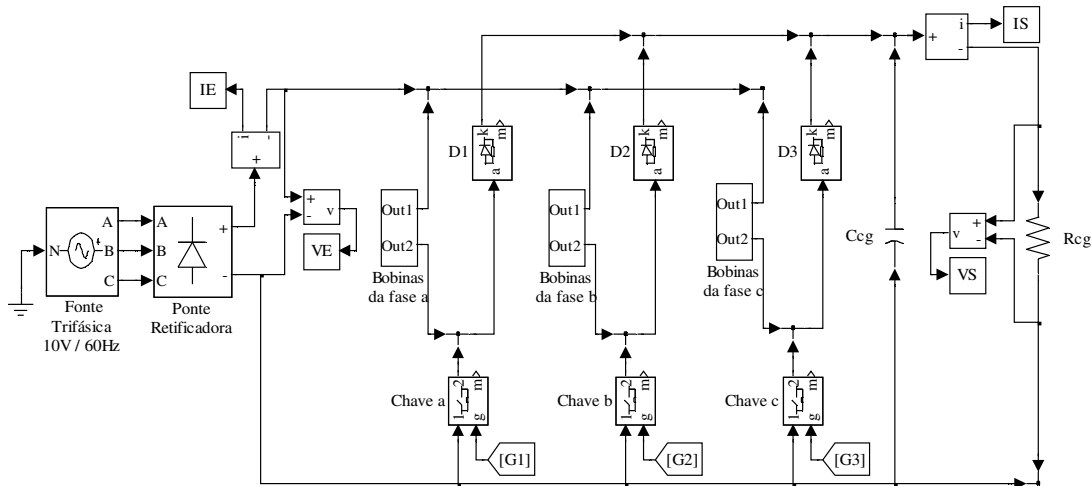


Fig. 4 – Modelo computacional usado para simular a operação do protótipo como gerador, mostrando a alimentação, as chaves, os blocos de subsistemas das fases e as medições de correntes e tensões de entrada (IE, VE) e de saída (IS, VS) no gerador

Um subsistema que aparece na Fig. 5 simula a bobina. Este subsistema recebe informação da matriz de estados (Fig. 3) e fornece tensão e corrente dinamicamente controladas para o modelo do GRC (Fig. 4). O controle é feito sobre os *gates* das chaves a partir dos resultados da integração numérica. Os sinais de *gate* são produzidos com base na posição instantânea do rotor por um controle mostrado na Fig. 6.

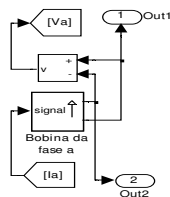


Fig. 5 – Subsistema de simulação da bobina da fase.

O conversor usado, cuja fase aparece na Fig. 7, permite alimentar a carga quando o rotor do GRC está parado porque oferece um caminho entre a ponte retificadora e a carga, através das bobinas e diodos. Por isto esse conversor é aplicável em operações de geração interligada a uma rede primária.

É possível usar um inversor com controle PWM para moldar a saída e preservar a potência entregue à carga na falta do GRC, mas isto foge ao escopo do presente trabalho.

A fonte de corrente contínua consiste de uma fonte trifásica de 60 Hz e de um retificador não controlado de ponte completa, mostrados na Fig. 3.

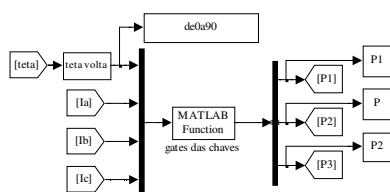


Fig. 6 – Controle das chaves do conversor.

Essa estratégia global de modelagem para simulação permite verificar o comportamento do conversor e de seus componentes em função de diferentes solicitações. As variações no conjugado mecânico, na velocidade ou na carga são “sentidas” pela matriz de estados que realimenta o modelo com os dados relativos ao novo estado dinâmico. Também é possível analisar os efeitos da interligação sobre a rede trifásica.

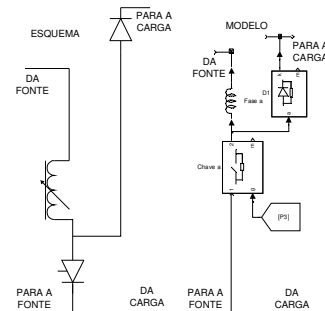


Fig. 7 – A figura mostra à esquerda o esquema e à direita o modelo computacional para uma fase do GRC.

4 Simulações

Existem artigos que tratam da máquina a relutância como gerador; poucos consideram sua interação com a rede e os efeitos da saturação. Aqui são apresentadas características dinâmicas integradas do GRC considerando a influência da saturação magnética.

Para o desenvolvimento das simulações, foi considerado um protótipo de 6/4 pólos (três fases) em que foram realizadas medidas do fluxo enlaçado λ . Essas medidas resultaram em uma vasta massa de dados da função $\lambda(i, \theta)$. Um programa de interpolação polinomial calcula a indutância da fase em relação a corrente e à posição do rotor, funcionando como uma sub-rotina dentro do modelo computacional (Hwang, 2002). A Fig. 8 mostra as

variações da indutância de uma fase obtidas de simulações feitas com a máquina, usando esses dados e programa.

O GRC usado nas simulações tem diâmetros de 140 mm no estator e de 70 mm no rotor, que tem 107 mm de comprimento. O entreferro é de 0,4 mm. Os dentes do estator e do rotor têm 19 e 20 mm de largura, respectivamente. As ranhuras do rotor têm 11,7 mm e as do estator tem 22,5 mm. Os *yokes* são de 12 mm para o estator, e de 12,4 mm para o rotor. O eixo tem 22 mm de diâmetro. A Fig. 9 mostra uma foto dessa máquina.

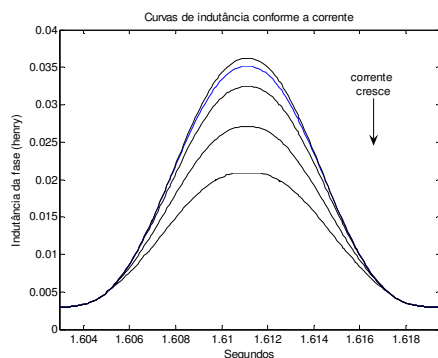


Fig. 8 - Curvas de indutância em função de corrente e da posição angular, mostrando os efeitos da saturação.



Fig. 9 - Foto do protótipo referenciado.

Cada bobina das fases tem 50 espiras de fio de cobre AWG 15. A inércia da máquina é $2,8 \times 10^{-3}$ Kg.m² e o atrito viscoso é de $2,6 \times 10^{-2}$ N.m.s. As indutâncias máxima e mínima medidas experimentalmente são 0,036 H e 0,003 H, respectivamente. O fluxo máximo estimado é de 2 T.

Para fixar uma referência, nos ensaios o gerador foi simulado, desde o início da operação, com velocidade angular sempre constante e igual a 900 rpm. Utilizou-se uma estratégia onde cada fase é energizada durante trinta graus e, a cada instante, uma única fase encontra-se ativa.

A Fig. 10 mostra o início da operação do gerador e, em destaque, as tensões CC do conversor na entrada ($VE = 14$ V) e na saída ($VS = 40$ V). As correntes nas três fases aparecem na parte inferior do gráfico. Elas têm picos próximos de 9,5 A. Devido à presença do capacitor, a corrente na carga é estável, oscilando entre 3,95 A e 4,18 A.

Os sinais de *gate*, as correntes de excitação e de transferência de energia à carga, obtidas em simulações, aparecem na Fig. 11.

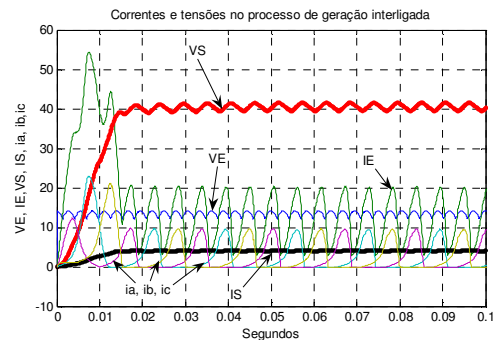


Fig. 10 - Dinâmica da geração, mostrando as tensões e correntes na entrada e na saída. A corrente de entrada (IE) aparece com valor dobrado para destaque.

Nesta figura é possível ver que a janela de condução da chave para a fase *a* tem início $4,7^{\circ}$ antes do pico de indutância da fase, quando os pólos estão alinhados. O período de excitação da fase dura até o fim da janela de condução, em $+25,3^{\circ}$. A partir daí a fase *a* transfere energia para o capacitor e a carga até que o rotor alcance a posição de indutância mínima desta fase, em 44° , quando a próxima fase já está em excitação. Sua excitação começa quando a chave da fase *a* deixa de conduzir e tem início a próxima janela de condução. É possível ver nessa figura que, entre o fim da transferência de energia pela bobina da fase *a* e o início da transferência pela bobina da próxima fase, é o capacitor que alimenta a carga. Assim, GRC transfere energia em pulsos, o que evidencia a conveniência do capacitor para estabilizar a tensão da carga.

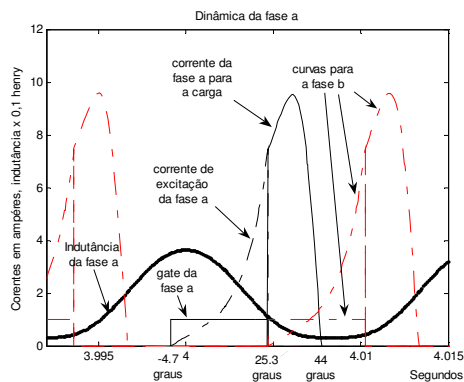


Fig. 11 - Resultado de simulação mostrando corrente, indutância e janela de condução da chave para uma fase do protótipo funcionando como gerador, como em Sawata, 2001.

Sempre que o diodo correspondente está em condução (Fig. 3), a energia acumulada no campo magnético da bobina da fase esco para o capacitor de estabilização da tensão da carga e para a própria carga resistiva usada nas simulações e, assim, o processo de excitação de cada fase é cíclico. Não foi aplicada tensão reversa para desmagnetização da bobina de fase.

A Fig. 12 evidencia que a tensão de excitação é a tensão retificada de alimentação do conversor, a qual aparece na Fig.10. Durante a excitação a chave da fase conduz e o seu diodo não conduz porque o caminho de menor impedância para a corrente é a própria chave. Quando a chave se abre o diodo

passa a conduzir e a tensão medida nos terminais da bobina ($\approx 27,5V$), adicionada à tensão retificada ($\approx 13,5 V$), alimenta o capacitor e a carga ($\approx 40,3 V$). Foram observados *ripples* de tensão nos diodos e nas chaves, os quais deverão ser tratados na implementação do modelo. Não foram observados *ripples* de corrente e de torque nas comutações como em Menne, 2000.

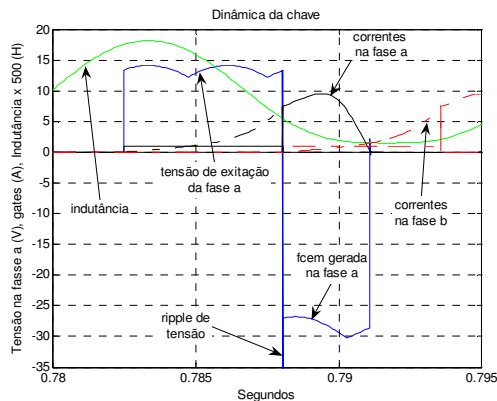


Fig. 12 – Resultado de simulação com a dinâmica da chave.

A corrente e a tensão em uma fase da alimentação CA, estão sempre em fase e tem valores instantâneos como aparecem na Fig. 13. Esta figura permite concluir que a potência instantânea será sempre positiva, indicando transferência contínua de energia da rede para o conversor, o GRC e carga. Logo, o fator de potência do sistema GRC é unitário.

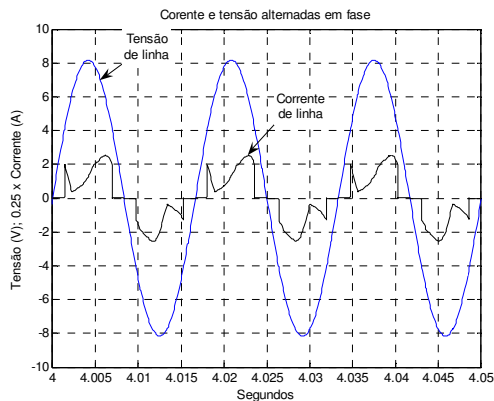


Fig. 13 – Tensão e corrente alternadas sempre em fase.

A Fig. 14 mostra um balanço entre as potências. Em condição estável foi encontrado que o sistema recebe 81,6 W da fonte trifásica e 87 W da máquina mecânica primária. Com esta entrada, o conversor entrega 165 W à carga. Nas simulações foram consideradas resistências elétricas nas bobinas das fases, nas chaves e nos diodos. Existem perdas da ordem de 3,6 W, especialmente localizadas nas bobinas do GRC, assim, a potência elétrica líquida entregue à carga pelo gerador é de 84,4 W, resultado este observado nas simulações.

O sistema completo e o GRC apresentam bons rendimentos em condições de operação em regime.

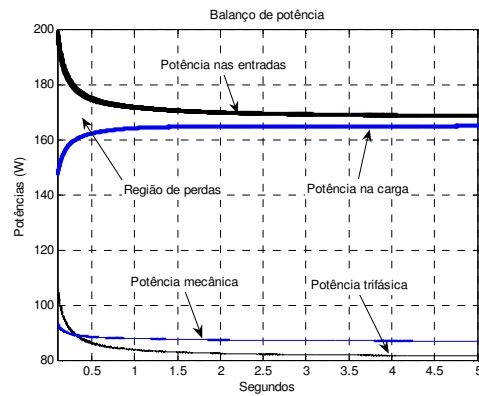


Fig. 14 - Resultados de simulação para as potências de entrada e saída envolvidas no processo de geração.

Os índices de 97,5 % para o sistema completo e de 96 % para o GRC, encontrados nas simulações, situam-se dentro das faixas superiores para sistema de geração e máquinas geradoras. Com o GRC parado o rendimento foi de 93 %.

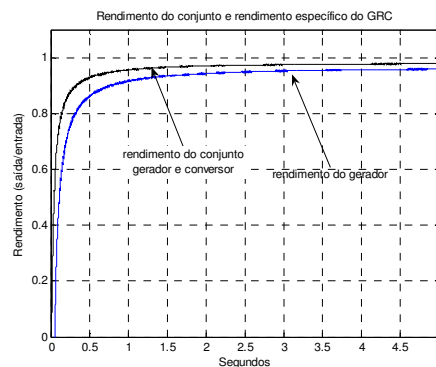


Fig. 15 - Rendimento da máquina e do sistema.

A velocidade constante e o comportamento dinâmico do conjugado mecânico e do conjugado eletromagnético do GRC são mostrados na Fig. 16. A Fig. 17 mostra as variáveis envolvidas na produção de conjugado em uma única fase.

Operando com carga fixa e velocidade constante, com a topologia de conversor apresentada a máquina mostrou comportamento estável em simulações com maior duração, diferindo do esperado quando é usada uma ponte assimétrica convencional conforme registros da literatura técnica.

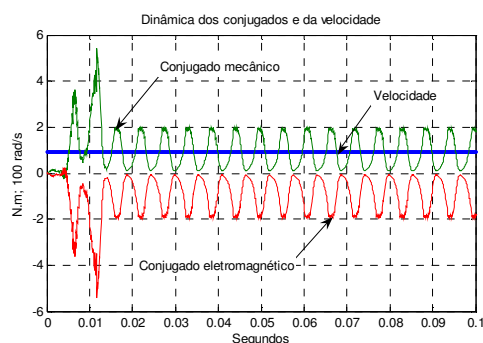


Fig. 16 - Dinâmica da velocidade e dos conjugados desde o início do processo de geração.

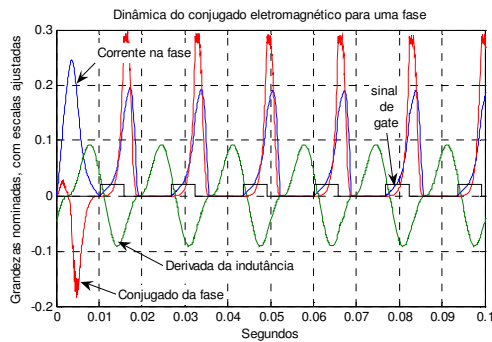


Fig. 17 – Produção de conjugado magnético em uma fase.

6 Conclusões

A máquina a relutância pode funcionar como Gerador a Relutância Chaveado - GRC e o protótipo disponível foi simulado satisfatoriamente nesta condição. Foram feitas simulações dinâmicas integradas, em que todo o sistema – alimentação, acionamento, máquina e carga – interage ao longo do processo, nos níveis de circuitos e de programas. O conversor usado permite alimentar a carga usando a energia gerada pelo GRC em conjunto com a parcela fornecida por uma rede trifásica pré-existente, através de uma ponte retificadora. As potências elétricas fornecidas pelo GRC e pela rede trifásica têm valores próximos nestas simulações. Toda a energia que flui para a carga passa através do conjunto conversor gerador. Os rendimentos encontrados são satisfatórios. O gerador a relutância apresenta-se como uma alternativa viável para aplicações especiais, o que estimula a necessária implementação experimental para confirmar resultados e coletar novas informações.

Referências Bibliográficas

- Anderson, Antony F. (2001), Development history, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Newness Power Engineering Series, Ed. T. J. E. Miller, Oxford, pp. 6-33.
- Andrade, D. A., Costa, R. S., Teixeira, R. S., Fleury, A. (2004). The single-phase SRM as a energy efficient solution for fractional power loads, *VI Induscon*.
- Cardenas, R., Peña, R., Perez, M., Asher, G., Clare, J., Wheeler, P. (2004). Control system for grid generation of a swithed reluctance generator driven by a variable speed wind turbine, *Industrial Electronic Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*, Vol. 2, 2-6 nov. 2004, pp. 1879-1884.
- Cossar, C., Sawata T. (2004). Microprocessor controlled DC power supply for the generator control unit of a future aircraft generator with a wide operating speed range, *PEMD 2004*, Vol. 2, 31/03-2/04/2004, pp. 458-463.
- Ferreira, C., Richter, E., (1995). Performance evaluation of a 250 kW switched reluctance starter generator, *Industry Applications Conference, 1995*. Conference Records of the 1995 IEEE, Vol. 1, pp. 434-440.
- Hwang, G. R., (2002). Modelagem da máquina a relutância chaveada incluindo a saturação, *Dissertação*, Universidade Federal de Uberlândia.
- Ichinokura, O., Kikuchi, T., Nakamura, K., Watanabe, T., Guo H. (2003). Dynamic symulation model of switched reluctance generator, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 39, N^o 5, Part 2, Sept. 2003, pp. 3253-3255.
- Menne, M., Inderka R.B., De Doncker, R. W. (2000). Critical states in generating mode of switched reluctance machines, *PESC 2000 IEEE 31th annual conference*, Vol. 2, 18-23 June 2000, pp. 1544-1550.
- Mueller, M. A. (2005). Design and performance of a 20 kW, 100 rpm, switched reluctance generator for a direct drive wind energy converter, *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, May 2005, pp. 56-63.
- Sawata, Tadashi (2001). The switched reluctance generator, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Newness Power Engineering Series, Ed. T. J. E. Miller, Oxford, pp. 227-251.
- Teixeira, R. S., Fleury, A., Costa, R. S., Andrade, D. A. (2004). Simulação de um sistema de acionamento completo para um motor a relutância variável utilizando ambiente Matlab, *CBA 2004*.
- Torrey, D. A., (2002), Switched Reluctance Generators and Their Control, *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, Vol 49, N^o 1, Feb. 2002, pp. 3-14.

GERADOR A RELUTÂNCIA CHAVEADO DE 100 kW INTERLIGADO À REDE TRIFÁSICA

AUGUSTO FLEURY, DARIZON A. ANDRADE

Laboratório de Máquinas Elétricas, Departamento de Engenharia, Universidade Católica de Goiás, Pça. Universitária, 1440, Goiânia - Goiás; Laboratório de Acionamentos Elétricos, Departamento de Engenharia, Universidade Federal de Uberlândia, Caixa Postal 2160 - CEP 38.400-902 - Uberlândia - MG
E-mails: afleury@terra.com.br, darizon@ufu.br

Abstract — Here the switched reluctance generator – SRG is the subject. A 100 kW SRG is designed to operate in grid connection at the 380 V, 60 Hz level. The source to feed the excitation field of the SRG is a rectifier bridge that gives 13 V to drive the machine. The output is through an inverter with discrete PWM modulation feeding the load at a rated 380 V, 60 Hz level. The converter topology, the preliminary dimensions for the machine and the results of simulation are presented.

Keywords — Switched reluctance generator, grid connection.

Resumo — Aqui o gerador a relutância chaveado - GRC é o assunto. Um GRC de 100 kW é proposto para operar interligada à rede, em 380 V, 60 Hz. A alimentação do campo de excitação é feita com uma ponte retificadora que fornece 13 V para acionar a máquina. A saída é feita através de um inversor com modulação PWM discreta, alimentando uma carga em 380 V, 60 Hz. A topologia do conversor, as dimensões preliminares da máquina e os resultados de simulação são apresentados.

Palavras-chave — Gerador a relutância chaveado, operação interligada.

1 Introdução

A produção de energia elétrica complementar encontra uma barreira na conexão com a rede primária das concessionárias: as exigências de controle de tensão e frequência no ponto de conexão aumentam os requisitos eletrônicos, os custos e as dificuldades operacionais. Este artigo sugere uma alternativa para o ingresso de energia na rede utilizando uma ponte retificadora, um gerador a relutância chaveado - GRC e um inversor.

Geradores a relutância chaveados emergiram como alternativa operacional nos anos noventa. São máquinas simples, robustas e baratas. Pela confiabilidade, eficiência e adequação ao trabalho em ambientes agressivos são atrativos para operação interligada desassistida, no atendimento a pequenas cargas difusas, em regime de geração complementar a partir de fontes primárias intermitentes.

O GRC é uma máquina CC intrínseca e os problemas de controle de tensão e frequência no ponto de conexão desaparecem quando a interligação é feita através de fontes CC em série.

No presente caso, a energia da rede é primeiro retificada e, depois de passar pelo GRC, onde recebe um incremento, é processada por um inversor para entrega à carga. As desvantagens de maior dimensionamento do enrolamento para dar vazão à energia não gerada pela própria máquina e do aumento das exigências magnéticas do fluxo maior podem ser compensadas pelo menor custo de manufatura do GRC e pelas vantagens operacionais antevistas. Os custos com a ponte retificadora e o inversor competem com os custos da eletrônica de potência necessária para o ajuste fino de tensão e da frequência, próprios da interligação em CA. Com base nisso simularam-se algumas características de um conjunto conversor-gerador para operar interli-

gado à rede em 380 V, 60 Hz. Os resultados são apresentados.

Neste artigo o objetivo é mostrar alguns detalhes do GRC, apresentando também tópicos de projeto, visando divulgar esse tipo de máquina que é competitiva em algumas aplicações específicas.

2 O gerador a relutância chaveado

Em relação às máquinas convencionais, o GRC é uma nova concepção em que diminui o ferro e o cobre na máquina enquanto aumenta o silício no acionamento. Um desenho típico é mostrado na Fig.1. Trata-se de um gerador de dupla saliência 6/4, com enrolamentos apenas nos pólos do estator. Geralmente cada par de pólos opostos do estator é excitado a seu tempo.



Fig. 1 – Gerador a relutância chaveado 6/4.

Quando um par de pólos do rotor está alinhado com os dois pólos excitados do estator o *gap* de ar é mínimo e a indutância é máxima. Esta é uma posição de equilíbrio estável e, assim, existe uma ten-

dência natural de a parte móvel permanecer na posição de alinhamento (Miller, 2001). Se, da posição alinhada, o rotor é forçado a girar por um agente mecânico o torque produzido é restaurador e resulta em força contra-eletromotriz aditiva à tensão aplicada. Neste caso a máquina gera energia elétrica. Em um GRC a energia mecânica recebida de uma máquina primária é transformada em energia elétrica forçando o desalinhamento entre o pólo do rotor e o pólo energizado do estator (Sawata, 2001).

3 Modelo matemático

A Fig. 2 mostra o esquema elétrico para uma fase do GRC. Para excitar a bobina da fase, a fonte fornece tensão CA que é retificada em um circuito ponte não controlado porque o fator de potência do GRC é unitário (Costa, 2004). Como se vê no circuito elétrico da Fig. 3, enquanto a chave controlada está fechada a corrente da bobina retorna à ponte retificadora sem passar pelo diodo porque segue o caminho de menor impedância, excitando a bobina da fase. Quando a chave é aberta, Fig. 4, o diodo entra em condução e a bobina da fase alimenta o inversor da carga com uma tensão que é a soma da tensão retificada com a tensão gerada na própria bobina.

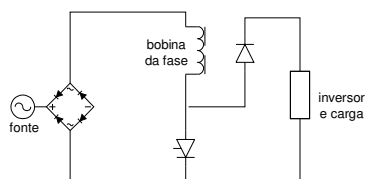


Fig. 2 – Esquema elétrico de uma fase do GRC.

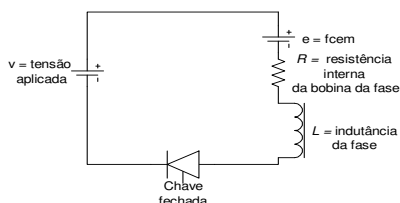


Fig. 3 – Circuito elétrico ativo durante a excitação da fase.

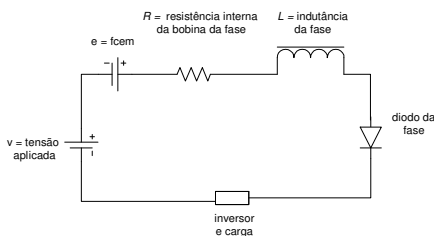


Fig. 4 – Circuito elétrico ativo durante a alimentação da carga pela fase.

A equação do circuito para uma fase do GRC é esta:

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + i\omega \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (1)$$

onde v é a tensão aplicada, i é a corrente da fase, R é a resistência da fase, L é a indutância da fase e θ é a posição do rotor. O último termo é a força contra-eletromotriz e , onde $\omega = d\theta/dt$ é a velocidade angular.

As grandezas ω e i são positivas. Então o sinal de e é determinado por $\partial L/\partial \theta$. Quando $\partial L/\partial \theta < 0$ a força contra-eletromotriz é negativa e tende a aumentar a corrente e a converter a potência mecânica em potência elétrica (Sawata, 2001).

A equação mecânica é:

$$C_m - C_{emag} - J \frac{d\omega}{dt} - D \cdot \omega = 0 \quad (2)$$

onde: C_m = conjugado mecânico aplicado; C_{emag} = conjugado eletromagnético; ω = velocidade angular; J = momento de inércia e D = coeficiente de atrito viscoso.

Considerando as três fases o conjugado eletromagnético é dado por:

$$C_{emag} = -\frac{1}{2} \left(i_a^2 \frac{\partial L_a}{\partial \theta} + i_b^2 \frac{\partial L_b}{\partial \theta} + i_c^2 \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \right) \quad (3)$$

O modelo matemático do GRC, consideradas as três fases, é apresentado a seguir:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ C_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 & 0 \\ i_a r_1 & i_b r_2 & i_c r_3 & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 & 0 & i_a \frac{\partial L_a}{\partial \theta} \\ 0 & L_b & 0 & 0 & i_b \frac{\partial L_b}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & L_c & 0 & i_c \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (4)$$

onde:

$$r_1 = -\frac{1}{2} \frac{\partial L_a}{\partial \theta}; \quad r_2 = -\frac{1}{2} \frac{\partial L_b}{\partial \theta} \quad \text{e} \quad r_3 = -\frac{1}{2} \frac{\partial L_c}{\partial \theta}$$

Sejam $[V]$, $[R]$, $[I]$, $[L]$ e $[\dot{I}]$, respectivamente, as matrizes que aparecem em (4). A matriz de estados do GRC tem a forma:

$$[\dot{I}] = [L]^{-1}[V] - [L]^{-1}[R][I] \quad (5)$$

No modelo matemático apresentado e no restante do texto as grandezas estão no domínio do tempo.

4 Modelagem computacional

A Fig. 5 apresenta o diagrama em blocos do sistema gerador que fornece energia a uma carga fixa de 250 kW, 380 V, 60 Hz, $f_p = 1$ utilizando a rede da

concessionária e um GRC interligado. A Fig. 4 mostra que o circuito de alimentação da carga é de malha única. A parcela da energia que passa da fonte retificada para a carga flui através das bobinas do GRC, onde é adicionada à energia gerada pelo próprio GRC, como em Cardenas, 2004, com as conseqüências já mencionadas na introdução deste artigo.

A matriz de estados apresentada em (5) foi resolvida com um integrador computacional. A Fig. 6 mostra o modelo computacional desenvolvido com os esquemas dos subsistemas e blocos embutidos no software. A Fig. 7 mostra o subsistema usado para simular o conversor. Cada fase está construída internamente como aparece na Fig. 8. Um subsistema computacional esquematizado na Fig. 9 resolve a matriz de estados. O vetor de entrada, obtido

de medições cálculos internos ao modelo, contém as tensões de fase e o conjugado mecânico. O vetor de saída traz as correntes de fase (i_a , i_b e i_c) a velocidade angular (ω) e a posição do rotor (θ).

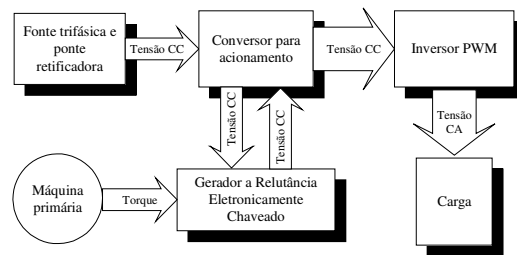


Fig. 5 - Diagrama em blocos do GRC.

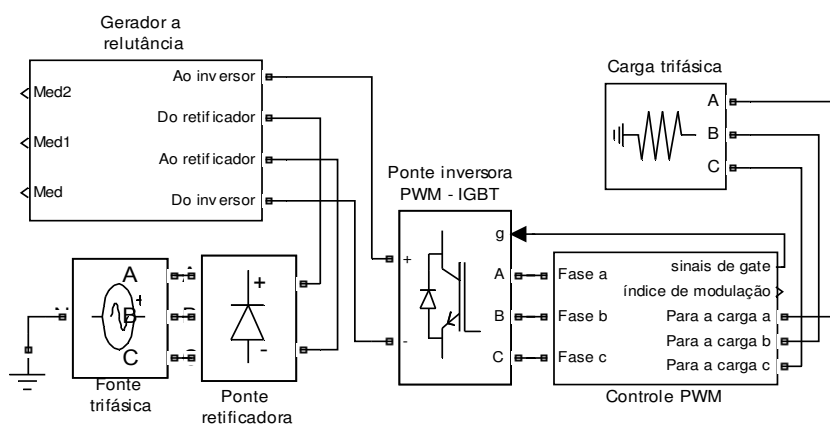


Fig. 6 - Modelo computacional.

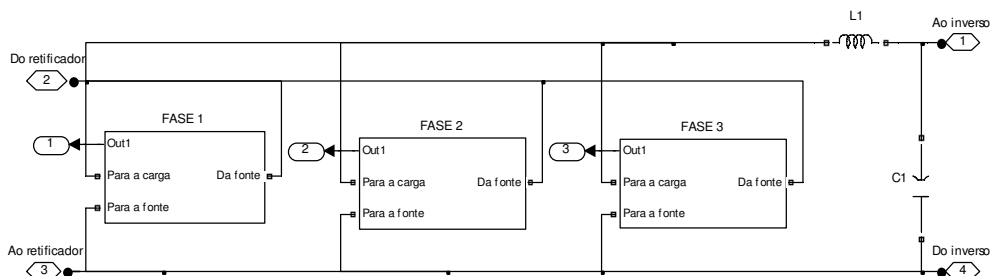


Fig. 7 - Subsistema gerador a relutância chaveado usado no modelo computacional.

O *solver grecsaturado* é um programa que considera a saturação magnética (Teixeira, 2005). A indutância da fase é idealizada em função de dados medidos em um modelo construído em escala menor e é calculada em função da posição instantânea do rotor por uma sub-rotina do *solver*. Por sua vez, este utiliza também valores dinâmicos que resultam das relações entre os diferentes componentes do circuito elétrico do próprio conversor e da interação entre este e o inversor, o modulador PWM, a carga, o gerador, a ponte retificadora e a fonte de alimentação trifásica.

Os sinais de *gate* são produzidos por um programa de controle que necessita unicamente da informação da posição angular do rotor, portanto, basta o sinal do sensor de posição para acionar o GRC. A estratégia utilizada foi energizar cada fase

durante trinta graus, com início fixado em 3^0 antes da posição de indutância máxima, de modo que a cada instante uma única fase encontra-se ativa.

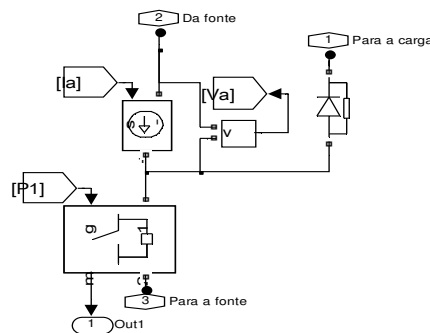


Fig. 8 - Modelo computacional para uma fase do GRC.

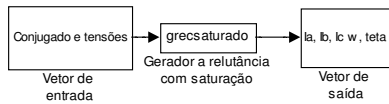


Fig. 9 – Subsistema para solução da matriz de estados do GRC.

As potências trifásicas de entrada e de saída são obtidas através da integração do valor instantâneo do produto das tensões pelas correntes nas fases. A Fig. 10 mostra que a potência mecânica é obtida a partir dos valores instantâneos de conjugado e velocidade angular.

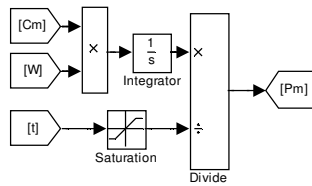


Fig. 10 – Rotina de cálculo da potência mecânica.

5 Dimensionamento do protótipo

As premissas básicas para dimensionamento preliminar de um protótipo foram de que a largura do pacote deve ser da ordem de 75 % do diâmetro do estator e de que a densidade de potência deve ser de $1,15 \times 10^{-4} \text{ w/m}^3$ (Costa, 2004), dado este obtido experimentalmente em protótipo anterior de máquina a relutância, construída e testada em laboratório. Para a potência nominal de 100 kW a 532 V nominais, o diâmetro do estator deve ser de 1131 mm, e o comprimento do pacote deve ser $L_{\text{stack}} = 848 \text{ mm}$. O *gap* foi dimensionado em 2,5 mm e o diâmetro do rotor em 560,4 mm. Os *yokes* do rotor e do estator são respectivamente de 92,6 mm e 97,6 mm para profundidades de ranhura de 73,3 mm e 185,2 mm, na mesma ordem. Os dentes foram previstos com 148,6 mm de largura para o estator e 154 mm para o rotor. O diâmetro de eixo admissível foi estimado em 229 mm. O valor médio quadrático da corrente em cada fase foi de 200 A e a bitola do condutor de fase do conversor foi ajustada em 95 mm^2 . As cinquenta espiras por fase previstas no dimensionamento preliminar levam a uma taxa de ocupação de 30 % da área da ranhura do estator. A estrutura física da máquina é essencialmente aquela que aparece na Fig. 1.

O momento de inércia foi estimado em $0,183 \text{ Kg.m}^2$ e o atrito dinâmico em $1,48 \times 10^{-3} \text{ N.m.s}$.

Esses dados foram levados ao modelo computacional para fim de simulação.

6 Simulações

Para fim de simulação computacional foi dimensionado um protótipo ainda a ser implementado

para fins de testes e análise de desempenho. A validação dos resultados simulados e a análise de competitividade de custos em relação às máquinas de indução vão depender dessa implementação. As características do protótipo dimensionado foram apresentadas na seção 5 e aplicadas ao modelo de simulação descrito.

A alimentação do conversor é feita com uma fonte trifásica constante e estável de 380 V, 60 Hz, cuja tensão é retificada por uma ponte retificadora de diodos. O GRV gira à velocidade constante de 900 rpm. As chaves são acionadas por sinal de posição do rotor, simulado pela integração da velocidade angular. O fator de potência é unitário. A carga foi descrita na seção 4 e na linha de alimentação foi usado um filtro LC.

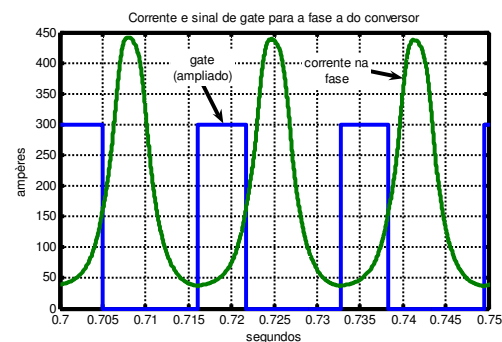


Fig. 11 – Corrente de excitação e de geração em uma fase do conversor

A Fig. 11 mostra a corrente e o sinal de *gate* para uma fase do conversor. A resistência elétrica prevista é de $3,7 \times 10^{-2} \text{ ohm}$, por fase do GRC. O perfil idealizado da indutância da fase aparece na Fig. 12. Na Fig. 11 é possível distinguir ainda a corrente de excitação, inclusa na janela do *gate*, ampliada para visualização, e a corrente de geração que é maior e ocorre fora do tempo de condução da chave controlada.

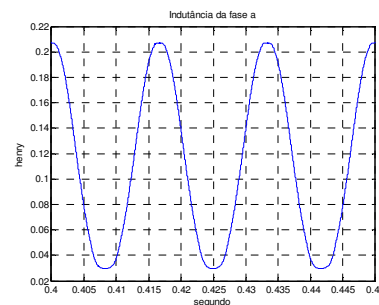


Fig. 12 – Curva idealizada para a indutância de uma fase do GRC.

As figuras 13 e 14 mostram a tensão e a corrente na chave controlada e no diodo. A presença de *ripple* de tensão e corrente é detectada nas simulações, mas o seu dimensionamento dependerá da implementação de um protótipo. No modelo de simulação foi usado um filtro LC para atenuar as oscilações de tensão e corrente na entrada do inversor.

A Fig. 15 mostra o conjugado mecânico que transfere energia da fonte primária para o gerador a relutância. Após a conversão de energia, a potência elétrica entregue pelo GRC é de cerca de 97 kW, em regime, como aparece na Fig. 16. O rendimento desse gerador situa-se na faixa de 96 %.

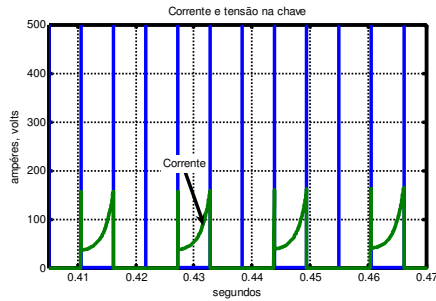


Fig. 13 – Tensão e corrente na chave.

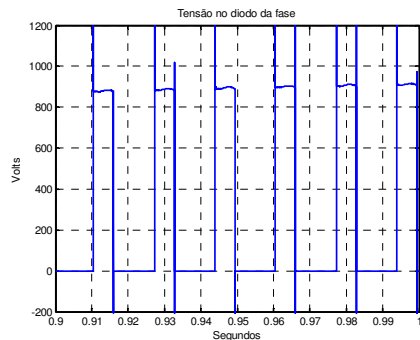


Fig. 14 – Tensão no diodo da fase.

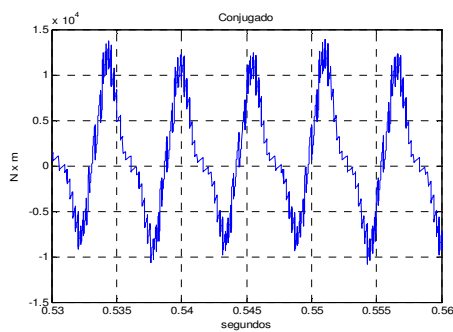


Fig. 15 - Conjugado mecânico no eixo do GRC.

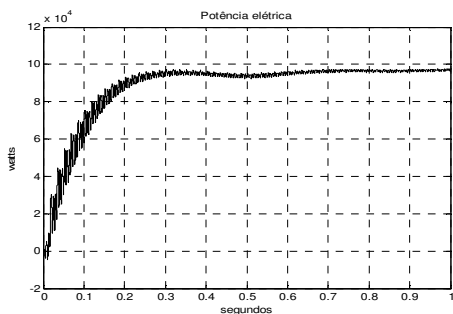


Fig. 16 – Potência elétrica do GRC.

A Fig. 17 mostra a tensão antes da ponte inversora, isto é a tensão na saída do conversor do GRC. Pode-se ver que esta tensão flutua de forma amortecida, estabilizando em torno de 950 V.

Por seu turno, a Fig. 18 mostra a tensão logo após a ponte inversora, já em modulação PWM. O índice de modulação aparece na Fig. 19. O resultado é uma tensão modulada em 380 V, 60 Hz, entregue à carga, a qual aparece na Fig. 20.

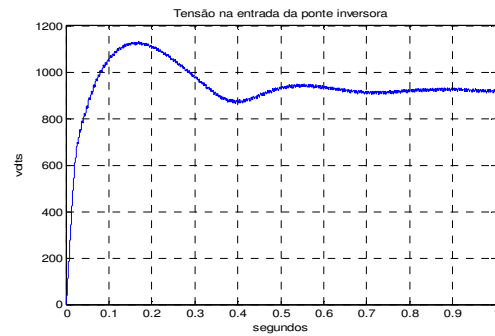


Fig. 17 – Tensão de entrada do inversor.

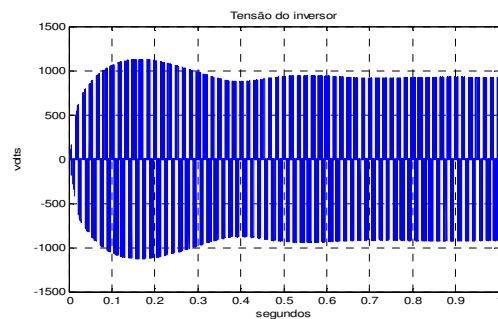


Fig. 18 – Tensão na saída do inversor.

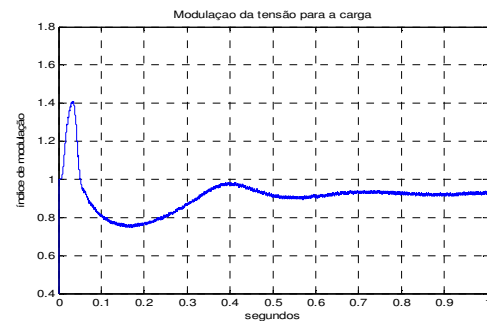


Fig. 19 – Índice de modulação da tensão para a carga.

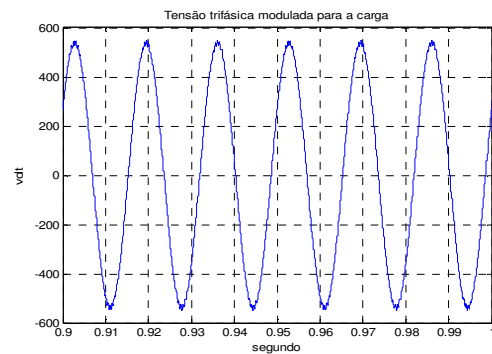


Fig. 20 – Tensão trifásica de alimentação da carga.

A Fig. 21 mostra a tensão e a corrente em uma fase de alimentação da carga. A concordância de fase revela o fator de potência unitário da carga, conforme previsto.

As figuras 22 e 23 mostram as potências gerada (97 kW), transferida (151,5 kW) e consumida pela carga (241 kW) e o rendimento global do sistema, que resultou em 97%. A potência consumida é maior do que a potência gerada porque o inversor na entrada do conversor alimenta parte da demanda da carga.

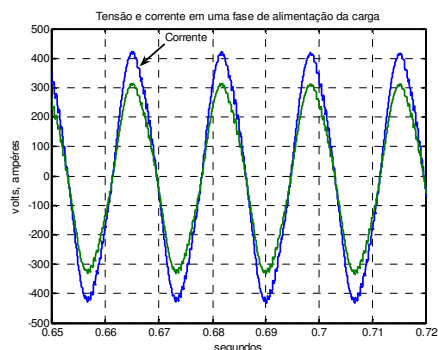


Fig. 21 – Tensão e corrente em fase para a carga.

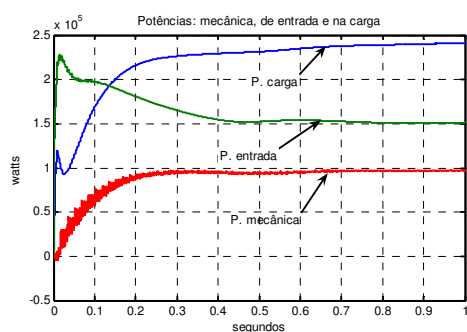


Fig. 22 – Potências gerada e transferida através do GRC e potência consumida pela carga.

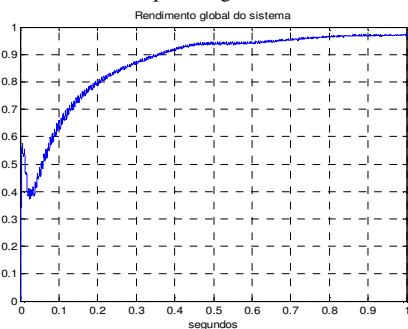


Fig. 23 – Rendimento global do sistema.

7 Conclusões

A documentação técnica sobre a operação de geradores a relutância interligados ainda é pouca, por isto, a simulação de um sistema gerador a relutância, desde a alimentação da excitação a partir de energia trifásica retificada até a entrega da energia gerada a uma carga, após ter sido processada por um conversor, é uma abordagem oportuna. A construção de um protótipo é necessária para controlar ripples de tensão e corrente nas chaves semicondutoras. O GRC simulado apresenta variações de conjugado típicas das máquinas a relutância. Nas condições da simulação a potência gerada é 97 kW e o

rendimento da máquina é de 96 %, dentro da faixa esperada para esse tipo de máquina. O inversor modulado ofereceu resposta aceitável nas condições da simulação. O GRC é uma alternativa viável para o atendimento complementar a pequenas cargas isoladas em operação desassistida porque é robusto e apresenta bom rendimento. Neste caso, os problemas de sincronismo são superados e a carga tem continuidade parcial no atendimento quando o GRC está parado. Um estudo sobre o funcionamento do GRC em velocidade variável é importante. A construção e operacionalização de um protótipo são necessárias para o aperfeiçoamento da proposta, com este ou com outro tipo de conversor.

Referências Bibliográficas

- Cardenas, R., Peña, R., Perez, M., Asher, G., Clare, J., Wheeler, P. (2004). Control system for grid generation of a switched reluctance generator driven by a variable speed wind turbine, *Industrial Electronic Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*, Vol. 2, 2-6 nov. 2004, pp. 1879-1884.
- Costa, R. S. (2004). Análise, projeto e construção de um motor monofásico a relutância chaveado: uma solução eficiente para cargas fracionárias, *Dissertação*, Universidade Federal de Uberlândia.
- Ferreira, C., Richter, E., (1995). Performance evaluation of a 250 kW switched reluctance starter generator, *Industry Applications Conference, 1995*. Conference Records of the 1995 IEEE, Vol. 1, pp. 434-440.
- Ichinokura, O., Kikuchi, T., Nakamura, K., Watanabe, T., Guo H. (2003). Dynamic simulation model of switched reluctance generator, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 39, N^o 5, Part 2, Sept. 2003, pp. 3253-3255.
- Miller, T. J. E. (2001), Electromagnetic Energy Conversion, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Newness Power Engineering Series, Ed. T. J. E. Miller, Oxford, pp. 34-61.
- Mueller, M. A. (2005). Design and performance of a 20 kW, 100 rpm, switched reluctance generator for a direct drive wind energy converter, *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, May 2005, pp. 56-63.
- Sawata, Tadashi (2001). The switched reluctance generator, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Newness Power Engineering Series, Ed. T. J. E. Miller, Oxford, pp. 227-251.
- Teixeira, R. S. (2005). Estudo de topologias de conversores para acionamento de motores a relutância chaveados, *Dissertação*, Universidade Federal de Uberlândia.

Switched Reluctance Generator for complementary Wind Power Generation in Grid Connection

Augusto Fleury*

Darizon Alves de Andrade**

Felippe dos Santos e Silva*

José Luis Domingos*

*Universidade Católica de Goiás

Pça. Universitária, 1440, Goiânia, Goiás, Brasil

**Universidade Federal de Uberlândia

Caixa Postal 2160 - CEP 38.400-902, Uberlândia, MG, Brasil

Abstract—This paper focuses on switched reluctance generator dealing with the grid operation of the power machine with dc output. Mathematical and computing models for this generator are presented. In addition, an inexpensive power converter topology was used. This converter allows to supply the electrical load even when the generator is off. Simulations and experimental results are also presented. This power machine can make the complementary wind power generation cheap and efficient.

I. INTRODUCTION

Wind power is a suitable mechanical power source for the countryside. However high grass, hedges, crops, shrubs and trees, even if scattered, increase the coefficient of friction. As a consequence, the wind speed at around 10m high is out of the best range most of the time. In this case the average tip speed is low and a gear box must be used to drive induction machines for electricity generation. Furthermore, when the wind speed remains too low power generation is almost impossible. In this case an expensive energy store is needed to supply the load all the time [6]. These facts stimulate the search for a generator system with some specific characteristics as: grid connection, complementary wind power generation, wide operational wind speed range and low price.

This article contributes presenting a switched reluctance generator (SRG) arrangement that fulfills the requirements above

Due to the recent advances the SRG became competitive in some specific applications [1, 4]. The advantages of these machines according to the technical literature are: (a) absence of permanent magnets and windings off the rotor (Fig. 1); (b) simple construction (Fig.2); (c) low and cheap maintenance; (d) reliability; (e) efficiency; (f) high power density; (g) wide operational speed range and (h) a predicted low wholesale price [7]. Some disadvantages quoted are: acoustic noise; ripples of voltage, current and torque [4]; and the requirements on power electronics themselves, because the

operation of this machine strongly depends on the firing angles of its converter. SRG is considered for wind power plants due to their advantages and also because they remove the common heavy gear box.

Problems of synchronism are avoided when power came from different sources flow in dc mode through a converter [2]. In addition, using an inexpensive converter topology the grid can supply the electrical load even when the SRG is off. If an ac supply is the aim, it is possible to make the output dc signal as required using an inverter.

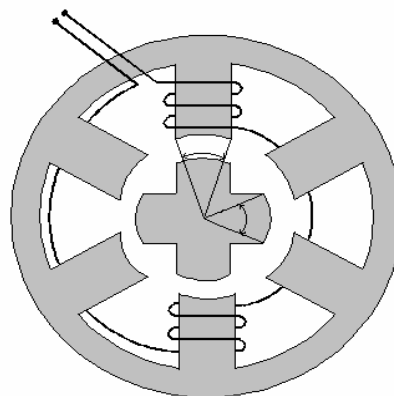


Fig. 1 – Cross section of the SRM prototype, 6 X 4 poles, showing the winding of a phase.



Fig. 2 – Picture of the SRG prototype constructed.

This paper deals the operation of a SRG grid connected, feeding a resistive load. One SRG prototype was constructed (Fig. 1 and Fig. 2) and its dimensions and physical parameters were measured, tested and used to simulate the behavior of this machine grid connected. This article also contributes presenting interactions between the grid and the SRG and the saturation effects on it.

II. MATHEMATICAL MODEL

According to Fig. 1, a SRG is a machine with doubly salient poles. The windings are only in the stator poles. Opposite poles on the stator are excited with dc current at a proper time. When a pole of the rotor is aligned with a pole of the stator, there is a state of stable equilibrium and the inductance is higher. Thus, a pair of poles of the rotor tends to align itself with two excited poles of the stator. When the rotor is moved from the aligned position by a mechanical force the resulting torque produces a back electromotive force (EMF) in addition to the applied voltage. As a result, the machine generates power.

The voltage equation for a phase of the SRG is showed in equation (1) where v is the applied voltage, i is the current, R is the resistance, L is the inductance, and θ is the rotor position. The back EMF e is given by equation (2), where $\omega = d\theta/dt$ is the angular speed of the rotor. Since ω and i are both positive, e is positive or negative depending on $\partial L/\partial\theta$. It can be seen in equation (2) that when $\partial L/\partial\theta < 0$ the back EMF is negative, thus there is a conversion of mechanical power to electric power [8].

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + e \quad (1)$$

$$e = i\omega \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (2)$$

The electromagnetic torque is given by equation (3), where $i_a, i_b, i_c, L_a, L_b, L_c$ are the currents and inductances of the three phases, respectively. The mechanical torque is shown in equation (4), where J is the rotational inertia and D is the coefficient of friction.

$$C_{emag} = \frac{1}{2} \left(i_a^2 \frac{\partial L_a}{\partial \theta} + i_b^2 \frac{\partial L_b}{\partial \theta} + i_c^2 \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \right) \quad (3)$$

$$C_m = -C_{emag} + J \frac{d\omega}{dt} + D\omega \quad (4)$$

These four equations completely describe the dynamic behavior of the machine, resulting in a mathematical model for a 6/4 SRG as shown in equations (5) and (6).

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ C_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 & 0 \\ -i_a r_1 & -i_b r_2 & -i_c r_3 & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 & 0 & i_a \frac{\partial L_a}{\partial \theta} \\ 0 & L_b & 0 & 0 & i_b \frac{\partial L_b}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & L_c & 0 & i_c \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} \quad (5)$$

where:

$$r_1 = \frac{1}{2} \frac{\partial L_a}{\partial \theta}; r_2 = \frac{1}{2} \frac{\partial L_b}{\partial \theta} \text{ and } r_3 = \frac{1}{2} \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \quad (6)$$

III. COMPUTING MODEL

The block diagram for the SRG is shown in Fig. 3. More details can be seen in the computing model at Fig. 5. All power that comes from the ac source goes to the load passing through the rectifier, the SRG windings and the converter as in [2]. Fig. 4 shows the electrical scheme of a phase. The excitation period begins when the controlled switch is turned on, the inductance is still increasing, the diode is off and the phase winding generates a positive counter EMF. The generating period begins when the controlled switch is turned off, the inductance is now decreasing, the diode is on and the phase winding under a negative counter EMF.

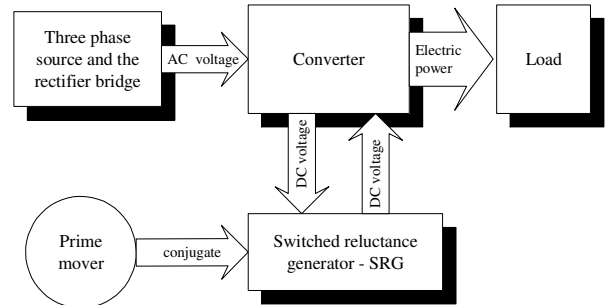


Fig. 3 – Block diagram of the SRG

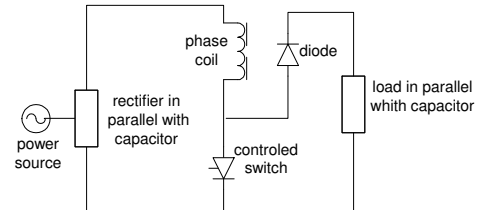


Fig. 4 – Electrical scheme of a phase.

The SRG mathematical model is evaluated using a computational program which inputs are the voltages at the phases and the mechanical torque, while the outputs are the currents at the phases, the angular speed and the rotor position. New values measured for the phase voltages and for the torque are always used to feedback the model in order to evaluate the next step.

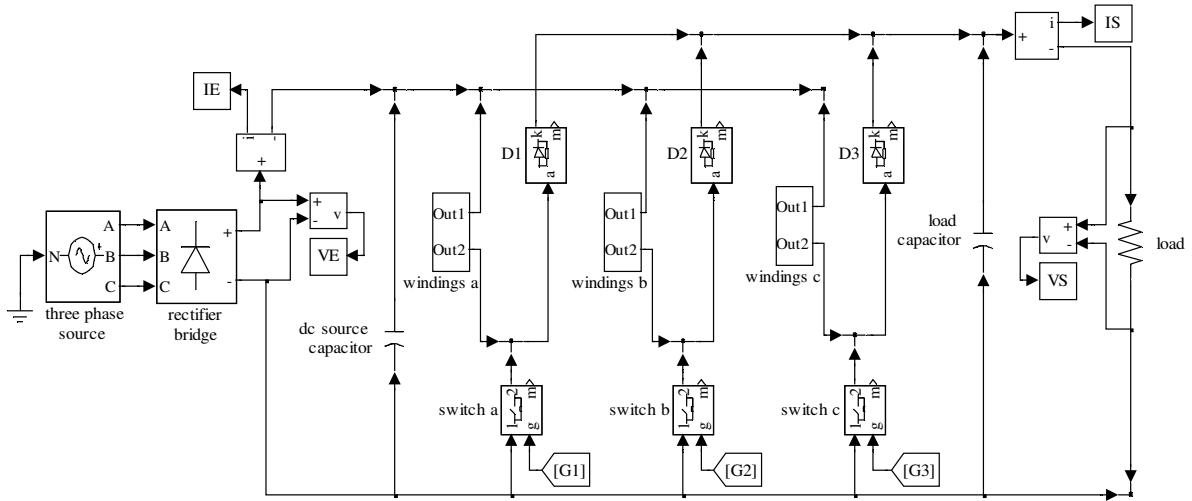


Fig. 5 – Computing model used in simulations.

The heart of the computing model (Fig. 5) is the block that simulates the phase windings. This block uses a current source and a voltmeter to do this task. The current is first evaluated from the mathematical model. After that its value is used as the output of the current source. Then the voltmeter gives the correspondent instantaneous value for the voltage of that phase. This voltage feedbacks the mathematical model and so on.

For the 6/4 poles prototype, systematic magnetic flux measurements resulted in a large data set of values for the function $\lambda(i, \theta)$. The saturation effects are into this data set. As a consequence the inductance profile is now not a line with a constant slope but a curve as closer as possible of the real behavior of the phase inductance. The instantaneous value for the inductance is evaluated as needed by a program of polynomial interpolation [3]. In this way, the mathematical model equations are solved considering the saturation effects.

In addition, the computing model uses dynamic values resulting of the relations among the different circuit elements of the converter and of the relations among them and the ac source, the rectifier, the machine and the load. In order to control the gate signals (G1,G2,G3) it is only necessary to know the instantaneous rotor position.

This simulation strategy allows evaluating the converter behavior under different conditions, as variations in the mechanical torque, speed or loading. In addition, it is possible to analyze the effects of the SRG generating process over the grid. The converter allows power to pass through the phases windings to feed the load when the rotor of the SRG is not running, so the converter presented can be used in grid connection without power interruptions.

IV. SIMULATION RESULTS

The SRG prototype used for simulations has 140mm and 70mm for stator and rotor diameters. The length of the stack

is 107mm and the air gap is 0.4mm. The stator and rotor teeth are 19 and 20mm wide, respectively. The slots are 22.5mm and 11.7mm in the same order. The yokes are 12mm for the stator and 12.4mm for the rotor and the shaft has a diameter of 22mm. Each phase coil has 50 spires of copper wire AWG 15. The inertia of the machine is $2.8 \times 10^{-3} \text{Kg.m}^2$ and the coefficient of friction is $2.6 \times 10^{-2} \text{N.m.s}$. The maximum and minimum phase inductances are 0.036H e 0.003H, respectively. In the driving strategy implemented each phase was fired during 30 degrees and only one phase is fired at once.

The SRG was simulated under different conditions. However, only simulation results at a typical speed of 900 rpm were presented here. Fig. 6 exhibits the dc voltages and currents at the input (VE, IE) and the output (VS, IS) of the converter. This figure also shows the phase current. Due to the presence of the capacitors, the currents IE and IS have their ripples reduced. The gate signals, the excitation currents and the current of power transferred to the load are shown in Fig. 7. It can be seen in this figure that the

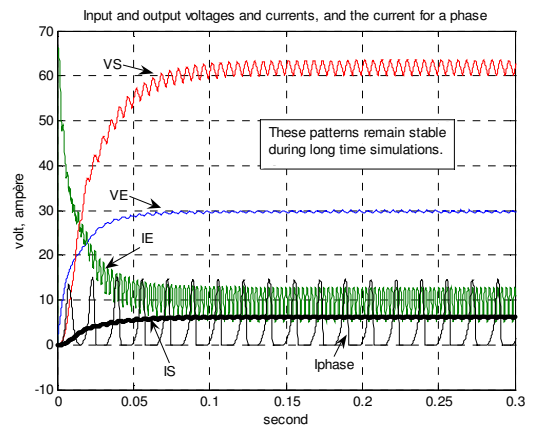


Fig. 6 – Input and output voltages and currents, and the current of a phase.

conduction angle of the phase switch begins at 4.7 degrees before the peak of the inductance profile. The excitation period of the phase comes to the end at + 25.3 degrees (Fig. 7). From this point the phase transfers power to the capacitor and to the load until the rotor reaches the position of minimum phase inductance, at around of +44 degrees. The dynamic for the next phase was also shown in Fig. 7.

It was noticed (Fig. 6 and 7) that the SRG transfers power in pulses. This fact confirmed the convenience of a capacitor to control the voltage over the load. It can be seen in Fig. 7 that, at the end of a current pulse to the start of the next pulse, the capacitor supplies the load. Every time the correspondent diode was in conduction (Fig. 4), the energy stored in the magnetic field of that phase flows to the capacitor and to the load itself.

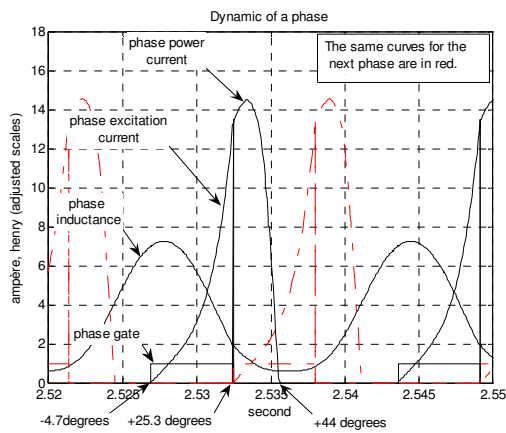


Fig. 7 – Current, inductance and conduction angles of a phase.

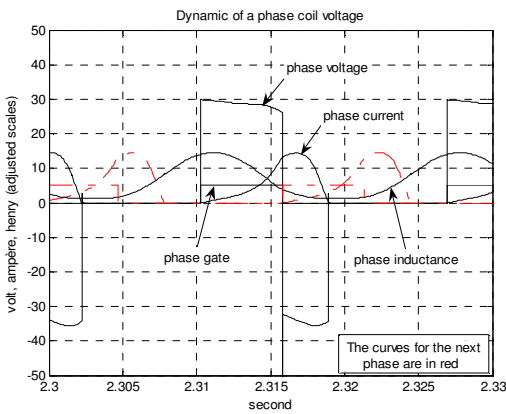


Fig. 8 – Dynamic of power generation.

Fig. 8 shows that the voltage for the excitation of the phase is the rectified voltage (VE) that supplies energy to the converter, as seen in Fig. 6. During the excitation process the switch of the phase was conducting and its diode was not conducting due to the low impedance through the switch turned on. When the switch is turned off the diode starts to conduct. Ever since the voltage at the winding ends was a negative back EMF which, added to the rectifier voltage, supplies electrical energy to the capacitor and the

load. Fig. 9 shows the variables involved in the electromagnetic torque production at a single phase.

The machine computing model presented stable behavior during long time simulations with a fixed load, constant speed and the converter topology presented.

Simulations results not presented here also showed that the SRG worked well into a large range of speed around the typical speed of 900 rpm. As expected, the results confirm that the SRG can supply the load even when the machine is not running.

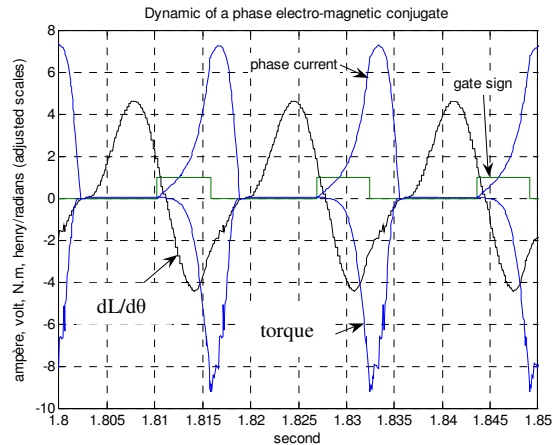


Fig. 9 – Magnetic conjugate at a phase

V. EXPERIMENTAL RESULTS

Results of two experimental tests of the prototype using the converter are presented here. A variable voltage ac source was used to control the performance of the entire system. It could be adjusted to get some desired output power to the load. A non-controlled rectifier bridge with a capacitor of 20mF was used to provide the power input from the grid. The converter was assembled with mosfets and diodes. The resistive load was of 10.8Ω and a capacitor of 5mF was used in the output (Fig. 5).

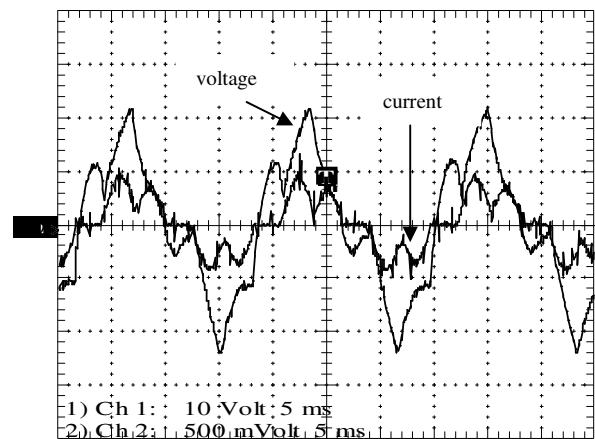


Fig. 10 – Waveforms for voltage and current before the rectifier.

In the first test the SRG was running at the speed of 900rpm. Fig. 10 shows the waveforms of voltage and

current at the ac input, before the rectifier bridge, when the SRG is loaded. As they are in phase, the power factor is unitary. Fig. 11 also shows the output waveforms of the rectifier bridge, which is power supply of the converter. The measurements are 32.6V and 9.35A to the link dc. So, the DC input power supply was 304.8W.

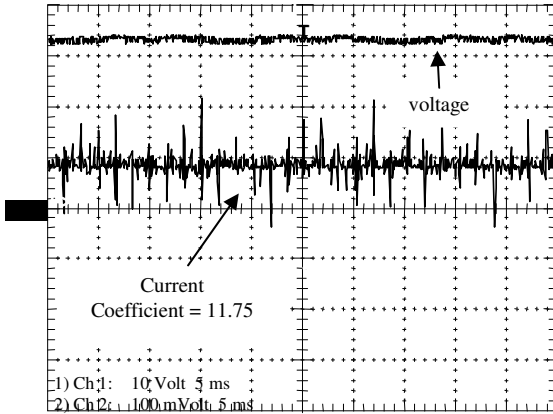


Fig. 11 – Waveforms for voltage and current after the rectifier.

For this test the desired output power supply to the load was set up in 380W. The output results obtained as consequences of that input and of the generation process were shown at Fig. 12. The values measured in the output were 62.5V, 6.2A and 387.5W. Considering the 304.8W at the dc input, the SRG was giving more 82.7W to the load. Therefore, the machine generated 82.7W to the load plus all the losses for the generating process.

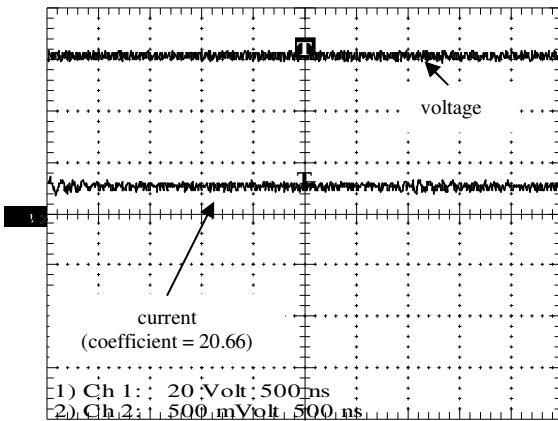


Fig. 12 - Voltage and current on the load.

Fig. 13 shows voltage and current for a single winding during the excitation and the generation periods. It could be seen there that when the excitation ends, the back EMF became negative, supplying additional power to the load.

In the second test the SRG is not running and again a phase to phase ac voltage was applied as input. Fig. 14 shows the voltage and current waveforms at the input of the rectifier and, as they are in phase, the power factor is again

unitary. Fig. 15 shows the output waveforms of the rectifier. The measurements are 68V and 6A to the voltage and the current, respectively, and so the dc input power supply is of 408W.

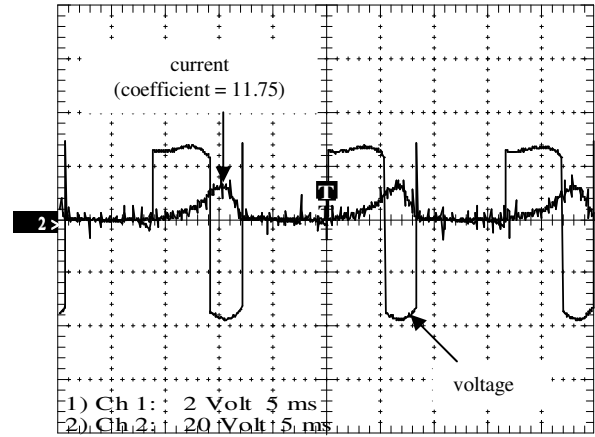


Fig. 13 – Voltage and current (peak \approx 14A) over a winding.

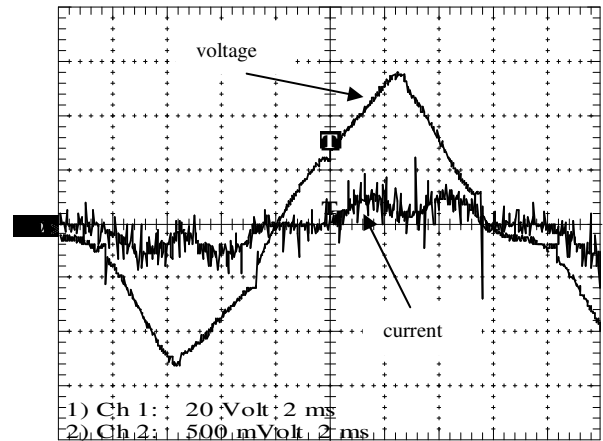


Fig. 14 – Voltage and current before the rectifier bridge in the second test.

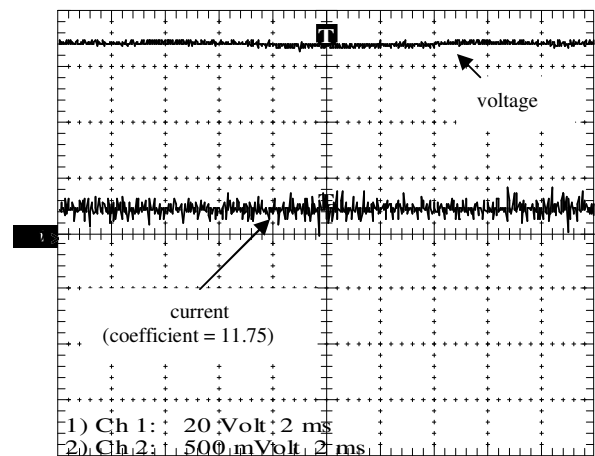
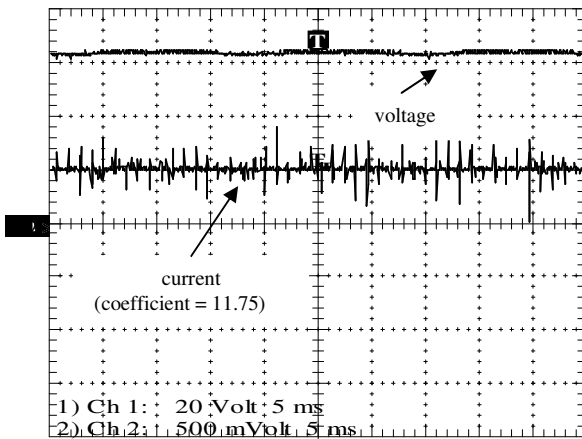


Fig. 15 – Voltage and current after the rectifier bridge in the second test..

Fig. 16 shows the output voltage and current supplying the load. Their values are 64.5V and 6A, corresponding to 387W. As the SRG now is not running, the output results

obtained are only due the energy flux through the windings and the converter, without switching. Considering the 408W at the dc input and that the SRG is not supplying the load, the global losses are of 21W, or 5.14% of the total power.

Fig. 16 – Output voltage and current for the load.



It should be remarked here that the SRG run without vibration and with surprisingly low acoustic noise during all the experimental testes.

To analyze the behavior of the rated power as a function of the rated speed the machine was run, step by step, from 600rpm to 5000rpm. A half-bridge converter was used in this experimental test to insulate the phase winding from the rectifier bridge during a generation pulse. In this way all the power supplied to the load was generated by the SRG. For this test the system data were not that data used in the prior tests. Fig 17 shows the results. It can be seen there the behavior of the generated power for low speed and for high speed. The maximum generated power occurs at 1300 rpm.

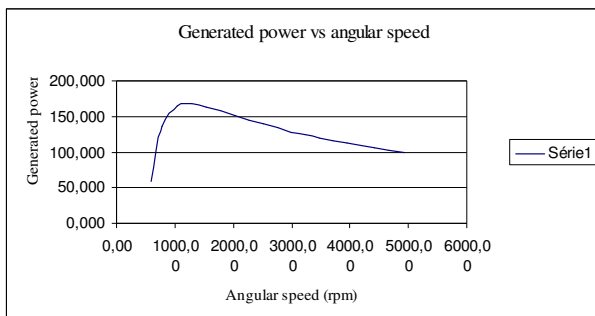


Fig. 17 – Generated power vs. angular speed using a half-bridge converter to drive the machine.

VI. CONCLUSIONS

The switched reluctance machine could be operated as a generator and a prototype was successfully simulated in this condition. The system parts which are: supplies, converter, machine, and load, interacted among them when the dynamic integrated simulations were performed. Experimental tests with this system were also implemented in laboratory to check results. The converter allowed supplying the load using power generated by the SRG together with the portion of power coming from the three phase sources through a rectifier bridge. All power that flew to the load crossed the converter and the SRG windings. The system supplied the load when the SRG was not running. Experimental results showed that the SRG was stable at constant speed and probably can operate well under variable speed conditions. Thus, the SRG comes out as a significant alternative for special applications as complementary wind power generation in grid connection.

ACKNOWLEDGMENT

The authors thanks the Universidade Federal de Uberlândia and the Universidade Católica de Goiás that support to this work.

REFERENCES

- [1] Anderson, Antony F. (2001), Development history, Electronic Control of Switched Reluctance Machines, *Newness Power Engineering Series*, Ed. T. J. E. Miller, Oxford, pp. 6-33.
- [2] Cardenas, R., Peña, R., Perez, M., Asher, G., Clare, J., Wheeler, P. (2004). Control system for grid generation of a swithed reluctance generator driven by a variable speed wind turbine, *Industrial Electronic Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*, Vol. 2, 2-6 nov. 2004, pp. 1879-1884.
- [3] Hwang, G. R., (2002). Modelagem da máquina a relutância chaveada incluindo a saturação, Dissertação, *Universidade Federal de Uberlândia*, 89 pp..
- [4] Ichinokura, O., Kikuchi, T., Nakamura, K., Watanabe, T., Guo H. (2003). Dynamic symulation model of switched reluctance generator, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 39, N0 5, Part 2, Sept. 2003, pp. 3253-3255.
- [5] Mueller, M. A. (2005). Design and performance of a 20 kW, 100 rpm, switched reluctance generator for a direct drive wind energy converter, *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, May 2005, pp. 56-63.
- [6] Patel, M.R. (1999), Wind and solar power systems, *CRC Press*, 350 pp..
- [7] Qixue, Z., Xiagheng, W., Xuezhong, Z., Dijji, L., (2001). A small single phase switched reluctance generator for wind power generation, *Proceedings on the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2001*, Volume 2, 18-20 Aug. 2001, pp 1003-1006.
- [8] Sawata, Tadashi (2001). The switched reluctance generator, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, *Newness Power Engineering Series*, Ed. T. J. E. Miller, Oxford, pp. 227-251.

A Switched Reluctance Generator Behavior under Different Conditions

Augusto Fleury
Departamento de Engenharia
Universidade Católica de Goiás
Goiânia, Brasil

Email: afleury@ucg.br
Darizon Alves de Andrade
Faculdade de Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Uberlândia
Uberlândia, Brasil;
Email: darizon@ufu.br

Felipe dos Santos e Silva
Departamento de Engenharia
Universidade Católica de Goiás
Goiânia, Brasil

Email: felippe@ucg.br
José Luis Domingos
Departamento de Engenharia
Universidade Católica de Goiás
Goiânia, Brasil
Email: jld@cefetgo.br

Abstract — The Switched Reluctance Generator – SRG and its converters are the subjects of this article. It deals with this power machine grid connected through a rectified DC link. Mathematical and computing models used in simulations are presented. The power converter topologies implemented work well and a proposed alternative is cheaper and more efficient than the conventional half-bridge structure. Furthermore, this alternative converter allows supplying the load from the grid even when the SRG is not running. Simulation results and tests results are presented. It is shown that the SRG works as expected and it is stable under different constant speeds.

I. INTRODUCTION

In the last decade, with the advances in power electronics and microcontrollers, the interest for switched reluctance machines (SRM) grew due to their competitive advantage in some specific applications. Some specific conveniences of SRM are: absence of permanent magnets and windings in the rotor; low manufacturing costs; low maintenance; robustness; reliability; high efficiency; increased power density (Andrade, 2006); a large range of operational speed and a predicted low wholesale price. Acoustic noise; voltage, current and torque ripples; and the power electronics requirements are disadvantages quoted. The aimed applications of the SRM are: the more electric aircrafts (MEA) projects, shaft aligned starter alternators, wind power and hybrid vehicles (Cardenas, 2004, Cossar, 2004, Ferreira, 1995, Mueller, M. A., 2005).



Fig. 1 – Picture of the assembled prototype.

The SRM generates electric power depending only on the firing angles (Sawata, 2001). Therefore, the switched reluctance generator (SRG) emerges as an alternative to develop and to apply.

This paper describes the behavior of a specific SRG (Fig. 1) under different conditions. The speed, the excitation voltage and the converter topology are used to test the SRG behavior. Previous works usually present a half-bridge converter to drive a SRG, and its comparison with other converters topologies are not frequent.

II. MATHEMATICAL MODEL

When a pole of the rotor is aligned with an excited pole of the stator the inductance of that excited winding is at its maximum. Thus this is a position of stable equilibrium and the natural trend is the alignment of these poles in the SRM. When the rotor is moved from the aligned position by a mechanical force, the resulting torque produces a back EMF in addition to the applied voltage and, consequently, the SRM generates electrical power. In this case the SRM is a SRG.

The voltage equation for a phase of the SRG is shown in equation (1) where v is the applied voltage, i is the current, R is the resistance and L is the self-inductance of a phase winding and θ is the rotor position. The back EMF e is given by equation (2), where $\omega = d\theta/dt$ is the rotor angular speed.

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + e \quad (1)$$

$$e = i\omega \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (2)$$

The windings are energized by a DC source. Since ω and i are both positive, the signal of e is defined by $\partial L/\partial \theta$. It can be seen in equation (2) that when $\partial L/\partial \theta < 0$ the back EMF is negative. Thus mechanical power is converted to electrical power (Sawata, 2001).

The rotor motion dynamics is governed by the following equation

$$C_m + C_{emag} - J \frac{d\omega}{dt} - D\omega = 0 \quad (3)$$

where: C_m = applied mechanical torque; C_{emag} = electro-magnetic torque; ω = angular speed; J = moment of inertia; D = frictional coefficient.

The resultant electro-magnetic torque is given by equation (4). As seen it is the composition of the contributions of three phases, where each one has its own instantaneous inductance, voltage, and current.

$$C_{emag} = \frac{1}{2} \left(i_a^2 \frac{\partial L_a}{\partial \theta} + i_b^2 \frac{\partial L_b}{\partial \theta} + i_c^2 \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \right) \quad (4)$$

Considering equations (1) to (4), the mathematical model for this three phases SRG is expressed by equation (5). It describes completely the dynamic behavior of the machine.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ C_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 & 0 \\ -i_a r_1 & -i_b r_2 & -i_c r_3 & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 & 0 & i_a \frac{\partial L_a}{\partial \theta} \\ 0 & L_b & 0 & 0 & i_b \frac{\partial L_b}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & L_c & 0 & i_c \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

where: $r_1 = \frac{1}{2} \frac{\partial L_a}{\partial \theta}$; $r_2 = \frac{1}{2} \frac{\partial L_b}{\partial \theta}$ and $r_3 = \frac{1}{2} \frac{\partial L_c}{\partial \theta}$

III. COMPUTING MODEL

The block diagram for the SRG is shown in Fig. 2. Two converter topologies are used to drive the machine. One of them is the conventional half-bridge converter and the other one is a topology excluding a diode and a controlled switch per phase – a remarkable advantage.

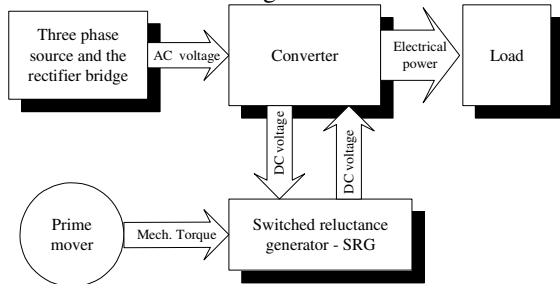


Fig. 2 – Block diagram of the SRG.

Fig. 3 shows the electrical scheme for a phase of the half bridge converter and Fig. 4 shows the reduced switch count alternative converter topology.

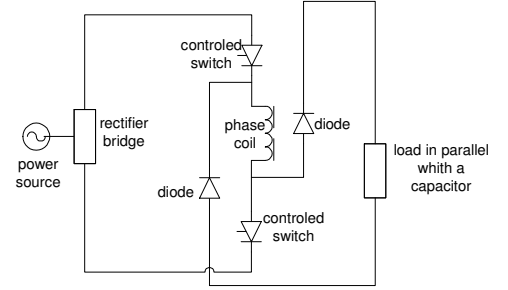


Fig.3 – Electrical scheme for a phase of the half-bridge converter.

In both topologies all electrical power that comes from the AC source and from the SRG goes to the load passing through the rectifier, the SRG windings and the converter. Using the half-bridge converter topology to drive the SRG, the excitation period of each phase begins when the controlled switches starts to conduct, the inductance is increasing, the diodes are not conducting, and the phase winding generates a positive counter EMF. The generating period begins when the controlled switches stops to conduct, the inductance is decreasing, the diodes are conducting, and the phase winding generates a negative counter EMF. The voltage over the load is obtained from equation (2). Using the alternative topology, the only remarkable change is that the voltage over the load now is e plus the output voltage of the rectifier bridge. Fig. 5 and Fig. 6 show the active circuit during the excitation and the generation periods of the alternative converter topology.

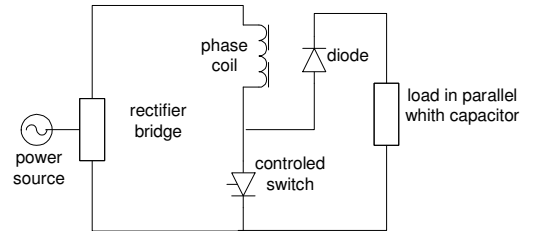


Fig. 4 – Electrical scheme of a phase for the economic alternative converter topology (El-Nemr, 2003).

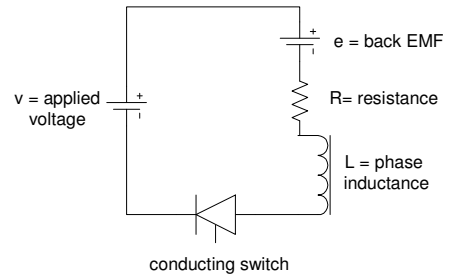


Fig. 5 – Active circuit during a phase excitation.

The SRG mathematical model is evaluated for both converters using a computing program which inputs are the phase voltages and the mechanical torque. The outputs are the currents at the phases, the angular speed and the rotor position. Each new set of values for the phase voltages and for the torque is used to feedback the program in order to evaluate the next state. For the 6/4 poles prototype, Fig. 1, systematic magnetic flux measurements resulted in a large data set of values for the function $\lambda(i, \theta)$. Saturation effects are into this data set. As a consequence the inductance profile is now not a line with a constant slope but a curve as closer as possible of the real behavior of the phase inductance. The instantaneous value for the inductance and for the correspondent slope is evaluated as needed by a program of polynomial interpolation [6]. In this way, the mathematical model equations are solved considering saturation effects.

The computing program uses dynamic values resulting from the relations among the different circuit elements of the converter and from the relations among them and the AC source, the rectifier, the SRG, and the load. It is only necessary the instantaneous rotor position to control the gate signals. This data is given by optical sensors. Such a modeling strategy for simulations allows an evaluation of the converters behavior under different conditions like speed and excitation voltage. The alternative converter allows power to pass through the winding phase to the load when the rotor of the SRG is not running. As result, this converter can be used in grid connection without power interruptions. The SRG is a DC machine and problems of synchronism are avoided when the power coming from different sources flow in DC mode through a converter. Furthermore, it is possible to model the output signal using an inverter to supply AC loads.

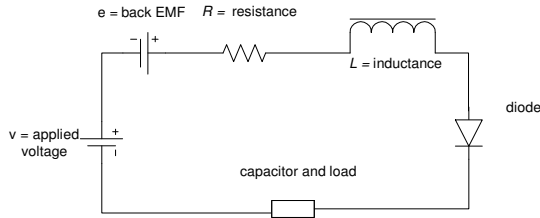


Fig. 6 – Active circuit during a phase generating period.

IV. SIMULATION RESULTS

The simulations were done using data from a prototype of SRG that has 140mm and 70mm for stator and rotor diameters, respectively. The length of the stack is 107mm and the air gap is 0.4mm. The stator and rotor teeth are 19mm and 20mm wide, respectively. The slots are 22.5mm and 11.7mm in the same order. The yokes are 12mm for the stator and 12.4mm for the rotor, and the shaft has a diameter of 22mm. Each phase winding has 50 spires of copper wire AWG 15. The inertia of the machine is $2.8 \times 10^{-3} \text{Kg.m}^2$ and the coefficient of friction

is $2.6 \times 10^{-2} \text{N.m.s}$. The maximum and minimum phase inductances are 0.036H and 0.003H, respectively. The driving strategy states that each phase is fired during 30 degrees and just one phase is fired at once.

The SRG was simulated under different conditions. Simulation results at a typical speed of 900 rpm, using the alternative converter topology, are presented here. Fig. 7 shows the DC voltages and currents at the input (VE, IE) and at the output (VS, IS) of the converter. Also this figure shows a phase current. The simulation results of the gate signals, the excitation currents, and the current of power transfer to the load are shown in Fig. 8. It can be seen in this figure that the conduction angle of the phase switch begins at 4.7 degrees before the peak of the inductance of this phase. The excitation period of this phase ends at + 25.3 degrees (Fig. 8). From this point, the phase transfers power to the capacitor and to the load until the rotor reaches the minimum inductance position at around +44 degrees. The dynamic for the next phase is also shown in Fig. 8.

Furthermore, Fig. 8 also shows that there is not voltage over the load from the end of a phase power transfer to the beginning of the next phase power transfer. Therefore, a SRG transfers power in pulses, suggesting the need of an end capacitor to control the load voltage. Then a capacitor is used to continuously supply the load. It can be noticed that the energy stored in the magnetic field of that phase flow to the end capacitor and to the load when the correspondent diode is conducting (Fig. 6).

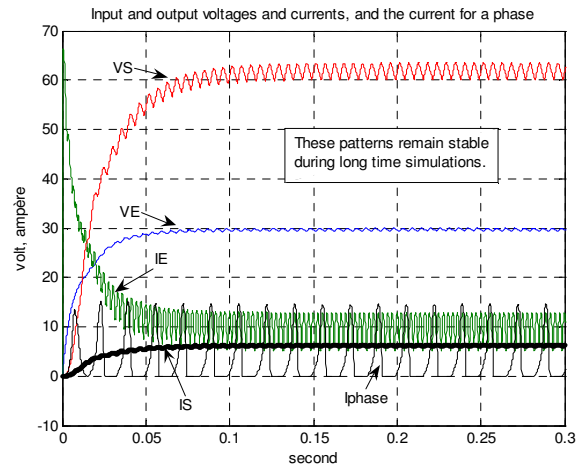


Fig. 7 – Input and output voltages and currents, and a phase current.

The voltage (Fig. 9) that excites a phase winding is the rectified voltage (VE) that supplies the converter as shown in Fig. 5. During the excitation process the phase switch is conducting and its diode is not conducting because the less impedance path for the current crosses the switch. The diode begins to conduct when the switch ends its conduction window. As a result, the voltage at the winding terminals is a negative back EMF which, added to the rectifier voltage, supplies the capacitor and the load.

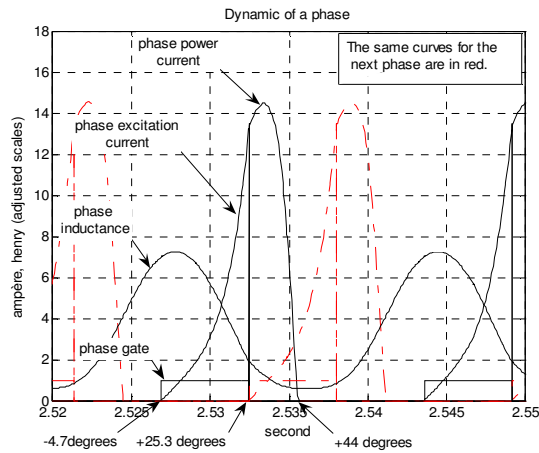


Fig. 8 – Current, inductance and conduction angles of a phase.

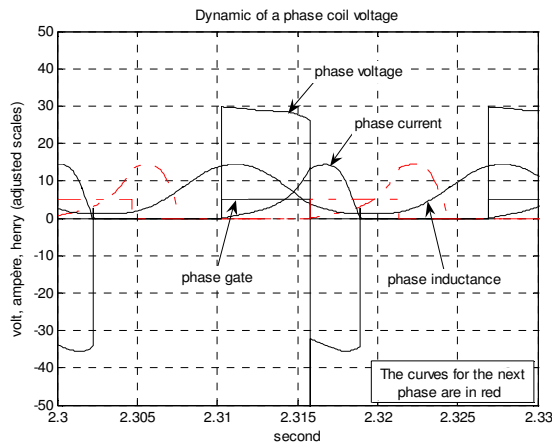


Fig. 9 – Dynamics of power generation.

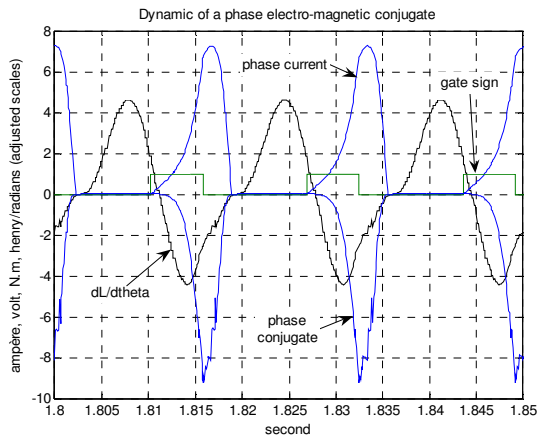


Fig. 10 – Electro-magnetic torque at a phase.

Fig. 10 shows the variables involved in the electro-magnetic torque production in a single phase.

With the alternative converter topology, running at 900 rpm under stable conditions, the system absorbs 81.6W from the AC source and 87W from the mechanical source. The converter supplies 165W to the load with these two inputs. The electric resistances of the windings, the switches, and the diodes were considered. There are losses around 3.6W,

specially located in the windings, and because of it, the net electric power supplied to the load by the SRG is 83.4W. According to the results, in this simulation the SRG presents good efficiency under regular operation. When a half-bridge converter is used in simulations, the losses increase and, consequently, less power is delivered to the load.

With both converter topologies the model of the machine shows stable behavior running with fixed load and constant speeds. Long time simulations were done.

Simulation results show that the SRG works well into a large range of speed around the typical speed of 900 rpm. As expected, these results also show that using the alternative converter topology the excitation source can supply the load through the SRG windings even when the machine is not running.

It must be emphasized here that all these results were confirmed by the experimental tests.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

Results of two tests carried out with the SRG prototype (Fig. 1), using the alternative converter (Fig. 4), are presented. An uncontrolled rectifier bridge with a capacitor of 20mF was used to provide the power input from the AC grid. A variable voltage source was used to control the excitation voltage. The converter was assembled with *MOSFETS* and diodes. The resistive load was 10.8Ω and a 5 mF capacitor was used in the output.

During the first test the SRG was running at the speed of 900rpm. The voltage of the AC input source could be adjusted to get the desired output power to the load. The waveforms of the voltage and of the current were always in phase and so the SRG power factor is unitary.

Fig. 11 shows the waveforms after the rectifier, which supplied DC voltage to the converter. The measurements were 32.6V and 9.35A on the link DC. As result, the DC input power was 304.8W.

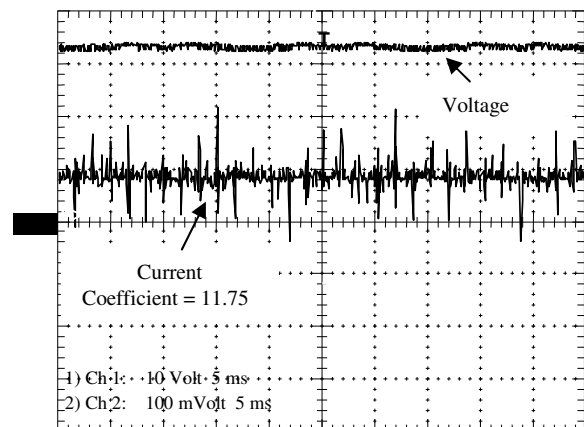


Fig. 11 – Voltage and current after the rectifier

For this test the desired output power supply to the load was 380W. The output voltage and current obtained as a result of the inputs and of the generation process are shown in Fig. 12.

At the output the values measured were 62.5V, 6.2A and 387.5W. The SRG was giving more 82.7W to the load, considering the 304.8W measured at the DC input. Thus, the machine generated 82.7W plus all the losses for the generating process.

Fig. 13 shows the voltage and the current for a single winding during the excitation and the generation periods. It can be seen that the back EMF became negative, supplying additional power to the load, when the excitation period ended.

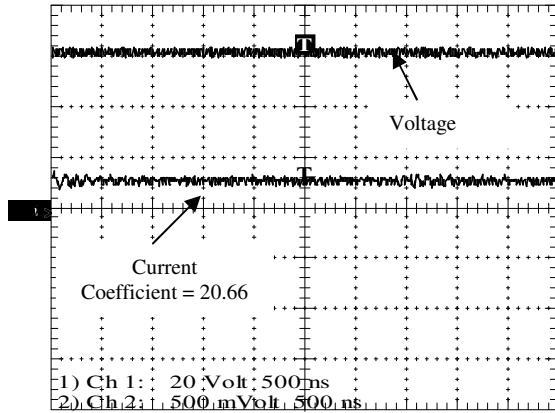


Fig. 12 – Voltage and current on the load.

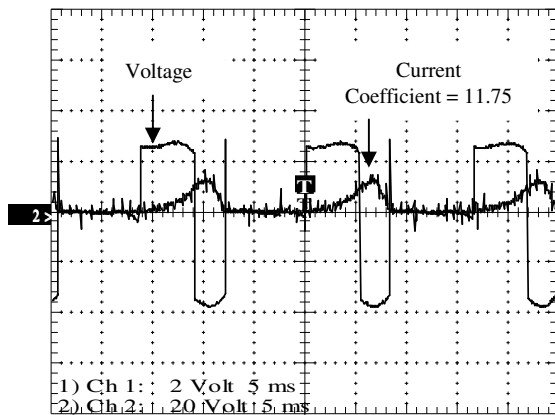


Fig. 13 – Voltage and current on the winding.

In the second test, the SRG was not running and the AC voltage was again applied over the input rectifier bridge. Fig. 14 shows the voltage and the current after the rectifier. The measurements were 62V and 6,3A and, therefore, the DC input power supply was 390.6W.

Fig. 15 shows the voltage and current outputs. For this test the output voltage, current and power to the load were 63.3V, 5.9A and 373.5W respectively.

As the SRG was not running, the results obtained in consequence of the input were only due to the process of passing through the windings and the converter without switching. Considering a power of 390.6W at the DC input and that the SRG was not generating power to the load, the global losses were 17.1W (4%) due to the converter and windings when the SRG was not running.

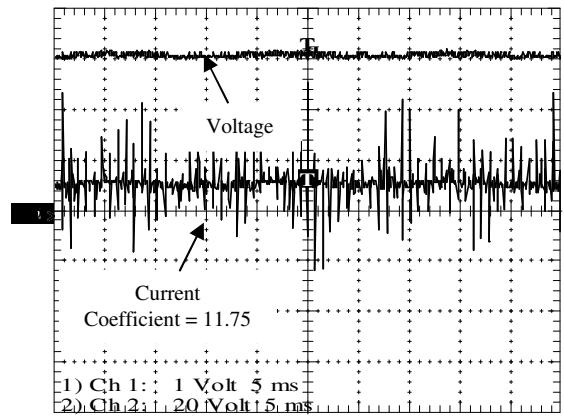


Fig. 14 – Voltage and current after the rectifier.

The half-bridge converter was also tested under different conditions. The results got for 901.7rpm and 24V at the DC input are presented here. The diodes and the controlled switches were the same applied to assemble the alternative converter. The load was also the same.

Fig. 16 presents the current burst at a phase. It can be clearly seen in this figure the gate signals and the excitation and generated currents.

Fig. 17 shows the current and the voltage measured over a winding, illustrating again the dependence of the generation process on the firing angles.

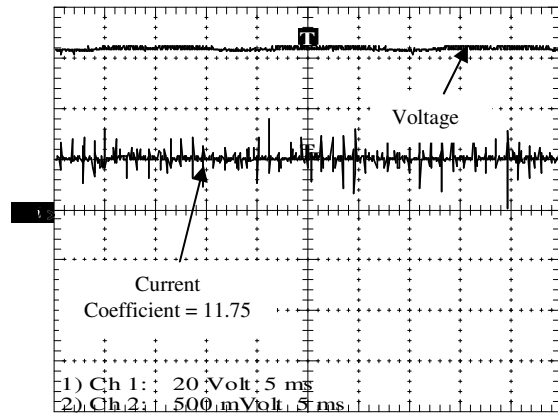


Fig. 15 – Voltage and current for the load.

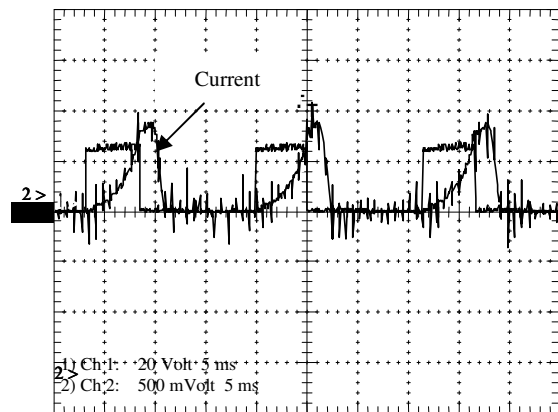


Fig. 16 – Burst of current due to a phase switching.

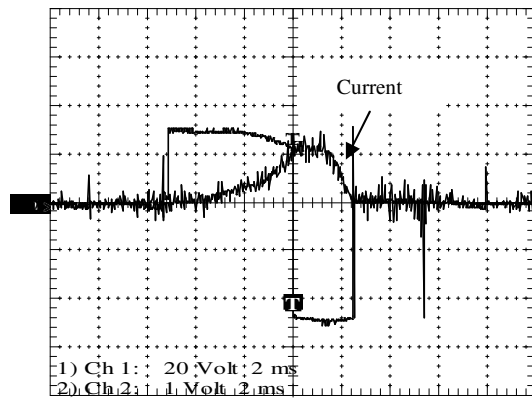


Fig. 17 – Voltage and current over a phase winding.

The power absorbed from the DC supply under this test conditions was 74.3 W, and 146.9 W were supplied to the load. Hence, the SRG in this test generated 72.6 W plus all the losses for the generating process.

All tests conducted showed that the half-bridge converter had more losses, even when all parameters were confirmed to be the same. This result was expected because the half bridge converter has two switches and two diodes per phase against one of each in the alternative converter.

Furthermore, experiment results showed that the SRG run successfully at many other fixed speeds around the typical speed of 900 rpm, suggesting that this machine could work well under variable speed. To analyze the behavior of the rated power as a function of the rated speed the machine was run, step by step, from 600rpm to 5000rpm. A half-bridge converter was used in this experimental test to insulate the phase winding from the rectifier bridge during a generation pulse. Fig 18 shows the results. It can be seen there the behavior of the generated power from low speed to high speed. The maximum generated power occurs at 1300 rpm.

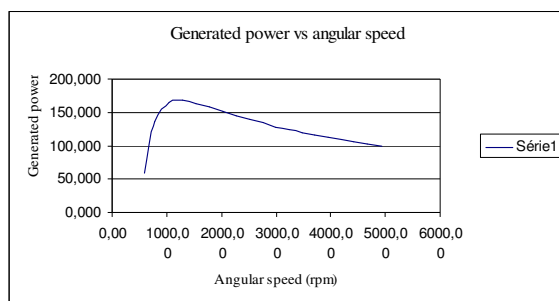


Fig. 18 – Generated power vs. angular speed using a half-bridge converter to drive the machine.

Also as expected, the results showed that the SRG could supply loads when the machine is not running.

VI. CONCLUSIONS

The SRM operation as a generator was simulated and experimented successfully, using two different converter

topologies. Dynamic integrated simulations were performed using a system composed of supply, drives, machine, and load. The system was implemented in laboratory to validate the simulation results. The alternative converter allowed supplying the load using the power generated by the SRG together with the portion of power coming from the three phase source through a rectifier bridge. All the power that flew to the load crossed the converter and the SRG windings. The system supplied the load even when the SRG was not running. The half bridge converter presented global losses greater than that observed using the reduced switch count alternative converter. Tests results showed that the SRG was stable at constant speed and probably can work well under variable speed conditions. Thus, the SRG emerges as an available alternative for special applications such as grid connected operation.

ACKNOWLEDGMENT

The authors thanks the Universidade Católica de Goiás and the Universidade Federal de Uberlândia for their support to this work.

REFERENCES

- [1] Andrade, D. A., Costa, R. S., Teixeira, R. S., Fleury, A. (2006). Energy Efficiency for Fractional Power Loads, *Industry Applications Magazine*, Vol. 12, No 6, November/December 2006, pp. 12-20.
- [2] Cardenas, R., Peña, R., Perez, M., Asher, G., Clare, J., Wheeler, P. (2004). Control system for grid generation of a switched reluctance generator driven by a variable speed wind turbine, *Industrial Electronic Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*, Vol. 2, 2-6 nov. 2004, pp. 1879-1884.
- [3] El-Nemr, M. K., Al-Khazendar, M. A., Rashad, E. M. , Hassanin, M. A. (2003). Modeling and Steady-State Analysis of a Stand-Alone Switched Reluctance Generators, *Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE, Volume 3*, 13-17, pp 1894 – 1899.
- [4] Cossar, C., Sawata T. (2004). Microprocessor controlled DC power supply for the generator control unit of a future aircraft generator with a wide operating speed range, *PEMD 2004, Vol. 2, 31/03-2/04/2004*, pp. 458-463.
- [5] Ferreira, C., Richter, E., (1995). Performance evaluation of a 250 kW switched reluctance starter generator, *Industry Applications Conference, 1995. Conference Records of the 1995 IEEE*, Vol. 1, pp. 434-440.
- [6] Hwang, G. R., (2002). Modelagem da máquina a relutância chaveada incluindo a saturação, *Dissertação, Universidade Federal de Uberlândia*.
- [7] Mueller, M. A. (2005). Design and performance of a 20 kW, 100 rpm, switched reluctance generator for a direct drive wind energy converter, *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, May 2005*, pp. 56-63.
- [8] Sawata, Tadashi (2001). *The switched reluctance generator*, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Newness Power Engineering Series, Ed. T. J. E. Miller, Oxford, pp. 227-251.

REDUCED SWITCHES COUNT CONVERTER FOR SWITCHED RELUCTANCE GENERATORS

Augusto Fleury; Fellipe dos Santos e Silva; Wanderson Rainer H. de Araújo

Laboratório de Máquinas Elétricas da Universidade Católica de Goiás

Praça Universitária, 1440, Goiânia – GO

Brasil

aflEURY@ucg.br; fellipe@ucg.br; wanderson.senai@sistemafieg.org.br

Darizon Alves de Andrade

Laboratório de Acionamentos Elétricos da Universidade Federal de Uberlândia

Campus Santa Mônica, Uberlândia – MG

Brasil

darizon@ufu.br

Resumo – Este artigo trata de conversores para acionamento de geradores a relutância chaveados. Um conversor mais barato, com número reduzido de chaves, é comparado com o conversor ponte assimétrica convencional. O gerador a relutância chaveado é alimentado em corrente contínua a partir de uma ponte retificadora trifásica e entrega energia em corrente contínua pulsada. Capacitores são usados para estabilizar as tensões de entrada e de saída. Um modelo matemático para o gerador a relutância chaveado é apresentado, assim como resultados de simulação e resultados experimentais. O trabalho mostra que o conversor alternativo é melhor do que o conversor ponte assimétrica convencional tipicamente usado para acionar essas máquinas.

Palavras-Chave – contagem reduzida de chaves; gerador a relutância chaveado.

REDUCED SWITCHES COUNT CONVERTER FOR SWITCHED RELUCTANCE GENERATORS

Abstract – This article deals with converters to drive the switched reluctance generator – SRG. A low cost alternative reduced switches count converter is compared with the conventional half bridge converter. The SRG is driven with constant speed, excited with DC power from a three phase rectifier bridge and delivers pulsed DC power at the output. Capacitors are used to stabilize the input and output voltages. Mathematical and computing model for the SRG are presented, as well as simulation results and experimental results. The objective here is to show that the alternative converter works better than the half bridge converter commonly used to drive these machines.

1

Keywords – Reduced switches count, switched reluctance generator.

NOMENCLATURE

v	Applied voltage.
i	Phase current.
R	Phase resistance.
L	Phase inductance.
e	Back electromotive force.
ω	Rotor angular speed.
C_m	Applied mechanical torque.
C_{emag}	Electromagnetic torque.
J	Moment of inertia.
D	Coefficient of friction.
λ	Flux linkage.
θ	Rotor angular position.
W_x^{co}	Co-energy of the phase x .
t	Time
n	Number of phases

I. INTRODUCTION

The switched reluctance machine is a very old idea with an important history (ANDERSON, 2001). Among all the known electrical machine the switched reluctance machine represents one of the simplest types (EL-NEMR *et al.*, 2003). Modern power electronic converters associated with micro processed control hardware have brought competitiveness to SRM driven systems, allowing their efficient and reliable use. Figure 1 shows the picture of parts of a prototype. Phase coils are wound in the stator poles making concentrated windings both electrically and magnetically independent per phase. Some remarkable features of the switched reluctance machines are the rotor without windings and the doubly salient poles structure (CARDENAS, 2004). As a consequence, there is minimal thermal loss in the rotor (ANDRADE, 2006). This machine is easy to construct and to maintain.

Nota de rodapé na página inicial será utilizada apenas pelo editor para indicar o andamento do processo de revisão. Não suprima esta nota de rodapé quando editar seu artigo.



Fig. 1. Picture of a Switched Reluctance Generator – SRG Prototype.

Its most commonly quoted advantages are: absence of permanent magnets (EL_NEMR *et al.*, 2003), low manufacturing costs, reliability, robustness, efficiency (MUELLER, 2005), high power density, wide operational speed range, fault tolerance and ability to work in harsh environments.

Though these advantages have already been confirmed, some aspects of these machines must be mentioned here: there is a strong magnetic discontinuity providing current, voltage and torque ripples.

The power electronics requirements for its driving are sometimes quoted as a disadvantage of the switched reluctance machine. Furthermore, they are a little noisy and their control is somewhat complex.

Some common applications are: the More Electric Aircrafts – MEA projects (COSSAR and SAWATA, 2004); as a starter-generator for cars; wind power (MUELLER, 2005) and hybrid vehicles.

Switched reluctance machines can work as motors or as generators just by changing their switching angles (SAWATA, 2001). Albeit the device is the same, the Switched Reluctance Generator (SRG) is different from the Switched Reluctance Motor (SRM) in some specific and essential aspects: the SRG has a mechanical input and an electrical input. Its output is the electrical power supplied to the load. This machine presents two different electrical circuits configurations phase: one for the excitation period and another for the generation period. The SRM has an electrical input, a mechanical output and just one main electrical circuit per phase. As can be expected, there are converter topologies that work better with SRG but do not work with SRM. Despite this, due to a heritage from the SRM, the SRG driving commonly uses a half-bridge converter topology.

This paper shows that for the SRG there is at least an alternative converter that is more advantageous. This converter is compared to the traditional half-bridge one to prove its advantages.

II. ENERGY CONVERSION

In a SRG mechanical power achieved from a prime mover through a shaft is converted into electrical power. When a pole of the rotor is aligned with the excited pole of the stator,

there is a state of stable equilibrium. Thus, in the SRG there is a natural tendency to align the rotor and the stator active poles, in order to maximize the inductance of that phase and, obviously, to establish a minimal reluctance. When an external mechanical agent forces the rotor to leave the stable equilibrium position, the electromagnetic torque produced results in a back electromotive force that increases the applied voltage. In this way the machine generates electrical power.

The electrical equation for a phase of the SRG is:

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + e \quad (1)$$

The back electromotive force is given by:

$$e = i \cdot \omega \cdot \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (2)$$

Where:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}$$

The stator winding is fed in DC. As ω and i are both positive, the sign of e is the same as that of $\frac{\partial L}{\partial \theta}$. From (2)

it can be seen that when $\frac{\partial L}{\partial \theta} > 0$ the back electromotive force is positive. In this case, electric power is converted to mechanical power and the machine works as a motor. But when $\frac{\partial L}{\partial \theta} < 0$ the back electromotive force is negative and it increases the current converting mechanical power into electrical power (SAWATA, 2001).

The dynamic mechanical equation for the SRG is given by (3). It is to be noted that the electromagnetic torque C_{emag} comes as a negative quantity, i. e., acting against the rotor mechanical speed.

$$C_m + C_{emag} - J \frac{d\omega}{dt} - D \cdot \omega = 0 \quad (3)$$

The co-energy of a phase of this machine is given by:

$$W^{co} = \int_0^i \lambda di \quad (4)$$

And the corresponding electromagnetic torque for an n phase SRG is given by:

$$C_{emag} = \sum_{x=1}^n \frac{\partial W_x^{co}}{\partial \theta} \quad (5)$$

The mathematical model of the SRG regarding a three phase prototype is shown below:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ C_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 & 0 \\ -r_a/i_a & -r_b/i_b & -r_c/i_c & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 & 0 & i_a \frac{\partial L_a}{\partial \theta} \\ 0 & L_b & 0 & 0 & i_b \frac{\partial L_b}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & L_c & 0 & i_c \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Where:

$$r_a = \frac{\partial W_a^{co}}{\partial \theta}; r_b = \frac{\partial W_b^{co}}{\partial \theta} \text{ And } r_c = \frac{\partial W_c^{co}}{\partial \theta} \quad (7)$$

If the matrices above are designated $[V]$, $[R]$, $[I]$, $[L]$ and $[\dot{I}]$ exactly in the order they appear in (6), the matrix of states for the SRG has the form:

$$[\dot{I}] = [L]^{-1}[V] - [L]^{-1}[R][I] \quad (8)$$

III. COMPUTING MODEL

To construct the mathematical model, a three phase 6/4 prototype was considered. Measurements of the flux linkage (λ) were done for many rotor positions (θ), also considering different current values for each one of them. These measurements resulted in a large data bank of the function $\lambda(\theta, i)$. Using this data bank, a program for polynomial interpolation was constructed to represent the inductance of a phase as a function of its current and the instantaneous rotor position. Figure 2 shows the inductance of a phase obtained from the polynomial equation for $L(\theta, i)$.

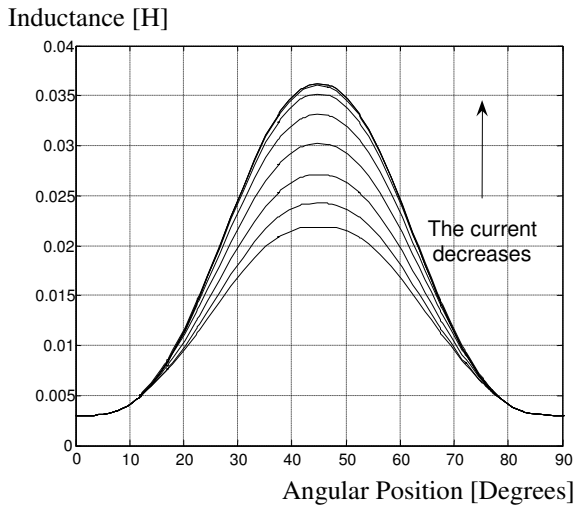


Fig. 2. Winding inductance as function of current and the angular position (HWANG, 2002).

Two different converter topologies were used to drive the machine. The first one was the conventional half-bridge converter and the second of them is an alternative topology where a diode and a switch were reduced in each phase. This cheaper topology is devoted to the SRG and does not work with a SRM. As will be shown, it is more efficient. Fig. 2 shows the electrical scheme for a phase of the traditional half-bridge converter.

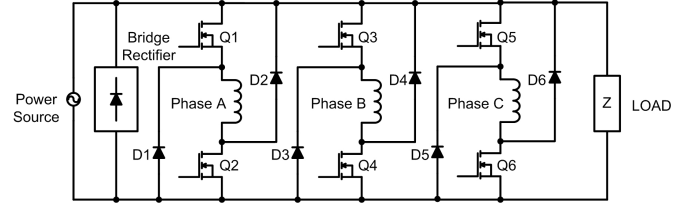


Fig. 3. Electrical scheme of the half-bridge converter.

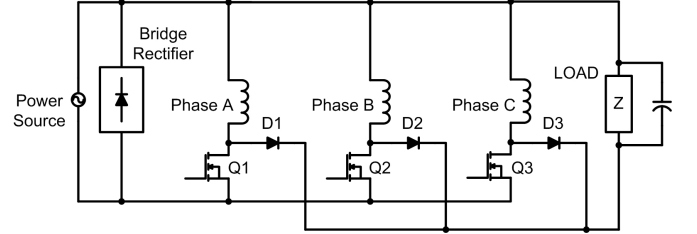


Fig. 4. Electrical scheme of the alternative converter.

Figure 4 shows the cheaper reduced switches count converter topology. Note that in this alternative topology scheme, there is a reduction of the semiconductors: a diode and a controlled switch per phase.

In both topologies, the power coming from an AC source, which, along with a rectifier bridge, excites the SRG. As a result, it supplies the load through its windings. The excitation period of each phase begins when its switches are turned on and they start to conduct. At this moment the inductance is still increasing, the diodes are not conducting and the phase windings generate a positive back electromotive force. The generating period starts when the controlled switches are turned off, the phase current is deviated to the load through the diode and the phase windings generate a negative back electromotive force due to the change of $\frac{\partial L}{\partial \theta}$ sign. Figure 5 shows the process described above. Load voltage is obtained from equation (2).

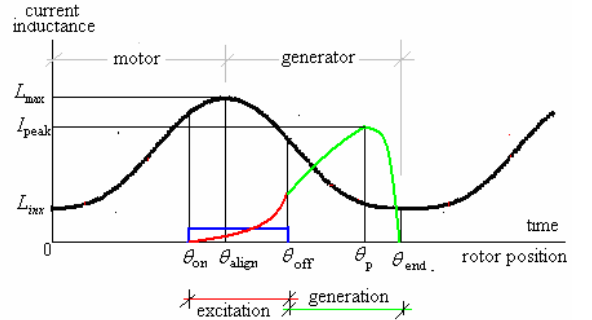


Fig. 5. Excitation and generation periods.

For these two converter topologies the mathematical model above was checked using a computing program whose inputs are the phase voltages and the mechanical torque. The outputs are the phase currents, the angular speed and the rotor position. Each new set of values for the phase voltages and the torque is used as a new input in the program to evaluate the next state. The equation system is evaluated considering the saturation effects. The program uses dynamic values that result from the relationship among the components of the converter circuit and from the relations among them and the CA source, the rectifier bridge, the

machine and the load. Only the information of the rotor position is necessary to control the gate signals. This simulation strategy allows checking the converter behavior under different circumstances like torque, speed or load changes.

IV. SIMULATIONS RESULTS

The simulations were done using data from a prototype of SRG with the parameters and dimensions given in Table I.

TABLE I
Characteristics of SRG used

Parameter	Value	Units
Stator Diameter	140	mm
Rotor Diameter	70	mm
Stack Length	107	mm
Air Gap Length	0.4	mm
Stator Teeth Width	19	mm
Rotor Teeth Width	20	mm
Stator Slot	22.5	mm
Rotor Slot	11.7	mm
Stator Yoke	12	mm
Rotor Yoke	12.4	mm
Shaft Diameter	22	mm
Number of turns per phase	50	turns/phase
Inertia	0.0028	kg.m ²
Coefficient of Friction	0.026	N.m.s
Inductance (Aligned Position)	36	mH
Inductance (Unaligned Position)	3	mH
Conducting Angle	30	degrees

Each phase winding has 50 turns of copper wire AWG 15. The driving strategy states that each phase is fired during 30 degrees and just one phase is fired at time.

The SRG was simulated under different conditions. Simulation results at a typical speed of 900 rpm, using the alternative converter topology, are presented. Figure 6 shows the DC voltages and currents at the input (VE, IE) and at the output (VS, IS) of the converter.

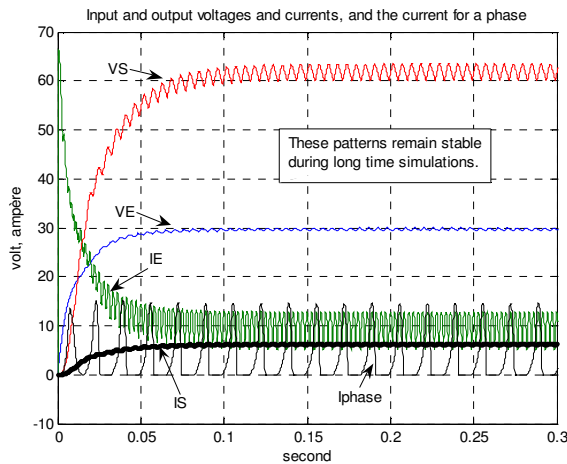


Fig. 6. Input and Output voltages and currents and a phase current.

Figure 6 also shows the phase current. The simulation results for the gate signals, the excitation currents, and the current of power transfer to the load are shown in Figure 7.

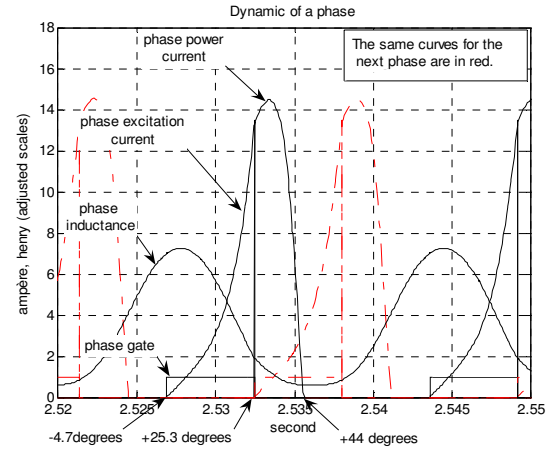


Fig. 7. Dynamics of power generation.

It can be seen in Figure 7 that the conduction angle of the phase switch begins at 4.7 degrees before the peak of the inductance of this phase. The excitation period of this phase ends at 25.3 degrees. From this point on, the phase transfers power to the capacitor and to the load until the rotor reaches the minimum inductance position at around 44 degrees. The dynamic for the next phase is also shown in Figure 7.

Furthermore, Figure 7 also shows that there is not generating voltage from the end of a phase power transfer to the beginning of the next phase power transfer. Therefore, the SRG transfers power in pulses, and so pointing to the need of an end capacitor to control the load voltage. Therefore, a capacitor is used to continuously supply the load. It can be noticed that the energy stored in the magnetic field of that phase flowed to the end capacitor and to the load when the corresponding diode is conducting.

The voltage that excites a phase winding is the rectified voltage (VE) that supplies the converter, as shown in Figure 4. During the excitation process the phase switch is conducting and its diode is not conducting as it is inversely biased. When the power switch is turned off, the diode becomes directly biased and starts conducting. As a result, the voltage at the winding terminals is a negative back electromotive force which, added to the rectifier voltage, supplies the capacitor and the load.

With the alternative converter topology, running at 900 rpm under stable conditions, the system absorbs 81.6W from the AC source and 87W from the mechanical source. The converter supplies 165W to the load with these two inputs. The electric resistances of the windings, the switches, and the diodes were considered. There are losses around 3.6W, specially located in the windings, and because of it, the net electric power supplied to the load by the SRG is 83.4W. According to the results, in this simulation the SRG presents good efficiency under regular operation.

When a half-bridge converter is used in simulations, the losses increase and, consequently, less power is supplied to the load. To illustrate this, Figure 8 shows a sample of generation loops obtained from simulations under the same

conditions using the half-bridge converter and the reduced count switch converter. One can see that the area of the reduced count converter is greater than the other. These areas are proportional to the generated energy and so the SRG generates more energy when driven by the reduced count switched converter.

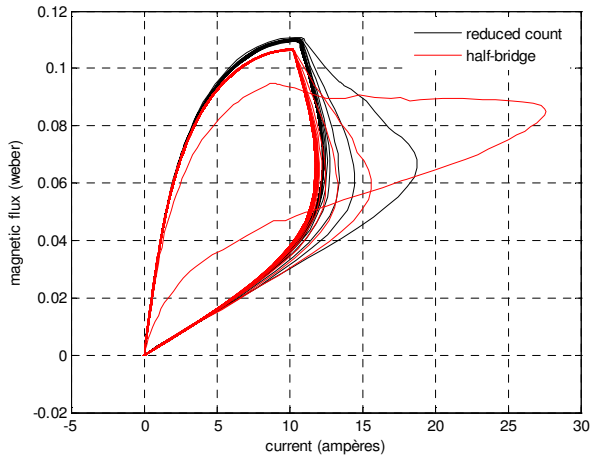


Fig. 8. Generation loops for half-bridge converter and for the reduced switched count converter.

Long-time simulations were done. With both converter topologies the model of the machine shows stable behavior running with fixed load and constant speeds.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

Results of two tests carried out with a SRG prototype, using the half bridge converter and the reduced count switch converter are presented. An uncontrolled rectifier bridge with a capacitor of 20mF was used to provide the power input from the AC grid. A variable voltage source was used to control the excitation voltage. The converter was assembled with Power MOSFET's and diodes. The resistive load was 10.8Ω and a 5 mF capacitor was used in the output to stabilize the load voltage. Figure 9 shows a picture of the arrangement used for the tests.



Fig. 9. Picture of the arrangement used for experimental tests.

During the first test the SRG was running at the speed of 900rpm. The reduced switches count converter was used.

The AC waveforms for the voltage and of the current were always in phase as showed in Figure 10, and so the SRG power factor is approximately one.

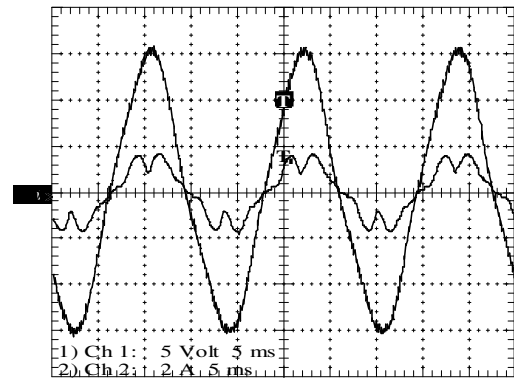


Fig. 10. AC voltage and current waveforms before the rectifier.

Fig. 11 shows the waveforms after the rectifier, which supplied DC voltage to the converter. The measurements were 24.3V and 2.5A respectively. As result, the DC input power was 60.75W.

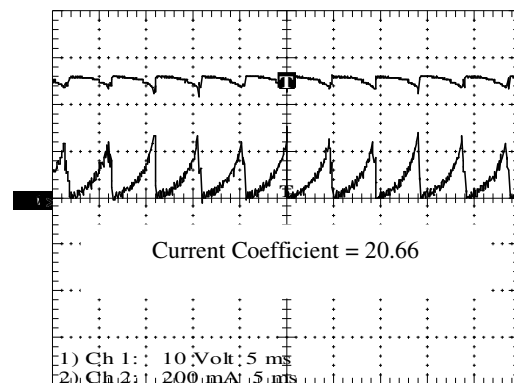


Fig. 11. Voltage and current waveforms after the rectifier.

The phase voltage and current during the excitation period are shown in Figure 12. This experimental result is like the one shown in Figure 7, which was obtained with the simulation program. It can be noticed that the back electromotive force became negative when the controlled switch was turned off. This event polarizes the diodes and they start to conduct, supplying power to the end capacitor and the load.

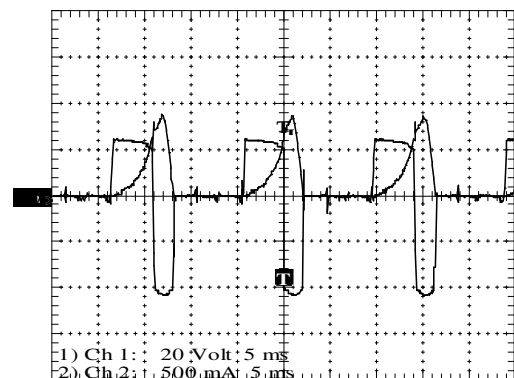


Fig. 12. Phase voltage and current using the alternative converter.

At the load, the voltage and current measured values were 38.1V and 3.98A, resulting 151.6W. And so the SRG supplied 81.5W to the load and all the losses involved in the generation process. This result at the output is shown in Fig. 13.

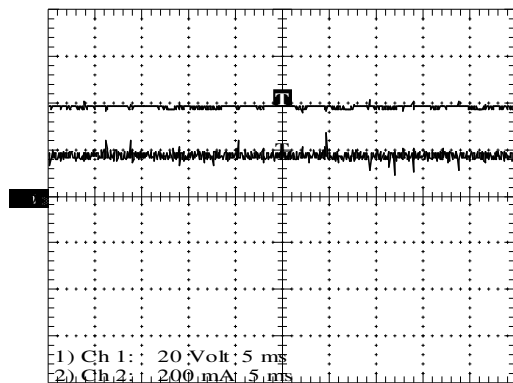


Fig. 13. Voltage and current at the output.

The test bench was developed so that different electronic converters configurations can be obtained by just altering connections. For the second test a half bridge converter configuration was set up. The curves depicted in the previous figures are very close to those obtained using the conventional half bridge converter, except that the measured values were a little different.

At the DC input of the half bridge converter the voltage was 24.4V and 2.47A, resulting in a 60.3W power input. The measurements at the output were 37.2V, 3.7A and 137.6W. So, in this case, the SRG generated 77.4W and all the losses in the generating process.

The power supplied to the load was $81.5W - 77.4W = 4.1W$ less than when the half bridge converter was used. The difference is about 5%. It means more losses with more Power MOSFET's and diodes, as would be expected. With such result the lower power losses using the reduced count switch converter have been proved.

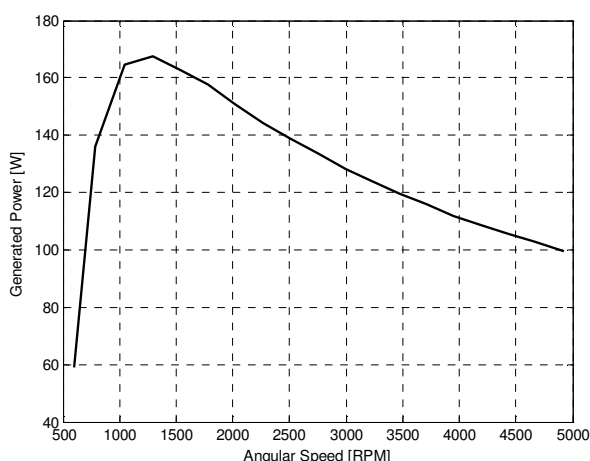


Fig. 14. Generated power as function of angular speed using the half-bridge converter.

Furthermore, other experimental results showed that the SRG runs successfully at many other fixed speeds around the typical speed of 900 rpm, suggesting that this machine could

work well under variable speed. To analyze the behavior of the rated power as a function of the rated speed the machine was run at different speed levels, from 600rpm to 5000rpm. A half-bridge converter was used in this test to insulate the phase winding from the rectifier bridge during a generation pulse. Fig 14 shows the results where the behavior of the generated power from low speed to high speed can be seen. The behavior of the generated power from low speed to high speed can be seen there. The maximum generated power occurs at around 1300 rpm.

VI. CONCLUSIONS

The SRM operation as a generator was simulated and experimented successfully, using two different converter topologies. Dynamic integrated simulations were performed using a system composed of supply, drives, machine, and load. The system was implemented in laboratory to validate the simulation results. The two converters allowed supplying the load using the power generated by the SRG together with the portion of power coming from the three-phase source through a rectifier bridge. All the power that flowed to the load crossed the converter and the SRG windings. The half bridge converter presented greater global losses than those observed using the reduced switches count alternative converter. This last converter is really cheaper than the conventional half bridge converter. Test results showed that the SRG was stable at constant speed and can probably work well under variable speed conditions. Other tests showed that the SRG is able to work in a wide speed range. Thus, the SRG emerges as an available alternative for special applications such as grid connected operation using variable speed prime mover.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors thank the Universidade Católica de Goiás, the Universidade Federal de Uberlândia and the Serviço Nacional de Aprendizagem Industrial for their support to this work.

REFERENCES

- [1] Anderson, A. F.; (2001). Development history, Electronic Control of Switched Reluctance Machines, Newness Power Engineering Series, Ed. T. J. E. Miller, Oxford, pp. 6-33.
- [2] Andrade, D. A., Costa, R. S., Teixeira, R. S., Fleury, A. (2006). Energy Efficiency for Fractional Power Loads, *Industry Applications Magazine*, Vol. 12, No 6, November/December 2006, pp. 12-20.
- [3] Cardenas, R., Peña, R., Perez, M., Asher, G., Clare, J., Wheeler, P. (2004). Control system for grid generation of a switched reluctance generator driven by a variable speed wind turbine, *Industrial Electronic Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*, Vol. 2, 2-6 nov. 2004, pp. 1879-1884.
- [4] El-Nemr, M. K., Al-Khazendar, M. A., Rashad, E. M. , Hassanin, M. A. (2003). Modeling and Steady-State Analysis of a Stand-Alone Switched Reluctance Generators, Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE, Volume 3, 13-17, pp 1894 – 1899.

- [5] Cossar, C., Sawata T. (2004). Microprocessor controlled DC power supply for the generator control unit of a future aircraft generator with a wide operating speed range, *PEMD 2004*, Vol. 2, 31/03-2/04/2004, pp. 458-463.
- [6] Ferreira, C., Richter, E., (1995). Performance evaluation of a 250 kW switched reluctance starter generator, *Industry Applications Conference, 1995. Conference Records of the 1995 IEEE*, Vol. 1, pp. 434-440.
- [7] Hwang, G. R., (2002). Modelagem da máquina a relutância chaveada incluindo a saturação, *Dissertação*, Universidade Federal de Uberlândia.
- [8] Mueller, M. A. (2005). Design and performance of a 20 kW, 100 rpm, switched reluctance generator for a direct drive wind energy converter, *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, May 2005, pp. 56-63.
- [9] Sawata, T. (2001). The switched reluctance generator, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Newness Power Engineering Series, Ed. T. J. E. Miller, Oxford, pp. 227-251.

activities are related to design, simulation, and control techniques associated with motion control of electromechanical energy converter devices and new developments in quality of power. He has authored and coauthored several papers in these areas.

BIOGRAPHIC DATA

Augusto Fleury was born in Goiânia – Brazil, on August 30, 1953. He received the B.Sc. degree in physics and in electrical engineering from the Universidade Federal de Goiás, Goiânia, Brazil, both in 1977. He also received the M.Sc degree in physics from the Universidade Federal de Goiás, in 2001. Now he is near to receive his Ph.D degree in electrical engineering from the Universidade Federal de Uberlândia, Brazil, where he carries out research on Switched Reluctance Machines. From 1978 to 1985, he was a Lecturer with the Universidade Católica de Goiás. After this he was a Senior Consultant Engineer with the Engevix Engenharia S/C Ltda and later a Senior Engineer with the Centrais Elétricas do Norte do Brasil S/A – Eletronorte. Today he is with the Universidade Estadual de Goiás and again with the Universidade Católica de Goiás, in both as a Senior Lecturer. His teaching, research, and consulting interests and activities are related to design, simulation, and control techniques associated with electrical machines and drives, and with alternative power sources. He has authored and coauthored papers in these areas. He also deals with Nuclear Magnetic Resonance Imaging.

Darizon Alves de Andrade (M'87) was born in Monte Alegre de Minas – Brazil, on June 23, 1956. He received the B.Sc. and M.Sc. degrees from the Universidade Federal de Uberlândia (UFU), Uberlândia, Brazil, and the Ph.D. degree from the University of Leeds, Leeds, U.K., in 1980, 1987, and 1994, respectively, all in electrical engineering. During the year 2000, he was a Visiting Scholar with the Motion Control Group, Bradley Department of Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, USA where he carried out research on new strategies for modeling SRMs. From 1980 to 1985, he was a Lecturer with the Faculdade de Engenharia de Ituiutaba, Ituiutaba, Brazil. In 1985, he joined the Faculdade de Engenharia Elétrica, UFU, where he is currently a Senior Lecturer. His teaching, research, and consulting interests and

Wind Powered Switched Reluctance Generator for Rural Properties and Small Communities.

D. A. Andrade, *Member, IEEE*, A. Fleury, W. R. H. Araújo, A. W. F. V. Silveira.

Abstract — The subject matter of this paper is the Wind Powered Switched Reluctance Generator – WPSRG for complementary use in rural properties and in small communities. It deals with the power grid connected operation of the wind powered machine. The excitation source of the WPSRG is a rectified single phase AC line. A mathematical model for the SRG is presented and confirmed. Simulations and experimental results are presented. A low cost power converter topology connects the wind power to the power grid in DC avoiding frequency and voltage adjustment problems. The converter is used as a part of a really new arrangement that allows the grid to fully feed the load without any switching when the WPSRG is not running. Experimental results confirm these features. Many test results show the operational behavior and the load effect for a variable speed SRG prototype as it has not been presented until now. These investigations will be helpful to broaden the comprehension of WPSRG systems in grid connection.

Index Terms — Clean energy, Electric energy generation, Switched reluctance generator, Wind power.

I. INTRODUCTION

Nowadays the global consumption of energy presents a stable great growth tendency [1]. Thus the production, distribution and use of the energy must be as efficient as the available technology allows. Scattered loads like rural properties and small communities are frequently supplied through single phase transmission lines to reduce costs. These lines use to be of the Single Wire Earth Return – SWER type with a low voltage and great length. Values of maximum load demand close to 1MVA or 2MVA are quite frequent. Small KVA per kilometer ratios recurrently cause operational economic losses. The voltage in these lines presents strong oscillations depending on its loading.

Solutions like the use of load tap changing transformers are expensive and inconvenient in many cases. Besides, this power

supply arrangement implies the use of single phase devices by the end users, increasing the final cost of the energy. Installation of standard generating units closer to these scattered loads uses to be technically unfeasible or anti-economic. In this context the implementation of diffuse enterprises using renewable energy are now encouraged as a contemporary strategic alternative. The related problem is that when an enterprise of this sort is isolated there are problems of continuity and when it is grid connected there are problems of voltage and frequency adjustments.

At the present time wind power has experienced great technological development and is a viable renewable energy source. Its market share has grown a lot and this growth tends to accelerate when the cost of wind power overcomes the competitiveness barrier [1]. To be efficient wind powered generators must operate under variable speed conditions. Although the efforts are getting it from conventional machines, a devoted special machine is welcome.

Among all the known electrical machines the switched reluctance machine represents one of the simplest types [2]. In the late 1990 the Switched Reluctance Generator – SRG emerged as a potential alternative device for variable speed power generation. Investigations conducted to explore this new option showed that it is promising due to the new advances in power electronics and in micro processing. The SRG is now a reliable and efficient machine with some specific characteristics that match the needs of wind power.

This article discusses the use of a Wind Powered Switched Reluctance Generator - WPSRG to supply rural properties and small communities side by side with the grid, made possible by the topology of the electronic converter used. With it the power from the WPSRG is coupled to the power of the grid in DC. Thus synchronism problems are avoided. A PWM inverter can adjust a three phase voltage and frequency at the output of the converter increasing the energy quality. Furthermore the proposed arrangement allows the grid to fully feed the load when the WPSRG is not running [3]. A SRG prototype was built to test its behavior under variable speed and variable load conditions. The original results presented here show that the SRG works well under those conditions and that the WPSRG can be successfully used as a complementary source of electric power.

Manuscript received October 9, 2001. (Write the date on which you submitted your paper for review.)

D. A. Andrade is with the Universidade Federal de Uberlândia, Brazil, (corresponding author, phone: 55 14 34 3239 4707; fax 55 14 34 3239 4775; e-mail: darizon@ufu.br).

A. Fleury, is with Universidade Estadual de Goiás and also with Universidade Católica de Goiás, Brazil, (e-mail: afleury@terra.com.br).

W. R. H. Araújo is with Universidade Católica de Goiás, Brazil, (e-mail: wandersonrainer@gmail.com).

A. W. F. V. Silveira is with Universidade Federal de Uberlândia, Brazil, (e-mail: gutofleury@gmail.com).

II. WIND ENERGY POTENTIAL

The instantaneous power density (P_i) that can be derived from a wind flow is given by:

$$P_i = \frac{1}{2} \rho_i v_i^3 C_i \quad (1)$$

where v_i is the affluent wind speed in m/s at a certain height over the ground level, ρ_i is the air density in kg/m^3 at that height and C_i is the turbine efficiency. For a three-blade low-speed turbine – the most commonly used – the efficiency of the rotor is up to 0.4. Due to this, the following expression for the instantaneous density of power in such turbines is regarded here as technologically acceptable:

$$P_i = 0.15 \rho_i v_i^3 \quad (2)$$

With these considerations, in order to make an inventory of wind energy potential at a site, the density of the average wind kinetic power sometimes is estimated through the algorithm:

$$P = \frac{0.15}{8760n} \sum_{i=1}^{8760n} \rho_i v_i^3 \quad (3)$$

where P (W/m^2) is the average annual wind power density which can be derived from the site and n is the number of measurements taken in each hour. It must be emphasized that the air density varies with the altitude, the temperature and the pressure at a given site. Regarding these aspects, equation (3), evaluated with experimental measurements, is propitious for an assessment of wind power potential available in a certain site.

Equation (3) shows that the integration which allows calculating the average power that can be derived from a site depends on the cube of the wind speed at each measurement performed. Thus, if the average value of ρ_i is measured, the result of the integration will depend on the root mean cube speed. It is a consensual appreciation that the wind speed in a certain site follows the Weibull probability distribution function like [4]:

$$p(v_i) = \left(\frac{k}{c}\right) \left(\frac{v_i}{c}\right)^{(k-1)} e^{-\left(\frac{v_i}{c}\right)^k} \quad (4)$$

where $p(v_i)$ is the fraction of time where wind speed is between v_i and $v_i + \Delta v_i$, divided by Δv_i , c is a scale parameter and k is a shape parameter. Generally $p(v_i)$ is expressed in hours per year per m/s .

Thus the root mean cube speed \bar{v}_c is given by the following equation:

$$\bar{v}_c = \sqrt[3]{\frac{1}{8760n} \int_0^{\infty} p(v_i) \times v_i^3 dv_i} \quad (5)$$

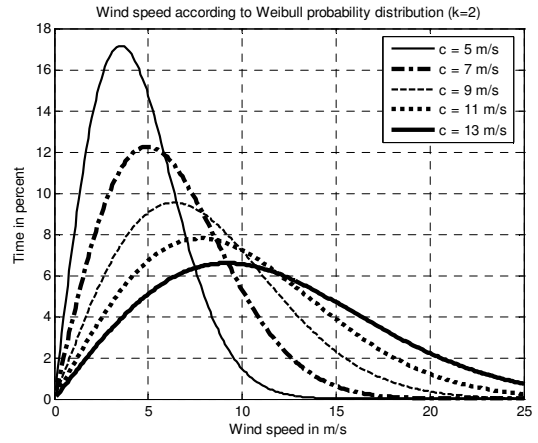


Fig. 1. Wind speed permanency curves.

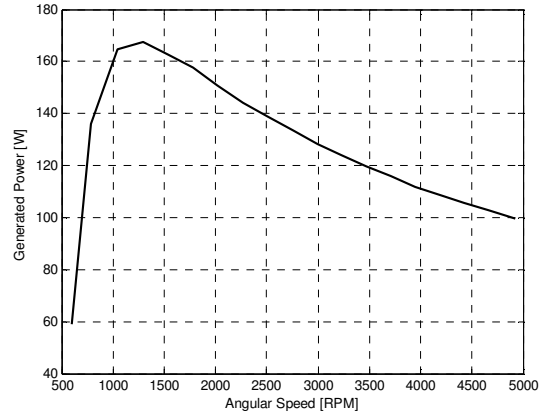


Fig. 2. Generated power as a function of angular speed for a Switched Reluctance Generator prototype.

With this, as an alternative way to evaluate the average power density at a site one can write:

$$P = 0.15 \bar{\rho} \bar{v}_c^3 \quad (6)$$

where $\bar{\rho}$ is the average value for the air density in that site. Both equations (3) and (6) depend on long time local measurements.

On most places c varies from 5 to 10 m/s and k varies between 1.5 and 2.5 [5]. Fig. 1 shows the curves of Weibull probability distribution for the shape factor $k=2$ where the scale parameter varies between $5m/s$ and $13m/s$.

Fig. 1 shows that the wind speed is low most of the time. The rotor speed has the same behavior of the wind speed. The generator which is consonant with this feature must reach its point of highest generation still at low speeds and must be able to keep its generating capacity while speed increases.

Fig. 2 shows the power generated by a constructed prototype of switched reluctance generator with 6 poles in the stator and 4 poles in the rotor, excited at 29V, when its speed goes from 500 rpm to 5000 rpm. This result shows that the SRG fits into the characteristic of angular speeds expected from the wind turbines which work in places of lower average speed of the wind.

III. USING THE WIND POWER

Technological developments are broadening the utilization of wind turbines. At this time the blades are bigger, the towers are higher and the rated power has increased. New control techniques are being used and the operational speed range is becoming wider. The gearbox is now dispensable and the nacelle became lighter. There has been an appreciable noise reduction. While these developments are going on, the costs are going down. The modern technology for wind utilization is readily available. Besides all these advantages, a wind farm is highly modular and the required physical area is small, which decreases initial investment.

However, isolated use of wind power is inadvisable because of the unreliability of the primary source. So, it is necessary to share the service to consumers with other power sources. The use of diesel-driven generators associated to one or few isolated wind turbines is usual, but this solution is not good as it implies to install extra capacity to meet 100% of the demand with diesel-driven generation and afterwards to restrict its use making the end price of each kWh produced higher than it could be. The use of batteries for energy storage is an expensive solution and can be applied only to few specific cases where the loads are quite small. The combination of complementary renewable sources increases the reliability, but still keeps a considerable risk of deficit due to unexpected weather or seasonal conditions. Taking all that into consideration, a solution that uses the single phase power grid connected transmission lines side by side with wind turbines without energy interruption would be attractive. Transmission losses along those lines will decrease and the wind power use can become safe. This can be achieved with a WPSRG and an adequate electronic converter, as will be shown in the following sections [6].

IV. THE SWITCHED RELUCTANCE GENERATOR

The modern SRG comes from a very old idea with an important history [7]. Fig. 3 shows parts of the prototype tested. The doubly salient poles structure and the phase coils wound only in the stator poles making concentrated windings per phase are remarkable features of this machine [8]. There is a minimal thermal loss in the rotor [9]. This machine is easy to construct and to maintain. Its most commonly quoted advantages are: absence of permanent magnets [2], low manufacturing costs, reliability, robustness, efficiency [10], high power density and a wide operational speed range. There is a strong magnetic discontinuity providing current, voltage and torque ripples that can be controlled by the power electronics used for its driving. Some quoted applications are: the More Electric Aircrafts – MEA projects [11], as a starter-generator for cars and the wind power applications [10].

Switched reluctance machines can work as motors or as generators just by changing their switching angles [12]. For the configuration proposed in this work, the SRG has a mechanical input and an electrical input. Its output is the electrical power supplied to the load. The machine presents two different

electric circuit configurations per phase: one for the excitation period and other for the generation period. The converter topologies that drive a SRG must consider its singularities.

In a SRG mechanical power achieved from a prime mover through a shaft is converted into electrical power. When a pole of the rotor is aligned with the excited pole of the stator, there is a state of stable equilibrium. Thus, in the SRG there is a natural tendency to align the rotor and the stator active poles, in order to maximize the inductance of that phase. When an external mechanical agent forces the rotor to leave the stable equilibrium position, the electromagnetic torque produced results in a back electromotive force that increases the applied voltage. In this way the machine generates electric power.

The electrical equation for a phase of the SRG is:

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + e \quad (7)$$

The back electromotive force is given by:

$$e = i \cdot \omega \cdot \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (8)$$

where:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (9)$$

The stator winding is fed in DC. As ω and i are both positive, the sign of e is the same as that of $\frac{\partial L}{\partial \theta}$. From (8) it can be seen that when $\frac{\partial L}{\partial \theta} > 0$ the back electromotive force is positive. In this case, electric power is converted to mechanical power and the machine works as a motor. But when $\frac{\partial L}{\partial \theta} < 0$ the back electromotive force is negative and it increases the current converting mechanical power into electrical power [12].

The dynamic mechanical equation for the SRG is given by (10). It is to be noted that the electromagnetic torque C_{emag} comes as a negative quantity, i. e., acting against the rotor mechanical speed.

$$C_m + C_{emag} - J \frac{d\omega}{dt} - D\omega = 0 \quad (10)$$



Fig. 3. Parts of a prototype of Switched Reluctance Generator.

The co-energy of a phase of this machine is given by:

$$W^{co} = \int_0^i \lambda di \quad (11)$$

And the corresponding electromagnetic torque for a n phase SRG is given by:

$$C_{emag} = \sum_{x=1}^n \frac{\partial W_x^{co}}{\partial \theta} \quad (12)$$

The mathematical model of the SRG regarding a three phase prototype is shown below:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ C_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 & 0 \\ -r_a/i_a & -r_b/i_b & -r_c/i_c & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 & 0 & i_a \frac{\partial L_a}{\partial \theta} \\ 0 & L_b & 0 & 0 & i_b \frac{\partial L_b}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & L_c & 0 & i_c \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (13)$$

where:

$$r_a = \frac{\partial W_a^{co}}{\partial \theta}; r_b = \frac{\partial W_b^{co}}{\partial \theta} \text{ and } r_c = \frac{\partial W_c^{co}}{\partial \theta} \quad (14)$$

If the matrices above are designated $[V]$, $[R]$, $[I]$, $[L]$ and $[\dot{I}]$ exactly in the order they appear in (13), the matrix of states for the SRG has the form:

$$[\dot{I}] = [L]^{-1} [V] - [L]^{-1} [R][I] \quad (15)$$

V. COMPUTING MODEL

Fig. 4 shows a block diagram for the SRG wind power systems proposed in this article. All the electrical power delivered to the load comes from both the mono phase source and the SRG [8].

To develop a mathematical model for the three phase 6/4 SRG prototype constructed, experimental measurements of the flux linkage (λ) were done for many rotor positions (θ), also considering different current values for each one of them. These measurements resulted in a large data bank of the function $\lambda(\theta, i)$. Using this data bank, a program for polynomial interpolation was constructed to evaluate the inductance of a phase as a function of its current and the instantaneous rotor position. In this way the effects of the saturation are considered in the simulation results [13].

A new electronic converter topology, here named Series Converter (SC), was used to drive the machine. It requires only a diode and a switch per phase.

The SC topology showed in Fig. 5 is devoted to the SRG. It allows supplying the load even when the wind turbine is still.

The power coming from an AC source is rectified to both excite the generator windings and to feed the load. As in a conventional SRM operation, the phases are energized sequentially, one at a time. The excitation period of a phase

begins when its switch is turned on and starts to conduct. At this moment the inductance is still increasing, the corresponding diode is not conducting and the phase winding generates a positive back electromotive force. The generating period starts when the controlled switch is turned off. The phase current is deviated to the load through the diode and the phase windings generate a negative back electromotive force due to the change of $\frac{\partial L}{\partial \theta}$ sign, which adds to the supply voltage

(eq. (7)). Fig. 6 shows the process described above.

The mathematical model presented in equations (14) and (15) was checked using a computing program whose inputs are the phase voltages and the mechanical torque. The outputs are the phase currents, the angular speed and the rotor position. Each new set of values for the phase voltages and the torque is used as a new input in the program to evaluate the next state. The program uses dynamic values that result from the relationship among the components of the converter circuit and from the relations among them and the AC source, the rectifier bridge, the machine and the load. Only the information of the rotor position is necessary to control the gate signals. This simulation strategy allows checking the converter behavior under different circumstances like torque, speed or load changes.

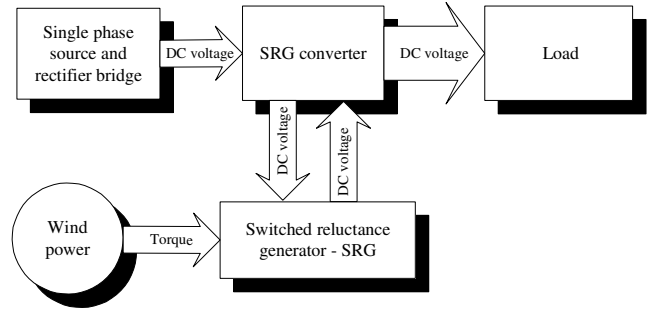


Fig. 4. Block diagram of SRG wind power system.

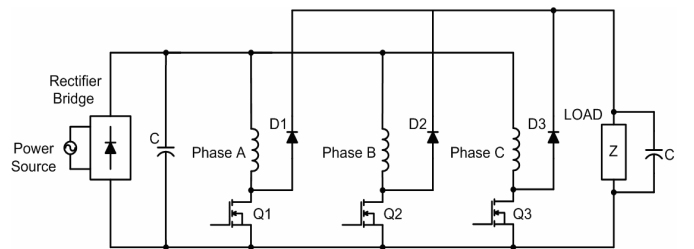


Fig. 5. Electrical scheme of Series Converter (SC).

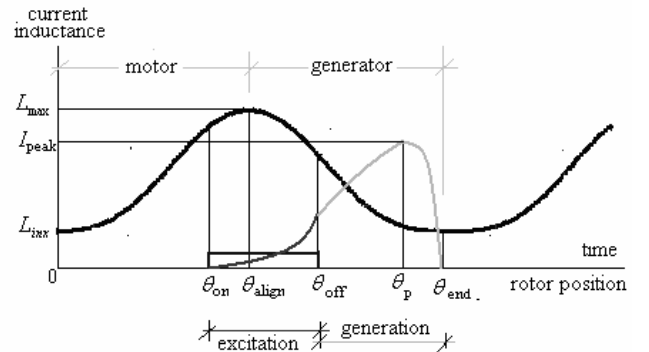


Fig. 6. Excitation and generation periods.

VI. SIMULATION RESULTS

The simulations were done using data from a small prototype of SRG. Its parameters and dimensions are given in Table I.

Each phase winding has 50 turns of copper wire AWG 15. The driving strategy states that each phase is fired during 30 degrees and just one phase is fired at time.

The SRG was simulated under different conditions. Simulation results at a typical speed of 900 rpm, using the SC topology, are presented. Figure 7 shows the DC voltages and currents at the input (VE, IE) and at the output (VS, IS) of the converter.

Fig. 7 also shows the phase current. Fig. 8 shows the simulation results for the winding voltage, the excitation current and the current of power transfer to the load. These are the voltage and the current for a single winding during the excitation and the generation periods. It could be seen there that when the excitation ended, the back EMF became negative, supplying additional power to the load.

TABLE I
Characteristics of SRG used

Parameter	Value	Units
Stator Diameter	140	mm
Rotor Diameter	70	mm
Stack Length	107	mm
Air Gap Length	0.4	mm
Stator Teeth Width	19	mm
Rotor Teeth Width	20	mm
Stator Slot	22.5	mm
Rotor Slot	11.7	mm
Stator Yoke	12	mm
Rotor Yoke	12.4	mm
Shaft Diameter	22	mm
Number of turns per phase	50	turns/phase
Inertia	0.0028	kg.m ²
Coefficient of Friction	0.026	N.m.s
Inductance (Aligned Position)	36	mH
Inductance (Unaligned Position)	3	mH
Conducting Angle	30	degrees

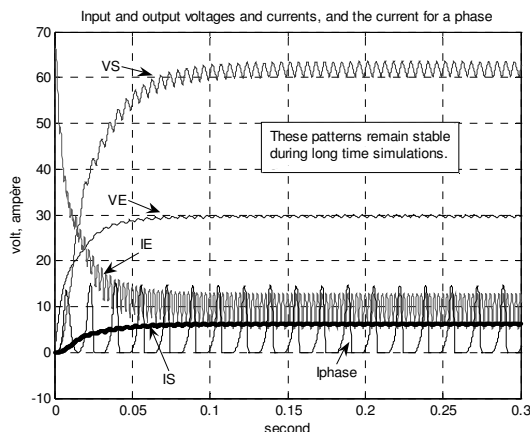


Fig. 7. Input and Output voltages and currents and a phase current.

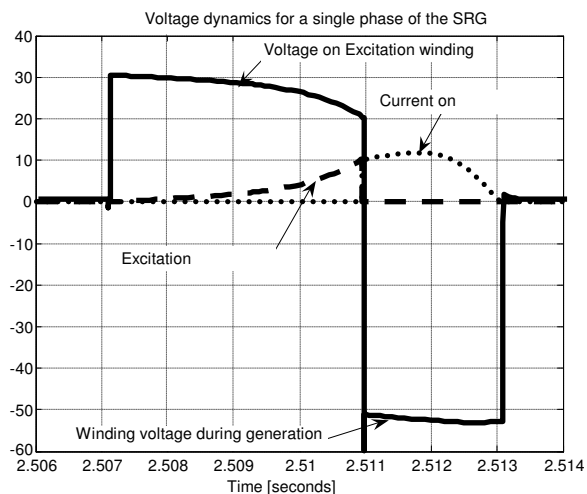


Fig. 8. Dynamics of power generation for a single phase of SRG. Voltage in Volts and current in Amperes.

In these simulations the conduction angle of the phase switch begins at 4.7 degrees before the peak of the inductance of this phase. The excitation period of this phase ends at 25.3 degrees after that peak. From this point on, the phase transfers power to the capacitor and to the load until the rotor reaches the minimum inductance position at around 45 degrees. The dynamic for the next phase is always the same.

Fig. 7 also shows that pulses of current are separated. There is not generating voltage from the end of a phase power transfer to the beginning of the next phase power transfer. Therefore, the SRG generates power in separated pulses, and this points the need of an end capacitor to smooth the load voltage.

Running at 900 rpm under stable conditions, the system absorbs 81.6W from the AC source and 87W from the mechanical source. The converter supplies 165W to the load with these two inputs. The electric resistances of the windings, the switches, and the diodes were considered in the simulations. There are losses around 3.6W, mainly located in the windings, and because of it, the net electric power supplied to the load by the SRG is 83.4W. According to these results, the SRG presents good efficiency under regular operation. Long-time simulations were done and the model of the machine showed stable behavior running with different fixed load and different constant speeds.

VII. EXPERIMENTAL RESULTS

Tests were carried out to confirm the mathematical model and the simulation results. A variable voltage AC source was used to control the performance of the entire system. It could be adjusted to get the desired output power. A rectifier bridge with a capacitor of 5mF was used to provide the DC input power from the grid. The converter was assembled with MOSFET and diodes. The resistive load was of 10.8Ω and a capacitor C of 20mF was used to smooth the load voltage.

In the first test the SRG was driven at the speed of 900rpm. Fig. 9 shows the waveforms after the rectifier, which corresponds to DC link supply used to excite the SRG and to supply the load. The measurements were 31.6V and 9.35A to

the link DC, with an input power supply of 295,5W. For this test the desired output power supply to the load was set up in 380W.

The output results obtained as consequence of that input and of the generation process are shown in Fig. 10. The values measured in the output were 60.5V, 6.3A and 381W. Considering the 295.5W coming from the DC input, the SRG is delivering more 85.5W to the load. Therefore, the machine generated 85.5W and all the losses for the generating process.

In Fig. 11 the voltage at a single winding is compared to that obtained by simulation with the computing model under the same operational conditions.

In the second test the SRG was kept still and AC supply voltage applied into the diode rectifier. The waveforms before the rectifier in this new test were measured as 65.2V and 6A. So the input power supply rated 391.2W, considering the unitary power factor of the diode bridge rectifier.

The waveforms of the voltage and current feeding the load at the output, were close to those of Fig.10. Their measurements were 63.3V and 6A respectively, supplying the load with 379.8W . As the SRG was not running, the output results obtained were only due to the process of passing through the windings and the converter. Considering the 391.2W at the DC input and that the SRG was not giving power to the load, leading to joule losses of 11.4W (3%).

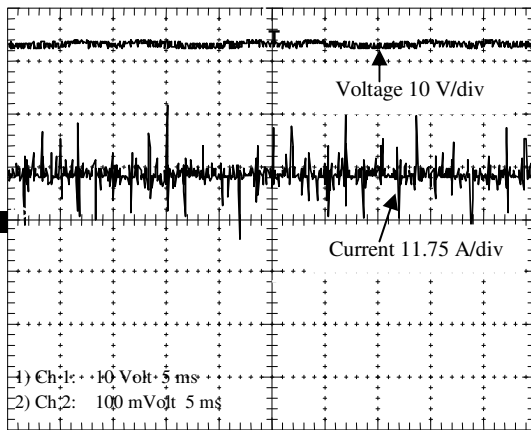


Fig. 9. Voltage and current waveforms after the rectifier.

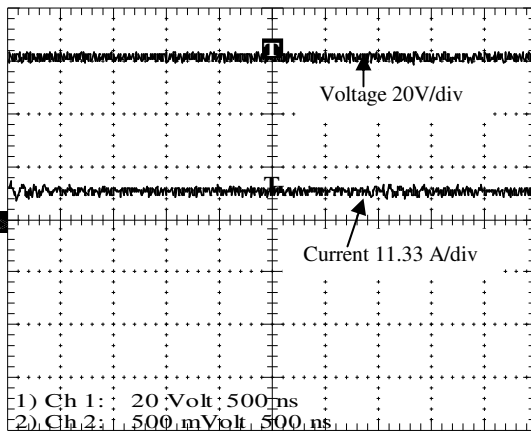


Fig. 10. Voltage and current waveforms on the load.

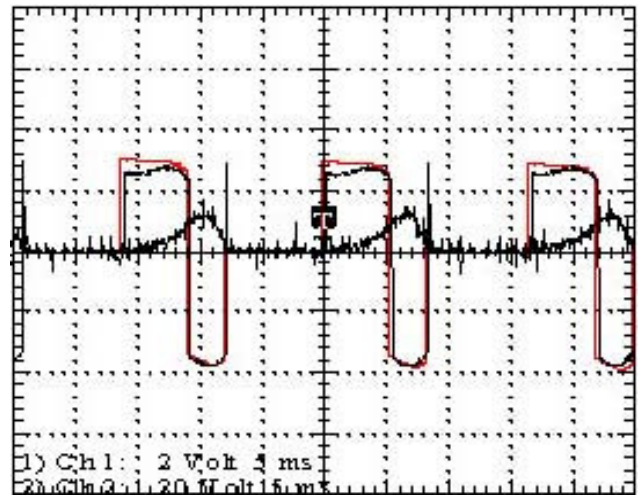


Fig. 11. Voltage and current waveforms over a winding.

Behavior at different fixed excitation level, and at different fixed speeds.

Extensive tests were carried out, aimed at getting to know the behavior of the SRG prototype when excitation and angular speed vary. The speed of the machine was changed between 450 rpm and 4800 rpm. At each new angular speed, the excitation of the machine was increased from 5V to 39V, in steps. The points of a function such as:

$$P_g = P_g(\omega, V) \tag{16}$$

were plotted in a three-dimensional graph, which is shown in Fig. 12.

Analysis of the results shows that for each excitation voltage, the generated power rises quickly with the angular speed and reaches its maximum value when the machine spins at a little more than 1200 rpm. It was also verified that the speed which corresponds to the maximum power generated depends on the excitation voltage. The experimental data collected shows that this speed is 1067 rpm at the lowest excitation voltage and 1304 rpm at the highest excitation applied voltage. Fig. 12 also shows that for each angular speed the power generated can be stabilized through adjustment of the excitation voltage. This find indicates that a complete control strategy based only in the excitation voltage can be used to drive a WPSRG according to the load needs.

Fig. 13 also shows that the load voltage can be stabilized through adjustment of the excitation. These tests confirm that the controlled switching of the rectified voltage at the input of the converter definitely can be used to help stabilize the voltage over the load.

Furthermore, to control a WPSRG it must be taken into consideration that the load is a part of the electrical circuit during the generating period. And so the load voltage depends on the load itself. Tests with the small prototype constructed were conducted to evaluate the load changes effects. Its results are presented here.

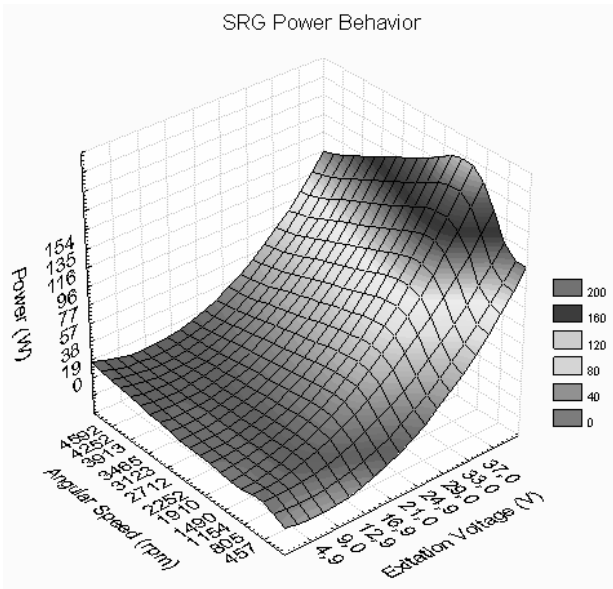


Fig. 12. Experimental results relating the generated power, the excitation voltage and angular speed.

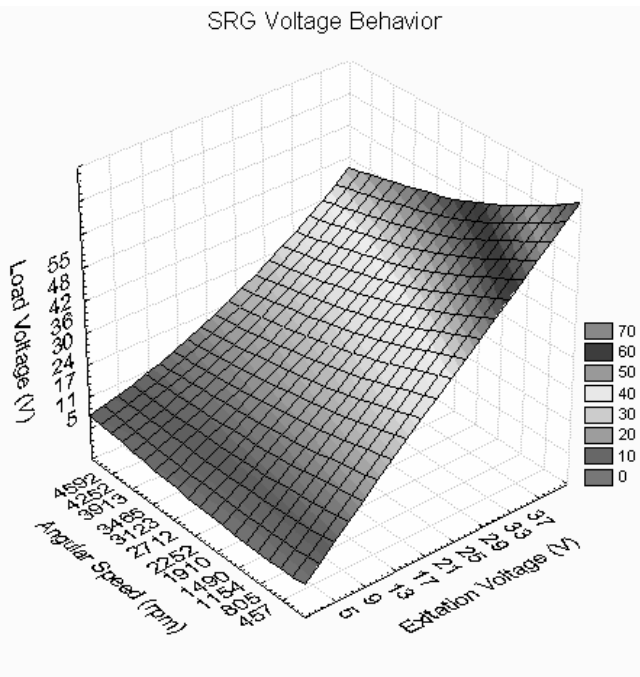


Fig. 13. Experimental results relating the load voltage, the excitation voltage and the angular speed.

For these tests the excitation voltage was kept at 35V and the speed fixed in 1200 rpm while the load resistance was changed step by step from 10.8Ω to 51.7Ω. Results are shown in Fig. 14: when the load decreases, the average voltage increases as expected, and, in the opposite direction, the generated power decreases. Due to the small size of the prototype the voltage rise is large. Although as the load decreased 378%, from 10.8Ω to 51.7Ω, its voltage increased at around 78%, from 72V to 128V. This means that without any voltage control the small prototype changed its output voltage 4.8 times less than the load change.

The SRG prototype did not present any harmful or

unexpected behavior with changes in its rotor speed or in its excitation voltage or in the load.

The experimental results presented here point that a feasible control strategy of the excitation voltage can easily adjust and stabilize the output voltage as desired.

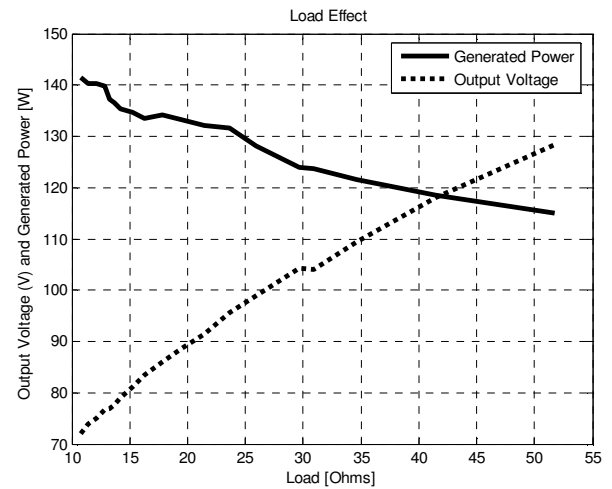


Fig. 14. Experimental results regarding the load effect over the average output voltage and the average power generated with the SRG prototype.

VIII. CONCLUSIONS

Rural properties and small communities are sparse loads. They are fed by single phase transmission lines with poor voltage regulation. Regular solutions for this problem use to be anti economic. To install WPSRG close to these loads is a contemporary strategic alternative. The switched reluctance machine works well as a generator. Its power profile depending on the rotation speed matches the classical wind speed probability distribution. The mathematical model presented and confirmed by the tests conducted is quite simple. A cheap converter topology allows the grid to fully feed the load without any switching when the SRG is still. This converter interfaces the SRG and the power grid in a simple way. An arrangement with the specific converter topology was assembled. A prototype was constructed and tested. Surfaces were plotted to show the experimental results. It can be seen there that the power supplied to the load presents a single maximum for each value of the rotor speed under the same excitation voltage. Also the output voltage dependence on the rotor speed and on the excitation voltage is depicted. Finally, the output voltage and power depending only on the load magnitude is analyzed. All the output parameters can be fully controlled through the excitation voltage control. The tests conducted show the operational behavior a SRG prototype as it was not presented until now. These data will be helpful to control a WPSRG system connected to the power grid.

ACKNOWLEDGMENT

The authors are grateful to the Universidade Federal de Uberlândia, the Universidade Estadual de Goiás and the Universidade Católica de Goiás for providing incentive, support and facilities for this work.

REFERENCES

- [1] F. Blaabjerg, F. Iov, "Wind power – A power source now enabled by power electronics," in *9th Brazilian Power Electronics Conference Records*, september, 30 to October, 3, 2007, Blumenau, Brazil.
- [2] M. K. El-Nemr, M. A. Al-Khazendar, E. M. Rashad, M. A. Hassanin, "Modeling and Steady-State Analysis of a Stand-Alone Switched Reluctance Generators" in *Power Engineering Society General Meeting*, 2003, IEEE, vol. 3, 13-17, pp 1894 – 1899.
- [3] A. Fleury, D. A. Andrade, F. S. Silva, J. L. Domingos, "Switched Reluctance Generators Behavior under Different Conditions", in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'07 records*, 2007.
- [4] G. L. Johnson, "Wind energy systems" in electronic edition, Manhattan, KS, 2001, 419 pp..
- [5] M. R. Patel, "Wind and solar power systems" in *CRC Press*, New York, 1999, 350 pp..
- [6] A. Fleury, D. A. Andrade, "Switched reluctance Generator for Complementary Wind Power Generation in Grid Connection" in *International Electric Machines and Drives Conference IEMDC 2007*, Antalya. IEMDC'07, 2007. v. CD-ROM.
- [7] A.F. Anderson, "Development history," in *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Newness Power Engineering Series, Ed. T. J. E. Miller, Oxford, 2001, pp. 6-33.
- [8] R. Cardenas, R. Peña, M. Perez, G. Asher, J. Clare, O. Wheeler, "Control system for grid generation of a switched reluctance generator driven by a variable speed wind turbine," in *Industrial Electronic Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*, Vol. 2, 2-6 nov. 2004, pp. 1879-1884.
- [9] D. A. Andrade, R. S. Costa, R. S. Teixeira, A. Fleury, "Energy Efficiency for Fractional Power Loads," in *Industry Applications Magazine*, Vol. 12, No 6, November/December 2006, pp. 12-20.
- [10] M. A. MUELLER, "Design and performance of a 20 kW, 100 rpm, switched reluctance generator for a direct drive wind energy converter," in *IEEE International Conference on Electrical Machines and Drives*, 15-18 May 2005, pp. 56-63.
- [11] C. Cossar, T. Sawata, "Microprocessor controlled DC power supply for the generator control unit of a future aircraft generator with a wide operating speed range," in *PEMD 2004*, Vol. 2, 31/03-2/04/2004, pp. 458-463.
- [12] T. Sawata, "The switched reluctance generator," in *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Newness Power Engineering Series, Ed. T. J. E. Miller, Oxford, pp. 227-251.
- [13] G. R. Hwang, "Modelagem da máquina a relutância chaveada incluindo a saturação" in *Universidade Federal de Uberlândia, Dissertação*, 2002.

Darizon Alves de Andrade was born in Monte Alegre de Minas – Brazil, on June 23, 1956. He received the B.Sc. and M.Sc. degrees from the Universidade Federal de Uberlândia (UFU), Uberlândia, Brazil, and the Ph.D. degree from the University of Leeds, Leeds, U.K., in 1980, 1987, and 1994, respectively, all in electrical engineering. During the year 2000, he was a

Visiting Scholar with the Motion Control Group, Bradley Department of Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, USA where he carried out research on new strategies for modeling SRMs. From 1980 to 1985, he was a Lecturer with the Faculdade de Engenharia de Ituiutaba, Ituiutaba, Brazil. In 1985, he joined the Faculdade de Engenharia Elétrica, UFU, where he is currently a Senior Lecturer. His teaching, research, and consulting interests and activities are related to design, simulation, and control techniques associated with motion control of electromechanical energy converter devices and new developments in quality of power. He has authored and coauthored several papers in these areas.

Augusto Fleury Veloso da Silveira was born in Goiânia – Brazil, on August 30, 1953. He received the B.Sc. degree in physics and in electrical engineering both from the Universidade Federal de Goiás, Goiânia, Brazil, both in 1977. He also received the M.Sc degree in physics from the Universidade Federal de Goiás, in 2001. He is now working towards the Doctorate degree in electrical engineering at the Universidade Federal de Uberlândia, Brazil, where he carries out research on Switched Reluctance Machines. From 1978 to 1985, he was a Lecturer with the Universidade Católica de Goiás. After this he was a Senior Consultant Engineer with the Engevix Engenharia S/C Ltda and later as a Senior Engineer with the Centrais Elétricas do Norte do Brasil S/A – Eletronorte. Presently he is with the Universidade Estadual de Goiás and again with the Universidade Católica de Goiás, in both as a Senior Lecturer. His teaching, research, and consulting interests and activities are related to design, simulation, and control techniques associated with electrical machines and drives, and with alternative power sources. He has authored and coauthored papers in these areas. He also deals with Nuclear Magnetic Resonance Imaging.

Wanderson Rainer Hilário de Araújo was born in Goiânia – Brazil, on January 15, 1981. He received the degree of technologist in communication networks from the Centro Federal de Educação Tecnológica de Goiás, Goiânia, Brazil, in 2002. He also received the B.Sc. degree in electrical engineering from the Universidade Católica de Goiás, Goiânia, Brazil, and the M.Sc. degree in electrical engineering from the Universidade Federal de Goiás, Goiânia, Brazil, in 2003 and in 2006, respectively. Since 2006 he is with Serviço Nacional de Aprendizagem Industrial and with the Universidade Católica de Goiás as lecturer and researcher. His teaching and research interests and activities are related to power electronics applied to machines driving and control.

Augusto Wohlgemuth Fleury Veloso da Silveira was born in Goiânia – Brazil, on August 27, 1981. He received the B.Sc. degree in computing engineering from Universidade Católica de Goiás, Goiânia, Brazil, and the M.Sc. degree in electrical engineering from Universidade Federal de Uberlândia, in 2005 and in 2007, respectively. He is now working towards the Doctorate degree in electrical engineering at the Universidade Federal de Uberlândia, Brazil, where he carries out research on Vector Control of Induction Machines. His research interests and activities are related to design, simulation, and control techniques associated with electrical machines and drives. He has authored and coauthored papers in this area.

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

S587m Silveira, Augusto Fleury Veloso da, 1953-
Modelagem, construção, testes e análise de desempenho de um gerador
a relutância chaveado / Augusto Fleury Veloso da Silveira. - 2008.
255 f. : il.

Orientador: Darizon Alves de Andrade.
Tese (doutorado) – Universidade Federal de Uberlândia, Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Inclui bibliografia.

1. Motores de relutância - Teses. Conversores de corrente elétrica -
Teses. I. Andrade, Darizon Alves de. II. Universidade Federal de Uberlân-
dia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.313.13
