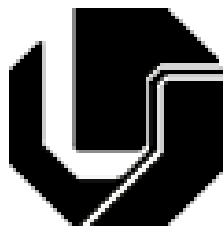

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**CONTROLE DE TENSÃO NA CARGA PARA MOTOR/GERADOR A
RELUTÂNCIA VARIÁVEL DE TRÊS FASES**

AUGUSTO WOHLGEMUTH FLEURY VELOSO DA SILVEIRA

FEVEREIRO

2011

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**CONTROLE DE TENSÃO NA CARGA PARA MOTOR/GERADOR A
RELUTÂNCIA VARIÁVEL DE TRÊS FASES**

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

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

Prof. Ernesto Ruppert Filho, Dr. (UNICAMP)

Prof. José Roberto Camacho, PhD (UFU)

Prof. Ricardo Silva Thé Pontes, Dr. (UFC)

Prof. Kleiber David Rodrigues, Dr. (UFU)

DEDICATÓRIA

*Dedico este trabalho aos meus pais pelo
carinho, apoio e compreensão.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos que contribuíram para o sucesso deste trabalho, em especial:

Ao Prof. Darizon Alves de Andrade pela paciência, esforço e orientações durante o trabalho.

Ao meu pai, Prof. Dr. Augusto Fleury Veloso da Silveira, por ter me incentivando e tornado possível a realização deste trabalho.

À minha mãe, Wilma Wohlgemuth, e aos meus irmãos, Juliana Wohlgemuth Fleury, Guilherme Wohlgemuth Fleury e Mateus Porto Fleury, pelo carinho e apoio.

Aos professores da pós-graduação.

Aos meus amigos do laboratório de acionamentos, em especial ao Prof. Dr. Luciano Coutinho Gomes, Victor Regis Bernardeli e Prof. Dr. Carlos Augusto Bissochi Jr., pelo apoio e pela amizade.

À FAPEMIG e ao CNPq pelo apoio financeiro.

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo apresentar um acionamento capaz de controlar a máquina de relutância variável (MRV) como motor e como gerador, permitindo a transição de modos de operação com a máquina girando. Seis técnicas de controle de tensão na carga da máquina operando como gerador foram implementadas, sendo que as estratégias AV2, TBV, Hi e AMV foram desenvolvidas neste trabalho. Uma simulação da MRV capaz de representar a operação da máquina como motor/gerador foi desenvolvida e os resultados foram apresentados. As estratégias de controle de tensão na carga foram testadas através de simulação. Comparações entre as mesmas demonstraram que a estratégia AV2 é a que proporciona maior geração de energia elétrica, demonstrando a importância de se adicionar uma etapa de roda livre ao controle do GRV com malha fechada de tensão na carga. Um protótipo foi construído no laboratório utilizando DSP e resultados experimentais da máquina operando como motor/gerador, assim como resultados do GRV controlado pelas estratégias de controle de tensão na carga foram apresentados e discutidos.

Palavras-chave: *máquina à relutância variável, controle de tensão na carga, conversor half-bridge, processador digital de sinais, motor/gerador.*

ABSTRACT

The subject of this work is to present a switched reluctance machine (SRM) driver capable to control the machine as a motor/generator, allowing the transition between the modes of operation while the machine is running. Six load voltage control strategies developed to be applied to a switched reluctance generator was performed, being that the strategies AV2, TBV, Hi and AMV was developed in this work. A SRM simulation able to represent the machine as a motor/generator was implemented and the results were presented. The load voltage strategies showed in this work was tested through simulations and the results indicate that the strategy called AV2 was the best one, providing a better utilization of the mechanical energy from the primary source. A prototype was assembled and the experimental results showed that the machine operating as a motor/generator operate properly and all the load voltage strategies developed to switched reluctance generator kept the voltage on the load near to the reference value confirming the functionality of the strategies.

Keywords: Switched reluctance machine, Load voltage control, half-bridge converter, digital signal processor, motor/generator.

SUMÁRIO

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 – Introdução	1
1.2 – Objetivos do Trabalho	2
1.3 – Apresentação do conteúdo do trabalho	4

CAPÍTULO II

MÁQUINA A RELUTÂNCIA VARIÁVEL

2.1 – Introdução	6
2.2 – Motor a relutância variável	12
2.2.1 - Controle de motores a relutância variável	15
2.3 – Gerador à relutância variável	18
2.3.1 – Técnicas de controle de tensão na carga para geradores à relutância variável (GRV)	25
2.4 – Motor/Gerador à relutância variável	27
2.5 – Conclusão	29

CAPÍTULO III

MODELO MATEMÁTICO E SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

3.1 – Introdução	30
3.2 – Modelo matemático da máquina a relutância variável	30
3.3 – Representação matricial das equações do MRV	35
3.4 – Protótipo da MRV utilizado no trabalho	36
3.5 – Consideração da saturação magnética na modelagem computacional	38
3.6 – Implementação computacional do modelo matemático	44
3.7 – Resultados de simulação	49
3.7.1 – Simulação da MRV como motor	50
3.7.2 – Simulação da MRV como gerador	55
3.7.3 – Simulação da MRV como motor/gerador	61
3.8 – Conclusões	68

CAPÍTULO IV

TÉCNICAS DE CONTROLE DE TENSÃO NA CARGA PARA GERADORES A RELUTÂNCIA VARIÁVEL

4.1 – Introdução	71
4.2 – Técnicas de controle de tensão na carga para GRV	72
4.2.1 – Estratégia baseada na variação do ângulo de condução atuando no valor do θ_{off} (AV)	73

4.2.2 – Estratégia baseada no chaveamento da tensão do barramento cc com ângulo de condução fixo (CH)	84
4.2.3 – Estratégia baseada na variação do valor de tensão do barramento cc (TBV)	88
4.2.4 – Estratégia baseada na utilização de controlador de corrente de magnetização do tipo histerese (Hi)	91
4.2.5 – Estratégia baseada na comparação do sinal de saída do controlador PI com sinal da soma das correntes de fase da máquina para gerar o ângulo de magnetização das fases (AMV)	97
4.3 – Estratégias de controle submetidas a teste de transitório de velocidade	101
4.4 – Análises da potência elétrica gerada e do rendimento para o GRV operando com as diferentes estratégias de controle	103
4.5 – Conclusões	108

CAPÍTULO V

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 – Introdução	111
5.2 – Aspectos Gerais do Protótipo	112
5.3 – Leitura dos sinais	115
5.4 – Resultados experimentais	115
5.4.1 – Máquina operando como motor/gerador	116
5.4.2 - GRV operando em malha fechada	122

5.4.2.1 – Estratégia AV	123
5.4.2.2 – Estratégia AV2	126
5.4.2.3 - Estratégia CH	129
5.4.2.4 – Estratégia TBV	132
5.4.2.5 – Estratégia Hi	135
5.4.2.6 – Estratégia AMV	138
5.5. – Analise experimental de desempenho de geração das estratégias para GRV	141
5.6 – Conclusão	143

CAPÍTULO VI

PROPÓSTAS PARA CONTINUIDADE

6.1 - Conclusões parciais	145
6.2 - Propostas para continuidade	146

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

	147
--	-----

ARTIGOS PUBLICADOS

	155
--	-----

**CONTROLE DE TENSÃO NA CARGA PARA MOTOR/GERADOR A
RELUTÂNCIA VARIÁVEL DE TRÊS FASES**

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

c.c. – Corrente Contínua

c.a. – Corrente Alternada

V – Tensão na fase

DSP - Digital Signal Processor

L – Indutância da fase

θ – Ângulo do rotor

N_r – Número de pólos do rotor

N_s – Número de pólos do estator

i_{mag} – Corrente de magnetização

i_{ger} – Corrente de geração

ω_m – Velocidade angular do rotor

t – Tempo

λ – Fluxo eletromagnético

R_f – Resistência de fase

i – Corrente de fase

f_{cem} – Força contra eletromotriz

pe – Potência de entrada

P_{ent} – Potência no entreferro

C_{emag} – Conjugado eletromagnético

C_a – Conjugado eletromagnético produzido pela fase A

C_b – Conjugado eletromagnético produzido pela fase B

C_c – Conjugado eletromagnético produzido pela fase C

C_M – Conjugado mecânico

J_M – Momento de inércia da máquina

D – Coeficiente de atrito viscoso

L_a – Indutância da fase A

L_b – Indutância da fase B

L_c – Indutância da fase C

r_a – resistência da fase A

r_b – resistência da fase B

r_c – resistência da fase C

i_a – Corrente na fase A

i_b – Corrente na fase B

i_c – Corrente na fase C

L_{min} – Valor mínimo da indutância da fase

L_{max} – Valor máximo da indutância da fase

PWM – modulação por largura de pulso, do inglês: pulse width modulation

MRV – Máquina à relutância variável

GRV – Gerador à relutância variável

MGRV – Motor/Gerador à relutância variável

θ_{on} – Ângulo de fechamento das chaves do conversor relacionadas a uma fase

θ_{off} – Ângulo de abertura da (s) chave (s) do conversor relacionadas a uma fase

θ_{cond} – Ângulo de magnetização das fases ($\theta_{off} - \theta_{on}$).

f_V – Frequência da tensão gerada

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 Introdução

De 1990 para cá a comunidade científica aumentou seu interesse no desenvolvimento de estratégias de controle que permitam operar as máquinas elétricas como motor/gerador, ou seja, que façam com que a transição da operação motora para geradora e vice-versa seja possível e feita de maneira suave para que não ocorram danos aos conversores de potência utilizados no processo.

O que motivou o interesse pelo aprimoramento das técnicas de controle para motores/geradores foi a crescente necessidade de otimizar processos e, por consequência, torná-los menos prejudiciais ao meio ambiente e mais baratos para o consumidor.

Os setores mais beneficiados com estes estudos são: a indústria automobilística, que poderá aplicar as inovações neste campo aos veículos elétricos e híbridos, bem como substituir o motor de partida e o alternador, que equipam os veículos movidos a motor a combustão interna, por apenas uma máquina elétrica; a indústria aeronáutica e aeroespacial, que utiliza motores/geradores em suas turbinas; os sistemas de armazenamento de energia cinética em massas cilíndricas (*flywheel* do inglês).

Dentro deste contexto a máquina a relutância variável tem se mostrado uma forte candidata a ser utilizada como motor/gerador devido às suas características intrínsecas, que são: robustez, ausência de enrolamentos e ímãs permanentes no rotor, boa relação peso/potência, alto conjugado de partida, capacidade de operar com falta de uma das fases, no caso de máquinas polifásicas, baixo custo de construção e facilidade de projeto.

Outro ponto forte que impulsionou o interesse por este tipo de máquina é a facilidade de controlá-la em uma ampla faixa de velocidades de operação, o que a torna mais atrativa do que a máquina de indução, quando usada em aplicações que requerem altíssimas velocidades, por exemplo, acima de 5 mil rotações por minutos.

Estas características positivas da máquina a relutância possui fizeram com que o número de publicações de caráter científico, relatando contribuições para o avanço de sua tecnologia, aumentasse significativamente do ano 2000 até a atualidade.

Estas contribuições, em sua maioria, destinam-se a aprimorar o controle da máquina operando como motor ou como gerador, sendo que foi priorizado o acionamento e projeto da máquina a relutância variável operando como motor.

Tendo em vista que as técnicas de controle para motor/gerador a relutância variável (MGRV) e para geradores à relutância variável (GRV) ainda estão em desenvolvimento, carecendo de mais contribuições para atingirem um nível competitivo comercialmente, este trabalho entra neste campo, visando estudar e contribuir com o avanço do acionamento do MGRV para aplicações embarcadas, analisando o comportamento da máquina em regime permanente e em transitórios de modo de operação, dando maior ênfase ao controle da máquina operando como gerador, que é uma área menos explorada quando comparada à quantidade de estudos que abordam o controle da máquina operando como motor.

1.2 Objetivos do Trabalho

Este trabalho dá início ao estudo da máquina a relutância variável operando como motor/gerador no Laboratório de Acionamentos Elétricos (LAcE) da Universidade Federal de Uberlândia, a partir de um protótipo da máquina projetado e construído para funcionar como motor.

As metas do trabalho são as seguintes:

1. Compreender o princípio básico do funcionamento da máquina a relutância variável operando como motor e como gerador.
2. Construir um modelo matemático que represente o funcionamento deste tipo de máquina.
3. Programar o modelo matemático, utilizando o software MATLAB/SIMULINK® e configurá-lo com os parâmetros do protótipo disponível no laboratório.
4. Configurar a simulação computacional para que a mesma represente a transição de operação motora para geradora.
5. Simular o motor/gerador a relutância variável (MGRV) para obtenção de resultados que representem bem as características envolvidas no transitório entre os modos de operação, bem como analisar o funcionamento da máquina simulada operando como motor e como gerador.
6. Aperfeiçoar as estratégias de controle de tensão aplicada à carga do GRV.
7. Montar o protótipo utilizando um processador digital de sinais (DSP), conversor de potência, sensores de posição, sensores de corrente de fase e sensor de tensão gerada, para a correta magnetização das fases do MGRV.
8. Realizar testes experimentais para conferir o funcionamento das técnicas de controle desenvolvidas.
9. Traçar um paralelo entre os resultados obtidos com a bancada e os obtidos através do modelo computacional.
10. Obter contribuições científicas com o trabalho, publicando-as em conferências e periódicos, e abrir essa linha de pesquisa no Laboratório de Acionamentos Elétricos da UFU, propondo novas pesquisas para serem efetuadas com o protótipo montado.

Para atingir as metas é necessário um profundo estudo das técnicas de acionamento deste tipo de máquina quando operando como motor e, posteriormente, como gerador. Este estudo permite encontrar a melhor topologia de conversor e estratégias de controle para atender as necessidades de um MGRV.

Espera-se, ao final do trabalho ter ampliado os conhecimentos a respeito do MGRV, contribuído com uma modelagem computacional que represente o transitório do modo de operação de motor para gerador, contribuindo com o desenvolvimento do controle da máquina operando como gerador, permitindo que este aplique tensão constante na carga.

1.3 Apresentação do conteúdo do trabalho

Para alcançar os objetivos expostos, este trabalho foi organizado da seguinte forma:

O capítulo 2 apresenta um estudo feito com a literatura científica com a intenção de encontrar as tendências e os principais pontos, focados pelos pesquisadores com o objetivo de aprimorar as técnicas de controle para MRV operando como motor e como gerador.

O capítulo 3 discorre a respeito da modelagem matemática da MRV e sua respectiva implementação computacional para obtenção de resultados de simulação. A simulação foi programada para representar a operação da MRV como motor/gerador e o capítulo apresenta os resultados obtidos. Esta simulação é uma das contribuições do trabalho já que até a publicação da mesma feita em 2009 [5] não foi observado na literatura outro trabalho que relatasse uma simulação que demonstrasse a transição de modo de operação de MGRV. Neste capítulo, apresenta-se também o conversor de potência usado para acionar a MRV como motor/gerador, evidenciando as modificações realizadas no mesmo para que atenda aos dois modos de operação.

No capítulo 4 são apresentadas diferentes técnicas de controle de tensão na carga de um gerador a relutância variável. As estratégias foram implementadas via simulação e os

resultados foram comparados com o intuito de encontrar as qualidades e deficiências de cada uma das estratégias desenvolvidas.

O capítulo 5 descreve o protótipo montado para obtenção dos resultados experimentais da MRV operando como motor/gerador e os obtidos usando as estratégias de controle desenvolvidas para o GRV. Resultados experimentais do motor/gerador a relutância variável (MGRV) são apresentados no capítulo, assim como resultados do GRV operando em malha fechada de tensão na carga. As estratégias ângulo variável 2 (AV2), tensão no barramento variável (TBV), histerese (Hi) e ângulo de magnetização variável (AMV), apresentadas no capítulo 4, foram propostas neste trabalho e não foram encontradas em outro trabalho da área. Além disso, o presente estudo mostrou através de simulações e experimentos a importância de adicionar a etapa de roda livre à geração controlada, o que também não foi encontrado nos demais trabalhos que tratam do controle de tensão para GRV.

No capítulo 6 são apresentadas as conclusões obtidas com o estudo e algumas propostas para trabalhos futuros.

CAPÍTULO II

MÁQUINA A RELUTÂNCIA VARIÁVEL

2.1 Introdução

A crescente demanda por otimizar processos e tornar os produtos mais baratos e de menor impacto para o meio ambiente, tem feito com que muitas linhas de pesquisas nasçam para propor novas tecnologias. Neste contexto, muitos autores têm discutido a utilização de máquinas elétricas, acionadas para operarem tanto em modo motor como em modo gerador, para serem aplicadas em situações onde é necessário o emprego de um motor e de um gerador operando em momentos distintos, como é o caso de aplicações automotivas, onde um motor elétrico fornece energia mecânica para partir o motor a combustão, usado na propulsão do veículo, e um gerador é usado para converter energia mecânica, fornecida pelo motor a combustão, em energia elétrica, usada no carregamento da bateria do veículo e na alimentação dos equipamentos eletro-eletrônicos embarcados. Ao conjunto, controle, conversor e máquina elétrica, capaz de operar como motor ou gerador deu-se o nome de motor/gerador (MG) [1 - 35].

Após efetuar uma ampla pesquisa na literatura relacionada a este assunto, foram encontrados vários trabalhos que propõem o emprego de máquinas de indução [24, 26, 27, 31, 34], máquinas a imã permanente [25, 26, 28], e máquinas à relutância variável (MRV) [1, 3, 5 - 22] como motor/gerador para diferentes aplicações, onde as principais são: utilização em aplicações aeronáuticas [10, 16, 19, 36, 37, 38], automotivas [9, 11, 13, 15, 26, 34, 35] e em armazenadores de energia cinética (*flywheels*) [39, 40].

Alguns trabalhos descrevem testes comparativos efetuados para verificar qual das máquinas elétricas, candidatas a este tipo de aplicação, é a mais indicada [3, 26, 34, 35]. Segundo os autores [1, 3, 5 - 7, 9, 15, 18, 19, 26, 34, 35, 41], a MRV é uma forte candidata devido à sua simplicidade construtiva, robustez, simplicidade de controle, baixo custo construtivo e, por serem tolerantes a altas temperaturas [1, 3, 6, 19, 36, 42, 43, 44].

Analisando os artigos relacionados às propostas de acionamentos para máquinas elétricas operarem como MG, fica evidenciado que este controle dual é empregado na grande maioria dos trabalhos em aplicações embarcadas, onde existe a necessidade de se controlar a tensão do barramento cc alimentado pela máquina operando como gerador, como é o caso da geração em aplicações automotivas [1 - 9, 15, 30 - 32, 45, 46], sendo este o principal foco dos estudos relacionas à MG encontrados nas fontes de artigos e periódicos científicos atuais. Somado a isto, muitos trabalhos propõem a alteração da tensão do barramento cc dos automóveis de 14 V_{cc} para 42 V_{cc} [1, 2, 4 - 7], abrindo uma nova linha de estudos que visa aprimorar a geração de energia elétrica veicular para atender a crescente demanda de potência elétrica dos veículos modernos [1, 2].

Os trabalhos [1, 5 - 7, 15, 21, 26, 34] propõem o emprego da máquina à relutância variável para as aplicações automotivas, operando como MG, substituindo o motor de partida e o alternador por apenas uma máquina elétrica, o que torna o sistema mais compacto e econômico. Outros autores [3, 7, 9, 11] sugerem a utilização da MRV operando como MG em veículos híbridos, proporcionando um aumento na capacidade de geração, permitindo frenagens regenerativas, onde a máquina elétrica usada no auxílio da propulsão do veículo gera energia elétrica quando é necessário desacelerar o mesmo e armazena esta energia em super-capacitores [2, 4, 30, 85]. Isso aumenta a autonomia das baterias empregadas nos

veículos híbridos, refletindo também na redução do consumo de combustíveis fósseis, já que o motor elétrico poderá operar por mais tempo em percursos de longa duração.

A produção comercial e o desenvolvimento experimental de acionamentos de alto desempenho para MRV, ainda é uma novidade para o mercado e para a comunidade científica especializada [47, 51, 52]. Embora conhecidas desde o século XIX [48 - 50], essas máquinas estão entre as que mais se beneficiam dos avanços recentes da eletrônica de potência, do sensoramento e do microprocessamento. Com isto tornaram-se viáveis, confiáveis e eficientes [47 - 52]. A eletrônica moderna torna a máquina a relutância variável competitiva em relação a outros tipos de máquina [3, 26, 34, 35] e permite defender concretamente a sua superioridade em aplicações específicas, quais sejam, operação com ampla faixa de variação de velocidade [1, 3, 6], incluindo velocidades altíssimas [10, 11, 13, 20], aplicações que requerem alto conjugado de partida [1, 34, 35] e tolerância a falta de fases [42, 43]. Nota-se que estas características são compatíveis com as aplicações citadas anteriormente.

O projeto apropriado da máquina a relutância variável, para operar como gerador ou como motor, e do seu circuito de alimentação, pode resultar em um conjunto cujo rendimento seja comparável ao de uma máquina de indução trifásica controlada, acionada por conversor estático, com a vantagem de que a máquina a relutância e seu conversor são mais simples em termos construtivos [34, 35]. Isso ocorre porque, para acionar a MRV basta aplicar pulsos de corrente unidirecionais no momento certo nas fases da máquina para que ela opere como motor ou como gerador. São propostos na literatura conversores que utilizam apenas uma chave controlada por fase [48 - 50], apesar de reduzirem a capacidade de controle da máquina [51, 53].

Associado à simplicidade do conversor, a redução generalizada nos custos dos componentes eletrônicos necessários para a confecção do acionamento da MRV aumenta a

viabilidade de se construírem acionamentos de alto desempenho cada vez mais baratos, tornando a MRV uma forte concorrente em aplicações que requerem velocidade variável.

Do ponto de vista construtivo, a MRV é simples de ser projetada e construída. Não requer a utilização de ímãs permanentes e não possui enrolamentos no rotor, o que a torna mais barata em relação às máquinas de corrente contínua duplamente excitada e às máquinas a ímã permanente [26, 35]. Este tipo de máquina possui como principal característica a presença de pólos salientes tanto no rotor quanto no estator, sendo que as bobinas das fases se concentram nos pólos do estator [1, 6, 52, 53]. Pela figura 2.1, podem ser observadas as características da MRV aqui relatadas e, vale ressaltar que, os enrolamentos de cada uma das fases são constituídos pelas bobinas presentes nos pólos opostos do estator; por exemplo, A e A', constituem uma fase da máquina, sendo que as bobinas podem ser ligadas em série ou em paralelo, dependendo do projeto, de forma a constituírem os pólos norte e sul da fase.

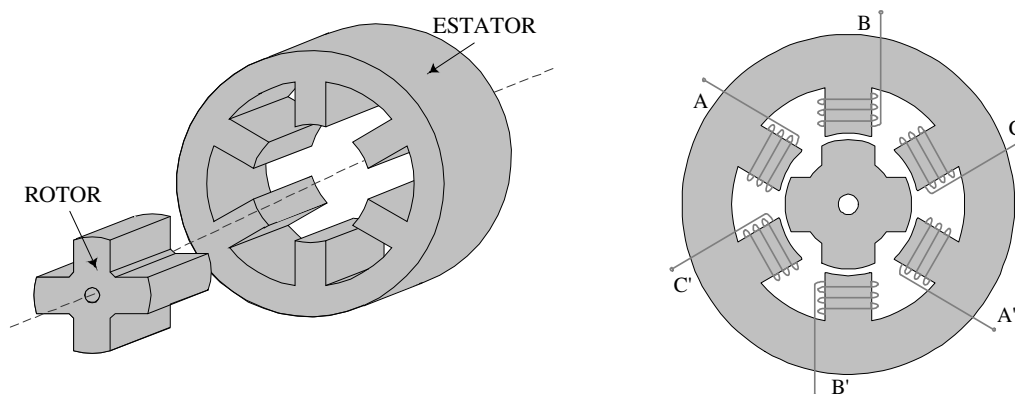


Figura 2.1 – Vistas em perspectiva e frontal do motor a relutância chaveado 6/4 [54].

Com relação aos sistemas de acionamento para a MRV, eles apresentam a mesma estrutura dos sistemas de acionamento, para velocidade variável, desenvolvidos para máquinas de indução ou máquinas de corrente contínua [53, 55]. Sua estrutura é composta basicamente de um conversor de energia, um sistema de controle e um sistema de medição de grandezas elétricas e/ou mecânicas, conforme mostrado no diagrama de blocos da figura 2.2,

que representa uma MRV acionada como motor acoplada a uma máquina cc operando como gerador, fazendo o papel de carga mecânica.

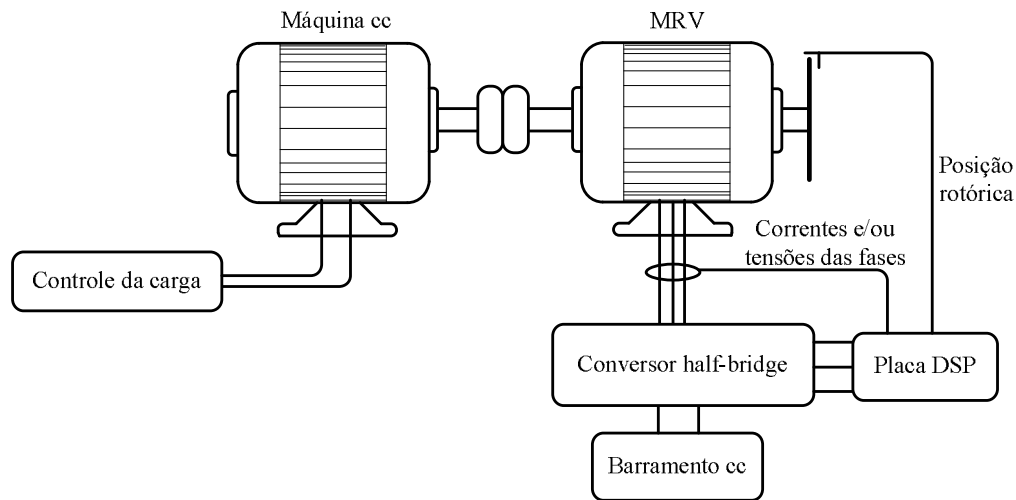


Figura 2.2 - Diagrama de blocos de um acionamento para MRV.

Como as máquinas elétricas podem ser classificadas levando em consideração a forma como o conjugado é produzido pelas mesmas, a MRV pertence ao grupo de máquinas que produzem conjugado devido à variação da relutância do circuito magnético, portanto, a MRV opera segundo o princípio de máxima energia armazenada no circuito magnético, ou seja, mínima relutância, assim, quando uma determinada fase da máquina é energizada, os pólos do rotor mais próximos aos pólos da fase energizada, tendem a alinhar-se com estes, caso o rotor esteja livre [52, 53, 56]. Uma mudança cíclica na energização das fases fará com que o rotor da máquina acompanhe a seqüência de energização das mesmas, desta forma, o rotor girará sincronamente à energização das fases do estator, caracterizando a operação motora [51, 52, 54, 57].

Diante destas informações, a respeito do funcionamento da MRV, fica evidenciado a necessidade do conhecimento da posição rotórica, para um correto funcionamento, tanto como motor, quanto como gerador, sendo indispensável a utilização de sensores de posição e/ou

velocidade [1, 13, 47, 57 - 59], ou a utilização de técnica de estimativa da posição rotórica [47, 59, 60]. Em [59] é apresentado um “estado da arte”, relacionando as diferentes maneiras de se obter a posição rotórica de maneira direta ou indireta. Além disso, o artigo mostra comparações entre as diferentes técnicas ressaltando as vantagens e desvantagens de cada método.

Muitos autores citam a necessidade de conhecimento da posição rotórica como uma das grandes desvantagens deste tipo de máquina. Mas a máquina de indução trifásica, tipo de máquina elétrica mais utilizada no mercado, quando acionada para operar em regime de velocidade variável, utilizando técnicas de controle de alto desempenho, como controle vetorial ou controle direto de torque, também necessita do conhecimento da posição rotórica para que as transformadas de coordenadas necessárias a este tipo de controle possam ser efetuadas, existindo trabalhos que utilizam sensores de velocidade e outros que propõem técnicas de estimativa de posição [61, 62].

Outra desvantagem da MRV bastante citada em trabalhos é que o conjugado produzido por este tipo de máquina apresenta oscilações decorrentes de sua estrutura de dupla saliência e dos efeitos do chaveamento de corrente entre as fases, afastando a MRV de aplicações que exigem alto desempenho relacionado à precisão, como em aplicações na área de robótica. Porém, podem ser encontrados diversos artigos que descrevem estratégias que visam minimizar estas oscilações [55, 63, 64, 66], reduzindo problemas relacionados a ruídos acústicos e a vibração mecânica [65]. A maioria das técnicas de minimização de oscilação de conjugado é baseada no controle dos instantes de aplicação e na forma de onda das correntes das fases [53, 55, 64] e prometem com sua evolução tornar a MRV competitiva em áreas onde ainda não é cogitada a sua aplicação.

2.2 Motor a relutância variável

O motor a relutância variável é um conversor eletromecânico de energia capaz de receber energia elétrica e convertê-la em energia mecânica, assim como qualquer outro motor elétrico. Este tipo de motor tem sido cotado na literatura para aplicações que requerem funcionamento em alta velocidade e em regime de velocidade variável, situação onde a MRV apresenta vantagens em relação às demais máquinas devido à simplicidade do seu controle, à sua robustez e ao baixo custo da mesma.

Vários autores de trabalhos publicados na literatura científica sugerem o uso da MRV operando como motor em aplicações como propulsão de centrifugas [68], bombas [51, 69], ventiladores [67, 68], propulsão de veículos elétricos ou híbridos [3, 34] e trens [18].

Conforme citado na seção anterior, uma das características do motor a relutância variável é a presença de oscilações no sinal de conjugado produzido por este tipo de máquina, o que leva a alguns autores criticarem o emprego da máquina a relutância devido aos ruídos que estas oscilações podem causar. Porém, em velocidade elevadas, estas oscilações naturalmente diminuem de amplitude, e associando ao controle, as estratégias que visam reduzir as oscilações de conjugado propostas na literatura, tornam a MRV uma forte concorrente às demais máquinas elétricas para aplicações automotivas, construção de centrifugas e aplicações aeronáuticas.

A topologia de conversor mais utilizada para acionar este tipo de máquina é o *half-bridge* [6, 47, 51, 53], que se caracteriza por possuir duas chaves controladas em série com uma das fases da máquina e dois diodos, utilizados para desmagnetização da bobina da fase quando as chaves do conversor se abrem, após o período de magnetização da fase. Este conversor, para uma fase, pode ser visualizado na figura 2.3.

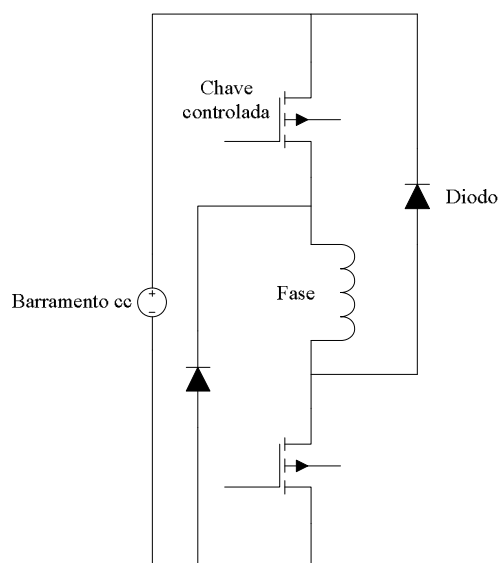


Figura 2.3 – Conversor *half-bridge*.

O acionamento correto da MRV como motor depende do conhecimento da posição do rotor para que as fases da máquina possam ser magnetizadas quando a variação da indutância de fase em relação à variação da posição do rotor possui sinal positivo, produzindo conjugado eletromagnético positivo em relação ao sentido de rotação do rotor quando o mesmo se encontra girando. Na figura 2.4 observa-se a curva de corrente de uma fase da MRV operando como motor com controle do tipo histerese para o valor máximo da corrente.

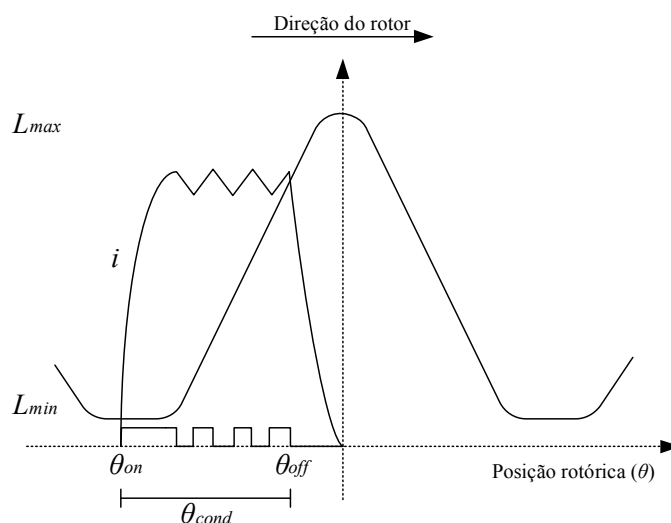


Figura 2.4 – Perfil de indutância e sinal de corrente de um motor a relutância variável.

O circuito do conversor pode ser dividido em um circuito de magnetização, um de roda livre, e um de desmagnetização da bobina de uma das fases. A figura 2.5 mostra o circuito de magnetização da fase, o que ocorre durante o período de condução da fase (θ_{cond}), quando as chaves controladas encontram-se fechadas. A figura 2.6 representa o circuito de roda livre, momento em que apenas uma das chaves permanece fechada, e a figura 2.7 apresenta o circuito de desmagnetização, que ocorre quando as duas chaves controladas são abertas, fazendo com que a energia armazenada no indutor flua através dos diodos presentes na estrutura do conversor. Quando a MRV opera como motor a energia armazenada nas fases da máquina na forma de campo é parcialmente devolvida para a fonte durante o processo de desmagnetização.

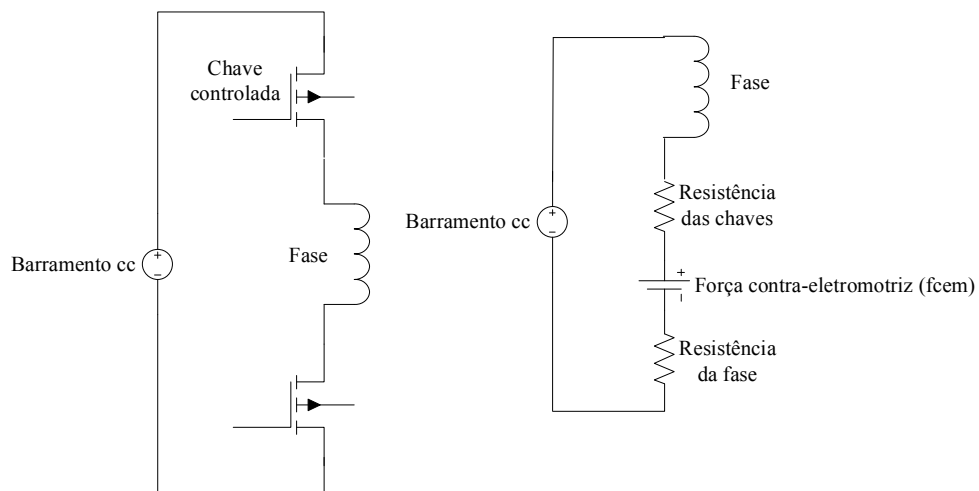


Figura 2.5 - Circuito de magnetização de uma fase da MRV operando como motor.

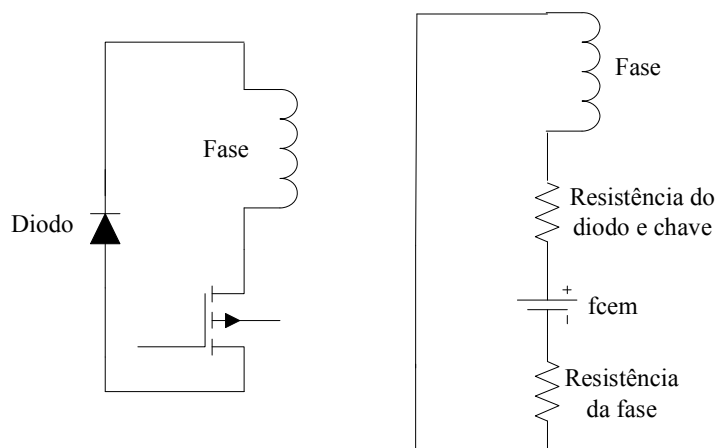


Figura 2.6 - Circuito de roda livre de uma fase da MRV operando como motor.

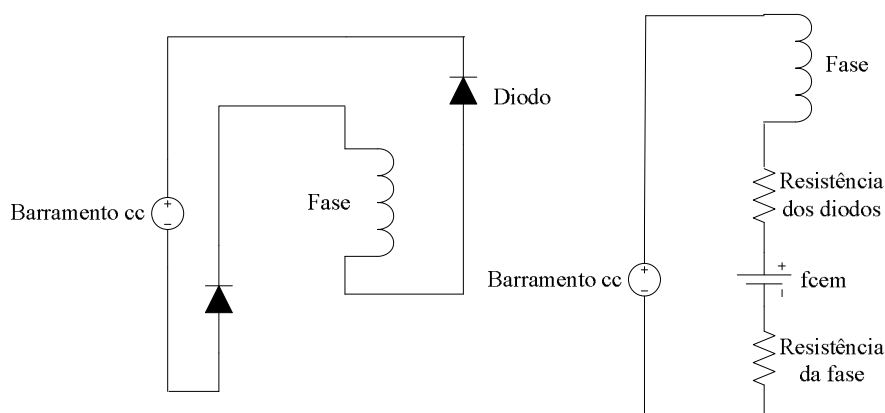


Figura 2.7 - Circuito de desmagnetização de uma fase da MRV operando como motor.

2.2.1 Controle de motores a relutância variável

Para acionar um motor a relutância variável sem danificar as chaves controladas do conversor de potência é necessário controlar a amplitude das correntes de fase durante a partida do motor. Isso é facilmente compreendido analisando a equação de tensão na fase da MRV, onde o terceiro termo do lado direito da igualdade da expressão 2.1, representa a força contra-eletromotriz, escrita isoladamente na equação 2.2. Quando a velocidade é zero, momento da partida da máquina, a força contra-eletromotriz também é zero, logo a corrente da fase acionada, no momento da partida, assume valores muito altos. E isso pode danificar o conversor de potência.

$$V = R_f i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i \omega_m \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \quad (2.1)$$

$$f_{cem} = i \omega_m \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \quad (2.2)$$

Para limitar a amplitude das correntes das fases nos instantes iniciais da partida pode ser empregado um controlador do tipo histerese, que abrirá uma das chaves do conversor, relacionadas à fase em processo de magnetização, quando o valor de corrente ultrapassar a banda superior da histerese, realizando uma etapa de roda livre (figura 2.6), momento em que a corrente de fase decai devido à força contra-eletromotriz e à dissipação de energia nas resistências dos componentes e da bobina de fase. O controle volta a fechar a chave quando o valor de corrente de fase apresenta valor menor que a banda inferior da histerese. Isso se repete até que o ângulo de condução chegue ao fim (θ_{off}), onde a etapa de desmagnetização se inicia; momento em que as duas chaves do conversor são abertas e a corrente de fase flui pelo circuito mostrado na figura 2.7, devolvendo parte da energia armazenada na forma de campo ao barramento cc. A figura 2.8 esboça o controle de corrente de fase do tipo histerese.

O uso da etapa de roda livre permite uma comutação mais suave, resultando em menos oscilações no sinal de corrente, fluxo e conjugado [51].

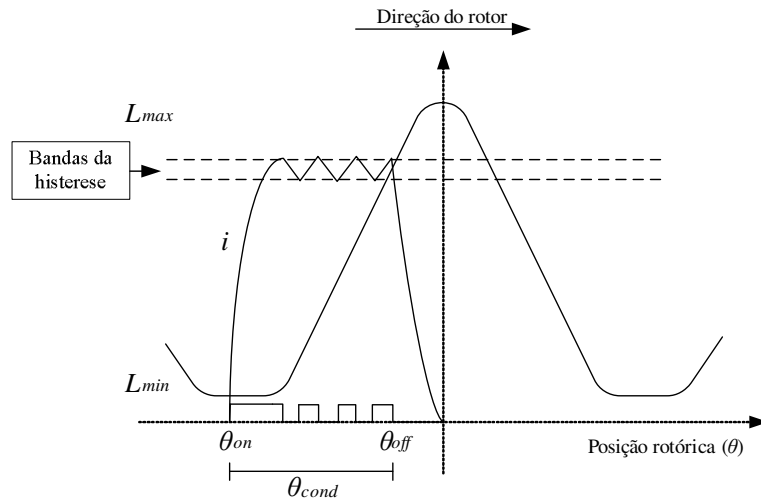


Figura 2.8 - Controlador de corrente para MRV do tipo histerese.

Utilizando um controlador proporcional integral (PI) ou outro tipo de controlador moderno, baseado em lógica *fuzzy* ou redes neurais, é possível produzir a referência de corrente a ser aplicada às fases da máquina, podendo desta forma desenvolver um controle de velocidade para a MRV operando como motor. O diagrama de blocos deste controle pode ser visto na figura 2.9.

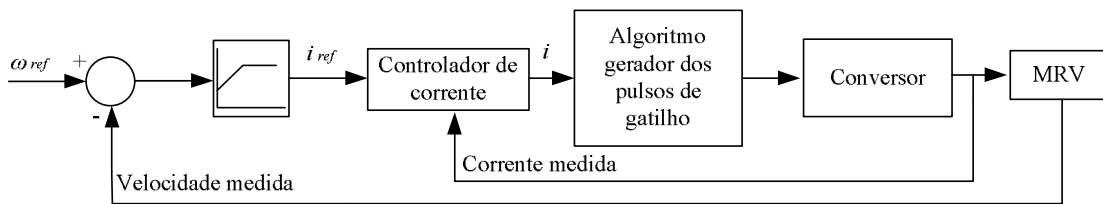


Figura 2.9 - Controle de velocidade para motores a relutância variável.

A referência [53] mostra que a malha de controle de corrente é uma das mais importantes em um sistema de acionamento para motor à relutância variável, sendo que os métodos mais empregados na implementação deste controle são: histerese e PWM, geralmente associados a um controlador PI ou proporcional integral derivativo (PID).

Quando a máquina atinge velocidade elevadas, ela passa a operar em modo de pulso único ou simples, que consiste em acionar as chaves das fases simultaneamente e

ininterruptamente durante o período máximo de magnetização para uma determinada velocidade. Quando a máquina opera neste modo, o controle já não exerce mais influência na amplitude de corrente, logo, a máquina passa a operar dentro dos seus limites elétricos e mecânicos. O que limita a amplitude das correntes neste modo de operação, que ocorre em velocidades altas, é a força contra-eletromotriz, que atinge um valor alto devido à alta velocidade, conforme pode ser observado na equação 2.2.

As técnicas de controle para motores à relutância variável estão mais evoluídas em relação às aplicadas ao GRV e ao MGRV. Os estudos contemporâneos têm focado principalmente as estratégias de estimação ou detecção indireta da posição rotórica e no desenvolvimento das técnicas de projeto e controle do motor a relutância variável com intuito de minimizar as oscilações presentes no conjugado eletromagnético produzido.

2.3 Gerador de relutância variável

O gerador de relutância variável (GRV) é um conversor eletromecânico de energia capaz de converter energia mecânica em energia elétrica, assim como qualquer outra máquina elétrica operando como gerador.

Para a MRV operar como gerador é necessário magnetizar as fases da máquina durante a diminuição do valor da indutância em relação variação da posição rotórica, conforme esboçado pela figura 2.10.

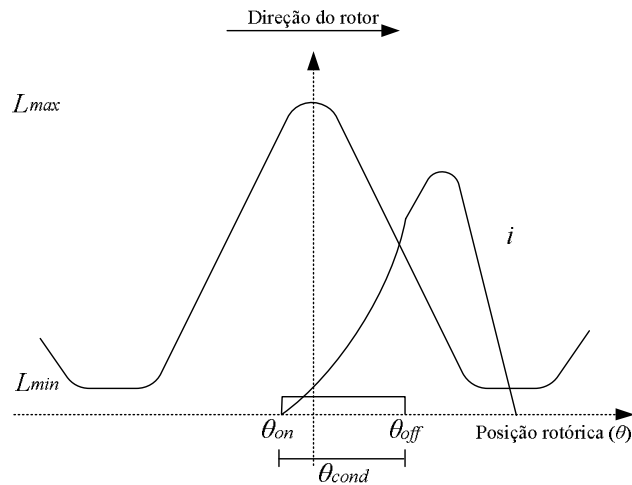


Figura 2.10 - Perfil de indutância e sinal de corrente de um gerador à relutância variável.

A magnetização da fase somada à entrada de conjugado mecânico no eixo faz com que apareça uma força contra eletromotriz que aumenta a taxa de crescimento da curva de corrente, caracterizando o processo de geração de energia elétrica. Após o desligamento das chaves do conversor, os diodos que constituem o circuito de desmagnetização das bobinas são polarizados diretamente e permitem que a energia armazenada no campo eletromagnético, que é a soma da energia fornecida pela fonte durante a magnetização com a energia convertida de mecânica para elétrica, descontadas as perdas, seja entregue à carga do gerador. A figura 2.11, apresenta o desenho esquemático do conversor *half-bridge* adaptado para a MRV operar como gerador, com o circuito de alimentação da carga do GRV separado do circuito de magnetização das fases.

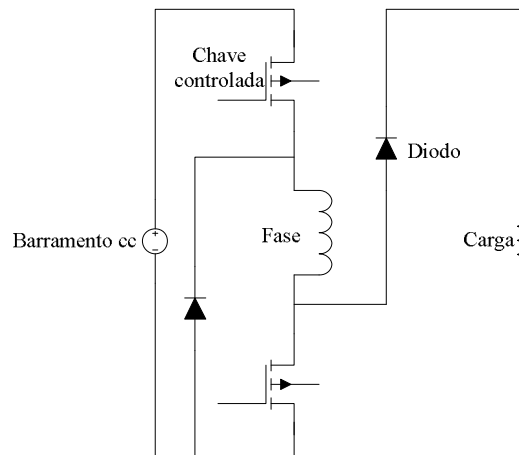


Figura 2.11 - Conversor *half-bridge* utilizado para acionar o GRV.

Os circuitos de magnetização, roda livre e desmagnetização das fases da máquina operando como gerador podem ser observados nas figuras 2.12, 2.13 e 2.14, respectivamente.

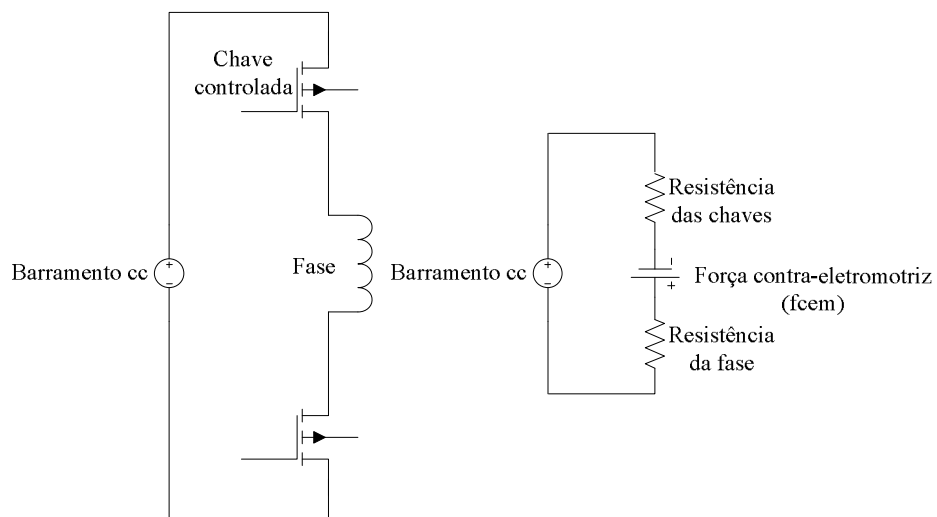


Figura 2.12 - Circuito de magnetização das fases do GRV.

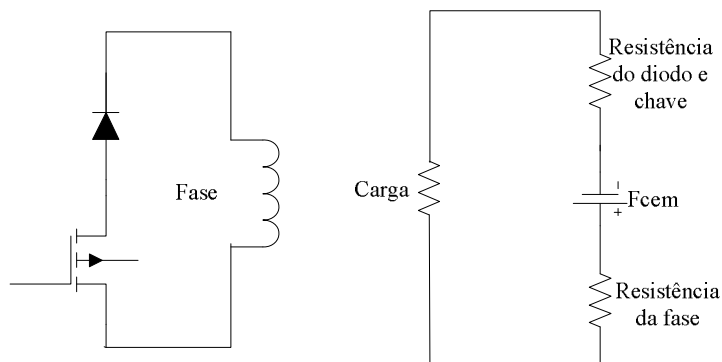


Figura 2.13 - Circuito de roda livre com a máquina operando como gerador.

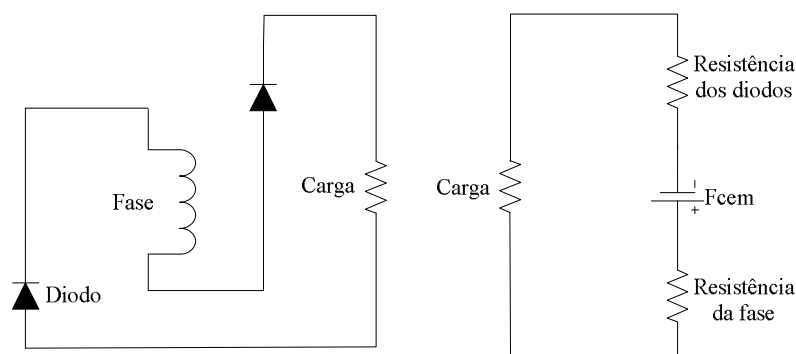


Figura 2.14 - Circuito de desmagnetização do GRV.

A crescente atenção dada ao gerador a relutância variável nas duas últimas décadas se deve às características da MRV já mencionadas na seção 2.1. Estas características construtivas somadas à operabilidade em larga faixa de variação da velocidade de operação, incluindo velocidades altíssimas, fez com que pesquisas fossem desenvolvidas no sentido de aprimorar o projeto da máquina para ser utilizada como gerador, desenvolver estratégias de controle visando otimizar a geração [70] e/ou torná-la aplicável nos sistemas já mencionados.

Com relação ao controle de corrente durante a operação como gerador, trata-se de uma tarefa difícil devido à força contra eletromotriz, na operação geradora, ser uma fonte de tensão que age de forma a aumentar a circulação de corrente na fase [71]. Mesmo durante a etapa de roda livre, ilustrada na figura 2.10, a corrente continua crescendo, portando não adianta utilizar uma estratégia semelhante à da operação motora, onde geralmente se utiliza controlador por histerese para regular a corrente. Para compreender este fenômeno é importante ressaltar que a falta de controle da amplitude de corrente de fase do GRV ocorre em velocidades elevadas, situação em que a f_{cem} atinge valor elevado, maior que o valor de tensão do barramento cc da carga do gerador, fazendo com que a corrente continue crescendo por algum tempo, mesmo que o controle abra simultaneamente as duas chaves relacionadas à fase em processo de excitação.

Os trabalhos apresentados em [1] e [71] trazem uma análise matemática que explica esta situação. Desconsiderando a saturação do circuito magnético e a queda na resistência de fase, e levando em conta que para acionar a máquina existe um período de magnetização e um de desmagnetização, a equação (2.1) pode ser reescrita, para o GRV, conforme mostrado em (2.3).

$$\begin{aligned}
 V &= L(\theta) \frac{di_{mag}}{dt} + \omega_m i_{mag} \frac{dL(\theta)}{d\theta} \\
 V &= L\left(\theta + \frac{\pi}{N_r}\right) \frac{di_{ger}}{dt} + \omega_m i_{ger} \frac{dL\left(\theta + \frac{\pi}{N_r}\right)}{d\theta} \\
 \frac{-\pi}{N_r} &\leq \theta \leq 0
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

onde, N_r é o número de pólos no rotor, i_{mag} é a corrente de magnetização e i_{ger} é a corrente de desmagnetização/geração. Resolvendo a equação (2.3) para correntes, chega-se a uma solução aproximada, apresentada na equação 2.4.

$$\begin{aligned}
i_{mag}(t) &= \left(\frac{V}{\omega_m \frac{dL(\theta)}{d\theta}} \right) \left(1 - e^{\frac{-t}{\tau(\theta)}} \right) \\
i_{ger}(t) &= \left(\frac{V}{\omega_m \left(\frac{dL\left(\theta + \frac{\pi}{N_r}\right)}{d\theta} \right)} \right) \left(1 - e^{\frac{-t}{\tau\left(\theta + \frac{\pi}{N_r}\right)}} \right) \\
\tau(\theta) &= \left(\frac{L(\theta)}{\omega_m \frac{dL(\theta)}{d\theta}} \right)
\end{aligned} \tag{2.4}$$

A equação acima mostra que para uma dada velocidade e valor de tensão no barramento cc, a forma de onda da corrente para motor e gerador são espelhadas. Isto significa que na operação motora a *fcem* tende a limitar as correntes de fase da máquina e, durante a operação como gerador, a *fcem* age como uma fonte que eleva o valor de corrente, mesmo instantes após a abertura das chaves relacionadas a uma fase em processo de geração.

Com relação às estratégias de controle para etapa geradora, quando comparada com a MRV operando como motor, pode-se dizer que as estratégias de controle para o GRV ainda foram pouco exploradas, existindo ainda muito para ser desenvolvido para que o acionamento do mesmo atinja o ponto desejado.

Grande parte das pesquisas existentes tem procurado desenvolver estratégias para fazer com que o GRV opere em seu ponto ótimo de geração [70, 72, 73], sendo isso importante para aplicações relacionadas à geração para sistemas de eletrificação de cidades, como em sistemas de geração eólica interligada [72]. O trabalho descrito em [70], mostra uma

estratégia de controle de potência na carga, onde o controlador PI produz o valor do θ_{on} das fases do GRV para manter o valor da potência dissipada na carga em torno da referência. O valor do θ_{off} é obtido consultando uma tabela com os valores ótimos para uma dada potência e velocidade de operação. A figura 2.12 mostra um diagrama de blocos de um controle genérico de potência dissipada na carga.

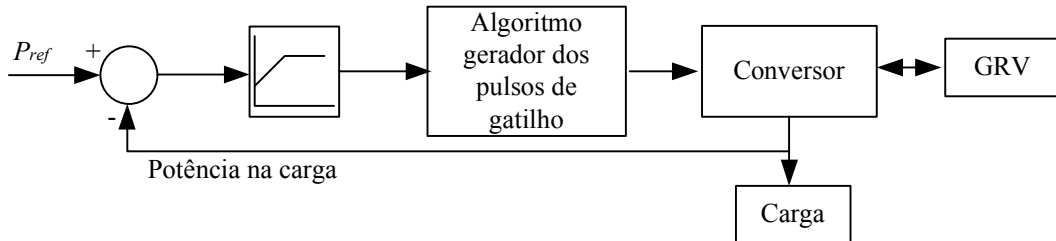


Figura 2.12 – Diagrama de blocos de um controle de potência na carga genérico para GRV.

Outro tipo de controle para GRV que tem sido estudado é o controle de malha fechada de tensão na carga do gerador, importante para aplicações embarcadas, como veiculares e aeroespaciais [5 - 7, 19, 74 - 83]. Ainda existem poucos trabalhos publicados a respeito. Na figura 2.13, pode ser observado um diagrama de blocos de um controle de tensão na carga genérico, ou seja, o controlador poderá atuar nos ângulos de acionamento das chaves do conversor, θ_{on} ou no θ_{off} ou em ambos, simultaneamente, ou ainda no valor médio da tensão aplicada nas fases acionadas com ângulo de condução fixo. Como este tipo de controle ainda não foi muito explorado e têm grande importância para tornar a MRV competitiva em aplicações veiculares e aeroespaciais, um dos focos do presente trabalho é o estudo e o desenvolvimento de estratégias de controle de tensão na carga do GRV.

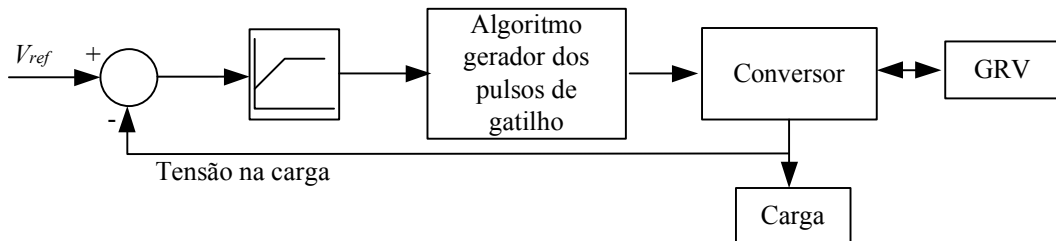


Figura 2.13 – Diagrama de blocos de um controle genérico de tensão na carga de um GRV.

2.3.1 Técnicas de controle de tensão na carga para geradores à relutância variável (GRV)

Conforme mencionado anteriormente, a MRV é uma das boas opções de máquinas a serem usadas em aplicações que requerem boa capacidade de controle e eficiência operando em velocidade variável. Nas aplicações embarcadas, como por exemplo, automotiva, aeronáutica e embarcações, existe a necessidade de se manter a tensão no barramento cc, que alimenta as cargas, com valor constante [5 - 7, 19, 74 - 83].

Como o GRV é cotado para ser empregado nestes tipos de aplicações, alguns trabalhos, propuseram técnicas de controle, capazes de manter a tensão na carga do gerador com o valor desejado, mesmo que a impedância da carga e/ou a velocidade varie em função do tempo [5, 6, 17, 19, 74, 75, 80, 83, 84, 90].

Existem trabalhos na literatura abordando este tipo de controle para GRV, mas a maioria dos trabalhos encontrados apresenta estratégias de controle que visam fazer com que o GRV gere próximo de sua operação ótima independentemente de sua carga ou velocidade [70]. Nestas estratégias, a tensão na carga varia com a variação da impedância da mesma e com a variação da velocidade de operação. Estas estratégias são indicadas para aplicações em que é necessário extrair continuamente o máximo da capacidade de geração da máquina, como em turbinas eólicas interligadas ao sistema de eletrificação das cidades [70, 72].

Com relação a técnicas de controle de tensão na carga do gerador, em [90] os autores propõem uma estratégia de controle utilizando um controlador *fuzzy* para variar o ângulo de magnetização das fases do gerador. Os resultados apresentados mostram que para cargas pequenas esta estratégia produz grandes oscilações no valor de amplitude das correntes de fase do GRV, o que é indesejável já que isso reflete no conjugado eletromagnético produzido pela máquina, aumentando bastante as vibrações e ruídos.

Em [81] os autores também usaram um controlador *fuzzy* para fechar a malha de tensão na carga do GRV, porém a saída do controlador foi utilizada para variar a largura dos pulsos de gatilho aplicados às chaves do conversor de potência durante o processo de magnetização. Alguns resultados experimentais foram apresentados para diferentes velocidades de operação, mostrando que o valor de tensão estabiliza-se em torno do sinal de referência dado ao controlador, com o GRV sempre operando com valor de carga fixo.

O trabalho apresentado em [74] descreve uma estratégia de controle para GRV que emprega um controlador PI, o qual produz uma referência de corrente proporcional ao erro entre a referência de tensão na carga e a tensão aplicada na mesma. Resultados de simulação foram apresentados e demonstraram que a estratégia proposta neste artigo apresenta uma lenta resposta aos transitórios de carga. Em [17] uma estratégia similar é apresentada, porém o controlador PI atua tanto na corrente aplicada nas fases quanto no valor do ângulo de início da magnetização (θ_{on}). Esta estratégia foi testada através de uma simulação computacional e não foi validada experimentalmente.

Os autores relacionados em [83] desenvolveram uma estratégia de controle de tensão para GRV que utiliza um controlador PI para gerar uma referência de potência a ser dissipada na carga do gerador. Este sinal de referência entra em outro controlador PI que, baseado no erro entre a referência de potência e a potência dissipada na carga, calculada à partir do produto entre corrente e tensão na carga, produz o valor do ângulo θ_{on} . Nesta estratégia o valor do ângulo de término da magnetização das fases, momento em que as chaves do conversor relacionadas à fase em processo de magnetização se abrem (θ_{off}), é definido utilizando uma tabela com valores de (θ_{off}) que fornece o valor ótimo tendo como entrada a

velocidade de operação e a referência de potência na carga do GRV. Os autores validaram a estratégia proposta através de simulações e experimentalmente.

Devido à importância de se desenvolver as estratégias de controle de magnetização para GRV, ainda pouco exploradas, este é um dos assuntos do presente trabalho o qual será mais discutido no capítulo 4.

2.4 Motor/Gerador à relutância variável

Na indústria automobilística o motor de partida e o alternador podem ser substituídos por uma única máquina elétrica, o que economizaria materiais e reduziria o peso e o custo do sistema [1, 2, 5 - 21]. Essas vantagens também se aplicam à indústria aeronáutica, onde também são usadas máquinas elétricas para partir turbinas e gerar eletricidade [10, 19]. Além de gerar economia no processo de fabricação, o desenvolvimento de motores/geradores para aplicação automotiva permite a implementação de novas tecnologias que visam à redução da poluição emitida pelos veículos, tais como [1, 2, 4]:

- Desligar o motor a combustão toda vez que o veículo estiver parado em sinaleiros ou congestionamentos, partindo o mesmo quando for acelerado.
- Desenvolvimento de veículos híbridos leves.
- Aumentar a capacidade de geração, suprimindo a crescente demanda por potência elétrica dos veículos mais modernos.

Visando desenvolver a tecnologia dos motores/geradores algumas máquinas elétricas têm sido exploradas através de experimentos. Trabalhos recentes foram publicados com o objetivo de comparar diferentes máquinas e levantar as vantagens e desvantagens das mesmas quando utilizadas como MG. Em [3, 6, 22, 34] foram feitos estudos comparativos entre as principais máquinas candidatas a aplicações como MG. Nestes estudos a máquina a relutância variável (MRV) mostrou-se uma forte candidata pelas suas características construtivas, que a permite

operar em altas velocidades, com uma ampla faixa de variação de velocidade de operação e com um controle relativamente simples, quando comparada à máquina de indução.

Tendo em vista que a MRV é uma boa opção como MG (MGRV) para aplicações relacionadas aos meios de transporte terrestres e aéreos, muitos estudos estão sendo realizados para propor estratégias de controle que permitam acionar apropriadamente a MRV como motor/gerador [1, 6, 7, 18].

Para acionar a máquina como MG é necessário escolher uma topologia de conversor que atenda aos dois modos de operação. Existem propostas de conversores com contagem reduzida de componentes na literatura para ambos os modos de operação, mas além de reduzirem a capacidade de controle da máquina, algumas topologias não atendem bem aos dois modos de operação, principalmente quando é necessário modificar o caminho de desmagnetização das fases, quando ocorre a transição entre modos de operação.

Como a linha de pesquisa a respeito de motores/geradores é atual, ainda existe necessidade de se evoluir nas técnicas de acionamento da MRV para este fim, este trabalho tem como uma de suas finalidades o desenvolvimento do acionamento da MRV como MGRV.

No próximo capítulo serão apresentados, o modelo matemático do protótipo da MRV adotado neste trabalho e a simulação computacional que representa o funcionamento de um MGRV.

2.5 Conclusão

Este capítulo apresentou a máquina à relutância variável, descrevendo suas principais características e aplicações: como motor, gerador e motor/gerador, juntamente com alguns detalhes relacionados ao acionamento da MRV como motor e como gerador, em separado.

Diversos autores de trabalhos científicos têm sugerido o emprego da MRV como motor/gerador para aplicações embarcadas, como as automotivas e as aeronáuticas. Nestas aplicações, quando a máquina opera como gerador, é necessário que o controle atue de forma a manter a tensão no barramento das cargas com valor estável em torno do tolerado pelos equipamentos eletro-eletrônicos alimentados pelo gerador.

Tendo em vista que desenvolver estratégias para acionar a máquina a relutância como motor/gerador é fundamental para a substituição do motor de partida e do alternador por apenas uma máquina, ou para a utilização da máquina como motor de propulsão em veículos híbridos como capacidade de frenagem regenerativa, o foco deste trabalho foi a implementação de uma proposta de acionamento do protótipo da MRV como motor/gerador e o desenvolvimento de estratégias para controle da máquina operando como gerador.

CAPÍTULO III

MODELO MATEMÁTICO E SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

3.1 Introdução

Este capítulo tem como objetivo apresentar o modelo matemático utilizado na implementação da simulação computacional de um protótipo de máquina à relutância variável utilizada neste trabalho. A simulação desenvolvida leva em conta a saturação magnética e tem a capacidade de representar a máquina operando como motor/gerador.

Resultados de simulação da MRV operando como motor, gerador e motor/gerador serão apresentados e discutidos ao longo do capítulo. O software de simulação foi programado utilizando o ambiente MATLAB/SIMULINK®.

3.2 Modelo matemático da máquina a relutância variável

Esta seção traz uma descrição breve e sucinta do modelo matemático da máquina à relutância variável utilizado no trabalho [47].

Inicialmente, um circuito equivalente elementar pode ser obtido negligenciando-se a indutância mútua entre as fases. A tensão aplicada é igual à soma da queda de tensão na resistência e a taxa de variação de fluxo enlaçado pela fase em relação à posição, sendo sua expressão dada por:

$$V = R_f i + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} \quad (3.1)$$

Onde, para cada fase tem-se:

V é a tensão da máquina;

R_f é a resistência do enrolamento;

i é a corrente circulando nos enrolamentos da máquina;

$\lambda(\theta, i)$ é o fluxo enlaçado pelo enrolamento da máquina;

$$\lambda(\theta, i) = L(\theta, i)i \quad (3.2)$$

sendo $L(\theta, i)$ a indutância, que é dependente da posição do rotor e da corrente.

Devido à geometria de dupla saliência e também aos efeitos da saturação magnética, o fluxo enlaçado pelo enrolamento da máquina varia em função da posição rotórica e da corrente, assim a expressão (2.1) pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned} V &= R_f i + \frac{d\{L(\theta, i)i\}}{dt} = R_f i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i \frac{d\theta}{dt} \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \\ V &= R_f i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega_m i \end{aligned} \quad (3.3)$$

Nesta equação, os três termos do lado direito representam, em sequência, a queda de tensão no resistor, a queda de tensão no indutor e a força contra-eletromotriz (f_{cem}) induzida, respectivamente. O resultado é semelhante à equação de um motor de corrente contínua ligado em série, como mostrado na figura 3.1.

A força contra-eletromotriz, f_{cem} , é obtida pela equação

$$f_{cem} = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega_m i \quad (3.4)$$

Substituindo então as equações acima na equação da potência de entrada, tem-se:

$$p_e = v i = R_f i^2 + i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} + L(\theta, i) i \frac{di}{dt} \quad (3.5)$$

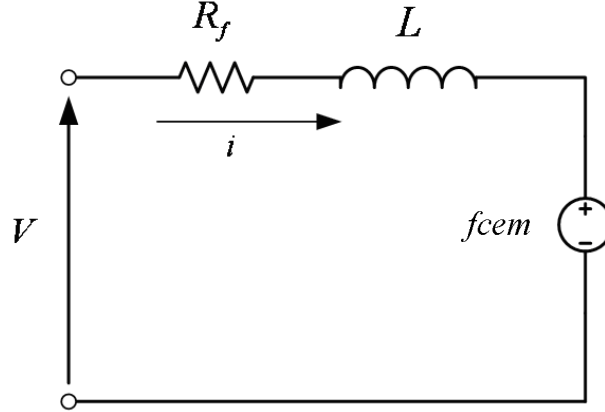


Figura 3.1 – Circuito Equivalente de um MRV Monofásico

Nota-se que o último termo é fisicamente muito difícil de ser experimentalmente adquirido, para tanto se deve substituí-lo por termos já conhecidos como segue:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L(\theta, i) i^2 \right) = L(\theta, i) i \frac{di}{dt} + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} \quad (3.6)$$

Substituindo-se a equação acima na equação (3.5) temos:

$$p_e = R_f i^2 + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L(\theta, i) i^2 \right) + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} \quad (3.7)$$

onde, p_e representa a potência instantânea de entrada. Esta equação mostra que a potência de entrada é expressa pela soma das perdas resistivas no enrolamento, dadas por $R_f \cdot i^2$, a taxa de variação da energia armazenada no campo magnético, dada por $d([L(\theta, i) i^2 / 2]) / dt$, e a potência no entreferro, p_{ent} , dada pelo termo $[i^2 d(L(\theta, i)) / dt] / 2$. Expressando o tempo em termos de posição do rotor e velocidade, temos:

$$t = \frac{\theta}{\omega_m} \quad (3.8)$$

Substituindo-se pelos termos da potência no entreferro, resulta:

$$p_{ent} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega_m \quad (3.9)$$

A potência no entreferro é o produto do conjugado eletromagnético pela velocidade do rotor e é dado por:

$$p_{ent} = \omega_m C_{emag} \quad (3.10)$$

Desta forma o conjugado é obtido pela substituição da expressão (2.1) em (2.9)

$$C_{emag} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \quad (3.11)$$

Com esta equação completa-se o desenvolvimento do circuito equivalente para o cálculo do conjugado eletromagnético, potência de entreferro e potência de entrada para a MRV tanto para operações dinâmicas como para regime permanente.

A partir da expressão (3.11) as seguintes observações podem ser feitas [52]:

1. O conjugado é proporcional ao quadrado da corrente, o que permite trabalhar com correntes unipolares. A possibilidade de a corrente ser unipolar permite a simplificação do conversor de potência.
2. O conjugado é proporcional a taxa de variação da curva característica de indutância x posição rotórica. Como a indutância é função da posição rotórica e também da corrente, isto torna a expressão do conjugado não linear. Devido a sua natureza não linear, não é possível estabelecer um circuito equivalente de regime permanente para a máquina;
3. A máquina a relutância variável gera conjugado proporcional ao quadrado da corrente, como o motor CC com enrolamentos de campo e armadura ligados em série. Isto confere elevado conjugado de partida;
4. A operação como gerador é possível, desde que operando na rampa de descida da curva indutância x posição;

-
5. A direção do sentido de rotação pode ser invertida, tanto para motor como para gerador, apenas com a mudança na seqüência de energização das fases da máquina;
 6. Devido as características apontadas nos itens 1, 4 e 5, a MRV é conveniente para operação controlada em 4 quadrantes;
 7. O MRV exige o uso de um conversor para seu acionamento, não sendo possível operá-lo diretamente a partir de uma fonte CC ou CA;

Após descrito algumas particularidades do comportamento da máquina, torna-se necessário discorrer sobre alguns detalhes do perfil de conjugado eletromagnético produzido.

A expressão geral para a produção do conjugado é dada por:

$$C_{emag} = C_a + C_b + C_c \quad (3.12)$$

Através de 3.11 e 3.12 obtém-se a expressão geral do conjugado das fases:

$$C_{emag} = \frac{1}{2} i_a^2 \frac{\partial L_a}{\partial \theta} + \frac{1}{2} i_b^2 \frac{\partial L_b}{\partial \theta} + \frac{1}{2} i_c^2 \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \quad (3.13)$$

O conjugado eletromagnético produzido pela MRV operando como motor é igual à soma do conjugado de carga, da parcela de conjugado de atrito viscoso e da parcela de conjugado de inércia da máquina, conforme descrito pela equação 2.14.

$$C_{emag} = C_M + J_m \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + D \cdot \omega_m \quad (3.14)$$

onde:

C_{emag} - Conjugado eletromagnético produzido pela MRV operando como motor ($N.m$)

C_M - Conjugado de carga ou mecânico ($N.m$)

J_m - Momento de inércia da máquina ($Kg.m^2$)

ω - Velocidade angular do rotor (rad/s)

D – Coeficiente de atrito viscoso

3.3 Representação matricial das equações do MRV

As equações mencionadas anteriormente podem ser arranjadas em forma de matriz. Esta seção traz a representação em forma de equações de estados da máquina à relutância variável.

As equações elétricas 3.1, 3.3 e 3.9 e a equação mecânica da MRV podem ser agrupadas e reescritas na forma matricial, conforme mostrado na seqüência, o que facilita o emprego de métodos numéricos para sua solução [52]:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ C_M \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_c & 0 & 0 \\ r_1 & r_2 & r_3 & -D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_m \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 & 0 & i_a \frac{\partial L_a(\theta)}{\partial \theta} \\ 0 & L_b & 0 & 0 & i_b \frac{\partial L_b(\theta)}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & L_c & 0 & i_c \frac{\partial L_c(\theta)}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

onde:

$$r_1 = \frac{1}{2} i_a \frac{\partial L_a(\theta)}{\partial \theta}$$

$$r_2 = \frac{1}{2} i_b \frac{\partial L_b(\theta)}{\partial \theta}$$

$$r_3 = \frac{1}{2} i_c \frac{\partial L_c(\theta)}{\partial \theta}$$

Designando por $[V]$, $[R]$, $[I]$, $[L]$ e $[\dot{I}]$ as matrizes na ordem em que aparecem em 2.15 obtém-se:

$$[V] = [R][I] + [L][\dot{I}] \quad (3.16)$$

Da equação 3.16 é possível evoluir para a equação de estados da máquina isolando-se a matriz $[\dot{I}]$ de modo a obter:

$$\dot{[I]} = [L]^{-1}[V] - [L]^{-1}[R][I] \quad (3.17)$$

Esta equação de estado 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 - Protótipo da MRV utilizado no trabalho

O protótipo cujos dados foram usados para as simulações apresentadas nesse capítulo é o que está mostrado na figura 3.2. Esta máquina foi projetada com base em etapas de projeto previstas na literatura técnica [50] para funcionar como motor a relutância variável e o detalhamento do seu projeto pode ser encontrado no trabalho [47].

Com relação aos principais aspectos construtivos da máquina, os pólos foram enrolados com 50 espiras de fio 15 AWG para suportar uma corrente de aproximadamente 10 A rms. O número de espiras resulta do projeto da máquina.



Figura 3.2 – Protótipo de máquina a relutância construída no Laboratório de Acionamento Elétricos da Faculdade de Engenharia Elétrica da UFU [47].

As dimensões físicas do protótipo utilizado no trabalho podem ser visualizadas pelas figuras 3.3 e 3.4, em conjunto com as legendas dispostas logo abaixo da figura 3.4.

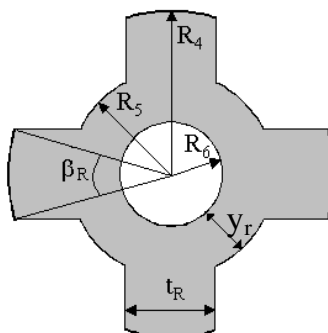


Figura 3.3 – Dimensões principais do rotor do protótipo.

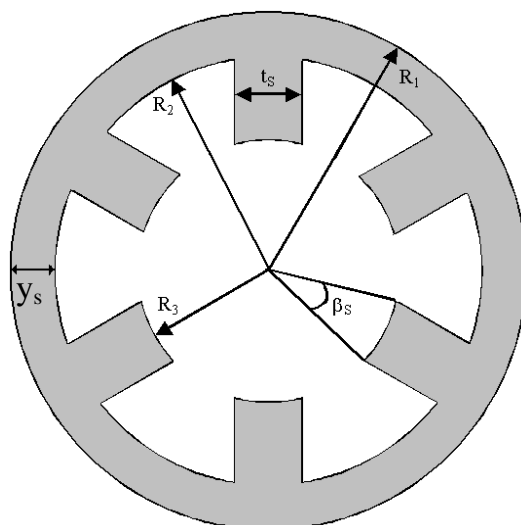


Figura 3.4 – Dimensões principais do estator do protótipo.

As dimensões abaixo estão em mm e em graus.

$R_1 = 70$	$R_4 = 35,1$
$R_2 = 58$	$R_5 = 23,4$
$R_3 = 35,5$	$R_6 = 11$
$t_s = 19$	$t_r = 20$
$y_s = 12$	$y_r = 12,4$
$\beta_s = 30^0$	$\beta_r = 32^0$

Os dentes do estator medem 22,5 mm e os do rotor 11,7 mm. O comprimento da pilha laminada é de 107 mm para o estator e o rotor, e o *gap* de ar mede 0,4 mm. O momento de inércia foi medido experimentalmente resultando em $J = 2,8 \text{ Kg.m}^2$.

O atrito viscoso é de $2,6 \times 10^{-4} \text{ N.m.s}$. A resistência interna da fase foi mensurada e seu valor é aproximadamente $0,36 \Omega$.

3.5 - Consideração da saturação do circuito magnético da máquina na modelagem computacional

Para que a simulação computacional do protótipo descrito na seção anterior possa representar mais aproximadamente o comportamento desta máquina, foi adotado o método descrito na referência [89], que permite simular a MRV levando em consideração a saturação magnética.

A figura 3.5 mostra uma representação do fluxo enlaçado por corrente para uma variação de 0° a 45° de rotação do rotor, o que é suficiente para representar as características magnéticas de uma fase da máquina. Como as outras duas fases são idênticas, as informações contidas nesta figura, desde que sejam obtidas experimentalmente, descrevem o comportamento magnético da MRV em questão, podendo ser utilizadas para programar uma simulação que considera a variação não linear do fluxo em relação à posição rotórica para diferentes valores de corrente.

Ainda analisando a figura 3.5, pode ser observado que para valores baixos de corrente, abaixo de i_s , a variação do fluxo em relação à posição rotórica é linear, e que, quando os pólos rotor se encontram em posição de total desalinhamento (esta situação foi definida como sendo 0°) com os pólos do estator, a saturação não é atingida nem com valores altos de corrente. Isso ocorre porque na posição de total desalinhamento dos

pólos do estator em relação aos do rotor, a relutância do circuito é máxima, o que dificulta a saturação magnética.

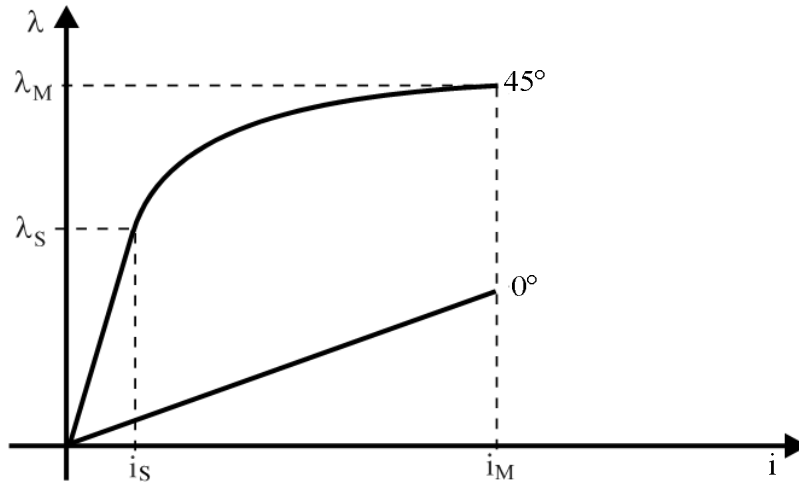


Figura 3.5 - Curva de fluxo por corrente para diferentes posições angulares do rotor.

Para levar em conta a saturação magnética na simulação computacional do MGRV o método descrito nas referências [52, 89] foi empregado. Este método foi aplicado ao protótipo que é usado como MG no presente trabalho.

Para a coleta de dados experimentais uma bobina de prova de 30 espiras foi enrolada em pólos opostos do GR 6 x 4. Em seguida a máquina foi alimentada por uma fonte de tensão senoidal. O rotor foi travado em diversas posições entre 0° e 45° e para cada posição a corrente foi variada de 1 a 10 A rms. As bobinas do estator e do rotor 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 pré-definidos. Os dados foram coletados através de uma placa de aquisição e foram tratados em um programa desenvolvido especialmente para levantar a superfície do fluxo no estator e da indutância de fase em função da posição angular do rotor e da corrente de fase.

Com base nesses resultados computacionais, foi levantada uma superfície $S(i, \lambda, \theta)$, mostrada na figura 3.6 [89].

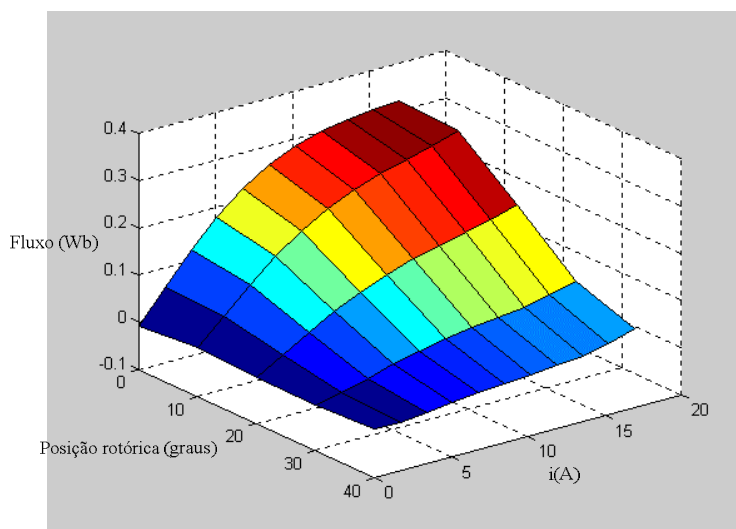


Figura 3.6 - Curva obtida com dados experimentais do fluxo por corrente e posição rotórica [89].

Os mesmos dados foram utilizados, com um maior número de pontos, para obter a curva da Figura 3.7, que descreve o perfil de indutância para diferentes correntes e posições angulares do rotor. Maiores detalhes a respeito da metodologia empregada no levantamento dos dados e do uso dos mesmos no desenvolvimento da simulação podem ser encontrados nas referências [52] e [89].

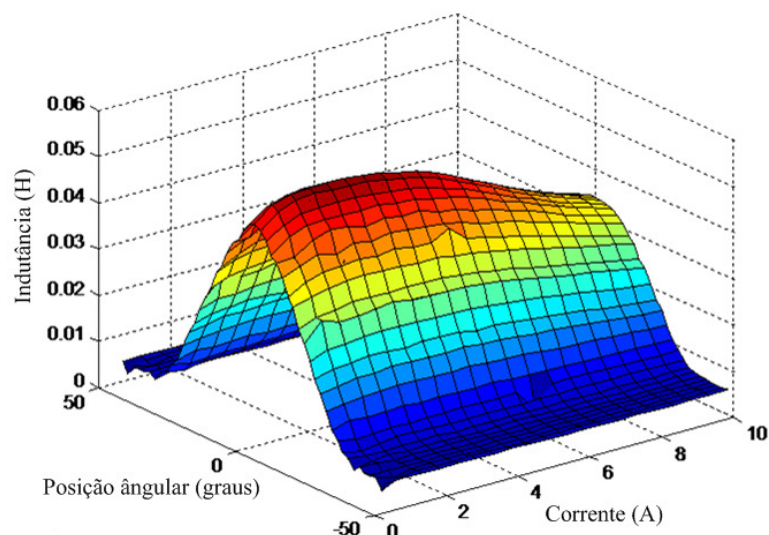


Figura 3.7 - Curva levantada experimentalmente do perfil de indutância em relação à posição angular do rotor e diferentes valores de corrente na fase [52].

De posse da simulação que representa a MRV, incluindo a saturação do fluxo magnético, o próximo desafio foi criar uma maneira de comutar o modo de operação da máquina de motor para gerador em tempo de simulação, representado desta forma a transição de modo de operação. Isso foi feito realizando modificações na estrutura do conversor clássico ou *half-bridge* (HB), incorporando ao mesmo um relé para modificar o caminho da energia durante a etapa de desmagnetização das fases. A figura 3.8 mostra o conversor do tipo HB simulado destacando o relé adicionado ao circuito do mesmo. Esta topologia clássica de conversor foi escolhida por atender bem ao funcionamento da MRV como motor e como gerador, permitindo total controle em ambos os modos de operação, com total independência entre o acionamento das fases.

Além da criação do caminho que desvia o fluxo de energia durante a desmagnetização das bobinas das fases, mudanças nos ângulos de acionamento devem ser incorporadas ao algoritmo que gera os pulsos que acionam as chaves do conversor, já que, diferentemente da operação motora, na operação como gerador, as fases tem que ser magnetizadas quando a variação da indutância de fase em relação à posição rotórica é negativa.

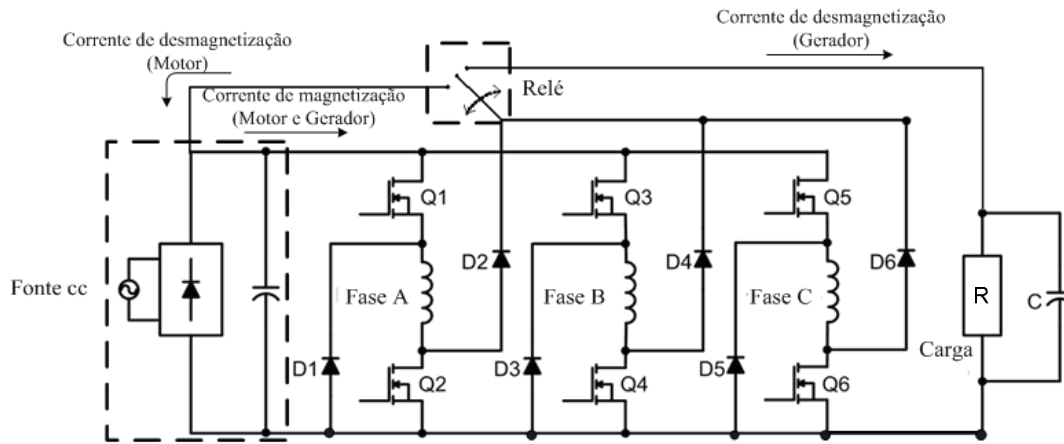


Figura 3.8 - Diagrama esquemático do conversor clássico (HB) simulado.

Para concluir a simulação do motor gerador a relutância variável, é necessário que se faça a alteração do sinal do conjugado produzindo pela máquina e o sinal do conjugado mecânico que passa a ser fornecido pela máquina primária. Portanto, há necessidade de modificar o sinal do conjugado eletromagnético produzindo pela máquina nas equações de estado, para que ocorra a inversão do fluxo de energia, conforme mostrado na equação 3.18, e a transição se torne possível para um mesmo sentido de rotação, em tempo de simulação. Após a transição para gerador, o conjugado mecânico no eixo deixa de ser fornecido pela MRV e passa a ser fornecido por uma fonte de energia mecânica. A figura 3.9 ilustra a necessidade descrita anteriormente, mostrando um diagrama que apresenta o sentido de rotação (ω_m), conjugado eletromagnético produzido pela máquina (C_{emag}), conjugado mecânico de entrada (C_M) e conjugado relacionado ao atrito e inércia (D e J), aplicados no eixo da MRV para os dois modos de operação.

$$C_M = C_{emag} + J \frac{d\omega}{dt} + D\omega_m \quad (3.18)$$

onde: C_M é o conjugado fornecido pela máquina primária ou por outro tipo de fonte de energia mecânica.

Acrescentando as modificações comentadas ao software de simulação, a mesma passa a ser capaz de representar o funcionamento da MRV como motor/gerador, permitindo analisar as curvas da máquina durante o transitório de modo de operação.

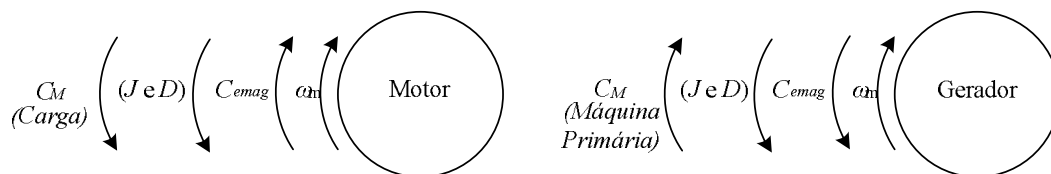


Figura 3.9 - Diagrama que ilustra o sentido do conjugado produzido pela MRV para motor e gerador.

Continuando a analisar a figura 3.8, é possível ver que o barramento cc do conversor simulado foi implementado utilizando uma fonte alternada retificada e filtrada. Isso foi feito para a simulação se assemelhar ao protótipo construído para os testes experimentais. Os caminhos da corrente na etapa motora e geradora foram destacados, evidenciando o papel do relé, que é permitir a desmagnetização das fases, devolvendo energia à fonte na etapa motora e, desviar a energia gerada para a carga resistiva (R), quando o funcionamento da máquina é convertido para geração. A proposta do uso do relé para desviar o fluxo de energia gerada para uma carga desconectada da fonte utilizada na magnetização pode ser útil em aplicações veiculares, no projeto de veículos híbridos com capacidade de realizar frenagem regenerativa. Assim, o grande volume de energia produzido durante a frenagem pode ser desviado, armazenando-o em super-capacitores [85], capazes de absorver com rapidez um grande volume de energia, evitando que o sistema de baterias do automóvel se danifique. A energia armazenada nos super-capacitores devido à frenagem regenerativa pode ser utilizada depois na propulsão do veículo, prolongando a duração da carga das baterias.

As três fases da MRV estão presentes no desenho esquemático do conversor, onde Q1 e Q2 são as chaves controladas usadas no acionamento da fase A e, D1 e D2, são os diodos usados na desmagnetização desta mesma fase. O capacitor (C), utilizado para filtrar a tensão

pulsada, gerada pela MRV, também pode ser observado nesta figura, juntamente com a carga resistiva (R) da máquina operando como gerador.

3.6 - Implementação computacional do modelo matemático

As simulações computacionais são ferramentas imprescindíveis nos dias atuais, pois auxiliam projetistas, engenheiros e usuários a prever o comportamento de determinados sistemas sem que estes sistemas precisem necessariamente existir ou serem modificados [52].

Para ser possível observar o comportamento da MRV operando como motor e gerador uma simulação computacional foi desenvolvida considerando todos os elementos relacionados ao conversor de potência, necessários ao acionamento da máquina. Isso foi feito utilizando as ferramentas da *toolbox* SimpowerSystems® do Simulink®, que fornecem os componentes básicos que integram a fonte de alimentação, o conversor de potência e a carga da máquina, quando esta opera como gerador. A figura 3.10 apresenta os principais componentes utilizados para simular o conversor de potência. De posse destas ferramentas, que permitem ser configuradas com os parâmetros dos componentes empregados no protótipo real, o conversor foi simulado na forma de diagrama de blocos, conforme pode ser visto na figura 3.11.

A utilização deste tipo de recurso na implementação da simulação permite obter resultados bem próximos dos obtidos experimentalmente já que cada um dos componentes que integram o conversor pode ser configurado com os parâmetros reais do mesmo. Além disto, o emprego desta ferramenta possibilita a obtenção de curvas de corrente e tensão nos diversos componentes viabilizando análises mais ricas nas simulações computacionais.

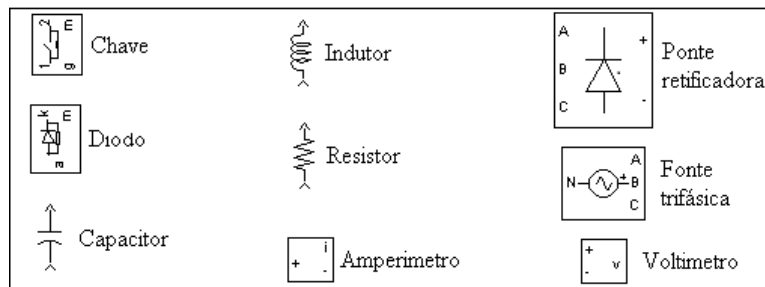


Figura 3.10 - Alguns Itens Elétricos Disponíveis no SimpowerSystems Toolbox do MATLAB.

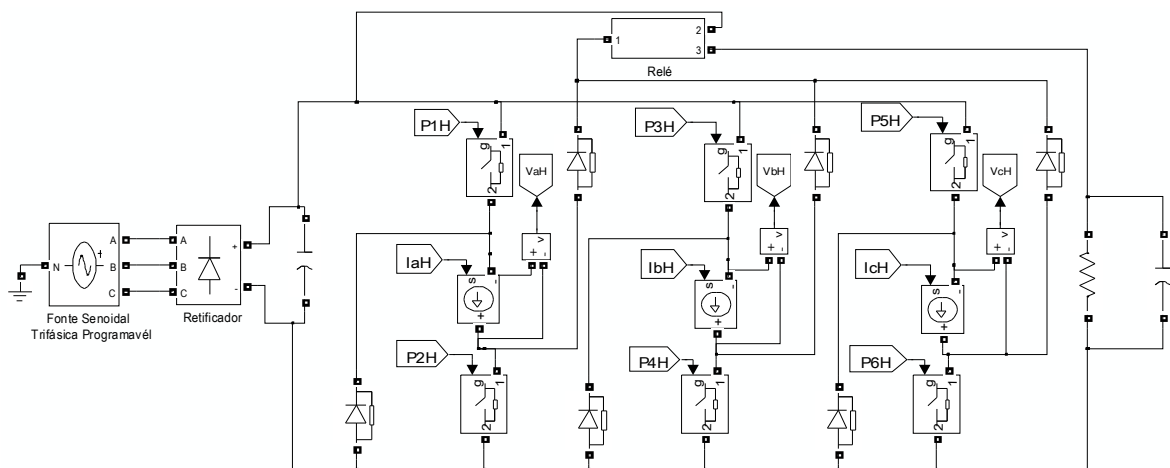


Figura 3.11 - Diagrama de blocos da simulação computacional do conversor *half-bridge*.

O modelo da máquina foi programado, utilizando a ferramenta *S-function* do Matlab, desenvolvida para integrar no domínio do tempo as matrizes de estados. A figura 3.12, mostra o diagrama de blocos desta parte da simulação, destacando as variáveis de entrada, que são as tensões nas fases da máquina, o conjugado mecânico e uma variável que indica em que modo a máquina irá operar, motor ou gerador. As saídas da função que integra o modelo matemático são as variáveis de estado, sendo elas as correntes de fase, a velocidade e a posição rotórica.

Este é um processo de solução no domínio do tempo e iterativo. Os valores simulados para tensão em cada fase da MRV a cada interação realimentam o subsistema para a integração numérica seguinte. Os parâmetros da máquina, como coeficiente de atrito, coeficiente de inércia e resistência de fase, são configurados com os valores reais do protótipo, mostrados anteriormente.

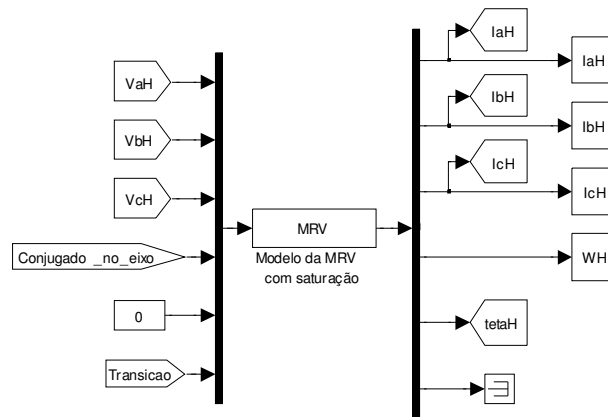


Figura 3.12 - Função responsável por resolver a matriz de estados da máquina.

Dentro da rotina de integração do modelo computacional é chamada uma função, responsável por retornar o valor da indutância em relação à posição rotórica e do valor de corrente na fase, utilizado no cálculo da derivada da indutância em relação à posição rotórica, necessária ao cálculo do modelo matemático, conforme mostrado na equação 3.7. Como mencionado anteriormente, a indutância é calculada a cada passo de integração do modelo utilizando dados aferidos experimentalmente, logo o modelo leva em conta a saturação magnética.

Uma vez que existem dois sistemas, matriz de estados, programada em linhas de código, e representação elétrica do conversor por diagrama de blocos, surge a necessidade de integração entre eles. As entradas do algoritmo de integração do modelo, conforme mostrado na figura 3.12, são fornecidas pelo conversor (V_{aH} , V_{bH} , V_{cH}), como pode ser visto na figura 3.11, onde são utilizados medidores de tensão para encontrar os valores de tensão nas fases, que são os dados de entrada da matriz de estados da MRV. Feito isso, a interação entre o modelo computacional da máquina e o circuito de potência, modelado utilizando os recursos do *SimpowerSystems*®, é obtida, e a simulação ganha capacidade de representar o comportamento de cada parte integrante do circuito de acionamento.

Para que a simulação computacional da MRV fique completa é necessário desenvolver a rotina que gera os pulsos de gatilho para acionar as chaves controladas, que permitem magnetizar as fases, no momento correto. Para esta configuração de máquina, os pólos do estator estão deslocados entre si de 60° mecânicos (figura 3.13), e as indutâncias das fases de 30° entre si, como pode ser visualizado na figura 3.14.

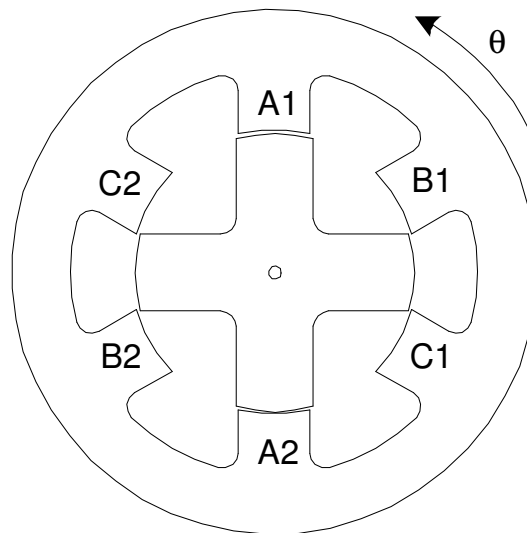


Figura 3.13 - MRV 6/4 com três fases.

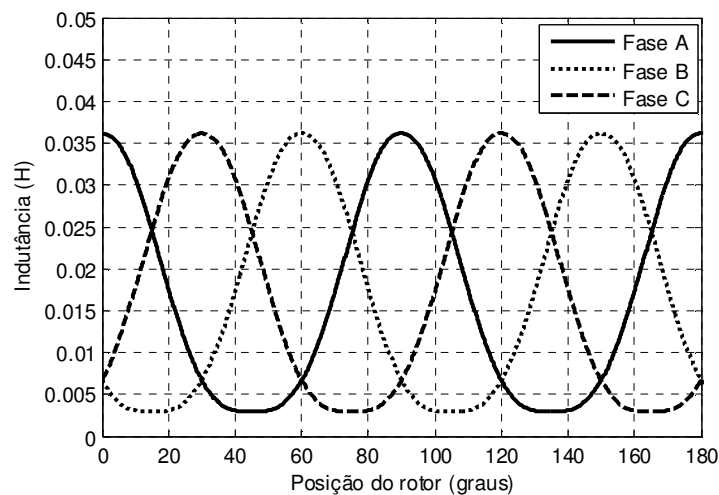


Figura 3.14 - Perfis de indutâncias das fases em relação à posição do rotor.

Analisando o ciclo de acionamento das fases da MRV 6 x 4, pode-se observar que a cada 90° todas as três fases entram em condução, ou como motor, ou como gerador, ou seja,

90° corresponde a um ciclo completo de operação desta configuração de MRV. Diante desta informação uma rotina foi desenvolvida para que a simulação só processasse a variação angular do rotor de 0° a 90°, conforme pode ser visto na figura 3.15, que apresenta a variação angular do rotor da máquina simulada, juntamente com as curvas de corrente nas fases para a MRV operando como motor.

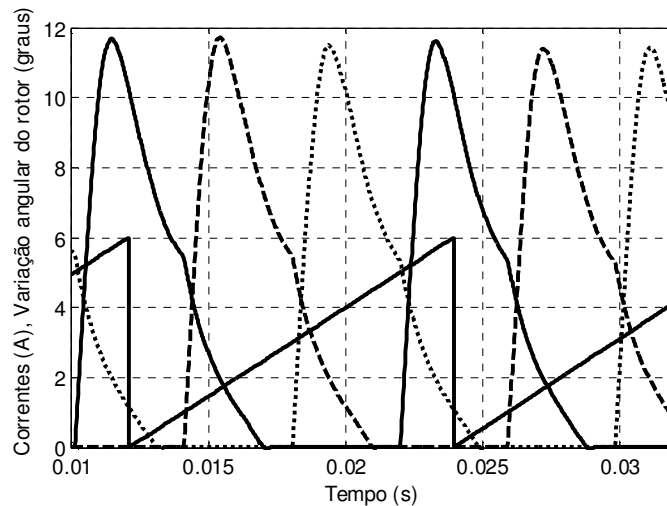


Figura 3.15 - Curvas das correntes de fase da MRV operando como motor e curva da variação angular do rotor.

Os valores dos ângulos de condução das fases da MRV para operar como motor ou como gerador estão relacionados nas tabelas 3.1 e 3.2, respectivamente. Estes valores foram estipulados baseados nos trabalhos desenvolvidos em [89] e [52], onde os autores procuraram determinar estes valores levando em conta a simplificação da construção do protótipo e a operação com um bom rendimento.

	Fase A	Fase B	Fase C
θ_{on}	45	15	75
θ_{off}	75	45	15

Tabela 3.1 – Valores dos ângulos de acionamento das fases para a MRV operando como motor [89].

	Fase A	Fase B	Fase C
θ_{on}	85.3	55.3	25.3
θ_{off}	25.3	85.3	55.3

Tabela 3.2 – Valores dos ângulos de acionamento das fases para a MRV operando como gerador [52].

Existem trabalhos publicados em que os autores levantam experimentalmente os valores do θ_{off} e do θ_{on} em que a máquina opera com o máximo rendimento para diferentes cargas e velocidades de operação. De posse destes dados constroem-se tabelas que são inseridas nas estratégias de controle, acionando sempre a máquina com o ângulo de condução que proporciona a melhor eficiência. O problema deste tipo de estratégia, é que, para cada máquina, novos valores dos ângulos de magnetização precisam ser encontrados. Além disso, dependendo do tamanho da tabela, a implementação em micro-controladores se torna complexa, elevando o custo do processador utilizado.

3.7 - Resultados de simulação

De posse de uma simulação capaz de representar a MRV operando como motor e como gerador, simulações foram feitas como intuito de verificar o comportamento da máquina estudada. Primeiramente serão apresentadas simulações da máquina operando como motor, posteriormente, resultados da MRV operando como gerador serão discutidos e, por fim, serão apresentados resultados da máquina operando como motor/gerador, sendo explicado o critério utilizado para a comutação do modo de operação. As curvas que representam o funcionamento da máquina durante o transitório de modo de operação da MRV serão apresentadas no decorrer do texto.

As simulações serão efetuadas como 42 V no barramento cc, que é o mesmo valor de tensão que a comunidade científica tem sugerido para ser empregado no barramento cc dos veículos mais modernos que requerem maior potência elétrica para suprir os equipamentos [1, 2].

3.7.1 - Simulação da MRV como motor

As simulações da máquina operando como motor foram feitas com os seguintes critérios: o barramento cc foi configurado com tensão de 42 V, a máquina operou em malha aberta e com carga de 1 N.m. durante 1,5 s. Para que o modelo programado em computador simule a MRV operando como motor, é necessário que os ângulos de magnetização das fases sejam ajustados para que as mesmas sejam energizadas quando a derivada da indutância em relação a posição angular do rotor esteja na iminência de estar com sinal positivo e, além disso, é necessário chavear o relé do conversor mostrado na figura 3.8 para que o mesmo feche o circuito de desmagnetização de modo a permitir que a energia armazenada nas fases seja devolvida para a fonte cc.

A figura 3.16 mostra a curva de velocidade do rotor da MRV operando como motor, nas condições mencionadas anteriormente, para o tempo simulado. Nesta mesma figura pode ser observado que a velocidade se estabilizou por volta de 1550 rpm.

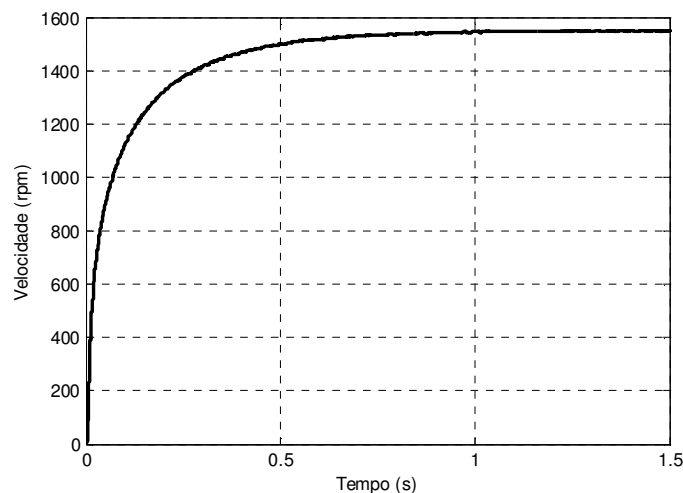


Figura 3.16 - Curva de velocidade do rotor da MRV operando como motor.

Pela figura 3.17, pode-se visualizar o comportamento da amplitude das correntes das fases do motor a relutância variável. Pode ser visto que durante o transitório de partida as correntes das fases atingem valores elevados. Isso ocorre porque na partida do motor, a

velocidade do rotor é baixa, portanto as fases ficam mais tempo sendo energizadas pela fonte fazendo com que as correntes atinjam valores elevados. Como é possível observar nesta figura, as correntes de fase da máquina ficam com seus valores de pico em torno de 9.5 A quando a máquina atinge o regime permanente de operação.

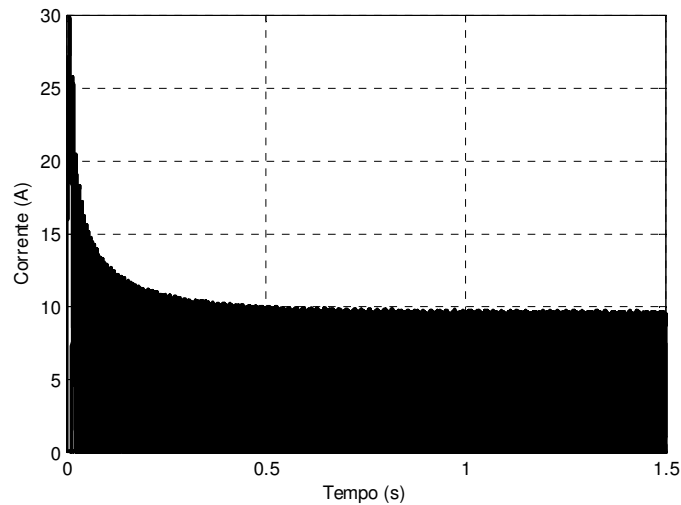


Figura 3.17 - Curva de corrente nas fases.

As curvas de tensão, corrente de magnetização e corrente de desmagnetização em uma das fases da máquina e o respectivo sinal de gatilho são apresentados na figura 3.18.

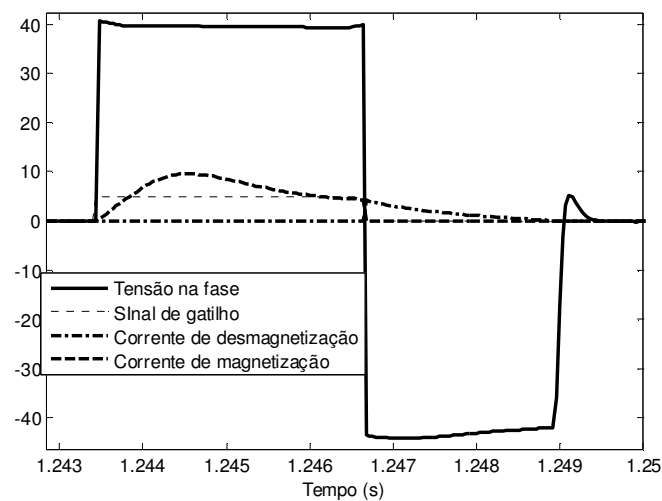


Figura 3.18 - Curvas de tensão e corrente na fase A, e o sinal de gatilho.

A figura 3.19 mostra as curvas de indutância e corrente da fase A da máquina operando como motor. Pode ser observado que a fase conduz corrente na maior parte do tempo nos instantes onde a variação da indutância em relação à posição rotórica é positiva.

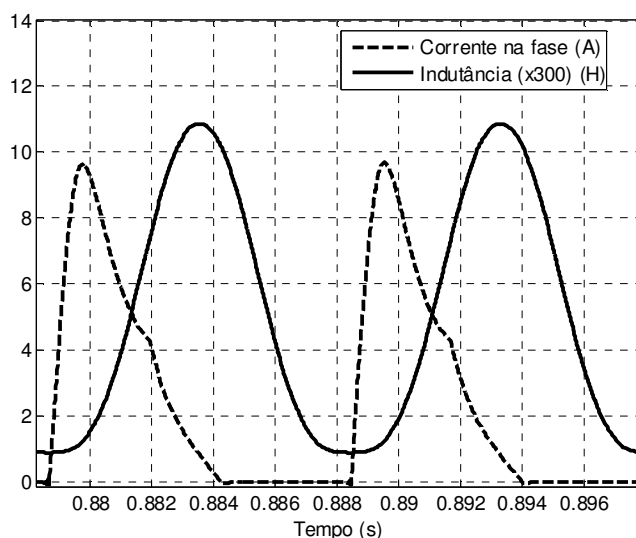


Figura 3.19 - Curvas de indutância e corrente da fase A para a MRV operando como motor.

A curva do conjugado eletromagnético produzido pela MRV é apresentada pela figura 3.20, onde se mostra a oscilação presente no conjugado eletromagnético produzido pela máquina. Esta oscilação é característica deste tipo de máquina e, conforme mostrado no capítulo 2, existem trabalhos na literatura técnica que abordam técnicas que visam minimizá-la.

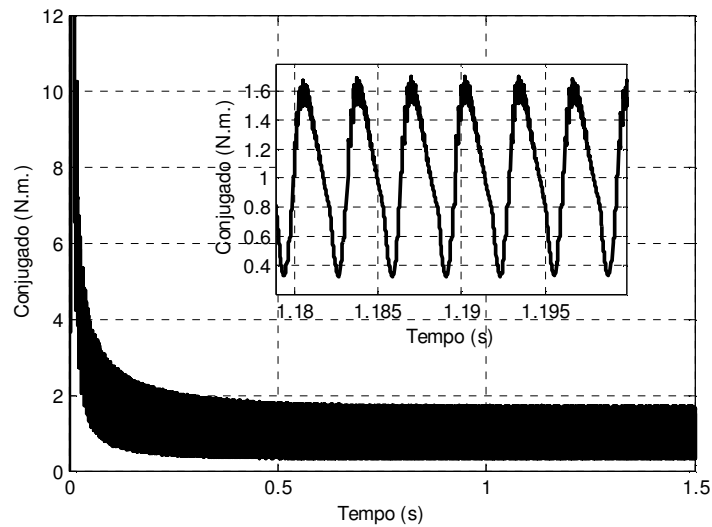


Figura 3.20 - Curva de conjugado eletromagnético produzido pela MRV operando como motor.

O laço de fluxo por corrente para toda a simulação pode ser observado na figura 3.21, onde é possível verificar que no transitório de partida a energia convertida é muito maior que quando a máquina atinge o regime permanente, parte mais escura do laço. Isso é reflexo do alto valor da corrente de fase no momento da partida devido ao baixo valor da força contra-eletromotriz em velocidade baixa e explica o valor elevado do conjugado eletromagnético no instante de partida do motor.

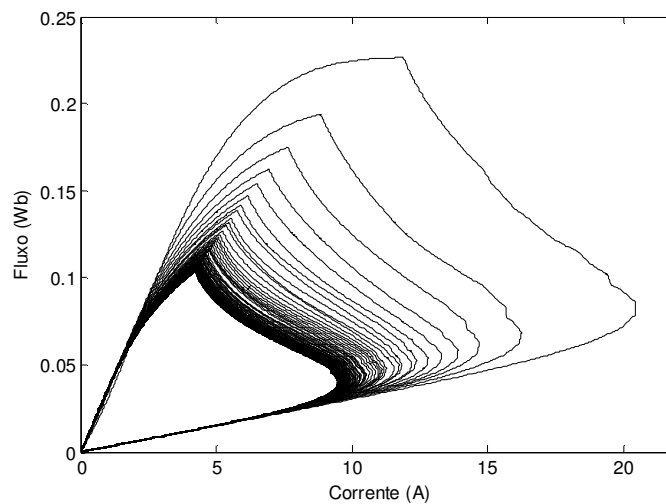


Figura 3.21 - Laço de fluxo por corrente para MRV operando como motor.

A figura 3.22 mostra a curva de fluxo por fase no domínio do tempo para o motor operando em regime permanente. Nas condições simuladas, descritas no início da seção, a máquina opera na região onde o fluxo é aproximadamente linear.

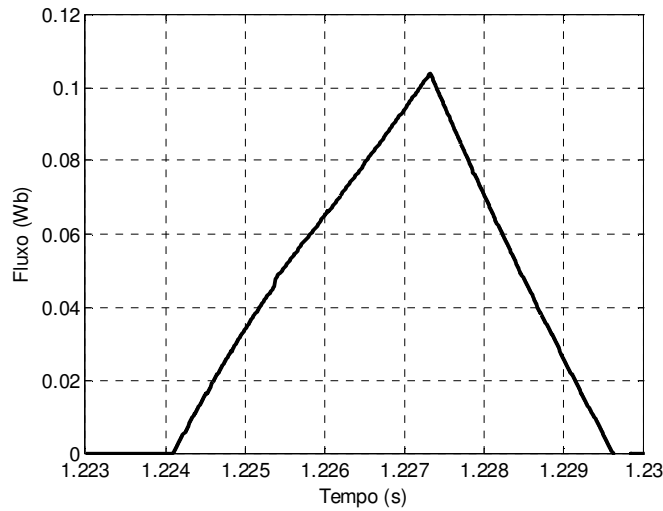


Figura 3.22 - Curva de fluxo no tempo para uma das fases da MRV operando como motor.

As curvas de potência de entrada do conversor *half-bridge*, potência de saída, que é a potência mecânica usada para acionar a carga de 1 N.m, potência relacionada as perdas nos componentes do conversor, nas resistências das fases e por atrito, assim como o rendimento global da MRV operando como motor nestas condições, podem ser visualizadas na figura 3.23. Uma aproximação destas curvas, quando a máquina opera em regime permanente, pode ser observada no detalhe à direita na figura 3.23. Desta figura, os seguintes valores podem ser retirados: a potência de entrada do motor foi de aproximadamente 216 W, a potência mecânica de saída calculada pela equação 3.19 foi de 162 W, a potência dissipada nas perdas nos componentes do conversor, por atrito e nas resistências de fase somaram 55 W, sendo que o rendimento global desta operação da MRV, em regime permanente, foi de 75 % aproximadamente.

$$P_M = \omega_m \cdot C_M \quad (3.19)$$

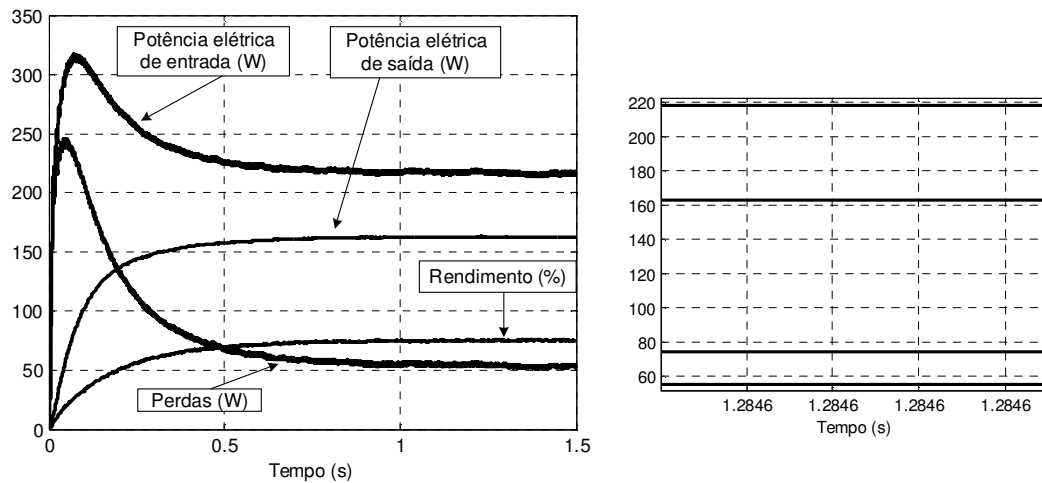


Figura 3.23 - Curvas de potência de entrada, de saída, de perdas e curva de rendimento da MRV operando como motor.

3.7.2 - Simulação da MRV como gerador

Para simular a máquina como gerador foram adotados os seguintes critérios: o barramento cc foi configurado com 42 V, o gerador a relutância variável (GRV) operou em velocidade constante e igual a 1350 rpm, conforme observado na figura 3.24, alimentando uma carga resistiva de 20 Ω .

A simulação da MRV para operar como gerador deve ser configurada para que as fases da máquina sejam magnetizadas durante a derivada negativa da indutância em relação à posição rotórica, conforme apresentado na figura 3.25. Além de modificar os ângulos de condução das fases, passando a usar os valores mostrados na tabela 3.2, é necessário chavear o relé do conversor HB para que o circuito de desmagnetização das bobinas das fases seja fechado no sentido de permitir que a energia armazenada nas fases seja entregue à carga resistiva, conforme mostrado anteriormente.

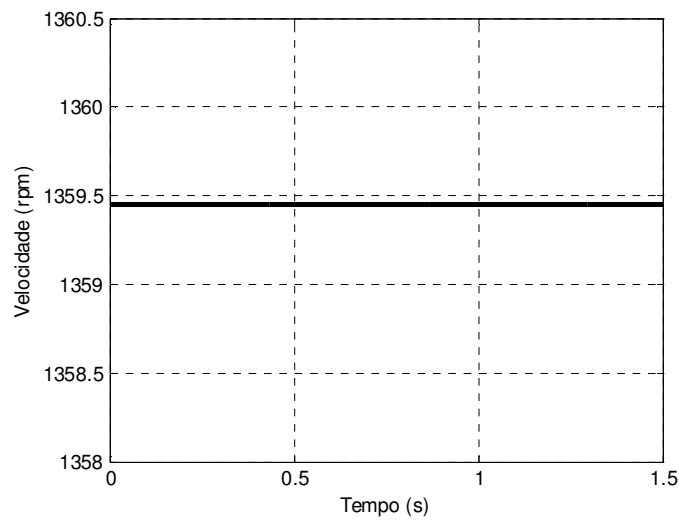


Figura 3.24 - Curva de velocidade da MRV operando como gerador.

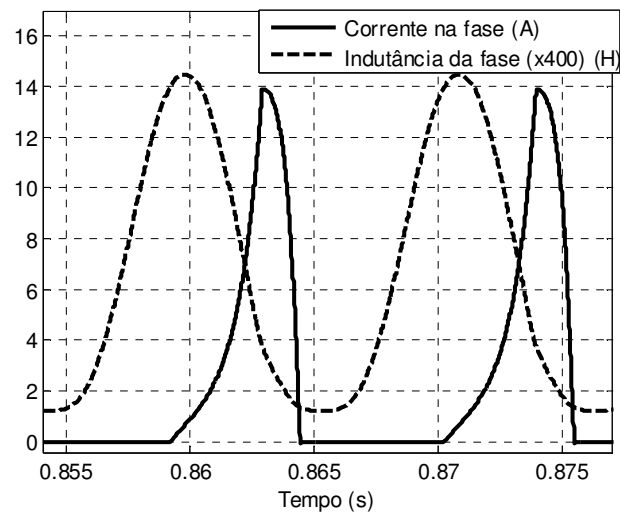


Figura 3.25 - Curvas de corrente e indutância em uma das fases do GRV.

A tensão na carga resistiva do GRV é apresentada na figura 3.26. Pode ser observado que ela cresce exponencialmente no transitório do início da simulação devido ao carregamento do capacitor utilizado na filtragem da tensão produzida pelo gerador, que possui característica pulsada devido ao chaveamento das fases. Já em regime permanente, pode ser observada uma oscilação de amplitude um pouco menor que 2 V, presente no sinal de tensão. Esta oscilação foi apresentada com mais detalhes na ampliação do sinal presente na curva da direita da figura 3.26.

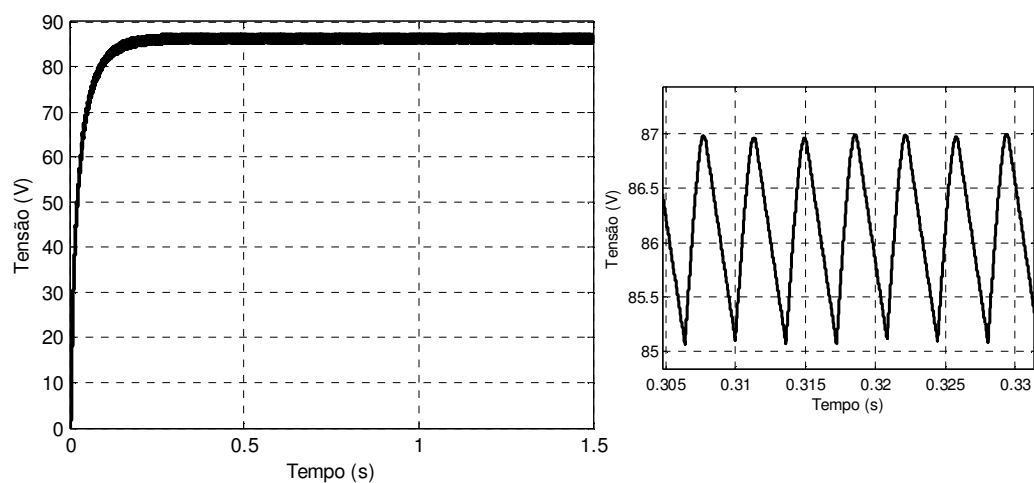


Figura 3.26 - Sinal de tensão na carga resistiva da MRV operando como gerador em malha aberta.

As curvas de correntes nas fases da máquina operando como gerador são mostradas na figura 3.27, onde a curva da esquerda detalha o comportamento da amplitude da corrente para toda a simulação. No início da geração as correntes atingem valores elevados de pico devido ao fato de que o capacitor que filtra a tensão aplicada na carga ainda estar descarregado. A curva menor, à direita, mostra com mais detalhes as curvas das fases do GRV operado em regime permanente, onde pode ser visto que existe uma intercessão entre os sinais de correntes das fases. Esta intercessão acontece entre os períodos de desmagnetização de uma fase e magnetização da fase seguinte.

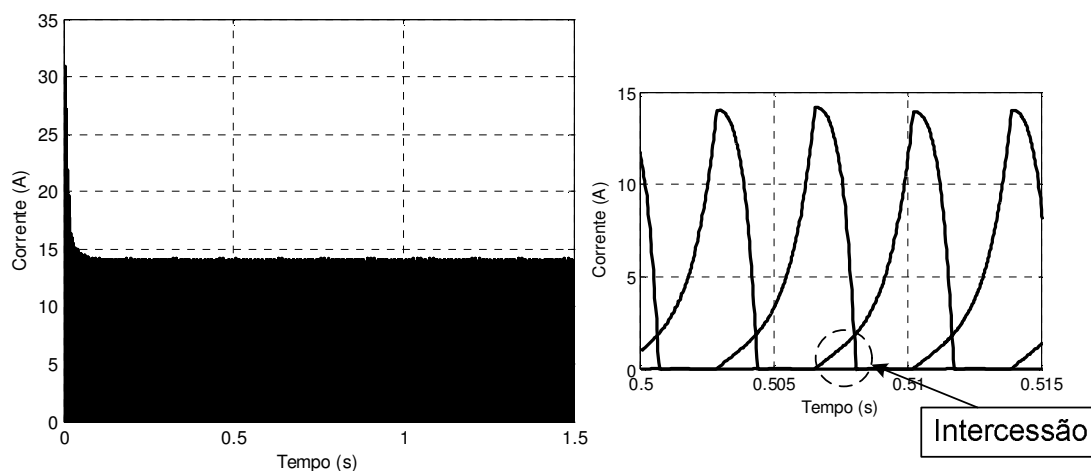


Figura 3.27 - Sinais de corrente nas fases do GRV.

Na figura 3.28 é possível observar as curvas de tensão, corrente e sinal de gatilho para uma das fases do GRV. Foram destacadas a parte do sinal de corrente onde a magnetização esta ocorrendo, chamada de corrente de magnetização, e a parte do sinal de corrente onde a energia armazenada na fase flui para a carga, chamada de corrente de desmagnetização ou de geração.

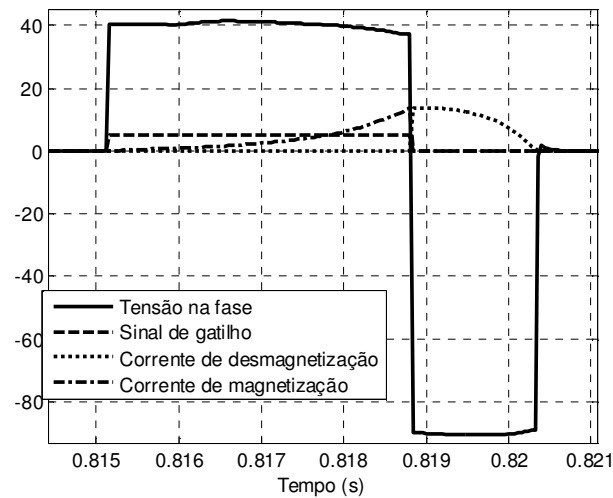


Figura 3.28 - Sinais de tensão na fase A, corrente na fase A e o respectivo sinal de gatilho.

O sinal de conjugado eletromagnético produzido pela máquina operando como gerador é apresentado na figura 3.29, por onde pode ser visto que o sinal do mesmo é negativo já que a máquina esta produzindo conjugado eletromagnético contrário ao conjugado mecânico fornecido pela máquina primária. O detalhe contido na figura mostra uma aproximação do sinal em regime permanente. A oscilação presente no conjugado produzindo pela máquina é visível.

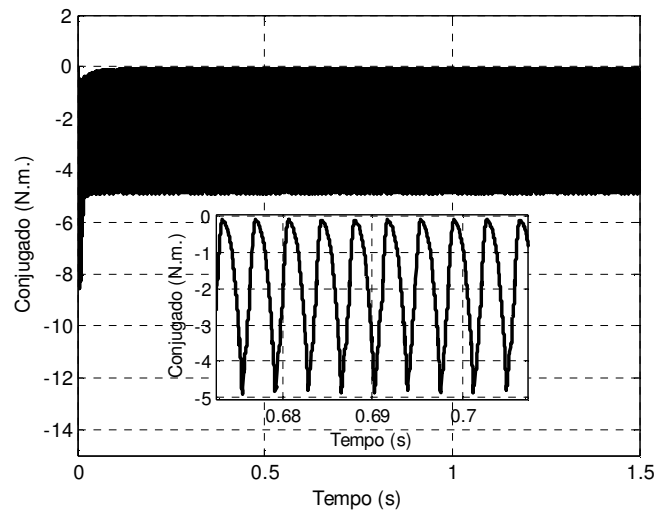


Figura 3.29 - Sinal de conjugado eletromagnético do GRV.

O laço de fluxo por corrente para toda a simulação da máquina como GRV é ilustrado na figura 3.30, e o sinal de fluxo no domínio do tempo para uma das fases está mostrado na figura 3.31, onde se vê a saturação do circuito magnético da MRV.

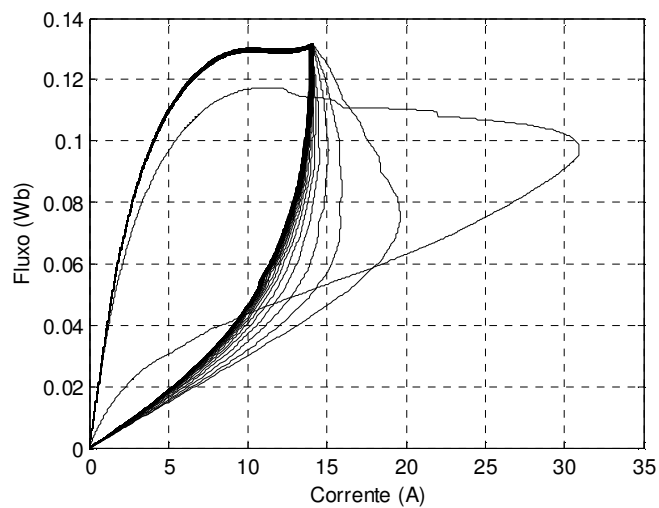


Figura 3.30 - Laço de fluxo por corrente do GRV.

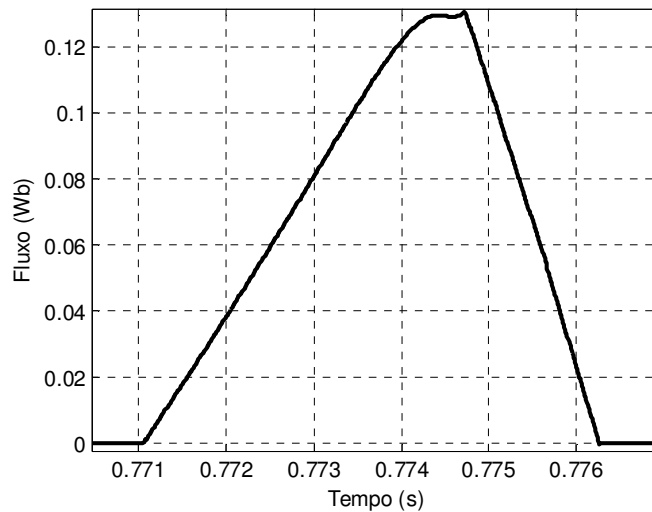


Figura 3.31 - Curva de fluxo no domínio do tempo.

As curvas de potência de entrada, usadas na magnetização do GRV, potência de saída, dissipada na carga resistiva, potência gerada, calculada pela diferença entre as da potência elétrica de saída e a potência elétrica de entrada, potência de entrada mecânica, proveniente da máquina primária e a curva de rendimento global do GRV simulado, podem ser observadas na figura 3.32. A figura menor, à direita, mostra com mais detalhes estas curvas com o GRV operando em regime permanente. Os seguintes valores podem ser tirados desta figura: A potência elétrica de entrada do gerador foi de aproximadamente 157 W, a potência de entrada mecânica, calculada pelo produto da velocidade do rotor pelo conjugado mecânico no eixo, foi de 272 W, a potência elétrica gerada, calculada pela diferença entre a potência elétrica dissipada na carga e a potência elétrica de entrada, desprezando as perdas, foi de 230 W. A potência dissipada na carga resistiva do GRV foi de 387 W, sendo que o rendimento global desta operação da MRV em regime permanente foi de 88%, aproximadamente.

Note que a potência mecânica de entrada é menor que a potência elétrica dissipada na carga do gerador. Isto ocorre porque uma parte da energia fornecida pela fonte cc para o processo de magnetização das fases é transferida para a carga do GRV durante a etapa de desmagnetização das fases.

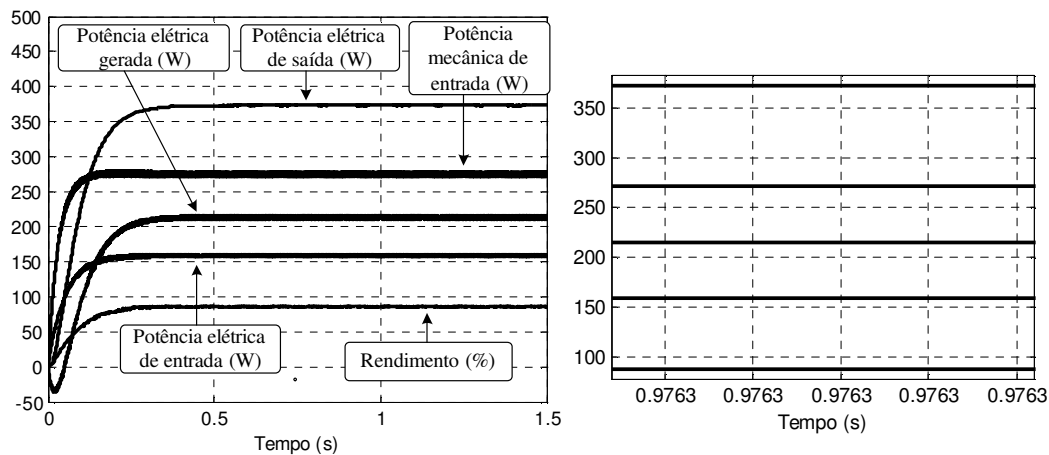


Figura 3.32 - Curvas de potência elétrica entrada, elétrica de saída, e elétrica gerada, potência das perdas e curva de rendimento do GRV.

3.7.3 - Simulação da MRV como motor/gerador.

Conforme apresentado anteriormente, o programa de simulação da máquina a relutância variável desenvolvido neste trabalho foi feito para contemplar a operação da MRV como motor/gerador (MGRV), permitindo a transição dos modos de operação durante a simulação. Desta forma, a simulação permite analisar o comportamento das curvas características do MGRV durante o transitório de comutação de modo de operação. Foi feita uma busca cuidadosa na literatura técnica da área e não foram encontrados, até a data da publicação da simulação do MGRV desenvolvida neste trabalho [5], artigos que mostram resultados de simulação que apresentam curvas representando o comportamento da MRV durante momento de transição. As publicações anteriores mostram resultados separados da operação motora e geradora, como pode ser observado em [88]. Portanto, pode-se considerar isto como sendo uma das contribuições do presente trabalho.

Para gerar um ponto de transição do MGRV, foi desenvolvida uma estratégia de comutação do modo de operação de motor para gerador baseada na velocidade de referência

dada ao controlador proporcional integral usado no controle de velocidade da operação motora.

A figura 3.33 representa o controle de velocidade desenvolvido para acionar a máquina como motor. O controlador PI, usado no controle de velocidade do motor à relutância variável produz um sinal de compensação proporcional ao erro entre a referência e a velocidade aferida, sendo este sinal produzido utilizado como referência de corrente para um controlador de corrente de fase. Quando o sinal de erro produzido pela diferença entre a velocidade de referência e a velocidade do eixo da máquina se aproxima de zero, um bit usado para sinalizar a comutação é alterado, indicando que o relé do conversor que modifica o caminho da regeneração/geração deve ser chaveado, de modo a permitir a máquina gerar energia e entregar à carga resistiva. A partir deste momento as fases do MGRV passam a ser magnetizadas na variação decrescente da indutância em relação à posição rotórica e a máquina passa a receber conjugado mecânico ao invés de produzi-lo.

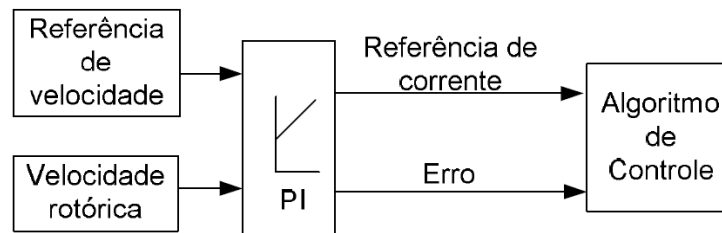


Figura 3.33 – Diagrama de blocos do controle de velocidade do MGRV simulado operando como motor.

Foram feitas simulações da MRV operando como motor/gerador. A figura 3.34 apresenta a curva da velocidade do rotor durante uma simulação. A velocidade em que a máquina passou a gerar energia foi de 1350 rpm, o que ocorreu, aproximadamente com 0.36 s de tempo simulado. A carga mecânica da máquina operando como motor foi configurada com valor de 1 N.m e, na operação como gerador, a carga resistiva foi ajustada com 20 Ω . Em modo gerador a máquina operou em malha aberta de tensão na carga.

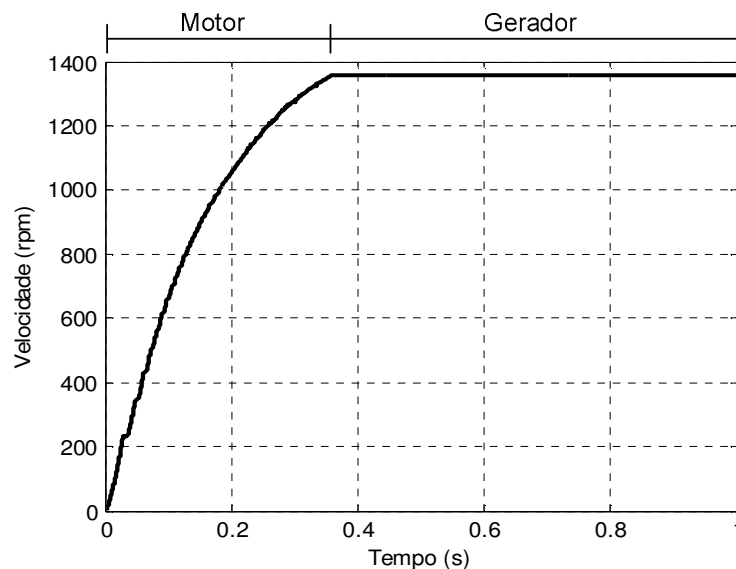


Figura 3.34 - Curva de velocidade do rotor do MGRV simulado.

Pela figura 3.35, pode-se observar o comportamento da corrente de uma das fases do MGRV em relação ao sinal da indutância na mesma fase. Durante o transitório do modo de operação de motor para gerador, o controle foi configurado para permanecer com todas as chaves do conversor abertas durante aproximadamente 20 ms. Isso foi feito para preservar as chaves do conversor durante o chaveamento do relé. Quando o relé chaveia, durante a transição de modo de operação, o circuito de desmagnetização das fases fica aberto, por um período máximo 15 ms, segundo informa o fabricante do relé utilizado na construção do protótipo experimental. Como uma fase pode entrar na etapa de desmagnetização quando a comutação é ativada, primeiramente os pulsos de gatilho das chaves são todos colocados em sinal lógico baixo mantendo as chaves abertas para, após 4 ms, o relé ser chaveado garantindo desta forma que não acontecerá queima de chaves no conversor devido a ausência do circuito de desmagnetização das fases durante a transição entre os modos de operação do MGRV.

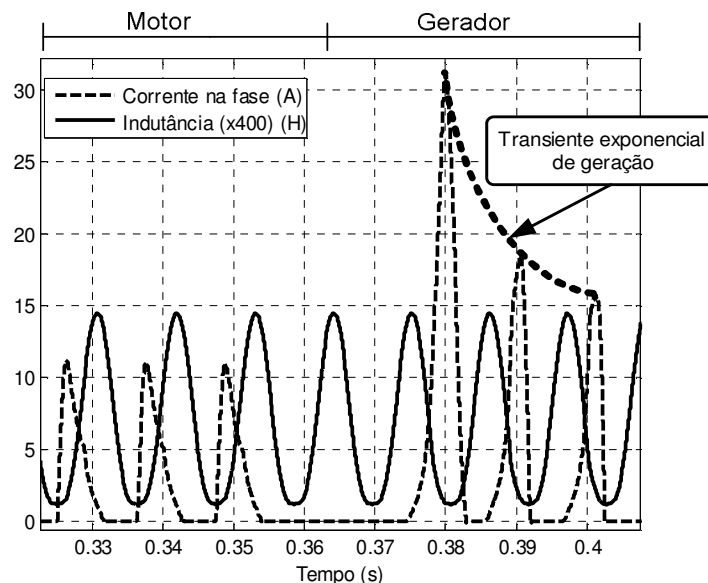


Figura 3.35 - Curvas de indutância e corrente de uma fase do MGRV durante o transitório de modo de operação.

O sinal de tensão em uma das fases da máquina para toda a simulação está apresentada na figura 3.36, por onde pode ser observado o comportamento do mesmo durante o transitório de modo de operação. Note que logo após a transição para gerador, a tensão aplicada na carga, parte negativa do sinal de tensão, apresenta uma pequena amplitude em relação ao regime permanente que é atingido por volta de 0.48 s de simulação. Como já foi dito, isto acontece porque o capacitor usado como filtro encontra-se descarregado no início da geração, sendo que, à medida que o mesmo vai se carregando a tensão aplicada ao mesmo e à carga vai aumentando de amplitude exponencialmente. A amplitude da parte negativa do sinal de tensão durante a operação da máquina como gerador depende do valor da resistência de carga usada no ensaio, e o valor desta amplitude é a tensão aplicada à carga do gerador.

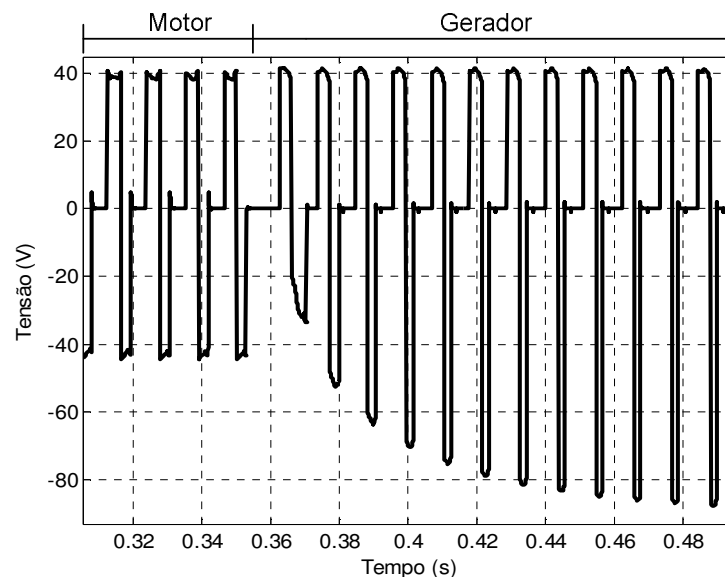


Figura 3.36 - Sinal de tensão em uma das fases do MGRV durante o transitório de modo de operação.

O conjugado eletromagnético produzido pelo MGRV no decorrer de toda a simulação é mostrado na figura 3.37. Verifica-se que durante a operação geradora o conjugado possui sinal negativo e uma amplitude maior em módulo, quando comparado com a operação motora, para a mesma tensão no barramento e velocidade de operação. Isto acontece porque a MRV operando como gerador passa a produzir conjugado no sentido contrário ao da entrada mecânica e essa energia mecânica de entrada é convertida em energia elétrica o que aumenta o fluxo eletromagnético fazendo com que a amplitude do conjugado eletromagnético se eleve.

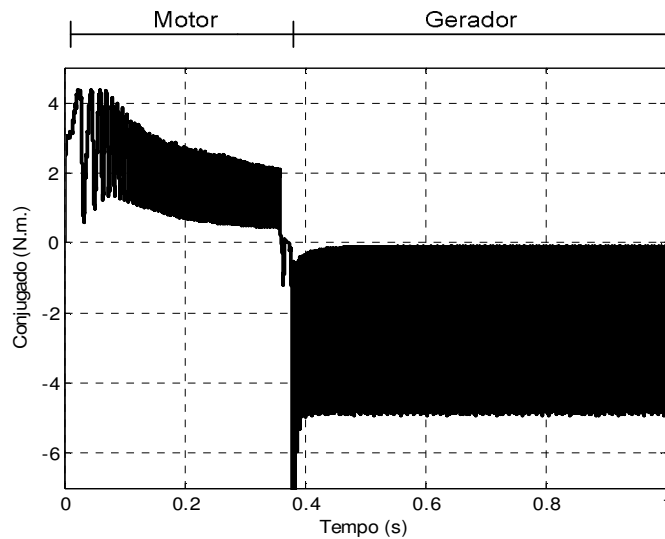


Figura 3.37 - Sinal de conjugado eletromagnético do MGRV durante o transitório de modo de operação.

Para evitar uma eventual queima de chaves no momento da transição de motor para gerador, devido à corrente *inrush* com o capacitor, visível na figura 3.35, pode ser adotada a estratégia de iniciar o funcionamento da máquina como gerador com o valor do θ_{off} reduzido. Na figura 3.38 é possível perceber o efeito da variação do valor do θ_{off} na amplitude da corrente gerada.

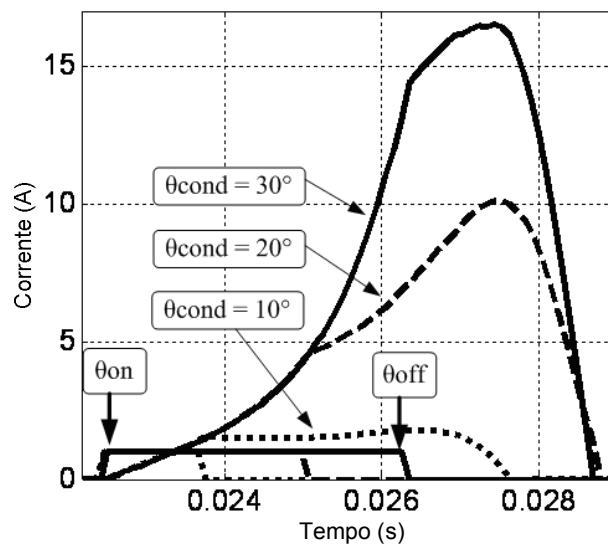


Figura 3.38 - Sinais de corrente para diferentes ângulos de condução de uma mesma fase do GRV.

A curva de tensão gerada e entregue à carga resistiva durante o período de geração é apresentada na figura 3.39.

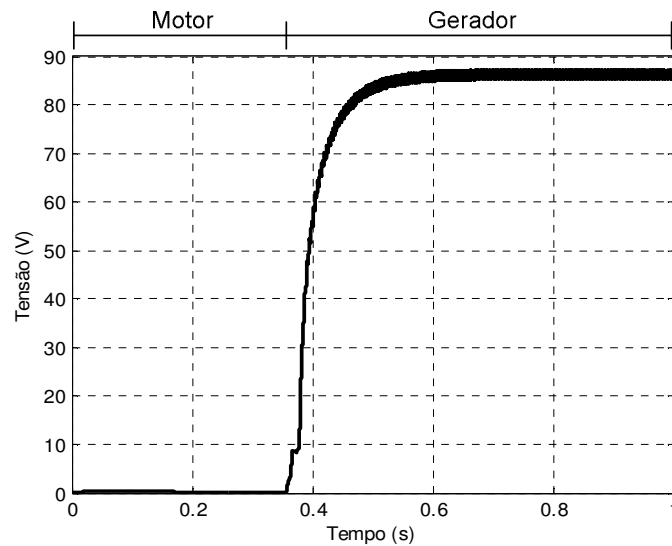


Figura 3.39 - Curva de tensão na carga resistiva durante o transitório de modo de operação do MGRV (gerador operando em malha aberta).

A figura 3.40 mostra a curva de fluxo em função da corrente, sendo possível observar o comportamento desta curva durante toda a simulação incluído o período de transição de motor para gerador. Nesta figura se observa a presença de controle de corrente durante a operação como motor, limitando a amplitude da corrente das fases durante a partida. As curvas de potência consumida e gerada pela máquina, para todo o tempo de simulação do MGRV, podem ser visualizadas na curva 3.41.

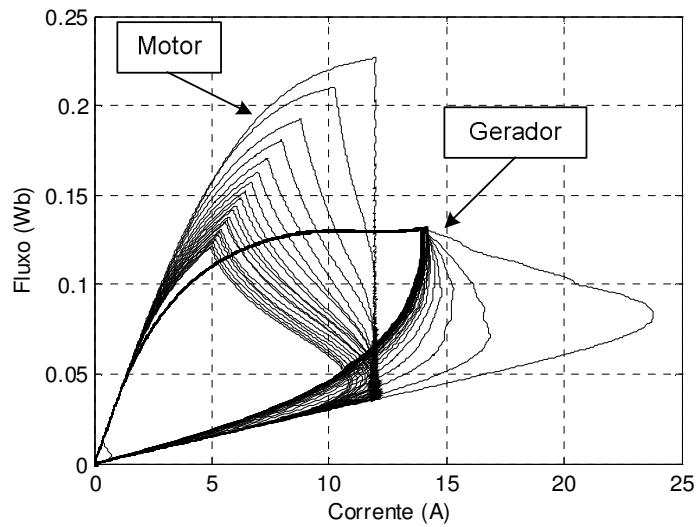


Figura 3.40 - Laço de fluxo por corrente durante o transitório de modo de operação do MGRV.

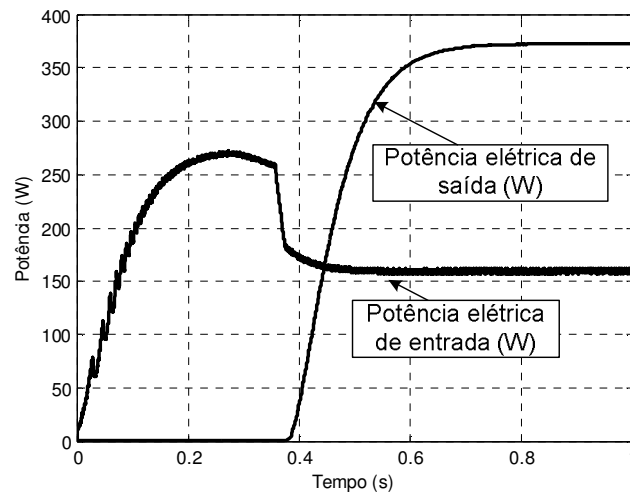


Figura 3.41 - Sinais de potência elétrica de entrada e saída do MGRV durante o transitório de modo de operação.

3.8 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado o modelo computacional utilizado nas simulações computacionais do motor/gerador à relutância variável. O modelo foi desenvolvido para representar um protótipo pré-existente, pertencente ao laboratório de acionamentos elétricos da UFU. O protótipo foi projetado e construído conforme [47] e os parâmetros relativos ao

mesmo, como resistência de fase, inércia, atrito viscoso, bem como o perfil de indutância das fases em relação ao deslocamento angular e à corrente circulando nas fases, foram levados em consideração. O perfil de indutância foi levantado utilizando medições experimentais com base na metodologia descrita com mais detalhes em [89].

A máquina foi simulada primeiramente como motor, com 42 V no barramento cc, 1 N.m. de carga no eixo e em malha aberta. O modelo permite analisar diversas curvas da máquina, sendo que diversos resultados da máquina, operando como motor em uma determinada situação, foram apresentadas.

Posteriormente a MRV foi simulada como gerador operando em malha aberta, com 42 V de tensão no barramento cc, operando em velocidade constante e igual a 1350 rpm, e alimentando uma carga resistiva com $20\ \Omega$ de impedância. Os resultados permitiram analisar diversas curvas que caracterizam a operação de um GRV. As diferenças no acionamento da máquina como gerador quando comparada com a operação motora foram comentadas no texto.

A simulação foi adaptada para permitir a transição de modo de operação em tempo de execução, podendo apresentar as curvas da máquina durante o transitório. Estas curvas de simulação que ilustram o transitório não foram encontradas na literatura, o que faz com que o modelo do MGRV desenvolvido neste trabalho seja uma contribuição adicional, já que as modelagens encontradas mostram resultados da operação motora e geradora separadamente, não apresentando, portanto, as curvas do transitório entre os modos de operação.

As curvas apresentadas neste capítulo, relacionadas ao MGRV, representam bem a operação da máquina nestas condições e permitem observar que o transitório de modo de operação é suave, o que torna a máquina a relutância variável uma forte candidata a ocupar lugar em aplicações onde esta dualidade de modo de operação é interessante, como nas

aplicações automotivas, aeronáuticas e nos armazenadores de energia mecânica (*flywheel* do inglês).

CAPÍTULO IV

TÉCNICAS DE CONTROLE DE TENSÃO NA CARGA PARA GERADORES A RELUTÂNCIA VARIÁVEL

4.1 Introdução

O gerador a relutância variável (GRV) tem sido objeto de estudos para aplicações que requerem velocidade variável, onde suas características construtivas o tornam competitivo comercialmente [3]. Até o momento, as aplicações onde o GRV tem sido mais explorado são: geração de eletricidade em aeronaves [10, 19], automóveis [1, 3] e parques eólicos [72, 73]. Nas aplicações automotivas e aeroespaciais a máquina opera predominantemente em velocidades elevadas, o que não é um grande problema para a MRV, já que não existem enrolamentos no rotor, permitindo que o mesmo gire em altíssimas velocidades [1, 3, 6, 52]. Em aplicações eólicas a característica de operação é diferente, a máquina opera em baixa velocidade e com alto conjugado no eixo [70].

Com relação ao controle a ser utilizado nas diferentes aplicações sugeridas na literatura para o GRV, em aplicações eólicas, o controle deve garantir que a máquina opere em seu ponto ótimo de geração de eletricidade [72, 70], já que os parques eólicos são, em sua maioria, projetados para serem conectados ao sistema interligado nacional (SIN), que nos últimos anos, está sofrendo cada vez mais com a crescente demanda por energia elétrica. Já nas aplicações embarcadas, por exemplo, a automotiva, a demanda por potência gerada tende a oscilar bruscamente, com a entrada e saída de cargas que proporcionalmente representam grandes transitórios para o sistema de eletrificação. Por isso, o controle de tensão no barramento das cargas torna-se necessário [5, 6, 74 - 84].

Além da necessidade de regulação da tensão gerada, em aplicações automotivas, os estudos estão apontando para a elevação da tensão do barramento cc, de 14 V para 42 V, para suprir adequadamente a crescente demanda por potência requerida pelos novos equipamentos eletromecânicos e eletrônicos, incorporados aos veículos com intuito de aumentar o conforto e a segurança [1, 6, 30 - 33]. Estes acontecimentos abriram novas linhas de pesquisa que visam melhorar a capacidade de geração nos veículos. Novas máquinas estão sendo estudadas e comparadas [26, 34, 35], com o objetivo de encontrar a que mais se adapte ao novo cenário, sendo que o MRV tem se firmado como uma forte candidata a ser empregada nos novos projetos de sistemas de eletrificação veicular.

Dentro deste contexto, o presente capítulo apresenta técnicas de controle de tensão gerada na carga para serem aplicada ao GRV. As estratégias desenvolvidas serão apresentadas e comparadas através de simulação computacional.

4.2 - Técnicas de controle de tensão na carga para GRV

Em muitas aplicações industriais, automotivas e aeroespaciais é necessário que a tensão gerada tenha um valor constante independente da carga e da velocidade em que o rotor do gerador se encontra [10, 74 - 84]. Isso não é possível sem a atuação de um controle capaz de variar o nível de magnetização do gerador a relutância de forma a manter a tensão gerada no valor desejado.

A variação da magnetização na operação geradora da MRV pode ser obtida de diversas maneiras e este trabalho propõe fazê-la utilizando as seguintes estratégias:

- Variando o ângulo de condução, período no qual as chaves relacionadas a uma determinada fase permanecem fechadas. Isto pode ser feito variando o ângulo de abertura das chaves (θ_{off}) (ângulo variável -AV).

-
- Chaveando a tensão do barramento cc durante o período de magnetização das bobinas, com ângulo de condução das fases fixo (*Chopper* - CH).
 - Variando a tensão do barramento cc, que pode ser viabilizado utilizando um conversor pré-regulador, abaixador de tensão (*buck* do inglês), entre o barramento cc e o conversor half-bridge (Tensão do barramento cc variável - TBV).
 - Controlando a corrente de magnetização, que pode ser realizado com o uso de um controlador histerese (Hi) associado a um controlador PI.
 - Comparando o sinal de corrente total das fases (soma das correntes de fase) com a saída do controlador PI para gerar o ângulo de magnetização das fases. Desta maneira tanto o valor do θ_{on} quanto do θ_{off} são variados com a atuação do controlador. (Ângulo de magnetização variável - AMV).

Para facilitar a referência das diferentes estratégias, foram definidas siglas para as mesmas, conforme podem ser vistas nas definições das estratégias logo acima. Estas maneiras de controlar o GRV foram implementadas na forma de simulação e os resultados serão apresentados no decorrer deste capítulo.

4.2.1 - Estratégia baseada na variação do ângulo de condução atuando no valor do θ_{off} (AV).

Esta estratégia se baseia no uso do sinal de saída do controlador PI para alterar o valor do ângulo de abertura das chaves (θ_{off}). Conforme mostrado no capítulo 3, para a máquina 6 x 4 empregada no estudo, foi estipulado no trabalho descrito na referência [47] que o ângulo de condução ou magnetização máximo a ser empregado possui valor de 30°, ficando 15° para que a desmagnetização da fase seja feita, completando o ciclo de geração de uma fase. Foi assumido que o ângulo de condução começaria em zero ($\theta_{cond} = 0^\circ$) e que o sinal de saída do controlador seria usado para aumentá-lo, atuando no valor do θ_{off} de acordo com a

necessidade, saturando em 30° . Como as fases são magnetizadas sequencialmente, não existindo intercessão entre os períodos de magnetização das mesmas, um único controlador PI pode ser empregado na estratégia. Sempre que, devido à posição angular do rotor, uma fase entra em etapa de magnetização, o sinal do controlador é quem estipula o valor do ângulo de abertura das chaves, dentro da faixa estabelecida para o ângulo de condução. A figura 4.1 apresenta o diagrama de blocos da estratégia descrita acima.

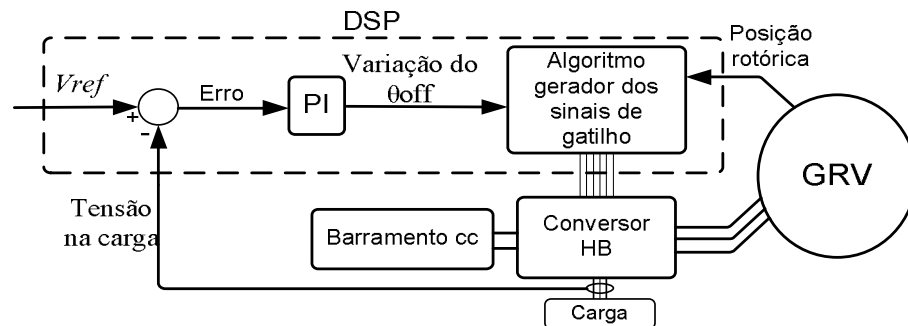


Figura 4.1 - Diagrama de blocos da estratégia de controle para GRV baseada na variação do ângulo de condução (AV).

Na primeira implementação feita com esta estratégia o controlador atuou no ângulo de abertura das duas chaves controladas relacionadas às fases da máquina, fazendo com que as duas chaves operassem simultaneamente.

Com intuito de verificar o funcionamento deste controle de tensão na carga do GRV, foi realizada uma simulação computacional utilizando os seguintes critérios: a máquina operou em velocidade constante e igual a 1350 rpm, a energia gerada é dissipada em uma carga resistiva, a tensão no barramento cc e a referência de tensão na carga foram fixadas em 42 V. Foram simulados 8 s de operação do GRV. O comportamento da máquina diante de transitórios de carga foi testado. Os transitórios ocorreram quando a simulação atingiu 3 s, quando a resistência de carga foi reduzida de 20Ω para 15Ω . Com 6 s, a resistência de carga voltou para o valor inicial de 20Ω .

A figura 4.2 mostra a curva de tensão na carga do GRV para esta simulação, onde se vê a presença de oscilações durante o transitório de partida, momento em que o capacitor responsável por filtrar a tensão na carga está sendo carregado e o controlador está convergindo para produzir a compensação de regime permanente. Também podem ser vistos os transitórios no sinal de tensão nos instantes de 3 s e 6 s, momentos em que ocorreram os transitórios de carga resistiva do GRV. Esta curva mostra que o controle mantém a tensão na carga com valor bem próximo ao valor de referência, atingindo o objetivo de controlar a tensão na carga.

Pela figura 4.3 é possível visualizar o sinal de tensão na fase A da figura 3.8, sendo que este está em escala 1:10 para melhor visualização. O sinal de corrente na mesma fase e o sinal de gatilho, aplicado às chaves Q1 e Q2, são mostrados. O sinal do controlador atua justamente no momento em que o sinal de gatilho cai a zero, fechando as chaves responsáveis por permitir a magnetização das fases do GRV.

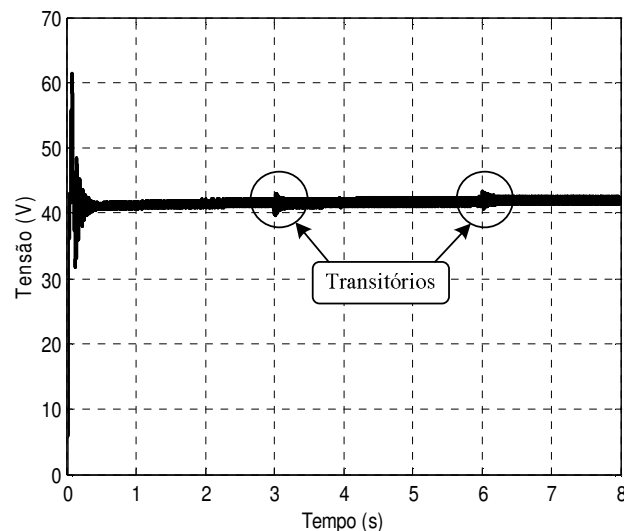


Figura 4.2 - Tensão na carga resistiva com o GRV sendo controlado pela estratégia AV.

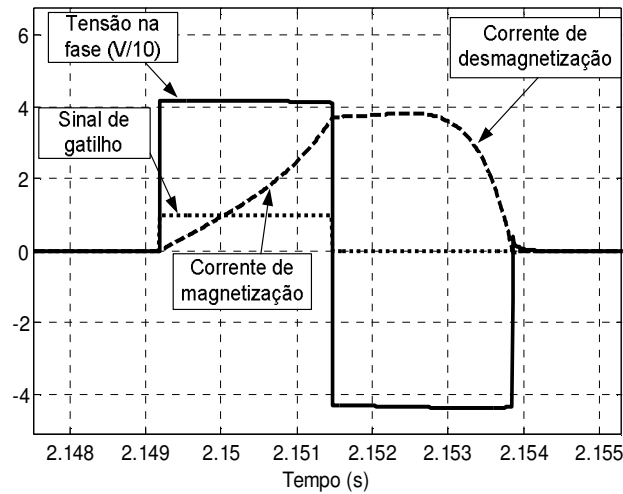


Figura 4.3 - Sinais de tensão, gatilho das chaves Q1 e Q2 e corrente da fase A.

O sinal de corrente na fase A do GRV durante toda a simulação pode ser visto na figura 4.4, onde pode ser observado que no instante em que a carga aumenta, o controlador eleva o nível de magnetização do gerador o que por consequência eleva a amplitude das correntes de fase. Por esta figura e pela figura 4.2, pode ser observado que o controlador nesta estratégia busca anular o erro de regime permanente durante o tempo de simulação, aproximando o valor de tensão na carga do valor de referência prévio.

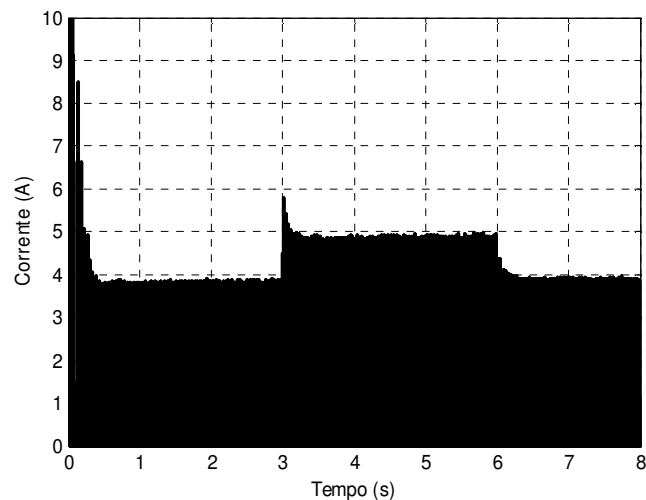


Figura 4.4 - Sinal de corrente na fase A do GRV controlado pela estratégia AV.

A figura 4.5 apresenta a curva da potência de entrada necessária para a magnetização, e a potência de saída que é dissipada na carga resistiva do GRV. Conforme mencionado no

capítulo 3, grande parte da potência usada na magnetização depois é transferida para a carga, portanto, a potência gerada, desprezando as perdas, é a potência de saída menos a potência de entrada. Para esta estratégia, com o GRV alimentando uma carga de $20\ \Omega$, a potência gerada fica em torno de 45.7 W.

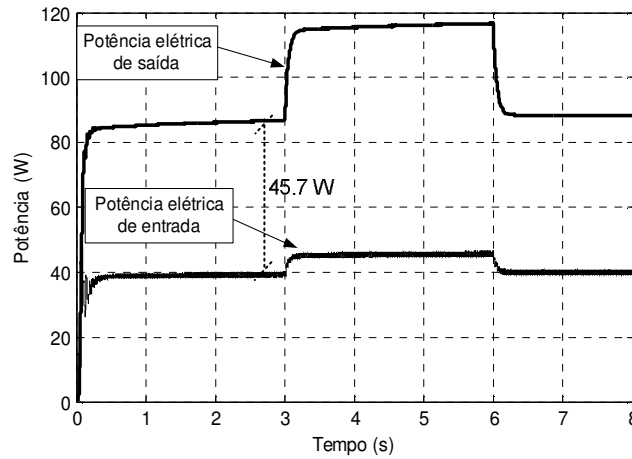


Figura 4.5 – Potência elétrica de entrada (usada para magnetizar) e elétrica saída (dissipada na carga) do GRV controlado pela estratégia AV.

O ângulo de fechamento das chaves (θ_{off}), que é variável no sistema quando o controlador atua com esta estratégia, pode ser visualizado na figura 4.6.

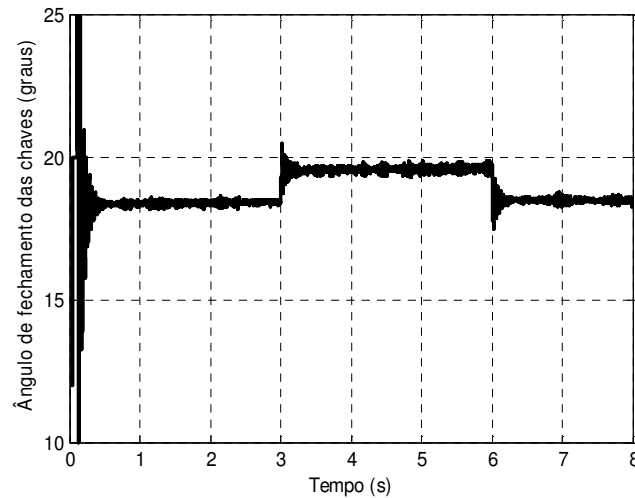


Figura 4.6 - Ângulo de fechamento das chaves (θ_{off}) para estratégia AV.

Com intuito de melhorar a estratégia AV, estudos foram feitos através de simulação, e foi desenvolvida uma variação desta estratégia, que será chamada de AV2, cujo desempenho é superior.

Conhecendo o ângulo de condução apropriado para magnetizar as fases do GRV, ao implementar a melhoria da estratégia que visa variar a magnetização atuando no valor do θ_{off} , foi definido que o PI só deve alterar o valor do ângulo de abertura da chave superior do conversor, permitindo que uma etapa de roda livre possa ser efetuada, mantendo a chave inferior do conversor fechada, até que o ângulo máximo de condução (30°) seja completado, e só então, a chave inferior do conversor é aberta, permitindo que a energia armazenada na bobina da fase seja entregue à carga. A figura 4.7 mostra um resultado de simulação da estratégia desenvolvida, ilustrando as curvas de tensão e corrente na fase A, e os sinais de gatilho da chave superior (Q1) e inferior (Q2) do conversor *half-bridge*, apresentado na figura 3.4. A parte positiva da tensão na fase é relativa à tensão do barramento cc na mesma, quando as chaves Q1 e Q2 estão fechadas (período de magnetização), já a parte negativa da tensão na fase, ocorre quando as chaves Q1 e Q2 são abertas, polarizando diretamente os diodos D1 e D2, fazendo com que a energia armazenada na bobina da fase seja entregue à carga.

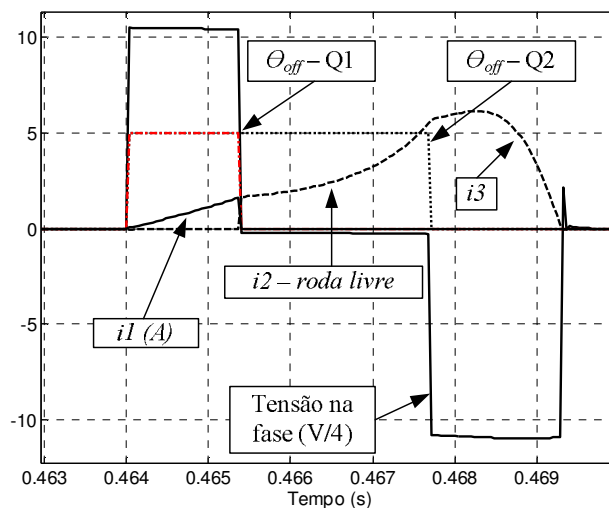


Figura 4.7 - Curvas de tensão, corrente e gatilhos das chaves (Q1 e Q2) da fase A (figura 3.7).

Durante a etapa de roda livre, somente a chave Q2 fica fechada, mantendo a corrente (i_2) circulando pelo diodo D2, a tensão na fase fica levemente negativa devido a queda de tensão na resistência de fase (0.36Ω). Nesta etapa a corrente (i_2) continua crescendo devido a conversão eletromecânica de energia, já que a máquina primária está forçando o desalinhamento entre os pólos do rotor e os pólos da fase energizada.

A proposta de utilizar uma etapa de roda livre no GRV operando em malha fechada de tensão na carga melhorou substancialmente a eficiência da geração, conforme será mostrado mais adiante. Vale ressaltar que a energia armazenada na fase é proveniente da energia advinda da fonte, usada na magnetização das bobinas, somada à energia convertida de mecânica para elétrica, advinda da máquina primária, subtraída das perdas nas resistências dos componentes do conversor, na fase e nas perdas por dispersão.

$$E_{carga} = E_{excitação} + E_{convertida} - P \quad (11)$$

onde E_{carga} é a energia entregue por uma fase à carga em um ciclo de geração, $E_{excitação}$ é a energia gasta pela fonte para magnetizar a fase, $E_{convertida}$ é a energia convertida de mecânica em elétrica e P é a soma de todas as perdas em uma fase durante o processo de geração.

Com intuito de validar a estratégia desenvolvida testes de simulação foram realizados com os mesmos critérios utilizados na simulação da estratégia AV, usando a mesma configuração de carga e de barramento cc empregado na magnetização da máquina.

Pela figura 4.8, pode ser observado o comportamento da corrente durante o transitório de carga. Quando a resistência da carga é reduzida, o controlador atua para aumentar o nível de magnetização das fases e isso faz com que a amplitude da corrente de fase se eleve para que a tensão na carga não reduza, já no momento em que a carga retorna ao valor inicial (20Ω), o controlador volta ao nível de magnetização do início da simulação.

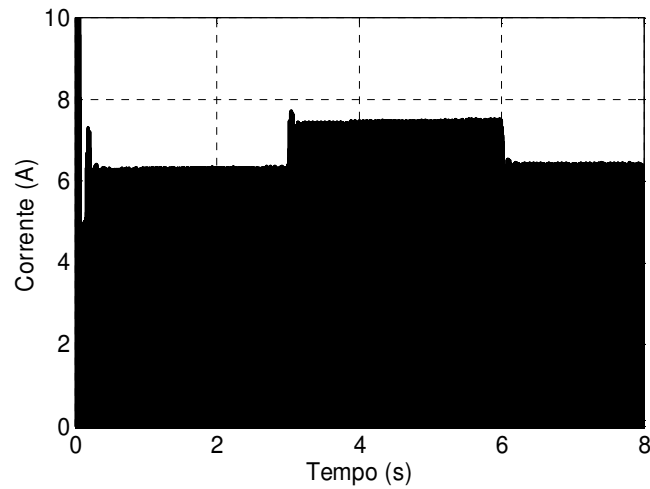


Figura 4.8 - Curva de corrente nas fases durante a simulação com transitório de carga com o GRV sendo controlado pela estratégia AV2.

Os sinais de gatilho das chaves relacionadas à fase A do GRV, juntamente com o sinal de corrente na fase, são apresentados na figura 4.9, onde foi destacado que o gatilho da chave superior (Q1) possui largura variável, controlada pela saída do PI, enquanto que o gatilho da chave inferior do conversor permanece com a largura fixa em relação ao deslocamento angular do rotor. Esta figura retrata a situação em que o GRV alimenta uma carga de $20\ \Omega$ a 1350 rpm e referência de 42 V na carga.

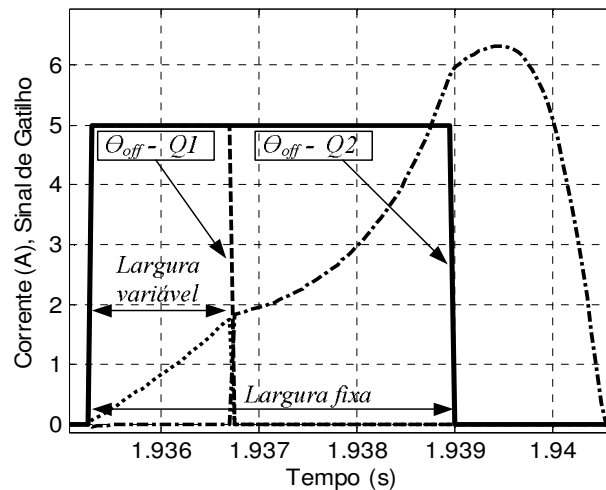


Figura 4.9 - Curvas de corrente e sinais de gatilho para fase A (figura 3.8), com GRV alimentando uma carga de $20\ \Omega$.

Pela figura 4.10, podem ser observadas as curvas dos gatilhos e corrente na fase A, para o GRV alimentado uma carga de $15\ \Omega$, nas mesmas condições descritas anteriormente.

Nesta figura, se nota a ação do controlador na largura do sinal de gatilho da chave Q1, para aumentar a magnetização do gerador mantendo desta forma a tensão na carga com valor próximo ao da referência.

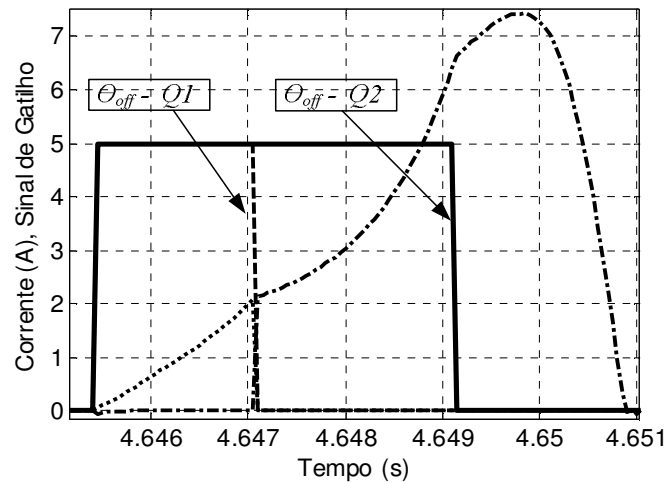


Figura 4.10 - Curvas de corrente e sinais de gatilho para fase A, com GRV alimentando uma carga de 15 Ω .

A figura 4.11 apresenta a curva de tensão na carga do gerador. São observadas nos instantes de 3s e 6s pequenas oscilações no sinal de tensão devido aos transitórios de carga efetuados nesta simulação. Também existe uma oscilação no sinal de tensão, sem ser a do transitório. Esta oscilação é característica deste tipo de máquina e pode ser reduzida com o aumento do capacitor utilizado como filtro da tensão entregue a carga.

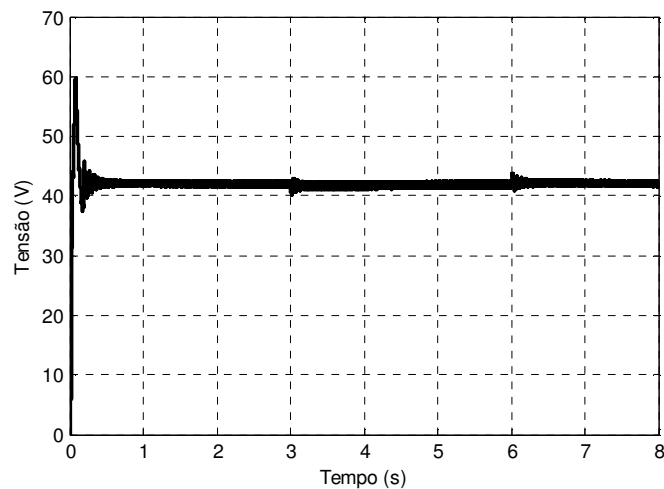


Figura 4.11 - Curva de tensão na carga durante o transitório de resistência.

Através da figura 4.12, pode-se observar as curvas de potência de entrada no conversor e potência de saída do GRV, que indicam que o mesmo gerou 72.3 W com carga resistiva de 20 Ω .

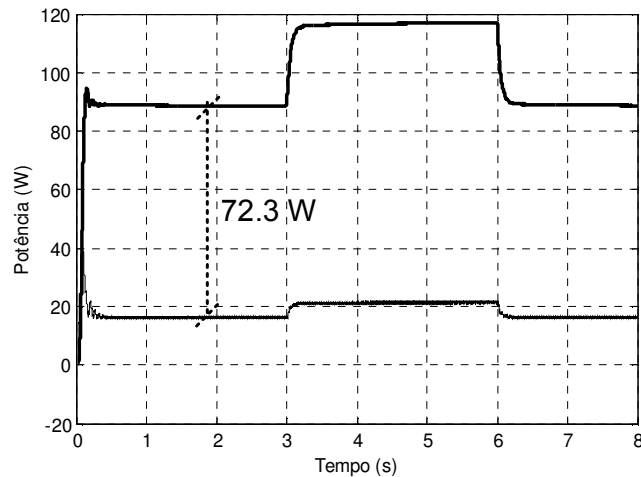


Figura 4.12 – Potência elétrica de entrada e elétrica saída do GRV operando com a estratégia AV2.

Esta estratégia (AV2) apresenta vantagens em relação àquela em que o controlador atua simultaneamente nas chaves superiores e inferiores (AV) do conversor *half-bridge*. Isso pode ser observado pela figura 4.13, que mostra as curvas de corrente e gatilho, da fase A, com o controlador PI atuando nas chaves superiores e inferiores, não havendo período de roda livre neste caso. Esta simulação foi feita com o GRV operando nas mesmas condições de carga e referência de tensão utilizada na simulação que produziu a figura 4.10. Note que as figuras estão na mesma escala de tempo, e que o gatilho aplicado nas chaves da fase A possui uma largura superior a do gatilho da chave superior da mesma fase, em traço pontilhado, na figura 4.10. Isso indica, que uma maior energia proveniente da fonte cc, usada na magnetização, é necessária quando não se usa a etapa de roda livre. A diferença no valor do ângulo de interrupção de entrada de energia elétrica proveniente do barramento cc também pode ser verificada comparando as figuras 4.6 e 4.14, onde fica claro que na estratégia AV2 a fonte cc permanece por menos tempo aplicando tensão nas fases do GRV.

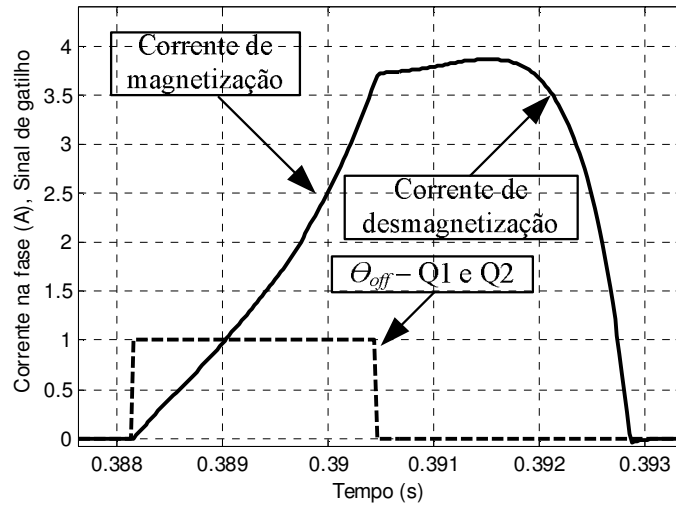


Figura 4.13 - Curvas de corrente e de sinal de gatilho da fase A (figura 4), com o GRV sendo controlado sem utilizar a etapa de roda livre.

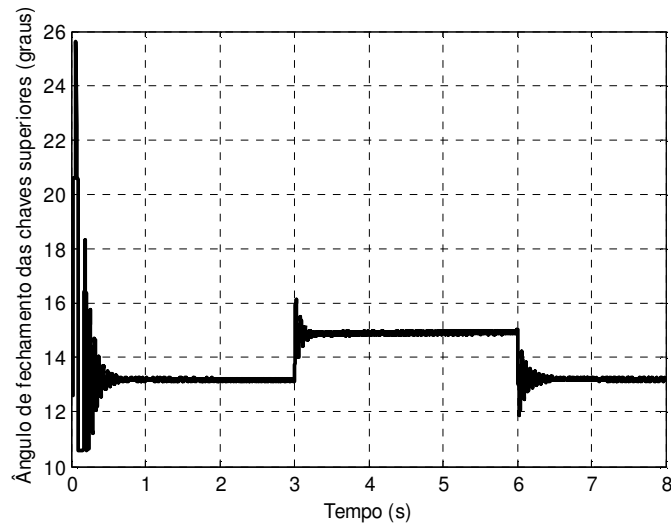


Figura 4.14 - Ângulo de fechamento das chaves (θ_{off}) para estratégia AV2.

Comparando a potência de entrada para o GRV operando em malha fechada utilizando a estratégia AV, mostrada na figura 4.5, com a potência de entrada do gerador sendo controlado usando a AV2, disposta na figura 4.12, fica claro que houve uma melhoria significativa na geração de eletricidade com a adição da etapa de roda livre à estratégia de controle.

4.2.2 - Estratégia baseada no chaveamento da tensão do barramento cc com ângulo de condução fixo (CH).

Esta estratégia utiliza um controlador PI que produz um sinal proporcional ao erro entre a referência de tensão na carga desejada e a tensão que está sendo aplicada na mesma. Este sinal é introduzido em um módulo PWM que produzirá o sinal de gatilho com largura variável para acionar a chave superior do conversor, relacionada à fase que está em etapa de magnetização no momento – isso depende da posição do rotor, conforme explicado no capítulo 2. Por exemplo, se a fase A da figura 3.8 estiver com seu valor de indutância no máximo, caminhando para a diminuição de seu valor, devido a entrada de energia mecânica advinda da máquina primária, o sinal PWM será aplicado à chave Q1, enquanto a chave Q2 permanecerá fechada até que o período de magnetização termine (θ_{off}).

Novamente a etapa de roda livre foi adicionada à estratégia de controle o que, como já foi demonstrado na apresentação dos resultados da estratégia AV2, que aumenta significativamente a capacidade de geração de energia elétrica do GRV operando em malha fechada de tensão na carga. Esta estratégia é representada pela figura 4.15.

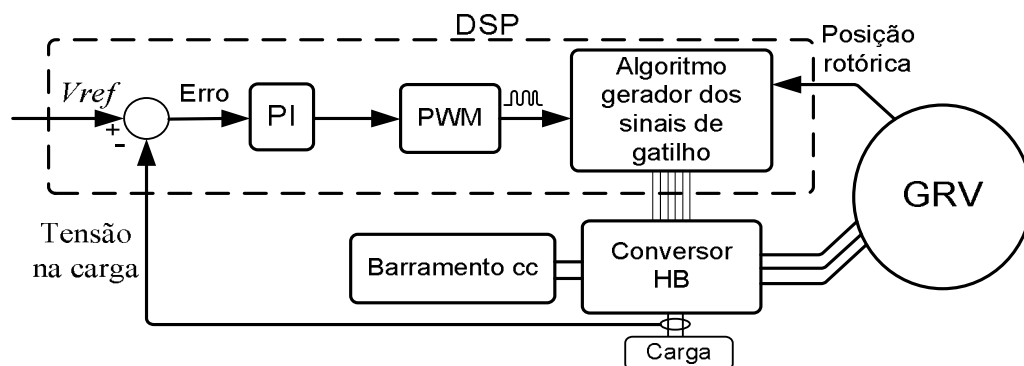


Figura 4.15 - Diagrama de blocos do controle de tensão na carga.

Com intuito de validar a modelagem da estratégia desenvolvida testes de simulação foram realizados com os seguintes critérios: o gerador a relutância operou em malha fechada, sendo controlado utilizando a estratégia CH, a tensão no barramento cc que alimenta o

conversor HB foi ajustada em 42 V, a velocidade de operação da máquina foi configurada para ser constante e igual a 1350 rpm. A máquina foi então simulada durante oito segundos e submetida a um transitório de resistência da carga acoplada ao GRV, onde a resistência da mesma foi reduzida de 20 Ω para 15 Ω aos 3 s de simulação, e aos 6 s a resistência de carga retornou para seu valor inicial, conforme feito para estratégia apresentada anteriormente.

A figura 4.16 mostra o sinal de corrente em uma das três fases da máquina e o sinal de gatilho aplicado à chave superior do conversor relacionado a esta fase durante o período de magnetização da mesma. Vale ressaltar que o mesmo sinal PWM é aplicado às três fases da máquina em tempos distintos, já que elas são magnetizadas sequencialmente não existindo intercessão deste período entre elas no acionamento aqui desenvolvido. Por este motivo apenas um controlador PI e um módulo PWM são necessários para implementação desta estratégia de controle.

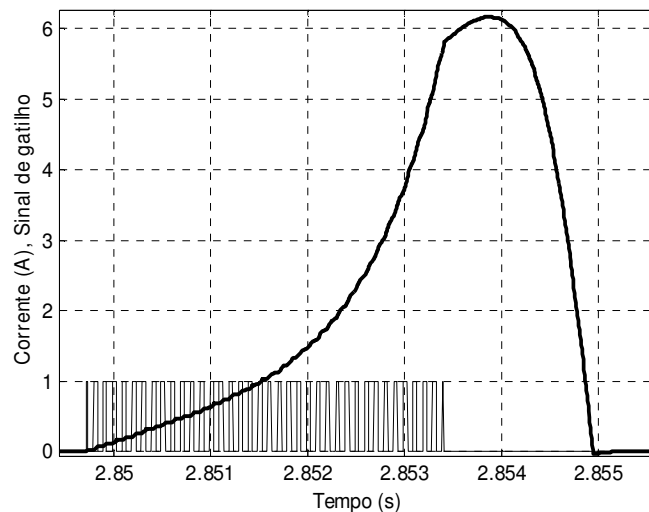


Figura 4.16 - Corrente em uma das fases e sinal da gatilho.

Na figura 4.17, é apresentado o sinal da corrente durante o transitório de carga. Quando a resistência da carga é reduzida, o controlador eleva o nível da magnetização das fases para que a tensão na mesma não se reduza. No momento em que a carga retorna ao valor inicial o controlador atua reduzindo o nível de magnetização do gerador, o que faz com que a

amplitude da corrente volte ao valor do início da simulação. A curva de tensão em uma das fases do GRV é mostrada na figura 4.18, que apresenta a etapa de magnetização, parte chaveada e positiva da curva, e a etapa de desmagnetização, a parte negativa, a qual ocorre quando os diodos que constituem o conversor HB são polarizados diretamente, entregando a energia de magnetização adicionada a energia convertida de mecânica em elétrica à carga resistiva.

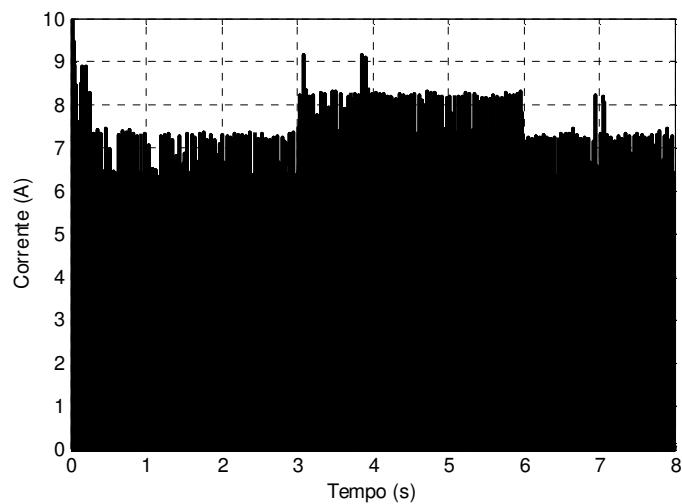


Figura 4.17 - Corrente em uma das fases.

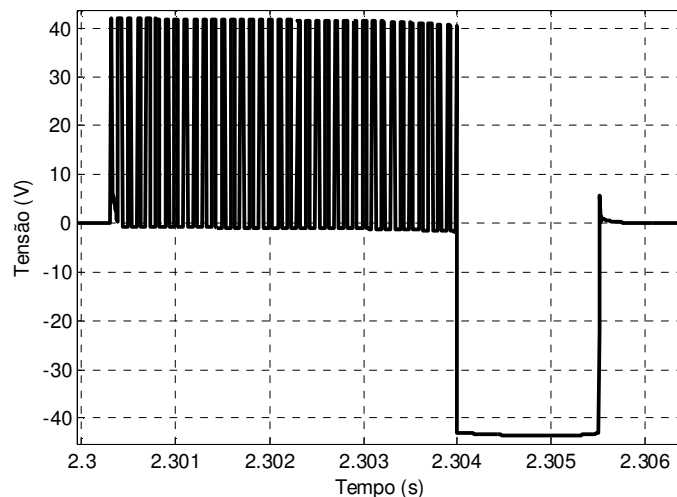


Figura 4.18 - Tensão em uma das fases.

A figura 4.19, apresenta a curva de tensão na carga do gerador, onde podem ser observadas nos instantes de 3 s e 6 s pequenas oscilações no sinal de tensão devido aos transitórios de carga efetuados nesta simulação.

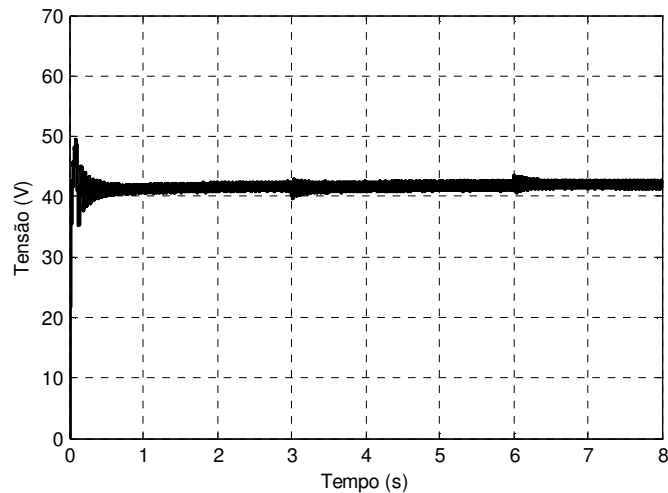


Figura 4.19 - Curva de tensão na carga durante o teste de transitório de resistência da carga.

As curvas de potência de entrada e saída do GRV operando em malha fechada de tensão na carga usando a estratégia CH podem ser visualizadas pela figura 4.20, onde é possível observar que quando o GRV alimentou uma carga resistiva de $20\ \Omega$ a potência gerada foi de aproximadamente 58.25 W.

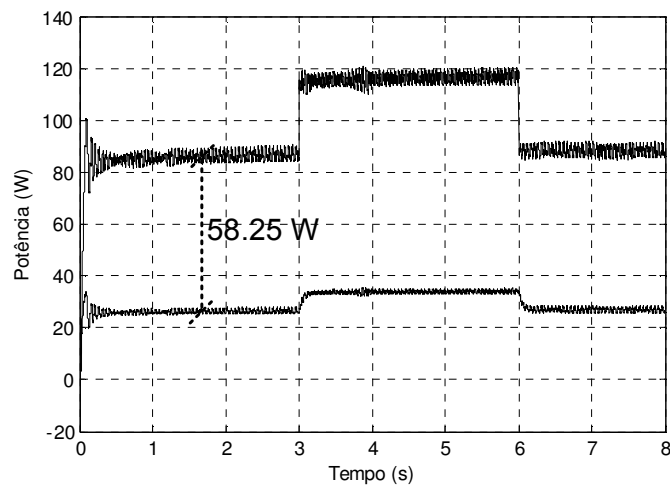


Figura 4.20 – Potência elétrica de entrada e elétrica saída do GRV operando com a estratégia CH.

4.2.3 - Estratégia baseada na variação do valor de tensão do barramento cc (TBV).

Nesta estratégia, assim como nas outras, o controlador PI produz um sinal de compensação proporcional ao erro entre a tensão na carga e o sinal de referência, que é aplicado a um módulo PWM que, por sua vez, gera o sinal de gatilho aplicado a um conversor abaixador de tensão (*buck*). Este conversor é colocado entre o barramento cc e o conversor *half-bridge* conforme pode ser visualizado pela figura 4.21. Nesta estratégia o ângulo de condução das fases é fixo e tem valor de 30°. Os pulsos de gatilho permanecem em nível lógico alto durante todo período de magnetização das fases.

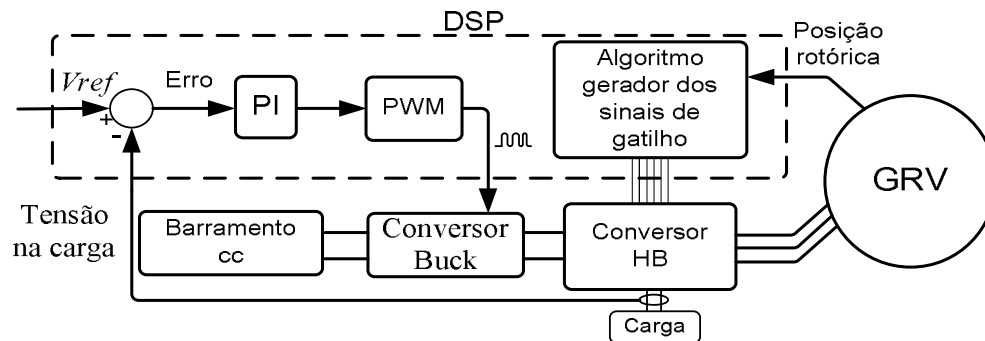


Figura 4.21 - Diagrama de blocos da estratégia baseada na variação da tensão no barramento cc.

Esta estratégia foi simulada com os mesmos critérios das apresentadas anteriormente, sendo submetida a um transitório de resistência de carga do GRV com intuito de averiguar seu desempenho. Conforme apresentado na figura 4.22, a estratégia atingiu o objetivo de manter a tensão na carga com valor próximo ao de referência (42 V), apresentando pequenas oscilações nos transitórios de carga, que ocorreram nos instantes de tempo de 3 s e 6 s.

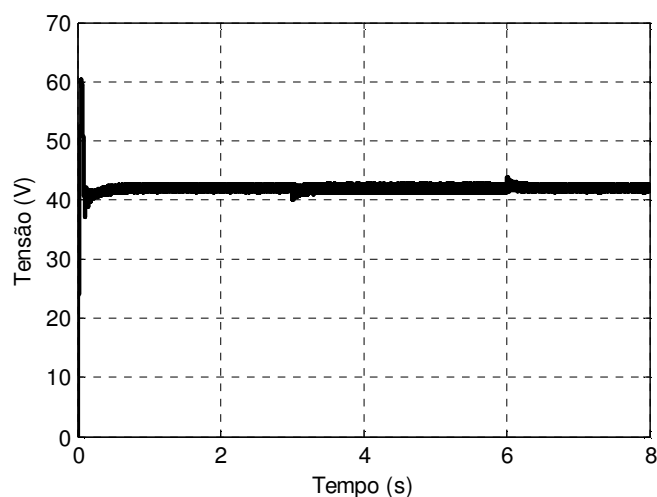


Figura 4.22 - Curva de tensão na carga durante o teste de transitório de resistência da carga.

A figura 4.23 apresenta a curva de corrente em uma das três fases da máquina durante todo o período simulado. Observa-se o comportamento da amplitude da corrente quando ocorrem os transitórios de carga do gerador. Esta estratégia manteve a amplitude do sinal de corrente e de tensão com poucas oscilações.

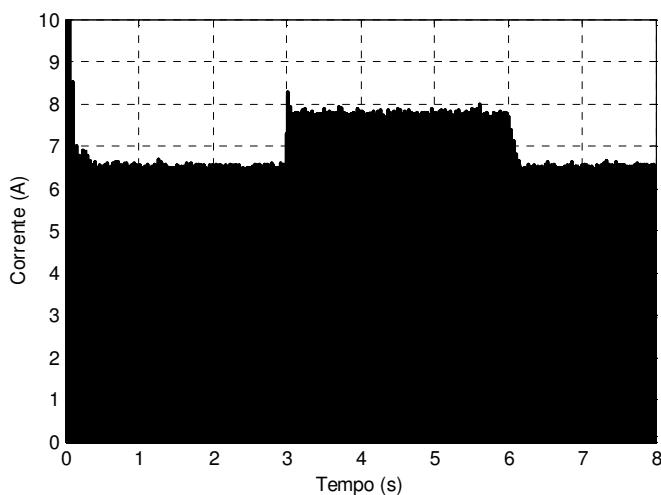


Figura 4.23 - Corrente em uma das fases.

A curva do sinal de tensão no barramento cc do conversor *half-bridge* - saída do conversor abaixador de tensão - pode ser visualizada na figura 4.24. Nesta estratégia o controlador atua no sentido de produzir um barramento cc suficiente para manter a tensão na carga com valor próximo da referência.

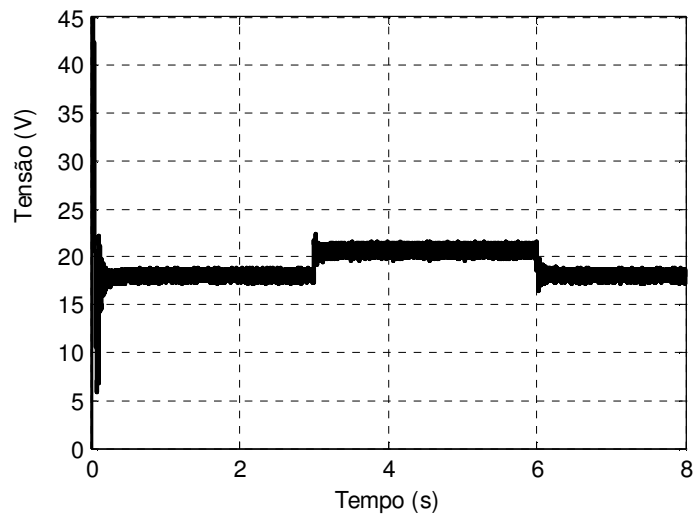


Figura 4.24 - Tensão no barramento cc - saída do conversor abaixador de tensão.

Conforme mostrado para as demais estratégias, as curvas potência de entrada e saída elétricas do GRV, podem ser observadas na figura 4.25, por onde se verifica que o GRV controlado pela estratégia TBV gera 54.8 W aproximadamente.

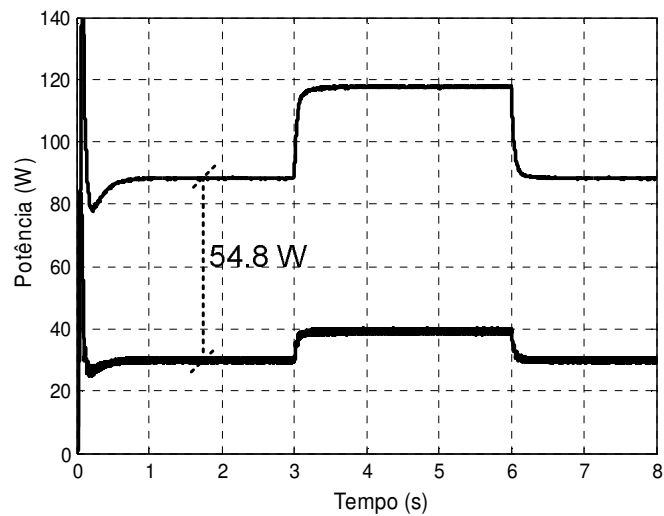


Figura 4.25 – Potência elétrica de entrada e elétrica saída do GRV operando com a estratégia TBV.

4.2.4 - Estratégia baseada na utilização de controlador de corrente de magnetização do tipo histerese (Hi).

Esta estratégia de controle de tensão na carga para GRV consiste na utilização de um controlador PI, que gera um sinal de referência para um controlador do tipo histerese (i_{ref}), utilizado no controle da corrente de magnetização. O sinal produzido pelo controlador PI, como nas demais estratégias apresentadas, é proporcional ao erro entre a referência de tensão na carga e o valor aferido na mesma.

Como pode ser observado na figura 4.26, esta estratégia possui duas malhas de controle. A malha mais externa, responsável pelo controle da tensão na carga, gera uma referência para o controlador por histerese da malha mais interna, cuja atribuição é controlar a corrente proveniente do barramento cc (i_m), usada na magnetização das fases.

O uso de uma malha de corrente é vantajoso para aplicações em as correntes de fase podem assumir amplitudes muito elevadas, como em velocidades muito baixas e/ou alimentando cargas muito grandes, sendo possível adicionar à estratégia rotinas que reduzem a magnetização do gerador quando o limite de corrente é atingido.

Assim como nas demais estratégias, apenas um controlador PI é necessário para a implementação deste controle. Como pode ser visto pelo diagrama da estratégia a corrente de magnetização passa por um filtro passa baixas (FPB) antes de realimentar o controlador de corrente. Isto é necessário porque em estratégias de controle onde durante a magnetização das fases do GRV é aplicada uma tensão chaveada, a corrente i_m , utilizada na magnetização, que é variável de entrada do controlador de corrente, cai a zero instantaneamente no momento em que a chave superior do conversor relacionada a uma fase se abre. Portanto, para que o controlador de corrente funcione corretamente, foi introduzido o FPB para introduzir um pequeno atraso ao sinal de corrente de entrada do HB, permitindo utilizar o controlador de

Histerese de forma eficaz e com frequência de chaveamento adequada. A frequência de corte do filtro foi configurada com 200 rad/s.

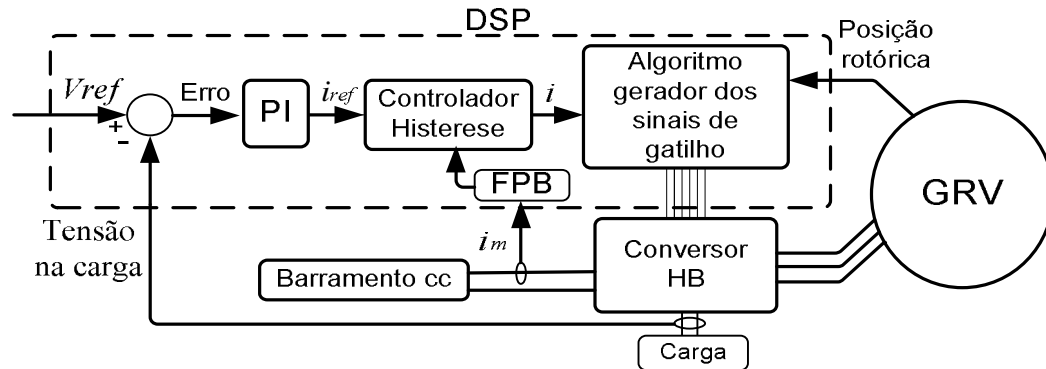


Figura 4.26 - Diagrama de blocos da estratégia de controle nomeada de Hi.

Com intuito de demonstrar o funcionamento desta estratégia proposta, o GRV foi simulado nas mesmas condições que as demais estratégias apresentadas. Observando a figura 4.27, verifica-se que o controlador PI atuou nas bandas de histerese, fazendo com que a corrente de entrada no conversor atingisse o valor necessário para magnetizar o GRV o suficiente para produzir uma tensão de 42 V na carga.

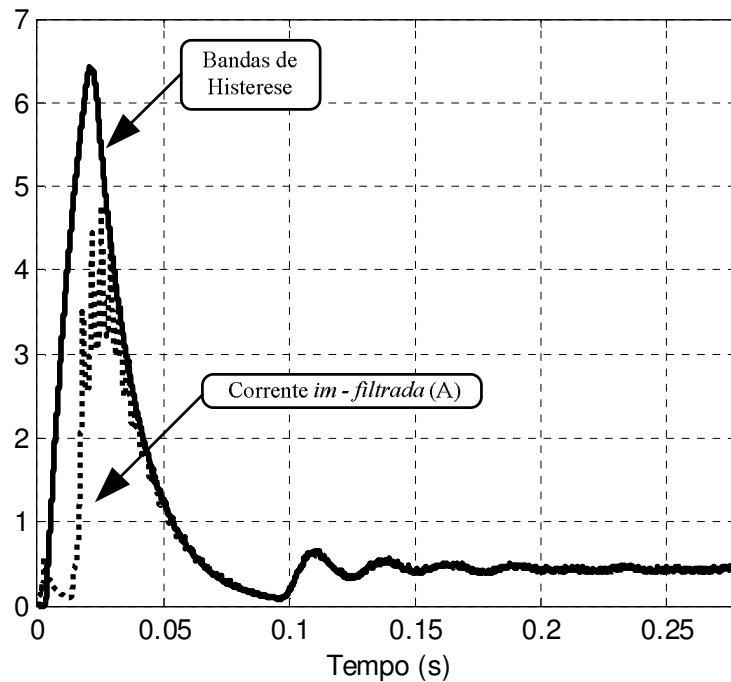


Figura 4.27 - Bandas de histerese e corrente de entrada no conversor HB filtrada.

A figura 4.28 ilustra o funcionamento desta estratégia de controle. Observando o sinal de corrente de entrada do conversor HB pode-se ver a parte responsável por magnetizar a fase A e a parte responsável por magnetizar a fase B, juntamente com o sinal de gatilho da chave Q1, chave superior relacionada à fase A (figura 3.8). Analisando as curvas relacionadas à fase A, pode ser visto que, toda vez que o sinal i_m filtrado ultrapassa o limiar inferior da banda de histerese com derivada negativa em relação ao tempo, o pulso de gatilho relacionado à fase que deve ser magnetizada fica alto, conforme foi destacado na figura por linhas tracejadas.

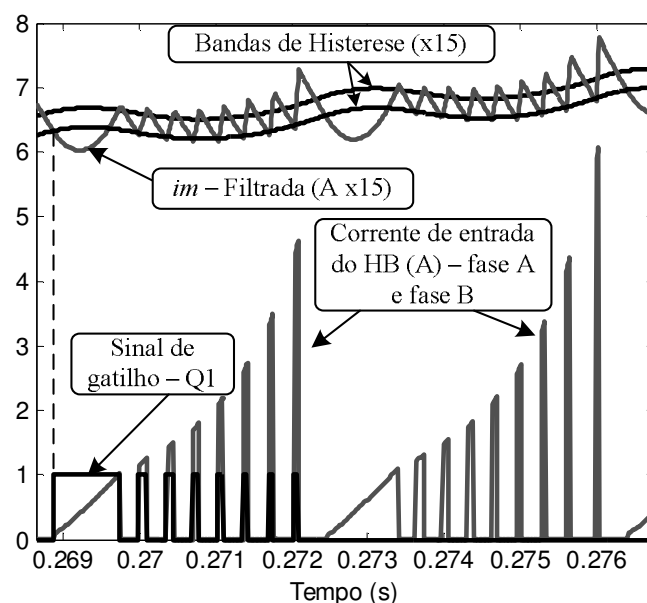


Figura 4.28 - Curvas de corrente de entrada do conversor HB (i_m), sinal de gatilho da fase A, Sinais das bandas de histerese (x15), e sinal de i_m filtrada.

O sinal de tensão na carga para toda a simulação, incluindo transitórios de carga, conforme feito para as demais estratégias, foi mostrado na figura 4.29, onde é possível averiguar que o controle manteve a tensão na carga com valor em torno da referência de 42 V.

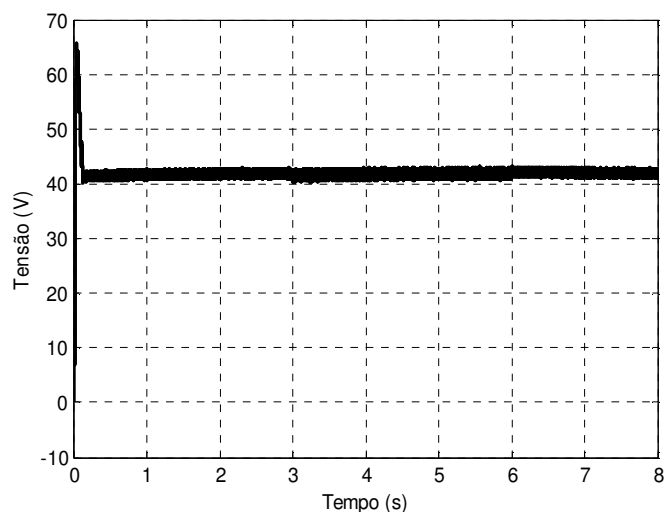


Figura 4.29 - Curva de tensão na carga durante o teste de transitório de resistência da carga ($20\ \Omega$ - $15\ \Omega$) com o GRV sendo controlado pela estratégia Hi.

As amplitudes das correntes das fases do GRV durante toda a simulação de 8 s pode ser observada na figura 4.30, pela qual pode ser notado que a amplitude da corrente de fase oscila com o GRV operando com esta estratégia de controle, porém, pela figura 4.29, se vê que estas oscilações não afetam significativamente as oscilações presentes no sinal de tensão na carga.

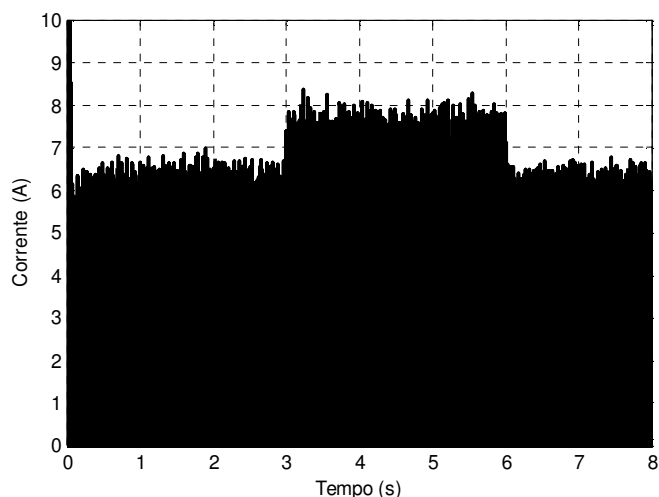


Figura 4.30 - Curva de corrente nas fases durante a simulação com transitório de carga com o GRV sendo controlado pela estratégia Hi.

A corrente de uma das fases juntamente com o respectivo sinal de gatilho, para um ciclo de magnetização da fase, são apresentados na figura 4.31, onde se vê o sinal de gatilho

aplicado na chave superior do conversor relacionada à fase em questão para que se tenha a etapa de roda livre, o que melhora a capacidade de geração de energia elétrica.

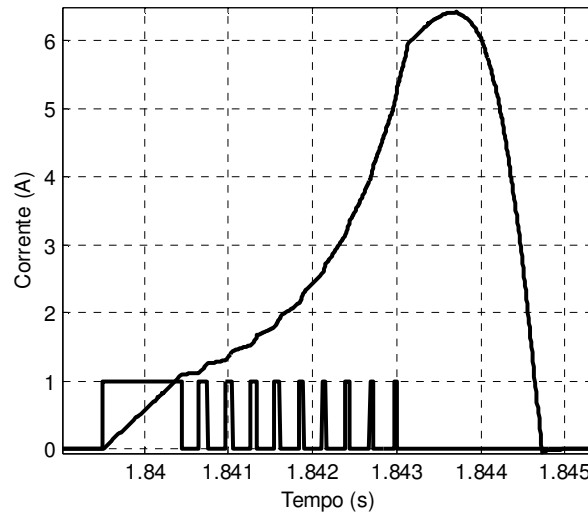


Figura 4.31 - Curva de corrente e sinal de gatilho para uma das fases do GRV sendo controlado pela estratégia Hi.

Os gatilhos produzidos para acionar as chaves superior e inferior de uma fase do GRV podem ser observados na figura 4.32, onde o sinal da chave inferior foi colocado com uma amplitude maior para que se possa observar melhor as diferenças entre os dois sinais. O sinal de gatilho da chave inferior fica alto durante todo o período de condução para permitir que a etapa de roda livre seja implementada. Na figura 4.32 o sinal de tensão em uma das três fases do GRV alimentando a carga resistiva de $20\ \Omega$ é apresentado.

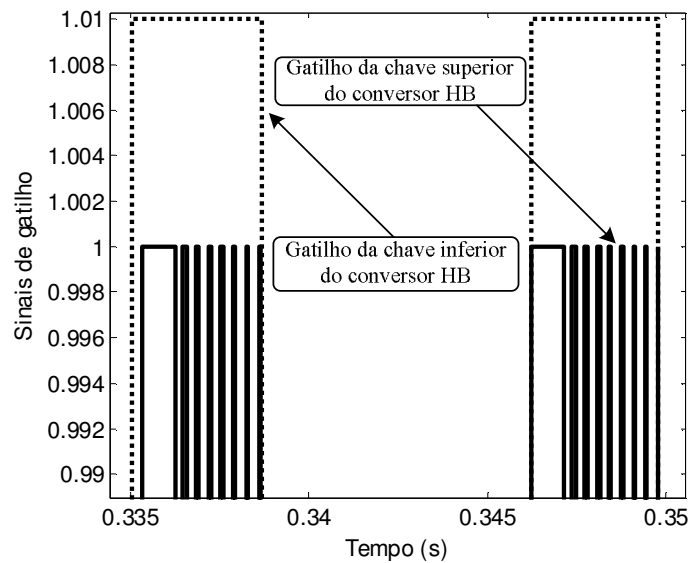


Figura 4.32 - Sinais de gatilhos produzidos pela estratégia de controle Hi para uma fase do GRV.

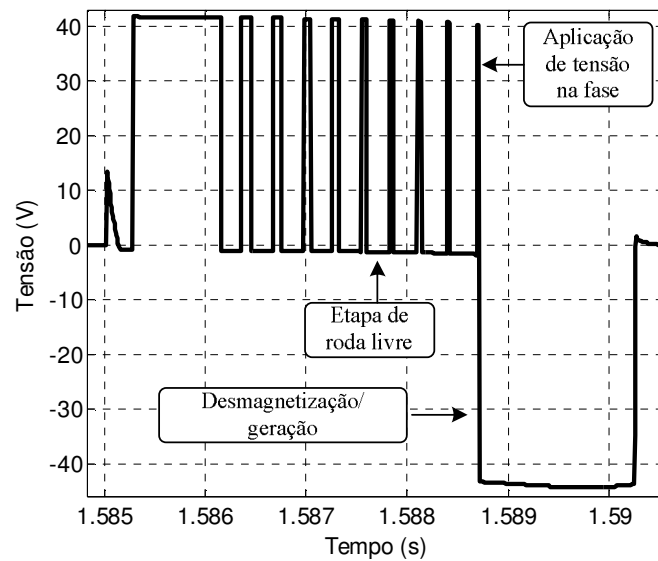


Figura 4.32 - Curva de tensão na fase A do GRV sendo controlado pela estratégia Hi.

Conforme mostrado para as demais estratégias, as curvas potência de entrada e saída elétricas do GRV podem ser observadas na figura 4.33. Verifica-se que o GRV controlado pela estratégia Hi gera 65 W, aproximadamente, alimentando a carga de 20 Ω .

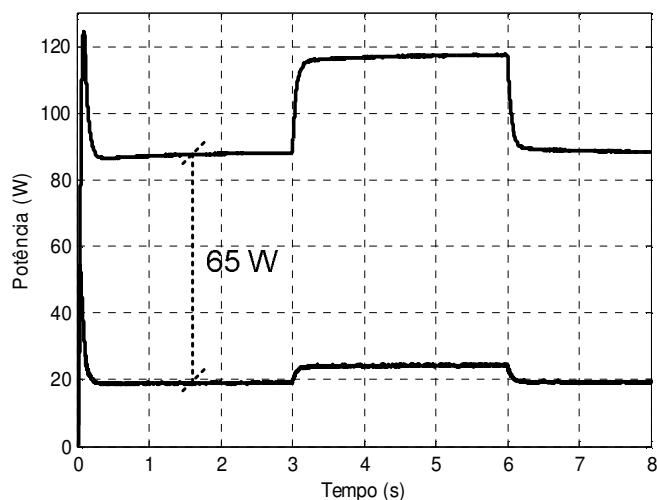


Figura 4.33 – Potência elétrica de entrada e elétrica saída do GRV operando com a estratégia Hi.

4.2.5 - Estratégia baseada na comparação do sinal de saída do controlador PI com sinal da soma das correntes de fase da máquina para gerar o ângulo de magnetização das fases (AMV).

Esta estratégia de controle foi desenvolvida para manter o valor de tensão gerada pelo GRV na carga constante. Um controlador PI é utilizado para produzir um sinal proporcional ao erro entre o valor de referência e o valor mensurado na carga do gerador. Este sinal é então comparado com o sinal de corrente total das fases (correntes das fases somadas) para produzir o sinal de gatilho da chave superior do conversor relacionada a fase que deve ser magnetizada no momento, o que depende da posição do rotor.

A figura 4.34 foi tirada de uma simulação do GRV sendo controlado por esta estratégia e ilustra o funcionamento da mesma. Na figura foram destacadas as parcelas das correntes relacionadas às fases da máquina, que somadas, constituem a corrente total (i_t). Além disso, para a fase A foram destacados os instantes em que o sinal de gatilho relacionado à chave Q1 fica alto - isso ocorre quando o sinal i_t cai abaixo do sinal de saída do PI e o rotor se encontra na posição em que a fase A deve ser magnetizada. O sinal gatilho da chave Q1 cai

a zero, abrindo a mesma, no instante em que o sinal i_t fica maior que o sinal de saída do controlador. O diagrama de blocos desta estratégia de controle pode ser observado na figura 4.35.

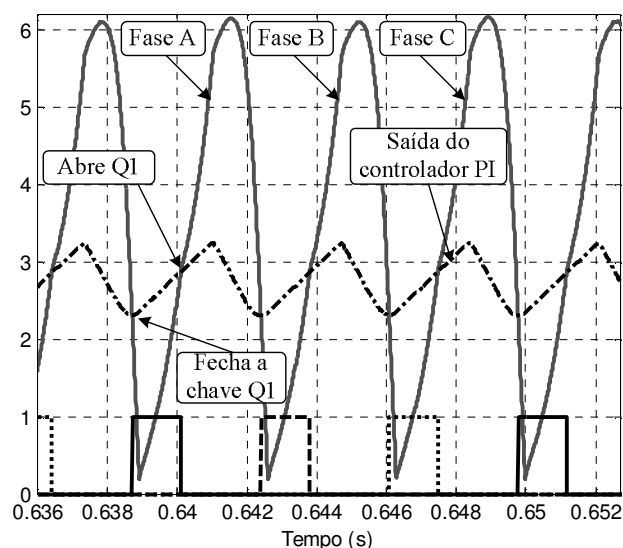


Figura 4.34 - Sinal de corrente total, sinal de saída do controlador PI e sinais de gatilhos das fases do GRV sendo controlado pela estratégia AMV.

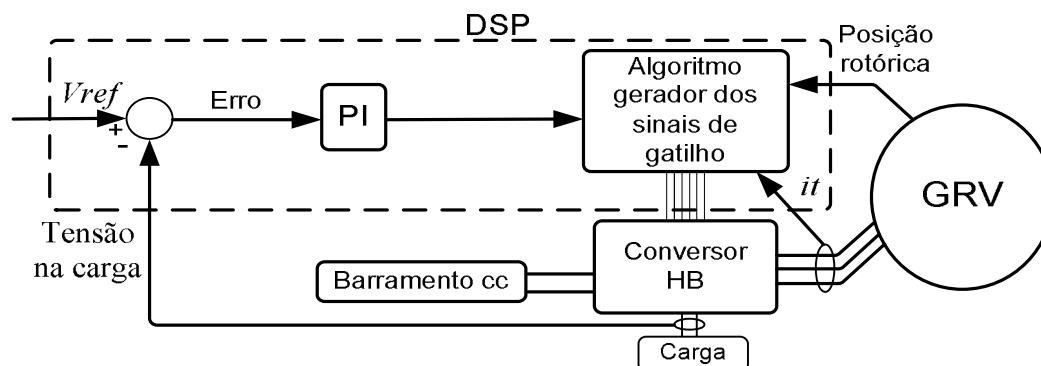


Figura 4.35 - Diagrama de blocos da estratégia de controle nomeada de AMV.

Na figura 3.36 os sinais de gatilho Q1 e Q2 da fase A do GRV e os sinais de corrente e tensão na fase podem ser observados. É possível notar que o gatilho Q1 possui uma largura menor que o gatilho Q2, que permanece alto por todo o ângulo de magnetização (30°). Além de ser mais estreito, visando magnetizar apenas para gerar a tensão de referência, o sinal Q1, está deslocado para o interior de Q2. Portanto, esta estratégia de controle varia tanto o valor de θ_{on} quanto o θ_{off} , nas fases do GRV.

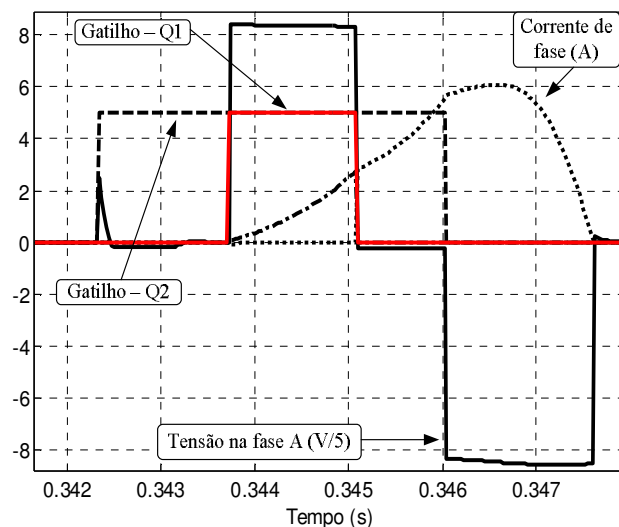


Figura 4.36 - Curvas de tensão, corrente e gatilhos referentes à fase A do GRV controlado pela estratégia AMV.

As simulações desta estratégia seguiram os mesmos critérios das demais apresentadas previamente e as estratégias foram submetidas ao teste de transitório de carga. Na figura 4.37 é apresentado o sinal de tensão na carga para toda a simulação, com os transitórios de carga ocorrendo nos instantes de 3 s e 6 s, sendo que novamente a resistência da carga foi reduzida de $20 \, \Omega$ para $15 \, \Omega$ para depois voltar para $20 \, \Omega$.

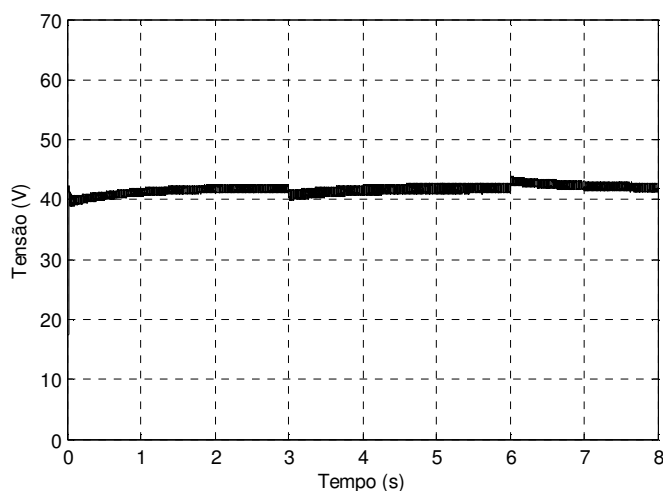


Figura 4.37 - Curva de tensão na carga durante o teste de transitório de resistência da carga para o GRV sendo controlado pela estratégia AMV.

A amplitude do sinal de corrente das fases do GRV para a condição simulada pode ser visualizada na figura 4.38 onde pode ser notada a inexistência de grandes oscilações.

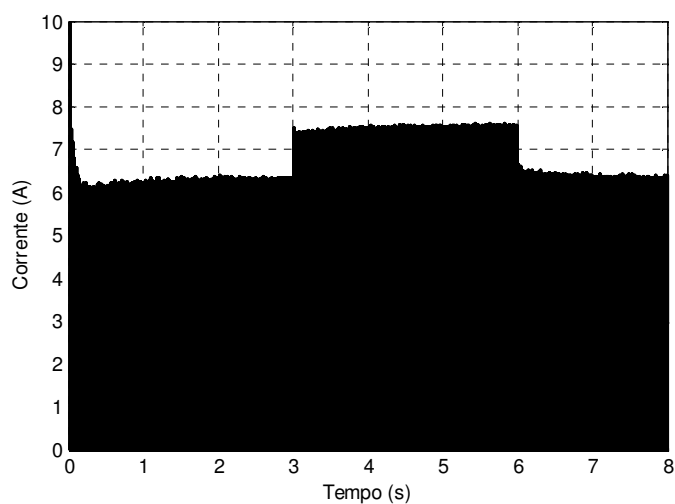


Figura 4.38 - Curva de corrente nas fases durante o teste de transitório de resistência da carga para o GRV sendo controlado pela estratégia AMV.

Conforme apresentado para as demais estratégias, as curvas potência de entrada e saída elétricas do GRV podem ser observadas na figura 4.33, onde se verifica que o GRV controlado pela estratégia AMV gera 65.33 W aproximadamente, para o gerador alimentando a carga de 20 Ω .

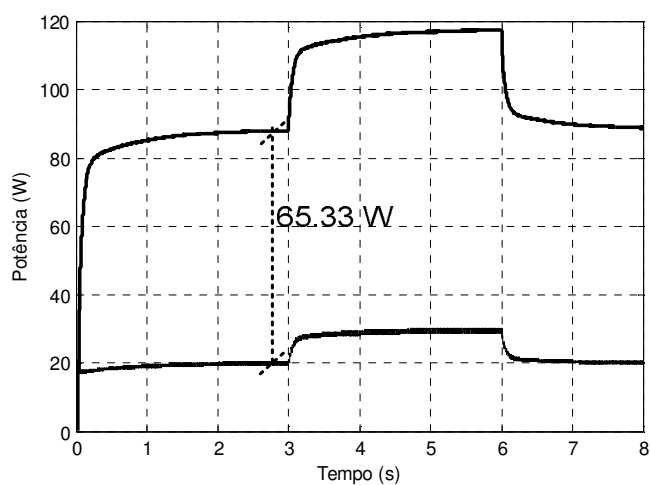


Figura 4.39 – Potência elétrica de entrada e elétrica saída do GRV operando com a estratégia AMV.

4.3 - Estratégias de controle submetidas a teste de transitório de velocidade

Simulações computacionais foram feitas para averiguar o comportamento das estratégias de controle submetidas a um transitório de velocidade no rotor do GRV. Primeiramente a MRV partiu como motor, acionando uma carga de 1 N.m, acelerando até a velocidade de 142 rad/s (1350 rpm), que foi a velocidade alvo para que a transição de motor para gerador acontecesse. Todas as estratégias simuladas foram submetidas a esta mesma situação. O barramento cc foi configurado com 42 V e a carga resistiva do gerador com 15 Ω . A partir do momento em que a MRV passa a operar como gerador a velocidade da máquina oscila senoidalmente com a amplitude variando de 130 rad/s a 330 rad/s.

As curvas de tensão na carga da máquina operando como gerador para as estratégias AV, AV2 e CH podem ser observadas na figura 4.40. Foi destacado na curva de velocidade o momento em que a transição de modo de operação do motor/gerador a relutância variável (MGRV) ocorre, momento este no qual a tensão na carga começa a subir devido à comutação de modo de operação.

Os resultados obtidos para as estratégias TBV, Hi e AMV são apresentados na figura 4.41, para a mesma situação simulada para as demais estratégias.

Os resultados apresentados demonstram que todas as estratégias desenvolvidas neste trabalho controlam a tensão na carga com o GRV operando em velocidade variável. Esta característica é importante em aplicações automotivas e aeroespaciais onde o gerador de eletricidade opera em regime de velocidade variável.

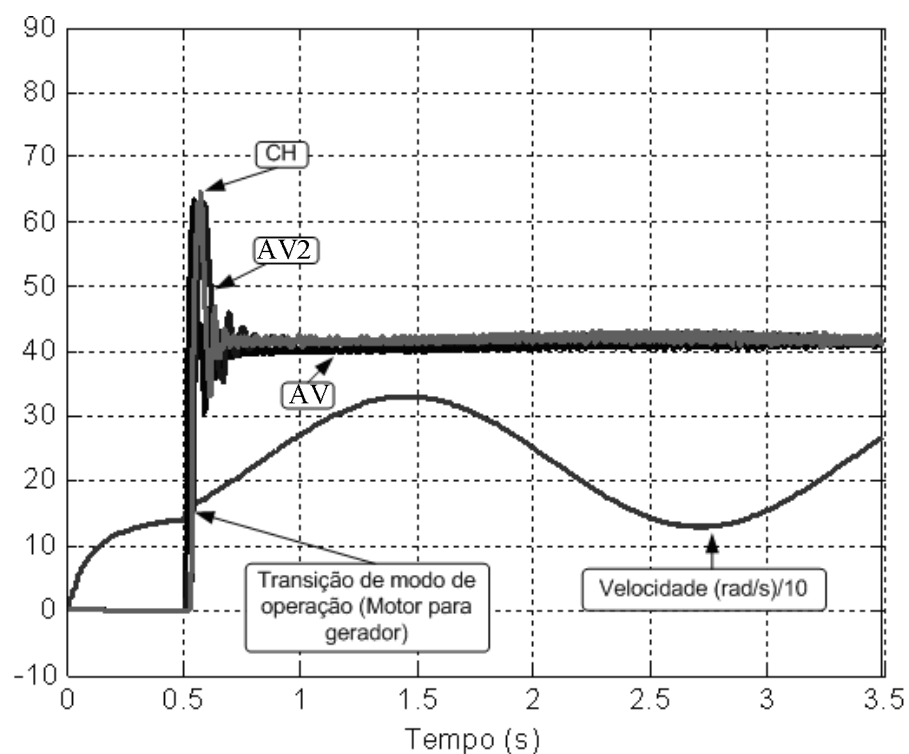


Figura 4.40 - Curvas de velocidade e tensão na carga do MGRV sendo controlado pelas estratégias AV, AV2 e CH.

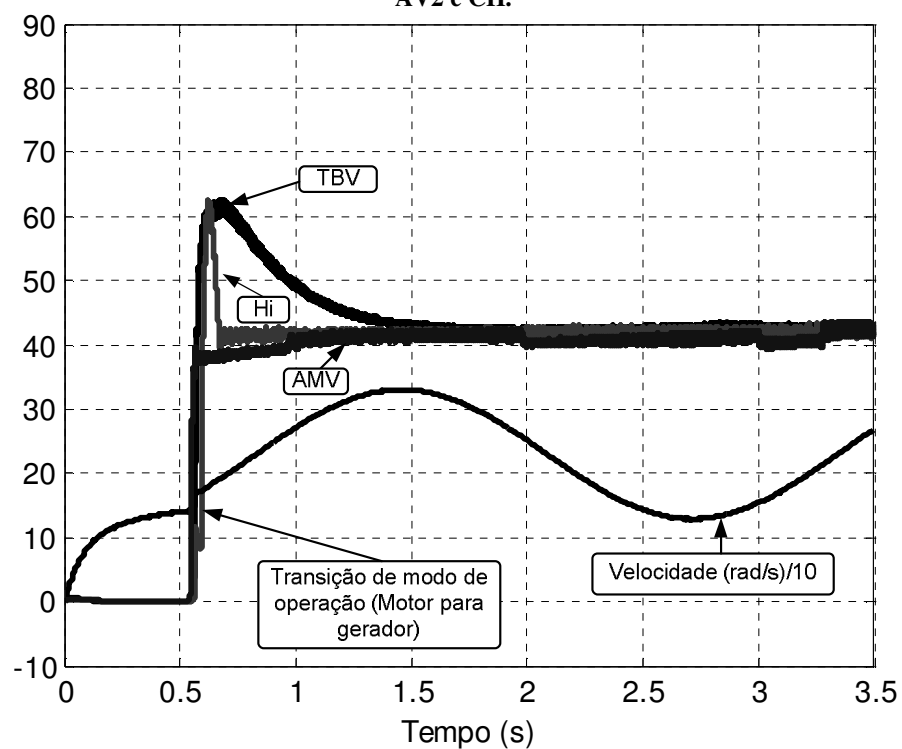


Figura 4.41 - Curvas de velocidade e tensão na carga do MGRV sendo controlado pelas estratégias TBV, Hi e AMV.

4.4 - Análises da potência elétrica gerada e do rendimento para o GRV operando com as diferentes estratégias de controle

Com intuito de diferenciar as estratégias de controle com relação a capacidade de geração de eletricidade e eficiência, análises foram feitas através de simulações computacionais e os resultados serão apresentados nesta seção.

A primeira comparação feita entre as estratégias foi realizada para diferenciar as mesmas com relação à potência elétrica gerada pelo GRV operando em malha fechada, sendo que, potência elétrica gerada é a potência dissipada na carga resistiva do GRV subtraída da potência de entrada do conversor HB, gasta na magnetização das fases da máquina, e parcialmente dissipada na carga do gerador durante a etapa de desmagnetização/geração.

Utilizando os dados obtidos com as figuras 4.5, 4.12, 4.20, 4.25, 4.33 e 4.39 a tabela 4.1 foi construída e mostra os valores de potência elétrica gerada para o GRV sendo controlado pelas diferentes estratégias, operando com carga resistiva de 20 Ω e de 15 Ω . Esta tabela mostra que a estratégia que gerou mais energia elétrica foi a AV2, seguida pela Hi. Por outro lado, a estratégia de controle AV, que assim como a AV2, é baseada na variação do θ_{off} , foi a que apresentou a menor capacidade de geração, o que ressalta a importância da adição do período de roda livre às estratégias AV2, CH, Hi e AMV. A única diferença entre as estratégias AV e AV2 é a adição da etapa de roda livre.

Carga resistiva	AV	AV2	CH	TBV	Hi	AMV
20 Ω	45.7 W	72.3 W	58.25 W	54.8 W	65 W	65.33 W
15 Ω	69 W	94.2 W	80.4 W	78.65 W	90.83 W	84.3 W

Tabela 4.1 - Potência elétrica gerada pelo GRV operando em malha fechada para as diferentes estratégias.

Outras simulações foram realizadas com intuito de verificar o rendimento do GRV operando em malha fechada. As seis estratégias foram simuladas na mesma situação, com velocidade constante de 1350 rpm, 42 V no barramento cc, referência de 42 V na carga resistiva e com transitório de carga de 20 Ω para 15 Ω .

Os resultados podem ser visualizados nas figuras 4.42 (AV), 4.43 (AV2), 4.44 (CH), 4.45 (TBV), 4.46 (Hi) e 4.47 (AMV), que mostram as curvas de potência elétrica de entrada do conversor HB (usada na magnetização), potência mecânica de entrada no eixo do gerador, potência elétrica de saída (dissipada na carga) e o rendimento global do GRV operando nestas circunstancias.

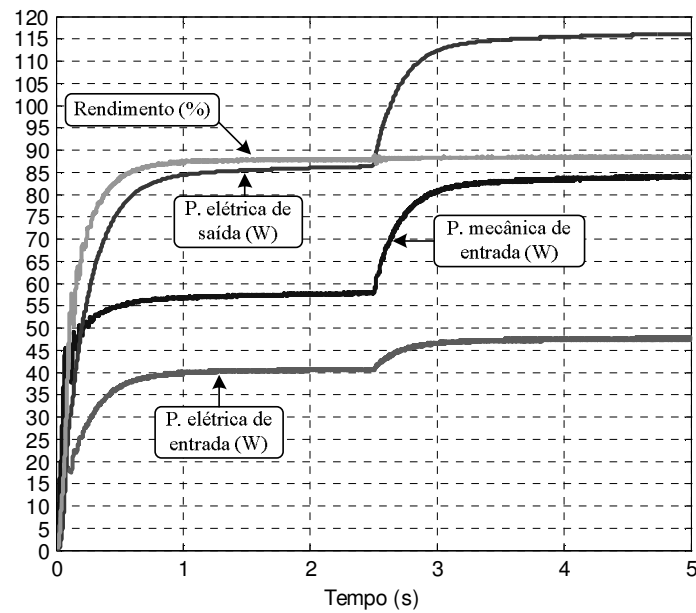


Figura 4.42 - Curvas de potência elétrica de entrada, potência mecânica de entrada, potência elétrica de saída e rendimento para o GRV sendo controlado pela estratégia AV.

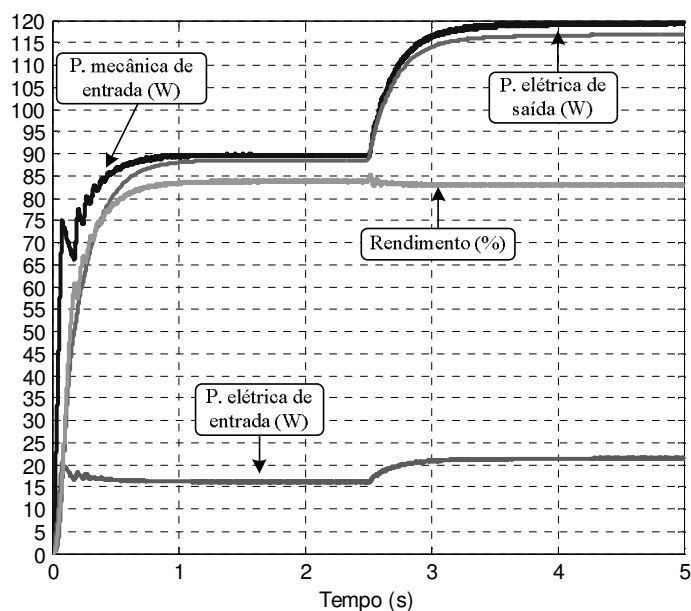


Figura 4.43 - Curvas de potência elétrica de entrada, potência mecânica de entrada, potência elétrica de saída e rendimento para o GRV sendo controlado pela estratégia AV2.

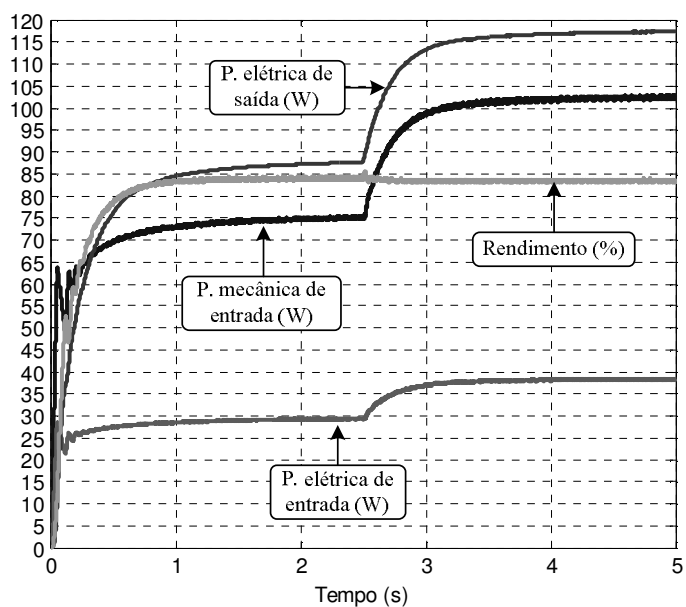


Figura 4.44 - Curvas de potência elétrica de entrada, potência mecânica de entrada, potência elétrica de saída e rendimento para o GRV sendo controlado pela estratégia CH.

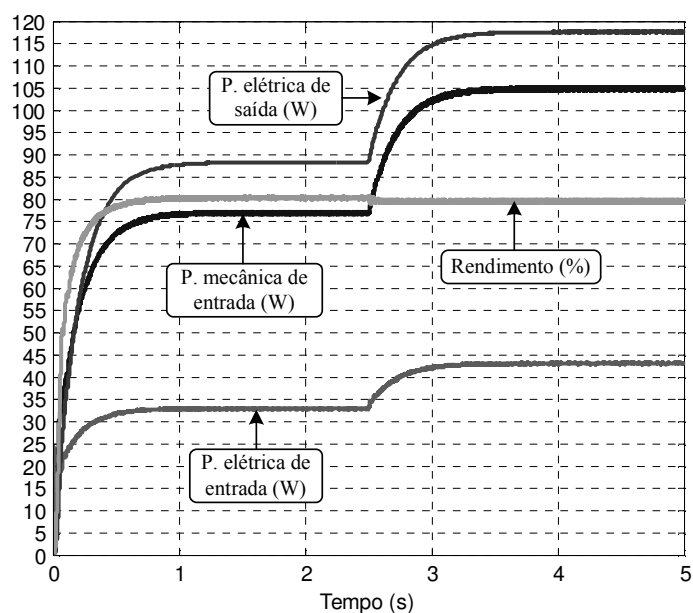


Figura 4.45 - Curvas de potência elétrica de entrada, potência mecânica de entrada, potência elétrica de saída e rendimento para o GRV sendo controlado pela estratégia TBV.

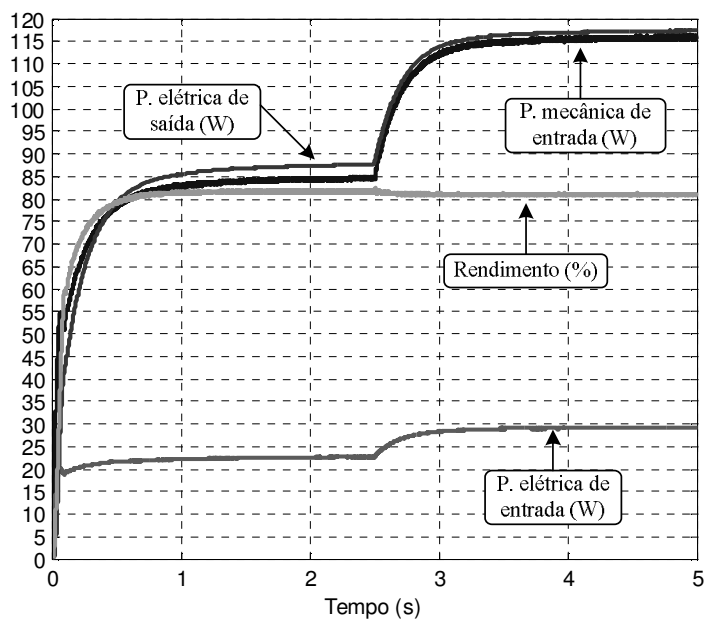


Figura 4.46 - Curvas de potência elétrica de entrada, potência mecânica de entrada, potência elétrica de saída e rendimento para o GRV sendo controlado pela estratégia Hi.

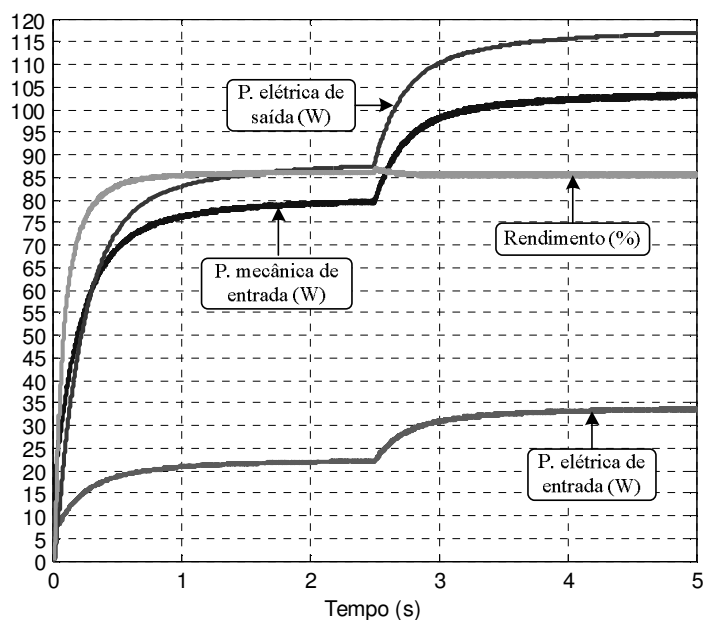


Figura 4.47 - Curvas de potência elétrica de entrada, potência mecânica de entrada, potência elétrica de saída e rendimento para o GRV sendo controlado pela estratégia AMV.

Estas simulações deram origem a tabela 4.2 que resume os valores de rendimento do GRV operando nas condições descritas anteriormente.

Estratégia de controle para GRV	AV	AV2	CH	TBV	Hi	AMV
Potência de entrada elétrica (W)	40.6	16.2	29.35	33.4	22.7	22.1
Potência de entrada mecânica (W)	58	89.5	75.1	74.9	84.6	79.6
Potência de saída (carga) (W)	86.3	88.5	87.6	88.2	87.7	87.43
Potência gerada (W)	45.7	72.3	58.25	54.8	65	65.33
Perdas totais (W)	12.3	17.2	16.85	20.1	19.6	14.27
Rendimento (%)	87.5	83.72	83.86	81.44	81.73	86

Tabela 4.2 - Rendimento do GRV operando em malha fechada para as diferentes estratégias. Carga do GRV de 20 Ω .

Observando os dados da tabela é possível ver que a estratégia AV é a que faz com que o GRV gere menos energia elétrica, porém é que apresenta o melhor rendimento global conforme mostram os dados. Isso ocorre porque na estratégia AV as chaves permanecem fechadas no início do período de magnetização caso o gerador esteja alimentando uma carga pequena, conforme já mostrado na figura 4.3. Como a corrente ainda possui amplitude

pequena durante o início da magnetização, as perdas nas chaves do conversor são menores, apesar de entrar mais energia elétrica, proveniente da fonte cc, durante a magnetização.

Nas demais estratégias as chaves são utilizadas, tanto na implementação da roda livre, quanto na magnetização durante os 30° de ângulo máximo de condução. Isso faz com que ocorra maior perda na resistência da(s) chave(s). O comportamento da corrente de fase para as demais estratégias pode ser observado nas figuras 4.9, 4.16, 4.31 e 4.36.

4.5 - Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas diferentes estratégias de controle propostas para controlar a tensão na carga do gerador a relutância variável. Todas as estratégias desenvolvidas foram implementadas na forma de simulação computacional utilizando o software MATLAB/SIMULINK®.

Simulações foram realizadas para verificar as estratégias de controle propostas para o gerador a relutância variável operando em velocidade constante de 1350 rpm, com 42 V no barramento cc. Um transitório de carga, em que a resistência de carga variou 20 Ω para 15 Ω , retornando aos 20 Ω após alguns instantes foi testado em cada caso. As seis estratégias de controle mostraram ser capazes de manter a tensão na carga do gerador com valor próximo ao de referência.

As estratégias também foram testadas com o gerador operando em regime de velocidade variável. Nestas simulações a máquina operou como motor gerador e, ao iniciar a operação como gerador, a velocidade foi configurada para oscilar senoidalmente. Nestes testes as estratégias de controle mantiveram o sinal de tensão na carga com valor próximo ao de referência, mostrando que são apropriadas para serem empregadas em aplicações onde o GRV opera com velocidade variável, como nas aplicações automotivas, aeroespaciais, eólica e em armazenadores de energia cinética (*flywheels*).

Com relação à velocidade de convergência, a estratégia TBV mostrou ser a mais lenta para convergir para o valor de referência no teste com velocidade variável, já a estratégia AV e AMV, foram as que mais demoraram a eliminar o erro de regime permanente do sinal de tensão na carga. As demais estratégias tiveram uma convergência mais rápida, eliminando rapidamente o erro de regime permanente.

Uma análise do desempenho das diferentes estratégias foi feita através de simulações, que apontaram a estratégia AV2 como sendo a estratégia que gera a maior quantidade de energia elétrica para a condição em que o GRV foi simulado. Com relação à geração de eletricidade, a pior estratégia foi a AV, que consome mais energia elétrica e menos energia mecânica para gerar a mesma potência elétrica que as demais estratégias. Porém, é a estratégia que apresenta o melhor rendimento global conforme mostrado nos dados apresentados neste capítulo.

As análises feitas destacaram o quanto é importante utilizar a etapa de roda livre nas estratégias de controle de magnetização para geradores a relutância variável, permitindo um maior aproveitamento da energia mecânica, reduzindo a quantidade de energia elétrica fornecida pela fonte cc e gasta na magnetização das fases. Isso implica que as estratégias que atuam no ângulo de fechamento das chaves do conversor (θ_{on}) são desvantajosas, já que não permitem a utilização da roda livre.

Duas estratégias de controle de tensão na carga do GRV que utilizam uma malha interna de controle de corrente (Hi e AMV) foram propostas neste capítulo e testadas através de simulação computacional. A grande vantagem de se ter uma malha de corrente é a possibilidade de adicionar à estratégia de controle rotinas de proteção, que reduzirão a magnetização do gerador caso as correntes de fase assumam valores elevados.

Todas as estratégias apresentadas neste capítulo podem ser empregadas em sistemas que necessitam de geradores com tensão de saída controlada e que operam em regime de velocidade variável. As estratégias AV2, TBV, Hi e AMV foram desenvolvidas neste trabalho e não existem publicações que as descrevem previamente na literatura da área.

CAPÍTULO V

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 Introdução

No decorrer deste capítulo serão apresentados os resultados experimentais obtidos utilizando um protótipo de um motor/gerador à relutância variável montado no laboratório de acionamentos elétricos da Universidade Federal de Uberlândia (LAcE).

O protótipo permitiu obter curvas que descrevem o comportamento da máquina à relutância variável operando como motor/gerador. Além disso, as estratégias AV, AV2, CH, TBV, Hi e AMV, desenvolvidas para controlar a tensão na carga do GRV e apresentadas no capítulo 4, foram implementadas experimentalmente e os resultados serão apresentados no decorrer deste capítulo.

Tanto o controle da máquina operando como motor/gerador como as estratégias de controle de tensão na carga foram programadas para serem executadas em um processador digital de sinais (DSP) de ponto fixo utilizado na montagem do protótipo. A capacidade de geração de energia elétrica, com o gerador à relutância variável operando em malha fechada, foi apresentada, para cada uma das estratégias, o que permitiu verificar qual das estratégias proporciona o maior aproveitamento da fonte de energia mecânica, necessitando de uma menor entrada de energia elétrica para magnetização das fases do GRV.

5.2 Aspectos gerais do protótipo

Uma visão geral dos elementos que compõem o protótipo montado no laboratório pode ser vista na figura 5.1.

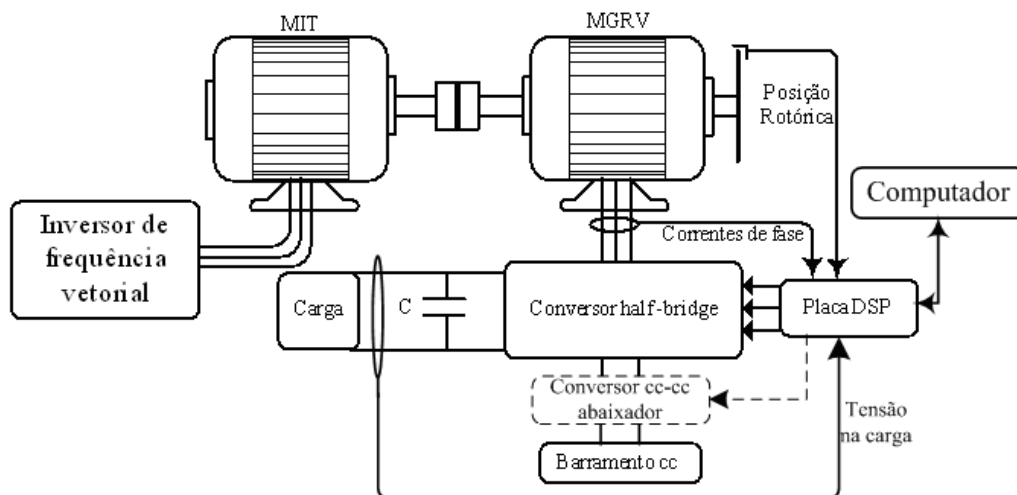


Figura 5.1 – Visão geral da bancada experimental.

O conversor *half-bridge*, com um relé para permitir a comutação do caminho de desmagnetização das bobinas das fases, usado para acionar um MGRV trifásico, esboçado na figura 3.8, foi projetado e construído no LAcE. Para isso, foram utilizados 6 MOSFET modelo IRFP260N, 6 diodos modelo FEP30DP, 1 relé modelo J1RC2. Para as chaves superiores do conversor, foi utilizado um circuito de ataque de gatilho, empregando isolador óptico, para isolar o terra "flutuante" das chaves superiores, do terra do circuito de controle e geração dos pulsos de gatilho.

Como máquina primária acoplada ao GRV, cujos dados foram apresentados no capítulo 3, foi utilizado um motor de indução trifásico de 2 cv, acionado por um inversor comercial, conforme mostrado no diagrama de blocos que representa o protótipo.

O conversor abaixador de tensão, empregado na estratégia TBV, foi projetado e construído no LAcE e foi acoplado ao sistema, entre o barramento cc e o conversor HB, somente nos ensaios relacionados a esta estratégia de controle.

Os algoritmos de controle desenvolvido para acionar o MGRV foram desenvolvidos para serem executados em um DSP de baixo custo modelo TMS320F2812 da Texas Instruments®. Conforme mostrado na figura 5.1, as correntes de fase, a tensão na carga da máquina operando como gerador e a posição rotórica, são parâmetros de entrada no DSP e são utilizados como dados de entrada nos algoritmos desenvolvidos para controlar a MRV.

Para o sensoriamento dos sinais de corrente de fase e tensão na carga do GRV foram usados sensores de efeito *hall* da marca LEM®. A posição rotórica foi obtida de duas maneiras. A primeira maneira foi utilizando dois discos com ranhuras dimensionadas para permitirem que cada fase entre em condução no momento certo, sendo que um disco foi utilizado para a máquina operando como motor S1 e o outro para o funcionamento da mesma como gerador S2 (45° defasado). A figura 5.2 representa o conjunto constituído por um disco e sensores utilizados na obtenção dos períodos de magnetização das fases para ambos os modos de operação. Para cada disco foram utilizados três sensores ópticos, portanto, seis sinais digitais, produzidos pelos sensores, são introduzidos no DSP através de entradas digitais. Estes sinais informam o momento exato em que as fases devem ser magnetizadas para operar como motor (disco S1) ou para operar como gerador (disco S2).

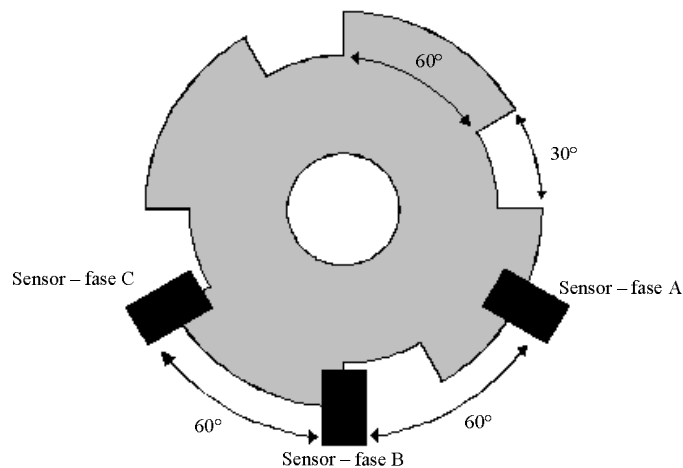


Figura 5.2 - Conjunto disco com ranhuras associado a sensores ópticos para obtenção dos períodos de magnetização das fases.

A segunda maneira empregada na obtenção da posição rotórica baseou-se no uso de um *encoder* acoplado ao eixo da máquina. Isso foi necessário para programar as estratégias AV e AV2, cujos algoritmos necessitam de serem realimentados com um posicionamento mais preciso e contínuo do rotor, permitindo desta forma acionar a máquina com um ângulo de magnetização variável, coisa que os discos com ranhuras não permitem conseguir, já que informam os ângulos de condução fixos. O *encoder* só foi utilizado nos ensaios relacionados às estratégias de controle que variam o ângulo de magnetização e o mesmo foi ligado às entradas digitais do DSP disponíveis para este tipo de periférico. A figura 5.3 apresenta uma foto do protótipo montado para ensaios experimentais.

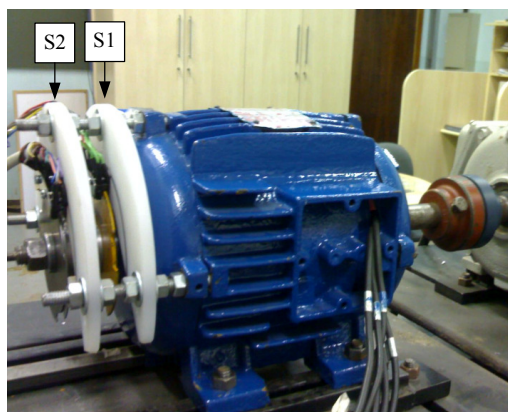


Figura 5.2 - Foto do MGRV destacando os discos utilizados para indicar a posição rotórica.

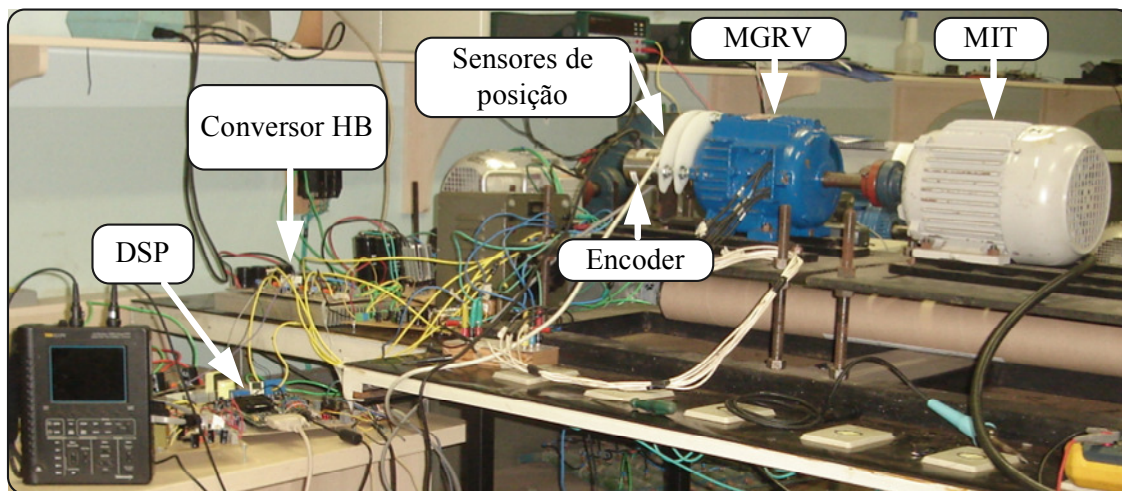


Figura 5.3 - Foto da bancada montada para ensaios experimentais do MGRV.

5.3 Leitura dos sinais

O DSP TMS320F2812 possui 16 entradas de conversão analógica para digital (A/D). Para o desenvolvimento deste trabalho foi necessário utilizar 2 das 16 entradas do A/D, sendo que, uma foi usada para ler a tensão na carga da máquina operando como gerador, e a outra foi usada na leitura dos sinais de corrente das fases somados. Para as estratégias implementadas até o momento a leitura do sinal de corrente não foi utilizada, mas será necessária na implementação das estratégias Hi e AMV, apresentadas no capítulo 4.

Os sinais lidos foram condicionados para assumirem valores que respeitam as características da entrada do A/D do DSP utilizado. A entrada do A/D é projetada para receber sinais que variam entre 0 e 3 V, portanto os sinais lidos, de correntes e do barramento cc da carga passaram por um condicionamento de sinal para ficarem dentro do limite de tensão que a entrada do A/D foi projetada para receber. Detalhes sobre o circuito de condicionamento de sinais utilizado podem ser obtidos no trabalho [61].

5.4 - Resultados experimentais

Foram realizados ensaios com o protótipo da MRV operando como motor/gerador e como gerador controlado em malha fechada de tensão na carga. As curvas obtidas com os ensaios foram mensuradas usando um osciloscópio digital, com dois canais isolados, da Tecktronics®, modelo THS720 e serão mostradas nas próximas seções. Para as curvas de corrente de fase, 1 V equivale a 4 A.

5.4.1 - Máquina operando como motor/gerador

Com intenção de verificar experimentalmente o funcionamento do conversor HB, que permite a transição de motor para gerador, modificando o caminho de desmagnetização das bobinas das fases da MRV, ensaios de bancada foram realizados.

Os testes foram efetuados com a máquina primária (MIT) girando no mesmo sentido do MGRV operando no modo motor, logo o controle do inversor de frequência usado para acionar o MIT que impõe a velocidade de rotação. Esta situação é semelhante a que ocorre quando o motor/gerador de um automóvel parte o motor a combustão e continua sendo acionado como motor momentos antes de seu modo de operação ser comutado para gerador.

Os testes foram realizados com a máquina primária impondo uma velocidade de 1350 rpm. A carga resistiva da MRV, operando no modo de geração, possui valor de resistência de 20 Ω . Nos dois modos de operação o MGRV operou em malha aberta e com 25 V no barramento cc, utilizado para a magnetização das fases. O momento de comutação de motor para gerador ou vice-versa foi configurado para ser controlado pelo usuário, através de um computador conectado pela porta paralela ao kit DSP.

O software CodeComposer®, fornecido junto com o kit DSP, foi utilizado na programação, compilação e carregamento do programa executável no DSP. Além disso, este software permite observar e modificar variáveis do programa executando no DSP em “tempo de execução”. Esta interface em tempo de execução com o programa foi empregada para permitir ao usuário comandar o momento de comutação de modo de operação da MRV. Isso pode ser modificado para atender as necessidades de outras aplicações específicas, fazendo com que a comutação seja automática, dependendo de condições e necessidades observadas na planta em questão.

Com relação aos resultados obtidos com o ensaio do MGRV, nas condições mencionadas acima, a figura 5.4, mostra o sinal de corrente em uma das fases da máquina durante a transição de motor para gerador. Pode ser observado que a corrente possui pequena amplitude durante o funcionamento da máquina como motor. Isso se deve ao fato de a máquina estar operando como motor no mesmo sentido da máquina primária, com velocidade controlada. Quando a transição ocorre, após o comando do usuário via PC, o circuito de desmagnetização das bobinas é modificado com a comutação do relé, e a energia armazenada nas bobinas, que é a soma da energia proveniente da fonte de magnetização somada à energia convertida de mecânica em elétrica, subtraída das perdas, passa a ser entregue à carga do MGRV, operando como gerador.

Somado a esta modificação do caminho de desmagnetização, o programa desenvolvido para acionar o MGRV passa a magnetizar as bobinas das fases utilizando como variáveis de entrada os sinais provenientes do grupo de sensores usados para geração, S2 na figura 5.2. Estes sensores, do grupo S2, foram posicionados para sinalizarem o momento exato de magnetizar as fases da máquina para operar na função de gerador. Ainda nesta figura, pode-se observar que, no funcionamento como gerador, a amplitude da corrente na fase é maior. Isso ocorre porque, no funcionamento como gerador, a máquina produz conjugado eletromagnético no sentido contrário ao conjugado mecânico de entrada, proveniente da máquina primária.

Um período de 20 ms, durante o qual as chaves do conversor ficam todas abertas, foi adicionado ao momento de transição, fazendo, portanto, parte da estratégia de controle desenvolvida para acionar o MGRV com o conversor proposto. Isso foi feito para proteger as chaves eletrônicas de grandes variações de tensão, devido à ausência de circuito de desmagnetização das bobinas das fases, durante o chaveamento do relé, que segundo o

fabricante pode durar até 15 ms, o que é tempo suficiente, caso a velocidade de operação seja alta, para que as fases sejam magnetizadas algumas vezes sem ter caminho de desmagnetização. Portanto, este período de ausência de pulsos de gatilho durante a transição é fundamental para que as chaves do conversor não venham a queimar precocemente. Pelas figuras que retratam a transição de modo de operação é possível observar este tempo dado para que o relé complete seu chaveamento.

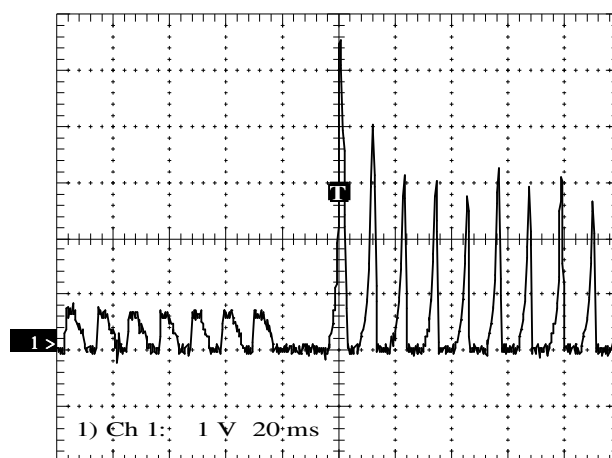


Figura 5.4 - Corrente em uma das fases durante a transição de motor para gerador.

A Fig. 5.5 apresenta o sinal de tensão em uma das fases do MGRV durante a comutação de motor para gerador. No início da etapa geradora, a tensão aplicada à carga, parte negativa do sinal de tensão, possui menor amplitude devido ao capacitor de filtro da tensão aplicada à carga estar descarregado, sendo que esta amplitude aumenta com características exponenciais até se estabilizar, após 60 ms, em um valor que se mantém em regime permanente.

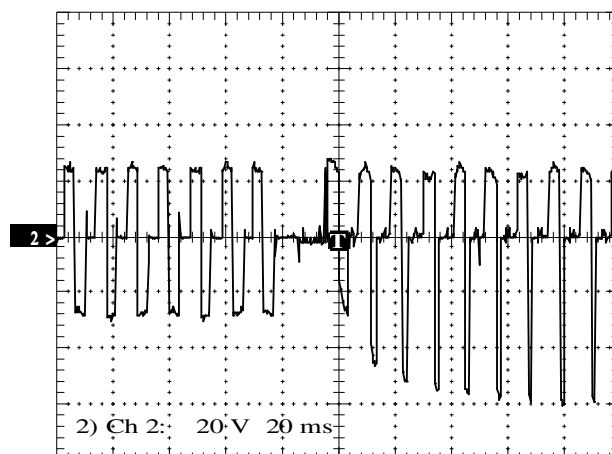


Figura 5.5 - Tensão em uma das fases durante a transição de motor para gerador.

As figuras, 5.6 e 5.7, mostram a transição de gerador para motor, sendo que na figura 5.6 é apresentado o sinal de corrente em uma fase, e na figura 5.7 é mostrado o sinal de tensão na fase. Portanto o controle desenvolvido para acionar o MGRV permite a comutação de modo de operação do MGRV nos dois sentidos. Este controle pode ser facilmente modificado para efetuar a transição de modos de operação baseado em alguma variável do sistema, como por exemplo, baseando-se na média dos sinais de corrente das fases somados. Neste caso, em aplicações automotivas, esta média teria um valor alto na partida do motor a combustão, mas seu valor cairia, logo que o motor a combustão entrasse em operação, aliviando a carga no eixo do motor de partida. Portanto, nesta aplicação, a comutação poderia ser feita quando este sinal médio, da soma das correntes das fases, caísse a um valor que indicasse o sucesso na partida do motor a combustão.

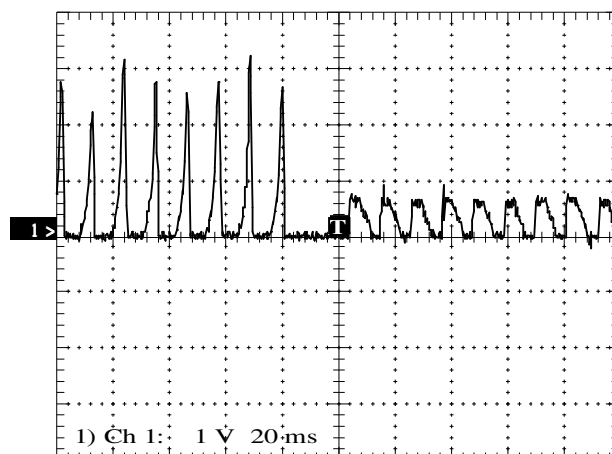


Figura 5.6 - Corrente em uma das fases durante a transição de gerador para motor.

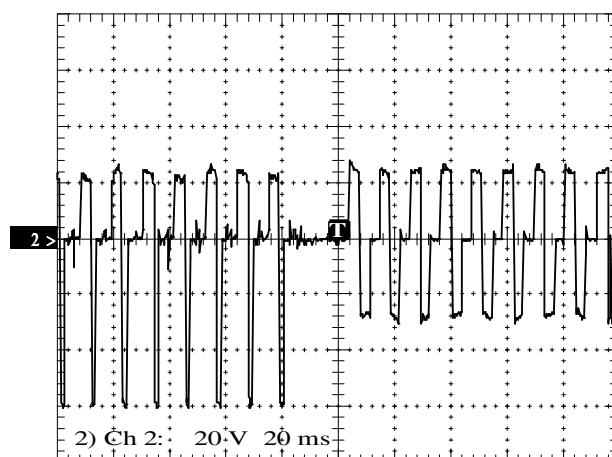


Figura 5.7 - Tensão em uma das fases durante a transição de gerador para motor.

Pela figura 5.8 pode ser visualizado o sinal de tensão na carga durante a transição de motor para gerador, onde pode ser observada a presença de uma oscilação no sinal de tensão, que é característico deste tipo de máquina. A figura 5.9 apresenta o sinal de tensão na carga durante a geração em uma escala diferente, com intuito de mostrar com mais detalhes a oscilação presente no sinal. A frequência desta oscilação é calculada pela expressão 5.1 e pode ser diminuída aumentando o tamanho do capacitor de filtro ligado em paralelo à carga. Porém, é necessário observar que o aumento do capacitor de filtro acarretará no aumento da corrente *inrush* com o capacitor inicialmente descarregado, podendo despertar a necessidade de aprimorar o controle durante a comutação, magnetizando gradativamente a máquina

quando se inicia a operação como gerador, com intuito de proteger o sistema de grandes picos de corrente.

$$f_v = \frac{\omega_m [R.P.M] N_s N_R}{60} \quad (5.1)$$

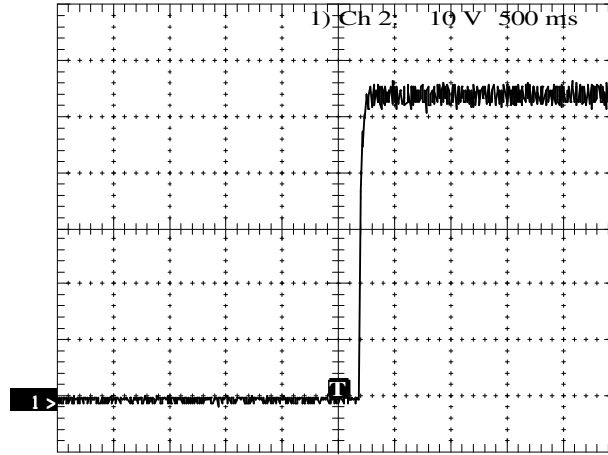


Figura 5.8 - Tensão na carga durante a transição de motor para gerador.

Vale ressaltar que estes testes foram feitos com a máquina operando em malha aberta de sinal de tensão na carga do gerador. Logo, estas oscilações também podem ser reduzidas pelo uso de estratégias de controle baseadas no controle da amplitude do sinal de corrente das fases associado ao controle do ângulo de condução das mesmas [55, 86]. Estas estratégias são propostas na literatura para serem utilizadas em motores a relutância variável no intuito de reduzir oscilações de conjugado, mas podem ser adaptadas ao GRV para reduzir oscilação de tensão gerada na carga [86].

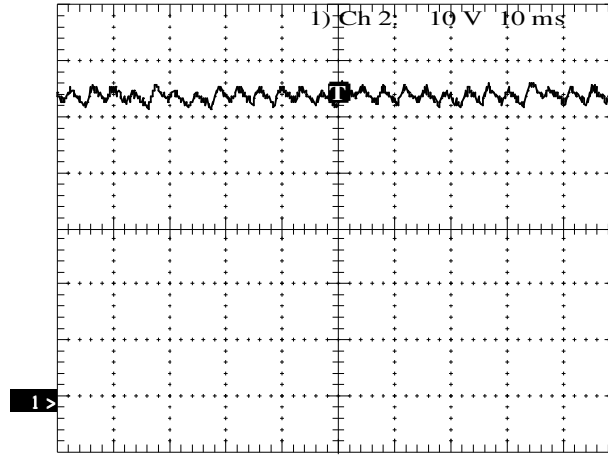


Figura 5.9 – Tensão (V) aplicada na carga com a máquina operando como gerador em regime permanente.

5.4.2 - GRV operando em malha fechada.

As estratégias de tensão detalhadas no capítulo 4 foram implementadas para serem executadas no DSP usado no sistema. Todas as estratégias de controle propostas utilizam um controlador PI, portanto, a equação deste controlador precisou ser convertida para o domínio do tempo discreto, para que o mesmo pudesse ser executado no processador utilizado. O método utilizado no processo de "discretização" foi o retangular, e a equação do controlador PI, em sua forma discreta, pode ser escrita como:

$$U_{k+1} = K_p \cdot E_{k+1} + K_p \cdot \left(\frac{K_i \cdot T_s}{K_p} - 1 \right) \cdot E_k + U_k \quad (5.2)$$

onde E é o erro entre a tensão aplicada na carga e a referência de tensão fornecida ao controlador, T_s é o período de amostragem, K_p é o ganho proporcional, K_i é o ganho integral e U é a saída do controlador. A figura 5.10 esboça através de um diagrama de blocos o controlador PI empregado no desenvolvimento das estratégias de controle. É oportuno ressaltar que, para cada estratégia de controle descrita no capítulo 4, a variável de saída do

controlador (U – figura 5.10) é empregada de forma diferente para controlar o nível de magnetização do gerador.

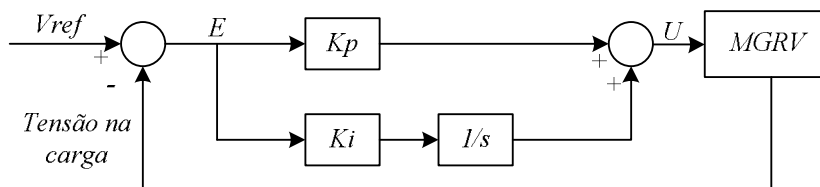


Figura 5.10 – Diagrama de blocos do GRV operando em malha fechada de tensão na carga.

Com relação aos coeficientes dos controladores PI usados na programação dos algoritmos das estratégias de controle para GRV, a tabela 5.1, relaciona os valores utilizados para os coeficientes K_p e K_i para as seis estratégias de controle, sendo que estes valores foram obtidos através de tentativa e erro. A seguir serão apresentados resultados experimentais das estratégias de controle para GRV implementadas experimentalmente.

TABELA 5.1		
Coeficientes dos controladores		
Estratégia de controle	K_p	K_i
AV	5	2
AV2	3	1.5
CH	2	0.8
TBV	0.8	0.3
Hi	0.5	0.1
AMV	3	0.5

5.4.2.1 - Estratégia AV

A estratégia AV de controle de tensão na carga de um GRV, que se baseia no controle do ângulo de magnetização das bobinas de fase, atuando no valor do ângulo de abertura das chaves do conversor, foi submetida a ensaios experimentais para validar o seu funcionamento.

Primeiramente, foi realizado um teste com transitório de referência ao controlador. Neste ensaio o barramento cc foi configurado com 42 V, a carga do gerador com 20 Ω e a velocidade de rotação com 1350 rpm. A referência, inicialmente, foi configurada com 42 V, depois seu valor foi alterado instantaneamente para 30 V. A figura 5.11, apresenta o resultado

deste teste, mostrando as curvas de corrente em uma das fases da máquina e o sinal de tensão na carga. As curvas mostram que o controle manteve a tensão com valor bem próximo ao de referência para os dois valores de referência de tensão na carga.

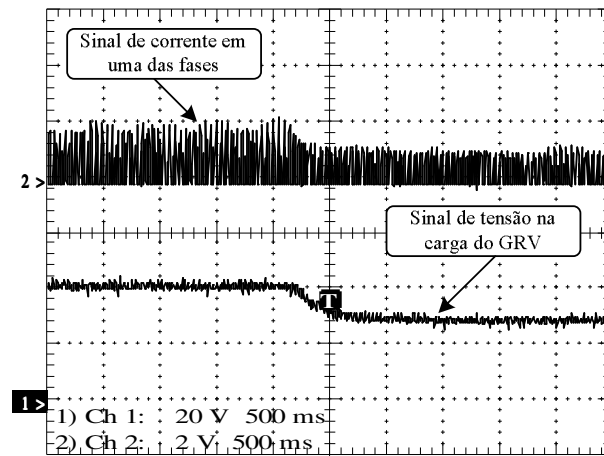


Figura 5. 11 – Curvas de corrente em uma das fases e tensão na carga do MGRV operando como gerador, controlado pela estratégia AV, submetido a um transitório de referência.

Outro ensaio foi realizado, agora com transitório de resistência da carga do gerador. Neste caso o gerador operou com as mesmas condições de velocidade e barramento cc de excitação do teste anterior. A carga foi configurada inicialmente com $20\ \Omega$ e sofreu uma modificação instantânea para $15\ \Omega$. Pela figura 5.12, podem ser observadas as curvas de corrente de fase e tensão na carga, por onde é possível ver a atuação do controle na amplitude do sinal de corrente e no sinal de tensão na carga, mantendo o mesmo com o valor próximo ao de referência. Estas curvas mostram que a estratégia controla bem a tensão no barramento cc da carga neste tipo de transitório.

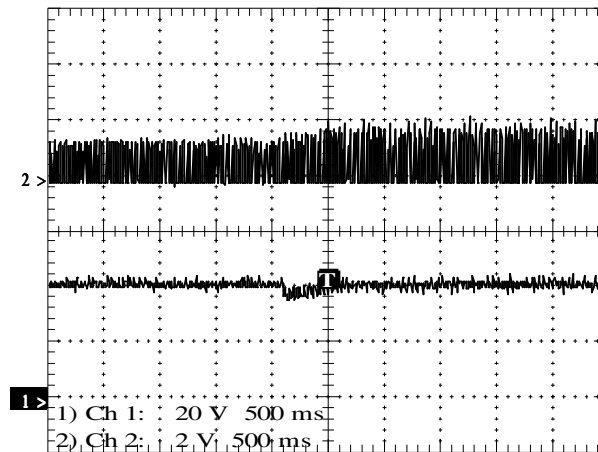


Figura 5.12 - Curvas de corrente em uma das fases e tensão na carga do MGRV operando como gerador, controlado pela estratégia VA, submetido a teste de transitório de resistência de carga.

O funcionamento da estratégia pode ser observado pelas figuras 5.13 e 5.14, que ilustram as condições dos sinais de gatilho e corrente de fase para o ensaio com transitório de referência de tensão na carga ilustrado na figura 5.11. Sendo que a figura 5.13 mostra as curvas com o GRV operando com referência de 42 V de tensão na carga, e a figura 5.14 para a referência de 30 V. Note que as figuras encontram-se na mesma escala e permitem observar a atuação do controlador na largura do pulso de gatilho, o que reflete na amplitude do sinal de corrente e, portanto, na tensão gerada na carga.

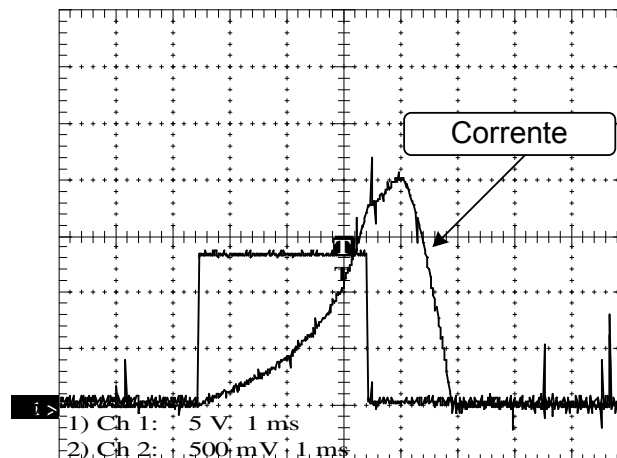


Figura 5.13 – Curvas de sinal de gatilho e de corrente de fase para o GRV operando em malha fechada (VA), com carga de 20 Ω e referência de 42 V.

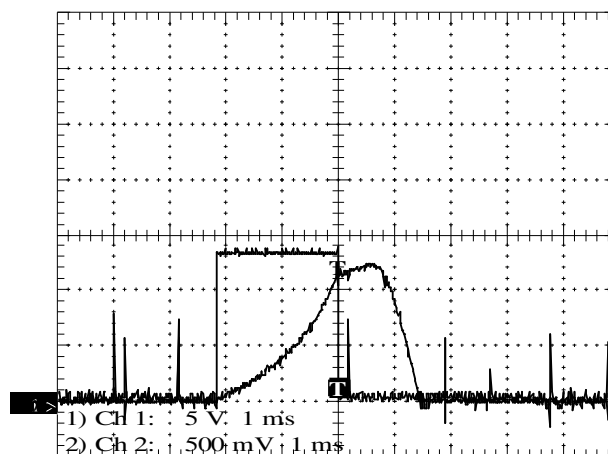


Figura 5.14 – Curvas de sinal de gatilho e de corrente de fase para o GRV operando em malha fechada (VA), com carga de $20\ \Omega$ e referência de 30 V.

5.4.2.2 - Estratégia AV2

A estratégia AV2 foi programada no DSP para a validação experimental. Esta estratégia é uma variação da estratégia AV. A diferença entre as duas consiste na adição da etapa de roda livre ao período de magnetização do gerador. Isso foi feito fazendo com que o controlador variasse apenas o ângulo de abertura das chaves superiores do conversor HB, enquanto as chaves inferiores permanecem fechadas por 30° , conforme foi detalhado no capítulo 4.

Esta estratégia foi submetida aos mesmos testes que a estratégia AV, sendo avaliada em condições de transitório de referência e transitório de carga, com 42 V no barramento cc, usado na magnetização das fases, $20\ \Omega$ de resistência de carga no teste de transitório de referência e no início do teste com transitório de carga. O gerador operou em velocidade fixa, em torno de 1350 rpm.

A figura 5.15 apresenta as curvas de corrente de fase e tensão na carga do gerador, submetido a um transitório de referência de 42 V para 30 V. Conforme pode ser observado nesta figura, a estratégia mantém a tensão na carga do GRV com valor próximo ao de referência, conforme desejado.

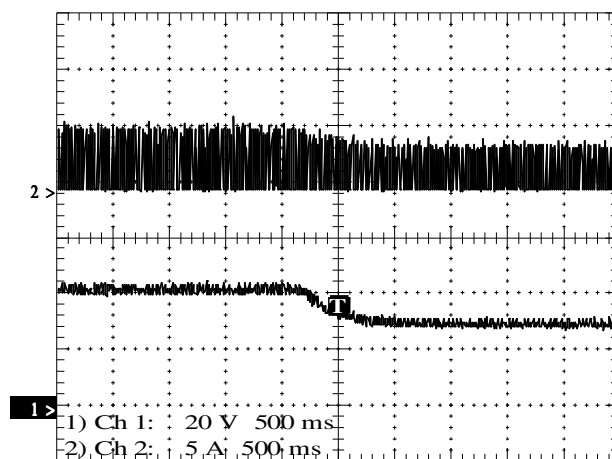


Figura 5.15 - Curvas de corrente em uma das fases e tensão na carga do MGRV operando como gerador, controlado pela estratégia AV2, submetido a um transitório de referência.

As curvas de corrente de fase e tensão na carga do GRV submetido a um ensaio com transitório de carga, de $20\ \Omega$ para $15\ \Omega$, podem ser visualizadas pela figura 5.16. Estas curvas mostram que esta estratégia controla com sucesso o valor de tensão aplicada à carga do gerador, mantendo-a com valor perto da referência (42 V) dada ao controlador, mesmo com alteração no valor da resistência de carga.

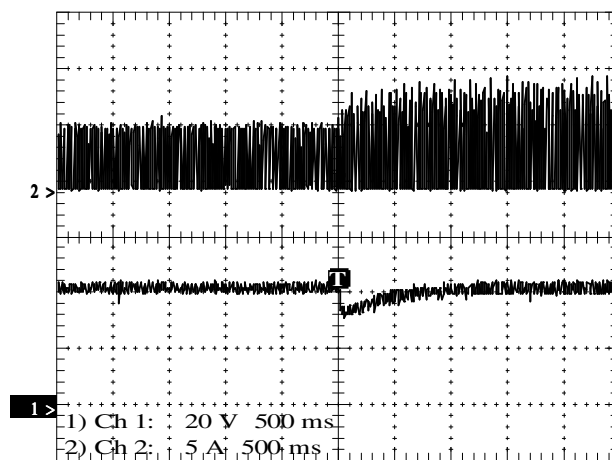


Figura 5.16 - Curvas de corrente em uma das fases e tensão na carga do MGRV operando como gerador controlado (AV2) submetido a teste de transitório de resistência de carga.

O funcionamento desta estratégia pode ser observado pela figura 5.17, que mostra os sinais de gatilho e de corrente de uma das fases do gerador, por onde pode-se ver o gatilho aplicado à chave superior do conversor, relacionada à fase em questão. Analisando a curva de

corrente, se vê o momento em que a chave inferior do conversor é aberta. Esta situação é para o gerador operando com referência de 42 V, alimentando uma carga de 20 Ω .

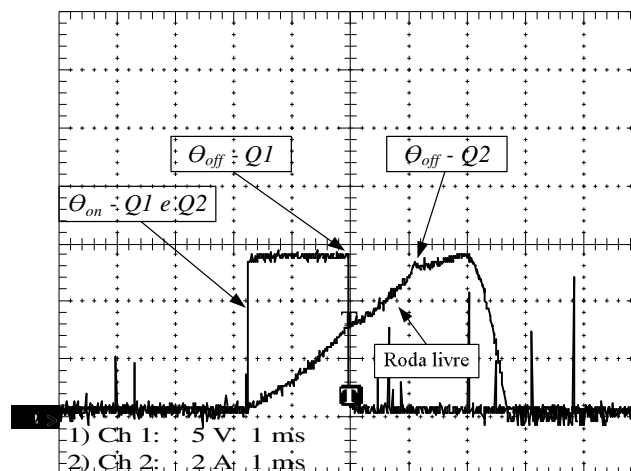


Figura 5.17 – Curvas de sinal de gatilho e de corrente da fase A (figura 3.8) para o GRV operando em malha fechada (VA2), com carga de 20 Ω e referência de 42 V.

A figura 5.18, apresenta as curvas de gatilho, da chave superior do conversor HB, e a respectiva curva de corrente de uma das fases, para o GRV operando em malha fechada com carga de 20 Ω e referência de 30 V. Por esta curva pode-se observar a ação do controlador na variação do ângulo de abertura das chaves superiores do conversor HB, permitindo que a conversão de energia mecânica em elétrica seja aumentada, com a adição da etapa de roda livre.

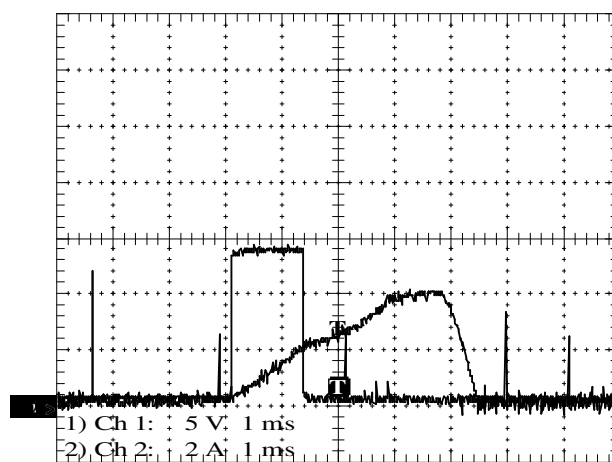


Figura 5.18 – Curvas de sinal de gatilho e de corrente de fase para o GRV operando em malha fechada (VA2), com carga de 20 Ω e referência de 30 V.

Pela figura 5.19, é possível verificar as curvas de corrente e tensão em uma das fases do gerador, operando em malha fechada (AV2), por onde pode-se ver com clareza os momentos de magnetização, onde a tensão na fase é positiva, de roda livre, momento em que a tensão na fase fica com o valor levemente negativo devido a queda de tensão na mesma, e a etapa de desmagnetização, que acontece quando a tensão na fase assume valor negativo.

Estes resultados validaram experimentalmente a estratégia VA2 e são próximos aos resultados de simulação apresentados no capítulo 4.

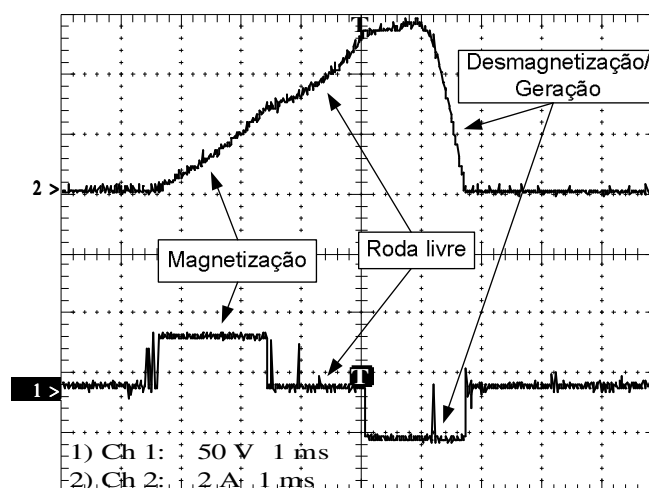


Figura 5.19 – Curvas de corrente e tensão em uma das fases do GRV, operando em malha fechada (AV2), com referência de 42 V e alimentando uma carga de 20 Ω .

5.4.2.3 - Estratégia CH

A estratégia CH, apresentada com detalhes no capítulo 4, baseada no chaveamento da tensão do barramento cc durante uma variação angular fixa para magnetização das fases, foi programada para executar no protótipo montado.

Esta estratégia, foi submetida aos mesmos ensaios das apresentadas previamente, ou seja, foi realizado um teste com transitório de referência e um teste com transitório de carga, nas mesmas condições de velocidade de rotação da máquina, barramento cc e resistência de carga.

Na figura 5.20, são apresentadas as curvas de corrente em uma das fases e tensão na carga de $20\ \Omega$, por onde se observa que o controle mantém a tensão com valor próximo ao valor de referência e respondeu bem ao transitório de 42 V para 30 V. Note que em relação a estratégia AV, o sinal de corrente apresenta uma maior oscilação de amplitude. Isso também foi verificado nos resultados de simulação computacional.

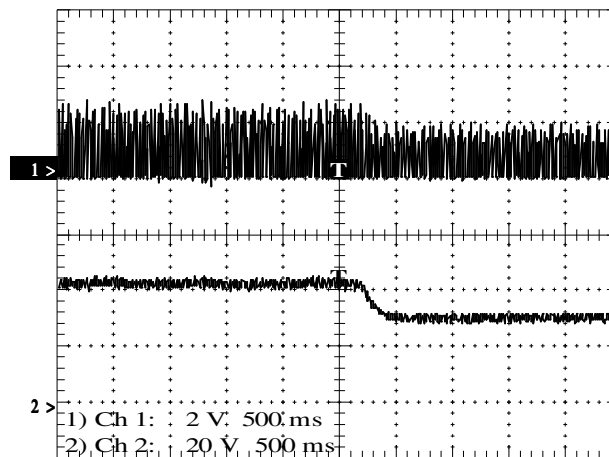


Figura 5.20 - Curvas de corrente em uma das fases e tensão na carga do MGRV operando como gerador, controlado pela estratégia CH, submetido a um transitório de referência de 42 V para 30 V.

O ensaio com o gerador controlado sendo submetido ao transitório de carga, de $20\ \Omega$ para $15\ \Omega$, foi realizado para esta estratégia e o resultado pode ser visto na figura 5.21. Note que o controle respondeu conforme esperado à mudança na resistência da carga.

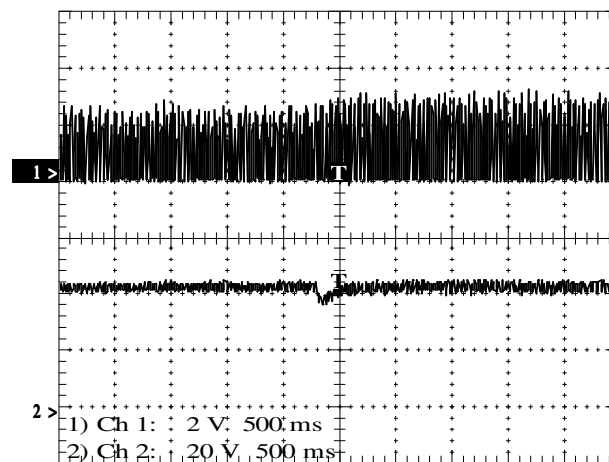


Figura 5.21 - Curvas de corrente em uma das fases e tensão na carga do MGRV operando como gerador controlado (CH), submetido a teste de transitório de resistência de carga.

Com a intenção de ilustrar experimentalmente o funcionamento da estratégia de controle CH, a figura 5.22, mostra as curvas de corrente e gatilho da chave superior do conversor de uma das fases da máquina.

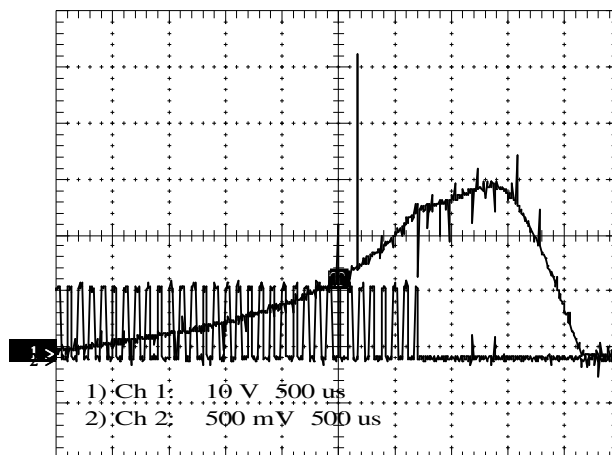


Figura 5.22 - Curvas de corrente e de sinal de gatilho de uma das fases do GRV controlado (CH).

Na figura 5.23, são apresentadas as curvas de tensão de fase e sinal de gatilho para uma das fases do GRV trifásico, controlado pela estratégia CH, por onde se vê a tensão chaveada, aplicada à fase durante a magnetização.

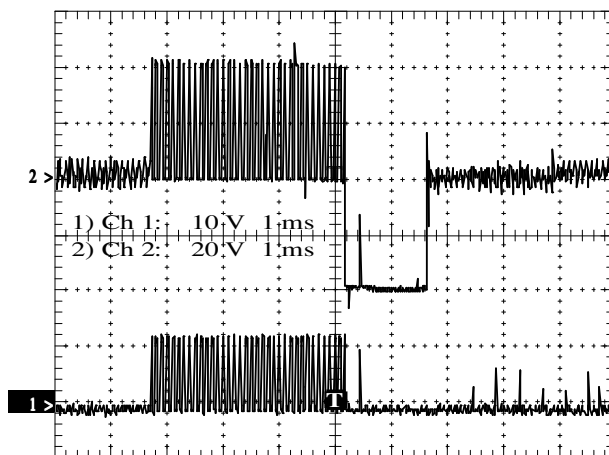


Figura 5.23 - Curvas de tensão e gatilho de uma das fases do GRV controlado (CH).

Estes resultados validam experimentalmente a estratégia CH e são bem próximos aos resultados obtidos através de simulação computacional.

5.4.2.4 - Estratégia TBV

Assim como as demais estratégias apresentadas anteriormente, a estratégia TBV foi programada para executar no DSP. Para que esta estratégia pudesse ser testada foi conectado ao protótipo um conversor cc-cc abaixador de tensão, entre o barramento cc, configurado com 42 V, e o conversor HB, conforme apresentado no diagrama de blocos do protótipo experimental mostrado na figura 5.1.

Esta estratégia foi submetida a ensaios com os mesmos critérios e configurações das demais já apresentadas. Pela figura 5.24, é possível verificar as curvas de corrente em uma das fases do GRV e a curva de tensão gerada na carga, para o ensaio com transitório de referência de tensão para o controlador. A figura mostra que o controle manteve o sinal de tensão na carga com valor bem próximo ao de referência e com uma oscilação menor quando comparado com as demais estratégias experimentadas.

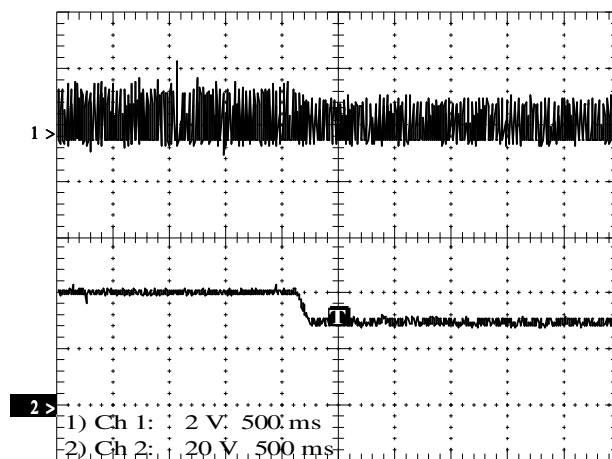


Figura 5.24 - Curvas de corrente de uma das fases e de tensão na carga do GRV controlado (TBV), para ensaio com transitório de referência.

Pela figura 5.25, são apresentadas as curvas de corrente em uma das fases e tensão na carga do gerador para o teste com transitório de carga, de 20 Ω para 15 Ω , por onde se conclui, que a estratégia é eficiente em manter constante o sinal de tensão na carga, mesmo que a resistência varie.

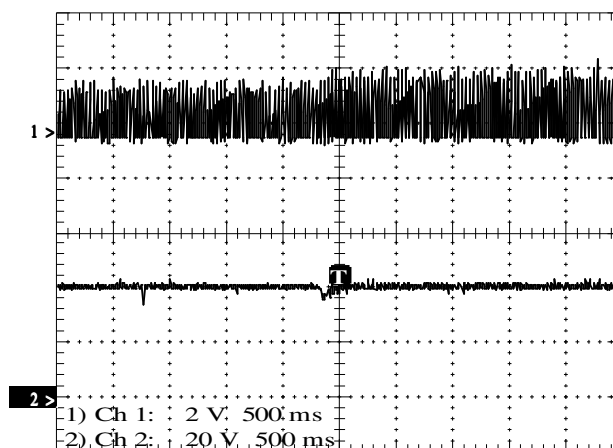


Figura 5.25 - Curvas de corrente de uma das fases e de tensão na carga do GRV controlado (TBV), para ensaio com transitório de carga.

Durante a operação do gerador controlado pela estratégia TBV, as fases são magnetizadas durante 30° , ângulo de condução máximo, onde as duas chaves relacionadas a uma determinada fase são acionadas simultaneamente. A figura 5.26 mostra as curvas de corrente em uma das fases e o respectivo pulso de gatilho para o gerador operando em malha fechada.

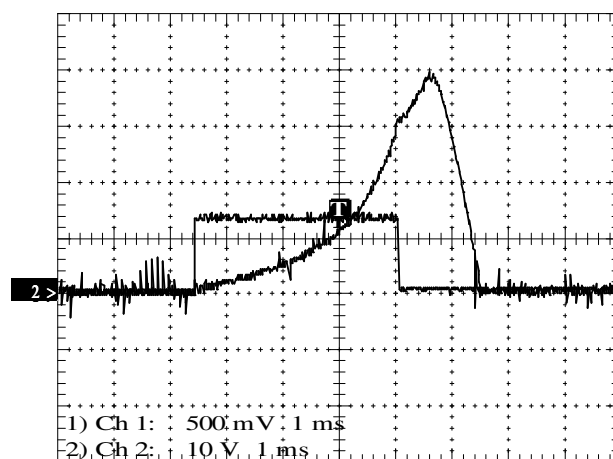


Figura 5.26 - Sinais de gatilho e de corrente em uma das fases do GRV controlado (TBV).

A atuação do controle no sinal do barramento cc aplicado ao conversor HB, pode ser observada na figura 5.27, onde pode-se visualizar os sinais de tensão na carga e o sinal de tensão no barramento cc, que varia quando o controle atua para diminuir a tensão aplicada à carga.

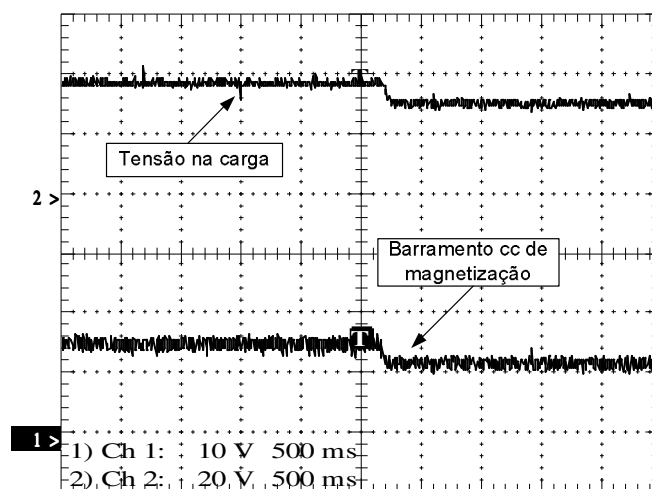


Figura 5.27 - Sinais de tensão na carga do gerador e tensão no barramento cc aplicado ao conversor HB, com o gerador submetido a transitório de referência.

O sinal de tensão no barramento com tensão cc variável aplicado ao conversor HB pode ser analisado na figura 5.28, onde se observa a atuação do controlador em elevar a tensão no barramento no momento em que a resistência de carga foi alterada para um valor menor.

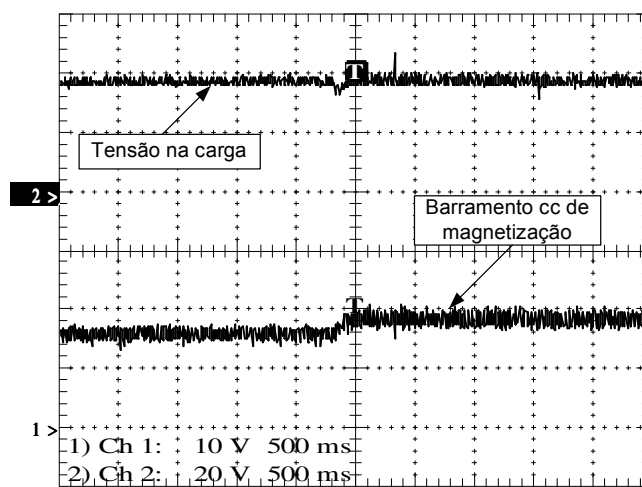


Figura 5.28 - Sinais de tensão na carga do gerador e tensão no barramento cc aplicado ao conversor HB, com o gerador submetido a transitório de carga.

Os resultados apresentados aqui demonstram e comprovam o funcionamento da estratégia TBV proposta neste trabalho.

5.4.2.5 – Estratégia Hi

Para obtenção de resultados experimentais que comprovam o funcionamento da estratégia Hi, proposta neste trabalho, a mesma foi programada no DSP utilizado no protótipo, e ensaios baseados nos mesmos critérios usados para validar as demais estratégias foram realizados.

O filtro passa baixas, usado nesta estratégia para filtrar o sinal da corrente de entrada do conversor HB, conforme mostrado no diagrama 4.26, é representado em Laplace por:

$$U = \frac{\omega_c}{\omega_c + s} I \quad (5.3)$$

onde U é o sinal filtrado, I é o sinal de entrada e ω_c é a frequência de corte.

Este filtro para ser digitalizado deve ser reescrito em forma de uma equação de diferenças através da transformada Z. Neste trabalho foi utilizado o método trapezoidal de transformação, onde o termo s da expressão do filtro é substituído pelo termo abaixo:

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \quad (5.4)$$

A função de transferência do filtro passa baixas no domínio do tempo discreto é obtida substituindo a equação (5.4) em (5.3), obtendo:

$$U(z) = \frac{1}{1 + \frac{2}{\omega_c T_s} \frac{z-1}{z+1}} I(z) = \frac{\frac{\omega_c T_s}{2 + \omega_c T_s} z + \frac{\omega_c T_s}{2 + \omega_c T_s}}{z - \frac{2 - \omega_c T_s}{2 + \omega_c T_s}} I(z) \quad (5.5)$$

A equação acima corresponde à seguinte equação de diferença:

$$U_{k+1} = \frac{\omega_c T_s}{2 + \omega_c T_s} I_{k+1} + \frac{\omega_c T_s}{2 + \omega_c T_s} I_k + \frac{2 - \omega_c T_s}{2 + \omega_c T_s} U_k \quad (5.6)$$

onde U_{k+1} é o sinal filtrado, I_{k+1} é o sinal de entrada, I_k é o sinal de entrada na amostragem anterior, U_k é o sinal filtrado na amostragem anterior e T_s é o período de amostragem.

A figura 5.29 mostra as curvas de corrente em uma das fases da máquina e a curva de tensão na carga para um ensaio com transitório de referência de 42 V para 30 V. Pode ser notado que o controle manteve o sinal de tensão na carga com valor próximo ao de referência. Analisando o sinal de corrente na fase observa-se a presença de oscilações de amplitude o que reflete no sinal de tensão na carga.

A figura 5.30 apresenta as curvas de tensão na carga e corrente em uma das fases do gerador para o ensaio com transitório de carga de 20 Ω para 15 Ω . Note que o controle mantém o valor da tensão na carga próximo ao de referência, porém, quando a carga aumenta, as oscilações na amplitude da corrente de fase e da tensão na carga aumentam.

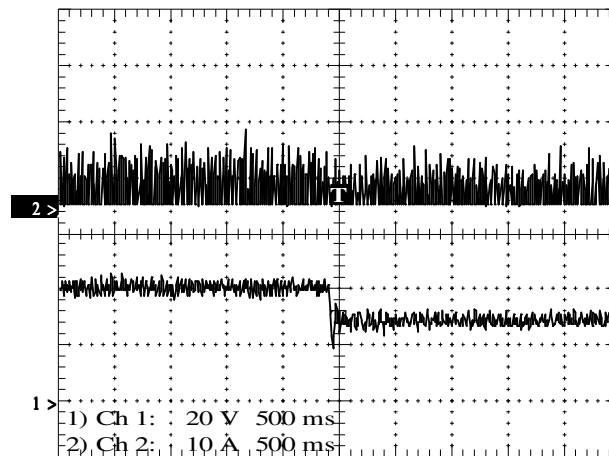


Figura 5.29 - Curvas de corrente de uma das fases e de tensão na carga do GRV controlado (Hi), para ensaio com transitório de referência.

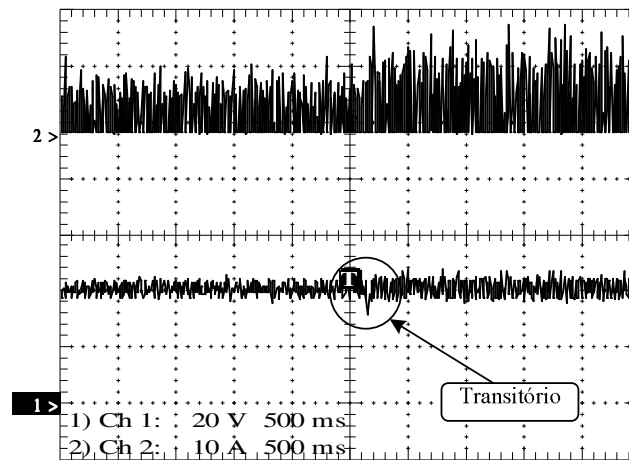


Figura 5.30 - Curvas de corrente de uma das fases e de tensão na carga do GRV controlado (Hi), para ensaio com transitório de carga.

A figura 5.31 apresenta as curvas de corrente em uma das fases e o respectivo sinal de gatilho da chave superior para o GRV operando com carga de $20\ \Omega$ e referência de 30 V. Pela figura 5.32, pode-se observar as mesmas curvas para o GRV operando com a mesma carga, com referência de 42 V. Estas curvas comprovam o funcionamento da estratégia Hi.

Pela figura 5.33, podem ser observadas os sinais de tensão em uma das fases do GRV e o respectivo sinal de gatilho aplicado à chave superior do conversor relacionada a esta fase.

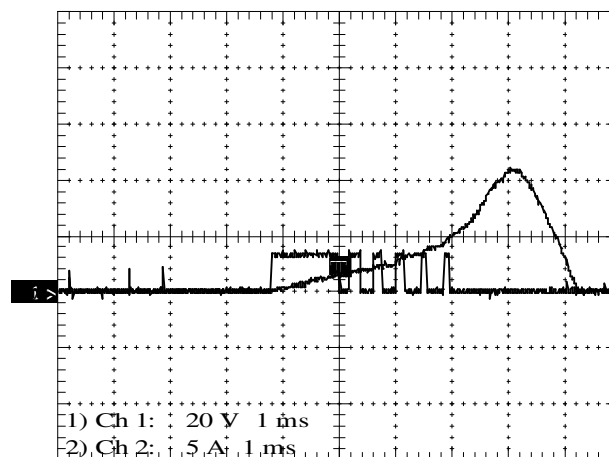


Figura 5.31 – Curvas de corrente em uma das fases do GRV e o respectivo sinal de gatilho da chave superior do conversor relacionada à esta fase.

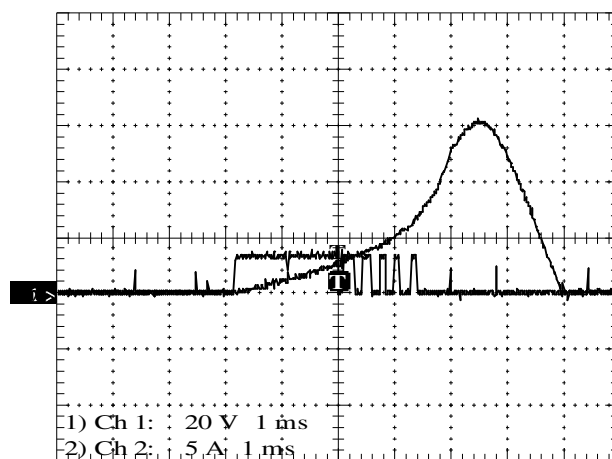


Figura 5.32 – Curvas de corrente em uma das fases do GRV e o respectivo sinal de gatilho da chave superior do conversor relacionada à esta fase

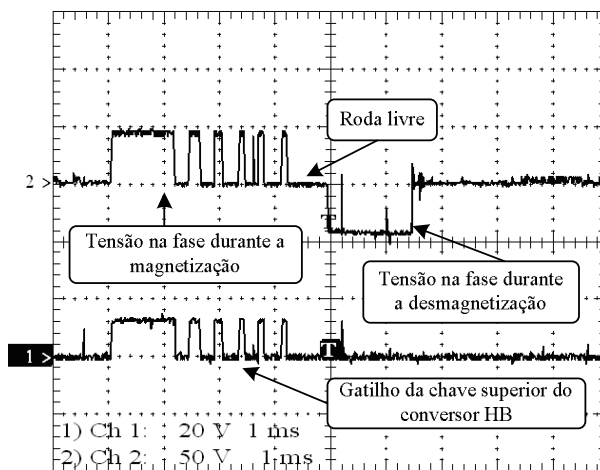


Figura 5.33 – Curvas de tensão em uma das fases e o respectivo sinal de gatilho, com carga de 20Ω e referência de 42 V.

5.4.2.6 – Estratégia AMV

A estratégia AMV, apresentada no capítulo 4, foi testada experimentalmente com os mesmos critérios utilizados nos testes das demais. A figura 5.34 apresenta as curvas de corrente em uma das fases e de tensão na carga para um ensaio com transitório de referência, de 42 V para 30 V, com resistência de carga de 20Ω . Ainda nesta figura, pode-se ver que durante o transitório de referência ocorre um overshoot seguido de oscilações que diminuem até que o valor da tensão convirja para a referência.

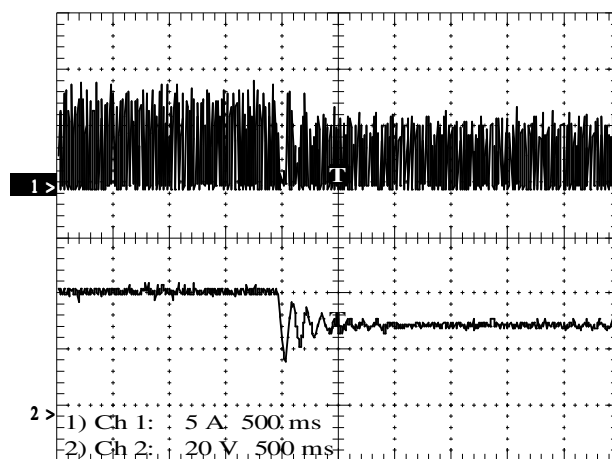


Figura 5.34 - Curvas de corrente de uma das fases e de tensão na carga do GRV controlado (AMV), para ensaio com transitório de referência.

Pela figura 5.35, pode-se visualizar as curvas de corrente em uma das fases do gerador e de tensão na carga do mesmo para um ensaio com transitório de resistência de carga de $20\ \Omega$ para $15\ \Omega$. Esta figura mostra que após o transitório a tensão na carga convergiu para um valor um pouco menor que o apresentado antes do transitório, porém com um valor próximo ao da referência.

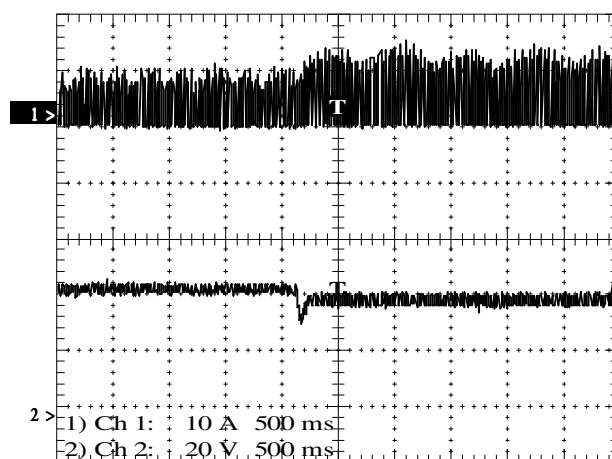
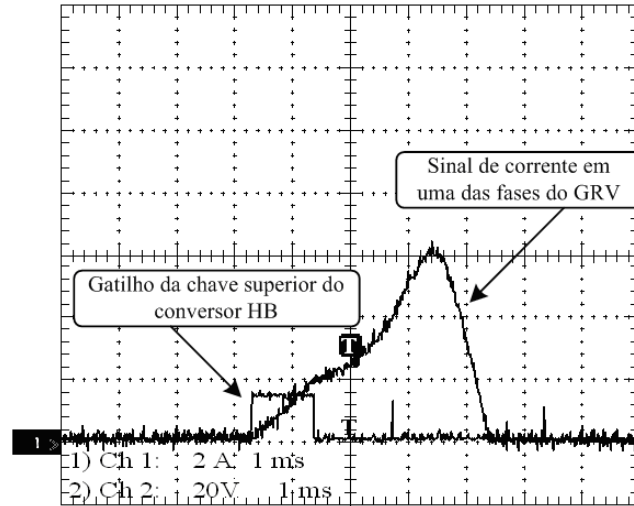


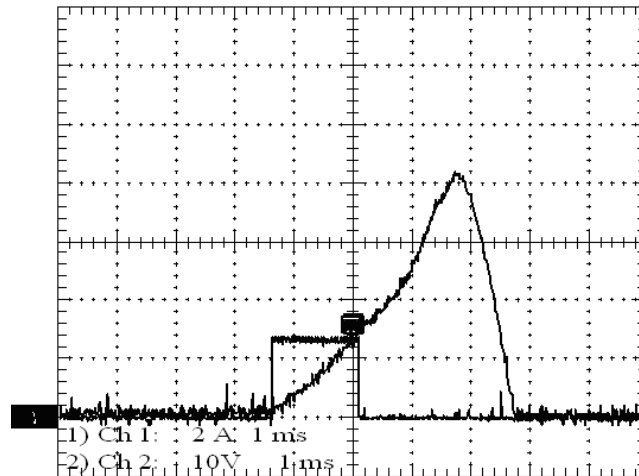
Figura 5.35 - Curvas de corrente de uma das fases e de tensão na carga do GRV controlado (AMV), para ensaio com transitório de carga.

A figura 5.36 apresenta os sinais de corrente em uma das fases do GRV e o sinal de gatilho da chave superior relacionada à fase para o gerador operando com carga de $20\ \Omega$ e referência de $42\ \text{V}$. Pela figura 5.37, são mostradas as mesmas curvas, porém, para o gerador alimentado uma carga de $15\ \Omega$ com referência de $42\ \text{V}$. Estas figuras mostram a atuação do

controle na largura do pulso aplicado à chave superior do conversor HB relacionada à fase em processo de magnetização.



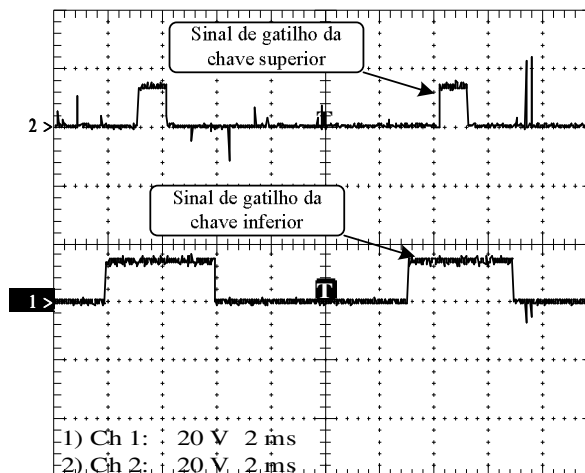
5.36 – Curvas de corrente em uma das fases do GRV e o respectivo sinal de gatilho da chave superior.



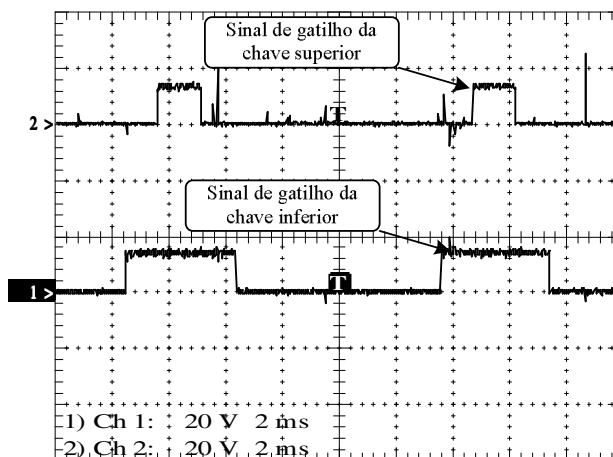
5.37 – Curvas de corrente em uma das fases do GRV e o respectivo sinal de gatilho da chave superior.

As figuras 5.38 e 5.39 mostram os sinais de gatilho das chaves superior e inferior relacionadas a uma das fases para o GRV operando com referência de 42 V, com carga de 20 Ω e 15 Ω , respectivamente. Pode-se ver, que conforme demonstrado no capítulo 4, o gatilho da chave superior, que é produzido pela comparação entre a saída do controlador PI e a soma dos sinais de corrente, não começa e nem termina junto com o gatilho da chave inferior.

Quando a carga aumenta a largura do gatilho relacionado à chave superior aumenta o suficiente para que a tensão na carga seja mantida próxima à referência.



5.38 – Curvas de gatilho das chaves superior e inferior de uma das fases do GRV.



5.39 – Curvas de gatilho das chaves superior e inferior de uma das fases do GRV.

5.5 - Análise experimental de desempenho de geração das estratégias para GRV

Com a intenção de verificar qual das estratégias implementadas experimentalmente é a melhor quando se pega como base de comparação a potência elétrica gerada pelo GRV, ensaios foram realizados com a máquina operando em diferentes velocidades (600 rpm à 3000 rpm), com 42 V no barramento cc e com referência de tensão na carga configurada com valor

de 42 V. As seis estratégias implementadas para funcionarem no protótipo construído foram submetidas a este teste e o resultado pode ser visto na figura 5.29.

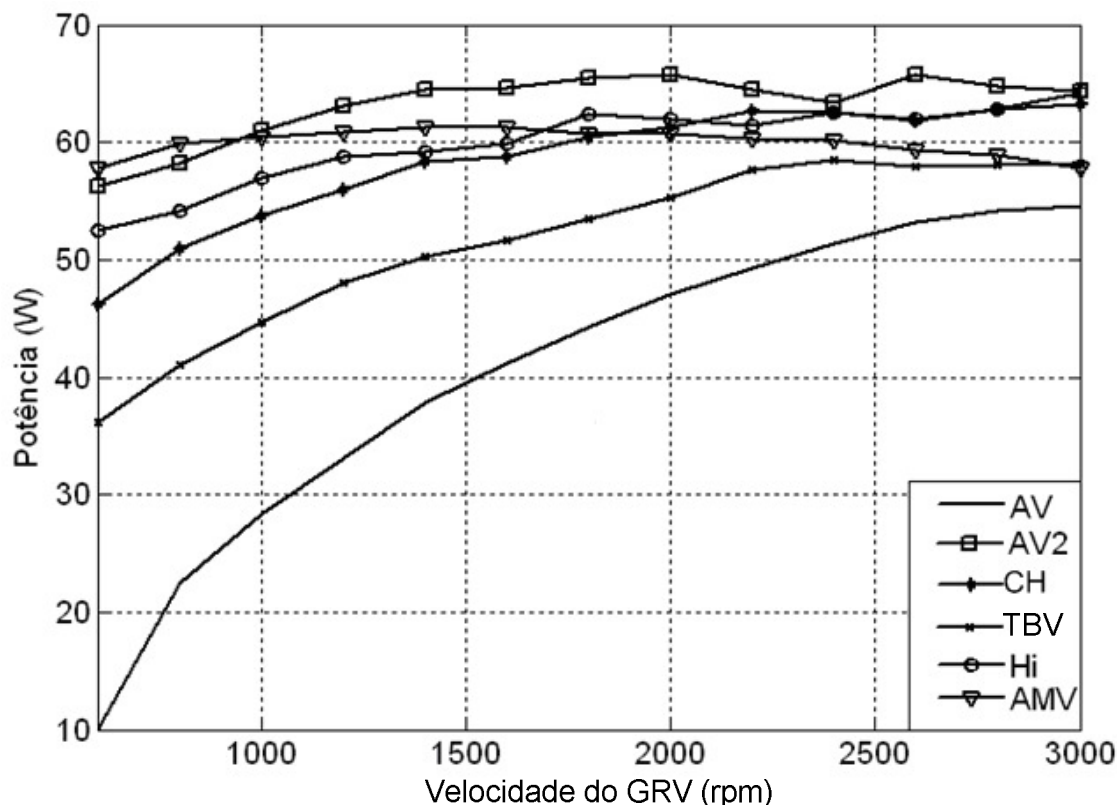


Figura 5.29 – Potência elétrica gerada pelo GRV operando em malha fechada de tensão na carga para as diferentes estratégias implementadas experimentalmente.

A estratégia que melhor aproveita a energia mecânica de entrada e utiliza menos energia elétrica na magnetização das fases, para quase todas as velocidades testadas, é a AV2, perdendo para a estratégia AMV somente em velocidades abaixo de 1000 rpm

As estratégias CH e Hi apresentam bom desempenho em velocidades mais elevadas, sendo que a Hi supera a CH principalmente em velocidades mais baixas.

Os resultados mostraram que a estratégia AMV é a melhor em velocidades baixas, podendo ser empregada em aplicações eólicas, onde o gerador opera predominantemente em velocidades baixas.

A estratégia TBV tem o seu melhor rendimento em velocidades mais altas, porém só fica acima da estratégia AV que apresentou o pior desempenho nos testes realizados.

5.6 - Conclusão

Este capítulo foi dedicado à apresentação dos resultados dos ensaios experimentais realizados utilizando um protótipo da máquina à relutância variável montado para operar como motor/gerador.

Resultados obtidos com a máquina operando como motor/gerador foram apresentados e mostraram o funcionamento da máquina acionada pelo conversor proposto e apresentado no capítulo 3, que permite modificar o caminho de desmagnetização das bobinas das fases da máquina, permitindo a conversão de motor para gerador e vice-versa.

Todas as estratégias de controle para GRV apresentadas no capítulo 4 foram testadas experimentalmente no protótipo montado no laboratório. As estratégias mostraram ser capazes de controlar a tensão na carga do GRV, mantendo o valor de tensão próximo ao de referência. Foram realizados testes com transitório de referência de tensão na carga dada ao controlador e com transitório da resistência da carga do gerador, sendo que todas as estratégias responderam bem a estes ensaios, mantendo o valor da tensão na carga próximo ao da referência dada ao controlador.

Por fim, as estratégias foram comparadas com relação à potência gerada pelo GRV quando controlado pelas mesmas e submetido a diferentes velocidades de rotação, com a mesma tensão no barramento cc de magnetização e de referência de tensão na carga. Esta comparação mostrou que a estratégia AV2 é a que proporciona ao GRV a maior capacidade de geração de energia elétrica em velocidades acima de 1000 rpm, gastando menos energia elétrica para a magnetização das fases para gerar a mesma potência na carga que as demais estratégias. O pior resultado observado foi o apresentado pela estratégia AV, que também utiliza o princípio de variar o ângulo de fechamento das chaves usado na estratégia AV2, porém, a estratégia AV não emprega a etapa de roda livre no seu funcionamento, acarretando

num pior aproveitamento da energia mecânica proveniente da fonte primária e da necessidade de uma maior entrada de energia elétrica durante a magnetização das fases. Isso permitiu demonstrar experimentalmente o quanto é importante utilizar a etapa de roda livre nas estratégias de controle de tensão na carga desenvolvidas para geradores a relutância variável.

Levando em consideração o custo do acionamento, a estratégia CH, que apresentou um bom resultado experimental em velocidades altas em relação à potência gerada pelo GRV, pode ser considerada uma excelente opção já que pode ser implementada utilizando os discos ranhurados e sensores ópticos o que torna o acionamento bem mais barato que o empregado nas estratégias AV e AV2.

Já a estratégia TBV, apresenta como vantagem poder ser implementada utilizando o conjunto disco e sensores ópticos, mas necessita do acréscimo de mais um conversor ao sistema, utilizado para regular a tensão no barramento cc de excitação. Além disso, a estratégia TBV não obteve bom resultado no teste comparativo de capacidade de geração de energia elétrica mostrado neste capítulo.

Para baixas velocidades de operação do GRV, a estratégia AMV apresentou o melhor resultado, o que faz desta uma boa opção para aplicações em que o gerador opera predominantemente em velocidades baixas como é o caso de aplicações eólicas.

A estratégia Hi teve um bom desempenho, melhorando em velocidades mais altas, onde obteve resultado semelhante à estratégia AV2 e CH.

As seis estratégias podem ser utilizadas em acionamentos de geradores à relutância variável, quando é necessária a regulação da tensão gerada na carga, e fica a critério do projetista do acionamento escolher a que melhor atende às necessidades do projeto em questão.

CAPÍTULO VI

CONCLUSÕES E PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

6.1 Conclusões finais

O trabalho apresenta um estudo sobre a máquina à relutância variável operando como motor/gerador, dando maior ênfase às estratégias de controle de tensão na carga desenvolvidas para a etapa geradora.

Foi desenvolvido um modelo computacional capaz de simular a operação da MRV como motor/gerador, levando em conta a saturação magnética e com a capacidade de representar o transitório de modo de operação. Os resultados obtidos com este modelo foram apresentados e discutidos.

Foram propostas diferentes estratégias de controle da tensão aplicada à carga do GRV. Todas foram testadas através de simulações, o que permitiu obter conclusões a respeito do funcionamento das mesmas, discriminando qual delas é a que faz com que o gerador converta mais energia mecânica em elétrica.

Um protótipo do MGRV foi montado no laboratório onde foi testada a proposta de se utilizar um relé como dispositivo que modifica o caminho do fluxo de energia durante a etapa de desmagnetização das fases da máquina, mudança esta necessária para a modificação do modo de operação, de motor para gerador. Os resultados mostraram que este projeto atende bem ao MGRV, permitindo que a mudança de modo de operação ocorra com sucesso.

As estratégias de controle apresentadas no capítulo 4 foram implementadas experimentalmente e todas mostraram ser capazes de manter o valor de tensão na carga do GRV com valor próximo ao de referência.

Um teste para verificar qual das estratégias faz com que o GRV gere mais energia elétrica foi realizado. Para velocidade acima de 1000 rpm a estratégia AV2 mostrou-se a melhor opção, comprovando a importância de se adicionar a etapa de roda livre ao acionamento do GRV controlado. Em velocidades baixas, abaixo de 1000 rpm a estratégia AMV foi a que obteve o melhor resultado.

As estratégias Hi e CH mostraram bons resultados, principalmente em velocidades mais elevadas. Os piores resultados em termos de geração de energia elétrica foram apresentados pelas estratégias AV e TBV.

6.2 Propostas para trabalhos futuros

Como propostas para continuidade deste trabalho são sugeridas as seguintes:

1. Implementar as estratégias de controle apresentadas neste trabalho utilizando controladores modernos baseados em lógica fuzzy e/ou redes neurais.
2. Aplicar as estratégias de controle a um GRV conectado à rede.
3. Aplicar as estratégias de controle a um GRV operando em modo auto excitado.
4. Projetar e testar um motor/gerador a relutância variável para aplicações automotivas.
5. Encontrar os ângulos ótimos de início e fim da magnetização das fases para diferentes velocidades e cargas e utilizá-los associados às estratégias de controle para GRV.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] B. Fahimi, et. al., “A switched reluctance machine-based starter/alternator for more electric cars” Transactions on Energy Conversion, Vol. 19, no. 1., March 2004.
- K. M. Rahman, B. Fahimi, et. al., “Advantages of switched reluctance motor applications to EV and HEV: Design and control issues,” IEEE Transactions on Industry Appli., Vol. 36, pp. 119-121, Jan./ Feb. 2000.
- [2] J. M. Miller, A.V. Rajarathnam, and M. Ehsani, “Current status and future trends in more electric car power systems” Proc. IEEE Vehicle Technology Conference, Houston, TX, May 1999.
- [3] K. M. Rahman, B. Fahimi, et. al., “Advantages of switched reluctance motor applications to EV and HEV: Design and control issues,” IEEE Transactions on Industry Appli., Vol. 36, pp. 119-121, Jan./ Feb. 2000.
- [4] P. Zhang, S. S. Williamson, “Recent status and future prospects of integrated starter-generator based hybrid electric vehicles” IEEE-VPPC, 2008.
- [5] Silveira, A.W.F.V. ; Andrade, D.A. ; Fleury, A.V.S. ; Gomes, L.C. ; Bissochi, C.A., “Control of the SRM operating as a motor/generator”, Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009. IEEE International Symposium on, pags. 1558 – 1563, 5-8 July 2009.
- [6] Silveira, A.W.F.V. ; Andrade, D.A. ; Fleury, A.V.S. ; Gomes, L.C. ; Bissochi, C.A. Paula, H., “Generated voltage control in a switched reluctance motor/generator”, Eletrônica de Potência, Campinas, vol. 15, n. 3, pags. 203-212, jun./ago. 2010.
- [7] Silveira, A.W.F.V. ; Andrade, D.A. ; Fleury, A.V.S. ; Gomes, L.C. ; Bissochi, C.A., Gomes, L. C. “DSP BASED SWITCHED RELUCTANCE MOTOR/GENERATOR”, IEEE ISIE, pags. 1278 – 1283, 2010.
- [8] Siadatan, A. ; Afjei, E. ; Toulabi, M.S., “A new hybrid two phase switched reluctance motor/generator”, Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on, pags. 1 – 10, 8-10 Sept. 2009.
- [9] Watterson, P.A. ; Wei Wu ; Kalan, B.A. ; Lovatt, H.C. ; Prout, G. ; Dunlop, J.B. ; Collocott, S.J., “A switched-reluctance motor/generator for mild hybrid vehicles”, Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on, pags. 2808 – 2813, 17-20 Out. 2008.
- [10] MacMinn, S.R. ; Jones, W.D., “A very high speed switched-reluctance starter-generator for aircraft engine applications”, Aerospace and Electronics Conference, 1989. NAECON 1989., Proceedings of the IEEE 1989 National, pags. 1758 - 1764 vol.4, 22-26 Maio 1989.
-

[11] Schofield, N. ; Long, S., “Generator Operation of a Switched Reluctance Starter/Generator at Extended Speeds” Vehicular Technology, IEEE Transactions on, pags. 48 – 56, vol. 58 , Issue:1 , Jan. 2009.

[12] Hao Chen ; Xiaoshu Zan ; Lingguo Cheng ; Liang Guo ; Jia liu, “Switched Reluctance starter/generator system in low voltage”, Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on, pags. 1077 – 1081, 17-20 Oct. 2008.

[13] Jones, S.R. ; Drager, B.T., “Performance of a high-speed switched reluctance starter/generator system using electronic position sensing”, Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE, pags. 249 - 253 vol.1, 8-12 Out 1995.

[14] Richter, E. ; Ferreira, C., “Performance evaluation of a 250 kW switched reluctance starter generator”, Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE, pags. 434 - 440 vol.1, 8-12 Oct 1995.

[15] de Vries, A. ; Bonnassieux, Y. ; Gabsi, M. ; d'Oliveira, F. ; Plasse, C., “A switched reluctance machine for a car starter-alternator system”, Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International, pags. 323 – 328, 2001.

[16] 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”, Industry Applications, IEEE Transactions on, pags. 553 – 561, vol. 31 , Issue:3 , Mai/Jun 1995.

[17] Wen Ding ; Deliang Liang, “Dynamic modeling and control for a switched reluctance starter/generator system”, Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on, pags. 3315 – 3320, 17-20 Oct. 2008.

[18] Hao Chen ; Gu, J.J., “Implementation of the Three-Phase Switched Reluctance Machine System for Motors and Generators”, Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on, pags. 421 – 432, vol. 15 , Issue:3 , Junho 2010.

[19] MacMinn, S.R. ; Sember, J.W. “Control of a switched-reluctance aircraft engine starter-generator over a very wide speed range” Energy Conversion Engineering Conference, 1989. IECEC-89., Proceedings of the 24th Intersociety, pags. 631 - 638 vol.1, 6-11 Agosto 1989.

[20] 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.

[21] 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.

[22] 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.

[23] 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.

[24] Mudannayake, C.P. ; Rahman, M.F., “Control design for an inductions machine based 42v integrated starter alternator”, Industry Applications Magazine, IEEE, vol. 15 , Issue:4 , pags. 14 – 25, July-Agost. 2009.

[25] Alberti, L.; Barcaro, M.; Pré, M.D.; Faggion, A.; Sgarbossa, L.; Bianchi, N.; Bolognani, S., “IPM Machine Drive Design and Tests for an Integrated Starter–Alternator Application”, vol. 46 , Issue:3 , pags. 993 – 1001, Maio-jun 2010.

[26] Cai, W., “Comparison and review of electric machines for integrated starter alternator applications”, Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE, vol. 1 – 393, 3-7 Out. 2004.

[27] Konieczka, A. ; Vilain, J.P. ; Plasse, C., “To an optimal control of an integrated starter alternator using an induction machine”, Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on, pags. 1105 - 1110 vol. 2, 4-7 Maio 2004.

[28] Boldea, I. ; Pitic, C.I. ; Lascu, C. ; Andreescu, G.-D. ; Tutelea, L. ; Blaabjerg, F. ; Sandholdt, P., “DTFC-SVM motion-sensorless control of a PM-assisted reluctance synchronous machine as starter-alternator for hybrid electric vehicles”, Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 21 , Issue:3 , pags. 711 – 719, May 2006.

[29] de Vries, A. ; Bonnassieux, Y. ; Gabsi, M. ; d'Oliveira, F. ; Plasse, C., “A switched reluctance machine for a car starter-alternator system”, Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International, pags. 323 – 328, 17 Jun 2001-20 Jun 2001.

[30] Spillane, D. ; O Sullivan, D. ; Egan, M.G. ; Hayes, J.G., “Supervisory control of a HV integrated starter-alternator with ultracapacitor support within the 42 V automotive electrical system”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE, pags. 1111 - 1117 vol.2, 9-13 Fev. 2003.

[31] Mudannayake, C.P.; Rahman, M.F. “Sensorless induction machine based integrated starter alternator for the 42 V powernet for automobiles”, Vehicle Power and Propulsion, 2005 IEEE Conference, pags. 479 – 486, 7-9 Set. 2005.

[32] Mudannayake, C.P. ; Rahman, M.F., “A study of the transient behavior of a 42 V prototype integrated starter alternator for sudden load changes”, Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE, pags. 1694 - 1699 Vol. 2, 2-6 Nov. 2004.

[33] Bon-Ho Bae ; Seung-Ki Sul, "Practical design criteria of interior permanent magnet synchronous motor for 42V integrated starter-generator", Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International, pags. 656 - 662 vol.2, 1-4 June 2003.

[34] Miller, J.M. ; Gale, A.R. ; McCleer, P.J. ; Leonardi, F. ; Lang, J.H., "Starter-alternator for hybrid electric vehicle: comparison of induction and variable reluctance machines and drives", Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE, pags. 513 - 523 vol.1, 12-15 Out 1998.

[35] J. G. W. West, "DC, induction, reluctance and PM motors for electric vehicles" Power engineering journal, Vol. 8, Issue: 2, 1994.

[36] 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.

[37] 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.

[38] 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.

[39] R. de Andrade, G. G. Sotelo, A. C. Ferreira, L. G. B. Rolim, J. L. da Silva Neto, R. M. Stephan, W. I. Suemitsu, R. Nicolsky, "Flywheel energy storage system description and tests" Transactions on applied superconductivity, IEEE, Vol. 17, P. 2, 2007.

[40] Matsukawa, T. ; Yoshida, Y. ; Kanke, M. ; Yamashita, K. ; Shimada, R. ; Nakayama, T., "A 215 MVA Flywheel Motor-Generator with 4 GJ Discharge Energy for JT-60 Toroidal Field Coil Power Supply System", Energy Conversion, IEEE Transactions on, pags. 262 – 268, vol. EC-2 , Issue:2 , Junho 1987.

[41] 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.

[42] Husain, I. ; Radun, A. ; Nairus, J., "Fault analysis and excitation requirements for switched reluctance-generators", Energy Conversion, IEEE Transactions on, pags. 67 – 72, vol. 17, Issue:1 , Mar 2002.

[43] Chen, H. ; Shao, Z., "Fault tolerant control for switched reluctance machine system", Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE, pags. 2526 - 2529 Vol. 3, 2-6 Nov. 2004.

[44] A. V. S. Fleury, F. S. Silva; W. R. H. Araújo, D.A. Andrade, A. W. F. V. Silveira “Reduced switch count converter for switched reluctance generators” *Eletrônica de Potência*, Vol. 13, no. 3, Agosto 2008.

[45] Mudannayake, C.P. ; Rahman, M.F., “Control Design of an Induction Machine Based Integrated Starter Alternator for 42V PowerNet”, *Industry Applications Conference*, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE, pags. 1585 – 1592, 8-12 Out. 2006.

[46] Mudannayake, C.P. ; Rahman, M.F., “An integrated starter alternator for the 42 V PowerNet”, *Power Electronics and Drive Systems*, 2003. PEDS 2003. The Fifth International Conference on, pags. 648 - 653 Vol.1, 17-20 Nov. 2003.

[47] Borges, T.T., “Motor a relutância chaveado com controle Fuzzy e detecção indireta de posição”, *Tese*, Universidade Federal de Uberlândia, 2002, 183 pp.

[48] Miller, T.J.E., “Electromagnetic energy conversion”, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Edited by T J E Miller, Newness Power Engineering Series, 2001, pp. 34 a 61,.

[49] Miller, T.J.E., “Switched reluctance motors and their control”, *Magna Physics Publishing and Clarendon Press*, 1993, 200 pp..

[50] Krishnan, R., “Switched reluctance motor drives”, *Industrial Electronic Series*, 393 pp..

[51] 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.

[52] Fleury, A., “Modelagem, construção, testes e análise de desempenho de um gerador a relutância chaveado”, *Tese de doutorado*, LAcE - UFU, 2008.

[53] Oliveira, A. C. – “Acionamento de Máquinas a Relutância Variável” – *Tese de Doutorado*, Universidade Federal de Campina Grande – Setembro, 2003.

[54] Domingos, José Luis – “Projeto, Construção e Proposta de Acionamento de um Motor Linear a Relutância Chaveado” – *Tese de Doutorado*, Universidade Federal de Uberlândia – Fevereiro, 2003.

[55] Bernardeli, V. R., “Controle de Conjugado em Motores à Relutância Variável multifásicos” – *Dissertação de Mestrado*, Universidade Federal de Uberlândia, Julho, 2008

[56] Fitzgerald A. E., at. ali, “Máquinas Elétricas” Editora: Bookman, 607 pags, 2006.

[57] 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..

[58] 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.

[59] 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.

[60] 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.

[61] L. C. Gomes, “Acionamento digital do MIT operando em regime de enfraquecimento de campo”, Tese de Doutorado, LAcE-UFU, 2008.

[62] A. W. F. V. Silveira, “Estudo comparativo de técnicas de estimativa do fluxo estatórico para MIT” dissertação de mestrado, LAcE-UFU, 2007.

[63] L. L. N. dos Reis, A. A. R. Coelho, O. M. Almeida, R. N. C. Almeida, “Modeling and control of switched reluctance motor drives based on set point relay” Eletrônica de Potência, Vol. 13, No.3., 2008.

[64] L. O. A. P. Henriques, L. G. B. Rolim, W. I. Suemitsu, P. J. C. Branco, “Uma revisão das estratégias de redução de ondulações de conjugado no motor de relutância chaveado” Eletrônica de Potência, Vol. 8, no. 1, 2003.

[65] 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.

[66] 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.

[67] 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.

[68] 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.

[69] Kozuka, S.; Tanabe, N.; Asama, J.; Chiba, A., “Basic characteristics of 150,000r/min switched reluctance motor drive ”, Power and Energy Society General Meeting

- Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE , pags. 1-4, 2008.

[70] Torrey, D.A., "Switched reluctance generators and their control", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 49 , Issue:1 , pags. 3 – 14, Feb 2002.

[71] Fahimi, B., "On the suitability of switched reluctance drives for starter/generator application", Vehicular Technology Conference, 2002. VTC Spring 2002. IEEE 55th, pags. 2070 - 2075 vol.4, 2002.

[72] R. Cardenas, at. al., "Control of a switched reluctance generators for variable-speed wind energy applications" IEEE Trans. on energy conversion, Vol. 20, N° 4, Dec. 2005.

[73] 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.

[74] 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.

[75] Y. Chang, C. M. Liaw, "On the design of power circuit and control scheme for switched reluctance generator" Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 1, 2008.

[76] D. J. Perreault, "Automotive power generation and control". IEEE Transactions on power electronics, Vol. 19, no. 3, may 2004.

[77] Defreitas, D.M., "High performance electrical power systems for unmanned airborne vehicles", Proceedings of the 1988 IEEE Southern Tier Technical Conference, pp. 40-51.

[78] 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.

[79] Miller, J.M. ; Gale, A.R. ; McCleer, P.J. ; Leonardi, F. ; Lang, J.H., "Starter-alternator for hybrid electric vehicle: comparison of induction and variable reluctance machines and drives", Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE, pags. 513 - 523 vol.1, 12-15 Out 1998.

[80] E.P. Kennedy, A.J. Murphy, M. Condon and J. Dowling, "Closed loop control of switched reluctance generators", The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, pags. 662-681, Vol. 24, No. 2, 2005.

[81] Chen, Hao ; Zan, Xiaoshu ; Wang, Xing, "Excitation for establishing voltage of Switched Reluctance generator at low rotor speed", Power Electronics for Distributed

Generation Systems (PEDG), 2010 2nd IEEE International Symposium on, pags. 378 – 381, Junho 2010.

[82] Chancharoensook, P. ; Rahman, M.F., “Control of a four-phase switched reluctance generator: experimental investigations”, Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International, pags. 842 - 848 vol.2, Junho 2003.

[83] Sozer, Y. ; Torrey, D.A., “Closed loop control of excitation parameters for high speed switched-reluctance generators”, Power Electronics, IEEE Transactions on, pags. 355 – 362, março 2004.

[84] Yuan-Chih Chang ; Chang-Ming Liaw, “Development and voltage feedback control for a switched reluctance generator”, Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference on, pags. 392 – 397, 8-11 Out. 2007.

[85] Gagliardi, F. ; Pagano, M., “Experimental results of on-board battery-ultracapacitor system for electric vehicle applications”, Industrial Electronics, 2002. ISIE 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on, pags. 93 - 98 vol.1, Novembro 2002.

[86] Moreau, L. ; Machmoum, M. ; Zaim, M.E. “Control and minimization of torque ripple in switched reluctance generator”, Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on, 2006.

[87] Kioskeridis, I. ; Mademlis, C., “Optimal efficiency control of switched reluctance generators”, Power Electronics, IEEE Transactions on, pags. 1062 – 1072, 2006.

[88] Zhuping Cheng ; Deliang Liang, “Simulation of switched reluctance starter/generator system based on Simpler” Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on, pags. 564 - 567 Vol. 1, 2005.

[89] HWANG, G.R., “Modelagem da máquina a relutância chaveada incluindo a saturação magnética”, Dissertação, Universidade Federal de Uberlândia, 2002, 89 pp..

[90] Ke Liu ; Stiebler, M., "Voltage Control of A Switched Reluctance Generator By Means Of Fuzzy Logic Approach", Optimization of Electrical and Electronic Equipments, 1998. OPTIM '98. Proceedings of the 6th International Conference on, pags. 443 - 446, Maio 1998.

RELAÇÃO DE ARTIGOS PUBLICADOS COM ESTE TRABALHO:

- **Conferências nacionais:**

- A. W. F. V. Silveira, D. A. Andrade, A. F. S. Fleury, L. C. Gomes, C. A. Bissochi. Generated Voltage Control of the SRM Operating as Motor/Generator. Setembro-2009. Brazilian Power Electronics Conference. ISSN 2175-8603.
- SILVEIRA, A. W. F. V. ; ANDRADE, D. A. ; Gomes. L.C. ; BISSOCHI JUNIOR, C. A. ; SILVEIRA, A. F. V. . Estudo do GRV operando em malha fechada utilizando DSP. In: XVIII Congresso Brasileiro de Automática - CBA, 2010, Bonito - MS. Anais do XVIII CBA, 2010. p. 2614-2619.
- SILVEIRA, A. W. F. V. ; ANDRADE, D. A. ; SILVEIRA, A. F. V. ; Gomes. L.C. ; BISSOCHI JUNIOR, C. A. ; DIAS, R. J. . Acionamento da máquina a relutância variável como motor/gerador utilizando DSP. In: XVIII Congresso Brasileiro de Automática, 2010, Bonito - MS. Anais do XVIII CBA, 2010. p. 4898-4903.

- **Conferências Internacionais:**

- A. W. F. V. Silveira, D. A. Andrade, A. V. S. Fleury, L. C. Gomes, C. A. Bissochi Voltage Control in Starter/Generator SRM Based Systems. IEEE ECCE 2009.
 - A. W. F. V. Silveira, D. A. Andrade, A. V. S. Fleury, L. C. Gomes, C. A. Bissochi Control of the SRM Operating as a Motor/Generator. IEEE ISIE 2009 - IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Seoul, Korea, Julho de 2009.
-

-
- SILVEIRA, A. W. F. V. ; ANDRADE, D. A. ; Gomes. L.C. ; SILVEIRA, A. F. V. ; BISSOCHI JUNIOR, C. A. ; FREITAS, L. C. . DSP based switched reluctance motor/generator. In: IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2010, Bari - Itália. Anais do ISIE 2010, 2010.
 - SILVEIRA, A. W. F. V. ; ANDRADE, D. A. ; Gomes. L.C. ; SILVEIRA, A. F. V. ; BISSOCHI JUNIOR, C. A. . DSP based SRG load voltage control. In: IEEE - Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC) 2010, 2010, Lille - França. Anais do IEEE VPPC 2010, 2010.
 - Silveira, A. W. F. V., Andrade, D.A., Gomes, L.C., Bissochi, C. A., Fleury, A. . Estratégia de Controle para o GRV Baseada na Variação do Ângulo de Magnetização. 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications. 2010.
 - **Periódicos:**
 - A. W. F. V. Silveira, D. A. Andrade, A. Fleury, L. C. Gomes, C. A. Bissochi Jr, H. de Paula. GENERATED VOLTAGE CONTROL IN A SWITCHED RELUCTANCE MOTOR/GENERATOR. Eletrônica de Potência (Florianópolis), v. 15, p. 203-212, 2010.

GENERATED VOLTAGE CONTROL IN A SWITCHED RELUCTANCE MOTOR/GENERATOR

A. W. F. V. Silveira, D. A. Andrade, A. Fleury*, L. C. Gomes, C. A. Bissochi Jr, H. de Paula**

Laboratório de Acionamentos Elétricos da Universidade Federal de Uberlândia
Uberlândia – MG, Brasil

*Pontifícia Universidade Católica de Goiás / Universidade Estadual de Goiás, **Universidade Federal de Minas Gerais
augusto.ufu@gmail.com, darizon@ufu.br

Abstract – This paper reports on the switched reluctance machine operating as motor/generator (SRM/G) excited through an external power source. The half-bridge static converter topology is used to drive the machine in either modes of operation. Transition from motor to generator mode is firstly discussed and results from both simulation and experimental tests are included. Operating as generator, the output generated voltage is a function of the phase magnetization level during excitation; therefore, by controlling the phase excitation level, the output voltage is also controlled. Three output voltage control techniques are proposed and analyzed: 1- Variable Angle (VA), effected by controlling the phases turning off angles with a fixed DC link excitation voltage; 2 - Chopping (CH), attained by chopping the DC link supply during the phases magnetization while keeping a fixed conduction period; and 3 – Variable Link (VL), reached by controlling the DC link excitation voltage by means of a DC-DC buck converter in a fixed conduction period. For the experimental work, full digital control is implemented. Results obtained with the implementation of the output voltage control techniques are presented. Relative performance comparison is included, showing that the CH followed by VL strategy brings the best outcome.

Keywords - Digital Control, Generator Load Voltage Control, SRM, Switched Reluctance Motor/Generator.

I. INTRODUCTION

Combined motor/generator electric devices have been developed in recent years to fill industrial needs. They are expected as a novel embedded technology to substitute both the engine starter and the alternator. Automobiles [1-4] and aircrafts [5] are potential applications. Replacing the starter and the generator for just one electrical machine can reduce global manufacturing costs and also increase the engine performance and reliability [6]. The solution sounds attractive and competitive since this technology also allows the use of stop and go strategies in the automotive industry. As it is known, these strategies avoid the engine working at idle state, improving the vehicle autonomy and reducing the air pollution. Moreover, the starter/generator system can be designed to increase the electrical system voltage so as to reduce electrical current requirements to supply the crescent demand of power due to new loads embedded in modern

vehicles. It is to point out that many studies suggest that the voltage of the electrical system in cars should increase from 12V DC to 42 V DC [1-3].

Whenever a new driving application comes about, a natural question that emerges is the definition of which of the available types of electric machines provides the best overall characteristics to attend that application. It has not been different with motor/generator (MG) proposals, which require operation in a wide speed range, high torque per volume capability, ruggedness, high efficiency, low maintenance and operation in harsh environments [4].

Different types of electrical machines have been considered to attend MG applications, including induction, permanent magnet synchronous and switched reluctance machines [6-8]. The outcome of these studies is that the switched reluctance machine is a potential candidate, given the inherent features that enhance its competitiveness as MG. It is robust, has a low cost of production, presents small rotor inertia, it's easy to control, operates under variable speed conditions, is high temperature tolerant and behaves well under fault of phase situation. Its windings are fully concentrated in the stator poles and there are no windings in the rotor (cool rotor), which allows safety for very high operational speeds and operation in harsh conditions [4, 8].

Concerning generation, as traditional synchronous and induction generators, switched reluctance machines can generate electrical energy either in self-excitation or external excitation modes. SRMs do not have intrinsic self-excitation capability, but they can work in this condition after being provided with excitation requirements during starting. An auxiliary external battery or small permanent magnets conveniently inserted in the stator poles [9] can be used for the purpose of offering initial conditions for generated voltage built-up. As the generated voltage is normally fed to a DC link capacitor, once this capacitor is charged, it can provide excitation energy through a power controller, leading to full self-excitation operation. Recent studies have also shown the SRM working as autonomous generators [10-12]. Although switched reluctance generators have been primarily studied for automotive and aerospace systems [3, 5], recent trends show the possibility of its use in other variable speed constant frequency (VSCF) applications, such as wind power systems [13-14]. A situation which often arises is a comparison of performance and efficiency of SRGs with induction generators based systems. In favor of SRGs, the following quotes are made: SRGs can be used in direct-drive systems eliminating gearboxes, have a more convenient constructive structure with independent stator phases, demand simpler electronic converter topologies (and therefore are easier to control) and require less maintenance

Manuscript received on 15/05/2010. Revised on 13/07/2010. Accepted for publication on 22/08/2010 by recommendation of the Editor João Onofre P. Pinto.

[6-8]. Another recent application is the use of SRMs for storage of mechanical energy in flywheels [15].

In this paper, switched reluctance motor/generator operation with external excitation by means of an electric power source is focused. It presents a study of the SRM driven by a half-bridge converter (HB), modified to allow the switching between the motor and generator operation modes. Three strategies are proposed to control the output generated voltage applied to the load. Simulations and experimental results are included and show the SRM/G operation during the transition between motor and generator, as well as the SRG operating in closed-loop load voltage control. A comparative analysis between the behavior and relative efficiency of the different strategies is included.

II. THE SWITCHED RELUCTANCE MACHINE

Figure 1 shows some features of the modern switched reluctance machine. It has a doubly salient poles structure and the phase coils are wound only in the stator poles. Rotors are also salient and carry no electric conductors, leading to operation based on reluctance torque only [16]. Due to this construction, the stator phases self-inductances vary alternately with rotor position, ranging from a minimum to a maximum value as function of the rotor position. Operation as motor or generator is achieved just by governing the unidirectional flux of current in the windings according to the rate of change of a phase inductance with rotor position. If current flows through the winding during a positive rate of change of the inductance, motor torque is produced. On the other hand, if the current flows in the winding during the negative rate of change of its inductance, a negative torque is produced, thus characterizing generator operation. In this way, the machine generates electric power. Figure 2 shows the phase current and inductance behavior for four-quadrant SRM/G operation.

A. Mathematical model

The circuit equation of one phase can be written as

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + i\omega \frac{dL}{d\theta} \quad (1)$$

where v is the source voltage, i is the phase current, R is the phase resistance, L is the inductance of the phase, θ is the rotor position and $\omega = d\theta/dt$ is the speed of the rotor. The third term of the right side of the equality is the induced electromotive force (emf).

The electromagnetic torque produced by the machine is expressed as

$$T(\theta, i) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (2)$$

From (2), one observes that the signal of the produced torque depends on the signal of the inductance variation in relation to the rotor position ($dL/d\theta$).

The dynamic torque equation including the inertia (J) and friction (D) coefficients is

$$T_m = T_{emag} - J \frac{d\omega}{dt} - D\omega \quad (3)$$

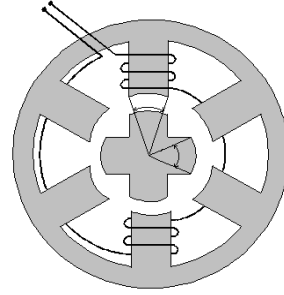


Fig.1. Cross section of a 6/4 SRM/G structure.

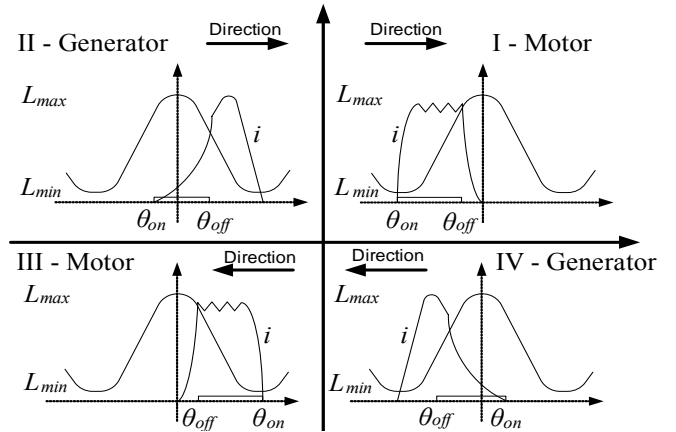


Fig.2. Phase current and inductance variation as a function of the rotor position for four-quadrant operation of the SRM/G.

In a three-phase machine with sequentially energized phases, one at a time, the resultant electromagnetic torque is given by

$$T_{emag} = \frac{1}{2} \left(i_a^2 \frac{dL_a}{d\theta} + i_b^2 \frac{dL_b}{d\theta} + i_c^2 \frac{dL_c}{d\theta} \right) \quad (4)$$

From all the relations presented above, the mathematical model of the SRM is derived, given by (5). This matrix of states completely describes the dynamic behavior of the SRM.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ T_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 & 0 \\ i_a r_1 & i_b r_2 & i_c r_3 & -D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 & 0 & i_a \frac{dL_a}{d\theta} \\ 0 & L_b & 0 & 0 & i_b \frac{dL_b}{d\theta} \\ 0 & 0 & L_c & 0 & i_c \frac{dL_c}{d\theta} \\ 0 & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

where:

$$r_1 = \frac{1}{2} \frac{dL_a}{d\theta}; \quad r_2 = \frac{1}{2} \frac{dL_b}{d\theta}; \quad r_3 = \frac{1}{2} \frac{dL_c}{d\theta}$$

B. Computational modeling

The software Matlab/Simulink® is used to develop a nonlinear simulation of the SRM operating as a motor/generator. The simulation program accurately represents the transition of operation modes from motor to generator, which was programmed to occur when a given reference speed is reached.

To develop the computational model for the three-phase, 1 HP, 6/4 SRM prototype, experimental measurements of the linkage flux (λ) were done for many rotor positions (θ), also considering different current values, resulting in a large data bank of the function $\lambda(\theta, i)$. Using this data, polynomial interpolation is employed 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. Figure 3 depicts the phase inductance obtained from the polynomial equation for $L(\theta, i)$, while Figure 4 shows a picture of the machine prototype [17].

The converter used to drive the SRM/G is a half-bridge, commonly used to drive this type of machine. Figure 5 shows the topology of the converter used, showing the path created to deliver the energy generated for a resistive load (Z), when the machine is operating as generator. This energy, in automotive applications, could be used to recharge the battery (dispensing the use of the switch), and/or to supply electro-electronic equipment. A capacitor (C) is used to filter the generated pulsed voltage.

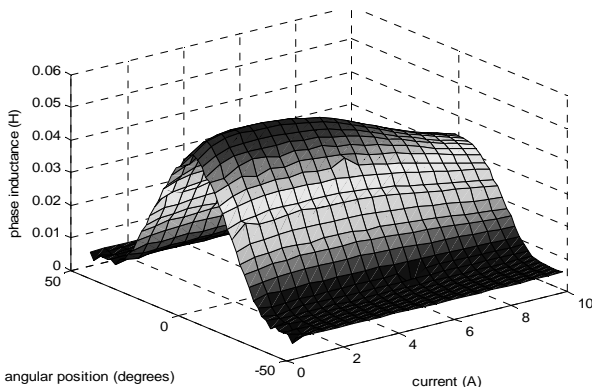


Fig. 3. Winding inductance obtained experimentally as function of the phase current and the rotor angular position.

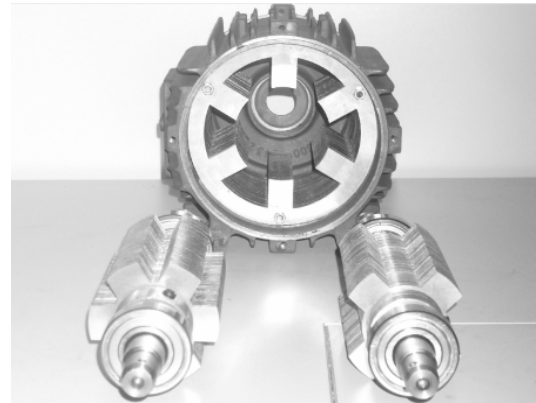


Fig. 4. The SRM prototype used in the modeling and experimental setup.

III. CONTROL OF THE SRM/G

A. Control of the motor operation and the transition time

In the case of motor operation, the phase is energized during the positive rate of the inductance variation with rotor position. In this mode, the error between reference and rotor actual speed is positive. When the error reaches values close to zero or negative ones, the control strategy changes the operation for generation mode. In this condition, the phase switching control is activated during the negative rate of the inductance variation and the machine converts mechanical to electrical energy. Either a combination of rotor position sensors or a computational routine to estimate the rate of change of the inductance with the rotor position [18] can be used to implement the algorithm for the phases conduction angles determination ($\theta_{cond} = \theta_{off} - \theta_{onf}$).

In order to complete the process of changing the machine operation mode, the control strategy has to switch the relay added to the half-bridge converter, thus enabling the power generated to be delivered to the load.

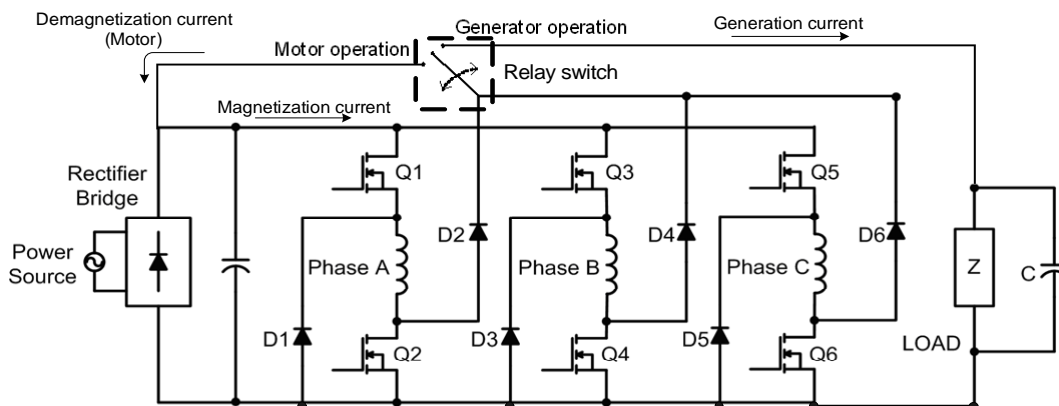


Fig. 5. Asymmetrical half-bridge converter for the SRM/G.

A simulation of the SRM operating as a motor/generator was performed for analysis. Figure 6.a shows the rotor speed during the complete simulation time. The speed that the machine started to generate power was set to 1350 rpm, which was reached approximately at 0.25 s of simulated time. Once reached, this speed is deliberately kept constant. The behavior of a phase current, electromagnetic torque and gate signal of the converter, during the transition, is seen in Figure 6.b. It is observed that the current has a large peak at the beginning of the operation as generator, due to the current inrush of the discharged capacitor used to filter the voltage delivered to the resistive load (10 Ω). In order to prevent any damage of the converter switches due to this transient current, a strategy of starting the machine operation as a generator with a reduced θ_{off} can be adopted. In Figure 7, the effect of changing the value of θ_{off} on the magnitude of the generated current is illustrated.

The voltage applied to the resistive load during the generation is seen in Figure 8.a, while Figure 8.b presents the voltage in one of the phases. Figure 8.c depicts the curve of flux vs. current, whose behavior throughout the simulation, including the transition period, can be observed. The average electric power generated and consumed (phase excitation) by the SRM/G is shown in Figure 8.d.

The generation cycle for one phase starts with the phase magnetization, when electric power (P_{in}) is drained from the source. During this stage, the electronic converter switches are on, and the rotor poles are moving towards full alignment with the stator ones. Some degrees after full alignment, the converter switches are turned off and the current path is deviated to the load through the phase diodes, delivering the demagnetization energy plus the energy converted from the mechanical source; the corresponding power is P_{out} (which is higher than P_{in} , as shown in Figure 8.d).

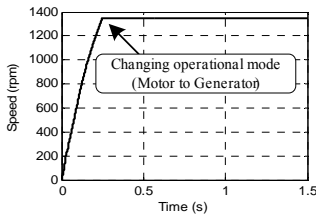


Fig. 6.a. Speed of the SRM/G.

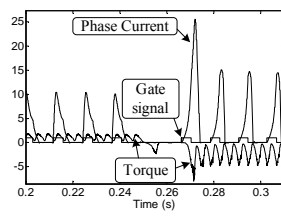


Fig. 6.b. Current of one phase and the corresponding gate signal and electromagnetic torque.

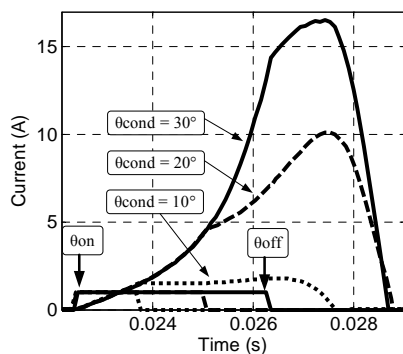


Fig. 7. Variation of the phase current with respect to θ_{off} instant.

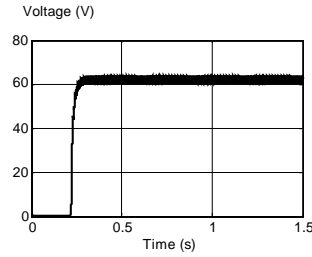


Fig. 8.a. Machine generated voltage.

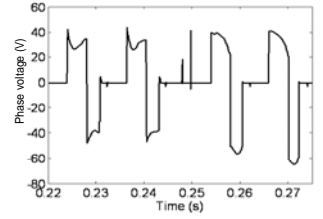


Fig. 8.b. Voltage in one phase.

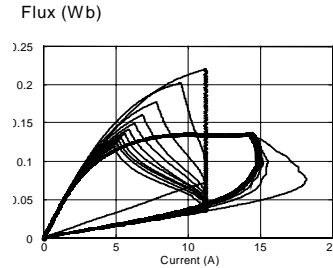


Fig. 8.c. Machine flux vs. current.

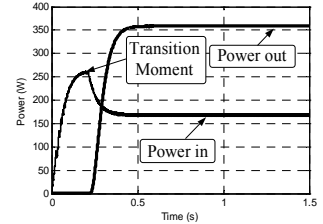


Fig. 8.d. Input and output electrical power of the machine.

B. Techniques for the SRM/G generated voltage control

In various industrial, automotive, aerospace and other embedded devices applications, it is required that the generated voltage have a constant value independently of the load and rotor speed. This is not possible without a control strategy able to vary the switched reluctance generator magnetization to maintain the load voltage in a fixed desired value [19].

In this paper, three alternatives for the generator magnetization control are proposed:

- 1 – Variation of the width of the magnetization period, such as changing the value of θ_{off} (Variable Angle – VA);
- 2 – Switching the voltage applied to the phases during a fixed period (fixed θ_{off}), with constant DC link voltage (Chopping – CH);

- 3 – Control of the DC link voltage. This strategy can be implemented using a buck converter between the original DC link and the half-bridge converter (Variable Link – VL).

The three aforementioned strategies were successfully implemented both in computational simulations (using a PI controller) and experimentally (using a DSP). With regard to the simulations, the transition from motor to generator was set to occur when the SRM/G reaches 1350 rpm, with 42 V in the DC link and 42 V in the load voltage controller reference (V_{ref}).

The strategy based on the variation of the magnetization period using a PI controller to regulate θ_{off} can be represented by the block diagram shown in Figure 9. The control actuates on θ_{off} to keep the generated voltage value close to the reference. It is worthy to emphasize that this variation occurs in the same fashion in the other phases of the machine, since the PI controller changes the value of θ_{off} for all the (three) phases.

Figure 10.a shows the behavior of the generated voltage applied to the load, with the control strategy described above; as observed, the reference value (42 V) was properly tracked.

When simulation time reached 3 s, the load resistance was reduced from 20 to 15 Ω , returning to the former value at 6 s. This test demonstrated that the control is able to accurately keep the generated voltage around the reference value even during load transients. For this same situation, Figure 10.b exhibits the current in one of the phases of the machine.

Similarly to the previous method, the second generated voltage control strategy for the SRM/G was simulated, based on the block diagram shown in Figure 11. In this technique, the value of θ_{off} and the DC link voltage are fixed. The output of the PI controller is then used to vary the duty cycle of a PWM signal that controls the magnetization of the machine. Since all machine phases are positioned between two controlled switches of the HB converter, it is necessary to open and close the converter upper switches (Q1, Q3, Q5 – Figure 5) during the phases magnetization period, in order to vary the magnetization average voltage of the SRM/G operating as generator.

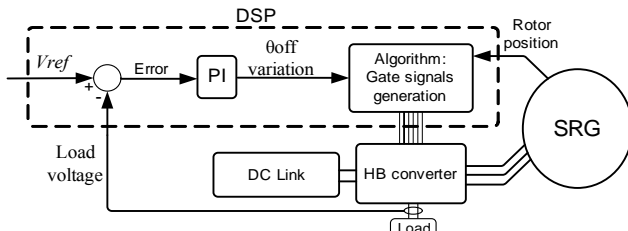


Fig. 9. Control strategy based on the variation of the magnetization period, by acting on the θ_{off} value.

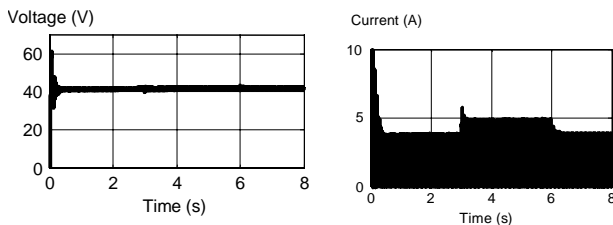


Fig. 10.a. Generated voltage applied to the load.

Fig. 10.b. Current in one phase of the SRM/G.

Figure 12 presents the generated voltage and the machine phase current behavior; as in the previous method, the control showed to be very effective even during the load transients.

Proceeding with the study, Figure 13 shows the block diagram that represents the third control strategy proposed in this paper. As already mentioned, this alternative is based on a PI controller used to vary the duty cycle of a PWM signal applied to a buck converter, which in turn is employed to control the supply voltage of the half-bridge converter. As in the case of the other two analyzed methods, this control scheme was able to keep the load voltage at the desired value, in both steady state and transient conditions, as illustrated by Figure 14.

The performance of the proposed voltage control techniques are now compared when the machine operates as generator under variable rotor speed. The transition from motor to generator was set to happen when the speed reaches

130 rad/s. In the simulations, the primary machine was adjusted to drive the SRM generator with sinusoidal speed oscillations, ranging from 130 to 330 rad/s. As seen in Figure 15, the three control strategies successfully maintained the voltage load around the reference value.

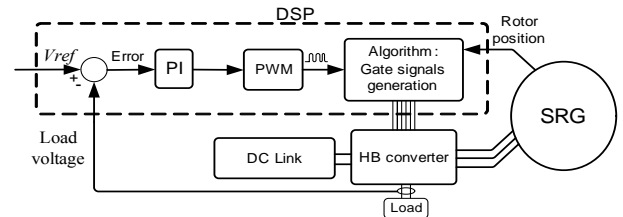


Fig. 11. Control strategy based on switching the magnetization voltage.

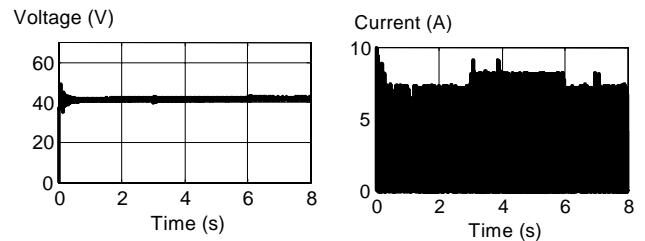


Fig. 12.a. Generated voltage for the load supply.

Fig. 12.b. Current in one phase of the SRM/G.

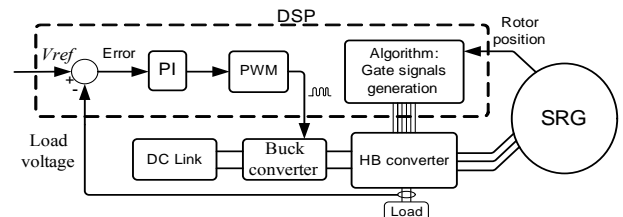


Fig. 13. Strategy based on the control of the DC link voltage.

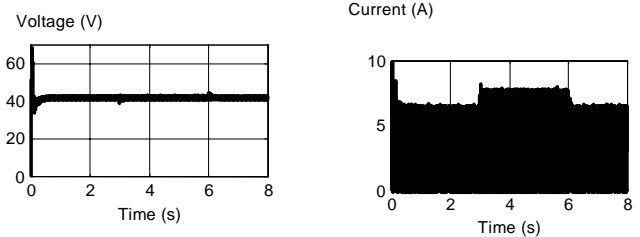


Fig. 14.a. Generated voltage applied to the load.

Fig. 14.b. Current in one phase of the SRM/G.

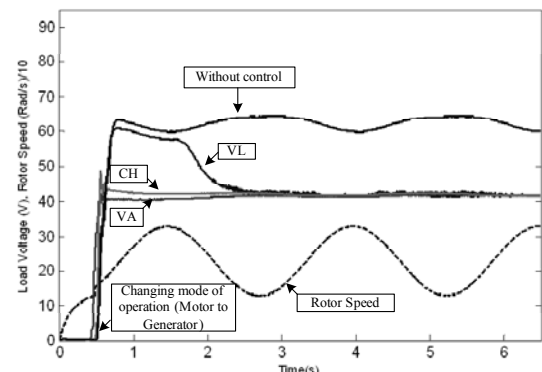


Fig. 15. Load voltage when the machine is driven with variable speed.

Another aspect of interest is the expected overall efficiency of each strategy. Taking efficiency as the ratio of the output power (P_{out}) to the load and the input power from the electrical excitation source (P_{in}) added to the input power from the mechanical source ($P_{mec} = \omega T_{mec}$), this quantity is calculated as given in Table I, when the generator is driven at 1350 rpm and supplying 20 Ω of resistive load. It is seen that the VA strategy brings out the best efficiency. However, it is the one which draws more power from the excitation source. The CH followed by VL makes best use of the available mechanical power.

TABLE I
Strategies efficiency

Strategy	VA	CH	VL
P_{in} (W)	40.7	28.7	33.3
P_{mec} (W)	59.4	74.0	73.5
P_{out} (W)	86.6	86.3	87.9
$\eta(\%)$	86.4	83.9	82.3

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

The tests were performed using the three-phase SRM prototype shown in Figure 4. The modified half-bridge converter described in section II was implemented to drive the SRM/G. A four-pole, 2 HP, three-phase induction machine driven by a vector control inverter was used as the mechanical (primary) power source. The control of the SRM/G was programmed using a TMS320F2812 fixed-point DSP. Figure 16 shows the diagram of the experimental setup, while Figure 17 presents a picture of it. In all experimental results concerning the SRM/G phase current, 1 V is equivalent to 4 A.

Figure 18 illustrates the machine phase current during the transition from motor to generator operation. Before the transition, both machines work as motors, with speed regulated by the induction motor controller. This justifies the small SRM current (and small torque). Immediately after transition, the SRM current performs an inrush profile due to the charging of the output smoothing capacitor, and settles to a more steady behavior. This effect is also observed by the exponential increase in the load voltage profile seen in Figure 19. The system can also change from generator to motor, being the results for this situation shown in Figures 20 and 21. To protect the electronic switches, a 20 ms dead time between transitions was set.

Figure 22 shows the built up of the voltage applied to the load (the SRG generated voltage smoothed by the capacitor) when the transition from motor to generator mode occurs. This experiment corresponds to an operation at 1350 rpm and 25 V in the DC excitation link, with no voltage closed loop control. The SRG applies 54 V on the load; since the value of the load resistance is 20 Ω , a power of about 150 W was being delivered.

Figure 23 is a zoom of the smoothed generated voltage when the generator operates in steady state. There is a characteristic ripple, typical from this kind of machine [20-21], whose frequency (f_v) can be calculated as

$$f_v = \frac{\text{Speed}[R.P.M] N_s N_r}{60} \quad (9)$$

where N_s and N_r are the stator and rotor number of poles.

The voltage ripple can be minimized replacing the DC link capacitor by a bigger one, which would also increase the inrush current in the beginning of the generation mode. In order to protect the switches and prevent damages, control strategies could be used to limit the inrush current, as mentioned in section III.A.

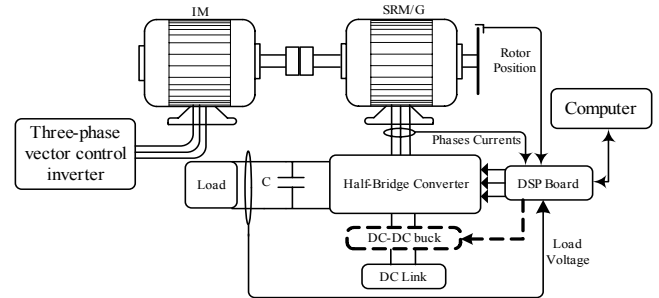


Fig. 16. Experimental setup.

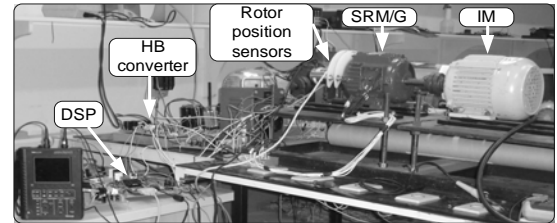


Fig. 17. Picture of the experimental setup.

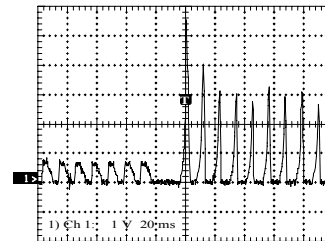


Fig. 18. Current in one of the machine phases during the transition from motor to generator mode.

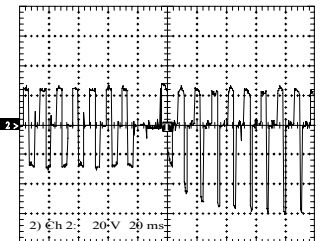


Fig. 19. Voltage in one of the phases during the motor to generator mode transition.

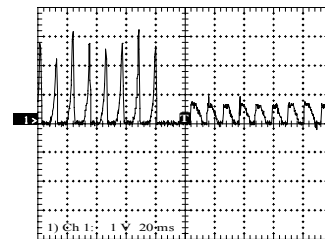


Fig. 20. Machine phase current during the generator to motor mode transition.

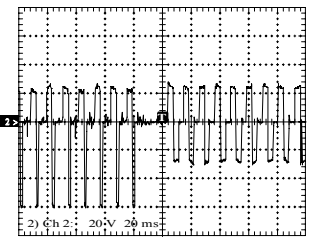


Fig. 21. Voltage in one of the phases during the generator to motor mode transition.

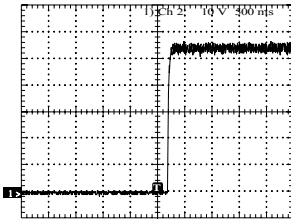


Fig. 22. Voltage applied to the load when the machine starts to generate.

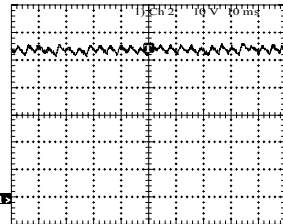


Fig. 23. Voltage applied to the load during steady state.

A. Generated Voltage Control

The three strategies discussed in section III.B to control the generator output voltage were experimentally implemented. The PI controller used in these techniques was formulated in discrete time to be programmed into the DSP and is expressed, using the rectangular method, as

$$U_{k+1} = K_p \cdot E_{k+1} + K_p \cdot \left(\frac{K_i}{K_p} \cdot T_s - 1 \right) \cdot E_k + U_k \quad (10)$$

where E is the input error between the reference and the load voltage, U is the controller output, T_s is the sample time and K_p and K_i are the proportional and integral gains, respectively. Table II shows the coefficients K_p and K_i of the PI controllers used in the work.

TABLE II

Coefficients of the PI controllers		
Load Voltage Control Strategy	K_p	K_i
VA	5	2
CH	2	0.8
VL	0.8	0.3

As in the simulations, the primary machine speed is kept constant at 1350 rpm. The first strategy analyzed refers to the control of θ_{off} (see Figure 9). In order to show its performance, some tests were carried out, being the corresponding results reported in the sequence. In Figure 24, the load voltage response is shown when the reference is demanded to change in a step fashion from 42 to 30 V. The magnitude of the phase current is also illustrated during this transient. It can be noted that the load voltage follows the reference with a period of accommodation. Once the load voltage decreases and the load impedance is kept constant, the current also decreases. Figure 25 depicts another transient situation, where the voltage reference is fixed and the resistive load is instantly reduced from 20 to 15 Ω , increasing the demand of current. As observed, the control keeps the voltage at the set value.

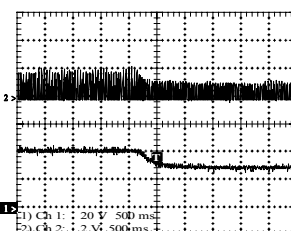


Fig. 24. Voltage applied to the load and current magnitude in one phase of the machine.

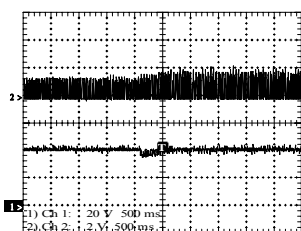


Fig. 25. Current and load voltage during a load transient.

In regard to the internal control variables, Figures 26 and 27 present the gate signal and phase current when the generator is submitted to the transient depicted in Figure 24. As it can be seen, the controller actuates reducing the magnetization period by decreasing θ_{off} , which corresponds to a reduction in the phase conduction angle.

The second strategy (Figure 11), based on switching the voltage applied to the phases during a fixed conduction angle for the magnetization control, was also verified. Figure 28 shows the load voltage response when the reference drops from 42 to 30 V in a step. In this case, the accommodation period is shorter than that observed in the previous strategy. Figure 29 presents the curves of the machine output voltage and current when the load is reduced to 75 % of its initial value (20 to 15 Ω), showing that the controller is able to maintain the voltage at the reference value.

Figure 30 shows the PWM controlled gate signal (see Figure 11) of the upper switch of one phase (Q1 in phase A – Figure 5) and the corresponding current responsible for the phase magnetization. When Q1 and Q2 are turned off, the phase begins the demagnetization and the generation takes place in the remaining of the cycle. The upper signal in Figure 31 depicts the voltage across the phase winding over one cycle, being the continuous negative signal the generated voltage. The bottom signal corresponds to the Q1 gate signal.

The third strategy (Figure 13), using the buck converter to control the DC link excitation voltage, was experimentally tested as well. Figure 32 shows the controller performance during a step transition of the reference output voltage (42 to 30 V) with unaltered load impedance. Once again, the controlled voltage followed the reference, as expected. Since the load resistance remains constant, the voltage and current of the load present the same behavior. The controller performance for a constant voltage reference and a reduction of 25 % in the load resistance is reported in Figure 33, showing to be accurate.

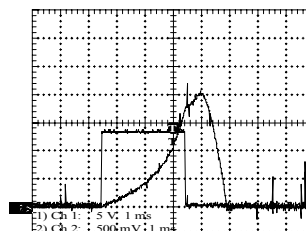


Fig. 26. Phase current and gate signal for a control reference of 42 V.

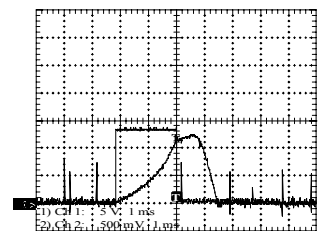


Fig. 27. Phase current and gate signal for a control reference of 30 V.

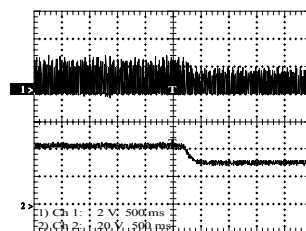


Fig. 28. Voltage on the load and current magnitude in one phase of the machine.

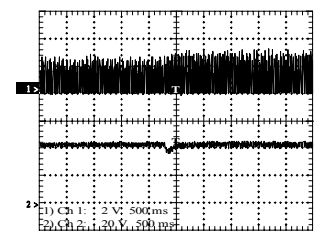


Fig. 29. Machine output current and voltage during a load transient.

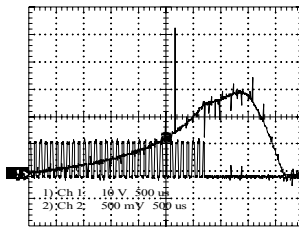


Fig. 30. PWM gate signal and phase current.

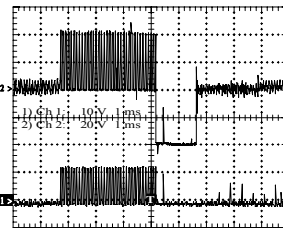


Fig. 31. PWM gate signal and phase voltage.

Figures 34 and 35 show the output of the buck converter for these two transients. When the generated voltage is demanded to reduce, the control actuates in the buck converter decreasing its voltage (Figure 34), thus reducing the DC link voltage used for the phases magnetization. When the output voltage is required to be constant and the load resistance is lowered, the control actuates increasing the excitation voltage (Figure 35). From the obtained results, it was verified that this control strategy led to the lowest load voltage ripple and the fastest transient response among the three methods analyzed in this paper.

The three methods proposed in the paper can control the load voltage with the SRM/G operating at variable speed. Figure 36 presents the curve of the load voltage and current with the machine running in the generation mode under VA strategy, with its speed increasing from 1350 rpm to 1800 rpm. It is observed that the load voltage value was kept close to the reference (42 V) during the whole period of acceleration.

Once demonstrated the feasibility of the three strategies for the machine output voltage control, attention turns to their energy conversion capability. The comparative results of the generated power using each strategy is given in Figure 37 for a range of speeds. The generated power is taken as the difference between the output power delivered to the resistive load and the electric power drawn from the DC excitation supply ($P_{out} - P_{in}$ in Figure 8.d). The outcome is that the strategy using the fixed conduction angle and a chopped DC voltage to control the phase magnetization (CH) is the one which brings the best results, followed by the method that employs the buck converter to control the excitation voltage (VL). The worst performance in terms of electromechanical conversion is observed with the technique that controls the turning off angle (VA).

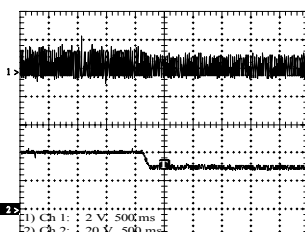


Fig. 32. Voltage on the resistive load and machine phase current magnitude.

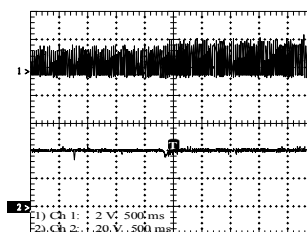


Fig. 33. Machine output current and voltage during a load transient.

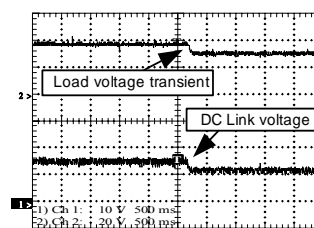


Fig. 34. Load voltage during a voltage reference step transition and controlled DC link voltage.

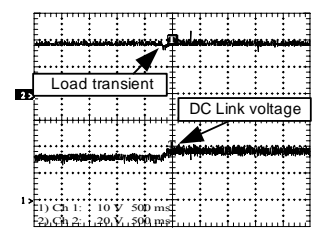


Fig. 35. Load voltage during a load transient and controlled DC link voltage.

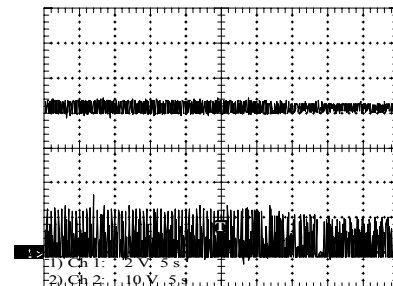


Fig. 36. Load voltage and current in the case of a speed transient (SRG controlled by VA strategy).

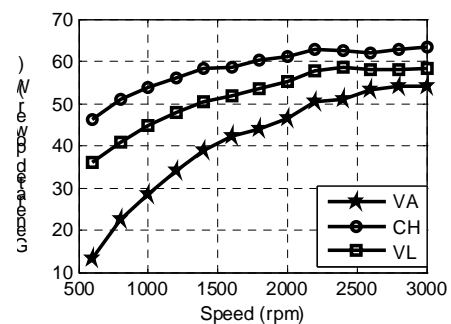


Fig. 37. Generated power (load resistance of 20 Ω).

V. CONCLUSIONS

In this paper, the operation of the SRM as a motor/generator is investigated. The results presented show that the SRM can be successfully used as motor/generator. There are several applications where this feature is desirable, as in automotive and aerospace applications and to storage mechanical energy in flywheels. The transition between motor and generator operation modes is verified. Three closed loop techniques to control the voltage delivered to the load are presented, simulated and fully digital implemented. The obtained results demonstrate that the control strategies have similar accuracy, although the one based on chopping the DC link during a fixed conduction angle presented the best electromechanical conversion capability. The VA strategy had the worst performance, being also less attractive because it requires accurate rotor position knowledge which in turn leads to higher costs. Any of the three control techniques presented can be easily implemented using a DSP or another low cost microcontroller and the designer can choose the more convenient strategy to attend the particularities of a specific embedded system.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors are grateful to CNPq and FAPEMIG for supporting the development of this work.

REFERENCES

- [1] J. M. Miller, A.V. Rajarathnam, and M. Ehsani, "Current status and future trends in more electric car power systems" *Proc. IEEE Vehicle Technology Conference*, Houston, TX, May 1999.
- [2] D. J. Perreault, "Automotive power generation and control". *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, no. 3, may 2004.
- [3] B. Fahimi, et. al., "A switched reluctance machine-based starter/alternator for more electric cars" *Transactions on Energy Conversion*, Vol. 19, no. 1, March 2004.
- [4] K. M. Rahman, B. Fahimi, et. al., "Advantages of switched reluctance motor applications to EV and HEV: Design and control issues" *IEEE Transactions on Industry Appli.*, Vol. 36, pp. 119-121, Jan./ Feb. 2000.
- [5] S. R. MacMinn and W. D. Jones, "A very high speed switched-reluctance starter-generator for aircraft engine applications" in *Proc. IEEE Aerospace and Electron. Conf.*, Vol. 4, pp. 1758-1764, 1989.
- [6] W. Cai, "Comparison and review of electric machines for integrated starter alternator applications", *IEEE-IAS*, 2004.
- [7] P. Zhang, S. S. Williamson, "Recent status and future prospects of integrated starter-generator based hybrid electric vehicles" *IEEE-VPPC*, 2008.
- [8] J. G. W. West, "DC, induction, reluctance and PM motors for electric vehicles" *Power Engineering Journal*, Vol. 8, Issue: 2, 1994.
- [9] V. Nedic, T. A. Lipo, "Experimental verification of induced voltage self-excitation of a switched reluctance generator" *IEEE-IAS*, 2000.
- [10] A. Martinez, et. al., "Use of an AC self-excited switched reluctance generator as a battery charger" *13th IEEE-PEMC*, 2008.
- [11] A. Martinez, et. al., "Describing function analysis of the electric nonlinear model of a SRM autonomous AC generator" *IEEE-PESC*, 2008.
- [12] N. Radimov, N. Ben-Hail, R. Rabinovici, "Switched reluctance machines as three-phase AC autonomous generators" *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 43, N° 11, Nov. 2006.
- [13] R. Cárdenas, et. al., "Control of a switched reluctance generators for variable-speed wind energy applications" *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 20, N° 4, Dec. 2005.
- [14] K. W. E. Cheng, et. al. "Review of the wind energy generating systems" *IEEE-APSCOM*, 2009.
- [15] R. de Andrade, G. G. Sotelo, A. C. Ferreira, L. G. B. Rolim, J. L. da Silva Neto, R. M. Stephan, W. I. Suemitsu, R. Nicolsky, "Flywheel energy storage system description and tests" *Transactions on Applied Superconductivity*, IEEE, Vol. 17, P. 2, 2007.
- [16] P. Lawrenson, "Switched-reluctance motor drives" *IEEE Electronics and Power*, Vol. 29, Issue 2, 1983.
- [17] A. V. S. Fleury, F. S. Silva; W. R. H. Araújo, D.A. Andrade, A. W. F. V. Silveira "Reduced switch count converter for switched reluctance generators" *Eletrônica de Potência*, Vol. 13, no. 3, Agosto 2008.
- [18] M. Ehsani, B. Fahimi, "Elimination of position sensors in switched reluctance motor drives: State of the art and future trends" *IEEE Transactions on Ind. Electronics*, Vol. 49, pp. 40-48, Fev. 2002.
- [19] Y. Chang, C. M. Liaw, "On the design of power circuit and control scheme for switched reluctance generator" *Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, 2008.
- [20] L. L. N. dos Reis, A. A. R. Coelho, O. M. Almeida, R. N. C. Almeida, "Modeling and control of switched reluctance motor drives based on set point relay" *Eletrônica de Potência*, Vol. 13, No.3., 2008.
- [21] L. O. A. P. Henriques, L. G. B. Rolim, W. I. Suemitsu, P. J. C. Branco, "Uma revisão das estratégias de redução de ondulações de conjugado no motor de relutância chaveado" *Eletrônica de Potência*, Vol. 8, no. 1, 2003.

BIOGRAPHIES

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 Pontifícia Universidade Católica de Goiás (PUC-GO) and received his M. Sc. degree in electrical engineering from Universidade Federal de Uberlândia (UFU). He is currently working towards the Doctorate degree in electrical engineering at UFU. Presently he is a professor of the Department of Electrical Engineering of UFU, Brazil. His main areas of interest are electrical machines and drives.

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 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, VTEC, Blacksburg, VA, USA, where he carried out research on new strategies for modeling SRMs. His teaching, research, and consulting interests are related to design, simulation, and control techniques associated with motion control of electromechanical energy converter devices and new developments in power quality. He has authored and coauthored several papers in these areas.

Luciano Coutinho Gomes was born in Barreira do Campo – Brazil, on October 20, 1972. He received the B. Sc., M. Sc. and D. Sc. degrees from the Universidade Federal de Uberlândia (UFU), Uberlândia, Brazil, in 1995, 2002, and 2008, respectively, all in electrical engineering. In 2008, he joined the Faculdade de Engenharia Elétrica, UFU, where he is currently a Assistant Lecturer. His teaching, research, and consulting interests and activities are related to simulation and digital control techniques associated with motion control of electromechanical energy converter devices. He has authored and coauthored some papers in these areas.

Carlos Augusto Bissochi Jr. received his B. Sc. degree in Electrical Engineering in 1994, from Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho (UNESP). In 1997 and 2003, respectively, he received his M. Sc. and Ph. D. degrees, from Universidade Federal de Uberlândia (UFU). Presently, he is a professor of the Electrical Engineering Department of UFU, being involved with teaching and researching on systems automation, robotics, electric machine drives and control and also power electronics. His scientific and technological production includes AC/AC voltage regulators, switched audio amplifiers, symmetrical switched sources, EIE converters, new topologies, active load with energy recycling and electronic drive of electric machines.

Augusto Fleury Veloso da Silveira was born in Goiânia – Brazil, on August 30, 1953. He received the BSc. degree in physics and in electrical engineering both from the Universidade Federal de Goiás, Goiânia, Brazil, both in 1977. He also received the MSc degree in physics from the Universidade Federal de Goiás, in 2001, and the Doctorate degree in electrical engineering from the Universidade Federal de Uberlândia, Brazil, in 2008. Nowadays he is going on ahead with researches on Switched Reluctance

Machines. From 1978 to 1985, he was a Lecturer with the Pontifícia Universidade Católica de Goiás (PUC-GO). 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 (UEG) and again with the PUC-GO, 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 published in these areas.

Hélder de Paula was born in Uberlândia – Brazil, on December 27, 1975. He received his B. Sc., M. Sc. and Ph. D. degrees in Electrical Engineering from Universidade Federal de Uberlândia, Brazil, in 1998, 2001 and 2005, respectively. In 2006, he joined the Electrical Engineering Department of Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), as a professor and member of the Industry Applications Laboratory. His main interests are motor drives, conducted electromagnetic compatibility, power quality and electromagnetic transients.

Control of the SRM Operating as a Motor/Generator

A. W. F. V. Silveira, D. A. Andrade, A. V. S. Fleury, L. C. Gomes, C. A. Bissochi
Laboratório de Acionamentos Elétricos, Universidade Federal de Uberlândia
augustofleury@yahoo.com.br, darizon@ufu.br

Abstract – This paper deals with switched reluctance machine used as a motor/generator drive. The motoring operation is achieved with a half-bridge converter. A strategic modification in the electronic converter topology is required to allow the generator operation mode. It is achieved automatically as well as the phase switching angles control is simultaneously provided. Three different techniques to control the voltage delivered to the load when the machine is operating as a generator are evaluated. All of them exert control on the machine magnetization level. Simulated results are included to show the feasibility of the proposed techniques and to confirm the applicability of the switched reluctance machine as a motor/generator device.

Key words – Switched reluctance motor/generator, half-bridge converter.

I. INTRODUCTION

The automotive industry has been incorporating new technologies in the design of cars to improve security, performance and comfort. Some examples can be cited: Power steering, anti-lock braking, air-conditioning, active suspension [1]. These new developments have contributed to the increase of electric power required by car to meet all electrical and electronic equipment demand.

Currently, most of automobiles use a 14V DC electrical system, where loads and battery are connected, and have average power consumption of 1.2kW. Some studies predict that the average electric power required by the next generation of cars will be around 3kW, which opened a new field of research seeking to improve the generation, storage, and therefore suitable for the electrification of this growing demand for power [2].

The studies indicate the replacement of the 14V DC bus for a 42V DC bus, thus reducing the electrical current needed to meet the growing demand of power. As a result, the gauge of the wires that conduct electricity is reduced, leading to the reduction of the material consumption and a reduction in weight and cost of installation.

Besides the change in voltage of the electric system of cars, contemporary works are proposing the use of motor/generator (MG), capable of performing the task of the starter machine and alternator using only one electric machine attached to the combustion engine through pulleys. [3-4].

In [5], a comparative study between the main electrical machines with potential to be applied as a motor/generator was made. The study shows that the switched reluctance has features that enhance its applicability as MG, such as

robustness, low cost of production, low inertia of the rotor, easiness of control, applicability in situations of very high speed, tolerance to high temperatures and fault of phases [5-12].

The work reported in [10], showed that the switched reluctance generator (SRG) has a better performance at speeds of over 1000rpm, and after reaching the peak performance, around 1300rpm, the power generated decreases slowly with increasing speed to 5000rpm. This characteristic is important in automotive applications since the combustion engine operates with variable speed around 600-6000rpm (1:10) [11].

This article presents a study of switched reluctance machine driven by a half-bridge converter (HB), modified to allow switching between the motor and generator operation. The results showed that it's possible to apply this type of machine as an MG and it can be used in projects of automotive electrification [2], hybrid vehicles [6] and aerospace applications [12]. Figure 1 presents an overview of the SRM motor/generator drive developed in this work.

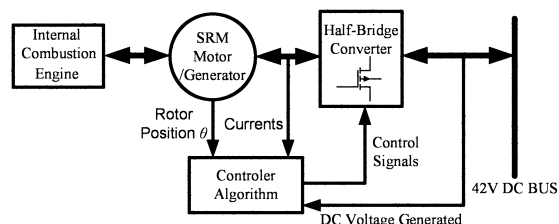


Fig.1. General setup of motor/generator based on switched reluctance machine.

II. THE SWITCHED RELUCTANCE MACHINE

The modern switched reluctance machine comes from a very old idea with an important history [10]. Figure 2 shows some features of this kind of electrical machine. 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. There is a minimal thermal loss in the rotor. This machine is easy to construct and to maintain. Its most commonly quoted advantages are: absence of permanent magnets [5], low manufacturing costs, reliability, robustness, efficiency [10], high power density and a wide operational speed range [11-12]. 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 and control the path of energy generated. Regarding the operation of the machine, if a pole of the rotor is in line with the

energized stator pole, the position of equilibrium is stable. If the rotor is in the position of unstable equilibrium in relation to a certain phase, and that is energized, the rotor will tend to turn to the position of balance, featuring a motor operation. Although, 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 SRM 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 phase. In this way the machine generates electric power. Figure 3 shows the current behavior for motor and generator modes of SRM operation.

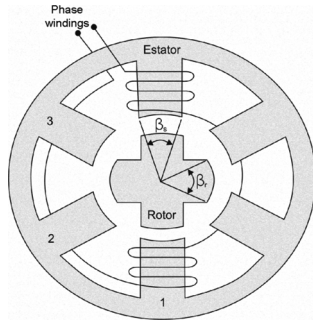


Fig.2. Cross section of a 6/4 SRM.

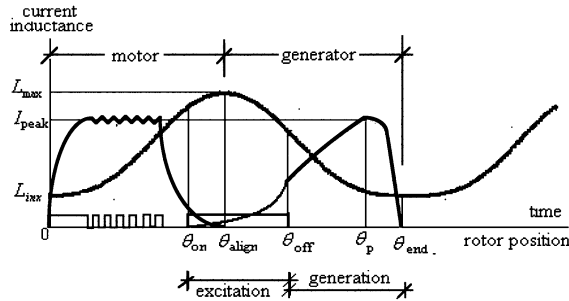


Fig.3. Phase current and inductance variation as a function of rotor position.

A. Mathematical model

The circuit of one phase can be written as:

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + i\omega \frac{dL}{d\theta} \quad (1)$$

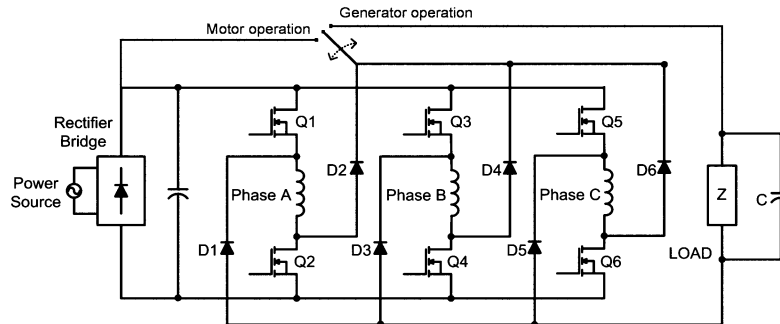


Fig.4. Block diagram of simulated electronic converter.

where v is the source voltage, i is the phase current, R is the phase resistive, L is the inductance of the phase, θ is the rotor position and $\omega = d\theta/dt$ is the speed of rotor. The third term of the right side of the equality is the back electromotive force *emf*.

The electromagnetic torque produced by the machine can be expressed in:

$$T(\theta, i) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (3)$$

Observing the equation (3) it's possible to conclude that the signal of the produced torque is dependent only of the signal of the inductance variation in relation to the variation of the rotor position $dL/d\theta$.

The dynamic torque equation including the coefficient of inertia (J) and the coefficient of friction is expressed as:

$$T = T_{emag} - J \frac{d\omega}{dt} - D\omega \quad (4)$$

In a three phase machine with phase sequentially energized, one at a time, the resultant electromagnetic torque is given by:

$$T_{emag} = \frac{1}{2} \left(i_a^2 \frac{dL_a}{d\theta} + i_b^2 \frac{dL_b}{d\theta} + i_c^2 \frac{dL_c}{d\theta} \right) \quad (5)$$

Considering all the relations above the mathematical model of SRM is given in (6). This matrix of states completely describes the dynamic behavior of the SRM.

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_a \\ \dot{v}_b \\ \dot{v}_c \\ \dot{C}_m \\ \dot{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 & 0 \\ -i_a r_1 & -i_b r_2 & -i_c r_3 & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 & 0 & i_a \frac{dL_a}{d\theta} \\ 0 & L_b & 0 & 0 & i_b \frac{dL_b}{d\theta} \\ 0 & 0 & L_c & 0 & i_c \frac{dL_c}{d\theta} \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} \quad (6)$$

where:

$$r_1 = \frac{1}{2} \frac{dL_a}{d\theta}; \quad r_2 = \frac{1}{2} \frac{dL_b}{d\theta}; \quad r_3 = \frac{1}{2} \frac{dL_c}{d\theta} \quad (8)$$

B. Computational modeling

The program Matlab/Simulink® was used to develop a simulation of a SRM operating as a motor/generator (SRM/G), with the transition between modes of operation made when a reference speed is reached. The simulated parameters of the machine, depicted in figure 6, are in Table 1 and are of a machine designed for the experimental trials.

To develop the computing model for the three phase 6/4 SRM 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 obtained to evaluate the inductance of a phase as a function of its current and the instantaneous rotor position. Figure 5 shows the inductance of a phase obtained from the polynomial equation for $L(\theta, i)$. In this way the effects of the saturation are considered in the simulation results.

The converter used to drive the SRM/G is a half-bridge, commonly used to drive this kind of machine. Figure 4 shows an overview of the converter designed, showing the path created to deliver the energy generated for a resistive load (Z), when the machine is operating as generator. This energy, in automotive applications could be used to recharge the battery and/or supplying electro-electronic equipment. A capacitor (C) was used to filter the pulsed voltage generated.

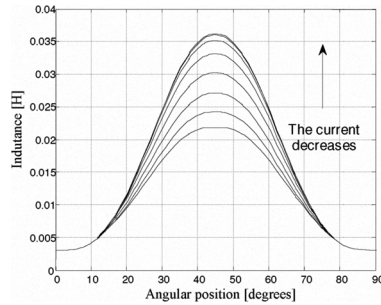


Fig. 5. Winding inductance obtained experimentally as function of current and the angular position.

III. CONTROL OF THE SRM/G

A. Control of motor operation and the time of transition

When the machine operates as a motor the phase is achieved during positive rate of inductance variation with rotor position. In this mode the error between reference speed and actual rotor speed is positive. When error reaches values close to zero or negative values the control strategy changes the operation for generation mode. In this condition the phase switching control is activated during negative rate of inductance variation and the machine should receive mechanical energy to convert it in electrical energy. Either a combination of rotor position sensor or a computer routine to estimate the rate of change of inductance with rotor position can be used to implement the change.

To complete the process of change the mode of operation the control strategy has to modify the path of regeneration/generation to enable generation of power and

deliver it to the load. Figure 7 represents the speed control designed to drive the machine as a motor.



Fig. 6. Parts of a SRM prototype used in modeling.

TABLE I
Characteristics of SRM prototype simulated

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

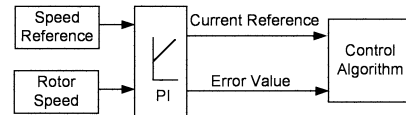


Fig.7. Block diagram of the speed control of the SRM/G operating as a motor.

A simulation of SRM operating as a motor/generator was performed for analysis. Figure 8(a) shows the speed of the rotor during all time of simulation. The speed that the machine started to generate power was set to 130rad/s, which occurred approximately at 0.24s of simulated time. The behavior of one of the three currents of the three phase machine during the time of transition can be seen in Figure 8(b), where is possible to observe that, at the beginning of the operation as generator, the current have larger amplitudes, which decrease in value until they stabilize close to 15A of peak value. This is due in the current rush to the discharged capacitor, used to filter the generated voltage delivered to resistive load (10.8Ω).

To prevent any damage of converter switches at the time of transition to generator mode due rush current to the

capacitor, can be adopted the strategy of starting the operation of the machine as a generator with the value of turn-off angle (θ_{off}) reduced. Observing the figure 9 we can see the effect of the change in the value of θ_{off} in the magnitude of generated current.

The curve of voltage generated and delivered to a resistive load during the generation can be seen through figure 8(c), and in the figure 8(d), the curve of voltage in one of the phases is presented, allowing us to observe the behavior during the transition mode of operation of the machine.

Figure 8(e) presents the curve of flux v.s. current, where can be observed the behavior of this curve throughout the simulation, including the transition period. The average power generated and consumed (phase magnetization) by the SRM/G can be viewed on the curve 8(f).

The cycle of generation for one phase starts with phase magnetization, when electric power is drawn from the power source (P_{in}). During this stage the electronic converter switches are on, and the rotor poles are moving towards full alignment with stator poles. Some degrees after full alignment, the converter switches are turned off and the current path is deviated to the load through the phase diodes, delivering the demagnetization energy added to the energy converted from the mechanical source. The corresponding power is P_{out} . As shown in Figure 8(f), P_{out} is higher than P_{in} .

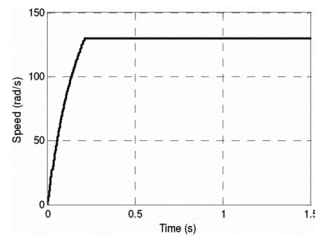


Fig. 8(a). Speed of SRMG.

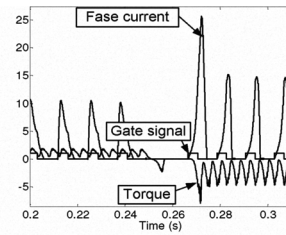


Fig. 8(b). Current of the one phase and your respectively gate signal and electromagnetic torque of MGSR.

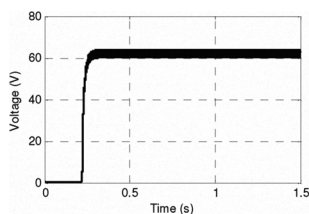


Fig. 8(c). Generated voltage.

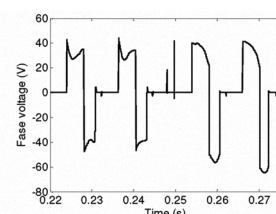


Fig. 8(d). Voltage in one of the phases

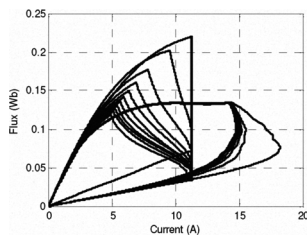


Fig 8(e). Flux vs current

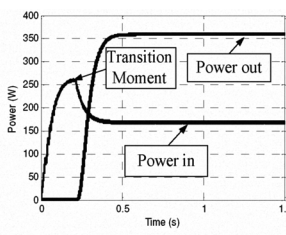


Fig. 8(f). Power in and power out in the machine.

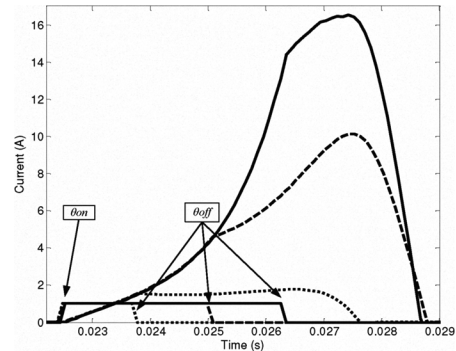


Fig.9. Variation of phase current with respect to the θ_{off} instant.

B. Techniques to control the voltage generated by SRM/G

In many industrial, automotive and aerospace applications it's necessary that the voltage generated has a constant value independent of the load and rotor speed. This is not possible without a strategy of control able to vary the switched reluctance generator magnetization to maintain the voltage generated in a fixed desired value.

The variation of generator magnetization can be achieved by three ways:

1 – Varying the width of the period of magnetization, such as changing the value of θ_{off} .

2 – Varying the voltage of the link DC. This strategy can be implemented using a buck converter between the original link DC and the half bridge converter.

3 – Switching the voltage applied to the phases during a fixed period (value of θ_{off} not vary) and with fixed voltage in link DC.

These three strategies were implemented with success through computer simulation, using proportional integral controller (PI). Figure 10, shows the block diagram that represent a strategy that uses a PI controller to vary the voltage that supply the half bridge converter used to drive the SRM/G. On this strategy a signal is produced by a PI (G_{ref}) proportional to the error between the voltage reference value and the voltage generated to supply the load. The output of the controller is used to control a buck converter used to vary the voltage of the link DC connected to HB.

Looking Figure 11(a), it's possible to view the behavior of the voltage generated used to supply the resistive load, adopting the strategy described above. The reference of 42 V was adopted and the voltage generated converged to a value near the reference, as can be observed. When the time of simulation reached 3s, the resistance of load was reduced from 10.8Ω to 8Ω , and at 6s, returned to the resistance value of 10.8Ω . This transient test demonstrated that this strategy of control can keep the generated voltage around the reference during the transient of load.

The current in one of the phases of the machine can be seen in Figure 11(b), presenting large ripple, which are filtered by the capacitor present between the HB converter and the load when the SRM is operating as a generator.

By Figure 12, we can see the power input of the HB converter and power generated by SRM/G after the moment of transition for generator mode.

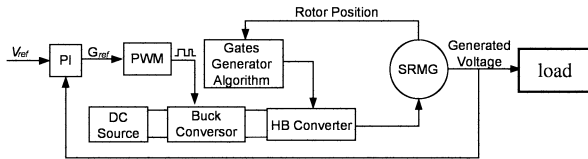


Fig. 10. Strategy of control based on vary the voltage of link DC.

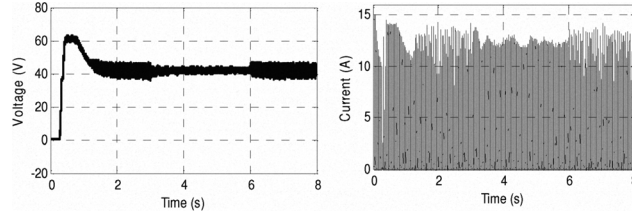


Fig. 11(a). Generated voltage used to feed the load.

Fig. 11(b). Current in one phase of SRMG.

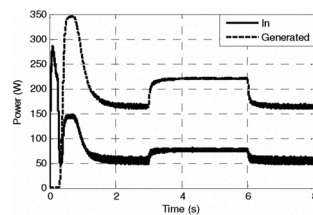


Fig. 12. Power input and output of HB converter.

The strategy to control the voltage generated by the SRMG, based on the variation of the period of magnetization using a PI controller to regulate the value of θ_{off} , was also implemented and can be represented by the block diagram presented in Figure 13.

The second control strategy of SRMG generated voltage presented in this paper was simulated similarly as the first presented control strategy. The voltage generated by SRMG in these conditions can be seen in figure 14(a), where can be observed that the control operates with good precision in maintaining the voltage with value near the reference value used.

The behavior of one phase current can be seen in figure 14(b). This curve shows the current behavior in transition moment and the performance of control when the change in resistive load occur. In figure 14(c), the curves power input and output was plotted and observing figure 14(d), can be seen the control changing the value of θ_{off} when it's necessary to keep the value of generated voltage near to the reference. It is worth emphasizing that this variation occurs in the same way for the other two phases of the machine due the output signal of PI controller change the value of θ_{off} for all three phases.

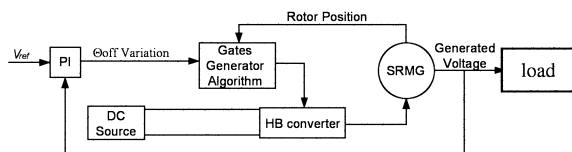


Fig. 13. Strategy based on variation of the period of magnetization acting on θ_{off} value.

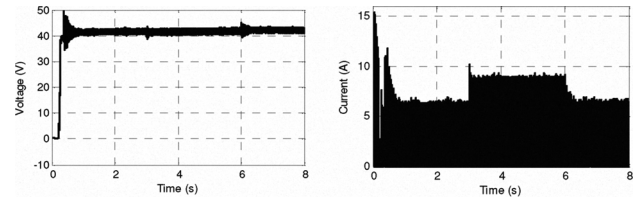


Fig. 14(a). Generated voltage used to feed the load.

Fig. 14(b). Current in one phase of SRMG.

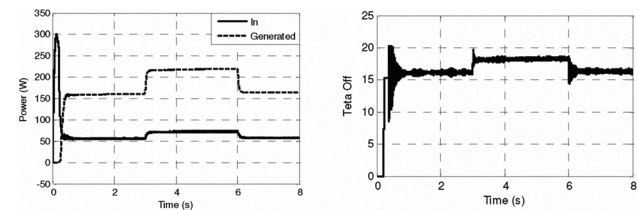


Fig. 14(c). Power input and output of HB converter.

Fig. 14(d). θ_{off} Value Variation.

The strategy to control the generated voltage represented by the block diagram provided in Figure 15 was also simulated with the same criteria of the strategies already presented. On this strategy the value of θ_{off} and link DC voltage are fixed. As all phases of the machine are positioned between two controlled switches of the HB converter, it is necessary to open and close one of the switches during the magnetization period of SRMG operating as generator to vary the average voltage of magnetization. The output of PI controller is used to generate a PWM signal that controls the magnetization of the machine.

The figure 16(a) shows the generated voltage, showing that this strategy operate efficiently, even during the transitory of resistive load in the output of the HB converter, like was done to others strategies presented before. Observing the figure 16(b), we can conclude that this strategy operate well controlling the current efficiently without big ripples. As presented to the strategies shown earlier in Figure 16(c), shows the curves of power input and generated power, including the transient period between the operation as a motor to generator. Figure 16(d) shows the voltage curve in one of phases to show the performance of control to vary the average voltage of magnetization to obtain the generated voltage desired.

Figure 17 shows the behavior of power generated in the output of the HB converter during the generation mode, with the rotor speed increasing. In this simulation, the change in mode of operation, occur when the speed of axis reached 600rpm and the maximum power output was achieved when the rotor achieved 1300rpm, decreasing with the increase of speed.

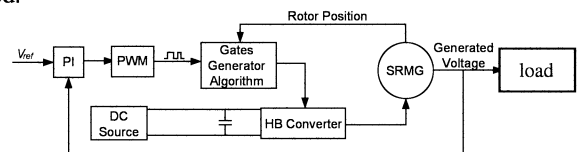


Fig. 15. Strategy based on switching voltage of magnetization.

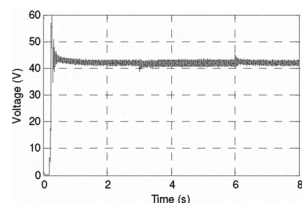


Fig. 16(a). Generated voltage used to feed the load.

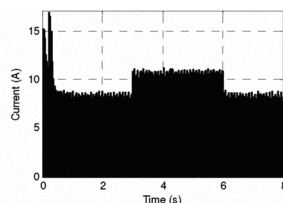


Fig. 16(b). Current in one phase of SRM/G.

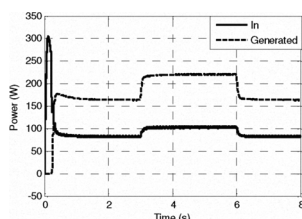


Fig. 16(c). Power input and output of HB converter.

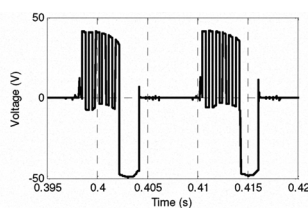


Fig. 16(d). Voltage in one of phases of SRM/G during generation.

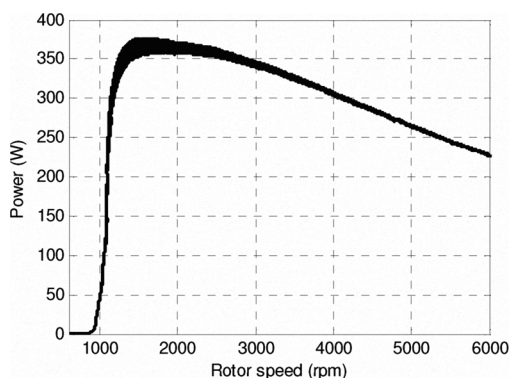


Fig. 17. Generated power as a function of angular speed for a SRM/G prototype simulated.

IV. CONCLUSION

To know more about the SRM operated as MG a prototype was simulated for this condition. The transition between motor and generator operation modes is achieved using a relay, added to the half-bridge converter. This permits to modify the converter configuration, as required for each mode of operation. Three techniques to control the voltage delivered to the load were presented. All of them use a PI controller. The simulations results obtained with these strategies were compared. It showed that the technique based on control of the DC link voltage connected to HB converter presented the worst results, displaying large current and voltage ripples. The second control strategy presented, based on the change in the value of θ_{off} , seems to be more effective than the first one, however it was slower to eliminate the steady state error. The strategy that showed better results was the third one presented in this paper and it was based on a variation of the average of magnetization voltage. It should be noted that this work also allows to observe the current, voltage, power and flux of SRM/G behavior during the transition of the operation mode from motor to generator.

The transient study is important to design and assembly the converter and its control. The results presented here also suggest that the SRM can be successfully used as motor/generator in various applications where this dual characteristic is required, as in automotive and aerospace applications. Any of the three techniques presented to control the load voltage can be easily used to control the SRM/G. Furthermore, the results presented here are showing that voltage regulators in the output of the converter are not necessary.

ACKNOWLEDGMENT

The authors are grateful to the Universidade Federal de Uberlândia, CNPq, FAPEMIG and CAPES for providing incentive, support and facilities for this work.

REFERENCES

- [1] J. M. Miller, A. V. Rajarathnam, and M. Ehsani, "Current status and future trends in more electric car power systems," Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., Houston, TX, Maio 1999.
- [2] B. Fahimi, et. al., "A switched reluctance machine-based starter/alternator for more electric cars" Trans. Energ. Conver., vol. 19, n°1., março 2004.
- [3] Bon-Ho Bae; Seung-Ki Sul, "Practical Design Criteria of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for 42V Integrated Starter-Generator". IEMDC, Volume 2, 1-4 June 2003 Page(s):656 - 662 vol.2.
- [4] Lucache, D.D.; Horga, V.; Ratoi, M.; Albu, M, "Hardware-in-the-loop testing of an integrated starter generator". ACEMP, 10-12 Sept. 2007 Page(s):363 - 368.
- [5] Cai, W, "Comparison and review of electric machines for integrated starter alternator applications," IEEE, 2004
- [6] J. M. Miller, P. J. McClear, J. H. Lang., "Starter-alternator for hybrid electric vehicle: Comparison of induction and variable reluctance machines and drives," Proc. 33rd IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting, Outubro. 1998, pp. 513-523.
- [7] K. M. Rahman, B. Fahimi, et. al., "Advantages of switched reluctance motor applications to EV and HEV: Design and control issues," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 36, pp. 119-121, Jan./Feb. 2000.
- [8] D. A. Torrey, "Switched reluctance generator and their control," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, pp. 3-14, Fev. 2002.
- [9] M. Ehsani and B. Fahimi, "Elimination of position sensors in switched reluctance motor drives: State of the art and future trends," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, pp. 40-48, Fev. 2002.
- [10] A. V. S. Fleury, F. S. Silva; W. R. H. Araújo, D.A. Andrade, A. W. F. V. Silveira "Reduced Switch count converter for switched reluctance generators" Eletrônica de Potência, Vol. 13, No. 3, August 2008.
- [11] Robert B. Inderka, at al, "Control of switched reluctance drives for electric vehicle applications" Trans. on Ind. Electronics, Vol. 49, No. 1, February 2002
- [12] S. R. MacMinn and W. D. Jones, "A very high speed switched-reluctance starter-generator for aircraft engine applications" in Proc. IEEE Aerosp. And Electron. Conf., 1989, vol. 4, pp. 1758-1764.

DSP BASED SWITCHED RELUCTANCE MOTOR/GENERATOR

Silveira, A. W. F. V., Andrade, D. A., Fleury, A., Gomes, L. C., Bissochi, C. A., Freitas, L. C.
Universidade Federal de Uberlândia, Universidade Estadual de Goiás, Universidade Católica de Goiás
augustofleury@yahoo.com.br, darizon@ufu.br, afleury@terra.com.br

Abstract – This article presents a switched reluctance motor/generator drive. The half-bridge electronic converter topology is used to attain motor operation mode. To change from motor operational mode to generation mode the electronic converter structure is strategically modified through a relay switch, allowing the flux of power go to the load. Simulation and experimental results obtained for a 6x4 switched reluctance machine prototype operating as a motor/generator are presented. They show the behavior of the electrical machine during the transition between both operational modes. The DSP based control is successfully tested. Results presented here sustain the applicability of the switched reluctance machine as a motor/generator solution for general application.

Key words – Switched reluctance motor/generator, half-bridge converter, digital signal processor.

I. INTRODUCTION

Combined motor/generator electric devices have been developed in recent years to fill industrial needs. They are expected as a novel embedded technology to substitute both the engine starter and the alternator. Automobiles [1-2] and aircrafts [3] are potential extensive applications. Substituting the starter and the generator for just one electrical machine can reduce global manufacturing costs and also increases the engine performance and reliability. The competitiveness resulting from a replacement of this kind is obviously attractive. This technology also allows the use of stop and go strategies in the automotive industry. As is well known, these strategies avoid the engine work at idle state improving the autonomy of the vehicles and reducing the air pollution. Moreover, the starter/generator can be projected to increase the voltage of the electrical system in order to reduce the current requirement to supply the crescent demand of power due the new loads embedded to improve comfort and security. It is to point that many papers suggest that the voltage of the electrical system in cars should be changed from 12V DC to 42 V DC [4-7].

Some electrical machines have been considered for motor/generator (MG) applications. A comparative study among the main types of electrical machines for this kind of application is presented in [8]. It shows that the Switched Reluctance Machine (SRM) has features that enhance its competitiveness as MG. This machine is robust, has a low cost of production, presents a small rotor inertia, is now easy to control, operates under variable and extreme speed conditions, is high temperature tolerant and behaves well under fault of phases situation. Furthermore, the SRM has some special advantages. Its windings are fully concentrated in the stator poles allowing very high operational speeds and construction simplicity. Its excitation is done in DC and operating as a generator also supplies DC voltage. Due to its

dual purpose, the Switched Reluctance Motor/Generator (SRM/G) needs an appropriate flexible converter.

The work reported in [9], showed that a 6x4 switched reluctance generator (SRG) prototype presented its best performance running above 1200rpm and that, after reach its peak performance, at around 1300rpm, the power generated decreases slowly as the machine speed grows. This characteristic is important in automotive applications since the combustion engine operates with variable speed from 600 to 6000rpm (1:10).

This article presents a study of 6x4 switched reluctance machine (SRM) driven by a half-bridge converter (HB), modified to allow switching between the motor and generator operational modes. A DSP based drive SRM/G was assembled and tested. The results show that it's possible to apply this type of machine as a MG for engines. So it can be used in projects of automotive electrification, hybrid vehicles and also in aeronautic or either in aerospace applications. Simulations results and experimental results obtained using that DSP based drive show that the modified half bridge converter can work efficiently with this machine operating as a motor/generator.

II. THE SWITCHED RELUCTANCE MACHINE

Basically a switched reluctance machines can work as a motor or as a generator just by changing its switching angles. It is also required the control of the energy path depending on the operational mode. Regarding operation of the machine when a pole of the rotor is in line with the energized stator pole there is a position of stable equilibrium. If the rotor is out of this position and free to move it will turn to the balanced position, this way featuring the motor operational mode. Although, when a pole of the rotor is aligned with the excited pole of the stator and it is turned out of this position by an external agent, there will be a restorer electromotive force featuring the generator operational mode. Fig. 1 depicts a 6x4 SRM structure and Fig. 2 shows the current behavior for the motor and for the generator modes.

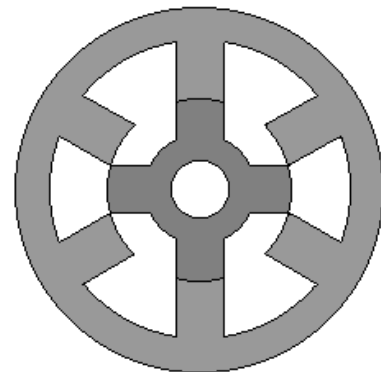


Fig.1. Cross section of a 6/4 SRM structure.

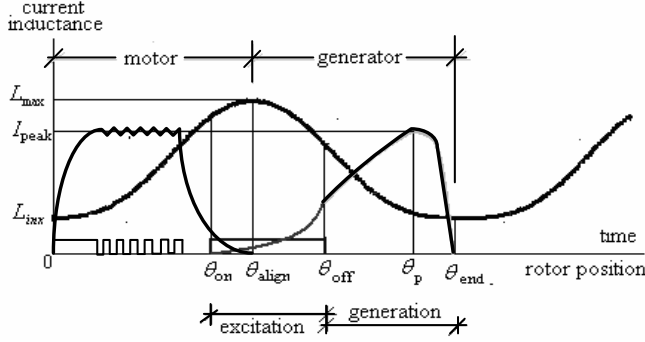


Fig.2. Phase current and inductance variation as a function of rotor position.

A. Mathematical model

The circuit equation of one phase can be written as:

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + i\omega \frac{dL}{d\theta} \quad (1)$$

where v is the source voltage, i is the phase current, R is the phase resistance, L is the phase inductance, θ is the rotor angular position and $\omega = d\theta/dt$ is the rotor speed. The third term of the right side of equation (1) is the induced electromotive force.

The electromagnetic torque produced by the machine can be expressed by:

$$T(\theta, i) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (2)$$

Observing the equation (2) it is possible to conclude that the signal of the electromagnetic torque produced depends on the signal of the derivative of the inductance with respect to the rotor angular position, $dL/d\theta$. Still regarding to equation (3) one can note that for a three phase machine whose phases are sequentially fired, one at a time, the resulting electromagnetic torque is given by:

$$T_{emag} = \frac{1}{2} \left(i_a^2 \frac{dL_a}{d\theta} + i_b^2 \frac{dL_b}{d\theta} + i_c^2 \frac{dL_c}{d\theta} \right) \quad (3)$$

Otherwise the mechanical torque equation includes the rotational inertia (J) and the coefficient of friction. It is well expressed by:

$$T = T_{emag} - J \frac{d\omega}{dt} - D\omega \quad (4)$$

Most of the time the mutual inductances are neglected and so, considering the relations above, a simple mathematical model for the SRM is given in (5). This matrix of states completely describes the dynamic behavior of the SRM.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ C_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 & 0 \\ i_a r_1 & i_b r_2 & i_c r_3 & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 & 0 & i_a \frac{dL_a}{d\theta} \\ 0 & L_b & 0 & 0 & i_b \frac{dL_b}{d\theta} \\ 0 & 0 & L_c & 0 & i_c \frac{dL_c}{d\theta} \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

where:

$$r_1 = \frac{1}{2} \frac{dL_a}{d\theta}, \quad r_2 = \frac{1}{2} \frac{dL_b}{d\theta}, \quad r_3 = \frac{1}{2} \frac{dL_c}{d\theta} \quad (6)$$

B. Computational modeling

A Matlab/Simulink® model was used to simulate the SRM operation as a motor/generator (SRM/G). The transition between both operational modes was set to occur when a given reference speed is reached.

Experimental measurements of the flux linkage (λ) were done for many rotor positions (θ), also considering different current values. These measurements resulted in a large data bank of the function $\lambda(\theta, i)$. Using this data, a program for polynomial interpolation was assembled to evaluate the inductance of a phase as a function of its instantaneous current and rotor angular position. Fig. 4 shows the inductance of a phase obtained from the polynomial equation for $L(\theta, i)$. The computing model developed for the three phase 6/4 SRM prototype takes this experimental results and interpolations into account. Also the effects of the cores saturation are considered in the simulation results [9]. Table 1 gives the geometric characteristics of the prototype tested.

The converter used to drive the SRM/G was a modified half-bridge converter, that is commonly used to drive this type of electrical machine. Fig. 3 depicts this converter, showing the alternative path created to supply a resistive load (Z), when the machine operates as a generator. In automotive applications the energy produce can be used to recharge the battery and/or to supply electro-electronic embedded devices. A capacitor (C) is used to filter the pulsed voltage generated.

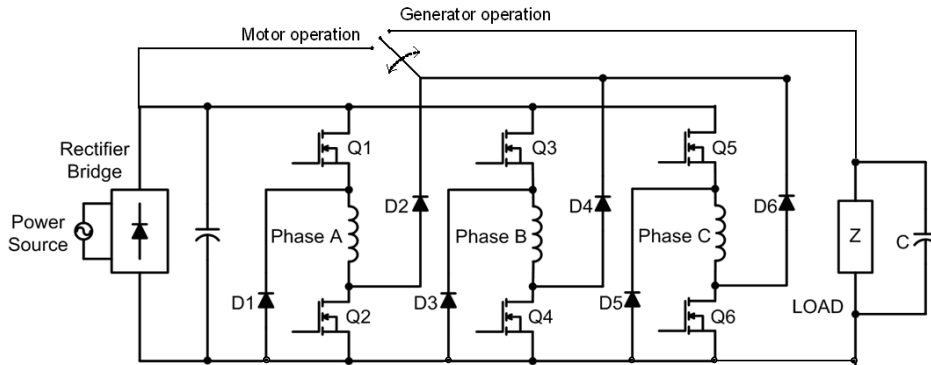


Fig.3. Alternative asymmetric half-bridge converter used to drive the SRM/G.

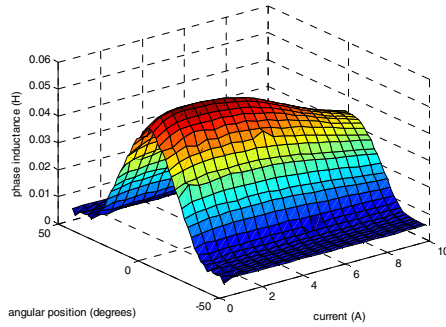


Fig. 4. Winding inductance obtained experimentally as function of phase current and rotor angular position.

III. CONTROL OF THE SRM/G

A. Control of motor operation and the time of transition

When the machine operates as a motor the phase is energized when the inductance derivative with respect to the rotor angular position is positive. In this operational mode the error between the reference speed and the actual rotor speed is also positive. When this error reaches values close to zero or reaches a negative value the control strategy changes the operation for the generation mode. In this new situation the phase switching control is active during a negative stage of the inductance derivative and so the machine should receive mechanical energy to convert it in electrical energy. Either a combination of rotor position sensor or a computer routine to estimate the inductance derivative with respect to the rotor angular position can be used to implement the change.

The control strategy has to modify the path of regeneration/generation to enable generation of power in order to supply the load to complete the process of changing the SRMG operational mode. Fig. 5 is a schema of the speed control designed to drive the machine as a motor.

TABLE I
Characteristics of SRM prototype simulated

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

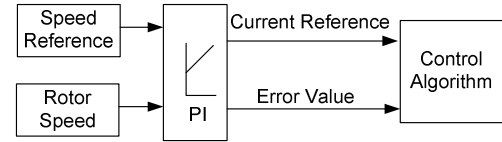


Fig. 5. Block diagram of the SRM/G speed control operating as a motor.

A simulation of SRM operating as a motor/generator was performed for analysis. Fig. 7 shows the rotor speed during all the simulation time. The speed set to the machine start to generate power was 130rad/s, which occurred approximately at 0.24s of simulated time. The behavior of the current in one phase of the machine during the time of transition can be seen in Fig. 8, where it is possible to observe that the phase current had its larger amplitudes at the beginning of the SRM/G operation as a generator. After this the current decreased to be stable at around 15A. This occurs due to the current inrush to the discharged capacitor used to smooth the generated voltage over the resistive load (10.8Ω).

A strategy of starting the operation of the machine as a generator with the value of turn-off angle (θ_{off}) reduced can be adopted to prevent any damage of the converter switches during the transition time from motor to generator operational mode. In Fig. 6 one can see the effect of the change in the θ_{off} value on the magnitude of the load current.

The load voltage during the simulation time is showed in Fig. 9. For its turn, Fig. 10 shows the curve for the voltage in one phase coil. The transition between the operational modes of the machine can be seen.

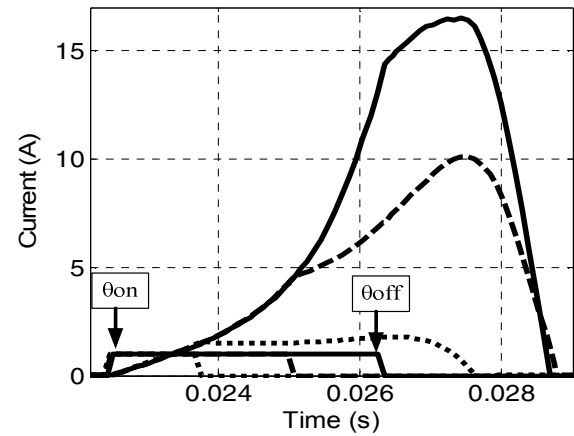


Fig. 6. Variation of phase current with respect to the θ_{off} instant.

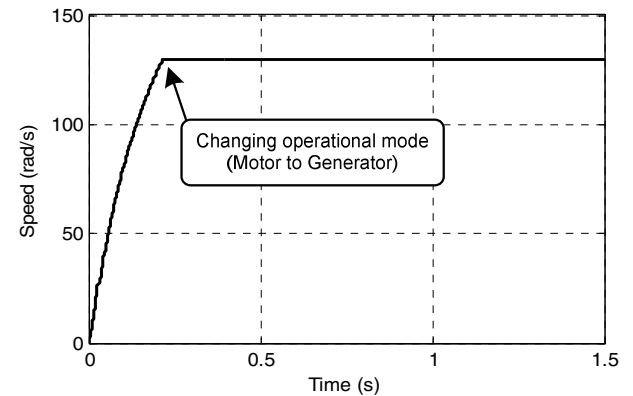


Fig. 7. Speed of SRM/G.

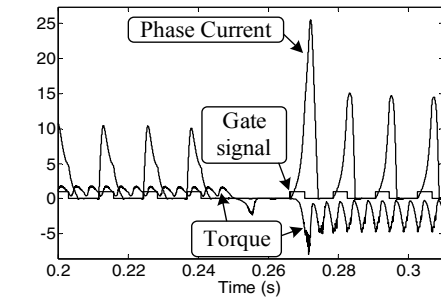


Fig. 8. Current of the one phase and your respectively gate signal and electromagnetic torque of SRM/G during the mode transition.

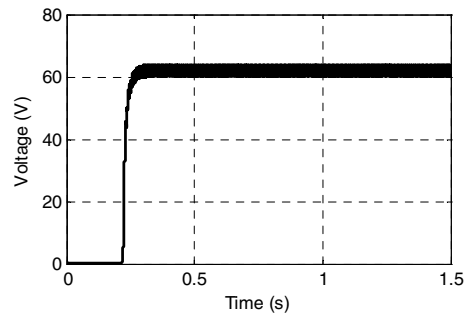


Fig. 9. Generated voltage.

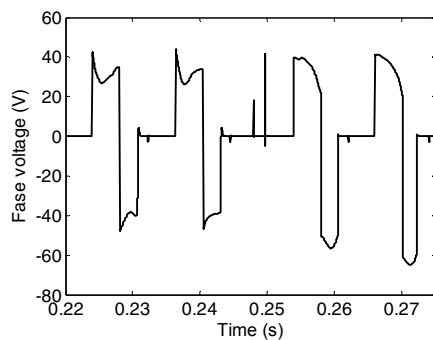


Fig. 10. Voltage in one phase

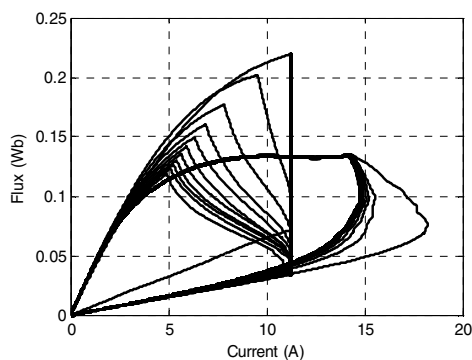


Fig 11. Flux vs current

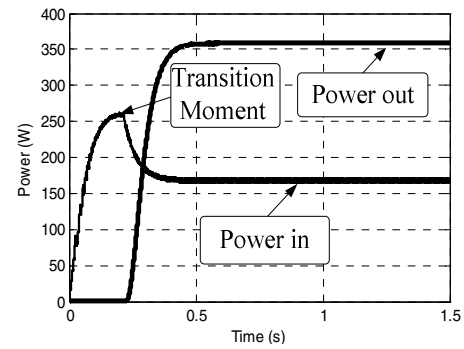


Fig. 12. Power in and power out in the machine.

Fig. 11 presents the expected curve for the magnetic flux vs. current in a phase during the simulation period, obviously including the transition time. The average power generated and consumed by the magnetization of a phase of the SRM/G can be seen on Fig. 12.

The generation period of the observed phase starts with its magnetization, when electric power is drawn from the power source (P_{in}). During this stage the electronic converter switches are on, and the rotor poles are crossing the full alignment position with the corresponding stator phase poles. Some degrees after full alignment, the converter switches are turned off and the current path is deviated to supply the load through the phase diodes with the demagnetization energy plus the energy converted from the mechanical power source. The corresponding power is P_{out} . As shown in Fig. 12, P_{out} is grater then P_{in} .

Fig. 13 shows the behavior of the power generated in the output of the HB converter during the generation mode when the rotor speed is increasing. In this simulation the change in the mode of operation was set to occur when the SRM/G speed reaches 600rpm and the maximum power output was achieved when the rotor speed was at around 1300rpm. After this the generated power decreases as the rotor angular speed increases.

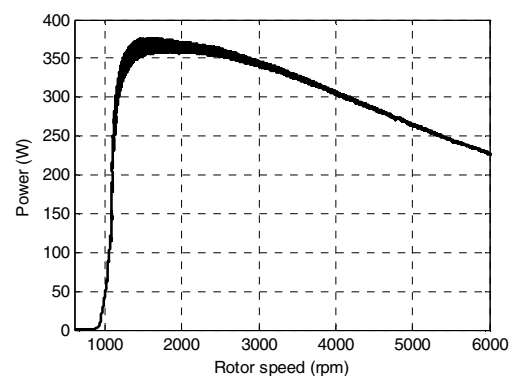


Fig. 13. Generated power as a function of the rotor angular speed for the SRM/G prototype simulated.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

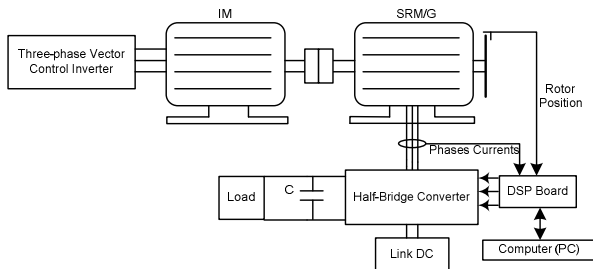


Fig. 14. Experimental setup.

The experimental results were conducted with the three phases SRM prototype described above. It was controlled to operate as a SRM/G. The modified half-bridge converter described in section two was implemented experimentally to drive this doubly functional machine. A four poles, 2 HP, three phases induction machine drove by a vector controlled inverter was used as the primary power source machine. The control of the SRM/G was programmed using a TMS320F2812 DSP. The transition between both operational modes was set to occur when a variable of the program is changed by the user. It can be modified to occur based on the system, depending on the application. Fig. 14 shows the experimental setup schema and the Fig. 15 presents a picture of it.

Fig. 16 presents the current in one phase during the transition from motor to generator operational mode. It's possible to observe that the current peak is bigger during the generation mode. It happens because, before the mode transition, the control of primary machine was configured to impose the speed around 1350 rpm and rotating in the same direction of the SRM/G operating as motor, then the SRM/G produce a small torque, proportional to the difference between the SRM/G steady state speed without load and the speed imposed by IM control. Its situation is similar to when the motor/generator starts an automobile engine and still operates as a motor during a small time before its switch to generator mode.

When the transition occurs the capacitor used to smooth the voltage applied in the resistive load is discharged so an inrush current appear in the beginning of the generation mode. It also can be observed in the curve of voltage in Fig. 17. In the beginning of the generation period the voltage applied to the load has small amplitude then that observed when the machine operates at its steady state.

Fig. 18 and Fig. 19 present the reverse transition from generator to motor mode. Observing this figures one can conclude that these curves are as expected and both are well behavior during the transition.

To preserve the switches of the converter and to get a soft transition it was set a dead time of 20 ms when a transition occurs in the both directions. It's protects the switches specially when the relay is commuting – this operation spends 15ms to finish - the path of demagnetization of the phases avoiding that a very big variation in voltage applied in the switches damage them.

Fig. 20 shows the variation of the voltage applied to the load when the transition from motor to generator mode occurs. All of these experimental results were got with the

machine operating at 1350 rpm and with 25 V in the DC link. Operating as a generator under this condition the SRM/G applies 55 V on the resistive load. The value of the load resistance is 20 Ω , so it was consuming at about 150 W.

The Fig. 21 shows the voltage applied to load when the generator operates at steady state. There the existing voltage ripple is clearly present. This ripple is a characteristic of this kind of machine due to its constructive and operational aspects. The voltage ripple can be minimized substituting the end capacitor by a bigger one, but it will improve the inrush currents in the beginning of the generation operational mode. In order to prevent damages control strategies must be used to control the inrush current this way protecting the converter switches.

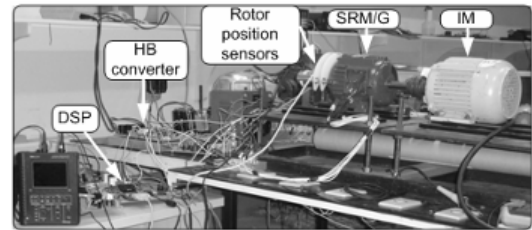


Fig. 15. Picture of the experimental setup.

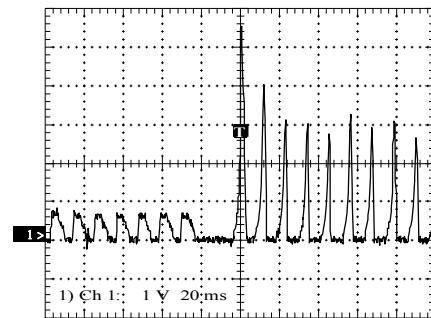


Fig. 16. Current in one of the phases during the transition from motor to generator mode.

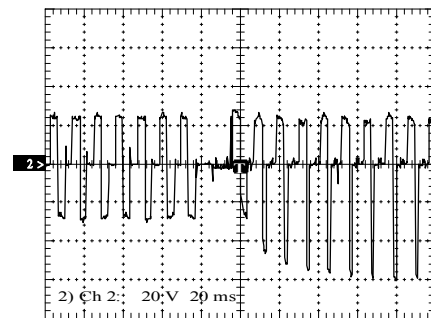


Fig. 17. Voltage in one of the phases during the motor to generator mode transition.

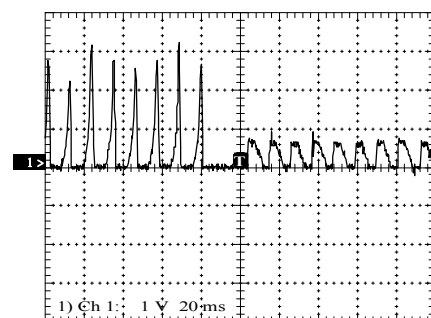


Fig. 18. Current in one of the phases during the generator to motor mode transition.

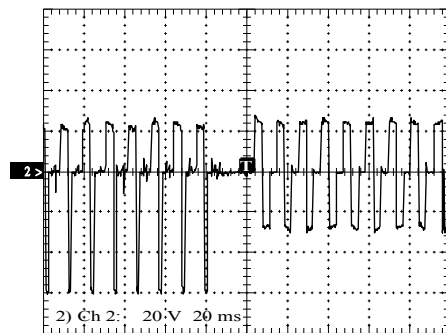


Fig. 19. Voltage in one of the phases during the generator to motor mode transition.

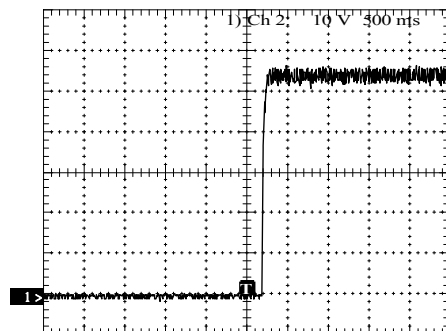


Fig. 20. Voltage applied to the load when the machine starts to generate.

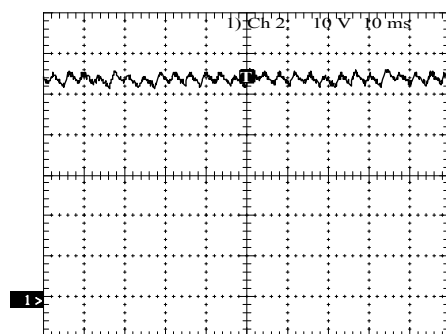


Fig. 21. Voltage applied to the load during steady state.

V. CONCLUSION

This work investigated the operation of the SRM as a motor/generator. The transition between motor to generator operation modes is achieved using a relay that modifies the structure of an alternative half-bridge converter topology. This converter allows to change the operational mode from motor to generator and the reverse transition. A dead time was included in the control strategy for the transition from motor to generator operational mode. It keeps off the switches during 20 ms to preserve them while the relay switch is switching the path of demagnetization of phases.

It's necessary because the relay is a slow type of switch that spends about 15ms to complete the switching. The SRM/G control uses a DSP TMS320F2812. This device allows incorporates strategies of control to the algorithm in order to maximize the motoring and generating operational performances. Simulations and tests results presented suggest that the SRM can be successfully used as motor/generator. They also show that this kind of machine has a soft transition between motor to generator modes of operation. There are many industrial applications where this dual characteristic is required, among them the aeronautics and automobiles applications.

ACKNOWLEDGMENT

The authors thanks Universidade Federal de Uberlândia, Pontifícia Universidade Católica de Goiás, Universidade Estadual de Goiás, CNPq, FAPEMIG and CAPES for providing incentive, support and facilities for this work.

REFERENCES

- [1] B. Fahimi., A. Emadi, R. B. Sepe, Jr. "A switched reluctance machine-based starter/alternator for more electric cars" *Trans. Energ. Convers.*, vol. 19, no. 1., March 2004.
- [2] J. M. Miller, P. J. McClear, J. H. Lang., "Starter-alternator for hybrid electric vehicle: Comparison of induction and variable reluctance machines and drives," *Proc. 33rd IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting*, Outubro. 1998, pp. 513-523.
- [3] S. R. MacMinn and W. D. Jones, "A very high speed switched-reluctance starter-generator for aircraft engine applications" in *Proc. IEEE Aerosp. And Electron. Conf.*, 1989, vol. 4, pp. 1758-1764.
- [4] Bon-Ho Bae; Seung-Ki Sul, "Practical design criteria of interior permanent magnet synchronous motor for 42V integrated starter-generator". *IEMDC*, vol. 2, 1-4 June 2003 Page(s):656 - 662 vol.2.
- [5] J. M. Miller, A. V. Rajarathnam, and M. Ehsani, "Current status and future trends in more electric car power systems" *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, Houston, TX, Maio 1999.
- [6] J. G. Kassakian, V. Caliskan, "Automotive electrical systems circa 2005" *Spectrum IEEE*, Volume: 33, page(s): 22-27, Aug. 1996.
- [7] D. J. Perreault, "Automotive power generation and control". *IEEE Trans. on power electronics*, vol.19, no. 3, may 2004.
- [8] Cai. W, "Comparison and review of electric machines for integrated starter alternator applications," *IEEE*, 2004.
- [9] A. V. S. Fleury, F. S. Silva; W. R. H. Araújo, D.A. Andrade, A. W. F. V. Silveira "Reduced Switch count converter for switched reluctance generators" *Eletrônica de Potência*, vol. 13, no. 3, August 2008.

DSP Based SRG Load Voltage Control

Silveira, A. W. F. V., Andrade, D. A., Gomes, L. C., Fleury, A., Bissochi, C. A.
Universidade Federal de Uberlândia: FEELT - LAcE
Uberlândia, Brazil
gutofleury@gmail.com

Abstract— The aim of this paper is to present a three-phase 6x4 switched reluctance generator load voltage control. The showed strategy uses a PI controller to vary the magnetization level of the phases during the magnetization period using a PWM signal. This strategy was simulated and then tested in a bench. Results of both simulations and tests are presented here. It was used a low cost fixed-point DSP and a half-bridge converter. The results got showed that this strategy successfully controls the generated voltage applied to the load. Strategies for switched reluctance generator voltage control are important for vehicular applications.

Keywords - switched reluctance generator, half-bridge converter, voltage control strategy.

I. INTRODUCTION

Nowadays there is a great deal of interest in the development of an integrated starter/generator (ISG) for vehicular applications. ISG is an electric subsystem in which the functions of the starting engine and the embedded electric power generator are fulfilled by just one electrical machine, instead of two separated electric machines as it is usual until now in traditional automotive vehicles [1]. The development of the ISG for automotive application will result in a vehicle with improved electric system performance and expected lower weight and cost.

Moreover, automotive industry has experienced an increasing demand for electrification in cars over the past decade [2-3]. The introduction of electronically driven systems such as power steering, active suspension, air conditioning, and another comfort and safety electrical devices, have opened a new field of research on alternatives for vehicles power systems, including the replacement of the 14V DC bus for a 42V DC bus to allow the safe growth of the power demand in the automobiles with lower currents preserving the wire gauge and avoiding weight and costs increase [3-5]. Besides, ISG technology can be used to implement stop and go systems in vehicles contributing to reduce polluting emissions in urban traffic [5-6] and to implement middle hybrid vehicles [6-8].

This scenario, stimulates investments to develop the ISG technology and many works suggested the use of switched reluctance machine (SRM) in this application due to it's robustness, fault tolerance, absence of permanent magnets and windings in the rotor, compatibility to operate at very wide speed range, simple control and low manufacture costs [1-3].

The work reported in [9], showed that a 6x4 switched reluctance generator (SRG) designed for this work presented its best performance at speeds above 1200rpm, and that after reaching its peak performance, at around 1300rpm, the power generated decreases slowly with speed growth. This characteristic is important in automotive applications since the combustion engine operates with variable speed at around 600 to 6000rpm (1:10).

When the switched reluctance integrated starter/generator (SRISG) operates in generator mode for vehicles applications it's necessary to implement a close loop load voltage control to keep the electric vehicle DC bus with voltage constant under variable load and speed conditions.

This work presents a strategy of load voltage control to be used in the generator mode of the SRISG. The strategy described here was simulated and tested using a DSP to demonstrate its applicability in this context.

II. ENERGY CONVERSION

The following nomenclature is used in the text:

v	Applied voltage.
i	Phase current.
R	Phase resistance.
L	Phase inductance.
e_{emf}	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

In a SRISG operating in the generator mode 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 machine there is a natural tendency to align the rotor and the stator active poles, in order to maximize the inductance of that phase and 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 generator is:

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + cemf \quad (1)$$

The back electromotive force is given by:

$$cemf = i \cdot \omega \cdot \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (2)$$

$$\text{where: } \omega = \frac{d\theta}{dt}.$$

The stator winding is fed in DC. As ω and i are both positive, the sign of e is the same as that of $\partial L / \partial \theta$. From (2) it can be seen that when $\partial L / \partial \theta > 0$ 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 $\partial L / \partial \theta < 0$ the back electromotive force is negative and it increases the current converting mechanical power into electrical power.

The dynamic mechanical equation for the SRISG 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 SRISG is given by:

$$C_{emag} = \sum_{x=1}^n \frac{\partial W_x^{co}}{\partial \theta} \quad (5)$$

The mathematical model of the SRISG regarding a three phase prototype is shown below:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ C_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 & 0 \\ -r_a/i_a & -r_b/i_b & -r_c/i_c & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 & 0 & i_a \frac{\partial L_a}{\partial \theta} \\ 0 & L_b & 0 & 0 & i_b \frac{\partial L_b}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & L_c & 0 & i_c \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (6)$$

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 $[J]$ 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 developed to represent the inductance of a phase as a function of its current and the instantaneous rotor position. Figure 1 shows the inductance of a phase obtained from the polynomial equation for $L(\theta, i)$. The half-bridge converter designed to drive a starter generator (Fig. 2) was used to drive the SRISG operating in generation mode and the Matlab/Simulink was used to implement the simulation program.

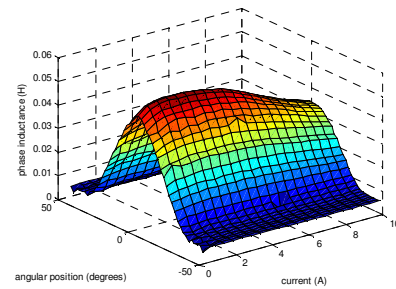


Fig. 1. Winding inductance obtained experimentally as function of phase current and rotor angular position.

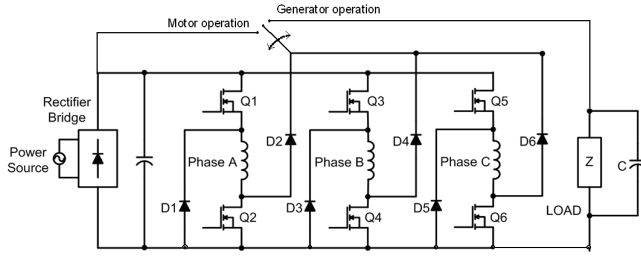


Fig. 2. Electrical scheme of the half-bridge converter used in generator mode.

The power applied to half-bridge converter comes from an AC source, which, along with a rectifier bridge, excites the SRISG. 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. During this time 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 $\partial L / \partial \theta$ sign. The load voltage is obtained from equation (2). Fig. 3(a) and Fig. 3(b) show the active circuit during the excitation and the generation periods.

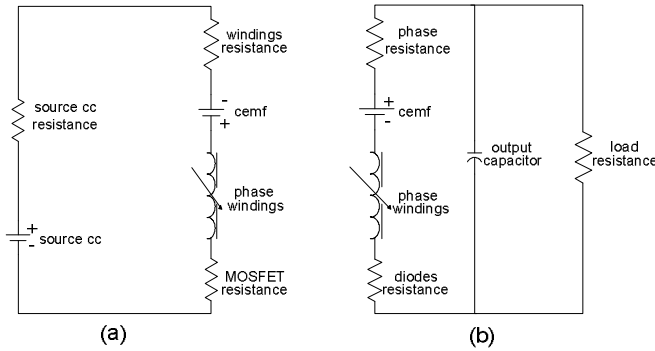


Fig. 3. Electrical scheme of the excitation (a) and generation (b) circuits of the HB and RC converters.

IV. SIMULATIONS RESULTS

The strategy to control the voltage generated by the SRISG was simulated. The block diagram of the strategy can be seen in Fig. 4, and some simulations results will be present here. Fig. 5 shows the behavior of the voltage generated that is used to supply a resistive load, adopting the strategy described above. The reference of 42 V was adopted and the generated voltage converged to a value near the reference, as can be observed. When the time of simulation reached 3s, the resistance of load was reduced from 20 Ω to 15 Ω , and at 6 s, returned to the resistance value of 20 Ω . This transient test demonstrated that this strategy of control can keep the generated voltage around the reference during the transient of load. The current in one of the phases of the machine can be seen in Fig. 6, demonstrating that this strategy controls the

voltage in a resistive load with good accuracy and without large ripples in the current magnitude.

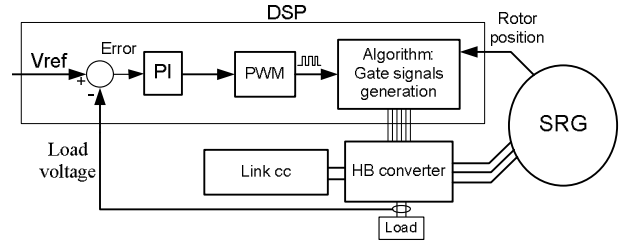


Fig. 4. Block diagram of the control strategy.

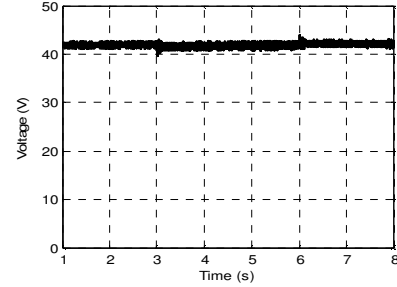


Fig. 5: Generated voltage.

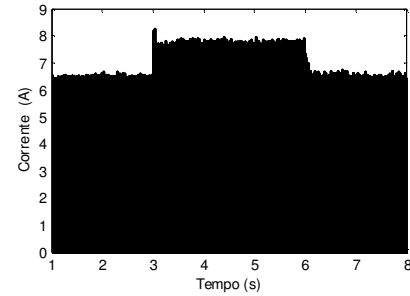


Fig. 6: Current in one phase of SRISG.

Fig. 7 shows the characteristic of current and gate signal, applied to the superior switches of the converter, to one phase, when the SRISG was operating in the generator mode and in close loop using the described strategy. The signal of voltage in one phase can be visualized in Fig. 8.

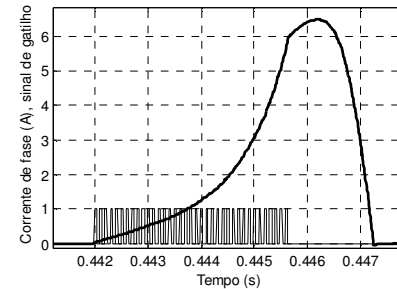


Fig. 7. Phase current and gate signal.

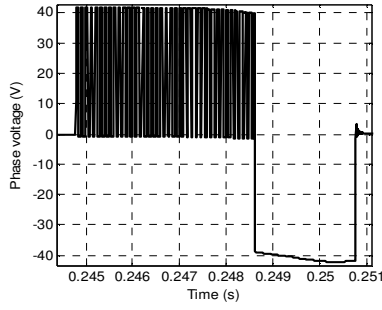


Fig. 8. Voltage in one phase of SRISG.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

A three phases, 1 HP, SRM prototype designed and constructed was used to get the experimental results. It was controlled to operate as generator. The half-bridge converter described in section two was implemented to drive this machine. A four poles, 2 HP, three-phase induction machine driven by a vector controlled inverter was used as the primary power source machine. The control of the SRISG was programmed using a TMS320F2812 fixed point DSP showed in Fig. 9. For all experimental results of the SRISG phase current, 1 V is equivalent to 4 A. The coefficients of the PI controller, used to implement the load voltage control strategy, were set through trial and error. The value of K_p is 2 and K_i is 0.8.

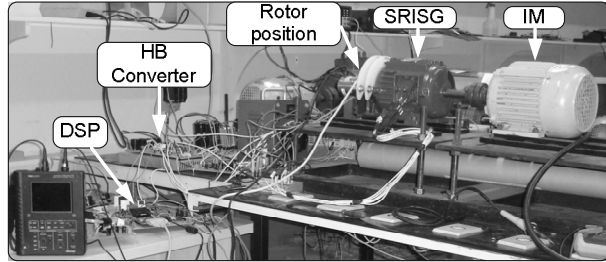


Fig. 9. Picture of the experimental setup.

Some preliminary experimental results were got using the strategy presented in Fig. 4. It is based on switching the excitation voltage applied to the phases during a fixed conduction angle, 30° for all the phases (fixed θ_{on} and fixed θ_{off}), to control the magnetization of the phases. These results are presented in Fig. 10. It shows the load voltage response when the reference drops from 42V to 30V in a single step. As expected, the load current followed the voltage.

Otherwise Fig. 11 presents the curves of load voltage and current when the resistance of the load is reduced to 75% of its initial value. As seen the controller is able to keep the voltage at the set reference.

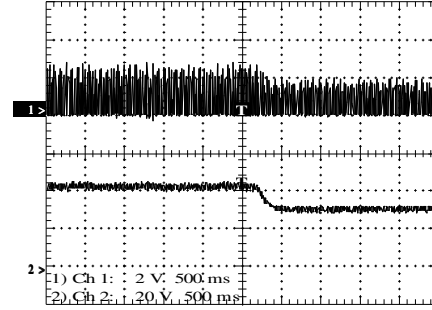


Fig. 10. Current magnitude and load voltage during a reference transient (1 V - 4 A).

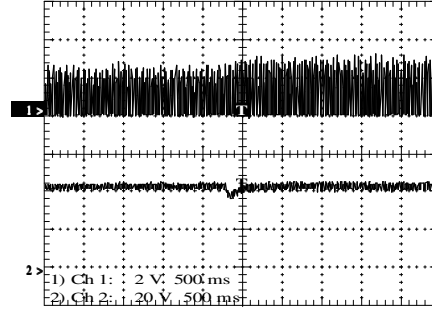


Fig. 11. Current magnitude and load voltage during a load transient.

Fig. 12 shows the PWM controlled gate signal (Fig. 4) of the upper switch of one phase (Q1 in phase A – Fig. 2 – for example) and the corresponding current responsible for magnetize the phase. When Q1 and Q2 are turned off the phase begins its demagnetization and the generation occurs in the remaining period of the cycle. The upper signal in Fig. 13 shows the voltage in the phase during one cycle, being the continuous negative signal of the generated voltage. The bottom signal corresponds to the Q1 gate signal.

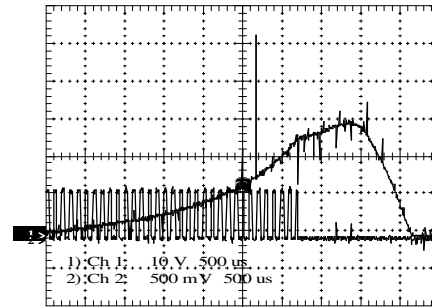


Fig. 12. PWM gate signal and current in one of the phases.

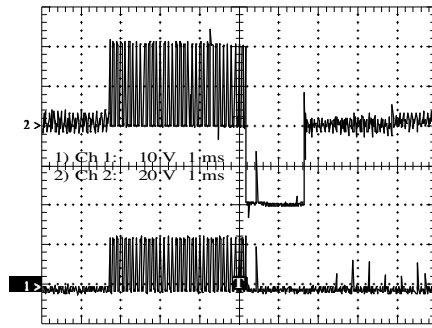


Fig. 13. Voltage in one phase and PWM gate signal.

Looking to Fig. 14 the behavior of the load voltage and phase current amplitude can be observed when the SRISG operates at a speed transient (800 rpm to 2200 rpm), demonstrating that the control strategy implemented also is efficient in speed transients. To investigate the efficiency of the control strategy proposed in this paper some tests were done.

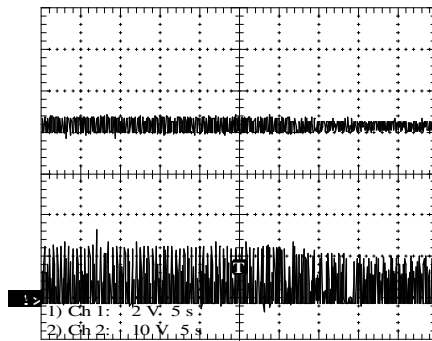


Fig. 14. Load voltage and current in one phase due SRG speed transient.

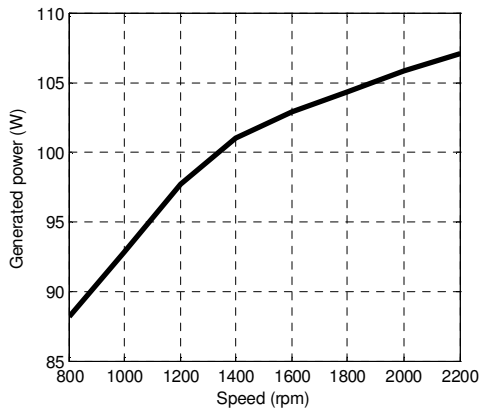


Fig. 15. Liquid power generated by the machine.

Fig. 15 depicts the curve of generated power by the machine for different speeds with 42 V of load voltage reference value and supplying a 20 Ω load. The power generated, converted from mechanical energy to electrical energy, is the power delivered to the load subtracted by the power-in (energy used to magnetize the phases) of the drive system. This curve indicate that, with the improve of speed, more mechanical energy is converted to electrical energy and lower electrical energy is used to magnetize the phases.

VI. CONCLUSIONS

Operation of the 6x4 SRM in close loop load voltage was presented in this work. A strategy using PI controller to control de generated voltage applied to the load based on regulating the mean of the magnetization voltage was presented. It uses a PWM signal and it was implemented throw simulation using Mathlab/Simulink and tested using a fixed-point DSP board in a test bench. The results presented show that the strategy of close loop voltage control had a good performance during transients and so it can be used to implement an SRISG. More details of the prototype, experimentally analysis, characteristics and efficiency of the control strategy present in this work will be included in the final version.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors thanks Universidade Federal de Uberlândia, Universidade Estadual de Goiás e Pontificia Universidade Católica de Goiás for the support gave to do this work.

REFERENCES

- [1] – Cai W., “Comparison and review of electric machines for integrated starter alternator applications,” IAS - IEEE, 2004.
- [2] – J. M. Miller, A. R. Gale, P. J. McCleer, F. Leonardi, J. H. Lang, “Starter-alternator for hybrid electric vehicle : comparison of induction and variable reluctance machines and drives” IAS – IEEE, 1998.
- [3] – B. Fahimi, et. al., “A switched reluctance machine-based starter/alternator for more electric cars” Transactions on Energy Conversion, vol. 19, no. 1., March 2004.
- [4] – D. J. Perreault, “Automotive power generation and control” Transaction on Power Electronics, Vol. 19, No. 3, May, 2004.
- [5] – A. de Vries, Y. Bonnassieux, M. Gabsi, E. Hoang, F. d'Oliveira, Cedric Plasse, “A switched reluctance machine for a car starter-alternator system” IEMDC - IEEE, 2001.
- [6] – P. Zhang, S.S. Williamson “Recent Status and Future Prospects of Integrated Starter-Generator Based Hybrid Electric Vehicles”. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), September 3-5, 2008, Harbin, China.
- [7] – P. A. Watterson, at. al. “A switched-reluctance motor/generator for mild hybrid vehicles” ICEMS, 2008.
- [8] – P. Zhang, S.S. Williamson, “Recent status and future prospects of integrated starter-generator based hybrid electric vehicles” IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2008.
- [9] – A. V. S. Fleury, F. S. Silva; W. R. H. Araújo, D.A. Andrade, A. W. F. V. Silveira “Reduced Switch count converter for switched reluctance generators” Eletrônica de Potência, vol. 13, no. 3, August 2008.

Estratégia de Controle para o GRV Baseada na Variação do Ângulo de Magnetização

Silveira, A. W. F. V., Andrade, D. A., Gomes, L. C., Bissochi Jr., C. A., Bernardeli, V. R., *Fleury, A.
Universidade Federal de Uberlândia, *PUC-GO e*UEG
gutofleury@gmail.com, darizon@ufu.br, afleury@terra.com.br

Resumo - Este artigo apresenta uma estratégia de controle de tensão na carga para geradores a relutância variável. A estratégia desenvolvida utiliza um controlador PI para variar o ângulo de magnetização das fases da máquina, atuando no valor do ângulo de desligamento de uma das chaves do conversor half-bridge, permitindo que uma etapa de roda livre ocorra entre as etapas de magnetização e desmagnetização das fases. Esta estratégia foi implementada na forma de simulação computacional e experimentalmente, utilizando DSP. Os resultados obtidos com esta estratégia foram confrontados com os obtidos implementado a mesma estratégia sem a etapa de roda livre. Essa comparação demonstrou que adicionar a etapa de roda livre ao controle da magnetização do GRV aumenta substancialmente a geração energia elétrica. Além disso, os resultados obtidos demonstram que esta estratégia controla bem a tensão na carga do gerador em diferentes situações de transitório.

Palavras-chave - Gerador a relutância variável, controle de tensão gerada na carga.

I. INTRODUÇÃO

O gerador a relutância variável (GRV) tem sido alvo de estudos para aplicações que requerem velocidade variável, onde suas características construtivas o torna competitivo comercialmente [1]. Até o momento, as aplicações onde o GRV tem sido mais explorado são: geração de eletricidade em aeronaves [2], automóveis [3-4] e parques eólicos [5]. Nas aplicações automotivas e aeroespaciais a máquina geralmente opera em velocidades elevadas, o que não é problema para máquina a relutância variável (MRV), já que não existem ímãs permanentes e nem enrolamentos no rotor, permitindo que o mesmo gire em altíssimas velocidades [3]. Em aplicações eólicas a característica de operação é diferente, a máquina opera em baixa velocidade e com alto conjugado no eixo [5].

Com relação ao controle a ser utilizado nas diferentes aplicações sugeridas na literatura para o GRV, em aplicações eólicas, o controle deve garantir que a máquina opere em seu ponto ótimo de geração de eletricidade, já que os parques eólicos são projetados para serem interligados ao sistema de eletrificação das cidades, que nos últimos anos, estão sofrendo cada vez mais com a crescente demanda por energia elétrica. Já nas aplicações embarcadas, por exemplo, a automotiva, a demanda por potência gerada tende a oscilar bruscamente, com a entrada e saída de cargas que proporcionalmente representam grandes transitórios para o

sistema de eletrificação. Por isso, o controle de tensão no barramento das cargas torna-se necessário [6].

Além da necessidade de regulação da tensão gerada, em aplicações automotivas, os estudos estão apontando para a elevação da tensão do barramento cc, de 14 V para 42 V, para suprir a crescente demanda por potência requerida pelos novos equipamentos eletromecânicos e eletrônicos, incorporados aos veículos, com intuito de aumentar o conforto e a segurança [7]. Estes acontecimentos abriram linhas de pesquisa que visam melhorar a capacidade de geração embarcada nos veículos. Novas máquinas estão sendo estudadas e comparadas [4], com intuito de encontrar a que mais se adéqua ao novo cenário, sendo que o GRV tem se firmado como uma forte candidata a ser empregada nos novos projetos de sistemas de eletrificação veicular [3].

Dentro deste contexto, o presente artigo, apresenta um estudo feito com o GRV, operando em malha fechada de tensão gerada na carga. A estratégia desenvolvida é apresentada, e validada através de simulação e experimentos. Também são apresentados resultados que mostram a eficiência do gerador operando em malha fechada em diferentes velocidades de operação. A figura 1 apresenta um diagrama de blocos de um GRV sendo utilizado para geração em veículos equipados com barramento cc de 42 V.

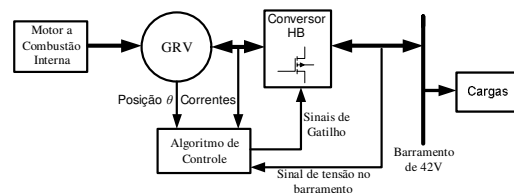


Fig. 1. Diagrama de blocos de um GRV interligado a um veículo.

II. MÁQUINA A RELUTÂNCIA VARIÁVEL

A máquina a relutância possui enrolamentos das fases nas saliências do estator. A ausência de enrolamento nas saliências do rotor permite que altas velocidades sejam alcançadas. A figura 2 mostra uma representação de uma MRV com um dos enrolamentos de fase presente.

Com relação ao funcionamento da máquina, 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 o rotor

encontra-se em posição de equilíbrio instável em relação a uma determinada fase, e esta é energizada, o rotor tenderá a girar para a posição de equilíbrio, caracterizando uma operação motora. Agora, 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 uma máquina a relutância variável, 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. Pela figura 3, é possível observar as regiões em relação à variação da indutância, de uma das fases, em que a MRV opera como motor ou gerador.

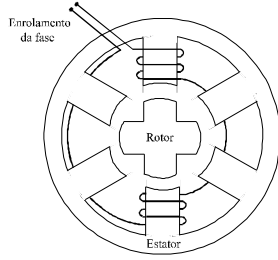


Fig. 2. Máquina a relutância variável 6x4.

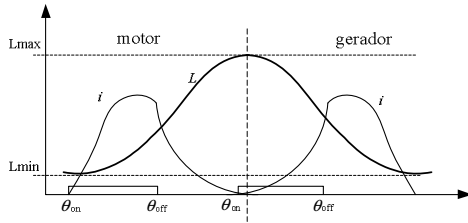


Fig. 3. Variação da indutância de uma fase da MRV.

A. Modelagem matemática

O circuito de uma fase do MRV pode ser equacionado como:

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + i \omega \frac{dL}{d\theta} \quad (1)$$

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 terceiro termo do lado direito da igualdade é a força contra-eletromotriz e , que isoladamente pode ser escrita como:

$$e = i \omega \frac{dL}{d\theta} \quad (2)$$

onde $\omega = d\theta/dt$ é a velocidade angular do rotor.

O conjugado mecânico produzido pela MRV, desconsiderando as perdas para efeito de análise, pode ser expresso por (3).

$$T(\theta, i) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (3)$$

Algumas conclusões podem ser feitas a partir da equação acima: O conjugado mecânico produzido pela máquina é

independente do sinal da corrente que circula na fase, então a corrente aplicada na fase pode ser unidirecional. O sinal do conjugado é determinado pela fase da corrente em relação à variação da indutância $dL/d\theta$.

Para realização da modelagem matemática usada no programa de simulação, o conjugado mecânico produzido pela máquina foi calculado levando em consideração as perdas por atrito viscoso D e momento de inércia J , conforme apresentado pela equação (4).

$$T_m = T_{emag} - J \frac{d\omega}{dt} - D \omega \quad (4)$$

Considerando três fases com indutâncias e correntes instantâneas diferentes, o conjugado eletromagnético é dado por:

$$T_{emag} = \frac{1}{2} \left(i_a^2 \frac{dL_a}{d\theta} + i_b^2 \frac{dL_b}{d\theta} + i_c^2 \frac{dL_c}{d\theta} \right) \quad (5)$$

A equação de velocidade do rotor (6) completa a descrição dinâmica da máquina.

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (6)$$

O modelo matemático do MRV, considerando as três fases, é apresentado por (7).

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ T_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 & 0 \\ i_a r_1 & i_b r_2 & i_c r_3 & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 & 0 & i_a \frac{dL_a}{d\theta} \\ 0 & L_b & 0 & 0 & i_b \frac{dL_b}{d\theta} \\ 0 & 0 & L_c & 0 & i_c \frac{dL_c}{d\theta} \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (7)$$

onde:

$$r_1 = \frac{1}{2} \frac{dL_a}{d\theta}; \quad r_2 = \frac{1}{2} \frac{dL_b}{d\theta}; \quad r_3 = \frac{1}{2} \frac{dL_c}{d\theta} \quad (8)$$

Designando por $[V]$, $[R]$, $[I]$, $[L]$ e $[I]$ as matrizes na ordem em que aparecem em (7), a matriz de estados do MRV tem a seguinte forma:

$$\dot{[I]} = [L]^{-1} [V] - [L]^{-1} [R] [I] \quad (9)$$

B. Modelagem Computacional

O programa Matlab/Simulink® foi usado para desenvolver a simulação, levando em conta a saturação magnética, de uma máquina a relutância 6x4 de 1 cv, operando como gerador. Os dados da máquina simulada e mais detalhes a respeito da simulação podem ser encontrados em [8] e são de uma máquina projetada para os ensaios experimentais.

O conversor usado para acionar o GRV é do tipo half-bridge (figura 4), comumente utilizado para acionar a máquina relutância variável. A figura 5 mostra o circuito de magnetização (a), roda livre (b) e de desmagnetização (c) das bobinas.

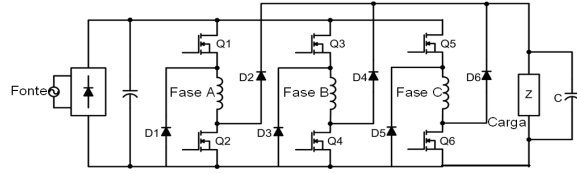


Fig. 4. Diagrama esquemático do conversor simulado.

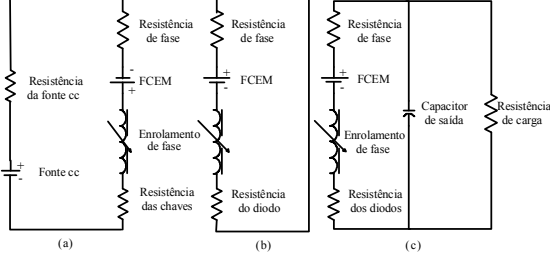


Fig. 5. Circuitos de magnetização (a), roda livre (b) e de desmagnetização (c) das bobinas.

C. Controle do GRV

O gerador a relutância variável pode ser controlado para produzir uma potência desejada na carga ou para produzir na carga uma tensão constante, variando a potência com a variação da resistência da carga. Em aplicações embarcadas em geral, incluído a automotiva, é necessário que a tensão no barramento cc não sofra grandes variações, mesmo com o gerador operando em velocidade variável e com alteração na impedância equivalente das cargas acopladas ao sistema de eletrificação.

Diante destas informações e com intuito de averiguar a operacionalidade do GRV controlado em malha fechada de tensão gerada na carga, uma estratégia para este tipo de controle, baseada na variação do ângulo de magnetização das fases, será apresentada, simulada e testada experimentalmente.

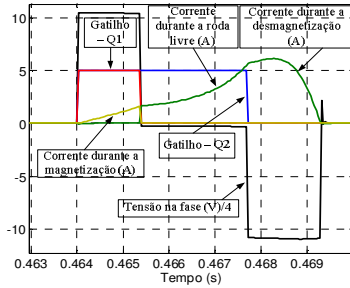


Fig. 6. Curvas de tensão, corrente e gatilhos das chaves (Q1 e Q2) da fase A (figura 4).

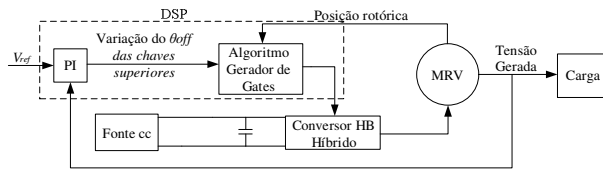


Fig. 7. Diagrama de blocos da estratégia desenvolvida.

Preliminarmente, para compreender a estratégia proposta é necessário conhecer a máquina trifásica 6x4 empregada no estudo e a maneira como ela é acionada como gerador. Pela figura 6, é possível visualizar a curva de corrente para a máquina operando como gerador, e o sinal de gatilho que aciona as chaves do conversor relacionadas a uma determinada fase. Isso é feito quando a variação da indutância em relação a posição do rotor é negativa. Para o GRV 6x4, empregado no estudo, operando em malha aberta, o ângulo de condução ou de excitação ($\theta_{cond} = \theta_{off} - \theta_{on}$) da cada uma das fases deve ter o valor de 30° , para gerar a potência próxima da máxima. Neste caso, ambas as chaves usadas para controlar a magnetização das bobinas são acionadas em pulso simples e permanecem fechadas durante todo o período de excitação (30°).

Conhecendo o ângulo de condução apropriado para magnetizar as fases do GRV, ao implementar a estratégia que visa variar a magnetização atuando no valor do θ_{off} (ângulo de abertura das chaves), foi definido que o PI só deve alterar o valor do ângulo de abertura da chave superior do conversor, permitindo que uma etapa de roda livre possa ser efetuada, mantendo a chave inferior do conversor fechada, até que os 30° sejam completados, e só então, a chave inferior do conversor é aberta, permitindo que a energia armazenada na forma de campo na bobina da fase seja entregue à carga. A figura 7 apresenta o diagrama de blocos da estratégia desenvolvida, e a figura 8, mostra um resultado de simulação do GRV controlado, ilustrando as curvas de tensão e corrente na fase A, e os sinais de gatilho da chave superior (Q1) e inferior (Q2) do conversor half-bridge, apresentado na figura 4. A parte positiva da tensão na fase, é relativa a tensão aplicada pela fonte cc na mesma, quando as chaves Q1 e Q2 estão fechadas (período de magnetização), já a parte negativa da tensão na fase, ocorre quando as chaves Q1 e Q2 se abrem, polarizando diretamente os diodos D1 e D2, fazendo com que a energia armazenada na bobina da fase seja entregue à carga.

Durante a etapa de roda livre, onde somente a chave Q2 fica fechada, mantendo a corrente circulando pelo diodo D2, a tensão na fase fica levemente negativa devido a queda de tensão na resistência de fase. Nesta etapa, a corrente continua crescendo devido a conversão eletromecânica de energia, já que a máquina primária está forçando o desalinhamento entre os pólos do rotor e os pólos da fase energizada.

Vale ressaltar que a energia armazenada na fase, na forma de campo, é proveniente da energia advinda da fonte, usada na magnetização das bobinas, somada à energia convertida de mecânica em elétrica, advinda da máquina primária, subtraída das perdas nas resistências dos componentes do conversor, na fase e da perda por fluxo de dispersão.

$$E_{carga} = E_{excitação} + E_{convertida} - P \quad (11)$$

onde E_{carga} é a energia entregue por uma fase à carga em um ciclo de geração da fase, $E_{excitação}$ é a energia gasta pela fonte para magnetizar a fase, $E_{convertida}$ é a energia convertida de mecânica em elétrica e P é a soma de todas as perdas durante o processo de geração de uma fase.

III. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com intuito de validar a estratégia desenvolvida, testes de simulação foram realizados com os seguintes critérios: o gerador a relutância operou em malha fechada, sendo controlado utilizando a estratégia descrita neste artigo, a tensão no barramento cc que alimenta o conversor HB foi configurada com 42 V, a velocidade de operação da máquina foi configurada para ser constante a 1350 rpm. A máquina foi simulada durante oito segundos e foi submetida a um transitório de resistência da carga acoplada ao GRV, onde a resistência da mesma foi reduzida de 20 Ω para 15 Ω com 3 s de simulação e, quando o tempo atingiu 6 s, a resistência de carga retornou para seu valor inicial.

Pela figura 8, pode ser observado o comportamento da corrente durante o transitório de carga. Quando a resistência da carga é reduzida, o controlador impõe corrente para que a tensão na mesma não reduza, já no momento em que a carga retorna ao valor inicial, o controlador atua para que a amplitude da corrente volte ao valor do início da simulação.

Os sinais de gatilho das chaves relacionadas à fase A do GRV, juntamente com o sinal de corrente na fase, podem ser visualizados na figura 9, onde foi destacado que o gatilho da chave superior (Q1) possui largura variável, controlada pela saída do PI, enquanto que o gatilho da chave inferior do conversor permanece com a largura fixa em relação ao deslocamento angular do rotor. Esta figura retrata a situação em que o GRV alimenta uma carga de 20 Ω a 1350 rpm e referência de 42 V na carga.

Pela figura 10, podem ser observadas as curvas dos gatilhos e corrente na fase A, para o GRV alimentado uma carga de 15 Ω , nas mesmas condições descritas anteriormente. Nesta figura pode ser notada a ação do controlador na largura do sinal de gatilho da chave Q1, para aumentar a magnetização do gerador, mantendo, desta forma, a tensão na carga com valor próximo ao da referência.

A figura 11 apresenta a curva de tensão na carga do gerador, onde pode ser observado nos instantes de 3 s e 6 s pequenas oscilações no sinal de tensão devido aos transitórios de carga efetuados nesta simulação. Também pode ser visto a presença de uma oscilação no sinal de tensão, sem ser a do transitório. Esta oscilação é característica deste tipo de máquina e pode ser reduzida com o aumento do capacitor utilizado como filtro da tensão entregue a carga.

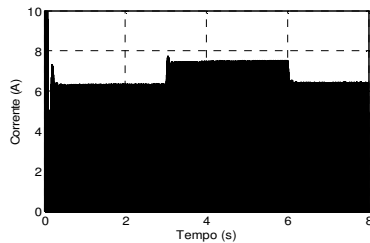


Fig. 8. Curva de corrente nas fases durante o transitório de carga.

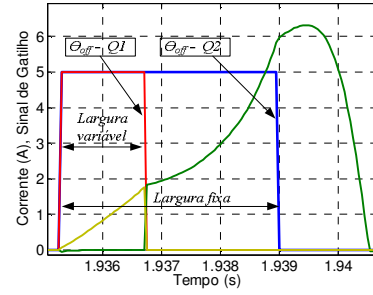


Fig. 9. Curvas de corrente e sinais de gatilho para fase A (figura 4), com GRV alimentando uma carga de 20 Ω .

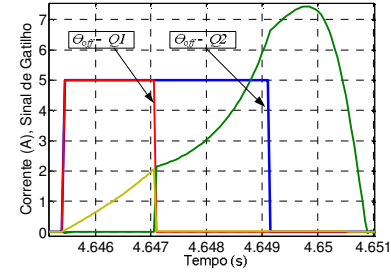


Fig. 10. Curvas de corrente e sinais de gatilho para fase A (Figura 4), com GRV alimentando uma carga de 15 Ω .

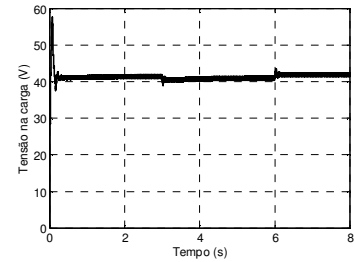


Fig. 11. Curva de tensão na carga durante o transitório de resistência.

Esta estratégia apresenta vantagens em relação às que o controlador atua simultaneamente nas chaves superiores e inferiores do conversor half-bridge. Isso pode ser observado pela figura 12, que mostra as curvas de corrente e gatilho, da fase A, com o controlador PI atuando nas chaves superiores e inferiores, não havendo período de roda livre neste caso. Esta simulação foi feita com o GRV operando nas mesmas condições de carga e referência de tensão utilizada na simulação que produziu a figura 9. Note que as figuras estão na mesma escala de tempo, e que o gatilho aplicado nas chaves da fase A possui uma largura superior a do gatilho da chave superior da mesma fase, em vermelho, na figura 10. Isso indica, que uma maior energia proveniente da fonte cc, usada na magnetização, é necessária quando não se usa a etapa de roda livre. Portanto, a etapa de roda livre é fundamental para que a geração de energia elétrica, utilizando MRV, seja mais eficiente.

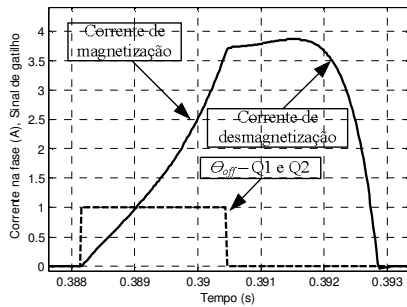


Fig. 12. Curvas de corrente e de sinal de gatilho da fase A (figura 4), com o GRV sendo controlado sem utilizar a etapa de roda livre.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

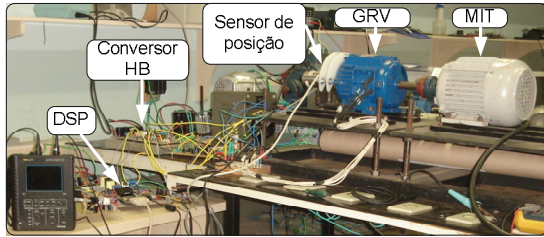


Fig. 13. Foto da bancada de testes montada no laboratório.

Com intuito de validar experimentalmente a estratégia de controle apresentada, o GRV de 1 cv foi acoplado a um motor de indução trifásico de 2 cv, 4 pólos, acionado por um conversor de frequência comercial. O conversor HB, esboçado na figura 4, foi construído para acionar o GRV e a estratégia de controle foi programada para ser executada em um DSP, modelo TMS320F2812, utilizado no sistema. A posição do rotor, necessária para a aplicação dos sinais de gatilho durante o período de magnetização das fases, foi obtida utilizando um sensor de posição acoplado ao eixo do GRV. A figura 13, apresenta uma foto da bancada de testes montada no laboratório.

Um teste de transitório de carga foi realizado, onde a resistência de carga foi reduzida de 20 Ω para 15 Ω , conforme foi realizado em simulação. A referência de tensão na carga foi configurada como sendo de 42 V. Neste teste o GRV operou a 1350 rpm e, pela figura 14, pode ser observado o sinal de corrente, que aumenta de amplitude após a redução da resistência da carga, e o sinal de tensão, que apresenta uma rápida depressão em seu valor logo após o transitório, voltando ao valor de referência instantes depois. A figura 15, apresenta os sinais de gatilho da chave superior da fase A (Q1- figura 4) e o sinal de corrente na mesma, sendo possível verificar todas as etapas do conversor: magnetização, roda livre e desmagnetização. Esta figura foi obtida antes do transitório de carga apresentado na figura 14. As mesmas curvas, após o transitório de carga, podem ser visualizadas na figura 16.

A figura 17 mostra os sinais de gatilho da chave superior do conversor e o sinal de corrente em uma fase para a máquina operando com 30 V de referência e carga de 20 Ω .

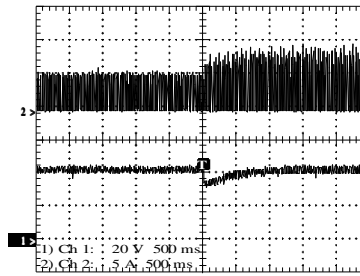


Fig. 14. Corrente em uma fase e tensão na carga para transitório de resistência de carga.

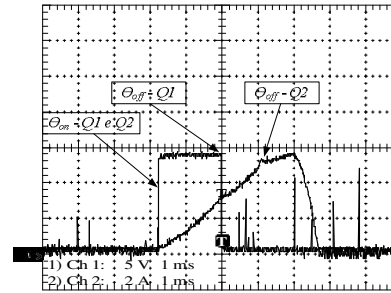


Fig. 15. Curvas de corrente e sinal de gatilho da chave superior da fase A (figura 4), com GRV alimentando uma carga de 20 Ω .

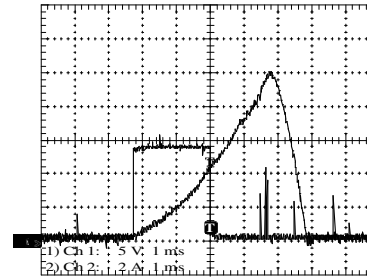


Fig. 16. Curvas de corrente e sinal de gatilho da chave superior da fase A (figura 4), com GRV alimentando uma carga de 15 Ω .

Analisando as figuras 15, 16 e 17, é possível observar a atuação do controle no valor do ângulo de abertura da chave superior das fases, variando, desta forma, a magnetização do GRV, proveniente do link cc.

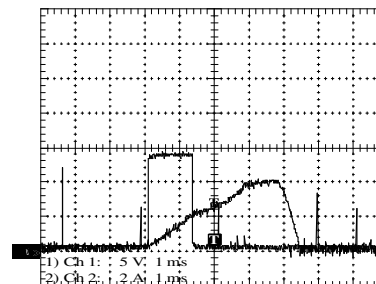


Fig. 17. Curvas de corrente e sinal de gatilho da chave superior da fase A (figura 4), com GRV alimentando uma carga de 20 Ω e referência de 30 V.

Foi realizado um teste de transitório de referência para o controlador. Inicialmente a referência foi configurada com 42

V e depois modificada instantaneamente para 30 V. A figura 18 mostra o resultado deste teste, onde é possível verificar o comportamento da corrente, que reduz sua amplitude devido ao transitório, e o sinal de tensão na carga, que converge para o valor de referência aplicado ao controlador.

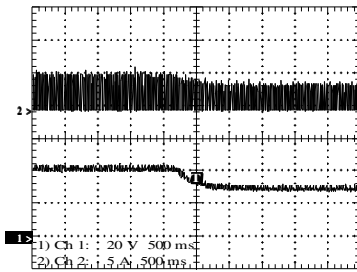


Fig. 18. Corrente em uma fase e tensão na carga para transitório de referência.

Um outro teste foi realizado, agora com transitório de velocidade. O GRV controlado em malha fechada com referência de 42 V foi acelerado de 600 rpm para 1775 rpm. A figura 19 apresenta o resultado, por onde pode-se observar o sinal de tensão, que permaneceu com valor em torno da referência. Note que a amplitude da oscilação presente no sinal de tensão na carga reduz com o aumento da velocidade, o que é característico deste tipo de máquina, por apresentar grandes oscilações de conjugado eletromagnético em baixas velocidades de operação. Existem trabalhos na literatura que propõem técnicas que visam minimizar estas oscilações [9].

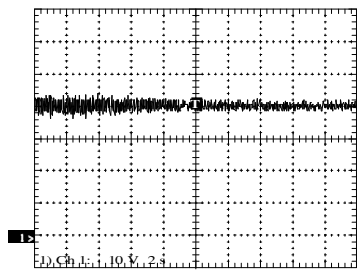


Fig. 19. Curva de tensão na carga com o GRV operando em velocidade variável (600 rpm a 1775 rpm).

Os resultados apresentados mostraram que a estratégia proposta controla a tensão na carga com a máquina sendo submetida a diferentes transitórios de operação.

Para comprovar experimentalmente a melhor eficiência da técnica de controle baseada na variação do ângulo de condução, incluindo a etapa de roda livre, um teste experimental foi feito com o GRV operando em diferentes velocidades. Neste teste os dois modos de se implementar a técnica que varia o ângulo de magnetização, com e sem etapa de roda livre, foram comparados. A figura 20 mostra as curvas de potência gerada pelo GRV operando com os dois controles, onde potência elétrica gerada é a potência dissipada na carga subtraída da potência de entrada, usada na magnetização. Nestes ensaios a referência de tensão para o controlador foi de 42 V e a resistência de carga de 20 Ω .

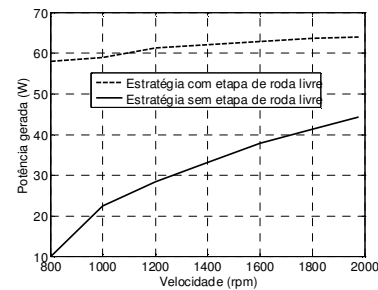


Fig. 20. Curvas de tensão gerada.

V. CONCLUSÕES

Uma técnica de controle de tensão na carga de um gerador a relutância variável, baseada na variação do ângulo de magnetização, utilizando etapa de roda livre, foi proposta neste trabalho. Esta técnica varia apenas o ângulo de fechamento das chaves superiores do conversor half-bridge, permitindo que a conversão eletromecânica de energia continue em um nível alto até que as chaves inferiores são abertas com ângulo fixo, determinado para a configuração da máquina 6x4, empregada no trabalho. A estratégia de controle proposta foi implementada na forma de simulação e experimentalmente, usando um DSP de ponto fixo. Os resultados apresentados mostram que esta técnica controla a tensão na carga com o GRV operando em diferentes situações de transitório. Além disso, foi comprovada a importância de se adicionar a etapa de roda livre à estratégia que controla o ângulo de abertura das chaves para se obter uma magnetização controlada no GRV.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a UFU, pela estrutura disponibilizada, e ao CNPq, pelo apoio financeiro.

REFERÊNCIAS

- [1] J. M. Miller, A. V. Rajarathnam, and M. Ehsani, "Current status and future trends in more electric car power systems," Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., Houston, TX, Maio 1999.
- [2] S. R. MacMinn and W. D. Jones, "A very high speed switched-reluctance starter-generator for aircraft engine applications" in Proc. IEEE Aerosp. And Electron. Conf., 1989, vol. 4, pp. 1758-1764.
- [3] B. Fahimi, et. al., "A switched reluctance machine-based starter/alternator for more electric cars" Trans. Energ. Convers., vol. 19, nº1, Março 2004.
- [4] Cai, W., "Comparison and review of electric machines for integrated starter alternator applications," IEEE - IAS, 2004.
- [5] R. Cardenas, et. al., "Control of a switched reluctance generator for variable-speed wind energy applications" Trans. on Energy Conversion, Vol. 20, 2005.
- [6] Y. Chang, C.M. Liaw, "On the design of power circuit and control scheme for switched reluctance generator" Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 1, 2008.
- [7] J. M. Miller, A. V. Rajarathnam, and M. Ehsani, "Current status and future trends in more electric car power systems" Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., Houston, TX, Maio 1999.
- [8] A. V. S. Fleury, F. S. Silva, W. R. H. Araújo, D.A. Andrade, A. W. F. V. Silveira "Reduced Switch count converter for switched reluctance generators" Eletrônica de Potência, vol. 13, no. 3, Agosto 2008.
- [9] V. R. Bernadeli, D. A. Andrade, L. C. Gomes, A. W. F. V. Silveira, D. P. Carvalho, W. J. Carvalho, C. A. Bissochi Jr. "Proposta de estratégia para melhoria do perfil de conjugado de motores à relutância variável" CBA, Juiz de Fora, 2008.