

Universidade Federal de Juiz de Fora
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Lucas Alves de Almeida

**ESTUDO DE TÉCNICAS DE CONTROLE DE MÁQUINAS DE
RELUTÂNCIA CHAVEADA PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS DE
ACIONAMENTOS COM VELOCIDADE VARIÁVEL**

Juiz de Fora

2018

Lucas Alves de Almeida

**ESTUDO DE TÉCNICAS DE CONTROLE DE MÁQUINAS DE
RELUTÂNCIA CHAVEADA PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS DE
ACIONAMENTOS COM VELOCIDADE VARIÁVEL**

Dissertação apresentada ao PROGRAMA DE
PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA da Universidade Federal de Juiz
de Fora, na área de concentração de Sistemas
Eletrônicos , como requisito parcial para ob-
tenção do título de Mestre em Engenharia
Elétrica

Orientadora: Janaína Gonçalves de Oliveira

Coorientador: Guilherme Gonçalves Sotelo

Juiz de Fora

2018

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Almeida, Lucas Alves de.

Estudo de Técnicas de Controle de Máquinas de Relutância Chaveada Para Aplicações em Acionamentos com Velocidade Variável / Lucas Alves de Almeida. -- 2018.

103 f.

Orientadora: Janaína Gonçalves de Oliveira

Coorientador: Guilherme Gonçalves Sotelo

Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, 2018.

1. Máquina de Relutância Chaveada. 2. Acionamento de Velocidade Ajustável. 3. Controle de Corrente. I. Oliveira, Janaína Gonçalves de, orient. II. Sotelo, Guilherme Gonçalves, coorient. III. Título.

Lucas Alves de Almeida

**ESTUDO DE TÉCNICAS DE CONTROLE DE MÁQUINAS DE
RELUTÂNCIA CHAVEADA PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS DE
ACIONAMENTOS COM VELOCIDADE VARIÁVEL**

Dissertação apresentada ao PROGRAMA DE
PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA da Universidade Federal de Juiz
de Fora, na área de concentração de Sistemas
Eletrônicos , como requisito parcial para ob-
tenção do título de Mestre em Engenharia
Elétrica

Aprovada em:

BANCA EXAMINADORA

Profª Dra. Janaína Gonçalves de Oliveira -
Orientadora
Universidade Federal de Juiz de Fora

Professor Dr. Guilherme Gonçalves Sotelo -
Coorientador
Universidade Federal Fluminense

Professor Dr. Daniel Henrique Nogueira Dias
Universidade Federal Fluminense

Professor Dr. Luis Guilherme Barbosa Rolim
Universidade Federal do Rio de Janeiro

Professor Dr. Pedro Machado de Almeida
Universidade Federal de Juiz de Fora

À meus pais que sempre acreditaram em meu potencial e que nunca deixaram de apoiar minhas decisões, e à minha companheira de vida Luciana, que sempre esteve do meu lado oferecendo carinho e compreensão em todos os momentos.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos os professores do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica que de alguma maneira contribuíram para meu crescimento durante estes dois anos, e em especial à minha orientadora Janaína por todo o apoio e disponibilidade sempre que precisei. Agradeço ao Prof. Guilherme Sotelo pelo suporte durante minha ida a Niterói, e por indicar caminhos para este trabalho. Ao Prof. Pedro Machado pela ajuda em diversos momentos, pela paciência e pelos conselhos valiosos para os projetos de controle aqui contidos. Ao colega Gustavo por sua contribuição nos códigos implementados no microcontrolador e pela ajuda durante os testes no protótipo. Aos colegas de pesquisa Thomás e Marina por seu empenho e interesse durante todo o processo de construção desta dissertação, e pelas suas imensas contribuições em todas as etapas do trabalho.

Agradeço aos colegas do mestrado que acompanharam todas as etapas deste trabalho, contribuindo em diversos momentos, em especial a todos os colegas do LEENER, NAEP e LABSIM pela amizade durante estes dois anos, e por todos aqueles que ainda estão por vir.

Por fim, agradeço aos órgãos de fomento e pesquisa que possibilitaram o financiamento deste trabalho, à CAPES, CNPQ e ao INERGE que mesmo frente a todas às recentes dificuldades, lutam pela manutenção e qualidade das pesquisas no Brasil.

“Se quiseres descobrir os segredos do universo: pense em termos de energia, frequência e
vibração.”
(Nikola Tesla)

RESUMO

Sistemas eletromecânicos são de grande importância atualmente, e a procura por maior eficiência e desempenho aliados a um menor custo justificam a busca por alternativas tanto em topologia quanto no controle e acionamento de tais sistemas. A máquina de relutância chaveada é capaz de cumprir estes requisitos e tem despertado o interesse de pesquisadores e empresas nos últimos anos, emergindo como uma alternativa viável em diversas aplicações. Porém, esta máquina possui características singulares. Por conta de sua estrutura duplamente saliente, seu funcionamento correto depende da aplicação de pulsos de corrente por determinados intervalos de tempo, e na sequência correta, seus parâmetros são variáveis no tempo, apresentando um comportamento com características não-lineares. Tais particularidades fazem com que seja difícil controlar o torque destas máquinas, as quais possuem a tendência de apresentar altas oscilações durante a mudança da excitação de cada fase. Este trabalho tem por objetivo contribuir com o estudo da modelagem e do acionamento de uma máquina de relutância chaveada. É apresentada sua modelagem matemática e um modelo de simulação que leva em consideração as não linearidades existentes. Em seguida são apresentadas técnicas de controle de corrente que incluem um regulador de histerese, um controlador PI e um controlador por modos deslizantes. Também é utilizado um método capaz de determinar o momento em que cada fase deve ser acionada, baseado no ângulo do rotor, e uma técnica de variação dos ângulos de acionamento de maneira dinâmica, usados em conjunto com os controladores propostos. O trabalho também caracteriza e apresenta as funções de divisão de torque como uma maneira de reduzir drasticamente as oscilações de torque. São apresentadas as operações como motor e como gerador, bem como um exemplo de aplicação de modo a ilustrar ambos os modos de operação.

Palavras-chave: Máquina de Relutância Chaveada. Acionamentos de velocidade ajustável. Controle de corrente. Controle de histerese. Controle PI. Controle em modos deslizantes.

ABSTRACT

Electromechanical systems have a huge relevance nowadays, and seeking for improvements in efficiency and performance at the lowest cost make valid to identify topological and control alternatives of these systems. The switched reluctance machine is capable to fulfill such requirements and emerges as an interesting field of research. Academics and industrial works shows that it is a promising alternative in several applications. However, this machine presents unique characteristics, like the doubly salient structure, the necessity to apply phase currents in a sequence determined by the stator/rotor pole ratio, its time variant parameters, and the strong nonlinear characteristics. Such singularities make torque control hard, as it tends to present high ripples and makes a lot of noise. This thesis aims to contribute on switched reluctance machine modeling and drive system. A mathematical model is presented, and also a simulation model that accounts for nonlinearities, making possible to simulate the machine accurately in a computational environment. A hysteresis regulator, a PI controller and a sliding mode controller are designed and simulated. An algorithm to determine when each phase should be excited based on rotor angle is used, and a technique to change such firing angles dynamically is developed that can be used along with current control methods presented. The work also defines and presents torque sharing functions as a way to greatly reduce torque ripple. Motor and generator operation are contemplated, and both modes are illustrated in an application example.

Key-words: Switched Reluctance Machine. Adjustable speed drives. Current Control. Hysteresis regulator. PI controller. Sliding mode control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Rotor e estator de uma SRM comercial. Fonte: http://ibnservice.com .	19
Figura 2 – Seção transversal da SRM 6/4.	23
Figura 3 – Perfil idealizado de indutâncias da SRM 6/4.	23
Figura 4 – Interpretação gráfica da energia e da co-energia.	25
Figura 5 – Circuito Equivalente.	28
Figura 6 – Modelo não linear de simulação da SRM.	29
Figura 7 – Conversor de acionamento da SRM.	30
Figura 8 – Sequência de chaveamento monopolar.	31
Figura 9 – Posição do rotor em ângulo elétrico.	33
Figura 10 – Resposta de corrente e tensão do regulador de histerese.	36
Figura 11 – Diagrama de blocos com controle de corrente por histerese.	37
Figura 12 – Protótipo experimental da SRM.	48
Figura 13 – Característica de magnetização da SRM.	49
Figura 14 – Indutância de uma fase da SRM 6/4.	49
Figura 15 – Variação do torque em uma fase de acordo com a posição do rotor.	50
Figura 16 – Fluxo em função da corrente e posição do rotor.	51
Figura 17 – Torque em função da corrente e posição do rotor.	51
Figura 18 – Diagrama de blocos da lógica de acionamento do conversor.	53
Figura 19 – Diagrama de controle de uma fase da SRM.	53
Figura 20 – Idealização da TSF linear.	56
Figura 21 – Resposta de corrente ao degrau em malha aberta do modelo da SRM.	59
Figura 22 – Deslocamento do polo da planta no intervalo de variação da indutância.	60
Figura 23 – Variação da FCEM em um período elétrico para correntes variando de 1 a 20 A.	61
Figura 24 – Diagrama de blocos do modelo de pequenos sinais.	61
Figura 25 – Diagrama de blocos simplificado.	62
Figura 26 – Malha de realimentação de corrente.	63
Figura 27 – Malha de realimentação de corrente.	67
Figura 28 – Sistema proposto.	67
Figura 29 – VSC trifásico bidirecional.	68
Figura 30 – Diagrama de blocos do PLL adotado.	69
Figura 31 – Diagrama de blocos do controle de corrente.	70
Figura 32 – Diagrama de blocos do controle do barramento cc.	71
Figura 33 – Resposta de velocidade para vários ângulos de condução.	75
Figura 34 – Resposta de torque para os vários ângulos de condução.	75
Figura 35 – Controle de corrente a 1000 rpm.	76

Figura 36 – Controle de corrente a 3000 rpm.	76
Figura 37 – Resposta de velocidade para 3000 rpm com controle de ângulo.	77
Figura 38 – Resposta de torque para 3000 rpm com controle de ângulo.	78
Figura 39 – Evolução do ângulo de disparo θ_{on}	78
Figura 40 – Torque eletromagnético gerado a partir das TSF.	79
Figura 41 – Referências de torque por fase das TSF.	80
Figura 42 – Correntes de excitação provenientes das TSF.	80
Figura 43 – Resultados de corrente com controlador PI, em comparação com o valor de referência.	81
Figura 44 – Resultado de velocidade com controlador PI.	81
Figura 45 – Resposta de torque com controlador PI.	82
Figura 46 – Resposta do modo deslizante a várias referências de corrente.	83
Figura 47 – Resposta de corrente do modo deslizante a 1000 rpm.	83
Figura 48 – Resposta de velocidade do modo deslizante.	84
Figura 49 – Resposta de torque do modo deslizante.	84
Figura 50 – Tensão de saída do SRG.	85
Figura 51 – Velocidade no rotor da SRG.	85
Figura 52 – Corrente e tensão durante duas etapas de excitação para uma fase do SRG.	86
Figura 53 – Corrente gerada para manter o barramento em 60 V.	86
Figura 54 – Torque gerado pelo SRG.	87
Figura 55 – Tensão no barramento.	87
Figura 56 – Velocidade do rotor quando a tensão é controlada em 60 V.	88
Figura 57 – Fluxo de potência na rede durante os dois modos de operação.	89
Figura 58 – Potência reativa durante os dois modos de operação.	89
Figura 59 – Variação da velocidade do rotor nos dois modos de operação.	90
Figura 60 – Torque gerado nos dois modos de operação.	90
Figura 61 – Correntes de excitação da SRM durante a transição de gerador para motor.	91
Figura 62 – Correntes de excitação durante a transição de motor para gerador.	91
Figura 63 – Correntes geradas pelo inversor durante a transição de gerador para motor.	92
Figura 64 – Correntes geradas pelo inversor durante a transição de motor para gerador.	92
Figura 65 – Tensão no barramento CC.	93
Figura 66 – Resultados experimentais a 1000 rpm.	93
Figura 67 – Resultados experimentais a 2000 rpm.	94

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ASD	<i>Adjustable Speed Drives</i>
AHB	<i>Asymmetric Half Bridge</i>
CA	<i>Corrente Alternada</i>
CC	<i>Corrente Contínua</i>
CLM	<i>Conversor do Lado da Máquina</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
EV	Electric Vehicle
FCEM	Força contraeletromotriz
FESS	Flywheel Energy Storage System
HEV	Hybrid Electric Vehicle
ITBL	Tabela de corrente do modelo de simulação da SRM
MPC	Model Predictive Control
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PWM	Pulse Width Modulation
RED	Recursos Energéticos Distribuídos
SMC	<i>Sliding Mode Control</i>
SRF	Synchronous Reference Frame
SRM	Switched Reluctance Machine
SRG	Switched Reluctance Generator
TSF	Torque Sharing Function
TTBL	Tabela de torque do modelo de simulação da SRM
VSC	<i>Voltage Source Converter</i>
VSS	<i>Variable Structure Systems</i>
WECS	Wind Energy Conversion System

LISTA DE SÍMBOLOS

B	Coeficiente de fricção
d	Ciclo de trabalho
e	Diferença de potencial elétrico aplicada a uma fase da SRM
f_c	Frequência de chaveamento da portadora PWM
f_s	Frequência dos pulsos da corrente de excitação
f_{dn}	Função de redução de torque
f_{up}	Função de aumento de torque
F	Força magnetomotriz
i	Corrente instantânea de excitação do estator da SRM
i_d	Corrente de eixo direto
i_q	Corrente de quadratura
i_{ref}	Corrente de referência da SRM
$L(\theta)$	Indutância de fase da SRM
L_f	Indutância do filtro de acoplamento
L_{max}	Máximo valor da indutância de fase
L_{min}	Mínimo valor da indutância de fase
J	Momento de inércia da SRM
K	Ganho de um controlador PI
m	Número de fases da SRM
N	Número de espiras de uma bobina
N_r	Número de polos do rotor
N_s	Número de polos do estator
R_f	Resistência do filtro de acoplamento
R_S	Resistência de fase da bobina da SRM

P_x	Ângulo absoluto relacionado a cada fase da SRM
q	Ganho associado ao SMC
S	Número de pulsos por revolução do rotor
T_c	Período de chaveamento do conversor
T_e	Torque eletromagnético
T_i	Tempo integral
T_d	Tempo derivativo
T_l	Torque de carga
T_{ref}	Torque de referência
V	Função de Lyapunov
V_{cc}	Tensão no barramento CC
V_d	Tensão da rede decomposta no valor de eixo direto
V_q	Tensão da rede decomposta no valor de eixo de quadratura
V_t	Tensão terminal do VSC
V_S	Tensão da rede CA
W_c	Co-energia gerada em um ciclo da SRM
W_e	Energia gerada em um ciclo da SRM
W_f	Energia armazenada em um enrolamento
W_m	Energia convertida em trabalho mecânico
W_p	Energia dissipada pelas perdas no processo
γ	ganho associado ao termo integral do SMC
ϵ	ganho associado ao SMC
θ_{on}	Ângulo do início de condução
θ_{off}	Ângulo de extinção da corrente de excitação
θ_{ov}	Ângulo de sobreposição da corrente de excitação

δ	Ganho incremental
λ	Fluxo concatenado em uma fase da SRM
σ	Superfície de desizamento do SMC
θ	Ângulo do rotor
ϕ	Densidade de fluxo magnético
ω_m	Velocidade do rotor da SRM
ω_{base}	Velocidade base da SRM
ω_{ref}	Velocidade de referência da SRM
ω_n	Frequência natural não amortecida de um sistema de segunda ordem
ξ	Coefficiente de amortecimento de um sistema de segunda ordem

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	OBJETIVO	16
1.2	HISTÓRICO E CONTEXTUALIZAÇÃO	17
1.3	APLICAÇÕES	18
1.4	JUSTIFICATIVA	19
1.5	ESTRUTURA DO TRABALHO	20
1.6	PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA	21
2	REVISÃO TEÓRICA - CARACTERIZAÇÃO DA SRM E RE- VISÃO DE TÉCNICAS DE CONTROLE	22
2.1	FUNCIONAMENTO DA SRM	22
2.2	CONVERSÃO ELETROMECAÂNICA NA SRM	24
2.3	MODELAGEM DA SRM	27
2.4	MODELO DE SIMULAÇÃO	28
2.5	CONVERTOR DE ACIONAMENTO	30
2.6	CONTROLE DE TORQUE NA SRM	31
2.6.1	CONTROLE INSTANTÂNEO DE TORQUE	31
2.6.2	CONTROLE EM PULSO ÚNICO	32
2.6.3	OPERAÇÃO DA MÁQUINA COMO GERADOR	34
2.7	REVISÃO DE TÉCNICAS DE CONTROLE	35
2.7.1	CONTROLE DE CORRENTE VIA REGULADOR DE HISTERESE	35
2.7.2	CONTROLE DE CORRENTE PROPORCIONAL INTEGRAL	37
2.7.3	CONTROLADORES DIGITAIS	39
2.7.4	CONTROLE EM MODO DESLIZANTE	40
2.8	OUTROS CONTROLADORES	44
2.9	SUMÁRIO DO CAPÍTULO	45
3	METODOLOGIA E PROJETOS DOS CONTROLADORES	47
3.1	PROTÓTIPO	47
3.2	OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO MODELO DE SIMULAÇÃO	48
3.3	PROJETO DOS CONTROLADORES	50
3.3.1	REGULADOR DE HISTERESE	51
3.3.2	VARIAÇÃO DINÂMICA DO ÂNGULO DE DISPARO	53
3.4	FUNÇÕES DE DIVISÃO DE TORQUE - TSF	55
3.4.1	TSF LINEAR	56

3.4.2	TSF CÚBICA	56
3.4.3	TSF SENOIDAL	57
3.4.4	TSF EXPONENCIAL	58
3.5	CONTROLE PI DA SRM	58
3.6	CONTROLE EM MODOS DESLIZANTES - SMC	64
3.6.1	ESTABILIDADE DO CONTROLADOR EM MODO DESLIZANTE . .	65
3.7	GERADOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADA	66
3.8	APLICAÇÃO DA SRM EM UM SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA BASEADO EM FLYWHEEL (FESS)	67
3.8.1	CONVERSOR VSC	68
3.8.2	CONTROLE DO BARRAMENTO CC	71
3.8.3	CONTROLE DO CONVERSOR DO LADO DA MÁQUINA - CLM . .	72
3.9	SUMÁRIO DO CAPÍTULO	72
4	RESULTADOS	74
4.1	REGULADOR DE HISTERESE	74
4.2	VARIAÇÃO DINÂMICA DO ÂNGULO DE DISPARO	77
4.2.1	FUNÇÕES DE DIVISÃO DE TORQUE - TSF	78
4.3	CONTROLE PI DA SRM	79
4.4	CONTROLE EM MODOS DESLIZANTES - SMC	82
4.5	GERADOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADA	83
4.6	APLICAÇÃO COMO FESS	86
4.7	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	91
4.8	SUMÁRIO DO CAPÍTULO	93
5	CONCLUSÕES	96
5.1	TRABALHOS FUTUROS	97
	REFERÊNCIAS	98

1 INTRODUÇÃO

Sistemas eletromecânicos estão presentes no nosso dia a dia em diversos momentos, acionamentos de velocidade ajustável (Adjustable Speed Drives – ASD) encontram-se nas mais variadas aplicações que utilizamos cotidianamente. Eletrodomésticos, elevadores, esteiras, compressores, bombas, robôs articulados são exemplos encontrados em ambientes domésticos e industriais. Além disto, novas aplicações surgem a todo momento, exigindo controle preciso de torque, velocidade e posição. Sistemas de energia eólica modernos utilizam geradores de velocidade variável, flywheels acoplados a máquinas são utilizados como armazenadores de energia, convertendo energia elétrica em energia cinética e vice-versa (BOSE, 2002). Sistemas de tração para veículos elétricos emergem como um campo promissor de pesquisa, atraindo a atenção de diversos pesquisadores ao redor do mundo.

Historicamente, aplicações em que era necessário controle preciso de movimento eram realizadas por motores de corrente contínua (CC), devido à facilidade de se trabalhar em velocidade variável nesta topologia, ao passo que para variar a velocidade de um motor de indução, se faz necessário variar a frequência do sinal em corrente alternada (CA). No entanto, a frequência disponibilizada pelas concessionárias de energia é fixa, impossibilitando a variação da velocidade. Apenas com o desenvolvimento dos dispositivos semicondutores de alta potência foi possível desenvolver conversores capazes de entregar frequência variável, alterando conseqüentemente, a velocidade da máquina. O uso dos vetores espaciais e das transformadas de Clarke e Park permitiu o desenvolvimento de técnicas de controle de máquinas CA em velocidade variável, convertendo as grandezas senoidais em constantes devido à mudança dos eixos de referência estáticos para rotacionais sincronizados com a frequência desejada, e com fluxo e torque desacoplados, como ocorre em máquinas CC (ABU-RUB; IQBAL; GUIZINSKI, 2012).

Paralelamente ao desenvolvimento deste controle vetorial de campo para máquinas CA, o desenvolvimento da eletrônica de potência e microcontroladores digitais reavivou o interesse pelas máquinas de relutância chaveadas (Switched Reluctance Machines – SRM), que são objeto de estudo do presente trabalho. SRMs vêm sendo consideradas para um crescente campo de aplicação, sendo encontrados trabalhos considerando sua aplicação em praticamente todas as áreas já citadas.

1.1 OBJETIVO

Esta dissertação pretende contribuir no estudo, modelagem e acionamento de uma SRM. Técnicas de controle de corrente serão simuladas e testadas experimentalmente. Também se faz relevante a construção de um modelo de simulação que leve em consideração

as não linearidades inerentes à SRM. Identificaram-se como objetivos específicos os seguintes pontos:

- Buscar um modelo de simulação que seja capaz de refletir as não linearidades da SRM;
- Apresentar controladores de corrente, analisar seus resultados quanto à forma de onda e suas influência nas oscilações de torque;
- Investigar o efeito da variação dos ângulos de acionamento das fases da SRM;
- Identificar métodos que sejam capazes de reduzir as oscilações de torque;
- Identificar as diferenças no acionamento da SRM em baixas velocidades de em altas velocidades;
- Apontar as diferenças para a operação como motor e como gerador.

1.2 HISTÓRICO E CONTEXTUALIZAÇÃO

SRMs são conhecidas há um longo tempo, sendo uma das primeiras topologias de conversor eletromecânico propostas. Registros de máquinas com este princípio de funcionamento podem ser encontrados desde 1842, e um drive de velocidade variável foi proposto em 1969. No entanto, apenas com a popularização da eletrônica de potência as pesquisas de acionamentos da SRM foram intensificados (KRISHNAN, 2001). Seu princípio de funcionamento diferencia-se, pois nesta configuração não há no rotor elementos capazes de gerar um campo magnético. Apresenta polos salientes tanto no rotor como no estator, porém o rotor não possui nem enrolamentos nem ímãs permanentes, sendo construído somente de material ferromagnético laminado, o que torna sua construção mais simples do que as máquinas síncronas, ou de indução, tornando as SRMs bastante robustas e confiáveis. Esta característica também elimina as perdas no cobre relativas ao rotor da SRM, tornando-a de mais fácil refrigeração, reduz a necessidade de manutenção do rotor, favorecendo o enclausuramento da máquina em câmaras de vácuo e habilitando-a para operação em um amplo intervalo de velocidades. Os polos do estator possuem enrolamentos concentrados, que devem ser excitados sequencialmente, de modo que exista sempre desalinhamento entre o polo excitado do estator e um polo do rotor, fazendo com que o rotor se mova para alinhar-se ao polo excitado do estator. Também é possível manter a máquina em operação mesmo que uma das fases apresente problemas, tendo como consequência apenas oscilações de torque mais elevadas.

As desvantagens são o ripple de torque mais elevado do que as máquinas síncronas e de indução, o que pode ocasionar ruídos audíveis e vibrações. Além disso, produz um

baixo torque em relação a seu volume, eficiência inferior ao ser comparado a uma máquina de ímãs permanentes, seu conversor de acionamento é único, o controle é mais complexo e a indutância é dependente da posição do rotor.

Em anos recentes, esforços têm sido feitos para reduzir, ou eliminar essas desvantagens, tornando o desempenho da SRM comparável ao de máquinas de indução e síncronas. Aplicações reportadas na literatura são as mais diversas, indo desde eletrodomésticos a grandes dispositivos de suporte à rede de energia.

1.3 APLICAÇÕES

De modo a justificar a relevância do trabalho, uma revisão da literatura se faz necessária para confirmar as aplicações citadas em seções anteriores. Como mencionado, a área de veículos elétricos é a que recebe maior atenção em publicações recentes. O consumo de eletricidade pelos veículos tem aumentado a cada ano, tornando a bateria de 12 volts tradicionalmente encontrada nos veículos a combustão, insuficiente para todas as necessidades. Além das aplicações tradicionais como iluminação e partida do motor, cada vez mais periféricos movidos a eletricidade são conectados aos veículos, seja visando maior conforto, ou com a intenção de prover mais segurança. Além disso, desde o início do século XXI sistemas de tração e motorização elétricos tem recebido cada vez mais destaque como uma alternativa aos motores de combustão (EMADI, 2005). Assim a pesquisa em sistemas híbridos (Hybrid Electric Vehicles - HEV) ou totalmente elétricos (Electric Vehicles - EV) cresce a cada ano, assim como a gama de modelos já disponibilizadas pelos fabricantes. A SRM é considerada uma alternativa para o sistema de tração em diversos trabalhos (SCHULZ; RAHMAN, 2003; YE; MALYSZ; EMADI, 2015; LEE *et al.*, 2009).

O desenvolvimento de aplicações para Recursos Energéticos Distribuídos (RED), e para atividades de suporte a redes de energia também tem atraído a atenção dos pesquisadores para a SRM. O aproveitamento dos recursos eólicos apresenta-se como uma opção que pode se aproveitar da robustez da SRM, sendo considerado em (BARROS, 2015; CAPOVILLA *et al.*, 2015; VIAJANTE *et al.*, 2016; CARDENAS *et al.*, 2005). Sistemas de armazenamento de energia baseados em flywheels podem ser usados em diversas aplicações de suporte à rede, como por exemplo regulação de tensão ou de frequência (FAIRLEY, 2011; FAIRLEY, 2015), integração de energias renováveis (CÁRDENAS *et al.*, 2006) e aplicações de melhoria da qualidade e confiabilidade da energia. Neste caso a SRM apresenta-se como uma boa alternativa devido à ausência de perdas no rotor e facilidade de operar em um amplo intervalo de velocidades (FARAJI *et al.*, 2017; SOTELO, 2003; LANES, 2014). A Figura 1 apresenta o rotor e o estator de uma SRM comercial.

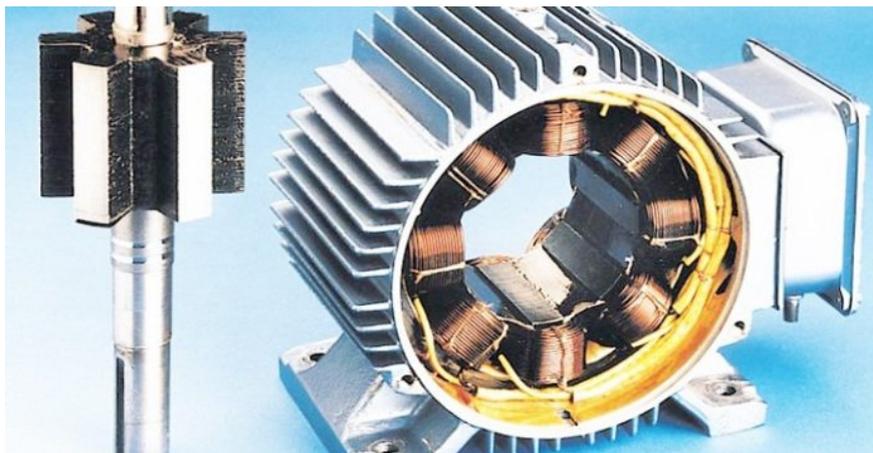


Figura 1 – Rotor e estator de uma SRM comercial. Fonte: <http://ibnservice.com>

1.4 JUSTIFICATIVA

Embora apresente diversas aplicações, sendo considerada uma alternativa viável a máquinas de indução e de ímãs permanentes, o projeto do controle da SRM é mais complexo devido às não linearidades presentes, provenientes da estrutura duplamente saliente da SRM. Seu princípio de funcionamento faz com que o fluxo concatenado seja variável no tempo, dependendo da posição do rotor e da corrente aplicada, e conseqüentemente são variáveis a indutância e a força contra-eletromotriz (FCEM). O conversor de acionamento também é específico para a SRM, devido ao modo que o torque é gerado no rotor. Deste modo, torna-se válido fazer uma análise das técnicas de controle apresentadas para o acionamento da SRM, e sua verificação no modelo baseado em um protótipo físico.

Controlar o torque de uma máquina elétrica está geralmente ligado ao controle das correntes, e para a SRM não é diferente. As técnicas se dividem entre o controle do torque médio e o controle do torque instantâneo, dependendo da aplicação, e dentro destas duas possibilidades, as mais variadas técnicas foram encontradas na literatura. A forma mais comum de regular as correntes de uma SRM é através da histerese, diversas técnicas para redução do ripple de torque resultam em uma referência a ser comparada com a corrente de excitação do rotor (GOBBI; RAMAR, 2009; HUSAIN *et al.*, 2016) através da regulação por histerese.

Controladores proporcionais integrais (PI) também são considerados, por sua larga disseminação tanto no meio acadêmico quanto no industrial, sendo a forma mais utilizada de controlar processos (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995), porém devido às características não lineares da SRM já mencionadas anteriormente, é muito difícil encontrar um ajuste capaz de satisfazer todo o intervalo de operação da máquina. A obtenção de uma função de transferência baseada em uma análise de pequenos sinais é proposta em (KRISHNAN, 2001), porém quanto mais o ponto de operação se afasta do projetado, mais o desempenho

do controlador se distancia do resultado esperado. Para lidar com este problema, duas estratégias são indicadas pela literatura: ajustar os ganhos do controlador para múltiplos pontos de operação, ou desacoplar a FCEM através de uma função adaptativa (SCHULZ; RAHMAN, 2003; CARDENAS *et al.*, 2005; LIN *et al.*, 2010; HANNOUN; HILAIRET; MARCHAND, 2011).

Controladores não lineares se tornam uma opção atrativa, visto que a planta é naturalmente não linear, entre estes foram descritas na literatura técnicas baseadas em modos deslizantes, inicialmente para controlar a velocidade (JOHN; EASTHAM, 1995; HAIQING; PANDA; CHIL, 1996), o fluxo magnético (SHANG *et al.*, 2009), o torque (BIZKEVELCI; LEBLEBICIOGLU; ERTAN, 2004), a posição angular do rotor (RAFAEL; BRANCO; PIRES, 2015), a tensão de saída de um gerador eólico (OSORIO; VIEIRA; GRUNDLING, 2016) e a corrente de excitação das bobinas do estator (MANOLAS; PAPAFOITOU; MANIAS, 2014; YE; MALYSZ; EMADI, 2015).

A partir das referências aqui apresentadas o trabalho propõe a aplicação de diferentes controladores de corrente a um modelo específico de SRM. Pelas características dos controladores descritos, um regulador de histerese, um controlador PI e um controlador em modos deslizantes são adaptados para a máquina em questão, de modo a identificar alternativas para o seu acionamento.

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

De modo a cumprir os objetivos propostos no trabalho, o próximo capítulo apresenta toda a base teórica necessária para a compreensão dos estudos realizados na dissertação. Neste capítulo são abordados o funcionamento, o processo de conversão eletromagnética, a modelagem matemática da SRM, o modelo de simulação, o conversor de acionamento, o princípio de controle, terminando com uma revisão bibliográfica sobre diversas técnicas de controle de torque e corrente aplicadas à SRM.

O capítulo 3 apresenta a metodologia e os projetos dos controladores que serão aplicados ao modelo específico da SRM sob estudo. Serão mostrados os componentes dos sistemas de cada simulação, e cada um dos controladores é descrito em detalhes. As diferenças para o acionamento da SRM como gerador são explicadas em seguida, e por fim é apresentado um exemplo de aplicação que contempla ambos os modos de operação.

O capítulo 4 apresenta os resultados obtidos nas simulações de diferentes controladores. Tais resultados incluem o regulador de histerese, com ângulos fixos e variáveis, as funções de divisão de torque, o controlador PI, o controle em modos deslizantes, o controle de histerese no modo gerador e um exemplo de um sistema de armazenamento baseado em flywheel utilizando uma máquina de relutância para funções de suporte à rede de energia.

Ao final do capítulo, resultados experimentais do controlador PI são apresentados.

Por fim, o capítulo 5 apresenta as conclusões do trabalho e as propostas para trabalhos futuros identificados a partir desta dissertação.

1.6 PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA

Trabalhos publicados decorrentes diretamente desta dissertação:

ALMEIDA, L. A.; FERREIRA, G. L.; VIEIRA, T. M.; SOTELO, G. G.; and OLIVEIRA, J. G.; “Modelling and control of a switched reluctance machine for application in a flywheel energy storage system”, in XIV Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2017, Juiz de Fora, MG.

VIEIRA, T. M.; ALMEIDA, L. A.; COUTINHO, M. V.; OLIVEIRA, J. G.; SOTELO, G. G.; FERREIRA, G. L.; "Switched reluctance machine in a flywheel energy storage system for grid applications", in VII Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), 2018, Niterói, RJ (Aceito para publicação).

Outras publicações relacionadas ao tema desta dissertação:

FERREIRA, G. L.; ALMEIDA, L. A.; SOTELO, G. G.; OLIVEIRA, J. G.; “Charge/Discharge Experiments in a Flywheel with Switched Reluctance Machine”, in VII Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), 2018, Niterói, RJ (Aceito para publicação).

2 REVISÃO TEÓRICA - CARACTERIZAÇÃO DA SRM E REVISÃO DE TÉCNICAS DE CONTROLE

O princípio de funcionamento das máquinas de relutância é diferente das máquinas síncronas e de indução, que funcionam através da interação entre campos magnéticos. As máquinas de relutância utilizam-se dos princípios dos circuitos magnéticos para geração de conjugado. Rotor e estator são construídos de modo que existam caminhos com relutâncias diferentes e a tendência será o fluxo magnético alinhar o rotor ao caminho de menor relutância, produzindo rotação, e conseqüentemente conjugado (MILLER, 2001). Pelo modo de acionamento da SRM, a tendência é a produção de torque pulsado, e com elevadas oscilações durante as transições entre uma fase e outra. Assim, é de grande interesse verificar qual a influência do controlador de corrente na característica de torque e o quanto é possível mitigar tais oscilações através do projeto de controle. Neste capítulo serão revisadas a teoria de funcionamento da SRM, e as técnicas de controle selecionadas para as simulações e experimentos, oferecendo uma base para os projetos desenvolvidos no capítulo seguinte.

2.1 FUNCIONAMENTO DA SRM

Como já mencionado na introdução desta dissertação, o elemento responsável pela geração de torque na SRM é a existência de desalinhamento entre os polos do rotor e do estator, e a excitação sequencial das fases da máquina. Se o número de polos do estator for diferente do número de polos do rotor, sempre haverá um par de polos do rotor tendendo a se alinhar com a fase excitada, de modo a facilitar a passagem do fluxo magnético, criando movimento. A denominação de uma SRM está ligada ao número de polos presentes no estator e no rotor. A máquina utilizada neste trabalho é denominada SRM 6/4, pois possui seis polos no estator e quatro polos no rotor, e é trifásica, pois as bobinas são compartilhadas a cada par de polos opostos no estator, como pode ser visto na Figura 2. Inicialmente tem-se a fase "a" alinhada, e em seguida a corrente é aplicada ao enrolamento $b - b'$, então o rotor vai se mover para alinhar os polos mais próximos, criando um caminho de menor relutância.

Configurações alternativas de SRM frequentemente utilizadas são a 8/6, que possui 4 fases e 12/10, trifásica com a frequência elétrica dobrada, sendo encontradas também máquinas com elevados números de polos, como por exemplo: 16/10 e 24/20. Deve-se ter em mente que o acréscimo do número de polos irá acarretar em um aumento do torque fornecido pela máquina, porém quanto mais fases possuir, maior será o número de interruptores semicondutores necessários para o acionamento. Logo, um comprometimento entre custo e precisão deve ser avaliado para selecionar a configuração a ser empregada.

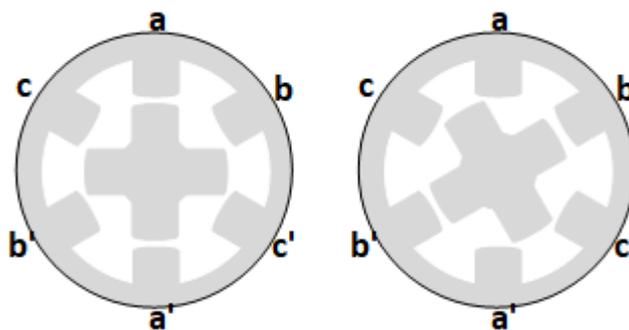


Figura 2 – Seção transversal da SRM 6/4.

Quando o polo do rotor está totalmente desalinhado com o polo do estator, a indutância devido ao enrolamento da bobina daquela fase será mínima, e quando houver um alinhamento completo, a indutância será máxima. Durante o intervalo de alinhamento, a indutância aumenta, e quando o polo do rotor se afasta do polo do estator, a indutância é decrescente. Caso não seja considerado fluxo disperso para fora dos limites do polo, a indutância varia linearmente com a posição do rotor, o perfil idealizado de indutâncias de uma SRM 6/4 é mostrado na Figura 3.

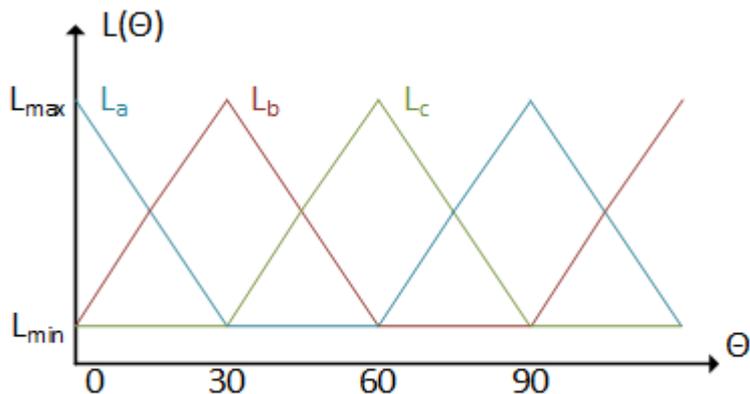


Figura 3 – Perfil idealizado de indutâncias da SRM 6/4.

Em uma máquina polifásica, o número de pulsos por revolução está relacionado ao número de polos do rotor e ao número de fases presentes (MILLER, 2001), e pode ser encontrado através da seguinte relação:

$$S = mN_r \quad (2.1)$$

onde S é o número de pulsos, m é o número de fases da máquina, e N_r é o número de polos do rotor. Logo, a máquina trifásica 6/4 deste trabalho tem 12 pulsos em um período de 360° , sendo que a cada 90° a sequência de fases se repete. Como os pulsos devem ser

aplicados em sequência, e de acordo com a posição do rotor, é importante determinar a frequência de pulsos com que cada fase deve ser excitada, o que pode ser obtido a partir de:

$$f_s = \frac{rpm}{60} N_r \quad (2.2)$$

O inverso desta frequência é o máximo tempo que cada fase deverá ser acionada para que não se altere o modo de operação da SRM.

Como existe uma limitação de tempo em que cada fase deve ser excitada, quanto maior a velocidade do rotor, menor o tempo disponível para aplicar o pulso de corrente, até o momento em que não é mais possível regular a corrente no valor de regime permanente. Neste caso, o valor do pico de corrente é regulado apenas pelos instantes de início de condução (θ_{on}), e do final de condução (θ_{off}). Para diferenciar estes dois modos, a operação em velocidades mais baixas é comumente denominada modo de regulação de corrente, e em velocidades altas é denominada operação em pulso único.

2.2 CONVERSÃO ELETROMECHANICA NA SRM

A geração do conjugado na SRM pode ser explicada usando os princípios da conversão eletromecânica de energia em um solenoide. Um solenoide de N espiras, alimentado por uma corrente i produz um fluxo ϕ que tende a se deslocar através do caminho de menor relutância que encontrar. A partir da curva de magnetização, podem ser definidos os conceitos de energia (W_e) e de co-energia (W_c) do circuito magnético, matematicamente (MILLER, 2001):

$$W_e = \int i d\lambda \quad (2.3)$$

$$W_c = \int \lambda di \quad (2.4)$$

onde, i é a corrente e λ é o fluxo concatenado que enlaça uma bobina.

A Figura 4 mostra a interpretação gráfica da energia e da co-energia, que podem ser obtidas através das áreas destacadas, onde a linha representa a curva de magnetização do material da máquina. Caso a curva esteja na região linear da curva, a energia e a co-energia serão iguais.

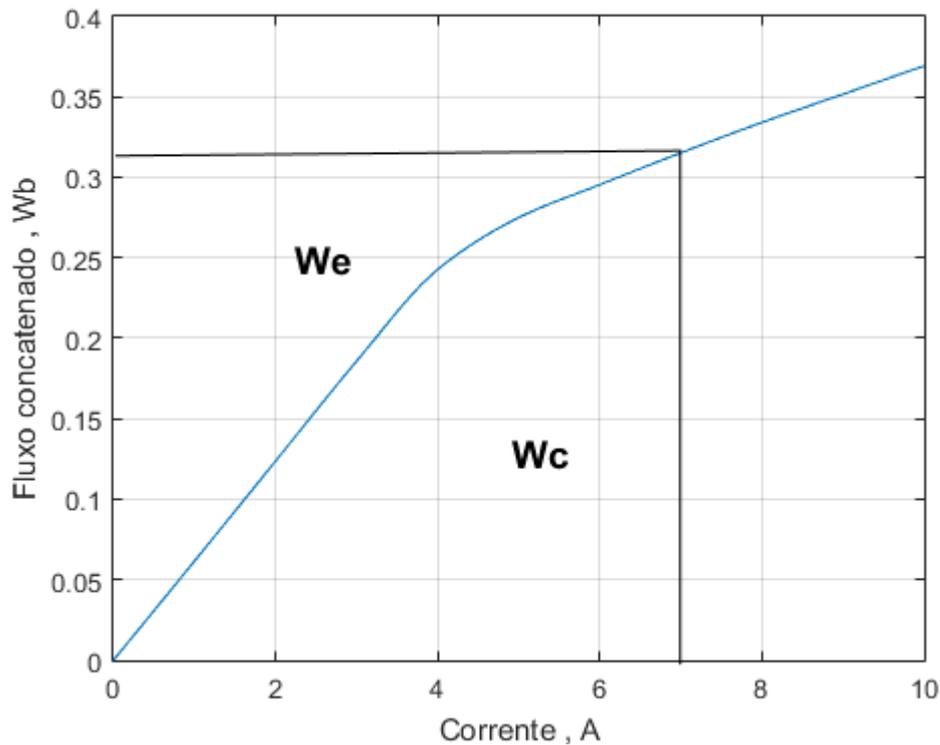


Figura 4 – Interpretação gráfica da energia e da co-energia.

A energia pode ser calculada através de:

$$W_e = \int e i dt = \int i dt \frac{dN\phi}{dt} = \int Ni d\phi = \int F d\phi \quad (2.5)$$

onde e é a força contra eletromotriz e F é a força magnetomotriz. A energia W_e é a soma da energia armazenada no enrolamento W_f , mais a energia convertida em trabalho mecânico W_m , mais a energia dissipada considerada como perdas durante o processo de conversão W_p (LANES, 2014), então:

$$W_e = \int F d\theta = W_f + W_m + W_p \quad (2.6)$$

Desconsiderando as perdas, a energia mecânica incremental δ pode ser escrita como:

$$\delta W_m = \delta W_e - \delta W_f \quad (2.7)$$

No caso de uma máquina rotativa, a energia mecânica incremental em termos do torque eletromagnético e das mudanças na posição do rotor, está relacionada da seguinte

maneira:

$$\delta W_m = T_e \delta \theta \quad (2.8)$$

A equação 2.8 relaciona o torque eletromagnético e a posição incremental do rotor, e pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$T_e = \frac{\delta W_m}{\delta \theta} \quad (2.9)$$

Para o caso de uma excitação constante, e considerando que não exista saturação magnética do núcleo, a variação incremental do trabalho mecânico realizado é igual à variação da co-energia W_c , $W_m = W_c$, então:

$$W_c = \int \phi dF = \int \phi d(Ni) = \int N\phi di = \int \lambda(\theta, i) di = \int L(\theta, i)i di \quad (2.10)$$

Nesta equação, a indutância L e o fluxo concatenado λ são funções da posição do rotor θ e da corrente i . Se a corrente for constante, derivando a expressão da co-energia com relação a θ , e considerando que não há saturação magnética do rotor, pode-se encontrar uma expressão para o conjugado:

$$T_e = \frac{\delta W_m}{\delta \theta} = \frac{\delta W_c}{\delta \theta} \quad (2.11)$$

A derivada parcial de 2.11, substituindo δW_c pelo último termo à direita de 2.10

$$T_e = \frac{i^2 dL(\theta, i)}{2 d\theta} \quad (2.12)$$

Nesta equação, a corrente ao quadrado indica que é possível obter operação bidirecional mesmo com correntes unidirecionais. O que irá determinar o sentido do torque gerado será apenas o instante em que a corrente será aplicada ao enrolamento de cada uma das fases. Logo, adotando torque positivo para operação motora e torque negativo para operação geradora, para acionar a SRM como motor, a corrente deve ser aplicada no momento em que a indutância está aumentando, pois o sinal da derivada será positivo. Para que o acionamento seja feito como gerador, é necessário aplicar a corrente ao enrolamento no momento em que a indutância está decrescendo, para que o torque seja gerado no sentido oposto.

2.3 MODELAGEM DA SRM

Um circuito equivalente para uma fase da SRM pode ser deduzido a partir da equação da tensão aplicada a um circuito magneticamente acoplado (KRAUSE *et al.*, 2013).

$$v = R_s i + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} \quad (2.13)$$

Derivando o fluxo através da regra da cadeia, para a corrente e a posição do rotor:

$$v = R_s i + \frac{d\lambda(\theta, i)}{di} \frac{di(t)}{dt} + \frac{d\lambda(\theta, i)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (2.14)$$

A variação do fluxo concatenado λ pela corrente i é a indutância própria L da bobina, e a variação da posição do rotor θ pelo tempo t , é a velocidade de rotação do rotor ω .

Nesta equação, o primeiro termo do lado direito representa a queda de tensão devido à resistência do enrolamento, o segundo a queda de tensão devido à auto-indutância da bobina, e o terceiro representa a força contra-eletromotriz induzida. O circuito equivalente resultante é mostrado na Figura 5. Os efeitos das indutâncias mútuas ocorrem apenas durante as transições entre as fases, e seu efeito é muito pequeno, podendo ser desconsiderado.

Se considerarmos que a máquina está operando na região linear da curva de magnetização, a equação 2.14 pode ser simplificada através da relação $L(\theta, i)i = \lambda(\theta, i)$, resultando em:

$$v = R_s i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + \frac{dL(\theta, i)}{d(\theta)} \omega_m i \quad (2.15)$$

A equação da tensão terminal mostra a dependência direta entre a velocidade de rotação e a FCEM, e esta dependência irá definir qual será o limiar de transição entre o modo de regulação de corrente e a operação em pulso único. Este limiar irá ocorrer quando o pico da FCEM for igual à tensão terminal, e a velocidade neste ponto é denominada velocidade base. Quando a velocidade do rotor é maior que a velocidade base, a FCEM atinge um valor maior que a tensão de alimentação, e o controle do conversor não é capaz de regular a corrente no ponto de operação em regime. Uma estimativa da velocidade base pode ser obtida da equação a seguir (OSÓRIO, 2017):

$$\omega_{base} = \frac{V_{cc}}{i \frac{dL}{d\theta}} (\text{rad/s}) \quad (2.16)$$

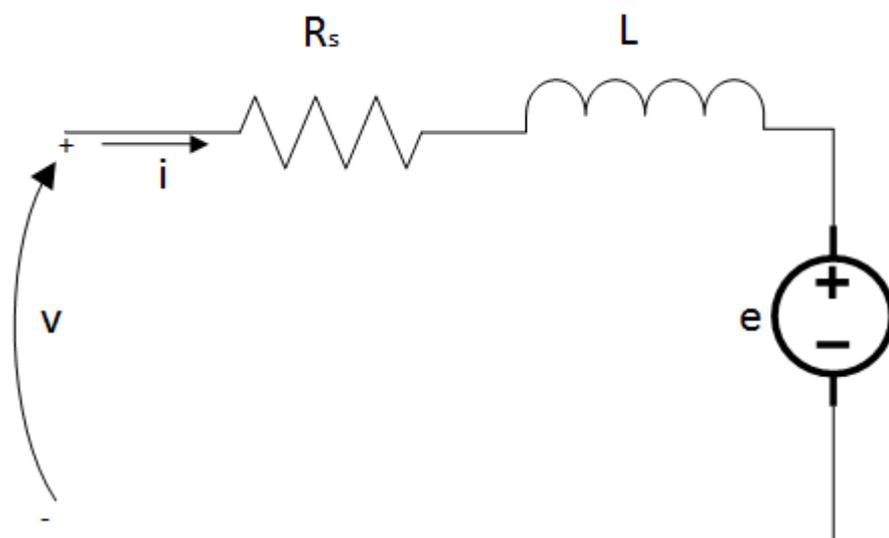


Figura 5 – Circuito Equivalente.

Devido à variação da indutância das bobinas, da FCEM, e também pelo fato do acionamento da SRM ser feito com correntes pulsadas, os componentes do circuito da Figura 5 são não lineares e variantes no tempo. Se for considerada a saturação magnética do núcleo do rotor, estas características se acentuam ainda mais, e para se construir um modelo que leve em consideração todas estas características, deve-se trabalhar com um levantamento numérico dos parâmetros da SRM.

2.4 MODELO DE SIMULAÇÃO

O circuito equivalente da SRM serve como uma referência ilustrativa das características da máquina e dos elementos passivos usados para a sua modelagem, contudo a indutância e a força contra-eletromotriz representadas na Figura 5 são variantes no tempo, e esta variação ocorre de maneira não linear. Logo, para obter um modelo preciso de simulação deve-se levar em conta estas não linearidades. Além disto, com a elevação da corrente de excitação, a SRM opera na região de saturação da curva de magnetização, o que incrementa ainda mais a característica não linear da máquina.

Por estas razões, para que se obtenha um modelo de simulação que corresponda às particularidades da SRM faz-se necessário levar em consideração tais características. O modelo consiste na obtenção de tabelas que consideram a variação dos parâmetros da SRM de acordo com a posição do rotor. De posse dos dados de projeto é possível levantar a curva de magnetização de três maneiras diferentes: através de uma análise de elementos finitos; analiticamente, utilizando um equacionamento que aproxime as não linearidades presentes; ou através de ensaios experimentais diretos, se a máquina estiver disponível.

Uma aproximação analítica da curva de magnetização baseada na geometria e relação de espiras por fase da SRM pode ser obtida seguindo o procedimento proposto em (TORREY; NIU; UNKAUF, 1995). O modelo utiliza uma aproximação linear por partes, uma para a região linear da curva, e uma para a região saturada.

Para a análise de elementos finitos é necessário o conhecimento dos parâmetros de projeto da máquina, como as medidas dos polos, as distâncias dos entreferros, o material do rotor e o número de espiras dos enrolamentos do estator. A descrição do método de elementos finitos e a sua aplicação na modelagem da SRM é abordada em (SOTELO, 2003), em que é feita uma comparação de diferentes configurações de SRM, e de onde se obteve o projeto para a construção do protótipo utilizado nesta dissertação.

Caso já se disponha da máquina para a qual se deseja obter a curva de magnetização, o modo mais preciso é obtê-las diretamente através de um ensaio experimental. Segundo (BARROS, 2015) métodos diretos e indiretos podem ser utilizados para determinar as características de magnetização de uma SRM. O método indireto obtém as curvas de magnetização a partir das curvas de torque estático. O método direto consiste em aplicar tensão nas fases da máquina e determinar o fluxo magnético. Com o rotor bloqueado em diferentes posições, mede-se a tensão e a corrente, e a partir daí determina-se o fluxo utilizando-se da expressão (OSÓRIO, 2017):

$$\phi(t) = \int_0^t (v - R_s i) dt \quad (2.17)$$

A partir da curva de magnetização é possível obter duas tabelas que caracterizam a operação da SRM, uma relacionando a corrente da fase em função do fluxo magnético e da posição do rotor (ITBL), e a segunda que determina o valor do torque eletromagnético em função da corrente e da posição do rotor (TTBL). O diagrama de simulação, baseado no modelo adotado pelo software Matlab/Simulink e descrito em (LE-HUY; BRUNELLE, 2005) é mostrado na Figura 6.

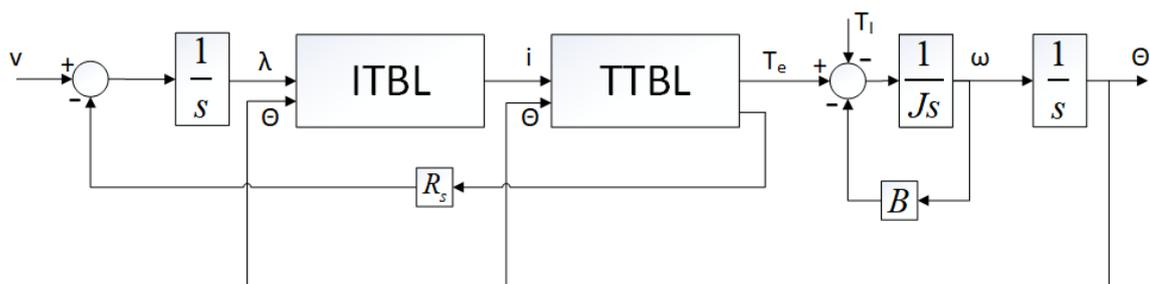


Figura 6 – Modelo não linear de simulação da SRM.

2.5 CONVERSOR DE ACIONAMENTO

Em SRMs, torque pode ser gerado em ambos os sentidos independente da polaridade da corrente de excitação. Desta forma, pode ser adotado um conversor unidirecional, e mesmo assim haverá a capacidade de operar a máquina tanto como motor quanto como gerador. Uma configuração bem difundida para o acionamento de SRMs é a ponte completa assimétrica (Asymmetric Half Bridge - AHB), que utiliza dois interruptores e dois diodos por fase, cuja estrutura é mostrada na Figura 7. Nesta configuração duas estratégias de chaveamento podem ser empregadas: monopolar ou bipolar.

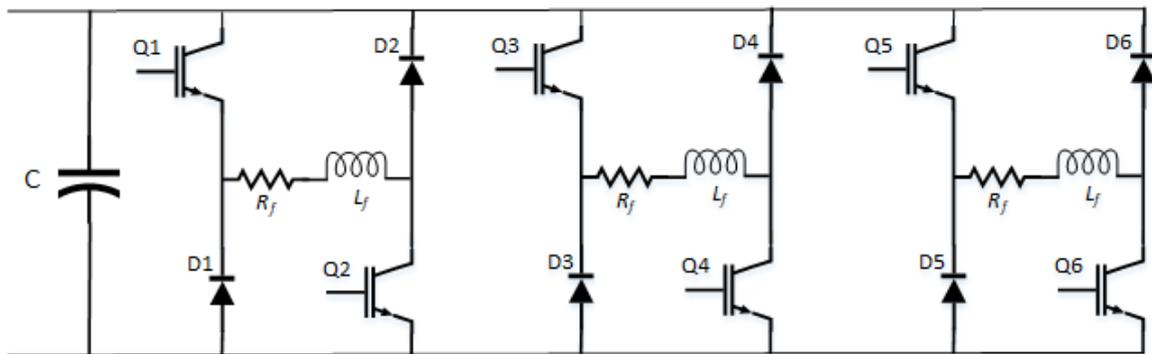


Figura 7 – Conversor de acionamento da SRM.

No chaveamento monopolar, ou suave, ambos os interruptores Q1 e Q2 são acionados ao mesmo tempo quando for necessário excitar uma determinada fase, isto cria um caminho para que a corrente circule através do enrolamento do estator desta fase, fazendo com que a tensão sobre a bobina seja igual à do barramento (V_{cc}). Em seguida, um dos interruptores pode ser comutado seguindo uma estratégia escolhida, tanto faz se Q1 ou Q2. O gate do transistor pode estar ligado diretamente a um regulador por banda de histerese, mudando seu estado toda vez que a corrente ultrapassar o limite definido pela banda, operando em frequência variável, ou o sinal de saída do controlador pode ser comparado a um sinal de modulação por largura de pulso (Pulse Width Modulation - PWM) operando em uma frequência fixa. O outro interruptor permanece acionado durante todo o intervalo de aplicação da corrente. Ao término do período de excitação, Q1 e Q2 são abertos e a energia armazenada no enrolamento é dissipada através dos diodos, sendo que neste momento a tensão na bobina é $-V_{cc}$. Uma opção possível para a sequência de chaveamento para a operação monopolar é mostrada na Figura 8.

O acionamento bipolar, ou forçado, se difere do monopolar pois neste esquema ambos os interruptores são acionados através do regulador de histerese ou modulação PWM, sendo ligados e desligados ao mesmo tempo durante todo o intervalo em que a corrente é aplicada àquela fase.

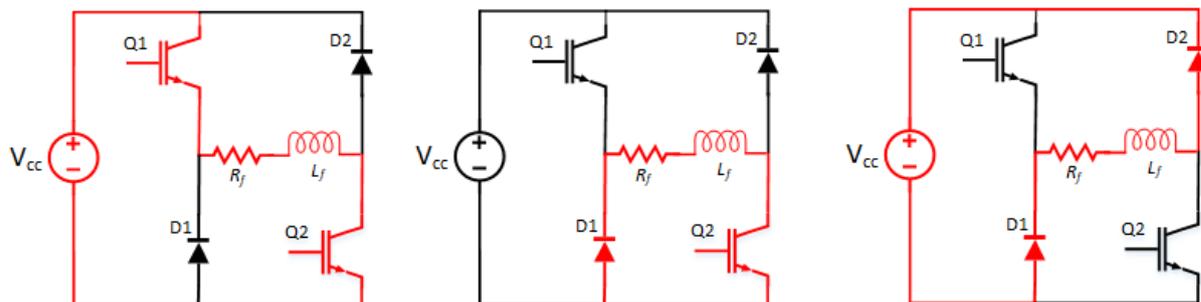


Figura 8 – Sequência de chaveamento monopolar.

A diferença entre estes modos é que no chaveamento bipolar a corrente cai a zero mais rapidamente, porém as oscilações de torque gerado, da corrente, e da tensão no capacitor do elo de corrente contínua são maiores do que no padrão monopolar. Os esforços sobre os componentes também são maiores nesta modalidade (MILLER, 2001).

2.6 CONTROLE DE TORQUE NA SRM

Como é comum no controle de máquinas em geral, o primeiro passo é controlar o torque, sendo que este é relacionado à corrente de excitação devido às relações eletromecânicas existentes. As opções se dividem em controlar o torque diretamente (Direct Torque Control - DTC) ou indiretamente, por meio do fluxo magnético ou da corrente de excitação. Dependendo do objetivo que se pretende alcançar, existem maneiras de controlar o torque médio apenas, ou o torque instantâneo. Em baixas velocidades, o torque é limitado apenas pela corrente, porém quando a velocidade aumenta, a força contra-eletromotriz gerada eleva-se proporcionalmente podendo se tornar maior do que a tensão do barramento CC, tornando-a insuficiente para controlar o torque. Nesta condição, o torque passa a ser controlado apenas pelos instantes em que ocorrem os pulsos de corrente (MILLER, 2001).

A operação da SRM como motor ou como gerador depende do conhecimento da posição do rotor, e a corrente deve ser aplicada no momento específico em que a indutância cresce ou decresce. Logo, é importante determinar os ângulos de início θ_{on} , e de extinção θ_{off} da corrente para cada fase, e incorporá-los à malha de controle de corrente (LANES, 2014).

2.6.1 CONTROLE INSTANTÂNEO DE TORQUE

Aplicações em que grandes variações de torque não sejam aceitáveis, exigem uma forma de controle instantânea do conjugado gerado. O torque eletromagnético total é a soma do torque de cada fase individual da SRM e, uma vez que as correntes são aplicadas sequencialmente na maioria do tempo, ele corresponde apenas à corrente aplicada a uma fase, porém no momento de transição entre uma e outra, o torque total será a soma

daqueles produzidos por cada fase. As maiores oscilações de torque ocorrem quando as correntes de duas fases estão sobrepostas durante a transição. Caso se consiga que a soma dos torques de referência se mantenham constantes durante este intervalo é possível eliminar o ripple do torque. Com este objetivo desenvolveu-se o conceito de controle instantâneo do torque, através de funções que aproximam o torque de cada fase durante as transições, e através de uma relação de conversão determina-se a corrente correspondente àquele torque, este conceito ficou conhecido como Função de Divisão de Torque (Torque Sharing Function - TSF).

A forma da função de torque de cada fase deve ser escolhida de acordo com o objetivo almejado, sendo que o primário é reduzir o ripple de torque, a meta secundária pode ser a minimização das perdas ôhmicas, ou da tensão necessária para alcançar o torque de referência. A zona de superposição de fases pode ser aproximada por diversas funções dependendo dos objetivos escolhidos. Na literatura existem aproximações lineares, cúbicas, exponenciais e senoidais. O trabalho (XUE; CHENG; HO, 2009) faz uma comparação entre estas TSFs. A referência gerada é convertida para corrente e comparada com o valor atual medido no rotor. A diferença é então comparada e o erro passa pelo regulador de histerese ou pela modulação PWM.

2.6.2 CONTROLE EM PULSO ÚNICO

O regulador só será capaz de controlar as correntes da SRM até um certo valor de velocidade, quanto mais esta se eleva, menor será o tempo que cada fase permanece excitada. Como visto no modelo da SRM apresentado em 2.15, a Força Contra-EletroMotriz (FCEM) é diretamente proporcional à velocidade do rotor e à corrente de excitação, quando a velocidade se eleva, esta pode se tornar maior do que a tensão do barramento. A velocidade em que a FCEM se torna igual à do barramento é chamada de velocidade base. Quando a FCEM se torna maior do que o valor base, o regulador não é mais capaz de manter a corrente no valor de referência. O único modo de limitar o pico de corrente, é variar o ângulo θ_{on} de início de condução.

Quanto mais elevada for a velocidade do rotor, menor será o tempo disponível para que cada fase permaneça excitada. Então, para que a corrente atinja um valor capaz de produzir o torque requerido, quanto maior a velocidade, mais antecipado deve ser θ_{on} . O ângulo θ_{off} , que determina o momento em que ambos os interruptores são desligados, é proporcional à geometria da máquina, podendo também ser otimizado para minimizar as oscilações de torque no modo de pulso único.

Para determinar corretamente a fase que deve estar excitada, deve-se conhecer a posição angular do rotor a cada momento, então deve-se ter um encoder de posição,

que pode ser óptico ou magnético instalado, ou deve se usar uma técnica sensorless de estimação da posição (BENTINHO, 2007). De posse do ângulo, este deve ser referenciado para o primeiro quadrante, visto que o ciclo elétrico de uma SRM 6/4 é de 90° . Uma maneira de conseguir isto a partir do ângulo absoluto é utilizar a função "mod", que retorna o resto da divisão. Para referenciar o ângulo absoluto para a fase "a", deve-se usar o resto da divisão por 90° , como mostra a equação (2.18) (LANES, 2014).

$$P_a = \text{mod}(\theta, 90^\circ) \quad (2.18)$$

Para obter os ângulos relativos às fases "b" e "c", basta defasar P_a de 30° e 60° respectivamente:

$$P_b = \text{mod}(\theta - 30^\circ, 90^\circ) \quad (2.19)$$

$$P_c = \text{mod}(\theta - 60^\circ, 90^\circ) \quad (2.20)$$

O resultado obtido é mostrado na Figura 9.

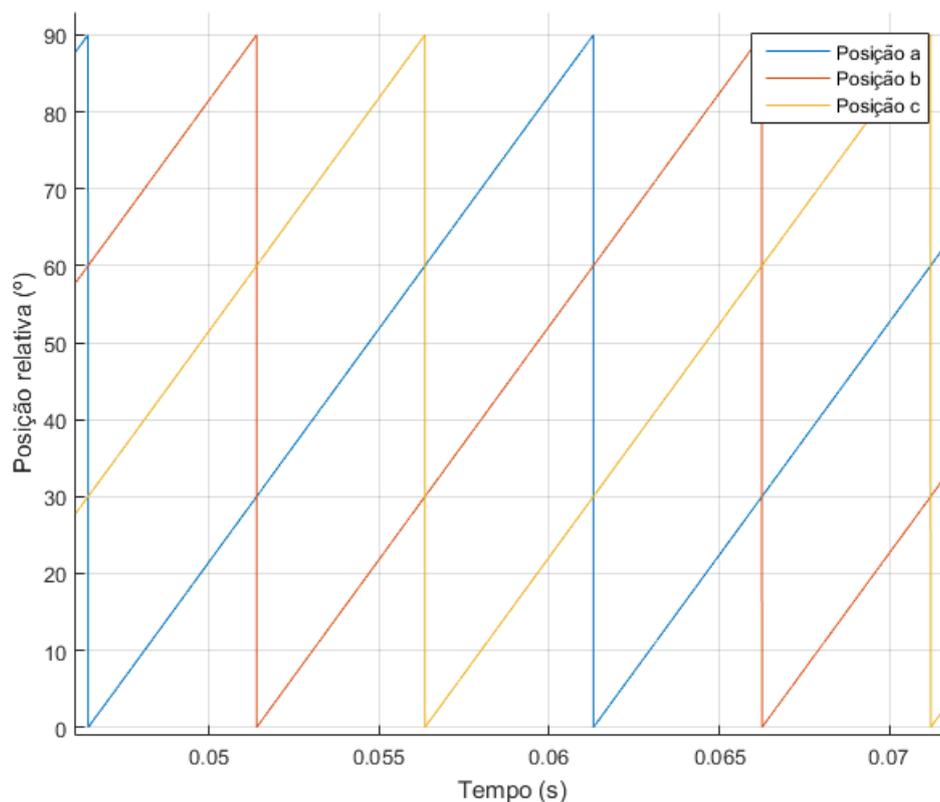


Figura 9 – Posição do rotor em ângulo elétrico.

Em seguida basta comparar a posição relativa ao ângulo de início de condução θ_{on} e de extinção θ_{off} para obter qual fase deve ser excitada em cada instante. Os ângulos θ_{on} e θ_{off} podem ser fixos ou utilizar algum algoritmo que antecipe-os cada vez mais, à medida que a velocidade do rotor se eleva.

Neste trabalho opta-se pelo controle de corrente como meio de se controlar o torque devido à indisponibilidade da medição do torque diretamente no experimento. Apenas na simulação das funções de divisão de torque é utilizado um controle de torque direto.

2.6.3 OPERAÇÃO DA MÁQUINA COMO GERADOR

Para que uma máquina opere como gerador, é necessária a ação de uma máquina motriz capaz de criar um campo magnético variável a partir do movimento, excitando os enrolamentos do estator, gerando a força contra-eletromotriz que fornece a energia ao sistema. Porém a SRM possui enrolamentos apenas no estator, não sendo possível gerar um campo magnético simplesmente impondo rotação ao rotor. Além disso é necessário excitar o estator através de uma fonte externa, porém, de acordo com a equação (2.12) não importa o sentido em que flui a corrente para definir o sentido do torque, este depende da derivada da indutância pela posição do rotor. Logo, o que define o modo de operação da máquina é o momento em que será aplicada esta corrente, como já mencionado na seção anterior. A SRM irá funcionar como um gerador se a corrente for aplicada no momento em que a indutância for decrescente.

As características da SRM a capacitam para aplicações de alto desempenho quando operando como gerador, como a indústria aeroespacial, veículos elétricos e aproveitamento de recursos eólicos (TORREY, 2002).

O processo de geração na SRM ocorre em duas etapas, correspondentes a cada estágio de operação do conversor AHB. A primeira é a etapa de excitação, onde a energia do barramento é transferida para a fase. Após a magnetização, as chaves são abertas e a energia retorna ao barramento. Nesta etapa é transferida tanto a energia de magnetização da bobina quanto a convertida pela fonte primária. Por esta característica de geração, torna-se mais indicado que o gerador de relutância chaveada (Switched Reluctance Generator - SRG) seja acionado em modo bipolar, caso contrário, a energia armazenada seria dissipada através do diodo até o fim do período de excitação.

A ação da máquina motriz impõe um torque externo ao rotor da SRM, e ao excitar as fases do estator de maneira contrária à tendência de alinhamento natural do circuito magnético, a força contra-eletromotriz (FCEM) assume valores negativos, convertendo a energia da máquina motriz em elétrica.

A FCEM negativa contribui para o crescimento da corrente durante a etapa de

magnetização, quando a velocidade é elevada, a corrente tende a continuar aumentando mesmo após o bloqueio dos interruptores, o que tende a produzir altos picos de corrente quando o gerador opera em pulso único. Outra consequência importante a ser observada é que devido ao fato da conversão ser feita em duas etapas, o ripple de tensão no barramento cc tende a ser mais acentuado, dificultando o projeto do controlador (OSÓRIO, 2017).

A diferença mais fundamental entre a operação como motor e como gerador é a forma com que a FCEM contribui para a formação das correntes no estator da máquina quando uma determinada fase está excitada. A energia é efetivamente transferida da fonte primária para a carga quando os interruptores do conversor são abertos, fazendo com que a corrente circule através dos diodos da AHB. Neste momento, a tensão terminal aplicada aos enrolamentos do SRG é $-V_{cc}$, o que irá se somar à FCEM gerada para ser devolvida à carga ou ao barramento CC. Deste modo, a corrente tende a continuar aumentando quando a fase é desenergizada, atingindo picos elevados. O fato da energia ser transferida no momento em que os interruptores estão desligados também contribui para a falta de controle do pico da corrente, sendo que o único meio de alterar a potência transferida pelo SRG é o ângulo de extinção de excitação θ_{off} . Estes picos de corrente contribuem para a tendência do SRG ser instável em malha aberta, sendo necessário haver sempre um controle em malha fechada para operação. Uma malha externa é geralmente projetada com o objetivo de regular a tensão, a velocidade ou a potência gerada pelo SRG, dependendo do objetivo que se deseja alcançar (TORREY, 2002).

2.7 REVISÃO DE TÉCNICAS DE CONTROLE

Diversas técnicas de controle podem ser encontradas na literatura com o objetivo de regular a corrente para o valor de referência, então com o objetivo de verificar as particularidades de cada uma, nesta seção será feita uma revisão de publicações selecionadas utilizando diferentes métodos.

2.7.1 CONTROLE DE CORRENTE VIA REGULADOR DE HISTERESE

A técnica mais tradicional de controlar a corrente em uma SRM é através de um regulador de histerese, sendo utilizado como exemplo em livros-texto e nas primeiras publicações sobre o tema. Exemplos podem ser encontrados em (MILLER, 2001) e (KRISHNAN, 2001) trazendo uma explicação didática do controle da SRM com o regulador de histerese. A publicação do trabalho de (BLAABJERG *et al.*, 1999) traz um dos primeiros estudos sobre a implementação do controle da SRM em microcontroladores digitais, comparando-o com o controle de histerese analógico clássico.

O controle por histerese analógico clássico consiste em determinar o erro entre a

corrente do estator com o valor de referência desejado, e em seguida compará-lo com uma banda de histerese previamente definida. Caso o erro seja maior que a banda superior do regulador, o interruptor controlado é aberto, descarregando parte da corrente de magnetização, até que se torne menor que o limite inferior da banda, instante em que um sinal é disparado para acionar novamente o gate do interruptor. Este processo segue até que a posição do rotor indique que a fase seguinte seja excitada, e ambos os interruptores da fase atual são abertos.

A histerese analógica possui a vantagem de não depender do modelo da máquina, sendo efetiva mesmo em presença de não-linearidades na planta. Contudo, este método apresenta frequência variável, o que pode causar ruídos audíveis em alguns casos, e dificuldade de filtragem do conteúdo harmônico inserido no sistema devido ao chaveamento. A Figura 10 ilustra a resposta da corrente operando com um regulador de histerese e chaveamento monopolar, e o diagrama de blocos do controle de corrente via histerese é mostrado na Figura 11.

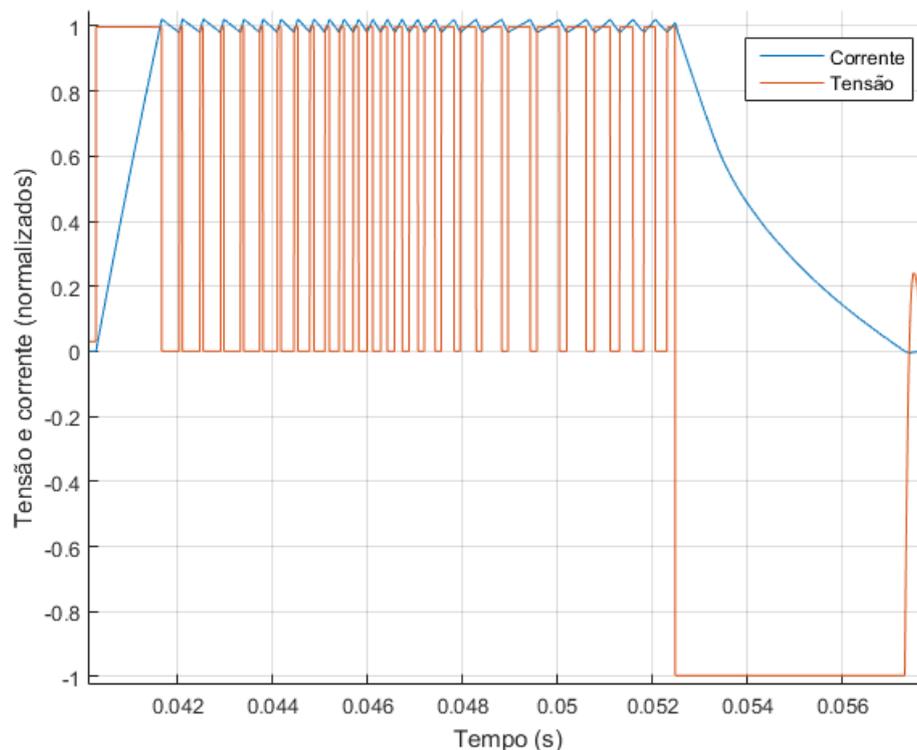


Figura 10 – Resposta de corrente e tensão do regulador de histerese.

Métodos de redução das oscilações de torque para controladores de corrente via histerese são discutidos em (GOBBI; RAMAR, 2009), onde o valor de referência é determinado a partir de uma tabela obtida previamente e armazenada no microcontrolador.

Torque Sharing Functions são frequentemente usadas em conjunto com reguladores

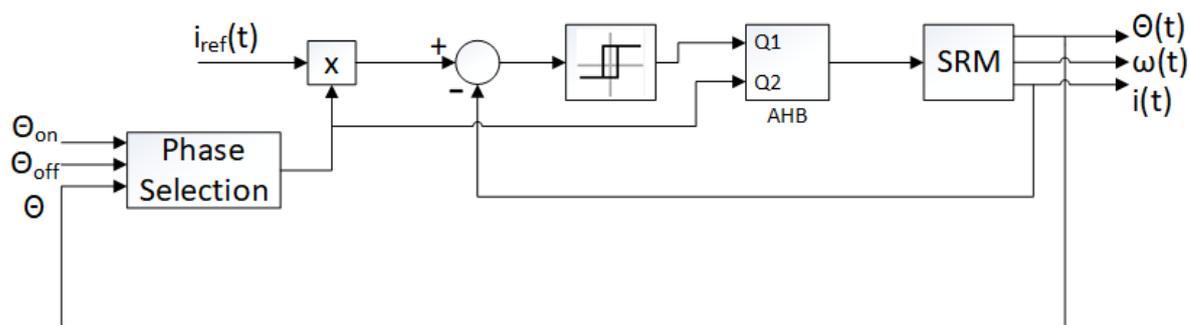


Figura 11 – Diagrama de blocos com controle de corrente por histerese.

de histerese, para que possam distribuir exatamente a corrente de referência que deve ser aplicada em cada fase. Em (YE; BILGIN; EMADI, 2015), dois métodos baseados na taxa de mudança de fluxo são propostos e comparados com os métodos tradicionais de TSF. Os trabalhos de (LEE *et al.*, 2009), (VUJICIC, 2012) e (SUN *et al.*, 2016) também propõem estratégias para obter as correntes de referência a partir de funções de distribuição de torque.

Um regulador de histerese também é usado em (HUSAIN *et al.*, 2016), assumindo que a divisão do torque entre as fases é desenvolvida de maneira similar ao de máquinas síncronas, em um sistema de coordenadas dq adaptado ao perfil de torque das SRM, levando em consideração que a forma de onda do torque se assemelha a uma senoide. As não linearidades decorrentes da saturação são levadas em consideração durante a modelagem.

O regulador de histerese portanto segue sendo uma alternativa muito difundida para o acionamento da SRM, por sua facilidade de implementação e por sua capacidade de controlar mesmo um sistema não linear, como mostrado nos trabalhos selecionados nesta revisão, se usado em conjunto com uma TSF é capaz de reduzir grande parte das oscilações de torque, habilitando a SRM para operações de alto desempenho em um amplo intervalo de velocidades.

2.7.2 CONTROLE DE CORRENTE PROPORCIONAL INTEGRAL

Controladores proporcionais integrais (PI) possuem diversas funções importantes, sendo o algoritmo de controle mais utilizado tanto na indústria, quanto na pesquisa acadêmica, apresentando desempenho suficiente para a maioria dos problemas de controle. Cerca de 95% dos controladores industriais são do tipo PID (a ação derivativa podendo ou não ser empregada) (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995).

A razão de sua disseminação é a ampla gama de problemas que podem ser resolvidos a partir de uma combinação dos efeitos dos ganhos proporcional, integral e derivativo.

Enquanto o controlador por histerese aplica sempre a ação de controle no máximo valor disponível, a ação do controlador PI será proporcional ao erro da variável de controle e à sua integral. A largura da banda de passagem do controlador é diretamente alterada pelo ganho proporcional, e por consequência a resposta será mais rápida quanto maior for o seu valor. Porém, a medida que se eleva o ganho proporcional, amplificam-se na mesma proporção os ruídos do processo, devido à menor atenuação das altas frequências.

A ação integral, por sua vez é capaz de eliminar erros de regime permanente, caso a entrada de referência seja constante e varie em degraus. Sua principal função é fazer com que a saída do processo seja igual ao valor de referência em regime permanente. Sua ação incrementa o sinal de controle ao longo do tempo até que o erro entre a referência e o valor medido seja nulo. Entretanto, a ação integral reduz a estabilidade do sistema ao introduzir um polo na origem no lugar das raízes em malha fechada.

Caso necessário, uma ação derivativa pode ser empregada para aumentar a estabilidade do sistema, pois tem a propriedade de antecipar a ação de controle por extrapolar a tendência que o erro está assumindo. A ação derivativa todavia, possui uma limitação pois tende a amplificar ruídos de alta frequência, portanto circuitos chaveados tendem a apresentar problemas na implementação da ação derivativa, podendo ser empregados apenas em conjunto com um filtro passa-baixas. A representação do controlador PID no domínio da frequência é dada por:

$$C(s) = K \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right) \quad (2.21)$$

Nesta configuração, as ações de cada parcela estão em paralelo e o ganho integral será responsável por adicionar um ganho K a cada tempo T_i , e a ação derivativa irá antecipar um ganho K a cada T_d .

O controlador PID apresenta a desvantagem de ser linear, e possui eficácia limitada pela forte característica não linear da SRM, pois o ponto de operação se altera constantemente devido à variação da indutância e força contra-eletromotriz. Um controlador PI é proposto em (KRISHNAN, 2001) sendo descrito um método de linearizar o modelo da SRM, porém quando a velocidade se afasta do projeto, o desempenho se degrada rapidamente. Além disso, a introdução de um polo na origem pode reduzir a estabilidade do sistema (OGATA, 2011), o que no caso da SRM pode ser um grande empecilho. Para contornar este problema, uma alternativa é fazer com que os ganhos se adaptem de acordo com o ponto de operação, desacoplando a força contra-eletromotriz. Em (SCHULZ; RAHMAN, 2003), uma lookup-table linear foi empregada para desacoplar a FCEM, adaptando os ganhos do controlador PI ao ponto de operação em tempo real. Outra opção é considerar a FCEM como um distúrbio, mapear sua variação e utilizar no desacoplamento, como feito

em (HANNOUN; HILAIRET; MARCHAND, 2011) e (AHMAD; NARAYANAN, 2016). Porém enquanto no primeiro, os ganhos são feitos variáveis através do mapeamento da indutância incremental, no segundo os ganhos são fixos e apenas a compensação da FCEM varia durante o ciclo elétrico. Um controlador PI é usado em paralelo com um regulador por histerese em (CARDENAS *et al.*, 2005), os ganhos do controlador são ajustados entre todo o intervalo de operação. Recentemente foi proposta em (NAKAO; AKATSU, 2017) uma modelagem utilizando o fasor espacial do torque e sua conversão para o eixo de coordenadas síncrono (dq). Após desacoplar os termos cruzados, um controlador PI pode ser projetado a partir apenas de uma componente cc equivalente da indutância e da resistência.

A inteligência artificial também emerge como uma ferramenta relevante no projeto de controladores PI para a SRM. Em (LIN *et al.*, 2010) a FCEM é estimada a partir de uma rede neural e baseado nos parâmetros estimados, um controlador PI com ganhos ajustáveis e desacoplamento da FCEM é implementado.

Utilizando as técnicas de desacoplamento da FCEM, e projetando ganhos que se adaptam de acordo com o ponto de operação, o controlador PI apresenta resultados satisfatórios para o acionamento da SRM tanto para operação como motor quanto para gerador, o que foi evidenciado por resultados obtidos nos diversos trabalhos referenciados nesta revisão.

2.7.3 CONTROLADORES DIGITAIS

A disseminação de microcontroladores digitais de baixo custo vem substituindo controles analógicos em diversas áreas da engenharia, reguladores por histerese e PI também são aplicados de forma digital com algumas adaptações para levar em consideração os efeitos da discretização e da amostragem nos ganhos dos controladores.

A histerese digital é encontrada em suas primeiras citações como *delta modulation*, neste caso a aquisição é feita em um intervalo fixo, permitindo determinar a máxima frequência de operação, porém o ripple de corrente será maior que o da histerese analógica (BLAABJERG *et al.*, 1999).

Em qualquer implementação digital, o período de amostragem deve ser levado em consideração, e as operações de derivação e integração devem ser implementadas através de um método de discretização. Existem diversos métodos disponíveis e deve ser escolhido aquele que melhor se adequar ao caso em questão (MOUDGALYA, 2007).

O controle digital permite também a implementação de controladores que não possuem correspondente analógico, controles multivariáveis, não lineares e preditivos somente são possíveis de realizar no domínio digital. Como em diversas áreas de pesquisa,

controladores digitais são objeto de investigação por parte de pesquisadores de SRM.

2.7.4 CONTROLE EM MODO DESLIZANTE

O controle em Modo Deslizante (Sliding Mode Control - SMC), é capaz de controlar sistemas que contém elementos não lineares em seu modelo matemático (SLOTINE; LI *et al.*, 1991). Como a SRM apresenta tais características é uma natural candidata a aplicações de SMC, e de fato várias publicações são encontradas na literatura.

Sistemas de estruturas variáveis (Variable Structure Systems - VSS) que apresentam modos deslizantes foram definidos em (UTKIN, 1977), aonde os VSS são aqueles sistemas em que a operação é caracterizada por mais de um conjunto de variáveis de estado, dependendo do instante de tempo. O modo deslizante permite alterar entre estes estados possíveis aproveitando as vantagens de cada uma das sub-estruturas.

Circuitos chaveados são VSS por natureza, pois dependendo do estado da chave, o conjunto de equações diferenciais que caracterizam o sistema será diferente. Um modo deslizante é obtido a partir de uma superfície composta de partes da trajetória das diversas subestruturas, porém não faz parte de nenhuma delas por si só, apresentando um desempenho único. Ao alcançar o modo deslizante, a trajetória do sistema não depende mais das características da planta, apenas os parâmetros da superfície importam.

Para que ocorra o modo deslizante, a superfície escolhida deve atender a certos requisitos de realização: é necessário garantir as condições de existência, de alcance e de estabilidade da superfície projetada.

A condição de existência deve garantir que as trajetórias das subestruturas serão direcionadas para a superfície de deslizamento quando estiverem próximas a ela. A condição de alcance é referente à necessidade de que a trajetória das variáveis de estado do sistema sempre atinjam a superfície de deslizamento, independente da condição inicial do sistema. Por fim, deve-se garantir que o modo deslizante seja estável para qualquer situação.

Para um sistema de até segunda ordem é possível visualizar a evolução do sistema graficamente através do plano de fases, diagrama em que cada variável de estado representa um eixo de coordenadas e possibilita identificar quais os pontos de equilíbrio, estabilidade e ciclos limite, por exemplo. Neste caso, a superfície deslizante será uma reta que passa pela origem. Logo, quando o sistema alcançar o modo deslizante, ele irá se comportar como um sistema de primeira ordem em que a constante de tempo será determinada pela inclinação da reta de deslizamento (SLOTINE; LI *et al.*, 1991).

A identificação dos pontos de equilíbrio é uma das etapas mais importantes na análise de um sistema não linear, pois este é o ponto onde os estados do sistema podem

permanecer eternamente, caso não haja nenhuma perturbação. Um sistema estável sempre irá convergir para um ponto de equilíbrio depois de algum tempo. O ponto de equilíbrio pode ser instável, quando o estado do sistema é capaz de permanecer neste ponto apenas na ausência de qualquer distúrbio. Como exemplo, pode se citar o pêndulo amortecido, que apesar de possuir dois pontos de equilíbrio, um em 0° e outro em 180° , apenas aquele localizado na origem é estável, visto que só é possível permanecer no ponto 180° na ausência de qualquer perturbação (KHALIL, 2002).

A desvantagem do SMC em um VSS reside no fato de que para o sistema deslizar perfeitamente pela superfície, seria necessária uma frequência de comutação infinita, condição impossível de se alcançar na prática. Ao limitar a frequência, surge um fenômeno denominado trepidação (chattering), em que o circuito alterna entre as subestruturas dentro de uma banda de tolerância, como em um regulador de histerese, deste modo o SMC estará sujeito aos mesmos problemas presentes neste tipo de controlador.

Uma forma de reduzir o chattering é aumentar a ordem do controlador, fazendo com que apresente a mesma ordem do sistema, utilizando o denominado modo deslizante integral. A frequência também pode ser fixada através desta técnica aplicando a saída do SMC a uma modulação PWM antes de aplicar o resultado ao gate do transistor.

Quando a ordem do sistema é maior do que dois, não é possível analisar graficamente o resultado, portanto as condições de existência devem ser mostradas matematicamente. Considerando um sistema não linear descontínuo representado por (UTKIN; GULDNER; SHI, 2017):

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, t, \mathbf{u}) \quad (2.22)$$

Onde \mathbf{x} é a variável de estado, t é o tempo e \mathbf{u} é a entrada, se \mathbf{f} for uma função descontínua em uma superfície σ , pode se escrever:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}, t, \mathbf{u}) = \begin{cases} \mathbf{f}^+(\mathbf{x}, t, \mathbf{u}^+), & \text{para } \sigma \rightarrow 0^+ \\ \mathbf{f}^-(\mathbf{x}, t, \mathbf{u}^-), & \text{para } \sigma \rightarrow 0^- \end{cases} \quad (2.23)$$

Onde a entrada descontínua u determinada por:

$$\mathbf{u} = \begin{cases} \mathbf{u}^+, & \text{para } \sigma(x) > 0 \\ \mathbf{u}^-, & \text{para } \sigma(x) < 0 \end{cases} \quad (2.24)$$

O sistema está em modo deslizante se a variável de estado se desloca através da superfície $\sigma = 0$.

Para que a condição de alcance seja atendida, é necessário que as trajetórias se dirijam para a superfície de deslizamento, o que pode ser comprovado por:

$$\begin{aligned} \lim_{\sigma \rightarrow 0^+} f_N^+ < 0 & \quad \lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \nabla \sigma \cdot f^+ < 0 \\ & \Rightarrow \\ \lim_{\sigma \rightarrow 0^-} f_N^- > 0 & \quad \lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \nabla \sigma \cdot f^- > 0 \end{aligned} \quad (2.25)$$

Sendo que o gradiente é formado pelas derivadas parciais de σ :

$$\frac{d\sigma}{dt} = \sum_{i=1}^N \frac{\partial \sigma}{\partial x_i} \frac{dx_i}{dt} = \nabla \sigma \cdot f \quad (2.26)$$

Então, a equação 2.25 pode ser reescrita em função de 2.26

$$\begin{aligned} \lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \frac{d\sigma}{dt} < 0 & \\ & \Rightarrow \lim_{\sigma \rightarrow 0} \sigma \frac{d\sigma}{dt} \\ \lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \frac{d\sigma}{dt} > 0 & \end{aligned} \quad (2.27)$$

Quando a desigualdade anterior se mantém em todo o espaço de estados, o sistema irá alcançar o modo deslizante em tempo finito. Uma lei de controle descontínua do tipo sinal é capaz de garantir a condição de alcance, então o controle em modo deslizante pode ser implementado através de:

$$u = k \text{sign}(\sigma) \quad (2.28)$$

A função sinal apresenta a seguinte característica:

$$u = \begin{cases} 1, & \text{se } \sigma > 0 \\ 0, & \text{se } \sigma = 0 \\ -1, & \text{se } \sigma < 0 \end{cases} \quad (2.29)$$

Ainda que a condição de alcance seja atendida, também é necessário mostrar que o controlador projetado será estável, porém esta estabilidade precisa ser provada no sentido de Lyapunov, pois as técnicas de análise lineares não são aplicáveis neste caso.

Lyapunov desenvolveu toda a teoria de estabilidade utilizada tanto para sistemas lineares, que na verdade só existem em determinados intervalos, quanto para sistemas não lineares. Porém, a técnica de linearização do sistema em torno de um ponto de equilíbrio só é válida na vizinhança daquele ponto. Para um sistema não linear, a estabilidade deve ser definida através do método geral. Segundo esta definição, o sistema será estável se para um dado estado $x(t)$, se para uma vizinhança de raio $R > 0$, existir um raio $r > 0$, em que se

$\|x(0)\| < r$, então $\|x(t)\| < R$, aonde $R > r$ para todo $t > 0$. Ainda, se $x(t)$ tender a zero quando t tender a infinito, o sistema é dito assintoticamente estável. Qualitativamente, o sistema é estável se quando o sistema for iniciado em um ponto suficientemente próximo a um ponto de equilíbrio, ele permanecerá próximo àquele ponto indefinidamente (SLOTINE; LI *et al.*, 1991).

Matematicamente, a análise de uma função escalar é capaz de definir sobre a estabilidade de um sistema não linear. Segundo Lyapunov, se um sistema possui energia sendo constantemente dissipada ele irá convergir para um ponto de equilíbrio eventualmente, então analisar uma função análoga a energia é capaz de definir a estabilidade do sistema. Esta função escalar é chamada de função de Lyapunov, e pode ser do tipo:

$$V = \frac{1}{2}\sigma^2 \quad (2.30)$$

Para que o sistema seja estável, a função de Lyapunov deve ser positiva definida na vizinhança de um ponto de equilíbrio, ou seja, deve ser sempre maior do que zero naquela vizinhança, e sua derivada deve ser negativa semi definida para a mesma vizinhança, ou seja:

$$V = \frac{1}{2}\sigma^2 > 0 \quad (2.31)$$

$$\dot{V} = \sigma\dot{\sigma} \leq 0 \quad (2.32)$$

Para um sistema modelado em espaço de estados, a estabilidade no sentido de Lyapunov pode ser demonstrada da seguinte maneira (YE, 2014):

Caso o sistema possa ser colocado na forma:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (2.33)$$

o sistema é estável no sentido de Lyapunov caso exista uma matriz \mathbf{P} positiva definida que satisfaça a equação:

$$\mathbf{A}^T\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A} = -\mathbf{Q} \quad (2.34)$$

em que \mathbf{Q} é uma matriz simétrica positiva definida. Qualquer matriz que satisfaça estas condições pode ser usada para determinar a estabilidade do sistema. Uma escolha

simples é a matriz identidade $\mathbf{Q} = \mathbf{I}$, se a condição for satisfeita, então pode ser adotada uma função de Lyapunov do tipo:

$$V = \mathbf{X}^T \mathbf{P} \mathbf{X} \quad (2.35)$$

A derivada desta função de Lyapunov é:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{\mathbf{X}}^T \mathbf{P} \mathbf{X} + \mathbf{X}^T \mathbf{P} \dot{\mathbf{X}} = \\ &= (\mathbf{X}^T \mathbf{A}^T + \mathbf{U}^T \mathbf{B}^T) \mathbf{P} \mathbf{X} + \mathbf{X}^T \mathbf{P} (\mathbf{A} \mathbf{X} + \mathbf{B} \mathbf{U}) = \\ &= \mathbf{X}^T (\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}) \mathbf{X} + \mathbf{U}^T \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{X} + \mathbf{X}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{U} = \\ &= -\mathbf{X}^T \mathbf{I} \mathbf{X} + 2\mathbf{U}^T \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{X} \end{aligned} \quad (2.36)$$

Do mesmo modo que o definido para as funções escalares, o sistema será estável caso V seja positiva definida ($V > 0$), e \dot{V} seja negativa semi definida ($\dot{V} \leq 0$).

Na prática, devido às limitações de frequência, a função sinal implica em um chattering elevado de acordo com o limite de frequência do interruptor selecionado, o chaveamento em frequências altas também eleva as perdas no circuito, reduzindo a sua eficiência. Então, à função sinal pode ser atribuída uma banda de tolerância de modo a reduzir a frequência máxima que o controlador irá impor ao interruptor. Desta forma, quando o intervalo de σ estiver dentro da banda especificada, a ação descontínua é nula, ou seja:

$$u = \begin{cases} 1, & \text{se } \sigma > \Delta \\ 0, & \text{se } -\Delta < \sigma < \Delta \\ -1, & \text{se } \sigma < -\Delta \end{cases} \quad (2.37)$$

A existência da banda de tolerância limita a máxima frequência que pode ser alcançada, porém o problema da variação continua presente. Esta questão pode ser contornada aumentando a ordem do sistema na lei de controle. Com uma resposta de segunda ordem, enquanto o sinal de controle estiver dentro da faixa de tolerância, a parcela descontínua é suspensa e o controlador responde de maneira análoga a um controlador linear.

2.8 OUTROS CONTROLADORES

Diversas outras implementações digitais de controle foram encontradas na literatura, como controladores preditivos e controle robusto. Estas técnicas de controle serão revisadas nesta seção.

O controle preditivo (Model Predictive Control - MPC) é uma técnica de implementação exclusivamente digital que envolve identificação do modelo da planta, e o projeto de uma sequência de passos de controle com o objetivo de minimizar uma função custo. Esta abordagem permite estabelecer restrições para a ação de controle quando necessário (MOUDGALYA, 2007).

Esta técnica foi desenvolvida para uma SRM em (MIKAIL *et al.*, 2014) com o objetivo de controlar a corrente de excitação utilizando uma modulação PWM de frequência fixa. A indutância e a FCEM são estimadas e a tensão necessária para produzir a corrente requerida é calculada, o controlador é projetado para responder em uma amostra (controlador deadbeat). Em (LI; SHAMSI, 2016) um MPC sem restrições, conhecido como Regulador linear quadrático (Linear Quadratic Regulator - LQR) de horizonte finito é proposto para regular as correntes de uma SRM. O LQR proposto é capaz de lidar com ruídos de medição e incertezas nas estimativas dos perfis de indutância. O MPC é utilizado para gerar os ciclos de trabalho ótimos em uma modulação PWM. Um filtro de Kalman é usado como estimador de estados e um controlador adaptativo é usado para ajustar dinamicamente tanto o MPC quanto o filtro de Kalman. O fato do MPC conseguir seguir a referência rapidamente é citado como uma vantagem do MPC sobre outras técnicas, porém a dependência de um modelo preciso da planta, e o alto custo computacional dificultam a implementação do MPC.

Em (RAJENDRAN; PADMA, 2012) e (OUDDAH *et al.*, 2016) são propostas técnicas de controle robusto H_∞ , em que a planta é modelada associada a uma incerteza nos parâmetros e ruídos na medição. O controlador em ambos os artigos, no entanto, é utilizado para controlar a velocidade, enquanto a corrente é controlada através de um regulador de histerese.

2.9 SUMÁRIO DO CAPÍTULO

O objetivo deste capítulo foi introduzir o conteúdo teórico utilizado nesta dissertação, assim como fazer uma revisão bibliográfica das técnicas já empregadas para controlar a corrente e, conseqüentemente, o torque gerado pela SRM.

Inicialmente, é apresentada uma visão geral sobre o funcionamento da SRM. O processo de conversão eletromecânica, resultando na expressão do torque eletromagnético, e a equação da tensão terminal da SRM, que evidencia a dependência entre os parâmetros da máquina e a posição do rotor são mostrados na sequência. Verificou-se a necessidade de haver um conversor eletrônico para o acionamento da SRM, enquanto máquinas CA são capazes de operar diretamente conectadas à rede em velocidade fixa. Por outro lado, como o rotor da SRM é composto apenas de material ferromagnético laminado, o custo

de sua produção é mais baixo, o que pode compensar o custo extra com o conversor de acionamento, sendo que também por conta deste requisito, o drive da SRM sempre será de velocidade ajustável. Conclui-se que a SRM atualmente é uma alternativa viável e compatível com a maioria das aplicações de ASDs, sendo necessária uma análise econômica caso a caso para determinar a máquina mais indicada para a aplicação desejada.

A operação como gerador também foi descrita neste capítulo, descrevendo as diferenças existentes da operação como motor, destacando-se a necessidade de haver uma fonte externa para iniciar a operação da máquina, visto que o rotor sozinho não é capaz de produzir campo magnético. Porém, depois de colocada em movimento, se as correntes forem aplicadas nos momentos certos, o gerador terá a capacidade de se auto-excitar e ainda entregar tensão e potência constantes.

Na sequência, foram revisadas técnicas de controle encontradas na literatura para a SRM, focando principalmente na operação como motor, com o objetivo de selecionar algumas para serem verificadas na sequência da dissertação.

No próximo capítulo, será apresentada a metodologia desenvolvida nesta dissertação, e serão descritos os componentes do sistema, e apresentados os projetos dos controladores selecionados para simulação.

3 METODOLOGIA E PROJETOS DOS CONTROLADORES

A Máquina de Relutância Chaveada, por sua construção e princípio de funcionamento, difere de qualquer outra configuração existente. Enquanto geralmente para outras máquinas, os parâmetros de controle estabelecidos na modelagem são constantes dentro do intervalo de operação, a indutância da SRM varia com a posição do rotor e com a corrente de excitação, este fato dificulta a modelagem e projeto dos controladores para o acionamento da SRM.

Neste capítulo será apresentada a metodologia adotada para a obtenção dos resultados contidos nesta dissertação. Inicialmente, é descrito protótipo experimental, e na seção seguinte o procedimento para a obtenção do modelo da SRM utilizada é apresentado. Em seguida são apresentados os projetos dos controladores selecionados durante a revisão bibliográfica.

3.1 PROTÓTIPO

A SRM utilizada neste trabalho é um modelo com 6 polos no estator e 4 polos no rotor, trifásica, onde cada fase é composta de bobinas enroladas nos polos do estator, sendo que cada fase é composta de um par de polos defasados em 180 graus. Os enrolamentos dos polos opostos são ligados em série para que os fluxos sejam orientados na mesma direção. A SRM foi projetada para ser capaz de entregar 1.5 kW em sua velocidade nominal de 3600 rpm. No entanto, esta velocidade pode ser excedida através da aplicação de mancais com enrolamentos supercondutores de levitação magnética para aplicações que necessitam de velocidades elevadas (JR; STEPHAN; SOTELO, 2008). Os polos do estator e do rotor são simétricos quanto as suas linhas centrais, e igualmente espaçados em torno de suas partes, de modo que não há um intervalo em que a indutância permaneça em seu valor máximo, o ponto de alinhamento total é único para um ciclo elétrico da SRM. A Figura 12 mostra o protótipo da SRM e os principais elementos do sistema de acionamento.

Cada fase do conversor de acionamento foi montada utilizando dois IGBTs modelo IGW40N120H3, e dois diodos ultrarrápidos modelo STTH30RQ06. O condicionamento dos sinais é feito através dos drives IRS2110. Para alimentação do sistema foram utilizadas duas fontes de bancada de 30 V cada, associadas em série. A posição do rotor é adquirida através de um encoder de quadratura óptico de 600 pulsos por revolução, acoplado ao eixo do rotor.

O microcontrolador escolhido foi um kit de desenvolvimento da Cypress, modelo PSOC5LP, em que podem ser implementados os códigos dos controladores utilizando códigos em linguagem C.

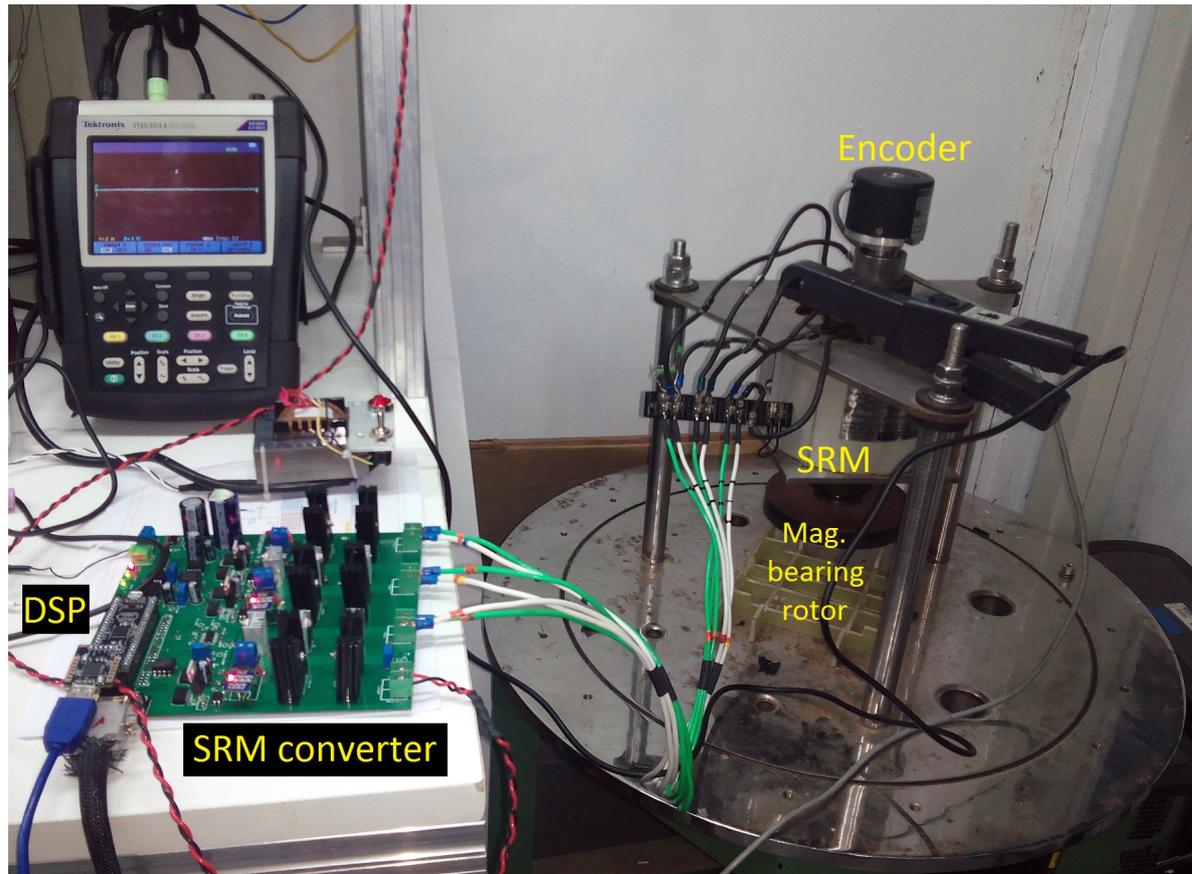


Figura 12 – Protótipo experimental da SRM.

3.2 OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO MODELO DE SIMULAÇÃO

A seção 2.4 do capítulo anterior mostrou como obter um modelo que reflita as não linearidades da SRM, em que duas tabelas são obtidas a partir da curva de magnetização. Esta por sua vez foi obtida através da análise de elementos finitos, que foi desenvolvida em (SOTELO, 2003), sendo mostrada na Figura 13.

O perfil de indutâncias e o de torque gerado para a corrente variando de 1 a 20 A, baseado nas características de magnetização é mostrado nas Figuras 14 e 15. Percebe-se que para correntes menores tem-se a maior variação de indutância por período, enquanto o incremento do torque é diretamente proporcional ao da corrente.

A partir da curva de magnetização, podem-se obter as tabelas utilizadas no modelo de simulação da SRM, identificando o fluxo resultante para cada par de corrente e posição do rotor, foram obtidas as curvas das Figuras 16 e 17, que representam os resultados das tabelas ITBL e TTBL.

As resistências nas fases foram medidas e o valor encontrado foi $R_s = 0,48\Omega$ por fase. O momento de inércia foi adotado como sendo $J = 0.00342Kg.m^2$, de acordo com o trabalho de (EL-MANN, 2009) utilizando o mesmo protótipo, e o coeficiente de fricção

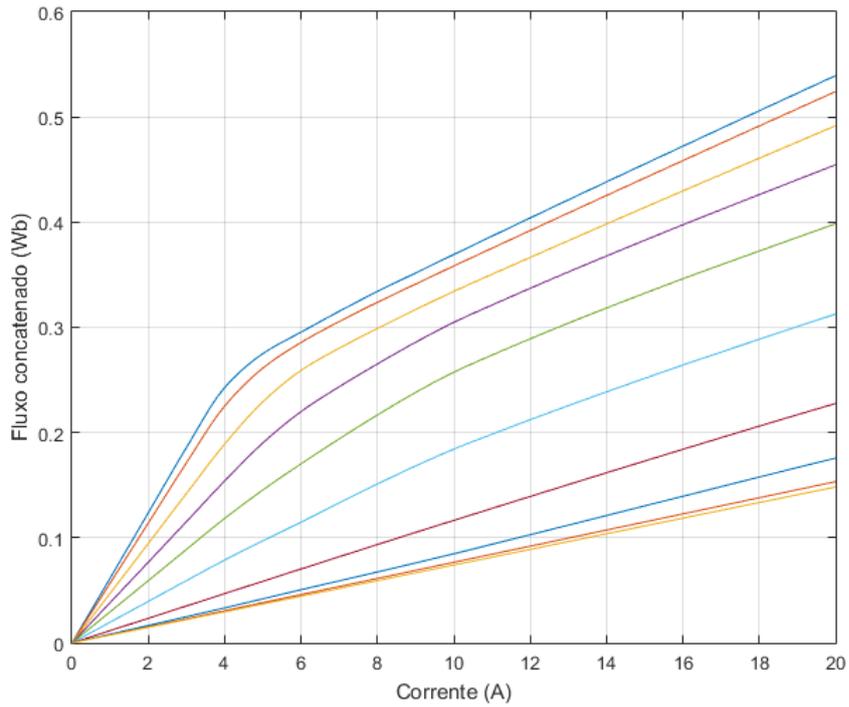


Figura 13 – Característica de magnetização da SRM.

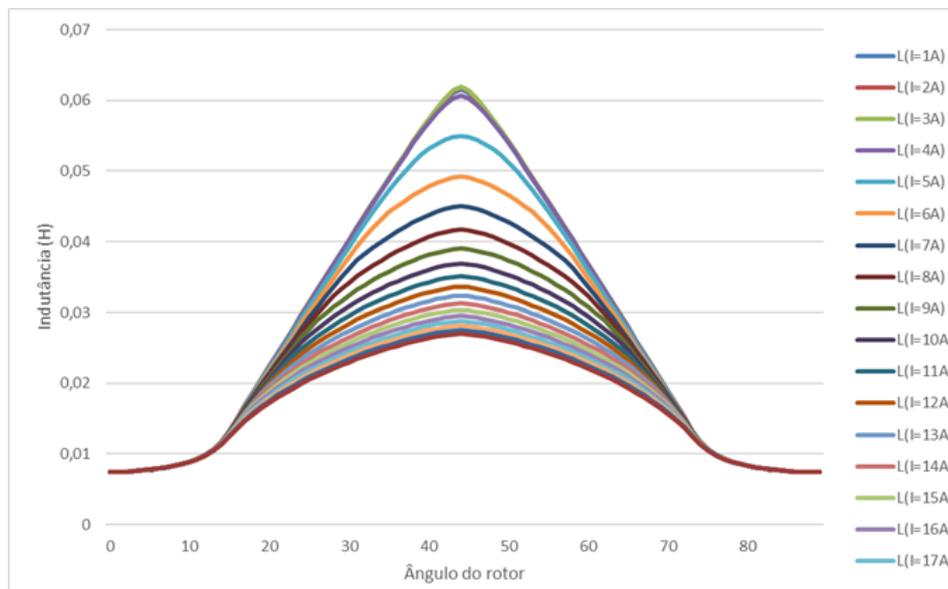


Figura 14 – Indutância de uma fase da SRM 6/4.

foi determinado em $B = 0.001N.m.s$ que produziu resultados mais próximos a testes experimentais.

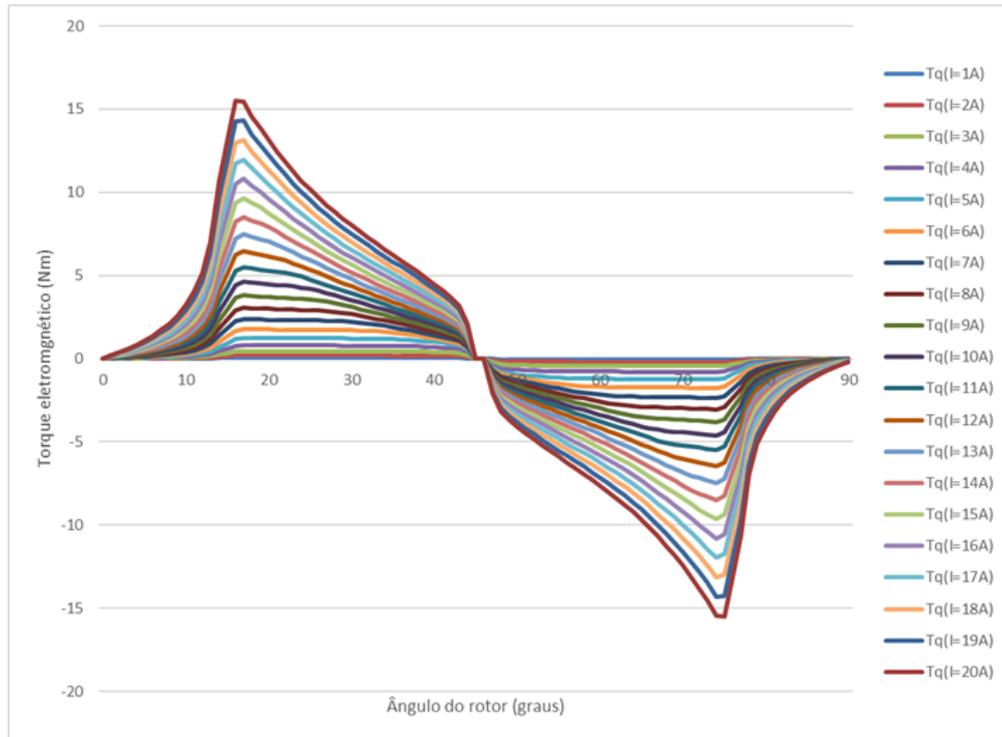


Figura 15 – Variação do torque em uma fase de acordo com a posição do rotor.

3.3 PROJETO DOS CONTROLADORES

Nesta seção serão apresentados os projetos dos controladores selecionados para simulação a partir da revisão feita no capítulo anterior. Todos os controladores projetados têm por objetivo a regulação da corrente da SRM. A corrente de referência é dada através de um controlador PI de velocidade, tal controlador foi ajustado empiricamente com o objetivo apenas de manter a velocidade em um valor de referência. Será descrito o regulador de histerese que foi simulado, inicialmente trabalhando com ângulo fixo, e em seguida implementado o algoritmo de variação dinâmica do ângulo de disparo θ_{on} . As TSFs são apresentadas a seguir, pois são utilizadas em conjunto com o regulador de histerese, a única diferença é que para este caso foi adotada uma referência direta de torque, que é então convertida em uma corrente proporcional, e dispensada a malha de velocidade. Na sequência são apresentados os projetos de um controlador PI e do controlador em modos deslizantes, ambos de corrente, em que a referência utilizada vem do mesmo controle de velocidade utilizado para o regulador de histerese. As alterações adotadas para que a máquina passe a operar como gerador são descritas na sequência, e por fim são descritos os componentes de um sistema FESS conectado à rede, bem como os projetos dos controladores necessários para tal.

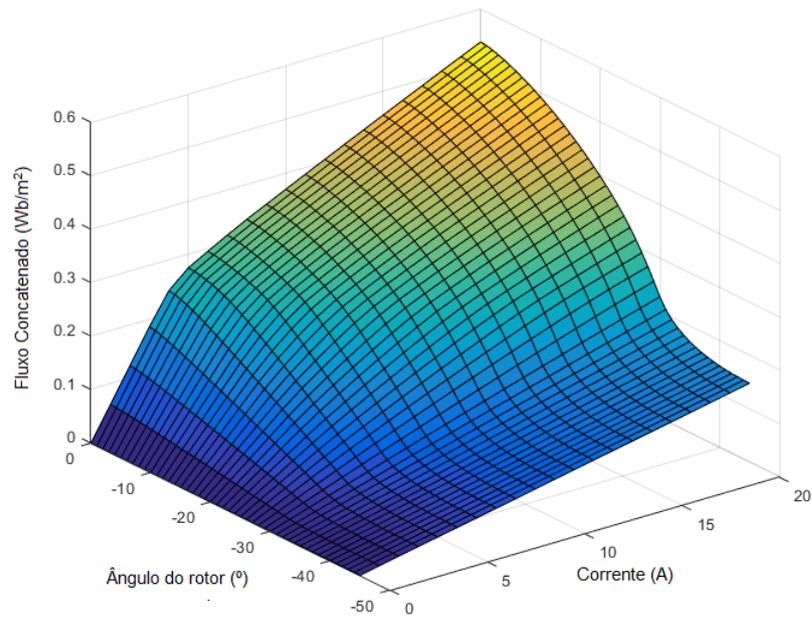


Figura 16 – Fluxo em função da corrente e posição do rotor.

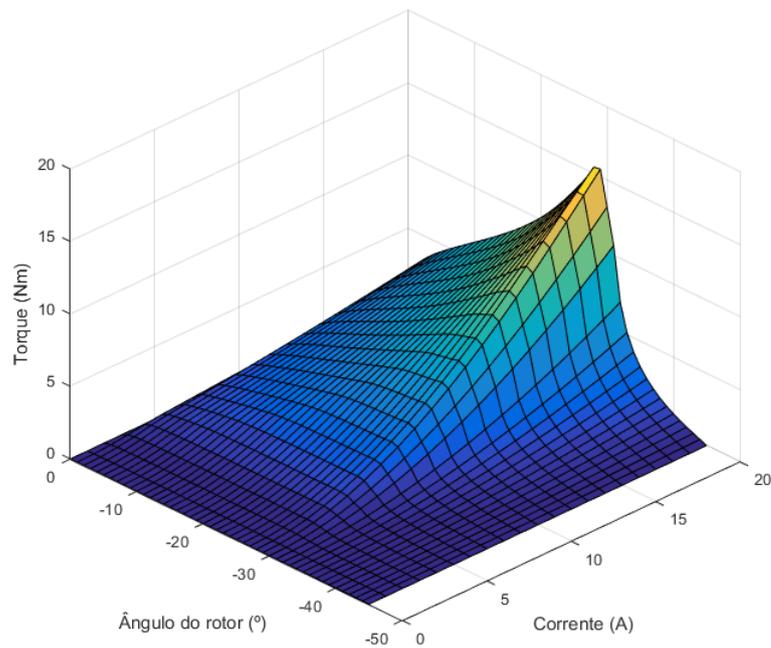


Figura 17 – Torque em função da corrente e posição do rotor.

3.3.1 REGULADOR DE HISTERESE

O regulador de histerese é o método mais tradicional de acionamento do conversor da SRM, então esta foi a escolha inicial para o trabalho. Conforme mencionado anteriormente, é necessário estabelecer uma lógica para determinar o ângulo correto de excitação das fases da SRM, o que foi obtido através da utilização da função "mod". Esta função retorna

o resto da divisão entre dois números. Adotando como referência o valor onde a fase "a" encontra-se na posição de alinhamento máximo, e sabendo que o deslocamento mecânico correspondente a um período elétrico da SRM 6/4 é 90° , o acionamento pode ser feito da seguinte maneira:

$$\theta_a = \text{mod}[\theta; 90] \quad (3.1)$$

Para operação motora, o acionamento deve ser feito quando a indutância está aumentando, o que irá corresponder ao período entre 60° e 90° . Então, o ângulo de início de condução θ_{on} deve ser iniciado próximo de 60° , e o ângulo de extinção θ_{off} deve ser próximo de 90° . A determinação do estado do interruptor da fase correspondente pode ser determinado através de:

$$\text{mod}_a = \begin{cases} 1, & \text{se } \theta_a \geq \theta_{on} \text{ e } \theta_a < \theta_{off} \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.2)$$

Para determinar as demais fases basta deslocar θ de 30° e 60° respectivamente:

$$\theta_b = \text{mod}[\theta - 30; 90] \quad (3.3)$$

$$\theta_c = \text{mod}[\theta - 60; 90] \quad (3.4)$$

O diagrama de blocos para a obtenção dos ângulos relativos pode ser visto na Figura 18.

O sinal mod_x , onde "x" pode ser a, b, ou c, conforme a fase da máquina, é aplicado diretamente a um dos interruptores da AHB, enquanto que no outro interruptor este sinal é usado em conjunto com a referência de corrente, o diagrama de blocos do controle por histerese é mostrado na Figura 19.

A banda de histerese foi delimitada em $\Delta i = \pm 0,2A$. De modo a investigar a influência do ângulo de antecipação de disparo θ_{on} , diversas simulações foram feitas com diferentes ângulos, e com isto decidiu-se por investigar um método capaz de determinar o ângulo ótimo para a excitação de cada fase, de acordo com a corrente e a velocidade do rotor, método este que será descrito na seção a seguir.

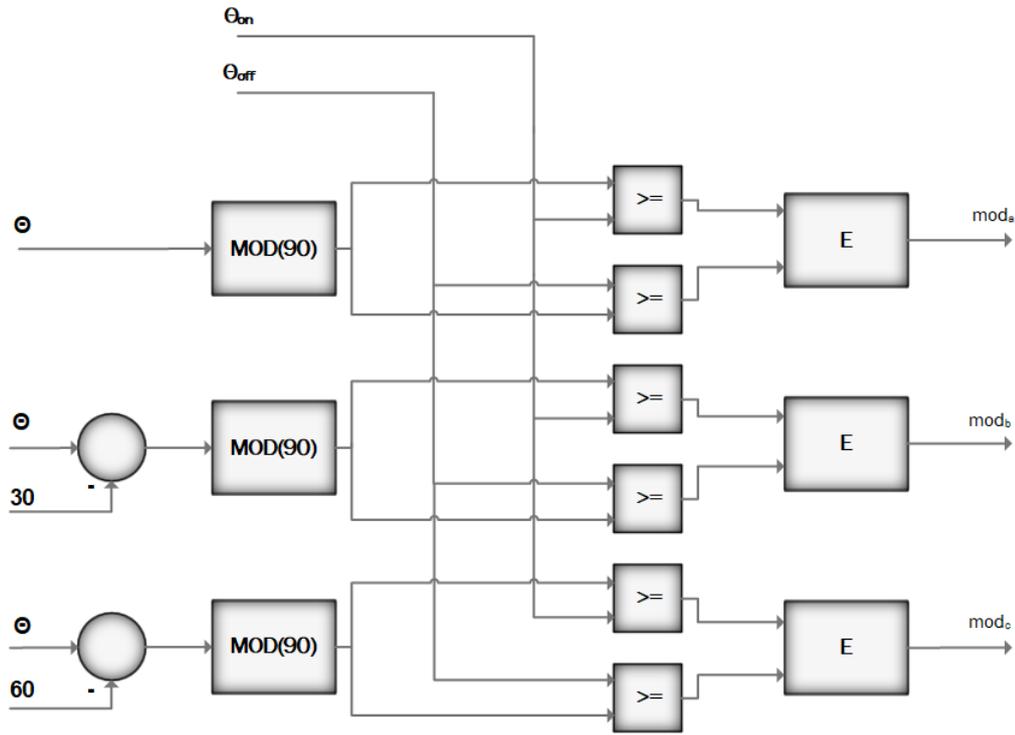


Figura 18 – Diagrama de blocos da lógica de acionamento do conversor.

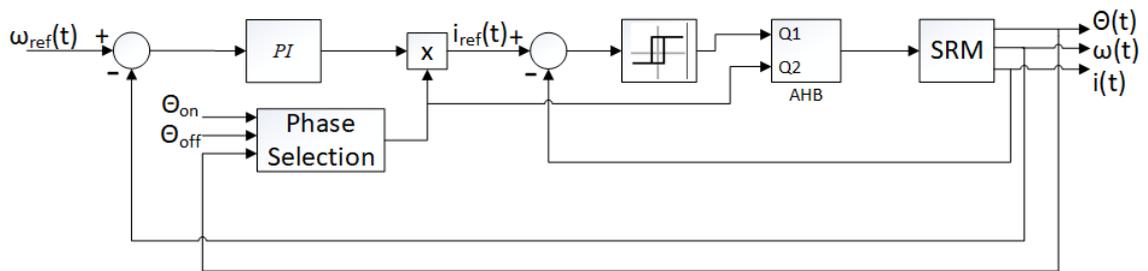


Figura 19 – Diagrama de controle de uma fase da SRM.

3.3.2 VARIAÇÃO DINÂMICA DO ÂNGULO DE DISPARO

O método tradicional de calcular o ângulo ótimo para uma determinada velocidade é dado por:

$$\theta_{on} = \theta_{base} - \frac{\omega L_{min} I_{ref}}{V_S} \quad (3.5)$$

onde θ_{base} é o valor em que a indutância começa a aumentar, L_{min} é o valor mínimo da indutância de fase e I_{ref} é o valor de referência da corrente. Porém, esta equação desconsidera os efeitos da FCEM, e se torna menos precisa quanto maior seu efeito, que é justamente em velocidades mais altas. O método escolhido é uma adaptação de (XU *et al.*, 2012) para a SRM utilizada no trabalho.

A nova proposta foi desenvolvida de modo a considerar os efeitos da FCEM. Esta

técnica consiste em resolver a equação diferencial da tensão terminal, definida na equação (2.15) para a corrente aplicada na fase, o que resulta em:

$$i(t) = \frac{V_S}{R + \omega \left(\frac{dL}{d\theta} \right)} + \left(I_O - \frac{V_S}{R + \omega \left(\frac{dL}{d\theta} \right)} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.6)$$

onde:

$$\tau = \frac{L(\theta)}{R + \omega \left(\frac{dL}{d\theta} \right)} \quad (3.7)$$

A condição inicial I_O será nula, pois não há corrente na fase antes que ela seja excitada. Para simplificação, será considerado também que a resistência da fase é muito menor do que o produto da velocidade pela derivada da indutância, podendo ser omitida da equação. Além disso, t precisa ser expresso em função do ângulo do rotor, e a conversão é feita através de:

$$t = \frac{\theta_o - \theta}{\omega} \quad (3.8)$$

Substituindo estas relações em 3.6, a equação pode ser expressa como:

$$\frac{i\omega}{V_S} \frac{dL}{d\theta} = 1 - e^{-\frac{(\theta - \theta_o)}{L} \frac{dL}{d\theta}} \quad (3.9)$$

A região da curva de indutância de interesse para determinar quando a corrente deve ser aplicada é a região de baixa indutância, próximo do ponto aonde esta começa a aumentar. Então esta região foi aproximada por uma função do tipo:

$$L = a^{b\theta} \quad (3.10)$$

Em que os coeficientes foram calculados a partir dos dados da curva de indutância da SRM, levantados através de uma análise de elementos finitos. Os dados foram comparados através de uma curva de ajuste no Matlab[®], com limites definidos para 95% de confiança. Os valores encontrados são mostrados na tabela 1

Tabela 1 – Coeficientes encontrados através da curva de ajuste

a	b
0.006739	0.02977

Com estes coeficientes, e a aproximação de L através da equação (3.10), é possível obter uma equação para θ_{on} :

$$\theta_{on} = \theta_o - \frac{1}{b} \ln \left(\frac{i\omega ab e^{b\theta_o}}{V_S} + 1 \right) \quad (3.11)$$

onde i é o valor da corrente quando o rotor alcança θ_o , e neste instante a corrente já deve estar no seu valor de referência, logo será utilizado o valor de referência I_{ref} .

3.4 FUNÇÕES DE DIVISÃO DE TORQUE - TSF

O método anterior de determinar θ_{on} possui a vantagem de ser válido tanto para baixas, quanto para altas velocidades, porém ainda existem oscilações do torque instantâneo. Em aplicações que exigem alto desempenho de torque, a alternativa é a utilização das TSFs mencionadas no capítulo anterior. Em aplicações como servo motor, que exigem controle preciso de torque e posição, a variação do torque durante as transições de fase precisam ser controladas instantaneamente por uma função que considera tais transições, de forma que a soma dos torques de cada uma das fases sobrepostas seja igual ao torque de referência. TSFs são capazes de moldar as correntes de modo a produzir a saída desejada, coordenando os torques produzidos por cada fase individual e distribuindo-os entre elas (MILLER, 2001).

A ideia principal em relação às TSFs é fazer uma aproximação por partes em diferentes momentos durante o intervalo de excitação da fase. No período em que apenas uma das fases está atuando, o torque da SRM deve ser igual ao valor de referência. Durante as transições, a divisão do torque entre elas pode ser aproximada por diferentes funções, como por exemplo: linear, cúbica, exponencial e senoidal (XUE; CHENG; HO, 2009). O padrão da aproximação é determinado por:

$$T_{ref} = \begin{cases} 0, & \text{se } 0 \leq \theta < \theta_{on} \\ T_{ref} f_{up}, & \text{se } \theta_{on} \leq \theta < \theta_{on} + \theta_{ov} \\ T_{ref}, & \text{se } \theta_{on} + \theta_{ov} \leq \theta < \theta_{off} \\ T_{ref} f_{dn}, & \text{se } \theta_{off} \leq \theta < \theta_{off} + \theta_{ov} \\ 0, & \text{se } \theta_{off} + \theta_{ov} \leq \theta < \theta_p \end{cases} \quad (3.12)$$

onde T_{ref} é o torque de referência, f_{up} é a função de aumento de torque, f_{dn} é a função de queda de torque, θ_{on} é o ângulo do início da excitação, θ_{ov} é o ângulo em que há sobreposição de fases, θ_{off} é o ângulo final de excitação e θ_p é o período elétrico da SRM, definido como:

$$\theta_p = \frac{360}{N_r} (^\circ) \quad (3.13)$$

Nas próximas seções, serão apresentadas as TSFs mais tradicionais segundo (XUE; CHENG; HO, 2009), e uma comparação entre elas será conduzida para o caso específico da SRM 6/4 utilizada no trabalho.

3.4.1 TSF LINEAR

Em uma TSF linear, assume-se que os torques produzidos pelas fases individuais estão mudando linearmente com a posição do rotor. As funções de transição f_{up} e f_{dn} são aproximadas por retas, como mostrado na Figura 20, e o intervalo de sobreposição de fases não deve ser maior do que:

$$\theta_{ov} \leq \frac{\theta_p}{2} - \theta_{off} \quad (3.14)$$

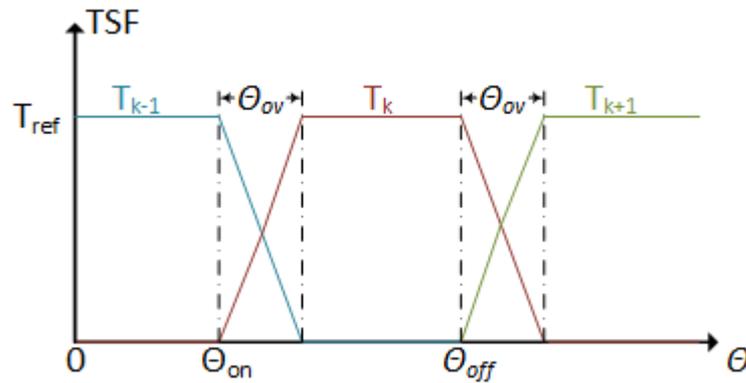


Figura 20 – Idealização da TSF linear.

A partir da Figura 20 pode-se perceber que f_{up} pode ser expressa como:

$$f_{up}(\theta) = \frac{1}{\theta_{ov}}(\theta - \theta_{on}) \quad (3.15)$$

e f_{dn} fica:

$$f_{dn}(\theta) = 1 - \frac{1}{\theta_{ov}}(\theta - \theta_{off}) \quad (3.16)$$

3.4.2 TSF CÚBICA

Nesta aproximação, o torque produzido durante o intervalo de sobreposição de fases assume a forma de um polinômio de terceiro grau. A função é definida pelos coeficientes da equação e constantes, que são definidas como:

$$f_{up}(\theta) = u_0 + u_1(\theta - \theta_{on}) + u_2(\theta - \theta_{on})^2 + u_3(\theta - \theta_{on})^3 \quad (3.17)$$

em que f_{up} deve atender às seguintes restrições:

$$f_{up}(\theta) = \begin{cases} 0, & \text{se } \theta = \theta_{on} \\ 1, & \text{se } \theta = \theta_{on} + \theta_{ov} \end{cases} \quad (3.18)$$

e

$$\frac{df_{up}}{d\theta}(\theta) = \begin{cases} 0, & \text{se } \theta = \theta_{on} \\ 0, & \text{se } \theta = \theta_{on} + \theta_{ov} \end{cases} \quad (3.19)$$

Com estas condições, os coeficientes podem ser calculados, e seus resultados são:

$$\begin{cases} U_0 = 0 \\ u_1 = 0 \\ u_2 = \frac{3}{\theta_{ov}^2} \\ u_3 = -\frac{2}{\theta_{ov}^3} \end{cases} \quad (3.20)$$

Assim, a expressão 3.17 simplifica-se para:

$$f_{up}(\theta) = \frac{3}{\theta_{ov}^2}(\theta - \theta_{on})^2 - \frac{2}{\theta_{ov}^3}(\theta - \theta_{on})^3 \quad (3.21)$$

A função de decaimento é dada por:

$$f_{dn}(\theta) = 1 - \frac{3}{\theta_{ov}^2}(\theta - \theta_{off})^2 + \frac{2}{\theta_{ov}^3}(\theta - \theta_{off})^3 \quad (3.22)$$

3.4.3 TSF SENOIDAL

A TSF senoidal aproxima as partes com sobreposição por funções senoidais, e a porção de aumento do torque é dada por:

$$f_{up}(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos \frac{\pi}{\theta_{ov}}(\theta - \theta_{on}) \quad (3.23)$$

e a função de decaimento por:

$$f_{dn}(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \frac{\pi}{\theta_{ov}}(\theta - \theta_{off}) \quad (3.24)$$

3.4.4 TSF EXPONENCIAL

Utilizando funções exponenciais, foram obtidas aproximações para as porções com sobreposição neste caso de TSF:

$$f_{up}(\theta) = 1 - e^{\frac{-(\theta - \theta_{on})^2}{\theta_{ov}}} \quad (3.25)$$

$$f_{dn}(\theta) = e^{\frac{-(\theta - \theta_{off})^2}{\theta_{ov}}} \quad (3.26)$$

No capítulo seguinte, as quatro funções serão utilizadas para simulação dos resultados de torque, e verificação da sua eficácia na redução das oscilações.

3.5 CONTROLE PI DA SRM

Para a máquina sob estudo no presente trabalho, as constantes de tempo variam em um amplo intervalo. Considerando apenas a resistência e a indutância do enrolamento de cada fase, a resposta ao degrau da planta é mostrada na Figura 21, e a variação do polo da planta é mostrada na Figura 22. A partir destas figuras é possível perceber a dificuldade de se projetar um controlador linear que apresente um desempenho aceitável durante um ciclo de operação, ainda deve-se somar a esta dificuldade o fato de que o efeito da FCEM, cuja variação é mostrada na Figura 23 não está sendo levada em consideração nesta análise.

Apesar das não linearidades inerentes à topologia da SRM, como os controladores PI são os mais utilizados na indústria e na pesquisa, julgou-se relevante obter uma metodologia que permita usar um controlador PI clássico satisfatoriamente, a sistemática adotada em (KRISHNAN, 2001) foi adotada neste trabalho, aplicada à SRM sob estudo.

A equação da tensão terminal (2.15), e a equação mecânica da SRM, são perturbadas com pequenos sinais de modo a obter uma função de transferência relacionando a corrente e a tensão de entrada. A equação mecânica da SRM é:

$$T_e(\theta, i) - T_l = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (3.27)$$

Combinando a equação 3.27 com a equação do torque eletromagnético 2.12 obtém-se:

$$\frac{i^2}{2} \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} - T_l = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (3.28)$$

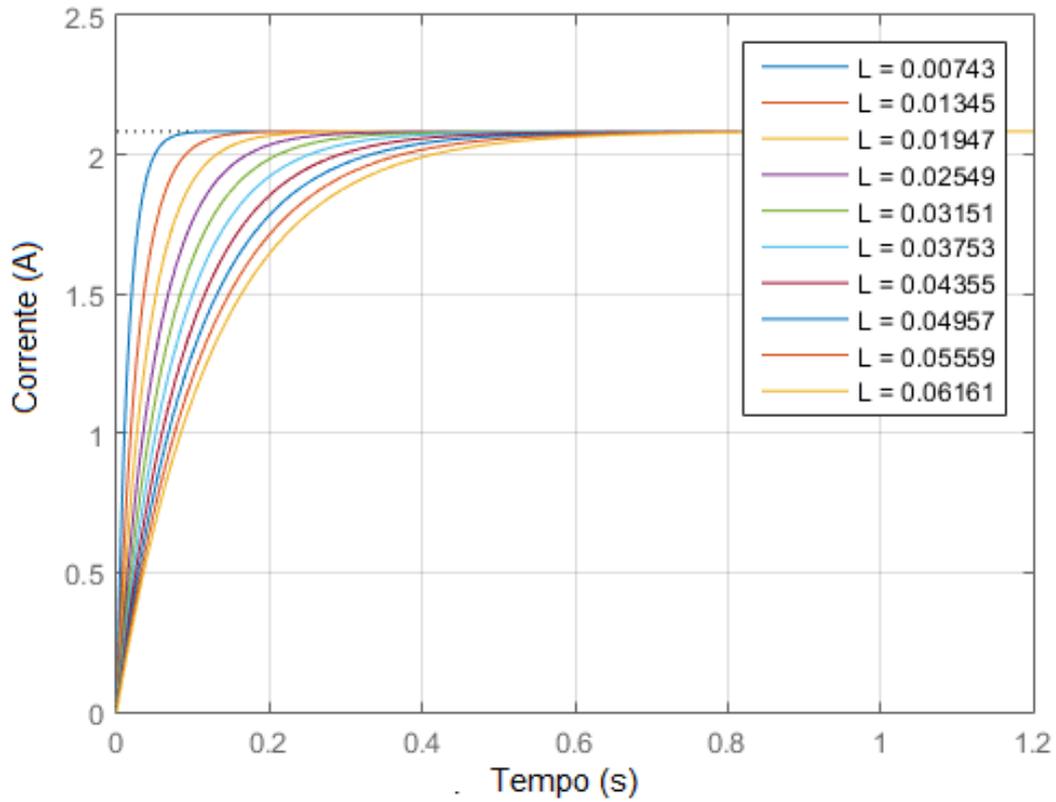


Figura 21 – Resposta de corrente ao degrau em malha aberta do modelo da SRM.

As perturbações em pequenos sinais são feitas em torno da tensão "v", da corrente "i", da velocidade "ω" e do torque "T_i"

$$v = v_o + \delta v \quad (3.29)$$

$$i = i_o + \delta i \quad (3.30)$$

$$\omega = \omega_o + \delta \omega \quad (3.31)$$

$$T_i = T_{i_o} + \delta T_i \quad (3.32)$$

onde o subscrito "o" denota o ponto de operação em regime permanente, e as pequenas variações são representadas pelo "δ", após as substituições e manipulações, as equações

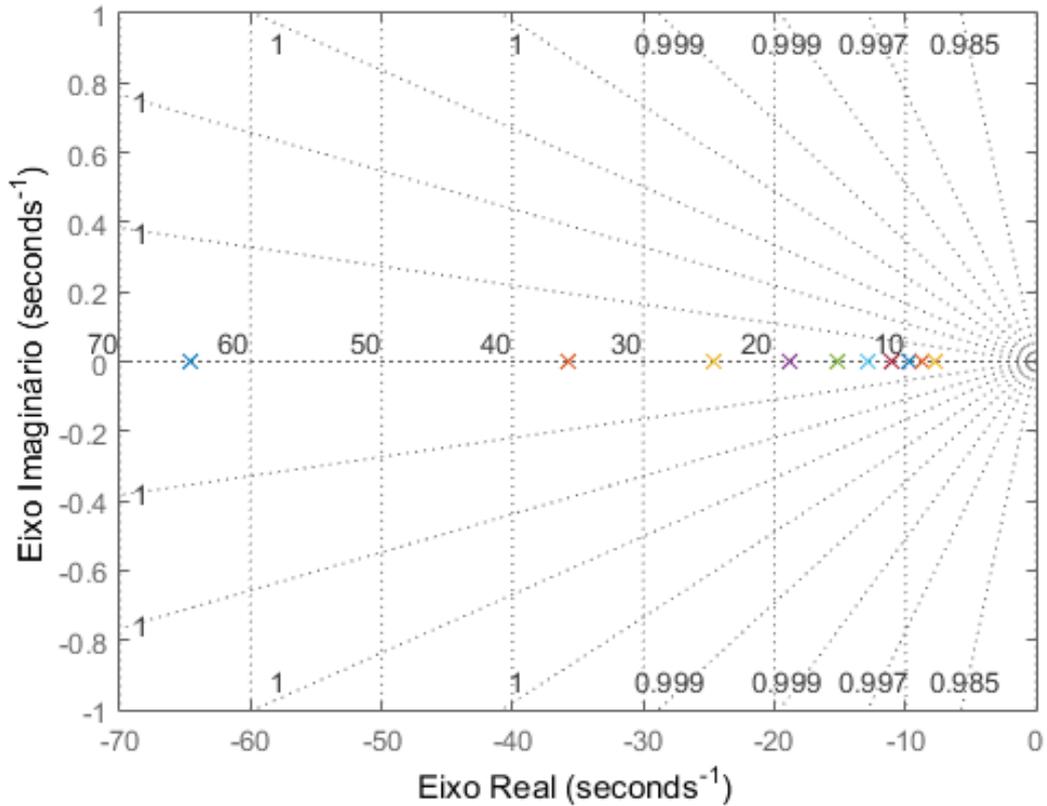


Figura 22 – Deslocamento do polo da planta no intervalo de variação da indutância.

finais obtidas são:

$$\frac{d\delta i}{dt} = \left(-\frac{R_s}{L} - \frac{1}{L} \frac{dL}{d\theta} \omega_o \right) \delta i - \frac{1}{L} \frac{dL}{d\theta} i_o \delta \omega + \frac{\delta V}{L} \quad (3.33)$$

$$\frac{d\delta \omega}{dt} = \left(-\frac{1}{J} \frac{dL}{d\theta} i_o \right) \delta i - \frac{B}{J} \delta \omega + \frac{\delta T_l}{J} \quad (3.34)$$

No projeto do controlador o valor de L adotado é o médio entre o máximo e o mínimo, e o valor de $dL/d\theta$ também foi escolhido como o coeficiente angular da reta de crescimento médio da indutância, que na SRM utilizada no trabalho é de 0,0017. Considerou-se para a escolha do ponto de operação, uma corrente de 1 A a 1000 rpm.

A partir deste modelo de pequenos sinais, o diagrama de blocos da Figura 24 pode ser obtido, onde:

$$R_{eq} = R_s + \frac{dL}{d\theta} \omega_o \quad (3.35)$$

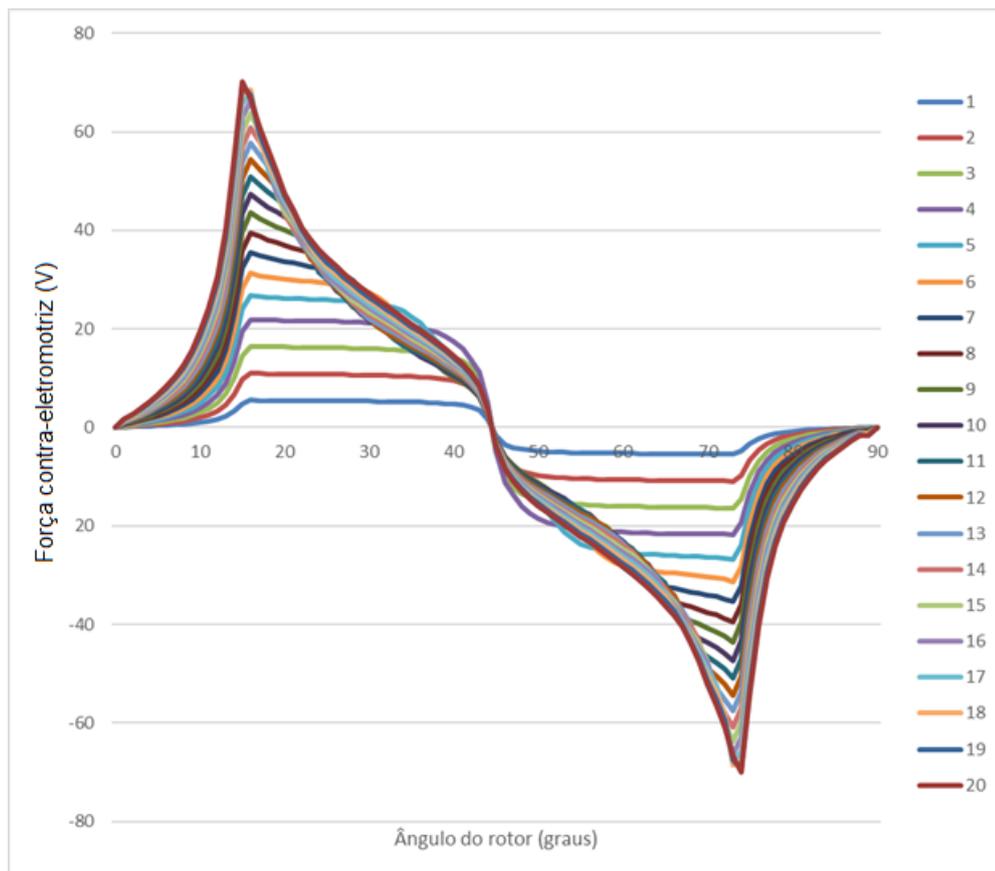


Figura 23 – Variação da FCEM em um período elétrico para correntes variando de 1 a 20 A.

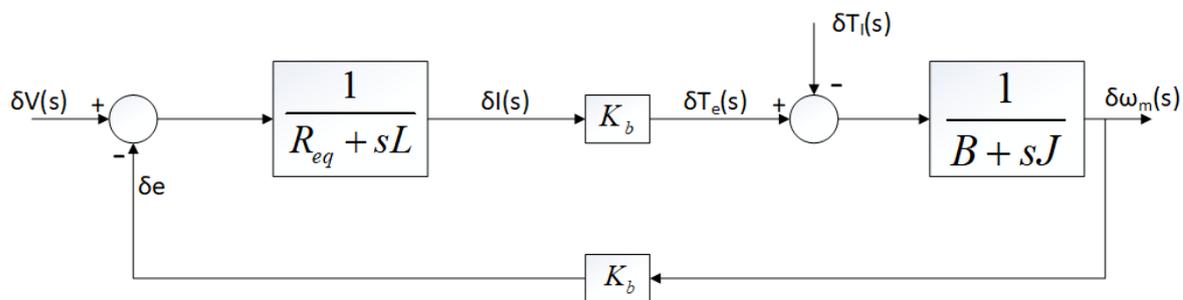


Figura 24 – Diagrama de blocos do modelo de pequenos sinais.

$$K_b = \frac{dL}{d\theta} i_o \tag{3.36}$$

$$\delta_e = \frac{dL}{d\theta} i_o \delta\omega_m \tag{3.37}$$

onde R_{eq} é adotado como uma resistência equivalente do modelo, K_b é a constante da força eletromotriz (FEM) e δ_e é a FEM induzida.

No diagrama de blocos da Figura 24, existe uma realimentação entre a força contraeletromotriz e a corrente. É possível eliminar esta realimentação incorporando-a à

malha direta, o que resulta no diagrama de blocos simplificado da Figura 25.

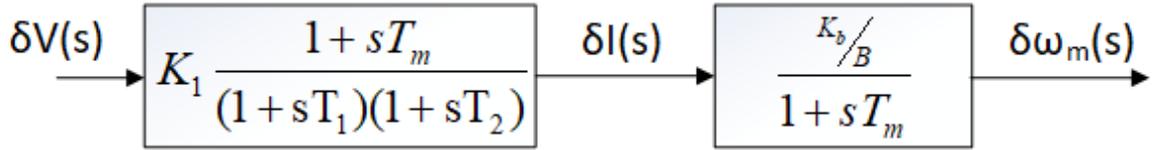


Figura 25 – Diagrama de blocos simplificado.

onde,

$$K_1 = \frac{B}{K_b^2 + R_{eq}B} \quad (3.38)$$

$$T_m = \frac{J}{B} \quad (3.39)$$

$$-\frac{1}{T_1}, \frac{1}{T_2} = -\frac{1}{2} \left[\frac{B}{J} + \frac{R_{eq}}{L} \right] \pm \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{B}{J} + \frac{R_{eq}}{L} \right)^2 - \frac{K_b^2 + R_{eq}B}{JL}} \quad (3.40)$$

O conversor de acionamento pode ser modelado como um sistema de primeira ordem do tipo:

$$G_c(s) = \frac{K_r}{1 + sT_r} \quad (3.41)$$

onde K_r é o ganho do conversor e T_r é a constante de tempo representando o atraso do conversor, e são definidos por:

$$K_r = \frac{V_{cc}}{V_{cm}} \quad (3.42)$$

onde V_{cc} é a tensão aplicada ao barramento de alimentação, e V_{cm} é a tensão máxima de controle, que pode ser levada em consideração no projeto.

$$T_r = \frac{T_c}{2} = \frac{1}{2f_c} \quad (3.43)$$

onde f_c é a frequência de chaveamento da onda portadora.

A partir daí se pode obter o diagrama de blocos da malha de corrente, mostrado na Figura 26. Considera-se que a constante de tempo do conversor é muito pequena em comparação a constantes de tempo da planta, e seu efeito não é considerado de modo a simplificar o projeto do controlador. Portanto apenas o ganho K_r aparece no diagrama de blocos. A constante de tempo mecânica também é considerada grande o suficiente para

que $(1 + sT_m)$ possa ser aproximada para sT_m , e então a malha de corrente se torna um sistema de segunda ordem, podendo ser comparada com a forma canônica.

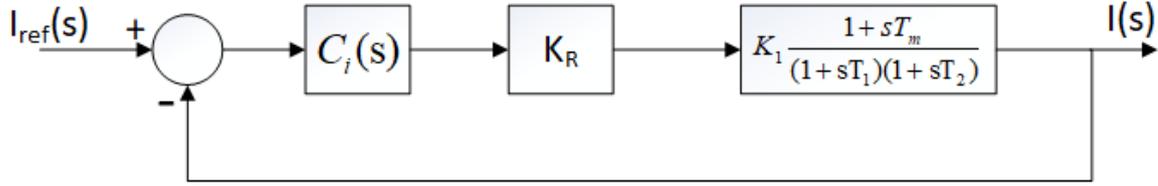


Figura 26 – Malha de realimentação de corrente.

O controlador escolhido é um controlador PI, cuja função de transferência é:

$$C_i(s) = \frac{K_i(1 + sT_i)}{sT_i} \quad (3.44)$$

Onde K_i é o ganho, e T_i é a constante de tempo do controlador

O projeto do controlador consiste em determinar uma banda de passagem que seja pelo menos dez vezes mais lenta do que a frequência de chaveamento do conversor, de modo que o seus efeitos sejam atenuados. A equação característica da função de transferência em malha fechada é:

$$s^2 + s \left(\frac{T_1 + T_2 + K_i K_r K_1 T_m}{T_1 T_2} \right) + \frac{K_i K_r K_1 T_m + T_i}{T_i T_1 T_2} \quad (3.45)$$

A forma canônica de uma função de transferência de segundo grau é definida em função de seu coeficiente de amortecimento ξ e da frequência natural não amortecida ω_n , e pode ser representada pela seguinte equação (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011):

$$G(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.46)$$

Por comparação, chega-se a:

$$2\xi\omega_n = \frac{T_1 + T_2 + K_i K_r K_1 T_m}{T_1 T_2} \quad (3.47)$$

$$\omega_n^2 = \frac{K_i K_r K_1 T_m + T_i}{T_1 T_2} \quad (3.48)$$

Resolvendo estas equações em função dos ganhos do controlador chega-se a:

$$K_i = \frac{2\xi T_1 T_2 \omega_n - T_1 - T_2}{K_r K_1 T_m} \quad (3.49)$$

$$T_i = \frac{K_i K_r K_1 T_m}{T_1 T_2 \omega_n^2 - 1} \quad (3.50)$$

Os parâmetros de amortecimento e banda de passagem podem ser estabelecidos a partir do tempo de assentamento desejado (t_s) e do máximo sobressinal (M_p), através das relações mostradas nas equações a seguir:

$$\xi = \sqrt{\frac{\ln(M_p)^2}{\pi^2 + \ln(M_p)^2}} \quad (3.51)$$

$$\omega_n = \frac{4}{\xi t_s} \quad (3.52)$$

Assim, é estabelecida uma metodologia de projeto para determinar os ganhos do controlador de corrente, a partir de dados de projeto da SRM.

3.6 CONTROLE EM MODOS DESLIZANTES - SMC

O regulador de histerese apresenta um bom resultado dinâmico para controlar as correntes da SRM, sendo capaz de controlar mesmo plantas não lineares. Porém, existe o problema da frequência variável, que pode excitar frequências naturais da máquina, ocasionando ruídos elevados. O controlador PI é capaz de entregar uma frequência fixa para o conversor de acionamento da SRM, porém é dependente de um modelo linear da planta, o que não é possível fazer para a SRM, mantendo um alto desempenho dinâmico. Portanto, de modo a combinar as vantagens de um controlador não linear, trabalhando em frequência conhecida, foi proposto um controlador em modo deslizante, o qual foi adaptado do modelo desenvolvido em (YE; MALYSZ; EMADI, 2015).

Para esta implementação, o erro de corrente foi adotado como sendo:

$$e = i - i_{ref} \quad (3.53)$$

A equação da tensão terminal da SRM pode ser rearranjada da seguinte maneira:

$$\dot{e} = Ae + Bv + Ai_{ref} \quad (3.54)$$

onde:

$$A = -\frac{1}{L} \left(R + \omega \frac{dL}{d\theta} \right) \quad (3.55)$$

$$B = \frac{1}{L} \quad (3.56)$$

A superfície de chaveamento escolhida é:

$$\sigma = e + \gamma \int e \quad (3.57)$$

Como esta é uma superfície de primeira ordem, o sistema estará sujeito a chattering devido às limitações de frequência, para redução do fenômeno, a superfície foi adaptada para um sistema de segunda ordem, como mostrado a seguir:

$$\dot{\sigma} = -q\sigma - \epsilon \operatorname{sgn}(\sigma) \quad (3.58)$$

Derivando a superfície em 3.57, e substituindo a equação 3.54 encontra-se a lei do controlador por modo deslizante, dada por:

$$v = \frac{1}{B}(-q\sigma - \epsilon \operatorname{sgn}(\sigma) - Ae - Ai_{ref}) \quad (3.59)$$

Para que a frequência de chaveamento do conversor seja fixa, a saída do SMC é aplicada a um sinal PWM, e logo o ciclo de trabalho é dado por:

$$d = \frac{v}{V_{cc}} \quad (3.60)$$

3.6.1 ESTABILIDADE DO CONTROLADOR EM MODO DESLIZANTE

Como visto na revisão do capítulo 2, a estabilidade pode ser provada no modelo em espaço de estados caso exista uma matriz \mathbf{P} que satisfaça a equação 2.34. Se a condição for atendida, então a função de Lyapunov da equação 2.35 pode ser adotada. O sistema pode ser modelado no espaço de estados da seguinte maneira, a partir das equações 3.58 e a forma diferencial de 3.57

$$\begin{bmatrix} \dot{\sigma} \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -q & 0 \\ -q & -\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\epsilon \operatorname{sgn}(\sigma) \\ -\epsilon \operatorname{sgn}(\sigma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

A partir deste sistema, a matriz \mathbf{P} é igual a:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \frac{\gamma^2 + \gamma q + q^2}{2\gamma q(\gamma + q)} & \frac{-q}{2\gamma(\gamma + q)} \\ \frac{-q}{2\gamma(\gamma + q)} & \frac{1}{2\gamma} \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

Para que a função de Lyapunov V seja positiva definida, é necessário que \mathbf{P} seja positiva definida, o que irá ocorrer caso os seus menores principais sejam todos positivos, logo:

$$\frac{\gamma^2 + \gamma q + q^2}{2\gamma q(\gamma + q)} > 0; \quad (3.63)$$

$$\frac{\gamma^2 + 2\gamma q + 2q^2}{4\gamma q(\gamma + q)2} > 0$$

Estas condições serão atendidas para quaisquer valores de q e γ que sejam positivos.

Resta ainda verificar se \dot{V} é negativa semi definida, o que pode ser feito através de:

$$\dot{V} = \dot{\sigma} = -q\sigma^2 - \epsilon\sigma \operatorname{sgn}(\sigma) < 0 \quad (3.64)$$

Logo, comprova-se a estabilidade do sistema para os parâmetros de controle.

3.7 GERADOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADA

O gerador de relutância chaveada (Switched Reluctance Generator - SRG) tem sido considerado em diversas aplicações, como já foi comentado no capítulo 2. E para as simulações serem realizadas neste modo de operação é necessária uma modificação na lógica de identificação das fases a serem excitadas

A lógica para a determinação do momento em que cada fase deve ser excitada definida para operação motora, é estabelecida dentro de um intervalo que varia de 0° a 90° , e as condições estabelecidas considerando $\theta_{off} > \theta_{on}$. Porém, no caso da operação como gerador, no sistema de referência adotado, a indutância da fase "a" é decrescente entre 0° e 30° . Então, a antecipação do ângulo deve ser feita para ângulos menores que 90° , o que resulta em $\theta_{on} > \theta_{off}$. Uma lógica muito semelhante à da Figura 18 pode ser empregada no caso do SRG, bastando apenas substituir a lógica "E" pela lógica "OU".

Pela própria topologia do SRG, é necessária uma fonte externa de modo a iniciar a operação, de modo que sejam estabelecidas as correntes de excitação do estator. Após este instante inicial, o SRG é capaz de manter uma tensão constante proporcional à corrente de excitação. Um regulador de histerese é utilizado para controlar as correntes do SRG, e posteriormente um controlador PI de tensão é empiricamente ajustado de modo a verificar apenas a capacidade de se manter a tensão em um valor constante. O diagrama de controle adotado para a simulação como gerador é mostrado na Figura 27.

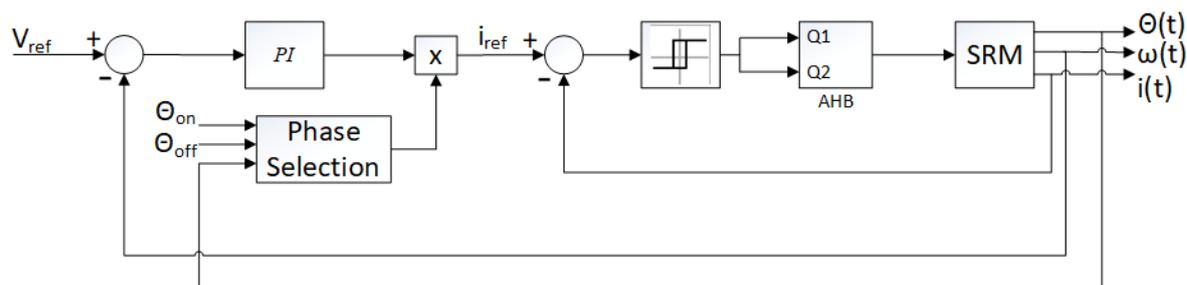


Figura 27 – Malha de realimentação de corrente.

3.8 APLICAÇÃO DA SRM EM UM SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA BASEADO EM FLYWHEEL (FESS)

Com o objetivo de verificar a operação da SRM tanto como motor quanto como gerador, e visando aplicação do protótipo com a finalidade para a qual ele foi desenvolvido, nesta seção são apresentados os componentes necessários para conexão à rede e a metodologia adotada para projetar os controladores de cada conversor. A SRM tem uma potência nominal de 1.5 kW e é conectada à rede através de um conversor na configuração back-to-back. O conversor proposto consiste de duas etapas distintas, capazes de operar tanto como inversores quanto como retificadores controlados. Estes conversores estão ligados entre si através de um barramento CC, cuja tensão é regulada por um capacitor de acoplamento. Entre o FESS e o barramento CC, está o conversor do lado da máquina (CLM), responsável pelo controle das correntes da SRM. Enquanto que entre o barramento e a rede está o conversor fonte de tensão trifásico (Voltage Source Converter - VSC), que será responsável pelo controle da potência ativa e reativa injetadas na rede ou requeridas para a recarga do FESS, e pelo controle da tensão do barramento CC. O sistema proposto é representado pela Figura 28, com seus respectivos sinais de controle, medições e referências necessárias (VIEIRA *et al.*, 2018).

Nas subseções a seguir serão detalhadas as partes de cada um dos sistemas presentes, e o projeto dos controladores necessários.

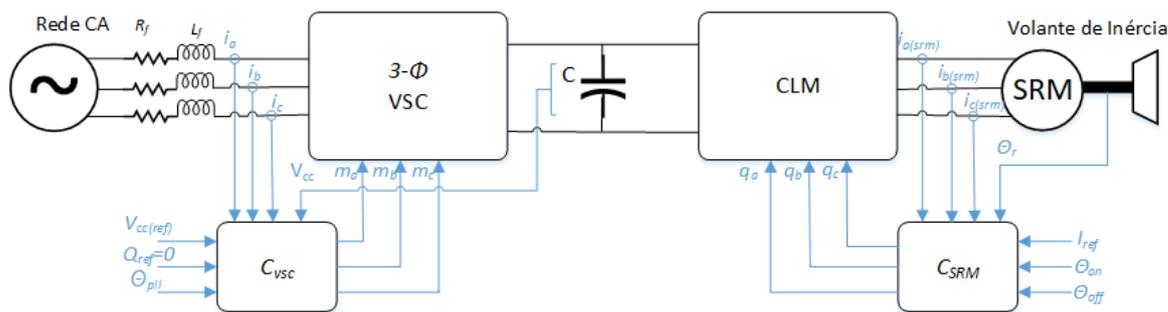


Figura 28 – Sistema proposto.

3.8.1 CONVERSOR VSC

O controle do VSC, representado na Figura 29 foi feito no sistema de referência síncrono, através da utilização de um SRF-PLL (Synchronous Reference Frame - Phase Locked Loop) de modo a entregar uma frequência compatível com a da rede. As potências são sintetizadas através da regulação das correntes i_d e i_q por controladores PI e modulação PWM senoidal. Esta técnica foi escolhida devido à simplicidade do projeto dos controladores no sistema de coordenadas síncrono (dq), onde as grandezas senoidais são representadas como valores constantes, permitindo o uso de um controlador PI convencional. Em seguida foi projetado um controlador PI para o barramento CC em uma malha externa à malha de corrente i_d , que ficará responsável por determinar a referência desta corrente. A malha i_q foi regulada para zero neste trabalho de modo a fazer com que o inversor opere com fator de potência unitário.

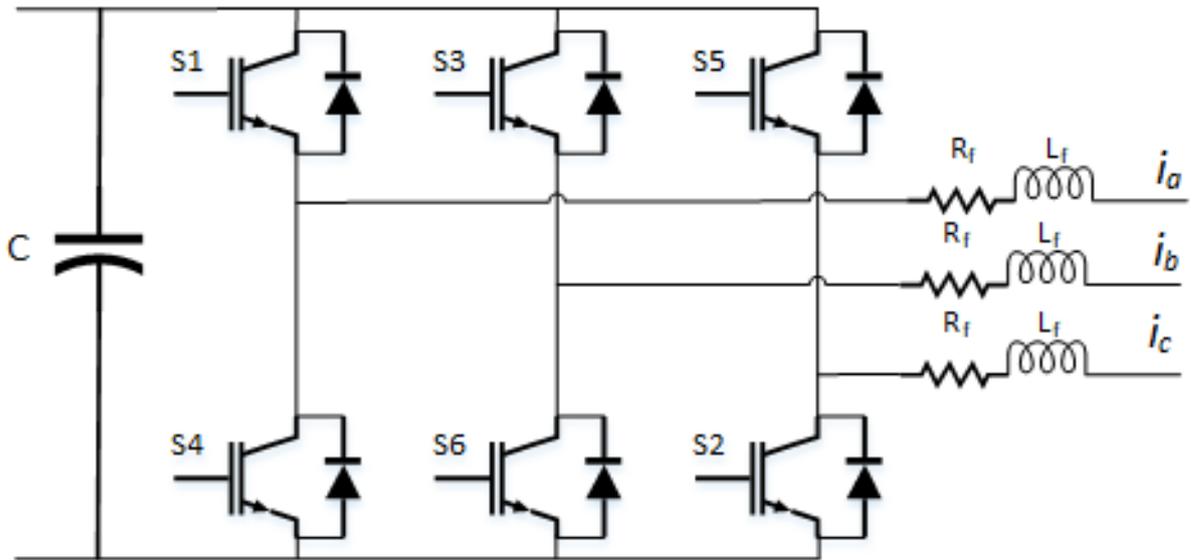


Figura 29 – VSC trifásico bidirecional.

As correntes de cada fase podem ser medidas no ponto de acoplamento comum, e decompostas no sistema de coordenadas síncrono (dq), através da transformada de Park, que transforma as grandezas senoidais em fasoriais através da matriz de transformação 3.65. Quando a rede está equilibrada, tem-se que os módulos de i_a , i_b e i_c são iguais, defasados entre eles de 120° , e logo i_0 será igual a zero.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

O ângulo de sincronização θ é encontrado através do uso do PLL, que é empregado para monitorar continuamente a frequência do sistema mantendo a sincronização mesmo se existirem variações na rede. A estrutura básica de um PLL deve conter:

- Um detector de fase, responsável por gerar um sinal de erro entre o sinal de entrada e a saída do PLL;
- Um filtro de realimentação que, através da implementação de um controlador PI, é responsável por levar o erro do detector de fase para zero;
- Um oscilador controlado por tensão, cuja saída gera o ângulo de sincronização em que a rede está operando.

A Figura 30 mostra o diagrama de blocos do PLL adotado para este trabalho.

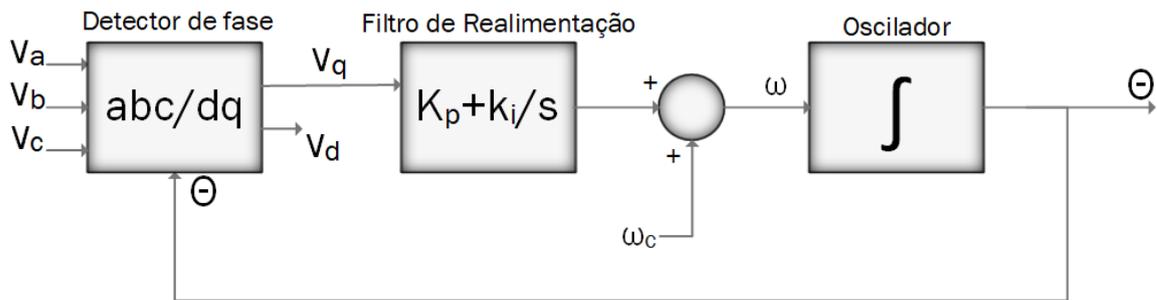


Figura 30 – Diagrama de blocos do PLL adotado.

As equações diferenciais do circuito do inversor podem ser descritas diretamente no sistema de coordenadas síncrono (YAZDANI; IRAVANI, 2010):

$$L \frac{di_d}{dt} = L_f \omega_0 i_q - R_f i_d + V_{td} - V_S \quad (3.66)$$

e

$$L \frac{di_q}{dt} = L_f \omega_0 i_d - R_f i_q + V_{tq} \quad (3.67)$$

Onde V_t é a tensão terminal de saída do inversor e para modulação PWM senoidal seu valor é:

$$V_t = m \frac{V_{cc}}{2} \quad (3.68)$$

Em que m é o fator de modulação, e representa o sinal modulante que será comparado com a onda portadora do PWM, para a obtenção do padrão de chaveamento de cada interruptor do VSC.

Nota-se que estas equações possuem um termo acoplado, então o sistema de controle deve compensar este efeito. A Figura 31 mostra o diagrama de blocos do controle proposto para o conversor do lado da rede.

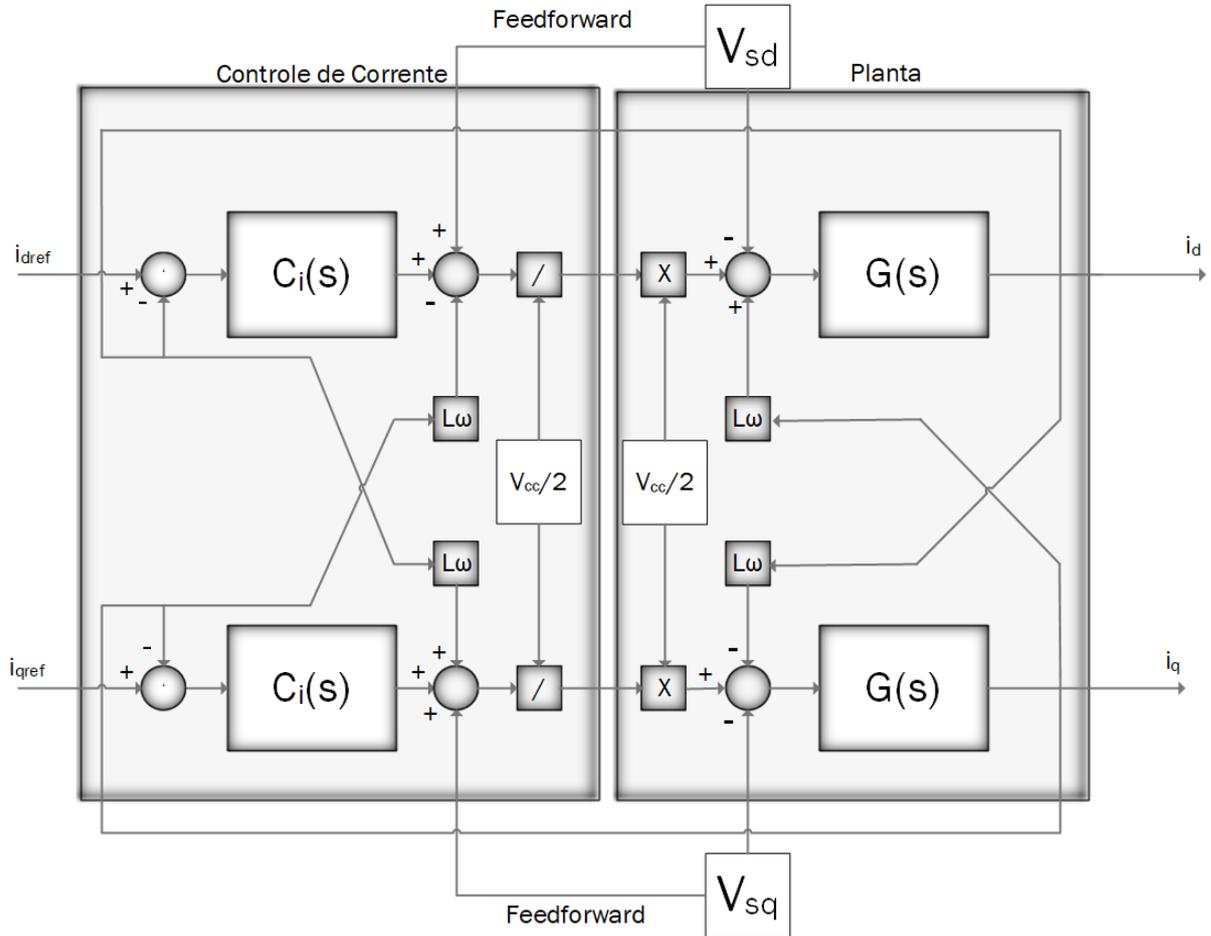


Figura 31 – Diagrama de blocos do controle de corrente.

A função de transferência $G(s)$ que representa a planta pode ser encontrada aplicando a transformada de Laplace à malha do circuito do filtro de acoplamento, resultando em:

$$G(s) = \frac{I}{V_t} = \frac{1}{sL_f + R_f} \quad (3.69)$$

A planta modelada é um sistema de primeira ordem do tipo zero, ou seja, não possui um integrador em sua função de transferência, com um polo em $-R_f/L_f$. Então, para que o sistema possa seguir uma referência em degrau sem erro de regime permanente, o controlador deve possuir no mínimo um integrador. Neste caso também, como o polo está no semiplano direito, pode ser projetado um controlador PI de modo que o zero do controlador cancele o polo da planta. Com este procedimento, os ganhos dos controladores

podem ser calculados por:

$$k_p = \frac{L_f}{\tau_i} \quad (3.70)$$

e

$$k_i = \frac{R_f}{\tau_i} \quad (3.71)$$

Em que τ_i é a constante de tempo desejada para o sistema em malha fechada, esta constante de tempo deve ser rápida o suficiente para responder em menos de um ciclo da rede, porém deve ser pelo menos dez vezes mais lenta do que a frequência de chaveamento do VSC, sendo sugerido um valor entre 0,5 e 5 ms, de modo a filtrar as componentes de alta frequência provenientes do PWM (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

3.8.2 CONTROLE DO BARRAMENTO CC

O VSC também é o responsável por manter a tensão no barramento CC em seu valor de referência, este controle é feito através de uma malha externa ao controle da corrente de eixo direto (i_d). Para isto é necessário que o projeto da malha mais externa seja pelo menos dez vezes mais lento do que a malha interna (YAZDANI; IRAVANI, 2010), porque assim pode-se considerar a dinâmica da mesma como instantânea, e projetar o controlador apenas considerando a planta da malha externa, como mostrado na Figura 32.

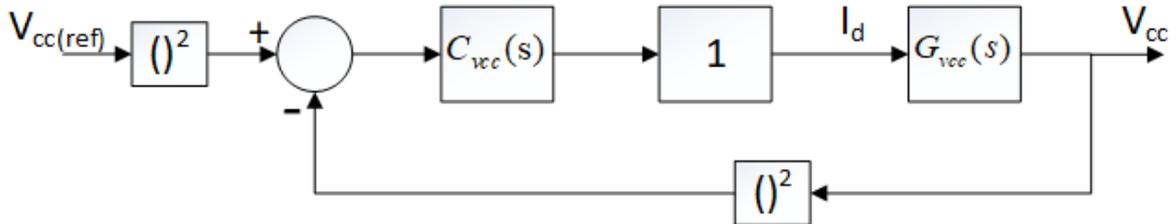


Figura 32 – Diagrama de blocos do controle do barramento cc.

O projeto do controlador do elo CC foi feito a partir do balanço de potência no barramento (P_{cc}). Considerando que o conversor não possui perdas, a potência entregue à rede (P_d) será igual à potência gerada pelo FESS (P_g) menos a taxa de variação da energia no capacitor, então:

$$P_{cc} = P_g - P_d \rightarrow \frac{1}{2}C \frac{dv_{cc}^2}{dt} = P_g - \frac{3}{2}v_d i_d \quad (3.72)$$

De onde foi obtida a função de transferência da equação 3.73, que relaciona a tensão do barramento com a corrente de eixo direto.

$$\frac{V_{cc}^2}{i_d} = -\frac{3V_d}{sC} \quad (3.73)$$

Utilizando um controlador PI, a função de transferência de malha fechada é:

$$G_v(s) = \frac{\frac{-3k_{pvcc}V_d s}{C} - \frac{-3k_{ivcc}V_d}{C}}{s^2 - \frac{-3k_{pvcc}V_d s}{C} - \frac{-3k_{ivcc}V_d}{C}} \quad (3.74)$$

Esta função de transferência pode ser comparada à forma canônica encontrada na equação 3.75.

$$G(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.75)$$

Através da comparação destas funções é possível determinar os ganhos dos controladores a partir de 3.76 e 3.77.

$$k_{pvcc} = -\frac{2\xi\omega_n C}{3V_d} \quad (3.76)$$

$$k_{ivcc} = -\frac{C\omega_n^2}{3V_d} \quad (3.77)$$

3.8.3 CONTROLE DO CONVERTOR DO LADO DA MÁQUINA - CLM

O conversor do lado da SRM é o responsável pelo controle da corrente de acionamento da máquina, e conseqüentemente pela potência gerada ou demandada da rede em cada modo de operação.

As correntes de cada fase da SRM são controladas por um regulador de histerese, e a sequência do acionamento das fases é determinada pelos ângulos de disparo θ_{on} e de extinção θ_{off} , relativos à posição do rotor, como já foi descrito em seções anteriores. Para isto, o algoritmo de controle deve alternar os ângulos de acionamento para cada modo de operação, comparando-os à posição do rotor relativa ao período elétrico da SRM. Esta configuração permite uma transição automática entre o modo de regulação de histerese e o modo de pulso único.

3.9 SUMÁRIO DO CAPÍTULO

O presente capítulo iniciou-se com uma breve comparação das diferenças no acionamento da SRM, quando comparadas a outras topologias de máquinas. Estas características

únicas trazem como consequência maior complexidade ao se projetar um controlador dependendo do objetivo almejado. O protótipo experimental e sua placa de controle e condicionamento de sinais foram apresentados na sequência, descrevendo seus principais componentes. Em seguida foram mostradas as características de magnetização da SRM específica do projeto e seu perfil de indutância e de variação de torque durante um período elétrico. A partir daí foram apresentadas as curvas que ilustram as características das tabelas de corrente e de torque que compõem o modelo de simulação da SRM.

O capítulo continua com o projeto dos controladores selecionados para simulação. A dependência da posição do rotor para a sequência em que as fases devem ser acionadas foi descrita, quando foi definida a lógica para determinar a fase que deve ser excitada em cada posição do rotor, cada um dos controladores selecionados foi modelado e a metodologia para determinação dos ganhos foi desenvolvida.

As modificações necessárias para testar a SRM como gerador foram descritas em seguida e foi apresentado um exemplo de aplicação de um FESS conectado à rede. Neste ponto foram descritas as partes necessárias e os controladores de cada um dos conversores foram projetados.

Por fim a implementação digital do controlador PI de corrente foi mostrada, e o trecho do algoritmo responsável pelo controle foi apresentado.

No próximo capítulo, serão apresentados os resultados obtidos a partir das técnicas de controle selecionadas a partir da revisão, e que foram descritos neste capítulo.

4 RESULTADOS

O capítulo anterior mostrou a metodologia e os projetos dos controladores utilizados nesta dissertação. Neste capítulo, os resultados obtidos serão apresentados, e analisadas as características de cada um. As simulações foram executadas no software Matlab/Simulink[®], utilizando o pacote SimPowerSystems, e foi utilizado um passo de simulação fixo de $2\mu s$. Inicialmente serão apresentados todos os resultados de simulação, e ao final do capítulo será apresentado um resultado experimental do controlador PI projetado.

4.1 REGULADOR DE HISTERESE

Seguindo a sequência estabelecida no capítulo anterior, o primeiro controlador simulado foi o regulador de histerese, em que se deseja determinar como a mudança do ângulo de disparo θ_{on} influencia no torque gerado pela SRM. Como anteriormente mencionado, quanto mais alta a velocidade de rotação da máquina, mais o ângulo θ_{on} precisa ser antecipado de modo a obter o maior torque por ampere, assim foram feitas simulações para ângulos de acionamento de 60° , 55° , 50° e 45° . O ângulo θ_{off} foi mantido fixo em 30° , visando comparar o desempenho da máquina para diferentes ângulos de condução. Para isto, uma simulação é feita durante 5 segundos, onde o valor de referência de velocidade inicial foi de 1000 rpm, e em 0,5 s, a referência é alterada para 3000 rpm. Nestas condições, os resultados obtidos para a velocidade e torque são mostrados nas Figuras 33 e 34. Neste caso, apenas se garantiu que o controlador de velocidade seria capaz de manter a SRM em um valor constante.

Nas Figuras 33 (a) e (b), que correspondem aos θ_{on} de 60° e 55° respectivamente, percebe-se que a velocidade não atinge o valor de 3000 rpm, mostrando que é necessária uma maior antecipação de θ_{on} e que portanto, os respectivos torques, nas Figuras 34 (a) e (b) apresentam maiores oscilações. O melhor resultado foi obtido para $\theta_{on} = 50^\circ$, que corresponde à Figura 33 (c), em que as menores oscilações de torque foram observadas, como mostrado na Figura 34 (c). Porém, com $\theta_{on} = 45^\circ$, o tempo para que a máquina alcance a referência de 3000 rpm é menor, como pode ser visto na Figura 33 (d).

Como os melhores resultados em relação às oscilações de torque foram obtidos para as simulações (c) e (d), os resultados de corrente serão mostrados apenas para estes dois casos, e o resultado pode ser observado nas Figuras 35 e 36.

Nota-se que a 1000 rpm, o regulador de histerese é capaz de limitar a corrente de acordo com a referência. Porém, a 3000 rpm a SRM encontra-se na transição para o modo de pulso único, e os interruptores são comutados poucas vezes. Pode-se perceber também

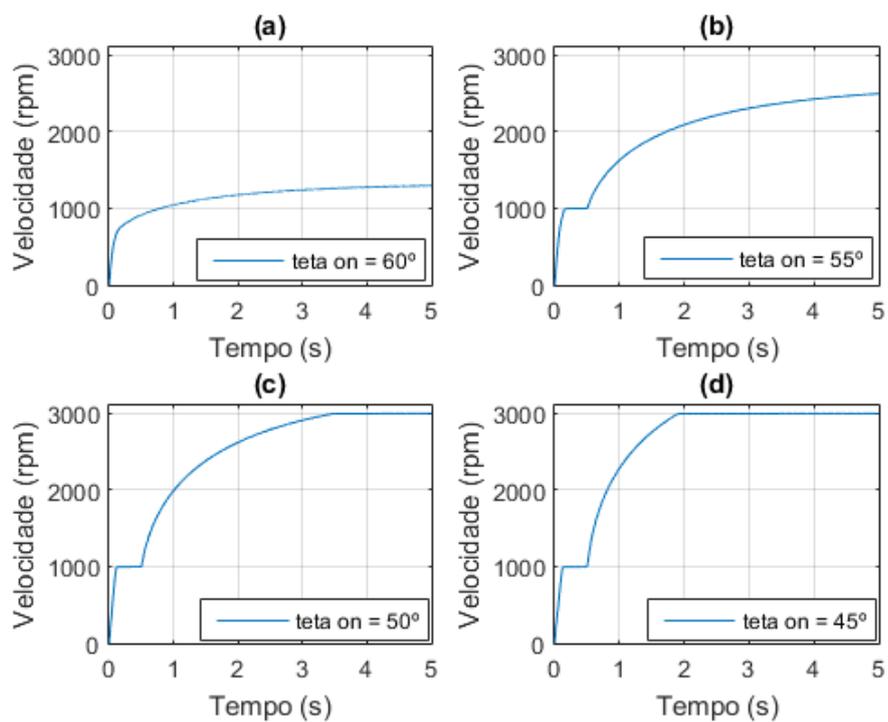


Figura 33 – Resposta de velocidade para vários ângulos de condução.

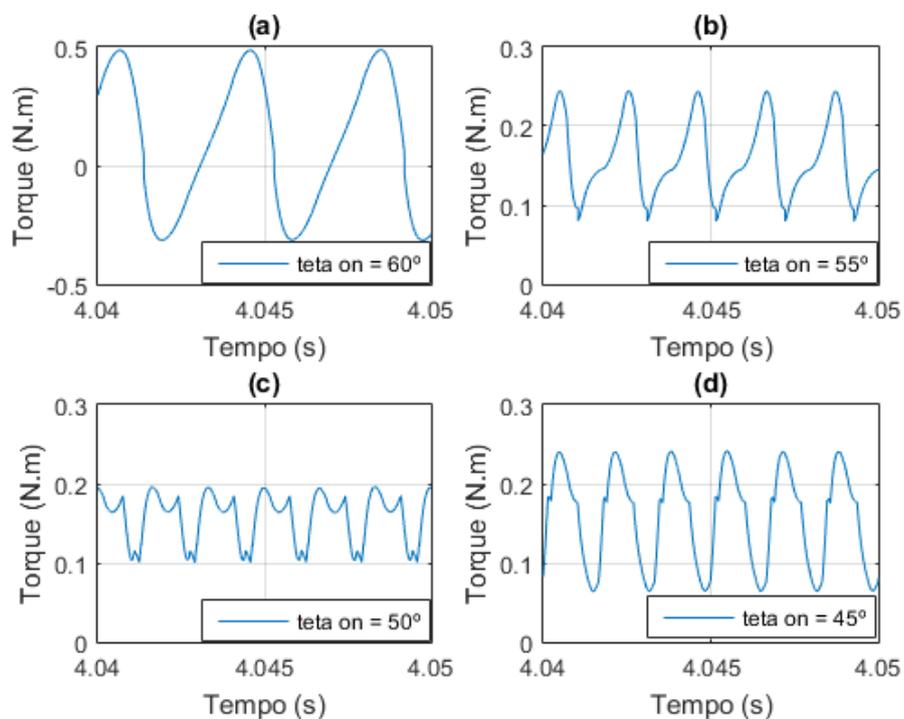


Figura 34 – Resposta de torque para os vários ângulos de condução.

que para $\theta_{on} = 50^\circ$, as correntes são mais baixas para a mesma velocidade de referência. A transição para pulso único é comprovada através do cálculo da velocidade base, que

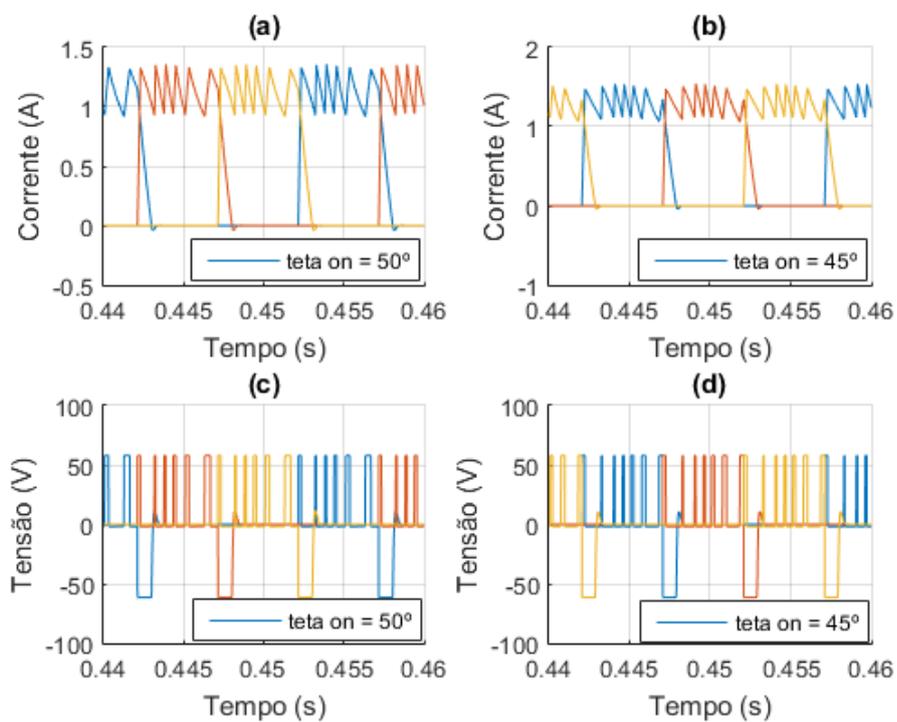


Figura 35 – Controle de corrente a 1000 rpm.

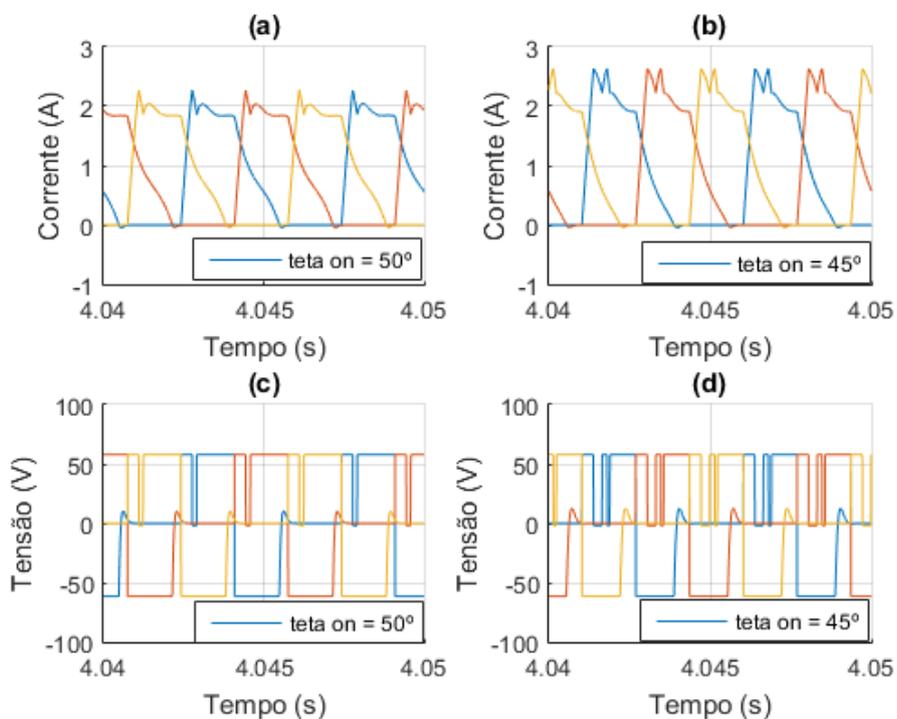


Figura 36 – Controle de corrente a 3000 rpm.

foi mostrada na equação 2.16. Se for considerada uma corrente chegando a 2,5 A e uma

tensão de alimentação de 60 V, a velocidade base pode ser estimada em:

$$\omega_{base} = \frac{V_{cc}}{i \frac{dL}{d\theta}} = \frac{60}{2,5 \cdot 0,0017 \cdot \frac{180}{\pi}} = 246,4(rad/s) = 2352,9(rpm) \quad (4.1)$$

Este resultado é apenas uma aproximação de ω_{base} , pois seu valor instantâneo varia durante o período, e serve de indicação para quando irá ocorrer a mudança entre um modo de operação e outro.

Conforme mostram os resultados obtidos, o ângulo θ_{on} tem grande influência no tempo em que a SRM irá alcançar a velocidade de regime, e também no valor que a velocidade atinge no regime permanente. Logo, identificou-se a necessidade de se estabelecer um método capaz de alterar o ângulo θ_{on} dinamicamente, de acordo com a velocidade do rotor.

4.2 VARIAÇÃO DINÂMICA DO ÂNGULO DE DISPARO

De modo a obter os resultados quando é implementado o controle dinâmico do ângulo de disparo, a equação 3.11 é implementada no Matlab/Simulink[®] para comparação dos resultados, e o sistema simulado utilizando as mesmas referências de velocidade utilizadas do caso com ângulo fixo.

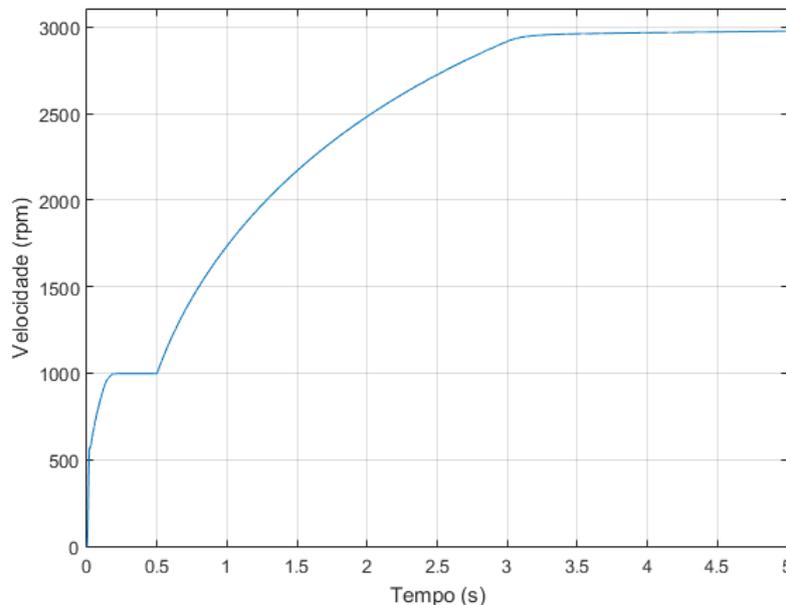


Figura 37 – Resposta de velocidade para 3000 rpm com controle de ângulo.

De acordo com a Figura 37, a velocidade de 3000 rpm é alcançada em 3 segundos, e as oscilações de torque nesta velocidade podem ser vistas na Figura 38, a evolução do ângulo θ_{on} é mostrada na Figura 39, em regime permanente, o ângulo calculado através

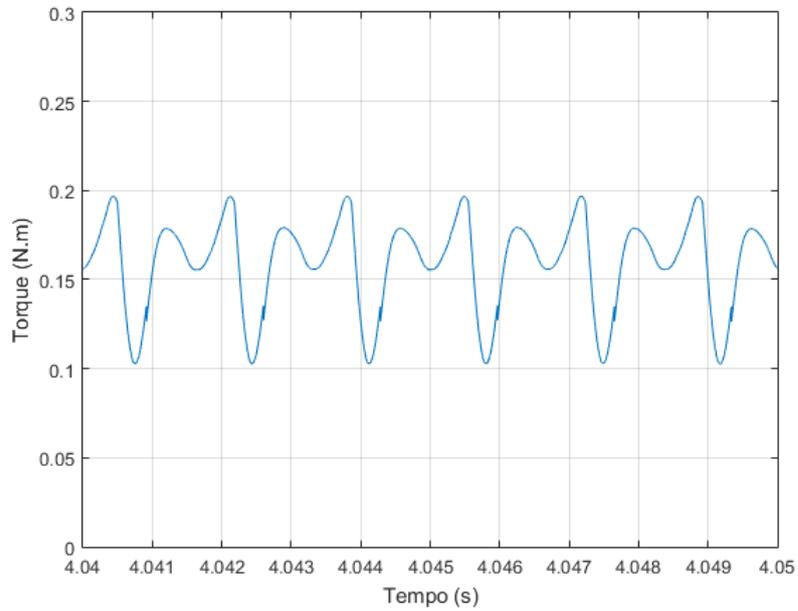


Figura 38 – Resposta de torque para 3000 rpm com controle de ângulo.

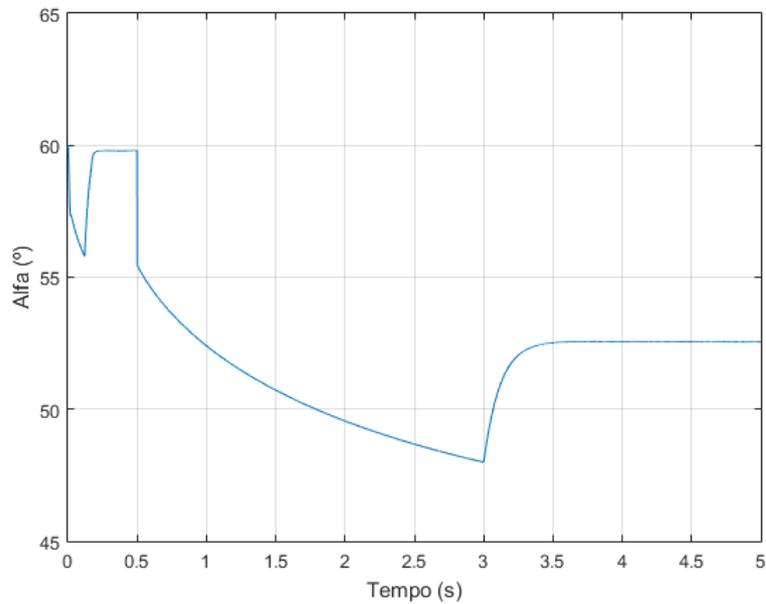


Figura 39 – Evolução do ângulo de disparo θ_{on} .

do algoritmo proposto foi de $\theta_{on} = 52,56^\circ$. Como já havia sido constatado anteriormente, o melhor resultado foi obtido com um ângulo próximo a 50° .

4.2.1 FUNÇÕES DE DIVISÃO DE TORQUE - TSF

A partir das quatro aproximações definidas no capítulo anterior, percebe-se que as variáveis a serem ajustadas para as TSFs são o ângulo de início de condução θ_{on} , o ângulo

de final de condução θ_{off} e o ângulo de sobreposição θ_{ov} , estas três variáveis podem ser alteradas para obtenção do menor ripple de torque, porém as TSFs não são válidas para operação em pulso único, portanto as simulações devem ser limitadas a baixas velocidades.

Os quatro casos descritos foram simulados no Matlab/Simulink[®] para comparação dos resultados com uma referência de torque de $0,3N.m$, neste caso não foi utilizado nenhum controle de velocidade. Percebe-se a grande redução das oscilações de torque na Figura 40, em todas as aproximações adotadas. A Figura 41 mostra as referências de cada uma das aproximações, que seguem os padrões esperados na parte de subida e descida. E a Figura 42 mostra as correntes geradas a partir destas referências de torque, percebe-se como nos momentos de transição entre as fases formam-se picos de corrente para fazer com que o torque total da máquina desvie o mínimo possível do valor de referência. Os parâmetros foram ajustados através da observação dos resultados e a melhor configuração ocorreu com $\theta_{on} = 4^\circ$, $\theta_{ov} = 8^\circ$ e $\theta_{off} = 38^\circ$, para o qual é exibido o resultado.

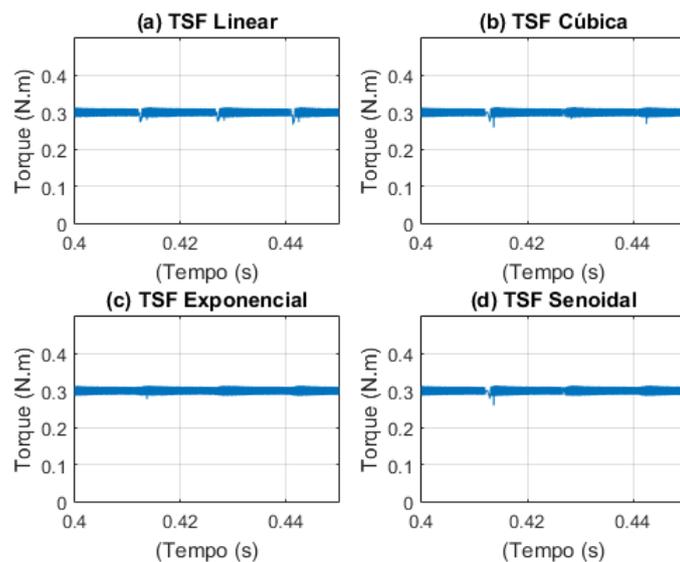


Figura 40 – Torque eletromagnético gerado a partir das TSF.

É possível notar que cada uma das aproximações produz um resultado ligeiramente diferente durante as transições entre as fases. Para esta simulação, a aproximação exponencial produziu o resultado mais uniforme, porém seriam necessárias análises mais aprofundadas de modo a avaliar qual a melhor função de divisão de torque para a SRM em estudo.

4.3 CONTROLE PI DA SRM

O controlador PI projetado no capítulo anterior é mostrado nesta seção. Os resultados coletados para uma simulação de 1 s, nas velocidades de 1000 rpm e 1500 rpm

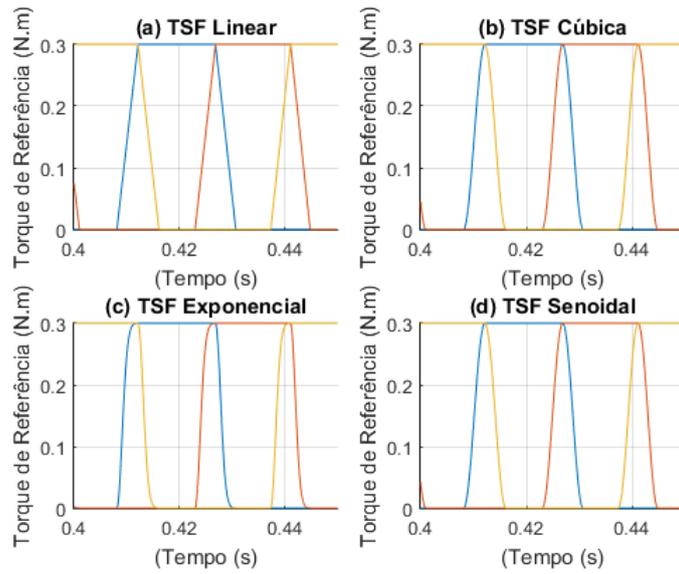


Figura 41 – Referências de torque por fase das TSF.

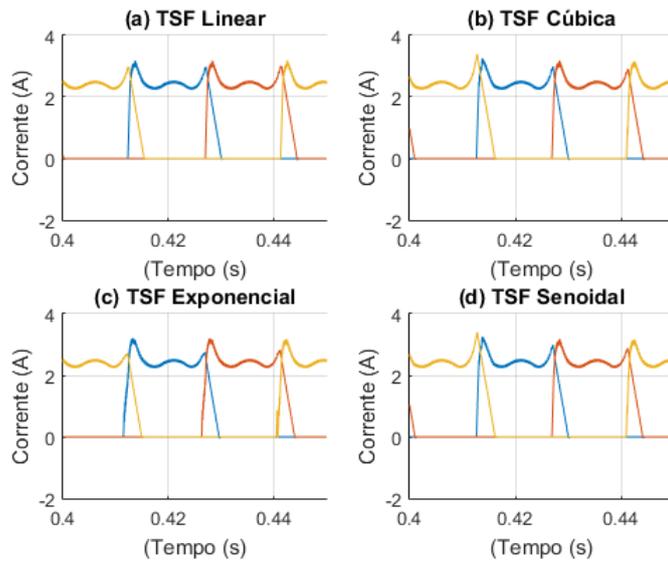


Figura 42 – Correntes de excitação provenientes das TSF.

podem ser vistos nas Figuras 43 a 45. O controlador foi ajustado para que o tempo de assentamento fosse de 2 ms e o coeficiente de amortecimento fosse de 5% a 1000 rpm. Com estes requisitos, os ganhos foram ajustados para $K_i = 2,2897 \text{ V/A}$ e $T_i = 0,4738 \text{ ms}$, e a frequência de chaveamento é de 20 kHz. A Figura 43 mostra que o valor de regime se mantém em torno do valor de referência, e o tempo de assentamento especificado foi alcançado. Como no projeto do controlador foi utilizado o valor médio entre a indutância mínima e a máxima, o desempenho do controlador pode não ser exatamente igual ao projetado durante todo o intervalo de excitação, por conta da variação instantânea da indutância e da FCEM. Este efeito é observado no final do período de excitação de cada

fase, quando a corrente da fase se afasta da referência, pois a indutância se torna maior do que o valor do projeto. A Figura 44 mostra que tanto para 1000 rpm quanto para 1500 rpm a velocidade se mantém no valor de referência. E a Figura 45 indica elevadas oscilações de torque durante as transições entre as fases.

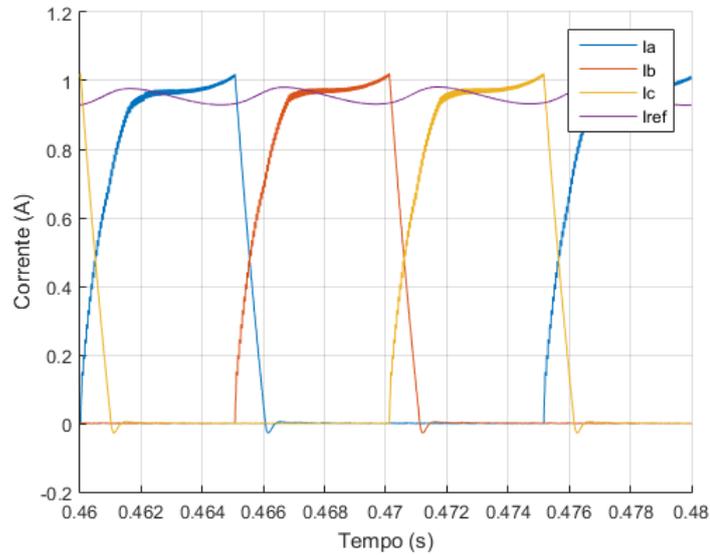


Figura 43 – Resultados de corrente com controlador PI, em comparação com o valor de referência.

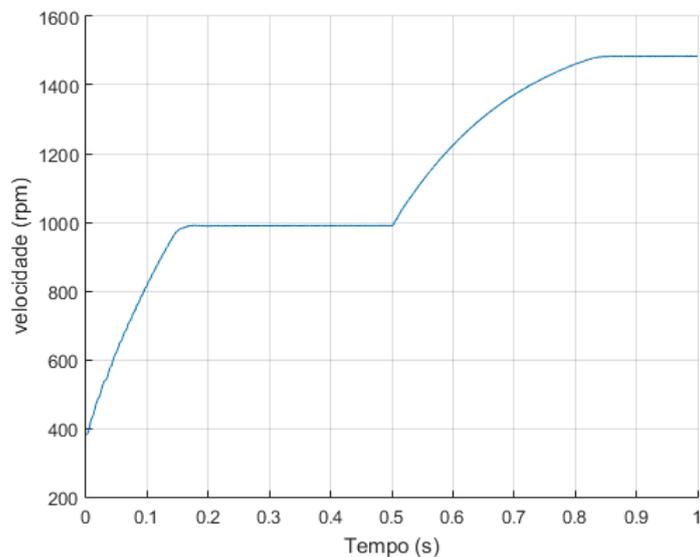


Figura 44 – Resultado de velocidade com controlador PI.

Apesar de apresentar a vantagem de operar em frequência fixa, o controle PI não consegue manter o desempenho em um amplo intervalo de operação, devido às variações das correntes durante um período de operação, e ao modelo não linear da SRM, não foi possível elevar a velocidade da máquina até 3000 rpm. Esta razão levou à investigação de um controlador não linear, para comparação dos resultados.

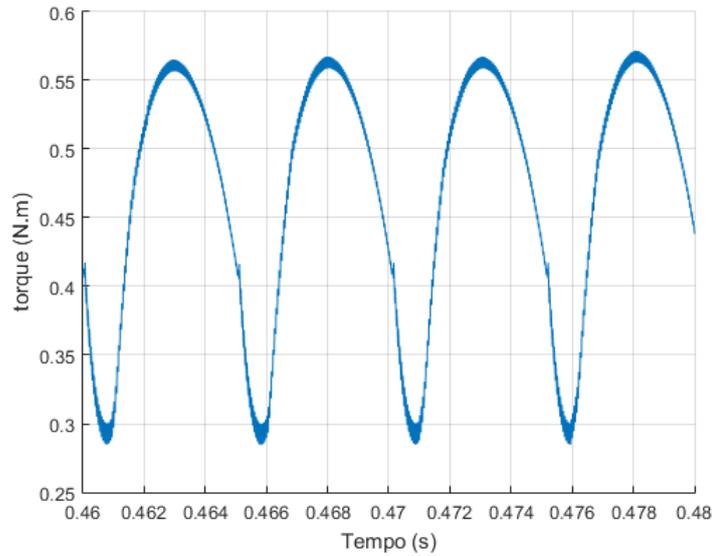


Figura 45 – Resposta de torque com controlador PI.

4.4 CONTROLE EM MODOS DESLIZANTES - SMC

De modo a investigar o comportamento da SRM quando submetida ao SMC, o mesmo sistema simulado para o controlador PI foi feito para o SMC projetado no capítulo anterior. As mesmas referências de velocidade foram aplicadas. Pode-se perceber que a corrente da fase acompanha o valor de referência rapidamente, como mostra a Figura 46.

Os parâmetros foram definidos a partir do desempenho de um controlador PI, em que analogamente γ corresponde à ação integral, q a uma ação proporcional e ϵ a ação descontínua que acompanha a função $sgn(\sigma)$. Os ganhos projetados foram:

$$\begin{aligned}
 q &= 20000; \\
 \epsilon &= 20000; \\
 \gamma &= 2400.
 \end{aligned}
 \tag{4.2}$$

Com a malha fechada de velocidade já utilizada para os controles anteriores foram obtidos os resultados mostrados nas Figuras 47 a 49.

A Figura 47 mostra em detalhe que quando uma fase é excitada, o valor de referência é alcançado rapidamente, e esta estratégia é válida quando a máquina opera em baixas velocidades, no modo de regulação de corrente. A Figura 48, observa-se que como no caso do PI, a velocidade se mantém no valor de referência. Também percebeu-se uma elevada oscilação de torque durante as simulações, apesar das respostas rápidas de corrente como ilustra a Figura 49.

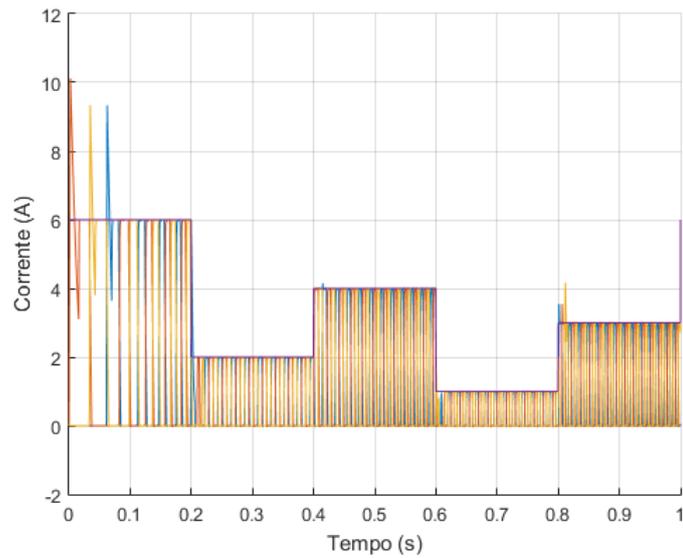


Figura 46 – Resposta do modo deslizante a várias referências de corrente.

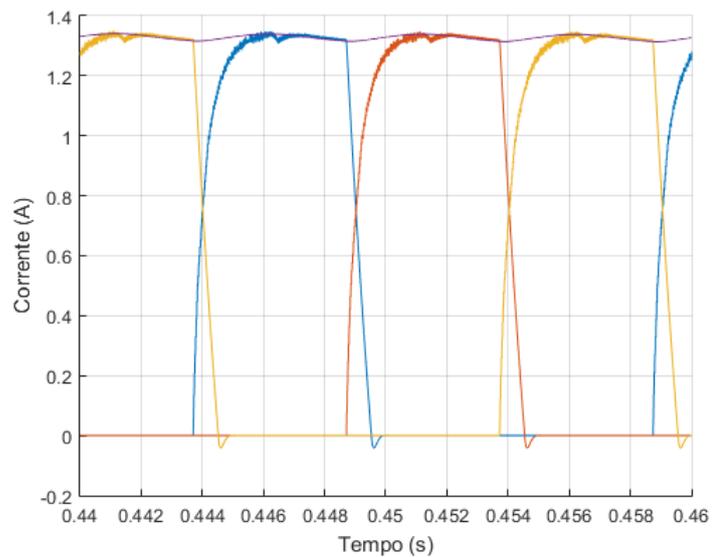


Figura 47 – Resposta de corrente do modo deslizante a 1000 rpm.

4.5 GERADOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADA

Esta seção tem por objetivo mostrar os resultados obtidos para a máquina quando esta opera como gerador. Assim, a fonte de alimentação V_{cc} foi substituída por um capacitor de $3000 \mu F$ inicialmente carregado com 60 V, e uma carga resistiva de 100Ω . A velocidade inicial da máquina foi fixada em 4300 rpm. A primeira simulação visa ilustrar a operação para diferentes correntes de referência. Na simulação mostrada na Figura 50, foi aplicada inicialmente uma referência de corrente de 2 A, e em $t = 1s$, foi aplicado um degrau para que a referência fosse alterada para 1,5 A. Percebe-se a capacidade do SRG

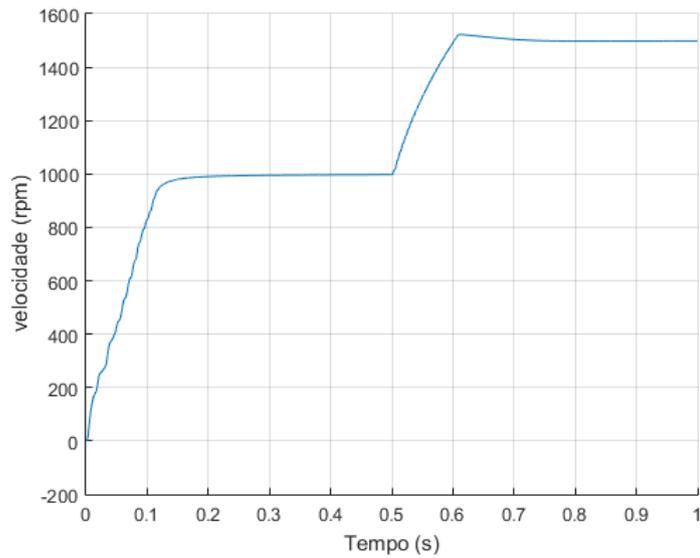


Figura 48 – Resposta de velocidade do modo deslizante.

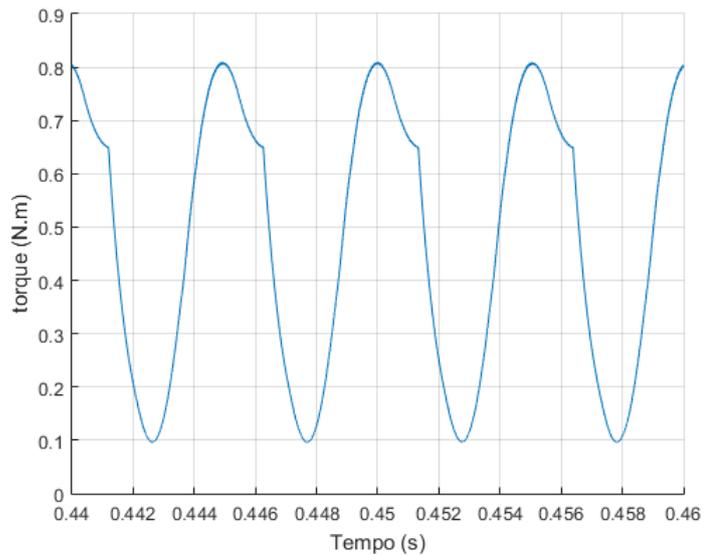


Figura 49 – Resposta de torque do modo deslizante.

em manter uma tensão constante dada uma corrente de excitação. A referência de 2 A foi suficiente para que a tensão no barramento fosse elevada e mantida em um valor superior a 80 V. A Figura 51 mostra que a velocidade da máquina reduz-se à medida que a energia armazenada no rotor vai sendo convertida para o barramento CC.

A corrente do estator no modo gerador na Figura 52, é apresentada normalizada para ilustrar o comportamento descrito no capítulo anterior. Percebe-se que a corrente continua a aumentar logo após a abertura das chaves.

Em seguida foi introduzido um controlador PI para regular a tensão do barramento

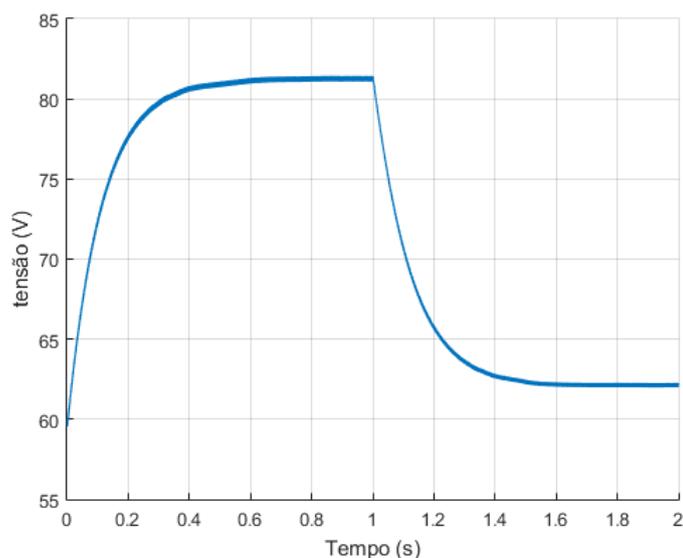


Figura 50 – Tensão de saída do SRG.

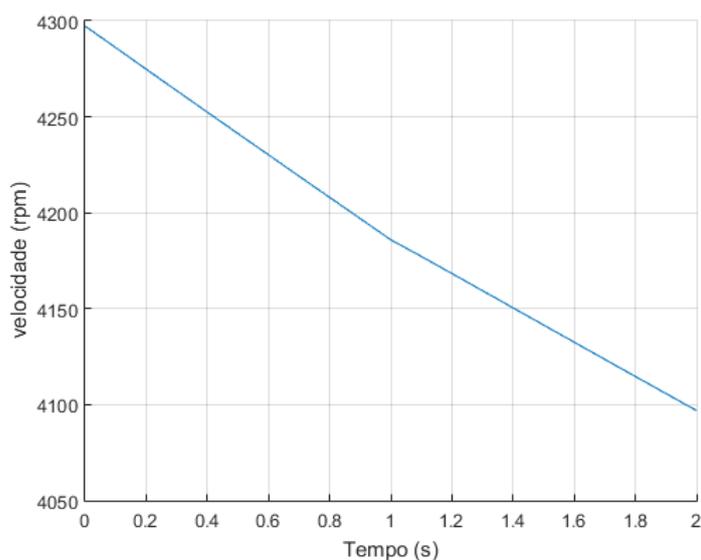


Figura 51 – Velocidade no rotor da SRG.

CC em 60 volts, sendo este responsável por gerar as referências de corrente. Os resultados obtidos são apresentados nas Figuras 53 a 56.

A Figura 53 ilustra que para manter a tensão do barramento no patamar de 60 V, o pico das correntes de fase são próximos de 2 A. Estes resultados permitem visualizar que o SRG é capaz de entregar uma tensão constante ao barramento CC, como mostra a Figura 55, porém as oscilações de torque foram elevadas, de acordo com a Figura 54 . No caso do SRG, torna-se mais difícil resolver o problema do torque pulsante, pois os picos da corrente é alcançado quando ambos os interruptores daquela fase já estão abertos. O ângulo de extinção de condução θ_{off} torna-se então de fundamental importância para a

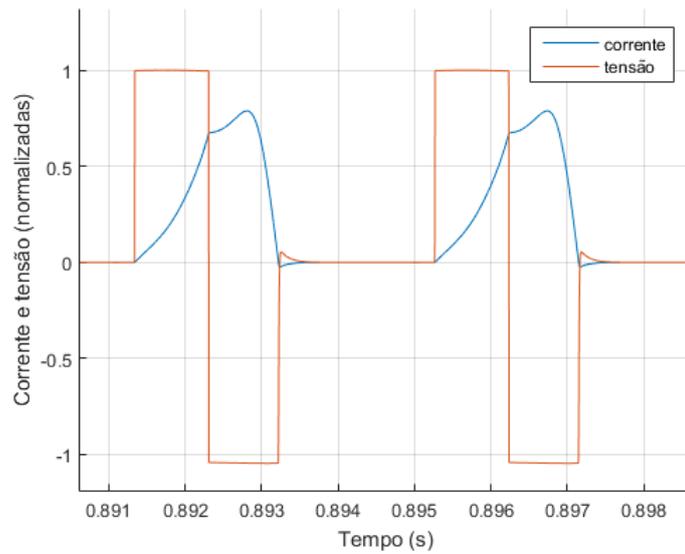


Figura 52 – Corrente e tensão durante duas etapas de excitação para uma fase do SRG.

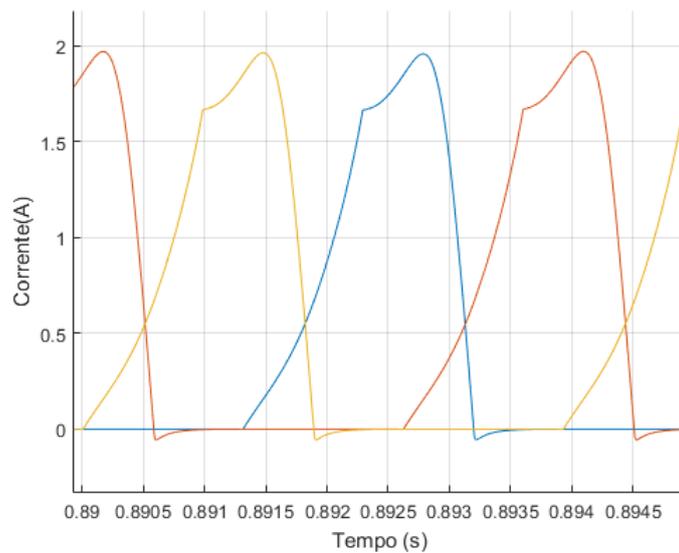


Figura 53 – Corrente gerada para manter o barramento em 60 V.

otimização do torque do SRG.

4.6 APLICAÇÃO COMO FESS

Os resultados para o sistema de um FESS conectado à rede que foi descrito e projetado na seção 3.8 são apresentados nesta seção.

Assumindo os parâmetros do sistema apresentados na Tabela 2, deseja-se que a resposta em malha fechada de corrente possua a constante de tempo $\tau_i = 0,5$ ms. Para o controlador da tensão do barramento CC foram escolhidos um fator de amortecimento $\xi =$

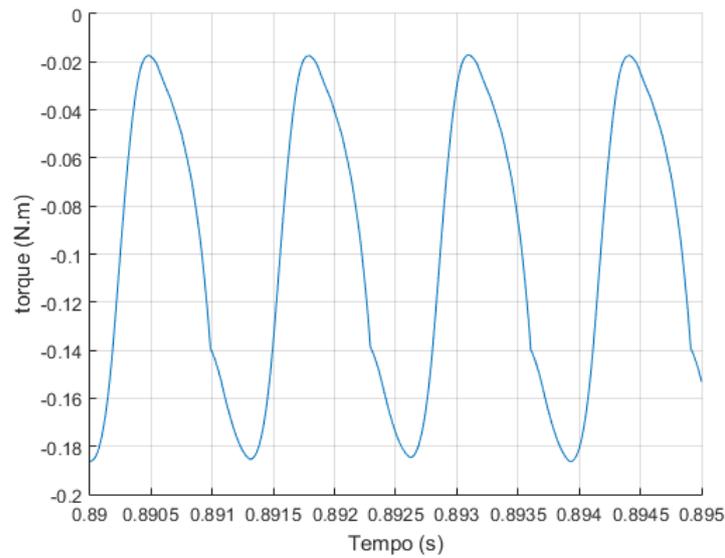


Figura 54 – Torque gerado pelo SRG.

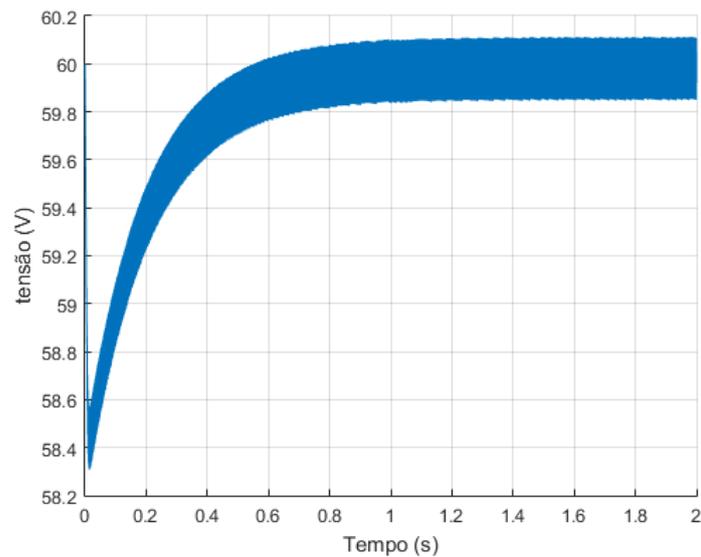


Figura 55 – Tensão no barramento.

0,9 e a frequência de corte $\omega_n = 200$ rad/s. Seguindo a metodologia de projeto definida no capítulo anterior, foram obtidos os ganhos mostrados na Tabela 3. O momento de inércia do flywheel é $J = 0.0103kg.m^2$ para esta simulação.

A velocidade do flywheel foi limitada entre 4000 e 6000 rpm, e a referência para as correntes da SRM foi de 10 A. Nesta configuração as potências absorvidas pela rede durante a recarga do flywheel e injetadas durante o período de descarga podem ser vistas na Figura 57.

Quando a potência ativa é positiva, a SRM opera como gerador, injetando potência

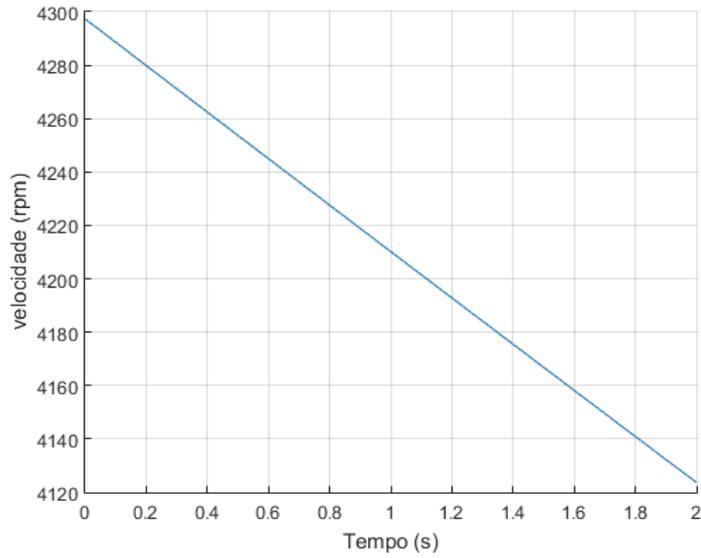


Figura 56 – Velocidade do rotor quando a tensão é controlada em 60 V.

Tabela 2 – Parâmetros do sistema.

Descrição	Valor
Frequência fundamental (F_f)	60 Hz
Frequência de chaveamento (F_{sw})	20 KHz
Tensão eficaz de fase (V_s)	127 V
Resistência da linha (R_l)	0,3 m Ω
Indutância da linha (L_l)	1 μ H
Resistência de acoplamento (R_f)	0,3 Ω
Indutância de acoplamento (L_f)	1,5 mH
Capacitância CC (C)	4700 μ F
Tensão barramento CC (V_{cc})	450 V

Tabela 3 – Ganhos dos controladores.

Descrição	Valor
Ganho proporcional da malha interna (k_{pi})	3
Ganho integral da malha interna (k_{ii})	600
Ganho proporcional da malha externa (k_{pvcc})	0,00313
Ganho integral da malha externa (k_{ivcc})	0,348
Ganho proporcional do PLL (k_p)	5
Ganho integral do PLL (k_i)	700

na rede CA e a velocidade no rotor cai. Quando é negativa, a operação é motora e a velocidade aumenta. A potência reativa é mantida próxima de zero durante todo o tempo, como pode ser visto na Figura 58.

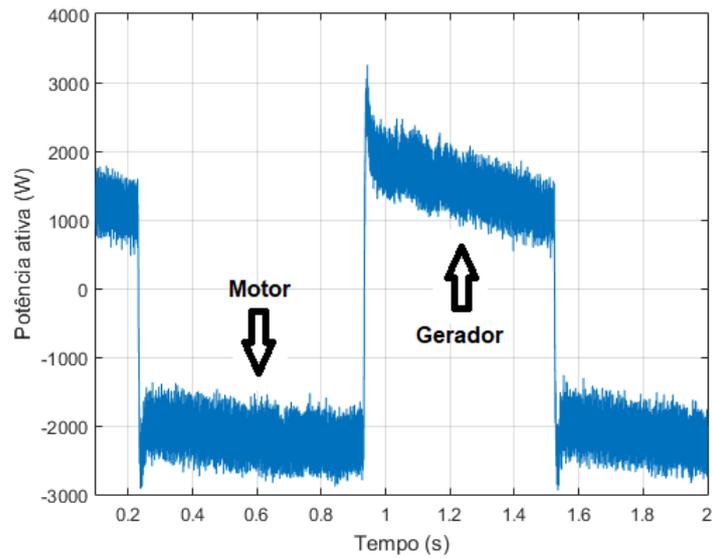


Figura 57 – Fluxo de potência na rede durante os dois modos de operação.

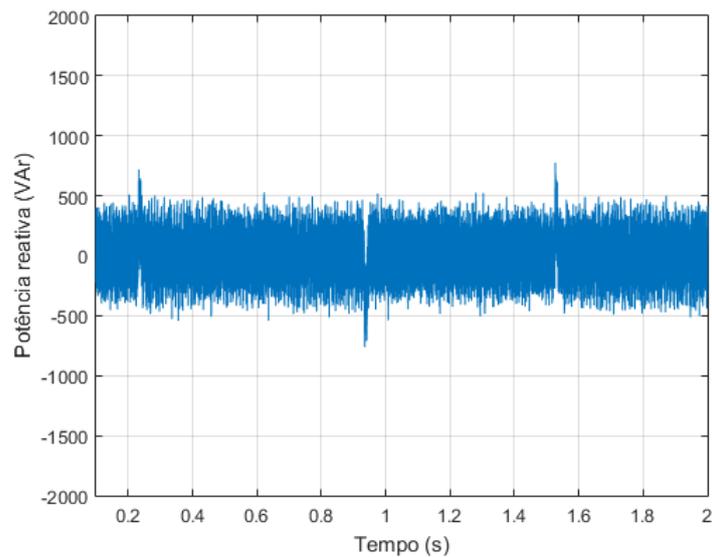


Figura 58 – Potência reativa durante os dois modos de operação.

A velocidade do rotor da SRM confirma o que foi mencionado anteriormente com relação ao sentido das potências, e sua variação ao longo do tempo pode ser vista na Figura 59.

O torque gerado pela SRM também está de acordo com o sentido estabelecido convencionalmente, positivo para operação motora e negativo na etapa de geração, como ilustrado pela Figura 60.

Durante a transição de gerador para motor, a velocidade do rotor está em 4000 rpm, e a SRM opera em regulação de corrente, em 0,23 s ocorre a mudança do modo

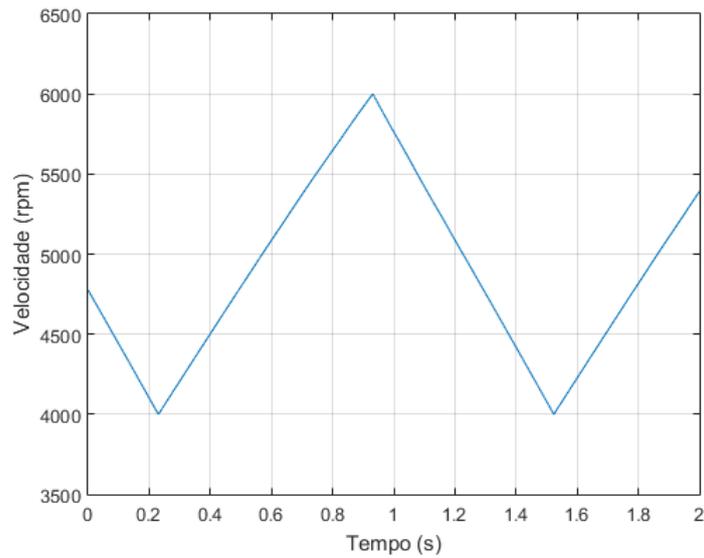


Figura 59 – Variação da velocidade do rotor nos dos modos de operação.

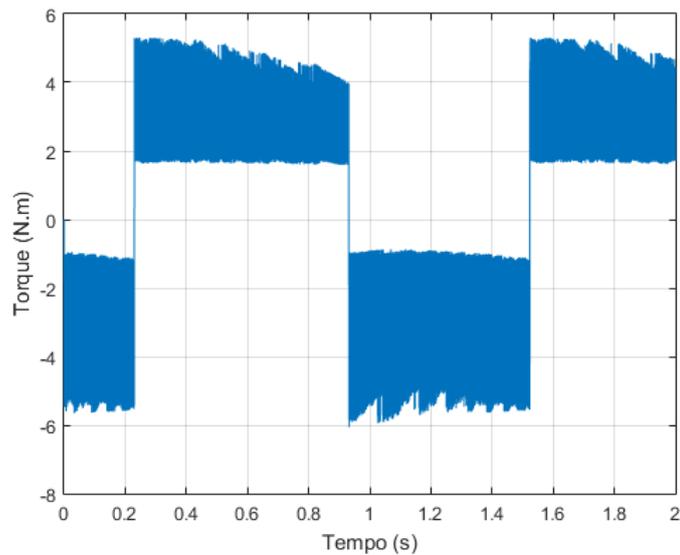


Figura 60 – Torque gerado nos dois modos de operação.

de operação e a sequência de acionamento das correntes de excitação se alterna, como pode ser visto na Figura 61. Por sua vez, durante a mudança de motor para gerador, a velocidade de operação é elevada, e a SRM está operando na transição entre o modo de regulação e o de pulso único, como mostra a Figura 62.

As correntes sintetizadas pelo inversor e injetadas pela rede nos mesmos instantes são mostradas nas Figuras 63 e 64. Percebe-se que durante a mudança do modo de operação cada fases sofre um deslocamento de 180° .

Por fim, a tensão do barramento CC é mostrada na Figura 65. Percebe-se que o

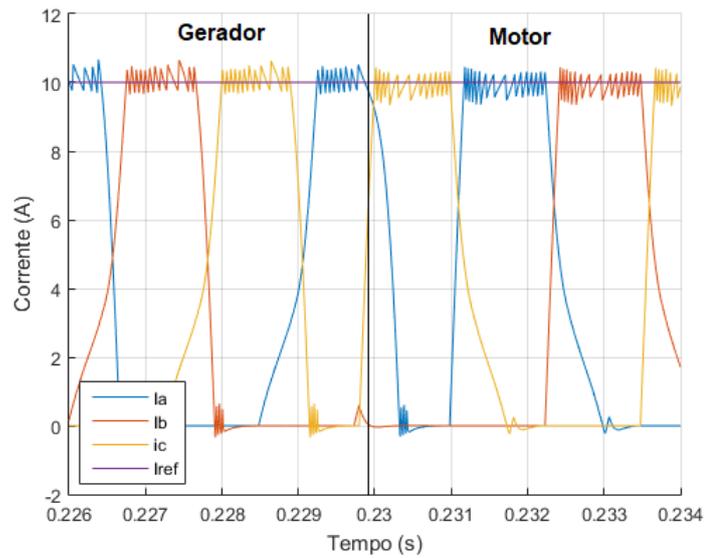


Figura 61 – Correntes de excitação da SRM durante a transição de gerador para motor.

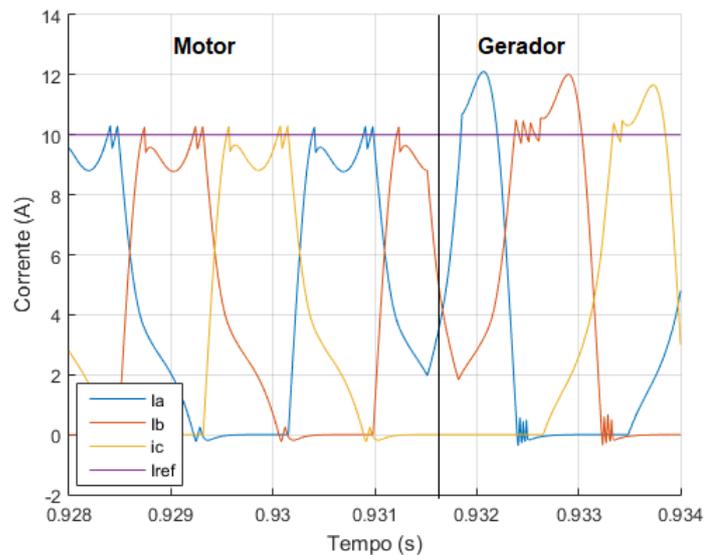


Figura 62 – Correntes de excitação durante a transição de motor para gerador.

valor de referência de 450 V é mantido por toda a simulação, e os transitórios que ocorrem durante as mudanças de modo de operação são rapidamente percebidos e corrigidos pelo controlador. Com a tensão mantida no valor de referência, toda a potência gerada pela máquina é injetada na rede, ou absorvida para o flywheel durante a regeneração.

4.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O controlador PI proposto na seção 3.5 foi implementado em um microcontrolador de modo a verificar a viabilidade da proposta na prática. O controlador foi implementado digitalmente utilizando o método de integração de Euler regressivo, em que adotou-se

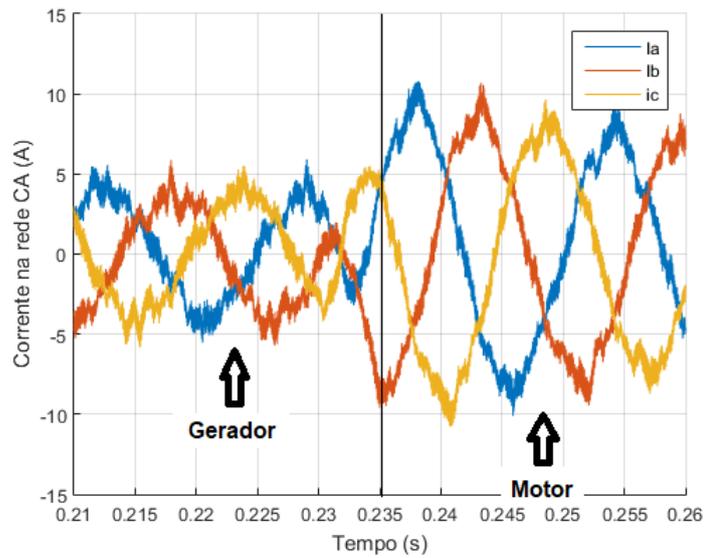


Figura 63 – Correntes geradas pelo inversor durante a transição de gerador para motor.

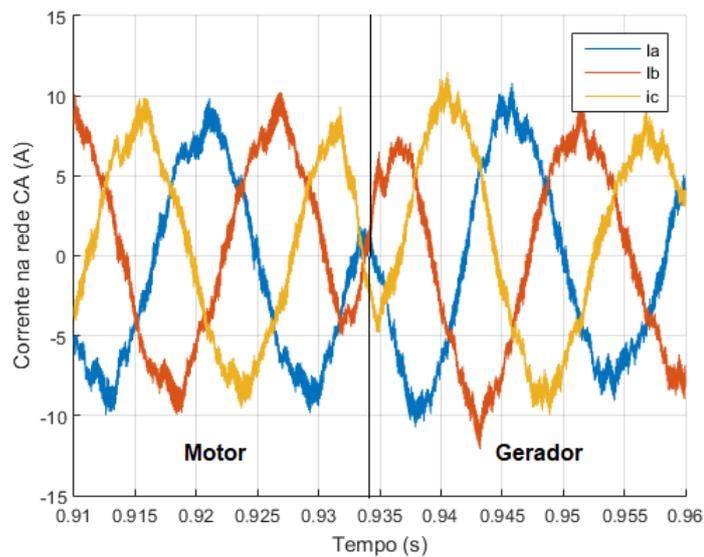


Figura 64 – Correntes geradas pelo inversor durante a transição de motor para gerador.

um intervalo de medição de $2 \mu s$. Nesta seção os resultados experimentais obtidos são mostrados, em que a corrente medida em cada uma das fases pode ser vista na Figura 66, para um valor de referência de 1000 rpm.

Uma das fases apresentou maior ruído devido à medição ter sido realizada através do sensor de corrente da placa de condicionamento, enquanto as outras duas foram medidas com um medidor de corrente do tipo alicate. Percebe-se que por mais preciso que seja o modelo, o resultado transitório não foi exatamente o mesmo, apesar de o valor de regime permanente ter ficado próximo de 1 A.

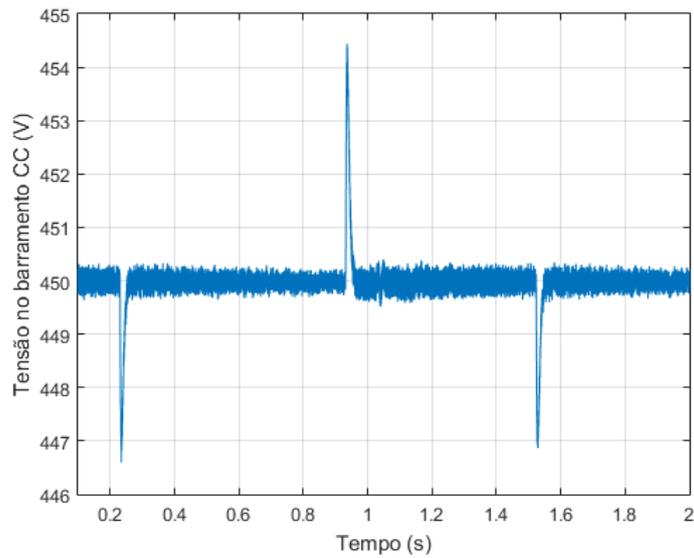


Figura 65 – Tensão no barramento CC.

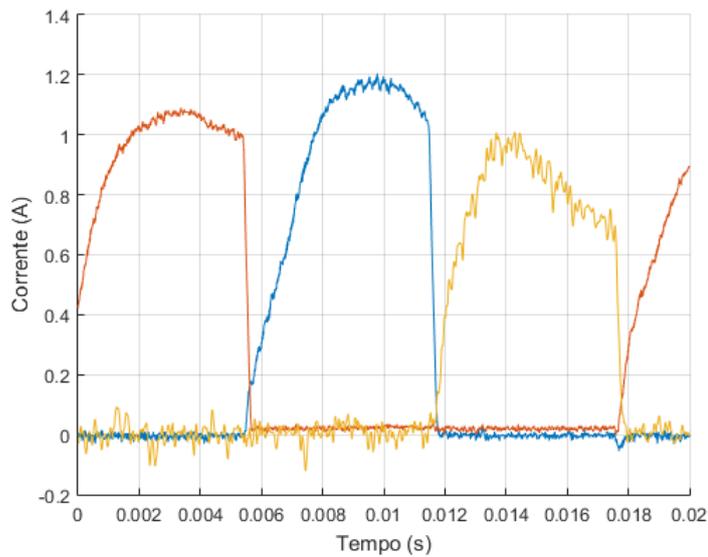


Figura 66 – Resultados experimentais a 1000 rpm.

Em seguida, aumentou-se o valor de referência de corrente para 2000 rpm de modo a investigar o comportamento experimental em um outro ponto de operação. O resultado obtido pode ser visto na Figura 67. Nesta figura percebe-se que o tempo que cada fase permanece acionada é curto para que a corrente alcance um valor constante.

4.8 SUMÁRIO DO CAPÍTULO

Este capítulo propôs apresentar vários resultados de simulação para controladores selecionados durante a revisão bibliográfica. O regulador de histerese foi a primeira escolha devido a sua grande disseminação e por sua simplicidade de implementação e

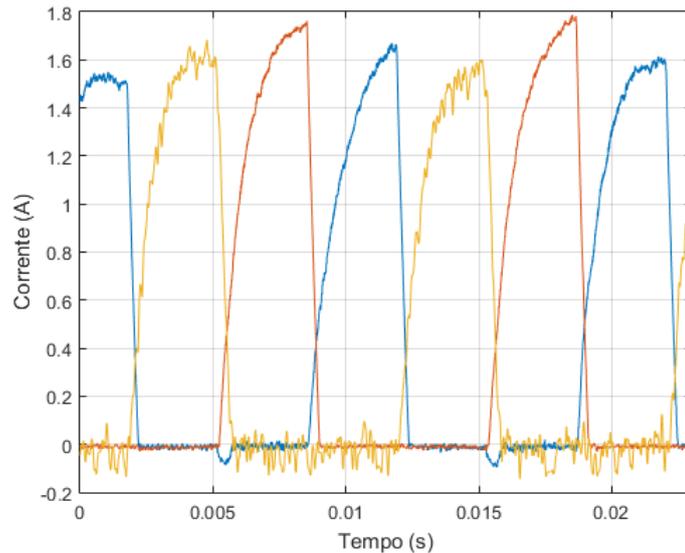


Figura 67 – Resultados experimentais a 2000 rpm.

funcionamento, sendo utilizado atualmente em conjunto com outras técnicas de otimização dos ângulos de acionamento e redução das oscilações de torque. Porém o método sofre com o problema de apresentar a frequência variável. Por este motivo, decidiu-se investigar o comportamento de um controlador PI utilizando modulação PWM, sendo capaz de acionar a SRM em frequência fixa. No entanto, por ser uma técnica linear, os resultados obtidos não foram satisfatórios para uma ampla variação de velocidade. Isto levou à pesquisa de uma técnica que pudesse ser empregada em frequência fixa e que fosse não linear, motivando o estudo do controle em modo deslizante, combinado com modulação PWM, que foi capaz de controlar a SRM em velocidades mais baixas.

Após o estudo das diversas técnicas, verificou-se que o controlador por histerese é uma alternativa compatível com a maioria das aplicações, e que combinado com técnicas de otimização é capaz de entregar um bom desempenho e reduzidas oscilações de torque. O estudo da máquina como gerador utilizou o controle de corrente via histerese e pode-se perceber pelos resultados que a SRM consegue manter constante a tensão no barramento. Um exemplo de aplicação foi mostrado em que a SRM sob estudo foi empregada como um FESS, tendo como objetivo ilustrar a operação da máquina como motor e como gerador, operando em velocidades elevadas. Os resultados obtidos para a aplicação escolhida demonstram a viabilidade do uso da SRM para tal.

Por fim, iniciou-se a investigação experimental do protótipo, utilizando-se para isto do algoritmo do controlador PI, que foi implementado em um microcontrolador e foi capaz de acionar a SRM de forma similar aos resultados obtidos em simulação.

Os resultados obtidos neste capítulo, em conjunto com todo o desenvolvimento das

seções anteriores serão abordados nas conclusões obtidas nesta dissertação no capítulo a seguir.

5 CONCLUSÕES

Esta dissertação teve como objetivo estudar a máquina de relutância chaveada, apresentando sua modelagem e analisando diversos controladores de corrente e torque, apresentando também alternativas existentes para a redução das oscilações de torque presentes devido à natureza pulsada das correntes de excitação.

Inicialmente foi feita uma revisão das aplicações encontradas atualmente para a SRM, identificando onde ela se torna uma alternativa viável a outras topologias de máquinas. Encontrou-se desempenho competitivo na área de conversão de recursos eólicos e armazenamento de energia. Porém, o sistema de tração de veículos elétricos foi o campo de maior intensidade de pesquisas para a SRM. Tanto para aplicações como motor, quanto para gerador encontraram-se oportunidades de pesquisa, portanto ambos os modos foram descritos no trabalho.

A modelagem da SRM foi revista no segundo capítulo, em que foram enfatizadas as características não lineares da máquina. O processo de conversão eletromecânica da SRM foi explicado, e um modelo capaz de levar em consideração tais características foi obtido diretamente da curva de magnetização da máquina, que por sua vez foi levantada a partir de uma análise de elementos finitos. A curva de magnetização foi utilizada então para obter as tabelas que constituem o modelo utilizado nas simulações. As respostas obtidas em capítulos posteriores indicam uma boa compatibilidade do modelo de simulação obtido e o protótipo físico.

Diversas técnicas de controle de corrente foram revisadas, sendo que estas atendem a diversos critérios dependendo da aplicação. A partir da revisão, foram selecionadas três técnicas para serem simuladas utilizando o modelo obtido anteriormente.

Os resultados simulados indicaram as vantagens e desvantagens de cada método testado, sendo o regulador por histerese uma das alternativas mais promissoras, devido à sua facilidade de implementação e possibilidade de se combinar com algoritmos de otimização ou funções de divisão de torque (TSF) entregando um desempenho de alto nível. A desvantagem é o fato de operar em frequência variável. A implementação de regulação por histerese em frequência fixa existe, podendo ser investigada em um trabalho futuro.

Controladores PI em conjunto com modulação PWM possuem a vantagem de operar em uma frequência fixa, porém a dependência de um ponto de operação linear não se apresentou uma boa alternativa do ponto de vista das oscilações de torque e da operação em velocidade variável.

O controle em modo deslizante foi proposto para superar as limitações do controlador

linear, porém as oscilações de torque foram elevadas, ainda que a corrente tenha respondido rapidamente às mudanças no valor de referência.

A operação como gerador mostrou-se uma aplicação promissora, com a SRM sendo plenamente capaz de controlar a tensão em um barramento CC, o que pôde ser comprovado pelas simulações e no exemplo de aplicação.

A operação como armazenador cinético de energia (FESS) também se mostrou uma alternativa aos FESS com máquinas de ímãs permanentes, apresentando a vantagem de não depender de oscilações de mercado dos preços dos materiais com que se fabricam tais ímãs.

Como conclusão geral, considera-se que o trabalho cumpriu os objetivos a que se propôs, pois apresentou a modelagem da máquina, permitindo a simulação de diferentes técnicas de controle, os resultados apresentados permitiram verificar diversos aspectos das máquinas de relutância chaveada, seja como motor ou como gerador, operando em baixas e altas velocidades. Um protótipo experimental foi descrito, e mostrou-se possível a validação de uma das técnicas de controle simuladas.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

De modo a dar continuidade ao trabalho desenvolvido nesta dissertação, as seguintes propostas são sugeridas como trabalhos futuros:

- Implementar as demais técnicas de controle simuladas nesta dissertação no microcontrolador, e obter seu desempenho experimental.
- Implementar um controlador PI com ganhos variáveis e desacoplamento da FCEM.
- Combinar o controle em modo deslizante com uma TSF para redução das oscilações de torque.
- Aplicar um controle de potência para a aplicação como FESS em uma malha externa ao controle de corrente do conversor do lado da máquina.
- Comparar a SRM e uma PMSM para aplicação como FESS, verificando desempenho e eficiência de ambas.

REFERÊNCIAS

- ABU-RUB, Haitham; IQBAL, Atif; GUIZINSKI, Jaroslaw. **High Performance Control of AC Drives With MATLAB/Simulink Models**. [S.l.]: John Wiley and Sons, 2012.
- AHMAD, Syed Shahjahan; NARAYANAN, G. Linearized modeling of switched reluctance motor for closed-loop current control. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 52, n. 4, p. 3146–3158, 2016.
- ÅSTRÖM, Karl Johan; HÄGGLUND, Tore. **PID controllers: theory, design, and tuning**. [S.l.]: Isa Research Triangle Park, NC, 1995. v. 2.
- BARROS, Tércio André dos Santos. **Propostas de controles de potência e otimização do desempenho do gerador de relutância variável aplicado em geração eólica conectada à rede elétrica baixa tensão**. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, 2015.
- BENTINHO, Jorge Alexandre Luciano. **ELIMINAÇÃO DE SENSOR MECÂNICO NO ACIONAMENTO DE MÁQUINA DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL**. Dissertação (Mestrado) — UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO, 2007.
- BIZKEVELCI, Erdal; LEBLEBICIOGLU, Kemal; ERTAN, H Bulent. A sliding mode controller to minimize srm torque ripple and noise. In: IEEE. **Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on**. [S.l.], 2004. v. 2, p. 1333–1338.
- BLAABJERG, Frede; KJAER, Philip C; RASMUSSEN, Peter Omand; COSSAR, Calum. Improved digital current control methods in switched reluctance motor drives. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 14, n. 3, p. 563–572, 1999.
- BOSE, Bimal K. **Modern Power Electronics and AC drives**. [S.l.]: Prentice-Hall PTR, 2002.
- CAPOVILLA, Carlos Eduardo; CASELLA, Ivan Roberto Santana; FILHO, Alfeu J Sguarezi; BARROS, Tarcio Andre dos Santos; FILHO, Ernesto Ruppert. Performance of a direct power control system using coded wireless ofdm power reference transmissions for switched reluctance aerogenerators in a smart grid scenario. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 62, n. 1, p. 52–61, 2015.
- CARDENAS, Roberto; PENA, Ruben; PEREZ, Marcelo; CLARE, Jon; ASHER, Greg; WHEELER, Patrick. Control of a switched reluctance generator for variable-speed wind energy applications. **IEEE transactions on energy conversion**, IEEE, v. 20, n. 4, p. 781–791, 2005.
- CÁRDENAS, Roberto; PEÑA, Rubén; PÉREZ, Marcelo; CLARE, Jon; ASHER, Greg; WHEELER, Patrick. Power smoothing using a flywheel driven by a switched reluctance machine. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 53, n. 4, p. 1086–1093, 2006.
- EL-MANN, Mauricio. **Sistema Armazenador de Energia - SAEC Implementação Experimental**. Dissertação (Mestrado) — UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO, 2009.

- EMADI, Ali. **Handbook of automotive power electronics and motor drives**. [S.l.]: CRC press, 2005.
- FAIRLEY, Peter. Flywheels keep the grid in tune. **IEEE Spectrum**, IEEE, v. 48, n. 7, p. 16–18, 2011.
- FAIRLEY, Peter. Flywheels get their spin back. **IEEE Spectrum**, IEEE, v. 52, n. 1, p. 18–18, 2015.
- FARAJI, Faramarz; MAJAZI, Abbas; AL-HADDAD, Kamal; MOUSAVI, S.M. A comprehensive review of flywheel energy storage system technology. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 67, p. 477–490, 2017.
- GOBBI, R; RAMAR, K. Optimisation techniques for a hysteresis current controller to minimise torque ripple in switched reluctance motors. **IET electric power applications**, IET, v. 3, n. 5, p. 453–460, 2009.
- HAIQING, Yang; PANDA, Sanjib K; CHII, Liang Yung. Performance comparison of sliding mode control with pi control for four-quadrant operation of switched reluctance motors. In: IEEE. **Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996., Proceedings of the 1996 International Conference on**. [S.l.], 1996. v. 1, p. 381–387.
- HANNOUN, Hala; HILAIRET, Mickael; MARCHAND, Claude. High performance current control of a switched reluctance machine based on a gain-scheduling pi controller. **Control Engineering Practice**, Elsevier, v. 19, n. 11, p. 1377–1386, 2011.
- HUSAIN, Tausif; ELRAYYAH, Ali; SOZER, Yilmaz; HUSAIN, Iqbal. Flux-weakening control of switched reluctance machines in rotating reference frame. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 52, n. 1, p. 267–277, 2016.
- JOHN, George; EASTHAM, AR. Speed control of switched reluctance motor using sliding mode control strategy. In: IEEE. **Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS'95., Conference Record of the 1995 IEEE**. [S.l.], 1995. v. 1, p. 263–270.
- JR, R de Andrade; STEPHAN, RM; SOTELO, GG. Third generation of flywheels: a promising substitute to batteries. **Eletrônica de Potência**, v. 3, p. 171–176, 2008.
- KHALIL, Hassan K. **Nonlinear systems**. 3. ed. [S.l.]: New Jersey, Prentice Hall, 2002.
- KRAUSE, Paul C; WASYNCZUK, Oleg; SUDHOFF, Scott D; PEKAREK, Steven. 3rd Edition. **Analysis of electric machinery and drive systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013. v. 75.
- KRISHNAN, Ramu. **Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications**. [S.l.]: CRC press, 2001.
- LANES, Matusalem Martins. **Análise e Avaliação Experimental de Requisitos Para Controle Digital do Acionamento de um Armazenador Cinético (Flywheel) de Alta Velocidade Com Máquina de Relutância Chaveada**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2014.

- LE-HUY, Hoang; BRUNELLE, Patrice. A versatile nonlinear switched reluctance motor model in simulink using realistic and analytical magnetization characteristics. In: **IEEE. 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005**. [S.l.], 2005. p. 6–pp.
- LEE, Dong-Hee; LIANG, Jianing; LEE, Zhen-Guo; AHN, Jin-Woo. A simple nonlinear logical torque sharing function for low-torque ripple sr drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 56, n. 8, p. 3021–3028, 2009.
- LI, Xin; SHAMSI, Pourya. Model predictive current control of switched reluctance motors with inductance auto-calibration. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 63, n. 6, p. 3934–3941, 2016.
- LIN, Z; REAY, D; WILLIAMS, B; HE, X. High-performance current control for switched reluctance motors based on on-line estimated parameters. **IET electric power applications**, IET, v. 4, n. 1, p. 67–74, 2010.
- MANOLAS, Iakovos; PAPAFOTIOU, Georgios; MANIAS, Stefanos N. Sliding mode pwm for effective current control in switched reluctance machine drives. In: **IEEE. Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE-ASIA), 2014 International**. [S.l.], 2014. p. 1606–1612.
- MIKAIL, Rajib; HUSAIN, Iqbal; SOZER, Yilmaz; ISLAM, Mohammad S; SEBASTIAN, Tomy. A fixed switching frequency predictive current control method for switched reluctance machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 50, n. 6, p. 3717–3726, 2014.
- MILLER, Timothy John Eastham. **Electronic control of switched reluctance machines**. [S.l.]: Newnes, 2001.
- MOUDGALYA, Kannan M. **Digital control**. [S.l.]: Wiley Online Library, 2007.
- NAKAO, Noriya; AKATSU, Kan. Controlled voltage source vector control for switched reluctance motors using pwm method. **Electrical Engineering in Japan**, Wiley Online Library, v. 198, n. 2, p. 27–38, 2017.
- OGATA, KATHUSHIKO. **Engenharia de Controle moderno. 5º Edição**. [S.l.]: Editora LTC, 2011.
- OSÓRIO, Caio Dantas Ruivaro. **Contribuição ao Estudo de Técnicas de Acionamento e Controle Aplicadas ao Gerador de Relutância Variável**. Dissertação (Mestrado) — UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA - UFSM, 2017.
- OSORIO, Caio RD; VIEIRA, Rodrigo P; GRUNDLING, Hilton A. Sliding mode technique applied to output voltage control of the switched reluctance generator. In: **IEEE. Industrial Electronics Society, IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE**. [S.l.], 2016. p. 2935–2940.
- OUDDAH, N; BOUKHNIFER, Moussa; CHAIBET, Ahmed; MONMASSON, Eric. Fixed structure h-infinity loop shaping control of switched reluctance motor for electrical vehicle. **Mathematics and Computers in Simulation**, Elsevier, v. 130, p. 124–141, 2016.

RAFAEL, Silvano; BRANCO, PJ Costa; PIRES, AJ. Sliding mode angular position control for an 8/6 switched reluctance machine: Theoretical concept, design and experimental results. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, v. 129, p. 62–74, 2015.

RAJENDRAN, A; PADMA, S. H-infinity robust control technique for controlling the speed of switched reluctance motor. **Frontiers of Electrical and Electronic Engineering**, Springer, v. 7, n. 3, p. 337–346, 2012.

SCHULZ, Steven E; RAHMAN, Khwaja M. High-performance digital pi current regulator for ev switched reluctance motor drives. **IEEE Transactions on industry applications**, IEEE, v. 39, n. 4, p. 1118–1126, 2003.

SHANG, Wanfeng; ZHAO, Shengdun; SHEN, Yajing; QI, Ziming. A sliding mode flux-linkage controller with integral compensation for switched reluctance motor. **IEEE Transactions on Magnetics**, IEEE, v. 45, n. 9, p. 3322–3328, 2009.

SLOTINE, Jean-Jacques E; LI, Weiping *et al.* **Applied nonlinear control**. [S.l.]: Prentice hall Englewood Cliffs, NJ, 1991. v. 199.

SOTELO, Guilherme Gonçalves. **Comparação de estruturas de máquinas de relutância variável para uso em armazenador cinético de energia**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2003.

SUN, Qingguo; WU, Jianhua; GAN, Chun; HU, Yihua; SI, Jikai. Octsf for torque ripple minimisation in srms. **IET Power Electronics**, IET, v. 9, n. 14, p. 2741–2750, 2016.

TEODORESCU, Remus; LISERRE, Marco; RODRIGUEZ, Pedro. **Grid converters for photovoltaic and wind power systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. v. 29.

TORREY, DA; NIU, X-M; UNKAUF, EJ. Analytical modelling of variable-reluctance machine magnetisation characteristics. **IEEE Proceedings-Electric Power Applications**, IET, v. 142, n. 1, p. 14–22, 1995.

TORREY, David A. Switched reluctance generators and their control. **IEEE Transactions on industrial electronics**, IEEE, v. 49, n. 1, p. 3–14, 2002.

UTKIN, Vadim. Variable structure systems with sliding modes. **IEEE Transactions on Automatic control**, IEEE, v. 22, n. 2, p. 212–222, 1977.

UTKIN, Vadim; GULDNER, Jürgen; SHI, Jingxin. **Sliding mode control in electro-mechanical systems**. [S.l.]: CRC press, 2017.

VIAJANTE, GP; ANDRADE, DA; CHAVES, EN; BERNADELLI, VR; QUEIROZ, CA; FREITAS, MAA; SANTOS, JA; GOMES, LC. A grid connection scheme of a switched reluctance generator for active power injection using p-resonant (p-res) controller. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, v. 141, p. 572–579, 2016.

VIEIRA, Thomas; ALMEIDA, Lucas; COUTINHO, Marina; OLIVEIRA, Janaína; SOTELO, Guilherme; FERREIRA, Gustavo. Switched reluctance machine in a flywheel energy storage systems for grid applications (aceito para publicação). In: **VII Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE)**. [S.l.: s.n.], 2018.

VUJICIC, Vladan P. Minimization of torque ripple and copper losses in switched reluctance drive. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 27, n. 1, p. 388–399, 2012.

XU, YZ; ZHONG, R; CHEN, L; LU, SL. Analytical method to optimise turn-on angle and turn-off angle for switched reluctance motor drives. **IET electric power applications**, IET, v. 6, n. 9, p. 593–603, 2012.

XUE, XD; CHENG, KWE; HO, SL. Optimization and evaluation of torque-sharing functions for torque ripple minimization in switched reluctance motor drives. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 24, n. 9, p. 2076–2090, 2009.

YAZDANI, Amirnaser; IRAVANI, Reza. **Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.

YE, Jin. **Advanced control methods for torque ripple reduction and performance improvement in switched reluctance motor drives**. Tese (Doutorado) — McMaster University - Hamilton, ON, 2014.

YE, Jin; BILGIN, Berker; EMADI, Ali. An extended-speed low-ripple torque control of switched reluctance motor drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 30, n. 3, p. 1457–1470, 2015.

YE, Jin; MALYSZ, Pawel; EMADI, Ali. A fixed-switching-frequency integral sliding mode current controller for switched reluctance motor drives. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, IEEE, v. 3, n. 2, p. 381–394, 2015.