



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ - UFC
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

WELLINGTON ASSUNÇÃO DA SILVA

**CONTROLE DE MÁQUINA DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL EM
SITUAÇÕES DE FALTA DE FASE**

FORTALEZA

2017

WELLINGTON ASSUNÇÃO DA SILVA

CONTROLE DE MÁQUINA DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL EM
SITUAÇÕES DE FALTA DE FASE

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica, Sistemas Eletrônicos de Controle e Acionamento de Máquinas.

Orientadora: Prof^a. Dr^a. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis.

FORTALEZA

2017

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- S584c Silva, Wellington Assunção da.
Controle da máquina de relutância variável em situações de falta de fase / Wellington Assunção da Silva. –
2017.
123 f. : il.
- Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2017.
Orientação: Profa. Dra. Laurinda L. N. dos Reis.
1. Motor de relutância variável. 2. Falta de fase. 3. Compensação de faltas. 4. Sistemas de simulação. 5.
Círculo de chaveamento. I. Título.

CDD 621.3

WELLINGTON ASSUNÇÃO DA SILVA

CONTROLE DE MÁQUINA DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL EM
SITUAÇÕES DE FALTA DE FASE

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica, Sistemas Eletrônicos de Controle e Acionamento de Máquinas.

Orientadora: Prof^a. Dr^a. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis.

Aprovada em: 03 de julho de 2017.

BANCA EXAMINADORA

Prof^a. Dr^a. Laurinda L. N. dos Reis (Orientadora)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Darizon Alves de Andrade
Universidade Federal de Uberlândia (UFU)

Prof. Dr. Guilherme de A. Barreto
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Ricardo Silva Thé Pontes
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Sérgio Daher
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Bismark Claire Torrico
Universidade Federal do Ceará (UFC)

À Márcia e Kal-El.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, pelo dom da vida e da saúde.

A José Maria Cosmo (in memorian) e Maria Mercedes Lima Cosmo: vocês foram a luz da minha vida. As páginas desta tese não são suficientes para enumerar tudo que tenho a lhes agradecer.

A minha esposa Márcia pelo amor e apoio irrestrito. A meu filho Kal-El pelo infinito carinho e pelas preciosas horas sacrificadas e a toda minha família que sempre esteve ao meu lado.

A minha orientadora, Prof^a. Dr^a. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis, pela atenção, apoio, carinho e confiança em mais este passo.

Aos Prof^o Bismark Torrico e ao Prof^o. Dr. Wilkley Bezerra Correia pela paciência e prontidão em todos os numerosos esclarecimentos solicitados.

A todos os professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica, pelo ensinamento e ajuda repassados que de forma valiosa contribuíram no desenvolvimento deste trabalho.

A CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) pelo suporte financeiro.

Aos amigos quero agradecer por tudo que aprendi com vocês nestes anos de diário convívio e que fizeram parte desta história: Dalton Honório, Samuel Vieira, Antônio Barbosa, Bruno Almeida, Juliano Pacheco, Marcos Anderson, Jéssica Santos, Janaína Almada, Francisco Júnior, Jorge Wattes, Clausson Rios, Magno Prudêncio, Pedro Henrique, Paulo Henrique, Márcio, Stephany Aderaldo, Samanta Gadelha e a todos os que contribuíram direta ou indiretamente para a realização desse trabalho e que eu tenha, por algum motivo, esquecido de citar.

”A imaginação é mais importante que a ciência, porque a ciência é limitada, ao passo que a imaginação abrange o mundo inteiro”.

(Albert Einstein)

RESUMO

Muitas aplicações que fazem uso de máquinas elétricas exigem operações que não sofram a influência sobre sua operação, mesmo na presença de algum tipo de falta no seu sistema de acionamento. Essa é, logicamente, uma situação indesejada e pode inclusive parar a operação do sistema ou, pelo menos, provocar uma redução do desempenho, e, neste sentido, técnicas de controle podem ser úteis em contornar esse problema. Os motores de relutância variável (MRVs), devido suas características inerentes, são naturalmente tolerantes a faltas, apesar da redução do seu desempenho. Observa-se que a maioria das técnicas usadas para melhorar o desempenho em situações de falta são relacionadas com o conversor de potência, ou mesmo com o próprio projeto da máquina. Neste sentido, ao invés de se propor uma nova topologia de conversor ou máquina, este trabalho propõe uma técnica de controle que reduz significativamente os efeitos da falta de fase na velocidade de operação do MRV. Além disso, o ruído de alta frequência é atenuado quando comparado com um controlador proporcional integral (PI), que é geralmente utilizado em controle de velocidade de máquinas. Nesta tese propõe-se um controlador adaptativo *feedforward* para o MRV (CAF-MRV). Este baseia-se em funções de compensação identificadas por meio de uma série de ensaios realizados sobre o sistema quando submetidos a uma e duas faltas. A metodologia proposta é capaz de recuperar a velocidade de operação mais rápido do que a técnica clássica, quando uma ação *feedforward* não é considerada. Foi proposto ainda uma plataforma de simulação do sistema de acionamento sob estudo no ambiente Matlab®, completamente em linhas de código, dotando o sistema de transparência e flexibilidade. Resultados de simulação com o sistema desenvolvido foram comparados com resultados experimentais de modo a ratificar a precisão da metodologia.

Palavras-chave: Motor de relutância variável, falta de fase, Compensação de faltas, Sistemas de simulação, Círculo de chaveamento.

ABSTRACT

Many applications which make use of electric machines require non-interruption operation, even in the presence of faults. Within this context, phase faults are obviously undesired, as may lead the machine to stop operating, or, at least, it reduces the performance of the system. Under fault scenarios the performance of the system is expected to degrade and control techniques may be helpful to overcome this issue. Switched Reluctance Machines (SRM), due its inherent characteristics, are naturally tolerant to phase faults, despite of the loss of performance. Most of the techniques used to improve the performance of SRMs in fault situations are related to the switching feed converter or in the machine design itself. Regarding this issue, instead of presenting an alternative converter topology, this work alternatively proposes a control approach which significantly reduces the phase faults effects on the speed of the motor. Furthermore, the high frequency noise is attenuated when compared to the classical proportional integral (PI) controller, commonly applied to control such sort of motors. The proposed switched reluctance adaptive feedforward controller (SRM-AFC) is based in compensation functions identified by means of several tests when the system was submitted to one and two faults. The proposed methodology is able to recover the speed of operation faster than a classical approach, when a feedforward action is not taken into account.

Keywords: switched reluctance machine, phase fault, fault compensation, simulation systems, switching circle.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama esquemático do sistema de acionamento com MRV.	23
Figura 2 – Visão explodida do estator e rotor de um MRV 6/4.	24
Figura 3 – Indutância e torque em função da posição mecânica.	25
Figura 4 – Perfis de indutância reais.	26
Figura 5 – Operação do MRV.	27
Figura 6 – Circuito equivalente de uma fase do MRV.	28
Figura 7 – Definição dos ângulos de chaveamento a partir da relação entre o perfil de indutância e as curvas de tensão e corrente de fase.	30
Figura 8 – Relação torque x velocidade.	31
Figura 9 – Círculo de chaveamento para o caso em que os ângulos de ligamento e desligamento são nulos.	32
Figura 10 – Círculo de chaveamento considerando $\theta_{on} = 15^\circ$ e $\theta_{off} = 5^\circ$	32
Figura 11 – Círculo de chaveamento considerando $\theta_{on} = 15^\circ$ e $\theta_{off} = 5^\circ$, com falta na fase <i>B</i>	33
Figura 12 – Esboço ilustrativo de um conversor meia ponte assimétrico.	34
Figura 13 – Elemento finito hexaédrico e tetraédrico.	40
Figura 14 – Curva BH do aço utilizado no núcleo da máquina.	42
Figura 15 – Modelo 3D do MRV estudado.	42
Figura 16 – Malha tetraédrica da MRV simulada.	43
Figura 17 – Curvas do fluxo magnético pela corrente para diferentes posições angulares obtidas por meio de simulação.	43
Figura 18 – Curvas da indutância de fase pela posição angular para diferentes valores de corrente de fase obtidas por meio de simulação.	44
Figura 19 – Curvas do fluxo magnético pela corrente para diferentes posições angulares estimada através do método CA.	46
Figura 20 – Curvas da indutância de fase pela posição angular para diferentes valores de corrente de fase estimada através do método CA.	46
Figura 21 – Curva do fluxo magnético pela corrente para diferentes posições angulares estimada através do método do fluxo concatenado.	47
Figura 22 – Curva da indutância de fase pela posição angular para diferentes valores de corrente de fase estimada através do método do fluxo concatenado.	48
Figura 23 – Perfil de indutância trifásico não-linear.	48
Figura 24 – Perfil de indutância trifásico linear	49
Figura 25 – Identificação da constante de tempo mecânica.	50
Figura 26 – Diagrama do sistema de controle de velocidade com MRV.	52
Figura 27 – Diagrama de blocos do simulador.	52

Figura 28 – Bloco do controlador de velocidade.	53
Figura 29 – Bloco do controlador de corrente.	53
Figura 30 – Bloco do círculo de chaveamento.	53
Figura 31 – Bloco do conversor de potência.	54
Figura 32 – Bloco estimador de corrente.	54
Figura 33 – Bloco estimador da indutância.	54
Figura 34 – Bloco estimador da derivada da indutância.	55
Figura 35 – Bloco estimador do torque de fase.	55
Figura 36 – Bloco estimador da velocidade.	55
Figura 37 – Bloco estimador da carga devida ao gerador CC.	56
Figura 38 – Efeito da falta de uma fase sobre a velocidade e respectivo sinal de controle, comparação entre resultado experimental e simulado.	56
Figura 39 – Sistema de controle com MRV na estrutura RST.	60
Figura 40 – Curvas de velocidade pré e pós falta ocorrida em 20 s, para uma carga de 0.1 Nm.	61
Figura 41 – Curvas de velocidade pré e pós duas faltas ocorridas em 20 s, para uma carga de 0.1 Nm.	61
Figura 42 – Perfis de velocidade x corrente pré e pós-falta.	62
Figura 43 – Incremento na referência de corrente x velocidade para falta de uma fase.	63
Figura 44 – Perfis de velocidade x corrente pré e pós duas faltas.	64
Figura 45 – Incremento na referência de corrente x velocidade para falta de duas fases.	64
Figura 46 – Resposta em frequência para a função de transferência que relaciona o sinal de controle e o ruído de medida para diferentes posições dos polos.	66
Figura 47 – Índice de robustez para diferentes posições dos polos.	66
Figura 48 – Diagrama de blocos do MRV com a falta de fase incluída como uma perturbação da saída.	67
Figura 49 – Diagrama de blocos do CAF-MRV proposto.	68
Figura 50 – Resultados de simulação para diferentes velocidade de referência, uma falta.	71
Figura 51 – Resultados de simulação para diferentes velocidade de referência, duas faltas.	71
Figura 52 – Comportamento da velocidade usando $I_{\Delta 1}$ para uma falta genérica.	73
Figura 53 – Comportamento da velocidade usando $I_{\Delta 2}$ para uma falta genérica.	73
Figura 54 – Bancada Experimental, conversor e DSC.	74
Figura 55 – Conversor meia ponte assimétrico.	74
Figura 56 – DSC TMS320F28335.	75
Figura 57 – Encoder Allen-Bradley 845GM-F1GSHC1024R.	75
Figura 58 – MRV acoplado ao MCC.	75
Figura 59 – Comparação entre o PI para alguns posicionamentos de ρ com o GPCBC usado.	76
Figura 60 – Índice de robustez do PI projetado comparado com o do controlador proposto.	77

Figura 61 – Comparação entre o CAF-MRV e o PI em diferentes velocidades com torque constante para o caso de uma falta.	78
Figura 62 – Comparação entre o CAF-MRV e o PI em diferentes velocidades com torque constante para o caso de duas faltas	79
Figura 63 – Resposta do CAF-MRV e do PI para diferentes cargas, uma falta.	80
Figura 64 – Resposta do CAF-MRV e do PI para diferentes cargas, duas faltas.	81

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Características Elétricas da MRV Utilizada.	39
Tabela 2 – Características Físicas da MRV Analisada.	41
Tabela 3 – Índices de desempenho simulados a diferentes velocidades para um torque de carga de 0,1 <i>N.m.</i>	72
Tabela 4 – Índices de desempenho para diferentes funções de compensação e número de faltas.	72
Tabela 5 – Índices de desempenho dos controladores analisados em diferentes velocidades com carga de 0,1 <i>N.m.</i>	79
Tabela 6 – Índices de desempenho dos controladores analisados a 1000 <i>rpm</i> com diferentes torques de carga.	80

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

MRV	<i>Máquina de Relutância Variável</i>
PI	<i>Proporcional Integral</i>
CAF-MRV	<i>Controlador Adaptativo Feedforward para o MRV</i>
AEF	<i>Análise de Elementos Finitos</i>
GPAR	<i>Grupo de Pesquisa em Automação e Robótica</i>
UFC	<i>Universidade Federal do Ceará</i>
LUT	<i>Look up table</i>
GMVC	<i>Generalized Minimum Variance Controller</i>
MQR	<i>Mínimos Quadrados Recursivo</i>
GPC	<i>Generalized Predictive Control</i>
CC	<i>Corrente Contínua</i>
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
JTAG	<i>Join Test Action Group</i>
LAMOTRIZ	<i>Laboratório de Eficiência Energética em Sistemas Motrizes</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
CARIMA	<i>Controlled Auto-Regressive and Integrated Moving Average</i>
GPCBC	<i>Generalized Predictive Control Based Controller</i>
IAE	<i>Integrated Absolute Error</i>
TV	<i>Total Variation</i>
MCC	<i>Motor de Corrente Contínua</i>
GRV	<i>Gerador de Relutância Variável</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	Revisão bibliográfica	17
1.2	Objetivos	20
1.3	Organização do trabalho	21
2	SISTEMA DE ACIONAMENTO COM MRV	23
2.1	Considerações iniciais	23
2.2	Motor de Relutância Variável	23
2.3	Princípio de operação do MRV	24
2.4	Análise eletromecânica	26
2.5	Influência dos ângulos de chaveamento na operação do MRV	29
2.6	Proposta de metodologia gráfica dos ângulos de chaveamento: Círculo de Chaveamento	31
2.7	Fonte de potência e conversor	33
2.8	Controlador digital de sinais (<i>Digital Signal Controller - DSC</i>)	34
2.8.1	<i>Sensoriamento</i>	36
2.9	Considerações finais	36
3	SISTEMA DE SIMULAÇÃO	38
3.1	Considerações iniciais	38
3.2	Estimação dos parâmetros eletromagnéticos	38
3.2.1	<i>Análise dos Elementos Finitos da MRV</i>	40
3.2.2	<i>Resultados de Simulação</i>	41
3.2.3	<i>Determinação Experimental das curvas características</i>	44
3.2.4	<i>Método AC</i>	45
3.2.5	<i>Método do fluxo concatenado</i>	45
3.3	Estimação dos parâmetros mecânicos	49
3.3.1	<i>Coefficiente de amortecimento</i>	50
3.3.2	<i>Momento de inércia</i>	51
3.4	Desenvolvimento do sistema de simulação	51
3.5	Resultados simulados versus experimentais	55
3.6	Considerações finais	56
4	CONTROLE DE VELOCIDADE DE MRVS EM SITUAÇÃO DE FALTA	58
4.1	Considerações iniciais	58
4.2	Controle de velocidade robusto baseado no GPC	58
4.3	Efeito da falta de fase no MRV	60
4.4	Função de Compensação de Falta	60
4.5	Projeto do filtro de rejeição à perturbação e atenuação de ruído	65

4.6	Controle Adaptativo Feedforward aplicado ao MRV (CAF-MRV)	67
4.7	Considerações finais	69
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	70
5.1	Considerações iniciais	70
5.2	Resultados de simulação do CAF-MRV	70
5.3	Resultados de simulação de compensação cruzada do CAF-MRV	72
5.4	Bancada Experimental	73
5.5	Projeto do Controlador PI	74
5.6	Comparação entre o CAF-MRV e o PI	77
5.7	Considerações finais	81
6	CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS	83
	REFERÊNCIAS	87
	APÊNDICE A – CÍRCULO DE CHAVEAMENTO	93
	APÊNDICE B – SIMULADOR MRV	104

1 INTRODUÇÃO

Dispositivos eletromecânicos possibilitam a conversão de energia entre as formas mecânicas e elétricas e operam normalmente em modo rotativo ou linear. Um dispositivo será conhecido como um motor se ele converte energia elétrica em mecânica (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006). Dentre esses, a Máquina de Relutância Variável (MRV) vem conseguindo cada vez mais espaço tanto no meio industrial como no acadêmico, especialmente em aplicações com velocidade variável. Isso se deve provavelmente às suas características tais como alta robustez, grande densidade de potência, baixo custo de produção e manutenção.

A larga faixa de velocidade de operação dessa máquina permite sua utilização em aplicações que vão desde o uso em aplicações automotivas e aeroespaciais que normalmente requerem altas velocidades até aplicações em geração eólica que operam em baixas velocidade e com alto torque. Outro aspecto importante dos MRVs se deve às suas características construtivas, que consistem num rotor de polos salientes e em um estator onde são dispostas as bobinas de excitação das fases. Essa disposição das fases da máquina lhe proporciona uma operação onde cada fase atua isoladamente, proporcionando ao sistema um certo grau de tolerância a falhas nas fases.

Sistemas tolerantes a falhas proporcionam um grau de segurança maior tanto ao próprio sistema, como às pessoas que fazem uso dos mesmos. Além disso, num sistema com certo grau de tolerância a falha a continuidade da operação pode ser garantida, o que é um aspecto importante, por exemplo, em aplicações aeroespaciais, automobilística ou mesmo em geração de energia. Observa-se que há vários tipos de faltas que podem ocorrer durante a operação de um MRV devido a problemas mecânicos, magnéticos ou elétricos. Com relação às faltas elétricas elas se subdividem basicamente em falhas de curto circuito, ou circuito abertos. Estas últimas, foco deste trabalho, será chamada genericamente de falta de fase.

Vários trabalhos relacionados a faltas em MRVs foram publicados abordando o tema sob a óptica tanto da máquina quanto do conversor de alimentação da mesma. Assim, a proposta desta tese tem como objetivos: analisar analítica e experimentalmente o efeito da falta de uma ou mesmo duas fases da máquina, com relação à sua operação em um sistema de controle de velocidade, propondo metodologias de análise e compensação dos efeitos causados por este tipo de falha. A seguir é feita uma revisão bibliográfica dos principais trabalhos relacionados aos MRVs, nos aspectos importantes ao desenvolvimento desta tese. Além disso, são apresentados ainda os objetivos do trabalho, assim como a descrição da organização do trabalho.

1.1 Revisão bibliográfica

O MRV é uma das mais antigas máquinas elétricas projetadas, datando ainda do século XIX (MILLER, 2001). Seu uso mais abrangente, no entanto, foi postergado para a época em que dispositivos eletrônicos e microprocessadores alcançaram tecnologia economicamente viável para o desenvolvimento de sistemas de acionamento dessas máquinas em aplicações práticas. Atualmente muitos trabalhos têm relatado seu uso nas mais diversas aplicações, indo desde a utilização em veículos elétricos (KWAK; KIM, 2007; TAKENO et al., 2011; CHAN, 2002; BILGIN; EMADI; KRISHNAMURTHY, 2013; KRISHNAMURTHY et al., 2006), geradores eólicos (SUNAN et al., 2014; DHIFAUI; LIOUANE; YAHIA, 2014; LIU; PARK; CHEN, 2014; CHOI; BYUN; CHO, 2014), sistemas híbridos (XUE et al., 2012), aplicações aeronáuticas (VALDIVIA et al., 2014; SCHOFIELD; LONG, 2009) entre outras.

Alguns desafios quanto à sua aplicação devem ser confrontados. Devido sua configuração de dupla saliência, a máquina possui um comportamento bastante não linear, oscilações de torque e produção de ruído acústico. Vários trabalhos abordam estratégias que podem ser utilizadas na minimização das oscilações de torque (NAMAZI et al., 2015; YE et al., 2015) e atenuação de ruídos acústicos (TAKIGUCHI et al., 2015; TANABE; AKATSU, 2015; BURKHART; SCHARFENSTEIN; DONCKER, 2014).

No entanto, apesar dos desafios citados, esta máquina também apresenta várias vantagens que a tornam uma opção interessante. Sua simplicidade inerente (ausência de magnéticos, concentração dos enrolamentos no estator, ausência de escovas) diminui seus custos de fabricação e manutenção. Além disso, a MRV caracteriza-se por possuir uma grande densidade de potência, caracterizando-se como uma máquina compacta, ideal para aplicações onde volume e peso são importantes (KNERCZER et al., 2004; CHAN, 2002; TAKENO et al., 2011; VALDIVIA et al., 2014). Também há vantagens com relação à robustez. Visto que as fases da máquina são eletricamente isoladas, ela é naturalmente resistente a faltas, claro que à custa do desempenho e alguns trabalhos têm abordado esse tema (ISERMANN, 2006; DUBRAVKA et al., 2014; SELVAGANESAN; RAJA; RENGANATHAN, 2006; MECROW et al., 2004; CHEN; SHAO, 2004; GAMEIRO; Marques Cardoso, 2009; GAMEIRO; Marques Cardoso, 2008).

É importante, no processo de análise de qualquer projeto de engenharia, a presença de um modelo e de um sistema de simulação do comportamento deste em relação aos diferentes tipos de situações a que o sistema em foco seja submetido. O desenvolvimento de tais ferramentas poupa tempo e diminui os custos de prototipagem. Jayapragash e Chellamuthu (2013) analisam a MRV operando como motor e gerador para várias condições de operação. Através da Análise de Elementos Finitos (AEF), dados de fluxo concatenado e torque foram levantados. A partir desses dados o perfil de indutância foi levantado e um modelo do MRV no Matlab/Simulink foi desenvolvido. Desta forma, o MRV foi analisado por meio de simulação nos modos motor e gerador e uma variação suave da velocidade da máquina em toda faixa de operação foi conseguida. No entanto, tais modelos se apresentam como blocos, sem transparência, onde ape-

nas se configuram alguns parâmetros de ajuste. Estudos que necessitem de características específicas de operação são por vezes dificultados em virtude de não serem previstos na modelagem de tais blocos. Portanto, modelos disponibilizados em linhas de código, baseados diretamente nas equações diferenciais que regem o comportamento eletromecânico da máquina mostram-se mais adequados em tais situações.

Seguindo uma metodologia da AEF, no Capítulo 3 é descrito o procedimento de levantamento das curvas de indutância da máquina utilizada no protótipo do laboratório do Grupo de Pesquisa em Automação e Robótica (GPAR) da Universidade Federal do Ceará (UFC) sob análise nesta tese. A partir dessas curvas e de outros parâmetros eletromecânicos levantados seguindo metodologias descritas no mesmo capítulo se propõe um sistema de simulação mais transparente e com maior liberdade de operação.

Com relação ao controle da MRV, este normalmente consiste em um sistema multimalhas em que a malha de corrente possui uma importância fundamental, em virtude de definir as características de conjugado da máquina. O controle da corrente por histerese é muitas vezes utilizado e geralmente apresenta um bom desempenho dinâmico. No entanto, nas implementações digitais a corrente pode desviar de sua referência, o que pode aumentar a oscilação do conjugado especialmente durante a comutação de fases. Nesta estratégia a frequência de chaveamento do conversor não é constante e pode estar numa faixa que levaria a problemas acústicos, sobrecarga das chaves eletrônicas, aumento das perdas, maiores oscilações de conjugado, entre outros. Em Mikail et al. (2012) é apresentado um método de controle que melhora o seguimento da referência da corrente de fase do MRV com uma frequência de chaveamento fixa. A tensão a ser aplicada na fase da máquina, e conseqüentemente o ciclo de trabalho de um controlador PWM de frequência de chaveamento fixa, pode ser calculada a partir da estimação da força contraeletromotriz da máquina. Esta última é calculada a partir da tensão e corrente aplicadas no passo anterior assim como do valor da indutância incremental advinda de uma *look up table* (LUT) levantada também pelo método de elementos finitos. Os resultados apresentados demonstraram que o controlador é capaz de utilizar uma frequência de chaveamento fixa e com baixa oscilação de torque e baixo ruído acústico. No entanto, uma alta precisão dos sensores de corrente e posição se torna necessário para se fazer as estimações propostas no algoritmo.

Estratégias de controle avançadas também têm sido abordadas em diversos trabalhos. Em Reis, Silva, W A, Almeida e Romulo (2010) um esquema de controle adaptativo baseado no Controlador de Variância Mínima Generalizado (*Generalized Minimum Variance Controller* - GMVC) combinado com o método de estimação de parâmetros do Mínimos Quadrados Recursivo (MQR) foi utilizado. Resultados experimentais comparados com controladores PID tradicionais atestaram a aplicabilidade da proposta. A técnica adaptativa também mostrou-se efetiva em (REIS et al., 2011) onde um índice de desempenho quadrático é utilizado no processo de otimização em tempo real.

Técnicas de controle preditivo tais como o Controlador Preditivo Generalizado (Gene-

ralized Predictive Control - GPC) também foram assuntos de diversos artigos. Em (SILVA et al., 2012a) o GPC foi aplicado na malha de corrente de um sistemas de acionamento com MRV e foram comparados com um PID tradicional, apresentando melhorias em termos de desempenho e robustez.

Já em Torrico et al. (2014) um controlador com dois graus de liberdade baseado no GPC foi proposto. A estrutura proposta possibilitou o desacoplamento do rastreamento e da rejeição ao distúrbio para o caso nominal. Além disso, um projeto de filtro foi proposto de modo a se conseguir um compromisso da relação entre robustez, distúrbios de carga e atenuação de ruídos. O desempenho do controlador proposto foi analisado por meio de simulações e diversos resultados experimentais. Portanto, este controlador foi escolhido no controle de corrente da malha interna do sistema de acionamento sob estudo.

O controle de velocidade é um requisito importante em muitas aplicações e também tem sido objeto de vários estudos. Muitos trabalhos relacionados ao controle de velocidade tem sido reportados (NASHED, 2010; SILVA et al., 2013; HANNOUN; HILAIRET; MARCHAND, 2010). Em Nashed (2010) é apresentada uma metodologia que automatiza o controle do ângulo de desligamento, mantendo-se o ângulo de ligamento constante, de modo a otimizar o desempenho de um controlador PI clássico aplicado a um sistema de acionamento com MRV. No entanto, o método é dependente de LUTs por ser baseado nas curvas características da máquina. O sistema é avaliado por meio de simulações usando o Simulink com resultados promissores.

Um ponto importante que deve ser salientado é que a continuidade da operação da máquina é um requisito importante, aumentando a confiabilidade e segurança do sistema. Neste sentido, sistemas tolerantes a faltas são desejáveis e o MRV tem lugar de destaque por apresentar-se naturalmente tolerante a esse tipo de problema em virtude de possuir suas fases eletricamente isoladas.

O fato da MRV poder continuar produzindo torque mesmo com a ausência de uma ou mais fases tem feito com que o sistema de acionamento com MRV seja reconhecido como mais tolerante a falhas do que outros sistemas de acionamento (ISERMANN, 2006; KNERCZER et al., 2004; MECROW et al., 2004). Apesar dos componentes eletrônicos dos conversores de potência normalmente apresentarem uma alta durabilidade, eventualmente pelo menos uma dessas chaves irá falhar, desabilitando todo um braço de acionamento (fase) da máquina. O mesmo efeito ocorre se uma das fases da própria máquina vier a abrir. Tal comportamento constitui o que chamamos neste trabalho de uma falta. Se os componentes de dois diferentes braços ou mesmo duas fases da máquina falharem, então denomina-se que aconteceu uma falta em duas fases da máquina.

A tolerância a faltas pode ser vista como a capacidade do sistema em manter sua operação quando submetido a diferentes tipos de faltas que venham a ocorrer no sistema. Esta é uma característica importante em aplicações de geração, onde desconexões não planejadas devem ser

evitadas, assim como também é uma características desejável em veículos elétricos permitindo que o usuário possa chegar a uma assistência em segurança.

No entanto, o fato de ser tolerante a faltas não implica necessariamente em ser livre de faltas e estratégias de diagnóstico e métodos que assegurem a operação do motor foram vastamente analisados e desenvolvidos e pesquisas têm sido feitas neste campo. Análises dos efeitos em situações de falta foram feitos em Ding et al. (2014), Chen et al. (2000), [Sánchez et al. (2005), Gameiro e Cardoso (2008). Em Chen e Shao (2004), Gameiro e Marques Cardoso (2009), Selvaganesan et al. (2006), Dubravka et al. (2014) são apresentadas estratégias de diagnóstico de faltas. Inclusive novas topologias da própria máquina (ZE et al., 2014; HANNOUN; HILAIRET; MARCHAND, 2010) e do conversor de acionamento (GAMEIRO; CARDOSO; MEMBER, 2012) também são analisadas em alguns trabalhos.

Portanto, o conceito de tolerância a faltas eleva o nível de operação da máquina e incrementa a segurança do sistema que faz uso desta máquina. Neste sentido, um sistema que possua uma característica tolerante a faltas deve ser capaz de detectá-las e de compensá-las adequadamente. Em Marques et al. (2014), Gameiro, a.J. Marques Cardoso e Marques Cardoso (2003), Selvaganesan, Raja e Renganathan (2006), Gameiro e Marques Cardoso (2008) são propostas estratégias de controle que objetivam manter a operação do sistema em situações de falta, baseados em algoritmos com custo computacional moderado, apresentando resultados promissores por meio de simulações e resultados experimentais.

1.2 Objetivos

O presente trabalho tem por objetivo geral analisar e propor meios de operação do MRV em situações de falta, analisando o comportamento do mesmo em tais situações, propondo mecanismos que garantam a integridade da operação, levando em consideração o tempo de restauração da resposta do sistema assim como o ruído relativo ao esforço de controle. Pode-se elencar os seguintes objetivos específicos:

- Estudar o estado da arte relacionado a estratégias de controle com MRV, em especial às relacionadas a compensação de perdas de fases;
- Analisar analítica e experimentalmente os efeitos da perda de uma e duas fases sobre a velocidade de operação da máquina;
- Identificar matematicamente o comportamento do sistema quando submetido a faltas;
- Desenvolver um sistema de simulação flexível e transparente que permita a análise do sistema em operação normal e sob falta de uma ou mais fases;
- Propor estratégias de compensação de faltas para o MRV a partir dos modelos matemáticos identificados e simulados;

- Montar o protótipo do sistema de acionamento com MRV e testar experimentalmente as estratégias propostas.

1.3 Organização do trabalho

Este documento está organizado em seis capítulos. No capítulo 1 é apresentada uma breve contextualização do tema através do estudo do estado da arte relacionado ao MRV. Apresenta-se também os objetivos almejados da pesquisa.

No Capítulo 2 é feita uma breve revisão teórica do princípio de operação e das características elétricas da MRV. Além disso, uma análise matemática do comportamento eletromecânico da máquina é apresentado. A influência dos ângulos de chaveamento sobre a operação do MRV é discutida uma metodologia gráfica de representação dos ângulos de chaveamento é proposta. Os demais componentes de um sistema de acionamento com MRV são também elencados.

No Capítulo 3 é mostrada inicialmente, a metodologia utilizada na estimação dos parâmetros da máquina. Um estudo das características magnéticas do MRV é feito. As principais metodologias de levantamento das curvas magnéticas da máquina são apresentadas. Resultados de métodos computacionais e experimentais clássicos são discutidos. Os resultados dos ensaios utilizados na estimação dos parâmetros mecânicos são mostrados e um sistema de simulação baseado em linhas de código no Matlab[®] é descrito. Resultados de simulação e experimentais são confrontados com o intuito de avaliar o simulador.

Aspectos relacionados ao controle de velocidade do MRV são abordados no Capítulo 4. Neste capítulo é apresentado o GPCBC que foi utilizado como controlador básico devido às suas características vantajosas com relação ao seguimento de referência, rejeição à perturbação e atenuação de ruído. A operação da máquina em situação de falta de uma e duas fases é analisada e seus efeitos são mensurados e analisados. Funções de compensação de faltas são propostas e utilizadas em uma técnica de controle adaptativo feedforward aplicado ao MRV (CAF-MRV).

O Capítulo 5 apresenta os resultados de simulação da aplicação do CAF-MRV proposto no Capítulo 4 utilizando o sistema de simulação descrito no Capítulo 3. Tais resultados são analisados e seu desempenho é mensurado através de índices de desempenho relacionados com o efeito de uma e duas faltas na velocidade do sistema, assim como o ruído do sinal de controle. Considerações sobre o uso indiscriminado das funções de compensação propostas para situações de faltas divergentes das que foram projetadas também são feitas.

A bancada experimental, assim como o projeto de um controlador clássico do tipo proporcional integral (PI), utilizado como base de comparação dos resultados experimentais, são também apresentados no Capítulo 5. Mostram-se os resultados experimentais da estratégia proposta para diferentes valores de velocidade de operação e de carga, comparados com controlador PI projetado com características dinâmicas similares ao controlador de base da técnica proposta. Todos os resultados são analisados graficamente e através de índices de desempenho definidos

no Capítulo 5.

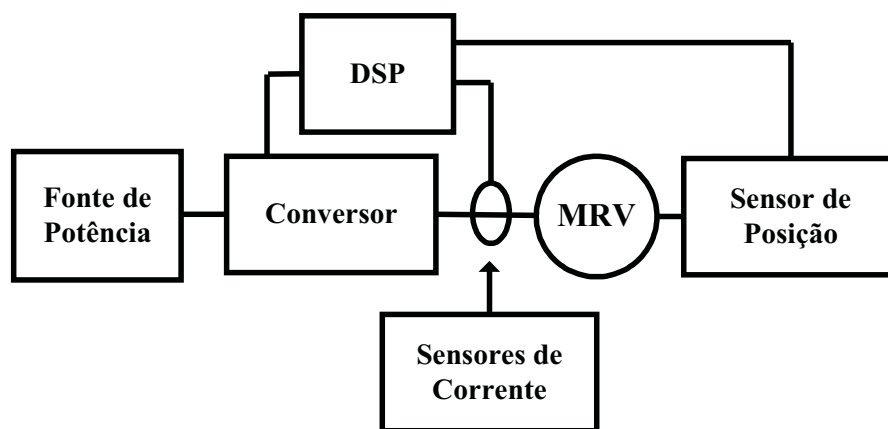
Por fim, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões. São também elencadas as principais contribuições do trabalho e propostas de desenvolvimento futuro. Finalmente uma lista dos trabalhos publicados, relacionados direta ou indiretamente com a tese são enumerados.

2 SISTEMA DE ACIONAMENTO COM MRV

2.1 Considerações iniciais

Um sistema de acionamento com MRV é composto pelo motor propriamente dito, o conversor de potência e seu respectivo driver, por meio do qual a energia será entregue à máquina a partir de uma fonte de potência, e, finalmente, de um dispositivo de controle. Para o adequado chaveamento entre as fases da máquina, é necessário o conhecimento da posição angular do rotor (θ). Normalmente faz-se uso de um *encoder* (estimador de posição) acoplado ao eixo da máquina para se prover essa informação, ou utiliza-se de alguma técnica de estimação da posição (*sensorless*). A Figura 1 apresenta um diagrama esquemático da composição do sistema.

Figura 1 – Diagrama esquemático do sistema de acionamento com MRV.



Fonte: Próprio autor.

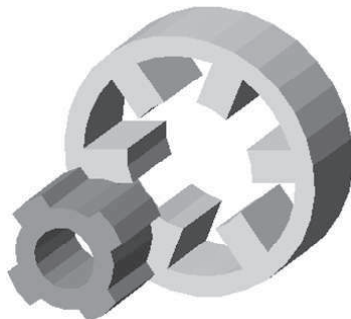
Neste capítulo, serão descritos os componentes principais de um sistema de acionamento com MRV. É importante observar que cada uma das partes do sistema mostrado na Figura 1 possui uma grande variedade de topologias e características. Dessa forma, optou-se por uma descrição de cada componente focando-se nos que foram utilizados no estudo apresentado por esta tese. Uma sucinta análise dos elementos representados na Figura 1 é apresentada, destacando a análise matemática da máquina. Além disso, é ainda proposta uma metodologia gráfica de representação dos ângulos de chaveamento do MRV.

2.2 Motor de Relutância Variável

Construtivamente, um MRV consiste em um estator onde são alocados os enrolamentos de fase da máquina, e de um rotor com polos salientes feito de material ferromagnético. A quantidade de polos tanto no estator quanto no rotor podem variar, assim como também o número

de fases da máquina. O MRV utilizado neste estudo consiste em MRV trifásico 6/4 (seis polos no estator e quatro no rotor), tal como representado na Figura 2.

Figura 2 – Visão explodida do estator e rotor de um MRV 6/4.



Fonte:(TEIXEIRA, 2008)

A simplicidade estrutural desta máquina é um de seus maiores atrativos. A ausência de imãs permanentes e a necessidade de enrolamentos apenas no estator reduz o custo de produção e aumentam a confiabilidade, no sentido de que, por possuírem menos componentes, são menos susceptíveis a falhas.

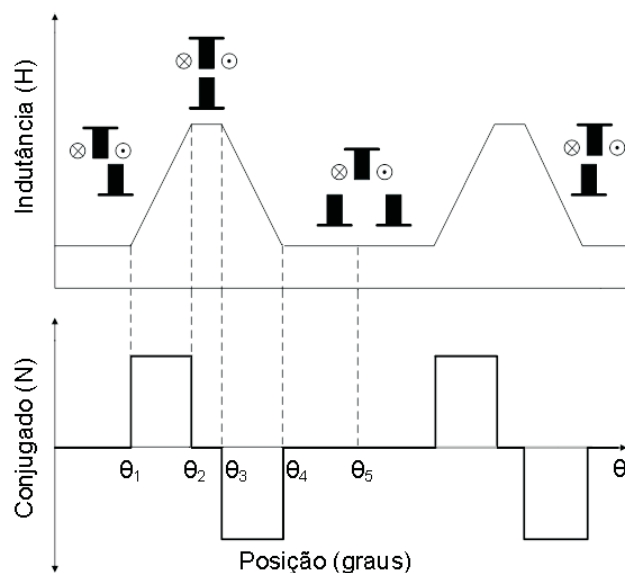
2.3 Princípio de operação do MRV

Como a maioria das máquinas elétricas, o MRV possui dois componentes principais: o estator e o rotor. No estator de material ferromagnético laminado são dispostos os conjuntos de enrolamentos distribuídos espacialmente de modo que a alimentação sequencial de cada conjunto (fases) produza torque ao longo do eixo principal de cada enrolamento; o rotor, também feito de material ferromagnético laminado, possui uma forma de polos salientes que maximizam a produção de torque eletromagnético.

Em um MRV a indutância dos enrolamentos do estator, ou indutâncias de fase, e o torque de saída variam com a posição do rotor. A dependência da produção do torque da saturação magnética, além do fato deste ser proporcional ao quadrado da corrente, juntamente com os efeitos da dispersão e a excitação clássica por onda quadrada resulta em uma característica não-linear para o motor de relutância.

O torque mecânico de origem eletromagnética é produzido devido à tendência dos polos do rotor em alinhar-se com a fase excitada do estator. O rotor gira para uma posição onde a relutância é minimizada e a indutância é maximizada. A relação entre indutância e produção de torque com relação à posição é mostrada na Figura 3 para uma corrente constante e positiva, torque positivo é produzido quando a indutância aumenta. Nenhum torque é produzido quando a indutância permanece constante e, finalmente, torque negativo é produzido quando a indutância diminui.

Figura 3 – Indutância e torque em função da posição mecânica.



Fonte: Miller (2001)

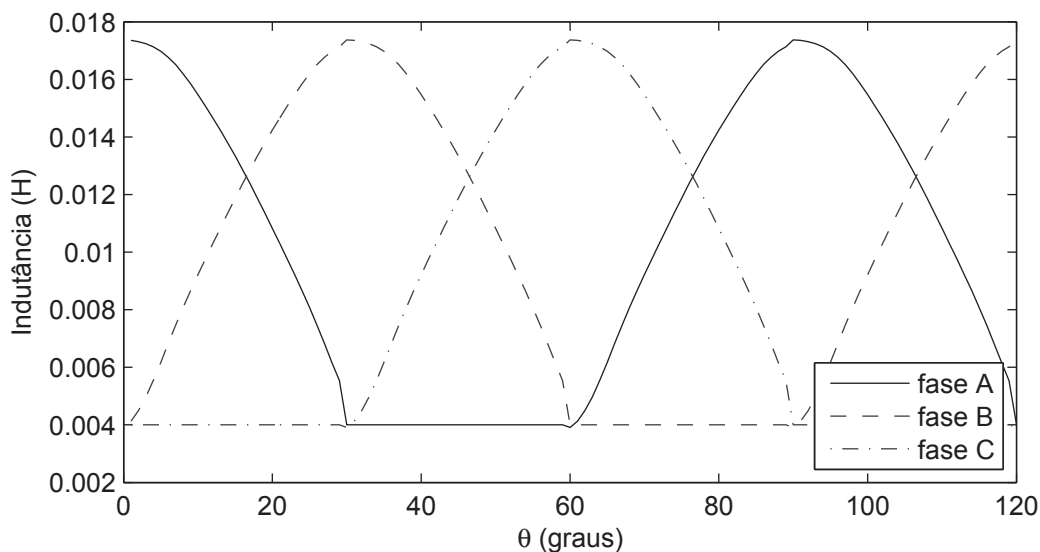
Baseado neste comportamento é possível selecionar o regime de ligamento e o desligamento da fase para produzir-se torque e movimento:

1. $0 - \theta_1$: os polos do estator e do rotor não se sobrepõem nesta região e o fluxo é predominantemente determinado pelo entreferro, fazendo a indutância mínima ser aproximadamente constante. Portanto, esta região não contribui para a geração de torque. A indutância nesta região é conhecida como indutância desalinhada L_u .
2. $\theta_1 - \theta_2$: os polos se sobrepõem, então o caminho do fluxo é principalmente através das laminações do estator e do rotor. Isto incrementa a indutância com a posição do rotor, dando uma inclinação positiva. A corrente imposta ao enrolamento nesta região produz um torque positivo (torque motor). Esta região acaba quando a sobreposição dos polos é completa.
3. $\theta_2 - \theta_3$: durante este período o movimento do polo do rotor não altera a sobreposição do polo do estator e não muda o caminho dominante do fluxo. Isto tem o efeito de manter a indutância máxima e constante e é conhecida como indutância alinhada L_a . Como não há variação da indutância nesta região, a geração de torque é zero mesmo quando a corrente está presente neste intervalo. Apesar deste fato, isto serve a um propósito útil de prover tempo para a corrente do estator ir a zero ou ir para níveis mais baixos quando é comutado, prevenindo, assim, a geração de torque negativo na região com inclinação negativa da indutância.

Como uma consequência da saturação, não é possível alcançar-se os perfis ideais de indutância mostrados na Figura 3 em um motor real. A saturação faz com que o perfil de in-

dutância se curve próximo ao topo (Figura 4) e assim reduz o torque. Portanto, saturando-se a máquina após um ponto provoca-se uma diminuição no torque e potência de saída.

Figura 4 – Perfis de indutância reais.



Fonte: Próprio autor.

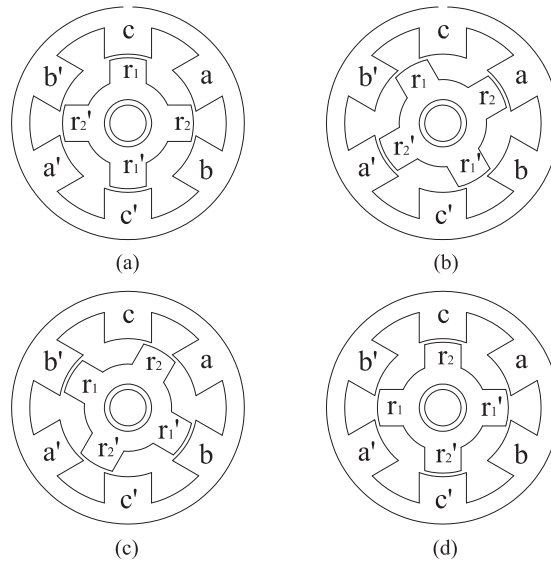
Assumindo que os polos do rotor r_1 e r'_1 e os polos do estator c e c' estão alinhados, como está mostrado na Figura 5(a), se uma corrente elétrica é aplicada através da fase $a - a'$, um fluxo magnético é induzido através dos polos do estator $a - a'$ de modo que os polos $r_2 - r'_2$ do rotor tenderão a se mover em direção aos polos $a - a'$ do estator como mostrado na Figura 5 (b). Uma vez que estão alinhados, a corrente da fase a é desligada. Então, o enrolamento $b - b'$ é excitado, puxando $r_1 - r'_1$ em direção a $b - b'$, na direção anti-horária, como ilustrado na Figura 5 (c). Da mesma forma, a energização da fase $c - c'$ resulta no alinhamento de r_2 e r'_2 com c e c' (note a sequência de alimentação a-b-c). Desta forma, é necessário três energizações de fase em sequência para mover o rotor por 60 graus e uma revolução do rotor é efetuada executando-se a sequência de energização $a - b - c$ tantas vezes quantos os números de polos no estator. O chaveamento da correntes na sequência $a - c - b$ resulta na rotação do rotor no sentido reverso.

2.4 Análise eletromecânica

Fisicamente, uma fase do MRV consiste em um enrolamento disposto sobre um par de polos do estator da máquina que, por sua vez, funciona como um indutor que pode ser representado idealmente por um indutância em série com uma resistência.

A indutância mútua entre os enrolamentos das fases da máquina pode ser desconsiderada visto que apresenta-se muito pequena. Desta forma, cada fase j é dita ser eletricamente independente das demais. Portanto, uma fase da máquina pode ser equacionada da seguinte

Figura 5 – Operação do MRV.



Fonte: Próprio autor

forma:

$$v_j = Ri_j + \frac{d\lambda_j}{dt} = Ri_j + \omega \frac{d\lambda_j}{d\theta}, \quad (2.1)$$

$$v_j = Ri_j + \omega \frac{d(L_j(\theta)i_j)}{d\theta}, \quad (2.2)$$

$$v_j = Ri_j + L_j(\theta) \frac{di_j}{dt} + \omega i_j \frac{dL_j(\theta)}{d\theta}, \quad (2.3)$$

em que v_j é a tensão aplicada na fase, i_j é a corrente de fase, λ_j é o fluxo concatenado, R é a resistência da fase, considerada a mesma em todas as fases, L_j é a indutância do enrolamento de fase, θ é a posição rotórica e ω é a velocidade angular em rad/s . O terceiro termo da Equação 2.3 é chamado de força contra-eletromotriz E_j :

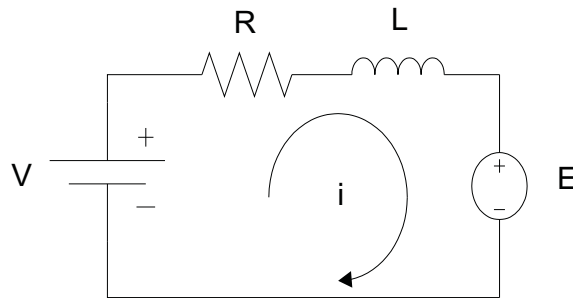
$$E_j = \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega i_j. \quad (2.4)$$

Portanto, a partir da Equação 2.3, conclui-se que tensão de alimentação, v_j , é dividida entre três termos: a queda de tensão na resistência do enrolamento, o termo $L_j(\theta) \frac{di_j}{dt}$ e a força contra-eletromotriz E_j . Desta forma, pode-se representar o circuito elétrico de uma fase da máquina através da Figura 6.

Multiplicando-se a Equação 2.3 por i_j tem-se a potência elétrica instantânea p :

$$p = v_j i_j = Ri_j^2 + L_j(\theta) i_j \frac{di_j}{dt} + \omega i_j^2 \frac{dL_j(\theta)}{d\theta}. \quad (2.5)$$

Figura 6 – Circuito equivalente de uma fase do MRV.



Fonte: Próprio autor

Sabe-se que a taxa de variação da energia magnética armazenada a qualquer instante é dada por:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L_j(\theta) i_j^2 \right) = \frac{1}{2} i_j^2 \frac{dL_j(\theta)}{dt} + L_j(\theta) i_j \frac{di_j}{dt} = \frac{1}{2} i_j^2 \omega \frac{dL_j(\theta)}{d\theta} + L_j(\theta) i_j \frac{di_j}{dt}. \quad (2.6)$$

Pela lei da conservação da energia, tem-se que a potência de entrada, $v_j i_j$, divide-se entre a potência dissipada na resistência da bobina do enrolamento, $R i_j^2$, a taxa de mudança da energia magnética armazenada, $\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L_j(\theta) i_j^2 \right)$, e a potência mecânica convertida, ωT_{ej} , onde T_{ej} é o torque eletromagnético instantâneo da fase j . Logo:

$$p_{mj} = \omega T_{ej} = v_j i_j - R i_j^2 - \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L_j(\theta) i_j^2 \right) \quad (2.7)$$

Substituindo-se na Equação 2.7 os resultados encontrados nas Equações 2.5 e 2.6 e isolando T_{ej} , chega-se a:

$$T_{ej} = \frac{1}{2} i_j^2 \frac{dL_j(\theta)}{d\theta}. \quad (2.8)$$

em que $\frac{dL_j(\theta)}{d\theta}$ é a taxa de variação da indutância de fase com relação a posição θ . T_{ej} é portanto o torque eletromagnético devido a uma das fases da máquina.

O torque eletromagnético total produzido por uma máquina trifásica, será portanto:

$$T_e = \sum_{j=1}^3 \frac{1}{2} i_j^2 \frac{dL_j(\theta)}{d\theta}. \quad (2.9)$$

Pode-se ainda relacionar o torque eletromagnético e a velocidade seguinte equação (KRAUSE et al., 2013):

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + B_m \omega + T_L, \quad (2.10)$$

em que T_e é o torque eletromagnético dado pela equação (2.9) em $N.m$, J é o momento de inércia do rotor e da carga acoplada em $Kg.m^2$, ω é a velocidade em rad/s e B_m é o coeficiente de amortecimento do sistema mecânico rotacional, dado em $N.m.s$.

No capítulo 3 são apresentadas as metodologias utilizadas no levantamento das diferentes grandezas apresentadas neste capítulo, tais como as curvas de fluxo e indutância da máquina, resistência de fase, momento de inércia e coeficiente de amortecimento, com o objetivo de permitir a implementação do sistema de simulação da bancada experimental baseada no MRV.

2.5 Influência dos ângulos de chaveamento na operação do MRV

Conforme dito anteriormente na Seção 2.3, para o correto funcionamento do MRV as fases da máquina devem ser energizadas em posições angulares específicas. Neste sentido, os ângulos de chaveamento apresentam um importante papel, pois eles ditam, juntamente com a tensão do barramento e a corrente de fase, o comportamento dinâmico (torque x velocidade) da máquina, além de influenciar no desempenho da máquina. Características como torque instantâneo e médio, oscilação de torque, ruído sonoro e mesmo aspectos relacionados a eficiência do motor podem ser definidos pelos ângulos de ligamento (θ_{on}) e de desligamento (θ_{off}).

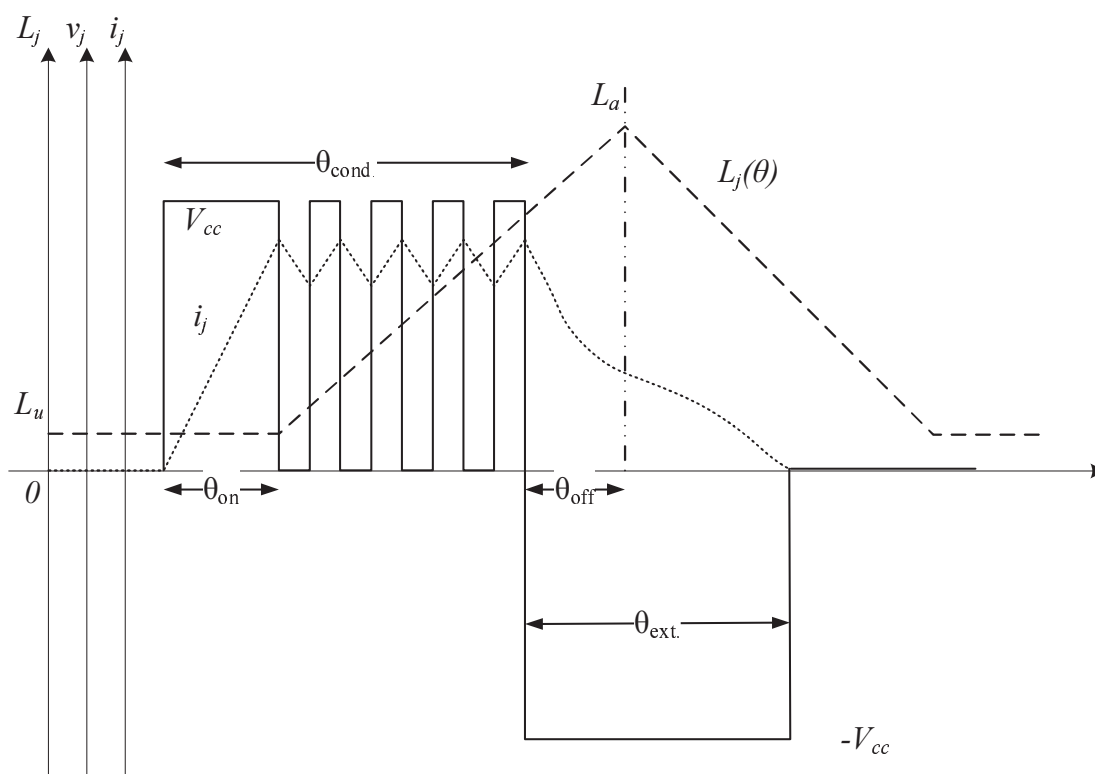
Analisando-se o perfil de indutância da máquina e o torque eletromagnético, equação (2.8), pode-se observar que só há a produção de torque positivo quando a fase da máquina é excitada na região ascendente do perfil de indutância (vide Figura 4). Deve-se notar, no entanto, que a corrente possui uma certa dinâmica que é ditada pela tensão do barramento, ciclo de trabalho do braço correspondente àquela fase e das características físicas do enrolamento.

Na Figura 7, são apresentadas formas de ondas de uma fase, consideradas numa operação normal do MRV. Nela pode-se observar a forma de onda ideal da indutância $L_j(\theta)$, da corrente de fase i_j e da tensão de fase v_j . Analisando-se o perfil de indutância da máquina e o torque eletromagnético (vide Equação 2.8) pode-se observar que só há a produção de torque positivo quando a fase da máquina é excitada na região ascendente do perfil de indutância. Deve-se observar, no entanto, que a corrente possui uma certa dinâmica que é ditada pela tensão do barramento, ciclo de trabalho do braço correspondente àquela fase e das características físicas do enrolamento.

Define-se, por meio da Figura 7, algumas medidas angulares utilizadas neste trabalho: ângulo de ligamento θ_{on} é apresentado como sendo a medida, em graus, entre o instante de excitação da fase e o início do crescimento do perfil de indutância $L_j(\theta)$ a partir da indutância desalinhada L_u (início da sobreposição dos polos do rotor e do estator da fase j); o ângulo de desligamento θ_{off} apresenta-se como sendo a medida angular entre o instante de desenergização da fase e a posição de completo alinhamento dos polos (indutância alinhada L_a); o ângulo de condução $\theta_{cond.}$ é determinado pelos instantes em que a fase é ligada e desligada; finalmente, o ângulo de extinção $\theta_{ext.}$ é determinado como sendo a medida, em graus, que a corrente necessita para se extinguir após a desenergização de uma fase.

Portanto, adiantar a excitação da corrente de fase antes do início da subida do perfil de indutância, permite que a corrente assuma valores mais altos na região ascendente, produzindo

Figura 7 – Definição dos ângulos de chaveamento a partir da relação entre o perfil de indutância e as curvas de tensão e corrente de fase.



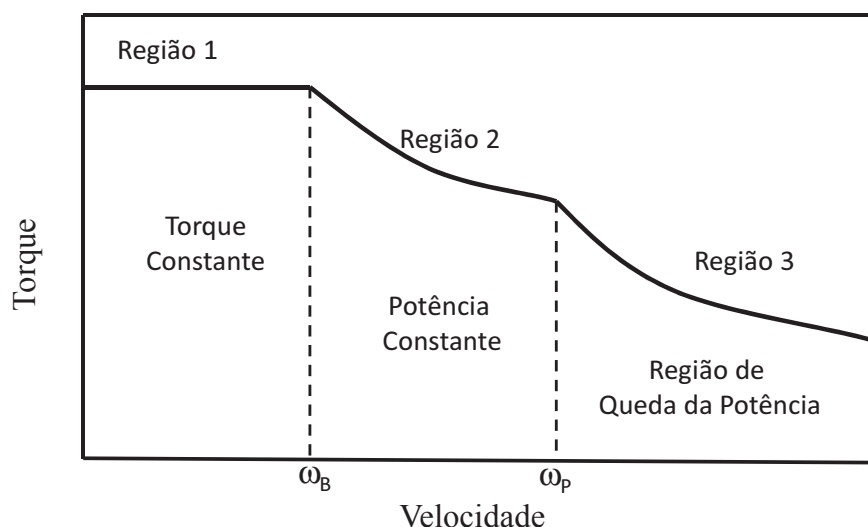
Fonte: Próprio autor

um maior conjugado, o que pode ser feito pelo ajuste adequado do ângulo de ligamento θ_{onj} . De forma similar, quando se faz a desenergização da fase acionada, a corrente necessita de um certo tempo até extinguir-se. Pode-se observar pela Figura 7 que a existência de corrente na região de decaimento da indutância provoca a produção de torque negativo que tende a frear a máquina. Para evitar-se essa situação é interessante adiantar-se o desligamento da fase de modo tal que a corrente anule-se antes de alcançar aquela região por meio do ângulo de desligamento θ_{off} .

A característica de torque-velocidade de um motor de relutância variável é mostrado na Figura 8. Baseado em diferentes faixas de velocidade, o torque motor gerado pode ser dividido em três diferentes regiões: torque constante, potência constante e região de decaimento de potência.

A velocidade de base ω_B é a máxima velocidade em que a corrente máxima e torque nominal podem ser alcançados na tensão nominal. Abaixo dessa velocidade, o torque pode ser mantido constante ou pode-se controlar a corrente de fase. A baixa velocidade, a corrente de fase aumenta quase instantaneamente após a fase ser ligada pois a força contra-eletromotriz é pequena nesta situação. Portanto, ela pode ser mantida em qualquer nível desejado por meio de reguladores (histerese ou controladores por largura de pulsos). Deste modo, o ajuste dos ângulos de chaveamento da corrente podem reduzir o ruído (acústico) e melhorar a oscilação de torque ou a eficiência.

Figura 8 – Relação torque x velocidade.



Fonte: Miller (2001)

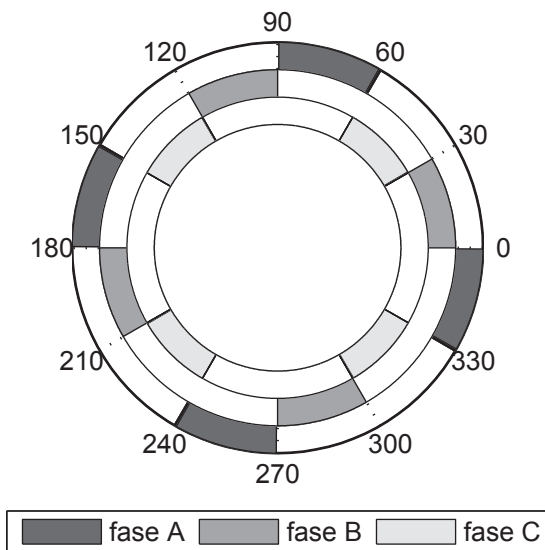
À medida que a velocidade aumenta, a força contra-eletromotriz também aumenta, então um avanço nos ângulos de chaveamento é necessário para se alcançar a corrente desejada antes dos polos do rotor e do estator começarem a se sobrepor. A corrente desejada é uma função das condições de carga e velocidade. Como não há chaveamento da corrente no intervalo de roda livre, apenas o controle do ângulo pode ser usado neste estágio de modo que o torque não pode ser mantido constante e cai linearmente à medida que a velocidade aumenta. Na região de queda da potência, à medida que a velocidade aumenta, o ângulo de ligamento (θ_{on}) não pode ser mais adiantado. Devido à rápida queda do torque, a potência não pode ser mantida e o decaimento da corrente do enrolamento de fase se estende até a região de torque negativo e pode até nem chegar a zero. Na operação em alta velocidade, a continuidade da corrente em um enrolamento de fase pode aumentar a magnitude da corrente de fase e a densidade de potência pode ser aumentada.

2.6 Proposta de metodologia gráfica dos ângulos de chaveamento: Círculo de Chaveamento

Na Figura 9 é proposta uma metodologia gráfica de análise dos ângulos de chaveamento a qual se deu o nome de Círculo de Chaveamento. Tal figura consiste na utilização de um círculo, subdividido em tantas coroas quantas são os números de fase da máquina analisada. Cada coroa é ainda subdividida em regiões que representam a posição angular em que cada fase deve ser acionada. O círculo como um todo representa uma revolução do rotor. Para o caso mostrado na Figura 9 assume-se que os ângulos de ligamento (θ_{on}) e desligamento (θ_{off}) de todas as fases são nulos. Tal representação facilita a implementação do algoritmo de chaveamento da máquina sob análise, visto que fica claro a posição angular θ em que cada fase deve ser ligada ou mesmo

desligada.

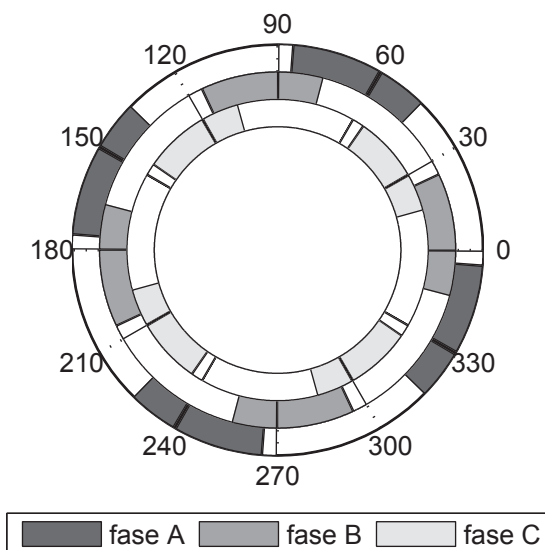
Figura 9 – Círculo de chaveamento para o caso em que os ângulos de ligamento e desligamento são nulos.



Fonte: Próprio autor

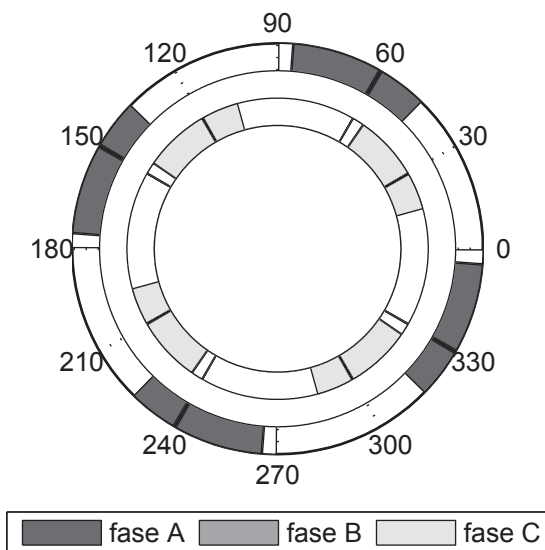
O círculo de chaveamento torna-se especialmente interessante na visualização dos ângulos de ligamento e desligamento. Considere a Figura 10 em que considera-se um ângulo de ligamento (θ_{on}) e desligamento (θ_{off}) de 15° e 5° , respectivamente para todas as fases.

Figura 10 – Círculo de chaveamento considerando $\theta_{on} = 15^\circ$ e $\theta_{off} = 5^\circ$.



Situações de falta podem também ser representadas pela metodologia proposta. Considere para isto a Figura 11 com as mesmas condições angulares anteriores, mas considerando-se uma falta na fase B.

Figura 11 – Círculo de chaveamento considerando $\theta_{on} = 15^\circ$ e $\theta_{off} = 5^\circ$, com falta na fase B.



Fonte: Próprio autor

É importante salientar que os exemplos mostrados nas Figuras 10 e 11 deixam claros que as escolhas dos ângulos de ligamento e desligamento feitas definem um modo de excitação em que mais de uma fase é acionada ao mesmo tempo. Esta técnica é normalmente utilizada em situações em que se deseja uma menor oscilação de torque, compartilhando a produção do mesmo entre duas fases da máquina.

No Apêndice A é apresentado uma rotina do Matlab para gerar os círculos de chaveamento.

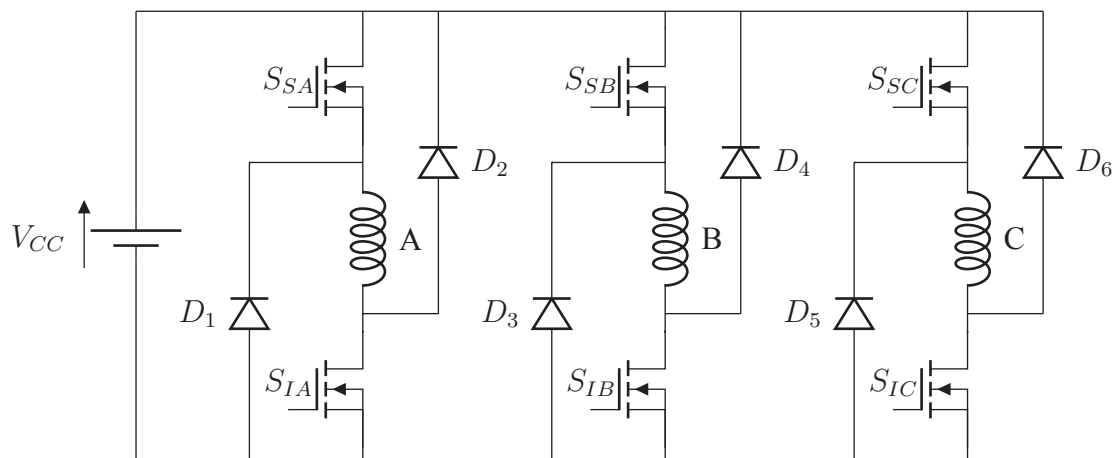
2.7 Fonte de potência e conversor

A capacidade de energização e desenergização das fases da máquina de acordo com a posição, característica de seu princípio de funcionamento, exige o uso de um conversor a partir de uma fonte de potência. Diversos tipos de topologias de conversores foram aplicadas em sistemas de acionamento com MRV, cada uma delas com suas respectivas vantagens e desvantagens. Em Barnes e Pollock (1998), os autores subdividem as topologias em categorias tais como conversores com recuperação de energia capacitiva, conversores com recuperação de energia magnética, conversores dissipativos e, o mais comumente utilizado, o conversor meia-ponte.

Neste trabalho um conversor meia-ponte é usado, como pode ser visto na Figura 12, em que pode-se observar que o sistema é alimentado a partir de uma fonte CC (V_{CC}). Na prática esta é composta, para a bancada sob estudo, de um retificador não controlado trifásico, alimentado a partir de um autotransformador.

Observa-se ainda a presença de dois diodos de roda livre por fase (D_1 e D_2 para a fase A, D_3 e D_4 para a fase B e D_5 e D_6 para a fase C), que permitem a recuperação da energia

Figura 12 – Esboço ilustrativo de um conversor meia ponte assimétrico.



Fonte: Próprio autor

armazenada no campo magnético da fase para a fonte, quando ambas as chaves de um braço do conversor estiverem abertas.

Uma das principais características deste tipo de conversor é sua flexibilidade no controle de corrente, pois cada fase é controlada de forma individual. Dessa forma, técnicas de suavização de conjugado podem ser implementadas através de uma superposição de corrente entre as fases, tal como comentado na Seção 2.6. Além disso, o conversor meia ponte assimétrico possui uma alta confiabilidade no sentido de não permitir curto-circuito no barramento CC, em virtude de suas chaves serem ligadas em série com o enrolamento do motor. Este pode ainda ser utilizado em máquinas com qualquer quantidade de fases simplesmente pela conexão em paralelo com o barramento CC, ou seja, tornando-o um sistema de modularizado.

2.8 Controlador digital de sinais (*Digital Signal Controller - DSC*)

Neste trabalho, todo o processamento das rotinas necessárias à implementação dos algoritmos de controle discutidos são realizadas em um DSC, que é, basicamente, um tipo de microprocessador otimizado para efetuar processamento matemático utilizado nas rotinas de controle. Esta característica torna-o apto a trabalhar com aplicações que não toleram atrasos de transporte significativos entre a aquisição de um dado, efetuação dos cálculos e disponibilização dos resultados, quer seja de forma digital ou analógica.

O DSC utilizado neste trabalho (TMS320F28335) é baseado na topologia Harvard modificada, possui barramentos internos independentes para programa, dados e entrada/saída. Permite o acesso simultâneo de dados, instruções e periféricos, possibilitando realizar múltiplas ações em um mesmo ciclo de clock. Este paralelismo de processamento, em conjunto com um mecanismo bastante flexível de gerenciamento de interrupções e chamada de funções/rotinas, faz com que o TMS320F28335 (TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 2017) tenha um

desempenho significativo no processamento dos dados. A principal vantagem deste é ser um processador de ponto flutuante, o que o torna uma ferramenta adequada à implementação de algoritmos de controle avançado tal como os apresentados neste trabalho.

Abaixo são apresentadas algumas das características mais importantes do DSC utilizado:

- Tecnologia CMOS Estática de alto desempenho, com frequência de operação de até 150 MHz;
- Suporte a JTAG (*Join Test Action Group*) que proporciona um meio para acessar sub-blocos de circuitos integrados;
- CPU de 32 bits permitindo operações matemáticas com ponto flutuante com precisão simples com 32 ou 16 bits (operações matemáticas de 16 bits simultâneas) com arquitetura Harvard (programa, dados e periféricos), possuindo pequena latência;
- Controle do sistema e do clock permitindo mudanças nas razões cíclicas do mesmo. Contém ainda um oscilador integrado e um módulo de temporização Watchdog;
- Os pinos GPIO0 ao GPIO63 podem ser conectados a um dos oito núcleos de interrupção externa;
- Bloco de expansão de interrupções de periféricos (PIE - *Peripheral Interrupt Expansion*) que suporta todos as 58 interrupções de periféricos;
- Trava de segurança de memória que previne engenharia reversa de firmware;
- Controle aprimorado de periféricos contendo até 18 saídas de PWM, até 6 saídas de HRPWM, até 6 entradas de captura de eventos, até 2 interfaces para encondere de quadratura, até 8 temporizadores de 32 bits e até 9 temporizadores de 16 bits;
- 3 interfaces de comunicação serial (SCIs), padrão UART com suporte ao protocolo eCAN;
- Conversor Analógico/Digital de 12-Bits, 16 canais com entradas analógicas multiplexadas 2x8, permitindo conversão simples ou simultânea com rápida conversão digital: 80 ns/12,5 MSPS;
- Características avançadas de emulação com funções de análise e breakpoint, permitindo um debug em tempo real via hardware;
- Inclui ferramentas de desenvolvimento ANSI C/ C++Compiler/ Assembler/ Linker acompanhado do Software de desenvolvimento Code Composer Studio.

2.8.1 Sensoriamento

Para a implementação dos sistemas de controle em malha fechada, tanto para corrente como para velocidade apresentados neste trabalho, é necessário o uso de sensores capazes de fornecer medidas de correntes nas fases assim como a posição (e conseqüentemente a velocidade) do motor.

Geralmente, para a monitoração dos sinais de corrente de fase, utilizam-se resistores *shunts* associados a amplificadores operacionais ou sensores de efeito *Hall*. O número de sensores de corrente está, obviamente, vinculado ao número de fases do MRV, sendo um sensor para cada fase.

Neste trabalho foram utilizados sensores de efeito *Hall* do tipo LEM LA25-NP (LEM, 2011), com a capacidade de efetuar leituras de 0 A a 25 A. Tal transdutor fornece uma corrente proporcional à corrente medida, sendo utilizado, portanto, um resistor e um potenciômetro para converter esse valor em uma tensão adequada ao conversor analógico digital do processador de sinal utilizado. Tais sensores foram utilizados por possuírem isolamento galvânica do sinal de corrente de modo a proteger o DSC, além de possuir uma maior precisão e confiabilidade. Três deles foram conectados junto às saídas de potência do conversor.

O estimador de posição (também chamado *encoder*) é um transdutor que converte movimentos angulares ou lineares em uma série de pulsos digitais elétricos. Através desses pulsos pode-se determinar a posição e a velocidade do rotor. Neste trabalho foi utilizado o sensor *gray Allen-Bradley* 845GM-F1GSHC1024R de 10 bits (ALLEN-BRADLEY, 2004) utilizado para realimentar a malha de velocidade e identificar o ponto de chaveamento. Este é um tipo de sensor classificado como *encoder* absoluto e fornece um valor numérico específico para cada posição angular na forma de *bits* organizados de acordo com a codificação *Gray*. Esta codificação caracteriza-se por alterar somente um bit na comutação de uma palavra de bits para outra.

2.9 Considerações finais

Neste capítulo, foram apresentados os principais componentes de um sistema de acionamento com MRV. Em virtude da grande variedade de elementos diferentes que podem compor um sistema desse tipo, foi feita uma abordagem incisiva sobre aqueles utilizados na bancada sob estudo. Foi apresentado o MRV propriamente dito, explicado seu princípio de funcionamento feita uma análise eletromecânica do seu funcionamento. Os ângulos de chaveamento que regem o funcionamento da máquina foram definidos e uma proposta de metodologia gráfica de representação dos mesmos foi apresentada, mostrando-se como uma forma direta e simples de se compreender a lógica de excitação da máquina.

Foram ainda apresentadas as principais características do conversor meia ponte assimétrico, que foi utilizado na implementação da bancada de testes utilizada neste trabalho, con-

sistindo em uma topologia versátil e de simples projeto. Além disso, ele permite uma grande flexibilidade quanto ao controle de corrente por possuir seus braços independentes uns dos outros.

Para completar a descrição do sistema estudado foram ainda apresentados o DSC utilizado, que funciona como unidade central de processamento, e os componentes de aquisição de dados do sistema (sensores de corrente e posição).

3 SISTEMA DE SIMULAÇÃO

3.1 Considerações iniciais

O desenvolvimento de um sistema de acionamento com máquinas elétricas normalmente demanda tempo e recursos. Em especial, quando novas topologias de conversores são propostas, montagens e testes do sistema ocasionam certo atraso no projeto como um todo. Na área do controle, em que novas estratégias são averiguadas, erros de implementação podem ocasionar riscos ao protótipo sob estudo, ou mesmo ao operador. Portanto, a utilização de modelo computacional da planta sob análise permite uma redução dos custos de desenvolvimento, economia de tempo e segurança do sistema.

Por vezes, programas especializados são disponibilizados de modo que alguns estudos podem ser prontamente desenvolvidos e analisados com suficiente exatidão e satisfazendo as necessidades básicas de se simular o processo. No caso do MRV, alguns softwares fornecem modelos com a possibilidade do ajuste de alguns parâmetros. No entanto, no estudo apresentado neste trabalho relacionado à falta de fases, houve a necessidade de se desenvolver um sistema próprio de simulação, com um maior grau de liberdade de variação das características de acionamento da máquina, objetivando uma modelagem mais precisa.

Além disso, o desenvolvimento de um modelo da máquina e do acionamento, permite ao projetista um maior aprofundamento no conhecimento da máquina, visto que toda a análise matemática deve ser revista para o seu desenvolvimento. Para o desenvolvimento deste modelo, uma série de parâmetros se faz necessária. Estes parâmetros podem ser subdivididos em duas categorias: eletromagnéticos e mecânicos. Quando se faz uso de uma máquina comercial, normalmente a maioria desses valores vêm disponibilizados na própria máquina (dados de placa) ou em algum manual disponibilizado pelo fabricante. No entanto, o MRV sob estudo foi dimensionado e caracterizado em estudos anteriores (TEIXEIRA, 2008),(OLIVEIRA, 2008) e estes trabalhos serviram como fonte de dados de alguns parâmetros. Outros, no entanto, foram medidos. Para o levantamento destas grandezas alguns ensaios foram feitos e são descritos a seguir.

3.2 Estimação dos parâmetros eletromagnéticos

A análise das características magnéticas permite aprofundar o conhecimento sobre a máquina, assim como possibilita o desenvolvimento de sistemas de simulação que podem ser utilizados no desenvolvimento de estratégias de otimização da operação da máquina. Além disso, muitas estratégias de controle, em especial aquelas aplicadas às MRVs, baseiam seus projetos nas características magnéticas advindas tanto de ferramentas de simulação quanto de ensaios

realizados sobre a máquina em estudo (JAYAPRAGASH; CHELLAMUTHU, 2013; HUSAIN; SOZER; HUSAIN, 2015; OLIVEIRA et al., ; HUSAIN et al., 2013; BILGIN; EMADI; KRISHNAMURTHY, 2013; YANG et al., 2015; ASGAR; AFJEI; TORKAMAN, 2015; KULA, 2015).

Para o estudo efetuado nesta tese foi utilizado um MRV 6/4, seis polos no estator e quatro polos no rotor, trifásico. A máquina possui uma tensão nominal de 110 V e corrente nominal de cada fase de 10 A tal como especificado em (OLIVEIRA, 2008). A resistência medida, R , foi de 0.48 Ω . Estas informações estão resumidas na tabela 1 abaixo.

Tabela 1 – Características Elétricas da MRV Utilizada.

Parâmetro	Valor
Configuração	6/4
Nº de fases	3
Tensão Nominal	120 V
Corrente Nominal	10 A
Potência nominal de saída (P_{NOM})	1 cv

Fonte: Retirada de Oliveira (2008)

Apesar de seu princípio de operação ser simples, a MRV possui um comportamento complexo em virtude da sua característica construtiva de dupla saliência que faz com que o torque dependa tanto da corrente de excitação quanto da variação da indutância com relação à posição angular do rotor (MILLER, 2001).

Essa dependência entre diferentes variáveis faz com que muitas vezes sejam utilizadas curvas características do fluxo-corrente-posição ($\lambda-i-\theta$), também chamadas de curvas características da máquina. Tais curvas são geralmente representadas em um gráfico bidimensional, desde a posição de completo desalinhamento entre os polos do estator e do rotor até a posição de total alinhamento entre os mesmos. Muitos trabalhos apresentam diferentes metodologias na obtenção destas curvas tais como pela utilização de fórmulas empíricas (MILLER, 2001; KRISHNAN, 2001), utilizando métodos de elementos finitos (JAYAPRAGASH; CHELLAMUTHU, 2013; SUNAN et al., 2014; ASGAR; AFJEI; TORKAMAN, 2015) ou medidas. A maioria dos autores utilizam resultados baseados em métodos de elementos finitos como referência para os métodos analisados (HUSAIN; SOZER; HUSAIN, 2015; HUSAIN et al., 2013; BILGIN; EMADI; KRISHNAMURTHY, 2013; YANG et al., 2015; KULA, 2015).

Neste trabalho, três diferentes abordagens são consideradas para determinação do fluxo com relação à posição. No primeiro caso, as curvas características são obtidas baseadas na análise de elementos finitos assistida por computador para um modelo tridimensional. Estes resultados são confrontados com as curvas de fluxo obtidas a partir da medida da corrente e da tensão com o rotor bloqueado em diferentes posições. Estes dois ensaios foram objetos de estudos feitos na máquina em estudo que resultou alguns trabalhos publicados (OLIVEIRA et al., ; OLIVEIRA et al., 2012).

3.2.1 Análise dos Elementos Finitos da MRV

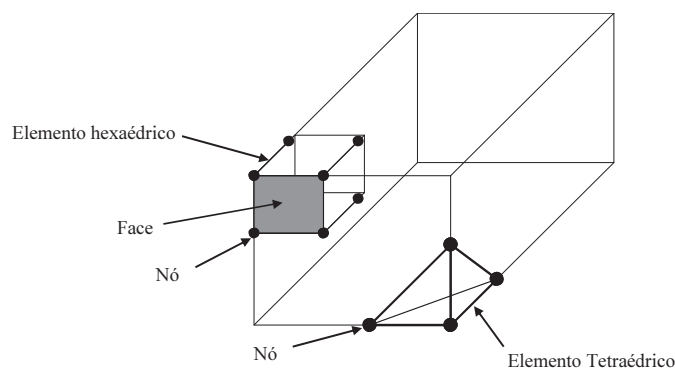
O estudo da distribuição dos campos magnéticos em MRVs proporciona a possibilidade de se realizar análises locais, tendo-se noção das forças do campo magnético em todos os pontos da máquina, assim como fornece importantes informações, tais como os níveis de saturação que, por sua vez, permitem uma boa estimativa do desempenho das mesmas. Tais informações tornam-se especialmente úteis no sentido de reduzir significativamente o número de protótipos.

Baseando-se nas equações de Maxwell, é possível desenvolver com precisão um modelo da máquina através de AEF. Esse processo de solução requer que o método seja capaz de lidar com as não linearidades e dependências temporais existentes nas equações resultantes.

Apesar do aumento da capacidade computacional e da capacidade dos softwares atuais em trabalhar com sistemas complexos, o custo computacional para o cálculo numérico ainda é elevado, o que ainda demanda muito tempo de processamento. Também a simetria e a periodicidade dos problemas, principalmente daqueles relacionados às MRVs podem ser levadas em consideração com a intenção de reduzir a quantidade de cálculos. Além disso, ainda é preciso observar a natureza numérica da solução, que provê um resultado aproximado e que deve ser aplicado com cautela.

De modo simplificado, o MEF pode ser compreendido como uma subdivisão de um problema, descrito por um certo número de equações diferenciais em vários problemas menores, dividindo a geometria do problema em malhas compostas por vários elementos finitos com formas definidas, por exemplo, elementos tetraédricos e hexaédricos mostrados na Figura 13 (OLIVEIRA et al., 2012).

Figura 13 – Elemento finito hexaédrico e tetraédrico.



Fonte: Oliveira et al. (2012)

Independente da ferramenta de modelagem por EF que é utilizada, três etapas devem ser seguidas: pré-processamento, processamento e pós-processamento (OLIVEIRA, 2013).

No pré-processamento escolhe-se o tipo de análise (eletrostática, magnetostática, correntes estacionárias, etc), definem-se as unidades das variáveis que serão analisadas e as propriedades elétricas, magnéticas e térmicas do domínio computacional e elabora-se a geometria do

problema a ser analisado. Além disso, devem ser definidas as condições de contorno, aspectos relacionados à simetria do problema, tipo de malha utilizado e outros aspectos relacionados à precisão exigida do modelo.

Portanto, algumas informações relacionadas à máquina que será analisada, tais como os dados da curva de magnetização do material (curva BH) e as dimensões físicas da mesma, devem ser disponibilizadas ao software. A Tabela 2 a seguir resume as características físicas da máquina. A curva de magnetização do material é apresentada na Figura 14.

Tabela 2 – Características Físicas da MRV Analisada.

Parâmetro	Valor
Velocidade nominal ($\omega_{M(NOM)}$)	2.000 rpm
Número de polos do estator (N_{PE})	6
Número de polos do rotor (N_{PR})	4
Comprimento da pilha do núcleo magnético (L_N)	45 mm
Diâmetro externo (D_{EXT})	120 mm
Espessura da culatra do estator (h_{CE})	9,3 mm
Altura do polo do estator (h_{PE})	20,7 mm
Comprimento angular da sapata polar do estator (β_{PE})	30°
Comprimento angular da ranhura do estator (β_{RE})	30°
Comprimento do entreferro de ar (l_g)	0,25 mm
Comprimento angular da sapata polar do rotor (β_{PR})	34°
Comprimento angular da ranhura do rotor (β_{RR})	56°
Altura do polo do rotor (h_{PR})	6,2 mm
Espessura da culatra do rotor (h_{CR})	9,3 mm
Diâmetro do eixo (D_{EIXO})	28,5 mm
Número de espiras por fase (N_{ESP})	110 espiras
Material do núcleo magnético	E – 230

Fonte: Oliveira et al. ()

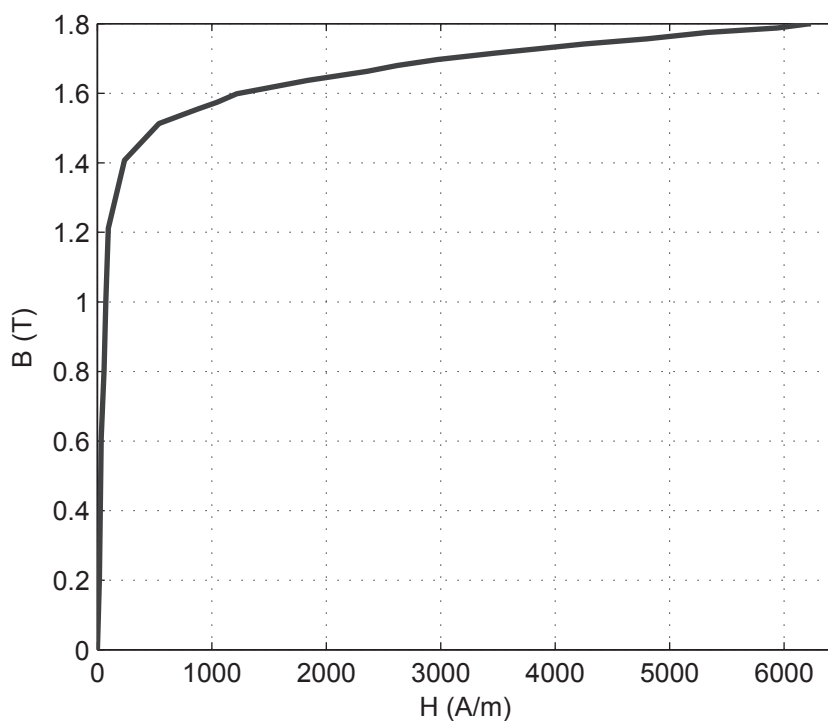
A última etapa, o pós-processamento consiste na avaliação dos dados disponibilizados pela análise feita pelo software, avaliando a consistência dos resultados e a possível necessidade de alguma correção ou refino da análise.

3.2.2 Resultados de Simulação

O modelo 3D da MRV sob estudo, cujas características físicas foram apresentadas na Tabela 2 foi desenvolvido e é mostrado em detalhe na Figura 15. A partir deste modelo, das características elétricas apresentadas na Tabela 1 e da curva do material que compõe o núcleo do material, já apresentado na Figura 14, a análise da máquina foi feita através do CST STUDIO SUITE TM 2010® (CST, 2010), adquirido pelo Laboratório de Eficiência Energética em Sistemas Motrizes (LAMOTRIZ).

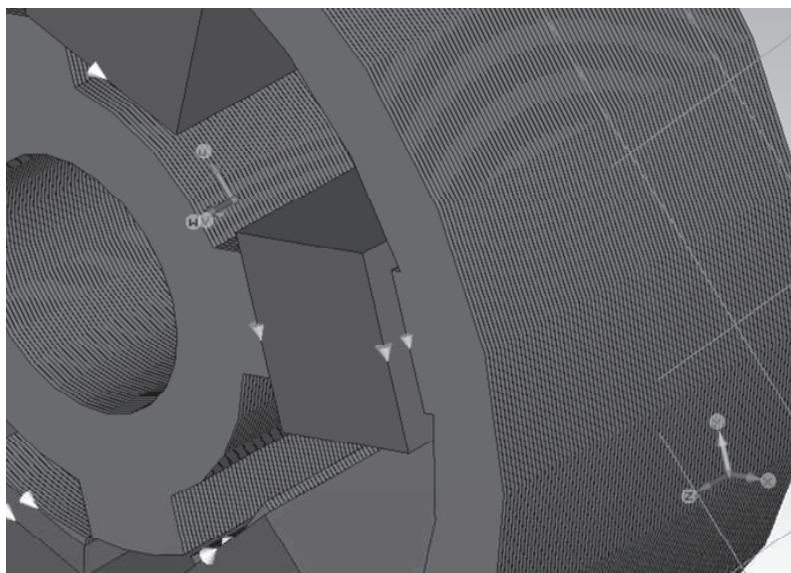
Na simulação utilizou-se de uma malha tetraédrica representada na Figura 16. O objetivo é o levantamento das curvas características da máquina.

Figura 14 – Curva BH do aço utilizado no núcleo da máquina.



Fonte: Oliveira et al. (2012)

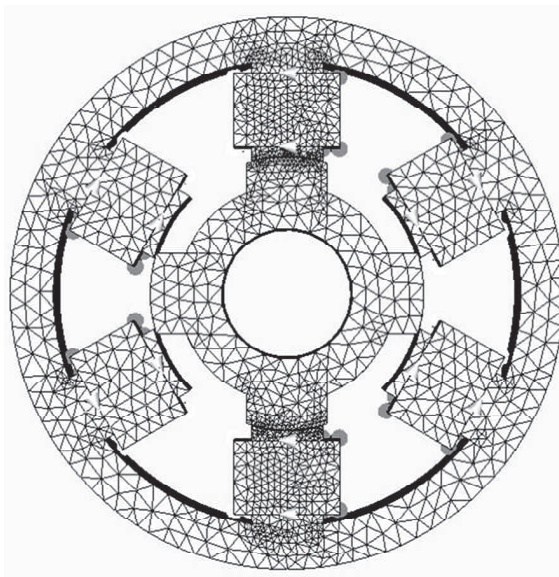
Figura 15 – Modelo 3D do MRV estudado.



Fonte: Próprio autor.

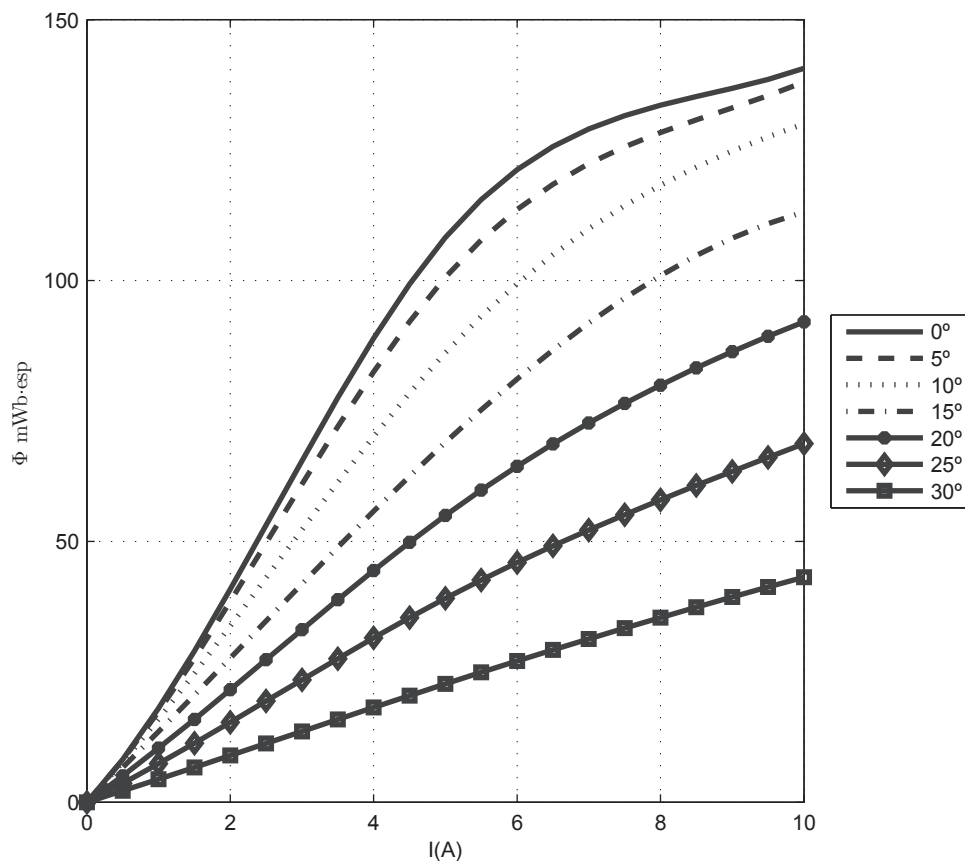
A análise foi feita para sete posições, partindo da posição de total alinhamento até a de total desalinhamento percorrendo um total de 30° com passo angular de 5° . A faixa de corrente de fase analisada foi entre $0,5 A$ a $10 A$, com incrementos de $0,5 A$, totalizando vinte diferentes valores de corrente para cada posição. Na Figura 17 é apresentado o comportamento do fluxo para as posições e correntes analisadas.

Figura 16 – Malha tetraédrica da MRV simulada.



Fonte: Oliveira et al. (2012)

Figura 17 – Curvas do fluxo magnético pela corrente para diferentes posições angulares obtidas por meio de simulação.

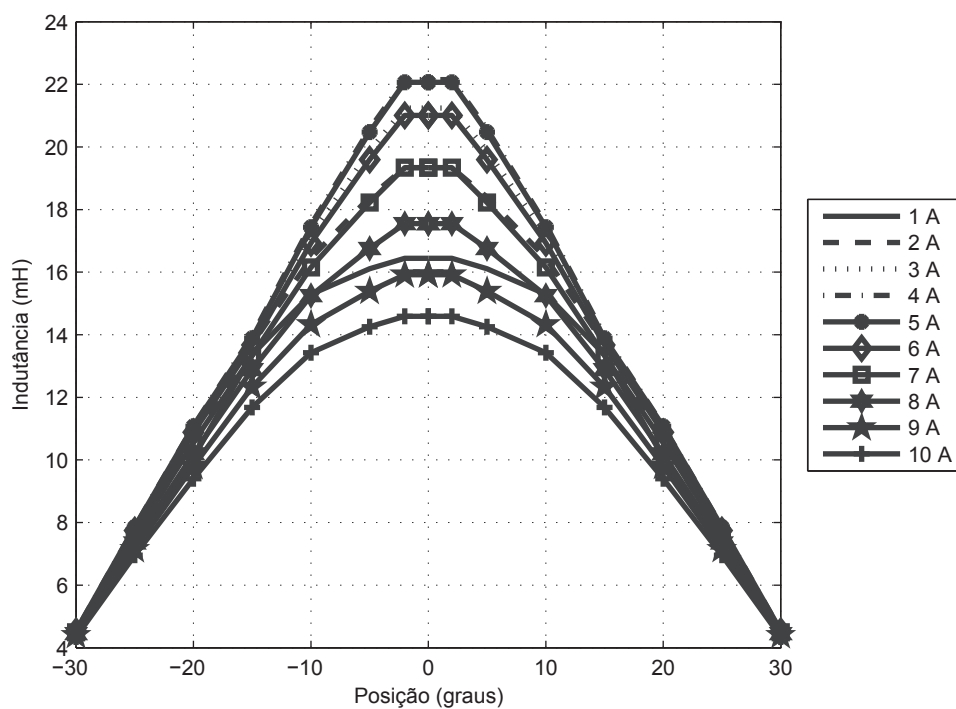


Fonte: Próprio autor

A partir das curvas de fluxo, apresentadas na Figura 17, pode-se fazer o levantamento das curvas de indutância para cada corrente e posição. Na Figura 18 é apresentada a indutância

para cada posição da máquina quando submetida a correntes de 1 A a 10 A.

Figura 18 – Curvas da indutância de fase pela posição angular para diferentes valores de corrente de fase obtidas por meio de simulação.



Fonte: Próprio autor

3.2.3 Determinação Experimental das curvas características

As técnicas de análise por elementos finitos, vistos na Seção anterior, levam em consideração as características construtivas da máquina e fornecem resultados bastante confiáveis. Tais resultados normalmente são utilizados como valores de referência para comparação com resultados experimentais.

Os métodos usados para a determinação do fluxo através de medidas podem ser classificados tanto pelo o tipo de alimentação, degrau ou tensão senoidal, ou a quantidade medida, correntes no enrolamento do estator, ou mesmo o torque, quando um sensor de alta precisão do torque é disponível. Outra classificação pode ser feita baseada no método usado para a integração, técnicas baseadas no hardware ou software, respectivamente, (KRISHNAN, 2001). Além dos procedimentos diretos, alguns mais experimentalmente complexos podem ser usados, quando a tensão de alimentação é controlada por um sistema mais complexo, como em Cebolla et al. (2009). A complexidade da bancada experimental aumenta quando são colocados sensores dentro da máquina. No entanto, estes métodos não são normalmente usados pois requerem equipamentos adicionais com uma influencia direta no custo da bancada experimental.

Nos métodos experimentais apresentados nesta secção foram utilizados os mesmos parâmetros e condições de ensaios no que diz respeito a números de posições ensaiadas e degraus

de corrente atribuídos. Sete posições foram analisadas neste trabalho, desde a posição totalmente alinhada (quando um par de polos do rotor está alinhado com um par de polos do estator) até a posição totalmente desalinhada (quando o eixo interpolar do rotor está alinhado com os polos do estator) com incrementos de 5° perfazendo um curso angular de 30° . O range de corrente utilizado foi de $0,5 A - 10 A$, com incrementos de $0,5 A$. As metodologias utilizadas estão bem descritas em Oliveira (2013) e em Oliveira et al. (2012), Oliveira et al. ().

3.2.4 Método AC

O método AC usa uma fonte de tensão alternada, autotransformador, para obter o valor desejado da corrente AC na fase energizada (R. ; MATERU, 1989; FERRERO; RACITI; URZI, 1993). Primeiro o rotor deve ser fixado na posição desejada. Para cada nível de corrente e posição do rotor a impedância de fase é calculada.

A principal vantagem deste método é sua simplicidade, mas para cada posição do rotor e cada nível de corrente uma medida separada é requerida. A grande quantidade de medidas leva ao aquecimento e assim o valor da resistência de fase muda, levando a imprecisões. Isto pode ser evitado fazendo as medidas com longos intervalos entre elas. Instrumentos com capacidade de medir RMS verdadeiro são capazes de diminuir os erros. O método de identificação AC permanece adequado para os circuitos magnéticos lineares.

As Figuras 19 e 20 mostram as curvas de fluxo magnético com relação à corrente e posição e as curvas de indutância, respectivamente, utilizando o método AC.

Outra metodologia que utiliza corrente alternada faz uso de um enrolamento a ser montado no polo do estator. O fluxo é obtido pela integração digital da força contra-eletromotriz detectada por este enrolamento. A principal desvantagem deste método, além das já apresentadas, é representada pelo custo e montagem do enrolamento de teste.

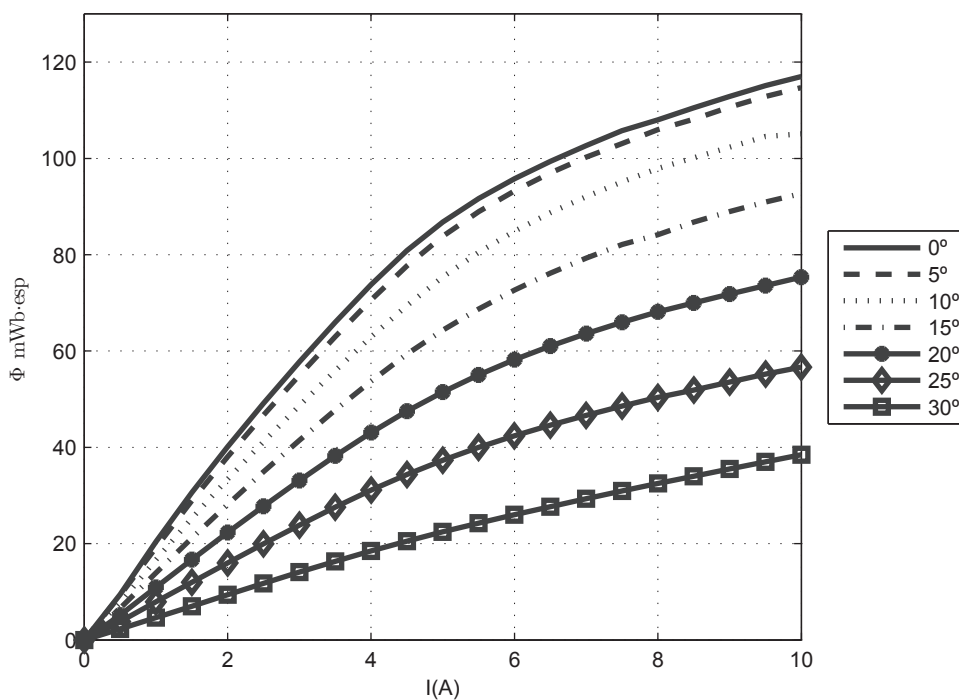
3.2.5 Método do fluxo concatenado

O método do fluxo concatenado (FERRERO; RACITI; URZI, 1993; R. ; MATERU, 1989; CHANCHAROENSOOK et al., 2004; FERRERO; RACITI, 1990) também é conhecido como método do tempo de subida (ou descida) de corrente DC (OLIVEIRA, 2013).

Este método pode ser implementado de duas formas:

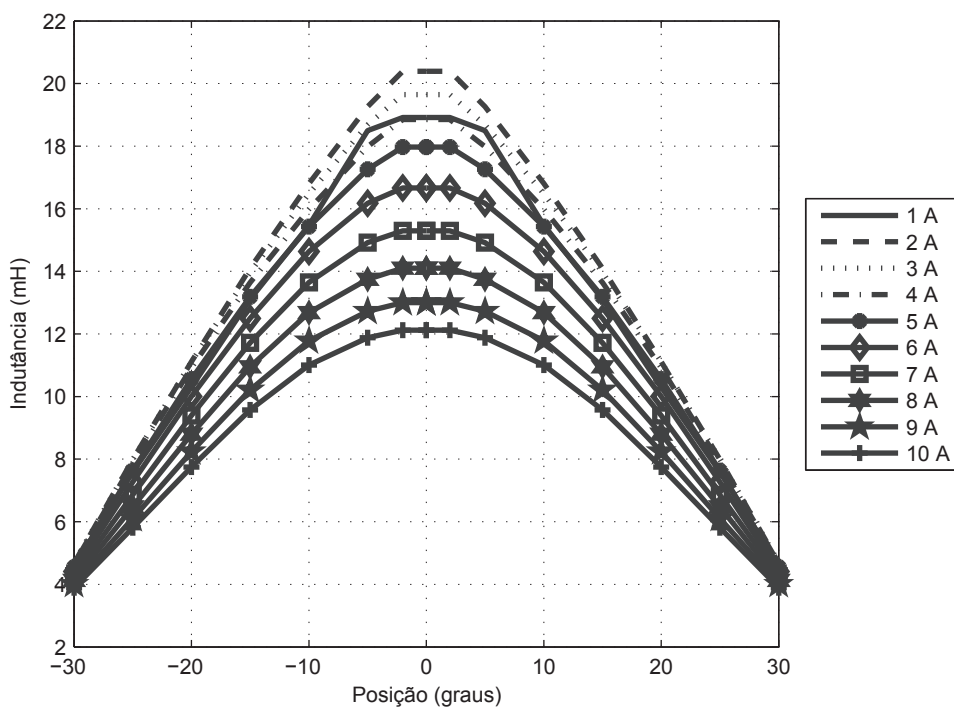
- Medindo-se a corrente de subida enquanto aplica-se uma tensão constante entre os enrolamentos de fase;
- Medindo-se a corrente de descida enquanto o enrolamento de fase é desenergizado, quando uma corrente contínua constante foi anteriormente estabelecida no enrolamento.

Figura 19 – Curvas do fluxo magnético pela corrente para diferentes posições angulares estimada através do método CA.



Fonte: Próprio autor.

Figura 20 – Curvas da indutância de fase pela posição angular para diferentes valores de corrente de fase estimada através do método CA.



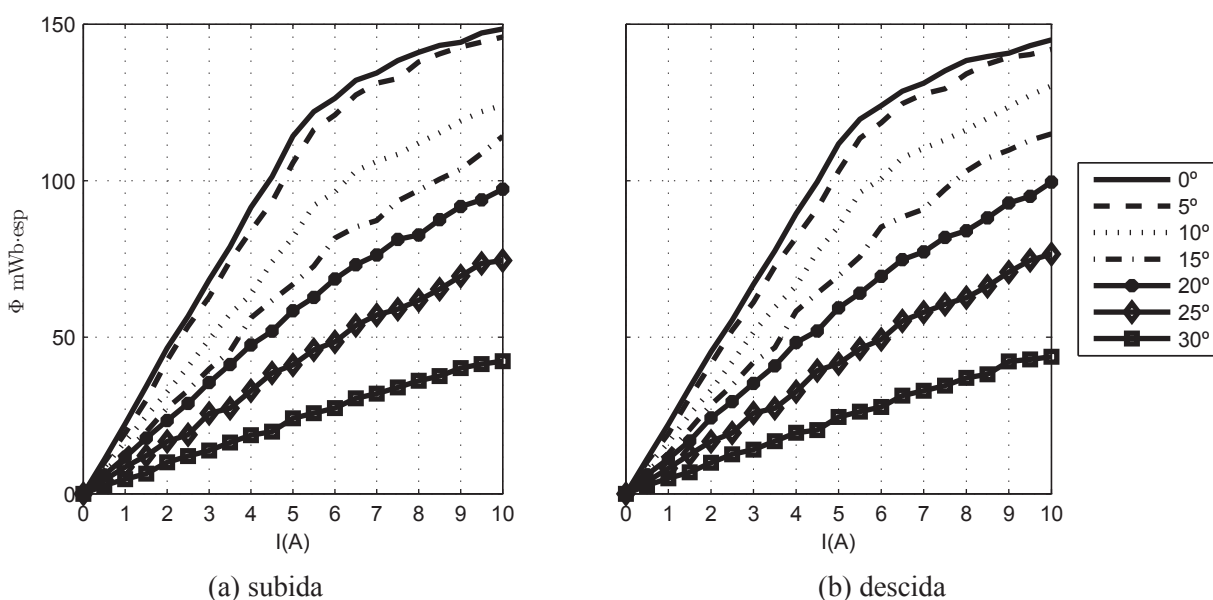
Fonte: Próprio autor.

Para ambos os procedimentos, o rotor tem que ser fixado na posição desejada e os circuitos das fases que não serão medidas devem ficar abertos.

Para evitar erros relacionados às oscilações, as medições podem ser feitas na inclinação de descida da corrente quando se desliga a fase. A excitação é retirada somente após o valor desejado de corrente ser alcançado e os efeitos transitórios serem amortecidos. A tensão através do enrolamento de fase será igual à queda de tensão no diodo de roda livre ou diodos, dependendo do circuito empregado.

A utilização dessa metodologia permite o levantamento das curvas características de fluxo e indutância mostradas nas Figuras 21 e 22, respectivamente, onde em (a) são mostrados os resultados relativos à corrente de subida e em (b) os relativos à corrente de descida.

Figura 21 – Curva do fluxo magnético pela corrente para diferentes posições angulares estimada através do método do fluxo concatenado.

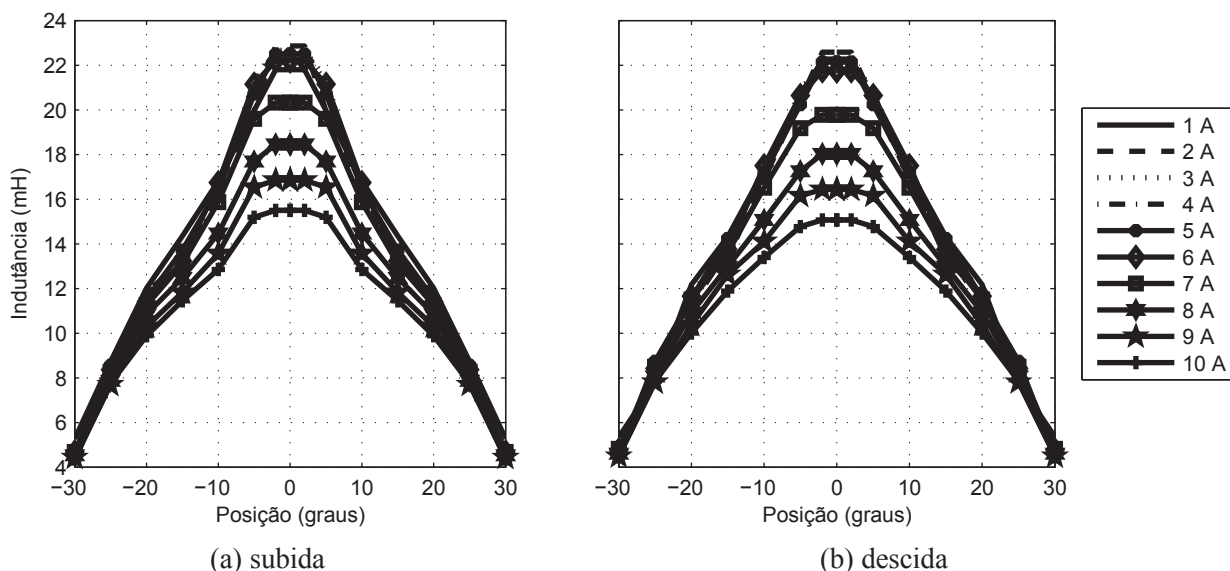


Fonte: Próprio autor.

Portanto, os resultados experimentais mostrados nesta seção validam os resultados de simulação apresentados na Seção 3.2.2. Uma análise mais aprofundada pode ser encontrada em Oliveira (2013). De um modo geral, observa-se que o método do fluxo concatenado apresentou resultados mais próximos aos simulados tanto na região linear quanto na região de saturação do núcleo, enquanto que o método CA aproximou-se mais dos resultados simulados na região linear, possuindo uma maior imprecisão à medida que o núcleo era saturado.

A importância da Figura 22 está no fato de que a partir dela, uma vez que se possua a corrente e a posição da máquina, a indutância pode ser determinada. No sistema de simulação desenvolvido, fez-se uso dos resultados apresentados na Figura 22 (b), como entrada de dados para uma função de extrapolação no Matlab[®], permitindo uma análise não-linear da máquina. Na Figura 23 abaixo, pode-se visualizar o perfil de indutância simulado a partir dos dados

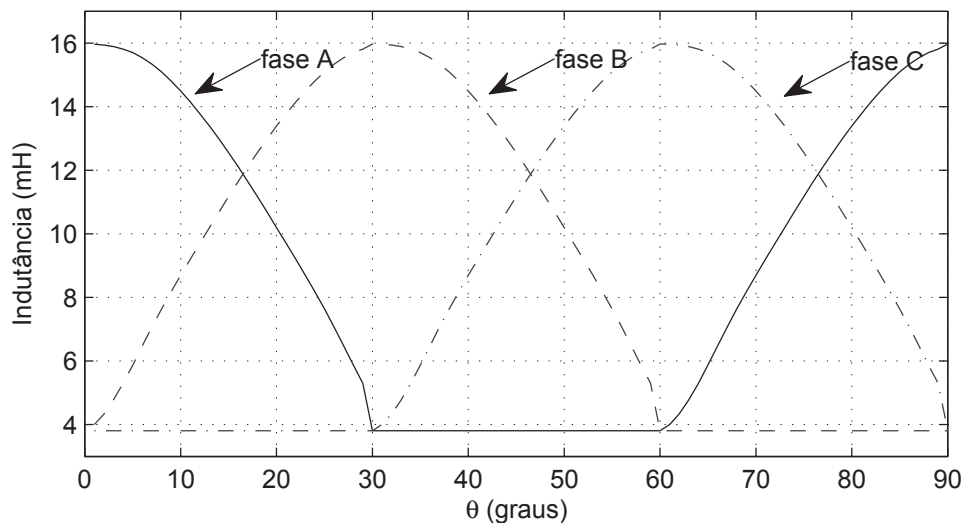
Figura 22 – Curva da indutância de fase pela posição angular para diferentes valores de corrente de fase estimada através do método do fluxo concatenado.



Fonte: Próprio autor.

experimentais da Figura 22 (b), para uma corrente de 5 A.

Figura 23 – Perfil de indutância trifásico não-linear.

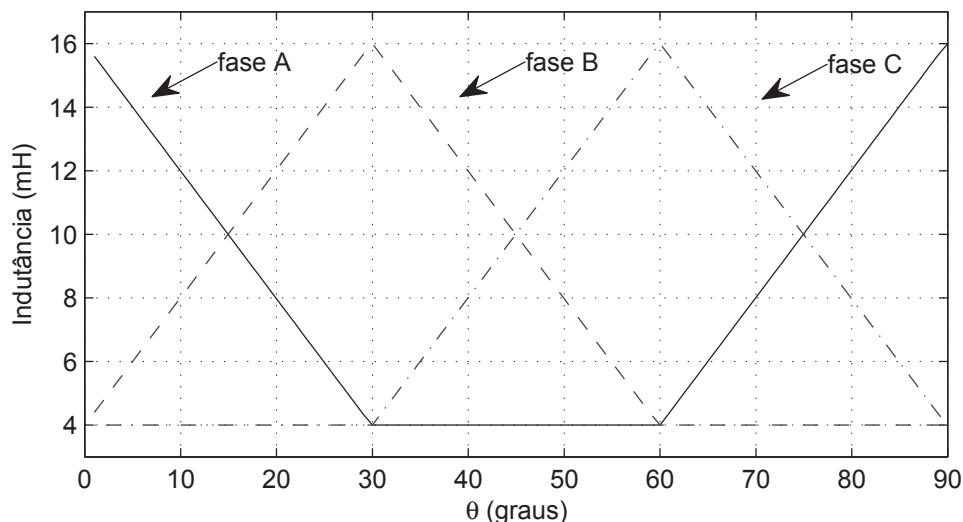


Fonte: Próprio autor.

Os perfis de indutância apresentados na Figura 22 permitem ainda observar os valores das chamadas indutância alinhada (L_a) e a indutância desalinhada (L_u) para cada corrente. A partir dessa figura pode-se estabelecer que L_u possui um valor médio de 4 mH em $\theta = -30^\circ$ e L_a possui um valor médio de 16 mH em $\theta = 0^\circ$. Desta forma, pode-se ainda traçar um perfil linear médio, desprezando-se a saturação. Essa aproximação pode ser útil em um processo de simulação por exigir menor processamento. Assim sendo, pode-se traçar as seguintes curvas de

indutância das três fases da máquina.

Figura 24 – Perfil de indutância trifásico linear



Fonte: Próprio autor.

Considerando-se os valores mínimos e máximos de indutância, e o perfil linear apresentado na figura anterior, pode-se determinar o valor do gradiente de indutância com relação a posição rotórica dado por:

$$\kappa_L = \frac{dL}{d\theta} = 23 \text{ mH/rad.} \quad (3.1)$$

Esse valor de κ_L possui um papel importante da determinação do coeficiente de amortecimento da máquina apresentado na próxima secção.

3.3 Estimação dos parâmetros mecânicos

No acionamento de uma máquina estão sempre associados elementos físicos que envolvem processos mecânicos complexos e por vezes não lineares. Busca-se sempre modelos que representem tais sistemas dentro de certos limites de precisão e com a máxima simplicidade.

A relação entre o torque e a velocidade pode ser representada pela seguinte Equação (KRAUSE et al., 2013):

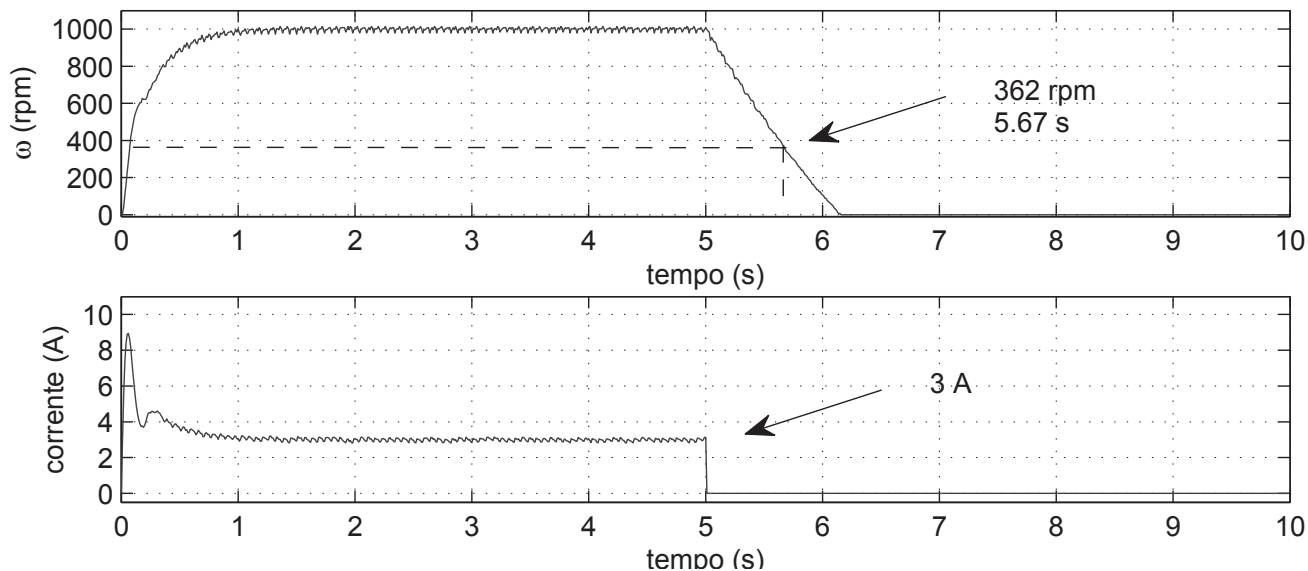
$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L, \quad (3.2)$$

em que T_e é o torque eletromagnético dado pela Equação (2.9) em $N.m$, J é o momento de inércia do rotor e da carga acoplada em $Kg.m^2$, ω é a velocidade em rad/s e B é o coeficiente de amortecimento do sistema mecânico rotacional, dado em $N.m.s$.

A partir de algumas análises e ensaios do sistema de acionamento é possível identificar os dois parâmetros necessários da Equação (3.2), J e o B , como é mostrado a seguir.

Para tal, utilizou-se da seguinte metodologia: inicialmente acionou-se a máquina a uma velocidade preestabelecida de 1000 rpm (104.7 rad/s), sem carga. Após um tempo suficiente para que a máquina entre em regime permanente, a mesma é desenergizada, e observa-se o comportamento dinâmico da mesma. O resultado deste ensaio é apresentado na Figura 25.

Figura 25 – Identificação da constante de tempo mecânica.



Fonte: Próprio autor.

Pela Figura 25 pode-se ver que a máquina leva 0.67 s para sair de 1000 rpm para 362 rpm (ou seja, uma redução de $63,2\%$) o que corresponde a sua constante de tempo mecânica τ . Portanto tem-se que $\tau = 0,67 \text{ s}$.

3.3.1 Coeficiente de amortecimento

Para a determinação do coeficiente de amortecimento B , considera-se a máquina operando em regime permanente ($\frac{d\omega}{dt} = 0$) e sem carga ($T_L = 0$). Portanto, a Equação (3.2), sob o ponto de vista do coeficiente de amortecimento, resume-se a

$$T_e = B\omega. \quad (3.3)$$

Observando-se que a corrente é também determinada em regime permanente pela Figura 25 como sendo aproximadamente 3 A e considerando-se as Equações (2.8) e (3.1) tem-se que:

$$T_e = \frac{1}{2}i^2\kappa_L = 0,1 \text{ N.m.} \quad (3.4)$$

Desta forma, o coeficiente de amortecimento é encontrado como sendo $B = 0,69 \text{ mN.m.s}$.

3.3.2 Momento de inércia

Analisando-se mais uma vez a Figura 25 juntamente com a Equação (3.2), observa-se que em $t = 5 \text{ s}$ a máquina é desenergizada, e, portanto, a partir deste instante $T_e = 0$. Tem-se então que:

$$0 = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega, \quad (3.5)$$

cuja solução é:

$$\omega = \omega_0 e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (3.6)$$

em que $\tau = \frac{J}{B}$ é a constante de tempo mecânica do sistema mecânico, já encontrado como sendo $\tau = 0,67 \text{ s}$.

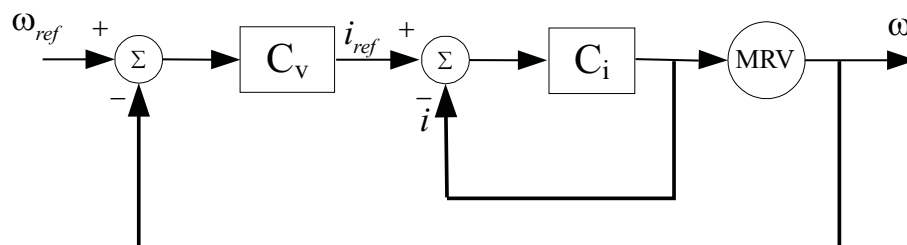
Com o valor do coeficiente de amortecimento encontrado na secção 3.3.1, pode-se encontrar o valor de $J = \tau B = 0,66 \text{ mkg.m}^2$.

3.4 Desenvolvimento do sistema de simulação

O sistema foi completamente desenvolvido em linhas de comando no ambiente do Matlab[®]. O motivo de tal escolha baseou-se no fato de que uma programação por linhas de comando além de permitir uma maior liberdade de desenvolvimento, também permite o aprofundamento sobre o equacionamento dinâmico da máquina. Além disso, permite a criação de estruturas de programação muito similares às utilizadas no DSC.

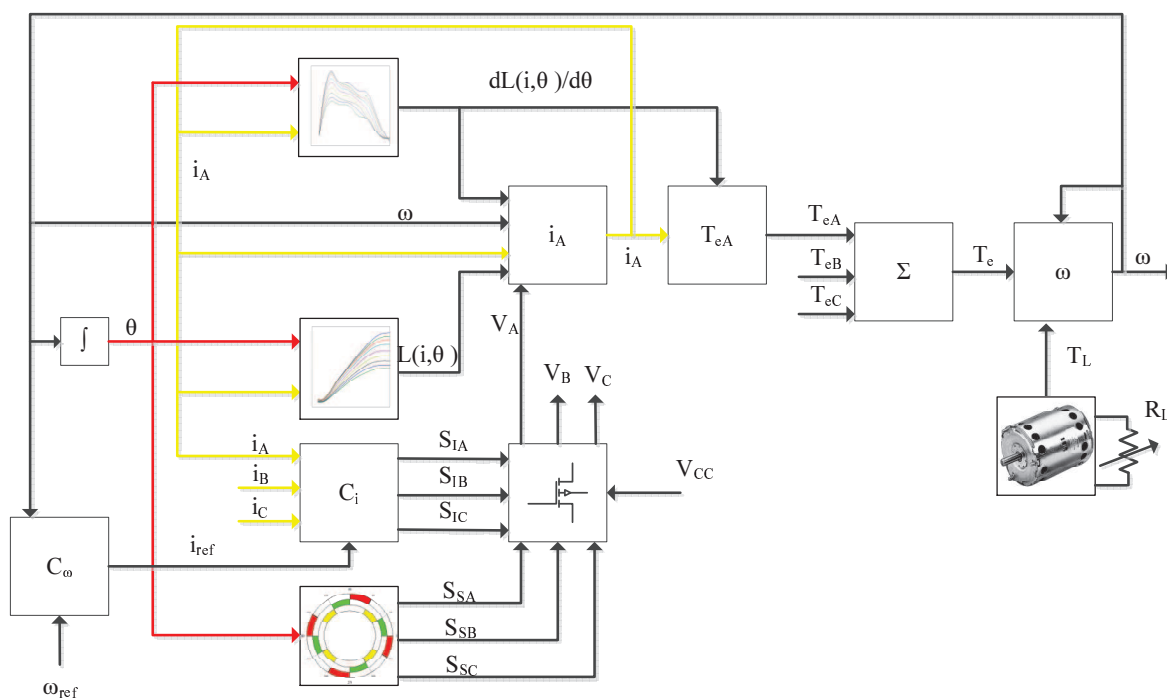
É importante notar que o foco de estudo desta tese está na análise do efeito de faltas sobre a velocidade (ω) de um sistema de acionamento com MRV. Portanto, um esquema básico do sistema pode ser representado pelo diagrama de blocos da Figura 26. A partir dessa figura pode-se observar que há dois níveis de controles a serem considerados: uma malha externa de velocidade baseada no controlador de velocidade (C_v), mais lenta, ou seja, taxa de amostragem de 10 ms ; e uma interna de corrente baseada no controlador de corrente (C_i), mais rápida, isto é, taxa de amostragem de $40 \mu\text{s}$. Observa-se que o controlador de velocidade, a partir de uma velocidade de referência (ω_{ref}), estabelece à malha interna um valor de referência de corrente (i_{ref}). O controlador de corrente por sua vez executa os cálculos do esforço de controle a ser entregue pelo atuador (conversor de potência) à máquina propriamente dita. O diagrama de

Figura 26 – Diagrama do sistema de controle de velocidade com MRV.



Fonte: Próprio autor.

Figura 27 – Diagrama de blocos do simulador.



Fonte: Próprio autor.

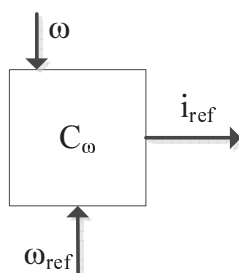
blocos apresentado na Figura 27 a seguir, permite visualizar como as diferentes variáveis e entradas dos sistema interagem para estimação da velocidade de saída.

No diagrama da Figura 27 apenas uma fase (*A*) da máquina é descrita de forma completa, visto que as demais fases possuem a mesma estrutura. Através deste diagrama pode-se ver todas as relações entre as diversas variáveis apresentadas nas seções anteriores.

O ponto de partida para o simulador proposto é o estabelecimento de uma velocidade de referência ω_{ref} ao bloco controlador de velocidade, Figura 28. Neste bloco o controlador de velocidade é incorporado ao sistema e, a partir da velocidade atual e da referência de velocidade, este estabelece uma corrente de referência i_{ref} para o bloco controlador de corrente, conforme apresentado na Figura 29.

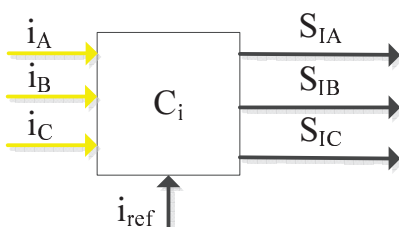
O controlador de corrente, a partir da referência de corrente estabelecida pelo controla-

Figura 28 – Bloco do controlador de velocidade.



Fonte: Próprio autor.

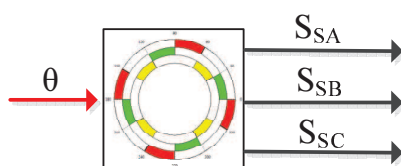
Figura 29 – Bloco do controlador de corrente.



Fonte: Próprio autor.

dor de velocidade (Figura 28) estabelece o ciclo de trabalho das chaves inferiores do conversor (S_{IA} , S_{IB} , S_{IC}) representadas na Figura 12, que são responsáveis pelo controle de corrente de cada fase. Observa-se que o bloco representado pelo círculo de chaveamento, Figura 30, determina qual fase (ou quais fases) da máquina deve ser efetivamente acionada, o que é feito pelas chaves inferiores de cada braço do conversor (S_{SA} , S_{SB} , S_{SC}).

Figura 30 – Bloco do círculo de chaveamento.



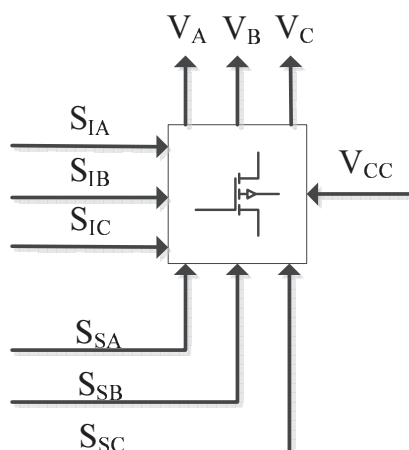
Fonte: Próprio autor.

A partir do estado de cada chave, o bloco conversor, Figura 31, determina o valor da tensão instantânea sobre cada fase da máquina que serve como um dos parâmetros de entrada do bloco i_A responsável por estimar o novo valor da corrente de fase, através da tensão do barramento CC V_{CC} .

O bloco i_A , Figura 32 como já dito, é responsável pela estimação do novo valor de corrente que depende não apenas da tensão de fase V_A mas também da velocidade da máquina (ω), da indutância para o valor de corrente e posição atuais, $L(i, \theta)$, da derivada desta indutância com relação a posição $dL(i, \theta)/d\theta$ e do valor da corrente anterior.

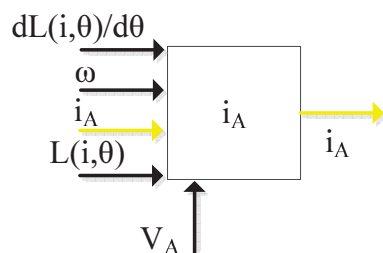
A indutância e sua derivada são conseguidas através de uma função de extrapolação do

Figura 31 – Bloco do conversor de potência.



Fonte: Próprio autor.

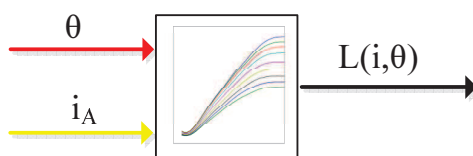
Figura 32 – Bloco estimador de corrente.



Fonte: Próprio autor.

próprio Matlab (função *interp2*) utilizando os valores da Figura 22 (b), para simulações considerando o sistema não-linear, ou ainda diretamente da Figura 24, para o caso de se desejar uma aproximação linear do sistema. Esse processo é representado no diagrama da Figura 27 pelos blocos representados nas Figuras 33 e 34 para a indutância e sua derivada, respectivamente.

Figura 33 – Bloco estimador da indutância.

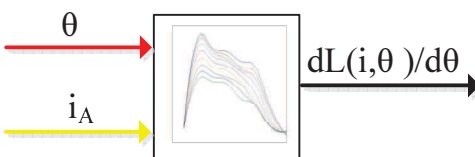


Fonte: Próprio autor.

O bloco T_{eA} , Figura 35, é responsável por computar o valor do torque eletromagnético da fase A . Desta forma, considera-se o valor de corrente atual e da derivada da indutância com relação à posição θ para o cálculo do torque eletromagnético, tal como visto no capítulo 2, Equação (2.8). Somando-se os torques instantâneos gerados pelas três fase da máquina têm-se o valor do torque eletromagnético T_e da mesma Equação (2.9).

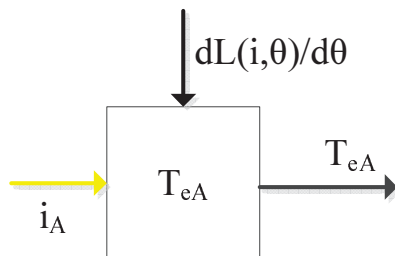
O bloco ω , Figura 35, considera os valores do momento de inércia J e do coeficiente de

Figura 34 – Bloco estimador da derivada da indutância.



Fonte: Próprio autor.

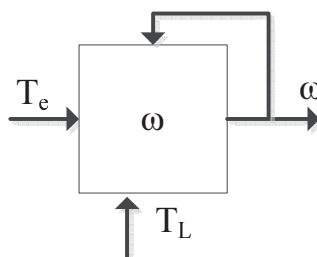
Figura 35 – Bloco estimador do torque de fase.



Fonte: Próprio autor.

amortecimento B do MRV, identificados na Seção (3.3). Essas informações juntamente com o torque eletromagnético T_e e o torque de carga T_L permitem o cálculo do novo valor de velocidade, a partir da velocidade atual, utilizando-se da Equação (3.2).

Figura 36 – Bloco estimador da velocidade.



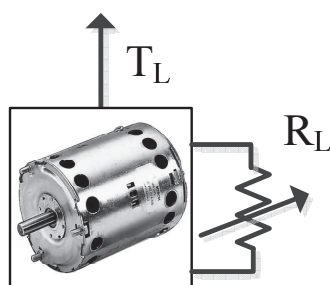
Fonte: Próprio autor.

A carga, por sua vez, é representada pelo modelo matemático de um gerador CC, alimentando uma resistência de carga R_L e é representado pelo bloco apresentado na Figura 37. No Apêndice B são apresentadas as listagens de todos os códigos relativos ao simulador desenvolvido.

3.5 Resultados simulados versus experimentais

Para se verificar o desempenho do sistema de simulação, apresenta-se nesta seção uma comparação entre os resultados simulados, utilizando o simulador descrito neste capítulo, e os experimentais da resposta do sistema de acionamento com MRV. Na Figura 38 são apresentados

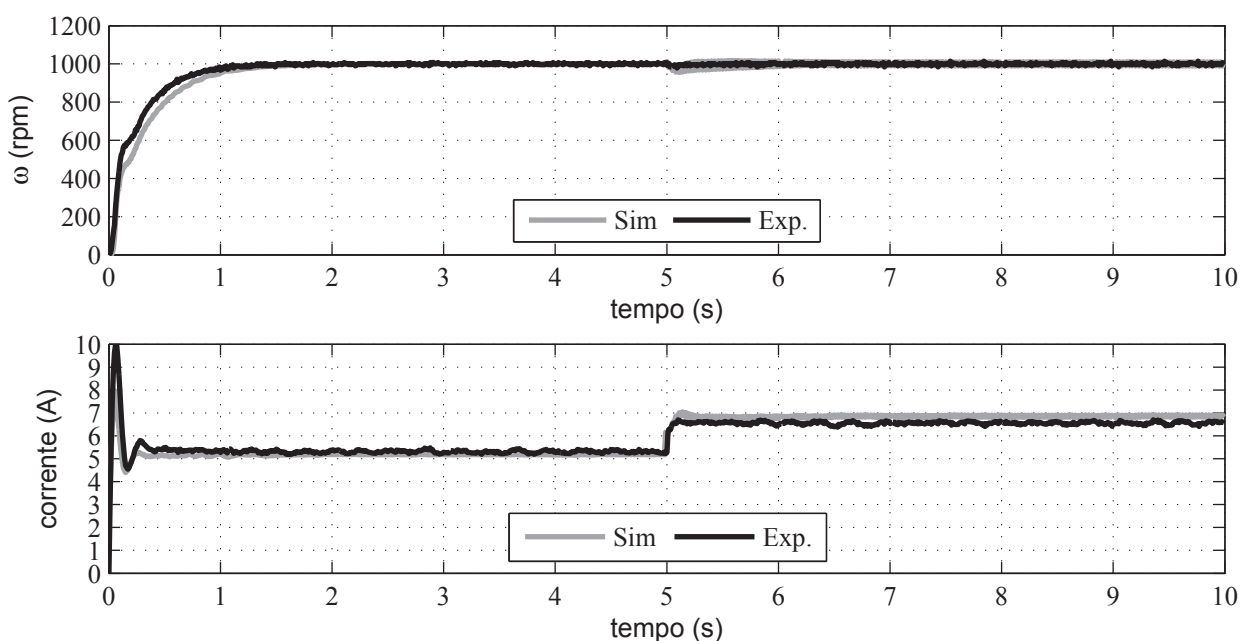
Figura 37 – Bloco estimador da carga devida ao gerador CC.



Fonte: Próprio autor.

os resultados de simulação e experimental medido na bancada. Observa-se que a falta de uma fase é simulada em $t = 5$ s.

Figura 38 – Efeito da falta de uma fase sobre a velocidade e respectivo sinal de controle, comparação entre resultado experimental e simulado.



Fonte: Próprio autor.

A partir da Figura 38 percebe-se que o modelo computacional desenvolvido apresenta precisão dinâmica e estática na representação da resposta de velocidade do MRV, inclusive quando o sistema é submetido à falta. Além disso, o respectivo sinal de controle do sistema simulado mostra-se similar ao sinal de controle real.

3.6 Considerações finais

Percebe-se que o desenvolvimento de modelos computacionais permite um estudo preliminar sobre a resposta do sistema analisado quando submetido a estratégias de controle em

desenvolvimento. Tais sistemas de simulação tornam o processo de desenvolvimento de soluções mais rápido, seguro e menos oneroso. No entanto, para que se possa elaborar tais modelos computacionais, uma série de informações do sistema deve ser identificada e mensurada.

Neste capítulo, apresentou-se metodologias de identificação dos parâmetros necessários para o desenvolvimento de uma ferramenta de simulação. Inicialmente, estudos tomando como base a geometria da máquina e alguns outros parâmetros de projeto do MRV utilizado no trabalho, foram feitos de forma a determinar as características eletromagnéticas do mesmo. Os dados provenientes destes estudos baseados em elementos finitos foram comparados com ensaios realizados, de forma que as características eletromagnéticas, tais como perfis de fluxo magnético e indutância foram levantados. Também foram apresentadas metodologias de levantamento dos parâmetros mecânicos do sistema de acionamento.

De posse das grandezas estimadas, procedeu-se o desenvolvimento do sistema de simulação no ambiente Matlab[®], completamente em linhas de código, dotando o sistema de transparência e flexibilidade. Um diagrama de blocos descrevendo as relações entre as grandezas do sistema foi apresentado e discutido. Resultados de simulação com o sistema desenvolvido foram confrontados com resultados experimentais, apresentando um comportamento dinâmico e estático com precisão adequada.

4 CONTROLE DE VELOCIDADE DE MRVS EM SITUAÇÃO DE FALTA

4.1 Considerações iniciais

A despeito da MRV poder continuar produzindo torque mesmo com a ausência de uma ou mais fases tem feito com que o sistema de acionamento com MRV seja reconhecido como mais tolerante a falhas do que outros sistemas de acionamento. A tolerância a faltas pode ser vista como a capacidade do sistema em manter sua operação quando submetido a diferentes tipos de faltas que venham a ocorrer no sistema. Esta é uma característica importante em certas aplicações tais como geração de energia, onde desconexões não planejadas devem ser evitadas, assim como também é uma característica desejável em veículos elétricos permitindo que o usuário possa chegar a uma assistência técnica em segurança.

O desenvolvimento de estratégias tolerantes a faltas eleva o nível de operação da máquina e incrementa a segurança do sistema que faz uso desta máquina. Neste sentido, um sistema de que possua uma avançada tolerância a faltas deve ser capaz de detectá-las e de compensá-las adequadamente.

Neste capítulo, a operação do MRV é abordada sob a temática da tolerância a faltas e são propostas estratégias de controle que objetivam manter a operação do sistema em situações de falta, com a menor perturbação sobre a velocidade de operação da máquina.

4.2 Controle de velocidade robusto baseado no GPC

Do ponto de vista da teoria de controle, a falta ocasiona uma mudança no modelo do sistema. Uma vez que os controladores foram projetados levando-se em conta o modelo nominal da planta, a análise da robustez do controlador permite prever o desempenho do sistema quando submetido a certo grau de distúrbio. Em trabalhos anteriores (SILVA et al., 2012b; SILVA et al., 2013; ALMEIDA et al., 2013) a questão da robustez no controle de velocidade do MRV é abordada com relação às incertezas do modelo nominal. Nestes trabalhos, a robustez do sistema foi atestada por meio de distúrbios de cargas aplicados no sistema. Em ambos os trabalhos e ainda em Silva et al. (2012b), o Controlador Preditivo Generalizado (GPC, sigla em Inglês) foi satisfatoriamente aplicado tanto no controle de corrente quanto no controle de velocidade.

O GPC pertence a uma família de controladores chamados de Controladores Preditivos Baseados em Modelo (MPC, sigla em Inglês). Tais controladores consideram uma função custo que consiste em uma combinação linear de sequencias de controle e predições de saída de modo a encontrar o sinal de controle a ser aplicado dentro do passo de controle do sistema. Para

o GPC, a função custo considerada é dada por (CLARKE; MOHTADI; TUFFS, 1987):

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} [y(t+j|t) - w(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=0}^{N_u-1} [\Delta u(t+j|t)]^2 \quad (4.1)$$

em que N_1 e N_2 são chamados de horizontes de predição da saída, mínimo e máximo, respectivamente, N_u é o horizonte de controle, λ é uma ponderação do sinal de controle e $w(t+j)$ é a referência futura. A variável $\Delta u(t)$ é o sinal de controle obtido pela aplicação de $\Delta = 1 - q^{-1}$ ao sinal de controle $u(t)$. Neste contexto, q^{-1} é conhecido como operador atraso. A variável $y(t+j|t)$ representa a predição ótima da saída j passos futuros do instante atual t .

O sistema de acionamento do MRV pode ser descrito por um modelo CARIMA (Controlled Auto-Regressive and Integrated Moving Average) (CLARKE; MOHTADI; TUFFS, 1987) da seguinte forma:

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t) + \frac{C(q^{-1})}{\Delta}e(t), \quad (4.2)$$

em que $e(t)$ é um ruído branco, $A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$ e $C(q^{-1})$ são polinômios na forma de atraso com o operador q^{-1} .

Observa-se que a malha de velocidade do MRV pode ser aproximada por uma função de transferência de primeira ordem com o polo próximo de $z = 1$, no domínio discreto \mathcal{Z} . Devido a isso, o sistema pode ser visto como possuindo natureza integrativa. Levando-se isso em consideração, o filtro $C(q^{-1})$ pode ser definido como sendo de segunda ordem ($n_c = 2$). Dessa forma, têm-se que

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + c_2q^{-2}, \quad (4.3)$$

em que c_1 e c_2 são constante que devem ser ajustadas considerando-se a atenuação de ruído, rejeição de distúrbio e robustez do sistema de malha fechada.

Em Torrico et al. (2014) uma solução ótima é apresentada e nomeada como Generalized Predictive Control Based Controller (GPCBC), cujo esquema de controle é apresentado na forma polinomial RST, como mostrado na Figura 39, a qual faz uso de um segurador de ordem zero (ZOH, sigla em Inglês). Neste contexto, o sinal de controle é dado por

$$u(t) = \frac{1}{\Delta R(q^{-1})} (T(q^{-1})r(t) - S(q^{-1})y(t)), \quad (4.4)$$

em que $r(t) = w(t+j)$ é a referência. Já os polinômios R, S e T são dados por:

$$T(q^{-1}) = \frac{(1 - \alpha)C(q^{-1})}{b_0}, \quad (4.5)$$

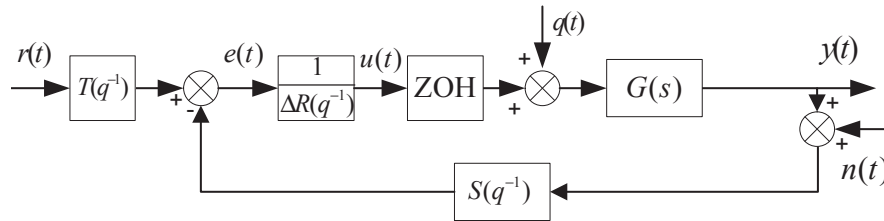
$$R(q^{-1}) = 1 - \alpha c_2 q^{-1}, \quad (4.6)$$

$$S(q^{-1}) = \frac{2 - \alpha + c_1 + \alpha c_2 - (1 + \alpha c_1 + (2\alpha - 1)c_2) q^{-1}}{b_0}, \quad (4.7)$$

$$\alpha = 1 - \frac{1 + 2 + 3 + \dots + N}{1 + 2^2 + 3^2 + \dots + N^2}. \quad (4.8)$$

em que α é um parâmetro de ajuste que pode variar de 0 a 1 e relaciona-se com o horizonte de predição $N = N_2$ considerando-se $N_1 = 1$.

Figura 39 – Sistema de controle com MRV na estrutura RST.



Fonte: Próprio autor.

Algumas funções de transferência importantes que relacionam a referência $r(t)$ com a saída $y(t)$, entrada de distúrbio $q(t)$ e a saída $y(t)$, assim como o ruído de medida $n(t)$ e o sinal de controle $u(t)$ podem ser estabelecidas a partir da análise da Figura 39

$$H_{yr}(z) = \mathcal{Z} \left\{ \frac{y(t)}{r(t)} \right\} = \frac{1 - \alpha}{z - \alpha}, \quad (4.9)$$

$$H_{yq}(z) = \mathcal{Z} \left\{ \frac{y(t)}{q(t)} \right\} = \frac{z^{-1}b_0R(z)\Delta(z)}{C(z)(1 - \alpha z^{-1})}, \quad (4.10)$$

$$H_{un}(z) = \mathcal{Z} \left\{ \frac{u(t)}{n(t)} \right\} = \frac{-S(z)\Delta(z)}{C(z)(1 - \alpha z^{-1})}, \quad (4.11)$$

em que $\mathcal{Z}\{.\}$ representa a transformada z da grandeza entre chaves.

4.3 Efeito da falta de fase no MRV

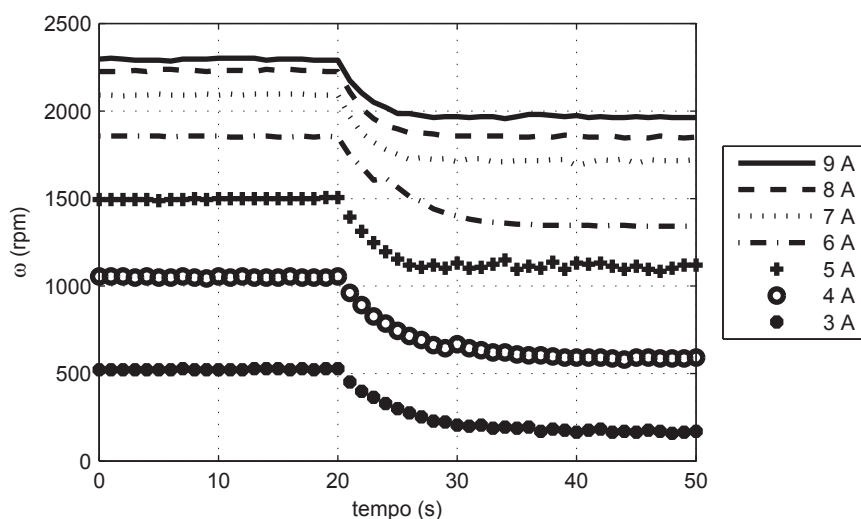
Com o intuito de analisar o comportamento do sistema em situação de falta, vários testes foram feitos em diferentes pontos de operação (referências de corrente da malha interna variando de 3 A a 9 A). Os resultados destes testes são mostrados nas Figuras 40 e 41, quando o sistema é sujeito a uma e duas fases, respectivamente.

Pode-se observar nas Figuras 40 e 41 que a ocorrência de uma ou mesmo duas faltas atua no ganho do sistema, visto que para a entrada mantida constante a saída (velocidade) reduz-se. Dessa forma, uma compensação da corrente de referência pode ser feita para diminuir o efeito da falta na saída do sistema quando sujeito a este tipo de distúrbio.

4.4 Função de Compensação de Falta

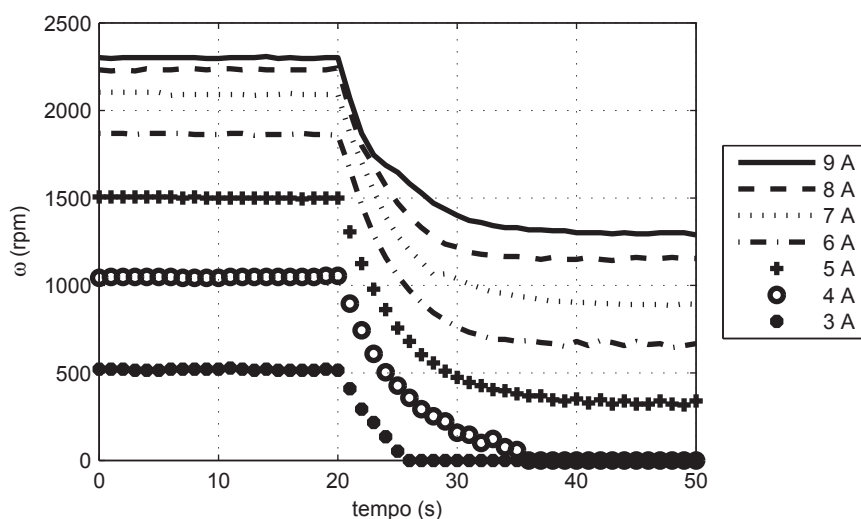
Com o intuito de explicar a metodologia utilizada, deve-se observar a Figura 40 para o caso de falta de uma fase da máquina quando o sistema é submetido a uma corrente de 4 A. Para esta corrente a velocidade do motor (ω) estabiliza-se em torno de 1000 rpm antes da ocorrência da falta. Aproximadamente a mesma velocidade (1000 rpm) é alcançada quando a referência de

Figura 40 – Curvas de velocidade pré e pós falta ocorrida em 20 s, para uma carga de 0.1 Nm.



Fonte: Próprio autor.

Figura 41 – Curvas de velocidade pré e pós duas faltas ocorridas em 20 s, para uma carga de 0.1 Nm.



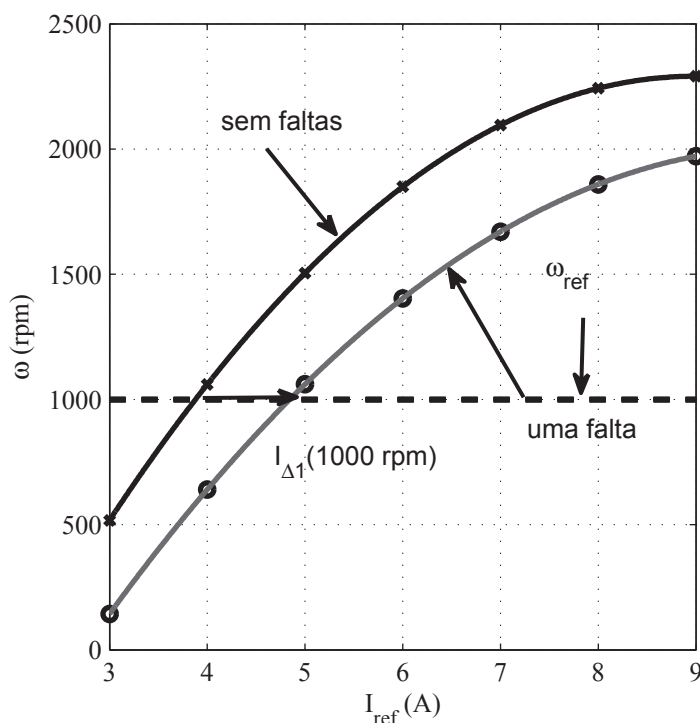
Fonte: Próprio autor.

corrente é 5 A, em regime permanente, após a ocorrência de uma falha. Ou seja, a velocidade do motor pode ser mantida na situação de uma falha para a velocidade de 1000 rpm se a referência de corrente for acrescida de mais ou menos 1 A ($I_{\Delta 1} = 1 A$), partindo-se de aproximadamente 4 A até atingir 5 A.

Expandindo-se esta análise para cada corrente mostrada na Figura 40 pode-se obter a velocidade de regime permanente pré e pós-falta, como ilustrado na Figura 42.

As cruzes e círculos da Figura 42 representam os pontos (em estado permanente) pré e pós-falta, respectivamente. Uma faixa contínua de valores é obtida pela interpolação de tais

Figura 42 – Perfis de velocidade x corrente pré e pós-falta.



Fonte: Próprio autor.

pontos de modo a se obter linhas contínuas que determinam as seguintes equações:

$$\omega_{0f}(I_{ref}) = -49,52I_{ref}^2 + 889,86I_{ref} - 1706,59, \quad (4.12)$$

$$\omega_{1f}(I_{ref}) = -38,46I_{ref}^2 + 766,20I_{ref} - 1808,88, \quad (4.13)$$

em que ω_{0f} representa a curva de velocidade com relação a corrente sem faltas e ω_{1f} a mesma relação para o caso com uma falta.

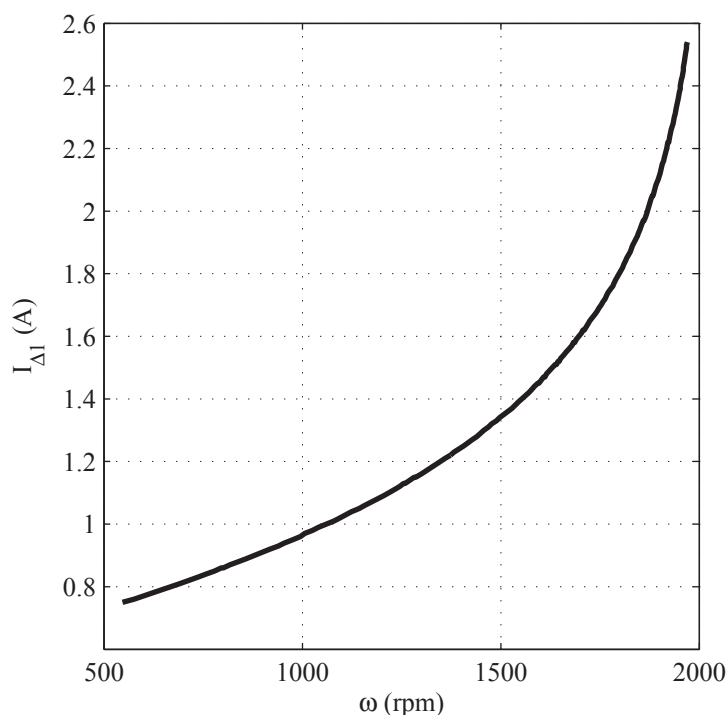
Observa-se que o deslocamento horizontal $I_{\Delta 1}$ na Figura 42 corresponde ao incremento de corrente devido a ocorrência de uma falta, que pode ser obtida pela subtração dos dados da linha de círculos interpolada daqueles da linha de cruzes interpolada. Desta forma, pode-se relacionar graficamente a variação de corrente ($I_{\Delta 1}$) pela velocidade(ω) mostrado na Figura 43.

Devido ao aparente comportamento exponencial, foi considerada uma combinação linear de dois termos exponenciais de forma a se obter uma relação entre $I_{\Delta 1}$ e ω dada por

$$I_{\Delta 1}(t) = 519 \cdot 10^{-3} e^{625 \cdot 10^{-6} \cdot \omega} + 205 \cdot 10^{-9} e^{7.659 \cdot 10^{-3} \cdot \omega} \quad (4.14)$$

A função estimada ($I_{\Delta 1}$) foi usada como uma função de compensação de modo a obter-se a corrente que deve ser adicionada ao sinal de controle com o intuito de restaurar a velocidade.

Figura 43 – Incremento na referência de corrente x velocidade para falta de uma fase.



Fonte: Próprio autor.

A curva proveniente desta função é mostrada na Figura 43. A situação de duas faltas é ilustrada na Figura 41. Realizando-se uma análise similar àquela feita para o caso de uma falta, diferentes pontos de operação foram considerados (marcados como círculos na Figura 44).

A seguinte equação pode ser obtida por interpolação dos pontos apresentados na figura anterior:

$$\omega_{2f}(I_{ref}) = -22,42I_{ref}^2 + 553,98I_{ref} - 1863,01 \quad (4.15)$$

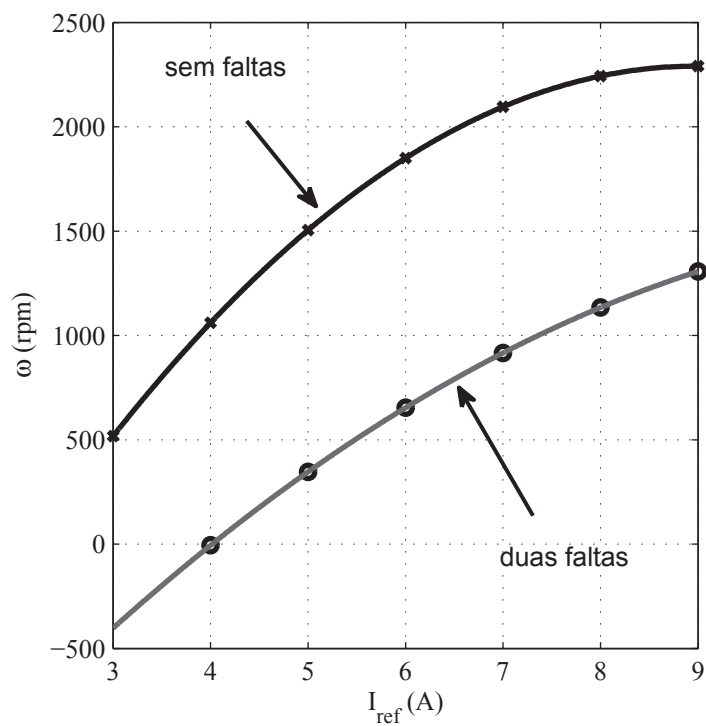
Neste caso, a correspondente função de compensação ($I_{\Delta 2}$), mostrada na Figura 45, é dada por

$$I_{\Delta 2}(t) = 1,842e^{612,8 \cdot 10^{-6} \cdot \omega} + 646,9 \cdot 10^{-6} e^{4,86 \cdot 10^{-3} \cdot \omega}. \quad (4.16)$$

As Figuras 43 e 45 têm um importante papel na proposta desenvolvida, pois elas estão na forma que será usada como uma ação *feedforward* proposta na Seção 4.6.

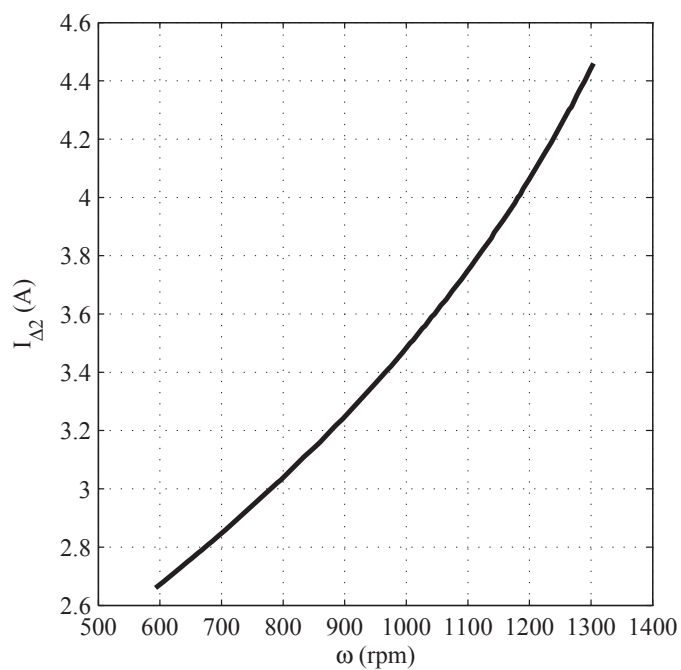
É importante salientar que ambas as funções $I_{\Delta 1}(t)$ e $I_{\Delta 2}(t)$ são obtidas pela subtração das curvas apresentadas nas Figuras 44 e 42, respectivamente. A técnica fica, portanto, limitada para as velocidade menores que 2000 *rpm* para o caso de uma falta e de ≈ 1300 *rpm* para o caso de duas faltas. Acima destas velocidades seria necessário que o conversor fornecesse uma

Figura 44 – Perfis de velocidade x corrente pré e pós duas faltas.



Fonte: Próprio autor.

Figura 45 – Incremento na referência de corrente x velocidade para falta de duas fases.



Fonte: Próprio autor.

corrente maior que 9 A, que foi a máxima corrente estabelecida para a bancada, correspondendo a 90% da corrente nominal da máquina. A técnica pode ainda ser utilizada além destes limites, mas não é recomendado por questões de segurança.

As funções de compensação propostas, Equações (4.14) e (4.16), serão utilizadas em um esquema de controle com escalonamento de ganhos para o controlador adaptativo proposto na Seção 4.6. Neste esquema de controle, ajusta-se a referência de velocidade e, caso uma ou duas faltas ocorram, a curva correspondente pode ser usada pelo sistema para incrementar a referência de corrente de modo a diminuir a influência da mesma na velocidade do sistema.

4.5 Projeto do filtro de rejeição à perturbação e atenuação de ruído

Para a resposta de velocidade do motor mostradas nas Figuras 40 e 41, pode-se observar que a perturbação causado pela falta de fases consiste em uma perturbação estável. Em Torrico et al. (2014) é proposto o uso do polinômio $C(q^{-1})$, Eq. (4.3), como um filtro. Em Larsson e Hagglund (2011) é mostrado que um filtro de segunda ordem apresenta o melhor compromisso entre desempenho e custo computacional. Desta forma, assume-se neste trabalho que $C(q^{-1})$ é um filtro polinomial de segunda ordem com raízes reais e idênticas:

$$C(q^{-1}) = (1 - aq^{-1})^2. \quad (4.17)$$

Dessa forma, considerando uma incerteza multiplicativa para a planta nominal (G_n) dada por $G(z) = G_n(z)(1 + \delta G(z))$ cujo limite superior da norma de $\delta G(e^{i\Omega})$ é dado por $\overline{\delta G}(\Omega)$ para $0 \leq \Omega < \pi$, tem-se que a estabilidade de malha fechada pode ser mantida se (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 1996):

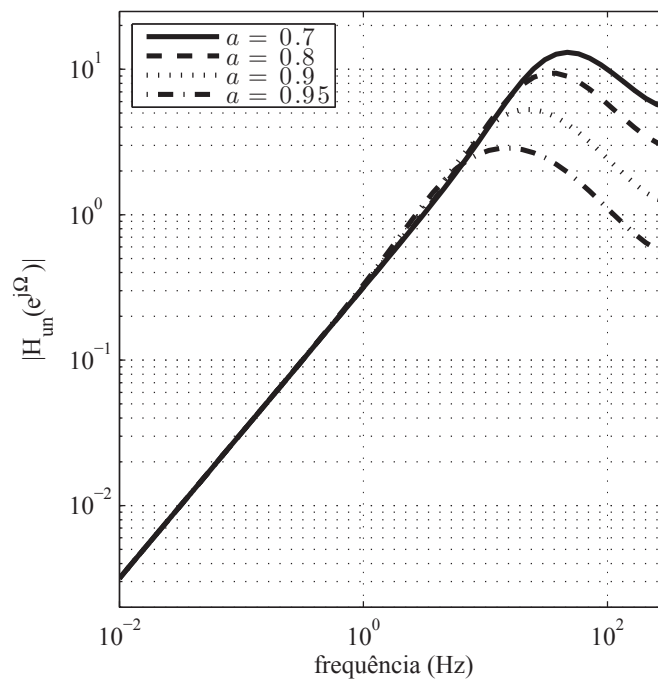
$$\overline{\delta G}(\Omega) \leq I_r(\Omega) = \frac{|C(e^{-i\Omega})(1 - \alpha e^{-i\Omega})|}{|S(e^{-i\Omega})b_0 e^{-i\Omega}|}, \quad (4.18)$$

para $\Omega \in [0, \pi]$, e $I_r(\Omega)$ sendo definido como o índice de robustez do controlador. Pode-se observar que $I_r(\Omega)$ depende de α e da posição dos polos de $C(e^{-i\Omega})$, que por sua vez determinam a relação entre a atenuação de ruído e robustez.

As Figura 46 e 47 mostram a resposta em frequência para a função de transferência que relaciona o sinal de controle e o ruído de medida, Equação (4.11), assim como o índice de robustez, Equação (4.18), para diferentes posicionamentos dos polos, considerando-se uma variação de 30 % no ganho da planta e duas amostras de atraso.

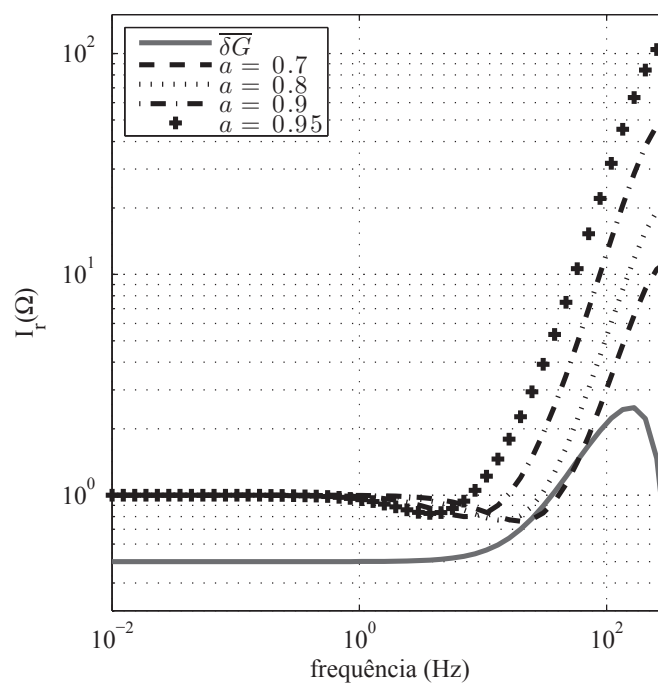
Levando-se em consideração a resposta em frequência na Figuras 46 e 47, pode-se observar que o posicionamento dos polos de $C(q^{-1})$ em 0,9 apresentam o melhor compromisso entre atenuação de ruído e rejeição à perturbação.

Figura 46 – Resposta em frequência para a função de transferência que relaciona o sinal de controle e o ruído de medida para diferentes posições dos polos.



Fonte: Próprio autor.

Figura 47 – Índice de robustez para diferentes posições dos polos.



Fonte: Próprio autor.

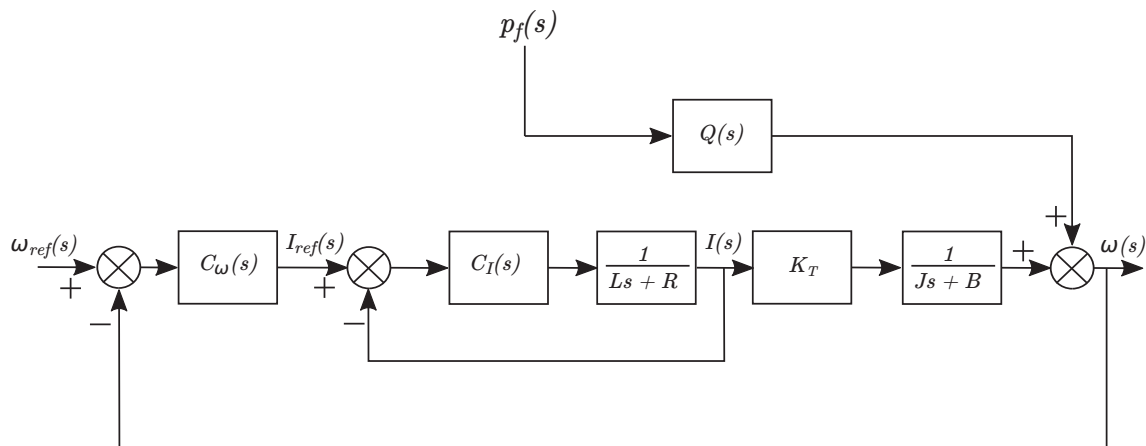
4.6 Controle Adaptativo Feedforward aplicado ao MRV (CAF-MRV)

Uma falta que acontece no instante $t = t_p$ é então um evento que pode ser matematicamente descrito como uma função do tipo degrau, tal como

$$p_f(t) = \begin{cases} 1, & t \geq t_p; \\ 0, & t < t_p. \end{cases} \quad (4.19)$$

As Figuras 40 e 41 mostram como a velocidade do MRV é afetada quando ocorrem uma falta simples e uma falta dupla, respectivamente. Analisando-se a Figura 40, pode-se observar que as curvas de velocidade para 9 A, 8 A, 7 A e 5 A aparentemente exibem uma quantidade similar de decaimento exponencial com diferentes parâmetros do que o observado para 6 A, 4 A e 3 A. Este comportamento indica que o decaimento da velocidade do MRV segue algum tipo de função não-linear devido a ocorrência de uma falta simples. Este padrão não-linear entre a corrente e a velocidade é prontamente observado através das Figuras 43 e 45 para uma e duas faltas, respectivamente. Portanto, pode-se estabelecer um diagrama de blocos tal como o apresentado na Figura 48, em que $p_f(s)$ corresponde a transformada de Laplace da Equação (4.19) e $Q(s)$ é a função de transferência não linear. Os controladores de corrente e velocidade são dados por $C_\omega(s)$ e $C_I(s)$, respectivamente. Neste trabalho, ambos os controladores são do tipo GPCBC descrito na Seção 4.2.

Figura 48 – Diagrama de blocos do MRV com a falta de fase incluída como uma perturbação da saída.



Fonte: Próprio autor.

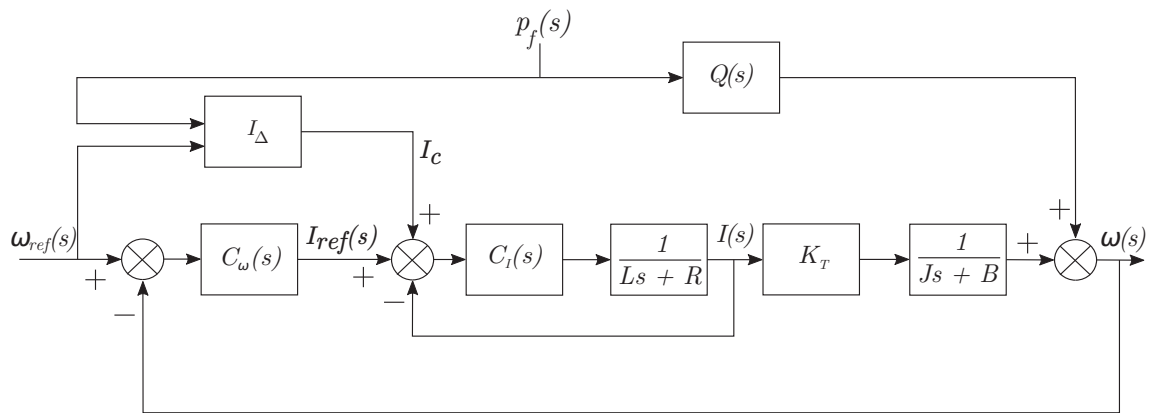
Trabalhos anteriores (TORRICO et al., 2014; CORREIA et al., 2016) mostraram as propriedades de robustez do GPCBC para ambas as malhas de corrente e velocidade, quando perturbações do tipo degrau são consideradas. No entanto, no caso de perturbações devido a falta de fases, apesar do rastreamento da referência de velocidade ser também recuperado, os sinais de saída e de controle tornam-se ruidosos. Dessa forma, para evitar esse indesejado comportamento, é necessário incluir um termo adicional ao esquema de controle de tal forma a

compensar a corrente quando da ocorrência da falta. Essencialmente, tal compensação pode ser conseguida pela aplicação das funções dadas pelas equações (4.14) e (4.16) que descrevem o comportamento dos dados apresentados nas Figuras 43 e 45.

Portanto, para qualquer velocidade dentro da faixa de operação, pode-se definir I_{Δ} como a corrente que deve ser adicionada à malha interna de corrente para manter-se a velocidade de saída na referência desejada. É importante salientar que devido à relação não-linear, I_{Δ} depende da velocidade ω , como estabelecido pelas equações (4.14) e (4.16).

Tomando-se a transformada de Laplace de todas as variáveis envolvidas, um diagrama de blocos geral da estratégia de controle pode ser estabelecida da forma mostrada na Figura 49.

Figura 49 – Diagrama de blocos do CAF-MRV proposto.



Fonte: Próprio autor.

Neste contexto, propõe-se implementar o bloco I_{Δ} na Figura 49 com um esquema com escalonamento de ganhos. Desta forma, a corrente I_{Δ} a ser adicionada à malha interna é obtida a partir da Equação (4.14) ou (4.16) ao invés de uma *look-up table*, mas seguindo a mesma ideia do esquema de controle com escalonamento de ganhos (ÅSTRÖM; HÄGGLUND,). Portanto, a compensação da malha interna de corrente é dada por

$$I_c(t) = I_{\Delta}(t) \cdot p_f(t), \quad (4.20)$$

em que $I_{\Delta}(t)$ é obtido da Equação (4.14) ou da Equação (4.16) para uma falta simples ou uma dupla, respectivamente. É importante salientar que a Equação (4.20) estabelece que $I_{\Delta} \neq 0$ somente se $p_f(t) \neq 0$, isto é, não há correção da referência de corrente se uma falta de fase não ocorrer.

Além disso, deve-se notar que a constante de tempo da malha interna (malha de corrente) é bem mais rápida ($40 \mu s$) do que a malha externa de velocidade ($10 ms$). Quando uma falta ocorre, a abordagem *feedforward* age na malha interna (mais rápida), compensando adequadamente para a velocidade de operação, a referência de corrente por meio das equações

(4.14) e (4.16) , de tal forma que o efeito da falta é atenuado na malha externa de velocidade. Esta ação, portanto, atua mais rápido do que o próprio controlador.

Outro aspecto que merece destaque é que a estratégia proposta age sobre uma das entradas do sistema, conforme Figura 4.20, atuando diretamente sobre o sinal de controle e alterando sua magnitude por meio da função de compensação. Portanto, não há alteração da estrutura interna do controlador original. Sendo assim, observa-se que a estabilidade do sistema mantém-se relacionada com o filtro $C(q^{-1})$ cujas características são analisadas na Seção 4.5, Figura 47.

4.7 Considerações finais

Neste capítulo foi apresentada a estratégia de controle básica de velocidade utilizada no trabalho. Uma análise preliminar do efeito das faltas na resposta de velocidade do sistema foi feita. Observou-se que o desempenho do sistema muda em situações de falta. O ganho do sistema na malha direta é reduzido. A análise dos dados de resposta do sistema a uma e duas faltas permitiu a estimação de funções de compensação das faltas. Foi ainda proposto o desenvolvimento de um esquema de controle do tipo *gain scheduling* especificamente projetado para o MRV, com o intuito de garantir a funcionalidade do sistema robusta e eficientemente. Dessa forma, o uso de uma ação *feedforward* aliando um compromisso entre resposta dinâmica e robustez foi proposta e denominada CAF-MRV. A funcionalidade e o desempenho da estratégia proposta foi corroborada por meios de simulações e resultados experimentais.

A ação *feedforward* da estratégia proposta, permite ao CAF-MRV uma recuperação mais rápida da velocidade quando comparado com uma abordagem clássica, em situações de falta.

No próximo capítulo são apresentados os resultados de simulação e experimentais conseguidos por meio da aplicação das técnicas desenvolvidas neste capítulo.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

5.1 Considerações iniciais

No capítulo 4 viu-se que Controlador Adaptativo Feedforward para o MRV (*CAF-MRV*) proposto baseado em I_{Δ} , Equações (4.14) e (4.16), não modifica os controladores primários, ambos $C_{\omega}(s)$ e $C_I(s)$ podem ser de qualquer tipo tais como um controlador Proporcional Integral (PI) clássico ou mesmo de realimentação de estados. Os controladores $C_{\omega}(s)$ e $C_I(s)$ considerados neste trabalho são do tipo GPCBC, devido suas características com relação à robustez já investigadas sobre a bancada com MRV sob estudo.

Neste capítulo são apresentados resultados de simulação e experimentais utilizando-se da técnica proposta no capítulo anterior. Além disso, é analisado por meio de simulações o efeito da utilização da corrente de compensação projetada para o caso de uma falta em uma situação de falta dupla e vice-versa. O protótipo desenvolvido encontra-se no laboratório do Grupo de Pesquisa em Automação e Robótica (GPAR) do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará. É ainda apresentado o projeto de um controlador Proporcional Integral (PI) clássico, com características dinâmicas similares ao GPCBC para fins de comparação da estratégia proposta com um controlador já estabelecido no mercado e na academia.

5.2 Resultados de simulação do CAF-MRV

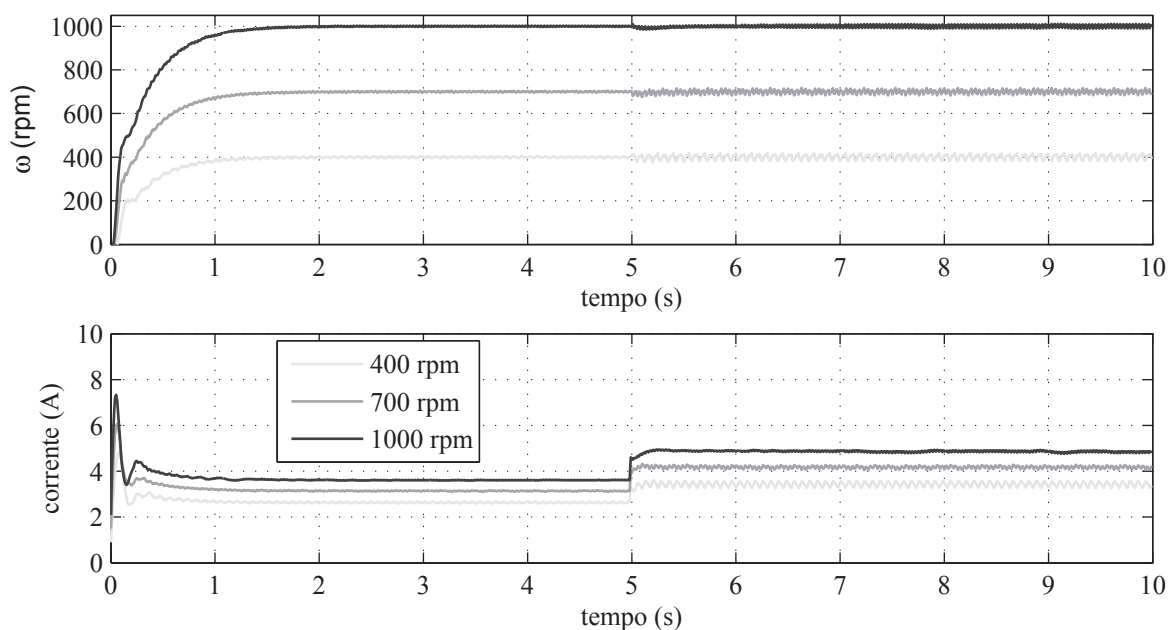
Utilizando-se o sistema de simulação desenvolvido no capítulo 3 aplicou-se a estratégia CAF-MRV para diferentes valores de velocidade de referência, submetido a situações de uma e duas faltas. A Figura 50 apresenta a resposta do sistema quando submetido a situação de falta de uma fase para três valores de referência de velocidade diferentes (400 rpm , 700 rpm e 1000 rpm). Já a Figura 51 apresenta resultados de simulação similares para o caso de duas faltas. Ambas as simulações consideram um torque de carga de $0,1 \text{ N.m}$.

Observa-se que a técnica de compensação proposta age sobre a velocidade de saída tornando o efeito da perturbação quase imperceptível tanto na falta simples quanto na dupla, Figura 50 e Figura 51. Além disso, observa-se o efeito da falta na oscilação causada na saída, que é atenuada pela utilização do GPCBC ajustado para se obter as características de robustez e atenuação de ruído discutidas no capítulo anterior.

Uma análise quantitativa da técnica é dada na Tabela 3 utilizando-se os seguintes índices de desempenho (SKOGESTAD, 2003): integral absoluta do erro (*Integrated Absolute Error - IAE*) e a variação total (*Total Variation - TV*).

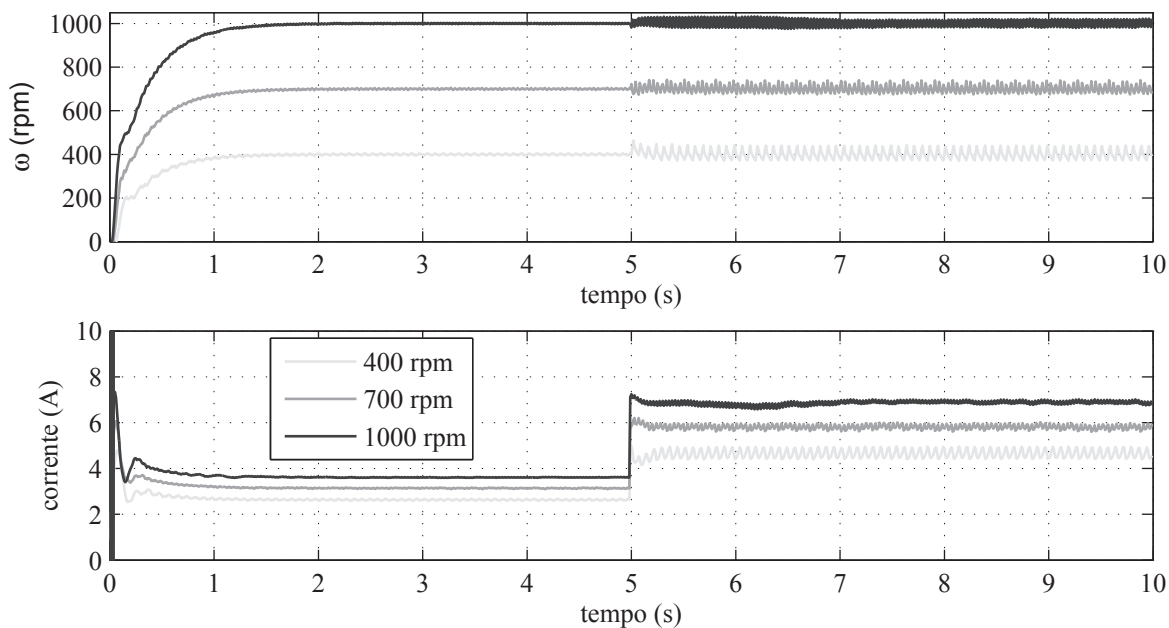
O índice IAE pode ser usado como uma medida do efeito da falta na velocidade da máquina. Na Tabela 3 o índice TV relaciona-se com a variância do sinal de controle, no sentido

Figura 50 – Resultados de simulação para diferentes velocidade de referência, uma falta.



Fonte: Próprio autor.

Figura 51 – Resultados de simulação para diferentes velocidade de referência, duas faltas.



Fonte: Próprio autor.

de que quanto menor o TV, menor o ruído do sinal de controle e conseqüentemente menor será a sobrecarga de chaveamento sobre os componentes do conversor. Esta tabela serve como valores de referência para as simulações que se seguem, assim como para os resultados experimentais posteriormente.

Tabela 3 – Índices de desempenho simulados a diferentes velocidades para um torque de carga de 0,1 $N.m$.

faltas	velocidade (rpm)					
	400		700		1000	
	IAE	TV	IAE	TV	IAE	TV
uma	20,2	1542,1	17,1	1343,4	10,7	724,6
duas	35,1	2630,4	30,0	2363,8	34,3	2751,1

5.3 Resultados de simulação de compensação cruzada do CAF-MRV

Deve-se observar que as Equações (4.14) e (4.16) foram adequadamente ajustadas para a compensação de uma e duas faltas, respectivamente. Nesta seção são mostrados resultados de simulação em que se pode analisar os efeitos da utilização de qualquer dessas equações para situação de falta diversa daquela para a qual foi projetada, isto é, usar a Equação (4.16) para o caso de uma falta e a Equação (4.14) para o caso de duas faltas.

Os resultados de simulação apresentados nas Figuras 52 e 53 consideram a aplicação das Equações (4.14) e (4.16) para uma falta genérica, ou seja, independente de ter ocorrido uma ou duas faltas de fases. Desses resultados, observa-se que o rastreamento da referência é mantido em ambas as situações. No entanto, quando a falta acontece em 5 s observa-se na Figura 52 que $I_{\Delta 1}$ atua apropriadamente na rejeição de uma falta de fase, mas não rejeita adequadamente duas faltas de fases, apesar de um comportamento instável também não ser observado. Comportamento similar é também observado na Figura 53 para $I_{\Delta 2}$. Portanto, é importante salientar que apesar de nenhum comportamento instável ser observado nas simulações apresentadas, a utilização adequada das Equações (4.14) e (4.16) tornam a técnica mais efetiva. Devido a isso, esse trabalho considera um arranjo lógico do sistema de controle, de modo que uma vez que a falta de uma ou duas fases seja identificada, o sistema automaticamente seleciona a equação de compensação adequada.

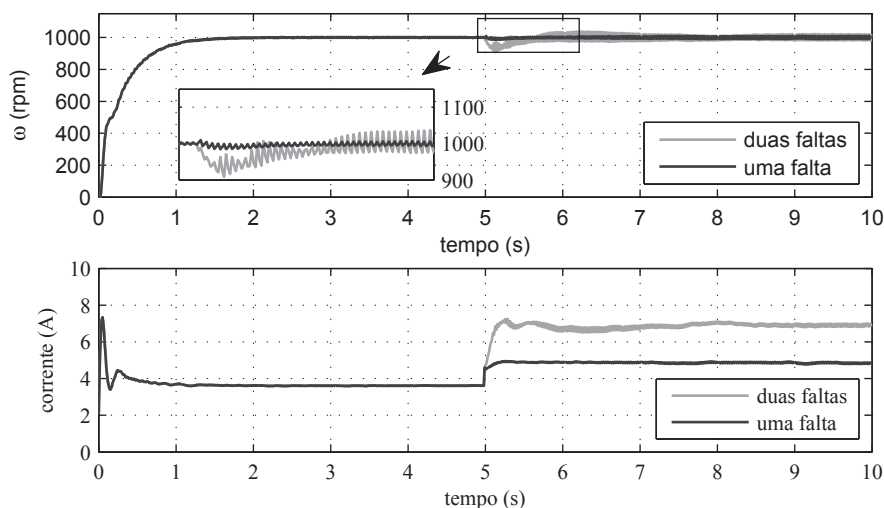
Quantitativamente, a degradação da resposta causada pela utilização inadequada das Equações (4.14) e (4.16) pode ser melhor analisada por meio da Tabela 4 a seguir.

Tabela 4 – Índices de desempenho para diferentes funções de compensação e número de faltas.

função de comp.	faltas (rpm)			
	uma		duas	
	IAE	TV	IAE	TV
$I_{\Delta 1}$	10,7	724,6	53,4	3034,0
$I_{\Delta 2}$	33,2	1170,6	34,3	2751,1

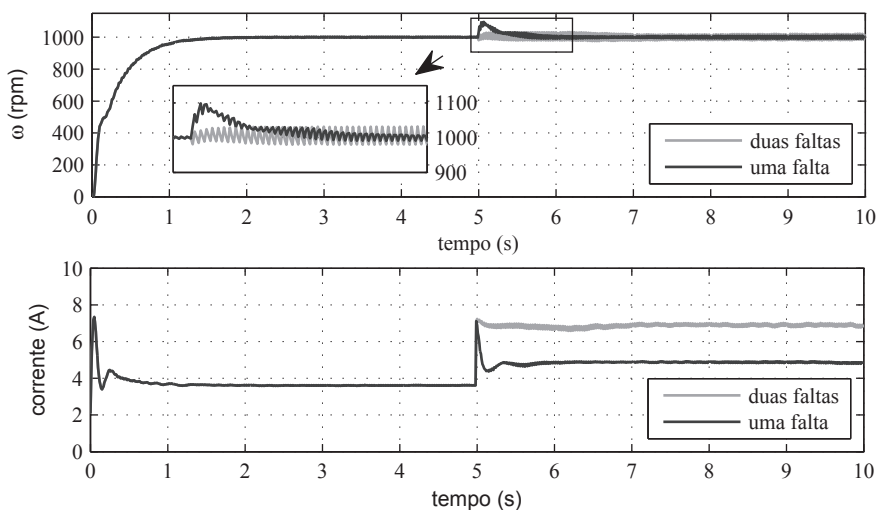
Observe que o valor de IAE para a velocidade de 1000 rpm , no caso de uma falta, passa de 10.7 quando se usa $I_{\Delta 1}$ (uso adequado) para 33.2 quando se usa $I_{\Delta 2}$ (uso inadequado). A

Figura 52 – Comportamento da velocidade usando $I_{\Delta 1}$ para uma falta genérica.



Fonte: Próprio autor.

Figura 53 – Comportamento da velocidade usando $I_{\Delta 2}$ para uma falta genérica.



Fonte: Próprio autor.

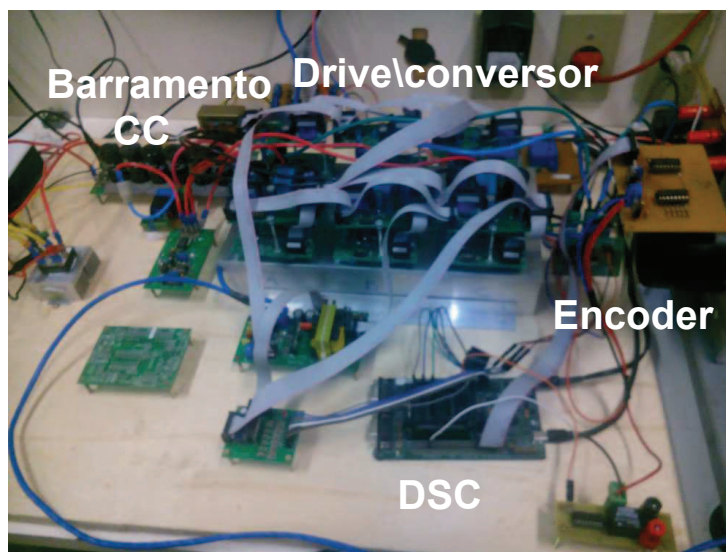
variância do sinal de controle também é afetada como pode ser visto através do TV que passa de 724.6 para 1170.6. Para duas faltas, a situação é similar: o IAE passa de 34.3 quando se usa $I_{\Delta 2}$ (uso adequado) para 53.4 quando se usa $I_{\Delta 1}$ (uso inadequado). Da mesma forma, o TV do sinal de controle sai de 2751.1 para 3034.0.

5.4 Bancada Experimental

A bancada experimental é apresentada pelas Figuras 54 a 58. Ela é composta por um conversor meia-ponte assimétrico trifásico apresentado em detalhe na Figura 55, um controlador digital de sinais (DSC) TMS320F28335, Figura 56, um encoder (sensor de posição)

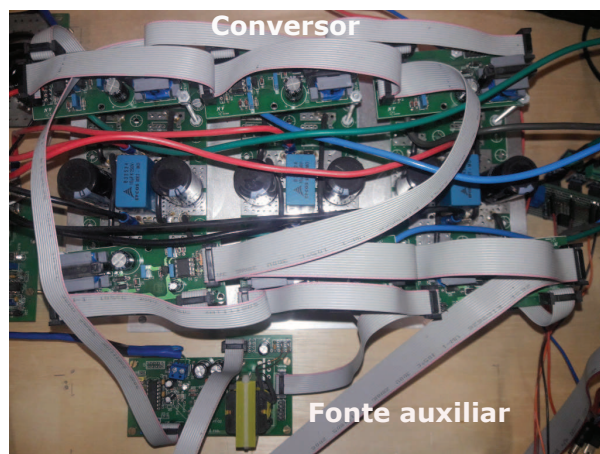
apresentado na Figura 57, um MRV trifásico com tensão nominal de 100 V, corrente nominal de 10 A e potência nominal de 1 hp acoplado a um motor corrente contínua (MCC) conectado a uma carga resistiva no papel de carga mecânica, ambos mostrados na Figura 58.

Figura 54 – Bancada Experimental, conversor e DSC.



Fonte: Próprio autor.

Figura 55 – Conversor meia ponte assimétrico.



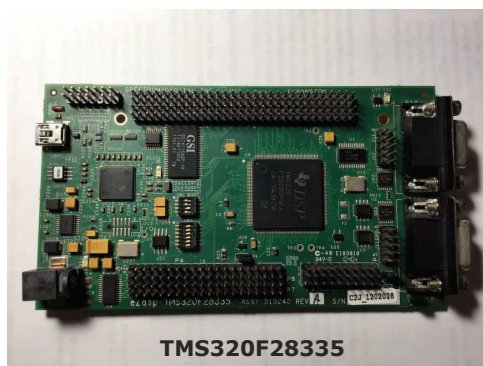
Fonte: Próprio autor.

5.5 Projeto do Controlador PI

O controlador PI é largamente usado na indústria e há muitos trabalhos que aplicam esta metodologia e analisam seu desempenho (LIU et al., 2013; BANERJEE; SENGUPTA; DALAPATI, 2014).

Com o intuito de comparar os resultados experimentais apresentados pela abordagem proposta, um controlador PI foi projetado. Para tanto, um dos primeiros passos de qualquer projeto de controle normalmente refere-se à descrição da planta. O algoritmo dos mínimos

Figura 56 – DSC TMS320F28335.



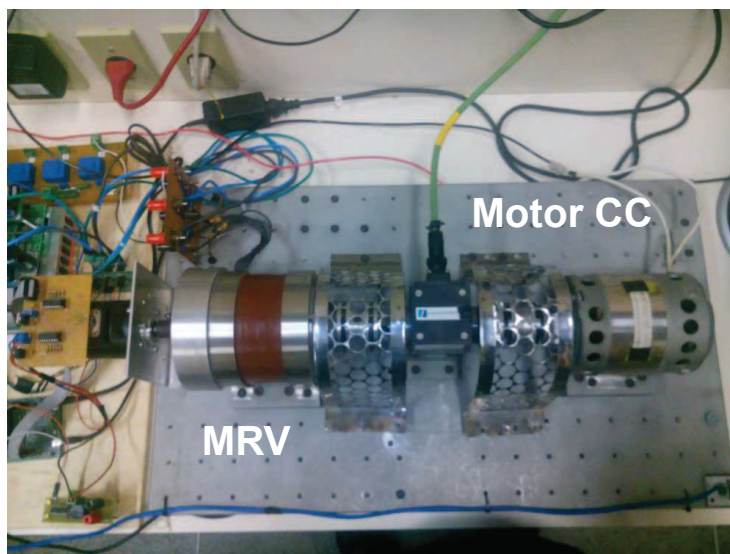
Fonte: Próprio autor.

Figura 57 – Encoder Allen-Bradley 845GM-F1GSHC1024R.



Fonte: Próprio autor.

Figura 58 – MRV acoplado ao MCC.



Fonte: Próprio autor.

quadrados foi utilizado na identificação da planta de velocidade e resultou em uma função de

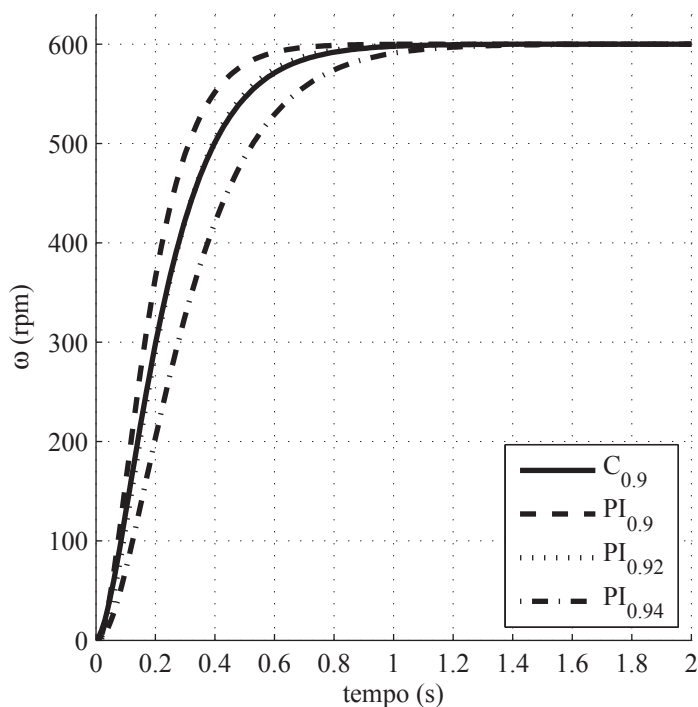
transferência de primeira ordem com natureza integrativa dada por

$$G(z) = \frac{b_0 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (5.1)$$

em que identificou-se $b_0 = 0,032$.

O procedimento utilizado no ajuste do PI foi baseado no método do lugar das raízes, projetado de modo a se obter uma resposta sem sobressinal e tão rápida quanto o controlador proposto. Para isso, o posicionamento dos polos de malha fechada do sistema são usados como parâmetros de ajuste (ρ). A posição do polo da função de transferência de malha fechada foi escolhida como sendo o ponto em que o lugar das raízes do sistema em malha aberta deixa o eixo real. Nesta situação espera-se obter uma rápida resposta do sistema sem que haja sobressinal. A Figura 59 compara a resposta dinâmica do PI para alguns posicionamentos do polo com a resposta dinâmica do GPCBC usado. O índice de robustez do PI projetado é também comparado com a do controlador proposto na Figura 60.

Figura 59 – Comparação entre o PI para alguns posicionamentos de ρ com o GPCBC usado.

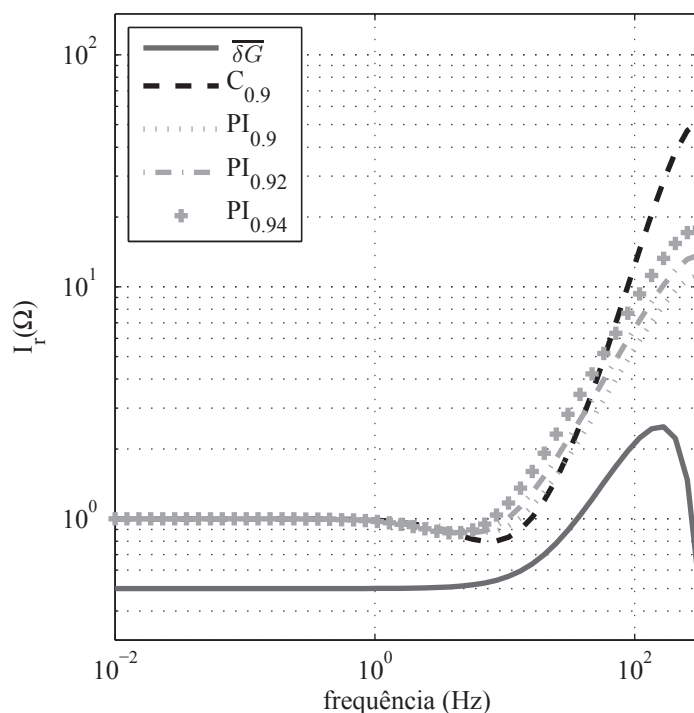


Fonte: Próprio autor.

Analisando-se as Figuras 59 e 60, pode-se observar que o controlador PI que possui resposta dinâmica e robustez, na região crítica, similares ao GPCBC é aquele em que cujo polo é alocado em 0,92.

O controlador PI pode ser representado pela seguinte estrutura de polinômios R , S , e T :

Figura 60 – Índice de robustez do PI projetado comparado com o do controlador proposto.



Fonte: Próprio autor.

$$\begin{aligned}
 R &= 1 \\
 S &= \frac{2(1-\rho)z - (1-\rho^2)}{b_0} \\
 T &= \frac{\rho^2 - 2\rho + 1}{b_0}
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

em que ρ é o polo da função de transferência de malha fechada do sistema, escolhido como sendo um parâmetro de ajuste.

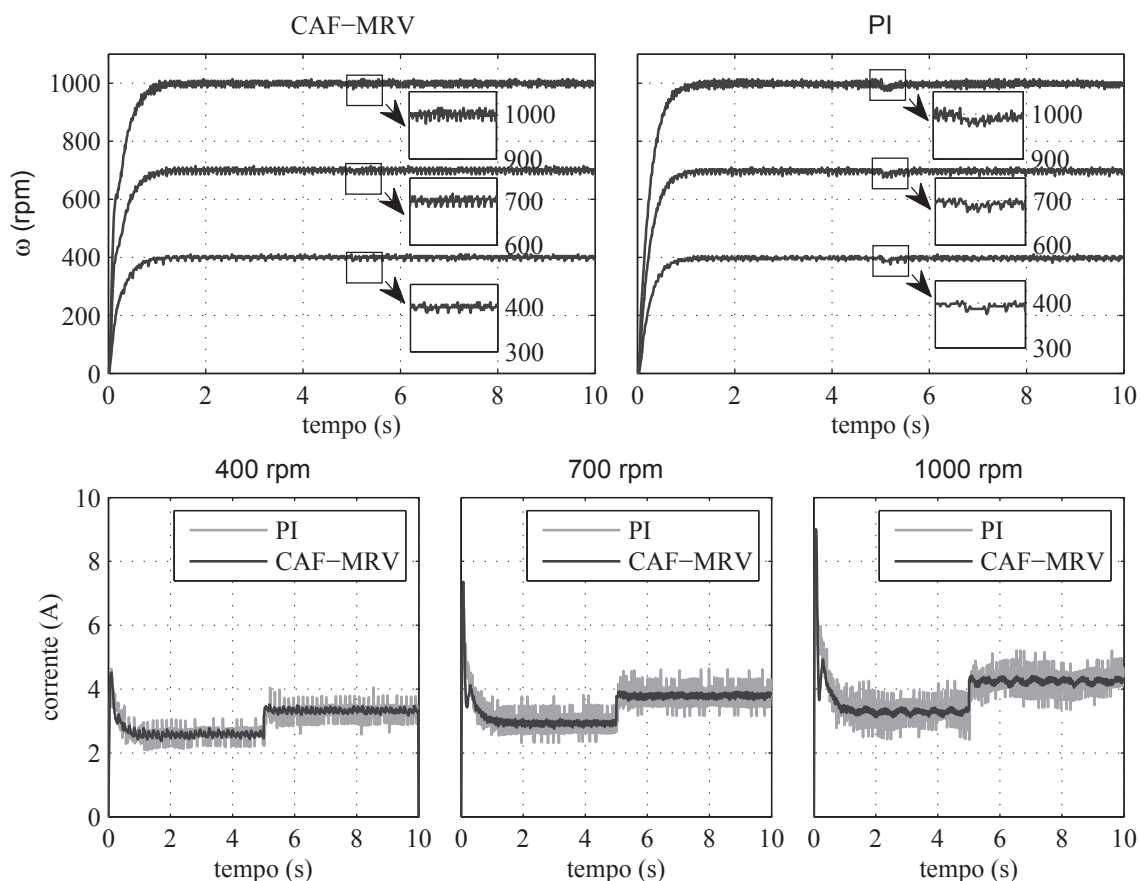
5.6 Comparação entre o CAF-MRV e o PI

Nesta seção são comparados experimentalmente o CAF-MRV com o controlador PI clássico projetado na seção anterior. O parâmetro de ajuste da velocidade de resposta do CAF-MRV foi escolhido como sendo $\alpha = 0,9032$ de modo a se conseguir uma constante tempo para o rastreamento da referência de aproximadamente $0,8$ s. O filtro foi ajustado com polos idênticos em $0,9$ ($C(q^{-1}) = 1 - 1,80q^{-1} + 0,81q^{-2}$) como apresentado no Capítulo 4. Já os parâmetros do controlador PI foram escolhidos de modo a se conseguir o melhor compromisso entre resposta dinâmica e robustez similares ao CAF-MRV.

Inicialmente foram analisados o comportamento do PI e do CAF-MRV quando submetidos a uma ou duas faltas, para três diferentes pontos de operação: 400 rpm, 700 rpm e 1000 rpm para um torque de carga de $0,1$ N.m. Para todos os ensaios considerados, a falta

ocorre em 5 s após a partida da máquina. Para o caso de uma falta, a Figura 61 mostra o resultado experimental correspondente ao controlador PI e o CAF-MRV proposto. Para o caso de duas faltas, o resultado experimental correspondente é apresentado na Figura 62.

Figura 61 – Comparação entre o CAF-MRV e o PI em diferentes velocidades com torque constante para o caso de uma falta.



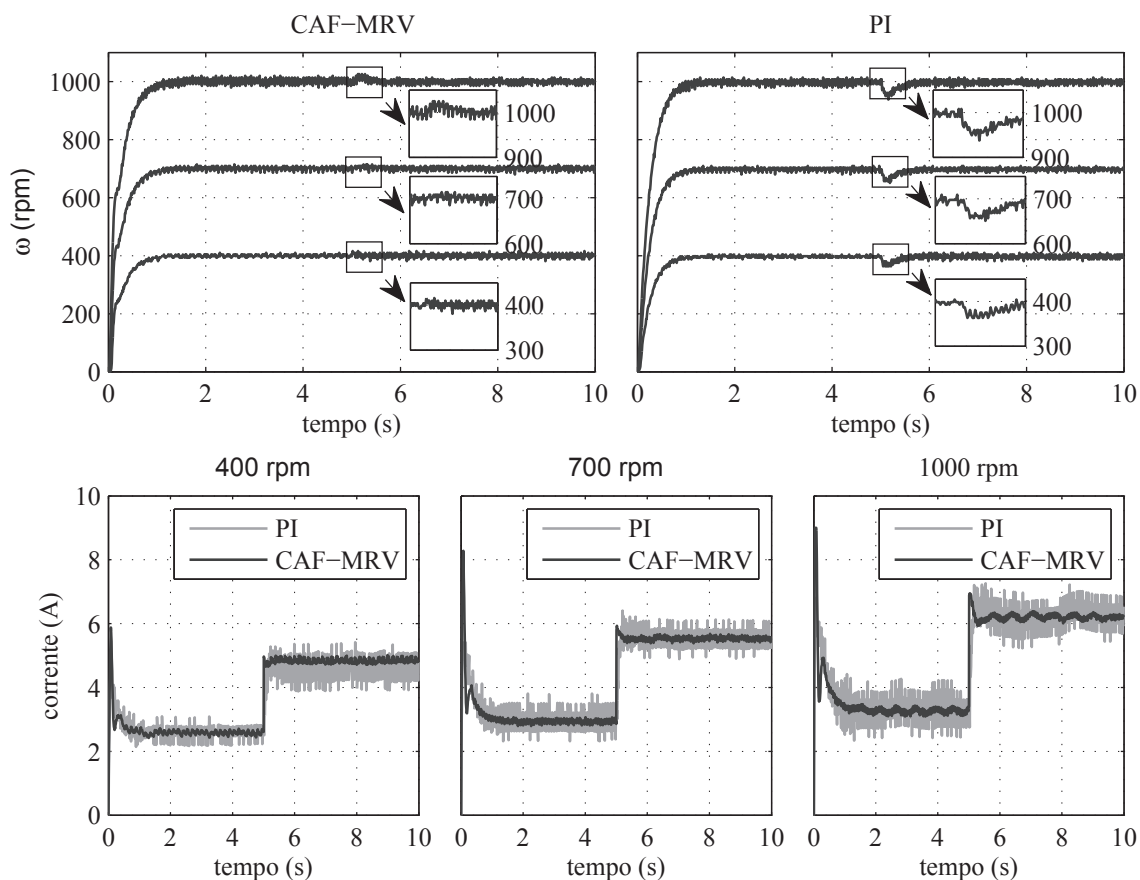
Fonte: Próprio autor.

Como pode ser observado, o tempo de recuperação após a falta é menor para o controlador proposto. Para o caso de uma falta, o efeito é quase imperceptível. No caso de duas faltas o tempo de recuperação para o PI é de aproximadamente 0,5 s, enquanto que o mesmo efeito é menor que 0,1 s para o CAF-MRV, ou seja, um tempo pelo menos cinco vezes menor.

Há portanto uma melhoria na resposta do sistema. O rastreamento da referência de velocidade é mantido mesmo após as faltas. Além disso, o sinal de controle mostra-se menos oscilante, o que também reflete-se no sinal de saída. Os índices de desempenho apresentados na Tabela 5 corroboram a análise feita.

A partir da Tabela 5 pode-se observar que o CAF-MRV possui o menor IAE para todos os experimentos feitos, mesmo quando comparados com os resultados de simulação apresentados no Capítulo 5. Estes resultados demonstram uma maior rejeição à perturbação do sistema quando sujeito a falta de uma ou mesmo duas fases. Por outro lado, os menores valores de

Figura 62 – Comparação entre o CAF-MRV e o PI em diferentes velocidades com torque constante para o caso de duas faltas



Fonte: Próprio autor.

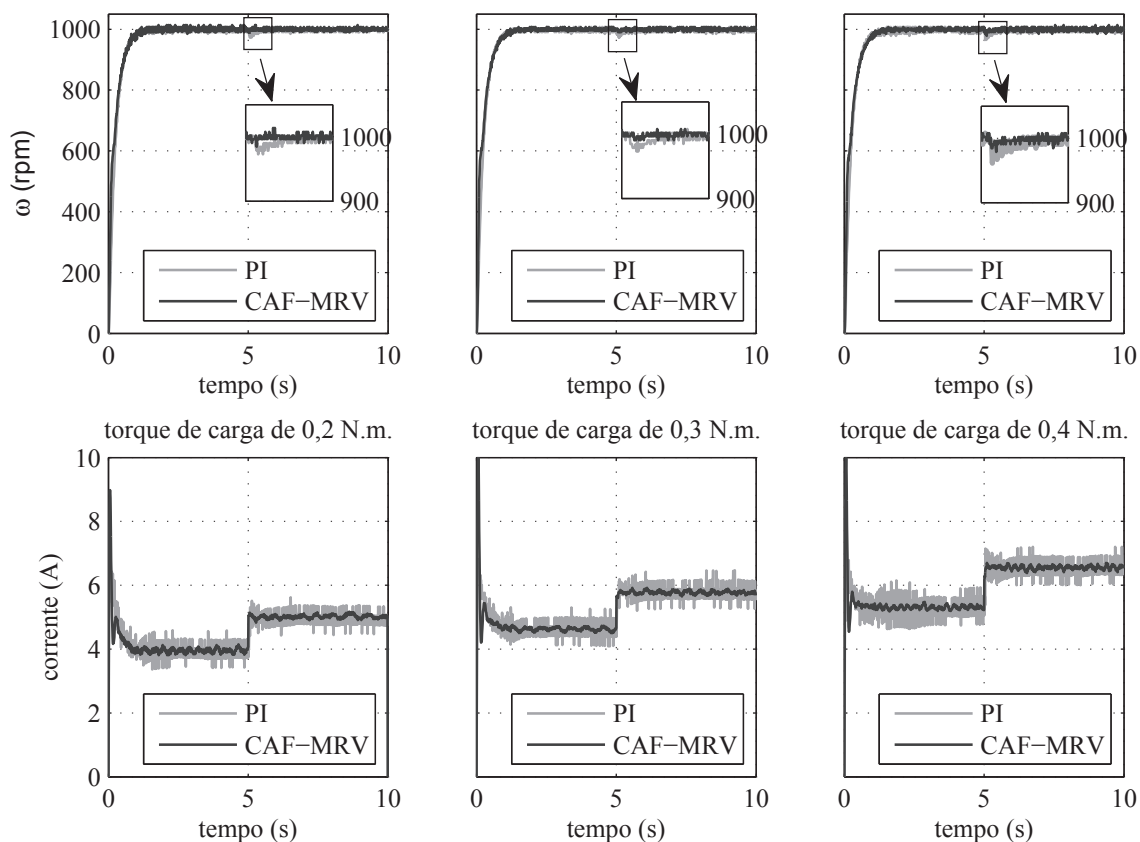
Tabela 5 – Índices de desempenho dos controladores analisados em diferentes velocidades com carga de 0,1 *N.m*.

faltas	controlador	velocidade (<i>rpm</i>)					
		400		700		1000	
		IAE	TV	IAE	TV	IAE	TV
uma	CAF-MRV	8,7	858,0	10,5	1053,0	12,3	1255,0
	PI	11,3	5313,0	13,0	7048,0	15,5	9228,0
duas	CAF-MRV	11,9	1377,0	11,5	1313,0	15,1	1549,0
	PI	20,2	8505,0	20,8	7502,0	24,7	10416,0

TV também apresentados pelo CAF-MRV indicam a melhoria no desempenho com relação à oscilação do sinal de controle.

O desempenho da estratégia proposta para maiores níveis de torque de carga e alta velocidade também foram analisados e os resultados experimentais são apresentados nas Figuras 63 e 64. A Tabela 6 apresenta dados que confirmam o desempenho da técnica proposta.

Figura 63 – Resposta do CAF-MRV e do PI para diferentes cargas, uma falta.



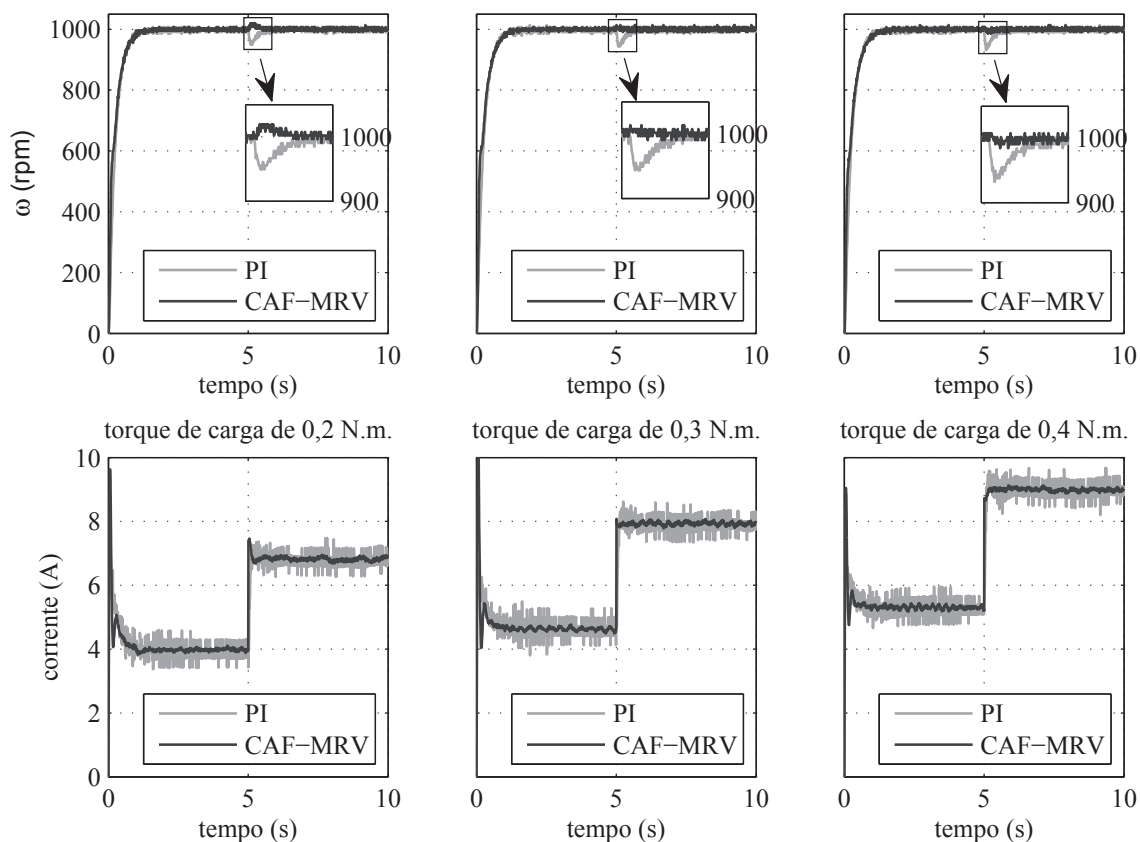
Fonte: Próprio autor.

É importante salientar que a corrente nominal da máquina deve ser mantida. A relação entre torque de carga e velocidade é ditada pela corrente nominal demandada pelas fases remanescentes. Neste sentido, a estratégia proposta ajusta-se melhor para menores velocidades, mesmo que com maiores cargas, uma vez que o incremento da corrente solicitado pelas funções de compensação, Equações (4.14) e (4.16), podem ser entregues as fases remanescentes de forma segura.

Tabela 6 – Índices de desempenho dos controladores analisados a 1000 rpm com diferentes torques de carga.

faltas	controlador	torque de carga (N.m)					
		0,2		0,3		0,4	
		IAE	TV	IAE	TV	IAE	TV
uma	CAF-MRV	8,1	857,0	7,7	765,0	9,6	901,0
	PI	12,4	5306,0	13,8	6057,0	14,4	7006,0
duas	CAF-MRV	10,7	1134,0	9,9	1261,0	8,8	1157,0
	PI	21,4	5764,0	23,7	6401,0	25,9	6964,0

Figura 64 – Resposta do CAF-MRV e do PI para diferentes cargas, duas faltas.



Fonte: Próprio autor.

5.7 Considerações finais

Neste capítulo, utilizou-se do sistema de simulação descrito no capítulo 3 para se analisar o comportamento da velocidade do sistema de acionamento com MRV, utilizando-se da metodologia proposta no capítulo 4. Observou-se que a resposta do sistema simulado atingiu as expectativas de compensação tanto de uma falta como para uma falta dupla. Índices de desempenho foram apresentados com o intuito de mensurar o efeito da falta na saída do sistema e do esforço de controle. Além disso, foi feita uma análise sobre o efeito de se utilizar uma função de compensação genérica no tratamento de faltas. Observou-se que não há problemas de estabilidade na generalização, no entanto, os resultados mais satisfatórios com relação ao restabelecimento da velocidade, ocorrem quando se usa uma função específica para cada tipo de falta.

Foi ainda apresentada a bancada experimental desenvolvida. Além disso, para que se pudesse ter um parâmetro básico de comparação, foi desenvolvido o projeto de um controlador proporcional integral, já bem difundido na indústria e na academia, com características dinâmicas similares ao GPCBC que foi utilizado como controlador básico na estrutura proposta.

A resposta do sistema a situações de falta de ambos os controladores (CAF-MRV e PI) foram comparadas através de diversos ensaios, em diferentes velocidades e níveis de carga. Uma análise quantitativa através de índices de desempenho foram apresentadas e mostram uma melhoria no desempenho do sistema quando se faz uso da metodologia proposta em todos os ensaios realizados quando comparado com o controlador PI.

No capítulo seguinte é feito um apanhado geral do trabalho. As principais conclusões são apresentadas. As contribuições do trabalho são enumeradas e são indicados possíveis trabalhos futuros relacionados ao tema em estudo.

6 CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

Partindo-se de uma análise do estado da arte relacionado ao MRV, pôde-se fazer um levantamento das principais vantagens e dos principais desafios impostos na utilização deste tipo de máquina. Foram vistas várias abordagens que os pesquisadores estão desenvolvendo de modo a permitir uma maior abrangência de aplicações deste tipo de máquina, de modo eficiente e robusto. Mais ainda, aspectos relacionados a operação da máquina em situações de falta também apresentam-se importantes por garantir a segurança do usuário ou do sistema em que a máquina está inserido. O desenvolvimento de estratégias que garantam um funcionamento seguro e eficiente da máquina, mesmo em situações de falta, pode melhorar significativamente a qualidade geral do sistema aplicado.

De modo a permitir o desenvolvimento de um modelo dinâmico exato, as curvas de magnetização (curvas características) devem ser conhecidas com precisão. Métodos numéricos baseados na análise de elementos finitos foram aplicados, levando em consideração as características construtivas e elétricas da máquina. Metodologias experimentais também foram aplicadas e ratificaram os resultados obtidos por simulação.

Além disso, aspectos relacionados ao desenvolvimento de estratégias de controle eficiente da máquina já foram vastamente analisados em diversos trabalhos, mas a análise do comportamento da máquina em situações de falta de fase ainda são incipientes.

Nesta tese foram apresentados inicialmente os principais componentes de um sistema de acionamento com MRV, assim como seu princípio de funcionamento. Uma análise das equações eletromagnéticas que regem o comportamento da máquina também foi apresentada. Uma metodologia gráfica de representação dos ângulos de chaveamento foi proposta. Essa abordagem permite a visualização de forma direta da lógica de excitação da máquina.

Os diversos elementos que compõem um sistema de acionamento com MRV típico foram apresentados, focando-se naqueles utilizados no presente trabalho, tais como conversor de potência, DSC e sensores utilizados.

Da análise eletromecânica apresentada, desenvolveu-se uma plataforma de simulação do sistema de acionamento sob estudo no ambiente Matlab[®], completamente em linhas de código, dotando o sistema de transparência e flexibilidade. A principal vantagem de tal sistema é que o mesmo torna o processo de desenvolvimento de soluções mais rápido, seguro e menos oneroso. Para completar o desenvolvimento do sistema de simulação uma série de grandezas eletromagnéticas e mecânicas foram identificadas e mensuradas. Resultados de simulação com o sistema desenvolvido foram confrontados com resultados experimentais, apresentando um comportamento dinâmico e estático com precisão adequada.

Foi ainda realizada uma análise dos dados de resposta do sistema a uma e duas faltas, o

que permitiu a estimação de funções de compensação das faltas. De posse destas, foi proposto o desenvolvimento de um esquema de controle do tipo *gain scheduling* especificamente projetado para o MRV, com o intuito de garantir a funcionalidade do sistema robusta e eficientemente, aliando um compromisso entre resposta dinâmica e robustez e denominada CAF-MRV. A funcionalidade e o desempenho da estratégia proposta foram comprovados por meio de simulações e resultados experimentais.

A seguir resume-se as principais contribuições deste trabalho:

1. Foi proposta uma metodologia gráfica de análise dos ângulos de chaveamento denominada círculo de chaveamento, que permite a visualização direta dos intervalos angulares em que cada fase deve ser acionada, levando em consideração inclusive os ângulos de ligamento e desligamento das fases. Essa metodologia facilita o desenvolvimento dos algoritmos que se baseiam nestes valores angulares na lógica de acionamento.
2. Foi apresentado o desenvolvimento de um sistema de simulação em Matlab[®] completamente desenvolvido em linha de código, permitindo maior liberdade de operação e transparência.
3. Foi demonstrado o efeito de uma e duas faltas sobre o MRV trifásico analisado. O efeito deste tipo de perturbação foi identificado como agindo diretamente no ganho da planta. As análises feitas demonstraram que esta ação sobre o ganho tem uma característica que pode ser representada adequadamente pela combinação linear de dois termos exponenciais, com relação à velocidade.
4. Foi proposto um esquema de controle adaptativo *feedforward* de compensação de uma e de duas faltas a partir de um controlador preditivo generalizado e nas funções de compensação identificadas, apresentando resultados bastante promissores quando comparados a estratégias tradicionais.

Como sugestões de trabalhos futuros enumeram-se os seguintes:

1. Visto que em uma situação de falta de fases espera-se que a temperatura do núcleo da máquina devido àquela falta seja reduzida. No entanto, para se manter a velocidade e torque, os níveis de corrente das fases remanescentes devem ser elevados. Portanto, sugere-se um estudo térmico da máquina com relação a essa problemática.
2. Estudo de estratégias de compensação de faltas para sistemas de controle de velocidade *sensorless*, em que não se usa estimadores de posição.
3. Desenvolvimento de interface gráfica para o sistema de simulação apresentado, de modo a possibilitar o ajuste de parâmetros e características do sistema de maneira mais intuitiva.

4. Estudos dos efeitos e desenvolvimento de estratégias que maximizem a eficiência do motor de relutância operando como gerador (GRV - gerador de relutância variável).

Com base nos estudos apresentados neste trabalho, de forma direta ou indireta, foram produzidos e publicados em revistas e congressos nacionais e internacionais os seguintes artigos:

- SILVA, W. A., ALMEIDA, TORRICO, B. C., CORREIA, W. B., TORRICO, B. C., DOS REIS, L. L. N. Adaptive Feedforward Control Applied in SRM Drive Speed Control in Fault Situations. In, *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*.
- SILVA, W. A., DOS REIS, L. L. N. Phase Fault Attenuation in SRM Based on Generalized Predictive Control and Filter Design. In, *Electrical Engineering*. Aceito para publicação.
- CORREIA, W. B., ALMEIDA, R. N. C., SILVA, W. A., TORRICO, B. C., PINTO, V. P., REIS, L. L. N., (2016). The T-polynomial approach for LQG control applied to a Switched Reluctance Motor (SRM). In, *Przeegląd Elektrotechniczny*, 2(1), 163-169.
- DIAS, S. V.; SILVA, W. A. ; FERNANDES NETO, T. R. ; REIS, L. L. N. dos ; TORRICO, B. C. ; CAMPOS, J. C. T. (2016). Robust Generalized Predictive Control Applied to The Mitigation of Electromagnetic Torque Oscillations in a Wind Energy Conversion System Based on DFIG. In: *ARGENCON, 2016, Buenos Aires.*, Anais do ARGENCON 2016, 2016.
- SILVA, W. A., JUNIOR, A. B. S., TORRICO, B. C., HONÓRIO, D. A., NETO, T. R. F., DOS REIS, L. L. N., & BARRETO, L. H. S. C. (2015). Generalized predictive control robust for position control of induction motor using field-oriented control. In: *Electrical Engineering, (Imc)*, 195–204.
- TORRICO, B. C., ALEMIDA, R. N. DE C., DOS REIS, L. L. N., SILVA, W. A., & PONTES, R. S. T. (2014). Robust Control Based on Generalized Predictive Control Applied to Switched Reluctance Motor Current Loop. In: *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 136(3), 31021.
- DIAS, S. V., A., S. W., DOS REIS, L. L. N., CAMPOS, J. C. T. (2014). Robust Generalized Predictive Control Applied to the Rotor Side Converter of a Wind Power Generator System Based on DFIG. In: *Industry Applications (INDUSCON), 2014 11th IEEE/IAS International Conference on*, 0–5.
- SILVA, W. A., REIS, L. L. N., TORRICO, B. C., ALMEIDA, N. D. C. (2013). SPEED CONTROL IN SWITCHED RELUCTANCE MOTOR BASED ON GENERALIZED CONTROL. In: *Power Electronics Conference (COBEP), 2013*.(pp. 903–908).

- ALMEIDA, R. N. C., CORREIA, W. B., SILVA, W. A., PINTO, V. P. (2013). A Lmi / Mpc Embedded Controller Applied to a Switched Reluctance Machine. In: *Power Electronics Conference (COBEP), 2013*. (pp. 363–367). Gramado: IEEE.

REFERÊNCIAS

- ALLEN-BRADLEY. *Installation Instructions Size 20 Absolute Encoder*, *Bulletin*. 2004. 10–13 p. Disponível em: <http://literature.rockwellautomation.com/idc/groups/literature/documents/in/845gm-in001_-en-p> Citado na página 36.
- ALMEIDA, R. N. C. et al. A LMI / Mpc Embedded Controller Applied To a Switched Reluctance Machine. In: *Power Electron. Conf. (COBEP), 2013 Brazilian*. Gramado: IEEE, 2013. p. 363–367. ISBN 9781479902729. Citado na página 58.
- ASGAR, M.; AFJEI, E.; TORKAMAN, H. A New Strategy to Design and Analysis of a Double-Stator Switched Reluctance Motor: Electromagnetics, FEM and Experiment. *IEEE Trans. Magn.*, v. 9464, n. c, p. 1, 2015. ISSN 0018-9464. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7180364>>. Citado na página 39.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*. 2nd. ed. [S.l.]: Instrument Society of America. Citado na página 68.
- BANERJEE, R.; SENGUPTA, M.; DALAPATI, S. Design and implementation of Current Mode Control in a Switched Reluctance Drive. In: *IEEE Int. Conf. Power Electron. Drives Energy Syst. Des.* [S.l.: s.n.], 2014. p. 2–6. ISBN 9781479963737. Citado na página 74.
- BARNES, M.; POLLOCK, C. *Power Electronic Converters for Switched Reluctance Drives*. v. 13, n. 6, p. 1100–1111, 1998. Citado na página 33.
- BILGIN, B.; EMADI, A.; KRISHNAMURTHY, M. Comprehensive evaluation of the dynamic performance of a 6/10 SRM for traction application in PHEVs. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 60, n. 7, p. 2564–2575, 2013. ISSN 02780046. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 39.
- BURKHART, B.; SCHARFENSTEIN, D.; DONCKER, R. W. D. The Effect of Excitation Angles in Single-Pulse Controlled Switched Reluctance Machines on Acoustics and Efficiency. In: *Power Electron. Drive Syst. (PEDS), 2015 IEEE 11th Int. Conf.* [S.l.: s.n.], 2014. p. 2661–2666. ISBN 9781479944026. Citado na página 17.
- CEBOLLA, F. J. P. et al. Online magnetic characterization of a switched reluctance motor based on a Dspace data acquisition board. In: *11th Spanish-Portuguese Conf. Electr. Eng.* Zaragoza: [s.n.], 2009. v. 1, n. 2, p. 18–19. Citado na página 44.
- CHAN, C. C. The state of the art of electric and hybrid vehicles. *Proc. IEEE*, v. 90, n. 2, p. 247–275, 2002. ISSN 00189219. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=989873>>. Citado na página 17.
- CHANCHAROENSOOK, P. et al. Magnetization and Static Torque Characterization of a Four-Phase Switched Reluctance Motor : Experimental Investigations. *Power Electron. Drive Syst. 2001. Proceedings., 2001 4th IEEE Int. Conf.*, p. 1–5, 2004. Citado na página 45.
- CHEN, H. et al. Analysis of the four-phase switched reluctance motor drive under the lacking one phase fault condition. *IEEE APCCAS 2000. 2000 IEEE Asia-Pacific Conf. Circuits Syst. Electron. Commun. Syst. (Cat. No.00EX394)*, p. 304–308, 2000. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=913494>>. Citado na página 20.

CHEN, H.; SHAO, Z. Fault tolerant control for switched reluctance machine system. *30th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. 2004. IECON 2004*, v. 3, n. 3, p. 2526–2529, 2004. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1432199>>. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 20.

CHOI, D.-W.; BYUN, S.-I.; CHO, Y.-H. A Study on the Maximum Power Control Method of Switched Reluctance Generator for Wind Turbine. *IEEE Trans. Magn.*, v. 50, n. 1, p. 1–4, 2014. ISSN 0018-9464. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6692954>>. Citado na página 17.

CLARKE, D. W.; MOHTADI, C.; TUFFS, P. S. Generalized Predictive Control Algorithm * Part I. The Basic. *Automatica*, v. 23, n. 2, 1987. Citado na página 59.

CORREIA, W. B. et al. The T-polynomial approach for LQG control applied to a Switched Reluctance Motor (SRM). *Przegląd Elektrotechniczny*, v. 1, n. 2, p. 163–169, 2016. ISSN 0033-2097. Disponível em: <<http://sigma-not.pl/publikacja-96944-2016-2.html>>. Citado na página 67.

CST. *Cst Studio Suite™ 2010*. 2010. Disponível em: <<https://www.cst.com/404?aspxerrorpath=/content/media/cst>>. Citado na página 41.

DHIFAOU, R.; LIOUANE, N.; YAHIA, H. Differential evolution method-based output power optimisation of switched reluctance generator for wind turbine applications. *IET Renew. Power Gener.*, v. 8, n. 7, p. 795–806, 2014. ISSN 1752-1416. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-rpg.2013.0179>>. Citado na página 17.

DING, W. et al. Analysis and Experimental Verification of Fault-Tolerant Performance of a Mutually Coupled Dual-Channel SRM Drive under Open-Circuits. In: *2014 Ninth Int. Conf. Ecol. Veh. Renew. Energies*. [S.l.: s.n.], 2014. ISBN 9781479937875. Citado na página 20.

DUBRAVKA, P. et al. Design of Fault Tolerant Control Technique for SRM Drive. *Power Electron. Appl. (EPE'14-ECCE Eur. 2014 16th Eur. Conf., Lappeenranta*, p. 1–8, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 20.

FERRERO, A.; RACITI, A. Digital method for the determination of the magnetic characteristic of variable reluctance motors. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, v. 39, n. 4, p. 604–608, 1990. ISSN 00189456. Citado na página 45.

FERRERO, A.; RACITI, A.; URZI, C. An Indirect Test Method for the Characterization of Variable Reluctance Motors. *1020 IEEE Trans. Instrum. Meas.*, v. 42, n. 6, p. 1020–1025, 1993. Citado na página 45.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C.; UMANS, S. D. *Máquinas Elétricas - 6.ed.: Com Introdução ao Eletrotécnica de Potência*. Bookman Companhia ED, 2006. ISBN 9788560031047. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=zsH5FZYJhb4C>>. Citado na página 16.

GAMEIRO, N. S.; a.J. Marques Cardoso; Marques Cardoso a.J. Analysis of SRM drives behaviour under the occurrence of power converter faults. *2003 IEEE Int. Symp. Ind. Electron. (Cat. No.03TH8692)*, p. 821–825, 2003. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1267926>>. Citado na página 20.

- GAMEIRO, N. S.; CARDOSO, A. J. M. Fault Tolerant Power Converter for Switched Reluctance Drives. *Proc. 2008 Int. Conf. Electr. Mach.*, p. 1–6, 2008. Citado na página 20.
- GAMEIRO, N. S.; CARDOSO, A. J. M.; MEMBER, S. A New Method for Power Converter Fault Diagnosis in SRM Drives. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 48, n. 2, p. 653–662, 2012. Citado na página 20.
- GAMEIRO, N. S.; Marques Cardoso, A. J. Fault tolerant control strategy of SRM drives. *2008 Int. Symp. Power Electron. Electr. Drives, Autom. Motion*, p. 301–306, 2008. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4581086>>. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 20.
- GAMEIRO, N. S.; Marques Cardoso, a. J. The partial average power as a fault diagnostic parameter applied to SRM drives. *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, p. 1356–1361, 2009. ISSN 1553-572X. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 20.
- HANNOUN, H.; HILAIRET, M.; MARCHAND, C. Design of an SRM speed control strategy for a wide range of operating speeds. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 57, n. 9, p. 2911–2921, 2010. ISSN 02780046. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.
- HUSAIN, T. et al. Dq control of switched reluctance machines. In: *2013 Twenty-Eighth Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.* [s.n.], 2013. p. 1537–1544. ISBN 978-1-4673-4355-8. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6520501>>. Citado na página 39.
- HUSAIN, T.; SOZER, Y.; HUSAIN, I. DC assisted bipolar switched reluctance machine. *IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, n. 1, p. 254–261, 2015. Citado na página 39.
- TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. *TMS320F2833x , TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs)*. 2017. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf>>. Citado na página 34.
- ISERMANN, R. *Fault-Diagnosis Systems: An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance*. Springer Berlin Heidelberg, 2006. ISBN 9783540303688. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=EDtCjMo18R8C>>. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 19.
- JAYAPRAGASH, R.; CHELLAMUTHU, C. Analysis of switched reluctance machine using FEA for renewable energy system. *2013 Int. Conf. Power, Energy Control*, p. 777–781, 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6527760>>. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 39.
- KNERCZER, G. et al. Compact Motors and Drives for Electric Vehicles. *Automatika*, v. 45, p. 47–55, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 19.
- KRAUSE, P. et al. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. Wiley, 2013. (IEEE Press Series on Power Engineering). ISBN 9781118524329. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=ocr9wSmSZE5C>>. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 49.
- KRISHNAMURTHY, M. et al. Making the case for applications of switched reluctance motor technology in automotive products. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 21, n. 3, p. 659–675, 2006. ISSN 08858993. Citado na página 17.

- KRISHNA, R.; MATERU, P. Measurement and Instrumentation of a Switched Reluctance Motor. In: *Ind. Appl. Soc. Annu. Meet. 1989., Conf. Rec. 1989 IEEE*. [S.l.: s.n.], 1989. p. 116–121. Citado na página 45.
- KRISHNAN, R. *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*. CRC Press, 2001. (Industrial Electronics). ISBN 9781420041644. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=ITNWbHbA5zcC>>. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 44.
- KULA, S. Acceleration of the FEM Computations in Electromagnetic Analysis for Switched Reluctance Motor. In: *9th Int. Symp. Adv. Top. Electr. Eng.* Bucharest, Romania.: [s.n.], 2015. p. 614–617. ISBN 9781479975143. Citado na página 39.
- KWAK, S.; KIM, T. Four-leg based Matrix Converter with Fault Resilient Structures and Controls for Electric Vehicle and Propulsion Systems. *Veh. Power Propuls. Conf. 2007. VPPC 2007. IEEE*, p. 519–523, 2007. Citado na página 17.
- LARSSON, P. Control signal constraints and filter order selection for PI and PID controllers. *Proc. 2011 Am. Control Conf.*, p. 4994–4999, 2011. Citado na página 65.
- LEM. *Current Transducer LA 25-NP*. 2011. 12–14 p. Disponível em: <<http://www.lem.com/docs/products/la25-np.pdf>>. Citado na página 36.
- LIU, C. et al. Fuzzy Embed Into PI Control Algorithm of Switched Reluctance Motor. In: *Proceeding IEEE Int. Conf. Inf. Autom. Yinchuan, China, August 2013*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 505–509. ISBN 9781479913343. Citado na página 74.
- LIU, X.; PARK, K.; CHEN, Z. A Novel Excitation Assistance Switched Reluctance Wind Power Generator. *IEEE Trans. Magn.*, v. 50, n. 11, 2014. Citado na página 17.
- MARQUES, J. F. et al. A New Diagnostic Technique for Real-Time Diagnosis of Power Converter Faults in Switched Reluctance Motor Drives. *Ieee Trans. Ind. Appl.*, v. 50, n. 3, p. 1854–1860, 2014. ISSN 0093-9994. Citado na página 20.
- MECROW, B. C. et al. Design and testing of a four-phase fault-tolerant permanent-magnet machine for an engine fuel pump. *IEEE Trans. Energy Convers.*, v. 19, n. 4, p. 671–678, 2004. ISSN 08858969. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 19.
- MIKAIL, R. et al. A Fixed Switching Frequency Predictive Current Control Method for Switched Reluctance Machines. *2012 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, p. 843–847, 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6342731>>. Citado na página 18.
- MILLER, T. *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*. Newnes Power Engineering Series, 2001. 34–61 p. ISBN 9780750650731. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780750650731500055>>. Citado 4 vezes nas páginas 17, 25, 31 e 39.
- NAMAZI, M. M. et al. Torque Ripple Reduction of Switched Reluctance Motor Drive with Adaptive Sliding mode Control and Particle Swarm Optimization. In: *Adv. Intell. Mechatronics (AIM), 2015 IEEE Int. Conf.* [S.l.: s.n.], 2015. ISBN 9781467391078. Citado na página 17.
- NASHED, M. N. F. Variable angle adjustable-high speed control with PI for SRM. *World Autom. Congr. (WAC)*, 2010, p. 1–6, 2010. Citado na página 19.

OLIVEIRA, D. N. *Proposta e implementação de sistema para caracterização eletromecânica estática e dinâmica de motores rotativo e linear de relutância chaveada*. 203 p. Tese (Dissertação) — Universidade Federal do Ceará, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.

OLIVEIRA, V. S. D. *Aplicação do Método dos Elementos Finitos 3D na Caracterização Eletromagnética Estática de Motores de Relutância Variável com Validação Experimental*. Tese (Doutorado) — UNiversidade Federal do Ceará, 2013. Citado 3 vezes nas páginas 40, 45 e 47.

OLIVEIRA, V. S. D. et al. Investigation the Design of a RSRM Through the Analysis of the Finite Elements with Experimental Validation. In: *Ind. Appl. (INDUSCON), 2012 10th IEEE/IAS Int. Conf.* [S.l.]: IEEE. Citado 3 vezes nas páginas 39, 41 e 45.

OLIVEIRA, V. S. D. et al. Características de magnetização estática de um mrrc de baixa potência utilizando métodos experimentais e de simulação: um estudo comparativo. In: *XIX Congr. Bras. Automática - 2012*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 533–540. ISBN 9788580010695. Citado 5 vezes nas páginas 39, 40, 42, 43 e 45.

REIS, L. L. N. et al. Self-tuning Control for Current Loop in a Switched Reluctance Motor Drive. In: *Power Electron. Conf. (COBEP), 2011 Brazilian*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1076–1080. ISBN 9781457716461. Citado na página 18.

SÁNCHEZ, et al. Post-fault Performance of a Fault-tolerant Switched Reluctance Motor Drive. In: *Power Electron. Appl. 2005 Eur. Conf.* [S.l.: s.n.], 2005. p. 1–8. Citado na página 20.

REIS, L. L. N. dos; Silva, W A, Almeida, R. N. C.; ROMULO, N. C. A. Adaptive Speed and Current Control of Switched Reluctance Motor Based on Generalized Minimum Variance Controller. In: *Simpósio Bras. Sist. Elétricos - 2010*. [s.n.], 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4283049>>. Citado na página 18.

SCHOFIELD, N.; LONG, S. Generator operation of a switched reluctance starter/generator at extended speeds. *Veh. Technol. IEEE Trans.*, v. 58, n. 1, p. 48–56, 2009. ISSN 0018-9545. Citado na página 17.

SELVAGANESAN, N.; RAJA, D.; RENGANATHAN, S. Neural control and fault simulation of 6/4 switched reluctance motor. *2006 India Int. Conf. Power Electron.*, p. 156–160, 2006. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4685359>>. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 20.

SELVAGANESAN, N. et al. Neural Control and Fault Diagnosis for 6/4 Switched Reluctance Motor. *2006 IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, n. 1, p. 1741–1746, 2006. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4237793>>. Citado na página 20.

SILVA, W. A. et al. Generalized Predictive Control Applied on Switched Reluctance Motors Current Loop. In: *XIX Congr. Bras. Automática - 2012*. [S.l.: s.n.], 2012. Citado na página 19.

SILVA, W. A. et al. Speed and Current Control in Switched Reluctance Motor Based on PID and Generalized Predictive Control. In: *Ind. Appl. (INDUSCON), 2012 10th IEEE/IAS Int. Conf.* [S.l.: s.n.], 2012. Citado na página 58.

SILVA, W. a. et al. Speed Control in Switched Reluctance Motor Based on Generalized Predictive Control. In: *Power Electron. Conf. (COBEP), 2013 Brazilian*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 903–908. ISBN 9781479902729. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 58.

- SKOGESTAD, S. Single analytic rules for model reduction and PID controller tuning. *J. Process Control*, v. 13, n. 4, p. 291–309, 2003. ISSN 03327353. Citado na página 70.
- SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. *Multivariable feedback control: Analysis and design*. [S.l.]: John Wiley and Sons, 1996. Citado na página 65.
- SUNAN, E. et al. Three-Phase Full-Bridge Converter Controlled Permanent Magnet Reluctance Generator for Small-Scale Wind Energy Conversion Systems. *IEEE Trans. Energy Convers.*, v. 29, n. 3, p. 585–593, 2014. ISSN 0885-8969. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 39.
- TAKENO, M. et al. Power and efficiency measurements and design improvement of a 50kW switched reluctance motor for Hybrid Electric Vehicles. In: *2011 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.* [S.l.: s.n.], 2011. p. 1495–1501. ISBN 978-1-4577-0540-3. ISSN 00939994. Citado na página 17.
- TAKIGUCHI, M. et al. Acoustic Noise and Vibration Reduction of SRM by Elimination of Third Harmonic Component in Sum of Radial Forces. *Energy Conversion, IEEE Trans.*, v. 30, n. 3, p. 1–9, 2015. Citado na página 17.
- TANABE, A.; AKATSU, K. Vibration Reduction Method in SRM with a Smoothing Voltage Commutation by PWM. In: *Power Electron. ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015 9th Int. Conf.* [S.l.: s.n.], 2015. p. 600–604. Citado na página 17.
- TEIXEIRA, V. S. C. *Projeto de motores a relutância variável e ferramenta computacional para determinação das características estáticas da máquina*. 165 p. Tese (Dissertação) — Universidade Federal do Ceará, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 38.
- TORRICO, B. C. et al. Robust Control Based on Generalized Predictive Control Applied to Switched Reluctance Motor Current Loop. *J. Dyn. Syst. Meas. Control*, ASME, v. 136, n. 3, p. 31021, feb 2014. ISSN 0022-0434. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1115/1.4026128>>. Citado 4 vezes nas páginas 19, 59, 65 e 67.
- VALDIVIA, V. et al. Behavioral Modeling of a Switched Reluctance Generator for Aircraft Power Systems. *Ind. Electron. IEEE Trans.*, v. 61, n. 6, p. 2690–2699, 2014. ISSN 02780046. Citado na página 17.
- XUE, X. D. et al. Switched reluctance generators with hybrid magnetic paths for wind power generation. *IEEE Trans. Magn.*, v. 48, n. 11, p. 3863–3866, 2012. ISSN 00189464. Citado na página 17.
- YANG, Z. et al. Comparative Study of Interior Permanent Magnet, Induction, and Switched Reluctance Motor Drives for EV and HEV Applications. *IEEE Trans. Transp. Electrif.*, v. 1, n. 3, p. 245–254, 2015. ISSN 2332-7782. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7210190>>. Citado na página 39.
- YE, J. et al. An Extended-Speed Low-Ripple Torque Control of Switched Reluctance Motor Drives. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 30, n. 3, p. 1457–1470, 2015. Citado na página 17.
- ZE, Q. et al. Fault-tolerant Performances of Switched Reluctance Machine and Doubly Salient Permanent Magnet Machine in Starter / Generator System. *2014 17th Int. Conf. Electr. Mach. Syst. ICEMS 2014*, p. 3417–3423, 2014. Citado na página 20.

APÊNDICE A – CÍRCULO DE CHAVEAMENTO

Listagem A.1 – circulodechaveamento.m

PTSansCaption-TLF

```

1 function []= circulodechaveamento_gray(on0,on1,on2,off0,off1,off2
    ,falta0,falta1,falta2)
2
3 t=0:1023;
4 trad=t*2*pi/1024;
5 intervalo=round(1024/12);
6
7 intervalo0=falta0*(on0+intervalo+off0);
8 intervalo1=falta1*(on1+intervalo+off1);
9 intervalo2=falta2*(on2+intervalo+off2);
10
11 fase0=[];
12 fase1=[];
13 fase2=[];
14 fs=[];
15 for i=1:2
16     for j=1:3
17         fs=[fs ones(1,intervalo) zeros(1,intervalo+1)];
18     end
19 end
20 posicao_mod=0;
21 for onoff=1:2
22     fase0=[];
23     fase1=[];
24     fase2=[];
25     if onoff==1
26         won0=on0;
27         woff0=0;
28         won1=on1;
29         woff1=0;
30         won2=on2;
31         woff2=0;
32     end

```

```

33     if onoff==2
34         won0=0;
35         woff0=off0 ;
36         won1=0;
37         woff1=off1 ;
38         won2=0;
39         woff2=off2 ;
40     end
41     for posicao=0:1023
42         posicao_mod=mod(posicao ,256);
43         if (((posicao_mod>=0)&&(posicao_mod<=intervalo+
44             woff1)) || ((posicao_mod>=256-won1)&&(posicao_mod
45                 <=256)))
46             fase1=[fase1 1];
47         else
48             fase1=[fase1 0];
49         end
50
51         if ((posicao_mod>=intervalo-won2)&&(posicao_mod
52             <=(2*intervalo+woff2)))
53             fase2=[fase2 1];
54         else
55             fase2=[fase2 0];
56         end
57
58         if ((posicao_mod>=(2*intervalo-won0))&&(posicao_mod
59             <=3*intervalo+woff0) || ((posicao_mod>0)&&(
60                 posicao_mod<=woff0)))
61             fase0=[fase0 1];
62         else
63             fase0=[fase0 0];
64         end
65     end
66     fase00=[];
67     fase11=[];
68     fase22=[];
69
70     for j=1:4

```

```

67     fase11=[fase11 ones(intervalo+1,1)' zeros(2*intervalo
        ,1) '];
68     fase22=[fase22 zeros(intervalo ,1)' ones(intervalo+1,1)'
        zeros(intervalo ,1) '];
69     fase00=[fase00 zeros(2*intervalo ,1)' ones(intervalo
        +1,1) '];
70     end
71
72     dr=0.2;
73     r0=1.5;
74     r1=r0-dr;
75     r2=r0-2*dr;
76     r3=r0-3*dr;
77
78     if onoff==1
79         angdefOn0=r0*(fase0-fase00)*falta0;
80         angdefOn1=r1*(fase1-fase11)*falta1;
81         angdefOn2=r2*(fase2-fase22)*falta2;
82     end
83
84     if onoff==2
85         angdefOff0=r0*(fase0-fase00)*falta0;
86         angdefOff1=r1*(fase1-fase11)*falta1;
87         angdefOff2=r2*(fase2-fase22)*falta2;
88     end
89
90     end
91
92     fase0=r0*fase0*falta0;
93     fase1=r1*fase1*falta1;
94     fase2=r2*fase2*falta2;
95
96     fs=fs(1:end-2);
97     %
98     %tracado do circulo de base
99     c=ones(1,length(trad));
100    polar_uln(trad,r0*c,'k');
101    hold on
102

```



```

103 %tracado da fase 0
104 polar_uln(trad ,fase0 , 'r')
105 [X,Y] = pol2cart(trad ,fase0); % Convert polar_uln to cartesian
    coordinates
106 hf0=fill(X,Y,[0.3 0.3 0.3]); % This will fill in your shape.
107 hold on
108 %tracado da defasagem de ligamento da fase 0
109 polar_uln(trad ,angdefOn0 , 'm')
110 [X,Y] = pol2cart(trad ,angdefOn0); % Convert polar_uln to
    cartesian coordinates
111 hf0=fill(X,Y,[0.6 0.6 0.6]); % This will fill in your shape.
112 hold on
113 %tracado da defasagem de desligamento da fase 0
114 polar_uln(trad ,angdefOff0 , 'm')
115 [X,Y] = pol2cart(trad ,angdefOff0); % Convert polar_uln to
    cartesian coordinates
116 hf0=fill(X,Y,[0.95 0.95 0.95]); % This will fill in your shape.
117 hold on
118 % extracao do excesso do desenho 0
119 polar_uln(trad ,r1*c , 'w')
120 [X,Y] = pol2cart(trad ,r1*c); % Convert polar_uln to cartesian
    coordinates
121 fill(X,Y, 'w') % This will fill in your shape.
122 hold on
123
124 %tracado da fase 1
125 polar_uln(trad ,fase1)
126 [X,Y] = pol2cart(trad ,fase1); % Convert polar_uln to cartesian
    coordinates
127 hf1=fill(X,Y,[0.3 0.3 0.3]); % This will fill in your shape.
128 hold on
129 %tracado da defasagem de ligamento da fase 1
130 polar_uln(trad ,angdefOn1 , 'm')
131 [X,Y] = pol2cart(trad ,angdefOn1); % Convert polar_uln to
    cartesian coordinates
132 hf1=fill(X,Y,[0.6 0.6 0.6]); % This will fill in your shape.
133 hold on
134 %tracado da defasagem de desligamento da fase 1
135 polar_uln(trad ,angdefOff1 , 'm')

```

```

136 [X,Y] = pol2cart(trad ,angdefOff1); % Convert polar_uIn to
      cartesian coordinates
137 hf1=fill(X,Y, [0.95 0.95 0.95]); % This will fill in your shape
      .
138 hold on
139 % extracao do excesso do desenho 1
140 polar_uIn(trad ,r2*c, 'w')
141 [X,Y] = pol2cart(trad ,r2*c); % Convert polar_uIn to cartesian
      cartesian coordinates
142 fill(X,Y, 'w'); % This will fill in your shape.
143 hold on
144
145 %tracado da fase 2
146 polar_uIn(trad ,fase2, 'b')
147 [X,Y] = pol2cart(trad ,fase2); % Convert polar_uIn to cartesian
      cartesian coordinates
148 hf2=fill(X,Y,[0.3 0.3 0.3]); % This will fill in your shape.
149 hold on
150 % tracado da defasagem de ligamento da fase 2
151 polar_uIn(trad ,angdefOn2, 'm');
152 [X,Y] = pol2cart(trad ,angdefOn2); % Convert polar_uIn to
      cartesian coordinates
153 hf2=fill(X,Y, [0.6 0.6 0.6]); % This will fill in your shape.
154 hold on
155 % tracado da defasagem de desligamento da fase 2
156 polar_uIn(trad ,angdefOff2, 'm');
157 [X,Y] = pol2cart(trad ,angdefOff2); % Convert polar_uIn to
      cartesian coordinates
158 hf2=fill(X,Y, [0.95 0.95 0.95]); % This will fill in your shape
      .
159 hold on
160 % extracao do excesso do desenho 2
161 polar_uIn(trad ,r3*c, 'w')
162 [X,Y] = pol2cart(trad ,r3*c); % Convert polar_uIn to cartesian
      cartesian coordinates
163 fill(X,Y, 'w'); % This will fill in your shape.
164 hold on
165
166 polar_uIn(trad ,r3*c, 'w')

```

```

167 [X,Y] = pol2cart(trad ,r3*c); % Convert polar_uIn to cartesian
      coordinates
168 fill(X,Y, 'w');% This will fill in your shape.
169 hold on
170
171 setfigure
172 end

```

Listagem A.2 – polar.m

```

      PTSansCaption-TLF
1 function hpol = polar_uIn(varargin)
2     %POLAR Polar coordinate plot.
3     % POLAR(THETA, RHO) makes a plot using polar coordinates
      of
4     % the angle THETA, in radians , versus the radius RHO.
5     % POLAR(THETA, RHO, S) uses the linestyle specified in
      string S.
6     % See PLOT for a description of legal linestyles.
7     %
8     % POLAR(AX, ...) plots into AX instead of GCA.
9     %
10    % H = POLAR(...) returns a handle to the plotted object
      in H.
11    %
12    % Example:
13    %     t = 0 : .01 : 2 * pi;
14    %     polar(t, sin(2 * t) .* cos(2 * t), '--r');
15    %
16    % See also PLOT, LOGLOG, SEMILOGX, SEMILOGY.
17
18    % Copyright 1984–2010 The MathWorks, Inc.
19    % $Revision: 5.22.4.12 $ $Date: 2011/09/23 19:06:48 $
20
21    % Parse possible Axes input
22    [cax, args, nargs] = axescheck(varargin{:});
23    error(nargchk(1, 3, nargs, 'struct'));
24
25    if nargs < 1 || nargs > 3
26        error(message('MATLAB:polar:InvalidDataInputs'));

```

```

27     elseif nargs == 2
28         theta = args{1};
29         rho = args{2};
30         if ischar(rho)
31             line_style = rho;
32             rho = theta;
33             [mr, nr] = size(rho);
34             if mr == 1
35                 theta = 1 : nr;
36             else
37                 th = (1 : mr)';
38                 theta = th(:, ones(1, nr));
39             end
40         else
41             line_style = 'auto';
42         end
43     elseif nargs == 1
44         theta = args{1};
45         line_style = 'auto';
46         rho = theta;
47         [mr, nr] = size(rho);
48         if mr == 1
49             theta = 1 : nr;
50         else
51             th = (1 : mr)';
52             theta = th(:, ones(1, nr));
53         end
54     else % nargs == 3
55         [theta, rho, line_style] = deal(args{1 : 3});
56     end
57     if ischar(theta) || ischar(rho)
58         error(message('MATLAB:polar:InvalidInputType'));
59     end
60     if ~isequal(size(theta), size(rho))
61         error(message('MATLAB:polar:InvalidInputDimensions'));
62     end
63
64     % get hold state
65     cax = newplot(cax);

```

```

66
67     next = lower(get(cax, 'NextPlot'));
68     hold_state = ishold(cax);
69
70     % get x-axis text color so grid is in same color
71     tc = get(cax, 'XColor');
72     ls = get(cax, 'GridLineStyle');
73
74     % Hold on to current Text defaults, reset them to the
75     % Axes' font attributes so tick marks use them.
76     fAngle = get(cax, 'DefaultTextFontAngle');
77     fName = get(cax, 'DefaultTextFontName');
78     fSize = get(cax, 'DefaultTextFontSize');
79     fWeight = get(cax, 'DefaultTextFontWeight');
80     fUnits = get(cax, 'DefaultTextUnits');
81     set(cax, ...
82         'DefaultTextFontAngle', get(cax, 'FontAngle'), ...
83         'DefaultTextFontName', get(cax, 'FontName'), ...
84         'DefaultTextFontSize', get(cax, 'FontSize'), ...
85         'DefaultTextFontWeight', get(cax, 'FontWeight'), ...
86         'DefaultTextUnits', 'data');
87
88     % only do grids if hold is off
89     if ~hold_state
90
91         % make a radial grid
92         hold(cax, 'on');
93         % ensure that Inf values don't enter into the limit
94         % calculation.
95         arho = abs(rho(:));
96         maxrho = max(arho(arho ~= Inf));
97         hhh = line([-maxrho, -maxrho, maxrho, maxrho], [-maxrho
98             , maxrho, maxrho, -maxrho], 'Parent', cax);
99         set(cax, 'DataAspectRatio', [1, 1, 1], '
100             PlotBoxAspectRatioMode', 'auto');
101         v = [get(cax, 'XLim') get(cax, 'YLim')];
102         ticks = sum(get(cax, 'YTick') >= 0);
103         delete(hhh);
104         % check radial limits and ticks

```

```

102     rmin = 0;
103     rmax = v(4);
104     rticks = max(ticks - 1, 2);
105     if rticks > 5 % see if we can reduce the number
106         if rem(rticks, 2) == 0
107             rticks = rticks / 2;
108         elseif rem(rticks, 3) == 0
109             rticks = rticks / 3;
110         end
111     end
112
113     % define a circle
114     th = 0 : pi / 50 : 2 * pi;
115     xunit = cos(th);
116     yunit = sin(th);
117     % now really force points on x/y axes to lie on them
118     % exactly
119     inds = 1 : (length(th) - 1) / 4 : length(th);
120     xunit(inds(2 : 2 : 4)) = zeros(2, 1);
121     yunit(inds(1 : 2 : 5)) = zeros(3, 1);
122     % plot background if necessary
123     if ~ischar(get(cax, 'Color'))
124         patch('XData', xunit * rmax, 'YData', yunit * rmax,
125             ...
126             'EdgeColor', tc, 'FaceColor', get(cax, 'Color')
127             , ...
128             'HandleVisibility', 'off', 'Parent', cax);
129     end
130
131     % draw radial circles
132     c82 = cos(82 * pi / 180);
133     s82 = sin(82 * pi / 180);
134     rinc = (rmax - rmin) / rticks;
135     for i = (rmin + rinc) : rinc : rmax
136         hhh = line(xunit * i, yunit * i, 'LineStyle', ls, '
137             Color', tc, 'LineWidth', 1, ...
138             'HandleVisibility', 'off', 'Parent', cax);
139     %     text((i + rinc / 20) * c82, (i + rinc / 20) * s82
140         , ...

```

```

136 %             [' ' num2str(i)], 'VerticalAlignment', '
    bottom', ...
137 %             'HandleVisibility', 'off', 'Parent', cax);
138     end
139     set(hhh, 'LineStyle', '-'); % Make outer circle solid
140
141     % plot spokes
142     th = (1 : 6) * 2 * pi / 12;
143     cst = cos(th);
144     snt = sin(th);
145     cs = [-cst; cst];
146     sn = [-snt; snt];
147     line(rmax * cs, rmax * sn, 'LineStyle', ls, 'Color', tc
        , 'LineWidth', 1, ...
148         'HandleVisibility', 'off', 'Parent', cax);
149
150     % annotate spokes in degrees
151     %         rt = 1.1 * rmax;
152     %         for i = 1 : length(th)
153     %             text(rt * cst(i), rt * snt(i), int2str(i * 30)
        , ...
154         'HorizontalAlignment', 'center', ...
155         'HandleVisibility', 'off', 'Parent', cax);
156     %         if i == length(th)
157     %             loc = int2str(0);
158     %         else
159     %             loc = int2str(180 + i * 30);
160     %         end
161     %         text(-rt * cst(i), -rt * snt(i), loc, '
HorizontalAlignment', 'center', ...
162         'HandleVisibility', 'off', 'Parent', cax);
163     %     end
164
165     % set view to 2-D
166     view(cax, 2);
167     % set axis limits
168     axis(cax, rmax * [-1, 1, -1.15, 1.15]);
169     end
170

```

```

171 % Reset defaults .
172 set(cax, ...
173     'DefaultTextFontAngle', fAngle, ...
174     'DefaultTextFontName', fName, ...
175     'DefaultTextFontSize', fSize, ...
176     'DefaultTextFontWeight', fWeight, ...
177     'DefaultTextUnits', fUnits );
178
179 % transform data to Cartesian coordinates.
180 xx = rho .* cos(theta);
181 yy = rho .* sin(theta);
182
183 % plot data on top of grid
184 if strcmp(line_style, 'auto')
185     q = plot(xx, yy, 'Parent', cax);
186 else
187     q = plot(xx, yy, line_style, 'Parent', cax);
188 end
189
190 if nargout == 1
191     hpol = q;
192 end
193
194 if ~hold_state
195     set(cax, 'DataAspectRatio', [1, 1, 1]), axis(cax, 'off'
196         );
197     set(cax, 'NextPlot', next);
198 end
199 set(get(cax, 'XLabel'), 'Visible', 'on');
200 set(get(cax, 'YLabel'), 'Visible', 'on');
201
202 if ~isempty(q) && ~isdeployed
203     makemcode('RegisterHandle', cax, 'IgnoreHandle', q, '
204         FunctionName', 'polar');
205 end
206 end

```


APÊNDICE B – SIMULADOR MRV

Listagem B.1 – Simulador MRV.m

```

    PTSansCaption-TLF
1  close all
2  clear all
3  clc
4
5  ens=1;
6  menorIAE=1000000;
7  Tcarga_opt=0.1;
8  contador=0;
9  GPC=1
10 ordem=0.1;
11
12 liberacontrole=1;
13 liberacarga=1;
14 for testes=1;
15 for RefVel=1000;%400:300:1000
16 for FALTA=1:4
17
18 clearvars -except FALTA GPC RefVel ens V U menorIAE Tcarga_opt
    Tcarga_teste contador testes ordem ponderacaoTorque
    liberacontrole liberacarga
19 clc
20
21 % parametros angulares
22 on0=0,on1=0,on2=0,off0=0,off1=0,off2=0, intervalo=85, passo=7.5;
23 OnAng0=0,OnAng1=0,OnAng2=0,OffAng0=0,OffAng1=0,OffAng2=0;
24 LimiteOn0=45,LimiteOn1=45,LimiteOn2=45,LimiteOff0=0,LimiteOff1
    =0,LimiteOff2=0;
25 con0=0,con1=-1,con2=0,coff0=0,coff1=0,coff2=0;
26
27 flagAng1=0;flagAng1Ant=0;
28
29 falta0=1;
30 falta1=1;

```

```
31 falta2 = 1;
32
33 %variaveis de controle de velocidade
34 dtv = 0;
35 ctv = 0;
36
37 % parametros do controlador PI
38 %%PIRST zp=0.9200000000
39 KT=0.2018865885;Kp=5.0471647133;z1=0.9600000000;
40
41 % parametros do controlador gpc
42 b0 = 0.031700966599987;
43 polo = 0.9000000000000000;
44 c1 = -1.8000000000000000;
45 c2 = 0.8100000000000000;
46 kr = 1.987321105849996;
47
48 IFF = 0;
49
50 % GPC velocidade
51 denR=0,vs0=0,vs1=0,vs2=0,vDR0=0,vDR1=0,vDR2=0,vDR3=0,vt0=0,vt1
    =0,vt2=0;
52
53 u = 0, A11=0,A12=0,A13=0,A21=0,A22=0,A23=0,A31=0,A32=0,A33=0,
    B11=0,B12=0,B21=0,B22=0,B31=0,B32=0,C1=0,C2=0,C3=0,x1=0,x2
    =0,x3=0;
54
55 % inicializacao da variaveis do controle de velocidade
56 Irefv = 0;
57 IrefAnt = 0;
58 IrefAntAnt = 0;
59 IrefAntAntAnt = 0;
60
61 IrefAntC = 0;
62 IrefAntAntC = 0;
63
64 RefVelAnt = 0;
65 RefVelAntAnt = 0;
66
```

```

67 velocidade=0
68 velocidadeAnt=0;
69 velocidadeAntAnt=0;
70 rfAnt=0
71 rf=0
72
73 e1Ant=0
74 e1AntAnt=0;
75
76 e2Ant=0
77 e2AntAnt=0
78
79 ns0=0;
80 ns1=0.0410300000000000;
81 ns2=-0.0510300000000000;
82
83 nt0=0.0219700000000000;
84 nt1=-0.0213400000000000;
85
86 pAntAnt=0;
87 pAnt=0;
88
89 % modelo do motor relutancia
90 motor=struct('R',0.48,'Lu',4e-3,'La',16e-3,'KL',23e-3)
91
92 % modelo carga do motor cc
93 MCC=struct('Ra',0.133,'KB',1.*54.257e-3)
94 RL=2.75%2.1; % resistencia de carga do mCC
95
96 Tcarga_=0.045;
97
98 % parametros mecanicos
99 ponderacaoTorque=1.0;
100 Corr=3;
101 T=ponderacaoTorque*((1/2)*Corr^2)*motor.KL
102 vel=1000 %rpm
103 w1=vel*pi/30;% rad/s
104 B=T/w1;
105 tau=0.7 % s

```

```

106 J=B*tau
107 T1=((1/2)*Corr^2)*motor.KL
108 B1=T1/w1
109 J1=B1*tau
110
111 %% Sistema de simulacao
112
113 % dados da simulacao
114 tsim=10; %tempo de simulacao em s
115 Dt=40e-6; % taxa de amostragem da corrente em s
116 tt=1 % indice de contagem
117 Vs=100;% Tensao do barramento CC em V
118
119 % inicializacao de variaveis
120 %posicao inicial
121 theta=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
122 theta(1)=0;
123 theta(2)=0;
124 Fase0=0;
125 Fase1=1;
126 Fase2=0;
127
128 thetarad=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
129 thetarad(1)=theta(1)*pi/180;
130 thetarad(2)=theta(2)*pi/180;
131 w=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
132 iA=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
133 iB=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
134 iC=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
135 VA=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
136 VB=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
137 VC=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
138
139 TA=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
140 TB=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
141 TC=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
142 ang=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
143
144 LA_theta=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));

```

```

145 LB_theta=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
146 LC_theta=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
147
148 dLdthetA=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
149 dLdthetB=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
150 dLdthetC=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
151
152 Tmecanico=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
153 Tcarga=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
154
155 DA=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
156 DB=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
157 DC=zeros(1,ceil(tsim/Dt+1));
158
159 i=zeros(1,floor(tsim/10e-3));
160 v=zeros(1,floor(tsim/10e-3));
161
162 velocidades(1:((45/passo)*2+1),1:((45/passo)*2+1),1:((45/passo)
    *2+1),1:((45/passo)*2+1))={zeros(1,floor(tsim/10e-3))};
163 controles(1:((45/passo)*2+1),1:((45/passo)*2+1),1:((45/passo)
    *2+1),1:((45/passo)*2+1))={zeros(1,floor(tsim/10e-3))};
164 TV(1:((45/passo)*2+1),1:((45/passo)*2+1),1:((45/passo)*2+1)
    ,1:((45/passo)*2+1))=0;
165 variancia(1:((45/passo)*2+1),1:((45/passo)*2+1),1:((45/passo)
    *2+1),1:((45/passo)*2+1))=0;
166
167 dLdthetA=0;
168 dLdthetB=0;
169 dLdthetC=0;
170 Iref=0;
171 for t=0:Dt:tsim
172     tt=tt+1; % indice
173
174     % Calculo do torque de carga
175     Tcarga(tt)=(0.1+Tmcc(MCC,RL,w(tt)))*liberacarga;
176     % Modelo eletrico do motor
177     % posicao
178     ang(tt)=mod(theta(tt),360);
179

```

```

180     %% Fase A
181     % indutancia de fase
182     LA_theta ( tt )=IndNLA ( motor , ang ( tt ) , iA ( tt - 1 ) ) ;
183     % derivada da indutancia de fase
184     dLdthetaA ( tt )=dLdthetaNLA ( ang ( tt ) , iA ( tt - 1 ) ) ;
185     % calculo da corrente de fase
186     iA ( tt )= ij ( motor , VA ( tt ) , LA_theta ( tt ) , dLdthetaA ( tt ) , iA ( tt
        - 1 ) , Dt , w ( tt ) ) ;
187     % calculo do torque de fase
188     TA ( tt )=Tmec1f ( iA ( tt ) , dLdthetaA ( tt ) ) ;
189
190     %% Fase B
191     LB_theta ( tt )=IndNLB ( motor , ang ( tt ) , iB ( tt - 1 ) ) ;
192     dLdthetaB ( tt )=dLdthetaNLB ( ang ( tt ) , iB ( tt - 1 ) ) ;
193     iB ( tt )= ij ( motor , VB ( tt ) , LB_theta ( tt ) , dLdthetaB ( tt ) , iB ( tt
        - 1 ) , Dt , w ( tt ) ) ;
194     TB ( tt )=Tmec1f ( iB ( tt ) , dLdthetaB ( tt ) ) ;
195
196     %% Fase C
197     LC_theta ( tt )=IndNLC ( motor , ang ( tt ) , iC ( tt - 1 ) ) ;
198     dLdthetaC ( tt )=dLdthetaNLC ( ang ( tt ) , iC ( tt - 1 ) ) ;
199     iC ( tt )= ij ( motor , VC ( tt ) , LC_theta ( tt ) , dLdthetaC ( tt ) , iC ( tt
        - 1 ) , Dt , w ( tt ) ) ;
200     TC ( tt )=Tmec1f ( iC ( tt ) , dLdthetaC ( tt ) ) ;
201
202     % torque total
203     Tmecanico ( tt )=TA ( tt )+TB ( tt )+TC ( tt ) ;
204
205     % Modelo mecanico
206     % calculo da velocidade
207     w ( tt + 1 )=calculaw ( Tmecanico ( tt ) , Tcarga ( tt ) , J , B , w ( tt ) , Dt
        ) ;
208     % calculo da posicao
209     thetarad ( tt + 1 )=w ( tt ) * Dt + thetarad ( tt - 1 ) ;
210     theta ( tt + 1 )=thetarad ( tt + 1 ) * 180 / ( pi ) ;
211     posicao=theta2posicao ( ang ( tt ) ) ;
212
213     % Chaveamento inferior: determinacao da fase a ser ligada
214     inverter=0;

```

```

215     [Fase0 , Fase1 ,Fase2]=DeterminaFaseIndep4(posicao , inverter
        , intervalo , off0 , off1 , off2 , on0 , on1 , on2 , Fase0 , Fase1 ,
        Fase2);
216
217 %% controle dos angulos de chaveamento
218     if tt > 0.1/Dt
219         off0=20;
220         off1=20;
221         off2=20;
222         on0=20;
223         on1=20;
224         on2=20;
225     end
226
227 % inclusao das faltas e da compensacao feedforward
228     if tt > 5/Dt
229         % uma falta ID1
230         if FALTA==1 %%simulacao cruzada
231             falta0=0;
232             af=51.9011520832;bf=0.0006253169;cf
                =0.0000204868;df=0.0076593816; %
                coeficientes para uma falta
233             IFF=af*exp(bf*RefVel) + cf*exp
                (df*RefVel);
234         end
235         % duas faltas ID1
236         if FALTA==2 %%simulacao cruzada
237             falta0=0;
238             falta1=0;
239             af=51.9011520832;bf=0.0006253169;cf
                =0.0000204868;df=0.0076593816; %
                coeficientes para uma falta
240             IFF=af*exp(bf*RefVel) + cf*exp
                (df*RefVel);
241         end
242         % uma faltas ID2
243         if FALTA==3
244             falta0=0;
245             af=184.1687000058;bf

```

```

=0.0006128198;cf
=0.0646932520;df
=0.0048603814;%coeficientes
para duas faltas
246 IFF=af*exp(bf*RefVel) + cf*exp(
df*RefVel);
247 end
248 % duas faltas ID2
249 if FALTA==4
250     falta0 =0;
251     falta1 =0;
252     af=184.1687000058;bf
=0.0006128198;cf
=0.0646932520;df
=0.0048603814;%coeficientes
para duas faltas
253 IFF=af*exp(bf*RefVel) + cf*exp(
df*RefVel);
254 end
255 end
256
257 % inclusao da falta
258 Fase0=Fase0*falta0 ;
259 Fase1=Fase1*falta1 ;
260 Fase2=Fase2*falta2 ;
261
262 %% Controle de corrente
263 if (iA(tt)>=Iref+0.1*Iref)
264     DA(tt)=0; % D->duty cycle (0 a 1)
265 elseif (iA(tt)<=Iref-0.1*Iref)
266     DA(tt)=1;
267 else
268     DA(tt)=DA(tt-1);
269 end
270 if (iB(tt)>=Iref+0.1*Iref)
271     DB(tt)=0; % D->duty cycle (0 a 1)
272 elseif (iB(tt)<=Iref-0.1*Iref)
273     DB(tt)=1;
274 else

```



```

275         DB( tt )=DB( tt - 1);
276     end
277     if ( iC( tt )>=Iref+0.1*Iref)
278         DC( tt )=0; % D->duty cicle (0 a 1)
279     elseif ( iC( tt )<=Iref -0.1*Iref)
280         DC( tt )=1;
281     else
282         DC( tt )=DC( tt - 1);
283     end
284
285 %%CONTROLE DE VELOCIDADE
286
287 if (GPC==1)
288     gpc;
289 end
290 if (GPC==0)
291     pi_rst
292 end
293
294 %%Bloco conversor
295
296         S1A=DA( tt );
297         S1B=DB( tt );
298         S1C=DC( tt );
299
300         S2A=Fase0;
301         S2B=Fase1;
302         S2C=Fase2;
303
304     VA( tt +1)=TensaoFase( S1A, S2A, iA( tt ), Vs );
305     VB( tt +1)=TensaoFase( S1B, S2B, iB( tt ), Vs );
306     VC( tt +1)=TensaoFase( S1C, S2C, iC( tt ), Vs );
307
308 end
309
310 % saidas graficas
311
312 figure
313 v=v( 1:end );

```

```

314 t=(0:length(v)-1)*0.01;
315 subplot(2,1,1)
316 plot(t,v)
317 title('velocidade')
318 subplot(2,1,2)
319 plot(t,i(1:end)/100)
320
321 end
322 end
323 end
324 figure
325 plot(Tcarga)

```

Listagem B.2 – IndNLA.m

```

    PTSansCaption-TLF
1  function LA = IndNLA(motor, theta, IA)
2      %Indutancia Nao-linear
3      La=motor.La;
4      KL=motor.KL*pi/180;
5      Lu=motor.Lu;
6      correntes = 2:1:10;
7      posicaoS = -2:1:35;
8      posicaoD = 35:-1:-2;
9      aux=load('L_Int', 'L_Int');
10     LD=aux.L_Int;
11     if (theta >=0)&&(theta <30) || (theta >=90)&&(theta <120) || (theta
        >=180)&&(theta <210) || (theta >=270)&&(theta <300)
12         LA=interp2(posicaoD, correntes, LD', mod(theta, 30), IA, '
            spline');
13     elseif (theta >=30)&&(theta <60) || (theta >=120)&&(theta <150)
        || (theta >=210)&&(theta <240) || (theta >=300)&&(theta <330)
14         LA=interp2(posicaoD, correntes, LD', 33, IA, 'spline');
15     elseif (theta >=60)&&(theta <90) || (theta >=150)&&(theta <180)
        || (theta >=240)&&(theta <270) || (theta >=330)&&(theta <360)
16         LA=interp2(posicaoS, correntes, LD', mod(theta, 30), IA, '
            spline');
17     end
18 end

```

Listagem B.3 – IndNLB.m

```

PTSansCaption-TLF
1 function LB = IndNLB(motor , theta , IB)
2     %Indutancia Nao-linear
3     La=motor . La ;
4     KL=motor . KL*pi/180;
5     Lu=motor . Lu ;
6     correntes =2:1:10;
7     posicaoS= -2:1:35;
8     posicaoD=35: -1: -2;
9     aux=load( 'L_Int' , 'L_Int' );
10    LD=aux . L_Int ;
11    if (theta >=30)&&(theta <60) || (theta >=120)&&(theta <150) || (
        theta >=210)&&(theta <240) || (theta >=300)&&(theta <330)
12        LB=interp2 (posicaoD , correntes , LD' , mod(theta , 30) , IB , '
            spline' );
13    elseif (theta >=60)&&(theta <90) || (theta >=150)&&(theta <180)
        || (theta >=240)&&(theta <270) || (theta >=330)&&(theta <360)
14        LB=interp2 (posicaoD , correntes , LD' , 33 , IB , 'spline' );
15    elseif (theta >=90)&&(theta <120) || (theta >=180)&&(theta <210)
        || (theta >=270)&&(theta <300) || (theta >=0)&&(theta <30)
16        LB=interp2 (posicaoS , correntes , LD' , mod(theta , 30) , IB , '
            spline' );
17    end
18 end

```

Listagem B.4 – IndNLC.m

```

PTSansCaption-TLF
1 function LC = IndNLC(motor , theta , IC)
2     %Indutancia Nao-linear
3     La=motor . La ;
4     KL=motor . KL*pi/180;
5     Lu=motor . Lu ;
6     correntes =2:1:10;
7     posicaoS= -2:1:35;
8     posicaoD=35: -1: -2;
9     aux=load( 'L_Int' , 'L_Int' );
10    LD=aux . L_Int ;
11    if (theta >=60)&&(theta <90) || (theta >=150)&&(theta <180) || (

```

```

    theta >=240)&&(theta <270) || ( theta >=330)&&(theta <360)
12     LC=interp2 ( posicaoD , correntes ,LD' ,mod( theta ,30) ,IC , '
        spline ' );
13     elseif ( theta >=90)&&(theta <120) || ( theta >=180)&&(theta <210)
        || ( theta >=270)&&(theta <300) || ( theta >=0)&&(theta <30)
14     LC=interp2 ( posicaoD , correntes ,LD' ,33 ,IC , ' spline ' );
15     elseif ( theta >=120)&&(theta <150) || ( theta >=210)&&(theta <240)
        || ( theta >=300)&&(theta <330) || ( theta >=30)&&(theta <60)
16     LC=interp2 ( posicaoS , correntes ,LD' ,mod( theta ,30) ,IC , '
        spline ' );
17     end
18 end

```

Listagem B.5 – dLdthetaNLA.m

```

    PTSansCaption-TLF
1  function dLdTA = dLdthetaNLA(theta , IA)
2     %Derivada da indutancia nao-linear
3     correntes =2:1:10;
4     posicaoS = -1:1:35;
5     posicaoD =35:-1:-1;
6     aux=load( 'dL_Int' , 'dL_Int' );
7     dL=aux . dL_Int ;
8     if ( theta >=0)&&(theta <30) || ( theta >=90)&&(theta <120) || ( theta
        >=180)&&(theta <210) || ( theta >=270)&&(theta <300)
9         dLdTA=interp2 ( posicaoD , correntes , -dL' , (mod( theta ,30) ) ,
            IA , ' spline ' );
10    elseif ( theta >=30)&&(theta <60) || ( theta >=120)&&(theta <150)
        || ( theta >=210)&&(theta <240) || ( theta >=300)&&(theta <330)
11        dLdTA=0;
12    elseif ( theta >=60)&&(theta <90) || ( theta >=150)&&(theta <180)
        || ( theta >=240)&&(theta <270) || ( theta >=330)&&(theta <360)
13        dLdTA=interp2 ( posicaoS , correntes , dL' , (mod( theta ,30) ) , IA
            , ' spline ' );
14    end
15 end

```

Listagem B.6 – dLdthetaNLB.m

```

    PTSansCaption-TLF
1  function dLdTB = dLdthetaNLB(theta , IB)

```

```

2      %Derivada da indutancia nao-linear
3      correntes = 2:1:10;
4      posicaoS = -1:1:35;
5      posicaoD = 35:-1:-1;
6      aux = load('dL_Int', 'dL_Int');
7      dL = aux.dL_Int;
8      if (theta >= 30) && (theta < 60) || (theta >= 120) && (theta < 150) || (
          theta >= 210) && (theta < 240) || (theta >= 300) && (theta < 330)
9          dLdTB = interp2(posicaoD, correntes, -dL', (mod(theta, 30))
              , IB, 'spline');
10     elseif (theta >= 60) && (theta < 90) || (theta >= 150) && (theta < 180)
          || (theta >= 240) && (theta < 270) || (theta >= 330) && (theta < 360)
11         dLdTB = 0;
12     elseif (theta >= 90) && (theta < 120) || (theta >= 180) && (theta < 210)
          || (theta >= 270) && (theta < 300) || (theta >= 0) && (theta < 30)
13         dLdTB = interp2(posicaoS, correntes, dL', (mod(theta, 30)),
              IB, 'spline');
14     end
15 end

```

Listagem B.7 – dLdthetaNLC.m

```

PTSansCaption-TLF
1 function dLdTC = dLdthetaNLC(theta, IC)
2     %Derivada da indutancia nao-linear
3     correntes = 2:1:10;
4     posicaoS = -1:1:35;
5     posicaoD = 35:-1:-1;
6     aux = load('dL_Int', 'dL_Int');
7     dL = aux.dL_Int;
8     if (theta >= 60) && (theta < 90) || (theta >= 150) && (theta < 180) || (
          theta >= 240) && (theta < 270) || (theta >= 330) && (theta < 360)
9         dLdTC = interp2(posicaoD, correntes, -dL', (mod(theta, 30))
              , IC, 'spline');
10    elseif (theta >= 90) && (theta < 120) || (theta >= 180) && (theta < 210)
          || (theta >= 270) && (theta < 300) || (theta >= 0) && (theta < 30)
11        dLdTC = 0;
12    elseif (theta >= 120) && (theta < 150) || (theta >= 210) && (theta < 240)
          || (theta >= 300) && (theta < 330) || (theta >= 30) && (theta < 60)
13        dLdTC = interp2(posicaoS, correntes, dL', (mod(theta, 30)),

```

```

        IC, 'spline');
14     end
15 end

```

Listagem B.8 – ij.m

```

    PTSansCaption-TLF
1  function Ij = ij ( motor , vj , Ljj , dLdthetA , ijAnt , Dt , w)
2  %Calcula corrente de fase
3      if (w==0)
4          Ij=(vj+Ljj*ijAnt/Dt)/(motor.R+Ljj/Dt);
5      else
6          Ij=(vj+Ljj*ijAnt/Dt)/(motor.R+w*dLdthetA+Ljj/Dt);
7      end
8      if Ij < 0
9          Ij = 0;
10     end
11 end

```

Listagem B.9 – theta2posicao.m

```

    PTSansCaption-TLF
1  function posicao3 = theta2posicao( theta )
2  %Converte posicao em um valor entre 0 e 1024 -> similar ao
   encoder
3  posicao3=1024*theta/360;
4  end

```

Listagem B.10 – Tmec1f.m

```

    PTSansCaption-TLF
1  function Tj = Tmec1f( ij , dLdthetA)
2  %Calcula o torque de fase
3  Tj=((ij^2)/2)*dLdthetA;
4  end

```

Listagem B.11 – Tmcc.m

```

    PTSansCaption-TLF
1  function [ TL ] = Tmcc(MCC,RL,w)
2  %Modelo do gerador CC ligado a uma resistencia de carga RL
3  TL=((MCC.KB)^2*w)/(MCC.Ra+RL);
4  end

```

Listagem B.12 – calculaw.m

PTSansCaption-TLF

```

1 function w = calculaw(Tmec, Tcarga, J, B, wAnt, Dt)
2 %Bloco de calculo da velocidade
3 w=1*(Tmec-Tcarga+J*wAnt/Dt)/(J/Dt+B);
4 %inercia
5 if (w<0)
6     w=0;
7 end
8 end

```

Listagem B.13 – DeterminaFaseIndep4.m

PTSansCaption-TLF

```

1 function [Fase0, Fase1, Fase2] = DeterminaFaseIndep4(posicao,
    inverter, intervalo, off0, off1, off2, on0, on1, on2, Fase0, Fase1,
    Fase2)
2 %Logica de chaveamento
3     posicao_mod=mod(posicao, 256);
4         if ((posicao_mod<=intervalo+off1) || (posicao_mod
            >=3*intervalo+1-on1))
5             Fase1=1;
6         else
7             Fase1=0;
8         end
9         if ((posicao_mod>=intervalo-on2)&&(posicao_mod<=(2*
            intervalo+off2)))
10            Fase2=1;
11        else
12            Fase2=0;
13        end
14        if ((posicao_mod>=(2*intervalo-on0)) || posicao_mod<=
            off0)
15            Fase0=1;
16        else
17            Fase0=0;
18        end
19 end

```

Listagem B.14 – TensaoFase.m

PTSansCaption-TLF

```

1 function [Vf]=TensaoFase(S1,S2,ijj ,Vs)
2 % Bloco conversor de potencia
3 % S1 -> chave superior (controle de corrente)
4 % S2 -> chave inferior (controle de fase)
5 if (S1==1)&&(S2==1)
6     Vf=Vs;
7 elseif ((S1==0)|| (S2==0))&&(ijj >0)
8     Vf=-Vs;
9 else
10    Vf=0;
11 end

```

Listagem B.15 – gpc.m

PTSansCaption-TLF

```

1 %% amostragem
2 dtv=dtv+1;
3
4 if dtv==250 %10 ms tempo de amostragem da velocidade
5     ctv=ctv+1;
6     dtv=0;
7 velocidade=w( tt ) *60/(2* pi);
8
9 %% gpc
10 e1=-c1*e1Ant-c2*e1AntAnt+ns1*pAnt+ns2*pAntAnt;
11 e2=-c1*e2Ant-c2*e2AntAnt+(nt0/b0)*velocidade+(nt1/b0)*
    velocidadeAnt;
12 aux=e1+e2;
13 rf=polo*rfAnt+kr*(1-polo)*RefVel;
14
15 p=rf-aux;
16 p=rf-aux;
17 if (p+IFF>=1000)
18     p=1000- IFF;
19 end
20 if (p+IFF<=0)
21     p=0- IFF;
22 end
23 p_ins( ctv)=p;

```



```
24
25 ee1(ctv)=e1;
26 ee2(ctv)=e2;
27
28 pAntAnt=pAnt;
29 pAnt=p;
30
31 e1AntAnt=e1Ant;
32 e1Ant=e1;
33
34 e2AntAnt=e2Ant;
35 e2Ant=e2;
36
37 Irefv=(p+IFF)*liberacontrole;
38
39 %% gpc
40
41 i(ctv)=Irefv;
42
43 %% saida da planta
44
45 v(ctv)=velocidade;
46 velocidadeAnt=velocidade;
47
48 %% atualizacao das variaveis
49 rfAnt=rf;
50 IrefAntAnt=IrefAnt;
51 IrefAnt=Irefv;
52
53 RefVelAntAnt=RefVelAnt;
54 RefVelAnt=RefVel;
55
56 end
57
58 %% saida
59 Iref=Irefv/100;
```

```

1 %% amostragem
2 dtv=dtv+1;
3
4 if dtv==250 %10 ms tempo de amostragem da velocidade
5     ctv=ctv+1;
6     dtv=0;
7
8 velocidade=w( tt ) *60/(2 * pi );
9
10 %% PI -RST
11
12 p = -Kp*velocidade+KT*RefVel+Kp*z1*velocidadeAnt+lrefAnt ;
13
14 if (p>=1000)
15     p=1000;
16 end
17 if (p<=0)
18     p=0;
19 end
20
21 p_ins ( ctv )=p;
22 lrefv=p;
23
24 %% PIRST
25
26
27 i ( ctv )=lrefv ;
28
29 %% saida da planta
30
31 v( ctv )=velocidade ;
32 velocidadeAnt=velocidade ;
33
34 %% atualizacao das variaveis
35 lrefAnt=lrefv ;
36 RefVelAnt=RefVel ;
37
38 end
39

```

```
40 %% saida
41 Iref=Irefv/100; %PIRST
```