



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

WELLINGTON ASSUNÇÃO DA SILVA

**CONTROLE PREDITIVO APLICADO ÀS MALHAS DE CORRENTE
E VELOCIDADE DE UM SISTEMA DE ACIONAMENTO COM
MOTOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL**

FORTALEZA

2013

WELLINGTON ASSUNÇÃO DA SILVA

CONTROLE PREDITIVO APLICADO ÀS MALHAS DE CORRENTE E VELOCIDADE
DE UM SISTEMA DE ACIONAMENTO COM MOTOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Controle, Automação e Acionamento de Máquinas.

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

FORTALEZA

2013

WELLINGTON ASSUNÇÃO DA SILVA

CONTROLE PREDITIVO APLICADO ÀS MALHAS DE CORRENTE E VELOCIDADE
DE UM SISTEMA DE ACIONAMENTO COM MOTOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Controle, Automação e Acionamento de Máquinas.

Aprovada em : ____/____/_____

BANCA EXAMINADORA

Prof^{al}. Dr^{al}. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis

(Orientadora)

Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Bismark Claire Torrico

Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. José Carlos Teles Campos

Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Tobias Rafael Fernandes Neto (Examinador Externo)

Nenhuma

Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira

Universidade Federal do Ceará (UFC)

*Àquele que me ensinou
o que é o amor de um pai a um filho.
O tempo passa, mas a saudade fica...*

BORGHEIM, um engenheiro:

*Deus do céu, não se pode fazer nada melhor
do que jogar neste mundo abençoado.
A vida toda é como um jogo para mim.
(Ato 1, Pequeno Eyolf, Henrik Ibsen.)*

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 dissertação 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.

Ao Prof^o. Msc. Rômulo Nunes e ao Prof^o Bismark Torrico 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.

Ao CNPq (Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico) 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, Antônio Barbosa, Bruno Almeida, Saulo Ximenes, Lucas Ximenes, Venicio Soares, Juliano Pacheco, Marcos Antônio, José Herculaniano, Gabriela Mendes, André Aquino, Alana Severo, Igor Pontes, Jéssica Santos, Eber Diniz, Davi Nunes, Samuel Jó, Socorro, Édina, Rafael Oliveira, Rodrigo Paulino, Hermínio, Danilo Nobre, Janaína Almada, Ronny Cacau, Wilkley Bezerra, Samuel Vieira, Sérgio Lima, Francisco Júnior e a todos os que contribuíram direta ou indiretamente para a realização desse trabalho e que eu tenha, por algum motivo, esquecido de citar.

RESUMO

O Motor de Relutância Variável (MRV) vem cada vez mais chamando a atenção da indústria e da comunidade acadêmica. Isso se deve ao crescente desenvolvimento da eletrônica de potência e na área de microprocessadores nos últimos anos, o que permitiu o avanço de outros sistemas de acionamentos tais como com MRV. A competitividade do MRV se justifica por seu baixo custo de produção e manutenção, uma elevada densidade de potência, robustez e resistência a faltas. O presente trabalho propõe um esquema de controle robusto baseado em um Controlador Preditivo Generalizado (Generalized Predictive Control - GPC) pertencente a família de Controladores Preditivos Baseados em Modelo (Model Predictive Control - MPC) aplicados a malha de corrente e velocidade de um sistema de acionamento com MRV. O controlador proposto, assim como controladores tradicionais aplicados neste tipo de sistema tais como o controlador por Histerese e o controlador PID são também aplicados com o objetivo de proporcionar meios de comparação dos resultados experimentais obtidos. A estrutura do controlador é baseada no projeto de um filtro de modo a permitir uma resposta rápida, rejeição a distúrbios, atenuação de ruídos e robustez com um baixo custo computacional. O controlador proposto foi implementado e os resultados comparados com controladores tradicionais e analisados quantitativamente por meio de índices de desempenho. Para execução das rotinas de controle foi utilizado um DSP das *Texas Instruments* (TMS320F28335), sendo suas características principais apontadas. O algoritmo do software de controle é esquematizado. O trabalho fez uso da bancada de pesquisa em MRV do laboratório do Grupo de Pesquisa em Automação e Robótica (GPAR) da Universidade Federal do Ceará (UFC).

Palavras-chave: Controle Preditivo Generalizado, Motor de Relutância Variável, Controle de Velocidade, Controle de Corrente, PID.

ABSTRACT

The Switched Reluctance Machine (SRM) is increasingly drawing the industry and academic community attention. This is due to the increasing development of power electronics and in the microprocessors field in recent years, allowing the advancement of other drive systems such as with SRM. The competitiveness of the SRM is justified by its low cost of production and maintenance, high power density, robustness and reliability. This dissertation proposes a robust control scheme based on a Generalized Predictive Controller (GPC) belonging to the Model Predictive Controller (MPC) Family applied to current and speed loops of a drive system with SRM. The proposed controller, as well as traditional controllers used in this type of system such as the controller and PID controller by hysteresis are applied in order to provide means of comparison of experimental results. The structure of the controller is based on the design of a filter to allow a rapid response, disturbance rejection, noise attenuation and robustness with a low computational cost. The proposed controller was implemented and the results compared with traditional controllers and analyzed quantitatively by performance indexes. The control routines were implemented using a DSP from Texas Instruments (TMS320F28335), and their main characteristics were indicated. The algorithm's control software is outlined. The work made use of bench research SRM Robotic's and Automation Group Laboratory.

Keywords: Generalized Predictive Control, Switched Reluctance Motor, Speed Control, Current Control, PID.

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

MRV	Motor de Relutância Variável
GPAR	Grupo de Pesquisa em Automação e Robótica
MPC	Model Predictive Control
LQR	Linear Quadratic Regulator
MPHC	Model Predictive Heuristic Control
MAC	Model Algorithmic Control
DMC	Dynamic Matrix Control
QDMC	Quadratic Dynamic Matrix Control
MVC	Minimum Variance Control
PWM	Pulse Width Modulation
DSP	Digital Signal Processor
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivativo
GPC	Generalized Predictive Control
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
MQ	Mínimos Quadrados
ZOH	Zero Order Holder
CARIMA	Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average
CCS	Code Composer Studio
ADC	Analog to Digital Converter

LISTA DE SÍMBOLOS

Δ	integrador discreto;
$\Delta u(t)$	variação incremental do sinal de controle;
ε	largura da histerese;
λ	ponderação de controle;
λ_c	fluxo concatenado;
$\omega(t+k)$	referência futura;
ω_m	velocidade angular;
ϕ	vetor de medidas;
f	resposta livre do sistema;
y	vetor de predições da saída;
θ	posição rotórica;
θ_{off}	ângulo de desligamento;
θ_{on}	ângulo de disparo;
θ_p	vetor de parâmetros;
d	atraso de transporte;
E	força contraeletromotriz;
$e(t)$	sinal de ruído;
E_q	erro quadrático médio;
$G_c(z)$	controlador de corrente;
$G_{pc}(z)$	modelo da planta de corrente;
$G_{pv}(z)$	modelo da planta de velocidade;
$G_v(z)$	controlador de velocidade;
i	corrente de fase;
i_{ref}	corrente de referência;
I_r	índice de robustez;
K_c	ganho do PI de corrente;
K_{pc}	ganho da planta de corrente;
K_{pv}	ganho da planta de velocidade;
K_v	ganho do PID de velocidade;
K_1	ganho da função de malha aberta da corrente;
L	indutância da fase;

L	indutância de fase;
L_a	indutância de fase alinhada;
$L_c(z)$	função de malha aberta da corrente;
L_u	indutância de fase desalinhada;
$L_v(z)$	função de malha aberta da velocidade;
N	horizonte de previsão;
N_1	horizonte de previsão mínimo;
N_2	horizonte de previsão máximo;
N_u	horizonte de controle;
p	potência elétrica instantânea;
p_m	potência mecânica convertida;
q^{-1}	operador atraso;
R	resistência de fase;
$r(t)$	sinal de referência;
t	tempo;
T_{sc}	tempo de amostragem da corrente;
T_{sv}	tempo de amostragem da velocidade;
T_e	torque eletromagnético instantâneo;
t_r	tempo de recuperação de distúrbio;
t_s	tempo de assentamento;
$u(t)$	sinal de entrada (controle);
v	tensão de fase;
V_u	variância do sinal de controle;
$m(t)$	sinal de perturbação;
$y(t)$	sinal de saída;
$y(t+k t)$	previsão da saída k passos a frente do sistema no instante t ;
z_1	posição do primeiro polo da planta de velocidade;
z_2	posição do segundo polo da planta de velocidade;
z_c	posição do zero do controlador de corrente;
z_p	posição dos polos de malha fechada da corrente;
z_v	posição do zero da função de malha aberta velocidade;

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	Motor de Taylor.	15
Figura 1.2	MRV 12/8.	16
Figura 2.1	Posição alinhada (a) e desalinhada (b).	26
Figura 2.2	Posições notáveis num MRV 2/2 com largura das sapatas do rotor e estator iguais.	27
Figura 2.3	Perfil de Indutância de um MRV com largura da sapata dos pólos do rotor e estator iguais.	27
Figura 2.4	Posições notáveis num MRV 2/2 com largura das sapatas do rotor e estator diferentes.	28
Figura 2.5	Perfil de Indutância de um MRV com largura da sapata dos pólos do rotor e estator diferentes.	28
Figura 2.6	Circuito equivalente de uma fase do MRV.	29
Figura 3.1	Esquemático do comportamento das principais variáveis do MRV.	33
Figura 3.2	Diagrama de blocos do controlador por histerese.	34
Figura 4.1	Estrutura RST.	45

Figura 5.1	Estrutura do Hardware do Sistema de Acionamento com MRV.	47
Figura 5.2	Etapas de funcionamento do conversor ponte assimétrica.	48
Figura 5.3	Forma de onda de operação do conversor ponte assimétrica.	49
Figura 5.4	Fluxograma do algoritmo do software do sistema de controle.	53
Figura 6.1	Controle por histerese com $\varepsilon = 0.05$	54
Figura 6.2	Controle por histerese com $\varepsilon = 0.20$	55
Figura 6.3	Controle por histerese com $\varepsilon = 0.35$	55
Figura 6.4	Controle por histerese com $\varepsilon = 0$	56
Figura 6.5	Identificação da Malha de Corrente.	57
Figura 6.6	Lugar da raízes para a malha de corrente.	58
Figura 6.7	Resultado de simulação preliminar do PI de corrente.	59
Figura 6.8	Resultado de simulação do PI de corrente com filtro de referência.	60
Figura 6.9	Resultado experimental do PI de corrente com filtro de referência.	60
Figura 6.10	Rejeição ao distúrbio para malha de corrente usando GPC.	62
Figura 6.11	Atenuação do ruído para malha de corrente usando GPC.	62

Figura 6.12 Índice de robustez para o controlador de corrente.	63
Figura 6.13 Resultado experimental do controlador baseado no GPC para a malha de corrente.	63
Figura 6.14 Diagrama de blocos geral do sistema.	65
Figura 6.15 Dados utilizados no procedimento de identificação da malha de velocidade.	65
Figura 6.16 Identificação do modelo da malha de velocidade.	66
Figura 6.17 Diagrama de blocos da identificação em malha fechada.	66
Figura 6.18 Lugar das raízes para a malha de velocidade.	67
Figura 6.19 Resposta do Controlador PID a uma mudança de referência.	67
Figura 6.20 Resposta do controlador PID para um degrau de carga.	68
Figura 6.21 Rejeição ao distúrbio para malha de velocidade usando GPC.	68
Figura 6.22 Rejeição ao distúrbio para malha de velocidade usando GPC.	69
Figura 6.23 Índice de robustez para o controlador de velocidade.	70
Figura 6.24 Resultado Experimental para o Controlador GPC a uma Mudança de Referência.	70
Figura 6.25 Resultado Experimental para o Controlador GPC para um Degrau de Carga.	71

Figura 6.26 Identificação do ângulo de disparo ótimo a 600 rpm.	72
Figura 6.27 Identificação do ângulo de disparo ótimo a 1200 rpm.	73
Figura C.1 Conversor Meia Ponte Asssimétrica.	100
Figura C.2 Drive de acionamento do conversor.	101
Figura C.3 Conjunto MRV, carga, interface/DSP e encoder.	101

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1	Parâmetros Físicos do MRV Utilizado	31
Tabela 6.1	Índices de desempenho dos controladores para a malha de corrente.	64
Tabela 6.2	Índices de desempenho dos controladores para a malha de velocidade.	71

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	Estado da arte	16
1.2	Motivação	20
1.3	Objetivos	22
1.4	Estrutura da dissertação	23
1.5	Trabalhos publicados	23
2	O MOTOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL	25
2.1	Características gerais	25
2.2	Princípio de operação do MRV	26
2.3	Circuito equivalente	29
2.4	Parâmetros físicos do MRV utilizado	30
2.5	Considerações finais	30
3	TÉCNICAS DE CONTROLE CLÁSSICAS	32
3.1	Controle por Histerese	33
3.2	Controle PI/PID	34
3.2.1	<i>Projeto do controlador PI para a malha de corrente</i>	35
3.2.2	<i>Projeto do controlador PID para a malha de velocidade</i>	36
3.3	Considerações finais	36
4	CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO	38
4.1	Controle Preditivo Generalizado	39
4.2	Funções de transferência nominais	44
4.3	Considerações finais	45
5	IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA	46

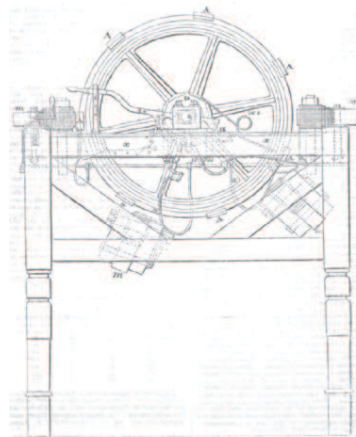
5.1	Hardware	47
5.1.1	Conversor Ponte Assimétrica	47
5.1.2	Unidade Central de Processamento	49
5.1.3	Sistema de aquisição	51
5.1.3.1	Sensor de corrente	51
5.1.3.2	Sensor de posição	51
5.2	Software	52
5.3	Considerações finais	52
6	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS	54
6.1	Malha de corrente	54
6.1.1	Controle por Histerese	54
6.1.2	Identificação da malha de corrente utilizando Mínimos Quadrados	56
6.1.2.1	Controlador PI	57
6.1.2.2	Controlador baseado no GPC	61
6.1.2.3	Comparação dos resultados	64
6.2	Malha de velocidade	64
6.2.1	Identificação da malha de velocidade utilizando Mínimos Quadrados	65
6.2.1.1	Controlador PID	66
6.2.1.2	Controlador Baseado no GPC	68
6.2.1.3	Comparação dos resultados	71
6.3	Maximização da eficiência energética do MRV por meio do ângulo de disparo	71
6.4	Considerações finais	73
7	CONCLUSÕES	75
7.1	Considerações finais	75
7.2	Propostas de trabalhos futuros	76
	Referências	77

Apêndice A – Identificação utilizando os Mínimos Quadrados	81
Apêndice B – Programa de controle do DSP	83
Apêndice C – Bancada de teste.....	100

1 INTRODUÇÃO

O Motor de Relutância Variável (MRV) opera pelo princípio em que um rotor saliente move-se para uma posição de mínima relutância ao fluxo num circuito magnético. Este é um fenômeno bem conhecido desde os primeiros experimentos no eletromagnetismo. Na primeira metade do século XIX cientistas em várias partes do mundo realizaram experimentos com este efeito a fim de produzir movimento elétrico de forma contínua. Em 1838, W.H. Taylor obteve uma patente para uma máquina eletromagnética nos Estados Unidos, ilustrada na Figura 1.1 e, subsequentemente, garantiu em 1840 a patente para mesma máquina na Inglaterra (TAYLOR, 1840).

Figura 1.1: Motor de Taylor.



Fonte: *Mechanic's Magazine*, 9 de Maio 1840.

O motor era composto por uma roda de madeira em cuja superfície eram montadas sete peças de aço leve igualmente espaçadas. A roda girava livremente em uma armação na qual quatro eletroímãs estavam também montados. Estes por sua vez foram conectados a uma bateria por meio de um sistema de acionamento mecânico através do eixo da roda em que a excitação de um eletroímã atrairia a próxima peça de aço, girando a roda e energizando o próximo eletroímã na sequência de forma a manter o movimento contínuo. No entanto, este e outros motores similares sofreram com o problema de chavear mecanicamente os eletroímãs e foram, por esse motivo, rapidamente substituídos pelos motores de corrente contínua e de

indução.

Quase um século e meio após estas primeiras experiências, semicondutores de potência permitiram o chaveamento eletrônico das fases da máquina. Além disso, melhoras nos materiais magnéticos e avanços no projeto de máquinas fizeram ressurgir o interesse no MRV (LAWREN-SON et al., 1980), (MILLER, 1987), fazendo com que reaparecesse como opção industrial em sistemas de acionamento com velocidade variável.

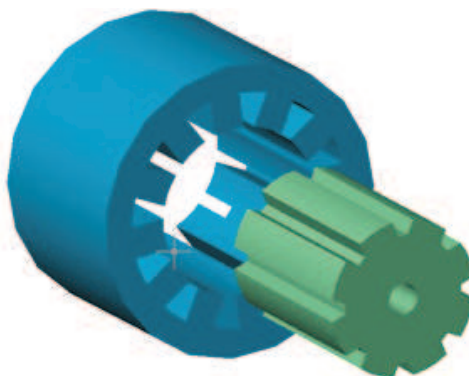
1.1 Estado da arte

As pesquisas modernas com este tipo de máquina iniciaram-se no início da década de 80 com (LAWRENSON et al., 1980) e outros na Universidade de Leeds no Reino Unido e (DAVIS; RAY; BLAKE, 1981) na Universidade de Nottingham.

Atualmente o sistema de acionamento do MRV tem sido considerado como uma possível alternativa aos sistemas de acionamento convencionais. O rotor do MRV é feito de aço laminado sem a presença de ímãs ou mesmo de enrolamentos. Seu estator é também construído com laminas de aço e enrolamentos concentrados. Devido às suas vantagens tais como sua estrutura robusta e ausência de ímãs, condutores no rotor e escovas, além de tolerância a faltas do conversor. Esta estrutura simples o torna confiável e com um excelente custo-benefício.

No entanto, devido à forma ranhurada de seu rotor, o MRV possui uma alta oscilação de conjugado, perdas por ventilação quando em alta velocidade e produção de ruído acústico. Os MRVs são geralmente especificados pela quantidade de pólos no estator, pelo número de pólos no rotor (TEIXEIRA, 2008). Na Figura 1.2 ilustra-se uma visão geral de um MRV 12/8 tal como o utilizado neste trabalho pertencente à bancada experimental do Laboratório do Grupo de Pesquisa em Automação e Robótica (GPAR) do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.

Figura 1.2: MRV 12/8.



A conexão em série das chaves com a fase do motor torna desnecessário o uso de circuito de proteção para o caso de falha, e há tempo suficiente para desligar o conversor e prevenir futuras falhas. Há ainda uma grande independência entre as fases se comparado com outras máquinas devido às configurações dos enrolamentos e do conversor. Dessa forma a operação do motor pode continuar de forma independente mesmo na falta de uma das fases do motor ou no conversor (BAE; KRISHNAN, 2000).

Além disso, uma larga faixa de velocidade pode ser alçada sem que haja problemas mecânicos de modo a permitir diversas aplicações como, por exemplo, em veículos elétricos, aplicações de tração elétrica, aplicações automotivas, sistemas de geração e partida em aeronaves, mecanismos de mineração, máquinas de lavar, atuadores de portas entre outras (SALMASI et al., 2002). Tem ainda recebido atenção pela indústria devido ao baixo custo de produção em massa (LACHMAN; MOHAMAD; TEO, 2003). No entanto, para uma operação eficiente e confiável é necessário a comutação das fases do estator em sincronismo com a posição do rotor (KRISHNAN, 2001).

O MRV é uma máquina duplamente saliente e excitação simples e possui um número diferente de polos no rotor e no estator para evitar o bloqueio magnético entre estes (MILLER, 1993). Um sistema de acionamento de um MRV tem características comparáveis com os existentes nas máquinas de indução ou de ímã permanente no que concerne a alto torque, densidade de potência e alta eficiência em sistemas de velocidade variável (LEE; KIM; AHN, 2006). No entanto, o controle do MRV ainda não é uma arte aperfeiçoada. Devido a dupla saliência da máquina, suas equações dinâmicas são não-lineares e variantes no tempo, o que torna difícil a obtenção de sistemas de acionamento de alto desempenho com esquemas de controle convencionais (BAE; KRISHNAN, 2000).

Historicamente, poucos estudos aprofundados sobre tais sistemas para o MRV estão disponíveis na literatura e isto pode ser atribuído ao fato de que o conceito básico dos sistemas de acionamento com MRV deve ser absorvido por uma grande faixa de drives industriais antes que aspectos de projetos de alto desempenho se tornem importantes para dominarem a discussão (BAE; KRISHNAN, 2000).

Portanto o MRV é uma solução moderna e alternativa em conversão eletromecânica com velocidade variável. A disponibilidade de dispositivos de chaveamento de alta frequência e as melhorias no projeto das máquinas, associados à simplicidade intrínseca do MRV, assim como sua confiabilidade, baixo custo, alta densidade de potência, alto torque e tolerância a faltas o tornam um competidor viável entre os sistemas de acionamento (SCHRODER; BEKIESCH, 2005), (LIN et al., 2004).

A habilidade de rastrear a referência dinâmica e recuperar-se do distúrbio de carga sem oscilação no torque são dois importantes desafios para um alto desempenho do sistema de acionamento com MRV (INDERKA; MENNE; DONCKER, 2002). Muitos pesquisadores propuseram métodos de controle de torque baseados no perfil da corrente de modo a minimizar a oscilação do torque (veja (SCHRODER; BEKIESCH, 2005), (LIN et al., 2004) e (SAHOO; PANDA; XU, 2003)).

Frequentemente um rastreador clássico do tipo proporcional integral (PI) com frequência de chaveamento fixa tem sido aplicado com desempenho limitado (LIN et al., 2004) e (LIU et al., 2003) e possui vantagens tais como uma fácil implementação digital, baixa oscilação de corrente e estrutura simples. Entretanto, os objetivos de projeto dos controladores são fixos e definidos pelo projetista. Conseqüentemente, essa abordagem convencional é limitada devido as já mencionadas não linearidades da planta, devido ao fato que estas requerem algumas formas de autonomia e oferecem um número reduzido de graus de liberdade, de forma que um bom desempenho e operação estável são difíceis de alcançar sobre toda faixa de operação. Metodologias avançadas permitem o aprimoramento do sistema de controle se comparado às técnicas convencionais, mas usualmente o projetista necessita ajustar uma quantidade de parâmetros de projeto que, em alguns casos, pode ser uma tarefa de difícil compreensão para não-especialistas na utilização destas técnicas de controle. As características não-lineares do MRV representam um desafio às técnicas clássicas e avançadas de controle de modo que muitos pesquisadores têm feito estudos a este respeito (LIN et al., 2004), (LIU et al., 2003) e (YANG; ZHANG, 2005).

O Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC - *Model Predictive Control*), na forma que será apresentada nesta dissertação, vem como uma proposta de projeto de um controlador robusto e de fácil ajuste. Este tem se desenvolvido consideravelmente nos últimos anos tanto na comunidade acadêmica como na indústria. A razão para esse sucesso pode ser atribuído ao fato do MPC aparentemente ser a maneira mais geral de estabelecer o processo de controle no domínio do tempo. É ainda um meio eficiente de abordar problemas de controle multi-variável com restrições e muitas aplicações têm sido reportadas confirmando sua popularidade. Além disso, devido ao horizonte de controle finito utilizado, restrições e em geral processos não-lineares podem ser manipulados (CAMACHO; BORDONS, 2004). No entanto, também devido a este horizonte de predição finito, a estabilidade e robustez tornam-se difíceis de serem provadas, apesar de, na prática, ter se mostrado bastante robusto (BANERJEE; SHAH, 1995), (LARA-MOLINA; ROSARIO; DUMUR, 2011). No entanto o MPC ainda não se tornou tão popular na indústria quanto seu potencial sugere. Uma das razões para isso é que sua implementação requer algumas complexidades matemáticas que não são, em geral, um problema para a comunidade acadêmica que normalmente dispõem de pacotes matemáticos completos, mas que representa uma desvantagem para o uso das técnicas de controle pelos engenheiros (CAMACHO;

BORDONS, 2004).

O desenvolvimento dos conceitos de controle modernos pode ser traçado a partir dos trabalhos de Kalman no início da década de 60 com o regulador quadrático linear (LQR - *Linear quadratic Regulator*) projetado para minimizar uma função objetivo quadrática não restrita de estados e entradas. O horizonte infinito dotou o algoritmo do LQR com poderosas propriedades de estabilização. No entanto isto apresentou um pequeno impacto no desenvolvimento da tecnologia de controle em processos industriais. A razão para isto se deve à falta de restrições em sua formulação, às não-linearidades para os sistemas reais e, acima de tudo, à cultura da comunidade de controle de processos industriais naquele instante, em que os técnicos instrumentais e engenheiros de controle sequer tinham sido expostos aos conceitos de controle ótimo ou tê-los considerados como impraticáveis. Assim, os primeiros defensores do MPC para controle de processos industriais desenvolveram-se independentemente, direcionados às necessidades da indústria.

No final da década de 70, vários artigos reportaram aplicações bem sucedidas do MPC na indústria, principalmente aqueles desenvolvidos por (RICHALET et al., 1978) apresentando o MPHC (Model Predictive Heuristic Control), posteriormente conhecido como MAC (Model Algorithmic Control) e aqueles de (CUTLER; REMAKER, 1980) com DMC (Dynamic Matrix Control). O tema comum dessas estratégias foi a ideia de usar um modelo dinâmico do processo (as respostas passadas ao impulso ou ao degrau) para prever o efeito das futuras ações de controle, que foram determinadas pela minimização do erro de previsão sujeito a restrições operacionais. A otimização é repetida a cada período de amostragem com informações atualizadas do processo. Estas formulações são algorítmicas e também heurísticas e fazem uso do crescente potencial dos modernos computadores digitais. A estabilidade não foi abordada teoricamente nas versões iniciais do MPC. No entanto, focando em plantas estáveis e escolhendo um horizonte de previsão longo o suficiente se comparado ao tempo de assentamento da planta, a estabilidade é alcançada por meio das ponderações presentes na função custo.

Após a segunda geração de MPC tal como o QDMC (Quadratic Dynamic Matrix Control) que usava programação quadrática para resolver problemas de controle ótimo em malha aberta onde o sistema é linear, o custo é quadrático e as restrições de controle e do estado são definidas por desigualdades.

Outra linha de trabalho aborda independentemente as ideias de controle adaptativo desenvolvendo estratégias essencialmente para sistemas monovariáveis formulados com modelos de função de transferência (para a qual menos parâmetros são requeridos na identificação do modelo) e onde Equações Diofantinas são usadas para calcular a entrada futura. A primeira

iniciativa veio de (ASTRÖM; HÄGGLUND, 1995) com o MVC (Minimum Variance Control) onde o índice de desempenho a ser minimizado é uma função quadrática do erro entre a saída mais recente e a referência (ou seja, um horizonte de predição $N_y=1$).

O algoritmo do Controle Preditivo Generalizado (GPC - Generalized Predictive Control) foi proposto por (CLARKE; MOTHADI; TUFFS, 1987) e tornou-se um dos mais populares métodos MPC. Tem ainda sido aplicado em diversas aplicações industriais, apresentando bom desempenho e certo grau de robustez (CAMACHO; BORDONS, 2004). Desde então, muitos outros autores publicaram trabalhos de pesquisa onde o algoritmo do GPC foi utilizado (LARAMOLINA; ROSARIO; DUMUR, 2011), (EGIGUREN; CARAMAZANA; ETXEBERRIA, 2011), (SILVA, 2012).

As variáveis controladas neste tipo de máquina são normalmente a magnitude da corrente de fase (i), a velocidade (v), o ângulo de disparo (θ_{on}) e o ângulo de desligamento (θ_{off}) de modo que o problema de controle pode ser, de forma ampla, dividido em dois: determinar o momento em que o motor alcança os ângulos de chaveamento desejados (θ_{on} e θ_{off}) e quais os valores ótimos de θ_{on} , θ_{off} e i que satisfazem a demanda de velocidade e torque pelo sistema de acionamento. O sensor de posição é capaz de resolver o primeiro problema. Já o segundo, a partir da realimentação da posição do eixo do motor, é possível ser resolvido fazendo-se uso de diferentes figuras de mérito tais como eficiência do sistema de acionamento, velocidade por ampere e mesmo a oscilação de torque (TANDON; RAJARATHNAM; EHSANI, 1996). O uso de simulações computacionais tem sido amplamente utilizado para demonstrar a possibilidade de obter-se a máxima eficiência por meio do controle dos ângulos de chaveamento (TORREY; LANG, 1991).

1.2 Motivação

Motores elétricos são componentes fundamentais na maioria das indústrias. Sabe-se que os motores elétricos consomem cerca de 60 % da energia elétrica produzida nas nações industrializadas (LEE, 2010). Recentemente os motores elétricos atraíram mais atenção à medida que os fabricantes de carros preparam-se para produção em massa de veículos elétricos. Apesar do longo histórico de pesquisa em motores elétricos, ainda há estudos abertos no sentido de melhores desempenhos.

O desempenho dos motores elétricos pode ser melhorado, dentre outros, por dois principais meios: a) pela mudança da sua geometria e/ou b) pela modificação do seu esquema de controle. Apesar do crescente esforço na procura de uma geometria ótima esteja sendo pesqui-

sada, a pesquisa na otimização dos sistemas de controle continua.

Tradicionalmente os MRVs têm sido controlados tanto por histerese de malha aberta ou por controladores de corrente em malha fechada baseados em modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*) (RIM; KIM; CHO, 2001) e (BIANCO; TONIELLI; FILICORI, 1996). Cada esquema apresenta suas vantagens e desvantagens, precisão, robustez e resposta dinâmica sobre toda uma faixa de velocidade de operação. O controlador de corrente por histerese é muito popular devido seu baixo custo, simplicidade e na facilidade de uso de sua arquitetura. No entanto, há desvantagens bem conhecidas, tais como a frequência de chaveamento variável e uma alta oscilação (*ripple*) da corrente, tornando este tipo de controlador inviável para muitas aplicações.

Por outro lado, controladores PWM proveem melhores características da malha de controle se comparados com o controlador por histerese, apesar da maior complexidade no projeto e da necessidade de um maior esforço computacional. No entanto, tais desvantagens podem ser sobrepujadas se for feito uso de um processador digital de sinais (DSP - *Digital Signal Processor*).

Com o intuito de se conseguir uma maior eficiência o MRV normalmente opera em constante saturação magnética (MILLER, 2001). Este fato associado ao nível de corrente e à variação da relutância da máquina de acordo com a posição do rotor resulta em uma dinâmica altamente não-linear de todas as características dinâmicas relevantes da máquina.

Para uma operação de alto desempenho do sistema de acionamento com MRV a malha de corrente tem um papel relevante. Isto ocorre principalmente quando opera-se a baixa velocidade e o torque é estabelecido principalmente pela corrente. É sabido que o torque é dependente do quadrado da corrente, desta forma qualquer pequena oscilação da corrente pode resultar numa oscilação considerável no torque. Como consequência, para obter-se um bom controle de torque, um acurado rastreamento do controlador de corrente é requerido (LIN et al., 2004), (RIM; KIM; CHO, 2001).

Mais ainda, se a corrente não é propriamente modulada e chaveada na correta posição do rotor, todos os efeitos negativos tais como pulsação do torque e ruído acústico são intensificados. A medida que a velocidade aumenta, a força contra-eletromotriz aumenta a um nível no qual não há uma tensão suficiente disponível para regular a corrente, o controle deve naturalmente alcançar o modo de pulso único para adquirir a máxima tensão disponível para uma operação de alta velocidade e o torque pode então ser controlado somente pela temporização dos ângulos dos pulsos de corrente (MILLER, 2001).

Na literatura é fácil encontrar numerosos exemplos sobre técnicas de controle avançadas

no controle de corrente de MRVs usando controle adaptativo, controladores baseados em redes neurais ou ainda em lógica fuzzy (MITSUKURA et al., 2000), (RAJANDRAN; RAMASAMY; SAHOO, 2005) e (DEHKORDI; MOALLEM, 2006). O controle preditivo baseado em modelo (MPC - *Model Predictive Control*) também tem sido utilizado no controle de MRV (REIS et al., 2007) e (SILVA, 2012). O MPC apresenta uma série de vantagens sobre outros métodos devido aos seguintes fatos (NORMEY-RICO; CAMACHO, 2007), (KENNEL; LINDER; LINKE, 2001):

a) é particularmente atrativa para usuários com apenas um conhecimento limitado de controle, pois os seus conceitos são bastante intuitivos;

b) pode ainda ser usado no controle de uma grande variedade de processos, desde os mais simples até os mais complexos;

c) O caso multivariável pode ser facilmente abordado;

d) introduz o controle por realimentação de forma natural para a compensação dos distúrbios de medida;

e) sua extensão ao tratamento de restrições é conceitualmente facilitada e pode ser sistematicamente incluído durante o projeto.

À revelia das vantagens do MPC, devido ao seu alto custo computacional, aplicações reais em acionamentos são muito raras e a maioria dos artigos apresentam apenas resultados de simulação.

1.3 Objetivos

O objetivo deste trabalho é apresentar uma técnica de controle robusto com uma estrutura com baixo custo computacional baseado no Controlador Preditivo Generalizado (GPC) que pertence a família dos MPCs e aplicá-lo ao sistema de acionamento com MRV em suas malhas de corrente e velocidade. Apesar do usual argumento contra o GPC ser sua demanda por capacidade de processamento, esse problema pode ser contornado pelo uso de uma versão simplificada do GPC que permite obter um desempenho similar à versão completa mesmo quando incluídas especificações de restrição da entrada.

Com o intuito de fornecer meios de comparação, é ainda objetivo deste trabalho projetar e aplicar controladores já sedimentados, tais como controladores por histerese, PI e PID para efetivar-se a melhora dos parâmetros de desempenho do sistema.

Além disso é interessante garantir-se a eficiência energética do sistema de acionamento com MRV visando tanto a economia de energia de operação quanto a maximização da potência

útil da máquina. Dessa forma objetiva-se a identificação do ângulo de disparo que permita o acionamento da máquina na velocidade requerida com o mínimo de corrente.

1.4 Estrutura da dissertação

Esta dissertação é organizada da seguinte forma: no Capítulo 1 é feita uma breve introdução relacionado ao tema objeto do trabalho, a saber, o Motor de Relutância Variável e o Controle Preditivo Generalizado.

Em seguida, no Capítulo 2, é feita uma descrição teórica dos conceitos relacionados à máquina. É descrito seu princípio básico de funcionamento e equacionamento elétrico e mecânico. Na seção final do mesmo é feita uma caracterização específica do MRV utilizado.

O Capítulo 3 trata do método de identificação utilizado (Mínimos Quadrados) assim como aborda a estratégia de controle por histerese, assim como o projeto de controle PID, enquanto que o Capítulo 4 aborda o projeto do Controle Preditivo aplicando o algoritmo do Controle Preditivo Generalizado ao Sistema de Acionamento com MRV.

O Capítulo 5 aborda o Sistema de Acionamento como um todo, especificando o hardware e descrevendo o software assim como especificando os principais componentes do sistema. Simulações e resultados experimentais das técnicas de controle, assim como um comparativo entre elas é feito no Capítulo 6, assim como uma proposta de otimização do ângulo de disparo visando uma melhor eficiência. Já as conclusões com respeito ao trabalho foram concatenadas no Capítulo 7 juntamente com as propostas de trabalho futuros.

1.5 Trabalhos publicados

Com base nos estudos apresentados neste trabalho foram produzidos e publicados em congressos nacionais os seguintes artigos:

1. Reis, L. L. N., Silva, W. A., Almeida e R. N. C. *Adaptive speed and current control of switched reluctance motor based on generalized minimum variance controller*. Simpósio Brasileiro em Sistemas Elétricos - SBSE,2010.

2. Reis, L. L. N., Almeida, R. N. C, Silva, W. A., Mendes, G. M. P, Almeida e O. M. *Self-tuning Control for Current Loop in a Switched Reluctance Motor Drive*. Congresso Brasileiro em Eletrônica de Potência - COBEP,2011.

3. Silva, W. A., Almeida, R. N. C, dos Reis, L. L. N., Torrico, B. C., Correa, W. B.,

Severo e A. H., Herculano, J. L. R. O. *Generalized Predictive Control Applied on Switched Reluctance Motor Current Loop*. Congresso Brasileiro de Automática - CBA, 2012.

4. Oliveira, V. S., Pontes, R. S. T., Oliveira, D. N., Almeida, R. N. C. e Silva, W. A. *Características de Magnetização Estática de um MRRC de Baixa Potência Utilizando Métodos Experimentais e de Simulação: Um Estudo Comparativo*. Congresso Brasileiro de Automática - CBA, 2012.

Já os seguintes foram publicados em congresso internacional:

1. Silva, W. A., dos Reis, L. L. N., Almeida, R. N. C, Torrico, B. C. e Daher S. *Speed and Current Control in Switched Reluctance Motor based on PID and Generalized Predictive Control*. International Conference on Industry Applications - INDUSCON, 2012.

2. Oliveira, V. S., Pontes, R. S. T., Oliveira, D. N., Almeida, R. N. C. e Silva, W. A. *Investigation the Design of a RSRM Through the Analysis of the Finite Elements with Experimental Validation*. International Conference on Industry Applications - INDUSCON, 2012.

2 O MOTOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL

Este capítulo será dedicado à descrição das características e ao princípio básico de funcionamento do MRV. Será apresentado todo o equacionamento clássico dos modelos elétrico e mecânico da máquina, além da caracterização específica do MRV 12/8 utilizado neste trabalho.

2.1 Características gerais

Como o motor de passo, o MRV produz torque por meio de atração magnética que ocorre entre o estator eletromagnético (formado por enrolamentos sobre polos salientes) e um rotor com saliências regulares que fazem com que a indutância do enrolamento do estator varie com a posição angular do rotor.

O conjugado é provocado pela tendência de alinhamento do polo do rotor com o polo do estator cujo enrolamento está energizado de modo a permitir um caminho de mínima relutância ao fluxo magnético. O passo do MRV compartilha com aquele o mesmo princípio básico de conversão de energia e ambos são membros da família dos motores de relutância variável. São geralmente especificados da seguinte forma: (número de polos no estator)/(número de polos no rotor). No caso deste trabalho foi utilizado um MRV 12/8 trifásico.

As principais vantagens deste tipo de máquina é seu baixo custo de fabricação (cerca de 60 % do custo de produção de máquinas CC e CA equivalente) (HENRIQUES, 2004). Além disso, exige pouca manutenção e possui maior facilidade de reparo por concentrar seus enrolamentos no estator. No que tange a eficiência, a ausência de enrolamentos no rotor diminui as perdas no cobre assim como diminui a inércia do rotor. É reconhecidamente um motor robusto, tolerante a faltas e que não possui problemas de desmagnetização devido ao fato de não possuir ímãs em sua construção.

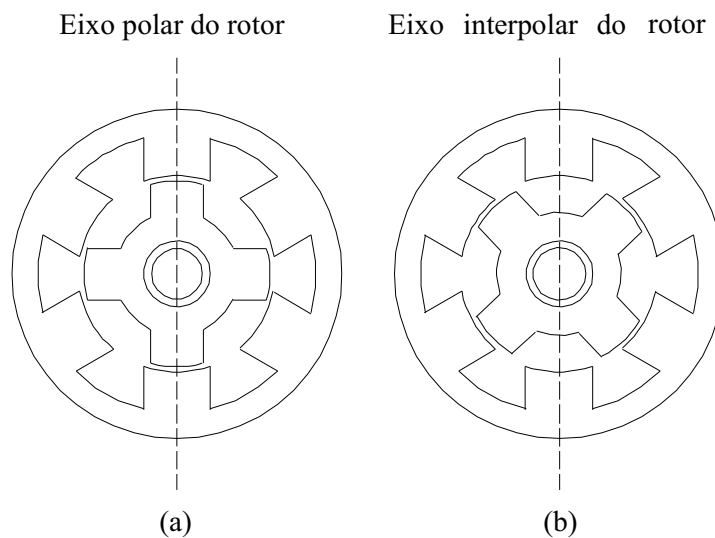
No entanto, o MRV apresenta também algumas desvantagens. Ele necessita de um conversor para acioná-lo, o que foi, por muito tempo, a justificativa por, apesar de ter sido uma das primeiras máquinas a ser descoberta, seu uso ter sido protelado até as últimas décadas, quando, devido à evolução e ao barateamento de dispositivos de chaveamento e processamento

exigidos em sua operação, o MRV voltou a ser industrial e academicamente atrativo. Há ainda a necessidade de um sensor de posição ou de algum método de estimação desta (chamados *sensorless*) para realimentação da posição rotórica ao sistema de controle. Além disso, devido à forma ranhurada de seu rotor, possui uma alta oscilação de conjugado, perdas por ventilação quando em alta velocidade e produção de ruído acústico.

2.2 Princípio de operação do MRV

O princípio de funcionamento do MRV baseia-se na variação da relutância do circuito magnético do rotor, que por sua vez depende do perfil físico de seus polos. Há duas posições notáveis do rotor: a alinhada (quando um par de polos do rotor está alinhado com um par de polos do estator) e a desalinhada (quando o eixo interpolar do rotor está alinhado com os polos do estator). A Figura 2.1 ilustra as duas situações. As indutâncias dos enrolamentos do estator ficam, portanto, delimitadas por seus valores máximos (polo do rotor e do estator alinhados) e mínimos (polo do rotor e do estator desalinhados).

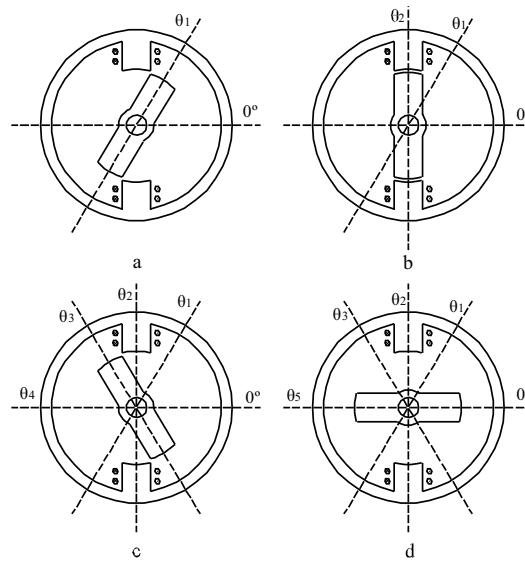
Figura 2.1: Posição alinhada (a) e desalinhada (b).



Fonte: (TEIXEIRA, 2008)

Para facilitar o entendimento de seu princípio de operação utilizou-se um modelo simplificado de MRV 2/2 (dois polos no estator, dois polos no rotor) em que o comprimento da sapata polar do rotor e do estator são iguais. Inicialmente supõem-se que o rotor encontra-se numa posição completamente desalinhada onde é marcado o ponto inicial de zero grau. Com a fase energizada o rotor tenderá a alinhar-se com a mesma (girando no sentido anti-horário) de modo que este alcançará a posição mostrada na Figura 2.2 (a) quando o polo do rotor começa a alinhar-se com o pólo do estator.

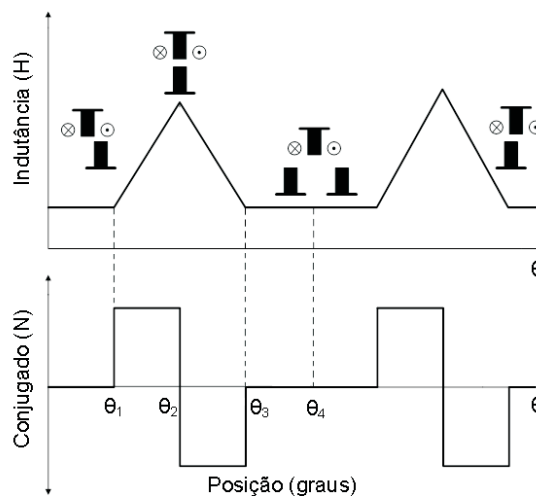
Figura 2.2: Posições notáveis num MRV 2/2 com largura das sapatas do rotor e estator iguais.



Fonte: (TEIXEIRA, 2008)

Neste intervalo (de 0 a θ_1) a indutância tem seu valor mínimo. Já no intervalo entre θ_1 e θ_2 a indutância aumenta e estando a fase excitada há produção de conjugado, como pode ser visto na Figura 2.3. Continuando o movimento na posição θ_2 tem-se um alinhamento dos polos, situação de indutância máxima, momento em que a fase deve ser então desenergizada, para evitar a produção de conjugado negativo, também apresentado na Figura 2.3, que tenderia a parar o movimento do motor. A inércia do rotor faz com que este continue seu movimento diminuindo a indutância até a posição θ_3 de indutância mínima permanecendo assim até a posição θ_4 quando, então, recomeça o ciclo.

Figura 2.3: Perfil de Indutância de um MRV com largura da sapata dos pólos do rotor e estator iguais.

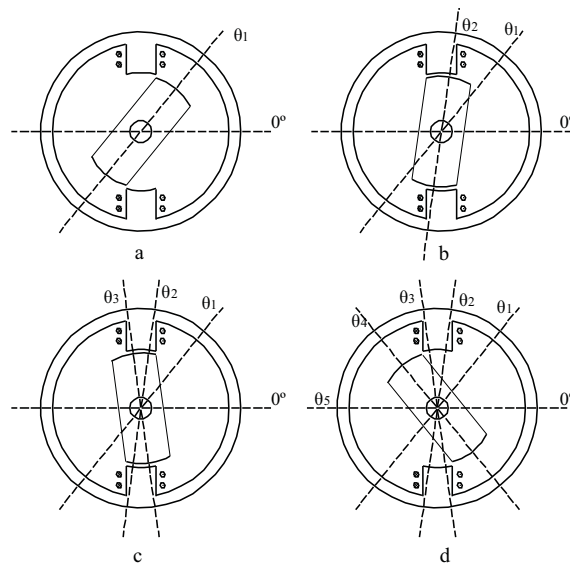


Fonte: (TEIXEIRA, 2008)

Para o caso em que as sapatas polares do rotor e do estator são diferentes, a indutância

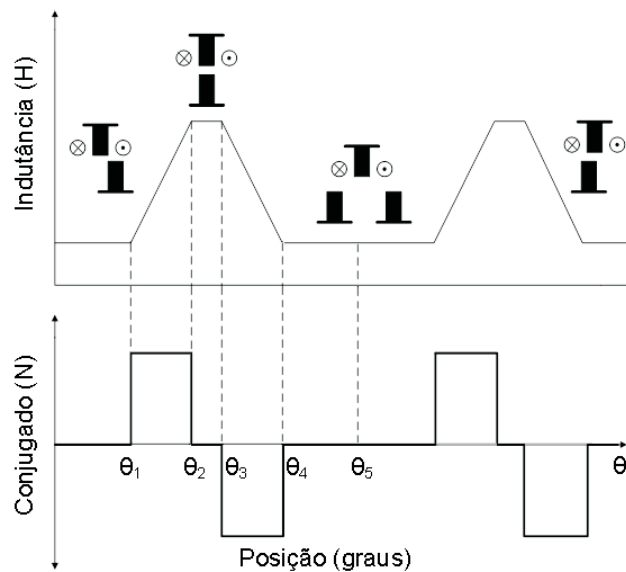
permanecerá no seu valor máximo por um tempo antes de começar a diminuir com o desalinhamento. Na Figura 2.4 o rotor parte da posição inicial em zero graus até θ_1 quando começa a alinhar-se com o polo do estator. A partir daí a indutância começa a aumentar até o rotor alcançar a posição θ_2 em que a indutância é máxima. A região entre θ_2 e θ_3 (conhecida como Zona Morta cuja largura depende da diferença entre as larguras dos polos do rotor e do estator) é onde a indutância permanece com seu valor máximo. De θ_3 até θ_4 a indutância diminui até seu valor mínimo ficando neste até θ_5 quando então o ciclo recomeça. Na Figura 2.5 pode-se ver a curva da indutância e do conjugado com relação a esses ângulos notáveis.

Figura 2.4: Posições notáveis num MRV 2/2 com largura das sapatas do rotor e estator diferentes.



Fonte: (TEIXEIRA, 2008)

Figura 2.5: Perfil de Indutância de um MRV com largura da sapata dos pólos do rotor e estator diferentes.



Fonte: (TEIXEIRA, 2008)

2.3 Circuito equivalente

Para desenvolver-se a análise seguinte assume-se que a indutância não é afetada pela corrente, ou seja, não há saturação magnética. Para simplificar o problema também será ignorada a dispersão magnética e será admitido que o fluxo cruza o entreferro numa direção radial.

Apesar da existência de indutância mútua entre os enrolamentos das fases da máquina, esta é muito pequena e para todos os fins práticos pode ser desconsiderada. Portanto, devido a ausência de acoplamento mútuo, cada fase é eletricamente independente das outras.

A equação representativa de uma fase é dada por:

$$v = Ri + \frac{d\lambda}{dt} = Ri + \omega_m \frac{d\lambda}{d\theta},$$

$$v = Ri + \omega_m \frac{d(Li)}{d\theta},$$

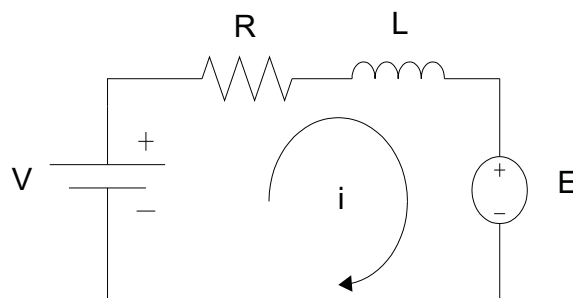
$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + \omega_m i \frac{dL}{d\theta}, \quad (2.1)$$

em que v é a tensão aplicada na fase, i é a corrente, λ é o fluxo concatenado, R é a resistência da fase, L é a indutância da fase, θ é a posição rotórica e ω_m é a velocidade angular em rad/s . O terceiro termo da Equação 2.1 é chamado de força contra eletromotriz E :

$$E = \frac{dL}{d\theta} \omega_m i = k_b \omega_m i. \quad (2.2)$$

Portanto, a partir da Equação 2.1, pode-se visualizar a tensão de alimentação, v , sendo dividida entre três termos: a queda de tensão na resistências da bobina do enrolamento, o termo $L \frac{di}{dt}$ e a força contra eletromotriz E . Tal equação pode então ser representada por um circuito elétrico tal como ilustrado na Figura 2.6.

Figura 2.6: Circuito equivalente de uma fase do MRV.



Fonte: Autor

Multiplicando-se a Equação 2.1 por i tem-se a potência elétrica instantânea p :

$$p = vi = Ri^2 + Li\frac{di}{dt} + \omega_m i^2 \frac{dL}{d\theta}. \quad (2.3)$$

Sabendo que a taxa de variação da energia magnética armazenada a qualquer instante é dada por:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} Li^2 \right) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{dt} + Li \frac{di}{dt} = \frac{1}{2} i^2 \omega_m \frac{dL}{d\theta} + Li \frac{di}{dt}. \quad (2.4)$$

Pela lei da conservação da energia, tem-se que a potência de entrada, vi , divide-se entre a potência dissipada na resistência da bobina do enrolamento, Ri^2 , a taxa de mudança da energia magnética armazenada, $\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} Li^2 \right)$, e a potência mecânica convertida, $\omega_m T_e$, onde T_e é o torque eletromagnético instantâneo. Logo:

$$p_m = \omega_m T_e = vi - Ri^2 - \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} Li^2 \right) \quad (2.5)$$

Substituindo-se na Equação 2.6 os resultados encontrados nas Equações 2.3 e 2.4 e isolando T_e , chega-se a:

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta}. \quad (2.6)$$

Note que $\frac{dL}{d\theta}$ é a taxa de variação da indutância vista nos gráficos das Figuras 2.3 e 2.5.

2.4 Parâmetros físicos do MRV utilizado

Para o estudo efetuado neste trabalho foi utilizado um MRV 12/8 (doze polos no estator e oito polos no rotor) operado com três fases. Tensão nominal de 120 V e corrente nominal de cada fase de 2.6 A. A resistência medida, R , foi de 2.4 Ω . A indutância mínima, que ocorre quando os polos do rotor e do estator estão desalinhados, foi medida como sendo de $L_u = 8 \text{ mH}$, enquanto que a indutância máxima medida foi de $L_a = 52 \text{ mH}$, que ocorre quando os polos do estator e do rotor estão alinhados. Os parâmetros do MRV foram resumidos na Tabela 2.1.

2.5 Considerações finais

Neste capítulo foram apresentadas as características gerais do MRV, analisando-se seu princípio de operação e de conversão de energia. Como visto o MRV apresenta-se atualmente, devido ao barateamento e aumento da velocidade dos dispositivos de chaveamento e processa-

Tabela 2.1: Parâmetros Físicos do MRV Utilizado

Configuração	12/8
Nº de fases	3
Tensão Nominal	120 V
Corrente Nominal	2.6 A
R	2.4 Ω
L_u	8 mH
L_a	52 mH

Fonte: Reis, 2008

mento, como uma alternativa viável devido ao seu baixo custo de construção aliado a uma alta densidade de potência.

No entanto, apesar das várias vantagens deste tipo de motor, ele exige o uso de um conversor de potência. Portanto, seu uso para aplicações de velocidade constante não se justifica devido aos custos do drive em relação aos motores de indução e síncronos, fazendo com que este motor seja utilizado inerentemente em sistemas de velocidade variável. Além disso, a direção de rotação pode ser facilmente alterada mudando-se a sequência de chaveamento das fases do estator.

Como a indutância do enrolamento do estator é função tanto da corrente quanto da posição do rotor temos que esta se torna não linear. Com isto a representação por um circuito equivalente para este motor não é simples. Na seção 2.3 foi desenvolvido o esquema de um circuito equivalente à custa de uma série de simplificações.

É importante ressaltar que, apesar da existência de uma pequena indutância mútua entre os enrolamentos das fases da máquina, para grande maioria das aplicações práticas ela pode ser desconsiderada. Portanto, se o acoplamento mútuo é ausente, podemos dizer que cada fase é eletricamente independente das outras. Esta é uma característica peculiar do MRV e têm conseqüências bastante interessantes, pois mesmo que uma das fases sofra um curto circuito, não há efeitos sobre as outras fases visto ser a voltagem requerida antes e depois do curto circuito a mesma. Isso permite uma grande vantagem da utilização deste tipo de máquina em sistemas críticos tais como na aviação, geração de energia, dispositivos bélicos e até mesmo na tração de veículos elétricos.

3 TÉCNICAS DE CONTROLE CLÁSSICAS

Nesta dissertação duas estratégias de controle convencionais são abordadas e serão utilizadas para fins de comparação com as técnicas de controle preditivo propostas. A primeira e de mais fácil concepção e implementação é a estratégia de controle por Histerese. A segunda é a estratégia de controle Proporcional Integral (PI) e Proporcional Integral Derivativo (PID) que podem ser vistas como variações de uma mesma técnica. Ambas são amplamente utilizadas no controle de corrente e velocidade de sistemas de acionamento com MRV. Nas secções a seguir serão detalhados os princípios envolvidos nas duas estratégias.

A modelagem é um importante aspecto no ajuste de controle. Os modelos precisam descrever como o processo reage aos sinais de controle, além representar as propriedades do distúrbio que há no sistema e podem ser derivados das leis físicas que governam a relação entre suas variáveis, ou mesmo por processos empíricos provenientes de dados advindos do processo podendo ser não lineares ou mesmo lineares. No caso dos modelos não lineares serem utilizados para o projeto da estratégia de controle, controladores não lineares são necessários para prover um melhor desempenho, no entanto estes podem não ser viáveis em aplicações com uma rápida dinâmica tais como o sistema de acionamento com MRV devido ao alto custo computacional e o tempo de cálculo ser bastante limitado. No entanto, se modelos lineares são usados, o controlador projetado deve ser robusto o suficiente para compensar as dinâmicas não modeladas.

O método dos Mínimos Quadrados (MQ) consiste numa estimação que promova uma minimização dos quadrados das diferenças entre uma curva ajustada e os valores advindos de um conjunto de dados (AGUIRRE, 2007). A principal vantagem deste método é proporcionar uma rápida identificação de fácil interpretação e que possui certa facilidade de se modificar a estrutura da função de transferência discreta do sistema. Em vista destes fatores, este método foi utilizado na identificação das malhas de corrente e velocidade e é descrito em maiores detalhes no Apêndice A.

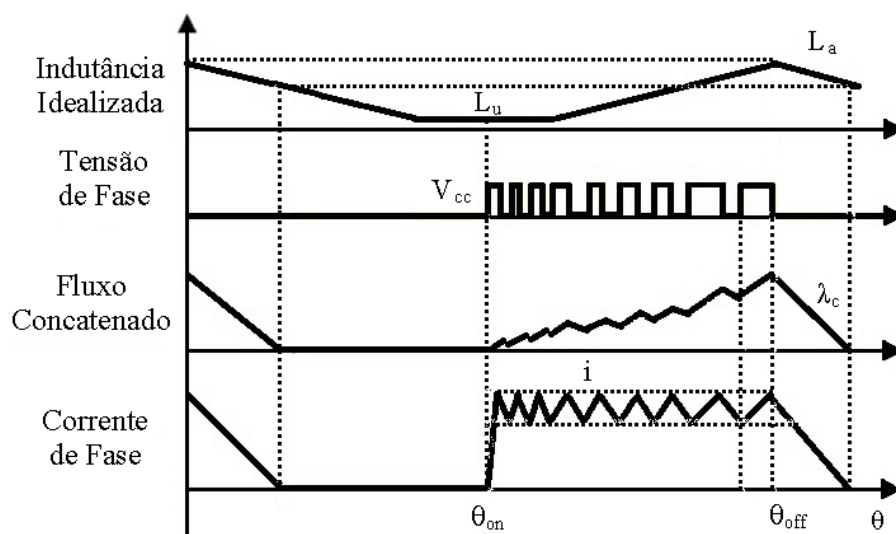
3.1 Controle por Histerese

O controle mais clássico e de fácil implementação é por Histerese. Suas principais vantagens incluem a simplicidade de projeto e implementação, ampla faixa de velocidade de operação, baixo custo e alta confiabilidade (SHAO; LUKIC; EMADI, 2010). No entanto o aumento na oscilação da variável controlada em estado permanente e a frequência de chaveamento variável são as duas principais desvantagens deste controlador (RAIN; HILAIRET; BETHOUX, 2010).

Na aplicação desta técnica no controle de corrente da máquina a oscilação da corrente resulta diretamente em uma oscilação do torque produzido pela máquina, pois, conforme visto no Capítulo 2, este depende do quadrado da corrente. Já a frequência de chaveamento variável provoca além da produção de ruído acústico, um aumento nas perdas do conversor assim como uma diminuição da vida útil das chaves que se refletem diretamente na eficiência e custo de operação do sistema.

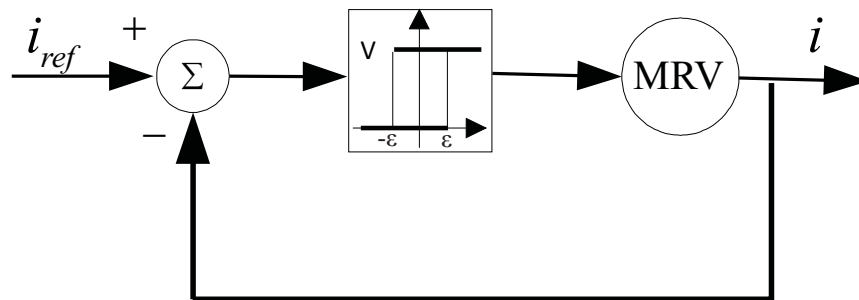
Nas implementações físicas dos controladores apresentados neste trabalho, o sinal de controle da malha de corrente é caracterizado por um ciclo de trabalho do PWM variando entre 0 % e 100 %. Ou seja, não é aplicado sinal de controle negativo. Desta forma o controle por histerese nada mais é do que um processo de liga e desliga da fase ativa de acordo com o nível de corrente de referência e a corrente medida. Um gráfico esquemático do comportamento das principais variáveis no MRV, utilizando esta técnica, é mostrado na Figura 3.1 onde L_a é a indutância da fase na posição alinhada, L_u é a indutância na posição desalinhada, λ_c , é o fluxo concatenado θ_{on} e θ_{off} são, respectivamente, os ângulos de liga e desliga da fase.

Figura 3.1: Esquemático do comportamento das principais variáveis do MRV.



Neste método de controle a corrente é mantida dentro de uma largura de banda. A frequência de chaveamento depende principalmente da fonte de tensão, do perfil de indutância da máquina, da velocidade rotórica e da largura de banda da histerese (GUANGXU et al., 2011). Na Figura 3.2 é apresentado o diagrama de blocos do controlador por Histerese implementado.

Figura 3.2: Diagrama de blocos do controlador por histerese.



Fonte: Autor

3.2 Controle PI/PID

Sistemas de controle PI/PID ainda são largamente utilizados e aceitos em processos industriais. O lugar das raízes foi introduzido para facilitar o projeto de sistemas de controle retroalimentado. Inicialmente introduzido por Evans em 1948, tornou-se um padrão e tem sido uma ferramenta comumente utilizada em sistemas de controle. Muitos livros de engenharia de controle ainda dão grande ênfase no estudo do lugar das raízes assim como vários artigos de pesquisa são publicados apresentando métodos e implementações computacionais e novas abordagens neste tema (KRAISUNTRONLERTPHOP; GUNPANICH, 2012).

O rápido avanço nos sistemas digitais alteraram consideravelmente as opções de projeto de sistemas de controle, tornando praticável o projeto e a implementação de controladores mais complexos. Atualmente a maioria dos sistemas, incluindo-se o utilizado neste trabalho, utiliza-se de ferramentas digitais devido a grande disponibilidade de recursos e flexibilidade a um baixo custo. Desta forma o projeto dos controladores deve levar em conta essa digitalização da informação e os controladores podem ser projetados neste domínio de tempo discreto.

Os controladores discretos podem ser conseguidos pelo projeto do controlador contínuo e a posterior discretização deste. Esta aproximação possui a desvantagem de não levar em conta o segurador de ordem zero (ZOH - *Zero Order Holder*), tratando-se, portanto, de uma aproximação, de forma que se espera uma degradação do desempenho do sistema. De outra forma pode-se realizar o projeto do controlador diretamente no plano Z, o que pode levar a resultados mais precisos.

Nos projetos dos controladores PI e PID utilizados neste trabalho foi utilizado o método do lugar das raízes no domínio discreto. Da mesma forma que em sistemas de tempo contínuo, o lugar das raízes de um sistema discreto consiste do posicionamento dos polos de uma função de transferência à medida que algum parâmetro é variado.

3.2.1 Projeto do controlador PI para a malha de corrente

Tal como será mostrado no Capítulo 6 através do processo de identificação da malha de corrente, o sistema pode ser satisfatoriamente representado por um modelo de primeira ordem com integrador tal como na Equação 3.1.

$$G_{pc}(z) = \frac{K_{pc}}{z-1}. \quad (3.1)$$

Já um controlador PI discreto pode ser representado pela Equação 3.2:

$$G_c(z) = (K_c(z - z_c))/(z - 1), \quad (3.2)$$

onde K_c e z_c representam o ganho do controlador e a posição do zero do controlador, respectivamente. A função de malha aberta $L_c(z)$ do sistema será:

$$L_c(z) = \frac{K_c K_{pc}(z - z_c)}{(z - 1)^2} = \frac{K_1(z - z_c)}{(z - 1)^2}, \quad (3.3)$$

sendo $K_1 = K_c K_{pc}$.

Fazendo com que a função de transferência de malha fechada possua dois polos reais e idênticos em z_p tem-se um controlador com uma resposta rápida e sem sobressinal. A equação característica do sistema está expressa na Equação 3.4.

$$z^2 + (K_1 - 2)z + (1 - K_1 z_c) = 0. \quad (3.4)$$

Assim, solucionando-se a Equação 3.4 por meio da fórmula de Bhaskara e igualando-se a z_p tem-se que o ganho de malha aberta K_1 está relacionado com a posição dos polos pela seguinte expressão:

$$K_1 = 2 - 2z_p. \quad (3.5)$$

Através do discriminante da Equação 3.4 e utilizando-se a Equação 3.5 chega-se a

expressão que determina a posição do zero do controlador:

$$z_c = -\frac{K_1 - 4}{4}. \quad (3.6)$$

Portanto, pela determinação da posição dos polos do sistema de malha fechada pode-se determinar o controlador PI para a malha de corrente.

3.2.2 Projeto do controlador PID para a malha de velocidade

Conforme será apresentado no Capítulo 6, a malha de velocidade pode ser representada por um sistema discreto de segunda ordem tal como representado na Equação 3.7

$$G_{pv}(z) = \frac{K_{pv}(z - z_v)}{(z - z_1)(z - z_2)}. \quad (3.7)$$

Deseja-se então projetar um controlador PID discreto para essa planta. Uma técnica que pode ser utilizada é fazer com que o controlador PID cancele os polos z_1 e z_2 da planta dada pela Equação 3.7. Dessa forma o controlador PID discreto pode ser descrito por:

$$G_v(z) = \frac{K_v(z - z_1)(z - z_2)}{z(z - 1)}, \quad (3.8)$$

onde K_v representa o ganho do controlador e será utilizado como parâmetro de ajuste. A função de malha aberta $L_v(z)$ do sistema será:

$$L_v(z) = K_v \frac{K_{pv}(z - z_v)}{z(z - 1)}. \quad (3.9)$$

Dessa forma, utilizando-se o gráfico do lugar das raízes em função de K_v pode-se selecionar um PID com as características desejadas.

3.3 Considerações finais

O sistema de acionamento com MRV é constituído basicamente por três componentes, a saber: a malha de corrente, a malha de velocidade e a comutação das fases de acordo com o princípio de funcionamento.

Para o controle da malha de corrente, malha fundamental do sistema de controle responsável pela produção do conjugado, foi utilizado o método de controle por Histerese, que apresenta-se como uma técnica simples e de fácil aplicação, mas com uma alta oscilação da

corrente e alta frequência de chaveamento. A partir dos dados provenientes da aplicação desta técnica pôde-se fazer uso do método dos MQ para a identificação do modelo matemático da malha de corrente.

A partir do modelo identificado da malha de corrente o ajuste do controlador baseado no PI pôde ser feito. Para a malha de velocidade também se fez uso do método dos MQ para identificação do modelo e foi apresentado o projeto de seu controlador PID.

4 CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO

Muitos estudos em esquemas de controle complexos e avançados vem cada vez mais sendo implementados principalmente em virtude do vertiginoso desenvolvimento da tecnologia da computação. Apesar disso, esta tecnologia de forma embarcada ainda possuiu um custo restritivo se comparada a sistemas de amplo uso no mercado e de ampla aplicação na indústria que ainda tem suas estruturas de controle baseadas em controladores PID.

Provavelmente isto se deve ao fato de controladores PID possuírem estruturas simples e de fácil ajuste. No entanto, em sistemas com características não lineares, como é o caso do sistema de acionamento com MRV, um bom desempenho em uma ampla faixa de operação é difícil de ser alcançada, de forma que torna-se um desafio às técnicas de controle clássicas e mesmo às mais avançadas e muitos pesquisadores tem propostos técnicas com o objetivo de suplantar tais dificuldades.

Conforme já exposto no Capítulo 1, o Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC - *Model Predictive Control*) agrega uma série de vantagens sobre outros métodos em virtude de possuir conceitos muito intuitivos, o que facilita sua utilização por usuários com conhecimentos limitados em relação ao processo. Além disso, o ajuste no que concerne ao seguimento de referência e rejeição ao ruído é bastante facilitado e de uma forma geral, no pior caso, seu desempenho é similar a de um PID com ajuste ótimo.

Com base nisto e no exposto no Capítulo 1, este capítulo apresenta a formulação e a solução analítica do Controle Preditivo Generalizado (GPC - *Generalized Predictive Control*), que pertence à família dos MPC, que serão utilizados no controle de corrente e velocidade do sistema de acionamento com MRV, foco deste trabalho. Para tal, utiliza-se uma versão simplificada do GPC de forma a se conseguir um desempenho similar a sua aplicação usual.

4.1 Controle Preditivo Generalizado

O algoritmo do GPC consiste em aplicar uma série de ações de controle que minimize uma função custo de multiestágio da forma (CAMACHO; BORDONS, 2004), (De Keyser, 2003):

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

Sujeito a:

$$\begin{aligned} y_{\min} &\leq y(t+k|t) \leq y_{\max} \forall k = 1, \dots, N_2, \\ u_{\min} &\leq u(t+k|t) \leq u_{\max} \forall k = 0, \dots, N_u - 1, \\ \Delta u_{\min} &\leq \Delta u(t+k|t) \leq \Delta u_{\max} \forall k = 0, \dots, N_u - 1, \end{aligned} \quad (4.2)$$

sendo N_1 e N_2 os horizontes de predição mínimo e máximo, N_u é o horizonte de controle, λ é a ponderação do sinal de controle, $w(t+k)$ é a referência futura, Δu é a ação de controle incremental ($\Delta = 1 - q^{-1}$, com q^{-1} sendo o operador atraso discreto e $y(t+k|t)$ é a predição ótima k passos a frente da saída do sistema $y(t)$ a partir do instante t .

A solução para esse problema de otimização é um passo crucial em algoritmos baseados em MPC. A complexidade numérica depende das características do modelo em termos de linearidade, restrições, número de variáveis controladas e manipuladas, etc. Para modelos lineares sem restrições a otimização do MPC pode ser feita analiticamente.

A dinâmica do processo pode ser representada usando o modelo conhecido como *Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average* (CARIMA):

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-1) + \frac{C(q^{-1})}{\Delta}e(t), \quad (4.3)$$

$e(t)$ é o ruído (branco) não correlacionado com valor médio nulo. $A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$ e $C(q^{-1})$ são polinômios na forma de atraso:

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + \dots + a_{n_a}q^{-n_a}, \quad (4.4)$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b}, \quad (4.5)$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + c_2q^{-2} + \dots + c_{n_c}q^{-n_c}. \quad (4.6)$$

A Equação 4.3 pode ainda ser reescrita como:

$$\Delta A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})\Delta u(t-1) + C(q^{-1})e(t), \quad (4.7)$$

Fazendo-se $\Delta A(q^{-1}) = \tilde{A}(q^{-1})$ e adiantando-se k amostras no tempo, tem-se:

$$\tilde{A}(q^{-1})y(t+k) = B(q^{-1})\Delta u(t+k-1) + C(q^{-1})e(t+k) \quad (4.8)$$

sendo que $\tilde{A}(q^{-1})$ está na forma mônica:

$$\tilde{A}(q^{-1}) = 1 + \tilde{a}_1 q^{-1} + \tilde{a}_2 q^{-2} + \dots + \tilde{a}_{n_a+1} q^{-(n_a+1)}. \quad (4.9)$$

Sabe-se que:

$$\frac{C(q^{-1})}{\tilde{A}(q^{-1})} = E_k(q^{-1}) + \frac{q^{-k}F_k(q^{-1})}{\tilde{A}(q^{-1})}, \quad (4.10)$$

que resulta na seguinte equação Diofantina:

$$C(q^{-1}) = \tilde{A}E_k(q^{-1}) + q^{-k}F_k(q^{-1}), \quad (4.11)$$

de forma que:

$$E_k(q^{-1})\tilde{A}(q^{-1}) = C(q^{-1}) - q^{-k}F_k(q^{-1}), \quad (4.12)$$

sendo que $E_k(q^{-1})$ tem ordem $k-1$ e $F_k(q^{-1})$ tem ordem n_a . Dessa forma, se a Equação 4.8 que descreve o modelo da planta for multiplicada por $E_k(q^{-1})$ tem-se o seguinte:

$$E_k(q^{-1})\tilde{A}(q^{-1})y(t+k) = E_k(q^{-1})B(q^{-1})\Delta u(t+k-1) + E_k(q^{-1})C(q^{-1})e(t+k). \quad (4.13)$$

Substituindo-se nesta a Equação 4.12 o seguinte desenvolvimento pode ser seguido:

$$\begin{aligned} [C(q^{-1}) - q^{-k}F_k(q^{-1})]\tilde{A}(q^{-1})y(t+k) &= E_kB(q^{-1})\Delta u(t+k-1) + E_kC(q^{-1})e(t+k), \\ C(q^{-1})y(t+k) - q^{-k}y(t+k)F_k(q^{-1}) &= E_kB(q^{-1})\Delta u(t+k-1) + E_kC(q^{-1})e(t+k), \\ C(q^{-1})y(t+k) - y(t)F_k(q^{-1}) &= E_kB(q^{-1})\Delta u(t+k-1) + E_kC(q^{-1})e(t+k), \\ y(t+k) &= \frac{F_k(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(t) + \frac{E_k(q^{-1})B(q^{-1})}{C(q^{-1})}\Delta u(t+k-1) + E_k(q^{-1})e(t+k). \end{aligned} \quad (4.14)$$

Como o grau de $E_k(q^{-1})$ é $k-1$, então todos os termos do ruído estão no futuro, portanto a predição ótima é obtida trocando-se $e(t+k)$ pelo seu valor esperado (zero), assim:

$$y(t+k|t) = \frac{F_k(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(t) + \frac{E_k(q^{-1})B(q^{-1})}{C(q^{-1})}\Delta u(t+k-1). \quad (4.15)$$

Da Equação 4.15 as entradas de controle passadas podem ser separadas do controle

presente e futuro solucionando-se uma nova equação Diofantina:

$$\frac{E_k(q^{-1})B(q^{-1})}{C(q^{-1})} = H_k(q^{-1}) + q^{-k}J(q^{-1}), \quad (4.16)$$

que pode ser reescrita como:

$$E_k(q^{-1})B(q^{-1}) = H_k(q^{-1})C(q^{-1}) + q^{-k}C(q^{-1})J(q^{-1}). \quad (4.17)$$

Fazendo-se:

$$I_k(q^{-1}) = C(q^{-1})J(q^{-1}), \quad (4.18)$$

tem-se:

$$E_k(q^{-1})B(q^{-1}) = H_k(q^{-1})C(q^{-1}) + q^{-k}I_k(q^{-1}), \quad (4.19)$$

sendo que $H_k(q^{-1})$ tem grau $k - 1$ e $I_k(q^{-1})$ tem grau k . Usando as Equações 4.15 e 4.19 as predições de saída podem ser reescritas como:

$$y(t+k|t) = \frac{F_k(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(t) + \frac{H_k(q^{-1})C(q^{-1}) + q^{-k}I_k(q^{-1})}{C(q^{-1})}\Delta u(t+k-1), \quad (4.20)$$

que leva a:

$$y(t+k|t) = \frac{F_k(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(t) + H_k(q^{-1})\Delta u(t+k-1) + \frac{I_k(q^{-1})}{C(q^{-1})}\Delta u(t-1). \quad (4.21)$$

Do ponto de vista da implementação do controlador uma solução analítica com baixo custo computacional é importante. Assim, neste trabalho é abordado o caso especial onde $N_u = 1$, $N_1 = 1$, $N_2 = N$ e $\lambda = 0$. Dessa forma, resolvendo-se iterativamente a Equação 4.21 tem-se o seguinte:

$$\begin{aligned} y(t+1|t) &= \frac{F_1(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(t) + H_1(q^{-1})\Delta u(t) + \frac{I_1(q^{-1})}{C(q^{-1})}\Delta u(t-1), \\ y(t+2|t) &= \frac{F_2(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(t) + H_2(q^{-1})\Delta u(t+1) + \frac{I_2(q^{-1})}{C(q^{-1})}\Delta u(t-1), \\ &\vdots \\ y(t+N|t) &= \frac{F_N(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(t) + H_N(q^{-1})\Delta u(t+N-1) + \frac{I_N(q^{-1})}{C(q^{-1})}\Delta u(t-1). \end{aligned}$$

Que possui a seguinte forma vetorial:

$$\mathbf{y} = \mathbf{F}(q^{-1})\frac{y(t)}{C(q^{-1})} + \mathbf{I}(q^{-1})\frac{\Delta u(t-1)}{C(q^{-1})} + \mathbf{G}\Delta \mathbf{u}. \quad (4.22)$$

\mathbf{G} é uma matriz baseada nos coeficientes de $H_k(q^{-1})$ da forma:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & \cdots & h_N \end{bmatrix}^T. \quad (4.23)$$

Chamando de resposta livre (\mathbf{f}) a parcela:

$$\mathbf{f} = \mathbf{F}(q^{-1}) \frac{y(t)}{C(q^{-1})} + \mathbf{I}(q^{-1}) \frac{\Delta u(t-1)}{C(q^{-1})}, \quad (4.24)$$

chega-se a:

$$\mathbf{y} = \mathbf{f} + \mathbf{G}\Delta\mathbf{u}. \quad (4.25)$$

Dessa forma, a Equação 4.1 pode ser reescrita como:

$$J = (\mathbf{G}\Delta\mathbf{u} + \mathbf{f} - \mathbf{w})^T (\mathbf{G}\Delta\mathbf{u} + \mathbf{f} - \mathbf{w}) + \lambda \Delta\mathbf{u}^T \Delta\mathbf{u}, \quad (4.26)$$

que leva ao seguinte desenvolvimento:

$$J = (\mathbf{G}\Delta\mathbf{u})^T \mathbf{G}\Delta\mathbf{u} + (\mathbf{G}\Delta\mathbf{u})^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}) + (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \mathbf{G}\Delta\mathbf{u} + (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}) + \lambda \Delta\mathbf{u}^T \Delta\mathbf{u}, \quad (4.27)$$

$$J = [(\mathbf{G}\Delta\mathbf{u})^T \mathbf{G} + (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \mathbf{G} + \lambda \Delta\mathbf{u}^T] \Delta\mathbf{u} + (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}) + (\mathbf{G}\Delta\mathbf{u})^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}), \quad (4.28)$$

$$J = [\Delta\mathbf{u}^T \mathbf{G}^T \mathbf{G} + (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \mathbf{G} + \lambda \Delta\mathbf{u}^T] \Delta\mathbf{u} + (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}) + \Delta\mathbf{u}^T \mathbf{G}^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}), \quad (4.29)$$

$$J = \Delta\mathbf{u}^T (\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}) \Delta\mathbf{u} + 2(\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \mathbf{G}\Delta\mathbf{u} + (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}), \quad (4.30)$$

Fazendo-se:

$$\mathbf{f}_0 = (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}), \quad (4.31)$$

$$\mathbf{b}^T = 2(\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \mathbf{G}, \quad (4.32)$$

$$\mathbf{H} = 2(\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}) \quad (4.33)$$

e substituindo-se as Equações 4.31 a 4.33 na Equação 4.30 chega-se a:

$$J = \frac{1}{2} \Delta\mathbf{u}^T \mathbf{H} \Delta\mathbf{u} + \mathbf{b}^T \Delta\mathbf{u} + \mathbf{f}_0. \quad (4.34)$$

O mínimo da função dada pela Equação 4.34, se não forem consideradas restrições, ocorrerá quando seu gradiente for nulo.

Sabe-se que o gradiente de uma função do tipo $\frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{x}} = (\mathbf{A} + \mathbf{A}^T) \mathbf{x} + \mathbf{b}$ é:

$$\frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{x}} = (\mathbf{A} + \mathbf{A}^T) \mathbf{x} + \mathbf{b}. \quad (4.35)$$

Dessa forma:

$$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{x}} = \frac{1}{2}(\mathbf{H} + \mathbf{H}^T)\Delta \mathbf{u} + \mathbf{b} = 0. \quad (4.36)$$

Como \mathbf{H} é simétrica, tem-se:

$$\Delta \mathbf{u} = -\mathbf{H}^{-1}\mathbf{b}. \quad (4.37)$$

Substituindo-se na Equação 4.37 as Equações 4.32 e 4.33:

$$\Delta \mathbf{u} = (\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T (\mathbf{w} - \mathbf{f}). \quad (4.38)$$

Como na prática somente a ação de controle atual é aplicada, tem-se que:

$$\Delta u = \mathbf{K}(\mathbf{w} - \mathbf{f}). \quad (4.39)$$

sendo \mathbf{K} um $1 \times N$ vetor constante com dimensão que é a primeira linha de $(\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T$, é um vetor que contém a referência futura e \mathbf{f} (resposta livre) é dado pela Equação 4.24. Note que como $N_u = 1$ assume-se que o controlador preditivo não leva em conta restrições enquanto calcula a entrada ótima, mas somente depois, atuando fortes limitações se as restrições forem violadas.

Sabe-se que sintetizar controladores digitais na estrutura conhecida como RST permite o estudo de aspectos relacionados estabilidade e robustez para controladores lineares. A equação de um controlador digital na forma RST é:

$$u(t) = \frac{1}{\Delta R(q^{-1})} [T(q^{-1})w(t) - S(q^{-1})y(t)]. \quad (4.40)$$

Da Equação 4.39:

$$\Delta u = \sum_{i=1}^N K_i [w(t) - f(t)]. \quad (4.41)$$

Substituindo-se a resposta livre por sua equivalência dada pela Equação 4.24 tem-se que:

$$\Delta u = \sum_{i=1}^N K_i w(t) - \sum_{i=1}^N K_i F_i \frac{y(t)}{C(q^{-1})} - \sum_{i=1}^N K_i I_i \frac{\Delta u(t-1)}{C(q^{-1})}, \quad (4.42)$$

$$[C(q^{-1}) + q^{-1} \sum_{i=1}^N K_i I_i] \Delta u(t) = C(q^{-1}) \sum_{i=1}^N K_i w(t) - \sum_{i=1}^N K_i F_i y(t), \quad (4.43)$$

$$u(t) = \frac{1}{\Delta [C(q^{-1}) + q^{-1} \sum_{i=1}^N K_i I_i]} \left[C(q^{-1}) \sum_{i=1}^N K_i w(t) - \sum_{i=1}^N K_i F_i y(t) \right]. \quad (4.44)$$

de modo que a Equação 4.44, considerando-se a Equação 4.40, leva às seguintes relações:

$$R(q^{-1}) = C(q^{-1}) + q^{-1} \sum_{i=1}^N K_i I_i(q^{-1}), \quad (4.45)$$

$$S(q^{-1}) = \sum_{i=1}^N K_i F_i(q^{-1}), \quad (4.46)$$

$$T(q^{-1}) = C(q^{-1}) \sum_{i=1}^N K_i. \quad (4.47)$$

Para o caso da malha de corrente, onde o comportamento da planta pode ser aproximado por um ganho e um integrador, a solução analítica para as Equações 4.52 a 4.55 serão dadas por:

$$T(q^{-1}) = \frac{(1 - \alpha)C(q^{-1})}{b_0}, \quad (4.48)$$

$$R(q^{-1}) = 1 - \alpha c_2 q^{-1}, \quad (4.49)$$

$$S(q^{-1}) = \frac{2 - \alpha + c_1 + \alpha c_2 - (1 + \alpha c_1 + (2\alpha - 1)c_2)q^{-1}}{b_0}, \quad (4.50)$$

$$\alpha = 1 - \frac{1 + 2 + 3 + \dots + N}{1 + 2^2 + 3^2 + \dots + N^2}. \quad (4.51)$$

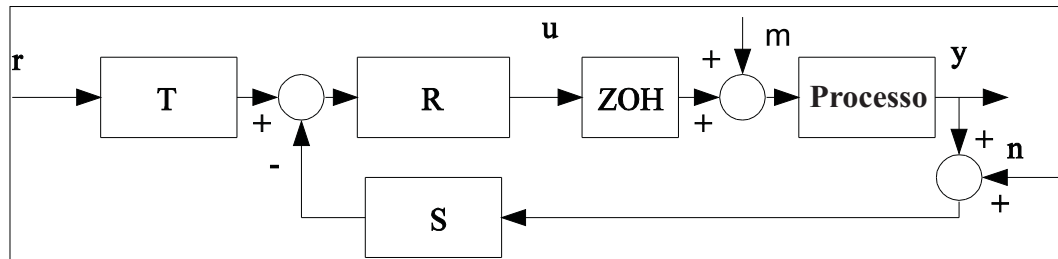
Nota-se que os polinômios R , S e T contém o parâmetro α , que, por sua vez, depende de N . Da Equação 4.51 pode-se ver que α varia de zero a um quando o horizonte de predição, N , varia de um a infinito. Se N for utilizado como parâmetro de ajuste, então α terá valores discretos. Utilizar α como parâmetro de ajuste pode oferecer ajustes mais precisos e é a opção proposta.

4.2 Funções de transferência nominais

O diagrama de blocos representando o controlador na estrutura RST é ilustrado na Figura 4.1.

Realizando-se a análise deste diagrama pode-se chegar às seguintes funções de transferência que relacionam a referência $r(t)$ com a saída $y(t)$, a entrada distúrbio $m(t)$ com a saída,

Figura 4.1: Estrutura RST.



Fonte: Autor

o ruído com o sinal de controle e o ruído com relação a saída dados por:

$$H_{yr}(z) = \mathcal{Z} \left\{ \frac{y(t)}{r(t)} \right\} = \frac{T(z)G(z)}{\Delta R(z) + S(z)G(z)}, \quad (4.52)$$

$$H_{ym}(z) = \mathcal{Z} \left\{ \frac{y(t)}{m(t)} \right\} = \frac{\Delta R(z)G(z)}{\Delta R(z) + S(z)G(z)}, \quad (4.53)$$

$$H_{un}(z) = \mathcal{Z} \left\{ \frac{u(t)}{n(t)} \right\} = \frac{-S(z)}{\Delta R(z) + S(z)G(z)}, \quad (4.54)$$

$$H_{yn}(z) = \mathcal{Z} \left\{ \frac{y(t)}{n(t)} \right\} = \frac{-S(z)G(z)}{\Delta R(z) + S(z)G(z)}, \quad (4.55)$$

$\mathcal{Z}\{.\}$ representa a transformada z.

4.3 Considerações finais

Neste capítulo foi apresentada a formulação do GPC que será utilizada no controle de corrente e velocidade do sistema de acionamento com MRV. A representação na forma RST do controlador é também apresentada de forma a facilitar a obtenção das funções de transferência do sistema que permite as análises de rejeição ao distúrbio, atenuação do ruído e aspectos de robustez. Para o caso da malha de corrente, levando em consideração a aproximação por um integrador feita na planta, a resposta analítica foi apresentada, assim como também apresentada uma proposta mais refinada de ajuste do controlador.

5 IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA

De uma forma geral, o acionamento de um MRV consiste basicamente de duas partes: o sistema de controle e o conversor de potência. Para que haja movimento é necessária a energização do enrolamento entre os pólos desalinhados do rotor de modo que um conjugado de relutância seja produzido tendendo ao alinhamento do pólo do rotor com o pólo do estator. Chaveando-se a corrente das fases em sincronismo com o rotor pode-se fazer o motor girar. Usualmente o sincronismo é obtido realimentando-se a posição do rotor através de um *encoder*.

Este motor exige a utilização de um conversor em virtude de não poder ser diretamente ligado a um barramento CC devido ao seu princípio de funcionamento. Permite, ainda, o uso de uma vasta gama de topologias de conversores, cada um com suas características que devem ser analisadas quando da escolha e adequação deste à aplicação do MRV. Neste trabalho optou-se pela utilização do conversor meia ponte assimétrica descrito nas secções seguintes deste capítulo.

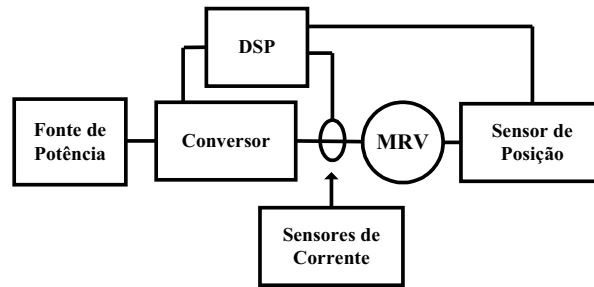
Além disso, há a necessidade de implementação de um mecanismo que coordene o chaveamento das fases e que execute as rotinas de controle de corrente e velocidade do sistema que necessitam de técnicas de controle que podem exigir um considerável nível de processamento. Numa busca por melhores resultados, normalmente utiliza-se Processadores Digitais de Sinais (*Digital Signal Processor - DSP*). A escolha do DSP mais adequado à aplicação não depende somente da capacidade de processamento ou do custo do DSP, mas sim de um conjunto de características que podem levar a escolha de um DSP que não seja necessariamente o DSP com maior capacidade de processamento ou de menor custo. Em muitas aplicações se privilegia os DSPs que possuem os periféricos que melhor se adequam ao processo a ser controlado.

Dentre os diversos DSPs existentes no mercado, salienta-se a família TMS320F28x da *Texas Instruments*, dentro da qual o DSP TMS320F28335 que é o utilizado no controle do MRV utilizado neste trabalho. Essencialmente este componente é um microprocessador integrado a uma série de periféricos capazes de prover uma integração com o sistema de acionamento e com os sensores necessários para a correta operação do motor e do sistema de controle.

5.1 Hardware

A Figura 5.1 apresenta a estrutura que compõe o hardware do sistema de acionamento com MRV. Nas Subseções seguintes são brevemente descritos cada um dos componentes apresentados.

Figura 5.1: Estrutura do Hardware do Sistema de Acionamento com MRV.



Fonte: Autor

5.1.1 *Conversor Ponte Assimétrica*

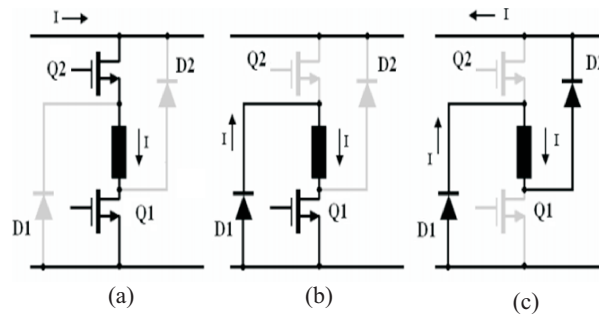
Há muitos estudos relacionados a conversores de potência para sistemas de acionamento do MRV e muitas topologias desenvolvidas com esse propósito, cada uma tendo suas vantagens e desvantagens (HENRIQUES, 2004), (ROLIM, 1997), (YUAN, 2000). Independente da topologia, um conversor para um sistema de acionamento de um MRV deve suprir pulsos unipolares de corrente de modo a ter o controle de sua magnitude e, se possível, de sua forma de onda pra cada fase de maneira sincronizada com a posição instantânea do rotor.

O conversor ponte assimétrica é formado por duas chaves e dois diodos de roda livre para cada fase do motor. Ambas as chaves de potência são dispostas em série com o enrolamento do motor. As demais fases seguem a mesma configuração. Alguns autores utilizam ainda o termo conversor clássico para referenciar-se a esta topologia.

Uma das principais características deste tipo de conversor é sua flexibilidade no controle de corrente, pois cada fase é controlada de forma individual, assim, técnicas de suavização de conjugado podem ser implementadas através de uma superposição de corrente entre as fases. Tal configuração tem como vantagem a confiabilidade no sentido de não permitir curto-circuito no barramento CC do conversor devido ter as chaves ligadas em série com o enrolamento do motor. Pode, ainda, ser utilizado em máquinas com qualquer quantidade de fases simplesmente pela conexão em paralelo com o barramento CC, além de ser possível a operação com número de fases reduzidas.

A Figura 5.2 apresenta a topologia do conversor ponte assimétrica para uma fase j qualquer do MRV em três momentos diferentes mostrando as etapas de funcionamento do mesmo. Esta é a topologia utilizada na implementação deste trabalho.

Figura 5.2: Etapas de funcionamento do conversor ponte assimétrica.



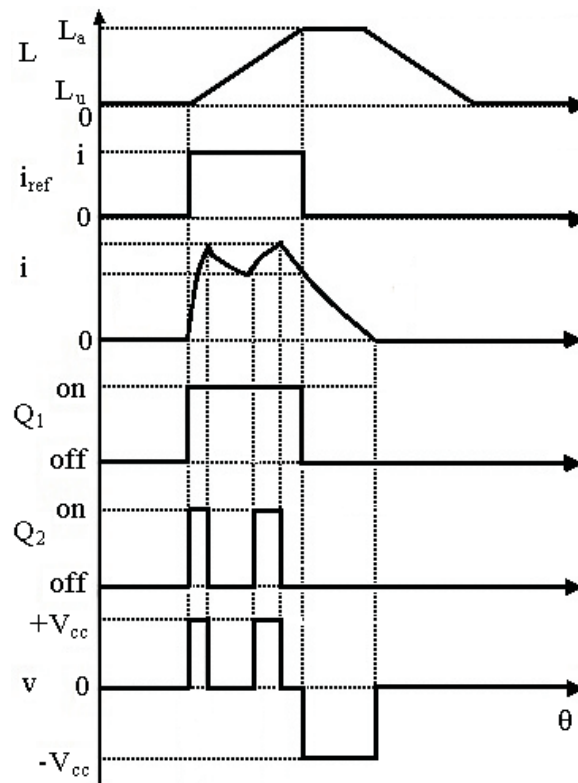
Fonte: Almeida, 2007

O princípio de funcionamento deste conversor está intimamente ligado à estratégia de controle de corrente utilizada. Numa tentativa de melhora do desempenho deste conversor a estratégia de controle por PWM foi adotada, de maneira que a chave superior Q_2 impõe um chaveamento de alta frequência (25 kHz) onde o ciclo de trabalho é determinado pela saída do controlador de corrente implementado. A chave inferior Q_1 de cada braço é energizada durante o intervalo determinado pelo posicionamento do rotor, obedecendo aos ângulos de ligamento e desligamento da máquina (θ_{on} e θ_{off}) de cada fase que dependem diretamente do perfil de indutância da máquina.

Considere os sinais de controle das chaves dados na Figura 5.3. Com intuito ilustrativo, o período do PWM neste gráfico é considerado como sendo metade do tempo de condução, determinado pela chave Q_1 . De uma forma geral ao ligar-se as chaves Q_1 e Q_2 uma corrente, i , irá fluir através do enrolamento da fase do motor. A chave Q_1 mantém-se ligada por todo o período de condução estabelecido pelos ângulos de ligamento, θ_{on} , e desligamento, θ_{off} , da chave. Q_1 é energizada simultaneamente com a chave Q_2 (Figura 5.2.a) durante um período determinado pelo ciclo de trabalho do PWM advindo do controlador de corrente (Figura 5.3). Após este período a chave Q_2 é então desligada. A energia armazenada no enrolamento continua a fluir por Q_1 , que continua ligada e pelo diodo de roda livre D_1 (Figura 5.2.b). Note que a tensão sobre o enrolamento, v , torna-se zero se a queda de tensão do diodo e da chave forem desprezadas (Figura 5.3). Esta operação repete-se até que o ângulo de desligamento seja alcançado, situação em que ambas as chaves Q_1 e Q_2 serão desligadas. Neste momento, conforme pode ser visto na Figura 5.2.c, a energia armazenada no enrolamento tenderá a fluir através dos diodos de roda livre D_1 e D_2 e a tensão no enrolamento fica em $-V_{cc}$ e conforme mostrado na Figura 5.3.

Desta forma a corrente da fase, i , é mantida em torno do valor de referência através do

Figura 5.3: Forma de onda de operação do conversor ponte assimétrica.



Fonte: Almeida, 2007

signal de PWM cujo ciclo de trabalho é determinado pelo controlador.

5.1.2 Unidade Central de Processamento

Neste trabalho, todo o processamento das rotinas necessárias à implementação dos algoritmos de controle discutidos nos capítulos anteriores é realizado por um DSP, que é, basicamente, um tipo de microprocessador otimizado para efetuar processamento matemático utilizado nas rotinas de controle. Esta característica o faz 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 DSP 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 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 o GPC.

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

- Tecnologia CMOS Estática de alto desempenho, com frequência de operação de até 150 MHz;
- Suporte a JTAG (*Joint 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 encoder 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.

5.1.3 Sistema de aquisição

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. A posição do rotor está relacionada diretamente com o princípio de funcionamento do motor, que requer a localização do rotor para a correta comutação entre as fases. Esta pode, também, ser utilizada, dada uma base de tempo, para calcular a velocidade do mesmo. O monitoramento da corrente de fase é necessário para não se ultrapassar os limites de corrente dos enrolamentos.

Nesta seção serão mostrados os sensores de posição e corrente utilizados pelo sistema de controle.

5.1.3.1 Sensor de corrente

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, 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 DSP, além de possuir uma maior precisão e confiabilidade. Três deles foram conectados junto às saídas de potência do conversor.

5.1.3.2 Sensor de posição

O sensor 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 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. A codificação Gray caracteriza-se por alterar somente um bit na comutação de uma palavra de bits para outra.

5.2 Software

O firmware de controle, desenvolvido com o *Code Composer Studio* (CCS) em linguagem C, permite que os devidos algoritmos dos controladores de corrente e velocidade, desenvolvidos e explanados nos capítulos anteriores, sejam implementados de forma que o MRV possa ser convenientemente operado.

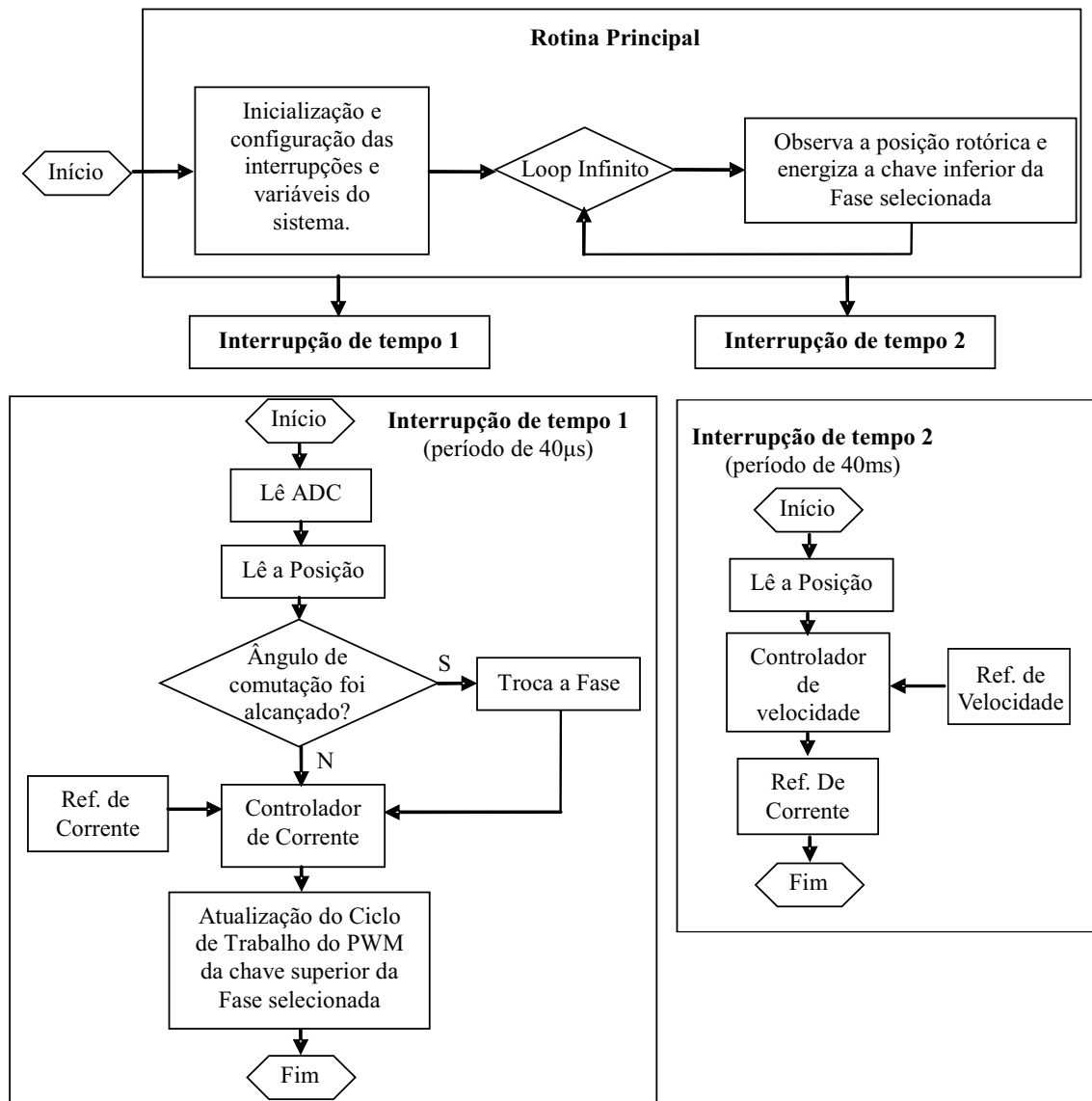
Na Figura 5.4 é mostrado um fluxograma do algoritmo do sistema de controle. A rotina principal consiste basicamente da energização de uma das fases que está atualmente ativa. Duas interrupções de tempo executam os procedimentos de controle da malha de corrente (interrupção de tempo 1 de 40 μ s) e de velocidade (interrupção de tempo 2 de 40ms). Além disso, a rotina principal é responsável por observar a posição rotórica e, dependendo desta, selecionar a próxima fase que será energizada. A rotina de interrupção de 40 ms lê a posição atual do rotor e, de posse da posição anterior armazenada e da constante de tempo da interrupção, faz o cálculo da velocidade do motor que servirá de parâmetro do controlador de velocidade. O DSP faz uso de medidas das variáveis do sistema tanto digitais, advindas do encoder de posição, quanto analógicas enviadas pelos LEMs de corrente que, por sua vez, são convertidos pelo conversor analógico digital do DSP.

5.3 Considerações finais

Neste capítulo, foram apresentadas as principais características do conversor meia ponte assimétrico, que foi utilizado na implementação da bancada de testes utilizada neste trabalho. Consiste em uma topologia já bem conhecida, que possui um desempenho aceitável, além de ser 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 a execução do esquema de controle estudado no capítulo anterior é preciso utilizar diversas ferramentas, desde o próprio DSP, que funciona como unidade central de processamento, até componentes de aquisição de dados do sistema (sensores). As estruturas físicas do sistema de controle foram apresentadas, assim como foi explicado como o sistema funciona de um modo geral através de um fluxograma do software de controle.

Figura 5.4: Fluxograma do algoritmo do software do sistema de controle.



Fonte: Autor

6 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

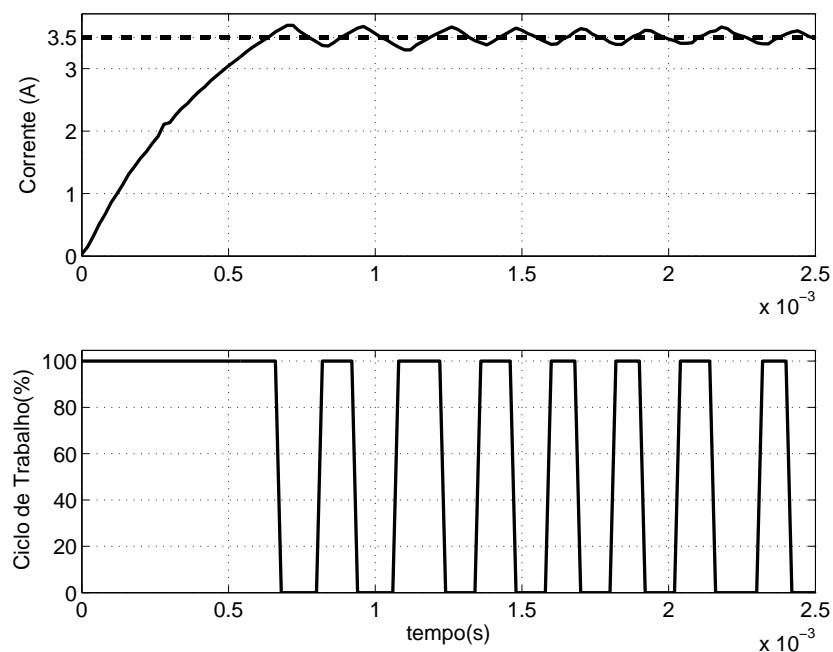
Neste capítulo são mostrados os resultados de simulação e são feitas comparações com resultados experimentais com respeito ao ajuste das malhas de corrente e velocidade do sistema de acionamento com MRV.

6.1 Malha de corrente

6.1.1 Controle por Histerese

Para este método um modelo da planta não é necessário. Como esquematizado na Figura 3.2, conforme pode ser visto nas Figuras 6.1, 6.2 e 6.3 a corrente é mantida dentro de uma largura de banda (ϵ) pré-determinada.

Figura 6.1: Controle por histerese com $\epsilon = 0.05$.

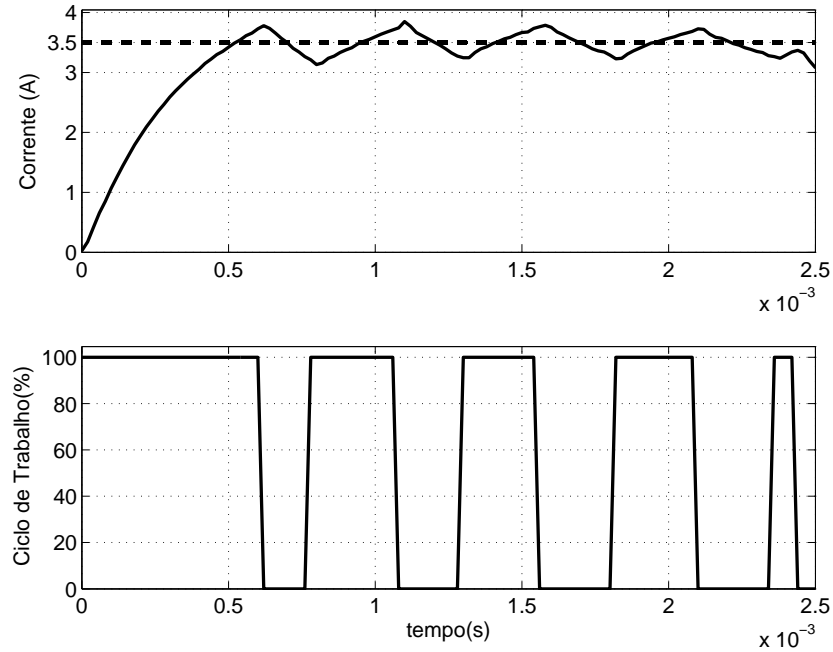


Fonte: Autor

Pode-se ainda observar nas mesmas figuras o comportamento do sinal de controle cuja

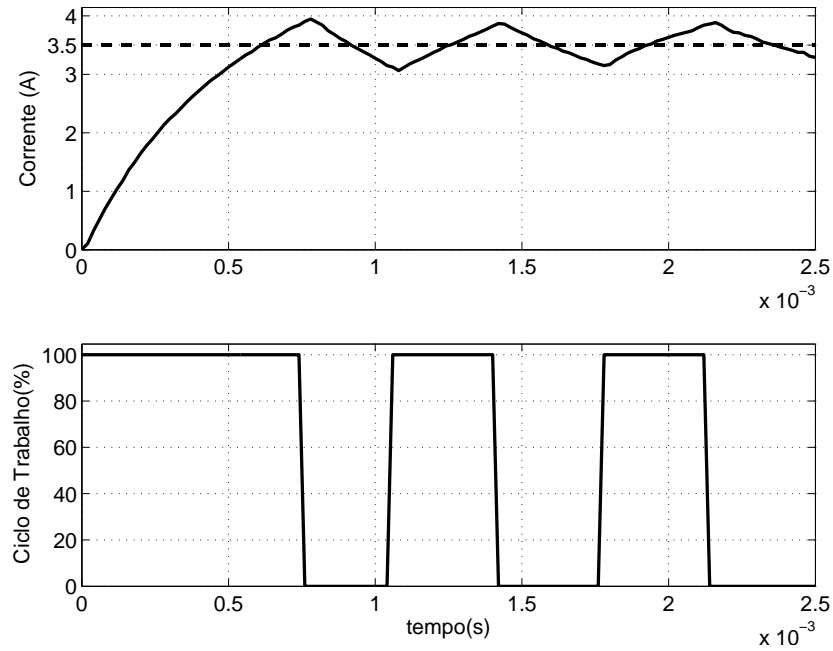
frequência é determinada por fatores como fonte de tensão, perfil de indutância da máquina, velocidade e da largura de banda utilizada.

Figura 6.2: Controle por histerese com $\varepsilon = 0.20$.



Fonte: Autor

Figura 6.3: Controle por histerese com $\varepsilon = 0.35$.

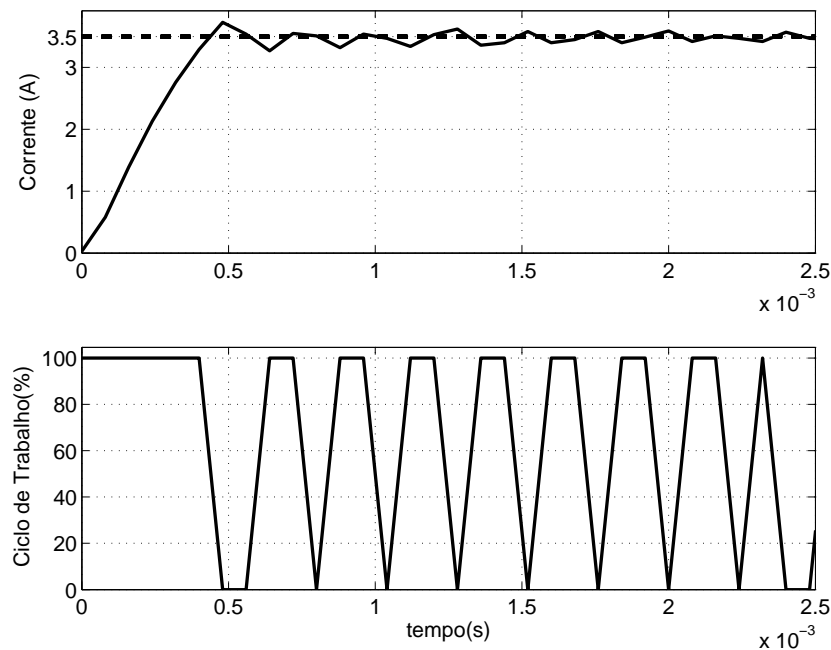


Fonte: Autor

Dessa forma, observa-se que o método apresenta uma acentuada oscilação de corrente, que terá um forte reflexo no conjugado da máquina, pois, como foi visto na Secção 2.3, este é

diretamente proporcional ao quadrado da corrente. Observa-se ainda que à medida que a banda de histerese é diminuída a oscilação tende a ter uma menor amplitude, mas, em contrapartida a frequência de chaveamento aumenta, fazendo com que as perdas por chaveamento e o desgaste nas chaves do conversor aumentem. Fazendo $\varepsilon = 0$ pode-se alcançar a menor oscilação da corrente (Figura 6.4). Como esperado, a frequência de chaveamento aumenta.

Figura 6.4: Controle por histerese com $\varepsilon = 0$.



Fonte: Autor

6.1.2 Identificação da malha de corrente utilizando Mínimos Quadrados

Conforme foi visto na secção anterior, o controle por Histerese dispensa a necessidade de um modelo. No entanto para a grande maioria das outras técnicas de controle o modelo da planta é fundamental no projeto do controlador.

Foi utilizada no processo de identificação a técnica dos Mínimos Quadrados. Para tal há a necessidade de um conjunto de dados de entrada e saída da planta. Dessa forma foram usados os dados provenientes do controle por Histerese mostrado na Figura 6.2 da secção anterior. Observa-se que a resposta nesta região equivale a resposta a um degrau (observe o sinal de controle na Figura 6.2 no intervalo de 0 a 0.6 ms). Dessa forma, o algoritmo retornou o seguinte modelo discreto para a malha de corrente.

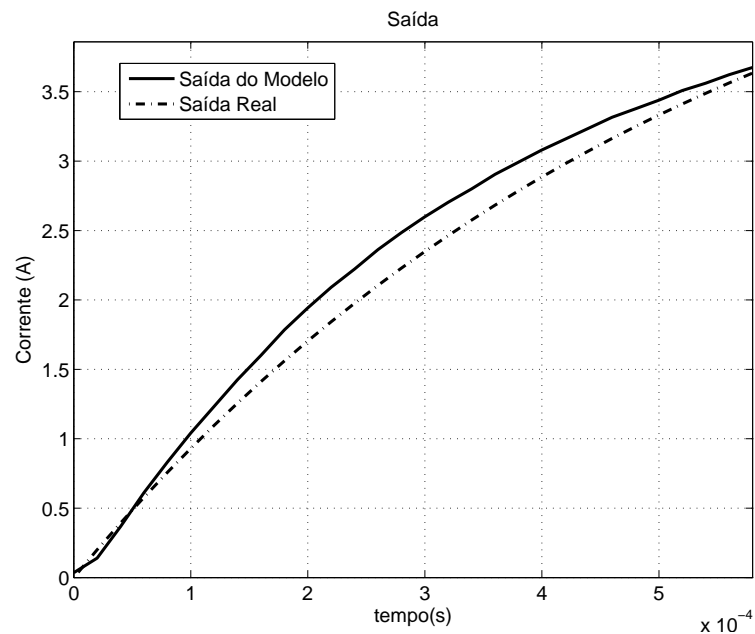
$$G_{pc}(z) = \frac{0.0043z^{-1}}{1 - 0.996z^{-1}}. \quad (6.1)$$

Pela análise da função de transferência discreta dada pela Equação 6.1 pode-se observar que o polo do modelo é próximo o suficiente da unidade, de maneira que pode ser aproximado por um integrador discreto, $(1 - z^{-1})$. Esta aproximação permite a simplificação do projeto dos controladores, principalmente quando se almeja sua utilização em sistemas embarcados. Dessa forma, o modelo assumido para a planta será:

$$G_{pc}(z) = \frac{0.0043z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (6.2)$$

Após o levantamento da planta, foi feita a simulação da resposta do modelo que foi confrontado com a resposta real do sistema e que estão apresentados na Figura 6.5.

Figura 6.5: Identificação da Malha de Corrente.



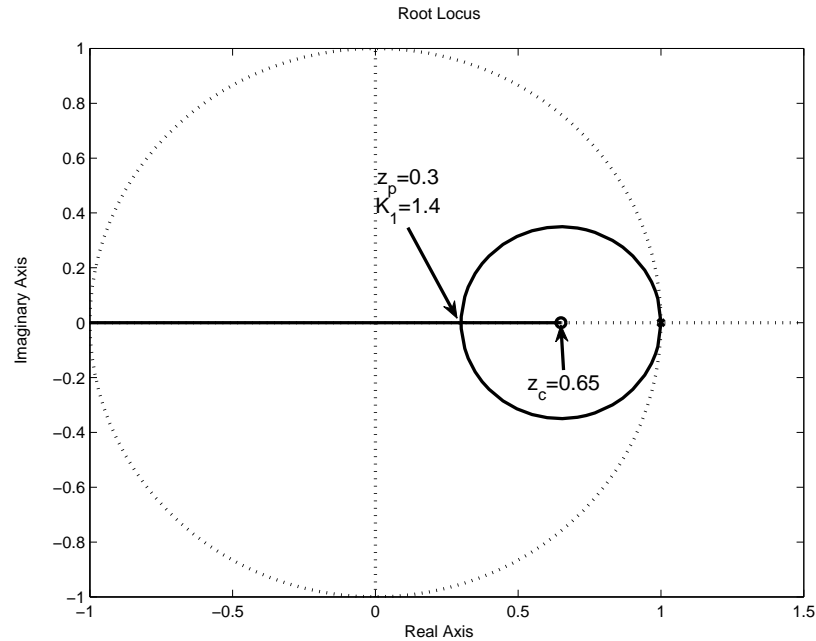
Fonte: Autor

6.1.2.1 Controlador PI

Na Secção 3.2.2.1 foi abordado o método utilizado no projeto do controlador PI para a malha de corrente. Tal como dito naquela secção os polos foram selecionados como sendo reais, positivos e iguais, o que determina uma resposta rápida e sem sobressinal. (CHEN, 1999) mostra que a seleção de um valor de z_p próximo de zero possibilita uma resposta mais rápida, mas apresenta um sinal de controle alto. A largura de banda também é maior de forma que o sistema resultante será mais susceptível a ruído. Dessa forma selecionou-se $z_p = 0.3$ o que por meio das Equações 3.5 e 3.6 leva a um ganho de malha aberta $K_1 = 1.4$ e $z_c = 0.65$. Como $K_1 = K_c K_{pc}$ e

K_{pc} é o ganho nominal da planta de corrente pode-se encontrar o ganho do controlador K_c . Pela Equação 6.2 $K_{pc} = 0.0043$ de forma que o ganho do controlador será $K_c = 325.5$. O gráfico do lugar das raízes do sistema é apresentado na Figura 6.6 onde se podem ver os pontos calculados.

Figura 6.6: Lugar da raízes para a malha de corrente.



Fonte: Autor

Dessa forma o controlador PI projetado é dado por:

$$G_c(z) = \frac{325.5(z - 0.65)}{z - 1} \quad (6.3)$$

Conforme já mencionado em outros capítulos, a estrutura RST possui um importante papel na análise de controle, pois permite derivar importantes propriedades tais como estabilidade e robustez. Assim, representando-se o controlador da Equação 6.3 na estrutura RST tem-se o seguinte:

$$R(z^{-1}) = 1 \quad (6.4)$$

$$S(z^{-1}) = s_0 + s_1 z^{-1} \quad (6.5)$$

$$T(z^{-1}) = S(z^{-1}) \quad (6.6)$$

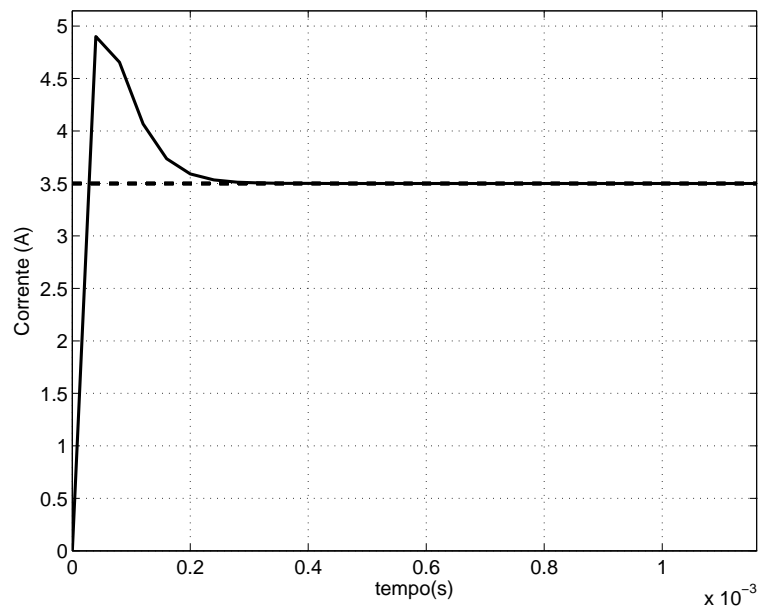
sendo

$$s_0 = K_c \quad (6.7)$$

$$s_1 = -K_c z_c \quad (6.8)$$

Na Figura 6.7 é mostrado o resultado de simulação para a malha de corrente utilizando o controlador PI projetado. Conforme pode ser visto, há um sobressinal de aproximadamente 40%. Analisando-se o gráfico do lugar das raízes da Figura 6.6 observa-se que o sistema possui um zero dominante, ou seja, está mais próximo de um do que os polos. Esta situação é que resulta no efeito visto na Figura 6.7.

Figura 6.7: Resultado de simulação preliminar do PI de corrente.



Fonte: Autor

Com o intuito de mitigar o efeito apresentado na Figura 6.7, um filtro de referência é proposto (Equação 6.9). Para isso um filtro cujo polo seja o mesmo que o zero a ser cancelado deve ser implementado.

$$F(z) = \frac{K_f z}{(z - z_c)}. \quad (6.9)$$

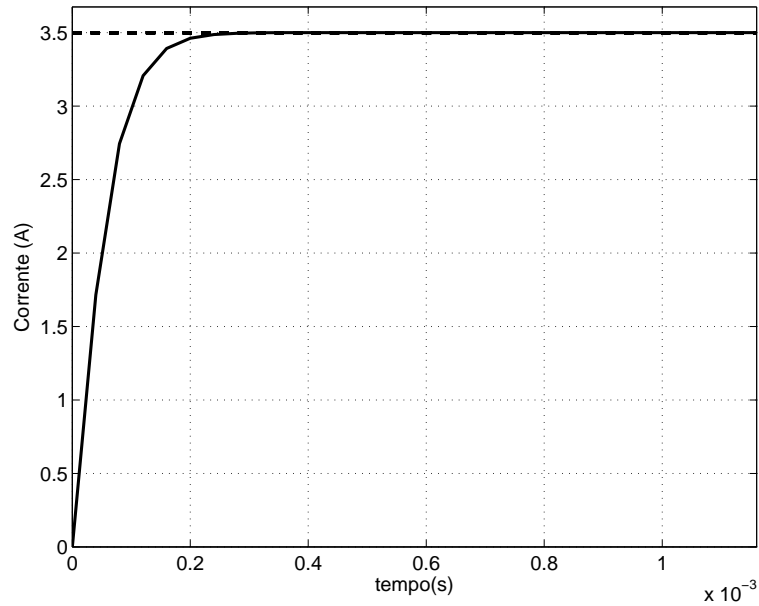
O ganho de estado permanente deste filtro deve ser unitário para que não tenha efeito na resposta em regime. Dessa forma tem-se que:

$$K_f = 1 - z_c = 0.35. \quad (6.10)$$

A resposta de simulação do sistema com filtro de referência é apresentada na Figura 6.8. Observe que, tal como o projetado, não há sobressinal e o sistema atinge a referência em

apenas 0.3 ms.

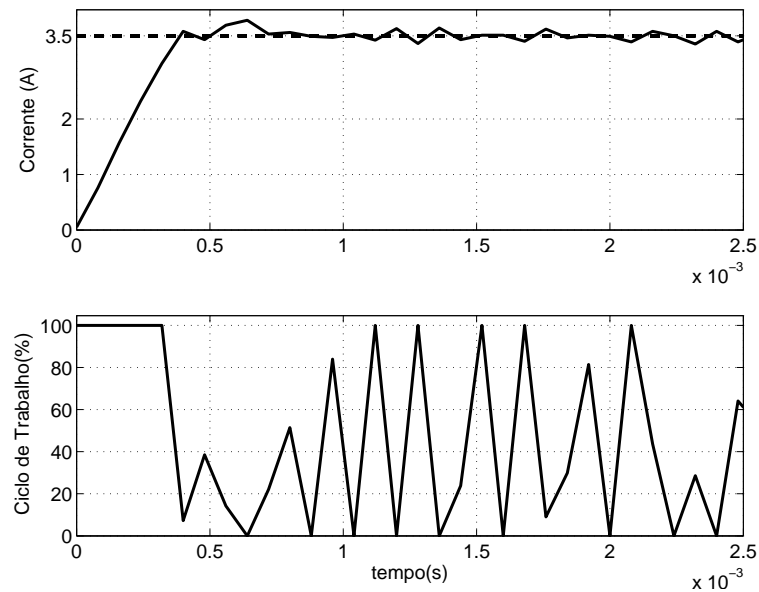
Figura 6.8: Resultado de simulação do PI de corrente com filtro de referência.



Fonte: Autor

Na Figura 6.9 o resultado experimental do PI pode ser visto. Observe o tempo de assentamento de acordo com o simulado. Pode ser visto que a saída possui ruídos que chegam a alcançar 5 % do valor de referência.

Figura 6.9: Resultado experimental do PI de corrente com filtro de referência.



Fonte: Autor

6.1.2.2 Controlador baseado no GPC

No Capítulo 4 foi desenvolvida a análise que levou às Equações 4.45 a 4.47 que mostram a relação existente entre os polinômios $R(z)$ e $T(z)$ com o polinômio $C(z)$. Dessa forma, observando-se as Equações 4.53 a 4.55 conclui-se que $C(z)$ pode ser usado para mudar a rejeição de distúrbio assim como a rejeição de ruído tanto do sinal de controle, quanto da saída, podendo ser tratado como um filtro. No caso do controle de corrente, aqui apresentado, o processo é de primeira ordem e integrativo de modo que (CLARKE; MOTHADI; TUFFS, 1987) sugere que um filtro de segunda ordem ($n_c = 2$) é suficiente para atenuar o ruído desde que seja bem ajustado. Dessa forma o filtro será dado por:

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} \quad (6.11)$$

c_1 e c_2 são constantes que devem ser ajustadas de modo a atenuar o ruído, rejeitar distúrbios e ser robusto. Assumindo que $C(z)$ possui raízes complexas com a mesma parte real, a Equação 6.11 pode ser reescrita como:

$$C(z^{-1}) = (1 - e^{-\sigma + j\beta} z^{-1})(1 - e^{-\sigma - j\beta} z^{-1}) \quad (6.12)$$

σ e β são parâmetros de ajuste e j é a unidade imaginária.

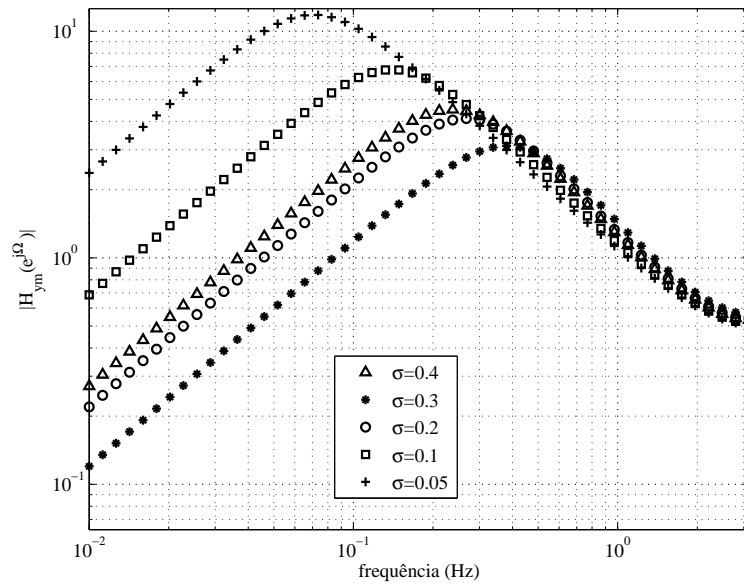
A relação β/σ impõe certas características ao filtro C . (LARSSON; HAGGLUND, 2011) mostra que a melhor escolha para um filtro de segunda ordem é usar um amortecimento de $1/\sqrt{2}$ de modo a minimizar a sensibilidade ao ruído. Dessa forma tem-se que $\beta = \sigma \tan(\pi/4) = \sigma$. Desta forma o filtro terá apenas um parâmetro de ajuste à rejeição de distúrbio, atenuação de ruído e robustez.

As Figuras 6.10 e 6.11 mostram a resposta em frequência da rejeição ao distúrbio (Equação 4.53), $H_{ym}(e^{j\Omega})$, e a atenuação do ruído (Equação 4.54), $H_{un}(e^{j\Omega})$, respectivamente, para o intervalo $0 \leq \Omega < \pi$, onde $\Omega = \omega T_{sc}$ e T_{sc} é o tempo de amostragem da malha de corrente. Pode-se observar que há um compromisso entre $H_{ym}(e^{j\Omega})$ e $H_{un}(e^{j\Omega})$ onde altos valores de σ melhoram a rejeição ao distúrbio mas amplifica o ruído.

Considerando-se que os erros de modelagem da planta de corrente podem ser representados por $G_{pc}(z) = G_{pcn}(z)(1 + \delta G_{pc}(z))$, onde G_{pcn} é a planta de corrente nominal. Considerando-se ainda um limite superior para a norma de $\delta G_{pc}(e^{j\Omega})$ é dado por $\overline{\delta G_{pc}(\Omega)}$ para o intervalo $0 \leq \Omega < \pi$.

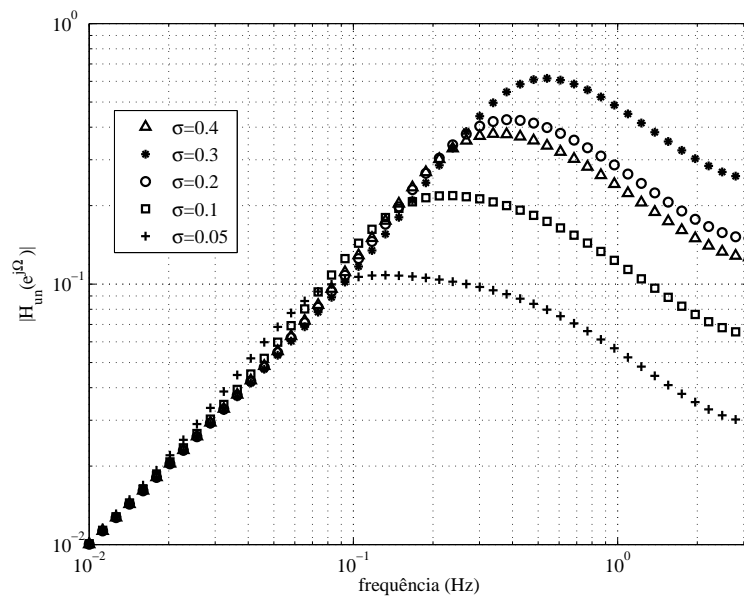
Segundo (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 1996) a estabilidade de malha fechada ro-

Figura 6.10: Rejeição ao distúrbio para malha de corrente usando GPC.



Fonte: Autor

Figura 6.11: Atenuação do ruído para malha de corrente usando GPC.



Fonte: Autor

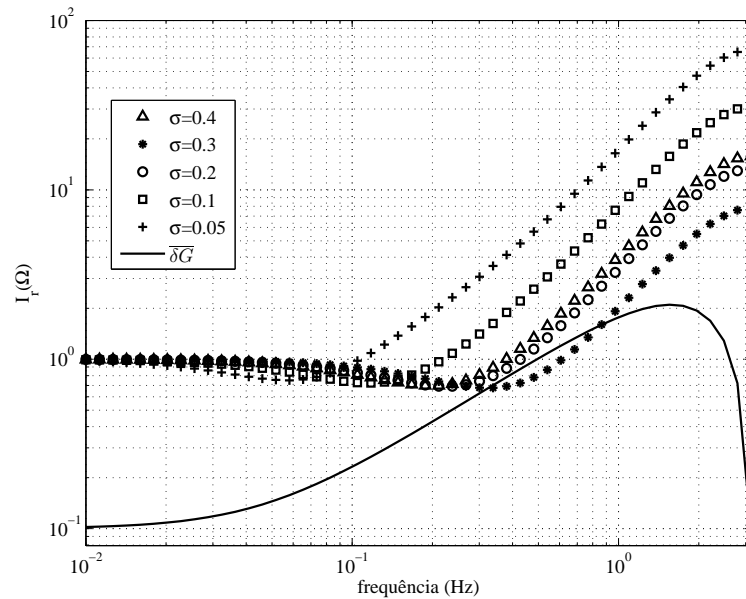
busta é alcançada se:

$$\overline{\delta G_{pc}}(\Omega) \leq I_r(\Omega) = \frac{|\Delta R(z) + S(z)G(z)|}{|S(z)G(z)|} \quad (6.13)$$

onde $I_r(\Omega)$ é definido como o índice de robustez do controlador, que é mostrado na Figura 6.12 para o controlador com diferentes valores de σ , considerando-se um erro de 10 % no ganho e duas amostras de atraso. Conclui-se que, em baixas frequências, o índice de robustez para todos os valores de σ analisados é praticamente o mesmo e em médias frequências o índice de

robustez pode ser facilmente ajustado pelo valor de σ .

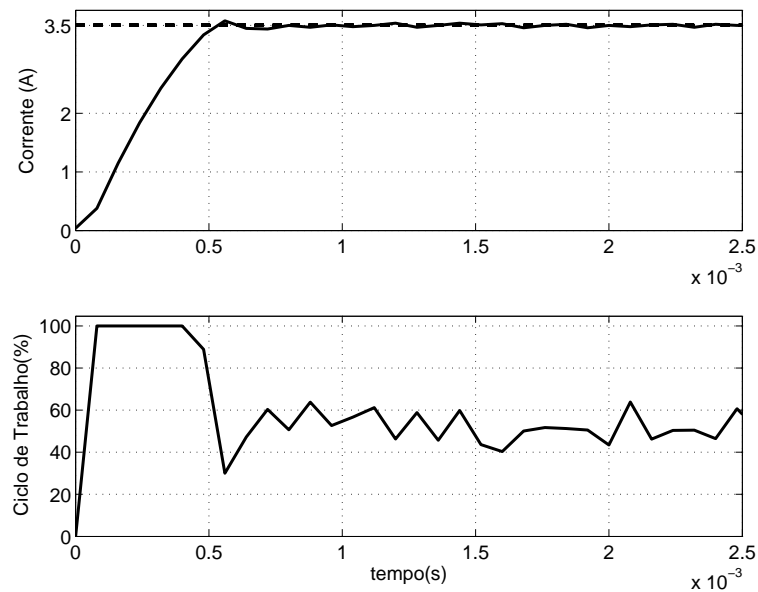
Figura 6.12: Índice de robustez para o controlador de corrente.



Fonte: Autor

Pela análise conjunta das Figuras 6.10 a 6.12 percebe-se que baixos valores de σ aumentam a robustez e a atenuação do ruído, mas prejudica a rejeição ao distúrbio. Considerando o melhor compromisso entre esses aspectos de desempenho, escolheu-se $\sigma = 0.2$, o que resulta em $C(z^{-1}) = 1 - 1.60z^{-1} + 0.67z^{-2}$. O resultado experimental utilizando esses ajustes é mostrado na Figura 6.13.

Figura 6.13: Resultado experimental do controlador baseado no GPC para a malha de corrente.



Fonte: Autor

Comparando-se a resposta do PI da Figura 6.9 fica claro o efeito do filtro na diminuição

da oscilação de corrente (menos de 2 %) e principalmente na diminuição da oscilação do sinal de controle.

6.1.2.3 Comparação dos resultados

Todos os controladores foram capazes de rastrear a referência. Com o objetivo de fazer uma análise quantitativa do desempenho destes dois índices de desempenho foram utilizados: a variância, V_u , do sinal de entrada e o erro quadrático médio E_q calculados pelas Equações 6.14 e 6.15, respectivamente.

$$V_u = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M (u(k) - \bar{u})^2 \quad (6.14)$$

$$E_q = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M (e(k))^2 \quad (6.15)$$

onde \bar{u} é a média do sinal de controle. Serão analisados além do GPC e do PI o controle por histerese com $\varepsilon = 0$ por, dentre os controladores por histerese, possuir a menor oscilação da corrente. Os resultados provenientes desta análise estão resumidos na Tabela 6.1.

Tabela 6.1: Índices de desempenho dos controladores para a malha de corrente.

Índice	Histerese	PI	GPC
Erro quadrático (E_q)	0.0115	0.0067	0.0023
Variância (V_u)	9.8029	5.5906	0.4351

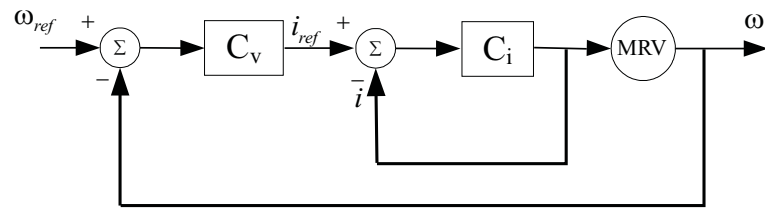
Fonte: Autor

6.2 Malha de velocidade

Uma vez que a malha de corrente encontra-se funcionando e adequadamente ajustada pode-se iniciar o trabalho sobre a malha de velocidade. O sistema completo de controle de corrente e velocidade do MRV é apresentado na Figura 6.14.

O primeiro passo desta etapa é a aquisição de um modelo para o posterior projeto dos controladores aplicados. Inicialmente a identificação foi feita utilizando-se dados da resposta da máquina a uma entrada degrau. Os controladores baseados no PID e no GPC foram projetados e implementados. No entanto observou-se uma degeneração dos resultados experimentais obtidos. Observou-se ainda a forte presença de uma não linearidade do tipo zona-morta. Dessa forma o modelo do sistema foi novamente identificado da forma explicada na próxima secção.

Figura 6.14: Diagrama de blocos geral do sistema.

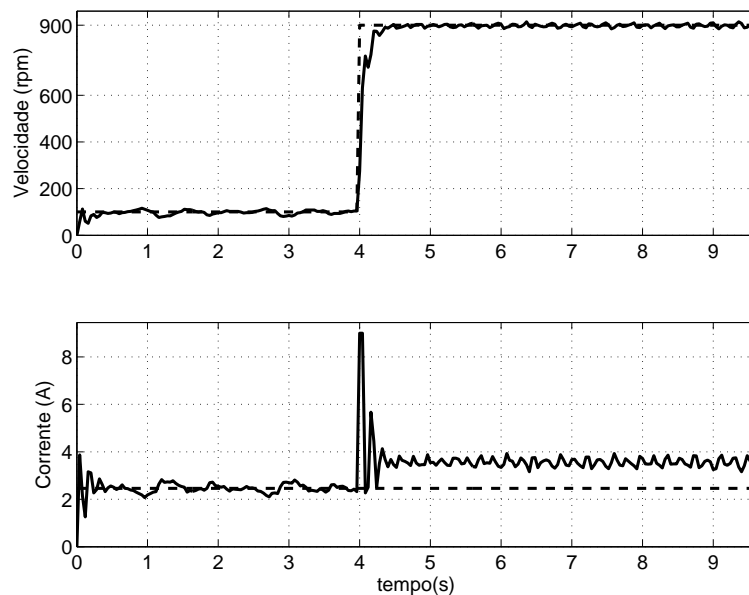


Fonte: Autor

6.2.1 Identificação da malha de velocidade utilizando Mínimos Quadrados

Após uma série de experimentos, observou-se que a corrente de referência mínima capaz de provocar o movimento da máquina foi, em média, 2,5 A. No entanto, para este nível de corrente, em malha aberta a máquina vai a uma velocidade moderada de aproximadamente 600 rpm. Como o objetivo dessa dissertação está relacionado a controladores lineares, optou-se por refazer a identificação da malha de velocidade em malha fechada, utilizando-se o controlador GPC na malha de corrente e GPC na malha de velocidade utilizando o primeiro modelo desta malha para uma resposta ao degrau, tal como dito anteriormente. O ensaio foi executado dentro de uma faixa de operação pré-estabelecida (entre 100 rpm e 1200 rpm) de modo que tanto a zona-morta quanto a dinâmica do processo pudessem ser identificadas. Esta técnica pode ser vista como um ajuste fino do modelo do sistema de controle de velocidade. A máquina foi acionada a 100 rpm e após um tempo suficiente para estabilização aplicou-se um degrau de velocidade de 100 rpm a 1200 rpm. Os dados provenientes a este ensaio estão mostrados na Figura 6.15.

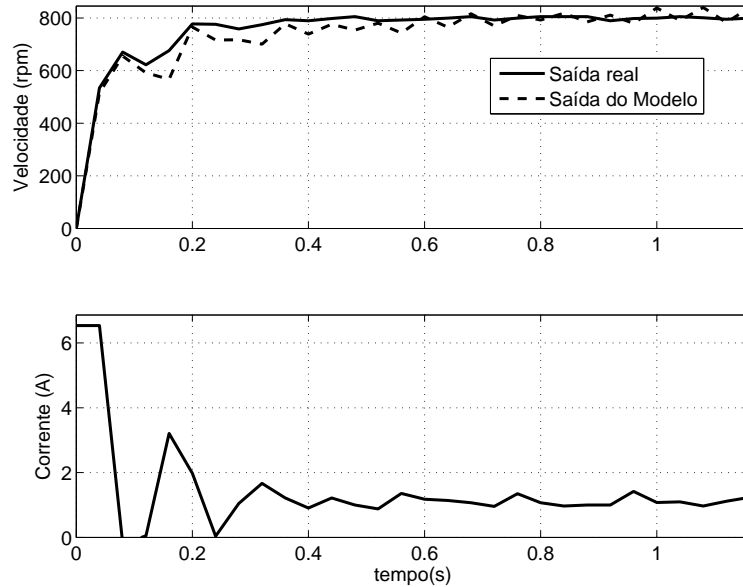
Figura 6.15: Dados utilizados no procedimento de identificação da malha de velocidade.



Fonte: Autor

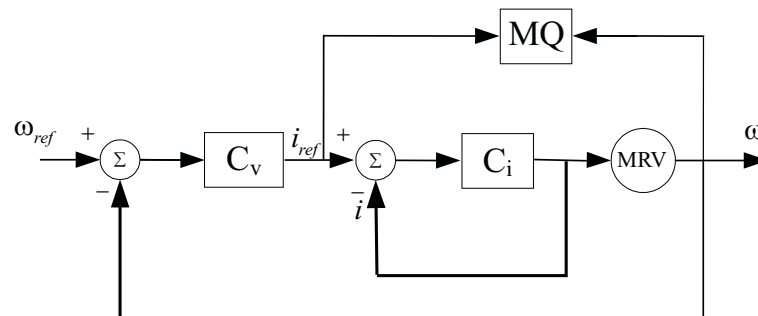
Os dados utilizados assim como a saída do modelo identificado utilizando os Mínimos Quadrados estão mostrados na Figura 6.16 e modelo é mostrado na Equação 6.16. O processo de identificação em malha fechada está esquematizado na Figura 6.17.

Figura 6.16: Identificação do modelo da malha de velocidade.



Fonte: Autor

Figura 6.17: Diagrama de blocos da identificação em malha fechada.



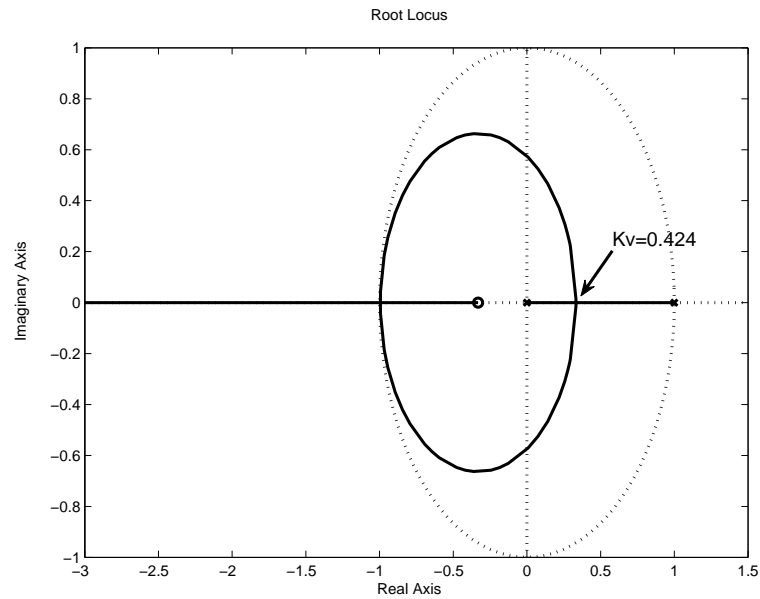
Fonte: Autor

$$G_{pv}(z) = \frac{0.789z + 0.261}{z^2 + 0.061z - 0.923} = \frac{0.789(z + 0.331)}{(z + 0.992)(z - 0.931)}. \quad (6.16)$$

6.2.1.1 Controlador PID

Utilizou-se de um PID capaz de cancelar os dois polos da planta $z_1 = -0.992$ e $z_2 = 0.931$. O gráfico do lugar das raízes é mostrado na Figura 6.18. Selecionou-se o ganho $K_v = 0.424$. Dessa forma chegou-se a um controlador PID dado por:

Figura 6.18: Lugar das raízes para a malha de velocidade.

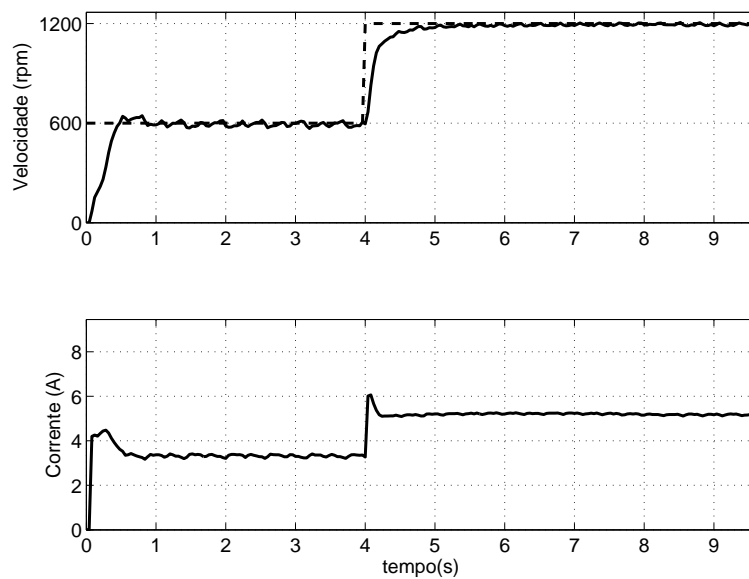


Fonte: Autor

$$G_v(z) = \frac{0.424(z + 0.992)(z - 0.931)}{z(z - 1)}. \quad (6.17)$$

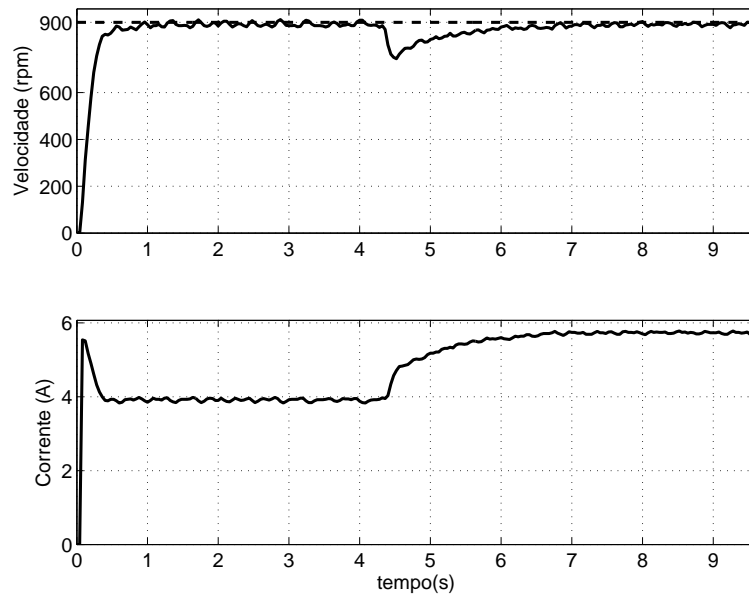
Nas Figuras 6.19 e 6.20 são apresentadas as respostas de velocidade e o respectivo sinal de controle para uma mudança de referência de 600 rpm para 1200 rpm que apresentou um tempo de assentamento em torno de 0.48 s e um degrau de carga que mostra que o tempo de recuperação ao distúrbio é de aproximadamente 1.8 s, respectivamente.

Figura 6.19: Resposta do Controlador PID a uma mudança de referência.



Fonte: Autor

Figura 6.20: Resposta do controlador PID para um degrau de carga.

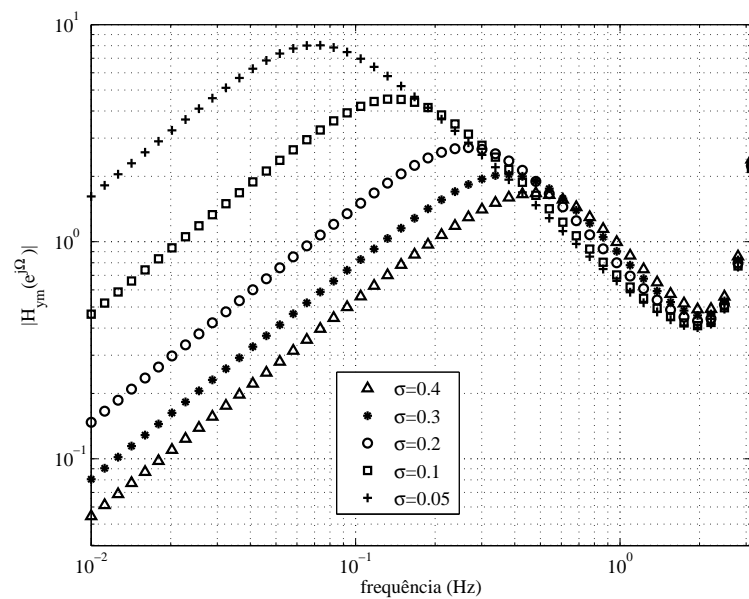


Fonte: Autor

6.2.1.2 Controlador Baseado no GPC

Novamente escolhendo-se um filtro de segunda ordem, tal como na Equação 6.12, pode-se traçar os gráficos da rejeição ao distúrbio (Equação 4.53), $H_{ym}(e^{j\Omega})$ (Figura 6.21), e a atenuação do ruído (Equação 4.54), $H_{un}(e^{j\Omega})$ (Figura 6.22), respectivamente, para o intervalo $0 \leq \Omega < \pi$, onde $\Omega = \omega T_{sv}$ e T_{sv} é o tempo de amostragem da malha de velocidade.

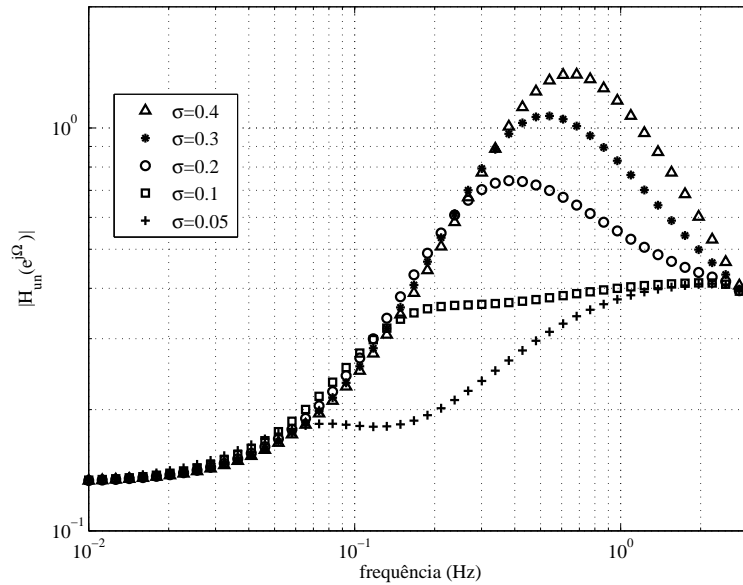
Figura 6.21: Rejeição ao distúrbio para malha de velocidade usando GPC.



Fonte: Autor

Nota-se, novamente, o compromisso entre $H_{ym}(e^{j\Omega})$ e $H_{un}(e^{j\Omega})$ onde altos valores de

Figura 6.22: Rejeição ao distúrbio para malha de velocidade usando GPC.



Fonte: Autor

σ melhoram a rejeição ao distúrbio mas amplifica o ruído.

Da mesma forma que foi feito para a malha de corrente, os erros de modelagem da planta de velocidade podem ser representados por $G_{pv}(z) = G_{pvn}(z)(1 + \delta G_{pv}(z))$, onde G_{pvn} é a planta de velocidade nominal. Sendo o limite superior para a norma de $\delta G_{pv}(e^{j\Omega})$ dado por $\overline{\delta G_{pv}}(\Omega)$ para o intervalo $0 \leq \Omega < \pi$.

Tal como na Equação 6.13 a estabilidade de malha fechada robusta é alcançada se:

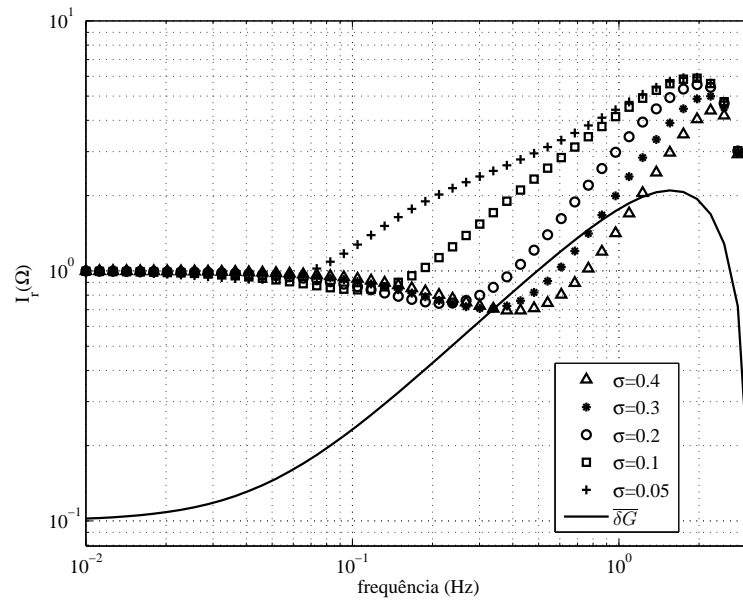
$$\overline{\delta G_{pv}}(\Omega) \leq I_r(\Omega) = \frac{|\Delta R(z) + S(z)G(z)|}{|S(z)G(z)|} \quad (6.18)$$

onde $I_r(\Omega)$ é definido como o índice de robustez do controlador e é mostrado na Figura 6.23 para o controlador da malha de velocidade com diferentes valores de σ , considerando-se um erro de 10 % no ganho e duas amostras de atraso. Pode-se observar que, em baixas frequências, o índice de robustez para todos os valores de σ analisados é praticamente o mesmo e em médias frequências o índice de robustez pode ser facilmente ajustado pelo valor de σ .

Dessa forma, pela análise conjunta das Figuras 6.21 a 6.23 percebe-se que baixos valores de σ aumentam a robustez e a atenuação do ruído, mas prejudica a rejeição ao distúrbio.

Considerando o melhor compromisso entre esses aspectos de rejeição à perturbação, atenuação de ruído e robustez, escolheu-se $\sigma = 0.2$, o que resulta em $C(z^{-1}) = 1 - 1.60z^{-1} + 0.67z^{-2}$.

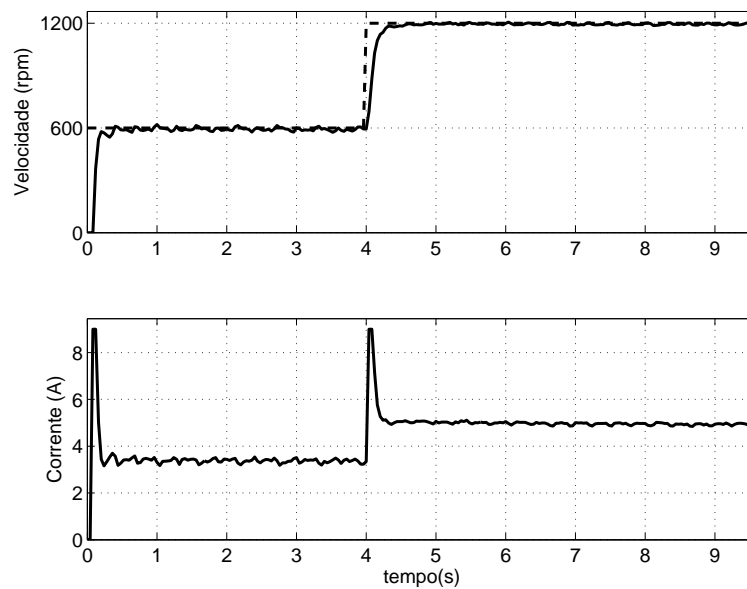
Figura 6.23: Índice de robustez para o controlador de velocidade.



Fonte: Autor

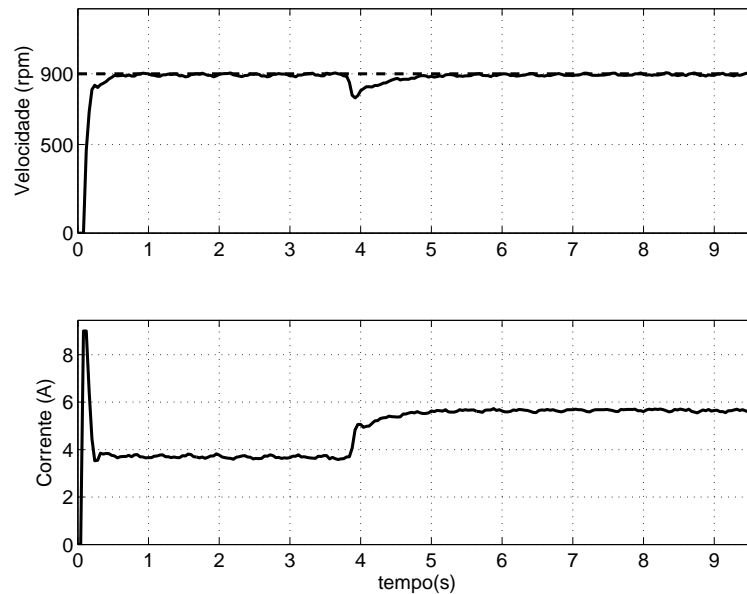
Na Figura 6.24 são apresentadas os resultados experimentais da velocidade e o respectivo sinal de controle para uma mudança de referência de 600 *rpm* para 1200 *rpm* apresentando um tempo de assentamento em torno de 0.2 *s*. Já na Figura 6.25 pode ser visto que o sistema leva aproximadamente 1 *s* para se recuperar do distúrbio provocado por um degrau de carga.

Figura 6.24: Resultado Experimental para o Controlador GPC a uma Mudança de Referência.



Fonte: Autor

Figura 6.25: Resultado Experimental para o Controlador GPC para um Degrau de Carga.



Fonte: Autor

6.2.1.3 Comparação dos resultados

Na comparação dos resultados experimentais para a malha de velocidade 4 índices de desempenho foram propostos. Além da variância do sinal de controle (V_u) e do erro quadrático médio (E_q) da forma da Equações 6.14 e 6.15, respectivamente, foram medidos ainda o tempo de assentamento (t_s) e o tempo de recuperação para uma perturbação de carga (t_r). Tais índices estão resumidos na Tabela 6.2.

Tabela 6.2: Índices de desempenho dos controladores para a malha de velocidade.

Índice	PID	GPC
(t_s)	0.48 s	0.2 s
(t_r)	1.8 s	1.0 s
(E_q)	329.2	140.9
(V_u)	103.7	86.1

Fonte: Autor

6.3 Maximização da eficiência energética do MRV por meio do ângulo de disparo

Nesta secção é proposto um algoritmo capaz de identificar o ângulo de disparo que proporciona a operação mais eficiente de forma mais harmoniosa com o controlador de velocidade.

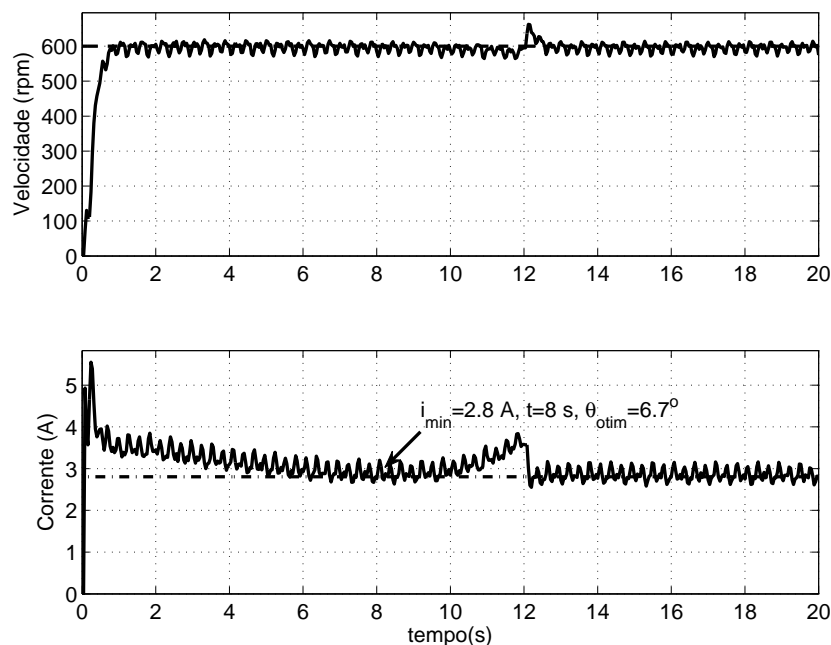
Uma operação eficiente do sistema de acionamento com MRV, ou mesmo com qual-

quer outro motor é sempre de grande importância, pois ineficiência leva a motores com maiores dimensões, peso e consumo de energia.

O procedimento de otimização do ângulo de disparo é simples e independente do controle de velocidade. Consiste em se verificar a corrente média de dez amostras consecutivas da corrente de referência calculada pelo controlador de velocidade enquanto o ângulo de disparo é percorrido numa faixa entre θ_{max} e θ_{min} , onde θ_{min} e θ_{max} são valores mínimo e máximo do ângulo de disparo capaz de fazer o motor ir até a velocidade de referência e que foram identificados empiricamente. O valor do ângulo de disparo que proporciona uma corrente média mínima capaz de sustentar aquela velocidade é então selecionado. As dez amostras garantem que a dinâmica mais lenta da velocidade seja respeitada. Assim é averiguado qual ângulo provê o melhor desempenho (menor corrente) para aquela velocidade de referência. O procedimento deve ser realizado sempre que a velocidade de referência for modificada.

Na Figura 6.26 é apresentado o resultado experimental para esse procedimento de otimização para uma referência de velocidade de 600 rpm. O ângulo de disparo ótimo, que minimiza a corrente e mantém a velocidade a 600 rpm foi 6.7 deg e foi encontrado em 8 s sendo que a corrente média nesta situação foi 2.8 A.

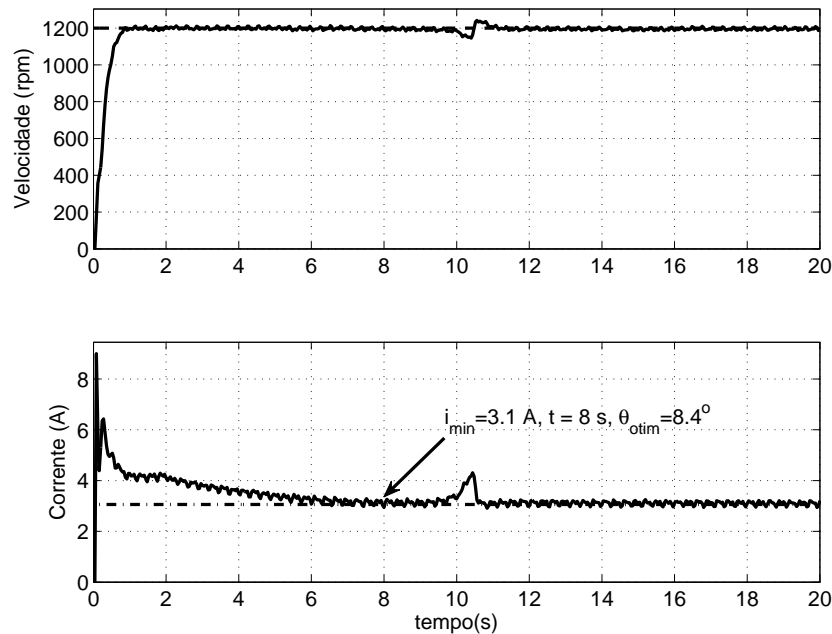
Figura 6.26: Identificação do ângulo de disparo ótimo a 600 rpm.



Fonte: Autor

Na Figura 6.27 um resultado similar, mas para uma referência de velocidade de 1200 rpm. O ângulo de disparo ótimo para essa velocidade foi encontrado em 8 s como sendo 8.4 deg. A corrente média mínima foi 3.1 A.

Figura 6.27: Identificação do ângulo de disparo ótimo a 1200 rpm.



Fonte: Autor

Para que o procedimento não seja interferido pela resposta transitória, faz-se com que o início da procura do ângulo de disparo ótimo comece apenas depois de um tempo suficientemente grande para que ocorra a estabilização do sistema. Este tempo foi selecionado como sendo de 40 amostras que corresponde a 1.6 s.

O tempo de otimização, para os casos estudados, que abrangem a faixa de velocidade de operação pré-especificada, leva menos de 11 s e depois de identificado o sistema pode continuar com sua operação normal. Pode ainda ser programado para ocorrer periodicamente (mesmo sem uma mudança de referência de velocidade) para se corrigir alguma mudança paramétrica.

6.4 Considerações finais

Neste capítulo avaliou-se o desempenho do comportamento do controlador baseado no GPC aplicado às malhas de corrente e velocidade do sistema de acionamento com MRV. Além disso, controladores por Histerese e PID também foram aplicados com o objetivo de se fazer comparações entre a técnica proposta e técnicas clássicas. O método dos mínimos quadrados foi utilizado para estimação dos coeficientes das funções de transferência das plantas do sistema.

A análise de desempenho do controlador proposto foi feita e utilizada no projeto com o intuito de aumentar a rejeição a distúrbio, atenuação de ruídos e quanto a critérios de robustez.

O desempenho das diferentes configurações foi avaliado através de índices de desempenho, tais como o erro quadrático médio, variância do sinal de controle, tempo de assentamento, tempo de recuperação de distúrbio. Pode-se observar que todos os controladores implementados se mostram capazes de seguir referência mesmo quando há mudança do ponto de operação ou mesmo quando submetidos a distúrbios de carga.

Foi ainda apresentado, no final do capítulo, uma proposta que objetiva o aumento da eficiência da máquina no controle de velocidade utilizando um algoritmo que permite localizar o ângulo de disparo que garanta o seguimento de referência com uma média de corrente mínima.

7 CONCLUSÕES

7.1 Considerações finais

Conforme foi visto, o MRV tem atraído a atenção principalmente devido a sua simplicidade de construção e alta confiabilidade. Foram revisados o estado da arte e as principais problemáticas da situação atual com relação ao uso industrial e desenvolvimento acadêmico com relação ao sistemas de acionamento com MRV. Vantagens e desvantagens e seus principais desafios foram mencionados. Com o exposto, este tipo de máquina se apresenta como opção competitiva para aplicações de velocidade variável.

Foi apresentado ainda um estudo teórico do princípio básico de operação dos motores de relutância baseado em equações elétricas e mecânicas clássicas que regem o modelo simplificado destes motores. Foi mostrado o comportamento da indutância e do conjugado e suas relações com o controle da corrente e métodos de chaveamento do conversor.

É importante ressaltar que a indutância mútua dessa máquina pode ser desconsiderada de forma que cada fase é eletricamente independente das outras, sendo esta uma característica particular do MRV e que têm consequências bastante interessantes, pois mesmo que uma das fases sofra um curto circuito, não haverá efeitos sobre as outras fases em virtude da voltagem requerida antes e depois do curto circuito ser a mesma. Isso permite uma grande vantagem da utilização deste tipo de máquina em sistemas críticos tais como na aviação, geração de energia, dispositivos bélicos e até mesmo na tração de veículos elétricos.

Com relação ao conversor para este tipo de máquina, encontra-se uma ampla ramificação do estudo relacionado ao MRV. A quantidade de topologias possíveis de uso nesta máquina ao mesmo tempo em que permite uma melhor adequação ao tipo de aplicação exigida, dificulta a padronização de conversores pra esta máquina o que pode aumentar os custos do projeto que a utilize. O conversor ponte assimétrica, que foi utilizado neste trabalho, se trata de uma topologia já bem conhecida que possui um desempenho aceitável e por sua versatilidade e simplicidade de projeto é uma opção simples e viável. Além disso, ele permite uma grande flexibilidade quanto ao controle de corrente por possuir seus braços independentes uns dos outros.

O projeto e o desempenho de um controlador robusto baseado no MPC, o GPC, foi satisfatoriamente aplicado às malhas de corrente e velocidade de um MRV 12/8. A título de comparação de desempenho foram também utilizados controladores clássicos (Histerese e PI) no controle de corrente e no controle de velocidade (PID). A abordagem mostrou-se adequada para aplicação no sistema de acionamento em termos de velocidade de resposta, rejeição a perturbação e atenuação de ruídos.

Sendo o GPC uma técnica de controle baseada em modelo, o algoritmo dos Mínimos Quadrados foi utilizado na obtenção dos modelos das plantas de corrente e velocidade do sistema de acionamento. O procedimento de ajuste dos controladores propostos é intuitivo e o rastreamento é desacoplado da rejeição ao distúrbio.

A técnica de controle proposta possui uma solução analítica simples e pode ser facilmente ajustada, sendo adequada para utilização não apenas no sistema de acionamento estudado, mas em uma vasta variedade de sistemas embarcados.

Resultados experimentais apresentados demonstraram a grande redução no que diz respeito ao tempo de assentamento, tempo de recuperação a distúrbios de carga, assim com a suavização do sinal de saída e de controle.

7.2 Propostas de trabalhos futuros

Como trabalhos futuros a serem desenvolvidos na linha deste trabalho podemos citar:

- Estudo mais aprofundado no efeito dos ângulos de ligamento e desligamento na malha de velocidade;
- identificação do modelo de perturbação focando a melhora no transitório da resposta de rejeição ao distúrbio;
- estudar os efeitos da não linearidade no sistema de acionamento com MRV;
- estudo de controladores não-lineares para aplicação no sistema de acionamento com MRV.

REFERÊNCIAS

- AGUIRRE, L. A. *Introdução a identificação de sistemas*. 3^o revisada e ampliada. ed. [S.l.]: Editora UFMG, 2007. ISBN 978-85-7041-584-4.
- ASTRÖM, K.; HÄGGLUND, T. *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*. [S.l.]: Instrument Society of America, 1995.
- BAE, H.-K.; KRISHNAN, R. A novel approach to control of switched reluctance motors considering mutual inductance. In: *Industrial Electronics Society, 2000. IECON 2000. 26th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 369–374 vol.1.
- BANERJEE, P.; SHAH, S. Robust stability of gpc as applied to a first order model with delay. In: *American Control Conference, Proceedings of the 1995*. [S.l.: s.n.], 1995. v. 4, p. 2884–2889 vol.4.
- BIANCO, C. L.; TONIELLI, A.; FILICORI, F. A prototype controller for variable reluctance motors. *IEEE Tans. on Power Electron.*, v. 43, p. 207–216, 1996.
- CAMACHO, E. F.; BORDONS, C. *Model Predictive Control*. [S.l.]: Springer Verlag, 2004.
- CHEN, C. *Linear System - Theory and Design*. [S.l.]:), Oxford University Press, 1999.
- CLARKE, D.; MOTHADI, C.; TUFFS, P. Generalized Predictive Control. Part I The Basic Algorithm and Part II Extensions and Interpretations. *Automatica*, v. 23, n. 2, p. 137–160, 1987.
- CUTLER, C. R.; REMAKER, B. C. Dynamic matrix control - a computer control algorithm. In: *Automatic Control Conference, San Francisco*. [S.l.: s.n.], 1980.
- DAVIS, R.; RAY, W.; BLAKE, R. Inverter drive for switched reluctance motor: circuits and component ratings. *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, v. 128, n. 2, p. 126–136, march 1981. ISSN 0143-7038.
- De Keyser, R. Model based predictive control. *Invited Chapter in UNESCO Encyclopedia of Life Support Systems (EoLSS), article 6.43.16.1*, Oxford, p. 30, ISBN 0 9542 989 18-26-34 2003.
- DEHKORDI, B. M.; MOALLEM, P. Genetic algorithm based optimal design of switching circuit parameters for a switched reluctance motor drive. In: *Power Electronics, Drives and Energy Systems. International Conference*. New Delhi: [s.n.], 2006. p. 1–6.
- EGIGUREN, P.; CARAMAZANA, O.; ETXEBERRIA, J. Tnc-generalized predictive speed control of induction motor drives. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 2060–2065. ISSN 1553-572X.
- GUANGXU, Z. et al. Advanced hysteresis current controller of switched reluctance motor for hydraulic pump system. In: *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–3.

HENRIQUES, L. O. de A. P. *Implementação de Estratégia de Minimização de Oscilação de Torque Usando Controle Neuro-Fuzzy e Remoção de Sensor de Posição para um Acionamento de Relutância Variável*. Tese (Tese de Doutorado) — UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2004.

INDERKA, B.; MENNE, M.; DONCKER, R. D. Control of switched reluctance drives for electric vehicle applications. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, v. 49, p. 48–53, 2002.

KENNEL, R.; LINDER, A.; LINKE, M. Generalized predictive control (gpc)-ready for use in drive applications? In: *IEEE in Power Electron. Specialists Conf.* [S.l.: s.n.], 2001. p. 1839–1844.

KRAISUNTRONLERTPHOP, A.; GUNPANICH, S. In: *International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2012*. [S.l.: s.n.], 2012. II, p. 2060–2065.

KRISHNAN, R. *Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design and applications*. [S.l.]: CRC Press, 2001.

LACHMAN, T.; MOHAMAD, T.; TEO, S. Sensorless position estimation of switched reluctance motors using artificial neural networks. In: *Robotics, Intelligent Systems and Signal Processing, 2003. Proceedings. 2003 IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 220 – 225 vol.1.

LARA-MOLINA, F.; ROSARIO, J.; DUMUR, D. Robust generalized predictive control of stewart-gough platform. In: *Robotics Symposium, 2011 IEEE IX Latin American and IEEE Colombian Conference on Automatic Control and Industry Applications (LARC)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–6.

LARSSON, P.-O.; HAGGLUND, T. Control signal constraints and filter order selection for pi and pid controllers. In: *American Control Conference (ACC), 2011*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 4994–4999. ISSN 0743-1619.

LAWRENSON, P. et al. Variable-speed switched reluctance motors. *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, v. 127, n. 4, p. 253–265, july 1980. ISSN 0143-7038.

LEE, D.-H.; KIM, T.-H.; AHN, J.-W. A simplified novel sensorless control of srm. In: *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 4, p. 2001–2005. ISSN 0197-2618.

LEE, J. *Structural Design Optimization of Electric Motors to Improve Torque Performance*. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade de Michigan, 2010.

LIN, Z. et al. High performance current control for switched reluctance motors with on-line modeling. In: *IEEE Power. Elec. Spec. Conf. Annual Meeting PESC*. Aachen, Germany: [s.n.], 2004.

LIU, C. et al. Research for speed controller of switched reluctance motor using f-pid control. In: *Proceedings of the Second International Conference on Machine Learning and Cybernetics*. Xi'an, China: [s.n.], 2003. p. 2530–2533.

MILLER, T. Brushless reluctance-motor drives. *Power Engineering Journal*, v. 1, n. 6, p. 325–331, november 1987. ISSN 0950-3366.

- MILLER, T. *Brushless Permanent-magnet and Reluctance Motor Drives*. [S.l.]: Clarendon, 1993.
- MILLER, T. *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*. [S.l.]: Newnes, 2001.
- MITSUKURA, Y. et al. Design and experimental evaluation of self-tuning pid controller using evolutionary computation. In: *Proc. IFAC Workshop on Digital Control: Past, Present and Future of PID Control*. Terrassa, Spain: [s.n.], 2000. p. 553–558.
- NORMEY-RICO, J. E.; CAMACHO, E. F. *Control of dead-time processes*. [S.l.]: Springer Verlag, 2007.
- RAIN, X.; HILAIRET, M.; BETHOUX, O. Comparative study of various current controllers for the switched reluctance machine. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- RAJANDRAN, R. V.; RAMASAMY, G.; SAHOO, N. C. Flux linkage model optimization using binary coded genetic algorithm for switched reluctance motor. In: *Power Electronics, Drives and Energy Systems. International Conference*. Nov.: [s.n.], 2005. p. 898–902.
- REIS, L. L. N. dos et al. Current control of switched reluctance motor based on generalized minimum variance controller. In: *Congresso de la Asociación Chilena de Control Automático - ACCA*. Universidad de la Frontera, Temuco, Chile: [s.n.], 2007. p. 43–48.
- RICHALET, J. et al. Model predictive heuristic control: Applications to industrial processes. *Automatica*, v. 14, n. 5, p. 413 – 428, 1978. ISSN 0005-1098. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0005109878900018>>.
- RIM, G.; KIM, W.; CHO, J. An improved sequential hysteresis current controller for three-phase inverter: design and hardware implementation. In: *Proceedings of the 2001 IEEE International Conference on Control Applications*. Mexico City: [s.n.], 2001. p. 294–300.
- ROLIM, L. G. B. *Investigation of a drive system: soft-switching converter and switched reluctance motor*. Tese (Tese de Doutorado) — Technischen Universität Berlin, 1997.
- SAHOO, S.; PANDA, S.; XU, J. High performance current controller for switched reluctance motors based on iterative learning. In: *Proc. Eur. Conf. on Power Elec. and Appl. EPE*. Toulouse, France: [s.n.], 2003. CD-ROM Paper No. 1064.
- SALMASI, F. et al. Sensorless control of switched reluctance motor drive based on bemb calculation. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 293–298 vol.1.
- SCHRODER, G.; BEKIESCH, J. Current control for the switched reluctance motor with enhanced performance. In: *European Conf. on Power Electron. and Appl. - PESC*. Dresden: [s.n.], 2005.
- SHAO, B.; LUKIC, S.; EMADI, A. A digital current control for switched reluctance motor drives. In: *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1163–1168.
- SILVA, W. A. da. Speed and current control in switched reluctance motor based on pid and generalized predictive control. In: *International Conference on Industry Applications - INDUSCON, 2012*. Fortaleza, Brasil: [s.n.], 2012.

SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. *Multivariable feedback control: Analysis and design*. [S.l.]: John Wiley and Sons, 1996.

TANDON, P.; RAJARATHNAM, A. V.; EHSANI, M. Self-tuning control of a switched reluctance motor drive with shaft position sensor. In: *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 1, p. 101 –108 vol.1. ISSN 0197-2618.

TAYLOR, W. H. *Obtaining Motive Power*. [S.l.]: Patente No. 8255, Inglaterra, Reino Unido, 1840.

TEIXEIRA, V. S. C. *Análise da Operação de Sistemas de Ventilação Industrial Visando à Eficiência Energética*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2008.

TORREY, D.; LANG, J. Optimal-efficiency excitation of variable-reluctance motor drives. *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, v. 138, n. 1, p. 1 –14, jan 1991. ISSN 0143-7038.

YANG, Y.; ZHANG, Y. Sliding mode- π control of switched reluctance motor drives for ev. In: *Proceedings of the Eighth International Conferen.* [S.l.: s.n.], 2005. p. 603–607.

YUAN, G. *Speed control of switched reluctance motors*. Dissertação (Mestrado) — Hong Kong University of Science and Technology, 2000.

APÊNDICE A – IDENTIFICAÇÃO UTILIZANDO OS MÍNIMOS QUADRADOS

A partir de um processo físico em que uma entrada, $u(t)$, proporcione uma saída, $y(t)$ e um ruído $e(t)$ pode-se escrever a seguinte função de transferência de tal processo (AGUIRRE, 2007).

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-d}B(z^{-1})u(t) + e(t), \quad (\text{A.1})$$

onde os polinômios:

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + \dots + a_naz^{-na} \quad (\text{A.2})$$

e

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_nbz^{-nb} \quad (\text{A.3})$$

definem a estrutura do modelo do processo em malha aberta. A Equação A.1, escrita na forma de equação a diferenças torna-se:

$$y(t) = -a_1y(t-1) - \dots - a_nay(t-na) + b_0u(t-d) + \dots + b_nbu(t-d-nb) + e(t), \quad (\text{A.4})$$

onde $e(t)$ representa o ruído de medição e d é o atraso de transporte discreto. Quando a média deste erro é nula e há descorrelação com a entrada ou saída, diz-se que o ruído é branco e pode-se desprezar sua influência caso este seja pequeno, de forma que:

$$\boldsymbol{\varphi}^T(t) = \left[-y(t-1) \quad -y(t-2) \quad \dots \quad -y(t-na) \quad u(t-d) \quad \dots \quad u(t-d-nb) \right]. \quad (\text{A.5})$$

O vetor de parâmetros é dado por:

$$\boldsymbol{\theta}_p^T(t) = \left[a_1 \quad a_2 \quad \dots \quad a_{na} \quad b_0 \quad b_1 \quad \dots \quad b_{nb} \right]. \quad (\text{A.6})$$

Escrevendo-se a Equação A.4 na forma matricial chega-se a:

$$y(t) = \boldsymbol{\varphi}^T(t) \boldsymbol{\theta}_p(t). \quad (\text{A.7})$$

Se N medidas forem suficientes para se determinar os parâmetros, então:

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \dots \\ y(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varphi}^T(0) \\ \boldsymbol{\varphi}^T(1) \\ \dots \\ \boldsymbol{\varphi}^T(N-1) \end{bmatrix} \boldsymbol{\theta}_p. \quad (\text{A.8})$$

A matriz de coeficientes do sistema $\boldsymbol{\theta}_p$, determinada com o uso da pseudo-inversa será dada por:

$$\boldsymbol{\theta}_p = [\boldsymbol{\varphi}^T \boldsymbol{\varphi}]^{-1} \boldsymbol{\varphi}^T y. \quad (\text{A.9})$$

APÊNDICE B – PROGRAMA DE CONTROLE DO DSP

```

1 #include "DSP28x_Project.h"
2 //Rotinas de interrupção:
3 interrupt void cpu_timer0_isr(void);
4 interrupt void cpu_timer1_isr(void);
5
6
7 //Variáveis Globais:
8 int HARD_SOFT = 1; // Habilita/1 – Desabilita/0
9
10 int ref =280, Itrava=450, Iref=0; //Corrente de referência.
11 int IrefFant=0,IrefF=0,Irefc=0;
12 int I[3],Iant;
13 int I0[300],I1[300],I2[300];
14 int U0[300];
15 int Uzero=0;
16 int inverter=0; // 0 -> sentido horário -> sensor crescente; 1-> sentido
    antihorário -> sensor decrescente
17 int inicio = 0, capt=0;
18
19 //N=5 alfa=0.175-----
20 float vs0=1.0283228297,vs1=-1.4217744747,vs2=0.4743414400,vDR1
    =-1.4219347894,vDR2=0.4219347894,vDR3=0.0000000000,vt0=1.5732148760,vt1
    =-2.6009508668,vt2=1.1086257857;
21
22
23 float velocidadeAnt=0, velocidadeAntAnt=0 ,RefVel = 900, RefVelAnt = 0,
    RefVelAntAnt = 0,RefVelAntAntAnt = 0;
24 int IrefAnt=0,Du=0,IrefAntAnt=0, IrefAntAntAnt=0;
25 float Kf=0,z1=0;
26
27 int initcount=0,contador=0;
28
29 int w=0,w1=0,w2=0,w3=0,NumPeriodoDesloc=1,n,t,k,y,cont=0,i=0;
30 int grayL , posicao=0, posicao_ant=0;

```



```
31 float velocidade=0;
32 int Angulo, AnguloDisp=8;
33
34
35 float vel[540],vellim;
36 int VelControl[540];
37
38 int Fase, Fase_ant;
39 float a0,a1,b0, b1,c1,c2,kr;
40
41 float yf_ant=0, yf=0, yf_ant_ant=0, uf=0, uf_ant_ant=0, uf_ant=0;
42 float U = 0, U_ant=0, U_ant_ant = 0;
43 int TOG = 0;
44
45 int erro_ant=0,erro=0;
46
47 float coef1 = 0, coef2=0;
48 float Escala;
49
50 int MaxTog=3757;
51 int MinTog=0;
52
53 int fim=0, initOtim=0;
54 float qw=0,qw1=0;
55 int init=0, contI=0,continicio=50;
56 int MenorMediaI=900,MediaI=0;
57 int AngOtim=40;
58
59 interrupt void cpu_timer0_isr(void);
60 interrupt void cpu_timer1_isr(void);
61
62
63 //Função principal:
64 void main(void)
65 { //a
66
67
68 InitSysCtrl();
69
70
71 EALLOW;
72 SysCtrlRegs.HISPCP.all = 0x3;
73 EDIS;
```

```
74
75
76 //Configuração dos pinos:
77 EALLOW;
78
79 // Configuração dos pinos do sensor de posição
80 GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO64 =0; //Configurando os pinos dos sensores
    como IO.
81 GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO65 =0;
82 GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO66 =0;
83 GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO67 =0;
84 GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO68 =0;
85 GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO69 =0;
86 GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO70 =0;
87 GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO71 =0;
88 GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO72 =0;
89 GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO73 =0;
90
91 GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO33 =0; //Esse é o único que é saída (reset).
92 GpioCtrlRegs.GPCDIR.all = 0;
93 GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO33 = 1;
94
95 GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO33 = 1;
96
97
98 // Configuração dos pinos de pwm
99 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1; //Pino configurado como ePWM1A.
100 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1; //Pino configurado como ePWM2A.
101 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4 = 1; //Pino configurado como ePWM3A.
102 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO7 = 0; //Pino configurado como ePWM4B.
103
104
105 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO7 = 1; //pino de saída (medidas de tempo)
106
107 // Configuração dos pinos das chaves
108
109 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 0; //Pino configurado como IO.
110 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 0; //Pino configurado como IO.
111 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5 = 0; //Pino configurado como IO.
112 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO14 = 0; //Pino configurado como IO.
113
114 GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO1 = 1; //Limpa os latches do GPIO1, GPIO3 e
115 GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO3 = 1; //GPIO5.
```

```

116 GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO5 = 1;
117 GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO14 = 1;
118
119 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO1 = 1; //Configura os pinos do chaveamento
120 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO3 = 1; //como saídas.
121 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO5 = 1;
122 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO14 = 1;
123
124 EDIS;
125
126 DINT;
127
128 InitPieCtrl();
129
130 IER = 0x0000;
131 IFR = 0x0000;
132
133 InitPieVectTable();
134
135 EALLOW;
136 PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;
137 PieVectTable.XINT13 = &cpu_timer1_isr;
138 EDIS;
139
140 //Configuração do ADC:
141 InitAdc();
142
143 AdcRegs.ADCMAXCONV.bit.MAX_CONV1 = 12; //Máximo de 13 conversões.
144 AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0; // Corrente 1;
145 AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x9; // Corrente 2;
146 AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x3; // Corrente 3;
147 AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0xC; //Tensão 1;
148 AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04 = 0x6; //Tensão 2 e
149 AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05 = 0xF; //Tensão 3.
150 AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV06 = 0x0; // Corrente 1;
151 AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV07 = 0x9; // Corrente 2;
152 AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV08 = 0x3; // Corrente 3;
153 AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV09 = 0xC; //Tensão 1;
154 AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV10 = 0x6; //Tensão 2 e
155 AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV11 = 0xF; //Tensão 3.
156 AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV12 = 0x1; //Tensão flutuante. correspondente
    ao ADCINA1
157

```

```

158
159 AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1; //Cascadeado ok
160 AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 0; //ok
161 AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_OVRD = 0;
162 AdcRegs.ADCTRL1.bit.SUSMOD = 1;
163 AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = 0xF; //ok Largura do SOC
164 AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS = 0; //ok
165 AdcRegs.ADCTRL3.bit.SMODE_SEL = 0; //Sequential Sampling ok
166 AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = 0x1; //ok
167
168 //Configuração do Timer:
169 CpuTimer0.RegsAddr = &CpuTimer0Regs;
170 CpuTimer1.RegsAddr = &CpuTimer1Regs;
171
172 CpuTimer0Regs.PRD.all = 3000000; //Período de 40us
173 CpuTimer1Regs.PRD.all = 6000; //Período de 40ms
174
175 CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4C00;
176 CpuTimer1Regs.TCR.all = 0x4C00;
177
178 IER |= M_INT1;
179 IER |= M_INT13;
180
181 PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;
182
183 //Configuração do PWM.
184 EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0x0000; //Modo Up-Count.
185 EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0x0000;
186 EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0x0000;
187 EPwm4Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0x0000;
188
189 EPwm1Regs.TBCTL.bit.FREE_SOFT = 2; //Free-Run. Bits FREE e SOFT.
190 EPwm2Regs.TBCTL.bit.FREE_SOFT = 2; //IX = Free Run.
191 EPwm3Regs.TBCTL.bit.FREE_SOFT = 2;
192 EPwm4Regs.TBCTL.bit.FREE_SOFT = 2;
193
194 EPwm1Regs.TBPRD = 3759; //Período dos PWMs.
195 EPwm2Regs.TBPRD = 3759; //20KHz.
196 EPwm3Regs.TBPRD = 3759;
197
198 EPwm4Regs.TBPRD = 10240;
199
200

```

```

201 EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0x0000; //PWMs sincronizados.
202 EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0x0000;
203 EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0x0000;
204 EPwm4Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0x0000;
205
206 EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDL = 0x0000; //Usando o Shadowed PRD.
207 EPwm2Regs.TBCTL.bit.PRDL = 0x0000;
208 EPwm3Regs.TBCTL.bit.PRDL = 0x0000;
209 EPwm4Regs.TBCTL.bit.PRDL = 0x0000;
210
211 EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 0x0000; //Não carrega no TB o valor de TBPHS.
212 EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 0x0000;
213 EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 0x0000;
214 EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 0x0000;
215
216
217 EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000; //Fase do TB.
218 EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000;
219 EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000;
220 EPwm4Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000;
221
222 EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0x0000; //Time-base Clock Prescale Bits /1 (
    Default)
223 EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0x0000;
224 EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0x0000;
225 EPwm4Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0x0000;
226
227 EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0x0001; //High Speed Time-base Clock
    Prescale Bits /2 (Default)
228 EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0x0001;
229 EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0x0001;
230 EPwm4Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0x0001;
231
232 EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = MaxTog; //Duty 90%
233 EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = MinTog; //Duty 10%
234 EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = MaxTog;
235
236 EPwm4Regs.CMPB = 0;
237
238
239 EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = 0x0002; //Evento comparador.
240 EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = 0x0002;
241 EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = 0x0002;

```

```
242 EPwm4Regs.AQCTLB.bit.CBU = 0x0002;
243
244 EPwm1Regs.AQCTLA.bit.PRD = 0x0000; //Evento período.
245 EPwm2Regs.AQCTLA.bit.PRD = 0x0000;
246 EPwm3Regs.AQCTLA.bit.PRD = 0x0000;
247 EPwm4Regs.AQCTLB.bit.PRD = 0x0000;
248
249 EPwm1Regs.AQCTLA.bit.ZRO = 0x0001; //Evento zero.
250 EPwm2Regs.AQCTLA.bit.ZRO = 0x0001;
251 EPwm3Regs.AQCTLA.bit.ZRO = 0x0001;
252 EPwm4Regs.AQCTLB.bit.ZRO = 0x0001;
253
254 EPwm1Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 0x0000;
255 EPwm2Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 0x0000;
256 EPwm3Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 0x0000;
257 EPwm4Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 0x0000;
258
259 EINT; // Habilita interrupções globais INTM
260 ERTM; // Habilita em tempo real a interrupção DBGM*
261
262 //PI corrente rlocus
263
264 coef1=325.5363921341;
265 coef2=-211.5986548872;
266 Kf=0.3500000000;
267 z1=0.6500000000;
268
269 //GPC corrente
270 //N5 res=0.5
271 a0=0.1929541484;
272 a1=0.1103638324;
273 b0=114.6246535386;
274 b1=-93.4658590129;
275 c1=-1.0645614604;
276 c2=0.3678794412;
277 kr=69.7577983144;
278
279 /*
280 //N=5 sem filtro
281 a0=1.0000000000;
282 a1=0.0000000000;
283 b0=302.2837926959;
284 b1=-232.5259943815;
```

```

285 c1=0.0000000000;
286 c2=0.0000000000;
287 kr=69.7577983144;
288 */
289
290 //Trava da Fase 0
291 Iref=Itrava;
292 Fase=0;
293 GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO1 = 1;
294
295 GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO3 = 1;
296 GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO5 = 1;
297
298 // Reset do sensor (Sensor ativo na borda de subida com atraso de resposta
    de 90ms
299 n=3;
300 while(n){
301     n--;
302     GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO33 = 1; //Ativa o RESET do sensor.
303     for (t=0; t<=200; t++){
304         for (k=0; k<=100; k++){
305             for (y=0; y<=100; y++){ //Atraso de aproximadamente 180ms
306                 }
307         }
308     GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO33 = 1;
309     for (t=0; t<=200; t++){
310         for (k=0; k<=100; k++){
311             for (y=0; y<=100; y++){ //Atraso de aproximadamente 180ms
312                 }
313         }
314     }
315
316 Iref=ref;
317 inicio=1;
318
319 while(1){
320
321     // Verifica a posição e converte em graus
322     grayL=GpioDataRegs.GPCDAT.all&0x03FF;
323     grayL^=(grayL>>8);
324     grayL^=(grayL>>4);
325     grayL^=(grayL>>2);
326     grayL^=(grayL>>1);

```

```

327
328 posicao=grayL;
329 EPwm4Regs.CMPB = 10240 - posicao*10;
330
331 // Verifica q fase deve ser ligada
332
333 if ((( posicao >=1024-AnguloDisp)&&(posicao <=1024)) ||
334     (( posicao >=0.0)&&(posicao <=43-AnguloDisp)) ||
335     (( posicao >128-AnguloDisp)&&(posicao <=171-AnguloDisp)) ||
336     (( posicao >256-AnguloDisp)&&(posicao <=299-AnguloDisp)) ||
337     (( posicao >384-AnguloDisp)&&(posicao <=427-AnguloDisp)) ||
338     (( posicao >512-AnguloDisp)&&(posicao <=555-AnguloDisp)) ||
339     (( posicao >640-AnguloDisp)&&(posicao <=682-AnguloDisp)) ||
340     (( posicao >768-AnguloDisp)&&(posicao <=811-AnguloDisp)) ||
341     (( posicao >896-AnguloDisp)&&(posicao <=939-AnguloDisp)))
342     if ( inverter==0) Fase=2;
343     else Fase=0;
344
345 if ((( posicao >43-AnguloDisp)&&(posicao <=85-AnguloDisp)) ||
346     (( posicao >171-AnguloDisp)&&(posicao <=213-AnguloDisp)) ||
347     (( posicao >299-AnguloDisp)&&(posicao <=341-AnguloDisp)) ||
348     (( posicao >427-AnguloDisp)&&(posicao <=469-AnguloDisp)) ||
349     (( posicao >555-AnguloDisp)&&(posicao <=597-AnguloDisp)) ||
350     (( posicao >682-AnguloDisp)&&(posicao <=725-AnguloDisp)) ||
351     (( posicao >811-AnguloDisp)&&(posicao <=853-AnguloDisp)) ||
352     (( posicao >939-AnguloDisp)&&(posicao <981-AnguloDisp)))
353     if ( inverter==0) Fase=1;
354     else Fase=2;
355
356 if ((( posicao >85-AnguloDisp)&&(posicao <=128-AnguloDisp)) ||
357     (( posicao >213-AnguloDisp)&&(posicao <=256-AnguloDisp)) ||
358     (( posicao >341-AnguloDisp)&&(posicao <=384-AnguloDisp)) ||
359     (( posicao >469-AnguloDisp)&&(posicao <=512-AnguloDisp)) ||
360     (( posicao >597-AnguloDisp)&&(posicao <=640-AnguloDisp)) ||
361     (( posicao >725-AnguloDisp)&&(posicao <=768-AnguloDisp)) ||
362     (( posicao >853-AnguloDisp)&&(posicao <=896-AnguloDisp)) ||
363     (( posicao >981-AnguloDisp)&&(posicao <1024-AnguloDisp)))
364     if ( inverter==0) Fase=0;
365     else Fase=1;
366
367
368 // Liga efetivamente a fase
369

```



```

410 } else {
411     if (posicao > posicao_ant) velocidade = (posicao_ant + (1024 - posicao)); //
        NumPeriodoDesloc;
412     else velocidade = (posicao_ant - posicao);
413 }
414
415 velocidade = velocidade * 1.4663; // conversão em rpm
416
417 if (w <= 540) {
418     if (w == 1) velocidade = 0;
419     vel[w] = velocidade; // NumPeriodoDesloc; // 00
420     VelControl[w] = Iref; // AdcRegs.ADCRESULT12 >> 4;
421     w++;
422     w1 = 0;
423     if (w == 16) capt = 1; // gatilho para captura das correntes
424     if (w == 240) RefVel = 900; // Mudança de referência
425
426 }
427
428 posicao_ant = posicao;
429
430 // PID velocidade
431 // Iref = IrefAnt - s0 * velocidade - s1 * velocidadeAnt - s2 * velocidadeAntAnt + s0 *
    RefVel + s1 * RefVelAnt + s2 * RefVelAntAnt;
432 // Iref = IrefAnt - s0 * velocidade - s1 * velocidadeAnt - s2 * velocidadeAntAnt + sumS *
    RefVel;
433
434
435 // GPC velocidade
436 // com filtro de segunda ordem
437 Du = vt0 * RefVel + vt1 * RefVelAnt + vt2 * RefVelAntAnt - vs0 * velocidade - vs1 *
    velocidadeAnt - vs2 * velocidadeAntAnt;
438 Irefc = -vDR1 * IrefAnt - vDR2 * IrefAntAnt - vDR3 * IrefAntAntAnt + Du;
439
440
441 Iref = Irefc + 250; // Ref de corrente aplicada = calculada + zona morta
442
443 // saturação
444 if (Iref >= 900) Iref = 900;
445 if (Iref <= 0) Iref = 0;
446
447 // cálculo do angulo de disparo
448 AnguloDisp = Iref * 0.0507;

```

```

449     if (AnguloDisp>40) AnguloDisp=40;
450     if (inverter==1) AnguloDisp=-AnguloDisp;
451
452     //atualização das variáveis
453         velocidadeAntAnt=velocidadeAnt;
454         velocidadeAnt=velocidade;
455
456         RefVelAntAntAnt=RefVelAntAnt;
457         RefVelAntAnt=RefVelAnt;
458         RefVelAnt=RefVel;
459
460         IrefAntAntAnt=IrefAntAnt;
461         IrefAntAnt=IrefAnt;
462         IrefAnt=Irefc;
463
464     //Malha Aberta
465     // Iref=350;
466     //AnguloDisp=22;
467
468
469     //Otimização do Angulo de Disparo
470     /*
471         if (fim==0){
472             contI++;
473             MediaI+=Iref;
474             if (contI==continicio) {
475                 AnguloDisp--;
476                 contI=0;
477                 MediaI=MediaI/continicio;
478                 continicio=10;
479                 if (MediaI<MenorMediaI) {
480                     MenorMediaI=MediaI;
481                     qw=w;
482                     AngOtim=AnguloDisp;
483                 }
484
485                 if (AnguloDisp<19) {
486                     AnguloDisp=AngOtim;
487                     fim=1;
488                     qw1=w;
489                 }
490                 MediaI=0;
491             }

```

```

492     }*/
493
494
495 }
496
497
498
499
500
501
502 PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; //Reconhece a interrupção para
     receber
503 //mais interrupções do grupo1 (onde está a interrupção do Timer0).
504 EINT;
505
506 } //b
507
508 //
     ////////////////////////////////////////////////////////////////
509
510
511 interrupt void cpu_timer1_isr(void)
512 { //1
513
514 GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO14 = 1; //pino de análise de tempo
515 DINT;
516 DRIM;
517
518 AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1; //ok
519 AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1 = 1; //Gatilho de conversão.
520
521 ///Controlador de corrente
522
523 if (Fase != Fase_ant){//2
524
525     yf_ant=0;
526     yf_ant_ant=0;
527
528     uf_ant=0;
529     uf_ant_ant=0;
530
531     U_ant=0;

```

```

532     U_ant_ant=0;
533     Iant=0;
534     initcount=1;
535
536 } //2
537
538 if (initcount==1) {
539     contador=contador+1;
540     if (contador==3){
541         initcount=0;
542         contador=0;
543     }
544 }
545
546 //GPC de corrente
547
548 yf = -c1*yf_ant-c2*yf_ant_ant+b0*I[Fase]+b1*Iant;
549 uf= -c1*uf_ant-c2*uf_ant_ant+a0*U_ant+a1*U_ant_ant;
550 U = kr*Iref+uf_ant-yf;
551
552 //Histerese para corrente
553 /*
554     if (I[Fase]>Iref) U=0;
555     if (I[Fase]<Iref) U=MaxTog;
556 */
557
558 //PI para corrente - rlocus
559
560 /*
561     IrefF=Iref;//z1*IrefFant+Kf*Iref;
562     IrefFant=IrefF;
563
564     erro=IrefF-I[Fase];
565     U=U_ant+coef1*erro+coef2*erro_ant;
566 */
567
568 //Saturação
569
570 if (U>=MaxTog) U = MaxTog;
571 if (U<=0) U = 0;
572
573 TOG = Escala*U;
574 if (Fase==0) Uzero=TOG;

```

```
575     else Uzero=0;
576
577     // Atualização das variáveis
578     yf_ant=yf;
579     yf_ant_ant=yf_ant;
580
581     uf_ant=uf;
582     uf_ant_ant=uf_ant;
583
584     U_ant_ant = U_ant;
585     U_ant=U;
586
587     Iant=I[ Fase ];
588
589     erro_ant = erro;
590
591     Fase_ant=Fase;
592
593
594
595 if (HARD.SOFT == 0)
596 { //2
597     if ( Fase == 0)
598     { //3
599
600         EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = TOG;
601         EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = MaxTog;
602         EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = MaxTog;
603
604
605     } //3
606     if ( Fase == 1)
607     { //7
608
609         EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = TOG;
610         EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = MaxTog;
611         EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = MaxTog;
612
613     } //7
614     if ( Fase == 2)
615     { //11
616
617         EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = TOG;
```

```

618     EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = MaxTog;
619     EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = MaxTog;
620
621     } //11
622 } //2
623 if (HARD_SOFT == 1)
624 { //15
625     if (Fase == 0)
626     { //3
627
628
629         EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = TOG;
630         EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = MinTog;
631         EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = MinTog;
632
633
634     } //3
635     if (Fase == 1)
636     { //7
637
638         EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = TOG;
639         EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = MinTog;
640         EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = MinTog;
641
642     } //7
643     if (Fase == 2)
644     { //11
645
646         EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = TOG;
647         EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = MinTog;
648         EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = MinTog;
649
650     } //11
651 } //15
652
653 I[0] = (((AdcRegs.ADCRESULT0)>>4) + ((AdcRegs.ADCRESULT6)>>4)) * 0.1119;
654 I[1] = (((AdcRegs.ADCRESULT2)>>4) + ((AdcRegs.ADCRESULT8)>>4)) * 0.1119;
655 I[2] = (((AdcRegs.ADCRESULT4)>>4) + ((AdcRegs.ADCRESULT10)>>4)) * 0.1119;
656
657 if ((capt==1)&&(i<=300)){
658     if (w2++>=1){
659         I0[i]=I[0];
660         I1[i]=I[1];

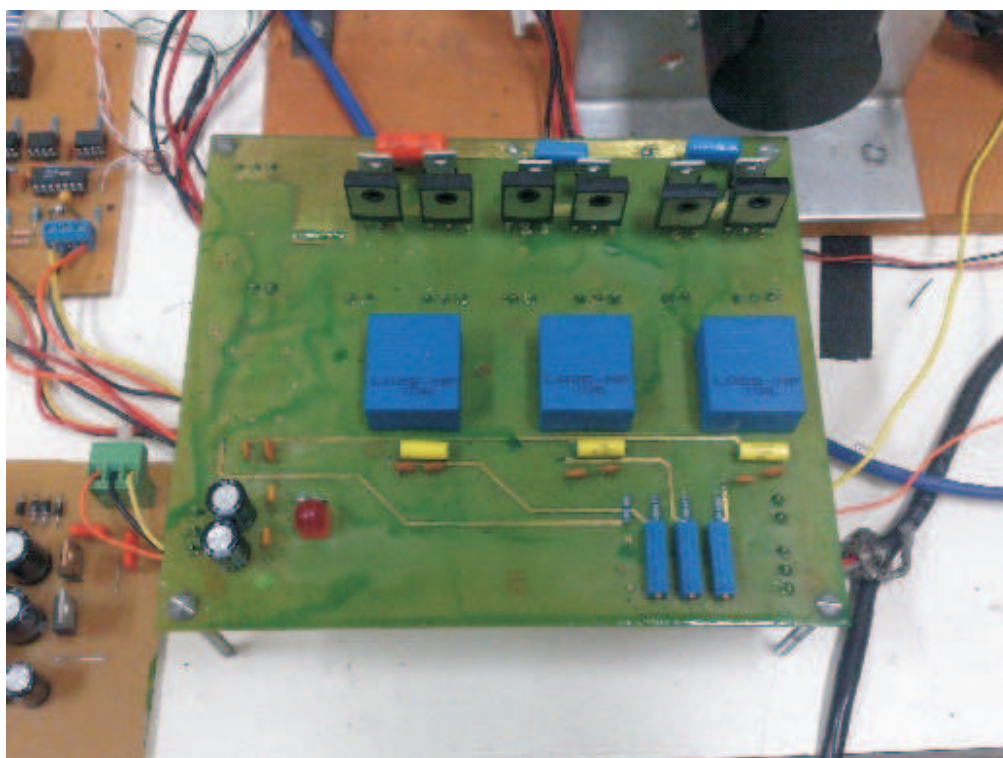
```

```
661     I2[i]=I[2];
662     U0[i]=Uzero;
663     i++;
664     w2=0;
665 }
666 }
667
668
669 EINT;
670 ERTM;
671
672 GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO14 = 1; //pino para análise de tempo
673
674 } //1
```

MRV.c

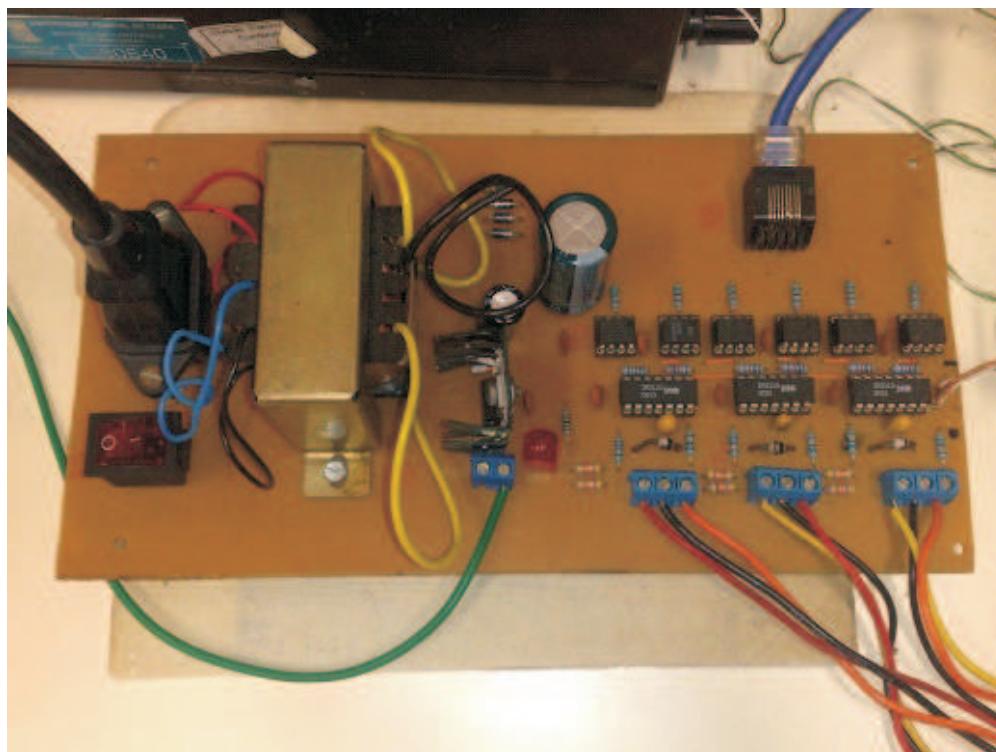
APÊNDICE C – BANCADA DE TESTE

Figura C.1: Conversor Meia Ponte Assimétrica.



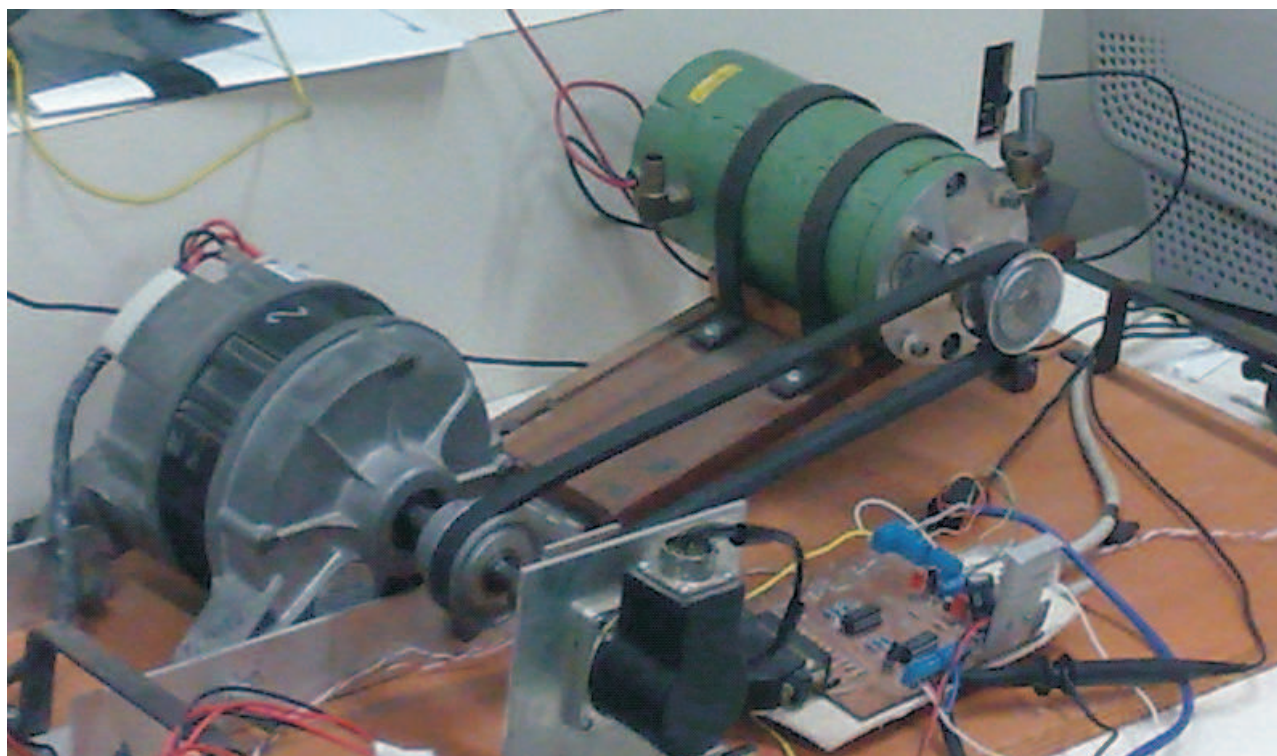
Fonte: Autor

Figura C.2: Drive de acionamento do conversor.



Fonte: Autor

Figura C.3: Conjunto MRV, carga, interface/DSP e encoder.



Fonte: Autor