



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

LEONARDO DUARTE MILFONT

**CONTROLADOR GPC APLICADO À MALHA DE VELOCIDADE DE UM MOTOR
DE INDUÇÃO TRIFÁSICO**

FORTALEZA

2019

LEONARDO DUARTE MILFONT

CONTROLADOR GPC APLICADO À MALHA DE VELOCIDADE DE UM MOTOR DE
INDUÇÃO TRIFÁSICO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do
Centro de Tecnologia da Universidade Federal
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Wilkley Bezerra
Correia

Coorientador: Prof. Dr. Dalton de Araújo
Honório

FORTALEZA

2019

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

M581c Milfont, Leonardo Duarte.
Controlador GPC aplicado à malha de velocidade de um motor de indução trifásico / Leonardo Duarte Milfont. – 2019.
131 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2019.

Orientação: Prof. Dr. Wilkley Bezerra Correia.

Coorientação: Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório.

1. Motor de indução trifásico. 2. Controlador GPC. 3. Filtros digitais FIR. 4. Processador digital de sinais (DSP). I. Título.

CDD 621.3

LEONARDO DUARTE MILFONT

CONTROLADOR GPC APLICADO À MALHA DE VELOCIDADE DE UM MOTOR DE
INDUÇÃO TRIFÁSICO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do
Centro de Tecnologia da Universidade Federal
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em:

BANCA EXAMINADORA

Prof Dr. Wilkley Bezerra Correia (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório (Coorientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça
Universidade Federal do Ceará (UFC)

A Deus;

Aos meus pais Mônica e Neco;

Aos meus avós João e Socorro;

Aos meus irmãos Pedro Levi e Lucas;

Aos meus amigos e companheiros de jornada.

AGRADECIMENTOS

A Deus, por nunca ter me deixado desistir nas horas difíceis e ter me dado Foco, Força e Fé para ir até o fim.

Aos meus familiares, meus pais, Mônica e Neco, por terem me dado toda a estrutura para chegar até aqui, por terem me apoiado em minhas escolhas, por terem se doado a mim durante todos estes anos e por se fazerem sempre presente em todos os momentos importantes da minha vida. Aos meus queridos avós João e Socorro, por terem me dado junto aos meus pais, condições de estudo, por terem sempre acreditado em mim, por serem sempre tão amorosos comigo e por sempre me apoiarem. Aos meus irmãos Pedro Levi e Lucas, por sempre acreditarem que eu conseguiria, por terem sido companheiros nas horas que precisei, por terem aguentado todos os meus estresses por serem sempre os meus irmãos de sangue e da vida. Ao meu primo Tomaz, que me inspirou fortemente a seguir nos estudos e a nunca desistir.

Ao meu orientador Prof. Dr. Wilkley Bezerra por ter confiado no meu trabalho, por ter sido paciente nos momentos de dificuldade, por ter me ensinado grandes lições.

Ao meu coorientador Prof. Dr. Dalton Honório por ter acreditado no meu potencial para desenvolver este trabalho, por ter ficado horas e horas comigo, durante meses, nos testes de bancada, por ter me ensinado a superar os desafios.

A todos os professores que marcaram de forma positiva minha graduação : Natália, José Afonso, Wilkley Bezerra, Cícero, René, Fabrício e Fernando Antunes.

Aos colaboradores sem os quais este trabalho não se realizaria. Meu irmão Lucas, que se prontificou para que eu pudesse comprar a plataforma de desenvolvimento que utilizei neste trabalho. Ao amigo e mestrando do LAMOTRIZ Jucelino, que gentilmente me ensinou todo o fundamento da teoria dq sem a qual eu não faria este trabalho. Ao amigo e também mestrando Vinícius, por ter acreditado no meu trabalho e por ter se prontificado tantas vezes a me ajudar nos testes de bancada, muitas vezes até tarde da noite.

Ao meu grande amigo e companheiro de graduação Gabriel Marçal, que além de ser uma pessoa a qual tenho um grande carinho e apreço, prestou um grande ato de solidariedade e amizade a minha pessoa, realizando todas as soldas da PCB dos drivers e sensores, sem a qual nada neste trabalho teria sido realizado.

Ao meu grande amigo dos primórdios da Eng. Elétrica, José Rafael, o cara que foi meu irmão na UFC por anos, que me fez fazer todos os amigos que tenho hoje, que me ajudou toda vez que precisei, por ter muitas vezes me levado nas costas, dividido as bancadas das aulas

de laboratório e ter aguentado todo meu choro durante anos.

Ao meu grande amigo e não menos importante Pedro Tino, por ter arrancado tantos sorrisos meus durante esses anos, por ter me incentivado a ir em frente, pelas boas cervejas que bebemos e pelas grandes histórias que temos a contar: "uma cerveja, uma função de transferência" ou melhor "beber ou passar em micros ?".

Ao meu grande amigo Caio Nobre, o Cacao, por ter sido companheiro nos momentos que precisei, o cara que me fez dar muitas risadas, por ter me ensinado que beber cerveja no copo americano é a melhor coisa do mundo, por ter mergulhado no chafariz do meu condomínio.

Ao meu amigo Daniel Akio, por tantos trabalhos feitos juntos, por tantas vezes que estudamos e nos ajudamos durante as provas, pelas noites viradas fazendo projetos.

Ao meu amigo Iury Amorim, pelo companheirismo durante esses anos de graduação, pelos trabalhos que fizemos juntos e pela parceria de LAMOTRIZ.

Ao meu amigo Guilherme Bezerra, por estar sempre comigo durante todos os percalços que passei para realizar este trabalho, por todos os bons cafés que tomamos, por todas as vezes que discutimos porque o português é a melhor língua, por ser o cara que não me julga por querer conhecer o Acre.

Ao meu amigo José Airton, que por mais desentendimentos que tivemos, ainda o considero um grande amigo que levarei para a vida.

Ao meu amigo Matheus Alencar, por ter sempre sido esse cara humilde e de uma grande inteligência, por ter sempre confiado em mim e por ser um amigo que quero levar para a vida.

A minha querida amiga Stephany, pela paciência comigo, por sempre demonstrar confiança em mim, por ser uma pessoa que me faz tão bem.

Aos amigos Eduardo Cabral, Daniel Parente, Kevin, Mário pelo ano que passamos no LCE, pelas experiências adquiridas e pelos banhos de café que tomamos em muitas tardes fagueiras.

Aos amigos de graduação Fernandim, Vitim, Rômulo, Torres, Bruno, Claudivan, Davi, Pedro Victor e Melissa.

Aos companheiros de LAMOTRIZ, Daniel Jaguaribe, Matheus, Gabriel, Eduardo, Rafael, Vitor e Flávio. Ao PET engenharia elétrica, por todo o apoio dado quando precisei e aos membros honorários e amigos Caio Sampaio e Saynarah.

“Não vim até aqui
Pra desistir agora...”

(Até o fim - Humberto Gessinger)

“Sou praieiro
Sou guerreiro
Tô solteiro
Quero mais o quê?”

(Praieiro - Manno Góes)

RESUMO

Este trabalho visa a aplicação de uma estratégia de controle preditivo generalizado (GPC) baseada em filtros digitais do tipo resposta ao impulso finita (FIR) à malha de velocidade de um motor de indução trifásico por meio de uma modelagem vetorial. Para isso, se faz necessário realizar a modelagem dinâmica da máquina no que diz respeito aos sistemas elétricos e mecânicos, bem como demonstrar como as equações do modelo elétrico se acoplam ao modelo mecânico. Esta técnica de controle vetorial, baseia-se nas transformações de Clarke e Park, que se tratam de operadores lineares que convertem o sistema estacionário trifásico e senoidal em um sistema girante e invariante no tempo, tornando o modelo da máquina de indução similar ao modelo de uma máquina de corrente contínua. As correntes de eixo direto e em quadratura controlam respectivamente fluxo e torque e são desacopladas entre si. Para o projeto de controle destas correntes utilizou-se neste trabalho o método do lugar geométrico das raízes (LGR). A corrente de eixo direto é controlada independentemente e mantém a máquina magnetizada. A corrente de eixo em quadratura é controlada por meio de uma estrutura em cascata com o controle de velocidade. Essa estrutura é válida, pois os sistemas elétrico e mecânico possuem tempos de acomodação diferentes, aquele bem mais rápido que este. O controlador de corrente fornece uma referência para a corrente de eixo em quadratura, devido à relação desta com o torque da máquina. O controlador de velocidade é baseado numa estrutura GPC composta de filtros digitais implementados recursivamente. Todo o processamento é realizado através de uma plataforma digital de sinais (DSP) que realiza as atualizações das estruturas de controle por meio de uma lógica de contadores e utilização de timers internos. Por fim, são comparados resultados de simulação no software PSIM e resultados experimentais.

Palavras-chave: Motor de indução trifásico; Controlador GPC; Filtros digitais FIR; Processador digital de sinais (DSP).

ABSTRACT

This work aims to apply a generalized predictive controller (GPC) strategy based on finite impulse response (FIR) digital filters to the velocity loop of a three phase induction motor through a vector modeling. For such purpose, it is necessary to perform the dynamic modeling of the machine regarding to the electrical and mechanical systems, as well as to demonstrate coupling between electric and mechanical models. The vector control technique is based on the well established Clarke and Park transformations, which are a linear operators that converts the three-phase and sinusoidal stationary system into a rotating, time-invariant system, making the induction machine model similar to the a direct current machine. The direct and quadrature axis currents control flow and torque respectively and are uncoupled from each other. For the control of these currents the method of the root locus has been adopted. Direct shaft current is independently controlled and keeps the machine magnetization. Quadrature shaft current is controlled by a cascade structure along with speed control. Such cascade structure is applicable because of the different settling time between electrical and mechanical variables. The current controller provides a reference for quadrature shaft current due to its relationship with the machine torque. The speed controller is based on a GPC structure based on recursively implemented digital filters. All processing is performed through a digital signal platform (DSP) that performs control structure upgrades through counter logic and the use of internal timers. Finally, simulation results performed in PSIM software are compared with experimental results.

Keywords: Three phase induction motor; GPC controller; FIR digital filters; Digital signal platform (DSP).

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama vetorial das coordenadas de referência ABC, $\alpha\beta$ e dq	27
Figura 2 – Mudança de referencial: Estator, velocidade do rotor e fluxo magnético do rotor	28
Figura 3 – Circuito equivalente para os referenciais síncronos d e q respectivamente . . .	31
Figura 4 – Diagrama de blocos para cálculo do ângulo do fluxo magnético do rotor . . .	36
Figura 5 – Diagrama de blocos do sistema de controle implementado	40
Figura 6 – Diagrama de blocos para a malha de corrente	43
Figura 7 – Diagrama de blocos do segurador de ordem zero (ZOH)	44
Figura 8 – Resposta ao degrau da planta de corrente	45
Figura 9 – Diagrama de lugar das raízes da malha de corrente com ganho unitário . . .	47
Figura 10 – Resposta ao degrau da planta de corrente em malha fechada	47
Figura 11 – Diagrama de blocos para os controladores de corrente.	48
Figura 12 – Diagrama de blocos para os controladores em cascata de corrente e velocidade	49
Figura 13 – Característica gráfica da resposta ao degrau de um sistema de primeira ordem	51
Figura 14 – Diagrama de blocos com as dinâmicas incorporadas para o modelo de velocidade.	51
Figura 15 – Resposta dinâmica para a malha de velocidade referente ao ensaio 1.	52
Figura 16 – Resposta dinâmica para a malha de velocidade referente ao ensaio 2.	53
Figura 17 – Diagrama de blocos para a lei de controle do GPC	62
Figura 18 – Resposta ao degrau para a malha de velocidade para valores do peso λ . . .	63
Figura 19 – Diagrama de blocos com os controladores de corrente e velocidade	64
Figura 20 – Diagrama de ligação da bancada de testes	66
Figura 21 – Elementos da bancada experimental	67
Figura 22 – Diagrama de ligação dos conversores do lado da rede e do lado da máquina .	68
Figura 23 – Modulação por largura de pulso senoidal para inversores trifásicos	69
Figura 24 – Especificações físicas do inversor SKS 18G B6CI 11 V12	70
Figura 25 – Diagrama de ligação do driver das chaves para o inversor	71
Figura 26 – Diagrama de pinos e especificações físicas do sensor de corrente	73
Figura 27 – Diagrama de ligação das bobinas do sensor para uma configuração de 5:1000	73
Figura 28 – Circuito para tratamento do sinal de medição de corrente	74
Figura 29 – Encoder modelo Avago HEDS-5500 A11	74
Figura 30 – Sinais elétricos vistos nos pinos do encoder	75

Figura 31 – Processador digital de sinais (DSP) TMS320F28379D	76
Figura 32 – Tela inicial do Code Composer Studio	78
Figura 33 – Fluxograma do programa geral desenvolvido	79
Figura 34 – Fluxograma das atualizações dos controladores no DSP	80
Figura 35 – Resposta de simulação para o controlador de velocidade	82
Figura 36 – Resposta de bancada para o controlador de velocidade	83
Figura 37 – Resposta de simulação para o controlador de corrente de eixo em quadratura	83
Figura 38 – Resposta de bancada para o controlador de corrente de eixo em quadratura	84
Figura 39 – Resposta de simulação para o controlador de corrente de eixo direto	85
Figura 40 – Resposta de bancada para o controlador de corrente de eixo direto	86
Figura 41 – Resposta de simulação para a corrente na fase	87
Figura 42 – Resposta de bancada para a corrente na fase	87

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros elétricos e mecânicos do MIT estudado	42
Tabela 2 – Parâmetros de projeto do controlador <i>Controlador Proporcional Integral</i> (PI)	47
Tabela 3 – Primeiro ensaio de identificação da malha de velocidade	52
Tabela 4 – Resultado do primeiro ensaio de identificação da malha de velocidade . . .	52
Tabela 5 – Segundo ensaio de identificação da malha de velocidade	53
Tabela 6 – Resultado do segundo ensaio de identificação da malha de velocidade	53
Tabela 7 – Resultados do controlador GPC para diferentes valores de ponderação λ . .	62
Tabela 8 – Parâmetros de projeto para o controlador GPC de velocidade	64
Tabela 9 – Coeficientes dos filtros FIR projetados para o controlador GPC	64
Tabela 10 – Especificações técnicas do inversor utilizado	70
Tabela 11 – Parâmetros de acionamento do inversor	72
Tabela 12 – Especificações técnicas do sensor de corrente	72
Tabela 13 – Especificações técnicas do dispositivo LAUNCHXL F28379D	77
Tabela 14 – Parâmetros de controle de velocidade	82
Tabela 15 – Parâmetros de controle de corrente I_{sd}	85

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog to digital converter</i>
CC	<i>Corrente Contínua</i>
CCS	<i>Code Composer Studio</i>
CI	<i>Circuito Integrado</i>
DAC	<i>Digital to analog converter</i>
DSP	<i>Processador Digital de Sinais</i>
EQEP	<i>Enhanced Quadrature Encoder Pulse</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FPU	<i>Floating-Point Unit</i>
LGR	<i>Lugar Geométrico das Raízes</i>
MIT	<i>Motor de Indução Trifásico</i>
PI	<i>Controlador Proporcional Integral</i>
SDK	<i>Software development kit</i>
TMU	<i>Trigonometric Math Unit</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
ZOH	<i>Zero Order Hold</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

Ψ_s	Fluxo magnético que concatena o estator.
Ψ_r	Fluxo magnético que concatena o rotor.
i_s	Corrente elétrica que circula no estator.
i_r	Corrente elétrica que circula no rotor.
I_d	Matriz de correntes elétricas no referencial de eixo direto.
I_q	Matriz de correntes elétricas no referencial de eixo em quadratura.
I_{sd}	Corrente elétrica no referencial de eixo direto do estator.
I_{sq}	Corrente elétrica no referencial de eixo em quadratura do estator.
I_{rd}	Corrente elétrica no referencial de eixo direto do rotor.
I_{rq}	Correntes elétrica no referencial de eixo em quadratura do rotor.
R_s	Resistência elétrica do estator.
R_r	Resistência elétrica do rotor.
L_s	Matriz de indutâncias do estator.
L_{ls}	Matriz de Indutâncias de dispersão do estator.
L_{ms}	Matriz de indutâncias de magnetização entre as fases estatóricas.
l_{ls}	Indutância de dispersão estatórica.
l_{ms}	Indutância de magnetização entre as fases estatóricas.
L_r	Matriz de indutâncias do rotor.
L_{lr}	Matriz de Indutâncias de dispersão do rotor.
L_{mr}	Matriz de Indutâncias de magnetização entre as fases rotóricas.
l_{lr}	Indutância de dispersão rotórica.
l_r	Indutância total rotórica.
l_{mr}	Indutância de magnetização entre as fases rotóricas.
L_m	Matriz de indutâncias mútuas entre o estator e o rotor.
l_m	Indutância de magnetização entre estator e rotor.
v_s	Tensão aplicada ao estator.

θ_r	Ângulo espacial do rotor.
θ_p	Ângulo elétrico do rotor.
θ_{sl}	Ângulo de escorregamento entre fluxo rotórico e velocidade rotórica.
ω_r	Velocidade angular mecânica do rotor.
ω_p	Velocidade angular elétrica do rotor.
ω	Velocidade angular do fluxo magnético que concatena o rotor.
ω_{sl}	Velocidade angular mecânica de escorregamento da máquina.
p	Número de pares de polos da máquina.
V_r	Velocidade de rotação da máquina medida em RPM.
T_e	Torque eletromecânico desenvolvido pela máquina.
K	Momento de inércia do motor de indução trifásico.
b	Coefficiente de atrito viscoso.
K_p	Ganho do controlador proporcional.
K_i	Ganho do controlador integral.
T_{si}	Tempo de amostragem da planta de corrente.
τ	Constante de tempo para sistemas de primeira ordem.
T_{si}	Tempo de amostragem para a malha de corrente.
T_{sv}	Tempo de amostragem para a malha de velocidade.
H	Horizonte de predições.
λ	Peso de ponderação do esforço de controle para o controlador preditivo generalizado.
J	Função custo associada ao erro de referência e ponderações do esforço de controle.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Justificativa e Revisão bibliográfica	19
1.2	Motivação	21
1.3	Objetivos	22
<i>1.3.1</i>	<i>Objetivos gerais</i>	<i>22</i>
<i>1.3.2</i>	<i>Objetivos específicos</i>	<i>22</i>
1.4	Organização do trabalho	22
2	MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO PELO MÉTODO DO CAMPO ORIENTADO INDIRETO	24
2.1	Vetores de fluxo magnético e das tensões elétricas	24
2.2	Sistema de matrizes e transformações de variáveis	26
2.3	Modelagem da máquina de indução trifásica nos referenciais dq	28
<i>2.3.1</i>	<i>Mudança de referencial do eixo do estator para o eixo do fluxo magnético do rotor</i>	<i>29</i>
<i>2.3.2</i>	<i>Mudança de referencial do eixo do rotor para o eixo do fluxo magnético do rotor</i>	<i>29</i>
<i>2.3.3</i>	<i>Tensões rotóricas e estatóricas no referencial dq síncrono</i>	<i>30</i>
2.4	Modelagem do fluxo magnético concatenado no rotor da máquina	34
2.5	Determinação do escorregamento da máquina de indução trifásica	34
2.6	Modelagem do sistema mecânico do motor de indução trifásico	36
3	ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DAS MALHAS DE CORRENTE E VELOCIDADE	39
3.1	Modelo geral das realimentações de corrente e velocidade	39
3.2	Controladores de corrente	41
<i>3.2.1</i>	<i>Funções de transferência de corrente</i>	<i>41</i>
<i>3.2.2</i>	<i>Parâmetros físicos do motor de indução trifásico</i>	<i>42</i>
<i>3.2.3</i>	<i>O método do lugar geométrico das raízes (LGR)</i>	<i>43</i>
<i>3.2.4</i>	<i>Discretização da planta de corrente</i>	<i>44</i>
<i>3.2.5</i>	<i>Projeto dos controladores de corrente</i>	<i>46</i>
3.3	Controlador de velocidade	48

3.3.1	<i>Estrutura de controle em cascata entre as malhas de corrente e de velocidade</i>	48
3.3.2	<i>Identificação do modelo dinâmico da malha de velocidade</i>	50
3.3.3	<i>Discretização do modelo de velocidade</i>	54
3.3.4	<i>O controlador preditivo generalizado (GPC)</i>	54
3.3.5	<i>Projeto do controlador de velocidade baseado no GPC</i>	61
4	DESCRIÇÃO FÍSICA DA BANCADA, RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	66
4.1	Descrição física da bancada de testes	66
4.1.1	<i>Retificador e inversor trifásico</i>	68
4.1.2	<i>Sensores de corrente</i>	72
4.1.3	<i>Sensor de velocidade</i>	74
4.1.4	<i>O processador digital de sinais (DSP) Texas TMS320F28379D</i>	76
4.2	Resultados de simulação e experimentais	80
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	88
	REFERÊNCIAS	90
	APÊNDICES	92
	APÊNDICE A – Código fonte utilizado para implementar o controlador GPC no DSP em C	92
	APÊNDICE B – Código utilizado para calcular os parâmetros do controlador GP	126
	APÊNDICE C – Visualização geral da simulação desenvolvida no software PSIM	132

1 INTRODUÇÃO

As máquinas rotativas baseadas no princípio de funcionamento do campo magnético girante são popularizadas devido ao seu baixo custo e facilidade de manutenção, se comparadas às máquinas *Corrente Contínua* (CC), que para uma operação em mesma potência são mais volumosas e exigem manutenções periódicas. Entretanto, máquinas CC são fáceis de controlar, tanto no que diz respeito às variáveis elétricas, quanto às mecânicas. O torque é acoplado com a corrente, e a tensão com a velocidade. Em máquinas rotativas de indução, estes fatos não acontecem, as fases de alimentação contribuem cada uma para a manutenção do fluxo magnético concatenado na máquina e, portanto, estão acopladas entre si, por meio de indutâncias mútuas. Logo, torque e velocidade estão relacionados por equações não-lineares, assim a relação entre as variáveis de controle torna-se complexa. Para solucionar o problema de controle em máquinas rotativas de indução, utiliza-se a técnica das transformações de eixo, que se trata de uma técnica matemática capaz de transformar o modelo elétrico e mecânico de uma máquina de indução similar ao que se observa nos modelos para máquinas de corrente contínua.

Dessa maneira, conhecendo-se os modelos dinâmicos de motores de indução, deseja-se utilizar técnicas de controle digital embarcadas em um processador digital de sinais (DSP) da fabricante Texas *Instruments* de baixo custo e elevada performance no que tange à procedimentos de cálculos com ponto flutuante e funções matemáticas tais como as funções trigonométricas.

No que tange à técnica de controle, o grande diferencial encontra-se na implementação da malha de velocidade. Nesta estrutura, utiliza-se uma topologia de controlador preditivo. Esta topologia por já nascer em um ambiente industrial e desenvolvido no que tange aos microprocessadores é implementável exclusivamente em tempo discreto. Diversas são as formas de se sintonizar controladores preditivos, sejam por técnicas de espaço de estados, ou equações diophantine. No entanto, para o âmbito deste trabalho, utilizou-se a abordagem de um controlador preditivo generalizado (GPC) baseado em filtros digitais. Essa abordagem é de cunho prático e de fácil implementação, pois a lei de controle se reduz à filtros digitais de resposta ao impulso finita, facilmente implementados recursivamente em processadores de sinais. Além de uma alta performance na rejeição ao ruído e de sua fácil implementação, este controlador ajuda a corrigir eventuais erros de sincronização dos eixos estatóricos ao eixo do fluxo rotórico da máquina, conduzindo à resposta ao degrau do sistema à rejeição de erros estacionários.

1.1 Justificativa e Revisão bibliográfica

Atualmente os motores de indução são preferíveis nos ambientes industriais devido à sua estrutura simples e barata, se comparado a outros tipos de máquinas, por não necessitarem de manutenções recorrentes e conseguirem operar sob condições adversas do ambiente, tais como temperatura e umidade. Além disso, possuem uma estrutura simples e facilidade de operação sob uma ampla faixa de velocidades (Senol *et al.*, 2013).

Devido à popularidade destas máquinas, elas são aplicadas em diversos ramos industriais, tais como sistemas de tração, veículos elétricos, ventiladores e outros dispositivos (Dybkowski; Orłowska-Kowalska, 2009) Dessa maneira, o estudo de controle voltado para o acionamento de máquinas é de extrema necessidade, uma vez que os processos industriais operam sob diversas condições de carga e perfis de velocidade e torque.

Existem dois tipos básicos de controle para motores de indução, o chamado controle escalar e o controle vetorial. O controle escalar, um dos métodos mais conhecido é o chamado controle V/F, esta técnica de controle baseia-se na imposição da velocidade da ponta do eixo da máquina conforme a frequência fundamental de tensão e corrente nos seus terminais. Outra premissa para este controle é a manutenção linear entre as relações de tensão e frequência nos terminais da máquina. Esta relação deve ser mantida constante, para manter o torque e o fluxo magnético no motor (Umar *et al.*, 2018). Entretanto, esta técnica não analisa as condições transitórias em que a máquina será exposta, mas sim suas condições de regime permanente.

A outra técnica de controle, que será a técnica adotada em todo este trabalho, é o controle vetorial. Este tipo de controle incorpora a interação entre as indutâncias mútuas dos enrolamentos do rotor e do estator, através da qual, os efeitos do fluxo magnético e do torque no motor de indução podem ser estudados. Além disso, este controle inclui a variação das indutâncias próprias e mútuas com o ângulo de mudança devido à rotação do rotor e ao campo magnético do estator trifásico rotativo. Portanto, para estudar a resposta dinâmica e transitória do motor de indução, o método de controle vetorial é melhor apropriado (Umar *et al.*, 2018).

Além das variações entre os tipos de controle aplicados sob máquinas de indução, existem variações de como se realizar o controle vetorial de máquinas. Como frisado anteriormente, esta técnica de controle baseia-se no ângulo do fluxo magnético que concatena o rotor da máquina, que depende da rotação mecânica da mesma e do escorregamento do motor. O cálculo deste ângulo caracteriza em sua essência o controle vetorial. A obtenção deste ângulo varia de acordo com o tipo de orientação de campo magnético que se deseja fazer. Duas são as formas de

se realizar controle por campo orientado:

- Controle por campo orientado direto;
- Controle por campo orientado indireto.

O controle orientado a campo é amplamente utilizado para o controle de movimentos de alto desempenho, devido à garantia de desacoplamento entre o torque e o fluxo magnético rotórico (Roy *et al.*, 2010). Entretanto, esta técnica requer uma medição precisa das variáveis estatóricas e rotóricas, de tal forma que qualquer perturbação na bancada de testes, bem como efeitos de trepidação, ou atrito podem alterar o comportamento dinâmico do fluxo magnético e gerar erros de estimação.

Para este trabalho, optou-se por implementar o controle por campo orientado indireto. Este controle não requer medidas de tensão, nem estimação de fluxo direta. Na verdade, ele desacopla as variáveis de torque e fluxo magnético, por meio da estimação da velocidade de escorregamento da máquina.

O controle por campo orientado direto baseia-se em observadores de fluxo, ou seja, através do sensoriamento de variáveis elétricas e mecânicas e utilizando-se as equações da máquina, pode-se chegar a um modelo dinâmico que se descubra o fluxo magnético concatenado no rotor. Já o controle por campo orientado indireto, não estima o fluxo magnético diretamente, este usa as equações da máquina para realizar uma previsão da velocidade de escorregamento. Tendo-se o valor dessa velocidade, todos os vetores das variáveis estatóricas e rotóricas podem ser localizados no espaço e a modelagem da máquina também se torna possível.

Todo este processo descrito é realizado de forma digital em um processador digital de sinais (DSP) da fabricante Texas *Instruments*. Os controladores são implementados na forma de equações a diferenças e na malha de velocidade implementa-se um controlador cuja topologia baseia-se numa estrutura preditiva aplicável por meio de filtros digitais. Os controladores de corrente são do tipo PI, de resposta rápida associados ao controlador preditivo generalizado (GPC) à malha de velocidade. As respostas combinadas destes dois controladores permitem, uma boa regulação das variáveis elétricas e uma robustez considerável na malha mecânica, tornando o desenvolvimento deste trabalho aplicável em processos de precisão, tais como aplicações robóticas por meio de servoacionamento de manipuladores industriais (de Souza *et al.*, 2015).

O uso do controlador GPC é também preferível, pois sua implementação por meio de filtros digitais de resposta ao impulso finita, torna-se viável em processadores de baixo custo. Este controlador, tem grandes vantagens, pois sua topologia assume o princípio do horizonte de retrocesso para os modelos de entrada e saída de um sistema. O GPC tem sido amplamente utilizado na indústria de controle de processos devido ao seu bom desempenho de rastreamento e à sua capacidade de manipular restrições (Jung Hun Park *et al.*, 2007).

1.2 Motivação

O estudo de máquinas elétricas e suas diversas formas de controle e acionamento são de fundamental importância para otimização e precisão das operações industriais. Dessa forma, tornar as técnicas de controle vetoriais acessíveis e de fácil implementação, embarcadas em processadores digitais de sinais (DSP's) de baixo custo, permite um amplo acesso de um conjunto de controladores e suas variações, fornecendo maior robustez às respostas de processos e podendo-se trabalhar com restrições de forma mais ampla.

Nos últimos anos, a popularização das plataformas digitais de sinais têm se tornado evidente principalmente pelo seu baixo custo e boa capacidade de processamento, além da disposição de módulos especiais como conversores analógico digitais e geração de sinais PWM em uma quantidade significativa de canais de saída tornando a aplicação em conversores mais viável. Algumas das vantagens da utilização destes dispositivos aplicados à eletrônica de potência e acionamentos elétricos são listadas a seguir (HAMZA *et al.*, 2012).

1. Flexibilidade de modificação de projetos e testes em bancada mais eficientes;
2. Baixa suscetibilidade a variações ambientais;
3. Envelhecimento reduzido;
4. Melhor imunidade ao ruído.

Desta forma, a combinação de dispositivos de eletrônica de potência e processadores digitais de sinais (DSP's) de alto desempenho proporcionou um controle superior no campo das máquinas elétricas. Os acionamentos de motores elétricos de alto desempenho são vistos como uma parte importante do controle e operação avançados. O controle de inversores de corrente alternada é um trabalho complexo, de modo que a maioria dos motores de corrente alternada é geralmente controlada por algoritmos numéricos que podem ser alcançados por microprocessadores ou controladores de alta velocidade com a ajuda de conversores de potência de comutação rápida.

O método baseado em DSP é considerado o mais satisfatório e possui a capacidade de executar os cálculos de sinal associados de maneira fácil e rápida (Jat *et al.*, 2016).

1.3 Objetivos

O principal objetivo deste trabalho é contribuir para aplicações de controladores digitais de fácil implementação em processadores de baixo custo na modelagem vetorial de motores elétricos de indução, com a finalidade de se avaliar robustez, imunidade a perturbações, avaliar restrições de implementação e verificar o desempenho de um controlador preditivo generalizado (GPC) aplicado à regulação de velocidade de um motor de indução trifásico.

1.3.1 *Objetivos gerais*

Os objetivos gerais deste trabalho abrangem à análise de desempenho em bancada de um controlador preditivo generalizado (GPC) baseado em filtros digitais aplicado à malha mecânica de um motor de indução trifásico. Assim, após toda a análise matemática da lei de controle que define o GPC, verifica-se suas condições de operação para ponderações realizadas sobre o esforço de controle e o horizonte de predições do sinal de referência que será aplicado.

1.3.2 *Objetivos específicos*

Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Desenvolver todo o projeto do trabalho por meio de simulação;
- Aplicar controladores digitais em plataformas digitais de sinais de baixo custo;
- Projetar a estrutura da bancada para a aplicação real;
- Realizar ensaios para o controlador GPC sob diversas regiões de operação e analisar sua robustez.

1.4 Organização do trabalho

Este trabalho está organizado da seguinte forma:

- **Capítulo 1:** Este capítulo aborda toda a revisão bibliográfica consultada para o desenvolvimento do trabalho, bem como a motivação para a implementação prática, os objetivos gerais e específicos e sua estruturação.

- **Capítulo 2:** Este capítulo trata da modelagem dinâmica de um motor de indução, baseada no método do campo orientado indireto. Inicialmente, introduz-se a ideia das transformadas de eixo e de coordenadas nos referenciais síncronos, depois, as equações do modelo elétrico da máquina são deduzidas, e por fim, por meio das relações de energia elétrica e mecânica, as equações mecânicas são mostradas, bem como seu respectivo acoplamento com as variáveis elétricas.
- **Capítulo 3:** Este capítulo trata das estratégias de controle adotadas para as malhas elétricas e mecânicas. Para a regulação das correntes de eixo, adota-se um controlador PI projetado pelo método do lugar geométrico das raízes (LGR). Após, a validação dos controladores de corrente, a planta de velocidade é identificada por uma técnica baseada em resposta ao degrau. Após esta etapa, toda a estrutura do controlador preditivo generalizado (GPC) é demonstrada, para fins de aplicação ao modelo de velocidade. Com a estrutura do GPC, baseada em filtros digitais, projeta-se um controlador para a malha de velocidade, avaliando seu desempenho dinâmico.
- **Capítulo 4:** Este capítulo trata da descrição de toda a estrutura de bancada montada, bem como a descrição de operação dos conversores de potência, os drivers de acionamento das chaves do inversor, os sensores de corrente e velocidade e o processador digital de sinais (DSP). Além disso, mostra uma breve descrição do algoritmo de controle implementado. Por fim, apresenta os resultados de simulação e de bancada, fazendo comparações adequadas entre os dois.
- **Capítulo 5:** Este capítulo trata das conclusões sobre a operação do controlador GPC aplicado à malha mecânica de um motor de indução trifásico, bem como sugestões de futuros trabalhos na bancada desenvolvida.

2 MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO PELO MÉTODO DO CAMPO ORIENTADO INDIRETO

Neste capítulo será feita uma breve introdução da modelagem de um *Motor de Indução Trifásico* (MIT) nas coordenadas de referência de Clarke e Park. Vale ressaltar que este é o princípio do chamado controle por orientação de campo magnético. A orientação do campo magnético tem por principal objetivo alinhar o vetor fluxo magnético com um dos eixos de referência direto ou em quadratura de tal sorte que as equações diferenciais que descrevem o comportamento mecânico e elétrico, bem como o acoplamento das variáveis mecânicas e elétricas, tornem-se simplificadas, e consequentemente a modelagem por meio de funções de transferência conveniente.

2.1 Vetores de fluxo magnético e das tensões elétricas

Para se desenvolver a técnica referente ao controle de campo orientado indireto, adota-se a definição de vetor espacial com o objetivo de simplificar a análise das equações. Desta forma, pode-se definir as equações referentes aos fluxos magnéticos presentes no estator e no rotor como se segue (BIM, 2015):

$$\begin{bmatrix} \psi(t)_{as} \\ \psi(t)_{bs} \\ \psi(t)_{cs} \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} i(t)_{as} \\ i(t)_{bs} \\ i(t)_{cs} \end{bmatrix} + L_m \begin{bmatrix} i(t)_{ar} \\ i(t)_{br} \\ i(t)_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} \psi(t)_{ar} \\ \psi(t)_{br} \\ \psi(t)_{cr} \end{bmatrix} = L_r \begin{bmatrix} i(t)_{ar} \\ i(t)_{br} \\ i(t)_{cr} \end{bmatrix} + L_m \begin{bmatrix} i(t)_{as} \\ i(t)_{bs} \\ i(t)_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

As tensões terminais no estator e no rotor da máquina podem ser definidas também no formato de equações matriciais.

$$\begin{bmatrix} v(t)_{as} \\ v(t)_{bs} \\ v(t)_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i(t)_{as} \\ i(t)_{bs} \\ i(t)_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\psi(t)_{as}}{dt} \\ \frac{d\psi(t)_{bs}}{dt} \\ \frac{d\psi(t)_{cs}}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} v(t)_{ar} \\ v(t)_{br} \\ v(t)_{cr} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i(t)_{ar} \\ i(t)_{br} \\ i(t)_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\psi(t)_{ar}}{dt} \\ \frac{d\psi(t)_{br}}{dt} \\ \frac{d\psi(t)_{cr}}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

As indutâncias estatóricas e rotóricas podem ser expressas pela soma de suas indutâncias de dispersão, associada conseqüentemente ao fluxo disperso e suas indutâncias mútuas entre as fases.

$$L_s = L_{l_s} + L_{m_s} \quad (2.5)$$

$$L_r = L_{l_r} + L_{m_r} \quad (2.6)$$

Vale ressaltar que essas equações estão no formato reduzido, pois trata-se de equações matriciais. Expandindo-se tais expressões pode-se verificar que as indutâncias estatóricas dependem de sua componente própria, das componentes mútuas das outras fases e do acoplamento magnético com o rotor da máquina, assim, as matrizes abaixo mostram tal dependência.

$$L_s = \overbrace{\begin{bmatrix} l_{l_s} & 0 & 0 \\ 0 & l_{l_s} & 0 \\ 0 & 0 & l_{l_s} \end{bmatrix}}^{L_{l_s}} + \overbrace{\begin{bmatrix} l_{m_s} & -l_{m_s}/2 & -l_{m_s}/2 \\ -l_{m_s}/2 & l_{m_s} & -l_{m_s}/2 \\ -l_{m_s}/2 & -l_{m_s}/2 & l_{m_s} \end{bmatrix}}^{L_{m_s}} \quad (2.7)$$

$$L_r = \overbrace{\begin{bmatrix} l_{l_r} & 0 & 0 \\ 0 & l_{l_r} & 0 \\ 0 & 0 & l_{l_r} \end{bmatrix}}^{L_{l_r}} + \overbrace{\begin{bmatrix} l_{m_r} & -l_{m_r}/2 & -l_{m_r}/2 \\ -l_{m_r}/2 & l_{m_r} & -l_{m_r}/2 \\ -l_{m_r}/2 & -l_{m_r}/2 & l_{m_r} \end{bmatrix}}^{L_{m_r}} \quad (2.8)$$

As indutâncias mútuas entre estator e rotor variam conforme a posição θ_r do rotor da máquina e conseqüentemente dependem do fluxo gerado pelas três fases de alimentação da mesma, desta forma, estas indutâncias são definidas matricialmente considerando-se a contribuição das três fases e a posição angular de cada uma delas em relação ao movimento do rotor. Assim, define-se o operador \bar{a} para representar a defasagem entre as fases estatóricas.

$$\bar{a} = e^{j2\pi/3} \quad (2.9)$$

Considerando o operador \bar{a} definido acima, obtém-se a matriz de indutâncias mútuas.

$$L_m(\theta) = l_m \left\{ e^{j\theta_r} \begin{bmatrix} 1 & \bar{a} & \bar{a}^2 \\ \bar{a}^2 & 1 & \bar{a} \\ \bar{a} & \bar{a}^2 & 1 \end{bmatrix} + e^{-j\theta_r} \begin{bmatrix} 1 & \bar{a}^* & (\bar{a}^2)^* \\ (\bar{a}^2)^* & 1 & \bar{a}^* \\ \bar{a}^* & (\bar{a}^2)^* & 1 \end{bmatrix} \right\} \quad (2.10)$$

A posição angular elétrica do rotor pode ser calculada a partir da expressão a seguir:

$$\theta_p = \int \omega_p(t) dt \quad (2.11)$$

Desta forma a relação entre ângulos e velocidades elétricas e mecânicas pode ser definida abaixo (KRAUSE *et al.*, 2002).

$$\theta_p = p\theta_r \quad (2.12)$$

$$\omega_p = p\omega_r \quad (2.13)$$

Onde p é o número de pares de polos da máquina.

Considerando-se as equações acima mostradas pode-se definir o torque eletromecânico desenvolvido na ponta do eixo da máquina como sendo:

$$T_e = \frac{dW}{d\theta_r} = p \frac{dW}{d\theta_p} \quad (2.14)$$

Onde a equação que define a energia pode ser dada como (BARBI, 1985):

$$W = \frac{1}{2} I^t L I \quad (2.15)$$

Em que L e I são matrizes que representam variáveis estatóricas e rotóricas.

$$I = \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$L = \begin{bmatrix} L_s & L_m(\theta) \\ L_m^t(\theta) & L_r \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

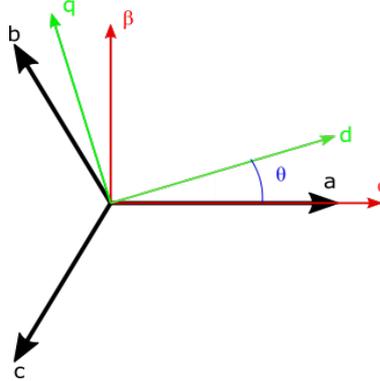
Substituindo-se a equação (2.14) em (2.15), tem-se a expressão a seguir.

$$T_e = \frac{p}{2} I^t \left(\frac{d}{d\theta_p} L \right) I \quad (2.18)$$

2.2 Sistema de matrizes e transformações de variáveis

Para que se possa chegar em um modelo dinâmico conveniente para a modelagem da máquina, faz-se necessário o estudo de suas variáveis em um sistema de referência girante, sistema este que deve rotacionar na mesma velocidade do fluxo rotórico.

Figura 1 – Diagrama vetorial das coordenadas de referência ABC, $\alpha\beta$ e dq



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

O sistema de referência girante dq, conforme visto na Figura 1 acima consiste em uma transformação linear aplicada ao sistema de referência trifásico estacionário. A matriz que realiza tais mudanças de coordenada é denominada de transformada de Park e é mostrada abaixo:

$$P_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \overbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}}^B P_{abc} \quad (2.19)$$

Onde P_{abc} e P_{dq0} representam as variáveis em termos do sistema trifásico ABC e do sistema girante dq0 respectivamente e B é a matriz de transformação de Park. Esta matriz possui inversa, de tal forma que a aplicação linear é perfeitamente possível nos dois sentidos, tornando flexível a análise da máquina nos dois eixos de referência. A transformação inversa é simplesmente obtida por meio da transposta da transformação direta. Este fato é devido ao fator de multiplicação da matriz direta de Park que caracteriza tal aplicação linear como invariante em potência.

$$B^{-1} = B^t \quad (2.20)$$

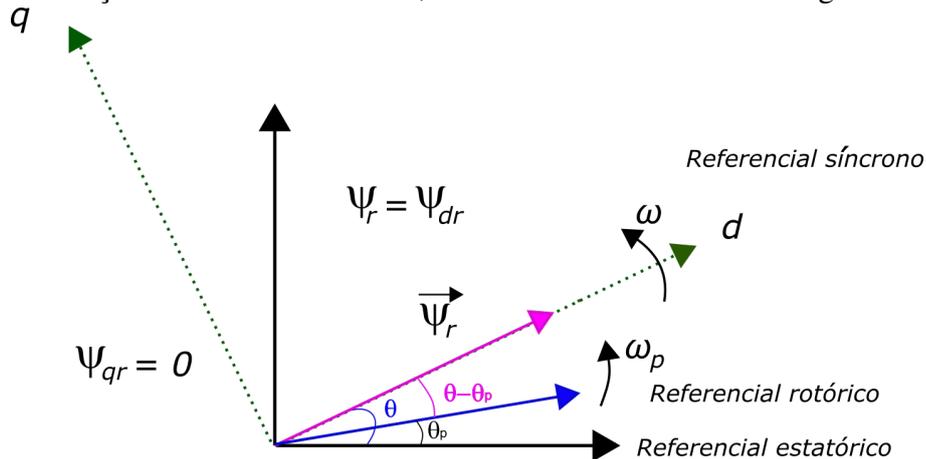
O ângulo θ presente para se realizar a modificação de eixos de coordenadas da máquina deve ser calculado conforme o tipo de controle vetorial que se deseja realizar. No caso deste trabalho a opção de controle escolhida baseia-se na orientação do fluxo do rotor, ou seja, a velocidade do campo girante em relação ao rotor deve ser conhecida de forma que sua posição angular a cada instante de tempo será utilizada para alinhar o campo magnético a um dos eixos girantes de referência escolhidos. Esta técnica é fundamental para que se consiga um controle eficiente, pois simplifica equações e torna os modelos matemáticos da máquina desacoplados em relação à cada eixo.

2.3 Modelagem da máquina de indução trifásica nos referenciais dq

Partindo-se das equações da máquina apresentadas na seção (2.1), pode-se obter tais equações em um único referencial girante. Como dito anteriormente, este referencial girante será o referencial rotórico. Vale ressaltar que as grandezas tratadas nesta seção são grandezas vetoriais.

A Figura 2 mostra que os referenciais do estator e do fluxo magnético concatenado no rotor diferem por um ângulo θ e, portanto, não se encontram alinhados como desejado. Este desalinhamento ocorre por conta do escorregamento da máquina e da posição espacial do rotor, e, portanto, conhecendo-se estas duas posições angulares pode-se realizar o alinhamento do eixo estatórico e de fluxo rotórico por meio da aplicação da matriz de transformação de Park.

Figura 2 – Mudança de referencial: Estator, velocidade do rotor e fluxo magnético do rotor



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Partindo-se do exposto na Figura 2, as seguintes equações em suas formas vetoriais em relação aos seus respectivos referenciais são consideradas.

$$\vec{V}_s^s = R_s \vec{I}_s^s + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_s^s \quad (2.21)$$

$$\vec{V}_r^r = R_r \vec{I}_r^r + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_r^r \quad (2.22)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.23)$$

$$\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt} \quad (2.24)$$

Como já citado, tem-se por objetivo alinhar o eixo do estator com o eixo do campo girante que concatena o rotor. Para isto faz-se necessário uma transformação linear que seja

capaz de deslocar o vetor de orientação do estator a um determinado ângulo. Este ângulo é simplesmente o escorregamento entre as frequências de rotação do fluxo magnético gerado pelo movimento mecânico do rotor e a velocidade de rotação do campo girante gerado pelo estator somado à posição mecânica do eixo da máquina, ponderada pelo número de pares de polos da mesma, a cada instante de tempo, pois são estes que geram a velocidade do fluxo concatenado no rotor da máquina, e portanto, sua posição. Desta forma, as equações (2.21) e (2.22) serão convertidas para o referencial de fluxo magnético do rotor, multiplicando-se ambos os membros da igualdade pelo operador de deslocamento angular.

2.3.1 Mudança de referencial do eixo do estator para o eixo do fluxo magnético do rotor

Para deslocar o eixo de referência do estator até a posição do eixo de referência do fluxo magnético do rotor faz-se necessário multiplicar toda a equação que descreve o comportamento do estator pelo operador de deslocamento angular. Como mostrado na Figura 2, para deslocar o eixo de referência do estator para a posição desejada, deve-se girar este eixo de um ângulo θ , desta forma a equação vetorial para as tensões do estator fica descrita conforme a seguir.

$$\vec{V}_s e^{-j\theta} = R_s \vec{I}_s e^{-j\theta} + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_s e^{-j\theta} \quad (2.25)$$

Desenvolvendo-se a derivada do fluxo magnético do estator, tem-se que:

$$\frac{d}{dt} \left(\vec{\psi}_s e^{-j\theta} \right) = \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} e^{-j\theta} - \frac{de^{-j\theta}}{dt} \vec{\psi}_s \therefore \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} e^{-j\theta} = \frac{d}{dt} \left(\vec{\psi}_s e^{-j\theta} \right) + j\omega \vec{\psi}_s e^{-j\theta} \quad (2.26)$$

Substituindo-se a equação (2.26) em (2.25) chega-se à equação das tensões estatóricas no referencial do fluxo magnético rotórico.

$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_s + j\omega \vec{\psi}_s \quad (2.27)$$

2.3.2 Mudança de referencial do eixo do rotor para o eixo do fluxo magnético do rotor

De forma análoga ao que foi feito na seção anterior, as equações do rotor encontram-se no seu referencial girante conforme sua velocidade de rotação, desta maneira para que o referencial do rotor seja deslocado para o referencial do campo girante conforme a Figura 2, o operador de rotação deve aplicar um deslocamento angular de $\theta - \theta_p$, que nada mais é do que o ângulo de escorregamento θ_{sl} .

$$\vec{V}_r e^{-j(\theta - \theta_p)} = R_r \vec{I}_r e^{-j(\theta - \theta_p)} + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_r e^{-j(\theta - \theta_p)} \quad (2.28)$$

Desenvolvendo-se a derivada do fluxo magnético do rotor, tem-se que:

$$\frac{d}{dt} \left(\vec{\psi}_r^r e^{-j\theta_{sl}} \right) = \frac{d\vec{\psi}_r^r}{dt} e^{-j\theta_{sl}} - \frac{de^{-j\theta_{sl}}}{dt} \vec{\psi}_r^r \therefore \frac{d\vec{\psi}_r^r}{dt} e^{-j\theta_{sl}} = \frac{d}{dt} \left(\vec{\psi}_r^r e^{-j\theta_{sl}} \right) + j\omega_{sl} \vec{\psi}_r^r e^{-j\theta_{sl}} \quad (2.29)$$

Substituindo-se a equação (2.29) em (2.28) chega-se à equação das tensões rotóricas no referencial do fluxo magnético rotórico.

$$\vec{V}_r^r = R_r \vec{I}_r^r + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_r^r + j\omega_{sl} \vec{\psi}_r^r \quad (2.30)$$

2.3.3 Tensões rotóricas e estatóricas no referencial dq síncrono

As equações anteriores podem ser agora descritas no chamado referencial síncrono, uma vez que os parâmetros da máquina foram referidos a um eixo de referência girante em função do fluxo magnético do rotor. Desta forma estas equações referidas em relação ao rotor e ao estator são como se segue:

- Estator.

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} + j\omega \psi_{sd} \quad (2.31)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + j\omega \psi_{sq} \quad (2.32)$$

- Rotor.

$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \psi_{rd} + j\omega_{sl} \psi_{rd} \quad (2.33)$$

$$V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \psi_{rq} + j\omega_{sl} \psi_{rq} \quad (2.34)$$

Nota-se que estas equações dependem dos fluxos estatóricos e rotóricos, desta forma, estes fluxos no eixo de referência dq síncrono são relacionados nas equações abaixo.

- Estator.

$$\psi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \quad (2.35)$$

$$\psi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \quad (2.36)$$

- Rotor.

$$\psi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd} \quad (2.37)$$

$$\psi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq} \quad (2.38)$$

Vale ressaltar que as matrizes de indutâncias, após as transformações de eixo de referência, são diagonalizadas, fazendo com que não haja qualquer acoplamento entre os novos eixos girantes d e q. Desta forma, tais matrizes tornam-se apenas escalares conforme mostrado a seguir.

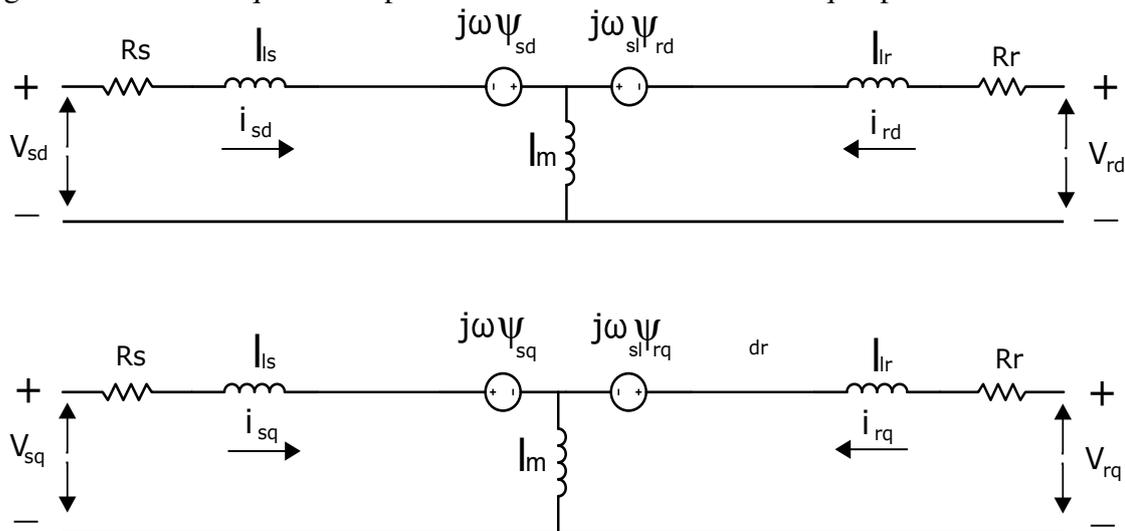
$$L_s = l_{ls} + l_m \quad (2.39)$$

$$L_r = l_{lr} + l_m \quad (2.40)$$

$$L_m = \frac{3}{2}l_m \quad (2.41)$$

As equações (2.35) e (2.36) se combinadas com as equações (2.31) e (2.32), bem como as equações (2.37) e (2.38) se combinadas com as equações (2.33) e (2.34) fornecem o modelo dinâmico de uma máquina de indução no referencial síncrono dq. Este modelo dinâmico pode ser entendido pelos circuitos equivalentes mostrados a seguir para cada referencial d e q.

Figura 3 – Circuito equivalente para os referenciais síncronos d e q respectivamente



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

A partir do modelo dinâmico da máquina deduzido anteriormente, e considerando-se o alinhamento dos eixos de referência do estator e do rotor com o eixo de referência do fluxo magnético do rotor pode-se chegar à conclusão de que todo o fluxo rotórico encontra-se concentrado sobre um único eixo, o eixo de referência direto, conforme mostrado na Figura 2. Dessa maneira, as seguintes consequências são observadas:

$$\begin{cases} \psi_{rd} = \psi_r \\ \psi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (2.42)$$

Assim, pela equação (2.38) pode-se relacionar a corrente estatórica com a corrente rotórica.

$$I_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} I_{sq} \quad (2.43)$$

Pela equação (2.37) tem-se que:

$$I_{rd} = \frac{\Psi_{rd}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} I_{sd} \quad (2.44)$$

Substituindo-se a equação (2.44) em (2.35) tem-se:

$$\Psi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m \left(\frac{\Psi_{rd}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} I_{sd} \right) \quad (2.45)$$

Assim, obtém-se uma expressão para o fluxo Ψ_{sd} , conforme a seguir:

$$\Psi_{sd} = \sigma L_s I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} \quad (2.46)$$

Onde:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (2.47)$$

De forma análoga, substituindo-se a equação (2.43) na equação (2.36), tem-se a seguinte expressão:

$$\Psi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m \left(-\frac{L_m}{L_r} I_{sq} \right) \quad (2.48)$$

Simplificando-se a equação (2.48) chega-se no resultado que se segue:

$$\Psi_{sq} = \sigma L_s I_{sq} \quad (2.49)$$

Para se eliminar o termo j das equações (2.31) a (2.34), provoca-se uma rotação de 90° nos vetores considerados, como se segue:

$$\left\{ \begin{array}{l} j\Psi_{sd} = -\Psi_{sq} \\ j\Psi_{sq} = \Psi_{sd} \\ j\Psi_{rd} = -\Psi_{rq} \\ j\Psi_{rq} = \Psi_{rd} \end{array} \right. \quad (2.50)$$

Desta maneira, as equações (2.31) a (2.34) podem ser reescritas, conforme a seguir:

- Estator.

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} - \omega \psi_{sq} \quad (2.51)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \omega \psi_{sd} \quad (2.52)$$

- Rotor.

$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \psi_{rd} - \omega_{sl} \psi_{rq} \quad (2.53)$$

$$V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \psi_{rq} + \omega_{sl} \psi_{rd} \quad (2.54)$$

Substituindo-se as equações (2.46) e (2.49) na equação (2.51) chega-se à expressão a seguir:

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \left(\sigma L_s I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \right) - \omega \sigma L_s I_{sq} \quad (2.55)$$

Vale ressaltar que a modelagem realizada anteriormente considera que os parâmetros da máquina estão referidos a um eixo girante na velocidade do campo magnético do rotor. Desta maneira, para esse novo referencial, o fluxo magnético torna-se uma constante em regime permanente e sua dinâmica se comparada à dinâmica das correntes da máquina é bem mais lenta, de tal forma que para um sistema que se deseje controlar as correntes nos eixos girantes d e q e considerando-se ainda que o fluxo magnético do rotor está completamente alinhado com o eixo de referência direto da máquina, sua derivada em relação ao tempo pode ser considerada nula, simplificando-se assim, a equação (2.55).

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} (\sigma L_s I_{sd}) - \omega \sigma L_s I_{sq} \quad (2.56)$$

Substituindo-se as equações (2.49) e (2.46) na equação (2.52) chega-se à expressão a seguir:

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} (\sigma L_s I_{sq}) + \omega \left(\sigma L_s I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \right) \quad (2.57)$$

As equações (2.56) e (2.57) representam o modelo dinâmico do motor de indução trifásico no referencial dq síncrono.

2.4 Modelagem do fluxo magnético concatenado no rotor da máquina

As equações deduzidas na seção anterior mostram toda a modelagem da máquina de indução considerando-se os eixos de referência síncronos d e q de modo a alinhar todo o fluxo magnético do rotor da máquina apenas no eixo direto. Isso permite que se possa ter um controle direto ou indiretamente deste fluxo. O objetivo deste trabalho é controlá-lo de forma indireta por meio do escorregamento da máquina e de uma das correntes nos eixos de referência supracitados. Desta forma, para se obter uma equação dinâmica para tal fluxo, considera-se que a máquina em questão possui rotor do tipo gaiola de esquilo e, portanto, suas tensões rotóricas são nulas, tornando a equação (2.53) simplificada da seguinte forma:

$$V_{rd} = 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \psi_{rd} - \omega_{sl} \psi_{rq} \quad (2.58)$$

Como já citado, o fluxo no eixo q é nulo e portanto a equação (2.58) pode ser simplificada como se segue:

$$I_{rd} = -\frac{1}{R_r} \frac{d}{dt} \psi_{rd} \quad (2.59)$$

Substituindo a equação (2.59) na equação (2.37), tem-se que:

$$\psi_{rd} = L_r \left(-\frac{1}{R_r} \frac{d}{dt} \psi_{rd} \right) + L_m I_{sd} \quad (2.60)$$

Considerando-se que o fluxo magnético permanecerá constante durante a análise da máquina e novamente considerando-se que sua constante de tempo é consideravelmente mais lenta que a constante de tempo de corrente, pode-se afirmar que sua derivada é nula e, portanto, o comando de fluxo da máquina fica integralmente definido pela corrente de eixo direto.

$$\psi_{rd} = L_m I_{sd} \quad (2.61)$$

2.5 Determinação do escorregamento da máquina de indução trifásica

A determinação do escorregamento da máquina de indução trifásica é de suma importância para a orientação do fluxo magnético do rotor, pois é a defasagem entre o fluxo girante e a rotação da máquina que determina a mudança de referencial realizada em toda a modelagem mostrada na seção (2.3) deste capítulo. Assim, determinando-se a velocidade de escorregamento, basta que se realize uma integração e pode-se descobrir o ângulo correspondente à defasagem supracitada. Para se calcular a velocidade de escorregamento da máquina parte-se

da equação (2.54). Como o motor em questão é do tipo gaiola de esquilo e o fluxo magnético no eixo q é nulo, esta equação pode ser simplificada como se segue:

$$0 = R_r I_{rq} + \omega_{sl} \psi_{rd} \quad (2.62)$$

Desta forma, isolando-se a velocidade de escorregamento, tem-se que:

$$\omega_{sl} = \frac{-R_r I_{rq}}{\psi_r} \quad (2.63)$$

Nota-se que a velocidade de escorregamento depende do fluxo magnético do rotor, bem como da corrente rotórica. Considerando-se o comando de fluxo deduzido na equação (2.61) e a relação entre a corrente rotórica e estatórica no eixo q mostrada na equação (2.43) pode-se obter a expressão final para o escorregamento da máquina como se segue:

$$\omega_{sl} = \frac{R_r I_{sq}}{L_r I_{sd}} \quad (2.64)$$

Considerando-se todas estas equações deduzidas, pode-se obter o ângulo θ , ângulo pelo qual deve-se rotacionar as variáveis estatóricas para que estas se encontrem alinhadas ao fluxo magnético rotórico conforme Figura 2. Assim, tem-se que:

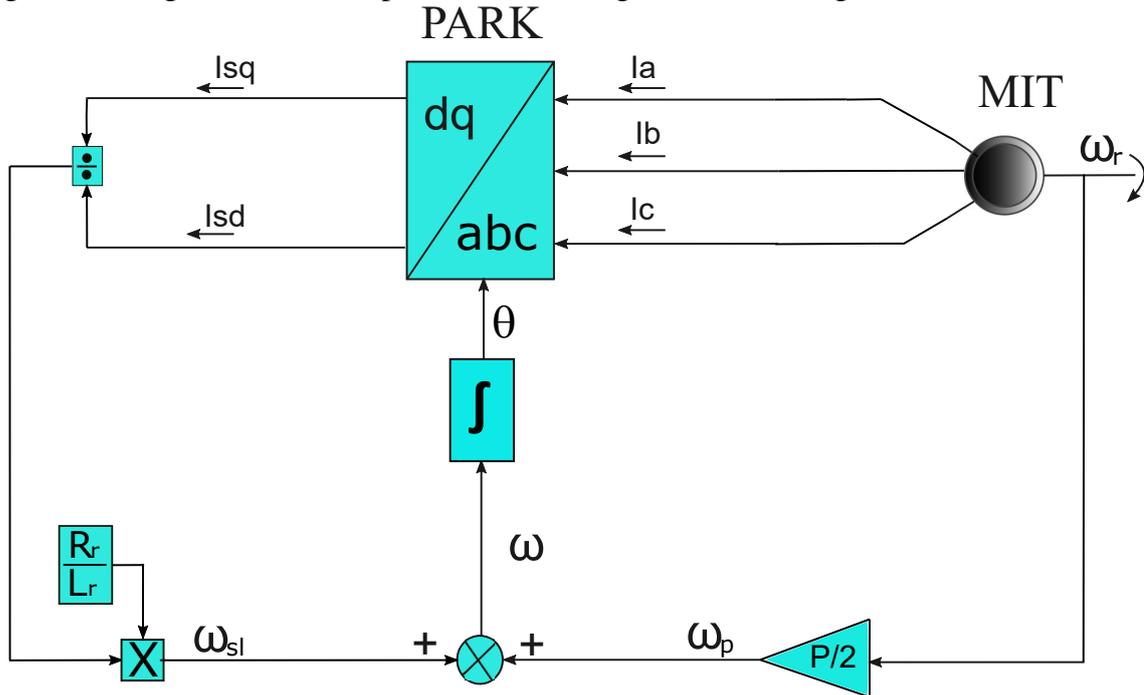
$$\theta_{sl} = \int \omega_{sl} dt \quad (2.65)$$

$$\theta_{sl} = \theta - \theta_p \quad (2.66)$$

$$\theta = \theta_{sl} + \theta_p \quad (2.67)$$

Onde o ângulo θ_p , na verdade, corresponde ao ângulo elétrico do rotor. Vale ressaltar que o ângulo θ deve ser calculado sempre que se deseja referir as variáveis estatóricas ao eixo do fluxo rotórico e seu procedimento de cálculo deve ser repetido toda vez que se deseja controlar as correntes elétricas em determinado valor. É este ângulo que define toda a estrutura das equações dinâmicas da máquina e seu cálculo depende de uma medição precisa da posição mecânica do rotor. Assim, tendo-se a posição rotórica e calculando-se virtualmente a posição de escorregamento, pode-se chegar ao ângulo de posição do fluxo a cada atualização dinâmica do modelo. Dessa forma, valida-se as equações deduzidas nas seções anteriores. O procedimento de cálculo do ângulo de aplicação das transformadas de eixo deve ser realizado conforme o diagrama de blocos a seguir:

Figura 4 – Diagrama de blocos para cálculo do ângulo do fluxo magnético do rotor



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

2.6 Modelagem do sistema mecânico do motor de indução trifásico

Nesta seção, o objetivo é mostrar as equações mecânicas da máquina de indução trifásica e relacioná-las às equações elétricas da mesma com a finalidade de criar um acoplamento entre esses dois tipos de equação. Para isso, é importante lembrar que um sistema mecânico com atrito pode ser descrito conforme à equação diferencial a seguir:

$$T_e = K \frac{d\omega_r}{dt} + b\omega_r \quad (2.68)$$

Onde K é o momento de inércia e b é o coeficiente de atrito viscoso.

A equação do torque mostrada conforme em (2.18) pode ser reduzida em função das correntes rotóricas e estatóricas ou de forma análoga ao inverso delas conforme a seguir:

$$T_e = pI_r^t \left(\frac{d}{d\theta_p} L \right) I_s = pI_s^t \left(\frac{d}{d\theta_p} L \right) I_r \quad (2.69)$$

A matriz de indutâncias no sistema de referência trifásico pode ser escrita conforme abaixo (BARBI, 1985).

$$L_m(\theta) = \frac{3}{2} l_m B \quad (2.70)$$

Portanto substituindo-se a equação (2.70) na equação (2.18) tem-se que:

$$T_e = \frac{3p}{2} l_m I_{rdq}^t \left(\frac{d}{d\theta_p} B \right) B^{-1} I_{sdq} \quad (2.71)$$

Onde:

$$I_{rdq} = \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

$$I_{sdq} = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

Desenvolvendo-se a equação (2.71) chega-se em uma expressão para o torque gerado pela máquina que depende unicamente da indutância mútua entre rotor e estator e das correntes nos eixos de referência como mostrado a seguir:

$$T_e = \frac{3p}{2} l_m (I_{sq} I_{rd} - I_{sd} I_{rq}) \quad (2.74)$$

Desenvolvendo-se a equação (2.74) tem-se que:

$$T_e = \frac{3p}{2} l_m I_{sq} I_{rd} - \frac{3p}{2} l_m I_{sd} I_{rq} \quad (2.75)$$

Em que a primeira parcela é considerada nula, uma vez que substituindo-se a equação (2.44) e tomando-se como verdadeira a consideração feita na equação (2.61), mostra-se que esta parcela será anulada para variações lentas no fluxo magnético da máquina.

$$\frac{3p}{2} l_m I_{sq} \left(\frac{\Psi_{rd}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} I_{sd} \right) = 0 \quad (2.76)$$

Como foi estabelecido que o fluxo de eixo direto seria mantido alinhado e dependente proporcionalmente da corrente de eixo direto por meio do que foi chamado de comando de fluxo, pode-se encontrar uma relação direta entre a corrente estatórica de eixo em quadratura e o torque desenvolvido pela máquina.

$$T_e = -\frac{3p}{2} l_m I_{sd} I_{rq} \quad (2.77)$$

Desta forma a expressão simplificada para o torque pode ser vista a seguir:

$$T_e = -p \Psi_{rd} I_{rq} \quad (2.78)$$

Através da relação entre as correntes rotóricas e estatóricas obtidas pela equação (2.43), o torque desenvolvido pelo eixo da máquina pode ser expresso em função da corrente estatórica do eixo de referência q.

$$T_e = p \Psi_{rd} \left(\frac{L_m}{L_r} I_{sq} \right) \quad (2.79)$$

A equação (2.79) relaciona torque eletromecânico exclusivamente a uma corrente de referência de eixo em quadratura. Como uma das grandes considerações para a análise que se está fazendo é que o fluxo magnético de eixo direto que concatena o rotor da máquina não sofrerá variações bruscas, a equação do torque pode ser reescrita simplesmente como uma constante C multiplicada pela corrente I_{sq} o que mostra claramente uma relação linear entre estas duas grandezas. Dessa maneira a equação dinâmica que representa o sistema mecânico analisado pode ser traduzida por um acoplamento direto entre a corrente elétrica do eixo em quadratura e a velocidade desenvolvida pela máquina.

$$CI_{sq} = K \frac{d\omega_r}{dt} + b\omega_r \quad (2.80)$$

Onde C é uma constante definida como:

$$C = p\psi_{rd} \frac{L_m}{L_r} \quad (2.81)$$

De posse dos modelos elétricos e mecânicos da máquina de indução trifásica é possível projetar sistemas de controle no domínio da frequência. Estas equações serão novamente abordadas nos capítulos subsequentes.

3 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DAS MALHAS DE CORRENTE E VELOCIDADE

Este capítulo aborda as estruturas de controle consideradas para o acionamento da máquina de indução trifásica. Desta maneira implementam-se controladores em cascata que regulam respectivamente a malha de corrente e de velocidade. Considerando-se toda a análise feita no capítulo anterior pode-se determinar as funções de transferência da malha de corrente a fim de aplicar o controlador do tipo PI projetado pelo método do lugar geométrico das raízes. Para a malha de velocidade, sua função de transferência será determinada utilizando-se uma técnica de identificação baseada na sua resposta ao degrau. Para a regulação de velocidade, será implementado um controlador com uma estrutura preditiva, baseada em filtros digitais do tipo *Finite Impulse Response* (FIR), considerando sua facilidade de implementação em tempo discreto e sua boa eficácia quanto ao esforço de controle.

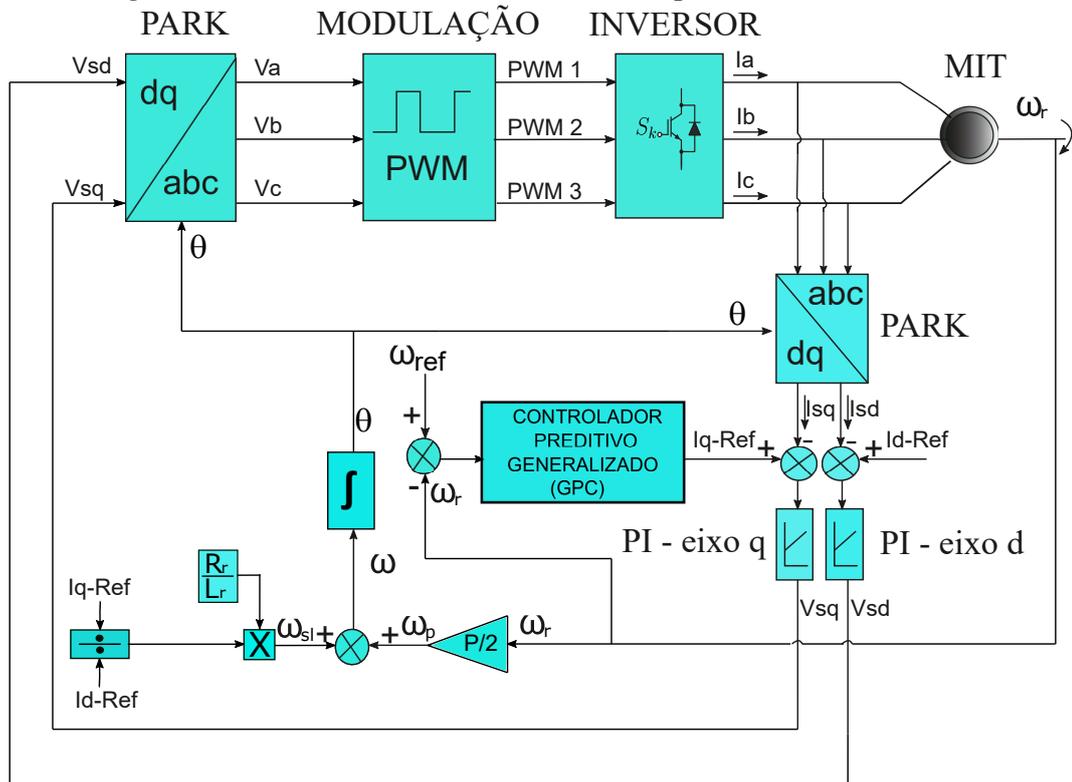
3.1 Modelo geral das realimentações de corrente e velocidade

Como já fora abordado na introdução deste capítulo, a estrutura de controle que será implementada consiste em duas realimentações, sendo uma mais externa, correspondendo à malha mecânica e outra mais interna, correspondendo à malha elétrica. Esta configuração é preferível, uma vez que as relações de tempo de subida entre essas duas malhas são discrepantes. Enquanto o modelo de corrente possui um tempo de subida da ordem de milissegundos, o modelo de velocidade chega à estabilização com um tempo quase mil vezes maior. Este fato faz com que variações ou perturbações que ocorram em cada um desses modelos separadamente não provoquem interferências nos outros, de tal forma que enquanto a malha de corrente chega à estabilidade, a velocidade sofreu pequenas variações, que são consideradas irrelevantes e, portanto, dessincronizando estes modelos no que diz respeito aos seus comportamentos dinâmicos.

Vale ressaltar, que como frisado no capítulo anterior, as correntes de eixo d e q tornam-se variáveis desacopladas, ou seja, as suas dinâmicas não interferem entre si. Desta maneira, o controle direto da corrente I_{sd} está associado diretamente ao fluxo magnético concatenado no rotor da máquina e, portanto, seu controle interfere no método utilizado para a orientação do campo magnético, uma vez que tal consideração feita anteriormente depende diretamente de um cálculo preciso do escorregamento da máquina. O acoplamento entre I_{sq} e a velocidade é a principal característica deste trabalho, uma vez que é neste sistema dinâmico que se realiza

o controle em cascata. Vale ressaltar que a corrente de eixo em quadratura fornece ao modelo do motor um comando de torque, de tal forma que através deste comando, a velocidade será uma grandeza perfeitamente controlável. A Figura 5 mostra o diagrama de blocos com a implementação proposta destes modelos.

Figura 5 – Diagrama de blocos do sistema de controle implementado



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

O diagrama de blocos acima deixa claro, que a realimentação de velocidade depende fortemente dos valores de corrente fornecidos pela máquina. As transformações de eixo são realizadas conforme as equações deduzidas na seção (2.5) para o cálculo de θ_{sl} . É importante acrescentar também, que toda esta estratégia de controle é baseada totalmente em tempo discreto, o que significa dizer que cada realimentação será realizada em um período de tempo específico, o período de amostragem.

Este período depende de diversos fatores associados ao sistema estudado, tais como as frequências de chaveamento das chaves do inversor e das dinâmicas associadas às malhas de velocidade e corrente. Desta maneira, considerando-se a estrutura de controle em cascata, os tempos de amostragem associados às malhas internas devem ser em torno de mil vezes menor que a amostragem para a realimentação de velocidade, uma vez que esta relação é observada no que tange aos tempos de subida dos sistemas estudados.

É importante destacar também, que a técnica desenvolvida para tornar o fluxo magnético da máquina orientado no eixo de referência direto deve ser repetida recursivamente a cada tempo de amostragem da malha de corrente, garantindo assim, através da robustez dos controladores de corrente que as referências impostas sejam seguidas a erro nulo, garantindo a precisão do cálculo do escorregamento. Após esta abordagem generalizada, pode-se então particularizar a análise dos controladores por blocos de atuação. Como as malhas de corrente serão de fundamental importância para que as equações do modelo mecânico da máquina sejam validadas, o projeto dos controladores de corrente deve ser o primeiro passo a ser realizado.

3.2 Controladores de corrente

3.2.1 Funções de transferência de corrente

As funções de transferência que definem as malhas de regulação das correntes de eixo direto e de quadratura da máquina são obtidas a partir do modelo deduzido representado pelas equações (2.56) e (2.57). Estas equações definem a relação direta entre tensões e correntes no referencial síncrono de Park. Cabe observar que estas equações ainda assim possuem um termo de acoplamento, onde as tensões de eixo direto e em quadratura dependem em um termo das correntes de eixo em quadratura e em um termo das correntes de eixo direto, respectivamente. Para efeitos de controle estes termos serão considerados perturbações e, portanto, serão desconsiderados para fins de projeto do controlador, como mostrado abaixo.

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} (\sigma L_s I_{sd}) - \overbrace{[\omega \sigma L_s I_{sq}]}^{\text{Perturbação}} \quad (3.1)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} (\sigma L_s I_{sq}) + \overbrace{\left[\omega \left(\sigma L_s I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} \right) \right]}^{\text{Perturbação}} \quad (3.2)$$

Assim, pode-se reduzir estes modelos às equações abaixo, admitindo-se que o controlador projetado será robusto o suficiente para rejeitar este erro. As equações reduzidas são mostradas a seguir:

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} (\sigma L_s I_{sd}) \quad (3.3)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} (\sigma L_s I_{sq}) \quad (3.4)$$

Aplicando-se o operador que define a transformada de Laplace nas equações (3.3) e (3.4) obtém-se as funções de transferência que definem as correntes de eixo direto e em

quadratura em relação às tensões referidas a tais eixos.

$$\frac{I_{sd}(s)}{V_{sd}(s)} = \frac{1}{\sigma L_s s + R_s} \quad (3.5)$$

$$\frac{I_{sq}(s)}{V_{sq}(s)} = \frac{1}{\sigma L_s s + R_s} \quad (3.6)$$

A partir destas equações e conhecendo-se os parâmetros da máquina, pode-se projetar um controlador que regule os valores de corrente I_{sd} e I_{sq} . Vale ressaltar que como visto no capítulo anterior, estas correntes são responsáveis, respectivamente, pelo comando de fluxo, ou seja, para fornecer sempre uma condição de fluxo mútuo suficiente para magnetizar a máquina, e pelo comando de torque, ou seja pelo acoplamento entre grandezas elétricas e mecânicas do sistema.

3.2.2 Parâmetros físicos do motor de indução trifásico

Como mostrado nas equações (2.56), (2.57) e (2.81) as respostas dinâmicas das correntes e subsequentemente das variáveis mecânicas da máquina dependem dos parâmetros elétricos, tais como resistências associadas aos enrolamentos rotóricos e estatóricos e indutâncias, sejam elas mútuas ou de dispersão, e dos parâmetros mecânicos, tais como momento de inércia e coeficiente de atrito viscoso. Todos estes parâmetros são obtidos quando a máquina é submetida a uma série de ensaios e, portanto, são de extrema relevância para o projeto de sistemas de controle. A Tabela 1 a seguir reúne as principais características do MIT utilizado durante este trabalho e é a partir destas informações que todas as análises posteriores serão realizadas (HONÓRIO, 2013).

Tabela 1 – Parâmetros elétricos e mecânicos do MIT estudado

Identificação do parâmetro da máquina	Valor do parâmetro da máquina
Potência nominal	0,18 kW
Tensão nominal	220 V
Corrente nominal	0,66 A
Resistência do Rotor	$R_r = 87,44 \Omega$
Resistência do estator	$R_s = 35,58 \Omega$
Indutância do rotor	$L_r = 0,16 \text{ H}$
Indutância do estator	$L_s = 0,16 \text{ H}$
Indutância mútua entre estator e rotor	$L_m = 0,884 \text{ H}$
Número de polos	4
Velocidade nominal	1710 RPM
Momento de inércia	$0,00045 \text{ Kg.m}^2$
Coefficiente de atrito viscoso	$0,0001 \text{ N.m.s}$

Fonte: (HONÓRIO, 2013).

Considerando-se os parâmetros da máquina estudada conforme mostrados na Tabela 1 acima, pode-se obter as funções de transferência de corrente específicas para a máquina utilizada no desenvolvimento deste trabalho. Desta forma, estas funções de transferência ficam definidas numericamente como mostradas abaixo:

$$\frac{I_{sd}(s)}{V_{sd}(s)} = \frac{1}{0,2955s + 35,58} \quad (3.7)$$

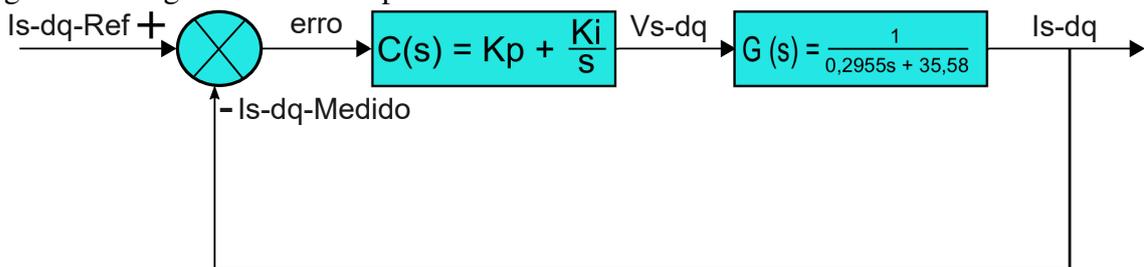
$$\frac{I_{sq}(s)}{V_{sq}(s)} = \frac{1}{0,2955s + 35,58} \quad (3.8)$$

A partir desses modelos obtidos por meio dos parâmetros da máquina pode-se projetar os controladores PI através do método do *Lugar Geométrico das Raízes* (LGR).

3.2.3 O método do lugar geométrico das raízes (LGR)

Analisando-se o sistema dinâmico que descreve o comportamento da corrente, caracterizando, portanto, um sistema de primeira ordem, pode-se concluir que o controlador PI é suficiente para a regulação da malha de corrente. Existem diversas formas de sintonizar este tipo de controlador. A forma de sintonia utilizada neste trabalho será o método do lugar geométrico das raízes (LGR). Considera-se o diagrama de realimentação abaixo, onde $G(s)$ corresponde à função de transferência que relaciona tensão e corrente em qualquer um dos eixos de referência e $C(s)$ será o controlador PI que regulará tal malha.

Figura 6 – Diagrama de blocos para a malha de corrente



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

A equação geral que define o sistema mostrado na Figura 6 é expressa conforme a função de transferência $H(s)$ a seguir:

$$H(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} \quad (3.9)$$

As raízes da equação característica do denominador da expressão acima podem ser expressas conforme um parâmetro $K_{control}$, como abaixo (FRANKLIN *et al.*, 2013):

$$1 + K_{control}L(s) = 0 \quad (3.10)$$

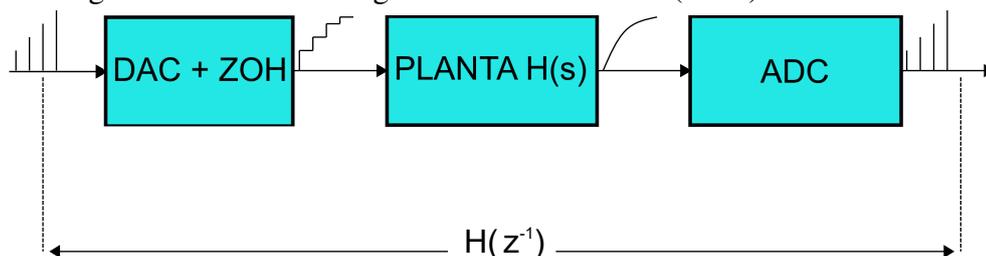
Onde $L(s)$ é a função de transferência do sistema em malha aberta.

Variando-se este parâmetro $K_{control}$ de 0 a infinito é possível traçar o diagrama de lugar das raízes de qualquer sistema dinâmico. Esta técnica baseia-se na posição de zeros e polos no plano complexo e como estes influenciam no comportamento dinâmico do sistema, seja por meio da estabilidade, tempo de acomodação e máximo sobressinal. Vale ressaltar que a presença da parcela de integração é responsável por corrigir o erro de estado estacionário do sistema, e seu polo, portanto, deve ser fixado sempre na origem do plano complexo. As constantes K_i e K_p influenciarão nos demais aspectos citados acerca da dinâmica do sistema.

3.2.4 Discretização da planta de corrente

Com o objetivo de se embarcar os controladores de corrente, faz-se necessário transpor a análise do sistema para o tempo discreto. Diversos são os métodos de discretização que podem ser utilizados. Optou-se para este trabalho utilizar o método de Euler Forward (PHILLIPS; NAGLE, 2007). O método Euler Forward baseia-se no circuito convencional presente nos módulos *Analog to digital converter* (ADC) e *Digital to analog converter* (DAC), principais meios de digitalização de medidas presentes nas plataformas de desenvolvimento de controle embarcado. Este circuito chama-se *Zero Order Hold* (ZOH) e atua de forma a segurar o valor de uma amostra lida até que o processador atualize sua leitura. Como para o caso deste trabalho, utiliza-se um *Processador Digital de Sinais* (DSP) e junto a este já existe o método ZOH embarcado, assume-se que o comportamento do sistema dinâmico ao passar pelo processamento embarcado irá possuir uma característica semelhante à Figura 7 a seguir:

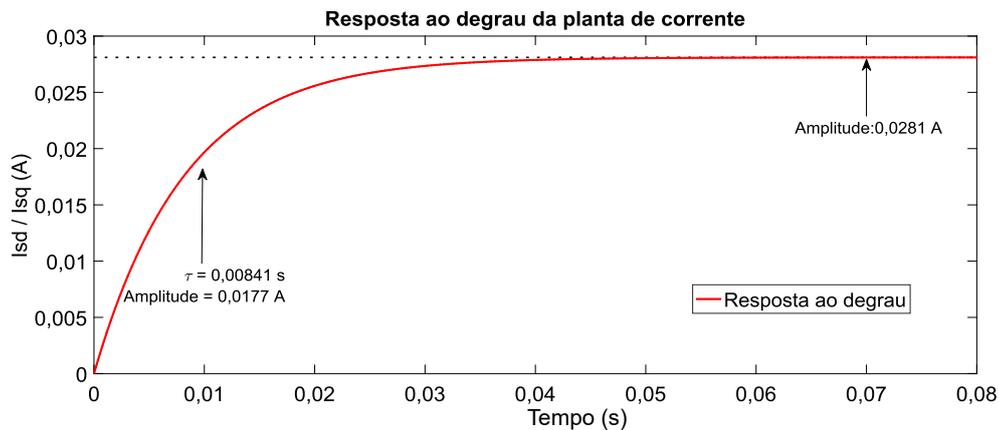
Figura 7 – Diagrama de blocos do segurador de ordem zero (ZOH)



Fonte: Adaptado de (LANDAU; ZITO, 2007).

Para a discretização da planta de corrente, faz-se necessário determinar o tempo de amostragem. Este tempo é definido, conforme as características dinâmicas da resposta ao degrau do sistema em malha aberta. Como o processo é de primeira ordem, sua constante de tempo é o valor de tempo necessário para que o sistema chegue a 63% do seu valor final (OGATA; SEVERO, 1998). Assim, a Figura 8 mostra a ordem de grandeza da constante de tempo para o processo.

Figura 8 – Resposta ao degrau da planta de corrente



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Dessa maneira, para que o sistema responda de forma satisfatória quando todo o processo é discretizado, o seu tempo de amostragem deve ser da ordem de 0,1 vezes o valor da constante de tempo do sistema em malha aberta (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 2013). Considerando-se a Figura 8, o tempo de amostragem escolhido, portanto, deve ser da ordem de $841\mu S$. Como o acionamento do processo é realizado por meio de um inversor trifásico, faz-se necessário considerar também o efeito da frequência de chaveamento. Esta frequência é da ordem de 6kHz o que dá uma ordem de tempo em torno de $166\mu S$. O tempo de amostragem, então, é determinado considerando-se esses valores e desta maneira o mais adequado foi escolher um tempo correspondente a $160\mu S$. A equação abaixo mostra a relação entre o plano contínuo s e o plano discreto z , quando se aplica a discretização pelo método Euler Forward (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 2013).

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_{si}z^{-1}} \quad (3.11)$$

Onde $T_{si} = 160\mu s$ é o tempo de amostragem escolhido para a planta de corrente.

Substituindo-se a equação (3.11) em (3.7) e (3.8), obtém-se o modelo da planta de corrente em tempo discreto para a amostragem desejada.

$$\frac{I_{sdq}(z^{-1})}{V_{sdq}(z^{-1})} = \frac{0,0005363z^{-1}}{1 - 0,9809z^{-1}} \quad (3.12)$$

3.2.5 Projeto dos controladores de corrente

Como já citado anteriormente, o comportamento da planta de corrente torna o controlador PI viável para a regulação dos valores desejados. Este controlador em tempo contínuo corresponde à combinação de um controlador proporcional com um controlador integral, conforme o formato a seguir:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.13)$$

Em tempo discreto, este controlador continua com a mesma topologia. No entanto, vale ressaltar que a transposição do plano s no plano z , torna a região de estabilidade com o formato circular e, portanto, o integrador passa a ser localizado no ponto 1 do círculo de raio unitário. Logo, o controlador PI em tempo discreto pode ser representado da seguinte forma:

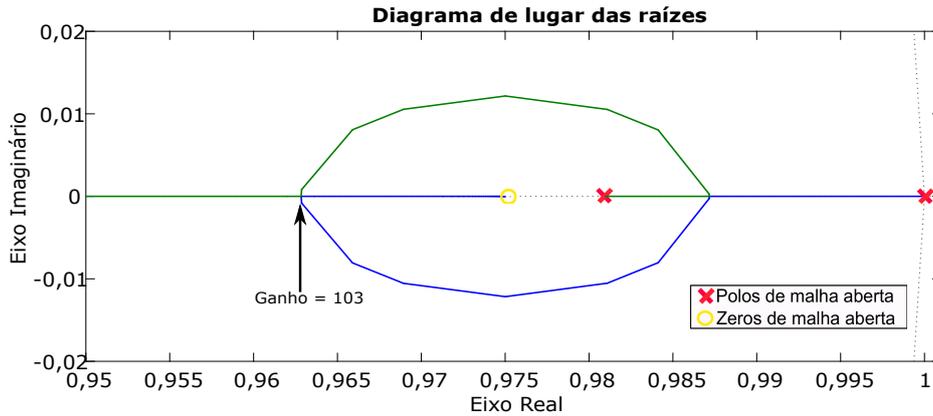
$$C(z^{-1}) = K_p + \frac{K_i z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3.14)$$

Esta expressão pode ser reescrita considerando-se um ganho proporcional, um zero e um polo, conforme mostrado na expressão a seguir.

$$C(z^{-1}) = K_p \left(\frac{1 + (K_i - 1)z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right) \quad (3.15)$$

O método do LGR baseia-se na equação (3.10). Esta equação mostra que a variação do parâmetro $K_{control}$ de 0 até infinito, faz com que os polos de malha fechada tenham seu ponto de partida nos polos de malha aberta e cheguem aos zeros de malha aberta. Como se pode analisar da equação (3.15), um polo integrador deve ser acrescentado no sistema, uma vez que este terá a função de eliminar o erro de estado estacionário do processo controlado. Além deste polo, existe também o polo inerente à planta que de acordo com a equação (3.12) encontra-se localizado no ponto 0,9809. O zero do controlador foi colocado no ponto 0,975. Vale ressaltar que esta alocação foi realizada de forma empírica, conforme os critérios de resposta desejados para a malha de corrente.

Figura 9 – Diagrama de lugar das raízes da malha de corrente com ganho unitário



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

É importante destacar, conforme a Figura 9, que a planta apenas com ganho unitário e a alocação do zero baseado na constante do controlador integral possui uma região de oscilação para determinados valores de ganho proporcional K_p . Desta maneira, fazendo-se K_p igual a 103, como observado na Figura 9, os polos de malha fechada serão conduzidos ao eixo real e o sistema terá um baixo nível de sobressinal. Dessa forma, os ganhos do controlador são determinados, conforme a Tabela 2 abaixo:

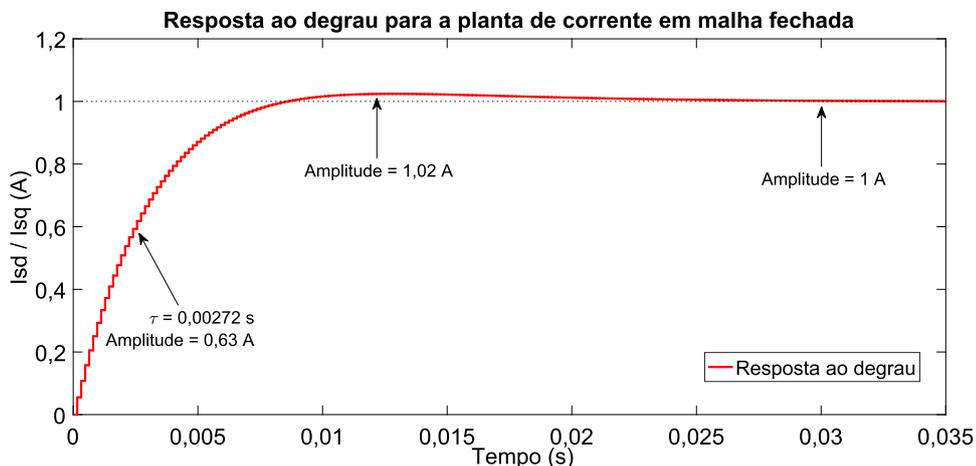
Tabela 2 – Parâmetros de projeto do controlador PI

Parâmetro do controlador	Valor Projetado
K_p	103
K_i	0,0256

Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Assim, a resposta ao degrau para o sistema em malha fechada é mostrada a seguir:

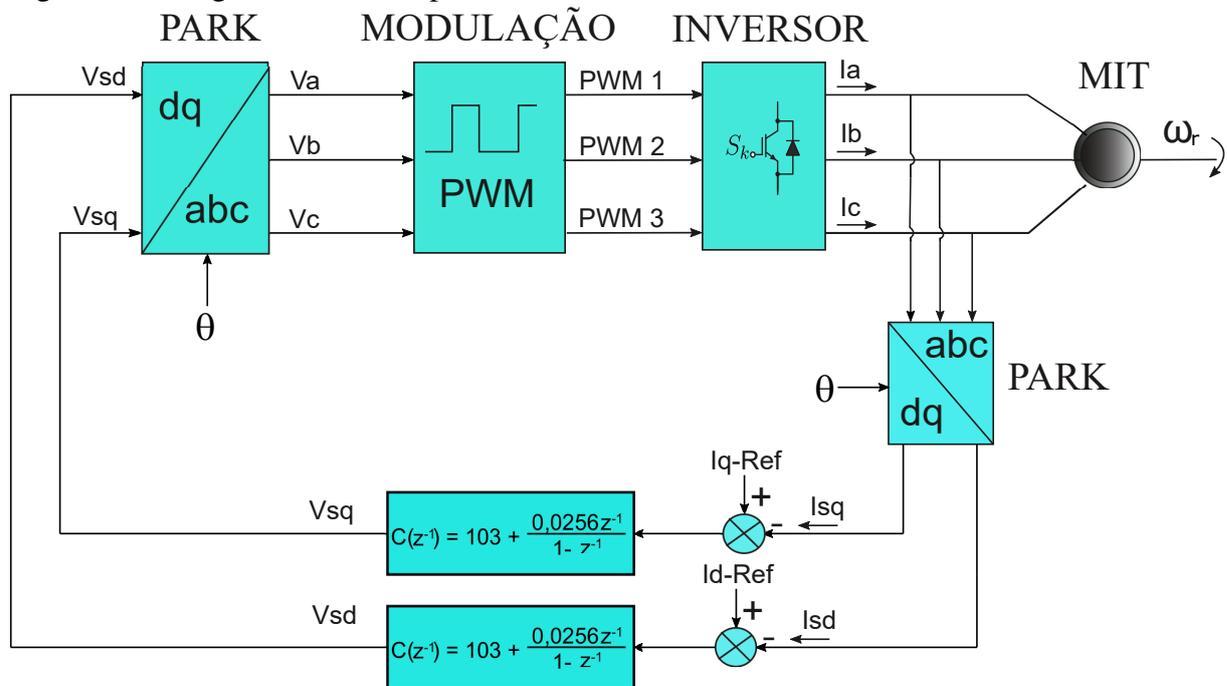
Figura 10 – Resposta ao degrau da planta de corrente em malha fechada



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Pela Figura 10, fica claro o efeito do controlador no modelo de corrente da máquina. O efeito da parcela integradora elimina o erro de estado estacionário, uma vez que a referência de degrau unitário foi seguida. O efeito do zero acrescentado, juntamente com o controlador proporcional, tornou a resposta transitória mais rápida, garantindo uma boa performance no alinhamento do fluxo magnético, pois seus transitórios serão mais rápidos, reestabelecendo assim, com maior segurança, as condições impostas na seção (2.4) do capítulo anterior. É importante destacar que as funções de transferência que descrevem as correntes na máquina são iguais, de tal forma que o projeto dos controladores é o mesmo para as duas malhas, mesmo considerando-se o desacoplamento entre as mesmas. Portanto, o sistema de controle de corrente pode ser visto de forma generalizada no diagrama de blocos a seguir:

Figura 11 – Diagrama de blocos para os controladores de corrente.



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

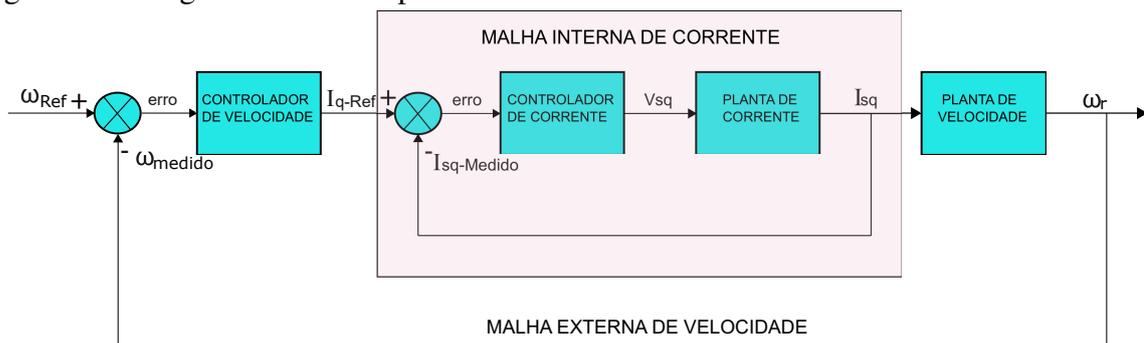
3.3 Controlador de velocidade

3.3.1 Estrutura de controle em cascata entre as malhas de corrente e de velocidade

Como já fora frisado anteriormente, a dinâmica da malha de corrente é consideravelmente mais rápida se comparada à dinâmica da malha de velocidade, o que possibilita uma estrutura de controle em cascata. Esta estrutura de controle consiste em duas malhas, uma mais

externa que por sua vez possui uma dinâmica mais lenta e outra mais interna que por sua vez possui uma dinâmica mais rápida. Esta relação de tempo entre as dinâmicas permite afirmar que o controlador de velocidade enxergará o sistema de corrente em regime permanente a medida que ele atua sobre o sistema mecânico. Assim, enquanto a malha interna sofre modificações em sua dinâmica, a malha externa praticamente não sofreu grandes variações capazes de interferir diretamente na malha mais interna. Desta maneira, a estrutura externa fornece uma referência para a estrutura interna e, portanto, esta será a grande reguladora de todo o processo. É importante destacar que esta interdependência entre as malhas de controle é justificada pelo acoplamento existente entre as variáveis elétricas e mecânicas conforme frisado no capítulo 2. A relação encontrada entre corrente de eixo em quadratura e velocidade, bem como a análise das dinâmicas de ambas essas variáveis em malha aberta, permite que as malhas de controle operem em cascata.

Figura 12 – Diagrama de blocos para os controladores em cascata de corrente e velocidade



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Pela Figura 12 fica claro a interdependência do tempo de amostragem da malha mais externa em relação ao tempo de amostragem da malha mais interna. Vale ressaltar também que a constante de tempo da malha externa de velocidade também será preponderante para a definição do seu tempo de amostragem. Assim, considera-se novamente que tal tempo deverá ser pelo menos 0,1 vezes a constante de tempo de velocidade, além disso deverá ser um múltiplo inteiro do tempo de amostragem da malha de corrente (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 2013). Para a determinação da amostragem para a malha de velocidade faz-se necessário conhecer o seu modelo dinâmico.

3.3.2 Identificação do modelo dinâmico da malha de velocidade

De acordo com a equação (2.81) o modelo dinâmico que descreve o comportamento de velocidade na ponta do eixo da máquina de indução é de primeira ordem. Este modelo depende essencialmente da constante C expressa em (2.82), considerando-se que o fluxo no rotor será controlado pela técnica do escorregamento. Além dos parâmetros de fluxo que caracterizam o acoplamento elétrico e mecânico, parâmetros, tais como, o momento de inércia da máquina e o coeficiente de atrito viscoso do rotor influenciam na dinâmica de velocidade.

Entretanto, não é suficiente aplicar a transformada de Laplace em (2.81) e simplesmente obter uma função de transferência com base nos parâmetros já conhecidos e expressos na Tabela 1, pois a implementação prática exige que ao modelo de velocidade sejam incorporados a dinâmica do modelo de corrente bem como filtros passa-baixas digitais para tratamento do sinal de leitura do sensor de velocidade. Dessa forma, o sistema de velocidade passará a ter outra dinâmica devido à ação dos elementos que foram incorporados ao seu modelo e, portanto, a metodologia mais adequada para se chegar ao seu modelo final é por meio de uma identificação com base em resposta ao degrau.

A identificação com base em resposta ao degrau consiste em dois passos a saber:

- Conhecimento gráfico da resposta do sistema;
- Conhecimento do modelo básico em função de transferência de um modelo típico de primeira ordem.

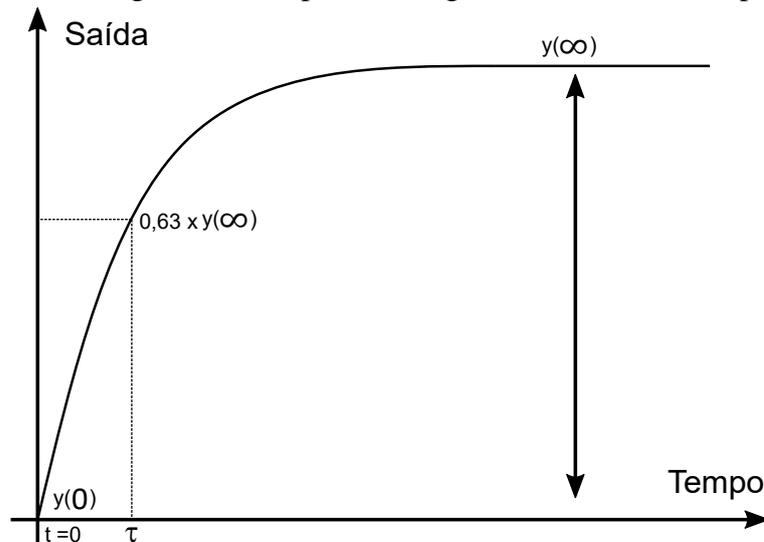
O modelo típico de um sistema de primeira ordem considerando-se $Y(S)$ a saída de um sistema e $U(s)$ um degrau aplicado a tal sistema pode ser expresso como se segue (AGUIRRE, 2004):

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K_1}{\tau s + 1} \quad (3.16)$$

Onde K_1 é o valor final do sistema se o degrau aplicado à entrada for unitário, ou simplesmente o valor final do sistema dividido pelo degrau aplicado, e τ é a constante de tempo do sistema, ou seja, o tempo necessário para que o processo atinja 63% do seu valor final. Assim, conhecendo-se esses dois parâmetros, o sistema fica completamente identificado.

Os parâmetros típicos de um sistema de primeira ordem podem ser determinados conforme as características gráficas de sua resposta ao degrau conforme Figura 13 a seguir:

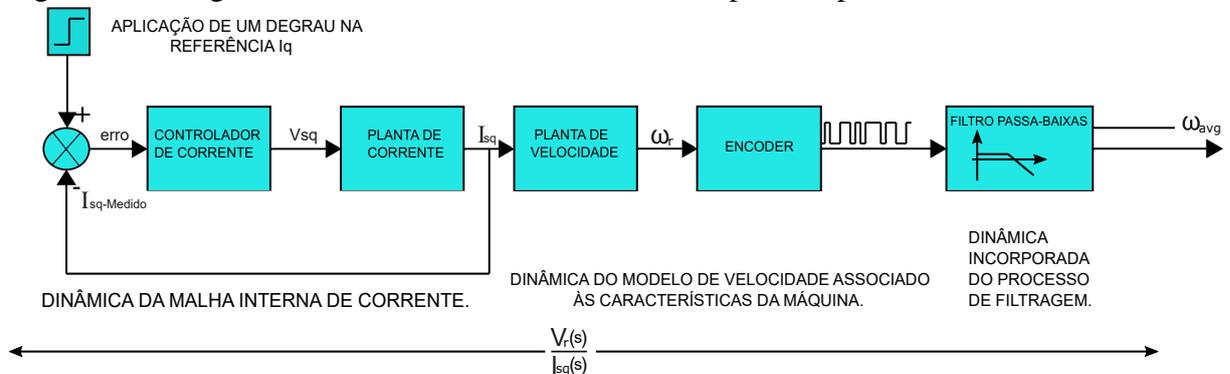
Figura 13 – Característica gráfica da resposta ao degrau de um sistema de primeira ordem



Fonte: adaptado de (AGUIRRE, 2004).

Dessa maneira, realizou-se um ensaio típico de resposta ao degrau em bancada para o processo de velocidade em malha aberta. Este ensaio leva em consideração toda a dinâmica da malha de velocidade bem como as dinâmicas incorporadas da malha de corrente e do filtro passa-baixas incorporado para a leitura precisa do encoder.

Figura 14 – Diagrama de blocos com as dinâmicas incorporadas para o modelo de velocidade.



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Com base no modelo visto na Figura 14, implementou-se em bancada um teste de resposta ao degrau. Este teste foi realizado com a malha de corrente em plena operação. Após a máquina entrar em regime permanente a referência de corrente de eixo em quadratura foi mudada em dois ensaios, sendo um de um degrau para cima e outro de um degrau para baixo. Com a ajuda do cursor do osciloscópio, verificou-se a constante de tempo do sistema e através de um tacômetro digital mediu-se a velocidade na ponta do eixo da máquina e comparou-se com os valores obtidos pelo sensor e processados no DSP, assim a dinâmica do sistema foi capitada

e os valores de corrente, velocidade e tempo foram registrados afim de se obter um modelo correspondente. Logo, os resultados de cada ensaio são mostrados a seguir:

- Ensaio 1:

Este primeiro ensaio consiste na aplicação de um degrau na corrente de referência de eixo em quadratura variando de 0,5 A a 0,7 A. Os resultados são mostrados a seguir:

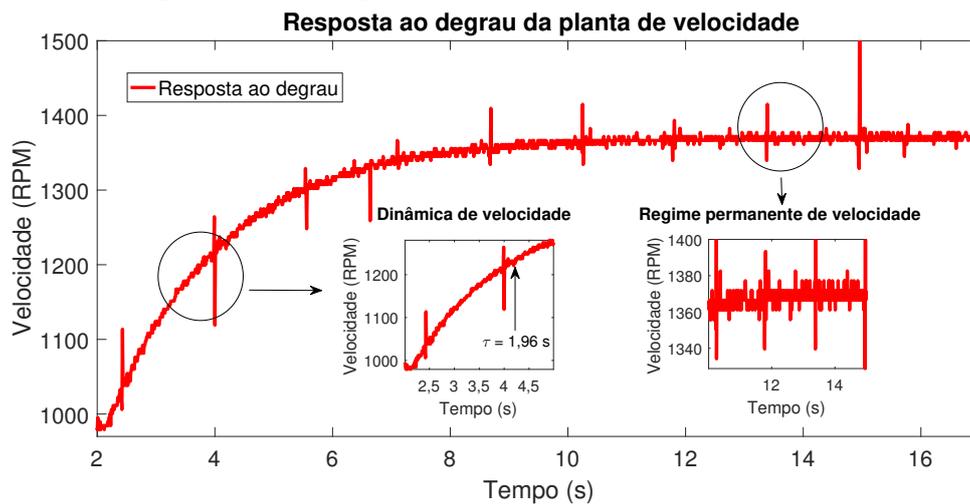
Tabela 3 – Primeiro ensaio de identificação da malha de velocidade

Degrão de corrente I_{sq}	Resposta de velocidade
0,5 A	970 RPM
0,7 A	1360 RPM

Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Os resultados gráficos obtidos experimentalmente podem ser vistos a seguir:

Figura 15 – Resposta dinâmica para a malha de velocidade referente ao ensaio 1.



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Observando-se a Figura 15, pode-se determinar a constante de tempo do sistema e seu ganho em regime permanente, conforme a Tabela 4 abaixo:

Tabela 4 – Resultado do primeiro ensaio de identificação da malha de velocidade

Constante de tempo τ	Ganho de malha aberta K_1
1,96 s	1950

Fonte: elaborado pelo autor (2019).

- Ensaio 2:

Este segundo ensaio consiste na aplicação de um degrau na corrente de referência de eixo em quadratura variando de 0,5 A a 0,3 A. Os resultados são mostrados a seguir:

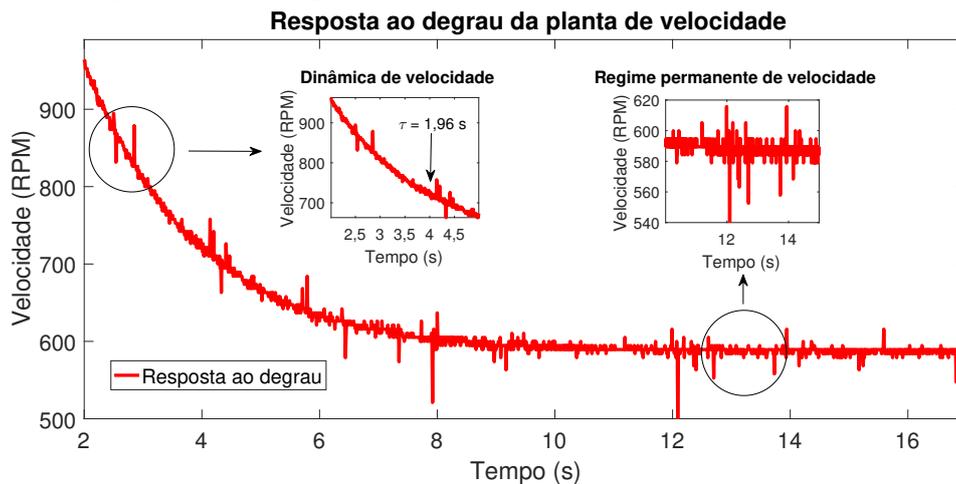
Tabela 5 – Segundo ensaio de identificação da malha de velocidade

Degrau de corrente I_{sq}	Resposta de velocidade
0,5 A	970 RPM
0,3 A	590 RPM

Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Os resultados gráficos obtidos experimentalmente podem ser vistos a seguir:

Figura 16 – Resposta dinâmica para a malha de velocidade referente ao ensaio 2.



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Observando-se a Figura 16, pode-se determinar a constante de tempo do sistema e seu ganho em regime permanente, conforme a Tabela 6 abaixo:

Tabela 6 – Resultado do segundo ensaio de identificação da malha de velocidade

Constante de tempo τ	Ganho de malha aberta K_1
1,96 s	1900

Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Feitos estes ensaios, por razões claras, tem-se que a constante de tempo para o sistema expresso nas Figuras 14 e 16 é de 1,96s. Para o ganho desta função, adotou-se por razões empíricas o valor de 1935.

Dessa forma, a função de transferência de velocidade fica determinada e é mostrada a seguir:

$$\frac{V_r(s)}{I_{sq}(s)} = \frac{1935}{1,96s + 1} \quad (3.17)$$

3.3.3 Discretização do modelo de velocidade

A discretização do modelo de velocidade segue raciocínio semelhante ao modelo de corrente. O seu tempo de amostragem deve ser 0,1 vezes a constante de tempo determinada. Entretanto, existe uma ressalva, para o processamento embarcado dos controladores, faz-se necessário que o tempo de amostragem da malha mais externa seja um múltiplo inteiro do tempo de amostragem da malha interna (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 2013). Escolhendo-se $T_{sv} = 0,196s$ como possível amostragem de velocidade e considerando-se $160\mu s$ como tempo referente à malha de corrente, tais valores possuem uma relação de múltiplos de 1225, desta maneira, pela equação (3.11) que define o método de discretização de Euler Forward, chega-se ao modelo discreto de velocidade.

$$\frac{V_r(z^{-1})}{I_{sq}(z^{-1})} = \frac{184,1z^{-1}}{1 - 0,9048z^{-1}} \quad (3.18)$$

3.3.4 O controlador preditivo generalizado (GPC)

Para a implementação do controle na malha de velocidade, optou-se por utilizar um controlador cuja topologia está alicerçada numa estrutura preditiva. Os controladores de topologia preditiva têm por objetivo primordial obter uma lei de controle que seja capaz de prever a saída de um sistema. Dessa maneira, faz-se necessário um modelo que descreva esse sistema. Esse modelo deve ser convertido em tempo discreto, uma vez que esta topologia de controlador já foi desenvolvida sob a égide das aplicações digitais. O modelo discretizado será a chave para se obter os modelos de predições, a partir das equações a diferenças que relacionam entradas e saídas. A partir desse modelo os três passos seguintes são aplicados:

- Obtenção do modelo de predições;
- Otimização de uma função custo associada a este modelo;
- Derivação da lei de controle.

As predições podem ser obtidas de diversas formas dessa maneira podem ser representadas como:

- Funções de Transferência;
 1. Equação Diophantine;
 2. Abordagem matricial;
- Espaço de estados;
 1. Abordagem matricial;

Como toda a teoria desenvolvida neste trabalho consiste no modelo matemático baseado em funções de transferência, esta será a abordagem escolhida. Para este modelo, escolhe-se uma abordagem matricial, pois trata-se de uma abordagem mais simples, além do fato de as equações finais da lei de controle serem de fácil implementação em sistemas embarcados. Considerando-se o modelo de velocidade conforme a equação (3.18) como sendo uma função de transferência do tipo B/A, onde B e A são polinômios com coeficientes reais e que o grau do polinômio A é sempre maior que o grau do polinômio B, garantindo-se assim, a causalidade do sistema, utiliza-se um modelo generalizado para se chegar às equações que definem o incremento do esforço de controle. Para se analisar como o controlador funciona, toma-se como referência o modelo discretizado da planta, como sendo uma função de transferência que relaciona saída por entrada, como mostrado a seguir:

$$G(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{y(k)}{u(k)} \quad (3.19)$$

Em que :

$G(z^{-1})$ = Função de transferência discreta da planta em questão;

$y(k)$ = Sinal de saída;

$u(k)$ = Sinal de entrada.

Desta maneira, considera-se o modelo auto-regressivo de média móvel (ARMA) como mostrado na equação a seguir:

$$Ay(k) = Bu(k-1) + \eta(k) \quad (3.20)$$

tal que:

$$A(z) = 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_mz^{-m} \quad (3.21)$$

$$B(z) = b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_nz^{-n} \quad (3.22)$$

Onde $b_0 = 0$.

Considerando-se o operador $\Delta = 1 - z^{-1}$, tem-se que o ruído do tipo branco e de média nula $\eta(k)$ vale (ROSSITER, 2017):

$$\eta(k) = \frac{\xi(k)}{1 - z^{-1}} = \xi(k) + \eta(k-1) \quad (3.23)$$

Desta forma, o modelo CARIMA pode ser escrito da seguinte maneira (ROSSITER, 2017):

$$Ay(k) = Bu(k-1) + \eta(k) \quad (3.24)$$

Substituindo-se a equação (3.23) em (3.24), chega-se à equação (3.25).

$$Ay(k) = Bu(k-1) + \frac{\xi(k)}{\Delta} \quad (3.25)$$

A partir da equação (3.25), multiplica-se ambos os seus membros pelo operador Δ definido anteriormente.

$$\Delta Ay(k) = B\Delta u(k-1) + \xi(k) \quad (3.26)$$

O produto do operador Δ pelo polinômio A será chamado de \hat{A} , conforme a seguir:

$$\hat{A}y(k) = B\Delta u(k-1) + \xi(k) \quad (3.27)$$

De posse destas equações, pode-se analisar o comportamento deste sistema nos N instantes de tempo posteriores $k+1$, $k+2, \dots, k+N$, considerando-se uma aplicação recursiva deste sistema de equações a diferenças. O termo $\xi(k)$ será aproximado por zero, considerando que o ruído em questão é de média nula. Desta maneira, aplicando-se o operador Δ sobre as equações definidas acima, tem-se os polinômios A e B definidos conforme abaixo:

$$\hat{A}(z) = 1 + \hat{a}_1 z^{-1} + \hat{a}_2 z^{-2} + \dots + \hat{a}_m z^{-m} \quad (3.28)$$

$$B(z) = b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n} \quad (3.29)$$

Analisando-se esse modelo, pode-se chegar na resposta do sistema uma amostra a frente, conforme mostrado na equação a seguir:

$$y(k+1) = -\hat{a}_1 y(k) \dots - \hat{a}_m y(k-m+1) + b_1 \Delta u(k) + \dots + b_n \Delta u(k-n+1) \quad (3.30)$$

Por conveniência, pode-se separar esta equação em termos que dependem de entradas e saídas passadas, bem como por termos de incrementos futuros:

$$\mathbf{y}(k+1) = \begin{bmatrix} \hat{a}_1 & \hat{a}_2 & \dots & \hat{a}_{m+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(k) \\ y(k-1) \\ \vdots \\ y(k-m+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_2 & b_3 & \dots & b_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u(k-1) \\ \Delta u(k-2) \\ \vdots \\ \Delta u(k-n+1) \end{bmatrix} + b_1 \Delta u(k) \quad (3.31)$$

A equação (3.31) fornece uma previsão de um passo a frente em função de $y(k)$ e incrementos da entrada atual $\Delta u(k)$. Tomando-se como base a equação acima, fica claro que uma maneira de computar previsões é utilizar-se do uso recursivo da equação (3.31). Assim, aplicando-se o modelo de previsões, considerando-se o horizonte de previsões H escolhido na formulação do problema, pode-se chegar a um sistema de equações, conforme visto abaixo:

$$y(k+1) = -\hat{a}_1 y(k) \dots - \hat{a}_n y(k-m+1) + b_1 \Delta u(k) + \dots + b_n \Delta u(k-n+1) \quad (3.32)$$

$$y(k+2) = -\hat{a}_1 y(k+1) \dots - \hat{a}_n y(k-m+2) + b_1 \Delta u(k+1) + \dots + b_n \Delta u(k-n+2) \quad (3.33)$$

⋮

$$y(k+H) = -\hat{a}_1 y(k+H-1) \dots - \hat{a}_n y(k-m+H) + b_1 \Delta u(k+H-1) + \dots + b_n \Delta u(k-n+H) \quad (3.34)$$

Estas equações podem ser compactadas no formato de matrizes e vetores, onde pode-se ver com clareza os termos que dependem de amostras passadas e os termos que dependem de amostras futuras. Por questões de conveniência, adotar-se-á uma notação de seta para a direita como forma de indicação de que tais termos representam ponderações das amostras futuras, bem como, de forma análoga, a seta para a esquerda indicará ponderações de termos que dependem de amostras passadas. Logo, utilizando-se uma notação matricial, a equação para o sistema, considerando-se seu modelo de previsões, pode ser vista de forma geral como se segue:

$$\begin{array}{c} \overbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ \hat{a}_1 & 1 & \dots & 0 \\ \hat{a}_2 & \hat{a}_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}}^{C_A} \overbrace{\begin{bmatrix} y(k+1) \\ y(k+2) \\ \vdots \\ y(k+H) \end{bmatrix}}^{Y_{\rightarrow k}} + \overbrace{\begin{bmatrix} \hat{a}_1 & \hat{a}_2 & \dots & \hat{a}_{m+1} \\ \hat{a}_2 & \hat{a}_3 & \dots & 0 \\ \hat{a}_3 & \hat{a}_4 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}}^{H_A} \overbrace{\begin{bmatrix} y(k) \\ y(k-1) \\ \vdots \\ y(k-m) \end{bmatrix}}^{Y_{\leftarrow k}} = \\ \overbrace{\begin{bmatrix} b_1 & 0 & \dots & 0 \\ \hat{b}_{12} & b_1 & \dots & 0 \\ \hat{b}_3 & \hat{b}_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}}^{C_B} \overbrace{\begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u(k+H-1) \end{bmatrix}}^{\Delta u_{\rightarrow k-1}} + \overbrace{\begin{bmatrix} \hat{b}_2 & \hat{b}_3 & \dots & \hat{b}_n \\ \hat{b}_3 & \hat{b}_4 & \dots & 0 \\ \hat{b}_4 & \hat{b}_5 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}}^{H_B} \overbrace{\begin{bmatrix} \Delta u(k-1) \\ \Delta u(k-2) \\ \vdots \\ \Delta u(k-n+1) \end{bmatrix}}^{\Delta u_{\leftarrow k-1}} \end{array} \quad (3.35)$$

Usando a notação de Toeplitz/Hankel, pode-se simplificar a equação matricial acima, como se segue:

$$C_A Y_{\rightarrow k} + H_A Y_{\leftarrow k} = C_B \Delta u_{\rightarrow k-1} + H_B \Delta u_{\leftarrow k-1} \quad (3.36)$$

Da equação (3.36), temos que:

$$Y_{\rightarrow k} = C_A^{-1} (C_B \Delta u_{\rightarrow k-1} + H_B \Delta u_{\leftarrow k-1} - H_A Y_{\leftarrow k}) \quad (3.37)$$

Representando por conveniência da seguinte maneira:

$$Y_{\rightarrow k} = H \Delta u_{\rightarrow k-1} + P \Delta u_{\leftarrow k-1} + Q Y_{\leftarrow k} \quad (3.38)$$

Em que:

$$H = C_A^{-1} C_B \quad (3.39)$$

$$P = C_A^{-1} H_B \quad (3.40)$$

$$Q = -C_A^{-1} H_A \quad (3.41)$$

A partir da equação (3.38), pode-se definir uma função custo. Esta função consiste de uma função quadrática em termos de ponderação do erro de estado estacionário entre a saída e uma referência r e da variação do esforço de controle Δu .

$$J = \sum_{i=m_1}^m (r - y(k+i|k))^2 + \sum_{j=1}^n (\lambda \Delta u(k+j-1))^2 \quad (3.42)$$

Escrevendo-se a expressão (3.42) em formato matricial, tem-se a expressão a seguir:

$$J = \| r_{\rightarrow k} - y_{\rightarrow k} \|_2^2 + \lambda \| \Delta u_{\rightarrow k-1} \|_2^2 \quad (3.43)$$

Em que r significa o sinal de referência que se deseja aplicar ao sistema analisado e λ é o peso associado à variação do esforço de controle, sendo definido empiricamente. Assim, substituindo-se a equação (3.38) em (3.43), tem-se que:

$$J = \| r_{\rightarrow k} - (H \Delta u_{\rightarrow k-1} + P \Delta u_{\leftarrow k-1} + Q Y_{\leftarrow k}) \|_2^2 + \lambda \| \Delta u_{\rightarrow k-1} \|_2^2 \quad (3.44)$$

Desenvolvendo-se a equação (3.44), chega-se ao seguinte resultado:

$$J = \Delta u_{\rightarrow k-1}^T (H^T H + \lambda I) \Delta u_{\rightarrow k-1} + 2 \Delta u_{\rightarrow k-1}^T H^T (P \Delta u_{\leftarrow k-1} + Q Y_{\leftarrow k} - r_{\rightarrow k}) + \Gamma \quad (3.45)$$

Onde Γ vale:

$$\Gamma = \| r_{\rightarrow k} - P \Delta u_{\leftarrow k-1} + Q Y_{\leftarrow k} \|_2^2 \quad (3.46)$$

Para se minimizar a função custo definida na equação (3.45) deve-se considerar que o objetivo é minimizar a variação do esforço de controle uma amostra a frente, portanto deve-se derivá-la em relação ao incremento do esforço de controle futuro e igualar a mesma à zero. Esta operação, garante que a ação do controlador será inteiramente regida pelo esforço que o mesmo faz na correção de erros de estado estacionário, fazendo com que a minimização das amostras futuras dos incrementos de entrada ponderados sejam suavizados e o sistema seja regulado. Como a derivação é feita em função de $\Delta u_{\rightarrow k-1}$ e considerando-se que o termo Γ não depende de $\Delta u_{\rightarrow k-1}$, este termo é desconsiderado, pois sua derivada é nula. Assim, tem-se que:

$$\frac{dJ}{d\Delta u_{\rightarrow k-1}} = 2(H^T H + \lambda I)\Delta u_{\rightarrow k-1} + 2H^T (P\Delta u_{\leftarrow k-1} + QY_{\leftarrow k} - r_{\rightarrow k}) \quad (3.47)$$

Igualando-se esta equação à zero:

$$\frac{dJ}{d\Delta u_{\rightarrow k-1}} = 0 \quad (3.48)$$

Assim, a variação do esforço de controle pode ser calculado conforme a seguir:

$$\Delta u_{\rightarrow k-1} = e^T (H^T H + \lambda I)^{-1} H^T (r_{\rightarrow k} - P\Delta u_{\leftarrow k-1} - QY_{\leftarrow k}) \quad (3.49)$$

Em que:

$$e^T = \begin{bmatrix} I \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

Onde I é a matriz identidade.

Esta expressão mostra que a predição de interesse se trata sempre do esforço de controle que será executado uma amostra a frente e que as demais predições são descartadas, pois não se tem garantia da reação do sistema por mais amostras futuras.

É importante destacar que a equação (3.49) trata-se de um incremento do esforço de controle que fora minimizado. Faz-se necessário então que se aplique um elemento integrador para que se possa ter o sinal de controle puro. Desta maneira, o sinal de controle que efetivamente atuará sobre a planta é, portanto:

$$u(k) = \frac{\Delta u(k)}{1 - z^{-1}} = \frac{\Delta u}{\Delta} \quad (3.51)$$

A partir da equação (3.49), cada amostra do incremento do esforço de controle depende das matrizes definidas nas equações (3.39), (3.40) e (3.41) ponderadas sobre o sinal de referência que será aplicado ao sistema, sobre as variações dos esforços de controle de amostras anteriores e sobre as saídas de amostras anteriores. A filosofia do controle preditivo consiste em um conhecimento prévio do comportamento do processo, uma vez que as futuras referências aplicadas serão sempre conhecidas e, portanto, preditas. Assim, o incremento do esforço de controle fica definido pelo cálculo recursivo de termos que dependem do sistema e da referência aplicada sob o formato de filtros digitais de resposta ao impulso finita FIR. Um filtro digital de resposta ao impulso finita de ordem α pode ser expresso conforme a expressão geral a seguir (HAYKIN; VEEN, 2001).

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\alpha-1} b_k u(n-k) \quad (3.52)$$

Onde:

$y(n)$ = É o sinal de saída;

$u(n)$ = É o sinal aplicado na entrada do sistema;

b_k = São os coeficientes de cada termo do filtro.

As equações matriciais que definem tais filtros deduzidos a partir da lei de controle do GPC são expostas abaixo:

$$TS = e^T (H^T H + \lambda I)^{-1} H^T \quad (3.53)$$

$$TP = e^T (H^T H + \lambda I)^{-1} H^T P \quad (3.54)$$

$$TQ = e^T (H^T H + \lambda I)^{-1} H^T Q \quad (3.55)$$

As equações (3.53), (3.54) e (3.55) são filtros digitais que são aplicadas de forma recursiva dentro de processadores digitais de sinais (DSP's) a fim de gerar um esforço de controle. Estes filtros, como já citado, dependem de amostras anteriores de entrada e saída, bem como das predições do sinal de referência que será aplicado no processo, tornando a relação entre tais equações e a expressão geral que define os filtros FIR evidente. Dessa maneira, é importante determinar a ordem desses filtros. Os filtros TP e TQ têm suas ordens dependentes da planta e de suas características dinâmicas. Entretanto, o filtro TS depende das predições do sinal de referência, o chamado horizonte de predições. Vale ressaltar ainda, que outro importante parâmetro para o controlador GPC, baseado em filtros digitais do tipo FIR trata-se da ponderação λ aplicada sob a variação do esforço de controle. Fica claro que a relação destas expressões com

o modelo geral mostrado de acordo com a equação (3.43) relativo à função custo, depende do erro de referência e de uma ponderação considerada sob o incremento do esforço de controle. Quanto maior esta ponderação, o controlador irá atuar mais suavemente sobre a planta, este peso é de suma importância para o desempenho dinâmico do sistema.

Assim, para se projetar um controlador preditivo baseado em filtros digitais de resposta ao impulso finita FIR são necessários os seguintes passos:

1. Modelo da planta discretizado;
2. Levantamento do modelo de predições;
3. Escolha de um horizonte de predições adequado;
4. Ponderação do peso para a variação do esforço de controle;
5. Cálculo dos filtros digitais FIR.

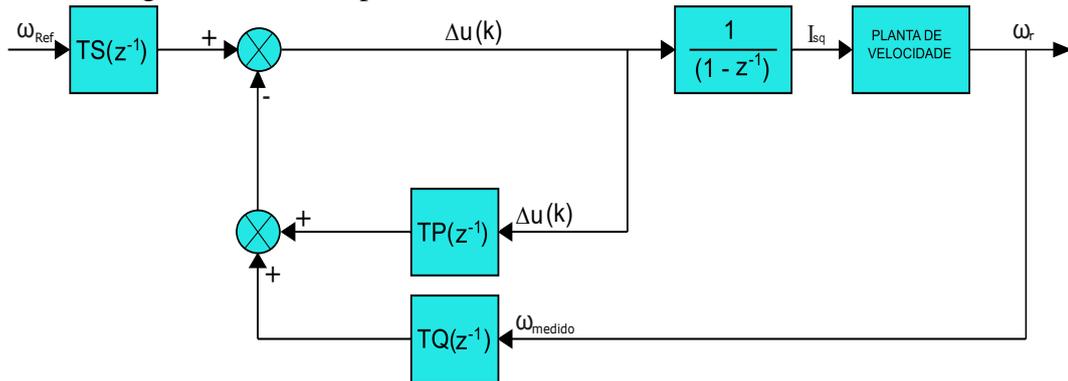
3.3.5 Projeto do controlador de velocidade baseado no GPC

Tendo em vista a equação (3.49), que define a lei de controle que será aplicada à malha de velocidade, se faz conveniente representá-la por meio de um diagrama de blocos que relaciona o segmento de referência com os filtros FIR aplicados sob as amostras de saída e sob a variação do esforço de controle. Conforme a Figura 17, e baseando-se nos termos da equação (3.49), o sinal de referência passa pelo filtro TS, que nada mais é do que o termo responsável por considerar valores futuros de referência. Como as referências utilizadas para a implementação deste trabalho são essencialmente degraus, este termo será nada mais que um ganho, visto que a referência será mantida constante por todo o tempo.

O filtro TP é responsável por ponderar os incrementos do esforço de controle, bem como o filtro TQ, pondera as amostras de saída. É importante salientar que um dos diferenciais desta topologia de controlador é uma realimentação também dos incrementos do esforço de controle, o que não é verificado nas topologias convencionais. Esta realimentação da variação do esforço de controle, torna o controlador mais robusto e eficaz na regulação de saída.

A figura 17, mostra como é ação dos filtros digitais que definem o GPC sobre os sinais de saída e de variações do esforço de controle. Através da visualização deste diagrama de blocos, torna-se possível implementar este controlador por meio de algoritmos recursivos.

Figura 17 – Diagrama de blocos para a lei de controle do GPC



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

A partir deste diagrama, tendo-se a equação (3.18), e considerando-se toda a teoria do controlador preditivo mostrada na seção anterior, foi desenvolvido um algoritmo, que ao fazer o tratamento matemático das matrizes que representam o modelo de predições do processo, calcula os filtros digitais do tipo FIR. O horizonte de predições foi fixado em 20 amostras a frente para o sinal de referência e foram simulados para o sistema 4 valores de ponderação λ para que se possa comparar seus processos dinâmicos. A tabela a seguir, contempla os resultados obtidos para cada valor da ponderação λ

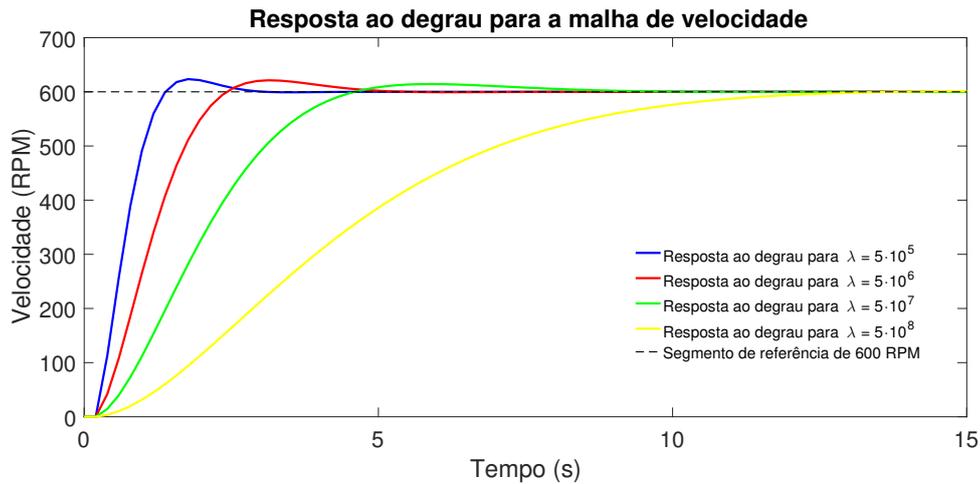
Tabela 7 – Resultados do controlador GPC para diferentes valores de ponderação λ

Ponderação da variação do esforço de controle λ	Filtros digitais de resposta ao impulso finita (FIR)
$5 \cdot 10^5$	$TS = 1,02 \cdot 10^{-3}$ $TP = 622,4 \cdot 10^{-3} z^{-1}$ $TQ = 4,1 \cdot 10^{-3} - 3,1 \cdot 10^{-3} z^{-1}$
$5 \cdot 10^6$	$TS = 379 \cdot 10^{-6}$ $TP = 323,4 \cdot 10^{-3} z^{-1}$ $TQ = 1,97 \cdot 10^{-3} - 1,58 \cdot 10^{-3} z^{-1}$
$5 \cdot 10^7$	$TS = 131 \cdot 10^{-6}$ $TP = 152,7 \cdot 10^{-3} z^{-1}$ $TQ = 881,4 \cdot 10^{-6} - 750,4 \cdot 10^{-6} z^{-1}$
$5 \cdot 10^8$	$TS = 32,8 \cdot 10^{-6}$ $TP = 43,3 \cdot 10^{-3} z^{-1}$ $TQ = 245,4 \cdot 10^{-6} - 212,6 \cdot 10^{-6} z^{-1}$

Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Conforme a Tabela 7, o efeito do peso dado no cálculo do incremento do esforço de controle interfere diretamente na resposta dinâmica do sistema. O gráfico a seguir mostra de forma clara, como o processo responde para aumentos da ponderação λ aplicada aos incrementos do esforço de controle.

Figura 18 – Resposta ao degrau para a malha de velocidade para valores do peso λ



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Através da análise das respostas ao degrau para a malha de velocidade considerando um segmento de referência de 600 RPM, nota-se que o peso λ interfere diretamente na velocidade de resposta do sistema. Isto é justificado, pelo fato de quanto maior a ponderação dada à variação do esforço de controle conforme a equação (3.43), mais suavizado será o sinal de controle e, portanto, mais lenta será a reação do sistema e conseqüentemente o sobressinal de resposta será gradativamente reduzido. Para menores ponderações dos incrementos do esforço de controle, o sinal reagirá de forma mais abrupta, tornando o tempo de reação da planta consideravelmente menor. Entretanto, para este último caso, verifica-se a ocorrência de sobressinais elevados, bem como oscilações do sistema.

Desta forma, decidiu-se por questões de testes empíricos utilizar-se o peso de $\lambda = 5 \cdot 10^7$, pois possui um tempo de acomodação aceitável para implementação prática e sua oscilação é reduzida, sendo bem amortecida. Quanto ao horizonte de predições H , este foi mantido sempre constante para os testes e igual a 20. A escolha deste parâmetro é de fundamental importância para a eficiência do controlador, quanto às predições realizadas em relação ao sinal de referência. No entanto, o aumento desse valor atingirá em algum ponto uma saturação, pois será a região em que o sistema, mesmo com o conhecimento de referências futuras, já tivera atingido o seu estado estacionário e, portanto, não mais possui uma dinâmica.

Assim, o controlador de velocidade possui como parâmetros de projeto, os seguintes valores expressos na Tabela 8 abaixo:

Tabela 8 – Parâmetros de projeto para o controlador GPC de velocidade

Parâmetros de projeto do GPC	Valor obtido para o parâmetro
Peso associado aos incrementos do esforço de controle λ	$5 \cdot 10^7$
Horizonte de predições H	20

Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Considerando-se tais parâmetros de projeto, os filtros digitais FIR para o controlador projetado ficam com seus coeficientes definidos, conforme a Tabela 9 a seguir:

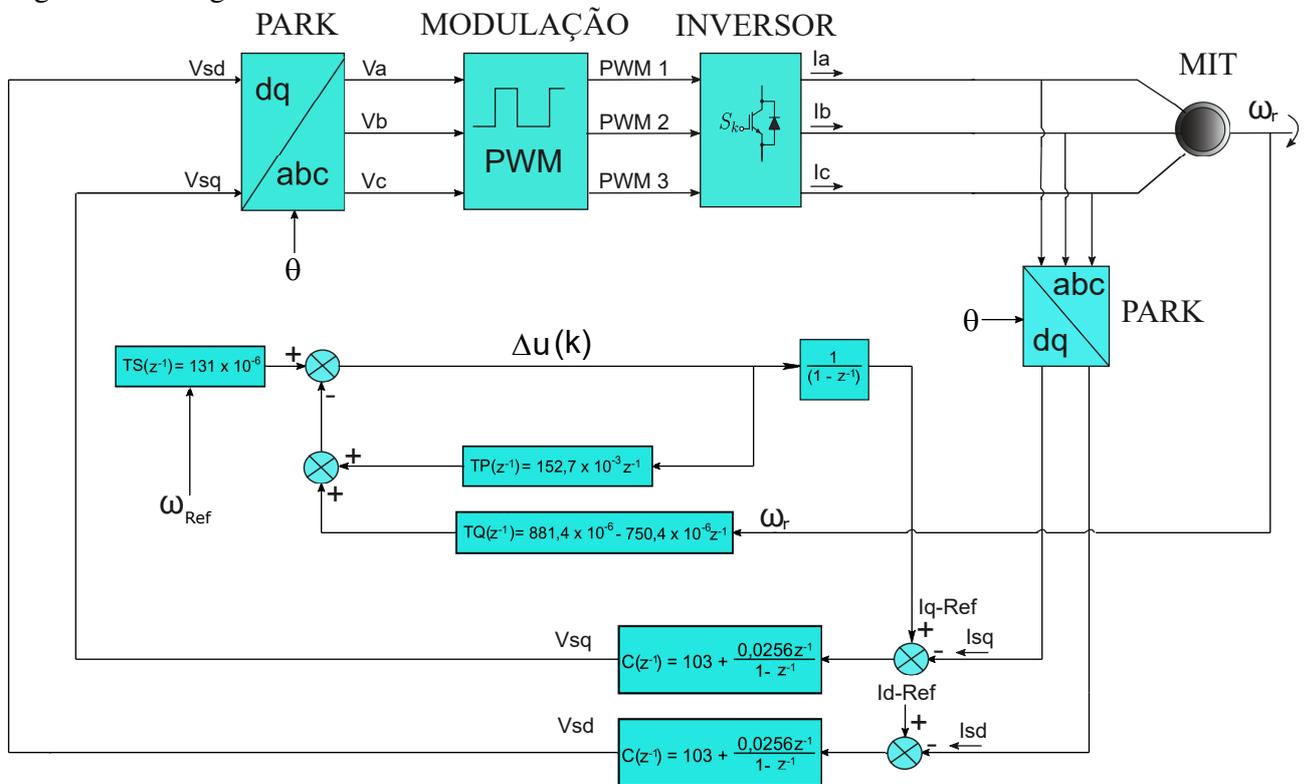
Tabela 9 – Coeficientes dos filtros FIR projetados para o controlador GPC

Filtro FIR do controlador GPC	Coefficientes do filtro
$TS(z^{-1})$	$131 \cdot 10^{-6}$
$TP(z^{-1})$	$152,7 \cdot 10^{-3} z^{-1}$
$TQ(z^{-1})$	$881,4 \cdot 10^{-6} - 750,4 \cdot 10^{-6} z^{-1}$

Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Considerando-se o controlador projetado acima, o sistema de controle de corrente e velocidade fica definido e pode ser expresso conforme o diagrama geral mostrado a seguir:

Figura 19 – Diagrama de blocos com os controladores de corrente e velocidade



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Concluída a etapa de projeto dos controladores é possível partir para a implementação experimental e comparar os resultados vistos em bancada com os de simulação. Os diagramas vistos nas Figuras 6 e 19 podem ser agora interpretados como equações a diferenças, uma vez que os controladores projetados se tornaram filtros digitais e como consequência são embarcados em um processador digital de sinais. Toda esta implementação será descrita subsequentemente.

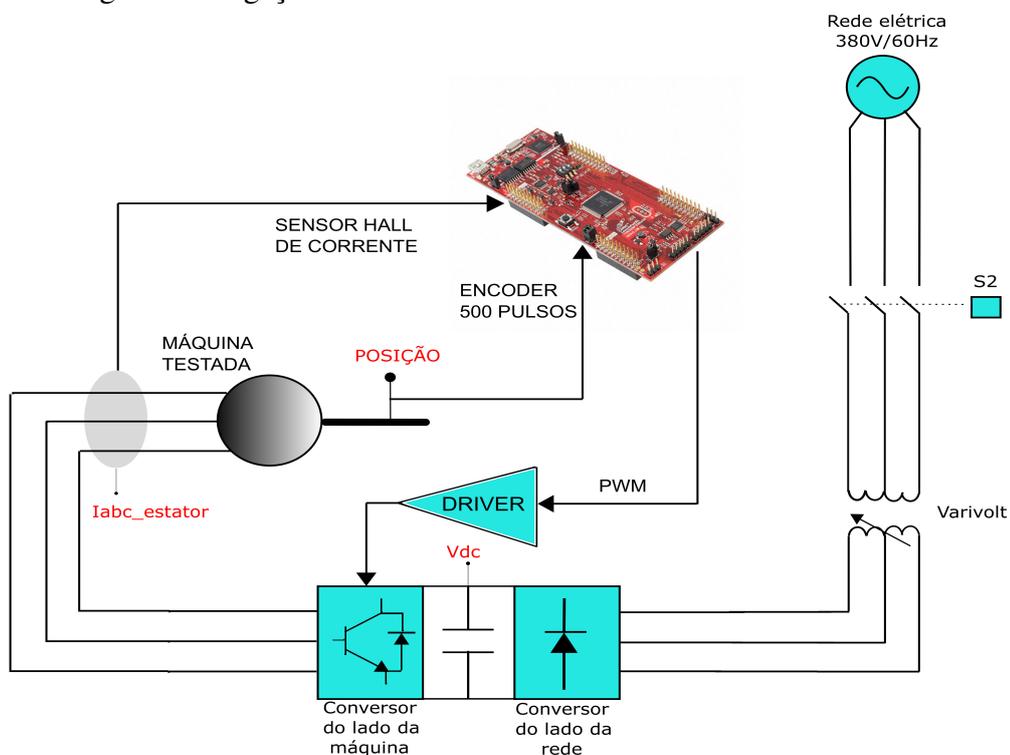
4 DESCRIÇÃO FÍSICA DA BANCADA, RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Este capítulo traz a implementação em simulação e posteriormente em bancada de toda a teoria desenvolvida nos capítulos anteriores. Dessa forma, faz-se necessário descrever o processo de simulação dos modelos da máquina e dos controladores projetados para cada processo, bem como deixar claro os métodos de montagem da bancada, o sensoriamento e tratamento do sinal, o processador digital de sinais utilizado para a implementação de toda a estratégia de controle e os conversores utilizados para se fazer o acionamento da máquina.

4.1 Descrição física da bancada de testes

Foi montado em laboratório uma bancada de teste para a implementação dos controladores projetados no capítulo 3. Dessa forma, faz-se necessário deixar claro que tal bancada consiste em dois tipos básicos de estrutura, uma que é dedicada a realizar o acionamento da máquina e, portanto, funciona como atuador e a outra estrutura que é dedicada ao processamento da informação e comando dos controladores, como indicado na Figura 20.

Figura 20 – Diagrama de ligação da bancada de testes

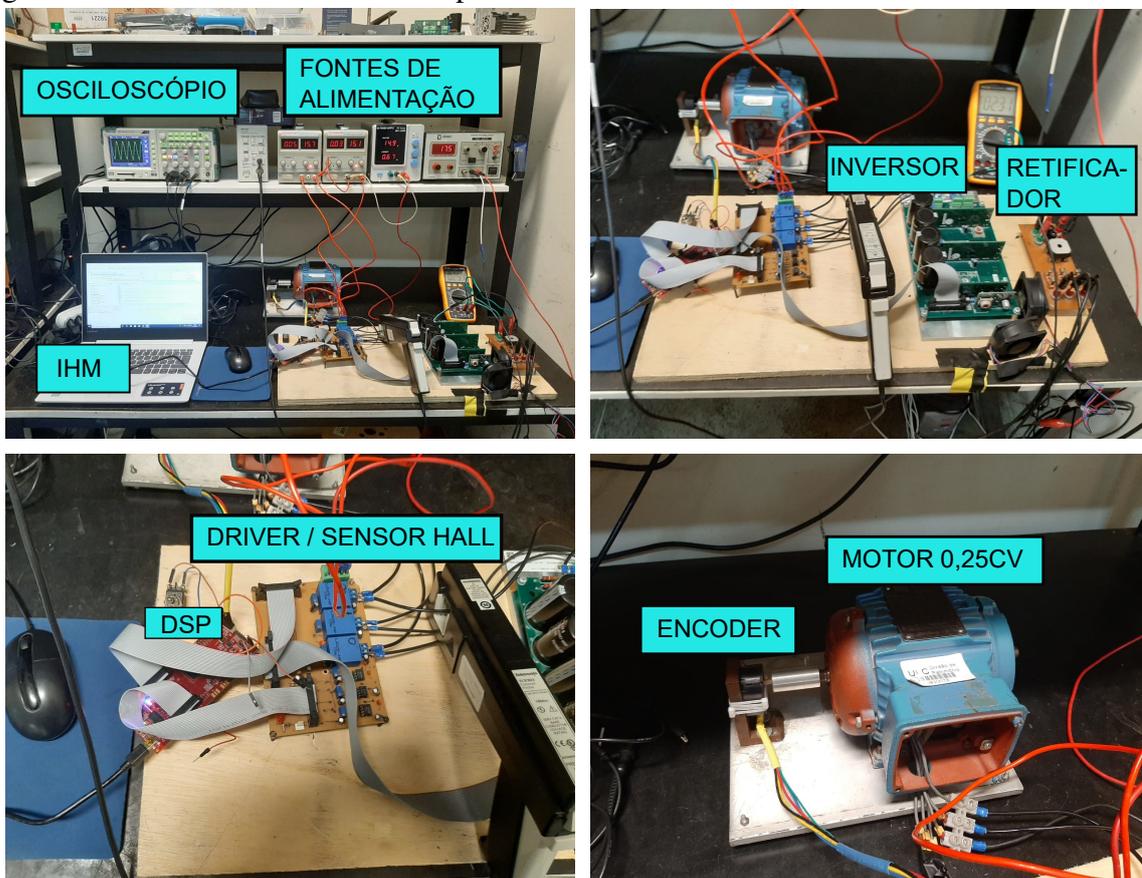


Fonte: elaborado pelo autor (2019).

De acordo com a Figura 20, pode-se observar que a etapa de potência consiste em dois conversores, um que se encontra do lado da rede elétrica e trata-se de um retificador trifásico não controlado e o outro trata-se do atuador que acionará a máquina, consistindo de um inversor trifásico ponte completa. As leituras de corrente do estator da máquina são feitas através de sensores Hall e tratadas por meio de um circuito baseado em amplificadores operacionais que tratarão o sinal para que este possa ser lido pelo conversor AD do processador digital de sinais (DSP). A leitura de velocidade é realizada por meio de um encoder de 500 pulsos.

Este dispositivo fornece a posição do motor e é traduzido através do módulo *Enhanced Quadrature Encoder Pulse* (EQEP) que nada mais é do que um conversor AD especializado em leituras de encoders. Para este projeto, utilizou-se para o processamento de informação e atualização das leis de controle deduzidas no capítulo anterior, a plataforma LAUNCHXL F28379D da fabricante *Texas Instruments*. A estrutura de controle em cascata vista na Figura 12 é implementada via software por meio de uma lógica interna gerada no processador. Cada dispositivo utilizado na bancada será brevemente descrito nas seções subsequentes. A bancada montada em laboratório é mostrada na Figura 21 com todos os seus elementos.

Figura 21 – Elementos da bancada experimental

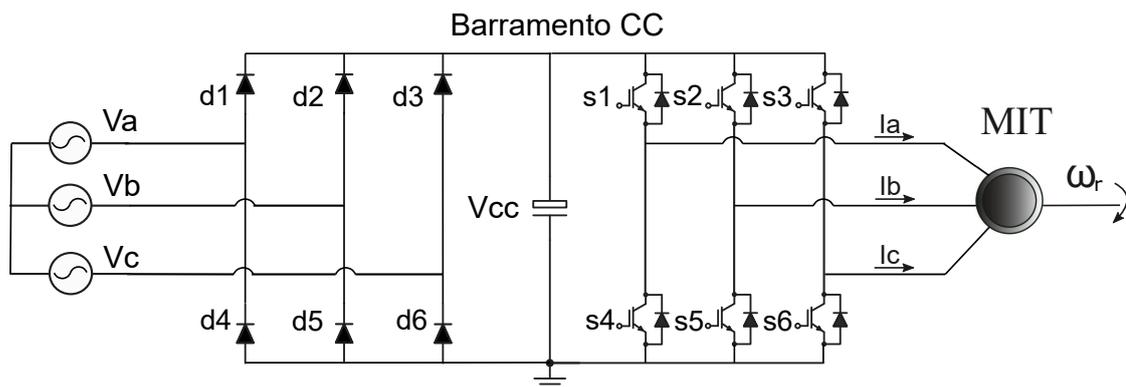


Fonte: elaborado pelo autor (2019).

4.1.1 Retificador e inversor trifásico

Para realizar o acionamento da máquina, é preciso que se tenham atuadores de potência elétrica. Estes atuadores são conversores estáticos. A ligação básica destes conversores trata-se de um retificador, um filtro capacitivo intermediário e um inversor totalmente controlado, conforme a Figura 22. Esta ligação permite que haja um desacoplamento da frequência da rede elétrica em relação às frequências as quais serão submetidas a máquina. O barramento CC presente interfaceando estes dois conversores não é controlado, mas permite que a frequência imposta à máquina dependa unicamente do sincronismo presente na orientação do fluxo magnético discutida no capítulo 2, desacoplando-a da rede elétrica e, portanto, permitindo liberdade de controle sobre o motor.

Figura 22 – Diagrama de ligação dos conversores do lado da rede e do lado da máquina



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

O sistema visto na Figura 22 mostra um retificador de seis pulsos conectado a um inversor trifásico. Este retificador carrega o barramento CC com um valor equivalente a $\sqrt{3}$ vezes a tensão de linha (RASHID, 1999). Por critérios de projeto, este barramento foi mantido em torno de 250 V.

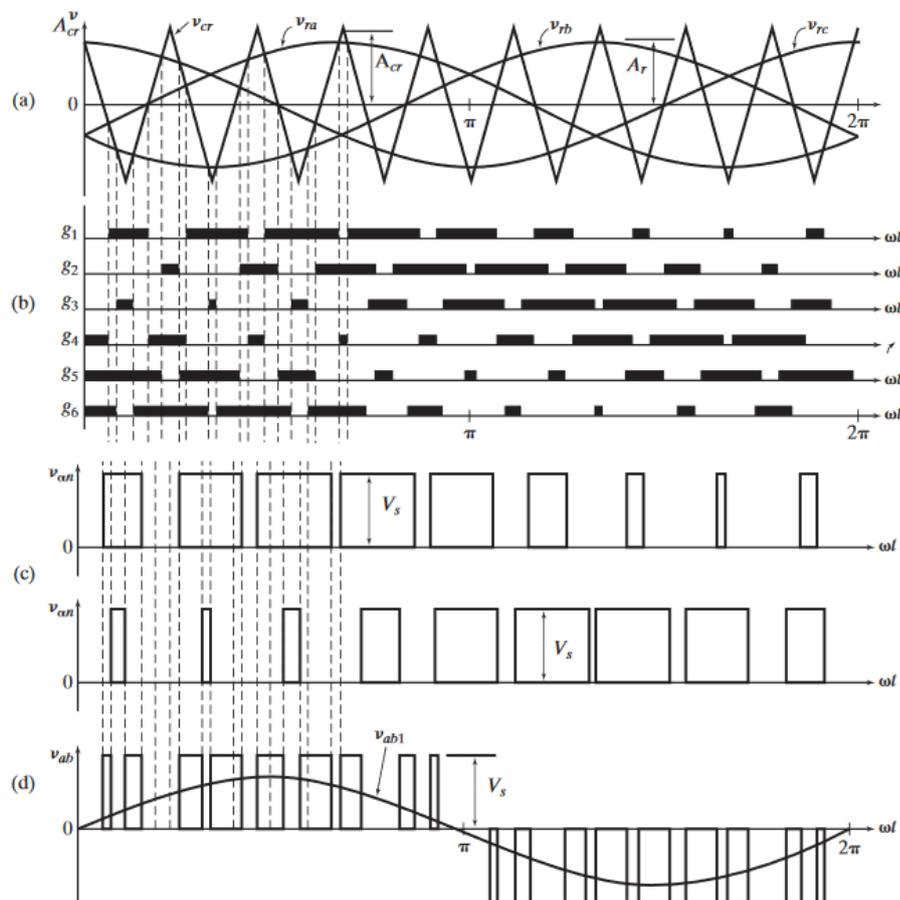
O inversor trifásico conectado ao retificador encontra-se totalmente desacoplado da rede elétrica e será modulado conforme os sinais de comando das seis chaves de seus respectivos braços. O sinal que alimenta o terminal de porta dos IGBT's do inversor é o próprio sinal de controle do sistema e provém da modulação PWM cuja portadora é uma onda triangular e a moduladora é uma senoide.

Essa senoide é proveniente das transformadas inversas de Clarke e Park aplicadas sobre o sinal de controle de corrente. Vale ressaltar também, que o inversor trifásico se comporta como um conversor análogo ao conversor Buck, então a relação entre as tensões de seu barra-

mento CC e entre as tensões de linha de saída deve ser equivalente à razão cíclica do sinal PWM aplicado. Como há a ação de dois controladores de corrente que gerarão dois sinais de tensão cada qual a seu referido eixo, direto ou em quadratura, a aplicação da transformada inversa de Park tornará esses sinais novamente senoidais no tempo e estes serão os próprios sinais de controle que atuarão sobre as chaves do inversor.

Uma vez que as moduladoras serão ondas senoidais e, portanto, variantes no tempo, a razão cíclica também irá variar ao longo do período da moduladora. Dessa forma, toma-se que o índice de modulação em amplitude, correspondente entre o quociente do pico da onda senoidal pelo pico da portadora triangular (RASHID, 1999), será o máximo ganho dado pelo inversor ao sistema de controle proposto. Este ganho não é relevante para o sistema de controle, devido à robustez dos controladores projetados, no entanto foi devidamente computado no projeto que se segue, onde o índice de modulação foi fixado em 0,8. A Figura 23 mostra como é realizado o comando das seis chaves e a tensão vista pelos terminais da máquina.

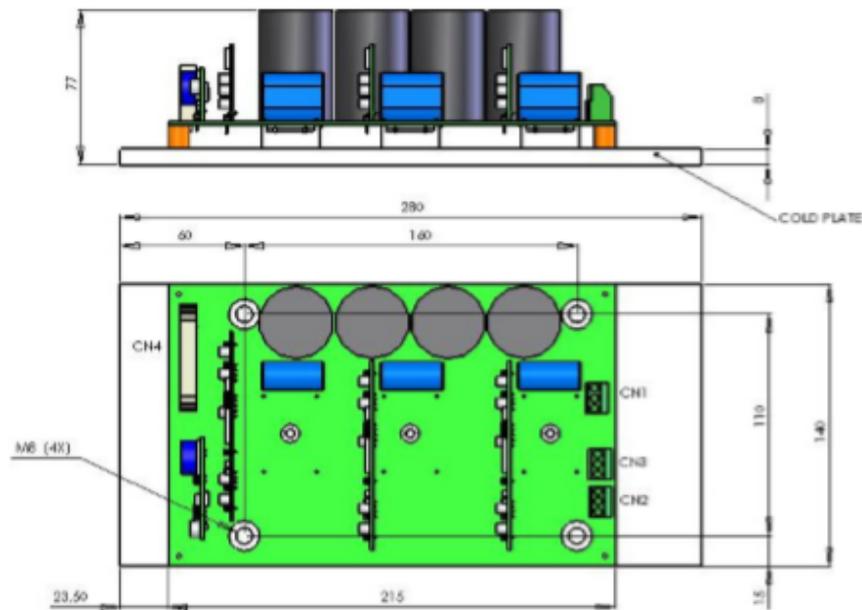
Figura 23 – Modulação por largura de pulso senoidal para inversores trifásicos



Fonte: (RASHID, 1999).

Para este projeto utilizou-se um inversor industrial da fabricante Semikron, modelo SKS 18G B6CI 11 V12. As especificações físicas deste dispositivo podem ser observadas na Figura 24.

Figura 24 – Especificações físicas do inversor SKS 18G B6CI 11 V12



Fonte: (SEMIKRON, 2005).

Para a aplicação deste dispositivo, faz-se necessário que se conheçam suas especificações técnicas, tais como, tensões e correntes suportadas pelos semicondutores, alimentação dos drivers dos IGBT's e sua potência de trabalho. Todas estas especificações são contempladas na Tabela 10, onde as principais características do dispositivo são consideradas para uma operação de temperatura em torno de 35°C e uma resistência térmica equivalente de $R_{th} = 0,3\text{K/W}$ (SEMIKRON, 2005).

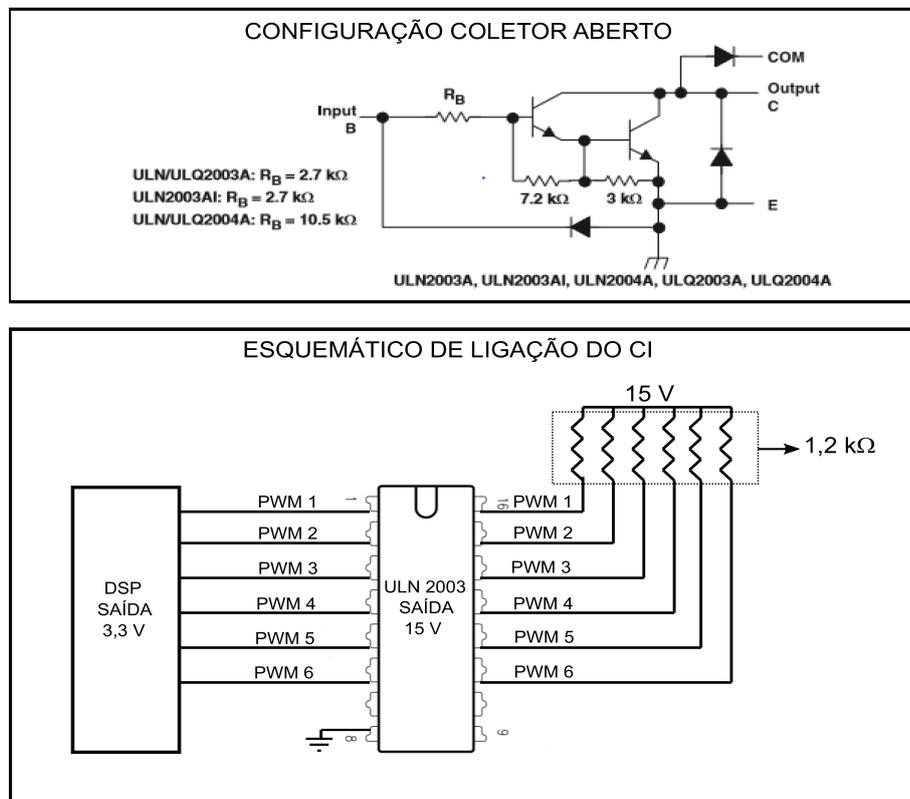
Tabela 10 – Especificações técnicas do inversor utilizado

Variável técnica	Valor de operação
Corrente eficaz máxima (I_{rms-mx})	18 A
Tensão coletor - emissor máxima (V_{ce-mx})	1200 V
Frequência máxima de operação (f_{sw-mx})	15 kHz
Frequência de operação recomendada ($f_{sw-mx-csl}$)	10 kHz
Capacitância equivalente (C_{eq})	680 μF
Tensão CC máxima (V_{cc-mx})	750 V
Temperatura da junção para operação contínua (T_{vj})	-40°C a 125°C

Fonte: (SEMIKRON, 2005).

Vale ressaltar, que este inversor, possui drivers que isolam as chaves e, portanto, evitam problemas de referência. Além disso, há embutido em seu circuito interno proteções contra elevadas correntes e uma programação interna que gera tempo morto entre dois sinais PWM's de um mesmo braço, evitando curtos-circuitos. Para o acionamento dos IGBT's do inversor destacado anteriormente, faz-se necessário que se gerem sinais PWM de lógica invertida em um mesmo braço, e defasados de 120° entre os demais braços. Este sinal é nada mais que o sinal de controle proveniente do processador digital de sinais (DSP). Entretanto, o DSP apenas consegue gerar sinais em tensões máximas de 3,3 V, e esta faixa de tensão não é suficiente para polarizar os transistores de potência do inversor. Dessa forma, é preciso que se utilize um driver externo capaz de elevar esta tensão para a faixa de operação de 15 V, faixa esta onde as chaves do inversor conseguem operar. O circuito de driver que fará esta compensação nos níveis de tensão é baseado no *Circuito Integrado* (CI) ULN2003, que possui em sua configuração interna, transistores bipolares de junção na configuração coletor aberto. Desta maneira, na saída deste CI colocam-se resistores de *pull up* ligados à uma fonte externa de 15 V e capazes de polarizar os transistores, conforme configuração vista na Figura 25 a seguir:

Figura 25 – Diagrama de ligação do driver das chaves para o inversor



Fonte: Adaptado de (TEXAS INSTRUMENTS, 2010).

Assim, as características de acionamento do inversor ficam definidas. A Tabela 11 abaixo reúne tais condições de chaveamento para o controle da máquina.

Tabela 11 – Parâmetros de acionamento do inversor

Parâmetros de acionamento	Valor obtido para o parâmetro
Índice de modulação em amplitude	0,8
Frequência de chaveamento	6 kHz

Fonte: elaborado pelo autor (2019).

4.1.2 Sensores de corrente

Para a medição e leitura das correntes estatóricas da máquina, recorre-se ao uso de sensores de efeito hall. A corrente elétrica ao passar por estes dispositivos induz nas bobinas do mesmo uma corrente proporcional, mas de menor valor. Essa nova corrente proporcional será tratada por um circuito eletrônico baseado em amplificadores operacionais e somente após este processamento, esta poderá ser levada aos terminais do conversor AD do DSP. Para este trabalho, utilizou-se o sensor modelo LEM LA 25-NP, cujas algumas de suas características elétricas são mostradas na Tabela 12 a seguir:

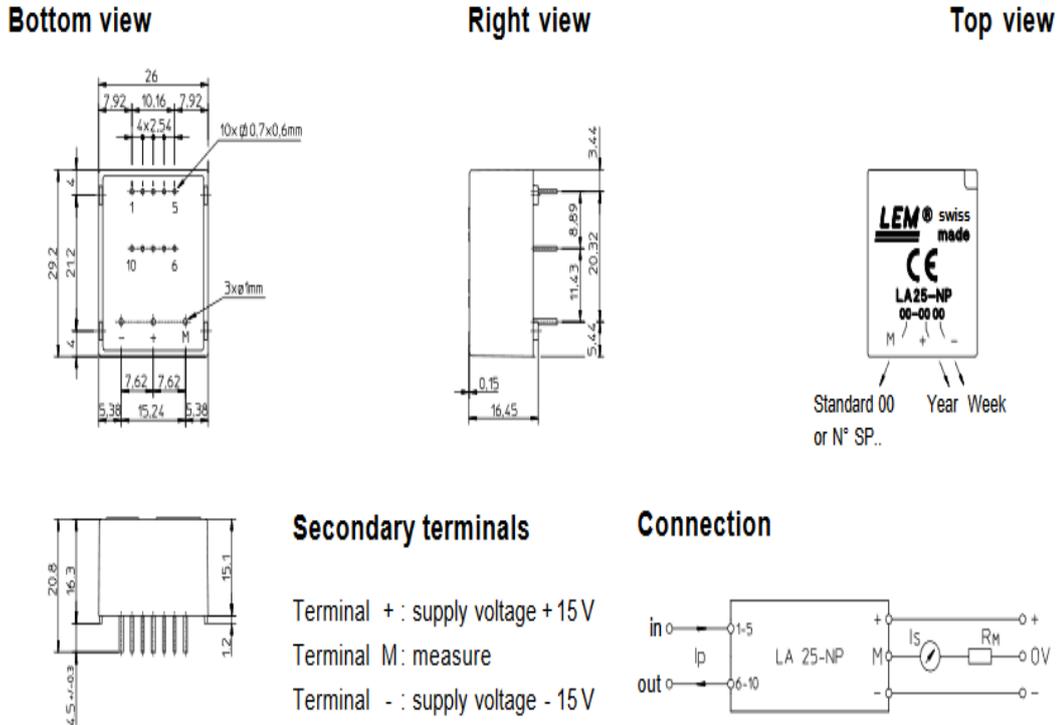
Tabela 12 – Especificações técnicas do sensor de corrente

Variável técnica	Valor de operação
Corrente eficaz nominal no primário	25 A
Resistência com alimentação de +/- 15 V e corrente eficaz de 25 A	$R_{min} = 100\Omega$, $R_{max} = 320\Omega$
Corrente nominal do secundário	25 mA
Fatores de conversão K_n	1 - 2 - 3 - 4 - 5 : 1000
Tensão de alimentação	+/- 15 V

Fonte: (LEM, 2019).

Como se pode observar, de acordo com a Tabela 12, o sensor em questão precisa ser alimentado por uma fonte externa de tensão de forma simétrica, ou seja + 15 V e - 15 V. Além da alimentação, a ligação das bobinas deve ser feita de acordo com a relação de espiras que se deseje, relacionando entrada e saída. Dessa maneira, a Figura 26 a seguir mostra os terminais de alimentação do sensor, bem como as ligações entre as bobinas a fim de se obter a relação de espiras desejada.

Figura 26 – Diagrama de pinos e especificações físicas do sensor de corrente



Fonte: (LEM, 2019).

Para este projeto, escolheu-se a relação de espiras expressa na Tabela 12 de 5/1000. Desta forma, segundo o datasheet da fabricante do sensor (LEM), o diagrama de ligação entre seus pinos deve ser realizado conforme a Figura 27.

Figura 27 – Diagrama de ligação das bobinas do sensor para uma configuração de 5:1000

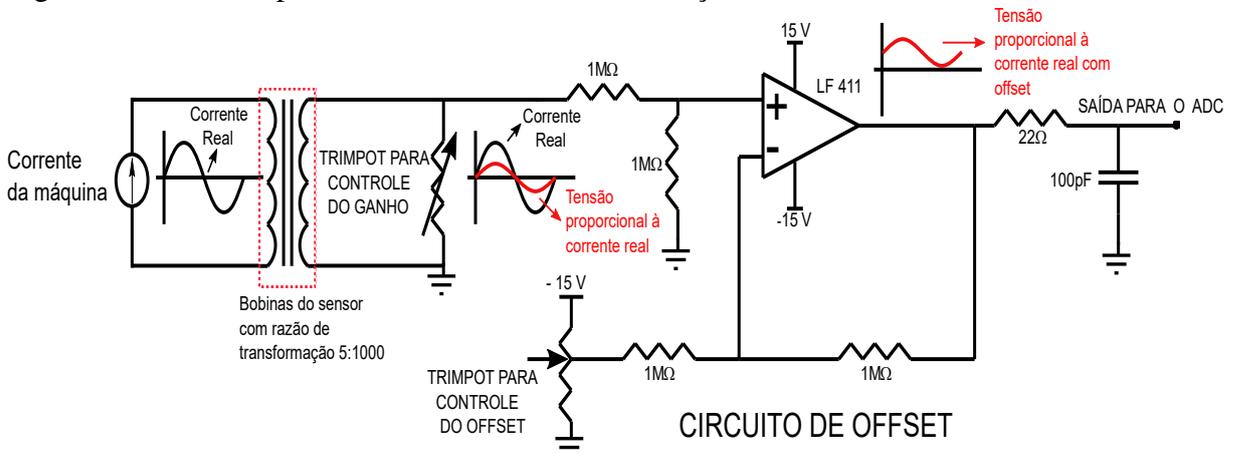


Fonte: Adaptado de (LEM, 2019).

É importante destacar que a corrente medida pelo sensor hall destacado é de caráter senoidal, sendo assim, possui uma componente alternada. Dessa forma, é necessário fazer um tratamento desse sinal. Ao sair nos terminais secundários da bobina do sensor, a corrente, agora com um ganho de 5/1000 do seu valor original passará por um potenciômetro, desse modo, surgirá nos terminais do mesmo uma tensão cujo valor de proporcionalidade com a corrente

medida é regida pela lei de Ohm. Desta forma, esta tensão proporcional deve ser compatível com a tensão máxima aceita pelos terminais do conversor AD do DSP que é de no máximo 3,3 V. Mesmo com esse tratamento feito com potenciômetro, a parte alternada precisa ser retirada, pois os terminais do DSP não aceitam tensões negativas. Desta forma, faz-se necessário um circuito auxiliar, baseado no amplificador operacional LM 711 que forneça um offset ao sinal. Esse offset é ajustado por meio de outro potenciômetro ligado na entrada do amplificador. Logo, para que o sinal de medida de corrente possa ser conectado nos terminais do DSP, é preciso que se calibre o potenciômetro de ganho e o de offset, conforme mostrado na Figura 28.

Figura 28 – Circuito para tratamento do sinal de medição de corrente



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

4.1.3 Sensor de velocidade

Para a leitura de velocidade utilizou-se um encoder incremental da fabricante Avago modelo HEDS-5500 A11. Este dispositivo apresenta dois canais de saída em quadratura, compatibilidade TTL, baixo custo e tensão de alimentação de 5V (Júnior, 2014).

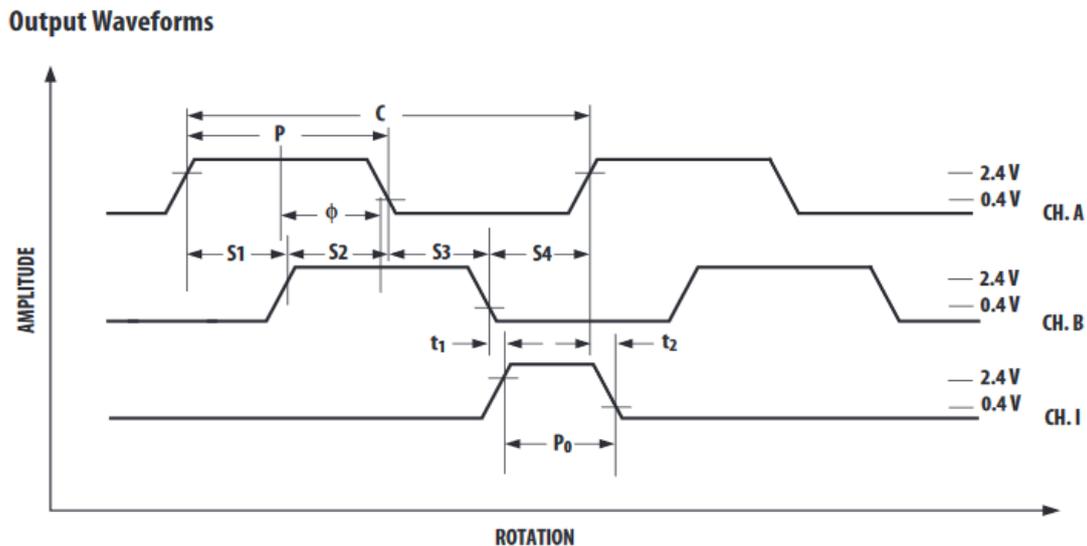
Figura 29 – Encoder modelo Avago HEDS-5500 A11



Fonte: (Júnior, 2014).

Este dispositivo possui 5 terminais de ligação, sendo dois deles para alimentação de 5 V, que é fornecida pelo próprio módulo EQEP do DSP. Os outros 3 pinos são referentes aos sinais de medição de posição e velocidade. Os pinos de canal A e B, são pulsos gerados quando se rotaciona o disco perfurado interno ao dispositivo. Como este encoder possui 500 pulsos por rotação, cada pulso gerado consiste em uma posição do eixo do rotor da máquina, dessa forma quanto maior o número de pulsos, maior a precisão do encoder. Os canais A e B são defasados entre si de 90° , ou seja, a cada pulso de um dos canais, o outro canal sofre um pulso com um atraso de 90° . Isto permite, descobrir o sentido de rotação do rotor da máquina, bem como aumenta a precisão de medição do dispositivo, pois entre duas medidas de posição de um canal, existe uma medida intermediária do outro canal. O último pino corresponde a um pulso que é enxergado a cada rotação completa da máquina, ou seja, a frequência entre os pulsos vistos nesse pino corresponde a velocidade do eixo do rotor da máquina. A Figura 30 mostra como são os sinais vistos nos terminais do DSP.

Figura 30 – Sinais elétricos vistos nos pinos do encoder



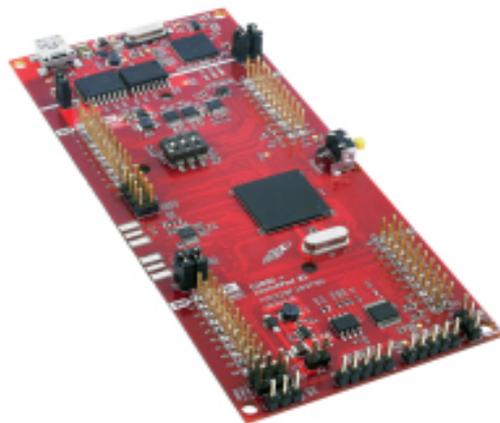
Fonte: (AVAGO, 2014).

Estes sinais são tratados pelo módulo EQEP interno ao DSP. Dessa forma, o registrador interno a esse módulo lê em valores digitais de 0 a 2048, a posição do rotor da máquina, assim deve ser realizado via software a conversão em radianos e uma derivação digital para se medir a velocidade do eixo da máquina, considerando-se a variação temporal o tempo de amostragem e tomando-se as posições das leituras atuais e anteriores.

4.1.4 O processador digital de sinais (DSP) Texas TMS320F28379D

Para a realização de todo o processamento dos controladores, usou-se um processador que realiza todas as operações de forma embarcada. Dessa forma, a escolha do microcontrolador passa por critérios bastante específicos, que possam satisfazer as demandas do projeto realizado. O KIT de desenvolvimento da Texas Instruments LAUNCHXL F28379D possui 200 MHz de *clock master*, além de unidades básicas de processamento capazes de atender as demandas necessárias para aplicação de controladores digitais em motores de indução, tais como a *Floating-Point Unit* (FPU), para operações com ponto flutuante mais rápidas e dinâmicas, a *Trigonometric Math Unit* (TMU), que nada mais é que uma unidade de processamento capaz de otimizar cálculos trigonométricos, ideal para aplicação em controle vetorial de máquinas de indução, uma vez que a cada iteração necessita-se calcular um conjunto de senos e cossenos provenientes das transformadas de eixo discutidas no capítulo 2 deste trabalho. Além disso, este dispositivo possui uma arquitetura Dual-Core, com duas unidades de processamento (CPU's) independentes. Outros módulos importantes do DSP utilizado neste trabalho são: o conversor analógico digital de 16 bits, capaz de fornecer precisão e exatidão às leituras oriundas dos sensores, além do módulo especial EQEP, especializado na leitura digital de encoders incrementais, 8 módulos PWM com modulação configurada via software e fundamental para aplicações em acionamentos de inversores, 3 timers temporizadores, um conjunto de interrupções internas e externas para ampla utilização (TEXAS INSTRUMENTS, 2018).

Figura 31 – Processador digital de sinais (DSP) TMS320F28379D



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2018).

Algumas características básicas deste dispositivo são mostradas na Tabela 13 a seguir:

Tabela 13 – Especificações técnicas do dispositivo LAUNCHXL F28379D

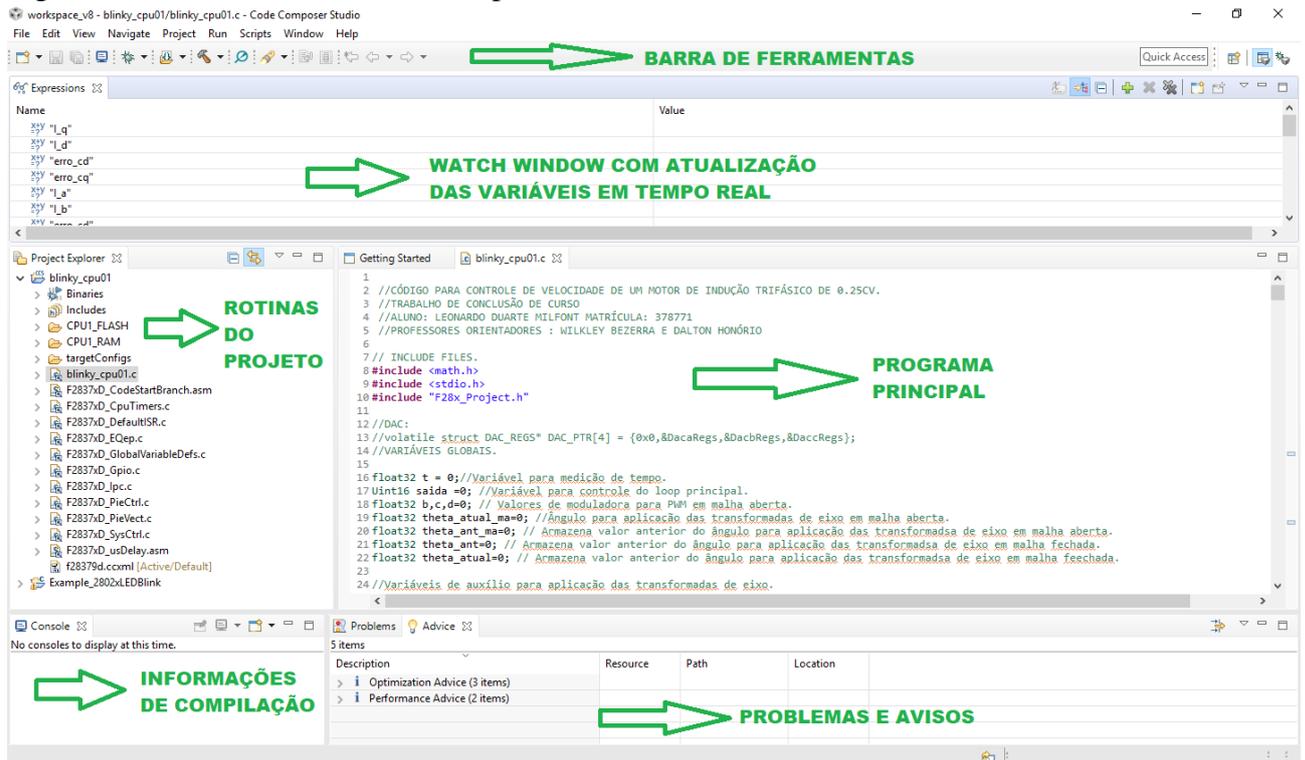
Especificação técnica do dispositivo LAUNCHXL F28379D
Arquitetura Dual-Core
Clock de 200 MHz
512KB (256KW) ou 1MB (512KW) de memória Flash
172KB (86KW) ou 204KB (102KW) de memória RAM
2 osciladores internos de frequência 10 MHz
Portas de I/O de 3,3 V
Comunicação USB 2.0 (MAC+ PHY)
Suporte para interface de porta paralela universal (UPP), 12 pinos, 3,3 V
Duas portas seriais buffer multicanal (McBSPs)
Quatro interfaces de comunicação serial (SCI / UART) (inicializável por pinos)
ADC de 16 bits
DAC de 12 bits
Alta resolução nos canais A e B de 8 módulos PWM

Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2018)

O programa implementado neste dispositivo foi feito em linguagem C, utilizando-se bibliotecas convencionais como "Stdio.h" e "Stdlib.h", além da biblioteca de matemática "Math.h". Algumas configurações especializadas para o kit de desenvolvimento em questão, são encontradas nas rotinas desenvolvidas pela própria Texas Instruments, no *Software development kit* (SDK) do dispositivo. Para se ter acesso à SDK da Texas e de seus microcontroladores, é necessário instalar o Control Suite disponível no site da Fabricante. Para a plataforma de programação, usou-se o *Code Composer Studio* (CCS), um software que já vem incorporado aos compiladores dos programas desenvolvidos, bem como as opções de análise do código (*debug*) e gravação direta no kit de desenvolvimento.

A comunicação do CCS com a interface homem-máquina, que pode ser um computador associado à bancada, é feita através de porta *Universal Serial Bus* (USB) e todo o processo pode ser gerenciado via software, tais como as referências de velocidade e corrente, bem como a operação em malha aberta ou fechada. Todas as variáveis declaradas, são monitoradas via *Watch Window*, uma interface própria das versões do CCS que mostra a execução do programa, bem como a atualização das variáveis em tempo real. A Figura 32 mostra a interface do CCS 8.3, versão utilizada para o desenvolvimento deste trabalho.

Figura 32 – Tela inicial do Code Composer Studio



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

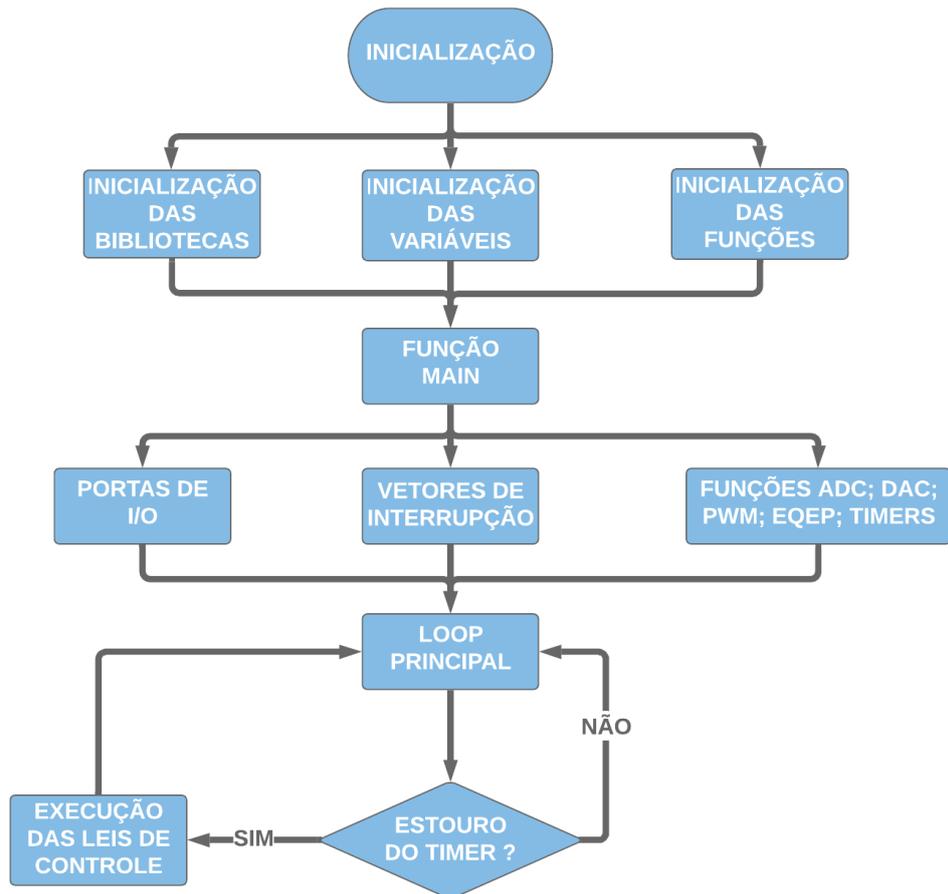
O programa principal consiste em diversos passos de configuração do processador, tais como declaração de variáveis e funções importantes, inicialização do sistema e dos principais vetores de interrupção, inicialização de portas de entrada e saída.

Alguns outros periféricos do dispositivo também foram utilizados e, portanto, também foram devidamente configurados, tais como os canais do ADC, e do DAC, utilizados respectivamente para medição de variáveis e visualização das saídas do sistema de controle, bem como as interrupções internas, setadas a cada leitura realizada no canal AD, o ajuste do Timer 1, utilizado para medir o tempo de amostragem estipulado para o projeto, o módulo EQEP, especializado para a leitura do encoder e os canais PWM de saída que comandarão os IGBT's do inversor.

O algoritmo de controle foi implementado considerando-se o tempo de estouro do Timer 1 como sendo o tempo base para a atualização das variáveis dos controladores. A cada estouro deste Timer, uma interrupção é chamada e uma leitura dos conversores AD's é realizada, os sinais digitais lidos são tratados pelos controladores e suas saídas são os sinais PWM que irão ao inversor. Vale ressaltar que a malha de velocidade é implementada a cada 1225 estouros do Timer 1, como mostrado no capítulo anterior, a atualização dos controladores de velocidade deve

ser realizada a uma amostragem de 0,196 s. A estrutura de código que mostra as configurações gerais do sistema, bem como a lógica de atualização das malhas de controle é mostrada no fluxograma geral a seguir:

Figura 33 – Fluxograma do programa geral desenvolvido



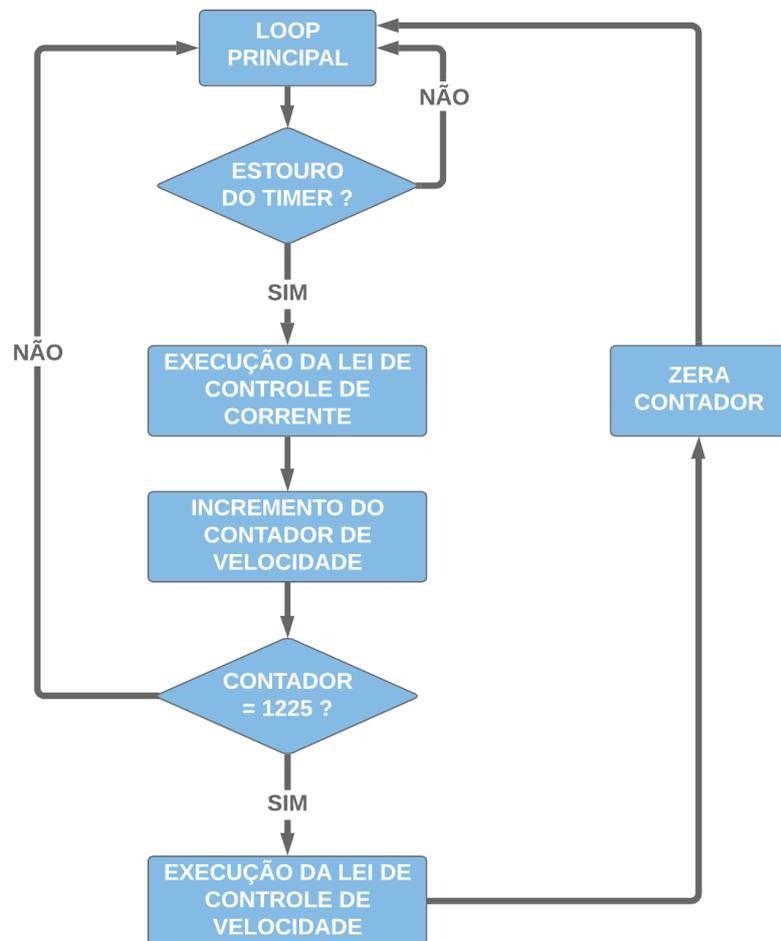
Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Vale ressaltar que as malhas de velocidade e corrente estão arranjadas em uma estrutura de controle em cascata conforme a Figura 12, cuja implementação em tempo discreto torna necessário que o período de amostragem da malha externa (velocidade) seja um múltiplo inteiro da malha interna (corrente). A interação entre as malhas de corrente e velocidade se dá pela relação direta entre seus tempos de amostragem. Esta relação é regida através da multiplicidade por um número inteiro. Internamente ao microcontrolador, essa relação foi implementada por meio de um contador específico para a malha de velocidade.

Este contador incrementa assim que a interrupção principal por estouro do Timer 1 é chamada, contabilizando múltiplos desse tempo que se trata do tempo de amostragem de $160\mu s$

projetado para a malha de corrente. Quando este contador atinge o valor de 1225, uma rotina de "if" faz com que a rotina de atualização do controlador de velocidade seja executada. Após estas execuções do programa, o contador é zerado e o processo passa a se repetir, conforme mostrado no fluxograma da Figura 34.

Figura 34 – Fluxograma das atualizações dos controladores no DSP



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Considerando-se os fluxogramas gerais mostrados nas Figuras 33 e 34, o programa principal de implementação dos controladores digitais projetados no capítulo 3 é possível.

4.2 Resultados de simulação e experimentais

Para a implementação prática do projeto de controle formalizado no capítulo anterior, é necessário realizar-se a simulação de todo o sistema proposto em um software computacional adequado. O PSIM foi o software escolhido, pois possui um modelo adequado para simulação

do conversor de acionamento, bem como possui um bloco de programação específico para linguagem C.

Além disso, possui um modelo para máquina de indução trifásica do tipo gaiola de esquilo. É importante ressaltar que o modelo dinâmico apresentado pelo PSIM para o MIT não obedece rigorosamente ao que é observado na realidade no que tange às variáveis mecânicas, pois o sistema mecânico apresentado pelo PSIM não leva em consideração o coeficiente de atrito viscoso, conforme explicitado no modelo mecânico geral mostrado na equação (2.68). Dessa forma, o modelo mecânico adotado pelo PSIM, considera que a planta de controle de velocidade trata-se de um sistema puramente integrador e, portanto, o efeito do atrito é nulo, o que considera o eixo da máquina girando idealmente no espaço. A equação (4.1) a seguir mostra como o software PSIM interpreta a dinâmica do sistema mecânico da máquina (POWERSIM, 2011).

$$K \frac{d\omega}{dt} = T_e \quad (4.1)$$

Comparando a equação (4.1) com a equação (2.68), fica claro que a dinâmica do modelo de velocidade esperado em bancada não é equivalente àquele da simulação devido à ausência do termo de atrito viscoso na equação (4.1). Entretanto, esta simulação obedece ao modelo elétrico rigorosamente, dessa forma, é de fundamental importância para a validação da bancada.

Para a simulação do modelo da máquina deduzido no capítulo 2 deste trabalho, toma-se as informações contidas na Tabela 1 que relacionam as características dinâmicas da máquina estudada. Estas características são colocadas no simulador no bloco relativo à máquina e, portanto, eletricamente, o motor simulado passa a ter características semelhantes com o motor real.

Em bancada, algumas características enxergadas pelo simulador de forma ideal são perceptíveis, tais como os ruídos de medição e os atritos mecânicos presentes na rotação da mesma. Estas características influenciam diretamente na dinâmica vista em simulação se comparada com a dinâmica observada em bancada, principalmente no que tange ao amortecimento do sistema, tempo de acomodação e oscilações dinâmicas.

Para a validação do controlador de velocidade, bem como do modelo identificado mostrado no capítulo anterior, variou-se os valores de referência da malha externa em 3 pontos de operação diferentes da máquina. Este teste, além de verificar a eficiência do controlador, também valida a linearidade do modelo identificado para um conjunto maior de pontos de operação, bem como mostra a capacidade do controlador para reagir à pequenas não linearidades presentes no

modelo do processo. A Tabela 14, mostra as 3 referências de velocidade testadas em bancada e por meio de simulação.

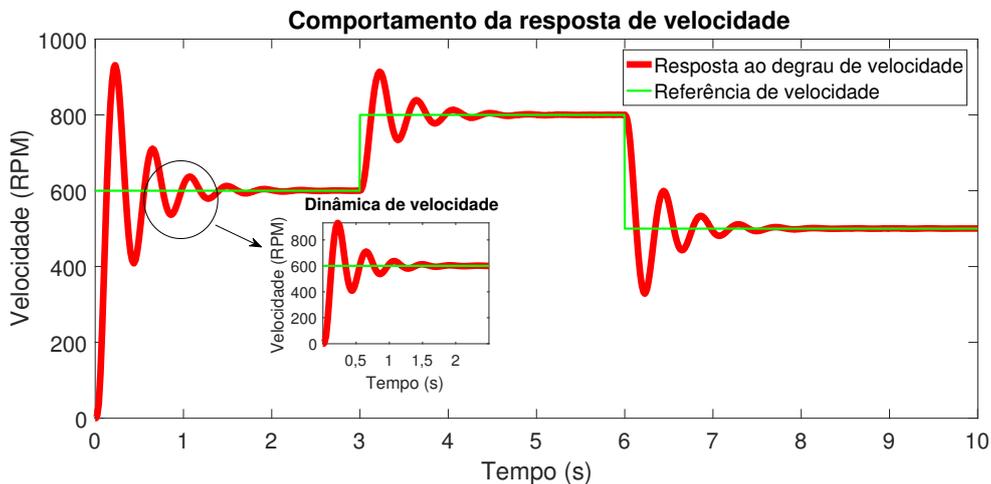
Tabela 14 – Parâmetros de controle de velocidade

Parâmetro a ser controlado	Referência de controle escolhida
Velocidade 1	600 RPM
Velocidade 2	800 RPM
Velocidade 3	500 RPM

Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Considerando-se a Tabela 14, foi realizado um teste em simulação, conforme a Figura 35.

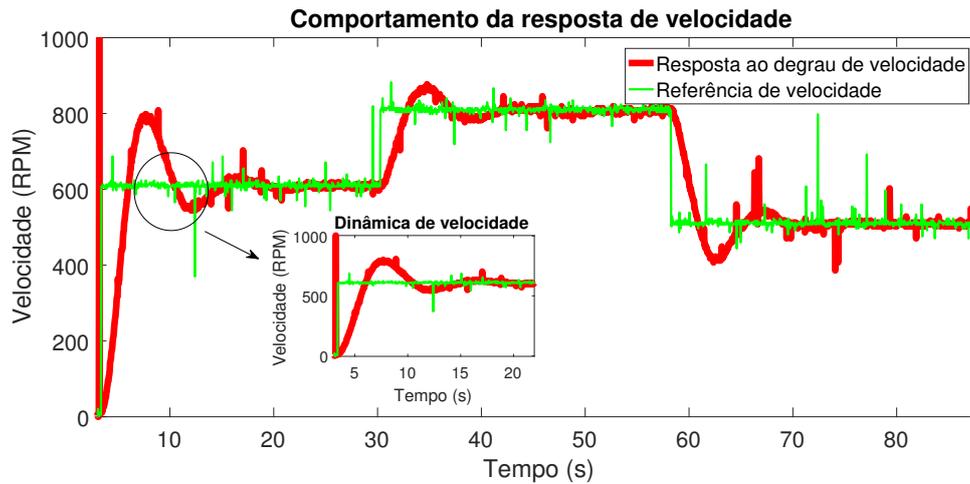
Figura 35 – Resposta de simulação para o controlador de velocidade



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

A resposta de velocidade em bancada, assim como a resposta simulada possuem um nível de oscilação, por isso, efeitos dinâmicos externos aos modelos matemáticos deduzidos podem ser acrescidos em bancada, o que provoca diferenças discrepantes entre os tempos de acomodação simulado e real. Como já citado no capítulo 3, a característica dinâmica da resposta de velocidade está ligada ao peso dado ao incremento do esforço de controle durante a minimização da função custo do GPC, conforme a equação (3.43). Este efeito é expresso pela Figura 18 para diversos valores desta ponderação imposta, o que sugere a oscilação observada nos resultados. Esta conclusão foi obtida também de forma empírica por meio de testes em bancada que mostraram maior eficiência quanto ao tempo de acomodação, mas baixo desempenho quanto às oscilações, quando o peso λ é diminuído. Assim, o resultado ideal para a resposta de velocidade em bancada pode ser visto na Figura 36.

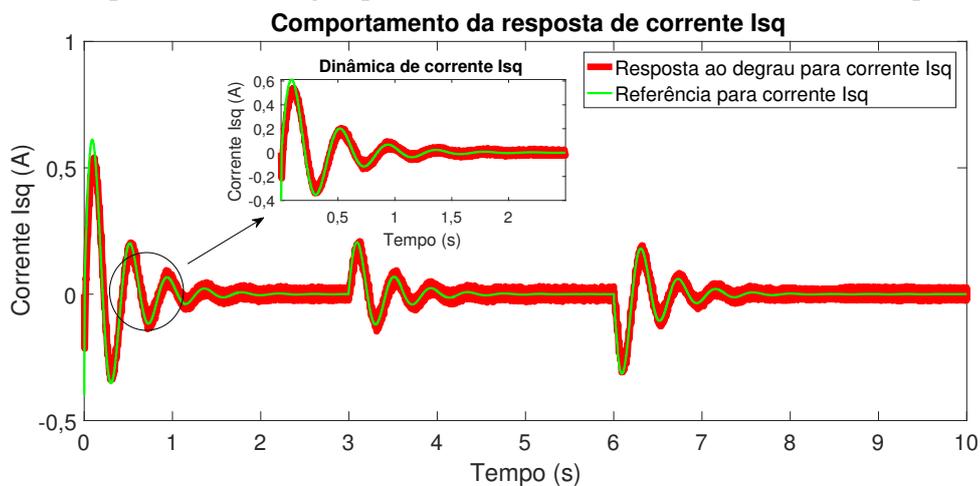
Figura 36 – Resposta de bancada para o controlador de velocidade



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

De acordo com a equação (2.80), a corrente I_{sq} pode ser considerada proporcional ao torque gerado pela máquina, uma vez que o fluxo seja mantido proporcional. Desta forma, o controlador de velocidade responderia mandando uma referência para a corrente de eixo em quadratura, pois de acordo com a equação (2.68), a relação entre torque e velocidade é regida diretamente por uma equação dinâmica. Assim, qualquer perturbação provocada sobre a velocidade, um torque deverá ser provocado ao eixo da máquina e este torque será regido pela corrente de eixo em quadratura, conforme todas as considerações feitas no capítulo 2. Logo, considerando-se as referências de velocidade impostas, apresenta-se abaixo o resultado de simulação para a corrente I_{sq} para os degraus de velocidades impostos.

Figura 37 – Resposta de simulação para o controlador de corrente de eixo em quadratura



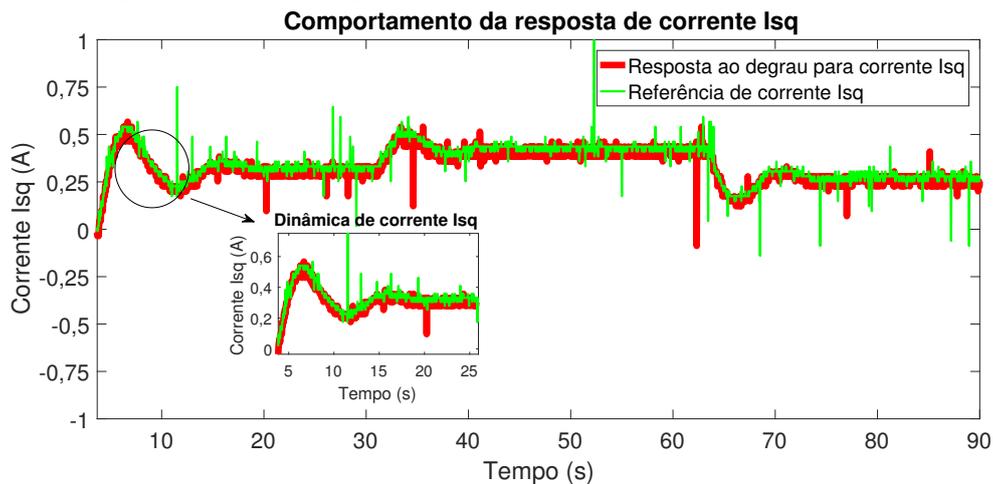
Fonte: elaborado pelo autor (2019).

É importante destacar que a perturbação de velocidade causada pela mudança na referência imposta pelo controlador, causa uma perturbação também na corrente I_{sq} com a

finalidade de fornecer torque até que a velocidade desejada seja estabelecida. Como o sistema simulado é sem atrito e portanto ideal, quando a velocidade atinge sua condição de regime permanente o torque cessa e, portanto, a corrente I_{sq} volta a se anular conforme a figura 37.

Entretanto, em bancada esse sistema não é de caráter ideal, ou seja, existem atritos e trepidações sobre a máquina. Assim, de acordo com a equação (2.68), ao se setar uma nova referência de velocidade, a força de atrito imposta sobre a ponta do eixo da máquina irá sofrer alteração. Logo, se a corrente I_{sq} não fosse capaz de manter um torque para equilibrar esse atrito e, portanto, manter a velocidade da máquina, a mesma desaceleraria até o repouso. Assim, na prática, esta corrente nunca poderá ser zero, conforme os resultados de simulação, uma vez que a máquina não operaria adequadamente. A Figura 38 mostra como a corrente I_{sq} varia sua referência fornecendo mais ou menos torque ao eixo da máquina conforme o atrito imposto varia com a velocidade na bancada.

Figura 38 – Resposta de bancada para o controlador de corrente de eixo em quadratura



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Para o controle da corrente de eixo direto é necessário lembrar que esta é responsável pela magnetização da máquina e, portanto, é responsável também pelo fluxo que concatenará o rotor, conforme a equação (2.61). O fluxo magnético rotórico depende da indutância de magnetização que é nada mais que uma característica inerente à máquina e da corrente de eixo direto. O controle dessa corrente é de fundamental importância para manter o fluxo controlado e constante. Mantendo-se este fluxo controlado, o torque eletromecânico acopla-se à corrente de eixo em quadratura, permitindo um controle em cascata desta com a velocidade. Por razões empíricas, a corrente de eixo direto foi fixada em 0,4 A, valor suficiente para magnetizar a máquina e produzir torques para operação nas velocidades desejadas.

A Tabela 15 mostra o valor de referência escolhido para a condição desejada.

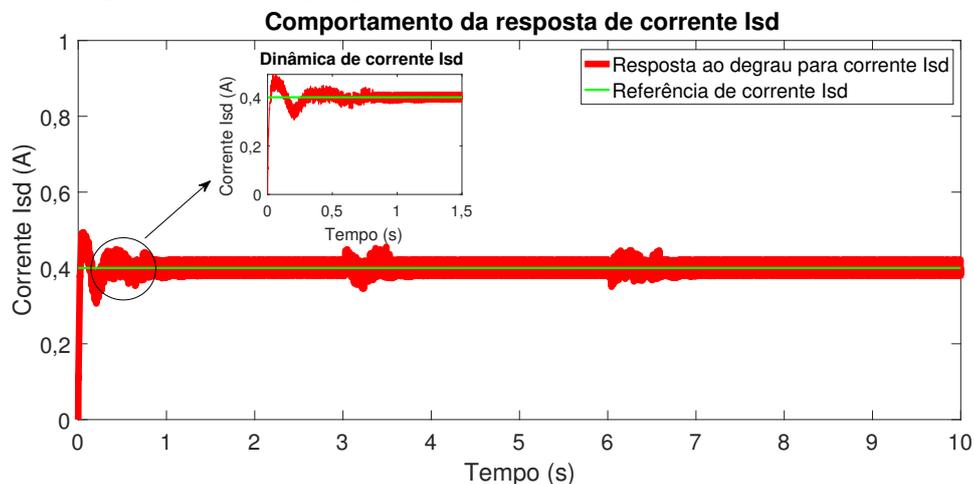
Tabela 15 – Parâmetros de controle de corrente I_{sd}

Parâmetro a ser controlado	Referência de controle escolhida
I_{sd}	0,4 A

Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Considerando-se o valor de referência imposto à corrente de eixo direto e exposto na Tabela 15, a simulação foi realizada para essa condição de magnetização da máquina, o resultado simulado para essa corrente é mostrado na Figura 39

Figura 39 – Resposta de simulação para o controlador de corrente de eixo direto



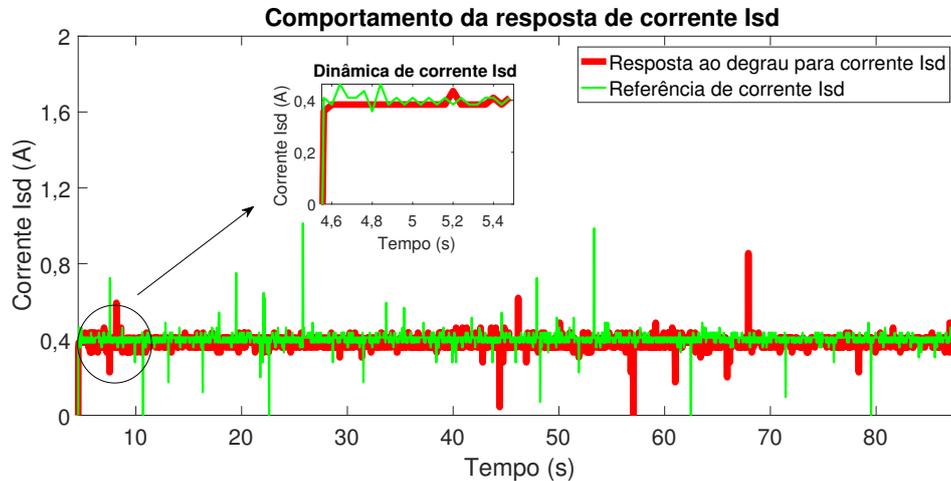
Fonte: elaborado pelo autor (2019).

O resultado prático desta medida, mostra que a pequena oscilação observada na simulação quase não ocorre em bancada. Pode-se concluir também, que esta corrente possui uma dinâmica bastante rápida, confirmando a eficiência na manutenção do fluxo concatenado no enrolamento rotórico. Logo, baixas perturbações no fluxo, permite inferir que sua estimação indireta com base no escorregamento será menos passível de erro e o alinhamento dos eixos estáticos e rotóricos com o eixo do fluxo torna-se mais preciso, garantindo um menor grau de incerteza aos modelos deduzidos no capítulo 2.

A Figura 40 mostra o resultado de bancada para a medida de corrente de eixo direto. Neste resultado, diferentemente da simulação, não se consegue notar as perturbações causadas pela mudança de velocidade impostas à máquina. Isto permite afirmar, que a robustez dos controladores projetados em um sistema cascadeado conforme a Figura 12 permite que os erros e imprecisões impostas ao modelo da máquina por meio da técnica de estimação do escorregamento

são devidamente rejeitados, portanto, o sistema opera de forma linear em uma ampla faixa de velocidades.

Figura 40 – Resposta de bancada para o controlador de corrente de eixo direto



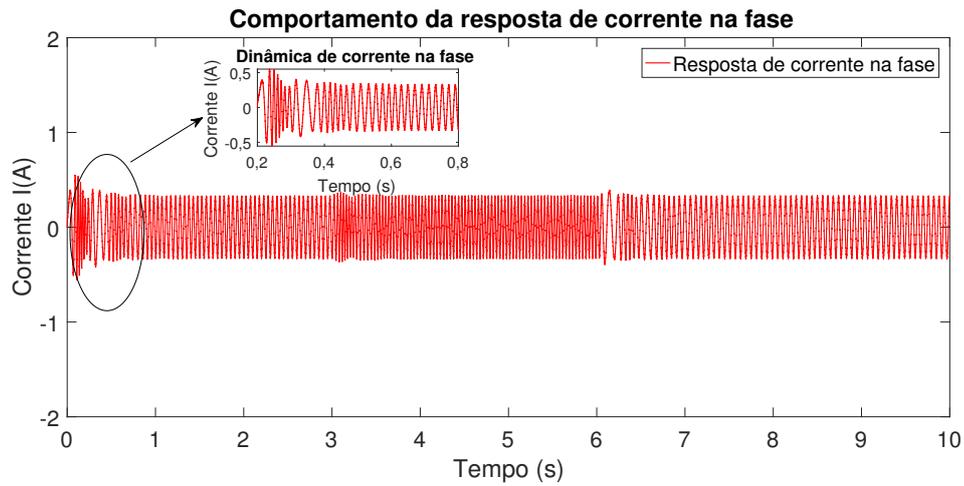
Fonte: elaborado pelo autor (2019).

É importante observar também, o comportamento das correntes trifásicas para os degraus de velocidade aplicados. A mudança de velocidade está diretamente relacionada com a frequência senoidal vista pelos terminais da máquina, desta forma, a variação de frequência é perceptível no comportamento destas correntes quando se aplicam diferentes valores de velocidade.

Além da frequência, a amplitude destas correntes está relacionada com o torque imposto na ponta do eixo da máquina. Assim, na aplicação do degrau, ocorrem picos e transitórios na corrente das fases, transitórios estes que impõem variações de torque ao eixo do motor, fazendo com que a máquina estabilize na velocidade desejada. Parte dessa corrente trifásica é responsável por manter a magnetização da máquina, uma vez que a energia imposta ao rotor do MIT depende do fluxo magnético que concatena os enrolamentos rotóricos e este campo girante gera indutâncias variantes no tempo que são responsáveis por gerar torque na ponta do eixo.

É importante salientar também, que a resposta das correntes trifásicas são uma composição das respostas da corrente de eixo, ou seja, compõe o comando de torque e o comando de fluxo. Assim, a resposta simulada de corrente que é imposta aos terminais da máquina é mostrada na Figura 41.

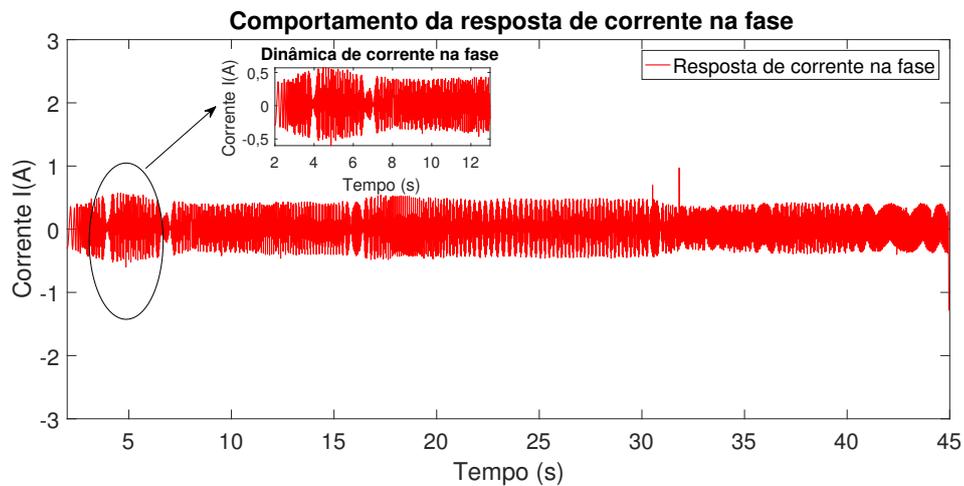
Figura 41 – Resposta de simulação para a corrente na fase



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

A Figura 42, mostra o resultado de bancada para a corrente em uma das fases da máquina, com destaque para o transitório, onde a corrente I_{sq} impõe um torque até que a velocidade atinja sua condição de operação.

Figura 42 – Resposta de bancada para a corrente na fase



Fonte: elaborado pelo autor (2019).

Assim, os resultados experimentais foram satisfatórios, validando a eficiência e eficácia do GPC para controle de velocidade em motores de indução.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresenta uma metodologia de controle aplicada a motor de indução trifásico, considerando o método do campo orientado indireto baseado na estimativa do escorregamento.

Para a modelagem do sistema, recorre-se ao uso das transformadas de eixo de Clarke e Park, artifício matemático que permite converter as equações dinâmicas matriciais que descrevem a máquina de indução em equações unidimensionais desacopladas, tornando a máquina um sistema similar ao que se observa em máquinas de corrente contínua. Dessa maneira, a análise de controle por meio de funções de transferência torna-se viável.

Esta análise por meio dos referenciais síncronos permite que as correntes trifásicas sejam convertidas em duas componentes contínuas que giram a uma defasagem de 90° . Desta forma, recorre-se à teoria de Álgebra Linear, em que os vetores girantes de corrente passam a ser linearmente independentes e, portanto, desacoplados, passando a atuar como dois sistemas dinâmicos independentes (LIMA, 2006).

Assim, o controlador de corrente de eixo direto é responsável por garantir a corrente de magnetização da máquina enquanto a corrente de eixo em quadratura fornece a referência de torque para o eixo.

O sistema de controle aplicado é do tipo cascata entre a corrente de eixo em quadratura e a velocidade da máquina. Para os sistemas de corrente, consideram-se controladores PI cujo projeto é baseado no método do lugar geométrico das raízes (LGR). O controlador PI da corrente de eixo direto opera independente para manter a máquina em nível satisfatório de magnetização. O controlador da corrente de eixo em quadratura opera em cascata com o controlador de velocidade. Desta forma, pelo fato de a malha mecânica ser mais lenta que a malha elétrica, o sistema de regulação de velocidade gera um sinal de referência de corrente de eixo em quadratura conforme visto no diagrama geral da Figura 12.

Para o controlador de velocidade adota-se uma estrutura de controle preditivo baseada em filtros digitais de resposta ao impulso finita, tipo FIR. A utilização do controlador preditivo, considerando a estrutura de implementação citada, para a malha mecânica é vantajosa, pois este tipo de controlador é caracterizado pelo seu nível de robustez, capacidade de trabalhar com restrições, facilidade de implementação recursiva em processadores digitais de sinais (DSP's) e por assumir o princípio do horizonte deslizante para os modelos de entrada e saída de um sistema.

Para o ajuste do GPC, dois parâmetros são considerados, o horizonte de predições e o peso associado ao incremento do esforço de controle. O horizonte de predições indica quantas amostras futuras do sinal de referência aplicado serão consideradas para a resposta do sistema. Já o peso associado à variação do esforço de controle indica o grau de amortecimento do sinal de controle aplicado à planta de velocidade e conseqüentemente alterações são observadas na dinâmica de resposta ao degrau, tais como oscilações e tempo de acomodação.

Todo o processamento de sinal é realizado por meio de uma plataforma de desenvolvimento da Texas *Instruments*, a LAUNCHXL F28379D. As saídas do sistema são sinais PWM aplicados aos transistores do inversor trifásico que funciona como atuador para o acionamento da máquina.

Por fim, comparam-se as respostas simuladas no software PSIM e as respostas obtidas em bancada.

Como trabalhos futuros sugere-se:

- Aplicação do controlador GPC na malha de velocidade com a carga nominal da máquina;
- Análise do desempenho deste controlador para perfis de referência tais como senoidal, trapezoidal e triangular;
- Aplicar uma variação do controlador GPC com topologia de múltiplos integradores com a finalidade de minimizar erros de estado estacionário em seguimentos de referência em perfis variados tais como rampa e parábola;
- Embarcar o controlador GPC baseado em filtros FIR por meio de bibliotecas próprias para a implementação de filtros digitais;
- Aplicação de observadores de fluxo para melhoria do desacoplamento entre as correntes de eixo da máquina;
- Aplicação do controlador GPC na malha de fluxo da máquina.

REFERÊNCIAS

- AGUIRRE, L. A. **Introdução à identificação de sistemas—Técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais**. [S.l.]: Editora UFMG, 2004.
- ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. **Computer-controlled systems: theory and design**. [S.l.]: Courier Corporation, 2013.
- AVAGO. **HEDM-55xx/560x HEDS-55xx/56xx Quick Assembly Two and Three Channel Optical Encoders**. [S.l.], 2014.
- BARBI, I. **Teoria fundamental do motor de indução**. [S.l.]: Editora da UFSC Florianópolis, 1985.
- BIM, E. **Máquinas elétricas e acionamento**. [S.l.]: Elsevier Brasil, 2015. v. 3.
- de Souza, A. B.; Fernandes Neto, T. R.; Honório, D. d. A.; Barreto, L. H. S. C.; dos Reis, L. L. N. Hybrid position controller for an indirect field-oriented induction motor drive. In: **2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1541–1547. ISSN 1048-2334.
- Dybkowski, M.; Orłowska-Kowalska, T. Self-tuning adaptive sensorless induction motor drive with the stator current-based mras speed estimator. In: **IEEE EUROCON 2009**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 804–810. ISSN null.
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. **Sistemas de controle para engenharia**. [S.l.]: Bookman Editora, 2013.
- HAMZA, D.; PAHLEVANINEZHAD, M.; JAIN, P. K. Implementation of a novel digital active emi technique in a dsp-based dc–dc digital controller used in electric vehicle (ev). **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 28, n. 7, p. 3126–3137, 2012.
- HAYKIN, S. S.; VEEN, B. V. **Sinais e sistemas**. [S.l.]: Bookman, 2001.
- HONÓRIO, D. de A. **Controle de posição do motor de indução por modos deslizantes, uma análise comparativa**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará (UFC), 2013.
- Jat, G. L.; Singh, K.; Mahajan, A.; Shimi S.L. Real time speed control of induction motor using new generation dsp controller. In: **2016 Second International Innovative Applications of Computational Intelligence on Power, Energy and Controls with their Impact on Humanity (CIPECH)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 90–95. ISSN null.
- Jung Hun Park; Soohye Han; Wook Hyun Kwon. Generalized predictive controls over state space. In: **SICE Annual Conference 2007**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1281–1286. ISSN null.
- JÚNIOR, A. B. de S. **Estratégia híbrida aplicada no controle de posição de um sistema de acionamento com motor de indução usando controle de campo orientado**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Ceará (UFC), 2014.
- KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D.; PEKAREK, S. **Analysis of electric machinery and drive systems**. [S.l.]: Wiley Online Library, 2002. v. 2.
- LANDAU, I. D.; ZITO, G. **Digital control systems: design, identification and implementation**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.

LEM. **Current Transducer LA 25-NP**. [S.l.], 2019.

LIMA, E. L. **Álgebra linear**. [S.l.: s.n.], 2006.

OGATA, K.; SEVERO, B. **Engenharia de controle moderno**. [S.l.]: Prentice Hall do Brasil, 1998.

PHILLIPS, C. L.; NAGLE, H. T. **Digital control system analysis and design**. [S.l.]: Prentice Hall Press, 2007.

POWERSIM. **PSIM User's Guide, Version 9.1, Release 1**. [S.l.], 2011.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência**. [S.l.]: Makron, 1999.

ROSSITER, J. A. **Model-based predictive control: a practical approach**. [S.l.]: CRC press, 2017.

Roy, N. K.; Rafiq, M. A.; Ghosh, B. C. Space vector modulation based fast speed response field-orientation control of induction motor drive with adaptive neural integrator. In: **International Conference on Electrical Computer Engineering (ICECE 2010)**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 482–485. ISSN null.

SEMIKRON. **Semistack - IGBT - SKS 18G B6CI 11 V12**. [S.l.], 2005.

Senol, I.; Bekiroglu, N.; Ozcira, S. Design and application of a new sensorless induction motor drive implemented by using field oriented vector control method. In: **4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1543–1547. ISSN 2155-5516.

TEXAS INSTRUMENTS. **HIGH-VOLTAGE, HIGH-CURRENT DARLINGTON TRANSISTOR ARRAYS - Check for Samples: ULN2002A, ULN2003A, ULN2003AI, ULN2004A, ULQ2003A, ULQ2004A**. [S.l.], 2010.

TEXAS INSTRUMENTS. **TMS320F2837xDDual-CoreDelfino™ Microcontrollers**. [S.l.], 2018.

Umar, M. F.; Akbar, M. N.; Kazmi, S. M. R. Design and simulation of a 3 phase induction motor drive based on indirect rotor field orientation using matlab simulink tool. In: **2018 1st International Conference on Power, Energy and Smart Grid (ICPESG)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. ISSN null.

APÊNDICE A – CÓDIGO FONTE UTILIZADO PARA IMPLEMENTAR O CONTROLADOR GPC NO DSP EM C

Código-fonte 1 – Código fonte para o DSP em C

```

1
2 //C D I G O   P A R A   C O N T R O L E   D E   V E L O C I D A D E   D E   U M   M O T O R   D E
   I N D U   O   T R I F   S I C O   D E   0.25C V .
3 //T R A B A L H O   D E   C O N C L U S O   D E   C U R S O
4 //A L U N O :   L E O N A R D O   D U A R T E   M I L F O N T   M A T R   C U L A :   3 7 8 7 7 1
5 //P R O F E S S O R E S   O R I E N T A D O R E S   :   W I L K L E Y   B E Z E R R A   E   D A L T O N
   H O N   R I O
6
7 // I N C L U D E   F I L E S .
8 #include <math.h>
9 #include <stdio.h>
10 #include "F28x_Project.h"
11
12 //DAC:
13 //volatile struct DAC_REGS* DAC_PTR[4] = {0x0,&DacaRegs,&
   DacbRegs,&DaccRegs};
14 //V A R I   V E I S   G L O B A I S .
15
16 float32 t = 0; //V a r i   v e l   p a r a   m e d i   o   d e   t e m p o .
17 Uint16 saida = 0; //V a r i   v e l   p a r a   c o n t r o l e   d o   l o o p
   p r i n c i p a l .
18 float32 b,c,d=0; // V a l o r e s   d e   m o d u l a d o r a   p a r a   P W M   e m   m a l h a
   a b e r t a .
19 float32 theta_atual_ma=0; // a n g u l o   p a r a   a p l i c a   o   d a s
   t r a n s f o r m a d a s   d e   e i x o   e m   m a l h a   a b e r t a .
20 float32 theta_ant_ma=0; // A r m a z e n a   v a l o r   a n t e r i o r   d o
   a n g u l o   p a r a   a p l i c a   o   d a s   t r a n s f o r m a d a s   d e   e i x o   e m
   m a l h a   a b e r t a .

```

```
21 float32 theta_ant=0; // Armazena valor anterior do ngulo
    para aplica o das transformadsa de eixo em malha
    fechada.
22 float32 theta_atual=0; // Armazena valor anterior do
    ngulo para aplica o das transformadsa de eixo em
    malha feechada.
23
24 //Vari veis de aux lio para aplica o das transformadas
    de eixo.
25 float32 A1;
26 float32 B1;
27 float32 C1;
28 float32 A2;
29 float32 B2;
30 float32 C2;
31 float32 A3;
32 float32 B3;
33 float32 A4;
34 float32 B4;
35 float32 A5;
36 float32 B5;
37 Uint16 pin12=0,cont_zero=0; //Vari veis de controle gerias
    .
38 Uint16 I_ZERO_A[5] = {0,0,0,0,0}; //Zero sensores correntes
    Ia, Ib, Ic.
39 Uint16 I_ZERO_B[5] = {0,0,0,0,0};
40 Uint16 I_ZERO_C[5] = {0,0,0,0,0};
41 int16 Ia_med , Ib_med , Ic_med , Ia_med0 , Ib_med0 ,
    Ic_med0 , Ia_off , Ib_off , Ic_off,I_d_AD,I_q_AD; //
    Tratamento das vari veis medidas no conversor AD.
42 float32 Ia_g , Ib_g , Ic_g , I_a , I_b , I_c;
43
```

```
44 //Correntes de refer ncia nos eixos d/q.
45 float32 I_d =0;
46 float32 I_q =0;
47 float32 erro_cd =0; //Erro para o controlador (eixo d).
48 float32 erro_cq =0; //Erro para o controlador (eixo q).
49 float32 erro_cd_ant1 =0; //Erro para o controlador uma
    amostra anterior (eixo d).
50 float32 erro_cq_ant1 =0; //Erro para o controladoruma
    amostra anterior (eixo q).
51 float32 v_atual_d =0; //Sa da de tens o atual do
    controlador (eixo d).
52 float32 v_atual_q =0; //Sa da de tens o atual do
    controlador (eixo q).
53 float32 v_d_ant =0; //Sa da de tens o do controlador uma
    amostra anteriorr (eixo d).
54 float32 v_q_ant =0; //Sa da de tens o do controlador uma
    amostra anterior (eixo q).
55 float32 I_atual_d=0; //Sa da de corrente da planta
    controlada (eixo d).
56 float32 I_atual_q=0; //Sa da de corrente da planta
    controlada (eixo q).
57 float32 I_d_ant =0; //Sa da de corrente do controlador
    uma amostra anteriorr (eixo d).
58 float32 I_q_ant =0; //Sa da de corrente do controlador
    uma amostra anterior (eixo q).
59
60 float32 Va =0; //tens es de sa da do modulador.
61 float32 Vb =0;
62 float32 Vc =0;
63 float32 theta_rad; // ngulo calculado no integrador.
64 float32 ref_kd =0; //Valores de refer ncia para os eixos d
    e q.
```

```
65 float32 ref_kq =0;
66 Uint16 ref_kd_AD =0; //Valores de refer ncia para os eixos
    d e q em valores digitais.
67 Uint16 ref_kq_AD =0;
68 float32 ref_kq_ant =0;//Valores passados para a refer ncia
    de corrente no eixo q.
69
70 //Par metros da m quina
71
72 float32 Rs = 35.58;
73 float32 Rr = 87.44;
74 float32 Ls = 0.16;
75 float32 Lr = 0.16;
76 float32 Lm = 0.884;
77
78 //Vari veis gerais.
79 float32 T = 0; //Constante de tempo do rotor.
80 float32 w=0; //Velocidade mec nica do rotor em rad/s.
81 float32 w_eletrica=0; // Velocidade angular el trica
    medida em rad/s.
82 Uint16 Posicao_ADC = 0; //Leitura da velocidade no m dulo
    eqep.
83 float32 Rotor_Posicao = 0; //Posi o angular do rotor.
84 float32 Rotor_Posicao_Ant = 0; //Mem ria da posi o
    angular do rotor.
85 float32 delta_posicao =0; //Varia o da posi o angular
    do rotor.
86 float32 delta_posicao_1 =0; //Varia o da posi o
    angular do rotor (vari vel auxiliar).
87 float32 Velo = 0; //Medida de velocidade mec nica do rotor
    em RPM.
88 float32 Velo_avg =0; //Leitura filtrada de velocidade.
```

```
89 Uint32 Velo_ADC =0 ; //Medida digital da velocidade.
90 float32 Velo_aux = 0; //Vari vel auxiliar para controle de
    velocidade.
91 float32 wsl=0; //Velocidade de escorregamento do rotor.
92 float32 w_tot =0; //Velocidade el trica do rotor em rad/s.
93 float32 w_avg =0; //Velocidade angular depois do filtro.
94 float32 ref_Velo =0; //Refer ncia de velocidade para o
    controle do motor.
95 Uint16 ref_Velo_AD =0; //Refer ncia digital de velocidade.
96 Uint16 ref = 1; //Escolha da refer ncia de velocidade.
97 float32 ref_Velo1 =0; //Refer ncia de velocidade para o
    controle do motor.
98 float32 cont_velo =0; //Contador para a malha de velocidade
    .
99 float32 cont_velo_aux =0; //Contador para a refer ncia de
    velocidade.
100 float32 erro_Velo =0; // Erro para a amlha de velocidade.
101 float32 erro_Velo_ant1 =0; //Valores passados para o erro
    da malha de velocidade.
102 float32 Velo_ant1 =0;//Valores passados para a velociddae
    do motor.
103
104
105 // FUNCTIONS
106 void InitEPwmS(void);
107 void LigaEPWMs(void);
108 void SetupTimers(void);
109 void ConfigureDAC(void);
110 void SetupADC(void);
111 void zero_sensores(void);
112 void SetupEQEP1(void);
113 __interrupt void adca1_isr(void);
```

```
114
115 // MAIN
116 void main(void)
117
118 {
119     // INICIALIZA O DO CONTROLE DO SISTEMA.
120
121     InitSysCtrl();
122
123     // CONFIGURA O DOS PINOS DE ENTRADA E SA DA .
124     EALLOW;
125
126     // CONFIGURA O DOS PINOS DO PWM E CONTROLE DAS 6
127     CHAVES DO INVERSOR.
128
129     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 0; //S1.
130     GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO0 = 1;
131
132     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 0; //S2
133     GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO1 = 1;
134
135     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 0; //S3
136     GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO2 = 1;
137
138     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 0; //S4
139     GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO3 = 1;
140
141     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4 = 0; //S5
142     GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO4 = 1;
143
144     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5 = 0; //S6
145     GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO5 = 1;
```

```
145
146 //CHAVE CONTROLADOR.
147 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO14 = 0;
148 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO14 = 1;
149
150 //MUDA_REFER NCIA.
151
152 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO15 = 0;
153 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO15 = 1;
154
155 //EQEP.
156 InitEqep1Gpio();
157
158 EDIS;
159
160 // HABILITANDO PWM1, PWM2, PWM3, PWM4, PWM5, PWM6,
161     PWM7, PWM8, EPWM9 e EPWM10
162
163 CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM1=1; CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.
164     EPWM2=1; CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM3=1; //
165     CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM4=1;
166 //CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM5=1; //CpuSysRegs.PCLKCR2.
167     bit.EPWM6=1; //CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM7=1; //
168     CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM8=1;
169 //CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM9=1;
170
171 //
172 //
173 // Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE
174     vector table:
175 // Disable CPU interrupts
176 //
```

```
171     DINT;
172
173     //
174     // Initialize the PIE control registers to their
175     // default state.
176     // The default state is all PIE interrupts disabled and
177     // flags
178     // are cleared.
179     // This function is found in the F2837xD_PieCtrl.c file
180     .
181     //
182     InitPieCtrl();
183
184     //
185     // Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt
186     // flags:
187     //
188     IER = 0x0000;
189     IFR = 0x0000;
190
191     //
192     // Initialize the PIE vector table with pointers to the
193     // shell Interrupt
194     // Service Routines (ISR).
195     // This will populate the entire table, even if the
196     // interrupt
197     // is not used in this example. This is useful for
198     // debug purposes.
199     // The shell ISR routines are found in
200     // F2837xD_DefaultIsr.c.
201     // This function is found in F2837xD_PieVect.c.
202     //
```

```
195 InitPieVectTable();
196
197 // Interrupts that are used in this example are re-
    mapped to
198 // ISR functions found within this file.
199
200 DINT; //step1
201 PieCtrlRegs.PIECTRL.bit.ENPIE = 1;
202 // Enable the PIE block //step2
203 PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1;
204 EALLOW;
205
206 // AS INTERRUPT ES QUE S O USADAS S O REMAPEADAS.
207 EALLOW;
208 PieVectTable.ADCA1_INT = &adca1_isr;
209 EDIS;
210
211 // Step 4. Initialize the Device Peripherals:
212 //
213 EALLOW;
214 CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC =0;
215 EDIS;
216 ConfigureDAC();
217 SetupEQEP1();
218 InitEPwmS();
219 SetupTimers();
220 SetupADC();
221 EALLOW;
222 CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC =1;
223 EDIS;
224
225 // Enable CPU INT3 which is connected to EPWM1-3 INT:
```

```
226     IER |= M_INT1;
227     PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1;
228     PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx2 = 1;
229     PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx3 = 1;
230 // Enable global Interrupts and higher priority real-time
    debug events:
231     EINT; // Enable Global interrupt INTM
232     ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM
233
234     LigaEPWMs();
235
236 // Step 6. IDLE loop. Just sit and loop forever (optional):
237
238
239     while(1)
240     {
241
242         //PINO DE CONTROLE PARA O CONTROLADOR.
243         pin12 = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO14;
244
245         //MODULADORA SENOIDAL PARA PWM EM MALHA ABERTA.
246         b=2000 + 1600*__sin(theta_atual_ma);
247         c=2000 + 1600*__sin(theta_atual_ma -
                ((2*3.1415926535897932384626433832795)/3));
248         d=2000 + 1600*__sin(theta_atual_ma -
                ((4*3.1415926535897932384626433832795)/3));
249
250         //LOOP.
251         for(;;)
252         {
253             if(saida==1)
254             {
```

```

255         break;
256     }
257 }
258 saida = 0;
259
260 }
261 }
262
263 // INICIALIZA O DOS PWMS.
264 void InitEPwmS()
265 {
266     // ePWM 1
267
268     EPwm1Regs.TBPRD = 4000;           //
269         Set timer period 6kHz
270     EPwm1Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;   //
271         Phase is 0
272     EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000;       //
273         Clear counter
274
275     // Setup TBCLK
276     EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
277         // Count up/down
278     EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;
279     // Disable phase loading
280     EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1; // Direção
281         Phase 1 Positivo - 0 Negativo
282     EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_CTR_ZERO; //
283         EPWMxSYNCl / SWFSYNc
284     EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
285     // Clock ratio to SYSCLKOUT: dividido por 1
286     EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

```

```
281 // Clock ratio to SYSCLKOUT: dividido por 1
282
283
284 EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW; //
    Load registers every ZERO
285 EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
286 EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
287 EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
288
289
290 // Set actions
291 EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
292 EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
293 EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
294 EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;
295
296 // Active Low PWMs - Setup Deadband
297 EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
298 EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
299 EPwm1Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
300 EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUTSWAP = 0x3;
301 EPwm1Regs.DBRED.bit.DBRED = 20;
302 EPwm1Regs.DBFED.bit.DBFED = 20;
303
304
305 // ePWM 2
306
307 EPwm2Regs.TBPRD = 4000; //
    Set timer period 6kHz
308 EPwm2Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0; //
    Phase is 0
```

```
309     EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000;           //
        Clear counter
310
311     // Setup TBCLK
312     EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
        // Count up/down
313     EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;
314     // Disable phase loading
315     EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1; // Direction
        Phase 1 Positivo - 0 Negativo
316     EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_CTR_ZERO; //
        EPWMxSYNCl / SWFSYNCl
317     EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
318     // Clock ratio to SYSCLKOUT: dividido por 1
319     EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;
320     // Clock ratio to SYSCLKOUT: dividido por 1
321
322     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW; //
        Load registers every ZERO
323     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
324     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
325     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
326
327     // Set actions
328     EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
329     EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
330     EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
331     EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;
332
333     // Active Low PWMs - Setup Deadband
334     EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
335     EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
```

```

336     EPwm2Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
337     EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUTSWAP  = 0x3;
338     EPwm2Regs.DBRED.bit.DBRED    = 20;
339     EPwm2Regs.DBFED.bit.DBFED    = 20;
340
341 // ePWM 3
342
343
344     EPwm3Regs.TBPRD = 4000; //
345         Set timer period 6kHz
346     EPwm3Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0; //
347         Phase is 0
348     EPwm3Regs.TBCTR = 0x0000; //
349         Clear counter
350
351 // Setup TBCLK
352     EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
353         // Count up/down
354     EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;
355 // Disable phase loading
356     EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1; // Dire o
357         Phase 1 Positivo - 0 Negativo
358     EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_CTR_ZERO; //
359         EPWMxSYNCl / SWFSYNc
360     EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
361 // Clock ratio to SYSCLKOUT: dividido por 1
362     EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;
363 // Clock ratio to SYSCLKOUT: dividido por 1
364
365     EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW; //
366         Load registers every ZERO

```

```

361     EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
362     EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
363     EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
364
365     // Set actions
366     EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
367     EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
368     EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
369     EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;
370
371     // Active Low PWMs - Setup Deadband
372     EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
373     EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
374     EPwm3Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
375     EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUTSWAP = 0x3;
376     EPwm3Regs.DBRED.bit.DBRED = 20;
377     EPwm3Regs.DBFED.bit.DBFED = 20;
378 }
379 // LIGA PWMS
380
381 void LigaEPWMs()
382 {
383     EALLOW;
384     GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO0 = 0;
385     // Enable Pullup // PWM1A
386     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1;
387     // GPIO0 = PWM
388     GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO0 = 1;
389     // GPIO0 = output
390     GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO1 = 0;
391     // Enable Pullup // PWM1B
392     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 1;

```

```
393 // GPIO1 = PWM
394 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO1 = 1;
395 // GPIO1 = output
396
397 GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO2 = 0;
398 // Enable Pullup // PWM2A
399 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1;
400 // GPIO2 = PWM
401 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO2 = 1;
402 // GPIO2 = output
403 GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO3 = 0;
404 // Enable Pullup // PWM2B
405 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 1;
406 // GPIO3 = PWM
407 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO3 = 1;
408 // GPIO3 = output
409
410 GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO4 = 0;
411 // Enable Pullup // PWM3A
412 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4 = 1;
413 // GPIO4 = PWM
414 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO4 = 1;
415 // GPIO4 = output
416 GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO5 = 0;
417 // Enable Pullup // PWM3B
418 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5 = 1;
419 // GPIO5 = PWM
420 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO5 = 1;
421 // GPIO5 = output
422
423
424 EDIS;
```

```
425 }
426
427 // CONFIGURA 0 DO TIMER 1.
428
429 void SetupTimers(void)
430 {
431     //
432     // Step 4. Initialize the Device Peripheral. This
433     // function can be
434     // found in F2837xD_CpuTimers.c
435     //
436     InitCpuTimers(); // For this example, only
437     // initialize the Cpu Timers
438
439     //
440     // Configure CPU-Timer 0, 1, and 2 to interrupt every
441     // second:
442     // 200MHz CPU Freq, 1 second Period (in uSeconds)
443     //
444     //ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 200, 1000000);
445     ConfigCpuTimer(&CpuTimer1, 200, 160);
446     //ConfigCpuTimer(&CpuTimer2, 200, 1000000);
447
448     //
449     // To ensure precise timing, use write-only
450     // instructions to write to the
451     // entire register. Therefore, if any of the
452     // configuration bits are changed in
453     // ConfigCpuTimer and InitCpuTimers (in
454     // F2837xD_cputimervars.h), the below
455     // settings must also be updated.
456     //
```

```
451         //CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4000;
452         CpuTimer1Regs.TCR.all = 0x4000;
453         //CpuTimer2Regs.TCR.all = 0x4000;
454
455     //
456 }
457
458 //CONFIGURA O DO ADC.
459
460 void SetupADC(void)
461 {
462     EALLOW;
463
464     //write configurations
465     AdcaRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 7; //set ADCCLK
         divider to /4.5
466     AdcbRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 7; //set ADCCLK
         divider to /4.5
467     AdccRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 7; //set ADCCLK
         divider to /4.5
468     AdcdRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 7; //set ADCCLK
         divider to /4.5
469
470     AdcaRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION = 0;
471     AdcaRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE = 0;
472     AdcaRegs.ADCOFFTRIM.bit.OFFTRIM = 0;
473
474     AdcbRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION = 0;
475     AdcbRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE = 0;
476     AdcbRegs.ADCOFFTRIM.bit.OFFTRIM = 0;
477
478     AdccRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION = 0;
```

```

479     AdccRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE = 0;
480     AdccRegs.ADCOFFTRIM.bit.OFFTRIM = 0;
481
482     AdcdRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION = 0;
483     AdcdRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE = 0;
484     AdcdRegs.ADCOFFTRIM.bit.OFFTRIM = 0;
485
486     //Set pulse positions to late
487     AdcaRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
488     AdcbRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
489     AdccRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
490     AdcdRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
491
492     //power up the ADCs
493     AdcaRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
494     AdcbRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
495     AdccRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
496     AdcdRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
497
498
499     EDIS;
500
501     DELAY_US(2000);
502
503     EALLOW;
504
505     //Configura o ADC-A
506     AdcaRegs.ADCSOCCTL.bit.CHSEL = 3;           //SOC0 will
           convert pin A3
507     AdcaRegs.ADCSOCCTL.bit.ACQPS = 28;
508     AdcaRegs.ADCSOCCTL.bit.TRIGSEL = 2;       //trigger on
           Timer1 SOCA/C

```

```
509
510     AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 0; //end of SOCO
        will set INT1 flag
511     AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1; //enable INT1
        flag
512     AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //make sure
        INT1 flag is cleared
513
514
515 // //Configura o ADC-B
516     AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC1 will
        convert pin B3
517     AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = 28;
518     AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 2; //trigger on
        TIMER1 SOCA/C
519
520
521
522 // //Configura o ADC-C
523     AdccRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC2 will
        convert pin C3
524     AdccRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = 28;
525     AdccRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 2; //trigger on
        Timer1 SOCA
526
527 //// //Configura o ADC-D
528     AdcdRegs.ADCSOC3CTL.bit.CHSEL = 14; //SOC3 will
        convert pin 14
529     AdcdRegs.ADCSOC3CTL.bit.ACQPS = 28;
530     AdcdRegs.ADCSOC3CTL.bit.TRIGSEL = 2; //trigger on
        Timer1 SOCA
531
```

```
532     EDIS;
533 }
534
535 // CONFIGURA O DO DAC.
536
537 void ConfigureDAC()
538 {
539     EALLOW;
540
541     //DAC-B
542
543     DacbRegs.DACCTL.bit.DACREFSEL = 1;
544     // Use ADC references
545     DacbRegs.DACCTL.bit.LOADMODE = 0;
546     // Load on next SYSCLK
547     DacbRegs.DACVALS.all = 0x0800;
548     // Set mid-range
549     DacbRegs.DACOUTEN.bit.DACOUTEN = 1;
550     // Enable DAC
551
552     //DAC -A
553
554     DacaRegs.DACCTL.bit.DACREFSEL = 1;
555     // Use ADC references
556     DacaRegs.DACCTL.bit.LOADMODE = 0;
557     // Load on next SYSCLK
558     DacaRegs.DACVALS.all = 0x0800;
559     // Set mid-range
560     DacaRegs.DACOUTEN.bit.DACOUTEN = 1;
561     // Enable DAC
562
563     EDIS;
```

```
564 }
565
566 __interrupt void adca1_isr(void)
567
568 {
569     // CONDIÇÃO INICIAL PARA O C LCULO DOS ZEROS DOS
570     // SENSORES.
571     if (cont_zero <= 5)
572     {
573         zero_sensores();
574     }
575
576     // C LCULO DOS ZEROS DOS SENSORES.
577     if (cont_zero == 5)
578     {
579         Ia_med0 = (I_ZERO_A[0] + I_ZERO_A[1] + I_ZERO_A[2] +
580                 I_ZERO_A[3] + I_ZERO_A[4])/5;
581         Ib_med0 = (I_ZERO_B[0] + I_ZERO_B[1] + I_ZERO_B[2] +
582                 I_ZERO_B[3] + I_ZERO_B[4])/5;
583         Ic_med0 = (I_ZERO_C[0] + I_ZERO_C[1] + I_ZERO_C[2] +
584                 I_ZERO_C[3] + I_ZERO_C[4])/5;
585         cont_zero = cont_zero + 1;
586     }
587
588     theta_atual_ma = ((0.000160)
589                     * 2 * 3.1415926535897932384626433832795 * 20) +
590                     theta_ant_ma; // Integrador discreto.
591
592     theta_ant_ma = theta_atual_ma;
593
594     if (theta_atual_ma > 6.2831853)
595     {
596         theta_atual_ma = theta_atual_ma - 6.2831853;
597     }
598 }
```

```
590         theta_ant_ma = theta_atual_ma;// Controle para
           manter Theta
591     }
592     if(theta_atual_ma < 0)
593     {
594         theta_atual_ma = theta_atual_ma +6.2831853;
595         theta_ant_ma = theta_atual_ma;// Controle para
           manter Theta
596     }
597
598     //LEITURA EQEP - POSI 0 .
599
600     Posicao_ADC = (int)(EQep1Regs.QPOSCNT);
601
602     //POSI AO ANGULAR.
603
604     Rotor_Posicao = (float)(Posicao_ADC
           *2*3.1415926535897932384626433832795)/(2048);
605
606
607     delta_posicao = Rotor_Posicao - Rotor_Posicao_Ant;
608
609
610     //ROTOR PARADO ??
611
612     if(delta_posicao ==0||Velo == 0)
613     {
614         Velo_aux = Velo;
615     }
616
617     //VELOCIDADE NEGATIVA??
618
```

```
619     if (delta_posicao <0 || Velo<0)
620     {
621         delta_posicao = delta_posicao_1;
622     }
623
624     //VELOCIDADE POSITIVA.
625
626     if (delta_posicao>0 || Velo>0)
627     {
628
629         //DERIVADA DISCRETA DA POSIÇÃO = VELOCIDADE.
630
631         w = (float)((delta_posicao)/(0.000160));
632
633
634         Velo = (float)(w
635             *(60/(2*3.1415926535897932384626433832795)));
636
637         // Filtro passa baixa para Velo
638
639         Velo_avg = Velo_avg + 0.000160*(Velo - Velo_avg);
640
641         w_avg = (Velo_avg
642             *2*3.1415926535897932384626433832795)/(60);
643
644         //Velocidade medida em valores digitais.
645
646         Velo_ADC = (int)(2.048*Velo_avg);
647
648     }
649
650     Rotor_Posicao_Ant = Rotor_Posicao;
```

```
649
650     Velo_ant1 = Velo_avg;
651
652     DacbRegs.DACVALS.all = I_d_AD;
653     DacaRegs.DACVALS.all = ref_kd_AD;
654
655 //IN CIO DA MALHA DE CONTROLE.
656 if (cont_zero>5)
657 {
658     if (pin12==1)
659     {
660
661 //LEITURA DO CONVERSOR AD.
662
663     Ic_med = AdcdResultRegs.ADCRESULT3;
664     Ib_med = AdcbResultRegs.ADCRESULT1;
665     Ia_med = AdccResultRegs.ADCRESULT2;
666
667     //CORRECAO DOS VALORES;
668
669     Ic_off = Ic_med - Ic_med0;//Offset
670     Ib_off = Ib_med - Ib_med0;//Offset
671     Ia_off = Ia_med - Ia_med0;//Offset
672
673 //VALORES REAIS - TENS 0;
674
675     Ic_g = (float)(Ic_off*0.0008056640625); //ganho do ad
        3.3/4096
676     Ib_g = (float)(Ib_off*0.0008056640625); //ganho do ad
        3.3/4095
677     Ia_g = (float)(Ia_off*0.0008056640625); //ganho do ad
        3.3/4096
```

```
678
679 //VALORES REAIS - CORRENTE
680
681 I_c = (float)(Ic_g*1.33);
682 I_b = (float)(Ib_g*1.33);
683 I_a = (float)(Ia_g*1.33);
684
685 //CAMPO ORIENTADO INDIRETO.
686
687 T = ((Lr+Lm)/Rr);
688 wsl = (ref_kq)/(ref_kd*T);
689 w_tot = wsl + w_avg;
690
691 theta_atual = ((160E-006)*w_tot) + theta_ant;
692 // Integrador discreto.
693 theta_ant = theta_atual;
694
695 if(theta_atual > 6.2831853)
696     {
697         theta_atual = theta_atual -6.2831853;
698         theta_ant = theta_atual;// Controle para manter
699             Theta
700     }
701 if(theta_atual < 0)
702     {
703         theta_atual = theta_atual +6.2831853;
704         theta_ant = theta_atual;// Controle para manter
705             Theta
706     }
```

```
707 // APLICA O DAS TRANSFORMADAS DE EIXO DE CLARKE E PARK
708
709 // 2 - park.
710 theta_rad = theta_atual;
711
712 if(theta_rad > 6.2831853)
713     {
714         theta_rad = theta_rad - 6.2831853;
715     }
716 if(theta_rad < -6.2831853)
717     {
718         theta_rad = theta_rad + 6.2831853;
719     }
720
721 A1=I_a*__cos(theta_rad);
722 B1 = I_b*__cos(theta_rad -
723     ((2*3.1415926535897932384626433832795)/3));
724 C1 =I_c*__cos(theta_rad
725     -((4*3.1415926535897932384626433832795)/3));
726 A2=-I_a*__sin(theta_rad);
727 B2 =- I_b*__sin(theta_rad -
728     ((2*3.1415926535897932384626433832795)/3));
729 C2 =-I_c*__sin(theta_rad
730     -((4*3.1415926535897932384626433832795)/3));
731
732 I_d = 0.81649658092772603273242802490196*(A1 + B1 + C1);
733 I_q = 0.81649658092772603273242802490196*(A2 + B2 + C2);
```

```
734 //Correntes d e q em valores digitais.
735
736 I_d_AD = (int)(1024*I_d) + 2048;
737 I_q_AD = (int)(1024*I_q) + 2048;
738
739
740 //MALHA DE VELOCIDADE.
741
742 cont_velo ++;
743
744 ref_Velo =600;
745
746 //Refer ncia de velocidade em valores digitais.
747
748 ref_Velo_AD = (int)(2.048*ref_Velo);
749
750
751 if(cont_velo==1225)
752 {
753     cont_velo =0;
754
755     //ref_Velo1 = ref_Velo*(9.317070813126087e-05);
756     ref_Velo1 = ref_Velo*(130.978479409080e-006);
757
758     //erro_Velo = ref_Velo1 - ((0.115347981981859*
759         erro_Velo_ant1) + ((6.599753085671523e-04)*
760         Velo_avg -(5.668046004358913e-04)*Velo_ant1));
761     erro_Velo = ref_Velo1 - (((152.705934971598e-003)*
762         erro_Velo_ant1) + ((881.355078709949e-006)*
763         Velo_avg -(750.376599300869e-006)*Velo_ant1));
764
765     ref_kq = erro_Velo + ref_kq_ant;
```

```
762
763     erro_Velo_ant1 = erro_Velo;
764
765     ref_kq_ant= ref_kq;
766 }
767
768
769
770 //REFER NCIAS EIXO D E Q:
771
772 ref_kd=0.4;
773 //ref_kq = 0.7;
774
775 ref_kd_AD = (int)(1024*ref_kd) + 2048;
776 ref_kq_AD = (int)(1024*ref_kq) + 2048;
777
778 /*
779
780 if (ref_kq>0.5)
781 {
782     GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO15 = 1;
783 }
784
785 if (ref_kq<=0.5)
786 {
787     GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO15 = 1;
788 }
789
790 */
791
792 //C LCULO DOS ERROS
793
```

```
794 erro_cd = ref_kd - I_d;
795 erro_cq = ref_kq - I_q;
796
797
798 //LEI DE CONTROLE:
799
800 //Controladores eixo d e q.
801
802 v_atual_d =103*erro_cd -100.4 * erro_cd_ant1 + v_d_ant ;
803
804 v_atual_q =103* erro_cq -100.4* erro_cq_ant1 + v_q_ant ;
805
806
807 //Atualiza o das vari veis .
808
809 erro_cd_ant1 = erro_cd;
810
811 erro_cq_ant1 = erro_cq;
812
813 I_q_ant = I_atual_q;
814
815 v_d_ant = v_atual_d;
816
817 v_q_ant = v_atual_q;
818
819 // APLICA O DAS TRANSFORMADAS INVERSAS DE CLARKE E PARK:
820
821 A3 = v_atual_d*__cos(theta_rad);
822 B3 = - v_atual_q*__sin(theta_rad);
823 A4 = v_atual_d*__cos(theta_rad -
      ((2*3.1415926535897932384626433832795)/3));
```

```
824 B4 =- v_atual_q*__sin(theta_rad -
      ((2*3.1415926535897932384626433832795)/3));
825 A5 = v_atual_d*__cos(theta_rad -
      ((4*3.1415926535897932384626433832795)/3));
826 B5 =- v_atual_q*__sin(theta_rad -
      ((4*3.1415926535897932384626433832795)/3));
827 Va = 0.81649658092772603273242802490196*(A3 + B3);
828 Vb = 0.81649658092772603273242802490196*(A4 + B4);
829 Vc = 0.81649658092772603273242802490196* (A5 + B5);
830
831 //GANHO DE MODULA 0 :
832
833 Va = Va*8;
834 Vb = Vb*8;
835 Vc = Vc*8;
836
837 //OFFSET :
838
839 Va = Va + 2000;
840 Vb = Vb + 2000;
841 Vc = Vc + 2000;
842
843 //SATURADOR :
844
845 if (Va>=4000 )
846 {
847 Va = 3950;
848 }
849
850 if (Va<=0 )
851 {
852 Va = 50;
```

```
853 }
854
855 if (Vb>=4000)
856 {
857 Vb = 3950;
858 }
859
860 if (Vb<=0 )
861 {
862 Vb = 50;
863 }
864
865 if (Vc>=4000)
866 {
867 Vc = 3950;
868 }
869
870 if (Vc<=0 )
871 {
872 Vc = 50;
873 }
874
875 //MODULA 0:
876
877 EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = Vc; // adjust duty for output
      EPWM1A
878 EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = Vb; // adjust duty for output
      EPWM2A
879 EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = Va; // adjust duty for output
      EPWM3A
880 //SEQUENCIA CORRETA DE CIMA PRA BAI XO C,B,A
881 }
```

```
882
883  if (pin12==0)
884  {
885
886      // Run Time (Note: Example execution of one run-time
887          instant)
888
889      EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = d; // adjust duty for
890          output EPWM1A
891      EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = c; // adjust duty for
892          output EPWM2A
893      EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = b; // adjust duty for
894          output EPWM3A
895  }
896
897  saida =1;
898 }
899
900 AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //clear INT1
901     flag
902 PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
903 }
904
905 void zero_sensores()
906 {
907     I_ZERO_C[cont_zero] = AdcdResultRegs.ADCRESULT3 ;
908     I_ZERO_B[cont_zero] = AdcbResultRegs.ADCRESULT1 ;
909     I_ZERO_A[cont_zero] = AdccResultRegs.ADCRESULT2 ;
910     cont_zero = cont_zero + 1;
911 }
```

```
909
910 void SetupEQEP1()
911 {
912     EALLOW;
913     EQep1Regs.QUPRD = 2000000;           // Unit Timer for
           100Hz at 200 MHz
914                                           //SYSCLKOUT
915     EQep1Regs.QDECCTL.bit.QSRC = 00;    // QEP quadrature
           count mode
916     EQep1Regs.QEPCTL.bit.FREE_SOFT = 2;
917     EQep1Regs.QEPCTL.bit.PCRM = 01;     // PCRM=01 mode
           - QPOSCNT reset on maximum position
918     EQep1Regs.QEPCTL.bit.UTE = 1;       // Unit Timeout
           Enable
919     EQep1Regs.QEPCTL.bit.QCLM = 1;      // Latch on unit
           time out
920     EQep1Regs.QOSMAX = 0x7ff;          //0x7ff = 2048
           contagens
921     EQep1Regs.QDECCTL.bit.SWAP = 1;     // troca o
           sentido da contagem
922     EQep1Regs.QEPCTL.bit.QPEN = 1;     // QEP enable
923     EQep1Regs.QCAPCTL.bit.UPPS = 5;    // 1/32 for unit
           position
924     EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CCPS = 7;    // 1/128 for CAP
           clock
925     EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CEN = 1;     // QEP Capture
           Enable
926     EDIS;
927 }
```

APÊNDICE B – CÓDIGO UTILIZADO PARA CALCULAR OS PARÂMETROS DO CONTROLADOR GP

Código-fonte 2 – Código para cálculo dos parâmetros do controlador GPC

```

1 function [TS TP TQ] = MODEL_PREDITIVO (A,B,H,cte_control)
2 %TS --> Primeiro termo da lei de controle.
3 %TP --> Segundo termo da lei de controle.
4 %TQ --> Terceiro termo da lei de controle.
5 % A --> coeficientes do polinômio A para função de
   transferência da forma
6 % B/A.
7 % B --> coeficientes do polinômio B para função de
   transferência da forma
8 % B/A.
9 % H --> Horizonte de predições do sistema.
10 % cte_control --> Constante de potência para o esforço
    de controle.
11 %<----- FUTURO ;PASSADO ----->
12
13
14 %DETERMINA O DO TERMO INDEPENDENTE DO POLINÔMIO A.
15
16 A_0 = A(1);
17
18 %COMPENSA O NO POLINÔMIO A EM RELAÇÃO AO INTEGRADOR
    QUE GERA O RUÍDO.
19
20 int = [1 -1];
21 A_t = conv(A,int);
22 at = [0 1];
23 B_t = conv (B,at);
24

```

```
25
26 %GRAU DOS POLIN MIOS A_t E B.
27
28 na = length(A_t);
29 nb = length(B_t);
30
31 %ADAPTA O DO VETOR A_t E B.
32
33 A_t = (A_t)/(A_0);
34 B_t = (B_t)/(A_0);
35
36 % CONSTRU O DO VETOR COMPLETO UTILIZANDO-SE AMOSTRAS
    FUTURAS.
37
38 for i = 1: H
39     vetor_futuro_A(i) = 0;
40 end
41
42 for i = 1: H-1
43     vetor_futuro_B(i) = 0;
44 end
45
46
47 %AGLUTINA O DO VETOR FUTURO COM O VETOR PASSADO.
48
49 A_completo = [vetor_futuro_A A_t];
50 B_completo = [vetor_futuro_B B_t];
51
52 na_completo = length(A_completo);
53 nb_completo = length(B_completo);
54
55
```

```
56
57 %MONTAGEM DA MATRIZ DE PREDI ES PARA SA DAS .
58
59 for i = 1:H
60     for j = 1:na_completo
61         if j ==1
62             for k = 1 :na_completo -1
63                 A_completo (k) = A_completo(k+1);
64             end
65             A_completo(na_completo) = 0;
66         end
67         Y(i,j) = A_completo(1,j);
68     end
69 end
70
71 %MONTAGEM DA MATRIZ DE PREDI ES PARA ENTRADAS .
72
73 for i = 1:H
74     for j = 1:nb_completo
75         if j ==1
76             for k = 1 :nb_completo -1
77                 B_completo (k) = B_completo(k+1);
78             end
79             B_completo(nb_completo) = 0;
80         end
81         X(i,j) = B_completo(1,j);
82     end
83 end
84 [x1 x2]= size (X);
85 X = X(:,1:x2-1);
86 [y1 y2]= size (Y);
87 Y = Y(:,1:y2-1);
```

```
88
89 %MONTAGEM DA MATRIZ CA.
90
91 for i = 1:H
92     for j = 1:H
93         CA(i,j)= Y(i,j);
94     end
95 end
96 CA = fliplr(CA);
97
98 %MONTAGEM DA MATRIZ HA.
99
100 for i = 1:H
101     for j = (H+1) :(H + na -1)
102         HA(i,j) = Y(i,j);
103     end
104 end
105
106 HA = HA(:,H+1:H+na-1);
107 %MONTAGEM DA MATRIZ CB.
108
109 for i = 1:H
110     for j = 1:H
111         CB (i,j)= X(i,j);
112     end
113 end
114 CB = fliplr(CB);
115
116 %MONTAGEM DA MATRIZ HB.
117
118 for i = 1:H
119     for j =(H+1):(H + nb-2)
```

```
120         HB(i,j)= X(i,j);
121     end
122 end
123
124 HB = HB(:,H+1:H+nb-2);
125
126 %MATRIZ H.
127 CA_1 = inv(CA);
128 H = CA_1*CB;
129
130 %MATRIZ P.
131
132 P = CA_1*HB;
133
134 %MATRIZ Q.
135
136 Q = -1*CA_1*HA;
137
138 %MATRIZ TS.
139
140 H_t = (H * H);
141 [n,m] = size (H_t);
142 Ide = eye(n,m);
143 % Ide(1,1) = 0.5;
144 TS = (inv((H_t + cte_control*Ide)))*H ;
145
146 %MATRIZ TP.
147
148 TP = TS*P;
149
150 %MATRIZ TQ.
151
```

```
152 TQ = TS*Q;  
153  
154 %VETORES RESULTADOS.  
155  
156 TS = TS(1,:);  
157 TP = TP(1,:);  
158 TQ = TQ(1,:);  
159 end
```

APÊNDICE C – VISUALIZAÇÃO GERAL DA SIMULAÇÃO DESENVOLVIDA NO SOFTWARE PSIM

