



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

ANTONIO BARBOSA DE SOUZA JÚNIOR

**ESTRATÉGIA HÍBRIDA APLICADA NO CONTROLE DE POSIÇÃO
DE UM SISTEMA DE ACIONAMENTO COM MOTOR DE INDUÇÃO
USANDO CONTROLE DE CAMPO ORIENTADO**

FORTALEZA

2014

ANTONIO BARBOSA DE SOUZA JÚNIOR

ESTRATÉGIA HÍBRIDA APLICADA NO CONTROLE DE POSIÇÃO DE UM SISTEMA
DE ACIONAMENTO COM MOTOR DE INDUÇÃO USANDO CONTROLE DE CAMPO
ORIENTADO

Tese apresentada ao Curso de Doutorado em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto

Co-Orientador: Prof^ª. Dr^ª. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis

FORTALEZA

2014

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

-
- S715e Souza Júnior, Antonio Barbosa de.
Estratégia híbrida aplicada no controle de posição de um sistema de acionamento com motor de indução usando controle de campo orientado / Antonio Barbosa de Souza Júnior. – 2014.
136 f. : il. color., enc. ; 30 cm.
- Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2014.
Área de Concentração: Sistema de Energia Elétrica.
Orientação: Prof. Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto.
Coorientação: Profa. Dra. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis.
1. Engenharia elétrica. 2. Lógica difusa. 3. Acionamento elétrico. 4. Controle preditivo. I. Título.

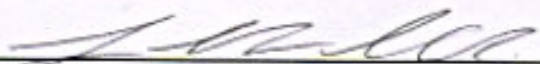
ANTÔNIO BAROBOSA DE SOUZA JÚNIOR

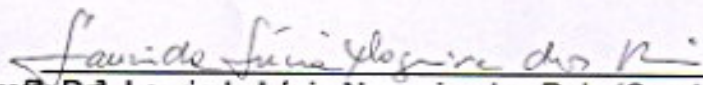
**ESTRATÉGIA HÍBRIDA APLICADA NO CONTROLE DE POSIÇÃO DE UM
SISTEMA DE ACIONAMENTO COM MOTOR DE INDUÇÃO USANDO
CONTROLE CAMPO ORIENTADO**

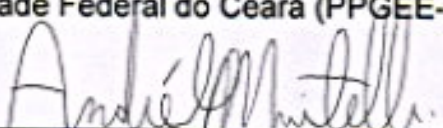
Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

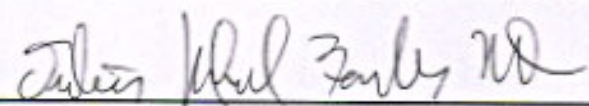
Aprovada em: 012/09/2014

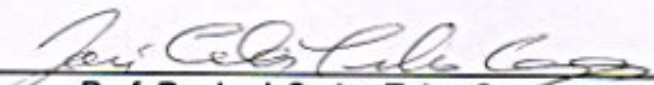
BANCA EXAMINADORA


Prof. Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (PPGEE-UFC)


Prof.^a Dr.^a Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis (Coorientadora)
Universidade Federal do Ceará (PPGEE-UFC)


Prof. Dr. André Laurindo Maitelli
Universidade Federal do Rio Grande do Norte (UFRN)


Prof. Dr.-Ing. Tobias Rafael Fernandes Neto
Universidade Federal do Ceará (UFC)


Prof. Dr. José Carlos Teles Campos
Universidade Federal do Ceará (PPGEE-UFC)

“Paciência, a ciência da Paz”

AGRADECIMENTOS

A Deus por seu infinito amor.

A CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) que contribuiu com apoio financeiro necessário à realização desse trabalho e desenvolvimento científico.

Ao meu orientador, Professor Luiz Henrique Barreto, pela confiança, estímulo e paciência a mim dedicados. A minha orientadora Laurinda, que foi como uma mãe nesse longo processo de aprendizagem; Aos professores membros da banca de qualificação, José Carlos, Tobias Rafael e Laurindo Maitelli, pelas observações, contribuições e correções feitas em relação ao trabalho;

Aos professores do departamento Fernando Antunes, Otacílio Mota, Fabrício Nogueira, Ruth Pastora Saraiva Leão, Kleber Lima, Rene Torrico Bascopé, Carlos Gustavo, Bismark Torrico, Arthur Plínio, Paulo Praça, Demercil Oliveira, Sergio Daher e Ricardo Thé;

Ao professor Evandro Soares pelo seu apoio durante toda a minha graduação, muito obrigado pela confiança, pelos ensinamentos, e pelas oportunidades que tive com sua ajuda. Aos professores Daniel Thomazini e Virgínia Gelfuso pelos ensinamentos durante o curso de graduação;

Aos meus pais, Antonio Barbosa e Benícia Nogueira, e à minha irmã Luiza Maria, minha avó, Luiza Barbosa, e aos meus tios, tias, padrinhos, madrinhas, primos, primas e à minha namorada Luciana Maria e seus familiares, pela sua confiança, amor, compreensão, apoio, auxílio, e enfim, por tudo, meu muito obrigado;

Aos irmãos, que contribuíram não só neste trabalho como na minha vida também, Dalton Honório, Eber Diniz, Marcos Antonio, Wellington Assunção, Bruno Almeida, Juliano Pacheco, Venício Soares que sem eles esse trabalho seria quase que impossível;

Aos meus amigos Francisco Alexandre, Alexandre Carneiro, Paulo Cascavel, Marlos, Ednardo, Danielle Lima, Daniela Cavalcanti, Ailton Vozão, Fellipe Saraiva, Mateus Felix, Francisco Júnior, Ronny Cacau, Eduardo Norões, Sítonio Magalhães, Lucas Ximenes, Saulo Ximenes, Derivan Marques, Pedro Henrique, Eldin Miranda, Sheila Milan, Lucas Rabelo, Milton Evaristo, Fernando Antonio Grangeiro, Davi Nunes Oliveira, David Erel, André Luis, Rafael Rodrigues, Fernando Sobreira, Ticiano, Rodrigo Machado Cavalcanti, Valdinaldo, Carlos Fer-

reira Dantas, Brito, Lincoln, Kathiane, Francisca Lívia, Rogério, Aldinei, Samuel Jó, Josias, Felinto Firmeza, Gustavo Henn, Ranoyca Nayana, Sheila Lopes, Socorro, Mário Sérgio, Rafael Gomes, Rafael Trasher, Eudes Oliveira, Rodrigo Paulino, Hermínio, Roque Júnior, Fábio Rocha, Danilo Nobre, Carlos Alberto Júnior, Wellington Avelino, Fabíola Linard, Cesar Orellana, Cícero Alison, Hallison Alves, Ednar Pessoa, Mateus Queiroz, Marcão, Aluísio, Sr^o Milson Uchoa, Rômulo Nunes, Wilkley Bezerra, Rangel Borges, Rafaella Lemos, Herivelton Alves, Aroldo Costa, Daniel Bezerra, Luis Gustavo, André Pimentel, Samuel Vieira, Carlos Elmano, Victor Brandão, Adson Bezerra, Vanessa, Thissyane Thaynnara, Fátima Serpa, Natanael, Eduardo Lenz, Sérgio Lima, André Lima, Daniel Dantas e aos amigos professores IFCE campus Limoeiro do Norte e Canindé;

A todos os que contribuíram direta ou indiretamente para a realização desse trabalho e que eu tenha, por algum motivo, esquecido de citar.

RESUMO

Este trabalho descreve o estudo e implementação de uma técnica de controle híbrida aplicada ao posicionamento do eixo de um motor de indução trifásico (MIT). O motor de indução foi modelado usando-se a estratégia de controle de campo orientado a fim de projetar para a malha de posição três controladores, cada um com diferentes características de operação. Neste caso, incorporou-se inicialmente à malha de posição da estratégia de controle de campo orientado a ação de dois controladores de ganho constante com o objetivo de posicionar o eixo de forma rápida, com pouco sobressinal e com rejeição à perturbação. Desta forma, utilizou-se um controlador Proporcional (P) com sintonia baseada em Ziegler-Nichols de modo a se obter uma característica mais rápida do sistema e, uma estratégia de controle preditivo denominada de GPC (*Generalized Predictive Control*) com o objetivo de suavizar a ação do controlador P em termos de elevado sobressinal considerando a sintonia do controlador GPC baseada em um controlador Proporcional-Integral (PI). Posteriormente, para se obter um desempenho mais eficiente do controle de posição do MIT, utilizou-se uma estratégia de controle baseada em lógica fuzzy de modo a se levar em conta a ponderação dos controladores P e GPC, conjuntamente. Para fins de validação são apresentados resultados da aplicação das estratégias de controle P, GPC e híbrida no controle de posição do MIT a partir de simulações em ambiente *Matlab/Simulink*[®] e através da implementação do sistema de controle de posição utilizando-se um processador digital de sinais, o DSP TMS320F2812 fabricado pela *Texas Instruments*. A partir dos resultados encontrados, o Proporcional demonstrou um rápido seguimento de referência, dentre as técnicas utilizadas, com tempo de acomodação experimental de 0,25 segundos, porém com sobressinal. O controlador GPC apresentou um tempo de acomodação maior, cerca de 2 segundos e sem sobressinal. A aplicação da técnica híbrida proposta conseguiu combinar o rápido seguimento de referência do Proporcional, levando cerca de 1 segundo para alcançar a referência, e sem sobressinal como o controlador GPC. Além do que, como os controladores possuem uma característica robusta também se garantiu essa propriedade para o hibridismo proposto.

Palavras-chave: Acionamento de máquinas. Controle de Campo Orientado. Controle Híbrido. Controle de posição. Lógica Fuzzy.

ABSTRACT

This work describes the study and implementation of a hybrid control technique applied to the positioning of the rotor shaft in a three-phase induction motor (IM). The machine has been modelled using the field oriented control (FOC) strategy. In addition, it is used three controllers to obtain the design of the position loop, each one with different operating characteristics. Initially, two constant gain controllers are associated with the position loop diagram in the FOC technique in order to obtain a fastest response, with disturbance rejection and without overshoot. Therefore, it used a Proportional (P) controller based on Ziegler-Nichols tuning method so that a faster system response is achieved and a predictive control strategy called Generalized Predictive Control (GPC), based on Proportional-Integral controller tuning form, to smooth the overshoot caused by the P controller. Subsequently, seeking a more efficient performance of the position control in the IM, It used a control strategy based on fuzzy logic that takes into account the weighting of P and GPC controllers together. For purposes of validation, simulations and experimental results of the P, GPC and hybrid control strategies are presented. The simulation was set up in Matlab/Simulink and the experimental plant was implemented with a Digital Signal Controller (DSC), manufactured by Texas Instruments TMS320F2812. Analyzing the results, the Proportional demonstrated the fastest reference tracking, among the others techniques, with a settling time of 0.25 seconds, however with overshoot. The GPC controller presented a longer accommodation time, about 2 seconds and without overshoot. The application of the hybrid proposed technique combine the fast tracking reference of the P controller, about 1 second to reach the reference, and without overshoot as in the GPC controller results. Besides, the robust characteristic of both controllers was maintained in the hybridization proposed technique.

Keywords: Machine Drives, Field Oriented Control, Hybrid Control, Position control and Fuzzy Logic.

LISTA DE SÍMBOLOS

R_s	Resistência Estatórica por fase;
L_s	Indutância Estatórica por fase;
R_r	Resistência Rotórica por fase;
L_r	Indutância Rotórica por fase;
L_m	Indutância mútua de magnetização por fase;
\hat{L}_s	Indutância de magnetização estática estimada por fase;
\hat{r}_s	Resistência estática estimada por fase;
ω_e	Velocidade elétrica angular;
ω_r	velocidade elétrica do rotor;
ω_{sl}	velocidade de escorregamento do motor;
v_{ds}	Tensão do estator no eixo direto (coordenadas dq0);
v_{qs}	Tensão do estator no eixo em quadratura (coordenadas dq0);
i_{ds}	Corrente do estator no eixo direto (coordenadas dq0);
i_{qs}	Corrente do estator no eixo em quadratura (coordenadas dq0);
i_{ds}^*	Comando de corrente do estator de eixo direto (coordenadas dq0);
i_{qs}^*	Comando de corrente do estator de eixo em quadratura (coordenadas dq0);
v_{qs}^e	Comando de tensão do estator de eixo em quadratura referenciado ao estator com velocidade ω_e ;
v_{ds}^e	Comando de tensão do estator de eixo direto referenciado ao estator com velocidade ω_e ;
I_{ds}^e	Comando de corrente do estator de eixo direto referenciado ao estator com velocidade ω_e ;
I_{qs}^e	Comando de corrente do estator de eixo em quadratura referenciado ao estator com velocidade ω_e ;
θ_r	Posição de referência para o eixo do motor;
P	Número de pares de Pólos;
K_p	Ganho Proporcional;
T_i	Tempo de Integração;
T_d	Tempo Derivativo;
d	Atraso de transporte;
δ	Integrador discreto;

λ	Ponderação de controle;
$G_c(s)$	Função de Transferência do Controlador;
$H(s)$	Função de Transferência da Planta;
$\delta u(t)$	Variação incremental do sinal de controle;
$u(k)$	Valor da saída atual;
$u(k - 1)$	Valor da saída anterior;
$e(k)$	Erro atual;
$e(k - 1)$	Erro anterior;
S	Escorregamento;
s	Variável complexa;
J	Momento de inércia;
B	Coefficiente de atrito viscoso;
T_e	Torque eletromagnético;
f_s	Resposta livre;
θ	Posição rotórica;
N	numero de enrolamentos;
i_s	Corrente do estator;
i_r	Corrente do rotor;
F_α	Força Magnetomotriz no eixo S_α ;
F_β	Força Magnetomotriz no eixo S_β ;
F_{mm1}	Força Magnetomotriz no eixo da fase 1;
F_{mm2}	Força Magnetomotriz no eixo da fase 2;
F_{mm3}	Força Magnetomotriz no eixo da fase 3;
$S_{1,2,3}$	Eixo referenciado ao estator fase 1, 2 e 3, respectivamente;
$S_{\alpha,\beta}$	Eixo referenciado ao estator fase α e β , respectivamente;
R_d	Resistência equivalente referenciado ao eixo d;
R_q	Resistência equivalente referenciado ao eixo q;

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	Configuração do acionamento de campo orientado aplicado a uma máquina de indução.	19
Figura 1.2	Estrutura do acionamento campo orientado utilizado.	21
Figura 1.3	Estrutura do acionamento de campo orientado proposto.	22
Figura 2.1	Comparação entre um motor em corrente contínua e o controle de campo orientado de uma máquina de indução.	25
Figura 2.2	Transformação física de uma máquina simétrica trifásica em uma máquina bifásica.	26
Figura 2.3	Transformação física de uma máquina simétrica trifásica em uma máquina bifásica.	27
Figura 2.4	Transformação física de uma máquina simétrica trifásica em uma máquina bifásica.	27
Figura 2.5	Diagrama fasorial da Figura 2.4	28
Figura 2.6	Configuração do acionamento de campo orientado indireto para uma máquina de indução	29
Figura 2.7	Diagrama de blocos do controlador de corrente com referência síncrona utilizando um PI clássico	30

Figura 3.1	Configuração do sistema em malha fechada.	35
Figura 3.2	Resposta ao degrau típica necessária para o método de Yuwana e Seborg. ..	37
Figura 3.3	Caracterização da resposta ao degrau usando o método de Ziegler-Nichols. .	39
Figura 3.4	Estrutura RST clássica.	40
Figura 3.5	Estrutura de controle I+P.	45
Figura 3.6	Sistema fuzzy	47
Figura 3.7	Editor da toolbox de lógica fuzzy	48
Figura 3.8	Lógica fuzzy proposta	49
Figura 3.9	Superfície de controle aplicado na lógica fuzzy	51
Figura 4.1	Diagrama de blocos simplificado do servoposicionador.	53
Figura 4.2	Diagrama de blocos para o cálculo do <i>ângulo elétrico</i>	53
Figura 4.3	Diagrama de blocos para o cálculo da corrente do eixo em quadratura.	53
Figura 4.4	Diagrama de blocos para o cálculo da corrente do eixo direto.	54
Figura 4.5	Diagrama de blocos para transformação dq0 /ABC.	54
Figura 4.6	Diagrama da malha de velocidade e posição.	55

Figura 4.7	Resposta ao degrau do sistema usando método de <i>Yawana e Seborg</i> .	55
Figura 4.8	Resposta ao degrau do sistema em malha aberta.	56
Figura 4.9	Resposta ao degrau do sistema real e aproximado visualizado até o instante de 4 segundos.	56
Figura 4.10	Resultados de simulação para o sistema usando estratégia de controle Proporcional.	57
Figura 4.11	Resultados de simulação para o sistema usando estratégia de controle GPC com $\lambda = 10$.	58
Figura 4.12	Resultados de simulação para o sistema usando estratégia de controle GPC com $\lambda = 1$.	58
Figura 4.13	Resultados de simulação para o sistema usando estratégia de controle GPC com $\lambda = 0,1$.	58
Figura 4.14	Resultados de simulação para o sistema usando estratégia de controle híbrida proposta.	59
Figura 4.15	Comportamento do controlador híbrido à perturbação.	59
Figura 4.16	Resultado da simulação para o sistema usando referência trapezoidal.	60
Figura 4.17	Resultado da simulação para o sistema usando referência triangular.	60
Figura 4.18	Resultado da simulação para o sistema usando referência senoidal.	61

Figura 4.19 Esquemático do sistema implementado.	61
Figura 4.20 Bancada experimental.	62
Figura 4.21 Correntes i_d e i_q para referencia de $V_{ds} + e V_{qs} +$	63
Figura 4.22 Correntes i_d e i_q para referencia de $V_{ds} + e V_{qs} -$	63
Figura 4.23 Correntes i_d e i_q para referencia de $V_{ds} - e V_{qs} +$	63
Figura 4.24 Correntes i_d e i_q para referencia de $V_{ds} - e V_{qs} -$	64
Figura 4.25 Correntes i_d e i_q para referencia de $i_{ds} = 0,2$ A e $i_{qs} = 0,3$ A.	64
Figura 4.26 Correntes i_d e i_q para referencia de $i_{ds} = 0,2$ A e $i_{qs} = -0,3$ A.	64
Figura 4.27 Correntes i_d e i_q para referencia de $i_{ds} = 0,2$ A e $i_{qs} = 0$ A.	65
Figura 4.28 Velocidade do motor para referencia de 30 rpm.	65
Figura 4.29 Velocidade do motor para referencia de -30 rpm.	66
Figura 4.30 Velocidade do motor para referencia nula.	66
Figura 4.31 Resultados experimentais para o sistema usando estratégia de controle Proporcional.	67
Figura 4.32 Resultados experimentais para o sistema usando estratégia de controle GPC.	67

Figura 4.33 Resultados experimentais para o sistema usando estratégia de controle híbrida proposta.	68
Figura 4.34 Resultados experimentais para o sistema usando referencia trapezoidal.	68
Figura 4.35 Resultados experimentais para o sistema usando referencia triangular.	69
Figura 4.36 Resultados experimentais para o sistema usando referencia senoidal.	69
Figura 4.37 Montagem para teste de carga.	70
Figura 4.38 Comportamento do controlador Proporcional à perturbação durante o teste experimental.	70
Figura 4.39 Comportamento do controlador GPC à perturbação durante o teste experimental.	71
Figura 4.40 Comportamento do controlador híbrido à perturbação durante o teste experimental.	71
Figura 4.41 Diagrama de Nyquist para o controlador Proporcional.	73
Figura 4.42 Diagrama de Nyquist para o controlador GPC.	73
Figura 4.43 Diagrama de Bode da função sensibilidade dos controladores.	76
Figura 4.44 Diagrama de Bode da função sensibilidade complementar dos controladores.	76
Figura 4.45 Gráfico do Lugar das Raízes para o controlador Proporcional.	77

Figura 4.46 Gráfico do Lugar das Raízes para o controlador GPC.	78
Figura B.1 Inversor de tensão trifásico.	86
Figura B.2 Placa de condicionamento de sinais do sistemas.	87
Figura B.3 <i>kit de desenvolvimento DSC da TEXAS INSTRUMENTS® ezdsp28335®</i>	88
Figura B.4 Fonte de tensão auxiliar de +15,-15,5 e 18 volts.	89
Figura B.5 Retificador trifásico ponte completa.	89
Figura B.6 Encoder incremental HEDS-5500 A11 da Avago®	90
Figura B.7 Motor cc com redução PHYWE®.	90
Figura C.1 Diagrama de blocos simplificado do servoposicionador para modelagem no <i>Simulink®</i>	93
Figura C.2 Diagrama de blocos para o cálculo do ângulo elétrico.	94
Figura C.3 Diagrama de blocos para o cálculo da corrente do eixo em quadratura.	94
Figura C.4 Diagrama de blocos para o cálculo da corrente do eixo direto.	94
Figura C.5 Diagrama de blocos para o cálculo da corrente do eixo direto.	95
Figura C.6 Inversor por comparador com histerese.	95

Figura C.7 Diagrama de blocos do servoposicionador utilizando comando de tensão. . .	96
Figura C.8 Transformação de comando de corrente para comando de tensão.	97
Figura C.9 Diagrama de blocos do servoposicionador utilizando comando de tensão e ma- lha de corrente.	98
Figura C.10 Implementação do esquema da Figura 3.20 no <i>Simulink</i> [®]	99

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1	Tabela de ajuste de Ziegler-Nichols	39
Tabela 3.2	Regras da lógica fuzzy do controlador híbrido	50
Tabela 4.1	Índices de desempenho dos controladores	72
Tabela A.1	Parâmetros da máquina de indução	85
Tabela B.1	Dados técnicos motor cc.	91

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Revisão bibliográfica sobre controle de posição com MIT	18
1.2	Estratégia de controle proposta	20
1.3	Principais contribuições do trabalho	22
1.4	Metodologia desenvolvida	23
1.5	Estrutura do trabalho	23
2	CONTROLE DE CAMPO ORIENTADO APLICADO A MOTORES DE INDUÇÃO	25
2.1	Considerações finais	31
3	MODELAGEM E IDENTIFICAÇÃO DA MALHA DE POSIÇÃO DO MIT E PROJETO DOS CONTROLADORES	32
3.1	Estratégia de controle de campo orientado do MIT e identificação da malha de posição	32
3.1.1	<i>Modelagem do controle de campo orientado aplicado ao MIT para posicionamento</i>	33
3.1.2	<i>Identificação em malha fechada do modelo de posição</i>	35
3.2	Estratégias de controle de posição utilizadas no MIT	37
3.2.1	<i>Controlador de ganho proporcional constante</i>	38
3.2.2	<i>Controlador PI baseado no controlador GPC</i>	39
3.2.3	<i>Estratégia de Controle Híbrida Proposta Baseada na Lógica Fuzzy</i>	46
3.3	Considerações finais	50
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAL E ANÁLISE DE ROBUSTEZ	52
4.1	Resultados de simulação	55

4.2	Resultados Experimentais	61
4.3	Índices de Dsempenho e Análise de Robustez	70
4.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	78
5	CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS	79
5.1	Conclusão geral	79
5.2	Trabalhos futuros.....	80
	Referências	82
	Apêndice A – PARÂMETROS DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	85
	Apêndice B – EQUIPAMENTOS UTILIZADOS	86
	Apêndice C – Diagrama de blocos modelados no simulink.....	92
	Apêndice D – CÓDIGO FONTE DO DSP	100

1 INTRODUÇÃO

Equipamentos de posicionamento são utilizados amplamente no meio industrial e possuem diversos tipos de aplicações, como por exemplo: uma ferramenta de um centro de usinagem, uma esteira transportadora, uma mesa de coordenadas X-Y, uma cabina de um elevador ou uma garra de um braço robótico. Podendo ser acionados de forma hidráulica, que utiliza como fluido o óleo, sendo estes empregados em tarefas que necessitem de força e boa precisão, a sua principal desvantagem é o tamanho mínimo que para algumas aplicações delicadas seja inadequado. O acionamento também pode ser feito através de circuitos pneumáticos com gás pressurizado usando válvulas simples e econômicas, porém estes não possuem boa precisão. Por fim, havendo a forma elétrica de se acionar, utilizando motores de corrente contínua (cc) ou corrente alternada (ca), este tipo de acionamento possui uma relação custo/benefício mais eficiente (PAZOS, 2002).

Anteriormente, a aplicação de servoposicionadores na indústria se utilizava de motores cc e na atualidade, com o avanço da tecnologia de acionamento de máquinas, usa-se motores ca síncronos de ímã permanente. Os motores cc, apesar da facilidade de modelagem e controle (SHIAU; LIN, 2001), possui uma manutenção dispendiosa devido ao desgaste das partes mecânicas, ou seja, dos comutadores e escovas (KOSOW, 2000). Os motores síncronos de ímã permanente são um tipo de máquina que possui algumas características similares ao motor de corrente contínua, além de ter uma relação de sincronismo entre a frequência do rotor e a frequência de alimentação, facilitando seu acionamento no caso da técnica de controle de campo orientado. Porém possuem como desvantagem o custo de aquisição elevado.

Os motores de indução trifásico (MIT) do tipo “gaiola de esquilo”, por sua vez são motores de construção simples, mais baratos e de fácil manutenção, além de possuírem uma maior robustez se comparados a outros tipos de máquinas elétricas. Sua utilização na indústria é bastante difundida (KOSOW, 2000). A maior dificuldade da utilização do MIT para o controle de posição é a modelagem matemática da planta para o projeto do controlador (NOVOTNY; LIPO, 1997). A principal aplicação deste tipo de motor é quando se necessita de movimentos rotacionais contínuos, como em bombas d’água, compressores, exaustores, ventiladores, máquinas

operatrizes. Quando se necessita de movimentos lineares acopla-se ao eixo do motor sistemas mecânicos como engrenagens do tipo cremalheira ou roscas sem fim, para se conseguir a transmissão do movimento, ou utiliza-se um tipo especial de motor conhecido como motor de indução linear (MIL), que pode ser compreendido como uma máquina rotativa, que tenha sido cortada ao longo de um plano axial e estendida, embora seja de construção robusta e simples possui a desvantagem de ter menor eficiência comparada ao MIT (NETO, 2012).

1.1 Revisão bibliográfica sobre controle de posição com MIT

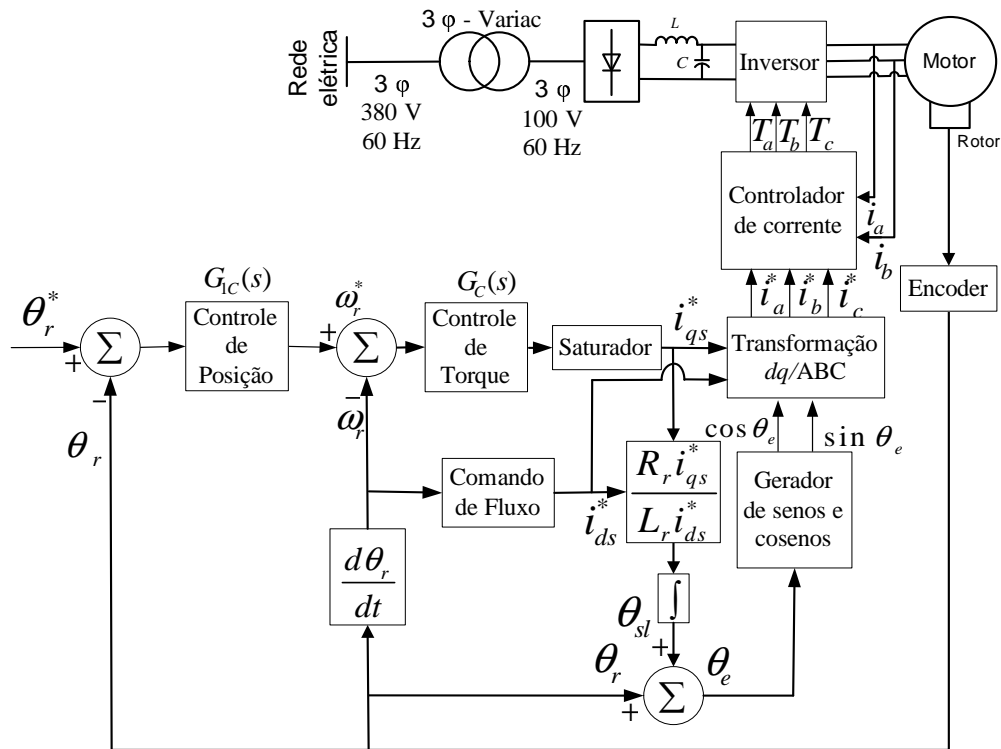
Para o acionamento do motor de indução existe a aplicação da técnica de controle escalar, em que há uma relação direta entre tensão/frequência e assim tanto o conjugado quanto o fluxo no entreferro são funções da tensão e da frequência, e sendo efeito deste acoplamento relacionado por uma resposta mais lenta do motor de indução (NOVOTNY; LIPO, 1997) e no decorrer do estudo de revisão bibliográfica viu-se que esta técnica é mais utilizada para o controle de velocidade do MIT. Outra técnica para acionamento do MIT é a utilização do controle de campo orientado, que consiste em uma estratégia que torna o modo de acionamento da máquina de indução similar à máquina de corrente contínua utilizando de transformadas matemáticas (BOSE, 2001).

Em trabalhos clássicos de emprego do MIT para posicionamento tem-se (LIAW; LIN; KUNG, 1993) que propõe o controle de posição de uma máquina de indução trifásica empregando o controle de campo orientado, utilizando-se de um diagrama de blocos de acordo com o mostrado na Figura 1.1, sendo constituído pelos seguintes blocos:

O bloco *Controle de posição* $G_{1c}(s)$ que é alimentado pelo comando de posição do rotor, θ_r^* , e este bloco envia o comando de velocidade do rotor, ω_r^* ; Em seguida tem-se o bloco *Controle de velocidade* $G_c(s)$ que após passar pelo bloco Saturador obtém-se o comando de corrente de quadratura, i_{qs}^* ; Para o cálculo da corrente de comando de eixo direto, i_{ds}^* , tem-se a realimentação da velocidade do rotor, ω_r , proveniente do bloco de filtro digital $\frac{d\theta_r}{dt}$, que utiliza da posição do rotor, θ_r , dada pelo *Encoder* fixado no eixo do MIT, sendo então calculado no bloco de *Comando de fluxo*; Para se obter a posição do campo girante soma-se a posição do rotor, θ_r , com a posição de escorregamento, θ_{sl} , a fim de alimentar o bloco *Gerador de senos e cosenos* que por sua vez alimenta o bloco de *Transformação de coordenadas dq/ABC* para se obter os comandos de corrente i_a^* , i_b^* e i_c^* ; O bloco *Controlador de corrente* é alimentado também por duas correntes i_a e i_b , pois considera-se o sistema balanceado, e que é responsável pelo cálculo dos períodos dos gatilhos das chaves T_a , T_b e T_c , enviados ao bloco *Inversor* que,

por fim, fornece as correntes necessárias para acionar o MIT, e sendo a tensão do barramento cc do *Inversor* fornecida por um *retificador trifásico* ligado à um *Variac* conectado a *Rede elétrica*.

Figura 1.1: Configuração do acionamento de campo orientado aplicado a uma máquina de indução.



Fonte: (LIAW; LIN; KUNG, 1993)

Existem várias metodologias de controle de posição desta máquina utilizando controle de campo orientado (OGASAWARA; AKAGI; NABAE, 1988), (DONG-IL; JINWON; SUNGKWUN, 1991), (LIAW; LIN; KUNG, 1993) e (JúNIOR, 2010). Para este tipo de aplicação, porém, necessita-se de um controle fino do escorregamento, de modo a se obter a posição exata do rotor e com isso efetuar o desacoplamento das correntes de eixo direto e em quadratura. Assim, há a necessidade em se saber, com exatidão, os parâmetros do motor, em especial a constante de tempo do rotor.

Então para estudos que utilizam técnicas avançadas de controle para o acionamento do MIT, tem-se como exemplo o uso de estratégias preditivas e adaptativas para controle de velocidade. Pode-se citar (SANTANA; BIM; AMARAL, 2008) que usa o controle preditivo baseado em modelo para controlar tanto a velocidade como o fluxo do rotor. Em (BEERTEN; VERVECKKEN; J., 2010) utiliza-se de um esquema preditivo aplicado ao controle direto de torque DTC (*Direct Torque Control*) a fim de diminuir as ondulações de fluxo e torque. Técnicas adaptativas são amplamente usadas como em (JACOBINA et al., 2003), que usa a estratégia do tipo modelo de referência MRAC (*Model Reference Adaptive Control*) para controlar a velocidade do MIT. Outra vertente de estudo foca a pesquisa de algoritmos de controle sem a necessidade de malhas

realimentadas por sensores, como em (CÂMARA et al., 2002) onde tem-se o uso de técnicas *encoderless / sensorless* aplicadas ao controle de uma ampla faixa de velocidade do MIT, porém viu-se que para baixas velocidades o torque é bastante reduzido. Em (FURTUNATO; ARAÚJO; SALAZAR, 2001) é utilizada a estratégia de acionamento de campo orientado para o controle de velocidade do MIT, cujo objetivo é reduzir a influência da variação paramétrica do motor no controlador empregando a técnica adaptativa de modos deslizantes, SMC.

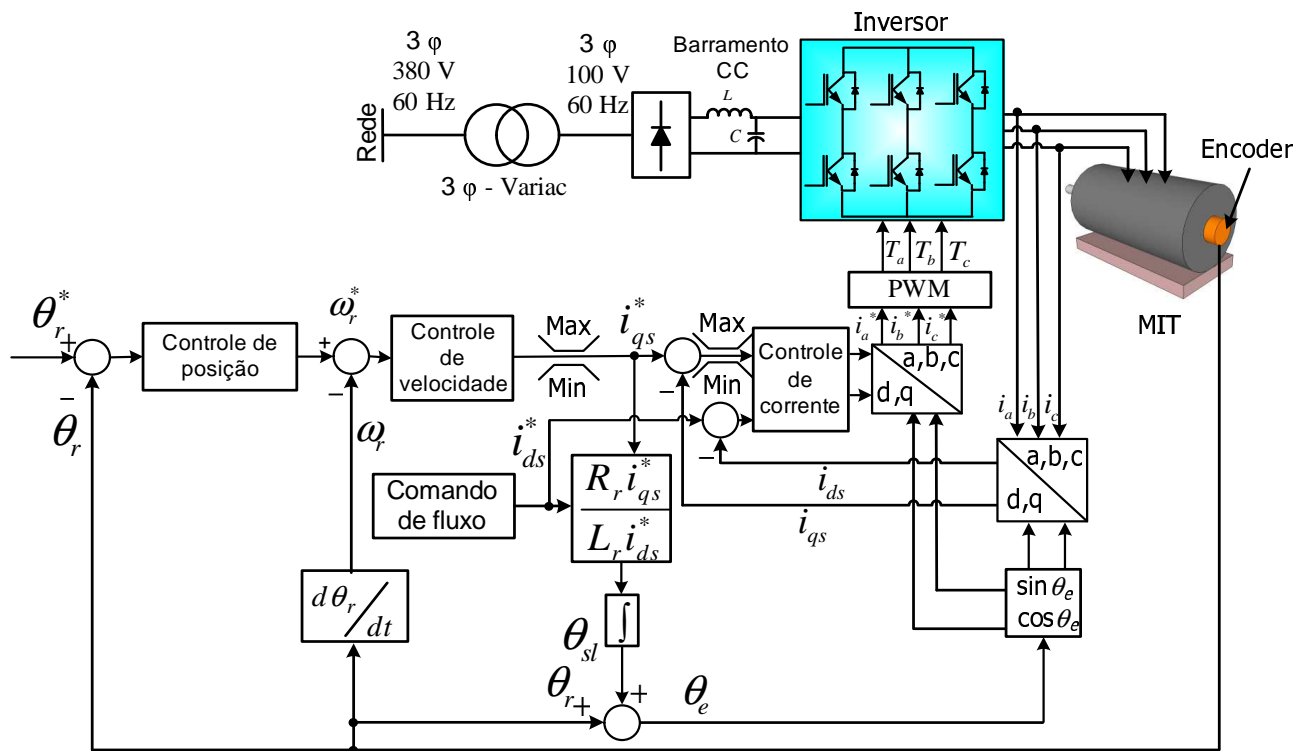
Para acionamento do MIT relacionado ao controle de posição, ou seja, velocidade quase nula é necessária uma estratégia que se tenha um controle adicional, e essa estrutura é pouco encontrada na literatura. Em (RAUTE et al., 2004) propõe-se um controle sem sensor usando harmônicas PWM (*Pulse-Weight-Modulation*) para o MIT. Em (YING-YU, 1996) usa-se a estratégia IMC (*Internal Model Control*) para a malha de controle da velocidade zero do MIT, e (EGIGUREN; OSCAR, 2010) usa uma estratégia de ganho adaptativo VSC (*Variable Structure Control*) na malha de velocidade para o posicionamento do MIT, tendo também (CHUNG-YUEN; SEI-CHAN; BOSE, 1992) que emprega a lógica fuzzy para o controle do movimento do MIT. Em (JúLIO, 2010) controladores fuzzy são utilizados em uma mesa de coordenadas X-Y que são acionadas por MIT. Em (SOBRINHO, 2011) utiliza-se um controlador neural para um sistema posicionador acionado por MIT. A estratégia de controle de campo orientado é usado por (??) para um sistema de posicionamento usando MIT a fim de atuar nas juntas de um braço robótico. Também em (ARAÚJO, 2011) é utilizado o controle de campo orientado para o acionamento do MIT, mas com a aplicação em uma mesa de coordenadas X-Y. Em trabalhos anteriores foi realizada uma comparação entre o uso do SMC e o controle de campo orientado aplicada ao controle do MIT operando em baixas velocidades (HONÓRIO, 2010).

Recentemente, está-se mesclando as estruturas de alguns tipos de controladores, que são conhecidos como controladores híbridos, a fim de alcançar o melhor desempenho de cada estratégia. Como em (HO; YEH, 2010) que projeta um controlador híbrido que combina um controlador do tipo PID, o qual possui a vantagem de ser facilmente sintonizado, com um controlador fuzzy que possui a característica de melhorar a robustez do sistema. Em (HALBAOUI; BOUKHETALA; BOUDJEMA, 2008) é proposto um novo MRAC robusto utilizando uma estratégia também híbrida. Para (HAIDER et al., 2008) a lógica fuzzy é utilizada para conseguir-se o hibridismo entre um controlador SMC (*Sliding Mode Control*) e um controlador PI (*Proportional-Integral*) a fim de controlar o fluxo e a velocidade do MIT.

1.2 Estratégia de controle proposta

Neste trabalho propõe-se uma aplicação modificada do controle de campo orientado utilizando a estrutura apresentada na Figura 1.2, cuja diferença em relação à configuração da Figura 1.1 está no bloco de *comando de fluxo* que não é alimentado pela velocidade rotórica, ω_r , pois na estratégia proposta não utiliza-se de enfraquecimento de campo, mas sim um valor de referência constante de i_{ds}^* que representa a corrente de magnetização da máquina a ser acionada. Esta técnica utiliza modelos matemáticos de controle da máquina de indução de modo a aproximá-la do controle da máquina de corrente contínua. Sendo assim, neste método de controle busca-se utilizar uma máquina robusta como o MIT, aplicando-se um controle dinâmico semelhante à de um motor de corrente contínua.

Figura 1.2: Estrutura do acionamento campo orientado utilizado.



Fonte: Autor

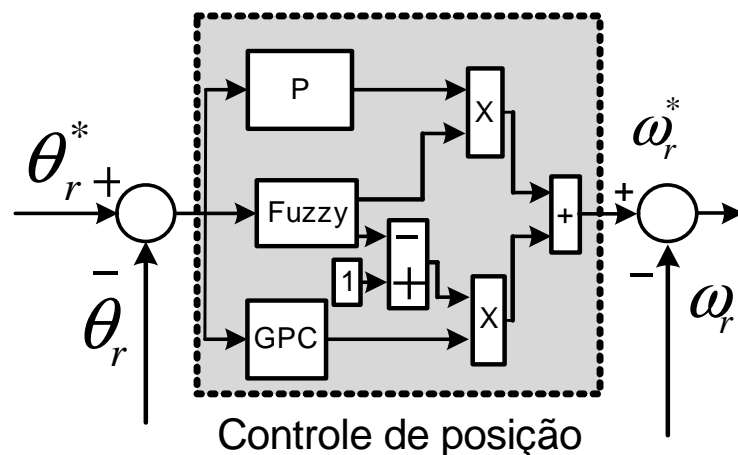
Considerando-se as características de robustez e baixo custo de um MIT, além do seu amplo emprego na indústria, observou-se baixa utilização como servoposicionador. Então, a fim de se verificar esta aplicação não convencional com este tipo de máquina, este trabalho tem o objetivo de desenvolver um controlador que posicione o eixo de um MIT de forma rápida e sem oscilação. Esta aplicação pode ser utilizada, por exemplo, como uma forma de se atuar em uma junta de um braço robótico, ou de se posicionar uma mesa de coordenadas X-Y.

A partir do exposto acima, propõe-se o projeto de um controlador híbrido que mescle

a ação de dois controladores, sendo que um possui uma característica agressiva, no caso um controlador do tipo ganho constante, que tenha uma ação de controle que alcance rapidamente o ponto de referência. Entretanto, este ocasiona oscilações na saída de posição, além de um sobressinal elevado. Em seguida será projetado outro controlador com ação mais branda, no caso, um do tipo preditivo, que leve mais tempo para chegar à referência, e conseqüentemente, com reduzidos sobressinal e oscilação em torno da referência. Para se utilizar o melhor desempenho do comportamento dos dois tipos de controladores será utilizada a lógica fuzzy para se conseguir o rápido seguimento de referência e baixa oscilação em torno da referência dos controladores projetados. A escolha da técnica preditiva de controle se dá pelo ineditismo dessa estratégia para aplicações de servoposicionamento, ou seja, para apresentar uma forma diferente de sintonia do controlador para este tipo de aplicação

Desta forma, alterando-se a estrutura do controlador de posição, Figura 1.2, que geralmente é composta por um controlador clássico de ganho constante, pela estrutura híbrida proposta, Figura 1.3, em que se tem como objetivo obter-se a ponderação da ação dos dois controladores projetados empregando-se a lógica fuzzy, ou seja, esta técnica é utilizada como forma de hibridismo do comportamento de dois controladores, no caso em estudo, um controlador do tipo Proporcional (P) e outro do tipo GPC. Como pode ser verificada na Figura 1.3 a saída do bloco lógico fuzzy vai para um bloco multiplicador junto com o controlador Proporcional, enquanto que para o bloco que multiplica a ação do GPC tem-se um bloco que é complementar à saída da lógica fuzzy de valor unitário para em seguida ponderar a ação do GPC, visto que o valor da saída do bloco fuzzy pode variar entre *zero* e *um (0% a 100%)*, e desta forma obter-se uma variação entre a saída do bloco P e do GPC.

Figura 1.3: Estrutura do acionamento de campo orientado proposto.



Fonte: Autor

1.3 Principais contribuições do trabalho

- A contribuição tecnológica deste estudo é a possível utilização do MIT como servoposicionador, que pode ser empregado em aplicações como atuador nos graus de liberdade de um braço robótico, ou até mesmo em mesas de coordenadas X-Y, por exemplo;
- A contribuição científica deste trabalho está no estudo de um controle híbrido, usando lógica fuzzy, que é capaz de mesclar as vantagens de dois controladores em pontos de operação diferentes, bem como apresentar o estudo e implementação desta nova estratégia de controle híbrida aplicada à malha de posição do controle de campo orientado para acionamento de um motor de indução trifásico;
- Além disso, a modelagem usando a estratégia de controle de campo orientado e a identificação da malha de posição também são desenvolvidas, a fim de se obter um modelo para aplicação da estratégia de controle preditiva, são contribuições do trabalho realizado.

1.4 Metodologia desenvolvida

A partir da modelagem do MIT usando a estratégia de controle de campo orientado e a identificação da malha de posição será aplicada uma técnica híbrida de controle. Esta técnica é constituída de um controlador Proporcional convencional e um controlador preditivo baseado em modelo com a lógica fuzzy fazendo o hibridismo do sistema de posição.

Inicialmente será realizada a simulação do sistema utilizando a ferramenta computacional *Simulink*[®] de um controlador campo orientado clássico aplicando-se um ganho na malha de posição. Posteriormente, será implementada na mesma malha um controlador do tipo GPC com estrutura de um PI, ou seja, um controlador de ganhos constantes, em que os parâmetros são calculados como se fosse implementado um controlador preditivo. Em seguida, será construída uma estrutura híbrida capaz de ponderar estes dois controladores usando uma lógica fuzzy. Por fim, os algoritmos de controle desenvolvidos serão embarcados em um DSC (*Digital Signal Controller*) para acionar a máquina e assim fazer as análises dos resultados de simulação e experimentais.

Para os ensaios experimentais utilizar-se-á um MIT do tipo gaiola de esquilo, com as seguintes características principais: potência nominal de 0,25 cv, tensão nominal de 380/220V (estrela/triângulo), 4 pólos e corrente nominal de 0,66 A, as demais características se encontram em Apêndice A

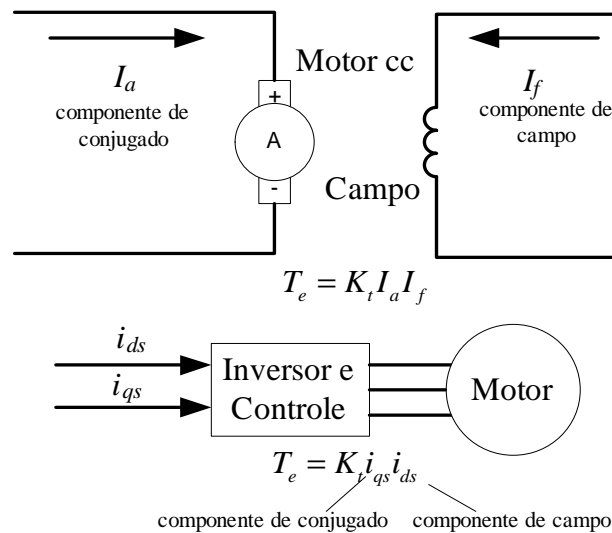
1.5 Estrutura do trabalho

O presente trabalho é constituído por 5 capítulos, organizados da seguinte forma: O capítulo 1 apresenta uma breve revisão bibliográfica sobre o acionamento e controle de velocidade e posição dos motores de indução. No capítulo 2 será apresentada a teoria de controle de campo orientado. O capítulo 3 descreve os principais componentes do projeto dos controladores. O capítulo 4 apresenta os principais resultados de simulação e experimentais, assim como a análise da robustez dos mesmos. Finalmente, o capítulo 5 trata das conclusões sobre o trabalho e as propostas para trabalhos futuros.

2 CONTROLE DE CAMPO ORIENTADO APLICADO A MOTORES DE INDUÇÃO

Neste capítulo será feita uma breve introdução necessária para o estudo do controle de campo orientado aplicado a máquina de indução. O controle de campo orientado de correntes e tensões resulta em um controle direto da orientação espacial dos campos eletromagnéticos, resultando no uso do termo “campo orientado” para este tipo de controlador (BOSE, 2001). Este termo é mais comumente utilizado para controladores que mantêm uma defasagem espacial de 90° entre as componentes de campo, recebendo também a denominação de “controle de ângulo de campo” (NOVOTNY; LIPO, 1997).

Figura 2.1: Comparação entre um motor em corrente contínua e o controle de campo orientado de uma máquina de indução.



Fonte: (NOVOTNY; LIPO, 1997)

Neste tipo de controle é feita uma analogia direta ao controle de uma máquina de corrente contínua (cc) com excitação independente em seu campo (BOSE, 2001), conforme ilustrado na Figura 2.1, cuja equação de conjugado é dada por:

$$T_e = K_t i_a i_f \quad (2.1)$$

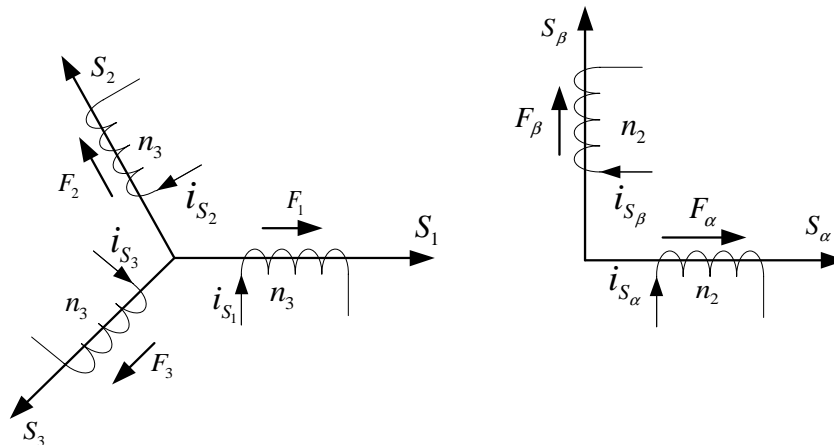
sendo i_a a corrente de armadura ou componente de conjugado da corrente, i_f é a corrente de

campo ou a componente de fluxo da corrente e K_t a constante de torque obtida a partir dos parâmetros da máquina. Em uma máquina cc as variáveis de controle I_a e I_f podem ser consideradas ortogonais, ou simplesmente vetores desacoplados.

Quando a máquina está em operação a corrente de campo I_f é escolhida de modo a manter o fluxo constante, de modo que o conjugado é controlado pela mudança na corrente de armadura. Uma vez que I_f é desacoplada de I_a , ou seja, uma corrente não influencia na outra, como pode ser verificado na Figura 2.1, e assim pode-se utilizar o mesmo raciocínio para máquinas ca, tanto síncronas quanto assíncronas.

A transformação de Clark é o primeiro passo a ser dado na obtenção de modelos mais adequados para análise da máquina de indução. Consiste em uma transformação linear que diagonaliza as matrizes circulantes simétricas, que aparecem na formulação dos modelos da máquina trifásica simétrica, que Clark representa um modelo matemático que substitui a máquina simétrica trifásica por uma máquina simétrica bifásica com a introdução de algumas variáveis hipotéticas, conforme apresentada na Figura 2.2 e cujo desenvolvimento matemático é feito como apresentado em (BARBI, 1985).

Figura 2.2: Transformação física de uma máquina simétrica trifásica em uma máquina bifásica.

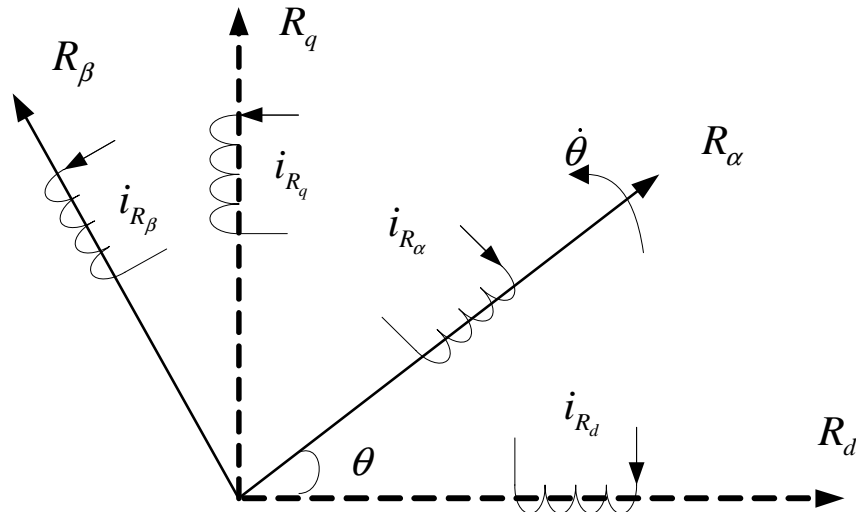


Fonte: (BARBI, 1985)

Outra transformada importante no desenvolvimento de modelos adequados para máquinas de indução é a de Park ($dq0$) apresentada em (BOSE, 2001). Esta transformada realiza a transformação da máquina trifásica através da aplicação da transformação de Clark, em uma máquina bifásica com os enrolamentos rotóricos pseudo-estacionários, como pode ser visto na Figura 2.3.

Nesta transformada, a decomposição dos eixos alfa e beta do rotor, em eixos estacionários e no mesmo sentido dos eixos alfa e beta do estator é realizado por manipulações algébricas apresentadas em (BARBI, 1985).

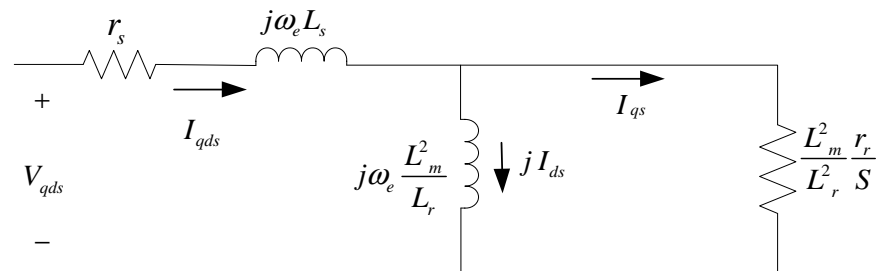
Figura 2.3: Transformação física de uma máquina simétrica trifásica em uma máquina bifásica.



Fonte: (BARBI, 1985)

Com o desenvolvimento matemático feito para o controle de campo orientado aplicado a uma máquina síncrona, analisa-se o controle de campo orientado aplicado a um motor de indução, onde existe o fenômeno do escorregamento, devendo-se utilizar o método de orientação de campo indireto, onde é necessário calcular a influência do escorregamento para se obter a posição real do eixo elétrico (NOVOTNY; LIPO, 1997).

Figura 2.4: Transformação física de uma máquina simétrica trifásica em uma máquina bifásica.



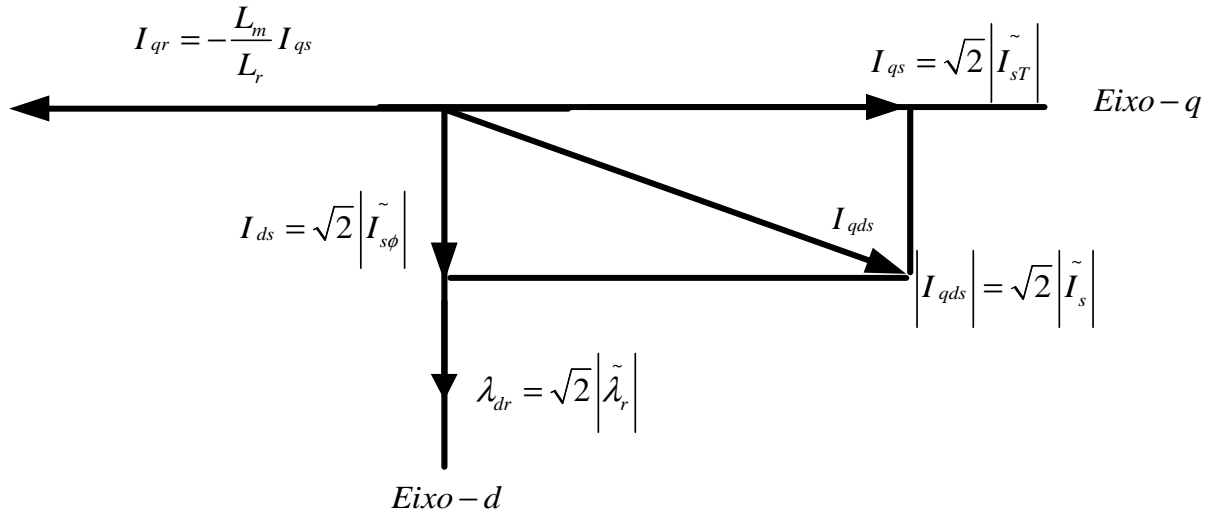
Fonte: (NOVOTNY; LIPO, 1997)

O modelo $dq0$ é o mais apropriado para fins de compreensão do comportamento da máquina de indução em regime permanente o qual utiliza como referência a velocidade do fluxo do rotor para o par de eixos girantes. A Figura 2.4 mostra o circuito equivalente com os parâmetros referenciados ao modelo $dq0$, após aplicar a transformada de Park.

A Figura 2.5 mostra um diagrama de um circuito vetorial complexo representando as quantidades em cc dos parâmetros nos eixos direto e em quadratura. Este conceito torna muito mais clara a analogia entre a máquina cc e a ca, uma vez que os sinais de controle podem ser diretamente associados aos valores I_{qs} e I_{ds} em cc. O diagrama fasorial da Figura 2.5 ilustra

a relação entre as correntes I_{qs} e I_{ds} e as correntes $I_{s\phi}$ e I_{sT} , com representando a corrente do campo e I_{sT} sendo a corrente do estator relacionada ao torque, onde essa representação é devido ao fato de que os fasores são expressos como *rms* da senóide, e as variáveis *dq* são valores de pico, assim, as magnitudes de $I_{s\phi}$ e I_{sT} diferem de I_{qs} e I_{ds} , de uma multiplicação no valor de $\sqrt{2}$ (NOVOTNY; LIPO, 1997).

Figura 2.5: Diagrama fasorial da Figura 2.4



Fonte: (NOVOTNY; LIPO, 1997)

A diferença essencial entre o controle por orientação de campo das máquinas síncronas e indução é que a posição angular do enrolamento de campo (fluxo do rotor) está diretamente disponível na primeira, através da medição da posição do eixo do rotor, enquanto na segunda não pode ser medida mecanicamente.

Existem duas possibilidades de se obter a posição do ângulo do fluxo do rotor: diretamente através de medidas elétricas que determinam o fluxo direto, utilizando-se de sensores instalados no entreferro da máquina, o que torna muitas vezes uma aplicação onerosa e complexa, ou indiretamente através do eixo do rotor utilizando a posição e o escorregamento para tal. Esta tese foca o segundo método, também chamado de campo orientado indireto. Este método é bastante utilizado na indústria por evitar tanto a medição do fluxo quanto o cálculo do mesmo (BLASCHKE, 1973), e utiliza o escorregamento para obtenção da posição do ângulo do fluxo do rotor, conforme apresentado em (NOVOTNY; LIPO, 1997). Desta forma, obtém-se em termos da notação *dq0* a equação 2.2 que é o conceito básico em que se aplica o campo orientado indireto.

$$S\omega_e = \frac{R_r I_{qs}}{L_r I_{ds}} \quad (2.2)$$

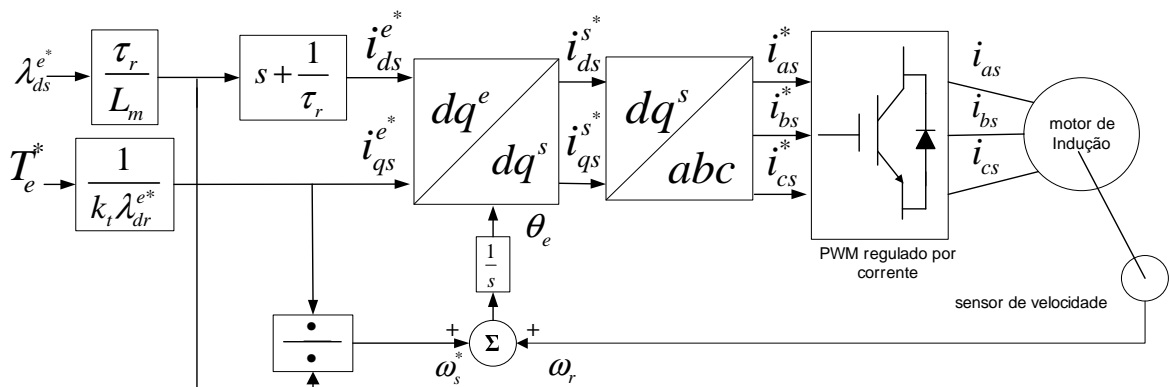
sendo, “S” a relação de escorregamento.

Este tipo de controle utiliza a premissa que o conhecimento da relação do escorregamento é uma condição necessária e suficiente para produzir orientação de campo i.e., se a relação for satisfeita, I_{ds} estará alinhada ao fluxo do rotor.

O campo orientado indireto, utilizado neste trabalho, faz uso do fato de que satisfazer a relação entre escorregamento e a corrente do estator é condição necessária e suficiente para produzir orientação de campo (NOVOTNY; LIPO, 1997).

O diagrama de blocos de um servo posicionador utilizando controle de campo orientado indireto e um motor de indução trifásico é mostrado na Figura 1.1, sendo que o modelo dinâmico do motor de indução e todo o sistema de acionamento podem ser simplificados utilizando o controle de campo orientado indireto utilizado por (CASADEI et al., 2002), mostrado na Figura 2.6.

Figura 2.6: Configuração do acionamento de campo orientado indireto para uma máquina de indução



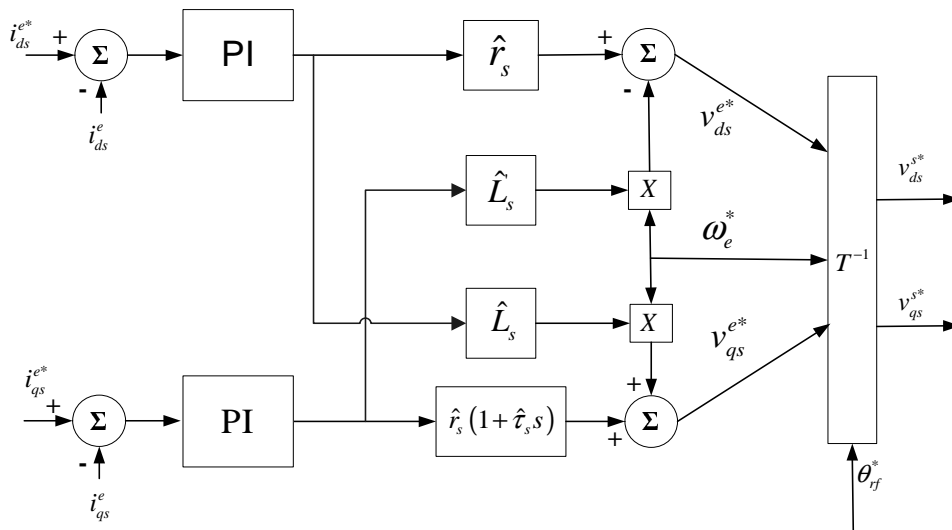
Fonte: (CASADEI et al., 2002)

Ao implementar esta estratégia observa-se que o bloco de regulação de corrente, como pode ser visto na Figura 2.6, em que é utilizado controladores PI ou PID e que tem a referência estacionária, ou seja, possuem sinais em corrente alternada, não possuem bom desempenho, como no caso em máquinas de corrente alternada. Diferentemente do caso das máquinas em corrente contínua, uma vez que as variações nos valores de referência senoidais não produzem um erro de corrente nulo, pois o elemento integrativo do controlador não produz tal erro para este tipo de sinal (SCHAUDER C.D.AND CADDY, 1982). No entanto, ao se utilizar uma referência síncrona para o sistema, aplicando a transformada de Park, os sinais alternados de controle tornam-se contínuos em regime permanente, fazendo com que neste caso este tipo de controlador seja apropriado.

Sendo que a corrente obtida para a realimentação da malha é dada através de sensores

que possuem referência estacionária, então o primeiro passo é transformá-la para uma referência síncrona. A referência adotada nesta tese é a da velocidade do campo girante da máquina de indução. Ao buscar embarcar o sistema tem-se a utilização do comando de tensão ao invés do comando de corrente em processadores digitais de sinal (*Digital Signal Controller-DSC*). Em controladores de campo orientado o comando para mudança no estado das chaves geralmente se faz através da verificação de uma corrente de referência, seja em malha aberta ou fechada. Para que isto seja feito é necessário o desacoplamento da equação de tensão de modo a permitir o controle das componentes em eixo direto e em quadratura relacionadas à corrente do estator.

Figura 2.7: Diagrama de blocos do controlador de corrente com referência síncrona utilizando um PI clássico



Fonte: (CASADEI et al., 2002)

O desenvolvimento deste desacoplamento é feito em (NOVOTNY; LIPO, 1997), resultando em:

$$v_{qs}^e = (r_s + L_s' s) i_{qs}^e + \omega_e L_s I_{ds}^e \quad (2.3)$$

$$v_{ds}^e = r_s I_{ds}^e - \omega_e L_s' i_{qs}^e \quad (2.4)$$

sendo:

v_{qs}^e : é o comando de tensão do eixo quadratura, referenciado ao estator com velocidade;

$\omega_e; v_{ds}^e$: é o comando de tensão do eixo direto, referenciado ao estator com velocidade;

$\omega_e; I_{ds}^e$: é o comando de corrente do eixo direto, referenciado ao estator com velocidade;

$\omega_e; i_{qs}^e$: é o comando de corrente do eixo quadratura, referenciado ao estator com velocidade

ω_e ;

e a indutância transiente do estator, dada por:

$$L'_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \quad (2.5)$$

sendo L_m o parâmetro referente à indutância mútua.

Assim, o controlador de corrente proposto possui a configuração apresentada na Figura 2.7.

Sendo $\hat{\tau}'_s$ a relação entre \hat{L}_s e \hat{r}_s , e por fim \hat{L}'_s é dada pela mesma relação da equação 2.5, porém utilizando \hat{L}_s e \hat{r}_s sendo valores calculados a partir de ensaios do motor.

2.1 Considerações finais

Neste capítulo apresentou-se o controle de campo orientado aplicado a um motor de indução. Este tipo de controle busca utilizar a modelagem do controle de uma máquina cc aplicada em uma máquina CA, devido a facilidade de controle da máquina cc. A partir das transformadas de Clark, Park e das considerações para obter-se a orientação de campo através da relação do escorregamento, chegou-se as equações do controle da máquina de indução utilizando-se a técnica de campo orientado indireto que será utilizada no controlador de posição proposto.

3 MODELAGEM E IDENTIFICAÇÃO DA MALHA DE POSIÇÃO DO MIT E PROJETO DOS CONTROLADORES

Neste capítulo será desenvolvida a modelagem do sistema de acionamento de um motor de indução trifásico (MIT), bem como a estratégia de controle de campo orientado aplicado a máquina de indução objetivando o desenvolvimento do controlador de posição para posicionar o eixo de um MIT de forma rápida e sem oscilação. A partir disso, o modelo da malha de posição do controle de campo orientado aplicado ao MIT será obtido através de identificação em malha fechada e, também será apresentado o projeto das estratégias de controle que serão utilizadas neste trabalho. Dessa forma, os controladores serão ajustados em pontos de operações diferentes, sendo que um terá uma característica agressiva, que neste caso será utilizado um controlador do tipo Proporcional sintonizado de forma clássica, e o outro controlador com ação mais lenta utilizando-se um controlador Preditivo Generalizado (*GPC-Generalized Predictive Controller*) com sintonia baseada no controlador Proporcional-Integral (PI) e, por fim, será proposta uma estratégia de controle híbrida, um controlador com lógica fuzzy, que mescle as ações de controle do Proporcional e do GPC utilizando-se uma série de condicionais de lógica fuzzy. A utilização destas duas técnicas de controle, o Proporcional e o GPC baseado em PI, na estratégia híbrida se justifica pela simplicidade e fácil implementação em um sistema embarcado, por exemplo, em um *DSC (Digital Signal Controller)* que é o caso da aplicação do projeto desenvolvido. A rigor, poderiam ser utilizados outros controladores quaisquer, bastando apenas que um seja mais agressivo quando o erro for grande e outro seja menos agressivo, com penalização do erro de regime, quando o erro for pequeno.

3.1 Estratégia de controle de campo orientado do MIT e identificação da malha de posição

A estratégia de controle de campo orientado aplicado ao MIT é bastante difundida no meio acadêmico, sendo encontrada na literatura em (BOSE, 2001) e (NOVOTNY; LIPO, 1997) que será apresentada a seguir. Esta modelagem tem a finalidade de apresentar o desacoplamento matemático das correntes de eixo direto, i_{ds} (responsável pela geração do campo magnético)

e a de eixo em quadratura, i_{qs} (responsável pelo torque eletromagnético), de modo que seu funcionamento seja comparado ao de uma máquina de corrente contínua (CC).

3.1.1 Modelagem do controle de campo orientado aplicado ao MIT para posicionamento

Para o emprego do controle de campo orientado aplicado ao MIT é utilizada a equação de estados de um motor de indução com referência girante síncrona, que pode ser escrita da seguinte forma (BOSE, 2001):

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3.1)$$

sendo:

$$x = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & \omega_e & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{P \omega_r L_m}{2 \sigma L_s L_r^2} \\ \omega_e & -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & -\frac{P \omega_r L_m}{2 \sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_e - \frac{P}{2} \omega_r \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & -(\omega_e - \frac{P}{2} \omega_r) & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix};$$

e

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad (3.2)$$

$$\lambda_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{dr}, \quad (3.3)$$

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{qr}. \quad (3.4)$$

A equação do conjugado é dada por:

$$T_e = \frac{3P L_m}{4 L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}). \quad (3.5)$$

Baseando-se na metodologia de um campo orientado ideal, em que se tem o desacoplamento entre os eixos direto e em quadratura e o fluxo rotórico é alinhado ao eixo direto, pode-se

considerar que o fluxo rotórico e sua derivada no eixo em quadratura são nulos, ou seja:

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = 0 \text{ e } \lambda_{qr} = 0. \quad (3.6)$$

O fluxo rotórico pode ser calculado através da terceira linha da equação 3.1 e, utilizando-se a equação 3.6, têm-se:

$$\lambda_{dr} = \frac{L_m i_{ds}}{1 + s \frac{L_r}{R_r}}. \quad (3.7)$$

Conforme a equação 3.7, e como a constante de tempo elétrica é próxima de zero, ou seja, esta é bem menor do que a constante de tempo mecânica e, a corrente i_{ds} torna-se constante ($i_{ds} = i_{ds}^*$), então tem-se o fluxo rotórico desejado constante. Assim, a equação 3.7 torna-se:

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds}^*. \quad (3.8)$$

Utilizando-se as equações 3.5 à 3.8, a equação de conjugado pode ser expressa por:

$$T_e^* = \frac{3}{4} P \frac{L_m^2}{L_r} i_{qs}^* i_{ds}^* \text{ ou } T_e^* = \frac{3}{4} P \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^* \lambda_{dr}^*, \quad (3.9)$$

sendo que i_{qs}^* denota o comando de conjugado controlado pela corrente do estator no eixo em quadratura e, esta é controlada pelo projeto do controlador $G_c(s)$, conforme a Figura 1.1. De acordo com o método do campo orientado (BOSE, 2001) a frequência precisa ser calculada em coordenadas $dq0$. Assim, utilizando-se a quarta linha da equação 3.1 em conjunto com a equação 3.6, a frequência de escorregamento pode ser calculada por:

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r i_{qs}^*}{L_r \lambda_{dr}} = \frac{R_r i_{qs}^*}{L_r i_{ds}^*}. \quad (3.10)$$

Por fim, para se calcular a velocidade rotórica ω_r , equação 3.11, pode-se relacionar a diferença entre o conjugado gerado, T_e , e o conjugado de carga, T_L , e as variáveis mecânicas de coeficiente de atrito viscoso, b , e a constante de momento de inércia, J , obtendo-se a seguinte expressão:

$$\omega_r = s\theta_r = \frac{1/J}{s + b/J} [T_e(s) - T_L(s)]. \quad (3.11)$$

Ou ainda, pode-se relacionar a velocidade rotórica com a derivada da posição angular, θ_r .

3.1.2 Identificação em malha fechada do modelo de posição

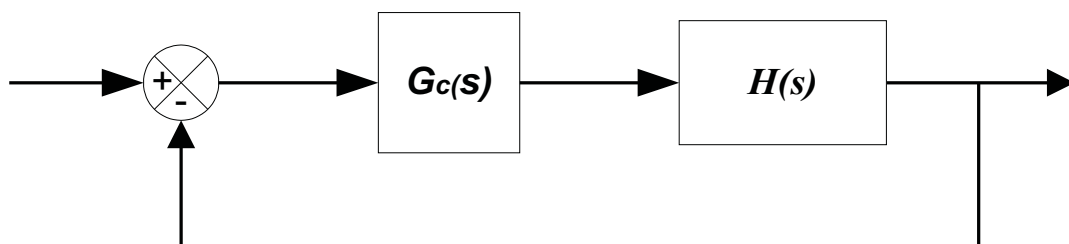
A partir do desenvolvimento da modelagem de campo orientado para o MIT apresentada no capítulo 2, e considerando o objetivo de controlar a posição do eixo do motor tem-se que identificar a malha de posição para o desenvolvimento do projeto dos controladores. Como esta estrutura se encontra em malha fechada, verificou-se a metodologia de identificação que permitisse atender essa necessidade.

A fim de desenvolver uma metodologia diferente da usual que utiliza a modelagem do motor tradicional, optou-se por aplicar técnicas de identificação na malha de posição para se obter um modelo simplificado que represente a planta e a partir deste encontrar os parâmetros dos controladores a serem utilizados.

Existem diversas técnicas de identificação em malha fechada na literatura podendo ser citados alguns métodos tais como: método do relé, Ziegler-Nichols (COELHO; COELHO, 2004) e o método de Yuwana e Seborg (AGUIRRE, 2004), entre outros. Em trabalhos anteriores utilizou-se o método do relé que é baseado no domínio da frequência para se traçar o diagrama de Nyquist do sistema para se obter os parâmetros de um controlador PID, de acordo como apresentado em (JÚNIOR, 2010). No presente projeto de tese, a metodologia de identificação em malha fechada empregada é conhecida como método de Yawana e Seborg (AGUIRRE, 2004), a fim de obter-se um modelo simplificado de primeira ordem na malha de posição que será utilizado nas estratégias de controle, conseqüentemente no projeto dos controladores de cada uma delas.

No caso em estudo, o sistema utilizado apresentado na Figura 3.1 pode ser simplificado de acordo com o diagrama de blocos em malha fechada mostrado na Figura 3.1 e, em seguida aplicar-se metodologias de identificação.

Figura 3.1: Configuração do sistema em malha fechada.



Fonte: Autor

Neste método, assume-se que o controlador $G_c(s)$ é puramente proporcional, isto é,

$G_c(s) = K_c$, e, $H(s)$ representa a função de transferência do sistema.

O modelo dinâmico da malha de posição representado por $H(s)$ é geralmente relacionado usando um modelo de segunda ordem (BETIN et al., 2006) ou utilizam os parâmetros da máquina para a sua modelagem (NETO, 2012). Porém, para simplificar o projeto dos controladores verificou-se a possibilidade do uso de um modelo de primeira ordem dado por:

$$H(s) = \frac{K e^{-\tau_d s}}{1 + \tau s}, \quad (3.12)$$

sendo K o ganho do modelo do processo, τ a constante de tempo e τ_d o tempo de atraso. Como o sistema possui atraso de transporte muito baixo, nesta tese não foi considerado o atraso referente ao comando de chaveamento e o gatilho das chaves, faz-se τ_d nulo para o equacionamento utilizado, assim, tendo-se que calcular apenas os valores dos parâmetros K e τ . Para esta aplicação a função de transferência $H(s)$, dada pela equação 3.12, relaciona o sinal de referência da posição, que corresponde a um dado valor de corrente de quadratura ($i_q s$), com a saída da posição atual do eixo do motor. O método de Yuwana e Seborg (AGUIRRE, 2004) estima os parâmetros do sistema levando-se em conta a resposta ao degrau em malha fechada cuja resposta tenha um comportamento subamortecido. Após a aplicação do método na malha de posição, o cálculo dos parâmetros de $H(s)$ é feita da seguinte forma:

$$K = \frac{y_\infty}{K_c (A - y_\infty)}, \quad (3.13)$$

sendo que $y(\infty)$ é igual ao valor de $y(t)$ em regime permanente, A é a amplitude do degrau aplicado à referência do sistema de controle. Supõe-se que neste caso, $y(0)=0$, conforme Figura 3.2. Entretanto, na prática, $y(0)$ tem um valor inicial que deve ser subtraído de $y(t)$ antes de se usar o método. A constante de tempo é dada por:

$$\tau = \frac{\Delta T}{\pi} \left[\zeta \sqrt{K_f + 1} + \sqrt{\zeta^2 (K_f + 1) + K_f} \right] \sqrt{(1 - \zeta^2) (K_f + 1)}, \quad (3.14)$$

onde

$$K_f = K_c K, \quad (3.15)$$

e o parâmetro ζ da equação 3.14 é encontrado usando o valor médio das variáveis ζ_1 e ζ_2 dadas pelas equações 3.16 e 3.17:

$$\zeta_1 = \frac{-\ln \left[\frac{y_\infty - y_m}{y_{p1} - y_\infty} \right]}{\sqrt{\pi^2 + \left(\ln \left[\frac{y_\infty - y_m}{y_{p1} - y_\infty} \right] \right)^2}}, \quad (3.16)$$

e

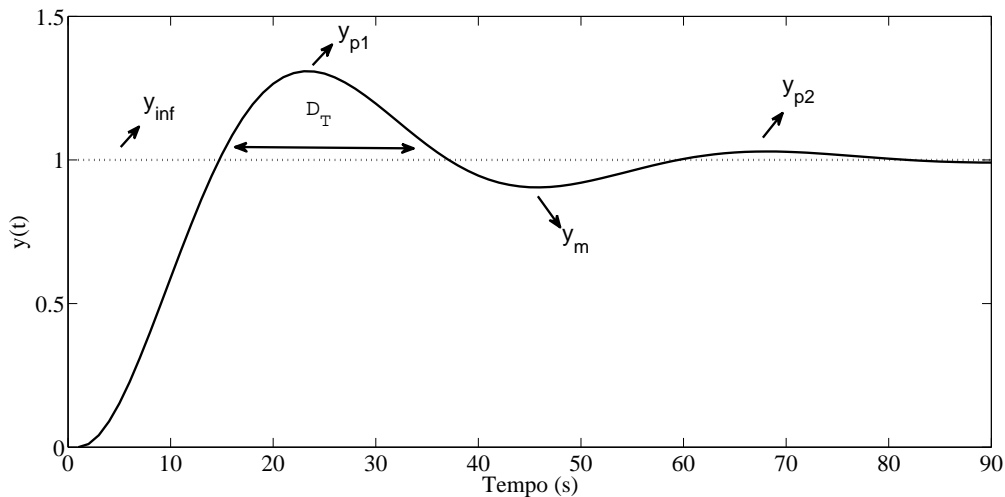
$$\zeta_2 = \frac{-\ln \left[\frac{y_{p2} - y_\infty}{y_{p1} - y_\infty} \right]}{\sqrt{4\pi^2 + \left(\ln \left[\frac{y_{p2} - y_\infty}{y_{p1} - y_\infty} \right] \right)^2}}, \quad (3.17)$$

Em alguns processos reais não é possível esperar o regime permanente devido a questões operacionais, tais como, mudança do ponto de operação, distúrbio de carga, entre outros. Nesses casos é possível estimar o valor de regime como:

$$y_\infty \approx \frac{y_{p2}y_{p1} - y_m^2}{y_{p2} + y_{p1} - 2y_m}, \quad (3.18)$$

sendo y_{p1} e y_{p2} , os valores da saída no primeiro e segundo pico, conforme ilustrado na Figura 3.2, que representa o comportamento típico do sistema em resposta ao degrau unitário aplicando essa metodologia. A partir da Figura 3.2 verifica-se ainda, o valor da saída em regime permanente, y_{inf} ; o valor da saída no ponto de primeiro mínimo y_m e o intervalo de tempo ΔT decorrido entre o primeiro e segundo cruzamento da curva com y_{inf} .

Figura 3.2: Resposta ao degrau típica necessária para o método de Yuwana e Seborg.



Fonte: (AGUIRRE, 2004)

3.2 Estratégias de controle de posição utilizadas no MIT

A partir da modelagem obtida no item anterior aplicam-se então as estratégias de controle de posição. O projeto do controlador de posição tem por finalidade obter um controlador capaz de apresentar um seguimento de referência que tenha um tempo de subida rápido para se alcançar a posição desejada, além de possuir uma oscilação nula em torno da referência.

Desta forma, serão apresentados três projetos de controladores em que inicialmente utiliza-se um controlador Proporcional de ganho constante sintonizado de forma convencional. Em geral, para sistemas de controle de campo orientado, a literatura clássica utiliza uma estrutura de controlador PI para as malhas de corrente e velocidade (NETO, 2012) e (BOSE, 2001), enquanto um controlador do tipo P simples é empregado na malha de controle de posição. Posteriormente um controlador GPC com sintonia baseada no controlador PI, sintonizado de forma off-line. Neste caso, os parâmetros são calculados usando a estratégia preditiva a partir de um determinado ponto de operação do sistema, e inseridos em uma estrutura do controlador PI. E, por último é proposto uma estratégia de controle híbrida utilizando lógica fuzzy para se obter melhor desempenho das características dos dois controladores anteriores.

3.2.1 Controlador de ganho proporcional constante

Existem diversas técnicas de controle na atualidade, com diferentes níveis de complexidade. Havendo métodos simples, como o controlador *on-off* (implementado utilizando relés, por exemplo) tendo somente dois valores possíveis, assim podendo produzir somente valores extremos para a variável manipulada. Como resultado terá um grande número de oscilações na saída do sistema quando um destes controladores é inserido num sistema de malha fechada. Sua aplicação é limitada pela precisão desejada, ou seja, pelo desvio máximo permitido para a variável.

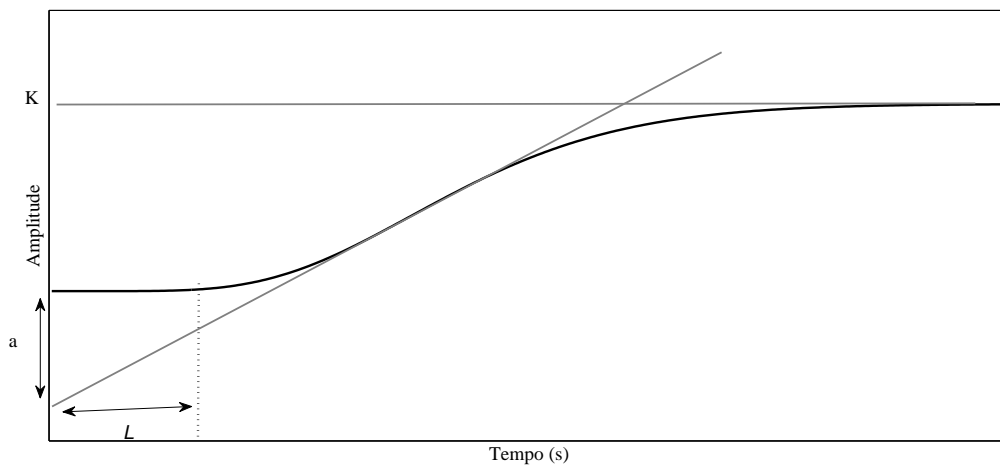
Controladores de ganho constante como o PID (Proporcional-Integral-Derivativo) convencional possuem baixa complexidade de projeto em relação a outras técnicas. Com o crescente desenvolvimento tecnológico da microeletrônica, permite-se a aplicação de métodos mais complexos de controle, como os controladores inteligentes.

Diversos sistemas industriais utilizam a aplicação do controlador PID convencional, pois esta estrutura corresponde a um dos métodos de controle mais utilizadas devido à sua simplicidade de implementação e capacidade de satisfazer a maioria dos requisitos de projeto (ASTRÖM; HÄGGLUND, 1995). Existem diversos métodos para sintonia do controlador PID de ganho fixo, podendo-se citar os métodos de (ZIEGLER; NICHOLS, 1942). Esta técnica constitui um marco no desenvolvimento de método sistemático de ajuste de controladores PID e, a partir deste trabalho, ocorreu uma impulsão nas aplicações destes controladores em processos industriais.

Desta forma, para a malha de posição, conforme apresentado na Figura 1.1, utiliza-se geralmente um controlador proporcional, como pode ser visto em (NETO, 2012). Isto se deve

ao fato de que já existem outros dois controladores do tipo PI, um para a malha de velocidade e outro para a malha de corrente, sendo estes sintonizados e apresentados em trabalhos anteriores como em (??). Desta forma, para o desenvolvimento do presente trabalho aplicou-se a metodologia de Ziegler-Nichols baseada na resposta ao degrau do sistema em malha aberta, que é caracterizada por dois parâmetros que são “a” e “L” conforme Figura 3.3, cujo método é apresentado em (ASTRÖM; HÄGGLUND, 1995).

Figura 3.3: Caracterização da resposta ao degrau usando o método de Ziegler-Nichols.



Fonte: Autor

A partir dessas constantes podem-se determinar os parâmetros do controlador de acordo com a Tabela 3.1:

Tabela 3.1: Tabela de ajuste de Ziegler-Nichols

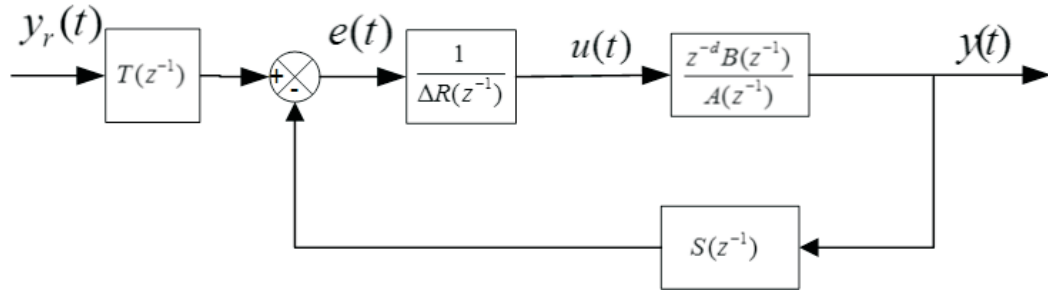
Controlador	K	T_i	T_d
P	$\frac{1}{a}$	∞	0
PI	$\frac{0,9}{a}$	$3L$	0
PID	$\frac{1,2}{a}$	$2L$	$\frac{L}{2}$

3.2.2 Controlador PI baseado no controlador GPC

Utilizou-se a estratégia de controle preditivo baseada no GPC para aplicar no controle de posição do MIT e cuja sintonia dos parâmetros baseiam-se no controlador PI utilizando-se a estrutura conhecida como RST. A estrutura de controle RST, conforme ilustrada na Figura

3.4, é constituída pelos polinômios $R(z^{-1})$ no ramo conectado direto à planta, $S(z^{-1})$ no ramo de realimentação e $T(z^{-1})$ localizado após a entrada de referência, que age como um pré-filtro, pode ser utilizada no projeto de controladores de processos e na sintonia do controle PI (WELLSTEAD; ZARROP, 1991).

Figura 3.4: Estrutura RST clássica.



Fonte: (WELLSTEAD; ZARROP, 1991)

Para esta estrutura a lei de controle é representada por:

$$R(z^{-1})\Delta u(t) = T(z^{-1})y_r(t) - S(z^{-1})y(t), \quad (3.19)$$

com $\Delta = 1 - z^{-1}$ e a função de transferência discreta em malha fechada é dada por:

$$y(t) = \frac{z^{-d}B(z^{-1})T(z^{-1})}{A(z^{-1})\Delta R(z^{-1}) + z^{-d}B(z^{-1})S(z^{-1})}y_r(t), \quad (3.20)$$

sendo os polinômios $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ e $T(z^{-1})$ concebidos de modo a assegurar que a saída do sistema $y(t)$ siga as alterações do sinal de referência $y_r(t)$ numa forma aceitável e rápida. Além disso, o projetista normalmente requer que, no estado de equilíbrio (quando $y_r(t)$ é constante), a saída $y(t)$ seja igual a referência. Então, para atender a essa necessidade, o polinômio $R(z^{-1})$ é feito igual à unidade. A ordem dos polinômios são $n_r = n_b + d - 1$, $n_s = n_a$ e $T(1) = S(1)$ para garantir rastreamento da referência e a eliminação da perturbação de carga.

Na estrutura RST da equação 3.19, os polinômios $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ e $T(z^{-1})$ do controlador PI ideal para sistemas de primeira ordem são dadas por:

$$\begin{aligned} R(z^{-1}) &= 1, \\ S(z^{-1}) &= s_0 + s_1 z^{-1}, \\ T(z^{-1}) &= S(z^{-1}), \end{aligned} \quad (3.21)$$

sendo t_0 , t_1 , s_0 e s_1 respectivamente:

$$\begin{cases} s_0 = t_0 = K_c(1 + \frac{T_s}{T_i}), \\ s_1 = t_1 = -K_c. \end{cases} \quad (3.22)$$

As estratégias de controle preditivo são baseadas em um modelo do sistema em estudo para poder computar a predição dos horizontes de controle a serem utilizados. Então, necessita-se de um estudo preliminar a fim de se encontrar o modelo que melhor corresponda ao sistema. Geralmente é usado para o GPC o modelo CARIMA (*Controlled Auto-Regressive and Integrated Moving Average Model*), dado pela equação 3.23.

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-d}B(z^{-1})u(t-1) + \frac{C(z^{-1})}{\Delta}\xi(t), \quad (3.23)$$

Sendo A , B e C os polinômios associados ao operador deslocamento z^{-1} (que será omitido nas equações que seguem) correspondendo à saída da planta, entrada de controle e ao ruído do sistema. O polinômio A é mônico e coprimo em relação ao B , d representa o atraso das amostras de tempo do sistema, enquanto $\xi(t)$ é relacionado ao ruído branco com média nula, Δ denota o operador diferenciador definido por $\Delta = 1 - z^{-1}$, $u(t)$ é a entrada e $y(t)$ corresponde ao sinal de saída.

O controlador preditivo generalizado foi proposto por (CLARKE, 1987) e consiste em calcular uma sequência de ações de controle futuras, a partir da minimização de uma função custo definida dentro de um horizonte de predição. Nesta função custo considera-se o erro entre a saída predita do sistema e uma sequência de referências futuras conhecidas sobre um horizonte, assim como a ponderação do esforço de controle (CAMACHO; BORDONS, 2004). Sendo a função custo apresentada na equação 3.24.

$$J = \sum_{i=N_1}^{N_y} [\hat{y}(t+i|t) - y_r(t+i)]^2 + \sum_{i=1}^{N_u} \lambda [\Delta u(t+i-1)]^2, \quad (3.24)$$

em que $\hat{y}(t+i|t)$ é a saída predita, calculada com os dados conhecidos no instante t , $\Delta u(t+i-1)$ corresponde ao incremento na ação de controle, $y_r(t+i)$ é a trajetória de referência futura, λ é a ponderação do sinal de controle e N_1 , N_y e N_u são os horizontes inicial, de saída e de controle, respectivamente.

Para minimizar a função custo, dada pela equação 3.24, os valores futuros da saída $y(t+i|t)$ são obtidos usando-se a seguinte equação (CLARKE, 1987).

$$1 = E_i(z^{-1})\Delta A(z^{-1}) + z^{-i}F_i(z^{-1}), \quad (3.25)$$

Multiplicando-se a equação 3.25 por $\Delta E_i(z^{-1})z^{-i}$, verifica-se que a predição da saída é dada por:

$$y(t+i) = F_i(z^{-1})y(t) + E_i(z^{-1})B_i(z^{-1})\Delta u(t+i-d-1), \quad (3.26)$$

onde $Gi(z^{-1}) = Ei(z^{-1})B(z^{-1})$. Para simplicidade, estes horizontes são ajustados como $N_1 = 1$, $N_y = N$ e $N_u = N$, onde N é projetado levando-se em conta a constante de tempo do sistema a ser controlado.

Pode-se relacionar a saída predita com uma parcela da resposta forçada em relação às respostas passadas e futuras, como apresentada na equação 3.27.

$$y(t+i|t) = F_i(z^{-1})y(t) + \overbrace{G_{fi}\Delta u(t+i-1)}^{\text{futuro}} + \overbrace{G_{pi}\Delta u(t-1)}^{\text{passado}} \quad (3.27)$$

Da equação 3.26, as predições de saída ótima são estabelecidas como:

$$\begin{aligned} \hat{y}(t+1|t) &= G_1\Delta u(t) + F_1y(t) \\ \hat{y}(t+2|t) &= G_2\Delta u(t+1) + F_2y(t) \\ &\vdots \\ \hat{y}(t+N|t) &= G_N\Delta u(t+N-1) + F_Ny(t) \end{aligned} \quad (3.28)$$

que pode ser escrita como

$$\bar{y} = \bar{G}\bar{u}(t) + \bar{F}(z^{-1})y(t) + \bar{G}'(z^{-1})\Delta u(t-1), \quad (3.29)$$

sendo a resposta livre, f_r , dada por:

$$f_r = \bar{F}(z^{-1})y(t) + \bar{G}'(z^{-1})\Delta u(t-1), \quad (3.30)$$

A predição de saída torna-se:

$$\bar{y} = \bar{G}\bar{u}(t) + f_r \quad (3.31)$$

em que G_u é a resposta forçada e

$$\begin{aligned} \bar{y} &= [\hat{y}(t+1|t) \dots \hat{y}(t+N|t)]^T, \\ \bar{u} &= [\Delta u(t)\Delta u(t+1) \dots \Delta u(t+N-1)]^T, \\ \bar{G} &= \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \dots & 0 \\ g_1 & g_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{N-1} & g_{N-2} & \dots & g_0 \end{bmatrix}, \\ \bar{G}'(z^{-1}) &= \begin{bmatrix} (G_1(z^{-1}) - g_0)z \\ (G_2(z^{-1}) - g_0 - g_1z^{-1})z^2 \\ \vdots \\ (G_N(z^{-1}) - g_0 - g_1z^{-1} - \dots - g_{N-1}z^{-(N-1)})z^N \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$\bar{F}(z^{-1}) = \begin{bmatrix} F_1(z^{-1}) \\ F_2(z^{-1}) \\ \vdots \\ F_N(z^{-1}) \end{bmatrix}$$

Agora a função custo, dada na equação (3.24), pode ser escrita como:

$$J = (\bar{G}\bar{u} + \bar{f}_r - \bar{y}_r)^T (\bar{G}\bar{u} + \bar{f}_r - \bar{y}_r) + \lambda \bar{u}^T \bar{u} \quad (3.33)$$

sendo

$$\bar{y}_r = \begin{bmatrix} y_r(t+d+1) & \cdots & y_r(t+d+N) \end{bmatrix}^T \quad (3.34)$$

Considerando-se que não se tem restrições, o controlador que minimiza a função custo é calculado como (CAMACHO; BORDONS, 2004):

$$\bar{u} = (\bar{G}^T \bar{G} + \lambda I)^{-1} \bar{G}^T (\bar{w} - \bar{f}_r) \quad (3.35)$$

Quando se usa uma estratégia de horizonte deslizante, o sinal de controle enviado ao processo é o primeiro elemento do vetor \bar{u} , dado por:

$$\Delta u(t) = K(\bar{y}_r - \bar{f}_r) \quad (3.36)$$

onde K corresponde á primeira linha da matriz $(\bar{G}^T \bar{G} + \lambda I)^{-1} \bar{G}^T$.

Para a sintonia PI com a abordagem GPC proposta em (NAKANO K., 2003) é necessário sintetizar o controlador GPC sem restrições na estrutura RST apresentada na equação (3.37), ou seja,

$$R(z^{-1})\Delta u(t) = T(z^{-1})y_r(t) - S(z^{-1})y(t), \quad (3.37)$$

O sinal de controle da equação (3.36) pode ser expresso como

$$\Delta u(t) = \sum_{i=1}^N k_j [y_r(t+i) - fr(t+i)]. \quad (3.38)$$

Reescrevendo-se a resposta livre, equação (3.29) em função de i , tem-se:

$$f_r = F_i(z^{-1})y(t) + G'_i(z^{-1})\Delta u(t-1) \quad (3.39)$$

Substituindo-se a equação (3.39) na equação (3.38), a lei de controle GPC resume-se a forma:

$$\begin{aligned}\Delta u(t) &= \sum_{i=1}^N k_j [y_r(t+i) - f_r(t+i)], \\ \Delta u(t) &= \sum_{i=1}^N k_i \left\{ y_r(t+i) - \left[F_i(z^{-1})y(t) + G'_i(z^{-1})\Delta u(t-1) \right] \right\}, \\ \Delta u(t) &= \sum_{i=1}^N k_i y_r(t+i) - \sum_{i=1}^N F_i(z^{-1})y(t) - \sum_{i=1}^N G'_i(z^{-1})\Delta u(t-1).\end{aligned}\quad (3.40)$$

Isolando-se os termos relacionados a $\Delta u(t)$ na equação (3.40), tem-se

$$\Delta u(t) \left[1 + z^{-1} \sum_{i=1}^N G'_i(z^{-1}) \right] = \sum_{i=1}^N k_i z^i y_r(t) - \sum_{i=1}^N k_i F_i(z^{-1})y(t) \quad (3.41)$$

Considerando-se que a trajetória da referência futura se mantém constante ao longo do horizonte de predição, isto é, $y_r(t+i) = y_r(t)$, então é possível encontrar uma equivalência com a equação (3.37). Assim, a síntese da lei de controle GPC na estrutura RST será dada por

$$\sum_{i=1}^N k_i F_i(z^{-1})y(t) + \left\{ \sum_{i=1}^N k_i G'_i(z^{-1}) \right\} \Delta u(t) - \sum_{i=1}^N k_i y_r(t) = 0 \quad (3.42)$$

e os polinômios $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ e $T(z^{-1})$ do controlador GPC em RST são:

$$\begin{cases} R(z^{-1}) = \left[1 + z^{-1} \sum_{i=1}^N G_i(z^{-1}) \right], \\ S(z^{-1}) = \sum_{i=1}^N k_i F_i(z^{-1}), \\ T(z^{-1}) = \sum_{i=1}^N k_i.\end{cases} \quad (3.43)$$

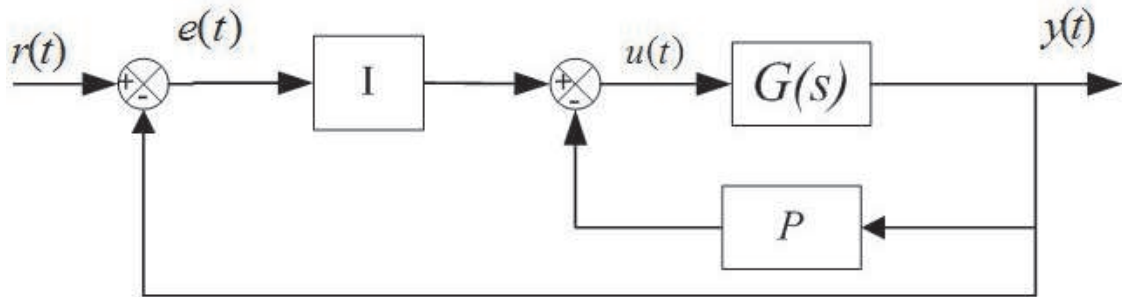
3.2.2.1 Equivalência dos Controladores GPC e PI

A sintonia PI via projeto GPC usando a estrutura RST, pode ser feita para a configuração de malha I+P, Figura 3.5, onde a referência é removida das partes derivativa e proporcional do controlador para evitar ações de controle abruptas em decorrência de mudanças na referência e assumindo algumas simplificações (NAKANO K., 2003).

O polinômio $R(z^{-1})$ da lei de controle GPC é aproximado a um ganho estático v , definido assim:

$$v = 1 + \sum_{i=1}^N k_i G'_i(1) \quad (3.44)$$

Figura 3.5: Estrutura de controle I+P.



Fonte: (WELLSTEAD; ZARROP, 1991)

A ordem do polinômio $F_i(z^{-1})$, equação (3.25) é 1, o que implica que a ordem do polinômio $A(z^{-1})$ no modelo CARIMA da equação (3.23) é $n - a = 1$.

Os polinômios $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ e $T(z^{-1})$ do controlador $I + P$ são dados por:

$$\begin{aligned} R(z^{-1}) &= 1, \\ S(z^{-1}) &= s_0 + s_1 z^{-1}, \\ T(z^{-1}) &= t_0, \end{aligned} \quad (3.45)$$

onde os coeficientes s_0 , s_1 , e s_2 são calculados por:

$$s_0 = K_c \left(1 + \frac{T_s}{T_i} \right), s_1 = -K_c, t_0 = S(1) = K_c \frac{T_s}{T_i} \quad (3.46)$$

Reescrevendo novamente a lei de controle GPC, equação (3.43), incluindo as simplificações antes mencionadas, tem-se:

$$\Delta u(t) = \frac{1}{v} \sum_{i=1}^N k_i y_{r(t)} - \frac{1}{v} \sum_{i=1}^N k_i F_i(z^{-1}) y(t) \quad (3.47)$$

Assim os polinômios $\bar{R}(z^{-1})$, $\bar{S}(z^{-1})$ e $\bar{T}(z^{-1})$ simplificados, da estrutura RST do controlador GPC, são dados por:

$$\begin{aligned} \bar{R}(z^{-1}) &= 1 \\ \bar{S}(z^{-1}) &= \bar{s}_0 + \bar{s}_1 z^{-1} \\ \bar{T}(z^{-1}) &= \bar{t}_0 \end{aligned} \quad (3.48)$$

com os coeficientes \bar{s}_0 , \bar{s}_1 , e \bar{s}_2 dados por:

$$\begin{aligned}\bar{s}_0 &= \frac{1}{v} \sum_{i=N_1}^{N_y} k_i f_{i,0}, \\ \bar{s}_1 &= \frac{1}{v} \sum_{i=N_1}^{N_y} k_i f_{i,1}, \\ \bar{t}_0 &= \frac{1}{v} \sum_{i=N_1}^{N_y} k_j,\end{aligned}\tag{3.49}$$

Fazendo-se a igualdade $\frac{1}{v} \sum_{i=1}^N K_i F_i(1) = \frac{1}{v} \sum_{i=1}^N K_i$, pode ser feita a equivalência dos polinômios $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ e $T(z^{-1})$ do controlador I+P, equação (3.43), com os polinômios do controlador GPC equação (3.49).

Assim, usando as equações (3.46) e (3.49), os parâmetros K_c e T_i do controlador $I + P$ são calculados como:

$$\begin{aligned}K_c &= -\bar{s}_1, \\ T_i &= \frac{-\bar{s}_1}{\bar{s}_0 + \bar{s}_1} T_s,\end{aligned}\tag{3.50}$$

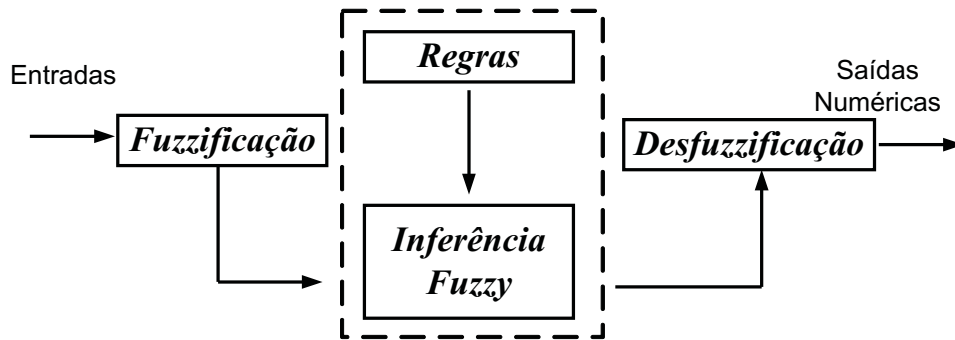
Como as dinâmicas do sistema controlado geralmente mudam devido às mudanças nos parâmetros ou distúrbios associados ao sistema, o controle de malha fechada com projeto baseado no modelo nominal pode se tornar inviável. Portanto, a ponderação ? pode ser modificada para se obter estabilidade robusta, considerando-se as incertezas relacionadas ao sistema.

3.2.3 *Estratégia de Controle Híbrida Proposta Baseada na Lógica Fuzzy*

A Lógica fuzzy tem sido aplicada com sucesso a um grande número de aplicações em controle. O controlador comumente mais usado é o PID, que requer um modelo matemático do sistema. Um controlador de lógica fuzzy fornece uma alternativa para o controlador PID. É uma boa ferramenta para o controle de sistemas em que são de difícil modelagem. Além do que, a utilização da lógica fuzzy tem rapidamente se tornado uma técnica usada atualmente para o controle de sistemas quando não se tem informações suficiente das dinâmicas associadas ao sistema. Com sua ajuda, projetos complexos podem ser implementados em controladores de maneira simples, fácil manutenção e baixo custo (HO; YEH, 2010), onde a estrutura do controlador de lógica fuzzy típico é mostrada na Fig. 3.6.

Em geral, um sistema fuzzy faz corresponder a cada entrada fuzzy uma saída fuzzy. Um conjunto fuzzy é caracterizado por uma função de pertinência que assume valores dentro do intervalo $[0,1]$. Enquanto na teoria de conjuntos clássica a função de pertinência assume apenas

Figura 3.6: Sistema fuzzy



Fonte: (MATHWORKS, 2007)

os valores *zero*, indicando que o elemento não pertence ao conjunto, ou valor *um*, indicando que o elemento pertence ao conjunto, na teoria de conjuntos fuzzy os elementos podem estar associados a graus de pertinência entre *zero* e *um*, indicando que os mesmos podem pertencer parcialmente a um conjunto. A princípio, qualquer função que associe valores entre zero e um a elementos de um dado conjunto, pode ser tomada como função de pertinência. Entretanto, na escolha de tais funções, deve-se levar em conta o contexto em que estas serão utilizadas na representação das variáveis linguísticas. Neste sentido, tanto o número quanto o formato das funções de pertinência devem ser escolhidos de acordo com o conhecimento sobre o processo que se quer estudar.

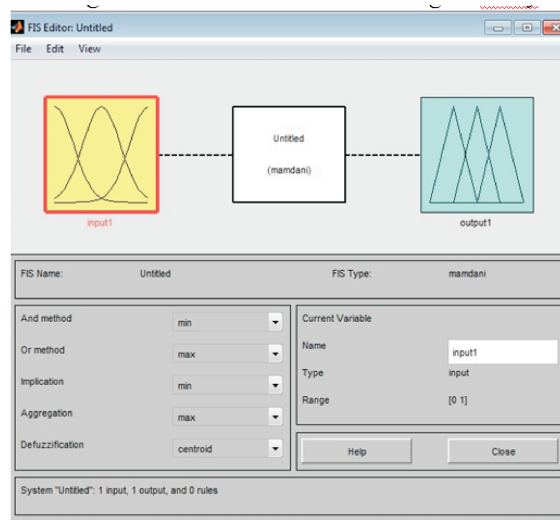
A partir da Figura 3.6, pode-se observar que existem algumas etapas para essa metodologia, como o processo de fuzzificação onde é modelada matematicamente a informação das variáveis de entrada por meio de conjuntos fuzzy. É nesta etapa que se mostra a grande importância do especialista do processo a ser analisado, pois a cada variável de entrada devem ser atribuídos termos linguísticos que representam os estados desta variável e, a cada termo linguístico, deve ser associado um conjunto fuzzy por uma função de pertinência. Além disso, tem-se diversos formatos das funções de pertinência onde os mais comumente utilizados são triangulares, gaussianos, e trapezoidais, sendo nesta tese escolhido o último formato. A base de regras que constitui o núcleo do sistema é onde “se guardam” as variáveis e suas classificações linguísticas. Em seguida, tem-se a inferência fuzzy onde se definem quais são os conectivos lógicos usados para estabelecer a relação fuzzy que modela a base de regras. É deste módulo que depende o sucesso do sistema fuzzy já que ele fornecerá a saída (controle) fuzzy a ser adotada pelo controlador a partir de cada entrada fuzzy. E, por fim a desfuzzificação que traduz o estado da variável de saída fuzzy para um valor numérico, a princípio, qualquer número real, que de alguma maneira possa representar “bem” um conjunto fuzzy, pode ser chamado de desfuzzificador desse conjunto.

Existem vários métodos de desfuzzificação e a seleção de um deles é dependente do domínio da aplicação em desenvolvimento. Podem-se citar os seguintes métodos: Método do Centro de Massa ou Centróide, onde o valor numérico obtido representa o centro de gravidade da distribuição de possibilidade de saída do sistema fuzzy; Método da Média dos Máximos que determina um valor numérico que representa o valor médio de todos os valores centrais ativados; Método da Média Ponderada dos Máximos que calcula um valor numérico considerando a média ponderada dos valores centrais ativados, sendo os pesos os graus de pertinência; Método do Critério Máximo (ou Mínimo) gera um valor numérico igual ao máximo (mínimo) valor ativado (adequado quando a forma da distribuição de possibilidade tem um pico).

Devido à simplicidade e eficiência, além de ser bastante condizente com a intuição humana utilizou-se os seguintes métodos: o Método de Mamdani (MATHWORKS, 2007), na etapa de inferência, e o Método do Centro de Massa (centróide), na etapa de desfuzzificação, sendo o mais comum e que faz parte do método de Mamdani.

Para a estratégia híbrida proposta o funcionamento ocorre da seguinte forma: no instante em que o erro de posição (diferença entre a posição de referência e a posição atual) for *grande* em módulo a ponderação do controlador Proporcional será *alta*, enquanto que a ponderação do controlador GPC será *baixa*, no instante em que o erro de posição for *pequeno* a ponderação será *baixa* para o controlador Proporcional e a do GPC será *alta*.

Figura 3.7: Editor da toolbox de lógica fuzzy



Fonte: (MATHWORKS, 2007)

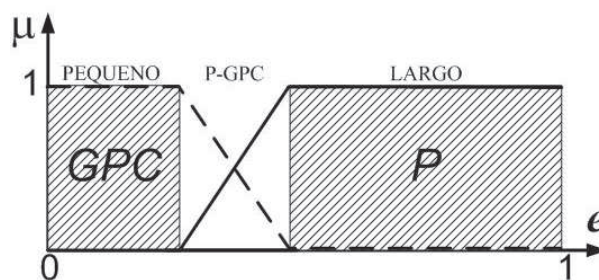
Desta forma, a lógica fuzzy foi elaborada de modo a se mesclar o melhor resultado do Proporcional na mudança de referência e do GPC em relação ao regime permanente, neste caso, utilizou-se o *toolbox de lógica fuzzy*[®] do software MATLAB[®] que possui um editor de

inferência de lógica fuzzy, que é uma ferramenta de fácil utilização e amplamente empregada no meio acadêmico, e pode ser conferido no seu manual de usuário encontrado em (MATHWORKS, 2007). Utilizando-se o editor, Figura 3.7 configurou-se a lógica usando o método de Mamdani, tendo como entrada a diferença entre a posição de referência e a posição real do rotor e como saída o valor de ponderação dos controladores.

No processo de fuzzificação para se obter a estratégia de mesclar os controladores P-GPC empregando a lógica fuzzy são desenvolvidas três regiões diferentes a partir da região de controle, as quais são denominadas de PEQUENO, Proporcional-GPC e GRANDE, como apresentado na Figura 3.8, sendo ‘e’ o erro de posição normalizado e ‘ μ ’ a ação de ponderação da lógica fuzzy. Para não aumentar o processamento dos dados devido o sistema ser embarcado não se utilizou a derivada do erro.

Para o desenvolvimento da função de pertinência do hibridismo a primeira região da Figura 3.8 envolve uma estratégia puramente GPC, a saída desta região serve para manter o erro constante para um mínimo ou eliminá-lo totalmente. Em seguida tem-se a região de estratégia mista dos controladores Proporcional e GPC, que trabalhando em conjunto através da lógica fuzzy, é capaz de produzir um sinal de controle único, o objetivo desta região é controlar qualquer provável sobressinal durante a mudança de referência.

Figura 3.8: Lógica fuzzy proposta



Fonte: Próprio Autor

A terceira e última região é composta basicamente do controlador Proporcional, esta região é responsável pelo rápido rastreamento de referência, ou seja, possui a finalidade de levar o eixo do motor à posição desejada o mais breve possível. Para a construção da estratégia híbrida utilizou-se apenas o erro de posição, enquanto que geralmente também é empregada a derivada do erro, mas como nossa aplicação final consiste na construção de um sistema embarcado restringiu-se o uso do erro para diminuir o tamanho do código a ser implementado no DSC.

A inferência da base de regras definiu-se com as seguintes proposições da lógica fuzzy expressas como: Grande Positivo (GP), Médio Positivo (MP), Pouco Positivo (PP), Zero (ZO),

Pouco Negativo (PN), Médio Negativo (MN) e Grande Negativo (GN), tem-se como exemplo uma regra típica dada por:

SE (erro posição GP) **ENTAO** Saída fuzzy é GP

A partir destas definições, a Tabela 3.2 mostra as regras fuzzy utilizadas para os controladores.

Tabela 3.2: **Regras da lógica fuzzy do controlador híbrido**

Erro de posição	Ação Fuzzy	Ponderação do P	Ponderação do GPC
GN	GP	GP	PP
MN	MP	MP	PP
PN	PP	PP	MP
ZO	ZO	ZO	GP
PP	PP	PP	MP
MP	MP	MP	PP
GP	GP	GP	PP

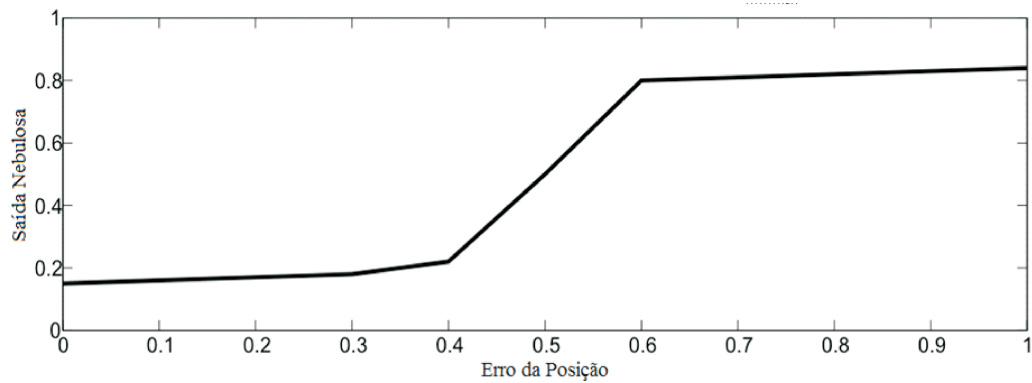
Para a desfuzzificação existem muitos métodos que podem ser adotados. A princípio, qualquer número real, que de alguma maneira possa representar “bem” um conjunto fuzzy, pode ser chamado de desfuzzificador desse conjunto, sendo o mais comum, e que faz parte do método de Mamdani, é conhecido como centróide (também chamado de centro de massa) que corresponde ao valor numérico obtido que representa o centro de massa da distribuição de possibilidade de saída do sistema fuzzy, sendo este o desfuzzificador utilizado na tese.

Observando-se a superfície de controle gerada, Figura 3.9, verifica-se que o comportamento da ação de ponderação aplicada ao controlador Proporcional e ao GPC mudam de acordo com a porcentagem de erro da posição. Por exemplo, quando a porcentagem do valor do erro da posição for de 0,45 a ação fuzzy será de 0,3 e, conseqüentemente, os pesos para o Proporcional e o GPC serão de 0,3 e 0,7, respectivamente, isto é, haverá uma mistura de 30% da ação do controle Proporcional e 70% do controlador GPC.

3.3 Considerações finais

Neste capítulo desenvolveu-se a modelagem do MIT utilizando a estratégia de campo orientado bem como a da malha de posição do mesmo empregando-se o método de Yuwana

Figura 3.9: Superfície de controle aplicado na lógica fuzzy



Fonte: Próprio Autor

e Seborg. Os projetos dos controladores de ganho constante Proporcional e do GPC baseado em PI também foram obtidos. Uma das vantagens da utilização da estratégia GPC consiste na capacidade de mudança do comportamento do controlador alterando-se o valor da variável λ , que gradua o esforço de controle, e assim, podendo-se obter tanto um controlador agressivo quanto um brando. Apresentou-se a técnica da lógica fuzzy para se obter a proposta desta tese na questão do hibridismo entre estes controladores citados acima, a fim de se conseguir o melhor comportamento de desempenho de cada estratégia de controle. Para a estratégia proposta pode-se alterar o comportamento do controlador híbrido modificando-se a lógica fuzzy que pondera a ação de controle do Proporcional e do GPC.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAL E ANÁLISE DE ROBUSTEZ

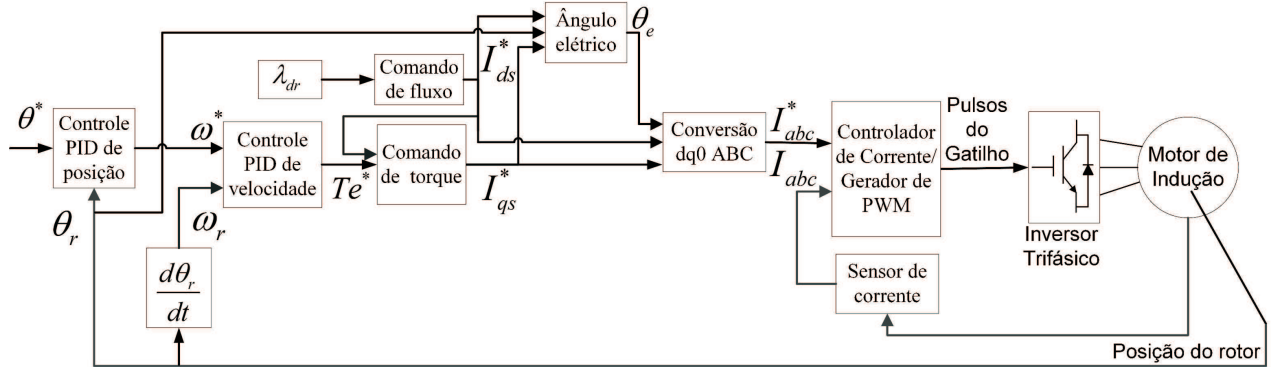
Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulação e experimentais do sistema implementado, em que serão analisados os seguintes parâmetros: a posição do rotor, a corrente de eixo direto (responsável pela geração do campo magnético da máquina), e a corrente em quadratura (responsável pelo torque eletromagnético da máquina). Os índices de desempenho empregados para análise são o Erro Quadrático Médio (EQM) e a variância da saída (σ^2). A fim de se observar a capacidade de precisão e repetibilidade de posicionamento do rotor utilizou-se alguns perfis de referencia como trapezoidal, triangular e senoidal. Além disso, também será apresentado um ensaio de inserção de carga para visualizar a rejeição de perturbações das estratégias em estudo. Posteriormente, é verificada a robustez do controle híbrido proposto, de tal forma que se possa analisar e validar o uso desta estratégia de controle para esta aplicação específica, além de examinar suas características e vantagens em relação aos demais controladores projetados, no caso o Proporcional clássico e o GPC com sintonia baseado em PI.

Utilizou-se a ferramenta computacional *Simulink*[®] de tal modo a validar o modelo utilizado e a fim de testar os parâmetros dos controladores. Como a ferramenta computacional aplicada é facilmente configurável, conseguiu-se a escolha de uma configuração otimizada da planta, sem que houvesse a necessidade de utilização de equipamentos reais. De modo a validar o processo e, por conseguinte, sua metodologia, a análise gráfica comparativa foi utilizada. A planta do sistema encontra-se no Apêndice B, sendo as principais características do motor utilizado: 4 pólos, $\frac{1}{4}$ HP, 60 Hz, 220 V, 0,66 A de corrente nominal na bobina. Utilizando ensaios do motor a vazio e em rotor bloqueado foi obtido os parâmetros pertinentes a serem aplicados no modelo, que podem ser conferidos no Apêndice A. Os parâmetros calculados são mostrados nos diagramas de blocos construídos no *Simulink*[®], em Apêndice C.

O diagrama de blocos simplificado do servoposicionador utilizando controle de campo orientado em um motor de indução trifásico é mostrado na Figura 4.1.

Descrevendo-se os principais blocos do sistema da Figura 4.1, tem-se o diagrama de blocos para o cálculo do ângulo elétrico da máquina, Figura 4.2, que é a soma do ângulo

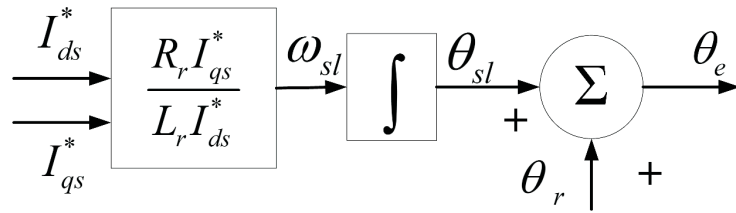
Figura 4.1: Diagrama de blocos simplificado do servoposicionador.



Fonte: Autor

meccânico (verificado a partir da medição do rotor) acrescentado do ângulo de escorregamento calculado pela equação (3.11). Como o motor possui quatro pólos, a frequência mecânica é multiplicada por dois.

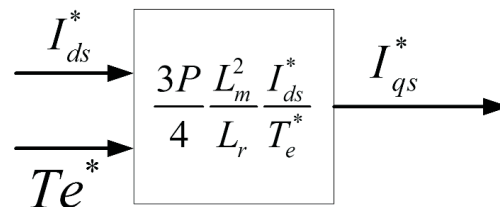
Figura 4.2: Diagrama de blocos para o cálculo do ângulo elétrico.



Fonte: Autor

Utilizando a equação (3.9), de modo a encontrar a referência de corrente no eixo em quadratura a partir dos valores de conjugado e fluxo rotórico no eixo direto, consegue-se o diagrama de blocos do comando de torque mostrado na Figura 4.3.

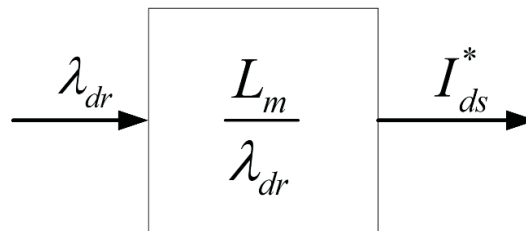
Figura 4.3: Diagrama de blocos para o cálculo da corrente do eixo em quadratura.



Fonte: Autor

Utilizando a equação (3.8), isolando o componente de corrente do eixo direto em função do fluxo de referência, consegue-se o diagrama de blocos do comando de fluxo, mostrado na Figura 4.4.

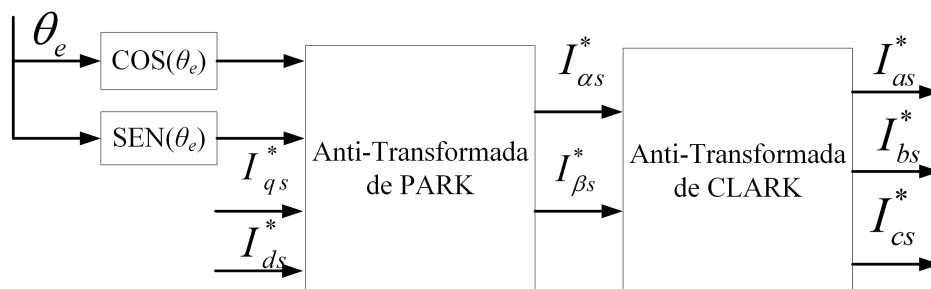
Figura 4.4: Diagrama de blocos para o cálculo da corrente do eixo direto.



Fonte: Autor

Assim, possuindo as referências de corrente de eixo direto e em quadratura, e ainda possuindo o ângulo elétrico calculado de modo a transformar os comandos calculados em um sistema de referência síncrono para um sistema de referência estacionário, consegue-se, a partir da transformação de Park, o comando de corrente em eixo estacionário, aplicando em seguida a transformação de Clark de modo a utilizar o comando de corrente trifásico, mostrado na Figura 4.5. Finalmente pode-se acionar o *inversor trifásico*, onde a forma de acionamento se encontra no bloco *gerador de pulsos PWM*.

Figura 4.5: Diagrama de blocos para transformação dq0 /ABC.

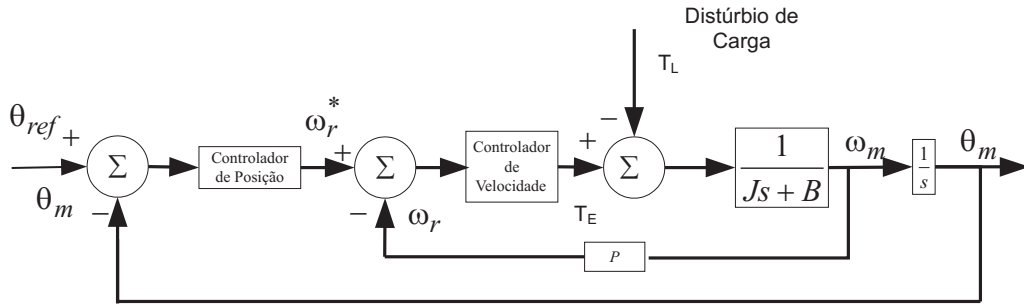


Fonte: Autor

Para a sintonia dos controladores mais externos da malha (posição e velocidade) o método mais utilizado no caso de servoposicionadores é considerar que o sistema mecânico está desacoplado do sistema elétrico como apresentado em (LIAW; LIN; KUNG, 1993), (L., 1994), (SHIAU; LIN, 2001) e (FUSCO, 2001). Deste modo, o diagrama de blocos do sistema mecânico pode ser visto na figura 4.6.

Sendo “ J ” o momento de inércia do sistema, “ B ” o coeficiente de atrito viscoso, “ P ” o número de par de pólos do motor e “ T_L ” um distúrbio de carga.

Figura 4.6: Diagrama da malha de velocidade e posição.

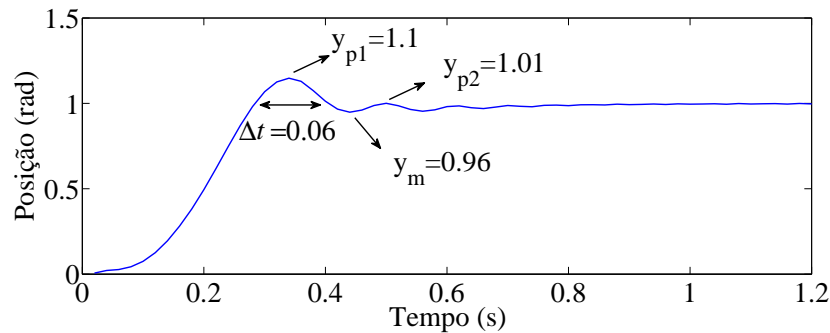


Fonte: Autor

4.1 Resultados de simulação

Para se obter os resultados de simulação do sistema utilizou-se o *software* MATLAB®/ Simulink® com os ganhos dos controladores calculados conforme a metodologia apresentada no capítulo 3 do projeto dos controladores. Após a aplicação do método de identificação apresentado na seção 3.1.2, obteve-se a Figura 4.7 e, os seguintes parâmetros foram encontrados: $y_{p1} = 1,1$, $y_{p2} = 1,01$, $y_m = 0,96$ e $\Delta t = 0,06$.

Figura 4.7: Resposta ao degrau do sistema usando método de Yawana e Seborg.



Fonte: Autor

Utilizando-se as equações (3.13) à (3.18) e empregando-se os parâmetros $K_c = 5$, que é o valor do ganho utilizado inicialmente, e $A = 1$, que representa o degrau unitário aplicado, obtém-se os valores das variáveis $y_\infty = 0,9968$, $K_f = 315,67$ e $\zeta = 0,282$. Por fim, usando-se as equações (3.13) e (3.14) tem-se os parâmetros do modelo $K = 63,13$ e $\tau = 7,7569$, respectivamente. A partir dos parâmetros obtidos anteriormente e usando o método de Yuwana e Seborg, a função de transferência contínua que relaciona a posição real e posição desejada do rotor apresentada na equação (3.12), torna-se:

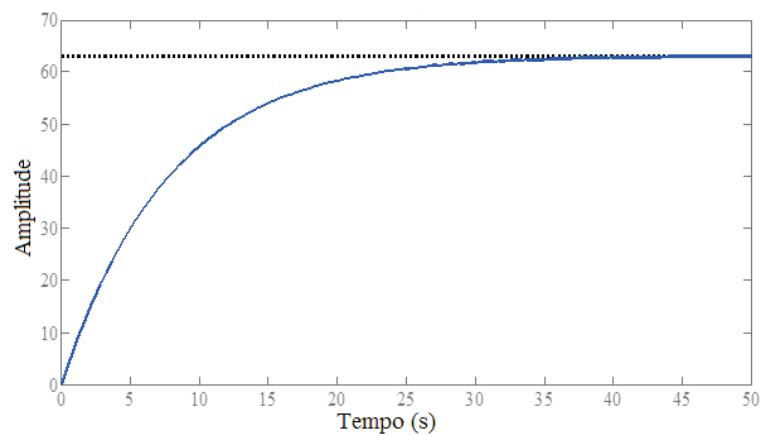
$$H(s) = \frac{63,13}{7,757s + 1}, \quad (4.1)$$

Assim, discretizando-se a equação (4.1) considerando-se o segurador de ordem zero - ZOH (*zero-order hold on time inputs*), com uma taxa de amostragem de $0,1 \text{ ms}$, que corresponde à taxa utilizada na amostragem do DSC, e obteve-se a seguinte função:

$$H(z) = \frac{0,0008139z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.2)$$

A resposta ao degrau do modelo da função de transferência representado pela equação (4.2) é mostrada na Figura 4.8.

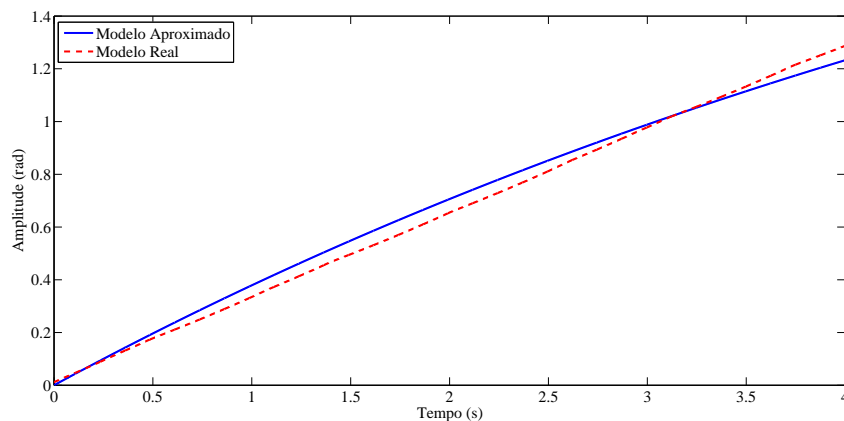
Figura 4.8: Resposta ao degrau do sistema em malha aberta.



Fonte: Autor

A fim de mostrar a aproximação entre o modelo encontrado para o projeto do controlador apresentado na equação (4.2) e o modelo real usado na simulação, representado pelos blocos do Simulink®, foi feita uma comparação entre os dois modelos utilizando-se uma resposta ao degrau e analisado até o instante de 4 segundos, cuja resposta é mostrada na Figura 4.9.

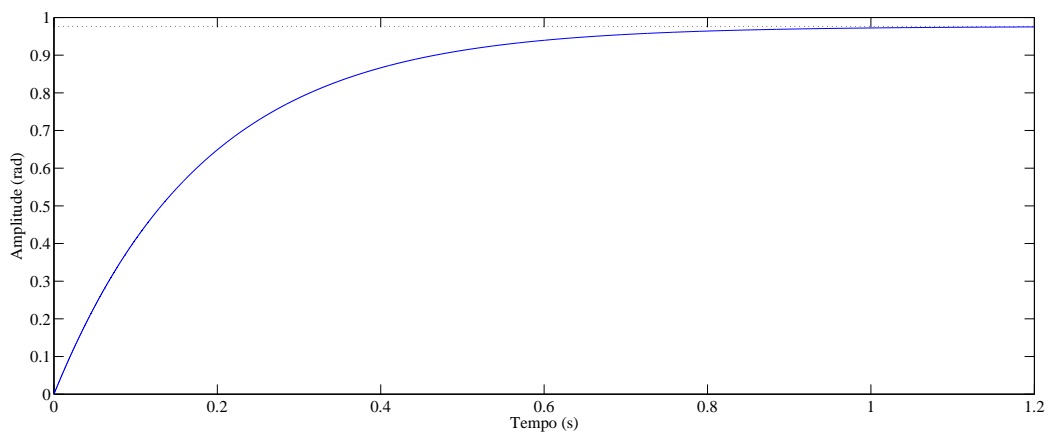
Figura 4.9: Resposta ao degrau do sistema real e aproximado visualizado até o instante de 4 segundos.



Fonte: Autor

A partir da Figura 4.8, utilizando-se o método de resposta ao degrau de Ziegler-Nichols em (ASTRÖM; HäGGLUND, 1995), determinou-se o parâmetro do controlador de posição P como, $K_p = 0,65477$. Os outros parâmetros referentes aos controladores de corrente e velocidade foram calculados como apresentado em (HONÓRIO, 2013), cujos valores são: $K_p = 0,20$, $K_i = 0,60$, $K_p = 40,30$ e $K_i = 10$, respectivamente. A simulação do comportamento do sistema com a estratégia de controle Proporcional é apresentada na Figura 4.10. Pode-se observar a partir desta Figura 4.10, que o tempo de acomodação da posição do rotor é cerca de 1 segundo, ou seja, um tempo pequeno caracterizando uma resposta agressiva do controlador

Figura 4.10: Resultados de simulação para o sistema usando estratégia de controle Proporcional.

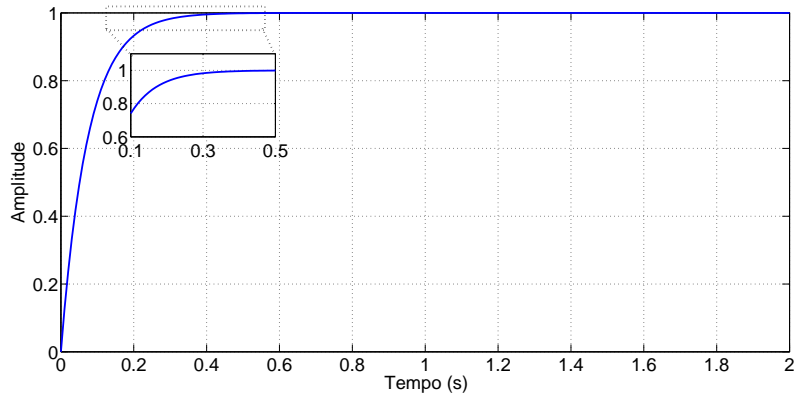


Fonte: Autor

A fim de calcular os parâmetros do controlador preditivo considerou-se o modelo baseado na equação (3.24) e utilizando a função de transferência da equação (4.2) foram obtidos os seguintes polinômios: $A(z^{-1}) = 1 - z^{-1}$, $B(z^{-1}) = 0,0008139z^{-1}$, $C(z^{-1}) = 1$. Para o controlador GPC, objeto de estudo na seção 3.2.2, os valores das variáveis usando a equação (3.25), que foram encontrados empiricamente, são $N_y = 10$, $N_u = 10$ e $\lambda = 0,1$, resultando nestes parâmetros: $t_0 = 0,1309$, $s_1 = -0,1151$ e $s_0 = 0,2460$. A partir da função de transferência dada na equação (4.2) e dos parâmetros dos controladores calculados, obteve-se os resultados de simulação, considerando-se como referências degraus de posição. A simulação da estratégia de controle GPC simulada neste trabalho é apresentada nas Figuras 4.11 a 4.13, considerando-se diferentes sintonias dos valores de λ , que corresponde a ponderação do controle, considerando-se os valores 10, 1 e 0,1. Para estas sintonias, obteve-se um tempo de acomodação de aproximadamente 0,3 segundos para $\lambda = 10$, 0,7 segundos para $\lambda = 1$ e 1,4 segundos para $\lambda = 0,1$. Observa-se que para grandes valores de λ tem-se um tempo de acomodação menor, ou seja, obtem-se um controlador mais agressivo e quanto menor valor de λ mais brando é o seu comportamento. Desta forma, o parâmetro λ é uma variável a ser considerada no projeto do con-

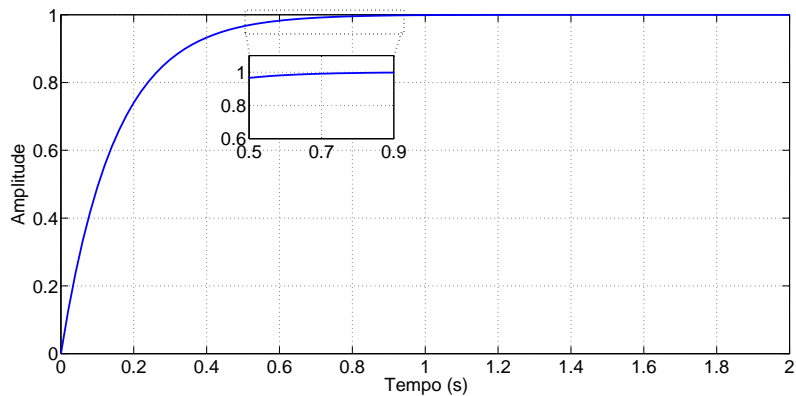
trolador, e nesta tese, utilizou-se um controlador com tempo de acomodação mais lento, com λ igual a 0.1.

Figura 4.11: Resultados de simulação para o sistema usando estratégia de controle GPC com $\lambda = 10$.



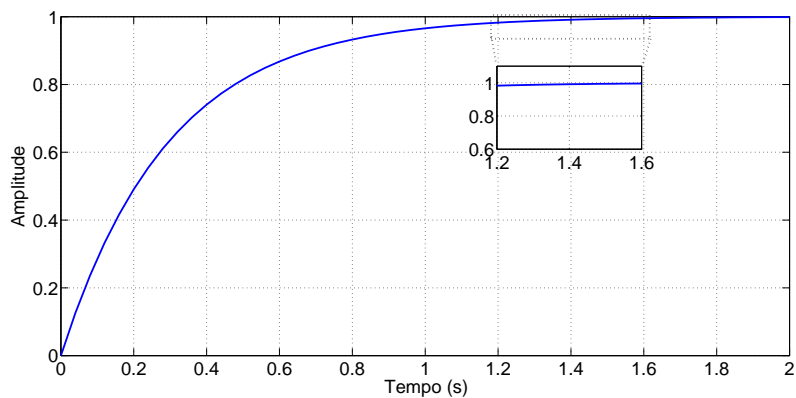
Fonte: Autor

Figura 4.12: Resultados de simulação para o sistema usando estratégia de controle GPC com $\lambda = 1$.



Fonte: Autor

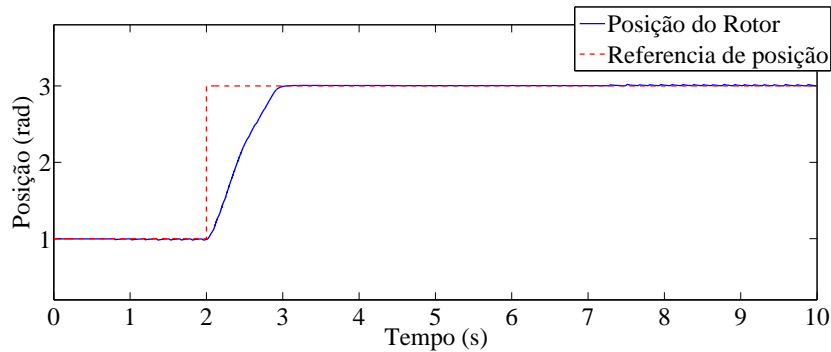
Figura 4.13: Resultados de simulação para o sistema usando estratégia de controle GPC com $\lambda = 0,1$.



Fonte: Autor

O comportamento do sistema com a lógica fuzzy proposta pode ser visto na Figura 4.14. Nesta, a referência de posição é alterada para um degrau de 3 radianos no instante $t = 2$ s e, neste caso verifica-se que possui um tempo de acomodação igual a estratégia de controle Proporcional, tendo-se cerca de 1 segundo para estabilizar na referência, como pode ser visto na Figura 4.10.

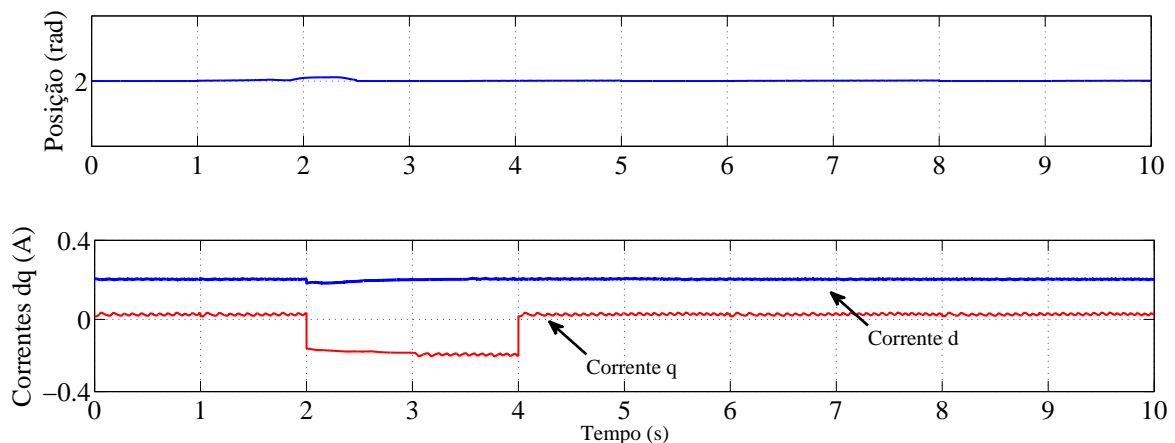
Figura 4.14: Resultados de simulação para o sistema usando estratégia de controle híbrida proposta.



Fonte: Autor

A fim de se verificar a rejeição a perturbação de carga do sistema em estudo foi realizado um procedimento adicionando um carga de 0,2 Nm no instante de 2 segundos. Nota-se que a posição do rotor usando-se o controlador híbrido manteve-se na referência, além de um aumento na corrente de i_{qs} no valor de -0,2 A, enquanto a corrente i_{ds} permaneceu praticamente inalterada no valor de 0,2 A, como pode ser visto na Figura 4.15.

Figura 4.15: Comportamento do controlador híbrido à perturbação.

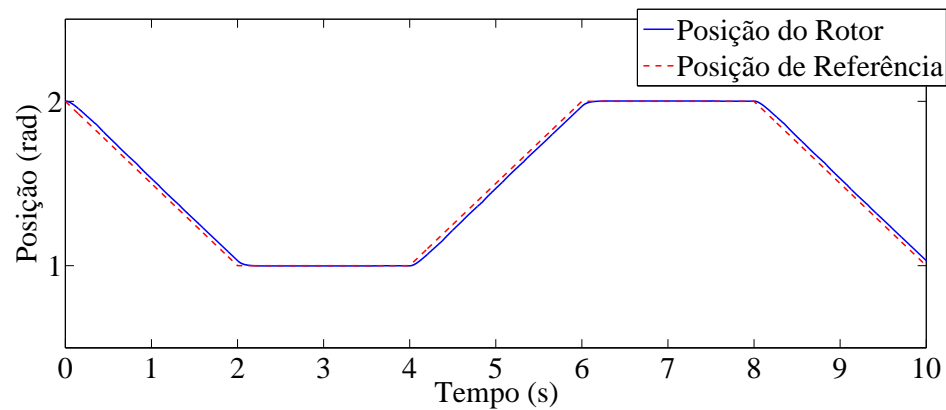


Fonte: Autor

Analisando-se o comportamento da simulação do sistema para o seguimento de tra-

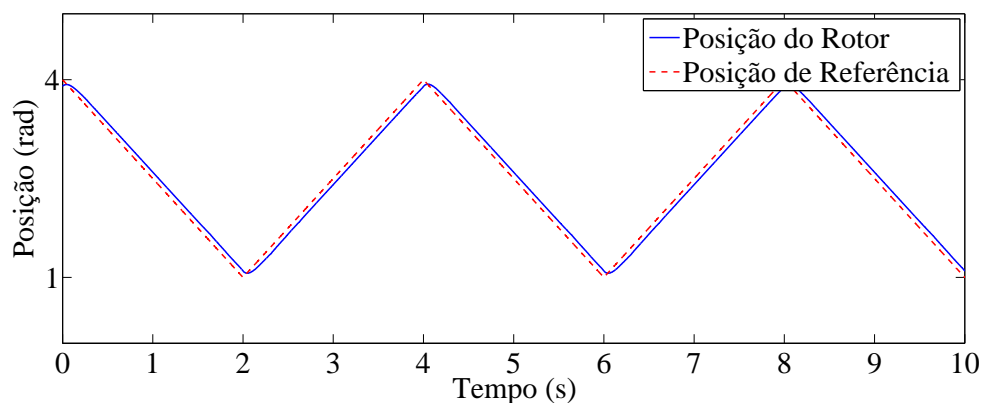
jetória considerando-se a estratégia de controle híbrida proposta e, utilizando-se alguns perfis de referência, tais como trapezoidal, triangular e senoidal, que podem ser verificados nas Figuras 4.16, 4.17 e 4.18, respectivamente. Para o perfil trapezoidal tem-se que a posição é aumentada linearmente de 1 radiano no tempo $t = 4s$ em uma rampa de 0.5 rad/s , em seguida, a posição é mantida constante no tempo $t = 6s$ e retorna para 1 radiano linearmente no tempo $t = 10s$, Figura 4.16. A resposta para o comando de perfil triangular é ilustrada na Figura 4.17. Finalmente, um comando periódico senoidal foi utilizado para controlar o rotor e mover periodicamente em $\pm 1 \text{ rad}$, a resposta de seguimento do rotor é mostrado na Figura 4.18.

Figura 4.16: Resultado da simulação para o sistema usando referência trapezoidal.



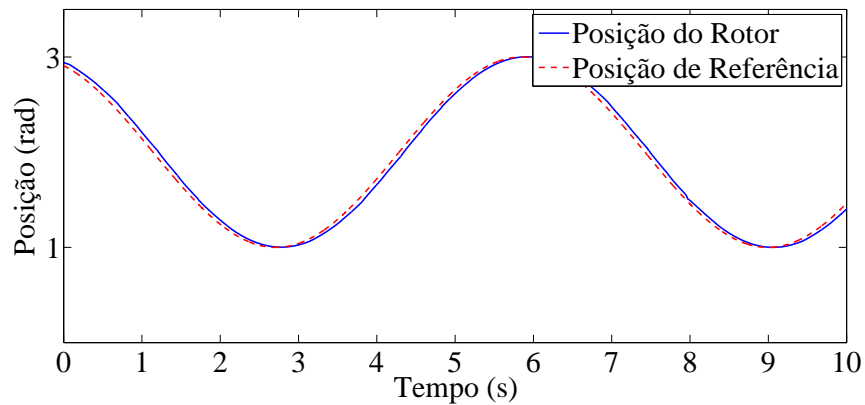
Fonte: Autor

Figura 4.17: Resultado da simulação para o sistema usando referência triangular.



Fonte: Autor

Figura 4.18: Resultado da simulação para o sistema usando referência senoidal.

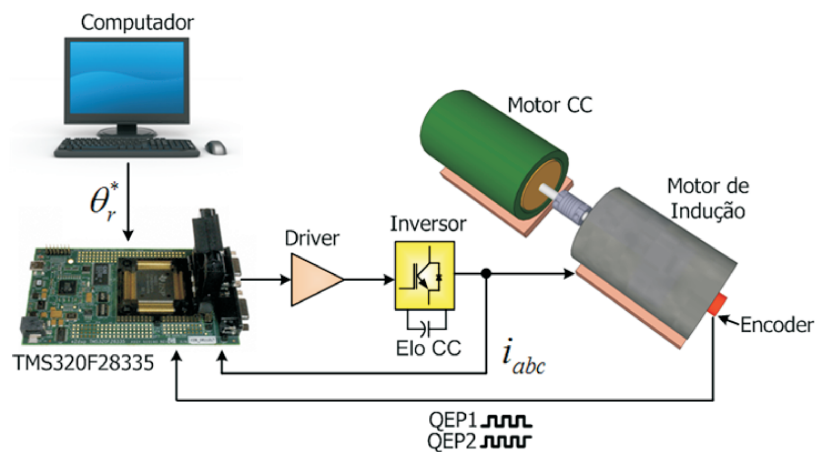


Fonte: Autor

4.2 Resultados Experimentais

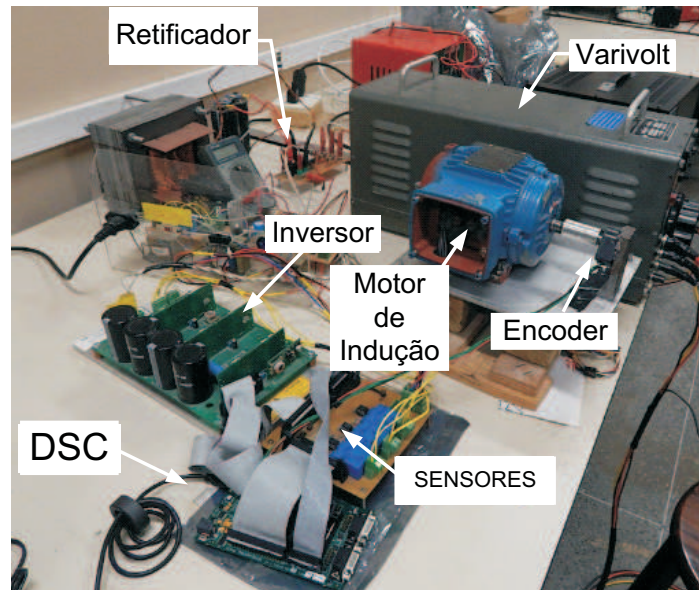
Na implementação do sistema experimental utilizou-se um sistema de hardware consistindo de um *Digital Signal Controller (DSC)* da *Texas Instruments*® TMS320F28335 para o controle digital de posição do sistema. O motor de indução trifásico usado foi do tipo gaiola de esquilo, com as seguintes características principais: potência nominal de 0,25 cv, tensão nominal de 380/220V (estrela/triângulo), 4 pólos e corrente nominal de 0,66 A. Outras características do sistema de acionamento completo se encontram descritas no Apêndice A. Entre outros instrumentos utilizados neste sistema tem-se ainda sensores de corrente de efeito Hall, fontes de tensão auxiliar, um módulo inversor trifásico Semikron® com uma frequência de comutação de 10 kHz e um encoder acoplado ao eixo do motor. O diagrama de blocos do sistema e a bancada experimental são mostrados nas Figuras 4.19 e 4.20, respectivamente.

Figura 4.19: Esquemático do sistema implementado.



Fonte: Autor

Figura 4.20: Bancada experimental.



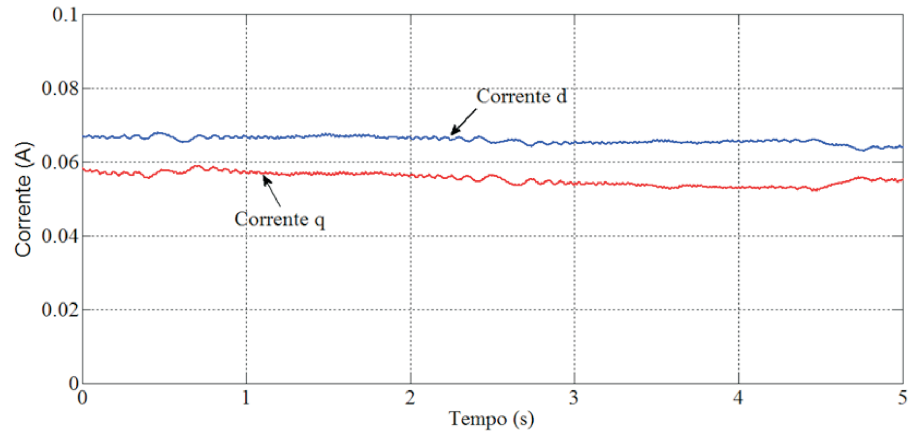
Fonte: Autor

Inicialmente foi verificado o correto funcionamento do controle de campo orientado em malha aberta, sendo feitos testes colocando-se referências de V_{ds} e V_{qs} para uma amplitude no valor de 50 volts e variando entre V_{ds+} (referência de 50 volts para V_{ds}), V_{ds-} (referência de -50 volts para V_{ds}), V_{qs+} (referência de 50 volts para V_{qs}) e V_{qs-} (referência de -50 volts para V_{qs}). Fazendo-se a combinação destas referências analisou-se o comportamento das correntes de eixo direto e em quadratura. As Figuras 4.21 a 4.24 apresentam as correntes para V_{ds+} e V_{qs+} , V_{ds+} e V_{qs-} , V_{ds-} e V_{qs+} , e por fim V_{ds-} e V_{qs-} , respectivamente. Pode-se verificar que as correntes seguiram as referências para as suas devidas grandezas, ou seja, onde a referência de tensão é positiva a corrente resultante também é positiva e onde a tensão de referência é negativa a correspondente corrente também é negativa.

Posteriormente, realizou-se a sintonia do controlador da malha de corrente, sendo utilizado um controlador de ganho constante do tipo PI, com os mesmos valores utilizados em simulação, ou seja, $K_p = 0,20$ e $K_i = 0,60$. Para examinar seu funcionamento foram utilizados degraus de correntes para i_{ds} e i_{qs} . Na Figura 4.25 tem-se o comportamento das correntes de eixo direto e em quadratura para as referências de 0,2 A e 0,3 A, respectivamente, para estes valores de corrente analisou-se visualmente o sentido de rotação do eixo do motor, que no caso girou no sentido horário, tal como esperado.

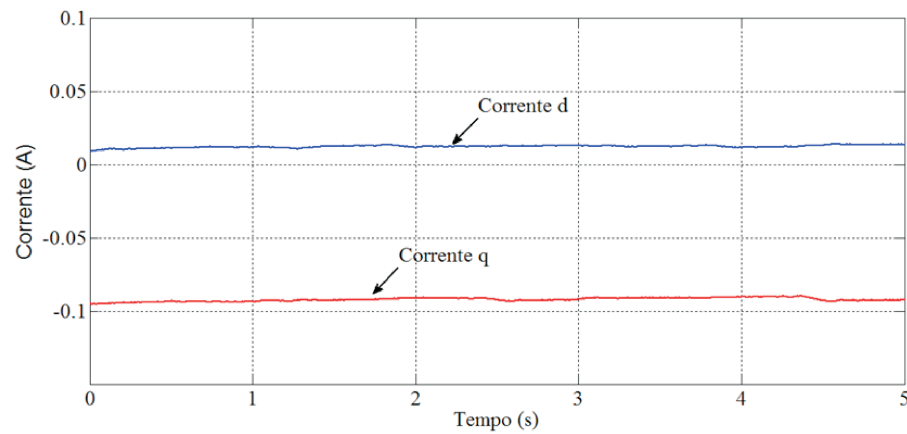
Na Figura 4.26 têm-se valores das correntes de i_{ds} e i_{qs} com referências de 0,2 A e -0,3 A, respectivamente, sendo visualizado o sentido anti-horário de rotação do eixo do motor, que representa a inversão da direção do eixo ao passar pela referência de posição, ou de frenagem

Figura 4.21: Correntes i_d e i_q para referencia de $V_{ds} + e V_{qs} +$.



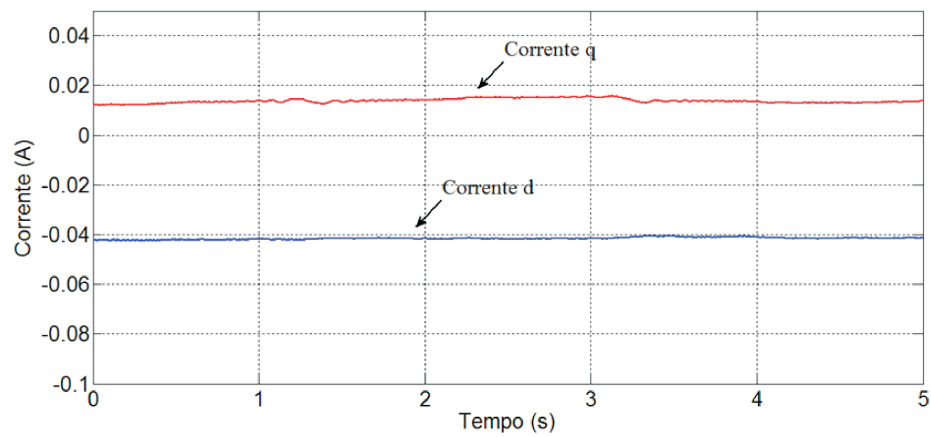
Fonte: Autor

Figura 4.22: Correntes i_d e i_q para referencia de $V_{ds} + e V_{qs} -$.



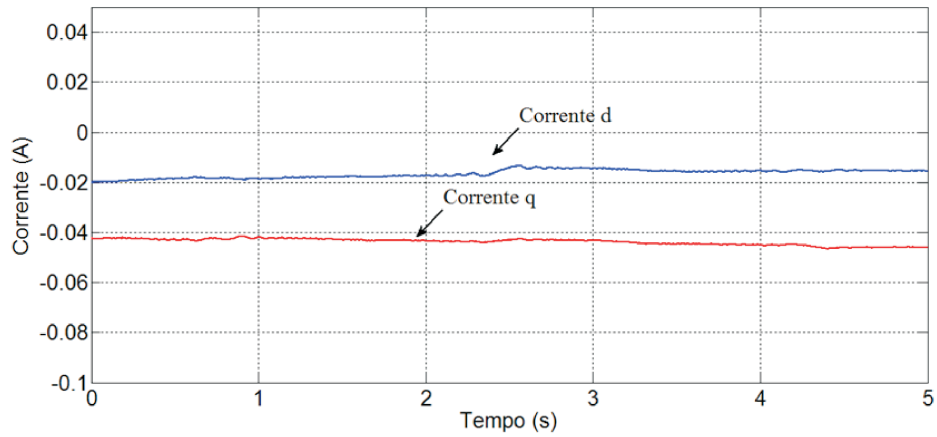
Fonte: Autor

Figura 4.23: Correntes i_d e i_q para referencia de $V_{ds} - e V_{qs} +$.



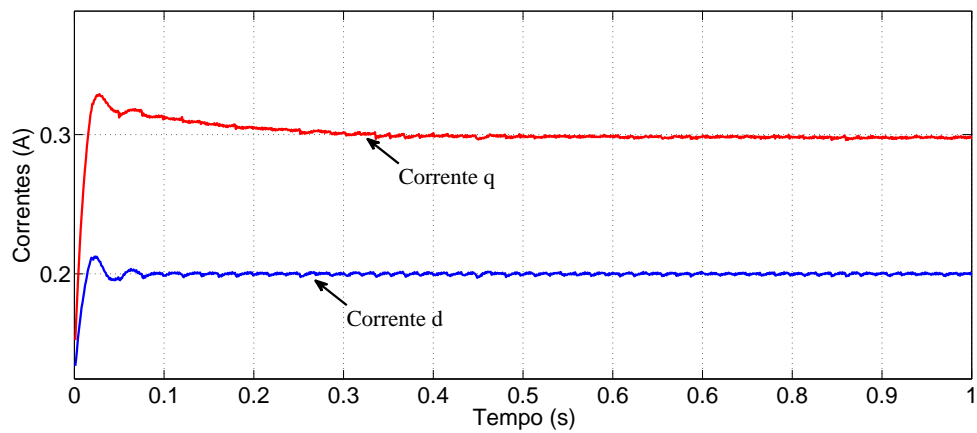
Fonte: Autor

Figura 4.24: Correntes i_d e i_q para referencia de V_{ds} - e V_{qs} -.



Fonte: Autor

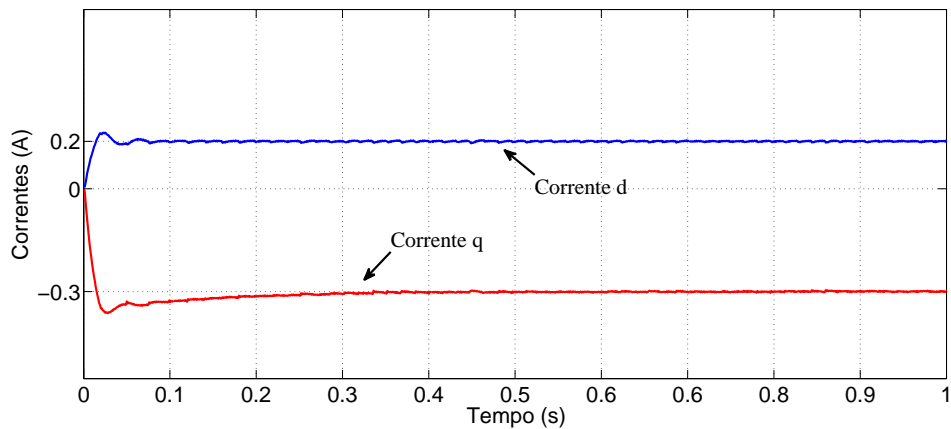
Figura 4.25: Correntes i_d e i_q para referencia de $i_{ds} = 0,2$ A e $i_{qs} = 0,3$ A.



Fonte: Autor

do mesmo quando estiver alcançando a referência.

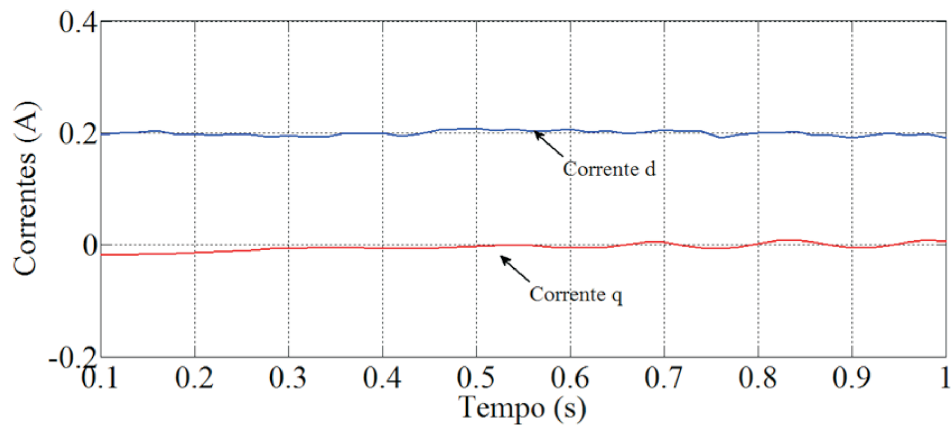
Figura 4.26: Correntes i_d e i_q para referencia de $i_{ds} = 0,2$ A e $i_{qs} = -0,3$ A.



Fonte: Autor

Quando se busca o posicionamento do eixo do motor, deve-se verificar o comportamento da corrente em quadratura quando ela for nula, isso representa o travamento do eixo no instante que o mesmo chegar a posição de desejada. Então, realizou-se o teste com $i_{ds} = 0,2$ A e $i_{qs} = 0$ A, o resultado pode ser verificado na Figura 4.27.

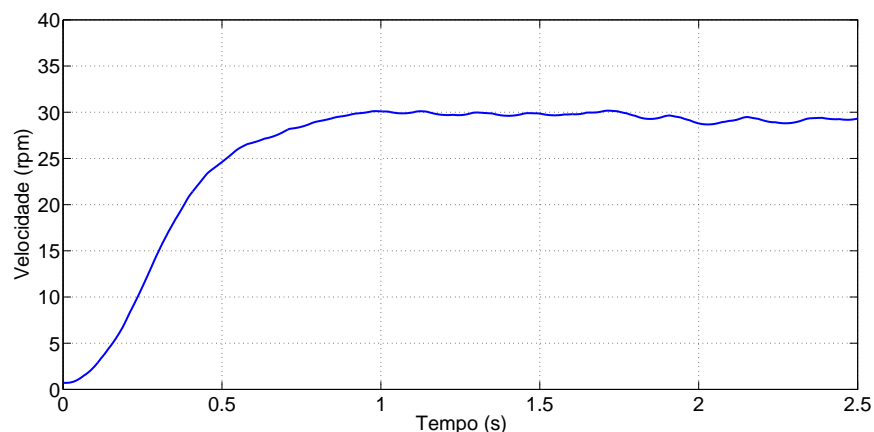
Figura 4.27: Correntes i_d e i_q para referencia de $i_{ds} = 0,2$ A e $i_{qs} = 0$ A.



Fonte: Autor

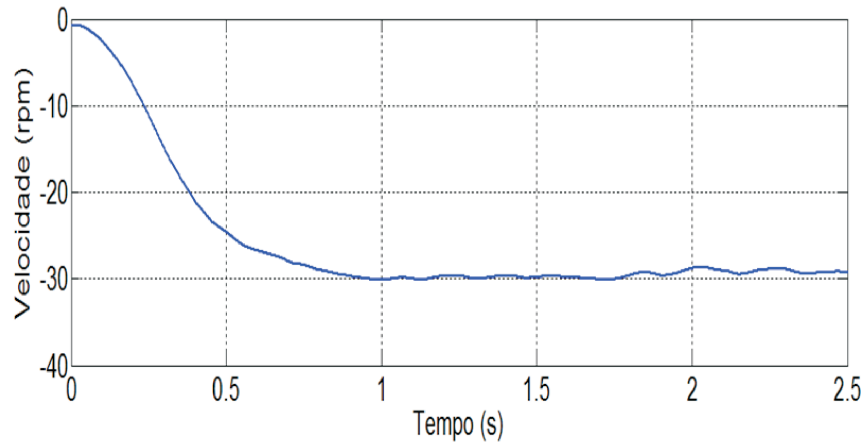
Após verificar o correto funcionamento da malha de corrente, foi implementada a sintonia do controlador da malha de velocidade. Fixando-se a referencia da corrente de eixo direto em 0,2 A, pois esta corrente representa a corrente de magnetização do motor, e que empiricamente foi constatado ser o valor para o qual se conseguiu os melhores resultados de velocidade e torque. Utilizando-se um controlador PI com os mesmos parâmetros utilizados em simulação, $K_p = 40,30$ e $K_i = 10$, realizaram-se ensaios com degraus de velocidade com valores de referência positiva, negativa e nula, sendo apresentados nas Figuras 4.28, 4.29 e 4.30, respectivamente.

Figura 4.28: Velocidade do motor para referencia de 30 rpm.



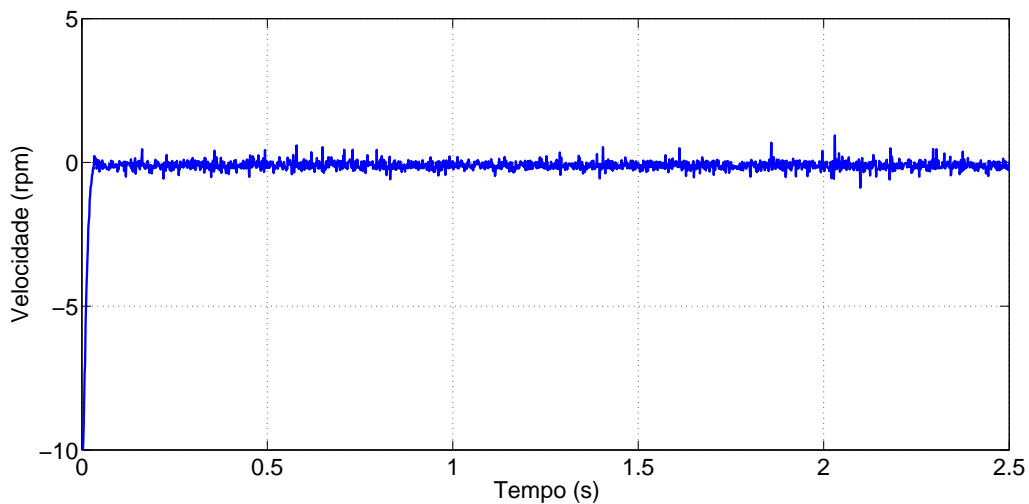
Fonte: Autor

Figura 4.29: Velocidade do motor para referencia de -30 rpm.



Fonte: Autor

Figura 4.30: Velocidade do motor para referencia nula.

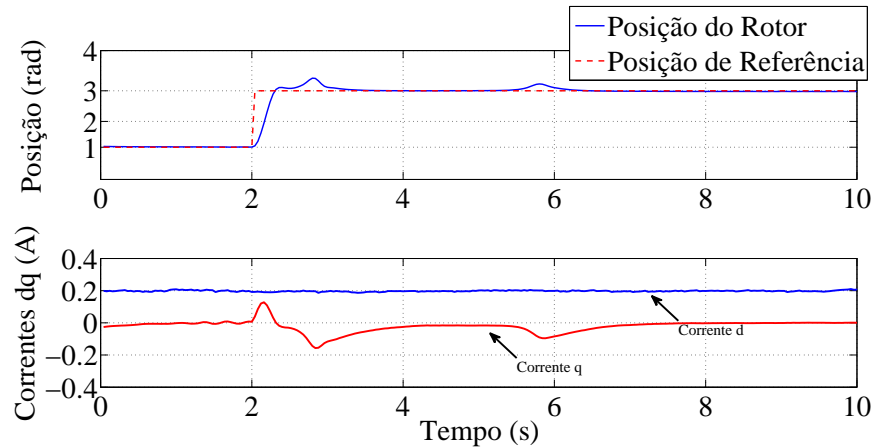


Fonte: Autor

Por fim, realizou-se a sintonia do controlador de posição, sendo que para os ensaios experimentais utilizaram-se os mesmos parâmetros dos controladores empregados na simulação modificando-se apenas o ganho do controlador P para $K_p = 1,65477$, a fim de obter uma resposta mais agressiva.

Para análise do comportamento do sistema o seguinte procedimento foi considerado para cada estratégia estudada: aplicou-se um degrau de 1 radiano para 3 radianos. Desta forma, analisando-se os resultados obtidos para a estratégia de controle Proporcional, conforme a Figura 4.31, observa-se que é mais rápido que as outras técnicas utilizadas, levando-se cerca de 0,25 segundos para atingir a referência, porém com um sobressinal de 0,4 radianos. A corrente i_{qs} apresenta pico de aproximadamente -0,2 A e o valor de i_{ds} apresenta pouca alteração.

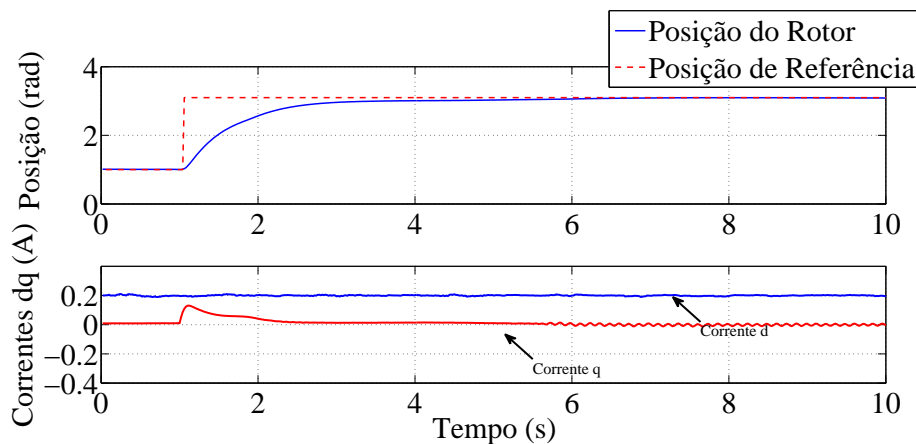
Figura 4.31: Resultados experimentais para o sistema usando estratégia de controle Proporcional.



Fonte: Autor

No caso da estratégia GPC, apresentada na Figura 4.32, observa-se que esta levou cerca de 2 segundos para atingir a posição de referência e sem sobressinal. O valor de pico da corrente i_{qs} possui valor de aproximadamente 0,15 A e na corrente i_{ds} não houve alteração.

Figura 4.32: Resultados experimentais para o sistema usando estratégia de controle GPC.

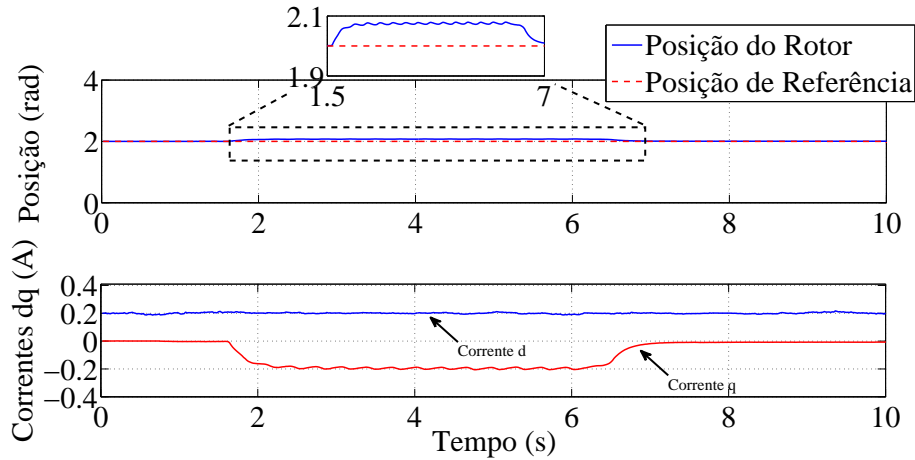


Fonte: Autor

A seguir aplicou-se a técnica de controle híbrida conforme a Figura 4.33. Observa-se que é necessário 1 segundo para que a posição do rotor alcance uma posição próxima a referência, semelhante ao controlador Proporcional, porém sem apresentar sobressinal tal como a estratégia GPC. Pode ser visto que a corrente i_{qs} tem pico de 0,3 A e a corrente i_{ds} é limitada a 0,2 A em magnitude.

Os resultados experimentais da estrutura de controle híbrida proposta para os perfis de referência trapezoidal, triangular e senoidal são apresentados nas Figuras 4.34, 4.35 e 4.36, respectivamente. Para todas as referências utilizadas a posição do rotor demonstrou comporta-

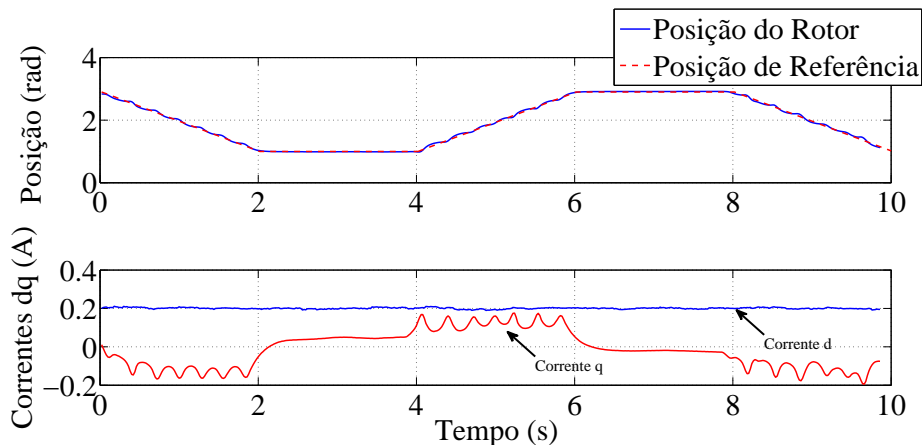
Figura 4.33: Resultados experimentais para o sistema usando estratégia de controle híbrida proposta.



Fonte: Autor

mento semelhante ao observado nos resultados da simulação, além disso, as componentes de corrente i_{ds} e i_{qs} também podem ser verificadas nas figuras supracitadas.

Figura 4.34: Resultados experimentais para o sistema usando referencia trapezoidal.

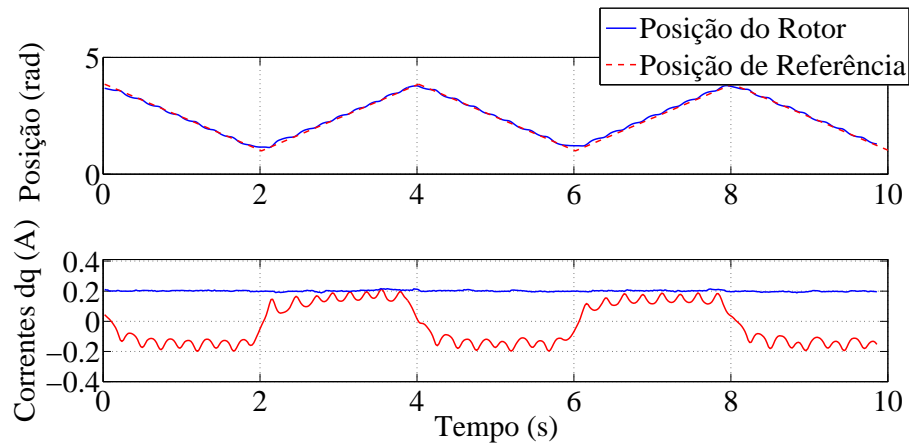


Fonte: Autor

Com a finalidade de se verificar a rejeição a distúrbios de carga do sistema experimental foi realizada a implementação da estrutura mostrada na Figura 4.37. Esta é constituída de um motor de corrente contínua modelo 11610.00 do fabricante PHYWE®, que possui um torque de aproximadamente 0,2 N.m, cujos demais dados técnicos são apresentados no APÊNDICE B. O motor de corrente contínua corresponde a carga da perturbação inserida, sendo este conectado ao eixo do MIT por uma luva de eixo e posicionado por um suporte de fixação para o correto alinhamento dos motores, de modo a não haver deslizamentos dos eixos no momento do acionamento do motor de corrente contínua, conforme mostra a Figura 4.37.

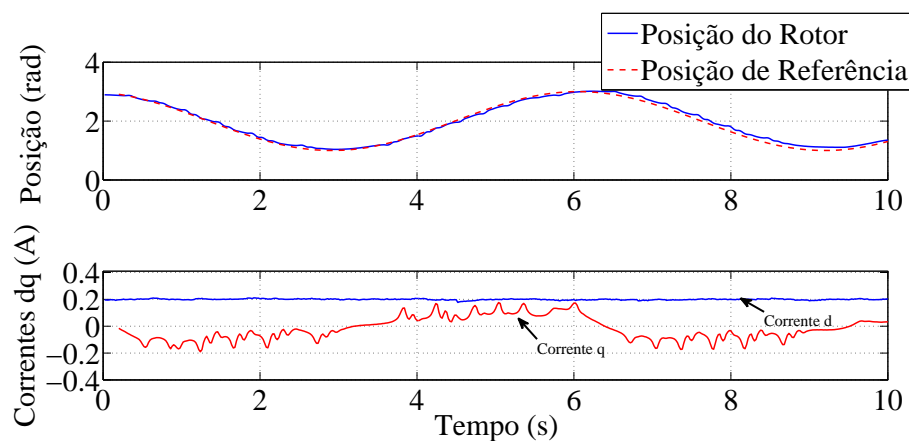
Assim, realizando-se o mesmo procedimento da simulação, ou seja, adicionando-se

Figura 4.35: Resultados experimentais para o sistema usando referencia triangular.



Fonte: Autor

Figura 4.36: Resultados experimentais para o sistema usando referencia senoidal.



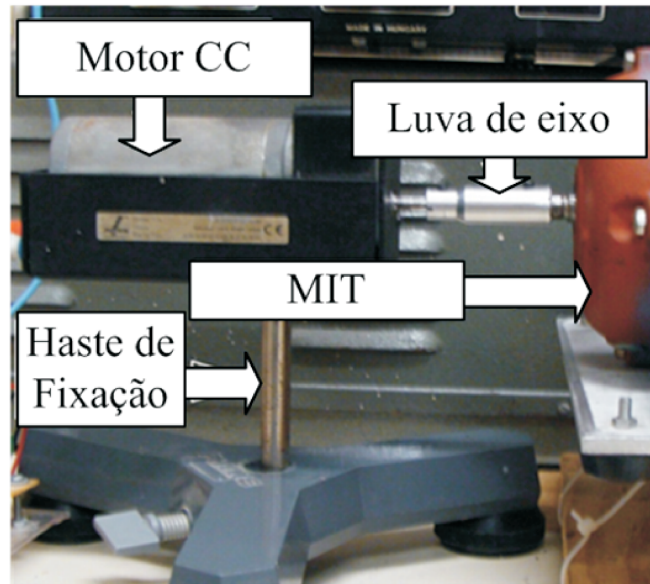
Fonte: Autor

uma carga de 0,2 N.m aproximadamente no instante de 2 segundos do teste, fez-se a análise do comportamento dos três controladores em estudo. O comportamento da estrutura de controle Proporcional considerando-se a carga como distúrbio pode ser verificado na Figura 4.38, onde pode ser visto que existe um sobressinal de aproximadamente 0,2 radianos. A corrente i_{ds} não se alterou e a corrente i_{qs} possui pico de cerca de -0,3 A.

Para o caso da estratégia de controle GPC com distúrbio, a Figura 4.39 ilustra os resultados, sendo que esta não apresenta sobressinal, o que significa que essa estrutura rejeita uma perturbação de carga de forma mais adequada em relação à esse índice de desempenho. A corrente i_{ds} não se modificou e i_{qs} apresentou pico de cerca de 0,1 A.

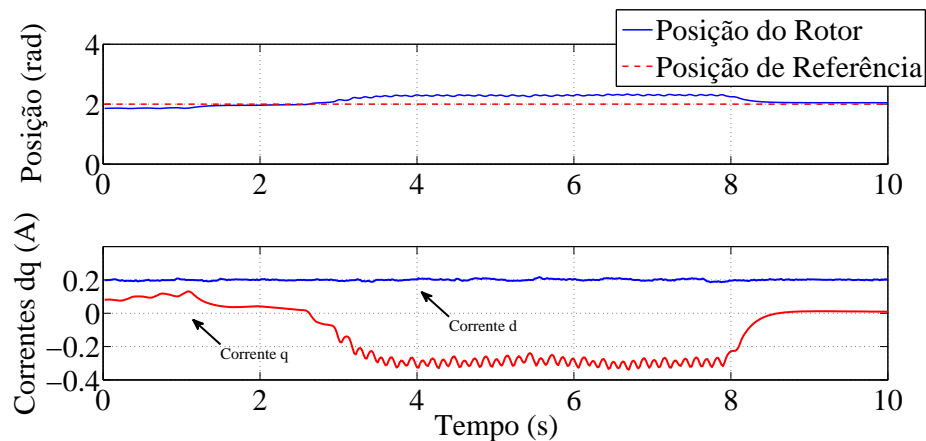
Finalmente para o controlador híbrido proposto, os resultados são apresentados na Figura 4.40. Como pode ser visto, o sobressinal é menor do que 0,1 radianos, que pode ser considerado insignificante, assim como ocorre utilizando a estratégia GPC, podendo ser visto

Figura 4.37: Montagem para teste de carga.



Fonte: Autor

Figura 4.38: Comportamento do controlador Proporcional à perturbação durante o teste experimental.



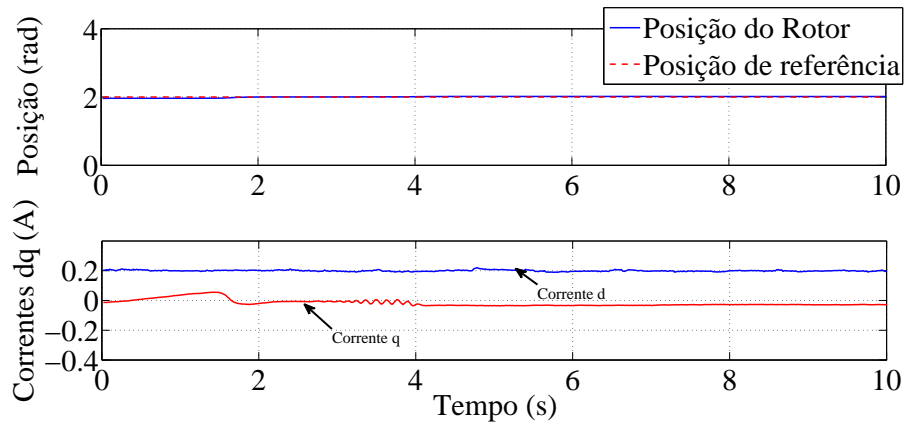
Fonte: Autor

no detalhe da Figura 4.40. Este resultado revela como o controlador híbrido é robusto em relação às perturbações externas. A corrente i_{ds} não se modificou enquanto que i_{qs} teve um aumento considerável, alcançando o valor em torno de -0,2 A de sua componente a fim de reduzir a perturbação desconhecida.

4.3 Índices de Desempenho e Análise de Robustez

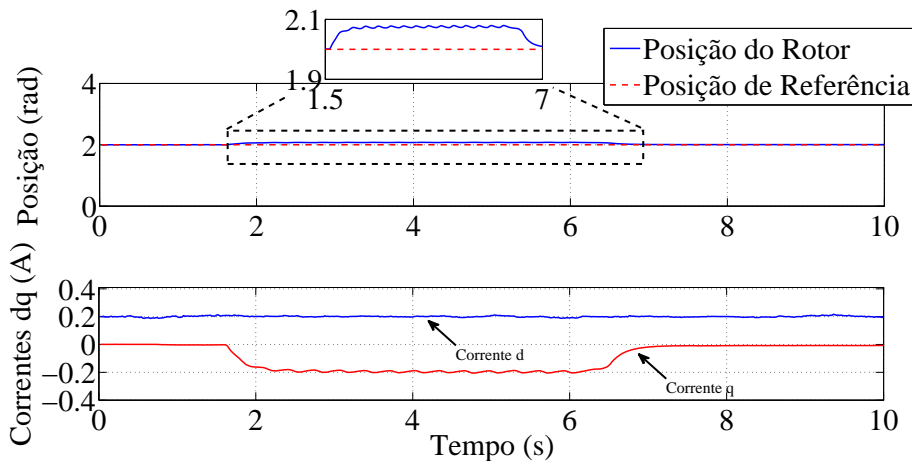
Nesta seção são apresentadas análises dos índices de desempenho e robustez dos resultados experimentais para as três estratégias de controle utilizadas. Medidas de desempenho

Figura 4.39: Comportamento do controlador GPC à perturbação durante o teste experimental.



Fonte: Autor

Figura 4.40: Comportamento do controlador híbrido à perturbação durante o teste experimental.



Fonte: Autor

baseadas no erro aplicadas ao controlador e no tempo de estabilização da malha de controle, no sobressinal e nos índices de desempenho que permitem qualificar as malhas de controle para um determinado método de sintonia em função de modificações que possam ocorrer em sua dinâmica.

Os seguintes índices são considerados neste trabalho para avaliação do desempenho dos controladores: Erro Quadrático Médio (EQM) e a variância da saída (σ^2). A equação que define o erro quadrático médio EQM é dada por:

$$EQM = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (e(t))^2, \quad (4.3)$$

sendo t o instante de amostragem, $e(t)$ o erro que para uma avaliação da resposta da malha de posição é calculado como a diferença entre o valor desejado da posição e a posição de saída real do eixo do motor, e N o número total de dados avaliados.

A variância da saída pode ser calculada pela equação.

$$\sigma_{y(t)}^2 = \sum_{t=1}^N [y(t) - \bar{y}]^2, \quad (4.4)$$

sendo y a posição de saída, \bar{y} o valor médio e N o número total de dados avaliados. A variância pode ser calculada também para a variável de controle. Se a variância for utilizada como parâmetro de medida de desempenho de um sistema, geralmente quanto menor for seu valor mais eficiente o sistema.

A partir destes índices e dos resultados obtidos experimentalmente, Figuras 4.31 à 4.33, construiu-se a Tabela 4.1.

Tabela 4.1: **Índices de desempenho dos controladores**

Controlador \ Índice	Proporcional	GPC	Híbrido
Erro Quadrático Médio	0,1251	0,1728	0,0983
Variância da Saída	0,8074	0,4644	0,3717

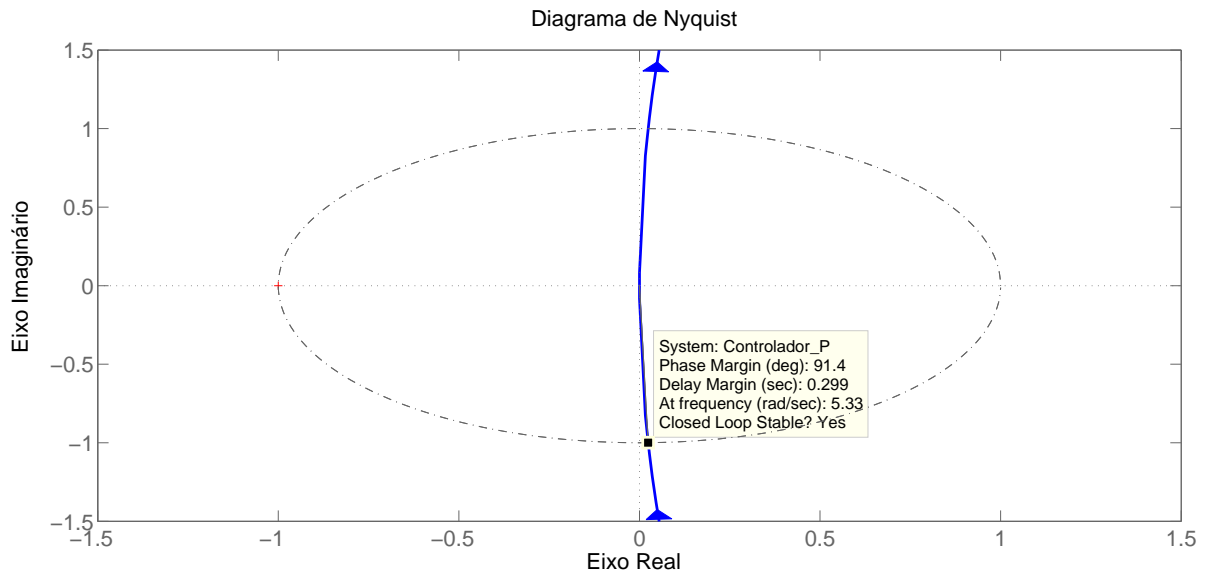
Desta forma, utilizando-se da Tabela 4.1, pode-se verificar que a estratégia de controle Proporcional possui maior variância e menor erro quadrático médio que o GPC, enquanto que a estratégia GPC possui menor variância e maior EQM do que o Proporcional. Para o caso do controlador híbrido obtém-se uma menor variância e EQM em relação as demais estratégias.

Com o objetivo de se verificar o emprego da técnica proposta neste trabalho realizou-se o estudo de alguns parâmetros importantes para se verificar a robustez do sistema, tais como o desempenho de robustez e estabilidade robusta, de acordo com a sintonia de cada controlador.

Do ponto de vista de controle, robustez pode ser associada com estabilidade robusta e/ou desempenho. Estabilidade robusta está relacionada com a preservação da estabilidade na presença de erros de modelagem e variações de parâmetros. Robustez de desempenho está relacionada com a preservação do desempenho mesmo com erros de modelagem e variações de parâmetros, isto é, incertezas da planta. Então, pode-se dizer que a robustez de um sistema possui diversos fatores a serem analisados, sendo um dos mais importantes a estabilidade robusta, que assegura a estabilidade do sistema para que a localização dos pólos e zeros estejam no semi-plano esquerdo, apesar de qualquer incerteza no modelo nominal da planta (WOLOVICH, 1994).

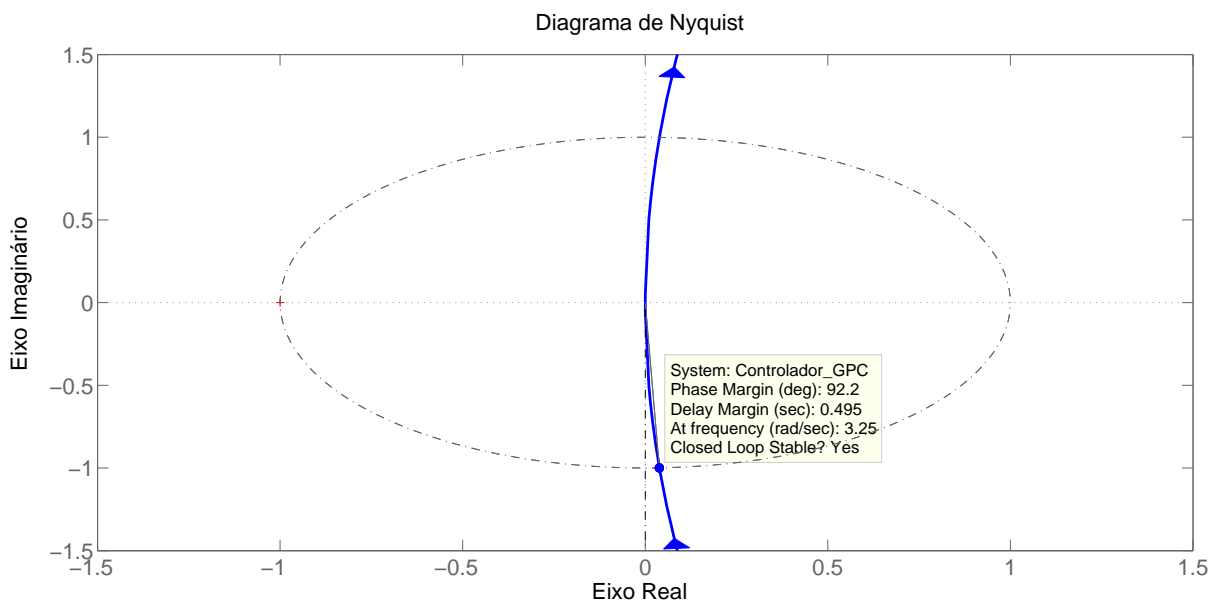
Como pode ser visto nas Figuras 4.41 e 4.42, traçou-se o diagrama de *Nyquist* do sistema com o controlador Proporcional e GPC, respectivamente, utilizando a função *nyquist* do MATLAB®, e ambos se apresentam estáveis, o que assegura que o controlador híbrido também seja, já que se trata de um sistema que mescla as duas estratégias.

Figura 4.41: Diagrama de Nyquist para o controlador Proporcional.



Fonte: Autor

Figura 4.42: Diagrama de Nyquist para o controlador GPC.



Fonte: Autor

Fontes de incerteza podem incluir variações de parâmetros na planta devido a fatores como temperatura, picos de tensão, picos de corrente, cargas externas elevadas, sensores mal

condicionados, dentre outros. Se as incertezas do modelo são parâmetros conhecidos, então a função de transferência do sistema possui uma estrutura conhecida, e são chamados de incerteza estruturada. Se, do contrário, as incertezas não possuem uma estrutura conhecida, e somente podem ser caracterizadas pela resposta em frequência com amplitudes limitadas, então são chamadas de incertezas não estruturadas.

Uma forma de obter informações importantes sobre a malha fechada como, por exemplo, margens de estabilidade e rejeição a perturbações é utilizando a função sensibilidade (DOYLE J., 1990). Avaliar a função sensibilidade é importante para determinar se especificações de margens de estabilidade e rejeição a perturbações são satisfeitas. Assim a estabilidade robusta, em relação à variação dos parâmetros da planta, pode ser analisada pelo conceito de sensibilidade e pela função sensibilidade dada por:

$$S(s) = \frac{1}{1 + G_c(s)G(s)} = \frac{1}{1 + L(s)} \quad (4.5)$$

A avaliação de estabilidade robusta é feita pela restrição da magnitude da função sensibilidade $S(s)$ que quantifica o efeito do compensador da malha, relativa às variações dos parâmetros desconhecidos da planta, independente da localização específica do compensador dentro da malha. Em altas frequências onde $|S(s = j\omega)| < 1$, a sensibilidade do sistema a malha fechada a variações dos parâmetros da planta é diminuído de um valor igual a:

$$S(s) = \frac{1}{1 + G_c(j\omega)G(j\omega)} = \frac{1}{1 + L(j\omega)} \quad (4.6)$$

Se pelo contrário, $|S(j\omega)| \geq 1$, a sensibilidade de parâmetros a malha fechada do sistema é aumentada de um valor equivalente.

Reformulando a equação da função sensibilidade:

$$S(s) = \frac{1}{1 + L(s)} = \frac{y(s)}{d(s)} \quad (4.7)$$

que representa o efeito de um sinal de saída alterado por um distúrbio $d(t)$ em uma saída $y(t)$, e a função sensibilidade complementar:

$$C(s) = \frac{L(s)}{1 + L(s)} = \frac{y(s)}{n(s)} \quad (4.8)$$

que representa o efeito do ruído do sensor $n(t)$ na saída $y(t)$.

Para ter-se um bom desempenho do sistema requer-se a minimização dos efeitos de ambos os elementos indesejados, distúrbios e ruídos sensoriais às entradas externas na saída

$y(t)$ controlada.

Usando-se as equações (4.7) e (4.8), implica-se em uma minimização de $|S(j\omega)|$ sobre a banda de frequência que caracteriza $d(t)$. Esta condição é chamada de rejeição a distúrbio, enquanto, simultaneamente, a condição de minimização de $|C(j\omega)|$ sobre a banda de frequência que caracteriza $n(t)$, é chamada de atenuação do ruído. Ainda analisando as equações (4.7) e (4.8), verifica-se a dependência mútua entre estes dois termos a serem minimizados, como pode ser verificado na equação (4.9).

$$S(s) + C(s) = \frac{1}{1 + L(s)} + \frac{L(s)}{1 + L(s)} = 1 \quad (4.9)$$

Assim, deve-se buscar uma função, que se situe em uma banda de frequência, que caracterize tanto a rejeição a distúrbio quanto a ruídos sensoriais.

Examinando-se a função multiplicativa de ponderação da incerteza $W_s(j\omega)$, a rejeição a distúrbio pode ser definida pelo emprego de uma frequência dependente a função de ponderação distúrbio $W_s(j\omega)$, uma função racional de s que caracteriza $d(t)$. Em particular, $d(t)$ pode ser qualquer sinal produzido pela saída do sistema dinâmico, definido pela função de transferência $W_s(j\omega)$, cujo $d_i(t)$ depende de $d(t)$.

Então, tem-se a seguinte condição para caracterizar a condição de estabilidade robusta, com uma rejeição a distúrbio limitada em baixas frequências:

$$|W_s(j\omega)| < |S(j\omega)|^{-1} = |1 + L(j\omega)| \quad \forall \omega \geq 0 \quad (4.10)$$

Considerando-se este conceito em termos do diagrama de Nyquist de $L(s)$, sendo $1 + |L(j\omega)|$ a distância a partir $L(j\omega)$ para o ponto crítico -1. Implicando que altas frequência de ω , um disco de raio $d(\omega) = |W(j\omega)|$, centrado em $L(j\omega)$, e fora do ponto crítico -1 no plano $L(j\omega)$. Pode-se concluir, pela equação (4.10) acima, implica na região de ganho em baixa frequência, que abrange a área delimitada pelo círculo de raio $|W(j\omega)|$ centrado em $L(j\omega)$, e que não entra em contato com o ponto -1.

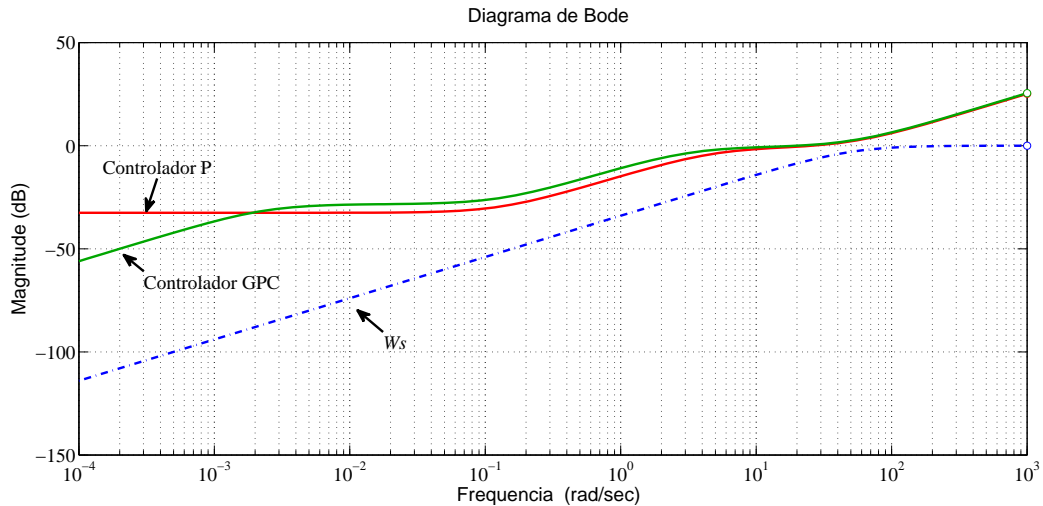
Analisando-se o diagrama de Bode e usando-se um modelo de perturbação multiplicativa de $|W(j\omega)|$ igual a:

$$|W_s(j\omega)| = \left| \frac{-j\omega}{j\omega + 50} \right| \quad (4.11)$$

este modelo foi utilizado por representar bem a forma de perturbação gerada pelo degrau de carga inserido no sistema, encontrado experimentalmente. A Figura 4.43 apresenta o diagrama

de Bode da função sensibilidade do controlador Proporcional e do GPC e da perturbação multiplicativa dada pela equação (4.11), pode-se notar que os controladores se encontram distante da perturbação assegurando a robustez do sistema.

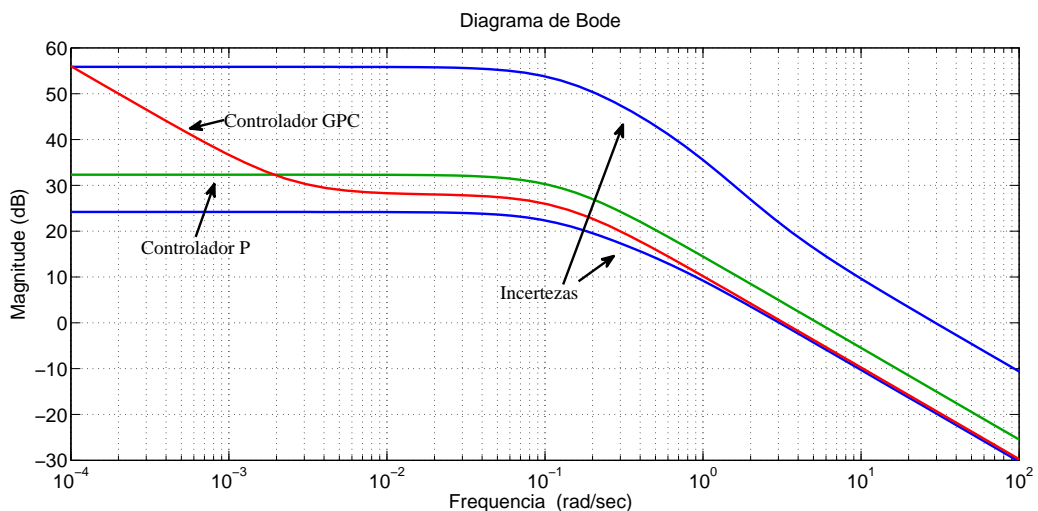
Figura 4.43: Diagrama de Bode da função sensibilidade dos controladores.



Fonte: Autor

Para análise da função sensibilidade complementar traçou-se o diagrama de Bode para os dois controladores, Figura 4.44, e geraram-se barreiras de incertezas usando a função *ultidyn* do Matlab® representando incertezas tanto de altas quanto de baixas frequências, e os controladores permaneceram nos limites dessas barreiras, comprovando a rejeição a distúrbios de frequência elevada.

Figura 4.44: Diagrama de Bode da função sensibilidade complementar dos controladores.



Fonte: Autor

Para verificar a estabilidade do sistema de controle analisou-se o comportamento dos controladores projetados empregando-se a técnica do lugar das raízes no tempo contínuo. O modelo contínuo utilizado para o controlador Proporcional e para o GPC é obtido a partir do modelo do sistema, apresentado na equação 4.1, e adicionando-se o modelo dos respectivos controladores quando se leva em conta os parâmetros obtidos na seção 4.1. Desta forma, obtêm-se as seguintes equações:

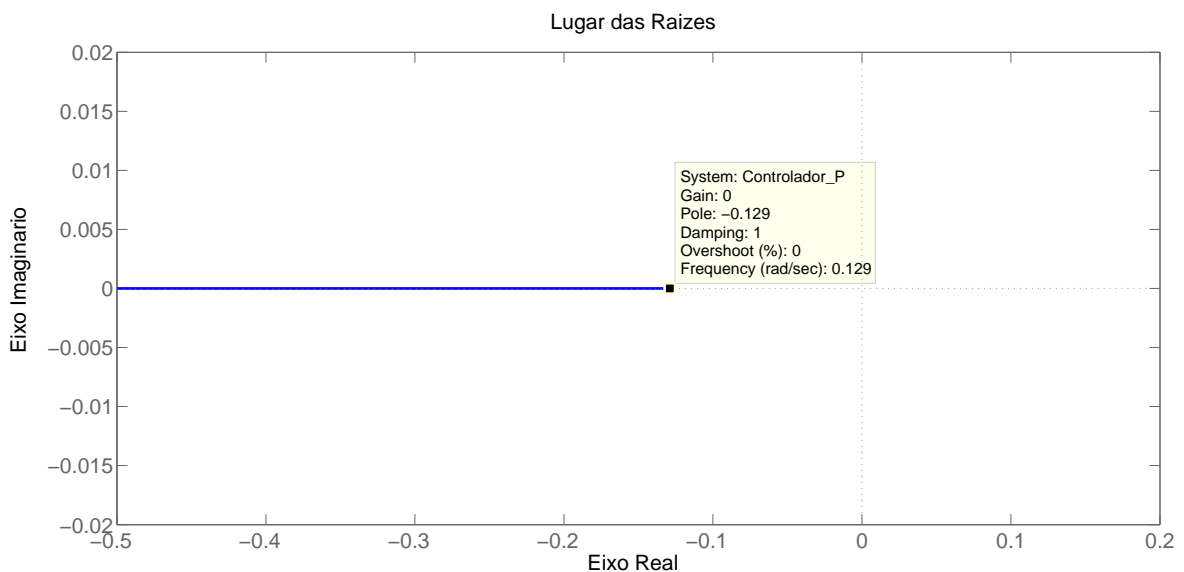
$$G_P(s) = \frac{41,34}{7,757s + 1} \quad (4.12)$$

$$G_{GPC}(s) = \frac{25,25s + 0,06313}{7,757s^2 + s} \quad (4.13)$$

Pode-se verificar pelos modelos apresentados nas equações (4.12) e (4.13) que o controlador Proporcional possui um polo real em $p_1 = -0,1289$, e que o controlador GPC possui dois polos reais, um na origem $p_1 = 0$ e outro em $p_2 = -0,1289$, e um zero real em $z_1 = -0,0025$, conforme visto nos gráficos das Figuras 4.45 e 4.46.

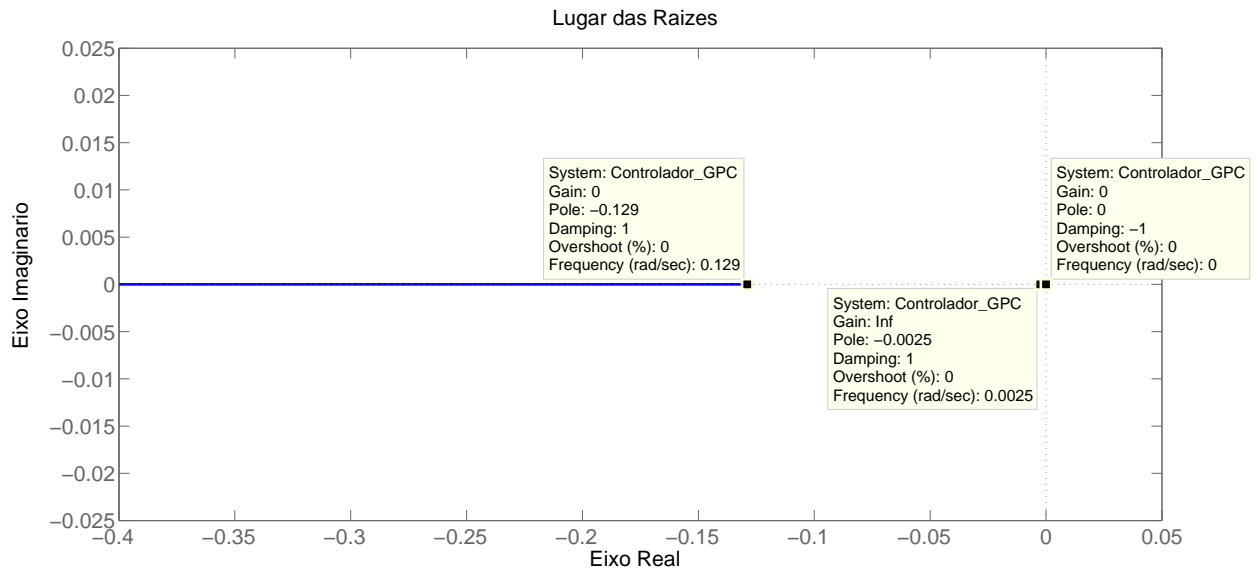
Sabendo-se que para obter-se um sistema estável é necessário que os polos (as raízes) da equação característica sejam negativos ou tenham parte real negativa, e que no caso do sistema em estudo satisfaz esta condição, logo se conclui que os controladores empregados possuem característica estável, bem como o controlador híbrido proposto.

Figura 4.45: Gráfico do Lugar das Raízes para o controlador Proporcional.



Fonte: Autor

Figura 4.46: Gráfico do Lugar das Raízes para o controlador GPC.



Fonte: Autor

4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados os resultados das simulações e os ensaios experimentais do sistema de controle de posição do MIT, além da análise da viabilidade dos modelos estudados ao longo do desenvolvimento do projeto. A partir dos resultados obtidos experimentalmente constata-se a vantagem da técnica híbrida proposta em relação às demais, possuindo um tempo de assentamento próximo à da estratégia Proporcional e com uma rejeição a distúrbio de acordo com o GPC, bem como apresentou bons resultados para seguimento de alguns perfis de referencia. Estes perfis podem representar, por exemplo, um deslocamento do efetuador de um braço robótico em um sistema manufatureiro, ou até mesmo um eixo de uma mesa cartesiana. Também se viu que o controlador proposto possui característica robusta e estável, já que ele deriva de outros dois robustos, além de apresentar bons índices de desempenho.

5 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

5.1 Conclusão geral

Neste trabalho investigou-se o uso do motor de indução trifásico para o controle de posição do seu eixo. Para este tipo de aplicação não é convencional o emprego de técnicas tradicionais de controle, tais como o controle escalar, sendo mais empregada a estratégia de campo orientado que requer um modelo matemático complexo.

Estudou-se uma técnica de controle aplicada a malha de posição usando inicialmente um controlador do tipo proporcional (P) sintonizado de forma a obter rápido rastreamento, e posteriormente, um controlador do tipo preditivo generalizado (GPC) que seja projetado para se obter uma ação de controle lenta e que rejeite perturbações em regime permanente. E, por fim, um controlador que utilize lógica fuzzy que é proposto como uma solução híbrida objetivando mesclar as características do controlador P e GPC de acordo com o erro de posição. O funcionamento dessa técnica é obtida da seguinte forma: se o erro for elevado a saída do controlador pondera mais o controlador P, a fim de alcançar rapidamente a referência, e quando o erro for reduzido a ponderação será maior para o GPC com o objetivo de rejeitar perturbações externas ao sistema. O controlador de lógica fuzzy foi construído para se obter a capacidade de ponderar a ação de controle dos dois controladores de forma simples e intuitiva.

Desta forma, iniciou-se com as simulações que foram feitas usando-se o *toolbox de lógica fuzzy*[®] do software *MATLAB*[®] para a implementação da estratégia híbrida e o *Simulink*[®] para a construção do acionamento do MIT. Posteriormente, implementou-se o sistema proposto em bancada para obter os resultados experimentais. A partir dos resultados apresentados, observou-se que o controlador Proporcional demonstrou um rápido seguimento de referência, dentre as técnicas utilizadas, com tempo de acomodação experimental de 0,25 segundos, porém com sobressinal de 0,4 radianos. O controlador GPC que foi utilizado na planta em estudo apresentou os resultados experimentais esperados, ou seja, com tempo de acomodação maior em relação ao Proporcional, cerca de 2 segundos, e sem sobressinal. Objetivando-se mesclar o melhor desempenho dos controladores, foi aplicada a técnica híbrida proposta com o contro-

lador fuzzy de modo a se conseguir combinar o desempenho do controlador Proporcional de rápido seguimento de referência, levando cerca de 1 segundo para alcançar a referência, e com o de rejeição a distúrbio do GPC, sendo analisado a partir dos testes de resposta aos degraus de carga aplicados em cada tipo de controlador. Assim, verificou-se que o controlador híbrido rejeitou a perturbação inserida, sendo apresentado um sobressinal baixo de cerca de 0,1 radiano.

Através dos resultados dos índices de desempenho, viu-se que o controle híbrido obteve os melhores índices, verificando-se um erro quadrático médio de 0,0983, valor menor do que o controlador Proporcional, e uma variância da saída de 0,3717, menor que a estratégia do controlador GPC. Além disso, também se verificou as características de estabilidade robusta dos controladores através do diagrama de *Nyquist*, e analisando-se também o lugar das raízes do sistema, bem como da observação da rejeição a distúrbio e incertezas, obtendo-se as funções de sensibilidade e sensibilidade complementar, respectivamente, para cada controlador. Com isto, pode-se comprovar que o controlador proposto híbrido obteve características de robustez e estabilidade de forma satisfatória.

5.2 Trabalhos futuros

A estratégia de controle desenvolvida pode ser aplicada, por exemplo, em um braço robótico. Trabalhos anteriores como em (DINIZ, 2013), (HONÓRIO, 2010) e (Júnior, 2010) tem-se desenvolvido em um manipulador do tipo braço robótico SCORBOT com três graus de liberdade, que foi construído na Universidade de Fortaleza - UNIFOR pelos alunos do curso de Engenharia de Controle e Automação. Sendo os circuitos de acionamento, sensoramento e alimentação projetados e montados no laboratório do Grupo de Automação e Robótica - GPAR da Universidade Federal do Ceará - UFC, para que, em conjunto, possam ser realizados estudos do comportamento dos controladores aplicados ao motor conectado ao grau de liberdade do braço robótico. Além disso, propõe-se a busca por um controlador que aumente, ainda mais, a rejeição à perturbação e diminua o tempo de acomodação. Algumas opções, a serem investigadas, seria o uso do GPC *on-line*, ou então do GPC com rejeição a distúrbio ou até mesmo um hibridismo entre um controlador SMC com GPC. Em relação à aplicação em robótica pode-se verificar o estudo de um GPC com restrições, já que em um processo de manufatura tem-se muitas vezes limitações de espaço e dependendo do material a ser produzido deve-se ter velocidade e força bem controladas. A fim de investigar a robustez da estratégia híbrida o emprego de um sistema de carga com diferentes massas seria capaz de inserir perturbações que se assemelhem ao ambiente industrial.

Pode-se também investigar a modelagem não linear aplicada ao motor de indução,

propondo-se técnicas como: modelo de Hammerstein, modelo de Wiener ou a utilização de regressores não lineares. E assim, aplicar estratégias de controle que se utilizem destes modelos. Tem-se ainda que a partir do processo de modelagem levar em conta a aplicação de técnicas de identificação que modelem o bloco de controle de posição diretamente relacionado ao comportamento das correntes dq e eliminar assim os blocos intermediários de controle de velocidade e corrente.

Alguns dos resultados apresentados neste trabalho foram publicados em revistas especializadas:

SOUZA JÚNIOR, A. B., DINIZ, E. C., HONÓRIO, D. A., BARRETO, L. H. S. C; REIS, L.L.N, Hybrid Position Control Technique of Induction Motor Drive, *Control and Cybernetics*, vol. 42, No. 4, 2013.

SOUZA JÚNIOR, A. B., DINIZ, E. C., HONÓRIO, D. A., BARRETO, L. H. S. C; REIS, L.L.N, Hybrid Control Robust Using Logic Fuzzy Applied to the Position Loop for Vector Control to Induction Motors, *Electric Power Components and Systems*, Vol. 42, No. 6, pp.533-543, 2014.

Os resultados obtidos ao longo do projeto também foram publicados em revistas especializadas:

DINIZ, E.C., REIS, A. L. N., JUNIOR, A. B. S. ; HONORIO, D. A. ; BARRETO, L.H.S.C. Sliding Mode Control For Current Loop In An Induction Motor Applied In Robot Arm. *Eletrônica de Potência (Impresso)*, 2012.

DINIZ, E.C; JÚNIOR, A.B.S., HONÓRIO, D.A.; BARRETO, L.H.S.C; REIS, L.L.N; AnElbow Planar Manipulator Driven By Induction Motors Using Sliding Mode Control For Current Loop, *Control and Cybernetics*, vol. 2, 2012

REFERÊNCIAS

- AGUIRRE, L. A. *Introdução à Identificação de Sistemas*. 1st. ed. [S.l.]: Editora UFMG, 2004.
- ARAÚJO, A. G. *Controle Vetorial De Um Motor De Indução Trifásico Aplicado Em Sistemas De Posicionamento*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, 2011.
- ASTRÖM, K.; HÄGGLUND, T. *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*. [S.l.]: Instrument Society of America, 1995.
- BARBI, I. *Teoria Fundamental do Motor de Indução, Ed. UFSC, Florianópolis*. [S.l.]: Ed. UFSC, 1985.
- BEERTEN, J.; VERVECKKEN, J.; J., D. Predictive direct torque control for flux and torque ripple reduction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010.
- BETIN, F. et al. Position control of an induction machine using variable structure control. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2006.
- BLASCHKE, F. *Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine*. Tese (Doutorado) — Universidade de Braunschweig, 1973.
- BOSE, B. K. *Modern Power Electronics and AC Drives*. Knoxville: Prentice Hall, 2001.
- CAMACHO, F.; BORDONS, C. *Model Predictive Control*. 1st. ed. [S.l.]: Spring, 2004.
- CASADEI, D. et al. Foc and dtc: Two viable schemes for induction motor torque control. *IEEE Transactions in Power Electronics*, 2002.
- CHUNG-YUEN, W.; SEI-CHAN, K.; BOSE, B. K. Robust position control of induction motor using fuzzy logic control. *IAS Annual Meeting*, v. 1, p. 472–482, 1992.
- CLARKE, D. W. Generalized predictive control: A robust self-tuning algorithm generalized predictive control. In: *American Control Conference*. [S.l.: s.n.], 1987. p. 990–995.
- CÂMARA, H. et al. Speed and position servo for induction motor using robust model reference adaptive control. In: *IEEE 2002 28th Annual Conference of IECON 02 Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 1721–1727.
- COELHO, A. A. R.; COELHO, L. S. *Identificação de sistemas dinâmicos lineares*. 1st. ed. [S.l.]: Editora UFSC, 2004.
- DINIZ, E. C. *Utilização de Motor de Indução Trifásico em Manipulador Articulado com 2 Graus de Liberdade Considerando Estratégias de Controle Vetorial de Campo Orientado Indireto e Modo de Controle Deslizante*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Ceará, 2013.

- DONG-IL, K.; JINWON, L.; SUNGKWUN, X. Control of permanent magnet ac servo motors without absolute rotor position transducers. In: *Power Electronics Specialists Conference (PESC), 22nd Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1991. p. 578–585.
- DOYLE J., F. B.-T. B. *Feedback control theory*. [S.l.]: Macmillan Publishing Company, 1990.
- EGIGUREN, P. A.; OSCAR, B. C. Robust position control of induction motor drives. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, p. 1468–1473, 2010.
- FURTUNATO, A. F. A.; ARAÚJO, A. D.; SALAZAR, A. O. Implementação de um controlador de velocidade usando modos deslizantes suaves para um motor de indução trifásico. *Revista Controle & Automação*, v. 12, p. 41–49, 2001.
- FUSCO, G. Tracking performance of an hinf position controller for currentfed induction motors under mechanical load variations. In: *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 2, p. 713–718.
- HAIDER, A. F. M. et al. Fuzzy-smc-pi flux and speed control for induction motors. In: *Proc. of RAM-2008*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 352–328.
- HALBAOUI, K.; BOUKHETALA, D.; BOUDJEMA, F. A new robust model reference adaptative control for induction motor drives using a hybrid controller. *IEEE International Symposium on Power Eletronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, p. 1109–1113, 2008.
- HO, T. J.; YEH, L. Y. Design a hybrid pid plus fuzzy controlller for speed control of induction motors. *IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, p. 1352–1357, 2010.
- HONÓRIO, D. d. A. *Controle de Posição do Motor de Indução Trifásico com Controle por Modos Deslizantes, uma Análise Comparativa*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2013.
- HONÓRIO, e. a. D. A. Comparison between sliding model control and vector control for a dsp-based position control applied to squirrel-cage induction motor. *IX Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*, 2010.
- JACOBINA, C. B. et al. Sistema de acionamento com motor de indução orientado indiretamente pelo campo com adaptação mrac da velocidade. *Revista Controle & Automação*, v. 14, p. 41–49, 2003.
- JÚLIO, E. F. J. *Controlador Fuzzy Aplicado a um Sistema de Controle de Posição Acionado por Motores de Indução Trifásico*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, 2010.
- JÚNIOR, A. B. S. *Servoposicionador utilizando motor de indução trifásico*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2010.
- KOSOW, I. L. *Máquinas elétricas e transformadores*. [S.l.]: Editora Globo, 2000.
- L., F.-J. L. G.-M. A robust speed controller for induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1994.

- LIAW, C.; LIN, F.; KUNG, Y. Design and implementation of a high performance induction motorservo drive. In: *IEE Proceedings Electric Power Applications*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 241–248.
- MATHWORKS. *Mathworks. Fuzzy Logic Toolbox User's Guide*. 1st. ed. [S.l.]: Mathworks, Inc., 2007.
- NAKANO K., Y. T.-e. H. T. A design of robust self-tuning gpc-based pid controllers. In: *IEEE Annu. Conf. on Ind. Electron. - IECON*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 285–290.
- NETO, T. R. F. *Short Primary Linear Drive Designed for Synchronous and Induction Operation Mode with On-board Energy Storage*. Tese (Doutorado) — Technische Universität Darmstadt, 2012.
- NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. *Vector Control and Dynamics of AC Drivers*. Oxford: Clarendon Press, 1997.
- OGASAWARA, S.; AKAGI, H.; NABAE, A. The generalized theory of indirect vector control for ac machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1988.
- PAZOZ, F. *Automação de Sistemas e Robótica*. Rio de Janeiro: Ed. Axcel Books, 2002.
- RAUTE, R. et al. Sensorless control of induction machines at low and zero speed by using pwm harmonics for rotor-bar slotting detection. *IEEE International Conference on Transactions Electronics*, v. 46, p. 1989–1998, 2004.
- SANTANA, E. S.; BIM, E.; AMARAL, W. C. do. A predictive algorithm for controlling speed and rotor flux of induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, p. 4398–4407, 2008.
- SCHAUDER C.D.AND CADDY, R. Current control of voltage-source inverters for fast four-quadrant drive performance. *IEEE Transactions in Industry Applications*, 1982.
- SHIAU, L.; LIN, J. Stability of sliding-mode current control for high performance induction motor position drives. *IEE Proceedings in Electronic Power Applications*, 2001.
- SOBRINHO, C. A. N. *Controlador Neural Aplicado a um Sistema Posicionador Acionado por Motores De Indução Trifásicos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, 2011.
- WELLSTEAD, P.; ZARROP, M. *Self-tuning systems*. Oxford: Clarendon Press, 1991.
- WOLOVICH, W. *Automatic Control Systems: Basic Analysis and Design*. [S.l.]: Saunders College Publishing, 1994.
- YING-YU, T. Dsp-based robust control of an ac induction servo drive for motion control. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 4, p. 614–625, 1996.
- ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. Optimum settings for automatic controllers. *Transactions ASME*, 1942.

APÊNDICE A – PARÂMETROS DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Os parâmetros da máquina de indução trifásica tipo “gaiola-de-esquilo” estão listados na Tabela A.1 e serviram de base para todo o projeto e desenvolvimento do sistema de controle de campo orientado, e que estão baseados no circuito clássico utilizado para modelar os motores de indução (KOSOW, 2000).

Tabela A.1: Parâmetros da máquina de indução

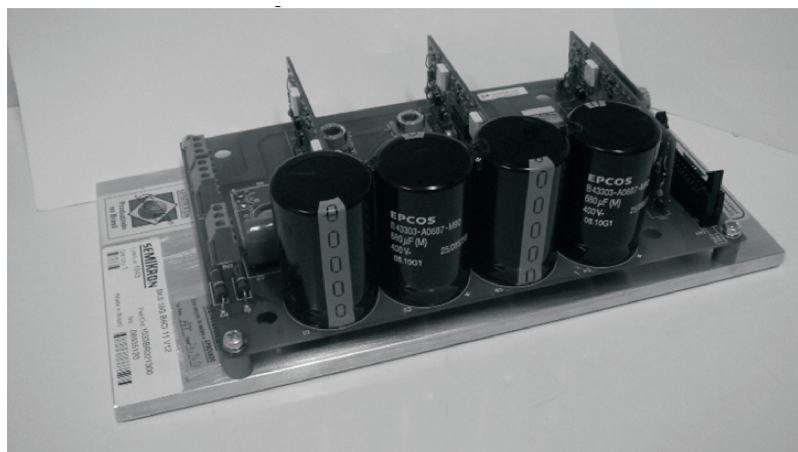
Parâmetro	Descrição	Valor
$P_{nominal}$	Potência Nominal	119,36 W/0,25 HP
$W_{nominal}$	Velocidade Nominal	1800 r.p.m
$V_{nominal}$	Tensão Nominal (Estrela/Triângula)	220/380 V
$I_{nominal}$	Corrente Nominal	0,66 A
P	Número de pólos	4
R_r	Resistência rotórica referenciada ao estator	87,44 Ω
R_s	Resistência estatórica	35,58 Ω
L_r	Indutância rotórica referenciada ao estator	0,16 H
L_s	Indutância estatórica	0,16 H
L_m	Indutância mútua	0,884 H

APÊNDICE B – EQUIPAMENTOS UTILIZADOS

O sistema constitui-se basicamente de um inversor de tensão trifásico, uma placa com sensores de corrente de efeito “*hall*” para aquisição de dados, uma fonte de tensão auxiliar, uma placa de distribuição e recepção de sinais chamado de concentrador, um motor de indução trifásico, um encoder acoplado ao eixo, um kit de desenvolvimento ezdsp28335® da *Spectrum*® e um retificador semi-controlado de ponte completa.

O inversor, figura B.1, recebe os sinais diretamente da placa ezdsp28335, Figura B.2. A partir de um “*buffer*”, opto-acopladores recebem os sinais do DSC, de modo a isolar o circuito de controle do circuito de potência. A partir desta etapa os sinais de saída dos opto-acopladores fornecem o comando para um integrado com tecnologia “*bootstrap*”. Deste modo não há a necessidade de se ter uma fonte de alimentação isolada para cada um dos interruptores superiores do inversor.

Figura B.1: Inversor de tensão trifásico.

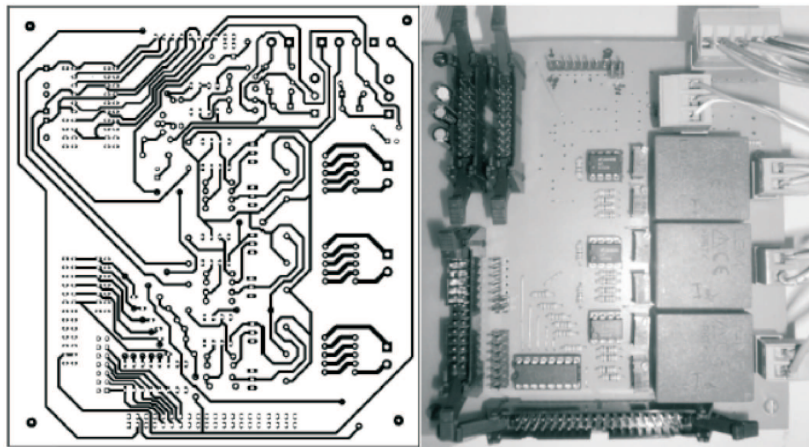


Fonte: Próprio Autor.

O concentrador, figura B.2, executa três funções: 1) recebimento dos sinais dos sensores de corrente para envio ao ezdsp28335®; 2) envio dos comandos de tensão para cada um

dos conversores a partir de uma única porta do ezdsp28335[®]. Deste modo todos os sinais do sistema passam pelo concentrador, e não há a necessidade de ligar cada parte do sistema a outra diretamente. Como os comandos de tensão e os canais conversor analógico/digital se localizam em uma mesma porta, se tornaria difícil interligar estes sistemas de uma forma organizada; 3) além disso, para a resolução de problemas, os defeitos podem ser verificados somente em uma placa, ao invés de se verificar todo o sistema. Além de possuir os sensores de corrente com três LEM[®] (sensor de efeito “hall”), no qual em sua saída é colocada em um amplificador operacional, deste modo consegue-se controlar, através de calibração, os limites de tensão de 0 a 3,3V, que é o intervalo de tensão permitido no ezdsp28335[®].

Figura B.2: Placa de condicionamento de sinais do sistemas.



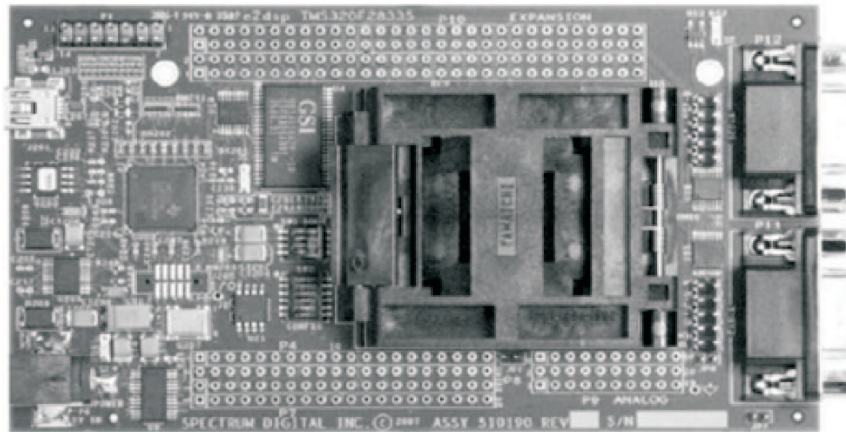
Fonte: Próprio Autor.

O ezdsp28335[®], figura B.3, possui 12 canais PWM, além de 16 canais de conversor analógico/digital com frequência máxima de operação de 12MHz. Assim, para o controle de dois motores, os 12 canais são utilizados, sendo 6 para cada inversor. Somente há a necessidade de 4 canais do conversor analógico/digital, para 2 sensores de corrente de cada motor. A terceira corrente é calculada a partir das outras 2, evitando um custo adicional de se empregar outro sensor de corrente e evitando erros de medição. Possui registradores próprios para leitura dos sinais enviados por um encoder, não havendo a necessidade do uso de um potenciômetro para determinar a posição e a velocidade do rotor, aumentando a precisão no resultado do controle. O ezdsp28335[®] ainda possui a vantagem de configurar a banda morta (“deadband”) nos sinais pwm, evitando que as duas chaves de um mesmo braço do inversor estejam fechadas, simultaneamente, em algum instante do processamento, evitando assim a adição de um potenciômetro ou outro equipamento para o controle de cada braço do inversor. Possui registradores para configurar acessos direto a locais de memória reservados, facilitando a plotagem de um conjunto

de dados quaisquer pertencentes ao controle.

O kit ezdsp335 recebe os sinais de quadratura oriundos do encoder para identificar o posicionamento e velocidade do rotor. Os valores das correntes de alimentação do motor são conhecidos via periféricos de conversão digital/analógico (ADC). Utilizando técnicas de controle, determina-se o formato dos sinais pwm a serem enviados ao inversor.

Figura B.3: *kit de desenvolvimento DSC da TEXAS INSTRUMENTS® ezdsp28335®.*



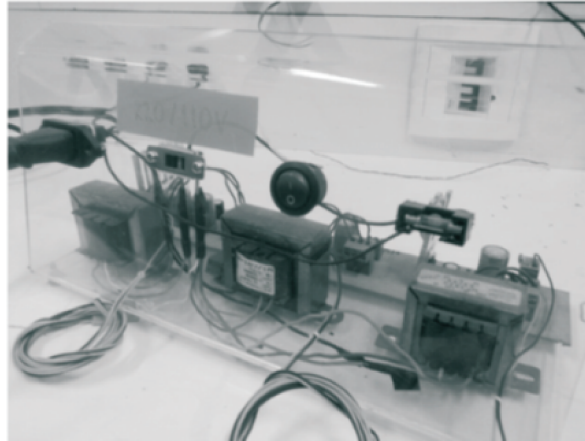
Fonte: Próprio Autor.

A utilização do processador digital de sinais (DSC) da Texas Instruments®, o TMS320F28335®, que executa instruções a 150 MIPS, mostrou-se de suma importância, e mesmo com a capacidade de processamento elevada, a aplicação do algoritmo de controle campo orientado utilizando uma malha de corrente neste DSP ficou no limiar da sua utilização, fato este notado nos procedimentos experimentais. Este processador possui ainda uma função intrínseca de modulação em vetores espaciais (SVPWM), sem que seja necessária a implementação deste no aplicativo embarcado, consumindo menos memória e tempo de processamento. Outra característica de extrema valia é que o processador escolhido possui 12 canais de modulação por largura de pulso (PWM), podendo, portanto, acionar até dois motores trifásicos simultaneamente. Isto gerará uma economia na quantidade de processadores necessários para aplicação de trabalhos futuros.

A fonte auxiliar, Figura B.4, conta com várias saídas: 18 V, 15 V, -15 V e 5 V. O controle de tensão é realizado através do TOP249. A tensão de 18 V é utilizada pelo integrado que realiza o comando de tensão para chaveamento dos interruptores. A segunda e a terceira tensão servem para alimentar os operacionais da placa dos sensores de corrente, enquanto a quarta tensão serve para alimentar a placa do concentrador, além do “buffer” e dos optoacopladores na

parte de controle do inversor.

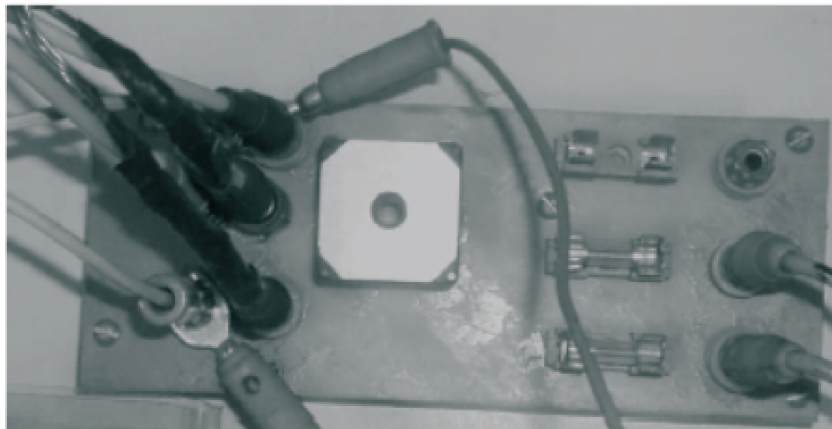
Figura B.4: Fonte de tensão auxiliar de +15,-15,5 e 18 volts.



Fonte: Próprio Autor.

O conversor CA/CC que é utilizado para o fornecimento do barramento cc do inversor é apresentado na figura B.5.

Figura B.5: Retificador trifásico ponte completa.



Fonte: Próprio Autor.

Para obter os dados de posição e velocidade, utilizou-se o encoder incremental da Avago® modelo HEDS-5500 A11. Apresenta dois canais de saída do tipo quadratura, compatibilidade TTL, baixo custo e tensão de alimentação de 5V. Esses sinais são enviados ao ezdsp28335 e processados pelo mesmo. A cada período de um sinal, são efetuadas quatro contagens, assim, para esse modelo, uma volta completa representa 2048 contagens, visto que em

uma rotação de 360° , o período dos sinais se repete 512 vezes é observado. O encoder pode ser visualizado na figura B.6.

Figura B.6: Encoder incremental HEDS-5500 A11 da Avago®



Fonte: Próprio Autor.

Para gerar as perturbações durante os experimentos utilizou-se um motor cc, figura B.7, com o dados técnicos apresentados na tabela B.1.

Figura B.7: Motor cc com redução PHYWE®.



Fonte: Próprio Autor.

Tabela B.1: **Dados técnicos motor cc.**

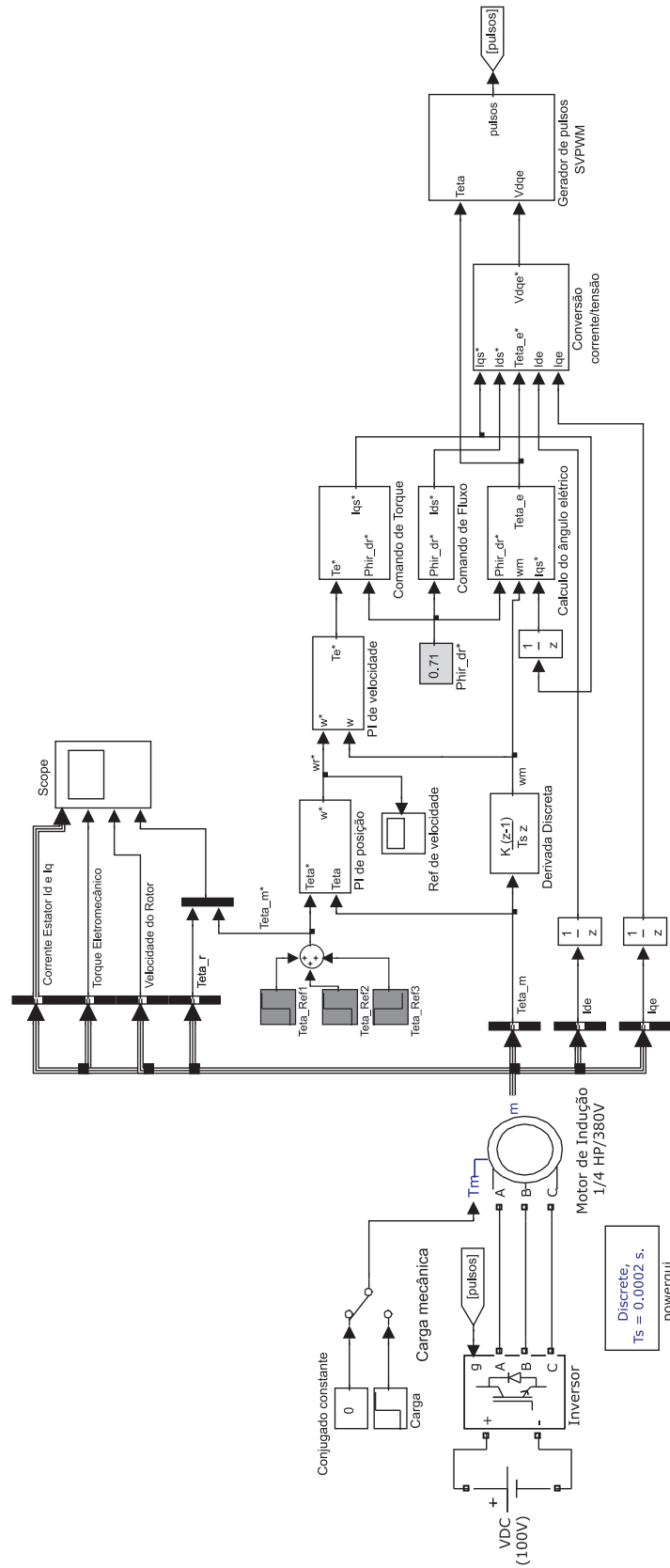
<i>Parâmetros</i>	<i>Valores</i>
Engrenagem de redução	5:1
Tensão de operação	3...máx. 12 V
Corrente de operação	Max. 3 A
Velocidade sem carga	Max. 900 rpm
Torque	Aprox. 0.2 N.m
Potência	Sprx. 14 W
Eficiência	Aprox. 42%
Dimensões (mm)	150 x 130 x 55
Peso	0.75 Kg

Fonte: Próprio Autor

APÊNDICE C – DIAGRAMA DE BLOCOS MODELADOS NO SIMULINK

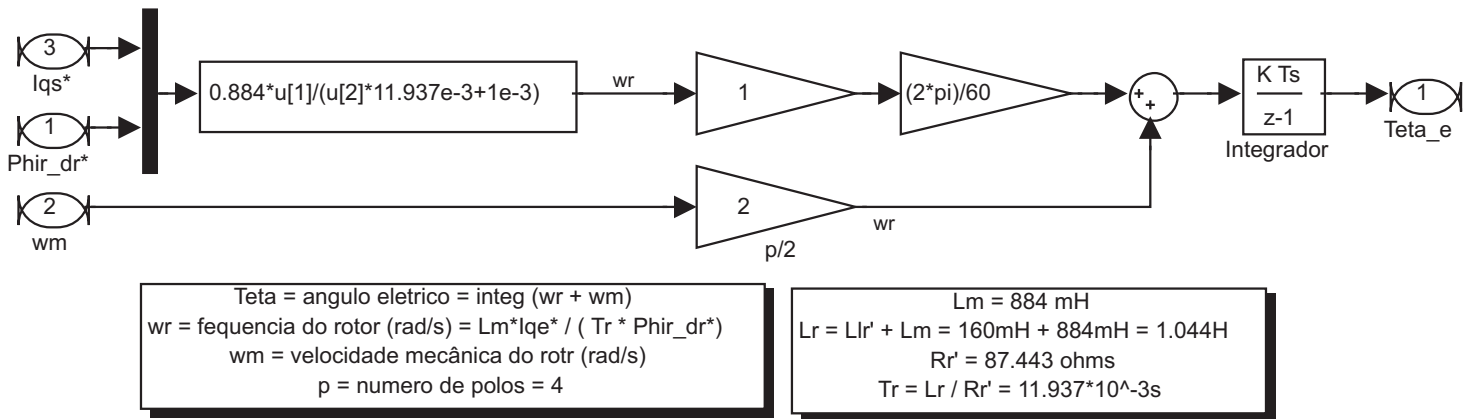
A seguir, têm-se os diagramas construídos utilizando o *Simulink*[®], utilizados no capítulo 4, aplicados nas simulações do sistema.

Figura C.1: Diagrama de blocos simplificado do servoposicionador para modelagem no *Simulink*[®].



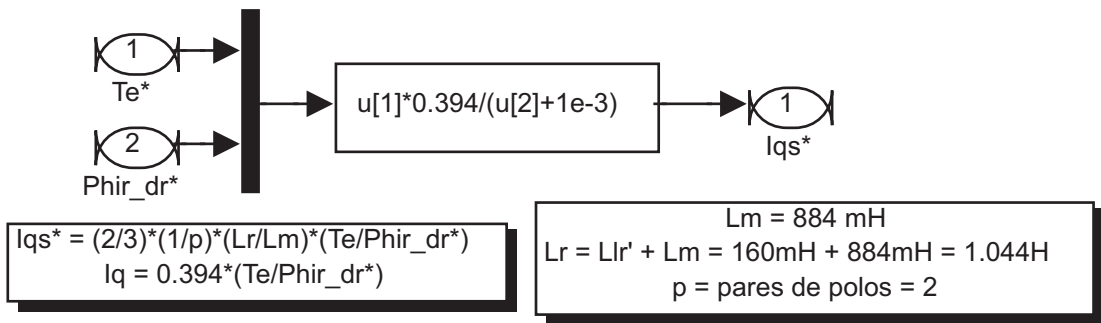
Fonte: Próprio Autor.

Figura C.2: Diagrama de blocos para o cálculo do ângulo elétrico.



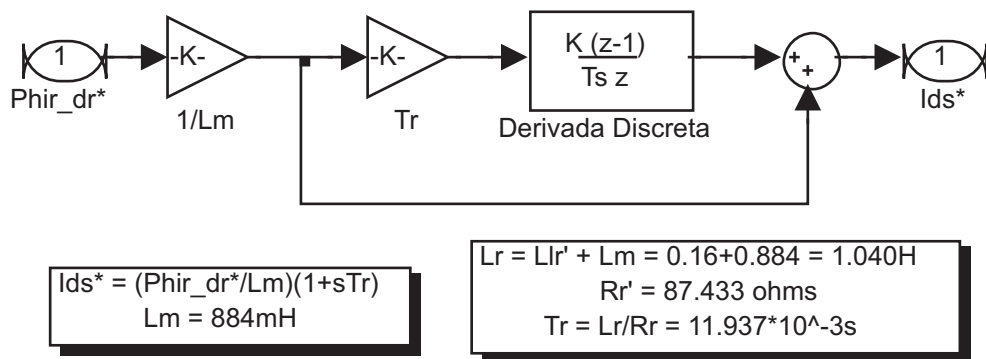
Fonte: Próprio Autor.

Figura C.3: Diagrama de blocos para o cálculo da corrente do eixo em quadratura.



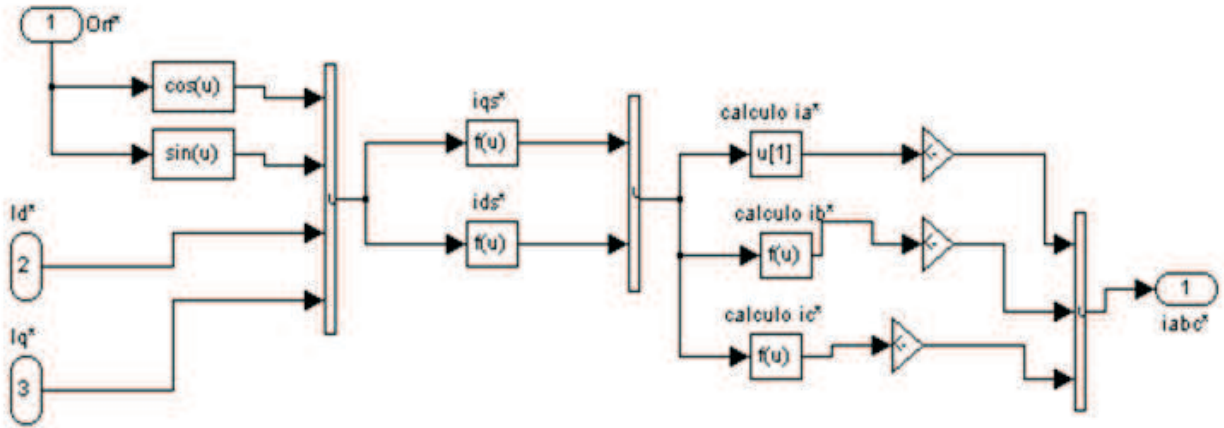
Fonte: Próprio Autor.

Figura C.4: Diagrama de blocos para o cálculo da corrente do eixo direto.



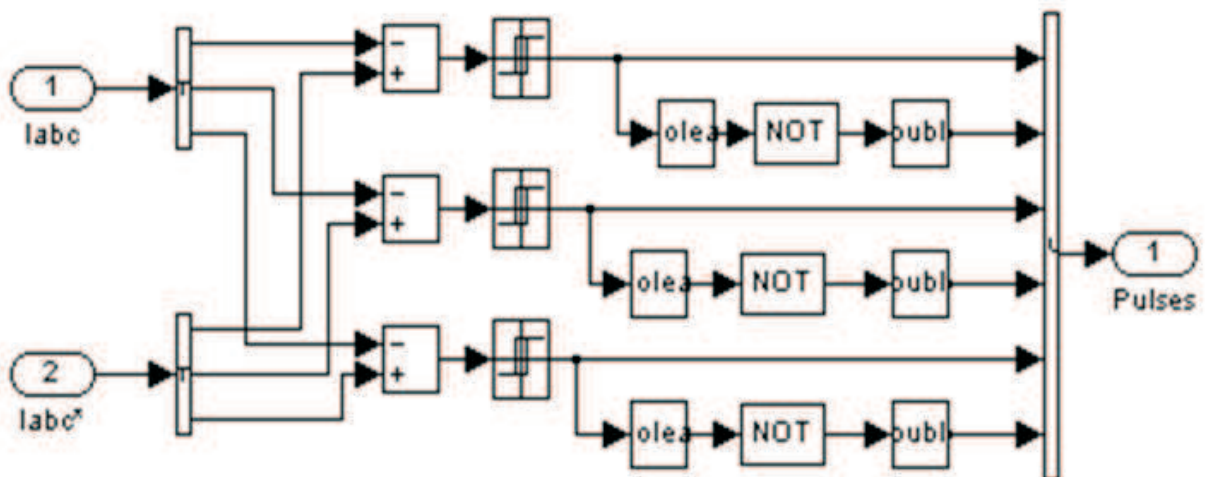
Fonte: Próprio Autor.

Figura C.5: Diagrama de blocos para o cálculo da corrente do eixo direto.



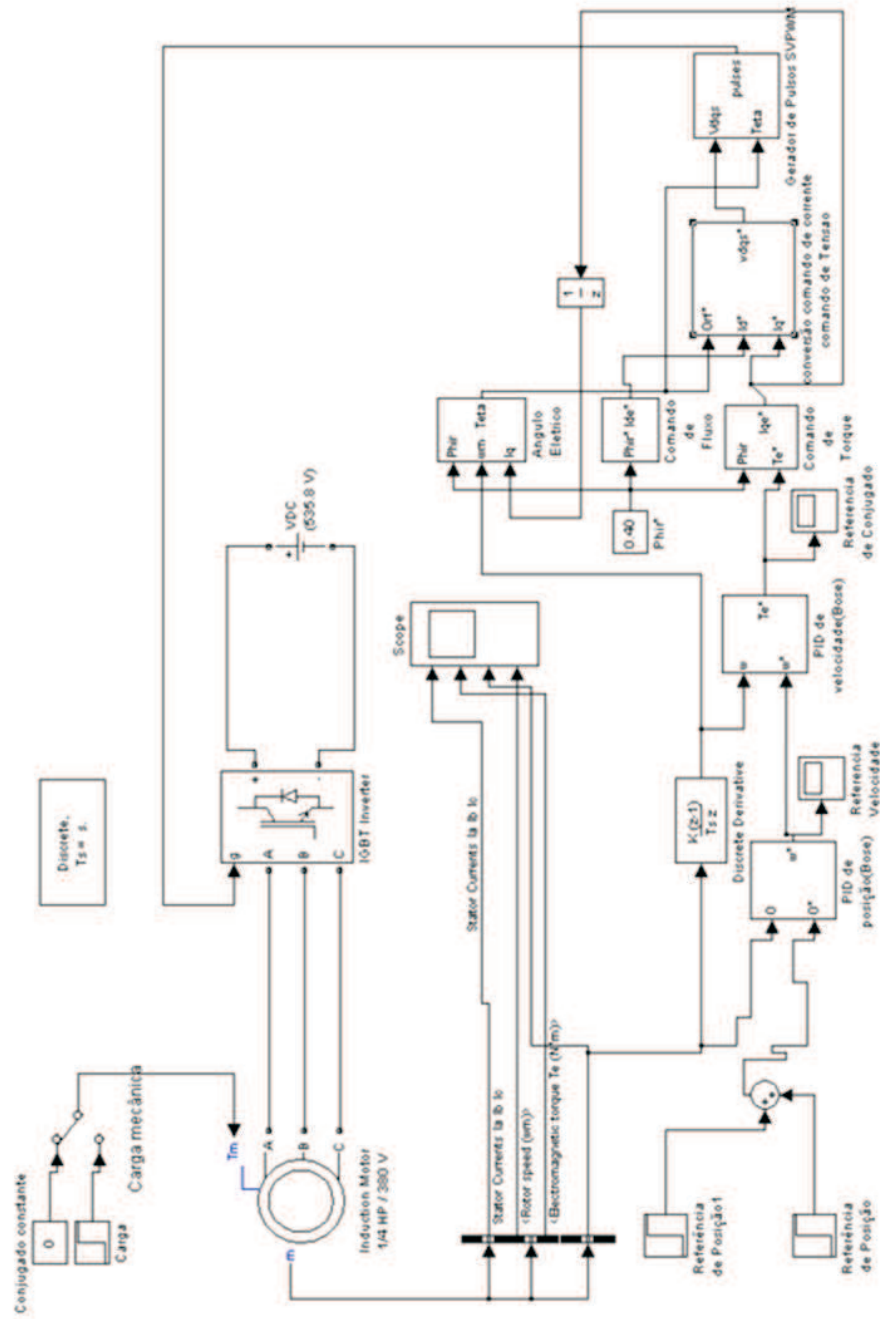
Fonte: Próprio Autor.

Figura C.6: Inversor por comparador com histerese.



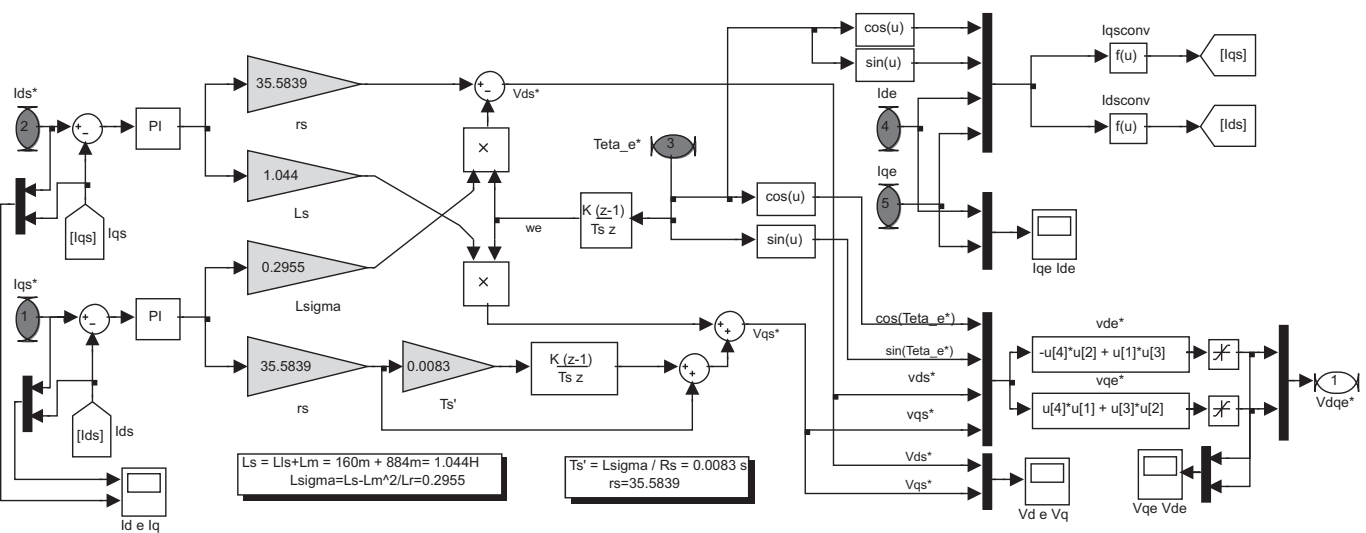
Fonte: Próprio Autor.

Figura C.7: Diagrama de blocos do servoposicionador utilizando comando de tensão.



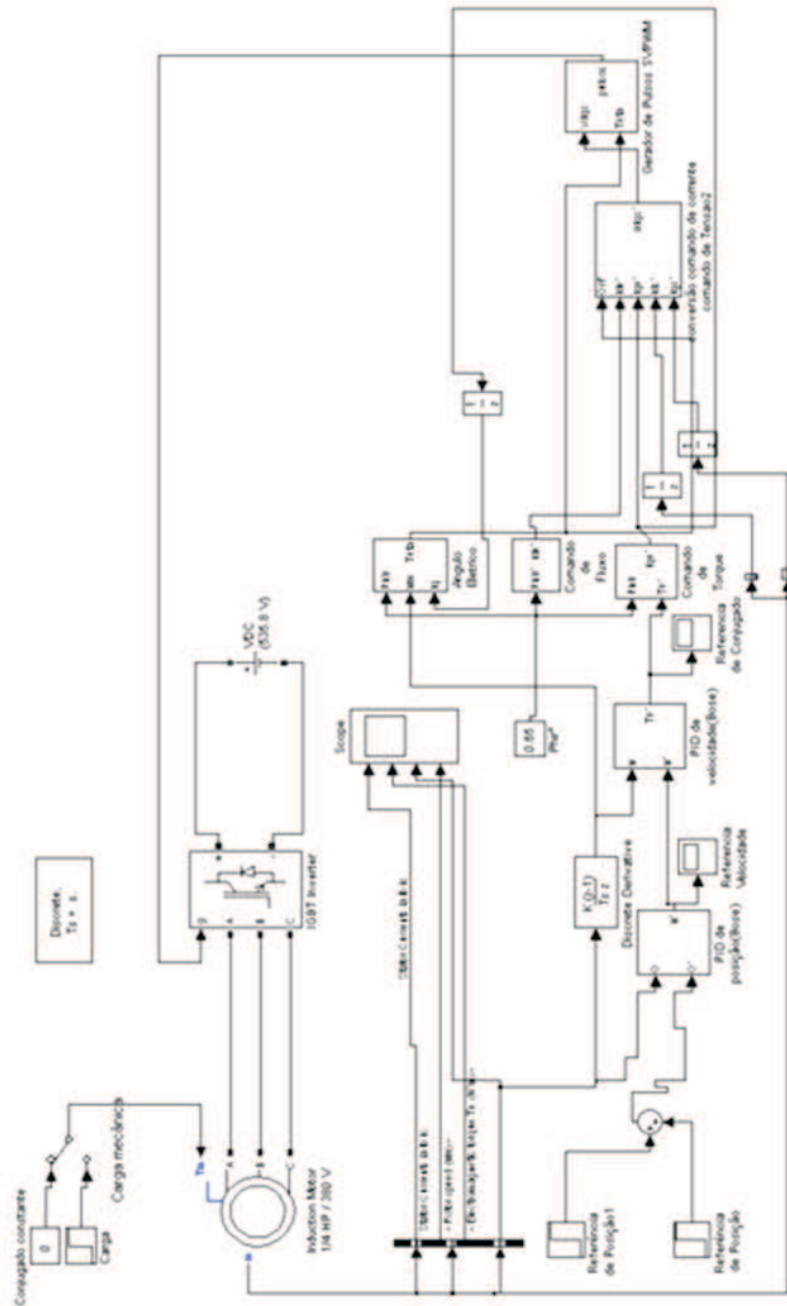
Fonte: Próprio Autor.

Figura C.8: Transformação de comando de corrente para comando de tensão.



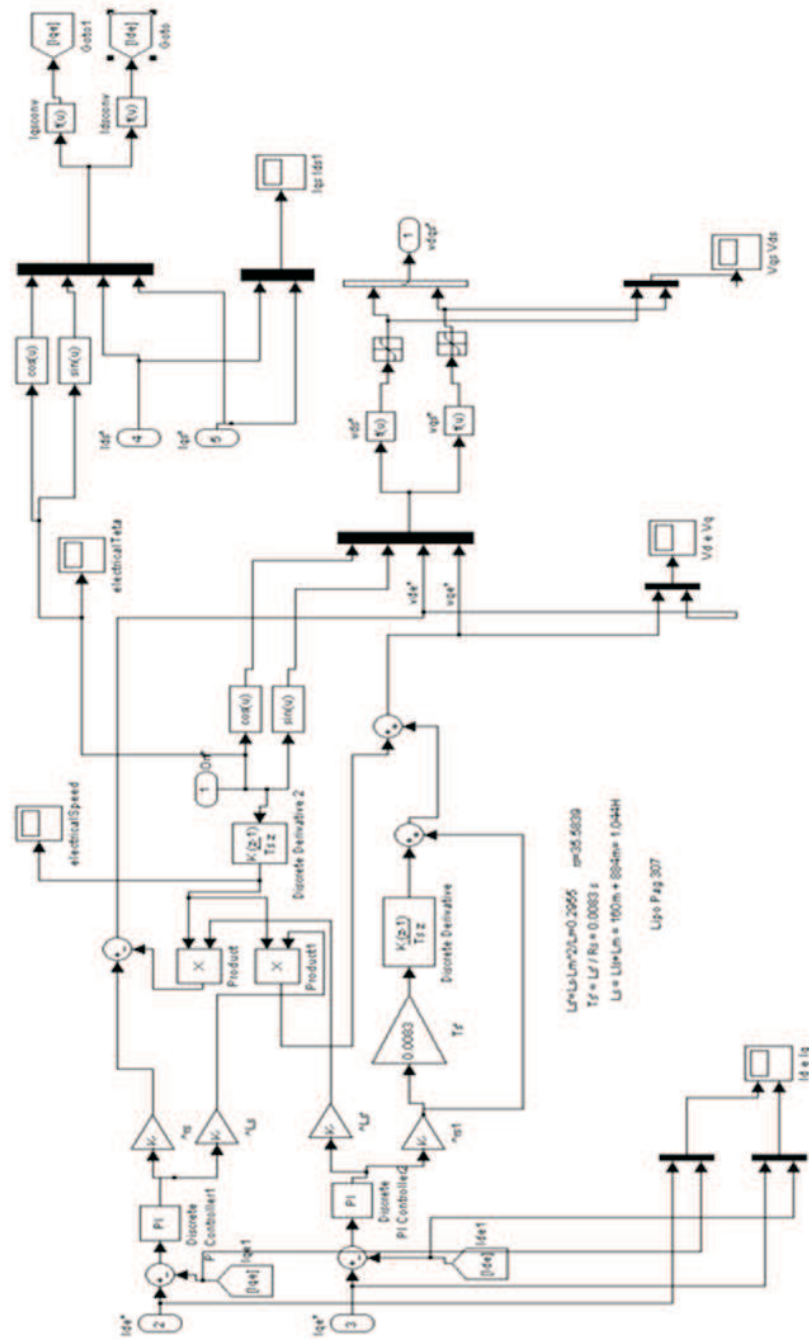
Fonte: Próprio Autor.

Figura C.9: Diagrama de blocos do servoposicionador utilizando comando de tensão e malha de corrente.



Fonte: Próprio Autor.

Figura C.10: Implementação do esquema da Figura 3.20 no *Simulink*®.



Fonte: Próprio Autor.

APÊNDICE D - CÓDIGO FONTE DO DSP

```

#define GLOBAL_Q 18
long GlobalQ = GLOBAL_Q; // Used for legacy GEL & Graph Debug.

// Include The Following Definition Files:
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include "IQmathLib.h"
#include "DSP2833x_Device.h"
#include "DSP2833x_Examples.h"

#####
//          VARIÁVEIS
#####
//=====Variáveis Globais=====

#pragma DATA_SECTION(result1, ".RESULT1")
#pragma DATA_SECTION(result2, ".RESULT2")
#pragma DATA_SECTION(result3, ".RESULT3")
#pragma DATA_SECTION(result4, ".RESULT4")

long ilread1,ilread2,ilread3,ilread4,ilread5,ilread6,ilread7,ilread8;
long ilbread1,ilbread2,ilbread3,ilbread4,ilbread5,ilbread6,ilbread7,ilbread8;
long ila,ilb,resultado,salva,i,counter1;
long Newpos,Oldpos,Dpos,shift,brinca,index;

 iq18 ADCA=_IQ18(0.0); //ad actual current
 iq18 IA=_IQ18(0.0); //real value actual current A [A]

```

```

_iq18 ADCB=_IQ18(0.0); //ad actual current
_iq18 IB=_IQ18(0.0); //real value actual current B [A]
_iq18 ADCC=_IQ18(0.0); //ad actual current
_iq18 IC=_IQ18(0.0); //real value actual current C [A]
_iq18 Ialpha=_IQ18(0.0); //real value actual current Alpha [A]
_iq18 Ibeta=_IQ18(0.0); //real value actual current Beta [A]
_iq18 Id=_IQ18(0.0); //real value actual current D [A]
_iq18 Iq=_IQ18(0.0); //real value actual current Q [A]
_iq18 Id_ant=_IQ18(0.0); //real value actual current D [A] anterior
_iq18 Iq_ant=_IQ18(0.0); //real value actual current Q [A] anterior
_iq18 Umaxq=_IQ18(0.0); //Maximun voltage in UQ [V]
_iq18 Sine=_IQ18(0.0); //sine angle format IQ26
_iq18 Cosine=_IQ18(0.0); //cosine angle format IQ26
_iq18 Sine1=_IQ18(0.0); //sine angle format IQ19
_iq18 Cosine1=_IQ18(0.0); //cosine angle format IQ19
_iq18 Angle=_IQ18(0.0); //angle from the sensor used for FOC [rad]
_iq18 Angle1=_IQ18(0.0); //previous angle used for FOC [rad]
_iq18 Angle2=_IQ18(0.0); //actual calculated angle used for FOC [rad]
_iq18 Idref=_IQ18(0.0); //id current reference [A]
//_iq18 Iqref=_IQ18(0.0); //iq current reference [A]

_iq18 Iqref=_IQ18(0.3); //iq current reference [A]

_iq18 ERRORId=_IQ18(0.0); //id current error
_iq18 VOLTAGEId=_IQ18(0.0); //actual calculated voltage axis D variable [V]
_iq18 VOLTAGEId1=_IQ18(0.0); //last calculated voltage axis D variable [V]
_iq18 ERRORIq=_IQ18(0.0); //iq current error
_iq18 VOLTAGEIq=_IQ18(0.0); //actual calculated voltage axis Q variable [V]
_iq18 VOLTAGEIq1=_IQ18(0.0); //last calculated voltage axis Q variable [V]
_iq18 UA=_IQ18(0.0); //calculated ualpha voltage [V]
_iq18 UB=_IQ18(0.0); //calculated ubeta voltage [V]
_iq18 U1=_IQ18(0.0); //calculated u1 voltage [V]

```

```

_iq18 U2=_IQ18(0.0);    //calculated u2 voltage [V]
_iq18 U3=_IQ18(0.0);    //calculated u3 voltage [V]
_iq18 umin3=_IQ18(0.0); //third harmonic minimum [V]
_iq18 umax3=_IQ18(0.0); //third harmonic maximum [V]
_iq18 uharm3=_IQ18(0.0); //third harmonic voltage [V]
_iq18 Ia=_IQ18(0.0);     //real value actual current format IQ26 [A]
_iq18 Ib=_IQ18(0.0);     //real value actual current format IQ26 [A]
_iq18 Ic=_IQ18(0.0);     //real value actual current format IQ26 [A]
//_iq18 result1[1001];    //storage 1 2501
//_iq18 result2[1001];    //storage 2 MAXIMUM is 2*30000 (60000bytes)
//_iq18 result3[1001];    //storage 3
//_iq18 result4[1001];    //storage 4
float result1[1001];     //storage 4
float result2[1001];     //storage 4
float result3[1001];     //storage 4
float result4[1001];     //storage 4
_iq18 Speed=_IQ18(0.0);  //instantaneous speed [m/s]
_iq18 Speedf=_IQ18(0.0); //filtered speed [m/s]
_iq18 X=_IQ18(0.0);      //absolute position [mm]
_iq18 ERRORX=_IQ18(0.0); //absolute position error
_iq18 Xref=_IQ18(3.0);   //absolute position reference [mm]
_iq18 Speedref=_IQ18(0.0); //speed reference [m/s]
_iq18 Speedrefl=_IQ18(0.0); //last calculated speed reference [m/s]
_iq18 ERRORSpeed=_IQ18(0.0); //speed error
_iq18 Forceref=_IQ18(0.0); //Force reference [N]
_iq18 Forceref1=_IQ18(0.0); //last calculated force reference [N]
_iq18 Vslip=_IQ18(0.0);  //secondary flux speed
_iq18 Angleslip=_IQ18(0.0); //secondary flux angle
_iq18 Im=_IQ18(0.0);     //Magnetizing current
_iq18 Speedf26=_IQ18(0.0); //Magnetizing current

```

```
_iq18 rotorPosition = _IQ18(0.0);
_iq18 rotorPosition_ant = _IQ18(0.0);
_iq18 rotorPositioneetrico = _IQ18(0.0);
long rotorPOSITION = 0;
long testemain=0;
long testewh=0;
_iq18 Iq1 = _IQ18(0.0);
_iq18 X1 = _IQ18(0.0);
_iq18 pos_ref_ant = _IQ18(0.0);
_iq18 pos_ref_ant_ant = _IQ18(0.0);

_iq18 rotorPosition_ant_ant = _IQ18(0.0);
//_iq18 rotorPosition_ant = _IQ18(0.0);
_iq18 Speedref_ant = _IQ18(0.0);
_iq18 Speedref_ant_ant = _IQ18(0.0);
_iq18 Iqref_ant = _IQ18(0.0);
_iq18 Iqref_ant_ant = _IQ18(0.0);

_iq18 limitefuzzy=_IQ18(0.5);//0.5
_iq18 fuzzy=_IQ18(1.0);
_iq18 Speedrefpid = _IQ18(0.0);
_iq18 Speedrefgpc = _IQ18(0.0);
//          Variáveis
int wCount=0;
int iCount=0;
int WakeCount=0;
int Loop1=0;
float rotorPositionF=0;
_iq a;
_iq b;

//referencias testes
```


0.8454,0.82567,0.80602,0.78644,0.76694,0.74754,0.72824,0.70905,0.68997,0.67102,0.6522,0.
 63352,0.61499,0.59661,0.57839,0.56034,0.54246,0.52477,0.50727,0.48997,0.47287,0.45598,0.
 43931,0.42286,0.40664,0.39066,0.37493,0.35944,0.34421,0.32925,0.31455,0.30013,0.28598,0.
 27212,0.25855,0.24528,0.23231,0.21965,0.2073,0.19527,0.18356,0.17217,0.16112,0.1504,0.14
 002,0.12999,0.1203,0.11097,0.10199,0.093372,0.085115,0.077225,0.069703,0.062553,0.05577
 9,0.049382,0.043365,0.037731,0.032482,0.02762,0.023146,0.019064,0.015374,0.012077,0.009
 1761,0.0066713,0.0045637,0.0028544,0.0015439,0.0006327,0.00012128,9.7934e-
 006,0.00029829,0.00098666,0.0020746,0.0035617,0.0054474,0.0077309,0.010411,0.013487,0.
 016958,0.020822,0.025078,0.029724,0.034757,0.040177,0.045981,0.052166,0.05873,0.065671
 ,0.072986,0.080671,0.088725,0.097142,0.10592,0.11506,0.12455,0.13439,0.14458,0.1551,0.16
 597,0.17717,0.1887,0.20056,0.21273,0.22522,0.23802,0.25112,0.26452,0.27822,0.29221,0.306
 47,0.32102,0.33584,0.35092,0.36627,0.38186,0.39771,0.41379,0.43011,0.44666,0.46343,0.480
 41,0.4976,0.51499,0.53258,0.55035,0.56831,0.58643,0.60472,0.62317,0.64177,0.66051,0.6793
 9,0.6984,0.71753,0.73677,0.75611,0.77556,0.79509,0.81471,0.8344,0.85415,0.87397,0.89383,
 0.91374,0.93368,0.95365,0.97363,0.99363,1.0136,1.0336,1.0536,1.0736,1.0935,1.1134,1.1332,
 1.153,1.1728,1.1924,1.212,1.2315,1.2509,1.2702,1.2894,1.3085,1.3275,1.3463,1.365,1.3835,1.
 4019,1.4202,1.4382,1.4561,1.4738,1.4913,1.5087,1.5258,1.5427,1.5594,1.5758,1.5921,1.6081,
 1.6238,1.6393,1.6546,1.6696,1.6843,1.6987,1.7129,1.7268,1.7404,1.7537,1.7667,1.7794,1.791
 7,1.8038,1.8155,1.8269,1.838,1.8488,1.8592,1.8692,1.8789,1.8883,1.8973,1.906,1.9142,1.9222
 ,1.9297,1.9369,1.9437,1.9501,1.9562,1.9618,1.9671,1.972,1.9765,1.9806,1.9843,1.9877,1.9906
 ,1.9931,1.9953,1.997,1.9984,1.9993,1.9999,2,1.9997,1.9991,1.998,1.9966,1.9947,1.9925,1.989
 8,1.9868,1.9833,1.9795,1.9753,1.9707,1.9657,1.9603,1.9545,1.9483,1.9418,1.9349,1.9276,1.92
 ,1.9119,1.9035,1.8948,1.8857,1.8762,1.8664,1.8562,1.8457,1.8349,1.8237,1.8122,1.8004,1.788
 3,1.7758,1.763,1.7499,1.7366,1.7229,1.7089,1.6947,1.6801,1.6654,1.6503,1.635,1.6194,1.6036
 ,1.5875,1.5712,1.5547,1.5379,1.5209,1.5038,1.4864,1.4688,1.4511,1.4331,1.415,1.3967,1.3783
 ,1.3597,1.341,1.3221,1.3031,1.284,1.2648,1.2454,1.226,1.2065,1.1869,1.1672,1.1474,1.1276,1.
 1078,1.0878,1.0679,1.0479,1.028,1.008,0.98796,0.96797,0.94799,0.92803,0.90809,0.8882,0.86
 835,0.84855,0.82881,0.80914,0.78955,0.77004,0.75062,0.73131,0.7121,0.693,0.67403,0.65519
 ,0.63649,0.61793,0.59952,0.58128,0.5632,0.5453,0.52758,0.51005,0.49271,0.47558,0.45865,0.
 44195,0.42546,0.40921,0.39319,0.37742,0.36189,0.34662,0.33161,0.31687,0.3024,0.28821,0.2
 7431,0.2607,0.24738,0.23436,0.22165,0.20925,0.19716,0.1854,0.17396,0.16286,0.15209,0.141
 65,0.13157,0.12182,0.11243,0.1034,0.094721,0.086406,0.078457,0.070876,0.063667,0.056832
 ,0.050375,0.044298,0.038603,0.033292,0.028368,0.023833,0.019688,0.015935,0.012576,0.009
 6117,0.0070436,0.0048728,0.0030999,0.0017258,0.00075106,0.00017596,7.693e-
 007,0.00022557,0.00085026,0.0018746,0.0032982,0.0051204,0.0073406,0.0099579,0.012971,
 0.016379,0.020181,0.024374,0.028958,0.03393,0.039288,0.045031,0.051156,0.05766,0.06454
 1,0.071796,0.079423,0.087418,0.095777,0.1045,0.11358,0.12301,0.1328,0.14293,0.1534,0.164
 22,0.17537,0.18684,0.19865,0.21077,0.22321,0.23596,0.24901,0.26237,0.27602,0.28996,0.304
 18,0.31869,0.33346,0.3485,0.36381,0.37936,0.39517,0.41121,0.4275,0.44401,0.46074,0.47769
 ,0.49485,0.51221,0.52977,0.54751,0.56543,0.58353,0.6018,0.62022,0.6388,0.65752,0.67638,0.
 69536,0.71447,0.7337,0.75303,0.77245,0.79197,0.81158,0.83126,0.851,0.87081,0.89066,0.910
 56,0.9305,0.95046,0.97045,0.99044,1.0104,1.0304,1.0504,1.0704,1.0903,1.1102,1.1301,1.1499
 ,1.1696,1.1893,1.2089,1.2284,1.2478,1.2672,1.2864,1.3055,1.3245,1.3433,1.362,1.3806,1.399,
 1.4173,1.4354,1.4533,1.471,1.4886,1.5059,1.5231,1.54,1.5567,1.5732,1.5895,1.6055,1.6213,1.
 6369,1.6522,1.6672,1.682,1.6965,1.7107,1.7246,1.7382,1.7516,1.7646,1.7774,1.7898,1.8019,1.
 8137,1.8251,1.8363,1.8471,1.8575,1.8676,1.8774,1.8868,1.8959,1.9046,1.9129,0,};

//--ref2


```

void ePwm2Inversor(void);
void ePwm3Inversor(void);
void ePwm4_for_interrupt(void);
void ADC_Init(void);
void Xintf(void);
void InitEqep(void);

#####
//      MAIN CODE
#####

void main(void)
{
    ilaread1 = 0;ilaread2 = 0;ilaread3 = 0;ilaread4 = 0;ilaread5 = 0;ilaread6 = 0;ilaread7 =
0;ilaread8 = 0;
    ilbread1 = 0;ilbread2 = 0;ilbread3 = 0;ilbread4 = 0;ilbread5 = 0;ilbread6 = 0;ilbread7 =
0;ilbread8 = 0;
    ila = 0;ilb = 0;resultado = 0;salva = 0;i = 0;counter1 = 0;
    Newpos = 0;Oldpos = 0;Dpos = 0;shift = 0;brinca = 0;index = 0;

// Step 1. Initialize System Control:

    InitSysCtrl(); // PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks

// Step 2. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:

    DINT; // Disable CPU interrupts

    InitPieCtrl();// Initialize PIE control registers to their default state
// The default state is all PIE interrupts disabled and flags
// are cleared.

    IER = 0x0000; // Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
    IFR = 0x0000;

```

```
InitPieVectTable();// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
                    // Service Routines (ISR).

EnableInterrupts();

EALLOW;
PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;
PieVectTable.WAKEINT = &watchdog;
PieVectTable.EPWM4_INT = &epwm4_isr;
EDIS;

EALLOW;
SysCtrlRegs.SCSR = BIT1;
EDIS;

IER|= M_INT1;
IER|= M_INT3;

PieCtrlRegs.PIECTRL.bit.ENPIE = 1; //Enable PIE Block
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1;
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx8 = 1; //Enable PIE interrupt pin WAKEINT
PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx4 = 1; //Enable EPWM INT4 in the PIE: Group 3
interrupt 1-3

EINT;
ERTM;

// Enable the watchdog
EALLOW;
SysCtrlRegs.WDCR = 0x00A8;
EDIS;

InitAdc();
```

```
InitEPwmGpio();
InitEPwm4Gpio();
ePwm1Inversor();
ePwm2Inversor();
ePwm3Inversor();
ePwm4_for_interrupt();
Xintf();
ADC_Init();
ServiceDog();
InitEQep1Gpio();
InitEqep();

// GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO12 = ;
EALLOW;
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO12 = 1;
EDIS;
GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO12 = 1;

WakeCount = 0;

a = _IQ18(3.0);

while(1) //infinite loop
{
    wCount++;
    ServiceDog();
}
}
#####
// FUNÇÕES
```

```

#####
void ADC_Init(void)
{
    // Configure ADC
    AdcRegs.ADCCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1; //16 conversoes possiveis modo cascata
    //AdcRegs.ADCMAXCONV.bit.MAX_CONV1 = 0x07; // Produz 8 conversoes no
    SEQ1 apenas EVA
    AdcRegs.ADCCTRL1.bit.CPS = 1; // pre scaler do clock HSCLOCK/2
    AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x0b; //--- habilitando do CONV00 a CONV11

    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x0; // Canal ADCINA2 4a conv---
    SENSOR Ia
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04 = 0x0; // Canal ADCINA2 5a conv---
    SENSOR Ia
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05 = 0x0; // Canal ADCINA2 6a conv---
    SENSOR Ia

    /*
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x4; // Canal ADCINA2 4a conv---
    SENSOR Ia
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04 = 0x4; // Canal ADCINA2 5a conv---
    SENSOR Ia
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05 = 0x4; // Canal ADCINA2 6a conv---
    SENSOR Ia

    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x7; // Canal ADCINA0 7a conv---
    SENSOR Ib
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x7; // Canal ADCINA0 7a conv---
    SENSOR Ib
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x7; // Canal ADCINA0 7a conv---
    SENSOR Ib
    */
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x3; // Canal ADCINA0 7a conv---
    SENSOR Ib
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x3; // Canal ADCINA0 8a conv---
    SENSOR Ib

```

```

    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x3; // Canal ADCINA0 9a conv---
SENSOR Ib

```

```

    AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV09 = 0x5; // Canal ADCINA3 10a conv---
SENSOR Ic

```

```

    AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV10 = 0x5; // Canal ADCINA0 11a conv---
SENSOR Ic

```

```

    AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV11 = 0x5; // Canal ADCINA7 12a conv---
SENSOR Ic

```

```

    // Assumes ePWM4 clock

```

```

    EPwm4Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1;    // Enable SOC on A group

```

```

    EPwm4Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 1;    // Select SOC from from CPMA on
upcount

```

```

    AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1 = 1;

```

```

    AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1;

```

```

    AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCB_SEQ = 0;

```

```

    EPwm4Regs.ETFLG.bit.SOCA = 1;

```

```

    EPwm4Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1;    // Generate pulse on 1st event

```

```

// EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = 0x0EA5; // Set compare A value

```

```

// EPwm4Regs.TBPRD = 0x1D4B;          // Set period for ePWM1

```

```

// EPwm4Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0;    // count up and start

```

```

}

```

```

void InitEqep(void)

```

```

{

```

```

    EQep1Regs.QUPRD=1500000;           // Unit Timer for 100Hz at 150 MHz
SYSCLKOUT

```

```

    EQep1Regs.QDECCTL.bit.QSRC=00;     // QEP quadrature count mode

```

```

    EQep1Regs.QEPCTL.bit.FREE_SOFT=2;

```

```

    EQep1Regs.QEPCTL.bit.PCRM=01;           // PCRM=01 mode - QPOSCNT reset
on maximum position
    EQep1Regs.QEPCTL.bit.UTE=1;             // Unit Timeout Enable
    EQep1Regs.QEPCTL.bit.QCLM=1;           // Latch on unit time out
    EQep1Regs.QPOSMAX=0x7ff;                //0x7ff = 2047 contagens
    EQep1Regs.QEPCTL.bit.QPEN=1;           // QEP enable
    EQep1Regs.QDECCTL.bit.SWAP=1;// troca o sentido da contagem;

    EQep1Regs.QCAPCTL.bit.UPPS=5; // 1/32 for unit position
    EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CCPS=7;         // 1/128 for CAP clock
    EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CEN=1;         // QEP Capture Enable
}

```

```
void ePwm4_for_interrupt(void)
```

```

{
    //Frequencia de 10.0 kHz
    // Setup TBCLK
    EPwm4Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP; // Count up
    EPwm4Regs.TBPRD = 1874; // Set timer period
    EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
    EPwm4Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
    EPwm4Regs.TBCTR = 0x0000; // Clear counter
    // TBCLK = SYSCLKOUT / (HSPCLKDIV × CLKDIV)
    EPwm4Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0x4; // HSPCLKDIV => /8
    EPwm4Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0x0; // CLKDIV => /1

    // EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV2; // Clock ratio to SYSCLKOUT
    // EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV2;

    // Setup shadow register load on ZERO
    EPwm4Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
    EPwm4Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
    EPwm4Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
}

```

```

EPwm4Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

// Set Compare values
EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = 415; // Set compare A value
EPwm4Regs.CMPB = 415; // Set Compare B value

// Set actions
EPwm4Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_SET; // Set PWM1A on Zero
EPwm4Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR; // Clear PWM1A on event A, up count

EPwm4Regs.AQCTLB.bit.ZRO = AQ_SET; // Set PWM1B on Zero
EPwm4Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_CLEAR; // Clear PWM1B on event B, up count

// Interrupt where we will change the Compare Values
EPwm4Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO; // Select INT on Zero event
EPwm4Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1; // Enable INT
EPwm4Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_3RD; // Generate INT on 3rd event

}

void ePwm1Inversor(void)
{
    EPwm1Regs.TBPRD = 3750; // Set timer period
    EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
    EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000; // Clear counter

    // Setup TBCLK
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 1;

```



```

EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;

// EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV4;    // Clock ratio to SYSCLKOUT
// EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV4;      // Slow so we can observe on the
scope

// Setup compare
EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 156;

// Set actions
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;           // Set PWM3A on Zero
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;

EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_CLEAR;        // Set PWM3A on Zero
EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_SET;

// Active high complementary PWMs - Setup the deadband
EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm1Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm1Regs.DBRED = 0x0050;
EPwm1Regs.DBFED = 0x0050;

// EPwm3Regs.DBRED = EPWM3_MIN_DB;
// EPwm3Regs.DBFED = EPWM3_MIN_DB;
// EPwm3_DB_Direction = DB_UP;

// Interrupt where we will change the deadband
// EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO;   // Select INT on Zero event
// EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1;             // Enable INT
// EPwm1Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_3RD;        // Generate INT on 3rd event

```

```

}

void ePwm2Inversor(void)
{
    EPwm2Regs.TBPRD = 3750;           // Set timer period
    EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
    EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000;       // Clear counter

    // Setup TBCLK
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 1;
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;

    // Setup compare
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 52;

    // Set actions
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // Set PWM3A on Zero
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;

    EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_CLEAR; // Set PWM3A on Zero
    EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_SET;

    // Active high complementary PWMs - Setup the deadband
    EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
    EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
    EPwm2Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
    EPwm2Regs.DBRED = 0x0050;
    EPwm2Regs.DBFED = 0x0050;

```

```

    // Interrupt where we will change the deadband
    // EPwm2Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO;    // Select INT on Zero event
    // EPwm2Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1;              // Enable INT
    // EPwm2Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_3RD;         // Generate INT on 3rd event

}

void ePwm3Inversor(void)
{
    EPwm3Regs.TBPRD = 3750;                        // Set timer period
    EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000;         // Phase is 0
    EPwm3Regs.TBCTR = 0x0000;                     // Clear counter

    // Setup TBCLK
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;       // Disable phase loading
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 1;
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;

    // Setup compare
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 104;

    // Set actions
    EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;           // Set PWM3A on Zero
    EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;

    EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_CLEAR;        // Set PWM3A on Zero
    EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_SET;

```

```

// Active high complementary PWMs - Setup the deadband
EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm3Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm3Regs.DBRED = 0x0050;
EPwm3Regs.DBFED = 0x0050;

// Interrupt where we will change the deadband
// EPwm3Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO;    // Select INT on Zero event
// EPwm3Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1;              // Enable INT
// EPwm3Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_3RD;        // Generate INT on 3rd event
}

void Xintf(void)
{
    //_zone6and7_timing

// All Zones-----
// Timing for all zones based on XTIMCLK = SYSCLKOUT
XintfRegs.XINTCNF2.bit.XTIMCLK = 0;
XintfRegs.XINTCNF2.bit.WRBUFF = 3; // Buffer up to 3 writes
XintfRegs.XINTCNF2.bit.CLKOFF = 0; // XCLKOUT is enabled
XintfRegs.XINTCNF2.bit.CLKMODE = 0; // XCLKOUT = XTIMCLK

// Zone 6-----
// When using ready, ACTIVE must be 1 or greater
// Lead must always be 1 or greater
// Zone write timing
XintfRegs.XTIMING6.bit.XWRLEAD = 1;
XintfRegs.XTIMING6.bit.XWRACTIVE = 1;
XintfRegs.XTIMING6.bit.XWRTRAIL = 1;
// Zone read timing

```

```

XintfRegs.XTIMING6.bit.XRDLEAD = 1;
XintfRegs.XTIMING6.bit.XRDACTIVE = 2;
XintfRegs.XTIMING6.bit.XRDTRAIL = 0;
// Do not double all Zone read/write lead/active/trail timing
XintfRegs.XTIMING6.bit.X2TIMING = 0;
// Zone will not sample READY
XintfRegs.XTIMING6.bit.USEREADY = 0;
XintfRegs.XTIMING6.bit.READYMODE = 0;
// Size must be 1,1 - other values are reserved
XintfRegs.XTIMING6.bit.XSIZE = 3;
// Zone 7-----
// When using ready, ACTIVE must be 1 or greater
// Lead must always be 1 or greater
// Zone write timing
XintfRegs.XTIMING7.bit.XWRLEAD = 1;
XintfRegs.XTIMING7.bit.XWRACTIVE = 1;
XintfRegs.XTIMING7.bit.XWRTRAIL = 1;
// Zone read timing
XintfRegs.XTIMING7.bit.XRDLEAD = 1;
XintfRegs.XTIMING7.bit.XRDACTIVE = 2;
XintfRegs.XTIMING7.bit.XRDTRAIL = 0;
// don't double all Zone read/write lead/active/trail timing
XintfRegs.XTIMING7.bit.X2TIMING = 0;
// Zone will not sample XREADY signal
XintfRegs.XTIMING7.bit.USEREADY = 0;
XintfRegs.XTIMING7.bit.READYMODE = 0;
// Size must be 1,1 - other values are reserved
XintfRegs.XTIMING7.bit.XSIZE = 3;
//Force a pipeline flush to ensure that the write to
//the last register configured occurs before returning.
asm(" RPT #7 || NOP");
}

```

```

#####
//          INTERRUPTÃO
#####

interrupt void adc_isr(void)
{
    // Clear INT flag for this timer
    EPwm4Regs.ETCLR.bit.INT = 1;

    GpioDataRegs.GPATOGGLE.bit.GPIO12 = 1;

    iCount = iCount + 1;

    // Reinitialize for next ADC sequence
    AdcRegs.ADCCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;    // Reset SEQ1
    AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;    // Clear INT SEQ1 bit
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; // Acknowledge interrupt to PIE

    //EQep1Regs.QPOSCNT - POSIÇÃO eQep

//=====
    IA = (AdcRegs.ADCRESULT3>>4);
    IA = (IA+(AdcRegs.ADCRESULT4>>4));
    IA = (IA+(AdcRegs.ADCRESULT5>>4));
    IA = IA/3;
    Ia = IA*262144;
    Ia = _IQ18mpy(_IQ18(1782)-Ia,_IQ18(0.001340519));
//    Ia = _IQ18mpy(_IQ18(2085)-Ia,_IQ18(0.000981706));

    IB = (AdcRegs.ADCRESULT0>>4);

```

```

IB = (IB+(AdcRegs.ADCRESULT1>>4));
IB = (IB+(AdcRegs.ADCRESULT2>>4));
IB = IB/3;
Ib = IB*262144;
Ib = _IQ18mpy(_IQ18(1993)-Ib,_IQ18(0.001128692));
// Ib = _IQ18mpy(_IQ18(2124)-Ib,_IQ18(0.001012081));

/*
IB = (AdcRegs.ADCRESULT6>>4);
IB = (IB+(AdcRegs.ADCRESULT7>>4));
IB = (IB+(AdcRegs.ADCRESULT8>>4));
IB = IB/3;
Ib = IB*262144;
Ib = _IQ18mpy(_IQ18(2124)-Ib,_IQ18(0.001012081));
*/

IC = (AdcRegs.ADCRESULT9>>4);
IC = (IC+(AdcRegs.ADCRESULT10>>4));
IC = (IC+(AdcRegs.ADCRESULT11>>4));
IC = IC/3;
Ic = IC*262144;
Ic = _IQ18mpy(_IQ18(1932)-Ic,_IQ18(0.001226344));
// Ic = _IQ18mpy(_IQ18(2149)-Ic,_IQ18(0.001058120));

// _IQ18mpy(_IQ18(b)-ic, _IQ18(a))

//*****
//READ SPEED VALUES (encoder aqui)
//*****

rotorPosition_ant_ant = rotorPosition_ant;
rotorPosition_ant = rotorPosition;

```

```

//      rotorPosition = _IQ18(6.28318)-
_IQ18mpy(_IQ18(EQep1Regs.QPOSCNT),_IQ18div(_IQ18(6.28318),_IQ18(2048)));
      rotorPosition
= _IQ18mpy(_IQ18(EQep1Regs.QPOSCNT),_IQ18div(_IQ18(6.28318),_IQ18(2048)));

      rotorPositionF = _IQ18toF(rotorPosition);

      Dpos = rotorPosition - rotorPosition_ant; //
      if (Dpos>0)
      {
          if (rotorPosition<rotorPosition_ant) Dpos=_IQ18(6.28)+rotorPosition -
rotorPosition_ant;
      }
      if (Dpos<0)
      {
          if (rotorPosition>rotorPosition_ant) Dpos=_IQ18(-6.28)+rotorPosition -
rotorPosition_ant;
      }

      Speed = _IQ18mpy(Dpos, _IQ18(10000));
      Speedf = Speedf + _IQ18mpy((Speed - Speedf), _IQ18(0.00001));

      //*****
      //ÂNGULO POSIÇÃO ELÉTRICO
      //*****
      rotorPositioneletrico = _IQ18mpy(rotorPosition,_IQ18(2.0));

      if(rotorPositioneletrico > _IQ18(6.28))
      {
          rotorPositioneletrico = rotorPositioneletrico - _IQ18(6.28);
      }
      if(rotorPositioneletrico < _IQ18(-6.28))
      {

```



```

        rotorPositioneetrico = rotorPositioneetrico + _IQ18(6.28);
    }

//TESTE CARGA RL Angle2 girar em frequencia fixa
/*Angle1 = Angle1 + _IQ18(0.037699111);//2pi*60/10000

// antes->
    if(Angle1 > _IQ18(6.28))
    {
        Angle1=Angle1-_IQ18(6.28);
    }
    if(Angle1 < _IQ18(-6.28))
    {
        Angle1=Angle1+_IQ18(6.28);
    }*/
//*****
// POSITION CONTROLLER
//*****
// Xref=_IQ18(1.0); // adicionado
Xref=_IQ18(degref[brinca]*0.4+1) ; // vetor de referencia
// Xref=_IQ18(triref[brinca]+1) ; // vetor de referencia
// Xref=_IQ18(senref[brinca]+1) ; // vetor de referencia
// Xref=_IQ18(trapref[brinca]+1) ; // vetor de referencia

//fuzzy inicio

//---- fuzzy testando
if((((Xref-rotorPosition)>limitefuzzy) || ((rotorPosition-Xref)>limitefuzzy)))
    {
        fuzzy=_IQ18(0.3);//0.3
    }
else

```

```

    {
        fuzzy=_IQ18(0.7);//0.7
    }
//-----
//fuzzy fim
    pos_ref_ant_ant=pos_ref_ant;
    pos_ref_ant=Xref;
    ERRORX = Xref - rotorPosition;          //calculate an error
    //pid
    Speedref=_IQ18mpy(ERRORX,_IQ18(0.15));//0.65482//novo valor 1//antigo-
>4.5//0.231//1.5//0.5// 5 mais rapido //0.5 mais lento//500// + Speedref1;//0.15//
_IQ18mpy(_IQ18(0.1),pos_ref_ant-rotorPosition_ant)+ //20 // 11.8/1000 [mm]proporcional
controler 0.0055 sych 0.00378 ou 0,0033 induc
//      Speedrefpid = _IQ18mpy(_IQ18mpy(ERRORX,_IQ18(0.65482)),_IQ18(1.0)-fuzzy);

//gpc inicio
//Speedref_ant_ant=Speedref_ant;
//Speedref_ant=Speedref;
/*
Speedrefgpc= _IQ18mpy(_IQ18mpy(Xref,vt0)
                    +_IQ18mpy(pos_ref_ant,vt1)
                    +_IQ18mpy(pos_ref_ant_ant,vt2)
                    -_IQ18mpy(rotorPosition_ant_ant,vs2)
                    -_IQ18mpy(rotorPosition_ant,vs1)
                    -_IQ18mpy(rotorPosition,vs0)
                    -_IQ18mpy(Speedref_ant_ant,vDR2)
                    -_IQ18mpy(Speedref_ant,vDR1),fuzzy);
*/

/*
Speedref=_IQ18mpy(Xref,vt0)
        +_IQ18mpy(pos_ref_ant,vt1)
        +_IQ18mpy(pos_ref_ant_ant,vt2)

```

```

- _IQ18mpy(rotorPosition_ant_ant,vs2)
- _IQ18mpy(rotorPosition_ant,vs1)
- _IQ18mpy(rotorPosition,vs0)
- _IQ18mpy(Speedref_ant_ant,vDR2)
- _IQ18mpy(Speedref_ant,vDR1);

*/

//gpc fim

//Speedref= Speedrefgpc+Speedrefpid; //speedref fuzzy

if (Speedref > _IQ18(1)) Speedref = _IQ18(1); //era antigo 0.2//5//10 //0.5 //1 //Speed
limits 1.5
if (Speedref < _IQ18(-1)) Speedref = _IQ18(-1);
//Speedref_ant_ant=Speedref_ant;
//Speedref_ant=Speedref;
Speedref1 = Speedref1 + _IQ18mpy((Speedref - Speedref1), _IQ18(0.15));
//*****
// SPEED CONTROLLER
//*****
ERRORSpeed = Speedref1 - Speedf; //Speedf//0.07907
//pi
Iqref = _IQ18mpy(ERRORSpeed,_IQ18(1.5))+Iq1;
/*
//gpc inicio
Iqref_ant_ant=Iqref_ant;
Iqref_ant=Iqref;

Iqref= +_IQ18mpy(Xref,vt0)
- _IQ18mpy(rotorPosition_ant_ant,vs0)
- _IQ18mpy(rotorPosition_ant,vs1)
- _IQ18mpy(rotorPosition,vs2)
- _IQ18mpy(Iqref_ant_ant,vDR1)

```

```

    -_IQ18mpy(Iqref_ant,vDR2);

//gpc fim
*/
    if (Iqref > _IQ18(0.5)) Iqref = _IQ18(0.5); //0.5//era 0.3//0.5 //era 2 //maximum current
3200/(Vdc/sqrt(3)*(1-(3,2uS/100uS)));
    if (Iqref < _IQ18(-0.5)) Iqref = _IQ18(-0.5);

//pi
    Iq1 = _IQ18mpy(_IQ18(0.96),Iq1) + _IQ18mpy(_IQ18(0.04),Speedref1);
//*****
// ABC TO ALPHA, BETA
//*****

    Ialpha=Ia;
    Ibeta=_IQ18mpy((Ia+_IQ18mpy(_IQ18(2.0),Ib)),_IQ18(0.57735));
//Ibeta=1/sqrt(3)*(Ia+2*Ib)

//*****
// ALPHA,BETA TO D,Q
//*****

    Sine = _IQ18sin(Angle1); //change Angle1(IQ26) to global IQ26 and determine the
sine value
    Cosine = _IQ18cos(Angle1); //change Angle1(IQ26) to global IQ26 and determine the
cosine value

    Id=_IQ18mpy(Ialpha, Cosine) + _IQ18mpy(Ibeta,Sine);
    Iq=_IQ18mpy(Ibeta, Cosine) - _IQ18mpy(Ialpha,Sine);

//FILTRO DE CORRENTE ID E IQ
    Id = Id_ant + _IQ18mpy(Id-Id_ant,_IQ18(0.001));
    Id_ant = Id;
    Iq = Iq_ant + _IQ18mpy(Iq-Iq_ant,_IQ18(0.01));
    Iq_ant = Iq;

```

```

//*****

// ROTOR FLUX SPEED AND ANGLE

//*****

Im=Im+_IQ18mpy(_IQ18(0.0116),(Id-Im));
Vslip=_IQ18div(Iq,Id); //slip speed vslip=(R2/L2)*(tau[m]/pi)*(Iq/Im) [rad/s]
Vslip = _IQ18mpy(_IQ18(20), Vslip);
Angleslip=Angleslip + _IQ18mpy(Vslip,_IQ18(0.0001)); //0.00013333 = (7500)^-1

if (Angleslip > _IQ18(6.283185))      Angleslip = Angleslip - _IQ18(6.283185);
if (Angleslip < _IQ18(-6.283185))    Angleslip = Angleslip + _IQ18(6.283185);
Angle2 =rotorPositioneetrico+Angleslip;

if (Angle2 > _IQ18(6.283185)) Angle2 = Angle2 - _IQ18(6.283185);
if (Angle2 < _IQ18(-6.283185)) Angle2 = Angle2 + _IQ18(6.283185);

//*****

// CURRENT CONTROL

//*****

    Idref=_IQ18(0.2);

//*****

// CURRENT ERROR ID

//*****

    ERRORId=Idref - Id; //calculate an error
VOLTAGEId = _IQ18mpy(ERRORId, _IQ18(500)) + VOLTAGEId1;//584.92 //era 100
    if(VOLTAGEId > _IQ18(100)) VOLTAGEId = _IQ18(100); //Vdc/sqrt(3)*(1-
(3,2uS/100uS)) maximum output voltage
    if(VOLTAGEId < _IQ18(-100))      VOLTAGEId = _IQ18(-100); //limits

VOLTAGEId1 = _IQ18mpy(VOLTAGEId1, _IQ18(0.96)) + _IQ18mpy(VOLTAGEId,
_IQ18(0.04));

```

```

//*****

// CURRENT ERROR IQ
//*****

ERRORIq=Iqref - Iq; //calculate an error
VOLTAGEIq = _IQ18mpy(ERRORIq, _IQ18(50)) + VOLTAGEIq1; //584.92 //era 100
Umaxq = _IQ18mpy(_IQ18sqrt(_IQ18(100) + VOLTAGEId),_IQ18sqrt(_IQ18(100) -
VOLTAGEId));
if(VOLTAGEIq > Umaxq) VOLTAGEIq = Umaxq;
if(VOLTAGEIq < -Umaxq) VOLTAGEIq = -Umaxq; //limits
VOLTAGEIq1 = _IQ18mpy(VOLTAGEIq1, _IQ18(0.96)) + _IQ18mpy(VOLTAGEIq,
_IQ18(0.04));
//*****
// D,Q TO ALPHA,BETA
//*****
Sine1 = _IQ18sin(Angle2); //change Sine(IQ26) to IQ19
Cosine1 = _IQ18cos(Angle2); //change Cosine(IQ26) to IQ19

UA = _IQ18mpy(VOLTAGEId,Cosine1) - _IQ18mpy(VOLTAGEIq,Sine1);
UB = _IQ18mpy(VOLTAGEId,Sine1) + _IQ18mpy(VOLTAGEIq,Cosine1);

//*****
// ALPHA,BETA TO A,B,C
//*****

U1 = UA;
U2 = _IQ18mpy(UA ,_IQ18(-0.5)) + _IQ18mpy(UB ,_IQ18(0.866));
U3 = _IQ18mpy(UA ,_IQ18(-0.5)) - _IQ18mpy(UB ,_IQ18(0.866));

//*****
// THIRD HARMONIC
//*****

```

```

if(U1 >= U2) umax3 = U1;
else
    umax3 = U2;
if(umax3 <= U3) umax3 = U3;

if(U1 <= U2) umin3 = U1;
else
    umin3 = U2;
if(umin3 >= U3)    umin3 = U3;

uharm3 = _IQ18mpy(umin3 + umax3, _IQ18(-0.5));

//*****
// COMPARE VALUES
//*****

EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 1875 - _IQ18int(_IQ18mpy(U1 + uharm3,
_IQ18(7.5))); // (1875)/250 (half of the timer period/(maximum voltage of the
triangular))...TPWM/(UDC/2)
    resultado=U1 + uharm3;
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 1875 - _IQ18int(_IQ18mpy(U2 + uharm3,
_IQ18(7.5)));
EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 1875 - _IQ18int(_IQ18mpy(U3 + uharm3,
_IQ18(7.5)));

//*****
// OVERCURRENT TEST
//*****

//if (IA> 6291456 || IA< -6291456 || IB> 6291456 || IB< -6291456 || IC> 6291456 || IC<
-6291456) //12A if the dc link is in overcurrent
{
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
    // EvaRegs.ACTRA.all=0;

```

```

        while(1)                                //infinite loop
        {
    }

//*****

// STORAGE VALUES
//*****

Angle1= Angle2;
if (i<1001)
{
    //result1[i] = X;
    //result2[i] = Iq;
    //result3[i] = Speedf;
    //result4[i] = X;
}
if (i<1001)
{
    //result1[i] = Speedf;
    //result2[i] = Iq;
    //result3[i] = Speedf;
    //result4[i] = Speedref1;
}
//  salva = 101;
if (salva>200)//200
//  if (salva>30) //9
{
    if (brinca<1001)
    {
        //  result1[brinca] = Id;//Ia// Id;//Id;VOLTAGEID
        //  result2[brinca] = Iq;//Ib// Iq;//VOLTAGEIq;
    }
}

```



```

        //      result3[brinca] = Iqref;//
Xref;//Speedf;//Ic//Speedref//Iqref;//VOLTAGEId;
        //result4[brinca] = Speedf;//Speedf;// rotorPosition;
        result1[brinca] = _IQ18toF(Id);
        result2[brinca] = _IQ18toF(Iq);
        result3[brinca] = _IQ18toF(Speedref);
        result4[brinca] = _IQ18toF(rotorPosition);//Speedf;// rotorPosition;
        //result4[brinca] = _IQ18toL(Speedf);
//      result4[brinca] = rotorPosition;//rotorPosition//Speedf; //Iqref

/*      result1[brinca] = Id;// Id;//Id;VOLTAGEID
        result2[brinca] = Iq;// Iq;//VOLTAGEIq;
        result3[brinca] = Speedref;//Speedref//Iqref;//VOLTAGEId;
        result4[brinca] = rotorPosition;//rotorPosition//Speedf; //Iqref

        brinca++;
        salva=0;
    }
}
salva++;
i++;

return;
}

#####
//      INTERRUPÇÕES SECUNDÁRIAS
#####

interrupt void watchdog(void)
{
    WakeCount++;

```

```
// Acknowledge this interrupt to get more from group 1
// PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK1 = 1;
if(WakeCount > 1)
{
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}
// PieCtrlRegs.PIEIFR1.bit.INTx8 = 1;
}

interrupt void epwm4_isr(void)
{
    Loop1++;
    // Clear INT flag for this timer
    EPwm4Regs.ETCLR.bit.INT = 1;
    // Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 3
    PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK3 = 1;
    return;
}

//=====
// No more.
//=====
```