

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**RENÊ AUGUSTO BENVENUTI**

**PLATAFORMA PARA SIMULAÇÃO E  
IMPLEMENTAÇÃO DE TÉCNICAS DE  
CONTROLE DE MÁQUINAS DE  
INDUÇÃO TRIFÁSICAS E  
PENTAFÁSICAS**

Porto Alegre  
2014

**RENÊ AUGUSTO BENVENUTI**

**PLATAFORMA PARA SIMULAÇÃO E  
IMPLEMENTAÇÃO DE TÉCNICAS DE  
CONTROLE DE MÁQUINAS DE  
INDUÇÃO TRIFÁSICAS E  
PENTAFÁSICAS**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Controle e Automação

**ORIENTADOR:** Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira

**CO-ORIENTADOR:** Prof. Dr. Luís Alberto Pereira

Porto Alegre  
2014

**RENÊ AUGUSTO BENVENUTI**

**PLATAFORMA PARA SIMULAÇÃO E  
IMPLEMENTAÇÃO DE TÉCNICAS DE  
CONTROLE DE MÁQUINAS DE  
INDUÇÃO TRIFÁSICAS E  
PENTAFÁSICAS**

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira, UFRGS

Doutor pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica – São José dos Campos, SP

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Ademir Nied, UDESC

Doutor pela Universidade Federal de Minas Gerais – Belo Horizonte, MG

Prof. Dr. César Cataldo Scharlau, UFSC

Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Florianópolis, SC

Prof. Dr. Valner João Brusamarello, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Florianópolis, SC

Coordenador do PPGEE: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Alexandre Sanfelice Bazanella

Porto Alegre, dezembro de 2014.

*Aos meus incríveis pais, Carlos e Teresinha.  
À minha querida irmã, Ângela.  
À minha amada, Lara.*

*Minha eterna gratidão, felicidade e amor  
por poder viver em tão boa companhia ...*

## **AGRADECIMENTOS**

Meus mais profundos agradecimentos ao meu orientador, professor Dr. Luís Fernando Alves Pereira, pelos ensinamentos, companheirismo e amizade. Aos professores doutores Luís Alberto Pereira, Marcelo Götz e Sérgio Luís Haffner, pelas inúmeras contribuições feitas para concretização deste trabalho. Mestres verdadeiros na arte da engenharia e também na prática didática.

Gostaria de agradecer aos grandes amigos e companheiros de faculdade Thiago Hanna Both e Diego Hansen Hahn, pelo convívio e pela paciência. Aos grandes amigos Charles Lorenzini, Ricardo Schaffer da Rosa, Alessandro Schildt e Guilherme Nicol, pelo auxílio e por todas as conversas agradáveis de laboratório.

Meus sinceros agradecimentos aos meus primos queridos, que proporcionaram alegria nos momentos mais duros de trabalho e jamais deixaram que a distância ou a ausência fossem motivo para esquecimento ou restrição de nossa amizade. Mais que amigos ou simplesmente primos, irmãos verdadeiros.

Por fim, faço meus agradecimentos aos meus amados pais, Carlos e Teresinha, sem os quais jamais teria a oportunidade incrível de ter cursado o ensino superior e ainda o mestrado. Agradeço pela alegria e luz de minha irmã Ângela e pela compreensão, companheirismo e amor de minha amada Lara de Andrade Rossetto.

## RESUMO

Apresenta-se neste trabalho uma plataforma de simulação, acionamento e controle de máquinas de indução trifásicas e pentafásicas, baseada na integração entre ambientes de simulação e de prototipação em tempo real. Esta plataforma é composta por ferramentas de *software* desenvolvidas para MATLAB/Simulink<sup>®</sup> que interagem com a plataforma de *hardware* dSPACE<sup>®</sup> DS1104, permitindo gerar aplicações diretamente do ambiente de simulação para acionamento da plataforma física de máquinas de maneira rápida e transparente para o usuário.

Inicialmente é abordada a teoria que envolve o acionamento e o controle de máquinas de indução. Descrevem-se os modelos da máquina de indução trifásica e da máquina de indução pentafásica, o segundo incluindo efeitos de terceiro harmônico do campo do entreferro. Também são abordados os modelos de inversores de frequência e as técnicas, escalar  $V/f$  e vetorial por orientação indireta e direta de campo, de controle de máquinas de indução. Depois disso, são descritas as ferramentas de *software* desenvolvidas e também a plataforma de *hardware* utilizada. As ferramentas de simulação implementadas são validadas para permitir a reprodução da dinâmica das máquinas de indução, dos blocos sensores de corrente, velocidade e torque e do acionamento de potência. Além disso, são desenvolvidas ferramentas de controle que implementam as técnicas de controle  $V/f$  e orientação de campo, também incluindo blocos que implementam estimadores de fluxo, transformação de coordenadas e de referencial, entre outros.

A integração entre o ambiente de simulação e a prototipação do algoritmo de controle é obtida por meio do uso do *framework* da plataforma dSPACE DS1104 e da implementação de ferramentas de tempo real que servem de *link* entre ambiente de simulação e de prototipação. Do ponto de vista do usuário da biblioteca proposta, a transição entre ambiente de simulação e de prototipação é realizada pela substituição de blocos de modelos por blocos de tempo real. O algoritmo de controle pode ser simulado em ambiente Simulink e diretamente compilado a partir deste para a plataforma dSPACE DS1104, onde será executado em tempo real.

São criados experimentos que demonstram a aplicabilidade da plataforma proposta por meio da implementação em simulação e também em tempo real de controladores de velocidade para a máquina de indução trifásica e para a máquina de indução pentafásica. Utilizam-se as técnicas de controle escalar  $V/f$  e controle vetorial por orientação direta e indireta de campo.

**Palavras-chave:** Controle de máquinas de indução, máquina de indução pentafásica, simulação de sistemas, prototipação.

## ABSTRACT

In this work is presented a platform for simulation and prototyping of control techniques for 3-phase and 5-phase induction machines. It is developed a toolbox library in MATLAB/Simulink<sup>®</sup> to be used with dSPACE<sup>®</sup> DS1104 platform. The software tools and the hardware platform are both described and provide an integrated environment which allows the user to develop and evaluate control techniques for induction machines by means of pure simulation as well as executing them on an underlying hardware platform connected to the machine. The transition from simulation to a hardware platform is done transparently for the user using rapid prototyping tools.

Firstly it is presented the induction machine control theory. The model for the 3-phase induction machine is described, as well as the model for the 5-phase machine. The model for the 5-phase induction machine allows the inclusion of the effects of the third harmonic of the air-gap field. The models for the power inverters with 3 and 5 phases are also described and the theory of the  $V/f$  control together with the theory of field oriented control are detailed. The developed software tools for simulation, control and real time execution of control techniques are explained in details and the hardware implementation for signals instrumentation are also presented.

The integration between software simulation and real time execution is achieved by means of the use of the dSPACE<sup>®</sup> DS1104 framework together with the real time tools developed in MATLAB<sup>®</sup>. From the user point-of-view, the transition from simulation environment to real time execution environment is achieved by simply changing the model blocks by the real time blocks, both developed in the proposed framework library. The real time environment can be compiled inside Simulink and the algorithm can be loaded into DS1104 board to be executed.

Experiments that demonstrate the applicability of the proposed framework are presented which implement the  $V/f$ , indirect field oriented and direct field oriented controls on both, 3-phase and 5-phase, induction machines.

**Keywords: induction machine control, five-phase induction machine, system simulation, prototyping.**

# SUMÁRIO

<b>LISTA DE ILUSTRAÇÕES</b> . . . . .	10
<b>LISTA DE TABELAS</b> . . . . .	14
<b>LISTA DE ABREVIATURAS</b> . . . . .	15
<b>LISTA DE SÍMBOLOS</b> . . . . .	17
<b>1 INTRODUÇÃO</b> . . . . .	20
1.0.1 Estado da Arte e Motivação . . . . .	20
1.0.2 Objetivos . . . . .	23
1.0.3 Organização do Trabalho . . . . .	23
<b>2 CONTROLE DE MÁQUINAS DE INDUÇÃO</b> . . . . .	25
<b>2.1 Inversores de Frequência</b> . . . . .	25
2.1.1 Modelagem com Três Elementos . . . . .	27
2.1.2 Modelagem com Cinco Elementos . . . . .	29
2.1.3 Estruturas PWM . . . . .	31
<b>2.2 Máquinas de Indução</b> . . . . .	33
2.2.1 Modelo Dinâmico da MIT . . . . .	34
2.2.2 Modelo Dinâmico da MIP . . . . .	39
<b>2.3 Técnicas de Controle</b> . . . . .	46
2.3.1 Controle Escalar . . . . .	47
2.3.2 Controle Vetorial por Orientação do Campo - FOC . . . . .	48
<b>2.4 Resumo</b> . . . . .	56
<b>3 PLATAFORMA DE ACIONAMENTO</b> . . . . .	57
<b>3.1 Visão Geral</b> . . . . .	58
<b>3.2 Computador Pessoal e Plataforma dSPACE® DS1104</b> . . . . .	59
<b>3.3 Inversor Pentafásico</b> . . . . .	59
3.3.1 Placa de Condicionamento e Medição da Corrente . . . . .	60
<b>3.4 MI e MCC</b> . . . . .	61
3.4.1 Fonte do Campo da MCC . . . . .	62
3.4.2 Sensor de Torque . . . . .	63
3.4.3 <i>Encoder</i> . . . . .	63
3.4.4 Banco de Cargas . . . . .	64
<b>3.5 Resumo</b> . . . . .	64

<b>4</b>	<b>AMBIENTE DE SOFTWARE</b>	66
4.1	MATLAB/Simulink®	67
4.2	Framework dSPACE® e ControlDesk®	67
4.3	Biblioteca de Ferramentas	69
4.3.1	Fluxo de Projeto Utilizando a Biblioteca	69
4.3.2	Ferramentas de Simulação	71
4.3.3	Ferramentas de Controle	75
4.3.4	Ferramentas de Tempo Real	81
4.4	Resumo	83
<b>5</b>	<b>VALIDAÇÃO DA PLATAFORMA</b>	84
5.1	Metodologia e Considerações Iniciais	84
5.2	Validação da Biblioteca para MIT	84
5.3	Validação da Biblioteca para MIP	88
5.4	Resumo	94
<b>6</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b>	96
6.1	Metodologia e Considerações Iniciais	96
6.2	Controle Escalar	98
6.2.1	Controle V/f Aplicado a MIT	98
6.2.2	Controle V/f Aplicado a MIP	101
6.3	Controle Vetorial	105
6.3.1	Controle IFO Aplicado a MIT	105
6.3.2	Controle DFO Aplicado a MIT	108
6.3.3	Controle IFO Aplicado a MIP	111
6.3.4	Controle DFO Aplicado a MIP	115
6.4	Resumo	119
<b>7</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	120
7.1	Considerações Finais	120
7.2	Proposta para Trabalhos Futuros	122
	<b>REFERÊNCIAS</b>	125
	<b>APÊNDICE A INSTALAÇÃO E MANUTENÇÃO DA BIBLIOTECA</b>	130
A.1	Instalação	130
A.2	Manutenção	130
	<b>APÊNDICE B COMPILAÇÃO DE APLICAÇÕES EM SIMULINK PARA DSPACE</b>	132
	<b>APÊNDICE C USO DO SOFTWARE SUPERVISÓRIO CONTROLDESK</b>	138
	<b>APÊNDICE D ACIONAMENTO DA PLATAFORMA</b>	145
D.1	Energização	145
D.2	Desligamento	146
	<b>ANEXO A ARTIGO ACEITO PARA APRESENTAÇÃO NO CBA14</b>	151
	<b>ANEXO B ARTIGO ACEITO PARA APRESENTAÇÃO NO IECON14</b>	152

<b>ANEXO C</b>	<b>INVERSOR PENTAFÁSICO . . . . .</b>	<b>153</b>
<b>ANEXO D</b>	<b>PLACA DE CONDICIONAMENTO . . . . .</b>	<b>154</b>
<b>ANEXO E</b>	<b>CARACTERÍSTICAS DAS MI . . . . .</b>	<b>156</b>

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1:	Esquema elétrico de uma fase do inversor. (SPILLER, 2001) . . . . .	26
Figura 2.2:	Esquema simplificado de uma fase do inversor. . . . .	27
Figura 2.3:	Representação do inversor trifásico com 3 elementos acionando uma MIT. . . . .	28
Figura 2.4:	Representação do inversor pentafásico com 5 elementos acionando uma MIP. . . . .	29
Figura 2.5:	Sinais do SPWM. (a) Sinais de referência e da portadora na entrada do comparador. (b) Sinal de acionamento do módulo IGBT . . . . .	32
Figura 2.6:	Curva do comparador por histerese. . . . .	33
Figura 2.7:	Transformação qd0 aplicada à variáveis genéricas. . . . .	37
Figura 2.8:	Relação entre tensão aplicada e frequência da MI em um controle V/f. . . . .	48
Figura 2.9:	Implementação básica de um controle V/f que aciona uma MIP. . . . .	48
Figura 2.10:	Relação entre os vetores de corrente do estator e fluxo do rotor. Fonte (HAFFNER, 1998) . . . . .	49
Figura 2.11:	Modelo reduzido da MI com FOC. Fonte (HAFFNER, 1998) . . . . .	51
Figura 2.12:	Diagrama do IFO. Fonte (HAFFNER, 1998) . . . . .	52
Figura 2.13:	Diagrama do DFO. Fonte (HAFFNER, 1998). . . . .	53
Figura 2.14:	Controle do fluxo do rotor. Fonte (HAFFNER, 1998). . . . .	54
Figura 2.15:	Modelo reduzido da MI assumindo fluxo constante. Fonte (HAFFNER, 1998). . . . .	55
Figura 2.16:	Regulador de Velocidade. . . . .	55
Figura 3.1:	Diagrama simplificado da planta. . . . .	58
Figura 3.2:	Esquemático simplificado do inversor pentafásico. . . . .	60
Figura 3.3:	Esquemático do circuito de medição da corrente. . . . .	61
Figura 3.4:	Esquemático da fonte do campo da MCC. . . . .	63
Figura 3.5:	Fontes implementadas para alimentação do campo das MCC. . . . .	63
Figura 3.6:	Transdutor de torque T22 100Nm. . . . .	64
Figura 3.7:	<i>Encoder</i> incremental Hohner 1024p. . . . .	64
Figura 3.8:	Banco de cargas resistivas formado por 12 resistores de 80 $\Omega$ . . . . .	65
Figura 4.1:	Conjunto de bibliotecas, sub-bibliotecas e ferramentas do Simulink <i>browser</i> . . . . .	68
Figura 4.2:	O <i>framework</i> para plataforma DS1104, disponível em Simulink. . . . .	68
Figura 4.3:	Fluxo do projeto e análise de controladores para MIT e MIP utilizando a biblioteca e a plataforma propostas. . . . .	70
Figura 4.4:	Subdivisões da biblioteca de ferramentas para controle de máquinas de indução. . . . .	71
Figura 4.5:	Biblioteca de ferramentas instalada no Simulink <i>browser</i> . . . . .	71

Figura 4.6:	Ferramentas de Simulação. Modelos de inversores de 3 e 5 fases. . . .	72
Figura 4.7:	Ferramentas de Simulação. Modelos para SPWM de 3 e 5 fases. . . .	73
Figura 4.8:	Ferramentas de Simulação. Modelos para MIT e MIP. . . . .	73
Figura 4.9:	Ferramentas de Simulação. Modelos para fontes de tensão de 3 e 5 fases. . . . .	74
Figura 4.10:	Ferramentas de Simulação. Modelos para sensores de corrente de 3 e 5 fases. . . . .	74
Figura 4.11:	Ferramentas de Simulação. Modelos para sensores de velocidade ro- tórica de MIT e MIP. . . . .	75
Figura 4.12:	Ferramentas de Simulação. Modelos para sensores de torque de MIT e MIP. . . . .	75
Figura 4.13:	Ferramentas de Controle. Controle $V/f$ para MIT e MIP. . . . .	76
Figura 4.14:	Ferramentas de Controle. Controle de corrente CRPWM trifásico e pentafásico. . . . .	77
Figura 4.15:	Ferramentas de Controle. Blocos IFO e DFO. . . . .	78
Figura 4.16:	Ferramentas de Controle. Reguladores de velocidade e de fluxo. . . .	79
Figura 4.17:	Ferramentas de Controle. Conjunto de ferramentas de transformação.	80
Figura 4.18:	Ferramentas de Controle. Conjunto de observadores de fluxo. . . . .	80
Figura 4.19:	Ferramentas de Tempo Real. <i>Duty Cycle</i> para PWM trifásico e penta- fásico. . . . .	81
Figura 4.20:	Ferramentas de Tempo Real. Sensor de corrente trifásico e pentafásico.	82
Figura 4.21:	Ferramentas de Tempo Real. Sensor de velocidade trifásico e penta- fásico. . . . .	82
Figura 4.22:	Ferramentas de Tempo Real. Sensor de torque de MIT e MIP. . . . .	82
Figura 5.1:	Ambiente de tempo real para acionamento da MIT. . . . .	85
Figura 5.2:	Ambiente de simulação da MIT. . . . .	85
Figura 5.3:	Corrente e velocidade da MIT, reais e simulados. . . . .	86
Figura 5.4:	Corrente da MIT, detalhe da partida da máquina. . . . .	87
Figura 5.5:	Corrente da MIT, detalhe da máquina em regime. . . . .	87
Figura 5.6:	Erro entre a velocidade medida e simulada da MIT em RPM. . . . .	88
Figura 5.7:	Ambiente de tempo real para acionamento da MIP. . . . .	89
Figura 5.8:	Ambiente para simulação da MIP. . . . .	90
Figura 5.9:	Corrente e velocidade da MIP, reais e simulados, sem imposição de 3º harmônico. . . . .	91
Figura 5.10:	Corrente da MIP sem imposição de 3º harmônico, detalhe da partida da máquina. . . . .	91
Figura 5.11:	Corrente da MIP sem imposição de 3º harmônico, detalhe da máquina em regime. . . . .	92
Figura 5.12:	Erro entre a velocidade medida e simulada da MIP em RPM. . . . .	92
Figura 5.13:	Corrente e velocidade da MIP, reais e simulados, com imposição de 10% de 3º harmônico. . . . .	93
Figura 5.14:	Corrente da MIP com imposição de 10% de 3º harmônico, detalhe da partida da máquina. . . . .	93
Figura 5.15:	Corrente da MIP, reais e simulados, com imposição de 10% de 3º harmônico, detalhe da máquina em regime. . . . .	94
Figura 5.16:	Erro entre a velocidade medida e simulada da MIP, com imposição de 10% de 3º harmônico, em RPM. . . . .	94
Figura 6.1:	Referência de velocidade padrão para os experimentos, em RPM. . . .	97

Figura 6.2:	Ambiente de simulação. Controle $V/f$ aplicado a MIT. . . . .	99
Figura 6.3:	Ambiente de tempo real. Controle $V/f$ aplicado a MIT. . . . .	100
Figura 6.4:	Referência, velocidade medida e velocidade simulada, em RPM. Controle $V/f$ aplicado a MIT. . . . .	101
Figura 6.5:	Erro no seguimento da referência de velocidade, em RPM. Controle $V/f$ aplicado a MIT. . . . .	101
Figura 6.6:	Ambiente de simulação. Controle $V/f$ aplicado a MIP. . . . .	102
Figura 6.7:	Ambiente de tempo real. Controle $V/f$ aplicado a MIP. . . . .	103
Figura 6.8:	Referência, velocidade medida e velocidade simulada, em RPM. Controle $V/f$ aplicado a MIP. . . . .	104
Figura 6.9:	Erro no seguimento da referência de velocidade, em RPM. Controle $V/f$ aplicado a MIP. . . . .	104
Figura 6.10:	Ambiente de simulação. Controle IFO aplicado a MIT. . . . .	106
Figura 6.11:	Ambiente de tempo real. Controle IFO aplicado a MIT. . . . .	107
Figura 6.12:	Referência, velocidade medida e velocidade simulada, em RPM. Controle IFO aplicado a MIT. . . . .	108
Figura 6.13:	Erro no seguimento da referência de velocidade, em RPM. Controle IFO aplicado a MIT. . . . .	108
Figura 6.14:	Ambiente de simulação. Controle DFO aplicado a MIT. . . . .	109
Figura 6.15:	Ambiente de tempo real. Controle DFO aplicado a MIT. . . . .	110
Figura 6.16:	Referência, velocidade medida e velocidade simulada, em RPM. Controle DFO aplicado a MIT. . . . .	111
Figura 6.17:	Erro no seguimento da referência de velocidade, em RPM. Controle DFO aplicado a MIT. . . . .	111
Figura 6.18:	Ambiente de simulação. Controle IFO aplicado a MIP. . . . .	113
Figura 6.19:	Ambiente de tempo real. Controle IFO aplicado a MIP. . . . .	114
Figura 6.20:	Referência, velocidade medida e velocidade simulada, em RPM. Controle IFO aplicado a MIP. . . . .	115
Figura 6.21:	Erro no seguimento da referência de velocidade, em RPM. Controle IFO aplicado a MIP. . . . .	115
Figura 6.22:	Ambiente de simulação. Controle DFO aplicado a MIP. . . . .	116
Figura 6.23:	Ambiente de tempo real. Controle DFO aplicado a MIP. . . . .	117
Figura 6.24:	Referência, velocidade medida e velocidade simulada, em RPM. Controle DFO aplicado a MIP. . . . .	118
Figura 6.25:	Erro no seguimento da referência de velocidade, em RPM. Controle DFO aplicado a MIP. . . . .	118
Figura A.1:	Ambiente do Simulink <i>browser</i> com a biblioteca instalada. . . . .	131
Figura B.1:	Inserção de blocos de tempo real em uma nova aplicação. . . . .	134
Figura B.2:	Configuração do passo do algoritmo. . . . .	135
Figura B.3:	Negação do <i>auto-load</i> da aplicação. . . . .	135
Figura B.4:	Nova aplicação e <i>check</i> utilizando o <i>update diagram</i> . . . . .	136
Figura B.5:	Comando de <i>incremental build</i> e conclusão da compilação do algoritmo. . . . .	137
Figura C.1:	Carregando aplicações na plataforma dSPACE DS1104. . . . .	140
Figura C.2:	Iniciando e parando a execução do algoritmo na dSPACE. . . . .	141
Figura C.3:	Criação da aba que permite acesso as variáveis de interesse. . . . .	142
Figura C.4:	Modos de edição de layout. . . . .	143
Figura C.5:	Inserção de variáveis nos painéis de instrumentos de um layout. . . . .	144
Figura D.1:	Energização da baixa tensão do inversor pentafásico. . . . .	147

Figura D.2:	Painel de comando. . . . .	148
Figura D.3:	Disjuntor trifásico da entrada do inversor pentafásico. . . . .	149
Figura D.4:	Variac trifásico. . . . .	150
Figura C.1:	Esquemático do inversor pentafásico. . . . .	153
Figura D.1:	Esquemático da placa de condicionamento. . . . .	154
Figura D.2:	Placa de condicionamento montada. . . . .	155

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1:	Condições para condução de um elemento do ramo do inversor. (SPIL- LER, 2001) . . . . .	27
Tabela 2.2:	Condução do ramo do inversor no modelo simplificado. . . . .	27
Tabela 2.3:	Estados de operação do inversor trifásico acionando a MIT. . . . .	28
Tabela 2.4:	Estados de operação do inversor pentafásico acionando a MIP. $K_{\theta} \triangleq \frac{V_{cc}}{5}$	30
Tabela 3.1:	Características nominais da MIT. . . . .	61
Tabela 3.2:	Parâmetros da MIT. . . . .	61
Tabela 3.3:	Características nominais da MIP. . . . .	62
Tabela 3.4:	Parâmetros da MIP. . . . .	62
Tabela 3.5:	Características nominais da MCC. . . . .	62
Tabela 5.1:	Parâmetros utilizados no acionamento da MIT. . . . .	86
Tabela 5.2:	Parâmetros utilizados no ambiente de simulação da MIT. . . . .	86
Tabela 5.3:	Parâmetros utilizados no acionamento da MIP. . . . .	88
Tabela 5.4:	Parâmetros utilizados no ambiente de simulação da MIP. . . . .	89
Tabela 6.1:	Parâmetros fixos utilizados nos algoritmos de controle. . . . .	98
Tabela E.1:	Características nominais da MIT. . . . .	156
Tabela E.2:	Parâmetros da MIT. . . . .	156
Tabela E.3:	Características nominais da MIP. . . . .	157
Tabela E.4:	Parâmetros da MIP. . . . .	157

## LISTA DE ABREVIATURAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AD	Analógico para Digital
CC	Corrente Contínua
CRPWM	<i>Current Regulated Pulse Width Modulation</i>
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DA	Digital para Analógico
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
IDE	<i>Integrated Development Environment</i>
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
ISE	Indústria do Setor Elétrico
LASCAR	Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica
MCC	Máquina de Corrente Contínua
MI	Máquina de Indução
MIT	Máquina de Indução Trifásica
MIP	Máquina de Indução Pentafásica
MPC	<i>Master PowerPC</i>
PC	<i>Personal Computer</i>
PI	Controlador Proporcional-Integral
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RTW	<i>Real Time Workshop</i>
SO	Sistema Operacional
SPWM	<i>Senoidal Pulse Width Modulation</i>
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>
TTL	<i>Transistor-Transistor Logic</i>

UFRGS    Universidade Federal do Rio Grande do Sul  
UART    *Universal Asynchronous Receiver Transmitter*  
VSI      *Voltage Source Inverter*

## LISTA DE SÍMBOLOS

- $ABC$  Representação das variáveis da MI no sistema trifásico.
- $ABCDE$  Representação das variáveis da MI no sistema pentafásico.
- $B$  Coeficiente de atrito viscoso.
- $h$  Largura de meia banda de histerese.
- $I_A^s, I_B^s, I_C^s, I_D^s, I_E^s$  Correntes de fase do estator da MI.
- $I_A^r, I_B^r, I_C^r, I_D^r, I_E^r$  Correntes de fase do rotor da MI.
- $I_{err}$  Corrente resultante da subtração da referência pela corrente medida no acionamento CRPWM.
- $I_{qd}^r$  Correntes de quadratura do rotor da MI.
- $I_{qd}^s$  Correntes de quadratura do estator da MI.
- $I_{qde}$  Correntes de quadratura da MI no referencial síncrono.
- $I_{qds}$  Correntes de quadratura da MI no referencial estacionário.
- $J$  Momento de inércia do conjunto rotor carga.
- $K_{pf}$  e  $K_{if}$  Ganhos proporcional e integral do controlador PI do fluxo rotórico, respectivamente.
- $K_{pv}$  e  $K_{iv}$  Ganhos proporcional e integral do controlador PI da velocidade do rotor, respectivamente.
- $K_t$  Constante de torque da MI.
- $L_{lr}$  Indutâncias de dispersão da bobina do rotor.
- $L_{ls}$  Indutâncias de dispersão da bobina do estator.
- $L_m$  Indutância mútua entre as bobinas do estator e do rotor da MI.
- $L_r$  Indutância própria da bobina do rotor da MI.
- $L_s$  Indutância própria da bobina do estator da MI.
- $L_r$  Matriz de indutância do rotor da MI.
- $L_s$  Matriz de indutância do estator da MI.
- $L_{sr}$  Matriz de indutância mútua estator e rotor da MI.
- $L_\delta$  Indutância de dispersão.

$m$	Número de fases do estator da MI.
$N$	Número de fases do rotor da MI.
$p$	Número de pares de polos da MI.
$qd0$	Representação das variáveis em quadratura.
$R_r$	Resistência elétrica do enrolamento do rotor da MI.
$R_s$	Resistência elétrica do enrolamento do estator da MI.
$S$	Escorregamento da MI.
$\mathbf{u}_n(t)$	Vetor de entrada da MIP para o harmônico de índice $n$ .
$V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}, V_{DN}, V_{EN}$	Tensão entre as fases e o neutro da MI.
$V_{A0}, V_{B0}, V_{C0}, V_{D0}, V_{E0}$	Tensão entre as fases e o centro do <i>link</i> CC do inversor.
$V_{cc}$	Tensão do <i>link</i> CC do inversor.
$V_{CE}$	Tensão entre coletor e emissor de um transistor de junção bipolar.
$V_D$	Tensão nos terminais de um diodo em condução.
$V_{qd}^r$	Tensões de quadratura do rotor da MI.
$V_{qd}^s$	Tensões de quadratura do estator da MI.
$\dot{x}$	Derivada temporal da variável $x$ .
$\mathbf{x}_n(t)$	Vetor de estados da MIP para o harmônico de índice $n$ .
$\mathbf{y}_n(t)$	Vetor de saída da MIP para o harmônico de índice $n$ .
$\theta_r$	Posição instantânea do enrolamento do rotor em relação ao do estator da MI.
$\vartheta$	Estado de operação do inversor.
$\lambda_{qd}^r$	Fluxos de quadratura do rotor da MI.
$\lambda_{qd}^s$	Fluxos de quadratura do estator da MI.
$\lambda_{qde}$	Fluxos de quadratura da MI no referencial síncrono.
$\lambda_{qds}$	Fluxos de quadratura da MI no referencial estacionário.
$\xi_v$	Fator de amortecimento da função de transferência do controle de velocidade.
$\sigma$	Coeficiente de dispersão.
$\sigma_r$	Constante de tempo do rotor da MI.
$\tau_e$	Torque eletromagnético da MI.
$\tau_L$	Torque de carga ou de distúrbio.
$\omega_e$	Velocidade síncrona do campo girante do estator da MI.
$\omega_m$	Velocidade mecânica do rotor da MI.
$\omega_r$	Velocidade elétrica do rotor da MI.
*	Sobrescrito que indica complexo conjugado ou valor de referência.
$T$	Sobrescrito que indica transposto de vetor ou matriz.

$\tilde{X}$  Indica valor transformado da variável  $X$ .

$\hat{X}$  Indica valor máximo da variável  $X$ .

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.0.1 Estado da Arte e Motivação

A humanidade, desde a pré-história, tem usado da inteligência para criar mecanismos que reduzam o esforço e aumentem seu conforto e produtividade. Ao dominar o fogo, melhorou-se a alimentação, iluminação e segurança. Inventou-se a roda e outros mecanismos que multiplicaram a força física e facilitaram o transporte e a produção de bens. Descobriu-se a força das águas, dos ventos e domesticou-se animais, usando da força de cavalos e bois para o trabalho. Milhares de anos se passaram até que o advento da máquina a vapor, no final do século XVIII, alavancou a revolução industrial. O fogo foi então transformado em movimento, permitindo a manufatura em grande escala.

Mas foi no ano de 1831 que, tanto Michael Faraday como Joseph Henry, demonstraram, cada um a seu modo, a possibilidade de transformar energia mecânica em energia elétrica, levando, cerca de 50 anos depois, ao desenvolvimento de geradores comercialmente aproveitáveis. Tais conquistas devem-se às contribuições de Thomas Edison, Edward Weston, Nikola Tesla, John Hopkinson e Charles Francis Brush. O trabalho conjunto desses cientistas conduziu à invenção da lâmpada elétrica (1870) e à construção da primeira central de energia elétrica com sistema de distribuição (1872), contribuindo para a instalação da Indústria do Setor Elétrico (ISE), no final do século XIX (MARTINS, 1999).

Desde então os processos industriais passaram a ter como principal insumo a energia elétrica, e grande parte dessa energia alimenta motores elétricos de diferentes naturezas e finalidades. Além de usos industriais, os motores elétricos estão presentes em praticamente a totalidade das residências da sociedade moderna, sendo indispensáveis ao bem estar do ser humano e chegando a representar mais de 50% do consumo de energia elétrica em países industrializados (LEONHARD, 1988).

Dentre todas as diferentes máquinas elétricas, a Máquina de Indução (MI) atualmente merece destaque. Características como robustez, baixo custo, baixa necessidade de manutenção, alta capacidade de sobrecarga, baixa relação peso/potência, simplicidade construtiva e possibilidade de operação em ambientes explosivos tornam a MI atrativa frente às MCC e *brushless* (REGINATTO, 1993; BRANCO, 1991; BOSE, 1986). Contudo, a dificuldade de controle do torque do motor de indução limitou-o, num primeiro momento, a aplicações de baixo desempenho dinâmico como as de velocidade constante.

Com o avanço da eletrônica de potência propiciando o desenvolvimento e progressivo barateamento dos conversores de frequência, juntamente com os avanços da eletrônica digital, foi possível utilizar as estratégias de controle conhecidas como controle escalar para comandar o comportamento das MI. O controle escalar baseia-se na variação coordenada da frequência e da amplitude das correntes ou tensões impostas à MI, tornando possível o

uso da máquina em aplicações de velocidade variável (DUTRA, 2012). No entanto, essas técnicas ainda apresentavam um pobre desempenho dinâmico, devido a inconveniência de não oferecerem altos torques em baixas rotações, o que não era suficiente em aplicações que exigiam um controle rápido de torque e velocidade.

O princípio da orientação de campo introduzido por (BLASCHKE, 1972) abriu caminho para a utilização da MI em aplicações de alto desempenho dinâmico. O controle por campo orientado, ou FOC do inglês *Field Oriented Control*, permite o desacoplamento dos controles de torque e de fluxo da MI. Com este desacoplamento, a operação e o controle da MI tornam-se similares aos de uma Máquina de Corrente Contínua (MCC).

Devido aos sistemas de alimentação serem em sua grande maioria trifásicos, as máquinas dominantes atualmente em aplicações industriais são Máquinas de Indução Trifásicas (MIT). Entretanto, para máquinas não alimentadas diretamente pela rede, como é o caso dos motores alimentados por inversores de frequência, não há necessidade de limitar-se o número de fases da máquina a três. A única limitação é que o número de fases da máquina seja igual ao número de fases de saída do inversor.

Trabalhos recentes demonstram diversas vantagens quando comparadas máquinas com número de fase maior do que três sobre as máquinas trifásicas tradicionais (KLINGSHIRN, 1983; LEVI et al., 2007; TOLIYAT, 1998; SCHARLAU et al., 2008). Em (KLINGSHIRN, 1983) é realizado um estudo experimental em protótipos de MI com número de fases maior do que três. Uma revisão do estado da arte em MI com número de fases maior do que três é apresentada em (LEVI et al., 2007). Em (TOLIYAT, 1998) é demonstrado que, aplicando-se a devida estratégia de controle, uma Máquina de Indução Pentafásica (MIP), pode continuar operando mesmo com assimetria na alimentação (fase em falta), demonstrando um maior nível de robustez frente à MIT tradicional. Esta última vantagem em especial faz com que motores com número elevado de fases sejam mais indicados para aplicações que requerem um elevado grau de confiabilidade, tais como aplicações aeroespaciais, veículos híbridos ou elétricos e para a propulsão de embarcações.

Outra característica interessante de máquinas com número de fases maior do que 3 é que certos harmônicos da indução magnética também geram torque útil que se soma ao torque produzido pela fundamental, aumentando assim o torque resultante da máquina. Uma MIP pode utilizar a fundamental e o 3º harmônico do campo do entreferro para gerar torque, uma máquina de 7 fases pode utilizar o 1º, 3º e 5º harmônicos, e assim por diante. O estudo apresentado em (TOLIYAT; LIPO; WHITE, 1991), avaliou o desempenho da MI em relação ao seu número de fases. Este estudo concluiu que as máquinas pentafásicas têm a melhor relação torque por volume quando comparadas às máquinas com 3, 5, 7 e 9 fases.

Em (SCHARLAU et al., 2008) foi realizada a avaliação de desempenho de uma MIP sob controle escalar V/f com imposição de 3º harmônico do campo do entreferro. Neste estudo otimizou-se o formato da indução do entreferro de forma a maximizar a utilização do ferro sem que ocorresse o efeito da saturação do campo, levando a uma elevada densidade de potência e elevado torque de saída. Estratégias de controle vetorial por orientação direta de campo e imposição de 3º harmônico do campo do entreferro em MIP foram apresentadas em (SCHARLAU et al., 2006), demonstrando vantagens do controle com imposição de 3º harmônico quando comparado ao controle sem imposição de 3º harmônico.

Em (ROSA, 2010) é apresentado um modelo analítico de cálculo das perdas considerando campos com componentes harmônicos. Uma análise comparativa de desempenho entre MIT e MIP, com inclusão de efeitos de perdas e saturação é apresentada em (PE-

REIRA et al., 2013a). Em (PEREIRA et al., 2013b) é feita uma análise do incremento de torque de máquinas com número de fases superior a três quando acionadas com inclusão de 3º harmônico do campo do entreferro.

Destacam-se, portanto, como principais vantagens da MI com elevado número de fases, em especial a MIP, a menor geração de harmônicos no *link* CC, redução da corrente por fase sem aumento da tensão, redução da pulsação do torque, maior tolerância a falhas e robustez, possibilidade de imposição de harmônicos de entreferro para melhoria de características de controle e também para redução de perdas. Estas características deste tipo de máquina são motivações ao estudo mais aprofundado das mesmas e de possíveis aplicações.

Embora muito progresso seja observado na teoria de controle de MI, a validação destas técnicas e prototipação dos controles depende de equipamento adequado para medidas, protótipos de máquinas, inversores com elevado número de fases e criação e validação de algoritmos de controle. Apesar do ferramental mecânico obviamente necessário, a programação do algoritmo de controle em si é uma tarefa completa que, por muitas vezes, não se limita ao objetivo final de controlar a MI. Etapas como a de programação, validação (*debugging*) do algoritmo de controle, escolha do processador e periféricos, escolha do *Integrated Development Environment* (IDE) de *crosscompiling*, escolha de *software* supervisor das variáveis de interesse, projeto e calibração da instrumentação necessária, entre outras, distanciam muito o processo de simulação do de prototipação.

Ferramentas de auxílio como o MATLAB/Simulink® (MATHWORKS, ???), o Scilab (SCILAB, ???), o PSIM (POWERSIMTECH, ???), entre outras, tornaram-se extremamente populares no ambiente da engenharia, pois tornaram a tarefa de simulação muito mais rápida e intuitiva. Hoje fortemente difundido, a ferramenta mais completa em termos de quantidade e diversidade de recursos talvez seja o MATLAB® e seu ambiente gráfico de modelagem, o Simulink, que com a inclusão do *Real Time Workshop* (RTW), rebatizado pela MathWorks® de *Simulink Coder*, buscou criar uma ponte entre a simulação e a prototipação fornecendo um gerador de código C automático a partir dos diagramas de blocos da simulação.

Um estudo da aplicação do *Simulink Coder* para automatizar a geração de algoritmos diretamente do ambiente *Simulink* foi apresentado em (BENVENUTI, 2011). Em (HAFFNER, 1998), é proposta uma *toolbox* para uso em ambiente MATLAB/Simulink® com objetivo de modelar e simular o controle de MIT. Em (SPILLER, 2001), posteriormente aprimorado por (CONTE, 2004), é criado um *framework* de controle de MIT onde é possível, além da simulação, obter resultados práticos dos controles implementados em uma plataforma cujo *hardware* dedicado torna possível utilizar o código gerado diretamente do ambiente de simulação via RTW.

A ideia de criar-se um ambiente integrado de simulação e prototipação também é estudada em (PEREIRA et al., 1998; GAN et al., 2000; SPILLER; HAFFNER; PEREIRA, 2001, 2002), sendo dado enfoque à aplicação de controle de MIT. Contudo, a tarefa de prototipação ainda dependia da formulação de um *hardware* específico e da programação do algoritmo de controle, autogerado ou não, em um microprocessador ou afim.

Observando o avanço na utilização da ferramenta MATLAB/Simulink®, empresas como a dSPACE® buscaram oferecer ferramentas que se intercomunicassem com o *software* Simulink e seu *Simulink Coder* (DSPACE, ???). Atualmente a dSPACE® oferece um conjunto completo de ferramentas integradas com o ambiente Simulink, este composto por plataforma de *hardware* dedicada e periféricos, *framework* de acesso aos periféricos incluso em MATLAB/Simulink®, ambiente supervisor para *load* de aplicações

no processador da plataforma de *hardware* e monitoramento em tempo real de execução das variáveis de conversores AD e DA.

Neste contexto da importância das MI e do especial interesse pela MIP e suas vantagens, somado à possibilidade da utilização de ferramentas poderosas como o MATLAB<sup>®</sup> e a dSPACE<sup>®</sup> como meios de simulação e auto-implementação de algoritmos surge a ideia de criar-se uma ferramenta ainda mais genérica, que possibilite facilidade desde a etapa de simulação dos algoritmos de controle de MI, até a prototipação destes algoritmos de forma rápida e sem a necessidade de nenhum tipo de geração de código por parte do projetista. Um ferramenta que auxilie tanto no estudo de MIT quanto nas pesquisas com MIP e que seja de fácil aprendizado e utilização.

### 1.0.2 Objetivos

Tendo em vista o contexto apresentado, o objetivo principal e também a proposta deste trabalho é criar um conjunto de ferramentas dispostas em formato de blocos e instalável em ambiente MATLAB/Simulink<sup>®</sup> que permita simulação e prototipação de algoritmos de controle de MI, tanto trifásicas quanto pentafásicas. Este conjunto de ferramentas deverá ser validado e conectar-se diretamente com o ambiente físico composto pelo *hardware* dedicado da dSPACE<sup>®</sup>, pelos inversores de potência e pelas máquinas elétricas, de modo a formar uma plataforma integrada de rápida simulação, validação e prototipação.

Objetivos parciais incluem:

- Implementação dos modelos em Simulink.
- Criação de uma biblioteca (*framework*), contendo ferramentas para MIT e MIP, instalável em Simulink e que componha um *patch* do Simulink *browser*.
- Instrumentação e montagem da plataforma física (placas de condicionamento de sinais, sensores).
- Desenvolvimento e calibração dos *drivers* que ligam o algoritmo com a plataforma física.
- Validação dos modelos e parâmetros de MIT e MIP.
- Validação da proposta de criar um ambiente integrado de rápida prototipação por meio da implementação prática de controles V/f e por orientação do campo em MIT e MIP.

### 1.0.3 Organização do Trabalho

Seguindo os objetivos parciais do trabalho, o Capítulo 2 apresenta a modelagem aplicada ao inversor trifásico e pentafásico, a modelagem de MIT e de MIP incluindo neste último o efeito do 3º harmônico do campo do entreferro. Também neste capítulo faz-se uma discussão sobre as técnicas escalar e vetorial de controle de MI. O Capítulo 3 descreve a plataforma física disponível, as placas de condicionamento e sensoreamento desenvolvidas para possibilitar a comunicação entre o algoritmo de controle e a planta. No Capítulo 4 faz-se a explicação das ferramentas de *software* desenvolvidas, onde descreve-se os blocos integrantes do *framework* para MIT e MIP. No Capítulo 5 são apresentados resultados de validação dos modelos da biblioteca desenvolvida, onde compara-se dados de simulação com dados obtidos da planta. No Capítulo 6 são apresentados resultados da implementação de técnicas de controle escalar e vetorial aplicadas tanto na MIT quanto na

MIP. Por fim, o Capítulo 7 trás as conclusões deste trabalho, considerações sobre benefícios e deficiências conhecidas da plataforma proposta e também sugestões para trabalhos futuros.

## 2 CONTROLE DE MÁQUINAS DE INDUÇÃO

Muito embora máquinas elétricas CA, em especial as máquinas de indução, sejam construtivamente muito mais simples, leves e robustas do que a Máquina de Corrente Contínua (MCC), a tarefa de modelagem e controle das máquinas CA é comparativamente mais complexa. Quando existe o requerimento de acionamento controlado de MI, os equipamentos necessários são mais sofisticados do que os utilizados no acionamento de uma MCC. Porém, com a redução dos preços nos componentes eletrônicos que compõem os inversores de frequência, e o aumento nos preços de fabricação de MCC, atualmente a MI já substitui a MCC em aplicações de velocidade fixa e variável, assim como em aplicações onde seja necessário controle de torque.

Quando a aplicação exige o controle da MI, seja este controle de velocidade ou torque, faz-se necessário o uso de um inversor de frequência. O inversor é composto, basicamente, por uma etapa de retificação onde a tensão elétrica é convertida de alternada para contínua, uma etapa de armazenamento onde a tensão contínua fica disponível por meio de um banco de capacitores para suavização do *ripple* e uma etapa de chaveamento ou reconversão, onde a energia armazenada é transferida para a carga por meio de dispositivos semicondutores que atuam como chaves ligadas ou desligadas, disponibilizando a energia dos capacitores para a carga em um chaveamento de alta frequência que, sendo a carga um sistema dinâmico em quase a totalidade dos casos com uma constante temporal muito menor do que a frequência de acionamento das chaves, acaba extraindo o valor médio da tensão e corrente aplicada.

Neste capítulo aborda-se os mecanismos de acionamento de MI e aspectos relevantes ao entendimento dos modelos desenvolvidos na biblioteca proposta. Na seção 2.1 são abordados aspectos relevantes à compreensão dos inversores de frequência e das estruturas PWM utilizadas para chaveamento destes. Os modelos da MIT e da MIP empregados na biblioteca são apresentados na seção 2.2. As técnicas de controle escalar V/f, e vetorial FOC, *Indirect Field Oriented* (IFO) e *Direct Field Oriented* (DFO), de MI, são apresentadas na seção 2.3.

### 2.1 Inversores de Frequência

Inversores de frequência são dispositivos que tem a finalidade de converter tensão contínua em tensão alternada de amplitude e frequência variáveis. Estes conversores a base de semicondutores, normalmente IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), têm sido usados desde o início da era dos dispositivos eletrônicos de potência devido a sua simplicidade de controle e alta eficiência (com perda negligenciável de chaveamento), tornando-os populares em uma ampla variedade de aplicações (BOSE, 1993).

Os inversores de frequência, ou apenas inversores, são classificados em dois grupos,

dependendo da fonte de energia que os alimenta. Quando o inversor é alimentado por uma fonte de tensão este é chamado de *Voltage Source Inverter* (VSI), quando é alimentado por uma fonte de corrente é chamado de *Current Source Inverter* (CSI). Apesar de inversores CSI possuírem características importantes como capacidade de regeneração e proteção intrínseca de sua estrutura, estes não são aconselháveis para aplicações de baixa e média potências sendo, desta forma, proposto neste trabalho apenas o estudo dos inversores VSI.

Quando aplicados no controle de MI, os inversores funcionam como amplificadores de potência, reproduzindo o sinal gerado pelo algoritmo de controle com a potência apropriada para o acionamento da máquina. A Figura 2.1 apresenta o esquemático de uma fase de um inversor, onde pode-se visualizar os capacitores que compõe o *link CC* e um ramo do inversor, composto por 2 transístores e 2 diodos.

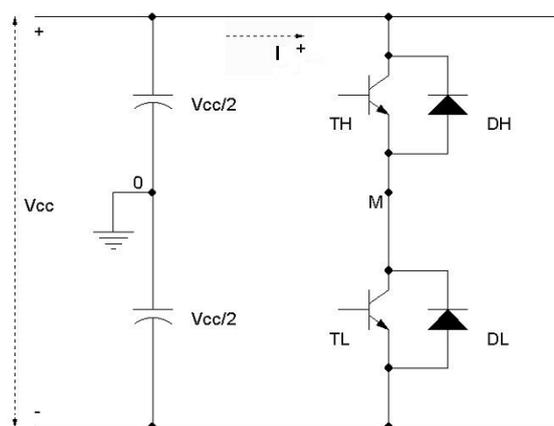


Figura 2.1: Esquema elétrico de uma fase do inversor. (SPILLER, 2001)

Os inversores podem ter, a princípio, qualquer número de fases, sendo cada fase composta por um ramo com 2 transístores e 2 diodos. Em inversores industriais estes componentes de cada ramo são encapsulados em módulos chamados módulos IGBTs. Portanto, um inversor trifásico será composto basicamente por um retificador, um banco de capacitores e 3 módulos IGBTs. Um inversor pentafásico, por sua vez, será composto por retificador, banco de capacitores e por 5 módulos IGBTs.

Cada transístor em um módulo IGBT funciona como uma chave ligada ou desligada, acionada por um circuito dedicado (*driver* do módulo IGBT), que é feito de tal forma que impossibilita que os dois transístores do mesmo ramo estejam conduzindo ao mesmo tempo, evitando o curto circuito do *link CC*. Os diodos funcionam como chaves não controladas, permitindo que haja corrente no sentido reverso ao sentido de condução do transístor.

A análise da condução no circuito da Figura 2.1 é apresentada na Tabela 2.1. Entenda-se nível lógico 1 como transístor em condução (saturado), e nível lógico 0 como transístor em não condução (cortado). TH representa o transístor superior e DH o diodo superior, enquanto TL e DL representam transístor e diodo inferiores, respectivamente.

A modelagem dos componentes do ramo do inversor pode ser simplificada cada módulo IGBT for considerado como uma chave de duas posições como apresentado na Figura 2.2. Desta forma são desconsideradas as quedas de tensão  $V_{CEon}$  e  $V_{Don}$ , simplificando consideravelmente o esquema de condução, que se reduz ao da Tabela 2.2.

Tabela 2.1: Condições para condução de um elemento do ramo do inversor. (SPILLER, 2001)

Tensão	Corrente	TH	TL	Elemento Ativo	V0M
+	+	1	0	TH	$\frac{V_{cc}}{2} - V_{CEon}$
+	-	0 ou 1	0	DH	$\frac{V_{cc}}{2} - V_{Don}$
-	-	0	1	TL	$-\frac{V_{cc}}{2} + V_{CEon}$
-	+	0	0 ou 1	DL	$-\frac{V_{cc}}{2} + V_{Don}$

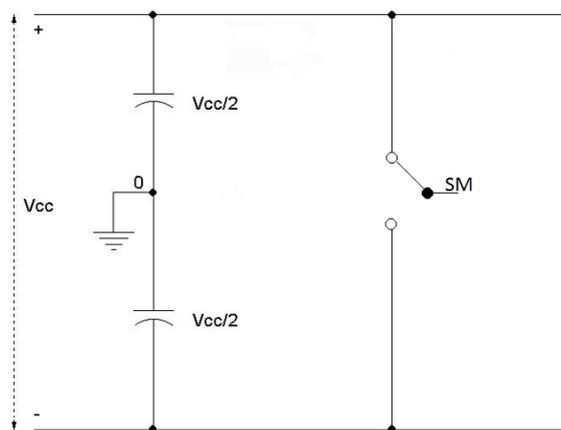


Figura 2.2: Esquema simplificado de uma fase do inversor.

Tabela 2.2: Condução do ramo do inversor no modelo simplificado.

SM	V0M
0	$-\frac{V_{cc}}{2}$
1	$+\frac{V_{cc}}{2}$

### 2.1.1 Modelagem com Três Elementos

Considera-se agora um inversor trifásico simplificado que aciona uma MIT, como o da Figura 2.3. Cada módulo IGBT do inversor é considerado como uma chave com duas posições (SA, SB e SC), em que o nível lógico 1 representa a chave ligada a  $+\frac{V_{cc}}{2}$  e o nível lógico 0 representa a chave ligada a  $-\frac{V_{cc}}{2}$ . Desta forma, a tensão entre a fase e o neutro (note que a MI é conectada em Y sem conexão de neutro), pode assumir os valores especificados na Tabela 2.3, onde  $\vartheta$  representa um dos 8 estados possíveis de operação, que dependem da posição de cada chave de cada ramo.

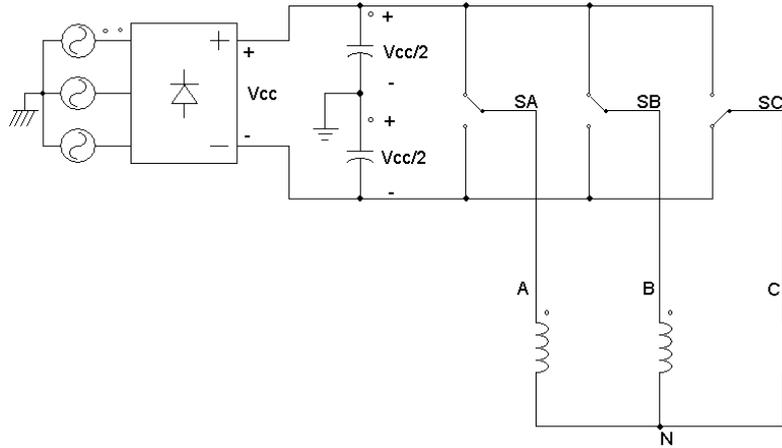


Figura 2.3: Representação do inversor trifásico com 3 elementos acionando uma MIT.

Existem dois modos de operação de um inversor alimentando uma MI: no modo ativo a corrente circula do *link* CC para a máquina e no modo inativo não há circulação de corrente entre o inversor e a MI. No modo inativo a tensão em todas as fases da MI é nula e a corrente circula apenas entre as bobinas da máquina. Este modo inativo é chamado de *free-wheeling*.

Tabela 2.3: Estados de operação do inversor trifásico acionando a MIT.

$\vartheta$	SC	SB	SA	Modo de Operação	$V_{CN}$	$V_{BN}$	$V_{AN}$
0	0	0	0	<i>Free-wheeling</i>	0	0	0
1	0	0	1	Ativo	$-\frac{1.V_{cc}}{3}$	$-\frac{1.V_{cc}}{3}$	$+\frac{2.V_{cc}}{3}$
2	0	1	0	Ativo	$-\frac{1.V_{cc}}{3}$	$+\frac{2.V_{cc}}{3}$	$-\frac{1.V_{cc}}{3}$
3	0	1	1	Ativo	$-\frac{2.V_{cc}}{3}$	$+\frac{1.V_{cc}}{3}$	$+\frac{1.V_{cc}}{3}$
4	1	0	0	Ativo	$+\frac{2.V_{cc}}{3}$	$-\frac{1.V_{cc}}{3}$	$-\frac{1.V_{cc}}{3}$
5	1	0	1	Ativo	$+\frac{1.V_{cc}}{3}$	$-\frac{2.V_{cc}}{3}$	$+\frac{1.V_{cc}}{3}$
6	1	1	0	Ativo	$+\frac{1.V_{cc}}{3}$	$+\frac{1.V_{cc}}{3}$	$-\frac{2.V_{cc}}{3}$
7	1	1	1	<i>Free-wheeling</i>	0	0	0

Observa-se da Tabela 2.3 que os valores da tensão de fase da MIT podem, instantaneamente, assumir cinco valores distintos:  $\{+\frac{2.V_{cc}}{3}, +\frac{1.V_{cc}}{3}, 0, -\frac{1.V_{cc}}{3}, -\frac{2.V_{cc}}{3}\}$ , e pode ser representada de forma simplificada utilizando a notação de espaço vetorial (VAS, 1992; HAFFNER, 1998).

O espaço vetorial da tensão é definido como uma combinação linear das tensões de fase, como apresentado na Equação 2.1:

$$\bar{V} = \frac{2}{3}(V_{AN} + aV_{BN} + a^2V_{CN}) \quad (2.1)$$

onde:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (2.2)$$

Reescrevendo de forma condensada as sequências de tensão de fase apresentadas na Tabela 2.3, utilizando espaço vetorial, obtém-se a Equação 2.3:

$$\bar{V}_\vartheta = \begin{cases} \frac{2}{3}V_{cc}e^{j(\vartheta-1)\frac{\pi}{3}} & , \text{ para } \vartheta = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & , \text{ para } \vartheta = 0, 7 \end{cases} \quad (2.3)$$

### 2.1.2 Modelagem com Cinco Elementos

Tomando-se como base o estudo realizado na modelagem do inversor trifásico, agora apresenta-se na Figura 2.4 o modelo a cinco elementos do inversor pentafásico que aciona uma MIP. Cada ramo do inversor é representado por uma chave de duas posições (SA, SB, SC, SD, SE). A tensão fase e neutro na MIP pode assumir, instantaneamente, até 9 valores distintos, sendo estes:  $\{+4K_\vartheta, +3K_\vartheta, +2K_\vartheta, +1K_\vartheta, 0, -1K_\vartheta, -2K_\vartheta, -3K_\vartheta, -4K_\vartheta\}$ , onde foi definido para efeito de simplificação  $K_\vartheta \equiv \frac{V_{cc}}{5}$ . A Tabela 2.4 apresenta os 32 estados possíveis de operação do inversor pentafásico ( $\vartheta$ ), e as respectivas tensões fase-neutro na MIP.

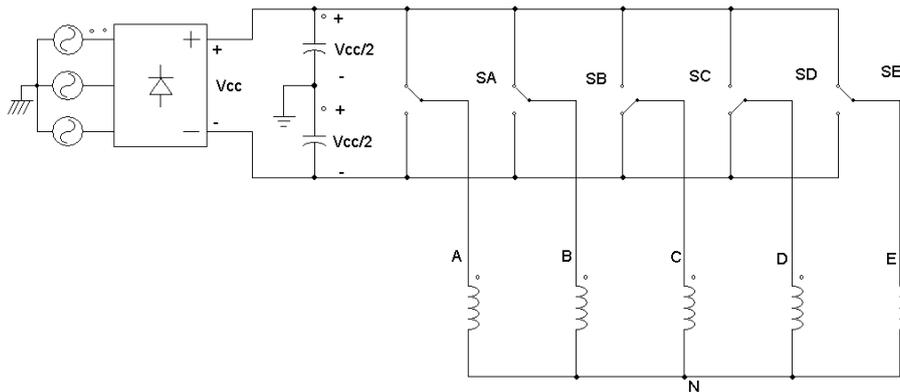


Figura 2.4: Representação do inversor pentafásico com 5 elementos acionando uma MIP.

O espaço vetorial da tensão é definido como uma combinação linear das tensões de fase, como apresentado na Equação 2.4.

$$\bar{V} = \frac{4}{5}(V_{AN} + bV_{BN} + b^2V_{CN} + b^3V_{DN} + b^4V_{EN}) \quad (2.4)$$

Tabela 2.4: Estados de operação do inversor pentafásico acionando a MIP.  $K_\vartheta \triangleq \frac{V_{cc}}{5}$ 

$\vartheta$	SE	SD	SC	SB	SA	Modo de Operação	$V_{EN}$	$V_{DN}$	$V_{CN}$	$V_{BN}$	$V_{AN}$
0	0	0	0	0	0	<i>Free-wheeling</i>	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1	Ativo	$-1K_\vartheta$	$-1K_\vartheta$	$-1K_\vartheta$	$-1K_\vartheta$	$+4K_\vartheta$
2	0	0	0	1	0	Ativo	$-1K_\vartheta$	$-1K_\vartheta$	$-1K_\vartheta$	$+4K_\vartheta$	$-1K_\vartheta$
3	0	0	0	1	1	Ativo	$-2K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$	$+3K_\vartheta$	$+3K_\vartheta$
4	0	0	1	0	0	Ativo	$-1K_\vartheta$	$-1K_\vartheta$	$+4K_\vartheta$	$-1K_\vartheta$	$-1K_\vartheta$
5	0	0	1	0	1	Ativo	$-2K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$	$+3K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$	$+3K_\vartheta$
6	0	0	1	1	0	Ativo	$-2K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$	$+3K_\vartheta$	$+3K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$
7	0	0	1	1	1	Ativo	$-3K_\vartheta$	$-3K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$
8	0	1	0	0	0	Ativo	$-1K_\vartheta$	$+4K_\vartheta$	$-1K_\vartheta$	$-1K_\vartheta$	$-1K_\vartheta$
9	0	1	0	0	1	Ativo	$-2K_\vartheta$	$+3K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$	$+3K_\vartheta$
10	0	1	0	1	0	Ativo	$-2K_\vartheta$	$+3K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$	$+3K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$
11	0	1	0	1	1	Ativo	$-3K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$	$-3K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$
12	0	1	1	0	0	Ativo	$-2K_\vartheta$	$+3K_\vartheta$	$+3K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$
13	0	1	1	0	1	Ativo	$-3K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$	$-3K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$
14	0	1	1	1	0	Ativo	$-3K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$	$-3K_\vartheta$
15	0	1	1	1	1	Ativo	$-4K_\vartheta$	$+1K_\vartheta$	$+1K_\vartheta$	$+1K_\vartheta$	$+1K_\vartheta$
16	1	0	0	0	0	Ativo	$+4K_\vartheta$	$-1K_\vartheta$	$-1K_\vartheta$	$-1K_\vartheta$	$-1K_\vartheta$
17	1	0	0	0	1	Ativo	$+3K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$	$+3K_\vartheta$
18	1	0	0	1	0	Ativo	$+3K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$	$+3K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$
19	1	0	0	1	1	Ativo	$+2K_\vartheta$	$-3K_\vartheta$	$-3K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$
20	1	0	1	0	0	Ativo	$+3K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$	$+3K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$
21	1	0	1	0	1	Ativo	$+2K_\vartheta$	$-3K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$	$-3K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$
22	1	0	1	1	0	Ativo	$+2K_\vartheta$	$-3K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$	$-3K_\vartheta$
23	1	0	1	1	1	Ativo	$+1K_\vartheta$	$-4K_\vartheta$	$+1K_\vartheta$	$+1K_\vartheta$	$+1K_\vartheta$
24	1	1	0	0	0	Ativo	$+3K_\vartheta$	$+3K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$	$-2K_\vartheta$
25	1	1	0	0	1	Ativo	$+2K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$	$-3K_\vartheta$	$-3K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$
26	1	1	0	1	0	Ativo	$+2K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$	$-3K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$	$-3K_\vartheta$
27	1	1	0	1	1	Ativo	$+1K_\vartheta$	$+1K_\vartheta$	$-4K_\vartheta$	$+1K_\vartheta$	$+1K_\vartheta$
28	1	1	1	0	0	Ativo	$+2K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$	$+2K_\vartheta$	$-3K_\vartheta$	$-3K_\vartheta$
29	1	1	1	0	1	Ativo	$+1K_\vartheta$	$+1K_\vartheta$	$+1K_\vartheta$	$-4K_\vartheta$	$+1K_\vartheta$
30	1	1	1	1	0	Ativo	$+1K_\vartheta$	$+1K_\vartheta$	$+1K_\vartheta$	$+1K_\vartheta$	$-4K_\vartheta$
31	1	1	1	1	1	<i>Free-wheeling</i>	0	0	0	0	0

onde:

$$b = e^{j\frac{2\pi}{5}} \quad (2.5)$$

Reescrevendo de forma condensada as sequências de tensão de fase apresentadas na Tabela 2.4, utilizando espaço vetorial, obtém-se a Equação 2.6.

$$\bar{V}_\vartheta = \begin{cases} \frac{4}{5}V_{cc}e^{j(\vartheta-1)\frac{\pi}{15}} & , \text{ para } \vartheta = 1, 2, \dots, 30 \\ 0 & , \text{ para } \vartheta = 0, 31 \end{cases} \quad (2.6)$$

### 2.1.3 Estruturas PWM

Para acionamento das chaves do inversor de maneira a obter um sinal de potência elevada na carga e evitando perdas excessivas nos componentes dos módulos IGBTs é utilizada a técnica de modulação por largura de pulso, mais conhecida pela nomenclatura em inglês PWM (*Pulse Width Modulation*). Métodos de PWM para VSI podem levar em conta tanto a tensão como a corrente como variáveis de referência. Dependendo da técnica as estruturas de controle se alteram significativamente, assim como o desempenho dinâmico do sistema de controle (HOLTZ, 1994). Métodos de PWM que têm como referência a tensão do estator da MI normalmente operam em malha aberta, já os métodos que têm como referência a corrente do estator da MI geralmente operam em malha fechada. Técnicas escalares de controle, como é o caso do controle V/f, aplicam tensão de amplitude e frequência variáveis no estator da MI, utilizando para tal métodos de PWM em malha aberta. Técnicas de FOC impõem a corrente do estator da MI, se valendo de técnicas de PWM em malha fechada.

Neste trabalho são abordados dois métodos de PWM que serão utilizados na implementação das técnicas de controle escalar V/f e vetorial FOC, técnicas estas foco de estudo deste trabalho. Para uso com o controle V/f será abordado o PWM senoidal (SPWM - *Sinusoidal PWM*), e para uso com o controle vetorial por orientação de campo será abordado o PWM com corrente regulada (CRPWM - *Current Regulated PWM*). Outros métodos de PWM, como é o caso do *Space Vector PWM* (SVPWM), foram estudados, porém não são foco deste trabalho, pois são utilizados no Controle Direto de Torque (DTC - *Direct Torque Control*) (VAS, 1998; HABETLER et al., 1992), contudo, são explicadas em detalhes em (HOLTZ, 1992, 1994; SPILLER, 2001).

#### 2.1.3.1 SPWM

O método de SPWM, é extremamente popular na indústria e a técnica de acionamento de MI por meio de SPWM é extensamente abordada em (BOSE, 1986). Neste método o sinal PWM de acionamento dos módulos IGBTs é obtido por meio da comparação de um sinal de referência com um sinal, normalmente com formato de uma onda triangular, de frequência muito superior à frequência do sinal de referência. O sinal triangular de alta frequência é conhecido como portadora. Valores típicos de frequência do sinal de referência são 50 Hz ou 60 Hz, enquanto valores típicos de frequência da portadora estão na faixa de ultrassom, geralmente 22 kHz.

Compara-se a referência e a portadora da seguinte forma: quando o módulo do sinal de referência possuir valor superior ao módulo da portadora será atribuída na saída o valor 1, quando ocorrer o contrário será atribuída na saída o valor 0. Desta forma o chaveamento dos módulos IGBTs ocorre com a mesma frequência da portadora. A Equação 2.7 descreve o comportamento do SPWM, onde  $r$  representa o sinal de referência e  $p$  representa a portadora. O sinal SPWM aciona o transistor superior do módulo IGBT, já o transistor inferior do módulo IGBT é acionado com o complemento do sinal SPWM.

$$SPWM = \begin{cases} 1 & , \text{ para } |r| \geq |p| \\ 0 & , \text{ para } |r| < |p| \end{cases} \quad (2.7)$$

A razão entre a amplitude do sinal de referência e a amplitude da portadora é definida como índice de modulação (BOSE, 1986). Normalmente em aplicações SPWM é utilizado o índice de modulação igual a 1. Um exemplo de modulação SPWM é apresentado na Figura 2.5, onde o sinal senoidal de referência tem amplitude unitária e frequência igual a  $60\text{ Hz}$ , enquanto o sinal da portadora, também tem amplitude unitária e, para efeitos de melhor visualização, foi gerado com uma frequência 10 vezes superior a do sinal de referência, ou seja,  $600\text{ Hz}$ . O sinal SPWM gerado segundo a Equação 2.7 é apresentado na Figura 2.5 (b).

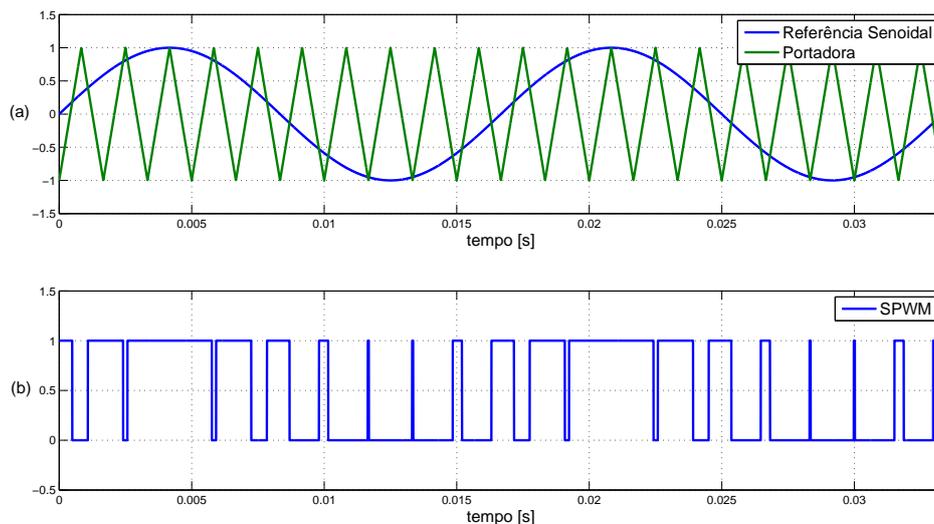


Figura 2.5: Sinais do SPWM. (a) Sinais de referência e da portadora na entrada do comparador. (b) Sinal de acionamento do módulo IGBT

No acionamento da MIT são utilizados 3 sinais senoidais defasados de  $120^\circ$  como sinais de referência. Já no acionamento da MIP são utilizados 5 sinais senoidais defasados de  $72^\circ$ . Como será abordado no Capítulo 3, a frequência de chaveamento escolhida para a geração dos PWMs foi de  $22\text{ kHz}$ .

### 2.1.3.2 CRPWM

Reguladores da corrente do estator são essenciais para implementação do FOC. O motivo de utilizar-se a corrente como variável controlada é o mesmo que em acionamentos de MCC, uma vez que a MI com FOC apresenta dinâmica semelhante a de uma MCC. Diferentemente do acionamento SPWM, em que a referência é um sinal de tensão que é reproduzido na saída do inversor com potência amplificada e sem a necessidade de realimentação da tensão do estator da MI, o CRPWM precisa da informação da corrente do estator da MI.

Entre os diversos esquemas de controle da corrente estatórica relatados em (HOLTZ, 1992), o controle por histerese merece especial atenção por se tratar de um controle com bom desempenho dinâmico, de implementação simples e que pode trabalhar com altas frequências de chaveamento.

O controle da corrente por histerese é feito da seguinte forma: as correntes estatóricas da MI são medidas e comparadas com as correntes de referência, gerando um sinal de

erro  $I_{err}$ . Se o valor de  $I_{err}$  for superior ao valor de meia banda de histerese ( $h$ ), aciona-se o transístor superior do módulo IGBT, conectando a fase da máquina a  $+\frac{V_{cc}}{2}$ . Isto se mantém até que o valor de  $I_{err}$  seja inferior a  $-h$ , quando então é acionado o transístor da base do módulo IGBT, conectando agora a fase da máquina a  $-\frac{V_{cc}}{2}$ . A Figura 2.6 ilustra a curva de histerese implementada, onde  $SM$  é o valor da chave de 2 posições que modela o módulo IGBT.

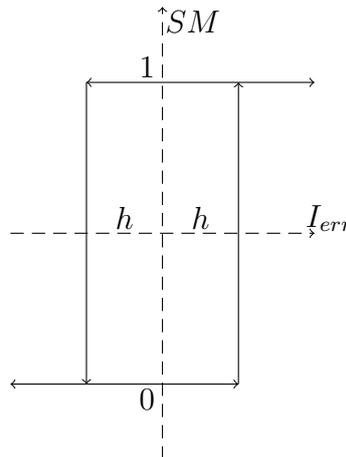


Figura 2.6: Curva do comparador por histerese.

Quando a corrente de referência for superior ao valor da corrente estatórica a chave  $SM$  conecta a fase da MI a  $+\frac{V_{cc}}{2}$ , fazendo com que a corrente estatórica aumente. No momento em que a corrente estatórica for superior a corrente de referência, a chave  $SM$  conecta a fase da MI a  $-\frac{V_{cc}}{2}$ , fazendo diminuir a corrente estatórica. A banda de histerese  $2h$  evita que o chaveamento de alta frequência quando a corrente medida for muito próxima da corrente de referência.

## 2.2 Máquinas de Indução

Devido a suas características construtivas e de funcionamento, a MI é um sistema dinâmico de significativa complexidade em termos de análise e modelagem. Sendo assim, diversas idealizações são adotadas com o objetivo de tornar mais simples o processo de modelagem e, conseqüentemente, o modelo resultante. Com este mesmo objetivo são também utilizadas mudanças de variáveis e transformações de coordenadas que permitem obter modelos mais simples para o modelo da MI, sem, contudo, implicar em idealizações da máquina.

Na literatura de controle de MI, o modelo da máquina é apresentado de diferentes formas. Estas diferentes formas relacionam-se entre si por meio de mudanças de variáveis e podem facilmente ser obtidas umas das outras.

Nesta seção são apresentados os modelos da MIT e MIP, implementados na biblioteca proposta. Não é foco deste trabalho detalhar os passos necessários para a modelagem de MI, e de forma alguma pretende-se nesta seção esgotar o assunto. Para uma análise aprofundada acerca da modelagem de MIT sugere-se ao leitor referir-se a (KRAUSE et al.,

2013; REGINATTO; RICO, 1993; HAFFNER, 1998). Para uma análise da modelagem da MIP com inclusão dos efeitos de harmônicos no campo do entreferro sugere-se ao leitor referir-se a (PEREIRA et al., 2006; LEVI et al., 2004; TOLIYAT; RAHIMIAN; LIPO, 1991).

### 2.2.1 Modelo Dinâmico da MIT

Diante da tarefa de controle de MI, os modelos estáticos da máquina não são adequados, sendo necessária a modelagem dinâmica da MI. Para que se possa representar matematicamente a MIT, algumas considerações devem ser levadas em conta, sendo estas:

- Os três enrolamentos do estator e do rotor (fictícios no rotor gaiola de esquilo), são iguais entre si.
- Os ângulos elétricos entre os enrolamentos são iguais.
- O entreferro é considerado constante.
- O efeito da saturação é desprezado.
- A distribuição do fluxo magnético no entreferro é radial e senoidal.
- São desconsideradas as perdas magnéticas.
- A componente de sequência zero das correntes do estator é sempre nula - MIT conectada em Y sem conexão de neutro.

Todas estas considerações introduzem simplificações na modelagem através de restrições dos fenômenos físicos.

#### 2.2.1.1 Equações Elétricas da MIT

Partindo-se das considerações apresentadas, são apresentados três conjuntos de equações que descrevem o comportamento elétrico da MIT. A Equação 2.8 descreve o comportamento das tensões nos enrolamentos do estator e do rotor:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_s \\ \mathbf{V}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \mathbf{I}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_s \\ \dot{\lambda}_r \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

onde:

$$\mathbf{V}_s = [V_A^s \ V_B^s \ V_C^s]^T, \text{ são as tensões do estator da MIT,} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{V}_r = [V_A^r \ V_B^r \ V_C^r]^T, \text{ são as tensões do rotor da MIT,} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{I}_s = [I_A^s \ I_B^s \ I_C^s]^T, \text{ são as correntes do estator da MIT,} \quad (2.11)$$

$$\mathbf{I}_r = [I_A^r \ I_B^r \ I_C^r]^T, \text{ são as correntes do rotor da MIT,} \quad (2.12)$$

$$\lambda_s = [\lambda_A^s \ \lambda_B^s \ \lambda_C^s]^T, \text{ são os fluxos do estator da MIT,} \quad (2.13)$$

$$\lambda_r = [\lambda_A^r \ \lambda_B^r \ \lambda_C^r]^T, \text{ são os fluxos do rotor da MIT,} \quad (2.14)$$

$$\mathbf{R}_s = \text{diag}[R_s \ \dots \ R_s]_{3 \times 3}, \text{ é uma matriz diagonal com a resistência estatórica da MIT,} \quad (2.15)$$

$$\mathbf{R}_r = \text{diag}[R_r \ \dots \ R_r]_{3 \times 3}, \text{ é uma matriz diagonal com a resistência rotórica da MIT,} \quad (2.16)$$

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt}, \text{ representa a derivada temporal da variável } x. \quad (2.17)$$

A Equação 2.18 diz respeito ao arranjo dos fluxos magnéticos concatenados nas bobinas do estator e do rotor da MI:

$$\begin{bmatrix} \lambda_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{sr}^T & \mathbf{L}_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \mathbf{I}_r \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

sendo:

$$\mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_s & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_s \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$\mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & L_r & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & L_r \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = \mathbf{L}_{rs} = L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

onde:

$$L_s = L_{ls} + L_{ms}, \text{ é a indutância própria das bobinas do estator da MIT,} \quad (2.22)$$

$$L_r = L_{lr} + L_{mr}, \text{ é a indutância própria das bobinas do rotor da MIT,} \quad (2.23)$$

e  $L_{ls}$  e  $L_{lr}$  são as indutâncias de dispersão das bobinas equivalentes do estator e do rotor e,  $L_{ms}$  e  $L_{mr}$  as indutâncias de magnetização das bobinas equivalentes do estator e do rotor. Os valores de  $L_{sr}$  e  $L_{rs}$ , representam a indutância mútua entre as bobinas equivalentes do estator e do rotor.

Observa-se que a matriz de indutâncias mútuas apresenta um termo comum,  $L_m$ , ponderado pela posição angular do rotor da MI. Na MIT a posição angular relativa entre as bobinas é de  $\pm \frac{2\pi}{3}$  radianos, acrescidos do ângulo entre as bobinas do rotor e do estator,  $\theta_r$ , dado pela Equação 2.24:

$$\theta_r(t) = \int \omega_r(t) dt \quad (2.24)$$

com:

$$\omega_r(t) = p\omega_m(t) \quad (2.25)$$

onde:

$\theta_r(t)$  é o ângulo entre os eixos magnéticos do estator e do rotor [rad],

$\omega_r(t)$  é a velocidade angular elétrica do rotor [rad],

$\omega_m(t)$  é a velocidade angular mecânica do rotor [ $\frac{rad}{s}$ ],

$p$  representa o número de pares de polos da MI.

A terceira equação descreve o comportamento do torque eletromagnético ( $\tau_e$ ), da MIT. Este é produzido pela interação entre as correntes do estator e as do rotor, como descrito em 2.26.

$$\begin{aligned} \tau_e = pL_{sr} \cdot [ & I_A^s (I_A^r \sin(\theta_r) + I_B^r \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) + I_C^r \sin(\theta_r + \frac{4\pi}{3})) \\ & + I_B^s (I_A^r \sin(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) + I_B^r \sin(\theta_r) + I_C^r \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3})) \\ & + I_C^s (I_A^r \sin(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) + I_B^r \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) + I_C^r \sin(\theta_r))] \end{aligned} \quad (2.26)$$

### 2.2.1.2 Representação em Quadratura

Para utilizar o sistema de coordenadas em quadratura da MI, deve-se transformar a máquina trifásica em uma equivalente bifásica. Isto é possível pela consideração feita anteriormente que estabelece a conexão da MIT em Y sem conexão do neutro. Desta forma cada uma das variáveis (tensão ou corrente), é combinação linear das demais (HAFFNER, 1998).

A representação em quadratura é interessante pois diagonaliza as matrizes circulares simétricas que aparecem na formulação dos modelos da MIT (BARBI, 1985). A transformação que leva as variáveis do sistema trifásico para o bifásico, e vice-versa, é conhecida como transformação qd0, ou ainda, transformação de Clarke (CLARKE, 1950). A Figura 2.7 ilustra a transformação qd0.

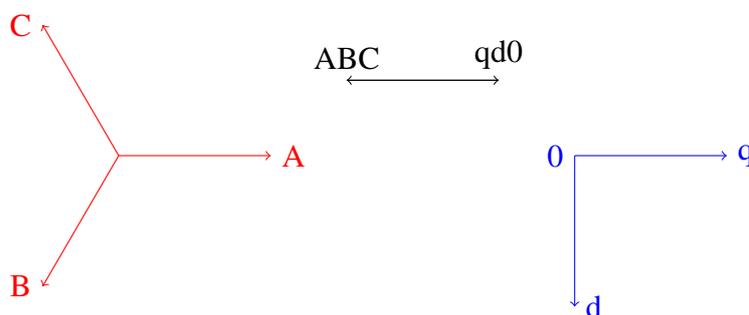


Figura 2.7: Transformação qd0 aplicada à variáveis genéricas.

### 2.2.1.3 Transformação de Coordenadas Bifásicas

A transformação que leva as variáveis de um sistema de referência bifásico para outro é conhecida como transformação de Park (PARK, 1929).

No controle de MI, três são os referenciais utilizados:

- Referencial Estatórico ou Estacionário: Quando o sistema de referência escolhido é o do estator.
- Referencial Rotórico ou Móvel: Quando o sistema de referência escolhido é o do rotor.
- Referencial Síncrono: Quando o sistema de referência escolhido é o da velocidade síncrona do campo girante do estator.

#### 2.2.1.4 Modelo de Corrente-Fluxo em Coordenadas Estacionárias

Pode-se mostrar que, partindo-se das Equações 2.8, 2.18 e 2.26, e aplicando-se a transformação qd0, obtêm-se equações equivalentes em quadratura. Destas, por meio da transformação de Park, pode-se obter as variáveis do rotor referenciadas ao estator. Utilizando como variáveis de estado as correntes dq do estator e os fluxos dq do rotor obtêm-se o modelo conhecido como corrente-fluxo, apresentado na sequência (KRAUSE et al., 2013; REGINATTO; RICO, 1993; HAFFNER, 1998).

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_q^s \\ \dot{I}_d^s \\ \dot{\lambda}_q^r \\ \dot{\lambda}_d^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & a_2\sigma_r & a_2\omega_r \\ 0 & -a_1 & -a_2\omega_r & a_2\sigma_r \\ \sigma_r L_m & 0 & -\sigma_r & -\omega_r \\ 0 & \sigma_r L_m & \omega_r & -\sigma_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q^s \\ I_d^s \\ \lambda_q^r \\ \lambda_d^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q^s \\ V_d^s \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

sendo o torque eletromagnético utilizando as variáveis de estado corrente e fluxo dado pela Equação 2.28:

$$\tau_e = \frac{3p}{2} \frac{L_m}{L_r} (I_q^s \lambda_d^r - I_d^s \lambda_q^r) \quad (2.28)$$

onde as constantes apresentadas são dadas por:

$$k^2 = \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad (2.29)$$

$$\sigma = 1 - k^2 \quad (2.30)$$

$$\sigma_r = \frac{R_r}{L_r} \quad (2.31)$$

$$a_1 = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma} \sigma_r \quad (2.32)$$

$$a_2 = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \quad (2.33)$$

$$b_1 = \frac{1}{\sigma L_s} \quad (2.34)$$

### 2.2.1.5 Equação do Movimento

Para obter-se o modelo completo da MIT ainda é necessário descrever o comportamento mecânico da máquina. O acoplamento entre a parte elétrica e mecânica da MI é dado pelo torque eletromagnético. A Equação do movimento, para o sistema motor-carga, dado que a velocidade angular da carga é igual a velocidade angular da MI, é dada por 2.35:

$$\tau_e = \tau_L + J\dot{\omega}_m + B\omega_m \quad (2.35)$$

onde:

$$\begin{aligned} \tau_L, & \text{ representa o torque de carga } [Nm], \\ J, & \text{ representa o momento de inércia do rotor da máquina } [Kgm^2], \\ B, & \text{ representa o coeficiente de atrito viscoso } \left[ \frac{Nm}{\frac{rad}{s}} \right]. \end{aligned}$$

A diferença entre o torque eletromagnético e o torque de carga,  $(\tau_e - \tau_L)$ , é chamada de torque dinâmico. Quando o valor médio de  $\tau_e$  é igual a  $\tau_L$  o torque dinâmico é 0 e a MI trabalha com velocidade constante. Lembrando que a relação entre as velocidades angulares elétrica e mecânica da máquina é dada pela Equação 2.25.

## 2.2.2 Modelo Dinâmico da MIP

Nesta subseção é apresentado o modelo da MIP que contempla o efeito do 3º harmônico do campo do entreferro. O modelo obtido para a MIT pode representar o efeito da fundamental na MIP, porém, como é apresentado em (PEREIRA et al., 2006; LEVI et al., 2004; TOLIYAT; RAHIMIAN; LIPO, 1991), a MIP tem sua indução significativamente afetada pelo efeito do 3º harmônico, não sendo este efeito desprezível. Sendo assim, é conveniente levar em conta na modelagem os efeitos do harmônico de terceira ordem a fim de obter-se o modelo que melhor representa a máquina real.

Para realizar a modelagem dinâmica da MIP, foram consideradas particularizações para representar-se melhor o protótipo da MIP presente no Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica - LASCAR. Contudo a modelagem apresentada aqui pode ser facilmente aplicada para outras MI pentafásicas. O protótipo em questão possui rotor em gaiola de esquilo, não possuindo enrolamento no rotor, porém, para efeitos de modelagem, o rotor é representado como tendo 22 fases. Este número de fases é devido ao rotor conter 44 barras em sua confecção e cada par de barras representar uma fase (PEREIRA et al., 2006). Portanto, nesta modelagem considera-se:

$$\begin{aligned} m &= 5, \text{ como número de fases do estator.} \\ N &= 22, \text{ como número de fases do rotor.} \end{aligned}$$

### 2.2.2.1 Equações Elétricas da MIP

As equações das tensões do estator e do rotor da MIP são dadas por 2.36 e 2.37, respectivamente:

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \frac{d\mathbf{L}_{sr} \mathbf{I}_r}{dt} \quad (2.36)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \mathbf{L}_r \frac{d\mathbf{I}_r}{dt} + \frac{d\mathbf{L}_{rs} \mathbf{I}_s}{dt} \quad (2.37)$$

onde,

$$\mathbf{V}_s = [V_1^s \ V_2^s \ V_3^s \ V_4^s \ V_5^s]^T, \text{ é o vetor } 5 \times 1 \text{ com as tensões do estator da MIP,} \quad (2.38)$$

$$\mathbf{V}_r = \mathbf{0} = [0 \ 0 \ \dots \ 0]^T, \text{ é o vetor } 22 \times 1 \text{ com as tensões do rotor da MIP,} \quad (2.39)$$

$$\mathbf{I}_s = [I_1^s \ \dots \ I_5^s]^T, \text{ é o vetor } 5 \times 1 \text{ com as correntes do estator da MIP,} \quad (2.40)$$

$$\mathbf{I}_r = [I_1^r \ \dots \ I_{22}^r]^T, \text{ é o vetor } 22 \times 1 \text{ com as correntes do rotor da MIP.} \quad (2.41)$$

As matrizes de resistências são apresentadas nas Equações 2.42 e 2.43, onde  $R_a^r$  é a resistência do anel do rotor,  $R_b^r$  é a resistência da barra do rotor e  $R_k^r = 2R_a^r + 2R_b^r$ , com  $k = 1, 2, \dots, N$ , sendo neste caso  $N = 22$ . Para melhor entendimento da obtenção de tais matrizes sugere-se ao leitor referir-se a (PEREIRA, 2012).

$$\mathbf{R}_s = \text{diag}[R^s \dots R^s]_{m \times m} \quad (2.42)$$

$$\mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} R_1^r & -R_b^r & 0 & 0 & \dots & 0 & -R_b^r \\ -R_b^r & -R_2^r & -R_b^r & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -R_b^r & -R_3^r & -R_b^r & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & R_{N-1}^r & -R_b^r \\ -R_b^r & 0 & 0 & 0 & \dots & -R_b^r & R_N^r \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (2.43)$$

Na sequência são apresentadas as matrizes de indutâncias próprias do estator e do rotor,  $\mathbf{L}_s$  e  $\mathbf{L}_r$ , assim como as matrizes de indutâncias mutuas entre estator e rotor  $\mathbf{L}_{sr}$  e indutância mútua entre rotor e estator  $\mathbf{L}_{rs}$ . A exemplo das matrizes de resistência, a dispersão será dada pela expressão  $L_\delta^r = 2L_{\delta a}^r + 2L_{\delta b}^r$ , considerando  $L_{\delta a}^r$  a indutância de dispersão do anel do rotor e  $L_{\delta b}^r$  a indutância de dispersão na barra do rotor:

$$\mathbf{L}_s = \mathbf{L}_h^s + \mathbf{L}_\delta^s \quad (2.44)$$

$$\mathbf{L}_h^s = \frac{L_h^s}{9} \begin{bmatrix} 9 & 2 & -6 & -6 & 2 \\ 2 & 9 & 2 & -6 & -6 \\ -6 & 2 & 9 & 2 & -6 \\ -6 & -6 & 2 & 9 & 2 \\ 2 & -6 & -6 & 2 & 9 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

$$\mathbf{L}_\delta^s = \text{diag}[L_\delta^s \dots L_\delta^s]_{m \times m} \quad (2.46)$$

$$\mathbf{L}_r = \mathbf{L}_h^r + \mathbf{L}_\delta^r \quad (2.47)$$

$$\mathbf{L}_h^r = \frac{L_h^r}{N-1} \begin{bmatrix} N-1 & -1 & -1 & \dots & -1 & -1 \\ -1 & N-1 & -1 & \dots & -1 & -1 \\ -1 & -1 & N-1 & \dots & -1 & -1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -1 & -1 & -1 & \dots & -1 & N-1 \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (2.48)$$

$$\mathbf{L}_\delta^r = \begin{bmatrix} L_\delta^r & -L_{\delta b}^r & 0 & \dots & 0 & -L_{\delta b}^r \\ -L_{\delta b}^r & L_\delta^r & -L_{\delta b}^r & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -L_{\delta b}^r & L_\delta^r & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -L_{\delta b}^r & 0 & 0 & \dots & -L_{\delta b}^r & L_\delta^r \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (2.49)$$

A fim de se estabelecer a matriz de indutâncias mútuas entre rotor e estator é necessário determinar a forma como as indutâncias variam com a posição do rotor. Embora a variação das indutâncias seja periódica, a determinação através de expressões fechadas é bastante trabalhosa e de difícil generalização, sendo em geral usadas funções definidas por trechos para este propósito. A abordagem usual é expressar as indutâncias através de séries de Fourier, as quais permitem uma generalização em função dos parâmetros dos enrolamentos e dimensões da máquina (PEREIRA, 2012). A expressão da matriz de indutâncias mútuas é dada por 2.50, onde o símbolo \* representa o complexo conjugado.

$$\mathbf{L}_{sr} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\hat{L}_n^{sr}}{2} e^{jn\phi} \mathbf{M} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\hat{L}_n^{sr}}{2} e^{-jn\phi} \mathbf{M}^* \quad (2.50)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = \mathbf{L}_{rs}^{T*} \quad (2.51)$$

com:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1 & b^n & b^{2n} & \dots & b^{(N-1)n} \\ a^{-n} & a^{-n}b^n & a^{-n}b^{2n} & \dots & a^{-n}b^{(N-1)n} \\ a^{-2n} & a^{-2n}b^n & a^{-2n}b^{2n} & \dots & a^{-2n}b^{(N-1)n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a^{-(m-1)n} & a^{-(m-1)n}b^n & a^{-(m-1)n}b^{2n} & \dots & a^{-(m-1)n}b^{(N-1)n} \end{bmatrix}_{m \times N} \quad (2.52)$$

onde:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{m}} = e^{j\frac{2\pi}{5}} \quad (2.53)$$

$$b = e^{j\frac{2\pi}{N}} = e^{j\frac{2\pi}{22}} \quad (2.54)$$

$n$ , representa o harmônico considerado,

$\phi$ , representa ângulo entre os eixos magnéticos do estator e do rotor,

$\hat{L}_n^{sr}$ , é o valor máximo da indutância mútua para o harmônico de ordem  $n$ .

Por fim, a Equação que descreve o comportamento do torque eletromagnético da MIP é dada por 2.55:

$$\tau_e = \frac{p}{2} [\mathbf{I}_s \ \mathbf{I}_r]^* \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{rs} & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \mathbf{I}_r \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

### 2.2.2.2 Transformação de Coordenadas

As equações que descrevem o comportamento elétrico da MIP, além de fortemente acopladas, não permitem avaliar a influência de cada harmônico separadamente. O modelo pode ser consideravelmente simplificado aplicando-se, assim como feito para a MIT, transformações de coordenadas. A transformação utilizada na modelagem da MIP é a transformação para componentes simétricas de valor instantâneo, descrita por (WHITE; WOODSON, 1959). Esta transformação é aplicada diretamente aos valores instantâneos das tensões e das correntes, não sendo necessária nenhuma restrição quanto a forma de onda das mesmas (PEREIRA et al., 2009).

Analisando-se as equações das impedâncias da máquina, pode-se observar que as matrizes  $\mathbf{R}_s$ ,  $\mathbf{R}_r$ ,  $\mathbf{L}_s$ ,  $\mathbf{L}_r$  são reais, circulantes e simétricas. Desta forma, a partir da transformação para componentes simétricas de valor instantâneo obtém-se novas matrizes de impedância, denominadas impedâncias de sequência, que são matrizes diagonais – exceto pelas matrizes de indutâncias mútuas. Por consequência, o acoplamento entre as fases através dessas resistências e indutâncias é eliminado. As transformações aplicadas são descritas nas Equações seguintes:

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{V}}_s \iff \tilde{\mathbf{V}}_s = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{V}_s \quad (2.56)$$

$$\mathbf{I}_s = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{I}}_s \iff \tilde{\mathbf{I}}_s = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{I}_s \quad (2.57)$$

$$\mathbf{I}_r = \mathbf{B}\tilde{\mathbf{I}}_r \iff \tilde{\mathbf{I}}_r = \mathbf{B}^{-1}\mathbf{I}_r \quad (2.58)$$

sendo:

$$\tilde{\mathbf{V}}_s = [\tilde{V}_0^s \ \tilde{V}_1^s \ \dots \ \tilde{V}_4^s]^T \quad (2.59)$$

$$\tilde{\mathbf{I}}_s = [\tilde{I}_0^s \ \tilde{I}_1^s \ \dots \ \tilde{I}_4^s]^T \quad (2.60)$$

$$\tilde{\mathbf{I}}_r = [\tilde{I}_0^r \ \tilde{I}_1^r \ \dots \ \tilde{I}_{21}^r]^T \quad (2.61)$$

$$\mathbf{A} = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^{-1} & a^{-2} & a^{-3} & a^{-4} \\ 1 & a^{-2} & a^{-4} & a^{-6} & a^{-8} \\ 1 & a^{-3} & a^{-6} & a^{-9} & a^{-12} \\ 1 & a^{-4} & a^{-8} & a^{-16} & a^{-16} \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

$$\mathbf{B} = \frac{1}{\sqrt{22}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & b^{-1} & b^{-2} & b^{-3} & b^{-4} & \dots & b^{-(21)} \\ 1 & b^{-2} & b^{-4} & b^{-6} & b^{-8} & \dots & b^{-2(21)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & b^{-(21)} & b^{-2(21)} & b^{-3(21)} & b^{-4(21)} & \dots & b^{-21(21)} \end{bmatrix}_{22 \times 22} \quad (2.63)$$

onde as Equações 2.59 e 2.60 representam vetores com as componentes simétricas das tensões e das correntes do estator. A Equação 2.61 representa o vetor com as componentes simétricas das correntes do rotor. Cabe notar que as componentes simétricas com subíndice 0 são denominadas componentes de sequência zero, e tem valor diferente de 0 somente quando a soma das correntes da MIP não for nula, portanto, assumindo-se a máquina conectada em Y sem conexão de neutro, as componentes de sequência 0 serão nulas. As Equações 2.62 e 2.63, descrevem as matrizes de transformação, sendo  $a$  e  $b$  dados por 2.53 e 2.54, respectivamente.

### 2.2.2.3 Equações Gerais Transformadas

A aplicação das transformações descritas sob as equações que descrevem a dinâmica elétrica da MIP resultam em um novo conjunto transformado de equações, este dado por:

$$\tilde{\mathbf{V}}_s = \tilde{\mathbf{R}}_s \tilde{\mathbf{I}}_s + \tilde{\mathbf{L}}_s \frac{d\tilde{\mathbf{I}}_s}{dt} + \frac{d\tilde{\mathbf{L}}_{sr} \tilde{\mathbf{I}}_r}{dt} \quad (2.64)$$

$$\mathbf{0} = \tilde{\mathbf{R}}_r \tilde{\mathbf{I}}_r + \tilde{\mathbf{L}}_r \frac{d\tilde{\mathbf{I}}_r}{dt} + \frac{d\tilde{\mathbf{L}}_{rs} \tilde{\mathbf{I}}_s}{dt} \quad (2.65)$$

onde:

$$\tilde{\mathbf{R}}_s = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{R}_s \mathbf{A} \quad (2.66)$$

$$\tilde{\mathbf{R}}_r = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{R}_r \mathbf{B} \quad (2.67)$$

$$\tilde{\mathbf{L}}_s = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{L}_s \mathbf{A} \quad (2.68)$$

$$\tilde{\mathbf{L}}_r = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{L}_r \mathbf{B} \quad (2.69)$$

$$\tilde{\mathbf{L}}_{sr} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{L}_{sr} \mathbf{B} \quad (2.70)$$

$$\tilde{\mathbf{L}}_{rs} = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{L}_{sr} \mathbf{A} = \tilde{\mathbf{L}}_{sr}^{T*} \quad (2.71)$$

As transformações de coordenadas descritas simplificam a representação do sistema. Contudo, para as matrizes de indutâncias mútuas não se obtém matrizes diagonalizadas como resultado das transformações de similaridade aplicadas. Todavia, caso sejam apenas consideradas as componentes fundamental e do 3º harmônico nas matrizes de indutâncias mútuas, as transformações de fato diagonalizam as matrizes de indutâncias mútuas.

#### 2.2.2.4 Modelo de Correntes para Fundamental e 3º Harmônico em Coordenadas Estacionárias

As equações 2.64 e 2.65 podem ser reescritas considerando-se apenas o harmônico fundamental e o 3º harmônico. Para tal, assume-se a conexão em Y sem conexão de neutro, para que as componentes de sequência 0 possam ser desconsideradas.

Conforme apresenta (PEREIRA et al., 2006), a harmônica fundamental está concatenada apenas com a primeira componente simétrica do estator e do rotor. Da mesma forma o 3º harmônico não exerce influência nas equações para a componente fundamental, sendo seu conjunto de equações completamente independente. Contudo, as equações elétricas da máquina ainda são dependentes da posição do rotor da MI, que varia no tempo. Para solucionar esta dependência, aplica-se outra transformação de coordenadas, a qual resultará em grandezas expressas nas componentes qd0. Para tal é considerado o referencial do estator (estacionário).

Conforme apresentado em (PEREIRA et al., 2009), o conjunto de Equações que descreve o comportamento elétrico da MIP para a componente fundamental, em quadratura e no referencial estacionário é dado por:

$$\tilde{\mathbf{V}}_{1s}^{dq} = \tilde{\mathbf{R}}_s^{dq} \tilde{\mathbf{I}}_{1s}^{dq} + \tilde{\mathbf{L}}_{1s} \frac{d\tilde{\mathbf{I}}_{1s}^{dq}}{dt} + M_1 \frac{d\tilde{\mathbf{I}}_{1r}^{dq}}{dt} \quad (2.72)$$

$$\mathbf{0} = \tilde{\mathbf{R}}_{1r}^{dq} \tilde{\mathbf{I}}_{1r}^{dq} + \tilde{\mathbf{L}}_{1r} \frac{d\tilde{\mathbf{I}}_{1r}^{dq}}{dt} + M_1 \frac{d\tilde{\mathbf{I}}_{1s}^{dq}}{dt} + \omega_r \tilde{\lambda}_{1r}^{dq} \quad (2.73)$$

$$M_1 = \hat{L}_1^{sr} \frac{\sqrt{mN}}{2} = \hat{L}_1^{sr} \frac{\sqrt{110}}{2} \quad (2.74)$$

onde:

$$\tilde{\mathbf{V}}_{1s}^{dq} = [\tilde{V}_{1s}^q \ \tilde{V}_{1s}^d]^T$$

$$\tilde{\mathbf{I}}_{1s}^{dq} = [\tilde{I}_{1s}^q \ \tilde{I}_{1s}^d]^T$$

$$\tilde{\mathbf{I}}_{1r}^{dq} = [\tilde{I}_{1r}^q \ \tilde{I}_{1r}^d]^T$$

$$\tilde{\lambda}_{1s}^{dq} = [\tilde{\lambda}_{1s}^q \ -\tilde{\lambda}_{1s}^d]^T$$

De forma similar, o conjunto de Equações que descreve o comportamento elétrico da MIP para o 3º harmônico, em quadratura e no referencial estacionário é dado por:

$$\tilde{\mathbf{V}}_{3s}^{dq} = \tilde{\mathbf{R}}_s^{dq} \tilde{\mathbf{I}}_{3s}^{dq} + \tilde{\mathbf{L}}_{3s} \frac{d\tilde{\mathbf{I}}_{3s}^{dq}}{dt} + M_3 \frac{d\tilde{\mathbf{I}}_{3r}^{dq}}{dt} \quad (2.75)$$

$$\mathbf{0} = \tilde{\mathbf{R}}_{3r}^{dq} \tilde{\mathbf{I}}_{3r}^{dq} + \tilde{\mathbf{L}}_{3r} \frac{d\tilde{\mathbf{I}}_{3r}^{dq}}{dt} + M_3 \frac{d\tilde{\mathbf{I}}_{3s}^{dq}}{dt} + 3\omega_r \tilde{\lambda}_{3r}^{dq} \quad (2.76)$$

$$M_3 = \hat{L}_3^{sr} \frac{\sqrt{mN}}{2} = \hat{L}_3^{sr} \frac{\sqrt{110}}{2} \quad (2.77)$$

onde:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{V}}_{3s}^{\text{dq}} &= [\tilde{V}_{3s}^q \ \tilde{V}_{3s}^d]^T \\ \tilde{\mathbf{I}}_{3s}^{\text{dq}} &= [\tilde{I}_{3s}^q \ \tilde{I}_{3s}^d]^T \\ \tilde{\mathbf{I}}_{3r}^{\text{dq}} &= [\tilde{I}_{3r}^q \ \tilde{I}_{3r}^d]^T \\ \tilde{\lambda}_{3s}^{\text{dq}} &= [\tilde{\lambda}_{3s}^q \ -\tilde{\lambda}_{3s}^d]^T\end{aligned}$$

Com base nas Equações 2.72 a 2.77, que descrevem o comportamento dinâmico da parte elétrica da MIP para a fundamental e para o 3º harmônico, pode-se obter a representação em variáveis de estado generalizada para as componentes harmônicas de ordem  $n$ , com  $n = 1, 3$ :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_n(t) = \mathbb{A}(\omega_r)\mathbf{x}_n(t) + \mathbb{B}\mathbf{u}_n(t) \\ \mathbf{y}_n(t) = \mathbb{C}\mathbf{x}_n(t) \end{cases} \quad (2.78)$$

sendo:

$$\mathbf{x}_n(t) = [\tilde{I}_{ns}^q \ \tilde{I}_{ns}^d \ \tilde{I}_{nr}^q \ \tilde{I}_{nr}^d]^T \quad (2.79)$$

$$\mathbf{u}_n(t) = [\tilde{V}_{ns}^q \ \tilde{V}_{ns}^d]^T \quad (2.80)$$

$$\mathbb{A} = \begin{bmatrix} a_{1n} & 0 & a_{2n} & a_{3n} \cdot n \cdot \omega_r \\ 0 & a_{1n} & -a_{3n} \cdot n \cdot \omega_r & a_{2n} \\ a_{4n} & 0 & a_{5n} & -n \cdot \omega_r \\ 0 & a_{4n} & n \cdot \omega_r & a_{5n} \end{bmatrix} \quad (2.81)$$

$$\mathbb{B} = \begin{bmatrix} b_{1n} & 0 \\ 0 & b_{1n} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

$$\mathbb{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

onde as constantes presentes nas Equações são dadas por:

$$\begin{aligned}\sigma_{nr} &= \frac{\tilde{R}_{nr}}{\tilde{L}_{nr}} \\ \kappa_n &= \tilde{L}_{ns}\tilde{L}_{nr} - M_n^2 \\ a_{1n} &= -\left(\frac{\tilde{R}_s\tilde{L}_{nr} + M_n^2\sigma_{rn}}{\kappa_n}\right) \\ a_{2n} &= \frac{M_n\sigma_{nr}}{\kappa_n} \\ a_{3n} &= \frac{M_n}{\kappa_n} \\ a_{4n} &= M_n\sigma_{nr} \\ a_{5n} &= -\sigma_{nr} \\ b_{1n} &= \frac{\tilde{L}_{nr}}{\kappa_n}\end{aligned}$$

sendo o torque eletromagnético, que contempla as contribuições da fundamental e do terceiro harmônico, utilizando como variáveis de estado as correntes do estator e do rotor dado pelas Equações 2.84 a 2.86:

$$\tau_e = \tau_{e1} + \tau_{e3} \quad (2.84)$$

$$\tau_{e1} = 2pM_1[\tilde{I}_{1s}^q\tilde{I}_{1r}^d - \tilde{I}_{1s}^d\tilde{I}_{1r}^q] \quad (2.85)$$

$$\tau_{e3} = 6pM_3[\tilde{I}_{3s}^q\tilde{I}_{3r}^d - \tilde{I}_{3s}^d\tilde{I}_{3r}^q] \quad (2.86)$$

#### 2.2.2.5 Equação do Movimento

A Equação que descreve o comportamento mecânico da MIP é idêntica a apresentada para a MIT, dada em 2.35. Esta Equação é reescrita abaixo por conveniência.

$$\tau_e = \tau_L + J\dot{\omega}_m + B\omega_m$$

## 2.3 Técnicas de Controle

O objetivo desta seção é descrever técnicas que permitem o uso de MI em aplicações de velocidade variável. Serão abordadas duas das técnicas mais usuais para obtenção de tal controle. A primeira técnica é a do controle escalar tensão frequência, ou apenas V/f. Esta técnica basicamente utiliza o inversor de frequência acionado por SPWM para impor uma razão constante entre a tensão aplicada e a frequência da senoide de referência. A segunda técnica é a do controle vetorial por orientação de campo, ou simplesmente FOC, que busca manter um ângulo espacial ortogonal fixo entre o fluxo e a força magnetomotriz de armadura, tornando, de modo geral, o modelo da MI igual ao de uma MCC.

Aspectos gerais de tais técnicas são discutidos na sequência.

### 2.3.1 Controle Escalar

As estratégias de controle escalar basicamente consistem em manipular a resposta do motor de indução com base na variação da amplitude e na frequência de variáveis da máquina, como tensões, correntes e fluxos. Estes métodos de controle são aplicados geralmente quando não há necessidade de desempenho dinâmico aprimorado e são particularmente interessantes quando há conexão de múltiplas MI a um mesmo inversor (WEG, ???).

Alguns métodos foram desenvolvidos buscando-se manter constantes variáveis ou relações entre variáveis constantes na MI. Para citar-se alguns métodos, temos o método de frequência de escorregamento constante, o método de fluxo de entreferro constante e o método de tensão por frequência constante. Este último método é amplamente utilizado em diversas aplicações devido à sua simplicidade e será abordado mais detalhadamente a seguir.

#### 2.3.1.1 Controle V/f

Talvez o mais simples e menos dispendioso método de controle de MI seja o de V/f. Este controle se baseia em duas observações da MI. A primeira observação é a de que a curva característica de torque por velocidade de uma MI é geralmente íngreme em torno da velocidade síncrona, e a velocidade elétrica do rotor será bem semelhante a frequência elétrica do acionamento. Portanto, pode-se controlar aproximadamente a velocidade da máquina variando-se a frequência de acionamento. A segunda observação é baseada na Equação 2.87, que descreve o comportamento da tensão de uma fase da MI operando em regime permanente desconsiderando-se a queda de tensão na resistência do estator, sugerindo que para manter-se constante o fluxo é necessário manter-se a magnitude da tensão aplicada proporcional a frequência (KRAUSE et al., 2013):

$$V_s \approx \omega_r \lambda_s \quad (2.87)$$

Portanto, o objetivo básico do controle V/f é manter o fluxo da MI constante e igual ao fluxo nominal da máquina em uma ampla faixa de frequências de operação, e não apenas para a frequência nominal.

Como mencionado anteriormente, a relação entre a tensão e o fluxo do estator é constante apenas se for desprezada a queda de tensão na resistência do estator. Porém, esta afirmação não é verdadeira em baixos regimes de velocidade, pois o termo preponderante não é o da tensão induzida e sim o termo da tensão sob o resistor do estator da MI. Para compensar este inconveniente, é usual manter a tensão em um valor mínimo até que a MI atinja uma certa velocidade. A Figura 2.8 ilustra o gráfico de tensão por frequência imposto em um controle V/f, onde observa-se que a tensão possui um valor mínimo até que a relação dada pela Equação 2.87 seja verdadeira.

A Figura 2.9 ilustra uma implementação básica da técnica V/f no controle da velocidade de uma MIP. A variável  $\omega_r^*$  representa a referência de velocidade e age como entrada de um bloco *rate limiter*, que propõe a redução de transientes restringindo a taxa de variação máxima da frequência de referência. A saída do bloco *rate limiter* serve tanto como entrada de um bloco que constrói 5 senoides de amplitude unitária defasadas de  $\frac{72\pi}{180} rad$  entre si, quanto como entrada de um bloco com ganho  $\frac{1}{\omega_b}$ , onde  $\omega_b$  é a frequência no-

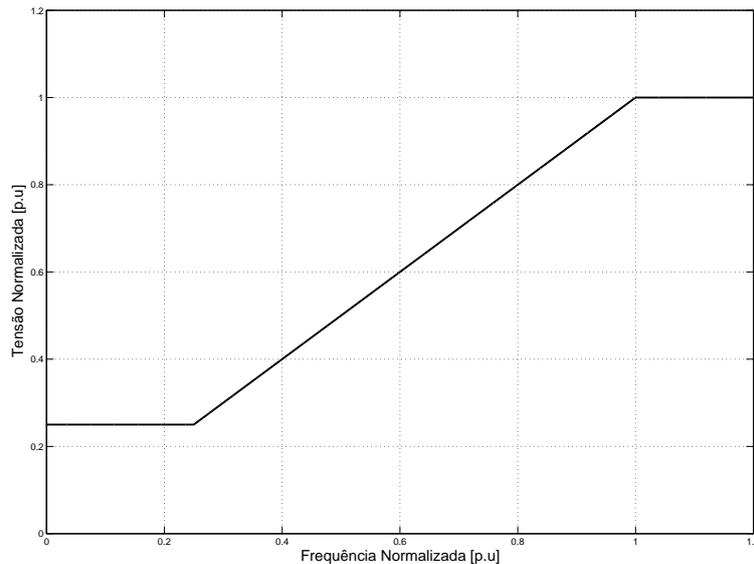


Figura 2.8: Relação entre tensão aplicada e frequência da MI em um controle V/f.

minal de operação da MIP, em  $\frac{rad}{s}$ . Por fim é realizada a multiplicação entre os valores de amplitude e de frequência para obter-se sinais que utilizados como referência para o SPWM.

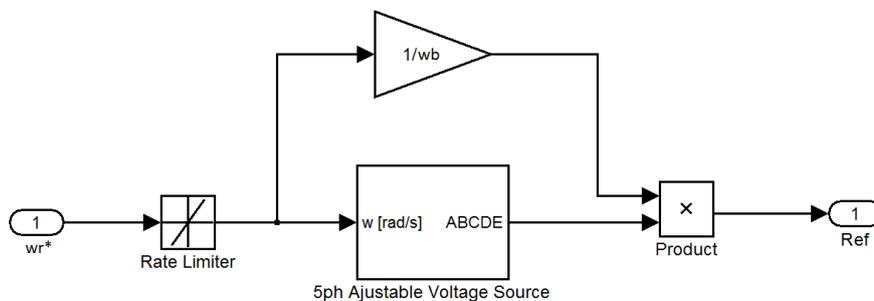


Figura 2.9: Implementação básica de um controle V/f que aciona uma MIP.

### 2.3.2 Controle Vetorial por Orientação do Campo - FOC

A MIT descrita em 2.27 e 2.28 e a MIP descrita por 2.79 e 2.84 são comparativamente mais complexas de serem controladas do que uma MCC. Além da tensão do estator variar em amplitude, frequência e fase, existe um intrincado acoplamento entre as entradas de controle e os estados internos para geração do torque eletromagnético (GABRIEL; LEONHARD; NORDBY, 1980).

A MCC tem uma estrutura de controle muito mais simples devido a ação do comutador da máquina que mecanicamente torna fixo e ortogonal o ângulo entre a força magnetomotriz e o fluxo da máquina. Isso permite o desacoplamento entre o controle do torque e o controle do fluxo na MCC, e é este comportamento que o FOC objetiva emular na MI.

Na MI, o fluxo e a distribuição da força magnetomotriz não são estacionários, alteram-se com a velocidade formando ângulos diferentes de acordo com o estado dinâmico da máquina. Contudo, foi demonstrado por (BLASCHKE, 1972) que estes inconvenientes podem ser removidos utilizando-se FOC, essencialmente reduzindo o modelo da MI em um modelo equivalente ao modelo da MCC.

O FOC é essencialmente um conjunto de condições que fixam a orientação entre o vetor da corrente do estator e o vetor do fluxo do rotor, chamado também de campo da máquina, por isso é chamado de controle por campo orientado. Esta relação angular pode ser obtida por meio da regulação do escorregamento da MI para um valor particular que causa o alinhamento entre o vetor fluxo do rotor com a componente  $I_d^s$  do vetor de corrente do estator, como ilustra a Figura 2.10.

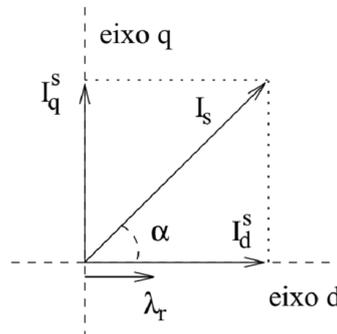


Figura 2.10: Relação entre os vetores de corrente do estator e fluxo do rotor. Fonte (HAFFNER, 1998)

O controle por campo orientado é realizado em coordenadas síncronas, uma vez que neste sistema de coordenadas as grandezas de natureza senoidal na MI serão representadas por valores constantes em regime permanente de operação.

Assumindo-se agora que a MI é alimentada em corrente, por CRPWM por exemplo, pode-se desconsiderar a dinâmica do estator, sendo o modelo da MI reduzido ao apresentado na Equação 2.88, onde  $\omega_e$  representa a velocidade síncrona do campo girante do estator da MI (HAFFNER, 1998):

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_q^r \\ \dot{\lambda}_d^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sigma_r & -(\omega_r - \omega_e) \\ (\omega_r - \omega_e) & -\sigma_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_q^r \\ \lambda_d^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sigma_r L_m & 0 \\ 0 & \sigma_r L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q^s \\ I_d^s \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

$$\tau_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (I_q^s \lambda_d^r - I_d^s \lambda_q^r) \quad (2.89)$$

Observa-se da Equação 2.89 do torque eletromagnético em coordenadas síncronas, verifica-se que o torque é proporcional a diferença entre os produtos de correntes do estator e fluxos do rotor. Caso  $\lambda_q^r = 0$ , o torque será diretamente proporcional ao produto  $I_q^s \lambda_d^r$ . Analogamente a MCC, o controle de torque se dá pelo controle da corrente em quadratura do estator, e considera-se o fluxo dentro de uma determinada faixa de operação.

A equação dinâmica de  $\lambda_q^r$  pode ser obtida diretamente de 2.88:

$$\dot{\lambda}_q^r = -\sigma_r \lambda_q^r - (\omega_r - \omega_e) \lambda_d^r + \sigma_r L_m I_q^s \quad (2.90)$$

podendo ainda ser reescrita na forma:

$$\dot{\lambda}_q^r + \sigma_r \lambda_q^r = -(\omega_r - \omega_e) \lambda_d^r + \sigma_r L_m I_q^s \quad (2.91)$$

Como visto anteriormente, para orientação do campo é necessário que  $\lambda_q^r = 0$ , portanto fazendo-se:

$$\dot{\lambda}_q^r + \sigma_r \lambda_q^r = 0 \quad (2.92)$$

implica que:

$$(\omega_r - \omega_e) \lambda_d^r = \sigma_r L_m I_q^s \quad (2.93)$$

Dividindo-se agora a Equação 2.93 pela velocidade síncrona  $\omega_e$ , e utilizando-se da definição do escorregamento dada pela Equação 2.94, tem-se a condição para orientação do campo dada pela Equação 2.95:

$$S = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} \quad (2.94)$$

$$S \omega_e = \sigma_r L_m \frac{I_q^s}{\lambda_d^r} \quad (2.95)$$

Caso a condição dada por 2.95 seja satisfeita e, dado que  $\sigma_r > 0$ , teremos que a Equação 2.92 terá como resposta temporal:

$$\lambda_q^r = e^{-\sigma_r t} \quad (2.96)$$

Logo, uma vez imposta a condição 2.95, necessariamente:

$$\lambda_q^r \rightarrow 0, \text{ quando } t \gg \frac{1}{\sigma_r} \quad (2.97)$$

Admitindo agora que a condição de orientação dada pela Equação 2.95 foi satisfeita, é possível obter um novo conjunto de equações que descrevem a MI com FOC operando com imposição de corrente do estator:

$$0 = -(\omega_r - \omega_e)\lambda_d^r + \sigma_r L_m I_q^s \quad (2.98)$$

$$\dot{\lambda}_d^r = -\sigma_r \lambda_d^r + \sigma_r L_m I_q^s \quad (2.99)$$

$$\tau_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} I_q^s \lambda_d^r \quad (2.100)$$

Observa-se também que, com a MI operando em regime permanente e com fluxo constante tem-se  $\dot{\lambda}_d^r = 0$ , implicando em uma relação direta entre  $\lambda_d^r$  e  $I_q^s$ , dada por 2.101:

$$\lambda_d^r = L_m I_q^s \quad (2.101)$$

As equações 2.100 e 2.101 confirmam que o FOC permite controlar o torque e o fluxo da MI independentemente por meio do controle das correntes  $I_q^s$  e  $I_d^s$ .

Conclui-se que, para que haja FOC duas condições devem ser satisfeitas. A primeira assume que a MI é alimentada por corrente. A segunda impõe que  $\lambda_q^r = 0$ , ou que o escorregamento definido na Equação 2.95 seja estabelecido. Esta segunda condição define o tipo de FOC: caso utilize-se a informação do fluxo para realizar a orientação do campo tem-se a técnica conhecida por Orientação Direta do Campo (*Direct Field Oriented* - DFO); caso utilize-se a Equação 2.95 para cálculo do escorregamento a ser imposto tem-se a técnica conhecida por Orientação Indireta do Campo (*Indirect Field Oriented* - IFO).

### 2.3.2.1 Modelos Reduzidos da MI com FOC

Utilizando-se as Equações 2.99, 2.100 e 2.35, pode-se obter o modelo reduzido da MI operando sob FOC. Este modelo reduzido é alimentado por corrente e desconsidera a dinâmica do estator. As entradas de corrente do modelo são consideradas iguais aos valores de referência do FOC, portanto considerando ideal o controle CRPWM. A Figura 2.11 ilustra o modelo reduzido da MI operando com FOC.

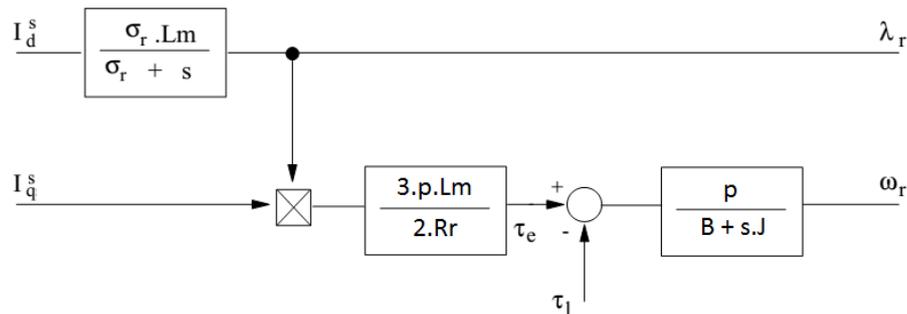


Figura 2.11: Modelo reduzido da MI com FOC. Fonte (HAFFNER, 1998)

### 2.3.2.2 IFO

Na técnica do campo orientado indireto, utilizam-se as equações da MI para calcular o escorregamento entre o campo magnético do estator e do rotor. A velocidade da máquina deve ser medida e somada ao valor  $S\omega_e^*$ , onde  $S$  é o escorregamento da MI dado em 2.94, e  $\omega_e^*$  a velocidade síncrona para estabelecimento da relação 2.95. Desta soma resultará a velocidade síncrona  $\omega_e$ , que integrada resultará no ângulo  $\theta_e$ , necessário para converter-se as correntes em quadratura e direta do estator do referencial síncrono para o estacionário. A Equação 2.102 é utilizada para realizar a transformação das variáveis do referencial síncrono para o estacionário:

$$\begin{bmatrix} I_{qs}^s \\ I_{ds}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qe}^s \\ I_{de}^s \end{bmatrix} \quad (2.102)$$

onde o subscrito  $s$  indica referencial estacionário, enquanto o subscrito  $e$  indica referencial síncrono. Portanto lê-se  $I_{qs}^s$ , como corrente q do estator em coordenadas estacionárias.

Por se tratar de uma técnica de mais fácil implementação e funcionar bem sob condição de baixa velocidade (onde a estimação do fluxo é prejudicada), o IFO é mais popular do que o DFO. Porém, o IFO não permite o controle direto do fluxo rotórico. A Figura 2.12 ilustra uma aplicação de IFO para a MIT.

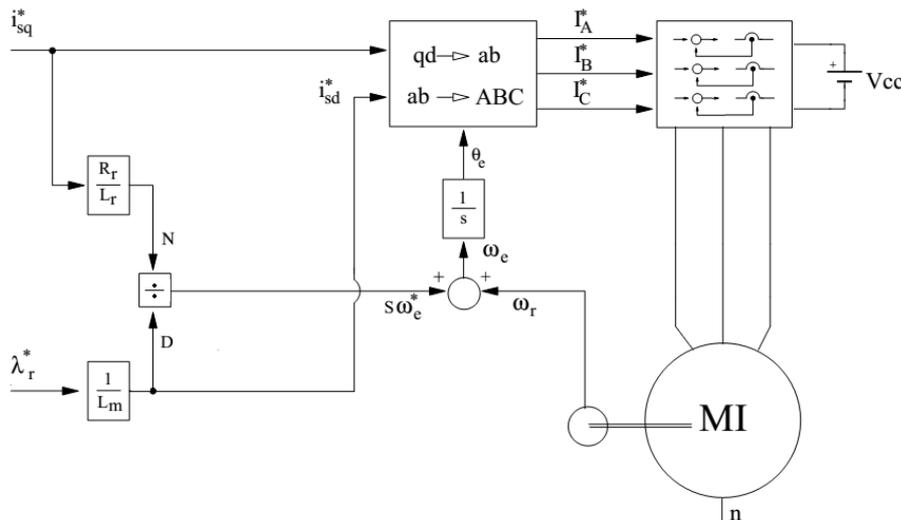


Figura 2.12: Diagrama do IFO. Fonte (HAFFNER, 1998)

### 2.3.2.3 DFO

No campo orientado direto, o fluxo do rotor da MI é realimentado, por isso deve ser medido ou estimado. Como a medição do fluxo é dificultada por restrições na fixação dos sensores e pelo fato da medição ser prejudicada em baixas velocidades, o usual é estimar-se os fluxos do rotor. Diferentemente do IFO, que usa a velocidade síncrona para transformação de coordenadas, o DFO utiliza diretamente as componentes estimadas do fluxo para conversão de coordenadas síncronas em estacionárias. A Equação 2.103 é utilizada no DFO para realizar a transformação das variáveis do referencial síncrono para o estacionário:

$$\begin{bmatrix} I_{q_s}^s \\ I_{d_s}^s \end{bmatrix} = \frac{1}{\lambda_r} \begin{bmatrix} \lambda_{d_s}^r & \lambda_{q_s}^r \\ -\lambda_{q_s}^r & \lambda_{d_s}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{q_e}^s \\ I_{d_e}^s \end{bmatrix} \quad (2.103)$$

onde, novamente, o subscrito  $s$  indica referencial estacionário enquanto o subscrito  $e$  indica referencial síncrono.

Embora o DFO exija mais esforço computacional do que o IFO por necessitar também da estimação do fluxo, do ponto de vista de controle o DFO é vantajoso por permitir também o controle em malha fechada do fluxo rotórico. A Figura 2.13 ilustra uma aplicação de DFO para a MIT.

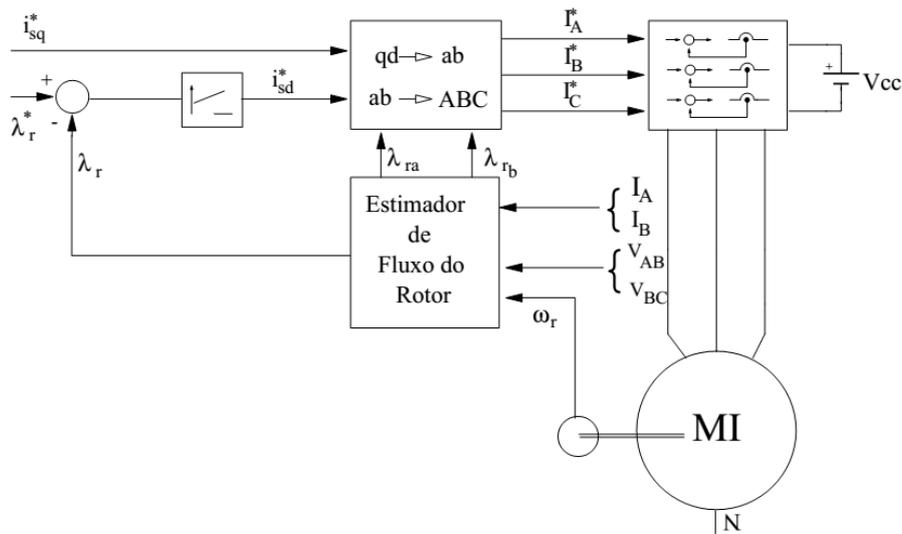


Figura 2.13: Diagrama do DFO. Fonte (HAFFNER, 1998).

#### 2.3.2.4 Ajuste do Regulador de Fluxo Rotórico

Muitas aplicações de controle de MI impõe fluxo constante dentro de uma determinada faixa de operação, evitando que a máquina trabalhe sob forte saturação, o que aumentaria as perdas. Observando-se o modelo reduzido da MI sob FOC apresentado na Figura 2.11, percebe-se que a relação entre  $\lambda_r$  e  $I_d^s$  é dada por uma equação de primeira ordem 2.104, sendo o controle proporcional integral (PI), suficiente para regular-se o fluxo rotórico com erro nulo em regime. A Figura 2.14 ilustra a implementação deste controle:

$$\frac{\lambda_r(s)}{I_d^s(s)} = \frac{\sigma_r L_m}{s + \sigma_r} \quad (2.104)$$

A função de transferência de malha fechada do sistema de controle de fluxo é dada pela Equação 2.105:

$$\frac{\lambda_r(s)}{\lambda_r^*(s)} = \frac{K_{pf} L_m \sigma_r (s + \frac{K_{if}}{K_{pf}})}{s^2 + \sigma_r (1 + K_{pf} L_m) s + L_m \sigma_r K_{if}} \quad (2.105)$$

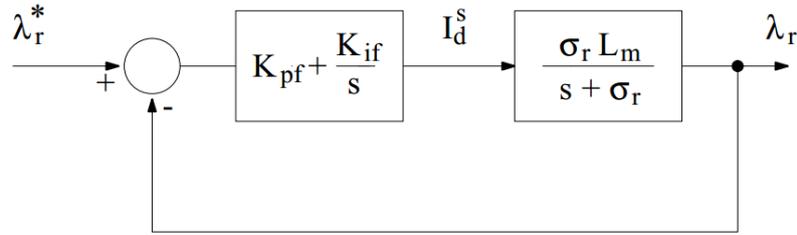


Figura 2.14: Controle do fluxo do rotor. Fonte (HAFFNER, 1998).

onde  $K_{pf}$  e  $K_{if}$  são os ganhos proporcional e integral do controlador PI, respectivamente. Objetivando-se reduzir o tempo de estabilização e anular o erro de regime, pode-se tomar algumas considerações para o projeto dos ganhos do PI. Primeiramente fazemos a escolha dos ganhos do controlador de forma a obter o cancelamento do zero com um polo. Os ganhos para tal devem ser dados por 2.106 e 2.107, onde  $\sigma_f$  e  $\sigma_r$  são as raízes do polinômio do denominador da função de transferência 2.105:

$$K_{pf} = \frac{\sigma_f}{L_m \sigma_r} \quad (2.106)$$

$$K_{if} = \frac{\sigma_f}{L_m} = \sigma_r K_{pf} \quad (2.107)$$

Substituindo-se estes ganhos na Equação 2.105, obtém-se o cancelamento de um polo com o zero, restando a Equação 2.108:

$$\frac{\lambda_r(s)}{\lambda_r^*(s)} = \frac{\sigma_f}{s + \sigma_f} \quad (2.108)$$

Observa-se que a constante temporal do sistema original do fluxo, dado na Equação 2.104, é fixa e dada pela constante  $\sigma_r$ . No sistema controlado da Equação 2.108 a constante temporal é ditada pelo polo  $\sigma_f$ , que é parâmetro de projeto. Utilizando como parâmetro de projeto o tempo de estabilização do fluxo do rotor para um erro de 2%, tem-se que:

$$t_{sf} \approx \frac{4}{\sigma_f} \quad (2.109)$$

### 2.3.2.5 Ajuste do Regulador da Velocidade

Considerando que a MI opere com fluxo constante, o modelo reduzido da MI para a parte do torque eletromagnético fica como ilustra a Figura 2.15. A função de transferência deste sistema, quando assume-se torque de carga nulo, é dada pela Equação 2.110:

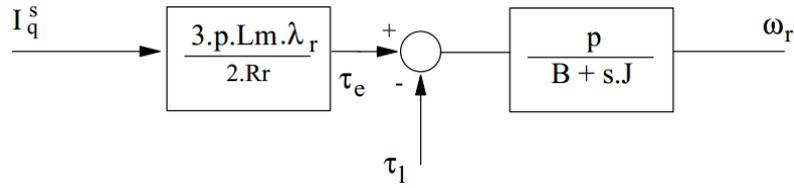


Figura 2.15: Modelo reduzido da MI assumindo fluxo constante. Fonte (HAFFNER, 1998).

$$\frac{\omega_r(s)}{I_q^s(s)} = \frac{K_t}{Js + B} \quad (2.110)$$

onde:

$$K_t = \frac{3}{2} p^2 \frac{L_m}{L_r} \lambda_r^* \quad (2.111)$$

Aplicando-se o controle Integral-Proporcional (IP) descrito por (NANDAM; SEN, 1987) e ilustrado na Figura 2.16, no sistema de torque dado pela Equação 2.110, obtém-se a função de transferência do regulador de velocidade, dada por 2.112, onde  $K_{pv}$  e  $K_{iv}$  são os ganhos do controlador IP.

$$\frac{\omega_r(s)}{\omega_r^*(s)} = \frac{K_{iv}K_t}{Js^2 + (B + K_{pv}K_t)s + K_{iv}K_t} \quad (2.112)$$

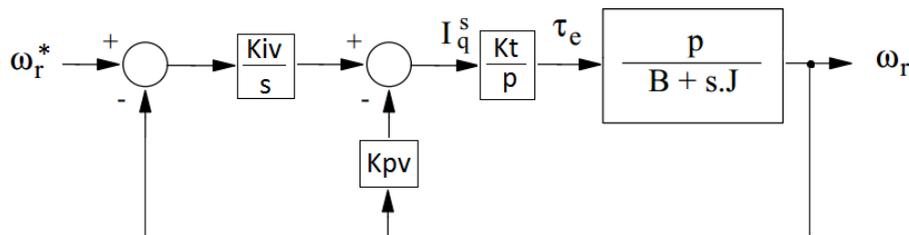


Figura 2.16: Regulador de Velocidade.

Observa-se da função de transferência da Equação 2.112 pode ser reescrita na forma padrão de um sistema de segunda ordem, como dado por 2.113:

$$\frac{\omega_r(s)}{\omega_r^*(s)} = \frac{\omega_v^2}{s^2 + (2\xi_v\omega_v)s + \omega_v^2} \quad (2.113)$$

onde:

$$\xi_v = \frac{B + K_{pv}K_t}{\sqrt{4JK_{iv}K_t}} \quad (2.114)$$

$$\omega_v = \sqrt{\frac{K_{iv}K_{pv}}{J}} \quad (2.115)$$

Assumindo-se um projeto onde deseja-se eliminar o sobressinal na resposta, tem-se que o fator de amortecimento  $\xi_v$  deve ser unitário. Desta forma a resposta temporal da velocidade, quando considerada uma entrada do tipo degrau unitário, é dada pela Equação 2.116:

$$\omega_r(t) = 1 - e^{-\omega_v t}(1 + \omega_v t) \quad (2.116)$$

Considerando-se como parâmetro de projeto o tempo de estabilização para um erro de 2%, tem-se que:

$$t_{sv} \approx \frac{4}{\omega_v} \quad (2.117)$$

Especificando-se  $t_{sv}$ , tem-se o valor de  $\omega_v$ . Pode-se então determinar os valores dos ganhos proporcional e integral do controlador pelas Equações 2.118 e 2.119.

$$K_{pv} = \frac{2J\omega_v - B}{K_t} \quad (2.118)$$

$$K_{iv} = \frac{J\omega_v^2}{K_t} \quad (2.119)$$

## 2.4 Resumo

Neste capítulo foram vistos conceitos fundamentais relacionados ao controle de MI. Foram apresentados conceitos dos inversores que acionam MIT e MIP, assim como feitas as modelagens destes considerando 3 e 5 elementos. Os aspectos de imposição de tensão utilizando SPWM e imposição de corrente utilizando CRPWM, foram discutidos. Descreveu-se a modelagem da MIT, apresentando-se por fim o modelo em variáveis de estado corrente-fluxo. Discutiu-se o modelo da MIP que contempla o efeito do 3º harmônico do campo do entreferro, apresentando-se os modelos de corrente para fundamental e 3º harmônico. Ao final foram discutidas duas das principais técnicas de controle aplicadas a MI: o controle escalar e o controle vetorial por orientação do campo. Descreveu-se os aspectos da implementação de ambas as técnicas de controle com enfoque no FOC e em suas implementações direta e indireta, descrevendo-se também uma técnica para ajuste dos ganhos dos controladores PI das malhas de controle de velocidade e de fluxo.

No capítulo seguinte é apresentada a plataforma de acionamento presente no laboratório LASCAR na UFRGS. São apresentados em detalhes os componentes desta. É descrita a plataforma dSPACE® DS1104 que será utilizada para execução dos algoritmos de controle implementados. É descrito o esquemático do inversor pentafásico assim como os esquemáticos da placas de condicionamento e instrumentação implementadas para este trabalho.

### 3 PLATAFORMA DE ACIONAMENTO

Integrar-se um ambiente de *software* capaz de simular técnicas de controle em MIT e MIP, e reproduzir estas técnicas em protótipos na plataforma de acionamento física de maneira rápida e intuitiva é objetivo principal deste trabalho. Para tal, são necessárias tarefas de montagem, instrumentação e calibração que permitam ao sistema aplicar os sinais de controle e mensurar sinais de estados relevantes da planta. Entenda-se aqui planta como o conjunto físico de componentes necessário a obtenção do sistema integrado proposto, dado como segue:

- Computador pessoal (*Personal Computer* - PC);
- Plataforma dSPACE® DS1104 e borneira CP1104;
- Painel de comando e transformador de potência;
- Inversor pentafásico;
- Placa de condicionamento;
- Placa de sensoriamento;
- Máquinas de indução trifásica e pentafásica;
- Máquinas de corrente contínua;
- Banco de cargas resistivas;
- Sensores de corrente e de torque.

A capacidade de implementar-se técnicas de controle em MI e ter-se a possibilidade de mensurar diversos sinais das máquinas de maneira rápida e intuitiva foram objetivos que definiram o *hardware* proposto, assim como a possibilidade de programação em alto nível do MATLAB/Simulink®.

Neste capítulo é apresentada a plataforma de acionamento presente no LASCAR, na UFRGS. São apresentados em detalhes os componentes da planta, as ligações entre eles e suas funções específicas na plataforma. Inicialmente é dada uma visão geral da planta e das ligações estabelecidas entre os equipamentos. Na sequência são descritos o PC e a plataforma dSPACE® DS1104 na seção 3.2. O inversor pentafásico e a placa de condicionamento dos sinais PWM, assim como a instrumentação das correntes, são descritos na seção 3.3. Na seção 3.4 são descritas as características das MI e das MCC utilizadas como geradores, descrevendo-se também as especificações da medição de torque, medição de velocidade e do banco de cargas resistivas. Por fim é feito um resumo dos assuntos abordados neste capítulo.

### 3.1 Visão Geral

De modo geral, a plataforma proposta neste trabalho pode ser entendida em blocos como ilustrado pela Figura 3.1. No computador é gerado em ambiente MATLAB<sup>®</sup> o executável que será gravado na placa dSPACE<sup>®</sup> DS1104, os sinais de controle gerados pelo algoritmo são enviados pelos *drivers* da placa DS1104 para uma placa condicionadora onde passam por um adequamento dos níveis de tensão para ativar os *drivers* do inversor de frequência pentafásico. Dependendo da máquina de indução que se queira testar, MIT ou MIP, utiliza-se 3 ou 5 ramos do conversor de potência pentafásico para o acionamento. As correntes das fases da MI são adquiridas por meio de sensores do tipo Hall, os sinais de corrente mensurados passam por um circuito que converte a saída em corrente do sensor para tensão e também filtram o sinal a fim de evitar o efeito de *aliasing* ao se fazer a conversão AD. Os sinais provenientes do *encoder* incremental são diretamente ligados à entrada para *encoders* da plataforma DS1104, e o sinal de torque é ligado diretamente ao conversor AD.

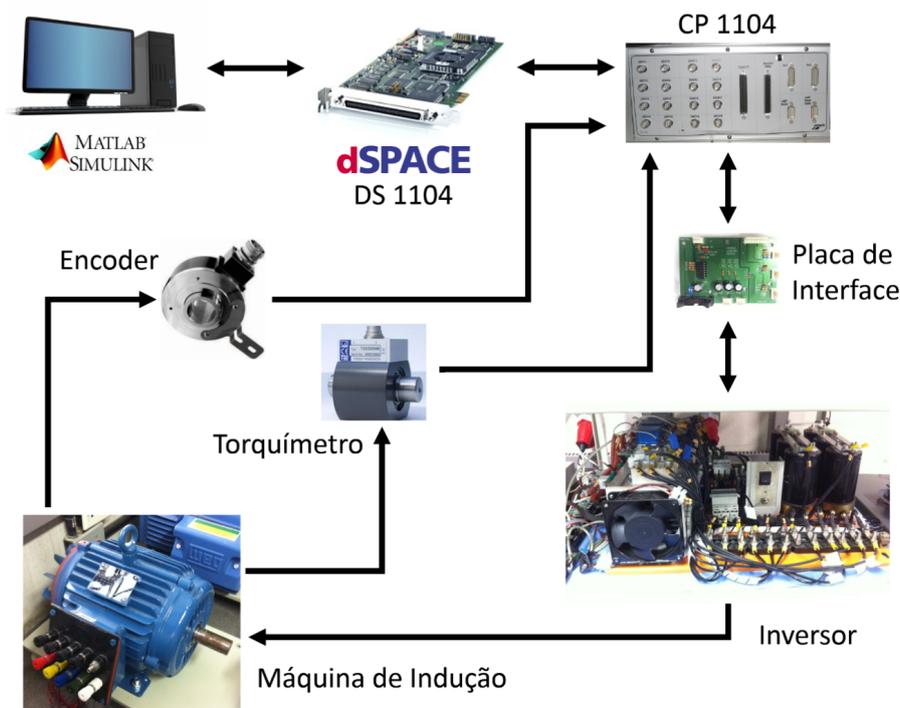


Figura 3.1: Diagrama simplificado da planta.

Para que possa ser aplicado torque de carga, uma MCC, funcionando como gerador, é acoplada a MI. Esta MCC, como será visto na sequência, possui enrolamento de campo independente, portanto pode-se ter um controle da carga imposta por meio do controle da corrente de armadura da máquina. Pode-se ainda alterar a carga resistiva do banco de resistores que é utilizado como carga do gerador. Uma outra técnica possível é a utilização da MCC e de um inversor trifásico para composição de uma carga programável, como descrito em (BORBA et al., 2006).

### 3.2 Computador Pessoal e Plataforma dSPACE® DS1104

Concebida para possibilitar rápido desenvolvimento e prototipação, a plataforma dSPACE® em conjunto com o *software Control Desk*, que será descrito em mais detalhes no próximo capítulo, permitem que algoritmos desenvolvidos em Simulink sejam compilados e executados em tempo real. Desta forma, utilizando-se o *toolbox* de ferramentas disponível para o *hardware* DS1104 em Simulink, tem-se acesso transparente aos *drivers* do dispositivo sem que seja necessário projetar um *hardware* específico ou programar manualmente algum microprocessador (dSPACE, ???).

A plataforma dSPACE® DS1104 é um conjunto constituído basicamente por um processador principal (*Master PowerPC* - MPC), o qual executa o algoritmo e realiza a maioria dos cálculos necessários, e por um processador secundário (*Slave Digital Signal Processor* - DSP), que é responsável por tarefas especializadas, como a geração do PWM por exemplo, isentando o MPC destas tarefas e liberando recursos para execução do algoritmo. Além destes componentes principais, a plataforma conta com um número de periféricos com funcionalidades descritas na sequência.

- 10 saídas PWM (5 + 5 complementares), para acionamento dos *drivers* dos IGBTs.
- 2 interfaces para *encoders* incrementais, possibilitando facilidade na medição da velocidade da MI.
- 4 conversores AD paralelos de 12 bits de resolução.
- 1 conversor AD com 16 bits de resolução, passível de obter 4 sinais multiplexados.
- 8 saídas de conversores DA.
- 20 saídas digitais com níveis de tensão TTL (5 V).
- UART que possibilita comunicação via RS232.

Todas estas características, somadas com o *framework* de *software* desenvolvido para MATLAB que será descrito no capítulo 4, tornam a plataforma DS1104 uma incrível ferramenta para tarefas de rápida prototipação e implementação, como é a tarefa objetivo deste trabalho. Esta ferramenta também foi utilizada com sucesso na implementação da aeronave Hondajet, como descreve (HONDAJET, ???), onde foi utilizada para simulação em *hardware-in-the-loop*.

Na plataforma proposta, a placa DS1104 funciona como uma interface entre o ambiente de simulação Simulink e o *hardware* externo. Utilizando-se o *Simulink Coder*, em conjunto com as ferramentas de *software* da dSPACE, é possível gerar códigos executáveis para a DS1104 diretamente do ambiente de simulação Simulink.

### 3.3 Inversor Pentafásico

Para acionamento da MIT e da MIP, utiliza-se na plataforma um inversor pentafásico construído pela empresa Schneider Electric e modificado para possibilitar o acionamento das MI com tensão de linha de  $380 V_{RMS}$ . O diagrama simplificado do inversor pentafásico é apresentado na Figura 3.2. O inversor possui um retificador da marca Semikron que carrega um banco de capacitores de capacitância equivalente igual a  $4950 \mu F$  e capacidade de tensão de  $700 V$ . Os 5 ramos do inversor são constituídos por módulos IGBT

e *drivers* de acionamento destes, também da marca Semikron. Os *drivers* dos IGBTs são responsáveis, além do chaveamento dos transístores de potência, pela manutenção da integridade do *linkCC*, impedindo que este entre em curto circuito pelo acionamento simultâneo dos dois transístores do módulo. Como um todo, o inversor pentafásico tem capacidade de potência de 10 *kW*.

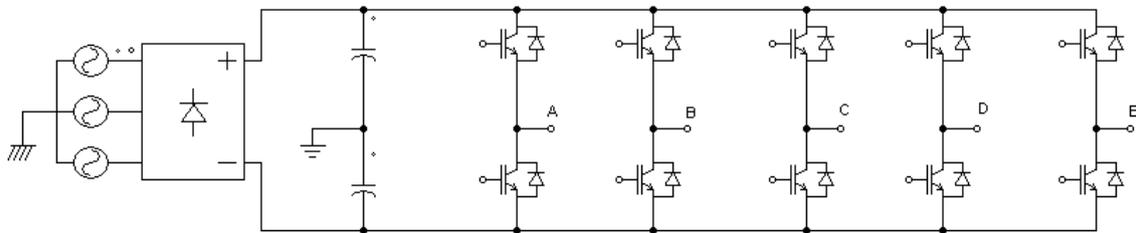


Figura 3.2: Esquemático simplificado do inversor pentafásico.

Para acionamento dos componentes de baixa tensão presentes no inversor pentafásico, este contém uma fonte chaveada que disponibiliza fonte de tensão contínua nos níveis de +15 V, -15 V, +5 V e 0 V, este último referência. Esta fonte chaveada também é utilizada para acionamento das placas de condicionamento e de medição, assim como para energização do sensor de torque.

Além disto, o inversor possui como proteção um circuito de entrada com disjuntor trifásico e uma contatora de entrada acionada por uma chave de duas posições. Na plataforma proposta o inversor tem possibilidade de ser alimentado por um variac trifásico de potência igual a 5 *kVA*, o que permite ajustar-se o valor de tensão do *linkCC*. Também pode-se alimentar o inversor diretamente pela rede 220/380 *V<sub>RMS</sub>*.

A instrumentação de corrente é feita por transdutores de corrente do tipo Hall, instalados no centro de cada um dos ramos do inversor. A instrumentação da corrente, assim como a placa de condicionamento para os sinais provenientes da plataforma DS1104 são descritas na sequência. O esquemático do inversor pentafásico pode ser visualizado no Anexo C.

### 3.3.1 Placa de Condicionamento e Medição da Corrente

Para condicionar os sinais PWM, que precisam passar do nível TTL em que são gerados pela plataforma DS1104 para o nível  $\pm 15$  V, de acionamento dos *drivers* dos IGBTs, foram confeccionadas 5 placas de condicionamento. Estas placas também mantêm o circuito de medição da corrente. O esquemático da placa de condicionamento, assim como uma imagem da placa montada, são apresentados no Anexo D.

Para mensurar-se a corrente de cada uma das fases do inversor, é utilizado um transdutor de corrente do tipo Hall da marca LEM, modelo LA 100-P. Este sensor é alimentado por tensão igual a  $\pm 15$  V, apresenta limite máximo de corrente igual a 100 *A<sub>RMS</sub>* e sua razão de conversão é de 1 : 2000.

Como a saída do transdutor LA 100-P é em corrente, realiza-se por meio de um circuito dedicado a conversão de corrente para tensão, e então é feita uma filtragem *anti-aliasing* com banda limitada a 600 *Hz*. O circuito de medição da corrente foi projetado neste trabalho para operação com frequências de amostragem superiores a 2500 *Hz*.

O circuito de medição da corrente é representado na Figura 3.3, onde  $I_A$  representa a corrente de uma fase da MI,  $i_m$  é a saída em corrente do sensor Hall e o ganho de  $\frac{1}{10}$

representa o conversor AD, que normaliza a entrada de  $\pm 10\text{ V}$  para  $\pm 1$ .

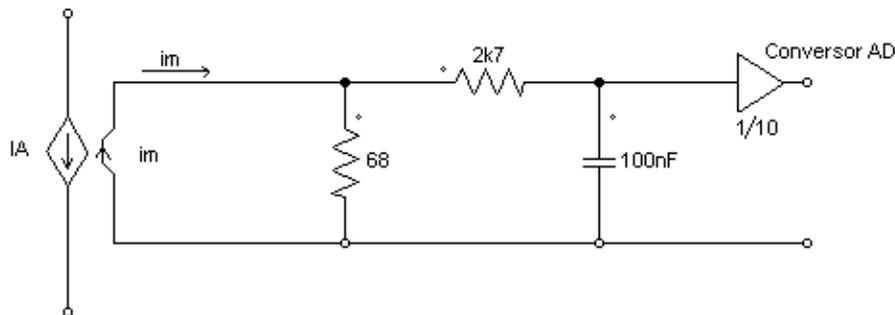


Figura 3.3: Esquemático do circuito de medição da corrente.

### 3.4 MI e MCC

A plataforma física conta com duas MI, sendo uma trifásica e outra pentafásica. As características nominais de ambas as máquinas são apresentadas no Anexo E, e reproduzidas abaixo nas Tabelas 3.1 e 3.3. Os parâmetros de MIT e MIP são apresentados nas Tabelas 3.2 e 3.4. Ambas as MI possuem uma MCC passível de ser acoplada às primeiras, servindo como geradores para obtenção de torque de carga para as MI. Todas as máquinas elétricas presentes na plataforma foram fabricadas pela empresa WEG.

Tabela 3.1: Características nominais da MIT.

Característica	Valor
Tensão de fase	$220 V_{RMS}$
Corrente	$11,8 A_{RMS}$
Potência	$5500 W$
Rendimento	$89,5 \%$
Fator de Potência	$0,79$

Tabela 3.2: Parâmetros da MIT.

Parâmetros	Descrição	Valor
$R_s$	Resistência do estator	$0.7681 \Omega$
$R_r$	Resistência do rotor	$7.1737 \mu\Omega$
$L_s$	Indutância do estator	$105.3 mH$
$L_r$	Indutância do rotor	$1.4727 \mu H$
$L_m$	Indutância mútua	$376.59 \mu H$
$J_m$	Momento de inércia do rotor	$20.6 m [Kg.m^2]$
$B_m$	Coefficiente de atrito do rotor	$571.59 \mu \left[ \frac{Kg.m^2}{s} \right]$
$p$	Número de pares de polos	2

Tabela 3.3: Características nominais da MIP.

Característica	Valor
Tensão de fase	$220 V_{RMS}$
Corrente	$7 A_{RMS}$
Potência	$5500 W$
Rendimento	$90 \%$
Fator de Potência	$0,8$

Tabela 3.4: Parâmetros da MIP.

Parâmetros	Descrição	Valor
$R_s$	Resistência transformada do estator	$1.4259 \Omega$
$R_{ar}$	Resistência do anel do rotor	$0.98001 \mu\Omega$
$R_{br}$	Resistência da barra do rotor	$0.11970 m\Omega$
$L_{s1}$	Indutância transformada do estator - fundamental	$156.20 mH$
$L_{r1}$	Indutância transformada do rotor - fundamental	$3.6738 \mu H$
$M_1$	Indutância transformada mútua - fundamental	$738.56 \mu H$
$L_{s3}$	Indutância transformada do estator - 3º harmônico	$8.1000 mH$
$L_{r3}$	Indutância transformada do rotor - 3º harmônico	$3.8684 \mu H$
$M_3$	Indutância transformada mútua - 3º harmônico	$-129.76 \mu H$
$J_m$	Momento de inércia do rotor	$20.6 m [Kg.m^2]$
$B_m$	Coefficiente de atrito do rotor	$571.59 \mu \left[ \frac{Kg.m^2}{s} \right]$
$p$	Número de pares de polos	$2$
$N$	Número de fases do modelo do rotor	$22$

As características nominais da MCC são apresentadas na Tabela 3.5.

Tabela 3.5: Características nominais da MCC.

Característica	Valor
Tensão de armadura	$300 V$
Corrente de armadura	$26.2 A$
Tensão do campo	$300 V$
Corrente do campo	$370 mA$
Potência	$7000 W$
Rendimento	$89.2\%$

### 3.4.1 Fonte do Campo da MCC

Para possibilitar a alimentação do campo independente da MCC, implementaram-se duas fontes com capacidade de tensão de  $300 V$  e de corrente de  $500 mA$ . Estas fontes possuem acionamento independente por meio de chaves liga-desliga individuais. As fontes do campo podem ser alimentadas diretamente pela rede  $220 V_{RMS}$ , ou então por um variac para ajuste fino da corrente de campo. O esquemático da fonte é apresentado na Figura 3.4, uma imagem da fonte implementada é ilustrada na Figura 3.5.

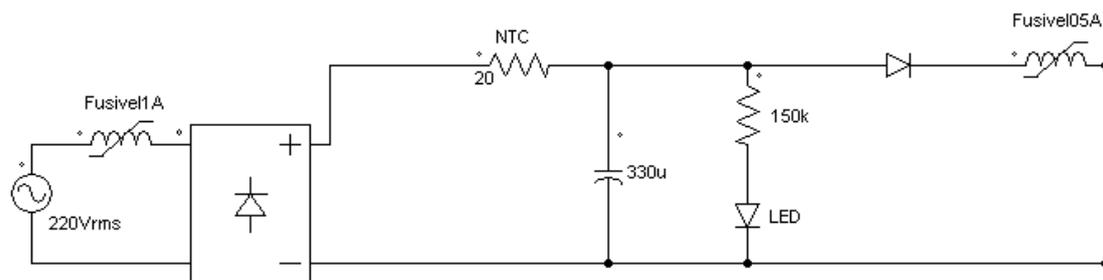


Figura 3.4: Esquemático da fonte do campo da MCC.



Figura 3.5: Fontes implementadas para alimentação do campo das MCC.

### 3.4.2 Sensor de Torque

Como transdutor de torque, optou-se pelo sensor da marca HBM modelo T22 - 100Nm, ilustrado na Figura 3.6. Este possui capacidade para medir torque em regime de até  $100\text{ Nm}$ , e uma banda de  $1000\text{ Hz}$  para medida de torque dinâmico. O sensor possui duas opções de saída, uma em corrente e outra em tensão. Para a plataforma optou-se por utilizar a saída em tensão, visto que esta possui níveis de tensão compatíveis com as entradas dos conversores AD da plataforma DS1104.

### 3.4.3 Encoder

Como transdutor de velocidade, optou-se pelo *encoder* incremental da marca Hohner. Este *encoder* possui 1024 pulsos por revolução e pode ser diretamente conectado à entrada para *encoders* da plataforma DS1104. Cabe ressaltar que, devido a plataforma da dSPACE possuir duas entradas para *encoders*, foi possível conectar os sensores em ambas as MI da plataforma ao mesmo tempo. A Figura 3.7 ilustra o *encoder* da plataforma.



Figura 3.6: Transdutor de torque T22 100Nm.



Figura 3.7: *Encoder* incremental Hohner 1024p.

#### 3.4.4 Banco de Cargas

Para que seja possível impor carga às máquinas de indução, é necessário que seja acoplada a armadura do gerador CC uma carga resistiva. Na plataforma desenvolvida, tem-se acesso a três conjuntos de cargas resistivas. Dois conjuntos de cargas são idênticos e formados por 16 resistores de  $500 \Omega$  com potência de  $8 kW$ . O outro conjunto de cargas é formado por 12 resistores de  $80 \Omega$  e possui potência de  $6 kW$ . A Figura 3.8 ilustra um banco de cargas resistivas presente na planta.

### 3.5 Resumo

Neste capítulo foram apresentados aspectos construtivos da plataforma física disponível. Apresentou-se uma visão geral do ambiente proposto. Foi detalhada a plataforma dSPACE DS1104 e seus componentes principais foram descritos. Aspectos construtivos do inversor pentafásico, assim como da instrumentação de corrente e o condicionamento de sinais foram detalhados. Apresentaram-se características nominais e parâmetros das máquinas elétricas da planta, assim como os componentes que fazem a medição de torque



Figura 3.8: Banco de cargas resistivas formado por 12 resistores de  $80 \Omega$ .

e velocidade. Por fim, descreveu-se os bancos de cargas resistivas utilizados como cargas para os geradores CC.

No próximo capítulo são descritos aspectos da implementação da biblioteca de ferramentas para MIT e MIP em MATLAB. É apresentado o ambiente de *software* Simulink e o *software* supervisor *ControlDesk*. Descreve-se o fluxo de projeto que utiliza as ferramentas propostas, demonstrando-se como é possível obter-se rapidamente um protótipo a partir de arquivos de simulação. Na sequência, detalha-se os blocos constituintes do *framework* proposto e sua implementação.

## 4 AMBIENTE DE SOFTWARE

O projeto de sistemas de controle é composto por diversas etapas que, dependendo do nível de complexidade vão desde a modelagem do sistema até a implementação em tempo real de um protótipo para validação. Com o advento de ferramentas de simulação como o MATLAB/Simulink<sup>®</sup> (MATHWORKS, ???), o Scilab (SCILAB, ???), entre outras, a tarefa de modelagem e simulação tornou-se muito mais rápida e intuitiva. Contudo, a tarefa de prototipação ainda dependia da formulação de um *hardware* específico e da programação do algoritmo de controle em um microprocessador ou afim. Em (HAFFNER, 1998), é proposta uma *toolbox* para uso em ambiente MATLAB/Simulink<sup>®</sup> com objetivo de modelar e simular o controle de MIT, facilitando desta forma o processo de aprendizagem do ferramental matemático e tornando mais confiáveis os resultados obtidos. Utilizando este ferramental, (SPILLER, 2001) expandiu a *toolbox* inicial para um *framework* de controle de MIT onde é possível, além da simulação, obter resultados práticos dos controles implementados em uma plataforma cujo *hardware* dedicado torna possível utilizar o código gerado diretamente do ambiente de simulação.

Partindo da proposta de (SPILLER, 2001), expandiu-se a ideia do ferramental, anteriormente desenvolvido apenas para MIT, para incluir ferramentas compatíveis de simulação e prototipação para máquinas de indução de 5 fases. Desta forma é possível além do desenvolvimento de novas estratégias de controle, o comparativo entre a eficácia destas atuando em MIT e em MIP. Criou-se um novo conjunto de ferramentas que trabalham integradas com a plataforma dSPACE DS1104 e permitem agilizar o processo de prototipagem. Também desenvolveu-se um mecanismo que permite a instalação e manutenção da biblioteca de maneira fácil, como detalhado no Apêndice A.

Neste capítulo serão apresentadas as ferramentas de *software* desenvolvidas para permitir rápida simulação e implementação prática de técnicas de controle e que funcionam integradas com a planta física descrita no capítulo 3. Na seção seguinte é apresentada uma visão geral do *software* MATLAB<sup>®</sup> e seu ambiente de simulação baseada em blocos, o Simulink. Na seção 4.2, apresenta-se o *framework* da plataforma dSPACE DS1104 para Simulink, assim como o *software* supervisor *ControlDesk* e suas funcionalidades como ferramenta de acesso em tempo real da plataforma DS1104. Na seção 4.3, é descrito o fluxo de projeto idealizado que utiliza o conjunto de ferramentas desenvolvidas, juntamente com os *softwares* MATLAB e *ControlDesk* para gerar aplicações de acionamento e controle de MI. Também são descritas as ferramentas desenvolvidas, assim como a organização da biblioteca. Por fim, na última seção, resume-se o que foi apresentado neste capítulo.

## 4.1 MATLAB/Simulink®

O MATLAB®, cujo nome deriva de *Matrix Laboratory*, é uma poderosa ferramenta de análise e simulação que provê linguagem de programação, biblioteca de funções matemáticas, ambiente e assistentes de desenvolvimento, ambiente gráfico e interfaces para programação em diversas linguagens, como linguagem C por exemplo. O Simulink é um ambiente integrado ao MATLAB usado para modelar, simular e analisar sistemas contínuos, discretos e híbridos. É composto por uma interface com usuário na qual é possível a criação de modelos por meio de “arrastar e largar” blocos com funções pré definidas. As bibliotecas, ou também chamadas de *toolboxes*, presentes no Simulink *browser*, são conjuntos de blocos que executam uma função específica. Estes blocos possuem entradas e saídas e podem ser interconectados de forma a gerar sistemas maiores. A Figura 4.1 ilustra o Simulink *browser*, onde é possível visualizar-se as bibliotecas e seus blocos constituintes.

O *Simulink Coder*, é um pacote integrado ao ambiente Simulink que provê geração de código C a partir do diagrama funcional estruturado em Simulink, possibilitando rápido desenvolvimento e prototipação do sistema proposto. Por meio de uma *toolbox* desenvolvido pela dSPACE® para o ambiente Simulink com *Simulink Coder*, é possível gerar-se executáveis para a plataforma DS1104 diretamente do ambiente de simulação. O biblioteca de ferramentas para plataforma DS1104 será abordada na subseção 4.2.

As disciplinas do curso de engenharia ligadas ao controle de sistemas dinâmicos têm em suas ementas aplicações práticas envolvendo estudo de controladores, plantas de sistemas físicos, etc. Para simulação destes processos, é extensivamente utilizado, em nível mundial, o ambiente de *software* MATLAB. Desta forma, considera-se o MATLAB como padrão de simulação e análise de sistemas dinâmicos lineares e não-lineares (FELIACHI, 1994). Por se tratar de uma ferramenta amplamente utilizada no ambiente acadêmico, é sensata a escolha deste *software* como base para o *framework* proposto.

## 4.2 Framework dSPACE® e ControlDesk®

Projetada para possibilitar rápido desenvolvimento e prototipação, a plataforma dSPACE® em conjunto com o *software Control Desk* permitem que algoritmos desenvolvidos em Simulink sejam compilados e rodem em tempo real. Desta forma, utilizando a *toolbox* de ferramentas disponível para o *hardware* DS1104 em Simulink, tem-se acesso transparente aos *drivers* do dispositivo sem que seja necessário projetar um *hardware* específico ou programar manualmente algum microprocessador (dSPACE, ???).

O *framework* para plataforma DS1104, disponível em Simulink como ilustra a Figura 4.2, contém blocos de acesso aos periféricos da placa. Desta forma, o acesso aos componentes descritos na seção 3.2 é dado por blocos com entradas e saídas similares aos blocos genéricos das bibliotecas padrões do Simulink *browser*. Para exemplificar o funcionamento dos blocos do *framework* da plataforma DS1104 toma-se um dos mais relevantes, o conversor AD, realçado na Figura 4.2. Para utilizar-se o conversor AD da plataforma basta arrastar-se o bloco para um novo modelo do ambiente Simulink e inserir um bloco para visualizar a variável, como um *scope* por exemplo. Ao executar-se a aplicação na plataforma DS1104 e aplicar-se uma entrada de tensão ao conversor AD dentro do intervalo deste que é de  $[-10\text{ V}, 10\text{ V}]$ , este valor será convertido para o intervalo  $[-1, 1]$  que pode ser adquirido em tempo real. Um tutorial apresentando o procedimento para compilação de aplicações em Simulink para dSPACE é apresentado no Apêndice B.

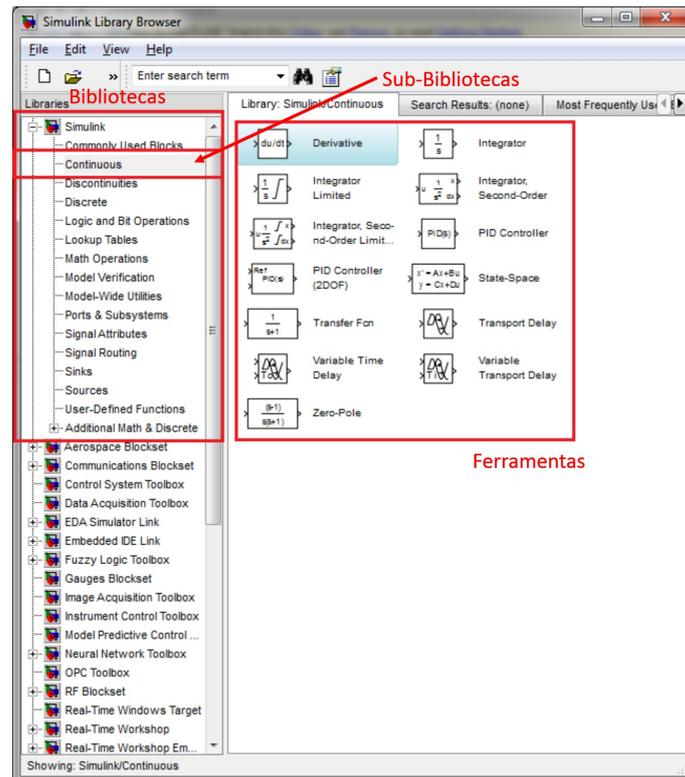


Figura 4.1: Conjunto de bibliotecas, sub-bibliotecas e ferramentas do Simulink *browser*.

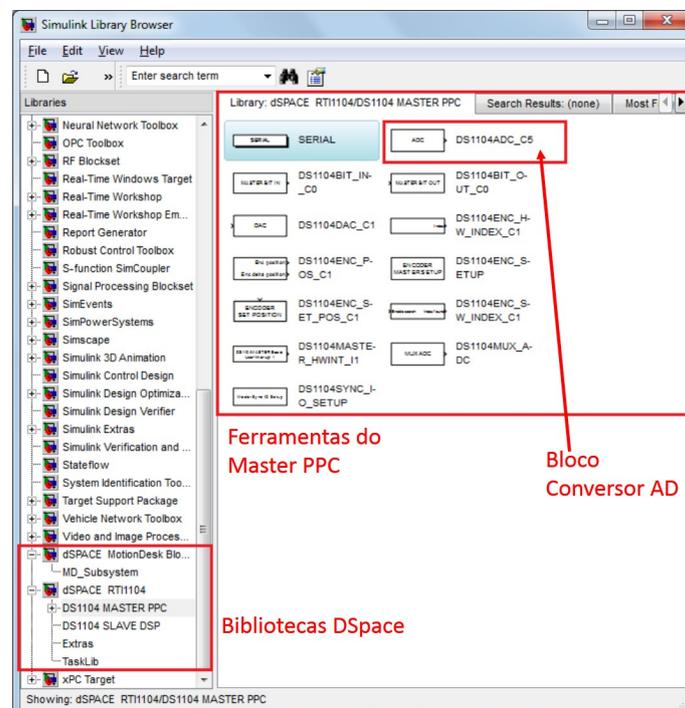


Figura 4.2: O *framework* para plataforma DS1104, disponível em Simulink.

O *software* supervisor ControlDesk é um aplicativo que permite carregar aplicações na plataforma DS1104, gerar arquivos de *layout* onde se pode acessar variáveis em tempo

real de execução tanto para leitura, geração de gráficos e armazenamento de sinais de velocidade, correntes e torque das máquinas, quanto para escrita, ou seja, modificação de parâmetros e ajuste de referência de controle. Este *software* também permite acesso em tempo real aos canais AD, DA e PWM disponíveis no *hardware* da DS1104, possibilitando assim que variáveis de interesse ligadas a estes canais sejam monitoradas em tempo de execução.

Descreve-se como utilizar o *software* ControlDesk para *load* de executáveis na plataforma DS1104, criação de painéis para acesso a variáveis de interesse, inclusão de variáveis em painéis e também execução em tempo real do algoritmo no Apêndice C. Cabe observar-se que o *framework* para plataforma DS1104 só ficará disponível no Simulink *browser* caso a *hardkey*, ou também chamado de *dongle* da dSPACE<sup>®</sup> esteja conectado ao PC. No caso do computador do laboratório LASCAR, optou-se por instalar o *dongle*, que é um dispositivo semelhante a um *pen drive*, internamente ao gabinete do PC do projeto de máquinas. Isto evita que esta *hardkey* se perca e mantém os blocos desenvolvidos e que utilizam componentes da DS1104 sempre disponíveis.

### 4.3 Biblioteca de Ferramentas

Objetivando-se integrar o ambiente físico descrito no capítulo anterior com ferramentas de *software* que possibilitem simulação e implementação de algoritmos de controle, criou-se uma biblioteca de ferramentas para ambiente Simulink que contempla ambas, MIT e MIP, possibilitando o trabalho de pesquisa tanto na máquina trifásica quanto na pentafásica.

Nesta seção descreve-se a biblioteca implementada. São apresentados o fluxo de projeto idealizado para o conjunto de ferramentas criado. Também são apresentados em detalhes os blocos constituintes do *framework* e sua função específica em cada etapa do fluxo de projeto.

#### 4.3.1 Fluxo de Projeto Utilizando a Biblioteca

A Figura 4.3 ilustra em nível de diagrama de blocos a proposta de integração entre simulação e prototipação. O usuário pode projetar e simular o controle proposto em ambiente Simulink e, uma vez validado em *software*, realizar a prototipação rápida dos controladores em *hardware* por meio dos blocos de tempo real, permitindo a fácil execução do algoritmo de controle na plataforma física.

Como pode-se visualizar na Figura 4.3, o fluxo de projeto idealizado com a utilização da biblioteca de ferramentas pode ser dividido em três etapas, descritas nos itens seguintes:

1. Simulação do desempenho do controle proposto em ambiente Simulink;
2. Mudança de ferramentas para permitir a compilação do algoritmo;
3. Prototipação do controle na planta física.

Para que seja possível de maneira rápida e intuitiva a execução das três etapas listadas anteriormente, a biblioteca é dividida em duas sub-bibliotecas, uma para MIT e outra para MIP, as quais possuem ferramental separado segundo a finalidade: simulação, controle e execução em tempo real. Basicamente, as ferramentas de simulação contêm os modelos das máquinas presentes na planta, isto é, modelo da MIT, MIP, inversores, placas de

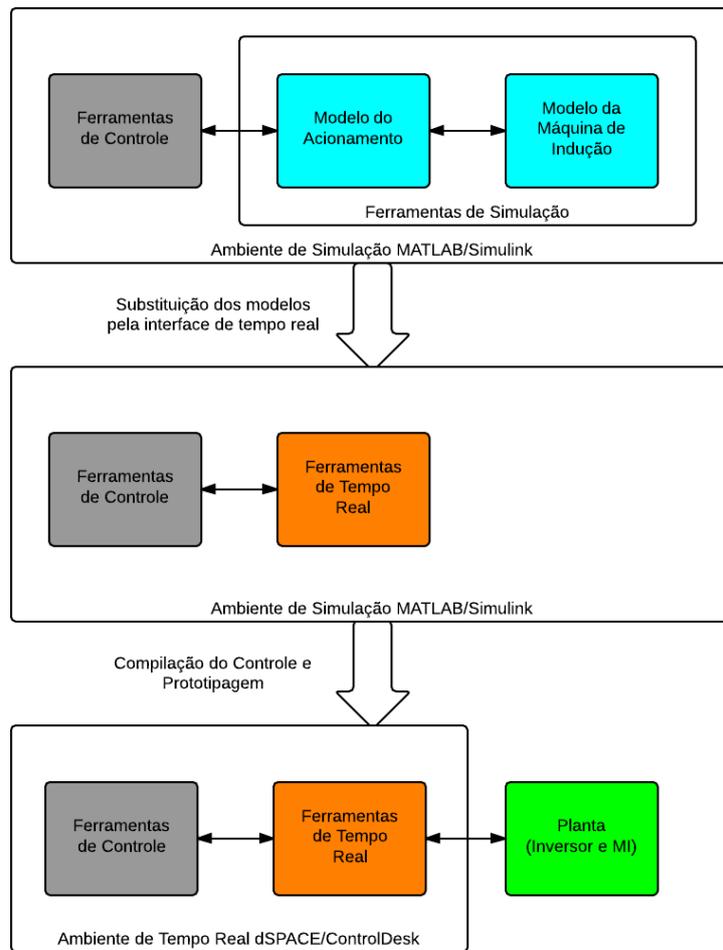


Figura 4.3: Fluxo do projeto e análise de controladores para MIT e MIP utilizando a biblioteca e a plataforma propostas.

aquisição e condicionamento. As ferramentas de controle possuem blocos com intuito de controlar-se velocidade ou fluxo da MI, sendo portanto compostos por blocos de orientação do campo, blocos de controle CRPWM, reguladores PI, entre outros. Por fim, as ferramentas de tempo real têm intuito de conectar o algoritmo de controle com a planta física, sendo compostas por ferramentas do *framework* da plataforma DS1104 juntamente com filtros e calibração.

A Figura 4.4 ilustra a estrutura das sub-bibliotecas e de seus respectivos conjuntos de ferramentas. Optou-se por utilizar também uma codificação em cores para ressaltar a função de cada bloco em específico. Desta forma, como se observa também na Figura 4.4, os blocos de coloração azul ciano são considerados ferramentas de simulação, os blocos de coloração cinza são considerados ferramentas de controle e, finalmente, os blocos de coloração laranja são considerados ferramentas de tempo real.

A Figura 4.5 ilustra a biblioteca de ferramentas instalada no Simulink *browser*. Na Figura observam-se as duas sub-bibliotecas, uma para MIT e outra para MIP. Também é possível visualizar-se o conjunto de ferramentas de controle dedicado para a sub-biblioteca de ferramentas da MIP. Para facilitar o processo de instalação da biblioteca desenvolvida em MATLAB, criou-se um *script* que executa os passos necessários para tal. O processo

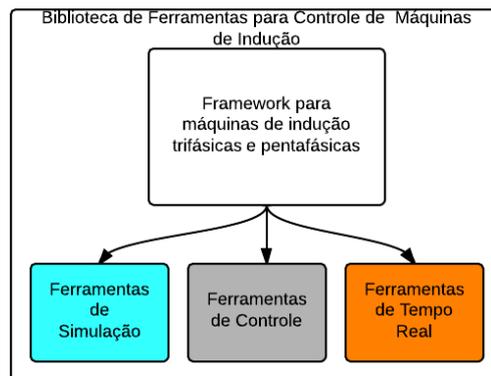


Figura 4.4: Subdivisões da biblioteca de ferramentas para controle de máquinas de indução.

de instalação é descrito no Apêndice A.

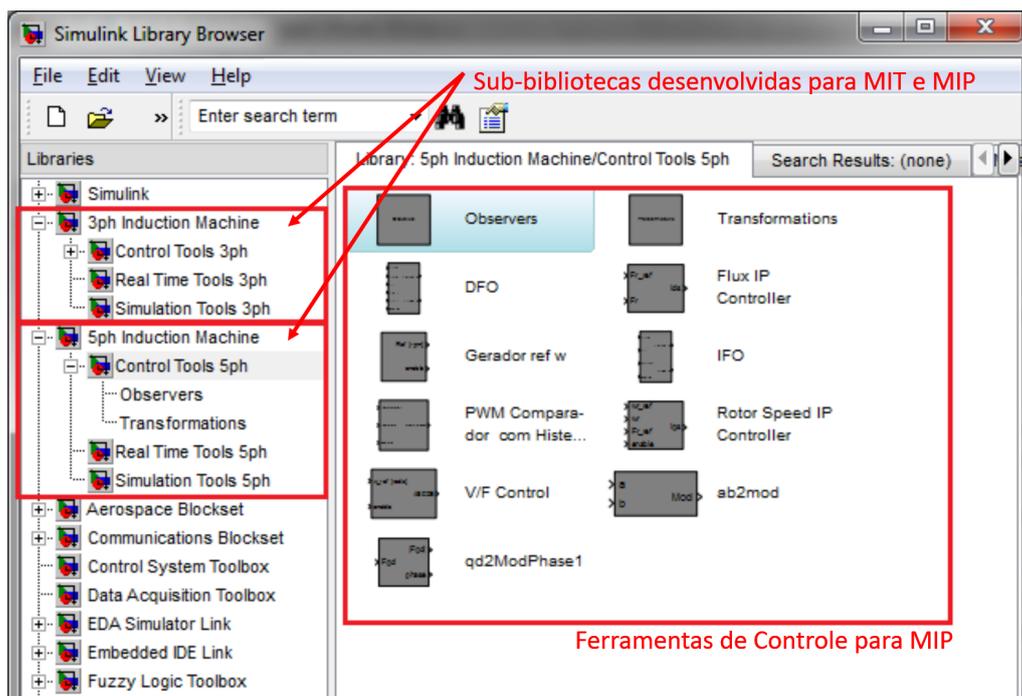


Figura 4.5: Biblioteca de ferramentas instalada no Simulink *browser*.

### 4.3.2 Ferramentas de Simulação

O conjunto de ferramentas de simulação inclui modelos para a MIT e MIP, modelos para os inversores de frequência que alimentam as MI, assim como modelos para as placas de sensoriamento de corrente, velocidade e torque das máquinas. Os modelos são baseados no contexto apresentado no capítulo 2. Os modelos das placas de sensoriamento são baseados nos *datasheets* dos dispositivos, validados e calibrados para representar os equipamentos reais.

Na sequência são descritos os blocos do conjunto de ferramentas de simulação, onde optou-se por descrever ferramentas para MIT e para MIP conjuntamente. Parte dos modelos para MIT foram desenvolvidos em (SPILLER, 2001; SCHARLAU, 2005), e serão rerepresentados aqui.

#### 4.3.2.1 Inversores

Os modelos de inversores trifásico e pentafásico, desenvolvidos conforme modelagem apresentada no capítulo 2, simulam o comportamento do conversor CC-CA que compõe a plataforma física. A entrada do bloco é composta por um vetor contendo os pulsos que ligam (valor 1), ou desligam (valor 0), a chave. A sequência dos sinais de entrada corresponde diretamente a chave acionada, onde a posição 1 do vetor de pulsos aciona a chave A. As saídas do bloco correspondem às tensões entre fase e neutro da máquina (que devem ser aplicadas ao modelo da MI), e também às tensões entre fase e centro do *link* CC. A Figura 4.6 ilustra os blocos dos inversores de três e cinco fases.

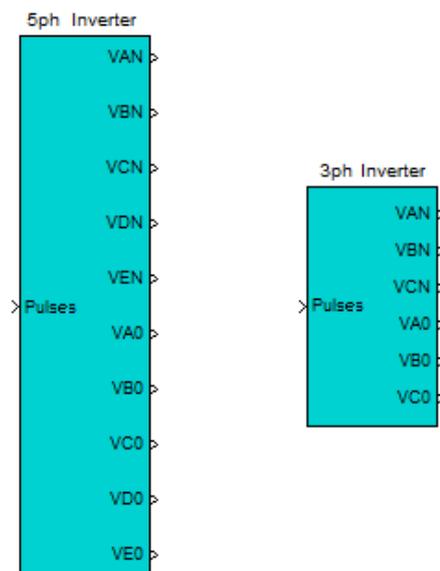


Figura 4.6: Ferramentas de Simulação. Modelos de inversores de 3 e 5 fases.

#### 4.3.2.2 SPWM

Os blocos que implementam o SPWM em simulação foram desenvolvidos de forma a transformar uma entrada normalizada em uma sequência de pulsos de acionamento das chaves do modelo do inversor. Desta forma, a entrada do bloco recebe um vetor de valores no intervalo de  $[0, 1]$ , correspondente a cada fase, e a saída irá representar este valor por meio da comparação com uma portadora triangular normalizada de frequência igual a  $22kHz$ . A Figura 4.7 ilustra os modelos de SPWM presentes nas ferramentas de simulação.



Figura 4.7: Ferramentas de Simulação. Modelos para SPWM de 3 e 5 fases.

#### 4.3.2.3 Máquinas de Indução

Os modelos de MIT e de MIP foram desenvolvidos conforme modelagem apresentada no capítulo 2 e simulam o comportamento das máquinas de indução presentes a planta. As entradas dos modelos da MI recebem as tensões entre fase e neutro da máquina (provenientes dos modelos dos inversores), e também recebem como entrada o torque de carga aplicado no eixo da MI. Como saídas dos modelos das MI são disponibilizadas as correntes do estator, o torque eletromagnético produzido pela máquina, a velocidade do rotor, os fluxos rotóricos direto e em quadratura e, para o modelo da MIP, são disponibilizados os torques eletromagnéticos individuais do harmônico fundamental e do 3º harmônico. A Figura 4.8 apresenta os modelos das MI presentes nas ferramentas de simulação.

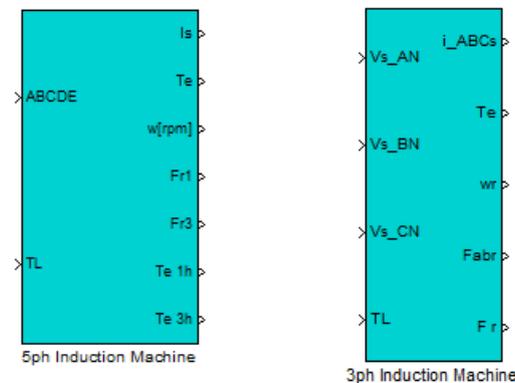


Figura 4.8: Ferramentas de Simulação. Modelos para MIT e MIP.

#### 4.3.2.4 Fonte de Tensão

Para agilizar o processo de simulação criaram-se alguns blocos que fornecem senoides de referência para acionamento das MI. Estes blocos geram senoides defasadas de  $\frac{2\pi}{3}$ , para o caso trifásico, e de  $\frac{2\pi}{5}$ , para o caso pentafásico. Pode-se configurar a amplitude e a frequência das senoides e, para o caso pentafásico, configurar-se a quantidade de terceiro harmônico a ser inserida. A Figura 4.9 ilustra os blocos que simulam fontes de tensão.

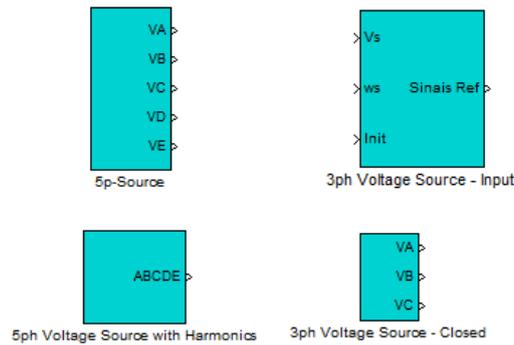


Figura 4.9: Ferramentas de Simulação. Modelos para fontes de tensão de 3 e 5 fases.

#### 4.3.2.5 Sensor de Corrente

Para simular-se com precisão a corrente das MI, é necessário a implementação de um bloco que simule o circuito de condicionamento das correntes. Levando-se em conta os dados do *datasheet* dos sensores Hall e, também o circuito desenvolvido para instrumentação da corrente que foi apresentado no capítulo 3, isto em conjunto com a filtragem aplicada em *software* das correntes, calculou-se a função de transferência do circuito de condicionamento das correntes, apresentada na Equação 4.1, onde  $I_{out}$  representa a corrente de fase do estator da MI na saída do bloco do sensor, e  $I_{in}$  representa a corrente de fase do estator da MI na entrada do bloco do sensor. Cabe observar que a função de transferência apresentada na Equação 4.1 representa um filtro de segunda ordem com ganho DC unitário e dois polos localizados na frequência de  $600Hz$ .

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{1,147 \cdot 10^7}{s^2 + 6800s + 1,147 \cdot 10^7} \quad (4.1)$$

Os blocos dos sensores de corrente implementam a função de transferência 4.1, e devem ser conectados à saída de corrente do modelo da MI para que então se tenha uma simulação mais apurada da corrente medida. A Figura 4.10 ilustra os modelos das placas de condicionamento dos sinais de corrente estáticas das MI.

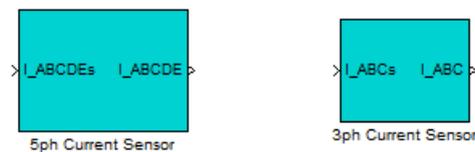


Figura 4.10: Ferramentas de Simulação. Modelos para sensores de corrente de 3 e 5 fases.

#### 4.3.2.6 Sensor de Velocidade

A leitura do sinal de velocidade na planta é realizada através de um *encoder* incremental, cuja frequência dos pulsos é convertida em velocidade por meio da filtragem do sinal

pulsado e inclusão de um ganho proporcional ao tempo de amostragem dos pulsos, como apresentado em (PETRELLA et al., 2007). Desta forma o modelo da sensor de velocidade é composto apenas por um filtro passa baixas com frequência de corte em  $100Hz$ , e por um gerador de ruído aleatório, do tipo gaussiano com média nula e desvio padrão unitário, que modela o ruído do sensor. A Figura 4.11 apresenta os modelos dos blocos sensores de velocidade.



Figura 4.11: Ferramentas de Simulação. Modelos para sensores de velocidade rotórica de MIT e MIP.

#### 4.3.2.7 Sensor de Torque

O bloco sensor de torque é composto por um filtro, o qual é aplicado ao sinal de torque proveniente do transdutor de torque HBM T22-100Nm. Este filtro é um passa baixas de primeira ordem, como descrito na Equação 4.2, onde  $\tau_{out}$  representa a torque eletromagnético da MI na saída do bloco do sensor, e  $\tau_{in}$  representa torque eletromagnético da MI na entrada do bloco do sensor.

$$\frac{\tau_{out}}{\tau_{in}} = \frac{628.3}{s + 628.3} \quad (4.2)$$

Como entrada o bloco deve receber a saída de torque do modelo da MI, e, como saída, este gera o sinal de torque da MI que simula o torque obtido em tempo real. Os blocos que modelam o sensor de torque são apresentados na Figura 4.12.

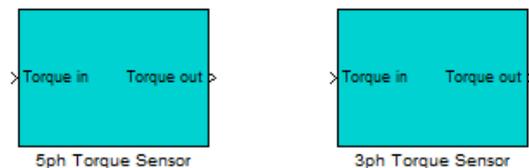


Figura 4.12: Ferramentas de Simulação. Modelos para sensores de torque de MIT e MIP.

### 4.3.3 Ferramentas de Controle

No conjunto de ferramentas de controle, encontram-se os blocos que constituem as transformações de coordenadas, os controladores proporcionais integrais para ajuste de fluxo e da velocidade, observadores de fluxo, entre outros, que serão utilizados tanto na simulação quanto na prototipagem do controle, ou seja, serão compilados juntamente

com os blocos de tempo real. São implementados o controle tensão frequência ( $V/f$ ), e os controles por orientação de campo direta e indireta. Existem blocos com observadores de fluxo modelos tensão, corrente e Gopinath, e blocos que implementam as transformações de Clarke e Park.

Na sequência são descritos os blocos do conjunto de ferramentas de controle, onde novamente optou-se por descrever ferramentas para MIT e para MIP conjuntamente.

#### 4.3.3.1 $V/f$

A ferramenta de controle  $V/f$  foi desenvolvida de forma a gerar sinais de referência de tensão onde a tensão é proporcional a frequência de referência, como descrito no capítulo 2. Foram desenvolvidos dois blocos de controle  $V/f$ , um para MIT e outro para MIP, com entradas e saídas descritas a seguir.

- Entradas:

- $\omega_{ref}$ : velocidade de referência em  $\frac{rad}{s}$ .
- *enable*: sinal binário que habilita ou não a saída do bloco.

- Saídas:

- *ABCDE* ou *ABC*: referência de tensão para cada fase do inversor (normalizada).

Os blocos de controle  $V/f$  foram desenvolvidos para que a saída possa ser conectada diretamente à ferramenta de simulação SPWM ou ainda diretamente à ferramenta de tempo real *Duty Cycle* para PWM. A Figura 4.13 ilustra os blocos de controle  $V/f$  para MIT e para MIP.

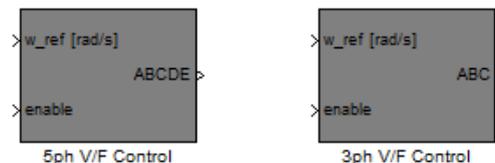


Figura 4.13: Ferramentas de Controle. Controle  $V/f$  para MIT e MIP.

#### 4.3.3.2 CRPWM

A ferramenta de controle CRPWM foi desenvolvida de forma a gerar sinais de acionamento das chaves do inversor conforme o estado do comparador por histerese, como descrito no capítulo 2. Foram desenvolvidos dois blocos de controle CRPWM, um para MIT e outro para MIP, com entradas e saídas descritas a seguir.

- Entradas:

- $I_{ABCDE_{ref}}$  ou  $I_{ABC_{ref}}$ : correntes estáticas de referência para o comparador por histerese.

- $I_{ABCDE}$  ou  $I_{ABC}$ : correntes estatóricas medidas da MI para o comparador por histerese.
  - *enable*: sinal binário que habilita ou não a saída do bloco.
- Saídas:
    - *SinaisPWM*: sinais para acionamento das chaves do inversor.

Os blocos de controle CRPWM foram desenvolvidos para que a saída possa ser conectada diretamente ao modelo do inversor ou ainda diretamente à ferramenta de tempo real *Duty Cycle* para PWM. A Figura 4.14 ilustra os blocos de controle CRPWM para MIT e para MIP.

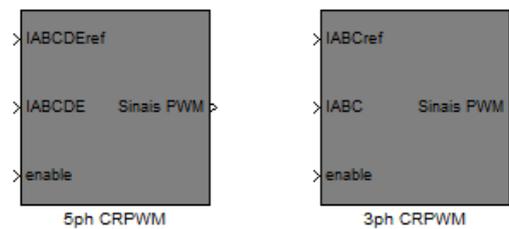


Figura 4.14: Ferramentas de Controle. Controle de corrente CRPWM trifásico e pentafásico.

#### 4.3.3.3 FOC

Como ferramentas de controle por orientação do campo, desenvolveram-se as técnicas IFO e DFO, descritas no capítulo 2. Estes blocos podem ser utilizados juntamente com os blocos reguladores de velocidade e fluxo para que seja implementado o controle em malha fechada nas MI. O bloco que implementa o IFO tem entradas e saídas descritas na sequência.

Ferramenta de controle **IFO**:

- Entradas:
  - $I_{qs}$ : corrente em quadratura do estator em coordenadas síncronas (controle da velocidade).
  - $F_r$ : módulo do fluxo rotórico de referência (fixo para o IFO).
  - $\omega_r$ : velocidade do rotor em RPM.
  - *enable*: sinal binário que habilita ou não a saída do bloco.
- Saídas:
  - $I_q$ : corrente em quadratura de referência em coordenadas estacionárias.
  - $I_d$ : corrente direta de referência em coordenadas estacionárias.

O bloco que implementa a técnica de controle DFO possui entradas e saídas como segue.

Ferramenta de controle **DFO**:

- Entradas:

- $I_{q_s}$ : corrente em quadratura do estator em coordenadas síncronas (controle da velocidade).
- $I_{d_s}$ : corrente direta do estator em coordenadas síncronas (controle de fluxo).
- $F_r$ : módulo do fluxo rotórico de referência (estimado).
- $F_q$ : fluxo rotórico em quadratura em coordenadas estacionárias (estimado).
- $F_d$ : fluxo rotórico direto em coordenadas estacionárias (estimado).
- *enable*: sinal binário que habilita ou não a saída do bloco.

- Saídas:

- $I_q$ : corrente em quadratura de referência em coordenadas estacionárias.
- $I_d$ : corrente direta de referência em coordenadas estacionárias.

Os blocos de controle FOC foram desenvolvidos para que a saída possa ser transformada de coordenadas em quadratura para coordenadas trifásicas ou pentafásicas, dependendo da MI sob controle, e então servirem de entrada para o bloco de controle CRPWM. A Figura 4.15 ilustra as ferramentas de controle IFO e DFO.

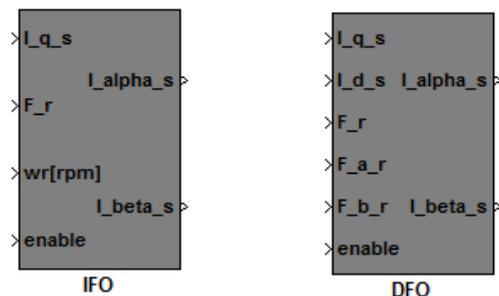


Figura 4.15: Ferramentas de Controle. Blocos IFO e DFO.

#### 4.3.3.4 Reguladores de Velocidade e Fluxo

Para possibilitar regulação da velocidade e do fluxo quando trabalhando-se com FOC, foram implementados blocos de controle PI, os quais têm seus ganhos proporcional e integral dados diretamente pela especificação do tempo de estabilização da variável controlada. O cálculo dos ganhos do regulador é baseado no modelo reduzido da MI sob FOC, como descrito no capítulo 2.

O bloco que implementa o regulador da velocidade possui entradas e saídas como segue.

**Regulador de velocidade:**

- Entradas:

- $\omega_{r_{ref}}$ : velocidade do rotor de referência em  $\frac{rad}{s}$ .
- $\omega_r$ : velocidade do rotor medida.

- $F_r$ : módulo do fluxo rotórico de referência.
  - *enable*: sinal binário que habilita ou não a saída do bloco.
- Saídas:
    - $I_{qs}$ : corrente em quadratura de referência em coordenadas síncronas.

O bloco que implementa o regulador do fluxo possui entradas e saídas como segue.

#### Regulador de fluxo:

- Entradas:
  - $F_{r_{ref}}$ : módulo do fluxo rotórico de referência em  $\frac{rad}{s}$ .
  - $F_r$ : módulo do fluxo rotórico estimado.
  - *enable*: sinal binário que habilita ou não a saída do bloco.
- Saídas:
  - $I_{ds}$ : corrente direta de referência em coordenadas síncronas.

Ambos os blocos de regulação foram desenvolvidos para que a saída possa ser conectada diretamente aos blocos de FOC, IFO ou DFO. A Figura 4.16 ilustra as ferramentas de controle IFO e DFO.

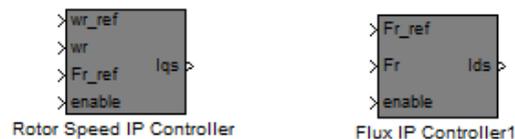


Figura 4.16: Ferramentas de Controle. Reguladores de velocidade e de fluxo.

#### 4.3.3.5 Transformações

Para auxiliar na tarefa de controle, criou-se uma sub-biblioteca de ferramentas de transformação, interna às ferramentas de controle. As ferramentas de transformações incluem transformações de referencial e de coordenadas e suas respectivas transformações inversas. A Figura 4.17 ilustra algumas das ferramentas de transformação disponíveis.

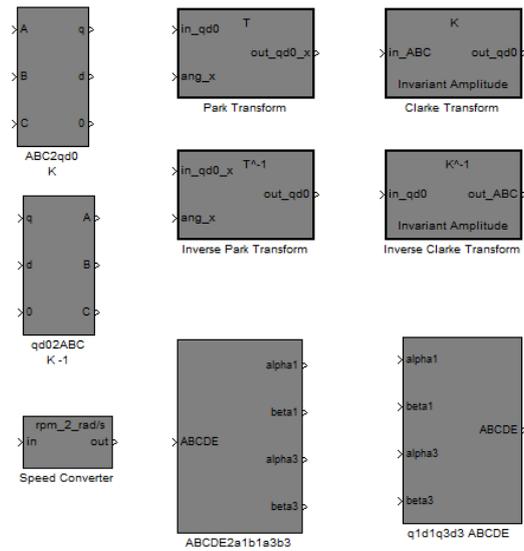


Figura 4.17: Ferramentas de Controle. Conjunto de ferramentas de transformação.

#### 4.3.3.6 Observadores

Para auxiliar na tarefa de controle utilizando a técnica DFO, criou-se uma sub-biblioteca de observadores de fluxo, interna às ferramentas de controle. Este conjunto de observadores é descrito em (HAFFNER, 1998; COUTINHO et al., 2007). A Figura 4.18 ilustra os observadores de fluxo disponíveis.

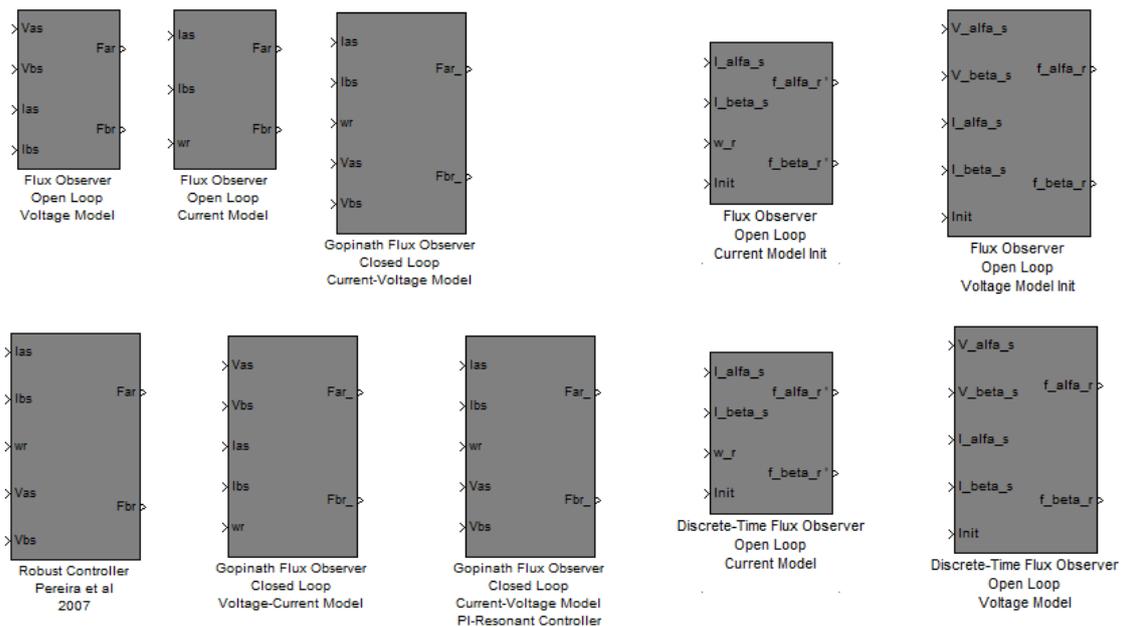


Figura 4.18: Ferramentas de Controle. Conjunto de observadores de fluxo.

#### 4.3.4 Ferramentas de Tempo Real

O conjunto de ferramentas de tempo real da biblioteca apresenta blocos que fazem a conexão entre o algoritmo de controle e a planta real. Estes blocos são vinculados ao *hardware* da plataforma dSPACE DS1104, sendo portanto necessário possuir este *hardware* específico para utilizá-los. Nestes blocos é feita a calibração dos sensores de velocidade, de corrente e de torque, de modo que a transição entre simulação e prototipação seja direta e sem a necessidade de blocos adicionais.

Na sequência são descritos os blocos do conjunto de ferramentas de tempo real, descrevendo-se conjuntamente as ferramentas para MIT e para MIP.

##### 4.3.4.1 Duty Cycle para PWM

As ferramentas de tempo real *Duty Cycle* para PWM, para MIT e para MIP, implementam o *link* entre o sinal normalizado de referência proveniente de blocos de controle para o PWM que será gerado para os *drivers* dos módulos IGBT do inversor pentafásico da planta. Estes blocos possuem internamente, além de blocos do *framework* da plataforma DS1104 que acessam o DSP para geração de PWM, blocos que realizam uma série de medidas de segurança para que não se enviem sinais errôneos para o inversor. Ao compilar-se uma aplicação para plataforma DS1104, este bloco fará o *link* entre o sinal de controle e a atuação PWM nos IGBTs da planta. As entradas destes blocos devem ser sinais no intervalo de  $[0, 1]$ , para cada fase, onde 0 representa conectar a chave do inversor real a  $-\frac{V_{cc}}{2}$ , 1 representa conectar a chave do inversor real a  $+\frac{V_{cc}}{2}$  e os valores intermediários são convertidos em um *duty cycle* correspondente. A frequência de chaveamento do PWM é fixada internamente à ferramenta *Duty Cycle* para PWM para o valor de  $22\text{ kHz}$ . A Figura 4.19 ilustra as ferramentas trifásica e pentafásica.

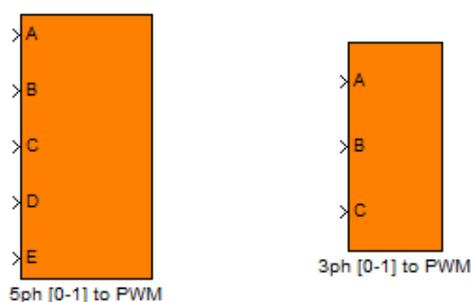


Figura 4.19: Ferramentas de Tempo Real. *Duty Cycle* para PWM trifásico e pentafásico.

##### 4.3.4.2 Sensor de Corrente

Os blocos de sensoriamento de corrente em tempo real são compostos pelos blocos conversores AD do *framework* da plataforma DS1104, juntamente com uma etapa de calibração que permite zerar o *offset* da corrente e aplicar o ganho dado pelo circuito de condicionamento para que a saída do bloco seja feita na unidade correta, isto é, em amperes. Ao compilar-se uma aplicação para a plataforma DS1104, a ferramenta de sensoriamento de corrente permite que se tenha acesso em tempo real às correntes de fase da MI. A Figura 4.20 ilustra as ferramentas trifásica e pentafásica.



Figura 4.20: Ferramentas de Tempo Real. Sensor de corrente trifásico e pentafásico.

#### 4.3.4.3 Sensor de Velocidade

Os blocos sensores de velocidade permitem acesso em tempo real à velocidade da MI. Estes são formados internamente pelo bloco de captura do *encoder* incremental, presente no *framework* da plataforma DS1104, juntamente com uma etapa de filtragem e condicionamento que permite obter-se diretamente a velocidade de MIT ou de MIP em RPM. As conexões físicas da planta foram tomadas de forma a manter o bloco do sensor trifásico relacionado com o *encoder* da MIT, o mesmo sendo feito para o sensor da MIP, permitindo acesso simultâneo a ambas medidas. A Figura 4.21 ilustra os blocos sensores de velocidade trifásico e pentafásico.



Figura 4.21: Ferramentas de Tempo Real. Sensor de velocidade trifásico e pentafásico.

#### 4.3.4.4 Sensor de Torque

Os blocos de sensoreamento de torque em tempo real são compostos pelos blocos conversores AD do *framework* da plataforma DS1104, juntamente com uma etapa de calibração que permite zerar o *offset* do transdutor de torque e aplicar o ganho dado pelo circuito de condicionamento para que a saída do bloco seja na unidade correta, isto é, em *N.m*. Ao compilar-se uma aplicação para a plataforma DS1104, a ferramenta de sensoreamento de torque permite que se tenha acesso em tempo real ao torque dinâmico do eixo da MI. A Figura 4.22 ilustra os blocos de sensoreamento do torque para MIT e MIP.

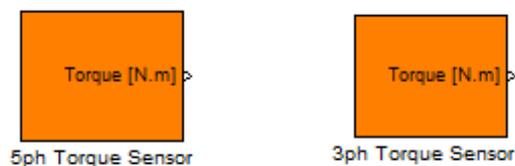


Figura 4.22: Ferramentas de Tempo Real. Sensor de torque de MIT e MIP.

## 4.4 Resumo

Neste capítulo foram apresentadas as ferramentas de *software* necessárias para que seja possível a criação de um ambiente integrado entre simulação e prototipação. Foram descritos os ambientes MATLAB e Simulink, o *framework* dSPACE e o supervisor ControlDesk. Apresentou-se a filosofia da biblioteca proposta, assim como o fluxo de projeto pretendido com a sua utilização. Por fim, descreveram-se os conjuntos de ferramentas desenvolvidas de simulação, controle e implementação em tempo real para MI de três e cinco fases.

No próximo capítulo será apresentada a validação a plataforma proposta, onde descreve-se a metodologia utilizada para avaliar os modelos presentes na biblioteca proposta, assim como validar as ferramentas de tempo real que permitem a integração entre simulação e prototipação. Serão apresentados dois cenários, um para MIT e outro para MIP, onde é criada uma aplicação em tempo real, adquirindo-se velocidade e correntes da máquina real e comparadas estas com as obtidas em simulação com os modelos presentes na biblioteca proposta. Exemplos de aplicações utilizando as ferramentas desenvolvidas são apresentados no capítulo 6.

## 5 VALIDAÇÃO DA PLATAFORMA

Neste capítulo é apresentada a metodologia utilizada na validação dos modelos inclusos na biblioteca de máquinas de indução. Para tal validação, foram implementados experimentos com objetivo de obter sinais de corrente e velocidade, tanto da MIT quanto da MIP, para posterior comparação com os valores de corrente e tensão simulados no ambiente proposto com os blocos apresentados no Capítulo 4.

### 5.1 Metodologia e Considerações Iniciais

Inicialmente criou-se um ambiente de tempo real utilizando as ferramentas de tempo real da biblioteca. Utilizou-se este ambiente para acionamento das MI em malha aberta. Acionou-se ambas as máquinas a vazio. Adquiriu-se os sinais de corrente das fases, velocidade do rotor e sinal de *enable* da referência de tensão, este último utilizado posteriormente para sincronismo entre a aplicação da referência nas máquinas e nos modelos simulados.

Criou-se então um ambiente de simulação utilizando as ferramentas de simulação da biblioteca. Este ambiente de simulação inclui modelos para todos os componentes existentes na planta que influem no modo de operação da MI. O conjunto de modelos utilizado conta com os modelos do gerador de PWM, do inversor de frequência, da MI, da placa de medição de corrente e do sensor de velocidade. Simulou-se a mesma entrada aplicada na máquina no ambiente de simulação, comparando-se ao final os sinais de corrente e de velocidade.

Cabe ressaltar que utilizou-se de blocos da biblioteca padrão do Simulink, além de blocos da biblioteca desenvolvida, com propósito de proteção, controle e também aquisição de variáveis, como descrito nos Apêndices B e C.

### 5.2 Validação da Biblioteca para MIT

A Figura 5.1 ilustra o ambiente de tempo real utilizado no acionamento da MIT, onde é possível visualizar o bloco responsável por gerar os sinais de tensão, o bloco que gera o PWM para o inversor, assim como os blocos que adquirem os sinais de corrente e de velocidade. Os parâmetros utilizados no ambiente para acionamento, assim como os aplicados na plataforma, estão descritos na Tabela 5.1.

De posse dos sinais de corrente, velocidade e *enable*, montou-se então o ambiente de simulação apresentado na Figura 5.2 e que representa o sistema sob validação. O sinal de *enable* obtido ao acionar a máquina é previamente armazenado como uma variável no *workspace* do MATLAB/Simulink<sup>®</sup> para que possa ser utilizado em simulação. Os

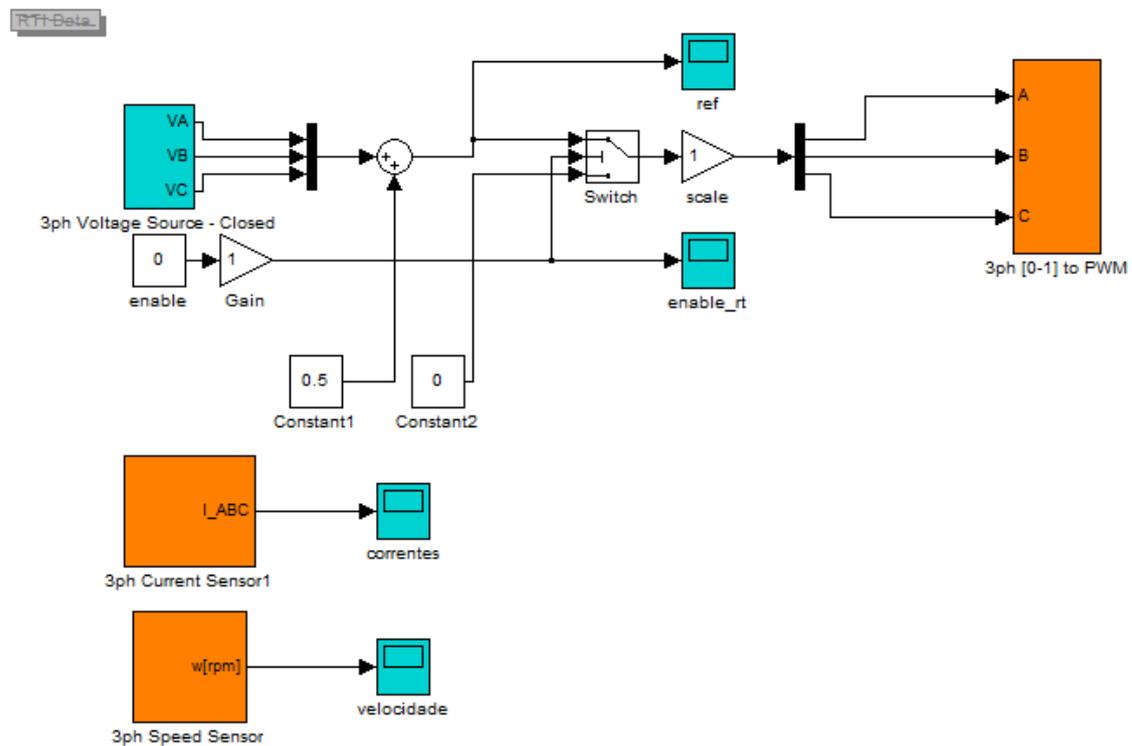


Figura 5.1: Ambiente de tempo real para acionamento da MIT.

parâmetros utilizados na simulação são apresentados na Tabela 5.2. Os parâmetros da MIT utilizados foram calculados em (HALL, 2011) e são apresentados no Anexo E.

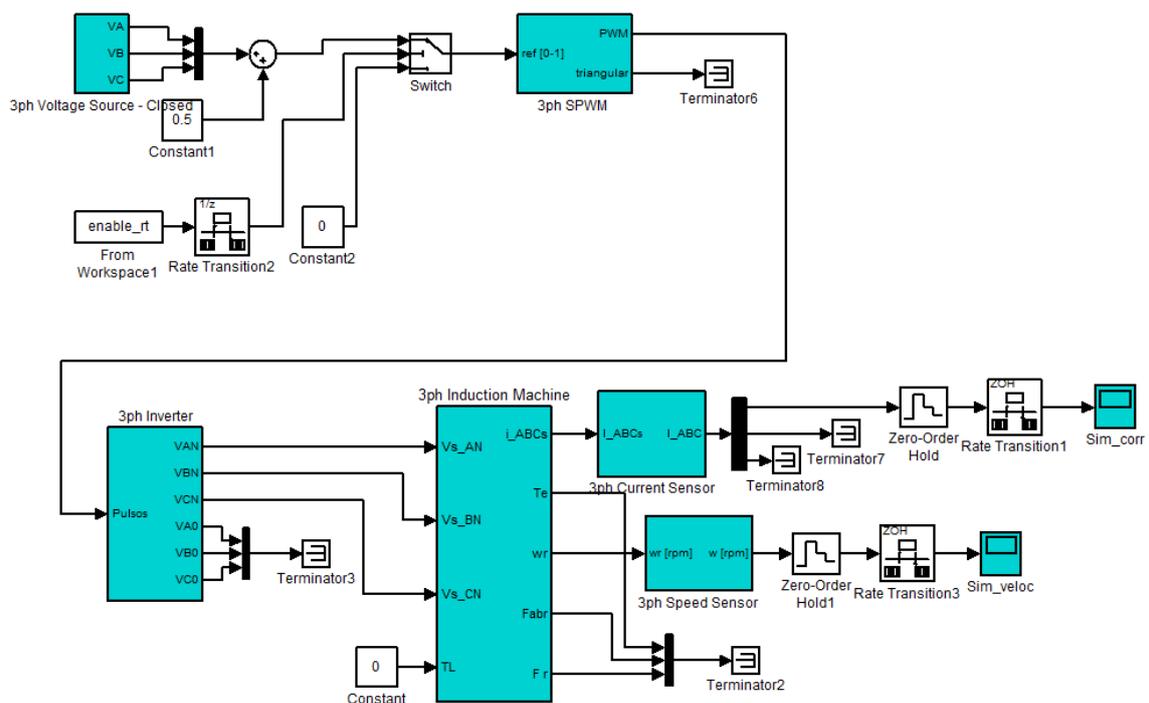


Figura 5.2: Ambiente de simulação da MIT.

Tabela 5.1: Parâmetros utilizados no acionamento da MIT.

Parâmetros	Descrição	Valor
$T_{srt}$	Passo do algoritmo	$200 \mu s$
$F_{PWM}$	Frequência do PWM	$22 KHz$
$V_{linkCC}$	Tensão do <i>link</i> CC	$200 V$

Tabela 5.2: Parâmetros utilizados no ambiente de simulação da MIT.

Parâmetros	Descrição	Valor
$T_s$	Passo da simulação	$5.55 \mu s$
$F_{PWM}$	Frequência do PWM (modelo)	$22 KHz$
$V_{linkCC}$	Tensão do <i>link</i> CC (modelo)	$200 V$

Aplicando-se a metodologia exposta anteriormente, obteve-se o resultado apresentado na Figura 5.3, onde pode-se observar o gráfico sobrepondo os sinais de corrente e de tensão reais aos simulados. As Figuras 5.4 e 5.5 apresentam, respectivamente, detalhes do resultado para a corrente no momento da partida da máquina e também em regime de trabalho. A Figura 5.6 representa o erro entre os sinais medido e simulado da velocidade da MIT. Calculando-se o erro médio percentual dos sinais medido e simulado da velocidade pela Equação 5.1, onde  $\omega_m$  representa o valor de velocidade medido e  $\omega_{sim}$  representa o valor de velocidade simulado, obtém-se o valor de erro percentual de 2,5022%.

$$\text{Erro} = \frac{100}{N} \cdot \sum_{i=1}^N \left\{ \frac{|\omega_m(i) - \omega_{sim}(i)|}{|\omega_m(i)|} \right\} \quad (5.1)$$

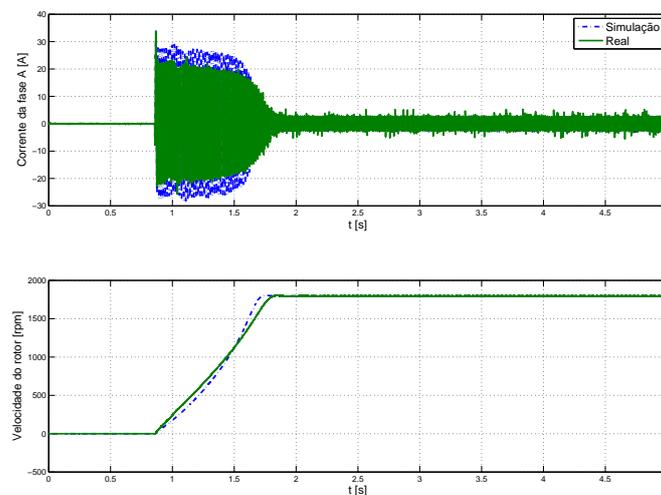


Figura 5.3: Corrente e velocidade da MIT, reais e simulados.

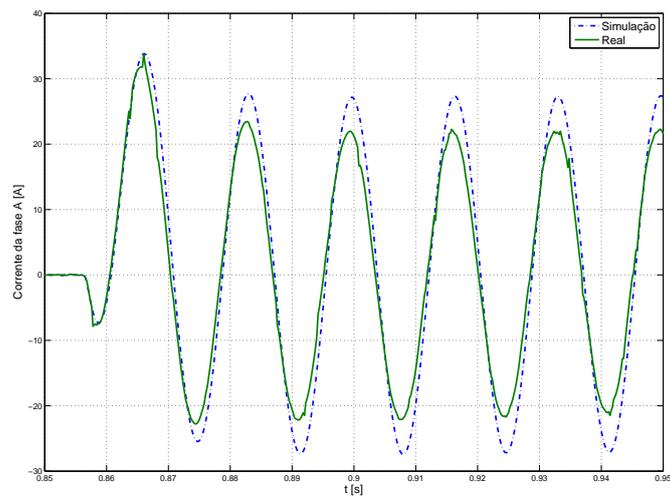


Figura 5.4: Corrente da MIT, detalhe da partida da máquina.

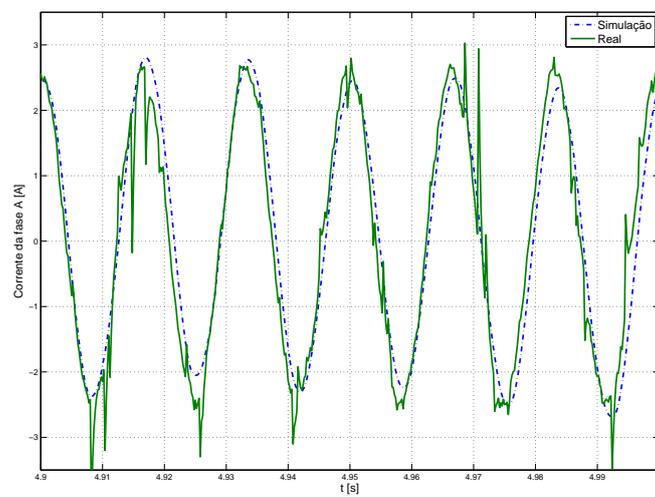


Figura 5.5: Corrente da MIT, detalhe da máquina em regime.

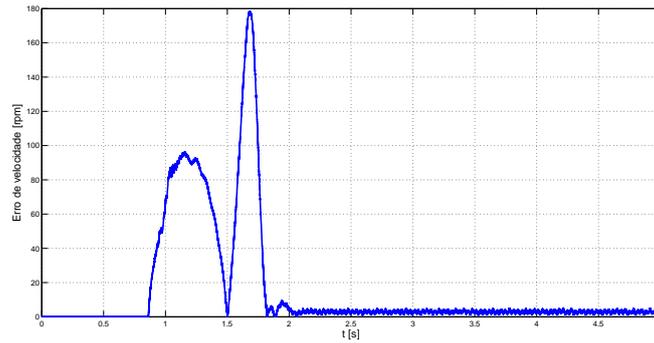


Figura 5.6: Erro entre a velocidade medida e simulada da MIT em RPM.

Observa-se que os valores de corrente simulados têm sua amplitude coerente com a real, o que é muito interessante quando projetando-se algoritmos de controle que minimizam a corrente estatórica da MI.

### 5.3 Validação da Biblioteca para MIP

De maneira similar ao feito para a MIT, a Figura 5.7 ilustra o ambiente de tempo real criado para o acionamento da MIP, onde é possível visualizar o bloco responsável por gerar os sinais de tensão, o bloco que gera o PWM para o inversor, assim como os blocos que adquirem os sinais de corrente e de velocidade. Os parâmetros utilizados no ambiente para acionamento, assim como os aplicados na plataforma, estão descritos na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Parâmetros utilizados no acionamento da MIP.

Parâmetros	Descrição	Valor
$T_{s_{rt}}$	Passo do algoritmo	200 $\mu s$
$F_{PWM}$	Frequência do PWM	22 KHz
$V_{linkCC}$	Tensão do <i>link</i> CC	200 V

Objetivando-se a validação do modelo da MIP, o qual inclui o efeito do 3º harmônico de entreferro, foram realizados testes com duas referências distintas, estas sendo:

- Referência senoidal sem inclusão de terceiro harmônico.
- Referência senoidal com inclusão de terceiro harmônico.

A porcentagem de terceiro harmônico adicionada a referência de tensão foi de 10%, como sugerido por (SCHARLAU et al., 2008). Em ambas as condições de imposição de terceiro harmônico adquiriu-se os sinais de corrente, velocidade e *enable*. Montou-se o ambiente de simulação apresentado na Figura 5.8, o qual representa o sistema sob validação utilizando as ferramentas de simulação da biblioteca. Os parâmetros utilizados na simulação são apresentados na Tabela 5.4. Os parâmetros da MIP utilizados são apresentados no Anexo E.

Tabela 5.4: Parâmetros utilizados no ambiente de simulação da MIP.

Parâmetros	Descrição	Valor
$T_s$	Passo da simulação	$2,2727 \mu s$
$F_{PWM}$	Frequência do PWM (modelo)	$22 KHz$
$V_{linkCC}$	Tensão do <i>link</i> CC (modelo)	$200 V$

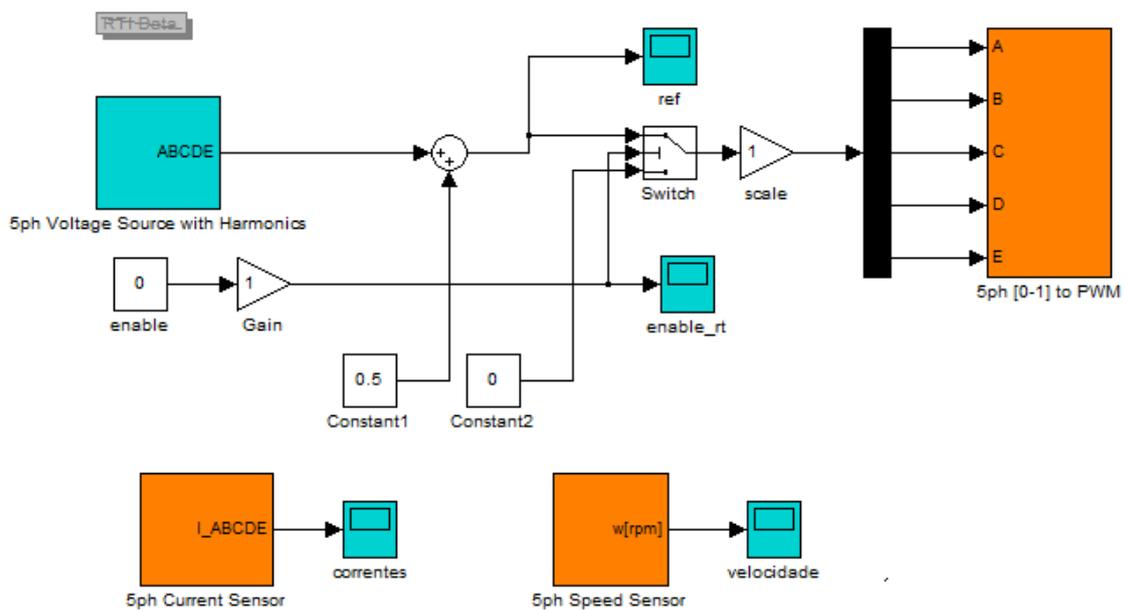


Figura 5.7: Ambiente de tempo real para acionamento da MIP.

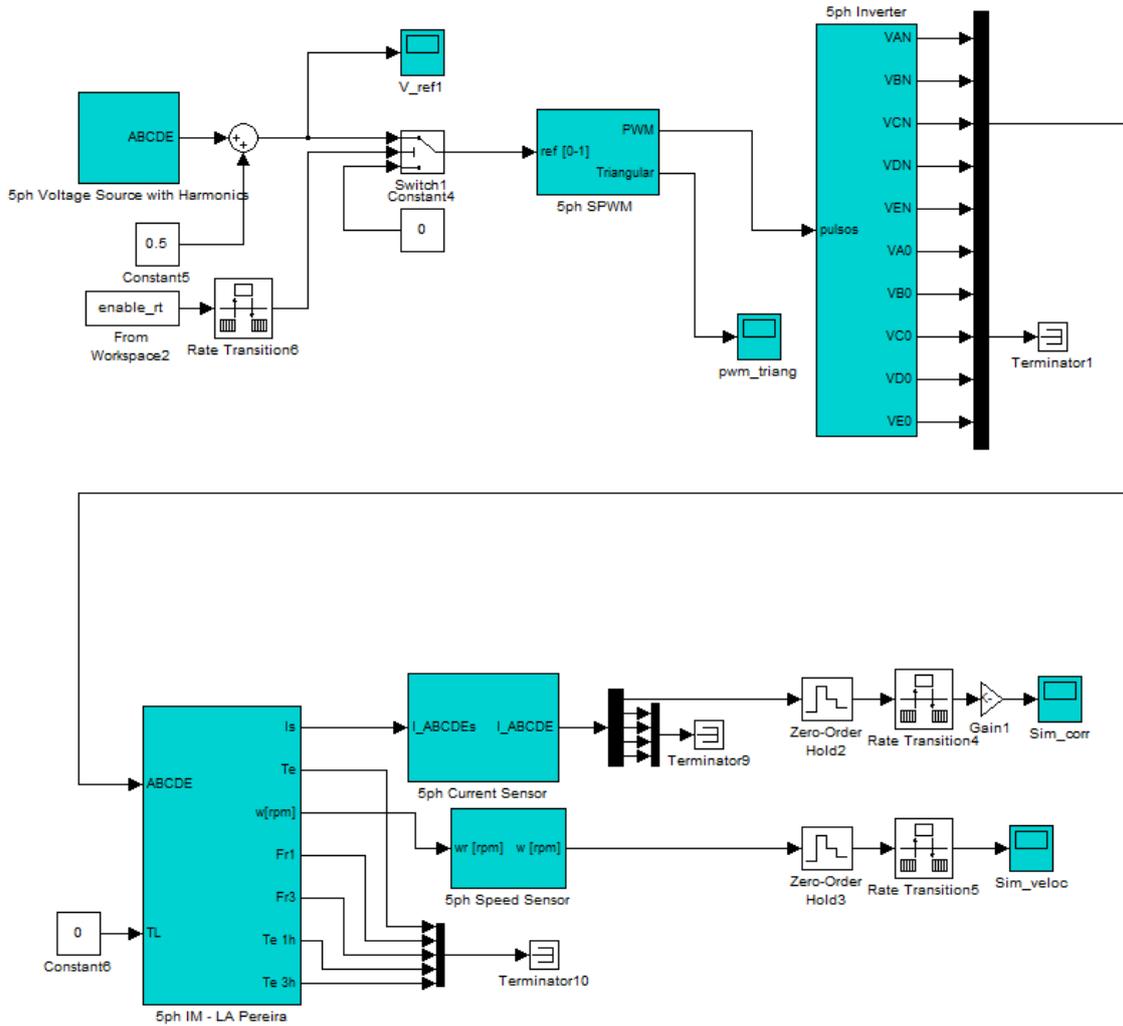


Figura 5.8: Ambiente para simulação da MIP.

Realizando-se a validação dos modelos da biblioteca de MIP, primeiramente para o caso sem imposição de terceiro harmônico, obteve-se o resultado apresentado na Figura 5.9, onde pode-se observar o gráfico sobrepondo os sinais de corrente e de tensão reais aos simulados. As Figuras 5.10 e 5.11 apresentam, respectivamente, detalhes da corrente da MIP no momento da partida da máquina e em regime de trabalho. A Figura 5.12 representa o erro entre os sinais medido e simulado da velocidade da MIP. Calculando-se o erro médio percentual dos sinais simulado e medido de velocidade pela Equação 5.1, obtém-se o valor de erro percentual de 0.928%.

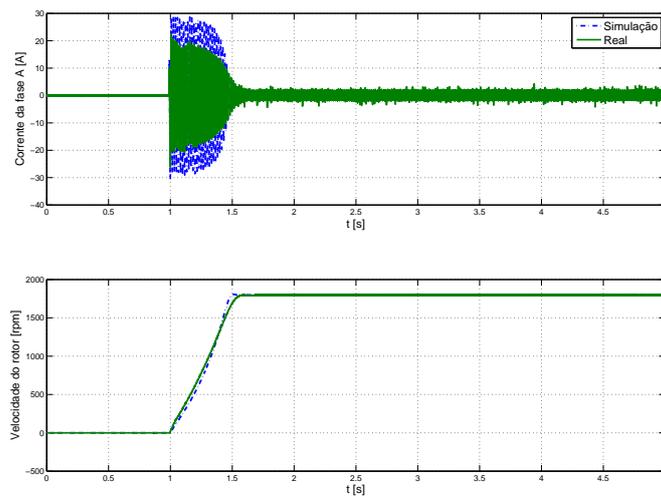


Figura 5.9: Corrente e velocidade da MIP, reais e simulados, sem imposição de 3<sup>o</sup> harmônico.

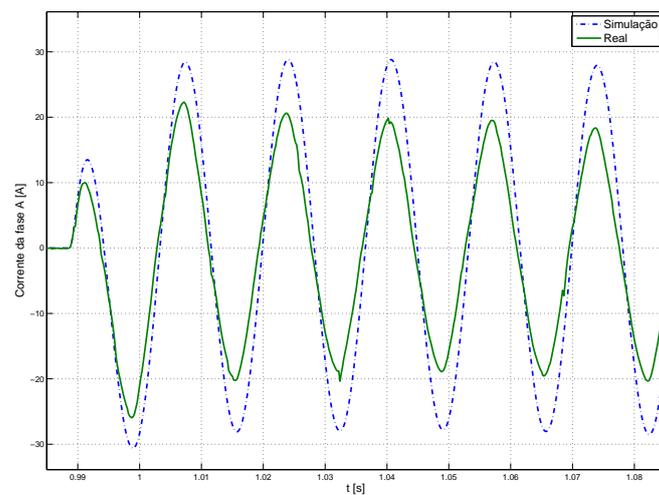


Figura 5.10: Corrente da MIP sem imposição de 3<sup>o</sup> harmônico, detalhe da partida da máquina.

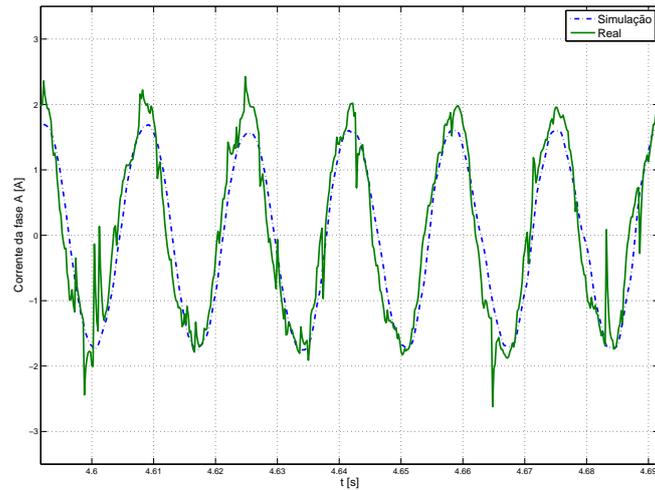


Figura 5.11: Corrente da MIP sem imposição de 3º harmônico, detalhe da máquina em regime.

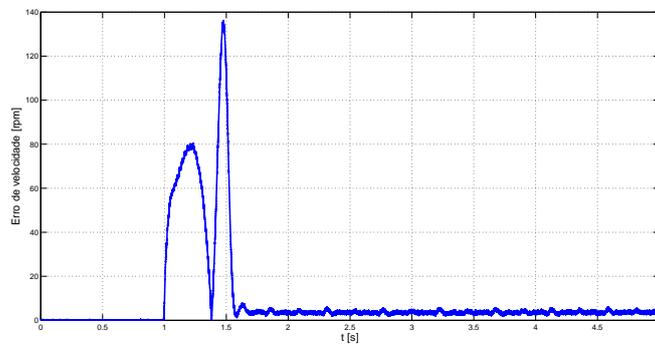


Figura 5.12: Erro entre a velocidade medida e simulada da MIP em RPM.

Realizando-se a validação, agora para o caso com imposição de terceiro harmônico, obteve-se o resultado apresentado na Figura 5.13, onde pode-se observar o gráfico sobrepondo os sinais de corrente e de tensão reais aos simulados. As Figuras 5.14 e 5.15 apresentam, respectivamente, detalhes do resultado no momento da partida da máquina e em regime de trabalho. A Figura 5.16 representa o erro entre os sinais medido e simulado da velocidade da MIP, agora com inclusão de terceiro harmônico na tensão imposta na MI. Calculando-se o erro médio percentual dos sinais simulado e medido de velocidade pela Equação 5.1, obtém-se o valor de erro percentual de 0,51%.

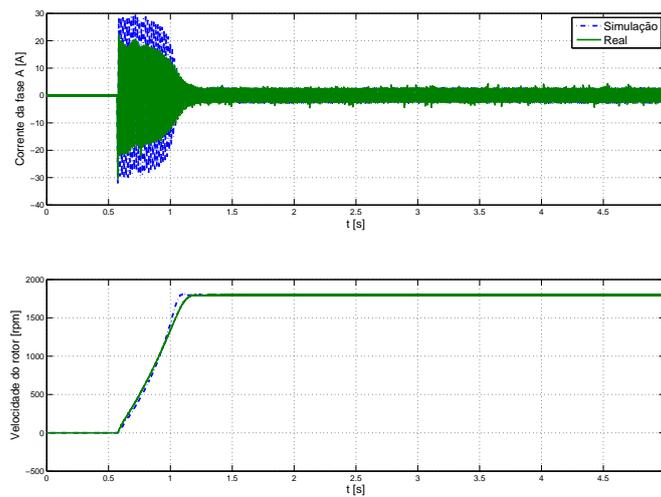


Figura 5.13: Corrente e velocidade da MIP, reais e simulados, com imposição de 10% de 3<sup>o</sup> harmônico.

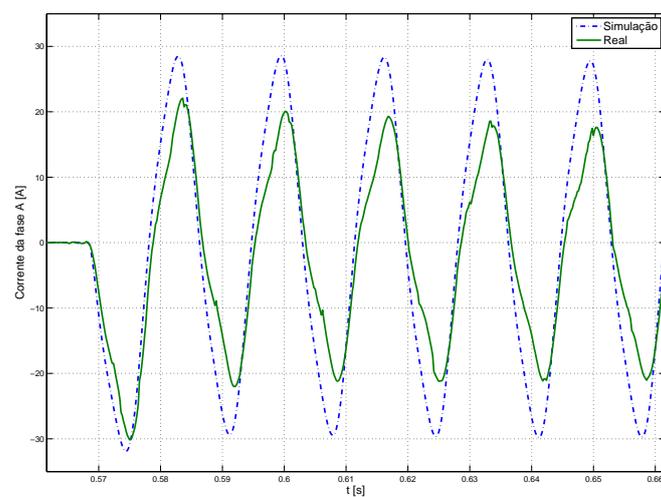


Figura 5.14: Corrente da MIP com imposição de 10% de 3<sup>o</sup> harmônico, detalhe da partida da máquina.

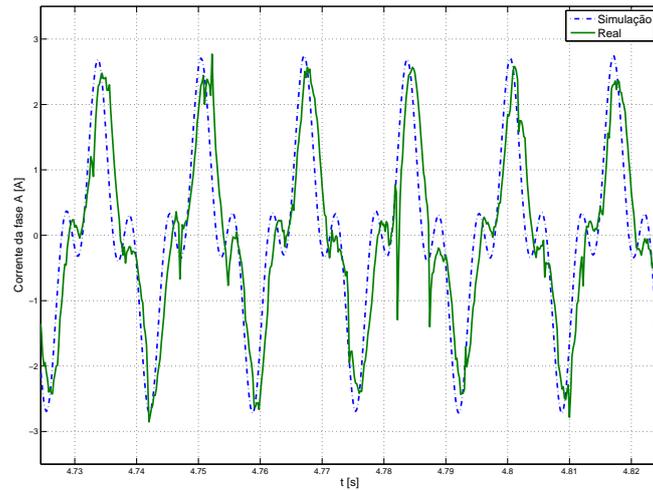


Figura 5.15: Corrente da MIP, reais e simulados, com imposição de 10% de 3º harmônico, detalhe da máquina em regime.

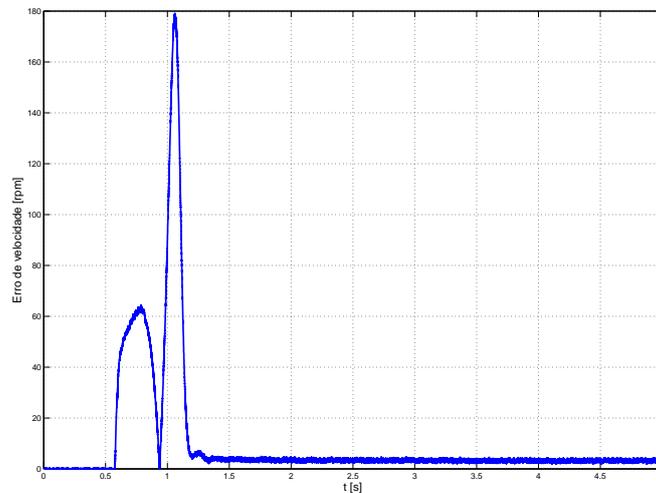


Figura 5.16: Erro entre a velocidade medida e simulada da MIP, com imposição de 10% de 3º harmônico, em RPM.

## 5.4 Resumo

Neste capítulo apresentou-se a metodologia utilizada e os resultados obtidos no processo de validação dos modelos inclusos na biblioteca de máquinas de indução. Obteve-se êxito na validação das MI com os parâmetros utilizados, demonstrando a aplicabilidade destes modelos e do conjunto de parâmetros para simulação de MIT e de MIP, podendo-se ainda modelar efeitos do terceiro harmônico de entreferro da MIP. Os modelos de inversores e de placas de aquisição estão condizentes com os equipamentos reais. A validação

destes componentes permite utilizar-se os modelos presentes na biblioteca com segurança de que os parâmetros utilizados representam os equipamentos reais presentes na planta.

No próximo capítulo serão exploradas técnicas de controle de MIT e de MIP, enfatizando resultados obtidos com a utilização dos blocos de controle presentes na biblioteca. Serão apresentados resultados da aplicação das técnicas de controle V/f em malha aberta, IFO e DFO em malha fechada.

## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Buscando-se exemplificar de maneira ampla a aplicabilidade da plataforma proposta no controle de MI, criou-se um leque de experimentos que consiste na aplicação de diferentes técnicas de controle para ambas as MI presentes na planta, ou seja, para a MIT e para a MIP. Em todos os experimentos as técnicas aplicadas buscam controlar a velocidade da MI em questão. Buscou-se exemplificar a totalidade das técnicas de controle apresentadas no capítulo 2, as quais incluem o controle escalar  $V/f$  e o controle FOC por orientação indireta (IFO) e direta (DFO).

Em todos os ensaios inicialmente foi criado um ambiente de simulação em MATLAB, o qual utiliza as ferramentas de simulação e as ferramentas de controle apresentadas no capítulo 4. Este ambiente de simulação é utilizado para avaliar o desempenho do controle e também a amplitude das correntes da máquina sob controle. Dado por satisfatório o controle em ambiente de simulação, criou-se um ambiente de tempo real diretamente a partir do ambiente de simulação. Isto é feito diretamente pela cópia dos blocos de controle utilizados no ambiente de simulação, e pela substituição das ferramentas de simulação pelas ferramentas de tempo real. Por fim, uma vez criado o ambiente de tempo real, compila-se o algoritmo e executa-se o controle na planta real segundo o procedimento apresentado nos Apêndices B e C.

Cabe ressaltar que o processo de criação do ambiente de tempo real a partir do ambiente de simulação torna-se direto uma vez que as ferramentas de tempo real aceitam as mesmas entradas aplicadas às ferramentas de simulação. Este ponto atende outro objetivo principal do trabalho que é formar uma plataforma integrada de rápida simulação, validação e prototipação.

Na seção seguinte é apresentada a metodologia empregada nos ensaios e as considerações feitas na aquisição dos resultados experimentais. Na seção 6.2, são apresentados ensaios do controle de velocidade utilizando a técnica  $V/f$ , em malha aberta, aplicado na MIT e também aplicado a MIP. Na seção 6.3, são apresentados resultados da utilização das técnicas de controle por orientação do campo IFO e DFO para MIT e MIP.

### 6.1 Metodologia e Considerações Iniciais

Buscando-se avaliar a aplicabilidade das ferramentas de controle disponibilizadas na biblioteca e também a qualidade do algoritmo gerado ao compilar-se a aplicação com o uso do Simulink *Coder* para a plataforma dSPACE DS1104, formulou-se a seguinte metodologia de testes:

1. Criar em Simulink um ambiente de simulação do controle de velocidade de uma MI, onde sejam utilizadas as ferramentas de controle e de simulação da biblioteca

proposta;

2. Otimizar os controles para seguimento de uma referência de velocidade padrão, determinada para todos os ensaios;
3. Criar um ambiente de tempo real a partir do ambiente de simulação utilizando exatamente os mesmos blocos de controle, e substituindo-se as ferramentas de simulação por ferramentas de tempo real equivalentes, da biblioteca proposta;
4. Compilar o algoritmo e executar-se a aplicação na planta real;
5. Verificar o seguimento da referência de velocidade estabelecida.

Algumas considerações são tomadas para execução de todos os ensaios objetivando manter justas as comparações. Primeiramente é adotada a mesma referência de velocidade para todos os testes, ilustrada na Figura 6.1. Esta referência é constante por partes e inclui os níveis de velocidade de  $[300, 500, 800, 1000, 1700]$   $RPM$ , divididos em um intervalo de tempo de  $40$   $s$ . Admitiu-se por precaução uma taxa máxima de variação da velocidade de  $900 \frac{RPM}{s}$ .

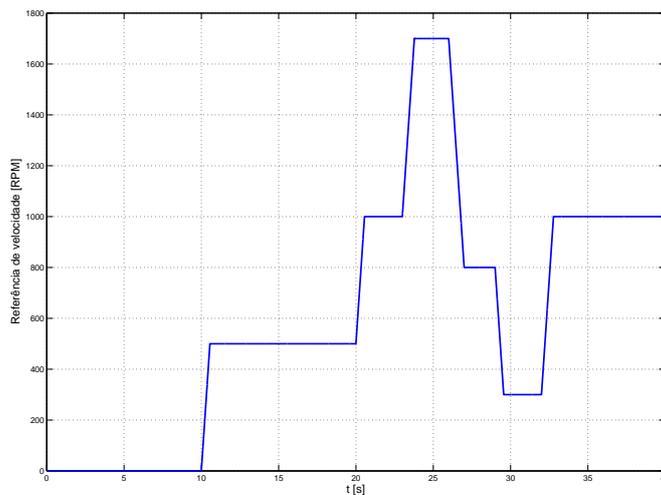


Figura 6.1: Referência de velocidade padrão para os experimentos, em RPM.

Como carga utilizou-se a MCC, funcionando como gerador, com sua armadura acoplada a uma carga resistiva de  $16\Omega$ . Ajustou-se a corrente de campo da MCC para que, quando funcionando na velocidade nominal, fosse obtida na carga uma tensão de aproximadamente  $180$   $V$ , apresentando assim uma potência na carga de aproximadamente  $2025W$ .

Em cada um dos ensaios avaliou-se o gráfico de velocidade medida e simulada da MI frente a referência imposta ao controle. Também foi analisado e ilustrado o erro no seguimento da velocidade, erro este um vetor de dados calculado segundo a Equação 6.1, onde  $\omega_{mes}$  é o vetor de dados com a velocidade medida da máquina e  $\omega_{ref}$  representa o vetor de dados da referência de velocidade sendo imposta ao controle.

$$\text{Erro Seguimento} = \omega_{\text{mes}} - \omega_{\text{ref}} [RPM] \quad (6.1)$$

Para o algoritmo de controle fixaram-se os parâmetros apresentados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1: Parâmetros fixos utilizados nos algoritmos de controle.

Parâmetros	Descrição	Valor
$T_{srt}$	Passo do algoritmo	$200 \mu s$
$F_{PWM}$	Frequência do PWM	$22 KHz$

## 6.2 Controle Escalar

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos na utilização da técnica de controle escalar  $V/f$ , em malha aberta, para a MIT e também para a MIP.

### 6.2.1 Controle V/f Aplicado a MIT

Seguindo-se a metodologia apresentada na seção 6.1, criou-se inicialmente o ambiente de simulação utilizando as ferramentas de controle e de simulação da biblioteca, o qual é apresentado na Figura 6.2. Após ajuste do controle  $V/f$  para regular a velocidade da MIT em simulação, criou-se o ambiente de tempo real apresentado na Figura 6.3, que utiliza exatamente o mesmo controle do ambiente de simulação da Figura 6.2.



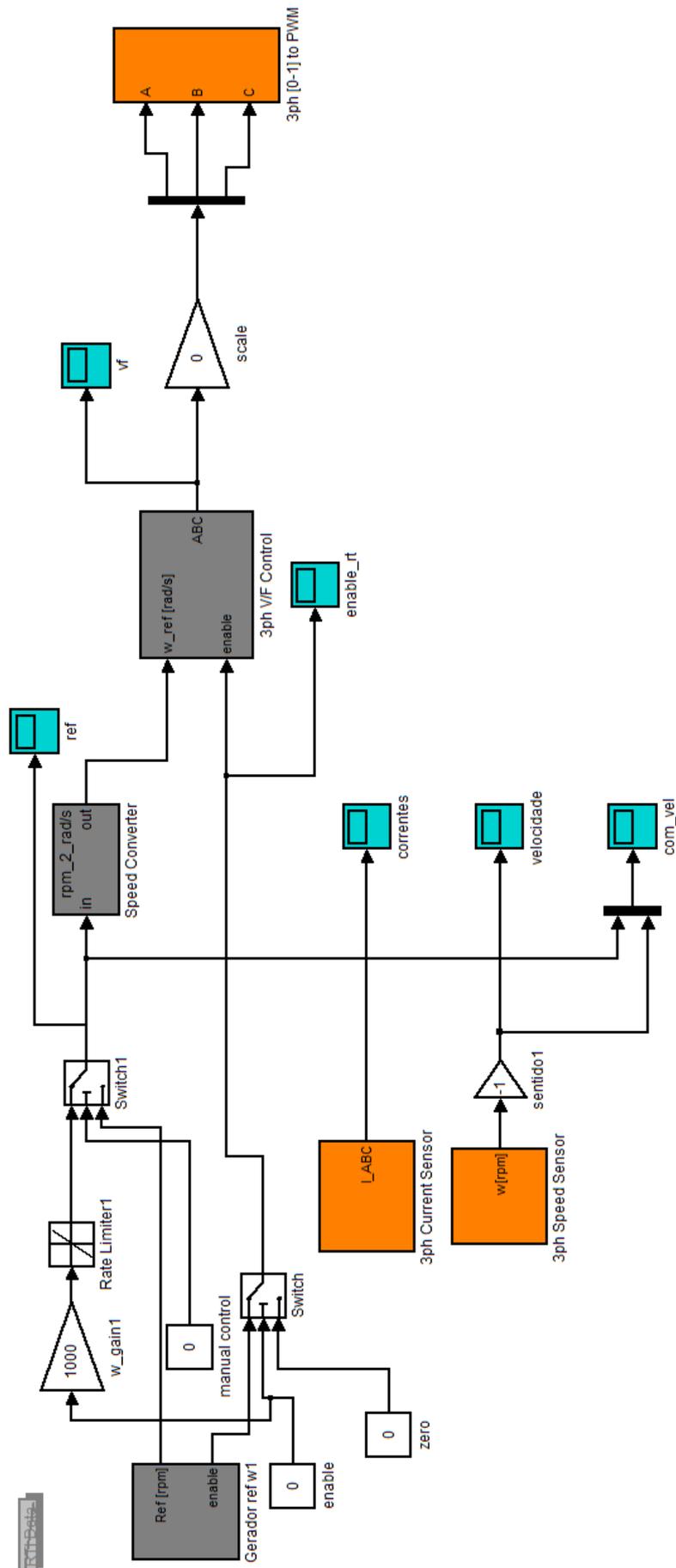


Figura 6.3: Ambiente de tempo real. Controle  $V/f$  aplicado a MIT.

Compilando-se o ambiente de tempo real da Figura 6.3, e executando-se o algoritmo de controle na plataforma obtiveram-se os sinais da referência de velocidade e da velocidade real da MI. A Figura 6.4 ilustra o comparativo entre a referência e a velocidade real e simulada da MIT. A Figura 6.5 apresenta o gráfico do erro no seguimento da referência segundo a Equação 6.1.

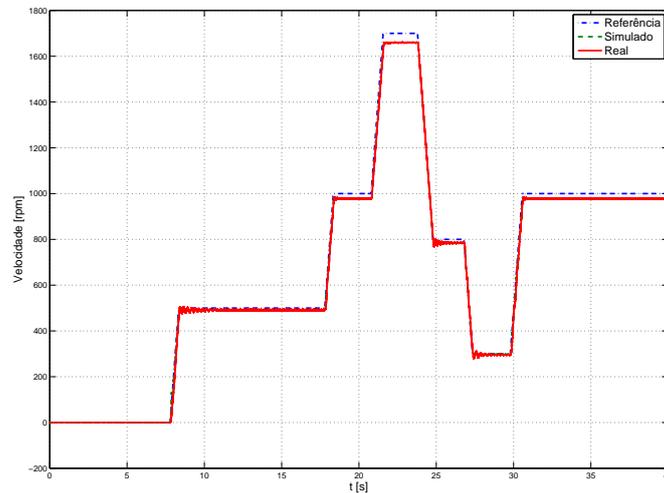


Figura 6.4: Referência, velocidade medida e velocidade simulada, em RPM. Controle  $V/f$  aplicado a MIT.

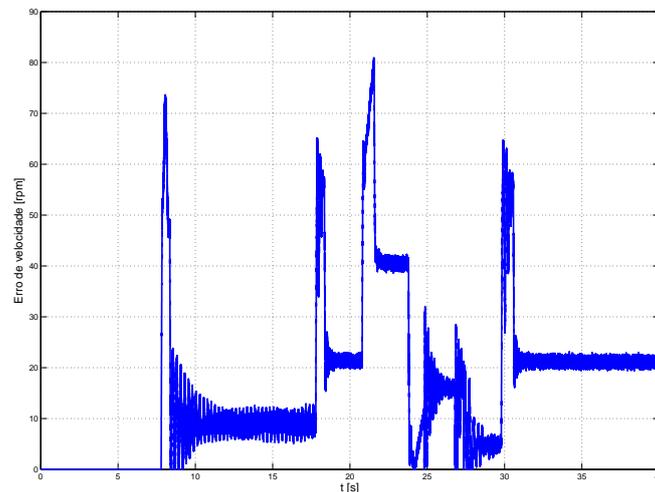


Figura 6.5: Erro no seguimento da referência de velocidade, em RPM. Controle  $V/f$  aplicado a MIT.

## 6.2.2 Controle $V/f$ Aplicado a MIP

Seguindo-se novamente a metodologia apresentada na seção 6.1, criou-se o ambiente de simulação apresentado na Figura 6.6. Após ajuste do controle  $V/f$ , desta vez para

regular a velocidade da MIP, em simulação, criou-se o ambiente de tempo real apresentado na Figura 6.7, que utiliza exatamente o mesmo controle do ambiente de simulação da Figura 6.6.

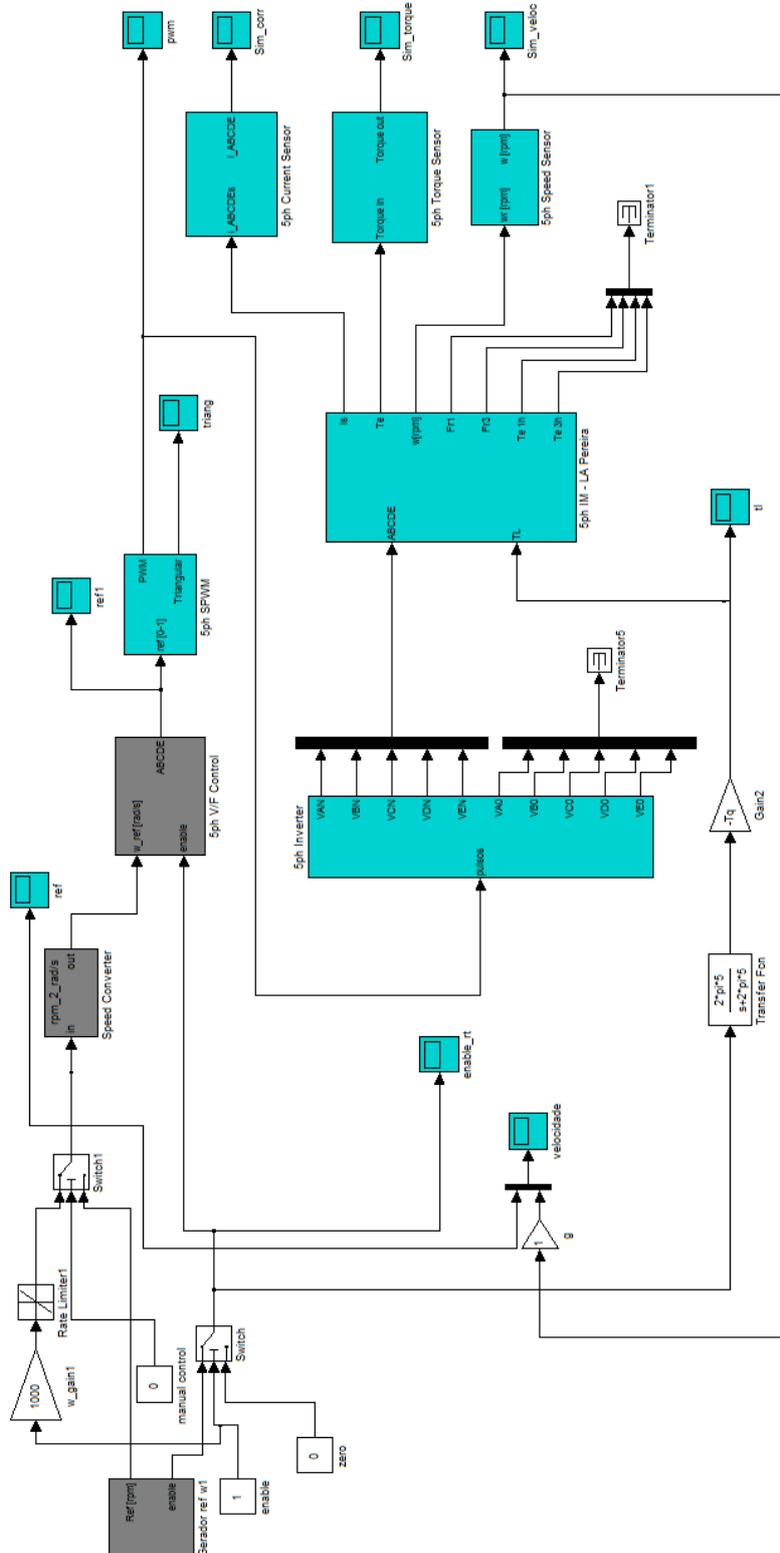


Figura 6.6: Ambiente de simulação. Controle V/f aplicado a MIP.

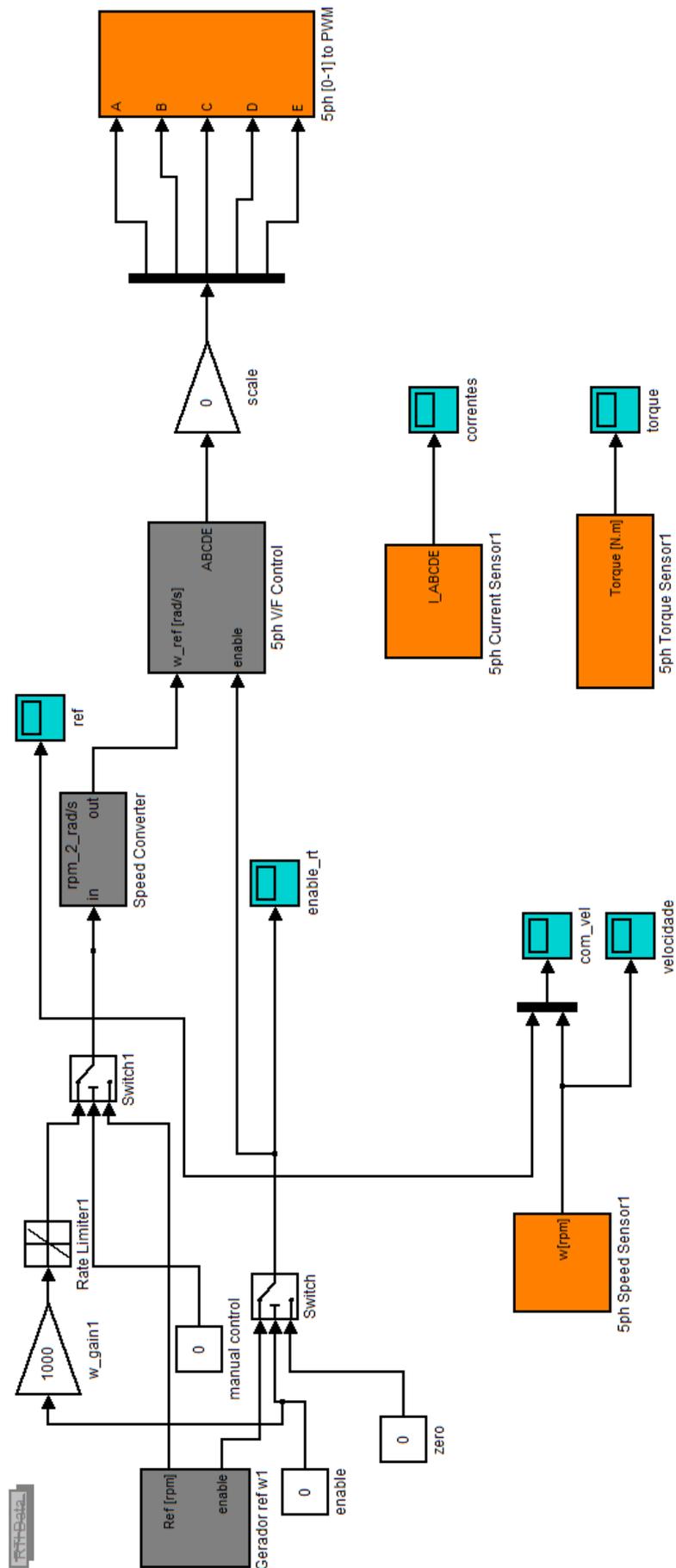


Figura 6.7: Ambiente de tempo real. Controle  $V/f$  aplicado a MIP.

Compilando-se o ambiente de tempo real da Figura 6.7, e executando-se o algoritmo de controle na plataforma obtiveram-se os sinais da referência de velocidade e da velocidade real da MIP. A Figura 6.8 ilustra o comparativo entre a referência, velocidade real e velocidade simulada da MIP. A Figura 6.9 apresenta o gráfico do erro no seguimento da referência.

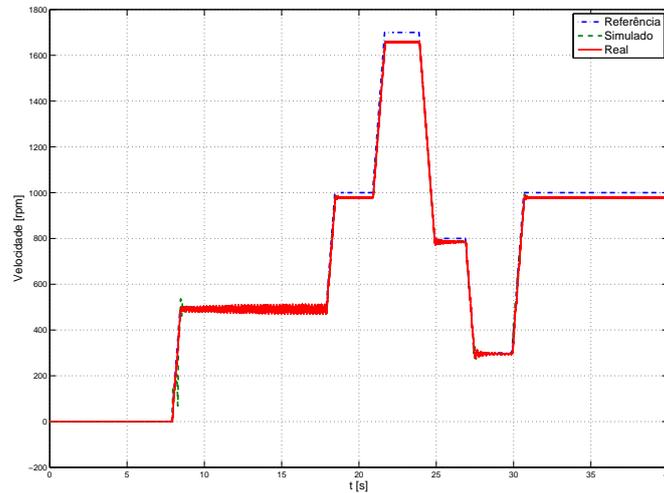


Figura 6.8: Referência, velocidade medida e velocidade simulada, em RPM. Controle  $V/f$  aplicado a MIP.

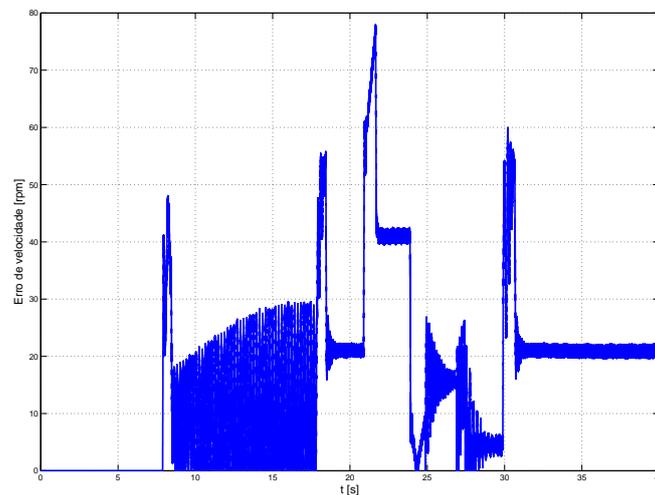


Figura 6.9: Erro no seguimento da referência de velocidade, em RPM. Controle  $V/f$  aplicado a MIP.

#### 6.2.2.1 Considerações dos Experimentos com Controle $V/f$

Observa-se dos experimentos realizados com controle  $V/f$ , que há seguimento da referência, porém, existe erro de regime devido ao controle ser em malha aberta. Deve-se

observar que a carga imposta é dependente da velocidade de rotação da MCC, ou seja, quanto maior a velocidade da MI, maior é a carga imposta a esta. Deste modo, observa-se em ambos os testes com controle  $V/f$  que o erro aumenta conforme aumenta a referência de velocidade da máquina.

De modo geral o controle  $V/f$  apresenta bom desempenho e as ferramentas da biblioteca proposta, tanto em simulação quanto em prototipação, tiveram comprovadas suas funcionalidades.

### 6.3 Controle Vetorial

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos na utilização da técnica de FOC, para a MIT e também para a MIP. São apresentados ensaios com IFO e DFO, para MIT e também para MIP. A metodologia utilizada nos ensaios é a mesma apresentada na seção 6.1.

#### 6.3.1 Controle IFO Aplicado a MIT

Inicialmente criou-se o ambiente de simulação do controle IFO aplicado a MIT, ilustrado na Figura 6.10. Neste ambiente, projetaram-se os ganhos do controlador PI que regula a velocidade para que este apresentasse um tempo de estabilização de 0.1 s. Lembrando que o regulador de velocidade foi ajustado segundo a técnica apresentada no capítulo 2. Ajustando-se também o fluxo de referência, obteve-se um resultado em simulação satisfatório. Partindo-se do exato mesmo conjunto de blocos que implementam o IFO no ambiente de simulação, criou-se o ambiente de tempo real apresentado na Figura 6.11. O qual foi compilado e executado em tempo real na plataforma dSPACE DS1104.

Da execução do algoritmo de controle na plataforma, obtiveram-se os sinais de referência e de velocidade da MI, os quais foram comparados na Figura 6.12, onde também é inserido o resultado de velocidade obtido em simulação. A Figura 6.13 ilustra o erro no seguimento de referência para o controle IFO aplicado a MIT.



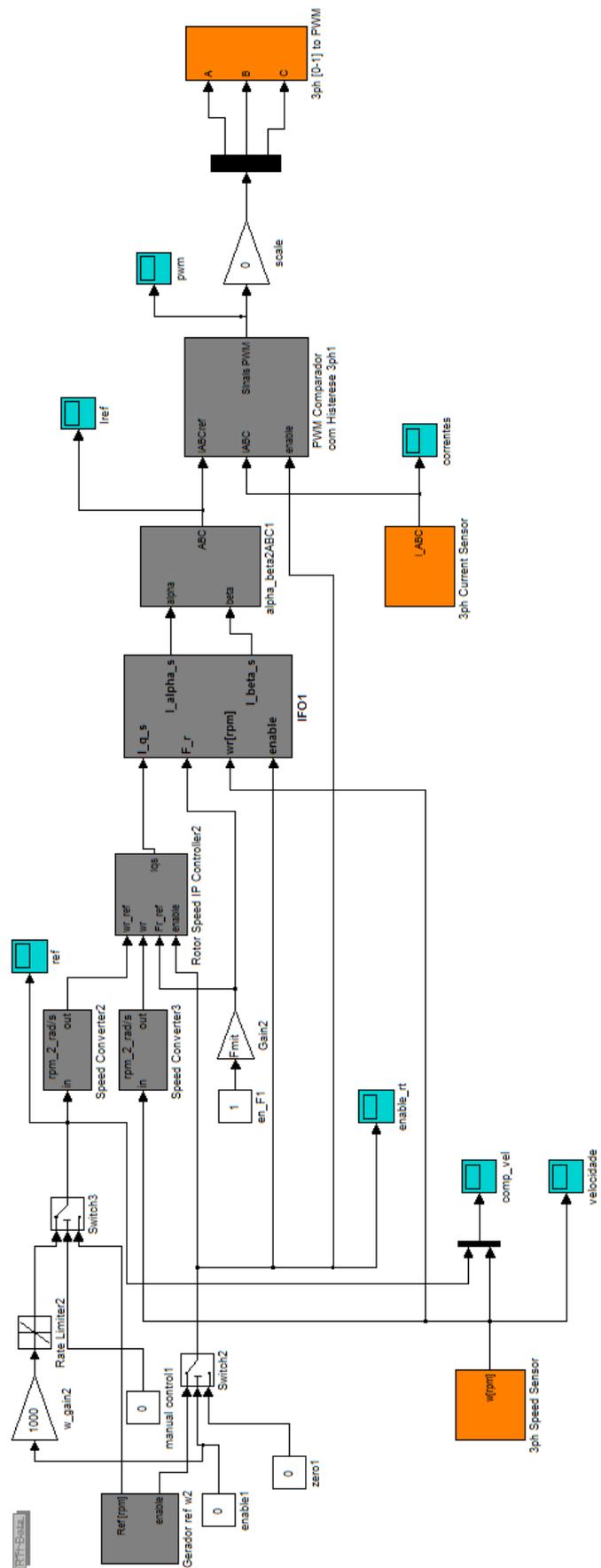


Figura 6.11: Ambiente de tempo real. Controle IFO aplicado a MIT.

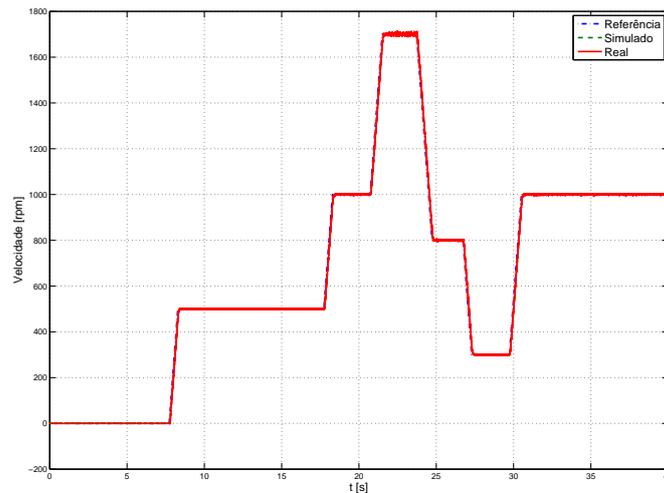


Figura 6.12: Referência, velocidade medida e velocidade simulada, em RPM. Controle IFO aplicado a MIT.

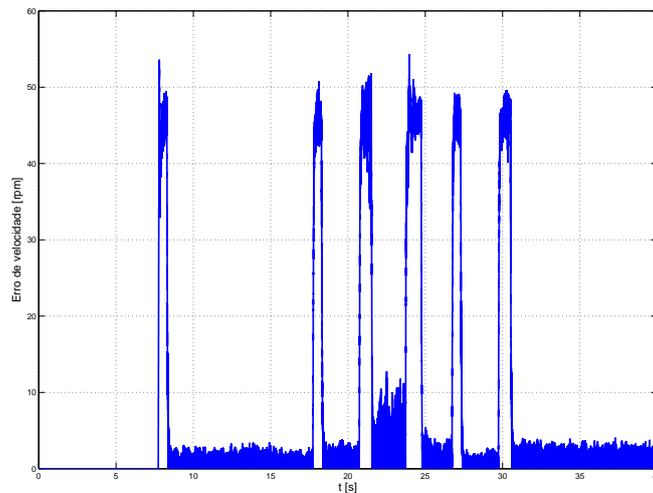


Figura 6.13: Erro no seguimento da referência de velocidade, em RPM. Controle IFO aplicado a MIT.

### 6.3.2 Controle DFO Aplicado a MIT

O ambiente de simulação do controle DFO aplicado a MIT é apresentado na Figura 6.14. Ajustou-se os reguladores de velocidade e de fluxo para um tempo de estabilização de  $0.1\text{ s}$  e  $0.05\text{ s}$ , respectivamente. Regulou-se o valor de fluxo de referência da MIT até um valor satisfatório. Uma vez com o controlador regulado, criou-se o ambiente de tempo real dado na Figura 6.15, o qual foi compilado. Utilizou-se para estimação do fluxo o estimador modelo corrente disponível na biblioteca de ferramentas de controle de MIT desenvolvida.

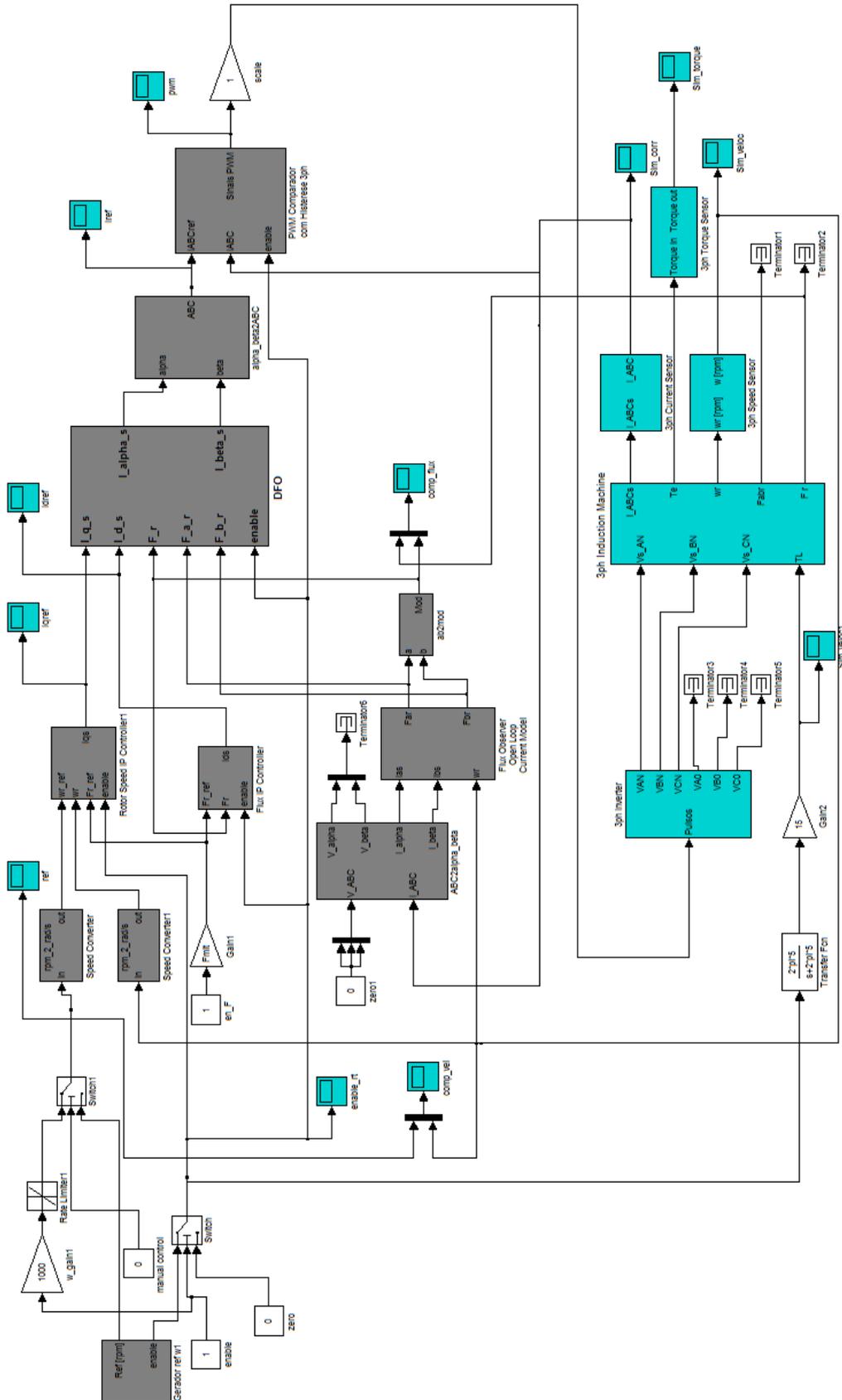


Figura 6.14: Ambiente de simulação. Controle DFO aplicado a MIT.



Da execução do algoritmo de controle na plataforma, comparou-se os sinais de referência e velocidade, como ilustra a Figura 6.16, onde também se insere o resultado obtido para o controle em simulação. A Figura 6.17 apresenta o erro no seguimento de referência para o controle DFO aplicado a MIT.

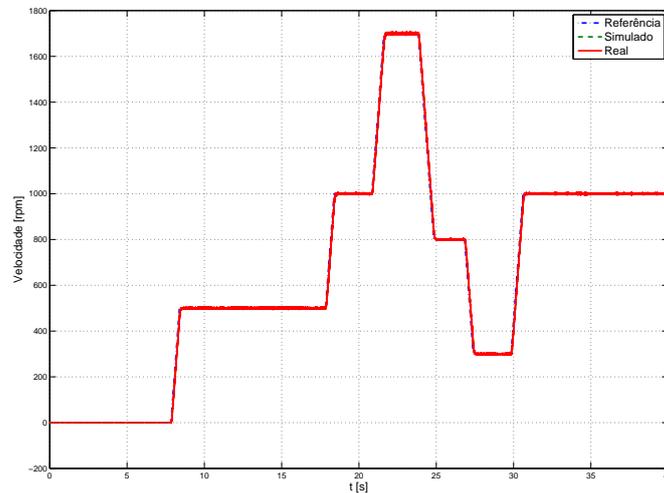


Figura 6.16: Referência, velocidade medida e velocidade simulada, em RPM. Controle DFO aplicado a MIT.

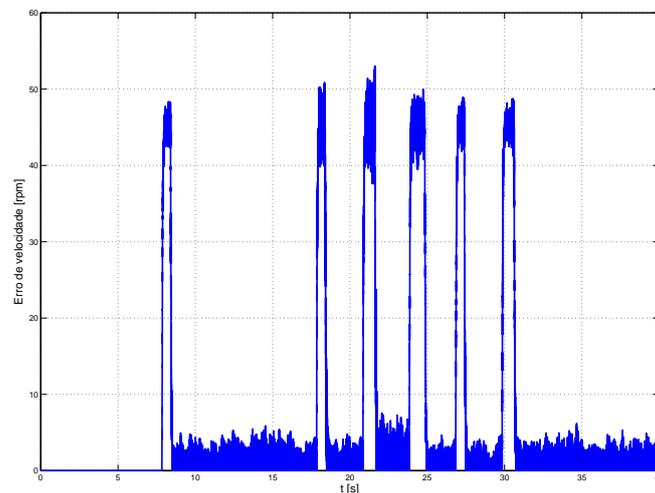


Figura 6.17: Erro no seguimento da referência de velocidade, em RPM. Controle DFO aplicado a MIT.

### 6.3.3 Controle IFO Aplicado a MIP

Partindo-se agora para o controle vetorial aplicado a MIP, iniciou-se pela implementação do ambiente de simulação do controle IFO. Este ambiente de simulação é apresentado

na Figura 6.18. Ajustou-se o regulador PI da velocidade para um tempo de acomodação de 0.1 s. Regulou-se o fluxo de referência de modo a manter reduzidas as amplitudes das correntes da MI em toda a faixa de operação. A partir do controle simulado no ambiente da Figura 6.18, criou-se um ambiente de tempo real, apresentado na Figura 6.19, o qual foi compilado segundo a técnica apresentada no Apêndice B.

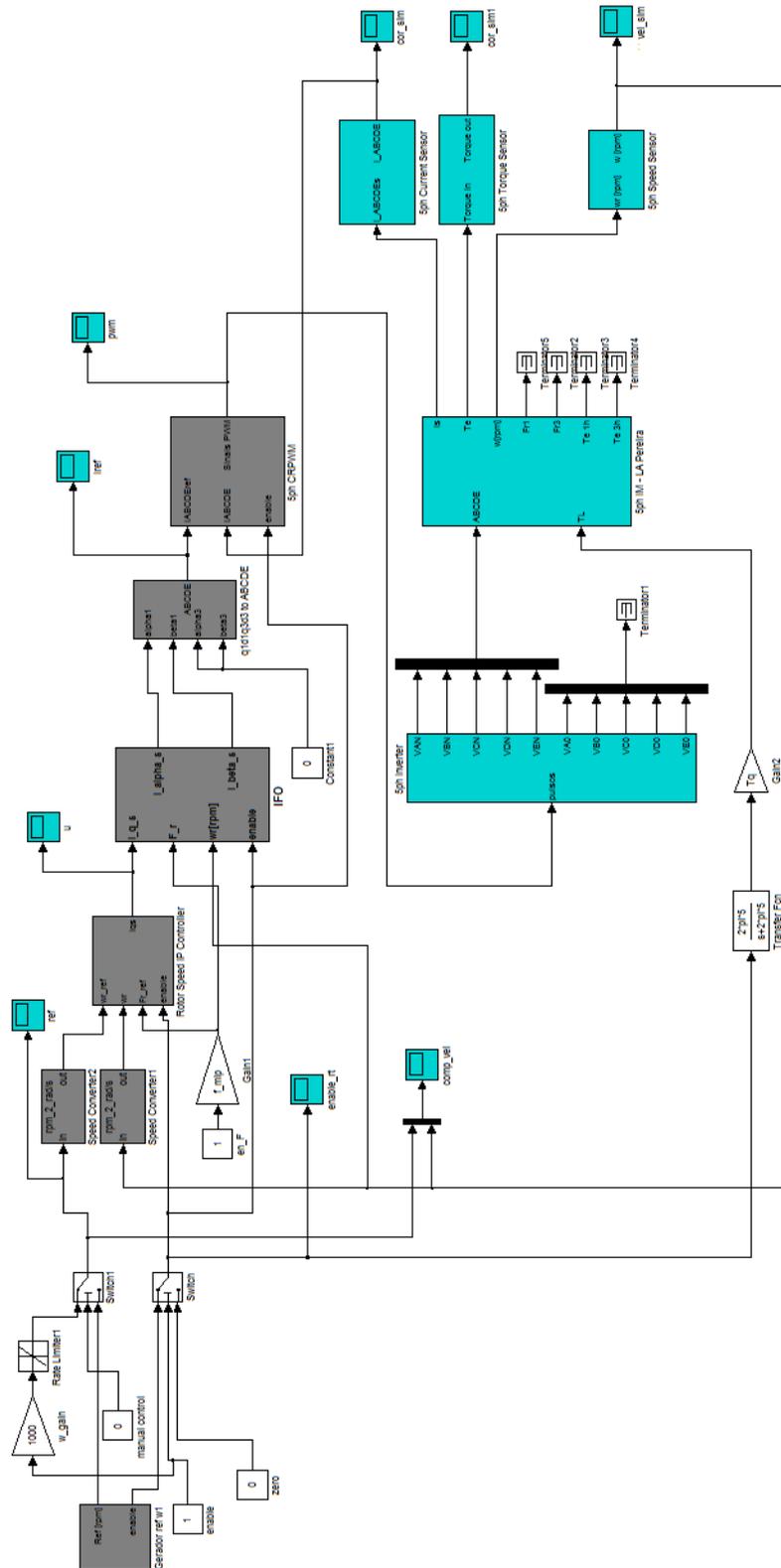


Figura 6.18: Ambiente de simulação. Controle IFO aplicado a MIP.



Executando-se a aplicação compilada a partir do ambiente da Figura 6.19, obteve-se os dados de velocidade da MIP. Comparou-se os sinais de referência, velocidade medida e velocidade simulada com o ambiente de simulação, como ilustra a Figura 6.20. A Figura 6.21 apresenta o erro no seguimento de referência para o controle DFO aplicado a MIT.

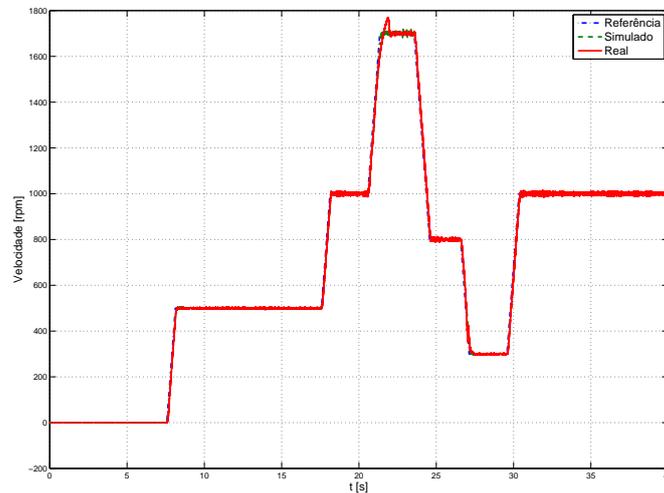


Figura 6.20: Referência, velocidade medida e velocidade simulada, em RPM. Controle IFO aplicado a MIP.

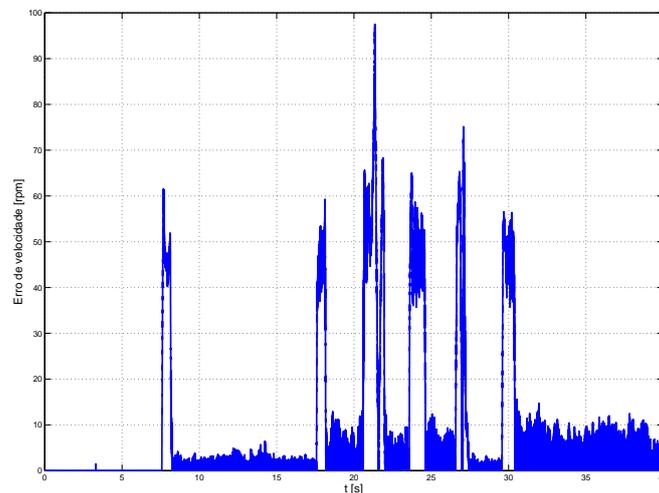


Figura 6.21: Erro no seguimento da referência de velocidade, em RPM. Controle IFO aplicado a MIP.

### 6.3.4 Controle DFO Aplicado a MIP

Para aplicação do controle DFO na MIP, inicialmente criou-se o ambiente de simulação apresentado na Figura 6.22. Neste ambiente, ajustou-se os reguladores de velocidade



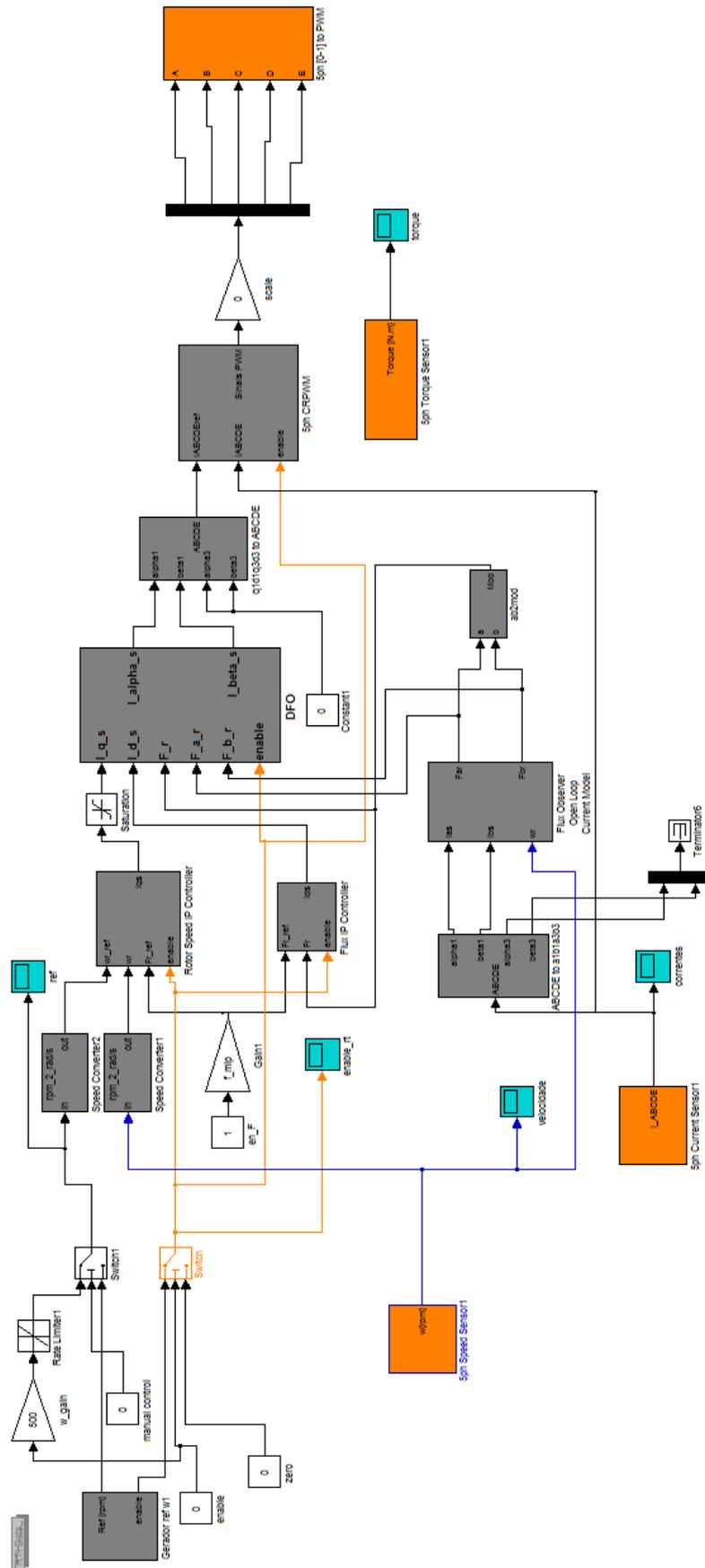


Figura 6.23: Ambiente de tempo real. Controle DFO aplicado a MIP.

Executando-se a aplicação compilada a partir do ambiente da Figura 6.23, obteve-se os dados de velocidade da MIP. Comparou-se os sinais de referência, velocidade medida e velocidade simulada em ambiente de simulação, como ilustra a Figura 6.24. A Figura 6.25 apresenta o erro no seguimento de referência para o controle DFO aplicado a MIT.

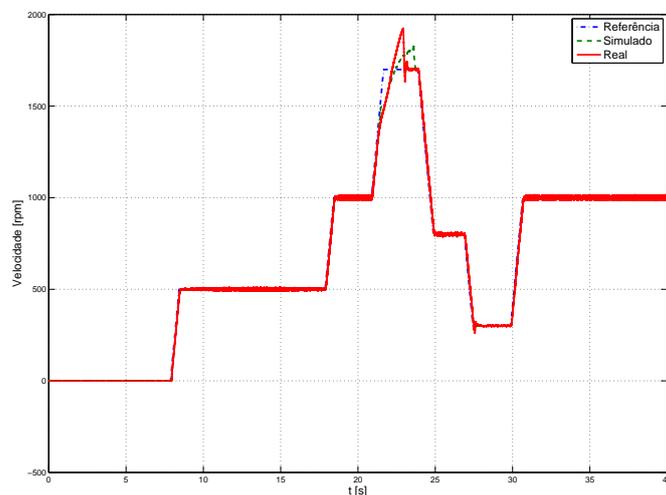


Figura 6.24: Referência, velocidade medida e velocidade simulada, em RPM. Controle DFO aplicado a MIP.

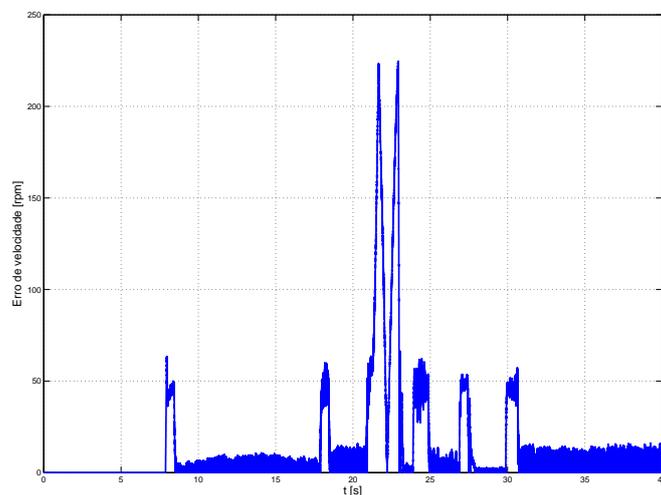


Figura 6.25: Erro no seguimento da referência de velocidade, em RPM. Controle DFO aplicado a MIP.

#### 6.3.4.1 Considerações dos Experimentos com FOC

Observa-se dos experimentos realizados com FOC, que há seguimento da referência com erro nulo em regime permanente de operação. Nos experimentos realizados com

a MIT, configurou-se a tensão do *link* CC do inversor em um valor elevado próximo ao nominal, porém observou-se que o controle CRPWM nestas condições impõe correntes elevadas na MI. Para evitar tais correntes elevadas nos experimentos realizados com a MIP, ajustou-se o *link* CC para um valor reduzido e ajustou-se os valores de referência de fluxo para permitir o funcionamento em tais condições, porém, o desempenho dinâmico do FOC aplicado a MIP foi comprometido. Observa-se que, em rotações elevadas, o FOC aplicado a MIP não conseguiu manter a velocidade da máquina segundo a referência. Isso se explica em parte pelos ajustes do fluxo como mencionado anteriormente, pela tensão reduzida do *link* CC aplicada neste ensaio e também pelo fato do variac trifásico que alimenta o inversor ter uma capacidade de corrente baixa, o que faz variar muito a tensão do *link* CC durante o ensaio.

De modo geral, avaliou-se como bons os resultados obtidos para FOC e conseguiu-se demonstrar a aplicabilidade das ferramentas de controle por orientação de campo da biblioteca para MIT e também para MIP.

## 6.4 Resumo

Neste capítulo apresentou-se um conjunto amplo de experimentos que visaram demonstrar a aplicabilidade da plataforma e da biblioteca de ferramentas para rápida simulação e prototipação de diversas técnicas de controle de MIT e MIP. Foi estabelecida uma metodologia de testes e também descritas as condições em que os experimentos foram executados. Obtiveram-se resultados para controle  $V/f$  em malha aberta para MIT e MIP. Utilizou-se as técnicas de IFO e DFO para controle da velocidade de MIT e MIP em malha fechada. Em todos os experimentos foi apresentado o ambiente de simulação utilizado para ajuste dos controladores e o ambiente de tempo real utilizado no acionamento da máquina. Como resultados comparou-se o desempenho do controle por meio da apresentação do gráfico de velocidade medida por referência de velocidade, e pela apresentação do gráfico do erro de seguimento.

Cabe ressaltar a semelhança entre os ambientes de simulação e de tempo real, sendo estes diferentes apenas pela substituição das ferramentas de simulação pelas ferramentas de tempo real, presentes na biblioteca proposta. Desta forma, a transição entre simulação e prototipação se dá de forma rápida e transparente para o usuário do *framework* proposto.

No capítulo seguinte são apresentadas as conclusões deste trabalho. É feita uma releitura do que foi apresentado e as considerações sobre o trabalho desenvolvido. São feitas sugestões de trabalhos futuros para melhorias e uso da plataforma e do ambiente desenvolvidos.

## 7 CONCLUSÃO

### 7.1 Considerações Finais

Apresenta-se neste trabalho uma plataforma de desenvolvimento de técnicas de controle de MI e MIP, a qual integra ambiente de simulação e prototipação utilizando ferramentas de *software* e *hardware* desenvolvidas em conjunto com as ferramentas MATLAB/Simulink<sup>®</sup> e dSPACE<sup>®</sup> DS1104.

Utilizando-se elementos do *software* MATLAB e do *framework* dSPACE, desenvolveu-se uma biblioteca de ferramentas passível de simular o desempenho de técnicas de controle de MI e rapidamente prototipar o controle na máquina real. Esta biblioteca de ferramentas de *software* é composta por ferramentas de simulação, ferramentas de controle e ferramentas de tempo real, permitindo facilidade em todas as etapas do processo de implementação de técnicas de controle de MI.

Este trabalho apresentou inicialmente a teoria ligada ao acionamento e controle de MI, enfocando-se aspectos da modelagem da MIT e também da MIP. Abordaram-se os modelos dos inversores de frequência trifásico e pentafásico, utilizados no acionamento das MI, avaliando-se também as técnicas de PWM para imposição de tensão ou corrente nas MI. Aspectos da implementação do controle escalar  $V/f$  e dos controles por orientação do campo, IFO e DFO, foram discutidos e um método para ajuste dos ganhos dos reguladores de fluxo e de velocidade foi apresentado.

Apresentou-se na sequência os componentes da plataforma física presente no Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica da UFRGS. Destacou-se os componentes de *hardware* principais da planta, incluindo-se a plataforma dSPACE DS1104, cuja função é essencial à tarefa de integração entre os ambientes de simulação e prototipação. Apresentaram-se os componentes de *hardware* desenvolvidos durante o trabalho e seus respectivos circuitos esquemáticos.

A biblioteca de ferramentas de *software* desenvolvida foi apresentada no capítulo 4, onde foram descritas em detalhes as diferentes ferramentas da biblioteca e suas respectivas funções no fluxo de projeto proposto para o desenvolvimento de técnicas de controle de MI que utilizem o *framework* desenvolvido.

Na sequência apresentou-se a metodologia e os resultados da validação dos modelos constituintes da biblioteca em conjunto com a planta física, onde buscou-se avaliar a conformidade entre os sinais de corrente e de velocidade simulados para MIT e para MIP, contra os mesmos sinais medidos na planta. Comprovou-se a boa conformidade entre os modelos de ambas as MI, com a utilização dos parâmetros descritos, em simular o comportamento dinâmico de MIT e MIP.

Por fim, realizou-se uma série de experimentos que buscaram comprovar a proposta de rápida integração entre simulação e prototipação. Avaliou-se as técnicas de controle

$V/f$  e FOC aplicadas em ambas as máquinas, trifásica e pentafásica. Obteve-se sucesso na implementação de tais técnicas, tanto em simulação quanto na planta física, sendo os resultados demonstrados por meio da avaliação do seguimento de referência para cada caso.

De modo geral, conseguiu-se atingir os objetivos salientados na introdução deste trabalho. Considera-se que a biblioteca desenvolvida serve tanto ao propósito de ensino quanto ao de pesquisa de MI de três e cinco fases, possibilitando, além do estudo das técnicas de controle apresentadas neste trabalho, o estudo de novas técnicas de controle. As seguintes contribuições podem ser ressaltadas.

- A plataforma proposta é genérica o suficiente para que seja utilizada em simulações com fins didáticos, validação e desenvolvimento de novas técnicas de controle de MIT e MIP, testes comparativos entre o desempenho de máquinas tri e pentafásicas, entre outros.
- Validou-se o uso da planta com diferentes técnicas de controle. Porém, considera-se o trabalho realizado como base fundamental para futuros trabalhos que desenvolvam novas técnicas de controle.
- A biblioteca de *software* desenvolvida permite a instalação das ferramentas de simulação e de controle em qualquer PC que possua o ambiente MATLAB/Simulink previamente instalado. Desta forma, pode ser distribuída e possibilitar o aprendizado e desenvolvimento do campo de pesquisa de controle de MI. Ressalta-se que foram testadas com sucesso instalações da biblioteca proposta nas versões 2007, 2008 e 2010a do MATLAB.

Do conjunto de experimentos realizados durante a extensão deste trabalho e do conhecimento adquirido com o uso da plataforma, faz-se as seguintes observações.

- Apesar de ser uma ferramenta extremamente versátil, a plataforma dSPACE DS1104 possui restrições quanto a capacidade de processamento, tendo sido comprovado que, para aplicações em que seja realizado um elevado número de cálculos, como foi o caso do controle DFO, sua taxa de amostragem fica limitada em  $5\text{ kHz}$ . Porém, como o algoritmo gerado é variável dependendo do controle e da quantidade de cálculos não foi possível estabelecer um valor mínimo de taxa de amostragem, sendo considerado empiricamente o valor de  $5\text{ kHz}$ . Em aplicações de controle menos exigentes, chegou-se ao valor de  $20\text{ kHz}$  para a taxa de amostragem.
- Sendo uma plataforma versátil, a DS1104 possui 8 entradas para conversores AD. Porém, este valor mostrou-se uma limitação para a planta proposta visto que apenas os sinais de corrente para a MIP já utilizam 5 destes conversores. Para obter-se sinais de tensão da máquina com a mesma plataforma DS1104, seria necessário a implementação externa da conversão AD e aquisição do sinal já digitalizado.
- Constataram-se na prática os problemas do controle CRPWM apresentados em (HAFFNER, 1998), sendo observado que o FOC têm melhor resultado em baixas tensões do *link* CC. Um meio de resolver estes problemas seria elevar a taxa de amostragem do algoritmo de controle, ou ainda o estudo de outras técnicas de controle de corrente.

- Observou-se grande influência do valor de tensão do *link* CC sobre o controle FOC e também sobre o ajuste do fluxo deste. O ajuste do fluxo permite, entre outros, melhorar a eficiência do controle pois permite que a MI opere consumindo menos corrente. Porém a variação da tensão do *link* CC modifica o ponto de operação da máquina, prejudicando muito o desempenho dinâmico do controlador.
- Apesar da planta ser robusta em termos gerais, observou-se que o variac não possui capacidade de potência suficiente para manter a operação das MI quando operando com carga nominal plena. Seria necessário para uma operação com carga nominal um variac com pelo menos três vezes a potência disponível na saída do atual, o qual já se encontra em processo de aquisição pelo laboratório.
- O processo de calibração dos sensores de corrente influi grandemente no desempenho dos controles, sendo necessário realizar o ajuste em *software* dos valores de *offset* e ganho para cada sensor Hall sempre que alguma alteração de posicionamento dos sensores ocorrer. Além disto, os sensores disponíveis para captura da corrente foram superdimensionados, o que prejudicou a instrumentação destes sinais. Atualmente os sensores de corrente tem capacidade para mensurar correntes com até  $100 A_{RMS}$ , porém a corrente nominal das MI gira em torno de  $7 A_{RMS}$ . Desta forma, seria necessário obter-se sensores mais adequados para melhoria da medida de corrente da MI.
- Constatou-se que o inversor pentafásico disponível na planta possui limitação de  $600 V$  nos módulos IGBT. Porém, devido a aplicação de controle de MI exigir o acionamento de uma carga quase puramente indutiva, existem sobressinais de tensão que, segundo fabricante do inversor, podem chegar a  $60V$  durante um curto período do chaveamento dos módulos. Desta forma o inversor atual possui uma limitação de  $540 V$  no *link* CC. Para contornar-se este inconveniente seria possível a substituição dos módulos IGBT do inversor ou ainda a aquisição de MI com tensão de fase de  $127 V$ , ao invés das máquinas  $220 V$  atuais.

## 7.2 Proposta para Trabalhos Futuros

Considerando-se o trabalho desenvolvido como tendo grande potencial no incentivo ao desenvolvimento de novas técnicas de controle para MI, propõem-se neste contexto:

- Desenvolver-se técnicas de controle de MIP que utilizem a imposição do 3º harmônico do campo do entreferro. Apesar de, durante este trabalho, ter-se implementado em simulação as técnicas IFO e DFO com imposição do 3º harmônico do campo do entreferro, não foi possível impor em todas as condições de carga o formato da indução que otimizaria o ganho de torque, sendo obtidas, em certas situações de carga, um torque de 3º harmônico contrário ao do fundamental. Mais estudos nesta linha poderiam avaliar o trabalho de (ZHENG et al., 2008), propondo uma compensação para fixar a fase de primeiro e terceiro harmônico.
- Outro estudo bastante viável seria o da imposição de 3º harmônico utilizando a técnica  $V/f$  proposta em (SCHARLAU et al., 2008).
- Dentre as principais vantagens, se não a principal, das MIP sobre as MIT, está a capacidade de operação sob falha. Estudar os modelos e controles da MIP em tais condições seria um tópico muito interessante para um trabalho futuro.

- Aprimorar-se os controles IFO e DFO apresentados aqui e disponíveis na biblioteca em questão de desempenho dinâmico e eficiência. Sugere-se também a pesquisa com reguladores diferentes dos reguladores PI utilizados no controle de fluxo e de velocidade, possibilitando seguimento de referências diferentes das constantes por partes.
- Construir-se uma carga programável, segundo apresentado em (BORBA et al., 2006).
- Desenvolver-se um mecanismo de acesso remoto a plataforma, no qual seria possível o uso da planta disponível no LASCAR por meio de uma interface WEB. Isto permitiria que pesquisadores em diferentes localidades pudessem validar seus experimentos por meio da planta e da capacidade de prototipação desenvolvidas neste trabalho. Porém, medidas para assegurar a segurança dos usuários locais e dos equipamentos devem ser bem avaliadas.
- Aprimorar-se os blocos já desenvolvidos em questão de desempenho, reduzindo o uso de recursos do processador da plataforma DS1104 e possibilitando rodar os algoritmos de controle a uma taxa de amostragem mais elevada.

Apesar da planta física ser genérica e funcional, são propostas algumas alterações no *hardware* atual.

- Adequação da capacidade do variac trifásico que alimenta o inversor pentafásico.
- Aquisição de sensores de corrente com faixa de operação similar a das máquinas de indução, possibilitando melhor uso destes e melhor instrumentação da corrente.
- Aquisição de uma plataforma dSPACE com maior número de canais AD ou implementação de conversores AD externos que disponibilizem os sinais já convertidos para a plataforma atual.
- Aquisição de uma plataforma dSPACE mais atual, que possua maior capacidade de processamento e permita maiores taxas de amostragem.



## REFERÊNCIAS

BARBI, I. **Teoria fundamental do motor de indução**. Florianópolis: UFSC, 1985.

BENVENUTI, R. A. **Plataforma Embarcada de Tempo Real Integrada ao Matlab Simulink**. 2011. 48p. Dissertação (Projeto de Diplomação em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2011.

BLASCHKE, F. The Principle of the Field-Orientation as Applied to the New Transvector Close-Loop System for Rotating-Field Machine. **Siemens Industry Applications**, [S.l.], v.39, n.5, p.217–220, 1972.

BORBA, M. et al. Modelagem, Implementação e Validação de Cargas Dinâmicas em Máquinas de Indução. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 16., 2006, Salvador, BA. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2006. v.1, p.2808–2813.

BOSE, B. K. **Power electronics and AC drives**. [S.l.: s.n.], 1986. v.1.

BOSE, B. K. Power electronics and motion control-technology status and recent trends. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S.l.], v.29, n.5, p.902–909, 1993.

BRANCO, P. J. C. **Controle Vetorial de Motor de Indução por Microcomputador com Adaptação da Constante de Tempo Rotórica**. 1991. 128p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 1991.

CLARKE, E. **Circuit Analysis of A-C Power Systems: symmetrical and related components**. [S.l.]: J. Wiley & Sons, 1950. 540p. (General electric series, v.1).

CONTE, R. N. **Ambiente Integrado para Desenvolvimento de Estratégias de Acionamento e Controle de Máquinas de Corrente Alternada**. 2004. 187p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Pontifícia Universidade Católica, Porto Alegre, 2004.

COUTINHO, D. F. et al. A robust discrete time observer for induction motors. In: EUROPEAN CONTROL CONFERENCE - ECC07, 2007, Kos, Grécia. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2007. v.3, p.5147–5153.

DSPACE. **Embedded Success**. Disponível em: <<http://www.dspace.com/>>. Acesso em: 26 out. 2014.

DUTRA, F. V. **Plataforma de Acionamento em Tempo Real de Máquinas de Indução Trifásicas e Pentafásicas**. 2012. 66p. Dissertação (Projeto de Diplomação em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2012.

FELIACHI, A. Control systems curriculum national survey. **IEEE Transactions on Education**, [S.l.], v.37, n.3, p.257–263, 1994.

GABRIEL, R.; LEONHARD, W.; NORDBY, C. J. Field-oriented control of a standard AC motor using microprocessors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S.l.], n.2, p.186–192, 1980.

GAN, W.-S. et al. Rapid prototyping system for teaching real-time digital signal processing. **IEEE Transactions on Education**, [S.l.], v.43, n.1, p.19–24, 2000.

HABETLER, T. et al. Direct torque control of induction machines using space vector modulation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S.l.], v.28, n.5, p.1045–1053, set. 1992.

HAFFNER, J. F. **Análise de Estimadores de Fluxo para Implementação de Técnicas de Controle por Campo Orientado Direto em Máquinas de Indução**. 1998. 227p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Pontifícia Universidade Católica, Porto Alegre, 1998.

HALL, H. G. **Análise Comparativa entre Motor de Indução Trifásico e Pentafásico**. 2011. 80p. Dissertação (Projeto de Diplomação em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2011.

HOLTZ, J. Pulsewidth modulation-a survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v.39, n.5, p.410–420, 1992.

HOLTZ, J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. **Anais eletrônicos do IEEE ...**, [S.l.], v.82, n.8, p.1194–1214, 1994.

HONDAJET. **dSPACE report**. Disponível em:

<<http://www.dspace.com/en/pub/home/news/hondaJET>>. Acesso em: 20 out. 2014.

KLINGSHIRN, E. A. High phase order induction motors - (Part I and II). **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, [S.l.], n.1, p.47–59, 1983.

KRAUSE, P. C. et al. **Analysis of electric machinery and drive systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013. v.75.

LEONHARD, W. Adjustable-speed AC drives. **Anais eletrônicos do IEEE ...**, [S.l.], v.76, n.4, p.455–471, Apr 1988.

LEVI, E. et al. A five-phase two-machine vector controlled induction motor drive supplied from a single inverter. **EPE JOURNAL**, [S.l.], v.14, n.3, p.38–48, 2004.

LEVI, E. et al. Multiphase induction motor drives-a technology status review. **Electric Power Applications, IET**, [S.l.], v.1, n.4, p.489–516, 2007.

MARTINS, M. P. S. **Inovação Tecnológica e Eficiência Energética**. 1999. 51p. Dissertação (MBA em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 1999.

MATHWORKS. **MATLAB**. Disponível em:

<<http://www.mathworks.com/products/matlab/>>. Acesso em: 10 jan. 2014.

NANDAM, P. K.; SEN, P. Analog and Digital Speed Control of DC Drives Using Proportional-Integral and Integral-Proportional Control Techniques. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v.IE-34, n.2, p.227–233, May 1987.

PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, [S.l.], v.48, n.3, p.716–727, 1929.

PEREIRA, L. A. **Modelo Geral da Máquina de Indução com m Fases incluindo Harmônicos de Espaço e Tempo**. Porto Alegre: PPGEE, UFRGS, 2012. 24p. Apostila da Disciplina de Controle de Máquinas Elétricas.

PEREIRA, L. A. et al. General model of a five-phase induction machine allowing for harmonics in the air gap field. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [S.l.], v.21, n.4, p.891–899, 2006.

PEREIRA, L. A. et al. Controle de Máquinas de Indução Pentafásicas com Otimização do Campo no Entreferro. **Revista Controle & Automação**, [S.l.], v.20, n.4, Não paginado., 2009.

PEREIRA, L. A. et al. Performance comparison of five phase and three phase induction machines under steady state including losses and saturation. In: IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS CONFERENCE, 2013, Viena, Áustria. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2013. p.3033–3038.

PEREIRA, L. A. et al. Torque capability of high phase induction machines with sinusoidal and trapezoidal airgap field under steady state. In: IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS CONFERENCE, 2013, Viena, Áustria. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2013. p.3180–3185.

PEREIRA, L. F. A. et al. A simulation framework for flux estimation and vector control of induction machines. In: IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS CONFERENCE, 1998, Aachen, Alemanha. **Anais...** [S.l.: s.n.], 1998. v.3, p.1587–1591.

PETRELLA, R. et al. Speed measurement algorithms for low-resolution incremental encoder equipped drives: a comparative analysis. In: INTERNATIONAL AEGEAN CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND POWER ELECTRONICS, 2007, Bodrum, Turquia. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2007. p.780–787.

POWERSIMTECH. **PSIM Software**. Disponível em:

<<http://powersimtech.com/products/psim/>>. Acesso em: 17 out. 2014.

REGINATTO, R. **Controle por Campo Orientado do Motor de Indução com Adaptação de Parâmetros via MRAC**. 1993. 126p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1993.

REGINATTO, R.; RICO, J. **Modelagem do motor de indução**. Florianópolis: UFSC, 1993. 37p. Nota técnica de laboratório.

ROSA, R. S. da. **Análise de Desempenho e Perdas em Máquinas Pentafásicas com Campo Trapezoidal no Entreferro Comparadas com Máquinas Convencionais**. 2010. 207p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Pontifícia Universidade Católica, Porto Alegre, 2010.

SCHARLAU, C. C. **Modelagem e Controle de uma Máquina de Indução de Cinco Fases**. 2005. 212p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Pontifícia Universidade Católica, Porto Alegre, 2005.

SCHARLAU, C. C. et al. Controle por orientação direta do campo em máquinas pentafásicas com inclusão de harmônicos do entreferro. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 16., 2006, Salvador, BA. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2006. v.1, p.1–6.

SCHARLAU, C. C. et al. Performance of a Five-Phase Induction Machine With Optimized Air Gap Field Under Open Loop V / f Control. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [S.l.], v.23, n.4, p.1046–1056, Dec 2008.

SCILAB. **Scilab Enterprises**. Disponível em: <<http://www.scilab.org/>>. Acesso em: 20 mar. 2014.

SPILLER, P. A. **Plataforma para Simulação e Implementação em Tempo Real de Técnicas de Acionamento e Controle em Máquinas de Indução Utilizando Matlab/Simulink**. 2001. 128p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Pontifícia Universidade Católica, Porto Alegre, 2001.

SPILLER, P. A.; HAFFNER, J. F.; PEREIRA, L. F. A. A Matlab/Simulink Based Platform for Real-Time Planning and Execution of Control Techniques Applied to Induction Motors. **Power Electronics Specialists Conference, PESC, IEEE**, [S.l.], v.2, n.4, p.834–838, 2001.

SPILLER, P.; HAFFNER, J. F.; PEREIRA, L. F. A. Real-time application of simulation tools and implementation of control techniques for induction machines in Matlab/Simulink® environment. In: IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS CONFERENCE, 2002, Sevilha, Espanha. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2002. v.3, p.2068–2072.

TOLIYAT, H. A. Analysis and simulation of five-phase variable-speed induction motor drives under asymmetrical connections. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S.l.], v.13, n.4, p.748–756, Jul 1998.

TOLIYAT, H. A.; RAHIMIAN, M. M.; LIPO, T. dq modeling of five phase synchronous reluctance machines including third harmonic of air-gap MMF. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY, 1991. **Anais...** [S.l.: s.n.], 1991. p.231–237.

TOLIYAT, H.; LIPO, T.; WHITE, J. Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. II. Motor design and performance. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [S.l.], v.6, n.4, p.684–692, Dec 1991.

VAS, P. **Electrical Machines and Drives, a Space Vector Theory Approach**. Oxford: [s.n.], 1992.

VAS, P. **Sensorless vector and direct torque control**. Oxford: Oxford Univ. Press, 1998.

WEG. **Motores de indução acionados por inversores de frequência PWM**.

Disponível em: <<http://ecatalog.weg.net>>. Acesso em: 10 out. 2014.

WHITE, D. C.; WOODSON, H. H. **Electromechanical energy conversion**. [S.l.]: Wiley, 1959.

ZHENG, L. et al. Dual-plane vector control of a five-phase induction machine for an improved flux pattern. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v.55, n.5, p.1996–2005, 2008.

## APÊNDICE A INSTALAÇÃO E MANUTENÇÃO DA BIBLIOTECA

Este apêndice destina-se a ser um guia prático de instalação e manutenção do *framework* (biblioteca), de ferramentas para análise e controle de máquinas elétricas de indução. Aqui será apresentado o tutorial de instalação da biblioteca e dicas de manutenção e atualização da mesma.

### A.1 Instalação

Com o objetivo de facilitar a instalação da biblioteca foi criado um *script* que destina-se a criar a pasta final da biblioteca e adicionar o caminho (*path*), para que o MATLAB reconheça os blocos do *framework*. Os seguintes passos descrevem o procedimento para correta instalação:

1. De posse dos arquivos compactados `.rar`, extraia o conteúdo para alguma pasta.
2. Abra o MATLAB<sup>®</sup> e vá para a pasta onde se encontram os arquivos.
3. Rode o *script* chamado `instal.m`.
4. Escolha a pasta onde será instalada a biblioteca (instale preferencialmente dentro da pasta do MATLAB<sup>®</sup>). Caso o SO não aceite sua escolha de pasta, execute o MATLAB<sup>®</sup> como administrador e rode novamente o *script* `instal.m`.
5. Abra o Simulink *browser* e a biblioteca deverá aparecer.

A Figura A.1 ilustra o Simulink *browser* com a biblioteca de ferramentas devidamente instalada.

### A.2 Manutenção

O objetivo de criar uma biblioteca é reaproveitar e manter o código. Por isso o MATLAB<sup>®</sup> cria *links* entre os blocos utilizados em arquivos `.mdl` e os blocos da biblioteca. Estes *links* servem para que, quando corrigirmos problemas em um bloco da biblioteca, esta correção se propague para todos os projetos que usem este bloco.

Por este motivo é muito importante que não se alterem os blocos da biblioteca sem que isso seja devidamente documentado e realmente necessário. Caso alguma mudança seja necessária para seu projeto e não queira repassar ela para todos os demais, copie o bloco que queira usar e desfaça o *link* com a biblioteca.

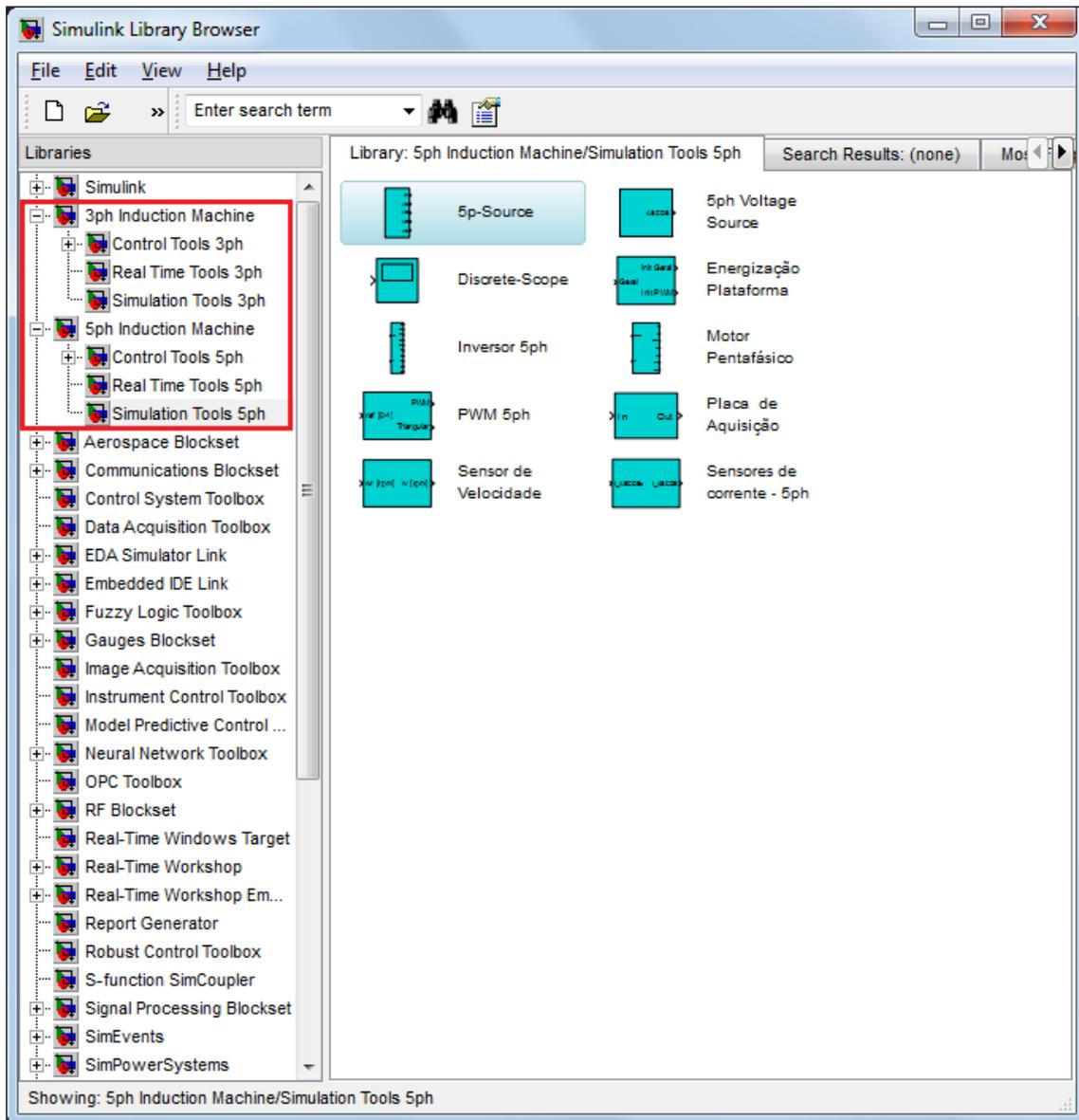


Figura A.1: Ambiente do Simulink *browser* com a biblioteca instalada.

Caso seja importante criar um novo bloco para a biblioteca, siga os procedimentos abaixo:

1. Crie o subsistema como desejado.
2. Mascare o subsistema e documente-o devidamente.
3. Abra a biblioteca em que seu bloco será inserido e desbloqueie-a (*unlock library*).
4. Copie o bloco para a biblioteca e salve.
5. O novo bloco deverá aparecer no *browser* do Simulink assim que seja aplicado o *refresh* do *browser*.

## APÊNDICE B COMPILAÇÃO DE APLICAÇÕES EM SIMULINK PARA DSPACE

Este apêndice destina-se a mostrar o procedimento para compilar-se aplicações em ambiente MATLAB/Simulink<sup>®</sup> para a plataforma dSPACE<sup>®</sup> DS1104. Para tal, faz-se necessário a instalação dos *drivers* e do *framework* que acompanham a plataforma DS1104 no PC em que será compilada a aplicação, além da inserção do *dongle (hardkey)*. No PC do laboratório LASCAR, inseriu-se o *dongle* da dSPACE internamente ao gabinete em uma entrada USB presente na placa mãe, evitando a necessidade de inseri-lo a cada nova aplicação desenvolvida.

Uma vez instalado o *framework* que acompanha a dSPACE, será possível visualizar-se no *browser* do Simulink um novo conjunto de ferramentas que permitem acessar as funções da placa DS1104. O acesso se dá por meio de blocos de interface em alto nível, ou seja, blocos individuais para as funções presentes na plataforma, como por exemplo: bloco do conversor AD, conversor DA, gerador de PWM, entrada de *encoder*, entre outros.

Os blocos de tempo real da biblioteca de MI incluem os blocos do *framework* da plataforma DS1104, além de calibragem, saturadores e adequações para a plataforma de hardware disponível no laboratório LASCAR. Desta forma, este anexo foca-se em aplicações que utilizem os blocos da biblioteca proposta. A seguir é apresentada a sequência de passos necessária para compilar-se uma aplicação para a plataforma dSPACE.

1. Cria-se um novo modelo em Simulink (arquivo '.mdl').
2. Arrasta-se um dos blocos da biblioteca de tempo real para o modelo. Isto automaticamente ajustará as opções do compilador do MATLAB para o *target* dSPACE DS1104, não sendo necessárias alterações de plataforma alvo.
3. Ajusta-se o valor do passo de simulação do *solver* do Simulink. Este deverá ser ajustado para o formato "passo-fixo", e o valor escolhido para este campo será utilizado como passo do algoritmo. É importante ter-se em mente o compromisso entre o valor do passo e a capacidade de processamento dispendida pelo algoritmo, pois um valor de passo muito pequeno fará com que o processador da plataforma DS1104 não seja capaz de realizar as tarefas em tempo hábil, causando um erro de *task overrun*. O valor escolhido para as aplicações de controle de máquinas de indução deve ficar entre  $\frac{1}{2000}$  s e  $\frac{1}{10000}$  s, normalmente optando-se pelo valor de  $\frac{1}{5000}$  s, ou seja, uma taxa de amostragem do algoritmo de 5 KHz.

4. Ainda nas configurações, agora na aba de opções de compilação, configuram-se as opções de *load* da aplicação. É interessante desabilitar a opção de *auto-load*, de forma que o algoritmo não seja automaticamente carregado para a plataforma sempre que for compilado.
5. Utilizando-se blocos da biblioteca de MI e demais blocos complementares do Simulink projeta-se a aplicação que deseja-se e então executa-se o comando *update diagram* para assegurar que não existem erros no diagrama de blocos proposto.
6. Executa-se o comando *incremental build* para que a aplicação seja compilada. Isso iniciará um processo no MATLAB que culminará com a criação de um executável para a plataforma DS1104. O executável será criado na pasta onde o MATLAB estiver com o *path* ativo e terá o nome do modelo (arquivo '.mdl'), que foi compilado, porém com a extensão '.sdf'.

A seguir é apresentado um exemplo de aplicação utilizando a biblioteca proposta e o procedimento descrito anteriormente. A Figura B.1 ilustra a criação do novo arquivo modelo e a inserção de blocos de tempo real da biblioteca de MIP. A Figura B.2 ilustra a configuração de passo do algoritmo. A Figura B.3 ilustra a configuração negando o *auto-load* da aplicação. A Figura B.4 demonstra uma aplicação montada para acionamento da MIT com referências senoidais e o comando de *update diagram* e, por fim, a Figura B.5 ilustra o comando de *incremental build*.

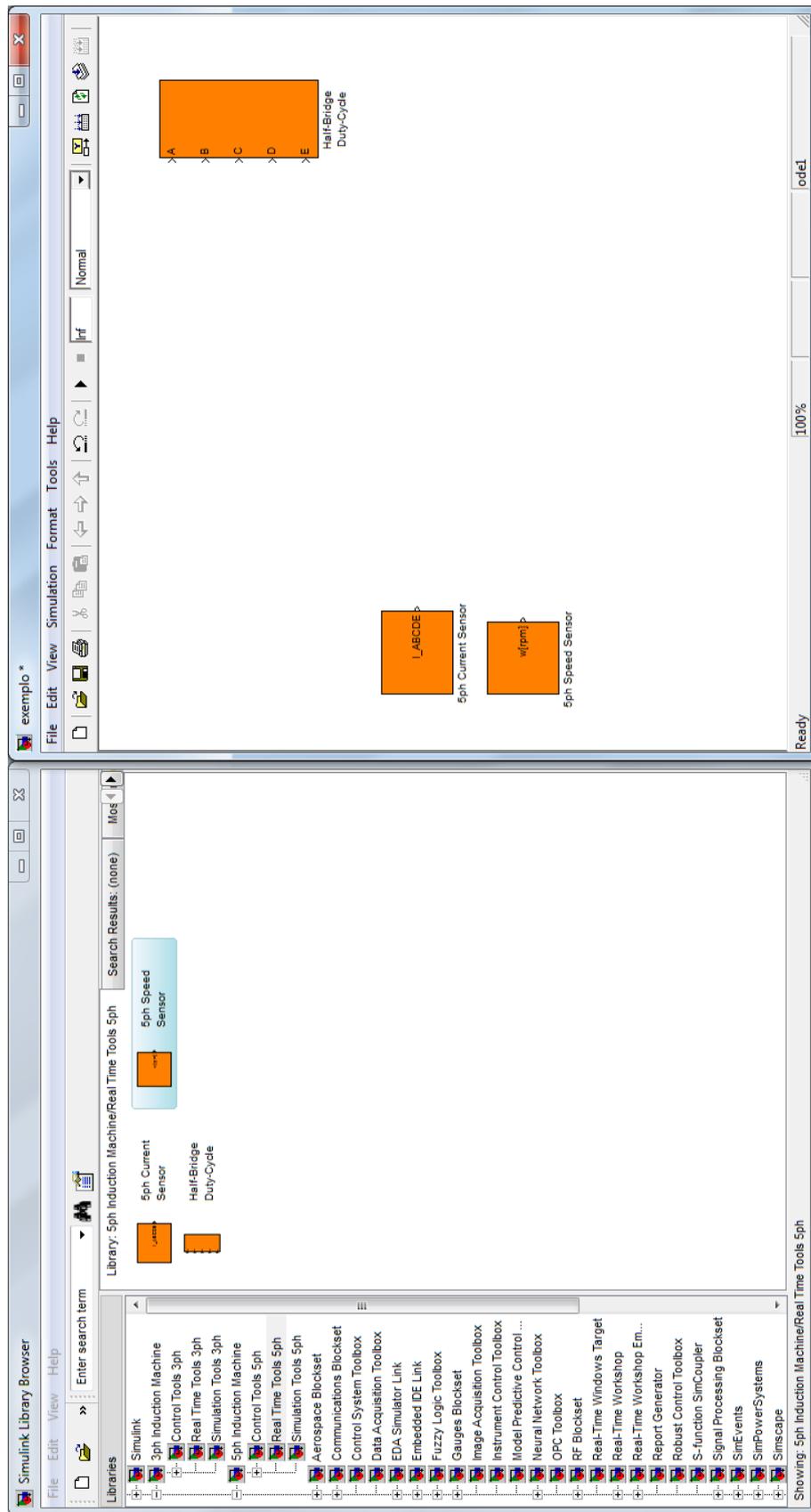


Figura B.1: Inserção de blocos de tempo real em uma nova aplicação.

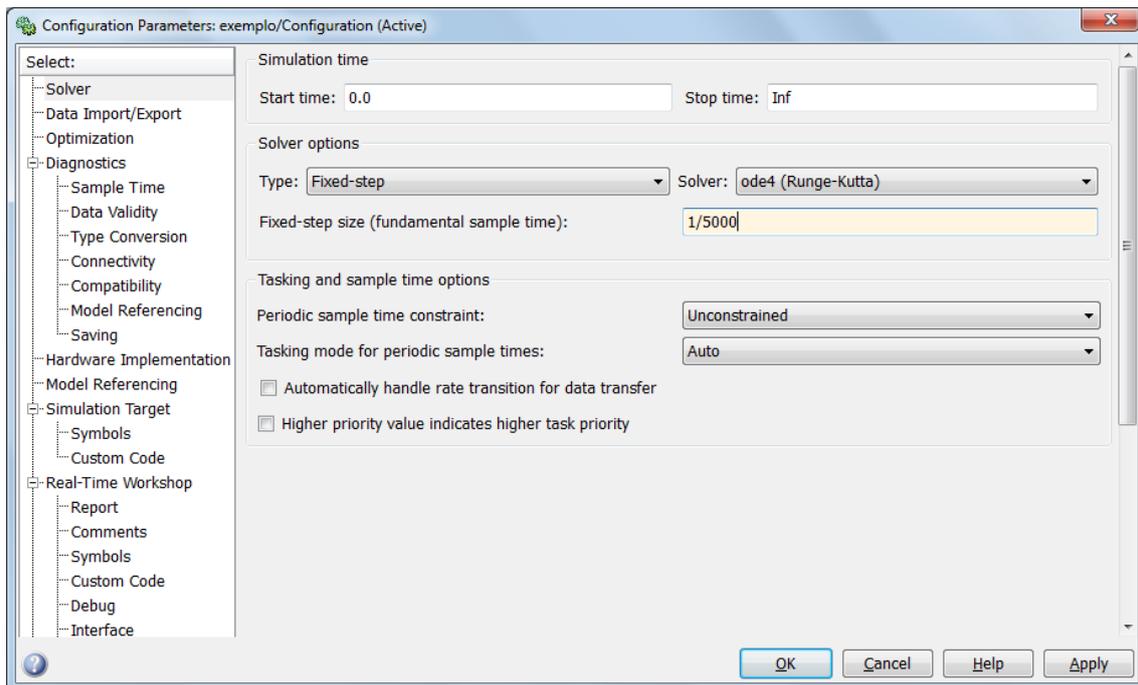


Figura B.2: Configuração do passo do algoritmo.

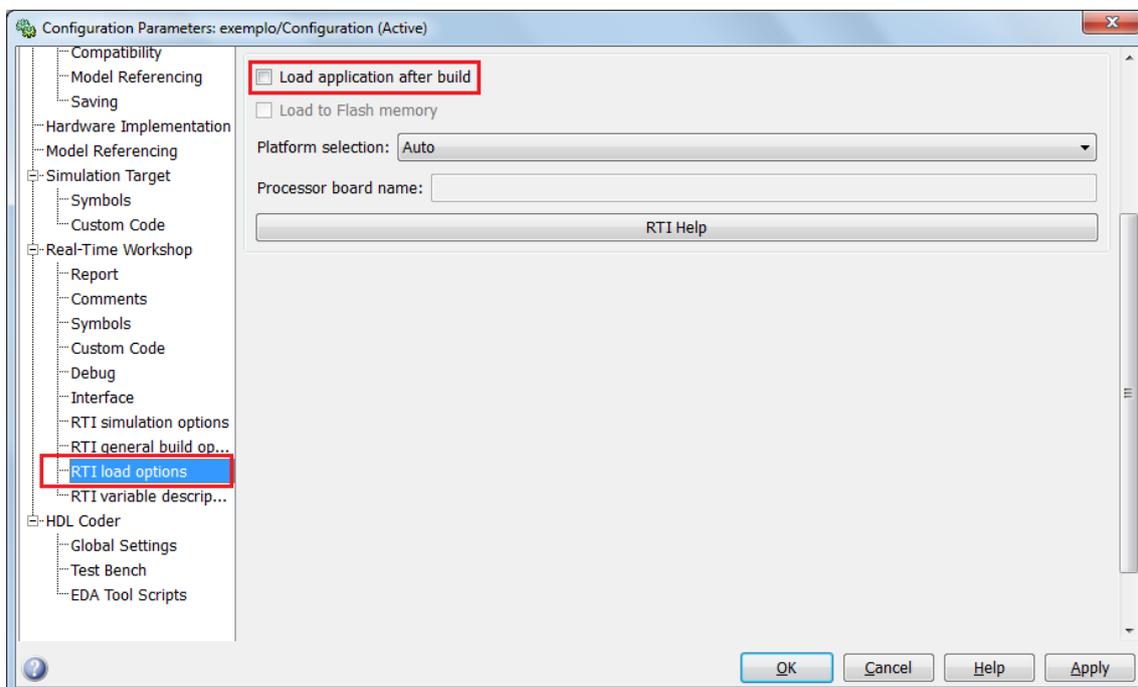


Figura B.3: Negação do *auto-load* da aplicação.

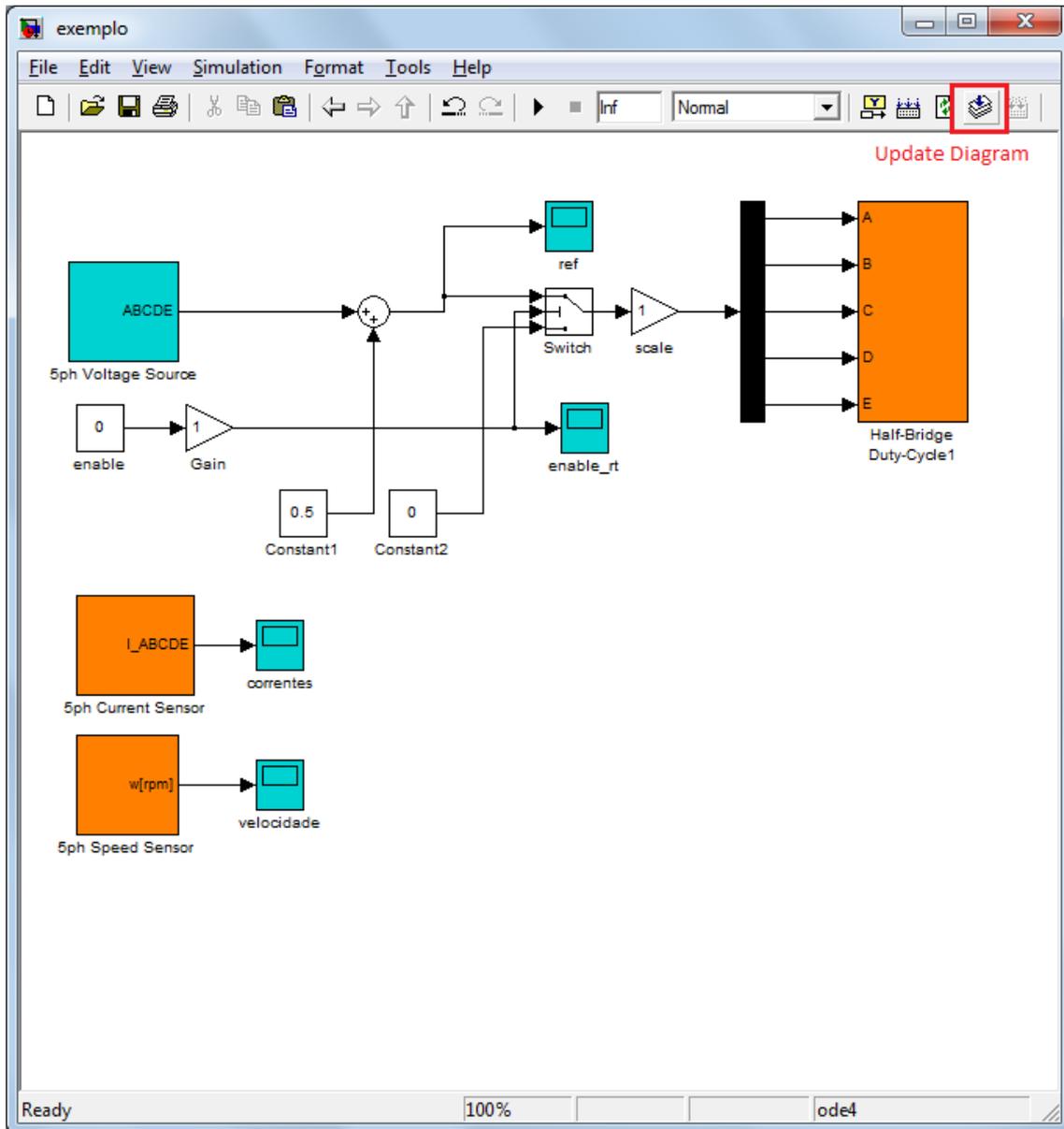


Figura B.4: Nova aplicação e *check* utilizando o *update diagram*.

The screenshot displays the MATLAB 7.10.0 (R2010a) environment. The top window shows the Simulink model 'exemplo' with an 'Incremental Build' status. The model includes blocks for '5ph Voltage Source', 'Gain', 'Switch', '5ph Current Sensor', and '5ph Speed Sensor'. The bottom window shows the Command Window with the following output:

```

New to MATLAB? Watch this Video, see Demos, or read X
...
BUILDING APPLICATION "exemplo" (Single)
WORK DIRECTORY "C:\Users\René A. Benvenuti\Documents\MATLAB\Exemplo"
BUILD DIRECTORY "C:\Users\René A. Benvenuti\Documents\MATLAB\Exemplo\build"
TARGET COMPILER "C:\Program Files\MathWorks\MATLAB\bin\win32\mexw32.exe"
COMPILING "exemplo.c"
COMPILING "exemplo_data.c"
COMPILING "exemplo_trc_ptr.c"
COMPILING "rtGetInf.c"
COMPILING "rtGetNaN.c"
COMPILING "rt_nonfinite.c"
COMPILING "C:\Program Files\MathWorks\MATLAB\bin\win32\mexw32.exe"
COMPILING "C:\Program Files\MathWorks\MATLAB\bin\win32\mexw32.exe"
COMPILING "C:\Program Files\MathWorks\MATLAB\bin\win32\mexw32.exe"
COMPILING "C:\Program Files\MathWorks\MATLAB\bin\win32\mexw32.exe"
LINKING APPLICATION ...
LINKING FINISHED
MAKE PROCESS SUCCEEDED
*** Successful completion of Real-Time Build ***
*** Finished RTI build procedure for 'exemplo' ***

```

The Command Window also shows a table of workspace variables:

Name	Val
A5	<5x>
B	5.71
B5	<22>
Bm	5.71
Delta	2.88
Delta3	1.44
F5	220
F5_rt	500
J	0.02
Jm	0.02
L5	3.67
L5_3h	3.86
Lr5	<22>
Lr5	<22>
Ls5	0.15
Ls5_3h	0.00
Lr5_c	<22>

The Command Window also shows the following code snippet:

```

figure
lsim(G,s,tsim)
clc
cd('C:\Users\René A. Benvenuti\Documents\MATLAB\Exemplo')

```

Figura B.5: Comando de *incremental build* e conclusão da compilação do algoritmo.

## APÊNDICE C USO DO SOFTWARE SUPERVISÓRIO CONTROLDESK

Este apêndice tem por objetivo demonstrar os passos necessários para carregar uma aplicação na plataforma dSPACE DS1104 e para gerar um *layout* no *software* supervisor ControlDesk que permita acessar e controlar variáveis de interesse da aplicação.

O *software* supervisor nos permite carregar aplicações na plataforma DS1104, gerar arquivos de *layout* onde será possível acessar variáveis em tempo real de execução tanto para leitura, geração de gráficos e armazenamento de sinais de velocidade, correntes e torque das máquinas, quanto para escrita, ou seja, modificação de parâmetros e ajuste de referência de controle.

Os passos seguintes descrevem o procedimento para execução de uma aplicação na dSPACE DS1104.

1. Partindo-se da aplicação compilada, como demonstrado no apêndice B, executa-se o *software* ControlDesk.
2. No *software* ControlDesk na aba de seleção de arquivos, procura-se pela pasta onde o arquivo com extensão '.sdf' foi compilado anteriormente. Feito isto carrega-se o executável na plataforma DS1104. O processo de carregamento do aplicativo pode ser feito através da aba *platform->application->load application*, ou simplesmente arrastando o arquivo para o ícone com o formato da plataforma DS1104, como ilustra a Figura C.1.
3. Se o aplicativo foi corretamente instalado, um ícone de *play* deve aparecer juntamente com o ícone da plataforma DS1104, como ilustra a Figura C.2. Pode-se executar e parar a aplicação apertando-se os botões de *play* e *stop*, respectivamente.

Seguindo os passos anteriores teremos o aplicativo desenvolvido em MATLAB<sup>®</sup> rodando na plataforma. Faz-se necessário agora a criação de um *layout* para ter-se acesso às variáveis de interesse da aplicação. Deve-se ter em mente que para acessar variáveis pelo ControlDesk, estas devem ser inseridas primeiramente no Simulink. Variáveis que provenham de blocos como *constant* ou *gain* podem ser modificadas em tempo real no ControlDesk. Variáveis que sejam acopladas a blocos do tipo *scope* poderão ser visualizadas em tempo real. Ressalta-se que variáveis internas de máscaras do Simulink (como parâmetros do modelo da MI ou tempo de um bloco tipo *step*), são consideradas constantes no momento da compilação, não sendo portanto modificáveis durante a execução do algoritmo.

Carregando-se o executável na plataforma DS1104, visualiza-se uma nova aba no canto inferior da tela, como ilustra a Figura C.3. Esta aba dá acesso as variáveis de interesse previamente definidas em ambiente Simulink.

Pode-se então iniciar a criação de um novo *layout*. Como ilustra a Figura C.4 existem três modos de operação para a interface de *layout*, estes são:

- **Edit mode:** Modo que permite criar e editar os painéis de acesso às variáveis. Existem diversos tipos de painéis disponíveis no ControlDesk, sendo os mais usuais os painéis de *acquisition settings* e *plotter array* para *display* das variáveis provenientes de blocos tipo *scope*, painéis do tipo *checkbox* para controle de chaves e sinais de *enable*, e painéis do tipo *numerical input* e *slider* para acesso as variáveis do ambiente de controle, como referência de velocidade da MI, por exemplo.
- **Test mode:** Este modo permite a pré-visualização do *layout*, e a adição das variáveis de interesse aos painéis criados. Para adicionar-se uma variável a um painel é necessário escolher a variável na aba criada quando o aplicativo é carregado na plataforma e então arrastá-la até o painel de interesse como ilustrado na Figura C.5. Para excluir uma variável de um painel deve-se apenas selecioná-la e apertar a tecla *del*.
- **Animation mode:** Modo que permite ações em tempo real de execução do algoritmo. Este modo só é permitido quando o algoritmo estiver sendo executado na plataforma e permite tomar ações sobre os painéis de controle e analisar e capturar variáveis nos painéis de *plot*.

Os passos seguintes descrevem o processo de criação e utilização de um novo *layout* para uma aplicação.

1. No *software* ControlDesk, cria-se um novo *layout* em *File->New->Layout*.
2. Assegure-se de que a aplicação tenha sido carregada na plataforma DS1104 e que as variáveis de interesse apareçam na aba como ilustra a Figura C.3.
3. Coloca-se o *layout* em *edit mode*. Criam-se os painéis pertinentes a aplicação como desejado.
4. Coloca-se o *layout* agora em *test mode*, onde pode-se arrastar as variáveis de interesse para os painéis criados.
5. Executa-se a aplicação.
6. Coloca-se o *layout* em *animation mode*, permitindo que as variáveis de interesse sejam visualizadas em tempo real.

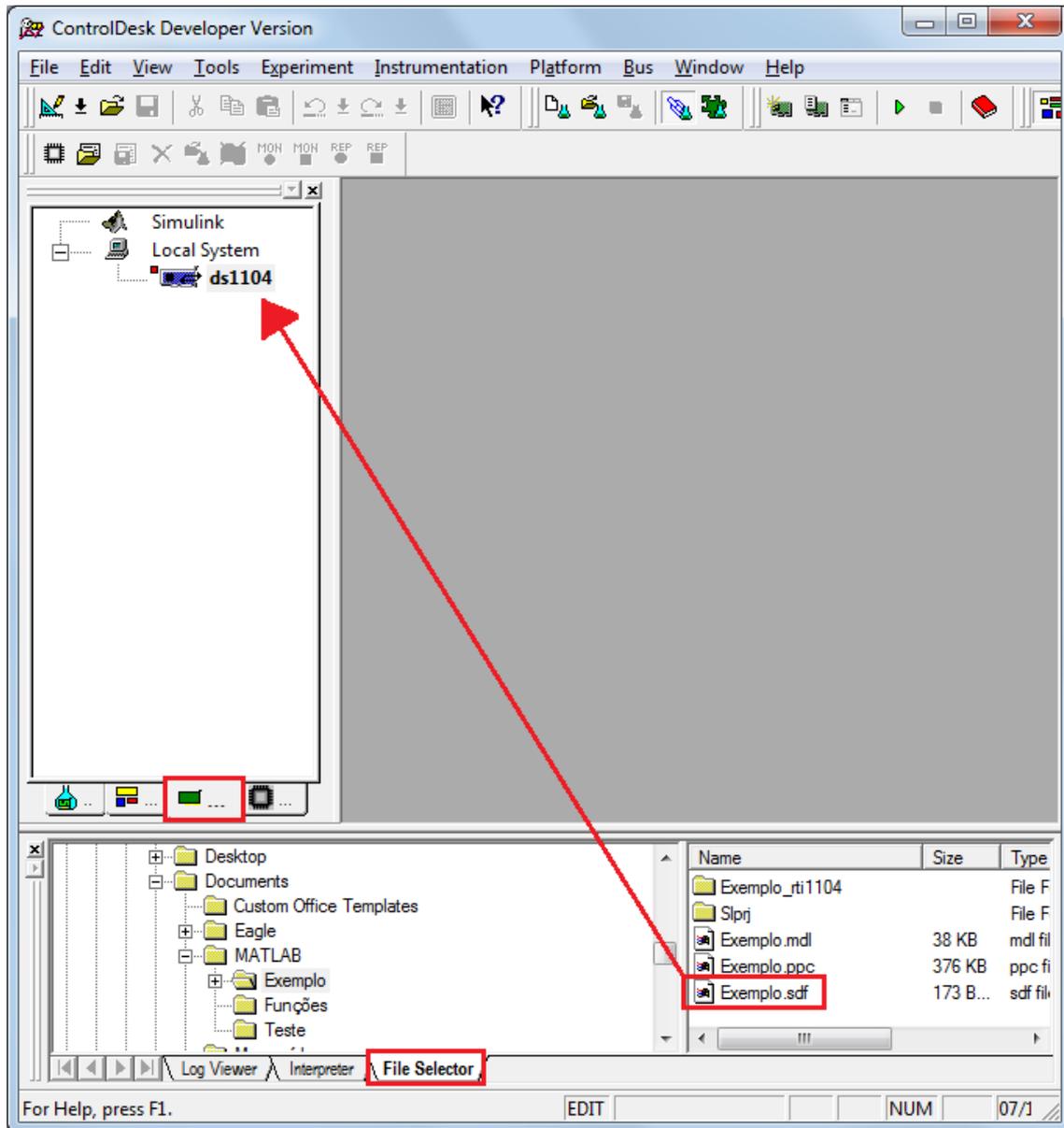


Figura C.1: Carregando aplicações na plataforma dSPACE DS1104.

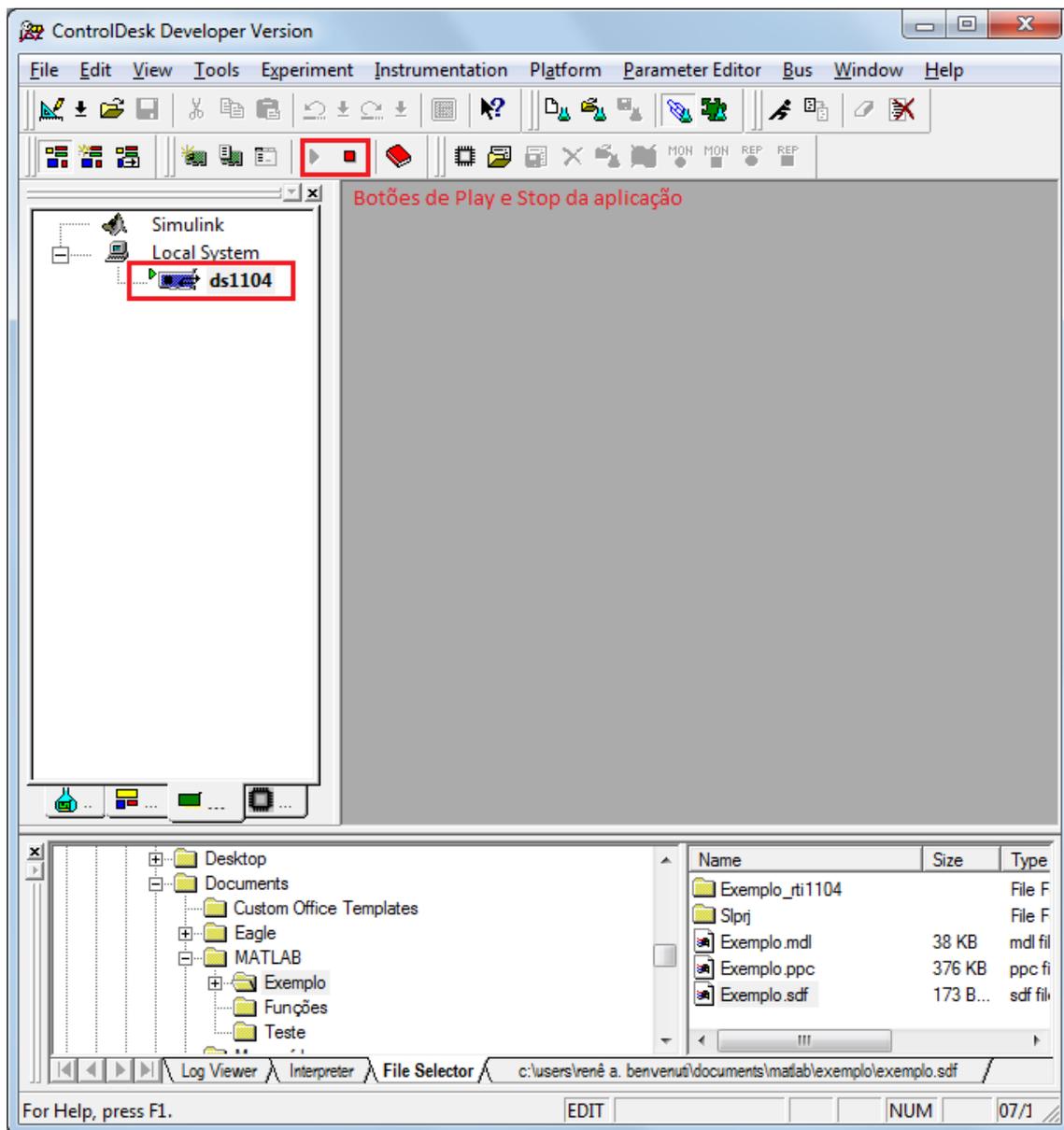


Figura C.2: Iniciando e parando a execução do algoritmo na dSPACE.

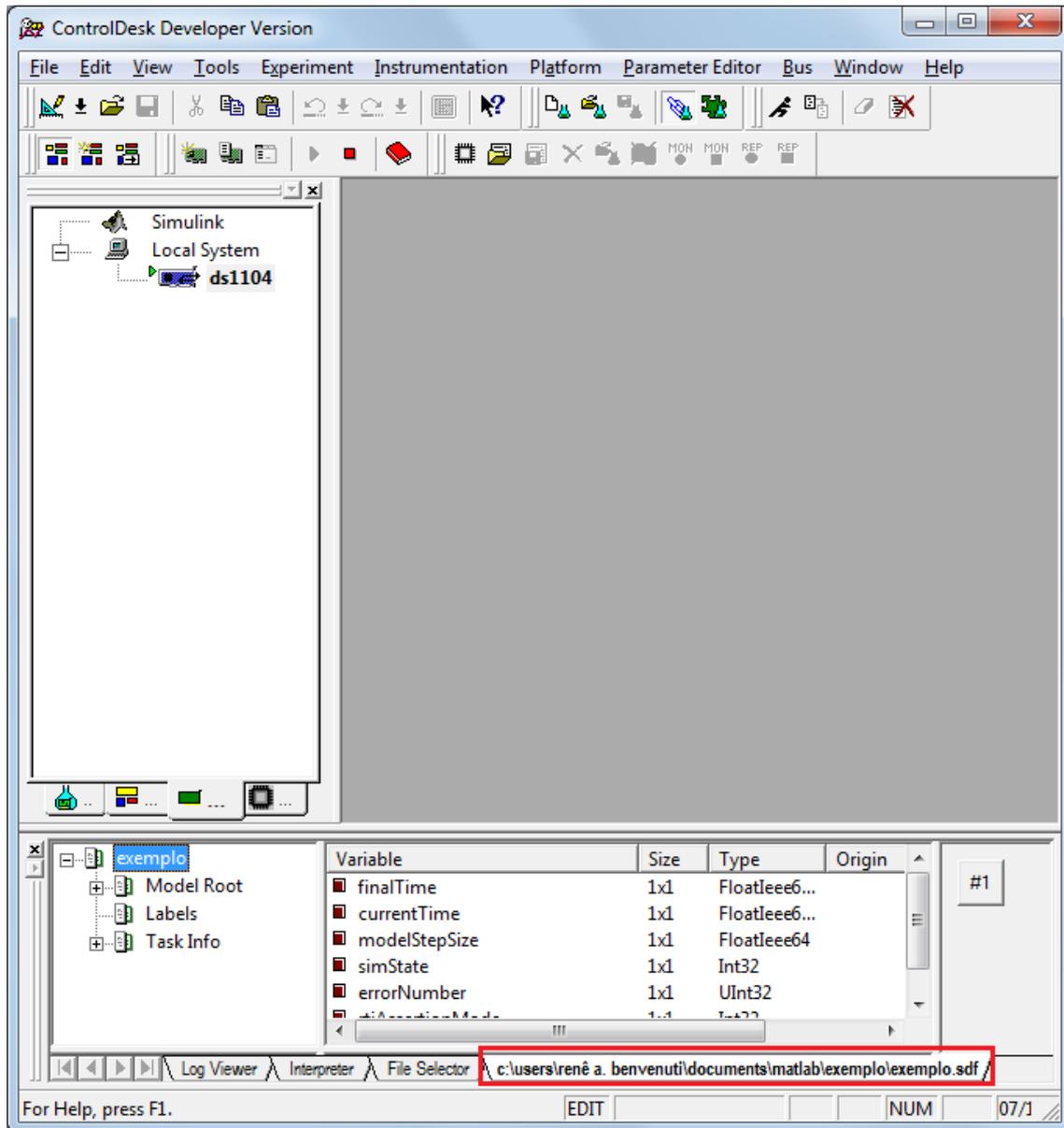


Figura C.3: Criação da aba que permite acesso as variáveis de interesse.

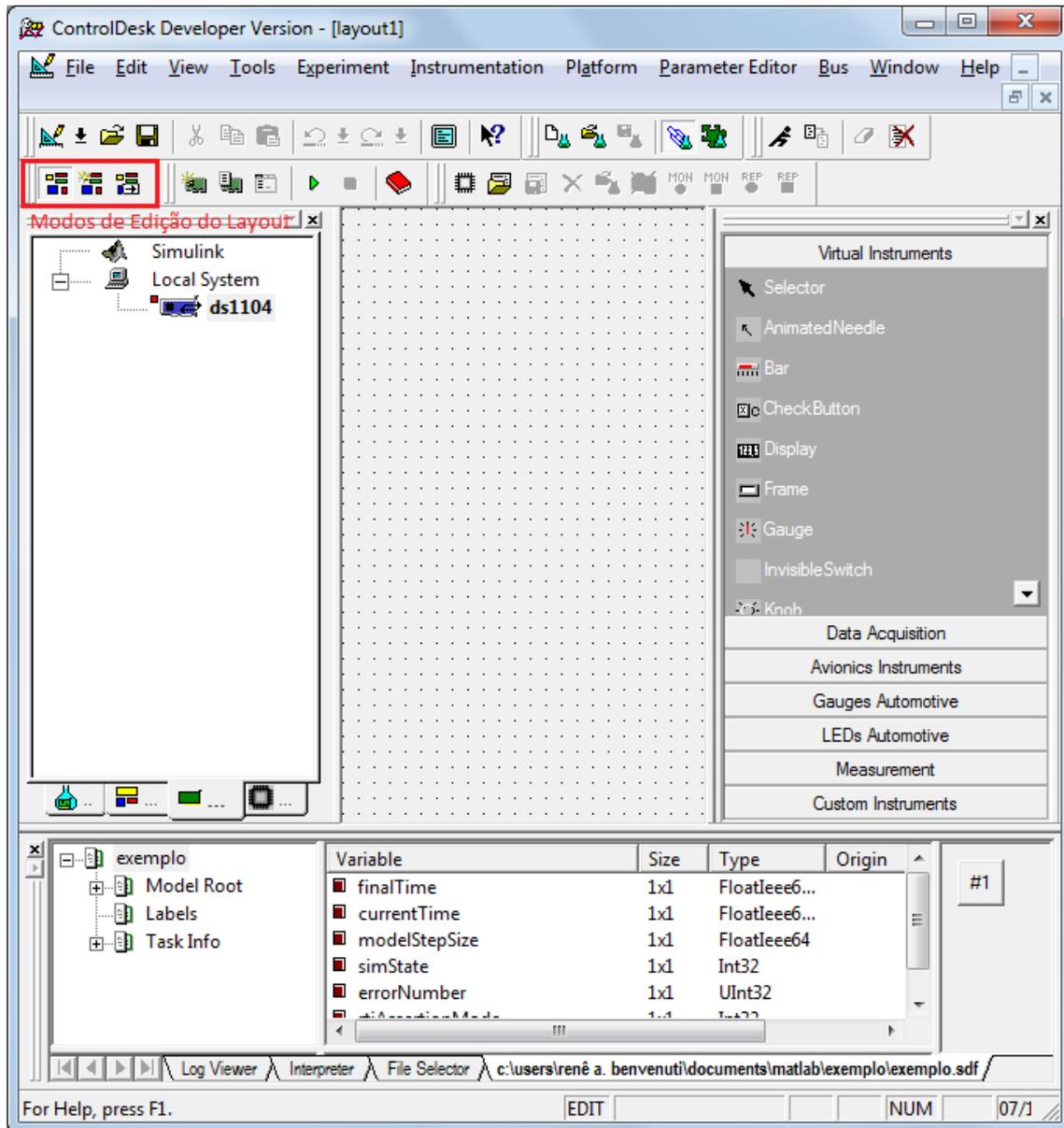


Figura C.4: Modos de edição de layout.

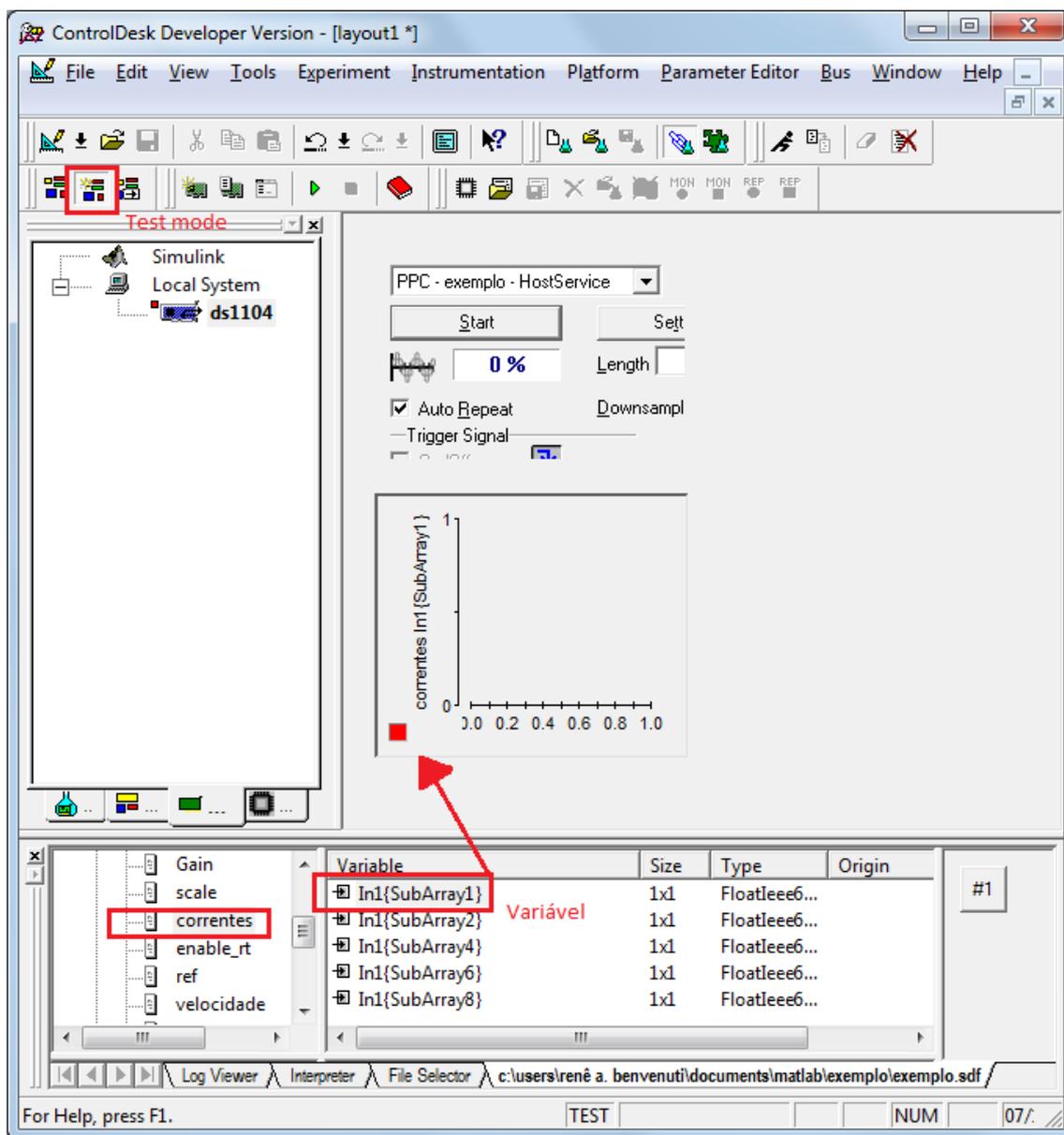


Figura C.5: Inserção de variáveis nos painéis de instrumentos de um layout.

## APÊNDICE D ACIONAMENTO DA PLATAFORMA

Este apêndice tem o intuito de esclarecer os passos necessários para energização e desligamento da plataforma de MI. Para o correto acionamento da plataforma de maneira a preservar a segurança do usuário e a integridade dos equipamentos, é necessário seguir o procedimento operacional descrito nas seções seguintes.

### D.1 Energização

O processo de energização da plataforma possui uma ordem específica para que seja mantida a integridade dos inversores e para que não seja aplicada nenhuma tensão indevida às MI. Este procedimento operacional é descrito a seguir.

1. Assegura-se que o algoritmo esteja em pausa na dSPACE DS1104. Desta forma garantindo que ao acionarmos o inversor nenhuma tensão seja enviada às MI inadvertidamente.
2. Liga-se a fonte chaveada e a baixa tensão do inversor pentafásico, como ilustra a Figura D.1. Isso faz com que as placas de condicionamento sejam alimentadas, assim como a instrumentação da plataforma.
3. Aciona-se a botoeira geral no painel de alimentação, assim como a botoeira que fecha a contatora e energiza o variac trifásico, como ilustrado na Figura D.2.
4. Liga-se o disjuntor trifásico que permite a entrada de energia para o retificador do inversor pentafásico, como mostra a Figura D.3.
5. Aciona-se o variac trifásico e configura-se a tensão do *link CC* do inversor conforme requerido pela aplicação do usuário. A Figura D.4 ilustra o processo.

Algumas notas e precauções importantes são mencionadas nos itens a seguir.

- Não toque em partes metálicas do inversor a não ser que esteja absolutamente certo que os capacitores estão descarregados e o inversor desligado.
- Observe atentamente o ordenamento das fases, evitando acionar a MI em uma sequência de fases equivocada.
- Anteriormente ao acionamento do variac trifásico, certifique-se que este esteja zerado, ou seja, que o potenciômetro de controle da tensão esteja todo para o sentido anti-horário.

- Instrumente o inversor devidamente antes do acionamento de potência do mesmo, com multitestes para verificação da tensão do *link CC*.
- Não altere a posição de instrumentos ou modifique o algoritmo da dSPACE sem desligar a parte de potência do inversor pentafásico.
- Ao iniciar uma nova aplicação, deve-se ter bom senso e validar as ações metodicamente, evitando danificar os componentes da plataforma por imperícia no manejo da mesma.

## D.2 Desligamento

O processo de desligamento da plataforma, assim como o de energização, possui um procedimento operacional que deve ser seguido para evitar danos à plataforma e riscos ao usuário. Os passos para correto desligamento da plataforma são apresentados na sequência.

1. Assegure-se de que a aplicação esteja rodando na plataforma DS1104. Isto permite que desenergize-se corretamente os capacitores do inversor.
2. Reduz-se a tensão de alimentação do variac trifásico para zero girando-se o potenciômetro de controle totalmente no sentido anti-horário. Desliga-se o variac na sequência.
3. Aguarda-se a parada completa das máquinas.
4. Desliga-se a botoeira de alimentação do variac.
5. Desliga-se o disjuntor de entrada do inversor.
6. Desliga-se a parte de baixa potência do inversor pentafásico.

Seguindo devidamente o procedimento operacional apresentado anteriormente assegura-se que os equipamentos e o usuário da plataforma estarão seguros. A seguir são apresentados alguns cuidados com segurança que merecem menção.

- Não toque em partes metálicas do inversor, pois estas ainda podem conter tensão residual dos capacitores.
- Siga a ordem estabelecida neste procedimento operacional. Isto evita que o inversor ou as máquinas sejam danificados no processo de desligamento.
- Atente para ruídos ou vibrações excessivas nas máquinas. Desligue imediatamente o circuito de potência caso ocorra alguma anormalidade. O circuito de potência pode ser seccionado diretamente pressionando-se a botoeira circular central do painel de potência.
- Desligue imediatamente o circuito de potência caso veja algum colega em risco.
- Por medida de segurança, evite testes enquanto estiver sozinho no laboratório.



Figura D.1: Energização da baixa tensão do inversor pentafásico.



Figura D.2: Painel de comando.



Figura D.3: Disjuntor trifásico da entrada do inversor pentafásico.



Figura D.4: Variac trifásico.

# ANEXO A ARTIGO ACEITO PARA APRESENTAÇÃO NO CBA14

Artigo aceito para apresentação no 20º Congresso Brasileiro de Automática.

## PLATAFORMA PARA SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DE TÉCNICAS DE CONTROLE DE MIT E MIP EM MATLAB/SIMULINK

RENÉ AUGUSTO BENVENUTI\*, LUÍS FERNANDO ALVES PEREIRA\*, LUÍS ALBERTO PEREIRA\*, MARCELO GÖTZ\*

\*Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE  
Universidade Federal do Rio Grande do Sul

Av. Osvaldo Aranha, 103, Centro, CEP 90035-190, Porto Alegre, RS, Brasil

Emails: augusto.benvenuti@ufrgs.br, lfpereira@ece.ufrgs.br, lapereira@ece.ufrgs.br, mgoetz@ece.ufrgs.br

**Abstract**— This paper presents a toolbox library for simulation and prototyping of control techniques for three and five phase induction machines, developed in MATLAB/Simulink® and to be used with dSPACE®-1104 platform. The software tools and the hardware platform are both described. This integrated environment allows the user to develop and evaluate control techniques for those machines by means of pure simulation as well as executing them on an underlying hardware platform connected to the physical machine. The transition from simulation to a hardware platform are done transparently for the user and enabled by rapid prototyping tools.

**Keywords**— induction machine control, system simulation, prototyping

**Resumo**— Neste trabalho é apresentada uma biblioteca de ferramentas para simulação e prototipagem de técnicas de controle de máquinas de indução trifásicas e pentafásicas, desenvolvida em MATLAB/Simulink® e para uso com a plataforma dSPACE®-1104. São descritas as ferramentas de software e também a plataforma de hardware utilizadas. Este ambiente integrado permite ao usuário desenvolver e testar técnicas de controle aplicadas a máquinas de indução por meio tanto de simulação como execução em plataforma de hardware conectada a máquina física. A transição entre simulação e execução do algoritmo em plataforma de hardware é transparente para o usuário e possibilitada pelas ferramentas de prototipagem.

**Palavras-chave**— controle de máquinas de indução, simulação de sistemas, prototipagem

### 1 Introdução

O uso de Máquinas de Indução (MI), vem se tornando mais frequente em aplicações em que seja requerida robustez, versatilidade e baixo custo. Com o advento das técnicas de controle escalar e posteriormente por orientação do campo (Blaschke, 1972), as MI hoje tendem a substituir as máquinas de corrente contínua em aplicações onde é exigida velocidade fixa ou variável, ou ainda em aplicações onde é necessário o controle do torque da máquina.

Tendo em vista a redução nos custos dos conversores estáticos a base de semicondutores nas últimas décadas, aplicações em que as máquinas de indução não são diretamente acionadas pela rede trifásica tornam-se mais comuns, não mais exigindo um número fixo de fases e, portanto, deixando a quantidade de fases da máquina de indução ser escolhida baseada em parâmetros apropriados que apresentem vantagens sobre o projeto de MI Trifásicas (MIT).

Pesquisas recentes indicam vantagens quando comparamos a MIP contra a MIT tradicional (Klingshirn, 1983; Xu et al., 2002; Levi et al., 2007). Em (Toliat, 1998) é demonstrado que, utilizando técnicas adequadas de controle, a MIP pode continuar operando mesmo com três fases sob falta, demonstrando ser uma máquina mais robusta do que a equivalente trifásica. Estudos realizados por (da Rosa, 2010) indicam incrementos

significativos no torque da MIP quando utilizadas técnicas de controle que não são aplicáveis para MIT. Porém, estudos em protótipos para validação dos modelos e conceitos ainda necessitam ser realizados.

Novas técnicas de controle utilizando harmônicos de indução no entreferro em Máquinas de Indução Pentafásicas (MIP) foram propostas visando extrair vantagens de desempenho quando comparadas às MIT (Scharlau et al., 2009). Novos observadores de estados são propostos para MIP (Benavides et al., 2010), mostrando que o interesse pelo controle de MI com número de fases maior do que três é crescente.

Neste trabalho é proposta uma biblioteca desenvolvida em software MATLAB/Simulink® que possibilita a simulação de técnicas de controle de MIT e MIP, e posterior implementação destas utilizando a plataforma de hardware dSPACE®-DS1104. Desta forma é possível avaliarmos técnicas de controle de MI em simulação e também prototipá-las utilizando a plataforma de hardware DS1104 conectada por meio de um inversor às máquinas de indução, tendo portanto uma forma fácil de avaliar técnicas de controle para MIT e MIP, assim como comparar o desempenho entre as máquinas.

Nas seções seguintes deste artigo são apresentadas as ferramentas de software desenvolvidas para simulação e posterior implementação das

# ANEXO B ARTIGO ACEITO PARA APRESENTAÇÃO NO IECON14

Artigo aceito para apresentação na 40<sup>a</sup> *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*.

## Multipurpose Platform for Control of 3-phase and 5-phase Induction Machines Integrated with MATLAB/Simulink<sup>®</sup>

Renê A. Benvenuti, Luís F. A. Pereira, Luís A. Pereira, Sérgio L. Haffner, Marcelo Götz

Electrical Engineering Graduate Program (PPGEE)

Federal University of Rio Grande do Sul (UFRGS)

Av. Osvaldo Aranha, 103, CEP 90035-190, Porto Alegre, Brazil

emails: augusto.benvenuti@ufrgs.br, lfperreira@ece.ufrgs.br, lapereira@ece.ufrgs.br, slhaffner@gmail.com, mgoetz@ece.ufrgs.br

**Abstract**—Computer aided design tools are nowadays important for a variety of engineering fields. One of the most used tool is MATLAB/Simulink<sup>®</sup>, which has a broad variety of libraries and is recognized by its reliability. This paper presents a toolbox library for simulation and prototyping of control techniques for three and five phase induction machines, developed in MATLAB/Simulink<sup>®</sup> and to be used with dSPACE<sup>®</sup>DS-1104 platform. The software tools and the hardware platform are both described and provide an integrated environment which allows the user to develop and evaluate control techniques for induction machines by means of pure simulation as well as executing them on an underlying hardware platform connected to the machine. The transition from simulation to a hardware platform are done transparently for the user using rapid prototyping tools.

**Keywords**—Induction motors, Electric machines, AC machines, Motor drives, Machine control, Machine vector control, Software prototyping, System performance.

### I. INTRODUCTION

Induction machine applications are increasing where robustness, versatility and low cost are required. Techniques to control induction machines, such as scalar and field oriented control [1], allow the use of these machines in applications where constant or variable speed control, or even torque control, is required, making possible to use induction machines in areas where direct-current machines were often used.

Considering the development of efficient static converters based on semiconductors in last decades, applications where induction machines are not directly connected to the network became more frequent. This allows to choose the phase number based on appropriate design parameters that leads to advantages when compared to standard three-phase machines. Recent papers present advantages of induction machines with more than three phases over conventional 3-phase machines [2]–[4]. One of this advantages is the greater reliability, since these machines can operate even with one phase under fault [5] [6]. It is also shown in [7] that 5-phase machines can develop torque using not only the fundamental air-gap field, as standard 3-phase machines do, but also using the third harmonic field; such technique is not possible for 3-phase machines. Control techniques that use the fact that 5-phase machines can be

controlled using third harmonic field to develop more torque are presented by [8].

Although much progress can be observed in the theory or control applied to induction machines, the validation of new techniques suited to control 5-phase machines still depends on adequate equipment and measurement methods. In [9] it is presented a simulation environment allowing for conception and design of induction machine controllers. Further ideas of integration between MATLAB/Simulink<sup>®</sup> with real-time prototyping are described by [10]. In [11] and [12] it is proposed an interesting platform for simulation and prototyping of control techniques applied to 3-phase induction machines.

This work extends the platform described in [12] enabling its use for 5-phase machines. Thus, it is proposed a multipurpose platform, comprising hardware and software tools, allowing complete system simulation and rapid system prototyping for practical validation.

This paper is organized as follows: Section II presents a description of the proposed software tools and gives an overview of the proposed library. One application example of the tools usage for simulation and prototyping is presented and the results are shown. Then, in Section III, the hardware tools and equipments are shown; the use of DC generators as programmable loads and some concepts for remote access are also explained. Finally, in Section IV, conclusions of the proposed platform are made and future works are discussed.

### II. SOFTWARE TOOLS

The design of control systems can be a complex task that has many different steps such as modeling, simulation and experimentation. Computer aided design tools are widely used to improve the development time of these techniques throughout simulation of the systems to be controlled. Software tools such MATLAB/Simulink<sup>®</sup> have a variety of frameworks that helps to create precise models of real world systems, though these frameworks are usually generic and have to be connected into subsystems to create models. Using MATLAB/Simulink<sup>®</sup> framework tools and dSPACE<sup>®</sup>DS1104

## ANEXO C INVERSOR PENTAFÁSICO

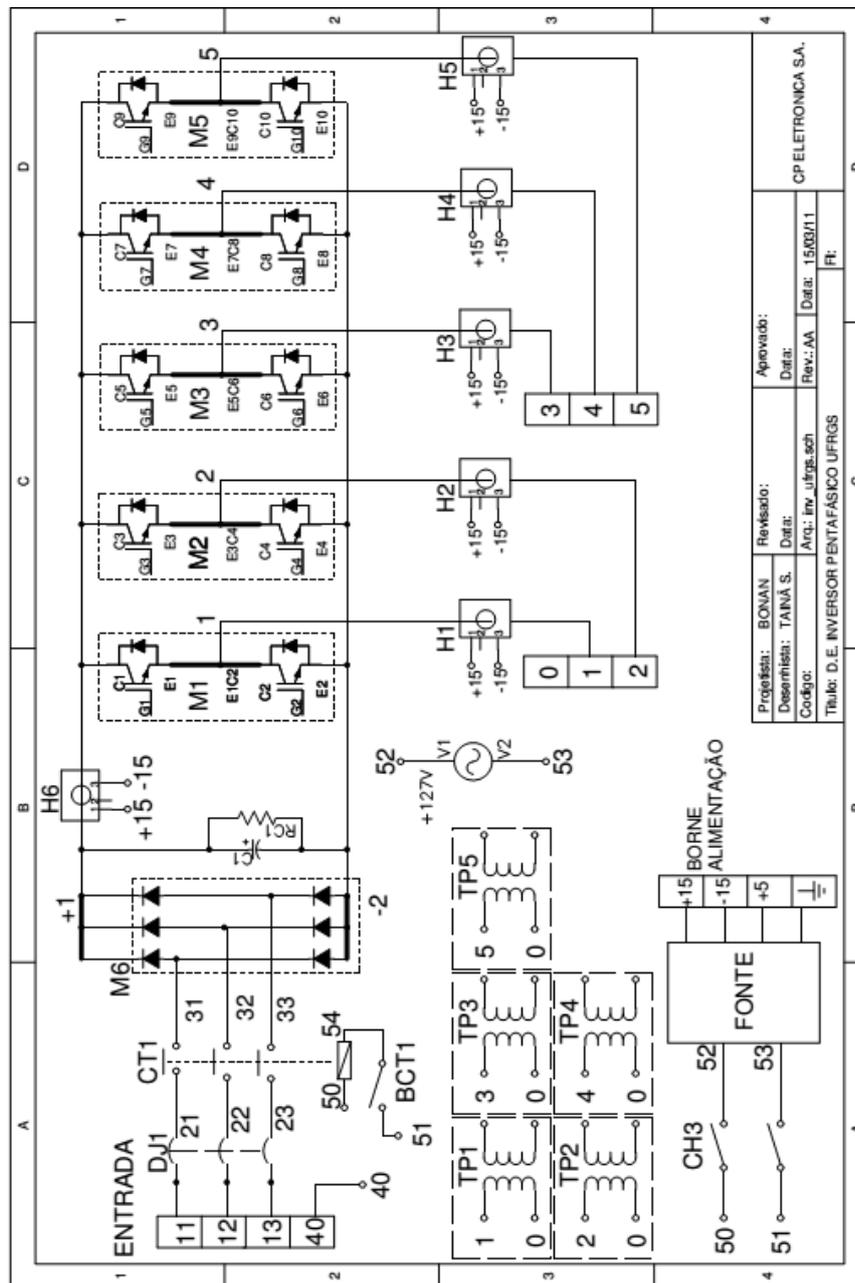


Figura C.1: Esquemático do inversor pentafásico.

## ANEXO D PLACA DE CONDICIONAMENTO

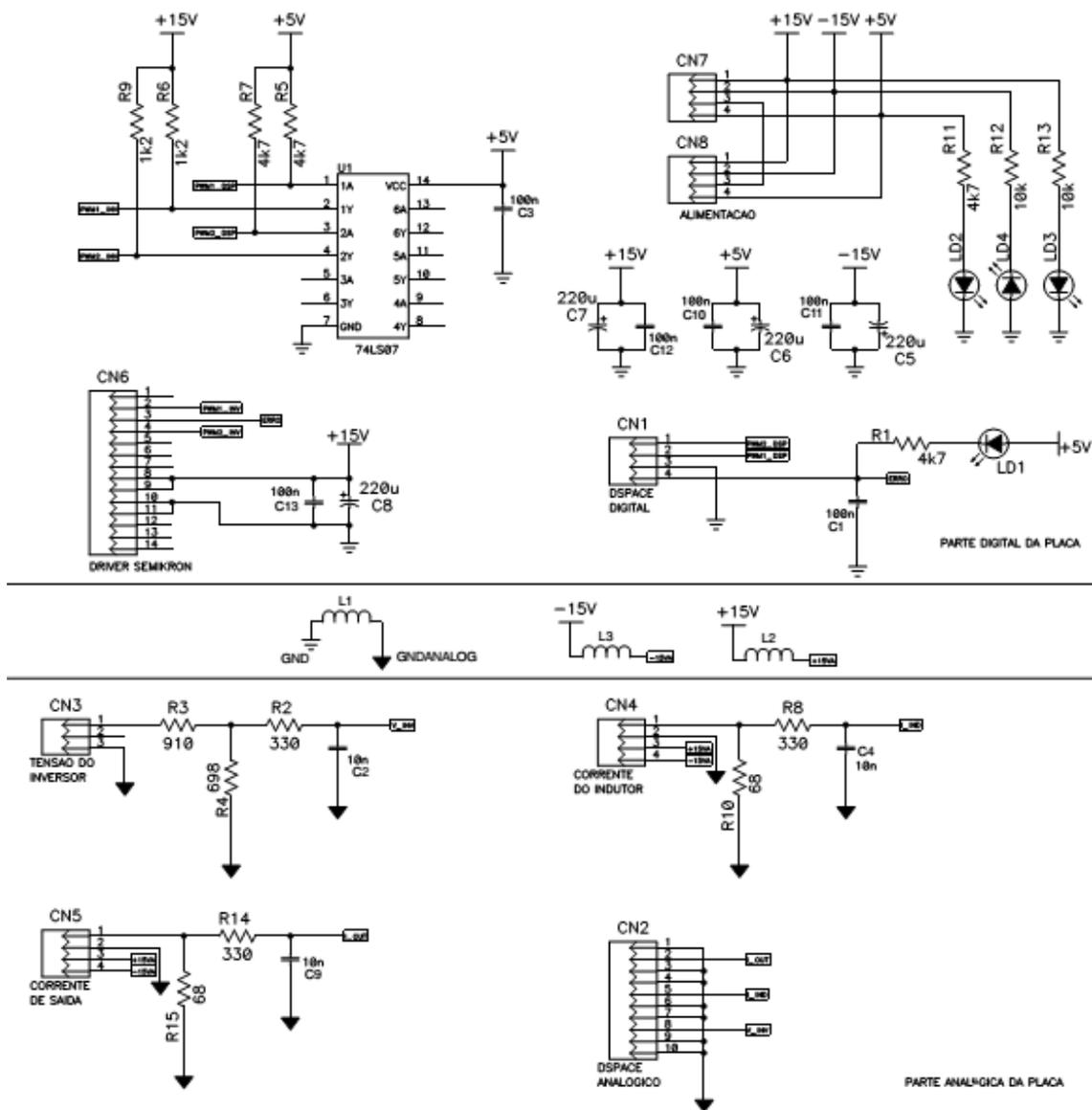


Figura D.1: Esquemático da placa de condicionamento.

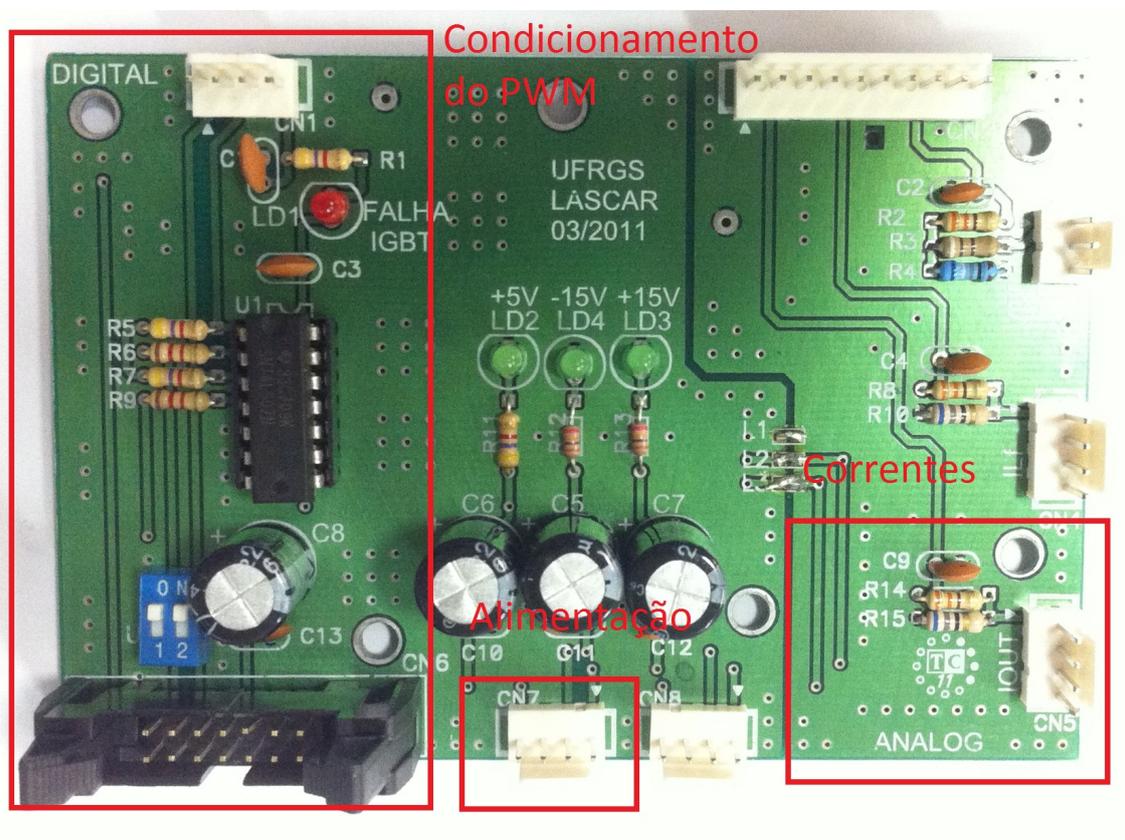


Figura D.2: Placa de condicionamento montada.

## ANEXO E CARACTERÍSTICAS DAS MI

Tabela E.1: Características nominais da MIT.

Característica	Valor
Tensão de fase	$220 V_{RMS}$
Corrente	$11,8 A_{RMS}$
Potência	$5500 W$
Rendimento	$89,5 \%$
Fator de Potência	$0,79$

Tabela E.2: Parâmetros da MIT.

Parâmetros	Descrição	Valor
$R_s$	Resistência do estator	$0.7681 \Omega$
$R_r$	Resistência do rotor	$7.1737 \mu\Omega$
$L_s$	Indutância do estator	$105.3 mH$
$L_r$	Indutância do rotor	$1.4727 \mu H$
$L_m$	Indutância mútua	$376.59 \mu H$
$J_m$	Momento de inércia do rotor	$20.6 m[ Kg.m^2 ]$
$B_m$	Coefficiente de atrito do rotor	$571.59 \mu \left[ \frac{Kg.m^2}{s} \right]$
$p$	Número de pares de polos	$2$

Tabela E.3: Características nominais da MIP.

<b>Característica</b>	<b>Valor</b>
Tensão de fase	$220 V_{RMS}$
Corrente	$7 A_{RMS}$
Potência	$5500 W$
Rendimento	$90 \%$
Fator de Potência	$0,8$

Tabela E.4: Parâmetros da MIP.

<b>Parâmetros</b>	<b>Descrição</b>	<b>Valor</b>
$R_s$	Resistência transformada do estator	$1.4259 \Omega$
$R_{ar}$	Resistência do anel do rotor	$0.98001 \mu\Omega$
$R_{br}$	Resistência da barra do rotor	$0.11970 m\Omega$
$L_{s1}$	Indutância transformada do estator - fundamental	$156.20 mH$
$L_{r1}$	Indutância transformada do rotor - fundamental	$3.6738 \mu H$
$M_1$	Indutância transformada mútua - fundamental	$738.56 \mu H$
$L_{s3}$	Indutância transformada do estator - 3º harmônico	$8.1000 mH$
$L_{r3}$	Indutância transformada do rotor - 3º harmônico	$3.8684 \mu H$
$M_3$	Indutância transformada mútua - 3º harmônico	$-129.76 \mu H$
$J_m$	Momento de inércia do rotor	$20.6 m [Kg.m^2]$
$B_m$	Coefficiente de atrito do rotor	$571.59 \mu \left[ \frac{Kg.m^2}{s} \right]$
$p$	Número de pares de polos	$2$
$N$	Número de fases do modelo do rotor	$22$