

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Otávio Rodrigues Gomes

**Modelagem e Controle para Acionamento de uma Máquina Síncrona para
Propulsão Elétrica de Aeronaves**

Juiz de Fora

2021

Otávio Rodrigues Gomes

**Modelagem e Controle para Acionamento de uma Máquina Síncrona para
Propulsão Elétrica de Aeronaves**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

Orientadora: Prof^ª. Ph. D. Janaína Gonçalves de Oliveira

Coorientador: Prof. Dr. Eng. Pedro Santos Almeida

Juiz de Fora

2021

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Gomes, Otávio Rodrigues.

Modelagem e Controle para Acionamento de uma Máquina Síncrona
para Propulsão Elétrica de Aeronaves / Otávio Rodrigues Gomes. – 2021.
108 f. : il.

Orientadora: Janaína Gonçalves de Oliveira

Coorientador: Pedro Santos Almeida

Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Juiz de Fora, Facul-
dade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
2021.

1. Propulsão Aeronáutica. 2. Máquina Síncrona. 3. Projeto Baseado
em Modelo. 4. Microcontrolador. I. Oliveira, Janaína Gonçalves de, orient.
II. Almeida, Pedro Santos, coorient. III. Título.

Otávio Rodrigues Gomes

Modelagem e Controle para Acionamento de uma Máquina Síncrona para Propulsão Elétrica de Aeronaves

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

Aprovada em 8 de março de 2021

BANCA EXAMINADORA



Prof^a. Ph. D. Janaína Gonçalves de Oliveira
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF
Orientadora



Prof. Dr. Eng. Pedro Santos Almeida
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF
Coorientador



Prof. Dr. Sc. Elkin Ferney Rodriguez Velandia
Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE/UFRJ



Prof. Dr. Eng. Márcio do Carmo Barbosa Poncílio Rodrigues
Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais, IF Sudeste MG



Prof. Dr. Eng. Leandro Rodrigues Manso Silva
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Dedico este trabalho à minha família e amigos.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço à Deus.

Agradeço à minha mãe Sílvia por todo o apoio e confiança cedidos à mim desde sempre e, principalmente, durante o período em que me dediquei ao mestrado.

Agradeço à minha família e aos meus amigos, que sempre estiveram ao meu lado. Um agradecimento especial à minha amiga Maria Eduarda Silva Bastos, pelo apoio e pelo tempo entre ligações e videochamadas para trocar ideias acerca do projeto ou desabafar nos momentos de dificuldades.

Agradeço aos meus professores orientadores, Janaína Gonçalves de Oliveira e Pedro Santos Almeida, por todo apoio e motivação neste período desafiador de isolamento social que vivemos durante o ano final do mestrado. Foi um período difícil, porém de muitos esforços e aprendizados.

Agradeço aos professores da Universidade Federal de Juiz de Fora, por toda base de conhecimentos teóricos e práticos que foram essenciais no desenvolvimento do presente trabalho.

Não posso deixar de registrar meus sinceros agradecimentos aos professores do Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, Matusalém Martins Lanes e Luís Cláudio Gambôa Lopes, por terem se prontificado de maneira proativa a ajudar quando precisamos.

Por fim, agradeço ao CNPq, à CAPES, à FAPEMIG, ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica (PPEE) e à Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), pelo suporte financeiro concedido durante o desenvolvimento da dissertação, pela estrutura física, equipamentos e pelo ensino gratuito e de qualidade.

“Educação é uma descoberta progressiva de nossa própria ignorância.”
(Voltaire)

“O sucesso é a soma de pequenos esforços repetidos dia após dia.”
(Robert Collier)

RESUMO

O presente trabalho aborda o estudo de um sistema de propulsão híbrido-elétrica para aeronaves de pequeno porte, concentrando-se no subsistema de motorização. Este subsistema enquadra o barramento CC, o inversor de frequência e a máquina síncrona de ímãs permanentes, que atuarão sobre uma hélice aeronáutica. O trabalho apresenta a modelagem matemática e computacional da planta no ambiente MATLAB/Simulink, onde são ensaiados e validados os projetos dos controladores de corrente e velocidade. Ademais, a partir da metodologia de Projeto Baseado em Modelo são desenvolvidas as técnicas *model-in-the-loop*, *software-in-the-loop* e *processor-in-the-loop*, que destacam-se pela oportunidade de otimizar o tempo envolvido no projeto e desenvolvimento de novas tecnologias, estando presentes principalmente nas indústrias automobilística e aeroespacial. Dessa forma, através da metodologia utilizada são desenvolvidos desde os modelos de controle no MATLAB/Simulink até o código de controle que será embarcado no microcontrolador TMS320F28379D da Texas Instruments. O TMS320F28379D através da técnica *processor-in-the-loop* será utilizado no acionamento e controle da planta virtual, possibilitando validar a estratégia implementada para que possam ser executados ensaios práticos na planta física. Resultados de simulação e co-simulação são utilizados para validar a modelagem, os controles e o código implementado em *hardware*. Enquanto resultados práticos preliminares permitirão verificar sinais elétricos da planta, além do funcionamento dos sensores e transdutores. Este trabalho é parte integrante do projeto intitulado “Montagem de um Banco de Ensaios para Propulsão Aeronáutica Híbrido-elétrica” (APQ-03593-17), fruto da colaboração entre FAPEMIG, Embraer e UFJF, cujo principal objetivo é desenvolver tecnologias nacionais de propulsão híbrido-elétrica para aeronaves.

Palavras-chave: Propulsão Aeronáutica. Máquina Síncrona. Projeto Baseado em Modelo. Microcontrolador.

ABSTRACT

This work addresses the study of a hybrid-electric propulsion system for a small aircraft, focusing on the engine subsystem. This subsystem includes the DC bus, the frequency inverter and the permanent magnet synchronous machine, which will act on an aeronautical propeller. The work presents the mathematical and computational modeling of the plant in the MATLAB / Simulink software, where the designs of current and speed controllers are tested and validated. Furthermore, based on the Model-Based Design methodology, model-in-the-loop, software-in-the-loop and processor-in-the-loop techniques are developed, which stand out for the opportunity to optimize the time involved in the design and development of new technologies, being present mainly in the automotive and aerospace industries. Thus, through the methodology used, the control models in MATLAB/Simulink are developed to the control code that will be embedded in the Texas Instruments TMS320F28379D microcontroller. The TMS320F28379D through the processor-in-the-loop technique will be used to drive and control the virtual plant, making it possible to validate the implemented strategy so that practical tests can be performed in the physical plant. Simulation and co-simulation results are used to validate the modeling, controls and code implemented in hardware. While preliminary practical results will allow to verify electrical signals from the plant, in addition to the functioning of sensors and transducers. This work is part of the project entitled “Assembly of a Test Bench for Hybrid-Electric Aeronautical Propulsion” (APQ-03593-17), as a result of the collaboration between FAPEMIG, Embraer and UFJF, whose main objective is to develop national hybrid-electric propulsion technologies for aircrafts.

Keywords: Aeronautical Propulsion. Synchronous Machine. Model-Based Design. Microcontroller.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Propulsor Hartzell de 3 pás em aeronave Cessna.	23
Figura 2 – Possibilidades de construção: (a-b) cilíndrico de fluxo radial e (c-d) disco de fluxo axial.	26
Figura 3 – Representação gráfica do sistema de coordenadas naturais (abc) e estacionárias ($\alpha\beta 0$).	29
Figura 4 – Representação gráfica dos sistemas de coordenadas naturais (abc) e síncronas ($dq0$).	30
Figura 5 – Inversor trifásico fonte de tensão conectado à uma carga (MSIP).	34
Figura 6 – Geração de sinal PWM a partir de uma sinal de modulação senoidal e portadora triangular.	35
Figura 7 – Etapas da metodologia MBD.	37
Figura 8 – Visão geral do sistema.	40
Figura 9 – Estrutura interna da turbina a gás CAPSTONE C30.	41
Figura 10 – (a) Conjunto de baterias que compõem o sistema de armazenamento de energia; (b) uma célula de bateria.	41
Figura 11 – Máquina EMRAX 228.	42
Figura 12 – Curva característica da MSIP EMRAX 228.	43
Figura 13 – Estrutura interna dos <i>resolvers</i> (a) BRX e (b) BRT.	45
Figura 14 – Resolver TS2620N21E11.	45
Figura 15 – Curva de relação entre velocidade de rotação e torque gerado pela hélice de passo fixo.	47
Figura 16 – Diagrama de blocos com controle em malha fechada.	48
Figura 17 – Malha de controle de corrente utilizando regulador PI.	49
Figura 18 – Malha de controle de corrente utilizando regulador IP.	50
Figura 19 – Malha de controle de corrente de eixo- d com desacoplamento.	51
Figura 20 – Malha de controle de corrente de eixo- q com desacoplamento.	52
Figura 21 – Malha de controle de velocidade.	52
Figura 22 – Malha de controle de velocidade simplificada.	53
Figura 23 – Fluxograma básico de uma C MEX S-Function.	55
Figura 24 – Comunicação entre MATLAB/Simulink e microcontrolador através da função MEX.	56
Figura 25 – Transmissão de bits comunicação serial entre MATLAB e microcontrolador.	57
Figura 26 – Kit de desenvolvimento LAUNCHXL-TMS320F28379D.	60
Figura 27 – Diagrama de blocos do filtro SDFM.	64
Figura 28 – Diagrama de bode de malha aberta do sistema considerado.	67
Figura 29 – Diagrama de bode de malha fechada do sistema considerado.	67

Figura 30 – Resposta dinâmica da corrente de eixo em quadratura utilizando os controladores PI tradicional (em azul) e IP (em verde) considerando uma referência de entrada (em vermelho) em degrau.	68
Figura 31 – Resposta dinâmica da corrente de eixo em quadratura utilizando os controladores PI tradicional (em azul) e IP (em verde) considerando uma referência de entrada (em vermelho) em rampa.	68
Figura 32 – Modelo da planta de acionamento da MSIP desenvolvida no Simulink.	69
Figura 33 – Diagrama de blocos do controlador desenvolvido no Simulink.	70
Figura 34 – (a) Curvas de velocidades de referência (em vermelho) e de rotação da máquina (em azul); (b) referência (em vermelho) e corrente de eixo direto (em azul); e (c) referência (em vermelho) e corrente de eixo em quadratura (em azul).	71
Figura 35 – Correntes de fase da MSIP.	71
Figura 36 – Sinais de modulação.	72
Figura 37 – Bloco de implementação do controlador discretizado.	73
Figura 38 – (a) Curvas de velocidades de rotação da MSIP; (b) correntes de eixo direto; e (c) correntes de eixo em quadratura.	73
Figura 39 – Correntes de fase da MSIP utilizando técnica (a) MIL e (b) SIL.	74
Figura 40 – Análise entre simulação MIL e PIL: (a) velocidade de rotação da MSIP, (b) corrente de eixo direto e (c) corrente de eixo em quadratura.	75
Figura 41 – Análise entre simulação (a) MIL e (b) PIL.	76
Figura 42 – Ciclo de voo considerado para fins de simulação.	77
Figura 43 – Velocidade de referência de rotação do conjunto máquina-hélice.	77
Figura 44 – (a) Velocidade da máquina, (b) torque de carga, (c) corrente de eixo direto e (d) corrente de eixo em quadratura.	78
Figura 45 – Potência elétrica da MSIP para o ciclo de voo considerado.	79
Figura 46 – Sinais PWM com frequência de 16 kHz e ciclo de trabalho de 50%.	80
Figura 47 – Sinais PWM configurados com tempo morto de 1 μ s.	81
Figura 48 – Sinais PWM modulado por uma senoide de 1 kHz.	81
Figura 49 – Sinais de posição angular do <i>resolver</i>	82
Figura 50 – Sinais de posição angular (em vermelho e em verde) do <i>resolver</i> sobreposta à tensão de fase A (em azul).	83
Figura 51 – Sinal de início e fim da função de controle do MCU.	84
Figura 52 – Sinal de início recebimento de dados via serial e envio de dados via serial.	84
Figura 53 – Bancada experimental para ensaios preliminares.	85
Figura 54 – Amplificador classe D.	106
Figura 55 – Sinais de entrada e saída do amplificador classe D.	106
Figura 56 – Protótipo do sensor de tensão.	107
Figura 57 – Sensor hall de corrente CKSR 50-NP.	108
Figura 58 – Placa do sensor de corrente e circuito de condicionamento de sinais.	108

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros da máquina EMRAX 228.	43
Tabela 2 – Ganhos do controlador PI de corrente.	50
Tabela 3 – Ganhos do controlador IP de corrente.	51
Tabela 4 – Ganhos do controlador IP de velocidade.	53
Tabela 5 – Amplitude das variáveis nas escala real e digital.	56
Tabela 6 – Conversão dos valores de escala real para escala digital com resolução de 16 bits.	56
Tabela 7 – Conversão da escala digital com resolução de 16 bits para a escala real das variáveis de controle.	57
Tabela 8 – Módulos MCU e suas funcionalidades no código.	61

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AC	Corrente Alternada (<i>Alternating Current</i>)
ASD	Driver de Velocidade Ajustável (<i>Adjustable Speed Drives</i>)
BLAC	motor CA sem escovas (<i>brushless AC</i>)
BLDC	motor CC sem escovas (<i>brushless DC</i>)
BMS	Sistema de Gerenciamento de Bateria (<i>Battery Management System</i>)
CA	Corrente Alternada
CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CC	Corrente Contínua
CNPq	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
DC	Corrente Contínua (<i>Direct Current</i>)
DSP	Processador Digital de Sinais (<i>Digital Signal Processor</i>)
DTPIM	Motor de Indução Trifásico Duplo (<i>dual three phase induction motor</i>)
EASA	Agência Europeia para a Segurança da Aviação (<i>European Union Aviation Safety Agency</i>)
FACTS	Sistemas de Transmissão CA Flexíveis (<i>Flexible AC Transmission Systems</i>);
FAPEMIG	Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais
FCEM	Força contra eletromotriz
FEM	Força eletromotriz
FOC	Controle Orientado ao Campo (<i>Field Oriented Control</i>)
GE	Gerador Elétrico
HIL	<i>Hardware-in-the-loop</i>
IEEE	Instituto de Engenharia Elétrica e Eletrônica (<i>Institute of Electrical and Electronics Engineering</i>)
IGBT	Transistor Bipolar com Gatilho Isolado (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
IHM	Interface Homem-Máquina
IP	Integral-Proporcional
LAPHE	Laboratório de Propulsão Híbrido Elétrica
MBD	Projeto Baseado em Modelo (<i>Model Based Design</i>)
MCI	Motor à Combustão Interna
MCU	Microcontrolador
ME	Máquina Elétrica
MEA	Aeronaves mais elétricas (<i>More Electric Aircraft</i>)
MIL	<i>Model-in-the-loop</i>
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo de Oxido Metálico Semicondutor (<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
MS	Máquina Síncrona
MSIP	Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes

PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PI	Proporcional-Integral
PIL	<i>Processor-in-the-loop</i>
PR	Proporcional-Ressonante
PPEE	Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica
RBV	Visão Baseada em Recursos (<i>Resource-based View</i>)
RMS	(<i>Root Mean Square</i>)
RPM	Rotações por Minuto
PWM	Modulação por Largura de Pulso
SHE	Eliminação Seletiva de Harmônicos (<i>Selective-harmonic-elimination</i>)
SIL	<i>Software-in-the-loop</i>
SPWM	Modulação por Largura de Pulso Senoidal (<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>)
SV	Vetor Espacial (<i>Space Vector</i>)
SVC	Compensador Estático de Reativos (<i>Static Var Compensator</i>)
SVPWM	Modulação por Largura de Pulso por Vetores Espaciais (<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>)
UFJF	Universidade Federal de Juiz de Fora
UPS	Fonte de Alimentação Ininterrupta (<i>Uninterruptible Power Supply</i>)
UNFCCC	Estados Membros à Convenção das Nações Unidas Sobre Mudanças Climáticas (<i>United Nations Framework Convention on Climate Change</i>)
VE	Veículo Elétrico
VEH	Veículo Elétrico Híbrido

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA E MOTIVAÇÃO	17
1.2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	19
1.3	OBJETIVOS	20
1.3.1	Objetivo Geral	20
1.3.2	Objetivos Específicos	21
1.4	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	21
1.5	PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA	22
2	FUNDAMENTOS TEÓRICOS	23
2.1	HÉLICES AERONÁUTICAS	23
2.1.1	Hélice de Passo Fixo	24
2.1.2	Hélice de Passo Ajustável	24
2.1.3	Hélice de Passo Variável	24
2.2	MÁQUINA SÍNCRONA DE ÍMÃS PERMANENTES	25
2.2.1	Máquinas Síncronas	25
2.2.2	Aspectos Construtivos	26
2.2.3	Controle de Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes	27
2.2.4	Representação Vetorial da MSIP	28
2.2.5	Transformada de Clarke	29
2.2.6	Transformada de Park	30
2.2.7	Modelagem da MSIP no Eixo de Coordenadas Síncronas $d-q$	31
2.2.8	Torque Eletromagnético	32
2.3	CONVERSORES ESTÁTICOS	33
2.3.1	Inversores Trifásicos	33
2.3.2	Modulação por Largura de Pulso Senoidal	34
2.3.3	Regeneração de Energia em Inversores	36
2.4	PROJETO BASEADO EM MODELO	36
2.5	SUMÁRIO DO CAPÍTULO	38
3	DESCRIÇÃO DO SISTEMA	39
3.1	EQUIPAMENTOS UTILIZADOS	42
3.1.1	EMRAX 228 <i>Enstroj Company</i>	42
3.1.2	Inversor de Frequência Trifásico	44
3.1.3	Sensor de Posição do Rotor - <i>Resolver</i>	44
<i>3.1.3.1</i>	<i>Princípio de Funcionamento</i>	<i>44</i>
<i>3.1.3.2</i>	<i>TAMAGAWA TS2620n21e11</i>	<i>45</i>
3.1.4	Sensores de Tensão e Corrente	46
3.1.5	Microcontrolador	46

3.2	CARGA ACOPLADA AO EIXO DA MÁQUINA	46
3.3	SUMÁRIO DO CAPÍTULO	47
4	SISTEMA DE CONTROLE PROPOSTO	48
4.1	CONTROLE DE CORRENTE	48
4.1.1	Controle PI Tradicional	49
4.1.2	Controle IP	50
4.2	CONTROLE DE VELOCIDADE	52
4.3	SUMÁRIO DO CAPÍTULO	53
5	COMUNICAÇÃO SIMULINK-DSP	54
5.1	S-FUNCTION	54
5.2	COMUNICAÇÃO SIMULINK-MICROCONTROLADOR	55
5.3	SUMÁRIO DO CAPÍTULO	58
6	PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS	59
6.1	KIT DE DESENVOLVIMENTO LAUNCHXL-TMS320F28379D	60
6.2	INICIALIZAÇÃO DO SISTEMA	61
6.3	CONFIGURAÇÃO EPWM	62
6.3.1	Comutação dos Dispositivos Semicondutores (IGBTs)	62
6.3.2	Alimentação do Resolver	63
6.3.3	Periodização de Interrupções	63
6.4	CONFIGURAÇÃO MÓDULOS ADC	63
6.4.1	Leitura dos Sensores de Corrente	64
6.5	CONFIGURAÇÃO MÓDULO SDFM	64
6.5.1	Leitura do Sensor de Posição	65
6.6	SUMÁRIO DO CAPÍTULO	65
7	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES	66
7.1	ANÁLISE ENTRE OS CONTROLADORES PI TRADICIONAL E IP	66
7.2	CONTROLE DE VELOCIDADE	69
7.2.1	Motor a Vazio	70
7.2.2	Análise Entre as Técnicas MIL e SIL - Motor Acoplado a uma Carga	72
7.3	ANÁLISE ENTRE SIMULAÇÃO EM <i>SOFTWARE</i> (MIL) E SIMULAÇÃO MICROCONTROLADOR-SIMULINK (PIL)	75
7.4	SIMULAÇÃO DO SISTEMA PARA UMA CONDIÇÃO DE VOO	76
7.5	SUMÁRIO DO CAPÍTULO	79
8	RESULTADOS EXPERIMENTAIS (PRELIMINARES)	80
8.1	MÓDULO PWM DO MICROCONTROLADOR PARA ACIONAMENTO DO INVERSOR E <i>RESOLVER</i>	80
8.2	MÓDULO SDFM PARA LEITURA DOS SINAIS DO RESOLVER	82

8.3	INTERRUPÇÕES DE LEITURA E CONTROLE DO MICROCONTROLADOR	83
8.4	BANCADA EXPERIMENTAL	84
8.5	SUMÁRIO DO CAPÍTULO	85
9	CONSIDERAÇÕES FINAIS	86
9.1	TRABALHOS FUTUROS	87
	REFERÊNCIAS	88
	APÊNDICE A – CÓDIGO DA FUNÇÃO S-FUNCTION MEX	93
	APÊNDICE B – CÓDIGO MCU TMS320F28379D	100
	ANEXO A – DADOS TÉCNICOS MSIP EMRAX 228	103
	ANEXO B – AMPLIFICADOR CLASSE D	106
	ANEXO C – SENSOR DE TENSÃO	107
	ANEXO D – SENSOR DE CORRENTE	108

1 INTRODUÇÃO

As questões ambientais têm se tornado cada vez mais presentes, e temáticas como sustentabilidade e redução das emissões de gases de efeito estufa têm sido cada vez mais discutidas. Conferências internacionais têm sido importantes para firmar compromissos como, por exemplo, a Declaração de Estocolmo (1972), o Protocolo de Quioto (1997) e o Acordo de Paris (2016), que demonstram o compromisso, relevância e anseio pelo comprometimento com as questões ambientais (LAGO, 2007).

Neste cenário, as políticas públicas têm desempenhado papel importante no estímulo de mudanças de hábitos da população, no incentivo econômico ao setor de transportes elétricos e, também, no apoio ao desenvolvimento e ampliação de pesquisas voltadas às temáticas ambientais.

Países como Noruega, Reino Unido, França e Alemanha, são exemplos de nações protagonistas que anunciaram medidas para limitar, ou até mesmo banir, veículos com motores à combustão interna (MCI) que utilizam combustíveis fósseis como fonte de energia (FERNANDES, 2017; ABERJE, 2017; DANS, 2020). Um relatório da Agência Europeia do Ambiente conclui que, em função das alterações climáticas e de qualidade do ar, os veículos elétricos são claramente preferíveis aos automóveis movidos à combustíveis fósseis (EEA, 2018). E diante deste contexto de transformação os investimentos em veículos elétricos (VE) e veículos elétricos híbridos (VEH) têm se encontrado em expansão.

O incentivo à utilização do transporte coletivo tem se mostrado fundamental em grandes centros como solução à mobilidade urbana. No entanto, a política não é eficaz na redução das emissões de gases de efeito estufa. Assim, a eletrificação dos meios de transporte tem se apresentado como alternativa tangível e não está restrita apenas à veículos de pequeno porte como, também, a ônibus, caminhões e aeronaves. Nos últimos anos o mercado vivencia o aumento da eletrificação dos diferentes meios de transporte. Sejam estes VEs ou VEHs, a inserção das máquinas elétricas (ME) têm possibilitado não apenas a redução das emissões de gases poluentes como, também, aumentado a eficiência destas aplicações (FROSINA *et al.*, 2018).

Em contrapartida aos benefícios dos VEs, os desafios pontuam-se em torná-los atrativos e vantajosos em comparação com os veículos equipados com MCI no que diz respeito a autonomia, custo e confiabilidade por parte do mercado consumidor.

Neste contexto, estudos e pesquisas relacionados a sistemas de propulsão têm se mostrado de suma importância na implementação de novas tecnologias, novas estratégias de comando com maior eficiência e, conseqüentemente, o desenvolvimento do setor. Dessa forma, uma importante área de pesquisa é a que envolve o desenvolvimento de controles para motores/geradores elétricos (KENNY; SANTIAGO, 2004).

No tocante à aviação, os MCIs ainda são preferíveis nas aplicações em função da

alta densidade de energia dos combustíveis de hidrocarbonetos. No entanto, ao serem comparados com MEs, os MCIs possuem baixa eficiência e relação potência por peso (FRIEDRICH; ROBERTSON, 2015).

Aeronaves totalmente elétricas impõem desafios significativos relacionados a autonomia e, também, do volume e peso dos sistemas de armazenamento (baterias). Neste aspecto, as aplicações que combinam MCI e ME têm se mostrado interessantes reunindo os benefícios de ambos.

Os sistemas de propulsão híbrido-elétrico são caracterizados pela utilização conjunta do MCI e da ME (HUNG; GONZALEZ, 2012). A integração possibilita agregar as respectivas vantagens de utilização, implicando na melhoria do desempenho destes sistemas. Dessa forma, os sistemas híbrido-elétricos apresentam potenciais vantagens como economia de combustível, redução das emissões de gases poluentes e de ruídos, aumento do fornecimento de potência a curto prazo (FRIEDRICH; ROBERTSON, 2015).

O presente trabalho aborda o estudo relativo ao sistema de propulsão de uma aeronave de pequeno porte, concentrando-se no conversor eletrônico e máquina elétrica. O estudo é parte do projeto de Pesquisa & Desenvolvimento em parceria com a Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG), Embraer e Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF). O projeto está sendo implementado no Laboratório de Propulsão Híbrido-elétrica (LAPHE) da UFJF e tem o propósito de desenvolver um banco de ensaios de um sistema híbrido-elétrico voltado à propulsão aeronáutica. O sistema possibilitará o estudo pertinente à propulsão aeronáutica, permitindo validar modelos de conversores, sensores e equipamentos envolvidos no projeto. Ademais, servirá como fonte de estudo e desenvolvimento de conhecimentos teóricos e técnicos que contribuirão com o desenvolvimento de tecnologias nacionais voltadas à aplicação fim.

1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA E MOTIVAÇÃO

No ano de 2016 a aviação foi responsável por 3,6% do total das emissões de gases de efeito estufa na União Europeia. Entre os meios de transporte, a contribuição da aviação foi de 13,4% das emissões. Os dados são do Relatório Ambiental da Aviação Europeia publicado pela Agência Europeia para a Segurança da Aviação (EASA, European Union Aviation Safety Agency) (EASA, 2019).

Os principais poluentes emitidos por motores de aeronaves em operação são dióxido de carbono (CO_2), óxido de nitrogênio (NOx), sulfóxido (SOx), hidrocarbonetos não queimados (HC), monóxido de carbono (CO), partículas e fuligem (EASA, 2019).

Espera-se que, até 2040, as melhorias na aviação resultem em reduções de 12% no consumo de combustível por passageiro-quilômetro voado, o que demonstra a preocupação do setor com as questões ambientais (EASA, 2019). No entanto, esse ganho de eficiência

não deve ser suficiente para contrabalançar o aumento das emissões de CO_2 e de NO_x devido ao crescimento do número de voos, tamanho das aeronaves e distância voada. As futuras emissões de CO_2 devem aumentar em mais 21%, enquanto as de NO_x em 16% até 2040 (EASA, 2019).

Segundo dados relatados pelo quadro de Estados Membros à Convenção das Nações Unidas sobre mudanças climáticas (UNFCCC, *United Nations Framework Convention on Climate Change*), as emissões de CO_2 de todos os voos que partem da União Europeia e Associação Europeia de Livre Comércio aumentaram em 95% entre 1990 e 2016.

O relatório da EASA ressalta o interesse em eletro-combustíveis que constituem alternativas de emissão zero. No entanto, poucos projetos de demonstração foram antecipados devido aos altos custos de produção (EASA, 2019).

Governos, indústria e instituições de pesquisa têm caminhado em direção ao desenvolvimento de soluções mais elétricas de aeronaves (SARLIOGLU; MORRIS, 2015). Os principais objetivos da substituição de sistemas não elétricos são as melhorias da eficiência de conversão de energia, da confiabilidade do sistema, na redução das emissões de CO_2 e NO_x e a redução de gastos com manutenção (FUGARO *et al.*, 2018). Exemplos de aeronaves que utilizam arquitetura MEA (do inglês *more electric aircraft*, aeronave mais elétrica) são os aviões comerciais Airbus A380 e Boeing B787.

Em projetos que envolvem a arquitetura MEA os motores mais utilizados são os de indução, os de ímãs permanentes e os de relutância comutada (FUGARO *et al.*, 2018). As máquinas de relutância síncrona têm se mostrado uma alternativa viável e de baixo custo em aplicações aeronáuticas (FUGARO *et al.*, 2018).

Na aviação, a redução de peso e tamanho dos elementos eletromecânicos são importantes, pois estão atrelados à autonomia e ao consumo de combustíveis. Neste sentido, máquinas de alta velocidade podem ser uma opção viável em sistemas híbridos de propulsão uma vez que, para uma dada potência, maior velocidade de rotação implica em menor torque eletromagnético, o que significa uma redução do volume das partes ativas (FUGARO *et al.*, 2018). Ademais, uma máquina de alta velocidade pode ser acoplada diretamente à parte principal, eliminando a necessidade de utilização de caixas de redução, com melhoria na eficiência e confiabilidade do sistema como um todo (FUGARO *et al.*, 2018).

Na eletrônica de potência, os esforços estão voltados na utilização de dispositivos semicondutores como os de carbeto de silício (SiC) e os de nitreto de gálio (GaN) (FUGARO *et al.*, 2018). O estudo de novas topologias de conversores e estratégias de controle também são considerados (FUGARO *et al.*, 2018).

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Em Jullens (2007) o autor aborda como a integração de tecnologias existentes têm favorecido o desenvolvimento de aeronaves híbridas. O autor destaca o fato de inovação não estar, necessariamente, atrelada ao desenvolvimento de novas tecnologias. Dessa forma, a capacidade e habilidade de integração de tecnologias existentes nos diferentes ramos da indústria têm apresentado novas oportunidades aos diferentes setores, como o aeroespacial. O ponto de vista pode ser validado ao longo da história e sustentado por teorias como a de Visão Baseada em Recursos (RBV, do inglês *resource-based view*). Na indústria aeronáutica a noção de integração de tecnologias existentes não é nova, tendo em vista o custo e o tempo associados ao desenvolvimento de um novo produto, surgindo daí conceitos como o da estratégia derivada (JULLENS, 2007).

Na literatura é possível encontrar diversos trabalhos que utilizam a técnica de controle vetorial orientado ao campo de máquinas síncronas de ímãs permanentes (MSIP). Em Mehta *et al.* (2017) é apresentado um controle vetorial orientado ao campo de uma MSIP de 60 W utilizando-se o processador digital de sinais (DSP, do inglês *digital signal processor*) F28069 da Texas Instruments. Em Li, Xi e Zhang (2017) é utilizada a versão F28035 do DSP também para o controle vetorial de uma MSIP. Neste trabalho, o código C que será embarcado no DSP é gerado automaticamente pelo *software* MATLAB/Simulink através da tecnologia de ferramentas oferecidas pela plataforma. Em Chikh *et al.* (2011) avaliam-se três classes de controle vetoriais de MSIP - modulação por largura de pulso senoidal (SPWM, do inglês *sinusoidal pulse-width-modulation*), modulação por vetores espaciais simétrico e assimétrico. Nos três trabalhos são utilizados controladores PI.

Ahmed *et al.* (1997) e Kaynak, Abbaszadeh e Nazlibilek (1983) abordam uma análise entre o controlador PI tradicional com a topologia do controlador integral-proporcional (IP), numa nova disposição das parcelas integral e proporcional na malha de controle. Na análise os autores consideram o acionamento de um motor CC.

Em Rabiaa *et al.* (2017) o desempenho dos controladores PI tradicional e IP são comparados. Os reguladores são utilizados no controle escalar de velocidade de um motor de indução trifásico duplo (DTPIM, *dual three phase induction motor*). Testes no MATLAB/Simulink permitiram concluir que o PI é melhor em termos de tempo de resposta, enquanto o IP destaca-se pelo melhor desempenho em termos de rejeição de distúrbios de carga.

Em Vasanthakumar e V (2014) o controlador IP é utilizado para controlar um conversor CC-CC da topologia *buck*. Além disso, é desenvolvida a análise entre os controladores PI tradicional e IP no *software* PSIM. Para os objetivos do trabalho, o controlador IP apresentou melhor resposta a partir dos resultados de simulação.

Em Liu e Chang (2018) os autores tratam do controle de posição de uma MSIP

utilizando um regulador IP e identificam a sensibilidade deste controlador às variações de parâmetros e distúrbios de torque de carga externo da planta. Dessa forma, os autores propõem um sistema de acionamento que utiliza redes neurais difusa como forma de compensar a resposta do regulador IP. Assim, objetiva-se melhorar a baixa acurácia no rastreamento de posição devido à variações de parâmetros e distúrbios de torque.

Em Li *et al.* (2014) apresenta-se uma nova topologia para o controlador IP no controle de uma MSIP, cujo propósito é lidar com a resposta dinâmica mais lenta do controlador IP convencional e ao mesmo tempo manter suas vantagens. São desenvolvidos estudos teóricos para os controladores PI e IP proposto nos domínios s e z .

Em Li, Wen e Zhang (2019) é proposto um método de compensação *feedforward* para redução das harmônicas de corrente em *drives* de acionamento de MSIPs através da estimação do *ripple* de torque eletromagnético. E, em Li *et al.* (2018) um controlador ressonante em conjunto com um controlador PI são utilizados para suprimir componentes harmônicas, no entanto o número de controladores necessários dependerá da quantidade de harmônicas que se deseja eliminar.

Seguindo a linha da redução de harmônicos, Sozer, Torrey e Reva (2000) propõem o uso em cascata de um filtro LC e outro RLC. Ao sintonizar o filtro LC na frequência de comutação, este opera como curto circuito nesta frequência enquanto filtra os harmônicos de ordem superior. O circuito RLC, por sua vez, reduzirá a harmônica de tensão na frequência de comutação, além daquelas superiores a esta. No trabalho são apresentadas as análises entre a combinação de filtros e topologia RLC convencional, para um inversor acionando uma MSIP.

Diante dos trabalhos acima abordados, a presente dissertação de mestrado visa investigar o acionamento e controle de MSIPs com foco em sua aplicação final, ou seja, no acionamento de hélices para propulsão aeronáutica. Dentre as contribuições deste trabalho destaca-se a integração entre MATLAB/Simulink e microcontrolador através da metodologia de projeto baseado em modelo (MBD, do inglês *model based design*), para a realização de testes de verificação e validação da programação implementada.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

O objetivo geral do trabalho é desenvolver estudos do conjunto de acionamento e controle de uma MSIP voltada à aplicação de um sistema de propulsão híbrido-elétrico no contexto da aviação.

1.3.2 Objetivos Específicos

Pretende-se alcançar o objetivo geral deste trabalho através dos seguintes objetivos específicos:

- i.* Modelar a MSIP no eixo de coordenadas síncronas $d-q$;
- ii.* Projetar os controladores das malhas de corrente e velocidade;
- iii.* Implementar a metodologia MBD que dará suporte do projeto contribuindo na implementação de estratégias de controle compatíveis e válidas para utilização em bancada;
- iv.* Validar o modelo dinâmico da MSIP e os controladores projetados;
- v.* Implementar o algoritmo de controle no microcontrolador TMS320F28379D da *Texas Instruments*;
- vi.* Validar o algoritmo de controle utilizando a técnica *processor-in-the-loop*, integrando o microcontrolador com a planta virtual implementada no MATLAB/Simulink;
- vii.* Realizar testes dinâmicos de *software* como etapas preliminares à implementação prática;
- viii.* Realizar ensaios práticos preliminares.

1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

O texto está organizado em outros oito capítulos além do capítulo de introdução, e direcionam-se a assuntos específicos conforme listado a seguir:

Capítulo 2 - Fundamentos Teóricos. São apresentadas revisões dos conceitos essenciais ao desenvolvimento da pesquisa e consecução dos objetivos. A princípio o capítulo aborda os tipos de hélices aeronáuticas. Em seguida, são introduzidas as máquinas síncronas de ímãs permanentes e, também, o inversor de frequência para o seu acionamento e controle.

Capítulo 3 - Descrição do Sistema. O capítulo apresenta a descrição geral do projeto e, então, foca no subsistema de motorização e dos equipamentos utilizados. O capítulo também apresenta a curva de carga, relacionando velocidade de rotação da máquina e torque de carga.

Capítulo 4 - Sistema de Controle. Apresenta o conceito de sistemas de controle, bem como o projeto dos reguladores de corrente e velocidade utilizados no acionamento da MSIP.

Capítulo 5 - Comunicação Simulink-Microcontrolador. O capítulo introduz a metodologia de Projeto Baseado em Modelo. Em seguida, introduz a comunicação entre *software* (Simulink) e *hardware* (microcontrolador).

Capítulo 6 - Processador Digital de Sinais. O capítulo foca no MCU TMS320F28379D da *Texas Instruments*, detalhando alguns de seus módulos que serão utilizados no projeto. O capítulo também serve de apoio e ao fornecer detalhes de configurações e funcionalidades para a aplicação fim.

Capítulo 7 - Resultados de Simulação. Apresenta os resultados das simulações desenvolvidas no *software* MATLAB/Simulink, além das análises pertinentes.

Capítulo 8 - Resultados Práticos. Apresenta os resultados experimentais obtidos por ensaios em bancada.

Capítulo 9 - Considerações Finais. O capítulo encerra o trabalho apresentando as conclusões obtidas acerca do exposto, sugerindo propostas para continuidade nos trabalhos futuros.

1.5 PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA

Como resultado das pesquisas realizados durante o período de desenvolvimento desta dissertação, o seguinte trabalho foi publicado:

1. **GOMES, OTÁVIO R.**; CAMPOS, EDIMUNDO F.; NASCIMENTO, SAULO O.; RENDÓN, MANUEL A.; RODRIGUES, MÁRCIO C. B. P.; ALMEIDA, PEDRO S.; OLIVEIRA, JANAÍNA G. *Controle IP de Velocidade de uma Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes Aplicada à Propulsão Aeronáutica*. In: 2020 Congresso Brasileiro de Automática (CBA), 2020. DOI: 10.48011/asba.v2i1.1719

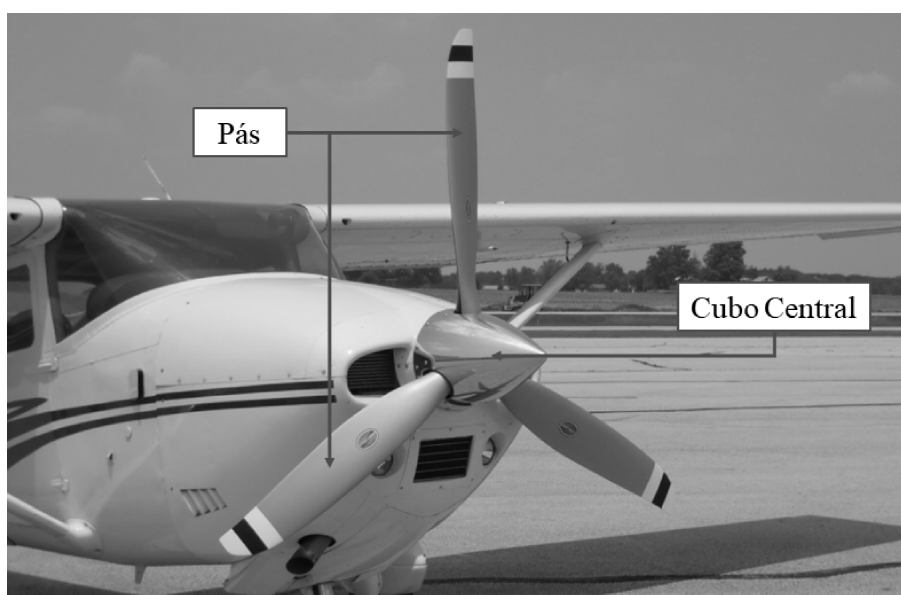
2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

O presente capítulo aborda os conceitos que formam a base necessária ao entendimento e desenvolvimento do trabalho. São apresentados as hélices propulsoras, a modelagem da máquina síncrona de ímãs permanentes, o controle, o inversor de frequência e o conceito do processamento digital de sinais.

2.1 HÉLICES AERONÁUTICAS

As hélices são aerofólios utilizados na conversão da potência produzida por um motor em força de tração para a propulsão de aeronaves (BIANCHINI, 2017). Sua estrutura é formada por pás acopladas ao cubo central, conectado ao eixo movido por um motor (Figura 1). Ao rotacionar, as hélices produzem tração aproximadamente perpendicular ao plano de rotação (ANAC, 2020).

Figura 1 – Propulsor Hartzell de 3 pás em aeronave Cessna.



Fonte: Site da fabricante Hartzell Propeller (Hartzell Propeller Inc., 2020).

As hélices podem ser fabricadas de ligas metálicas para motores de maior potência, ou de madeira para os motores de menor potência (BIANCHINI, 2017).

Quanto à estrutura física, as pás das hélices são divididas em seções que possuem seus respectivos ângulos de torção (ângulos de ataque). Próximas ao cubo as pás apresentam maiores ângulos, diminuindo em direção à ponta do aerofólio. Nos movimentos circulares é sabido que a velocidade tangencial relaciona-se com o raio da trajetória circular de maneira diretamente proporcional. Sendo assim, torna-se fácil visualizar que a velocidade tangencial das pás varia de acordo com a seção tomada como referência. Dessa forma, a

velocidade tangencial na ponta da pá é maior do que a velocidade na seção próxima ao cubo. A diferença de ângulos das seções que compõem a pá permite que a tração produzida pela hélice seja aproximadamente uniforme ao longo de sua estrutura (BIANCHINI, 2017).

Ao executar uma volta completa em torno do eixo de rotação, a hélice desenvolve um movimento helicoidal e avança uma determinada distância, denominada passo ou passo teórico (BIANCHINI, 2017). No entanto, com o avanço da aeronave, a distância de avanço da hélice é menor do que o previsto sendo este denominado passo efetivo (BIANCHINI, 2017). À diferença entre passo teórico e passo efetivo tem-se o recuo (BIANCHINI, 2017).

Assim sendo, as hélices podem ser classificadas em três tipos: passo fixo, passo ajustável e passo variável.

2.1.1 Hélice de Passo Fixo

As hélices de passo fixo possuem seu ângulo de passo definido no projeto da aeronave. Trata-se de uma característica de fábrica, não podendo ser modificada. Dessa forma, a eficiência destas hélices restringe-se a determinadas condições de voo o que, de certa forma, acaba prejudicando o desempenho do motor e da aeronave (BIANCHINI, 2017). Geralmente são utilizadas em aeronaves de pequeno porte em que o motor desenvolve baixa potência. Possuem baixo custo, baixo peso e simplicidade de operação (BIANCHINI, 2017).

Tendo sua eficiência restrita a determinadas condições de voo, estas hélices podem ser do tipo subida - o passo é menor, possuindo mais potência e melhor desempenho nas fases de decolagem e subida - e do tipo cruzeiro - o passo é maior, possuindo melhor desempenho em cruzeiro, penalizando as fases de decolagem e subida (BIANCHINI, 2017).

2.1.2 Hélice de Passo Ajustável

Este tipo de hélice possibilita o ajuste do passo ou ângulo de torção apenas quando a aeronave se encontra em solo, não sendo possível o seu ajuste durante o voo. O ajuste do passo tem a finalidade de aperfeiçoar a eficiência da hélice para determinada condição de voo numa potência específica (BIANCHINI, 2017).

2.1.3 Hélice de Passo Variável

Este tipo de hélice conta com um dispositivo denominado governador, responsável pela regulação automática do passo da hélice apropriado para a condição de voo daquele momento (BIANCHINI, 2017). São também denominadas hélices de velocidade constante, pois permitem manter constante a velocidade de rotação (RPM, rotações por minuto) da hélice, independentemente das condições de voo. Assim, para determinada condição de voo e velocidade solicitada pelo piloto, o governador ajusta o passo das hélices a fim de manter a velocidade de rotação (BIANCHINI, 2017).

São hélices que equipam aeronaves com motores de maior potência e bimotores, apresentando elevada eficiência nas mais variadas condições de potência do motor e velocidade de deslocamento da aeronave (BIANCHINI, 2017).

2.2 MÁQUINA SÍNCRONA DE ÍMÃS PERMANENTES

As máquinas sem escovas de ímãs permanentes são aquelas que utilizam ímãs na estrutura do rotor em substituição aos enrolamentos de cobre. Esta substituição permitiu eliminar as escovas de comutação das máquinas, tornaram-as mais eficientes, compactas e com menor necessidade de manutenção.

Como abordado em Xia (2012) e Hanselman (2003), existem divergências entre os autores quanto à nomenclatura entre as diferentes máquinas de ímãs permanentes. Além dos motores de passo, as máquinas de ímãs permanentes dividem-se entre aquelas que possuem força contra-eletromotriz (FCEM) trapezoidal acionadas por pulsos retangulares de corrente - denominadas BLDC (*brushless DC*) - e as que possuem FCEM senoidal acionadas por correntes senoidais - denominadas máquinas síncronas de ímãs permanentes (MSIP), ou ainda, BLAC (*brushless AC*). Este trabalho dará foco à MSIP como parte constituinte do sistema de propulsão híbrido-elétrico em estudo.

Proposta na década de 1980, as máquinas de ímãs permanentes tornaram-se bastante atrativas em aplicações de alto desempenho como os VE e VEH (WU; SU, 2008). Entre os diferentes tipos de ME disponíveis, as MSIP apresentam excelente densidade de potência. Ademais, destacam-se pela facilidade de acionamento e controle, ótima regulação de velocidade em ampla faixa de operação, alta eficiência e maior densidade de potência quando comparada às demais (EHSANI *et al.*, 2004; XIA, 2012).

2.2.1 Máquinas Síncronas

Máquinas síncronas (MS) são máquinas que, em estado permanente, a velocidade angular (ω_m) do rotor é diretamente proporcional à frequência elétrica de alimentação (f), relacionando-se da seguinte maneira:

$$\omega_m = \frac{\omega_e}{Z_p} = \frac{2\pi f}{Z_p} \quad (2.1)$$

em rad/s, ou

$$n = \frac{60f}{Z_p} \quad (2.2)$$

em rotações por minuto (rpm), onde Z_p é o número de pares de polos da máquina, ω_e é a velocidade angular elétrica ou velocidade síncrona, e n é o número de rotações do eixo por minuto (KRISHNAN, 2010; WANG *et al.*, 2015).

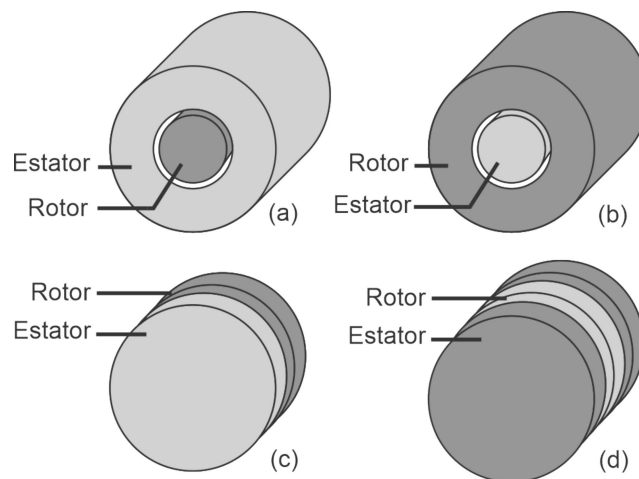
As MS podem operar como motor ou gerador. Se enquanto motor a frequência da linha impõe sua velocidade, em modo gerador a velocidade do rotor irá impor a frequência de linha. Em ambos os modos de operação o rotor e a frequência de linha estarão em sincronia.

2.2.2 Aspectos Construtivos

As máquinas, de forma geral, são constituídas por duas partes principais: o rotor e o estator. O rotor é a estrutura não estacionária, livre para o movimento de rotação. O estator é a estrutura estática.

As MSIP podem ser construídas em formatos cilíndricos ou de discos como mostrado na Figura 2. Os formatos cilíndricos são os mais comuns e, neles, o rotor pode estar localizado na parte interna e o estator na externa (*inrunner*) ou vice-versa (*outrunner*).

Figura 2 – Possibilidades de construção: (a-b) cilíndrico de fluxo radial e (c-d) disco de fluxo axial.



Fonte: Adaptado de (HANSELMAN, 2003).

As MSIP podem ser classificadas de acordo com a direção do fluxo de campo: as de fluxo radial, cuja direção do fluxo de campo é dada na direção do raio da máquina (Figura 2 (a) e (b)), e as de fluxo axial, cuja direção do fluxo é paralela ao eixo do rotor (Figura 2 (c) e (d)) (KRISHNAN, 2010; HANSELMAN, 2003).

As de fluxo radial são comuns, enquanto que as de fluxo axial vêm ganhando espaço devido à suas maiores densidades de potência e capacidade de aceleração, que são características atrativas em aplicações de alto desempenho (KRISHNAN, 2010).

Os ímãs permanentes podem ser fixados na superfície do rotor (*surface-mounted*) ou fixados em sua parte interna. Em ambos os casos o princípio de funcionamento é o mesmo. Uma implicação relacionada à este aspecto construtivo da MSIP trata-se da diferença dos valores das indutâncias de eixo direto e quadratura (KRISHNAN, 2010).

O eixo magnético do rotor denomina-se eixo direto, e este eixo encontra-se alinhado com o enrolamento do estator, a indutância do estator é denominada indutância de eixo direto (L_d). Ao rotacionar os ímãs da posição alinhada em 90° a indutância do estator denomina-se indutância de eixo quadratura (L_q) (KRISHNAN, 2010).

2.2.3 Controle de Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes

Neste trabalho, o controle da MSIP é fundamentado na teoria de controle vetorial, proposta por Blaschke (1972) e Hasse (1969) em torno da década de 70. Esta teoria aplicada no controle de MSIP faz uso da teoria de orientação de campo no controle dos vetores espaciais de corrente, de tensão e de fluxo magnético.

Na técnica de controle orientado ao campo (FOC, do inglês *Field Oriented Control*) uma transformação matemática é utilizada nas variáveis do sistema de tal forma que o controle seja executado num eixo de referência em sincronia com o rotor da máquina (KENNY; SANTIAGO, 2004). Para isso utiliza-se o eixo de coordenadas síncronas d - q , onde a corrente de eixo direto é responsável por gerar fluxo magnético, enquanto a corrente de eixo em quadratura trata-se da componente utilizada para gerar torque. No controle vetorial de MSIP, as duas componentes de corrente são independentes, perpendiculares entre si e constantes em regime permanente. Ou seja, a técnica FOC permite que as variáveis de controle se tornem valores CC em regime permanente e a largura de banda do controlador de corrente não seja afetada pela frequência fundamental da máquina (KENNY; SANTIAGO, 2004).

O controle de MSIPs no referencial síncrono é utilizado pois permite mitigar o erro em regime permanente, facilmente, através da utilização de um regulador do tipo proporcional-integral (PI), por exemplo (LI *et al.*, 2018).

Para o funcionamento no referencial síncrono, é necessária a informação contínua da posição angular do rotor que, em aplicações industriais, pode ser fornecida por um sensor *encoder* ou *resolver*, podendo também ser estimada a partir da força contra-eletromotriz (KENNY; SANTIAGO, 2004).

Nos sistemas de acionamento de MSIP as diferentes não linearidades existentes afetam tanto o inversor quanto o motor, impactando as correntes do motor e provocando distorções (LI *et al.*, 2018). As não linearidades são causadas pelo tempo-morto, atrasos ao ligar e desligar os interruptores estáticos, pelas distorções na força eletromotriz (FEM) da MSIP e pelo *ripple* do barramento CC (LI *et al.*, 2018). Tais distorções causam dissipação de calor e vibrações mecânicas, especialmente em MSIPs de alta velocidade e seu respectivo *driver* de acionamento (LI; WEN; ZHANG, 2019). Na literatura podem ser encontrados diferentes trabalhos que visam a supressão da distorção de corrente. Porém, os mesmos citam a dificuldade de compensação, tendo em vista que tais características não lineares dos dispositivos de potência e MSIP não são mensurados de maneira precisa (LI *et al.*,

2018).

2.2.4 Representação Vetorial da MSIP

A máquina síncrona de ímãs permanentes pode ter suas correntes de fase (i_a , i_b e i_c) expressas de acordo com as equações:

$$\begin{cases} i_a(t) = I_s \cos(\omega t + \phi_0) \\ i_b(t) = I_s \cos(\omega t + \phi_0 - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c(t) = I_s \cos(\omega t + \phi_0 + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.3)$$

onde I_s é magnitude da corrente de fase e ω a sua frequência angular. Vetorialmente as correntes de fase podem ser expressas por:

$$\vec{i}_s = \frac{2}{3}(i_a(t) + i_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}}) = I_s e^{j\omega t + \phi_0}, \quad (2.4)$$

bem como as tensões:

$$\vec{v}_s = \frac{2}{3}(v_a(t) + v_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}}), \quad (2.5)$$

onde v_a , v_b e v_c são as tensões de fase do MSIP.

Considerando uma MSIP do tipo *surface-mounted*, o fluxo do estator (φ_s) é definido como:

$$\vec{\varphi}_s = L_s \vec{i}_s + \phi_{pm} e^{j\theta_e}, \quad (2.6)$$

onde ϕ_{pm} é a amplitude do fluxo induzido pelos ímãs permanentes nas fases do estator - é considerado um valor constante na modelagem -, θ_e é o ângulo elétrico do rotor e L_s é a soma das indutâncias de dispersão (L_{leak}) e mútua (L_m) do estator, ou seja $L_s = L_{leak} + L_m$. Em (2.6) é possível observar que o fluxo é formado por uma parcela proveniente da corrente no estator e outra pelos ímãs permanentes do rotor.

Conhecendo-se a representação vetorial de corrente, tensão e fluxo, a equação da tensão no estator pode ser expressa como em (2.7).

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\varphi}}{dt}, \quad (2.7)$$

onde \vec{v}_s é a tensão no estator, $R_s \vec{i}_s$ é a queda de tensão na resistência do estator e $\frac{d\vec{\varphi}}{dt}$ é a tensão induzida em função da variação do fluxo magnético. Substituindo (2.6) em (2.7), tem-se:

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + L_s \frac{d\vec{i}_s}{dt} + j\omega_e \phi_{pm} e^{j\theta_e}. \quad (2.8)$$

A Equação (2.8) representa a relação entre a corrente e tensão no MSIP no espaço vetorial, sendo a partir dela que o modelo dinâmico será extraído.

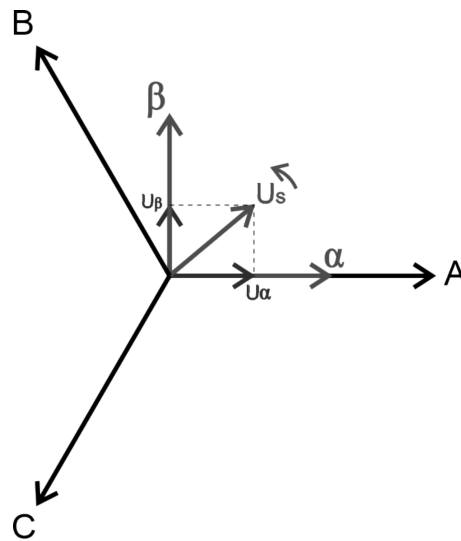
2.2.5 Transformada de Clarke

Nas subseções anteriores, as tensões e correntes são representadas através das coordenadas naturais (abc), uma representação útil quando amplitude e fase das variáveis são de interesse (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Porém, do ponto de vista do projeto de controladores, uma forma alternativa de representá-las é por meio da transformada de Clarke, em que estas variáveis são representadas nos eixos de coordenadas estacionárias ($\alpha\beta 0$).

A transformada de Clarke trata-se de um artifício que permite representar um sistema trifásico expresso nas coordenadas abc por um novo eixo de coordenadas fictícias ortogonais entre si, também estacionárias, designadas por $\alpha\beta 0$.

As componentes $\alpha\beta$ são determinadas pelas projeções dos vetores trifásicos abc nos respectivos eixos α e β , como mostrado na Figura 3.

Figura 3 – Representação gráfica do sistema de coordenadas naturais (abc) e estacionárias ($\alpha\beta 0$).



Fonte: Elaborada pelo autor.

A conversão pode ser alcançada aplicando-se a transformada de Clarke representada matricialmente por:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

Esta transformada é capaz de simplificar o sistema, uma vez que o vetor espacial deixa de ser representado por três componentes nos eixos abc e passa a ser representado por componentes nos eixos $\alpha\beta 0$. Em sistemas equilibrados ou a três fios, a terceira componente (0) é nula e, dessa forma, o sistema é representado apenas por duas componentes ($\alpha\beta$). As novas fases mantêm a característica senoidal, e o controle das variáveis só é possível

com a utilização de controladores mais complexos como, por exemplo, os controladores Proporcional Ressonante (PR) e Proporcional Integral Complexo.

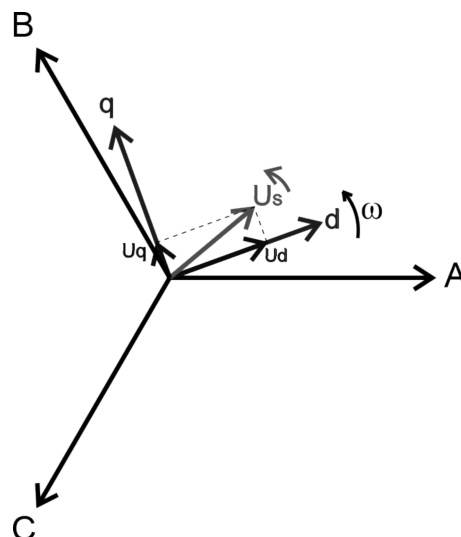
2.2.6 Transformada de Park

As componentes resultantes da transformada de Clarke representadas nos eixos $\alpha\beta 0$ requerem a utilização de controladores complexos para regulação das tensões e correntes senoidais. Apesar de reduzir a dois o número de malhas de controle nos sistemas equilibrados ou a três fios, para os sinais senoidais o projeto dos controladores não é uma tarefa simples, especialmente se a frequência de operação do sistema é variável (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Alternativamente, a utilização do eixo de coordenadas síncronas ($dq0$) - também conhecidas como coordenadas de eixo direto e quadratura - através da transformada de Park, facilita significativamente a implementação de controladores. A partir das projeções das tensões e correntes a serem controladas em eixos de coordenadas que rotacionam em sincronia com estas grandezas, suas representações assumem um comportamento CC em regime permanente. Dessa forma, torna-se possível a implementação de controladores mais simples e de menor ordem, como o Proporcional Integral (PI) (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

A Figura 4, mostra a representação dos sistemas de coordenadas naturais e coordenadas síncronas.

Figura 4 – Representação gráfica dos sistemas de coordenadas naturais (abc) e síncronas ($dq0$).



Fonte: Elaborada pelo autor.

A conversão entre o sistema de coordenadas naturais e o sistema de coordenadas síncronas pode ser alcançada aplicando-se a transformada de Park representada

matricialmente por:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - 2\pi/3) & -\sin(\theta_e + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

Em Yazdani e Iravani (2010) são apresentadas com detalhes as respectivas transformadas. O presente trabalho utiliza a transformada de Park ($dq0$) para o estudo e projeto dos controladores de corrente e velocidade da máquina síncrona.

2.2.7 Modelagem da MSIP no Eixo de Coordenadas Síncronas $d-q$

O modelo matemático de um sistema dinâmico trata-se de um conjunto de equações matemáticas capazes de representar a dinâmica do sistema com precisão ou, pelo menos, de maneira bastante aceitável, de acordo com definição de Ogata (2010).

Na modelagem da MSIP no eixo de coordenadas $d-q$, o eixo direto (d) está alinhado com o fluxo magnético girante produzido pelos ímãs permanentes da máquina e o eixo em quadratura (q), como o nome sugere, está em quadratura com este mesmo fluxo.

Representações dos vetores espaciais de tensão (\vec{v}_s') e corrente (\vec{i}_s') referidos ao eixo de referência síncrono $d-q$ são dadas por:

$$\vec{v}_s' = \vec{v}_s e^{-j\theta_e} = v_d + jv_q, \quad (2.11)$$

e

$$\vec{i}_s' = \vec{i}_s e^{-j\theta_e} = i_d + ji_q. \quad (2.12)$$

Substituindo (2.8) em (2.11), e desenvolvendo a equação, obtém-se:

$$\vec{v}_s' = R_s \vec{i}_s' + L_s \frac{d\vec{i}_s'}{dt} + j\omega_e L_s \vec{i}_s' + j\omega_e \phi_{pm}. \quad (2.13)$$

Substituindo (2.11) e (2.12) em (2.13), e igualando as componentes reais e imaginárias de ambos os membros da equação, determinam-se as equações a seguir, que descrevem o modelo elétrico da MSIP:

$$v_d = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_s i_q, \quad (2.14)$$

$$v_q = R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_s i_d + \omega_e \phi_{pm}. \quad (2.15)$$

Dessa forma, na representação em coordenadas síncronas $d-q$ as variáveis de tensão e correntes deixam de ser senoidais e assumem formas de sinais CC. Dada a esta natureza do sinal elétrico, o controlador PI torna-se amplamente utilizado nestes tipos de sistemas (WANG *et al.*, 2015).

2.2.8 Torque Eletromagnético

A mesma transformação desenvolvida para seção anterior é feita com o fluxo magnético da máquina.

$$\vec{\varphi}_s' = \vec{\varphi}_s e^{-j\theta_e} = L_s \vec{i}_s' + \phi_{pm}. \quad (2.16)$$

Fazendo as substituições necessárias e igualando as partes reais e imaginárias de ambos os membros da equação, tem-se:

$$\varphi_d = L_s i_d + \phi_{pm}, \quad (2.17)$$

e

$$\varphi_q = L_s i_q. \quad (2.18)$$

O torque eletromagnético é obtido pelo produto vetorial entre o fluxo do estator e a corrente do estator no eixo d - q :

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p \vec{\varphi}_s' \otimes \vec{i}_s', \quad (2.19)$$

onde Z_p é o número de pares de polos. Desenvolvendo (2.19), tem-se:

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p [(L_d i_d + \phi_{pm}) i_q - L_q i_q i_d] = \frac{3}{2} Z_p [(L_d - L_q) i_d i_q + \phi_{pm} i_q]. \quad (2.20)$$

As MSIPs do tipo *surface-mounted* possuem baixíssima saliência em função de sua característica construtiva e espaçamento entre *gaps* uniforme. Assim, as indutâncias d - q possuem valores próximos ($L_d \approx L_q$) e, dessa forma, é comum considerá-las iguais ($L_d = L_q = L_s$). Logo, a equação (2.20) pode ser simplificada a (2.21) nestes casos.

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p \phi_{pm} i_q. \quad (2.21)$$

A partir de (2.21) é possível perceber que o torque elétrico da máquina torna-se linearmente proporcional ao referencial de corrente de eixo em quadratura (KENNY; SANTIAGO, 2004). Tal fato refletirá no referencial da malha de corrente de eixo direto, que será regulada por uma referência nula (KENNY; SANTIAGO, 2004).

A relação entre os torques elétrico e mecânico é estabelecida através de:

$$J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_v \omega_m + T_{carga} = T_e. \quad (2.22)$$

Sabendo-se que $\omega_e = Z_p \omega_m$, tem-se

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \frac{Z_p}{J_m} \left(\frac{3}{2} Z_p \phi_{pm} i_q - \frac{B_v}{Z_p} \omega_e - T_{carga} \right). \quad (2.23)$$

Dessa forma, o modelo completo do MSIP é dado pelo conjunto de equações a seguir:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(v_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(v_q - R_s i_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \phi_{pm}) \\ \frac{d\omega_e}{dt} = \frac{Z_p}{J_m}(\frac{3}{2}Z_p \phi_{pm} i_q - \frac{B_v}{Z_p} \omega_e - T_{carga}) \end{cases} \quad . \quad (2.24)$$

A partir de (2.24) é possível observar que as duas primeiras equações relacionam-se entre si através das correntes i_d e i_q . O acoplamento entre as equações é decorrente do tratamento matemático.

2.3 CONVERSORES ESTÁTICOS

A eletrônica de potência contribuiu significativamente com diversos avanços tecnológicos, favorecendo não apenas o desenvolvimento industrial como, também, social. A eletrônica de potência estabeleceu-se nas tecnologias modernas, contando com amplo campo de aplicações com forte tendência de dilatação, principalmente com o desenvolvimento de dispositivos de potência mais eficientes (RASHID, 2001; AHMED, 1999).

A eletrônica de potência trata-se da área dedicada ao estudo dos conversores estáticos (BARBI, 2006). Os conversores estáticos de potência são circuitos eletrônicos capazes de converterem ou condicionarem tensões e correntes de entrada em tensões e correntes de saída com formas de onda e amplitudes adequadas à carga conectada (HART, 2010). Portanto, são circuitos que interfaceiam uma fonte e uma carga.

A eletrônica de potência baseia-se no controle de comutação de dispositivos semicondutores, tais como diodos, tiristores e transistores, tendo por objetivo a conversão da energia elétrica (RASHID, 2001; AHMED, 1999). Estes conversores recebem a denominação de estáticos pelo fato de utilizarem dispositivos semicondutores (estado sólido), sem partes móveis, para a comutação entre os estados de condução e não condução.

Os dispositivos semicondutores podem ser classificados em controláveis, semi-controláveis e não controláveis. Os controláveis são operados por sinais de comando emitidos por dispositivos de controle (EHSANI *et al.*, 2004) como, por exemplo, microcontroladores e DSPs, sendo estes escolhidos em função do projeto e da capacidade de processamento requerida.

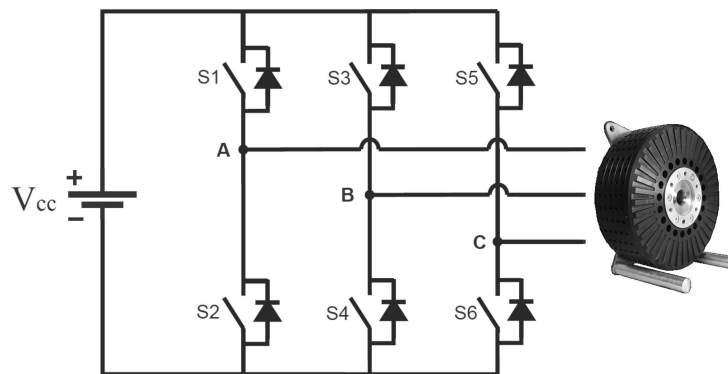
O acionamento da MSIP trifásica requer a utilização de um conversor CC-CA trifásico, também denominados inversor trifásico, que será detalhado na próxima seção.

2.3.1 Inversores Trifásicos

Os inversores são circuitos elétricos que convertem uma fonte de corrente contínua (CC) em uma saída em corrente alternada (CA) (HART, 2010). São circuitos eletrônicos

presentes em aplicações como: fontes de alimentação ininterruptas (UPS, do inglês *Uninterruptible Power Supplies*); filtros ativos de potência (APF, do inglês *Active Power Filter*); compensadores estáticos de reativos (SVC, do inglês *Static Var Compensator*); sistemas de transmissão CA flexíveis (FACTS, do inglês *Flexible AC Transmission Systems*); e drives de velocidade ajustável (ASD, do inglês *Adjustable Speed Drives*) (RASHID, 2001). A Figura 5 apresenta a topologia de um inversor trifásico fonte de tensão. Os dispositivos semicondutores de um mesmo braço não podem ser acionados simultaneamente, pois provocaria um curto-circuito na fonte CC.

Figura 5 – Inversor trifásico fonte de tensão conectado à uma carga (MSIP).



Fonte: Elaborada pelo autor.

A maioria das aplicações requerem dos inversores formas de onda senoidais. No entanto, tecnologias de filtros ativos e compensadores de tensões são exemplos que requerem a sintetização de formas de onda arbitrárias para o propósito a que se destinam (RASHID, 2001).

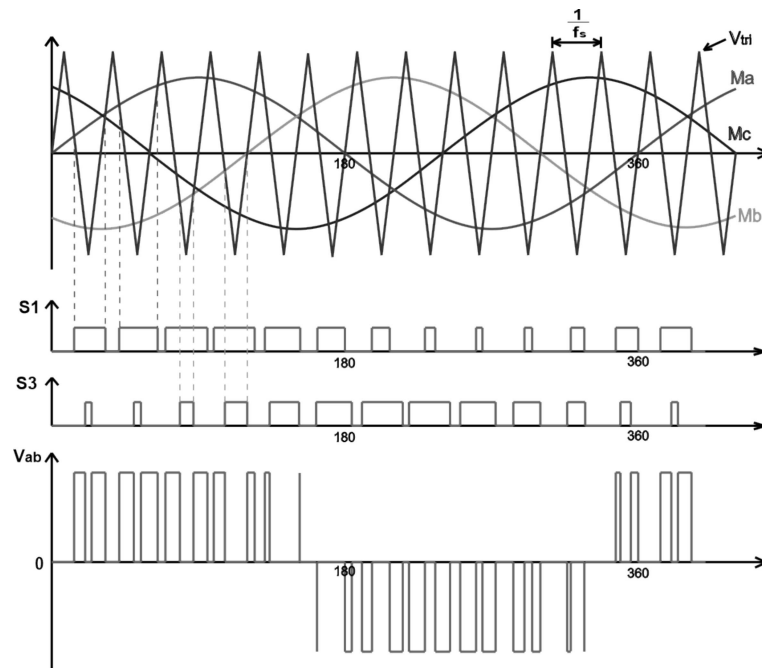
Embora os inversores não sejam capazes de sintetizar formas de onda senoidais, o controle de seus interruptores estáticos permite sintetizar uma forma de onda cuja componente fundamental se comporte como uma senoide (RASHID, 2001). Para que isso aconteça são utilizadas técnicas de modulação, sendo as mais utilizadas a Modulação por Largura de Pulso Senoidal (SPWM do inglês *Sinusoidal Pulse Width Modulation*), o vetor de espaço (SV, *Space-vector*) e a técnica de eliminação seletiva de harmônicos (SHE, *Selective-harmonic-elimination*) (RASHID, 2001).

2.3.2 Modulação por Largura de Pulso Senoidal

A técnica de modulação mais utilizada trata-se da técnica SPWM, a qual utiliza três sinais de modulação senoidais defasados de 120° entre si que, com o auxílio de uma portadora triangular de alta frequência, produzem tensões defasadas de 120° para a carga (RASHID, 2001).

A Figura 6 apresenta a dinâmica SPWM para um inversor fonte de tensão. Nela, as modulantes (M_a , M_b e M_c) são comparadas com a portadora triangular (V_{tri}) gerando um sinal de controle para os respectivos dispositivos semicondutores que, por sua vez, sintetizam uma tensão nos terminais de saída do inversor.

Figura 6 – Geração de sinal PWM a partir de uma sinal de modulação senoidal e portadora triangular.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 6 observa-se que a síntese da tensão de linha V_{ab} é feita pelo acionamento dos dispositivos de comutação S_1 e S_3 considerando a disposição dos interruptores estáticos como mostrado na Figura 5. E a interação entre os demais semicondutores, fornecerá as tensões nas demais fases.

A amplitude máxima da tensão de fase fundamental na região linear ($M_a \leq 1$) é $V_i/2$, a amplitude máxima da tensão de linha de saída fundamental é (RASHID, 2001):

$$v_{ab} = M_a \sqrt{3} \frac{V_i}{2}, 0 < M_a \leq 1. \quad (2.25)$$

A amplitude da modulante pode ser maior que a da portadora nos casos de sobremodulação. Então, a relação da amplitude da tensão de linha será (RASHID, 2001):

$$\sqrt{3} \frac{V_i}{2} < v_{ab} = v_{bc} = v_{ca} < \frac{4}{\pi} \sqrt{3} \frac{V_i}{2}. \quad (2.26)$$

2.3.3 Regeneração de Energia em Inversores

Nas aplicações industriais o fluxo de potência geralmente parte do sistema de alimentação em direção à carga. No entanto, algumas aplicações caracterizam-se pelo fluxo reverso, ou seja, da carga em direção ao sistema de alimentação com o conversor operando como um retificador PWM trifásico (RASHID, 2001).

Em determinadas aplicações, o fluxo reverso ocorre de maneira contínua, como é o caso da geração de energia eólica. Em outras, a operação reversa é ocasional, como no caso dos veículos elétricos, em que o fluxo reverso relaciona-se com a condição de operação do sistema, a qual denomina-se modo de operação regenerativa (RASHID, 2001). Portanto, diante da possibilidade de fluxo bidirecional, tem-se o modo motor e o modo regenerativo de operação (RASHID, 2001).

O termo frenagem regenerativa é bastante comum nas aplicações que envolvem VE e VEH, pois, a partir da operação regenerativa da ME é possível frear o veículo e, assim, recuperar a energia cinética de movimento em energia elétrica. Ademais, a frenagem regenerativa possibilita a melhoria da eficiência energética do sistema (ZHOU; GAO; ZHANG, 2011).

2.4 PROJETO BASEADO EM MODELO

A metodologia de projeto baseado em modelo (MBD, do inglês *model-based design*) é utilizada em projetos de algoritmos de controle, sendo frequentemente adotada pela indústria automotiva e aeroespacial. A estratégia possibilita que o processo de desenvolvimento do algoritmo possa ser constantemente verificado e testado, a fim de atender os requisitos de projeto, podendo implicar na redução de custos e de tempo associados ao desenvolvimento de soluções.

Dentro da metodologia MBD, as técnicas *model-in-the-loop* (MIL), *software-in-the-loop* (SIL), *processor-in-the-loop* (PIL) e *hardware-in-the-loop* (HIL) podem ser utilizadas trazendo agilidade no desenvolvimento de um projeto além de torná-lo mais confiável.

O MIL trata-se da primeira etapa do desenvolvimento de um sistema pela metodologia MBD. Nesta fase, o modelo é desenvolvido e simulado virtualmente por um *software* que, por sua vez, apresenta uma interface para visualização gráfica da dinâmica e dos sinais envolvidos no processo. São utilizados algoritmos de solução de equações diferenciais que podem ser de passo fixo ou variável. A técnica MIL é mais simples e permite conhecer melhor o sistema e seus requisitos.

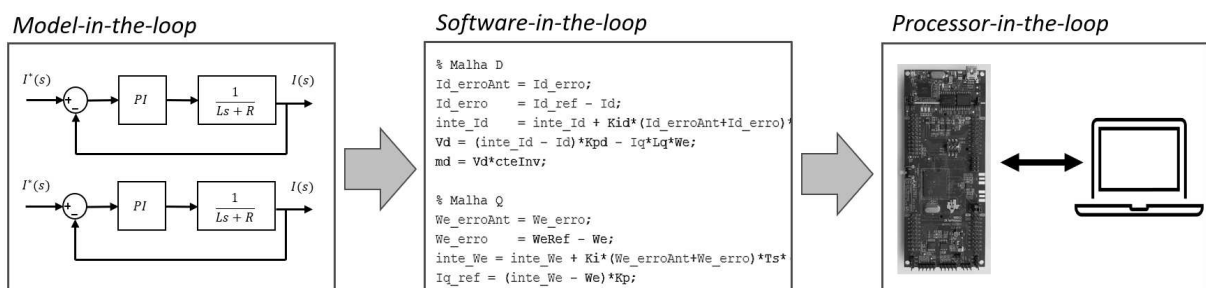
O SIL trata-se da segunda etapa, na qual o controlador implementado na técnica MIL é substituído por um código, que pode ser gerado manualmente ou automaticamente através de ferramentas disponibilizadas pela The MathWorks Inc. A linguagem C é mais comumente utilizada, e não há mudanças na estrutura da planta. No MATLAB/Simulink,

utiliza-se a S-Function para implementação do código que, neste caso, deve utilizar um algoritmo de solução com passo fixo, pois trata-se de um código que emula um *hardware* que possui um *clock* com frequência definida. Sendo assim, a principal vantagem da técnica é a de possuir uma programação que poderá ser utilizado mais tarde em um *hardware*.

O PIL trata-se da terceira etapa e, neste momento, define-se o *hardware* que será utilizado para regular a planta física. Neste estágio é gerado o código que será executado no processador. Ao embarcar o código em *hardware* de controle, a comunicação entre este e o *software* pode ser estabelecida através das comunicações serial ou Ethernet. Analogamente ao teste SIL, o modelo ainda não opera em tempo real, estando sujeito a variações do sistema operacional utilizado. Na técnica PIL, o *hardware* controlará a planta que, por sua vez, encontra-se implementada em ambiente virtual.

A Figura 7 representa o processo descrito anteriormente das etapas de desenvolvimento da metodologia MBD. A partir do diagrama de bloco da estrutura de controle na técnica MIL é desenvolvido o código em C para o controle da planta na técnica SIL. Após validar o código, um novo código é gerado para ser embarcado no microcontrolador que, na técnica PIL, controlará a planta virtual implementada em *software*.

Figura 7 – Etapas da metodologia MBD.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A técnica HIL é uma das etapas mais avançadas da metodologia MBD. Nesta técnica a planta do sistema é implementada em um simulador de tempo real através de seu modelo matemático, eliminando a necessidade de utilização ou aquisição de uma planta física. Dessa forma, a técnica substitui a planta física por um modelo capaz de representar o seu comportamento real, num processo em que o controlador regula uma planta ainda virtual, mas em tempo real. Ou seja, os sinais de entrada provêm da simulação de um modelo matemático implementado em ambiente virtual. A metodologia MBD vem expandindo suas aplicações em função da crescente complexidade dos sistemas e prazos de projeto cada vez mais curtos.

Decorrente dos recursos disponíveis durante o período de distanciamento social, o trabalho concentrou-se nas técnicas MIL, SIL e PIL, as quais eram possíveis de serem

implementadas por um computador pessoal.

2.5 SUMÁRIO DO CAPÍTULO

Este capítulo dedicou-se à fundamentação teórica do trabalho com os principais conceitos pertinentes ao seu desenvolvimento. Apresentaram-se as hélices aeronáuticas, cuja estrutura aerodinâmica permite gerar tração para o movimento da aeronave a partir de sua rotação. As máquinas síncronas de ímãs permanentes, por sua vez, permitem transformar a energia elétrica em movimentos rotacionais, e sua modelagem é essencial para a elaboração das estratégias de acionamento e controle. Os conversores estáticos de potência são a interface entre fonte de alimentação e a máquina, essenciais no acionamento e controle da MSIP. Por fim, os processadores digitais de sinais, responsáveis pela leitura e monitoramento das variáveis envolvidas no processo e no controle da máquina.

Além de contextualizar, a fundamentação estabelece uma base sólida para a concepção e implementações das ideias que serão apresentadas a partir da metodologia de trabalho.

3 DESCRIÇÃO DO SISTEMA

A Figura 8 esquematiza de maneira didática a estrutura do sistema de propulsão híbrido-elétrico de topologia série em construção no LAPHE da UFJF. O projeto trata-se de um banco de ensaios para validação de um sistema híbrido-elétrico de topologia série e que abrange não apenas a análise dos elementos elétricos como, também, análises aerodinâmicas de hélices aeronáuticas.

Os subsistemas elétricos podem ser divididos em três partes - geração, armazenamento e propulsão - as quais são interfaceadas por conversores estáticos de potência. Além destas, há o sistema supervisor, responsável pelo gerenciamento e comando de toda a estrutura e a interface homem-máquina (IHM), permitindo comandar, visualizar e monitorar as variáveis de processo.

Na Figura 8 é possível identificar o subsistema de geração, constituído por um motor de combustão interna (MCI) - turbina a gás -, um gerador elétrico (GE) e um retificador trifásico. A turbina a gás utilizada trata-se do modelo CAPSTONE C30, apresentada na Figura 9, sendo responsável por acionar um GE síncrono de ímãs permanentes trifásico. Ao acionar o GE que, por sua vez, gera tensões e correntes elétricas senoidais, é fornecida potência ao barramento CC através de um retificador trifásico. Em Nascimento *et al.* (2020) é apresentado o estudo relativo ao subsistema de geração do projeto, abordando o controle ressonante de um retificador trifásico conectado ao gerador.

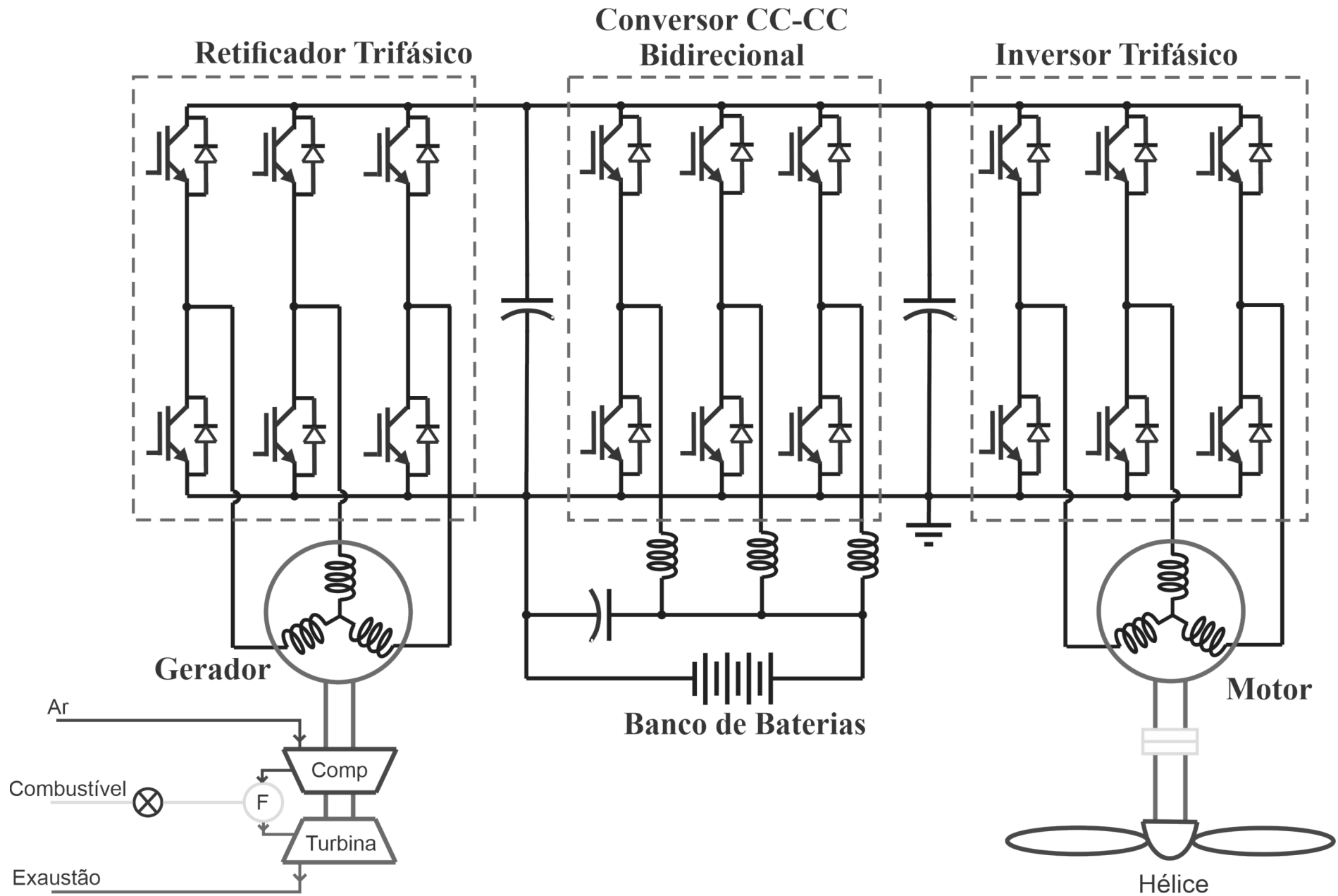
O sistema de armazenamento de energia é formado por uma associação série de 78 módulos TSWB-LYP40AHA da fabricante *Thunder Sky Winston Battery*, que são células de bateria de íons de lítio (Figura 10) (Thunder Sky Winston, 2020).

As baterias de íons de lítio têm se mostrado bastante promissoras, apresentam características como fornecimento de altas tensões, boa capacidade de armazenamento, baixa manutenção e baixa auto-descarga, tornando-as atrativas em aplicações embarcadas (FERRO; BARBI, 2018).

No projeto, o sistema de armazenamento de energia pode contribuir tanto na absorção da potência excedente do sistema quanto na disponibilização de potência suplementar à fornecida pelo gerador. A absorção da potência poderá ocorrer quando o gerador fornecer uma potência superior à requerida pelo propulsor, armazenando energia que poderá ser utilizada em momentos futuros. Ou ainda, absorvendo a potência gerada pela operação regenerativa da máquina propulsora. Em Bastos *et al.* (2020) é apresentada a modelagem e o controle do conversor CC-CC bidirecional intercalado, responsável pelo controle do fluxo de potência entre o barramento CC e o conjunto de baterias que constituem o projeto.

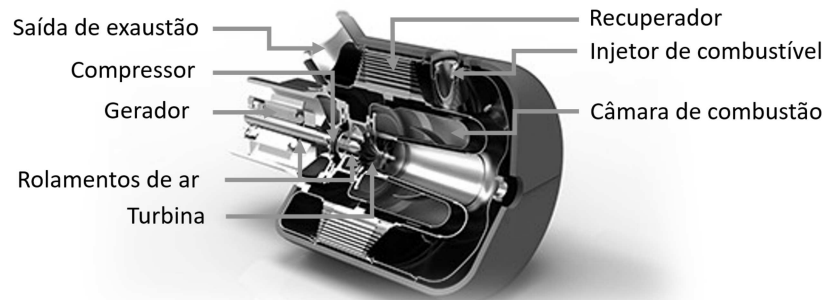
O fornecimento de potência por parte do sistema de armazenamento poderá ocorrer quando a potência entregue pelo gerador não for suficiente ou, ainda, quando o sistema puder ser completamente alimentado pelas baterias. Ao sistema supervisor será atribuída

Figura 8 – Visão geral do sistema.



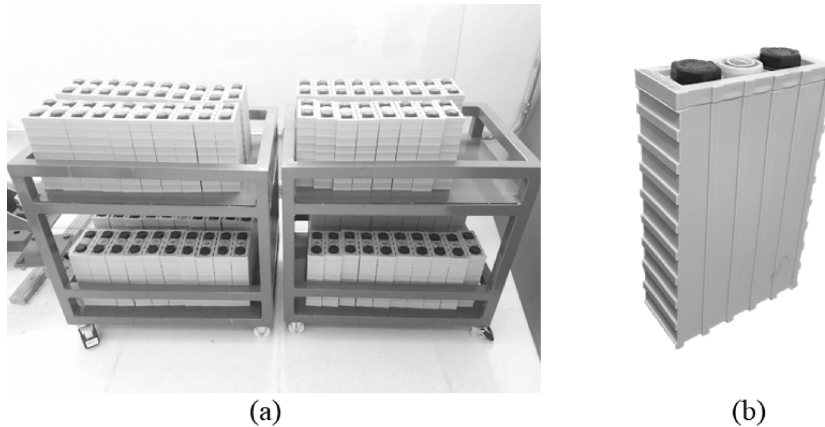
Fonte: Adaptado de relatório interno.

Figura 9 – Estrutura interna da turbina a gás CAPSTONE C30.



Fonte: Adaptado de (Capstone Turbine Corporation, 2020).

Figura 10 – (a) Conjunto de baterias que compõem o sistema de armazenamento de energia; (b) uma célula de bateria.



Fonte: (a) relatório técnico interno e (b) acervo do autor.

a tarefa de administrar o fluxo de potência entre barramento CC e banco de baterias visando uma operação otimizada no que tange à eficiência energética.

A última parte do sistema relaciona-se à propulsão, constituída por uma MSIP e um conversor CC-CA (inversor) como *driver* de acionamento. Conforme abordado no capítulo de introdução, este trabalho é direcionado ao subsistema que atua na propulsão, ou seja, conjunto inversor trifásico, MSIP e controladores de corrente e velocidade - além da modelagem da ME, projeto e implementação dos controladores e implementação do subsistema de propulsão em *software* de simulação. Estes itens serão apresentados nas subsecções que seguem dentro da Metodologia.

Por fim, a escolha pela topologia série partiu da possibilidade de alimentar o propulsor (ME e hélice) a partir de ambas as fontes de potência, primária (MCI-GE) e secundária (banco de baterias). Desta forma, as fontes primária e secundária podem fornecer potência isoladamente - apenas MCI-GE ou apenas banco de baterias - ou simultaneamente - MCI-GE e banco de baterias - ao acionador, de acordo com a estratégia

estabelecida pelo sistema supervisorio.

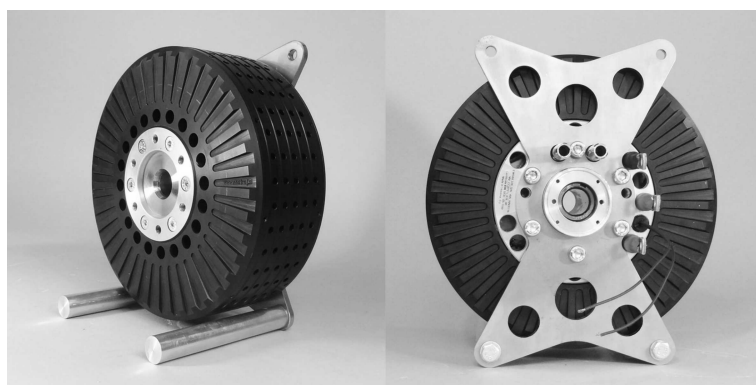
3.1 EQUIPAMENTOS UTILIZADOS

Nesta seção são apresentados os dispositivos e equipamentos utilizados no sistema de acionamento e controle da MSIP, e cujos parâmetros foram utilizados em toda a etapa matemática de desenvolvimento.

3.1.1 EMRAX 228 *Enstroj Company*

A máquina adotada no desenvolvimento deste trabalho trata-se do modelo EMRAX 228, da empresa *Enstroj Company* (Eslovênia), mostrada na Figura 11. O modelo trata-se de uma máquina síncrona de ímãs permanentes trifásica, com carcaça giratória (*outrunner*) de fluxo magnético axial acionada por correntes senoidais.

Figura 11 – Máquina EMRAX 228.



Fonte: Site do fabricante (EMRAX, 2020).

A Tabela 1 dispõe os principais parâmetros da EMRAX 228, retirados da tabela de dados técnicos do equipamento que pode ser conferida em sua integridade no Anexo A. Através da tabela de dados técnicos é possível identificar os parâmetros elétricos como resistência, indutância, corrente nominal, velocidade nominal, momento de inércia e coeficiente de viscosidade, por exemplo. Os dados são importantes na modelagem da máquina, no projeto de seus controladores e a adequação do funcionamento da máquina dentro de seus limites de operação.

A Figura 12 apresenta a curva característica da máquina operando como motor. As curvas em vermelho representam os picos de torque e potências, enquanto as curvas em verde são os valores de torque e potência contínuos. Para determinar os valores, deve-se escolher a velocidade do motor e, então, identificar os valores através das curvas.

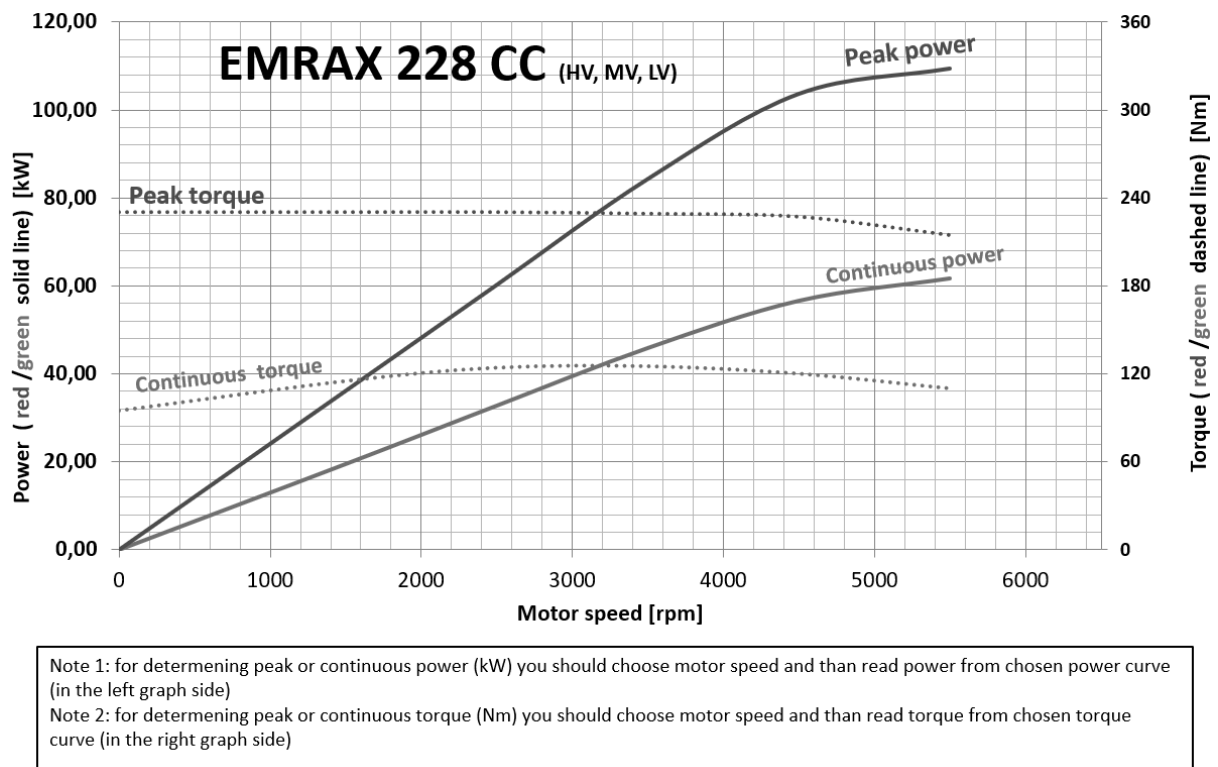
Algumas características do motor são: alto torque em baixa rotação RPM; alta eficiência; confiabilidade, sendo direcionado à indústria de aviões e VE, por exemplo; proteção IP21 (contra objetos sólidos com 12,5 mm de diâmetro ou mais, e contra gotas

Tabela 1 – Parâmetros da máquina EMRAX 228.

Símbolo	Nome	Valor
R_s	Resistência de Fase	18 $m\Omega$
L_d	Indutância de Eixo Direto	175 μH
L_q	Indutância de Eixo Quadratura	180 μH
Z_p	Número de Pares de Polos	10
J_m	Inércia da Máquina	0,0421 Kg.m^2
B_v	Coefficiente de Atrito Viscoso	0,005 N.m.s
ϕ_{pm}	Fluxo Magnético Axial	0,0542 V.s

Fonte: Manual do fabricante (EMRAX, 2020).

Figura 12 – Curva característica da MSIP EMRAX 228.



Fonte: Manual do fabricante (EMRAX, 2020).

que caiam na vertical) ou IP65 (à prova de poeira e proteção contra jatos de água); 3 opções de resfriamento: ar, líquido ou combinação ar-líquido; baixo ruído e sem vibração; possibilidade de empilhamento (*stacking*), conectando outro motor de mesmo tamanho ao mesmo eixo (EMRAX, 2020).

O motor EMRAX também pode ser utilizado como gerador no modo de operação regenerativa, fornecendo energia e carregando baterias com auxílio dos controladores e sistemas de gerenciamento de bateria (BMS, do inglês *battery management system*) (EMRAX, 2020).

3.1.2 Inversor de Frequência Trifásico

O conversor utilizado no acionamento e controle da MSIP trata-se de um conversor CC-CA trifásico, também denominado inversor de frequência trifásico. A topologia utilizada é a mesma apresentada na Seção **2.3.1** do Capítulo 2.

Os conversores de potência utilizados no protótipo final utilizarão conjuntos HSiC - híbridos - ou seja, IGBTs de silício e diodos em antiparalelo de carbeto de silício (SiC). Estes dispositivos semicondutores destacam-se pela capacidade de trabalhar em altas temperaturas e frequências de comutação, o que permite o aumento da densidade de potência e, conseqüentemente, viabiliza a implementação de conversores mais compactos.

3.1.3 Sensor de Posição do Rotor - *Resolver*

Nas seções anteriores foi visto que, para a comutação dos dispositivos semicondutores do inversor para o acionamento da MSIP e para a utilização do eixo de coordenadas síncronas $d-q$, faz-se necessário conhecer a posição angular da máquina. A posição angular de MEs pode ser obtida através de sensores de posição como, por exemplo, os *resolvers* e *encoders*, ou ainda, estimada através da FCEM destas máquinas.

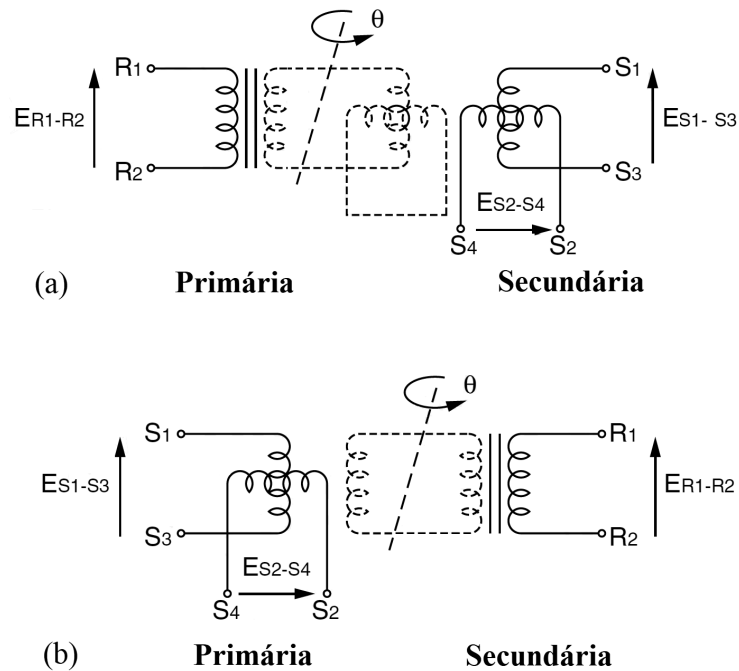
A MSIP do modelo EMRAX utilizada no projeto utiliza um *resolver* como sensor de posição e, nas subseções seguintes, são apresentados o princípio de funcionamento dos *resolvers* e a descrição do modelo utilizado.

3.1.3.1 Princípio de Funcionamento

Um *resolver* trata-se de um transformador girante que externa uma tensão CA cuja amplitude está relacionada com a posição angular de seu eixo.

Os *resolvers* podem ser de dois tipos, BRX e BRT, exemplificados na Figura 13. No tipo BRX o enrolamento do rotor é alimentado por uma tensão CA, induzindo uma tensão nos enrolamentos do estator que, por sua vez, externa sinais de seno e cosseno proporcionais ao ângulo de rotação θ . O tipo BRT tem os enrolamentos do estator alimentados por tensões seno e cosseno, e o enrolamento do rotor externa um sinal de tensão senoidal proporcional a θ (TAMAGAWA SEIKI CO., LTD., 2020).

Figura 13 – Estrutura interna dos *resolvers* (a) BRX e (b) BRT.



Fonte: Adaptado do manual do fabricante (TAMAGAWA SEIKI CO., LTD., 2020).

3.1.3.2 TAMAGAWA TS2620n21e11

O *resolver* utilizado para transdução da posição angular da MSIP é o Smartsyn TS2620N21E11 do tipo BRX, da empresa TAMAGAWA SEIKI, apresentado na Figura 14.

Trata-se de um *resolver* do tipo *brushless* (sem escovas), o que elimina a necessidade de manutenção. Por possuir imunidade à ruídos, vibrações e alta temperatura, este *resolver* pode ser destinado a diversas aplicações inclusive aquelas em ambientes que envolvam condições severas (TAMAGAWA SEIKI CO., LTD., 2020). Alguns exemplos de aplicações são sistemas de comutação de motores sem escovas, robôs, servo sistema aeroespacial e sensor de realimentação (TAMAGAWA SEIKI CO., LTD., 2020).

Figura 14 – Resolver TS2620N21E11.



Fonte: Site do fabricante (TAMAGAWA SEIKI CO., LTD., 2020).

Como apresentado na subseção anterior, o *resolver* demanda uma alimentação senoidal e, no caso do sensor utilizado, a senoide deve possuir $7 V_{rms}$ e frequência 10 kHz (TAMAGAWA SEIKI CO., LTD., 2020). O circuito responsável pelo fornecimento desta tensão é o Amplificador Classe D, apresentado no Anexo B deste trabalho.

3.1.4 Sensores de Tensão e Corrente

No acionamento e controle da MSIP é imprescindível a leitura e o monitoramento de variáveis como tensão e corrente. O Anexo C apresenta o sensor de tensão utilizado, enquanto o Anexo D apresenta o sensor de corrente.

3.1.5 Microcontrolador

O microcontrolador utilizado trata-se do modelo C2000 TMS320F28379D, da Texas Instruments. O Capítulo 6 apresentará o *hardware* e seus recursos, além dos módulos utilizados e os que foram implementados com a finalidade de acionar e controlar o sistema.

3.2 CARGA ACOPLADA AO EIXO DA MÁQUINA

A MSIP trata-se do equipamento motor responsável por rotacionar a hélice gerando empuxo para a propulsão da aeronave. A hélice foi estudada pelo Departamento de Engenharia Civil da UFJF, que desenvolveu uma série de estudos explorando as complexidades do sistema e das variáveis envolvidas.

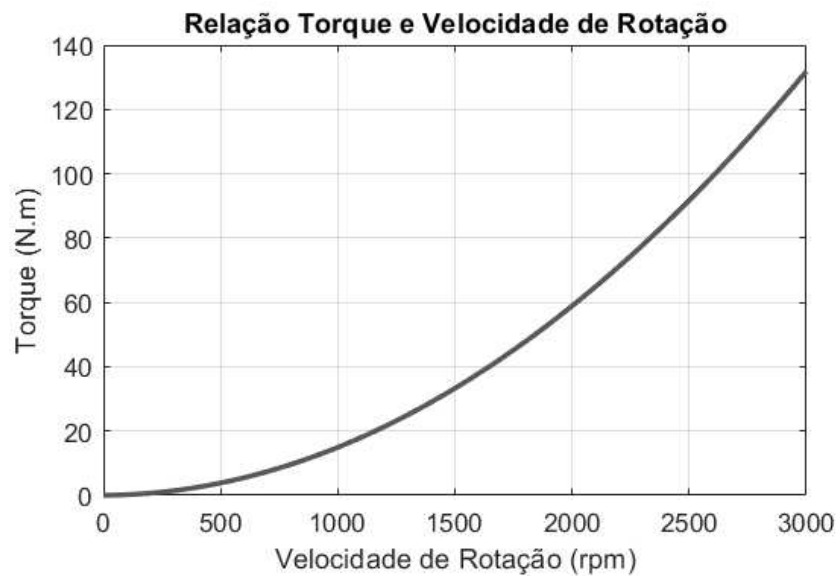
A atmosfera é constituída por gases - nitrogênio (78%), oxigênio (21%) e outros gases (1%) - podendo ter suas características alteradas nos quesitos pressão, densidade, temperatura e altitude, influenciando diretamente a relação velocidade de rotação e torque.

A partir do perfil da hélice de referência, foram desenvolvidos modelos computacionais que permitiram alcançar uma relação entre torque gerado pela hélice em função de sua velocidade de rotação. Decorrente da complexidade envolvida, para fins de estudo da máquina e sistema de acionamento envolvidos, adotaram-se simplificações. Assim, o torque gerado pelas hélices ($T_{propulsor}$) em função da velocidade angular de rotação (ω) é representada por:

$$T_{propulsor} = 0,001324\omega^2 + 0,00381\omega + 0,0281. \quad (3.1)$$

A Equação (3.1) é válida considerando-se a velocidade de deslocamento da aeronave nula, temperatura de 25°C, pressão atmosférica de 1 atm, e densidade do ar de 1,185 Kg/m³. Graficamente, a Equação (3.1) pode ser representada pela Figura 15.

Figura 15 – Curva de relação entre velocidade de rotação e torque gerado pela hélice de passo fixo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Portanto, para fins de estudo do sistema será considerado o perfil apresentado na figura anterior.

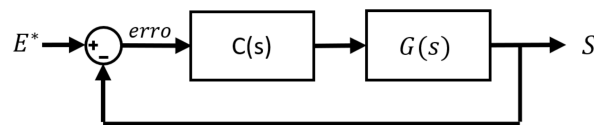
3.3 SUMÁRIO DO CAPÍTULO

O presente capítulo contextualizou o assunto da dissertação no contexto em que esta é aplicada, a um sistema de propulsão híbrido-elétrica para aeronaves de pequeno porte. Além de apresentar uma visão geral do sistema, o capítulo introduziu os equipamentos utilizados no acionamento e controle da MSIP. Por fim, foi introduzido o modelo de carga da MSIP que será considerada nas simulações do modelo que será implementada em *software*.

4 SISTEMA DE CONTROLE PROPOSTO

Um sistema de controle de malha fechada caracteriza-se por monitorar constantemente uma ou mais variáveis de interesse (saída), comparando-as com seus respectivos valores de referência (entrada) como mostrado na Figura 16. A diferença entre referência e valor da grandeza de saída trata-se do erro que será processado por um controlador que, por sua vez, irá atuar sobre as variáveis de controle a fim de garantir determinado comportamento da variável de saída (OGATA, 2010; DORF; BISHOP, 2018).

Figura 16 – Diagrama de blocos com controle em malha fechada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os controladores projetados operando com realimentação em malha fechada têm o objetivo de regular o sistema para que este apresente um comportamento dinâmico de acordo com características desejadas, tais como estabilidade, transitório (tempo de subida, tempo de acomodação, tempo de pico e sobressinal) e erro em regime permanente (DORF; BISHOP, 2018).

Este capítulo dedica-se ao sistema de controle da MSIP. São apresentados os projetos dos controladores de corrente e velocidade, responsáveis pelo acionamento da máquina e manutenção das variáveis de controle.

4.1 CONTROLE DE CORRENTE

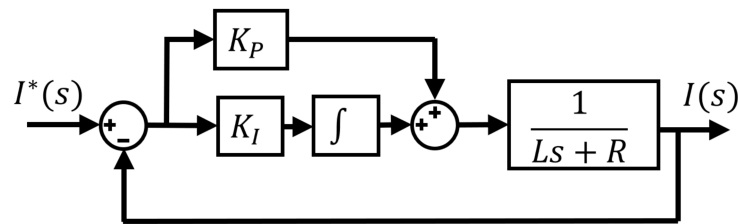
O controlador PI tradicional é o mais popular entre as estratégias de controle de malha fechada, e possui como características erro de regime permanente igual a zero e fácil implementação em microprocessadores. Por outro lado, pode-se citar como desvantagens deste regulador o alto sobressinal, a resposta lenta a distúrbios repentinos e a sensibilidade aos ganhos do controlador (MARUFUZZAMAN *et al.*, 2010; SANT; RAJAGOPAL; SHETH, 2011; AHMED *et al.*, 1997; JI; SUL, 1995; LIN, 1997).

O controlador Integral-Proporcional (IP), por sua vez, é capaz de lidar com as desvantagens daquele embora sua resposta transitória seja mais lenta (KAYNAK; ABBASZADEH; NAZLIBILEK, 1983).

4.1.1 Controle PI Tradicional

A principal malha de controle da MSIP trata-se da malha de regulação das correntes. A partir do modelo matemático desenvolvido na Seção 2.2 (Subseção 2.2.7), no qual as correntes estão representadas nos eixos de coordenadas síncronas d - q , é necessária uma malha de controle para cada um dos respectivos eixos. A Figura 17 apresenta o diagrama de blocos do sistema e regulador PI de corrente.

Figura 17 – Malha de controle de corrente utilizando regulador PI.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A representação da malha de controle em função de transferência é dada por (4.1), onde K_P e K_I são os ganhos proporcional e integral, respectivamente.

$$G_{MF}(s) = \frac{\frac{K_P}{L}s + \frac{K_I}{L}}{s^2 + \frac{R+K_P}{L}s + \frac{K_I}{L}}. \quad (4.1)$$

Wang *et al.* (2015) determina os ganhos do controlador a partir das seguintes equações:

$$K_P = 2\zeta\omega_n L - R \quad (4.2)$$

e

$$K_I = \omega_n^2 L = \frac{K_P}{\tau}, \quad (4.3)$$

ou ainda,

$$\tau = \frac{2\zeta\omega_n L - R}{\omega_n^2 L}. \quad (4.4)$$

A determinação dos ganhos a partir de (4.2), (4.3) e (4.4) é semelhante ao método de igualar a função de transferência de malha fechada (4.1) à forma canônica de um sistema de segunda ordem representado por (4.5),

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (4.5)$$

onde ω_n é a frequência natural do sistema e ζ o seu coeficiente de amortecimento.

Uma das formas de sintonia do controlador proposto é demonstrada em Nise (2010). Determinando-se o coeficiente de amortecimento ζ e um tempo de assentamento (T_s) da variável de controle, obtém-se a frequência natural, dada pela relação:

$$T_s = \frac{4}{\zeta\omega_n} \quad (4.6)$$

e, assim, são definidos os ganhos proporcional (K_P) e integral (K_I) de ambas as malhas de controle de corrente (correntes de eixo- d e eixo- q).

Considerando-se o coeficiente de amortecimento $\zeta = 0,8$ e tempo de assentamento $T_s = 1 \text{ ms}$, tem-se os ganhos dispostos na Tabela 2. Os valores foram escolhidos buscando um bom compromisso de resposta e comportamento dinâmico das correntes d - q .

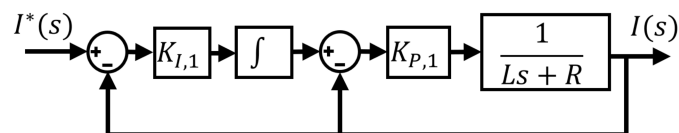
Tabela 2 – Ganhos do controlador PI de corrente.

Constante	Valor
K_P	1,4220 V/A
K_I	4500 s^{-1}

4.1.2 Controle IP

O presente trabalho propõe-se a implementar o regulador IP no acionamento e controle da MSIP. A Figura 18 apresenta o diagrama de blocos do respectivo controlador.

Figura 18 – Malha de controle de corrente utilizando regulador IP.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A representação do diagrama de blocos (Figura 18) em função de transferência é dada por (4.7).

$$G_{MF}(s) = \frac{\frac{K_{P,1}K_{I,1}}{L}}{s^2 + \frac{R+K_{P,1}}{L}s + \frac{K_{P,1}K_{I,1}}{L}}, \quad (4.7)$$

onde $K_{P,1}$ e $K_{I,1}$ são, respectivamente, os ganhos proporcional e integral do regulador IP.

Diferentemente do que ocorre quando um sistema de primeira ordem é associado à um controlador PI, neste caso, ao se utilizar um regulador IP, a função de transferência em malha fechada do sistema não apresenta zeros. A existência de um zero em sistemas geralmente implica na aceleração da resposta transitória (BOUCHAKOUR *et al.*, 2015).

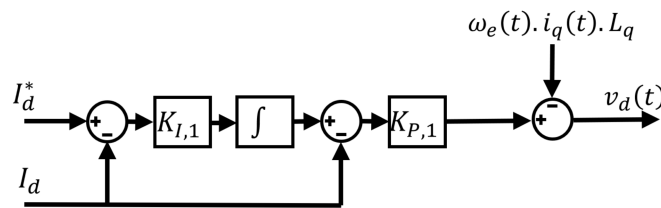
Observa-se que a equação (4.7) é semelhante à forma canônica de um sistema de segunda ordem representado por (4.5). A análise e discussão acerca dos controladores (4.1) e (4.7) serão apresentadas nos resultados deste trabalho.

Para sintonizar os controladores de corrente, a frequência de corte máxima será limitada pela frequência de comutação dos dispositivos semicondutores do conversor eletrônico. Recomenda-se que a frequência de corte máxima seja limitada a 1/10 da frequência de comutação do conversor. O intuito é rejeitar as perturbações provenientes da comutação dos dispositivos semicondutores e, assim, garantir a estabilidade para grandes sinais (LYNCH, 2006-2007; MITCHELL; MAMMANO, 2001).

Nas aplicações de controle de torque, os *set-points* das malhas de corrente são constantes ou em parte constantes. No caso da máquina em estudo, a qual possui baixíssima saliência, considera-se $L_d = L_q$. Dessa forma, observa-se em (2.21) que o torque elétrico produzido pela máquina relaciona-se, apenas, com a corrente de eixo em quadratura. A relação é estabelecida através da constante $K_T = \frac{3}{2} Z_P \phi_{pm}$, denominada constante de torque. Portanto, em operação normal, o sinal de referência da corrente de eixo- d é zero para que haja produção máxima de torque, cedendo o mesmo montante de corrente nos enrolamentos trifásicos, e o torque é controlado pela corrente de eixo- q (WANG *et al.*, 2015).

As Figuras 19 e 20 apresentam, respectivamente, as malhas das correntes de eixo direto e em quadratura acompanhadas do desacoplamento promovido pela realimentação do tipo *feedforward*.

Figura 19 – Malha de controle de corrente de eixo- d com desacoplamento.



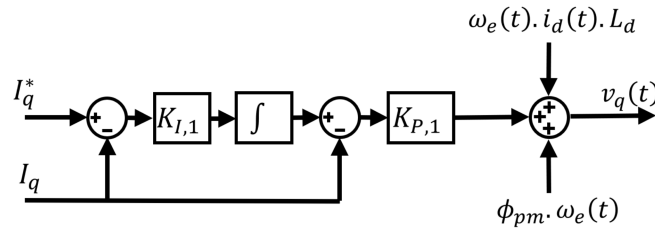
Fonte: Elaborada pelo autor.

Considerando-se $\zeta = 0,8$ e $T_s = 1 \text{ ms}$, a frequência natural será $\omega_n = 5000 \text{ rad/s}$. Logo, a Tabela 3 apresenta os ganhos proporcional e integral da malha de controle de corrente.

Tabela 3 – Ganhos do controlador IP de corrente.

Constante	Valor
$K_{P,1}$	1,4220 V/A
$K_{I,1}$	3164,56 s^{-1}

Figura 20 – Malha de controle de corrente de eixo- q com desacoplamento.

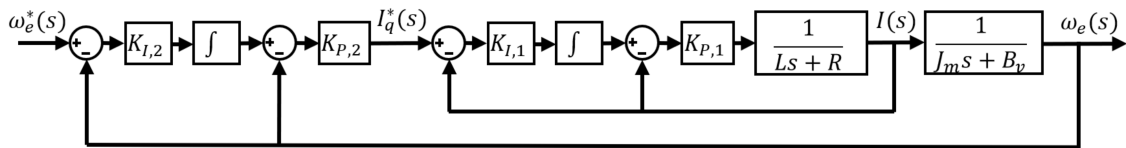


Fonte: Elaborada pelo autor.

4.2 CONTROLE DE VELOCIDADE

Conforme discutido anteriormente, a fim de produzir torque máximo, a malha de corrente de eixo- d possui zero como sinal de referência. Como o torque elétrico relaciona-se somente com a corrente de eixo- q , de acordo com (2.21), a malha de controle de velocidade será uma malha externa a esta, como representado na Figura 21.

Figura 21 – Malha de controle de velocidade.



Fonte: Elaborada pelo autor.

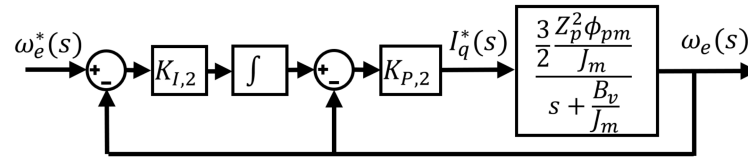
A fim de facilitar a análise e o projeto do controlador, são consideradas algumas simplificações. A primeira delas é correspondente ao tempo de resposta da malha interna em relação à externa. De forma geral, as malhas internas apresentam dinâmicas mais rápidas que as externas. Como a malha de velocidade será bem mais lenta que a malha de corrente, esta poderá ser simplificada por uma constante, e o seu tempo de assentamento ser desconsiderado para fins de projeto do controlador.

A constante que substituirá a malha de corrente é determinada considerando-se o ganho desta malha (de corrente) em regime permanente. Para isso, fazendo-se $G_{MF,i}(0) = 1$, indicando ganho unitário. Dessa forma, o diagrama de blocos da Figura 21 pode ser simplificado ao da Figura 22.

A Equação (4.8) trata-se da função de transferência do diagrama de blocos da Figura 22.

$$G_{MF,\omega} = \frac{K_P K_I \frac{3}{2} \frac{Z_p^2 \phi_{pm}}{J_m}}{s^2 + \left(\frac{B_v}{J_m} + K_P \frac{3}{2} \frac{Z_p^2 \phi_{pm}}{J} \right) s + K_P K_I \frac{3}{2} \frac{Z_p^2 \phi_{pm}}{J}} \quad (4.8)$$

Figura 22 – Malha de controle de velocidade simplificada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

ou ainda,

$$G_{MF,\omega} = \frac{K_{P,2}K_{I,2}b}{s^2 + (a + K_{P,2}b)s + K_{P,2}K_{I,2}b} \quad (4.9)$$

onde $b = \frac{3Z_p^2\phi_{pm}}{2J_m}$ e $a = \frac{B_v}{J_m}$, $K_{P,2}$ o ganho proporcional e $K_{I,2}$ o ganho integral da malha de velocidade.

Analogamente ao desenvolvido na seção anterior, a determinação dos ganhos do regulador é feita a partir da forma canônica de um sistema de segunda ordem.

Considerando-se $\zeta = 1$ e $T_s = 0,4$ s, a frequência natural será $\omega_n = 10$ rad/s. A Tabela 4 apresenta os ganhos calculados do controlador.

Tabela 4 – Ganhos do controlador IP de velocidade.

Constante	Valor
$K_{P,2}$	0,1030 A.s
$K_{I,2}$	5,0299 rad ⁻¹

Novamente, os parâmetros ζ e T_s foram escolhidos de tal forma a obter uma resposta amortecida e sem sobressinal, e tempo de assentamento relativamente reduzido para adequar-se ao intervalo de simulação sem prejudicar a dinâmica do sistema.

4.3 SUMÁRIO DO CAPÍTULO

O foco deste capítulo foi o de apresentar a metodologia para o projeto dos controladores de corrente e velocidade e, assim, determinar os seus respectivos ganhos. Os ganhos calculados serão utilizados nos testes de simulação para serem validados e, então, implementados em *hardware* dando prosseguimento aos ensaios práticos.

5 COMUNICAÇÃO SIMULINK-DSP

Entre os diferentes estudos desenvolvidos acerca das MSIPs, das estratégias de controle e da programação de um DSP para implementação prática do sistema em laboratório, o trabalho também dedicou-se ao estudo da S-Function do MATLAB, com a finalidade de estabelecer comunicação entre o DSP e planta modelada no Simulink. As subseções seguintes introduzem a linguagem e detalham a implementação para possibilitar a validação do código de controle desenvolvido para o processador.

5.1 S-FUNCTION

As S-Functions são funções que podem ser escritas nas linguagens MATLAB, C, C++ ou Fortran. São compiladas como arquivos MEX, podendo ser utilizadas como subrotinas dinamicamente vinculados ao MATLAB que, por sua vez, quando necessário, as executam (The MathWorks, Inc., 2020).

Estas função são comumente utilizadas para o desenvolvimento de blocos customizados no ambiente MATLAB/Simulink, permitindo ampliar as capacidades da plataforma. Dessa forma, as S-Functions podem ser utilizadas, por exemplo, para adicionar um novo bloco com propósito geral ou blocos que representem dispositivo de *hardware*, incorporar um código C existente à simulação, descrever um sistema como um conjunto de equações matemáticas, dentre outras possibilidades de aplicações (The MathWorks, Inc., 2020).

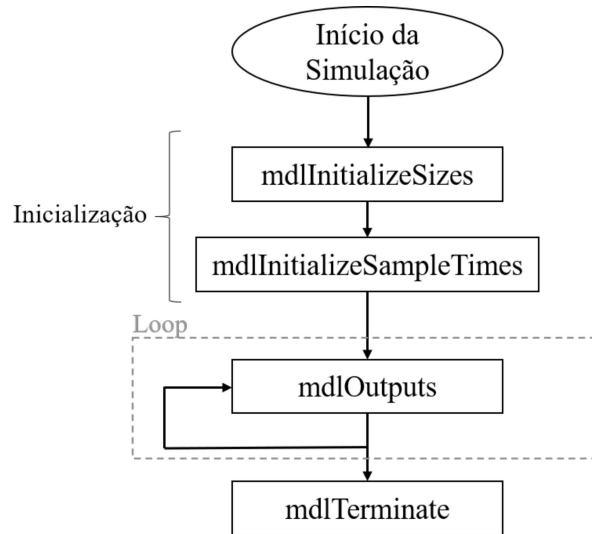
As vantagens de se utilizar estas funções é a capacidade de construir blocos com propósitos gerais que podem ser utilizados várias vezes em um modelo, variando parâmetros em cada instância do bloco, por exemplo.

A Figura 24 representa a estrutura básica para execução C MEX S-Function, cujos métodos de chamadas são explicados no parágrafo seguinte.

O Simulink chama o método **mdlInitializeSizes** para determinar o número de portas de entrada e saída, tamanho das portas, e outros objetos necessários pela S-function. O método **mdlInitializeSampleTimes** é chamado para especificar os tempos de amostragem da S-Function. O Simulink executará o método **mdlOutputs** a cada passo, sendo nesta rotina onde são calculadas as saídas da S-Function. Por fim, o método **mdlTerminate** executa as ações necessárias ao fim da simulação, não se tratando de uma rotina mandatória (The MathWorks, Inc., 2020).

Além destes, existem outros 32 métodos de chamada que são executados apenas se definidos na S-Function. No documento *Developing S-Functions* (The MathWorks, Inc., 2020), disponibilizado no site da MathWorks/MATLAB, é possível conferir cada um destes métodos e suas funcionalidades.

Figura 23 – Fluxograma básico de uma C MEX S-Function.



Fonte: Adaptado de (The MathWorks, Inc., 2020).

No Apêndice A é possível conferir o código implementado na S-Function do Simulink para estabelecer a comunicação serial entre o MATLAB e o microcontrolador.

5.2 COMUNICAÇÃO SIMULINK-MICROCONTROLADOR

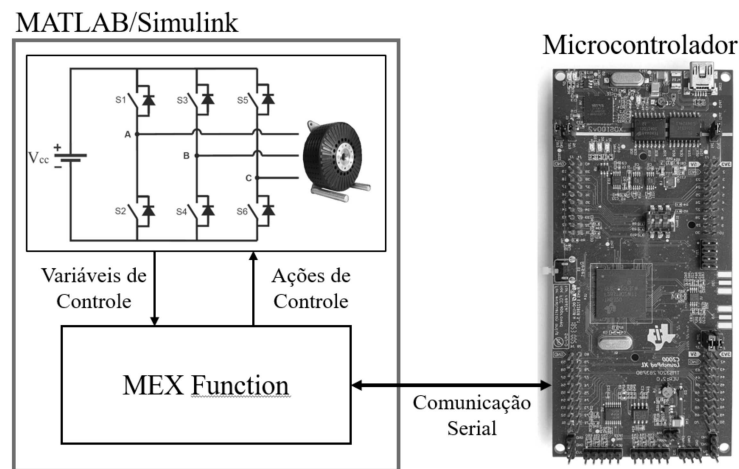
A comunicação entre Simulink e o microcontrolador TMS320F28379D é estabelecida através da porta serial. Na comunicação serial, os dados trocados entre *software* e *hardware* são transferidos por cadeias de bits, cuja extensão define a resolução dos dados. Assim, a conversão entre as variáveis medidas e sua adequação à resolução digital é de suma importância.

Os valores das variáveis adquiridos na planta do *Simulink* são convertidos para bits e, então, transferidos ao microcontrolador. No microcontrolador estes valores são recuperados à escala real para que assim possa executar o controle. A Tabela 5 apresenta as amplitudes consideradas para as variáveis nas respectivas escalas, real e digital. Os valores são sugeridos, porém podem ser ajustados para atender os requisitos de projeto.

Na prática, os sensores são circuitos que realizam a leitura das diferentes grandezas e as convertem, através de circuitos de condicionamento, à níveis de tensão ou corrente que os DSPs ou microcontroladores possam ler. Em seguida, as tensões/correntes de entrada são convertida à valores digitais e, então, manipuladas pelos controladores. Assim, os valores das grandezas passam a ser representados digitalmente em bits, cuja resolução é definida pela arquitetura do processador utilizado.

Na aplicação em desenvolvimento, a conversão entre as escalas é realizada por

Figura 24 – Comunicação entre MATLAB/Simulink e microcontrolador através da função MEX.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 5 – Amplitude das variáveis nas escala real e digital.

Variável	Variação em Escala Real	Variação em Escala Digital
I_d	-200 A a 200 A	0 a 65535 (16 bits)
I_q	-200 A a 200 A	0 a 65535 (16 bits)
I_a	-200 A a 200 A	0 a 65535 (16 bits)
I_b	-200 A a 200 A	0 a 65535 (16 bits)
I_c	-200 A a 200 A	0 a 65535 (16 bits)
ω_m	-500 rad/s a 500 rad/s	0 a 65535 (16 bits)
θ_m	0 a 2π	0 a 65535 (16 bits)

uma relação simples de proporcionalidade, como expresso na Tabela 6 que apresenta a matemática de conversão para a escala digital e a respectiva resolução das variáveis utilizadas.

Tabela 6 – Conversão dos valores de escala real para escala digital com resolução de 16 bits.

Variável	Conversão para escala digital de 16 bits	Resolução
I_d	$163.8375 * I_d + 32767.5$	6,1036 mA/bit
I_q	$163.8375 * I_q + 32767.5$	6,1036 mA/bit
I_a	$163.8375 * I_a + 32767.5$	6,1036 mA/bit
I_b	$163.8375 * I_b + 32767.5$	6,1036 mA/bit
I_c	$163.8375 * I_c + 32767.5$	6,1036 mA/bit
ω_m	$52.15109598 * \omega_m + 32767.5$	0,0152 rad/s/bit
θ_m	$10430.2192\theta_m$	95,8753 μ rad/bit

Dessa forma, os valores das variáveis monitoradas no Simulink (valores em escala real) são convertidos para bits e transferidos ao microcontrolador.

A conversão das grandezas digitais em reais é obtida pelo cálculo inverso, apresentado na Tabela 7. A recuperação das variáveis em valores reais no microcontrolador possibilita a execução do código de controle embarcado.

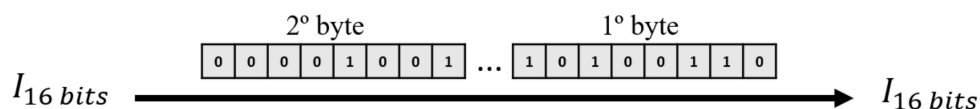
Tabela 7 – Conversão da escala digital com resolução de 16 bits para a escala real das variáveis de controle.

Variável	Conversão para escala real
I_d	$(I_{d,bits} - 32767.5)/163.8375$
I_q	$(I_{q,bits} - 32767.5)/163.8375$
I_a	$(I_{a,bits} - 32767.5)/163.8375$
I_b	$(I_{b,bits} - 32767.5)/163.8375$
I_c	$(I_{c,bits} - 32767.5)/163.8375$
ω_m	$(\omega_{m,bits} - 32767.5)/52.15109598$
θ_m	$\theta_{m,bits}/10430.2192$

Portanto, as conversões supracitadas são necessárias nas operações de envio e recebimento de dados via serial no processo de co-simulação, e assemelha-se às conversões analógico/digital (A/D) e digital/analógico (D/A) dos conversores, porém sem a utilização de circuitos auxiliares de condicionamento.

No protocolo de comunicação serial a transferência de dados ocorre através de bytes, ou seja, um conjunto de 8 bits capazes de representar uma informação. Em decorrência da resolução de 16 bits adotada no projeto, o envio de um dado ocorrerá com a transmissão de 2 bytes, como ilustrado na Figura 25.

Figura 25 – Transmissão de bits comunicação serial entre MATLAB e microcontrolador.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Portanto, após a conversão da variável de interesse em escala real em um valor digital com resolução de 16 bits, estes bits são enviados em 2 pacotes. Ao chegarem no destino, estes pacotes são reunidos com a finalidade de recuperar o valor de interesse. Finalizada a aquisição e junção do bytes, tem-se as variáveis de interesse em escala real que serão utilizadas pelo microcontrolador na execução do algoritmo de controle. e os resultados serão apresentados na Seção 7.3.

5.3 SUMÁRIO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentada a comunicação entre Simulink e o microcontrolador TMS320F28379D. O tipo de comunicação adotada foi a serial que, a partir da função S-Function do MATLAB, permitiu estabelecer a comunicação entre as ferramentas. O capítulo brevemente detalha como os dados são convertidos e transferidos entre Simulink e microcontrolador com a finalidade de estabelecer o controle da planta.

6 PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS

Os Processadores de Sinais Digitais (DSP, do inglês *Digital Signal Processors*) são processadores equipados com instruções especiais implementadas em *hardware*. Estes dispositivos possuem capacidade avançada de processamento e, dessa forma, os controladores implementados em DSPs são capazes de executar algoritmos complexos em tempo real (SEPHAN, 2009).

Devido à sua boa capacidade de processamento, os DSP possibilitam a implementação de aplicações que envolvem, por exemplo, controle multi-variável utilizando redes neurais, lógica nebulosa, controle adaptativo, monitoração e diagnóstico baseado em análise por transformadas rápidas de Fourier (FFT, do inglês *Fast Fourier Transform*) (SEPHAN, 2009).

Os DSPs contam, também, com filtros, convoluções e correlações, processamento baseado em blocos e amostragem em tempo real.

A arquitetura de um DSP diz respeito às características físicas do microcontrolador: tamanho da memória interna, modo de endereçamento e registradores, por exemplo. Em função das diferentes arquiteturas, um código para determinada aplicação pode diferir significativamente quando direcionados para DSPs diferentes.

Utilizando uma arquitetura de *hardware* dedicada, um DSP dependendo da forma como são executadas as aritméticas pela CPU do processador, pode ser classificado como sendo de pontos-fixos ou pontos-flutuantes (TAN; JIANG, 2019).

Um DSP de ponto-fixo representa o dado em formato inteiro de complemento de dois, manipulando as informações utilizando aritmética de números inteiros (TAN; JIANG, 2019). Um DSP de ponto-flutuante representa um número usando uma mantissa e um expoente, além do formato inteiro, sendo os dados processados com uma aritmética de pontos-flutuantes (TAN; JIANG, 2019). Em (TAN; JIANG, 2019) os modos de operação de cada um são detalhados.

As vantagens de utilização de processadores que operam pontos flutuantes são a possibilidade de mitigar estouros e erros de arredondamento, truncamento e quantização, efeitos característicos de comprimentos de palavra finito. Na prática, estas vantagens refletem em simplificações, não sendo necessário dimensionar as amostras de entrada, ou alterar o resultado do acumulador para ajuste do tamanho da palavra no DAC, nem mesmo dimensionar os coeficientes do filtro ou utilizar aritmética de formato Q (TAN; JIANG, 2019).

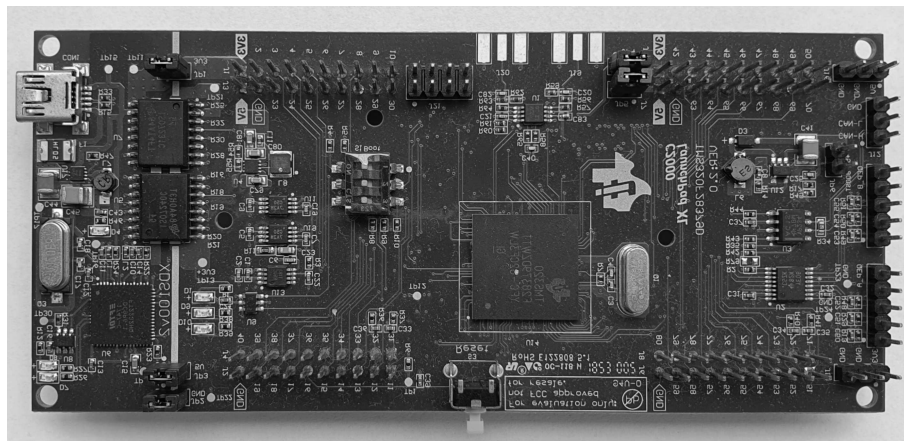
A Texas Instruments possui ampla variedade de famílias de DSP de pontos flutuantes, sendo o TMS320C3x a primeira geração destes. As gerações mais recentes apresentam maior grau de complexidade, no entanto, as características básicas são as mesmas (TAN; JIANG, 2019).

Neste capítulo apresentam-se alguns detalhes do microcontrolador TMS320F28379D utilizado no projeto e do algoritmo embarcado no *hardware*. São apresentadas as principais rotinas do *hardware* para leitura dos sinais de corrente e tensão, e controle da planta em questão, bem como do algoritmo implementado e que será embarcado.

6.1 KIT DE DESENVOLVIMENTO LAUNCHXL-TMS320F28379D

O C2000™ LAUNCHXL-TMS320F28379D LaunchPad™ da *Texas Instruments*, mostrado na Figura 26, trata-se de uma ferramenta de baixo custo, padronizada e de fácil utilização para o desenvolvimento e validação de novas aplicações.

Figura 26 – Kit de desenvolvimento LAUNCHXL-TMS320F28379D.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Entre as principais características deste módulo destacam-se:

- CPU de pontos flutuantes 32 *bits*;
- Frequência de operação de 200 MHz;
- Dois co-processadores programáveis independentes (CLA, do inglês *Control Law Accelerator*);
- Opções de conectividade: CAN, I2C, SPI, SCI, USB, McBSP;
- 16 saídas PWM de alta resolução;
- 6 entradas de captura;
- 3 entradas QEP (do inglês, *Quadrature Encoder Pulse*);
- 8 canais de entrada com filtro sigma-delta;
- 4 conversores A/D com operação passível de seleção (16 bits ou 12 bits);

- 8 comparadores com conversores D/A 12 bits.

O LaunchPad pode ser utilizada em aplicações como:

- Validação de algoritmos de controle de motores, incluindo os controles de posição, velocidade ou torque com a utilização de *encoder* ou através de técnica *sensorless*;
- Controles de conversores de potência CA-CC, CC-CC e CC-CA, e algoritmos MPPT (do inglês, *maximum power point tracking*);
- Interfaceamento e sensoriamento industrial;
- Processamento digital de sinais, sensoriamento, e captura de aplicações radar, doppler e infravermelha.

Estas são algumas das características do LaunchPad TMS320F28379D que será utilizado no projeto. A implementação do código é desenvolvida no *software* Code Composer Studio®, da Texas Instruments, utilizando a linguagem C de programação.

O Code Composer Studio® possibilita a depuração do código e monitoramento das variáveis em tempo real. O código implementado na plataforma tem a função de inicializar o sistema e configurá-lo para que o dispositivo se torne apto para a aquisição das variáveis de controle, executar o controle e gerar os sinais de comando para o acionamento dos dispositivos semicondutores. As próximas seções detalham o processo de inicialização do sistema, sua configuração e a de seus módulos.

6.2 INICIALIZAÇÃO DO SISTEMA

A inicialização do sistema consiste na configuração dos dispositivos internos da CPU e dos periféricos. A Tabela 8 resume os módulos do MCU utilizados e suas respectivas funções no escopo do projeto.

Tabela 8 – Módulos MCU e suas funcionalidades no código.

Módulo	Funcionalidade
Temporizadores (<i>Timers</i>)	Leitura sinais do <i>resolver</i>
Canais A/D	Amostrar correntes
Filtro SDFM	Amostrar sinais de tensão
Canais PWM	Acionamento dos dispositivos semicondutores e temporização de funções

Portanto, os módulos são utilizados na amostragem dos dados e execução das interrupções de controle. As Seções 6.3, 6.4 e 6.5 apresentam estes módulos com detalhes das configurações e do seu funcionamento de acordo com as necessidades do projeto.

6.3 CONFIGURAÇÃO EPWM

Os periféricos ePWM (do inglês, *enhanced pulse width modulator*) são elementos essenciais no controle de diferentes sistemas eletrônicos de potência como, por exemplo, o de máquinas elétricas e os de fontes de tensão ininterruptas (UPS, do inglês *uninterruptible power supplies*).

Cada módulo ePWM compreende um canal com duas saídas, EPWMxA e EPWMxB, disponibilizadas através de periféricos GPIOs (do inglês, *general purpose input/output*). Os chamados qualificadores de ação (AQ, do inglês *action qualifier*) estabelecem as ações tomadas a partir dos contadores comparadores, dos submódulos TZ (*trip zone*) ou um evento comparador, assim, as saídas EPWMxA e EPWMxB podem ser colocadas como altas, baixas ou complementares (Texas Instruments, 2019). Ademais, à estes sinais, podem ser configurados tempos mortos, estabelecendo um período entre as bordas de subida ou descida entre as saídas EPWMxA e EPWMxB.

Os módulos estão sincronizados por um *clock* de sincronização permitindo que operem como um sistema único se isso for necessário (Texas Instruments, 2019).

Os sinais Trip Zone (TZ) são sinais de entrada capazes de alertar o módulo ePWM a respeito de condições de falha externas ao módulo. Os módulos ePWM podem ser configurados para que os sinais TZ sejam aceitos ou rejeitados e alguma ação executada (Texas Instruments, 2019).

Os módulos ePWM individualmente possuem 2 sinais do tipo SOC (do inglês *start-of-conversion*) de início de conversão ADC. Logo, cada módulo pode disparar um SOC (Texas Instruments, 2019).

Os módulos ePWM são responsáveis pela coordenação e execução de diferentes ações com o objetivo de acionar e controlar a MSIP. As subseções seguintes apresentam as responsabilidades dos diferentes módulos utilizados.

6.3.1 Comutação dos Dispositivos Semicondutores (IGBTs)

Os sinais de comutação dos dispositivos semicondutores do inversor de frequência são executados a partir da configuração de três módulos ePWM do MCU (ePWM1, ePWM2 e ePWM3). As saídas de cada um dos canais (ePWMxA e ePWMxB) foram configuradas como complementares e, dessa forma, os pares relativos a cada módulo serão responsáveis pelo acionamento de um braço do inversor.

A configuração dos módulos são feitas através de registradores. Assim, a frequência de comutação foi definida em 16 kHz, com um tempo morto de 1 μ s e o tipo de portadora (triangular ou dente de serra), dentre outras configurações.

Os PWMs são sincronizados e as modulantes referentes a cada fase do inversor serão determinadas pela estratégia de controle, que será melhor detalhada posteriormente

na Seção 8.1.

6.3.2 Alimentação do Resolver

O *resolver* trata-se de um transdutor de posição de suma importância no acionamento da MSIP. Conforme detalhado na Seção 3.1.3, o funcionamento do *resolver* requer que este seja alimentado por uma senoide com 10 kHz de frequência e amplitude $7 V_{rms}$.

Para isso, configurou-se o módulo ePWM6 com a portadora triangular na frequência de 200 kHz modulado por uma senoide de 10 kHz. Assim, a saída do canal fornece um sinal PWM com frequência fundamental de 10 kHz. Externamente, um circuito condicionador de sinais (amplificador classe D, Anexo B) recebe o sinal PWM de saída do MCU, filtrando-o e amplificando-o para que o *resolver* seja alimentado.

6.3.3 Periodização de Interrupções

Uma outra funcionalidade do módulo ePWM explorada está em sua utilização na temporização de interrupções do MCU. No projeto, um dos módulos configura a periodização dos SOCs de conversão dos módulos ADC para leitura dos sensores de corrente, numa frequência de amostragem de 16 kHz. Além disso, a temporização é utilizada para chamada da função de controle, também numa frequência de 16 kHz.

6.4 CONFIGURAÇÃO MÓDULOS ADC

O módulo ADC trata-se de um conversor A/D com características de aproximações sucessivas (SAR, do inglês *successive approximation register*) com resolução selecionável entre 12 bits ou 16 bits.

O núcleo deste módulo é formado pelo circuito analógico, circuito *sample-and-hold* (S/H), circuito de aproximação sucessiva, circuito de tensão de referência, circuito de suporte. Circuitos digitais são responsáveis por configurar e controlar o ADC.

O módulo ADC é projetado para permitir a amostragem simultânea ou a operação independente de múltiplos ADCs. E o invólucro do ADC é baseado no SOC.

Os sinais de conversão podem ser simples (12 bits) ou diferencial (16 bits). No modo simples a conversão é feita a partir de um único pino de entrada, e no modo diferencial a entrada de tensão é amostrada por um par de pinos de entrada (a entrada de tensão é a diferença de tensão entre os dois pinos).

O *trigger* e a conversão no módulo ADC são feitos por SOCs configuráveis, que totalizam 16. Cada SOC é configurado para uma única conversão de um único canal. Assim, a configuração do SOC determina a fonte do *trigger*, o canal para conversão, e a duração da janela de aquisição. Ao receber o *trigger* configurado por um SOC, o invólucro

irá garantir que o canal específico é capturado utilizando a janela de aquisição (tempo que o capacitor de amostragem é permitido carregar) (Texas Instruments, 2019).

Cada SOC pode ser configurado para converter qualquer dos canais ADC. Após a conversão ADC, os resultados ficam disponíveis no respectivo registrador ADCRESULT. Além disso, é válido ressaltar que os SOCs possuem prioridades uns sobre os outros.

6.4.1 Leitura dos Sensores de Corrente

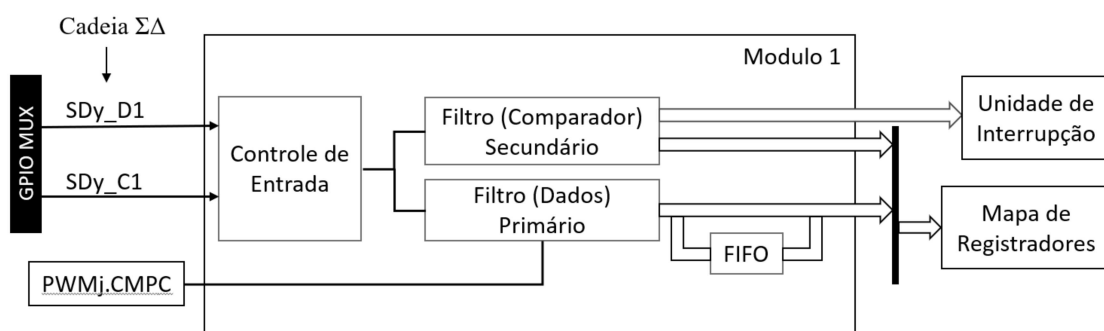
No projeto, os módulos ADC serão utilizados na amostragem das correntes de fase do motor. O módulo ePWM4, configurado em uma frequência de 16 kHz, é responsável por disparar os SOCs que, por sua vez, executam a conversão dos módulos ADC para aquisição das correntes.

São três as correntes amostradas, cada uma delas será convertida por um entrada ADC. São configurados três SOCs para que cada um execute a conversão de um entrada ADC. Portanto, as conversões são executadas sequencialmente.

6.5 CONFIGURAÇÃO MÓDULO SDFM

O LaunchPad conta com 4 módulos SDFM (do inglês *sigma delta filter module*), em que cada um deles conta com 4 pinos para entrada de dado e outros 4 para entrada de clock. Em pares, um pino de dado e outro de clock, formam a entrada de um módulo de filtro dentro do qual existe um filtro primário (de filtro de dados) e outro secundário (filtro comparador), conforme ilustrado na Figura 27 (Texas Instruments, 2019).

Figura 27 – Diagrama de blocos do filtro SDFM.



Fonte: Adaptado do manual do fabricante (Texas Instruments, 2019).

A unidade de controle é responsável por receber dado e *clock* modulados. O dado modulado passa pelos filtros primário e secundário, que são independentes em sua configuração. Ambos os filtros (dado e comparador) possuem um filtro $Sinc^N$, que consiste num filtro passa-baixa que converte uma cadeia de bits de entrada em um dado digital

pela filtragem digital e decimação (Texas Instruments, 2019). O dado digital filtrado representa uma dada entrada analógica fornecida ao modulador sigma-delta.

A saída do filtro primário pode ser representada por 16 bits ou 32 bits.

O filtro secundário apresenta como funcionalidade principal monitorar condições de entrada em situações em que se deseja proteger o sistema de danos e desabilitar os PWMs (Texas Instruments, 2019). A detecção pode ocorrer tanto para um sobrevalor (HLT, *higher threshold*) quanto subvalor (LLT, *lower threshold*).

Ademais, os PWMs podem ser utilizados para gerar o clock para o modulador sigma-delta (Texas Instruments, 2019).

6.5.1 Leitura do Sensor de Posição

A Subsecção **3.1.3** esclarece o funcionamento do *resolver*. A determinação da posição requer a leitura de dois sinais provenientes do *resolver* e que são realizadas pelos sensores de tensão (Anexo C). Os módulos SDFM são responsáveis pela aquisição destes valores, sendo a amostragem numa frequência de 10 kHz estabelecida pelo *timer0* do MCU que aciona uma interrupção.

6.6 SUMÁRIO DO CAPÍTULO

O capítulo abordou brevemente os processadores digitais de sinais e, assim, introduziu o MCU TMS320F28379D da Texas Instruments que será utilizado neste trabalho. Foram apresentadas as principais características do MCU, o que o torna uma excepcional ferramenta para a aplicação em questão. O capítulo apresentou os principais módulos em utilização do MCU e suas configurações para atender ao projeto. Ademais, o capítulo possui carácter de registro e documentação da implementação proposta.

7 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Este capítulo dedica-se à apresentação dos resultados de simulação. As simulações implementadas têm o objetivo de validar o modelo matemático da MSIP e dos controladores de corrente e velocidade projetados, assumindo um papel fundamental em etapa anterior à implementação prática. As simulações possibilitam conhecer o sistema, simular diferentes cenários de tal forma a compreender o seu comportamento.

A Seção 7.1 irá apresentar uma análise dos controladores PI e IP afim de verificar o comportamento dinâmico de ambos, justificando a escolha do controlador IP, sendo considerado um ambiente puramente computacional. Na Seção 7.2 são apresentados os resultados de simulação para o controle de velocidade da MSIP considerando ambientes puramente computacionais. A Subseção **7.2.1** considera a técnica MIL e acionamento do motor à vazio, enquanto a Seção **7.2.2** analisa as técnicas MIL e SIL considerando a máquina acoplada à uma carga. A Seção 7.3 apresenta os resultados das simulações MIL e PIL, sendo analisados tanto resultados puramente computacionais como, também, os que integram o MCU TMS320F28379D à simulação. Por fim, a Seção 7.4 considera o acionamento e controle da MSIP para condição de voo de uma aeronave de pequeno porte, sendo utilizado o modelo SIL e simulação puramente computacional.

7.1 ANÁLISE ENTRE OS CONTROLADORES PI TRADICIONAL E IP

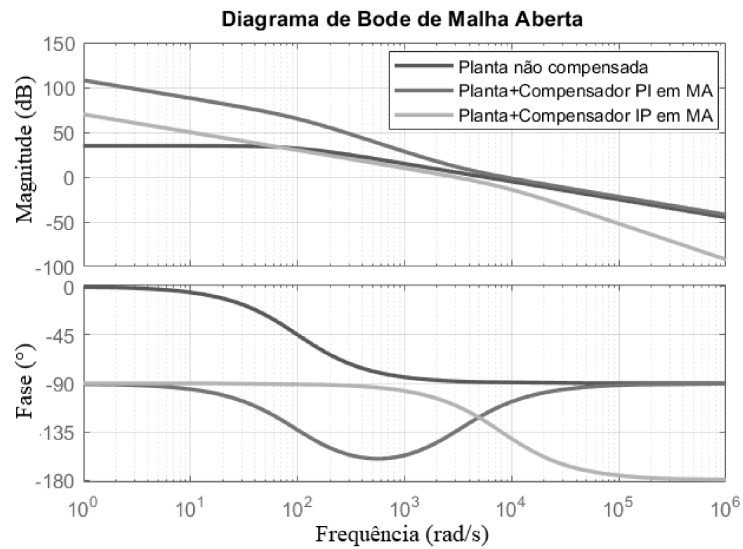
O Capítulo 4 (Seções 4.1 e 4.2) apresentou os controladores IP e PI tradicional, destacando suas características e diferenças. Mostrou-se que, a partir da função de transferência de malha fechada (FTMF), os ganhos de ambos os controladores são obtidos ao igualar as FTMF à forma canônica de um sistema de segunda ordem.

Apesar do processo de determinação dos ganhos dos controladores ser o mesmo, observa-se que os ganhos dos controladores IP e PI são diferentes ao serem considerados o mesmos coeficiente de amortecimento e tempo de assentamento. Apesar dos denominadores das FTMFs serem idênticos para ambos os controladores como mostrado no Capítulo 4, uma vez que a metodologia para determinação dos ganhos dos controladores é a mesma, o PI tradicional diferencia-se pela presença de um zero na FTMF.

Esta seção tem o propósito de discutir as respostas dinâmicas da malha de corrente do sistema quando reguladas pelos respectivos controladores. Considerou-se passo fixo de simulação de $3,125 \mu\text{s}$ e método Runge-Kutta de resolução.

As Figuras 28 e 29 apresentam os diagramas de bode das FTs apresentadas no Capítulo 4. Na Figura 28 observa-se que nenhum dos sistemas regulados cruzaram o eixo de fase em -180° , o que significa que as margens de ganho são infinitas e o ganho do controlador pode ser aumentado sem causar instabilidade ao sistema. Ademais, todos os sistemas apresentam boa margem de fase.

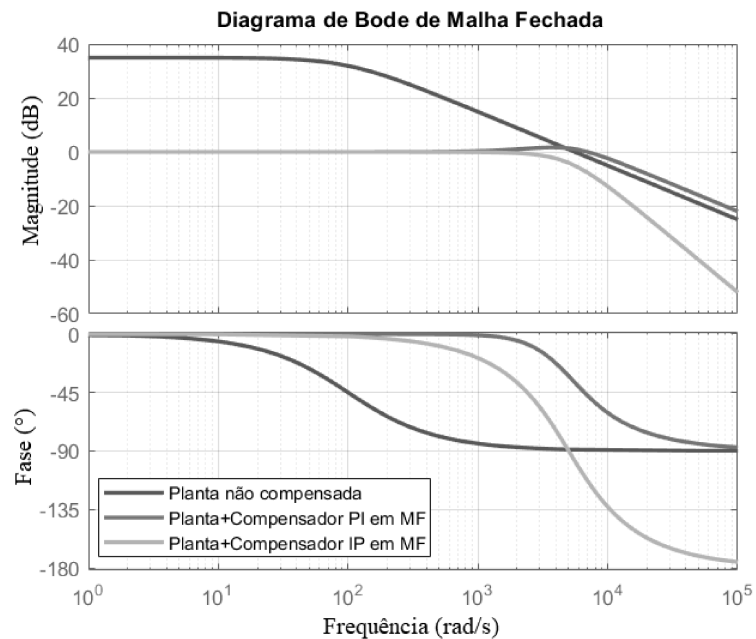
Figura 28 – Diagrama de bode de malha aberta do sistema considerado.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A partir da função de sensibilidade complementar é possível plotar o diagrama de bode do circuito controlado em malha fechada pelos compensadores (Figura 29).

Figura 29 – Diagrama de bode de malha fechada do sistema considerado.



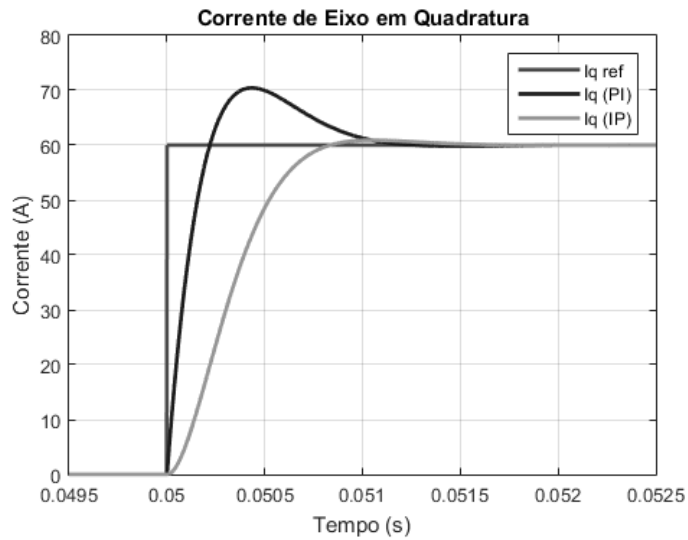
Fonte: Elaborada pelo autor.

Pela análise gráfica pode-se concluir que todos os sistemas são capazes de atenuar a frequência de comutação, no entanto o sistema regulado pelo compensador IP possui

maior atenuação em relação ao PI projetado.

A Figura 30 apresenta a resposta transitória da corrente de eixo em quadratura para uma entrada de referência em degrau.

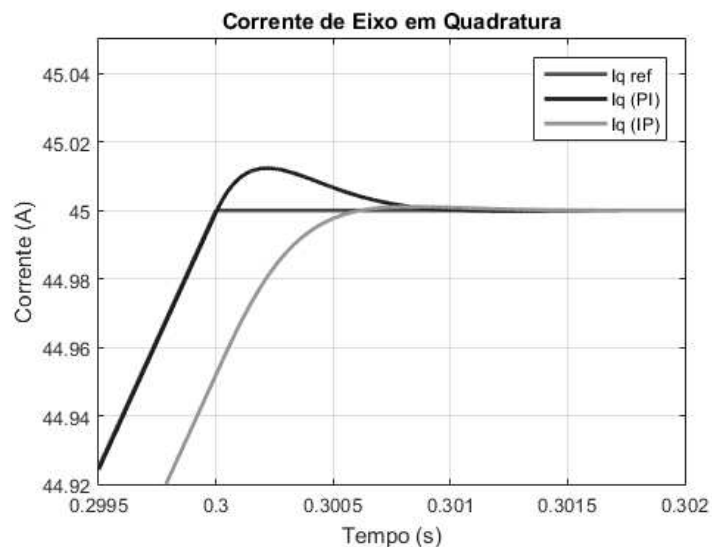
Figura 30 – Resposta dinâmica da corrente de eixo em quadratura utilizando os controladores PI tradicional (em azul) e IP (em verde) considerando uma referência de entrada (em vermelho) em degrau.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 31 apresenta a resposta transitória da corrente de eixo em quadratura para uma entrada de referência em rampa.

Figura 31 – Resposta dinâmica da corrente de eixo em quadratura utilizando os controladores PI tradicional (em azul) e IP (em verde) considerando uma referência de entrada (em vermelho) em rampa.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A análise gráfica das figuras anteriores permite verificar o comportamento dinâmico da malha de corrente utilizando os controladores PI (em azul) e IP (em verde). Verifica-se que a resposta da corrente do controlador PI é mais agressiva, tendo um menor tempo de subida e maior sobressinal.

O controlador IP apresentou maior tempo de subida, no entanto um sobressinal menor de acordo com o esperado na escolha do coeficiente de amortecimento. O tempo de assentamento de ambas as curvas é semelhante.

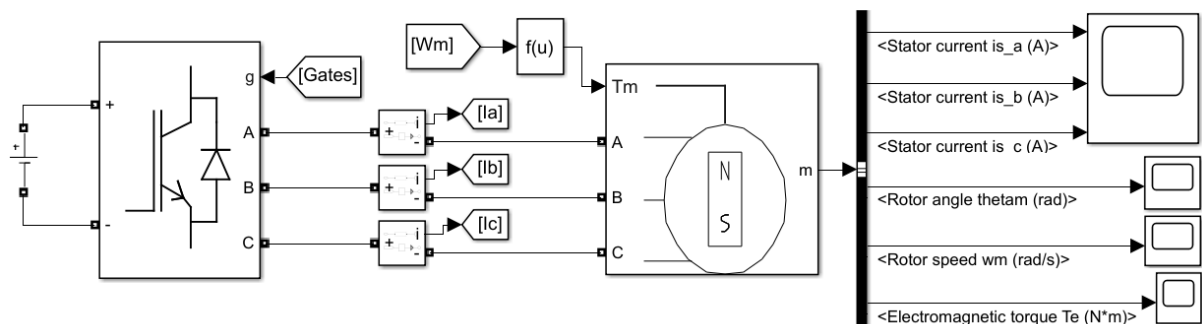
Conforme apresentado na Seção 4.1, o zero adicionado pelo controlador PI tradicional acelera a resposta transitória do sistema como observado na Figura 30. O controlador IP, por sua vez, possui uma resposta mais assertiva relativa ao tempo de assentamento e máximo sobressinal no projeto de controlador pela metodologia de equiparação à um sistema de segunda ordem.

O projeto dos controladores das correntes de eixo direto e eixo em quadratura é análogo. Os resultados apresentados são referentes à malha de eixo em quadratura, no entanto, o comportamento da corrente de eixo direto seria o mesmo, pois o projeto considerou os mesmos parâmetros para ambas as malhas. É válido ressaltar que o sinal de referência da malha de eixo direto será nulo, pois esta malha não contribui para geração de torque como apresentado na fundamentação teórica deste trabalho.

7.2 CONTROLE DE VELOCIDADE

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulações para o controle de velocidade da MSIP considerando duas condições de operação: motor a vazio e motor acoplado a uma carga. O objetivo é verificar o comportamento dinâmico do controlador projetado, analisá-lo e validá-lo.

Figura 32 – Modelo da planta de acionamento da MSIP desenvolvida no Simulink.



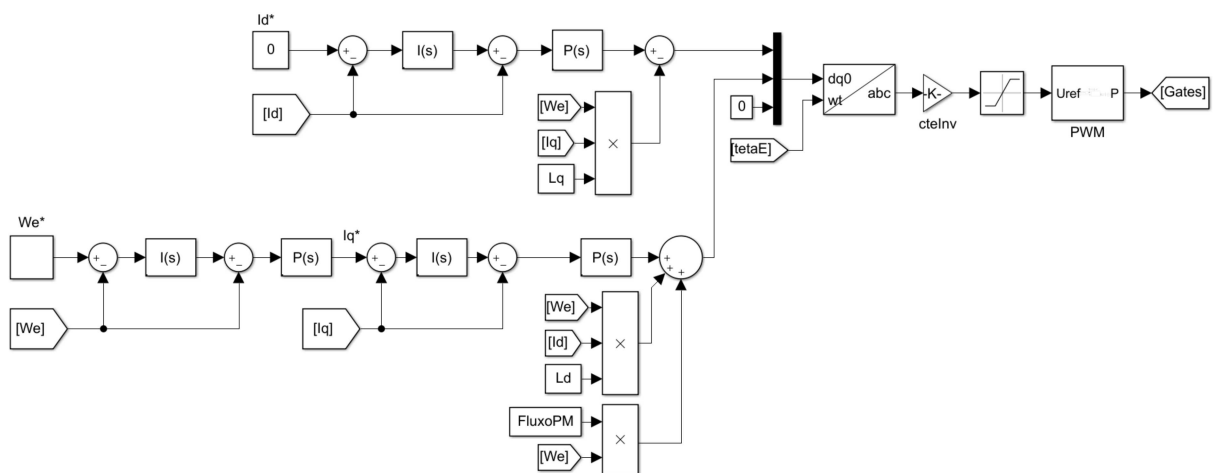
Fonte: Diagrama de blocos do Simulink.

Os resultados apresentados são das simulações do modelo de acionamento da MSIP desenvolvido no Simulink e mostrado na Figura 32.

7.2.1 Motor a Vazio

A partir do modelo do sistema implementado no Simulink (Figura 32), nesta seção será considerado o acionamento e controle da MSIP a vazio utilizando a técnica MIL, na qual todo o sistema está implementado virtualmente. Na Figura 33 tem-se o diagrama de blocos das malhas de controle implementadas no Simulink.

Figura 33 – Diagrama de blocos do controlador desenvolvido no Simulink.



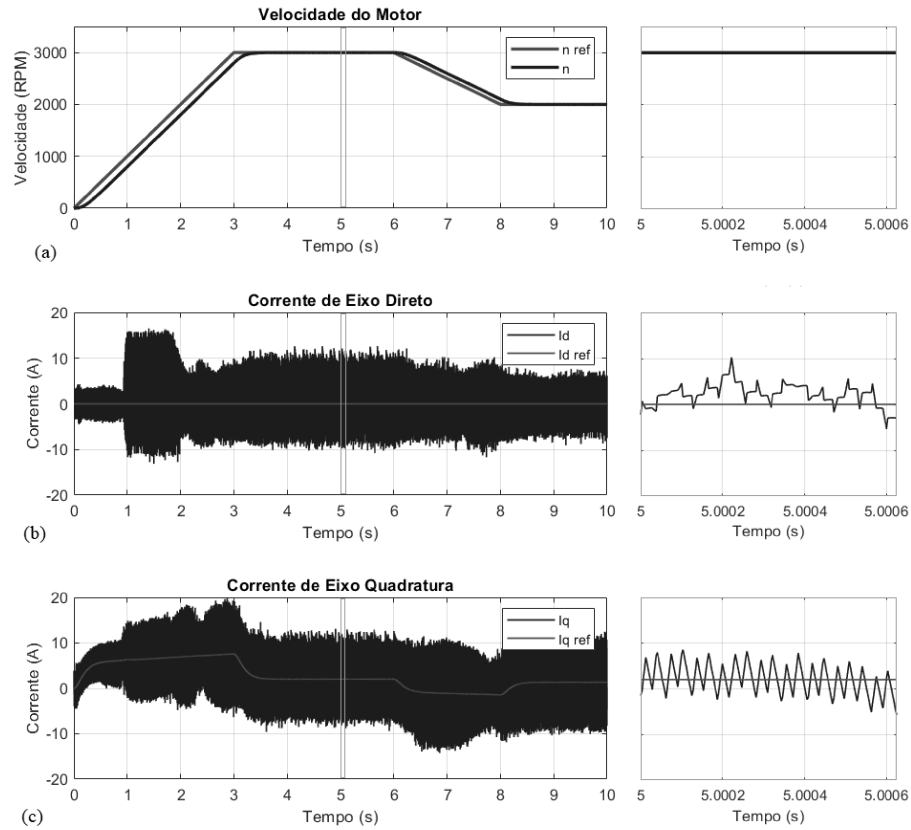
Fonte: Diagrama de blocos do Simulink.

O sistema MIL trata-se de uma implementação mais simples e didática, e sua implementação em diagrama de blocos garante o alto nível de abstração e praticidade de desenvolvimento.

Para a obtenção dos resultados foi considerado passo fixo de simulação de $3,125 \mu s$, valor 20 vezes menor que o período de comutação dos dispositivos semicondutores. O método de resolução utilizado foi o Runge-Kutta, considerando um intervalo de simulação de 10 segundos.

Considerando um perfil de velocidade como o mostrado na Figura 34 (a), as correntes de eixo direto e em quadratura podem ser verificadas na Figura 34 (b) e (c), respectivamente. Os gráficos à direita são uma ampliação da área delimitada pelo retângulo laranja nos gráficos da esquerda. A análise da figura permite observar que o controle projetado é capaz de rastrear as variáveis de referência

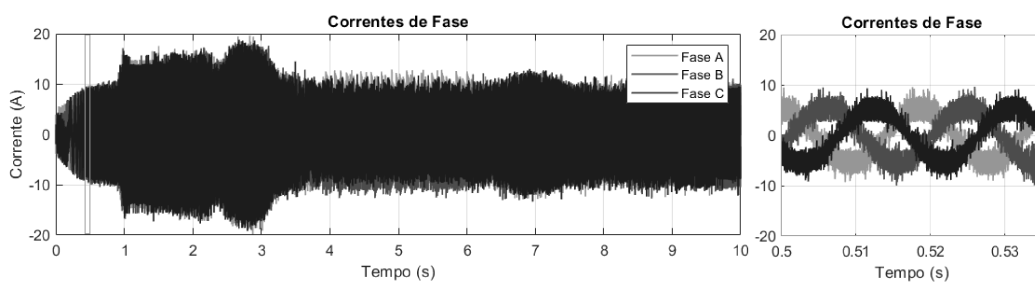
Figura 34 – (a) Curvas de velocidades de referência (em vermelho) e de rotação da máquina (em azul); (b) referência (em vermelho) e corrente de eixo direto (em azul); e (c) referência (em vermelho) e corrente de eixo em quadratura (em azul).



Fonte: Elaborada pelo autor

Na Figura 35 são representadas as correntes de fase da máquina para o intervalo de simulação considerado. À direita a ampliação de uma pequena área (delimitada pelo retângulo laranja) onde é possível verificar a característica senoidal das correntes de fase.

Figura 35 – Correntes de fase da MSIP.



Fonte: Elaborada pelo autor

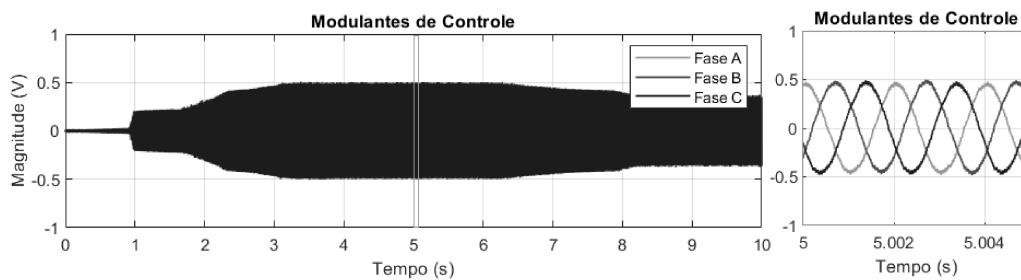
A MSIP em estudo trata-se de uma máquina com baixas indutância e resistência,

o que se trata de uma característica de máquinas de alto desempenho. No entanto, é importante destacar que a máquina não opera em sua velocidade nominal, limitando-se à velocidade máxima de 3000 rpm - limitação estrutural da hélice. Ademais, a frequência de comutação adotada no projeto é limitada pelo driver de acionamento (Skyper 32R) ao valor de 16 kHz.

A análise dos gráficos apresentados permite observar que as formas de onda apresentam certo grau de distorção harmônica, que poderia ser atenuada através do aumento da frequência de comutação dos dispositivos semicondutores ou com o uso de filtros passivos, o que é sugerido como trabalhos futuros.

As modulantes da ação de controle mostrada na Figura 36 não apresentaram saturação.

Figura 36 – Sinais de modulação.



Fonte: Elaborada pelo autor.

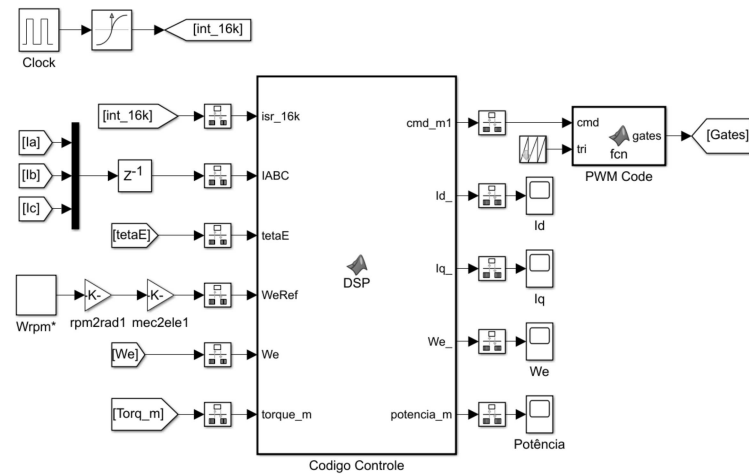
A subseção seguinte considera uma carga acoplada ao eixo da máquina.

7.2.2 Análise Entre as Técnicas MIL e SIL - Motor Acoplado a uma Carga

Nesta subseção são apresentados os resultados de simulação utilizando as técnicas MIL e SIL. Na técnica SIL o controlador apresenta-se codificado por uma linguagem de programação, tomando forma e sintaxe de um código que, posteriormente, poderá ser embarcado em um processador. A Figura 37 mostra o bloco MATLAB Function, o qual permitiu a implementação das malhas de controle. Foi utilizada a linguagem MATLAB para programação do bloco.

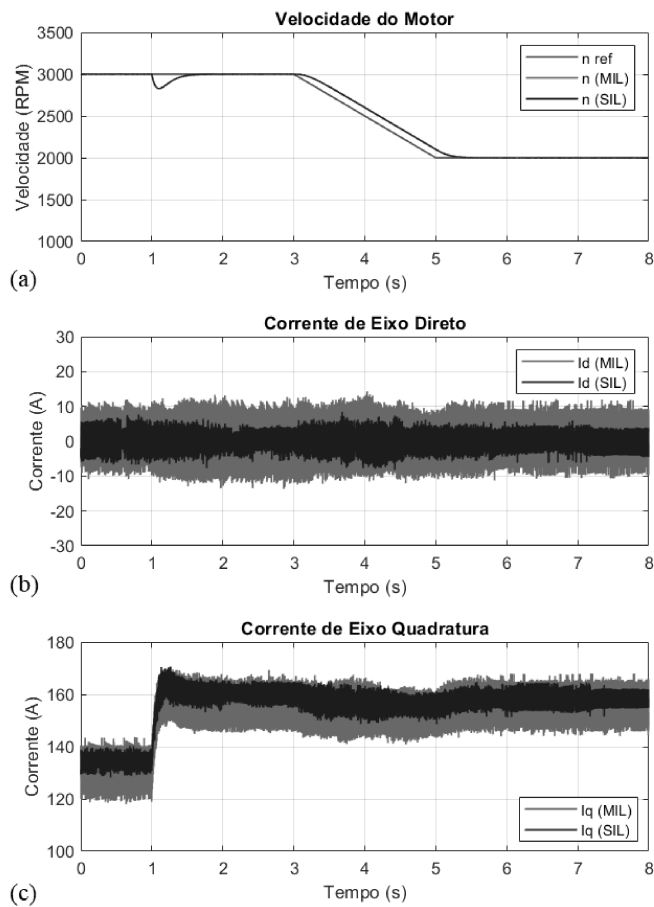
Os resultados desta simulação foram obtidos utilizando passo fixo de $3,125 \mu\text{s}$ e método de resolução Runge-Kutta em um intervalo de simulação de 8 segundos. Considera-se que, no instante inicial, a máquina encontra-se com velocidade de 3000 rpm com torque de carga de 100 N.m. A partir do instante de 1 segundo, o torque de carga passa a valer 120 N.m até o final do intervalo de simulação. O valor adotado para o torque de carga trata-se de um valor referenciado pela tabela de dados do motor disponível no Anexo A desta dissertação.

Figura 37 – Bloco de implementação do controlador discretizado.



Fonte: Diagrama de blocos do Simulink.

Figura 38 – (a) Curvas de velocidades de rotação da MSIP; (b) correntes de eixo direto; e (c) correntes de eixo em quadratura.

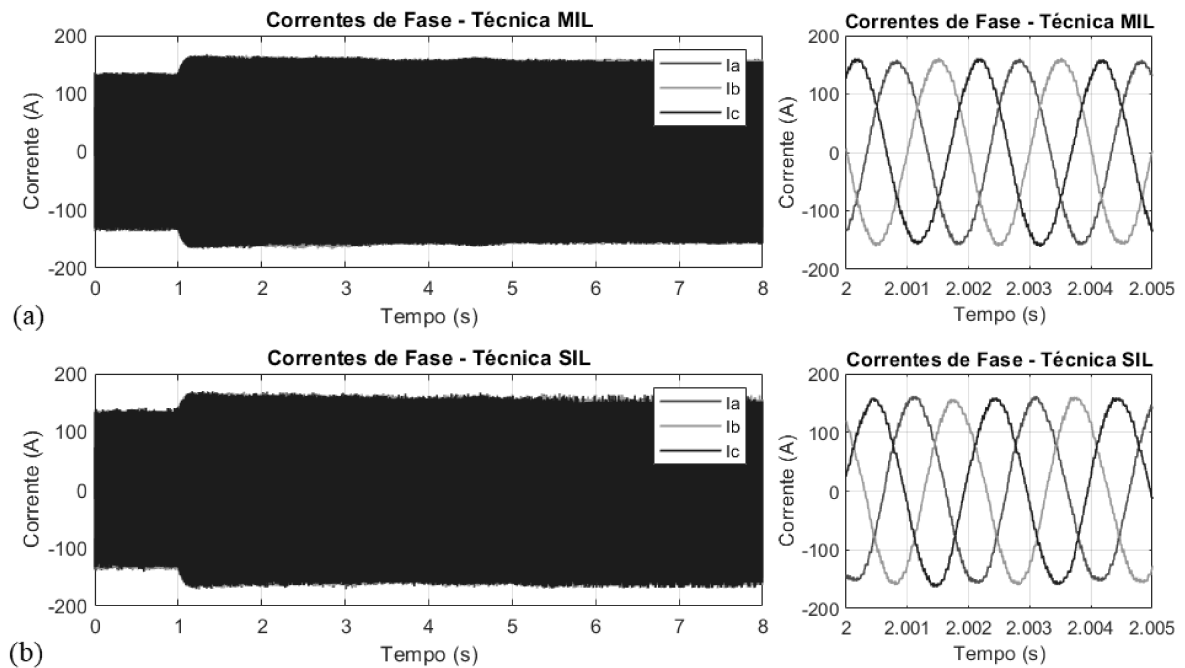


Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 38 permite observar o perfil das velocidades de rotação para uma determinada referência de velocidade da máquina, bem como os perfis das correntes de eixo direto e quadratura na Figura 38 (b) e (c), respectivamente.

A análise gráfica da figura anterior permite observar a rápida recuperação da velocidade de rotação da máquina diante de um distúrbio do torque de carga. As formas de onda das corrente possuem um comportamento dinâmico semelhante, embora os valores médio em regime permanente tenham sido diferentes. No entanto, é válido ressaltar que enquanto o controle na técnica MIL é calculado a cada passo de simulação do sistema, na técnica SIL o controle é executado na frequência de 16 kHz, ou seja, na frequência que o controle será executado na prática quando embarcado em processador.

Figura 39 – Correntes de fase da MSIP utilizando técnica
(a) MIL e (b) SIL.



Fonte: Elaborada pelo autor.

É importante destacar as diferenças entre as técnicas. No MIL o controle é executado a cada passo de simulação. No SIL, o controle é calculado na frequência de 16 kHz, a mesma implementada no MCU. Dessa forma, as possíveis diferenças entre os resultados são advindas de diferenças como esta entre ambos os modelos e que não invalidam o sistema nem o regulador, uma vez que este foi capaz de rastrear os referenciais das variáveis de controle.

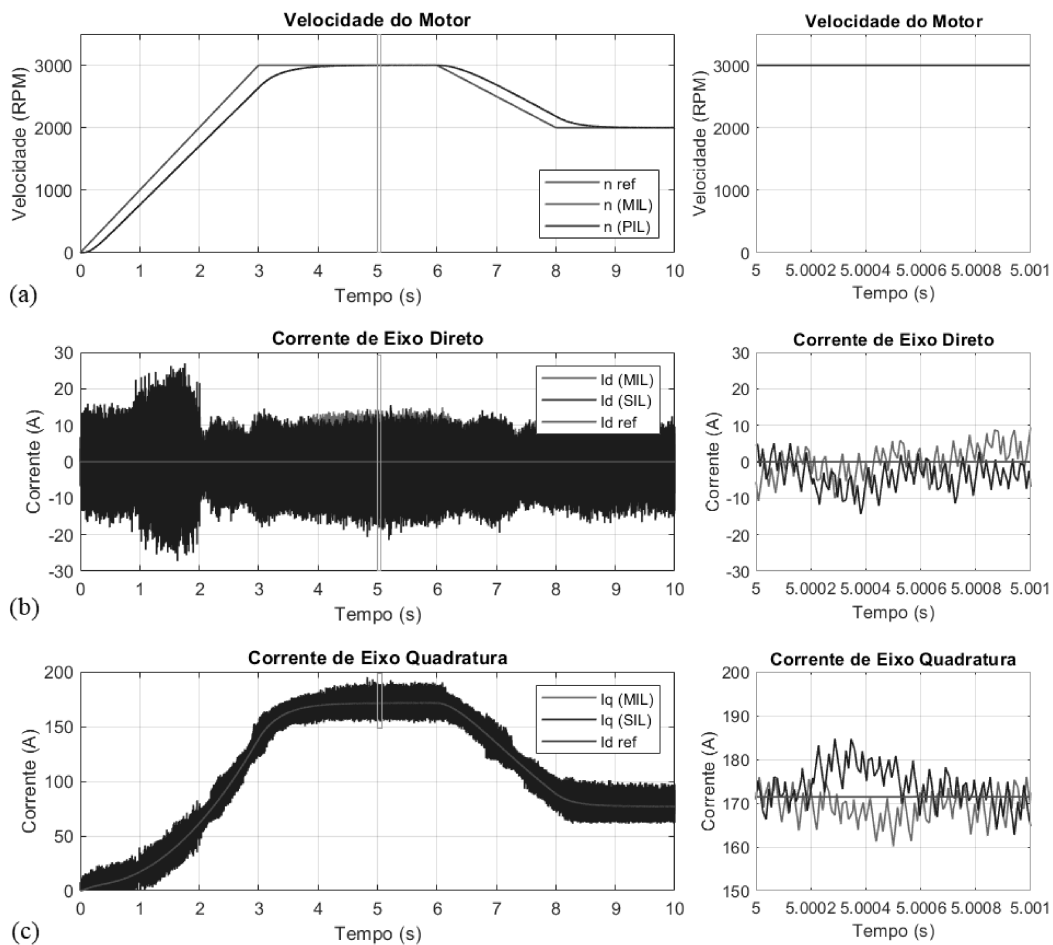
7.3 ANÁLISE ENTRE SIMULAÇÃO EM *SOFTWARE* (MIL) E SIMULAÇÃO MICROCONTROLADOR-SIMULINK (PIL)

O Capítulo 5 apresentou as diferentes técnicas baseadas na metodologia MDB. Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação para as técnicas MIL e PIL.

Para fins de análise foram consideradas as mesmas condições em ambos os modelos. O tempo de simulação de 10 segundos, passo de $3,125 \mu\text{s}$ e método de resolução Runge-Kutta. Considerou-se a máquina sendo acionada com um torque de carga definido pela relação matemática de torque *versus* velocidade definida em (3.1).

A Figura 40 apresenta as curvas de velocidade e as correntes de eixo direto e em quadratura. Os gráficos à direita são uma ampliação das áreas delimitadas pelos retângulos em laranja nos gráficos da esquerda.

Figura 40 – Análise entre simulação MIL e PIL: (a) velocidade de rotação da MSIP, (b) corrente de eixo direto e (c) corrente de eixo em quadratura.



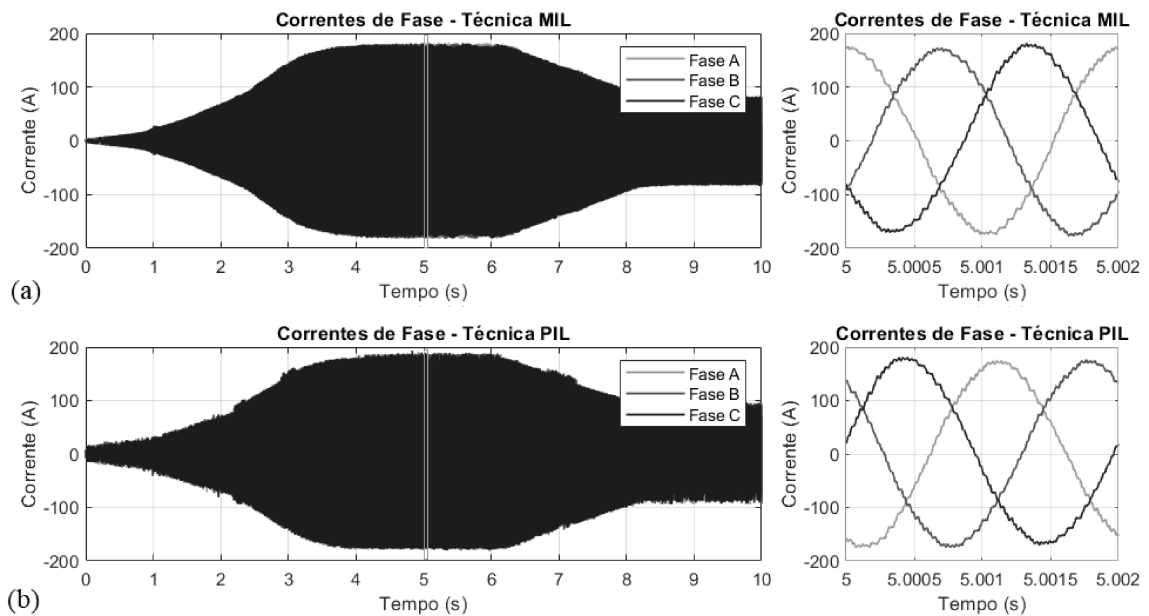
Fonte: Elaborada pelo autor.

Observa-se que em ambas as técnicas de simulação, a curva da velocidade de rotação

da máquina apresentaram a mesma dinâmica sem qualquer defasagem ou diferença. Quanto às curvas da corrente de eixo direto, de forma geral apresentaram a mesma dinâmica. Ao detalhar um trecho da curva, apesar destas não serem coincidentes, o perfil e dinâmica se assemelha. No caso da corrente de eixo em quadratura, no geral apresentam dinâmicas semelhantes.

A Figura 41 traz as formas de onda das correntes de fase. Os gráficos da direita são uma ampliação da região delimitada pelo retângulo laranja.

Figura 41 – Análise entre simulação (a) MIL e (b) PIL.



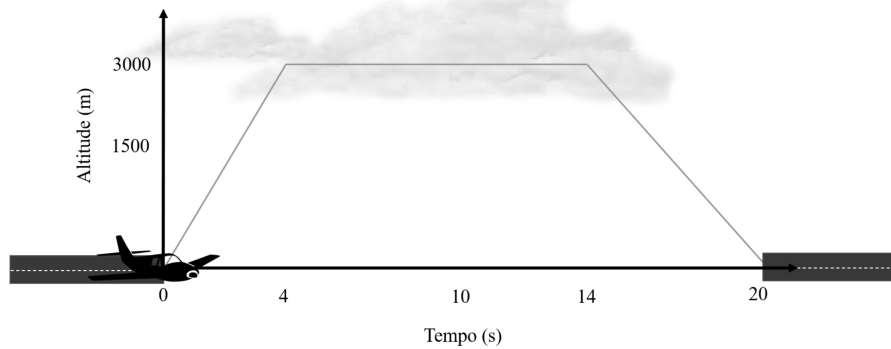
Fonte: Elaborada pelo autor.

Observa-se que as correntes de fase apresentaram comportamento dinâmico semelhante, não havendo sobrecorrente no intervalo de simulação para a carga considerada.

7.4 SIMULAÇÃO DO SISTEMA PARA UMA CONDIÇÃO DE VOO

As seções anteriores apresentaram resultados de simulação com o objetivo de verificar o comportamento das malhas de corrente e velocidade considerando determinadas condições de operação. Nesta seção, o estudo será dedicado considerando um ciclo de voo de um aeronave. Portanto, são considerados os intervalos de subida, cruzeiro e descida (aproximação), como representado na Figura 42.

Figura 42 – Ciclo de voo considerado para fins de simulação.



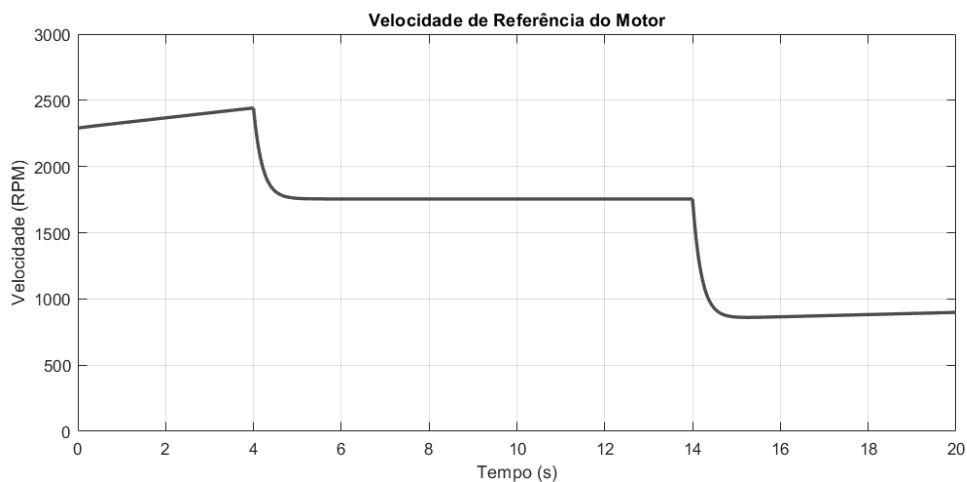
Fonte: Elaborada pelo autor.

Foi considerado um tempo de simulação de 20 segundos, o que não condiz com a realidade de um voo, porém é adequado para executar as simulações e verificar as variáveis envolvidas.

O ciclo de voo considera o instante em que a aeronave levanta voo (ou seja, aeronave deslocando-se com sua velocidade de decolagem e saindo do solo), realizando o deslocamento até a altitude cruzeiro com duração de 4 segundos. A aeronave permanece na altitude de 3000 metros durante 10 segundos e, enfim, realiza a manobra de aproximação durante 6 segundos até o instante em que toca o solo.

Dessa forma, o perfil de velocidade exigido da MSIP é mostrado na Figura 43, em que a velocidade inicial de rotação da máquina é de 2300 rpm. A carga no eixo da máquina será determinada por (3.1), com todas as considerações apresentadas na Seção 3.2 e seu valor para o instante inicial é 77,45 N.m.

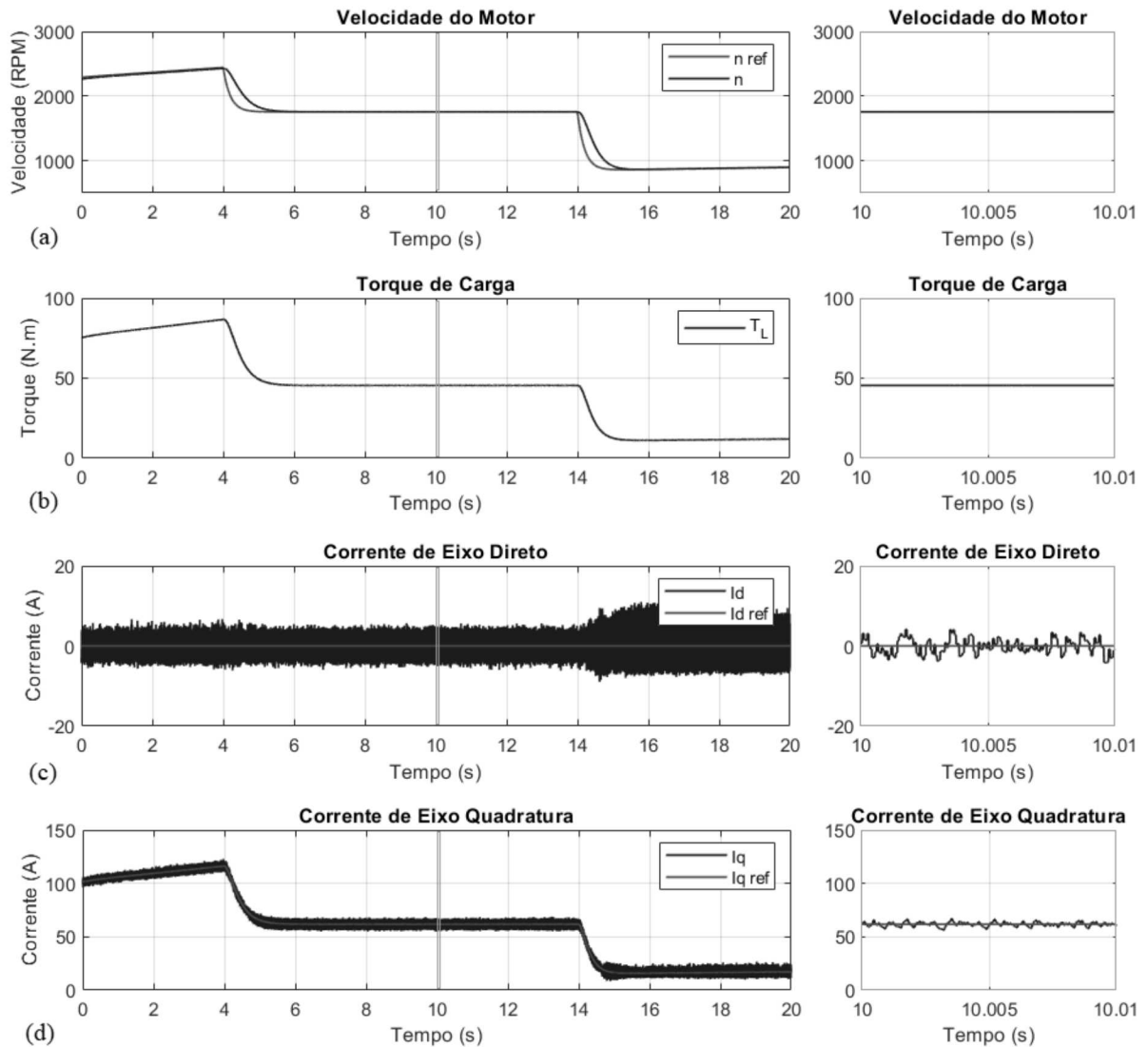
Figura 43 – Velocidade de referência de rotação do conjunto máquina-hélice.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 44 apresenta os resultados de simulação utilizando o modelo SIL. Utilizou-se o passo de simulação de $\Delta\tau = 3,125 \mu\text{s}$ e frequência de 16 kHz da função de controle. Método de resolução Runge-Kutta.

Figura 44 – (a) Velocidade da máquina, (b) torque de carga, (c) corrente de eixo direto e (d) corrente de eixo em quadratura.

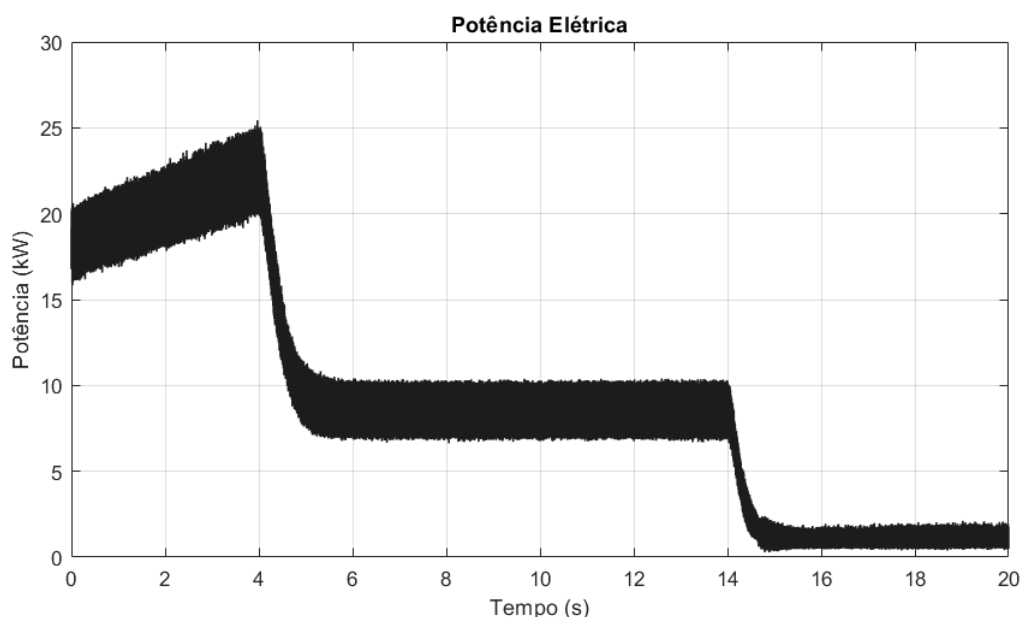


Fonte: Elaborada pelo autor.

Os resultados apresentados demonstram que não houve saturação das variáveis de controle, ou seja, para o acionamento e controle da MSIP não houve sobrecorrente, o que poderia eventualmente prejudicar o desempenho do sistema.

Por fim, a Figura 45 apresenta curva de potência elétrica da MSIP para a condição de voo considerada.

Figura 45 – Potência elétrica da MSIP para o ciclo de voo considerado.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A curva de potência mostrada acima não alcança os limites de potência da máquina.

7.5 SUMÁRIO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação do sistema de acionamento e controle de uma MSIP. A máquina utilizada é responsável pela motorização da aeronave através de sua atuação em conjunto com a hélice acoplada ao seu eixo.

Foram apresentados os resultados de simulação das malhas de controle de corrente e velocidade da máquina, submetida a algumas condições de operação, as quais permitiram verificar e validar as ações de controle e o comportamento dinâmico do sistema.

Em seguida, foram apresentados os resultados de simulações utilizando a técnica PIL, a qual possibilitou introduzir fisicamente o MCU (TMS320F28379D) à planta do sistema implementada virtualmente no Simulink. A comunicação foi estabelecida via porta serial, e permite verificar e validar o código desenvolvido e embarcado no processador.

Em relação à controlabilidade, o sistema apresenta boa capacidade de rastreamento dos sinais de referência.

8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS (PRELIMINARES)

Este capítulo é dedicado aos resultados referentes à implementação prática do projeto. Os resultados apresentados têm o intuito de documentar, ilustrar e verificar o funcionamento dos códigos, dos dispositivos e sensores envolvidos no projeto.

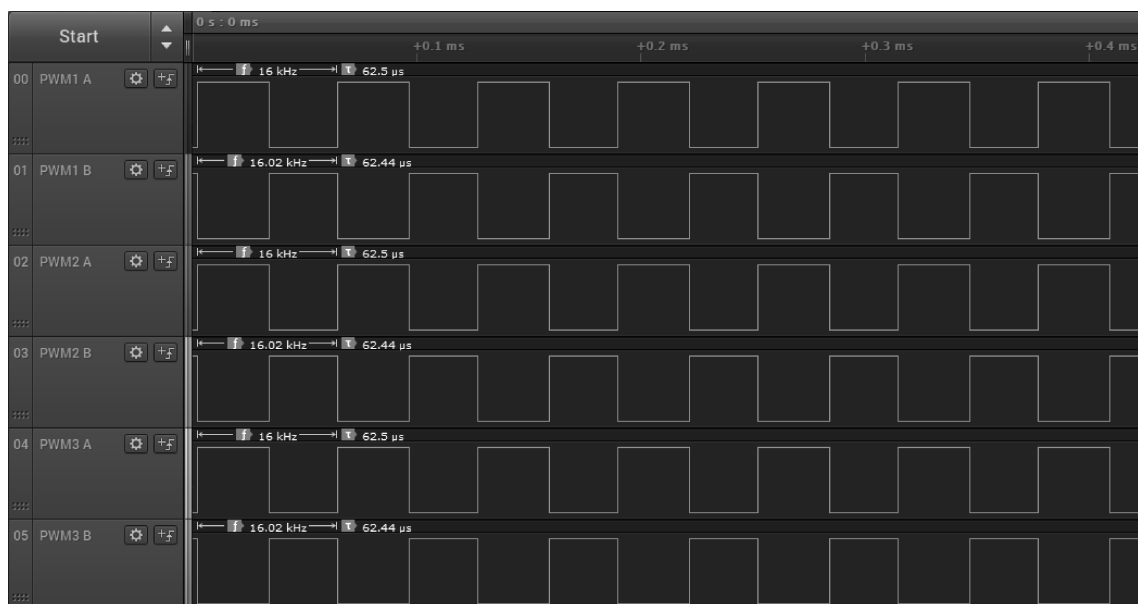
8.1 MÓDULO PWM DO MICROCONTROLADOR PARA ACIONAMENTO DO INVERSOR E *RESOLVER*

A Seção 6.3 apresentou o módulos PWM do MCU TMS320F28379D e os requisitos de projeto para sua configuração. Nesta seção são apresentados os sinais configurados no MCU e que serão utilizados no controle do inversor e do *resolver* para o acionamento da MSIP.

O inversor trifásico conta com dois dispositivos semicondutores (IGBTs) em cada um de seus três braços. O acionamento de cada braço é feito de maneira complementar entre os IGBTs. Dessa forma, os módulos PWM foram configurados para que apresentassem saídas PWMxA e PWMxB complementares, ou seja, para uma saída alta em PWMxA, PWMxB apresentaria uma saída baixa, e vice-versa.

Para o acionamento do inversor trifásico, foram configurados três módulos (PWM1, PWM2 e PWM3) com as respectivas saídas (PWMxA e PWMxB) complementares. A Figura 46 apresenta os sinais das saídas PWM do MCU captadas através de um analisador lógico (Saleae Logic 16).

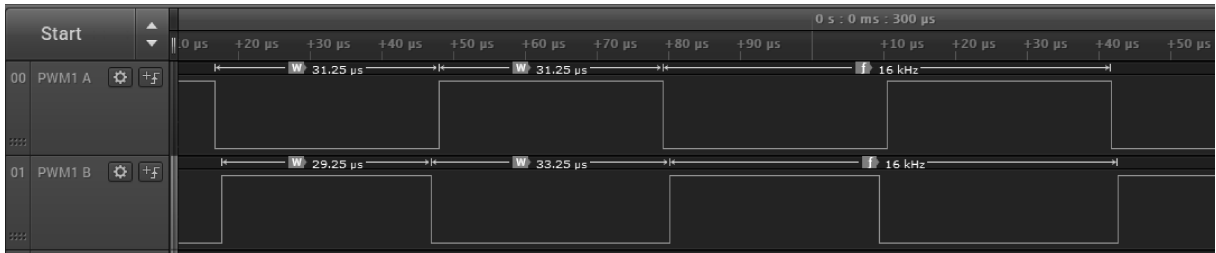
Figura 46 – Sinais PWM com frequência de 16 kHz e ciclo de trabalho de 50%.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Sabe-se que os dispositivos semicondutores possuem um tempo para o bloqueio total de condução, dessa forma, os sinais complementares de PWM devem considerar um tempo morto entre as transições de estado, de tal forma a garantir o bloqueio dos IGBTs e evitar curto-circuitos momentâneos. Sendo assim, com base na ficha de dados dos IGBTs, selecionou-se um tempo morto de $1 \mu\text{s}$ que pode ser verificado na Figura 47.

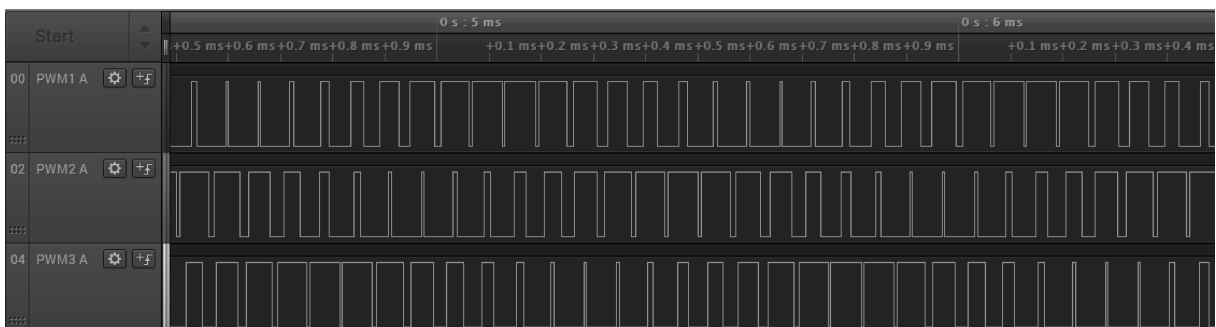
Figura 47 – Sinais PWM configurados com tempo morto de $1 \mu\text{s}$.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Nas duas últimas figuras adotou-se um ciclo de trabalho de 50% para demonstrar os sinais de PWM. No entanto, na estratégia de controle, os sinais de cada braço do inversor serão modulados por senoides defasadas de 120° com amplitudes e frequências variáveis em função da ação de controle. A Figura 48 apresenta os módulos PWM1, PWM2 e PWM3 dos respectivos braços do inversor modelados por uma senoide de frequência 1 kHz para fins de demonstração.

Figura 48 – Sinais PWM modulado por uma senoide de 1 kHz.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Dessa forma, a configuração dos módulos PWM segue de acordo com os requisitos de projeto, estando apto a receber os sinais da ação de controle a acionarem o inversor trifásico e a máquina.

Para o acionamento do *resolver*, apresentado na Subseção **6.3.2**, foi configurado o módulo PWM6 modulado por uma senoide com frequência fundamental de 10 kHz. O sinal gerado será amplificado por um sensor (Anexo B) para alimentação do *resolver*, possibilitando a leitura da posição angular da máquina conforme será apresentado na próxima seção.

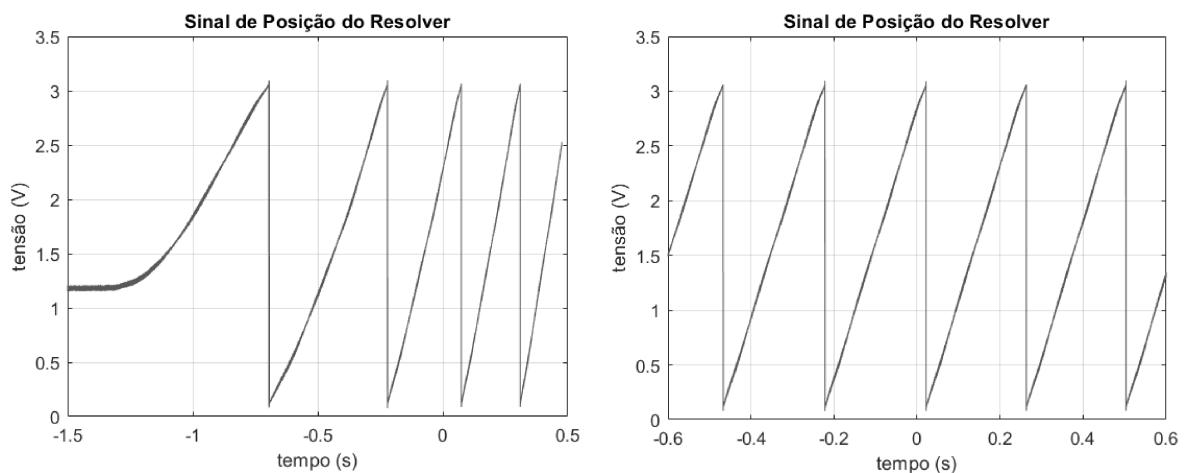
8.2 MÓDULO SDFM PARA LEITURA DOS SINAIS DO RESOLVER

A Seção 6.5 apresentou o módulo SDFM e sua utilidade na leitura de tensões. No projeto, o módulo será utilizado na leitura das tensões de saída do *resolver* para determinação da posição angular da MSIP. A leitura das respectivas tensões de saída do sensor interpretadas pelo MCU irão gerar um sinal de posição com amplitude 0 a 2π rad, equivalente a uma rotação completa do eixo da máquina.

Com o intuito de demonstrar o perfil do sinal de posição angular da MSIP, utilizou-se a porta DAC do MCU com a finalidade de externar o sinal e, assim, captá-lo através de um osciloscópio. Para obtenção da curva a máquina foi acionada em modo gerador.

Na Figura 49 o gráfico esquerdo representa a máquina partindo da inércia e ganhando velocidade de rotação. No gráfico da direita, tem-se a posição angular da máquina após alcançar uma velocidade de rotação constante. É válido ressaltar que a amplitude dos sinais da Figura 49 refere-se à saída DAC limitada a operar em até 3,3 V. Dessa forma, 3,3 V equivale a 2π rad.

Figura 49 – Sinais de posição angular do *resolver*.

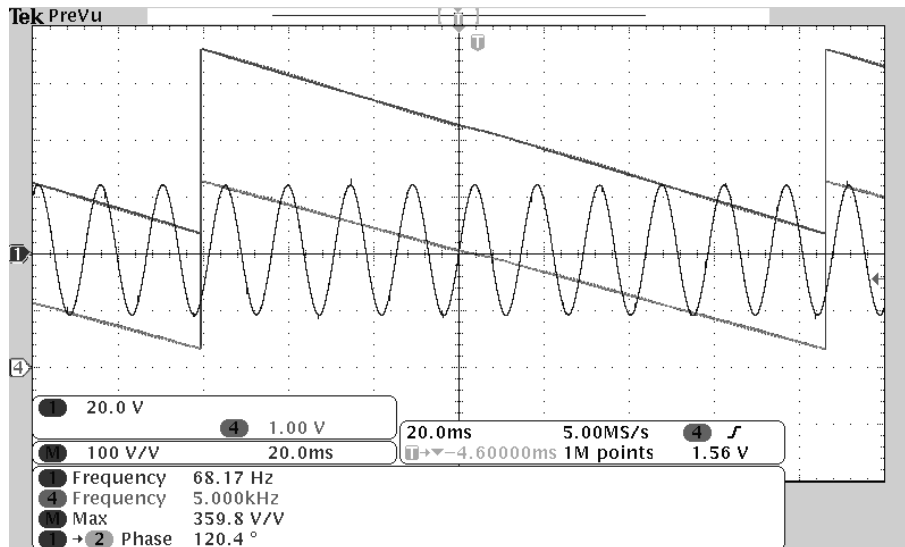


Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 50 também foi obtida através de um osciloscópio operando a máquina em modo gerador. A figura é interessante pois sobrepõe os sinais de posição angular da MSIP (em vermelho e em verde) e de tensão da fase A (em azul). Dessa forma, é possível

identificar um ciclo de revolução, delimitado pelo período do sinal de posição. Nota-se que cada revolução da máquina implica em 10 ciclos de tensão da fase A.

Figura 50 – Sinais de posição angular (em vermelho e em verde) do *resolver* sobreposta à tensão de fase A (em azul).



Fonte: Elaborada pelo autor.

A captura representa os ciclos mecânico e elétrico, relacionados através do número de polos da máquina ($Z_P = 10$). Dessa forma, 1 ciclo mecânico representado por uma revolução completa da máquina implica em 10 ciclos elétricos representados pelos 10 ciclos de tensão da fase A.

Ademais, a imagem permite identificar uma pequena defasagem entre a posição inicial (zero rad) e a tensão da fase A pelo não alinhamento exato da instalação do *resolver*. Tentou-se ajustar o *resolver* manualmente, no entanto não obteve-se sucesso em função da sensibilidade exigida.

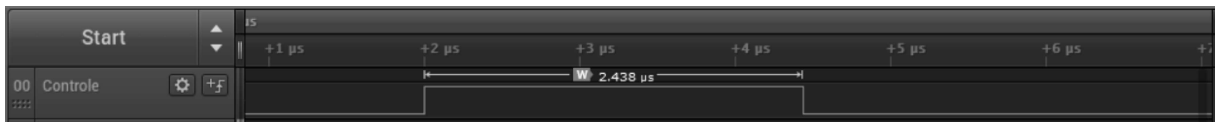
8.3 INTERRUPÇÕES DE LEITURA E CONTROLE DO MICROCONTROLADOR

Nas simulações PIL, a planta modelada no Simulink fornece os valores referentes às tensões, correntes e velocidade que serão direcionados ao controlador (MCU). Através da comunicação serial, o MCU recebe as variáveis e, então, aciona a interrupção de controle. A função de controle é responsável por adquirir as variáveis e realizar o cálculo das ações de controle com base no projeto dos controladores desenvolvidos.

Esta seção tem o intuito de verificar o intervalo de tempo consumido pelo MCU para execução do controle e atualização das variáveis de saída.

O sinal apresentado na Figura 51 representa o período de início e término da função de controle durante o intervalo de simulação. O tempo consumido pelo MCU para cálculo da ação de controle foi de $2,438 \mu\text{s}$, tempo adequado para uma frequência de 16 kHz ($62,5 \mu\text{s}$).

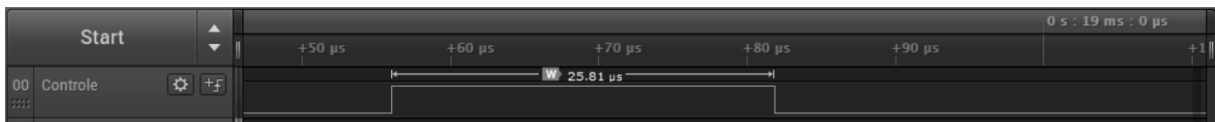
Figura 51 – Sinal de início e fim da função de controle do MCU.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 52, por sua vez, representa o período de tempo consumido pelo MCU no recebimento das variáveis de controle, no tratamento destas variáveis, na execução da ação de controle, até a atualização e envio das variáveis que serão retornadas ao Simulink via porta serial. Este período registrado foi de $25,81 \mu\text{s}$.

Figura 52 – Sinal de início recebimento de dados via serial e envio de dados via serial.



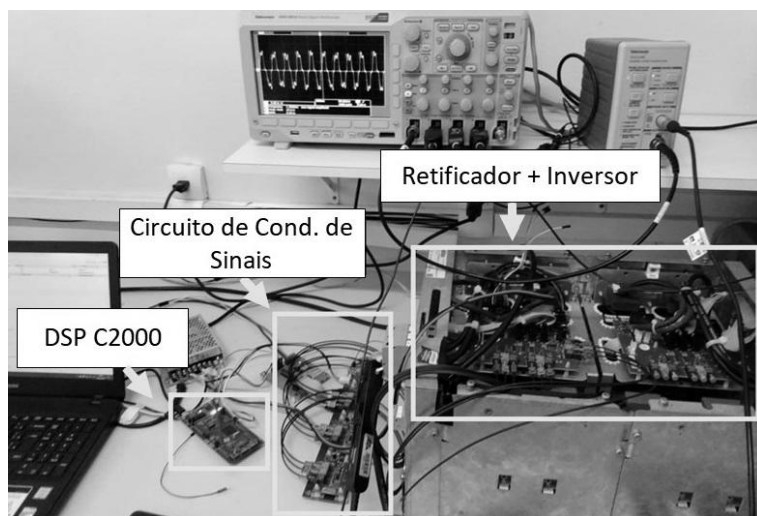
Fonte: Elaborada pelo autor.

Considerando-se a configuração da serial com taxa de transmissão de bits de 115200 bits/s, sendo transmitidos 10 bytes (80 bits).

8.4 BANCADA EXPERIMENTAL

A Figura 53 apresenta a bancada experimental utilizada na execução dos ensaios preliminares apresentados no trabalho.

Figura 53 – Bancada experimental para ensaios preliminares.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A bancada reunia equipamentos disponíveis em laboratório para o ensaio dos códigos implementados enquanto o protótipo era projetado e implementado.

A bancada possibilitou a validação do módulo de comutação do MCU, e permitiu o primeiro acionamento da máquina em modo motor em malha aberta.

8.5 SUMÁRIO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os resultados das implementações práticas pertinentes ao projeto em desenvolvimento. Os resultados expostos demonstram que o código implementado e as configurações dos módulos do MCU estão aptos a receberem a implementação do controlador e funcionarem adequadamente em bancada. Os estudos não consideram eventuais problemas que possam surgir na experimentação prática, no entanto, estão verificados e validados para os ensaios preliminares quando ao retorno das atividades experimentais da bancada de ensaios.

9 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente trabalho é parte integrante do projeto de um banco de ensaios voltado à propulsão aeronáutica em desenvolvimento no LAPHE da UFJF, intitulado “Montagem de um Banco de Ensaios para Propulsão Aeronáutica Híbrido-elétrica” (APQ-03593-17). O projeto trata-se de um trabalho de colaboração - Pesquisa & Desenvolvimento - entre FAPEMIG, Embraer e UFJF para o desenvolvimento de tecnologias nacionais de propulsão híbrido-elétrica para aeronaves.

A presente dissertação dedicou-se ao estudo do subsistema de motorização composto pelo barramento CC, inversor de frequência e máquina síncrona de ímãs permanentes. Foram apresentados a modelagem da MSIP e o projeto de seus controladores. Utilizando a metodologia MBD, implementou-se o sistema em estudo através de diferentes técnicas - MIL, SIL e PIL - que permitiram validar o modelo da MSIP, o controlador projetado em *software* e o controlador discretizado e embarcado em *hardware*.

O MCU TMS320F28379D foi configurado para atender os requisitos de projeto, e o controlador embarcado pode ser validado através de ensaios. A comunicação entre Simulink e MCU permitiu que a planta virtual pudesse ser acionada e regulada pelo processador, e os resultados demonstram que a implementação atende aos requisitos de projeto e os limites de operação da máquina e dos sistemas envolvidos.

Os capítulos relativos aos resultados permitiram validar os controladores projetados considerando-se diferentes condições de operação. Os modelos MIL, SIL e PIL também foram validados, e os resultados permitem concluir que o sistema encontra-se pronto para prosseguir na modelagem HIL, ou até mesmo aos ensaios preliminares em bancada.

A motorização da aeronave será dada pelo acionamento e controle da MSIP que, por sua vez, atuará na hélice da aeronave, cuja velocidade de rotação proporcionará torque, promovendo força útil de movimento à aeronave. Portanto, a partir do desenvolvimento de novos estudos, principalmente os pertinentes à carga e ao modelo de um ciclo de voo, novos ensaios poderão ser executados e otimizações poderão aperfeiçoar o que foi implementado até o presente momento.

É relevante mencionar que a presente dissertação visava, inicialmente, a implementações dos códigos em *hardware* e ensaios práticos das bancadas em desenvolvimento para composição do protótipo final. No entanto, em decorrência da pandemia mundial da SARS-CoV-2 (COVID-19) (World Health Organizations, 2019), as atividades presenciais foram interrompidas enquanto cidades e estados sofreram restrições para contenção da doença e resguardo do sistema de saúde. Dessa forma, o projeto passou por modificações para que pudesse atender às expectativas frente a este cenário e, assim, progredir nas pesquisas e conhecimento.

9.1 TRABALHOS FUTUROS

Ficam como sugestões para trabalhos futuros:

- i.* Estudo de técnicas de modulação para o acionamento e controle da MSIP e implementação das técnicas em *hardware*;
- ii.* Integração do sistema de motorização com as fontes primária e secundárias no Simulink para simulação e validação do sistema;
- iii.* Utilização de um modelo de carga e curva de potência com maior grau de realismo para uma dada condição de voo;
- iv.* Implementação da técnica HIL, utilizando um simulador digital de tempo real;
- v.* Calibração dos sensores de corrente;
- vi.* Análise de distorções harmônicas nas correntes de fase do motor;
- vii.* Substituição da bancada utilizada para ensaios preliminares pelo protótipo final do sistema;
- viii.* Estudo da possibilidade de utilização de filtros passivos para atenuação de conteúdo harmônico;
- ix.* Implementação prática do sistema de motorização para validação do código implementado;
- x.* Ajuste dos modelos para adequação ao sistema real.

REFERÊNCIAS

- ABERJE, A. B. d. C. E. **Seis países europeus anunciam que vão banir o carro a combustão até 2040**. 2017. Disponível em: <<https://www.aberje.com.br/seis-paises-europeus-anunciam-que-voao-banir-o-carro-combustao-ate-2040/>>. Acesso em: 19 janeiro 2021.
- AHMED, A. **Power Electronics for Technology**. [S.l.]: Prentice Hall, 1999. ISBN 9780132310697.
- AHMED, F. I.; EL-TOBSHY, A. M.; MAHFOUZ, A. A.; IBRAHIM, M. M. S. P-i and i-p controllers in a closed loop for dc motor drives. In: **Proceedings of Power Conversion Conference - PCC '97**. [S.l.: s.n.], 1997. v. 2, p. 613–618 vol.2.
- ANAC. **RBAC 01: regulamentos brasileiros de aviação civil. Definições, regras de redação e unidades de medida para uso nos normativos da ANAC**. 2020. Disponível em: <https://www.anac.gov.br/assuntos/legislacao/legislacao-1/rbha-e-rbac/rbac/rbac-01/@@display-file/arquivo_norma/RBAC01EMD07.pdf>. Acesso em: 17 agosto 2020.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. 6. ed. [S.l.: s.n.], 2006.
- BASTOS, M.; TORRES, V. C. S.; ALMEIDA, M. S.; RENDÓN, M. A.; RODRIGUES, M. C. B. P.; ALMEIDA, P. S.; OLIVEIRA, J. G. Estratégia de controle de um conversor cc-cc bidirecional intercalado aplicado a um banco de baterias de um sistema de propulsão híbrido. In: **XXIII Congresso Brasileiro de Automática**. [S.l.: s.n.], 2020. v. 2, n. 1.
- BIANCHINI, D. **Conhecimentos técnicos - aviões**. 3^a. ed. [S.l.]: Editora Bianch, 2017.
- BLASCHKE, F. Das verfahren der feldorientierung zur regelung der asynchronmaschine. In: . [S.l.: s.n.], 1972. v. 1, n. 1, p. 184–193.
- BOUCHAKOUR, A.; BORNIA, A.; ZAGHBA, L.; BRAHAMI, M.; IDRIS, H. Performance comparison of pi and ip controllers used to control a dc machine powered by a photovoltaic generator. **Proceedings of Engineering Technology (PET)**, v. 9, 01 2015.
- CHIKH, K.; SAAD, A.; KHAFALLAH, M.; YOUSFI, D. Pmsm vector control performance improvement by using pulse with modulation and anti-windup pi controller. In: **2011 International Conference on Multimedia Computing and Systems**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–7.
- DANS, E. **We Need To Bring Forward The Ban On Internal Combustion Engines**. 2020. Disponível em: <<https://www.forbes.com/sites/enriquedans/2020/09/21/we-need-to-bring-forward-the-ban-on-internal-combustion-engines/?sh=757c853b31cb>>. Acesso em: 19 janeiro 2021.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Sistemas de controle modernos**. [S.l.: s.n.], 2018. ISBN 9788521635147.
- EASA, E. U. A. S. A. **European Aviation Environmental Report 2019**. 2019. Disponível em: <https://www.easa.europa.eu/eaer/system/files/usr_uploaded/219473_EASA_EAER_2019_WEB_HI-RES_190311.pdf>. Acesso em: 26 janeiro 2021.

- EEA, E. E. A. **Electric vehicles: a smart choice for the environment**. 2018. Disponível em: <<https://www.eea.europa.eu/articles/electric-vehicles-a-smart>>. Acesso em: 19 janeiro 2021.
- EHSANI, M.; GAO, Y.; GAY, S. E.; EMADI, A. **Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: fundamentals, theory, and design**. [S.l.]: CRC Press LLC, 2004.
- EMRAX. **Manual for EMRAX Motors/Generators**. 2020. Disponível em: <https://emrax.com/wp-content/uploads/2020/03/manual_for_emrax_motors_version_5.4.pdf>. Acesso em: 03 janeiro 2021.
- FERNANDES, D. **Por que os carros movidos a gasolina e diesel estão com os dias contados em países europeus e vários emergentes**. 2017. Disponível em: <<https://www.bbc.com/portuguese/internacional-42046977>>. Acesso em: 19 janeiro 2021.
- FERRO, J. d. L.; BARBI, I. Carregador de baterias de Íon-lítio para veículos elétricos integrado a geração fotovoltaica. **VII Congresso Brasileiro de Energia Solar**, 2018.
- FRIEDRICH, C.; ROBERTSON, P. Hybrid-electric propulsion for aircraft. **Journal of Aircraft**, v. 52, n. 1, p. 176–189, 2015. Disponível em: <<https://doi.org/10.2514/1.C032660>>.
- FROSINA, E.; SENATORE, A.; PALUMBO, L.; LORENZO, G. D.; PASCARELLA, C. Development of a lumped parameter model for an aeronautic hybrid electric propulsion system. **Aerospace**, v. 5, p. 105, 10 2018.
- FUGARO, F.; PALMIERI, M.; CASCELLA, G. L.; CUPERTINO, F. Aeronautical hybrid propulsion for more electric aircraft: a case of study. In: **2018 AEIT International Annual Conference**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.
- HANSELMAN, D. **Brushless permanent magnet motor design**. 2nd. ed. [S.l.]: Magna Physics Publishing, 2003.
- HART, D. W. **Power Electronics**. [S.l.]: Pearson Education, Inc., 2010.
- HASSE, K. Zur dynamik drehzahl geregelter antriebe mit strom-richter gespeisten asynchron-kurzschlusslaufer-maschinen. In: . [S.l.: s.n.], 1969.
- HUNG, J. Y.; GONZALEZ, L. F. On parallel hybrid-electric propulsion system for unmanned aerial vehicles. In: **Progress in Aerospace Sciences**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–17.
- JI, J.-K.; SUL, S.-K. Dsp-based self-tuning ip speed controller with load torque compensation for rolling mill dc drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 42, n. 4, p. 382–386, 1995.
- JULLENS, C. A. Innovation by integration: The story of the hybrid aircraft. In: **2007 IEEE International Engineering Management Conference**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 255–257.

- KAYNAK, O.; ABBASZADEH, A.; NAZLIBILEK, S. Digital speed control system with integral-proportional control. **IFAC Proceedings Volumes**, v. 16, n. 16, p. 501 – 506, 1983. ISSN 1474-6670. 3rd IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Switzerland, 12-14 September, 1983. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1474667017619086>>.
- KENNY, B. H.; SANTIAGO, W. Filtering and control of high speed motor current in a flywheel energy storage system. In: **Second International Energy Conversion Engineering Conference**. [S.l.: s.n.], 2004.
- KRISHNAN, R. **Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives**. [S.l.]: CRC Press, 2010.
- LAGO, A. A. C. d. **Estocolmo, Rio, Joanesburgo: o Brasil e a três conferências ambientais das Nações Unidas**. [S.l.]: Thesaurus Editora, 2007.
- LI, D.; IWAJI, Y.; NOTOHARA, Y.; KISHITA, K. Harmonic current cancellation method for pmsm drive system using resonant controllers. In: . [S.l.: s.n.], 2018. p. 1301–1307.
- LI, W.; WEN, X.; ZHANG, J. Harmonic current minimization in pmsm drive system using feedforward compensation based on torque ripple estimation. In: **2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–5.
- Li, X.; Xi, D.; Zhang, Y. Pmsm simulation model and system test based on tms320f28035. In: **2017 IEEE 9th International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1507–1511.
- LI, Z.; ZHANG, W.; LIU, G.; WANG, B.; ZHANG, Y. A novel integral-proportional (i-p) speed controller in pmsm motor drive. In: **Proceeding of the 11th World Congress on Intelligent Control and Automation**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 4236–4241.
- LIN, F.-J. Real-time ip position controller design with torque feedforward control for pm synchronous motor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 44, n. 3, p. 398–407, 1997.
- LIU, Q.; CHANG, X. Position ip control of a permanent magnet synchronous motor based on fuzzy neural network. In: **2018 Chinese Control And Decision Conference (CCDC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1081–1086.
- LYNCH, B. Feedback in the fast lane modeling extending current-mode control in highfrequency converters. In: **SEM1700 - Texas Instruments**. [S.l.: s.n.], 2006–2007. p. 3.1–3.17.
- MARUFUZZAMAN, M.; REAZ, M. B. I.; RAHMAN, M. S.; ALI, M. A. M. Hardware prototyping of an intelligent current dq pi controller for foc pmsm drive. In: **International Conference on Electrical Computer Engineering (ICECE 2010)**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 86–88.
- MEHTA, H.; APTE, A.; PAWAR, S.; JOSHI, V. Vector control of pmsm using ti's launchpad f28069 and matlab embedded coder with incremental build approach. In: **2017 7th International Conference on Power Systems (ICPS)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 771–775.

- MITCHELL, D.; MAMMANO, B. Designing stable control loops. In: **Power Supply Design Seminar 2001 Series, Unitorde Products from Texas Instruments, Topic 5**. [S.l.: s.n.], 2001. p. 5–30.
- NASCIMENTO, S. O.; SILVA, A. S.; R., C. D. S.; OLIVEIRA, J. G.; RENDÓN, M. A.; RODRIGUES, M. C. B. P.; ALMEIDA, P. S. Projeto de controladores ressonantes para condicionamento de potência em geradores de alta frequência. In: **XXIII Congresso Brasileiro de Automática**. [S.l.: s.n.], 2020. v. 2, n. 1.
- NISE, N. S. **Control Systems Engineering**. 6th. ed. [S.l.]: John Wiley Sons, Inc., 2010.
- OGATA, K. **Modern control engineering**. 5th. ed. [S.l.: s.n.], 2010. ISBN 9780136156734.
- RABIAA, O.; MOUNA, B. H.; MEHDI, D.; LASSAAD, S. Scalar speed control of dual three phase induction motor using pi and ip controllers. In: **2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.
- RASHID, M. H. **Power Electronics - Handbook**. [S.l.]: Academic Press, 2001.
- Capstone Turbine Corporation. **C30**. 2020. Disponível em: <<https://www.capstoneturbine.com/products/c30>>. Acesso em: 02 janeiro 2021.
- Hartzell Propeller Inc. **182 THRU 182R AND F182P Q**. 2020. Disponível em: <<https://hartzellprop.com/products/top-prop/cessna/182-thru-182r-and-f182p-q-82-n-ew-scimitar/>>. Acesso em: 17 dezembro 2020.
- Life Energy Motion (LEM). **Current transducer CKSR series**. 2015. Disponível em: <https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/cksr_series.pdf>. Acesso em: 03 janeiro 2021.
- TAMAGAWA SEIKI CO., LTD. **Brushless resolvers (FA-SOLVER®)**. 2020. Disponível em: <<https://www.tamagawa-seiki.com/products/resolver-synchro/brushless-resolver-fa-solver.html>>. Acesso em: 09 junho 2020.
- Texas Instruments. **Technical Reference Manual - TMS320F2837xD Dual-Core Delfino Microcontrollers**. 2019. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/ug/spruhm8h/spruhm8h.pdf>>. Acesso em: 06 janeiro 2021.
- The MathWorks, Inc. **Developing S-Functions**. 2020. Disponível em: <www.mathworks.com/help/pdf_doc/simulink/sfun.pdf>. Acesso em: 03 janeiro de 2021.
- Thunder Sky Winston. **WB-LYP40AHA datasheet**. 2020. Disponível em: <http://en.winston-battery.com/index.php/products/power-battery/item/wb-lyp40aha?category_id=176>. Acesso em: 07 junho 2020.
- World Health Organizations. **WHO Coronavirus Disease (COVID-19) Pandemic**. 2019. Disponível em: <<https://www.who.int/emergencies/diseases/novel-coronavirus-2019>>. Acesso em: 02 janeiro 2021.

- SANT, A. V.; RAJAGOPAL, K. R.; SHETH, N. K. Permanent magnet synchronous motor drive using hybrid pi speed controller with inherent and noninherent switching functions. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 47, n. 10, p. 4088–4091, 2011.
- SARLIOGLU, B.; MORRIS, C. T. More electric aircraft: Review, challenges, and opportunities for commercial transport aircraft. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 1, n. 1, p. 54–64, 2015.
- SEPHAN, R. M. **Acionamento, Comando e Controle de Máquina Elétricas**. [S.l.: s.n.], 2009.
- Sozer, Y.; Torrey, D. A.; Reva, S. New inverter output filter topology for pwm motor drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 15, n. 6, p. 1007–1017, 2000.
- TAN, L.; JIANG, J. Chapter 14 - hardware and software for digital signal processors. In: TAN, L.; JIANG, J. (Ed.). **Digital Signal Processing (Third Edition)**. Third edition. Academic Press, 2019. p. 727 – 784. ISBN 978-0-12-815071-9. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128150719000142>>.
- VASANTHAKUMAR, D.; V, S. Dc-dc converter control using ip controller. In: **2014 International Conference on Computation of Power, Energy, Information and Communication (ICCPEIC)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 245–249.
- WANG, L.; CHAI, S.; YOO, D.; GAN, L.; NG, K. **PID and Predictive Control of Electrical Drives and Power Converters Using MATLAB ®/ Simulink ®**. [S.l.]: John Wiley Sons Singapore Pte. Ltd., 2015.
- WU, Z.; SU, G. High-performance permanent magnet machine drive for electric vehicle applications using a current source inverter. In: **2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 2812–2817.
- XIA, C.-l. **Permanent magnet brushless DC motor drives and controls**. [S.l.]: John Wiley Sons Singapore Pte. Ltd., 2012.
- YAZDANI, A.; IRAVANI, R. **Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control and applications**. [S.l.]: John Wiley Sons, Inc, 2010.
- ZHOU, M.; GAO, Z.; ZHANG, H. Research on regenerative braking control strategy of hybrid electric vehicle. In: **Proceedings of 2011 6th International Forum on Strategic Technology**. [S.l.: s.n.], 2011. v. 1, p. 300–303.

APÊNDICE A – CÓDIGO DA FUNÇÃO S-FUNCTION MEX

```

#define S_FUNCTION_NAME DBserial_v3_vel
#define S_FUNCTION_LEVEL 2
#include "simstruc.h"
#include "math.h"

#include <windows.h>

static HANDLE serialfd;
static char buff[100];
static char name[50];

int serialOpen (LPCSTR portname)
{
    serialfd = CreateFile (portname, GENERIC_READ | GENERIC_WRITE,
                          0, // exclusive access
                          NULL, // no security
                          OPEN_EXISTING,
                          0, // no overlapped I/O
                          NULL); // null template
    if (serialfd == INVALID_HANDLE_VALUE)
    {
        serialfd = 0;
        printf ("Erro on Port Open:%s!\n", portname);
        return 0;
    }
    strcpy(name,portname);
    printf ("Port Open:%s!\n", portname);
    return 1;
}

Int serialClose (void)
{
    if (serialfd != 0)
    {
        CloseHandle (serialfd);
        serialfd = 0;
    }
    return 0;
}

Int serialConfig (unsigned int BAUDRATE)
{
    switch (BAUDRATE / 300)
    {
        case 1:
            BAUDRATE = 300;
            break;
        case 2:
            BAUDRATE = 600;
            break;
        case 4:
            BAUDRATE = 1200;
            break;
        case 8:
            BAUDRATE = 2400;
            break;
        case 16:
    }
}

```

```

        BAUDRATE = 4800;
    break;
    case 32:
        BAUDRATE = 9600;
    break;
    case 64:
        BAUDRATE = 19200;
    break;
    case 128:
        BAUDRATE = 38400;
    break;
    case 192:
        BAUDRATE = 57600;
    break;
    default:
        BAUDRATE = 115200;
    break;
}

//printf("baud = %i \n",BAUDRATE);

DCB dcb;
COMMTIMEOUTS CommTimeouts;

GetCommState (serialfd, &dcb);
dcb.BaudRate = BAUDRATE;
dcb.ByteSize = 8;
dcb.Parity = NOPARITY;
dcb.StopBits = ONESTOPBIT;
dcb.fAbortOnError = TRUE;

// set XON/XOFF
dcb.fOutX = FALSE; // XON/XOFF off for transmit
dcb.fInX = FALSE; // XON/XOFF off for receive
// set RTSCTS
dcb.fOutxCtsFlow = FALSE; // turn off CTS flow control
//dcb.fRtsControl = RTS_CONTROL_HANDSHAKE; //
dcb.fRtsControl = RTS_CONTROL_DISABLE; //
// set DSRDTR
dcb.fOutxDsrFlow = FALSE; // turn off DSR flow control
//dcb.fDtrControl = DTR_CONTROL_ENABLE; //
dcb.fDtrControl = DTR_CONTROL_DISABLE; //
// dcb.fDtrControl = DTR_CONTROL_HANDSHAKE; //

SetCommState (serialfd, &dcb);

// Communication timeouts are optional

GetCommTimeouts (serialfd, &CommTimeouts);

CommTimeouts.ReadIntervalTimeout = 10;
CommTimeouts.ReadTotalTimeoutConstant = 0;
CommTimeouts.ReadTotalTimeoutMultiplier = 0;
CommTimeouts.WriteTotalTimeoutConstant = 0;
CommTimeouts.WriteTotalTimeoutMultiplier = 0;

SetCommTimeouts (serialfd, &CommTimeouts);

```

```
//EscapeCommFunction (serialfd, SETRTS);

    return 0;
}

Int serialSend (unsigned char c)
{
    if (serialfd)
    {
        unsigned long nbytes;

        WriteFile (serialfd, &c, 1, &nbytes, NULL);
        return nbytes;
    }
    else
        return 0;
}

Int serialSendBuff (unsigned char * c, int size)
{
    if (serialfd)
    {
        unsigned long nbytes;
        WriteFile (serialfd, c, size, &nbytes, NULL);
        return nbytes;
    }
    else
        return 0;
}

Int serialReceive (unsigned char * c)
{
    if (serialfd)
    {
        unsigned long nbytes;

        ReadFile (serialfd, c, 1, &nbytes, NULL);
        return nbytes;
    }
    else
        return 0;
}

Int serialReceiveBuff (unsigned char * c, int size)
{
    if (serialfd)
    {
        unsigned long nbytes;

        ReadFile (serialfd, c, size, &nbytes, NULL);
        return nbytes;
    }
    else
        return 0;
}
```

```

void serialSendStr (const char * str)
{
    for (unsigned int i = 0; i < strlen (str); i++)
        serialSend (str[i]);
}

const char *serialRecStr (void)
{
    int i = -1;

    do
    {
        i++;
        serialReceive ((unsigned char *) &buff[i]);
    }
    while ((buff[i] != 0) && ((buff[i] != '\n')));
    buff[i + 1] = '\0';

    return buff;
}

/*=====
 * Build checking *
 *=====*/

int_T nports;
int_T npins;
real_T timestep;
real_T respVd, respVq, respVdAnt, respVqAnt;

static void mdlInitializeSizes(SimStruct *S)
{
    int i;
    respVd = 0;
    respVq = 0;
    respVdAnt = 0;
    respVqAnt = 0;

    npins=8;
    nports=1;

    if (!ssSetNumInputPorts(S,nports)) return;

    for(i=0; i< nports ; i++)
    {
        ssSetInputPortWidth(S, i, npins);
        ssSetInputPortDirectFeedThrough(S, i, 1);
    }

    if (!ssSetNumOutputPorts(S,nports)) return;

    for(i=0; i< nports ; i++)
    {
        ssSetOutputPortWidth(S, i, npins);
    }
}

```

```

    ssSetNumSampleTimes(S, 1);

    /* specify the sim state compliance to be same as a built-in block */
    //ssSetSimStateCompliance(S, USE_DEFAULT_SIM_STATE);

    /* Take care when specifying exception free code - see sfuntmpl_doc.c */
    ssSetOptions(S,0);

    serialOpen ("COM4");
    serialConfig (115200);
}

static void mdlInitializeSampleTimes(SimStruct *S)
{
    ssSetSampleTime(S, 0, 6.25e-5); //ssSetSampleTime(S, 0, timestep);
    ssSetOffsetTime(S, 0, 0.0);
    // ssSetModelReferenceSampleTimeDefaultInheritance(S);
}

static void mdlOutputs(SimStruct *S, int_T tid)
{
    InputRealPtrsType uPtrs;
    real_T          *y;

    real_T in0,in1,in2,in3,in4,in5,in6,in7;
    uint16_T ma, mb, mc, Vd_bits, Vq_bits, Vd, Vq, test_bits;
    uint16_T verificador;
    uint16_T falha=1520;

    // Simulator Input
    uPtrs = ssGetInputPortRealSignalPtrs(S,0);

    in0 = *uPtrs[0];
    in1 = *uPtrs[1];
    in2 = *uPtrs[2];
    in3 = *uPtrs[3];
    in4 = *uPtrs[4];
    in5 = *uPtrs[5];
    in6 = *uPtrs[6];
    in7 = *uPtrs[7];

    // Conversões das variáveis para transmissão via serial
    int_T Id_bits, Iq_bits, IqRef_bits, tetaE_bits, WmRadRef_bits, WmRad_bits;

    Id_bits = round(163.8375*in0 + 32767.5); //Supondo uma corrente variando de -
200A a 200A
    Iq_bits = round(163.8375*in1 + 32767.5); // Supondo uma corrente variando de
-200A a 200A
    WmRadRef_bits = round(in2*52.15109598 + 32767.5);
    WmRad_bits = round(in3*52.15109598 + 32767.5); //round(in3*104.302192);
    tetaE_bits = round(in4*10430.2192);
    uint16_T SOMA = Id_bits + Iq_bits + WmRadRef_bits + WmRad_bits + tetaE_bits;

    // ENVIO PARA SERIAL

```

```

serialSendBuff((unsigned char *)&Id_bits,2);
serialSendBuff((unsigned char *)&Iq_bits,2);
serialSendBuff((unsigned char *)&WmRadRef_bits,2);
serialSendBuff((unsigned char *)&WmRad_bits,2);
serialSendBuff((unsigned char *)&tetaE_bits,2);
serialSendBuff((unsigned char *)&SOMA,2);

// RECEBE DA SERIAL
serialReceiveBuff((unsigned char *)&Vd_bits,2); //espera um int de 4 bytes de
resposta
serialReceiveBuff((unsigned char *)&Vq_bits,2);
serialReceiveBuff((unsigned char *)&Id_bits,2); //espera um int de 4 bytes de
resposta
serialReceiveBuff((unsigned char *)&Iq_bits,2);
serialReceiveBuff((unsigned char *)&verificador,2);

SOMA = Vd_bits + Vq_bits + Id_bits + Iq_bits;
if( SOMA==verificador )
{
    y=ssGetOutputPortRealSignal(S,0);
    respVd = (Vd_bits - 32767.5)/48.90671642;
    respVq = (Vq_bits - 32767.5)/48.90671642;
    *y+=respVd;
    *y+=respVq;
    *y+=(Id_bits-32767.5)/163.8375;
    *y+=(Iq_bits-32767.5)/163.8375;
    *y+=SOMA;
    *y+=verificador;
    *y+=0;
    *y+=0;
}
else
{
    int i=0;
    while( (SOMA!=verificador) && (i<5) )
    {
        serialClose();
        serialOpen ("COM4");

        // ENVIO PARA SERIAL
        serialSendBuff((unsigned char *)&falha,2);
        serialSendBuff((unsigned char *)&falha,2);
        serialSendBuff((unsigned char *)&falha,2);
        serialSendBuff((unsigned char *)&falha,2);
        serialSendBuff((unsigned char *)&falha,2);
        SOMA = falha + falha + falha + falha + falha;
        serialSendBuff((unsigned char *)&SOMA,2);

        // RECEBE DA SERIAL
        serialReceiveBuff((unsigned char *)&Vd_bits,2); //espera um int de 4
bytes de resposta
        serialReceiveBuff((unsigned char *)&Vq_bits,2);
        serialReceiveBuff((unsigned char *)&Id_bits,2); //espera um int de 4
bytes de resposta
        serialReceiveBuff((unsigned char *)&Iq_bits,2);
        serialReceiveBuff((unsigned char *)&verificador,2);
        SOMA = Vd_bits+Vq_bits+Id_bits+Iq_bits;

```



```

        i++;
    }

    y=ssGetOutputPortRealSignal(S,0);
    respVd = (Vd_bits - 32767.5)/48.90671642;
    respVq = (Vq_bits - 32767.5)/48.90671642;
    *y++=respVd;
    *y++=respVq;
    *y++=(Id_bits-32767.5)/163.8375;
    *y++=(Iq_bits-32767.5)/163.8375;
    *y++=SOMA;
    *y++=verificador;
    *y++=i;
    *y++=1;
}

// Simulator Output
//PORTA
respVdAnt = respVd;
respVqAnt = respVq;
}

static void mdlTerminate(SimStruct *S)
{
    serialClose();
}

#ifdef MATLAB_MEX_FILE /* Is this file being compiled as a MEX-file? */
#include "simulink.c" /* MEX-file interface mechanism */
#else
#include "cg_sfun.h" /* Code generation registration function */
#endif

```

APÊNDICE B – CÓDIGO MCU TMS320F28379D

O trecho de código a seguir trata-se da interrupção implementado no MCU para o recebimento das variáveis que o Simulink transfere ao microcontrolador.

```

interrupt void sciaRxFifoIsr(void)
{
    int i;
    for(i=0;i<12;i++)
    {
        rdataA[i]=SciaRegs.SCIRXBUF.all; // Read data
    }

    i=0;
    Id_bits      = (rdataA[i+1] << 8) | rdataA[i];
    Iq_bits      = (rdataA[i+3] << 8) | rdataA[i+2];
    WmRadRef_bits=(rdataA[i+5] << 8) | rdataA[i+4];
    WmRad_bits   = (rdataA[i+7] << 8) | rdataA[i+6];
    tetaE_bits   = (rdataA[i+9] << 8) | rdataA[i+8];
    verificador  = (rdataA[i+11] << 8) | rdataA[i+10];

    somaRX = Id_bits + Iq_bits + WmRadRef_bits + WmRad_bits + tetaE_bits;

    if( somaRX==verificador ) // Recebido OK
    {
        // 1520 código de erro -> matlab solicita reenvio
        if( (Id_bits==1520) && (Iq_bits==1520) && (WmRad_bits==1520) )
        {
            flagReenvio=flagReenvio+1;
            habilitaTx = 1;
        }
        else
        {
            Id = (Id_bits - 32767.5)/163.8375;
            Iq = (Iq_bits - 32767.5)/163.8375;
            WmRadRef = (WmRadRef_bits - 32767.5)/52.15109598;
            WmRad = (WmRad_bits - 32767.5)/52.15109598;
            tetaE = tetaE_bits/10430.2192;

            currentCtrl();

            habilitaTx = 1;
        }
    }
    else // Recebido Falhou
    {
        flagErro=flagErro+1;
    }

    CountRx++;

    SciaRegs.SCIFFRX.bit.RXFFOVRCLR=1;
    SciaRegs.SCIFFRX.bit.RXFFINTCLR=1;

    PieCtrlRegs.PIEACK.all|=0x100;
}

```

Após o recebimento das variáveis de processo, o controle é executado pela função *currentCtrl*, conforme o trecho de código a seguir:

```

void currentCtrl(void)
{
    We = Zp*WmRad; // Velocidade 'ELÉTRICA'(Relacionada com o Número de Polos)

    // Malha D
    Id_erroAnt = Id_erro;
    Id_erro = Id_ref - Id;
    inte_Id = inte_Id + Kid*(Id_erroAnt+Id_erro)*T_16k*0.5;
    Vd = (inte_Id - Id)*Kpd;
    Vd = Vd - Iq*Lq*We; // decoupling dq0 coordinates
    //md = Vd*cteInv;

    // Malha We
    We_ref = Zp*WmRadRef;

    We_erroAnt = We_erro;
    We_erro = We_ref - We;
    inte_We = inte_We + Ki*(We_erroAnt+We_erro)*T_16k*0.5;
    Iq_ref = (inte_We - We)*Kp;

    if( Iq_ref > 180 ) Iq_ref = 180;
    if( Iq_ref < -180 ) Iq_ref = -180;

    // Malha Q
    Iq_erroAnt = Iq_erro;
    Iq_erro = Iq_ref - Iq;
    inte_Iq = inte_Iq + Kiq*(Iq_erroAnt+Iq_erro)*T_16k*0.5;
    Vq = (inte_Iq - Iq)*Kpq; //Vq
    Vq = Vq + Id*Ld*We + FluxoPM*We; // decoupling dq0 coordinates
    //mq = Vq*cteInv;

    if(inte_Id>100000) inte_Id=0;
    if(inte_Id<-100000) inte_Id=0;
    if(Vd>650) Vd=650;
    if(Vd<-650) Vd=-650;
    if(Vq>650) Vq=650;
    if(Vq<-650) Vq=-650;

    flagControle = 0;
}

```

Por fim, após o cálculo do controle, as variáveis atualizadas são repassadas ao Simulink através do seguinte código implementado no MCU:

```
Vd_bits = round(Vd*48.90671642 + 32767.5);
SciaRegs.SCITXBUF.all = Vd_bits & 0x00FF;
SciaRegs.SCITXBUF.all = (Vd_bits >> 8) & 0x00FF;

Vq_bits = round(Vq*48.90671642 + 32767.5);
SciaRegs.SCITXBUF.all = Vq_bits & 0x00FF;
SciaRegs.SCITXBUF.all = (Vq_bits >> 8) & 0x00FF;

Id_bits = round(163.8375*Id_ref + 32767.5);
SciaRegs.SCITXBUF.all = Id_bits & 0x00FF;
SciaRegs.SCITXBUF.all = (Id_bits >> 8) & 0x00FF;

Iq_bits = round(163.8375*Iq_ref + 32767.5);
SciaRegs.SCITXBUF.all = Iq_bits & 0x00FF;
SciaRegs.SCITXBUF.all = (Iq_bits >> 8) & 0x00FF;

somaTX = Vd_bits + Vq_bits + Id_bits + Iq_bits;
SciaRegs.SCITXBUF.all = somaTX & 0x00FF;
SciaRegs.SCITXBUF.all = (somaTX >> 8) & 0x00FF;
```

ANEXO A – DADOS TÉCNICOS MSIP EMRAX 228

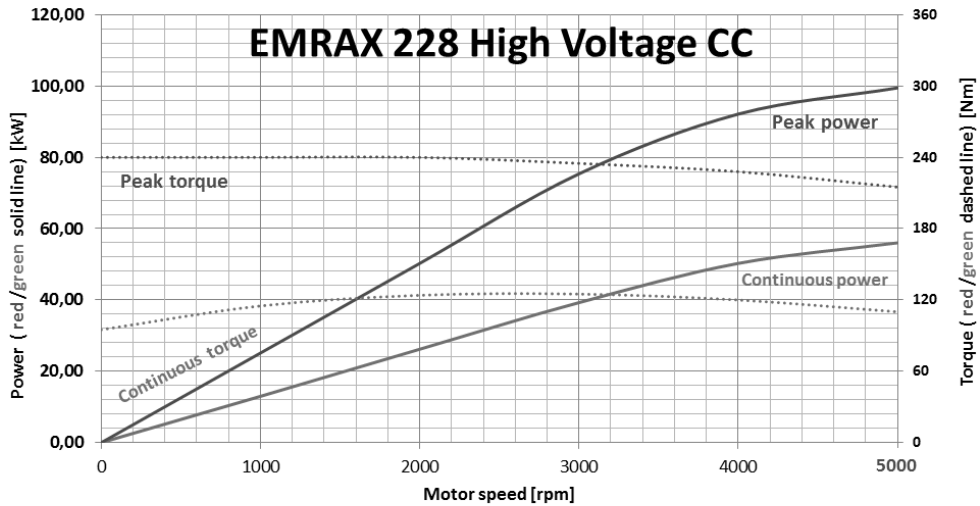


User's Manual for Advanced Axial Flux Synchronous Motors and Generators

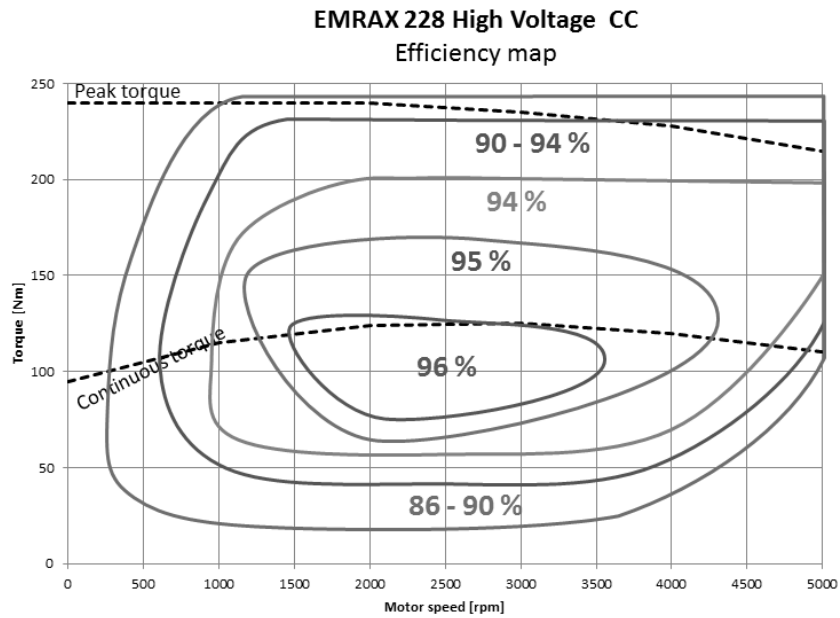
EMRAX 228 Technical Data Table (dynamometer test data)

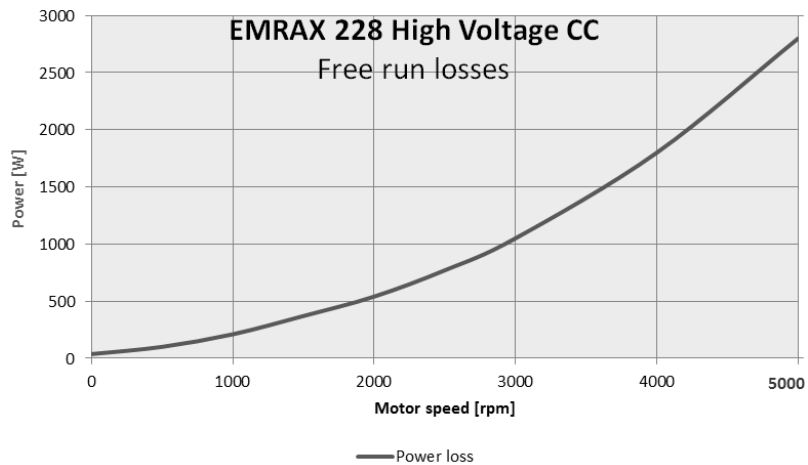
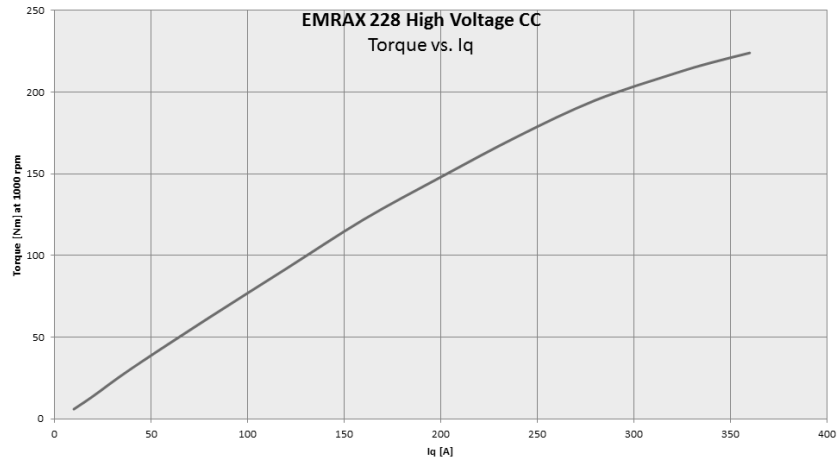
Type Technical data	EMRAX 228 High Voltage			EMRAX 228 Medium Voltage			EMRAX 228 Low Voltage		
	AC	LC	CC	AC	LC	CC	AC	LC	CC
Air cooled = AC Liquid cooled = LC Combined cooled = Air + Liquid cooled = CC									
Ingress protection	IP21	IP65	IP21	IP21	IP65	IP21	IP21	IP65	IP21
Cooling medium specification (Air Flow = AF; Inlet Water/glycol Flow = WF; Ambient Air = AA) If inlet WF temperature and/or AA temperature are lower, then continuous power is higher.	AF=20m/s ; AA=25°C	WF=8l/mi n at 50°C; AA=25°C	WF=8l/mi n at 50°C; AA=25°C	AF=20m/s ; AA=25°C	WF=8l/mi n at 50°C; AA=25°C	WF=8l/mi n at 50°C; AA=25°C	AF=20m/s ; AA=25°C	WF=8l/mi n at 50°C; AA=25°C	WF=8l/mi n at 50°C; AA=25°C
Weight [kg]	12,0	12,3	12,3	12,0	12,3	12,3	12,0	12,3	12,3
Diameter ϕ / width [mm]	228/86								
Maximal battery voltage [Vdc] and full load/no load RPM	670 Vdc (5300/6500 RPM)			470 Vdc (5170/6500 RPM)			130 Vdc (4400/5200 RPM)		
Peak motor power at max RPM (few min at cold start / few seconds at hot start) [kW]	100								
Continuous motor power (at 3000-5000 RPM) depends on the motor RPM [kW]	28 - 42	28 - 42	35 - 55	28 - 42	28 - 42	35 - 55	28 - 42	28 - 42	35 - 55
Maximal rotation speed [RPM]	5500 (6500 RPM peak for a few seconds)								
Maximal motor current (for 2 min if cooled as described in Manual) [Arms]	240			340			900		
Continuous motor current [Arms]	115			160			450		
Maximal motor torque (for a few seconds) [Nm]	240								
Continuous motor torque [Nm]	125								
Torque / motor current [Nm/1Aph rms]	1,1			0,75			0,27		
Maximal temperature of the copper windings in the stator and max. temperature of the magnets [°C]	120								
Motor efficiency [%]	92 – 98								
Internal phase resistance at 25 °C [m Ω]	18			8,0			1,12		
Input phase wire cross-section [mm ²]	10,2			15,2			38		
Wire connection	star								
Induction in Ld/Lq [μ H]	177/183			76/79			10,3/10,6		
Controller / motor signal	sine wave								
AC voltage between two phases [Vrms/1RPM]	0,0730			0,0478			0,0176		
Specific idle speed (no load RPM) [RPM/1Vdc]	9,8			14			40		
Specific load speed (depends on the controller settings) [RPM/1Vdc]	8 – 9,8			11 – 14			34 – 40		
Magnetic field weakening (for higher RPM at the same power and lower torque) [%]	up to 100								
Magnetic flux – axial [Vs]	0,0542			0,0355			0,0131		
Temperature sensor in the motor	kty 81/210								
Number of pole pairs	10								
Rotor inertia (mass dia=175mm, m=5,5kg) [kg*cm ²]	421								
Bearings (front:back) - SKF/FAG	6206:6206 (for radial forces) or 6206:7206 (for axial-radial forces; for pull mode; e.g. for air propeller) or 6206:3206 (for axial-radial forces; for pull-push mode; »O« orientation, $\alpha=25^\circ$); other bearings are possible (exceptionally)								

Graphs valid for EMRAX 228 High Voltage Combined Cooled (CC):



Note 1: for determining peak or continuous power (kW) you should choose motor speed and then read power from chosen power curve (in the left graph side)
 Note 2: for determining peak or continuous torque (Nm) you should choose motor speed and then read torque from chosen torque curve (in the right graph side)





Graphs of the EMRAX 228 Medium and Low voltage motor type:

Graphs of EMRAX 228 Low Voltage and EMRAX 228 Medium Voltage are similar to graphs of EMRAX 228 High Voltage. The only differences are the DC voltage and motor current. These two parameters can be read from the Technical data table for the EMRAX 228 Low and Medium Voltage motor.

Low Voltage motor needs 4 x higher current and 4 x lower DC voltage for the same power/torque and RPM, compared to EMRAX 228 High Voltage motor.

Medium Voltage motor needs 1.52 x higher motor current and 1/3 lower DC voltage for the same power/torque and RPM, compared to EMRAX 228 High Voltage motor.

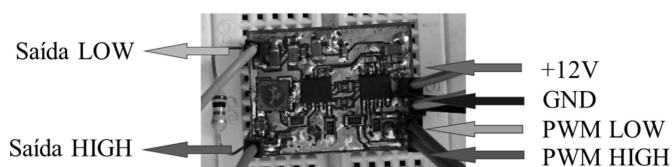
Graphs of the EMRAX 228 Liquid cooled (LC) and EMRAX 228 Air Cooled (CC):

Continuous power of the liquid cooled or air cooled motor is 20% lower than continuous power of the combined cooled motor. The peak power is the same. Data is presented in the Technical Data Table.

ANEXO B – AMPLIFICADOR CLASSE D

O fornecimento do sinal de tensão senoidal ao *resolver* com os requisitos supracitados é realizado pelo circuito amplificador Classe D, mostrado na Figura 54. Este circuito é alimentado por uma tensão contínua de 12 V, e dois sinais PWM (200 kHz) complementares modulados por uma senoide de 10 kHz provenientes de um microcontrolador ou DSP. Este circuito, então, amplifica o sinal e, em seguida, filtra as componentes de alta frequência para entregar um sinal senoidal ao *resolver*.

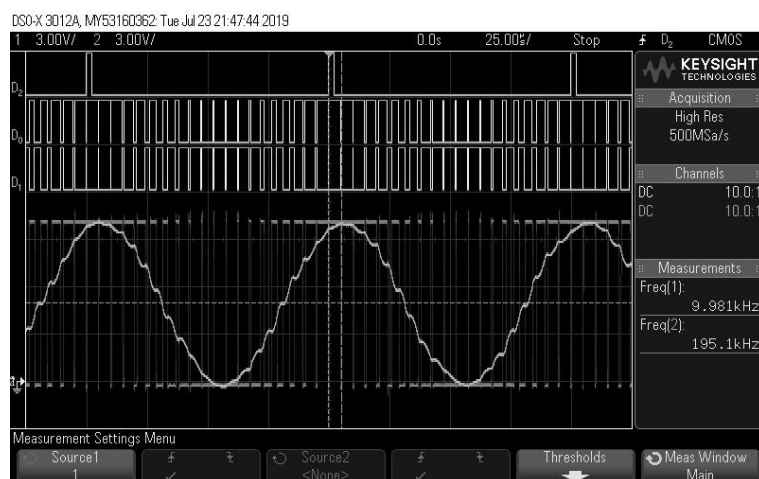
Figura 54 – Amplificador classe D.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 55 obtida em relatório interno do projeto elucidava o funcionamento do circuito. Os dois sinais superiores (D_0 e D_1) tratam-se dos sinais PWM de entrada e, os sinais inferiores representam o sinal PWM amplificado (em verde) e o sinal PWM amplificado após filtragem das componentes de alta frequência (em amarelo).

Figura 55 – Sinais de entrada e saída do amplificador classe D.

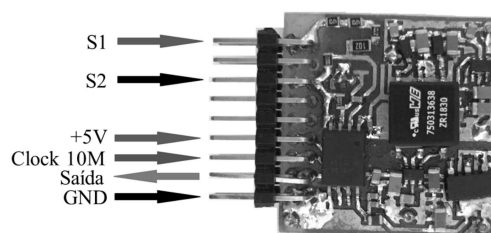


Fonte: Relatório técnico interno.

ANEXO C – SENSOR DE TENSÃO

O circuito sensor de tensão utiliza o CI AMC1306, da Texas Instruments. O AMC1306 trata-se de um modulador sigma-delta ($\Sigma\Delta$) que pode ser utilizado tanto na medição de tensões isoladas como no sensoriamento de corrente baseada em resistor *shunt*, aplicado também ao acionamento de motores industriais, inversores fotovoltaicos e fontes de potência ininterruptas.

Figura 56 – Protótipo do sensor de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O circuito em questão utiliza codificação Manchester (AMC1306Ex) para modulação da cadeia de *bits* da saída, tornando-o compatível com a família de microcontroladores utilizados (TMS320F2837x). Utilizam um filtro digital integrado para decimação da cadeia de *bits*, o dispositivo pode alcançar 16 *bits* de resolução.

A saída de bits utilizando a codificação Manchester possibilita a utilização de uma única conexão para transmissão de dados e *clock*, sem considerar o tempo de configuração e espera requeridos pelo dispositivo receptor.

O sensor recebe um sinal de *clock* de 10 MHz fornecido por um cristal externo para funcionamento.

ANEXO D – SENSOR DE CORRENTE

O circuito elétrico utilizado na medição de corrente no projeto utiliza o transdutor de corrente do modelo CKSR 50-NP, mostrado na Figura 57. Este transdutor possui saída por tensão e, além disso, apresenta as vantagens de possuir boa imunidade à variações de tensão (dv/dt), baixo coeficiente de temperatura de *offset*, faixa de medição estendida para medição unipolar. Além disso, possui tamanho compacto para montagem em placas de circuito impresso (PCI).

Figura 57 – Sensor hall de corrente CKSR 50-NP.



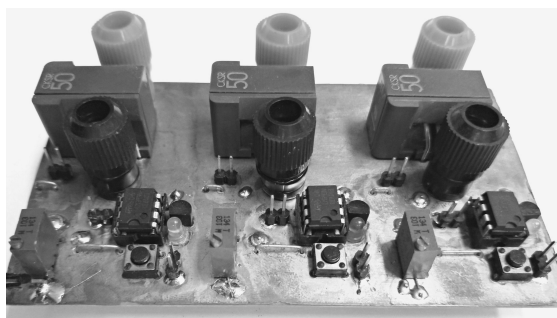
Fonte: Site do fabricante (Life Energy Motion (LEM), 2015)

Com aplicações nos campos industrial e automotivo, podem-se citar o acionamento de motores CA de velocidade variável, conversores estáticos para acionamento de motores CC, aplicações alimentadas por baterias, UPS, inversores em aplicações fotovoltaicas.

O circuito sensor fornecerá um sinal analógico com sinal de saída condicionado para atender os requisitos do TMS320F28379D para a conversão A/D. Os módulos ADC do microcontrolador possuem dois modos de leitura, simples e diferencial, tendo sido escolhida a primeira.

O sensor final (Figura 58) conta com circuito de condicionamento de sinal com filtro passa-baixa na topologia Sallen-Key com frequência de corte de 4 kHz. Por se tratar de um filtro de segunda ordem oferece boa atenuação para a frequência de comutação do inversor (16 kHz).

Figura 58 – Placa do sensor de corrente e circuito de condicionamento de sinais.



Fonte: Elaborada pelo autor