

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

Daniel Miranda Esther

**Modelagem detalhada de conjunto elétrico, parte do motor híbrido-elétrico
para um drone de asa fixa**

Juiz de Fora

2025

Daniel Miranda Esther

**Modelagem detalhada de conjunto elétrico, parte do motor híbrido-elétrico
para um drone de asa fixa**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Manuel Arturo Rendón Maldonado

Juiz de Fora

2025

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

Esther, Daniel Miranda.

Modelagem detalhada de conjunto elétrico, parte do motor híbrido-elétrico para um drone de asa fixa / Daniel Miranda Esther. – 2025.

94 f. : il.

Orientador: Manuel Arturo Rendón Maldonado

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2025.

1. Propulsão híbrido-elétrica. 2. Conversores eletrônicos de potência. 3. Modelagem. 4. Motor híbrido-elétrico para aeronaves. 5. Controle a malha fechada. I. Rendón Maldonado, Manuel Arturo, orient. II. Título.

Daniel Miranda Esther

Modelagem Detalhada de Conjunto Elétrico, Parte do Motor Híbrido-Elétrico para um Drone de Asa Fixa

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

Aprovada em 18 de setembro de 2025.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Manuel Arturo Rendón Maldonado - Orientador

Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. José Antenor Pomilio

Universidade Estadual de Campinas

Prof. Dr. Pedro Santos Almeida

Universidade Federal de Juiz de Fora

Juiz de Fora, 15/07/2025.



Documento assinado eletronicamente por **Manuel Arturo Rendon Maldonado, Professor(a)**, em 18/09/2025, às 13:19, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **JOSE ANTENOR POMILIO, Usuário Externo**, em 18/09/2025, às 18:27, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Pedro Santos Almeida, Professor(a)**, em 19/09/2025, às 15:52, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no Portal do SEI-Uffj (www2.uffj.br/SEI) através do ícone Conferência de Documentos, informando o código verificador **2500850** e o código CRC **0D1763D3**.

RESUMO

Considerando o impacto da aviação no cenário ambiental global, em particular quanto às emissões poluentes, fica evidenciada a necessidade de buscar tecnologias de propulsão mais eficientes e com menor impacto ambiental. Visando contribuir nesse âmbito, há muitas frentes de pesquisa dedicadas a substituir os atuais sistemas propulsivos. Uma tecnologia promissora que faz parte dessas frentes é a propulsão híbrido-elétrica (Roboam, 2023). Como os trens de força híbridos são compostos por vários subsistemas, faz-se valioso o emprego de ferramentas de simulação robustas, para com elas projetar e dimensionar cada componente. Nesse contexto, foi realizado em Rendón et al. (2024) um estudo de um trem de força híbrido-elétrico para ser empregado em um drone de asa fixa de fabricação brasileira, de nome Atobá (Stella Tecnologia, 2022). O presente trabalho tem como objetivo dimensionar, modelar e simular o subsistema eletro-eletrônico de tal trem de força. Devido às características da aeronave foi escolhida a topologia série para o conjunto híbrido. Foram dimensionados os principais componentes elétricos, e os valores ajustados com dispositivos reais do mercado. Foi realizada a sintonia das leis de controle das malhas envolvidas. Os componentes do sistema elétrico foram modelados em *MATLAB*[®]/*Simulink*[®] e as malhas de controle projetadas foram testadas. Em seguida foram feitas simulações para diversas condições de potência, desde zero até a potência nominal de cada conjunto, e foram obtidos os rendimentos de cada componente em função da potência demandada. A partir dos resultados numéricos de regime permanente foram obtidas equações polinomiais que descrevem essas relações de rendimento vs potência. Esses resultados serão posteriormente utilizados no estudo de eficiência energética do sistema híbrido completo, seguindo a metodologia AHEAD (Rendón et al., 2025).

Palavras-chave: propulsão híbrido-elétrica; conversores eletrônicos de potência, modelagem, motor híbrido-elétrico para aeronaves; controle a malha fechada.

ABSTRACT

Considering the impact of aviation on the global environmental landscape, especially regarding pollutant emissions, the need for more efficient propulsion technologies with a lower environmental impact is evident. Aiming to contribute to this, there are many research fronts dedicated to replacing current propulsion systems. One promising technology that is part of these fronts is hybrid-electric propulsion (Roboam, 2023). Since hybrid powertrains are composed of several subsystems, the use of robust simulation tools is valuable for designing and sizing each component. In this context, a study was conducted in Rendón et al. (2024) of a hybrid-electric powertrain to be used in a Brazilian-made fixed-wing drone, named Atobá (Stella Tecnologia, 2022). Present work aims to size, model, and simulate the electro-electronic subsystem of such a powertrain. Due to the aircraft's characteristics, a series topology was chosen for the hybrid assembly. The main electrical components were sized, and their values were adjusted using real market devices. The control laws for the loops involved were then tuned. The electrical system components were modeled in *MATLAB*[®]/*Simulink*[®], and the designed control loops were tested. Simulations were then performed for various power conditions, from zero to the nominal power of each set, and the efficiencies of each component were obtained as a function of the power demand. From the steady-state numerical results, polynomial equations that describe these efficiency-power relationships were obtained. These results will later be used in the energy efficiency study of the complete hybrid system, following the AHEAD methodology (Rendón et al., 2025).

Keywords: hybrid-electric propulsion; power electronic converters; modeling; hybrid-electric motor for aircraft; closed loop control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Emissões anuais de dióxido de carbono equivalente, de 2015 até hoje.	14
Figura 2 – Topologia de propulsão híbrido-elétrica do tipo série.	20
Figura 3 – Topologia de propulsão híbrido-elétrica do tipo paralela.	22
Figura 4 – Topologia de propulsão híbrido-elétrica do tipo série-paralela.	23
Figura 5 – Topologia de propulsão híbrido-elétrica do tipo turboelétrica.	24
Figura 6 – Topologia de propulsão puramente elétrica.	25
Figura 7 – Drone de asa fixa <i>Atobá</i>	31
Figura 8 – Topologia do trem de força híbrido-elétrico do tipo série utilizada no trabalho.	33
Figura 9 – Conversor VSC trifásico.	34
Figura 10 – ME e inversor.	35
Figura 11 – Diagrama simplificado de um conversor de meia-ponte.	39
Figura 12 – Geração do sinal PWM.	39
Figura 13 – Modelo médio equivalente do conversor de meia-ponte da Figura 11.	40
Figura 14 – Diagrama de um inversor VSC trifásico, constituído de três inversores de meia-ponte.	41
Figura 15 – Diagrama do controle por orientação de campo.	43
Figura 16 – GE e retificador.	45
Figura 17 – Baterias e conversor CC-CC <i>buck/boost</i>	48
Figura 18 – Correntes e pulsos PWM em cada fase do conversor entrelaçado.	49
Figura 19 – Circuito de uma fase do conversor CC-CC entrelaçado.	50
Figura 20 – Estados do conversor para cada fase do ciclo de comutação.	51
Figura 21 – Diagrama de blocos do controle das correntes do estator.	57
Figura 22 – Diagrama de Bode de $H_{id,n}(s)$ e $H_{iq,n}(s)$	59
Figura 23 – Diagrama de blocos do controle de velocidade a malha fechada.	60
Figura 24 – Diagrama de blocos do controle de velocidade com FTs internas de controle de corrente.	61
Figura 25 – Diagrama de blocos do controle de tensão CC.	62
Figura 26 – Diagrama de blocos do controle de tensão CC com FTs internas de controle de corrente.	63
Figura 27 – Diagrama de blocos do controle de corrente do indutor.	64
Figura 28 – Diagrama de blocos do controle de potência de carga/descarga das baterias.	66
Figura 29 – Esquema de controle da velocidade ω_r no Simulink [®]	68
Figura 30 – Esquema de controle das correntes i_d e i_q do estator do motor no Simulink [®]	68
Figura 31 – Esquema de geração dos pulsos PWM do inversor no Simulink [®]	69
Figura 32 – Dinâmica da velocidade da hélice ω_r no Simulink [®]	70
Figura 33 – Conjugado eletromagnético τ_e do motor e conjugado de carga, no Simulink [®]	70
Figura 34 – Correntes abc do motor, em estado permanente, no Simulink [®]	71

Figura 35 – Diagrama de controle da tensão V_{cc} no Simulink®.	71
Figura 36 – Dinâmica da tensão V_{cc} no Simulink®.	72
Figura 37 – Correntes abc do GE, em estado permanente, no Simulink®.	73
Figura 38 – Esquema de controle das correntes do conversor CC-CC no Simulink®.	74
Figura 39 – Dinâmica da corrente de carga das baterias no Simulink®.	75
Figura 40 – <i>Ripple</i> das correntes i_{L1} , i_{L2} e i_{L3} vs i_{bat} do conversor CC-CC entrelaçado no Simulink®.	75
Figura 41 – Pulsos de disparo dos IGBTs do conversor CC-CC entrelaçado no Simulink®.	76
Figura 42 – Rastreo da referência da potência de carga/descarga das baterias no Simulink®.	76
Figura 43 – Conjunto completo modelado no Simulink®, dividido em subsistemas.	77
Figura 44 – Dinâmica da velocidade do eixo do motor, na simulação do conjunto completo.	78
Figura 45 – Dinâmica do conjugado no eixo do motor, na simulação do conjunto completo.	78
Figura 46 – Dinâmica da tensão no barramento CC, na simulação do conjunto completo.	79
Figura 47 – Dinâmica da potência de carga/descarga das baterias, na simulação do conjunto completo.	79
Figura 48 – Dinâmica da potência mecânica entregue pelo motor, na simulação do conjunto completo.	80
Figura 49 – Dinâmica da potência entregue pelo retificador ao barramento CC, na simulação do conjunto completo.	80
Figura 50 – Rendimentos vs potências do ME e do inversor.	81
Figura 51 – Perdas vs potências demandadas do ME e do inversor.	82
Figura 52 – Rendimentos vs potências do GE e do retificador.	83
Figura 53 – Perdas vs potências demandadas do GE e do retificador.	84
Figura 54 – Rendimentos vs potências do conversor CC-CC.	84
Figura 55 – Perdas vs potências demandadas do conversor CC-CC.	85
Figura 56 – Rendimentos vs potências da operação conjunta dos componentes.	85
Figura 57 – Perdas vs potências demandadas dos componentes em conjunto.	86

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Características da aeronave.	31
Tabela 2 – Parâmetros do MCI do Atobá.	32
Tabela 3 – Características da missão de voo.	32
Tabela 4 – Parâmetros do subsistema elétrico.	35
Tabela 5 – Dados do motor EMRAX 188.	38
Tabela 6 – Dados do conversor <i>SKiiP</i> 39AC12T4V1.	42
Tabela 7 – Dados do gerador EMRAX 228.	46
Tabela 8 – Dados do banco de baterias.	50
Tabela 9 – Dados do conversor CC-CC.	54
Tabela 10 – Parâmetros dos controladores de corrente de estator do GE e do ME.	58
Tabela 11 – Parâmetros do controlador de velocidade.	62
Tabela 12 – Parâmetros do controlador de tensão.	64
Tabela 13 – Parâmetros do controlador de potência de carga/descarga.	65
Tabela 14 – Condições iniciais da simulação do modelo completo no Simulink [®]	77
Tabela 15 – Coeficientes dos polinômios para os rendimentos do sistema.	83

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CEP	Conversor Eletrônico de Potência
DHT	Distorção Harmônica Total
FOC	<i>Field-Oriented Control</i>
FT	Função de Transferência
GE	Gerador Elétrico
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LKC	Lei de Kirchhoff das Correntes
LKT	Lei de Kirchhoff das Tensões
MALE	<i>Medium-Altitude Long-Endurance</i>
MCI	Motor de Combustão Interna
ME	Motor Elétrico
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Silicon Field Effect Transistor</i>
MSIP	Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes
PHE	Propulsão Híbrido-Elétrica
PI	Proporcional-Integral
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
RMS	<i>Root-Mean-Square</i>
RPM	Rotações por Minuto
SiC	Carbeto de Silício
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse-Width Modulation</i>
TBJ	Transistor Bipolar de Junção
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
VANT	Veículo Aéreo Não-Tripulado
VSC	<i>Voltage Source Converter</i>
VTOL	<i>Vertical Take-Off and Landing</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

B_m	Coeficiente de atrito viscoso [N.s]
C_{cc}	Capacitância do barramento CC, em Farads [F]
D	Ciclo de trabalho
f_c	Frequência de corte [Hz]
f_s	Frequência de comutação [Hz]
i_d	Corrente de eixo direto [A]
i_L	Corrente no indutor [A]
i_q	Corrente de eixo em quadratura [A]
J_m	Momento de inércia [kg.m ²]
L_d	Indutância de eixo direto [H]
L_q	Indutância de eixo em quadratura [H]
L_{min}	Indutância mínima do conversor [H]
N	Número de pares de polos do rotor
P_{bat}	Potência do banco de baterias [W]
P_e	Potência elétrica [W]
R_{min}	Resistência mínima do indutor [Ω]
R_s	Resistência do estator [Ω]
T_s	Período de comutação [s]
V_{bat}	Tensão do banco de baterias [V]
V_{cc}	Tensão do barramento CC [V]
V_d	Tensão do eixo direto [V]
V_q	Tensão do eixo em quadratura [V]
θ_e	Ângulo elétrico do rotor [rad]
θ_r	Ângulo mecânico do rotor [rad]
τ_e	Conjugado eletromagnético [N.m]
ψ_m	Fluxo magnético do rotor [Wb]
ω_r	Velocidade angular da máquina [rad/s]

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	O MERCADO DA AVIAÇÃO NO MUNDO E NO BRASIL	13
1.2	PROPULSÃO HÍBRIDO-ELÉTRICA NA AVIAÇÃO	14
1.2.1	Conversores eletrônicos de potência aplicados em propulsão híbrido-elétrica	17
1.3	OBJETIVO DO TRABALHO	18
1.4	DIVISÃO DO TRABALHO	19
2	PROPULSÃO HÍBRIDO-ELÉTRICA	20
2.1	TOPOLOGIAS DE PROPULSÃO HÍBRIDO-ELÉTRICA	20
2.1.1	Topologia híbrida série	20
2.1.2	Topologia híbrida paralela	21
2.1.3	Topologia híbrida série-paralela	23
2.1.4	Topologia híbrida turboelétrica	24
2.1.5	Topologia 100% elétrica	25
2.2	TOPOLOGIAS DE CONVERSORES APLICADAS EM MOTORIZAÇÃO HÍBRIDA DE AERONAVES	26
2.2.1	Inversores	26
2.2.2	Retificadores	26
2.2.3	Conversores CC-CC	26
2.2.4	Conversores CA-CA	27
2.2.5	Conversores multinível	27
2.2.6	Dispositivos semicondutores	28
2.3	METODOLOGIA DE PROJETO	29
2.3.1	Modelagem da aeronave	29
2.3.2	Descrição do método	30
3	DESCRIÇÃO DA ANÁLISE E MODELAGEM	31
3.1	DESCRIÇÃO GERAL DA AERONAVE	31
3.2	DESCRIÇÃO GERAL DO MOTOR HÍBRIDO-ELÉTRICO EM ESTUDO	32
3.2.1	Descrição da topologia	32
<i>3.2.1.1</i>	<i>Parâmetros gerais do conjunto híbrido-elétrico</i>	<i>34</i>
3.2.2	Conjunto inversor - motor elétrico	34
<i>3.2.2.1</i>	<i>Modelo do motor</i>	<i>34</i>
<i>3.2.2.2</i>	<i>Dimensionamento do motor</i>	<i>37</i>
<i>3.2.2.3</i>	<i>Modelo do inversor</i>	<i>38</i>
<i>3.2.2.4</i>	<i>Dimensionamento do inversor</i>	<i>42</i>
<i>3.2.2.5</i>	<i>Velocidade do eixo</i>	<i>43</i>
3.2.3	Conjunto motor de combustão interna - gerador - retificador .	45

3.2.3.1	<i>Dimensionamento do gerador</i>	45
3.2.3.2	<i>Dimensionamento do retificador</i>	45
3.2.3.3	<i>Tensão do barramento CC</i>	46
3.2.4	Conjunto banco de baterias - conversor CC-CC	48
3.2.4.1	<i>Dimensionamento das baterias</i>	49
3.2.4.2	<i>Modelo do conversor buck/boost</i>	49
3.2.4.3	<i>Dimensionamento do conversor buck/boost</i>	53
3.2.4.4	<i>Potência de carga/descarga</i>	54
4	PROJETO DOS CONTROLADORES	56
4.1	CONTROLADOR – CORRENTES DO ESTATOR	56
4.1.1	Ganhos do controlador - correntes do estator	58
4.2	CONTROLADOR - VELOCIDADE DA HÉLICE	58
4.2.1	Ganhos do controlador - velocidade da hélice	61
4.3	CONTROLADOR – TENSÃO DO BARRAMENTO CC	62
4.3.1	Ganhos do controlador - tensão do barramento CC	63
4.3.2	CONTROLADOR – POTÊNCIA DAS BATERIAS	64
4.3.3	Ganhos do controlador - potência das baterias	65
5	SIMULAÇÕES E RESULTADOS	67
5.1	SIMULAÇÃO - INVERSOR E MOTOR ELÉTRICO	67
5.2	SIMULAÇÃO - GERADOR ELÉTRICO E RETIFICADOR	70
5.3	SIMULAÇÃO - BANCO DE BATERIAS E CONVERSOR CC-CC	72
5.4	SIMULAÇÃO - CONJUNTO COMPLETO	75
5.5	SIMULAÇÃO - CÁLCULO DE RENDIMENTOS EM REGIME PERMANENTE	80
6	CONCLUSÕES	87
6.1	TRABALHOS FUTUROS	88
	REFERÊNCIAS	89

1 INTRODUÇÃO

1.1 O MERCADO DA AVIAÇÃO NO MUNDO E NO BRASIL

No ano de 2023, o setor da aviação contribuiu com 2,5% do total de emissões globais de dióxido de carbono (CO₂) relacionadas a fontes energéticas (International Energy Agency, 2025) e em 2024 correspondia à segunda maior demanda energética do setor de transporte, atrás somente do transporte rodoviário (International Energy Agency, 2024). O consumo de combustível constitui uma parcela significativa dos custos operacionais das aeronaves, enquanto as emissões de escape têm um papel crucial como contribuintes para os gases de efeito estufa (Zhu et al., 2019). Apesar das aeronaves terem progredido em termos de eficiência, desde 1980 o consumo mundial de combustível de aviação têm crescido em torno de 3,6% ao ano, tendo quadruplicado entre 1980 e 2016 (Epstein; O'Flarity, 2019).

Empresas de transporte aéreo estão desenvolvendo estratégias para reduzir as emissões de gases de efeito estufa até 2050 (Doff-Sotta; Cannon; Bacic, 2023). Em 2016, a Organização Internacional de Aviação Civil (ICAO) chegou a um acordo para regular as emissões de CO₂ ao implementar medidas de mercado a nível global (International Civil Aviation Organization, 2016).

O Brasil é o 2º país com mais aeroportos do mundo, estando atrás somente dos Estados Unidos: são 5297 aeroportos ou aeródromos reconhecíveis pelo ar em 2025 (CIA, 2025). Isto se deve, em parte, à geografia de nosso país, suas dimensões continentais, extensa malha hidrográfica, e à cobertura vegetal, que dificultam o acesso a diversas regiões. Boa parte dos aeroportos está fora dos grandes centros urbanos, conectando comunidades distantes, garantindo-lhes o acesso a serviços essenciais (Farias, 2025).

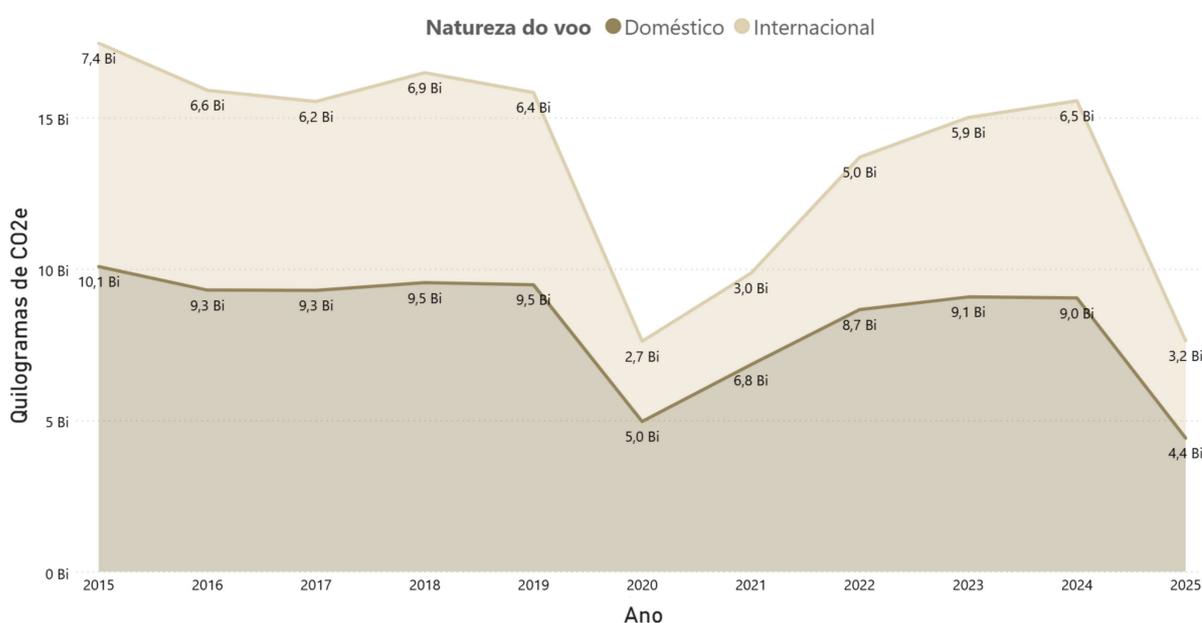
De acordo com a Agência Nacional de Aviação Civil (ANAC), somente em 2024, 118,3 milhões de passageiros foram movimentados pela aviação civil brasileira, somando voos domésticos e internacionais, o que representa um aumento de 5% em relação a 2023 (ANAC, 2025b). Deste número, 24,9 milhões de passageiros e 891,6 mil toneladas de carga foram movimentados internacionalmente, o melhor resultado desde 2000 (ANAC, 2025b), e que vem crescendo desde 2021 (ANAC, 2025a). O número total no ano de 2023 foi de 89,3 mil voos domésticos, e 112 mil voos internacionais (APC, 2024).

Do ponto de vista econômico, o setor de transporte aéreo tem contribuição importante no cenário nacional. De acordo com um relatório da Associação Internacional de Transporte Aéreo (IATA), com base em dados de 2023, 246.800 pessoas estão empregadas diretamente na aviação, gerando uma produção de US\$ 10,3 bilhões, ou 0,5% do PIB brasileiro. Entretanto, considerando as atividades correlatas à aviação, junto com funcionários e renda oriunda do turismo, corresponde a 1,9 milhão de empregos, e US\$ 46,4 bilhões produzidos, o que equivale a 2,1% de nosso PIB (IATA, 2024).

Porém, toda essa atividade produz um impacto nas emissões que contribuem com o efeito estufa. Conforme o relatório mais recente sobre emissões da ANAC, somente no ano de 2024 a aviação civil brasileira consumiu 4,9 milhões de toneladas de querosene de aviação (QAV), e emitiu para a atmosfera 15,5 milhões de toneladas de CO₂ equivalente (ANAC, 2025c).

Na Figura 1 é possível ver o histórico de emissões da aviação no Brasil nos últimos dez anos, e os dados parciais de 2025.

Figura 1 – Emissões anuais de dióxido de carbono equivalente, de 2015 até hoje.



Fonte: ANAC (2025c).

Apesar da redução significativa em 2020, ocasionada pela pandemia de Covid-19, nos anos subsequentes os índices de emissões voltaram a apresentar uma tendência ascendente. Considerando ainda o relatório da ANAC de 2019, a tendência histórica desde 2005 é crescente (ANAC, 2019).

Tendo em vista os dados apresentados, e considerando o impacto da aviação no cenário ambiental global, fica evidenciada a necessidade de buscar tecnologias de propulsão mais eficientes e com menor impacto ambiental.

1.2 PROPULSÃO HÍBRIDO-ELÉTRICA NA AVIAÇÃO

Com base no panorama atual de redução de emissões há muitas frentes de pesquisa dedicadas ao desenvolvimento de sistemas alternativos de trens de força para veículos

aéreos. A propulsão híbrido-elétrica é uma tecnologia promissora e faz parte dessas frentes de pesquisa (Roboam, 2023).

Entretanto, embora a propulsão híbrido-elétrica já esteja mais amadurecida no contexto dos veículos terrestres, ela ainda encontra aplicação limitada em aeronaves. Um dos principais fatores limitadores são as fontes alternativas de energia, em particular as baterias. Dentre as dificuldades apresentadas pelas baterias podemos listar a baixa densidade de energia, instabilidade térmica, vida útil curta, número de ciclos de carga e descarga limitado, e tempo longo de recarga (Sziroczak et al., 2020). Em torno de 98% das emissões globais de CO₂ produzidas por aeronaves vêm de aviões comerciais acima de 25 toneladas, que podem requerer potências na ordem de dezenas de megawatts, e consumir centenas de milhares de quilowatts-hora (kWh) por voo (Epstein; O'Flarity, 2019). A baixa densidade energética faz com que a aplicação de sistemas elétricos com bancos de baterias para propulsão de aeronaves de grande porte seja um enorme desafio.

Outra linha de estudo importante aplicada ao uso de baterias trata do gerenciamento térmico. Estratégias de arrefecimento são utilizadas para se atingir a temperatura ótima de operação, prover uma distribuição térmica adequada, e prevenir avalanches térmicas, risco conhecido nas baterias de íon-lítio (Garud et al., 2023). Entretanto, tais sistemas de gerenciamento podem tornar mais complexo o design da aeronave. Um estudo (Kellermann et al., 2022) projetou um sistema de gerenciamento térmico de baterias aplicado a uma aeronave híbrido-elétrica para 19 passageiros, baseado no uso de módulos termoelétricos de efeito Peltier. Foram simuladas condições de temperatura ambiente acima do limite operativo das baterias, a fim de validar o sistema, empregando modelos computacionais de todos os componentes e considerando diversas combinações de condições atmosféricas, temperatura e rendimento das baterias. O estudo conclui que o sistema de gerenciamento otimizado adiciona 16% ao peso máximo de decolagem, trazendo outros desafios para sua implementação.

Controladores de gerenciamento de energia desempenham um papel crucial nos sistemas de propulsão híbrido-elétrica, devido à necessidade de distribuir a demanda energética entre os vários componentes do trem de força. Esses sistemas buscam otimizar o consumo energético global. Doff-Sotta, Cannon e Bacic (2023) apresentou um algoritmo de controle preditivo empregado em sistemas de propulsão híbrida, nas topologias tipo série e paralela. O método se mostrou 160 vezes mais rápido que um algoritmo não-linear de propósito geral, e robusto a variações de parâmetros, tornando-o viável para aplicações de tempo real. Outro trabalho (Hoenicke et al., 2021) desenvolveu uma arquitetura para módulos de controle energético aplicada a uma topologia híbrida para aeronaves baseada em baterias e células a combustível. O módulo permite operação em modo híbrido ou com uma única fonte de energia, em caso de falha da outra. Um protótipo foi construído e empregado em um voo demonstrativo da aeronave HY4, da empresa H2Fly (H2Fly, 2025).

Um estudo (Decerio; Hall, 2022) explora os benefícios do uso de propulsão híbrido-elétrica em aeronaves de voo regional. A abordagem combina um motor turboeixo com um sistema elétrico alimentado por baterias em topologia paralela, otimizando o desempenho em diferentes fases do voo. Os resultados mostram que, com a tecnologia atual, a propulsão híbrida pode economizar entre 1% e 8% de energia em comparação com turboélices convencionais. No entanto, essas economias vêm com limitações de alcance devido ao peso adicional dos componentes elétricos. A análise também destaca que melhorias na densidade de energia das baterias, e na densidade de potência dos componentes elétricos são cruciais para maximizar os benefícios.

Outra linha de estudo foca na seleção das máquinas elétricas para propulsão híbrida, cuja razão peso-potência é um fator crítico. Dannier et al. (2018) apresenta um procedimento otimizado para o dimensionamento preliminar de motores de ímãs permanentes para propulsão híbrida paralela em aeronaves. O procedimento visa atingir alta densidade de potência do motor usando um algoritmo evolutivo, integrado com análises térmicas e magnéticas que empregam elementos finitos. É feito um estudo de caso em que a otimização do coeficiente de transferência térmica permite aumentar em 60% a densidade de potência da máquina escolhida.

Diversas topologias de sistemas híbridos aplicam células a combustível à base de hidrogênio como fonte energética, substituindo o motor de combustão. Liang et al. (2024) apresenta uma arquitetura que extrai energia de três fontes: uma célula a combustível, um gerador síncrono de ímãs permanentes (GSIP), e um banco de baterias de íon-lítio, conectando-as a um barramento CC por meio de conversores eletrônicos de potência (CEP's). Simulações realizadas em MATLAB[®]/Simulink[®] confirmam que as estratégias de controle estudadas atendem às demandas de potência da aeronave e que a arquitetura proposta é viável para propulsão híbrido-elétrica.

Um subgrupo de topologias híbridas cada vez mais estudado inclui aquelas baseadas em propulsão distribuída. Esse conceito se refere à divisão do empuxo total entre diversas hélices, distribuídas ao longo da estrutura da aeronave em pontos estratégicos, de forma a otimizar o fluxo de ar (Kim, 2010). A integração desses sistemas dentro de várias configurações tem o potencial de aumentar muito o desempenho, particularmente em termos de consumo de combustível, redução de ruídos, e manobrabilidade aerodinâmica (Burston et al., 2022).

Yang e Huang (2023) exploram uma arquitetura híbrido elétrica CA-CA projetada especificamente para propulsão distribuída em aeronaves. Ela conecta um GSIP diretamente a vários motores de indução por meio de um barramento CA, em alternativa a um barramento CC. Um banco de baterias junto a um inversor se conecta em paralelo ao GSIP.

Em Richard et al. (2023) um trem de força elétrico CA foi desenvolvido sem

conversores eletrônicos, realizando conexão direta do gerador elétrico (GE) a um ou mais motores elétricos (ME's), sendo todas máquinas síncronas de ímãs permanentes (MSIP's). Objetivou-se simplificar a arquitetura e reduzir o peso do trem de força. No entanto a estratégia requer controle não-linear e sofre com problemas de estabilidade.

1.2.1 Conversores eletrônicos de potência aplicados em propulsão híbrido-elétrica

Os CEP's são componentes muito importantes em topologias de aeronaves híbridas, sendo responsáveis por integrar diferentes partes do sistema. Eles são responsáveis, por exemplo, por acoplar máquinas elétricas, ou realizar a carga/descarga de baterias.

Um estudo (Miazga; Iwański; Nikoniuk, 2021) desenvolveu um sistema envolvendo células a combustível e um banco de baterias para impulsionar um planador motorizado. Foi projetado um conversor CC-CC *boost* entrelaçado de 10 kW para acoplar duas células a combustível em cascata ao banco de baterias; cada fase do conversor é comutada por transistores tipo *metal-oxide-silicon field-effect transistors* (MOSFETs) de Carbeto de Silício (SiC), de forma a trabalhar com frequências de comutação mais altas e reduzir as dimensões dos filtros passivos. O controle do motor é feito por um inversor de ponte trifásico de dois níveis de 40 kW, empregando *insulated gate bipolar transistors* (IGBTs).

De forma a implementar sistemas de propulsão de potência mais elevada, na escala de megawatts, são comuns arquiteturas de CEP mais complexas e envolvendo níveis mais elevados de tensão. Em Diao et al. (2023) é descrito o desenvolvimento de um inversor de média tensão na escala de megawatts que emprega um barramento CC de 3 kV, de forma a reduzir a massa do cabeamento. É empregado um inversor de três níveis do tipo *active neutral point clamped* (ANPC) constituído de IGBTs de 3,3 kV, em cascata com uma ponte H de 1,2 kV à base de MOSFETs de SiC.

Outro trabalho elaborou um retificador de 3 kV constituído de oito conversores trifásicos de três níveis, do tipo *neutral point clamped* (NPC), de forma acoplar um GSIP polifásico de 4 MW ao barramento CC (Trentin et al., 2021). O estudo visou demonstrar a viabilidade de um sistema de geração da escala de MW antevendo o crescimento dos requisitos de potência para propulsão híbrido-elétrica.

Um problema que pode surgir em conversores são picos de sobretensão durante a comutação. He, Zhang e Pan (2021) abordou essa questão empregando uma estratégia mais elaborada de comutação PWM, aplicada a conversores ANPC de três níveis. Ela emprega o uso combinado de MOSFETs de SiC, comutados em uma frequência mais alta, com IGBTs de silício (Si), comutados em frequência mais baixa, em uma estrutura denominada "SiC+Si". Seu objetivo é reduzir as indutâncias de laço parasitas que induzem sobretensões. Os benefícios dessa estratégia foram verificados experimentalmente com conversores de 1 MW.

Outro trabalho empregou um conversor ANPC de média tensão e escala de MW com estrutura SiC+Si, fazendo uso da alta frequência de comutação do SiC para atingir frequência de saída de 1,4 kHz a 1 MW de potência ativa (Pan et al., 2021).

Outras pesquisas focam no aprimoramento na relação peso/potência de conversores, visando projetar sistemas ultraleves. Menzi et al. (2024) propôs conversores CC-CC *buck-boost* para acoplar células a combustível e bancos de baterias a diferentes níveis de tensão em aplicações aeronáuticas. Objetivando equipar aeronaves leves do tipo Vertical Take-Off and Landing (VTOL), são estudados dois sistemas demonstrativos de 15 kW: um conversor de dois níveis a base de quatro MOSFETs de SiC e outro de três níveis composto de oito MOSFETs de Nitreto de Gálio (GaN). Em comparação com os conversores *buck-boost* de hoje, limitados a densidades de 20 kW/kg, o conversor de SiC apresentou 44 kW/kg, e o de GaN apresentou 86 kW/kg.

Deshpande et al. (2020) apresenta uma arquitetura CC/CA modular tipo-t, que funciona como bloco construtivo para constituir cada fase de um CEP, dimensionado para 100 kW e um elo CC de 1 kV. É feito uso do arranjo SiC+Si com IGBTs e MOSFETs. Os resultados experimentais apontam uma densidade de potência de 27,7 kW/kg e rendimento estimado de 98,2%, operando a 48 kVA.

1.3 OBJETIVO DO TRABALHO

No contexto atual de redução de emissões, foi realizado um estudo em Rendón et al. (2024) com a aeronave drone Atobá de fabricação brasileira (Stella Tecnologia, 2022), tentando estudar a viabilidade de converter seu trem de força para uma topologia híbrido-elétrica, e avaliar o rendimento global do conjunto em comparação com o sistema de propulsão original.

Modelou-se a aeronave em ambas as configurações e analisada sua performance em uma missão de voo típica, considerando as fases de ascensão, cruzeiro e descida, a fim de se obter o consumo total de combustível nos dois cenários. Esse é um estudo de caso aplicando a metodologia autoral denominada AHEAD (Rendón et al., 2025).

A partir do estudo foram obtidos os principais requisitos de potência e peso para o subsistema elétrico. O presente trabalho é um complemento ao estudo do Atobá descrito em Rendón et al. (2024), apresentando o detalhamento do projeto do subsistema elétrico, definido em base aos requisitos calculados.

O objetivo do presente trabalho é modelar detalhadamente e simular a parte elétrica do sistema de propulsão híbrida utilizando a plataforma MatLab[®]/Simulink[®]. A modelagem inclui o cálculo e sintonia das leis de controle dos conversores eletrônicos.

Por fim, com as simulações computacionais foram calculadas também as equações polinomiais que estimam os rendimentos dos dispositivos que compõem o sistema em

função das potências demandadas. Essas equações serão utilizadas posteriormente na metodologia AHEAD no estudo da aeronave completa, a fim de avaliar o desempenho e a otimização energética ao longo da missão de voo.

1.4 DIVISÃO DO TRABALHO

No Capítulo 2, é realizada uma revisão das principais topologias de propulsão híbrido-elétrica, destacando suas vantagens e desvantagens. É trazido um breve resumo das tecnologias mais utilizadas de conversores eletrônicos de potência em sistemas de propulsão híbrida. O capítulo conclui com uma descrição resumida da metodologia AHEAD, que motiva este trabalho.

O Capítulo 3 traz a descrição da aeronave em estudo e detalha a topologia de propulsão híbrida selecionada e os requisitos de potência a que os componentes elétricos devem atender. Em seguida é feita a modelagem matemática dos conversores e máquinas utilizados e o dimensionamento de seus parâmetros, justificando a escolha dos modelos de mercado.

Em seguida, no Capítulo 4, é trazida a descrição detalhada das metodologias e critérios utilizados para cálculo dos ganhos dos controladores, a partir da análise de Laplace das variáveis a serem controladas por cada conversor.

O Capítulo 5 descreve as simulações realizadas para cada conversor em separado, e em seguida para o conjunto completo, apresentando a evolução das variáveis de interesse ao longo das simulações. É descrito como foram obtidas as relações polinomiais para os rendimentos de cada estágio do sistema.

No Capítulo 6 são apresentadas as considerações finais e sugeridas linhas de pesquisa futuras.

2 PROPULSÃO HÍBRIDO-ELETRICA

De forma a contextualizar as escolhas de projeto feitas no trabalho, neste capítulo são revisadas as principais topologias de trens de força híbrido-elétricos, seguido de algumas das tecnologias de conversores de potência mais utilizadas nelas. É apresentado também um resumo da metodologia AHEAD, para projeto preliminar de motores híbridos de aeronaves.

2.1 TOPOLOGIAS DE PROPULSÃO HÍBRIDO-ELETRICA

Um veículo híbrido é aquele dotado de duas ou mais fontes de energia, por exemplo, combustíveis fósseis, células a combustível, ou baterias, e seus conversores associados. Conta também com motores de combustão e motores elétricos (Ehsani et al., 2005).

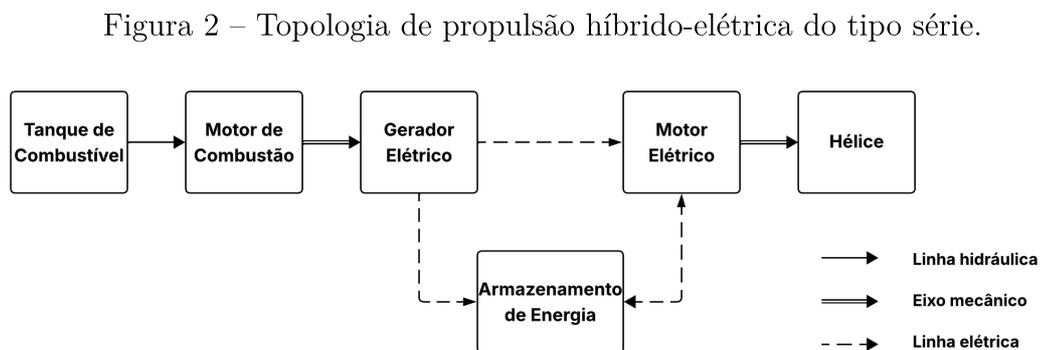
Cada trem de força pode ser unidirecional ou bidirecional com relação ao sentido da transferência de energia. Veículos terrestres híbrido-elétricos tipicamente possuem uma das suas fontes de energia e seu conversor associado bidirecionais (Ehsani et al., 2005), que podem ser alimentados pela outra fonte, ou retirar energia cinética do veículo por frenagem regenerativa.

Existem várias maneiras de se arranjar os componentes de um sistema híbrido-elétrico, dando origem a diversas topologias. Dentre elas, as mais comuns são série, paralela ou série/paralela. Uma variação da topologia série é a turboelétrica.

A seguir são apresentadas as principais características de cada uma.

2.1.1 Topologia híbrida série

Na topologia série, toda a potência para impelir o veículo é provida pelo ME, que recebe energia de ambas as fontes, Motor de Combustão Interna (MCI) e baterias. A Figura 2 ilustra esse tipo de arranjo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Como pode ser visto na Figura 2 o motor de combustão, que no caso da aplicação em aeronaves pode ser uma turbina a gás do tipo turboeixo, tem seu eixo mecânico desacoplado do elemento propulsor, no caso a hélice. De acordo com Ehsani et al. (2005) essa arquitetura apresenta as seguintes vantagens:

1. o desacoplamento mecânico entre os eixos permite que o MCI opere na sua faixa ótima de velocidade, independente da velocidade do veículo;
2. sendo o ME a única fonte de torque, o controle de velocidade é simplificado;
3. as características de torque-velocidade do ME tornam desnecessário o uso de uma caixa de transmissão multivelocidades;
4. a conexão por cabeamento elétrico entre baterias, geração e motorização torna a estrutura do trem de força mais simples e flexível.

Em contrapartida, essa estrutura apresenta certas desvantagens, como:

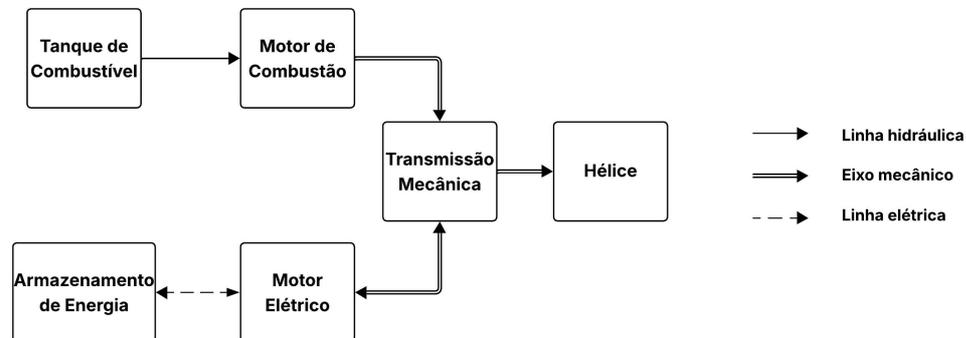
1. a energia é convertida da forma mecânica para elétrica pelo GE, passa pelos conversores, e depois novamente de elétrica para mecânica pelo ME, logo as perdas de conversão se somam para reduzir o rendimento geral do sistema (Hung; Gonzalez, 2012; Ehsani et al., 2021);
2. é necessário o uso de duas máquinas elétricas (ME e GE), adicionando peso;
3. sendo o ME a única fonte de torque do veículo, ele deve ser dimensionado para suportar a potência total demandada, aumentando seu volume e peso.

Como exemplos de aplicação dessa topologia em demonstradores, Roboam (2023) cita os modelos Airbus E-Fan X, Zunum Aero ZA10 e Safran Bell Nexus. O E-Fan X foi um modelo demonstrador baseado na plataforma BAe 146, avião de linha regional com capacidade de até 122 passageiros, com um de seus quatro motores substituído por um ME de 2 MW (2700 hp) (Airbus, 2021). O ZA10 se trata de um avião comercial com alcance de 700 milhas (1126 km) e capacidade para 12 passageiros, impelido por baterias e um turboeixo com potência na faixa de 1700-2000 hp (Safran, 2018). O Nexus é uma aeronave do tipo VTOL multirrotor de 600 kW fabricado pela parceria entre Safran e Bell (Safran, 2019).

2.1.2 Topologia híbrida paralela

A topologia paralela consiste na carga mecânica sendo impelida simultaneamente pelo MCI e pelo ME, dividindo a potência entre eles através de um acoplamento mecânico

Figura 3 – Topologia de propulsão híbrido-elétrica do tipo paralela.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

(por exemplo uma caixa de engrenagens ou câmbio continuamente variável, CVT), conforme ilustrado na Figura 3.

Como suas principais vantagens, podemos citar (Ehsani et al., 2005):

1. com ambos MCI e ME suprindo a carga diretamente, menos conversões sucessivas são necessárias tornando o esquema mais eficiente;
2. construção mais compacta devido à ausência de um GE e ao ME ser dimensionado para uma potência menor.

Porém, a necessidade da transmissão mecânica confere à topologia suas principais desvantagens:

1. o acoplamento mecânico entre o motor de combustão e o eixo motor do veículo impede que o ponto de operação do MCI seja fixado na sua faixa ótima de operação;
2. construção e controle de velocidade mais complexos devido à transmissão de múltiplas entradas.

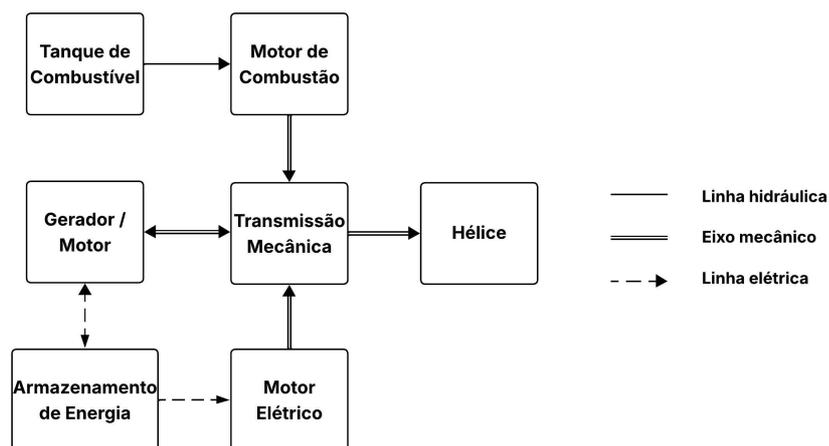
Dentre os protótipos de aeronaves comerciais que empregam a topologia híbrida paralela, podemos citar o UTC Project 804 e o Ampaire Electric EEL. O Project 804 é um desenvolvimento da United Technologies Corporation que torna híbrido um avião comercial bimotor turboélice de médio alcance, com capacidade para 39 passageiros, substituindo um de seus motores por um sistema de propulsão híbrida paralela de 2 MW (Kucinski, 2019). O objetivo é tornar práticos voos regionais de 600 milhas náuticas (1111 km). O artigo cita uma expectativa de redução em consumo de combustível de até 30%. O Electric EEL

desenvolvido pela Ampaire é um protótipo de pequeno porte, tendo como base o Cessna 337 Skymaster com capacidade para 3 passageiros ou 200 kg de carga útil. A empresa afirma uma redução no consumo de 50 a 70%, e em manutenção de 25 a 50% (Ampaire, 2024).

2.1.3 Topologia híbrida série-paralela

A arquitetura série-paralela combina características das duas topologias anteriores, o que pode ser feito de diversas maneiras. Uma forma típica é utilizando um conjunto de engrenagens planetárias para acoplar o MCI, ME, hélice e GE, conforme ilustrado na Figura 4.

Figura 4 – Topologia de propulsão híbrido-elétrica do tipo série-paralela.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Essa topologia incorpora vantagens de ambas as topologias anteriores, permitindo a divisão de potência entre os motores e o desacoplamento das velocidades do MCI e do veículo (Ehsani et al., 2005). Entretanto, seu design introduz complexidades, aumentando o custo e requerendo sofisticação nas estratégias de controle (Hung; Gonzalez, 2012).

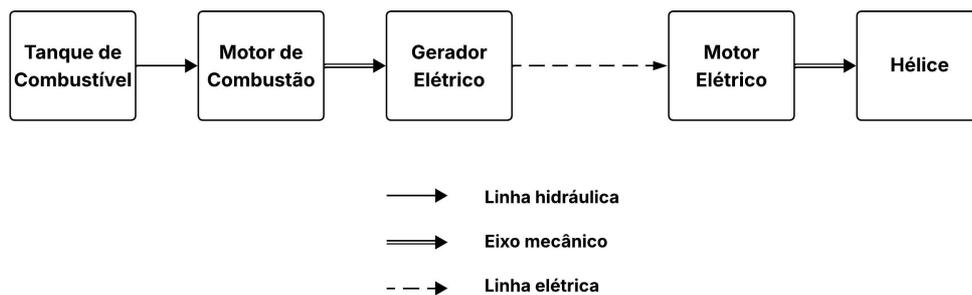
Dentre os projetos práticos que empregam esse conceito de propulsão tem-se o EcoPulse, desenvolvido pela Airbus em parceria com as empresas Daher e Safran. Se trata de uma versão modificada de uma aeronave turbohélice Daher TBM 900, que teve seu motor de combustão suplementado por seis ME's de 50 KW montados nas asas, associados a um sistema de baterias (Airbus, 2024). A aeronave tem capacidade para 6 passageiros, carga útil de 624 kg, e um alcance de 989 milhas náuticas (1831 km) em máxima capacidade. Outro exemplo é o Voltaero Cassio 330, embora tenha migrado para a topologia série.

Possui capacidade para 5 passageiros e 550 kg de carga útil, empregando um motor térmico de 250 kW, e dois ME's de 125 kW cada, contando com um banco de baterias de 40 kWh (Voltaero, 2025).

2.1.4 Topologia híbrida turboelétrica

A topologia turboelétrica é uma variação da topologia série, em que não há elemento armazenador de energia elétrica, e toda a potência entregue ao elemento propulsor vem do combustível, de um conjunto turbina a gás e GE (Welstead; Felder, 2016). Tal arranjo é ilustrado na Figura 5.

Figura 5 – Topologia de propulsão híbrido-elétrica do tipo turboelétrica.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Esta topologia compartilha vantagens e desvantagens com a série. Ambas são particularmente apropriadas para a aplicação da propulsão elétrica distribuída, aproveitando a flexibilidade da conexão elétrica para distribuir a potência do GE a diversas unidades motrizes. A liberdade em poder selecionar a posição e quantidade dos motores permite a aplicação de técnicas para melhorar o rendimento global do sistema, por exemplo, através da técnica de *boundary layer ingestion* (ingestão de camada limite, em tradução livre)(Moirou; Sanders; Laskaridis, 2023).

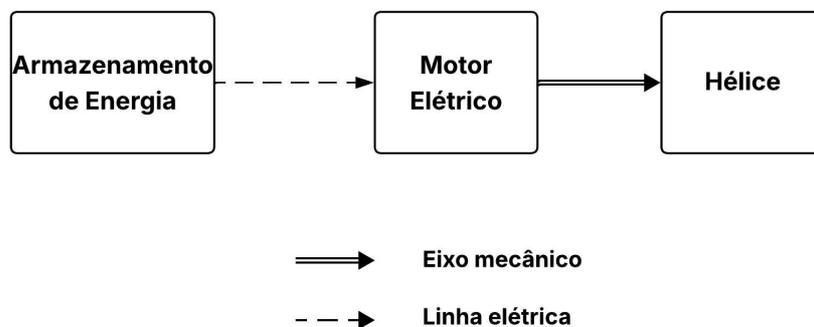
Um exemplo chamativo de projeto aeronáutico que emprega a topologia turboelétrica e aplica o conceito de propulsão distribuída com tecnologia de ponta, é o NX-3, projeto de aeronave de fuselagem larga da Nasa. Ele conta com um sistema de propulsão de 50 MW e emprega um barramento de 7500 V. A propulsão se dá com 16 ME's conectados via supercondutores localizados na traseira, que recebem potência de dois GE's turboelétricos localizados nas pontas das asas, que usam hidrogênio líquido como combustível

(Nasa, 2025). A NASA espera obter redução de 70% no consumo de combustível com essa arquitetura.

2.1.5 Topologia 100% elétrica

A topologia 100% elétrica utiliza um elemento armazenador de energia elétrica, por exemplo baterias, como sua única fonte energética, conforme ilustra a Figura 6. Não constitui portanto uma topologia híbrida.

Figura 6 – Topologia de propulsão puramente elétrica.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Suas vantagens incluem maior rendimento na conversão energética, devido à total ausência de motores de combustão, sendo substituídos por ME's e CEP's, e estratégias de controle mais simples devido à única fonte de energia, assim como menor emissão de ruído. Sua principal desvantagem está na baixa densidade energética das tecnologias práticas de bateria (Rendón et al., 2021). Devido a isso o alcance no voo de aeronaves de propulsão 100% elétrica ainda é muito limitado (Roboam, 2023).

Alguns exemplos de aeronaves empregando propulsão 100% elétrica incluem o Airbus E-Fan, protótipo de dois lugares cancelado em 2017, o avião de acrobacias Extra 330LE, com dois lugares e tempo de voo de 20 minutos (Airport Technology, 2017). Outro demonstrador é o X-57 Maxwell, primeira aeronave experimental 100% elétrica da Nasa, modificação do Tecnam P2006T, bimotor de quatro assentos, que conta com dois motores de 60 kW para cruzeiro, e doze motores de 10,5 kW de alto empuxo para decolagem (Nasa, 2024).

2.2 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES APLICADAS EM MOTORIZAÇÃO HÍBRIDA DE AERONAVES

Diversas arquiteturas de CEP's são utilizadas em sistema de propulsão híbrida, com aplicabilidade e funções diferentes. Aqui é apresentada uma breve revisão dessas arquiteturas, bem como dos elementos semicondutores presentes nelas.

2.2.1 Inversores

De acordo com Benzaquen, He e Mirafzal (2021), a principal arquitetura de inversores utilizada em aplicações aeronáuticas é o conversor tipo *Voltage-Source Converter* (VSC) trifásico a seis interruptores, devido à sua maturidade técnica e controle simples. Sua estrutura trifásica permite o acionamento de máquinas síncronas e por ser bidirecional permite frenagem regenerativa. Estruturas mais complexas, como conversores multinível também têm encontrado uso crescente (Qashqai et al., 2015).

Além do inversor tipo fonte de tensão (VSI), pode-se encontrar também a topologia de inversor fonte de corrente (CSI). Conversores CSI utilizam um indutor série para controlar a corrente, são de construção simples e aplicam tiristores comuns, como *silicon-controlled rectifiers* (SCR's), mas são limitados em frequência de operação e têm problemas de performance e estabilidade (Ehsani et al., 2021).

2.2.2 Retificadores

Retificadores são utilizados em topologias híbridas, como a tipo série e a turboelétrica, para acoplar um GE ao barramento CC. O GE se conecta a um motor de combustão e opera com velocidade variável, produzindo tensões com amplitude e frequência variáveis em seus terminais. A partir desses requisitos, é comum em sistemas híbridos o emprego de retificadores trifásicos ativos, com topologia VSC, cujas funcionalidades principais são regular a tensão do barramento CC e controlar o fator de potência no lado do gerador, mantendo uma baixa distorção harmônica, total harmonic distortion (THD), em suas correntes de estator (Benzaquen; He; Mirafzal, 2021).

2.2.3 Conversores CC-CC

Em sistemas híbridos, conversores CC-CC são utilizados para gerenciar o fluxo energético proveniente de fontes CC como células a combustível, baterias e capacitores. As topologias bidirecionais permitem também a recarga desses dois últimos (Benzaquen; He; Mirafzal, 2021).

Topologias típicas de conversores não-isolados que encontram aplicação em sistemas híbridos são os conversores entrelaçados e multinível. Arquiteturas típicas de conversores isolados incluem os conversores em ponte e *flyback* (Ehsani et al., 2021).

Os conversores *buck* ou *boost* entrelaçados de dois níveis, com sua estrutura mais simples do que outros conversores, reduzem de forma significativa o *ripple* de corrente e são apropriados em aplicações de correntes elevadas. Adicionalmente, podem ser controlados com relativa simplicidade, empregando controle proporcional-integral (PI) convencional (Tsolaridis; Jeong; Biela, 2021).

2.2.4 Conversores CA-CA

Tais topologias interfaceiam diretamente dois sistemas CA. Elas apresentam vantagens para sistemas embarcados em aeronaves devido a menor peso e volume, e eliminação do elo CC com respectivo capacitor (Benzaquen; He; Mirafzal, 2021).

Conversores CA-CA podem ser utilizados para mudar as amplitudes e frequências das tensões. Um exemplo são os conversores de matriz direta, em que cada fase do sistema trifásico de saída é conectada a cada fase de entrada; cada elemento comutador é constituído, por exemplo, de IGBTs em antissérie, e filtros LC são tipicamente usados (Benzaquen; He; Mirafzal, 2021).

2.2.5 Conversores multinível

Os conversores multinível (CM's) têm sido preferidos conforme os sistemas evoluem para tensões mais elevadas, utilizando barramentos de média tensão, devido à sua capacidade de suportar tais tensões, mas também devido à maior eficiência, conteúdo harmônico mais baixo e menor estresse dos componentes (Benzaquen; He; Mirafzal, 2021). No entanto, eles têm construção mais complexa devido ao número elevado de componentes, e suas estratégias de comutação podem se tornar bem mais sofisticadas (Martinez-Rodrigo et al., 2017).

Algumas topologias típicas de CM's são a ponte H em cascata (*cascaded H bridge*, CHB), NPC e ANPC.

A topologia CHB, de natureza modular, combina conversores de ponte completa, ou ponte H, com suas saídas conectadas em série. Como diversas outras topologias modulares ela permite sintetizar formas de onda a vários níveis de tensão, reduzindo o conteúdo harmônico e facilitando a filtragem, e ainda as capacidades de tensão e corrente são divididas entre os módulos (Martinez-Rodrigo et al., 2017). O conversor CHB permite acoplar múltiplas fontes CC como baterias e células a combustível (Qashqai et al., 2015).

A topologia NPC é conectada a uma única fonte CC e utiliza diodos conectados a um ponto comum. Ela pode ser escalonada para produzir tensões a vários patamares, por exemplo, de três ou cinco níveis (Akagi, 2017). Uma variante dessa topologia é o ANPC que substitui os diodos por comutadores ativos para melhor equilibrar a distribuição de tensões e perdas entre os componentes (Qashqai et al., 2015).

2.2.6 Dispositivos semicondutores

Dos dispositivos semicondutores de potência convencionais, tiristores do tipo SCR apresentam o menor custo por kVA, e são capazes de controlar a maior quantidade de potência, incluindo dispositivos com tensões nominais de 5000 V a 7000 V, e correntes nominais na ordem de milhares de Ampères (Erickson; Maksimovic, 2007). SCR's apresentam a desvantagem de não serem autocomutados, o que torna seus esquemas de disparo mais complexos (Akagi, 2017; Martinez-Rodrigo et al., 2017).

Atualmente MOSFETs e IGBTs baseados em Si formam as tecnologias dominantes de semicondutores de potência no setor de veículos eletrificados (Shi et al., 2023). Em particular, IGBTs de Si são usados em aplicações de alta potência. Entretanto, de forma a tornar os trens de força para aeronaves eletrificadas mais eficientes e compactos, materiais para semicondutores como SiC e GaN têm emergido como alternativas ao silício, oferecendo menores perdas de condução e comutação a maiores temperaturas do que este último (Benzaquen; He; Mirafzal, 2021).

O MOSFET de modo de aprimoramento é o transistor de efeito de campo mais comumente utilizado (Sedra; Smith, 2014). O MOSFET de potência é constituído de diversas células menores conectadas em paralelo. É a escolha preferencial para tensões de 400 V a 500 V, e apresenta tempos de comutação na faixa de 50 ns a 200 ns (Erickson; Maksimovic, 2007).

O IGBT tem construção similar ao MOSFET, mas apresenta menores resistências e queda de tensão quando em condução, além de poderem apresentar tensões nominais desde 600 V até da ordem de milhares de volts. Em contrapartida IGBTs têm seu tempo de comutação mais elevado em comparação aos MOSFETs (Erickson; Maksimovic, 2007).

Em particular MOSFETs de SiC têm se mostrado uma alternativa promissora para semicondutores de potência (Shi et al., 2023). O SiC apresenta grandes vantagens com relação ao Si: menor corrente reversa, temperatura de operação mais elevada, resistência de condução significativamente mais baixa, maiores frequências de operação, e maior condutividade térmica (Stevanovic et al., 2010). Por outro lado particularidades do SiC tornam mais difícil a formação da camada de óxido necessária à manufatura de MOSFETs, dificultando sua industrialização (Stevanovic et al., 2010).

Comparado ao Si, o GaN apresenta vantagens similares ao SiC. Adicionalmente, apresenta maior mobilidade de elétrons e intervalo de banda (ou *bandgap*) mais largo, cuja consequência é permitir maiores frequências de comutação (Keshmiri et al., 2020). Em contrapartida não apresenta um óxido nativo como os materiais baseados em silício, e a condutividade térmica é quatro vezes menor à do SiC (Tolbert et al., 2003).

Dispositivos de GaN são apropriados para tensões operativas de 100 V até 600 V. Já os dispositivos a base de SiC encontram aplicação em tensões superiores a 1200 V

(Keshmiri et al., 2020).

2.3 METODOLOGIA DE PROJETO

Este trabalho é parte de um estudo que aplica a metodologia denominada *Aircraft Hybrid-Electric Environment for Analysis and Design* (AHEAD), ou “ambiente para análise e projeto de aeronaves híbrido-elétricas”, em tradução livre, descrita em detalhes em Rendón et al. (2025), aplicada à aeronave drone Atobá. A seguir é feito um resumo do método.

A metodologia consiste de dois estágios, onde no primeiro é modelada a aeronave e seus componentes do trem de força em uma missão de voo típica. No final a potência e peso dos principais componentes do motor híbrido ótimo são calculados. O segundo estágio modela a aeronave com o motor híbrido para estimar o desempenho e comparar com o original Rendón et al. (2025).

2.3.1 Modelagem da aeronave

A aeronave tem sua geometria e parâmetros de missão modelados em *SUAVE*, programa de código aberto em linguagem *Python* (Stanford Aerospace Design Lab, 2025). A partir das informações de entrada a simulação calcula o valor de algumas variáveis aerodinâmicas como razão sustentação-arrasto L/D , empuxo T , etc. para cada instante da missão. Os valores são posteriormente utilizados no código principal do método.

A hélice tem seus parâmetros modelados com a ferramenta *QBlade* (Marten; Wendler, 2013), obtendo os valores da velocidade de rotação e potência de eixo para diferentes valores velocidade equivalente e empuxo da aeronave. Ditos valores são usados para calcular equações polinomiais a serem utilizadas posteriormente no código principal.

O MCI da aeronave, por se tratar de um motor alternativo, é modelado utilizando o software *Diesel-RK*. O software é uma ferramenta de código aberto para simulação termodinâmica de motores alternativos (Bauman Moscow State Technical University, 2023). Alimentando o software com dados do motor o software calcula a potência de eixo e consumo de combustível em função da velocidade de rotação e altitude. Dessa forma é possível calcular o rendimento, e os dados são usados posteriormente no código principal.

O subconjunto elétrico é simulado em Matlab[®]/Simulink[®] ou PLECS[®] (Asadi; Eguchi, 2019). Tratam-se dos componentes enfoque do presente trabalho. Os valores da simulação geram as relações polinomiais dos rendimentos dos componentes do sistema elétrico. Ditas equações são utilizadas, assim como para os demais componentes do trem de força híbrido, no código principal da metodologia AHEAD.

2.3.2 Descrição do método

O objetivo do método AHEAD é calcular os parâmetros básicos dos componentes elétricos do motor híbrido que poderia substituir o motor original. O cálculo é feito visando a redução do consumo de combustível ao longo de uma determinada missão de voo, escolhida para a aeronave em estudo. Seu algoritmo principal foi desenvolvido em *Python*.

O método se constitui de dois estágios: um estágio de análise, que simula a arquitetura original, e utiliza os valores demandados de potência para definir as requisitos de potência dos componentes elétricos e características básicas do motor híbrido. No estágio de projeto se simula o sistema híbrido levando em conta as características e rendimentos do subsistema elétrico, a fim de se obter o gasto de combustível ao longo de toda a missão e comparar com a arquitetura original.

Feita a simulação completa, o consumo total de combustível do arranjo híbrido é obtido e pode ser comparado ao consumo da arquitetura original. Utilizando esse algoritmo, é possível pesquisar o arranjo ótimo dos componentes, variando as características do banco de baterias (Rendón et al., 2025).

3 DESCRIÇÃO DA ANÁLISE E MODELAGEM

3.1 DESCRIÇÃO GERAL DA AERONAVE

Figura 7 – Drone de asa fixa *Atobá*.



Fonte: MundoGEO (2022).

O *Atobá* é um drone de asa fixa fabricado no Brasil pela empresa Stella Tecnologia, um dos maiores drones do país, dotado de 8 metros de comprimento e 11 metros de envergadura, com uma hélice de três pás e passo variável ajustado em terra, montada na traseira da fuselagem. É classificado como um veículo aéreo não-tripulado (VANT) de grande autonomia para operar a média altitude, com teto de operação de 24.000 pés (7.315 metros). Informações do fabricante declaram uma autonomia de 28 horas com carga útil de até 75 kg, ou 20 horas com uma carga de 150 kg (Stella Tecnologia, 2022). Suas principais características mecânicas são apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Características da aeronave.

Parâmetro	Valor	Unidade
Peso máximo de decolagem	500,00	kg
Peso sem combustível	320,00	kg
Capacidade de carga útil	75,00	kg
Envergadura	11,00	m
Superfície das asas	9,08	m ²
Comprimento da fuselagem	7,90	m
Altura da fuselagem	0,40	m
Diâmetro da fuselagem	0,65	m

Fonte: Rendón et al. (2024).

O *Atobá* é equipado com o Motor de Combustão Interna (MCI) *HKS-700E*, de dois cilindros e quatro tempos movido a gasolina, com potência de 60 HP. Os dados do MCI são apresentados na Tabela 2.

Realizou-se uma análise de uma missão de voo típica (Rendón et al., 2024) simulando a aeronave no *software SUAVE*, e aplicando a metodologia AHEAD (Rendón et al., 2025), a fim de se obter uma previsão do consumo energético total da aeronave durante o voo.

Tabela 2 – Parâmetros do MCI do Atobá.

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência máxima (a 6200 RPM)	44,7	kW
Torque máximo (a 5000 RPM)	68,6	N · m
Rotação máxima	6200,0	RPM
Diâmetro do cilindro	85,0	mm
Curso do pistão	60,0	mm
Volume de deslocamento	680,0	cm ³
Taxa de compressão	11.3 : 1	—
Tempo de ignição	11,0	ms

Fonte: HKS (2023).

Os dados da missão analisada se encontram compilados na Tabela 3. Para cada fase de voo são definidas as alturas inicial e final, a velocidade linear, sua velocidade vertical, e a distância horizontal percorrida.

Tabela 3 – Características da missão de voo.

Descrição	Alt. inicial	Alt. final	Velocidade	Taxa de sub./desc.	Dist.
Unidade	km	km	m/s	m/s	km
1 ^a Subida	0,00	0,75	27,0	1,0	20,2
2 ^a Subida	0,75	1,50	27,5	1,0	20,6
3 ^a Subida	1,50	2,50	26,5	0,5	53,0
Cruzeiro	2,50	2,50	24,0	0,0	926,0
1 ^a Descida	2,50	2,00	21,5	-1,0	10,7
2 ^a Descida	2,00	1,50	21,3	-1,0	10,6
3 ^a Descida	1,50	1,00	21,3	-1,0	10,6
4 ^a Descida	1,00	0,50	21,3	-1,0	10,6
5 ^a Descida	0,50	0,00	21,3	-1,0	10,6

Fonte: Rendón et al. (2024).

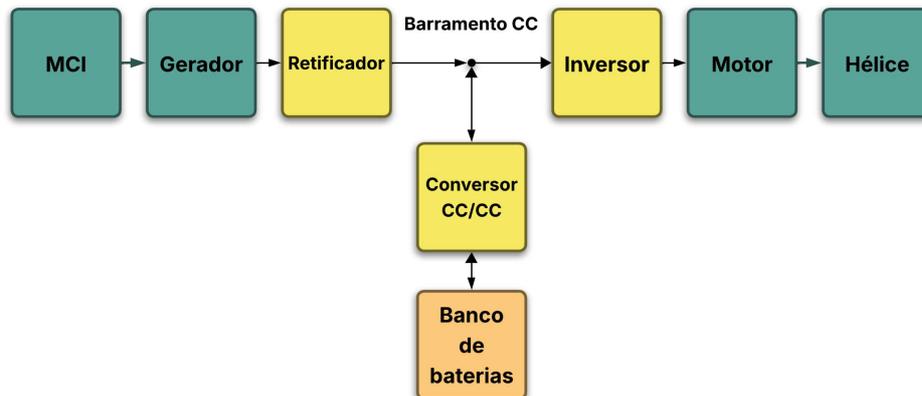
3.2 DESCRIÇÃO GERAL DO MOTOR HÍBRIDO-ELÉTRICO EM ESTUDO

3.2.1 Descrição da topologia

Escolheu-se a topologia série para o projeto do trem de força híbrido-elétrico. Isto devido à limitação de espaço no interior do Atobá. Como comentado na Subseção **2.1.2**, a topologia paralela precisa de uma caixa de transmissão para acoplar as duas fontes energéticas. Já na topologia série, ilustrada novamente na Figura 8, o MCI e a hélice se encontram em eixos separados, acoplados eletricamente. Além de dispensar o uso de um conjunto de transmissão mecânica, essa arquitetura permite que o MCI trabalhe na sua

faixa de velocidade mais eficiente para a potência demandada, enquanto a hélice gira de forma totalmente independente, na velocidade requerida pelas condições de voo.

Figura 8 – Topologia do trem de força híbrido-elétrico do tipo série utilizada no trabalho.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

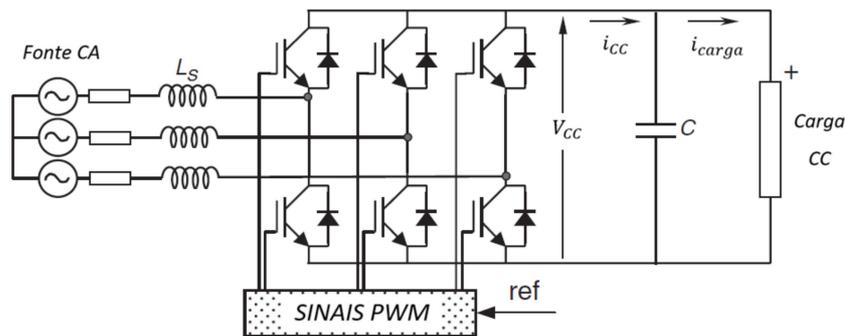
Essa topologia faz uso de três CEP's: um retificador, um conversor CC-CC bidirecional, e um inversor. Diferente da topologia paralela a presença do retificador faz-se necessária para acoplar o conjunto MCI - GE ao barramento elétrico CC. Durante o voo o conjunto híbrido tem dois modos de operação principais no tocante ao fluxo energético: o de carga e o de descarga da bateria. Na fase de ascensão do voo, a alta potência requerida é entregue pelo MCI - GE, e caso precisar pelas baterias. Na fase de cruzeiro a fonte alterna entre MCI e a fonte elétrica, alternando entre ciclos completos de carga e descarga de banco de baterias. Finalmente, na descida, a hélice é impelida somente pelo MCI recarregando completamente as baterias.

Para atingir o objetivo de impelir a aeronave os três conversores eletrônicos atuam de forma coordenada, tendo seus pulsos de disparo gerados por sistemas de controle a malha fechada. O conjunto GE - retificador, que opera sempre de forma unidirecional, controla a tensão elétrica no barramento CC, buscando mantê-la constante apesar das variações na carga. O inversor aliado ao ME controlam a velocidade de giro do conjunto ME - hélice, seguindo valores requeridos durante o voo. Já o conversor CC-CC controla a potência de carga/descarga do banco de baterias, valor calculado pelo sistema supervisor.

A fim de otimizar o uso e montagem dos módulos semicondutores nos conversores, foi escolhido utilizar a mesma topologia básica para os três conversores, um módulo de seis pulsos a base de IGBTs. No caso do retificador e do inversor, o módulo opera na topologia VSC, conforme ilustrado na Figura 9. Como pode ser visto nessa figura, o conversor faz a interface entre um sistema CA e outro CC. O uso dos IGBTs permite que cada fase conduza potência de forma bidirecional, isto é, a mesma arquitetura pode atuar

como retificador ou inversor, através dos sinais de comutação adequados, que são do tipo *pulse-width modulation* (PWM). Conforme será explicado na Subseção 3.2.4, o módulo é também utilizado para o conversor CC-CC, como parte de um conversor *boost* entrelaçado.

Figura 9 – Conversor VSC trifásico.



Fonte: Rashid (2011) (adaptado).

Para este trabalho foi decidido utilizar o mesmo tipo de máquina tanto para o GE quanto para o ME, selecionando o modelo de acordo com a potência e rotação de operação de cada um na fase de cruzeiro. Se trata de uma MSIP, que por ser síncrona permite um controle preciso da rotação sem escorregamento devido à carga. Apesar dos ímãs serem relativamente caros, a inexistência de enrolamentos em seu rotor diminui a necessidade de manutenção, permite maior rendimento e densidade de potência, e reduz a produção de calor no rotor (Henke et al., 2018).

3.2.1.1 Parâmetros gerais do conjunto híbrido-elétrico

Do trabalho de Rendón et al. (2024) foram obtidos os valores nominais gerais aos quais o subsistema elétrico deve atender, orientando a seleção e dimensionamento dos componentes. Os valores se encontram compilados na Tabela 4.

3.2.2 Conjunto inversor - motor elétrico

O inversor e o motor são arranjados conforme a Figura 10. Conforme já mencionado, o motor é uma MSIP. Os IGBTs foram escolhidos como interruptores semicondutores do conversor VSC devido ao seu alto rendimento e capacidade para potências elevadas, e à sua baixa queda de tensão quando em condução (Erickson; Maksimovic, 2007).

3.2.2.1 Modelo do motor

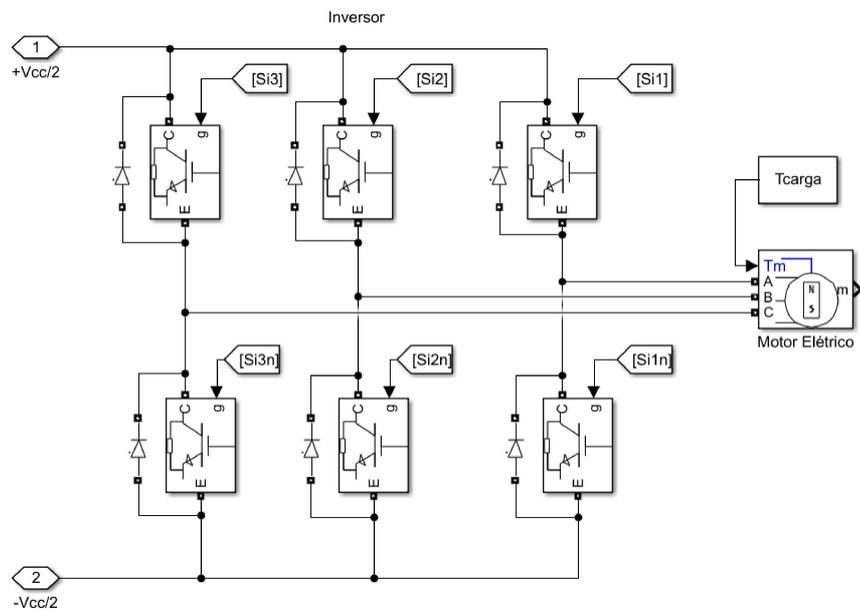
Pela característica construtiva da MSIP, que se assemelha à de uma máquina síncrona com rotor de polos salientes, suas indutâncias não assumem valores fixos, mas

Tabela 4 – Parâmetros do subsistema elétrico.

Grandeza	Valor	Unidade
Potência do Motor Elétrico	24,40	kW
Peso do Motor Elétrico	4,70	kg
Potência dos Conversores	27,01	kW
Peso dos Conversores	2,02	kg
Potência da Bateria	27,45	kW
Peso da Bateria	112,50	kg
Energia Máx. da Bateria	32,94	MJ
Densidade de Potência da Bateria	244,00	$\frac{W}{kg}$
Densidade Energética da Bateria	292,80	$\frac{kJ}{kg}$
Número de Células de Bateria	75,00	-

Fonte: Rendón et al. (2024).

Figura 10 – ME e inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

variam de maneira periódica em função do ângulo do rotor (Krause; Wasynczuk; Sudhoff, 2002):

$$\begin{aligned}
L_{aa} &= L_s + L_m \cos(2\theta_e) \\
L_{bb} &= L_s + L_m \cos(2(\theta_e - 2\pi/3)) \\
L_{cc} &= L_s + L_m \cos(2(\theta_e + 2\pi/3)) \\
L_{ab} &= L_{ba} = -M_s - L_m \cos(2(\theta_e - \pi/3)) \\
L_{ac} &= L_{ca} = -M_s - L_m \cos(2(\theta_e + \pi/3)) \\
L_{bc} &= L_{cb} = -M_s - L_m \cos(2(\theta_e + \pi)) \\
\theta_e &= N\theta_r
\end{aligned} \tag{3.1}$$

onde θ_e e θ_r são os ângulos elétrico e mecânico do rotor, respectivamente, e N é o número de pares de polos do rotor. L_s e M_s são os valores médios das auto-indutâncias e indutâncias mútuas, e L_m é a flutuação de indutância.

O modelo da máquina é simplificado grandemente ao se aplicar a transformação de Park às suas grandezas elétricas.

A transformação de Park toma um conjunto de três variáveis representadas em uma base estática abc e as reescreve em termos de uma nova base com eixos $dq0$, que é função de um dado ângulo, sendo representada pela matriz de transformação linear:

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

e aplicando a transformação temos a relação:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

onde x_d , x_q e x_0 são as componentes (tensões ou correntes) de eixo direto, eixo em quadratura e sequência zero, respectivamente.

Se as variáveis em questão forem grandezas senoidais trifásicas equilibradas, a componente de sequência zero é nula e as demais componentes são valores constantes.

Aplicando a transformação 3.2 ao modelo trifásico da máquina, pode-se obter o modelo da MSIP no referencial $dq0$, conforme descrito em Yazdani e Iravani (2010):

$$\begin{aligned}
v_d &= R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - N\omega_r L_q i_q \\
v_q &= R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + N\omega_r L_d i_d + N\omega_r \psi_m \\
v_0 &= R_s i_0 + L_0 \frac{d}{dt} i_0
\end{aligned} \tag{3.4}$$

em que $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ é a velocidade angular do eixo do rotor, em rad/s , e L_d , L_q e L_0 são novos valores de indutância definidos como:

$$\begin{aligned} L_d &= L_s + M_s + \frac{3}{2}L_m \\ L_q &= L_s + M_s - \frac{3}{2}L_m \\ L_0 &= L_s - 2M_s \end{aligned} \quad (3.5)$$

O sistema assim representado apresenta a vantagem de que as indutâncias no referencial $dq0$ (3.5) são valores constantes. Além disso, se conseguirmos garantir que as grandezas trifásicas sejam equilibradas, a terceira equação de 3.4 é eliminada, reduzindo a ordem do sistema de 3 para 2.

Pode-se ainda derivar (Yazdani; Iravani, 2010) a expressão para o conjugado da máquina, na ausência da componente i_0 , como:

$$\tau_e = \frac{3}{2}N(L_d - L_q)i_d i_q + \frac{3}{2}N\psi_m i_q \quad (3.6)$$

As expressões gerais para as potências ativa e reativa trifásicas, nas componentes dq , são:

$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \\ Q &= \frac{3}{2}(v_q i_d - v_d i_q) \end{aligned} \quad (3.7)$$

A dinâmica mecânica do conjunto rotor-hélice pode ser representada pela equação a seguir:

$$\tau_e - \tau_{carga} = J_m \dot{\omega}_r + B_m \omega_r \quad (3.8)$$

em que J_m é o momento de inércia do conjunto eixo-hélice, B_m é seu coeficiente de atrito viscoso e τ_{carga} é o conjugado de carga, dado pelo modelo da hélice a partir das demandas de voo.

3.2.2.2 Dimensionamento do motor

A partir dos requisitos de potência da Tabela 4, e dos valores de rotação calculados no estudo em Rendón et al. (2024), com base nos dados do fabricante (EMRAX Innovative E-Motors, 2024) foi escolhido como ME o *EMRAX 188*, um motor de fluxo axial de ímãs permanentes, com rendimento de até 98%, podendo ser utilizado em aplicações

automotivas, aeroespaciais, marinhas ou industriais (EMRAX Innovative E-Motors, 2024). Alguns dos parâmetros da máquina são apresentados na Tabela 5.

O momento de inércia utilizado para a hélice é de $0,57 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, conforme informação do fabricante (Warp Drive Inc., 2025).

Tabela 5 – Dados do motor EMRAX 188.

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência máxima contínua	27,00	kW
Potência máxima instantânea	60,00	kW
Velocidade máxima	8000,00	rpm
Número de pares de polos (N)	10,00	-
Resistência interna (R_s)	5,04	m Ω
Torque máximo	100,00	N · m
Peso	7,10	kg
Tensão de operação	50,0-660,0	V
Indutância de eixo direto (L_d)	40×10^{-6}	H
Indutância de quadratura (L_q)	44×10^{-6}	H
Enlace de fluxo (ψ_m)	0,0196	Wb
Momento de inércia (J_m)	0,0099	kg · m ²
Coefficiente de atrito (B_m , estimado)	0,0046	N · s

Fonte: EMRAX Innovative E-Motors (2024).

3.2.2.3 Modelo do inversor

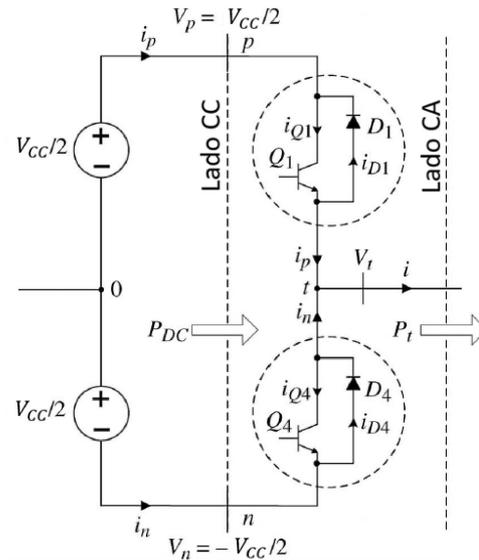
O inversor VSC trifásico é construído com três blocos básicos, de um conversor CA/CC de meia-ponte (Figura 11), com dois elementos comutadores. Para fins de simulação, são consideradas resistências série para o IGBT (r_{CE} , de coletor para emissor) e diodo (r_F), representando as perdas ôhmicas. Entretanto, para o projeto de controle as perdas serão omitidas do modelo, já que seu efeito é compensado pela ação do controlador; em vista disso, o modelo matemático desenvolvido a seguir considera os elementos comutadores sem perdas.

Na Figura 11, os nós p e n constituem os terminais positivo e negativo do lado CC, e o nó t é o terminal do lado CA. O barramento CC é representado por duas fontes simétricas, de valor $V_{cc}/2$, com um nó central 0, que pode ser fisicamente acessível ou meramente imaginário. A tensão V_t (lado CA) é referenciada a esse nó O .

Os interruptores Q_1 e Q_4 são acionados utilizando modulação por largura de pulso, ou PWM, com base nos sinais s_1 e s_4 , respectivamente (Figura 12).

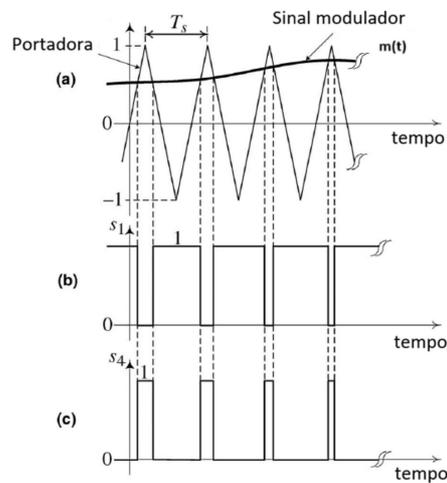
Devido à ação da comutação PWM, V_t é um sinal descontínuo, cujos valores instantâneos se alternam entre $V_{cc}/2$ e $-V_{cc}/2$. Para o projeto de controle interessa seu valor médio ao longo de um período de comutação. Introduce-se o operador de média móvel:

Figura 11 – Diagrama simplificado de um conversor de meia-ponte.



Fonte: Yazdani e Iravani (2010) (adaptado).

Figura 12 – Geração do sinal PWM.



Fonte: Yazdani e Iravani (2010) (adaptado).

$$\langle x(t) \rangle_T \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{T} \int_{t-T/2}^{t+T/2} x(\tau) d\tau \quad (3.9)$$

que faz uma média do sinal $x(t)$ sobre uma janela de tempo T , em torno do instante t . A partir dessa definição, o sinal médio é tomado como o resultado do operador usando o período de comutação do conversor T_s :

$$\bar{x}(t) \stackrel{\text{def}}{=} \langle x(t) \rangle_{T_s} \quad (3.10)$$

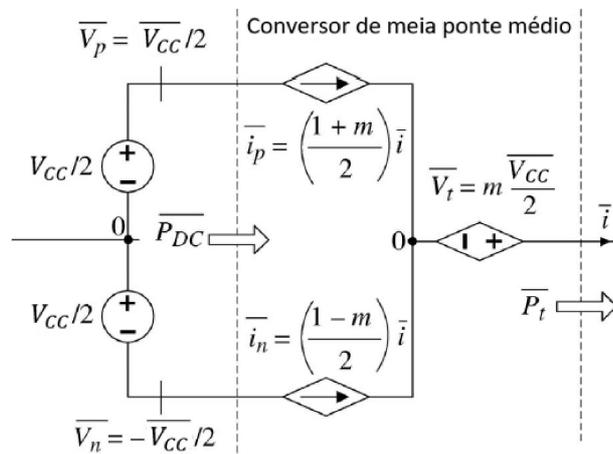
A partir da ação da comutação PWM, e utilizando o operador 3.10 pode-se obter modelo médio do conversor de meia- ponte (Yazdani; Iravani, 2010):

$$\begin{aligned} \bar{V}_t(t) &= m(t) \frac{V_{cc}}{2} \\ \bar{i}_p(t) &= \left(\frac{1+m(t)}{2} \right) \bar{i}(t) \\ \bar{i}_n(t) &= \left(\frac{1-m(t)}{2} \right) \bar{i}(t) \end{aligned} \quad (3.11)$$

onde $\bar{i}(t)$ é a corrente do lado CA. Quando o sinal modulador $m(t)$ é uma senoide, a tensão média \bar{V}_t também será senoidal. Isso caracteriza a modulação como do tipo *sinusoidal pulse-width modulation* (SPWM).

O modelo pode ser representado pelo circuito da Figura 13.

Figura 13 – Modelo médio equivalente do conversor de meia- ponte da Figura 11.

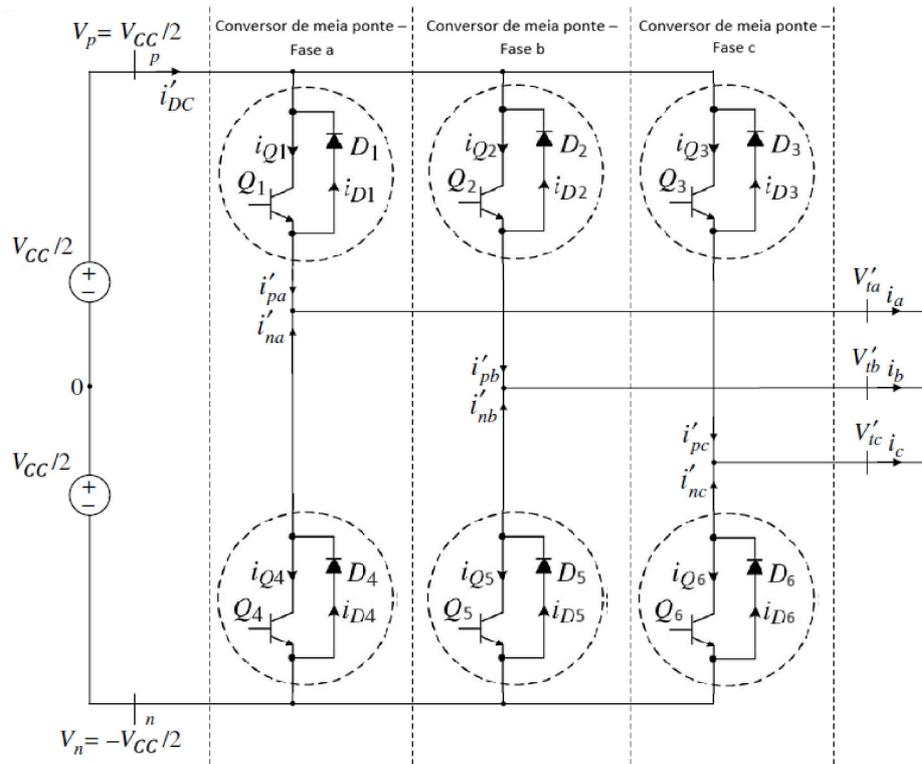


Fonte: Yazdani e Iravani (2010) (adaptado).

Conforme mencionado, a partir do inversor de meia- ponte podemos construir o inversor VSC completo, conforme a Figura 14:

Cada "perna" do inversor é acionada por um sinal SPWM da fase correspondente, de forma que os sinais moduladores constituem um conjunto trifásico equilibrado, de amplitude $\hat{m}(t)$:

Figura 14 – Diagrama de um inversor VSC trifásico, constituído de três inversores de meia-ponte.



Fonte: Yazdani e Iravani (2010) (adaptado).

$$\begin{aligned}
 m_a(t) &= \hat{m}(t)\cos(\omega t + \phi_e(t)) \\
 m_b(t) &= \hat{m}(t)\cos(\omega t + \phi_e(t) - 2\pi/3) \\
 m_c(t) &= \hat{m}(t)\cos(\omega t + \phi_e(t) + 2\pi/3)
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

Aplicando 3.11 a cada fase, obtemos para as tensões nos nós centrais de cada perna:

$$\begin{aligned}
 V_{ta}(t) &= \frac{V_{cc}}{2}m_a(t) \\
 V_{tb}(t) &= \frac{V_{cc}}{2}m_b(t) \\
 V_{tc}(t) &= \frac{V_{cc}}{2}m_c(t)
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

Se agora aplicarmos a transformação de Park (3.2) a 3.12 e 3.13, obtemos:

$$\begin{aligned}
V_{td}(t) &= \frac{V_{cc}}{2}m_d(t) \\
V_{tq}(t) &= \frac{V_{cc}}{2}m_q(t) \\
V_{t0}(t) &= \frac{V_{cc}}{2}m_0(t) = 0
\end{aligned}
\tag{3.14}$$

Sendo $V_{t0}(t)$ sempre nula, pelo modelo da MSIP (3.4) observamos que a componente $i_0(t)$ das correntes do estator do motor será também sempre nula, e daqui em diante serão consideradas somente as componentes dq .

3.2.2.4 Dimensionamento do inversor

Para modelar o inversor VSC foi escolhido o módulo *SKiiP 39AC12T4V1*, constituído de seis IGBTs de Si, com diodos em antiparalelo de SiC; ele é apropriado para aplicações de até 50 kVA, e com aplicação típica para operar motores de até 30 kW (Semikron Danfoss, 2021). Algumas das características dos seus elementos comutadores se encontram na Tabela 6.

Tabela 6 – Dados do conversor *SKiiP 39AC12T4V1*.

Parâmetro	Valor	Unidade
IGBT		
$I_{c,max}$ ($T_c = 25^\circ\text{C}$)	167	A
$I_{c,max}$ ($T_c = 70^\circ\text{C}$)	135	A
V_{CE}	1,85 - 2,45	V
r_{CE}	7,0 - 11	m Ω
R_T	0,33	K/W
Diodo		
$I_{F,max}$ ($T_c = 25^\circ\text{C}$)	136	A
$I_{F,max}$ ($T_c = 70^\circ\text{C}$)	107	A
V_F	2,1 - 2,4	V
r_F	5,6 - 8,5	m Ω
R_T	0,52	K/W

Fonte: Semikron Danfoss (2021).

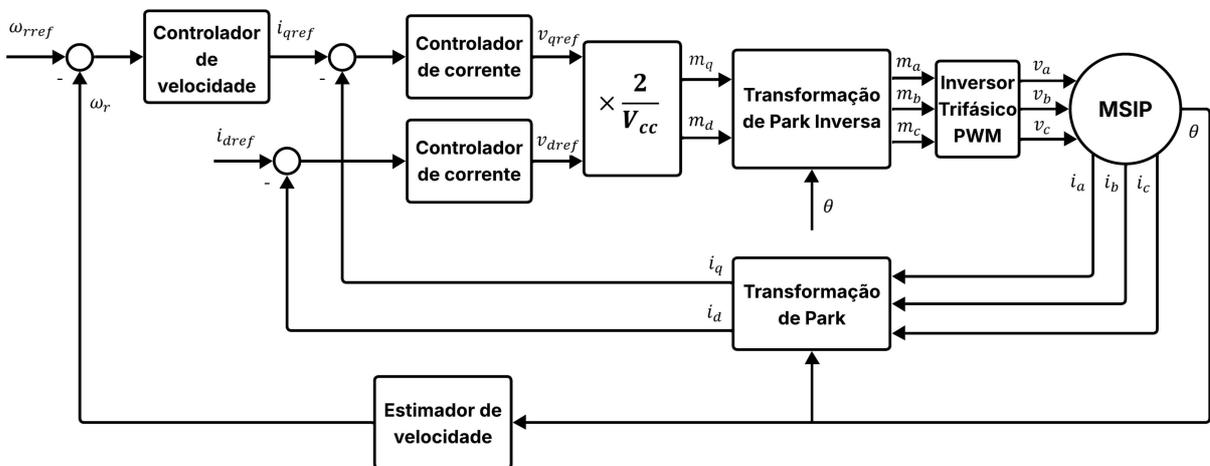
Para a comutação do inversor, foi selecionada a frequência $f_s = 50\text{kHz}$, elevada o suficiente de forma a permanecer acima da faixa audível e diminuir os requisitos de filtragem de harmônicos; a presença do SiC na composição dos diodos, como revisado anteriormente, permite trabalhar com frequências mais elevadas que os semicondutores constituídos exclusivamente de Si.

3.2.2.5 Velocidade do eixo

Conforme introduzido na Seção **3.2.1**, a variável controlada do conjunto inversor-ME é a rotação do eixo ao qual vai acoplada a hélice.

A ação do controlador de velocidade se dá através do conjugado τ_e aplicado pelo motor à carga, conforme 3.8. De 3.6, observamos que τ_e é função das correntes do estator. Portanto, para obter o conjugado desejado, é necessário também realizar o controle das correntes. Neste trabalho, é empregada a técnica de controle vetorial, ou controle por orientação de campo, do inglês *field-oriented control* (FOC), introduzida por Blaschke (1972). O FOC consiste no controle das correntes a fim de se obter o torque e velocidade desejados, através da aplicação da transformação de Park, conforme ilustrado na Figura 15. Como as variáveis i_d e i_q são grandezas reais contínuas, e não senoidais, a lei de controle no domínio dq é do tipo PI. Os controladores geram sinais v_{dref} e v_{qref} , que divididos por $V_{cc}/2$ produzem m_d e m_q , os quais passam pela transformação inversa de Park para se obter m_a , m_b e m_c , que geram os sinais de disparo dos IGBTs.

Figura 15 – Diagrama do controle por orientação de campo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A fim de se obter torque máximo da MSIP, i_d deve permanecer em torno de zero; assim, o controle de corrente deverá seguir a referência $i_{dref} = 0$, e, como consequência, a expressão 3.6 se reduz para:

$$\tau_e = \frac{3}{2} N \psi_m i_q \quad (3.15)$$

Aplicando a transformada de Laplace em 3.8, obtemos a função de transferência (FT) de τ_e para ω_r :

$$G_\omega(s) = \frac{\omega_r(s)}{\tau_e(s)} = \frac{1}{J_m s + B_m} \quad (3.16)$$

Para controlar a rotação ω_r , pode-se empregar um controlador PI. No entanto, as correntes i_d e i_q não se alteram instantaneamente para os valores desejados; em vista disso, devem ser projetados controladores para seguir suas referências. Assim, o controlador de velocidade deve na verdade gerar um sinal de referência $\tau_{e,ref}$; a partir de 3.15, é gerado o sinal:

$$i_{q,ref} = \frac{\tau_{e,ref}}{\frac{3}{2}N\psi_m} \quad (3.17)$$

que será seguido por uma malha interna de controle de i_q , com dinâmica mais rápida que a malha externa de ω_r .

Reproduzindo o modelo de 3.4 sem as componentes de sequência zero:

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - N\omega_r L_q i_q \\ v_q &= R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + N\omega_r L_d i_d + N\omega_r \psi_m \end{aligned} \quad (3.18)$$

podemos realizar a substituição:

$$\begin{aligned} u_d &= v_d + N\omega_r L_q i_q \\ u_q &= v_q - N\omega_r L_d i_d - N\omega_r \psi_m \end{aligned} \quad (3.19)$$

para obter duas equações desacopladas envolvendo u_d , u_q , i_d e i_q :

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d \\ u_q &= R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q \end{aligned} \quad (3.20)$$

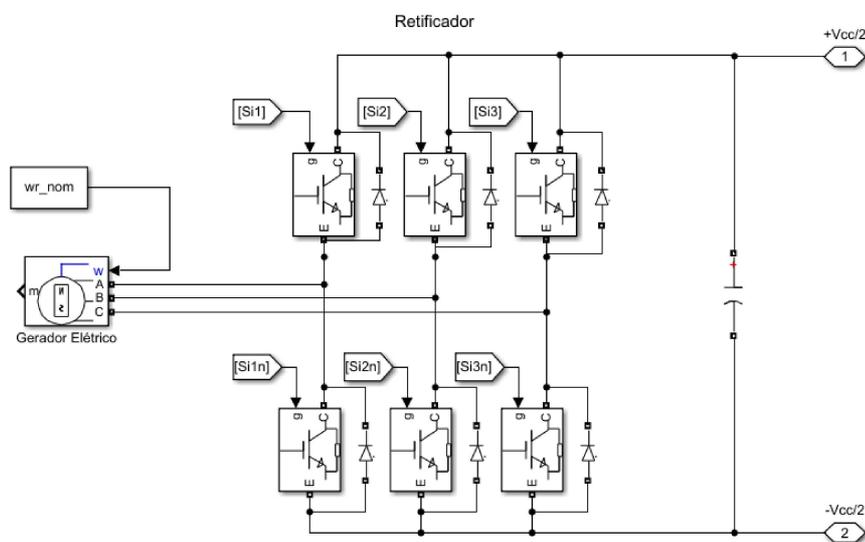
das quais obtemos as funções de transferência:

$$\begin{aligned} G_{id}(s) &= \frac{I_d(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{L_d s + R_s} \\ G_{iq}(s) &= \frac{I_q(s)}{U_q(s)} = \frac{1}{L_q s + R_s} \end{aligned} \quad (3.21)$$

3.2.3 Conjunto motor de combustão interna - gerador - retificador

Como introduzido na Seção 3.2.1, os modelos matemáticos do GE e retificador são equivalentes aos do ME e inversor. Eles são descritos pelas equações 3.4, 3.6 e 3.14 da Seção 3.2.2, diferenciando-se na prática quanto às suas potências nominais. No dimensionamento, seguindo os resultados do estudo prévio, a potência nominal do GE é maior que a do ME, para que consiga alimentá-lo considerando as perdas nos conversores, além de carregar as baterias. Seu arranjo é ilustrado pela Figura 16.

Figura 16 – GE e retificador.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

3.2.3.1 Dimensionamento do gerador

A máquina selecionada para implementar o GE é o *EMRAX 228*, do mesmo tipo usado para o ME (Subseção 3.2.2.2), porém de maior potência. Sua potência máxima de 55 kW permite aproveitar a potência do MCI (Tabela 2). Os demais parâmetros para esse modelo se encontram na Tabela 7 (EMRAX Innovative E-Motors, 2024).

3.2.3.2 Dimensionamento do retificador

O módulo selecionado para o retificador é o mesmo que para o inversor, e seus parâmetros principais estão na Tabela 6.

Conforme representado na Figura 16 um capacitor é conectado ao barramento CC para reduzir o *ripple* de tensão e absorver desequilíbrios momentâneos entre geração e carga. Como critério para seleção da mínima capacitância, assumindo de maneira simplificada

Tabela 7 – Dados do gerador EMRAX 228.

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência máxima contínua	55,0	kW
Potência máxima instantânea	124,0	kW
Velocidade máxima	6500,0	rpm
Número de pares de polos (N)	10,0	-
Resistência interna (R_s)	7,06	m Ω
Torque máximo	220,0	N · m
Peso	12,9	kg
Tensão de operação	50,0 - 830,0	V
Indutância de eixo direto (L_d)	$76 \cdot 10^{-6}$	H
Indutância de quadratura (L_q)	$79 \cdot 10^{-6}$	H
Enlace de fluxo (ψ_m)	0,0374	Wb
Momento de inércia (J_m)	0,0252	kg · m ²
Coefficiente de atrito (B_m , estimado)	0,0125	N · s

Fonte: EMRAX Innovative E-Motors (2024).

que o retificador não injete corrente no barramento por um período inteiro de comutação T_s , aplicando a Lei de Kirchhoff das Correntes (LKC) pode-se afirmar que $i_{carga} = -i_{cap}$. Considerando que a tensão V_{cc} tenha pequena variação (sendo o período de comutação muito menor que a constante de tempo do conjunto capacitor-carga: $T_s \ll R_{carga}C_{cc}$), então a corrente de carga é aproximadamente constante e a tensão decresce de forma linear, ou seja:

$$|I_{cap}| = C_{cc} \frac{|\Delta v_{cc}|}{\Delta t} = I_{carga} \quad (3.22)$$

$$C_{cc} \frac{\Delta v_{cc}}{T_s} = \frac{P_{carga}}{V_{cc}} \quad (3.23)$$

$$C_{min} = \frac{P_{carga}}{\Delta v_{cc} V_{cc} f_s} \quad (3.24)$$

Escolhendo $\Delta v_{cc} = 0,01V_{cc}$ e substituindo os demais valores, obtemos a capacitância para 1% de *ripple* de tensão:

$$C_{min} = 245\mu F \quad (3.25)$$

3.2.3.3 Tensão do barramento CC

Tendo em vista que o GE é acionado por um MCI, sua operação em conjunto com o retificador VSC é exclusivamente unidirecional, retificando as tensões trifásicas geradas. Isto permite que esse conjunto regule a tensão no barramento CC durante toda a operação

do sistema. Para isso, será empregado o mesmo controle das correntes no estator da máquina apresentado na Subseção 3.2.2.5, subjacente à malha mais externa de controle de tensão.

Seja C_{cc} a capacitância conectada ao barramento CC, e $v_{cc}(t)$ sua tensão, que se deseja controlar. A potência instantânea entregue ao capacitor é dada por:

$$P_{cap} = i_{cap}v_{cc} = C_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} v_{cc} \quad (3.26)$$

Podemos empregar a identidade $\frac{d}{dt}(f(t)^2) = 2\frac{df(t)}{dt}f(t)$ (Stewart, 2017) para chegar a:

$$P_{cap} = \frac{C_{cc}}{2} \frac{d}{dt}(v_{cc}^2) \quad (3.27)$$

Seja agora P_{carga} uma dada carga demandada no barramento CC. Realizando um balanço de potência, obtemos:

$$P_{mec} = P_{cap} + P_{carga} + P_{perdas} \quad (3.28)$$

onde P_{mec} é a potência mecânica demandada no eixo do GE, e P_{perdas} é o somatório das perdas no GE e no retificador VSC. Substituindo agora 3.27 em 3.28, reorganizando os termos e aplicando a transformada de Laplace obtemos:

$$P_{mec}(s) - P_{carga}(s) - P_{perdas}(s) = \frac{C_{cc}}{2} s V_{cc}^2(s) \quad (3.29)$$

É importante observar que $V_{cc}^2(s)$ não se trata da transformada $V_{cc}(s)$ elevada ao quadrado, mas sim mera escolha de notação para a transformada do quadrado da tensão $\mathcal{L}\{v_{cc}^2(t)\}(s)$. Tratando as variáveis $P_{carga}(s)$ e $P_{perdas}(s)$ como distúrbios a serem compensados pela ação do controlador e definindo sua ação de controle como:

$$u_v = 2P_{mec} \quad (3.30)$$

chegamos à FT:

$$G_v(s) = \frac{V_{cc}^2(s)}{U_v(s)} = \frac{1}{C_{cc}s} \quad (3.31)$$

Ao controlar o valor do quadrado da tensão v_{cc}^2 , por consequência controlamos o valor de v_{cc} .

Recordando a expressão para o conjugado da máquina (3.15), podemos recriar a potência no eixo como:

$$P_{mec} = \tau_m \omega_r = \frac{3}{2} N \psi_m \omega_r i_q \quad (3.32)$$

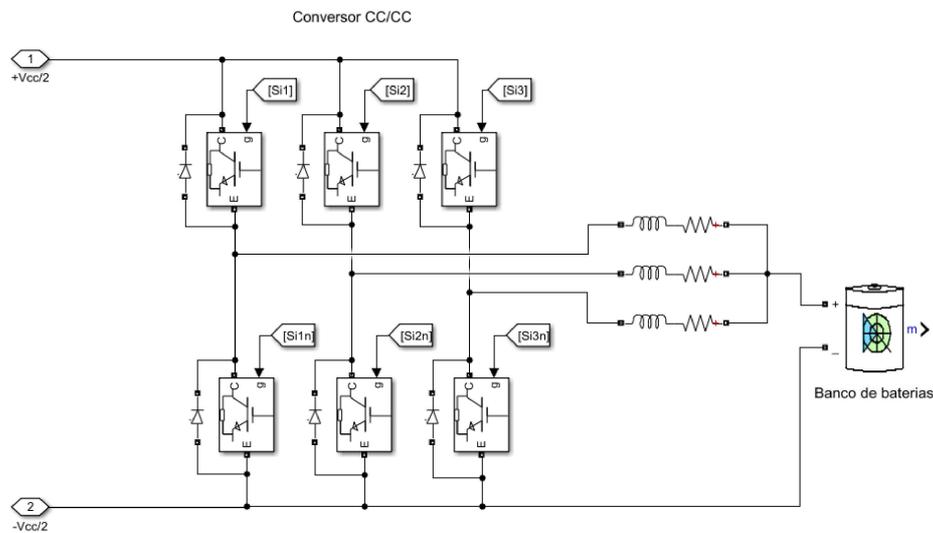
de maneira que a referência utilizada pela malha interna de controle de corrente será:

$$i_{q,ref} = \frac{2P_{mec}}{3N\psi_m\omega_r} = \frac{u_v}{3N\psi_m\omega_r} \quad (3.33)$$

3.2.4 Conjunto banco de baterias - conversor CC-CC

A topologia básica do conversor VSC pode ser utilizada para constituir um conversor CC-CC entrelaçado (*interleaved*), conectando em paralelo três conjuntos formados por um par de IGBTs associados a um indutor, conforme ilustrado pela Figura 17. O conversor nessa configuração permite acoplar o banco de baterias ao barramento CC.

Figura 17 – Baterias e conversor CC-CC *buck/boost*.

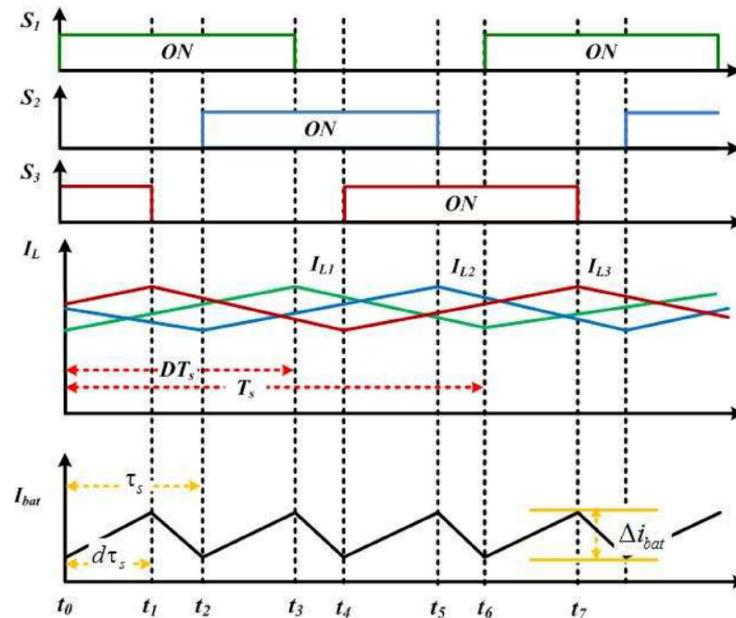


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Cada conjunto em paralelo é chamado de uma fase do conversor entrelaçado e, conforme mencionado em 3.2.1, permite a operação do conversor de forma bidirecional. A tensão do barramento CC é, por projeto, maior do que a do banco de baterias. Assim, quando o conversor descarrega as baterias transferindo energia para o barramento, ele opera como um conversor *boost*, e, quando retira energia do barramento para carregar as baterias, opera como conversor *buck*.

Os IGBTs de cada fase do conversor são comutados por sinais PWM deslocados no tempo. Para o caso do conversor de três fases em estudo, é empregada defasagem de 120° entre as componentes fundamentais dos sinais de cada fase, conforme a Figura 18.

Figura 18 – Correntes e pulsos PWM em cada fase do conversor entrelaçado.



Fonte: Lee et al. (2013).

A vantagem dessa estrutura consiste, primeiramente, em poder dividir a corrente total da carga em múltiplas correntes menores, cada uma circulando por um indutor, reduzindo as perdas resistivas. Em segundo lugar, o deslocamento temporal dos sinais de comutação permite que os *ripples* de cada corrente individual se cancelem parcialmente, reduzindo o *ripple* da corrente total.

3.2.4.1 Dimensionamento das baterias

O conjunto do banco de baterias é constituído de 75 células conectadas em série para se obter uma potência total de 27,45 kW, conforme determinado em Rendón et al. (2024). Os parâmetros do banco se encontram na Tabela 8.

3.2.4.2 Modelo do conversor buck/boost

Para modelar o conversor será utilizada a técnica do modelo médio de pequenos sinais, muito utilizada para modelagem e controle de conversores chaveados Corradini et al. (2015). Em primeiro lugar, a técnica envolve tomar a média das variáveis do conversor sobre o seu período de comutação, a fim de suavizar seu comportamento descontínuo no tempo, assim como foi feito para o modelo do inversor (Subseção 3.2.2.3).

Em seguida, após se obter esses valores médios, lineariza-se o modelo com a aproximação de pequenos sinais. Isso resulta em um sistema que é linear de tempo contínuo,

Tabela 8 – Dados do banco de baterias.

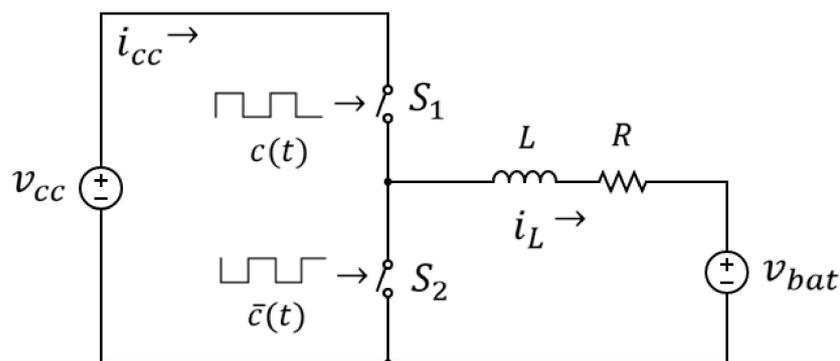
Parâmetro	Valor	Unidade
Massa da célula	1,6	kg
Densidade de energia	292,8	$\frac{\text{kJ}}{\text{kg}}$
Densidade de potência	244,0	$\frac{\text{W}}{\text{kg}}$
Tensão nominal da célula	3,05	V
Resistência interna da célula	0,7	m Ω
Potência total das baterias (P_{bat})	27,45	kW
Peso do banco de baterias (m_{bat})	120,0	kg
Energia do banco de baterias (E_{batmax})	32,94	MJ
Número de células (n_{bat})	75,0	-

Fonte: Thunder Sky Winston Battery (2021).

no qual pode-se empregar estratégias convencionais de controle analógico (Corradini et al., 2015).

Como bloco construtivo do conversor entrelaçado, temos uma célula de comutação conectada às baterias por um indutor de acoplamento, de indutância L e resistência R , conforme apresentado na Figura 19. A tensão no barramento CC é $v_{cc}(t)$, enquanto a tensão nos terminais do banco de baterias é representada pela fonte variável $v_{bat}(t)$.

Figura 19 – Circuito de uma fase do conversor CC-CC entrelaçado.

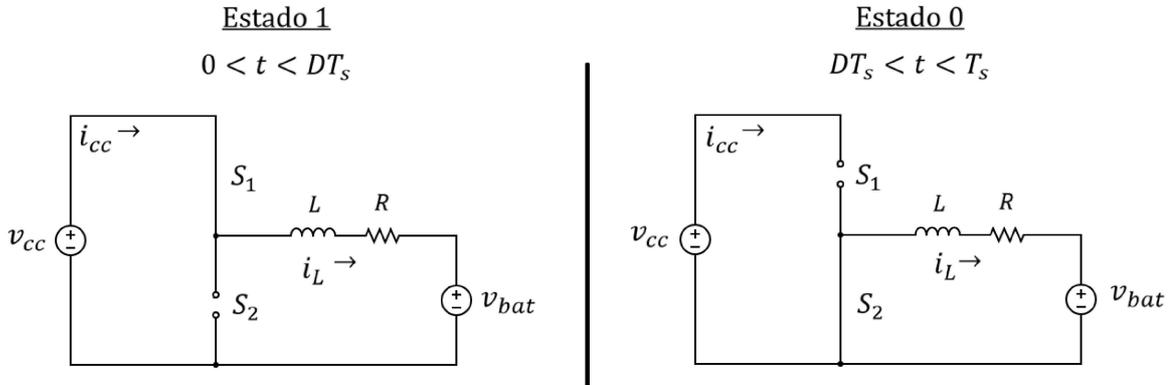


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Como pode ser visto na Figura 19, o interruptor S_1 é comandada por um sinal de comutação $c(t)$, com frequência $f_s = 1/T_s$ e ciclo de trabalho (ou *duty cycle*) D . S_2 é acionada pelo sinal complementar $\bar{c}(t) = 1 - c(t)$, com ciclo de trabalho $D' = 1 - D$.

Durante sua operação, o circuito da Figura 19 assume dois estados (Figura 20): o estado “1” quando $c(t) = 1$ (S_1 fechada e S_2 aberta), e o estado “0” quando $c(t) = 0$ (S_1 aberta e S_2 fechada).

Figura 20 – Estados do conversor para cada fase do ciclo de comutação.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

No estado 1, aplicamos a Lei de Kirchhoff das Tensões (LKT) ao circuito para obtermos a relação:

$$L \frac{di_L}{dt} + Ri_L + v_{bat} = v_{cc} \quad (3.34)$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R}{L}i_L + \frac{1}{L}v_{cc} - \frac{1}{L}v_{bat} \quad (3.35)$$

e aplicando novamente a LKT no circuito do estado 0:

$$L \frac{di_L}{dt} + Ri_L + v_{bat} = 0 \quad (3.36)$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R}{L}i_L - \frac{1}{L}v_{bat} \quad (3.37)$$

Podemos representar 3.35 na forma de espaço de estados como:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_{a1} v_{cc} + \mathbf{B}_{b1} v_{bat} \quad (3.38)$$

em que $\mathbf{x} = i_L$, $\mathbf{A}_1 = -R/L$, $\mathbf{B}_{a1} = 1/L$ e $\mathbf{B}_{b1} = -1/L$. Similarmente, reescrevemos 3.37 como:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_0 \mathbf{x} + \mathbf{B}_{a0} v_{cc} + \mathbf{B}_{b0} v_{bat} \quad (3.39)$$

em que $\mathbf{A}_0 = \mathbf{A}_1$, $\mathbf{B}_{a0} = 0$ e $\mathbf{B}_{b0} = \mathbf{B}_{b1}$.

Aplicando a técnica introduzida por Middlebrook e Cuk (1976), obtemos o modelo médio como:

$$\begin{aligned}
\dot{\bar{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}\bar{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_a v_{cc} + \mathbf{B}_b v_{bat} \\
\mathbf{A} &= D\mathbf{A}_1 + D'\mathbf{A}_0 = -R/L \\
\mathbf{B}_a &= D\mathbf{B}_{a1} + D'\mathbf{B}_{a0} = D/L \\
\mathbf{B}_b &= D\mathbf{B}_{b1} + D'\mathbf{B}_{b0} = -1/L
\end{aligned} \tag{3.40}$$

para chegar a:

$$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = -\frac{R}{L}\bar{i}_L + \frac{D}{L}v_{cc} - \frac{1}{L}v_{bat} \tag{3.41}$$

em que \bar{i}_L é a corrente no indutor após aplicar o operador de média móvel (3.10).

Podemos reescrever cada variável em 3.41 na forma $x(t) = X + \tilde{x}(t)$, em que X é o valor da variável no ponto de operação desejado e $\tilde{x}(t)$ é seu desvio com relação a esse ponto:

$$\frac{d}{dt}(\bar{I}_L + \tilde{i}_L) = -\frac{R}{L}(\bar{I}_L + \tilde{i}_L) + \frac{1}{L}(D + \tilde{d})(V_{cc} + \tilde{v}_{cc}) - \frac{1}{L}(V_{bat} + \tilde{v}_{bat}) \tag{3.42}$$

Desconsiderando os termos quadráticos em 3.42 e separando os termos constantes dos termos variáveis, chegamos à aproximação de pequenos sinais do sistema:

$$\frac{d\tilde{i}_L}{dt} = -\frac{R}{L}\tilde{i}_L + \frac{V_{cc}}{L}\tilde{d} + \frac{D}{L}\tilde{v}_{cc} - \frac{1}{L}\tilde{v}_{bat} \tag{3.43}$$

e seu respectivo ponto de operação:

$$-\frac{R}{L}\bar{I}_L + \frac{1}{L}DV_{cc} - \frac{1}{L}V_{bat} = 0 \tag{3.44}$$

Agora retornando ao conversor completo (Figura 17), aplicando a LKC ao nó que conecta os indutores à bateria, introduzindo o operador de média móvel às variáveis e aproximando por pequenos sinais chega-se a:

$$\tilde{i}_{bat} = \tilde{i}_{L1} + \tilde{i}_{L2} + \tilde{i}_{L3} \tag{3.45}$$

Sejam os ciclos de trabalho dos sinais PWM de cada fase d_1 , d_2 e d_3 . Aplicando 3.43 a cada fase e considerando 3.45, obtém-se o modelo médio de pequenos sinais em espaço de estados do conversor completo:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{i}_{L3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_2}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_3}{L_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{i}_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{cc}}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{cc}}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_{cc}}{L_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d}_1 \\ \tilde{d}_2 \\ \tilde{d}_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} \tilde{v}_{cc} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{L_3} \end{bmatrix} \tilde{v}_{bat}$$

$$\tilde{i}_{bat} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{i}_{L3} \end{bmatrix}$$
(3.46)

e seu respectivo ponto de operação:

$$\begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{D_1}{R_1} \\ \frac{D_2}{R_2} \\ \frac{D_3}{R_3} \end{bmatrix} V_{cc} - \begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} \\ \frac{1}{R_2} \\ \frac{1}{R_3} \end{bmatrix} V_{bat}$$

$$I_{bat} = I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}$$
(3.47)

Para simplificar a notação, deste ponto em diante a notação de barra será omitida das variáveis, ficando implícito que as variáveis trabalhadas no projeto de controle são sempre assumidas nos seus valores médios.

3.2.4.3 Dimensionamento do conversor buck/boost

O valor mínimo de indutância para cada fase do conversor pode ser calculado com base na seguinte fórmula (Hart, 2011):

$$L_{min} = \frac{V_{bat}(1 - D_{buck})}{\Delta i_L f_s}$$
(3.48)

onde f_s é a frequência de comutação e Δi_L é o *ripple* de corrente (em Ampères pico-a-pico) máximo desejado.

O valor de resistência dos indutores foi tomado com base em dados de indutores comerciais com núcleo toroidal, com corrente nominal compatível ao projeto (TDK Electronics AG, 2025).

O valor escolhido para o *ripple* de corrente é $\Delta i_L = 0,05 I_{L,nom}$, sendo que:

$$I_{L,nom} = \frac{1}{3} \frac{P_{max,bat}}{V_{bat}}$$
(3.49)

Para o ciclo de trabalho, do ponto de operação (3.47), temos:

$$D = \frac{V_{bat}}{V_{cc}} + \frac{R I_L}{V_{cc}}$$
(3.50)

Os parâmetros calculados para o conversor CC-CC são apresentados na Tabela 9.

Tabela 9 – Dados do conversor CC-CC.

Parâmetro	Valor	Unidade
V_{cc}	670,00	V
V_{bat}	228,75	V
D	0,34	-
f_s	50,00	kHz
L_1, L_2, L_3	1,51	mH
R_1, R_2, R_3	2,60	m Ω

3.2.4.4 Potência de carga/descarga

O conversor CC-CC tem a função de controlar a potência de carga e descarga da bateria. Como na ação coordenada dos conversores, explicada em **3.2.1**, o retificador controla a tensão no barramento CC a todo tempo, não é necessário que o conversor o faça, mesmo quando opera no modo *boost* (em que o barramento é considerado carga).

O modo de carga ou descarga é definido de maneira simples através do sinal algébrico da referência de potência: o sinal positivo significa potência entrando nas baterias e o sinal negativo significa que ela está saindo delas. Para atingir seu objetivo, o sistema de controle divide a referência de potência pela tensão medida nos terminais das baterias, a fim de se obter uma referência de corrente:

$$i_{bat,ref} = \frac{P_{bat,ref}}{V_{bat}} \quad (3.51)$$

A partir de 3.45, temos:

$$i_{bat,ref} = i_{L1,ref} + i_{L2,ref} + i_{L3,ref} \quad (3.52)$$

Para fim de simetria, as correntes nos indutores serão controladas para terem o mesmo valor, ou seja, $i_{L1,ref} = i_{L2,ref} = i_{L3,ref} = i_{L,ref}$, de onde se chega a:

$$i_{L,ref} = \frac{i_{bat,ref}}{3} \quad (3.53)$$

Sejam as correntes de pequenos sinais de cada fase:

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{L1} &= i_{L1} - i_{L,ref} \\ \tilde{i}_{L2} &= i_{L2} - i_{L,ref} \\ \tilde{i}_{L3} &= i_{L3} - i_{L,ref} \end{aligned} \quad (3.54)$$

Para que o controlador estabilize no ponto de operação, as correntes de pequenos sinais devem seguir uma referência nula, de maneira que os sinais de erro injetados em cada controlador são:

$$\begin{aligned} 0 - \tilde{i}_{L1} &= i_{L,ref} - i_{L1} \\ 0 - \tilde{i}_{L2} &= i_{L,ref} - i_{L2} \\ 0 - \tilde{i}_{L3} &= i_{L,ref} - i_{L3} \end{aligned} \quad (3.55)$$

A partir da Equação 3.43, aplicada a cada fase, podemos chegar às funções de transferência correlacionando as correntes de pequenos sinais aos seus respectivos ciclos de trabalho da comutação PWM:

$$\begin{aligned} G_{L1} &= \frac{\tilde{i}_{L1}}{\tilde{d}_1} = \frac{V_{cc}}{L_1 s + R_1} \\ G_{L2} &= \frac{\tilde{i}_{L2}}{\tilde{d}_2} = \frac{V_{cc}}{L_2 s + R_2} \\ G_{L3} &= \frac{\tilde{i}_{L3}}{\tilde{d}_3} = \frac{V_{cc}}{L_3 s + R_3} \end{aligned} \quad (3.56)$$

São utilizados compensadores PI para o controle das correntes, conforme elaborado no Capítulo 4.

4 PROJETO DOS CONTROLADORES

Neste capítulo são apresentadas as metodologias utilizadas para sintonizar os ganhos de cada controlador, com os critérios utilizados para a seleção dos seus valores.

4.1 CONTROLADOR – CORRENTES DO ESTATOR

O controle das correntes de estator de ambas as máquinas, GE e ME, será realizado no referencial dq , introduzido na Subseção 3.2.2.1, visto que nele as grandezas elétricas se tornam valores reais positivos, facilitando o uso de compensadores PI . Em outras palavras, assumindo os sinais $i_{d,ref}$ e $i_{q,ref}$ de tipo degrau, pelo princípio do modelo interno (Liu; Yao, 2016), para se obter erro nulo em estado permanente, é suficiente que a FT do compensador seja da forma:

$$\frac{b_1s + b_0}{s} \quad (4.1)$$

Partindo das FTs em 3.21, para cálculo dos ganhos dos compensadores PI_d e PI_q é empregada a técnica de cancelamento de polos e zeros, tomando-se as seguintes leis de controle:

$$C_{id}(s) = \frac{L_d s + R_s}{T_i s} \quad (4.2)$$

$$C_{iq}(s) = \frac{L_q s + R_s}{T_i s}$$

De tal forma que os ganhos dos controladores são dados por:

$$\begin{aligned} k_{pd} &= L_d/T_i, k_{id} = R_s/T_i \\ k_{pq} &= L_q/T_i, k_{iq} = R_s/T_i \end{aligned} \quad (4.3)$$

Assim, as FTs de ramo direto se tornam:

$$\begin{aligned} C_{ix}(s)G_{ix}(s) &= \frac{L_x s + R_s}{T_i s} \frac{1}{L_x s + R_s} = \frac{1}{T_i s} \\ x &\in \{d, q\} \end{aligned} \quad (4.4)$$

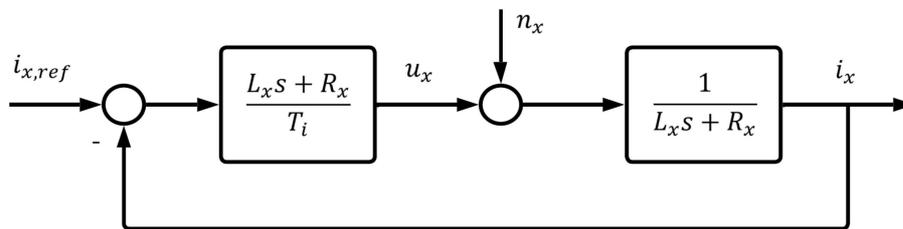
e suas correspondentes funções de transferência de malha fechada (FTMF's) são da forma:

$$H_{ix}(s) = \frac{1/T_i s}{1 + 1/T_i s} = \frac{1}{T_i s + 1} \quad (4.5)$$

ou seja, sistemas de primeira ordem com constante de tempo T_i .

O diagrama de blocos do controle de corrente, válido tanto para i_d quanto para i_q , se encontra representado na Figura 21.

Figura 21 – Diagrama de blocos do controle das correntes do estator.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Relembrando que os sinais aqui considerados se referem aos valores médios das grandezas envolvidas, para estudar o efeito da malha de controle sobre sinais chaveados, as componentes CA das tensões v_d e v_q são representadas como sinais de ruído ou distúrbio de alta frequência n_d e n_q somados às ações de controle u_d e u_q , conforme a Figura 21.

A constante de tempo T_i dos controladores $C_d(s)$ e $C_q(s)$ é escolhida de forma a atenuar as componentes CA de alta frequência contidas nas variáveis controladas i_d e i_q . A partir da análise da Figura 21, podemos chegar à FTMF do distúrbio para a saída:

$$\begin{aligned} H_{ix,n}(s) &= \frac{i_x(s)}{n_x(s)} = \frac{1}{L_x s + R_x} = \frac{T_i s}{(L_x s + R_x)(T_i s + 1)} \\ &= \frac{s/L_x}{s^2 + (R_x/L_x + 1/T_i) s + R_x/(T_i L_x)} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Para escolher T_i , é considerado o critério de que o ruído de comutação presente na corrente deve ser de no máximo um décimo do ruído de entrada, ou seja:

$$\begin{aligned} H_{ix,n}(j\omega)_{dB} &\leq -20dB, \\ \forall \omega &\in IR^+ \end{aligned} \quad (4.7)$$

Analisando o gráfico de Bode de $H_{ix,n}(s)$, o autor obteve que esse critério é atingido quando atende-se à condição:

$$T_i \leq \frac{10R_s L_x - R_s^2 L_x}{100R_s - 10R_s^2} \quad (4.8)$$

4.1.1 Ganhos do controlador - correntes do estator

A partir das equações 4.3 e com base nos dados das máquinas compilados nas Tabelas 5 e 7, são obtidos os ganhos apresentados na Tabela 10. Para ambos os controladores, foi selecionado uma constante de tempo T_i que atende à condição 4.8.

Tabela 10 – Parâmetros dos controladores de corrente de estator do GE e do ME.

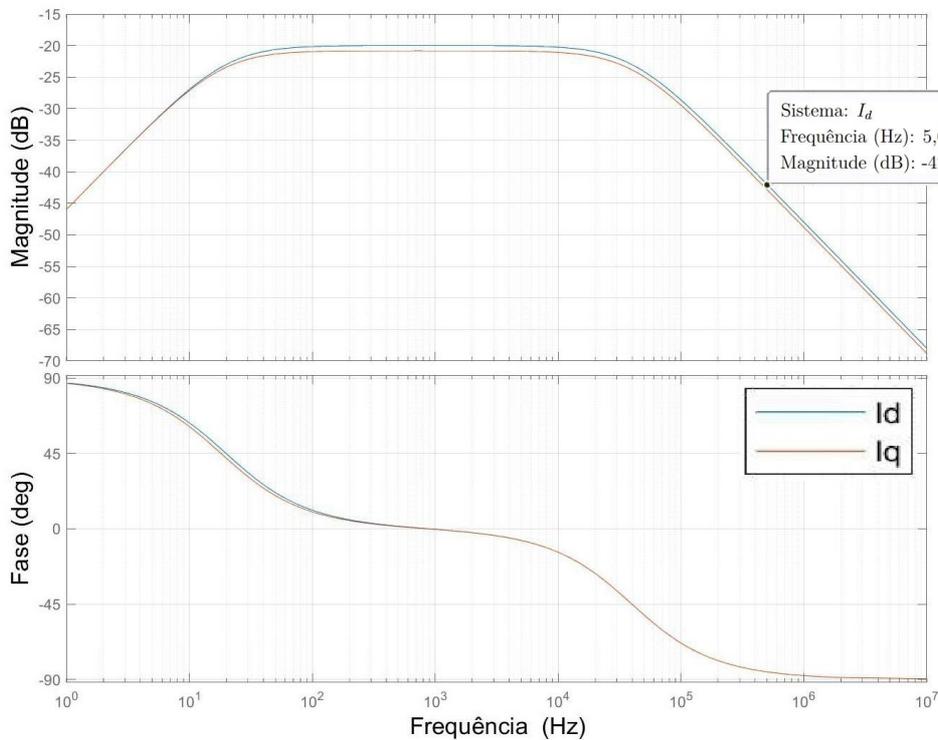
Parâmetro	Valor	
	Gerador	
	i_d	i_q
k_p	760,0	790,0
k_i	70600,0	70600,0
T_i	1×10^{-7} s	
Motor		
	i_d	i_q
k_p	400,0	440,0
k_i	50400,0	50400,0
T_i	1×10^{-7} s	

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Com base na constante de tempo T_i calculada, obtém-se as respostas em frequência das funções de transferência do ruído de comutação para as correntes i_d e i_q . Na Figura 22 pode-se visualizar os diagramas de Bode, e verifica-se que a atenuação é de -20 dB ou menor para todas as frequências, atingindo -42,1 dB na frequência de comutação de 50 kHz.

4.2 CONTROLADOR - VELOCIDADE DA HÉLICE

Partindo de 3.8, para realizar o controle de velocidade do eixo do ME, é utilizada uma versão modificada do controlador PI tradicional, na qual ele é dividido em dois blocos distintos: a componente integral se mantém aplicada ao sinal de erro, mas a componente proporcional é aplicada diretamente ao sinal controlado, e subtraída da componente integral, conforme ilustrado na Figura 23. O objetivo da utilização de tal arranjo é eliminar a presença do zero no numerador da FT da saída com relação à referência, mantendo o denominador inalterado.

Figura 22 – Diagrama de Bode de $H_{id,n}(s)$ e $H_{iq,n}(s)$.

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Ainda na figura, vemos representado o sinal τ_{carga} (Equação 3.8) como um distúrbio a ser compensado pelo sistema de controle. A ação de controle é o conjugado eletromagnético τ_e . Esse conjugado é dividido por $\frac{3}{2}N\psi_m$ (3.15) para obter o sinal de referência i_{qref} , utilizado pelo controlador da Subseção 4.1.

Desconsiderando o distúrbio τ_{carga} e usando (3.16), podemos obter a FTMF da primeira malha de realimentação:

$$H_{w1}(s) = \frac{G_w(s)}{1 + k_{pw}G_w(s)} = \frac{1}{J_m s + B_m + k_{pw}} \quad (4.9)$$

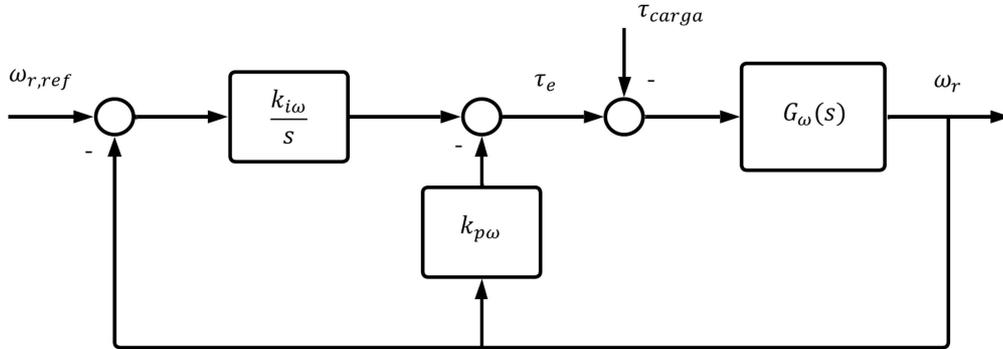
Em seguida obtemos a FTMF da segunda malha, para chegar na relação entre $\omega_{r,ref}$ e ω_r :

$$H_w(s) = \frac{\frac{k_{iw}}{s} H_{w1}(s)}{1 + \frac{k_{iw}}{s} H_{w1}(s)} = \frac{k_{iw}/J_m}{s^2 + (B_m/J_m + k_{pw}/J_m)s + k_{iw}/J_m} \quad (4.10)$$

Pode-se verificar a ausência do zero no numerador de 4.10, que estaria presente ao se utilizar um compensador PI convencional.

Analisando a Figura 23 podemos chegar à FTMF com relação ao distúrbio de carga:

Figura 23 – Diagrama de blocos do controle de velocidade a malha fechada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

$$H_{w,d}(s) = \frac{-G_w(s)}{1 + (k_{pw} + k_{iw}/s)G_w(s)} = \frac{-(1/J_m)s}{s^2 + (B_m/J_m + k_{pw}/J_m)s + k_{iw}/J_m} \quad (4.11)$$

A abordagem de projeto consiste em escolher os ganhos k_{pw} e k_{iw} de forma a alocar os polos de 4.10 nos valores desejados, isto é, a fim de se obter uma determinada resposta transitória. Dada a resposta ao degrau de $H_w(s)$, desejamos que seu sobressinal não seja muito grande, e devemos ter um tempo de resposta mais lento que o controle de correntes do estator. Para isso, são utilizados os seguintes critérios:

$$M_p < 5\% \quad (4.12)$$

$$t_r > 10T_i \quad (4.13)$$

em que M_p é o máximo sobressinal percentual e t_r é o tempo de subida, na resposta ao degrau. T_i é a constante de tempo dos controladores $C_d(s)$ e $C_q(s)$, introduzidos na Seção 4.1. Como foi obtido nessa seção, o valor de T_i é igual a $1 \times 10^{-7}s$, de forma que o critério 4.13 pode ser atingido com folga.

A FT $H_w(s)$ tem a forma de um sistema canônico de segunda ordem:

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.14)$$

em que ω_n é a frequência natural não-amortecida e ζ é o coeficiente de amortecimento do sistema. De Ogata (2009), temos as relações:

$$t_r = \frac{\pi - \beta}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (4.15)$$

$$M_p = e^{-(\zeta/\sqrt{1-\zeta^2})\pi} \times 100\% \quad (4.16)$$

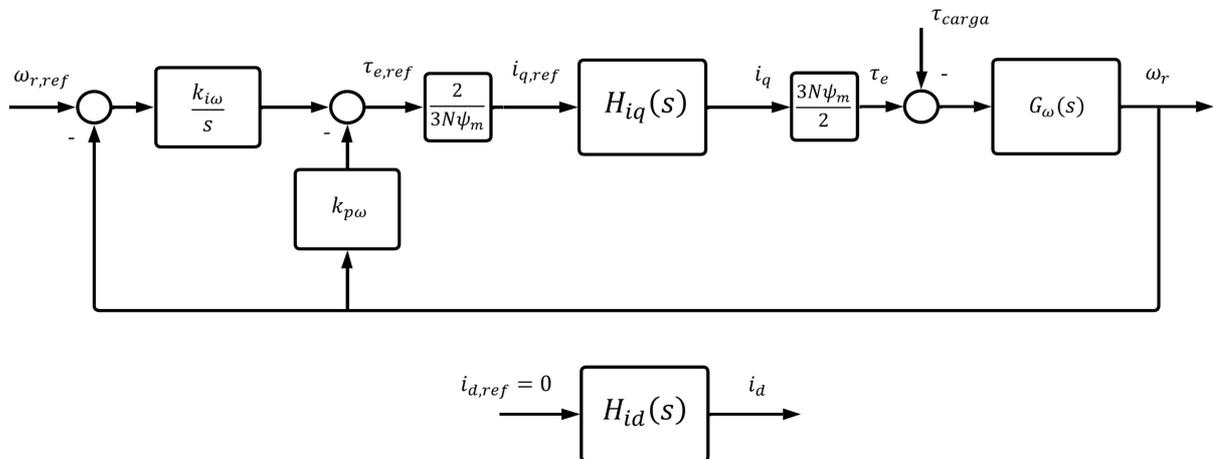
em que $\beta = \arctan(\sqrt{1-\zeta^2}/\zeta)$. Dessas relações obtemos os valores de ω_n e ζ necessários para satisfazer as condições 4.12 e 4.13.

Comparando 4.10 e 4.14 termo a termo, chega-se aos valores para os ganhos de controle:

$$\begin{aligned} k_{pw} &= 2J_m\zeta\omega_n - B_m \\ k_{iw} &= J_m\omega_n^2 \end{aligned} \quad (4.17)$$

Combinando a malha do controle de velocidade da Figura 23 com o controle da Seção 4.1, o diagrama completo do controle de velocidade é apresentado na Figura 24.

Figura 24 – Diagrama de blocos do controle de velocidade com FTs internas de controle de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

4.2.1 Ganhos do controlador - velocidade da hélice

De forma a atender aos critérios 4.12 e 4.13 foram selecionados os valores de ζ e ω_n apresentados na Tabela 11. Nela se encontram os ganhos obtidos aplicando 4.17 aos parâmetros das máquinas das Tabelas 5 e 7.

Tabela 11 – Parâmetros do controlador de velocidade.

Parâmetro	Valor	Unidade
M_p	4,326	%
t_r	0,690	s
ζ	0,707	-
ω_n	4,828	rad/s
$k_{p\omega}$	3,9543	-
$k_{i\omega}$	13,5180	-

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

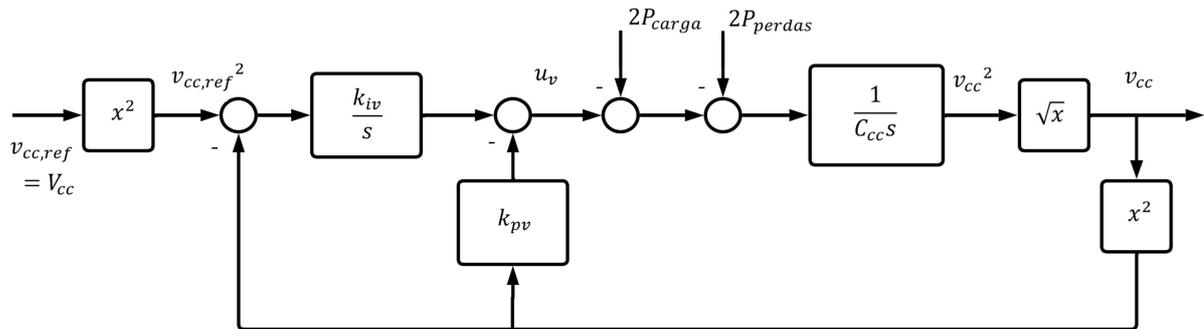
4.3 CONTROLADOR – TENSÃO DO BARRAMENTO CC

O controle de tensão realizado pelo retificador emprega uma compensação PI modificada equivalente à utilizada no controle de velocidade descrito na seção anterior. Manipulando a equação 3.29 e utilizando 3.30, podemos chegar a:

$$V_{cc}^2(s) = \frac{1}{C_{cc}s} (u_v(s) - 2P_{carga}(s) - 2P_{perdas}(s)) \quad (4.18)$$

Esse sistema pode ser representado como na Figura 25.

Figura 25 – Diagrama de blocos do controle de tensão CC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Ao fixar os distúrbios $2P_{carga}$ e $2P_{perdas}$ iguais a zero, obtemos a FTMF da primeira malha de realimentação:

$$H_{v1}(s) = \frac{G_v(s)}{1 + k_{pv}G_v(s)} = \frac{1}{C_{cc}s + k_{pv}} \quad (4.19)$$

A partir da qual obtemos a FTMF do sistema inteiro, correlacionando v_{cc}^2 e $v_{cc,ref}^2$:

$$H_v(s) = \frac{\frac{k_{iv}}{s} H_{v1}(s)}{1 + \frac{k_{iv}}{s} H_{v1}(s)} = \frac{k_{iv}/C_{cc}}{s^2 + (k_{pv}/C_{cc})s + k_{iv}/C_{cc}} \quad (4.20)$$

Com relação aos distúrbios, a FTMF é:

$$H_{v,d}(s) = \frac{-G_v(s)}{1 + (k_{pv} + k_{iv}/s)G_v(s)} = \frac{-s/C_{cc}}{s^2 + (k_{pv}/C_{cc})s + k_{iv}/C_{cc}} \quad (4.21)$$

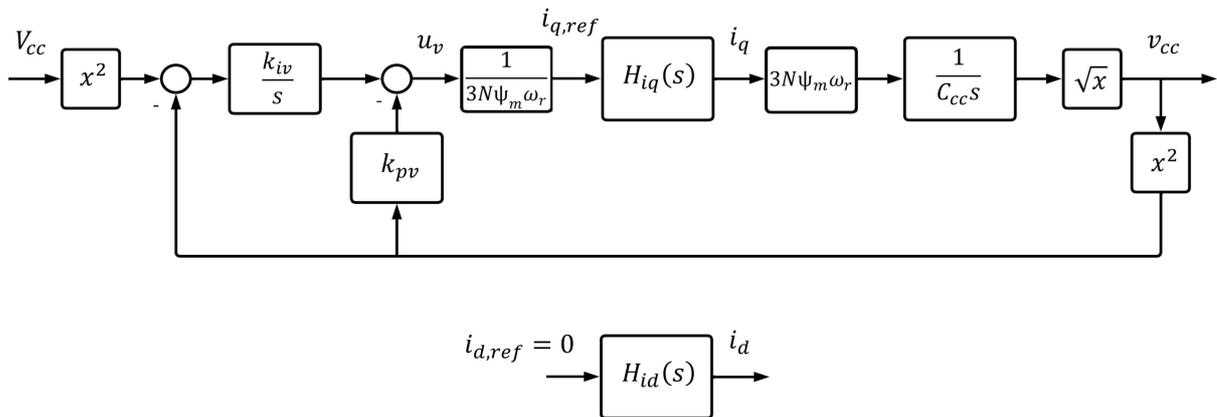
A escolha dos ganhos k_{pv} e k_{iv} é baseada na alocação de polos para se obter a resposta de segunda ordem desejada, tal qual desenvolvido na Seção 4.2, de forma a atender aos critérios das equações 4.12 e 4.13.

Comparando 4.20 e 4.14 termo a termo, obtemos as expressões para os ganhos:

$$\begin{aligned} k_{pv} &= 2C_{cc}\zeta\omega_n \\ k_{iv} &= C_{cc}\omega_n^2 \end{aligned} \quad (4.22)$$

O sistema de controle completo, que combina o controlador aqui desenvolvido com aquele da Seção 4.1, está representado na Figura 26.

Figura 26 – Diagrama de blocos do controle de tensão CC com FTs internas de controle de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

4.3.1 Ganhos do controlador - tensão do barramento CC

De forma a atender aos critérios 4.12 e 4.13 foram selecionados os valores de resposta transitória compilados na Tabela 12, e a partir das relações 4.22, empregando o valor de capacitância obtido em 3.25, chegou-se nos valores para os ganhos k_{pv} e k_{iv} .

Tabela 12 – Parâmetros do controlador de tensão.

Parâmetro	Valor	Unidade
M_p	4,326	%
t_r	0,010	s
ζ	0,707	-
ω_n	333,145	rad/s
k_{pv}	0,4711	-
k_{iv}	110,9853	-

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

4.3.2 CONTROLADOR – POTÊNCIA DAS BATERIAS

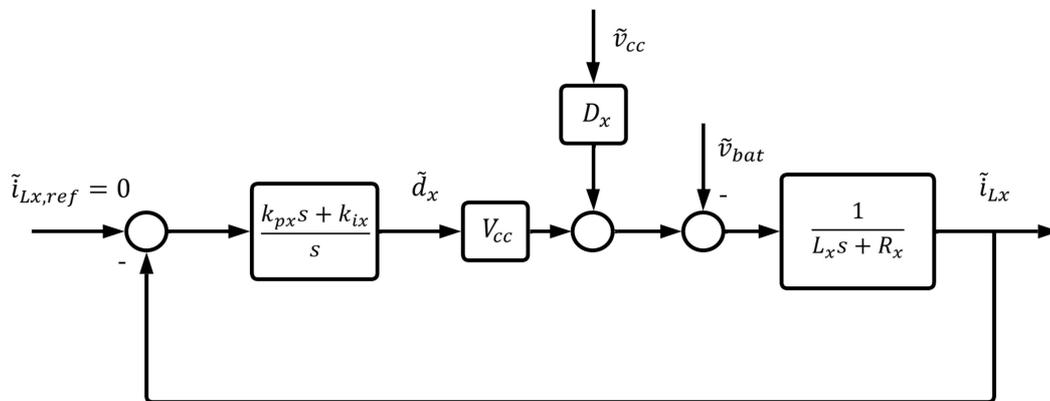
Conforme introduzido na Subseção 3.2.4.4, a potência desejada de carga/descarga das baterias é obtida fazendo-se o controle que entra/sai delas. Sua implementação é feita empregando-se um compensador PI convencional. Aplicando a transformada de Laplace a 3.46, podemos obter o modelo geral em frequência complexa, aplicável a cada fase do conversor entrelaçado:

$$\tilde{i}_{Lx} = \frac{1}{L_x s + R_x} (V_{cc} \tilde{d}_x + D_x \tilde{v}_{cc} - \tilde{v}_{bat}) \quad (4.23)$$

$$x \in \{1, 2, 3\},$$

cuja representação em diagrama de blocos, junto ao compensador PI, é trazida na Figura 27.

Figura 27 – Diagrama de blocos do controle de corrente do indutor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Analisando a Figura 27, pode-se derivar a FTMF com relação à referência:

$$H_{Lx}(s) = \frac{\frac{k_{px}s+k_{ix}}{s} \frac{V_{cc}}{L_x s+R_x}}{1 + \frac{k_{px}s+k_{ix}}{s} \frac{V_{cc}}{L_x s+R_x}} = \frac{(k_{px}V_{cc}/L_x)s + k_{ix}V_{cc}}{s^2 + (k_{px}V_{cc}/L_x + R_x/L_x)s + k_{ix}V_{cc}/L_x} \quad (4.24)$$

A rejeição dos distúrbios \tilde{v}_{cc} e \tilde{v}_{bat} é descrita pelas FTs:

$$H_{Lx,d1}(s) = \frac{\tilde{i}_{Lx}(s)}{\tilde{v}_{cc}(s)} = \frac{\frac{D_x}{L_x s+R_x}}{1 + \frac{k_{px}s+k_{ix}}{s} \frac{V_{cc}}{L_x s+R_x}} = \frac{(D_x/L_x)s}{s^2 + (k_{px}V_{cc}/L_x + R_x/L_x)s + k_{ix}V_{cc}/L_x} \quad (4.25)$$

e

$$H_{Lx,d2}(s) = \frac{\tilde{i}_{Lx}(s)}{\tilde{v}_{bat}(s)} = \frac{(-1/L_x)s}{s^2 + (k_{px}V_{cc}/L_x + R_x/L_x)s + k_{ix}V_{cc}/L_x} \quad (4.26)$$

A determinação dos ganhos k_{px} e k_{ix} utiliza o mesmo critério das Seções 4.2 e 4.3, embora admitindo-se a presença de um zero no numerador de $H_{Lx}(s)$. Comparando termo a termo os denominadores das FTs 4.14 e 4.24:

$$\begin{aligned} k_{px} &= (2L_x\zeta\omega_n - R_x)/V_{cc} \\ k_{ix} &= L_x\omega_n^2/V_{cc} \end{aligned} \quad (4.27)$$

O sistema de controle completo é representado pela Figura 28.

4.3.3 Ganhos do controlador - potência das baterias

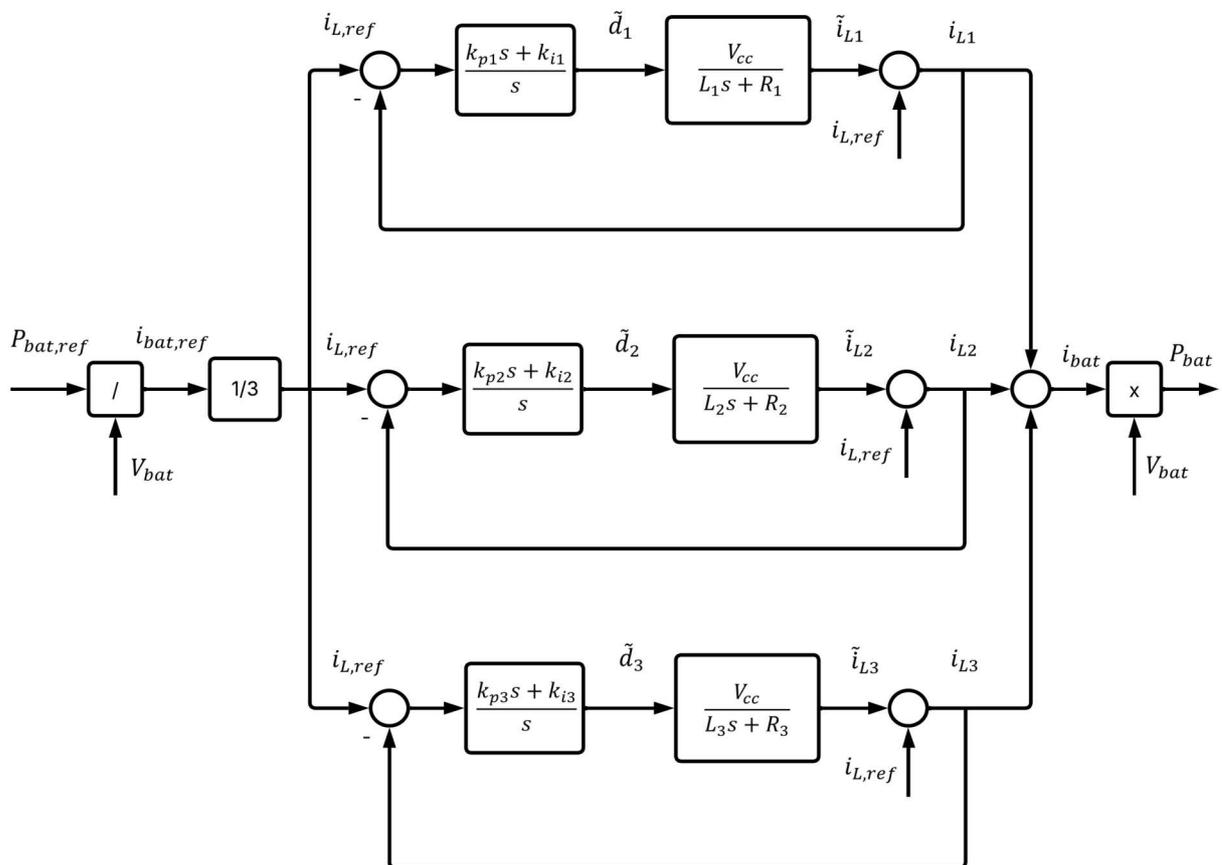
Foram escolhidos os valores de ζ e ω_n apresentados na Tabela 11, que também traz os ganhos obtidos empregando as expressões 4.27 com os valores da tabela 9.

Tabela 13 – Parâmetros do controlador de potência de carga/descarga.

Parâmetro	Valor	Unidade
M_p	4,326	%
t_r	0,005	s
ζ	0,707	-
ω_n	666,289	rad/s
k_{p1}, k_{p2}, k_{p3}	0,0021	-
k_{i1}, k_{i2}, k_{i3}	0,9982	-

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 28 – Diagrama de blocos do controle de potência de carga/descarga das baterias.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

5 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os diagramas e resultados das simulações dos componentes do conjunto híbrido-elétrico, realizadas com o MatLab[®]/Simulink[®], a fim de validar a análise do sistema e o projeto de controle que foram realizados.

Primeiramente, cada um dos três subsistemas é simulado separadamente, a fim de verificar o funcionamento e o desempenho individual. Em seguida o conjunto completo é simulado a fim de avaliar o comportamento conjunto dos subsistemas. Por fim, são calculados os rendimentos de cada conversor a partir das potências circulando através, e são obtidas expressões polinomiais que descrevem como varia o rendimento de cada conversor com a potência.

5.1 SIMULAÇÃO - INVERSOR E MOTOR ELÉTRICO

O conjunto inversor-motor foi modelado em Simulink[®] conforme a Figura 10, utilizando os parâmetros do motor contidos na Tabela 5 e do conversor conforme a Tabela 6.

O passo de simulação utilizado foi $\Delta t = 1 \times 10^{-6}s$, muito inferior ao período de comutação do conversor, $T_s = \frac{1}{5 \times 10^4 Hz} = 2 \times 10^{-5}s$. Esse passo é utilizado em todas as simulações. Os valores das variáveis medidas e utilizadas pelas malhas de controles são aqueles em cada instante da simulação. Na prática, será utilizada uma taxa de amostragem que seja viável para a aplicação. Por exemplo, para se obter um valor representativo da corrente média em cada fase do estator, pode-se amostrá-la na frequência de comutação do inversor, tomando os valores da corrente nos instantes em que a portadora triangular dos pulsos de disparo PWM atinge seu pico superior.

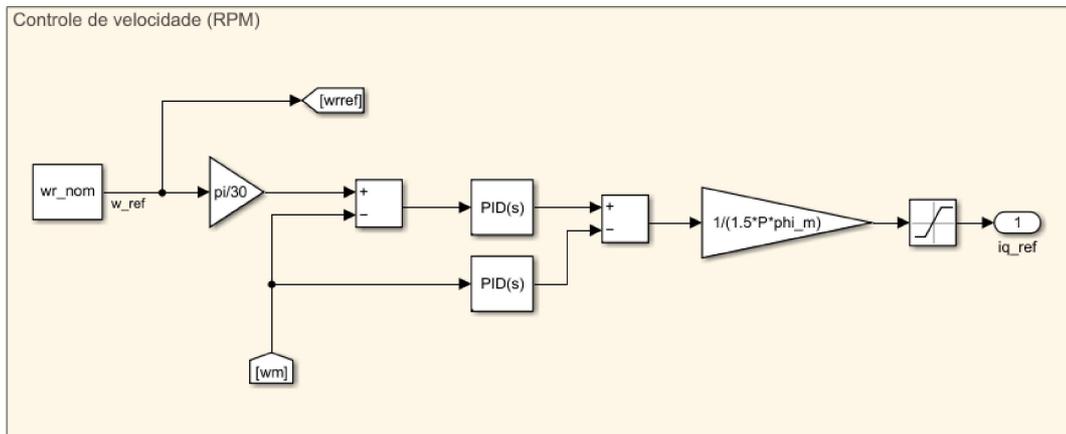
A Figura 29 traz o arranjo de controle de velocidade; os ganhos dos blocos de controle foram configurados conforme a Tabela 11.

A referência de velocidade utilizada é dada em rotações por minuto (RPM). Um bloco de ganho multiplica a velocidade por $\pi/30$ para convertê-la em rad/s . A saída do controle é reescalada por outro bloco de ganho para gerar a referência $i_{q,ref}$. Pode-se ver ainda na Figura 29 a presença de um bloco de saturação anterior à saída $i_{q,ref}$; ele aplica valores limite, $I_{q,max}$ e $-I_{q,max}$, à referência de corrente, de forma a não ultrapassar o torque máximo da máquina, conforme a equação 3.15 e os dados da Tabela 5.

A Figura 30 traz o esquema de controle das correntes, que recebe a referência gerada pelo controle de velocidade; por sua vez, com base nas equações 3.19, produz os sinais de tensão v_d e v_q a partir dos sinais u_d e u_q gerados pelos blocos PI. Os ganhos desses blocos são aqueles apresentados na Tabela 10.

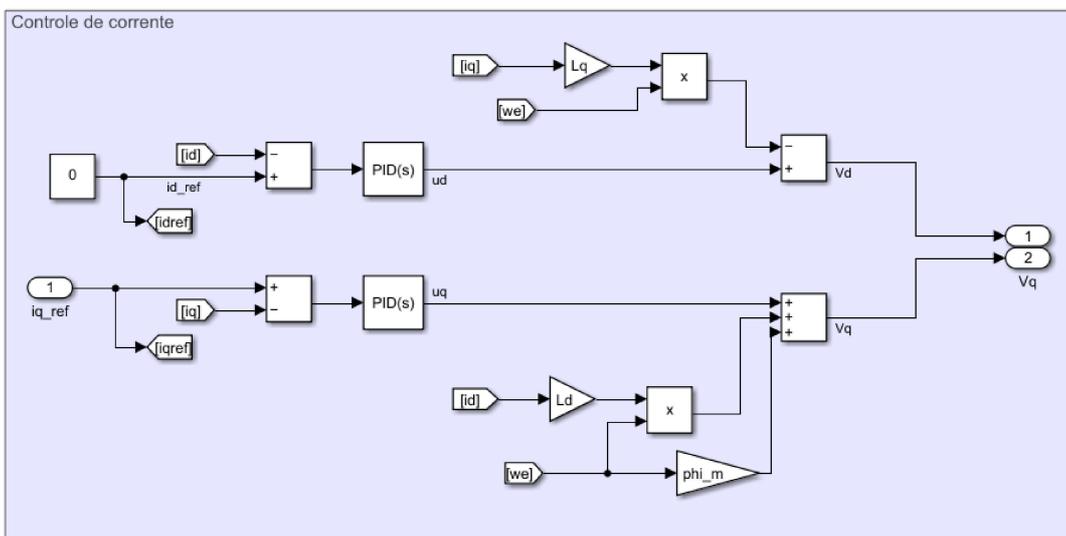
As referências de tensão dq produzidas pelo arranjo anterior são utilizadas para

Figura 29 – Esquema de controle da velocidade ω_r no Simulink®.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025). Nota: na imagem, a variável ψ_m é representada por "phi_m", e a constante π é representada por "pi".

Figura 30 – Esquema de controle das correntes i_d e i_q do estator do motor no Simulink®.

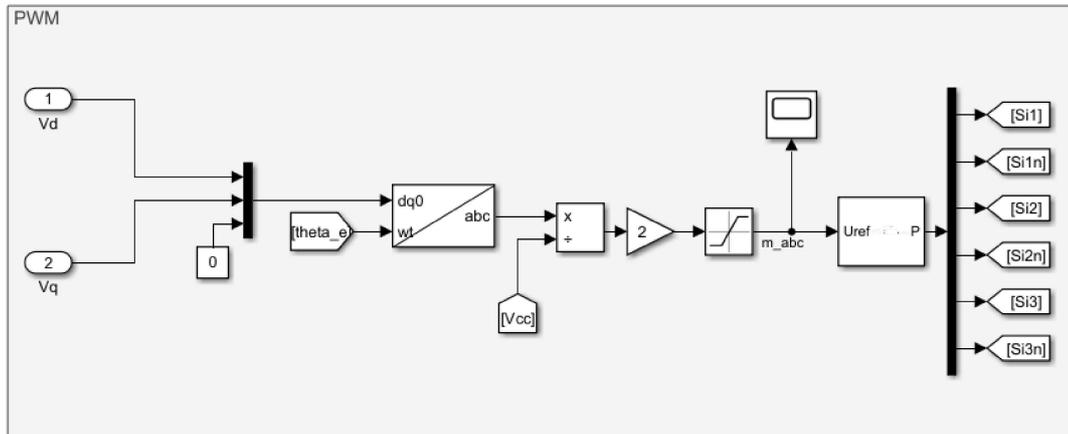


Fonte: Elaborado pelo autor (2025). Nota: na imagem, a variável ψ_m é representada por "phi_m", e ω_r é representada por "we".

gerar os pulsos PWM de disparo dos IGBTs, conforme ilustrado pela Figura 31.

Os valores de v_d e v_q passam por um bloco que aplica a transformação de Park inversa, e as tensões v_a , v_b e v_c são multiplicadas por um ganho de $2/V_{cc}$ para se obter os sinais de modulação m_a , m_b e m_c (com base nas Equações 3.13). O bloco final da Figura 31 compara esses sinais com as três ondas portadoras triangulares, cujas componentes fundamentais estão defasadas de 120° , para produzir os sinais de comutação S_{i1} , S_{i2} e S_{i3}

Figura 31 – Esquema de geração dos pulsos PWM do inversor no Simulink®.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025). Nota: na imagem, a variável θ_e é representada por "theta_e", e m_a , m_b e m_c são representadas multiplexadas por "m_abc".

e seus respectivos complementos S_{i1n} , S_{i2n} e S_{i3n} .

A fim de validar os controladores projetados, o conjunto foi então simulado com um tempo total de simulação de $T_{sim} = 5$ s. Inicialmente o conjugado de carga nulo e a velocidade do eixo são nulos; é aplicada uma referência de velocidade em rampa, até o valor máximo de 3600 RPM no instante $t = 2,5$ s. Essa rampa foi escolhida de forma a respeitar a máxima taxa de subida da velocidade do eixo, com base em seu momento de inércia e no máximo torque da máquina (Subseção 3.2.2.2).

Em seguida é aplicado um degrau de carga no instante $t = 3,5$ s, com o valor $\tau_{carga} = 26,5 N \cdot m$, que combinado com a referência de velocidade produz uma potência de saída $P_{carga} = 10 kW$.

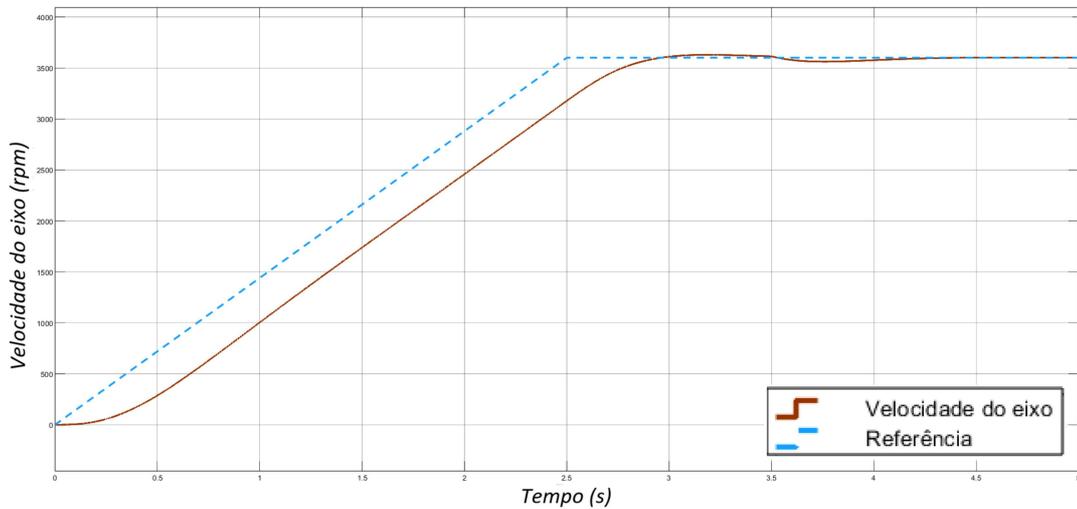
O barramento CC é modelado como uma fonte de tensão $V_{cc} = 670$ V.

A Figura 32 traz o gráfico da velocidade ω_r em função do tempo ao longo da simulação, que apresenta um tempo de subida de $t_r = 2,96$ s e máximo sobressinal de $M_p = 0,78\%$. Ao final da simulação, em presença do conjugado de carga, a velocidade apresenta um erro em regime permanente de 0,03% em relação à referência.

O conjugado eletromagnético desenvolvido pelo motor ao longo da simulação, justaposto ao degrau do conjugado de carga, pode ser visualizado na Figura 33. Nota-se que ele não ultrapassa o conjugado máximo que pode ser desenvolvido pelo motor, de $100 N \cdot m$.

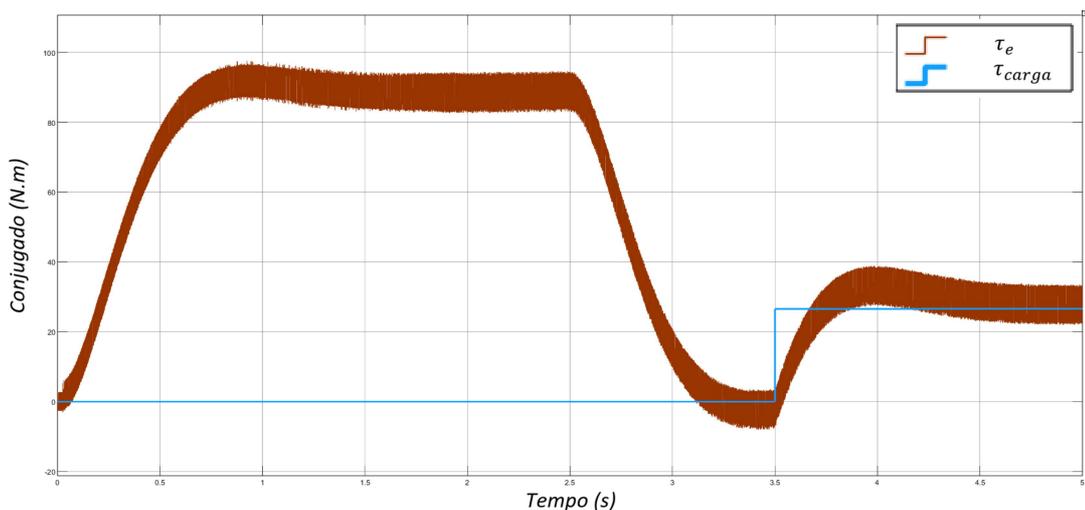
A Figura 34 traz o gráfico das correntes trifásicas do estator em estado permanente quando alimentando a carga mecânica aplicada de 10 kW. Nessas condições elas apresentam

Figura 32 – Dinâmica da velocidade da hélice ω_r no Simulink®.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 33 – Conjugado eletromagnético τ_e do motor e conjugado de carga, no Simulink®.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

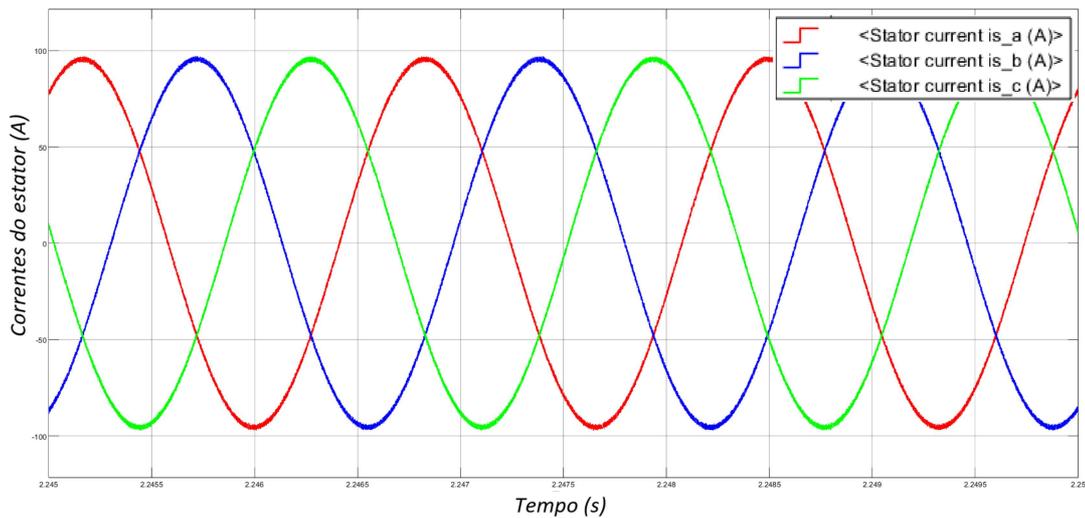
um valor rms em torno de $I_{rms} = 68$ A e distorção harmônica total $THD_i = 1\%$.

5.2 SIMULAÇÃO - GERADOR ELÉTRICO E RETIFICADOR

A construção do modelo do conjunto GE-retificador no Simulink® foi feita como ilustrado na Figura 16, completando os parâmetros conforme os dados das Tabelas 6 e 7.

O esquema de controle de tensão está representado na Figura 35. Pode-se ver na figura que a referência de tensão e seu valor medido são elevados ao quadrado antes de

Figura 34 – Correntes abc do motor, em estado permanente, no Simulink®.

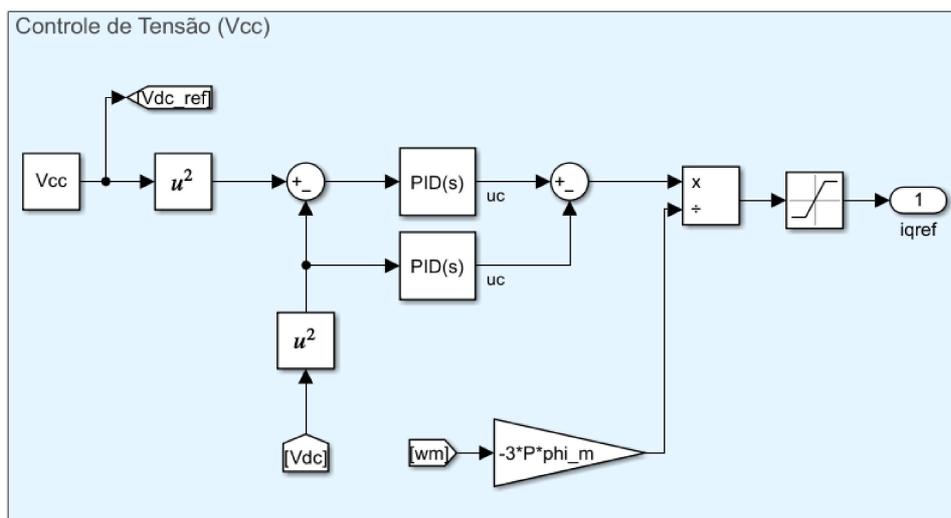


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

serem comparados. Os blocos PI utilizam os ganhos apresentados na Tabela 12.

De forma análoga ao controle de velocidade da Seção 5.1, é gerado o sinal de referência $i_{q,ref}$ para o controle das correntes da máquina, utilizando um bloco de saturação de forma a respeitar seu máximo torque (Tabela 7). Os arranjos para controle de corrente e geração dos sinais SPWM são equivalentes aos ilustrados nas Figuras 30 e 31.

Figura 35 – Diagrama de controle da tensão V_{cc} no Simulink®.



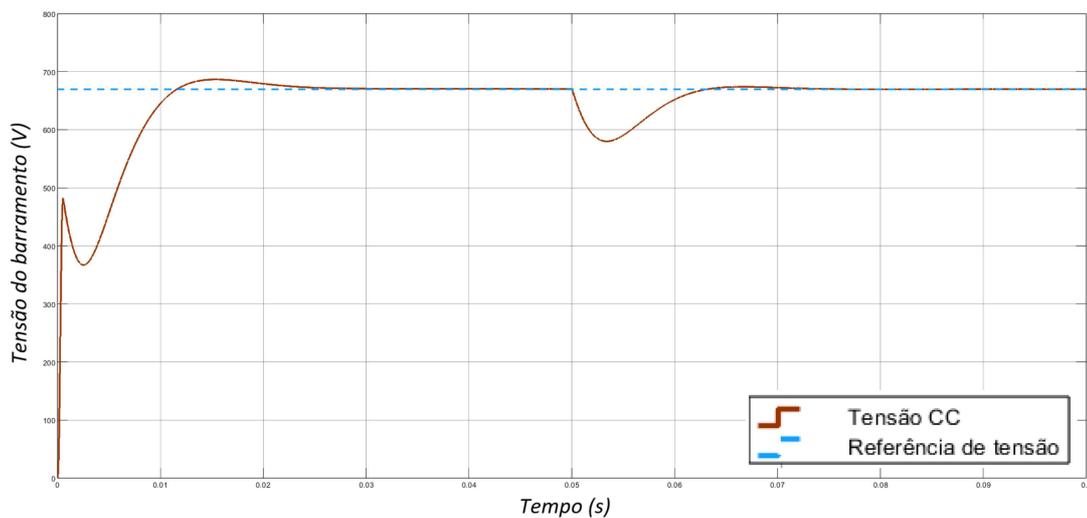
Fonte: Elaborado pelo autor (2025). Nota: na imagem, a variável ψ_m é representada por "phi_m".

O conjunto foi simulado com $T_{sim} = 0,1s$ e aplicando uma entrada de velocidade

de 5000 RPM ao GE, que é a velocidade de máximo torque do MCI. O valor inicial de tensão no barramento CC é zero. É aplicada uma carga com característica de potência constante, a fim de emular a demanda dos demais conversores, através de uma fonte de corrente controlada de valor P_{carga}/v_{cc} , sendo v_{cc} a tensão medida instantânea do barramento. Inicialmente, a carga aplicada é $P_{carga1} = 100$ W; no instante $t = 0,05$ s, a carga é aumentada para $P_{carga2} = 10$ kW.

A Figura 36 apresenta o gráfico de v_{cc} no transcorrer da simulação.

Figura 36 – Dinâmica da tensão V_{cc} no Simulink®.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Feita a análise da primeira metade da simulação, constata-se um tempo de subida $t_r = 0,01162$ s e máximo sobressinal $M_p = 2,49\%$. É possível perceber uma perturbação na subida da tensão no início; isto se deve ao transitório inicial das malha internas de controle de i_d e i_q , que apesar de muitos mais rápidas que a malha externa, não são instantâneas. Ao atingir o estado permanente no final da simulação, a tensão apresenta o valor médio de $\bar{v}_{cc} = 670,0$ V.

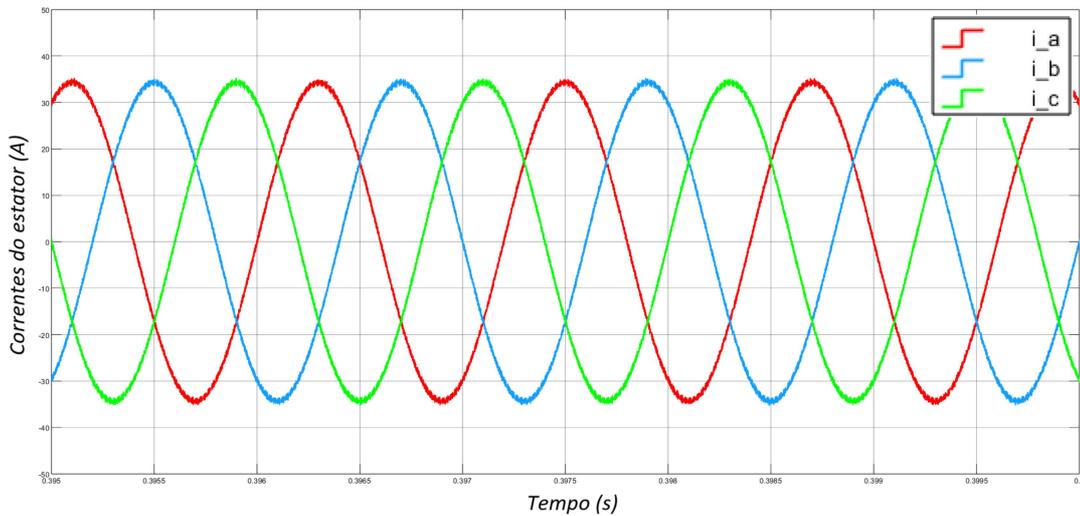
Na Figura 37 podem ser vistas as correntes de estado permanente do estator, quando o conjunto está sujeito à carga de 10 kW. As correntes apresentam $I_{rms} = 24$ A e $THD_i = 1,5\%$.

5.3 SIMULAÇÃO - BANCO DE BATERIAS E CONVERTOR CC-CC

Utilizando os dados das Tabelas 6 e 8, o modelo do conversor CC e das baterias foi construído no Simulink® conforme ilustrado na Figura 17.

Pode-se ver na Figura 38 o diagrama do controle das correntes.

Figura 37 – Correntes abc do GE, em estado permanente, no Simulink®.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

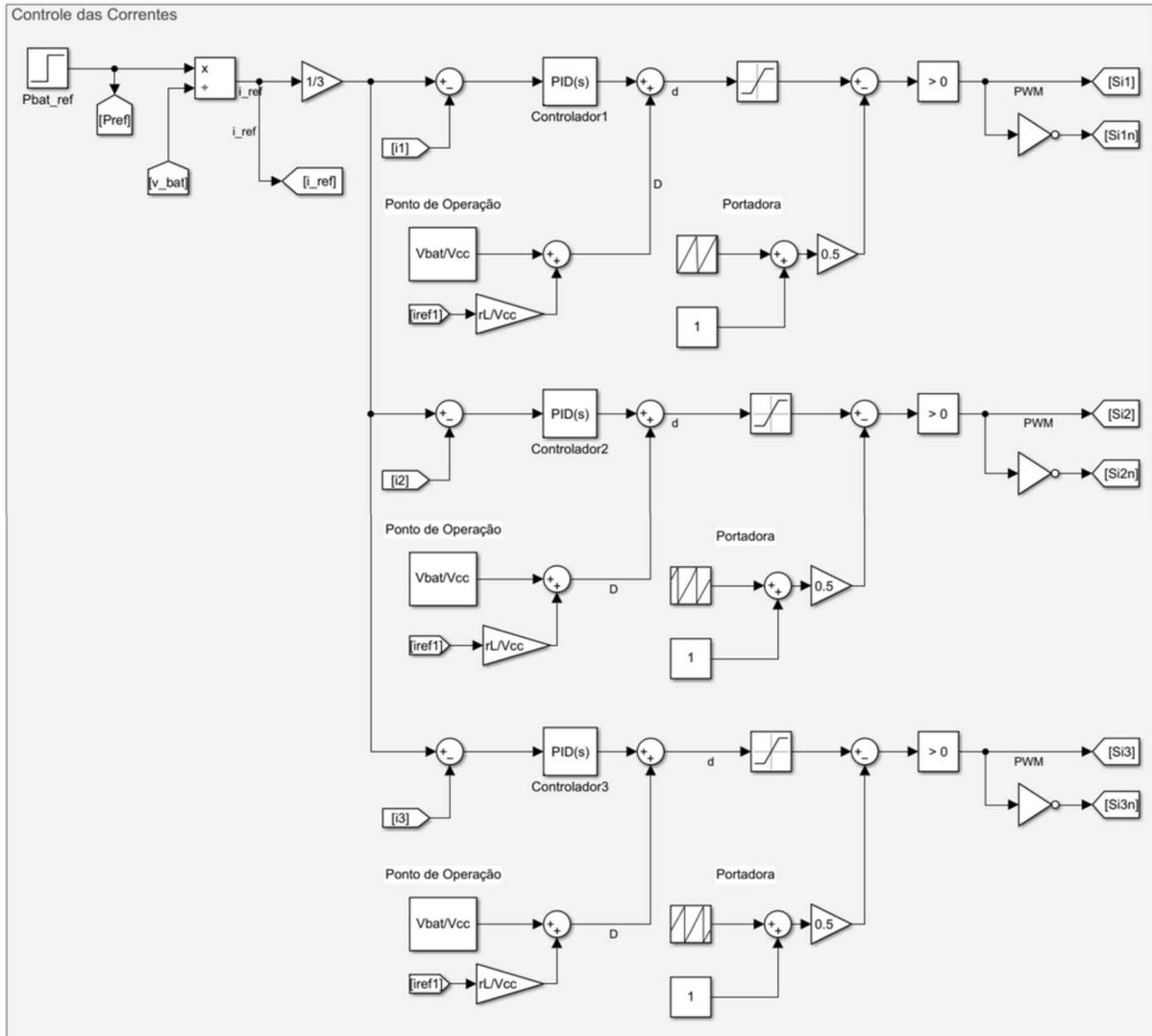
É possível ver na figura que o arranjo toma a referência de potência e gera referências para as correntes de cada indutor. Os blocos PI foram ajustados com os ganhos da Tabela 13; os sinais \tilde{d} que cada um gera são somados ao valor D do ponto de operação conforme a Equação 3.50. Os sinais d de cada fase são então comparados às suas respectivas ondas portadoras do tipo dente de serra, que oscilam entre zero e um com frequência $f_s = 50$ kHz, e são defasadas de 120° entre si.

A fim de verificar a performance do controle, foi realizada uma simulação com $T_{sim} = 0,02$ e referência de potência $P_{bat} = 25$ kW. Assume-se um estado de carga das baterias de 35% e correntes nos indutores inicialmente nulas. O barramento CC é representado por uma fonte de tensão $V_{cc} = 670$ V. No instante $t = 0,01$ o valor da fonte é alterado abruptamente de V_{cc} para $0,9V_{cc}$. A dinâmica da corrente de carga das baterias ao longo da simulação pode ser verificada na Figura 39.

Na Figura 39 é possível perceber que a referência de corrente não é perfeitamente constante, mas decresce ligeiramente no início da simulação. Isto se deve ao fato de que, devido à resistência interna das células, a tensão do banco de baterias se eleva quando em carregamento, o que faz com que o sistema de controle ajuste dinamicamente a corrente para manter a referência de potência.

As correntes em cada indutor, bem como a corrente total que adentra as baterias em estado permanente, podem ser visualizadas na Figura 40. Nela é possível verificar a redução do *ripple* presente na corrente total. Em cada indutor, as correntes apresentam uma variação pico a pico média de 1,96 A e valor médio de 32,93 A, o que corresponde a um *ripple* de 5,95%. Já a corrente das baterias apresenta variação pico a pico de 0,61 A com valor médio de 98,77 A, correspondendo a um *ripple* de 0,62%.

Figura 38 – Esquema de controle das correntes do conversor CC-CC no Simulink®.

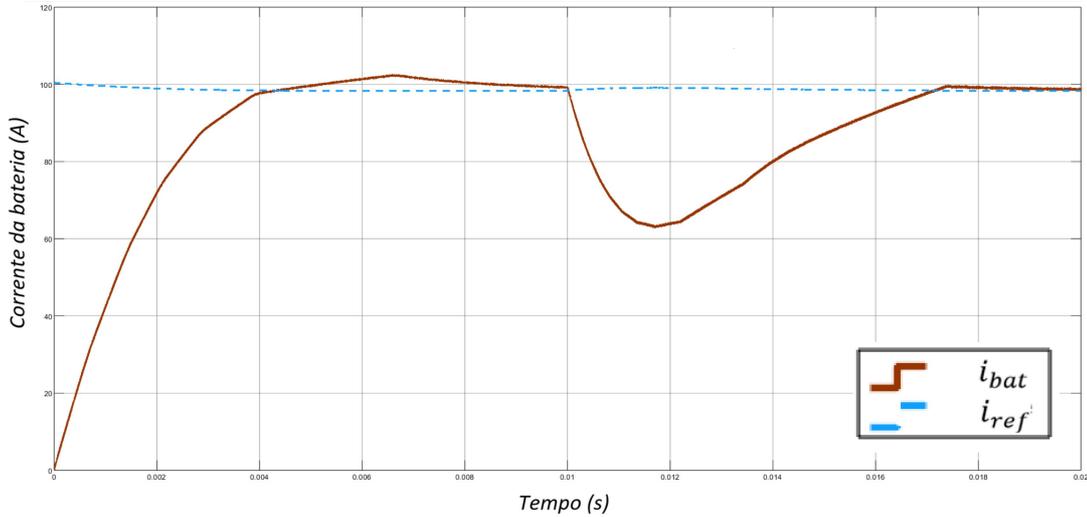


Fonte: Elaborado pelo autor (2025). Nota: na imagem, as variáveis R_1 , R_2 e R_3 são representadas por "rL".

Os sinais PWM de disparo dos IGBTs superiores do conversor, defasados entre si, se encontram representados na Figura 41.

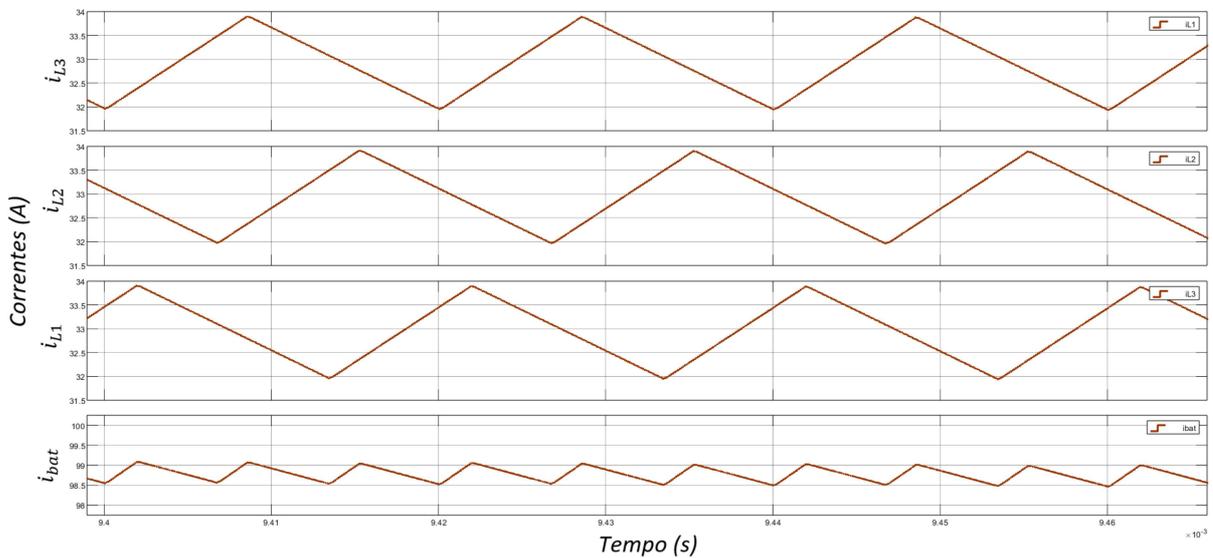
Em seguida, foi realizada outra simulação com $T_{sim} = 0,02$ s para verificar o rastreo da referência de potência, tanto de carga quanto descarga das baterias. No instante $t = 0,00$ s é aplicado um degrau de $P_{carga1} = 25$ kW, levando o conversor a trabalhar no modo *buck*, e no instante $t = 0,01$ s a referência se alterna para $P_{carga2} = -25$ kW, comutando a operação do conversor para o modo *boost*. A potência é capaz de rastrear as referências, como pode ser visto na Figura 42. Analisando os dados da simulação, pode-se verificar que a potência apresenta $t_r = 4,275$ ms e $M_p = 4,24\%$ no primeiro degrau e $t_r = 2,09$ ms e $M_p = 22,56\%$ no segundo.

Figura 39 – Dinâmica da corrente de carga das baterias no Simulink®.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 40 – *Ripple* das correntes i_{L1} , i_{L2} e i_{L3} vs i_{bat} do conversor CC-CC entrelaçado no Simulink®.



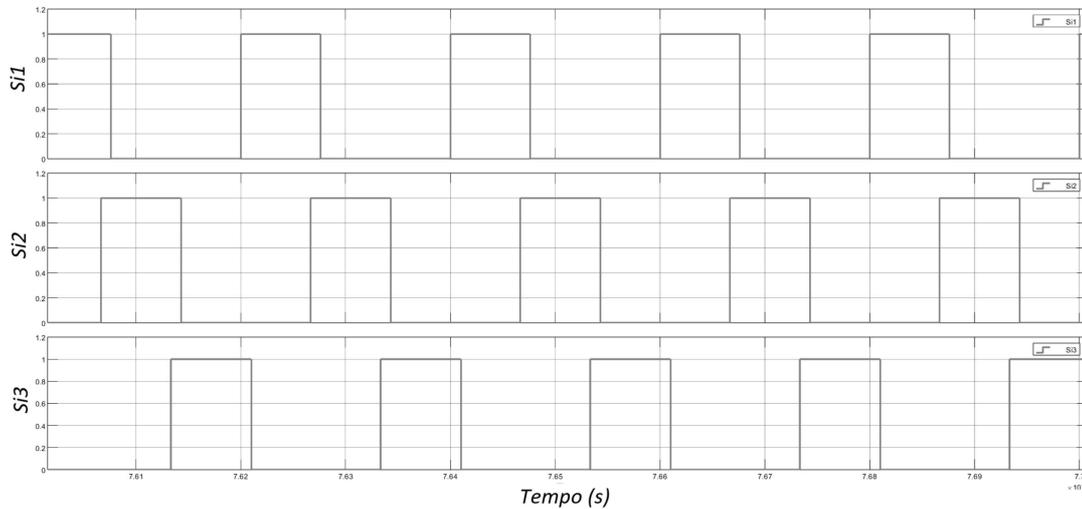
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

5.4 SIMULAÇÃO - CONJUNTO COMPLETO

Tendo sido validados os modelos dos conversores individuais, foi então construído o modelo do conjunto híbrido-elétrico completo no Simulink®, conforme a Figura 43.

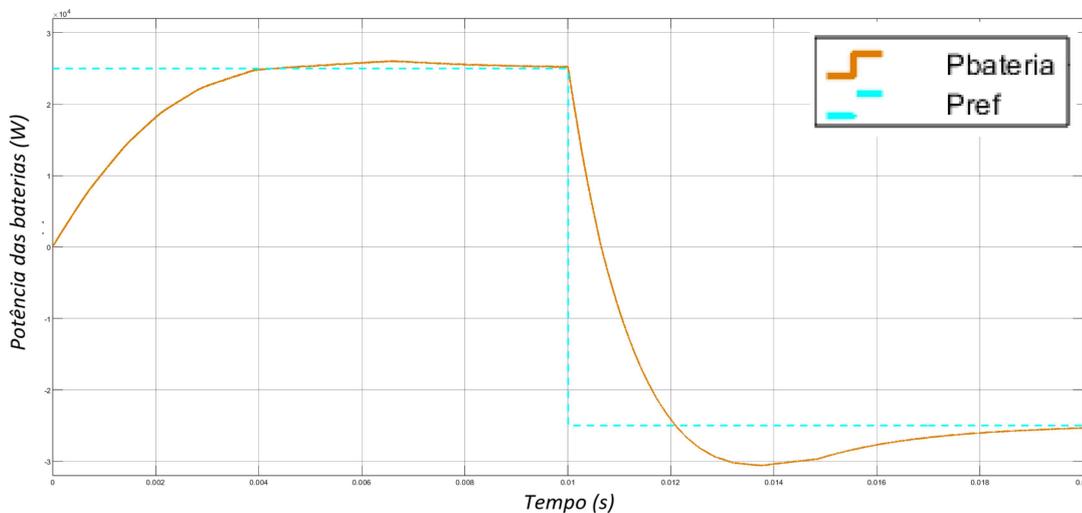
A simulação foi realizada com $T_{sim} = 1,5$ s. As condições iniciais são dadas pela Tabela 14.

Figura 41 – Pulsos de disparo dos IGBTs do conversor CC-CC entrelaçado no Simulink®.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 42 – Rastreo da referência da potência de carga/descarga das baterias no Simulink®.

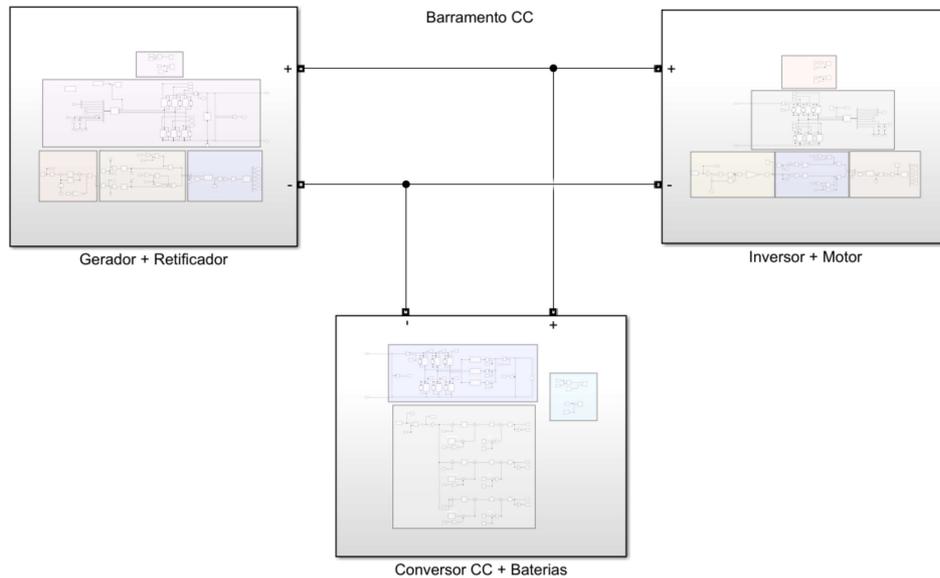


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

O estado inicial dos IGBTs é aberto, e as correntes dos indutores e dos estatores das máquinas inicialmente estão zeradas. Devido a nem todas as variáveis corresponderem ao valor de estado permanente, ocorre um transitório inicial, até em torno de $t = 0,3$ s, omitido nas figuras a seguir.

No instante $t_1 = 0,5$ s, é aplicado um degrau no conjugado de carga no eixo do motor, subindo a potência mecânica demandada para $P_{mec} = 25$ kW, próxima ao seu limite nominal. Posteriormente, no instante $t_2 = 1,0$ s, a referência de potência das baterias se

Figura 43 – Conjunto completo modelado no Simulink[®], dividido em subsistemas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Tabela 14 – Condições iniciais da simulação do modelo completo no Simulink[®].

Parâmetro	Valor	Unidade
Velocidade do gerador $\omega_{r,g}$	5000,0	rpm
Velocidade do motor $\omega_{r,m}$	3600,0	rpm
Conjugado de carga τ_{carga}	39,8	$N \cdot m$
Potência mecânica P_{mec}	15,0	kW
Potência das baterias $P_{bat,ref}$	-15,0	kW
Tensão do barramento v_{cc}	670,0	V

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

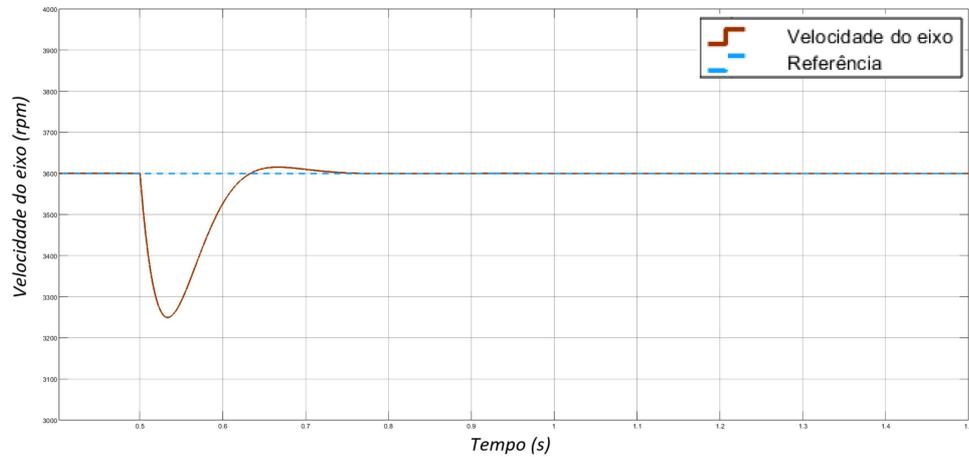
inverte para $P_{bat,ref} = +15,0$ kW, alterando seu modo de descarga para carga.

Pode-se verificar nas Figuras 44 e 45 o comportamento das variáveis no eixo do motor.

A partir do instante t_1 , ω_r é momentaneamente perturbada, mas retorna ao valor de referência, como consequência do conjugado eletromagnético τ_e se ajustar ao aumento da demanda. Pode-se notar ainda nas Figuras 44 e 45 que a partir do instante t_2 , quando o modo de operação das baterias é comutado, não há perturbação perceptível sentida no eixo da hélice.

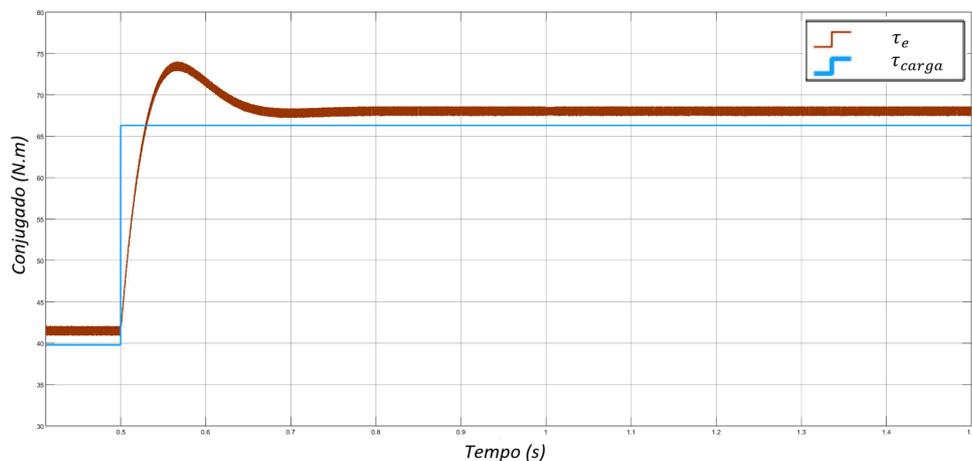
Na Figura 46 se encontra representada a tensão v_{cc} ao longo da simulação; nota-se perturbações transitórias nos instantes t_1 e t_2 , que são rapidamente compensadas.

Figura 44 – Dinâmica da velocidade do eixo do motor, na simulação do conjunto completo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 45 – Dinâmica do conjugado no eixo do motor, na simulação do conjunto completo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

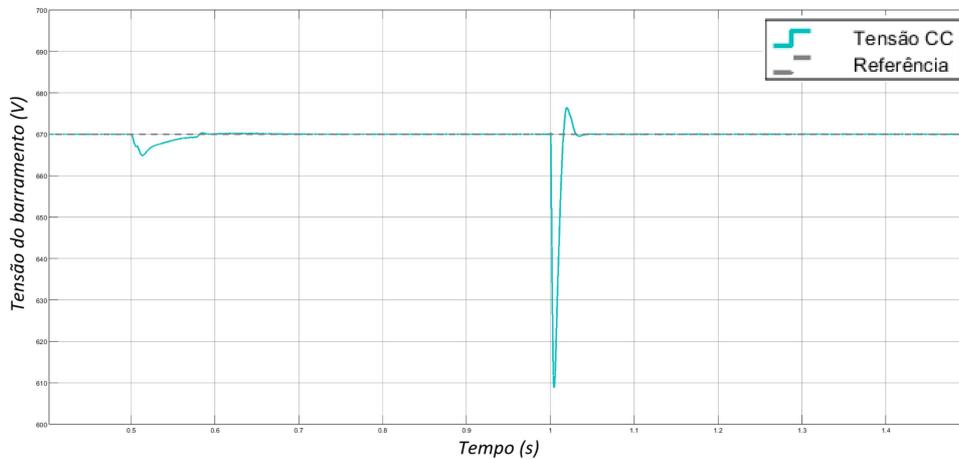
A potência das baterias pode ser visualizada na Figura 47, seguindo de perto a referência e comutando do modo de descarga para carga no instante t_2 .

A Figura 48 ilustra o comportamento da potência mecânica, que salta de 15,0 kW para 25,0 kW a partir do instante t_1 .

Por fim, na Figura 49 pode ser vista a potência média injetada pelo retificador no barramento CC. Observando a figura, ficam evidentes os três estados de operação simulados em sucessão:

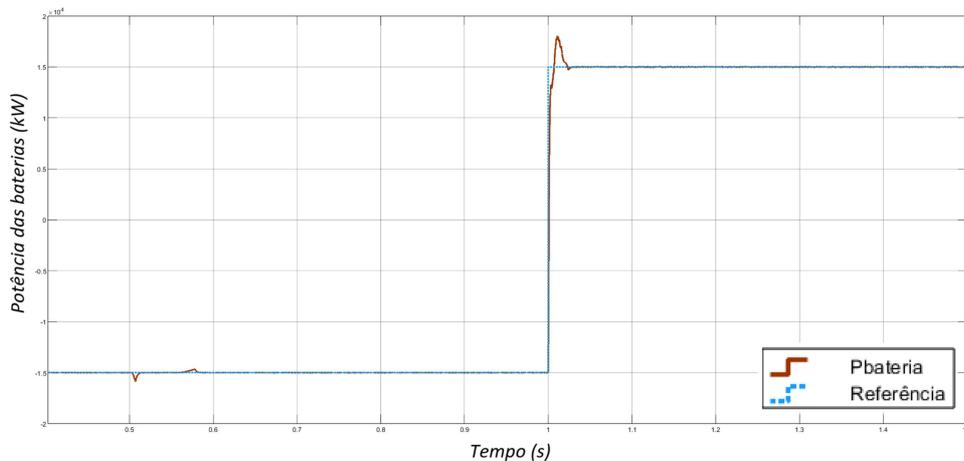
1. Eixo da hélice consumindo 15,0 kW e baterias suprindo 15,0 kW. Devido às perdas

Figura 46 – Dinâmica da tensão no barramento CC, na simulação do conjunto completo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 47 – Dinâmica da potência de carga/descarga das baterias, na simulação do conjunto completo.

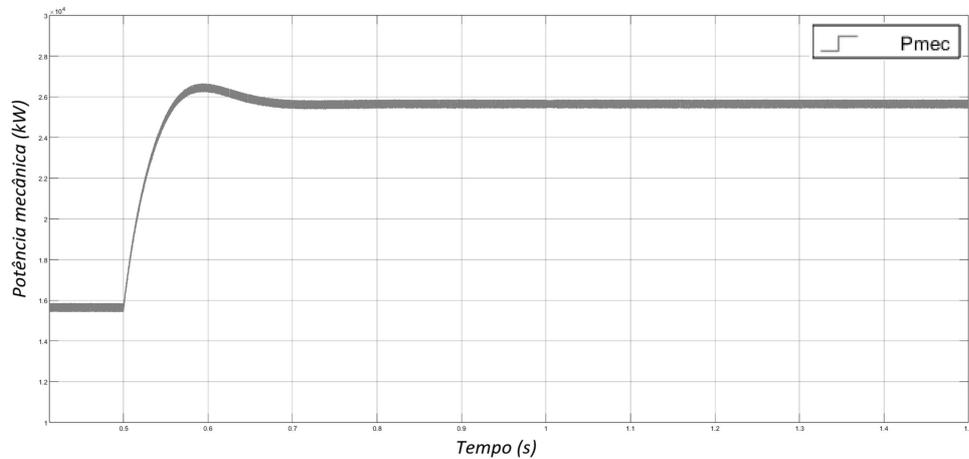


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

dos conversores, a potência que o inversor demanda do barramento é ligeiramente superior àquela entregue pelo conversor CC-CC; o retificador entrega uma potência média de $P_{DC1} = 0,17$ kW.

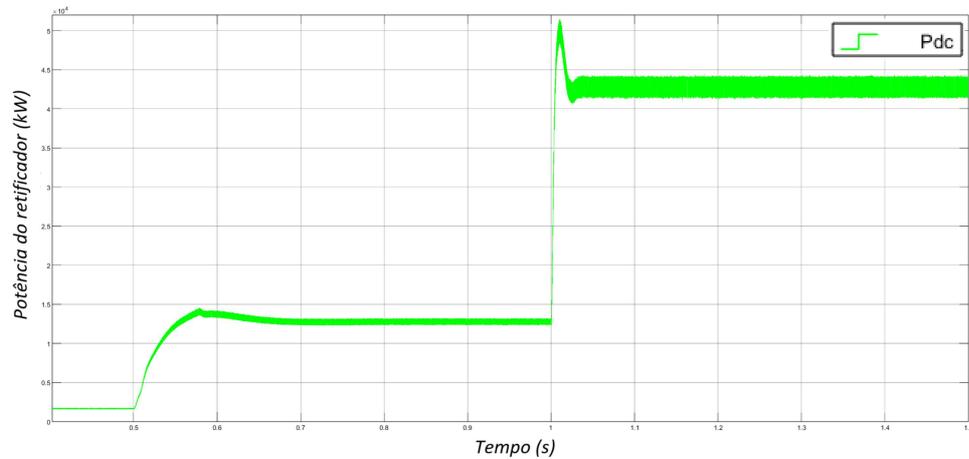
2. Eixo da hélice consumindo 25,0 kW e baterias suprindo 15,0 kW. O retificador entrega $P_{DC2} = 12,77$ kW.
3. Eixo da hélice consumindo 25,0 kW e baterias consumindo 15,0 kW. O retificador entrega $P_{DC3} = 42,77$ kW.

Figura 48 – Dinâmica da potência mecânica entregue pelo motor, na simulação do conjunto completo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 49 – Dinâmica da potência entregue pelo retificador ao barramento CC, na simulação do conjunto completo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

5.5 SIMULAÇÃO - CÁLCULO DE RENDIMENTOS EM REGIME PERMANENTE

Conforme já foi dito, o objetivo final das simulações realizadas neste trabalho, além de validar o projeto de controle, é obter um modelo do conjunto elétrico do motor híbrido que nos permita estimar o comportamento energético do conjunto em diversas condições em estado permanente. Para isso é realizada a simulação de cada subconjunto elétrico para diversos valores de potência, e em seguida são calculadas equações polinomiais do rendimento em função da potência em condições de regime permanente. Ou seja, sendo η o rendimento de um conjunto e P a potência dele demandada, as duas variáveis serão

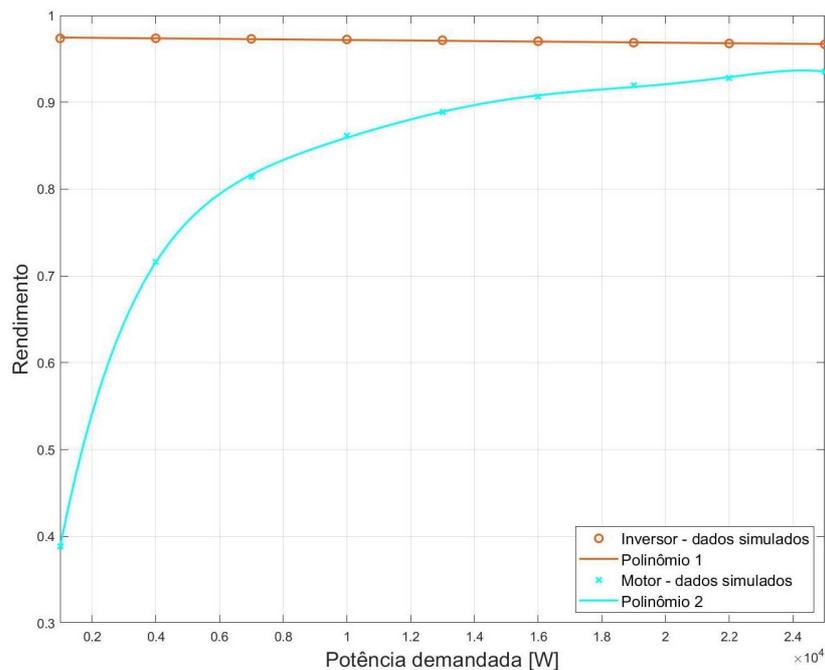
correlacionadas pela expressão:

$$\eta(P) = A_n P^n + A_{n-1} P^{n-1} + \dots + A_1 P + A_0 \quad (5.1)$$

As simulações foram rodadas para potências demandadas partindo de 1,0 kW em incrementos de 3,0 kW. Para o conversor CC-CC, o inversor e o motor, as simulações foram feitas até 28,0 kW. Já para o retificador e o GE até 46 kW, devido à potência nominal mais elevada do GE.

Os rendimentos coletados e polinômios ajustados para o inversor e o motor se encontram na Figura 50. Os símbolos 'o' e 'x' são os resultados das simulações, e as linhas contínuas são as funções polinomiais ajustadas. O mesmo padrão é utilizado nos demais gráficos.

Figura 50 – Rendimentos vs potências do ME e do inversor.

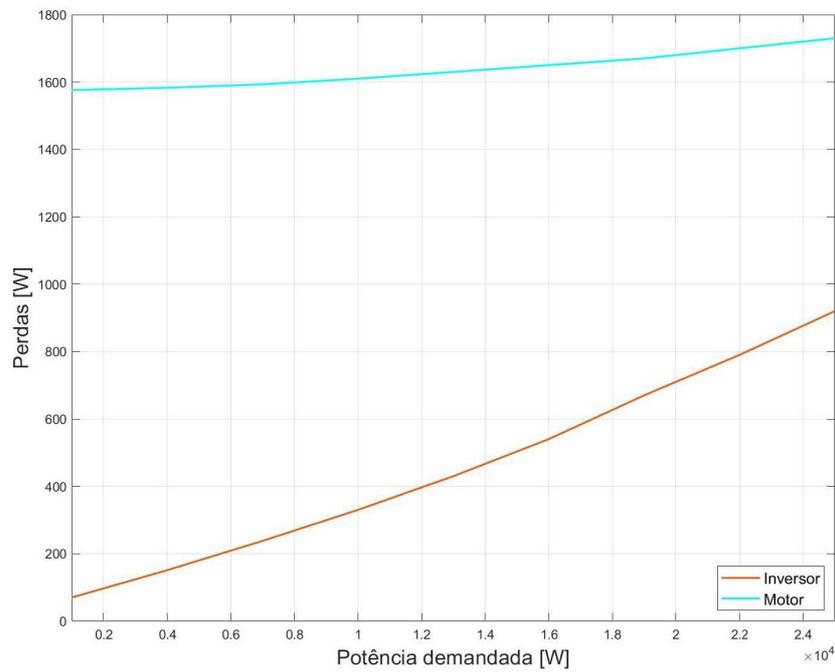


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Pode-se perceber na figura que os rendimentos do inversor se mantêm quase constantes sobre um faixa grande de potências e são bem descritas por uma reta decrescente (Polinômio 1). Já o Polinômio 2, encontrado para o GE, é de 6^a ordem. A Figura 51 apresenta as perdas em watts desses componentes em função da potência demandada.

Na Figura 52 pode ser visto o comportamento dos rendimentos do retificador e do GE, que apresentam formas bastante similares àquelas encontradas para o inversor e o motor. Os Polinômios 3 e 4 são de 1^a e 6^a ordens, respectivamente. As perdas correspondentes em função da potência são apresentadas na Figura 53.

Figura 51 – Perdas vs potências demandadas do ME e do inversor.



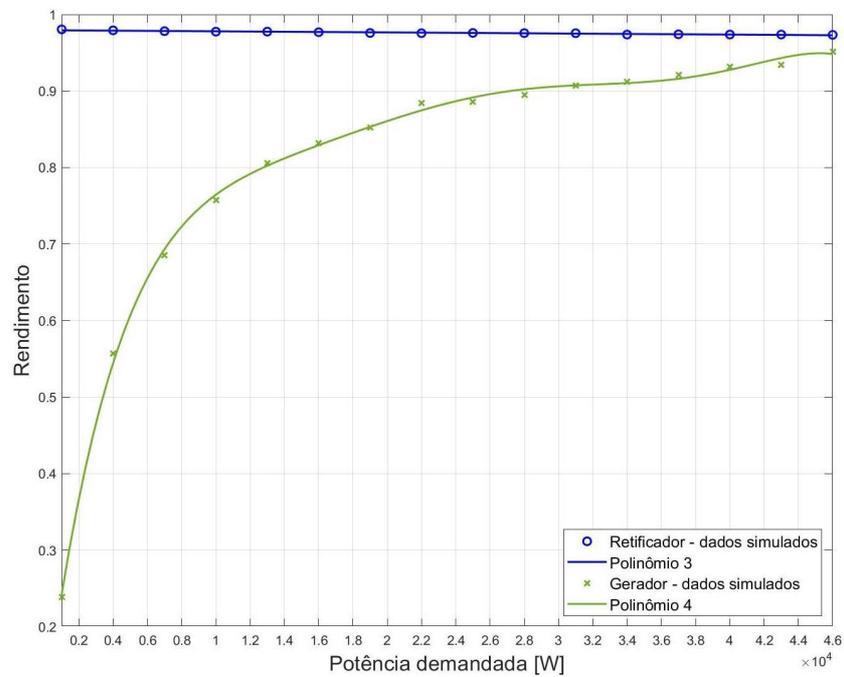
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Os rendimentos do conversor CC-CC se encontram ilustradas na Figura 54. Foram feitas simulações tanto para o modo de carga quanto para descarga das baterias, gerando os Polinômios 5 e 6, de 1^a ordem. As duas curvas são quase idênticas, resultado que evidencia que o rendimento é essencialmente independente da direcionalidade da potência. Suas perdas se encontram representadas na Figura 55.

Finalmente, os rendimentos medidos para cada componente do sistema são combinados para se obter rendimentos globais considerando os três caminhos possíveis para o fluxo de potência: (i) das baterias para o ME, (ii) do MCI - GE para o ME, e (iii) do MCI - GE para as baterias. Os dados dos arranjos globais se encontram na Figura 56. São obtidos os Polinômios 7, 8 e 9, que são de 6^a ordem. A Figura 57 apresenta as perdas associadas a cada conjunto.

Os coeficientes A_k , $k \in [0, 6]$, dos nove polinômios obtidos para modelar os rendimentos se encontram compilados na Tabela 15.

Figura 52 – Rendimentos vs potências do GE e do retificador.



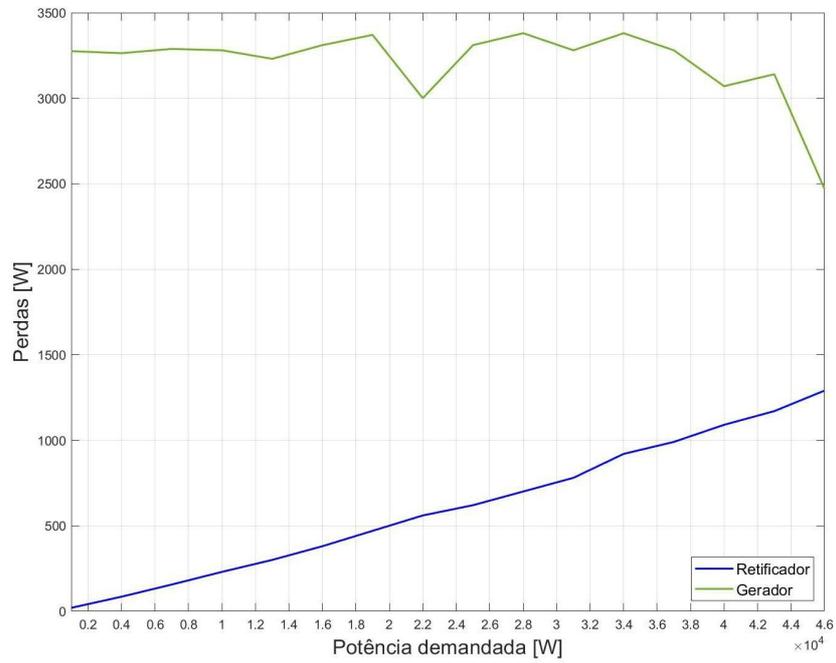
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Tabela 15 – Coeficientes dos polinômios para os rendimentos do sistema.

Conjunto	A_6	A_5	A_4	A_3	A_2	A_1	A_0
Motor	$-6,68 \times 10^{-26}$	$6,12 \times 10^{-21}$	$-2,25 \times 10^{-16}$	$4,27 \times 10^{-12}$	$-4,48 \times 10^{-8}$	$2,61 \times 10^{-4}$	$1,68 \times 10^{-1}$
Gerador	$-2,93 \times 10^{-27}$	$4,75 \times 10^{-22}$	$-3,06 \times 10^{-17}$	$9,97 \times 10^{-13}$	$-1,77 \times 10^{-8}$	$1,70 \times 10^{-4}$	$8,88 \times 10^{-2}$
Inversor	–	–	–	–	–	$-3,11 \times 10^{-7}$	$9,75 \times 10^{-1}$
Retificador	–	–	–	–	–	$-1,43 \times 10^{-7}$	$9,79 \times 10^{-1}$
Conv. CC Carga	–	–	–	–	–	$-1,88 \times 10^{-8}$	$9,90 \times 10^{-1}$
Conv. CC Descarga	–	–	–	–	–	$-5,43 \times 10^{-8}$	$9,90 \times 10^{-1}$
Baterias- Motor	$-6,58 \times 10^{-26}$	$6,00 \times 10^{-21}$	$-2,20 \times 10^{-16}$	$4,16 \times 10^{-12}$	$-4,36 \times 10^{-8}$	$2,52 \times 10^{-4}$	$1,61 \times 10^{-1}$
Gerador- Motor	$-5,69 \times 10^{-26}$	$4,61 \times 10^{-21}$	$-1,49 \times 10^{-16}$	$2,56 \times 10^{-12}$	$-2,64 \times 10^{-8}$	$1,87 \times 10^{-4}$	$-7,50 \times 10^{-2}$
Gerador- Baterias	$-8,77 \times 10^{-26}$	$7,28 \times 10^{-21}$	$-2,41 \times 10^{-16}$	$4,12 \times 10^{-12}$	$-4,00 \times 10^{-8}$	$2,34 \times 10^{-4}$	$3,31 \times 10^{-2}$

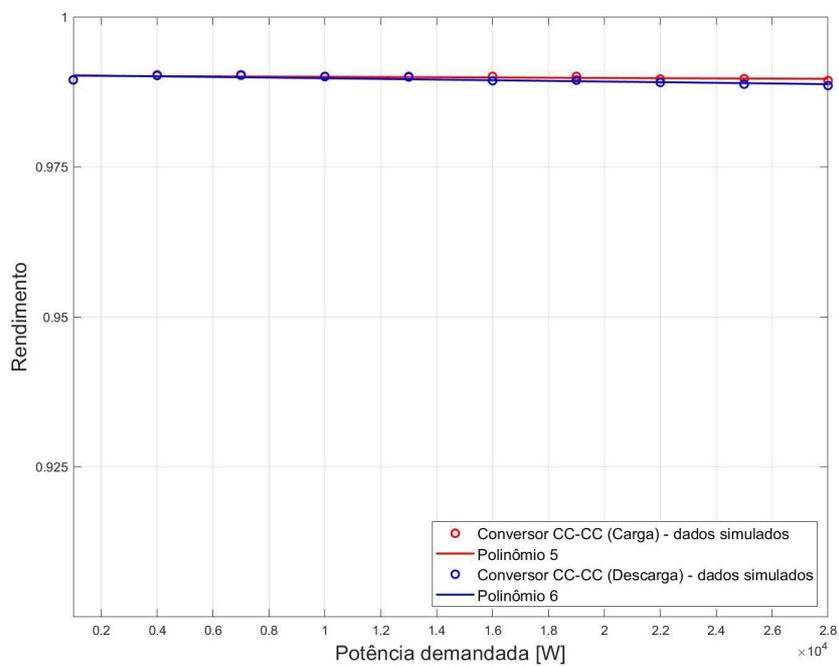
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 53 – Perdas vs potências demandadas do GE e do retificador.



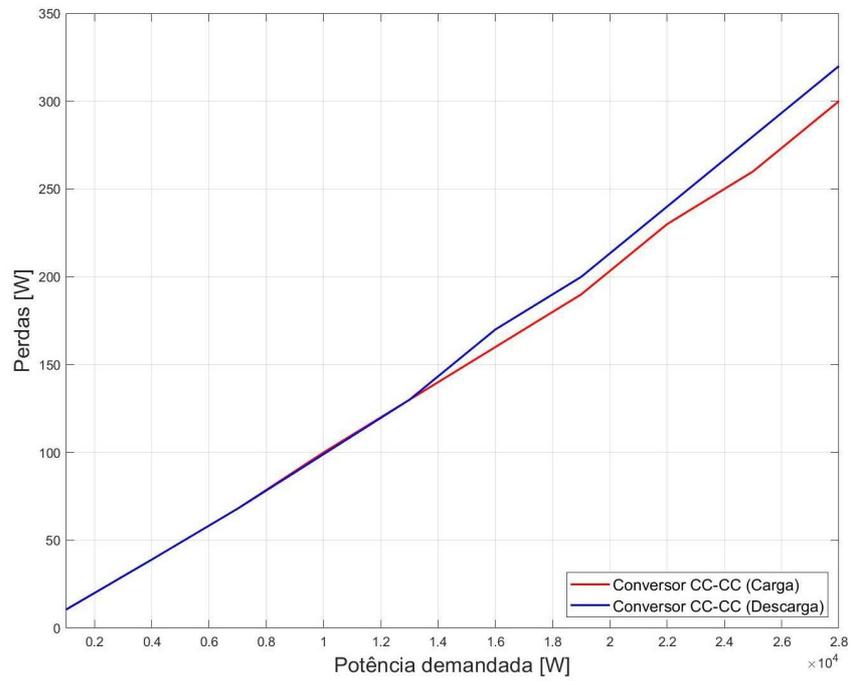
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 54 – Rendimentos vs potências do conversor CC-CC.



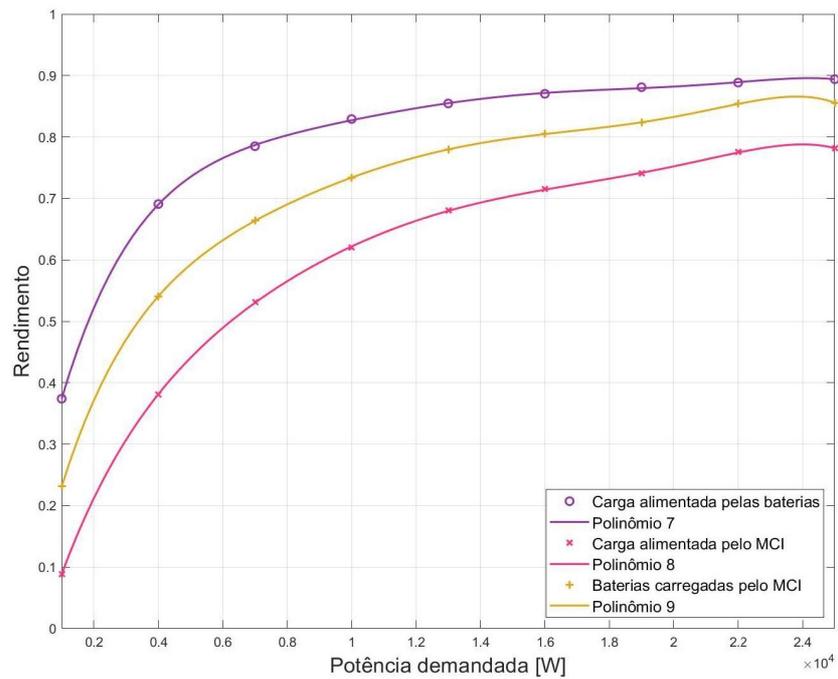
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 55 – Perdas vs potências demandadas do conversor CC-CC.



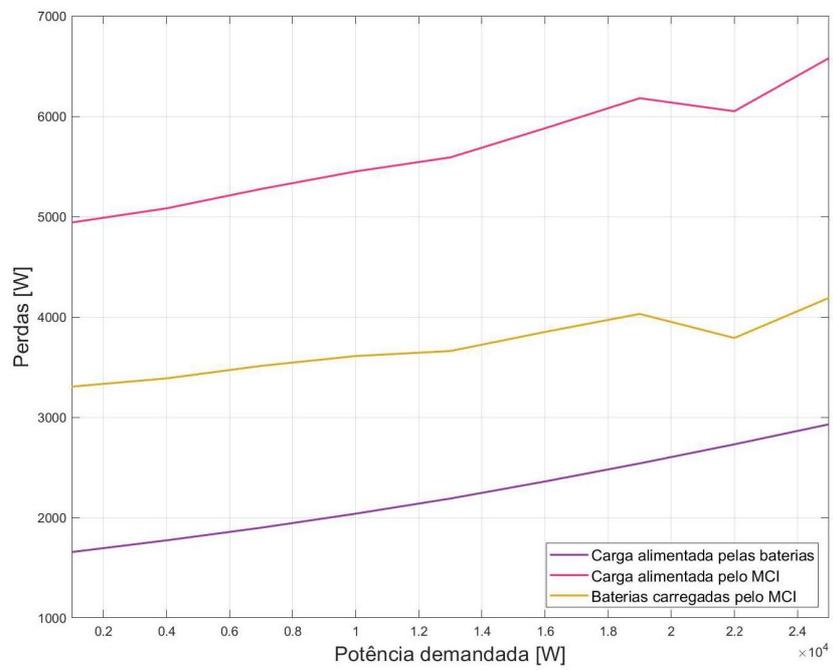
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 56 – Rendimentos vs potências da operação conjunta dos componentes.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 57 – Perdas vs potências demandadas dos componentes em conjunto.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

6 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi feito o estudo do subsistema elétrico como parte de um motor híbrido-elétrico para propulsão aeronáutica. A topologia do motor é do tipo série, visando ser aplicada a um drone de asa fixa. Esse subsistema foi projetado partindo de características elétricas básicas definidas por um estudo anterior, baseado na metodologia AHEAD, que foi explicada de forma sucinta.

Os conversores e máquinas em estudo foram selecionados com base em topologias empregadas e práticas estabelecidas em outros estudos encontrados na literatura atual. De forma semelhante foi feito o projeto e sintonia das leis de controle, empregando técnicas bem consolidadas, como o controle por orientação de campo para as máquinas, e a utilização do modelo médio em espaço de estados para o conversor CC-CC. Os valores usados para os motores e interruptores semicondutores foram obtidos de dispositivos reais do mercado, existentes na instalação laboratorial da UFJF.

Os componentes elétricos e controladores projetados foram verificados por meio de simulações computacionais, que indicam que o sistema opera corretamente e de forma estável, atingindo os objetivos de controle.

Os rendimentos dos CEP's variam pouco ao longo da faixa simulada, decrescendo ligeiramente com o aumento da potência. Em contrapartida, os rendimentos do GE e do ME aumentam significativamente com o aumento da potência, atingindo seu pico nas potências máximas. Essas características não lineares fazem necessário o desenvolvimento de estudos como o do presente trabalho, para facilitar o projeto otimizado do motor.

Na Figura 56, os rendimentos que envolvem o GE alimentando somente a hélice ou as baterias são mais baixas por ele estar operando a carga parcial. A Figura 52 demonstra, porém, que no topo da sua potência, quando estiver alimentando ambos hélice e baterias, o rendimento do GE é maior, chegando perto de 95%.

Os resultados obtidos para os rendimentos do sistema podem ser utilizados no estudo da aeronave descrita, a fim de se conhecer o comportamento global do sistema híbrido-elétrico e definir o projeto ótimo. A descrição das relações rendimento vs potência em forma polinomial permite uma representação simples do comportamento energético dos componentes elétricos, contribuindo com o estudo baseado na metodologia AHEAD.

As simulações realizadas ilustram o ponto forte da topologia série, permitindo desacoplar o MCI da hélice, de forma que o primeiro opere na sua faixa de velocidade mais eficiente, enquanto a segunda atenda às demanda aerodinâmicas de velocidade. Permite ainda unir o banco de baterias ao sistema sem necessidade de uma caixa de transmissão complexa. Porém, também demonstram o ponto fraco da topologia, onde as perdas dos estágios sucessivos se acumulam reduzindo o rendimento global do sistema, conforme verificado nas Figuras 50 a 56.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Em continuidade a este trabalho, fica como sugestão estudar outras topologias de conversores eletrônicos, visando melhorar o rendimento e a densidade de potência. Também estudar outros interruptores semicondutores, tais como MOSFET's e avaliar a melhora no desempenho e a viabilidade econômica.

Outra sugestão é projetar conversores com outras arquiteturas híbridas, por exemplo, substituindo o MCI por célula a combustível.

É possível ainda explorar outras estratégias de controle, e testar diferentes combinações de ganhos para os controladores de forma a otimizar o desempenho dinâmico das variáveis controladas.

Foi realizado o estudo do modelo elétrico dos componentes. Estudar seu modelo térmico permitiria avaliar a necessidade de gerenciamento de temperatura nos conversores e no banco de baterias.

Por fim, de forma a dar prosseguimento ao projeto de um trem de força real, faz-se necessário a construção de protótipos, possivelmente em escala, para confirmar os resultados simulados.

REFERÊNCIAS

- Airbus. *E-Fan X*. 2021. Acessado em 17/08/25. Disponível em: <<https://www.airbus.com/en/innovation/low-carbon-aviation/hybrid-and-electric-flight/e-fan-x>>.
- _____. *EcoPulse*. 2024. Acessado em 17/08/25. Disponível em: <<https://www.airbus.com/en/innovation/energy-transition/hybrid-and-electric-flight/ecopulse>>.
- Airport Technology. *Extra 330LE Electric Aircraft*. 2017. Acessado em 17/08/25. Disponível em: <<https://www.airport-technology.com/projects/extra-330le-electric-aircraft/?cf-view>>.
- Akagi, H. Multilevel converters: Fundamental circuits and systems. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 105, n. 11, p. 2048–2065, 2017.
- Ampaire. *Electric EEL Aircraft*. 2024. Acessado em 17/08/25. Disponível em: <<https://www.ampaire.com/vehicles/electric-eel-aircraft>>.
- ANAC. *Inventário Nacional de Emissões Atmosféricas da Aviação Civil - 2019*. 2019. Acessado em 19/08/25. Disponível em: <https://www.anac.gov.br/assuntos/paginas-tematicas/meio-ambiente/arquivos/inventario-nacional-de-emissoes_v6.pdf>.
- _____. *Com 10,2 milhões de passageiros, setor aéreo tem melhor mês de março desde 2000*. 2025. Acessado em 19/08/25. Disponível em: <<https://www.gov.br/anac/pt-br/noticias/2025/com-10-2-milhoes-de-passageiros-setor-aereo-tem-melhor-mes-de-marco-desde-2000>>.
- _____. *Com 118 milhões de passageiros transportados em 2024, setor aéreo tem segundo melhor desempenho da história*. 2025. Acessado em 19/08/25. Disponível em: <<https://www.gov.br/anac/pt-br/noticias/2025/com-118-milhoes-de-passageiros-transportados-em-2024-setor-aereo-tem-segundo-melhor-desempenhos-da-historia>>.
- _____. *Inventário Nacional de Emissões Atmosféricas da Aviação Civil*. 2025. Acessado em 19/08/25. Disponível em: <<https://www.gov.br/anac/pt-br/assuntos/meio-ambiente/inventario-nacional-de-emissoes-atmosfericas-da-aviacao-civil>>.
- APC. *Aeroportos no Brasil: Dados e Tendências para 2024*. 2024. Acessado em 19/08/25. Disponível em: <<https://apc.com.br/industria/aeroportos-no-brasil-dados-e-tendencias-para-2024/>>.
- Asadi, F.; Eguchi, K. *Simulation of Power Electronics Converters Using PLECS®*. [S.l.]: Academic Press, 2019.
- Bauman Moscow State Technical University. *Diesel Rk*. 2023. <<https://diesel-rk.com/Eng/>>. Acessado em 31/01/2024.
- Benzaquen, J.; He, J.; Mirafzal, B. Toward more electric powertrains in aircraft: Technical challenges and advancements. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, CES, v. 5, n. 3, p. 177–193, 2021.
- Blaschke, F. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop system for rotating-field machines. In: . [S.l.: s.n.], 1972. v. 34, n. 3, p. 217–220.

Burston, M.; Ranasinghe, K.; Gardi, A.; Parezanovic, V.; Ajaj, R.; Sabatini, R. Design principles and digital control of advanced distributed propulsion systems. *Energy*, v. 241, 2022.

CIA. *Country Comparisons - Airports*. 2025. Acessado em 19/08/25. Disponível em: <<https://www.cia.gov/the-world-factbook/field/airports/country-comparison/>>.

Corradini, L.; Maksimovic, D.; Mattavelli, P.; Zane, R. *Digital Control of High-Frequency Switched-Mode Power Converters*. [S.l.]: IEEE Press, 2015.

Dannier, A.; Del Pizzo, A.; Di Noia, L. P.; Spina, I. Sizing procedure of pmsms for hybrid parallel aircraft propulsion. In: IEEE. *2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*. [S.l.], 2018. p. 1–6.

Decerio, D. P.; Hall, D. K. Benefits of Parallel Hybrid Electric Propulsion for Transport Aircraft. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 8, n. 4, 2022.

Deshpande, A.; Chen, Y.; Narayanasamy, B.; Yuan, Z.; Chen, C.; Luo, F. Design of a High-Efficiency, High Specific-Power Three-Level T-Type Power Electronics Building Block for Aircraft Electric-Propulsion Drives. *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics*, IEEE, Piscataway, v. 8, n. 1, p. 407–416, 2020. ISSN 2168-6777.

Diao, F.; Du, X.; Ma, Z.; Wu, Y.; Guo, F.; Li, Y.; Zhao, Z.; Zhao, Y. A Megawatt-Scale Si/SiC Hybrid Multilevel Inverter for Electric Aircraft Propulsion Applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2023.

Doff-Sotta, M.; Cannon, M.; Bacic, M. Predictive Energy Management for Hybrid Electric Aircraft Propulsion Systems. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 31, n. 2, p. 602–614, 2023.

Ehsani, M.; Gao, Y.; Gay, S. E.; Emadi, A. *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles*. [S.l.]: CRC Press, 2005.

Ehsani, M.; Singh, K. V.; Bansal, H. O.; Mehrjardi, R. T. State of the art and trends in electric and hybrid electric vehicles. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 109, n. 6, p. 967–984, 2021.

EMRAX Innovative E-Motors. *EMRAX ELECTRIC MOTORS / GENERATORS*. 2024. Acessado em 05/03/2024. Disponível em: <<https://emrax.com/e-motors/>>.

Epstein, A. H.; O’Flarity, S. M. Considerations for reducing aviation’s co 2 with aircraft electric propulsion. *Journal of Propulsion and Power*, American Institute of Aeronautics and Astronautics, v. 35, n. 3, p. 572–582, 2019.

Erickson, R. W.; Maksimovic, D. *Fundamentals of power electronics*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.

Farias, J. *Brasil é o segundo país do mundo com o maior número de aeroportos*. 2025. Acessado em 19/08/25. Disponível em: <<https://passageirodeprimeira.com/brasil-segundo-pais-com-mais-aeroportos-segundo-cia/>>.

Garud, K. S.; Tai, L. D.; Hwang, S.-G.; Nguyen, N.-H.; Lee, M.-Y. A review of advanced cooling strategies for battery thermal management systems in electric vehicles. *Symmetry*, MDPI, v. 15, n. 7, p. 1322, 2023.

H2Fly. *Página inicial*. 2025. Acessado em 23/08/25. Disponível em: <<https://www.h2fly.de/>>.

Hart, D. W. *Power electronics*. [S.l.]: McGraw-Hill, 2011.

He, J.; Zhang, D.; Pan, D. PWM Strategy for MW-Scale “SiC+Si” ANPC Converter in Aircraft Propulsion Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 57, n. 3, p. 3077–3086, 2021.

Henke, M.; Narjes, G.; Hoffmann, J.; Wohlers, C.; Urbanek, S.; Heister, C.; Steinbrink, J.; Canders, W.-R.; Ponick, B. Challenges and opportunities of very light high-performance electric drives for aviation. *Energies*, MDPI, v. 11, n. 2, p. 344, 2018.

HKS. *Ficha tecnica HKS700e*. 2023. <<https://www.hksengines.com/technical-info>>. Acessado em 31/01/2024.

Hoenicke, P.; Ghosh, D.; Muhandes, A.; Bhattacharya, S.; Bauer, C.; Kallo, J.; Willich, C. Power management control and delivery module for a hybrid electric aircraft using fuel cell and battery. *Energy Conversion and Management*, Elsevier, v. 244, p. 114445, 2021.

Hung, J. Y.; Gonzalez, L. F. On parallel hybrid-electric propulsion system for unmanned aerial vehicles. *Progress in Aerospace Sciences*, Elsevier, v. 51, p. 1–17, 2012.

IATA. *O valor do transporte aéreo para o Brasil*. 2024. Acessado em 19/08/25. Disponível em: <<https://www.iata.org/contentassets/bc041f5b6b96476a80db109f220f8904/voa-translations/o-valor-do-transporte-aereo-para-o-brasil--pt.pdf>>.

International Civil Aviation Organization. *ICAO Environmental Report 2016*. 2016. Disponível em: <<https://www2023.icao.int/environmental-protection/Documents/ICAO%20Environmental%20Report%202016.pdf>>.

International Energy Agency. *World Energy Outlook 2024*. 2024. Acessado em 27/08/25. Disponível em: <<https://www.iea.org/reports/world-energy-outlook-2024>>.

_____. *Aviation - IEA*. 2025. Acessado em 27/08/25. Disponível em: <<https://www.iea.org/energy-system/transport/aviation>>.

Kellermann, H.; Fuhrmann, S.; Shamiyeh, M.; Hornung, M. Design of a battery cooling system for hybrid electric aircraft. *Journal of Propulsion and Power*, American Institute of Aeronautics and Astronautics, v. 38, n. 5, p. 736–751, 2022.

Keshmiri, N.; Wang, D.; Agrawal, B.; Hou, R.; Emadi, A. Current status and future trends of gan hemts in electrified transportation. *IEEE access*, IEEE, v. 8, p. 70553–70571, 2020.

Kim, H. D. Distributed propulsion vehicles. In: *27th international congress of the aeronautical sciences*. [S.l.: s.n.], 2010.

Krause, P. C.; Wasynczuk, O.; Sudhoff, S. D. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2002.

- Kucinski, W. *UTC's Project 804 hybrid-electric demonstrator may increase regional jet efficiency by 30 percent*. 2019. Acessado em 17/08/25. Disponível em: <<https://www.sae.org/news/2019/04/utc%E2%80%99s-project-804-hybrid-electric-demonstrator-may-increase-regional-jet-efficiency-by-30-percent>>.
- Lee, J.-H.; Jung, D.-Y.; Lee, T.-K.; Kim, Y.-R.; Won, C.-Y. Regenerative current control method of bidirectional dc/dc converter for ev/hev application. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, The Korean Institute of Electrical Engineers, v. 8, n. 1, p. 97–105, 2013.
- Liang, S.; Zhao, H.; Yang, T.; Wang, X.; Qi, Y.; Li, W. Modeling and control of a hybrid power system for electric propulsion aircraft. In: IEEE. *2024 27th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. [S.l.], 2024. p. 1590–1595.
- Liu, K.-Z.; Yao, Y. *Robust control: theory and applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2016.
- Marten, D.; Wendler, J. Qblade guidelines v0. 6. *Technical University of Berlin*, 2013.
- Martinez-Rodrigo, F.; Ramirez, D.; Rey-Boue, A. B.; De Pablo, S.; Herrero-de Lucas, L. C. Modular multilevel converters: Control and applications. *Energies*, MDPI, v. 10, n. 11, p. 1709, 2017.
- Menzi, D.; Imperiali, L.; Bürgisser, E.; Ulmer, M.; Huber, J.; Kolar, J. W. Ultra-Lightweight High-Efficiency Buck-Boost DC-DC Converters for Future eVTOL Aircraft with Hybrid Power Supply. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2024.
- Miazga, T.; Iwański, G.; Nikoniuk, M. Energy Conversion System and Control of Fuel-Cell and Battery-Based Hybrid Drive for Light Aircraft. *Energies (Basel)*, 2021. ISSN 1996-1073.
- Middlebrook, R. D.; Cuk, S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In: *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1976. p. 18–34.
- Moirou, N. G.; Sanders, D. S.; Laskaridis, P. Advancements and prospects of boundary layer ingestion propulsion concepts. *Progress in Aerospace Sciences*, Elsevier, v. 138, p. 100897, 2023.
- MundoGEO. *Maior drone fabricado no Brasil é exposto ao público pela primeira vez*. 2022. URL <https://mundogeo.com/2022/01/13/maior-drone-fabricado-no-brasil-sera-exposto-ao-publico-pela-primeira-vez/>. Acessado em 01 de maio de 2024.
- Nasa. *X-57 Maxwell Overview*. 2024. Acessado em 17/08/25. Disponível em: <<https://www.nasa.gov/centers-and-facilities/armstrong/x-57-maxwell/>>.
- _____. *N3-X*. 2025. Acessado em 17/08/25. Disponível em: <<https://www.nasa.gov/eap-aircraft-concepts/n3-x/>>.
- Ogata, K. *Modern control engineering*. [S.l.]: Prentice Hall, 2009.
- Pan, D.; Zhang, D.; He, J.; Immer, C.; Dame, M. E. Control of MW-Scale High-Frequency “SiC+Si” Multilevel ANPC Inverter in Pump-Back Test for Aircraft Hybrid-Electric Propulsion Applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 9, n. 1, p. 1002–1012, 2021.

- Qashqai, P.; Sheikholeslami, A.; Vahedi, H.; Al-Haddad, K. A review on multilevel converter topologies for electric transportation applications. In: IEEE. *2015 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*. [S.l.], 2015. p. 1–6.
- Rashid, M. H. *Power electronics handbook*. [S.l.]: Butterworth-heinemann, 2011.
- Rendón, M. A.; Hallak, P. H.; Benito, Y. R.; Assato, M.; Cunha, C. d. O.; Esther, D. M.; Delmonte, R. G. P.; Gonçalves, D. P. Aircraft hybrid-electric environment for analysis and design (ahead) applied on a fixed-wing drone. *Results in Engineering*, Elsevier, v. 25, p. 104206, 2025.
- Rendón, M. A.; Hallak, P. H.; Buffara, G.; Marcomini, R.; Fernandes, D. de A.; Delmonte, R. G. P.; Sousa, J. L. F. de; Cunha, C. de O.; Freitas, B. S.; Gonçalves, D. P.; Esther, D. M. Preliminary Design of Fuel Cell Hybrid-Electric Power-Train for a Fixed-Wing Drone. In: *2024 International Conference on Control, Automation and Diagnosis (ICCAD'24)*. [S.l.]: IFAC, 2024.
- Rendón, M. A.; Sánchez R, C. D.; Gallo M, J.; Anzai, A. H. Aircraft hybrid-electric propulsion: Development trends, challenges and opportunities. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, Springer, v. 32, n. 5, p. 1244–1268, 2021.
- Richard, A.; Roboam, X.; Rougier, F.; Roux, N.; Piquet, H. AC Electric Powertrain without Power Electronics for Future Hybrid Electric Aircrafts: Architecture, Design and Stability Analysis. *Applied Sciences*, Multidisciplinary digital publishing institute (MDPI), jan. 2023.
- Roboam, X. A review of powertrain electrification for greener aircraft. *Energies*, MDPI, v. 16, n. 19, p. 6831, 2023.
- Safran. *Zunum Aero and Safran Helicopter Engines join forces to deliver electric commercial aircraft with unparalleled efficiency*. 2018. Acessado em 17/08/25. Disponível em: <<https://www.safran-group.com/pressroom/zunum-aero-and-safran-helicopter-engines-join-forces-deliver-electric-commercial-aircraft-2018-10-04>>.
- _____. *Safran is proud to power the Bell Nexus*. 2019. Acessado em 17/08/25. Disponível em: <<https://www.safran-group.com/pressroom/safran-proud-power-bell-nexus-2019-01-07-0>>.
- Sedra, A. S.; Smith, K. C. *Microelectronic circuits*. Sétima edição. [S.l.]: Oxford University Press, 2014.
- Semikron Danfoss. *SKiiP 37NAB12T4V1 Datasheet*. 2021. Disponível em: <<https://www.semikron-danfoss.com/service-support/downloads/detail/semikron-datasheet-skiip-37nab12t4v1-25231570.html>>.
- Shi, B.; Ramones, A. I.; Liu, Y.; Wang, H.; Li, Y.; Pischinger, S.; Andert, J. A review of silicon carbide mosfets in electrified vehicles: Application, challenges, and future development. *IET Power Electronics*, Wiley Online Library, v. 16, n. 12, p. 2103–2120, 2023.
- Stanford Aerospace Design Lab. *SUAVE*. 2025. Acessado em 24/08/25. Disponível em: <<https://suave.stanford.edu/index.html>>.

Stella Tecnologia. *Ficha Técnica Atobá*. 2022. <<http://www.stellatecnologia.com/wp-content/uploads/2022/09/Ficha-tecnica-Atoba.pdf>>. Acessado em 11/30/2023.

Stevanovic, L. D.; Matocha, K. S.; Losee, P. A.; Glaser, J. S.; Nasadoski, J. J.; Arthur, S. D. Recent advances in silicon carbide mosfet power devices. In: IEEE. *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.], 2010. p. 401–407.

Stewart, J. *Cálculo*. [S.l.]: Cengage Learning, 2017.

Sziroczak, D.; Jankovics, I.; Gal, I.; Rohacs, D. Conceptual design of small aircraft with hybrid-electric propulsion systems. *Energy*, v. 204, p. 117937, 2020. ISSN 0360-5442.

TDK Electronics AG. *Power line chokes: Current-compensated ring core chokes, 3-phase*. 2025. Disponível em: <https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/emc/emc/line-filter/data_sheet/30/ds/b8274xsx.pdf>.

Thunder Sky Winston Battery. *TSWB-LYP40AHA*. 2021. <<https://en.winston-battery.com/?cnxdc/318.html>>. Acessado em 08/30/2021.

Tolbert, L. M.; Ozpineci, B.; Islam, S. K.; Chinthavali, M. S. Wide bandgap semiconductors for utility applications. *semiconductors*, v. 1, n. 3, 2003.

Trentin, A.; Sala, G.; Tarisciotti, L.; Galassini, A.; Degano, M.; Connor, P. H.; Golovanov, D.; Gerada, D.; Xu, Z.; La Rocca, A. et al. Research and Realisation of High-Power Medium Voltage Active Rectifier Concepts for Future Hybrid-Electric Aircraft Generation. *IEEE transactions on industrial electronics (1982)*, IEEE, New York, v. 68, n. 12, 2021. ISSN 0278-0046.

Tsolaridis, G.; Jeong, M.; Biela, J. Evaluation of current control structures for multi-phase interleaved dc-dc converters. *IEEE Access*, IEEE, v. 9, p. 142616–142631, 2021.

Voltaero. *Cassio 330 Specifications*. 2025. Acessado em 17/08/25. Disponível em: <<https://www.voltaero.aero/specifications/>>.

Warp Drive Inc. *Operation and Installation Manual for Warp Drive Carbon Fiber Propeller*. 2025. Acessado em 03/09/2025. Disponível em: <https://avsport.org/acft/WarpDrive/Prop_Manual.pdf>.

Welstead, J.; Felder, J. L. Conceptual design of a single-aisle turboelectric commercial transport with fuselage boundary layer ingestion. In: *54th AIAA aerospace sciences meeting*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1027.

Yang, T.; Huang, W. Power system control of ac-ac electric power architecture for distributed hybrid electric propulsion aircraft. In: . [S.l.: s.n.], 2023. p. 2502–2506.

Yazdani, A.; Iravani, R. *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*. [S.l.]: Wiley Sons, Inc., 2010.

Zhu, Q.; Pei, J.; Liu, X.; Zhou, Z. Analyzing commercial aircraft fuel consumption during descent: A case study using an improved K-means clustering algorithm. *Journal of Cleaner Production*, v. 223, p. 869–882, 2019. ISSN 0959-6526. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0959652619306407>>.