



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE AUTOMAÇÃO E
SISTEMAS

Luan Diego Ramalho Arantes

**Modelagem e Controle de um Aerogerador sem Pás movido a Vibrações
Induzidas por Vórtices**

Florianópolis
2026

Luan Diego Ramalho Arantes

Modelagem e Controle de um Aerogerador sem Pás movido a Vibrações Induzidas por Vórtices

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas da Universidade Federal de Santa Catarina como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas.

Orientador: Prof. Marcelo De Lellis Costa de Oliveira, Dr.

Florianópolis
2026

Ficha catalográfica gerada por meio de sistema automatizado gerenciado pela BU/UFSC.
Dados inseridos pelo próprio autor.

Arantes, Luan Diego Ramalho
Modelagem e Controle de um Aeroogerador sem Pás movido a
Vibrações Induzidas por Vórtices / Luan Diego Ramalho
Arantes ; orientador, Marcelo De Lellis Costa de
Oliveira, 2026.
79 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia de Automação e Sistemas, Florianópolis, 2026.

Inclui referências.

1. Engenharia de Automação e Sistemas. 2. Engenharia de
Automação e Sistemas. 3. Energia Renovável. 4. Controle Não
Linear. 5. Energia Eólica. I. de Oliveira, Marcelo De
Lellis Costa . II. Universidade Federal de Santa Catarina.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e
Sistemas. III. Título.

Luan Diego Ramalho Arantes

Modelagem e Controle de um Aerogerador sem Pás movido a Vibrações Induzidas por Vórtices

O presente trabalho em nível de Mestrado foi avaliado e aprovado, em 08 de Dezembro de 2025, pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Marcelo De Lellis Costa de Oliveira, Dr.
PosAutomação/UFSC

Prof. André Luís Kirsten, Dr.
EEL/UFSC

Prof. Daniel Juan Pagano, Dr.
PosAutomação/UFSC

Certificamos que esta é a versão original e final do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas.

Coordenação do Programa de Pós-Graduação

Prof. Marcelo De Lellis Costa de Oliveira, Dr.
Orientador

Florianópolis, 2026

Resumo

A crescente demanda por fontes de energia renováveis e sustentáveis tem impulsionado a busca por tecnologias mais eficientes e menos impactantes ao meio ambiente. Neste contexto, a presente dissertação aborda a prototipagem, a modelagem matemática e o controle de um aerogerador sem pás movido a vibrações induzidas por vórtices, com foco na maximização da potência extraída do vento por meio de técnicas de controle não lineares. O sistema proposto utiliza um gerador eletromagnético para atuar na regulação das vibrações do sistema, controlado por técnicas de escalonamento de ganho e *backstepping* para maximizar a extração de energia. Inicialmente, foi realizada a modelagem detalhada do sistema, contemplando tanto a dinâmica mecânica quanto a eletrônica de conversão de energia, seguida pelo projeto de um atuador para o sistema e pelo desenvolvimento do controlador. Os resultados obtidos por meio de simulações em ambiente computacional demonstraram que o sistema proposto amplia a faixa de operação e a eficiência energética em relação aos métodos de controle disponíveis na literatura. Por fim, o estudo consolida uma base teórica para o avanço da aplicação real de aerogeradores sem pás, contribuindo para o desenvolvimento de tecnologias eólicas de baixa potência, que possam ser amplamente difundidas no ambiente urbano e em pequenas unidades consumidoras, robustas e de menor impacto ambiental.

Palavras-chave: Aerogerador sem pás; Vibrações induzidas por vórtices; Controle não linear; Controle *backstepping*; Escalonamento de ganho; Conversão eletromagnética de energia; Rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT).

Abstract

The growing demand for renewable and sustainable energy sources has driven the search for technologies that are more efficient and less harmful to the environment. In this context, this dissertation addresses the prototyping, mathematical modeling, and control of a bladeless wind energy harvester driven by vortex-induced vibrations, with an emphasis on maximizing the power extracted from the wind through nonlinear control techniques. The proposed system employs an electromagnetic generator to regulate the system's vibrations, using gain-scheduling and backstepping control strategies to enhance energy extraction. A detailed modeling of the system was first carried out, encompassing both the mechanical dynamics and the power conversion electronics, followed by the design of an actuator and the development of the control scheme. Simulation results obtained in a computational environment demonstrate that the proposed system extends the operating range and improves energy efficiency when compared to control methods available in the literature. Finally, this study establishes a theoretical foundation for advancing the practical application of bladeless wind generators, contributing to the development of low-power wind technologies that can be widely deployed in urban environments and small-scale consumer units, offering robustness and reduced environmental impact.

Keywords: Bladeless wind turbine; Vortex-induced vibrations; Nonlinear control; Backstepping control; Gain scheduling; Electromagnetic energy conversion; Maximum power point tracking (MPPT).

Lista de ilustrações

Figura 1 – Aerogerador da Vortex Bladeless modelo Tacoma	13
Figura 2 – Distribuição da pressão em um corpo cilíndrico durante o derramamento de vórtices	18
Figura 3 – Efeito de <i>lock-in</i>	18
Figura 4 – Relação entre o número de Strouhal e o número de Reynolds	20
Figura 5 – Princípio de funcionamento do aerogerador movido a oscilações induzidas por vórtices	25
Figura 6 – Vistas superior (esq.) e frontal (dir.) da bobina para a conversão eletromecânica	25
Figura 7 – Protótipo final (dir.) e suas peças individuais (esq.)	28
Figura 8 – Diagrama de Corpo Livre	29
Figura 9 – Esquemático do conversor proposto	31
Figura 10 – Modos de operação do conversor proposto	31
Figura 11 – Estágio de potência e circuito de acionamento das chaves	33
Figura 12 – Estágio de sensoriamento de correntes e tensões	34
Figura 13 – Circuito completo do aerogerador	35
Figura 14 – Diagrama de blocos do sistema com o controle proposto	37
Figura 15 – Variação do ponto crítico de S em função do número de espiras N para diferentes bitolas de cabo (AWG)	54
Figura 16 – Eficiência esperada da turbina em função do número de espiras N para diferentes bitolas de cabo (AWG), com $U = 15$ m/s	54
Figura 17 – Potência gerada para diferentes valores de F_1 e F_2	58
Figura 18 – Interpolação dos Ganhos F_1 e F_2	59
Figura 19 – Comparação entre a referência de corrente $r(t)$ e a corrente no enrolamento $i(t)$	63
Figura 20 – Evolução dos erros relativos $e_{1,rel}(t)$, $e_{2,rel}(t)$ e $e_{3,rel}(t)$	63
Figura 21 – Comparação entre o sinal medido bruto, o sinal filtrado e a referência para os estados elétricos do sistema $\mathbf{z}$	64
Figura 22 – Comparação dos estados mecânicos $\mathbf{x}$ para os ventos de 5,5 m/s e 7,75 m/s sob controle proposto e passivo	67
Figura 23 – Tensão E e corrente i para os ventos de 5,5 m/s e 7,75 m/s sob controle proposto e passivo	68
Figura 24 – Estados elétricos $\mathbf{z}$ obtidos com controle proposto para os ventos de 5,5 m/s e 7,75 m/s	69
Figura 25 – Ações de controle $\mathbf{D}$ aplicadas ao conversor para os ventos de 5,5 m/s e 7,75 m/s com controle proposto	70

Figura 26 – Comparação da potência média eficaz P_E e da eficiência energética P_E/P_W para ventos de 5,5 m/s e 7,75 m/s sob controle proposto e passivo	71
Figura 27 – Perfil de vento utilizado nas simulações com vento variável	72
Figura 28 – Comparação dos estados mecânicos $\mathbf{x}$ em termos de valores RMS sob controle proposto e passivo, para o perfil de vento variável	72
Figura 29 – Tensão E e corrente i RMS sob controle proposto e passivo, para o perfil de vento variável	73
Figura 30 – Potência média eficaz P_E ao longo do tempo para o controle proposto e o controle passivo, incluindo as médias globais correspondentes	73

Lista de tabelas

Tabela 1	–	Parâmetros mecânicos do aerogerador	50
Tabela 2	–	Parâmetros elétricos da célula Li-ion adotada	53
Tabela 3	–	Parâmetros selecionados de cabo, bobina e arranjo de bateria	55
Tabela 4	–	Parâmetros de referência adotados nos testes de sintonização	60
Tabela 5	–	Conjunto selecionado de parâmetros passivos e frequência de comutação . .	61
Tabela 6	–	Parâmetros de controle	62
Tabela 7	–	Erro RMS relativo	64
Tabela 8	–	Parâmetros otimizados do controle passivo	65

Sumário

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	Proposta e objetivos	15
1.2	Organização do trabalho	16
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	17
2.1	Vibrações Induzidas por Vórtices	17
2.2	Controle <i>Backstepping</i>	19
3	DESENVOLVIMENTO	24
3.1	Projeto Conceitual	24
3.2	Estrutura Física	26
3.2.1	Construção	26
3.2.2	Modelagem da Dinâmica Mecânica	27
3.3	Conversor Chaveado	30
3.3.1	Circuito Eletrônico	30
3.3.2	Modelagem da Dinâmica	31
3.3.3	Implementação Eletrônica	33
3.4	Circuito Completo	34
3.5	Projeto do Controlador	36
3.5.1	Controle MPPT	37
3.5.2	Aproximação Analíticas do MPPT	39
3.5.3	Controle da Corrente	41
3.5.4	Implementação do Controle	46
4	RESULTADOS E DISCUSSÃO	50
4.1	Definição das Características da Bobina	51
4.2	Interpolação dos Ganhos do Controle MPPT	55
4.3	Sintonização dos Parâmetros do Conversor e Controle	58
4.3.1	Componentes do Conversor	60
4.3.2	Parâmetros do Controle	61
4.3.3	Resposta do Sistema	62
4.4	Resultados Finais	64
4.4.1	Controle passivo	64
4.4.2	Simulações com vento constante	66
4.4.3	Simulações com vento variável	68

5	CONCLUSÃO	75
	REFERÊNCIAS	77

1 Introdução

A transição para uma matriz energética de baixa emissão de carbono permanece como um dos desafios centrais deste século, impulsionada pela intensificação dos impactos ambientais e pelo esgotamento das reservas de petróleo e gás natural. Nesse contexto, as fontes renováveis assumem papel estratégico não apenas na geração em larga escala, mas também na diversificação dos modos de produção de energia. Em particular, a microgeração emerge como elemento fundamental para a descentralização do sistema elétrico, permitindo maior autonomia energética, redução de perdas em transmissão e ampliação do acesso à eletricidade em regiões remotas ou com infraestrutura limitada. Além disso, sistemas de microgeração favorecem a resiliência das redes, ao distribuir a produção energética entre múltiplos pontos, mitigando a dependência de grandes centrais e de longas cadeias de suprimento. Nesse cenário, as turbinas eólicas de pequeno porte destacam-se como uma alternativa promissora em virtude de sua disponibilidade ampla e complementaridade a outras fontes renováveis, em especial à solar fotovoltaica (Ojha; Behera; Singh Kumar 2017; Bianchini *et al.* 2022).

Entretanto, as turbinas eólicas convencionais, amplamente consolidadas em aplicações de grande porte, enfrentam limitações significativas quando reduzidas para potências da ordem de dezenas ou centenas de watts. Nessas escalas, tornam-se mais evidentes problemas relacionados ao elevado custo específico, à maior sensibilidade às condições locais de vento, ao ruído, ao impacto visual e à alta necessidade de manutenção mecânica. Tais limitações têm motivado a investigação de arquiteturas alternativas voltadas especificamente à microgeração eólica, capazes de operar de forma mais eficiente em pequenas escalas e, ao mesmo tempo, reduzir custos e impactos associados (Villarreal; L. 2018; Bianchini *et al.* 2022).

Entre as alternativas propostas, os sistemas sem pás baseados em vibrações induzidas por vórtices (VIV) emergem como linha promissora de pesquisa. Nesses dispositivos, o escoamento do vento sobre um corpo alongado provoca o desprendimento periódico de vórtices que induzem oscilações estruturais, que podem ser posteriormente convertidas em eletricidade. Entre as principais vantagens, destacam-se a ausência de partes rotativas em contato, o que reduz custos de manutenção e a emissão de ruído, e o menor impacto visual e de ocupação de área, favorecendo aplicações em ambientes isolados sem a destruição da flora local e em contextos urbanos (Tandel; Shah; Tripathi 2021; Hidalgo; Atienza Pascual 2017; Ojha; Behera; Singh Kumar 2017).

O trabalho pioneiro na implementação dessa tecnologia é frequentemente atribuído à empresa espanhola Vortex Bladeless S.L., associada a seus fundadores David Yáñez, David Suriol e Raúl Martín (Stinson 2015). A inovação fundamental está em aproveitar o fenômeno aeroelástico de ressonância, geralmente indesejado em estruturas civis, como mecanismo principal de conversão de energia. O projeto utiliza uma haste de material composto fixada ao solo, capaz de vibrar em regime ressonante em faixas específicas de velocidade do vento. Para ampliar a faixa

de operação da turbina, a empresa introduziu um sistema passivo de ajuste de rigidez baseado em forças magnéticas entre pares de ímãs permanentes. Esse mecanismo permite modificar a rigidez efetiva da estrutura à medida que a amplitude de oscilação varia, resultando em melhor adaptação a diferentes condições de vento. A conversão da energia mecânica em eletricidade é realizada por indução eletromagnética, sem a necessidade de componentes rotativos, o que reduz substancialmente o desgaste mecânico e o impacto ambiental (Villarreal; L. 2018).

Com foco em aplicações de micro e pequena geração distribuída, a Vortex Bladeless desenvolve sua tecnologia em três escalas complementares: o Vortex Nano, com cerca de 1 m de altura e potência da ordem de 3 W, destinado a aplicações de muito baixo consumo; o Vortex Tacoma, com aproximadamente 2,7 m de altura e potência em torno de 100 W, voltado à microgeração residencial e rural; e o Vortex Atlantis, com dimensões entre 9 m e 13 m e potência estimada da ordem de 1 kW, direcionado a demandas domésticas mais elevadas. Essa gradação evidencia o enquadramento dos dispositivos sem pás como soluções específicas para geração distribuída de baixa potência, e não como substitutos diretos de aerogeradores convencionais em larga escala. Ademais, a reduzida ocupação de espaço e o baixo impacto visual permitem a instalação de múltiplas unidades em uma mesma residência ou local, viabilizando a composição modular da potência instalada de acordo com a demanda energética (Samy *et al.* 2023; Bakir; Douane 2024).

A Figura 1 ilustra o modelo Tacoma do aerogerador desenvolvido pela Vortex Bladeless, considerado um marco no avanço dessa tecnologia e referência para estudos subsequentes de modelagem e controle de sistemas baseados em VIV.

Figura 1 – Aerogerador da Vortex Bladeless modelo Tacoma



Fonte: Bladeless (2021)

Apesar de suas vantagens conceituais, a tecnologia dos aerogeradores sem pás ainda

se encontra em estágio de desenvolvimento, e grande parte dos esforços atuais de pesquisa concentra-se em superar limitações associadas ao fenômeno de ressonância. O mecanismo de excitação depende da coincidência entre a frequência natural da estrutura e a frequência de desprendimento de vórtices, o que restringe a conversão eficiente de energia a uma faixa estreita de velocidades do vento. Fora dessa região a amplitude das oscilações decai rapidamente, reduzindo de forma significativa a potência extraída. Assim, muitos estudos recentes têm buscado estratégias para ampliar a largura dessa faixa de operação, tornando a geração mais estável e menos sensível às variações do escoamento (Wang *et al.* 2020; Tandel; Shah; Tripathi 2021).

A maioria das propostas existentes se concentra no aprimoramento físico e geométrico dos dispositivos, explorando modificações estruturais e materiais para alterar a rigidez ou a frequência natural da haste vibrante (Wang *et al.* 2020; Tandel; Shah; Tripathi 2021). Entre essas soluções estão o uso de diferentes geometrias (Horcas *et al.* 2020; Salvador *et al.* 2017) e mecanismos sintonizáveis que ajustam a frequência natural da turbina (Bahadur 2022). Entretanto, a maioria dessas abordagens é de natureza passiva – i.e. sem um sistema de controle realimentado –, como o sistema de rigidez magnética empregado pela Vortex Bladeless (Villarreal; L. 2018), e não permite o ajuste dinâmico – ou seja, automático – da frequência natural durante a operação.

Outro desafio relevante está relacionado à estrutura mecânica do aerogerador. O funcionamento desses dispositivos depende de um mastro flexível, responsável por garantir o acoplamento eficiente às VIV, mas que também torna o sistema vulnerável à fadiga mecânica. Estudos recentes indicam que as tensões cíclicas geradas pelas vibrações podem reduzir a vida útil do equipamento, o que demanda soluções que conciliem durabilidade e desempenho energético. Como resultado, a pesquisa contemporânea avança em duas frentes complementares. A primeira busca novos materiais e topologias estruturais com maior resistência à fadiga. A segunda investiga estratégias de controle, ativas ou passivas, capazes de ajustar a rigidez efetiva e ampliar a faixa operacional da turbina (Wang *et al.* 2020; Tandel; Shah; Tripathi 2021). No âmbito desta segunda frente, dá-se ênfase, a seguir, a dois estudos que exploram técnicas de controle aplicadas a aerogeradores sem pás, por apresentarem avanços relevantes na ampliação da faixa de operação por meio de sintonização dinâmica e otimização do processo de extração de energia.

O primeiro estudo de Azadi Yazdi (2018) propôs um esquema de controle preditivo não linear (NMPC) combinado a ganho escalonado (GS). O objetivo foi maximizar a potência extraída por um sistema de conversão representado por uma unidade de geração elétrica genérica. As simulações indicaram que o controle NMPC-GS elevou o pico de potência gerada em mais de dez vezes em relação a um modelo previamente estudado na literatura.

No estudo subsequente, Azadi Yazdi (2020) avançou nessa linha ao propor um controle ótimo com mecanismo de ajuste de massa para ampliar a faixa de operação do sistema. O trabalho introduziu um atuador linear que desloca uma massa interna e modifica dinamicamente a frequência natural. O autor considerou a extração de energia com gerador piezoelétrico e

aplicou controle preditivo para coordenar ao mesmo tempo a posição da massa e a potência extraída pelo gerador. As simulações numéricas mostraram aumento de 190% na largura da faixa efetiva de operação e de 294% no pico de potência, em comparação ao modelo convencional sem sintonização.

Apesar dos avanços, ambos os estudos apresentam limitações relevantes para a adoção prática. Em primeiro lugar, o custo computacional é elevado, pois a resolução em tempo real de problemas de controle ótimo não linear impõe um ônus significativo de processamento. Os próprios autores reconhecem a necessidade de reduzir a complexidade algorítmica e avançar além das simulações numéricas em direção à validação experimental (Azadi Yazdi 2018; Azadi Yazdi 2020). Além disso, a implementação do sistema de ajuste de massa é complexa e tende a aumentar os custos e as exigências do projeto, e os sistemas piezoelétricos estão sujeitos à degradação mecânica e apresentam menor eficiência de conversão quando comparados aos sistemas eletromagnéticos.

1.1 Proposta e objetivos

Considerando as limitações identificadas nos estudos anteriores e o potencial de aprimoramento da tecnologia dos aerogeradores sem pás, este trabalho propõe uma nova abordagem para o controle da extração de energia baseada em princípios eletromagnéticos. A primeira proposta consiste em eliminar a dependência de um mastro flexível, substituindo-o por um sistema de conversão eletromagnética capaz de atuar simultaneamente na extração da energia mecânica e na introdução de uma rigidez magnética ajustável, que permite alinhar a frequência natural do sistema à frequência de desprendimento de vórtices. Dessa forma, busca-se eliminar componentes mecânicos sujeitos à fadiga, eliminar as perdas mecânicas devido à deformação elástica da haste (atrito viscoso), ampliar a vida útil do equipamento e possibilitar um controle mais dinâmico e preciso do comportamento estrutural, garantindo a operação em regime ressonante sob diferentes velocidades de vento.

A segunda proposta visa aproximar o modelo teórico de uma implementação prática, incorporando considerações de tempo real e restrições físicas de operação. Para isso, é desenvolvido um sistema eletrônico completo para atuação e extração de energia, capaz de controlar dinamicamente o fluxo de potência entre o gerador e o dispositivo de armazenamento. A estratégia de controle adotada é não linear e tem por objetivo rastrear continuamente o ponto de máxima potência, ajustando em tempo real a frequência natural do sistema para manter a condição de ressonância e maximizar a eficiência global de conversão.

De forma geral, este trabalho busca avançar em direção à viabilidade prática dos aerogeradores sem pás por meio da integração entre modelagem mecânica, eletrônica e controle. Os objetivos específicos podem ser sintetizados como:

- Desenvolver um protótipo inicial do sistema proposto.

- Modelar matematicamente o comportamento mecânico do aerogerador.
- Propor um sistema eletrônico de conversão e controle, incluindo sua modelagem.
- Desenvolver um método de rastreamento do ponto de máxima potência.
- Projetar um controlador capaz de garantir o seguimento contínuo da potência máxima.
- Incorporar limitações físicas e restrições práticas de implementação no projeto.
- Realizar simulações comparativas entre o controle proposto e a estratégia passiva empregada na literatura, avaliando a eficiência e a estabilidade do sistema.

1.2 Organização do trabalho

Além desta introdução, esta dissertação está estruturada nos quatro capítulos seguintes.

No Capítulo 2 apresenta-se a fundamentação teórica necessária para o desenvolvimento do estudo, abordando o fenômeno das vibrações induzidas por vórtices e sua formulação matemática empregada na modelagem do sistema. Nesse mesmo capítulo é também introduzido o método de controle *backstepping*, que servirá como base para o projeto da lei de controle proposta.

O Capítulo 3 reúne as principais contribuições deste trabalho, iniciando com a descrição da turbina sem pás proposta, seguida pela modelagem mecânica e eletrônica do sistema e pela formulação das estratégias de controle desenvolvidas para maximizar a extração de potência.

No Capítulo 4 são apresentados e discutidos os resultados obtidos, contemplando a parametrização do sistema, a escolha das características da bobina, o processo de interpolação do ponto de máxima potência, a sintonia do controle *backstepping* e, por fim, a comparação de desempenho entre o controle ativo proposto e o controle passivo de referência.

O Capítulo 5 encerra o trabalho com as conclusões gerais e as perspectivas para pesquisas futuras.

2 Fundamentação Teórica

Apresentam-se, nesta seção, os fundamentos teóricos que embasam o desenvolvimento do aerogerador sem pás. Serão examinados os conceitos de vibrações induzidas por vórtices e o método de controle *backstepping*, que dão suporte às inovações e metodologias descritas nas seções seguintes.

2.1 Vibrações Induzidas por Vórtices

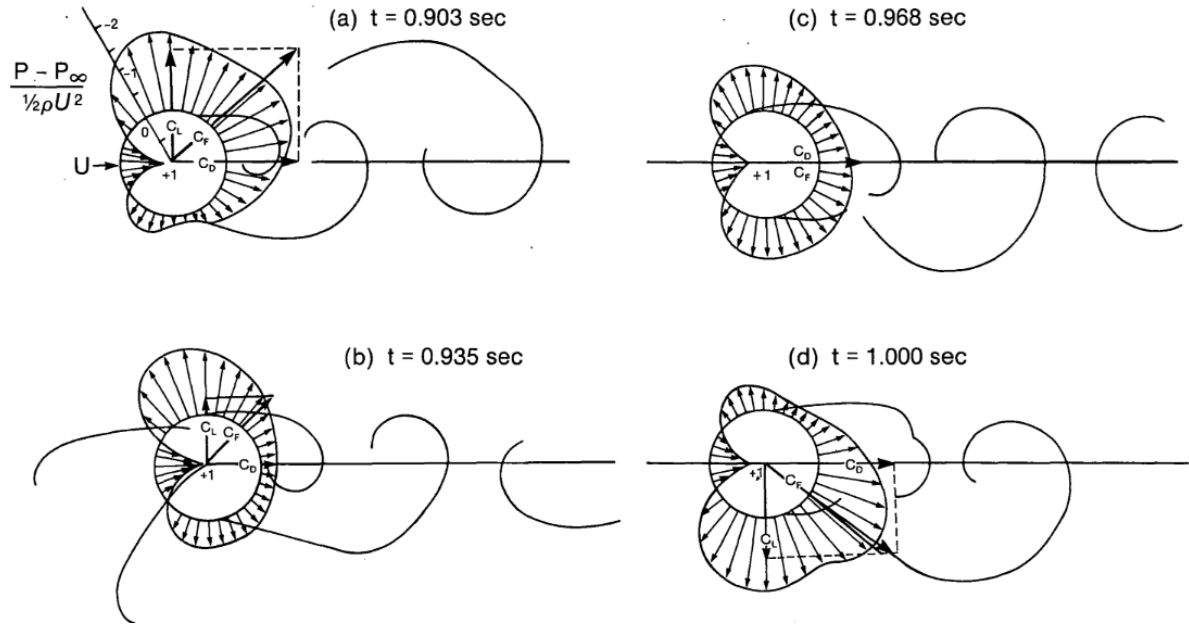
Quando um fluido escoar ao redor de um corpo cilíndrico, a variação na distribuição de pressão no entorno do corpo leva à formação de camadas limite (uma em cada lado do corpo), caracterizadas por regiões de fluido que aderem à superfície do corpo e cujas velocidades variam drasticamente em relação ao fluxo livre. Tais camadas limite se desestabilizam na parte traseira do cilindro (i.e. a jusante), onde a pressão não é suficiente para sustentar o fluxo contínuo, resultando na formação de camadas de cisalhamento. À medida que estas camadas se afastam do corpo, elas interagem entre si e com o fluxo livre, enrolando-se em estruturas conhecidas como vórtices. Tais vórtices se organizam em um padrão alternado chamado *rua de vórtices*, que se estende para longe do corpo na esteira do fluxo (Blevins 2006).

A formação e interação desses vórtices não apenas influenciam o comportamento do fluido, mas também induzem uma força aerodinâmica resultante oscilatória no corpo imerso devido à variação de pressão, conforme pode ser visto na Figura 2, onde P é a pressão estática do fluido sobre a superfície do cilindro, P_∞ é a pressão estática do fluido a montante longe do cilindro¹, U é a velocidade de escoamento do fluido, ρ é a densidade do fluido, e C_D , C_L e C_F são respectivamente os coeficientes aerodinâmicos de arrasto, sustentação e resultante. Tal força oscilatória leva a vibrações que podem variar em amplitude e frequência em função da elasticidade do corpo e da velocidade do fluido. Estas vibrações, conhecidas como *vibrações induzidas por vórtices* (VIV), são responsáveis por converter parte da energia do fluido em energia cinética para o corpo (Blevins 2006; Boretto 2019).

A amplitude das vibrações aumenta drasticamente conforme a frequência de derramamento dos vórtices (f) se aproxima da frequência natural do corpo (f_n). Um fenômeno característico das VIV é o efeito de *lock-in* (sincronização), caracterizado por uma faixa de velocidade do fluido na qual o derramamento dos vórtices se sincroniza com a frequência do corpo e assim se mantém constantes apesar de variações de U dentro desta faixa. Esse comportamento, para escoamentos de ar e de água é ilustrado na Figura 3 (Bahadur 2022; Jaiman; G. Li; Chizfahm 2023), onde o eixo vertical representa a razão entre as frequências f/f_n , enquanto o eixo horizontal mostra a velocidade do escoamento normalizada por $f_n D$, sendo D o diâmetro do corpo

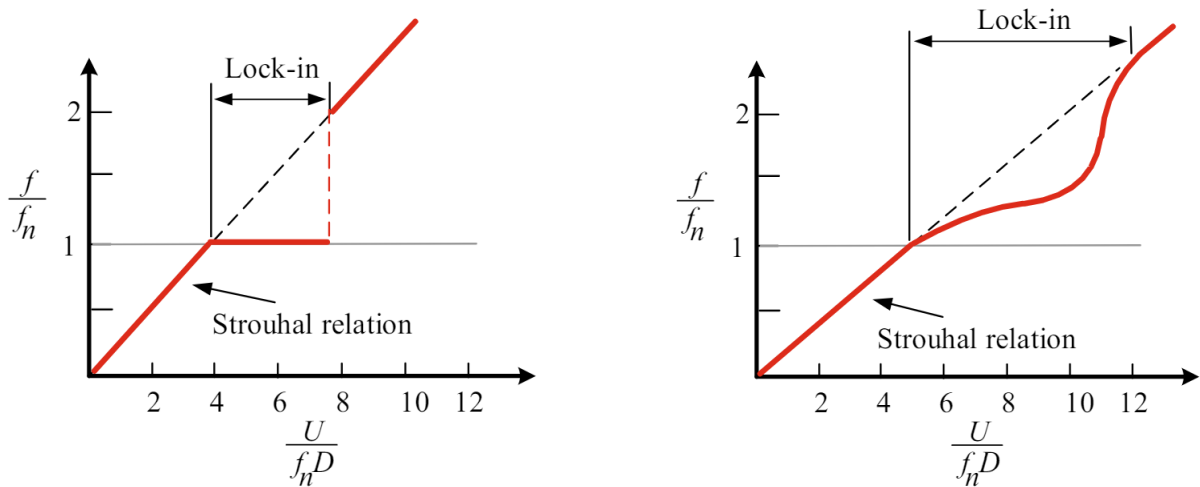
¹ I.e. no infinito, onde não há interação entre o fluido e o corpo cilíndrico.

Figura 2 – Distribuição da pressão em um corpo cilíndrico durante o derramamento de vórtices



Fonte: Blevins (2006)

cilíndrico. A descrição precisa do fenômeno é complexa por necessitar que as equações não lineares de Navier-Stokes, sejam resolvidas para fronteiras móveis que precisam considerar também as interações e acoplamentos das equações do fluido com a estrutura (Chizfahm; Azadi Yazdi; Eghtesad 2018). Existe, entretanto, uma aproximação matemática já validada na literatura, na qual uma variável de fluxo adimensional q satisfaz a equação de van der Pol, resultando em uma oscilação (ciclo limite) estável e quase harmônica na região de *lock-in* (Boretto 2019; Bahadur 2022; Chizfahm; Azadi Yazdi; Eghtesad 2018; Facchinetti; Langre; Biolley 2004).

Figura 3 – Efeito de *lock-in*

Fonte: Jaiman; G. Li; Chizfahm (2023)

Na aproximação matemática por oscilador de van der Pol, a força de sustentação gerada pela formação de vórtices sobre um corpo cilíndrico é escrita como

$$F_L = \frac{1}{2} \rho U^2 D L C_L, \quad (2.1)$$

onde L é a altura do corpo cilíndrico, de tal modo que DL é a área do cilindro que intercepta o escoamento. Por sua vez, o coeficiente de sustentação é definido como

$$C_L = \frac{q C_{L0}}{2}, \quad (2.2)$$

sendo C_{L0} o coeficiente de sustentação quando a estrutura é fixa (i.e. não oscila) e q uma variável adimensional que representa a dinâmica do escoamento na esteira de vórtices.

A evolução temporal de q é descrita conforme:

$$\ddot{q} + \epsilon \Omega_f (q^2 - 1) \dot{q} + \Omega_f^2 q = A F, \quad (2.3)$$

em que F é a força adimensional de acoplamento fluido–estrutura, ϵ e A são parâmetros empíricos que controlam, respectivamente, a não linearidade e o ganho do acoplamento, e $\Omega_f = 2\pi f$ é a frequência angular de desprendimento dos vórtices, expressa como

$$\Omega_f = \frac{2\pi S_t U}{D}, \quad (2.4)$$

onde S_t é o número de Strouhal, que representa a razão entre as forças inerciais do fluxo e as forças inerciais da aceleração convectiva (Boretto 2019). O número de Strouhal se mantém relativamente constante em 0,2 para o número de Reynolds na faixa de 5×10^2 a 10^5 , conforme apresentado na Figura 4 (Boretto 2019).

O termo F em (2.3) é responsável por acoplar a geração dos vórtices com a equação da dinâmica do cilindro. Na literatura existem três principais definições para este termo:

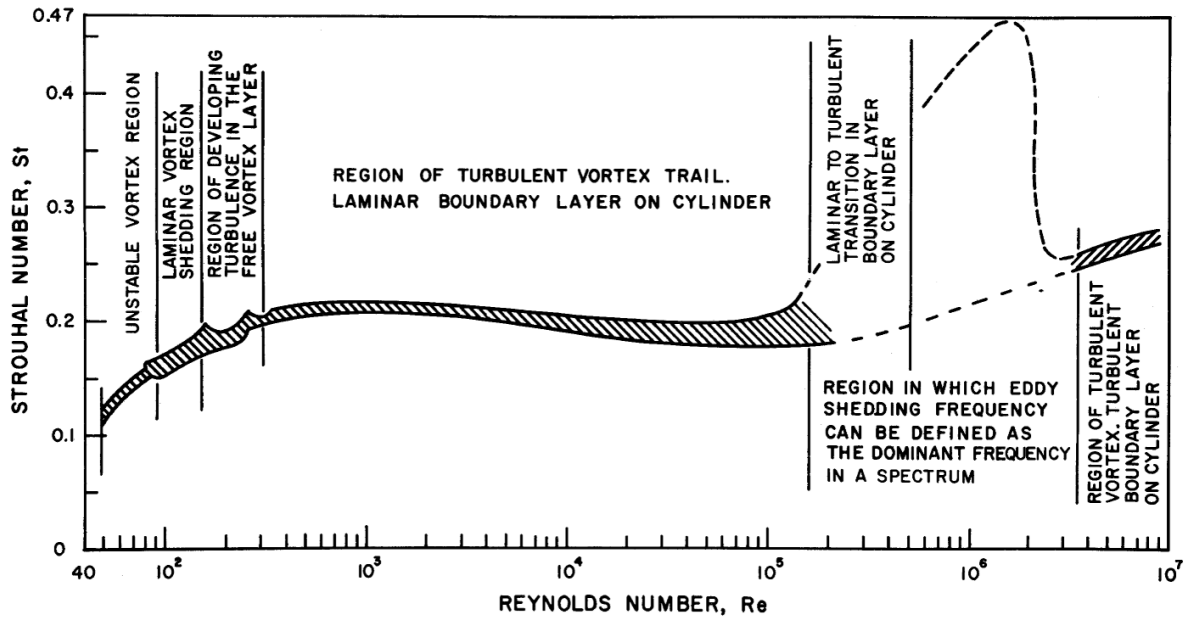
1. Acoplamento por posição: $F = y$
2. Acoplamento por velocidade: $F = \dot{y}$
3. Acoplamento por aceleração: $F = \ddot{y}$

Neste trabalho, adota-se o acoplamento por velocidade ($F = \dot{y}$), em consonância com a prática consolidada em diversos estudos sobre aerogeradores sem pás.

2.2 Controle *Backstepping*

O *backstepping* é uma técnica de controle não linear, originalmente desenvolvida por Kokotović e colaboradores, para uma classe especial de sistemas, que inclui sistemas em cascata e sistemas *feedforward*. O método constrói, de maneira recursiva e sistemática, funções de

Figura 4 – Relação entre o número de Strouhal e o número de Reynolds



Fonte: Lienhard (1966)

Lyapunov e controles virtuais para subsistemas intermediários, culminando em uma lei de controle final que garante a estabilidade do sistema em malha fechada (Vaidyanathan; Azar 2020).

Conforme apresentado em Kokotovic (1992), o procedimento de *backstepping* parte de um subsistema para o qual já se conhece uma lei de controle estabilizante e a respectiva função de Lyapunov. Em seguida, eleva-se a ordem do modelo ao introduzir um integrador na entrada do subsistema e define-se um *controle virtual* que torna esse subsistema estável. Com base nesse controle virtual, constrói-se uma função de Lyapunov aumentada e projeta-se uma nova lei de controle para o sistema ampliado, garantindo a estabilidade dessa etapa. O processo é então repetido de forma iterativa, introduzindo variáveis virtuais e funções de Lyapunov candidatas a cada etapa, até que se obtenha uma lei de controle para o sistema completo.

Nesse contexto, recorre-se à teoria de Lyapunov para a análise da estabilidade de sistemas não lineares. Considere, portanto, um sistema autônomo não linear representado por uma série de n equações diferenciais, expresso na forma:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}), \quad (2.5)$$

onde $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de estados do sistema. O Teorema de Barbashin–Krasovskii fornece condições suficientes para a estabilidade global do ponto de equilíbrio $\bar{\mathbf{x}} = 0$.

Teorema 2.2.1 ((Khalil 2013)) *Seja $\bar{\mathbf{x}} = 0$ um ponto de equilíbrio para o sistema em (2.5). Seja $V : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ uma função continuamente diferenciável tal que:*

- $V(0) = 0$ e $V(\mathbf{x}) > 0$, para todo $\mathbf{x} \neq 0$,

- $\|\mathbf{x}\| \rightarrow \infty \implies V(\mathbf{x}) \rightarrow \infty$,
- $\dot{V}(\mathbf{x}) < 0$, para todo $\mathbf{x} \neq 0$.

Então $\bar{\mathbf{x}} = 0$ é globalmente assintoticamente estável.

A função $V(\mathbf{x})$ é denominada *função de Lyapunov* e desempenha um papel central na análise de estabilidade de sistemas dinâmicos. Uma escolha comum para uma função candidata de Lyapunov consiste em adotar uma forma quadrática, dada por

$$V(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^T \mathbf{P} \mathbf{x}, \quad (2.6)$$

onde $\mathbf{P}$ é uma matriz real $n \times n$ com todos os seus autovalores positivos.

Considere o sistema em (2.5) reescrito na forma em cascata:

$$\dot{\xi} = F(\xi) + G(\xi)\eta \quad (2.7)$$

$$\dot{\eta} = v, \quad (2.8)$$

em que o vetor de estados é dado por $\mathbf{x} = [\xi \ \eta]^T$ e v representa a entrada de controle real do sistema. No método de *backstepping*, a variável η é tratada como uma entrada de controle virtual para o subsistema em (2.7), sendo escolhida de modo a estabilizá-lo. Define-se então uma lei de controle virtual $\eta = \phi(\xi)$, que atua como referência desejada para o estado η . A diferença entre o estado real e sua referência é expressa pela variável de erro

$$z = \eta - \phi(\xi). \quad (2.9)$$

cujas dinâmica deve ser conduzida a zero por meio da escolha apropriada da entrada de controle real v . Dessa forma, busca-se projetar v de modo que $z \rightarrow 0$ quando $t \rightarrow \infty$, garantindo a estabilidade assintótica do sistema completo.

O projeto do controle *backstepping* é resumido pelo seguinte teorema:

Teorema 2.2.2 ((Vaidyanathan; Azar 2020)) Considere o sistema descrito por (2.7) e (2.8) definido em $\mathbb{R}^{n+1}$ com campos vetoriais suaves F e G , onde $F(0) = 0$ e $G(0) = 0$. Permita que $\eta = \phi(\xi)$ seja uma lei de controle que estabiliza o subsistema (2.7), onde $\phi(0) = 0$ e $z = \eta - \phi(\xi)$ é o erro de seguimento de referência. Suponha que $V_1(\xi)$ seja uma função de Lyapunov tal que:

$$\frac{\partial V_1}{\partial \xi} [F(\xi) + G(\xi)\phi(\xi)] \leq -W(\xi), \quad (2.10)$$

onde $W(\xi)$ é positivo definido em $\mathbb{R}^n$. Então, a lei de controle por backstepping definida como

$$v = \frac{\partial \phi}{\partial \xi} [F(\xi) + G(\xi)\eta] - \frac{\partial V_1}{\partial z} G(\xi) - k[\xi - \phi(\xi)] \quad (k > 0) \quad (2.11)$$

estabiliza o ponto de equilíbrio $(\bar{\xi}, \bar{\eta}) = (0, 0)$ do sistema com a função total de Lyapunov:

$$V(\xi, \eta) = V_1(\xi) + \frac{1}{2}[\eta - \phi(\xi)]^2. \quad (2.12)$$

Para ilustrar a aplicação do método de controle *backstepping*, considere o seguinte sistema dinâmico não linear de segunda ordem:

$$\dot{\xi} = \sin(\xi) + \eta \quad (2.13)$$

$$\dot{\eta} = v, \quad (2.14)$$

no qual ξ e η representam os estados do sistema e v é a entrada de controle.

O primeiro passo do projeto consiste em tratar η como uma entrada de controle virtual que deve estabilizar o subsistema em (2.13). Para isso, define-se uma lei de controle virtual na forma

$$\eta = \phi(\xi). \quad (2.15)$$

Em seguida, propõe-se uma função de Lyapunov candidata para o subsistema, que permita analisar a estabilidade na origem:

$$V_1 = \frac{1}{2}\xi^2 \quad (2.16)$$

$$\dot{V}_1 = \xi\dot{\xi} = -k_1\xi^2 \quad (k_1 > 0). \quad (2.17)$$

Substituindo (2.13) e (2.15) em (2.17), obtém-se a ação de controle virtual que estabiliza o subsistema:

$$\phi(\xi) = -k_1\xi - \sin(\xi). \quad (2.18)$$

No segundo passo, busca-se estabilizar a dinâmica completa do sistema. Para isso, deriva-se (2.18) em relação ao tempo e substitui-se (2.13), obtendo-se:

$$\dot{\phi}(\xi) = -k_1(\sin(\xi) + \phi(\xi)) - \cos(\xi)(\sin(\xi) + \phi(\xi)). \quad (2.19)$$

Define-se então o erro entre a variável de estado real η e a sua referência virtual $\phi(\xi)$:

$$z = \eta - \phi(\xi), \quad (2.20)$$

cuja dinâmica é dada por

$$\dot{z} = \dot{\eta} - \dot{\phi}(\xi) = v + (k_1 + \cos(\xi))(\sin(\xi) + \phi(\xi)). \quad (2.21)$$

Analogamente ao primeiro passo, propõe-se agora uma nova função de Lyapunov, associada ao erro z :

$$V_2 = \frac{1}{2}z^2 \quad (2.22)$$

$$\dot{V}_2 = z\dot{z} = -k_2z^2 \quad (k_2 > 0). \quad (2.23)$$

Substituindo (2.21) em (2.23), é possível isolar a entrada de controle real v , obtendo-se a lei de controle final:

$$v = -k_2z - (k_1 + \cos(\xi))(\sin(\xi) + \phi(\xi)). \quad (2.24)$$

Neste exemplo, quaisquer valores positivos de k_1 e k_2 são suficientes para garantir a estabilidade assintótica do sistema. Esses ganhos, entretanto, podem ser ajustados para modificar a dinâmica transitória e otimizar o desempenho da resposta do sistema em malha fechada.

O exemplo apresentado ilustra o princípio fundamental do método de *backstepping*, no qual o controle é projetado de forma recursiva a partir de leis de controle virtuais intermediárias. Embora o procedimento aqui descrito tenha sido aplicado a um sistema de segunda ordem, o mesmo raciocínio pode ser estendido para sistemas de ordem superior, mediante a introdução sucessiva de novas variáveis de controle virtuais e funções de Lyapunov correspondentes. Essa generalização é possível sempre que o sistema possa ser representado na forma *strict-feedback*, isto é, quando suas equações dinâmicas possam ser organizadas de modo triangular, com dependência hierárquica entre os estados e uma estrutura diferenciável que permita a aplicação iterativa do método.

3 Desenvolvimento

Esta seção apresenta o processo de concepção, modelagem e controle do sistema proposto. São descritos aqui o projeto conceitual, o protótipo desenvolvido, a modelagem matemática do problema e o projeto do controlador aplicado para maximizar a extração de energia.

3.1 Projeto Conceitual

O aerogerador sem pás abordado neste documento inspira-se em avanços já consolidados na literatura ((Wang *et al.* 2020; Tandel; Shah; Tripathi 2021; Ghode *et al.* 2023)), com destaque para a proposta da empresa espanhola Vortex Bladeless ((Villarreal; L. 2018)).

A Figura 5 apresenta um esquemático do princípio de funcionamento do aerogerador. O conjunto físico é composto por um corpo cilíndrico externo, ao qual estão acoplados dois ímãs permanentes, e por uma haste rígida central que suporta uma bobina alinhada aos ímãs. Os terminais da bobina conectam-se à entrada de potência de um conversor chaveado, enquanto uma bateria é ligada à sua saída.

O diagrama também indica o fluxo de energia do sistema. Conforme discutido na Seção 2.1, o escoamento do vento no cilindro externo promove o desprendimento periódico de vórtices e a ocorrência de VIV. A resultante aerodinâmica não estacionária excita a oscilação transversal do cilindro, convertendo parte da energia do fluido em energia cinética do cilindro. Pela configuração adotada, essa oscilação desloca um par de ímãs permanentes em relação à bobina, gerando variações de fluxo magnético na região ativa e, consequentemente, força eletromotriz (f.e.m) alternada induzida. Um conversor chaveado conectado à bobina realiza o condicionamento de potência, ajustando a impedância vista pelo gerador e entregando corrente contínua para o armazenamento na bateria. Em termos de domínio energético, o fluxo resume-se a *cinética do fluido* $\rightarrow$ *cinética do cilindro* $\rightarrow$ *magnética* $\rightarrow$ *elétrica (AC)* $\rightarrow$ *elétrica (DC)*, sendo o controle aplicado no estágio do conversor.

A Figura 6 ilustra a montagem do subsistema eletromagnético, bem como as linhas de campo resultantes, ilustrando o mecanismo pelo qual a energia mecânica é convertida em elétrica

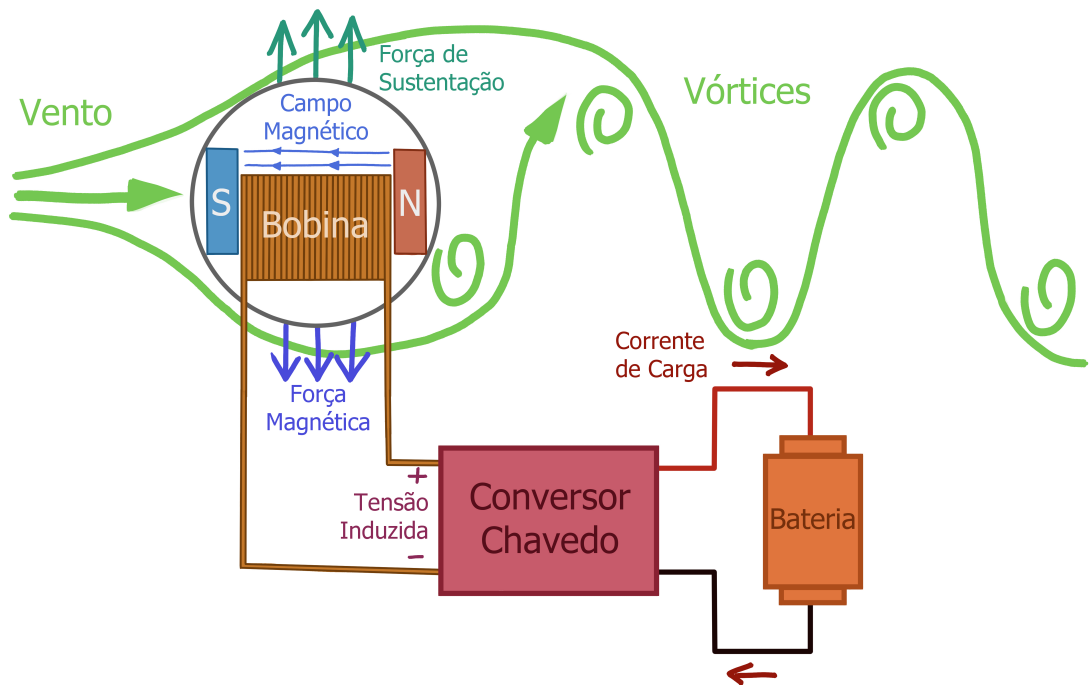
Conforme Griffiths (2023), o fluxo magnético na bobina é dado por

$$\Phi = \int \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} = B N l (c - |y|), \quad (3.1)$$

em que l e c são, respectivamente, a altura e a largura efetiva da espira, N é o número de espiras, B é a intensidade do campo magnético gerado pelo par de ímãs e y é o deslocamento da haste (amplitude da oscilação). Pela lei de Faraday, a f.e.m. induzida é

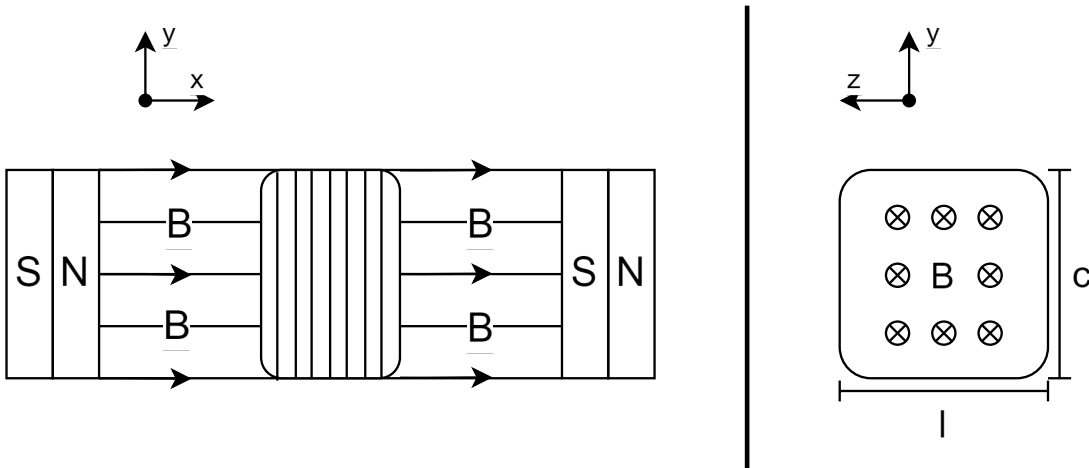
$$E = -\frac{d\Phi}{dt} = -N B l \frac{dy}{dt}. \quad (3.2)$$

Figura 5 – Princípio de funcionamento do aerogerador movido a oscilações induzidas por vórtices



Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

Figura 6 – Vistas superior (esq.) e frontal (dir.) da bobina para a conversão eletromecânica



Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

Desprezando perdas mecânicas e impondo-se a conservação de potência entre os domínios elétrico e mecânico:

$$E i = F_m \frac{dy}{dt}, \quad (3.3)$$

onde i é a corrente na bobina e F_m a força magnética resultante. Substituindo (3.2) em (3.3), obtém-se:

$$F_m = -N B l i. \quad (3.4)$$

O objetivo do controle é manter o sistema operando próximo do ponto de máxima potência. Em termos físicos, isso ocorre quando as vibrações do cilindro permanecem em ressonância com a frequência de desprendimento dos vórtices, visto que a f.e.m. é proporcional à velocidade do cilindro ((3.2)).

A força magnética exercida pela bobina introduz um amortecimento que altera a frequência natural efetiva. Como esse efeito é proporcional à corrente ((3.4)), correntes elevadas tornam o sistema mais lento, enquanto correntes muito baixas subaproveitam o escoamento. O problema de controle, portanto, é escolher a corrente — ou, de forma equivalente, a impedância refletida pelo conversor — que maximize a potência média no barramento.

3.2 Estrutura Física

Esta subseção descreve exclusivamente a configuração física do protótipo, com ênfase na estrutura mecânica e nos elementos do subsistema eletromagnético. A montagem prioriza modularidade, facilidade de substituição de peças e reprodutibilidade em ensaios.

O protótipo foi concebido como uma plataforma simples para a prova de conceito e validação preliminar da estratégia de controle, antecedendo o escalonamento para um modelo de maior porte. Optou-se por um único grau de liberdade para reduzir a complexidade do desenvolvimento e viabilizar uma estratégia de controle mais refinada. Como trabalhos futuros, prevê-se a adoção de cilindros maiores, com maior potencial de extração de energia, e a implementação de operação omnidirecional.

3.2.1 Construção

O cilindro possui 73,5 mm de diâmetro e 547 mm de altura, sendo composto por cinco peças impressas em 3D: (i) uma peça inferior menor que contém os eixos de apoio; (ii) três seções cilíndricas centrais, sendo a superior com um encaixe para o acoplamento dos ímãs; e (iii) uma tampa superior em formato de semiesfera. As peças são unidas por parafusos, permitindo desmontagem rápida e substituição individual.

Dois ímãs de neodímio com revestimento de níquel, de dimensões $40 \times 20 \times 10$ mm, são colados à face interna do cilindro externo. De acordo com o fabricante, a indução nominal é da ordem de 5200 G ou 0,52 T. A orientação e o posicionamento seguem o encaixe previsto na seção cilíndrica superior. Os ímãs podem ser vistos na Figura 7c.

Os eixos do cilindro (diâmetro 5 mm) são encaixados em dois mancais fixados à base. Cada mancal é formado por duas peças impressas em 3D com um rolamento de esferas no centro, assegurando o movimento oscilatório com baixo atrito e mantendo o alinhamento transversal. Os mancais acoplados ao cilindro podem ser vistos na Figura 7a.

Para a bobina foi utilizado um núcleo oco impresso em 3D com dimensões aproximadas de $40 \times 30 \times 20$ mm. A bobinagem utiliza fio AWG 32, totalizando cerca de 1100 espiras dispostas em seis camadas diferentes. Optou-se por um núcleo de ar, em vez de um núcleo magnético, pois embora este último aumente o acoplamento magnético e a tensão induzida, ele introduz forças de atração adicionais entre a bobina e os ímãs. Essas forças atuam como um amortecimento extra sobre o sistema mecânico, alterando sua dinâmica e dificultando a entrada em regime de ressonância, condição fundamental para a maximização da potência da turbina. Para a fixação utiliza-se um tubo de alumínio de 15 mm de diâmetro, rigidamente preso à base, com movimento completamente restringido. A haste garante o alinhamento com o cilindro externo e o par de ímãs. A Figura 7b apresenta a bobina fixada à haste.

Por fim uma base em madeira, no formato retangular de 300×450 mm, serve como plataforma de fixação dos componentes por meio de parafusos. A geometria facilita o transporte do conjunto e a realização de testes em diferentes locais e condições. A Figura 7d apresenta o protótipo completamente montado.

3.2.2 Modelagem da Dinâmica Mecânica

A Figura 8 mostra o diagrama de corpo livre do aerogerador sem pás, destacando as forças magnética (F_m) e a força aerodinâmica de sustentação (F_L) que induz as oscilações.

Como a haste, com massa m , é relativamente longa em comparação com a amplitude esperada das oscilações em y , a inclinação máxima da estrutura é muito pequena, de modo que é razoável desprezar o deslocamento em z . Assim, da segunda lei de Newton tem-se:

$$m\ddot{y} = F_L - F_m. \quad (3.5)$$

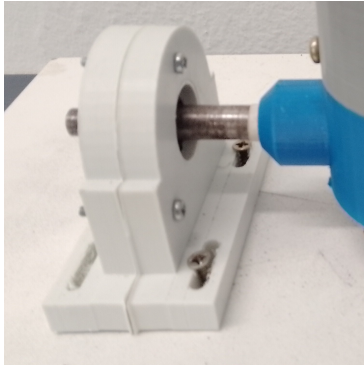
Utilizando as definições de F_L , C_L e F_m apresentadas respectivamente em (2.1), (2.2) e (3.4):

$$m\ddot{y} = \frac{1}{4}\rho U^2 D L C_{L0} q + N B l i. \quad (3.6)$$

Considerando que os estados do sistema são:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ q \\ \dot{q} \end{bmatrix}, \quad (3.7)$$

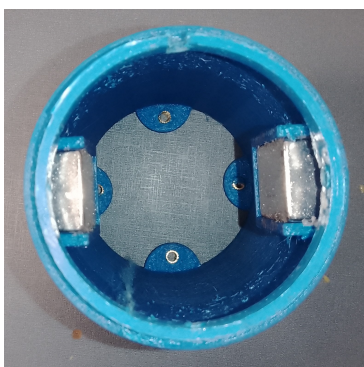
Figura 7 – Protótipo final (dir.) e suas peças individuais (esq.)



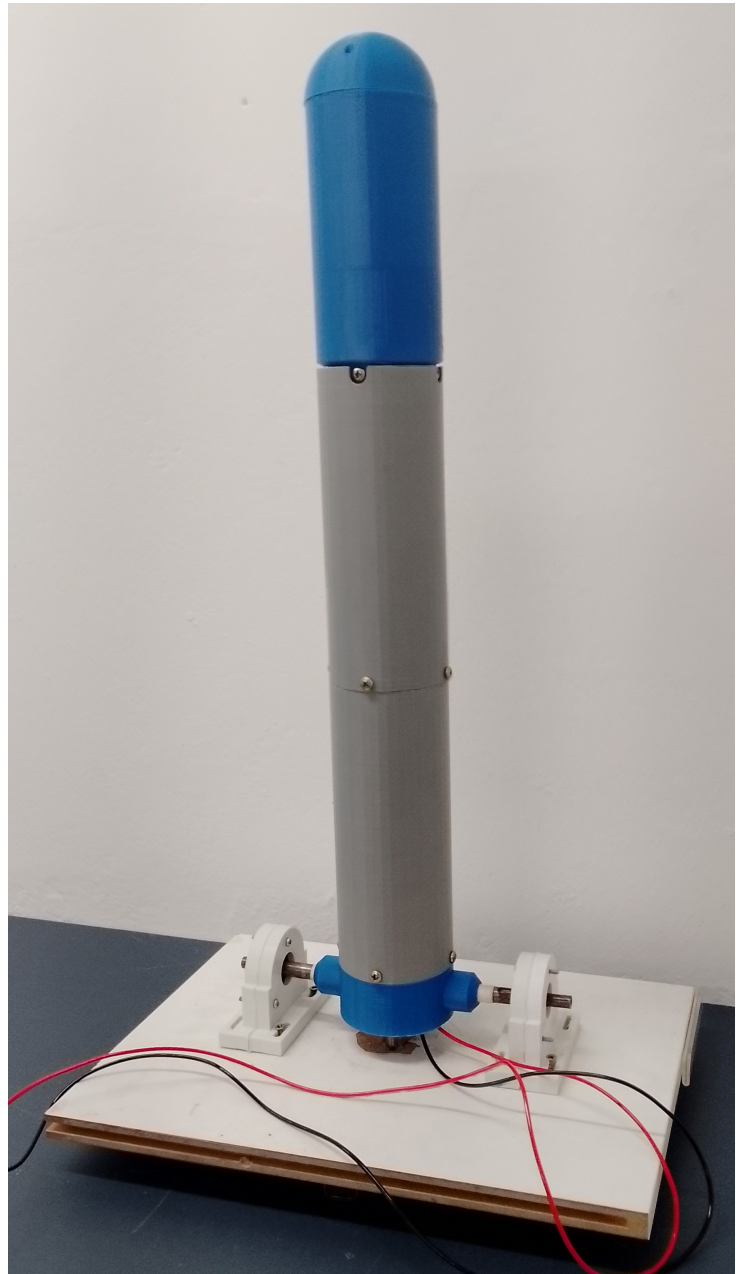
(a) Mancais acoplados.



(b) Bobina fixada à haste.

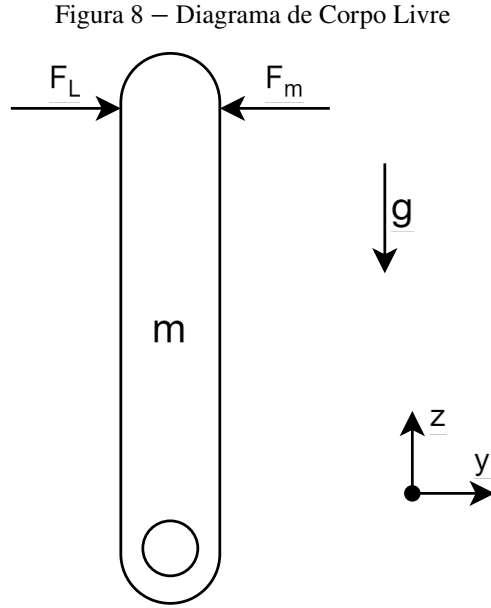


(c) Ímãs no cilindro.



(d) Protótipo final.

Fonte: Elaborado pelo autor (2026)



Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

e que a dinâmica de q é dada pelo oscilador de van der Pol, as equações de estado do sistema são:

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= x_2 \\
 \dot{x}_2 &= \frac{f_L U^2 x_3 + D_{M0} i}{m} \\
 \dot{x}_3 &= x_4 \\
 \dot{x}_4 &= A x_2 - \epsilon \omega_f U (x_3^2 - 1) x_4 - \omega_f^2 U^2 x_3,
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

com os seguintes parâmetros:

$$\omega_f = \frac{2\pi S t}{D} \tag{3.9}$$

$$D_{M0} = N B l \tag{3.10}$$

$$f_L = \frac{1}{4} \rho D L C_{L0}. \tag{3.11}$$

O subsistema mecânico tem a f.e.m. induzida como saída, que é estabelecida por

$$E = -D_{M0} x_2. \tag{3.12}$$

Convém notar que a corrente se comporta como uma entrada de controle neste subsistema, e será regulada pelo conversor chaveado em função da velocidade do vento, a qual é a entrada de perturbação do sistema.

3.3 Conversor Chaveado

Esta subseção apresenta a arquitetura proposta do conversor responsável pelo controle da corrente na bobina e, conseqüentemente, pela extração da energia. Aqui é abordada a topologia utilizada, a modelagem da dinâmica, e o sistema de sensoriamento e controle escolhido.

Até o momento, o circuito não foi montado fisicamente. A validação preliminar foi conduzida por meio de simulações no software *Simscape*, incorporando perdas e efeitos não ideais relevantes (resistências série, perdas de condução e comutação, e ESR de capacitores/indutores), de modo a aproximar o comportamento do protótipo real.

3.3.1 Circuito Eletrônico

Conversores chaveados são amplamente empregados no controle de tensão e potência em circuitos elétricos. Em geral, transformam uma tensão não regulada — como a proveniente da retificação de uma fonte CA — em uma saída contínua, estável e controlada. Os conversores chaveados fazem isso comutando uma ou mais chaves, mantendo a chave fechada por um tempo t_{on} e aberta por um tempo t_{off} específico. Um dos métodos comuns para controlar o conversor é através da modulação por largura de pulso (PWM), que consiste em empregar uma frequência de comutação constante e ajustar a razão cíclica D , definida como $D = t_{on}/(t_{on} + t_{off})$ (Mohan; Undeland; Robbins 2003).

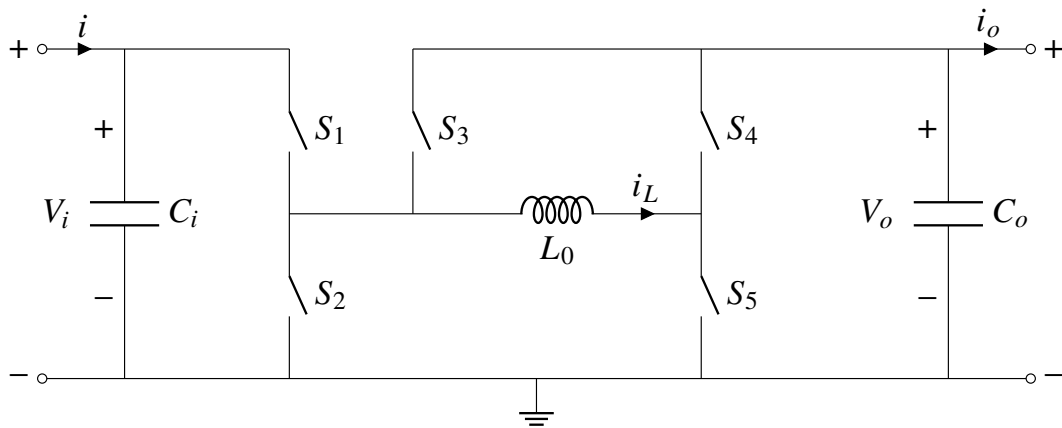
Os principais conversores CC são o *buck* e o *boost*. O primeiro reduz a tensão na carga em relação à entrada, enquanto o segundo aumenta essa tensão. Há também o conversor *buck-boost*, o qual combina as características de ambos, permitindo que a tensão na carga seja ajustada para um valor superior ou inferior ao da entrada. Em sua variante não inversora de quatro chaves (*four-switch buck-boost*), o circuito emprega duas pernas comutadas e um indutor entre elas, podendo operar ora em modo *buck*, ora em modo *boost*. Embora eficientes, essas topologias são intrinsecamente unidirecionais, restringindo o sinal da tensão aplicada e o sentido do fluxo de potência, o que as torna inadequadas para sistemas que exigem reversão de corrente e imposição ativa de tensões de ambos os sinais.

A extração ótima de potência da turbina depende do seguimento de uma referência de corrente associada ao ponto de máxima potência. Entretanto, a dinâmica indutiva da bobina introduz um atraso que dificulta esse seguimento. Para compensá-lo, o conversor deve ser capaz de aplicar tensões positivas e negativas, permitindo não apenas correções rápidas da corrente, mas também a imposição controlada de uma defasagem entre tensão e corrente, condição necessária para o estabelecimento do regime ressonante do sistema. Isso implica a possibilidade de instantes em que tensão e corrente apresentem sinais opostos, exigindo fluxo bidirecional de energia entre a bobina e o barramento CC e operação nos quatro quadrantes do plano tensão–corrente, o que demanda o uso de chaves bidirecionais e de uma topologia apropriada.

À luz desses requisitos, adota-se neste projeto uma arquitetura baseada no *four-switch*

buck–boost, estendida para operação bidirecional e com retificação ativa. O conversor resultante é capaz de transferir energia da entrada para a bateria e no sentido inverso para a bobina, manter polaridade positiva na saída apesar da f.e.m. alternada do gerador e, sobretudo, regular a corrente da bobina ajustando a impedância vista pelo gerador. Funcionalmente, a estrutura equivale a um *four-switch buck–boost* acrescido de uma chave dedicada à inversão da saída, totalizando cinco chaves lógicas (Quando implementadas em uma topologia *back-to-back*, cada chave é composta por dois interruptores semicondutores, resultando em dez interruptores no total). A Figura 9 apresenta o circuito proposto.

Figura 9 – Esquemático do conversor proposto

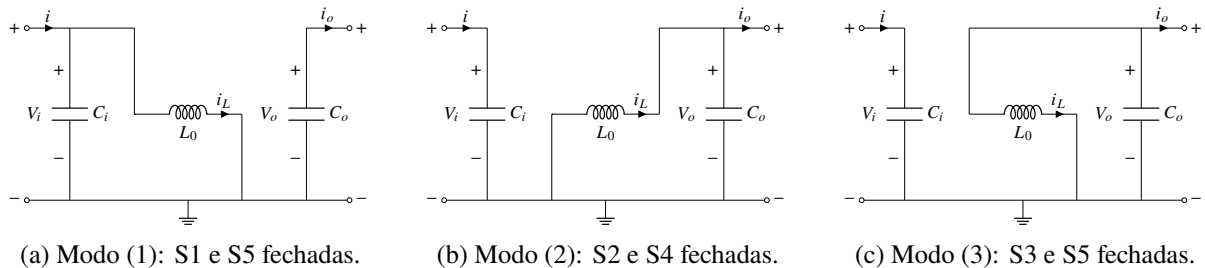


Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

3.3.2 Modelagem da Dinâmica

A Figura 10 ilustra os três modos de operação do conversor proposto. No Modo (1), com S1 e S5 fechadas, o capacitor de entrada C_i carrega o indutor L_o (análogo ao intervalo “boost” de um *four-switch buck–boost*). No Modo (2), com S2 e S4 fechadas, o indutor L_o descarrega sua energia em C_o (análogo ao intervalo “buck” de de um *four-switch buck–boost*). No Modo (3), com S3 e S5 fechadas, C_o passa a carregar L_o no sentido inverso (equivalente ao *buck* reverso que habilita o fluxo de potência da saída para a entrada).

Figura 10 – Modos de operação do conversor proposto



Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

Aplicando as leis de Kirchhoff no circuito da Figura 10a, em conjunto com as equações características do indutor e do capacitor, as seguintes equações são encontradas:

$$\begin{aligned}\frac{dV_i}{dt} &= \frac{i - i_L}{C_i} \\ \frac{di_L}{dt} &= \frac{V_i}{L_o} \\ \frac{dV_o}{dt} &= \frac{-i_o}{C_o}.\end{aligned}\tag{3.13}$$

Aplicando os mesmos princípios para o circuito da Figura 10b:

$$\begin{aligned}\frac{dV_i}{dt} &= \frac{i}{C_i} \\ \frac{di_L}{dt} &= \frac{-V_o}{L_o} \\ \frac{dV_o}{dt} &= \frac{i_L - i_o}{C_o}.\end{aligned}\tag{3.14}$$

E, para a Figura 10c:

$$\begin{aligned}\frac{dV_i}{dt} &= \frac{i}{C_i} \\ \frac{di_L}{dt} &= \frac{V_o}{L_o} \\ \frac{dV_o}{dt} &= \frac{-i_L - i_o}{C_o}.\end{aligned}\tag{3.15}$$

A presença da chave confere ao sistema uma característica não linear entre os sinais de entrada (V_i) e saída (V_o). Isto pode ser observado com base no modelo médio no espaço de estados (Barbi 2014). Considerando $\mathbf{x} = [V_i \ i_L \ V_o]^T$ como o vetor de estados do sistema, o modelo médio é obtido ponderando-se as dinâmicas dos três modos pelos respectivos fatores de condução:

$$\dot{\mathbf{x}} = \dot{\mathbf{x}}_1 D_1 + \dot{\mathbf{x}}_2 D_2 + \dot{\mathbf{x}}_3 D_3 ,\tag{3.16}$$

com D_1 , D_2 e D_3 representando as frações de condução dos Modos (1), (2) e (3), respectivamente, sujeitas à restrição

$$D_1 + D_2 + D_3 = 1 \quad \text{com} \quad D_k \in [0,1] , \ k \in \{1,2,3\} .\tag{3.17}$$

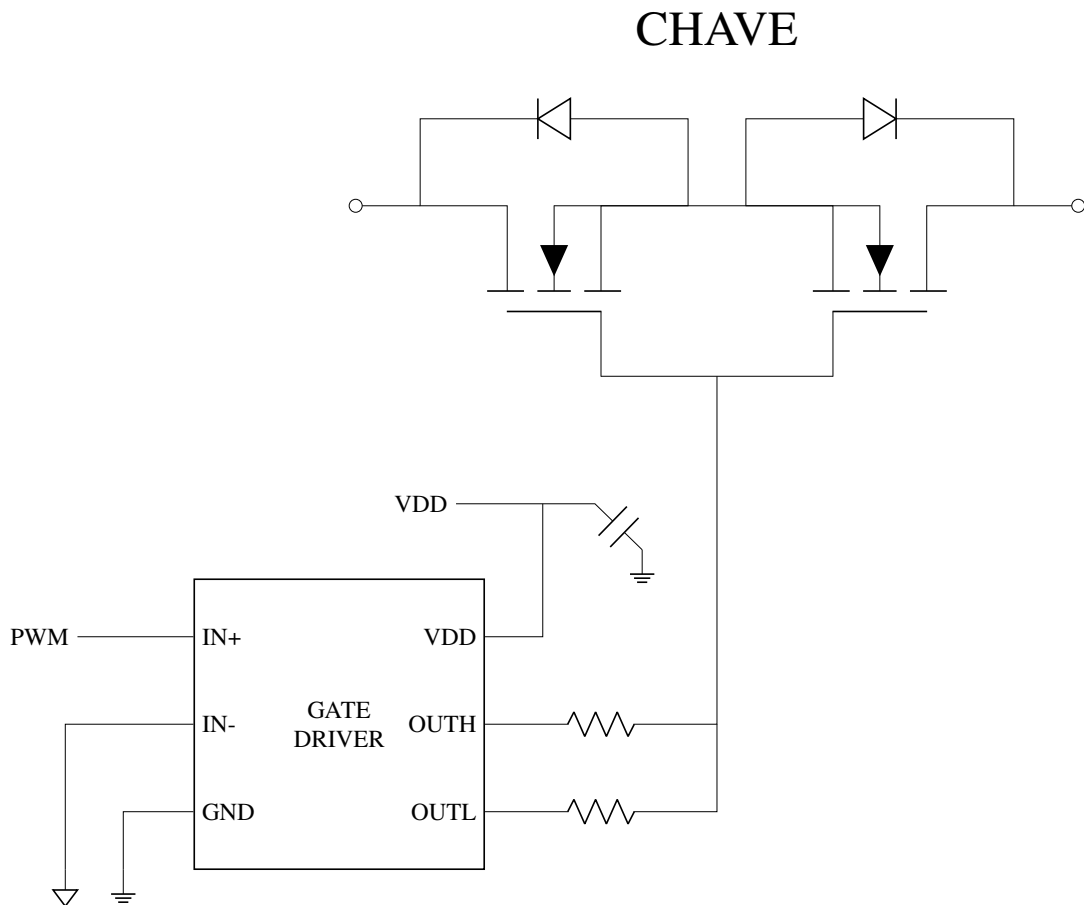
Considerando $\dot{\mathbf{x}}_1$, $\dot{\mathbf{x}}_2$ e $\dot{\mathbf{x}}_3$ como o conjunto de EDOs em (3.13), (3.14) e (3.15) respectivamente, o modelo médio obtido é:

$$\begin{aligned}
 \frac{dV_i}{dt} &= \frac{i - i_L D_1}{C_i} \\
 \frac{di_L}{dt} &= \frac{V_i D_1 - V_o (D_2 - D_3)}{L_o} \\
 \frac{dV_o}{dt} &= \frac{i_L (D_2 - D_3) - i_o}{C_o}.
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

3.3.3 Implementação Eletrônica

Com a modelagem do conversor concluída, será apresentado na sequência o projeto com componentes eletrônicos que garantem o funcionamento desejado do conversor. As Figuras 11 e 12 mostram, respectivamente, o estágio de potência, com um circuito genérico que é utilizado para representar as chaves, e o estágio de sensoriamento de correntes e tensões, com um circuito que apresenta a topologia usada para a medição de tensão e corrente.

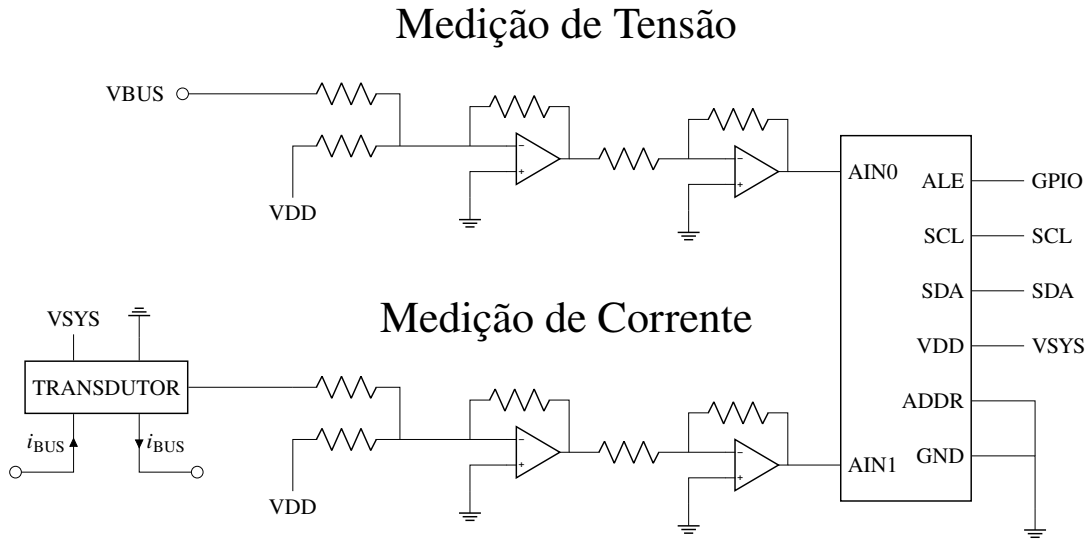
Figura 11 – Estágio de potência e circuito de acionamento das chaves



Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

O chaveamento é realizado por pares de MOSFETs em antissérie (dreno-a-dreno), permitindo o acionamento bidirecional de tensão e condução de corrente em ambos os sentidos quando acionados. Cada par é comandado por um *driver* dedicado, que recebe pulsos gerados

Figura 12 – Estágio de sensoriamento de correntes e tensões



Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

pelo microcontrolador. Os sinais PWM são sincronizados e incluem um tempo morto nas transições para evitar sobreposição de condução e garantir a comutação segura.

As correntes de entrada, de saída e do indutor são medidas por transdutores corrente–tensão. Enquanto o condicionamento dos sinais provenientes dos transdutores e das tensões de entrada e de saída é realizado com amplificadores operacionais nas topologias de somador inversor e amplificador inversor, permitindo o ajuste de ganho e de *offset* conforme os requisitos da aquisição.

Os sinais condicionados de tensão e de corrente são amostrados por um conversor analógico–digital, que transfere os dados ao microcontrolador via interface I²C, possibilitando aquisição contínua e processamento no software embarcado.

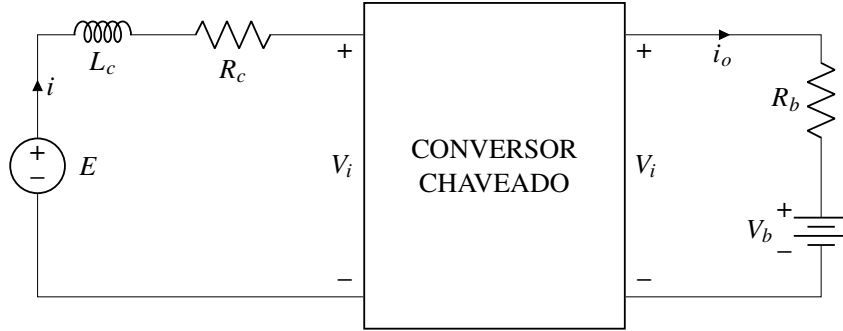
As grandezas medidas — V_i e V_o (tensões de entrada e saída) e i , i_L e i_o (correntes de entrada, do indutor e de saída) — alimentam o algoritmo de controle. A partir dessas leituras, os PWMs sincronizados acionam os pares de MOSFETs em antissérie por meio dos *drivers*, estabelecendo a operação do conversor de acordo com os modos definidos na modelagem.

3.4 Circuito Completo

Com o modelo médio do conversor estabelecido, segue-se a integração do gerador eletromagnético e do sistema armazenamento com baterias na representação do sistema completo. A Figura 13 ilustra o circuito eletrônico do aerogerador: a armadura (bobina) é modelada por uma fonte de tensão E — a f.e.m. induzida pelas oscilações — em série com o indutor L_c e a resistência R_c , cujos terminais conectam-se à entrada do conversor chaveado. Na saída, adota-se para a bateria um modelo de Thévenin composto por uma fonte de tensão V_b em série com uma resistência interna R_b , que representa uma bateria real como uma fonte ideal com resistência

equivalente, capturando a queda de tensão sob carga.

Figura 13 – Circuito completo do aerogerador



Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

Utilizando as leis de Kirchhoff na malha da bobina e da bateria resulta em:

$$\frac{di}{dt} = \frac{E - R_c i - V_i}{L_c}. \quad (3.19)$$

$$i_o = \frac{V_o - V_b}{R_b}. \quad (3.20)$$

Agrupando (3.18), (3.19), (3.20) em um conjunto de EDOs acopladas entre si:

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= \frac{E - R_c i - V_i}{L_c} \\ \frac{dV_i}{dt} &= \frac{i - i_L D_1}{C_i} \\ \frac{di_L}{dt} &= \frac{V_i D_1 - V_o (D_2 - D_3)}{L_o} \\ \frac{dV_o}{dt} &= \frac{i_L (D_2 - D_3)}{C_o} - \frac{V_o - V_b}{R_b C_o} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Definido o vetor de estados

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i \\ V_i \\ i_L \\ V_o \end{bmatrix}, \quad (3.22)$$

a dinâmica do subsistema eletrônico é dada pelo seguinte conjunto de equações de estado:

$$\begin{aligned}
\dot{z}_1 &= \frac{E - R_c z_1 - z_2}{L_c} \\
\dot{z}_2 &= \frac{z_1 - z_3 D_1}{C_i} \\
\dot{z}_3 &= \frac{z_2 D_1 - z_4 (D_2 - D_3)}{L_o} \\
\dot{z}_4 &= \frac{z_3 (D_2 - D_3)}{C_o} - \frac{z_4 - V_b}{R_b C_o}.
\end{aligned} \tag{3.23}$$

Neste sistema, D_1 , D_2 e D_3 são as entradas de controle, enquanto E é a entrada de perturbação.

3.5 Projeto do Controlador

Com o sistema modelado, adota-se uma arquitetura em duas malhas com o objetivo de maximizar a potência extraída do vento e garantir o seguimento preciso da referência de corrente. A Figura 14 apresenta o diagrama geral do controle proposto.

Na malha externa é implementado um controlador de *maximum power point tracking* (MPPT) que, a partir da velocidade do vento U , gera dois ganhos escalonados F_1 e F_2 . Esses ganho são então utilizados pelo gerador de referência em conjunto com as medições dos estados mecânicos $\mathbf{x}$ para produzir a referência de corrente r no enrolamento, de modo a maximizar a potência extraída.

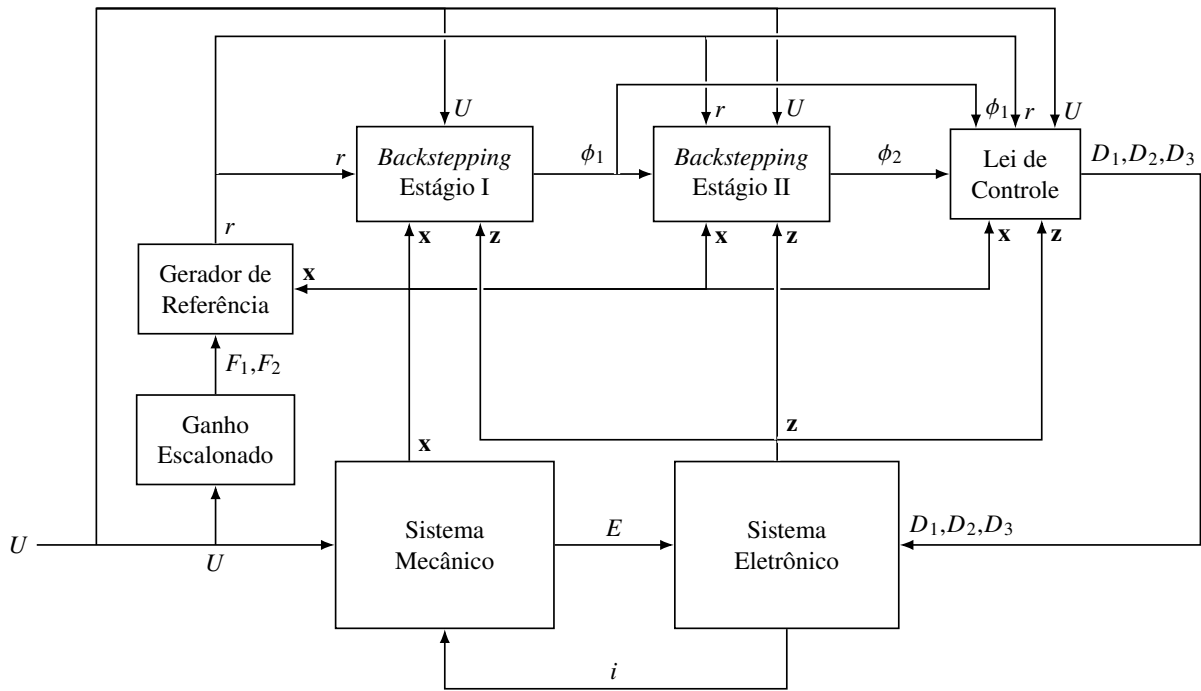
A malha interna é baseada na técnica de *backstepping* e é composta por três estágios encadeados. No primeiro estágio, utilizando a referência de corrente r e as variáveis medidas, calcula-se uma tensão de entrada de referência ϕ_1 . Em seguida, no segundo estágio, obtém-se ϕ_2 a partir de ϕ_1 , atuando como referência para o produto $z_3 D_1$, que representa a corrente que a entrada descarrega no indutor. Por fim, uma lei de controle é obtida resolvendo um sistema de equações que determina as razões cíclicas D_1 , D_2 e D_3 , garantindo o seguimento consistente de r , ϕ_1 e ϕ_2 , além de assegurar a estabilidade do sistema eletrônico.

A malha interna é baseada na técnica de *backstepping* e é composta por três estágios encadeados. A escolha desse método decorre diretamente das características do sistema em estudo, que apresenta natureza intrinsecamente não linear e pode ser naturalmente expresso em uma estrutura em cascata do tipo *strict-feedback*, o que torna o *backstepping* particularmente adequado. Além disso, essa técnica tem sido empregada na literatura em sistemas semelhantes envolvendo conversores DC–DC, demonstrando-se eficaz no tratamento das não linearidades e na garantia da estabilidade (Vazquez; Martin 2015; Boutebba *et al.* 2020) . Assim, sua adoção neste trabalho permite explorar uma estratégia de controle que é coerente com estrutura matemática do sistema e avaliar sua aplicabilidade no arranjo proposto, contribuindo para a compreensão do método em um contexto prático.

No primeiro estágio do *backstepping*, utilizando a referência de corrente r e as variáveis medidas, calcula-se uma tensão de entrada de referência ϕ_1 . Em seguida, no segundo estágio, obtém-se ϕ_2 a partir de ϕ_1 , atuando como referência para o produto $z_3 D_1$, que representa a corrente que a entrada descarrega no indutor. Por fim, uma lei de controle é obtida resolvendo um sistema de equações que determina as razões cíclicas D_1 , D_2 e D_3 , garantindo o seguimento consistente de r , ϕ_1 e ϕ_2 , além de assegurar a estabilidade do sistema eletrônico.

As seções subsequentes detalham o projeto de cada estágio, incluindo as expressões analíticas para r , ϕ_1 e ϕ_2 , o sistema de equações empregado na síntese de D_1 , D_2 e D_3 , bem como os aspectos práticos de implementação.

Figura 14 – Diagrama de blocos do sistema com o controle proposto



Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

3.5.1 Controle MPPT

A tarefa de projetar um controle que maximize a potência extraída pelo sistema é complexa, dada a variedade de fatores que influenciam tanto o comportamento do sistema quanto a conversão da energia do vento em energia cinética do cilindro através das VIV. Um aspecto fundamental já discutido na Seção 2.1 é que a frequência dos vórtices está diretamente relacionada com a velocidade do vento. Além disso, é na frequência de ressonância, onde a estrutura e a geração dos vórtices estão em harmonia, que se encontra a maior quantidade de energia disponível.

Logo, fica claro que o objetivo primário deste controlador é ajustar o sistema para operar continuamente na frequência de ressonância, independentemente das variações na velocidade do

vento. Este controle adaptativo busca aproveitar ao máximo o potencial energético disponível a todo instante.

Considerando (3.3), (3.4) e (3.10), a potência mecânica extraída pelo sistema de conversão pode ser computada como:

$$P = -D_{M0} \dot{x}_2. \quad (3.24)$$

Devido ao caráter oscilatório das VIV, a potência extraída também oscila, o que exige uma análise focada potência média ao longo de um ciclo completo de oscilação. A potência média durante o período T de uma oscilação pode ser expressa como:

$$P_T = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} -D_{M0} \dot{x}_2(t) dt. \quad (3.25)$$

Suponha agora que i seja uma entrada de controle na forma

$$i = -\frac{F_1(U)}{D_{M0}} x_1 - \frac{F_2(U)}{D_{M0}} x_2, \quad (3.26)$$

onde $F_1(U)$ e $F_2(U)$ são ganhos que dependem da velocidade do vento U . Perceba que quando o controle é projetado desta forma o subsistema mecânico torna-se análogo a um sistema massa-mola com amortecimento:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \frac{F_L(x_3) - F_1(U)x_1 - F_2(U)x_2}{m}. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Note também que, ao estabelecer a corrente conforme (3.26) com U constante em um ciclo, a potência média de (3.25) pode ser reescrita como

$$P_T = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} (F_1(U)x_1(t)x_2(t) + F_2(U)x_2^2(t)) dt. \quad (3.28)$$

Como $x_2 = \dot{x}_1$, tem-se

$$\int_{t_0}^{t_0+T} x_1(t)x_2(t) dt = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_0+T} \frac{d(x_1^2(t))}{dt} dt = \frac{1}{2} [x_1^2(t)]_{t_0}^{t_0+T}. \quad (3.29)$$

Como $x_1(t)$ é periódico, então $x_1(t_0 + T) = x_1(t_0)$ e, portanto,

$$\int_{t_0}^{t_0+T} x_1(t)x_2(t) dt = 0. \quad (3.30)$$

Substituindo (3.30) em (3.28):

$$P_T = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} F_2(U)x_2^2(t) dt. \quad (3.31)$$

Quantificando as perdas por efeito Joule como a potência média dissipada na resistência do enrolamento,

$$P_R = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} i^2(t) R_c dt. \quad (3.32)$$

Utilizando a corrente i proposta em (3.26) e o resultado apresentando em (3.30) obtém-se

$$P_R = \frac{1}{T} \frac{R_c}{D_{M0}^2} \int_{t_0}^{t_0+T} \left(F_1^2(U) x_1^2(t) + F_2^2(U) x_2^2(t) \right) dt, \quad (3.33)$$

Considerando a potência eficaz como $P_E = P_T - P_R$, o objetivo do controle pode ser expresso como a maximização de

$$P_E = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} \left(F_2(U) x_2^2(t) - \frac{R_c}{D_{M0}^2} \left(F_1^2(U) x_1^2 + F_2^2(U) x_2^2 \right) \right) dt, \quad (3.34)$$

de modo que o F_2 e F_1 ótimo são aqueles que maximiza essa integral.

A não linearidade e o alto acoplamento dos estados do sistema dificultam a definição analítica de uma função para os ganhos. Entretanto, uma série de testes pode ser realizada com o sistema para identificar tendências e determinar uma função polinomial que defina os ganhos que maximizam (3.34). Esta abordagem, quando aplicada ao sistema real, garante que outros comportamentos não modelados sejam levados em consideração, ou seja, é uma abordagem mais robusta. Em contraste, uma solução puramente analítica poderia apresentar dificuldades quando aplicada ao sistema real. A proposta é que $F_1(U)$ e $F_2(U)$ tenham o seguinte formato:

$$\begin{aligned} F_1 &= a_n U^n + a_{n-1} U^{n-1} + \dots + a_1 U + a_0 \\ F_2 &= b_n U^n + b_{n-1} U^{n-1} + \dots + b_1 U + b_0. \end{aligned} \quad (3.35)$$

3.5.2 Aproximação Analíticas do MPPT

Com o objetivo de obter uma compreensão mais clara do comportamento do sistema e determinar valores aproximados para os ganhos que auxiliem no processo de varredura, são realizadas algumas simplificações no modelo. Essas aproximações não têm a intenção de representar com precisão o comportamento dinâmico completo e não incorporam a autoexcitação não linear capturadas pelo oscilador de Van der Pol, mas fornecem uma base analítica que facilita a interpretação dos resultados e a identificação de tendências de otimização.

Em regime permanente sob vento constante U , a força de sustentação induzida pelos vórtices pode ser aproximada por (Bahadur 2022):

$$F_L = F_{L1}(U) \sin(\Omega_f(U) t), \quad (3.36)$$

com

$$F_{L1}(U) = \frac{\rho D L C_{L1}}{2} U^2 \quad (3.37)$$

$$\Omega_f(U) = \frac{2\pi S_t}{D} U, \quad (3.38)$$

onde C_{L1} é o coeficiente de sustentação da geração de vórtices.

Substituindo (3.36) em (3.27), a dinâmica fica

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \frac{F_{L1}(U) \sin(\Omega_f(U)t) - F_1(U)x_1 - F_2(U)x_2}{m},\end{aligned}\quad (3.39)$$

ou, de forma equivalente,

$$\ddot{x}_1 + \frac{F_2(U)}{m}\dot{x}_1 + \frac{F_1(U)}{m}x_1 = \frac{F_{L1}(U)}{m} \sin(\Omega_f(U)t). \quad (3.40)$$

Aplicando a transformada de Laplace à (3.40), obtém-se, para condições iniciais nulas,

$$X_1(s) = \frac{F_{L1}(U)\Omega_f(U)}{(ms^2 + F_2(U)s + F_1(U))(s^2 + \Omega_f^2(U))}. \quad (3.41)$$

Assim, resolvendo para o regime permanente,

$$x_1(t) = X(U) \sin(\Omega_f(U)t - \theta(U)) \quad (3.42)$$

$$x_2(t) = \dot{x}_1(t) = \Omega_f(U)X(U) \cos(\Omega_f(U)t - \theta(U)), \quad (3.43)$$

com amplitude e fase dadas por

$$X(U) = \frac{F_{L1}(U)}{\sqrt{\left(F_1(U) - m\Omega_f^2(U)\right)^2 + \left(F_2(U)\Omega_f(U)\right)^2}} \quad (3.44)$$

$$\theta(U) = \arctan\left(\frac{F_2(U)\Omega_f(U)}{F_1(U) - m\Omega_f^2(U)}\right). \quad (3.45)$$

Substituindo (3.42) e (3.43) em (3.34) e integrando em um ciclo completo $T = \frac{2\pi}{\Omega_f(U)}$, obtém-se

$$P_E = \frac{1}{2}\Omega_f^2(U)X^2(U)\left(F_2(U) - \frac{R_c}{D_{M0}^2}\left(\frac{F_1^2(U)}{\Omega_f^2(U)} + F_2^2(U)\right)\right). \quad (3.46)$$

Maximizando (3.46) em relação a $F_1(U)$ e $F_2(U)$, obtém-se os ganhos ótimos

$$F_1(U) = \frac{D_{M0}^4 m \Omega_f^2(U)}{D_{M0}^4 + 4R_c^2 m^2 \Omega_f^2(U)}, \quad (3.47)$$

$$F_2(U) = \frac{2D_{M0}^2 R_c m^2 \Omega_f^2(U)}{D_{M0}^4 + 4R_c^2 m^2 \Omega_f^2(U)}, \quad (3.48)$$

e a potência eficaz máxima correspondente

$$P_{E, \max} = \frac{D_{M0}^2 F_{L1}^2(U)}{8R_c m^2 \Omega_f^2(U)}. \quad (3.49)$$

Os valores ótimos dos ganhos resultam de um equilíbrio entre a dissipação das oscilações, a extração de energia e as mitigação das perdas no enrolamento. Observa-se que, quando as perdas no enrolamento tendem a zero, isto é, para $R_c = 0$, tem-se $F_1 = m\Omega_f^2$, o que ocorre nas proximidades da condição de ressonância entre a frequência natural efetiva da estrutura e a frequência de desprendimento dos vórtices. Em termos práticos, desvios dessa condição resultam na redução de $X(U)$ e, conseqüentemente, da potência média disponível.

Com (3.42), (3.43), (3.47), (3.48) a corrente no enrolamento $i(t)$ e a f.m.e. $E(t)$ podem ser expressas como:

$$i(t) = -I_1(U) \sin(\Omega_f(U)t - \theta(U)) - I_2(U) \cos(\Omega_f(U)t - \theta(U)) \quad (3.50)$$

$$E(t) = -E_{\max}(U) \cos(\Omega_f(U)t - \theta(U)), \quad (3.51)$$

com

$$I_1(U) = \frac{F_{L1}(U)D_{M0}^3}{2R_cm\Omega_f(U)\sqrt{D_{M0}^4 + 4R_c^2m^2\Omega_f^2(U)}} \quad (3.52)$$

$$I_2(U) = \frac{F_{L1}(U)D_{M0}}{\sqrt{D_{M0}^4 + 4R_c^2m^2\Omega_f^2(U)}} \quad (3.53)$$

$$E_{\max}(U) = \frac{F_{L1}(U)D_{M0}\sqrt{D_{M0}^4 + 4R_c^2m^2\Omega_f^2(U)}}{2R_cm^2\Omega_f^2(U)} \quad (3.54)$$

Embora as relações obtidas não representem integralmente o comportamento não linear do sistema completo, elas fornecem tendências valiosas que auxiliam na definição inicial das funções $F_1(U)$ e $F_2(U)$ utilizadas na etapa de otimização numérica. Dessa forma, as aproximações analíticas atuam como uma referência teórica que orienta a calibração do controle MPPT proposto.

3.5.3 Controle da Corrente

Para garantir que o MPPT seja eficaz é preciso fazer com que a corrente de armadura siga a referência gerada:

$$r = -\frac{F_1(U)}{D_{M0}}x_1 - \frac{F_2(U)}{D_{M0}}x_2. \quad (3.55)$$

Considere que o erro no seguimento de referência da corrente é representado por:

$$e_1 = r - z_1. \quad (3.56)$$

Logo, utilizando (3.23), a dinâmica do erro é

$$\dot{e}_1 = \dot{r} - \frac{E - R_cr + R_ce_1 - z_2}{L_c}. \quad (3.57)$$

Considerando agora a inclusão de um estado integrador denominado η_1 com um ganho integrativo I_1 de forma que $\dot{\eta}_1 = I_1 e_1$, então uma função de Lyapunov e sua derivada para e_1 e η_1 podem ser definidas como

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}\eta_1^2 \quad (3.58)$$

$$\dot{V}_1 = \dot{e}_1 e_1 + I_1 e_1 \eta_1. \quad (3.59)$$

A estabilidade do sistema pode ser garantida impondo-se

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2, \quad \text{com } k_1 > 0. \quad (3.60)$$

Comparando $\dot{V}_1$ nas equações (3.59) e (3.60) resulta na seguinte dinâmica

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 - I_1 \eta_1, \quad (3.61)$$

que pode ser imposta considerando z_2 como uma ação de controle virtual ϕ_1 conforme apresentado na Seção 2.2.

Com base em (3.59) e (3.61) e supondo $z_2 = \phi_1$ (i.e. erro nulo no seguimento de referência) obtém-se:

$$\phi_1 = \alpha_{11} e_1 + \alpha_{12} \eta_1 + \delta_1, \quad (3.62)$$

Com

$$\alpha_{11} = R_c - L_c k_1 \quad (3.63)$$

$$\alpha_{12} = -L_c I_1 \quad (3.64)$$

$$\delta_1 = E - R_c r - L_c \dot{r}. \quad (3.65)$$

O erro no seguimento de referência de z_2 é

$$e_2 = \phi_1 - z_2, \quad (3.66)$$

cuja dinâmica é

$$\dot{e}_2 = \dot{\phi}_1 - \frac{r - e_1 - z_3 D_1}{C_i}. \quad (3.67)$$

Note que a equação (3.61) é válida apenas no caso em que $e_2 = 0$. Considerando $z_2 = \phi_1 - e_2$ e substituindo em (3.57), obtém-se

$$\dot{e}_1 = \dot{r} - \frac{E - R_c r + R_c e_1 - \phi_1}{L_c} - \frac{e_2}{L_c}. \quad (3.68)$$

Substituindo agora (3.62) em (3.68), resulta na dinâmica ajustada

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 - I_1 \eta_1 - \frac{e_2}{L_c}. \quad (3.69)$$

Derivando (3.62) e substituindo (3.69) obtém-se

$$\dot{\phi}_1 = (-\alpha_{11} k_1 + \alpha_{12} I_1) e_1 - \alpha_{11} I_1 \eta_1 - \frac{\alpha_{11}}{L_c} e_2 + \dot{E} - R_c \dot{r} - L_c \ddot{r}. \quad (3.70)$$

Novamente incluindo um estado integrador $\eta_2 = I_2 e_2$ e definindo uma função de Lyapunov para e_2 e η_2 :

$$V_2 = \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} \eta_2^2 \quad (3.71)$$

$$\dot{V}_2 = \dot{e}_2 e_2 + I_2 e_2 \eta_2. \quad (3.72)$$

Como anteriormente, impondo-se

$$\dot{V}_2 = -k_2 e_2^2, \quad \text{com } k_2 > 0, \quad (3.73)$$

garante a estabilidade do sistema. Comparando (3.72) com (3.73) resulta em:

$$\dot{e}_2 = -k_2 e_2 - I_2 \eta_2. \quad (3.74)$$

Considerando agora $D_1 z_3$ como uma ação de controle virtual ϕ_2 e com base em (3.67), (3.70) e (3.74):

$$\phi_2 = \beta_{11} e_1 + \beta_{12} \eta_1 + \beta_{21} e_2 + \beta_{22} \eta_2 + \delta_2, \quad (3.75)$$

Com

$$\beta_{11} = C_i (\alpha_{11} k_1 - \alpha_{12} I_1) - 1 \quad (3.76)$$

$$\beta_{12} = C_i \alpha_{11} I_1 \quad (3.77)$$

$$\beta_{21} = C_i \left(\frac{\alpha_{11}}{L_c} - k_2 \right) \quad (3.78)$$

$$\beta_{22} = -C_i I_2 \quad (3.79)$$

$$\delta_2 = C_i \left(-\dot{E} + \frac{r}{C_i} + R_c \dot{r} + L_c \ddot{r} \right). \quad (3.80)$$

O erro de seguimento de referencia de $D_1 z_3$ e sua dinâmica são respectivamente

$$e_3 = \phi_2 - D_1 z_3, \quad (3.81)$$

$$\dot{e}_3 = \dot{\phi}_2 - \frac{(\phi_1 - e_2) D_1^2 - z_4 (D_2 - D_3) D_1}{L_o} - z_3 \dot{D}_1. \quad (3.82)$$

Corrigindo novamente a dinâmica do erro,obtem-se

$$\dot{e}_2 = -k_2 e_2 - I_2 \eta_2 - \frac{e_3}{C_i}. \quad (3.83)$$

Utilizando (3.69) e (3.83) a derivada de (3.75) pode ser expressa como:

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_2 = & (-\beta_{11}k_1 + \beta_{12}I_1)e_1 - \beta_{11}I_1\eta_1 + \left(-\frac{\beta_{11}}{L_c} - \beta_{21}k_2 + \beta_{22}I_2\right)e_2 \\ & - \beta_{21}I_2\eta_2 - \frac{\beta_{21}}{C_i}e_3 + C_i \left(-\ddot{E} + \frac{\dot{r}}{C_i} + R_c\ddot{r} + L_c\ddot{r}\right). \end{aligned} \quad (3.84)$$

Por último, introduzindo o integrador $\eta_3 = I_3 e_3$ e definindo uma outra função de Lyapunov para e_3 e η_3 :

$$V_3 = \frac{1}{2}e_3^2 + \frac{1}{2}\eta_3^2 \quad (3.85)$$

$$\dot{V}_3 = \dot{e}_3 e_3 + I_3 e_3 \eta_3. \quad (3.86)$$

Garantindo a estabilidade:

$$\dot{V}_3 = -k_3 e_3^2, \quad \text{com } k_3 > 0. \quad (3.87)$$

E utilizando (3.86) e (3.87):

$$\dot{e}_3 = -k_3 e_3 - I_3 \eta_3. \quad (3.88)$$

Como D_2 e D_3 não afetam a dinâmica do sistema de forma independente, isola-se sua diferença $D_z \triangleq D_2 - D_3$ em (3.82), considerando as equações (3.62), (3.84) e (3.88):

$$D_z = \frac{M}{z_4 D_1} + \frac{L_o z_3}{z_4 D_1} \dot{D}_1 \quad (3.89)$$

$$M = \gamma_{11}e_1 + \gamma_{12}\eta_1 + \gamma_{21}e_2 + \gamma_{22}\eta_2 + \gamma_{31}e_3 + \gamma_{32}\eta_3 + \delta_3,$$

com

$$\gamma_{11} = \alpha_{11}D_1^2 + L_o(\beta_{11}k_1 - \beta_{12}I_1) \quad (3.90)$$

$$\gamma_{12} = \alpha_{12}D_1^2 + L_o\beta_{11}I_1 \quad (3.91)$$

$$\gamma_{21} = L_o \left(\frac{\beta_{11}}{L_c} + \beta_{21}k_2 - \beta_{22}I_2 \right) - D_1^2 \quad (3.92)$$

$$\gamma_{22} = L_o\beta_{21}I_2 \quad (3.93)$$

$$\gamma_{31} = L_o \left(\frac{\beta_{21}}{C_i} - k_3 \right) \quad (3.94)$$

$$\gamma_{32} = -L_oI_3 \quad (3.95)$$

$$\delta_3 = L_oC_i \left(\ddot{E} - \frac{\dot{r}}{C_i} - R_c\ddot{r} - L_c\ddot{r} \right) + \delta_1D_1^2, \quad (3.96)$$

que é uma expressão para D_z em função de D_1 obtida via *backstepping* que garante a estabilidade e convergência do sistema.

Para tornar o problema bem posto (com duas incógnitas e duas equações), é necessário introduzir uma segunda relação para D_z e D_1 . Devido ao acoplamento do termo z_3D_1 , valores maiores de D_1 exigem valores menores de z_3 para que a referência ϕ_2 seja atendida. Portanto, maximizar D_1 minimiza a corrente média no indutor e, conseqüentemente, as perdas ôhmicas.

Considere a restrição do período $D_1 + D_2 + D_3 = 1$ e a definição de D_z ; então:

$$D_2 = \frac{1 - D_1 + D_z}{2} \quad (3.97)$$

$$D_3 = \frac{1 - D_1 - D_z}{2}. \quad (3.98)$$

Impondo as restrições $D_2 \geq 0$ e $D_3 \geq 0$, obtém-se

$$1 - D_1 \geq |D_z|. \quad (3.99)$$

Logo,

$$D_1 \leq 1 - |D_z|. \quad (3.100)$$

O máximo é atingido no limite da desigualdade, o que fornece a relação

$$D_1 = 1 - |D_z|. \quad (3.101)$$

Com as relações (3.89) e (3.101) estabelece-se um sistema fechado que pode ser resolvido de forma iterativa, desde que $\dot{D}_1$ seja aproximado numericamente. Note que o cálculo da lei de controle requer $\dot{r}$, $\ddot{r}$, $\ddot{r}$, $\dot{E}$ e $\ddot{E}$, os quais podem ser computados analiticamente derivando utilizando (3.2), (3.8) e (3.23):

$$\dot{r} = -\frac{F_1}{D_{M0}}\dot{x}_1 - \frac{F_2}{D_{M0}}\dot{x}_2 \quad (3.102)$$

$$\ddot{r} = -\frac{F_1}{D_{M0}}\ddot{x}_2 - \frac{F_2}{mD_{M0}}(f_L U^2 \dot{x}_3 + D_{M0} \dot{z}_1) \quad (3.103)$$

$$\ddot{r} = -\frac{f_L U^2 (F_1 \dot{x}_3 + F_2 \dot{x}_4)}{mD_{M0}} - \frac{(F_1 L_c - F_2 R_c) \dot{z}_1}{mL_c} - \frac{F_2 (\dot{E} - \dot{z}_2)}{mL_c} \quad (3.104)$$

$$\dot{E} = -D_{M0} \dot{x}_2 \quad (3.105)$$

$$\ddot{E} = -D_{M0} \frac{f_L U^2 \dot{x}_3 + D_{M0} \dot{z}_1}{m} . \quad (3.106)$$

Partiu-se do princípio de que a dinâmica do sistema é significativamente mais rápida do que a do vento, o que permite desprezar as derivadas de U para simplificar o problema sem comprometer o desempenho do controlador.

3.5.4 Implementação do Controle

Após o projeto do controlador em tempo contínuo, a etapa de implementação em micro-controlador passa a exigir decisões práticas que compatibilizem o algoritmo com a execução em tempo real, assegurando estabilidade, desempenho e robustez frente a limitações de hardware, quantização, ruído de medição, atrasos e saturações.

Adotou-se um período de amostragem T_s suficientemente pequeno para que a modelagem em tempo contínuo permanecesse válida na faixa dinâmica de interesse. Considerando a frequência máxima da referência $f_{r, \max}$, supõe-se que o controlador deva prover largura de banda de até uma ordem de magnitude superior para garantir seguimento com erro e atraso desprezíveis, isto é,

$$f_{\text{ctrl}, \max} \geq 10 f_{r, \max} . \quad (3.107)$$

Nessa condição, os efeitos do segurador de ordem zero e do atraso computacional de uma amostra tornam-se secundários, permitindo o mapeamento estável sem distorções relevantes nas margens de estabilidade.

Para tornar os efeitos do segurador de ordem zero e do atraso computacional de uma amostra irrelevantes, permitindo o mapeamento estável sem distorções relevantes nas margens de estabilidade, impõe-se uma taxa de amostragem pelo menos dez vezes maior que a largura de banda esperada do controlador,

$$f_s \geq 10 f_{\text{ctrl}, \max} \Rightarrow f_s \geq 100 f_{r, \max} , \quad (3.108)$$

com

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (3.109)$$

Para os sinais de saída do sistema eletrônico, implementou-se um filtro IIR (*Infinite Impulse Response*) de primeira ordem a fim de atenuar as componentes de alta frequência associadas ao

chaveamento PWM. A frequência de corte do filtro f_c foi selecionada de modo a equilibrar a atenuação do *ripple* e o atraso de fase. O seguinte critério foi estabelecido para a escolha:

$$\frac{f_s}{10} < f_c < \frac{f_{\text{pwm}}}{2}, \quad (3.110)$$

sendo f_{pwm} a frequência de chaveamento. Com essa escolha, obtém-se suavização adequada das medições sem comprometer a resposta transitória.

A dinâmica discreta do filtro passa-baixa adotado é dada por:

$$\mathbf{z}_f[k] = \alpha \mathbf{z}_f[k-1] + (1 - \alpha) \mathbf{z}[k], \quad \text{com} \quad \alpha = e^{-2\pi f_c T_s}, \quad (3.111)$$

onde $\mathbf{z}[k]$ representa o vetor de saídas medidas e $\mathbf{z}_f[k]$ suas correspondentes filtradas.

Para os estados integrativos $\eta = [\eta_1 \ \eta_2 \ \eta_3]^\top$ adotou-se integração em avanço usando método de Euler explícito, de modo que cada estado acumula o erro ponderado pelo ganho integral e pelo período de amostragem T_s . Em particular, para η_1 e η_2 utilizou-se

$$\eta_1[k+1] = \eta_1[k] + I_1 e_1[k] T_s \quad (3.112)$$

$$\eta_2[k+1] = \eta_2[k] + I_2 e_2[k] T_s. \quad (3.113)$$

Como as ações de controle D_z e D_1 são limitadas e podem saturar, foi incorporado anti-*windup* no cálculo de η_3 por realimentação. Resultando em:

$$\eta_3[k+1] = \eta_3[k] + I_3 e_3[k] T_s - K_w e_w[k] T_s, \quad (3.114)$$

sendo

$$D_{z,\text{sat}}[k] = \text{sat}(D_z[k]) \quad (3.115)$$

$$e_w[k] = D_z[k] - D_{z,\text{sat}}[k]. \quad (3.116)$$

Com isso, quando o atuador não satura, ou seja, $e_w[k] = 0$, a dinâmica integrativa segue se comportando como uma integração convencional; havendo saturação, a correção proporcional a e_w mitiga o acúmulo indevido no estado η_3 .

A derivada de D_1 foi estimada combinando diferenças finitas com um filtro IIR de primeira ordem semelhante a (3.111). Adotou-se $\alpha = e^{-1/N_c}$, em que N_c representa a constante de tempo do filtro expressa em número de amostras. Essa parametrização interpreta o filtro como uma suavização exponencial cuja memória efetiva é da ordem de N_c amostras. Assim,

$$\dot{D}_1[k] = e^{-1/N_c} \dot{D}_1[k-1] + (1 - e^{-1/N_c}) \frac{D_1[k] - D_1[k-1]}{T_s}. \quad (3.117)$$

Para determinar as ações de controle em tempo real, empregou-se o método de Gauss-Seidel com estimativa inicial (*warm start*) proveniente do ciclo anterior. Em cada iteração, atualizam-se sequencialmente D_z e D_1 pelos mapeamentos $f_z(\cdot)$ e $f_1(\cdot)$, definidos, respectivamente, a partir de (3.89) e (3.101); em seguida, aplicam-se projeções que impõem as restrições

físicas $D_z \in [D_{\min} - 1, 1 - D_{\min}]$ e $D_1 \geq D_{\min}$. Para a saturação inferior adotou-se $D_{\min} > 0$, pois o valor $D_{\min} = 0$ ocasionaria divisão por zero nas equações (3.75) e (3.89). O processo é interrompido quando a norma do incremento cai abaixo da tolerância ε ou quando se atinge o número máximo de iterações N_{it} . As projeções também fornecem o erro de saturação e_w , utilizado na realimentação do anti-*windup* do integrador. O procedimento completo encontra-se no Algoritmo 1.

Algoritmo 1: Gauss–Seidel com projeção para D_z e D_1

Entrada: $D_1[k-1]$, ε , N_{it} , $D_{\min}$

Saída: $D_z[k]$, $D_1[k]$, $e_w[k]$

```

1 Inicialização:  $r \leftarrow 0$ ;  $D_1^{(0)} \leftarrow D_1[k-1]$ ;  $D_z^{(0)} \leftarrow 0$ 
2 Repita
3    $D_z^{(r+1)} \leftarrow f_z(D_1^{(r)})$  // equação (3.89)
4    $D_{z,sat}^{(r+1)} \leftarrow \max(D_{\min} - 1, \min(1 - D_{\min}, D_z^{(r+1)}))$ 
5    $e_w^{(r+1)} \leftarrow D_z^{(r+1)} - D_{z,sat}^{(r+1)}$ 
6    $D_z^{(r+1)} = D_{z,sat}^{(r+1)}$ 
7    $D_1^{(r+1)} \leftarrow f_1(D_z^{(r+1)})$  // equação (3.101)
8    $D_1^{(r+1)} \leftarrow \max(D_{\min}, D_1^{(r+1)})$ 
9    $r \leftarrow r + 1$ 
10 até  $(|D_1^{(r)} - D_1^{(r-1)}| \leq \varepsilon) \vee (r \geq N_{it})$ 
11  $D_z[k] \leftarrow D_z^{(r)}$ ;  $D_1[k] \leftarrow D_1^{(r)}$ ;  $e_w[k] \leftarrow e_w^{(r)}$ 

```

Com D_z e D_1 determinados, por fim é feito ao cálculo final de D_2 e D_3 por meio das expressões previamente definidas em (3.97) e (3.98).

O procedimento completo de execução do controlador, consolidando as etapas de medição, filtragem, geração de referência, cálculo dos erros e leis de controles virtuais, bem como a síntese das razões cíclicas e a atualização dos estados integrativos com anti-*windup*, é descrito de forma operacional no Algoritmo 2. Este algoritmo fornece uma visão clara das etapas discutidas até agora e servirá de base para a implementação do controle.

Algoritmo 2: Laço de controle

Entrada: $\mathbf{x}$, $\mathbf{U}$, $\mathbf{z}$ **Saída:** D_1 , D_2 , D_3

```

1 Inicialização:  $\eta_1[1] \leftarrow 0$ ;  $\eta_2[1] \leftarrow 0$ ;  $\eta_3[1] \leftarrow 0$ ;  $D_1[0] \leftarrow 1$ 
2 Para  $k \leftarrow 1, 2, \dots$  faça
3   Medir  $U[k-1]$ 
4   Calcular  $F_1[k]$  e  $F_2[k]$  usando (3.35)
5   Medir  $\mathbf{x}[k-1]$  e  $\mathbf{z}[k-1]$ 
6   Filtrar  $\mathbf{z}[k-1]$  via (3.111)
7    $r[k] \leftarrow -F_1[k]x_1[k-1] - F_2[k]x_2[k-1]$ 
8    $E[k-1] \leftarrow -D_{M0}x_2[k-1]$ 
9   Calcular  $\dot{r}[k]$ ,  $\ddot{r}[k]$ ,  $\ddot{r}[k]$ ,  $\dot{E}[k-1]$ ,  $\ddot{E}[k-1]$  por (3.102)–(3.106)
10   $e_1[k] \leftarrow r[k] - z_1[k-1]$ 
11  Calcular  $\phi_1[k]$  por (3.62)
12   $e_2[k] \leftarrow \phi_1[k] - z_2[k-1]$ 
13  Calcular  $\phi_2[k]$  por (3.75)
14   $e_3[k] \leftarrow \phi_2[k] - z_3[k-1]D_1[k-1]$ 
15  Resolver iterativamente  $D_z[k]$ ,  $D_1[k]$  e  $e_w[k]$  usando o Algoritmo 1
16   $D_2[k] \leftarrow 0.5(1 - D_1[k] + D_z[k])$ 
17   $D_3[k] \leftarrow 0.5(1 - D_1[k] - D_z[k])$ 
18   $\eta_1[k+1] \leftarrow \eta_1[k] + I_1e_1[k]T_s$ 
19   $\eta_2[k+1] \leftarrow \eta_2[k] + I_2e_2[k]T_s$ 
20   $\eta_3[k+1] \leftarrow \eta_3[k] + I_3e_3[k]T_s - K_w e_w[k]T_s$ 
21  Aguardar o próximo instante de amostragem  $k+1$  e então continuar

```

4 Resultados e Discussão

Esta seção apresenta os resultados obtidos com a aplicação das estratégias de controle propostas e discute o desempenho do método desenvolvido. Primeiro é feito um estudo para a definição da bitola e do número de espiras da bobina. Em seguida, é apresentado o algoritmo utilizado para interpolados dos ganhos do controlador MPPT. Na sequência, descrevem-se os critérios adotados para a determinação final dos ganhos do controlador e dos parâmetros do estágio eletrônico com base na resposta do sistema. Por fim, avalia-se o comportamento do sistema completo sob condições de vento constante e variável, comparando-se as operações com controle ativo e passivo quanto à energia gerada.

Para simular a resposta do sistema físico e estimar a potência gerada, é necessário definir previamente os parâmetros físicos do sistema. Estes parâmetros foram determinados com base nas dimensões e características do protótipo construído, bem como em dados da literatura. A Tabela 1 apresenta os parâmetros utilizados na modelagem do aerogerador. É importante destacar que os valores adotados para os parâmetros ϵ e A são válidos apenas para uma faixa específica de velocidade do vento, compreendida aproximadamente entre 5,5 e 10 m/s, conforme indicado por Boretto (2019). Esta restrição é importante para garantir a representatividade dos resultados das simulações dentro do contexto especificado.

Tabela 1 – Parâmetros mecânicos do aerogerador

Símbolo	Nome	Valor
m	Massa do aerogerador	0,2 kg
ρ	Densidade do ar	1,225 kg/m ³
D	Diâmetro do cilindro	0,0735 m
L	Altura do cilindro	0,547 m
C_{l0}	Coeficiente aerodinâmico de repouso	0,3842
C_{L1}	Coeficiente aerodinâmico do modelo aproximado	0,5
ϵ	Parâmetro do oscilador de van der Pol	0,7
A	Parâmetro do oscilador de van der Pol	12
St	Número de Strouhal	0,1932
B	Campo magnético dos ímãs permanentes	1,04 T
l	Altura da bobina	0,04 m
c	Largura da bobina	0,02 m

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

4.1 Definição das Características da Bobina

O primeiro estudo a ser realizado consiste na definição da bitola do condutor e do número de espiras N para a construção da bobina. Essas escolhas influenciam diretamente as características elétricas do sistema de extração de energia, pois determinam tanto o tempo de resposta associado à dinâmica eletromagnética da bobina quanto as perdas ôhmicas decorrentes da resistência do fio. Como alguns dos cálculos dependem de valores de tensão e corrente correspondentes à operação esperada, adotaram-se as aproximações apresentadas na Seção 3.5.2, que, embora não representem integralmente o resultado final, fornecem uma estimativa razoável empregando uma margem de segurança adequada.

Considerando um fio de cobre de resistividade $\rho_c = 1,72 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$, permeabilidade relativa $\mu_r \approx 1$, seção transversal circular de diâmetro d_c e uma geometria retangular compacta para a bobina de lados c e l , a resistência total pode ser expressa por:

$$R_c = \frac{8\rho_c N(c+l)}{\pi d_c^2}. \quad (4.1)$$

A indutância da bobina pode ser estimada a partir da formulação apresentada por Grover (1973), aqui reescrita em unidades do SI e estendida para N espiras por meio do fator N^2 sob a hipótese de um enrolamento compacto;

$$L_c = \frac{\mu_0 \mu_r N^2}{\pi} \left[-\frac{7}{4}(c+l) + 2\sqrt{c^2 + l^2} - c \ln \left(\frac{c + \sqrt{c^2 + l^2}}{l} \right) - l \ln \left(\frac{l + \sqrt{c^2 + l^2}}{c} \right) + c \ln \left(\frac{4c}{d_c} \right) + l \ln \left(\frac{4l}{d_c} \right) \right], \quad (4.2)$$

onde $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ é a permeabilidade do vácuo. Essa expressão é válida para bobinas de núcleo de ar e fornece boa aproximação para geometrias compactas, nas quais o espaçamento entre espiras é pequeno em relação às dimensões c e l .

As equações (4.1) e (4.2) permitem avaliar a influência da bitola do fio e do número de espiras na constante de tempo eletromagnética da bobina, definida por $\tau_c = L_c/R_c$. Verifica-se que a resistência cresce linearmente com a quantidade de espiras e decresce com a área de seção do condutor, ao passo que a indutância cresce com o quadrado do número de espiras. Resultando na conclusão que a constante de tempo cresce linearmente com o número de espiras e, para uma mesma geometria, também aumenta quase quadraticamente com o diâmetro do fio, sendo este crescimento levemente atenuado pelos termos logarítmicos presentes na expressão da indutância.

O controle via conversor pode injetar potência no sistema elétrico da bobina a fim de realizar uma compensação reativa do atraso introduzido pela constante de tempo τ_c . Entretanto, essa ação está limitada pelos limites da tensão de entrada z_2 que o controle consegue impor.

Partindo do modelo eletrônico apresentado em (3.23), consideremos os pontos de equilíbrio

$$\dot{z}_1 = \dot{z}_2 = \dot{z}_3 = \dot{z}_4 = 0, \quad D_1 + D_2 + D_3 = 1, \quad D_k \in [0,1]. \quad (4.3)$$

Das quatro equações dos estados e considerando $D_z = D_2 - D_3$, obtemos as relações

$$\begin{aligned} z_1 &= \frac{E - z_2}{R_c} \\ z_1 &= z_3 D_1 \\ z_2 &= z_4 \frac{D_z}{D_1} \\ z_4 &= V_b + R_b D_z z_3. \end{aligned} \quad (4.4)$$

Resolvendo o sistema (4.4) para z_2 obtém-se

$$z_2 = \frac{D_z(D_1 R_c V_b + D_z E R_b)}{D_1^2 R_c + D_z^2 R_b}. \quad (4.5)$$

O valor máximo admissível de D_z é

$$D_{z, \max} = 1 - D_1, \quad (4.6)$$

atingido quando um dos tempos de condução D_2 ou D_3 é nulo.

Substituindo (4.6) em (4.5) e avaliando o pior caso para o esforço de controle, que ocorre quando a f.e.m. se opõe ao comando, isto é, $E = -E_{\max}$, obtém-se a tensão máxima que o conversor pode impor na entrada:

$$z_{2, \max} = \max_{D_1 \in [0,1]} \frac{(1 - D_1)(D_1 R_c V_b - (1 - D_1) R_b E_{\max})}{D_1^2 R_c + (1 - D_1)^2 R_b}. \quad (4.7)$$

Partindo da equação da malha da bobina (3.19) para isolar a tensão de entrada, com a notação $V_i = \phi_1$

$$\phi_1 = E - R_c i - L_c \frac{di}{dt}. \quad (4.8)$$

Tomando i e E conforme as aproximações em regime permanente (3.50) e (3.51), resulta em

$$\phi_1(t) = A_1 \sin(\Omega_f t - \theta) + A_2 \cos(\Omega_f t - \theta), \quad (4.9)$$

com

$$\begin{aligned} A_1 &= R_c I_1 - L_c I_2 \Omega_f \\ A_2 &= L_c I_1 \Omega_f + R_c I_2 - E_{\max}. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Maximizando (4.9) dentro do período T de uma oscilação obtém-se

$$\phi_{1, \max} = \sqrt{A_1^2 + A_2^2}. \quad (4.11)$$

Para que a compensação reativa seja fisicamente realizável pelo conversor, a amplitude máxima requerida (4.11) deve respeitar os limites impostos pelo barramento e pela modulação, isto é,

$$\phi_{1, \max} \leq z_{2, \max}, \quad (4.12)$$

onde $z_{2, \max}$ é o teto obtido por (4.7).

Para avaliar a influência do projeto eletromagnético da bobina sobre o esforço exigido do conversor, considera-se que o sistema de armazenamento é composto por S células de bateria conectadas em série, formando o barramento CC equivalente. Cada célula contribui com uma tensão nominal V_S e uma resistência interna R_S , de modo que, para um conjunto com S células, tem-se:

$$V_b = SV_S, \quad R_S = SR_S. \quad (4.13)$$

Neste estudo, adota-se como base a célula de íon-lítio LG INR18650 M26 (Chem 2020), representativa de uma bateria Li-ion comercial, cujos parâmetros médios estão apresentados na Tabela 2. Esses valores foram utilizados em todas as análises e simulações subsequentes.

Tabela 2 – Parâmetros elétricos da célula Li-ion adotada

Símbolo	Nome	Valor
V_S	Tensão nominal	3,65 V
R_S	Resistência interna	60 mΩ

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

Com base nesses parâmetros, foi elaborada a Figura 15, que ilustra como o ponto crítico de operação varia com o número de espiras N para diferentes bitolas de cabo (AWG). O ponto crítico é definido como o menor número de células S em série necessário para que a tensão máxima disponível na entrada do conversor, $z_{2, \max}$, supere a amplitude de tensão requerida $\phi_{1, \max}$ para compensação reativa do atraso eletromagnético, conforme (4.12). Para a avaliação apresentada, considerou-se a velocidade do vento $U = 15$ m/s, adotada como margem superior conservadora em relação à faixa de operação esperada do aerogerador.

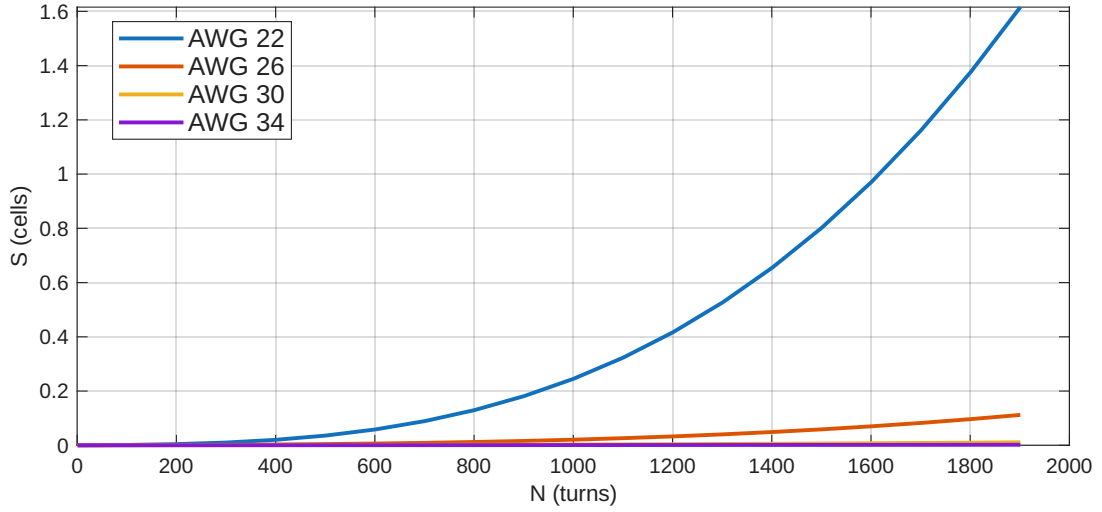
Em complemento à análise dos limites de tensão e da compensação reativa provida pelo conversor, é necessário avaliar a influência do enrolamento na eficiência energética global para a determinação de valores ótimos de projeto. Seja a potência eólica disponível

$$P_W = \frac{\rho D L U^3}{2}, \quad (4.14)$$

e, tomando a aproximação para a potência eficaz máxima em (3.49), a eficiência energética da turbina pode ser escrita como

$$\frac{P_E}{P_W} \approx \frac{\rho C_{L1}^2 D^3 L}{16\pi^2 S_t^2 U m^2} \frac{D_{M0}^2}{R_c}, \quad (4.15)$$

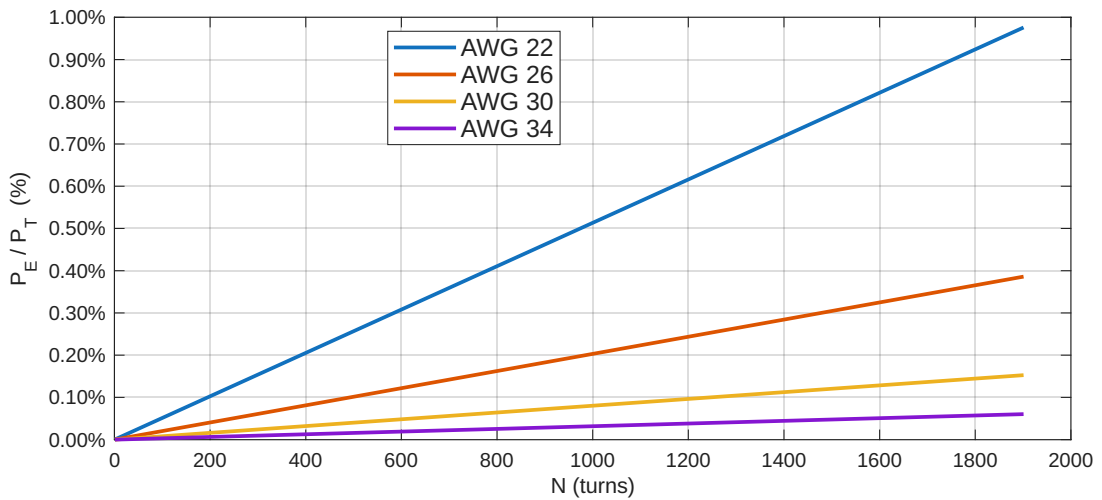
Figura 15 – Variação do ponto crítico de S em função do número de espiras N para diferentes bitolas de cabo (AWG)



Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

Assumindo que D_{M0} cresce linearmente com o número de espiras N e que a resistência equivalente do enrolamento obedece a $R_c \propto \frac{N}{d_c^2}$, infere-se, a partir de (4.15), que a eficiência tende a aumentar de forma linear com N e com o quadrado do diâmetro do condutor d_c . Em outras palavras, enrolamentos com mais espiras e condutores de maior diâmetro favorecem a razão D_{M0}^2/R_c e, portanto, ampliam $\frac{P_E}{P_W}$. A Figura 16 ilustra a variação da eficiência $\frac{P_E}{P_W}$ em função do número de espiras N para diferentes bitolas (AWG), considerando uma velocidade de vento de $U = 15$ m/s.

Figura 16 – Eficiência esperada da turbina em função do número de espiras N para diferentes bitolas de cabo (AWG), com $U = 15$ m/s



Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

Embora a eficiência atual seja baixa, a relação em (4.15) evidencia que ela fortemente depende das dimensões da turbina. O termo D^3L indica que, à medida que D e L aumentam, a

eficiência tende a crescer. Esse ganho de escala é ainda maior porque, em turbinas maiores, é viável empregar ímãs de maior porte e enrolamentos com mais espiras e condutores de maior bitola que ampliam a razão D_{M0}^2/R_c . Em conjunto, esses efeitos convergem para um aumento expressivo de $\frac{P_E}{P_W}$. É importante notar que o crescimento da massa m , presente no denominador de (4.15), atenua parte desse benefício. Ainda assim, como a maior fração de m decorre do ímã permanente, manter o mesmo ímã ao expandir D e L preserva a tendência de aumento.

Cabe notar, contudo, que esse aumento não é indefinido, já que para turbinas de dimensões muito maiores, efeitos aerodinâmicos não modelados passam a ser relevantes, além de limitações construtivas e perdas adicionais. Tais mecanismos impõem um teto prático ao ganho de eficiência. Assim, espera-se melhoria substancial com o escalonamento até o regime em que esses efeitos de grande escala se tornem dominantes.

Com base na análise conjunta das Figuras 15 e 16, foram definidos os valores adotados de bitola do cabo, número de espiras e arranjo de baterias, de modo a equilibrar o rendimento energético e a viabilidade construtiva. Os parâmetros resultantes, bem como os valores correspondentes de D_{M0} , L_c e R_c , estão sintetizados na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros selecionados de cabo, bobina e arranjo de bateria

Símbolo	Nome	Valor
AWG	Bitola do cabo	22
N	Número de espiras da bobina	1200
S	Número de células de bateria em série	2
D_{M0}	Parâmetro eletromecânico de acoplamento	49,92 V s m ⁻¹
L_c	Indutância da bobina	0,1349 H
R_c	Resistência do enrolamento	7,6084 Ω

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

4.2 Interpolação dos Ganhos do Controle MPPT

Visando à maximização da potência extraída, conforme apresentando na Seção 3.5.1, foi desenvolvido um procedimento híbrido que combina uma varredura inicial em malha grosseira dos parâmetros F_1 e F_2 com etapas subsequentes de refino adaptativo. A partir da velocidade do escoamento U , determina-se a frequência de desprendimento de vórtices Ω_f , utilizada para estimar o valor de ressonância aproximados $F_{1,c}$ e $F_{2,c}$, de acordo com (3.47) e (3.48). Esses valores definem o centro da janela inicial de busca, reduzindo o tempo de processamento e concentrando a análise na região de maior relevância.

A simulação do sistema é realizada em duas etapas. Inicialmente, utiliza-se um método com ciclos preliminares de tolerância elevada e amostragem esparsa, com o objetivo de desconsiderar o regime transitório e reduzir o custo computacional. Após um número suficiente

de ciclos que assegura a estabilização do regime permanente, o sistema é novamente resolvido com tolerâncias reduzidas e amostragem densa, de modo a capturar com maior precisão o comportamento dinâmico. A potência eficaz instantânea, definida como,

$$P_E(t) = F_2 x_2^2 - \frac{R_c}{D_{M0}^2} \left(F_1^2 x_1^2 + F_2^2 x_2^2 \right), \quad (4.16)$$

é integrada apenas sobre os últimos períodos completos, identificados por cruzamentos de zero da velocidade x_2 .

Constrói-se, então, uma malha inicial no espaço paramétrico (F_1, F_2) e avalia-se a potência média P_E em cada ponto, resolvendo-se o sistema mecânico descrito por (3.8) com a lei de controle dada por (3.26). A partir do par ótimo inicial (F_1^*, F_2^*) , são conduzidos dois ciclos de refino distintos. No primeiro, a janela de busca em F_1 é reduzida iterativamente em torno de F_1^* por um fator κ_{F_1} , mantendo-se fixa a discretização de F_2 . No segundo ciclo, utilizando-se a nova malha refinada de F_1 , procede-se à redução da janela de F_2 ao redor de F_2^* por um fator κ_{F_2} . Ao término do processo registram-se os pares ótimos $F_1^*(U)$, $F_2^*(U)$ e a potência máxima correspondente $P_E^*(U)$.

Esse procedimento foi aplicado para diferentes valores de U , possibilitando, ao final, o ajuste de funções polinomiais que descrevem as dependências $F_1^*(U)$ e $F_2^*(U)$. Essa estratégia reduz significativamente o número de simulações necessárias, permitindo o uso de malhas mais densas nas regiões críticas sem acarretar custo computacional excessivo. Tal abordagem é fundamental, uma vez que o sistema apresenta um pico de potência máxima bastante estreito. O procedimento completo para um valor fixo de U é resumido no Algoritmo 3.

A Figura 17 apresenta a distribuição da potência gerada em função dos coeficientes F_1 e F_2 . Esse gráfico de calor destaca claramente uma faixa estreita, correspondente à faixa de ressonância, onde os maiores valores de potência estão localizados. Isso ilustra a importância crítica de ajustar precisamente F_1 e F_2 conforme o vento varia, para garantir que o sistema opere dentro desta faixa ótima.

A Figura 18 apresenta, simultaneamente, os ganhos ótimos $F_1^*(U)$ e $F_2^*(U)$ obtidos a partir das simulações, as respectivas curvas interpoladas e a comparação com as previsões analíticas dadas por (3.47) e (3.48). Observa-se baixo erro de interpolação, o que indica boa aderência entre os pontos amostrados e as curvas ajustadas e, consequentemente, uma aproximação eficaz da tendência dos ganhos que maximizam a potência. Ademais, embora as tendências das curvas analíticas e interpoladas sejam semelhantes, verifica-se uma discrepância atribuída às não linearidades do sistema, reforçando a utilidade do procedimento de interpolação ao fornecer ganhos mais coerentes com a dinâmica complexa do sistema e, portanto, mais adequados para a operação do controlador ao longo de variações de U .

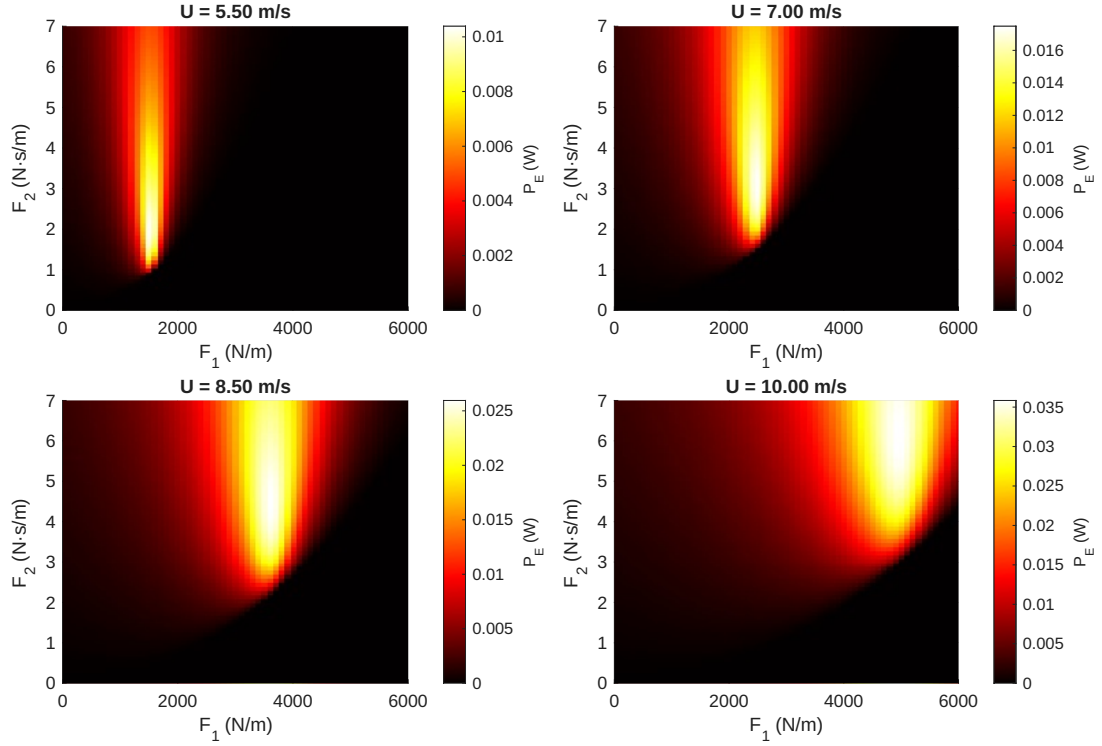
Algoritmo 3: Algoritmo de otimização para (F_1^*, F_2^*) em um valor de U

Entrada: Velocidade do vento U ;
 Parâmetros físicos e elétricos $P = \{m, \rho, D, L, C_{l0}, \epsilon, A, St, \dots\}$;
 Parâmetros de simulação (condições iniciais, número de ciclos preliminares, tolerâncias);
 Parâmetros de otimização: $F_{1,\text{halfwidth0}}, F_{2,\text{halfwidth0}}, n_{F_1}, n_{F_2}, n_{\text{iter}}^{(F_1)}, \kappa_{F_1}, n_{\text{iter}}^{(F_2)}, \kappa_{F_2}$
Saída: F_1^*, F_2^* e P_E^*

```

1  $\Omega_f \leftarrow 2\pi St U / D$ ;  $F_{1,c} \leftarrow m \Omega_f^2$ 
2  $[F_{1,lo}, F_{1,hi}] \leftarrow [F_{1,c} - F_{1,\text{halfwidth0}}, F_{1,c} + F_{1,\text{halfwidth0}}]$ 
3  $[F_{2,lo}, F_{2,hi}] \leftarrow [F_{2,c} - F_{2,\text{halfwidth0}}, F_{2,c} + F_{2,\text{halfwidth0}}]$ 
4  $F_{1,\text{grid}} \leftarrow \text{linspace}(F_{1,lo}, F_{1,hi}, n_{F_1})$ 
5  $F_{2,\text{grid}} \leftarrow \text{linspace}(F_{2,lo}, F_{2,hi}, n_{F_2})$ 
6  $P_E^* \leftarrow -\infty$ ;  $(F_1^*, F_2^*) \leftarrow (\text{NaN}, \text{NaN})$ 
7 Para  $F_1 \in F_{1,\text{grid}}$  faça
8   Para  $F_2 \in F_{2,\text{grid}}$  faça
9     Simular o sistema mecânico usando (3.8) e (3.26)
10    Calcular a potência média eficaz  $P_E$  dos últimos ciclos
11    if  $P_T > P_E^*$  then  $(F_1^*, F_2^*, P_E^*) \leftarrow (F_1, F_2, P_E)$ 
12  fim
13 fim
14  $\Delta F_1 \leftarrow F_{1,\text{halfwidth0}}$ 
15 Para  $t = 1$  até  $n_{\text{iter}}^{(F_1)}$  faça
16    $\Delta F_1 \leftarrow \Delta F_1 \cdot \kappa_{F_1}$   $[F_{1,lo}, F_{1,hi}] \leftarrow [F_1^* - \Delta F_1, F_1^* + \Delta F_1]$ 
17    $F_{1,\text{grid}} \leftarrow \text{linspace}(F_{1,lo}, F_{1,hi}, n_{F_1})$  Para  $F_1 \in F_{1,\text{grid}}$  faça
18     Para  $F_2 \in F_{2,\text{grid}}$  faça
19       Simular o sistema mecânico usando (3.8) e (3.26)
20       Calcular a potência média eficaz  $P_E$  dos últimos ciclos
21       if  $P_E > P_E^*$  then  $(F_1^*, F_2^*, P_E^*) \leftarrow (F_1, F_2, P_E)$ 
22     fim
23   fim
24    $\Delta F_2 \leftarrow F_{2,\text{halfwidth0}}$ 
25   Para  $t = 1$  até  $n_{\text{iter}}^{(F_2)}$  faça
26      $\Delta F_2 \leftarrow \Delta F_2 \cdot \kappa_{F_2}$   $[F_{2,lo}, F_{2,hi}] \leftarrow [F_2^* - \Delta F_2, F_2^* + \Delta F_2]$ 
27      $F_{2,\text{grid}} \leftarrow \text{linspace}(F_{2,lo}, F_{2,hi}, n_{F_2})$  Para  $F_1 \in F_{1,\text{grid}}$  faça
28       Para  $F_2 \in F_{2,\text{grid}}$  faça
29         Simular o sistema mecânico usando (3.8) e (3.26)
30         Calcular a potência média eficaz  $P_E$  dos últimos ciclos
31         if  $P_E > P_E^*$  then  $(F_1^*, F_2^*, P_E^*) \leftarrow (F_1, F_2, P_E)$ 
32       fim
33     fim
34   fim
35 fim

```

Figura 17 – Potência gerada para diferentes valores de F_1 e F_2 

Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

4.3 Sintonização dos Parâmetros do Conversor e Controle

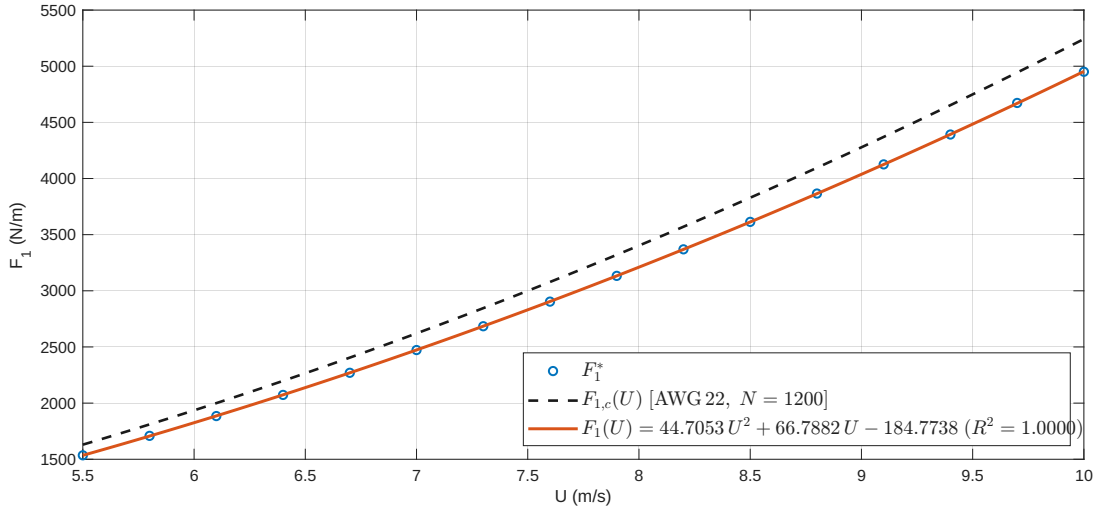
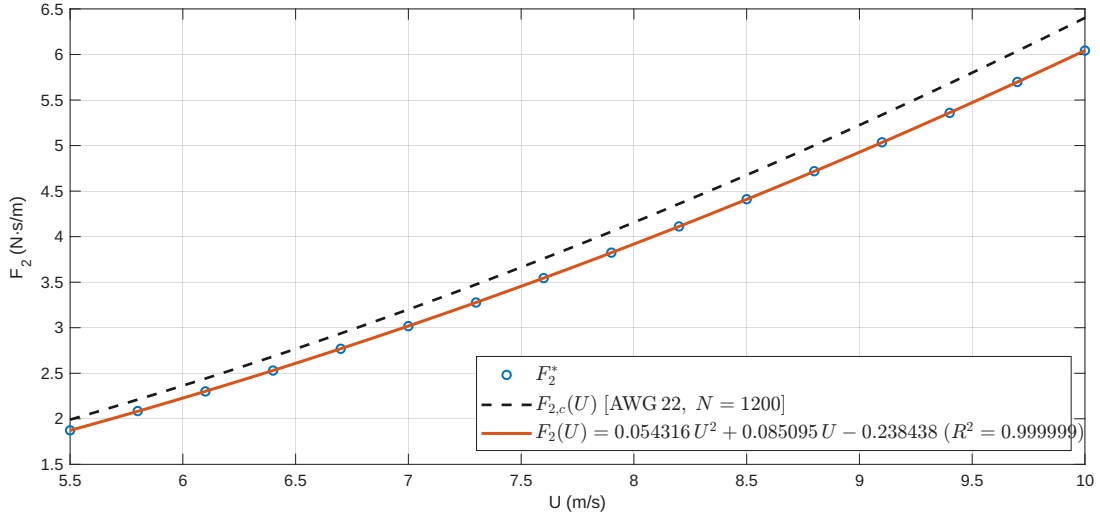
A definição dos parâmetros remanescentes do sistema elétrico e de controle é complexa devido ao acoplamento entre as variáveis e às interações introduzidas pelo controle multivariável não linear. Para lidar com essa dificuldade, adotou-se uma abordagem empírica guiada por resultados de simulação. Inicialmente, a sintonização foi conduzida utilizando as equações do modelo médio do conversor, o que permitiu explorar diferentes combinações de parâmetros com baixo custo computacional. Em seguida, os parâmetros obtidos foram validados em simulações no ambiente *Simscape*, empregando o modelo do conversor e suas conexões conforme descrito na Seção 3.3. Ele foi escolhido por representar de forma explícita as dinâmicas mais complexas do circuito eletrônico, incluindo não idealidades dos componentes e os efeitos do chaveamento na resposta do sistema. As simulações tiveram como objetivo verificar a estabilidade do controlador na presença do chaveamento e avaliar se os filtros projetados produzem o efeito esperado sobre a dinâmica elétrica.

O processo de sintonização considerou uma perturbação senoidal na tensão de geração, definida por

$$E(t) = D_{M0} \hat{x}_2 \cos(\Omega_f t), \quad (4.17)$$

e uma referência de corrente dada por

$$r(t) = \frac{1}{D_{M0}} (F_1 \hat{x}_1 \sin(\Omega_f t) + F_2 \hat{x}_2 \cos(\Omega_f t)), \quad (4.18)$$

Figura 18 – Interpolação dos Ganhos F_1 e F_2 (a) Valores Ótimos de F_1 .(b) Valores Ótimos de F_1 .

Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

onde $\hat{x}_1$ e $\hat{x}_2$ representam as amplitudes esperadas das oscilações de x_1 e x_2 , respectivamente.

Essa configuração reproduz as condições operacionais dominantes e permite avaliar a capacidade do controlador de acompanhar a trajetória desejada. O objetivo do processo de sintonização foi selecionar valores de parâmetros que garantissem o seguimento de $r(t)$ com um erro mínimo.

Os testes foram estabelecidos para uma velocidade de vento de $U = 10$ m/s, cenário de maior frequência de vibração, adotado a fim de assegurar que o controle preserve desempenho adequado para toda a escala de vento entre 5,5 m/s e 10 m/s. Os valores empregados encontram-se na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros de referência adotados nos testes de sintonização

Símbolo	Nome	Valor
U	Velocidade do vento	10 m/s
$\hat{x}_1$	Amplitude de deslocamento	$9,6106 \times 10^{-4}$ m
$\hat{x}_2$	Amplitude de velocidade	0,1548 m/s
Ω_f	Frequência de excitação	165,158 rad/s
F_1	Rigidez virtual	10875,74
F_2	Amortecimento virtual	13,259

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

4.3.1 Componentes do Conversor

Como etapa inicial, considera-se a influência direta dos componentes passivos sobre a dinâmica do sistema. Conforme pode ser observado em (3.23), os parâmetros C_i , L_o e C_o aparecem de forma inversamente proporcional às derivadas de z_2 , z_3 e z_4 , respectivamente. Sob o ponto de vista físico, essa relação indica que valores reduzidos desses componentes resultam em uma dinâmica mais rápida, enquanto valores elevados aumentam a inércia elétrica do sistema.

Do ponto de vista do controle, os parâmetros C_i e L_o desempenham papel semelhante ao de ganhos proporcionais na regulação dos erros, conforme indicado pelos coeficientes β_k e γ_k . Assim, o aumento de C_i e L_o tende a intensificar a ação de controle, elevando o esforço do sistema e podendo ocasionar a saturação do atuador. Por outro lado, reduções excessivas desses parâmetros podem enfraquecer a resposta do controlador, dificultando a obtenção de erro nulo para a referência. O capacitor de saída C_o , entretanto, não exerce influência aparente sobre o controle da corrente da bobina, embora seja essencial para assegurar a qualidade da tensão de saída.

Adicionalmente, os parâmetros C_i , L_o e C_o contribuem para atenuar a ondulação decorrente do chaveamento do conversor. Quando seus valores são reduzidos em excesso, a atenuação torna-se insuficiente e a ondulação residual pode tornar-se relevante a ponto de comprometer a validade do modelo em espaço médio empregado no projeto do controle. Além disso, a frequência de chaveamento f_{pwm} influencia esses limites, pois frequências mais elevadas reduzem a amplitude das ondulações de corrente e tensão e permitem a adoção de componentes de menor valor, embora também aumentem as perdas de comutação nas chaves e nos demais componentes, o que impacta a eficiência e o dimensionamento térmico.

Com base na análise anterior, foi selecionado o conjunto de parâmetros que apresentou o melhor compromisso entre rapidez de resposta, estabilidade e esforço de controle dentre as configurações avaliadas experimentalmente, obtidas por meio de testes empíricos e ajustes iterativos. A Tabela 5 apresenta os valores adotados para C_i , L_o , C_o e f_{PWM} , tal como empregados nos testes de sintonização.

Tabela 5 – Conjunto selecionado de parâmetros passivos e frequência de comutação

Símbolo	Nome	Valor
C_i	Capacitância de entrada	$50 \mu\text{F}$
L_o	Indutância de saída	$50 \mu\text{H}$
C_o	Capacitância de saída	$200 \mu\text{F}$
f_{PWM}	Frequência de comutação	400 kHz

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

4.3.2 Parâmetros do Controle

No que se refere aos ganhos proporcionais k_1 , k_2 e k_3 , demonstrou-se anteriormente que quaisquer valores positivos asseguram a estabilidade do sistema. Em termos práticos, esses parâmetros atuam como pesos aplicados aos erros e_1 , e_2 e e_3 , influenciando diretamente a taxa de convergência para o regime permanente. O aumento de seus valores tende a acelerar a redução dos erros, tornando o sistema mais responsivo; por outro lado, ganhos excessivos podem ampliar a sensibilidade a ruídos e a incertezas do modelo, induzindo oscilações indesejadas e comprometendo a robustez do controle.

Os ganhos integrais I_1 , I_2 e I_3 determinam a intensidade da ação integrativa encarregada de suprimir o erro em regime permanente. Ganhos demasiadamente baixos retardam a rejeição do erro, ao passo que valores elevados tendem a induzir sobre-oscilações e a aumentar o tempo de assentamento. Diante desse compromisso, a sintonização foi conduzida de modo a assegurar erro nulo em regime permanente sem degradar a dinâmica transitória do sistema.

O ganho K_w regula a intensidade da drenagem do integrador na presença de saturação: valores pequenos tornam a ação de anti-*windup* lenta, favorecendo o acúmulo indevido, ao passo que valores elevados podem introduzir instabilidade pela realimentação abrupta. Busca-se, portanto, um compromisso que descarregue o integrador com rapidez suficiente para evitar *windup*, sem perturbar a dinâmica principal do controle. Em termos discretos, tal compromisso pode ser interpretado como

$$K_w = \frac{1}{5T_s}, \quad (4.19)$$

valor que equivale a uma constante de tempo de cinco períodos de amostragem para a descarga do integrador e mostrou-se suficiente para evitar acúmulo excessivo e manter a estabilidade sob saturação.

Os valores adotados para o período de amostragem T_s , a frequência f_c e o número de amostras N_c foram definidos com base nas considerações apresentadas na Seção 3.5.4. Esses parâmetros foram ajustados de modo a garantir que o controle pudesse operar em tempo real em um microcontrolador sem comprometer a estabilidade do sistema.

A escolha dos parâmetros ε , N_{it} e D_{min} também exigiu um compromisso entre a qualidade da convergência e o tempo necessário para obtenção de uma solução. Valores reduzidos de ε e aumentos excessivos em N_{it} tendem a melhorar a precisão numérica, porém à custa de

maior tempo de processamento. Assim, esses parâmetros foram ajustados de forma a garantir convergência estável dentro de um tempo computacional aceitável. O parâmetro $D_{\min}$, por sua vez, foi definido de modo a não ser excessivamente pequeno, o que poderia exigir correntes elevadas no indutor i_L , nem grande o suficiente para prejudicar a dinâmica do conversor.

A Tabela 6 apresenta o conjunto completo de parâmetros adotados para o controle discutidos até agora.

Tabela 6 – Parâmetros de controle

Símbolo	Valor	Símbolo	Valor
k_1	1000	I_1	500
k_2	10000	I_2	100
k_3	10000	I_3	100
K_w	20000	T_s	$20 \mu s$
f_c	10 kHz	N_c	5
ε	0,001	N_{it}	10
$D_{\min}$	0,2		

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

4.3.3 Resposta do Sistema

A seguir são apresentados resultados qualitativos e quantitativos da resposta do sistema de controle de corrente da bobina. As Figuras 19 e 20 organizam os resultados em duas subfiguras: a primeira corresponde à simulação com o modelo médio do conversor e a segunda à simulação em *Simscape*. Na Figura 19 são comparadas a referência de corrente $r(t)$ e a corrente no enrolamento $i(t)$, enquanto a Figura 20 mostra a evolução temporal dos três erros relativos normalizados $e_{k,rel}(t)$. A Tabela 7 inclui, para cada canal, os valores de erro RMS relativo obtidos tanto com o modelo médio quanto com a simulação em *Simscape*.

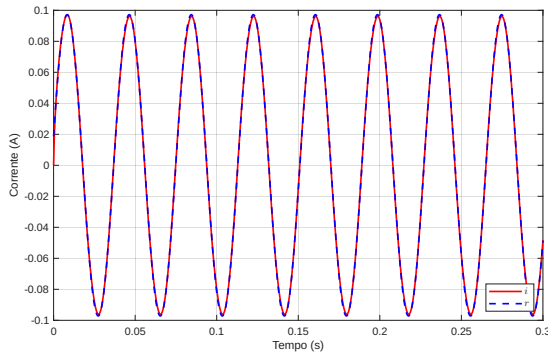
Considerando inicialmente os resultados obtidos com o modelo médio, observa-se que o controlador é capaz de impor o rastreamento da trajetória desejada, mantendo a corrente próxima da referência ao longo de toda a simulação. Os erros apresentam baixa magnitude e comportamento estável. Nota-se que $e_{3,rel}$ é significativamente maior que os demais, cerca de uma ordem de grandeza acima, o que está associado às variações da corrente na carga. Conforme a corrente exigida pelo sistema muda, a corrente da carga flutua e isso afeta a corrente no indutor L_o . Ainda assim, o controlador prioriza manter $i(t)$ próxima de $r(t)$, mantendo $e_{1,rel}$ baixo.

É importante destacar que, conforme o protótipo aumenta, o sistema tende a se tornar mais fácil de controlar, uma vez que a frequência das oscilações é inversamente proporcional ao diâmetro do cilindro ($\Omega_F \propto 1/D$). Dessa forma, é esperado que, em versões de maior escala, o desempenho do controle se torne ainda melhor, com menores esforços de controle e erros relativos.

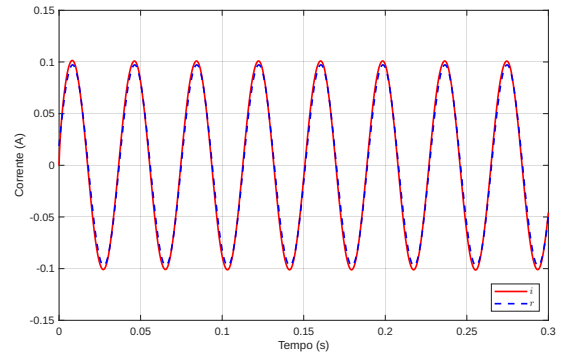
Em seguida, os resultados obtidos no ambiente *Simscape* indicam que o comportamento global do sistema permanece consistente com aquele previsto pelo modelo médio, preservando trajetórias de corrente e perfis de erro com a mesma dinâmica dominante. Observa-se, entretanto, um aumento no erro de seguimento de referência, decorrente das componentes de alta frequência introduzidas pelo chaveamento. Ainda assim, esse erro mantém-se na mesma ordem de grandeza e apresenta a mesma tendência observada no modelo médio, resultando em um desempenho satisfatório do sistema de controle. Esses resultados evidenciam que a modelagem simplificada representa de forma adequada o comportamento do sistema real.

Por fim, a Figura 21 apresenta o resultado da simulação em *Simscape* para os estados elétricos do sistema $\mathbf{z}$. Para cada variável do conversor são mostrados o sinal medido bruto, o sinal filtrado utilizado pelo controlador e a respectiva referência. Nota-se que o filtro atenua de forma significativa as componentes de alta frequência introduzidas pelo chaveamento, mas preserva a dinâmica de baixa frequência que é efetivamente utilizada no controle.

Figura 19 – Comparação entre a referência de corrente $r(t)$ e a corrente no enrolamento $i(t)$



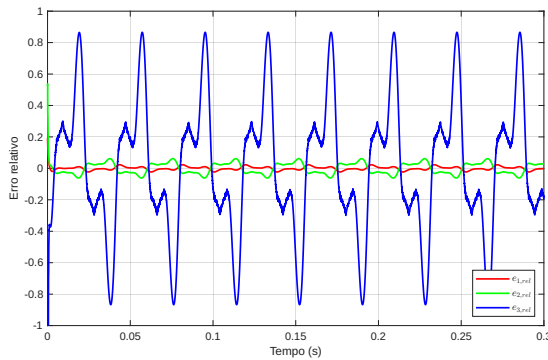
(a) Modelo médio.



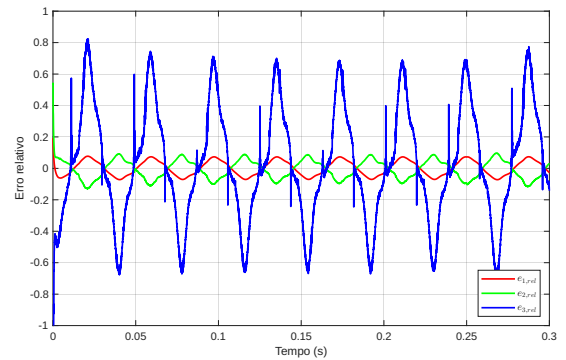
(b) *Simscape*.

Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

Figura 20 – Evolução dos erros relativos $e_{1,rel}(t)$, $e_{2,rel}(t)$ e $e_{3,rel}(t)$



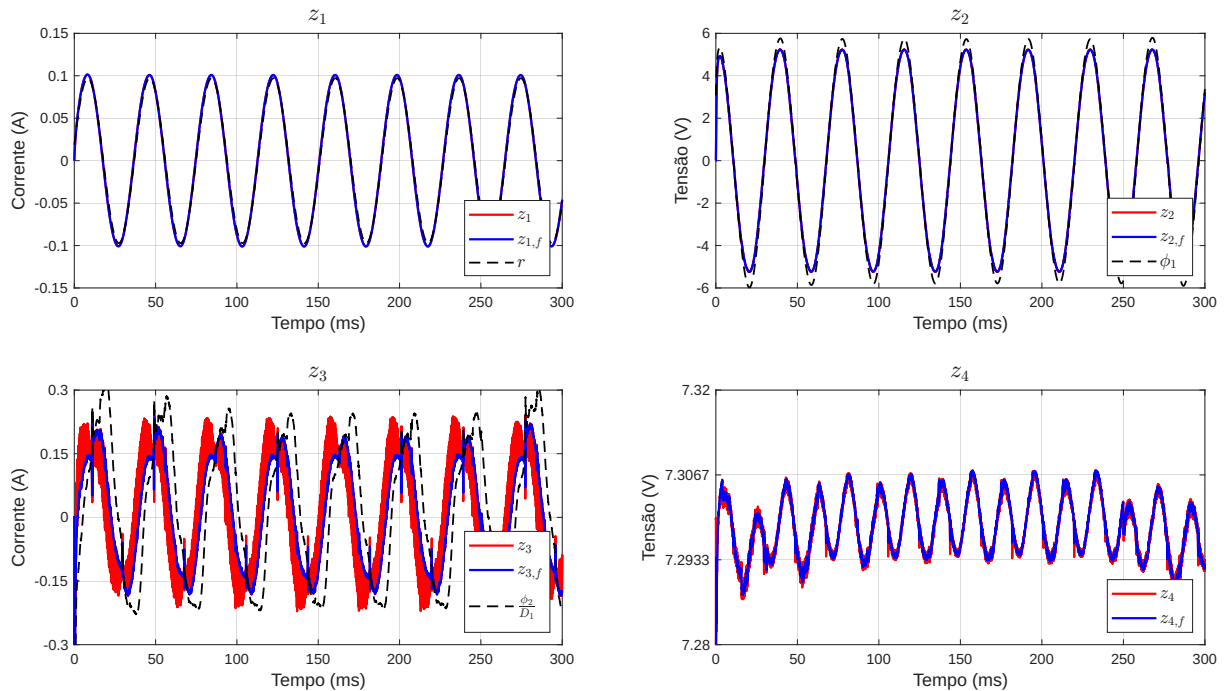
(a) Modelo médio.



(b) *Simscape*.

Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

Figura 21 — Comparação entre o sinal medido bruto, o sinal filtrado e a referência para os estados elétricos do sistema $\mathbf{z}$



Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

Tabela 7 – Erro RMS relativo

Símbolo	Nome	Modelo médio	Simscape
$e_{1,rel}$	Erro RMS relativo 1	0,011065	0,047323
$e_{2,rel}$	Erro RMS relativo 2	0,035590	0,058632
$e_{3,rel}$	Erro RMS relativo 3	0,431812	0,364833

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

4.4 Resultados Finais

Apresenta-se aqui um estudo comparativo entre o controle passivo, tal como reportado na literatura, e o controle proposto neste trabalho, com foco na potência média extraída do sistema. Para isso, são considerados dois cenários complementares. No primeiro, realizam-se simulações de curta duração com vento constante, a fim de avaliar o comportamento dinâmico sob condições fixas de velocidade do vento ($U = 7,75$ m/s e $U = 5,5$ m/s). No segundo, executa-se uma simulação de maior duração com vento variável, empregada para avaliar o desempenho energético em uma condição mais próxima da operação real.

4.4.1 Controle passivo

O sistema de controle passivo utilizado como referência neste capítulo segue a abordagem proposta por Bahadur (2022). Nessa configuração, a extração de energia ainda ocorre por

indução eletromagnética, mas a maximização da potência é obtida por ajustes mecânicos, sem realimentação ativa. A estrutura é sintonizada para operar próxima da ressonância por meio da escolha de uma rigidez efetiva e de um amortecimento viscoso ajustável, representados pela constante de mola k e pelo coeficiente de amortecimento c . Esse procedimento permite aumentar a amplitude de oscilação para uma faixa específica de velocidades do vento, mas perde eficiência quando a velocidade do escoamento se afasta dessa faixa.

Representando essa estratégia no sistema em estudo, resulta na seguinte dinâmica mecânica:

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (4.20)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{f_L U^2 x_3 - k x_1 - c x_2 + D_{M0} i}{m} \quad (4.21)$$

$$\dot{x}_3 = x_4 \quad (4.22)$$

$$\dot{x}_4 = A x_2 - \epsilon \omega_f U (x_3^2 - 1) x_4 - \omega_f^2 U^2 x_3, \quad (4.23)$$

onde os parâmetros k e c representam, respectivamente, a rigidez e o amortecimento mecânico ajustáveis.

A carga elétrica alimentada pela turbina foi modelada como uma resistência R_L em série com a bobina. Nessa configuração, a dinâmica da corrente induzida i é descrita por

$$\frac{di}{dt} = \frac{-D_{M0} x_2 - R_c i - R_L i}{L_c}. \quad (4.24)$$

A partir dessa configuração, a potência elétrica média eficaz gerada pelo sistema passivo é definida como

$$P_E = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} R_L i^2(t) dt, \quad (4.25)$$

que é a potência comparável com a entregue à bateria no controle ativo proposto.

De forma análoga ao procedimento empregado na determinação dos ganhos ótimos F_1 e F_2 , foi utilizada uma abordagem de otimização empírica para selecionar os parâmetros R_L , k e c que maximizaram a potência média P_E definida em (4.25). As simulações foram conduzidas considerando um vento constante de $U = 7,75$ m/s, adotado como ponto de referência por representar uma condição intermediária dentro da faixa de operação pretendida para o sistema. Os valores resultantes dos parâmetros ótimos estão apresentados na Tabela 8.

Tabela 8 – Parâmetros otimizados do controle passivo

Parâmetro	Descrição	Valor ótimo
R_L	Resistência da carga	5312 Ω
k	Constante de mola	3093 N/m
c	Coefficiente de amortecimento	0,1646 N · s/m

Fonte: Elaborado pelo autor (2026).

4.4.2 Simulações com vento constante

Nesta primeira etapa de análise, são apresentados os resultados obtidos a partir das simulações com vento constante, realizadas com o objetivo de avaliar o comportamento dinâmico do sistema e a eficiência do controle proposto em condições fixas de operação.

A Figura 22 apresenta a evolução dos estados mecânicos $\mathbf{x}$ para ambas as condições de vento, comparando o desempenho do controle proposto com o controle passivo. Observa-se que o controle passivo foi capaz de excitar o sistema com maior intensidade no ponto de calibração, correspondente ao vento de 7,75 m/s. No entanto, fora desse ponto, 5,5 m/s, as vibrações reduzem-se de forma significativa, indicando forte dependência do comportamento dinâmico em relação à condição de ajuste. Esse mesmo padrão é verificado na tensão induzida, visto que ela se reflete diretamente na velocidade da turbina.

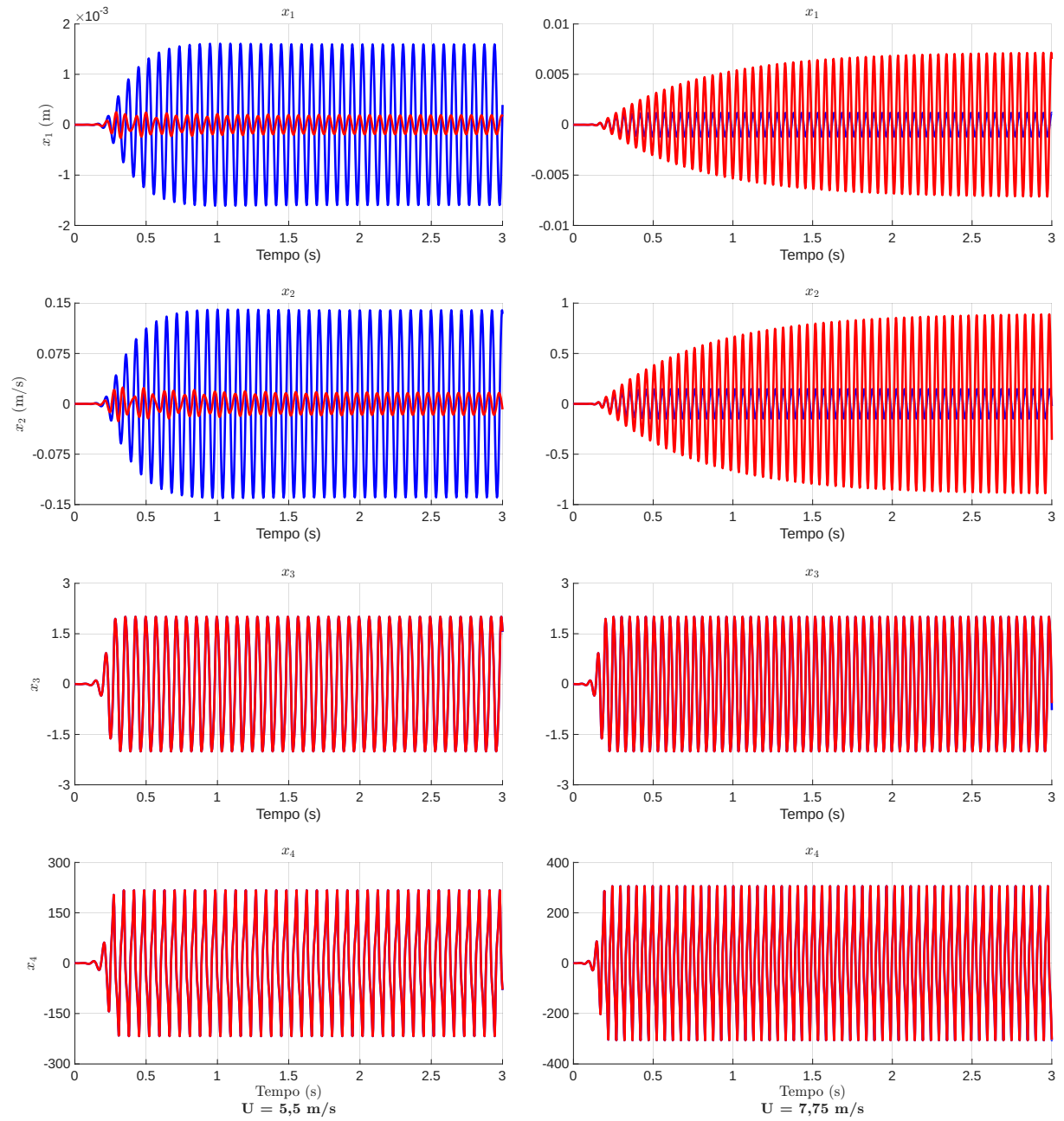
A Figura 23 mostra a evolução da tensão induzida E e da corrente i para os mesmos casos. O controle proposto apresentou comportamento mais consistente frente à variação da velocidade do vento, ajustando a rigidez magnética para manter o sistema próximo da condição de ressonância. Apesar disso, para o vento de 7,75 m/s, as vibrações resultantes foram menores em relação ao controle passivo. Essa diferença decorre da necessidade do controle proposto de limitar as perdas resistivas no enrolamento e do fato de que a geração de rigidez magnética exige o fluxo de corrente reativa, que não contribui para a produção de potência útil, mas aumenta a dissipação de energia. Essa característica é visível nas formas de onda de corrente, nas quais o controle passivo apresenta valores de i significativamente menores, uma vez que a excitação da estrutura é fornecida pela mola ajustável.

A Figura 24 apresenta a resposta dos estados elétricos $\mathbf{z}$ no caso com o controle proposto, para ambas as condições de vento. Nota-se que, embora a variação da velocidade do vento altere as amplitudes das variáveis elétricas, o comportamento geral permanece dentro da mesma escala, evidenciando a consistência da geração de energia. Observa-se ainda, pela tensão na carga z_4 , que o conversor realiza de forma eficaz a conversão da tensão alternada induzida na bobina em uma tensão contínua com baixas oscilações.

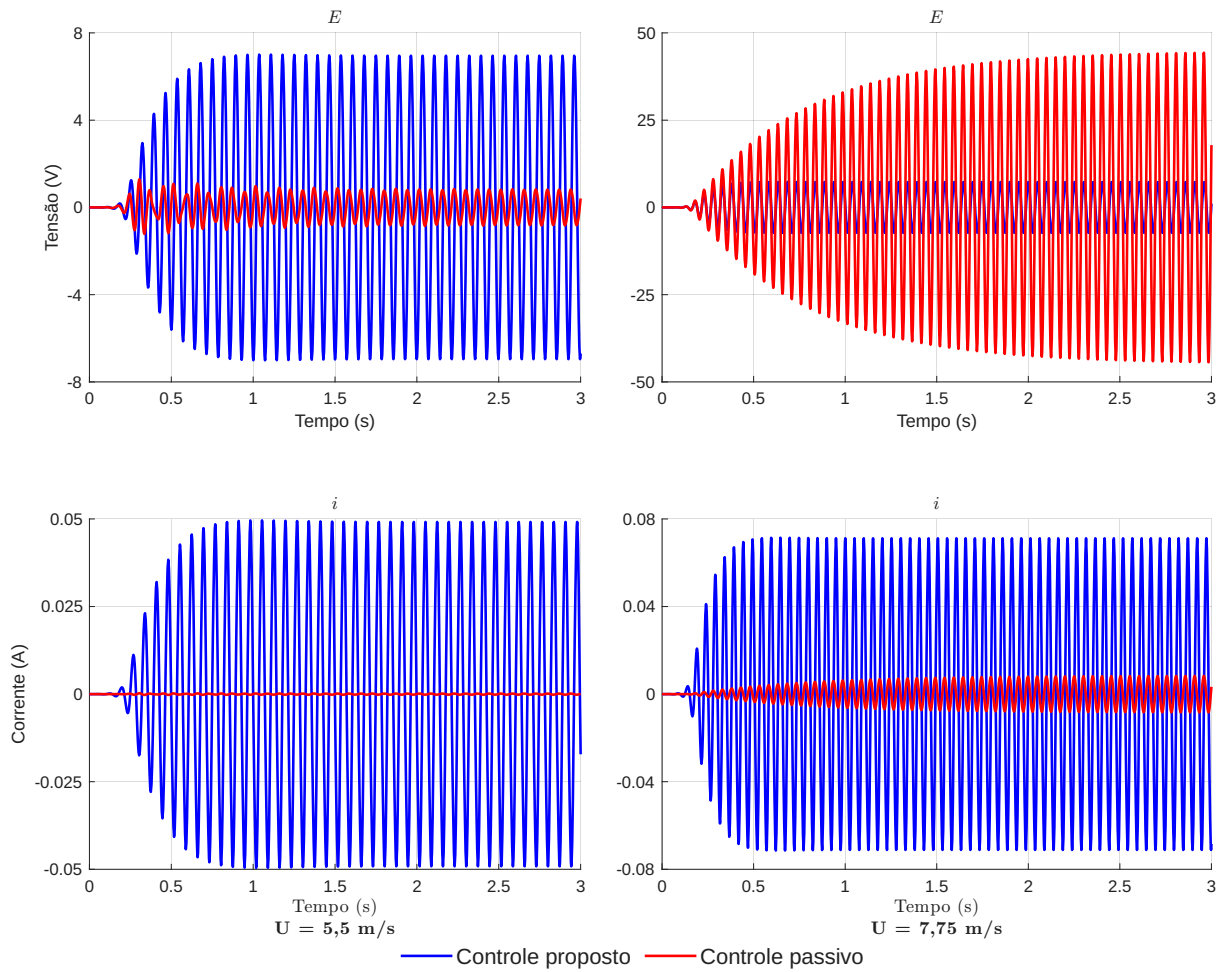
A Figura 25 ilustra as ações de controle $\mathbf{D}$ aplicadas ao conversor durante as simulações com controle proposto. Verifica-se que D_1 mantém valores próximos de 1, sem atingir saturação inferior, garantindo operação segura. Observa-se que as sinais D_2 e D_3 atuam de forma complementar, de modo que, após o regime permanente ser alcançado, o sistema passa a operar de maneira semelhante a uma ponte retificadora, alternando conforme o sentido da corrente no enrolamento.

Por fim, a Figura 26 apresenta a comparação da potência média P_E e da eficiência energética P_E/P_W obtida para as quatro configurações analisadas: controle proposto e passivo, sob ventos de 5,5 m/s e 7,75 m/s. O gráfico em barras evidencia de forma clara a limitação do controle passivo, que embora apresente alto desempenho no ponto de calibração, a potência gerada cai aproximadamente $2000\times$ quando o vento é reduzido para 5,5 m/s. O controle

Figura 22 — Comparação dos estados mecânicos $\mathbf{x}$ para os ventos de 5,5 m/s e 7,75 m/s sob controle proposto e passivo



Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

Figura 23 – Tensão E e corrente i para os ventos de 5,5 m/s e 7,75 m/s sob controle proposto e passivo

Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

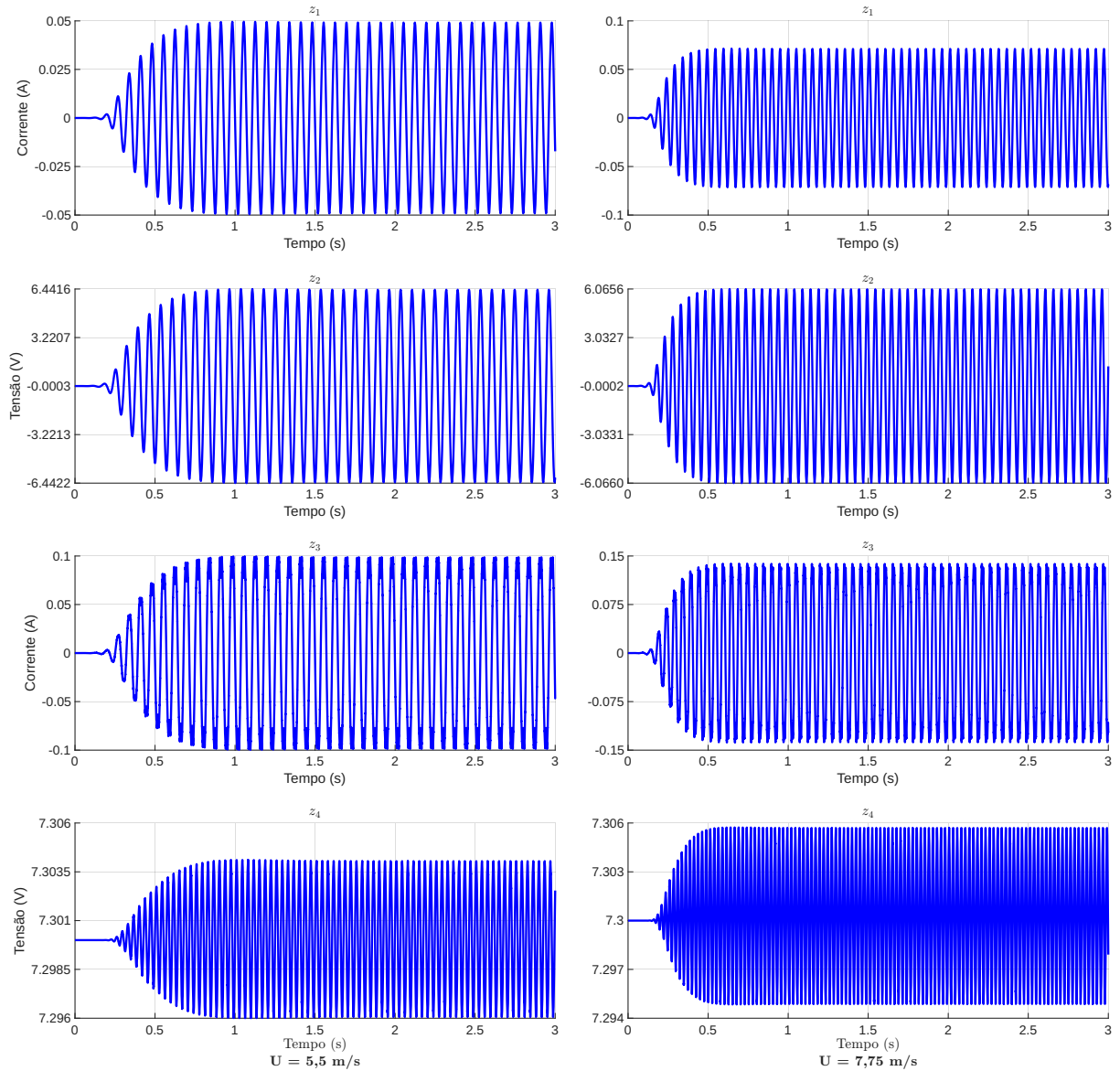
proposto, por outro lado, mantém uma queda de apenas $2,2\times$, valor compatível com a redução teórica da potência disponível no vento, demonstrando maior robustez e eficiência energética em condições diferentes de operação.

4.4.3 Simulações com vento variável

Nesta segunda etapa são apresentados os resultados obtidos a partir das simulações com vento variável, realizadas com o objetivo de avaliar o comportamento dinâmico do sistema e a eficiência do controle ativo sob condições mais próximas das situações reais de operação.

O perfil de vento utilizado foi gerado a partir da soma de componentes senoidais de baixa frequência, de modo a representar de forma simplificada a variabilidade típica da velocidade do vento no tempo. Esse mesmo perfil foi aplicado a ambos os controladores, de forma a garantir a comparabilidade direta dos resultados. A Figura 27 apresenta o sinal de velocidade de vento empregado nas simulações.

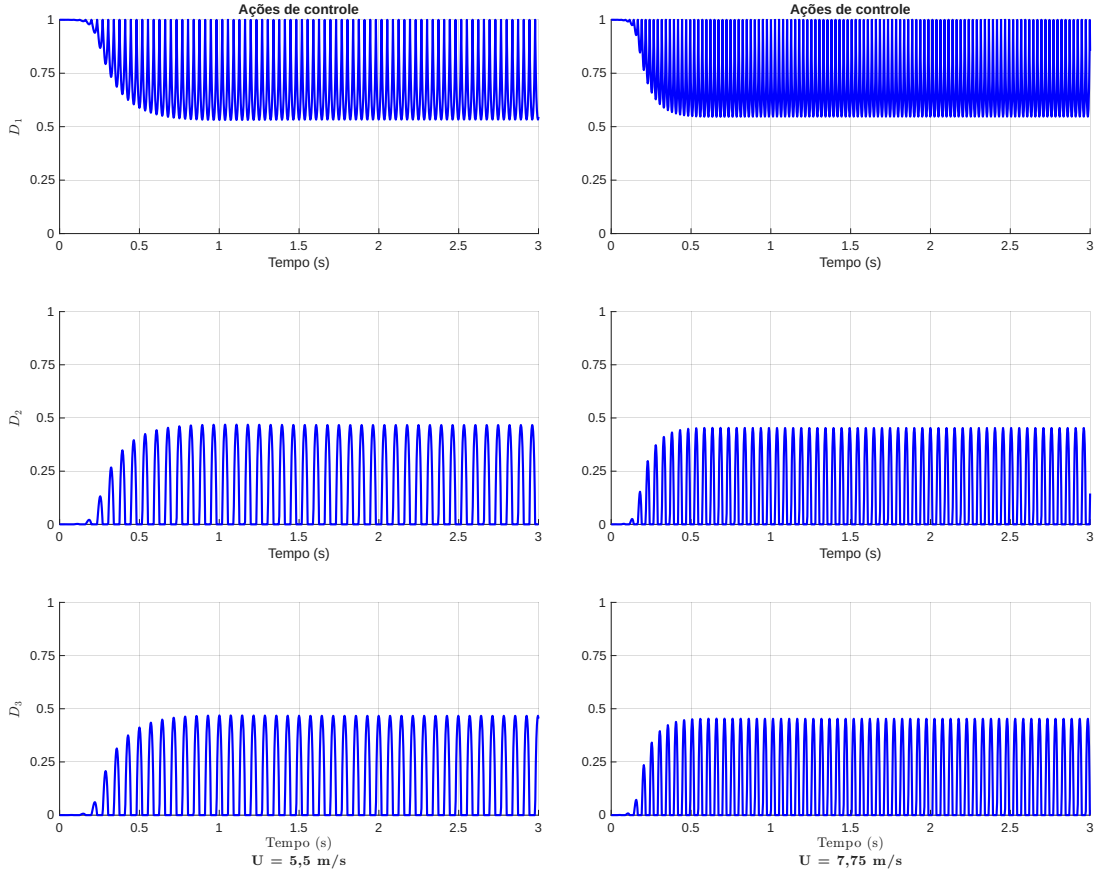
Para atenuar as oscilações rápidas da dinâmica instantânea do sistema e facilitar a comparação entre os sinais, as variáveis foram avaliadas por meio de seus valores eficazes

Figura 24 – Estados elétricos z obtidos com controle proposto para os ventos de 5,5 m/s e 7,75 m/s

Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

(RMS), calculados em uma janela deslizante. Da forma similar, a potência fornecida à carga foi tratada com uma média móvel na mesma janela, permitindo acompanhar sua evolução ao longo do tempo.

A Figura 28 apresenta a comparação dos estados mecânicos do sistema em termos de valores RMS para os dois controladores. Observa-se que o controle proposto mantém comportamento mais consistente e estável em toda a faixa de operação, enquanto o controle passivo alcança picos de eficiências maiores próximo ao ponto de calibração que perdem desempenho significativamente em outros valores de vento. Esses resultados corroboram as análises realizadas nas simulações com vento constante, confirmando a robustez do controle ativo frente a variações de velocidade. Cabe notar que, com a mitigação das perdas nos enrolamentos, há potencial para que o controle ativo supere ainda mais o passivo em termos de eficiência global.

Figura 25 — Ações de controle **D** aplicadas ao conversor para os ventos de 5,5 m/s e 7,75 m/s com controle proposto

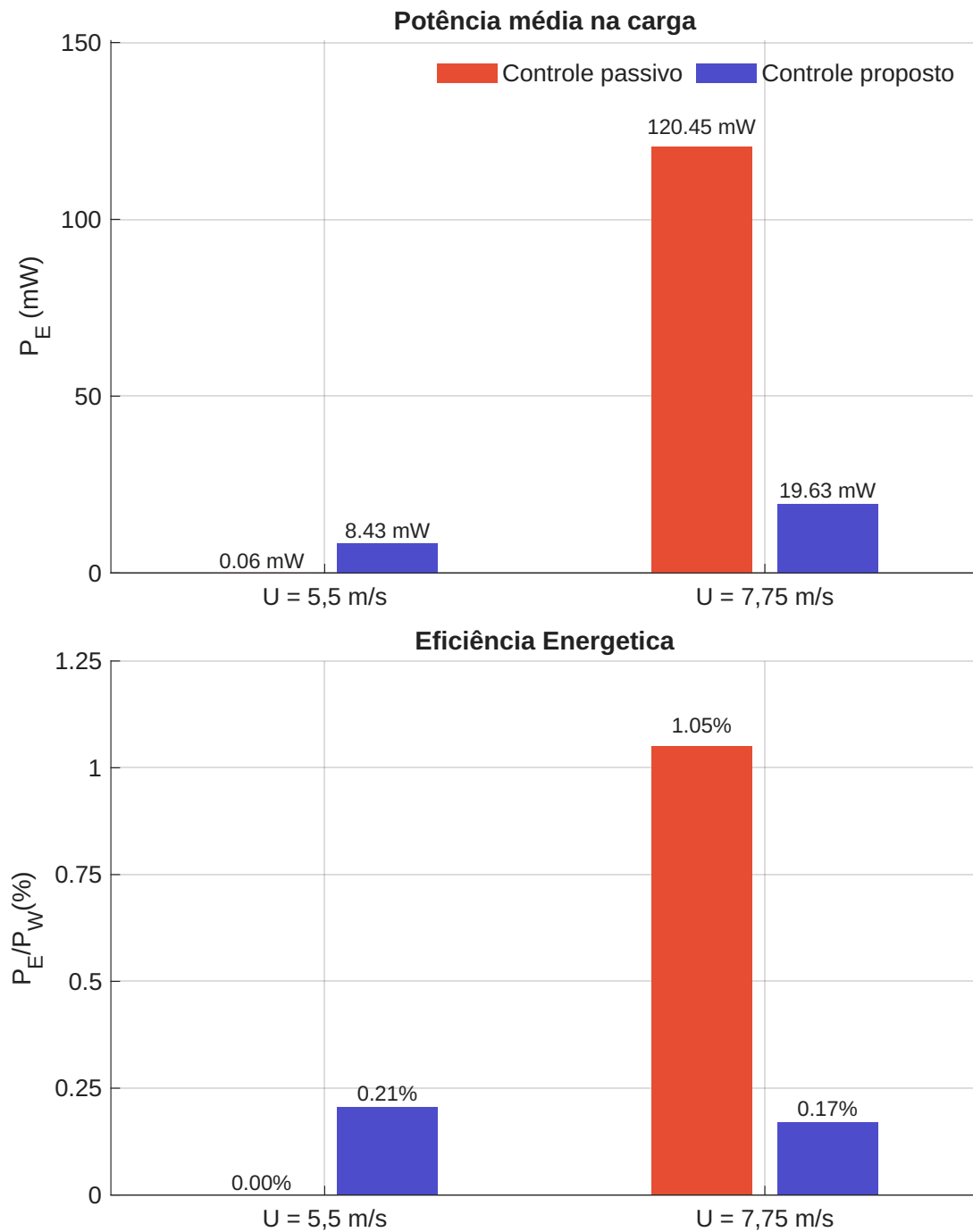
Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

A Figura 29 mostra a evolução da tensão e da corrente RMS para ambos os controladores. Nota-se que o controle ativo ajusta continuamente a rigidez magnética, mantendo níveis mais regulares de corrente e tensão, mesmo com as oscilações do vento. O controle passivo, por outro lado, apresenta forte variação de corrente e queda acentuada de tensão nas faixas em que o vento se distancia do ponto ótimo.

Por fim, a Figura 30 apresenta a potência média eficaz P_E ao longo do tempo para os dois controladores, bem como os valores médios globais de potência obtidos em cada caso. Verifica-se que o controle ativo mantém uma potência mais consistente e com valor médio total superior ao obtido com o controle passivo. Essa diferença evidencia a capacidade do controle proposto de adaptar-se às variações de vento e, consequentemente, explorar de maneira mais eficiente a energia disponível.

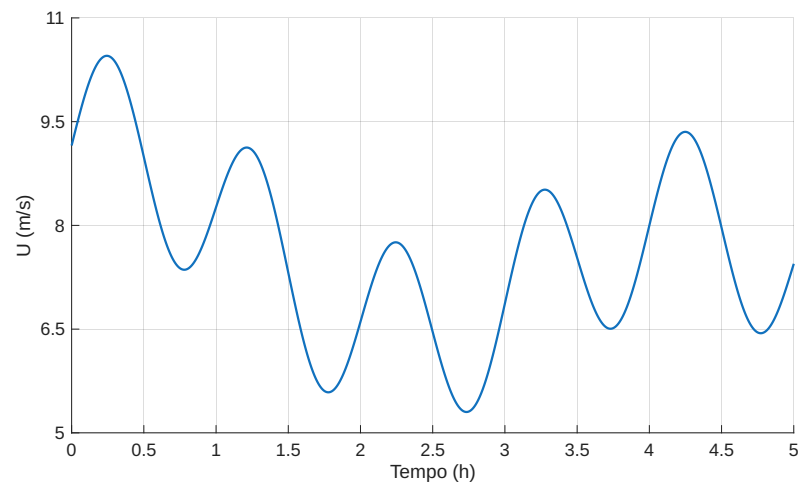
Em síntese, os resultados obtidos sob vento variável corroboram os comportamentos observados nas simulações com vento constante. O controle proposto demonstrou maior consistência em toda a faixa de operação e apresentou superioridade na potência média extraída, confirmando sua eficiência na adaptação às variações de vento e na maximização da energia convertida. Cabe notar, ainda, que essa eficiência pode ser incrementada se as perdas no enrolamento forem mitigadas, seja pelo aumento do número de voltas na bobina, seja pelo uso de

Figura 26 – Comparação da potência média eficaz P_E e da eficiência energética P_E/P_W para ventos de 5,5 m/s e 7,75 m/s sob controle proposto e passivo

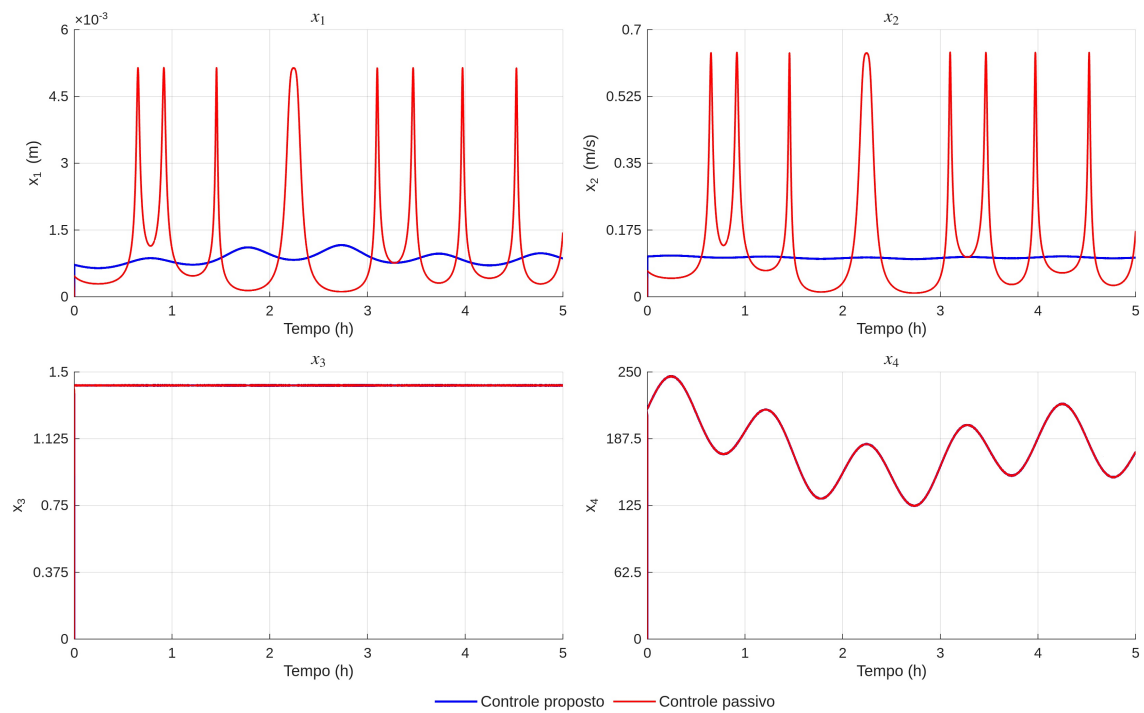


Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

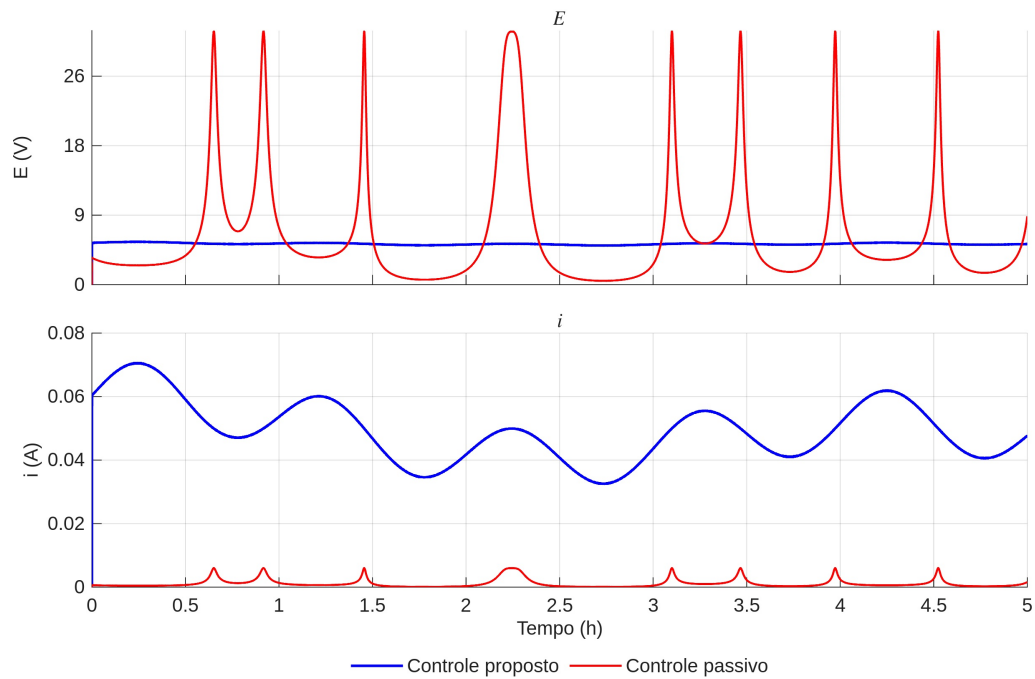
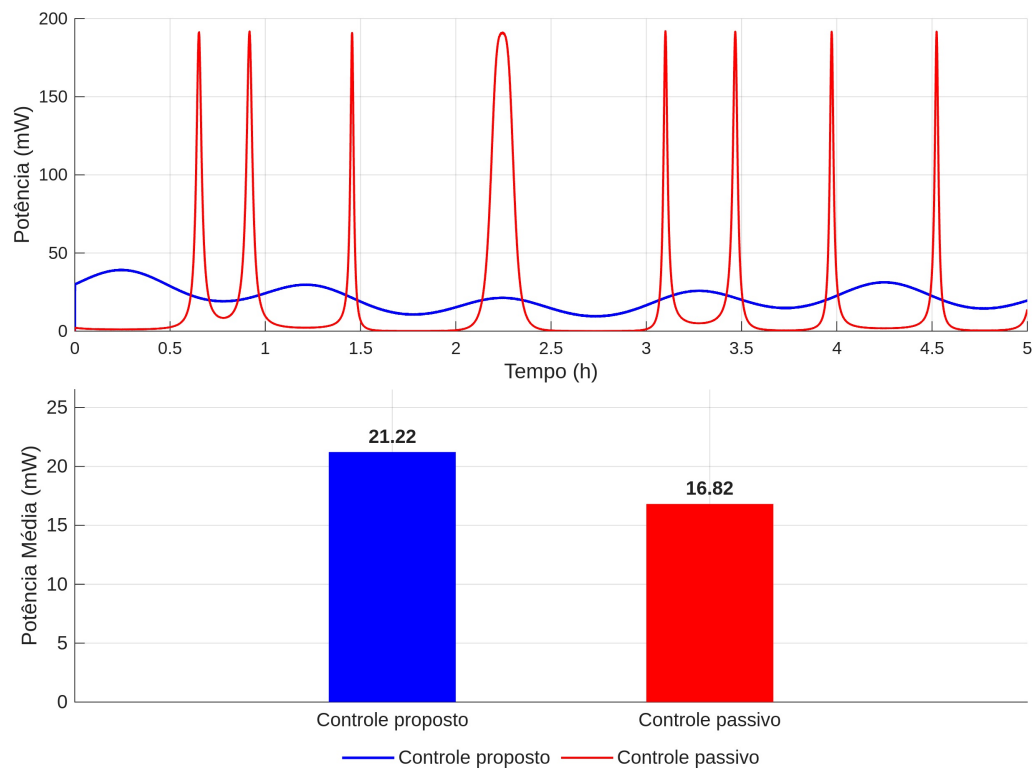
Figura 27 – Perfil de vento utilizado nas simulações com vento variável



Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

Figura 28 – Comparação dos estados mecânicos x em termos de valores RMS sob controle proposto e passivo, para o perfil de vento variável

Fonte: Elaborado pelo autor (2026)

Figura 29 – Tensão E e corrente i RMS sob controle proposto e passivo, para o perfil de vento variávelFigura 30 – Potência média eficaz P_E ao longo do tempo para o controle proposto e o controle passivo, incluindo as médias globais correspondentes

condutor com diâmetro maior. O controle passivo, por sua vez, mostrou desempenho satisfatório apenas na vizinhança da condição de calibração, com perda acentuada de eficiência fora dessa faixa. Esses resultados reforçam a viabilidade e o potencial do controle ativo como estratégia de operação mais robusta e eficiente para a turbina sem pás.

5 Conclusão

Neste trabalho foi desenvolvido um sistema de controle para um aerogerador sem pás, baseado na aplicação combinada das técnicas de escalonamento de ganho e *backstepping*, com o objetivo de maximizar a extração de energia do vento. Foram estabelecidos modelos dinâmicos para as partes mecânica e eletrônica do sistema, formulado o controlador proposto e avaliados os resultados por meio de simulações numéricas. Adicionalmente, foram discutidos aspectos práticos relacionados à implementação prática e à montagem de um protótipo.

Os resultados obtidos confirmam a eficácia do controle proposto, indicando que o sistema é capaz de operar de forma estável e eficiente sob diferentes condições de vento, mantendo a extração de potência em níveis próximos ao desejado. Quando comparado a uma estratégia passiva apresentada na literatura, o método proposto apresentou maior consistência de desempenho e potência média superior, considerando variações do vento ao longo do tempo, com menor dependência de uma condição específica de vento. Esses resultados evidenciam a robustez e a capacidade de adaptação do controle ativo frente à variabilidade natural do escoamento do vento.

Como desdobramento natural deste trabalho, identificam-se algumas direções de pesquisa que podem ampliar o grau de maturidade tecnológica do sistema. A primeira é o desenvolvimento de um modelo e de uma estratégia de controle aplicáveis a um arranjo omnidirecional, permitindo acomodar variações de direção do vento, uma vez que o presente estudo considerou o caso simplificado de vento apenas em uma direção. A segunda é a realização de ensaios experimentais com um protótipo físico, com o objetivo de validar os resultados de simulação e identificar eventuais desvios entre o comportamento previsto e o observado. A terceira é o desenvolvimento de um sistema de sensoriamento e estimação de estados mecânicos, incluindo a aplicação de observadores de estado capazes de estimar a resposta vibratória da estrutura com precisão suficiente para o controle em tempo real.

Por fim, destaca-se a necessidade de investigar formas de mitigar as perdas no enrolamento, identificadas como uma limitação relevante do método proposto. A rigidez magnética da bobina, fundamental para manter a estrutura próxima da ressonância e, portanto, para maximizar a transferência de energia do vento para a estrutura, é obtida à custa de corrente reativa que não contribui diretamente para a geração útil de potência elétrica e que, além disso, dissipa energia na resistência do enrolamento. Como proposta para mitigar essas perdas, sugere-se a utilização de uma segunda bobina atuadora dedicada ao controle de rigidez (excitação), separando-a da bobina de geração. Essa separação entre geração e excitação permite ajustar a rigidez estrutural com menor impacto sobre as perdas ôhmicas no circuito de potência. A redução dessas perdas, seja por meio de otimização da geometria da bobina ou pela introdução desse subsistema dedicado ao controle de rigidez, tem potencial para elevar a eficiência global do conversor e,

consequentemente, a potência efetivamente extraída do escoamento

Em síntese, tanto os resultados apresentados quanto as possibilidades de continuidade indicam que o conceito de aerogerador sem pás controlado ativamente por ajuste de rigidez magnética representa uma alternativa promissora para geração distribuída de pequena escala. A combinação entre maior segurança ambiental, menor impacto visual e sonoro e a possibilidade de instalação em contextos urbanos ou semiurbanos sugere que esse tipo de solução pode ocupar um papel complementar ao atualmente desempenhado por sistemas fotovoltaicos no segmento de baixa potência, contribuindo para a diversificação de tecnologias de conversão de energia renovável e para a ampliação do acesso a fontes limpas e descentralizadas.

REFERÊNCIAS

AZADI YAZDI, E. Nonlinear model predictive control of a vortex-induced vibrations bladeless wind turbine. **Smart Materials and Structures**, v. 27, n. 7, p. 075005, 2018. DOI: 10.1088/1361-665X/aac0b6.

AZADI YAZDI, E. Optimal control of a broadband vortex-induced vibration energy harvester. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 31, n. 1, p. 137–151, 2020. DOI: 10.1177/1045389X1988871.

BAHADUR, I. Dynamic modeling and investigation of a tunable vortex bladeless wind turbine. **Energies**, v. 15, n. 18, p. 6773, 2022. DOI: 10.3390/en15186773.

BAKIR, M. A.; DOUANE, M. **Study and simulation of grid-side converter control for grid-connected DFIG wind turbines**. 2024. Trabalho de Conclusão de Curso (Engenharia Elétrica) – Higher School in Applied Sciences, Tlemcen, Argélia. Disponível em: https://thesis.essa-tlemcen.dz/bitstream/handle/STDB_UNAM/545/Ing%5C%C3%5C%A9nio%20rat-BakirDouane.pdf. Acesso em: 1 nov. 2025.

BARBI, I. **Modelagem de conversores CC-CC empregando modelo médio em espaço de estados**. Florianópolis: Ivo Barbi, 2014.

BIANCHINI, A. *et al.* Current status and grand challenges for small wind turbine technology. **Wind Energy Science**, v. 7, n. 5, p. 2003–2037, 2022. DOI: 10.5194/wes-7-2003-2022.

BLADELESS, V. **Aerogerador Vortex Bladeless modelo Tacoma**. [S. l.: s. n.], 2021. Disponível em: <https://drive.google.com/file/d/1LGf1x0uVhulnOBu6mrRcOBhipH-fm5v-/view>. Acesso em: 1 nov. 2025.

BLEVINS, R. D. **Flow-Induced Vibration**. 2. ed. Melbourne, FL: Krieger Publishing Company, 2006.

BORETTO, M. **Bladeless wind energy conversion**. 2019. Dissertação (Mestrado) – Politecnico di Torino, Turim, Itália. Disponível em: <https://webthesis.biblio.polito.it/10738/1/tesi.pdf>. Acesso em: 1 nov. 2025.

BOUTEBBA, O. *et al.* A nonlinear back-stepping controller of DC–DC non-inverting buck–boost converter for maximizing photovoltaic power extraction. *In*: 2020 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2020 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe). [S. l.]: IEEE, 2020. DOI: 10.1109/EEEIC/ICPSEurope48787.2020.9160634.

- CHEM, L. **INR18650 M26 lithium-ion rechargeable battery: specification**. [S. l.: s. n.], 2020. Disponível em: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/2172858/LG/INR18650%5C%20M26.html>. Acesso em: 1 out. 2025.
- CHIZFAHM, A.; AZADI YAZDI, E.; EGHTEHAD, M. Dynamic modeling of vortex induced vibration wind turbines. **Renewable Energy**, v. 121, p. 632–643, 2018. DOI: 10.1016/j.renene.2018.01.038.
- FACCHINETTI, M.; LANGRE, E. de; BIOLLEY, F. Coupling of structure and wake oscillators in vortex-induced vibrations. **Journal of Fluids and Structures**, v. 19, n. 2, p. 123–140, 2004. DOI: 10.1016/j.jfluidstructs.2003.12.004.
- GHODE, S. *et al.* Design and development of vortex bladeless turbine. **International Research Journal of Modernization in Engineering, Technology and Science**, v. 5, n. 4, p. 285–293, 2023. ISSN 2582-5208. Disponível em: https://www.irjmets.com/uploadedfiles/paper/issue_4_april_2023/35364/final/fin_irjmets1680678161.pdf. Acesso em: 1 nov. 2025.
- GRIFFITHS, D. J. **Introduction to electrodynamics**. 5. ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2023.
- GROVER, F. W. **Inductance calculations: working formulas and tables**. New York: Dover Publications, 1973.
- HIDALGO, M. Á. S.; ATIENZA PASCUAL, R. Nuevo concepto de generación eólica: Aerogenerador sin palas por vorticidad. **Tecnología y Desarrollo**, v. 15, 2017. ISSN 1696-8085. Disponível em: https://revistas.uax.es/index.php/tec_des/article/view/1182. Acesso em: 1 nov. 2025.
- HORCAS, S. G. *et al.* Vortex-induced vibrations of wind turbine blades: Influence of the tip geometry. **Physics of Fluids**, v. 32, n. 6, p. 065104, 2020. DOI: 10.1063/5.0004005.
- JAIMAN, R.; LI, G.; CHIZFAHM, A. **Mechanics of flow-induced vibration: Physical modeling and control strategies**. Cham, Switzerland: Springer Nature, 2023.
- KHALIL, H. K. **Nonlinear systems**. 3. ed. London: Pearson Education, 2013.
- KOKOTOVIC, P. V. The joy of feedback: nonlinear and adaptive. **IEEE Control Systems Magazine**, v. 12, n. 3, p. 7–17, 1992. DOI: 10.1109/37.165507.
- LIENHARD, J. H. **Synopsis of Lift, Drag, and Vortex Frequency Data for Rigid Circular Cylinders**. Pullman, WA: Technical Extension Service, Washington State University, 1966. (Bulletin (Washington State University, College of Engineering, Research Division), 300).

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power electronics: converters, applications, and design**. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003.

OJHA, R.; BEHERA, S.; SINGH KUMAR, V. Bladeless wind power generation. **International Journal of Scientific Development and Research**, v. 2, n. 4, p. 163–167, 2017. ISSN 2455-2631. Disponível em: <https://ijsdr.org/papers/IJSDR1704026.pdf>. Acesso em: 1 nov. 2025.

SALVADOR, C. S. *et al.* Design and construction of arc-shaped and disc-shaped pendulum for vortex bladeless wind generator. In: 2017 25th International Conference on Systems Engineering (ICSEng). [S. l.]: IEEE, 2017. p. 363–369. DOI: 10.1109/ICSENG.2017.58.

SAMY, C. K. *et al.* Design of portable vortex bladeless wind turbine: The preliminary study. **Journal of Advanced Research in Applied Mechanics**, v. 102, n. 1, p. 32–43, 2023. DOI: 10.37934/aram.102.1.3243.

SLOTINE, J.-J. E.; LI, W. **Applied nonlinear control**. Upper Saddle River, NJ: Pearson, 1990.

STINSON, L. **The future of wind turbines? No blades**. [S. l.: s. n.], 2015. Disponível em: <https://www.wired.com/2015/05/future-wind-turbines-no-blades/>. Acesso em: 1 nov. 2025.

TANDEL, R.; SHAH, S.; TRIPATHI, S. A state-of-the-art review on bladeless wind turbine. In: JOURNAL of Physics: Conference Series. [S. l.: s. n.], 2021. v. 1950, p. 012058. DOI: 10.1088/1742-6596/1950/1/012058.

VAIDYANATHAN, S.; AZAR, A. T. **Backstepping control of nonlinear dynamical systems**. London: Academic Press, 2020.

VAZQUEZ, J. R.; MARTIN, A. D. Backstepping control of a buck–boost converter in an experimental PV-system. **Journal of Power Electronics**, v. 15, n. 6, p. 1584–1592, 2015. DOI: 10.6113/JPE.2015.15.6.1584.

VILLARREAL, D. J. Y.; L., V. B. S. **VIV resonant wind generators**. [S. l.: s. n.], 2018. Disponível em: https://vortexbladeless.com/wp-content/uploads/2018/10/VortexGreenPaper_en.pdf. Acesso em: 1 nov. 2025.

WANG, J. *et al.* The state-of-the-art review on energy harvesting from flow-induced vibrations. **Applied Energy**, v. 267, p. 114902, 2020. DOI: 10.1016/j.apenergy.2020.114902.