

INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DA PARAÍBA
CAMPUS CAJAZEIRAS

BRENDA MAYRA DA SILVA PEREIRA

**COMPARAÇÃO ENTRE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DIRETO E INDIRETO
DE FLUXO ROTÓRICO EM AEROGERADOR DE INDUÇÃO (SCIG) COM
CONVERSOR *BACK-TO-BACK***

Cajazeiras-PB
2025

BRENDA MAYRA DA SILVA PEREIRA

**COMPARAÇÃO ENTRE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DIRETO E INDIRETO
DE FLUXO ROTÓRICO EM AEROGERADOR DE INDUÇÃO (SCIG) COM
CONVERSOR *BACK-TO-BACK***

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Coordenação do Curso de Bacharelado em Engenharia de Controle e Automação do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba-*Campus* Cajazeiras, como parte dos requisitos para a obtenção do Título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

Orientador: Prof. Me. Jailton Ferreira Moreira.

Coorientador: Prof. Dr. Thiago de Oliveira Alves Rocha.

IFPB / *Campus* Cajazeiras
Coordenação de Biblioteca Prof.
Ribamar da Silva

Catálogo na fonte: Cícero Luciano Félix CRB-15/750

P436c Pereira, Brenda Mayra da Silva.

Comparação entre estratégias de controle direto e indireto de fluxo rotórico em aerogerador de indução (scig) com conversor *back-to-back* / Brenda Mayra da Silva Pereira. – 2025.

111f.: il.

Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia de Controle e Automação) - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba, Cajazeiras, 2025.

Orientador(a): Prof. Me. Jailton Ferreira Moreira.

Coorientador(a): Prof. Dr. Thiago de Oliveira Alves Rocha.

1. Energia eólica. 2. Controle vetorial. 3. Turbina eólica. 4. Indução elétrica. I. Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba. II. Título.

IFPB/CZ

CDU: 621.5:681.5(043.2)

BRENDA MAYRA DA SILVA PEREIRA

**COMPARAÇÃO ENTRE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DIRETO E INDIRETO
DE FLUXO ROTÓRICO EM AEROGERADOR DE INDUÇÃO (SCIG) COM
CONVERSOR *BACK-TO-BACK***

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Coordenação do Curso de Bacharelado em Engenharia de Controle e Automação do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba, *Campus* Cajazeiras, como parte dos requisitos para a obtenção do Título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

Aprovado em 20 de janeiro de 2025.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Me. Jailton Ferreira de Moreira – IFPB-*Campus* Cajazeiras
Orientador

Prof. Dr. Thiago de Oliveira Alves Rocha – UFRN-*Campus* Natal
Coorientador

Prof. Dr. Guilherme Penha da Silva Júnior – UFRPE-*Campus* Recife
Examinador 2

Dedico este trabalho a Deus.

AGRADECIMENTOS

Agradecer em primeiro lugar a Deus por me dar força e coragem ao longo de toda a minha jornada, provando que posso superar obstáculos e suportar situações as quais pensava serem maiores do que posso aguentar.

Aos meus pais e meu irmão por sempre me apoiarem, mesmo quando não entendiam meus objetivos, todavia incentivam até o fim da jornada. Ao meu namorado, por sempre me motivar e ajudar a fazer as melhores escolhas, além de todo o auxílio durante a graduação.

Aos professores Me. Jailton Moreira e Dr. Thiago Rocha pelo tema e o direcionamento na escrita e resultado do trabalho, com ele foi possível chegar uma área que pretendo seguir.

À banca examinadora por aceitar o convite para avaliar esta etapa importante da graduação.

Também ao professor Me. Gastão Coelho pelo apoio e orientação na escrita do trabalho. E a todo corpo docente do Instituto Federal da Paraíba (IFPB), *Campus* Cajazeiras, pela contribuição na formação.

Agradeço a todos os meus amigos que me acompanharam durante a jornada, o que tornou o processo menos cansativo.

RESUME

Com o aumento da demanda por fontes de energia, especialmente as renováveis, os estudos e o desenvolvimento de tecnologias nesse setor se intensificaram. Entre as alternativas que ganharam destaque no mercado está a energia eólica. O correto funcionamento dos sistemas de geração eólica depende das estratégias de controle utilizadas. Quando bem implementadas, esses recursos prolongam a vida útil dos parques eólicos, otimizam a produção de energia, auxiliam a rede elétrica em casos de falhas, entre outros benefícios. Nesse trabalho, é apresentado um *SCIG* (do inglês, *Squirrel Cage Induction Generator*) conectado a uma turbina eólica, em que sua conexão com a rede elétrica é feita via o conversor *back-to-back*. Uma máquina de indução pode ser controlada de diferentes formas, mas o controle vetorial orientado no fluxo rotórico é o mais usado em aplicações como motor. Dessa forma, nesse trabalho é implementada essa estratégia de controle, sendo comparados o controle vetorial direto e o controle vetorial indireto, ambos com o mesmo referencial fluxo rotórico. Apesar de ambos os controladores possuírem montagens similares, no controle vetorial direto é necessário um cálculo para a estimação do fluxo com dados medidos da máquina, enquanto no indireto o fluxo é calculado de maneira indireta, apenas com as estimativas de velocidade. O objetivo da implementação dos dois modos de controle é realizar a comparação, levando em consideração o desempenho dinâmico e de regime permanente, assim como a complexidade. Os índices de desempenho avaliados simultaneamente são: correntes de *inrush*, correntes transitórias (amplitude), correntes em regime permanente, *overshoot* da velocidade do rotor, o tempo de acomodação para a velocidade do rotor e distorção harmônica total. Essas análises são feitas por simulações utilizando os *softwares* PSIM e Scilab.

Palavras-chave: geração eólica; *SCIG*; *back-to-back*; estratégia de controle; controle vetorial.

ABSTRACT

Research and development in this sector have intensified with the increasing demand for energy sources, particularly renewables. Among the alternatives that have gained prominence in the market is wind energy. The proper functioning of wind power generation systems depends on the control strategies. When well implemented, these strategies extend the lifespan of wind farms, optimize energy production, and support the electrical grid during faults, among other benefits. This paper presents a Squirrel Cage Induction Generator (SCIG) connected to a wind turbine, where its connection to the electrical grid is made via a back-to-back converter. An induction machine can be controlled in various ways, but field-oriented control is the most commonly used in motor applications. Therefore, this control strategy is implemented in this work, comparing direct and indirect field-oriented control, both with the same rotor flux reference. Although both controllers have similar structures, direct field-oriented control requires a calculation to estimate the flux using measured machine data, while indirect control calculates the flux indirectly, only with speed estimates. The objective of implementing both control modes is to perform a comparison, considering dynamic and steady-state performance, as well as complexity. The performance indices evaluated simultaneously are: inrush currents, transient currents (amplitude), steady-state currents, rotor speed overshoot, rotor speed settling time and total harmonic distortion. These analyses are performed through simulations using the PSIM and Scilab software.

Keywords: wind power generation; SCIG; back-to-back; control strategy; field-oriented control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Principais componentes de um sistema de geração eólica.	23
Figura 2 – Topologia Tipo I.	27
Figura 3 – Topologia Tipo II.	28
Figura 4 – Topologia Tipo III.	28
Figura 5 – Topologia Tipo IV.	29
Figura 6 – O esquema dos sistemas de conversão de energia eólica utilizados neste trabalho.	30
Figura 7 – Montagem do <i>Line Commutated Converters</i> pelo aplicativo PSIM.	32
Figura 8 – Montagem do <i>Voltage Source Converters</i> pelo aplicativo PSIM.	32
Figura 9 – Diagrama elétrico da máquina de indução trifásica.	40
Figura 10 – Representação dos enrolamentos do estator (rotor aberto).	40
Figura 11 – (a) Máquina simétrica CA e (b) Convenções usadas para as grandezas de um enrolamento.	44
Figura 12 – Modelo esquemático da transformação trifásica (a) e bifásica (b).	52
Figura 13 – Malha aberta da máquina assíncrona.	70
Figura 14 – Malha interna fechada do controle de corrente do <i>SCIG</i>	73
Figura 15 – Malha externa e interna fechada do controle de fluxo.	76
Figura 16 – Malha externa e interna fechada do controle de velocidade do rotor.	77
Figura 17 – Controle vetorial direto.	82
Figura 18 – Controle vetorial indireto.	83
Figura 19 – Montagem completa do controle vetorial direto.	84
Figura 20 – Montagem completa do controle vetorial indireto.	85
Figura 21 – Montagem da turbina, gerador e retificador pelo PSIM.	103
Figura 22 – Montagem da transformação trifásica para bifásica.	104
Figura 23 – Montagem da malha de medição do fluxo estimado pelo PSIM.	104
Figura 24 – Montagem da turbina, gerador e retificador pelo PSIM.	105
Figura 25 – Montagem da transformação trifásica para bifásica.	106
Figura 26 – Parâmetros e equações para o controle de corrente.	107
Figura 27 – Equações e plotagem do mapa de polos de zeros do controle de corrente.	108
Figura 28 – Parâmetros e equações para o controle de fluxo.	108
Figura 29 – Equações e plotagem do mapa de polos de zeros do controle de fluxo.	109

Figura 30 – Parâmetros e equações para o controle de velocidade.	109
Figura 31– Equações e plotagem do mapa de polos de zeros do controle de fluxo.	109
Figura 32 – Código para plotar o Gráfico 7 e o Gráfico 8.....	110

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 – Previsão da capacidade instalada da geração eólica até 2030.	21
Gráfico 2 – Capacidade instalada da geração elétrica no Brasil.	22
Gráfico 3 – Potência da turbina eólica em função da velocidade do vento.	24
Gráfico 4 – Velocidade do rotor por <i>DFOC</i>	86
Gráfico 5 – <i>Zoom</i> do degrau de velocidade do rotor.	86
Gráfico 6 – Fluxo do rotor de referência e fluxo estimado pelo <i>DFOC</i>	87
Gráfico 7 – Componente direta da corrente do estator real e de referência por <i>DFOC</i>	88
Gráfico 8 – Componente em quadratura da corrente do estator real e de referência por <i>DFOC</i>	88
Gráfico 9 – Correntes do estator por <i>DFOC</i>	89
Gráfico 10 – <i>Zoom</i> das correntes do estator por <i>DFOC</i>	90
Gráfico 11 – Frequência das correntes do estator com <i>DFOC</i>	91
Gráfico 12 – Frequência das correntes do estator com <i>DFOC</i>	91
Gráfico 13 – Potências entregues ao barramento CC com <i>DFOC</i>	92
Gráfico 14 – Velocidade do rotor por <i>IFOC</i>	93
Gráfico 15 – <i>Zoom</i> do degrau de velocidade.	93
Gráfico 16 – Componente direta da corrente do estator real e de referência por <i>IFOC</i>	94
Gráfico 17 – Componente em quadratura da corrente do estator real e de referência por <i>IFOC</i>	94
Gráfico 18 – Correntes do estator por <i>IFOC</i>	95
Gráfico 19 – <i>Zoom</i> das correntes do estator por <i>IFOC</i>	95
Gráfico 20 – Frequência das correntes do estator com <i>IFOC</i>	96
Gráfico 21 – Frequência das correntes do estator com <i>IFOC</i>	96
Gráfico 22 – Potências entregues ao barramento CC com <i>IFOC</i>	97

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros da turbina, do gerador e da caixa de transmissão do <i>software</i> do PSIM	72
Tabela 2 – Parâmetros dos ganhos dos controladores do controle vetorial direto.	85
Tabela 3 – Parâmetros dos ganhos dos controladores do Indireto.	92
Tabela 4 – Resultado das análises para 1000 rpm de <i>DFOC</i> e <i>IFOC</i>	97
Tabela 5 – Resultados dos valores de <i>THD</i> para 1000 rpm de <i>DFOC</i> e <i>IFOC</i>	97

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BTB – *Back-To-Back*

CA – Corrente Alternada

CC – Corrente Contínua

DFIG – *Doubly Fed Induction Generator*

DFOC – *Direct Field Oriented Control*

FOC – *Field Oriented Control*

IFOC – *Indirect Field Oriented Control*

MPPT – *Maximum Power Point Tracking*

PMSG – *Permanent Magnet Synchronous Generator*

SCIG – *Squirrel Cage Induction Generator*

WECS – *Wind Energy Conversion Systems*

WRIG – *Wound Rotor Induction Generator*

WRSG – *Wound Rotor Synchronous Generator*

THD – *Total Harmonic Distortion*

LISTA DE SÍMBOLOS

- L_{sa} - indutância própria do estator (H)
 λ_a - fluxo concatenado do estator (Wb)
 i_a - corrente na fase “a” do estator (A)
 λ_{ls} - fluxo disperso do estator (Wb)
 L_{ls} - indutância dispersão do estator (H)
 L_{rA} - indutância própria do rotor (H)
 λ_A - fluxo concatenado do rotor (Wb)
 i_A - corrente na fase “A” do rotor (A)
 λ_{lr} - fluxo disperso do rotor (Wb)
 L_{lr} - indutância dispersão do rotor (H)
 L_{ab} - indutância mútua do estator (H)
 L_{AB} - indutância mútua do rotor (H)
 L_{aA} - indutância mútua de estator-rotor (H)
 λ_m - fluxo magnético (Wb)
 L_m - indutância de magnetização (H)
 θ_m - posição mecânica (rad)
 v_m - velocidade do vento (m/s)
 ω_g - velocidade de rotação do referencial genérico
 ω_b - velocidade de rotação do referencial fluxo rotórico
 ω_r - velocidade mecânica rotórica
 ω_n - frequência natural (rad/s)
 θ_r - posição angular elétrica do rotor (rad)
 θ_m - posição angular mecânica do rotor (rad)
 P - número de pares de polos
 v_s^b - vetor tensão no enrolamento do estator no referencial fluxo rotórico (V)
 v_r^b - vetor tensão no enrolamento do rotor no referencial fluxo rotórico (V)
 i_s^b - vetor correntes no enrolamento do estator no referencial fluxo rotórico (A)
 i_r^b - vetor correntes no enrolamento do rotor no referencial fluxo rotórico (A)
 λ_s^b - vetor fluxo no enrolamento do estator no referencial fluxo rotórico (Wb)

λ_r^b - vetor fluxo no enrolamento do rotor no referencial fluxo rotórico (Wb)

L_s - indutância própria de um enrolamento do estator (H)

L_r - indutância própria de um enrolamento do rotor (H)

M_s - indutância mútua entre dois enrolamentos do estator (H)

M_r - indutância mútua entre dois enrolamentos do rotor (H)

M_{sr} - indutância mútua entre um enrolamento do estator e um do rotor (H)

M_{rs} - indutância mútua entre um enrolamento do rotor e um do estator (H)

R_s - resistência de um enrolamento do estator (Ω)

R_r - resistência de um enrolamento do rotor (Ω)

l_s - indutância cíclica estatórica (H)

l_m - indutância magnetização (H)

l_r - indutância cíclica rotórica (H)

c_e - conjugado elétrico (Nm)

c_m - conjugado mecânico (Nm)

J - momento de inércia ($kg \cdot m^2$)

F - coeficiente de atrito (Nms)

δ_{12} - ângulo entre os vetores escolhidos (rad)

δ_b - ângulo do fluxo do rotórico (rad)

σ - coeficiente de dispersão

τ_r - constante de tempo rotórica (s)

T_s - tempo de acomodação (s)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	JUSTIFICATIVA.....	17
2	OBJETIVOS	19
2.1	OBJETIVO GERAL	19
2.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	19
3	REVISÃO DE LITERATURA	20
3.1	PANORAMA DA GERAÇÃO EÓLICA	20
3.2	COMPONENTES	22
3.3	TURBINAS EÓLICAS	23
3.4	TIPOS DE GERADORES UTILIZADOS NA GERAÇÃO EÓLICA.....	25
3.5	TOPOLOGIAS.....	26
3.5.1	<i>Topologia Trabalhada</i>	29
3.6	CONVERSOR <i>BACK-TO-BACK</i>	30
3.7	TIPOS DE CONTROLADORES	32
4	METODOLOGIA	37
4.1	MODELAGEM PARA MÁQUINA DE INDUÇÃO	39
4.1.1	<i>Expressões da Máquina de Indução Trifásica</i>	39
4.1.2	<i>Modelagem Primitiva da Máquina de Indução Trifásica</i>	43
4.1.3	<i>Modelagem da Máquina de Indução Bifásica</i>	51
4.2	MODELAGEM PARA O REFERENCIAL FLUXO ROTÓRICO	60
4.2.1	<i>Substituição de Referencial para Fluxo Rotórico</i>	67
4.2.2	<i>Modelagem no Domínio da Frequência</i>	68
5	ESTRUTURA DE CONTROLE	71
5.1	ESTRUTURA DE CONTROLE DIRETO	71
5.1.1	<i>Controle de Corrente</i>	72

	16
5.1.2 Controle de Fluxo	75
5.1.3 Controle de Velocidade do Rotor.....	77
5.2 ESTRUTURA DE CONTROLE INDIRETO.....	82
5.2.1 Controle de Corrente	83
5.2.2 Controle de Fluxo	83
5.2.3 Controle de Velocidade do Rotor.....	83
6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	84
6.1 CONTROLE VETORIAL DIRETO.....	85
6.1.1 Partida e Variação de Velocidade de Referência Negativa.....	85
6.2 CONTROLE VETORIAL INDIRETO.....	92
6.2.1 Partida e Variação de Velocidade de Referência Negativa.....	92
6.3 COMPARAÇÃO.....	97
7 CONCLUSÃO	98
7.1 TRABALHOS FUTUROS.....	98
REFERÊNCIAS.....	100
APÊNDICE A – SIMULAÇÃO DFOC.....	103
APÊNDICE B – SIMULAÇÃO IFOC.....	105
APÊNDICE C – CÓDIGOS.....	107

1 INTRODUÇÃO

Na última década as Fontes Renováveis de Energia (FREs), como por exemplo a geração eólica, têm apresentado um crescimento considerável de capacidade instalada de geração de energia elétrica no Brasil e no mundo. O relatório de 2023 da *International Energy Agency* (IEA) informa que a capacidade instalada mundial saltou de 500 GW em 2017 para 1000 GW em 2023 (+100%) e com previsão de chegar próxima a 3000 GW em 2030 (projeção de aumento de +200% em sete anos), conforme dados obtidos em IEA (2023).

A Empresa de Pesquisa Energética Brasileira (EPE), apontam que em 2022 o Brasil tinha mais de 20 GW de capacidade instalada de geração, contra um pouco mais que 6 GW em 2014 (aumento de +233% em oito anos), (EPE, 2023).

O avanço comercial dos empreendimentos eólicos levou a um impulsionamento no desenvolvimento de novas tecnologias por parte das empresas e um aumento no interesse da academia no estudo dessa área da engenharia, seja no Brasil ou no mundo. Dentro deste contexto, o controle eficiente dos geradores eólicos é fundamental para otimizar o aproveitamento da energia cinética do vento. Esta proposta de trabalho de conclusão de curso tem como tema investigar o controle de um *SCIG* (do inglês, *Squirrel Cage Induction Generator*), com foco no controle vetorial direto e indireto pelo referencial fluxo rotórico, visando a integração.

1.1 JUSTIFICATIVA

Existem diversos tipos de máquinas elétricas utilizadas na conversão da energia eólica para energia elétrica. Dentro os diversos tipos podem-se citar a classe dos geradores de indução, que se subdividem em:

- a) Geradores de Indução com Rotor Bobinado *WRIG* (do inglês, *Wound Rotor Induction Generator*).
- b) Geradores de Indução em Gaiola de Esquilo (*SCIG*);

O *WRIG* tem como ponto principal que os enrolamentos do rotor podem ser alterados externamente. Os enrolamentos do rotor são capazes de serem conectados de maneira externa por meio de anéis deslizantes e escovas. A topologia do Tipo III, como também conhecida *DFIG* (do inglês, *Double Fed Induction Generator*) que utilizam o *WRIG* operam com variação de velocidade de $\pm 30\%$, garantindo controle de potência ativa e reativa, o que pode reduzir problemas na rede (Boulouiha *et al.*, 2015). Contudo, a conexão direta do estator à rede limita

a excitação do conversor, em que pode causar instabilidade como sobrecorrente e flutuações de energia (Mishra; Saha, 2020). Além disso, o uso de escovas no rotor exige manutenções frequentes devido ao desgaste (Alves, 2017).

A topologia Tipo IV com *SCIG* é uma solução economicamente vantajosa na geração de energia eólica, destacando-se por sua simplicidade estrutural, alta potência e menores custos de manutenção e instalação em comparação a outras máquinas (Bhutto *et al.*, 2019). Com a integração de um conversor *back-to-back*, é possível eliminar as limitações tradicionais do *SCIG*, como a falta de controle sobre a potência ativa e reativa, alcançando um desempenho semelhante ao de tecnologias mais complexas, como o PMSG (do inglês, *Permanent Magnet Synchronous Generator*), sem a dependência de materiais caros e de alto impacto ambiental. Essa configuração também supera os desafios do *DFIG*, eliminando escovas e anéis deslizantes e, conseqüentemente, reduzindo custos de manutenção e aumentando a confiabilidade. Combinando controle eficiente da potência ativa e reativa com baixos custos e impactos ambientais, o *SCIG* com *back-to-back* apresenta-se como uma solução promissora para o setor eólico, com expectativa de maior relevância em aplicações futuras (Konstantopoulos e Alexandridis, 2014).

Desses dois tipos de geradores de indução, ainda existem diferentes formas de conexão do gerador com a rede elétrica, o que na literatura pode se obter como "topologias de conexão à rede". A literatura classifica em quatro tipos diferentes de topologias para geradores eólicos: Tipo I, Tipo II, Tipo III e Tipo IV (Azevedo, 2021). Cada topologia traz consigo dispositivos eletrônicos que permitem a transformação da energia cinética do vento ser aproveitada e conectada com segurança no sistema elétrico de potência, além de estratégias de controle para o bom funcionamento do sistema de geração eólico.

O trabalho realizado concentra-se em um *SCIG* conectado à rede conforme a topologia Tipo IV, através de conversores de potência conhecidos como conversores *back-to-back*, mais especificamente na estratégia de controle utilizada para o correto funcionamento desses sistemas. O desenvolvimento desse estudo permitiu comparar as estratégias de controle utilizadas nessa configuração, para um sistema eólico com variação de velocidade da turbina/vento.

2 OBJETIVOS

Nesta seção são apresentados os objetivos do Trabalho de Conclusão do Curso (TCC).

2.1 OBJETIVO GERAL

Implementar estratégias de controle para um gerador eólico de indução de gaiola de esquilo, com foco no controle vetorial direto e indireto no referencial do fluxo rotórico.

2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Para atingir o objetivo geral, são delineados os seguintes objetivos específicos:

- Entender a relevância da tecnologia de energia eólica dentro do contexto de mercado;
- Compreender as técnicas de controle utilizadas em geradores eólicos de indução, com ênfase no controle vetorial direto e indireto pelo fluxo rotórico;
- Desenvolver e implementar modelos matemáticos e simulações computacionais do sistema de geração de energia eólica com *SCIG*, considerando as características do gerador, através dos *softwares*: Scilab e PSIM;
- Implementar algoritmos de controle para o gerador eólico de indução, com foco na regulação do fluxo de potência, controle de velocidade e controle de torque, utilizando técnicas de controle vetorial orientado por fluxo;
- Analisar e comparar correntes de *inrush*, transitórias (amplitude), em regime permanente, *overshoot* da velocidade do rotor, o tempo de acomodação para a velocidade do rotor em diferentes velocidades rotóricas de referências e Distorção Harmônica Total (do inglês, *Total Harmonic Distortion -THD*).

3 REVISÃO DE LITERATURA

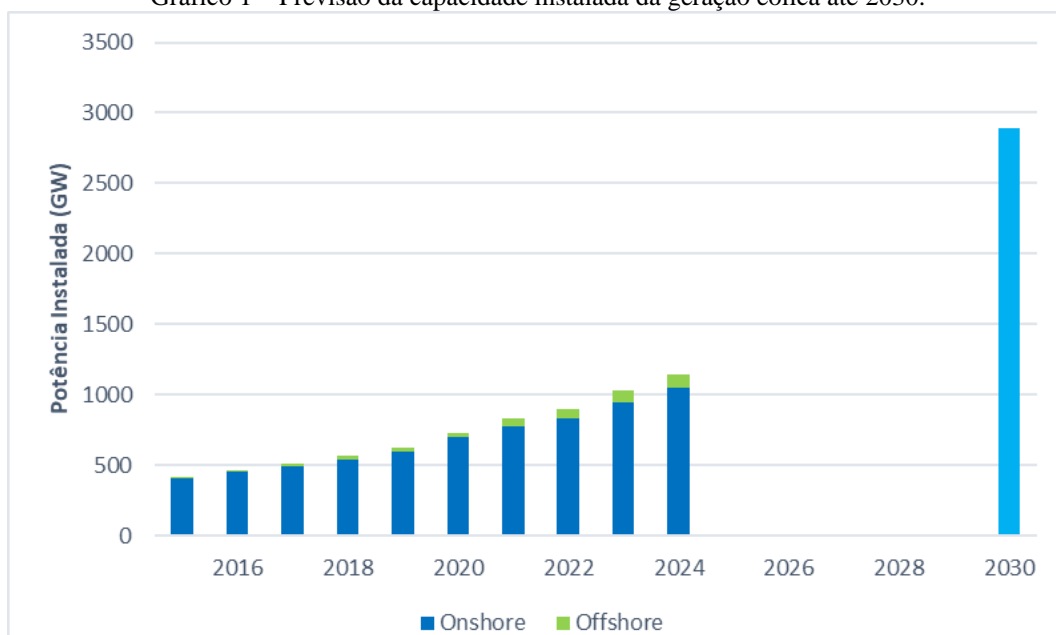
Esta seção é uma revisão dos princípios básicos da geração eólica, envolvendo: o panorama da geração, os componentes, as turbinas, os geradores, as topologias, os conversores de potência e as estratégias de controle e suas aplicações com *SCIG* e outros geradores.

3.1 PANORAMA DA GERAÇÃO EÓLICA

O consumo de energia pelo mundo tem tido altas demandas, na qual tem como causa a questão do desenvolvimento e buscas de maiores produções de energia para uso populacional ou industrial. Esse progresso recai tanto na economia de um país quanto em situações sociais e qualidade de vida dos indivíduos. Entretanto, ao longo dos anos, o uso dos recursos ambientais de forma descontrolada na geração de energia elétrica mostrou efeitos colaterais impactantes para o planeta. Dessa forma, surgiu a necessidade de uma matriz energética mais limpa, e com isso uma maior procura de sistemas renováveis, em destaque a geração eólica que vem sobressaindo nos últimos anos.

A energia eólica é dividida em duas categorias: potência instalada em terra *onshore* e a potência instalada em mar *offshore*. Conforme a *IEA* (2023), a geração eólica em 2022 teve uma capacidade instalada de 900 GW pelo mundo, sendo 93% dos sistemas *onshore* e 7% de *offshore*. A Geração Eólica *onshore* já é presente em quase todo o mundo, enquanto a *offshore* é aguardado o aumento ao longo dos próximos anos. Assim, é compreensivo visualizar no Gráfico 1 o sistema *onshore* destacar-se em relação ao *offshore*, contudo, é esperado que haja um sobressalto da potência instalada em mar e ambos juntos estejam por volta de 3000 GW até 2030.

Gráfico 1 – Previsão da capacidade instalada da geração eólica até 2030.

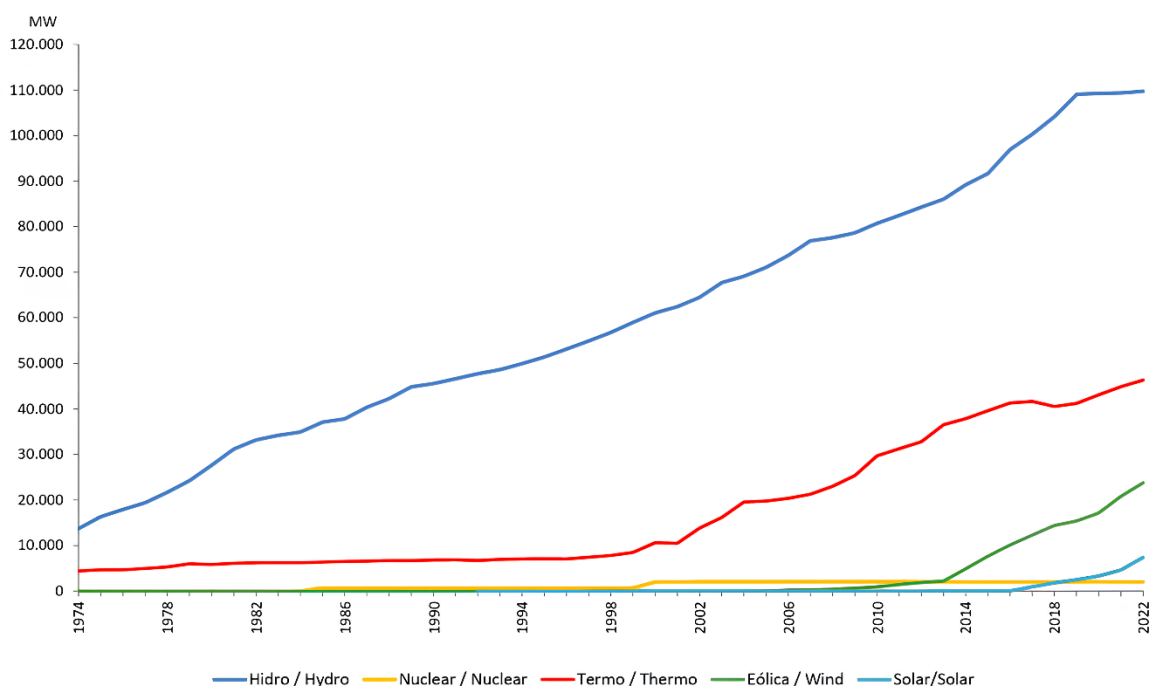


Fonte: Adaptado de IEA - *International Energy Agency* (2023)

A EPE (2023) revelou no relatório energético que a produção de eletricidade da energia eólica no Brasil em 2022 estava em torno de 81,6 TWh, com um aumento de 13% do ano anterior. Pelos estudos é previsto uma instalação de mais turbinas eólicas as quais irão gerar por ano no mínimo 5 GW. Segundo *Global Wind Energy Council (GWEC, 2022)* o Brasil teve um salto no desenvolvimento de 1 GW em 2001 para 21 GW em 2022 o que demonstra a energia eólica com um grande potencial e o aumento progressivo. Um exemplo desse desenvolvimento pode ser visto no Gráfico 2, a capacidade instalada da geração eólica no Brasil dispôs de um admirável progresso a partir de 2014.

De modo geral, sua produção não precisa de combustível, sendo assim mais econômica e ainda é uma energia limpa e renovável, uma vez que não expõem gases poluentes e sem a necessidade de água.

Gráfico 2 – Capacidade instalada da geração elétrica no Brasil.



Fonte: EPE (2023)

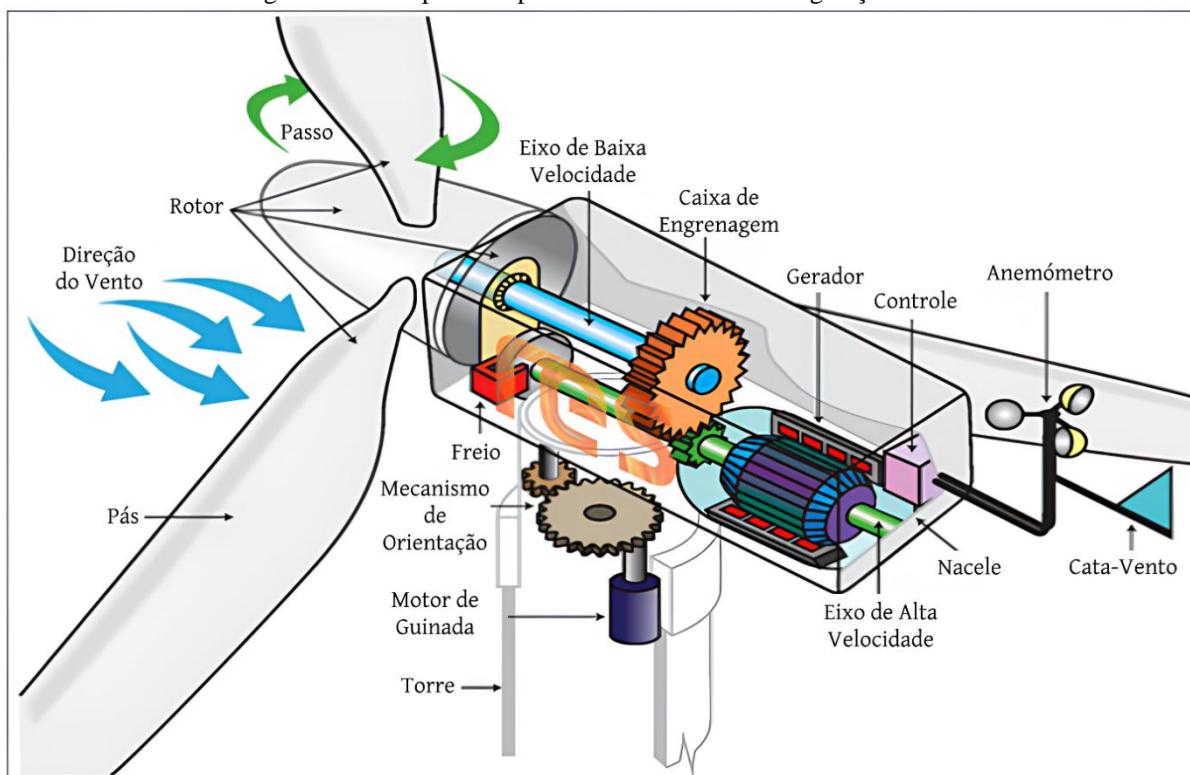
3.2 COMPONENTES

Os componentes básicos do sistema de conversão de energia eólica geralmente são: uma turbina eólica, que através do movimento das pás captura energia cinética do vento; a nacela na qual abriga uma caixa de engrenagem, atuando com uma ligação entre a turbina e o rotor do gerador, nessa situação a caixa de transmissão tem como foco aumentar a velocidade e diminuir o torque vindo da turbina; a nacela comporta também o gerador, responsável por converter a energia mecânica da turbina em elétrica.

O gerador tem o funcionamento que acontece no momento que o rotor é rotacionado, nessa rotação é produzido uma corrente elétrica e um campo magnético, esse campo magnético girante induz um campo magnético no estator, de modo que essa indução gera uma tensão elétrica, para a montagem com *SCIG*.

Após a nacela o sistema é sustentado por uma torre, encarregada também de realizar a ligação com os conversores de energia cujo propósito é fornecer as potências reativas e ativas a rede, posteriormente essa potência é enviada a um transformador, capaz de configurar o nível de tensão necessário para a rede (Bhutto *et al.*, 2019; Azevedo, 2021). Alguns dos componentes essenciais do sistema de conversão de energia eólica podem ser observados na Figura 1, conforme adaptado de Azevedo (2021).

Figura 1 – Principais componentes de um sistema de geração eólica.



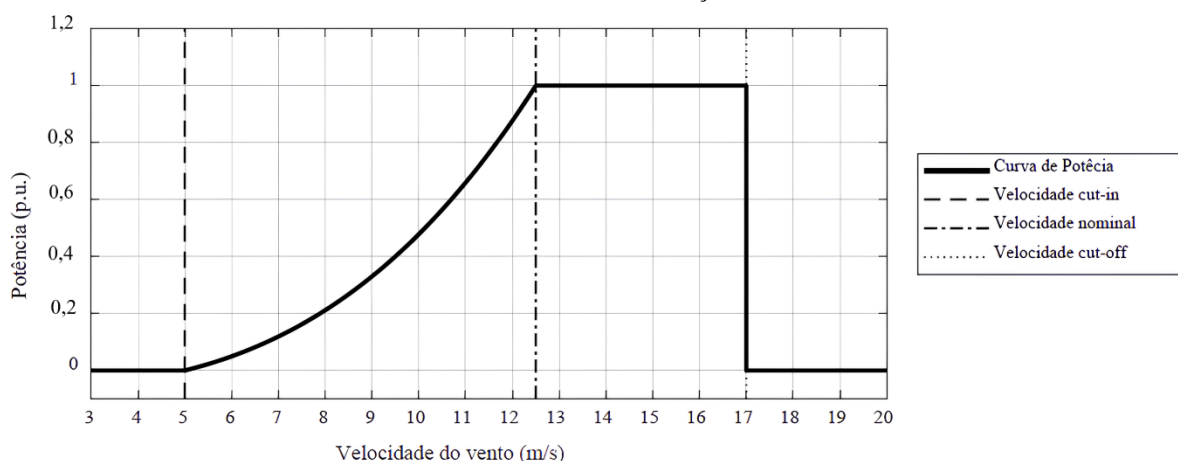
Fonte: Adaptado de Azevedo (2021)

3.3 TURBINAS EÓLICAS

Existem hoje diversas formas de turbinas eólicas, tais como: utilizar velocidade fixa ou velocidade variável; alterar a quantidade de pás; usar o eixo horizontal ou o eixo vertical; operar com força de sustentação ou força de arrasto, entre outros (Ackermann, 2012). Tudo depende de como será a topologia empregada, o gerador e o local onde será instalada. No mercado as turbinas eólicas mais usadas são com eixo horizontal, a qual funciona com o princípio aerodinâmico, de modo que as partículas do vento se deslocam pelas pás rotativas; sua procura é pelo fato da captura da velocidade de vento em grande escala (Bhutto *et al.* 2019). De outra forma, em casos de regiões com ventos menos intensos, desordenados e turbulentos, é recomendado o uso de turbinas de eixo vertical, como descrito em Azevedo (2021).

Após a escolha da turbina eólica e sua variação, são necessárias maneiras de controlar a velocidade do vento por meio de mecanismos de controle, responsáveis por limitar o excesso de energia. O gráfico da curva da potência máxima de uma turbina em função da velocidade do vento, mostrado no Gráfico 3, retrata como o sistema se comporta a cada velocidade.

Gráfico 3 – Potência da turbina eólica em função da velocidade do vento.



Fonte: Simonetti, Amorim e Oliveira (2023).

A retirada de energia começa com a velocidade mínima (*cut-in*), neste momento não há fornecimento de potência. Entre a velocidade mínima e a nominal é entregue a máxima potência possível. Todavia, no instante no qual a potência sobre a velocidade do vento chega na velocidade nominal, a potência não pode superar a nominal e é necessário o uso de um mecanismo de controle limitante de potência, que pode ser feito de três formas distintas (Simonetti; Amorim; Oliveira, 2023). A primeira forma é o Controle de Passo (*Pitch Control*) conhecido por ser um sistema ativo, que funciona com a orientação vinda de outro controlador. Quando o sistema detecta que a potência nominal excedeu, devido a maior captura de vento, as pás giram em volta do eixo longitudinal, ao serem ajustáveis ao detectar um ângulo de ataque, de forma que o ângulo de passo é alterado de maneira a reduzir o ângulo de ataque, a fim de contribuir com sustentações aerodinâmicas e forças de arrasto pequenas (Wu *et al.*, 2011).

A segunda forma é o Controle Estol (*Passive Stall*), o sistema é passivo, pois reage pela velocidade do vento. Seu funcionamento é devido às pás, na qual são colocadas no ângulo de passo ideal, de maneira a aumentar a captura da potência com os casos de velocidade *cut-in* e velocidade nominal, além de possuir uma estrutura aerodinâmica. Esse ângulo de passo em velocidade *cut-off* gera um escoamento em torno do perfil da pá do rotor, sendo parcialmente descolado da superfície da pá, o que reduz a força de sustentação e aumentar a força de arrasto (Wu *et al.*, 2011).

Por fim, o Controle Estol Ativo (*Active Stall*) é tanto ativo como passivo, pois o controle acontece no momento no qual ocorre velocidade *cut-off*, no entanto, quem realiza a ação é o sistema de controle e não a aerodinâmica da pá. Em geral, quando a velocidade passa da nominal, as pás viram contra o vento e ficam no mesmo ângulo do Estol, e são mantidas na potência nominal ajustando, se necessário, o ângulo de ataque (Wu *et al.*, 2011).

3.4 TIPOS DE GERADORES UTILIZADOS NA GERAÇÃO EÓLICA

As máquinas de Corrente Alternada (CA) podem operar como gerador, em caso de transformar energia mecânica em elétrica CA ou motor convertendo a energia elétrica CA em mecânica (Chapman, 2013). As turbinas eólicas hoje em dia podem ser equipadas com quaisquer tipos de geradores trifásicos. Tudo isso se dá pelos conversores de frequência, pois com eles é possível atender a demanda de corrente elétrica para a rede.

Existem duas divisões mais usadas no mercado que são os geradores síncronos e geradores assíncronos, com diferentes custos de instalação e operação (Ackermann, 2012). A principal diferença entre ambos é a excitação, responsável por gerar o campo magnético girante. Os geradores de pequeno porte utilizam escovas ou anéis coletores para fornecer uma Corrente Contínua (CC) externa para o gerador. Já os de grande porte usam excitatrizes sem escova, também conhecidos como pequenos geradores CA, que fornecem uma corrente contínua para o rotor e o estator (Chapman, 2013; Umans, 2014). Os mais conhecidos no mercado são: o gerador síncrono de rotor bobinado e o gerador síncrono de ímã permanente (Ackermann, 2012).

O *WRSG* (do inglês, *Wound Rotor Synchronous Generator*) é bastante requisitado pelas características para geração eólica, uma vez que não necessita de um sistema de compensação de energia reativa e pode ser ligado diretamente à rede. O rotor é excitado por anéis deslizantes e escovas, ou sem escova, com um retificador rotativo. Com isso ocorre um campo de excitação no rotor, no qual gira em uma velocidade síncrona com o estator.

O *PMSG* tem suas aplicações em turbinas eólicas por ser autoexcitado, gerando um grande fator de potência e uma alta eficiência. No entanto, é importante salientar que a produção de ímãs permanentes têm um processo de fabricação bem complexo e podem perder suas propriedades magnéticas em altas temperaturas. Sendo assim, é necessário sempre monitorar o gerador (Azevedo, 2021). Além disso, também é preciso de um conversor de potência para questões de ajuste da tensão e da frequência tanto da geração como da transmissão, como descrito por Azevedo (2021). Ademais, os geradores síncronos têm como característica serem os mais caros e mais complexos mecanicamente do que os geradores assíncronos (Chapman, 2013; Umans, 2014).

Fisicamente o estator do gerador assíncrono (ou gerador de indução) é o igual ao do gerador síncrono, as bobinas são distribuídas para gerar polo norte e sul, a quantidade de polos depende da configuração a ser trabalhada, a principal diferença é a construção do rotor. No

mercado de geração eólica os mais conhecidos e usados são: o gerador de indução de rotor bobinado e o gerador de indução em gaiola de esquilo. O *DFIG* possui um conjunto completo de enrolamentos trifásicos conectados em Y e são unidos com as escovas e anéis, o que pode ser em curto-circuito. Logo, para acessar as correntes desse rotor, basta usar as escovas ou anéis deslizantes. Entretanto, vale salientar que geradores de indução de rotor bobinado possuem altos custos e uma maior manutenção devido às escovas desgastadas ao longo do tempo, (Chapman, 2013; Ackermann, 2012).

Por fim, o *SCIG*, o alvo do trabalho, é construído por uma série de barras condutoras encaixadas em ranhura na superfície do rotor e ligadas com os anéis de curto-circuito. O seu nome vem devido aos condutores, que isolados lembram as rodas nas quais os *hamsters* se exercitam. A máquina mais fáceis de obter em uso industrial, tudo isso é pelo fato de ser considerada simples, ter uma boa robustez, suportando condições fora do normal, além do baixo custo em comparação a outras máquinas, seja de pequeno ou grande porte (Ackermann, 2012; Chapman, 2013; Umans, 2014)

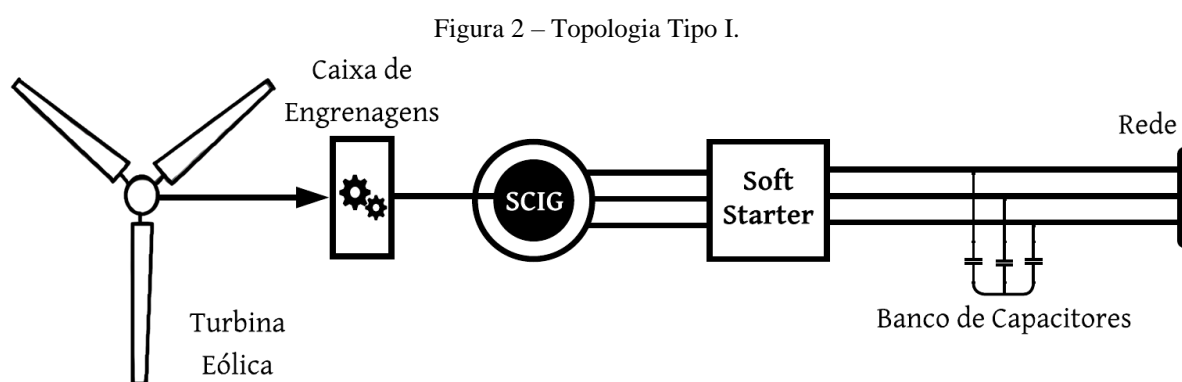
O *SCIG* funciona da seguinte maneira: tensões alternadas trifásicas, defasadas em 120° , são aplicadas ao estator, gerando um campo magnético girante. Esse campo magnético atravessa o rotor, induzindo correntes em suas barras condutoras (que são curto-circuitadas) de acordo com a Lei de Faraday. As correntes no rotor, por sua vez, geram um campo magnético que interage com o campo do estator, permitindo a conversão de energia. A velocidade do campo magnético girante no estator (velocidade síncrona) é maior do que a velocidade do rotor, caracterizando o funcionamento assíncrono. Essa diferença de velocidades é chamada de escorregamento (Umans, 2014). Bhutto *et al.* (2019) descreve o *SCIG* com algumas desvantagens, sendo a principal, a corrente de magnetização vindo da rede até o enrolamento do estator no qual causa baixo fator de potência e também consome potência reativa, o que leva a problemas principalmente na transmissão, ocasionando instabilidade na rede. Apesar das desvantagens, o *SCIG* possui benefícios econômicos, como também alta potência, uma simples estrutura e controle, conexão robusta e direta a rede, de modo a ser irrelevante certas desvantagens (Azevedo, 2021; Bhutto *et al.*, 2019; Ackermann, 2012).

3.5 TOPOLOGIAS

Visto todas as partes fundamentais de uma geração eólica, tem-se agora as topologias de sistemas de geração eólica, em que se pode citar quatro topologias principais no mercado (Bhutto *et al.*, 2019; Azevedo, 2021; Ackermann, 2012) os quais são:

Tipo I: Velocidade Fixa

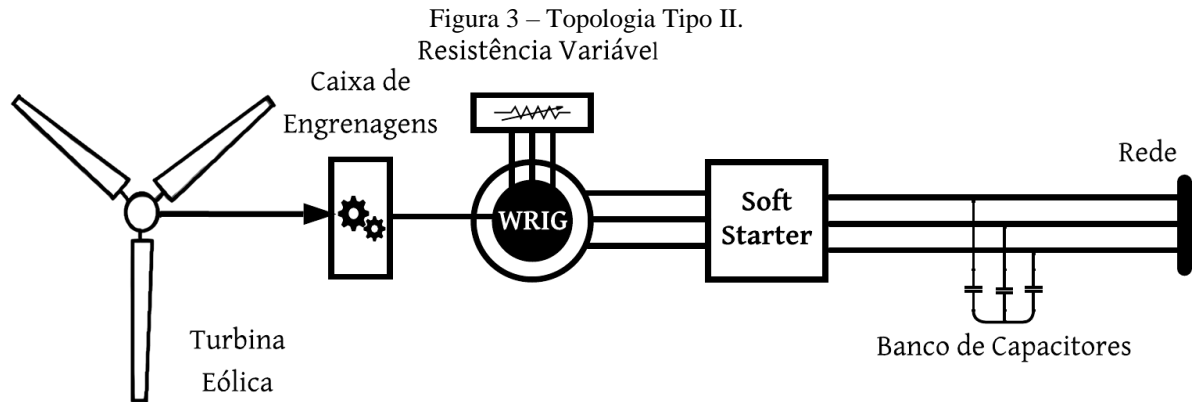
Sua construção é considerada básica, com velocidade de rotação fixa. Entre a turbina e o gerador, há uma caixa de engrenagens que aumenta a velocidade de rotação do eixo para acionar o *SCIG*, uma vez que os ventos que atingem as pás geram baixa velocidade. O *SCIG* consome energia reativa, o que prejudica o fator de potência; para corrigir esse problema, utiliza-se um banco de capacitores conectado à rede. Para suavizar a partida, emprega-se um *Soft Starter*, que aumenta gradualmente a tensão até atingir o valor nominal, reduzindo a corrente de partida. Essa estratégia é ilustrada na Figura 2 (Bhutto *et al.* 2019; Ackermann, 2012).



Fonte: Adaptado de Bhutto *et al.* (2019).

Tipo II: Velocidade Variável

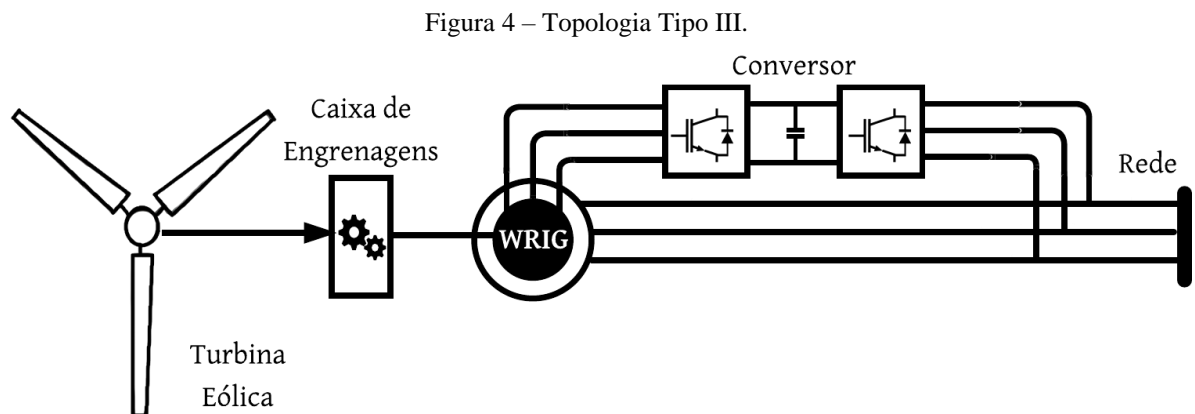
Nessa topologia é usado um *WRIG* com uma velocidade variável. O funcionamento em velocidade variável é possível devido a um mecanismo na turbina que ajusta a velocidade de rotação do rotor de acordo com as variações na velocidade do vento. Para otimizar o desempenho do gerador, o *WRIG* conta com uma resistência variável no rotor, permitindo o ajuste do escorregamento e a adaptação da operação às condições dinâmicas da turbina. Na Figura 3, assim como o Tipo I, o Tipo II também possui uma caixa de engrenagens para aumentar a velocidade no eixo do rotor devido à baixa rotação da turbina e permitindo que o gerador opere em uma faixa de velocidades mais eficiente. O *Soft Starter* serve para, gradativamente, estabelecer a conexão entre o gerador e a rede elétrica. Os capacitores ligados à rede servem para compensar a potência reativa consumida pelo gerador (Bhutto *et al.* 2019; Ackermann, 2012).



Fonte: Adaptado de Bhutto *et al.* (2019).

Tipo III: Velocidade Variável com Conversor Parcial

A configuração *DFIG*, como é conhecida, equivale a uma turbina eólica de velocidade variável limitada com um o conversor de potência parcial, conforme a Figura 4. O estator do gerador é conectado à rede e o rotor é ligado ao conversor parcial do tipo *back-to-back* para manter a sincronização da frequência do rotor e da frequência da rede. Desta forma, não há a necessidade de *Soft Starter* e banco de capacitores, pois o conversor consegue realizar a compensação da potência reativa e garantir uma conexão suave à rede (Bhutto *et al.* 2019; Ackermann, 2012).



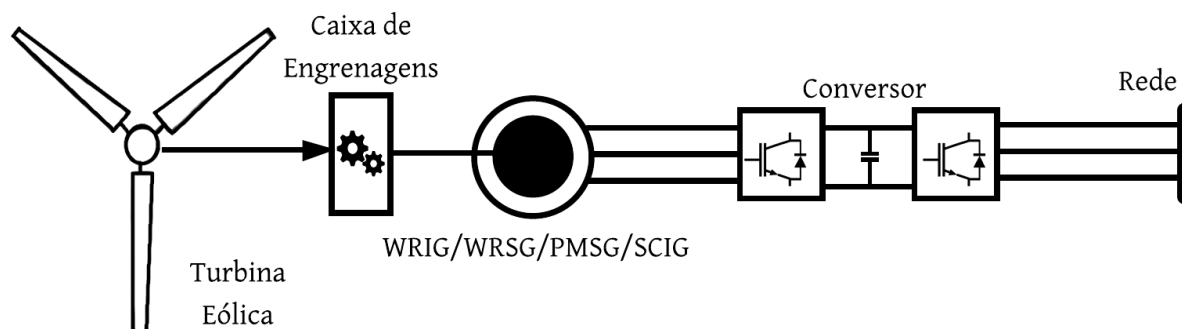
Fonte: Adaptado de Bhutto *et al.* (2019).

Tipo IV: Velocidade Variável com Conversor Total

Esta configuração é formada por uma turbina eólica de velocidade variável completa com um gerador conectado à rede por meio de um conversor de potência plena, conforme a Figura 5. Com o conversor é possível o controle da potência ativa e reativa proporcionada pelo

gerador e mantém uma conexão suave à rede. Na sua montagem podem ter geradores do tipo *WRIG*, *WRSG*, *PMSG* e *SCIG*. Apesar de que muitas montagens sigam o Tipo III, o mercado já vem crescendo para o Tipo IV, além no qual diversos modelos já não possuem caixa de engrenagem, mas sim, gerador multipolo de acionamento direto de grande diâmetro (Ackermann, 2012).

Figura 5 – Topologia Tipo IV.



Fonte: Adaptado de Bhutto *et al.* (2019).

3.5.1 Topologia Trabalhada

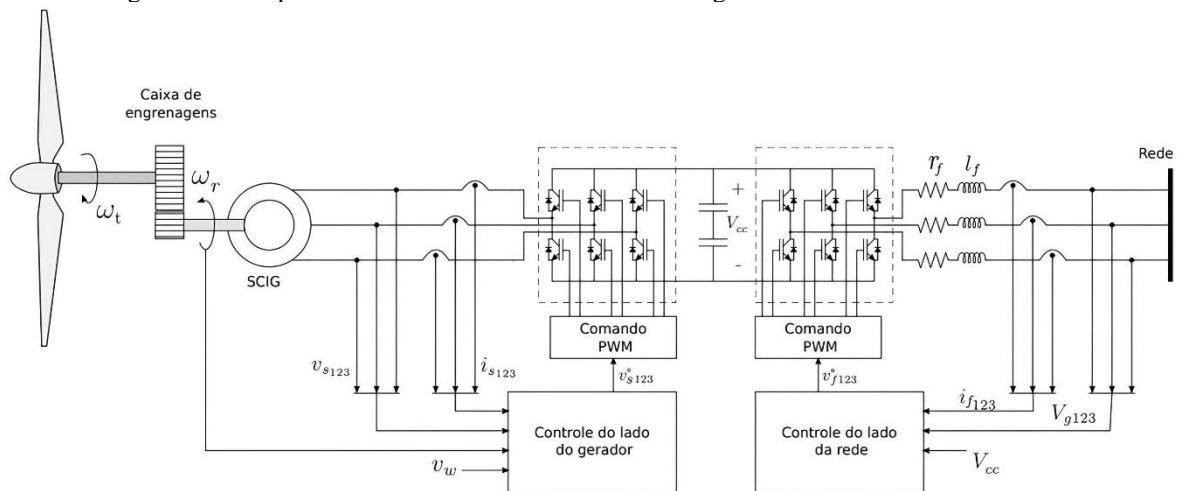
Os sistemas de conversão de energia eólica na maior parte utilizam a topologia *DFIG*, operam com faixa de variações de velocidade $\pm 30\%$ do gerador, Tal faixa é necessária para gerar energia elétrica. Além de possuir o controle da potência ativa e reativa o que ocasiona menores problemas na rede, como descrito em Boulouiha *et al.* (2015). A principal desvantagem da topologia do Tipo III é a questão da conexão direta dos enrolamentos do estator a rede, como pode ser observado na Figura 4 por limitar a capacidade de excitação do conversor. Desse modo, pode levar a problemas com sobrecorrente, sobretensão e flutuações de energia ativa e reativa, descrito em Mishra e Saha (2020). Ademais, a conexão do conversor com os enrolamentos do rotor é feita por escovas que com o tempo se desgastam, aumentando a necessidade de manutenções regulares, segundo Alves (2017).

Topologias como o Tipo IV têm se consolidado no mercado, devido ao uso do conversor *back-to-back*, que, embora tenha um custo inicial elevado, oferece um retorno compensador ao longo do tempo. No mercado comercial, essa configuração é geralmente associada a geradores como *WRSG*, *PMSG* e *WRIG*, que, apesar de serem mais caros e menos robustos, ainda são amplamente utilizados. Contudo, iniciou-se um estudo sobre a aplicação do *SCIG*, uma alternativa que pode ser mais vantajosa em termos de custo-benefício, conforme Konstantopoulos e Alexandridis (2014).

Espera-se que os esquemas com o Tipo IV com *SCIG* ganhem relevância em breve, dado os diversos fatores: alta eficiência, custo reduzido de instalação e manutenção, maior faixa de variação de velocidade do rotor em comparação com o *DFIG*, e a viabilidade de dispositivos eletrônicos mais acessíveis, mesmo em sistemas de alta potência. Isso é possível graças ao conversor *back-to-back*, que permite o controle e ajuste tanto do gerador quanto da rede elétrica, contribuindo para a estabilidade e operação do sistema, conforme Konstantopoulos e Alexandridis (2014).

A Topologia do Tipo IV no geral é composta por uma turbina, caixa de engrenagem, gerador e o conversor eletrônico de potência plena, como na Figura 6. Em caso de geradores como *WRSG* e *PMSG* o uso de caixa de engrenagem é opcional. Entretanto, para o *SCIG* é necessário a utilização desse componente, afinal o *SCIG* precisa que haja uma ampliação na faixa de velocidade do vento. A conexão do conversor para o gerador é feita através do estator, como retratado em Alves (2017).

Figura 6 – O esquema dos sistemas de conversão de energia eólica utilizados neste trabalho.



Fonte: Alves (2017).

A montagem observada na Figura 6, nos Apêndice A e B, nas Figura 21 e Figura 24.

3.6 CONVERSOR *BACK-TO-BACK*

Como descrito por Crispim (2018), o conversor *back-to-back* (CA-CC-CA) é composto por pontes de inversores trifásicos, em que sua ligação ocorre por um barramento CC, um lado do gerador tem o funcionamento de um retificador (CA-CC) e o outro lado da rede de um inversor (CC-CA). Os sistemas CA conseguem se comunicar de maneira distintas pelo barramento CC, ou seja, caso não precise do controle, o próprio conversor consegue realizar

transmissão. Crispim (2018) também classifica os conversores *back-to-back*, sendo: Classificação Baseada no Processo de Comutação e Classificação Baseada nas Formas de Onda da Tensão e Corrente de Terminal.

Classificação Baseada no Processo de Comutação é dividida em: Conversor com Comutação Natural, nessa montagem é comum o uso de tiristores, no qual conduz no momento que são aplicados uma tensão positiva e um pulso no *gate*. No entanto, com uma tensão negativa o semicondutor é desligado de maneira automática por conta do comportamento da fonte de tensão CA; e O Conversor com Comutação Forçada, a montagem é realizada com IGBT, nessa situação o dispositivo semicondutor é ligado ou desligado forçadamente, e não depende da corrente que flui por ele. Uma característica primordial do conversor com comutação forçada é o controle, de modo a ser de maneira rápida, na qual resulta em uma ótima atuação. Esse tipo de classificação é bastante procurado em aplicações que envolvem máquinas síncronas e assíncronas, (Sousa, 2023; Crispim, 2018).

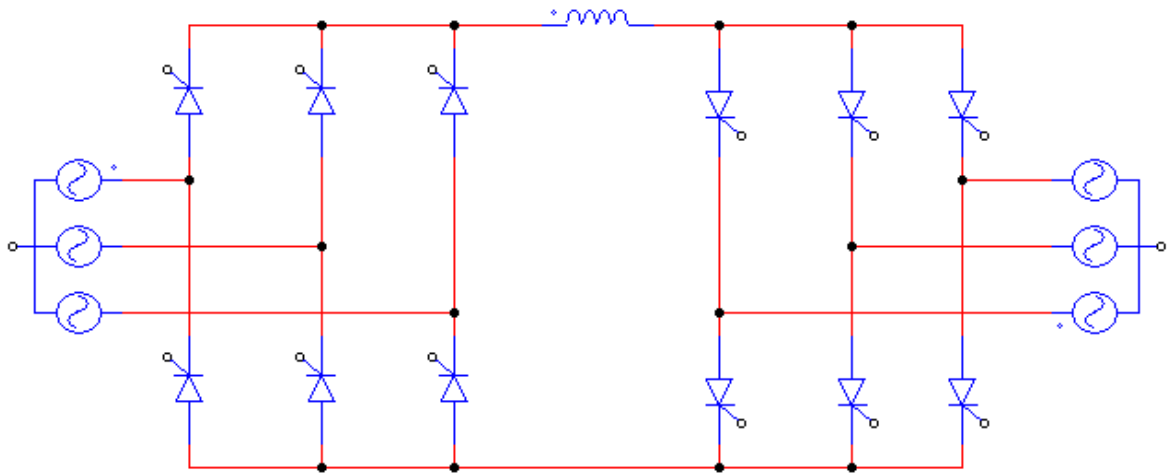
E por fim a Classificação Baseada nas Formas de Onda da Tensão e Corrente de Terminal na qual também é dividida em duas, a saber:

Conversor Fonte de Corrente: possui como característica o lado CC com uma direção de corrente constante e a polaridade da tensão ter capacidade de ser mudada para alterar o sentido do fluxo de potência. Nessa categoria é usado um indutor em série com o lado CC, de modo a manter a continuação da corrente.

Conversor Fonte de Tensão: nele a polaridade da tensão é constante e a direção da corrente é a que determina o sentido do fluxo de potência. Diferente da anterior, na qual usava um indutor, no conversor fonte de tensão é utilizado um capacitor em paralelo com o lado CC (Sousa, 2023; Crispim, 2018).

Dessa forma com as classificações é possível ter algumas tecnologias distintas no mercado, as mais conhecidas são: *Line Commutated Converters (LCC)* e *Voltage Source Converters (VSC)*. O *LCC* é possível ser observado na Figura 7 e sua tecnologia possui conversor com comutação natural e o lado CC é retratado por conversor fonte de corrente.

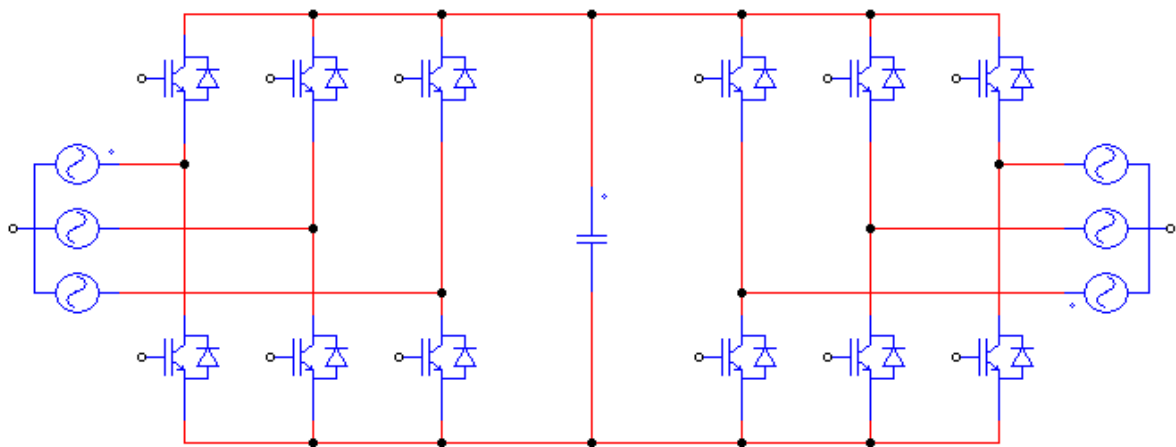
Figura 7 – Montagem do *Line Commutated Converters* pelo aplicativo PSIM.



Fonte: Adaptado de Crispim (2018).

Por outro lado, o VSC é uma comutação forçada e o lado CC é caracterizado por conversor fonte de tensão, conforme visto na Figura 8 (que é o conversor utilizado neste trabalho).

Figura 8 – Montagem do *Voltage Source Converters* pelo aplicativo PSIM.



Fonte: Adaptado de Crispim (2018).

3.7 TIPOS DE CONTROLADORES

O controle de geradores eólicos de indução tem sido objeto de extensa pesquisa nas últimas décadas, para melhorar a eficiência e a confiabilidade dos sistemas. Há várias técnicas de controle utilizadas em *SCIG* (Azevedo, 2021), entretanto o estudo tem como foco o método vetorial de Controle Orientado a Campo (do inglês, *Field Oriented Control - FOC*).

A técnica *FOC* tem os controladores lineares e o controle das componentes de tensão

usam a modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation - PWM*) (Wang *et al.*, 2018). O método utiliza controle vetorial de maneira a controlar a amplitude, a frequência e a posição do vetor tensão, vetor corrente e vetor fluxo.

Wang *et al.* (2018) realizaram uma comparação teórica e experimental entre *FOC*, *DTC* (do inglês, *Direct Torque Control*) e *FS-MPC* (do inglês, *Finite Set Model Predictive Control*) para um motor de indução em gaiola de esquilo. As estratégias comparadas possuem diferenças entre si, nas quais o *FOC* possui um controle linear e o *DTC* e o *FS - MPC* não linear. No mercado o *FOC* e o *DTC* já são estratégias consolidadas pela indústria para acionamentos de alta performance, enquanto o *FS-MPC* é novo, porém possui um *design* mais simples. Os resultados mostraram que embora sejam métodos diferentes, os desempenhos são bons em caso de velocidade com ou sem carga. Alguns pontos negativos devem ser considerados como a análise foi limitada a condições específicas, sem explorar cenários industriais complexos, como variações térmicas ou transitórias. Além disso, limitações conhecidas do *DTC* (como flutuações de torque) e desafios do *FOC* em sistemas altamente não lineares não foram detalhados, restringindo a abrangência das conclusões.

Azevedo, Barros e Cunha (2019) efetuaram uma comparação de um PI – Proporcional Integral tradicional e um *MRAC* (do inglês, *Model Reference Adaptive Controller*) para uma montagem com um *SCIG* conectado ao conversor *back-to-back*. A estratégia trabalhada do controle vetorial direto é alcançada pela Transformada de Park para um referencial de fluxo estático. O *MRAC* obteve uma boa atuação, todavia a sua resposta ao transiente é lenta e tardia no estado estacionário para incerteza, diferente do PI tradicional, com um bom desempenho tanto para o transiente e como o estado estacionário independente da incerteza. Apesar dos resultados o *MRAC* pode ser usado em casos de incerteza, apenas tem que aplicar uma estrutura de estado variável, de modo aumentar a sua complexidade, todo o processo ocorreu com o *software* MATLAB. Além disso, a análise destaca as limitações do *MRAC* em termos de lentidão no transiente e resposta tardia no estado estacionário sob incertezas, mas não explora em profundidade como a adição de uma estrutura de estado variável poderia impactar seu desempenho, custos e viabilidade prática.

Em Rezkallah *et al.* (2012) utilizaram um controle orientado a campo para um *SCIG* acionado a um conversor *back-to-back*. O controle vetorial utilizou o referencial estacionário. Para realizar a verificação do sistema ocorreu pelo *software* MATLAB, em que a tensão e a frequência são mantidas constantes para as variações das cargas e das velocidades do vento. O controle conseguiu manter a potência reativa do gerador, de modo geral o controle teve bons

resultados. A análise foi limitada a simulações no *software* MATLAB, sem considerar a validação experimental ou fatores práticos como perdas, ruído e robustez em condições reais de operação. Além disso, a manutenção da tensão e frequência constantes não reflete totalmente as condições dinâmicas de sistemas eólicos reais, onde variações mais significativas poderiam impactar o desempenho do controle. A ausência de uma comparação com outras estratégias de controle também restringe a análise de seu potencial em diferentes cenários.

Azevedo (2021) procedeu uma comparação de cinco estratégias de controle para o gerador *SCIG* em uma configuração do tipo IV, sendo eles: o controle direto de torque, o controle orientado pelo campo estatórico, o controle orientado direto pelo campo rotórico, o controle de escorregamento do fluxo estatórico e o controle de escorregamento do fluxo rotórico. A proposta do trabalho é obter a estratégia de controle que tenha o melhor desempenho em rastreamento de ponto de máxima potência, harmônica, corrente de partida e resposta dinâmica. Por meio disso, são realizadas simulações com o intuito de averiguar a melhor atuação entre os controlados. Os resultados apontam para o controlador que obteve os melhores índices, sendo o controle orientado pelo campo estatórico, apenas não tendo um bom desempenho na corrente de partida.

Dumnic *et al.* (2015) apresentam um trabalho envolvendo o *IFOC* e um *SCIG* para um sistema de conversão de energia eólica, com o referencial fluxo estatórico. O foco é melhorar a confiabilidade e a eficiência do *WECS* (do inglês, *Wind energy conversion systems*) e utilizar a Inteligência Artificial para estimar a velocidade que seria usada para rastreamento de ponto de máxima potência, além de não possuir sensor de velocidade. Para realizar os testes de simulação é utilizado MATLAB e os experimentos práticos seguiram por um protótipo avançado de um laboratório de *WECS*. Os resultados mostraram respostas dinâmicas bem satisfatórias e adequadas para uma aplicação comercial. Vale destacar que a ausência de comparação direta com outras metodologias de controle também restringe a avaliação do desempenho do sistema em relação a alternativas já consolidadas. Finalmente, a complexidade adicional trazida pela Inteligência Artificial não é amplamente discutida em termos de custo-benefício para aplicações comerciais.

No trabalho de Lima, Rosa e Fumagalli (2012), o conversor *back-to-back* teve o lado do gerador controlado por um *IFOC* para o controle do rotor, como o referencial rotórico, enquanto o lado da rede é controlado com *VOC* (do inglês, *Voltage Oriented Control*). O objetivo é que o *IFOC* fosse responsável por um alto desempenho dinâmico do gerador, além de sincronizar a corrente injetada na rede com a tensão na rede e o *VOC* garantir também uma qualidade elevada

na injeção de corrente na rede. Essa tática assegura que o conversor alcance um fator de potência unitário e controle tensões no *DC link*, regule a distorção harmônica e domine o quanto de energia ativa e reativa é inserida na rede. Os resultados são alcançados pelo *software* MATLAB e para testes práticos uma bancada experimental foi construída. Na simulação notou-se uma qualidade na questão de corrente injetada em ambos os lados com um controlador PI, porém a parte prática não chegou a ser concluída.

Mehdi *et al.* (2013) retratam o CA/CC/CA (*back-to-back*) em união com um *SCIG* numa topologia de geração eólica, de modo que o conversor lateral da turbina é controlado por um *IFOC*, com o referencial estacionário, e a banda da rede é controlada e comparada por um *VOC* e *DPC* (do inglês, *Direct Power Control*), de maneira que o *DPC* é baseado no controle direto de torque. O propósito é realizar uma comparação com os controladores *VOC* e *DPC* para melhorar o fator de potência total e a eficiência do conversor *back-to-back*. Para alcançar tais semelhanças, no principal ponto conduziu-se para o controle direto da potência ativa e reativa do conversor, além da técnica de controle indireto orientado a tensões. Os resultados são obtidos pelo *software* MATLAB e expôs que ambos os casos possuem um desempenho satisfatório, entretanto como o sistema de conversão do vento precisa de robustez e respostas dinâmicas nas quais suportam mudanças grosseiras da velocidade do vento, o *DPC* é mais recomendado quando combinado com o *DPC-SVM*.

Sousa (2023) em seu trabalho, trouxe além das simulações no aplicativo MATLAB, uma bancada experimental com um *SCIG* e um conversor *back-to-back*. O controle vetorial é feito através do campo indireto pelo fluxo do rotor, na qual usa a Transformação de Park, de modo a controlar o fluxo do rotor e o torque eletromagnético do gerador. Após as simulações, os testes iniciaram na bancada que se mostrou tão rápida e eficaz como nas simulações.

Santos *et al.* (2020), trazem uma proposta de controle de potências ativas e reativas para sistemas de geração eólica com um gerador de indução trifásico com rotor gaiola de esquilo e um conversor *back-to-back*, no referencial estacionário. O primeiro controle apresentado é o do lado da rede CC-CA, controlando a tensão do barramento CC e a corrente injetada na rede. Os resultados da simulação mostraram bons resultados com as tensões do barramento CC estáveis, mesmo com as variações da velocidade do gerador e para as correntes. Em seguida o controle do lado do gerador CA-CC, de maneira que as correntes são controladas com o controle vetorial indireto. Com a união de ambos os controles é possível observar a potência ativa entregue à rede, e com isso o aumento da velocidade do gerador levou a um aumento de energia fornecida para a rede.

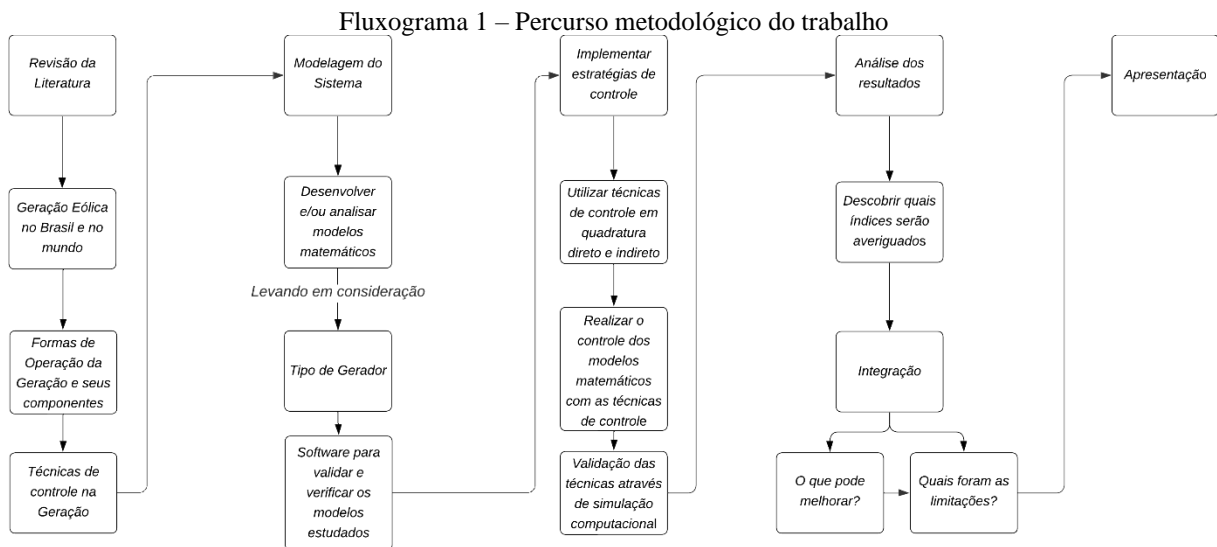
Martins (2018) abrange no sistema de geração eólica um *SCIG*, de modo que o gerador é conectado à rede por um conversor *back-to-back* através dos terminais do estator. O controle do lado do gerador vetorial em relação às variáveis do rotor, controladamente por meio das referências de torque e corrente magnética. Já o lado da rede o controle tinha como foco as potências e a estabilidade da tensão do barramento CC, também houve uma comparação entre os filtros, o L e o LCL, usados para conectar o conversor à rede. O controle do lado do gerador obteve um ótimo desempenho sobre as três etapas: o observador de fluxo, o controle vetorial e o sistema de controle de corrente. A principal vantagem desse controlador é controlar o gerador pelo torque e a corrente de magnetização, afinal não é possível ter acesso às correntes do rotor. Por outro lado, a desvantagem recai nos controladores de sistema de corrente, o que pode causar respostas indesejadas em uma montagem prática, pois o método usa a anulação de polos, o qual leva a uma resistência e indutância variando com o tempo.

Nesta seção apresenta a revisão de literatura sobre a aplicação do *FOC* em sistemas de geração eólica com *SCIG* conectados a conversores *back-to-back*. Essa configuração se destaca por seu baixo custo por quilowatt, simplicidade estrutural e ampla faixa de operação em potência e velocidade (Mishra e Saha, 2020). O objetivo deste trabalho é avaliar o desempenho dos controles vetorial direto e indireto com o referencial fluxo rotórico, buscando a melhor solução para projetos de geração eólica. Afinal integração do conversor *back-to-back* elimina limitações do *SCIG*, como a falta de controle sobre a potência ativa e reativa, oferecendo desempenho similar ao *PMSG* sem a dependência de materiais caros e de alto impacto ambiental. Além disso, supera os desafios do *DFIG*, eliminando escovas e anéis deslizantes, o que reduz custos de manutenção e aumenta a confiabilidade (Konstantopoulos e Alexandridis, 2014).

Portanto, o *SCIG* com conversor *back-to-back* se apresenta como uma solução promissora, combinando eficiência, baixos custos e menor impacto ambiental, embora sejam necessários mais estudos experimentais para validar seu desempenho em condições reais.

4 METODOLOGIA

Este trabalho visa uma abordagem quantitativa, através da modelagem de um sistema de geração eólica, de modo a comparar os controles vetoriais em quadratura direto e indireto no referencial fluxo rotórico, por meio de uma pesquisa aplicada em práticas de simulação para soluções de problemas reais da geração. Os objetivos são voltados para uma pesquisa exploratória, de forma a agregar de maneira simples a comparação dos dois controladores por levantamento bibliográfico e coleta de dados pelo simulador PSIM. O processo é feito por uma pesquisa com o foco em compreender e mostrar as causas e efeitos de ambos os controladores. A metodologia do trabalho seguiu conforme o Fluxograma 1.



Fonte: Autoria Própria (2024).

- a) **Revisão da literatura:** é inicialmente realizada uma revisão abrangente da literatura sobre a geração de energia eólica no Brasil e no mundo, situação atual e perspectivas futuras em revistas especializadas na área, bases de conhecimento governamentais e instituições internacionais. O objetivo é contextualizar o trabalho na realidade atual. Em seguida, a pesquisa na literatura foca em quais componentes são usados, os tipos de turbinas e os geradores que a montagem da geração eólica pode utilizar. Por fim, houve uma exploração de trabalhos acadêmicos, artigos científicos, livros com o foco em formas de operação da geração, o tipo de conversor e técnicas de controles usadas de maneira a obter uma compreensão sólida do estado da arte nessa área.
- b) **Modelagem do sistema:** consistiu em desenvolver o modelo matemático de uma máquina de indução, por meio de estudos já realizados para obter a modelagem da máquina. O

objetivo é transformar uma máquina trifásica em uma máquina bifásica, para que o desenvolvimento do controle fosse mais fácil. Desta forma, a modelagem segue com o primeiro passo em obter as expressões da máquina de indução trifásica e depois a modelagem primitiva, usando como base Barros e Barros (2017) e Jacobina (2005). Como o sistema obtido pela modelagem primitiva não é linear, portanto, mais complexo, o foco é realizar uma transformação bifásica genérica, sendo ela linear e mais didática para realizar os controles, conforme os estudos de Sousa (2023), Barros e Barros (2017), Alves (2017) e Jacobina (2005). De modo geral, um sistema que antes é representado por 3 fases, é agora com apenas 2 fases.

- c) Implementação das estratégias de controle analiticamente e validação por simulação: trata-se de analisar as técnicas de controle com transformação bifásica com o referencial fluxo rotórico, escolhido por possuir a velocidade igual à velocidade síncrona. Na primeira parte é o controle das correntes, para obter um regulador ideal para as correntes bifásicas, correntes responsáveis por mandar o sinal controlado para as correntes trifásicas do estator, (Azevedo, 2021; Azevedo; Barros; Cunha, 2019; Jacobina, 2005). Para projetar o regulador, também conhecido como controlador, o método empregado é por Alocação de Polos, com objetivo de controlar as correntes do gerador. Após o controle de correntes, o próximo passo é calcular o controle vetorial em quadratura direto e indireto. O método quadratura é escolhido por ser predominantemente vetorial e utilizar controladores com referencial de fluxo, com montagem em cascata. Salienta-se que as malhas de ambas as estratégias tem como foco as correntes bifásicas de referência, ou seja, o valor desejado. No direto dirigiu-se para além da malha de controle, mas também a malha de fluxo estimado, pois nessa montagem é necessário obter o fluxo estimado. No indireto o desenvolvimento é mais simples, pois não é necessário um regulador para parte do fluxo. Ambas as estratégias se seguiram com controladores projetados através do método Alocação de Polos. Além disso, ambas têm o controle para a parte da velocidade do rotor. As técnicas são válidas por simulação computacional, pelos *softwares* PSIM e Scilab.
- d) Análise dos resultados das simulações: tem foco em avaliar o desempenho das estratégias de controle em termos de integração de energia eólica, com atenção nas correntes reais e correntes de referências/desejadas, além da velocidade do rotor. Verifica-se também as melhorias e limitações das técnicas de controle investigadas controle vetorial direto e indireto. Os dados são coletados pelo *software* PSIM, todavia a parte das figuras das

comparações dos controles são realizada pelo Scilab com os resultados do PSIM.

- e) Apresentação: finalização com a versão escrita do Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) que descreveu todas as etapas realizadas, os resultados obtidos e as conclusões alcançadas.

4.1 MODELAGEM PARA MÁQUINA DE INDUÇÃO

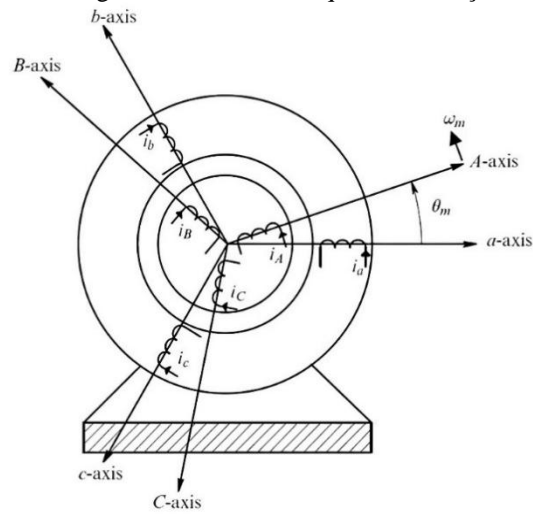
Nesta seção é apresentada a modelagem utilizada nas simulações sendo o modelo elétrico que se refere ao gerador. O modelo é aplicado e simulado no PSIM.

4.1.1 Expressões da Máquina de Indução Trifásica

O controle da máquina trifásica pelos circuitos elétricos acoplados é considerado trabalhoso, afinal, o acoplamento faz com que um eixo interfira no outro, ao se trabalhar com um eixo o outro também sofre modificação. Dessa forma, as transformações matemáticas são importantes em máquinas CA, de modo trabalhar com eixo desacoplados, um eixo não interfere no outro, (Ferreira; Barros; Silva, 2024; Jacobina, 2005).

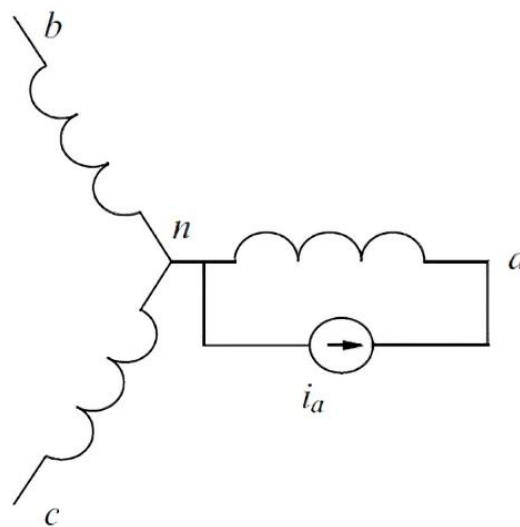
Para iniciar a modelagem é necessário obter as expressões da máquina trifásica. Assim, inicialmente, os enrolamentos estatóricos possuem distribuição senoidal, como na Figura 9. A distribuição senoidal refere-se à distribuição das bobinas, de maneira que a concentração de mais ou menos enrolamentos indicam a localização do eixo da primeira bobina (i_a), em que os enrolamentos do estator e arranjo dos fios é de 0° a 180° e 180° a 360° , (Martins, 2018; Umans, 2014; Chapman, 2013). Na Figura 9 é possível observar os enrolamentos do estator, representados por “abc” e os enrolamentos do rotor como sendo “ABC”.

Figura 9 – Diagrama elétrico da máquina de indução trifásica.



Fonte: Adaptado de Chapman (2013).

Figura 10 – Representação dos enrolamentos do estator (rotor aberto).



Fonte: Adaptado de Chapman (2013).

O primeiro passo é obter as indutâncias estatóricas com o circuito do rotor aberto. Como pode ser observado na Figura 10, no qual o neutro é desconectado e é considerando apenas alimentação da fase “a” (Sousa, 2023; Martins, 2018).

$$L_{sa} = \frac{\lambda_a}{i_a} = \frac{\lambda_{ls}}{i_a} + \frac{\lambda_m}{i_a} = L_{ls} + L_m. \quad (1)$$

Em que

L_{sa} - indutância própria;

λ_a - fluxo concatenado;

i_a - corrente na fase “a”;

λ_{ls} - fluxo disperso e L_{ls} - indutância dispersão;

λ_m - fluxo magnético e L_m - indutância de magnetização.

Multiplicando tudo por i_a , a indutância própria no estator com o rotor aberto tem o fluxo total concatenado na fase “a”, como sendo indicado com a expressão abaixo

$$\lambda_a = \lambda_{ls} + \lambda_m = L_{ls}i_a + L_m i_a = L_{sa}i_a. \quad (2)$$

Logo, indutância própria de uma bobina do estator (Sousa, 2023; Martins, 2018), obtém-se

$$L_s = L_{ls} + L_m. \quad (3)$$

Assim como as Equações 2 e 3 para as indutâncias do rotor com o estator aberto com um número de enrolamento do estator igual, tem-se na fase “a” indutância própria é

$$L_{rA}i_A = L_{lr}i_A + L_m i_A. \quad (4)$$

Indutância própria de uma bobina do rotor é

$$L_r = L_{lr} + L_m. \quad (5)$$

A indutância mútua de “a” e “b” do estator (rotor aberto), podem ser representadas como L_{ab} .

$$L_{ab} = \left. \frac{\lambda_b}{i_a} \right|_{i_b=i_c=0}. \quad (6)$$

O fluxo concatenado do enrolamento “b” é calculado a partir do fluxo concatenado de λ_a .

$$\lambda_{b(i_a)} = \lambda_a \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2}\lambda_a. \quad (7)$$

E a indutância mútua com a magnetização.

$$L_{ab} = -\frac{1}{2}L_{m,1F}. \quad (8)$$

Em que:

$L_{m,1F}$ - indutância de magnetização para a fase 1.

Para calcular o fluxo de magnetização total é necessário que a soma das correntes seja zero, mostrado na Equação 9.

$$\lambda_{a(i_a+i_b+i_c=0)} = L_{m,1F}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c. \quad (9)$$

A indutância de magnetização é calculada pela Equação 10.

$$L_m = \frac{3}{2} \cdot \frac{\pi\mu_0 r l}{l_g} \cdot \left(\frac{N_s}{p}\right)^2. \quad (10)$$

Em que:

μ_0 - permeabilidade magnética do vácuo;

r - raio do comprimento médio do entreferro;

l - comprimento do percurso do fluxo magnético do estator;

l_g - comprimento do entreferro;

N_s - número de espiras do enrolamento do estator;

p - número de pares de polos.

Em casos de indutâncias mútuas de estator-rotor.

$$L_{aA} = L_{m,1F} \cos(\theta_m). \quad (11)$$

L_{aA} - indutância mútua estator-rotor;

Vale ressaltar que a expressão de indutância mútua estator-rotor para a fase “a” e fase “A” é válida para as demais fases da máquina.

Como já visto na Equação 2, agora é o fluxo concatenado do estator (rotor aberto) com a multiplicação da posição geométrica, no caso da máquina CA com defasagem de 120°, (Sousa, 2023; Martins, 2018).

$$[\lambda_a, i_s = L_{ls}i_a(t) + L_m i_a(t)] \cdot e^{j0}; \quad (12)$$

$$[\lambda_b, i_s = L_{ls}i_b(t) + L_m i_b(t)] \cdot e^{\frac{j2\pi}{3}}; \quad (13)$$

$$[\lambda_c, i_s = L_{ls}i_c(t) + L_m i_c(t)] \cdot e^{\frac{j4\pi}{3}}. \quad (14)$$

Reunindo as Equações 12, 13 e 14 ficam no formato vetor espacial.

$$\overrightarrow{\lambda_{s,ls}}(t) = L_{ls}\overrightarrow{I_s}(t) + L_m\overrightarrow{I_s}(t) = L_s\overrightarrow{I_s}(t). \quad (15)$$

Em que $\overrightarrow{I_s}(t)$

$$\overrightarrow{I_s}(t) = \overrightarrow{i_a}(t)e^{j0} + \overrightarrow{i_b}(t)e^{\frac{j2\pi}{3}} + \overrightarrow{i_c}(t)e^{\frac{j4\pi}{3}}. \quad (16)$$

E $\overrightarrow{\lambda_s}(t)$

$$\overrightarrow{\lambda_s}(t) = \overrightarrow{\lambda_a}(t)e^{j0} + \overrightarrow{\lambda_b}(t)e^{\frac{j2\pi}{3}} + \overrightarrow{\lambda_c}(t)e^{\frac{j4\pi}{3}}. \quad (17)$$

E em formato vetor espacial de forma análoga a Equação 15.

$$\overrightarrow{\lambda_{r,lr}}(t) = L_{lr}\overrightarrow{I_r}(t) + L_m\overrightarrow{I_r}(t) = L_r\overrightarrow{I_r}(t). \quad (18)$$

Agora o caso do vetor fluxo concatenado estator-rotor, ou seja, ambos são sendo alimentados ao mesmo tempo, nessa situação é somado uma indutância mútua entre uma bobina do estator e uma do rotor (M_{sr}) vezes o vetor corrente do rotor ($\overrightarrow{i_r}(t)$) na Equação 15, (Sousa, 2023; Martins, 2018).

$$\overrightarrow{\lambda_s}(t) = L_s\overrightarrow{I_s}(t) + M_{sr}\overrightarrow{I_r}(t). \quad (19)$$

O mesmo para o vetor fluxo concatenado do rotor.

$$\vec{\lambda}_r(t) = M_{rs}\vec{I}_s(t) + L_r\vec{I}_r(t). \quad (20)$$

E por fim, as tensões do estator, em que é a soma da queda de tensão na resistência $[R_s i_a(t)]$ mais a derivada do fluxo da bobina trabalhada (Sousa, 2023; Martins, 2018).

$$\left[v_a(t) = R_s i_a(t) + \frac{d\lambda_a(t)}{dt} \right] \cdot e^{j0}; \quad (21)$$

$$\left[v_b(t) = R_s i_b(t) + \frac{d\lambda_b(t)}{dt} \right] \cdot e^{\frac{j2\pi}{3}}; \quad (22)$$

$$\left[v_c(t) = R_s i_c(t) + \frac{d\lambda_c(t)}{dt} \right] \cdot e^{\frac{j4\pi}{3}}. \quad (23)$$

Reunindo as Equações 21, 22 e 23 é possível chegar em uma representação de espaço vetorial, conforme Sousa (2023) e Martins (2018).

$$\vec{V}_s(t) = R_s \vec{I}_s(t) + \frac{d\vec{\lambda}_s(t)}{dt}. \quad (24)$$

Em que $\vec{V}_s(t)$ é

$$\vec{V}_s(t) = \vec{v}_a(t)e^{j0} + \vec{v}_b(t)e^{\frac{j2\pi}{3}} + \vec{v}_c(t)e^{\frac{j4\pi}{3}}. \quad (25)$$

De maneira similar as tensões do rotor são similares à Equação 24, tem-se

$$\vec{V}_r(t) = R_r \vec{I}_r(t) + \frac{d\vec{\lambda}_r(t)}{dt}. \quad (26)$$

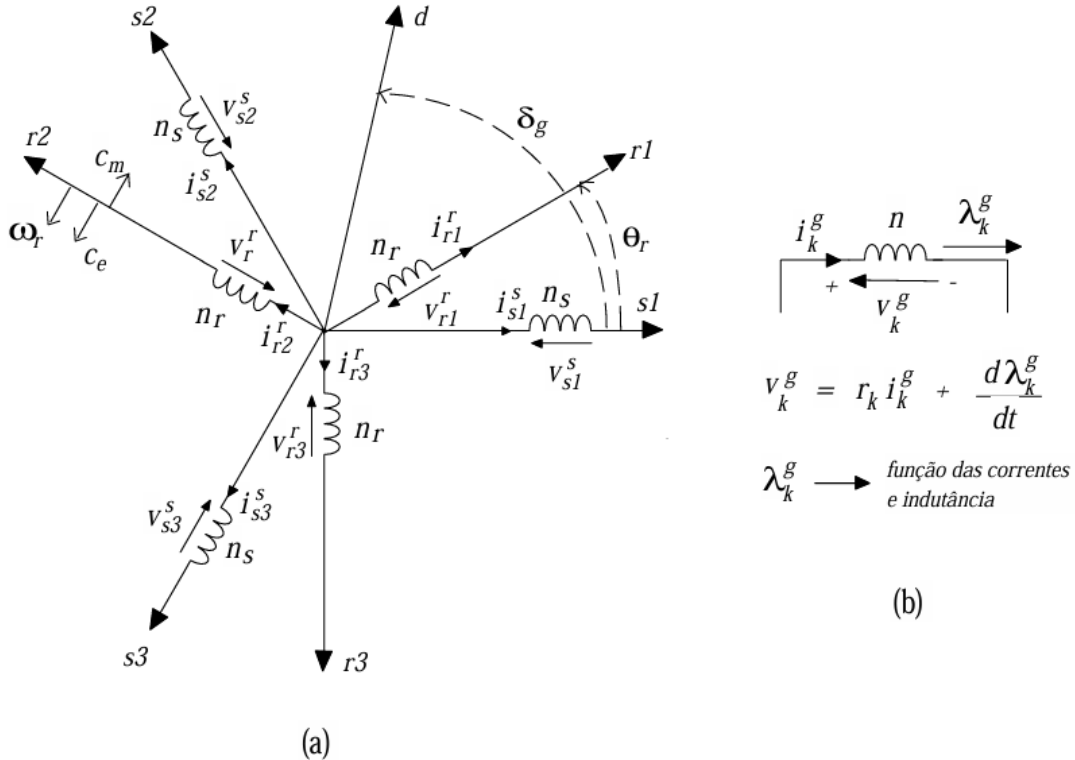
4.1.2 Modelagem Primitiva da Máquina de Indução Trifásica

Após as expressões da máquina trifásica é realizado o cálculo da modelagem primitiva, seguindo o modelo da Figura 11, com as seguintes condições e hipóteses, (Barros; Barros, 2017; Jacobina, 2005):

- Três fases idênticas no estator com índices s1, s2 e s3 e três fases idênticas no rotor com índices r1, r2 e r3;
- Ângulos elétricos entre enrolamentos do estator ou rotor iguais a $2\pi/3$ rad;
- Correntes positivas geram fluxos positivos no sentido do eixo como na Figura 11;
- Convenção receptor;
- Máquina bipolar, ou seja, $P = 1$, no qual significa que o P é a quantidade de pares de polos e não o número de polos, dessa forma o multipolar é: $\theta_r = P\theta_m$;
- Distribuição senoidal do fluxo magnético no entreferro;
- Entreferro constante: máquina de polos lisos;

- Máquina não saturada, ou seja, W' (coenergia) = W (energia) e por conseguinte o conjugado
 $\dot{e}: c_e = dW/d\theta_m$.

Figura 11 – (a) Máquina simétrica CA e (b) Convenções usadas para as grandezas de um enrolamento.



Fonte: Jacobina, 2005.

Notações para as variáveis, para um o seguinte exemplo

$$X_y^z$$

Tem-se que X - variável da máquina (tensão, corrente, fluxo e outros), y - localização física da variável (rotor, estator, enrolamento e outros) e z - referencial da variável. Assim, trocando as nomenclaturas das expressões para indicar as fases “abc” e “ABC” por “123”, (Barros; Barros, 2017; Jacobina, 2005):

$v_s^s, v_r^r; i_s^s, i_r^r$ e λ_s^s, λ_r^r : tensões, correntes e fluxos nos enrolamentos do estator e rotor, respectivamente.

L_s, L_r : indutância própria de um enrolamento do estator e do rotor, respectivamente. De modo que $L_s = L_{s1} = L_{s2} = L_{s3}$ e $L_r = L_{r1} = L_{r2} = L_{r3}$.

M_s, M_r : indutância mútua entre dois enrolamentos do estator e indutância mútua entre dois enrolamentos do rotor, respectivamente. De forma que $M_s = M_{s12} = M_{s23} = M_{s31}$ e $M_r = M_{r12} = M_{r23} = M_{r31}$.

$M_{sr} \cos(\theta_i)$: indutância mútua entre um enrolamento do estator e um do rotor que são separadas por o ângulo θ_i .

$M_{rs} \cos(\theta_i)$: indutância mútua entre um enrolamento do rotor e um do estator que são separadas por o ângulo θ_i .

R_s, R_r : resistências de um enrolamento do estator e do rotor, respectivamente. De modo que $R_s = R_{s1} = R_{s2} = R_{s3}$ e $R_r = R_{r1} = R_{r2} = R_{r3}$.

Expressões dos fluxos

Com dito anteriormente, os eixos são acoplados e por isso as indutâncias mútuas dos outros enrolamentos também interferem no processo da Equação 19. Uma das condições é a máquina não saturada, ou seja, para obter o fluxo total de um enrolamento, basta somar os fluxos parciais. Analisando o estator com alimentação também no rotor e o eixo acoplado, as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e as indutâncias mútuas com os enrolamentos do rotor aparecem separados com a defasagem de 120° , (Sousa, 2023; Barros; Barros, 2017; Alves, 2017; Jacobina, 2005), como indicado

$$\lambda_{s1}^s = L_s i_{s1}^s + M_s i_{s2}^s + M_s i_{s3}^s + M_{sr} \cos(\theta_r) i_{r1}^r + M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) i_{r2}^r + M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) i_{r3}^r \quad (27)$$

$$\lambda_{s2}^s = M_s i_{s1}^s + L_s i_{s2}^s + M_s i_{s3}^s + M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) i_{r1}^r + M_{sr} \cos(\theta_r) i_{r2}^r + M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) i_{r3}^r \quad (28)$$

$$\lambda_{s3}^s = M_s i_{s1}^s + M_s i_{s2}^s + L_s i_{s3}^s + M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) i_{r1}^r + M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) i_{r2}^r + M_{sr} \cos(\theta_r) i_{r3}^r \quad (29)$$

Em que θ_r - posição angular elétrica do rotor. Para o rotor é similar ao do estator, vem as

$$\lambda_{r1}^r = M_{rs} \cos(\theta_r) i_{s1}^s + M_{rs} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) i_{s2}^s + M_{rs} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) i_{s3}^s + L_r i_{r1}^r + M_r i_{r2}^r + M_r i_{r3}^r \quad (30)$$

$$\lambda_{r2}^r = M_{rs} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) i_{s1}^s + M_{rs} \cos(\theta_r) i_{s2}^s + M_{rs} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) i_{s3}^s + M_r i_{r1}^r + L_r i_{r2}^r + M_r i_{r3}^r \quad (31)$$

$$\lambda_{r3}^r = M_{rs} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) i_{s1}^s + M_{rs} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) i_{s2}^s + M_{rs} \cos(\theta_r) i_{s3}^s + M_r i_{r1}^r + M_r i_{r2}^r + L_r i_{r3}^r \quad (32)$$

Transformando as Equações 27, 28 e 29 em forma matricial, fica

$$[\lambda_s^s] = [L_{ss}][I_s^s] + [M_{sr}][I_r^r]. \quad (33)$$

Em que

$$[\lambda_s^s] = \begin{bmatrix} \lambda_{s1}^s \\ \lambda_{s2}^s \\ \lambda_{s3}^s \end{bmatrix}, [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, [I_s^s] = \begin{bmatrix} i_{s1}^s \\ i_{s2}^s \\ i_{s3}^s \end{bmatrix}, [I_r^r] = \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \end{bmatrix}.$$

E

$$[M_{sr}] = M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}.$$

Analogicamente a Equação 33 o rotor é

$$[\lambda_r^r] = [M_{rs}][I_s^s] + [L_{rr}][I_r^r]. \quad (34)$$

Em que

$$[\lambda_r^r] = \begin{bmatrix} \lambda_{r1}^r \\ \lambda_{r2}^r \\ \lambda_{r3}^r \end{bmatrix}, [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}.$$

E

$$[M_{rs}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}.$$

As matrizes $[L_{ss}]$ e $[L_{rr}]$ são simétricas e as matrizes $[M_{sr}]$ e $[M_{rs}]$ são circulares e transpostas uma da outra, ou seja, a coluna é igual a linha da outra.

Expressões das tensões

Com a condição de corrente positiva o fluxo também é positivo, por conseguinte tem-se uma tensão induzida (força magnetomotriz) conforme indicado a Equação 24, (Sousa, 2023; Barros; Barros, 2017; Alves, 2017; Jacobina, 2005).

Assim para cada fase do estator são indicados conforme

$$v_{s1}^s = R_s \cdot i_{s1}^s + \frac{d\lambda_{s1}^s}{dt}; \quad (35)$$

$$v_{s2}^s = R_s \cdot i_{s2}^s + \frac{d\lambda_{s2}^s}{dt}; \quad (36)$$

$$v_{s3}^s = R_s \cdot i_{s3}^s + \frac{d\lambda_{s3}^s}{dt}. \quad (37)$$

Forma matricial com união das Equações 35, 36 e 37, é

$$\begin{bmatrix} v_{s1}^s \\ v_{s2}^s \\ v_{s3}^s \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{s1}^s \\ i_{s2}^s \\ i_{s3}^s \end{bmatrix} + \frac{d[\lambda_s^s]}{dt}. \quad (38)$$

Substituindo na Equação 38 a Equação 33 e derivando as matrizes, nota-se que é necessário realizar a regra da cadeia, como indicado

$$\begin{bmatrix} v_{s1}^s \\ v_{s2}^s \\ v_{s3}^s \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{s1}^s \\ i_{s2}^s \\ i_{s3}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{s1}^s}{dt} \\ \frac{di_{s2}^s}{dt} \\ \frac{di_{s3}^s}{dt} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} \frac{di_{r1}^r}{dt} \\ \frac{di_{r2}^r}{dt} \\ \frac{di_{r3}^r}{dt} \end{bmatrix} + \omega_r \left[\frac{d[M_{sr}]}{d\theta_r} \right] \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \end{bmatrix}. \quad (39)$$

Em que a velocidade de rotação do rotor é $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$.

Reajustando a Equação 39

$$[V_s^s] = [R_s][I_s^s] + [L_{ss}] \frac{d[I_s^s]}{dt} + [M_{sr}] \frac{d[I_r^r]}{dt} + \omega_r \left[\frac{d[M_{sr}]}{d\theta_r} \right] [I_r^r]. \quad (40)$$

A simplificação da Equação 40 é

$$[V_s^s] = [R_s][I_s^s] + \frac{d[\lambda_s^s]}{dt}. \quad (41)$$

No qual

$$[V_s^s] = \begin{bmatrix} v_{s1}^s \\ v_{s2}^s \\ v_{s3}^s \end{bmatrix} \text{ e } [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}.$$

Realizando o cálculo da derivada que aparece na Equação 40, vem

$$\left[\frac{d[M_{sr}]}{d\theta_r} \right] = \begin{bmatrix} \frac{dM_{sr} \cos(\theta_r)}{d\theta_r} & \frac{dM_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)}{d\theta_r} & \frac{dM_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right)}{d\theta_r} \\ \frac{dM_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right)}{d\theta_r} & \frac{dM_{sr} \cos(\theta_r)}{d\theta_r} & \frac{dM_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)}{d\theta_r} \\ \frac{dM_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)}{d\theta_r} & \frac{dM_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right)}{d\theta_r} & \frac{dM_{sr} \cos(\theta_r)}{d\theta_r} \end{bmatrix}. \quad (42)$$

Resolvendo a primeira variável da primeira linha e coluna da Equação 42, tem-se o resultado

$$\frac{dM_{sr} \cos(\theta_r)}{d\theta_r} = -M_{sr} \cdot \sin \theta_r. \quad (43)$$

Resolvendo a segunda variável da primeira linha e segunda coluna da Equação 42, tem-se o resultado aplicando a regra da soma e subtração do cosseno, em

$$M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) = M_{sr} \left(\cos(\theta_r) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) - \sin(\theta_r) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right); \quad (44)$$

$$M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) = M_{sr} \left(-\frac{1}{2} \cos(\theta_r) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta_r)\right). \quad (45)$$

Agora realizando a derivada na Equação 45, vem que

$$M_{sr} \left(\frac{1}{2} \sin(\theta_r) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta_r)\right). \quad (46)$$

Fazendo o arcsin e arccos na Equação 46 para obter os ângulos positivos, tem-se

$$\sin^{-1}\left(\frac{1}{2}\right) = \frac{\pi}{6} = 30^\circ;$$

$$\cos^{-1}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right) = \frac{\pi}{6} = 30^\circ.$$

Adicionando na Equação 46 valores para o ângulo de 30° conforme o círculo trigonométrico, tem-se

$$-M_{sr} \left(-\sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin(\theta_r) + \cos(\theta_r) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)\right). \quad (47)$$

O resultado da Equação 47 é

$$-M_{sr} \left(\cos(\theta_r) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin(\theta_r)\right) = -M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{6}\right). \quad (48)$$

Resolvendo a terceira variável da primeira linha e terceira coluna da Equação 42, tem-se

$$M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) = M_{sr} \left(\cos(\theta_r) \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) - \sin(\theta_r) \cdot \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right)\right); \quad (49)$$

$$M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) = M_{sr} \left(-\frac{1}{2} \cos(\theta_r) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta_r)\right). \quad (50)$$

Agora realizando a derivada na Equação 50, o resultado é

$$M_{sr} \left(\frac{1}{2} \sin(\theta_r) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta_r)\right). \quad (51)$$

Fazendo o arcsin e arccos o ângulo também é de 30° . Assim adicionando na Equação 51 valores para o ângulo de 30° conforme o círculo trigonométrico, tem-se

$$M_{sr} \left(\sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin(\theta_r) + \cos(\theta_r) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)\right). \quad (52)$$

O resultado da Equação 52 é

$$M_{sr} \left(\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \cdot \cos(\theta_r) + \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin(\theta_r)\right) = M_{sr} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_r\right). \quad (53)$$

Após descobrir os valores das derivadas da Equação 43, Equação 48 e Equação 53 da primeira linha de Equação 52 basta distribuir pela matriz, resultando é

$$\left[\frac{d[M_{sr}]}{d\theta_r} \right] = \begin{bmatrix} -M_{sr} \sin(\theta_r) & -M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{6}\right) & M_{sr} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_r\right) \\ M_{sr} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_r\right) & -M_{sr} \sin(\theta_r) & -M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{6}\right) \\ -M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{6}\right) & M_{sr} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_r\right) & -M_{sr} \sin(\theta_r) \end{bmatrix}. \quad (54)$$

De forma análoga a Equação 39 as expressões das tensões do rotor, é

$$\begin{bmatrix} v_{r1}^r \\ v_{r2}^r \\ v_{r3}^r \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{r1}^r}{dt} \\ \frac{di_{r2}^r}{dt} \\ \frac{di_{r3}^r}{dt} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} \frac{di_{s1}^s}{dt} \\ \frac{di_{s2}^s}{dt} \\ \frac{di_{s3}^s}{dt} \end{bmatrix} + \omega_r \left[\frac{d[M_{rs}]}{d\theta_r} \right] \begin{bmatrix} i_{s1}^s \\ i_{s2}^s \\ i_{s3}^s \end{bmatrix}. \quad (55)$$

A simplificação da Equação 55 é

$$[V_r^r] = [R_r][I_r^r] + [L_{rr}] \frac{d[I_r^r]}{dt} + [M_{rs}] \frac{d[I_s^s]}{dt} + \omega_r \left[\frac{d[M_{rs}]}{d\theta_r} \right] [I_s^s]. \quad (56)$$

A redução da Equação 56 é

$$[V_r^r] = [R_r][I_r^r] + \frac{d[\lambda_r^r]}{dt}. \quad (57)$$

No qual

$$[V_r^r] = \begin{bmatrix} v_{r1}^r \\ v_{r2}^r \\ v_{r3}^r \end{bmatrix} e [R_s] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}.$$

Sabendo que a matriz $[M_{rs}]$ é transposta de $[M_{sr}]$, basta fazer a transposta da Equação 54, o resultado é

$$\left[\frac{d[M_{rs}]}{d\theta_r} \right] = \begin{bmatrix} -M_{rs} \sin(\theta_r) & M_{rs} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_r\right) & -M_{rs} \cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{6}\right) \\ -M_{rs} \cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{6}\right) & -M_{rs} \sin(\theta_r) & M_{rs} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_r\right) \\ M_{rs} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_r\right) & -M_{rs} \cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{6}\right) & -M_{rs} \sin(\theta_r) \end{bmatrix}. \quad (58)$$

Expressões dos conjugados

Para obter as expressões do conjugado do estator é necessário utilizar a equação geral da energia em sistemas eletromagnéticos (Sousa, 2023; Barros; Barros, 2017; Alves 2017; Jacobina, 2005), indica por

$$[W_s^s] = \frac{1}{2} [i_{s1}^s \quad i_{s2}^s \quad i_{s3}^s] \cdot [[L_{ss}][I_s^s] + [M_{sr}][I_r^r]]. \quad (59)$$

Em que

$$[W_s^s] = \begin{bmatrix} W_{s1}^s \\ W_{s2}^s \\ W_{s3}^s \end{bmatrix}.$$

Assim derivando a Equação 59 por θ_m , resulta

$$\frac{dW_s^s}{d\theta_m} = \frac{1}{2} [i_{s1}^s \quad i_{s2}^s \quad i_{s3}^s] \cdot \begin{bmatrix} [i_{s1}^s] \\ [i_{s2}^s] \\ [i_{s3}^s] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{dL_s}{d\theta_m} & \frac{dM_s}{d\theta_m} & \frac{dM_s}{d\theta_m} \\ \frac{dM_s}{d\theta_m} & \frac{dL_s}{d\theta_m} & \frac{dM_s}{d\theta_m} \\ \frac{dM_s}{d\theta_m} & \frac{dM_s}{d\theta_m} & \frac{dL_s}{d\theta_m} \end{bmatrix} + \left[\frac{d[M_{sr}]}{d\theta_m} \right] \cdot \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \end{bmatrix}. \quad (60)$$

Substituindo $c_e = \frac{dW}{d\theta_m}$ e $\theta_m = \frac{\theta_r}{P}$ na Equação 60, o resultado é

$$[C_{e_s}^s] = \frac{1}{2} [i_{s1}^s \quad i_{s2}^s \quad i_{s3}^s] \cdot \begin{bmatrix} [i_{s1}^s] \\ [i_{s2}^s] \\ [i_{s3}^s] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{dL_s}{d\theta_r} & \frac{dM_s}{d\theta_r} & \frac{dM_s}{d\theta_r} \\ \frac{dM_s}{d\theta_r} & \frac{dL_s}{d\theta_r} & \frac{dM_s}{d\theta_r} \\ \frac{dM_s}{d\theta_r} & \frac{dM_s}{d\theta_r} & \frac{dL_s}{d\theta_r} \end{bmatrix} + \left[\frac{d[M_{sr}]}{d\theta_r} \right] \cdot \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \end{bmatrix}; \quad (61)$$

$$[C_{e_s}^s] = \frac{1}{2} [i_{s1}^s \quad i_{s2}^s \quad i_{s3}^s] \cdot \begin{bmatrix} [i_{s1}^s] \\ [i_{s2}^s] \\ [i_{s3}^s] \end{bmatrix} \cdot P \cdot \begin{bmatrix} \frac{dL_s}{d\theta_r} & \frac{dM_s}{d\theta_r} & \frac{dM_s}{d\theta_r} \\ \frac{dM_s}{d\theta_r} & \frac{dL_s}{d\theta_r} & \frac{dM_s}{d\theta_r} \\ \frac{dM_s}{d\theta_r} & \frac{dM_s}{d\theta_r} & \frac{dL_s}{d\theta_r} \end{bmatrix} + P \cdot \left[\frac{d[M_{sr}]}{d\theta_r} \right] \cdot \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \end{bmatrix}; \quad (62)$$

$$[C_{e_s}^s] = \frac{P}{2} [i_{s1}^s \quad i_{s2}^s \quad i_{s3}^s] \cdot \begin{bmatrix} [i_{s1}^s] \\ [i_{s2}^s] \\ [i_{s3}^s] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{dL_s}{d\theta_r} & \frac{dM_s}{d\theta_r} & \frac{dM_s}{d\theta_r} \\ \frac{dM_s}{d\theta_r} & \frac{dL_s}{d\theta_r} & \frac{dM_s}{d\theta_r} \\ \frac{dM_s}{d\theta_r} & \frac{dM_s}{d\theta_r} & \frac{dL_s}{d\theta_r} \end{bmatrix} + \left[\frac{d[M_{sr}]}{d\theta_r} \right] \cdot \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \end{bmatrix}. \quad (63)$$

Como a matriz $[L_{ss}]$ não possui nenhuma variável com θ_r , é zero, e como $P = 1$, ou seja, quantidade de pares de polos, caso fosse número de polos seria $P/2$, como não é, tem-se

$$[C_{e_s}^s] = P \cdot [i_{s1}^s \quad i_{s2}^s \quad i_{s3}^s] \cdot \left[\frac{d[M_{sr}]}{d\theta_r} \right] \cdot \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \end{bmatrix}. \quad (64)$$

De forma similar a Equação 64, a expressão do conjugado do rotor é indicada em

$$[C_{e_r}^r] = P \cdot [i_{r1}^r \quad i_{r2}^r \quad i_{r3}^r] \cdot \left[\frac{d[M_{rs}]}{d\theta_r} \right] \cdot \begin{bmatrix} i_{s1}^s \\ i_{s2}^s \\ i_{s3}^s \end{bmatrix}. \quad (65)$$

Expressões das potências

Sabendo que a fórmula da potência é dada por $p = i^T \cdot v$, então a expressão da potência do estator expresso abaixo

$$[P_s^s] = [I_s^s] \cdot [V_s^s]. \quad (66)$$

Em que

$$[P_s^s] = \begin{bmatrix} p_{s1}^s \\ p_{s2}^s \\ p_{s3}^s \end{bmatrix}.$$

Análogo a Equação 66, a expressão da potência do rotor.

$$[P_r^r] = [I_r^r] \cdot [V_r^r]. \quad (67)$$

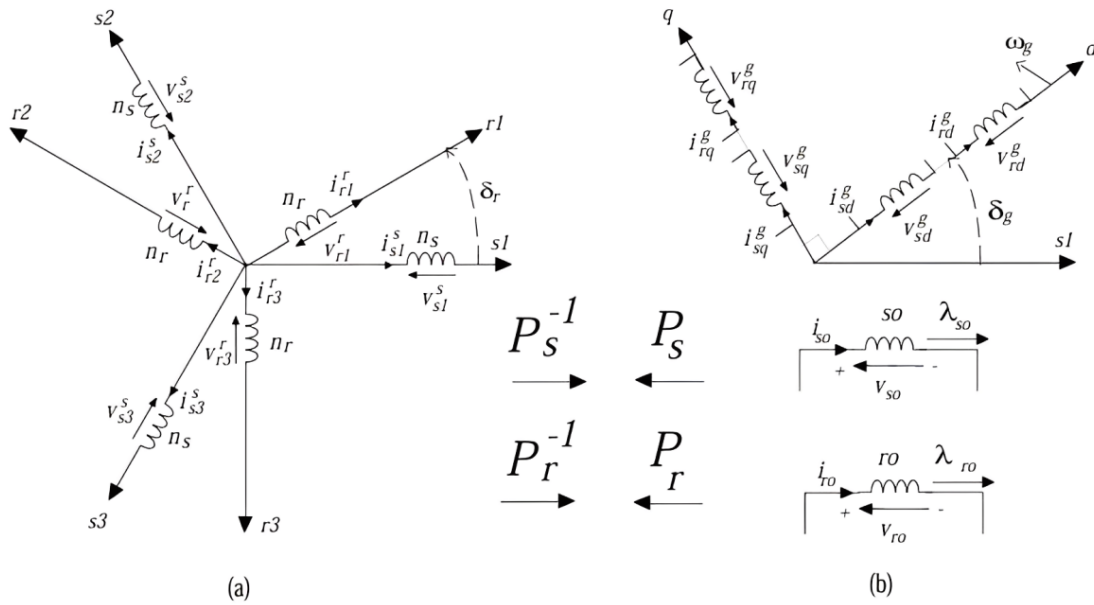
Em que

$$[P_r^r] = \begin{bmatrix} p_{r1}^r \\ p_{r2}^r \\ p_{r3}^r \end{bmatrix}.$$

4.1.3 Modelagem da Máquina de Indução Bifásica

Na modelagem trifásica as indutâncias mútuas variam no tempo e isso significa que o sistema é não linear. Quando um sistema é não linear para conseguir o controle é um problema, além de ser extremamente complexo. Dessa forma, para realizar o controle de maneira mais didática, antes ocorre uma transformação de trifásico para bifásico, em que um sistema antes “123” passa a ser “dq”. A transformação de referencial “dq” é linear e tem como foco a simplificação da máquina CA, conforme a Figura 12. Se trabalhada na forma Conservativa de Potência, em que as grandezas são constantes, e o referencial é genérico, (Sousa, 2023; Barros; Barros, 2017; Alves 2017; Jacobina, 2005).

Figura 12 – Modelo esquemático da transformação trifásica (a) e bifásica (b).



Fonte: Jacobina, 2005.

A Modelagem da máquina CA é simplificada pela seguinte expressão

$$[X_{123}] = [P] \cdot [X_{0dq}]. \quad (68)$$

Em que a matriz $[X_{123}]$ é a variável no sistema trifásico e a matriz $[X_{0dq}]$ é a nova variável no sistema bifásico. Já $[P]$ é uma matriz regular de transformação linear, nela o argumento δ_g é substituído pelo ângulo do referencial que ocorre o controle. Para o estator e o rotor a matriz regular é diferente, (Sousa, 2023; Barros; Barros, 2017; Alves 2017; Jacobina, 2005), da seguinte maneira

$$[X_{s123}^s] = [P_s] \cdot [X_{s0dq}^g] \text{ e } [X_{r123}^r] = [P_r] \cdot [X_{r0dq}^g].$$

Em que

$$[X_{s0dq}^g] = \begin{bmatrix} x_{s0} \\ x_{sd}^g \\ x_{sq}^g \end{bmatrix} \text{ e } [X_{r0dq}^g] = \begin{bmatrix} x_{r0} \\ x_{rd}^g \\ x_{rq}^g \end{bmatrix}.$$

O "g" define o referencial genérico dos eixos "0dq", em que "0" - eixo homopolar, "d" - eixo direto e "q" - eixo quadratura. Para a transformação de estator $g = s$, rotor $g = r$ e campo girante $g = c$. As Equações 69 e 70 são adequadas para alcançar a representação "0dq" é definida por Sousa (2023), Barros e Barros (2017), Alves (2017) e Jacobina (2005), como sendo

$$[P_s] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1}{2}} \cos(\delta_g) & -\sin(\delta_g) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} \cos\left(\delta_g - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\delta_g - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} \cos\left(\delta_g - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\delta_g - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}; \quad (69)$$

$$[P_r] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1}{2}} \cos(\delta_g - \theta_r) & -\sin(\delta_g - \theta_r) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} \cos\left(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} \cos\left(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}. \quad (70)$$

Cujas matrizes inversas de $[P_s]$ e $[P_r]$ são iguais as suas matrizes transpostas, ou seja, matrizes ortogonais.

Expressões dos fluxos 0dq

Com a expressão dos fluxos estaróricos Equação 33 e a Equação 68 de conversão, (Azevedo; Barros; Cunha, 2019; Jacobina, 2005), tem-se que

$$[P_s][\lambda_{s0dq}^g] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} [P_s][I_{s0dq}^g] + [M_{sr}][P_r][I_{r0dq}^g]. \quad (71)$$

Em que

$$[\lambda_{s0dq}^g] = \begin{bmatrix} \lambda_{s0} \\ \lambda_{sd} \\ \lambda_{sq} \end{bmatrix}, [I_{s0dq}^g] = \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}, [I_{r0dq}^g] = \begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}.$$

Multiplicando ambos os lados da Equação 71 por $[P_s]^{-1}$ resulta em

$$[P_s][\lambda_{s0dq}^g][P_s]^{-1} = [P_s]^{-1} \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} [P_s][I_{s0dq}^g] + [P_s]^{-1}[M_{sr}][P_r][I_{r0dq}^g]. \quad (72)$$

Realizando a separação da Equação 72 em

$$[P_s][\lambda_{s0dq}^g][P_s]^{-1}; \quad (73)$$

$$[P_s]^{-1} \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} [P_s] [I_{s0dq}^g]; \quad (74)$$

$$[P_s]^{-1} [M_{sr}] [P_r] [I_{r0dq}^g]. \quad (75)$$

Resolvendo Equação 73, 74 e 75, primeiro passo é realizar a inversa da Equação 69, o que resulta é

$$[P_s]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\delta_g) & \cos\left(\delta_g - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\delta_g - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\delta_g) & -\sin\left(\delta_g - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\delta_g - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}. \quad (76)$$

Tem-se que a Equação 73 tem o resultado

$$[P_s] [\lambda_{s0dq}^g] [P_s]^{-1} = \begin{bmatrix} \lambda_{s0} \\ \lambda_{sd}^g \\ \lambda_{sq}^g \end{bmatrix}. \quad (77)$$

Resolvendo a Equação 74, o resultado é

$$[P_s]^{-1} \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} [P_s] [I_{s0dq}^g] = \begin{bmatrix} L_s + 2M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd}^g \\ i_{sq}^g \end{bmatrix}. \quad (78)$$

Por último a Equação 75, com o resultado

$$[P_s]^{-1} [M_{sr}] [P_r] [I_{r0dq}^g] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \end{bmatrix}. \quad (79)$$

Reunindo as Equações 77, 78 e 79, tem-se

$$\begin{bmatrix} \lambda_{s0} \\ \lambda_{sd}^g \\ \lambda_{sq}^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s + 2M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd}^g \\ i_{sq}^g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \end{bmatrix}. \quad (80)$$

Simplificando a Equação 80.

$$[\lambda_{s0dq}^g] = [L_{s0dq}] [I_{s0dq}^g] + [M_{sr0dq}] [I_{r0dq}^g]. \quad (81)$$

Em que

$$[L_{s0dq}] = \begin{bmatrix} L_s + 2M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} \text{ e } [M_{sr0dq}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} \end{bmatrix}.$$

De forma análoga as expressões do fluxo do estator, o rotor na Equação 34, tem o resultado

$$\begin{bmatrix} \lambda_{r0} \\ \lambda_{rd}^g \\ \lambda_{rq}^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r + 2M_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r - M_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{rs} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{rs} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd}^g \\ i_{sq}^g \end{bmatrix}. \quad (82)$$

Simplificando

$$[\lambda_{r0dq}^g] = [L_{r0dq}] [I_{r0dq}^g] + [M_{rs0dq}] [I_{s0dq}^g]. \quad (83)$$

Em que

$$[\lambda_{r0dq}^g] = \begin{bmatrix} \lambda_{r0} \\ \lambda_{rd}^g \\ \lambda_{rq}^g \end{bmatrix}, [L_{r0dq}] = \begin{bmatrix} L_r + 2M_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r - M_r \end{bmatrix}.$$

E

$$[M_{rs0dq}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{rs} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{rs} \end{bmatrix}.$$

As matrizes de indutâncias mútuas novas são diagonais e não depende dos ângulos θ_r e δ_g (posição angular do referencial arbitrário) e as indutâncias mútuas são consideradas cíclicas, de maneira resumida, não há mais variações das indutâncias e elas se tornam fixas, (Azevedo; Barros; Cunha, 2019; Jacobina, 2005).

Expressões das tensões 0dq

Fazendo a conversão da Equação 68 na expressão das tensões estaróricas, Equação 41, (Azevedo; Barros; Cunha, 2019; Jacobina, 2005), tem-se

$$[V_{s0dq}^g][P_s] = [R_s][P_s][I_{s0dq}^g] + \frac{d[P_s][\lambda_{s0dq}^g]}{dt}. \quad (84)$$

Multiplicando ambos os lados da Equação 84 pela Equação 76, tem-se

$$[P_s]^{-1}[V_{s0dq}^g][P_s] = [P_s]^{-1}[R_s][P_s][I_{s0dq}^g] + [P_s]^{-1} \cdot \frac{d[P_s][\lambda_{s0dq}^g]}{dt}. \quad (85)$$

O resultado da multiplicação

$$[V_{s0dq}^g] = [R_s][I_{s0dq}^g] + [P_s]^{-1} \cdot \frac{d [[P_s][\lambda_{s0dq}^g]]}{dt}. \quad (86)$$

Realizando a regra da cadeia na Equação 86, tem-se

$$[V_{s0dq}^g] = [R_s][I_{s0dq}^g] + [P_s]^{-1} \cdot \left[\frac{d[\lambda_{s0dq}^g]}{dt} \right] \cdot [P_s] + \omega_g [P_s]^{-1} \cdot \left[\frac{d[P_s]}{d\delta_g} \right] \cdot [\lambda_{s0dq}^g]; \quad (87)$$

$$[V_{s0dq}^g] = [R_s][I_{s0dq}^g] + \left[\frac{d[\lambda_{s0dq}^g]}{dt} \right] + \omega_g [P_s]^{-1} \cdot \left[\frac{d[P_s]}{d\delta_g} \right] \cdot [\lambda_{s0dq}^g]. \quad (88)$$

em que a frequência de rotação do referencial arbitrário é $\omega_g = \frac{d\delta_g}{dt}$.

Resolvendo a derivada da Equação 88, tem-se

$$\left[\frac{d[P_s]}{d\delta_g} \right] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{d\sqrt{1/2}}{d\delta_g} & \frac{d \cos(\delta_g)}{d\delta_g} & \frac{d - \sin(\delta_g)}{d\delta_g} \\ \frac{d\sqrt{1/2}}{d\delta_g} & \frac{d \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3})}{d\delta_g} & \frac{d - \sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3})}{d\delta_g} \\ \frac{d\sqrt{1/2}}{d\delta_g} & \frac{d \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3})}{d\delta_g} & \frac{d - \sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3})}{d\delta_g} \end{bmatrix}; \quad (89)$$

$$\left[\frac{d[P_s]}{d\delta_g} \right] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & -\sin(\delta_g) & -\cos(\delta_g) \\ 0 & \cos(\frac{\pi}{6} - \delta_g) & \sin(\frac{\pi}{6} - \delta_g) \\ 0 & -\cos(\delta_g + \frac{\pi}{6}) & \sin(\delta_g + \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix}. \quad (90)$$

Realizando a multiplicação das Equação 90 com 76, tem-se

$$[V_{s0dq}^g] = [R_s][I_{s0dq}^g] + \left[\frac{d[\lambda_{s0dq}^g]}{dt} \right] + \omega_g \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot [\lambda_{s0dq}^g]. \quad (91)$$

Em que

$$[V_{s0dq}^g] = \begin{bmatrix} v_{s0}^g \\ v_{sd}^g \\ v_{sq}^g \end{bmatrix}.$$

As expressões do rotor, Equação 57, com a conversão da Equação 68, tem o seguinte resultado

$$[V_{r0dq}^g] = [R_r][I_{r0dq}^g] + [P_r]^{-1} \cdot \frac{d[P_r][\lambda_{r0dq}^g]}{dt}. \quad (92)$$

Utilizando a regra da cadeia na Equação 92, tem-se

$$[V_{r0dq}^g] = [R_r][I_{r0dq}^g] + \left[\frac{d[\lambda_{r0dq}^g]}{dt} \right] + (\omega_g - \omega_r) \cdot [P_r]^{-1} \cdot \left[\frac{d[P_r]}{d\delta_g} \right] \cdot [\lambda_{r0dq}^g]. \quad (93)$$

A velocidade de rotação do referencial arbitrário é $\omega_g = \frac{d\delta_g}{dt}$ e a velocidade de rotação rotor é $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$.

Realizando a inversa da Equação 70, tem-se

$$[P_r]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\delta_g - \theta_r) & \cos\left(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\delta_g - \theta_r) & -\sin\left(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}. \quad (94)$$

Resolvendo a derivada da Equação 70, tem-se

$$\left[\frac{d[P_r]}{d\delta_g} \right] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{d\sqrt{\frac{1}{2}}}{d\delta_g} & \frac{d \cos(\delta_g - \theta_r)}{d\delta_g} & \frac{d - \sin(\delta_g - \theta_r)}{d\delta_g} \\ \frac{d\sqrt{\frac{1}{2}}}{d\delta_g} & \frac{d \cos\left(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)}{d\delta_g} & \frac{d - \sin\left(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)}{d\delta_g} \\ \frac{d\sqrt{\frac{1}{2}}}{d\delta_g} & \frac{d \cos\left(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}\right)}{d\delta_g} & \frac{d - \sin\left(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}\right)}{d\delta_g} \end{bmatrix}. \quad (95)$$

Logo, a Equação 93, pode ser escrita como sendo

$$[V_{r0dq}^g] = [R_r][I_{r0dq}^g] + \left[\frac{d[\lambda_{r0dq}^g]}{dt} \right] + (\omega_g - \omega_r) \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot [\lambda_{r0dq}^g]. \quad (96)$$

Em que

$$[V_{r0dq}^g] = \begin{bmatrix} v_{r0} \\ v_{rd}^g \\ v_{rq}^g \end{bmatrix}.$$

Expressões dos conjugados 0dq

Realizando a conversão da Equação 68 em Equação 64 e sabendo que $[P_s]^{-1} = [P_s]^T$, (Azevedo; Barros; Cunha, 2019; Jacobina, 2005). O resultado é

$$[C_{e_{s0dq}}^g] = P \cdot [i_{s0} \quad i_{sd}^g \quad i_{sq}^g] \cdot [P_s]^T \cdot \left[\frac{d[M_{sr}]}{d\theta_r} \right] \cdot [P_r] \cdot \begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \end{bmatrix}. \quad (97)$$

Realizando as multiplicações na Equação 97, tem-se

$$[C_{e_{s0dq}}^g] = P \cdot [i_{s0} \quad i_{sd}^g \quad i_{sq}^g] \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{3}{2}M_{sr} \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \end{bmatrix}; \quad (98)$$

$$[C_{e_{s0dq}}^g] = P \cdot \left[0 \quad \frac{3}{2}M_{sr}i_{sq}^g \quad -\frac{3}{2}M_{sr}i_{sd}^g \right] \cdot \begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \end{bmatrix}; \quad (99)$$

$$[C_{e_{s0dq}}^g] = P \cdot \left(\frac{3M_{sr}i_{sq}^g i_{rd}^g - 3M_{sr}i_{sd}^g i_{rq}^g}{2} \right). \quad (100)$$

De maneira similar ao estator as expressões do conjugado do rotor, Equação 65, com a conversão da Equação 98, além de saber que $[P_r]^{-1} = [P_r]^T$, tem-se

$$[C_{e_{r0dq}}^g] = P \cdot [i_{r0} \quad i_{rd}^g \quad i_{rq}^g] \cdot [P_r]^T \cdot \left[\frac{d[M_{rs}]}{d\theta_r} \right] \cdot [P_s] \cdot \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd}^g \\ i_{sq}^g \end{bmatrix}. \quad (101)$$

Realizando as multiplicações na Equação 101, tem-se o resultado

$$[C_{e_{r0dq}}^g] = P \cdot [i_{r0} \quad i_{rd}^g \quad i_{rq}^g] \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{rs} \\ 0 & -\frac{3}{2}M_{rs} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd}^g \\ i_{sq}^g \end{bmatrix}; \quad (102)$$

$$[C_{e_{r0dq}}^g] = P \cdot \left[0 \quad -\frac{3}{2}M_{rs}i_{rq}^g \quad \frac{3}{2}M_{rs}i_{rd}^g \right] \cdot \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd}^g \\ i_{sq}^g \end{bmatrix}; \quad (103)$$

$$[C_{e_{r0dq}}^g] = P \cdot \left(\frac{-3M_{rs}i_{sd}^g i_{rq}^g + 3M_{rs}i_{sq}^g i_{rd}^g}{2} \right). \quad (104)$$

Expressões das potências 0dq

Usando a Equação 68 na Equação 66, (Azevedo; Barros; Cunha, 2019; Jacobina, 2005), tem-se

$$[P_{s0dq}^g] = [i_{s0} \quad i_{sd}^g \quad i_{sq}^g] \cdot [P_s]^T \cdot [P_s] \cdot [V_{s0dq}^g]; \quad (105)$$

$$[P_{s0dq}^g] = [i_{s0} \quad i_{sd}^g \quad i_{sq}^g] \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot [V_{s0dq}^g]; \quad (106)$$

$$[P_{s0dq}^g] = [i_{s0} \quad i_{sd}^g \quad i_{sq}^g] \cdot [P_s]^T \cdot [P_s] \cdot [V_{s0dq}^g]. \quad (107)$$

Em que

$$[P_{s0dq}^g] = \begin{bmatrix} p_{s0} \\ p_{sd}^g \\ p_{sq}^g \end{bmatrix}.$$

De forma similar a expressão da potência do estator, o rotor, Equação 67, tem-se

$$[P_{r0dq}^g] = [i_{r0} \quad i_{rd}^g \quad i_{rq}^g] \cdot [V_{r0dq}^g]. \quad (108)$$

Em que

$$[P_{r0dq}^g] = \begin{bmatrix} p_{r0} \\ p_{rd}^g \\ p_{rq}^g \end{bmatrix}.$$

Considerando agora apenas os vetores ativos “dq”, (Azevedo; Barros; Cunha, 2019; Jacobina, 2005), o modelo da máquina CA fica

$$[\lambda_{sdq}^g] = l_s [i_{sdq}^g] + l_m [i_{rdq}^g]; \quad (109)$$

$$[\lambda_{rdq}^g] = l_r [i_{rdq}^g] + l_m [i_{sdq}^g]; \quad (110)$$

$$[v_{sdq}^g] = r_s [i_{sdq}^g] + \frac{d[\lambda_{sdq}^g]}{dt} + \omega_g \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot [\lambda_{sdq}^g]; \quad (111)$$

$$[v_{rdq}^g] = r_r [i_{rdq}^g] + \frac{d[\lambda_{rdq}^g]}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot [\lambda_{rdq}^g]; \quad (112)$$

$$[c_{esdq}^g] = Pl_m \cdot (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g); \quad (113)$$

$$[c_{erdq}^g] = Pl_m \cdot (i_{sd}^g i_{rq}^g - i_{sq}^g i_{rd}^g). \quad (114)$$

Em que

$$l_s = \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 \\ 0 & L_s - M_s \end{bmatrix}, l_m = \begin{bmatrix} \frac{3M_{rs}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{3M_{rs}}{2} \end{bmatrix}, l_r = \begin{bmatrix} L_r - M_r & 0 \\ 0 & L_r - M_r \end{bmatrix},$$

$$r_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} e r_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix}.$$

Nas quais ω_g e ω_r são fixos no tempo. A montagem da simulação que realiza a transformação trifásica para a bifásica, no Apêndice A e B, nas Figura 22 e Figura 25.

4.2 MODELAGEM PARA O REFERENCIAL FLUXO ROTÓRICO

A modelagem pode ser ajustada para diferentes tipos de referenciais, que são responsáveis por coordenar e simplificar a análise e o controle da máquina. Os referenciais mais utilizados são: referencial estacionário, referencial rotórico, referencial de fluxo estatórico e referencial de fluxo rotórico (Jacobina, 2005). O referencial estacionário possui um sistema de coordenadas fixo no estator, enquanto o referencial rotórico formula as equações com um sistema que acompanha o rotor. Os referenciais de fluxo utilizam coordenadas rotativas, alinhadas com o tipo de fluxo, seja o fluxo estatórico ou o fluxo rotórico. O fluxo estatórico é frequentemente utilizado em controle direto de torque, enquanto o fluxo rotórico é utilizado em controle vetorial, como é feito no trabalho (Azevedo, 2021; Azevedo; Barros; Cunha, 2019; Wang *et al.*, 2018; Rezkallah *et al.*, 2012; Jacobina, 2005). Antes de deixar as equações no referencial fluxo rotórico é necessário realizar uma simplificação para as transformações bifásicas obtidas anteriormente, de modo a reduzir a quantidade de variáveis.

A representação “0dq” é utilizada devido à obtenção de parâmetros elétricos constantes. O modelo utilizado tem o índice “0”, homopolar, desacoplada dos índices “dq”, direta e quadratura, respectivamente. Dessa forma, o modelo “dq” pode ser considerado bifásico com dois eixos magnéticos, na Figura 12. Mesmo mencionado anteriormente que a representação é usada para evitar situações acopladas dos eixos e os eixos “d” e “q” sejam desacoplados, o modelo de tensão é acoplado com correntes e/ou fluxos, de modo que eles procuram contribuir com a tensão de outro eixo. Tal situação ocorre na máquina de corrente contínua (CC). O modelo “dq” efetua uma função análoga ao do comutador de máquina CC, conforme descrito por Sousa (2023) e Jacobina (2005).

Com o modelo “dq” é possível representá-lo como vetor resultante, com o foco em resumir e facilitar a visualização. Assim, representando *SCIG* como sendo simétrica, livre de saturação e com uma distribuição senoidal, tem um modelo vetorial com um referencial genérico “g”, indicado por, (Sousa, 2023; Jacobina, 2005),

$$\lambda_s^g = l_s i_s^g + l_m i_r^g; \quad (115)$$

$$\lambda_r^g = l_r i_r^g + l_m i_s^g; \quad (116)$$

$$v_s^g = r_s i_s^g + \frac{d\lambda_s^g}{dt} + j\omega_g \cdot \lambda_s^g; \quad (117)$$

$$0 = r_r i_r^g + \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \cdot \lambda_r^g; \quad (118)$$

$$c_e = P \cdot l_m (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g). \quad (119)$$

Como são vetores resultantes, vale lembrar que ainda possuem o modelo direto (parte real) e quadratura (parte imaginária). Em que $j = \sqrt{-1}$, assim

$$\lambda_s^g = \lambda_{sd}^g + j\lambda_{sq}^g - \text{vetor fluxo estatórico;}$$

$$\lambda_r^g = \lambda_{rd}^g + j\lambda_{rq}^g - \text{vetor fluxo rotórico;}$$

$$i_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g - \text{vetor corrente estatórico;}$$

$$i_r^g = i_{rd}^g + ji_{rq}^g - \text{vetor corrente rotórico;}$$

$$v_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g - \text{vetor tensão estatórico;}$$

$$v_r^g = 0 - \text{vetor tensão rotórico é zero para SCIG.}$$

A relação de mecânica e elétrica, conforme Azevedo, Barros e Cunha (2019) e Jacobina (2005)

$$P(c_e - c_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F\omega_r. \quad (120)$$

O conjugado eletromagnético na forma genérica é, (Azevedo; Barros; Cunha, 2019; Jacobina, 2005)

$$c_e = Pl_m Im[i_s^g i_r^{g*}] = Pl_m [I_s^g \times I_r^g] = Pl_m (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g). \quad (121)$$

Em que: $Im[i_s^g i_r^{g*}]$ - produto imaginário e $[I_s^g \times I_r^g]$ - produto vetorial.

De forma escalar.

$$c_e = Pl_m [I_s^g \times I_r^g] = Pl_m \|I_s^g \times I_r^g\| = Pl_m |I_s^g| \times |I_r^g| \sin(\delta_{is} - \delta_{ir}). \quad (122)$$

δ_{is} e δ_{ir} ângulos de partidas dos vetores de corrente do estator e rotor, respectivamente.

A expressão do conjugado pode ser adquirida em função da corrente do estator e do fluxo do estator/rotor, como o trabalho trabalha com o referencial do fluxo rotórico, é usado a Equação 116 e deixando em função da corrente do rotor, (Azevedo; Barros; Cunha, 2019; Jacobina, 2005),

$$i_r^g = \frac{\lambda_r^g - l_m i_s^g}{l_r}. \quad (123)$$

Substituindo Equação 123 na Equação 121, tem-se

$$c_e = Pl_m Im \left[i_s^g \cdot \left(\frac{\lambda_r^g - l_m i_s^g}{l_r} \right)^* \right]; \quad (124)$$

$$c_e = P \frac{l_m}{l_r} Im [i_s^g \cdot (\lambda_r^g - l_m i_s^g)^*]; \quad (125)$$

$$c_e = P \frac{l_m}{l_r} Im [i_s^g \lambda_r^{g*} - i_s^g l_m i_s^{g*}]; \quad (126)$$

$$c_e = P \frac{l_m}{l_r} \text{Im}[i_s^g \lambda_r^{g*}] - \text{Im}[i_s^g l_m i_s^{g*}]. \quad (127)$$

Sabendo que a multiplicação de um vetor com o seu conjugado é zero, que ocorre na Equação 127, tem-se como resultado

$$c_e = P \frac{l_m}{l_r} \text{Im}[i_s^g \lambda_r^{g*}]; \quad (128)$$

$$c_e = P \frac{l_m}{l_r} |I_s^g| \times |\lambda_r^g| \sin(\delta_i - \delta_b). \quad (129)$$

O resultado sendo

$$c_e = P \frac{l_m}{l_r} i_s^g \lambda_r^g \sin(\delta_i - \delta_b). \quad (130)$$

$|I_s^g|$ - amplitude do vetor corrente;

$|\lambda_r^g|$ - amplitude do vetor fluxo do rotor.

δ_i e δ_b - ângulo da corrente do estator e ângulo do fluxo do rotórico.

O modelo elétrico, Equações 115 a 118, possui quatro variáveis de estado e apenas duas equações diferentes. Ao invés de trabalhar com quatro variáveis é possível usar apenas dois usando modelos dinâmicos contínuos, (Jacobina, 2005).

Para obter as duas variáveis, corrente do estator e fluxo rotórico, é necessário reorganizar as Equações de 115 a 118 para outras variáveis. As primeiras variáveis são fluxo estatórico e fluxo rotórico, deixando Equação 115 em função da corrente do rotor, tem-se

$$i_r^g = \frac{\lambda_s^g - l_s i_s^g}{l_m}. \quad (131)$$

Admitindo a Equação 116 em função da corrente do estator, tem-se

$$i_s^g = \frac{\lambda_r^g - l_r i_r^g}{l_m}. \quad (132)$$

Substituindo a Equação 131 na Equação 132, tem-se

$$i_s^g = \frac{\lambda_r^g}{l_m} - \frac{l_r}{l_m} \cdot \left(\frac{\lambda_s^g - l_s i_s^g}{l_m} \right); \quad (133)$$

$$i_s^g = \frac{\lambda_r^g}{l_m} - \frac{l_r \lambda_s^g + l_s l_r i_s^g}{l_m^2}; \quad (134)$$

$$i_s^g = \frac{l_m \lambda_r^g - l_r \lambda_s^g + l_s l_r i_s^g}{l_m^2}; \quad (135)$$

$$i_s^g l_m^2 = l_m \lambda_r^g - l_r \lambda_s^g + l_s l_r i_s^g; \quad (136)$$

$$i_s^g l_m^2 - l_s l_r i_s^g = l_m \lambda_r^g - l_r \lambda_s^g; \quad (137)$$

$$i_s^g (l_m^2 - l_s l_r) = l_m \lambda_r^g - l_r \lambda_s^g; \quad (138)$$

$$i_s^g = \frac{l_m \lambda_r^g - l_r \lambda_s^g}{l_m^2 - l_s l_r}. \quad (139)$$

Dividindo a Equação 139 por $l_s l_r$, tem-se

$$i_s^g = \frac{\frac{l_m \lambda_r^g}{l_s l_r} - \frac{\lambda_s^g}{l_s}}{\frac{l_m^2}{l_s l_r} - 1}. \quad (140)$$

Multiplicando a Equação 140 por (-1), tem-se

$$i_s^g = \frac{-\frac{l_m \lambda_r^g}{l_s l_r} + \frac{\lambda_s^g}{l_s}}{1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r}}. \quad (141)$$

Sabendo que o coeficiente de dispersão é dado por

$$\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r} = 1 - \frac{l_m^2}{(L_{ls} + l_m)(L_{lr} + l_m)}. \quad (142)$$

Em que $0 < \sigma < 1$ e a dispersão quanto mais próxima de zero é considerada ideal. Vale lembrar que dispersão é uma medida para mostrar como o fluxo magnético não está totalmente acoplado com os enrolamentos de uma máquina, por isso quanto mais próximo de zero, mais conectados magneticamente estão os enrolamentos (Jacobina, 2005). Logo, substituindo a Equação 142 na Equação 141, tem-se

$$i_s^g = \frac{-\frac{l_m \lambda_r^g}{l_s l_r} + \frac{\lambda_s^g}{l_s}}{\sigma} = \frac{\lambda_s^g}{\sigma l_s} - \frac{l_m \lambda_r^g}{\sigma l_s l_r}. \quad (143)$$

De forma análoga a Equação 143

$$i_r^g = \frac{\lambda_r^g}{\sigma l_r} - \frac{l_m \lambda_s^g}{\sigma l_s l_r}. \quad (144)$$

Após obter as expressões das correntes do estator e rotor, é possível agora calcular a equação da tensão do estator e rotor, da seguinte maneira:

Substituindo a Equação 143 na Equação 117, tem-se

$$v_s^g = r_s \left(\frac{\lambda_s^g}{\sigma l_s} - \frac{l_m \lambda_r^g}{\sigma l_s l_r} \right) + \frac{d\lambda_s^g}{dt} + j\omega_g \cdot \lambda_s^g. \quad (145)$$

Reajustando a Equação 145, tem-se

$$v_s^g = \frac{r_s}{\sigma l_s} \lambda_s^g + \frac{d\lambda_s^g}{dt} + j\omega_g \cdot \lambda_s^g - \frac{r_s l_m}{\sigma l_s l_r} \lambda_r^g. \quad (146)$$

O próximo passo é deixar em função das variáveis corrente estatórica e fluxo rotórico. Utilizando a Equação 144 e substituindo na Equação 115, tem-se

$$\lambda_s^g = l_s i_s^g + l_m \left(\frac{\lambda_r^g - l_m i_s^g}{l_r} \right). \quad (147)$$

Reajustando a Equação 147, tem-se

$$\lambda_s^g = l_s i_s^g + \frac{l_m}{l_r} \lambda_r^g - \frac{l_m^2 i_s^g}{l_r} = l_s i_s^g - \frac{l_m^2 i_s^g}{l_r} + \frac{l_m}{l_r} \lambda_r^g. \quad (148)$$

Simplificando

$$l_s i_s^g - \frac{l_m^2 i_s^g}{l_r} = i_s^g \left(l_s - \frac{l_m^2}{l_r} \right) = i_s^g \left(l_s - \frac{l_s l_m^2}{l_s l_r} \right) = i_s^g l_s \left(1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r} \right); \quad (149)$$

$$i_s^g l_s \left(1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r} \right) = i_s^g l_s \sigma. \quad (150)$$

Assim,

$$\lambda_s^g = \sigma l_s i_s^g + \frac{l_m}{l_r} \lambda_r^g. \quad (151)$$

Substituindo Equação 151 na Equação 146, tem-se

$$v_s^g = \frac{r_s}{\sigma l_s} \cdot \left(\sigma l_s i_s^g + \frac{l_m}{l_r} \lambda_r^g \right) + \frac{d \left(\sigma l_s i_s^g + \frac{l_m}{l_r} \lambda_r^g \right)}{dt} + j\omega_g \cdot \left(\sigma l_s i_s^g + \frac{l_m}{l_r} \lambda_r^g \right) - \frac{r_s l_m}{\sigma l_s l_r} \lambda_r^g; \quad (152)$$

$$v_s^g = r_s i_s^g + \frac{r_s l_m}{\sigma l_s l_r} \lambda_r^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + \frac{l_m}{l_r} \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j\omega_g \sigma l_s i_s^g + j\omega_g \frac{l_m}{l_r} \lambda_r^g - \frac{r_s l_m}{\sigma l_s l_r} \lambda_r^g; \quad (153)$$

$$v_s^g = r_s i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + \frac{l_m}{l_r} \cdot \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j\omega_g \sigma l_s i_s^g + j\omega_g \frac{l_m}{l_r} \lambda_r^g. \quad (154)$$

Como ainda aparece a derivada do fluxo rotórico, é necessário eliminar usando a Equação 116, deixando-a em função da derivada do fluxo rotórico, implica em

$$\frac{d\lambda_r^g}{dt} = -r_r i_r^g - j(\omega_g - \omega_r) \cdot \lambda_r^g. \quad (155)$$

Substituindo a Equação 155 na Equação 154, tem-se

$$v_s^g = r_s i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + \frac{l_m}{l_r} \left(-r_r i_r^g - j(\omega_g - \omega_r) \cdot \lambda_r^g \right) + j\omega_g \sigma l_s i_s^g + j\omega_g \frac{l_m}{l_r} \lambda_r^g; \quad (156)$$

$$v_s^g = r_s i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} - \frac{l_m r_r}{l_r} i_r^g - j\omega_g \frac{l_m}{l_r} \lambda_r^g + j\omega_r \frac{l_m}{l_r} \lambda_r^g + j\omega_g \sigma l_s i_s^g + j\omega_g \frac{l_m}{l_r} \lambda_r^g; \quad (157)$$

$$v_s^g = r_s i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} - \frac{l_m r_r}{l_r} i_r^g + j\omega_r \frac{l_m}{l_r} \lambda_r^g + j\omega_g \sigma l_s i_s^g. \quad (158)$$

Como o modelo trabalha com corrente estatórica e o fluxo rotórico a corrente rotórica precisa ser eliminada. Substituindo a Equação 123 na Equação 158, tem-se

$$v_s^g = r_s i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} - \frac{l_m r_r}{l_r} \left(\frac{\lambda_r^g - l_m i_s^g}{l_r} \right) + j\omega_r \frac{l_m}{l_r} \lambda_r^g + j\omega_g \sigma l_s i_s^g; \quad (159)$$

$$v_s^g = r_s i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} - \frac{l_m r_r}{l_r^2} \lambda_r^g + \frac{l_m^2 r_r}{l_r^2} i_s^g + j\omega_r \frac{l_m}{l_r} \lambda_r^g + j\omega_g \sigma l_s i_s^g. \quad (160)$$

Substituindo $\tau_r = l_r/r_r$, constante de tempo rotórica, tem-se

$$v_s^g = \left(r_s + \frac{r_r l_m^2}{l_r^2} \right) i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + j\omega_g \sigma l_s i_s^g + \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{l_m}{l_r} \lambda_r^g. \quad (161)$$

Apesar de ser as duas variáveis desejáveis, o modelo das equações ainda não está do formato ideal, para isso é necessário substituir o fluxo rotórico pela corrente de magnetização rotórica com o estator aberto, dado a corrente de magnetização tem-se, (Jacobina, 2005):

$$i_{rm}^g = \frac{\lambda_r^g}{l_m} \Rightarrow \lambda_r^g = i_{rm}^g \cdot l_m. \quad (162)$$

Substituindo a Equação 162 na Equação 161, tem-se

$$v_s^g = \left(r_s + \frac{r_r l_m^2}{l_r^2} \right) i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + j\omega_g \sigma l_s i_s^g + \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{l_m}{l_r} \cdot (i_{rm}^g \cdot l_m); \quad (163)$$

$$v_s^g = \left(r_s + \frac{r_r l_m^2}{l_r^2} \right) i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + j\omega_g \sigma l_s i_s^g + \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{l_m^2}{l_r} i_{rm}^g. \quad (164)$$

Simplificando a Equação 165, tem-se

$$\frac{l_m^2}{l_r} = l_s - l_s + \frac{l_m^2}{l_r} = l_s - \left(l_s - \frac{l_m^2}{l_s l_r} \right) = l_s - \left(1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r} \right) l_s; \quad (165)$$

$$\frac{l_m^2}{l_r} = l_s - \sigma l_s. \quad (166)$$

Logo, substituindo a Equação 166 em 164, tem-se

$$v_s^g = \left(r_s + \frac{r_r l_m^2}{l_r^2} \right) i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + j\omega_g \sigma l_s i_s^g + \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) (l_s - \sigma l_s) i_{rm}^g; \quad (167)$$

$$v_s^g = \left(r_s + \frac{r_r}{l_r} \cdot \frac{l_m^2}{l_r} \right) i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + j\omega_g \sigma l_s i_s^g + \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) (l_s - \sigma l_s) i_{rm}^g; \quad (168)$$

$$v_s^g = \left(r_s + \frac{l_s - \sigma l_s}{\tau_r} \right) i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + j\omega_g \sigma l_s i_s^g + \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) (l_s - \sigma l_s) i_{rm}^g. \quad (169)$$

Feita toda a organização da modelagem agora é possível organizar a Equação 169. Primeiro passo é voltar para a fluxo rotórico, tem-se (Azevedo, 2021; Jacobina, 2005)

$$v_s^g = r_s + \frac{l_s - \sigma l_s}{\tau_r} + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + j\omega_g \sigma l_s i_s^g + \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) \cdot \frac{(l_s - \sigma l_s)}{l_m} \lambda_r^g. \quad (170)$$

Simplificando a Equação 170, tem-se

$$v_s^g = r_{sr} i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + e_s^g. \quad (171)$$

Em que

$$r_{sr} = r_s + \frac{l_s - \sigma l_s}{\tau_r} \quad e \quad e_s^g = j\omega_g \sigma l_s i_s^g + \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) \cdot \frac{(l_s - \sigma l_s)}{l_m} \lambda_r^g.$$

e_s^g é a fcm (força contraeletromotriz), considerada uma perturbação, sendo necessário ser compensada pelo controlador. A Equação 171 é responsável por calcular as correntes do estator na modelagem bifásica.

Já para calcular a equação responsável pelo fluxo rotórico, é preciso voltar para a Equação 118. Primeiro passo é ajustar a Equação 116, tem-se

$$i_r^g = \frac{\lambda_r^g}{l_r} - \frac{l_m i_s^g}{l_r}. \quad (172)$$

Substituir a Equação 172 na Equação 118, tem-se

$$0 = \frac{r_r}{l_r} \lambda_r^g - \frac{r_r l_m}{l_r} i_s^g + \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \cdot \lambda_r^g. \quad (173)$$

Sabendo que $\tau_r = l_r/r_r$

$$0 = \frac{1}{\tau_r} \lambda_r^g - \frac{l_m}{\tau_r} i_s^g + \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \cdot \lambda_r^g. \quad (174)$$

Reajustando 174, tem-se

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_s^g = \frac{1}{\tau_r} \lambda_r^g + \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \cdot \lambda_r^g. \quad (175)$$

Assim as equações que são usadas para o referencial fluxo rotórico

$$P(c_e - c_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F\omega_r; \quad (176)$$

$$c_e = P \frac{l_m}{l_r} i_s^g \lambda_r^g \sin(\delta_i - \delta_b); \quad (177)$$

$$v_s^g = r_{sr}i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + e_s^g; \quad (178)$$

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_s^g = \frac{1}{\tau_r} \lambda_r^g + \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \cdot \lambda_r^g. \quad (179)$$

4.2.1 Substituição de Referencial para Fluxo Rotórico

O SCIG é excitado pelo acionamento, seja o estator ou o rotor. A excitação pode acontecer pelos fluxos estatóricos, rotóricos ou entreferro. O estudo tem como foco a orientação por fluxo rotórico, gerado pelas correntes do estator. O fluxo rotórico gira com uma velocidade síncrona. Isso se dá devido a frequência elétrica das grandezas do rotor, em que as correntes do rotor têm a frequência de escorregamento viajando no espaço com a velocidade mecânica do rotor (Azevedo, 2021; Azevedo; Barros; Cunha, 2019; Jacobina, 2005). A próxima etapa é tirar as Equações 176, 177, 178 e 179 do referencial genérico e deixar todas no referencial fluxo rotórico.

Para a transformação do referencial fluxo rotórico é considerado as seguintes condições: $g = b \Rightarrow \omega_g = \omega_b$ e $\lambda_{rd}^g = \lambda_{rd}^b = \lambda_r$ e $\lambda_{rq}^g = \lambda_{rq}^b = 0$, (Azevedo, 2021; Barros e Barros, 2017; Jacobina, 2005), assim a Equação 178 fica

$$v_s^b = r_{sr}i_s^b + \sigma l_s \frac{di_s^b}{dt} + e_s^b. \quad (180)$$

Sabendo que é um modelo vetorial, então possui duas componentes “d” e “q”

$$v_{sd}^b = r_{sr}i_{sd}^b + \sigma l_s \frac{di_{sd}^b}{dt} + e_{sd}^b; \quad (181)$$

$$v_{sq}^b = r_{sr}i_{sq}^b + \sigma l_s \frac{di_{sq}^b}{dt} + e_{sq}^b. \quad (182)$$

Agora para a Equação 179, como a orientação é pelo fluxo rotórico então a Equação 179 fica, em que $\omega_{br} = (\omega_b - \omega_r)$

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_s^b = \frac{1}{\tau_r} \lambda_r^b + \frac{d\lambda_r^b}{dt} + j\omega_{br} \cdot \lambda_r^b. \quad (183)$$

Em que

$$i_s^b = i_{sd}^b + j i_{sq}^b \text{ e } \lambda_r^b = \lambda_{rd}^b + j \lambda_{rq}^b = \lambda_r + j0.$$

Assim

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^b = \frac{1}{\tau_r} \lambda_r + \frac{d\lambda_r}{dt}; \quad (184)$$

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sq}^b = \omega_{br} \cdot \lambda_r. \quad (185)$$

E também podem ser expressões como

$$i_{sd}^b = i_s^g \cos(\delta_i - \delta_b); \quad (186)$$

$$i_{sq}^b = i_s^g \sin(\delta_i - \delta_b). \quad (187)$$

Na qual, a Equação 186 serve para regular o fluxo e a excitação e a Equação 187 para controlar o conjugado.

Agora usando o conjugado, Equação 177, em função da corrente estática e fluxo rotórico. Substituindo a Equação 187 na Equação 177, tem-se

$$c_e = P \frac{l_m}{l_r} \cdot \frac{i_{sq}^b}{\sin(\delta_i - \delta_b)} \cdot \lambda_r \sin(\delta_i - \delta_b). \quad (188)$$

Reajustando a Equação 188, tem-se

$$c_e = P \frac{l_m}{l_r} \cdot i_{sq}^b \cdot \lambda_r. \quad (189)$$

As equações que são usadas para modelagem da transformação bifásica em função da corrente do estator e fluxo rotórico com o referencial fluxo rotórico, são

$$P(c_e - c_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F\omega_r; \quad (190)$$

$$v_{sd}^b = r_{sr} i_{sd}^b + \sigma l_s \frac{di_{sd}^b}{dt} + e_{sd}^b; \quad (191)$$

$$v_{sq}^b = r_{sr} i_{sq}^b + \sigma l_s \frac{di_{sq}^b}{dt} + e_{sq}^b; \quad (192)$$

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^b = \frac{1}{\tau_r} \lambda_r + \frac{d\lambda_r}{dt}; \quad (193)$$

$$c_e = P \frac{l_m}{l_r} \cdot i_{sq}^b \cdot \lambda_r. \quad (194)$$

4.2.2 Modelagem no Domínio da Frequência

Realizando o modelo dinâmico contínuo para as Equações 190 a 194, afinal a modelagem no domínio do tempo é complicada, enquanto a modelagem no domínio da frequência se torna menos trabalhosa. A primeira etapa é realizar a Transformada de Laplace na Equação 191, obtém-se

$$V_{sd}^b(s) = r_{sr} I_{sd}^b(s) + s\sigma l_s I_{sd}^b(s) + E_{sd}^b(s); \quad (195)$$

$$r_{sr} I_{sd}^b(s) + s\sigma l_s I_{sd}^b(s) = V_{sd}^b(s) - E_{sd}^b(s); \quad (196)$$

$$I_{sd}^b(s)(r_{sr} + s\sigma l_s) = V_{sd}^b(s) - E_{sd}^b(s); \quad (197)$$

$$I_{sd}^b(s) = \frac{1}{r_{sr} + s\sigma l_s} [V_{sd}^b(s) - E_{sd}^b(s)]. \quad (198)$$

Dividindo a Equação 198 por σl_s , tem-se

$$\frac{I_{sd}^b(s)}{V_{sd}^b(s) - E_{sd}^b(s)} = \frac{I_{sq}^b(s)}{V_{sq}^b(s) - E_{sq}^b(s)} = \frac{1/\sigma l_s}{s + r_{sr}/\sigma l_s}. \quad (199)$$

Nesta situação a função de primeira ordem que representa as correntes direta e indireta é igual.

Aplicando a Transformada de Laplace na Equação 193, tem-se

$$\frac{l_m}{\tau_r} I_{sd}^b(s) = \frac{1}{\tau_r} \lambda_r(s) + s \lambda_r(s); \quad (200)$$

$$I_{sd}^b(s) = \frac{1}{l_m} \lambda_r(s) + \frac{s\tau_r}{l_m} \lambda_r(s); \quad (201)$$

$$I_{sd}^b(s) = \left(\frac{1}{l_m} + \frac{s\tau_r}{l_m} \right) \lambda_r(s) = \left(\frac{1 + s\tau_r}{l_m} \right) \lambda_r(s). \quad (202)$$

Deixando a saída pela entrada

$$\frac{\lambda_r(s)}{I_{sd}^b(s)} = \frac{l_m}{1 + s\tau_r} = \frac{\frac{l_m}{\tau_r}}{\frac{1}{\tau_r} + s}. \quad (203)$$

O modelo dinâmico que retrata a velocidade mecânica do rotor $\omega_r(s)$ é obtido usando a Equação 190 que também pode ser reescrita como sendo

$$(c_e - c_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F\omega_r. \quad (204)$$

Em que c_e é dado na Equação 194, substituindo na Equação 204, tem-se

$$P \frac{l_m}{l_r} \cdot i_{sq}^b \cdot \lambda_r - c_m = J \frac{d\omega_r}{dt} + F\omega_r. \quad (205)$$

Aplicando a Transformada de Laplace na Equação 205, tem-se

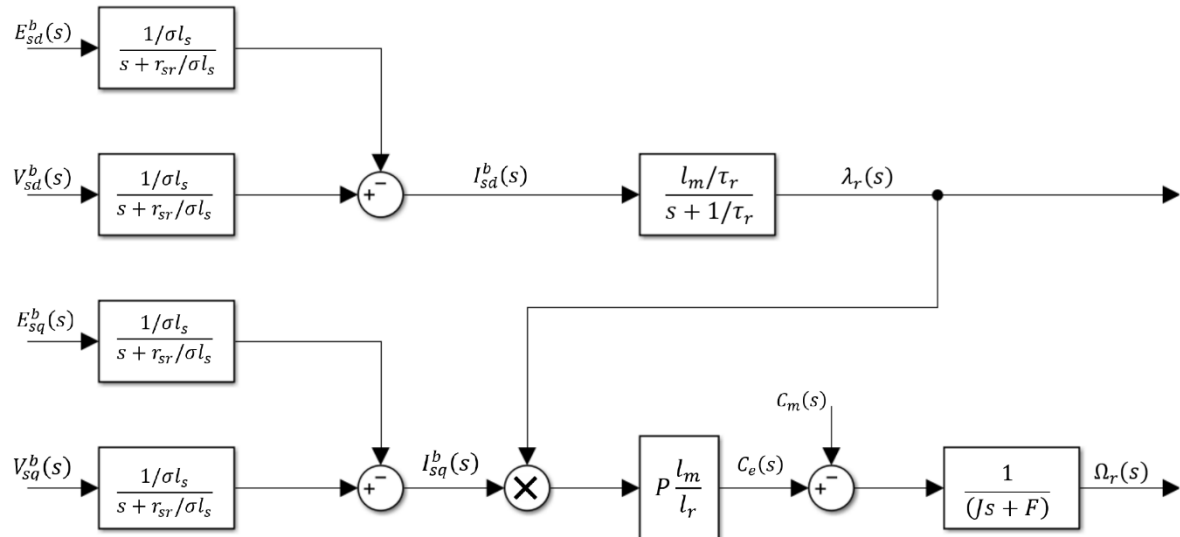
$$P \frac{l_m}{l_r} \cdot I_{sq}^b(s) \cdot \lambda_r(s) - C_m(s) = Js\Omega_r(s) + F\Omega_r(s); \quad (206)$$

$$P \frac{l_m}{l_r} \cdot I_{sq}^b(s) \cdot \lambda_r(s) - C_m(s) = (Js + F)\Omega_r(s); \quad (207)$$

$$P \frac{l_m}{(l_r Js + l_r F)} \cdot I_{sq}^b(s) \cdot \lambda_r(s) - \frac{1}{(Js + F)} C_m(s) = \Omega_r(s). \quad (208)$$

O diagrama de blocos que mostra como as Equações 199, 203 e 208 se relacionam em malha aberta na Figura 13.

Figura 13 – Malha aberta da máquina assíncrona.



Fonte: Autoria Própria, 2025.

5 ESTRUTURA DE CONTROLE

O controle vetorial, ou como também conhecido controle orientado por campo, é uma abordagem de controle altamente eficiente devido ao desacoplamento entre o torque e o fluxo magnético das máquinas, permitindo uma resposta rápida ao torque/conjugado. Além disso, emprega controladores lineares e utiliza PWM para controlar as componentes de tensão (Wang *et al.*, 2018).

O uso do controle vetorial em máquinas CA lembra o controle da máquina CC com uma excitação separada. Apesar de todos os fatores da aplicação do *FOC*, o torque e o fluxo dependem dos parâmetros e da velocidade da máquina CA, para gerar uma redução na robustez do controlador, como descrito em Azevedo (2021).

FOC é dividido em duas categorias: Controle Direto Orientado a Campo (do inglês *Direct Field Oriented Control - DFOC*) e Controle Indireto Orientado a Campo (do inglês *Indirect Field Oriented Control - IFOC*). O *DFOC* calcula o vetor de fluxo (amplitude e posição) de maneira direta com dados medidos da máquina. Já o *IFOC* tem o vetor fluxo calculado indiretamente, apenas com as estimativas de velocidade e de deslizamentos por equações de controle de campo (Azevedo, 2021; Azevedo; Barros; Cunha, 2019; Jacobina, 2005).

Ambas as montagens utilizam a estrutura em cascata, uma estratégia amplamente empregada em processos complexos, conhecida por melhorar a estabilidade, a precisão e a rejeição a distúrbios. Essa estrutura é organizada de forma hierárquica, com um controlador primário e um controlador secundário. Para que o controle em cascata seja eficiente, é essencial que a malha interna seja mais rápida que a malha externa. Isso permite que a malha interna responda rapidamente e corrija distúrbios locais antes que a malha externa os detecte, garantindo que o controle da malha externa se concentre no processo principal e defina a referência para a malha interna, (Silva; Branquinho, 2019). Método quadratura é escolhido por ser predominantemente vetorial e utiliza controladores com referencial de fluxo, com montagem em cascata, atendendo os requisitos pesquisados.

5.1 ESTRUTURA DE CONTROLE DIRETO

Para iniciar a estrutura de controle direto em quadratura, o primeiro passo consiste em realizar o controle da malha interna, considerando que o controlador é montado em uma

estrutura em cascata. Para isso, é necessário resolver as equações equivalentes utilizadas para obter as funções de transferência. Os valores utilizados nas grandezas estão apresentados na Tabela 1. Esses dados são coletados do modelo da SCIG no *software* PSIM.

Tabela 1 – Parâmetros da turbina, do gerador e da caixa de transmissão do *software* do PSIM

Parâmetros	Valores
Potência Nominal da Saída da Turbina	19 kW
Velocidade do Vento (V_m)	12 m/s
Resistência Cíclica Estatórica ($R_s = r_s$)	0,294 Ω
Resistência Cíclica Rotórica ($R_r = r_r$)	0,156 Ω
Indutância Cíclica Estatórica (L_{ls})	0,00139 H
Indutância Cíclica Rotórica (L_{lr})	0,00074 H
Indutância Magnetização (L_m)	0,041 H
Pares de Polos (P)	3
Momento de Inércia (J)	0,4 kg · m ²
Coefficiente de Atrito (F)	0,04 N · m · s
Relação de Transmissão	1/8

Fonte: Autoria Própria, 2024.

Calculando as indutâncias do estator e do rotor, Equações 3 e 5, em que $l_s = L_s$ e $l_r = L_r$.

$$L_s = 0,00139 + 0,041 = 0,04239 \text{ H};$$

$$L_r = 0,00074 + 0,041 = 0,04174 \text{ H}.$$

A constante de tempo do rotor

$$\tau_r = \frac{0,04174}{0,156} = 0,26756 \text{ s}.$$

Já na Equação 142 fica

$$\sigma = 1 - \frac{0,041^2}{0,04239 \cdot 0,04174} = 0,04994.$$

E por fim a resistência equivalente do estator

$$r_{sr} = r_s + \frac{l_s - \sigma l_s}{\tau_r} = 0,294 + \frac{0,04239 - 0,04994 \cdot 0,04239}{0,26756} = 0,44452 \Omega.$$

5.1.1 Controle de Corrente

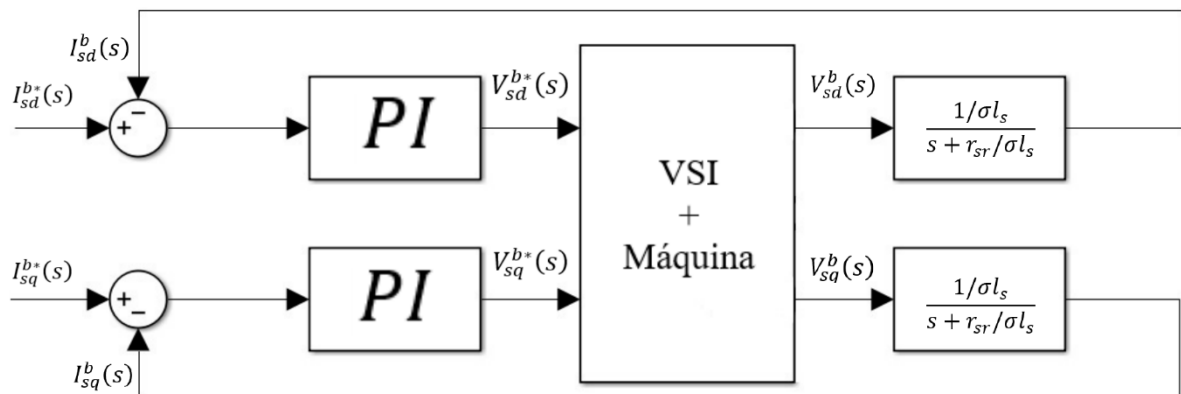
Para obter a malha interna é necessário substituir os valores calculados na função de transferência, Equação 199. Logo o resultado é

$$Y(s) = \frac{I_{sd}^b(s)}{V_{sd}^b(s) - E_{sd}^b(s)} = \frac{I_{sq}^b(s)}{V_{sq}^b(s) - E_{sq}^b(s)} = \frac{472,39}{s + 209,99}.$$

Após obter as funções de transferência da malha interna da máquina de indução, o próximo passo é determinar um controlador adequado para essas funções, desconsiderando as perturbações $E_{sd}^b(s)$ e $E_{sq}^b(s)$. Como a Equação 199 é de primeira ordem e não possui polos na origem, um controlador PI é suficiente para realizar o controle. Para determinar o PI ideal, é utilizado o método de Alocação de Polos, conhecido por permitir a escolha dos locais onde os polos da função de transferência em malha fechada ficam posicionados, garantindo o desempenho requerido. Para realizar a alocação dos polos, é necessário identificar as regiões desejadas para posicioná-los.

O diagrama que representa o sistema em malha fechada com o controlador é na Figura 14.

Figura 14 – Malha interna fechada do controle de corrente do SCIG.



Fonte: Autoria Própria, 2024.

O projeto do controlador PI para alocação de polos em malha fechada usa a seguinte expressão.

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}. \quad (209)$$

A função de transferência da malha aberta, Equação 199, é reescrita como sendo

$$Y(s) = \frac{I_{sd}^b(s)}{V_{sd}^b(s)} = \frac{I_{sq}^b(s)}{V_{sq}^b(s)} = \frac{b}{s + a}. \quad (210)$$

Em que $a = \frac{r_{sr}}{\sigma l_s}$ e $b = \frac{1}{\sigma l_s}$. Calculando a função de transferência em malha fechada com a Equação 209, tem-se

$$Y_{MF}(s) = \frac{I_{sd}^b(s)}{I_{sd}^{b*}(s)} = \frac{I_{sq}^b(s)}{I_{sq}^{b*}(s)} = \frac{Y(s) \cdot C(s)}{1 + Y(s) \cdot C(s)}; \quad (211)$$

$$Y_{MF}(s) = \frac{\frac{b}{s+a} \cdot \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)}{1 + \frac{b}{s+a} \cdot \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)}; \quad (212)$$

$$Y_{MF}(s) = \frac{K_p b s + K_i b}{s^2 + a s + K_p b s + K_i b} = \frac{K_p b s + K_i b}{s^2 + (a + K_p b)s + K_i b}. \quad (213)$$

A função de transferência em malha fechada, Equação 213, obtida é de segunda ordem que pode ser escrita como sendo

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (214)$$

Agora para descobrir os valores de K_p e K_i , basta igualar os denominadores da Equação 213 e com a Equação 214, tem-se

$$s^2 + (a + K_p b)s + K_i b = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2. \quad (215)$$

Entretanto, é necessário determinar os novos valores dos polos da Equação 214. O tempo de acomodação $T_s = 0,01$ s e um coeficiente de amortecimento $\zeta = 0,68$. O valor de tempo de acomodação escolhido permite que a malha interna responda rapidamente e o coeficiente de amortecimento possui o critério de subamortecido, o sistema é mais lento e com consequência é melhor para observar o comportamento do sistema. Para resolver a Equação 214, o primeiro passo é calcular a frequência natural ω_n utilizando a Equação 216.

$$\omega_n = \frac{4}{\zeta \cdot T_s}. \quad (216)$$

Logo, a Equação 216 fica

$$\omega_n = \frac{4}{0,68 \cdot 0,01} = 588,23 \text{ rad/s}.$$

Resolvendo a Equação 214 com os valores calculados para os novos polos é

$$G(s) = \frac{346020,76}{s^2 + 800s + 346020,76}$$

Voltando para 215 é possível calcular os valores dos ganhos, da seguinte maneira

$$\frac{r_{sr}}{\sigma l_s} + K_p \cdot \frac{1}{\sigma l_s} = 2\zeta\omega_n; \quad (217)$$

$$K_p = 2\zeta\omega_n \cdot \sigma l_s - r_{sr}. \quad (218)$$

Retornando valores calculados e os de “a” e “b” na Equação 218

$$K_p = 800 \cdot 0,00212 - 0,44452 = 1,25.$$

E

$$K_i \cdot \frac{1}{\sigma l_s} = \omega_n^2; \quad (219)$$

$$K_i = \omega_n^2 \cdot \sigma l_s. \quad (220)$$

Retornando valores calculados e os de “a” e “b” na Equação 220, vem que

$$K_i = 346020,76 \cdot 0,00212 = 733.$$

Em que

K_p – ganho proporcional;

K_i – ganho integral.

A função em malha fechada com o controlador, Equação 213, fica

$$Y_{MF}(s) = \frac{590,01s + 346020,76}{s^2 + 800s + 346020,76} = \frac{590,01 \cdot (s + 586,46)}{s^2 + 800s + 346020,76}.$$

Os polos obtidos da Equação 213

$$s_{1,2} = -400 \pm j431,30.$$

E o zero da Equação 213 é $(s + 586,46)$.

5.1.2 Controle de Fluxo

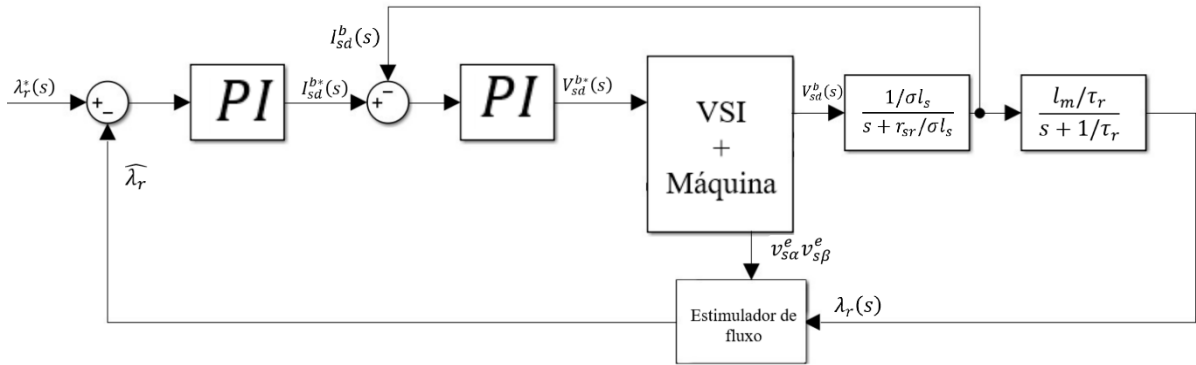
Realizando agora a malha externa do fluxo, responsável pelo controle do fluxo do controle direto. Para esta etapa é necessário realizar o cálculo da Equação 203, com os valores da Tabela 1, o resultado é

$$P(s) = \frac{\lambda_r(s)}{I_{sd}^b(s)} = \frac{0,15}{s + 3,74}.$$

Dessa forma, um controlador PI é capaz de controlar a Equação 203, por ser uma função de transferência de primeira ordem, assim como no controle de corrente.

O diagrama de bloco que representa a malha externa fechada com o controlador e junto com a malha interna e seu controlador, na Figura 15.

Figura 15 – Malha externa e interna fechada do controle de fluxo.



Fonte: Autoria Própria, 2024.

O controlador PI é igual a Equação 209.

A função de transferência, Equação 203, pode ser reescrita como

$$P(s) = \frac{\lambda_r(s)}{I_{sd}^b(s)} = \frac{b}{s + a}. \quad (221)$$

Em que $a = \frac{1}{\tau_r}$ e $b = \frac{l_m}{\tau_r}$. Assim, é possível calcular em malha fechada das Equações 221 e 209, logo

$$P_{MF}(s) = \frac{\widehat{\lambda}_r}{\lambda_r^*(s)} = \frac{G_{\lambda_r}(s) \cdot C(s)}{1 + G_{\lambda_r}(s) \cdot C(s)} = \frac{K_p b s + K_i b}{s^2 + (a + K_p b)s + K_i b}. \quad (222)$$

Agora para descobrir os valores de K_p e K_i , basta igualar os denominadores da Equação 222 e com a Equação 214. O resultado é similar a Equação 215.

Para obter os valores para 214 é considerado o coeficiente de amortecimento $\zeta = 0,68$ (isto é para um *overshoot* de 5,43% para um referencial em degrau) e $T_s = 1$ s. O valor escolhido para o amortecimento é definido de modo que as correntes não apresentem valores muito elevados durante o acionamento do gerador e ao longo do processo. O tempo de acomodação, por sua vez, é definido um pouco maior do que o do controle de corrente, para que este seja mais lento, respeitando o funcionamento de uma estrutura em cascata, na qual a malha interna (controle de corrente) deve ser mais rápida que a malha externa. Por fim, para calcular a frequência natural, basta substituir os respectivos valores na Equação 216.

$$\omega_n = \frac{4}{0,68 \cdot 1} = 5,88 \text{ rad/s}.$$

E a função de transferência com os novos polos é feita usando a Equação 214, substituindo os valores calculados, tem-se

$$F(s) = \frac{34,60}{s^2 + 8s + 34,60}.$$

Descobrimos os ganhos basta igualar os denominadores conforme a Equação 215. Então, retornando os valores calculados e de “a” e “b”, ficam as Equações 224 e 226.

$$\frac{1}{\tau_r} + K_p \cdot \frac{l_m}{\tau_r} = 2\zeta\omega_n; \tag{223}$$

$$K_p = \frac{2\zeta\omega_n \cdot \tau_r}{l_m} - \frac{1}{l_m}; \tag{224}$$

$$K_p = 34,60 - 24,39 = 10,41.$$

e

$$K_i \cdot \frac{l_m}{\tau_r} = \omega_n^2; \tag{225}$$

$$K_i = \omega_n^2 \cdot \frac{\tau_r}{l_m}; \tag{226}$$

$$K_i = 34,60 \cdot 6,53 = 225,90 .$$

A função em malha fechada com o controlador, Equação 222, fica

$$P_{MF}(s) = \frac{4,26s + 34,60}{s^2 + 8s + 34,60} = \frac{4,26 \cdot (s + 8,12)}{s^2 + 8s + 34,60} .$$

Os polos da Equação 222 são

$$s_{1,2} = -4 \pm j4,31.$$

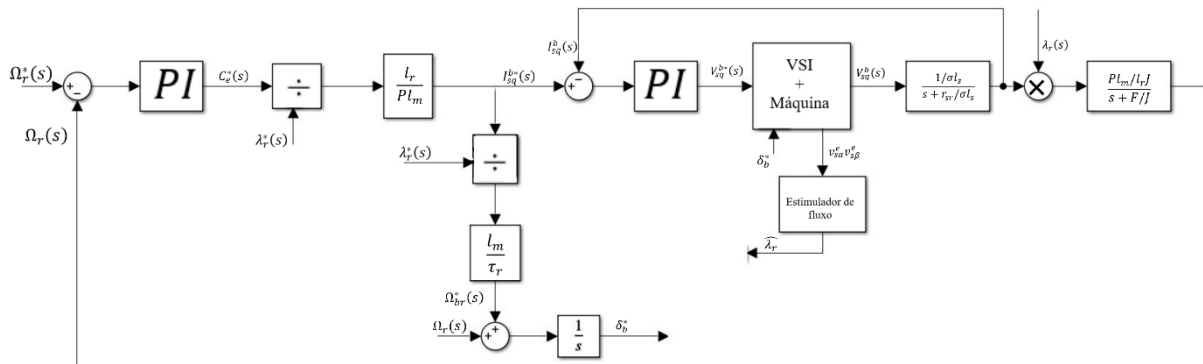
E o zero da Equação 222 é (s + 8,12).

5.1.3 Controle de Velocidade do Rotor

Para obter a malha externa da velocidade do rotor, é necessário calcular os valores de referências, ou seja, aqueles desejados e representados por (*).

O diagrama de bloco que representa a malha externa fechada com o controlador e junto com a malha interna e seu controlador, na Figura 16.

Figura 16 – Malha externa e interna fechada do controle de velocidade do rotor.



Fonte: Autoria Própria, 2025.

Primeiro passo é obter corrente de quadratura de referência I_{sq}^{b*} , basta usar Laplace na Equação 194, tem-se

$$C_e^*(s) = P \frac{l_m}{l_r} \cdot I_{sq}^{b*}(s) \cdot \lambda_r^*(s). \quad (227)$$

Reajustando a Equação 227, obtém-se

$$I_{sq}^{b*}(s) = \frac{l_r}{Pl_m} \cdot \frac{C_e^*(s)}{\lambda_r^*(s)}; \quad (228)$$

$$I_{sq}^{b*}(s) = 0,34 \cdot \frac{C_e^*(s)}{\lambda_r^*(s)}.$$

Em que: $\lambda_r^*(s)$ – valor constante e $C_e^*(s)$ – requerido pelo gerador.

E a frequência de escorregamento do rotor de referência ω_{br}^* é dada aplicando Laplace na Equação 185, (Azevedo, 2021; Azevedo; Barros; Cunha, 2019; Jacobina, 2005). Tem-se

$$\frac{l_m}{\tau_r} I_{sq}^{b*}(s) = \Omega_{br}^*(s) \cdot \lambda_r^*(s). \quad (229)$$

Reajustando a Equação 229

$$\Omega_{br}^*(s) = \frac{l_m}{\tau_r} \cdot \frac{I_{sq}^{b*}(s)}{\lambda_r^*(s)}; \quad (230)$$

$$\Omega_{br}^*(s) = 0,15 \cdot \frac{I_{sq}^{b*}(s)}{\lambda_r^*(s)}.$$

O ângulo do fluxo rotórico de referência δ_b^* é dado

$$\delta_b^* = \int_0^t \omega_{br}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau. \quad (231)$$

A função de transferência que representa $\omega_r(\tau)$ é dada pela Equação 208, em que o conjugado mecânico $C_m(s)$ é compensado pelo controlador na montagem da Figura 16. Assim a Equação 208 pode ser reescrita como

$$\frac{\Omega_r(s)}{I_{sq}^b(s) \cdot \lambda_r(s)} = \frac{Pl_m}{(l_rJs + l_rF)} = \frac{\frac{Pl_m}{l_rJ}}{s + \frac{F}{J}}. \quad (232)$$

Substituindo os valores dados na Tabela 1 na Equação 232, fica

$$M(s) = \frac{\Omega_r(s)}{I_{sq}^b(s) \cdot \lambda_r(s)} = \frac{7,37}{s + 0,1}.$$

Como o resultado também é um sistema de primeira ordem, um regulador PI é suficiente para controlar a função. Para o PI, o método de alocação de polos é satisfatório. O controlador é igual a Equação 209.

O primeiro passo é reajustar a Equação 232, ficando como a Equação 236

$$T_M(s) = \frac{\Omega_r(s)}{I_{sq}^b(s) \cdot \lambda_r(s)} = \frac{b}{s + a}. \quad (233)$$

Em que $a = \frac{F}{J}$ e $b = \frac{Pl_m}{l_r J}$. Assim, é possível calcular em malha fechada das Equações 233 e 209, tem-se

$$T_{MF}(s) = \frac{\Omega_r(s)}{\Omega_r^*(s)} = \frac{K_p b s + K_i b}{s^2 + a s + K_p b s + K_i b} = \frac{K_p b s + K_i b}{s^2 + (a + K_p b) s + K_i b}. \quad (234)$$

Agora para descobrir os valores de K_p e K_i , basta igualar os denominadores da Equação 234 e com a Equação 214. O resultado é conforme a Equação 215.

Os valores escolhidos são um coeficiente de amortecimento $\zeta = 0,68$ e $T_s = 2$ s. O valor de amortecimento é determinado seguindo o critério de *overshoot* de 5,43%, para um referencial em degrau, enquanto o tempo de acomodação, assim como no controle de fluxo, é ajustado para que o controle de velocidade do rotor seja um pouco mais lento do que o controle de corrente. Esse atraso na convergência da velocidade do eixo do gerador evita que, durante o acionamento, o regime transitório apresente um pico de corrente que poderia sobrecarregar o inversor. O primeiro passo é determinar a função de transferência com novos valores da Equação 214, o que pode ser feito calculando a frequência natural por meio da Equação 216, tem-se

$$\omega_n = \frac{4}{0,68 \cdot 2} = 2,94 \text{ rad/s.}$$

E a função de transferência com os novos polos, Equação 214, fica

$$T(s) = \frac{8,65}{s^2 + 4s + 8,65}.$$

Agora para descobrir os valores de K_p e K_i , basta igualar os denominadores, conforme a Equação 215. Assim, retornando os valores calculados e de “a” e “b”, ficam

$$\frac{F}{J} + K_p \cdot \frac{Pl_m}{l_r J} = 2\zeta\omega_n; \quad (235)$$

$$K_p = \frac{2\zeta\omega_n \cdot l_r J}{Pl_m} - \frac{Fl_r}{Pl_m}; \quad (236)$$

$$K_p = 0,54 - 0,014 = 0,53.$$

E

$$K_i \cdot \frac{Pl_m}{l_r J} = \omega_n^2; \quad (237)$$

$$K_i = \omega_n^2 \cdot \frac{l_r J}{Pl_m}; \quad (238)$$

$$K_i = 8,65 \cdot 0,14 = 1,20.$$

A função em malha fechada com o controlador, Equação 234, fica

$$T_{MF}(s) = \frac{3,9s + 8,65}{s^2 + 4s + 8,65} = \frac{3,9(s + 2,22)}{s^2 + 4s + 8,65}.$$

Os polos da Equação 234 são $s_{1,2} = -2 \pm j2,16$ e o zero ($s + 2,22$).

Como dito anteriormente é necessário calcular o fluxo estimado, para assim poder usar o controle direto. Para isso, o primeiro passo é usar a tensão do estator no referencial estacionário (e), em que $\omega_g = 0$, usando a Equação 117, tem-se, (Azevedo, 2021; Azevedo; Barros; Cunha, 2019)

$$v_{s\alpha}^e = r_s i_s^e + \frac{d\lambda_s^e}{dt}. \quad (239)$$

Em que

$$v_s^e = v_{s\alpha}^e + jv_{s\beta}^e, i_s^e = i_{s\alpha}^e + ji_{s\beta}^e \text{ e } \lambda_s^e = \lambda_{s\alpha}^e + j\lambda_{s\beta}^e.$$

Deixando a Equação 239 em função dos fluxos estatóricos, tem-se os fluxos magnéticos do estator, como sendo

$$\hat{\lambda}_{s\alpha}^e = \int_0^t [v_{s\alpha}^e(\tau) - r_s i_{s\alpha}^e(\tau)] d\tau; \quad (240)$$

$$\hat{\lambda}_{s\beta}^e = \int_0^t [v_{s\beta}^e(\tau) - r_s i_{s\beta}^e(\tau)] d\tau. \quad (241)$$

Para obter o do fluxo rotórico, é necessário usar a Equação 151 e deixar em função do fluxo rotórico com o referencial estacionário (e), tem-se

$$\lambda_s^e = \sigma l_s i_s^e + \frac{l_m}{l_r} \lambda_r^e. \quad (242)$$

Deixando em função de λ_r^e , vem que

$$\lambda_r^e = \frac{l_r}{l_m} \lambda_s^e - \frac{\sigma l_s l_r}{l_m} i_s^e. \quad (243)$$

Em que

$$\lambda_r^e = \lambda_{r\alpha}^e + j\lambda_{r\beta}^e.$$

Os fluxos magnéticos do rotor, são

$$\hat{\lambda}_{r\alpha}^e = \frac{l_r}{l_m} \widehat{\lambda}_{s\alpha}^e - \frac{\sigma l_s l_r}{l_m} i_{s\alpha}^e; \quad (244)$$

$$\hat{\lambda}_{r\beta}^e = \frac{l_r}{l_m} \widehat{\lambda}_{s\beta}^e - \frac{\sigma l_s l_r}{l_m} i_{s\beta}^e. \quad (245)$$

Vale salientar que $\omega_g = 0$, ou seja, o eixo da máquina CA está parado, de modo que os valores das correntes e tensões são equiparados a transformação " $\alpha\beta$ ". Para que haja a comparação do fluxo estimado com o fluxo de referência é necessário que haja uma transformação de " $\alpha\beta$ " para "dq" no referencial fluxo rotórico, usando os fluxos do rotor. Para isso é necessário usar a seguinte transformação, em que $\lambda_r^b = \hat{\lambda}_{rd}^b + j\hat{\lambda}_{rq}^b = \hat{\lambda}_r + j0$, (Azevedo; Barros; Cunha, 2019; Bim, 2018). Tem-se

$$\begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{rd}^b \\ \hat{\lambda}_{rq}^b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_b) & \sin(\delta_b) \\ -\sin(\delta_b) & \cos(\delta_b) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{r\alpha}^e \\ \hat{\lambda}_{r\beta}^e \end{bmatrix}; \quad (246)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\lambda}_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_b) & \sin(\delta_b) \\ -\sin(\delta_b) & \cos(\delta_b) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{r\alpha}^e \\ \hat{\lambda}_{r\beta}^e \end{bmatrix}. \quad (247)$$

Pode reescrever a Equação 247 como sendo

$$\hat{\lambda}_r = \cos(\delta_b) \cdot \hat{\lambda}_{r\alpha}^e + \sin(\delta_b) \cdot \hat{\lambda}_{r\beta}^e; \quad (248)$$

$$0 = -\sin(\delta_b) \cdot \hat{\lambda}_{r\alpha}^e + \cos(\delta_b) \cdot \hat{\lambda}_{r\beta}^e. \quad (249)$$

Reajustando a Equação 249 como sendo

$$\sin(\delta_b) \cdot \hat{\lambda}_{r\alpha}^e = \cos(\delta_b) \cdot \hat{\lambda}_{r\beta}^e \Rightarrow \hat{\lambda}_{r\alpha}^e = \frac{\cos(\delta_b) \cdot \hat{\lambda}_{r\beta}^e}{\sin(\delta_b)}. \quad (250)$$

Substituindo a Equação 250 na Equação 248, tem-se

$$\hat{\lambda}_r = \cos(\delta_b) \cdot \left(\frac{\cos(\delta_b) \cdot \hat{\lambda}_{r\beta}^e}{\sin(\delta_b)} \right) + \sin(\delta_b) \cdot \hat{\lambda}_{r\beta}^e = \frac{\cos(\delta_b)^2 \cdot \hat{\lambda}_{r\beta}^e}{\sin(\delta_b)} + \sin(\delta_b) \cdot \hat{\lambda}_{r\beta}^e. \quad (251)$$

Reajustando a Equação 251 como sendo

$$\hat{\lambda}_r = \frac{\cos(\delta_b)^2 \cdot \hat{\lambda}_{r\beta}^e + \sin(\delta_b)^2 \cdot \hat{\lambda}_{r\beta}^e}{\sin(\delta_b)} = \frac{(\cos(\delta_b)^2 + \sin(\delta_b)^2) \hat{\lambda}_{r\beta}^e}{\sin(\delta_b)}. \quad (252)$$

Pelas transformações trigonométricas, tem-se

$$\cos(\delta_b)^2 + \sin(\delta_b)^2 = 1. \quad (253)$$

Assim a Equação 252 fica

$$\hat{\lambda}_r = \frac{\hat{\lambda}_{r\beta}^e}{\sin(\delta_b)} \Rightarrow \hat{\lambda}_{r\beta}^e = \hat{\lambda}_r \cdot \sin(\delta_b) \Rightarrow \sin(\delta_b) = \frac{\hat{\lambda}_{r\beta}^e}{\hat{\lambda}_r}. \quad (254)$$

Substituindo a Equação 254 na Equação 250, tem-se

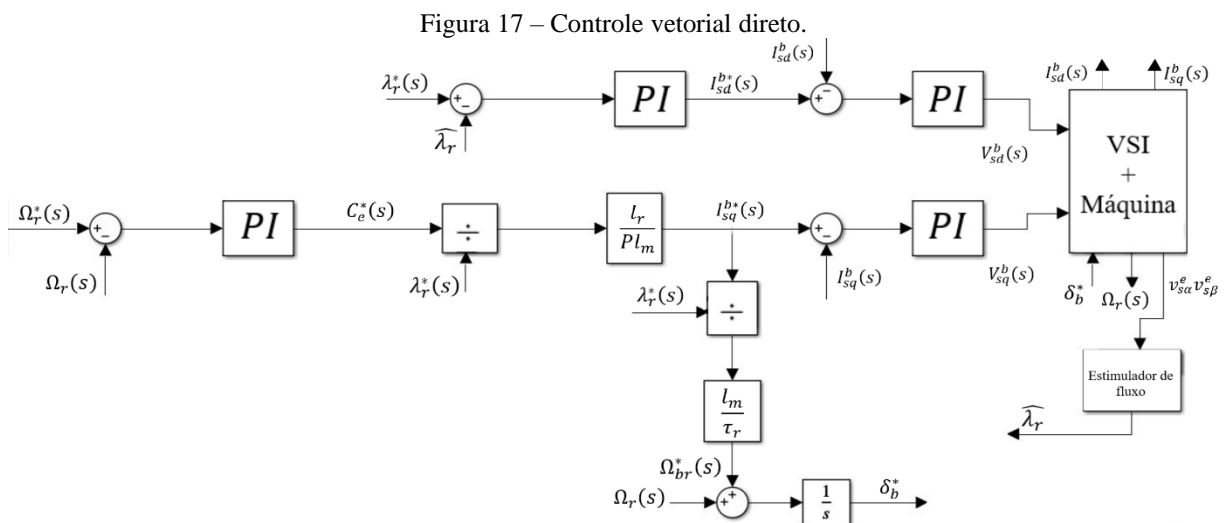
$$\hat{\lambda}_{r\alpha}^e = \frac{\cos(\delta_b) \cdot \hat{\lambda}_r \cdot \sin(\delta_b)}{\sin(\delta_b)} = \cos(\delta_b) \cdot \hat{\lambda}_r \Rightarrow \cos(\delta_b) = \frac{\hat{\lambda}_{r\alpha}^e}{\hat{\lambda}_r}. \quad (255)$$

Voltando para a transformação para a Equação 253 e adicionando as Equações 255 e 254, tem

$$\left(\frac{\hat{\lambda}_{r\alpha}^e}{\hat{\lambda}_r}\right)^2 + \left(\frac{\hat{\lambda}_{r\beta}^e}{\hat{\lambda}_r}\right)^2 = 1 \Rightarrow \frac{\hat{\lambda}_{r\alpha}^e{}^2}{\hat{\lambda}_r^2} + \frac{\hat{\lambda}_{r\beta}^e{}^2}{\hat{\lambda}_r^2} = 1; \quad (256)$$

$$\frac{\hat{\lambda}_{r\alpha}^e{}^2 + \hat{\lambda}_{r\beta}^e{}^2}{\hat{\lambda}_r^2} = 1 \Rightarrow \hat{\lambda}_{r\alpha}^e{}^2 + \hat{\lambda}_{r\beta}^e{}^2 = \hat{\lambda}_r^2 \Rightarrow \hat{\lambda}_r = \sqrt{\hat{\lambda}_{r\alpha}^e{}^2 + \hat{\lambda}_{r\beta}^e{}^2}. \quad (257)$$

Desta forma o controle vetorial em quadratura direto, completo, fica conforme a representação do diagrama na Figura 17.



Fonte: Adaptado de Azevedo, 2021.

5.2 ESTRUTURA DE CONTROLE INDIRETO

Por fim, o controle vetorial indireto em quadratura com o referencial fluxo rotórico. Essa abordagem utiliza modelos matemáticos para estimar variáveis internas, como o fluxo magnético e o torque, o que permite um controle preciso sem a necessidade de controle de fluxo. A montagem do sistema segue uma estrutura similar à do controle vetorial direto, com diagramas de blocos que possuem malhas equivalentes para o processamento das variáveis. O modelo também usa a Tabela 1 para obter os respectivos valores.

5.2.1 Controle de Corrente

O controle de corrente é abordado na seção 5.1.1, e a malha interna fechada, similar à utilizada no controle vetorial direto, na Figura 14. Apesar do controle de corrente possuir a mesma montagem, o resultado é diferente para o controle vetorial indireto.

5.2.2 Controle de Fluxo

A única diferença entre os controladores é que no indireto não possui a malha da estimação de fluxo e desta forma não possui a malha de controle de fluxo, sendo apenas uma constante. Para o controle do fluxo basta usar a Equação 193 e deixar em função da corrente direta de referência I_{sd}^{b*} em regime permanente ($\frac{d\lambda_r}{dt} = 0$), tem-se, (Sousa, 2023; Jacobina, 2005).

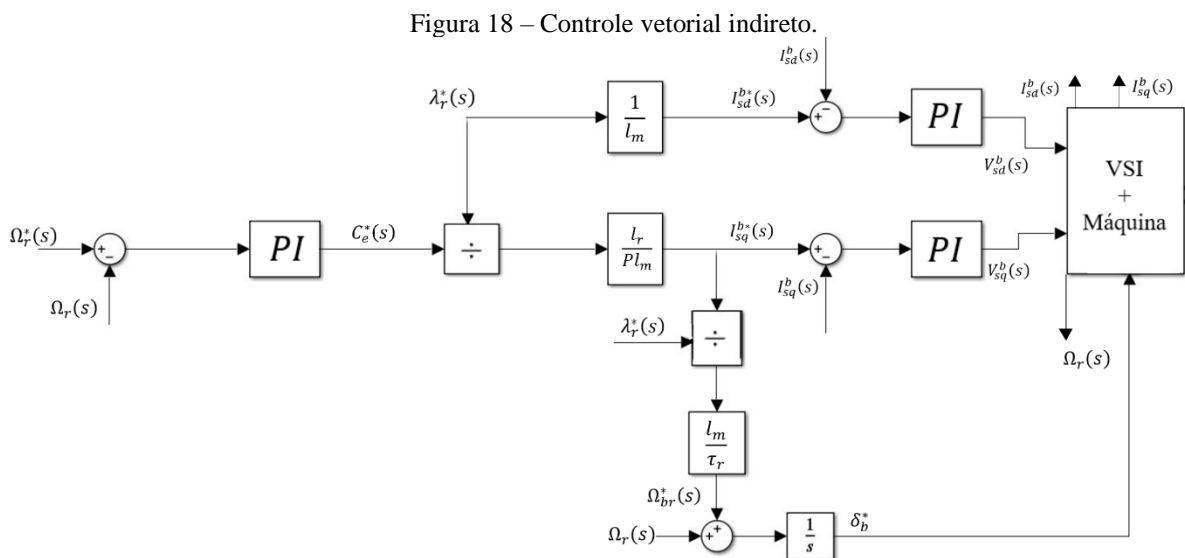
$$\frac{l_m}{\tau_r} I_{sd}^{b*}(s) = \frac{1}{\tau_r} \lambda_r^*(s); \quad (258)$$

$$I_{sd}^{b*}(s) = \frac{1}{l_m} \cdot \lambda_r^*(s); \quad (259)$$

$$I_{sd}^{b*}(s) = 24,39 \cdot \lambda_r^*(s).$$

5.2.3 Controle de Velocidade do Rotor

Assim com o controle de corrente, o controle de velocidade do rotor já é abordado na seção 5.1.3 e a malha que representa a montagem na Figura 16. O diagrama que mostra o controle vetorial em quadratura indireto, na Figura 18.



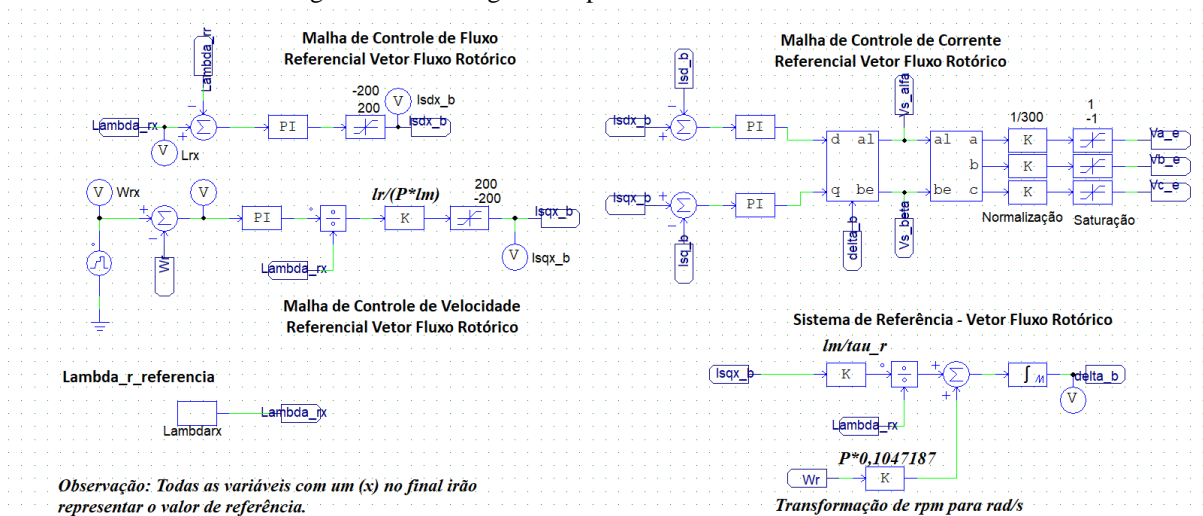
Fonte: Adaptado de Jacobina, 2005.

6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A simulação do gerador do sistema de geração de energia eólica tem os dados coletados pelo *software* PSIM e os gráficos gerados no Scilab. Os parâmetros do *SCIG* utilizado na simulação são apresentados na Tabela 1. A frequência de comutação, ou seja, a frequência de chaveamento do PWM é de 10 kHz. A turbina pode operar com um range de velocidade de 127 rpm e 150 rpm, e o gerador procedeu com velocidades de 1200 rpm a 1000 rpm. As simulações são realizadas com um passo fixo de 0,3 μ s. Todo o processo funciona com valores escolhidos para melhor acionamento do gerador, de modo a evitar danos a longo prazo.

Na Figura 19 e na Figura 20 é possível observar a montagem do circuito elétrico pelo PSIM do controle vetorial direto e indireto, respectivamente. Vale salientar que a representação da turbina, gerador e conversor estão nos Apêndices A e B, Figura 21 e Figura 24. A parte da transformação trifásica para bifásica é representada pelos blocos de “abc”, “dq” e “ $\alpha\beta$ ”.

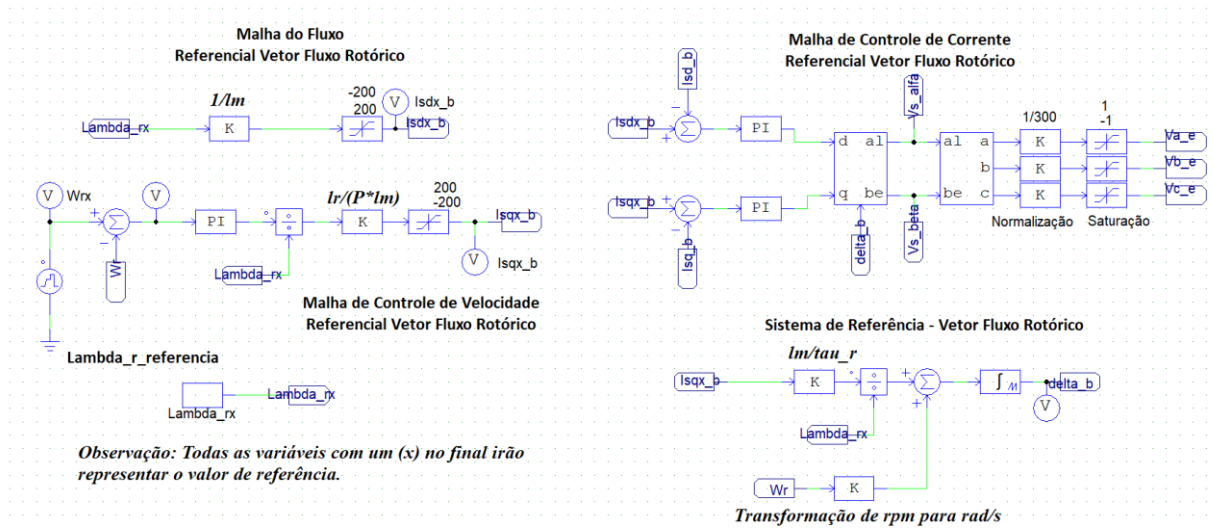
Figura 19 – Montagem completa do controle vetorial direto.



Fonte: Autoria Própria, 2025.

A montagem do controle vetorial indireto, Figura 20, é muito similar à da Figura 19, todavia no indireto não tem a malha de controle de fluxo, de modo que o fluxo nesta montagem é uma constante, como pode ser observado.

Figura 20 – Montagem completa do controle vetorial indireto.



Fonte: Autoria Própria, 2025.

6.1 CONTROLE VETORIAL DIRETO

Os valores dos ganhos usados para o controle vetorial direto são apresentados na Tabela

2.

Tabela 2 – Parâmetros dos ganhos dos controladores do controle vetorial direto.

Malhas de Controle	K_p	K_i
Corrente direta do estator (I_{sd}^b)	1,25	733
Corrente em quadratura do estator (I_{sq}^b)	1,25	733
Velocidade do Rotor (Ω_r)	0,53	1,20
Fluxo Rotórico (λ_r)	10,41	225,90

Fonte: Autoria Própria, 2025.

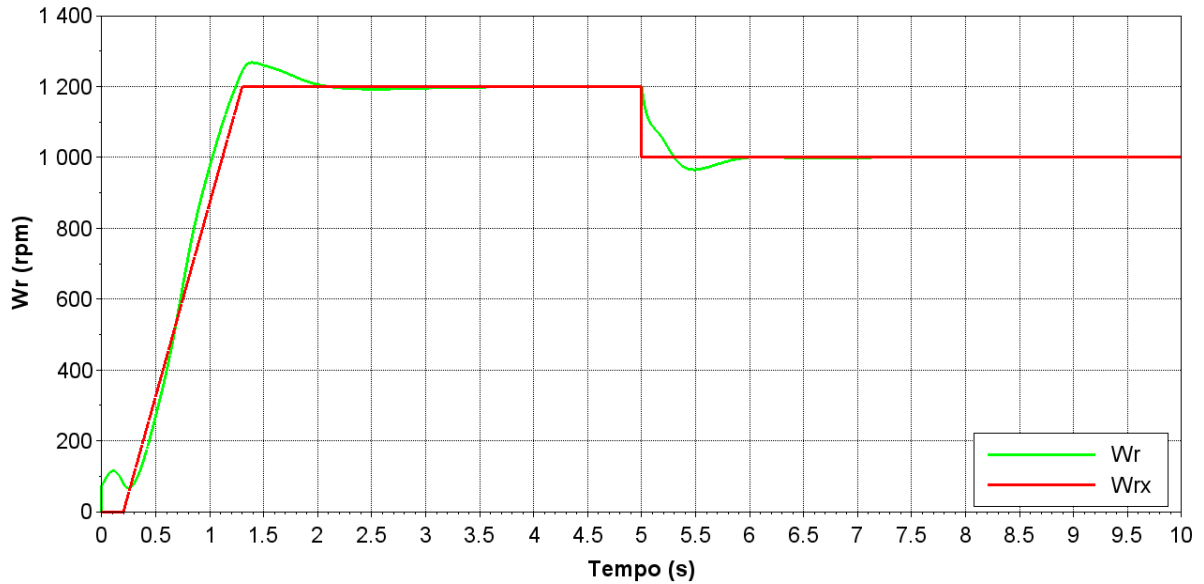
6.1.1 Partida e Variação de Velocidade de Referência Negativa

No Gráfico 4 verificar-se a resposta à velocidade do rotor para variações na referência de rotação, de 1200 rpm para 1000 rpm. Essa análise considera condições reais, em que uma montagem real varia a todo o momento, não tendo uma velocidade fixa. No projeto, é definida um *overshoot* máxima de 5,43% e um tempo de acomodação de 2 s para respostas com sinais de referência em degrau.

A transição inicial para 1200 rpm utiliza uma rampa para minimizar sobressinais e proteger o sistema. Nesse caso, o sistema apresenta um *overshoot* de 5,58% com o tempo de acomodação de 2 s. Para 1000 rpm é empregado um degrau para verificar os resultados

calculados, é registrado um *overshoot* de 3,5%, dentro do limite calculado. O tempo de acomodação é de 1 s entre os instantes 0 s e 10 s.

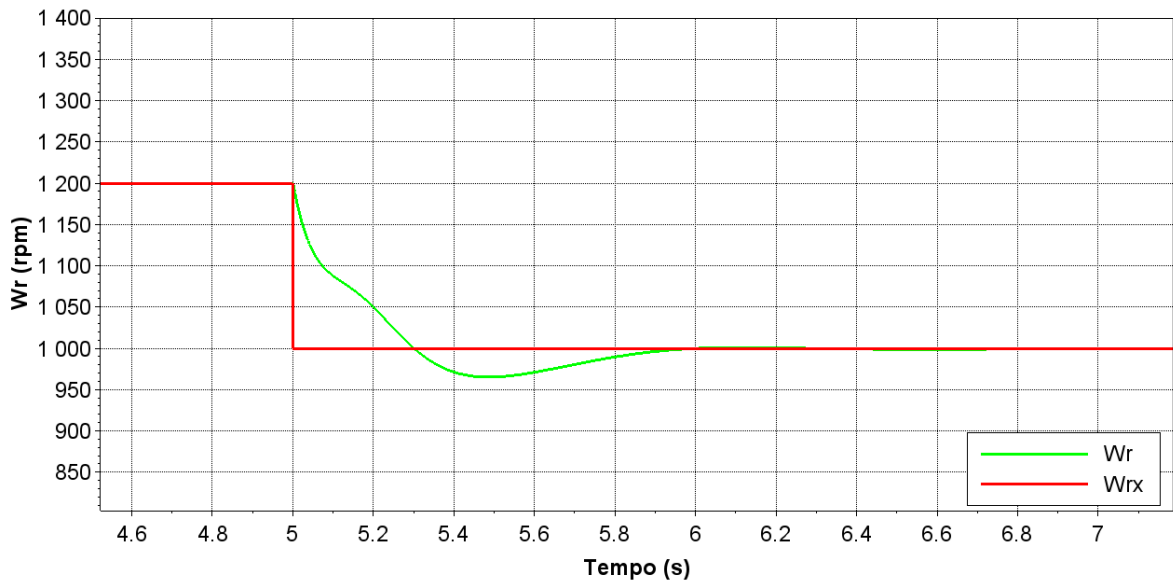
Gráfico 4 – Velocidade do rotor por *DFOC*.



Fonte: Autoria Própria, 2025.

No Gráfico 5 tem o *zoom* do Gráfico 4 entre os instantes 4,6 s e 7 s.

Gráfico 5 – *Zoom* do degrau de velocidade do rotor.



Fonte: Autoria Própria, 2025.

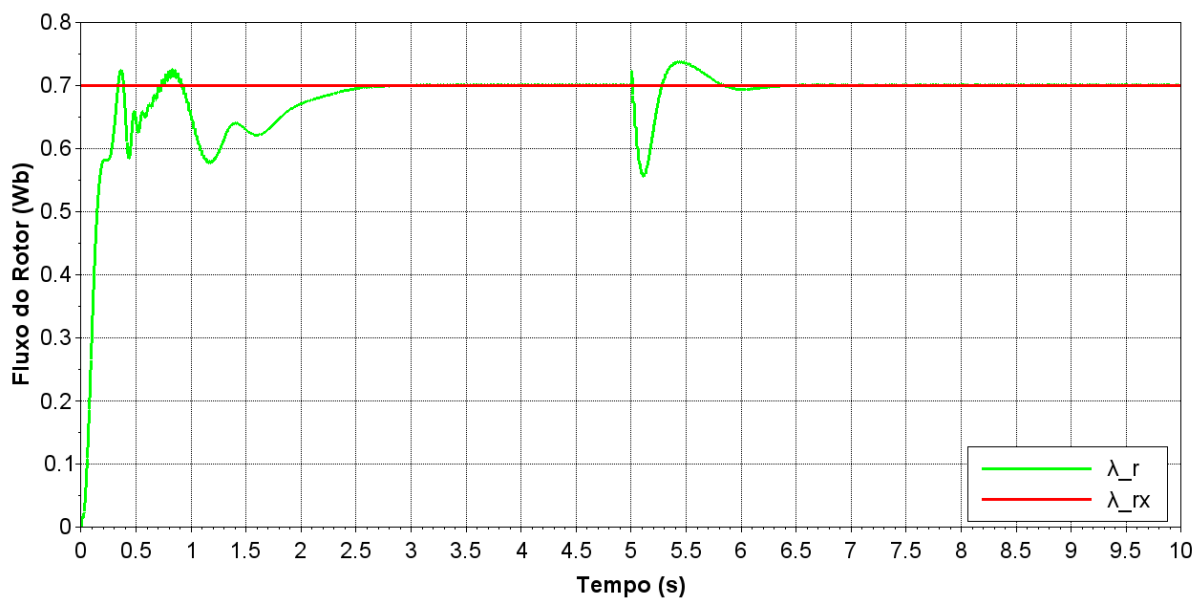
Gráfico 6 observa-se que o fluxo estimado acompanha o fluxo de referência, embora com tempos de resposta distintos para as velocidades de 1200 rpm e 1000 rpm. O fluxo em

Weber (Wb) representa o fluxo magnético no sistema e o valor de 0,7 Wb é escolhido para otimizar o desempenho, evitando saturações excessivas e variações de carga (Azevedo, 2021).

Os valores projetados para respostas em degrau são: *overshoot* de 5,43% e um tempo de acomodação de 1 s. O sinal de referência de 1200 rpm, configurado como uma rampa, leva 2,5 s para atingir o estado estacionário, enquanto o sinal de 1000 rpm, configurado como um degrau, atinge o estado estacionário em 1 s, no instante de 0 s a 10 s.

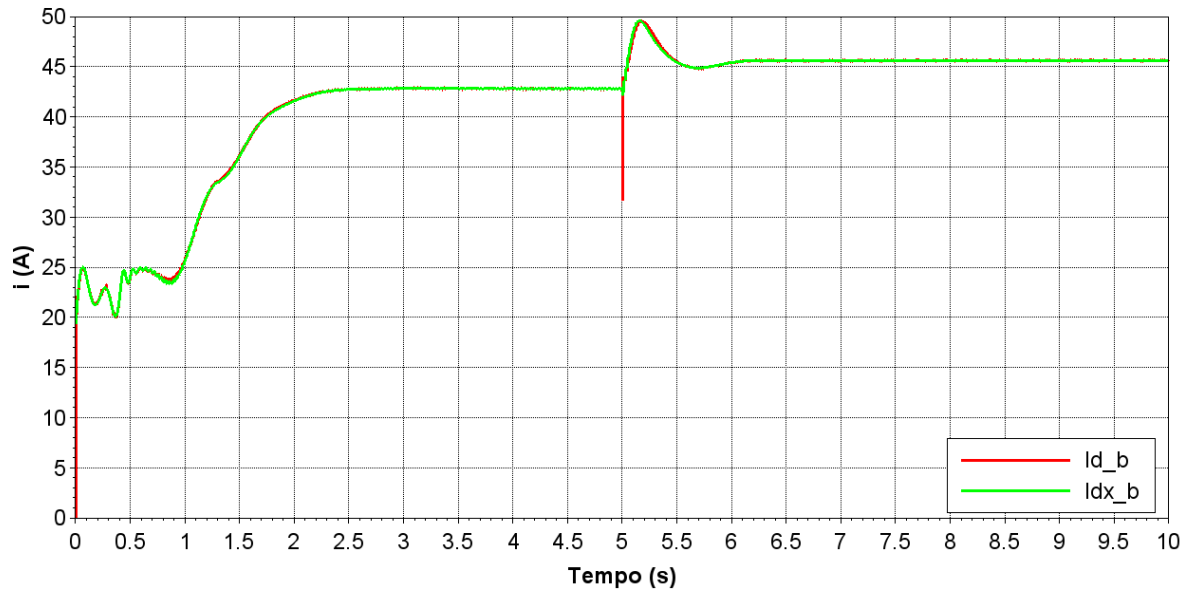
Em relação ao *overshoot*, o valor obtido para 1200 rpm é de 3,6%. Para 1000 rpm é de 4,28%, dentro dos limites esperados.

Gráfico 6 – Fluxo do rotor de referência e fluxo estimado pelo *DFOC*.



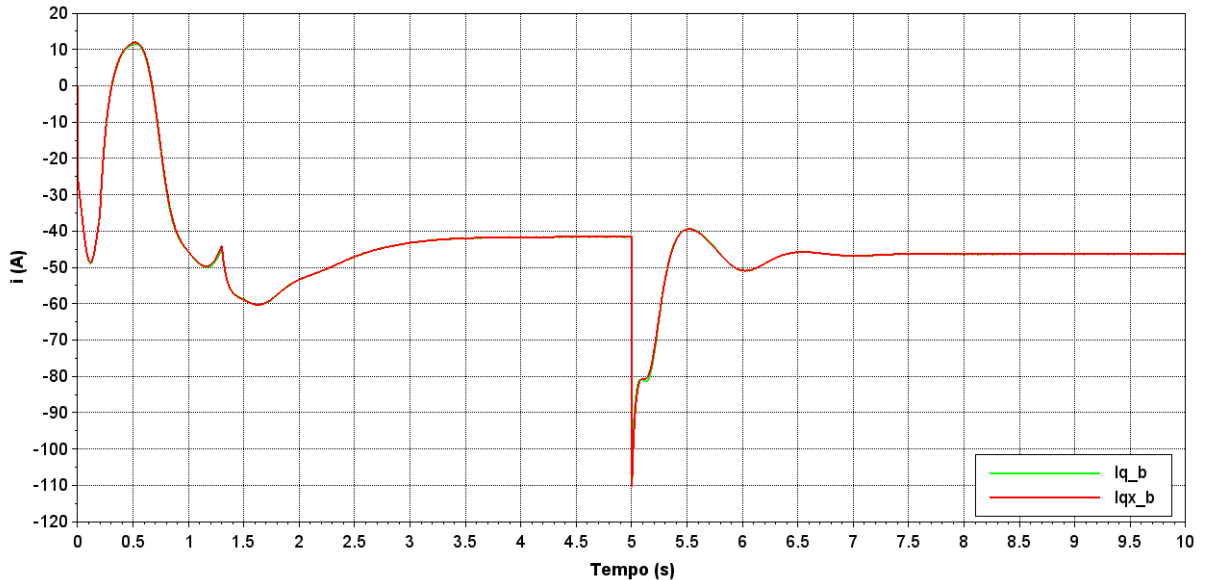
Fonte: Autoria Própria, 2025.

No Gráfico 7 observar-se a componente “d” no referencial fluxo rotórico do controle das correntes do estator no instante de 0 s a 10 s. Nota-se que o valor real segue o de referência, produzindo uma resposta desejável.

Gráfico 7 – Componente direta da corrente do estator real e de referência por *DFOC*.

Fonte: Autoria Própria, 2025.

No Gráfico 8 observar-se a componente “q” no referencial fluxo rotórico do controle das correntes do estator no instante de 0 s a 10 s. Nota-se que o valor real segue o de referência, produzindo uma resposta desejável.

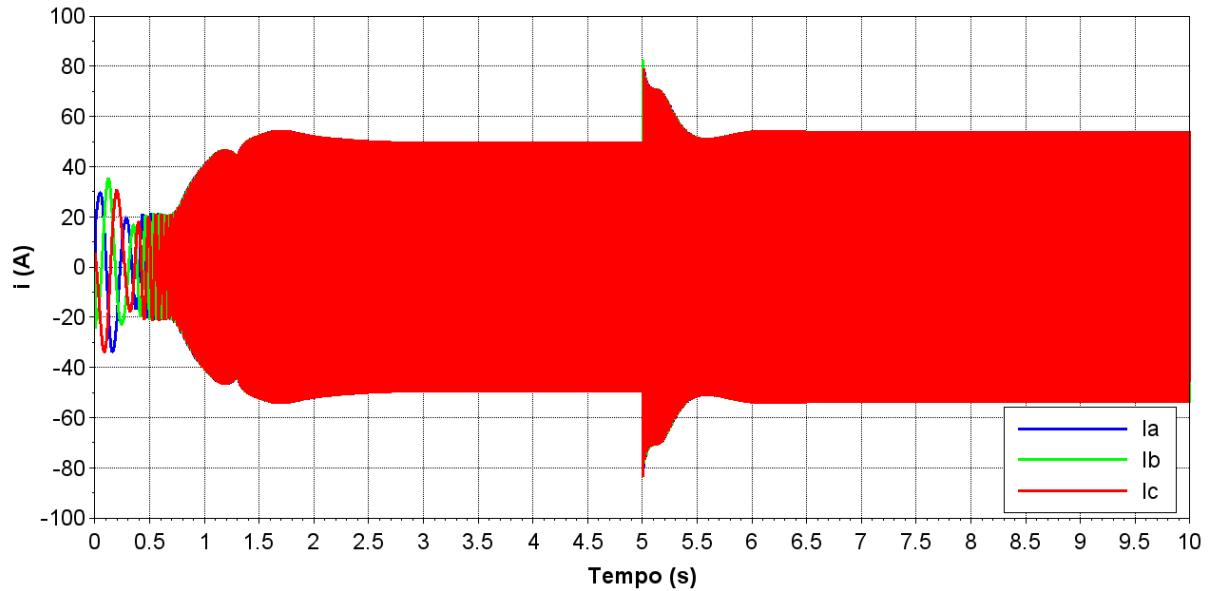
Gráfico 8 – Componente em quadratura da corrente do estator real e de referência por *DFOC*.

Fonte: Autoria Própria, 2025.

O Gráfico 9 verificar-se as correntes do estator para 1200 rpm e 1000 rpm, entre os instantes de 0 s a 10 s. A corrente de *inrush*, que corresponde ao pico de corrente no momento do acionamento do gerador, atinge 35,5 A. Durante o regime transitório, a corrente alcança um pico de 54,2 A para 1200 rpm e 83 A para 1000 rpm. No regime permanente, a resposta é

satisfatória, estabilizando-se em 50 A para 1200 rpm e 54 A para 1000 rpm. Esses valores são dentro do limite máximo permitido de 200 A, confirmando a conformidade do sistema com os parâmetros de projeto.

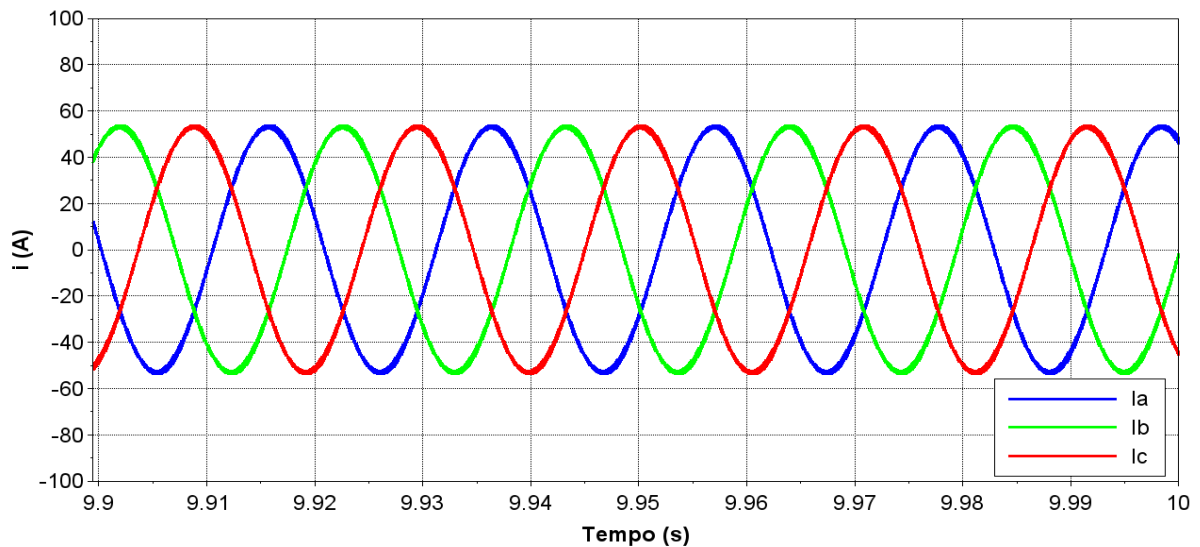
Gráfico 9 – Correntes do estator por *DFOC*.



Fonte: Autoria Própria, 2025.

No Gráfico 10, é possível ver o *zoom* do Gráfico 9 no instante da velocidade de rotação de 1000 rpm entre o instante 9,9 s a 10 s. O objetivo é verificar se o resultado entregue é próximo de uma onda senoidal perfeita. Além disso, é possível verificar se as correntes ultrapassaram a corrente máxima. Para ambas velocidades de referência o resultado é o desejado.

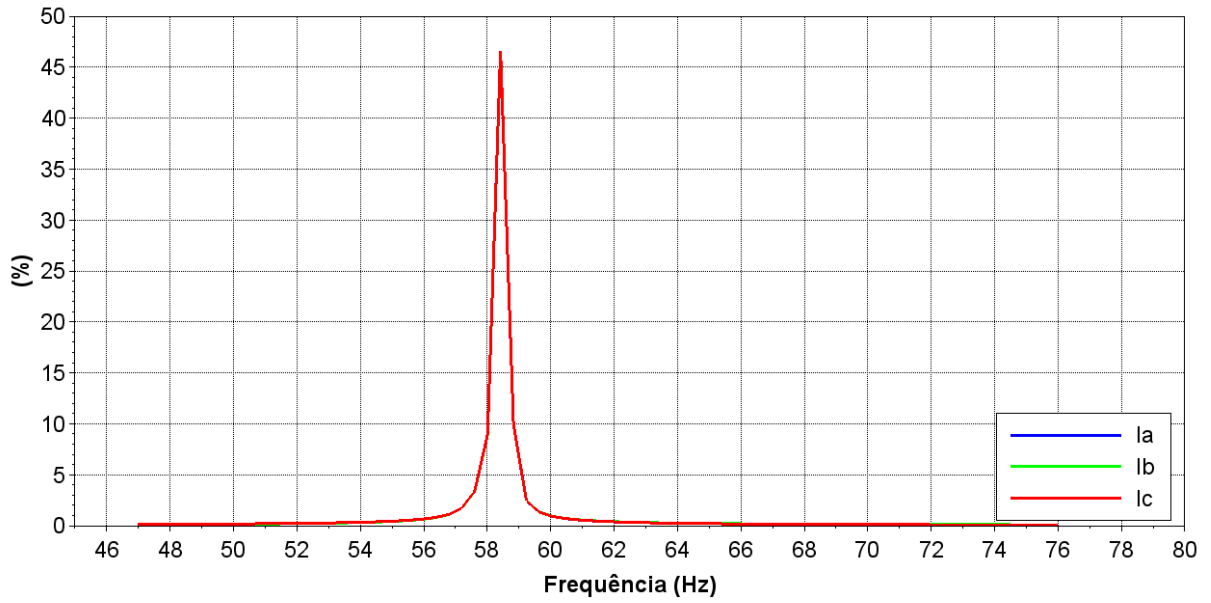
Gráfico 10 – Zoom das correntes do estator por DFOC.



Fonte: Autoria Própria, 2025.

O Gráfico 11 observar-se as frequências das correntes do estator para 1200 rpm. As frequências são utilizadas para obter a *THD*, valor que confirma o quanto uma onda elétrica é no formato de senoide perfeita. Para descobrir, basta adquirir o percentual pelo *software* PSIM, em que a frequência fundamental obtida é de 58,4 Hz. Caso o valor seja maior que 5%, então a energia elétrica está com uma grande quantidade de ruídos elétricos, os quais podem gerar superaquecimento, mau funcionamento dos componentes e o desgaste do equipamento. O *THD* para cada corrente é de $I_a = 2,74\%$, $I_b = 2,93\%$ e $I_c = 2,95\%$, conforme o esperado.

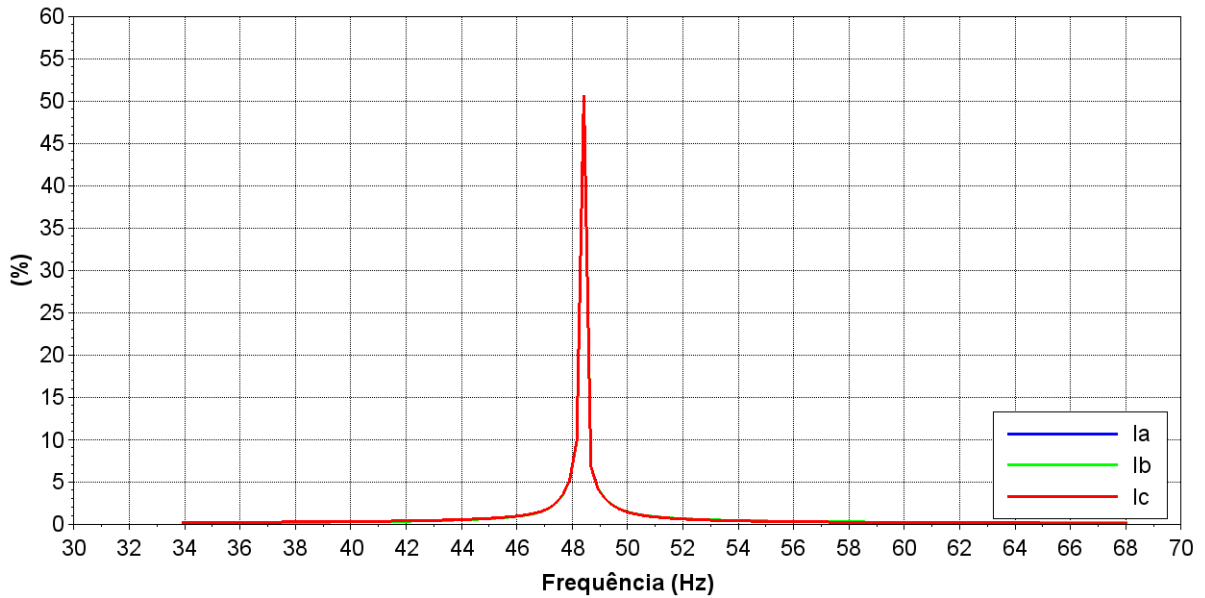
Gráfico 11 – Frequência das correntes do estator com *DFOC*.



Fonte: Autoria Própria, 2025.

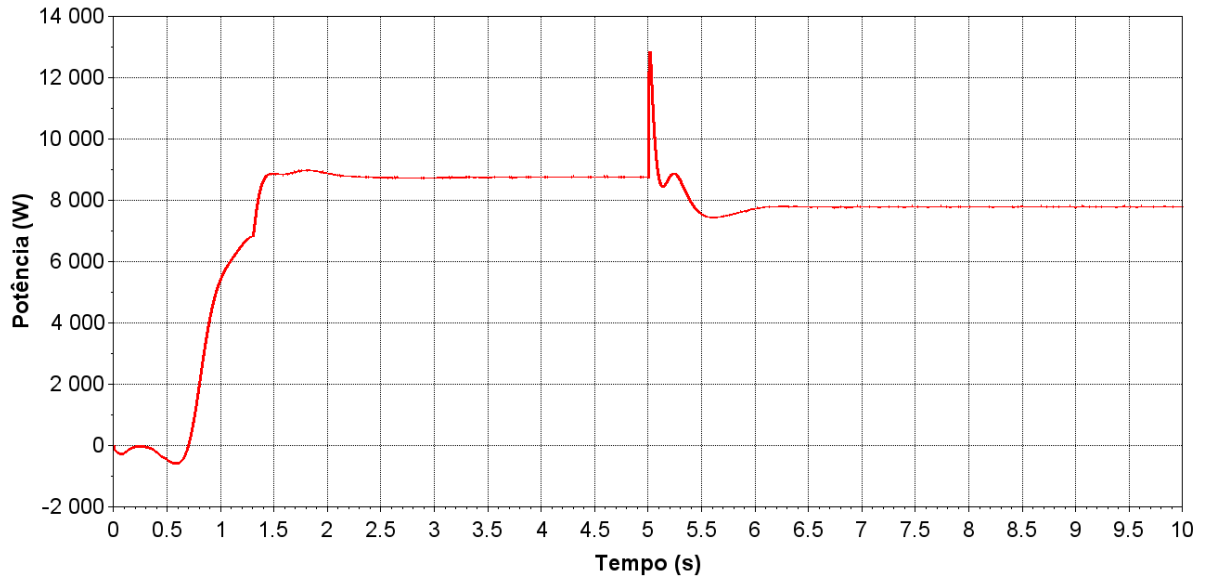
O Gráfico 12 observar-se as frequências das correntes do estator para 1000 rpm. A frequência fundamental obtida é de 48,4 Hz. O *THD* para cada corrente é de $I_a = 2,35\%$, $I_b = 2,36\%$ e $I_c = 2,44\%$, conforme o esperado.

Gráfico 12 – Frequência das correntes do estator com *DFOC*.



Fonte: Autoria Própria, 2025.

No Gráfico 13 observar-se a potência entregue no barramento CC no instante de 0 s a 10 s, em que para 1200 rpm a potência em regime permanente é de 8800 W e para 1000 rpm de 7819 W.

Gráfico 13 – Potências entregues ao barramento CC com *DFOC*

Fonte: Autorial Própria, 2025.

6.2 CONTROLE VETORIAL INDIRETO

Os valores dos ganhos usados para o controle vetorial indireto são apresentados na Tabela 3. Diferente do controle vetorial direto, o indireto não precisa do valor de fluxo estimado, logo a malha de controle de fluxo não é implementada.

Tabela 3 – Parâmetros dos ganhos dos controladores do Indireto.

Malhas de Controle	K_p	K_i
Corrente direta do estator (I_{sd}^b)	1,25	733
Corrente em quadratura do estator (I_{sq}^b)	1,25	733
Velocidade do Rotor (Ω_r)	0,53	1,20

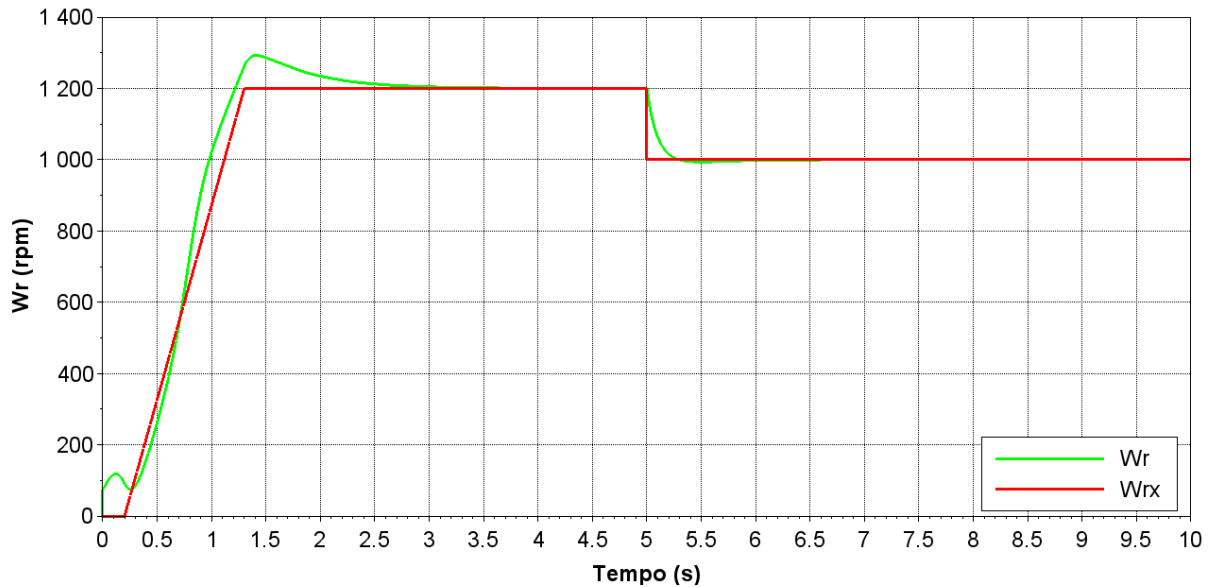
Fonte: Autorial Própria, 2025.

6.2.1 Partida e Variação de Velocidade de Referência Negativa

O Gráfico 14 tem a resposta do rotor em termos de velocidade para variações na referência de velocidade de 1200 rpm para 1000 rpm no instante de 0 s a 10s. O projeto especificava um *overshoot* máximo de 5,43% e um tempo de acomodação de 2 s para respostas em degrau. A transição inicial para 1200 rpm utiliza uma rampa para minimizar sobressinais e proteger o sistema, o resultando é um *overshoot* de 7,67% e um tempo de acomodação de 2,5 s. A transição subsequente para 1000 rpm, com sinal de referência em degrau, para conferir se

o projeto é seguido, apresenta *overshoot* de 1%, dentro do limite especificado de 5,43%. O tempo de acomodação é de 1 s, abaixo do valor projetado de 2 s.

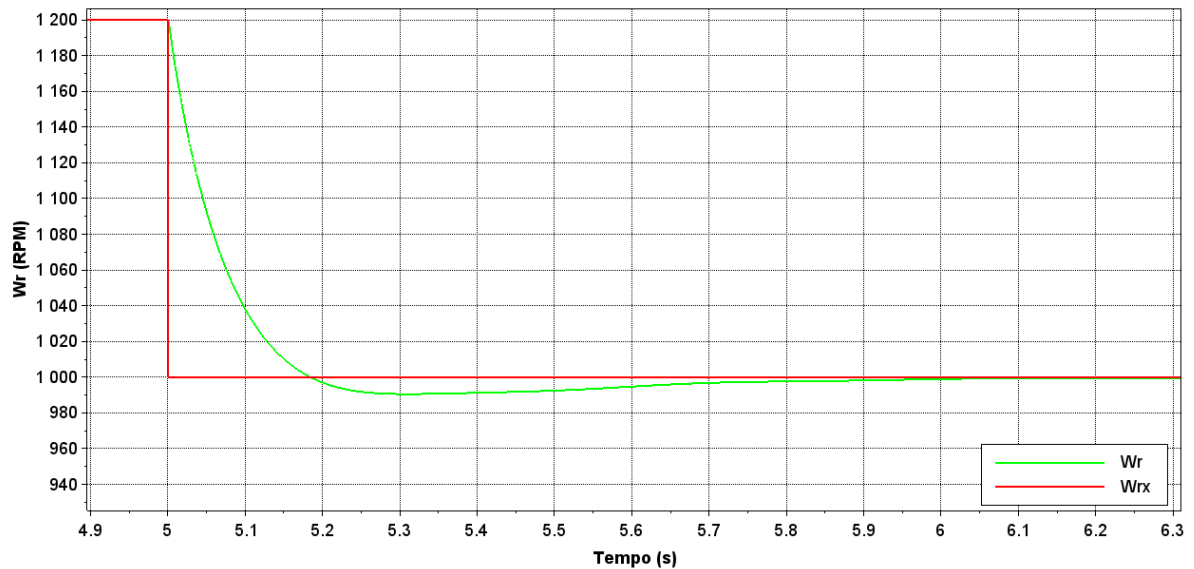
Gráfico 14 – Velocidade do rotor por *IFOC*.



Fonte: Autorial Própria, 2025.

No Gráfico 15 tem o *zoom* do Gráfico 14 no instante de 4,9 s e 6,3 s.

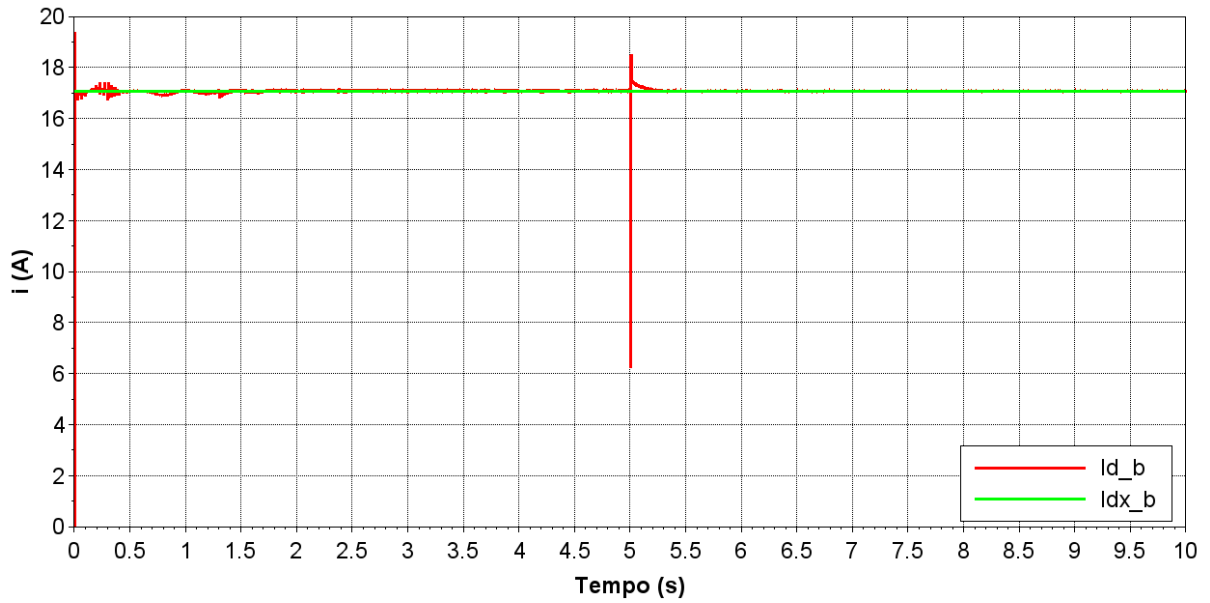
Gráfico 15 – *Zoom* do degrau de velocidade.



Fonte: Autorial Própria, 2025.

No Gráfico 16 observar-se a componente “d” no referencial fluxo rotórico do controle das correntes do estator no instante de 0 s a 10 s. Nota-se que o valor real segue o de referência, produzindo uma resposta desejável.

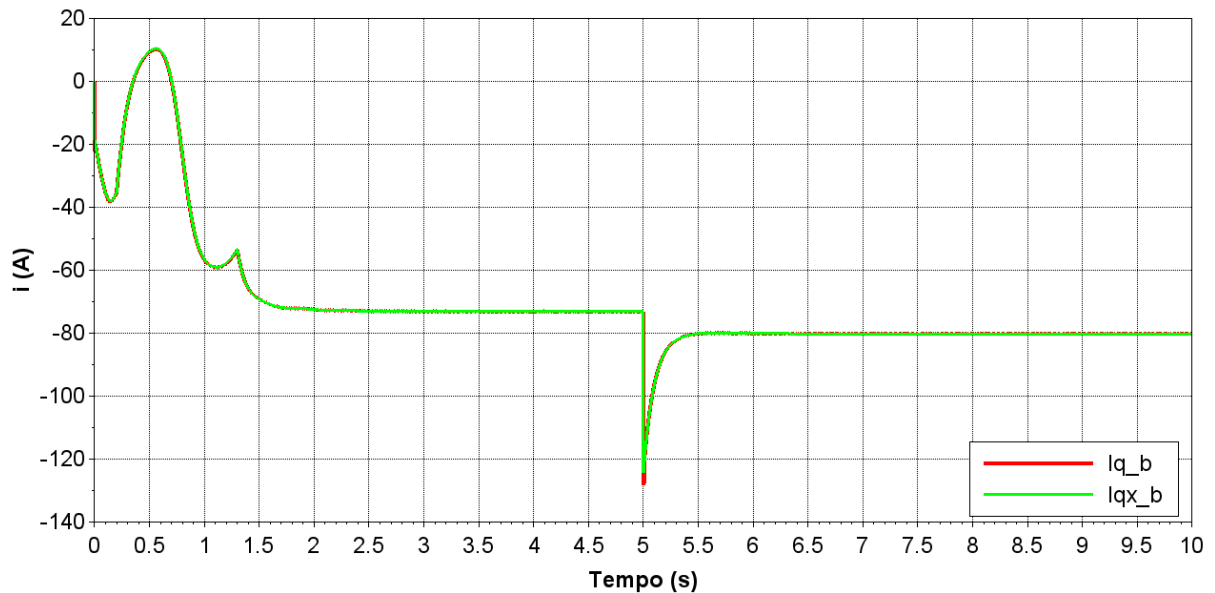
Gráfico 16 – Componente direta da corrente do estator real e de referência por *IFOC*.



Fonte: Autoria Própria, 2025.

O Gráfico 17 verificar-se a componente “q” no referencial fluxo rotórico do controle das correntes do estator no instante de 0 s a 10 s. Nota-se que o valor real segue o de referência, produzindo uma resposta desejável

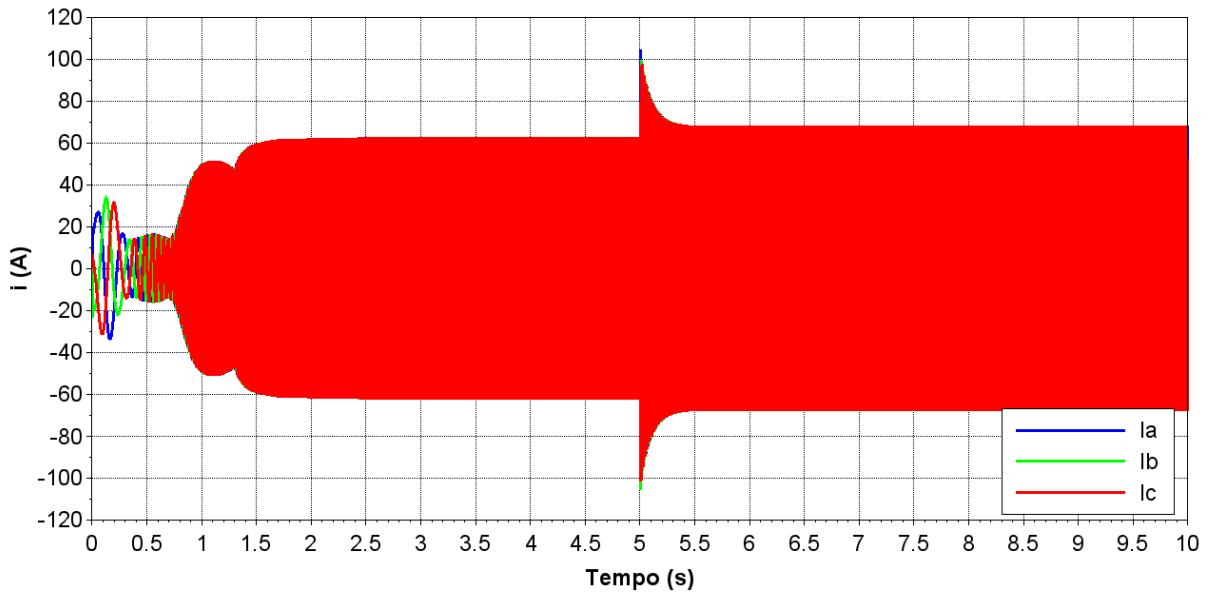
Gráfico 17 – Componente em quadratura da corrente do estator real e de referência por *IFOC*.



Fonte: Autoria Própria, 2025.

No Gráfico 18 observar-se as correntes do estator para as velocidades de 1200 rpm e 1000 rpm no instante entre 0 s a 10 s. A corrente de *inrush* atingiu 34,2 A. Durante o regime transitório, os picos de corrente são de 62,5 A e 104 A, respectivamente. No regime permanente, as correntes se estabilizam em 62,20 A e 68 A, respectivamente.

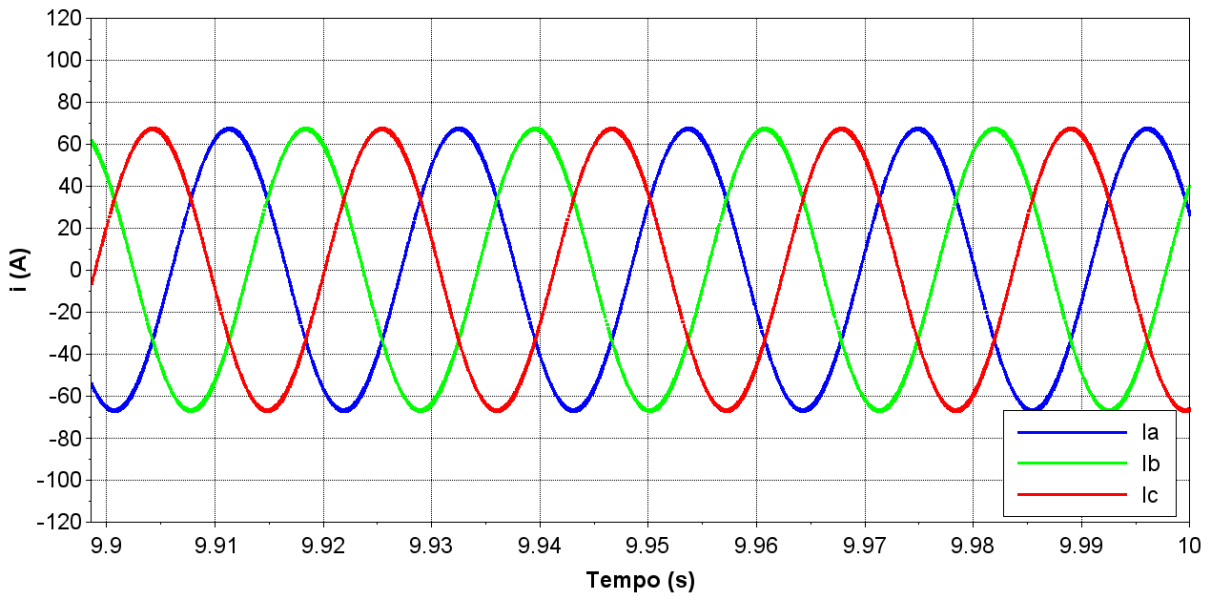
Gráfico 18 – Correntes do estator por *IFOC*.



Fonte: Autoria Própria, 2025.

No Gráfico 19 é possível ver o *zoom* do Gráfico 18 na região de 1000 rpm, com o objetivo de avaliar a qualidade da forma de onda da corrente no instante entre 9,9 s e 10 s.

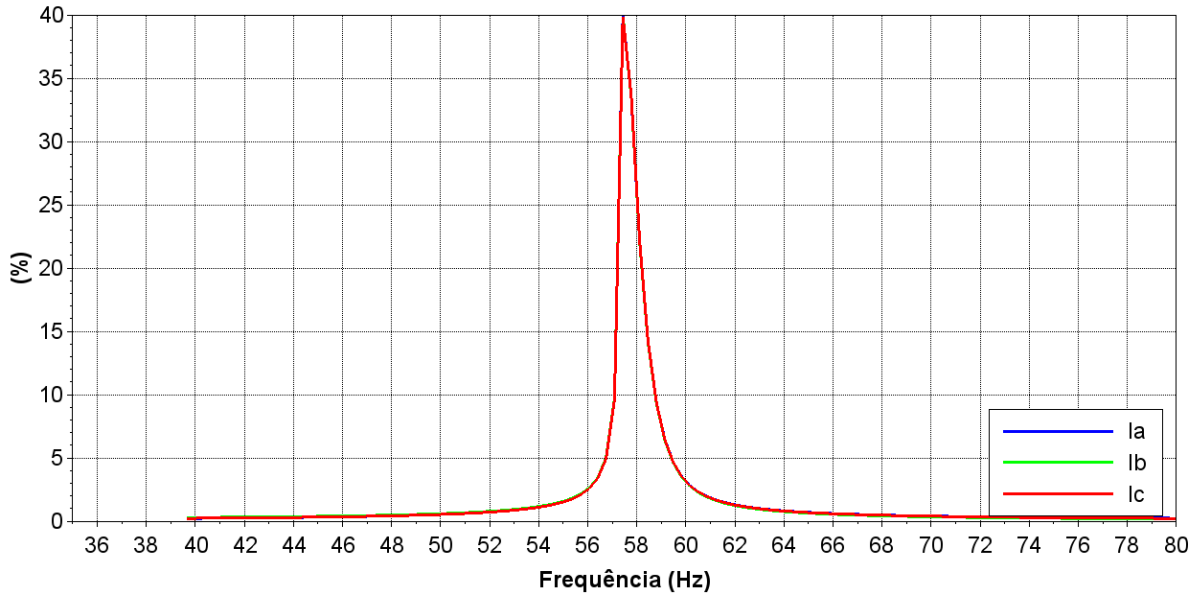
Gráfico 19 – Zoom das correntes do estator por *IFOC*.



Fonte: Autoria Própria, 2025.

O Gráfico 20 observar-se as frequências das correntes do estator para 1200 rpm. A frequência fundamental é de 57,4 Hz. O *THD* para cada corrente é de $I_a = 2,03\%$, $I_b = 2,05\%$ e $I_c = 2,05\%$, valores ideais.

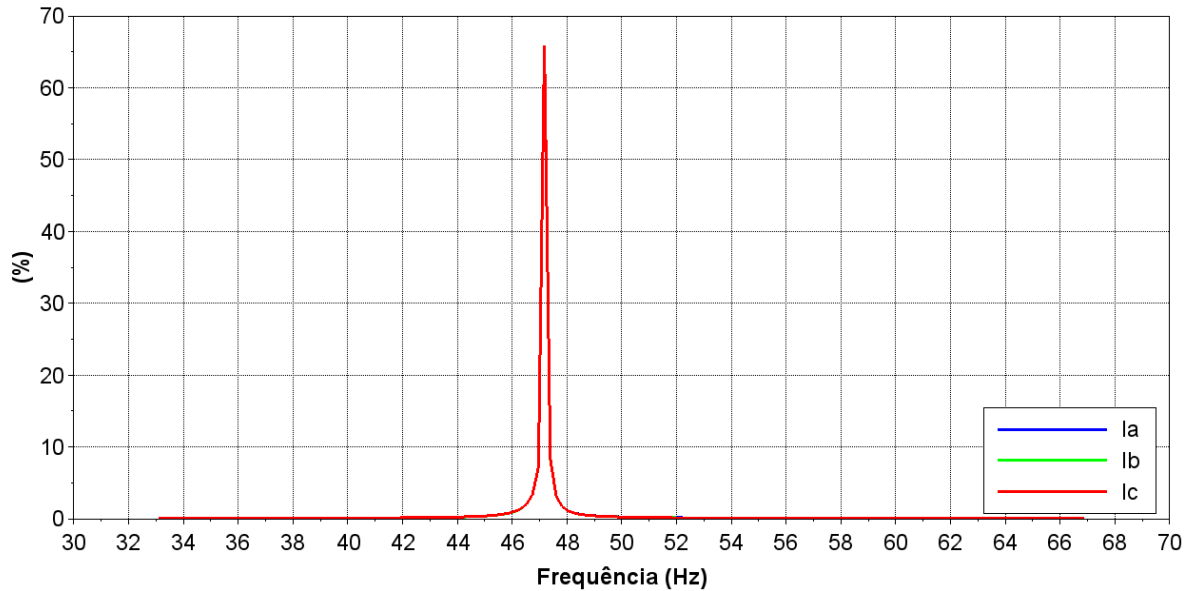
Gráfico 20 – Frequência das correntes do estator com *IFOC*.



Fonte: Autoria Própria, 2025.

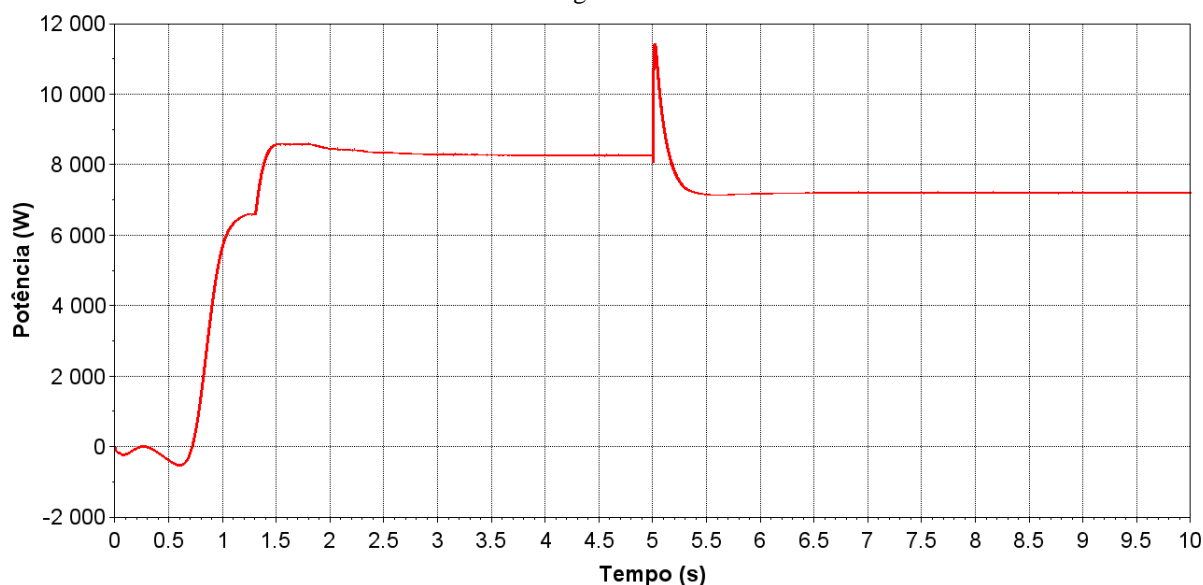
O Gráfico 21 observar-se as frequências das correntes do estator para 1000 rpm. A frequência fundamental é de 47,2 Hz. O *THD* para cada corrente é de $I_a = 1,39%$, $I_b = 1,60%$ e $I_c = 1,42%$, valores ideias.

Gráfico 21 – Frequência das correntes do estator com *IFOC*.



Fonte: Autoria Própria, 2025.

No Gráfico 22 observar-se a potência em regime permanente entregue no barramento CC no instante de 0 s a 10 s, em que para 1200 rpm a potência em regime permanente é de 8175 W e para 1000 rpm de 7225 W.

Gráfico 22 – Potências entregues ao barramento CC com *IFOC*

Fonte: Autoria Própria, 2025.

6.3 COMPARAÇÃO

Nas Tabela 4 e Tabela 5 é possível observar a comparação dos dois controladores *DFOC* e *IFOC*. *DFOC* e *IFOC* são averiguados pelos parâmetros para as referências em degrau em: correntes de *inrush*, correntes transitórias (amplitude), correntes em regime permanente, *overshoot* da velocidade do rotor, o tempo de acomodação para a velocidade do rotor e *THD*.

Tabela 4 – Resultado das análises para 1000 rpm de *DFOC* e *IFOC*.

	Ω_r (rpm)	<i>Inrush</i> (A)	Transitória (A)	Permanente (A)	(%)	Tempo (s)
<i>DFOC</i>	1000	35,5	83	54	3,5	1
<i>IFOC</i>	1000	34,2	104	68	1	1

Fonte: Autoria Própria, 2025.

Tabela 5 – Resultados dos valores de *THD* para 1000 rpm de *DFOC* e *IFOC*.

<i>THD</i> (%)	<i>DFOC</i>	<i>IFOC</i>
I_a	2,35	1,39
I_b	2,36	1,60
I_c	2,44	1,42

Fonte: Autoria Própria, 2025.

7 CONCLUSÃO

O trabalho utiliza um gerador de indução gaiola de esquilo em um sistema eólico com topologia Tipo IV e conversor *back-to-back*. O objetivo é controlar o gerador. Para isso, são comparados dois métodos de controle vetorial: o direto (*DFOC*) e o indireto (*IFOC*). Os parâmetros analisados incluíram: correntes de *inrush*, transitórias e em regime permanente, *overshoot* da velocidade do rotor, tempo de acomodação para a velocidade do rotor e *THD*.

Ambos os controladores apresentam desempenhos satisfatórios no controle do *SCIG*, mas com características específicas que os tornam mais adequados para diferentes cenários. O *DFOC* exibe maior precisão e estabilidade, com correntes transitórias e em regime permanente de 83 A e 54 A, respectivamente. O *overshoot* alcança 3,5%, e o tempo de acomodação é de 1 s, atendendo aos requisitos projetados. Além disso, os valores de *THD* são consistentes e indicam alta qualidade da forma de onda, ideal para aplicações que exigem estabilidade e as potências entregues ao barramento CC são ligeiramente maiores que do *IFOC*.

O *IFOC*, por outro lado, destaca-se pela resposta mais rápida e menor complexidade, atingindo correntes transitórias e permanentes de 104 A e 68 A, respectivamente. O *overshoot* é de apenas 1%, e o tempo de acomodação de 1 s. Apesar de apresentar correntes permanentes mais altas em comparação ao *DFOC*, os valores de *THD* são menores quando comparados com *DFOC*, tornando-o uma escolha eficiente para sistemas que priorizam rapidez e simplicidade.

De forma geral, o *DFOC* é mais apropriado para cenários que exigem maior precisão e estabilidade em regime permanente, enquanto o *IFOC* se adapta melhor a aplicações que demandam rapidez e simplicidade. A escolha entre eles deve considerar as prioridades específicas do sistema, como estabilidade em regime permanente, velocidade de resposta, simplicidade de implementação e potência entregue ao barramento CC. Ambos os controladores garantem o funcionamento eficiente do gerador, com parâmetros ajustados para evitar danos e prolongar a vida útil do equipamento.

7.1 TRABALHOS FUTUROS

Para trabalhos futuros, espera-se:

- Implementar o lado CC-CA com a rede elétrica;
- Testar outros métodos para obter os reguladores PIs;
- Utilizar outros critérios de coeficiente de amortecimento como criticamente e superamortecido;

- Verificar como fluxo do rotor irá responder no momento da energização do gerador para as mudanças anteriores;
- Testar variações de velocidade de referência positiva;
- Teste experimental.

REFERÊNCIAS

ACKERMANN, T. **Wind power in power systems**. WILEY: Thomas Ackermann, 2012. 1088 p. ISBN: 978-0-470-97416-2.

ALVES, Á. R. C. **MPPT de turbinas eólicas baseadas em SCIG através do controle por escorregamento com fluxo estatórico**, 2017. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte-UFRN, Natal, Rio Grande do Norte, 2017.santo

AZEVEDO, I. A. **Comparison of control strategies for squirrel-cage induction generator-based wind energy conversion systems**, 2021. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e de Computação) - Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal.

AZEVEDO, I. A.; BARROS, L. S.; CUNHA, C. D. Model reference adaptive control for squirrel-cage induction generator-based wind energy conversion systems. *INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEMS TRANSIENTS (IPST)*, 2019.

BARROS, L. S.; BARROS, C. M. V. Modificação no controle do lado da rede de geradores eólicos baseados em PMSG para ampliar a suportabilidade a afundamentos de tensão. **Eletrônica de Potência**, v. 2, n. 2, p. 167–178, 2017.

BHUTTO, D. K.; ANSARI, J. A.; BUKHARI, S. S. H.; CHACHAR, F. A. Wind energy conversion systems (WECS) generators: a review. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPUTING, MATHEMATICS AND ENGINEERING TECHNOLOGIES (iCoMET)*, 2. **Anais [...]**, p. 1–6, 2019.

BIM, E. **Máquinas elétricas e acionamento**. Editora Elsevier, 2018.

BOULOUIHA, H. M.; ALLALI, A.; LAOUER, M.; TAHRI, A.; DENAIÏ, M.; DRAOU, A. Direct torque control of multilevel SVPWM inverter in variable speed SCIG-based wind energy conversion system. **Renewable Energy**, v. 80, p. 140–152, 2015. Disponível em <https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S096014811500083X>. Acesso em 12 dez. 2024.

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. 5ª ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.

CRISPIM, K. S. **Estudo do controle do conversor back-to-back para conversão de frequências**. 2018. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) - Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas, Universidade Federal de Ouro Preto, João Monlevade. 2018.

DUMNIC, B.; POPADIC, B.; MILICEVIC, D.; KATIC, V.; OROS, D. Artificial intelligence based vector control of induction generator without speed sensor for use in wind energy conversion system. **International Journal of Renewable Energy Research**, v. 5, n. 1, p. 299–307, 2015.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA-EPE, **Balço energético nacional 2023**: ano base 2022. Rio de Janeiro: EPE, 2023.

FERREIRA, V. D. da S.; BARROS, L. S.; SILVA, K. F. **Modelagem de máquinas**. 2024.

GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL-GWEC. **Global wind report 2022**. Belgium: 1000 Brussels, 2022. Disponível em: <https://gwec.net/global-wind-report-2022/>. Acesso em: 2 nov. 2023.

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY-IEA. **Wind power capacity in the net zero scenario, 2015-2030**. [S. l.], 2023. Disponível em: <https://www.iea.org/data-and-statistics/charts/wind-power-capacity-in-the-net-zero-scenario-2015-2030>. Acesso em: 2 nov. 2023.

JACOBINA, C. B. **Sistemas de acionamento estático de máquina elétrica**. Campina Grande, PB, 2005.

KONSTANTOPOULOS, G. C.; ALEXANDRIDIS, A. T. Full-scale modeling, control, and analysis of grid-connected wind turbine induction generators with back-to-back AC/DC/AC converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 2, n. 4, p. 739–748, 2014.

LIMA, F.; ROSA, F. C.; FUMAGALLI, M. A. High-speed grid connected induction generator supported by magnetic bearings. *In*: IECON 2012- ANNUAL CONFERENCE ON IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 38. IEEE, p. 1007–1012, 2012.

MARTINS, G. S. **Técnica de controle de potência ativa e reativa utilizando gerador de indução gaiola de esquilo em um sistema de geração eólica operando em velocidade variável**. 2018. Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. Campinas-SP.

MEHDI, A.; BOULAHIA, A.; MEDOUCHE, H.; BENALLA, H. Induction generator using AC/DC/AC PWM converters and its application to the wind-energy systems. *In*: EUROCON 2013, p. 1038–1043, 2013.

MISHRA, R.; SAHA, T. Virtual power-based control for operation and grid synchronization of induction generator. **IEEE Systems Journal**, v. 15, n. 2, p. 2168–2175, 2020.

REZKALLAH, M.; CHANDRA, A.; SINGH, B.; EL KAHHEL, M. Vector control of squirrel-cage induction generator for stand-alone wind power generation. *In*: IECON 2012-ANNUAL CONFERENCE ON IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 38. IEEE, p. 1166–1171, 2012.

SANTOS, Â. M. M. dos; FRANÇA, M. V. S. de; MEDEIROS, L. T.; PACÍFICO, R. C.; TEIXEIRA, V. S. de C; MOREIRA, A. B. Controle de potências para geração eólica com Gerador de Indução com Rotor Gaiola de Esquilo (GIGE). *In*: CONGRESSO BRASILEIRO DE ENERGIA SOLAR-CBENS, v. 8, **Anais CBENS 2020**, 2020.

SILVA, M. A. P.; BRANQUINHO, L. R.: IMPLEMENTAÇÃO DE ESTRATÉGIA DE CONTROLE CASCATA E TRAMENTO DOS DISTÚBIOS DO PROCESSO DA MALHA DE CONTROLE DA ALIMENTAÇÃO DA MOAGEM SEMI-AUTÓGENA (SAG). **Anais do 1º Simpósio de TCC, das faculdades FINOM e Tecsoma. 2019**; 1296-1323

SIMONETTI, D. S. L.; AMORIM, A. E. A.; OLIVEIRA, F. D. C. **Aerogerador de indução duplamente alimentado e seu comportamento durante afundamentos de tensão. 2023.**

SOUSA, L. A. de. **Desenvolvimento e implementação de controle e proteção para geração eólica de energia utilizando geradores de indução gaiola de esquilo com teste em bancada. 2023.** Dissertação (Mestrado em Ciência) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo. 2023

UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley. 7ª ed.** Porto Alegre: AMGH, 2014.

WANG, F.; ZHANG, Z.; MEI, X.; RODRÍGUEZ, J.; KENNEL, R. Advanced control strategies of induction machine: Field oriented control, direct torque control and model predictive control. **Energies**, v. 11, n. 1, p. 120, 2018.

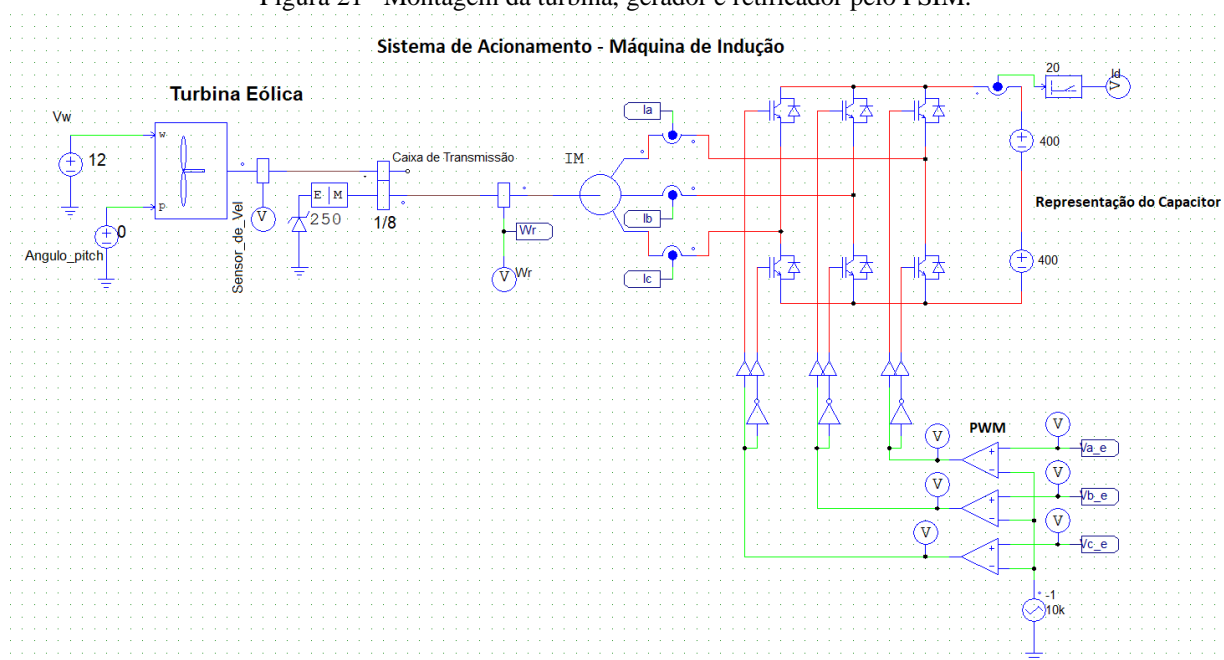
WU, B.; LANG, Y.; ZARGARI, N.; KOURO, S. **Power conversion and control of wind energy systems.** John Wiley & Sons, 2011.

APÊNDICE A – SIMULAÇÃO DFOC

O Apêndice A apresenta os modelos utilizados no PSIM.

O modelo da turbina, *SCIG* e o retificador do conversor *back-to-back* são apresentados na Figura 21. Os modelos são uma representação genérica disponível no próprio *software* PSIM.

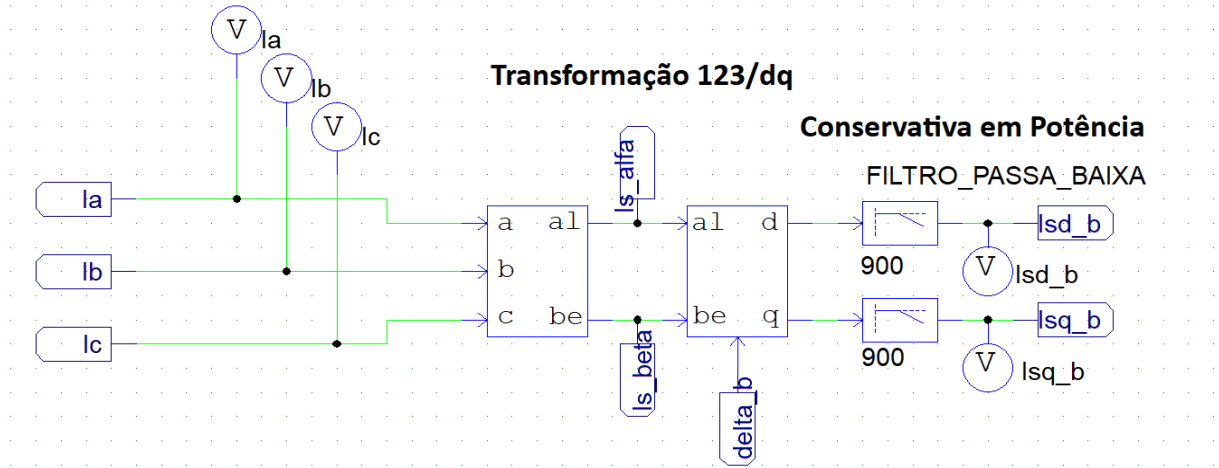
Figura 21– Montagem da turbina, gerador e retificador pelo PSIM.



Fonte: Autoria Própria, 2024.

A transformação de “123” para “dq” Figura 22. A representação da transformação é dada pelas equações trifásicas Equações 33, 34, 41, 57, 64 e 65 e as bifásicas são as Equações 111 a 114.

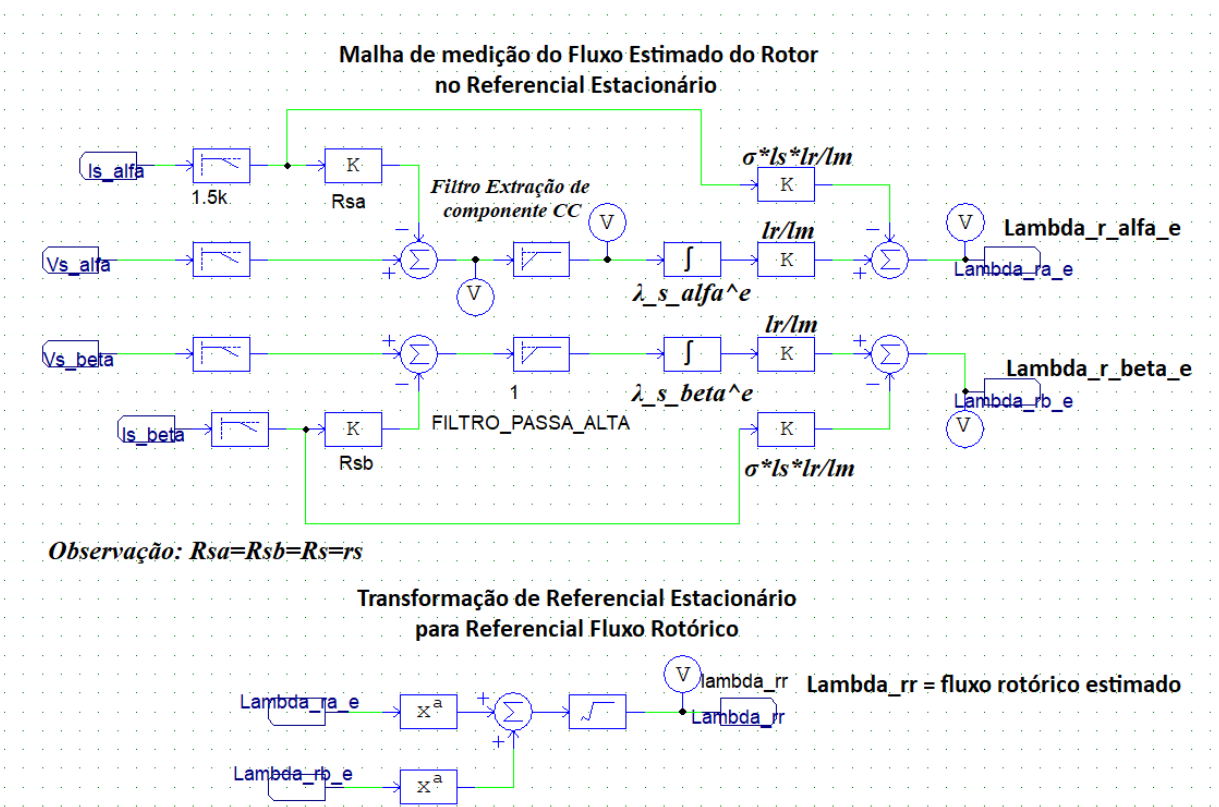
Figura 22 – Montagem da transformação trifásica para bifásica.



Fonte: Autoria Própria, 2024.

A montagem da malha de estimação de fluxo na Figura 23, o modelo seguido é feito pelas equações 239 a 257.

Figura 23 – Montagem da malha de medição do fluxo estimado pelo PSIM.



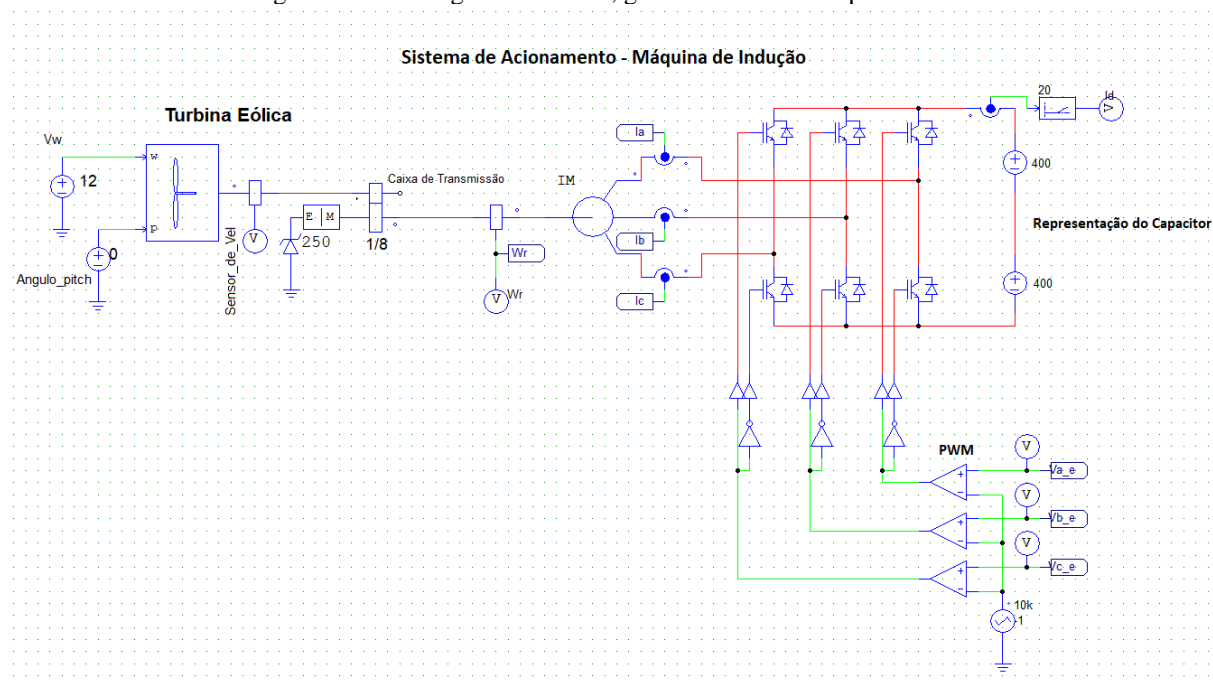
Fonte: Autoria Própria, 2024.

APÊNDICE B – SIMULAÇÃO IFOC

O Apêndice B apresenta os modelos utilizados no PSIM.

O modelo da turbina, *SCIG* e o retificador do conversor *back-to-back* são apresentados na Figura 24. Os modelos são uma representação genérica disponível no próprio *software*.

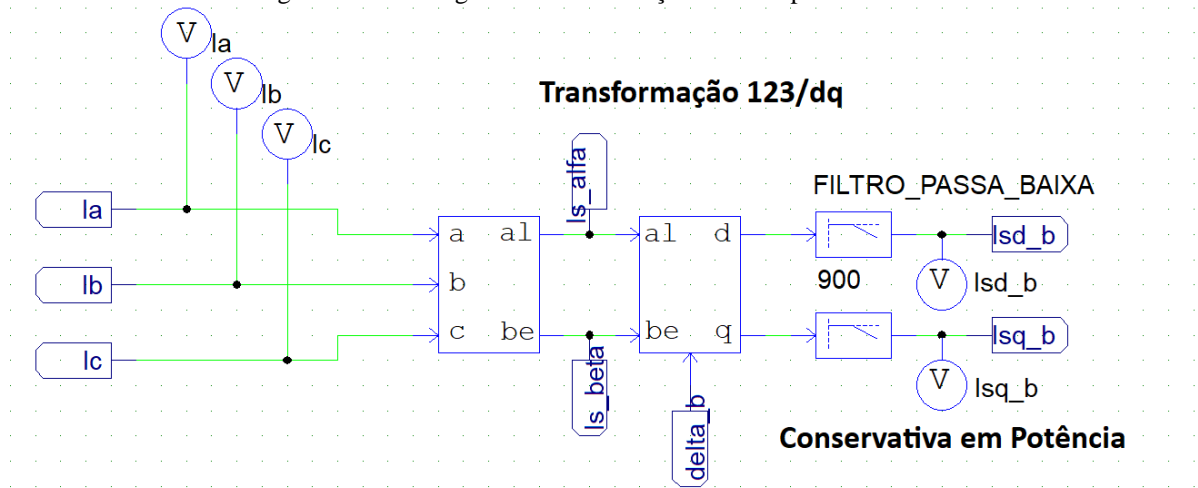
Figura 24 – Montagem da turbina, gerador e retificador pelo PSIM.



Fonte: Autoria Própria, 2024.

A transformação de “123” para “dq” na Figura 25. A representação da transformação é dada pelas equações trifásicas Equações 33, 34, 41, 57, 64 e 65 e as bifásicas são as Equações 111 a 114.

Figura 25 – Montagem da transformação trifásica para bifásica.



Fonte: Autoria Própria, 2024.

APÊNDICE C – CÓDIGOS

O Apêndice C apresenta os códigos utilizados no Scilab.

Na Figura 26 esta os parâmetros e as Equações 3, 5, 142 e 216 são usadas nos códigos

Figura 26 – Parâmetros e equações para o controle de corrente.

```

8 Ts=0.01; // tempo de acomodação
9 z=0.68; //zeta
10 rs=0.294; //resistência estatórica
11 rr=0.156; //resistência cíclica rotórica
12 lm=41*10^-3; //indutancia de magnetização
13 Ls=1.39*10^-3; //indutância de dispersão do enrolamento do estator
14 Lr=0.74*10^-3; //indutância de dispersão do enrolamento do rotor
15 J=0.4; //momento de inercia
16 F=0.04; //coeficiente de atrito
17 P = 3; //pares de polos
18
19 wn=4/(z*Ts); //frequência natural
20 l_s=Ls+lm; //indutância cíclica estatórica
21 l_r=Lr+lm; //indutância cíclica rotórica
22 sig=1-((lm)^2/(l_s*l_r)); //coeficiente de dispersão
23 tau=l_r/rr; //constante de tempo rotórica
24 rsr=rs+((l_s - sig*l_s)/tau); //resistência equivalente

```

Fonte: Autoria Própria, 2024.

Na Figura 27 as Equações 209, 213, 218 e 220 usadas nos códigos

Figura 27– Equações e plotagem do mapa de polos de zeros do controle de corrente.

```

26 Kp=(sig*l_s*2*z*wn) -- rsr; //ganho proporcional
27 Ki=(wn)^2*sig*l_s; //ganho integral
28
29 b= 1/(sig*l_s)
30 a=rsr/(sig*l_s)
31
32 G=b/(s+a) // função em malha aberta do controle de corrente
33 c= Kp+(Ki/s) // controle da corrente
34 x=(G*c)/(1+G*c) //malha fechada com o controle e da planta
35
36 x=syslin('c', [Kp*b*s+Ki*b], [s^2+(a+Kp*b)*s+Ki*b])
37 disp('x=', x)
38 [z,p,k]=tf2zp(x)
39 disp('zeros=', z) //mostra os zeros
40 disp('polos=', p) //mostra os polos
41 scf(2); clf(2);
42 plzr(x) //plotagem do mapa de zeros e polos

```

Fonte: Aatoria Própria, 2024.

Na Figura 28 esta os parâmetros e as Equações 3, 5, 142 e 216 são usadas nos códigos

Figura 28 – Parâmetros e equações para o controle de fluxo.

```

7 Ts=1; // tempo de acomodação
8 z=0.68; //zeta
9 rs=0.294; //resistência estática
10 rr=0.156; //resistência cíclica rotórica
11 lm=41*10^-3; //indutância de magnetização
12 Ls=1.39*10^-3; //indutância de dispersão do enrolamento do estator
13 Lr=0.74*10^-3; //indutância de dispersão do enrolamento do rotor
14 J=0.4; //momento de inercia
15 F=0.04; //coeficiente de atrito
16 P = -3; //pares de polos

```

Fonte: Aatoria Própria, 2024.

Na Figura 29 as Equações 209, 222, 224 e 226 usadas nos códigos

Figura 29 – Equações e plotagem do mapa de polos de zeros do controle de fluxo.

```

26 Kp= ((2*z*wn*tau)/lm) - (1/lm); //ganho proporcional
27 Ki= (wn)^2*(tau/lm); //ganho integral
28
29 b= lm/(tau)
30 a=1/(tau)
31
32 G=b/(s+a) // função em malha aberta do fluxo
33 c= Kp+(Ki/s) // controle do fluxo
34 x= (G*c)/(1+G*c) //malha fechada com o controle e da planta do fluxo

```

Fonte: Autoria Própria, 2024.

Na Figura 30 esta os parâmetros e as Equações 3, 5, 142 e 216 são usadas nos códigos

Figura 30 – Parâmetros e equações para o controle de velocidade.

```

8 Ts=2; // tempo de acomodação
9 z=0.68; //zeta
10 rs=0.294; //resistência estatórica
11 rr=0.156; //resistência cíclica rotórica
12 lm=41*10^-3; //indutancia de magnetização
13 Ls=1.39*10^-3; //indutância de dispersão do enrolamento do estator
14 Lr=0.74*10^-3; //indutância de dispersão do enrolamento do rotor
15 J=0.4; //momento de inercia
16 F=0.04; //coeficiente de atrito
17 P = 3; //pares de polos

```

Fonte: Autoria Própria, 2024.

Na Figura 31 as Equações 216, 234, 236 e 238 usadas nos códigos

Figura 31– Equações e plotagem do mapa de polos de zeros do controle de fluxo.

```

27 Kp= ((J*l_r*2*z*wn)/(P*lm)) - ((F*l_r)/(P*lm)); //ganho proporcional
28 Ki= (wn)^2*((l_r*J)/(P*lm)); //ganho integral
29
30 b= (P*lm)/(l_r*J)
31 a=F/J
32
33 G=b/(s+a) // função em malha aberta da velocidade
34 c= Kp+(Ki/s) // controle de velocidade
35 x= (G*c)/(1+G*c) //malha fechada com o controle e da planta de velocidade

```

Fonte: Autoria Própria, 2024.

Os Gráficos 4 a 20 são feitos seguindo o código base da Figura 32.

Figura 32 – Código para plotar o Gráfico 7 e o Gráfico 8.

```

5
6 correntes_d_d=csvRead('D:\dados-coletados\correntesididx_direto1200a1000.csv')//recebe-os-dados-coletados-do-PSIM
7
8 t=[correntes_d_d](:,1)//coloca-uma-coluna-dentro-de-uma-variavel-
9 x=[correntes_d_d](:,2)
10 y=[correntes_d_d](:,3)
11
12 plot(t,x,'g',t,y,'r')//plota-as-variaveis-
13 legend(["Id_b"], ["Idx_b"], -4);
14 xlabel('Tempo (s)', 'font_style', 8);
15 ylabel('i (A)', 'font_style', 8);
16 xgrid
17
18 correntes_q_d=csvRead('D:\dados-coletados\correntesiqqx_direto1200a1000.csv')//recebe-os-dados-coletados-do-PSIM
19
20 t=[correntes_q_d](:,1)
21 a=[correntes_q_d](:,2)
22 b=[correntes_q_d](:,3)
23
24 plot(t,a,'g',t,b,'r')
25 legend(["Iq_b"], ["Iqx_b"], -4);
26 xlabel('Tempo (s)', 'font_style', 8);
27 ylabel('i (A)', 'font_style', 8);
28 xgrid

```

Fonte: Autoria Própria, 2025.