
**Análise da aplicação do controlador
suplementar tipo POD para atenuação das
oscilações eletromecânicas em complexos eólicos
que utilizam a topologia DFIG**

Victor Lucas Sousa Gomes



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Uberlândia
2019

Victor Lucas Sousa Gomes

**Análise da aplicação do controlador
suplementar tipo POD para atenuação das
oscilações eletromecânicas em complexos eólicos
que utilizam a topologia DFIG**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas de Potência

Orientador: Geraldo Caixeta Guimarães

Uberlândia

2019

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

G633a
2019 Gomes, Victor Lucas Sousa, 1992-
Análise da aplicação do controlador suplementar tipo POD para atenuação das oscilações eletromecânicas em complexos eólicos que utilizam a topologia DFIG [recurso eletrônico] / Victor Lucas Sousa Gomes. - 2019.

Orientador: Geraldo Caixeta Guimarães.
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Modo de acesso: Internet.
Disponível em: <http://doi.org/10.14393/ufu.di.2019.73>
Inclui bibliografia.
Inclui ilustrações.

1. Engenharia elétrica. 2. Sistemas elétricos de potência. 3. Oscilações. 4. Dispositivos eletromecânicos. 5. Energia eólica. I. Guimarães, Geraldo Caixeta, 1954-, (Orient.). II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.3



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
 Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
 Av. João Naves de Ávila, 2121, Bloco 3N - Bairro Santa Mônica, Uberlândia-MG, CEP 38400-902
 Telefone: (34) 3239-4707 - www.posgrad.feelt.ufu.br - copel@ufu.br



ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Elétrica				
Defesa de:	Dissertação de Mestrado Acadêmico, 721, COPEL				
Data:	30 de setembro de 2019	Hora de início:	08:00	Hora de encerramento:	10:10
Matrícula do Discente:	11712EEL017				
Nome do Discente:	Victor Lucas Sousa Gomes				
Título do Trabalho:	Análise da aplicação do controlador suplementar tipo POD para atenuação de oscilações eletromecânicas em complexos eólicos que utilizam a topologia DFIG.				
Área de concentração:	Sistemas de energia elétrica				
Linha de pesquisa:	Dinâmica de sistemas elétricos				
Projeto de Pesquisa de vinculação:	Título: Análise da operação de sistemas eólicos que utilizam a configuração DFIG Agência Financiadora: UFU Início: 2016 Término: _No. do Projeto na agência: _Professor Coordenador: Geraldo Caixeta Guimarães.				

Reuniu-se no Anfiteatro 1E, Campus Santa Mônica, da Universidade Federal de Uberlândia, a Banca Examinadora, designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, assim composta: Professores Doutores: Adélio José de Moraes - FEELT/UFU; Daniel Araújo Caixeta - IFTM; Geraldo Caixeta Guimarães - FEELT/UFU ,orientador(a) do(a) candidato(a).

Iniciando os trabalhos o(a) presidente da mesa, Dr(a). Geraldo Caixeta Guimarães, apresentou a Comissão Examinadora e o candidato(a), agradeceu a presença do público, e concedeu ao Discente a palavra para a exposição do seu trabalho. A duração da apresentação do Discente e o tempo de arguição e resposta foram conforme as normas do Programa.

A seguir o senhor(a) presidente concedeu a palavra, pela ordem sucessivamente, aos(às) examinadores(as), que passaram a arguir o(a) candidato(a). Ultimada a arguição, que se desenvolveu dentro dos termos regimentais, a Banca, em sessão secreta, atribuiu o resultado final, considerando o(a) candidato(a):

Aprovado(a).

Esta defesa faz parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre.

O competente diploma será expedido após cumprimento dos demais requisitos, conforme as normas do Programa, a legislação pertinente e a regulamentação interna da UFU.

Nada mais havendo a tratar foram encerrados os trabalhos. Foi lavrada a presente ata que após lida e achada conforme foi assinada pela Banca Examinadora.



Documento assinado eletronicamente por **Adelio José de Moraes, Professor(a) do Magistério Superior**, em 07/10/2019, às 17:28, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Geraldo Caixeta Guimarães, Professor(a) do Magistério Superior**, em 08/10/2019, às 09:15, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Daniel Araújo Caixeta, Usuário Externo**, em 10/10/2019, às 22:34, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **1604503** e o código CRC **163CBDCF**.

Dedico esse trabalho à minha família, que me deu todo apoio na sua realização. Agradeço a todos que de uma maneira ou de outra contribuíram para que este percurso pudesse ser concluído.

Resumo

Os sistemas elétricos de potência (SEP) são suscetíveis a constantes mudanças de estado. Estas mudanças podem excitar modos de oscilações eletromecânicas oriundos da interação entre os seus componentes elétricos, magnéticos e mecânicos. As oscilações, quando mal amortecidas, podem acarretar restrições na operação estável dos sistemas elétricos em condições transitórias. Isto porque elas podem produzir limitações nas transferências de potência entre barras as quais podem levar até ao colapso do sistema. Diante destas limitações, diversos dispositivos foram desenvolvidos com o intuito de amortecer estas oscilações e, assim, aumentar a margem de estabilidade dos sistemas. A solução proposta aqui está relacionada com a alta penetração da geração eólica em sistemas de potência, particularmente, com o emprego de *Doubly Fed Induction Generator* (DFIG) em parques eólicos. Tornou-se apropriado utilizar este tipo de composição não apenas para suprir a energia, mas também promover serviços auxiliares a rede de potência. Neste sentido, o objetivo deste trabalho é analisar a aplicação dos controladores suplementares conhecido como *Power Oscillation Damping* (POD) nos aerogeradores tipo DFIG para promover a atenuação das oscilações eletromecânicas. Para proceder o ajuste das variáveis dos controladores suplementares foi aplicado o método dos resíduos. Das comparações realizadas por simulações computacionais através do *software MATLAB* concluiu-se que os ajustes promovidos pela aplicação do método dos resíduos foram capazes de amortecer de forma satisfatória os modos de oscilação propostos.

Palavras-chave: Gerador de Indução Duplamente Alimentado. Oscilações Eletromecânicas. Dispositivos Amortecedores. Complexos Eólicos.

Abstract

Electric power systems are susceptible to frequent alterations in their operation conditions. These changes can provoke electromechanical oscillation modes which arise from the interaction between electromagnetic and mechanical system components. These oscillations, when poorly damped, can lead to restrictions on the stable operation of electric systems under transient conditions. They cause limitations in power transfers between busbars which may eventually lead to system collapse. Given these limitations, several devices have been developed in order to dampen those oscillations and thus increase the stability margin of such systems. The solution proposed here is concerned to the high penetration of wind generation in power systems, particularly with Double-Fed Induction Generators (DFIG topology) in wind parks. It has become appropriate to use this type of composition not only to supply power to the system, but also to promote auxiliary services to the power grid. Thus, this work aims to analyze the application of supplementary controllers to promote the attenuation of electromechanical oscillations referred to Power Oscillation Damping *Power Oscillation Damping* (POD) in the DFIG wind turbines. In order to adjust the variables of the supplementary controllers it was chosen the residue method. It can be concluded from the simulation results obtained with the software *MATLAB* that the adjustments performed by the residue method were able to satisfactorily dampen the proposed oscillation modes.

Keywords: Doubly Fed Induction Generator. Electromechanical Oscillations. Power Oscillation Damping. Wind Farms.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Matriz Elétrica Brasileira (GW).	24
Figura 2 – Complementaridade entre a geração hídrica e eólica.	24
Figura 3 – Configuração típica do gerador eólico tipo DFIG.	25
Figura 4 – Classificação de estabilidade em sistemas de potência.	33
Figura 5 – Tipos de modos de oscilação presentes no SEP.	36
Figura 6 – Lugar geométrico dos autovalores da matriz A para região de amortecimento aceitável.	41
Figura 7 – Estrutura básica de um controlador para amortecimento de oscilações POD.	45
Figura 8 – Curvas características P_t x Ω_t para condições de velocidade do vento V_v	51
Figura 9 – Curvas características típicas de uma turbina eólica (C_p x λ) e (C_t x λ) para $\beta = 0^\circ$	52
Figura 10 – Curvas de potência $P_t = f(V_v^{pu}, \Omega_t^{pu})$ de operação da turbina.	53
Figura 11 – Estratégia de controle da turbina eólica baseada em quatro regiões de operação.	54
Figura 12 – Esquema representativo do sistema mecânico.	55
Figura 13 – Máquina de indução de rotor bobinado com suas respectivas tensões e frequências.	57
Figura 14 – Disposição dos enrolamentos em uma máquina de indução.	60
Figura 15 – Sistema de coordenadas síncronas dq0.	61
Figura 16 – Circuito equivalente do modelo de ordem reduzida do DFIG.	64
Figura 17 – Sentido convencional positivo para os fluxos de potência ativa e reativa.	65
Figura 18 – Fluxo de potência ativa (P_s , P_r e P_{em}).	67
Figura 19 – Fluxo de potência reativa (Q_s e Q_r).	68
Figura 20 – Diagrama vetorial das condições de operação do DFIG (Condição $s < 0$).	68
Figura 21 – Sistema de integração à rede.	70
Figura 22 – Conversor Back-to-Back	71
Figura 23 – Representação do modelo no referencial síncrono dq0 do filtro indutivo.	72

Figura 24 – Diagrama representativo do sistema de controle do conversor ligado ao rotor.	75
Figura 25 – Diagrama representativo do sistema de controle do conversor ligado ao rotor.	77
Figura 26 – Diagrama unifilar representativo de um complexo eólico.	79
Figura 27 – Diagrama do sistema coletor e do modelo agregado fazenda eólica.	81
Figura 28 – Diagrama unificar do modelo de sistema de duas áreas.	82
Figura 29 – Autovalores indicativos dos modos de oscilação existentes no sistema modelo de duas áreas.	84
Figura 30 – Diagrama unificar do modelo de sistema duas áreas com complexo eólico integrado.	85
Figura 31 – Trajetória dos autovalores correspondentes a condição de integração da geração eólica.	86
Figura 32 – Representação do POD inserido no SEP.	89
Figura 33 – Deslocamento do autovalor devido a aplicação da malha de realimentação do controlador suplementar POD.	90
Figura 34 – Proposta de instalação do controlador POD na malha de controle de potência ativa do conversor do lado do rotor.	92
Figura 35 – Autovalores e resíduos da função de transferência de malha aberta.	94
Figura 36 – Resposta em frequência do filtro passa faixa.	95
Figura 37 – Comparação entre os resíduos do sistema com e sem aplicação do controlador POD para modo oscilatório torsional.	97
Figura 38 – Lugar das raízes do sistema de malha fechada com o controlador POD.	98
Figura 39 – Variação da velocidade do aerogerador para uma pequena perturbação aplicada no regulador de velocidade.	98
Figura 40 – Variação de velocidade do aerogerador para uma pequena perturbação na velocidade do vento.	99
Figura 41 – Proposta de instalação do controlador POD na malha de controle de potência reativa do conversor do lado do rotor.	100
Figura 42 – Resposta em frequência do sistema G_{SEP} de malha aberta.	101
Figura 43 – Lugar das raízes para o sistema G_{SEP} de malha aberta para realimentação positiva.	101
Figura 44 – Lugar das raízes do sistema G_{SEP} com a aplicação do POD para realimentação positiva.	103
Figura 45 – Comparação entre os resíduos do sistema com e sem o aplicação controlador POD para os modos oscilatórios locais e inter-área.	103
Figura 46 – Comparação entre as oscilações de modo local relativos ao desvio de velocidade angular entre as barras 1 e 6, com e sem a aplicação do controlador POD.	104

Figura 47 – Comparação entre as oscilações de modo inter-área relativos ao desvio da velocidade angular entre as barras 7 e 9, com e sem a aplicação do controlador POD.	105
Figura 48 – Configuração da excitação dos geradores do sistema modelo de duas áreas.	120
Figura 49 – Configuração Estabilizadores de sistemas de potência (PSS).	122

Lista de tabelas

Tabela 1 – Modos de oscilação eletromecânicos	56
Tabela 2 – Fluxo de potência no sistema modelo de duas áreas	83
Tabela 3 – Fluxo de potência no sistema modelo de duas áreas com 30% de composição eólica na área 1	85
Tabela 4 – Autovalores λ_i , frequência f_i e coeficiente de amortecimento ζ_i correspondentes aos modos de oscilação do sistema de duas áreas.	86
Tabela 5 – Função de transferência equivalente do sistema em malha aberta para oscilações torsionais	93
Tabela 6 – Autovalores e Resíduos da função de transferência de malha aberta	93
Tabela 7 – Função de transferência do controlador POD para atenuação de oscilações torsionais	96
Tabela 8 – Função de transferência equivalente do sistema em malha aberta para oscilações locais e inter-área	100
Tabela 9 – Autovalores e Resíduos da função de transferência de malha aberta	100
Tabela 10 – Função de transferência do controlador POD	104
Tabela 11 – Parâmetros característicos da turbina eólica	115
Tabela 12 – Parâmetros do acoplamento mecânico	115
Tabela 13 – Parâmetros característicos da máquina de indução	116
Tabela 14 – Valores base do <i>Doubly Fed Induction Generator</i> (DFIG)	116
Tabela 15 – Parâmetros do conversor e do sistema de integração à rede	117
Tabela 16 – Parâmetros do sistema de controle DFIG	117
Tabela 17 – Parâmetros do sistema coletor	117
Tabela 18 – Parâmetros do transformador para uma unidade de geração	117
Tabela 19 – Parâmetros das linhas de transmissão	119
Tabela 20 – Parâmetros dos geradores síncronos	120
Tabela 21 – Parâmetros dos sistemas de excitação	121
Tabela 22 – Parâmetros dos estabilizadores de sistemas de potência <i>Power System Stabilizer</i> (PSS)	122

Lista de siglas

- DFIG** *Doubly Fed Induction Generator*
- IGBT** *Insulated Gate Bipolar Transistor*
- MPPT** *Maximum Power Point Tracking*
- PAC** Ponto de Acoplamento Comum
- PI** Proporcional Integral
- POD** *Power Oscillation Damping*
- PSS** *Power System Stabilizer*
- PWM** *Pulse Width Modulation*
- SI** Sistema Internacional de Unidades
- SEP** Sistema Elétrico de Potência
- SIN** Sistema Interligado Nacional
- VSC** *Voltage Source Converter*

Sumário

1	INTRODUÇÃO	23
1.1	A Geração Eólica no Sistema Elétrico Brasileiro	23
1.2	Topologia de Aerogerador DFIG	25
1.3	Influência do DFIG no comportamento dinâmico do Sistema Elétrico de Potência (SEP)	27
1.4	Motivação	28
1.5	Objetivos	29
1.6	Organização da Dissertação	30
2	ESTABILIDADE EM SISTEMAS DE POTÊNCIA E AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES ELETROMECCÂNICAS . .	31
2.1	Introdução	31
2.2	Estabilidade de Sistemas Elétricos de Potência	31
2.2.1	Conceito de estabilidade	32
2.2.2	Classificação dos tipos de estabilidade	33
2.2.3	Torque amortecedor e sincronizante	34
2.3	Caracterização dos modos oscilatórios	35
2.4	Técnicas lineares para o estudo da estabilidade da pequenas perturbações	36
2.4.1	Técnicas baseadas em modelo	37
2.4.2	Técnicas baseadas em medidas	42
2.5	Controle suplementar POD aplicado ao DFIG	44
3	MODELO DINÂMICO DOS SISTEMAS DE GERAÇÃO EÓLICA	47
3.1	Introdução	47
3.2	Modelo aerodinâmico da turbina	49
3.2.1	Potência estimada	49

3.2.2	Representação simplificada e torque estimado	50
3.2.3	Curvas Características	51
3.2.4	Regiões de operação de uma turbina eólica	52
3.3	Modelo do Sistema Mecânico	55
3.3.1	Representação em espaço de estados	56
3.3.2	Frequência natural das oscilações eletromecânicas torsionais	56
3.4	Modelo dinâmico do DFIG	57
3.4.1	Modelo dinâmico de 5° ordem do DFIG	59
3.4.2	Modelo dinâmico de 3° ordem do DFIG	63
3.4.3	Condições de operação de regime permanente do DFIG	65
3.5	Sistema de integração à rede	69
3.5.1	Modelo do conversor bidirecional	69
3.5.2	Filtro passivo indutivo	71
3.5.3	Elo CC	73
3.6	Modelo do sistema de controle	73
3.6.1	Sistema de controle do conversor ligado ao rotor	74
3.6.2	Controle do conversor ligado à rede	76
4	SISTEMA ELÉTRICO PARA ESTUDOS DE ESTABILIDADE DINÂMICA	79
4.1	Modelo Agregado do DFIG	79
4.2	Modelo do SEP para testes	81
4.2.1	Descrição do sistema	81
4.2.2	Modos oscilatórios de baixa frequência	82
4.2.3	Integração do complexo eólico no sistema teste	84
5	PROCEDIMENTO DE AJUSTE DO CONTROLADOR POD E ANÁLISE DOS RESULTADOS	87
5.1	Introdução	87
5.2	Método de ajuste dos controladores POD	88
5.2.1	Método dos resíduos	88
5.3	Amortecimento das oscilações torsionais	92
5.3.1	Determinação da função transferência de malha aberta	92
5.3.2	Aplicação do método dos resíduos	94
5.3.3	Resultados de simulação	96
5.4	Amortecimento dos modos de oscilação local e inter-área	99
5.4.1	Determinação da função transferência de malha aberta	99
5.4.2	Aplicação do método dos resíduos	102
5.4.3	Resultados de simulação	104
5.5	Conclusões sobre os resultados obtidos	105

6	CONCLUSÃO	107
6.1	Trabalhos Futuros	108
	REFERÊNCIAS	109

APÊNDICES 113

	APÊNDICE A – PARÂMETROS DO SISTEMA DFIG	115
A.1	Parâmetros característicos da turbina eólica	115
A.2	Parâmetros da máquina de indução	116
A.3	Parâmetros gerais do sistema DFIG	117
	APÊNDICE B – PARÂMETROS DO SEP	119
B.1	Parâmetros das linhas de transmissão	119
B.2	Parâmetros dos geradores síncronos	120
B.3	Modelo de excitação dos geradores síncronos	120
B.4	Parâmetros dos estabilizadores de sistemas de potência PSS . .	122
	APÊNDICE C – CÓDIGOS NO MATLAB	123
C.1	Código para aferição de dados	123
C.2	Cálculo das condições de regime permanente DFIG	125
C.3	Cálculo das constantes do controlador POD através do método dos resíduos	130

Introdução

1.1 A Geração Eólica no Sistema Elétrico Brasileiro

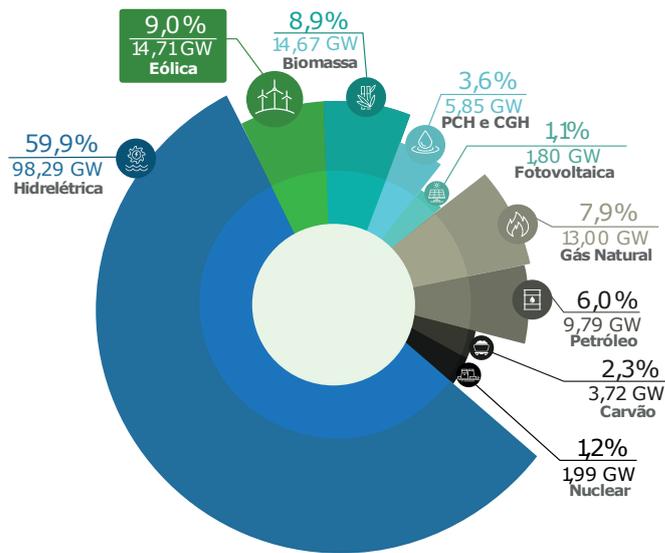
Nas últimas décadas a comunidade científica tem-se voltado para os impactos que o meio ambiente tem sofrido devido ao amplo consumo dos combustíveis fósseis no planeta. Tais impactos motivaram discussões a respeito da necessidade global de se diversificar a matriz energética a fim de torná-la mais limpa e segura. A utilização de fontes renováveis na geração de energia surgiu como alternativa para a redução destes impactos ambientais.

Entre as diversas fontes renováveis de energia existentes a eólica é um dos tipos de energia que mais cresce em todo mundo. Esta crescente participação é justificada pela seu bom custo-benefício de exploração em relação a outras fontes de energia renovável. Diversos fatores contribuem para esta redução. Dentre os mais importantes podem ser citados o avanço tecnológico, a crescente preocupação com o meio ambiente e políticas governamentais de incentivo.

Em relação a matriz elétrica brasileira, as vantagens da geração eólica se tornam ainda mais evidentes. O Brasil, além de ser muito favorável a extração desse tipo de energia, tem sua matriz predominantemente dominada pela geração hídrica, sendo responsável por 59,9% da geração nacional (Figura 1). Considerando todas as fontes de geração de energia elétrica, em 2018, foram instalados 6,37 GW de potência, cujo crescimento foi liderado principalmente pelas fontes hidrelétrica e eólica que representaram 47,55% e 30,42% respectivamente. Desta forma, o acréscimo de 1,94 GW da nova capacidade instalada, resulta em uma participação de 9% da geração eólica na matriz elétrica brasileira (ABEEÓLICA, 2018).

A configuração da matriz energética brasileira caracteriza-se pela sua natureza complementar entre a geração hidráulica e eólica que são duas das principais fontes de energia do país. Entre a energia eólica e a hidráulica ocorre uma diversidade sazonal que torna uma complementar à outra. Nos meses em que a afluência de energia hidráulica é alta, a disponibilidade de energia eólica é baixa. Essa sazonalidade inversa ocorre de forma destacável no nordeste brasileiro onde a capacidade eólica é a maior do país. Dessa forma,

Figura 1 – Matriz Elétrica Brasileira (GW).

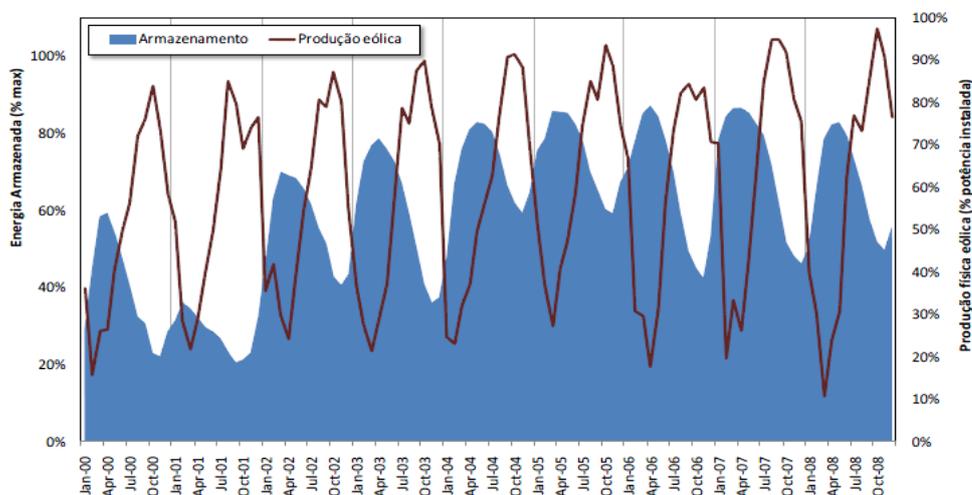


Fonte: (ABEEÓLICA, 2018).

o planejamento energético da região não fica comprometido devido a variações energéticas naturais, podendo assim trabalhar com perspectivas de valores mais exatos durante o ano. Todas essas particularidades tornam a natureza complementar um dos fatores atraentes aos investimentos na geração eólica de energia.

A crescente inserção da geração eólica na matriz energética brasileira oferece um desafio ao sistema interligado brasileiro. As características mais marcantes da energia eólica estão na sua estocasticidade e intermitência de curto prazo, tornando essas fontes de

Figura 2 – Complementaridade entre a geração hídrica e eólica.



Fonte: (RAMPINELLI; Rosa Junior, 2012).

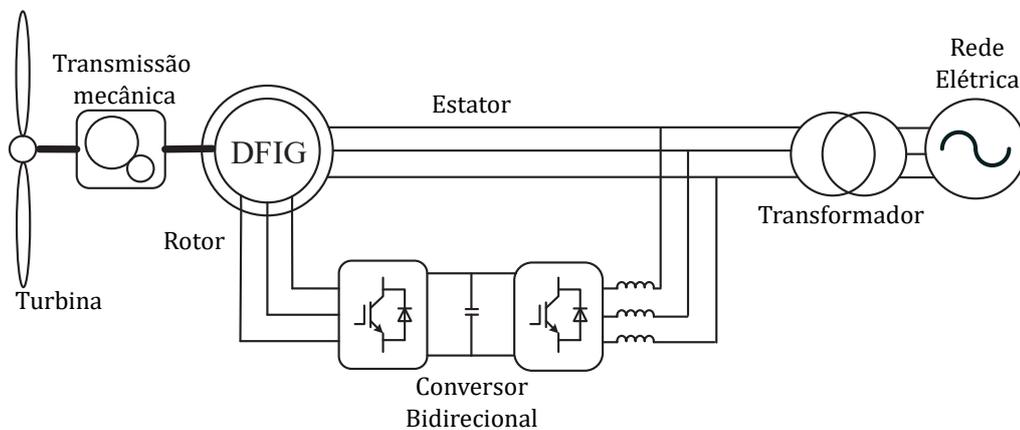
natureza imprevisíveis e não despacháveis, ou seja, não controláveis pelo ser humano, transformando, dessa forma, o balanço entre oferta e consumo de energia elétrica, uma tarefa desafiadora para os operadores (CAVADOS, 2015). Estas características tornam-se bastante relevantes na inserção da geração eólica ao sistema elétrico pois podem afetar as características de tensão, frequência e qualidade de energia. Portanto, para inserção de elevadas quantidades de energia provindas da geração eólica, garantindo que não haja comprometimento nas condições de segurança e confiabilidade, é necessário analisar uma série de fatores capazes de influenciá-la.

1.2 Topologia de Aerogerador DFIG

O Gerador de Indução Duplamente Alimentado (no inglês, *Doubly Fed Induction Generator* (DFIG)) constitui uma das topologias de gerador que mais cresce em aplicações que envolvem a geração eólica de energia. Sua competitividade se deve à ponderação entre alta eficiência, flexibilidade operativa e um uma boa relação custo-benefício. O seus principais atributos são a sua capacidade de operação em velocidade variável e a possibilidade do controle do fator de potência.

O DFIG é uma máquina de indução de rotor bobinado, cujo acesso aos enrolamentos do rotor é realizado através de anéis coletores compostos por escovas. Os enrolamentos do rotor são conectados indiretamente à rede por meio de um conversor de potência bidirecional (mais conhecido como conversor *back-to-back*) que permite o controle da magnitude, fase e frequência de escorregamento das tensões e correntes do rotor, possibilitando maior flexibilidade operativa (Figura 3). O eixo do rotor é acoplado à turbina eólica através de uma caixa de engrenagens (no inglês, *gearbox*) responsável pela amplificação da baixa velocidade da turbina à maior velocidade de operação do DFIG.

Figura 3 – Configuração típica do gerador eólico tipo DFIG.



A principal vantagem do DFIG (em comparação com as topologias *full-converter*) está associado à possibilidade do conversor de operar com aproximadamente 30% da potência gerada, reduzindo consideravelmente o custo e aumentando a eficiência. Além disso, devido ao fato do estator estar conectado diretamente à rede elétrica e por ser responsável pela maior parte da potência fornecida à rede, a injeção de harmônicos na rede é reduzida significativamente, ficando apenas por conta do conversor do lado da rede.

Em particular, a característica mais destacável da topologia de aerogerador DFIG reside na controlabilidade das potência ativa e reativa. Usando técnicas de controle vetorial, o conversor bidirecional permite o controle independente das potências ativa e reativa geradas.

O sistema de controle do DFIG é composto por um regulador responsável pela ajuste da velocidade para cada condição de operação, um regulador da tensão terminal responsável pela manutenção das tensões terminais do gerador e o controle do ângulo de inclinação das pás da turbina (controle Pitch) para manutenção das condições de potência nominal.

Em relação à capacidade objetiva do controle do sistema DFIG para atenuar as oscilações, o controle das grandezas relacionadas ao conversor do lado do rotor estabelecem maiores efeitos no amortecimento das oscilações se comparadas com os conversores do lado da rede. Portanto, a utilização do conversor do lado do rotor é relativamente o mais apropriado para o amortecimento de oscilação de potência.

As particularidades que caracterizam a topologia de aerogerador DFIG são:

- Faixa de operação de velocidade limitada (-30% abaixo a 20% acima da velocidade síncrona).
- Conversores eletrônicos de pequena escala resultante do reduzido processamento de potência em relação a potência nominal do gerador.
- Possibilidade de controle de potência ativa e reativa de forma independente.
- Necessidade de manutenção periódica, principalmente pela utilização de escovas.
- Forte dependência das características da rede devido à conexão direta com a mesma.

Em relação a condições de operação normal o sentido do fluxo de potência no circuito do rotor depende da velocidade de operação do gerador. Para velocidades menores que a velocidade síncrona (modo sub-síncrono), o circuito do rotor consome potência ativa. Para velocidades maiores que a síncrona (modo super-síncrono), o circuito do rotor fornece potência à rede de alimentação.

1.3 Influência do DFIG no comportamento dinâmico do SEP

Com a crescente participação de geração eólica no Sistema Interligado Nacional (SIN) impôs-se aos operadores e pesquisadores a necessidade de realizar estudos sobre a influência do nível de composição de geração eólica sobre o comportamento dinâmico dos SEP. Diversas pesquisas foram realizadas com o propósito de se investigar os impactos deste tipo de composição de geração nos modos oscilatórios eletromecânicos, especificamente quando submetidos a pequenas perturbações.

Na literatura especializada há diversas análises a respeito da integração da geração eólica à rede. Um dos primeiros estudos relacionados aos impactos a integração em larga escala de geração eólica de uma maneira geral são apresentados por (SLOOTWEG; KLING, 2003). Neste trabalho, o efeito da geração eólica sobre as oscilações é investigado pela gradual substituição dos geradores síncronos por geradores do tipo de velocidade fixa e velocidade variável, observando a trajetória dos autovalores no plano complexo. Dos resultados conclui-se que o efeito da geração eólica de energia sobre as oscilações nos sistemas de potência dependem do conceito de aerogerador utilizado (velocidade constante ou variável) e do nível de composição de geração eólica no sistema.

Em (SINGH, 2015) é investigado o potencial dos complexos eólicos em amortecer os modos de oscilação interárea. Os resultados apontam que os complexos eólicos não participam diretamente nos modos de oscilação, no entanto, sua presença leva a mudanças da inércia do sistema convencional.

Especificamente no que concerne aos geradores eólicos tipo DFIG os trabalhos (MODI, 2011), (GAUTAM, 2009) e (NGAMROO, 2017) foram conclusivos a respeito dos seus impactos. Os resultados destes trabalhos evidenciaram que aerogeradores de configuração DFIG, por si próprios, não participam ativamente das oscilações eletromecânicas, mas têm influência indireta no desempenho do amortecimento dos sistemas. Ainda segundo estes estudos, o desempenho do DFIG é largamente determinado pelo conversor e pelos controles associados. Como os aerogeradores DFIG são máquinas assíncronas, isto é, cuja velocidade de rotação não é proporcional à frequência da sua alimentação, eles têm principalmente quatro mecanismos indiretos pelos quais podem afetar o amortecimento dos modos de oscilação eletromecânicos:

- Substituindo e ou reduzindo os geradores síncronos, assim afetando consequentemente os modos de oscilação.
- Impactando os fluxos de potência e, consequentemente, afetando as forças de sincronização.
- Substituindo as máquinas síncronas que possuem estabilizadores de sistemas de potência (PSS).

- Interação entre os controles do DFIG com o torque de amortecimento de grandes geradores síncronos adjacentes.

Dentre os principais fatores apresentados, os dois primeiros são em grande parte independentes do tipo de sistemas conversores de energia eólica aplicados. Devido ao efeito indireto desses sistemas espera-se que apenas as oscilações que envolvam uma determinada área sejam afetados (GAUTAM, 2009).

Assim, com o aumento da composição de parques eólicos baseados na topologia aerogerador DFIG, a inércia efetiva do sistema será reduzida e a confiabilidade do sistema após grandes perturbações pode ser significativamente afetadas (GAUTAM, 2009).

1.4 Motivação

A estabilidade do sistema de energia tem sido uma preocupação importante para os engenheiros desde 1920 (KUNDUR, 1994). Os primeiros problemas de estabilidade eram associados às estações de geração hidrelétrica distantes dos centros de carga conectados através de longas linhas de transmissão. Por razões econômicas, tais sistemas eram operados bem próximos dos seus limites de estabilidade estática. Essa condição de operação tornava os sistemas elétricos susceptíveis ao colapso uma vez que pequenas perturbações poderiam resultar em instabilidade.

Com os avanços da eletrônica de potência na década de 1950, a aplicação de sistemas de excitação com rápida resposta transitória tornaram-se recorrentes. Estes sistemas asseguravam um aumento da margem da estabilidade para condições transitórias relacionadas aos primeiros ciclos de oscilação. Entretanto, o uso de sistemas de excitação de alta resposta transitória, em alguns casos, poderia resultar na redução do amortecimento das oscilações eletromecânicas, principalmente aquelas associadas a modos de oscilações locais (KUNDUR, 1994). O efeito dos sistemas de excitação é intensificado com a redução da capacidade dos sistemas de transmissão em relação ao tamanho das estações geradoras.

Com o desenvolvimento tecnológico que permitiu a construção de sistemas elétricos interligados surgiram também oscilações eletromecânicas de baixa frequência fracamente amortecidas ou até mesmo instáveis (não amortecidas). Estas oscilações são originadas da interação das oscilações dos rotores de inúmeras máquinas do sistema elétrico e podem ser prejudiciais para a operação dos sistemas elétricos de potência, pois as mesmas podem dificultar a operação do sistema em condições transitórias. Estas oscilações podem, em alguns casos, gerar limitações nas transferências de potência entre as barras do sistema.

A medida que o aparecimento de oscilações de baixa frequência nos geradores síncronos tornava-se mais frequente, a necessidade de realizar estudos relacionados à estabilidade, em particular, estudos sobre os impactos destas oscilações nos geradores síncronos tornou-se inevitável para garantir manutenção da estabilidade do sistema. A tentativa destes

estudos era evidenciar a necessidade de se encontrar formas de aumentar o amortecimento das oscilações eletromecânicas intrínsecas ao sistema de forma barata e segura.

Para melhorar a margem de estabilidade dos geradores síncronos e conseqüentemente manter todos os geradores sincronizados entre si, foi proposto a adição de uma malha suplementar conhecido como estabilizador de sistemas de potência PSS configurando uma malha de realimentação do controle das tensões de campo do gerador síncrono. Este dispositivo é ajustado para aplicar sinais estabilizantes na busca de acrescentar torque de amortecimento às oscilações do ângulo do rotor dos geradores síncronos. Entretanto, somente a utilização destes dispositivos pode ser insuficiente para manutenção da estabilidade devido a modos oscilatórios que não são observados em variáveis locais. Desta forma este dispositivo pode não ser a melhor alternativa para o amortecimento de oscilações de modo interárea, ficando restrito às oscilações de modos locais, conforme (CAI; ERLICH, 2003).

Com a crescente participação das fontes de energia eólica, a aplicação deste tipo de geração começou a ser utilizada não apenas para fornecer energia elétrica, mas também para contribuir com serviços auxiliares para o SEP como controle de frequência, tensão e amortecimento de oscilações.

Entre as diversas tecnologias de geradores eólicos de velocidade variável desenvolvidos o gerador de indução duplamente alimentado DFIG tornou-se uma configuração adequada para contribuir no amortecimento das oscilações eletromecânicas. Para realizar esta função, o dispositivo *Power oscillation Damping* POD é adicionalmente equipado ao sistema de controle da turbina eólica tipo DFIG e é usado para controlar a potência do DFIG de forma que as oscilações de potência possam ser amortecidas.

O principal desafio para aplicação dos controladores suplementares reside na determinação ótima dos seus parâmetros. A dificuldade de projetar controladores lineares para sistemas elétricos de potência vem do fato de que seu desempenho depende significativamente do ponto de operação do sistema e as condições de operação do sistema variam normalmente ao longo do dia (ROGERS, 2000). Esta característica do sistema dificulta a obtenção de um desempenho desejado para os controladores projetados através das técnicas de controle clássico, dado que tais técnicas baseiam-se em uma linearização do modelo do sistema em um ponto nominal de operação e que esta linearização tem sua validade restrita a uma vizinhança deste ponto (ROGERS, 2000).

Neste contexto, várias técnicas são desenvolvidas com o intuito de encontrar parâmetros ideais de POD para as diversas condições de operação apresentadas pelo SEP.

1.5 Objetivos

O objetivo geral desta pesquisa é avaliar a aplicação dos controladores suplementares POD nos aerogeradores tipo DFIG para promover a atenuação das oscilações eletrome-

cônicas, utilizando o método dos resíduos como procedimento de ajuste das variáveis do controlador. Neste contexto, os objetivos específicos deste trabalho são:

- Apresentar os principais conceitos relacionados a estabilidade do SEP.
- Descrever as ferramentas de análise modal.
- Adequar um modelo agregado de aerogerador tipo DFIG para estudos dinâmicos.
- Analisar a influência dos aerogeradores tipo DFIG no comportamento dinâmico dos sistemas de potência.
- Compreender o método de ajuste dos controladores POD.
- Avaliar as limitações do método aplicado.
- Avaliar o projeto de controladores para atenuação de diferentes modos de oscilação eletromecânicos presentes no SEP.

1.6 Organização da Dissertação

A dissertação é organizada nos seguintes capítulos:

- O capítulo inicial deste trabalho apresenta um breve panorama da geração de energia eólica no Brasil. A topologia de gerador DFIG é apresentado e estudos sobre sua influência na comportamento dinâmico são relatados.
- O capítulo 2 apresenta uma breve revisão dos conceitos relacionados à estabilidade de sistemas de potência, apresentando as três classes distintas de estabilidade: estabilidade angular do rotor, estabilidade de tensão e estabilidade de frequência. Os modos oscilatórios eletromecânicos em um sistema de potência são caracterizados e as ferramentas de análise modal são apresentadas. Neste capítulo ainda é descrito a configuração da malha de controle suplementar POD utilizado em geradores tipo DFIG como alternativa para contribuir na melhoria da margem de estabilidade do sistema.
- O capítulo 3 apresenta o modelo dinâmico do aerogerador DFIG implementado para estudos sobre o desempenho dinâmico.
- No capítulo 4 é apresentado o sistema elétrico teste utilizado nas simulações para estudos das oscilações eletromecânicas no SEP. O modelo agregado do complexo eólico é descrito e os pressupostos para utilização deste modelo são apresentados.
- No capítulo 5 o procedimento de ajuste dos controlador POD é avaliado e os seus resultados são obtidos através de simulações computacionais.
- Finalmente o capítulo 6 apresenta as principais conclusões obtidas no estudo sobre a aplicação das malhas de controle suplementar POD inseridos em aerogeradores tipo DFIG. Neste capítulo trata-se ainda das propostas de futuros trabalhos.

Estabilidade em Sistemas de Potência e Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas

2.1 Introdução

Os sistemas elétricos de potência (SEP) são estruturas modernas projetadas para viabilizar a geração, transporte e consumo da energia em grandes quantidades, de forma rápida e eficiente. O fornecimento de energia elétrica confiável e econômica é um fator determinante para o progresso industrial e conseqüentemente para o aumento do padrão de vida da sociedade. Com a crescente demanda por energia elétrica, aliada a recursos ambientais escassos e restrições econômicas, impõem-se vários desafios ao planejamento do sistema de potência (PADYAR, 2008).

O objetivo deste capítulo é apresentar os fundamentos, conceitos e ferramentas necessárias para compreender o desempenho dinâmico dos SEP. O intuito é permitir o desenvolvimento do método para implementação do controlador suplementar POD. Inicia-se o capítulo com uma revisão dos conceitos de estabilidade, com sua devida classificação e de acordo com os critérios estabelecidos. Após a delimitação dos conceitos básicos, os procedimentos e técnicas de análise modal para estudos de sistemas elétricos de grande porte são apresentados. Por fim, a malha de controle suplementar POD é descrita e sua função é apresentada.

2.2 Estabilidade de Sistemas Elétricos de Potência

Os SEP são submetidos a situações adversas e, por isso, devem manter suas condições de operação em níveis adequados para o bom funcionamento do sistema. Estas condições se caracterizam pela manutenção do sincronismo dos geradores e na manutenção das

tensões dos barramentos contidas em uma faixa de valores delimitados pelos códigos de rede vigentes. Quando todas as condições são satisfeitas, pode-se dizer que o sistema está operando de forma estável.

2.2.1 Conceito de estabilidade

Na literatura especializada há diversas definições sobre o conceito de estabilidade no SEP. Em (KUNDUR, 1994) define-se estabilidade como a propriedade dos sistemas elétricos de potência de permanecerem em estado de operação equilibrada sob condições normais de operação e recuperar a um estado de equilíbrio aceitável quando sujeito a um distúrbio. Se os distúrbios resultarem em condições de movimento irrevogável ao longo do ponto de operação original, então o sistema é classificado como sendo dinamicamente instável. Ainda segundo o autor a avaliação da estabilidade se preocupa com o comportamento dos sistemas de potência sujeitos a distúrbios transitórios, sendo eles de pequena ou alta intensidade.

Em (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013) destaca-se a definição dada pela IEEE/CICRE sobre o conceito de estabilidade. Neste define-se estabilidade de sistemas de potência como a habilidade dos sistemas elétricos de potência, para uma dada condição inicial de operação, retornar ao estado de operação equilibrada depois de sujeita a um distúrbio físico com todos as variáveis do sistema praticamente intactos.

Segundo (ANDERSON; FOUAD, 2002) a estabilidade ocorre quando a resposta oscilatória de um sistema de energia, durante o período transitório após uma perturbação, é amortecida e o sistema mantêm-se em um tempo finito para uma nova condição operacional estável, dizemos que o sistema é estável. Desta forma, essa definição de estabilidade requer que as oscilações do sistema sejam atenuadas. Esta condição é muitas vezes chamada de estabilidade assintótica e significa que os sistemas contêm forças inerentes que tendem a reduzir as oscilações.

O desempenho dinâmico de um SEP é influenciado por uma vasta gama de equipamentos e dispositivos de diferentes características e velocidades de resposta (VIEIRA, 2018). Cada um dos elementos que compõem o sistema tem algum efeito na estabilidade.

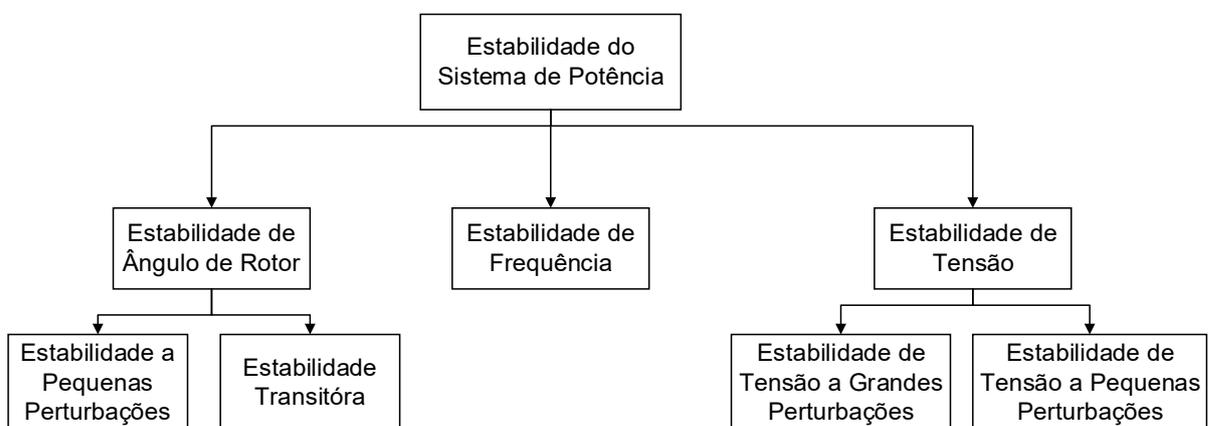
Embora a estabilidade seja uma propriedade de natureza comum, diferenças quanto as causas que interferem no desempenho dinâmico não podem ser caracterizadas de forma única. Assim, não é prático estudar estabilidade de forma unificada. Além disso, devido à alta dimensionalidade e complexidade dos sistemas de energia é necessário simplificar os pressupostos feitos a fim de permitir a análise de tipos específicos de problemas com satisfatória precisão. Neste sentido, o estudo de estabilidade é, então, dividido em categorias em função da natureza física que resulta a instabilidade, do tipo de distúrbio, e do tempo de duração e do método de análise aplicável (KUNDUR, 1994).

2.2.2 Classificação dos tipos de estabilidade

A classificação da estabilidade dos sistemas de potência, concentrando-se principalmente em apenas uma variável (isto é, tensão, frequência ou ângulo do rotor) é uma prática significativa e pode ser feita em termos da duração e dos componentes que influenciam o fenômeno. Fisicamente o SEP pode ser classificado em três principais categorias:

- Estabilidade de tensão: é definida como a propriedade dos sistemas manter as condições aceitáveis de tensão em todas as barras do sistema após sofrer alguma perturbação. Esta caracteriza-se como principal fator que causa a instabilidade é a inviabilidade do sistema de potência suprir a demanda de potência ativa e reativa das linhas de transmissão.
- Estabilidade de frequência: é a capacidade que um sistema tem de manter a frequência nominal após sofrer uma grande perturbação causada por desequilíbrios entre a carga e a geração. Este tipo de estabilidade não é o escopo deste presente estudo.
- Estabilidade angular do rotor: é a propriedade das máquinas síncronas dos sistemas de potência de permanecerem em sincronismo. Neste sentido, este tipo de estabilidade pode ser entendida como o equilíbrio entre o torque eletromagnético e o mecânico de cada uma das máquinas do sistema. O problema de estabilidade envolve o estudo das oscilações eletromecânicas inerentes ao SEP. A questão fundamental deste tipo de estabilidade é a maneira pela qual a potência de saída das máquinas síncronas varia à medida que os rotores oscilam (MONDAL, 2014). Por se tratar de características eletromecânicas do sistema, este é o tipo de estabilidade a ser considerada no presente trabalho.

Figura 4 – Classificação de estabilidade em sistemas de potência.



Fonte: Autoria própria.

A estabilidade angular, como observado pela Figura 4, pode ser considerada em duas subcategorias:

A primeira está relacionada a estabilidade a pequenas perturbações. As pequenas perturbações são aquelas variações suficientemente pequenas nas quais o comportamento do sistema pode ser descrito exclusivamente pela suas características físicas, pouco importando a intensidade das variáveis de entrada. Neste sentido, estabilidade à pequenas perturbações ou estabilidade a pequenos sinais é a propriedade do SEP de manter o sincronismo quando submetido a pequenas perturbações tais como pequenas variações na carga ou na geração. Desta maneira, todas as propriedades aplicáveis à análise de sistemas lineares podem ser utilizadas.

A estabilidade transitória é a habilidade dos sistemas de potência de manter o sincronismo após grandes perturbações como faltas no sistema ou retirada de elementos da rede.

Devido à característica não linear da relação ângulo-potência, além de certo limite, um aumento na separação angular entre os geradores é acompanhado de uma diminuição na transferência de potência, aumentando ainda mais a separação angular e levando à instabilidade (SAVELLI, 2007).

A análise de estabilidade a pequenos perturbações é geralmente direcionada ao problema da instabilidade oscilatória. O aumento da complexidade da rede devido a maior aplicação de sistemas de excitação baseados em eletrônica de potência com reduzidos tempos de resposta introduzem um maior torque sincronizante, colaborando para a manutenção da estabilidade transitória do sistema. Porém, há uma redução do torque de amortecimento, prejudicando assim o amortecimento das oscilações eletromecânicas.

2.2.3 Torque amortecedor e sincronizante

A estabilidade de um sistema depende da presença ou não de forças restauradoras. As modificações do torque elétrico de gerador em um sistema de potência para pequenas perturbações podem ser decompostas em duas componentes (ANAYA-LARA, 2009):

$$\Delta T_e = T_S \Delta \delta + T_D \Delta \omega \quad (2.1)$$

sendo T_S e T_D são, respectivamente, o componente de torque de sincronismo em fase com a variação do ângulo do rotor $\Delta \delta$ e a componente de torque de amortecimento em fase com o desvio de velocidade do rotor $\Delta \omega$.

A estabilidade do sistema depende da existência de ambos os componentes do torque para cada máquina síncrona. Um insuficiente torque de sincronização, $T_S \Delta \delta$, resulta em instabilidade aperiódica (não-oscilatória) do ângulo do rotor. Já a insuficiência de torque de amortecimento, $T_D \Delta \omega$, leva a uma instabilidade oscilatória.

2.3 Caracterização dos modos oscilatórios

Semelhante a qualquer sistema dinâmico, o SEP é continuamente submetido a perturbações e experimenta transições de um estado operacional para outro na forma de oscilações. As oscilações eletromecânicas em sistemas de potência são manifestações do processo troca de energia entre os elementos elétricos e mecânicos e se caracterizam como processo natural de acomodação dos desequilíbrios causados por uma perturbação.

As oscilações eletromecânicas são fenômenos intrínsecos aos sistemas elétricos de potência. Para uma operação segura e confiável do SEP, as amplitudes dessas oscilações devem diminuir com o tempo em uma taxa satisfatória. Quando essas oscilações são mal amortecidas podem acarretar problemas operacionais tais como: limitação da capacidade de intercâmbio de potência entre áreas e a perda de sincronismo das unidades geradoras. As oscilações eletromecânicas ocorrem normalmente na faixa de frequência entre 0,1 a 2 Hz.

As pequenas variações nas cargas do sistema durante o dia podem excitar modos oscilatórios. Tais modos oscilatórios, são a resposta aos modos eletromecânicos e podem ser observados nas variações dos ângulos e velocidade dos rotores das máquinas.

As oscilações eletromecânicas são consideradas de dois tipos, sendo o número de modos menor que o número de geradores existentes. Estas oscilações podem ser classificadas por:

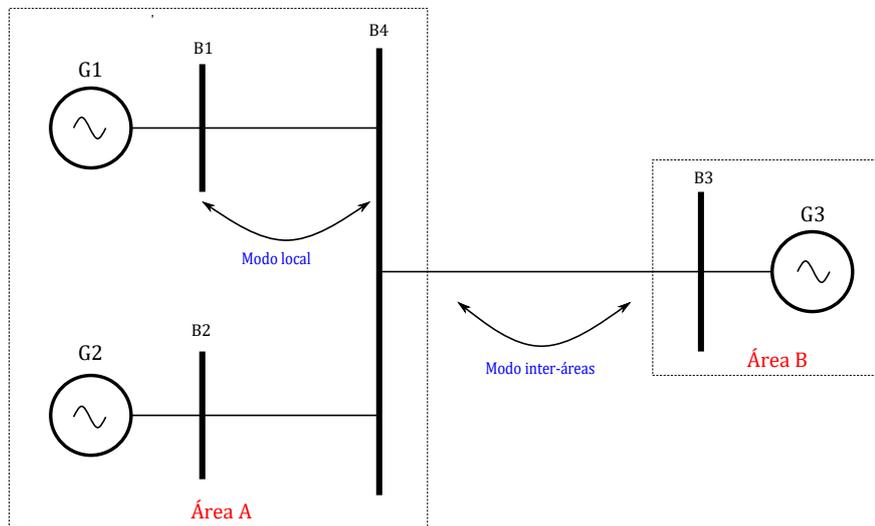
- Modos locais: caracterizados pela oscilação de um gerador isolado contra o resto do sistema de potência, geralmente ocorrem na faixa de 0,7 a 2,0Hz. Neste caso, o ângulo de potência dos geradores oscila enquanto a potência da linha que conecta a máquina ao sistema varia. Os modos locais se tornam um problema principalmente em geradores com plena carga, conectadas ao sistema por longas linhas de transmissão. Sistemas de excitação com alto ganho podem tornar os modos locais instáveis.
- Modos inter-área: são associados a um grupo de geradores oscilando coerentemente em uma parte do sistema em relação a geradores de outras áreas. Ocorre normalmente na faixa de 0,1 a 1 Hz. Neste caso, a potência transferida pelas linhas que conectam ambas as áreas varia enquanto o ângulo de potência das várias máquinas que compõem o sistema oscila. Desta forma, o amortecimento deste modo requer a aplicação coordenada de dispositivos amortecedores em diversas máquinas (IEEE. . . , 1992), em especial, nos geradores de grande porte.

Além dos modos de natureza eletromecânica referidos anteriormente, tem-se ainda os modos de oscilação de controle e modos torsionais. Os modos de controle são associados às oscilações causadas por ajuste inadequado dos controles, tais como: sistemas de excitação, reguladores de velocidade, compensadores estáticos e conversores HVDC (MONDAL,

2014). Já os modos torsionais são associados às interações dinâmicas dos componentes rotacionais nos eixos do conjunto turbina-gerador.

A Figura 5 ilustra uma visão sistêmica dos modos quanto às oscilações que lhes estão associadas. Quando os grupo de geradores contidos na área A oscilam com relação a área B, devido a alguma perturbação, denota-se esse fenômeno como modos oscilatórios interárea. Estes modos são visualizados tanto nas oscilações do ângulo de fase entre as tensões do barramento que interliga as áreas A e B (Barramentos B3 e B4), quanto nas variações do fluxos de potência ativa. Entretanto, a medição correspondente a essas grandezas contêm, por superposição, modos oscilatórios locais que dificultam a identificação dos modos separadamente.

Figura 5 – Tipos de modos de oscilação presentes no SEP.



Fonte: Autoria própria.

2.4 Técnicas lineares para o estudo da estabilidade da pequenas perturbações

O comportamento dinâmico dos sistemas elétricos de potência pode ser descrito por um conjunto de equações algébricas diferenciais combinadas à equações algébricas não lineares. As não linearidades dificultam a solução destas equações uma vez que inviabilizam a solução por métodos analíticos.

Em situações em que o sistema está sujeito a pequenas perturbações, torna-se viável a previsão do comportamento dinâmico do sistema a partir de informações qualitativas sobre o comportamento da solução na proximidade do chamado ponto de equilíbrio ou ponto de operação. A metodologia geralmente utilizada pressupõe a linearização das

equações diferenciais não-lineares em torno de um ponto de operação específico. Uma vez obtido um modelo linear, os poderosos métodos de análise modal podem ser aplicados. Eles permitem caracterizar com facilidade, rapidez e precisão às oscilações. Além disso, modelos lineares podem auxiliar projetos de controles que possibilitam os amortecimentos das oscilações do sistema (ROGERS, 2000). Deste modo, os procedimentos de linearização são indispensáveis ao estudo de qualquer sistema dinâmico, sempre que for possível ser aplicada.

Os sistemas elétricos são susceptíveis a grandes e pequenas mudanças que podem influenciar drasticamente no seu comportamento dinâmico. A medida que os sistemas se tornam mais complexos e as mudanças das condições do sistema se tornam mais recorrentes, a avaliação dos SEP por meio de modelos nem sempre é viável para os estudos de estabilidade a pequenas perturbações. Neste contexto, alguns métodos alternativos são aplicados para estudo de estabilidade a pequenas perturbações.

Com base na consideração de que um sistema não linear pode ser linearizado para avaliação relativa a pequenas perturbações, existem dois procedimentos bem estabelecidos na literatura para análise da estabilidade de um sistema: o primeiro fundamenta-se em análises das equações linearizadas, enquanto o segundo, das propriedades modais das oscilações eletromecânicas obtidas por meio da aplicação de técnicas de estimação em sinais amostrado do SEP (BARRA, 2017).

O objetivo desta seção é apresentar inicialmente as técnicas usualmente utilizadas para analisar a estabilidade a pequenas perturbações do sistema através do modelo linearizado e por métodos alternativos que utilizam técnicas baseadas em medidas para a identificação dos modos oscilatórios. Inicialmente é exposto a metodologia que baseia-se na linearização, aplicação das ferramentas de análise modal como a extração dos autovalores, autovetores e do cálculo dos fatores de participação. E por fim, é apresentado métodos alternativos obtidos por meio da aplicação de técnicas de estimação de sinais amostrados para o auxílio da proposição deste trabalho.

2.4.1 Técnicas baseadas em modelo

A linearização das equações correspondentes ao comportamento dinâmico dos sistemas permite a análise dos sistema submetidos a pequenas perturbações em torno de seu ponto de operação específico. O procedimento de linearização apresentado neste trabalho adota como técnica o desenvolvimento de uma função não linear em uma série de Taylor em torno do ponto de equilíbrio.

Considerando um sistema de equações diferenciais não lineares na forma de espaço de estados tem-se:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x, u) \\ y &= g(x, u)\end{aligned}\tag{2.2}$$

Sendo x o vetor de estados com n linhas e uma coluna, u o vetor de entrada com r linhas e uma coluna e y o vetor de saída m linhas e uma coluna.

A investigação do comportamento do modelo submetido à variações em torno de um ponto de operação equilibrado dado por x_o e u_o , tem-se as seguintes implicações (KUNDUR, 1994):

$$\dot{x} = f(x_o, u_o) = 0 \quad (2.3)$$

Aplicando uma pequena perturbação ao sistema, tem-se:

$$\begin{aligned} x &= x_o + \Delta x \\ u &= u_o + \Delta u \end{aligned} \quad (2.4)$$

Desta forma, as equações oriundas dessas implicações resultam em:

$$\dot{x} = \dot{x}_o + \Delta \dot{x} = f[(x_o + \Delta x), (u_o + \Delta u)] \quad (2.5)$$

Assumindo que as variações são suficientemente pequenas, as funções não lineares $f(x, u)$ podem ser expressas em termos de expansão em serie de Taylor. Considerando que os termos envolvendo a segunda à ordens mais elevadas de Δx e Δu negligenciadas, tem-se a aplicação da serie de Taylor dado por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= \dot{x}_{io} + \Delta \dot{x}_i = f_i[(x_o + \Delta x), (u_o + \Delta u)] = \\ &f_i(x_o, u_o) + \left. \frac{\partial f_i}{\partial x_i} \right|_o \Delta x_i + \cdots + \left. \frac{\partial f_i}{\partial x_n} \right|_o \Delta x_n + \left. \frac{\partial f_i}{\partial u_i} \right|_o \Delta u_i + \cdots + \left. \frac{\partial f_i}{\partial u_n} \right|_o \Delta u_n \end{aligned} \quad (2.6)$$

Logo as derivadas das pequenas excursões em torno do ponto (x_o, u_o) especificado são expressas por:

$$\Delta \dot{x}_i \approx \left. \frac{\partial f_i}{\partial x_i} \right|_o \Delta x_i + \cdots + \left. \frac{\partial f_i}{\partial x_n} \right|_o \Delta x_n + \left. \frac{\partial f_i}{\partial u_i} \right|_o \Delta u_i + \cdots + \left. \frac{\partial f_i}{\partial u_n} \right|_o \Delta u_n \quad (2.7)$$

Com $i = 1, 2, 3, \dots, n$. Do mesma modo, da equação 2.4, tem-se a aproximação:

$$\Delta y_j \approx \left. \frac{\partial g_j}{\partial x_i} \right|_o \Delta x_i + \cdots + \left. \frac{\partial g_j}{\partial x_n} \right|_o \Delta x_n + \left. \frac{\partial g_j}{\partial u_i} \right|_o \Delta u_i + \cdots + \left. \frac{\partial g_j}{\partial u_n} \right|_o \Delta u_n \quad (2.8)$$

Com $j = 1, 2, 3, \dots, n$. Obtém-se então o modelo linearizado na forma de espaço de estados dado por:

$$\Delta \dot{x} \approx \mathbf{A} \Delta x + \mathbf{B} \Delta u \quad (2.9)$$

$$\Delta y \approx \mathbf{C} \Delta x + \mathbf{D} \Delta u$$

Onde:

$$\begin{aligned}
 A &= \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix} & B &= \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial g_1}{\partial u_n} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial g_n}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial g_n}{\partial u_n} \end{bmatrix} \\
 C &= \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix} & D &= \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial g_1}{\partial u_n} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial g_n}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial g_n}{\partial u_n} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

A - matriz de estados com dimensão $n \times n$;

B - matriz de controle ou de entrada com dimensão $n \times r$;

C - matriz de saída com dimensão $n \times n$;

D - matriz de transmissão direta com dimensão $n \times r$;

As derivadas parciais expressas pela equação (2.10) são avaliadas em relação a um ponto de equilíbrio (x_o, u_o) sobre o qual a pequena perturbação é analisada.

2.4.1.1 Autovalores e autovetores

Uma vez que o modelo é disponível na forma linearizada, sua estabilidade dinâmica pode ser avaliada usando qualquer uma das técnicas de análise bem desenvolvidas da álgebra linear. A abordagem mais utilizada é a análise de seus autovalores (ANAYA-LARA, 2009).

A matriz de estados A da equação (2.10) é responsável pela parcela da resposta do sistema que é excitada pelas condições iniciais, definindo completamente a transição dos estados do instante inicial $t = 0$ a qualquer instante t quando as entradas são nulas. Os autovetores e autovalores da matriz A representam a resposta do sistema nessas condições, além de possibilitar o estudo de estabilidade de um determinado ponto de equilíbrio (BARRA, 2017).

Supondo uma matriz de estados A que esteja representando um sistema físico como, por exemplo, o próprio SEP. Os autovalores dessa matriz podem ser definidos como os parâmetros escalares λ_i que solucionam a expressão (2.11):

$$A\phi = \lambda_i\phi \tag{2.11}$$

Sendo que ϕ é um vetor com dimensão $n \times 1$.

Os autovalores são obtidos a partir da solução das equações características calculando o determinante expresso por (2.12):

$$\det(A - \lambda_i I) = 0 \tag{2.12}$$

sendo I a matriz identidade.

Os autovetores à direita associados à matriz A correspondem aos vetores coluna que satisfazem (2.11), enquanto os autovetores à esquerda são os vetores linha ψ_i que solucionam, conforme a expressão (2.13):

$$\psi A = \lambda_i \psi \quad (2.13)$$

A partir dos autovalores, tem-se que as respostas no tempo de um sistema linear (como o descrito em (2.9), para uma condição inicial Δx_0 , sendo $u = 0$ e supondo n autovalores distintos é dada por (KUNDUR, 1994):

$$\Delta x(t) = \sum_{i=1}^n \phi_i c_i e^{\lambda_i t} \quad (2.14)$$

sendo que:

- c_i - corresponde ao produto escalar $c_i = \psi_i \Delta x(0)$;
- ψ_i - autovetores à esquerda associados à matriz A ;
- $\Delta x(0)$ - condição inicial do sistema;
- ϕ_i - autovetores à direita associados à matriz A ;
- λ_i - autovalores associados à matriz A ;

A expressão (2.14) fornece a resposta no tempo do movimento livre de um sistema dinâmico em função dos autovalores à direita e à esquerda da matriz de estados A . Ou seja, a resposta do sistema é obtida através de uma combinação linear dos n autovetores distintos associados matriz de estados A , também chamados de modos de resposta (KUNDUR, 1994).

As características dependentes do tempo de um modo oscilatório correspondentes a um autovalor é dado por $e^{\lambda_i t}$, sendo λ_i seu autovalor. Portanto, dos autovalores pode-se concluir que:

- Valores puramente reais denotam modos oscilatórios aperiódicos;
- O sistema será estável se todos os autovalores residirem no semiplano real negativo do plano complexo, indicando um decaimento de forma exponencial das oscilações;
- Autovalores complexos ocorrem em pares conjugados e seu valor imaginário indica a magnitude da frequência de oscilação;

A solução geral dos autovalores associados à matriz A é caracterizado por (2.15):

$$\lambda_i = \sigma_i \pm j\omega_i \quad (2.15)$$

A frequência de oscilação no sistema Sistema Internacional de Unidades (SI) em Hertz é dado por (2.16):

$$f_i = \frac{\omega_i}{2\pi} \quad (2.16)$$

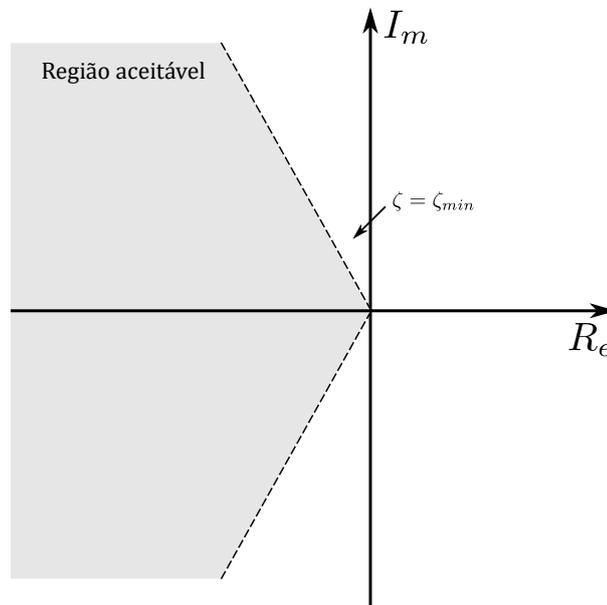
Existem situações que os autovalores associados ao sistema possuem uma parte real muito pequena indicando uma margem de estabilidade muito restrita. Neste caso, qualquer perturbação pode ser muito prejudicial ao sistema. Um parâmetro muito utilizado para quantificar o quanto uma posição dos autovalores é aceitável é o seu fator de amortecimento. O fator de amortecimento é dado por 2.17:

$$\zeta_i = \frac{-\sigma_i}{\sqrt{\sigma_i^2 + \omega_i^2}} \quad (2.17)$$

O coeficiente de amortecimento ζ_i determina a taxa de decaimento da amplitude das oscilações. A constante de tempo de decaimento da amplitude relativo ao valor inicial dado por $1/|\sigma_i|$ exprime o tempo, em segundos, que a amplitude das oscilações decai em 37 % do seu valor inicial ou em $1/2\pi\zeta_i$ ciclos de oscilação (KUNDUR, 1994).

Para avaliação do limite da posição dos autovalores para condição de operação aceitável deve-se verificar se ele apresenta um fator de amortecimento superior a um limite mínimo, devendo esse estar posicionado dentro da lugar geométrico delimitado pelas linhas pontilhadas como visto na Figura 6.

Figura 6 – Lugar geométrico dos autovalores da matriz A para região de amortecimento aceitável.



Fonte: Autoria própria.

Para os sistemas de transmissão geralmente se define o valor de 5% para o fator de amortecimento mínimo aceitável para todos os modos de oscilação (MENDOZA-ARMENTA; DOBSON, 2016).

2.4.1.2 Resíduos da função de transferência

Para análise da estabilidade a pequenas perturbações do SEP, requer a extração dos autovalores da matriz de estados A . Entretanto, para o projeto de controle é interessante obter a função de transferência de malha aberta entre duas variáveis especificadas (KUNDUR, 1994).

Ao aplicar a Transformada de Laplace na equação (2.9), pode-se obter uma relação entre a entrada e a saída do sistema no domínio s , como segue:

$$X(s) = (sI - A)^{-1}BU(s) \quad (2.18)$$

$$Y(s) = CX(s) + DU(s) \quad (2.19)$$

Aplicando (2.18) em (2.19), tem-se:

$$Y(s) = [C(sI - A)^{-1}B + D]U(s) \quad (2.20)$$

Supondo que o sistema possui apenas uma entrada e uma saída, a função transferência pode ser definida por (2.21):

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (2.21)$$

Fatorando o numerador e o denominador, a equação (2.21) pode ser reescrita na forma de zeros e polos:

$$G(s) = K \frac{(s + z_1)(s + z_2) \cdots (s - z_n)}{(s + p_1)(s + p_2) \cdots (s - p_n)} \quad (2.22)$$

onde z_1, z_2, \dots, z_n são zeros de $G(s)$ e p_1, p_2, \dots, p_n , os polos.

Expandindo em frações parciais, a equação (2.22) pode ser reescrita na forma de resíduos e polos:

$$G(s) = \frac{R_1}{s - \lambda_1} + \frac{R_2}{s - \lambda_2} + \cdots + \frac{R_n}{s - \lambda_n} \quad (2.23)$$

onde R_1, R_2, \dots, R_n são os resíduos da função de transferência $G(s)$, associados aos polos $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$, respectivamente.

A formulação (2.23) pode ser representada no domínio do tempo por (2.24):

$$g(t) = \sum_{i=1}^n R_i e^{\lambda_i t} \quad (2.24)$$

Uma análise da expressão (2.24), indica que os resíduos são grandezas que evidenciam os modos dominantes no sinal de resposta do sistema.

2.4.2 Técnicas baseadas em medidas

Várias técnicas de análise linear foram desenvolvidas e testadas para que fosse realizada a identificação dos modos eletromecânicos de um SEP através de sinais adquiridos por medição fasorial.

As técnicas utilizadas para a extração dos modos oscilatórios do SEP são provenientes de métodos de processamento de sinais e identificação de sistemas.

No desenvolvimento e aplicação dos algoritmos de análise modal baseada em medição, é imperativo que se considere a natureza estocástica do sistema. Os sistemas de potência são continuamente excitados por entradas aleatórias com alta ordem de independência. Por esse motivo nenhum algoritmo pode estimar exatamente as propriedades modais do sistema a partir de medições em tempo finito. Desta forma, sempre haverá um erro associado a sua estimativa (MESSINA, 2009).

Uma das técnicas de estimação modal mais usualmente utilizadas para identificar os modos eletromecânicos em aplicações que correspondem a uma porção do sinal relativo aos primeiros ciclos dos oscilação é especificado como *rindown analysis*.

A técnica de estimação modal que trabalha nos primeiros ciclos conhecido como *rindown analysis* estabelece um sinal modelo preliminar caracterizado pela soma de varias funções senoidais amortecidas representativas das componentes do sinal medido. O algoritmo de *rindown analysis* mais amplamente estudado é denominado de Método de Prony (MESSINA, 2009).

O método de Prony é utilizado em muitas aplicações relacionadas à identificação de modos eletromecânicos de baixa frequência, tornando-se o seu uso um paradigma na extração dos modos eletromecânicos amortecidos para análise de estabilidade do sistema a pequenas perturbações. A técnica é também aplicada no ajuste dos controladores e para identificação de funções de transferência do sistema.

2.4.2.1 Método de Prony

O método de Prony é um técnica que estima um modelo para os dados amostrados de um sinal, através de uma combinação linear de exponenciais complexas. A partir desse modelo, o método permite extrair informações valiosas sobre a composição modal do sinal. No caso proposto neste trabalho, o método possibilita identificar de forma direta a frequência, o amortecimento, a fase e amplitude da oscilação associada ao modo eletromecânico (FERNANDES, 2012).

O funcionamento do Método de Prony consiste basicamente na reconstrução de uma amostra de sinal através de uma combinação linear de exponenciais complexas(FERNANDES, 2012). A estimação do numero de exponenciais, dos expoentes e de eventuais coeficientes ponderados, podem ser determinados conforme a equação (2.25).

$$y(t) = \sum_{i=1}^n e^{\sigma_i t} A_i \cos(2\pi f_i + \phi_i) = \sum_{i=1}^n R_i e^{\lambda_i t} \quad (2.25)$$

onde σ , f , A e ϕ são o coeficiente de amortecimento, a frequência, a amplitude e a fase da componente i de sinal y , respectivamente, para $i = 1, 2, \dots, n$.

Considerando $y(n)$ um sinal discreto representado por N amostras $y(1), \dots, y(N)$, o método de Prony estabelece uma estimação do sinal $y(n)$ a partir de um modelo formado

por uma soma de p exponenciais complexas a partir da equação (2.26) (MARPLE, 1987):

$$\hat{y}(n) = \sum_{i=1}^n A_i e^{[(\sigma_i + j2\pi f_i)(n-1)T + j\phi_i]} \quad (2.26)$$

para $1 \leq n \leq N$, sendo $y(n)$ o sinal de interesse discretizado e $\hat{y}(n)$ é o sinal estimado, o qual será adquirido por meio do modelo onde:

A_i - amplitude da exponencial complexa;

f_i - frequência em Hz;

σ_i - taxa de decaimento;

ϕ_i - fases iniciais em radianos;

A aplicação do algoritmo Prony possibilita a estimativa do fator de amortecimento e a frequência associada a cada modo de oscilação identificado. Dentre essas senoides amortecidas, uma delas ou mais, são resultantes de oscilações eletromecânicas, dependendo da quantidade de modos oscilatórios que podem ser observados naquela saída. Assim, após o procedimento de estimação de cada parâmetro da senoide amortecida que compõe o modelo, é necessário identificar quais delas são referentes a essas interações (BARRA, 2017).

Descrevendo a equação (2.26) em termos que possibilite a aplicação do Método de Prony na forma discreta, tem-se:

$$\hat{y}(n) = \sum_{i=1}^n h_i z_i^{n-1} \quad (2.27)$$

onde:

$$h_i = A_i e^{j\phi_i} \quad (2.28)$$

$$z_k = A_i e^{[(\sigma_i + j2\pi f_i)(n-1)T]} \quad (2.29)$$

O principal objetivo do método consiste em encontrar os valores de h_i e z_i que permitam que $\hat{y}(n)$ seja igual a $y(n)$ para todas as amostras que compõe o sinal de interesse. Para isso, a equação deve ser desenvolvida para cada amostra que contém o sinal. Este tipo de formulação é obtida pela expansão da equação (2.27), porém sua demonstração não constará no escopo deste trabalho.

Neste trabalho foi utilizado a função *Prony* existente na biblioteca do *MATLAB* para auxiliar no estudo e na estimação dos modos eletromecânicos.

2.5 Controle suplementar POD aplicado ao DFIG

O controlador para amortecimento de oscilações conhecido como *Power Oscillation Damping* (POD) é uma malha de controle auxiliar geralmente utilizada para reduzir as amplitudes das oscilações aplicando sinais em determinados locais dos sistemas de controle

de tal forma que possibilita a atenuação das oscilações existentes. Este controle adicional faz parte da realimentação da malha de controle que fornece um sinal estabilizante, semelhante ao fornecido pelos sinais estabilizadores de sistemas de potência PSS.

Deste modo, a implementação da malha de controle suplementar proposta não requer alterações na estrutura das malhas de controle já existentes na unidade eólica. A aplicação de sinais adicionais nas malhas de controle dos dispositivos se tornou uma condição viável para atingir o propósito de redução das oscilações.

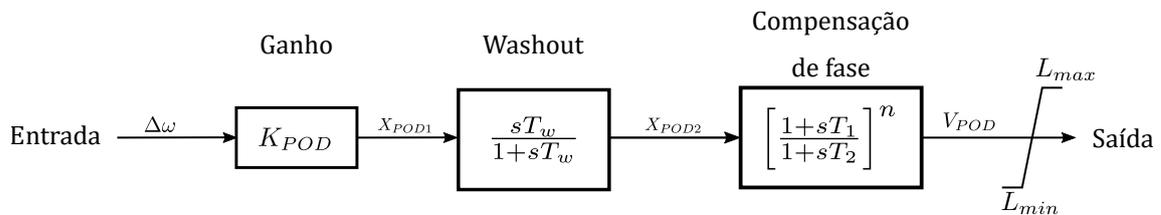
Em sistemas eólicos que utilizam a composição de aerogerador DFIG geralmente se aplica sinais atenuantes nas malhas de controle da tensão do rotor. Esta malha é utilizada para inclusão da malha de controle auxiliar proposta devido a sua forte influência na estabilidade a pequenas perturbações do DFIG (PAL; MEI, 2008).

Em geral, os desvios de velocidade do rotor $\Delta\omega$ e a potência ativa ΔP , são grandezas que possuem considerável influência na dinâmica do sistema, e por isso são prováveis candidatos a serem empregados como sinal de entrada do controle suplementar.

A aplicação de um sinal adicional nas malhas de controle do rotor do gerador de maneira a gerar uma componente de torque elétrico em fase com o desvio da velocidade do rotor $\Delta\omega$ contribui, assim, com o aumento da componente de torque de amortecimento ΔT_D .

A Figura 7 apresenta a estrutura de um controlador suplementar POD. Cada um dos blocos constituintes deste controlador são apresentados a seguir.

Figura 7 – Estrutura básica de um controlador para amortecimento de oscilações POD.



Fonte: Autoria própria.

- **Ganho:** constante responsável pela amplificação do sinal de entrada para fornecer o maior amortecimento possível. Na prática o seu valor deve ser limitado para evitar amplificação dos ruídos.
- **Filtro de Washout:** corresponde a um filtro passa-alta que permite que o POD seja sensível somente às variações de velocidade ou potência elétrica. Desta forma, os sinais de entrada como velocidade e potência elétrica, que possuem componentes contínuas, são filtradas pelo bloco de Washout. As constantes de tempo dos filtros de Washout, nomeado por T_w , definem a frequência de oscilações a partir da qual o POD atua.

- Compensador de fase Lead-Lag: bloco responsável pelo avanço de fase necessário para compensar o atraso de fase entre a entrada e a saída do controlador e assim proporcionar o aumento torque de amortecimento.
- Limitador: corresponde aos valores limites, tanto mínimos quanto máximos, dos sinais de saída de forma a delimita-los à níveis adequados durante transitórios.

As equações diferenciais que descrevem o comportamento do POD são descritos por (2.30) à (2.32) (MONDAL, 2014):

$$\dot{X}_{POD1} = \frac{1}{T_w}(K_{POD}\Delta\omega + T_w\dot{\Delta\omega}) \quad (2.30)$$

$$\dot{X}_{POD2} = \frac{1}{T_2}(X_{POD1} + T_1\dot{X}_{POD1} - X_{POD2}) \quad (2.31)$$

$$\dot{V}_{POD} = \frac{1}{T_2}(X_{POD2} + T_1\dot{X}_{POD2} - V_{POD}) \quad (2.32)$$

sendo:

K_{POD} - ganho proporcional do controlador POD

X_{POD1} - sinal amplificado pelo ganho K_{POD}

X_{POD2} - sinal filtrado pelo filtro Washout

V_{POD} - Sinal de saída

T_w - constante de tempo do filtro Washout

T_1 - constante de avanço de fase

T_2 - constante de atraso de fase

L_{max} - limite máximo do sinal de saída

L_{min} - limite minimo do sinal de saída

n - numero de compensadores de fase em série (geralmente igual a 2)

Os procedimentos de ajuste do controlador suplementar POD aplicado ao DFIG são apresentados no capítulo 5.

Modelo Dinâmico dos Sistemas de Geração Eólica

3.1 Introdução

A integração de um complexo eólico ao SEP requer uma avaliação previa dos impactos de sua inserção sobre o desempenho dinâmico do sistema. Estas avaliações buscam identificar e adequar as características do sistema a fim de garantir as condições efetivas de operação. Neste sentido, para estudo do impacto da geração eólica nos sistemas de potência é importante o conhecimento dos fundamentos que caracterizam este tipo de geração.

Para o estudo de estabilidade dinâmica do SEP é necessário a aplicação de modelos que representem, de forma suficientemente detalhada, os fenômenos capazes de influenciar significativamente o comportamento do sistema. Em sistemas compostos pela geração eólica, o tipo de aerogerador e o controle empregado podem influenciar significativamente características eletromecânicas (FAN; MIAO, 2015).

Os modelos de sistemas eólicos que retratam a operação em regime permanente são insuficientes para descrever os fenômenos de natureza dinâmica. Para considerar o comportamento dinâmico de um sistema eólico um modelo que considere o comportamento dinâmico deve ser aplicado. Este modelo deve permitir prever o desempenho contínuo das variáveis do sistema em todo o período de tempo analisado.

O objetivo deste capítulo é apresentar as formulações matemáticas utilizadas para descrever o comportamento dinâmico de um complexo eólico que emprega a topologia de aerogerador DFIG. Inicialmente são expostos cada um dos subsistemas que compõem um complexo eólico pontuando as hipóteses, simplificações e justificativas para sua utilização. Neste sentido, o capítulo é estruturado na apresentação dos seguintes subsistemas:

- Modelo aerodinâmico da turbina: Representação utilizada para estimar a potência e o torque capturado pela turbina a partir das variáveis de entrada que influenciam

o comportamento aerodinâmico da turbina. Estas variáveis, são a velocidade do vento, ângulo de ataque das pás e a velocidade de rotação da turbina. As curvas aerodinâmicas utilizadas, frequentemente definidas pelo coeficiente de potência e coeficiente de Torque, são simplificadaamente construídas por modelos algébricos a partir de técnicas de regressão simples.

- Modelo do sistema mecânico: Modelo responsável por representar a interação entre o torque desenvolvido pela turbina e o torque eletromagnético do gerador. O modelo utilizado refere-se ao sistema de duas massas geralmente utilizados em estudos para retratar as oscilações eletromecânicas provocados pelo acoplamento mecânico entre a turbina e o gerador. Neste modelo as variáveis de entrada correspondem ao torque desenvolvido pela turbina e o torque eletromagnético do gerador. As variáveis de saída são a velocidade de rotação da turbina, a velocidade de rotação do aerogerador e o torque por efeito mola do sistema mecânico.
- Modelo dinâmico do DFIG: é o subsistema responsável por representar o processo de conversão da energia mecânica em energia elétrica. Consiste em um sistema de equações que descrevem o comportamento das variáveis elétricas no tempo de acordo com as condições operativas. Neste caso, apresenta-se um modelo reduzido de 3º ordem a partir de simplificações do modelo clássico de 5º ordem. Determinando o modelo reduzido de 3º ordem, é então definido as condições de operação em regime permanente. As variáveis de entrada são as tensões do estator e as tensões do rotor nas coordenadas ortogonais síncronas, e a velocidade de rotação do DFIG enquanto as saídas são as correntes do estator e do rotor, e o torque eletromagnético.
- Modelo do sistema de integração com a rede: é o subsistema elétrico responsável pela integração elétrica do DFIG com o sistema elétrico externo. Este subsistema é composto pelos conversores de potência, elo CC e o filtro passivo indutivo para filtragem de correntes harmônicas. As variáveis de entrada são as tensões nos terminais do conversor e as correntes do estator e do sistema externo. As variáveis de saída são as correntes nas bobinas e a tensão nos terminais do estator.
- Modelo do sistema de controle: é o subsistema responsável por adequar as variáveis do sistema eólico com o objetivo de manter todas as condições necessárias para operação. Este modelo de subsistema é constituído pelo controle da turbina eólica, refletido no ajuste do ângulo de ataque das pás e no controle do aerogerador a partir da adequação das tensões do conversor ligado a rede e do controle do conversor ligado a rede.

O modelo apresentado neste trabalho é proveniente de uma modificação de um modelo existente na ferramenta *SIMULINK* do software *MATLAB*. Cada um dos importantes

subsistemas presentes no modelo são apresentados a seguir e seus parâmetros visualizados no Apêndice A.

3.2 Modelo aerodinâmico da turbina

O estudo do comportamento dinâmico de um sistema eólico de grande porte requer um modelo que retrate de forma suficientemente precisa as características aerodinâmicas de uma turbina real. O modelo único equivalente determinado a partir da agregação de varias turbinas é uma representação geralmente aceitável para estudos de estabilidade (FORTMANN, 2015). Desta forma, as características aerodinâmicas utilizadas neste estudo são simplificadaamente determinadas em termos de expressões analíticas aplicando os métodos básicos de regressão.

3.2.1 Potência estimada

O principal aspecto que caracteriza a operação de uma turbina eólica esta relacionado a sua capacidade de extrair a energia do vento. Em aplicações que não se exija um modelo sofisticado é aceitável estimar da potência extraída de uma turbina através da relação simples dada pela combinação da equação de Bernoulli com o principio da conservação da energia. Esta combinação estabelece a relação entre a energia cinética presente no fluxo de ar com a potência desenvolvida pelo rotor da turbina eólica.

A potência extraída pela turbina através da incidência das massas de ar é expresso em pu pela equação (3.1):

$$P_t = K_p V_v^{pu3} C_p^{pu} \quad (3.1)$$

onde a constante K_p é um parâmetro relacionado a parcela da potência nominal da turbina que é aproveitada na velocidade do vento nominal e expressa as características físicas da turbina na sua forma normalizada.

A velocidade do vento na forma normalizada V_v^{pu} é a razão entre a velocidade do vento V_v e a velocidade nominal V_v^{nom} dados em m/s e é expresso pela expressão (3.2):

$$V_v^{pu} = \frac{V_v}{V_v^{nom}} \quad (3.2)$$

enquanto o coeficiente de potência na forma normalizada C_p^{pu} é a razão entre o coeficiente de potência C_p e o valor de coeficiente de potência ótimo C_p^{otm} é determinado por (3.3):

$$C_p^{pu} = \frac{C_p}{C_p^{otm}} \quad (3.3)$$

O coeficiente de potência C_p é um parâmetro adimensional que expressa a eficiência que a turbina possui de converter a energia cinética do vento em energia rotacional mecânica. Este parâmetro é definido por uma metodologia na qual assume-se uma relação algébrica

entre a velocidade do vento V_v , a velocidade de rotação da turbina Ω_t e o ângulo de passo das pás β para obter o torque e a potência mecânica desenvolvida pelo eixo da turbina (TARNOWSKI, 2006, p. 36). Em condições ideais a energia cinética do vento não é convertida integralmente em energia rotacional pela turbina. O seu valor não pode ultrapassar o limite teórico de 56,3%. No presente modelo o coeficiente de potência se limita a $C_p \leq 0.5$ ou $C_p^{pu} \leq 1$.

3.2.2 Representação simplificada e torque estimado

Para tornar a expressão do coeficiente de potência aplicável a diversas circunstâncias, define-se um parâmetro que relaciona a velocidade do vento V_v e a velocidade angular Ω_t das pás da turbina. Essa relação adimensional é geralmente denominada de velocidade relativa λ . Quando esta grandeza é expressa em termos normalizados tem-se a seguinte relação:

$$\lambda^{pu} = \frac{\lambda}{\lambda_{otm}} = \frac{\Omega_t^{pu}}{V_v^{pu}} \quad (3.4)$$

onde Ω_t^{pu} é a velocidade angular normalizada em relação a velocidade angular base Ω_b em relação a base da gerador. Esta relação é dada por:

$$\Omega_t^{pu} = \frac{\Omega_t}{\Omega_b} \quad (3.5)$$

O torque desenvolvido no eixo da turbina é estimado pela razão entre a potência extraída e a velocidade de rotação da turbina. A manipulação das expressões (3.1) e (3.4) resulta na expressão (3.6):

$$T_t = K_t V_v^{pu 2} C_t^{pu} \quad (3.6)$$

sendo o coeficiente de torque normalizado C_t^{pu} dado por:

$$C_t^{pu} = \frac{C_t}{C_{otm}} \quad (3.7)$$

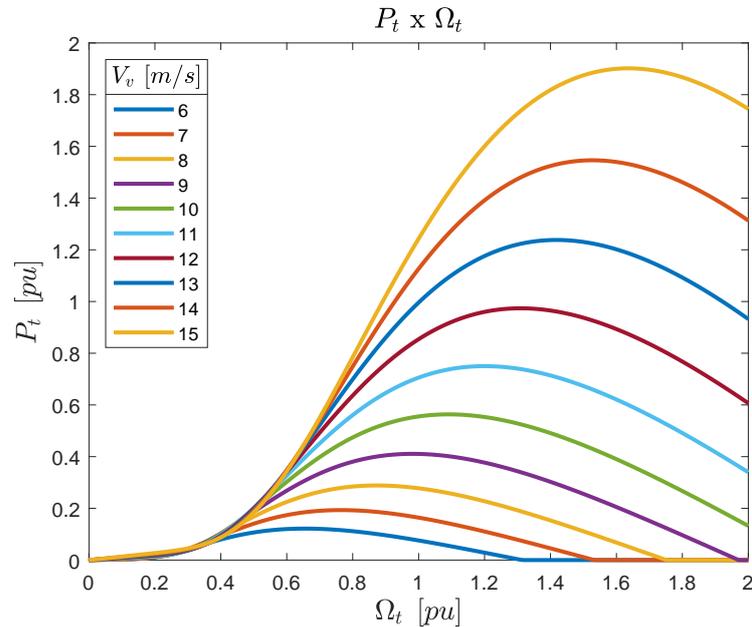
ou definido como função do coeficiente de potência normalizado C_p^{pu} e da velocidade relativa normalizada λ^{pu} , como dado por (3.8):

$$C_t^{pu} = \frac{C_p}{C_p^{max}} \frac{\lambda_{otm}}{\lambda} = \frac{C_p^{pu}}{\lambda_{pu}} \quad (3.8)$$

enquanto a constante de torque K_t é definida pela razão:

$$K_t = \frac{K_p}{\Omega_b} \quad (3.9)$$

A curva de coeficiente de torque C_t não acrescenta nenhuma informação adicional sobre a performance da turbina eólica, entretanto, é muito utilizado para avaliações de propostas de controle e processos de inicialização dos aerogeradores. Todos os valores das grandezas da turbina utilizadas neste trabalho são apresentadas na Tabela 11 do Apêndice A. Enquanto as curvas de potência em função da velocidade angular mecânica utilizadas neste trabalho são apresentadas pela Figura 8.

Figura 8 – Curvas características $P_t \times \Omega_t$ para condições de velocidade do vento V_v .

Fonte: Autoria própria.

3.2.3 Curvas Características

Para a obtenção de um modelo que considere as características aerodinâmicas da turbina eólica, uma maneira geralmente aceita para caracterizar seu desempenho é expressando-o por meio de curvas características adimensionais (BURTON, 2011).

Com o estabelecimento das variáveis que influenciam as características aerodinâmicas da turbina a construção das curvas por funções algébricas se tornam úteis. As formulações algébricas utilizadas no presente modelo para descrever as curvas C_p e C_t são dadas pelas relações (3.10) à (3.12).

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + C_7(2,5 + \beta)} + \frac{C_8}{1 + (2,5 + \beta)^3} \quad (3.10)$$

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 \left(C_6\lambda - C_4 - C_3(2,5 + \beta) + \frac{C_2}{\lambda_i} \right) e^{-\frac{C_5}{\lambda_i}} \quad (3.11)$$

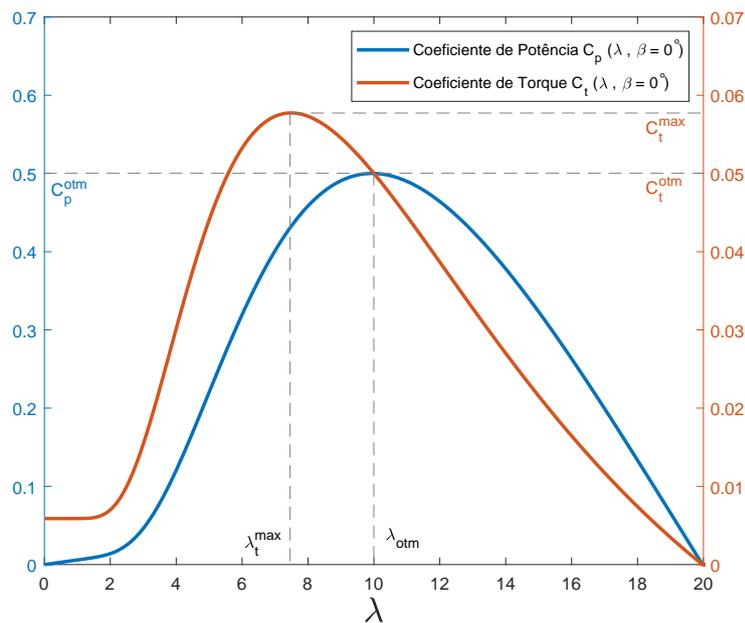
$$C_t(\lambda, \beta) = \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\lambda} \quad (3.12)$$

sendo as constantes apresentadas por C_1 à C_8 definidas pelos valores referentes a Tabela 11 do Apêndice A.

As curvas de potência apresentam características importantes sobre o comportamento dinâmico do sistema. A análise destas curvas indica que o valor máximo da curva C_p^{otm} , relacionado ao valor λ_{otm} é superior a velocidade relativa λ_t^{max} que maximiza o torque

T_t desenvolvido. Desta forma, para uma dada velocidade do vento, o torque mecânico máximo desenvolvido é atingido com uma velocidade de rotação da turbina menor que a correspondente para a extração da máxima potência. As curvas C_p e C_t típicas de um turbina eólica moderna de eixo horizontal com três pás para β aproximadamente nulo são retratadas pela figura Figura 9.

Figura 9 – Curvas características típicas de uma turbina eólica ($C_p \times \lambda$) e ($C_t \times \lambda$) para $\beta = 0^\circ$.



Fonte: Autoria própria.

3.2.4 Regiões de operação de uma turbina eólica

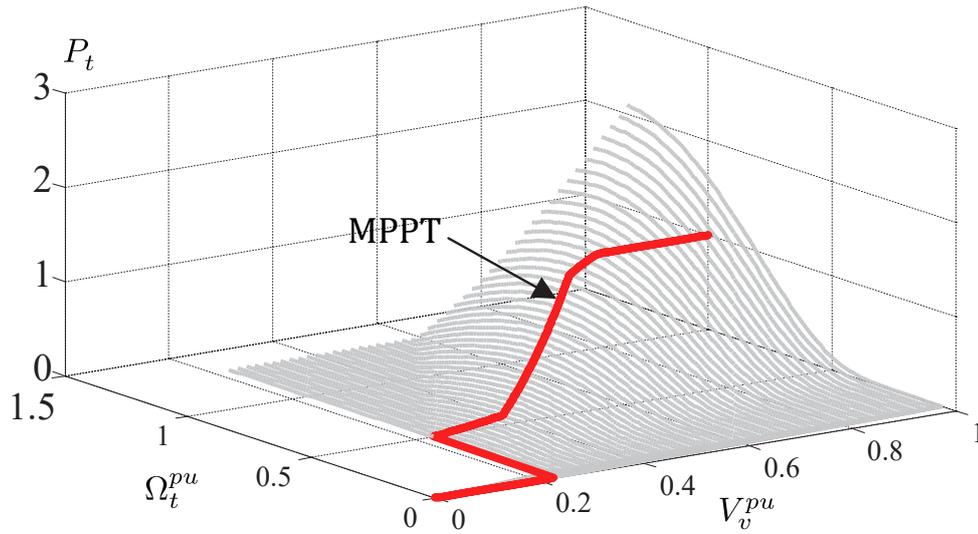
Em aplicações que envolvem turbinas de velocidade variável, a determinação das curvas operativas da turbina se torna de essencial importância na adoção das estratégias de controle implementadas. Estas curvas contém as limitações físicas e operativas para um bom funcionamento do aerogerador. Estas condições operativas possibilitam as estimativas dos valores de referência de torque e ângulo de inclinação das pás para atender aos seguintes requisitos:

- Extrair a máxima energia disponível do vento.
- Manter a turbina segura diante da atuação fora dos limites físicos permitidos (Potência, velocidade e torque acima dos limites estipulados)

- Reduzir a carga mecânica no sistema de acoplamento mecânico entre a turbina e o gerador.

A partir das considerações estabelecidas torna-se necessário a definição das regiões de operação de um aerogerador. A estratégia de controle utilizada no modelo proposto segue as curvas retratas pelas Figuras 10 e 11 e consistem em quatro regiões de operação:

Figura 10 – Curvas de potência $P_t = f(V_v^{pu}, \Omega_t^{pu})$ de operação da turbina.

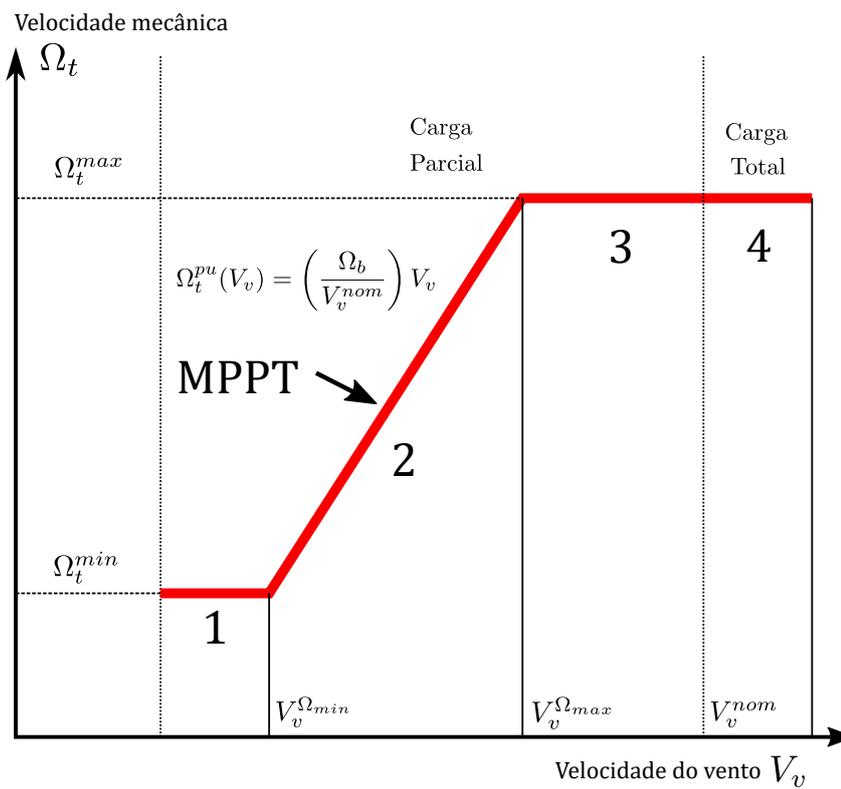


Fonte: Modificado de (AL-HADDAD; KAMAL, 2014).

- Região 1°: Nesta região de operação o sistema de controle limita a velocidade de rotação da turbina ao seu valor mínimo Ω_t^{min} , desta forma, a extração da potência máxima disponível não é possível. A limitação da operação abaixo da velocidade de rotação mínima tem o propósito de evitar a correspondente frequência de ressonância da torre e as possíveis sobretensões aplicadas rotor oriundas do elevado valor das tensões de escorregamento (ABAD, 2011, p.16).
- Região 2°: Nesta região de operação, comumente conhecido como de Maximum Power Point Tracking (*MPPT*), o sistema de controle do gerador ajusta a velocidade rotação para o aproveitamento da máxima extração de potência disponibilizado pela turbina. O interesse é manter uma velocidade relativa específica λ_{otm} correspondendo ao coeficiente de potência máximo C_p^{max} .
- Região 3°: Nesta região de operação o controle da turbina é ajustado para manter a velocidade de rotação da turbina no seu valor máximo Ω_t^{max} , mesmo que a potência gerada não ultrapasse o seu valor máximo. Neste ponto, a potência gerada é determinada exclusivamente pela velocidade do vento. O ângulo de inclinação das pás β é ajustado exclusivamente para limitar a velocidade de rotação da turbina Ω_t^{max} .

- Região 4°: Nesta região de operação o sistema de controle da turbina é responsável por limitar a velocidade da turbina Ω_t e a potência gerada no seu valor máximo. A manutenção deste operação é realizada pelo ajuste do ângulo de inclinação de pás β e pelo torque da máquina. Desta forma, é possível manter a potência capturada constante, mesmo que a velocidade do vento exceda seu valor nominal.

Figura 11 – Estratégia de controle da turbina eólica baseada em quatro regiões de operação.



Fonte: Autoria própria.

3.3 Modelo do Sistema Mecânico

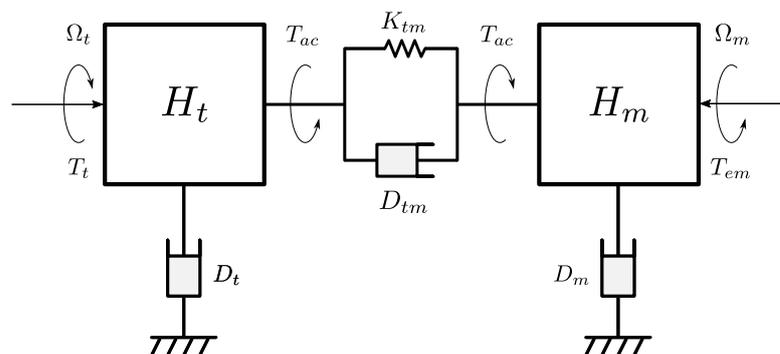
O sistema mecânico é responsável por transmitir a potência capturada pela turbina até o gerador, onde é transformada em potência elétrica. Estes sistemas em geral estão sujeitos a oscilações torsionais naturais. Dependendo da topologia do aerogerador, estas oscilações torsionais podem influenciar as grandezas dos aerogeradores a se propagarem pela rede elétrica. As características destas oscilações, como amplitude, frequência, amortecimento, e a forma em que se propagam pela rede, dependem principalmente das características construtivas do aerogerador e do controle envolvido (TARNOWSKI, 2006).

A combinação da rápida atuação do conversor do lado do rotor e a operação assíncrona do gerador de indução proporcionam um acoplamento elétrico suave entre o DFIG e a rede. Porém, apesar do acoplamento suave, as oscilações torsionais são transmitidas para a rede na forma de oscilações de tensão e potência.

O modelo de duas massa é geralmente empregado para retratar os modos de oscilações torsionais representativo do acoplamento entre a turbina eólica e o gerador. As frequências dos modos de oscilação torsionais são geralmente compreendidos dentro da faixa de 0,1 à 10 Hz. Nesta faixa geralmente ocorre a intensificação da interação entre os sistemas de energia provocados pela sintonia com oscilações de baixa frequência. Portanto, a característica dinâmica das oscilações torsionais são importantes para a análise de estabilidade de pequenas perturbações.

O modelo de duas massas utilizado para representar o comportamento dinâmico do sistema mecânico é retratado pela Figura 12. Este modelo se constitui da constante de inercia da turbina H_t representativa da inercia da turbina e sua constante de amortecimento D_t . As características mecânicas da máquina elétrica são representadas pela constante de inercia da máquina H_m e pela constante de amortecimento D_m . A representação do acoplamento não rígido entre turbina e o gerador é implementada por meio das constantes de amortecimento D_{tm} e pelo coeficiente de rigidez K_{tm} .

Figura 12 – Esquema representativo do sistema mecânico.



Fonte: Autoria própria.

3.3.1 Representação em espaço de estados

A representação em espaço de estados que descreve o comportamento dinâmico do sistema mecânico com todos os parâmetros dados em pu é determinado pela equação (3.13):

$$\begin{bmatrix} \dot{\Omega}_t \\ \dot{\Omega}_m \\ \dot{T}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(D_{tm} + D_t)}{2H_t} & \frac{D_{tm}}{2H_t} & -\frac{1}{2H_t} \\ \frac{D_{tm}}{2H_m} & -\frac{(D_{tm} + D_m)}{2H_m} & \frac{1}{2H_m} \\ K_{tm}\Omega_s & -K_{tm}\Omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_t \\ \Omega_m \\ T_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2H_t} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2H_m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_t \\ T_{em} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

sendo Ω_s a velocidade mecânica síncrona e T_k o torque relacionado ao efeito mola, tem-se:

$$T_k = K_{tm}(\theta_t - \theta_m) \quad (3.14)$$

A diferença angular entre a inercia da turbina θ_t e a inercia do gerador θ_m , conhecida como angulo de torção, é provocada pelo acoplamento não rígido entre os dois elementos.

O torque de acoplamento T_{ac} referente ao acoplamento entre a turbina e o gerador é determinado por:

$$T_{ac} = T_k + D_{tm}(\Omega_t - \Omega_m) \quad (3.15)$$

3.3.2 Frequência natural das oscilações eletromecânicas torsionais

A frequência natural das oscilações torcionais do eixo de transmissão mecânica pode ser estimada em termos dos parâmetros mecânicos (MIAO, 2009). Negligenciando as constantes de amortecimento (D_t, D_m e $D_{tm} \simeq 0$) pode-se estimar as frequências naturais das oscilações torcionais em rad/s por:

$$\omega_n = \pm \sqrt{\frac{K_{tm}\Omega_s(H_m + H_t)}{2H_m H_t}} \quad (3.16)$$

A comparação entre os autovalores relacionados ao sistema simplificado ($D_t, D_m, D_{tm} = 0$) e ao sistema completo formulado por meio de (3.13) é apresentado pela Tabela 1.

Tabela 1 – Modos de oscilação eletromecânicos

Desconsiderando os valores D_t, D_m e D_{tm}			Considerando os valores D_t, D_m e D_{tm}		
λ_i	f (Hz)	ζ (%)	λ_i	f (Hz)	ζ (%)
0	0	0	-0,0011	0	100
+j10,3816	1,6522	0	-0,5826 + j10,3653	1,6496	5,61
-j10,3816	1,6522	0	-0,5826 - j10,3653	1,6496	5,61

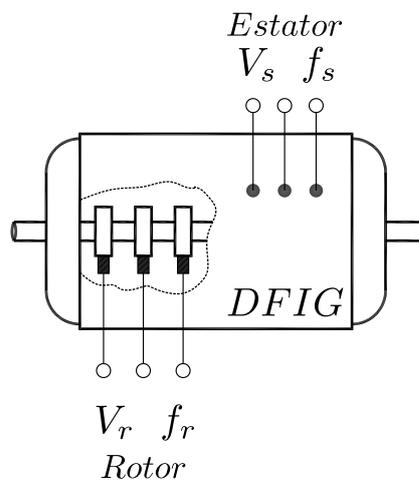
Os parâmetros do modelo do sistema mecânico proposto estão presentes para consulta na Tabela 12 no Apêndice A.

3.4 Modelo dinâmico do DFIG

O Gerador de indução duplamente alimentado (GIDA) ou Doubly fed Induction Generator (DFIG) consiste em uma máquina assíncrona trifásica com rotor bobinado, cujo enrolamento do estator é alimentado geralmente por sistemas de tensões e frequências fixos, e cujo rotor é conectado a sistemas que permitem variações na amplitude, frequência e fase das tensões aplicadas. Desta forma, as máquinas assíncronas com rotor bobinado apresentam assim um grau de liberdade suplementar em relação às máquinas com rotor em gaiola.

Internamente o estator da máquina de indução com rotor bobinado é composto por três enrolamentos fixos, conectados em estrela ou triângulo e distribuídos espacialmente ao longo da máquina. De forma similar, os enrolamentos do rotor contam com a mesma quantidade de pólos que o estator e podem ser conectados em configuração estrela ou triângulo. Os enrolamentos do rotor, como são móveis em relação ao eixo, tem seu acesso efetuado via anéis coletores, conforme ilustrado na figura 13.

Figura 13 – Máquina de indução de rotor bobinado com suas respectivas tensões e frequências.



Fonte: Modificado de (BIM, 2012).

O princípio de funcionamento do DFIG é descrito pela combinação dos princípios físicos dados pela lei de Faraday e Lei de Lorentz. Estes princípios relacionam as interações entre as grandezas elétricas e magnéticas de uma máquina elétrica. Quando os três enrolamentos do estator, defasados de 120° no espaço, são alimentados por tensões alternadas e balanceadas no tempo, um fluxo no estator é induzido. Este fluxo do estator gira à velocidade angular elétrica constante e seu valor no sistema internacional de unidades (SI) é dado pela expressão:

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (3.17)$$

Sendo f_s a frequência de alimentação do estator dada normalmente pela frequência síncrona da máquina.

O fluxo girante gerado pelos enrolamentos do estator atravessam os enrolamentos do rotor, induzindo tensões com frequência proporcional a diferença entre a velocidade angular elétrica síncrona e a velocidade angular elétrica do rotor. A relação que quantifica a diferença de velocidade é dado por:

$$\omega_r = \omega_s - \omega_m \quad (3.18)$$

sendo a relação entre a velocidade angular elétrica do rotor ω_m e a velocidade angular mecânica do rotor dado pela relação:

$$\omega_m = p\Omega_m \quad (3.19)$$

onde p é o numero de par de polos.

Devido ao caminho fechado proporcionado entre tensão induzida nos enrolamentos do rotor e a tensão injetada através das escovas, uma corrente no rotor é induzida. A interação entre as força magnetomotriz geradas pela corrente do rotor e a força magnetomotriz resultante dos enrolamentos do estator origina, de acordo com a lei de Laplace, a uma força no rotor da máquina. Essa força, aplicada aos enrolamentos do rotor em relação ao eixo fixo, produz um torque que tem a tendência de alinhar os dois campos magnéticos. O primeiro campo, produzido pelo estator, rotaciona a velocidade angular elétrica síncrona ω_s em relação ao referencial estacionário. O segundo campo, produzido pelo rotor, rotaciona a velocidade angular elétrica mecânica ω_m e produz um campo com velocidade angular elétrica ω_r , formando um campo que rotaciona a velocidade angular elétrica síncrona ω_s em relação referencial estacionário.

Uma definição comumente utilizada para relacionar a diferença entre velocidades do estator e a frequência angular do rotor é conhecido como escorregamento, s expresso por:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} = \frac{\omega_r}{\omega_s} \quad (3.20)$$

Rearranjando a expressão (3.20) tem-se a relação que determina as frequências elétricas no estator e no rotor da máquina. Esta relação é dada por:

$$f_r = sf_s \quad (3.21)$$

Dependendo do sinal do escorregamento é possível distinguir três diferentes modos de operação para a máquina.

Esta seção é dedicada a apresentar a modelagem matemática utilizada para descrever o comportamento dinâmico do DFIG. O proposito inicial é apresentar o modelo dinâmico clássico, conhecido como modelo de 5^o, ordem com representação na forma compacta dada pela notação vetorial e na forma de espaço de estados, para utilização em simulações

computacionais. Com a determinação do modelo dinâmico o modelo de regime permanente é deduzido e as condições iniciais de operação são determinadas. Esses modelos são necessários para compreender o comportamento do DFIG em toda sua faixa de operação. Desta forma, esta seção é compreendida por:

- Apresentação do modelo de 5° ordem expresso na forma compacta dada pela notação vetorial na forma de espaço de estados para aplicação em simulações computacionais;
- Apresentação do modelo de 3° ordem expresso na forma compacta dada pela notação vetorial para análise simplificada;
- Apresentação do modelo de regime permanente para determinação das condições de operação;

3.4.1 Modelo dinâmico de 5° ordem do DFIG

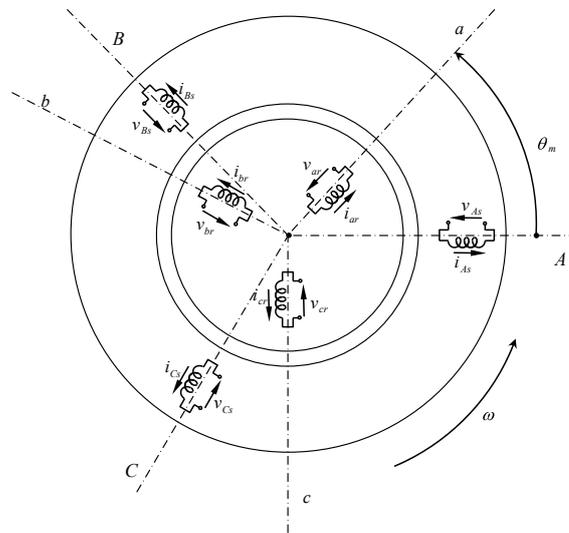
O modelo dinâmico do Gerador de Indução Duplamente Alimentado é apresentado em geral pela combinação de equações diferenciais lineares e não-lineares e, muitas vezes, estruturado como um conjunto compacto de equações. Estas equações são concebidas pelas relações entre as grandezas elétricas tais como tensão, fluxos e correntes e as grandezas mecânicas como torque e velocidade, permitindo que seja simulado por um software quando fornecido todas as informações relacionadas aos parâmetros da máquina e suas respectivas condições iniciais. Desta forma, é deduzido um modelo frequentemente chamado de *Modelo de Simulação*, que permite compreender o comportamento contínuo de todas as variáveis da máquina (ABAD, 2011).

Para a viabilização de um modelo dinâmico de gerador assume-se que a influência das características construtivas da máquina em sua dinâmica, tais como o espaçamento das ranhuras e da assimetria dos enrolamentos, são aspectos que podem ser negligenciadas (KRAUSE, 2013)(ONG, 1998). Neste sentido, algumas hipóteses são consideradas:

- Os enrolamentos do estator e de rotor são iguais entre si e distribuídos de forma perfeitamente senoidal.
- Os ângulos elétricos entre os enrolamentos do estator e do rotor são simétricos.
- Entreferro é considerado constante (rotor cilíndrico).
- O circuito magnético é considerado ideal.
- A distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro é radial e senoidal.
- Perdas magnéticas são desconsideradas.

O modelo desenvolvido para o estudo de estabilidade dinâmica utiliza dos elementos concentrados, como retratado pela Figura 14, para representar os enrolamentos distribuídos ao longo da máquina. Desta forma, os acoplamentos entre as fases dos enrolamentos do estator e do rotor são melhor visualizados. Entretanto, esta abordagem resulta em variações no tempo das grandezas envolvidas nos acoplamentos entre os enrolamentos do estator e rotor, dificultando as soluções das equações. Para evitar este tipo de complexidade, a abordagem por meio da aplicação das transformadas de Park é utilizada e, por fim, o modelo analítico é obtido.

Figura 14 – Disposição dos enrolamentos em uma máquina de indução.



Fonte: Modificado de (ABAD, 2011).

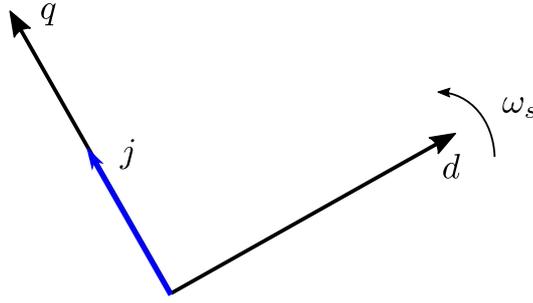
A transformada de Park é uma transformação linear baseada na decomposição das grandezas elétricas e magnéticas da máquina em componentes de eixo direto d e em quadratura q sincronizados no referencial de rotação síncrono ω_s . Desta forma, caso a velocidade de rotação do referencial girante seja sincronizado com a velocidade de rotação da força magnetomotriz girante, as indutâncias de eixos direto e em quadratura se tornaram grandezas constantes possibilitando, assim, soluções simplificadas das equações diferenciais obtidas (FAN; MIAO, 2015).

No modelo de máquina proposto optou-se por definir como referencial positivo do eixo q adiantado de 90° graus dos valores positivos do eixo d , como é retratado pela Figura 15. A relação que transforma as variáveis da máquina no referencial abc para o referencial síncrono $dq0$ é apresentado em (KRAUSE, 2013).

Em resumo, a dedução das equações dinâmicas que descrevem o comportamento das grandezas elétricas, magnéticas e mecânicas seguem os seguintes passos:

- Discrição das relações de acoplamento entre os enrolamentos a partir da definições de fluxo magnético, corrente e indutância;

Figura 15 – Sistema de coordenadas síncronas dq0.



Fonte: Autoria própria

- Aplicação da lei de Kirchhoff das tensões no circuito equivalente representativo do acoplamento magnético, obtendo as equações das tensões em valores instantâneos no estator e no rotor em coordenadas trifásica abc ;
- Transformação das coordenadas trifásica abc para um referencial $dq0$ girante à velocidade angular síncrona ω_s ;

Aplicando os passos apresentados as equações dinâmicas no referencial $dq0$ são deduzidas. As variáveis complexas são referenciadas no sistema de coordenadas ortogonais dado pelos eixos direto d e em quadratura q , fixo no referencial síncrono conforme a Figura 15. Desta maneira tem-se os seguintes vetores:

$\vec{v}_{dqs} = v_{ds} + jv_{qs}$:tensão do estator em pu
$\vec{v}_{dqr} = v_{dr} + jv_{qr}$:tensão do rotor em pu
$\vec{i}_{dqs} = i_{ds} + ji_{qs}$:corrente do estator em pu
$\vec{i}_{dqr} = i_{dr} + ji_{qr}$:corrente do rotor em pu
$\vec{\psi}_{dqs} = \psi_{ds} + j\psi_{qs}$:fluxo concatenado do estator em pu
$\vec{\psi}_{dqr} = \psi_{dr} + j\psi_{qr}$:fluxo concatenado do rotor em pu

3.4.1.1 Representação vetorial

As grandezas vetoriais relacionadas às tensões de eixo direto d e em quadratura q do estator e do rotor são descritas, com todas as grandezas expressas em pu , pelas equação de tensão dadas por:

$$\vec{v}_{dqs} = R_s \vec{i}_{dqs} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\vec{\psi}_{dqs}}{dt} + j\omega_s \vec{\psi}_{dqs} \quad (3.22)$$

$$\vec{v}_{dqr} = R_r \vec{i}_{dqr} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\vec{\psi}_{dqr}}{dt} + j\omega_r \vec{\psi}_{dqr} \quad (3.23)$$

onde R_s e R_r são a resistência do estator e do rotor respectivamente.

De forma similar, é possível obter as expressões do fluxo do estator e do rotor na forma vetorial no referencial síncrono dq obtidos por:

$$\vec{\psi}_{dqs} = L_s \vec{i}_{dqs} + L_m \vec{i}_{dqr} \quad (3.24)$$

$$\vec{\psi}_{dqr} = L_m \vec{i}_{dqs} + L_r \vec{i}_{dqr} \quad (3.25)$$

onde L_s e L_r são as indutâncias do estator e rotor, L_m é a indutância de magnetização, cuja relação é dado pelas indutâncias de dispersão do estator L_{ls} e do rotor L_{lr} , como verificado pelas expressões:

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (3.26)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m \quad (3.27)$$

As correntes do estator e do rotor em função dos fluxos concatenados são:

$$\vec{i}_{dqs} = \frac{\vec{\psi}_{dqs} - k_r \vec{\psi}_{dqr}}{\sigma L_s} \quad (3.28)$$

$$\vec{i}_{dqr} = \frac{\vec{\psi}_{dqr} - k_s \vec{\psi}_{dqs}}{\sigma L_r} \quad (3.29)$$

sendo os fatores de acoplamento do estator e rotor k_s e k_r dados pelas seguintes relações:

$$k_r = \frac{L_m}{L_r} \quad (3.30)$$

$$k_s = \frac{L_m}{L_s} \quad (3.31)$$

e o coeficiente total de dispersão σ definido por:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} = 1 - k_s k_r \quad (3.32)$$

Para o melhor entendimento do comportamento do DFIG é usual definir as indutâncias transitórias σL_s e σL_r . As indutâncias transitórias correspondem às indutâncias equivalentes do DFIG observados pelo estator ou rotor quando os outros terminais são curto-circuitados. Desta forma, é possível definir as constantes de tempo transitórias de estator e de rotor por:

$$\tau_s = \frac{\sigma L_s}{R_s} \quad (3.33)$$

$$\tau_r = \frac{\sigma L_r}{R_r} \quad (3.34)$$

Os fluxos de potência ativa e reativa do estator e rotor da máquina podem ser calculados de acordo com as relações:

$$P_s = R_e(\vec{v}_{dqs} \cdot \vec{i}_{dqs}^*) = (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \quad (3.35)$$

$$P_r = R_e(\vec{v}_{dqr} \cdot \vec{i}_{dqr}^*) = (v_{dr}i_{dr} + v_{qr}i_{qr}) \quad (3.36)$$

$$Q_s = I_m(\vec{v}_{dqs} \cdot \vec{i}_{dqs}^*) = (v_{qs}i_{ds} - v_{ds}i_{qs}) \quad (3.37)$$

$$Q_r = I_m(\vec{v}_{dqr} \cdot \vec{i}_{dqr}^*) = (v_{qr}i_{dr} - v_{dr}i_{qr}) \quad (3.38)$$

Enquanto o torque eletromagnético desenvolvido pelo DFIG pode ser calculado, considerando as variáveis elétricas e magnéticas expressas em valores de pico em função do fluxo concatenado do estator e corrente do rotor tem-se a seguinte expressão:

$$T_{em} = \frac{L_m}{L_s} I_m(\vec{\psi}_{dqs} \cdot \vec{i}_{dqr}) = \frac{L_m}{L_s} (\psi_{qs}i_{dr} - \psi_{ds}i_{qr}) \quad (3.39)$$

ou por:

$$T_{em} = L_m I_m(\vec{i}_{dqs} \cdot \vec{i}_{dqr}) = L_m (i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \quad (3.40)$$

O modelo do gerador é completado pela equação do movimento, obtida da combinação das equações (3.15) e (3.40):

$$2H_m \frac{d\Omega_m}{dt} + D_m \Omega_m = T_{em} - T_{ac} \quad (3.41)$$

3.4.2 Modelo dinâmico de 3° ordem do DFIG

O modelo dinâmico de 3° ordem é proveniente da simplificação do modelo de 5° ordem da máquina de indução. Este modelo é geralmente utilizado para realizar estudos sobre o comportamento dinâmico do DFIG em aplicações que não se exigem precisão nos resultados. A suposição utilizada nas simplificações das equações dinâmicas é admitir que os termos diferenciais representativos dos transitórios do estator, como os fluxos do estator ψ_{ds} , são negligenciáveis. Desta maneira, as variáveis do estator passam a ser caracterizados como valores relativos a frequência fundamental da rede.

Em estudos de sistemas de potência, os geradores e motores usualmente são representados como um circuito simples que é constituído por uma tensão interna atrás de uma impedância transitória (ANAYA-LARA, 2009). Para obter uma representação similar para o DFIG, define-se o vetor de tensão interna como variáveis de estado, obtida por:

$$\vec{e}_{dqs} = j\omega_s k_r \vec{\psi}_{dqr} \quad (3.42)$$

A partir das simplificações consideradas, e aplicando a equação (3.42) em (3.22) e (3.23) e evidenciando os vetores tensão interna $\vec{e}_{dqs} = e_{ds} + je_{qs}$ e a tensão terminal do estator $\vec{v}_{dqs} = v_{ds} + jv_{qs}$, tem-se o modelo algébrico-diferencial de 3° ordem por meio de (3.43) e (3.44):

$$\vec{v}_{dqs} = (R_s + jX') \vec{i}_{dqs} + \vec{e}_{dqs} \quad (3.43)$$

$$\frac{d\vec{e}_{dqs}}{dt} = -\frac{\omega_s}{T_r} (\vec{e}_{dqs} - j(X - X')\vec{i}_{dqs}) - j\omega_s\vec{e}_{dqs} + j\omega_s k_r \vec{v}_{dqr} \quad (3.44)$$

sendo a reatância transitória X' , a reatância de circuito aberto X e a constante de tempo de circuito aberto T_r dados por:

$$X' = \omega_s \sigma L_s \quad (3.45)$$

$$X = \omega_s L_s \quad (3.46)$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (3.47)$$

As formulações apresentadas por (3.43) e (3.44) descrevem o comportamento dinâmico das grandezas elétricas do DFIG. As correntes podem ser calculadas pelas relações:

$$\vec{i}_{dqs} = \frac{1}{R_s + jX'} [(R_s - jX')(\vec{e}_{dqs} - \vec{v}_{dqs})] \quad (3.48)$$

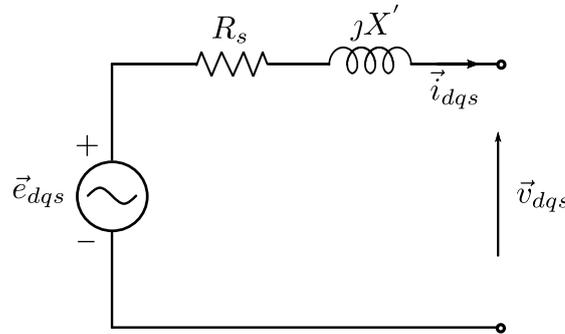
$$\vec{i}_{dqr} = -\frac{j\vec{e}_{dqs}}{\omega_s L_m} - k_r \vec{i}_{dqs} \quad (3.49)$$

Com base nas relações (3.42) e (3.40), a expressão do torque resulta:

$$T_{em} = R_e (\vec{e}_{dqs} \cdot \vec{i}_{dqs}^*) \quad (3.50)$$

As últimas expressões sugerem um circuito equivalente do modelo reduzido do DFIG, retratado pela Figura 16. Ao serem controladas as variáveis do circuito do rotor, a tensão \vec{v}_{dqr} pode ser considerada como uma variável de entrada externa ao modelo.

Figura 16 – Circuito equivalente do modelo de ordem reduzida do DFIG.



Fonte: Autoria própria.

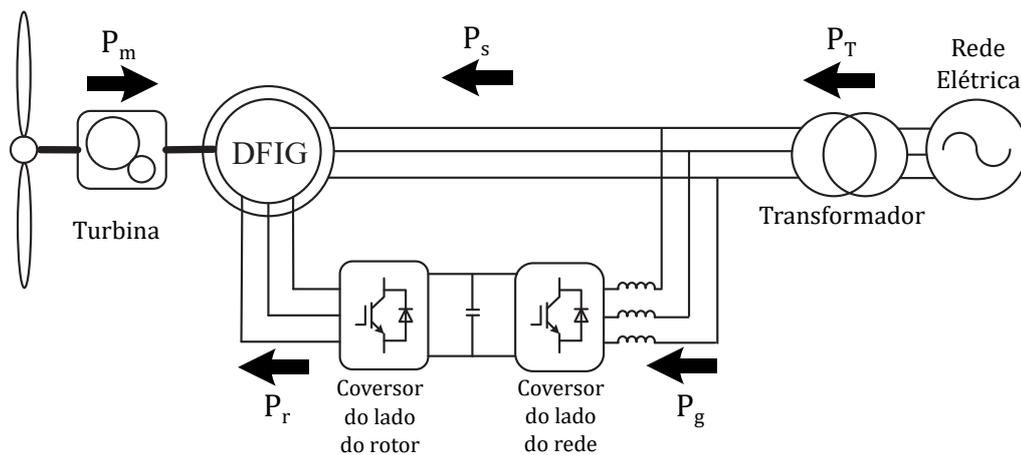
3.4.3 Condições de operação de regime permanente do DFIG

O cálculo das condições iniciais implica em encontrar as condições de operação equilibradas. Estas condições estabelecem que as grandezas envolvidas permanecerão em seu estado de equilíbrio, a menos que algum evento dinâmico seja imposto ao sistema. Desta forma, a obtenção da condição inicial é importante para a análise de sistemas submetidos a pequenas perturbações, tendo em vista que linearização é baseada nas condições de operação equilibradas. Neste sentido, para o estudo e análise de pequenas perturbações é necessário a determinação das constantes relacionadas ao estado estacionário de operação.

O modelo dinâmico baseado em correntes e tensões instantâneas é inviável para determinação das condições operativas do DFIG, uma vez que apresentam um comportamento periódico, dificultando a determinação das condições de operação necessárias para aplicação de um modelo dinâmico. Quando a representação é expressa no referencial síncrono $dq0$, as grandezas elétricas e magnéticas, em condições equilibradas, se tornam grandezas contantes, viabilizando a determinação dos estados estacionários. Assim sendo, os modelos baseados em coordenadas no referencial síncrono são adequados para análise de sistemas submetidos a pequenas perturbações.

Para a obtenção subsequente das curvas de operação de regime permanente é necessário, preliminarmente, convencionar qual o sentido arbitrado das grandezas. No presente caso, é estabelecido que as o fluxo de potência ativa e reativa e o sentido das correntes são considerados positivos entrando na máquina. A Figura 17 retrata o sentido convencionado positivo.

Figura 17 – Sentido convencionado positivo para os fluxos de potência ativa e reativa.



Fonte: Modificado de (BLAABJERG, 2018).

O modelo de regime permanente é obtido quando a operação equilibrada é satisfeita. Nesta condição os termos relativos às derivadas das equações de estado são nulas. As potências ativas descritas pelas Figura 17 são definidas por:

P_s	:Fluxo de potência que atravessa o estator em pu
P_r	:Fluxo de potência que atravessa o rotor em pu
P_m	:Fluxo de potência mecânica gerada em pu
P_g	:Fluxo de potência que atravessa o conversor ligado a rede em pu
P_T	:Fluxo de potência que total gerado pu

3.4.3.1 Potência ativa

A aplicação da equação de equilíbrio permite calcular os fluxos de potência ativa e reativa que atravessam o estator e o rotor. Estas formulações permitem relacionar a potência gerada para quaisquer condições de operação.

Sabendo que o fluxo de potência ativa do estator P_s pode ser calculado por (3.35), e o fluxo de potência ativa do rotor P_r por (3.36), é possível relacionar os fluxos de potência ativa da máquina. Desconsiderando as perdas por efeito joule, a expressão que relaciona os fluxos de potência ativa na máquina são definidas em função do escorregamento s como:

$$P_r = -sP_s \quad (3.51)$$

Pelo princípio da conservação da energia, tem-se que o fluxo de potência que entra na máquina é equivalente ao fluxo de potência que sai. Desta forma, considerando este princípio, tem-se a relação:

$$P_s + P_r = -P_m \quad (3.52)$$

Uma relação útil à análise que se segue é obtida pelo aplicação da expressão (3.51) na expressão (3.52). Assim procedendo, tem-se:

$$P_m = -(1 - s)P_s \quad (3.53)$$

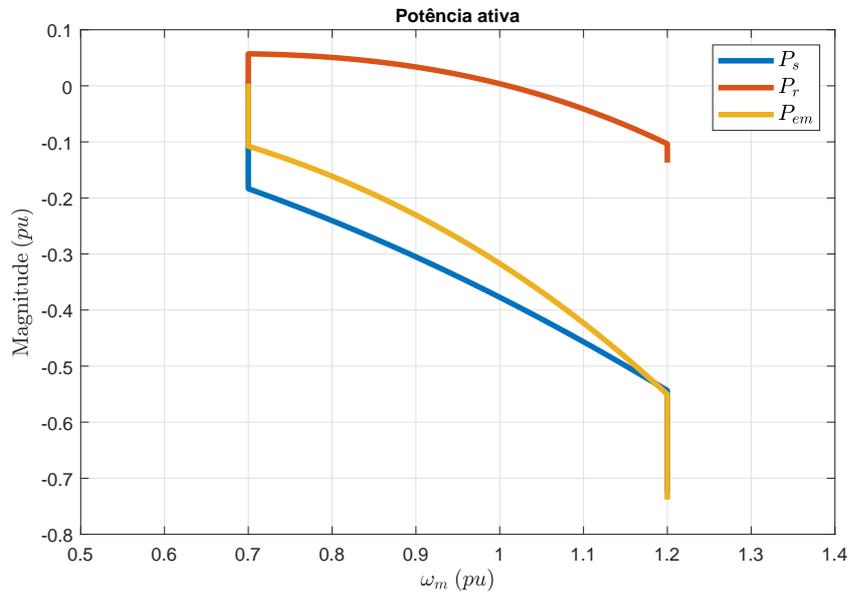
A análise dos sinais permite determinar se essas potências são fornecidas ou absorvidas. No modo de operação como gerador, condição de operação regular em aerogeradores, são constatados duas condições de operação em função do escorregamento.

No primeiro caso, especificado como operação com escorregamento $0 < s < 1$ e $P_m > 0$ é conhecido como operação sub-síncrono, o gerador opera com velocidades subsíncronas, verificando-se, ainda, que $P_s < 0$ e $P_r > 0$. Desta forma, o circuito do rotor absorve potência ativa do conversor bidirecional de potência ligado aos seus terminais.

Na operação super-síncrono, cujo valor de escorregamento é negativo ($s < 0$), verifica-se que o fluxo de potência ativa do rotor tem o sentido saindo a máquina ($P_r < 0$). Neste sentido a Figura 18 apresenta o comportamento dos fluxos de potência ativa na máquina em função da condições de operação apresentadas.

3.4.3.2 Potência reativa

Similarmente, a partir da expressão (3.38) que determina o fluxo de potência reativa, e tomando as equações de tensão do estator e do rotor pelas equações (3.22) e (3.23), obtém-

Figura 18 – Fluxo de potência ativa (P_s , P_r e P_{em}).

Fonte: Autoria própria.

se, após algumas simplificações, as relações entre os fluxos de potência reativa, obtidas pela soma das potências reativas dos terminais resultando nas equações de equilíbrio de potência reativa, dada por:

$$Q_s + \frac{Q_r}{s} = Q_o \quad (3.54)$$

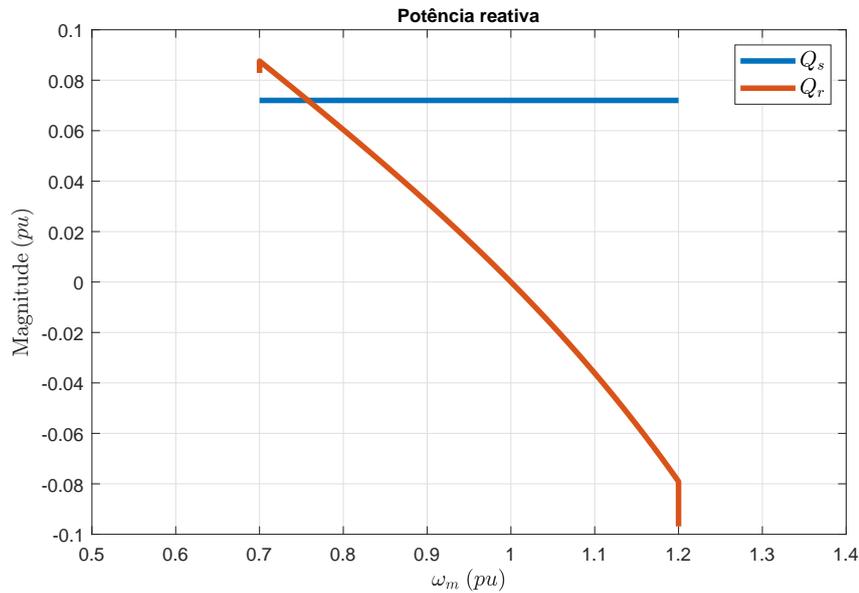
Na qual Q_o é a potência reativa total, associada aos fluxos magnéticos de dispersão do estator e do rotor, bem como do fluxo magnético de entreferro.

Nesta formulação, a expressão do fluxo de potência reativa está escrita em função de grandezas referidas ao estator, o que significa que a potência reativa do rotor, dada por Q_r , quando vista pelo estator, torna-se Q_r/s .

Sabendo que a potência reativa total é sempre positiva, para suprir os reativos demandados pelo gerador, e conhecendo a natureza do fator de potência desejado no terminal do estator, determina-se a natureza e o valor de Q_r , a partir do emprego da equação de equilíbrio de potência reativa.

A manutenção da potência reativa nos terminais do estator implica na mudança de sentido do fluxo de potência reativa do rotor. A mudança ocorre quando a máquina passa a operar no modo de operação de super-síncrono para sub-síncrono. Esta condição é evidenciada pela Figura 19. Obtendo a potência gerada pela turbina, as curvas de potência em regime permanente, verificadas pelas relação (3.54), podem ser determinadas conforme ilustrado pela 19.

O valor para a potência reativa diferente de zero se deve a não contabilização da potência reativa gerada pelo banco de capacitores presente nos terminais do aerogerador.

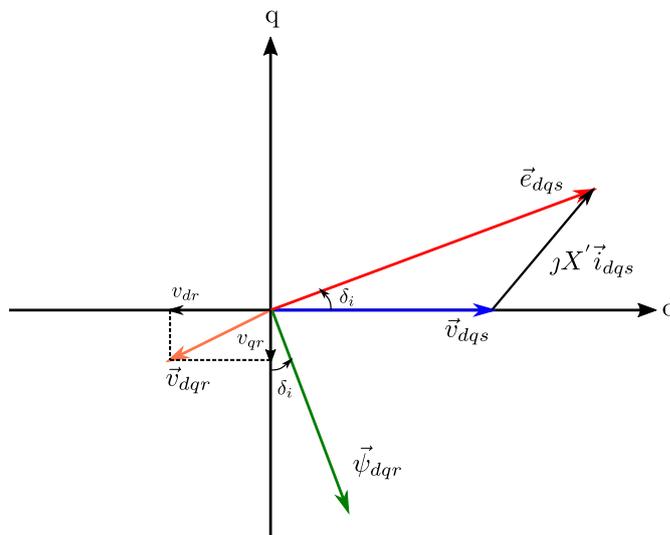
Figura 19 – Fluxo de potência reativa (Q_s e Q_r).

Fonte: Autoria própria.

3.4.3.3 Diagrama Vetorial para condições normais de operação

O diagrama vetorial fornece um entendimento de como o DFIG pode ser controlado e como pode ser utilizado para fins de projeto de controle. As condições de operação são condicionadas a partir da manipulação do vetor tensão do rotor \vec{v}_{dqr} (ANAYA-LARA, 2009), conforme retratado pela figura 20.

Figura 20 – Diagrama vetorial das condições de operação do DFIG (Condição $s < 0$).



Fonte: Autoria própria.

Em regime permanente, os termos relativos às derivadas no tempo da relação 3.44 podem ser anuladas. Com a operação em condições normais, onde a velocidade angular do rotor do DFIG é muito distinta do seu valor síncrono, o termo relativo a razão ω_s/T_r é muito pequeno em comparação com os outros termos, de modo que a equação (3.44) pode ser reduzida a relação aproximada por (3.55):

$$s\vec{e}_{dqs} \approx k_r \vec{v}_{dqr} \quad (3.55)$$

Em aerogeradores DFIG de 1.5MW, o termo k_r se aproxima do valor unitário (ver Tabela 13 no Apêndice A). Desta forma, para análises preliminares, o vetor tensão do rotor \vec{v}_{dqr} pode ser aproximado à $\vec{v}_{dqr} \approx s\vec{e}_{dqs}$. Assim, como a magnitude da tensão interna, $|\vec{e}_{dqs}|$ varia ligeiramente, a magnitude da tensão do rotor se torna aproximadamente proporcional à magnitude do escorregamento.

Em relação a fase das tensões, em operação sub-síncrona, a fase da tensão do rotor esta aproximadamente alinhada a fase da tensão interna, enquanto em operação super-síncrona, onde o escorregamento é negativo, os dois vetores tensão estão em aproximadamente anti-fase.

O ângulo δ_i que define a posição do vetor de tensão interna em relação à tensão do estator, alinhado ao eixo d, é relacionado a potência de saída do gerador. Como o vetor tensão interna é ortogonal ao vetor fluxo do rotor, como é observado pela expressão (3.42), o ângulo entre o fluxo concatenado do rotor e o referencial dado pelo eixo q é equivalente ao ângulo δ_i .

3.5 Sistema de integração à rede

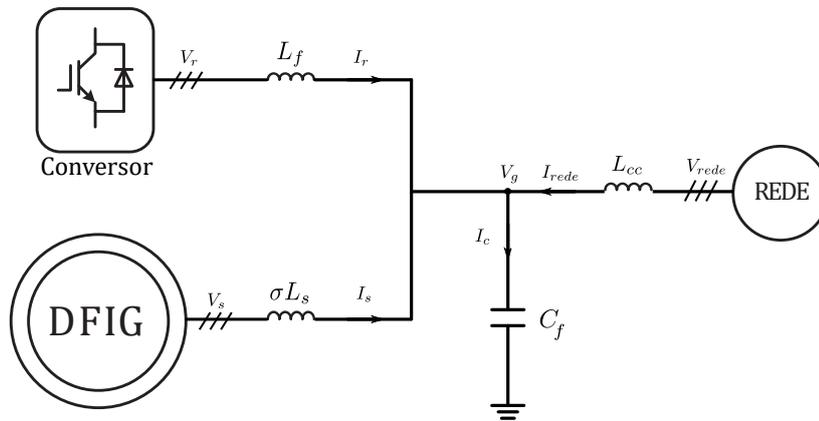
A conexão de grupos de aerogeradores à rede requer adequação das condições elétricas previamente impostas pelas códigos de rede de cada país. Estas condições podem interferir substancialmente no comportamento dinâmico do sistema. Neste sentido, a adequação do sistema de integração é essencial para a conexão dos aerogeradores às redes elétricas.

A delimitação das correntes harmônicas e o suprimento de potência reativos são algumas das características pelas quais os elementos de integração devem ser condicionados. A configuração típica que retrata o sistema de interligação elétrica entre os aerogeradores e o sistema elétrico externo é apresentada pela Figura 21.

3.5.1 Modelo do conversor bidirecional

Os conversores de frequência são constituídos por dois conversores tipo *back-to-back* controlados por tensão e unidos por meio ligação em corrente contínua. Nestes conversores os dispositivos comutáveis usados são os Transistor Bipolar de Porta Isolada ou *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT) sendo possível o transito bidirecional de potência ativa.

Figura 21 – Sistema de integração à rede.



Fonte: Autoria própria.

Neste sentido, os conversores de potência aplicados ao DFIG são usados para controlar as correntes do rotor e realizar a interface entre o circuito do rotor e a rede elétrica.

O elo CC é responsável pela manutenção da tensão do barramento de corrente contínua, possibilitando aproveitamento dos conversores de potência. Este subsistema se constitui de um capacitor que atua na sustentação da tensão do barramento de corrente contínua.

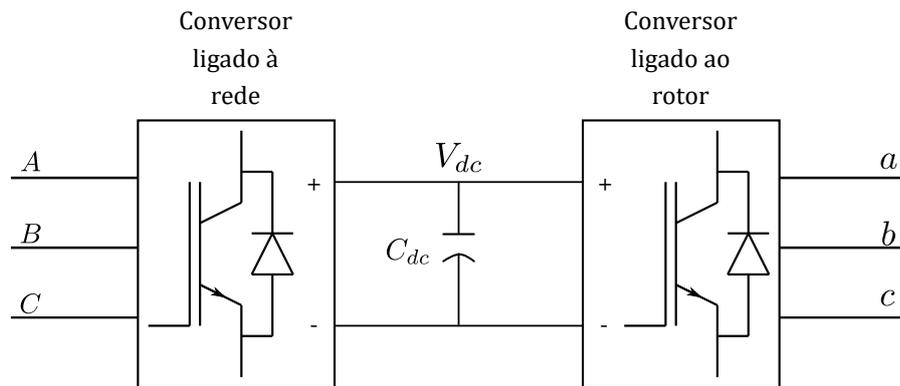
O inversor conectado aos terminais do rotor tem a função de gerar as tensões de rotor com a frequência, magnitude e fase segundo a operação determinada pela estratégia de controle. O inversor conectado à rede tem a função de gerar um sistema de tensões sincronizados com a frequência das tensão da rede permitindo o intercâmbio de potência entre o rotor e a rede.

Os conversores aplicados ao DFIG geralmente são caracterizados pela configuração de dois níveis *Voltage Source Converter* (VSC) com uma disposição que permite a comutação entre circuitos trifásicos, funcionando como interruptores controlados. Estes elementos, por serem consideravelmente não lineares, introduzem correntes harmônicas no sistema elétricos. Porém, a tecnologia envolvida vem evoluindo em vários aspectos, e os modernos conversores mostram habilidade para reduzir o conteúdo harmônico de uma maneira aceitável.

O comando destes conversores controlados por tensão deve ser feito de tal forma que um dos transistores em cada braço conduza, evitando o curto circuito. Com o mínimo de seis procedimentos de abertura e fechamento dos semicondutores por período, é possível gerar um sistema trifásico de tensões alternadas.

As técnicas de modulação por largura de pulso, *Pulse Width Modulation* (PWM), aplicadas consistem no estabelecimento de uma maior quantidade de comutações, numa sequencia tal que gere as tensões determinadas pelo controle.

Figura 22 – Conversor Back-to-Back



Fonte: Autoria própria.

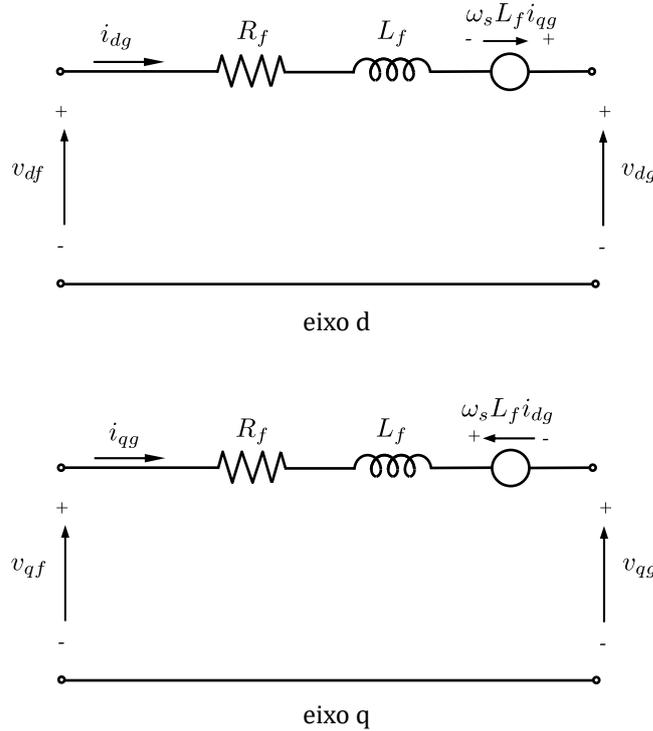
Apesar da geração de correntes harmônicas, os conversores de potência aplicados ao DFIG são responsáveis pelo processamento de uma parte menor da potência total dos aerogeradores (não maior que 30%) o que torna inexpressivas a magnitude de correntes harmônicas produzidas. Portanto, neste trabalho, é razoável omitir o conteúdo de harmônicos e o chaveamentos dos semicondutores, considerando somente a frequência fundamental. Modelos simplificados são desenvolvidos para utilização em simulações que não exija a representação dos efeitos relacionados aos conteúdos harmônicos.

O modelo simplificado do conversor *back-to-back* é representado por fontes de tensão controladas. Essas fontes são acionadas pelas tensões obtidas pelos controles dos conversores. Deste modo, o modelo não representa a natureza comutativa dos conversores eletrônicos e nem altera a configuração do circuito. Neste sentido, o modelo proporciona estudos do comportamento dinâmico de sistemas sem a necessidade de extensivos tempos computacionais. Como os harmônicos não são representados neste modelo, um intervalo de tempo de integração de 20 à 50 μ s pode ser utilizados satisfatoriamente para conduzir vários estudos de sistemas de potência (GAGNON, 2010).

3.5.2 Filtro passivo indutivo

O filtro passivo indutivo é um elemento de circuito que realiza a conexão do conversor à rede. Estes filtros são projetados para auxiliar na redução das distorções harmônicas geradas pela comutação das chaves do conversor(WU, 2011).

A teoria de vetor espacial permite derivar diferentes modelos dinâmicos do DFIG e do sistema do lado da rede. Este último, primeiramente, terá suas equações diferenciais derivadas a partir do modelo dinâmico dq , definindo o comportamento das suas variáveis (ABAD, 2011). O circuito elétrico que retrata, em termos de coordenadas síncronas $dq0$, a configuração do filtro indutivo implementado é apresentado pela Figura 23.

Figura 23 – Representação do modelo no referencial síncrono $dq0$ do filtro indutivo.

Fonte: Autoria própria.

A aplicação da lei de kirchoff das tensões fornece a descrição matemática do comportamento dinâmico das grandezas elétricas que envolve o filtro indutivo. A formulação em espaços de estados que descreve este comportamento é dado por:

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{dqf} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega_s \\ -\omega_s & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \vec{i}_{dqf} + \frac{1}{L_f} (\vec{v}_{dqf} - \vec{v}_{dqg}) \quad (3.56)$$

onde,

L_f - indutância do filtro do lado da rede (pu)

R_f - resistência do filtro do lado da rede (pu)

$\vec{v}_{dqf} = v_{df} + jv_{qf}$ - vetor tensão dq de saída do conversor do lado da rede (pu)

$\vec{v}_{dqg} = v_{dg} + jv_{qg}$ - vetor tensão dq de saída da rede (pu)

$\vec{i}_{dqf} = i_{df} + ji_{qf}$ - vetor corrente dq do filtro indutivo (pu)

$\vec{i}_{dqg} = i_{dg} + ji_{qg}$ - vetor corrente dq do filtro indutivo (pu)

Sendo o subíndice f retratando grandezas referentes aos terminais do conversor e o subíndice g grandezas referentes aos terminais ligados a rede.

Assim, alinhando-se ao vetor tensão da rede \vec{v}_{dqg} no sistema de referência síncrono dq implica na simplificação das equações de tensão do sistema e diminui os passos de cálculos

de potência ativa e reativa (ABAD, 2011). Com o desacoplamento e simplificação dos sistemas, tem-se:

$$v_{dg} = |\vec{v}_{dqg}| \quad (3.57)$$

$$v_{qg} = 0 \quad (3.58)$$

Desta forma, o fluxo de potência ativa e reativa que atravessa o filtro, trocado entre o conversor e a rede, são calculadas de acordo com as expressões (3.59) e (3.60), respectivamente.

$$P_g = R_e(\vec{v}_{dqg} \cdot \vec{i}_{dqg}^*) = (v_{dg}i_{dg} + v_{qg}i_{qg}) = v_{dg}i_{dg} \quad (3.59)$$

$$Q_g = I_m(\vec{v}_{dqg} \cdot \vec{i}_{dqg}^*) = (v_{qg}i_{dg} - v_{dg}i_{qg}) = -v_{dg}i_{qg} \quad (3.60)$$

Embora o desempenho do filtro descrito por (3.56) não influencie substancialmente no comportamento dinâmico do sistema, é importante para aplicação na formulação do sistema de controle do conversor do lado da rede.

3.5.3 Elo CC

O Elo CC é responsável pela manutenção da tensão do barramento de corrente contínua para aproveitamento dos conversores de potência. Este subsistema é constituído por um capacitor ou combinação de vários capacitores armazenadores de energia em paralelo que atua na sustentação da tensão do barramento quando ocorre um desequilíbrio momentâneo no fluxo potência.

A formalização matemática que descreve o comportamento dinâmico da tensão do Elo CC em termos de uma equação diferencial não linear é dado por (3.61):

$$\dot{V}_{dc} = -\frac{S_{base}}{C_{dc}V_{dc}}(P_r + P_g) \quad (3.61)$$

sendo S_{base} a potência base relacionado à potência nominal do gerador e C_{dc} a capacitância equivalente do elo CC.

3.6 Modelo do sistema de controle

O sistema de controle desempenha uma função importante na manutenção operativa dos aerogeradores. O objetivo do controle é manter as magnitudes das variáveis elétricas e mecânicas do gerador como torque, potências ativas e reativas, e também magnitudes relacionadas ao conversor do lado da rede, como a potência reativa e a tensão do link DC próximos de seus valores ideais, possibilitando a geração de energia de forma adequada e efetiva. O sistema de controle apresentado pelos aerogeradores de velocidade variável,

em específico os aerogeradores tipo DFIG são classificados de acordo com a função que exercem. Eles são organizados por:

- Sistema de controle do conversor ligado ao rotor: As variáveis controladas por este sistema são o torque eletromagnético do gerador e o fluxo de potência reativa a partir do ajuste da amplitude, fase e frequência das tensões aplicadas ao rotor da máquina;
- Sistema de controle do conversor ligado à rede: As variáveis controladas por este sistema são a tensão do link DC e o fluxo de potência reativa;

Como o controle do ângulos da pás da turbina geralmente apresentam respostas bem mais lentas quando comparadas a outras sistema de controle presente no aerogerador, em estudos de sistemas de potência, o efeito no comportamento dinâmico provocado por esta malha de controle geralmente é desconsiderada. Por este motivo, o detalhamento desta malha de controle não fará parte do escopo deste trabalho.

3.6.1 Sistema de controle do conversor ligado ao rotor

O sistema de controle ligado ao rotor é responsável por controlar as tensões do rotor de forma a garantir que a operação do gerador persiga os valores de referência estipulados pela estratégia de controle. Em aplicações que envolvem o DFIG, diversas configurações e estratégias de implementação de um controle são estudadas. As configurações utilizadas neste estudo apresentam como grandezas controláveis o torque e a potência reativa da rede.

A abordagem das grandezas elétricas a partir de vetores possibilita a representação do sistema de grandezas trifásicas em dois eixos coordenados no referencial síncrono. Na maioria das aplicações, o sistema de coordenadas é orientado de acordo com os vetores fluxo magnético de estator ou do rotor. No entanto, nas máquinas de indução duplamente alimentadas ainda há a opção de se adotar-se a orientação pela tensão do estator. A orientação das grandezas no referencial síncrono permite o controle independente do fluxo de potência reativa do estator e do torque eletromagnético.

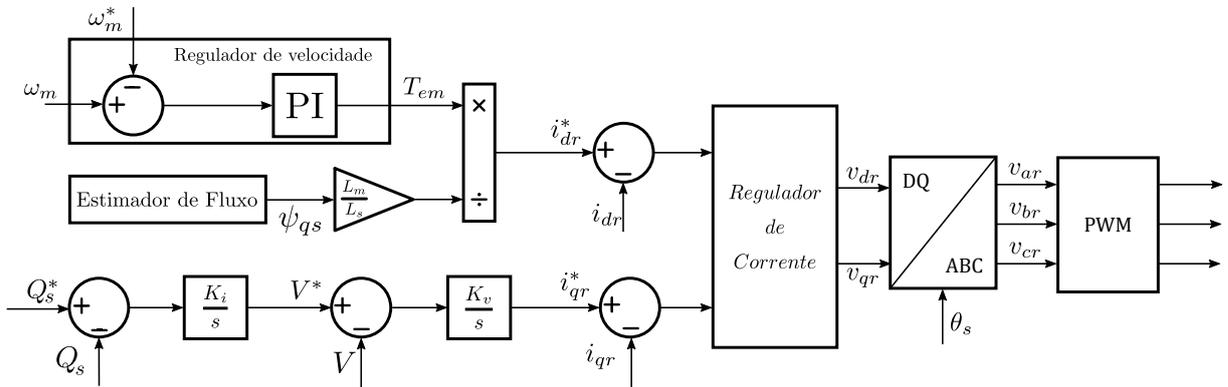
No presente modelo, optou-se por adotar a orientação pela tensão do rotor. Desta forma, o controle por orientação da tensão do estator é realizada através do alinhamento do eixo direto do referencial síncrono com o vetor tensão do estator.

A configuração do controle implementado no presente modelo é apresentada na Figura 24.

3.6.1.1 Regulador de potência

O regulador de velocidade é aplicado para seguir a curva característica de potência em função da velocidade, como definido pela região de operação da seção (3.2.4). A potência

Figura 24 – Diagrama representativo do sistema de controle do conversor ligado ao rotor.



Fonte: Autoria própria.

medida nos terminais da rede do aerogerador e a correspondente velocidade definida pelas curvas características é utilizada como valor referência para o regulador de velocidade. O sinal de saída do regulador, equivalente ao torque eletromagnético T_{em} desenvolvido pelo gerador, é dividido pelo valor do fluxo concatenado do estator de eixo q obtendo a corrente de referência i_{dr}^* que é injetada no rotor pelo conversor, como apresentado pelas expressões (3.62), (3.63) e (3.64).

$$\dot{X}\omega = -(\omega_m^* - \omega_m) \quad (3.62)$$

$$T_{em} = K_{p\omega}\dot{X}\omega + K_{i\omega}X\omega \quad (3.63)$$

$$T_{em} = \frac{L_m}{L_s}\psi_{qs}i_{dr} \quad (3.64)$$

Sendo ω_m^* o valor de referência de velocidade proveniente da curvas MPPT, ω_m a velocidade angular elétrica medida pelo rotor e as constantes proporcional $K_{p\omega}$ e integral $K_{i\omega}$ do controlador Proporcional Integral (PI).

3.6.1.2 Regulador de Corrente

O regulador de corrente é uma malha de controle interna responsável pelo ajuste das correntes no referencial síncrono $dq0$. Os parâmetros dos compensadores tipo PI presentes nos reguladores de corrente são calculados a partir das relações entre as tensões do rotor e suas correntes. Estas relações podem ser obtidas a partir da combinação das expressões de tensão e fluxo do rotor dados por (3.23) (3.24) resultando nas expressões (3.65) à (3.68).

$$X\dot{i}_{dr} = (i_{dr}^* - i_{dr}) \quad (3.65)$$

$$v_{dr} = v'_{dr} + K_{Pir}X\dot{i}_{dr} + K_{Iir}X i_{dr} \quad (3.66)$$

$$X\dot{i}_{qr} = (i_{qr}^* - i_{qr}) \quad (3.67)$$

$$v_{qr} = v'_{qr} + K_{Pir}X\dot{i}_{qr} + K_{Iir}Xi_{dr} \quad (3.68)$$

onde v'_{dr} e v'_{qr} são os sinais de correção dos termos cruzados das tensão para tornar possível o sistema de controle independente. As constantes K_{Pir} e K_{Iir} são as constantes proporcional e integral dos reguladores de corrente.

3.6.1.3 Controle do fluxo de potência reativa e tensão

O sistema de controle do fluxo de potência reativa proposto neste trabalho é constituído por dois integradores em cascata. O integrador externo é identificado como um regulador de potência reativa. O sinal de saída é produzido pela integração do sinal de erro entre o valor de referência e o valor medido de potência reativa nos terminais do estator. A formulação matemática que implementa o sistema de controle aplicado é expresso pelas relações:

$$X\dot{Q} = (Q_s^* - Q_s) \quad (3.69)$$

$$V_s^* = Ki_{var}XQ \quad (3.70)$$

sabendo que Q_s^* e V_s^* são os valores de referência relacionados ao fluxo de potência reativa e tensão do estator respectivamente e Ki_{var} o ganho integral do regulador de potência reativa do estator.

O integrador interno tem a finalidade de ajustar a tensão de conexão entre o aerogerador e a rede. O objetivo é gerar, a partir da comparação entre a tensão de referência V_s^* com a tensão medida nos terminais da rede V_s , o sinal de corrente de eixo i_{qr}^* para aproveitamento do regulador de corrente. A formalização que descreve esta configuração e dada por:

$$X\dot{V} = (V_s^* - V_s) \quad (3.71)$$

$$i_{qr}^* = K_vXV \quad (3.72)$$

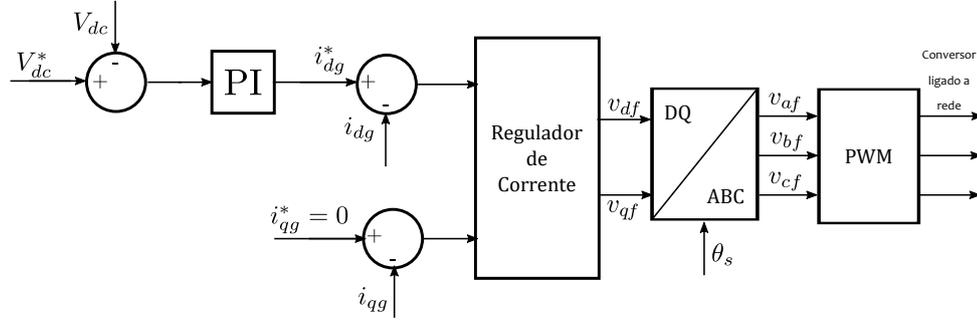
onde K_v é o ganho integral do regulador de tensão.

3.6.2 Controle do conversor ligado à rede

O conversor ligado à rede é responsável pela manutenção da tensão do capacitor do link DC em valores adequados para o conversor e regulação do fluxo de potência reativa entre o conversor e a rede externa. O sistema de controle consiste de um regulador de tensão DC e um regulador de corrente. O regulador atua no controle da magnitude e fase das tensões geradas pelo conversor (GAGNON, 2010).

O alinhamento das tensões do estator na referência arbitrada permite o controle independente das variáveis controladas, conforme observado pela Figura 25. Esta escolha corresponde aos requisitos necessários para o controle dos conversores de potência.

Figura 25 – Diagrama representativo do sistema de controle do conversor ligado ao rotor.



Fonte: Autoria própria.

A implementação da malha de controle ligada a rede é desenvolvida para considerar os efeitos das bobinas de alisamento na conexão do conversor com a rede. A formalização matemática correspondente ao regulador de corrente presente no modelo de sistema de controle implementado é descrita por:

$$\dot{X}_{vdf} = (i_{dg}^* - i_{dg}) \quad (3.73)$$

$$v_{df} = v_{dg} + \omega_s L_f i_{qg} - R_f i_{dg} - K p_{ig} \dot{X}_{vdf} - K i_{ig} X_{vdf} \quad (3.74)$$

sendo $K p_{ig}$ e $K i_{ig}$ as constante proporcional e integral do controlador PI definido pelo regulador de corrente. A malha de controle responsável pela determinação da tensão de eixo em quadratura v_{qg} , a partir da comparação das correntes, é expressa por:

$$\dot{X}_{vqf} = (i_{qg}^* - i_{qg}) \quad (3.75)$$

$$v_{qf} = v_{qg} - \omega_s L_f i_{dg} - R_f i_{qg} - K p_{ig} \dot{X}_{vqf} - K i_{ig} X_{vqf} \quad (3.76)$$

A malha de controle para manutenção da tensão do elo CC e definição da corrente de referência i_{dg}^* para o regulador de corrente é dada por:

$$i_{dg}^* = K p_{dc} \dot{X}_{cc} + K i_{dc} X_{cc} \quad (3.77)$$

$$\dot{X}_{cc} = \frac{1}{V_{dc}^{nom}} (V_{dc}^{nom} - V_{dc}) \quad (3.78)$$

considerando $K p_{dc}$ o ganho proporcional e $K i_{dc}$ o ganho integral do controlador PI da malha de controle da tensão do elo CC.

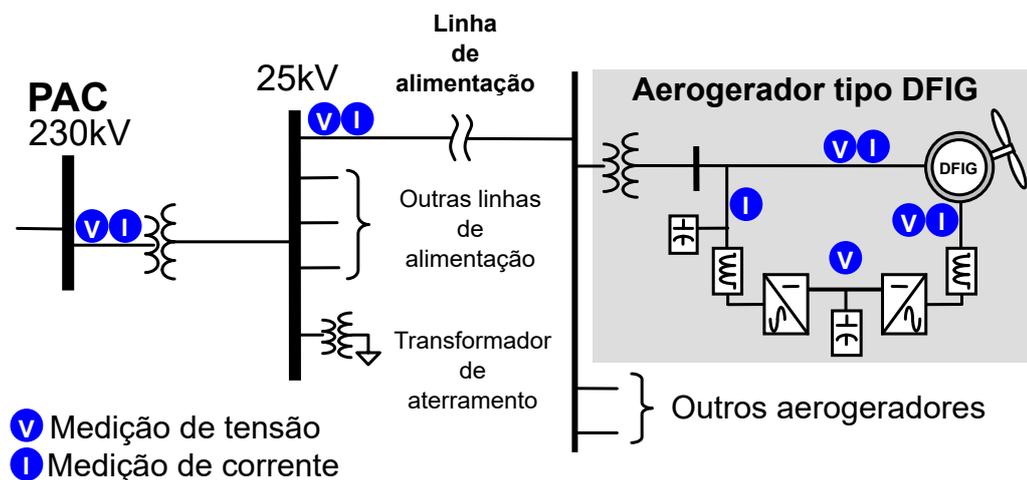
A implementação do controle utilizado neste modelo é capaz de controlar as variáveis (V_{dc}, i_{qg}) especificadas fornecendo um bom desempenho de resposta dinâmica.

Sistema Elétrico para Estudos de Estabilidade Dinâmica

4.1 Modelo Agregado do DFIG

As fazendas eólicas consistem em um grupo de aerogeradores, concentrados em uma determinada área, geralmente dispostos ao longo de linhas radiais distribuídas espacialmente e conectados a um sistema coletor. A configuração típica normalmente apresentada por fazendas eólicas de grande porte é retratado pela Figura 26.

Figura 26 – Diagrama unifilar representativo de um complexo eólico.



Fonte: Modificado de (GAGNON, 2010).

Em estudos relacionados ao comportamento de um complexo eólico de grande porte exigem-se modelos computacionais que representem de forma similar as características encontradas em sistemas reais. O modelo detalhado de um parque eólico, representando todo o grupo de aerogeradores individualmente não é convenientemente utilizado para

estudos sobre comportamento dinâmico de grandes sistemas uma vez que dispõem um excessivo tempo de simulação.

Para reduzir a complexidade e obter um modelo dinâmico que represente satisfatoriamente o comportamento do sistema, a associação de todo o complexo eólico a um único sistema concentrado é considerado. Neste modelo, pressupõe-se que o comportamento dinâmico de um complexo eólico é semelhante ao comportamento dinâmico de um único conjunto aerogerador, especificamente no que diz respeito ao impacto na estabilidade dos sistemas elétricos de potência. Portanto, o modelo agregado se constitui de um único aerogerador equivalente, representando todos os aerogeradores presentes do complexo eólico, um sistema coletor equivalente e transformadores de tensão e aterramento. A conversão dos parâmetros de um modelo individual para o modelo agregado são dados pelas relações (4.1) à (4.6):

$$P_{mec}^{eq} = \sum_{i=1}^n P_{mec}^n = N_w P_{mec} \quad (4.1)$$

$$S_{eq} = \sum_{i=1}^n S_g^n = N_w S_g \quad (4.2)$$

$$H_t^{eq} = \sum_{i=1}^n H_t^n = N_w H_t \quad (4.3)$$

$$H_m^{eq} = \sum_{i=1}^n H_m^n = N_w H_m \quad (4.4)$$

$$K_{tm}^{eq} = \sum_{i=1}^n K_{tm}^n = N_w K_{tm} \quad (4.5)$$

$$C_{dc}^{eq} = \sum_{i=1}^n C_{dc}^n = N_w C_{dc} \quad (4.6)$$

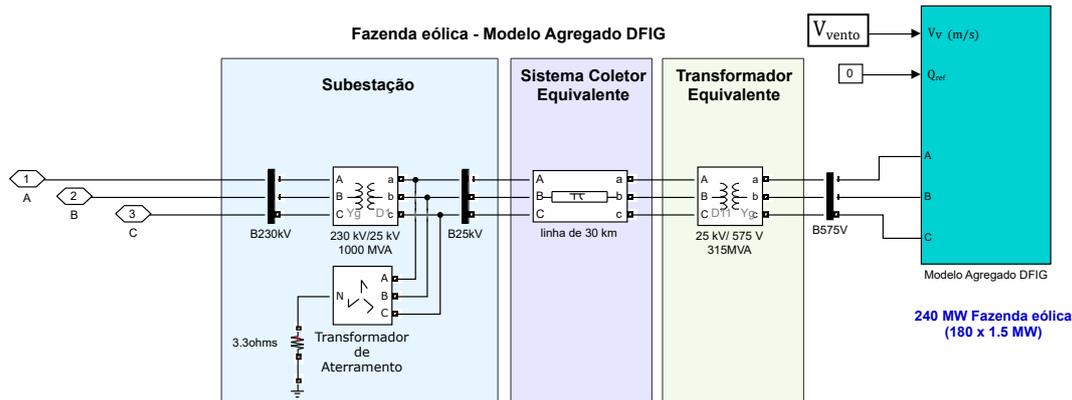
onde,

- N_w - Quantidade de aerogeradores agrupados
- P_{eq} - Potência ativa equivalente (MW)
- S_{eq} - Potência aparente equivalente (MVA)
- H_t^{eq} - Constante equivalente de inercia da turbina (pu)
- H_m^{eq} - Constante equivalente de inercia do gerador (pu)
- K_{tm}^{eq} - Coeficiente equivalente de rigidez turbina (pu)
- C_{dc}^{eq} - Capacitância equivalente (F)

O modelo agregado proposto neste trabalho refere-se ao projeto de pesquisa de um modelo para estudos de sistemas de energia da Hydro-Quebec comprovado por uma metodologia de simulação em tempo real. Neste estudo obteve-se a validação do modelo agregado de um complexo eólico pela comparação entre medições de campo de um sistema real com o modelo desenvolvido (GAGNON, 2010). Este modelo consiste em uma modificação do modelo pré-existente na biblioteca da ferramenta *SIMULINK* do software

MATLAB e é composto pela agregação de 180 aerogeradores, com potência nominal de 1.5 MW cada, totalizando 240 MW. A conexão com a rede é dada através de transformadores e um sistema de distribuição de 30 Km à 25 kV representativo do sistema coletor, conectando todo o sistema ao Ponto de Acoplamento Comum (PAC) à 230 kV. A configuração descrita é aplicada ao software *MATLAB* e ilustrada pela Figura 27.

Figura 27 – Diagrama do sistema coletor e do modelo agregado fazenda eólica.



Fonte: Modificado de (MATLAB, 2019).

4.2 Modelo do SEP para testes

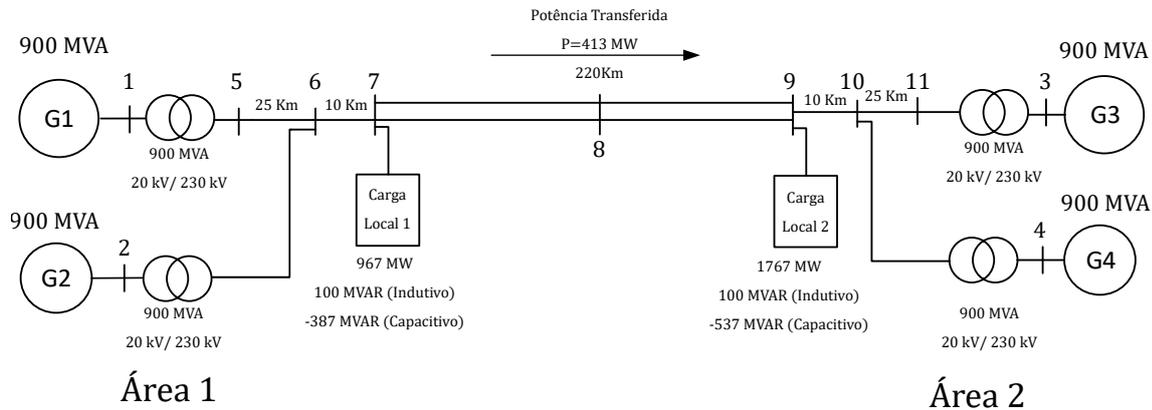
O sistema elétrico proposto para estudos das oscilações eletromecânicas no SEP refere-se ao modelo de sistemas conhecido na literatura por sistema de Duas Áreas (KUNDUR, 1994)(ROGERS, 2000). O Sistema de Duas Áreas é um modelo artificialmente criado para pesquisas, visando o estudo dos diferentes tipos de oscilação que ocorrem em grandes e pequenos sistemas de energia interconectados. Embora este sistema seja pequeno, os seus parâmetros são condizentes com as ordens de grandezas dos parâmetros de sistemas reais. Neste sentido, o sistema apresentado é particularmente útil para estudos relativos ao comportamento dinâmico.

Este sistema é muito utilizado em estudos sobre as oscilações em sistemas de potência pois permite observar todos os modos oscilatórios presentes de forma independente. Portanto, a extração de todos os modos de oscilação separadamente, aplicando de forma apropriada perturbações nos geradores, se torna possível. O diagrama unifilar que representa o sistema teste é retratado pela Figura 28.

4.2.1 Descrição do sistema

O sistema correspondente ao modelo hipotético desenvolvido para estudos é caracterizado por ser um sistema básico e simétrico. Ele consiste em duas áreas idênticas

Figura 28 – Diagrama unificar do modelo de sistema de duas áreas.



Fonte: Autoria própria.

conectadas entre si por duas linhas de 230 kV de 220 km de extensão. Cada área inclui dois geradores síncronos com potência nominal de 900 MW e com seus parâmetros idênticos, exceto suas inércias. Da mesma forma, os geradores possuem controle com parâmetros idênticos, tendo seus reguladores de tensão um rápido tempo de resposta. As cargas são modeladas como impedância constante e são divididas entre as áreas de modo que condicione um fluxo de potência nas linhas de transmissão de 413 MW de potência ativa com direção da área A para área B. Dada a referência ao gerador 2 (G2), considera-se que cada gerador produz 700MW de potência ativa. Desta forma, todas as máquinas operam bem abaixo de sua operação nominal. Os parâmetros e os modelos dinâmicos utilizados para os geradores síncronos são apresentados no Apêndice B.

A condição de regime permanente do sistema modelo de duas área é utilizada como condições iniciais do sistema para aplicação em estudos dos modos oscilatórios provocados por pequenas perturbações. Na Tabela 2 é apresentado o fluxo de potência do modelo referido para as condições estabelecidas, considerando os defasamentos proporcionados pelos transformadores.

4.2.2 Modos oscilatórios de baixa frequência

Os modos de oscilações eletromecânicas de baixa frequência podem ser fortemente afetados pela inercia do gerador, pela impedância das linhas de transmissão e pelo sistema de controle aplicado. Estas oscilações são constituídas tanto por modos locais como por modos interáreas. A identificação dos modos oscilatórios existentes em sistema de potência são requisitos importantes para auxílio na implementação dos sistema de controle suplementar e adequação das condições que favorecem a estabilidade.

A análise preliminar apresentada neste trabalho constituiu-se na identificação dos modos oscilatórios existentes no SEP avaliado em condições de operação estáveis. No presente

Tabela 2 – Fluxo de potência no sistema modelo de duas áreas.

Resultado do fluxo de potência para sistema de duas áreas-base 900 MVA							
Número da Barra	Tipo de Barra	Magnitude tensão (pu)	Ângulo (°)	Potência Ativa Gerada (pu)	Potência Reativa Gerada (pu)	Potência Ativa Demandada (pu)	Potência Reativa Demandada (pu)
1	PV	0,9991	10,22	0,7778	0,0912	0	0
2	Referência	0,9989	0	0,7778	0,119	0	0
3	PV	0,999	-15,9	0,7988	0,079	0	0
4	PV	0,9992	-26,55	0,7778	0,081	0	0
5	PQ	0,9909	32,48	0	0	0	0
6	PQ	0,9866	23,23	0	0	0	0
7	PQ	0,9907	15,06	0	0	1,055	-0,3131
8	PQ	0,9802	1,672	0	0	0	0
9	PQ	1,002	-11,44	0	0	1,972	-0,4877
10	PQ	0,9926	-3,274	0	0	0	0
11	PQ	0,9931	7,193	0	0	0	0

modelo, existem dois modos de oscilação locais, um em cada área. Aplicando uma perturbação em algum dos geradores, não é possível excitar somente o modo oscilatório local desejado sem excitar o modo inter-área. Este tipo de resultado dificulta a extração dos modos correspondentes às oscilações locais. No entanto, a aplicação de uma perturbação de magnitude igual, porém, com sinal oposto ao torque mecânico do gerador associado à mesma área, o modo local nessa área passa a ser dominante, facilitando a caracterização das oscilações locais (ROGERS, 2000).

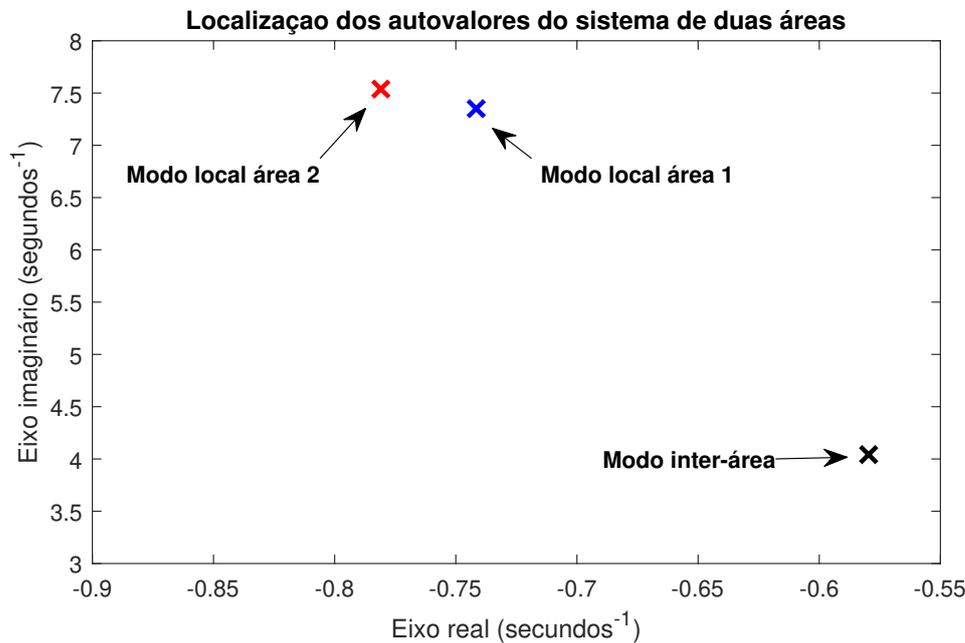
Para uma compreensão inicial do comportamento do sistema pode-se obter os modos oscilatórios de malha fechada, ou seja, aplicando os dispositivos estabilizadores PSS. Desta forma, a partir da aplicação de uma pequena perturbação na potência gerada pelo gerador G1, os resultados são obtidos e analisados.

Os modos de oscilação eletromecânicos apresentados por esta configuração de sistema podem ser visualizados como:

- Modo inter-área: envolvendo toda a área 1 em relação a área 2.
- Modo local da área 1: envolvendo os gerador G1 e G2 em relação ao barramento local 6.
- Modo local da área 2: envolvendo os gerador G3 e G4 em relação ao barramento local 10.

O desempenho do sistema em circuito fechado (aplicando os controladores PSS) para pequenas perturbações é avaliado para condições do sistema de duas áreas. A Figura 29 apresenta a disposição dos autovalores correspondentes aos modos eletromecânicos local da área 1 (geradores G1 e G2), modos eletromecânicos local área 2 (geradores G3 e G4) e o modo inter-área. A localização dos autovalores no semiplano esquerdo aponta o amortecimento das oscilações, implicando na estabilidade do sistema.

Figura 29 – Autovalores indicativos dos modos de oscilação existentes no sistema modelo de duas áreas.



Fonte: Autoria própria.

A comparação dos modos oscilatórios locais entre a área 1 e área 2 ($H = 6.5s$ para G1 e G2, $H = 6.175s$ para G3 e G4) indica a relação inversa entre a frequência natural das oscilações locais e as inércias equivalentes dos grupos que compõem cada área do sistema. Desta forma, considerando todas as condições e parâmetros dos geradores iguais, porém evidenciando as inércias equivalente diferentes para cada área, é esperado uma maior frequência de oscilação no modo local da área 2.

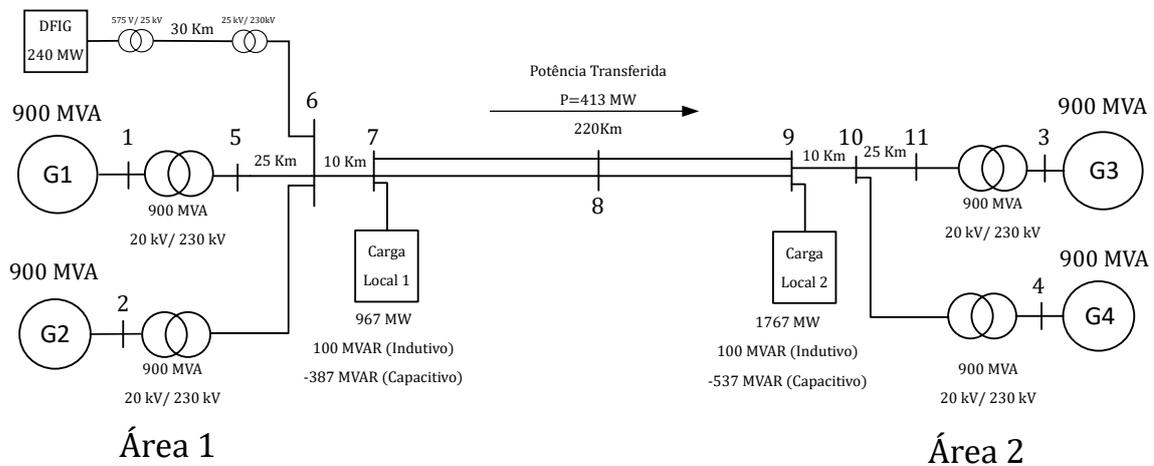
4.2.3 Integração do complexo eólico no sistema teste

Com a integração do sistema eólico tipo DFIG na barra 6 (como mostrado na Figura 30), foram identificados mudanças nos modos oscilatórios eletromecânicos. Nesta nova configuração, aproximadamente 30% da potência ativa que era gerada pelos geradores síncronos G1 e G2 (correspondem a 240MW) na condição sem geração eólica, são agora gerados pelo complexo eólico integrado ao sistemas teste de duas áreas, conforme indicado nas Tabelas 2 e 3. As mudança nas características dinâmicas provocadas pela inserção da geração eólica serão refletidas no comportamento dos modos oscilatórios eletromecânicos.

O fluxo de potência para a condição de operação com a penetração de 30% de geração eólica composta pela topologia de aerogerador DFIG é apresentado pela Tabela 3. Essas condições foram utilizadas como parâmetros de inicialização para o estudo proposto.

A trajetória dos autovalores correspondentes a condição de integração a geração eólica,

Figura 30 – Diagrama unificar do modelo de sistema duas áreas com complexo eólico integrado.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 3 – Fluxo de potência no sistema modelo de duas áreas com 30% de composição eólica na área 1.

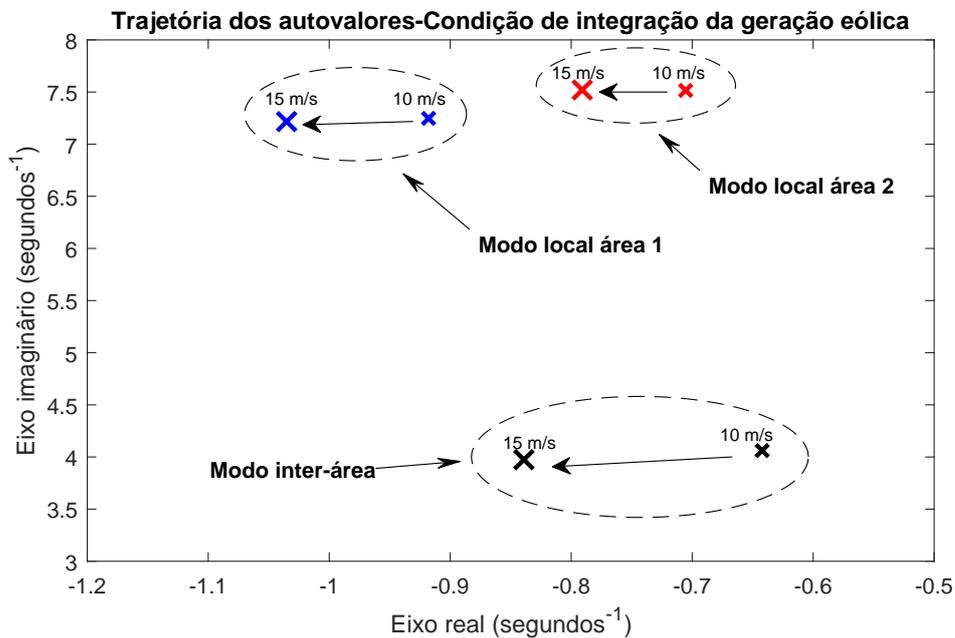
Resultado do fluxo de potência para sistema de duas áreas-base 900 MVA							
Número da Barra	Tipo de Barra	Magnitude tensão (pu)	Ângulo (°)	Potência Ativa Gerada (pu)	Potência Reativa Gerada (pu)	Potência Ativa Demandada (pu)	Potência Reativa Demandada (pu)
1	PV	0,9992	8,341	0,638	0,0697	0	0
2	Referência	0,9988	0	0,638	0,1229	0	0
3	PV	0,998	-15,43	0,7921	0,079	0	0
4	PV	0,9992	-26,02	0,7711	0,081	0	0
5	PQ	0,9919	32,83	0	0	0	0
6	PV	0,9836	24,44	0,274	0	0	0
7	PQ	0,9873	16,22	0	0	1,047	-0,3108
8	PQ	0,9765	2,539	0	0	0	0
9	PQ	1	-10,84	0	0	1,964	-0,4859
10	PQ	0,9912	-2,71	0	0	0	0
11	PQ	0,9919	7,699	0	0	0	0

condicionada a sua composição no sistema, manifestada pelo acréscimo de velocidade do vento, é apresentado pela Figura 31.

O aumento da composição de geração eólica no sistema proporcionou o elevação do amortecimento dos modos oscilatórios eletromecânicos locais. Esse aumento é destacável no modo de local 1 relacionado a inserção de geração eólica neste área. Neste contexto, a presença dos geradores eólicos tipo DFIG integrados aos sistemas tendem ao amortecimento das oscilações. A Tabela 4 apresenta uma comparação entre as condições avaliadas em estudo.

Percebe-se que em todas as condições de operação os modos oscilatórios apresentam um amortecimento maior que o mínimo de amortecimento aceitável em sistema de

Figura 31 – Trajetória dos autovalores correspondentes a condição de integração da geração eólica.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 4 – Autovalores, Frequência e coeficiente de potência correspondentes aos modos de oscilação do sistema de duas áreas.

Configuração	Modos	Autovalores (λ_i)	Frequência (f_i)(Hz)	Fator de amortecimento (ζ_i)(%)
Sem composição do aerogerador DFIG	Local Área 1	$-0,742 \pm j7,35$	1,18	10
	Local Área 2	$-0,781 \pm j7,54$	1,21	10,3
	Inter-área	$-0,58 \pm j4,04$	0,65	14,2
Composição do aerogerador DFIG Velocidade 10 m/s	Local Área 1	$-0,705 \pm j7,515$	1,19	9,3
	Local Área 2	$-0,917 \pm j7,247$	1,15	12,5
	Inter-área	$-0,64 \pm j4,06$	0,64	15,5
Composição do aerogerador DFIG Velocidade 15 m/s	Local Área 1	$-0,79 \pm j7,52$	1,19	10,0
	Local Área 2	$-1,035 \pm j7,216$	1,14	14,2
	Inter-área	$-0,83 \pm j3,97$	0,63	20,4

transmissão (5%) e sua frequência de oscilação exibe um pequena diminuição em sua amplitude.

Procedimento de ajuste do controlador POD e análise dos resultados

5.1 Introdução

Nos capítulos anteriores foram apresentados os conceitos que caracterizam a estabilidade, as ferramentas utilizadas para análise modal e a descrição dos controladores suplementares POD. Ainda foram discutidos os modelos dos sistemas de potência teste e o modelo agregado de complexo eólico de larga escala utilizando a composição de aerogerador DFIG para estudos de oscilações eletromecânicas.

Este capítulo visa apresentar os procedimentos utilizados para o ajuste dos controladores e, posteriormente, analisar os resultados obtidos a partir de simulações computacionais realizadas no software *MATLAB*. O objetivo das simulações é verificar se com a inserção de um controlador suplementar POD no conversor do lado do rotor (na malha de potência ativa) das unidades eólicas compostas por aerogeradores tipo DFIG, é possível melhorar o amortecimento das oscilações eletromecânicas do sistema. Desta forma, o capítulo fica delimitado a:

- Descrição do procedimento de ajuste dos controladores.
- Aplicação dos procedimentos de ajuste (amortecimento dos modos de oscilações eletromecânicas).
- Comparação dos resultados.
- Conclusões a respeito dos resultados obtidos.

Neste trabalho aplicou-se o método dos resíduos para ajustar os parâmetros dos controladores instalados no DFIG.

Todas as etapas do procedimento de determinação das funções de transferência são realizadas com o auxílio das ferramentas computacionais do *Simulink*, mais especificamente as funções da ferramenta *System Identification Toolbox*.

5.2 Método de ajuste dos controladores POD

Na literatura há diversos métodos para o ajuste dos controladores POD ou PSS. O método discutido e aplicado neste trabalho é normalmente conhecido como método clássico. Este método se baseia na modificação dos resíduos da função de transferência de malha aberta com a intenção alocar os polos do sistema. Sua abordagem será detalhada na subseção 5.2.1.

5.2.1 Método dos resíduos

O método dos resíduos é um dos procedimentos de projeto de controladores mais abordados para o ajuste dos controladores suplementar POD. Sua característica simples e prática torna sua abordagem destacável em relação aos outros métodos de ajuste.

O método consiste na determinação dos valores das constantes de tempo T_1 e T_2 e do ganho K_{POD} (para fornecer o amortecimento desejado) de forma a introduzir a compensação de fase necessária ao deslocamento do autovalor de interesse.

O resíduo R_i (equação 5.1) fornece informações sobre a controlabilidade e observabilidade do conjunto entrada-saída para o controlador a um determinado autovalor λ_i de acordo com os autovetores direito ψ_i e esquerdo ϕ_i obtidos da matriz de estados. Portanto o maior resíduo fornecerá maior amortecimento ao modo de oscilação selecionado e conseqüentemente dará a melhor localização para o controlador.

$$R_i = C\psi_i\phi_iB \quad (5.1)$$

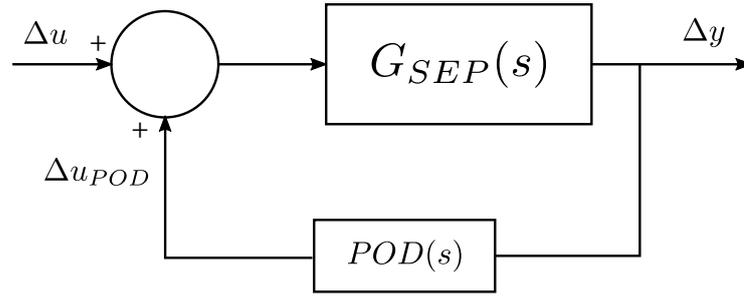
Para o ajuste dos parâmetros do controlador suplementar POD considere o sistema elétrico representado por uma função de transferência $G_{SEP}(s)$ de malha aberta e que $POD(s)$ seja a função de transferência de realimentação dado pelo controlador POD, conforme o diagrama de blocos mostrado na Figura 32.

A função de transferência representativa do controlador POD é descrita de forma separada por:

$$POD(s) = K_{POD}H_{POD}(s) \quad (5.2)$$

onde $H_{POD}(s)$ é a função correspondente a disposição em série do filtro de Washout, do compensador de fase Lead-Lag e do filtro passa baixa.

Figura 32 – Representação do POD inserido no SEP.



Fonte: Autoria própria.

5.2.1.1 Localização dos autovalores no sistemas de malha fechada

A função de transferência de malha fechada que representa a realimentação proporcionada pelo controlador POD é descrita por (5.3):

$$T(s) = \frac{G_{SEP}(s)}{1 - K_{POD}G_{SEP}(s)H_{POD}(s)} \quad (5.3)$$

A partir do calculo das equações característica do denominador da função transferência dada por (5.3) obtêm-se a localização dos polos no plano complexo como:

$$1 - K_{POD}G_{SEP}(s)H_{POD}(s) = 0 \quad (5.4)$$

Estes polos são também os autovalores do sistemas. Avaliando o sistema para uma pequena mudanças nos polos (autovalores) λ_i resultante da realimentação do controlador e assumindo que a função de transferência da planta, G_{SEP} , excitado apenas pelo correspondente autovalor λ_i , em malha aberta, tem-se a solução das equações características dadas por:

$$1 - \frac{R_i}{s - \lambda_i}POD(s) = 0 \quad (5.5)$$

sendo R_i o resíduo correspondente ao autovalor do modo proposto para o amortecimento.

Supondo que o polo do sistema de malha fechada seja deslocado por uma pequena variação $s = (\lambda_i + \Delta\lambda_i)$, a raiz da nova equação característica é resultado da solução de:

$$(\lambda_i + \Delta\lambda_i) - \lambda_i - K_{POD}R_iH_{POD}(\lambda_i + \Delta\lambda_i) = 0 \quad (5.6)$$

Se a mudança no modo for pequena, a função de transferência $H_{POD}(s)$ na vizinhança de $s = \lambda_i$ pode ser representada pela expansão de primeira ordem da serie Taylor:

$$H(\lambda_i + \Delta\lambda_i) = H_{POD}(\lambda_i) + \left(\frac{\partial H_{POD}(s)}{\partial s} \Big|_{s=\lambda_i} \right) \Delta\lambda_i \quad (5.7)$$

Substituindo a equação (5.7) em (5.6) tem-se:

$$\Delta\lambda_i = \frac{K_{POD}R_iH_{POD}(\lambda_i)}{1 - K_{POD}R_i \frac{\partial H_{POD}(\lambda_i)}{\partial \lambda_i}} \quad (5.8)$$

Se o ganho K_{POD} for suficientemente pequeno de tal forma que a condição:

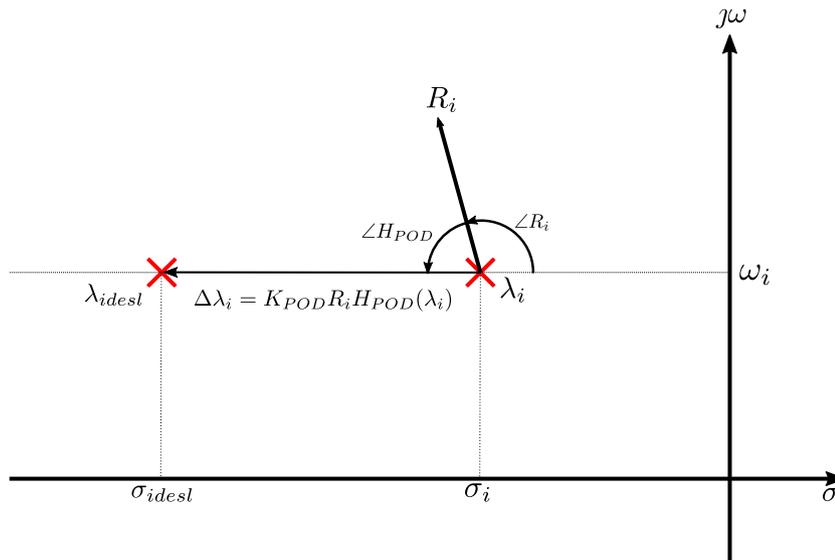
$$\left| K_{POD} R_i \frac{\partial H_{POD}(\lambda_i)}{\partial \lambda_i} \right| \ll 1 \quad (5.9)$$

seja satisfeita, então, a equação (5.10) pode ser reduzida para:

$$\Delta \lambda_i \approx K_{POD} R_i H_{POD}(\lambda_i) \quad (5.10)$$

A análise da expressão (5.10) mostra que para uma malha de controle suplementar composta somente por uma constante K_{POD} , os resíduos indicarão a direção e o sentido pelo qual o polo correspondente se desloca no plano complexo. Desta forma, para ser possível o aumento do amortecimento das oscilações é necessário ajustar os parâmetros da função transferência $H_{POD}(s)$ de forma a direcionar o determinado resíduo para um maior valor negativo λ_{idesl} em relação ao autovalor λ_i no eixo real do plano complexo, como retratado pela figura 33.

Figura 33 – Deslocamento do autovalor devido a aplicação da malha de realimentação do controlador suplementar POD.



Fonte: Autoria própria.

5.2.1.2 Compensação de fase

Para o deslocamento do modo dado pela equação (5.10) e retratado por Figura 33 a fase compensada $\angle H_{POD}$ pode ser estimada por:

$$\angle H_{POD}(\lambda_i) = \pm 180 - \angle R_i \quad (5.11)$$

Caso o ângulo $\angle R_i$ ficar restrito na faixa de valores $0 < \angle R_i < 180^\circ$ então um avanço de fase de $180 - \angle R_i$ é necessária. No caso inverso, quando a valores ficam restritos a faixa $180^\circ < \angle R_i < 360^\circ$, então um atraso de fase de $\angle R_i - 180^\circ$ deve ser aplicado.

Com o objetivo de determinar o valor nominal do limite superior para o ganho K_{POD} , de modo que a aproximação relativa a equação (5.10) possa ser aceitável, é possível definir o limite nominal a partir da relação (5.9) como :

$$\left| K_{POD} R_i \frac{\partial H_{POD}(\lambda_i)}{\partial \lambda_i} \right| = 1 \quad (5.12)$$

Um ganho aceitável pode estar no intervalo $0 < K_{POD} < 0.1K_{POD}$, porem dependerá da natureza do problema (GIBBARD, 2015).

5.2.1.3 Algoritmo de ajuste pelo método dos resíduos

O ajuste dos controladores POD, a partir do método dos resíduos clássico, segue os seguintes passos (YANG, 1998):

1. Determinar a função de transferência equivalente do sistema (G_{SEP});
2. Calcular os resíduos para o modo oscilatório que se pretende amortecer (λ_i);
3. Determinar o ângulo de fase ($\Phi = \angle H_{POD}$) que deve ser compensado pelo controlador a partir da relação descrita em (5.11);
4. Determinar o número (n) de filtros lead-lag para que a compensação não exceda o valor de 120° graus; Geralmente se utiliza dois compensadores lead-lag de forma que cada compensador fique responsável pela compensação de fase de no máximo 60° graus;
5. Determinar as constantes de avanço e atraso de fase (T_1 e T_2 respectivamente). Para este passo deve-se inicialmente calcular valor α por:

$$\alpha = \frac{1 + \text{sen} \left(\frac{\Phi}{n} \right)}{1 - \text{sen} \left(\frac{\Phi}{n} \right)} \quad (5.13)$$

A partir da determinação do valor de α as constantes T_1 e T_2 podem ser calculados por:

$$T_2 = \frac{1}{\omega_i \sqrt{\alpha}} \quad (5.14)$$

$$T_1 = \alpha T_2 \quad (5.15)$$

6. Estimar a constante K_{POD} utilizando a equação aproximada dada por (5.10) e considerando o os limites estabelecidos pela relação dada por (5.12). Este parâmetro pode ser estimado por:

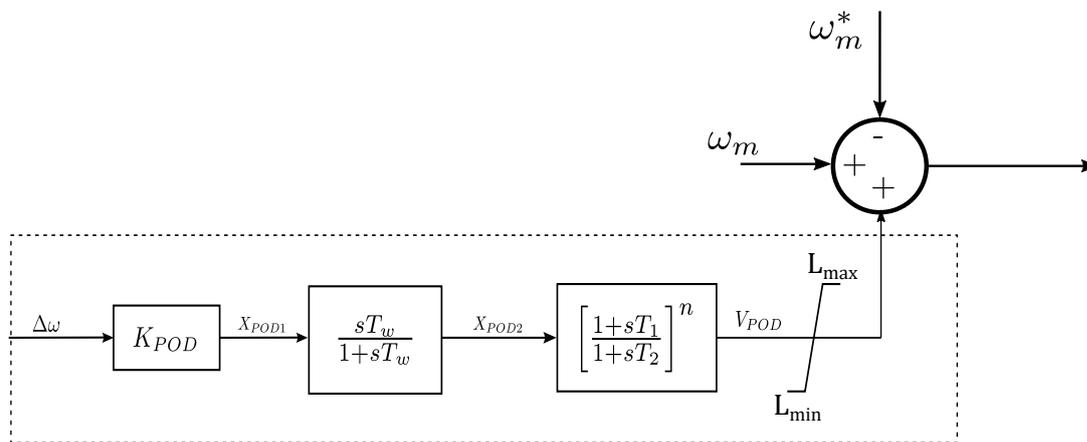
$$K_{POD} = \left| \frac{\lambda_{idesl} - \lambda_i}{R_i H_{POD}(\lambda_i)} \right| \quad (5.16)$$

A partir do algoritmo proposto foram obtidos os parâmetros do controlador para aplicação em simulações. Desta forma, a análise da influência do controlador POD sobre as oscilações eletromecânicas é realizada. Nas próximas seções serão descritos os procedimentos utilizados para ajustar o controlador suplementar POD no sistema teste proposto.

5.3 Amortecimento das oscilações torsionais

No processo de ajuste do controlador POD para redução das oscilações torsionais constatou-se que a aplicação do sinal proveniente da malha de controle de potência ativa, como mostra o esquema da Figura 34, resultou em melhores ajustes dos parâmetros.

Figura 34 – Proposta de instalação do controlador POD na malha de controle de potência ativa do conversor do lado do rotor.



Fonte: Autoria própria.

5.3.1 Determinação da função transferência de malha aberta

Para a determinação do defasamento angular entre as grandezas de saída e de entrada é necessário estabelecer a função de transferência para o sistema ainda não compensado, ou seja, sem a presença do controlador POD.

Sob condição de operação nominal da turbina (velocidade do vento de 15 m/s), a função de transferência correspondente ao complexo eólico pode ser estimado. A determinação da função transferência foi realizada com o auxílio da ferramenta de identificação de sistemas presente no software *MATLAB*. Esta ferramenta possibilita a construção de modelos matemáticos de sistemas dinâmicos usando medições dos sinais de entrada e saída do sistema.

Considerando que o sistema estudado seja independente dos efeitos de outras malhas de controle ou da sua natureza estocástica, a aplicação de uma pequena perturbação no

sistema corresponde a mudanças nos valores de saída. Desta forma é possível estimar a função de transferência equivalente com uma boa margem de precisão.

A partir de um processo de linearização obtêm-se a função de transferência equivalente do sistema correspondente do agrupamento do regulador de potência, regulador de corrente e do gerador. A função de transferência estimada, os autovalores e seus respectivos resíduos são apresentados pelas Tabelas 5 e 6.

Uma análise apurada dos autovalores do sistema de malha aberta apresentados pela Tabela 6 indica a presença de modos eletromecânicos torsionais correspondentes a uma frequência de oscilação de 1,63 Hz (identificado pelos autovalor $\lambda_i = -1,119 \pm j10,27$).

O resíduo do autovalor que corresponde ao modo de oscilação eletromecânica torsional possui direção e sentido indicados pelo eixo aproximado da Figura 35. Para o amortecimento das oscilações torsionais, a malha de controle POD deve ser capaz de ajustar a direção do determinado resíduo no sentido de aumentar o valor negativo da componente real do autovalor correspondente para condição de malha fechada.

A direção e o sentido dos resíduos indicam a defasagem angular entre sinal de entrada do sistema de malha aberta com sua saída. Para o amortecimento das oscilações torsionais deve-se aplicar um sinal amortecedor em fase oposta a perturbação. Desta maneira, as oscilações no sinal de entrada proporcionados pelo controlador deverão estar defasados de 180° das oscilações do sinal de saída. No presente caso, como retratado pela disposição dos resíduos do sistema de malha aberta, a defasagem angular corresponde a aproximadamente $253,65^\circ$ graus.

No caso do procedimento de ajuste dos controladores, há duas possibilidades de compensação de fase para que não se exceda o valor limite de compensação ($\Phi > 60^\circ$) para cada filtro lead-lag (ELKINGTON; GHANDHARI, 2013) (OGATA, 2002). Esta restrição é necessária para garantir margem de fase aceitável e sensibilidade ao ruído em altas

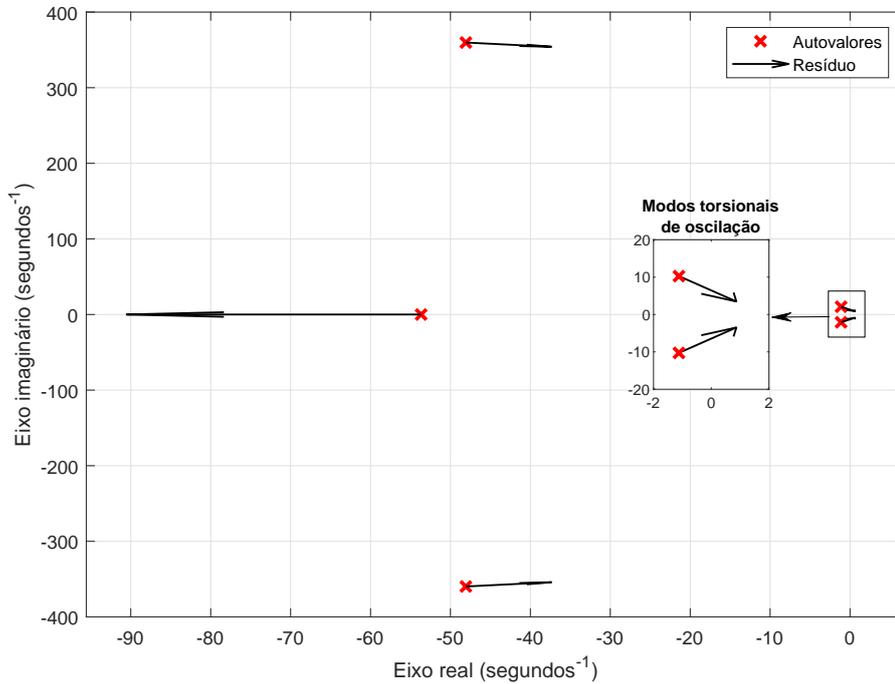
Tabela 5 – Função de transferência equivalente do sistema em malha aberta para oscilações torsionais.

Função de Transferência	
$G_{SEP}(s) = \frac{6,445 \cdot 10^{-9} s^6 - 0,02443 s^5 + -3,644 s^4 + 3458 s^3 - 2,887 \cdot 10^5 s^2 + 2,483 \cdot 10^5 s^1 - 5,948 \cdot 10^6}{s^6 + 507,1 s^5 + 1,913 \cdot 10^5 s^4 + 5,614 \cdot 10^7 s^3 + 2,655 s^2 + 1,156 \cdot 10^{10} s^1 + 2,68 \cdot 10^{11}}$	

Tabela 6 – Autovalores e Resíduos da função de transferência de malha aberta.

Autovalores (λ_i)	Resíduos (R_i)
$-4,807 \cdot 10^1 + j3,597 \cdot 10^2$	$8,70 \cdot 10^{-4} - j4,559 \cdot 10^{-4}$
$-4,807 \cdot 10^1 - j3,597 \cdot 10^2$	$8,70 \cdot 10^{-4} + j4,559 \cdot 10^{-4}$
$-3,550 \cdot 10^2$	$-0,0234$
$-53,665$	$-0,003$
$-1,119 + j10,27$	$1,427 \cdot 10^{-4} - j4,867 \cdot 10^{-4}$
$-1,119 - j10,27$	$1,427 \cdot 10^{-4} + j4,867 \cdot 10^{-4}$

Figura 35 – Autovalores e resíduos da função de transferência de malha aberta.



Fonte: Autoria própria.

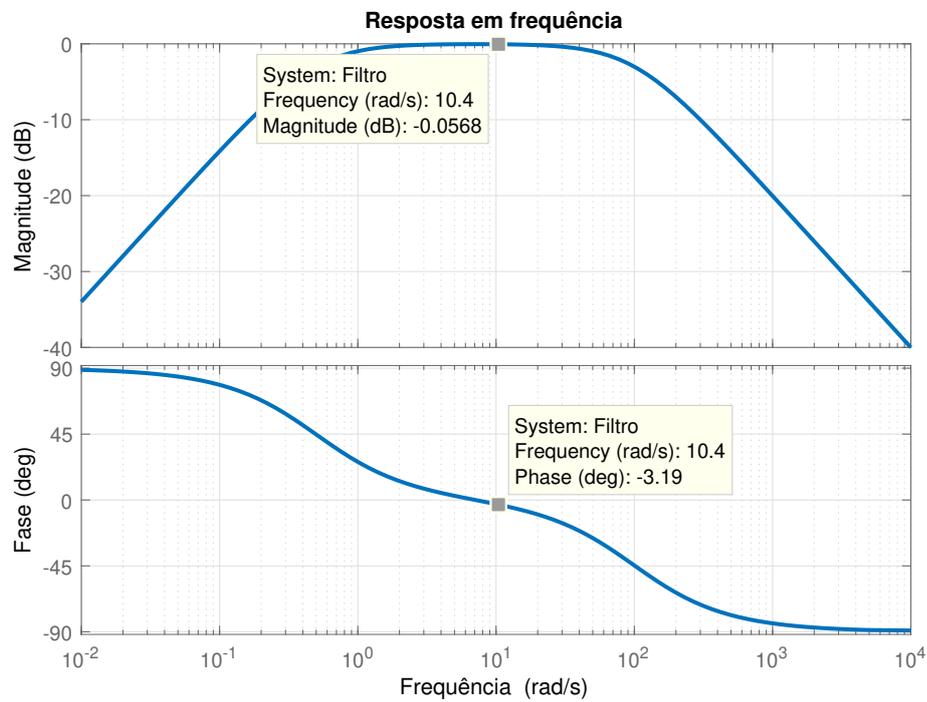
frequências. A primeira consiste em uma compensação de fase que proporcione um defasamento em oposição entre as grandezas de entrada e de saída do sistema. Em alguns casos, entretanto, quando o ângulo de fase excede o valor limite (maior que 120°) exige-se a adição de mais um filtro lead-lag, tornando o sistema mais complexo. Para contornar esse inconveniente, recomenda-se que o ajuste dos parâmetros para a compensação de fase proporcione a coincidência de fases entre as grandezas de entrada e de saída do sistema. Neste caso a realimentação do controlador deverá ser negativa para aplicar o defasamento de 180° .

5.3.2 Aplicação do método dos resíduos

Para iniciar o procedimento de ajuste do controlador suplementar POD, deve-se preliminarmente determinar a constante do filtro de Washout. No caso deste trabalho optou-se pela valor típico de $T_w = 2$ para a aplicação de uma frequência de corte suficiente para filtrar frequências elevadas e que poderiam estar contidas no sinal de entrada do POD (MONDAL, 2014).

A composição do filtro passa baixa, dado pela constante de tempo do sensor T_{sensor} , com o filtro Washout, resulta em um filtro passa faixa. A resposta em frequência do conjunto de filtros é retratado pela Figura 36.

Figura 36 – Resposta em frequência do filtro passa faixa.



Fonte: Autoria própria.

Este filtro resulta em uma defasagem de aproximadamente $-3,19^\circ$ para o modo torsional de interesse. Desta maneira, o efeito do filtro na disposição dos resíduos do sistema compensado pode ser considerado desprezível.

Aplicando os passos apresentados na subseção 5.2.1, os valores estimados do controle suplementar são obtidos. As equações (5.17) à (5.21) exemplificam os cálculos aplicando o método dos resíduos. Inicialmente são identificados os autovalores e os resíduos do modo de oscilação torsional correspondente.

$$\lambda_i = -1,119 + j10,27 \quad R_i = 1,427 \cdot 10^{-4} - j4,867 \cdot 10^{-4} \quad (5.17)$$

Após a delimitação dos autovalores e resíduos, determina-se o ângulo de fase Φ que o controlador deve compensar para contribuir no amortecimento das oscilações.

$$\Phi = \pm 180 - \angle R_i = 253,65^\circ \quad (5.18)$$

No caso indicado pelo ângulo de fase calculado em (5.18), há duas possibilidades de ajuste. A primeira corresponde a um atraso de fase de -73° , com realimentação positiva, enquanto a segunda corresponde a um avanço de fase de 106° , com uma realimentação negativa (para proporcionar um defasamento de 180°). Neste trabalho optou-se pela aplicação do atraso de fase de 73° , devido a menor amplitude de compensação e menor valor da constante K_{POD} exigido.

O valor de α que corresponde à relação entre as constantes de compensação de fase aplicados ao filtro lead-lag, é calculado por:

$$\alpha = \frac{1 + \operatorname{sen}\left(\frac{\Phi}{n}\right)}{1 - \operatorname{sen}\left(\frac{\Phi}{n}\right)} = 3,993 \quad (5.19)$$

$$T_2 = \frac{1}{\omega_i \sqrt{\alpha}} = 0,0487 \quad T_1 = \alpha T_2 = 0,1945 \quad (5.20)$$

Com o auxílio do Lugar das raízes de malha fechada com o controlador (retratado pela Figura 38), e confirmado pela aplicação da equação (5.21) foi possível determinar a constante K_{POD} . O valor calculado é dado por:

$$K_{POD} = \left| \frac{\lambda_{idesl} - \lambda_i}{R_i H_{POD}(\lambda_i)} \right| = 300 \quad (5.21)$$

A Figura 37 apresenta uma comparação entre os resíduos do sistema de malha aberta sem a aplicação do controlador suplementar POD e os resíduos de malha fechada com a aplicação do controlador. A disposição dos resíduos indica que o ajuste foi efetivo em contribuir com o aumento do amortecimento do modo de oscilação desejado.

A partir do lugar das raízes, como é exposto pela Figura 38, identifica-se a região de maior atenuação, ou seja, a região que representa a melhor condição de estabilidade e amortecimento para o sistema. Desta forma, o lugar das raízes do sistema compensado (aplicação do controlador POD) indica a existência de um valor máximo para o valor da constante K_{POD} no qual o controlador pode contribuir com o amortecimento do sistema. Valores maiores que este ganho reduzem o amortecimento das oscilações, como indicado na Figura 38.

A função de transferência do controlador POD obtida por meio do método dos resíduos é apresentada na Tabela 7. Vale ressaltar que para o controlador foram utilizados dois blocos lead-lag do tipo atraso de fase.

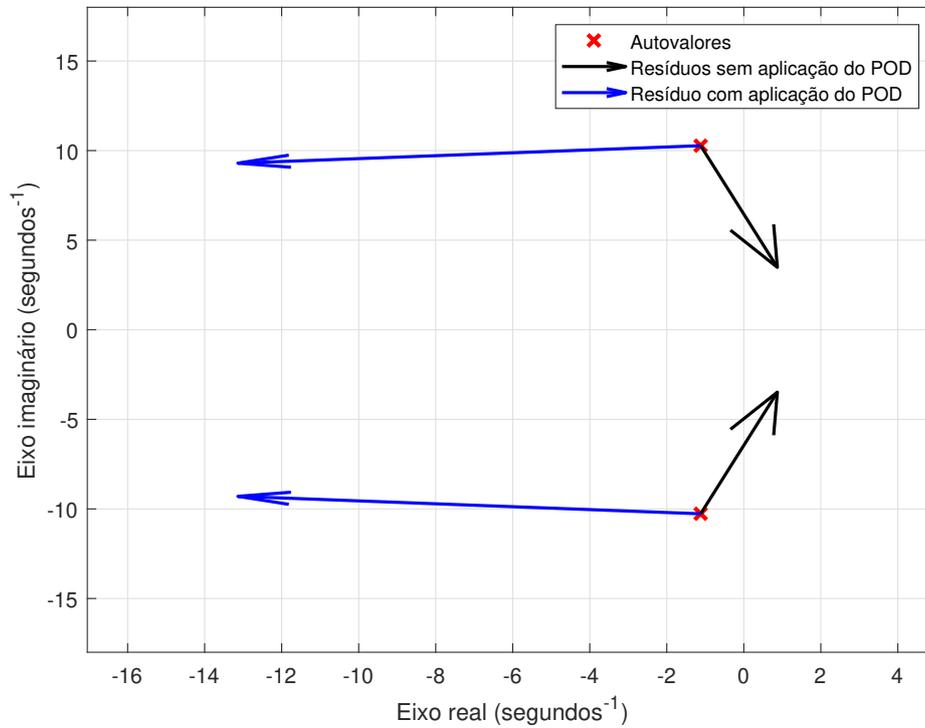
Tabela 7 – Função de transferência do controlador POD para atenuação de oscilações torsionais.

Função de Transferência do controlador POD
$POD(s) = 300 \left[\frac{1}{1 + 0,01s} \right] \left[\frac{2s}{1 + 2s} \right] \left[\frac{1 + 0,1945s}{1 + 0,0487s} \right]^2$

5.3.3 Resultados de simulação

Com o controlador POD projetado, o modelo é implementado em ambiente *MATLAB/SIMULINK* e aplicado no sistema em estudo.

Figura 37 – Comparação entre os resíduos do sistema com e sem aplicação do controlador POD para modo oscilatório torsional.



Fonte: Autoria própria.

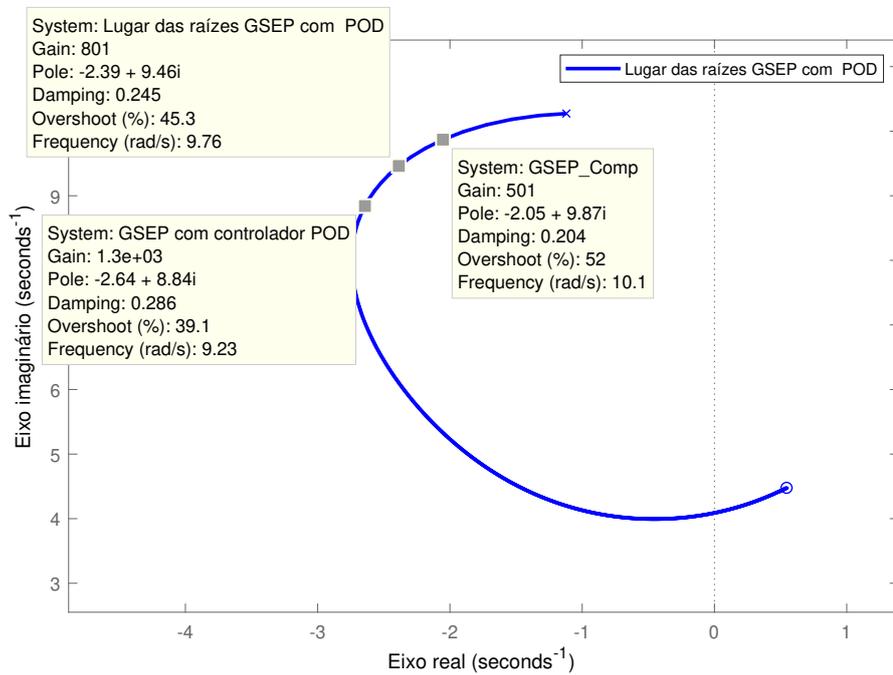
As respostas no tempo das variações de velocidade, ilustrado nas Figuras 39 e 40, mostram o desempenho dinâmico do sistema, de forma comparativa, entre as operações com e sem o controlador POD. Este desempenho dinâmico é caracterizado pelo comportamento da variação de velocidade do aerogerador no tempo.

A Figura 39 apresenta o comportamento dinâmico do variação da velocidade do gerador quando ocorre uma pequena perturbação (menor que 1% do valor nominal) no regulador de potência (local onde foi introduzido o controlador POD). Aplicando esta perturbação permite-se observar, de forma clara, o amortecimento das oscilações torsionais.

A Figura 40 mostra o comportamento dinâmico do desvio de velocidade do gerador quando ocorre um degrau positivo na velocidade do vento. A resposta indica o aumento do nível de amortecimento das oscilações eletromecânicas de baixa frequência quando foi inserido o controlador POD nas malhas de potência ativa do conversor lado rotor.

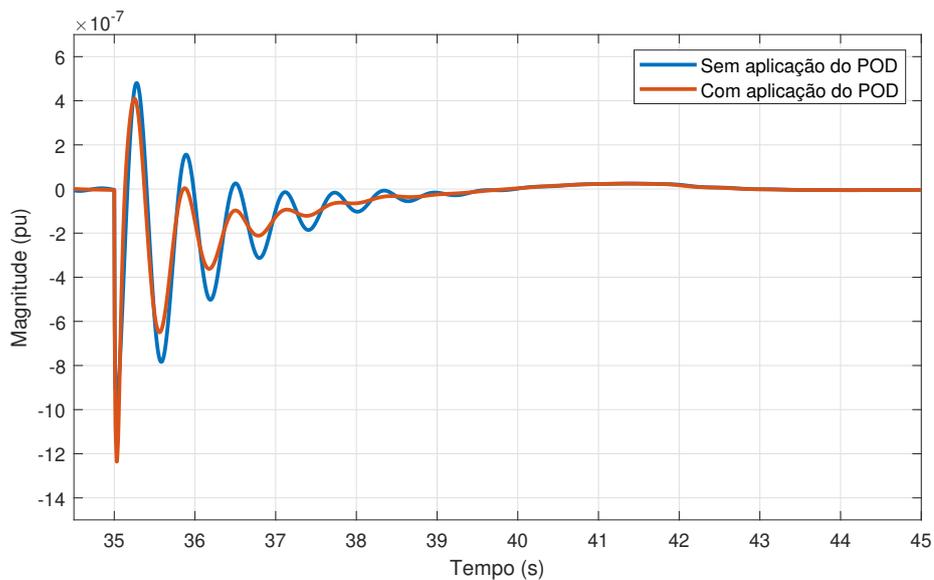
Desta forma, pode-se constatar de maneira bem acentuada que a aplicação do método dos resíduos para ajuste do controlador POD proporcionou o amortecimento das oscilações torsionais. Este amortecimento ocorreu pela aplicação de uma parcela de conjugado mecânico em fase com a variação de velocidade.

Figura 38 – Lugar das raízes do sistema de malha fechada com o controlador POD.



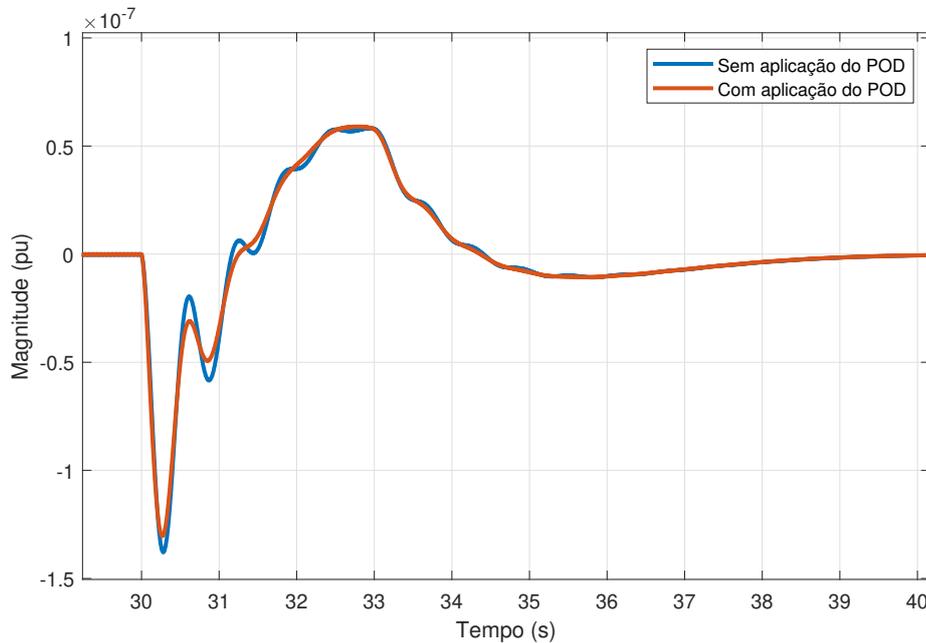
Fonte: Autoria própria.

Figura 39 – Variação da velocidade do aerogerador para uma pequena perturbação aplicada no regulador de velocidade.



Fonte: Autoria própria.

Figura 40 – Variação de velocidade do aerogerador para uma pequena perturbação na velocidade do vento.



Fonte: Autoria própria.

5.4 Amortecimento dos modos de oscilação local e inter-área

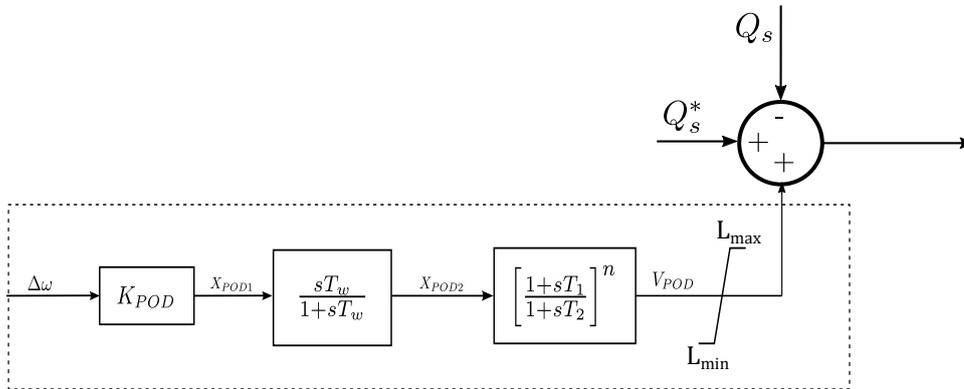
Para o amortecimento dos modos de oscilação local e inter-área optou-se pela aplicação do sinal de saída do controlador POD na malha de controle de potência reativa (Figura 41). Esta escolha se deve pela influência direta que malha de controle de potência reativa tem sobre a tensão terminal do gerador, que corresponde a grandeza elétrica do aerogerador mais sensível a mudanças provenientes da rede externa.

5.4.1 Determinação da função transferência de malha aberta

O modelo do sistema de duas áreas descrito na seção 4.2 deste trabalho é utilizado em simulações para investigação do procedimento de ajuste pelo método dos resíduos para os mais variados modos de oscilações eletromecânicas existentes em um SEP. O objetivo principal é avaliar o procedimento de ajuste dos controladores POD utilizados para atenuação das oscilações eletromecânicas de natureza local e inter-área, isto é, oscilações dos ângulos do rotor dos geradores síncronos e oscilações no ângulo de tensão dos barramentos. Desta forma, o aerogerador DFIG ficará responsável pela atenuação das oscilações locais e inter-área a partir do seu controlador POD.

No caso proposto para investigação, a grandeza aplicada como entrada do controlador

Figura 41 – Proposta de instalação do controlador POD na malha de controle de potência reativa do conversor do lado do rotor.



Fonte: Autoria própria.

POD é a variação da velocidade do ângulo entre a fase das tensões da barra dos geradores em relação a barra 6. Esta grandeza é utilizada pois apresenta, em maior ou menor grau, todos os modos oscilatórios percebidos pelos geradores síncronos da área 1.

Com o auxílio da ferramenta de identificação de sistemas, a função de transferência equivalente do sistema pode ser estimada para a condição operacional estabelecida. Os autovalores e seus respectivos resíduos são apresentados nas Tabelas 8 e 9.

A resposta em frequência da função de transferência de malha aberta, retratado pela Figura 42, indica a intensificação dos sinais de frequência de oscilação e o correspondente defasamento angular relativo aos modos locais e inter-área.

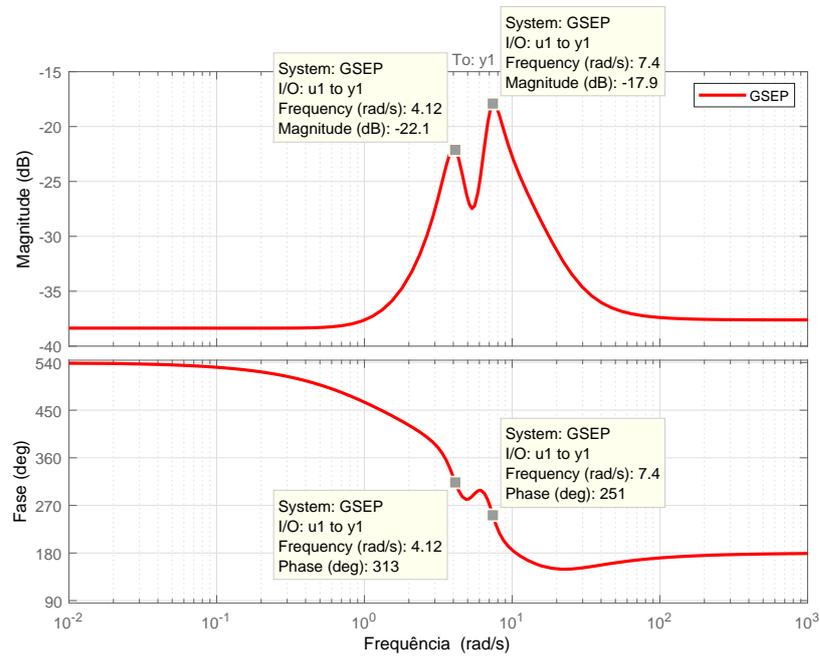
A análise do lugar das raízes do sistema de malha aberta (como apresentado pela figura 43) indica a trajetória dos autovalores correspondente ao modo de oscilação local

Tabela 8 – Função de transferência equivalente do sistema em malha aberta para oscilações locais e inter-área.

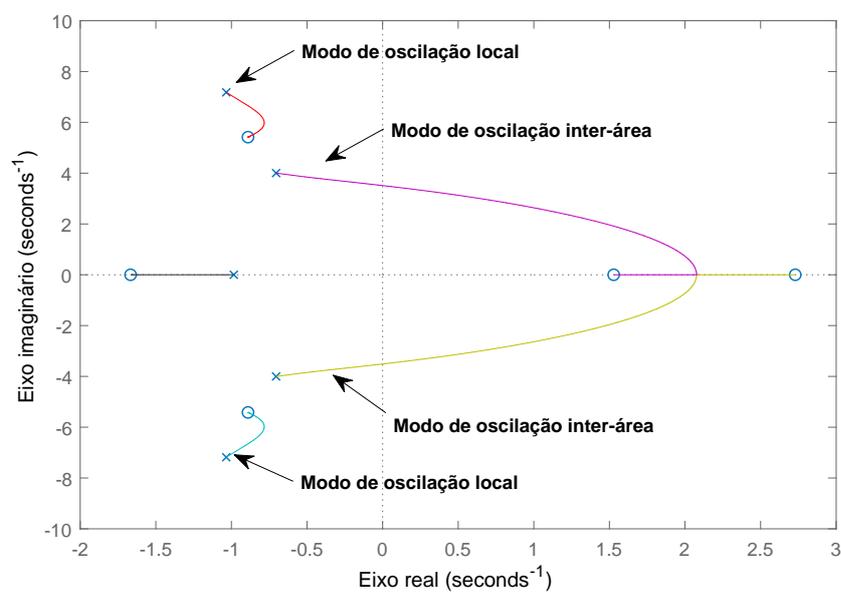
Função de Transferência	
$G_{SEP}(s) = \frac{-0,0131s^7 - 0,529s^6 - 7,968s^5 - 4,622s^4 - 141,1s^3 + 657,1s^2 + 501,5s - 1699}{s^7 + 24,12s^6 + 327s^5 + 2397s^4 + 1,692 \cdot 10^4 s^3 + 4,952 \cdot 10^4 s^2 + 1,774 \cdot 10^5 s + 1,407 \cdot 10^{-5}}$	

Tabela 9 – Autovalores e Resíduos da função de transferência de malha aberta.

Autovalores (λ_i)	Resíduos (R_i)
$-9,82866 + j8,2403$	$-0,1779 + j0,2487$
$-9,82866 - j8,2403$	$-0,1779 - j0,2487$
$-1,0340 + j7,1816$	$-0,0329 - j0,1297$
$-1,0340 - j7,1816$	$-0,0329 + j0,1297$
$-0,7042 + j4,002$	$-0,0450 - j0,0385$
$-0,7042 - j4,002$	$-0,0450 + j0,0385$
$-0,9841$	$0,0117$

Figura 42 – Resposta em frequência do sistema G_{SEP} de malha aberta.

Fonte: Autoria própria.

Figura 43 – Lugar das raízes para o sistema G_{SEP} de malha aberta para realimentação positiva.

Fonte: Autoria própria.

e inter-área para um acréscimo da constante K_{POD} . Em todos os modos observados um acréscimo no ganho K_{POD} proporciona a redução da frequência e do amortecimento das oscilações.

5.4.2 Aplicação do método dos resíduos

De forma similar ao procedimento adotado na seção 5.3, são identificados os autovalores e os resíduos do modo de oscilação local e inter-área correspondente. O autovalor que corresponde ao modo de oscilação local é identificado por:

$$\lambda_i = -1,0340 + j7,1816 \quad R_i = -0,0329 - j0,1297 \quad (5.22)$$

O ângulo de fase Φ que o controlador deve compensar para contribuir no amortecimento das oscilações e calculado por:

$$\begin{aligned} \Phi &= +180 - \angle R_i = 255,76^\circ \\ \Phi &= -180 - \angle R_i = -104,23^\circ \end{aligned} \quad (5.23)$$

Nesta aplicação optou-se pela utilização de um controlador de avanço de fase de $\Phi = 75,76^\circ$ com realimentação negativa para não obter um controlador que tenha um valor de constante K_{POD} muito alto.

O valor de α que corresponde á relação entre as constantes de compensação de fase aplicados ao filtro lead-lag são:

$$\alpha = \frac{1 + \operatorname{sen}\left(\frac{\Phi}{n}\right)}{1 - \operatorname{sen}\left(\frac{\Phi}{n}\right)} = 0,2391 \quad (5.24)$$

$$T_2 = \frac{1}{\omega_i \sqrt{\alpha}} = 0,2847 \quad T_1 = \alpha T_2 = 0,681 \quad (5.25)$$

E a constante K_{POD} é estimado para um deslocamento do autovalor ($\lambda_{idest} - \lambda_i = -0,5$) por:

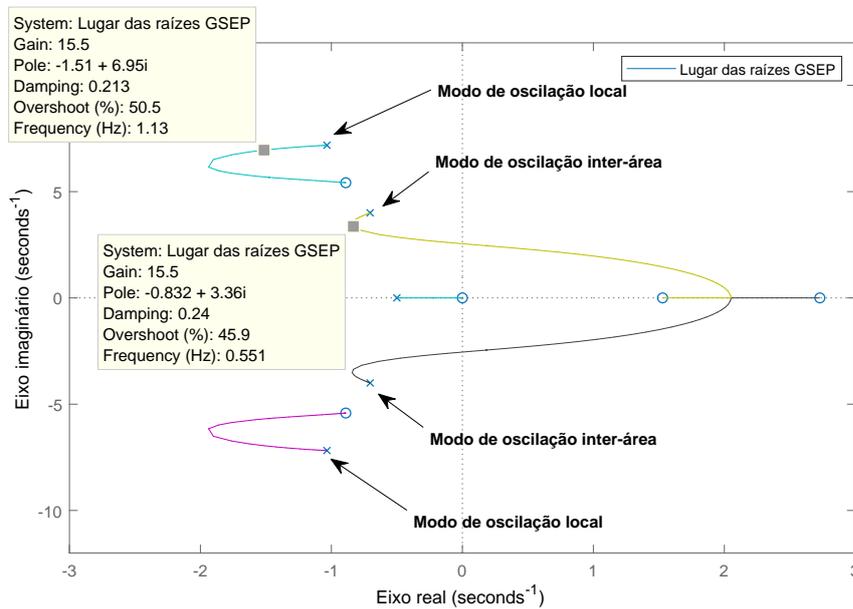
$$K_{POD} = \left| \frac{\lambda_{idest} - \lambda_i}{R_i H_{POD}(\lambda_i)} \right| = 15 \quad (5.26)$$

Considerando o lugar das raízes do sistema com a aplicação do controlador POD, como retratado pela Figure 44, para o amortecimento de ambas os modos de oscilação, o valor do ganho K_{POD} deve ser no máximo de 15,5. Valores acima deste ganho provocam a redução do amortecimento das oscilações inter-área.

A disposição dos resíduos do sistema compensado e não compensado pelo controlador POD (retratada pela Figura 45) indica um ajuste suficiente para alterar a direção e sentido dos resíduos, e assim, contribuir com o aumento do amortecimento do modo de oscilação.

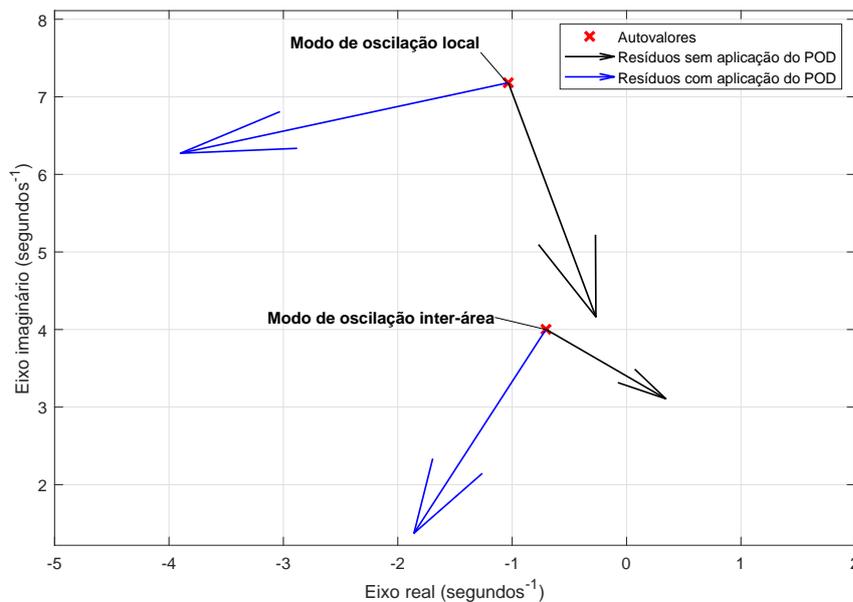
A função de transferência do controlador POD obtida pelo método dos resíduos é apresentada pela Tabela 10. Os dois blocos lead-lag aplicados são do tipo avanço de fase.

Figura 44 – Lugar das raízes do sistema G_{SEP} com a aplicação do POD para realimentação positiva.



Fonte: Autoria própria.

Figura 45 – Comparação entre os resíduos do sistema com e sem o aplicação controlador POD para os modos oscilatórios locais e inter-área.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 10 – Função de transferência do controlador POD para atenuação de oscilações locais e inter-área.

Função de Transferência do controlador POD

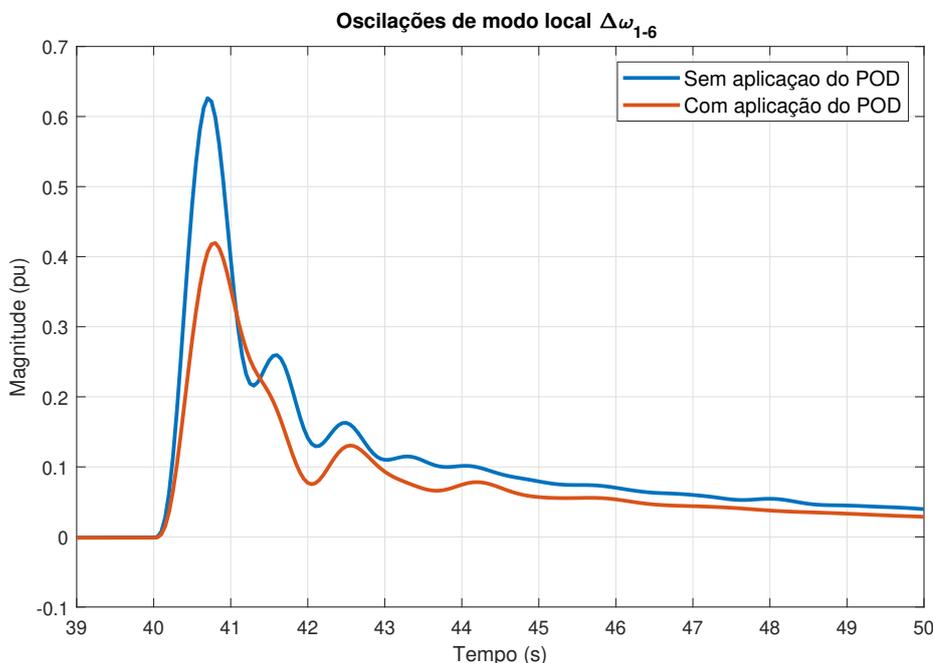
$$POD(s) = 15 \left[\frac{1}{1 + 0,01s} \right] \left[\frac{2s}{1 + 2s} \right] \left[\frac{1 + 0,0681s}{1 + 0,2847s} \right]^2$$

5.4.3 Resultados de simulação

Para avaliação dos ajustes obtidos pelo método dos resíduos foram realizadas simulações com o intuito de comparar o efeito dos controladores POD sobre o amortecimentos dos modos de oscilação local e inter-área.

As respostas obtidas das simulações, apresentadas nas Figuras 46 e 47, correspondem ao resultado de uma pequena perturbação em degrau na potência gerada. Vale destacar que as respostas obtidas contém uma superposição do modos oscilatórios e que sua característica assimétrica é proveniente da perturbação em degrau.

Figura 46 – Comparação entre as oscilações de modo local relativos ao desvio de velocidade angular entre as barras 1 e 6, com e sem a aplicação do controlador POD.

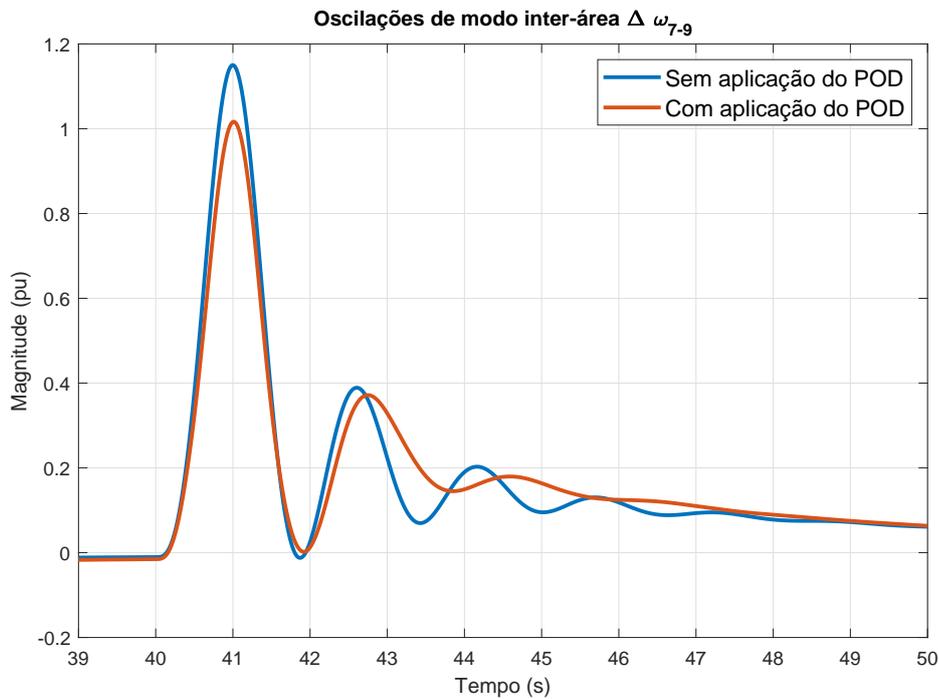


Fonte: Autoria própria.

As oscilações inter-área correspondentes a uma pequena perturbação em degrau na potência gerada no tempo de 40 segundos pelo gerador G1 são apresentados de forma

comparativa pela Figura 47. Esta comparação corresponde a resposta do sistema para as condições sem e com aplicação do POD.

Figura 47 – Comparação entre as oscilações de modo inter-área relativos ao desvio da velocidade angular entre as barras 7 e 9, com e sem a aplicação do controlador POD.



Fonte: Autoria própria.

A análise dos resultados indica um razoável amortecimento das oscilações local e inter-área proporcionado pela inclusão do controlador POD no sistema de controle do aerogerador DFIG, validando a proposta de ajuste pelo método dos resíduos para a condição estabelecida.

5.5 Conclusões sobre os resultados obtidos

Com base na análise dos resultados, do método dos resíduos nota-se:

- No procedimento de ajuste pelo método de resíduos, a determinação dos parâmetros de compensação é baseado na estimativa da função de transferência equivalente de malha aberta e na mudança da localização autovalor do modo correspondente no plano complexo no sistema de malha fechada, para o incremento do ganho K_{POD} . Desta forma, comparando os métodos de ajuste baseados na resposta em frequência e pelo método dos resíduos percebe-se claramente que a análise baseada

em alocação dos autovalores a partir do método dos resíduos apresenta uma maior precisão;

- As relações (5.8) e (5.9) fornecem estimativas úteis de como os autovalores se deslocam no plano complexo com o aumento no ganho K_{POD} . No entanto, em aplicações multi-máquinas, a análise dos autovalores pode revelar que o efeito de polos e zeros do sistema pode acarretar no desvio da trajetória do modo oscilatório correspondente de um deslocamento à esquerda (maior amortecimento) para altos valores do ganho K_{POD} ;
- Nos casos apresentados, o método dos resíduos pode fornecer uma base para determinar a função de transferência do POD e gerar valores aceitáveis para as mudanças as de modo com o aumento do ganho de K_{POD} . No entanto, o desempenho do precisa ser validado de uma maneira abrangente para uma faixa de condições operacionais usando um pacote de software que possibilite a avaliação do comportamento dinâmico para pequenas perturbações, particularmente avaliando a aplicação do método em sistemas multi-máquina;
- Para a utilização de método dos resíduos de forma satisfatória exige-se a determinação precisa dos resíduos de todos os modos oscilatórios nos quais o gerador participa significativamente.

Conclusão

A crescente participação da geração eólica nos sistemas elétricos de potência deu origem a novos desafios à operação, controle e estabilidade dos sistemas elétricos de potência modernos. Os aerogeradores DFIG tornaram-se adequados para contribuir no amortecimento das oscilações eletromecânicas. Desta forma, os dispositivos conhecidos como POD começaram a ser adicionalmente equipados aos sistemas de controle das turbinas eólicas e usados para possibilitar o amortecimento das oscilações de potência.

Neste sentido, essa dissertação propôs uma avaliação dos procedimentos de ajuste de uma malha de controle suplementar via POD, inserido nos sistema de controle das unidades de geração eólica do tipo DFIG com a finalidade de melhorar a margem de estabilidade dos sistemas elétricos. Inicialmente foram realizados estudos preliminares para identificação dos modos de oscilação eletromecânicos dominantes no sistema teste proposto para, posteriormente, analisar a influência dos aerogeradores tipo DFIG no comportamento dinâmico dos sistemas elétricos. Os resultados preliminares indicaram que o aumento da composição de geração eólica no sistema proporcionou a elevação do amortecimento dos modos eletromecânicos local e interárea.

Para verificar a eficácia do procedimento de ajuste e inserção de controladores POD no sistema de controle do conversor do lado do rotor do aerogerador DFIG foram realizadas simulações através do software *MATLAB*. A partir de comparações realizadas conclui-se que os ajustes promovidos pela aplicação do método dos resíduos resultaram no amortecimento dos modos de oscilação desejados. Deve-se destacar que os ajustes são válidos apenas para a condição estabelecida nestes estudos, sendo esta uma das limitações do método.

As conclusões específicas obtidas foram:

- Os aerogeradores DFIG tem pouca influência sobre o amortecimento das oscilações, porem eles podem afetar indiretamente o comportamento dinâmico dos sistemas.
- A utilização de controladores lineares para amortecimento das oscilações podem não ser adequadamente ajustados para toda a faixa de operação dos sistemas e para todo tipo perturbação.

- Para aplicações relativas do método dos resíduos é necessário obter a função transferência equivalente de malha aberta correspondente ao sistema. Esta condição pode ser de difícil estimativa para sistemas multi-máquina.

6.1 Trabalhos Futuros

O presente trabalho propôs avaliar os procedimentos de ajuste e a influência dos controladores POD na atenuação das oscilações eletromecânicas presentes no SEP. Neste contexto, os seguintes trabalhos futuros com relação ao tema podem ser propostos:

- Desenvolver métodos de ajuste dos controladores POD para um conjunto definido de operações dos sistemas de potência.
- Investigar a atuação dos controladores em sistemas de potência de larga escala.
- Desenvolver e avaliar um procedimento iterativo abordando o método dos resíduos para melhoria na precisão dos ajustes.
- Investigar se a interação entre os dispositivos PSS aplicados as máquinas síncronas com os POD inseridos nos Parques Eólicos proporcionam uma melhora nos níveis de amortecimento das oscilações eletromecânicas do sistema.

Referências

ABEEÓLICA. **Boletim Anual de Geração Eólica**. 2018. 15 p. Disponível em: <http://abeeolica.org.br/wp-content/uploads/2019/05/Boletim-Anual{_}2018.>

RAMPINELLI, G. A.; Rosa Junior, C. G. da. Análise da Geração Eólica na Matriz Brasileira de Energia Elétrica. **Revista Ciências Exatas e Naturais**, v. 14, n. 2, p. 271–300, 2012. ISSN 1518-0352. Disponível em: <<http://www.gnresearch.org/doi/10.5935/RECEN.2012.02.07>>.

CAVADOS, G. d. A. **Análise do impacto da introdução das fontes intermitentes no setor elétrico brasileiro: Estudo de caso da região nordeste**. 109 p. Tese (Dissertação de mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2015.

BLAABJERG, F. et al. **Advanced Control of Doubly Fed Induction Generator for Wind Power Systems**. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2018. ISBN 9781119172093. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/9781119172093>>.

SLOOTWEG, J.; KLING, W. The impact of large scale wind power generation on power system oscillations. **Electric Power Systems Research**, v. 67, n. 1, p. 9–20, oct 2003. ISSN 03787796. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0378779603000890>>.

SINGH, M. et al. Interarea Oscillation Damping Controls for Wind Power Plants. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 6, n. 3, p. 967–975, jul 2015. ISSN 1949-3029. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6901255/>>.

MODI, N.; SAHA, T. K.; MITHULANANTHAN, N. Effect of wind farms with doubly fed induction generators on small-signal stability ; A case study on Australian equivalent system. In: **2011 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies**. IEEE, 2011. p. 1–7. ISBN 978-1-4577-0875-6. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6167076/>>.

GAUTAM, D.; VITTAL, V.; HARBOUR, T. Impact of Increased Penetration of DFIG-Based Wind Turbine Generators on Transient and Small Signal Stability of Power Systems. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 24, n. 3, p. 1426–1434, aug 2009. ISSN 0885-8950. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4912364/>>.

NGAMROO, I. Review of DFIG wind turbine impact on power system dynamic performances. **IEEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering**,

- v. 12, n. 3, p. 301–311, may 2017. ISSN 19314973. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/tee.22379>>.
- KUNDUR, P.; BALU, N. J.; LAUBY, M. G. **Power System Stability and Control**. Edição, 1°. New York: McGraw-Hill Education, 1994. 1200 p. ISBN 007035958X.
- CAI, L.; ERLICH, I. Simultaneous coordinated tuning of PSS and FACTS controller for damping power system oscillations in multi-machine systems. In: **2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings**,. IEEE, 2003. v. 2, p. 136–141. ISBN 0-7803-7967-5. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1304301/>>.
- ROGERS, G. **Power System Oscillations**. 1. ed. Boston, MA: Springer US, 2000. 328 p. ISBN 978-1-4613-7059-8. Disponível em: <<http://link.springer.com/10.1007/978-1-4615-4561-3>>.
- PADIYAR, K. R. **Power System Stability and Control**. 3. ed. Bangalore: BS Publications, 2008. 584 p. ISBN 81-7800-186-1.
- EREMIA, M.; SHAHIDEHPOUR, M. (Ed.). **Handbook of Electrical Power System Dynamics**. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2013. 976 p. ISBN 9781118516072. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/9781118516072>>.
- ANDERSON, P. M.; FOUAD, A. A. **Power System Control and Stability**. 2. ed. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2002. 672 p. ISBN 978-0-471-23862-1.
- VIEIRA, D. J. A. **Aplicações de controle preventivo baseadas em árvore de decisão para aumentar a sobrevivência a afundamentos de tensão dos geradores de indução duplamente alimentados**. 126 p. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade do Pará, 2018.
- MONDAL, D.; CHAKRABARTI, A.; SENGUPTA, A. **Power System Small Signal Stability Analysis and Control**. 1. ed. Londres: Elsevier, 2014. 328 p. ISBN 9780128005729. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/C2013018470X>>.
- SAVELLI, D. C. **Síntese de sinais e escolha de estrutura de controladores de sistemas elétricos de potência interligados considerando robustez a perturbações externas**. 113 p. Tese (Dissertação de mestrado), 2007.
- ANAYA-LARA, O. et al. **Wind Energy Generation: Modelling and Control**. 1°. ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2009. 288 p. ISBN 978-0-470-71433-1.
- IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies. **IEEE**, p. 1–56, Aug 1992.
- BARRA, S. R. d. S. **Análise de robustez da estabilidade angular de sistemas de potência**. 67 p. Tese (Trabalho de conclusão de curso) — Universidade de São Paulo, 2017.
- MENDOZA-ARMENTA, S.; DOBSON, I. Applying a Formula for Generator Redispatch to Damp Interarea Oscillations Using Synchrophasors. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 31, n. 4, p. 3119–3128, jul 2016. ISSN 0885-8950. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7305841/>>.

MESSINA, A. R. **Inter-area Oscillations in Power Systems: A Nonlinear and Nonstationary Perspective**. Springer US, 2009. 275 p. (Power Electronics and Power Systems). ISBN 9780387895307. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=Yi8UjGGzhWEC>>.

FERNANDES, T. C. d. C. **Aplicação de técnicas de estimação modal para análise da estabilidade a pequenas perturbações de sistemas de distribuição com geração distribuída**. 150 p. Tese (Dissertação de mestrado) — Universidade de São Paulo, 2012.

MARPLE, S. L. **Digital Spectral Analysis: Second Edition**. San Diego, California: Prentice-Hall, 1987. 492 p.

PAL, B.; MEI, F. Modelling adequacy of the doubly fed induction generator for small-signal stability studies in power systems. **IET Renewable Power Generation**, v. 2, n. 3, p. 181–190, sep 2008. ISSN 1752-1416. Disponível em: <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-rpg{_}20070>.

FAN, L.; MIAO, Z. **Modeling and Analysis of Doubly Fed Induction Generator Wind Energy Systems**. Elsevier, 2015. 1–145 p. ISBN 9780128029695. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/C20140037938>>.

FORTMANN, J. **Modeling of Wind Turbines with Doubly Fed Generator System**. 1. ed. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2015. ISBN 978-3-658-06881-3. Disponível em: <<http://link.springer.com/10.1007/978-3-658-06882-0>>.

TARNOWSKI, G. C. **Metodologia de Regulação da Potência Ativa para Operação de Sistemas de Geração Eólica com Aerogeradores de Velocidade Variável**. 1–123 p. Dissertação (Mestrado), Porto Alegre, 2006.

BURTON, T. et al. **Wind Energy Handbook**. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2011. ISBN 9781119992714. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/9781119992714>>.

AL-HADDAD; KAMAL, H. A. M. M. **Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications**. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2014. ISBN 9781118755525. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/9781118755525>>.

ABAD, G. et al. **Doubly Fed Induction Machine**. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2011. ISBN 9781118104965. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/9781118104965>>.

MIAO, Z. et al. Control of DFIG-Based Wind Generation to Improve Interarea Oscillation Damping. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 24, n. 2, p. 415–422, jun 2009. ISSN 0885-8969. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4957574/>>.

BIM, E. **Máquinas Elétricas e Acionamento**. 2. ed. Rio de Janeiro:Campus:Elsevier: Elsevier Editora Ltda., 2012. 568 p. ISBN 978-85-352-5923-0.

KRAUSE, P. et al. (Ed.). **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2013. ISBN 9781118524336. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/9781118524336>>.

ONG, C.-M. **Dynamic simulation of Electric Machinery : using MATLAB/SIMULINK**. New Jersey: Prentice Hall, 1998. 626 p. ISBN 0137237855.

GAGNON, R. et al. Large-Scale Real-Time Simulation of Wind Power Plants into Hydro-Québec Power System. **9th International Workshop on Large-Scale Integration of Wind Power into Power Systems as well as on Transmission Networks for Offshore Wind Power Plants**, 2010. Disponível em: http://www.windintegrationworkshop.org/previous{_}workshops.h.

WU, B. et al. **Power Conversion and Control of Wind Energy Systems**. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2011. ISBN 9781118029008. Disponível em: <http://doi.wiley.com/10.1002/9781118029008>.

MATLAB. **version (R2019a)**. Natick, Massachusetts: The MathWorks Inc., 2019.

GIBBARD, M.; POURBEIK, P.; VOWLES, D. **Small-signal stability, control and dynamic performance of power systems**. [S.l.]: University of Adelaide Press, 2015. ISBN 9781925261035.

YANG, N.; LIU, Q.; MCCALLEY, J. TCSC controller design for damping interarea oscillations. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 13, n. 4, p. 1304–1310, 1998. ISSN 08858950. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/736269/>.

ELKINGTON, K.; GHANDHARI, M. Non-linear power oscillation damping controllers for doubly fed induction generators in wind farms. **IET Renewable Power Generation**, v. 7, n. 2, p. 172–179, mar 2013. ISSN 1752-1416. Disponível em: <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-rpg.2011.0145>.

OGATA, K. **Modern Control Engineering. Fourth Edition**. New Jersey: Prentice Hall, 2002.

Apêndices

Parâmetros do sistema DFIG

A.1 Parâmetros característicos da turbina eólica

Tabela 11 – Parâmetros característicos da turbina eólica

Parâmetros	Valores	Unidades
Potência mecânica nominal (P_t^{nom})	1,5	MW
Numero de aerogeradores agregados (N_w)	6	–
Velocidade do vento nominal (V_v^{nom})	11	m/s
Velocidade de rotação base (Ω_b)	1,2	pu
Velocidade relativa ótima (λ_{otm})	9,9495	-
Constante de potência (K_p)	0,75	-
Constante de torque (K_t)	0,625	-
Constante de potência ótimo (K_{otm})	0,434	-
Coefficiente de potência ótimo (C_p^{otm})	0,5	-
Coefficiente de torque ótimo (C_t^{otm})	0,0502	-
Constante (C_1)	0,6450	-
Constante (C_2)	116	-
Constante (C_3)	0,4	-
Constante (C_4)	5	-
Constante (C_5)	21	-
Constante (C_6)	0,00912	-
Constante (C_7)	0,08	-
Constante (C_8)	0,035	-

Tabela 12 – Parâmetros do acoplamento mecânico

Parâmetros	Valores	Unidades
Potência mecânica nominal (P_{ac}^{nom})	1,666	MW
Constante de inercia da turbina (H_t)	3,888	pu
Constante de amortecimento da turbina (D_t)	0	pu
Constante de inercia da máquina (H_m)	0,685	pu
Constante de amortecimento da máquina (D_m)	0,010	pu
Constante de amortecimento entre a turbina e a máquina (D_{tm})	1,350	pu
Constante de amortecimento entre a turbina e a máquina (K_{tm})	1	pu
Velocidade angular síncrona (Ω_s)	125,663	rad/s

A.2 Parâmetros da máquina de indução

Tabela 13 – Parâmetros característicos da máquina de indução

Parâmetros	Valores	Unidades
Potência nominal da máquina (S_{nom})	1,666	MVA
Tensão de linha do estator (V_{Lrms})	575	V
Tensão de linha do rotor (V_{Rrms})	1975	V
Frequência nominal (f_{nom})	60	Hz
Resistência do estator (R_s)	0,023	pu
Indutâncias de dispersão do estator (L_{ls})	0,18	pu
Resistência do rotor (R_r)	0,016	pu
Indutância de dispersão do rotor (L_{lr})	0,16	pu
Indutância de magnetização (L_m)	2,9	pu
Par de polos (p)	3	–
Coefficiente total de dispersão (σ)	0,107	–
Indutância Transitória vista pelo estator (σL_s)	0,331	pu
Indutância Transitória vista pelo rotor (σL_r)	0,329	pu
Fatores de acoplamento do estator (k_s)	0,9416	–
Fatores de acoplamento do rotor (k_r)	0,9477	–
Constantes de tempo transitórias do estator (τ_s)	0,038	s
Constantes de tempo transitórias do rotor (τ_r)	0,054	s

Tabela 14 – Valores base do DFIG

Parâmetros	Relação	Valores	Unidades
Tensão base (V_{base})	$V_{base} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{Lrms}$	469,485	V
Corrente base (I_{base})	$I_{base} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S_{nom}}{V_{Lrms}}$	2366,7	A
Impedância base (Z_{base})	$Z_{base} = \frac{V_{base}}{I_{base}}$	0,198	Ω
Velocidade angular elétrica base (ω_{base})	$\omega_{base} = 2\pi f_{nom}$	376,991	rad
Velocidade angular mecânica base (Ω_{base})	$\Omega_{base} = \frac{\omega_{base}}{p}$	125,663	rad/s
Fluxo base (ψ_{base})	$\psi_{base} = \frac{V_{base}}{\omega_{base}}$	1,245	W_b
Torque base (T_{base})	$T_{base} = \frac{3}{2} p \frac{V_{base} I_{base}}{\omega_{base}}$	13263	Nm
Indutância base (L_{base})	$L_{base} = \frac{V_{base}}{\omega_{base} I_{base}}$	0,526	mH

A.3 Parâmetros gerais do sistema DFIG

Tabela 15 – Parâmetros do conversor e do sistema de integração à rede

Parâmetros	Valores	Unidades
Potência nominal (P_{nom})	1,666	MW
Indutor de acoplamento (C_f)	0,3	μF
Resistência de acoplamento (R_f)	0,003	μF
Capacitância do link DC (C_{dc})	10000	μF
Tensão nominal do barramento DC (V_{dc}^{nom})	1150	V
Potência reativa filtro de linha (Q_{cap}^{nom})	120	$kVAr$
Fator de merito (F_m)	50	–

Tabela 16 – Parâmetros do sistema de controle DFIG

Parâmetros	Valores	Unidades
Ganho proporcional do regulador de tensão DC (Kp_{dc})	8	–
Ganho integral do regulador de tensão DC (Ki_{dc})	400	–
Ganho proporcional do regulador de velocidade (Kp_{ω})	3	–
Ganho integral do regulador de velocidade (Ki_{ω})	0,6	–
Ganho proporcional do regulador de corrente do rotor (Kp_{ir})	0,6	–
Ganho integral do regulador de corrente do rotor (Ki_{ir})	8	–
Ganho proporcional do regulador de corrente da rede (Kp_{ig})	0,83	–
Ganho integral do regulador de corrente do rede (Ki_{ig})	5	–
Ganho integral do regulador de potência reativa de estator (Ki_{var})	0,05	–
Ganho integral do regulador de tensão (K_v)	20	–

Tabela 17 – Parâmetros do sistema coletor

Parâmetros	Valores	Unidades
Comprimento da linha (L_{km})	30	km
Resistência de sequencia positiva (R_l^+)	0,1153	Ω/km
Resistência de sequencia zero (R_l^0)	0,413	Ω/km
Indutância de sequencia positiva (L_l^+)	$1,05 \cdot 10^{-3}$	H/km
Indutância de sequencia zero (L_l^0)	$3,32 \cdot 10^{-3}$	F/km
Capacitância de sequencia positiva (C_l^+)	$11,33 \cdot 10^{-3}$	F/km
Capacitância de sequencia zero (C_l^0)	$5,01 \cdot 10^{-9}$	F/km

Tabela 18 – Parâmetros do transformador para uma unidade de geração

Parâmetros	Valores	Unidades
Potência nominal (P_{nt})	1,75	MVA
Frequência nominal (f)	60	Hz
Tensão fase-fase valor rms primário (V_{pri})	25	kV
Tensão fase-fase valor rms secundário (V_{seq})	575	V
Resistência do primário (R_t^{pri})	0,025/30	V
Resistência do secundário (R_t^{seq})	0,025/30	V
Indutância do primário (L_t^{pri})	0,025	V
Indutância do secundário (L_t^{seq})	0,025	V

Parâmetros do SEP

B.1 Parâmetros das linhas de transmissão

Tabela 19 – Parâmetros das linhas de transmissão

Parâmetros das linhas de Transmissão-Base 100 MVA				
Do barramento número	Para o barramento número	Resistência em série (R_s) pu	Reatância em série (X_s) pu	Susceptância em shunt (B) pu
1	5	0,001	0,012	0
2	6	0,001	0,012	0
7	9	0,022	0,22	0,33
7	9	0,022	0,22	0,33
7	9	0,022	0,22	0,33
7	6	0,002	0,02	0,03
7	6	0,002	0,02	0,03
3	11	0,001	0,012	0
4	10	0,001	0,012	0
9	10	0,002	0,02	0,03
9	10	0,002	0,02	0,03
5	6	0,005	0,05	0,075
5	6	0,005	0,05	0,075
11	10	0,005	0,05	0,075
11	10	0,005	0,05	0,075

B.2 Parâmetros dos geradores síncronos

As formulações matemáticas utilizadas no modelo proposto para os geradores síncronos foram obtidos de (KRAUSE, 2013).

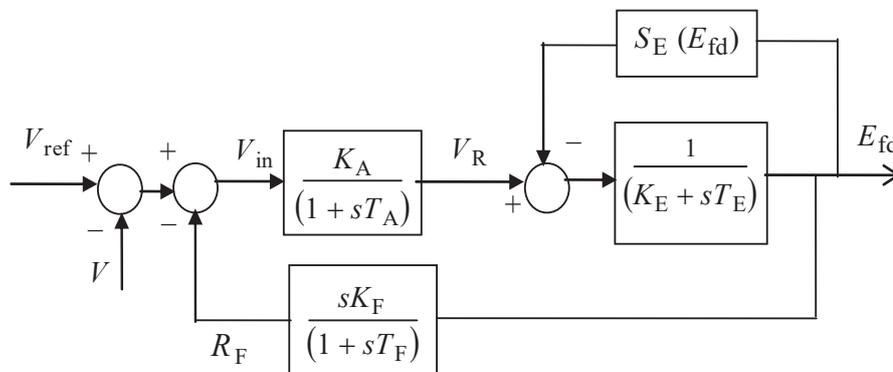
Tabela 20 – Parâmetros dos geradores síncronos

Parâmetros dos Geradores Síncronos-Base 900 MVA				
Variáveis	Gerador G1	Gerador G2	Gerador G3	Gerador G4
$R(pu)$	0,0025	0,0025	0,0025	0,0025
$X_d(pu)$	1,8	1,8	1,8	1,8
$X'_d(pu)$	0,3	0,3	0,3	0,3
$X''_d(pu)$	0,25	0,25	0,25	0,25
$X_q(pu)$	1,7	1,7	1,7	1,7
$X'_q(pu)$	0,55	0,55	0,55	0,55
$X''_q(pu)$	0,25	0,25	0,25	0,25
$T'_{d0}(pu)$	8	8	8	8
$T''_{d0}(pu)$	0,03	0,03	0,03	0,03
$T'_{q0}(pu)$	0,4	0,4	0,4	0,4
$T''_{q0}(pu)$	0,05	0,05	0,05	0,05
$H(s)$	6,5	6,5	6,175	6,175
$D(pu)$	0	0	0	0

B.3 Modelo de excitação dos geradores síncronos

O sistema de excitação comumente utilizado nos geradores síncronos é conhecido como modelo IEEE tipo I.A configuração completa da excitação é retratado pela Figura 48.

Figura 48 – Configuração da excitação dos geradores do sistema modelo de duas áreas.



Fonte: (MONDAL, 2014).

B.3.0.1 Equacionamento do sistema de excitação

As equações que descrevem o comportamento dinâmico do controlador de excitação IEEE tipo I são dada por:

$$T_E \frac{dE_{fd}}{dt} = -(K_E + S_e(E_{fd}))E_{fd} + V_R \quad (\text{B.1})$$

$$T_A \frac{dV_R}{dt} = -V_R + K_A R_F - \frac{K_A K_F}{T_F} E_{fd} + K_A (V_{ref} - V) \quad (\text{B.2})$$

$$T_A \frac{dR_F}{dt} = -R_F + \frac{K_F}{T_F} E_{fd} \quad (\text{B.3})$$

onde K_E é a constante de excitação, T_E a constante de tempo da excitação $S_e(E_{fd})$ é a função saturação. V_R é a saída escalonada do amplificador, que é aplicado ao campo de excitador principal. T_A é a constante de tempo do amplificador, e K_A é o ganho do amplificador. As constantes K_F e T_F é o ganho e a constante de tempo, respectivamente proporcional a aplicação do sinal de estabilização no sistema de excitação (IEEE. . . , 1992).

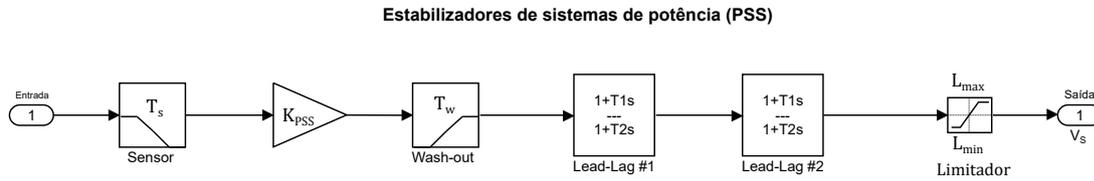
B.3.0.2 Parâmetros dos sistemas de excitação

Tabela 21 – Parâmetros dos sistemas de excitação

Parâmetros do sistema de excitação				
Variáveis	Gerador	Gerador	Gerador	Gerador
	G1	G2	G3	G4
K_A	200	200	200	200
$T_A(s)$	0,001	0,001	0,001	0,001
K_E	1	1	1	1
$T_E(s)$	0	0	0	0
K_F	0	0	0	0
$T_F(s)$	0	0	0	0

B.4 Parâmetros dos estabilizadores de sistemas de potência PSS

Figura 49 – Configuração Estabilizadores de sistemas de potência (PSS).



Fonte: (MATLAB, 2019).

Tabela 22 – Parâmetros do estabilizador de sistemas de potência (PSS)

Parâmetros	Valores	Unidades
Constante de tempo do sensor (T_s)	0,015	s
Ganho do PSS (K_{PSS})	30	—
Constante de tempo do filtro Washout (T_w)	10	s
Constante de tempo do bloco lead-lag 1 (T_1 e T_2)	0.050 e 0.020	s
Constante de tempo do bloco lead-lag 2 (T_1 e T_2)	3 e 5.4	s
Limite máximo e mínimo na saída do Limitador (L_{min} e L_{max})	-0.15 e 0.15	—

Códigos no MATLAB

C.1 Código para aferição de dados

```

1  clc
   clear all
   Ts=5e-5;
   T=Ts*100;%Tempo discreto de afericao dos dados
   V=10:5:15;%Velocidade do vento 10 e 15 m/s
   PSSMODEL=1;%Aplicacao do PSS
   a=find(time==25);%Tempo da pertubacao da velocidade d ovento
   b=find(time==30);%Tempo perturbacao oscilacao inter-area 1
   c=find(time==35);%Tempo perturbacao oscilacao inter-area 1
   d=find(time==40);%Final perturbacao oscilacao local-area 1
11 e=find(time==45);%Tempo perturbacao oscilacao local-area 1
   f=find(time==50);%Final perturbacao oscilacao local-area 2
   g=find(time==55);%Tempo perturbacao oscilacao local-area 2
   for n=1:length(V)
       [tf , xf , yf]=sim( 'Model_Kundur5' , [0 55] );%Run simulacao
       [num1 , den1]=prony (dw575V(a:b) , 110 , 110) ;%Aplicacao do Metodo
           de prony
       [num2 , den2]=prony (dw25kV(a:b) , 110 , 110) ;
       [num3 , den3]=prony ( dwinterarea(b:c) , 110 , 110) ;
       [num4 , den4]=prony ( dw1_local1(d:e) , 110 , 110) ;
       [num5 , den5]=prony ( dw2_local1(d:e) , 110 , 110) ;
21 [num6 , den6]=prony ( dw1_local2(f:g) , 110 , 110) ;
       [num7 , den7]=prony ( dw2_local2(f:g) , 110 , 110) ;
       sysd1=tf (num1 , den1 , T) ;%Determinando a funcao de
           transferencia

```

```
sysd2=tf(num2,den2,T);
sysd3=tf(num3,den3,T);
sysd4=tf(num4,den4,T);
sysd5=tf(num5,den5,T);
sysd6=tf(num6,den6,T);
sysd7=tf(num7,den7,T);
sysc1=d2c(sysd1,'tustin');%Convertendo do sistema discreto
    para sistema contínuo
31 sysc2=d2c(sysd2,'tustin');
sysc3=d2c(sysd3,'tustin');
sysc4=d2c(sysd4,'tustin');
sysc5=d2c(sysd5,'tustin');
sysc6=d2c(sysd6,'tustin');
sysc7=d2c(sysd7,'tustin');
p1=pzmap(sysc1);p1(abs(p1)>20)=nan;%Plotagem dos graficos
p2=pzmap(sysc2);p2(abs(p2)>20)=nan;
p3=pzmap(sysc3);p3(abs(p3)>20)=nan;
p4=pzmap(sysc4);p4(abs(p4)>20)=nan;
41 p5=pzmap(sysc5);p5(abs(p5)>20)=nan;
p6=pzmap(sysc6);p6(abs(p6)>20)=nan;
p7=pzmap(sysc7);p7(abs(p7)>20)=nan;
plot(p1,'X','Color','r');
hold on
plot(p2,'X','Color','b');
plot(p3,'X','Color','g');
plot(p4,'X','Color','k')
plot(p5,'X','Color','y')
plot(p6,'X','Color','c');
51 plot(p7,'X','Color','m');
pzplot(sysc1,'r',sysc2,'b')
pzplot(sysc3,'g',sysc4,'k',sysc5,'y',sysc6,'c',sysc7,'m');
end
```

C.2 Cálculo das condições de regime permanente DFIG

```

clc
clear
%%%%
%%MODELAGEM AEROGERADOR
%%%%
6
%%%%
%%TURBINA EOLICA
%%%%

Nw=6;%Numero de turbinas agregada
Pmec1=1.5e6;%Potencia mecanica
Prated=Pmec1*Nw;%Potencia agregada Turbina
wind_speed_CpMax=11;%[m/s]
Inicial_wind_speed=11;%[m/s]
16 CpMax=.5;
lambda_CpMax=9.9495;%Lambda para CP maximo
omegar=1.2;
c=[0.6450 116 .4 5 21 .00912 .08 .035];
K1=(lambda_CpMax/omegar)*wind_speed_CpMax;
P_rated_omegar_Beta_zero=0.75;
K2 = (P_rated_omegar_Beta_zero*Prated)/(wind_speed_CpMax^3*CpMax
);
K1_K2=[K1 K2];

%%%%
26 %%CALCULOS
%%%%

omega = 0:0.001:1.6; wind_speed=7:15; Beta = 0:1:45;
for k=1:length(Beta)
    for i=1:length(omega)
        for j=1:length(wind_speed)
            lambda(i,j) = (K1*omega(i))/wind_speed(j);
            Cp(i,j,k) = c(1)*(c(6)*lambda(i,j) + (-c(4) - c(3)
                *(2.5 + Beta(k)) + c(2)*(1/(lambda(i,j) + ...
                c(7)*(2.5 + Beta(k)))) - c(8)/(1 + (2.5 + Beta(k))^3)

```

```

    ))/exp(c(5)*(1/(lambda(i,j) + ...
36    c(7)*(2.5 + Beta(k))) - c(8)/(1 + (2.5 + Beta(k))^3)
    ));
    Pt(i,j,k) = (K2/Prated)*wind_speed(j)^3*Cp(i,j,k);
    Tt(i,j,k) = Pt(i,j,k)/omega(i);
    end
    end
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%ACOPLAMENTO MECANICO
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
46 Hg=0.685;%Base do gerador
    Dg=0.01;%Base do gerador
    Ht=4.32;
    Dt=0;
    Km=1.11;%pu torque nominal mecanico/rad
    Dm=1.5;%pu Torque nominal/pu

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%GERADOR DE INDUCAOO
56 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

    Pn=1.5e6;%W potencia nominal turbina
    Sn=Pn/0.9;%W potencia nominal gerador
    VLrms=575;%V
    VRrms=1975;%V
    Rs=0.023;%pu
    Lls=0.18;%pu
    Rr=0.016;%pu
    Llr=0.16;%pu
66 Lm=2.9;%pu
    P=3;%3 Pares de polos=6 polos
    fn=60;%hz
    Ls=Lm+Lls;%pu
    Lr=Lm+Llr;%pu
    N=575/1975;%Relacao estator rotor

```

```

%%Calculando as bases Gerador
%%Calculando as bases Gerador
76 Vb=VLrms*sqrt(2)/sqrt(3);%Vbase
Ib=(Sn*sqrt(2))/(sqrt(3)*VLrms);%Ibase
wb=2*pi*fn;%velocidade angular eletrica base
Phib=Vb/wb;%fluxo base
Zb=Vb/Ib;%Zbase
wmb=wb/P;%velocidade angular mecanica base
Tb=3*(P/2)*Vb*Ib/wb;%torque base
Lb=(Vb/(wb*Ib));%indutancia base

86 %%Transformacao [pu] p/ [SI]referido para o estator
%%Transformacao [pu] p/ [SI]referido para o estator

LlsSI=Lb*Lls;%Lls SI
LlrSI=Lb*Llr;%Llr SI
LmSI=Lb*Lm;%Lm SI
LsSI=Lb*Ls;%Ls SI
LrSI=Lb*Lr;%Lr SI
RsSI=Lb*Rs;%Rs SI
96 RrSI=Lb*Rr;%Rr SI
J=Hg*Sn/(wmb^2);%Kg/m^2
Ks=LmSI/LsSI;
Kr=LmSI/LrSI;
sigma=(1-(Ks*Kr));

%%Dados do Conversor
%%Dados do Conversor

106 Igmax=0.8;%Igrid max
Lg=0.3;%pu
Rg=0.003;%pu
Vbus=1150;%pu
Q_filter=50;
C_DClink=10000e-6*Nw;%F

```

```

C_var_filter=120e3*Nw;%Q=50 Var

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%CALCULOS
116 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Qsref=zeros(size(omegar));
for n=1:length(omegar)
    Qsref(n)=0;
    s(n)=(1-omegar(n));
    vds(n)=1;vqs(n)=0;
    iqs(n)=-Qsref(n)/vds(n);
    Phids(n)=-Rs*iqs(n);
    ids(n)=(vds(n)^2 - (vds(n)^4 - 4*Rs^2*Qsref(n)^2 - 4*Rs*Tem(
        n)*vds(n)^2)^(1/2))/(2*Rs*vds(n));
126 Phiqs(n)=Rs*ids(n)-vds(n);
    Phi(n)=sqrt((Phids(n)^2)+(Phiqs(n)^2));
    Is(n)=sqrt((ids(n)^2)+(iqs(n)^2));
    Dis(n)=atand(iqs(n)/ids(n));
    %Correntes do rotor
    idr(n)=(Phids(n)-Ls*ids(n))/Lm;
    iqr(n)=(Phiqs(n)-Ls*iqs(n))/Lm;
    Ir(n)=sqrt((idr(n)^2)+(iqr(n)^2));
    Dir(n)=atand(iqr(n)/idr(n));
    %Correntes do estator
136 Vs(n)=sqrt((vds(n)^2)+(vqs(n)^2));
    deltas(n)=atand(vqs(n)/vds(n));
    %Tensoes do rotor
    vdr(n)=Rr*idr(n)-s(n)*sigma*Lr*iqr(n)-s(n)*(Lm/Ls)*Phiqs(n);
    vqr(n)=Rr*iqr(n)+s(n)*sigma*Lr*idr(n)+s(n)*(Lm/Ls)*Phids(n);
    Vr(n)=sqrt((vdr(n)^2)+(vqr(n)^2));
    deltar(n)=atand(vqr(n)/vdr(n));
    %Fluxos do rotor
    phidr(n)=Lm*ids(n)+Lr*idr(n);
    phiqr(n)=Lm*iqs(n)+Lr*iqr(n);
146 Phir(n)=sqrt((phidr(n)^2)+(phiqr(n)^2));
    Dphir(n)=atand(phiqr(n)/phidr(n));
    %Potencia Ativa
    Pm(n)=Tem(n)*omegar(n);

```

```
Ps(n)=(vds(n)*ids(n)+vqs(n)*iqs(n));
Pr(n)=(vdr(n)*idr(n)+vqr(n)*iqr(n));
%Potencia Reativa
Qs(n)=(vqs(n)*ids(n)-vds(n)*iqs(n));
PFs(n)=cosd(atan(Qs(n)/Ps(n)));
Qr(n)=(vqr(n)*idr(n)-vdr(n)*iqr(n));
156 PFr(n)=cosd(atan(Qr(n)/Pr(n)));
%Eficiencia
if Pm(n)>0
    Rend(n)=(Pm(n))/(Ps(n)+Pr(n));
elseif Pm(n)<0
    Rend(n)=(Ps(n)+Pr(n))/(Pm(n));
end
end
```

C.3 Cálculo das constantes do controlador POD através do método dos resíduos

```

clc
clear
Ts=5e-5;%Intervalo discreto
T=Ts*100;%Intervalo de tempo de coleta dados
load Transfer1%Abrir funcao de transferencia equivalente do
    sistema
GSEP=idtf(Transfer1);%Funcao de transferencia
7
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo dos autovalores e residuos
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

[r1 ,p1 ,k1]=residue(Transfer1.Numerator , Transfer1.Denominator)%
    Calculo dos autovalores e residuos
figure (1)
plot(p1 , 'X' , 'Color' , 'r')
hold on
quiver(real(p1) , imag(p1) , real(r1) , imag(r1) , 'r')
17 figure (2)
bode(Transfer1)%Grafico de Bode_Resposta em frequencia
figure (3)%Lugar das raizes
rlocus(-Transfer1)%Valor negativo realimentacao positiva

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Ajuste do controlador POD pelo metodo dos residuos
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Delimitacao das constante dos filtros
27 Tsensor=10e-3;%%Constante do filtro de Washout
Tw=2;%Constante do filtro de Washout

%Funcao de Transferencia dos filtros
Tp=tf([1] , [Tsensor 1])%Filtro
IW=tf([Tw 0] , [Tw 1])
bode(Tp*IW)

```

```

%3) Determinacao do angulo para compensacao do POD
Beta=(pi-angle(r1(5)))/%rad Beta=4.4272 rad
37 %4) Determinacao do angulo para compensacao do POD
N=2%Numero de filtro lead-lag
%5) Determinacao das constantes de avanço e atraso de fase (T1,T2
)
alpha=(1-sind(Beta/N))/(1+sind(Beta/N)) %calculo da constante
alpha=0.1108
T2=1/(imag(p1(5))*sqrt(alpha)) %constante T2
T1=alpha*T2 %constante T1

%6) Determinacao da constante KPOD
syms s
Hsensor=(1/(1+Tsensor*s))
47 Hw=((Tw*s)/(1+Tw*s))
Hc=((1+T1*s)/(1+T2*s))
H(s)=Hsensor*Hw*H*H%Funcao de transferencia do compensador
DL=-1 %variacao da componente real do autovalor
Kpod=eval((DL)/abs(r1(5))*abs(H(p1(5))))
clear H

%Analise do controlador POD
H=tf([T1 1],[T2 1]) %Funcao de Transferencia Filtro lead-lag
pod=Tp*TW*H*H %malha de realimentacao POD
57 POD=idtf(pod) %realimentacao POD para simulacao
Msys=pod*Transfer1 %realimentacao negativa

%%%%%%%%%%
%Lugar das Raizes com POD
%%%%%%%%%%

figure (4)%Lugar das raizes malha fechada
rlocus(Msys)

```