



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**DOUTORADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**JOSÉ DICKSON ARAÚJO DE OLIVEIRA**

**SUPORTE DE FREQUÊNCIA BASEADO EM SYNCHRONVERTER APLICADO A**  
**AEROGERADORES DFIG**

**FORTALEZA**

**2023**

JOSÉ DICKSON ARAÚJO DE OLIVEIRA

SUPORTE DE FREQUÊNCIA BASEADO EM SYNCHRONVERTER APLICADO A  
AEROGERADORES DFIG

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima.

Coorientador: Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira.

FORTALEZA

2023

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Sistema de Bibliotecas  
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

O47s Oliveira, José Dickson Araújo de.  
Suporte de frequência baseado em synchronverter aplicado a aerogeradores DFIG / José Dickson Araújo de Oliveira. – 2023.  
117 f. : il. color.

Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2023.

Orientação: Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima.  
Coorientação: Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira.

1. Suporte de frequência. 2. DFIG. 3. Serviços auxiliares. 4. Compensação de frequência. 5. Synchronverter. I. Título.

CDD 621.3

---

JOSÉ DICKSON ARAÚJO DE OLIVEIRA

SUPORTE DE FREQUÊNCIA BASEADO EM SYNCHRONVERTER APLICADO A  
AEROGERADORES DFIG

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Aprovada em: 27/07/2023.

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo  
Lima (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Fabrício Gonzalez  
Nogueira (Coorientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Renato Machado Monaro  
(Examinador Externo)  
Universidade de São Paulo (USP)

---

Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo  
(Examinador Externo)  
Universidade Federal de Pernambuco (UFPE)



---

Profa. PhD. Ruth Pastôra Saraiva Leão  
(Examinador Interno)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

## AGRADECIMENTOS

Neste momento em que finalizo a caminhada do curso de doutorado, considero justo e necessário o reconhecimento e agradecimento aos que me deram força e apoio ao longo dessa jornada, e sem os quais não teria conquistado tão importante vitória. Assim, deixo meu sincero obrigado:

A Deus, o Criador, que está presente desde o início. Creio que é Ele quem nos dá a força, determinação, entusiasmo, e tudo o que é necessário para encararmos os desafios da vida.

Ao meu pai, Francisco Rodrigues de Oliveira Neto, que disse que um dia teria um filho Doutor, mas, infelizmente, não conseguiu assistir a esse momento neste plano, pois nos deixou em abril de 2022. Mas acredito que ele está feliz agora com nossa conquista.

À minha mãe, Fátima, que, juntamente com meu pai, sempre me deram os bens mais valiosos: a educação, a honestidade e o respeito ao próximo; e ao meu irmão, Jeffrey, que compartilhou dos melhores momentos de minha infância e juventude.

À minha esposa, Vanessa, que será uma brilhante nutricionista, e que me dá o suporte necessário para que eu siga com nossos projetos. Além disso, me deu os mais preciosos presentes de minha vida, meus filhos, Diogo e Gustavo. Eles são os maiores motivadores para minha busca por dias cada vez melhores.

Aos meus amigos: Leonarda Cajuaz, Eugênio Braúna, Sérgio Cardoso, e todos os outros que me incentivaram e me ofertaram palavras de ânimo e motivação.

À ARCE, na pessoa de seu Presidente, Hélio Winston, que apoiou este projeto.

Ao Professor Fabrício Nogueira, que coorientou esta tese e deu todo o suporte em sua área de experiência, a teoria do controle.

Por fim, ao Professor Kleber Lima, que orientou este trabalho e contribuiu para meu aprimoramento acadêmico durante esses cinco anos, além dos dois anos no mestrado.

## RESUMO

Este trabalho apresenta uma solução para que aerogeradores DFIG possam contribuir com o controle primário de frequência em sistemas interligados, por meio de uma estratégia de inércia virtual. A proposta consiste em modificar o Conversor do Lado da Rede - CLR e substituir seu controle por um Synchronverter, que é um inversor que imita o comportamento de um gerador síncrono com o objetivo de fornecer inércia sintética em sistemas elétricos de energia, além de incluir um banco de baterias em paralelo com o elo de corrente contínua do conversor *back-to-back* para entrega de potência ativa adicional com maior duração e magnitude em comparação com outras tecnologias. Um estudo detalhado dos modelos dinâmicos da máquina em espaços de estados foi realizado no CLR-Synchronverter, que foi modificado com a inclusão de um resistor virtual no controle do conversor para melhoria da estabilidade do conjunto. Os modelos não lineares foram reduzidos para o estudo de pequenos sinais e sua estabilidade oscilatória e sensibilidade foram avaliados pelo método do lugar das raízes e implementados em ambiente MATLAB. O CLR-Synchronverter foi avaliado por meio de simulações em PSCAD/EMTDC, em um sistema IEEE de 14 Barras modificado. O DFIG foi representado por um modelo agregado de 165 MW e substituiu máquinas síncronas de mesma potência. Após a simulação de entrada de cargas e queda de frequência no sistema interligado, os resultados comprovaram a eficácia da proposta, com a melhoria do suporte de frequência primária em comparação com métodos tradicionais de inércia virtual.

**Palavras-chave:** suporte de frequência; DFIG; serviços ancilares; compensação de frequência; Synchronverter.

## ABSTRACT

This work presents a solution so that DFIG wind turbines can contribute to the primary frequency control in interconnected systems, through a virtual inertia strategy. The proposal consists of modifying the Grid Side Converter - GSC and replacing its control by a Synchronverter, which is an inverter that mimics synchronous generators to provide synthetic inertia in electric power systems, in addition to including a bank of batteries in parallel with the direct current link of the back-to-back converter to deliver additional power with greater duration and magnitude compared to other technologies. A detailed study of the dynamic models of the machine in state spaces was carried out in the GSC-Synchronverter, which was modified with the inclusion of a virtual resistor in the converter control to improve the stability of the set. The nonlinear models were reduced to the study of small signals and their oscillatory stability and sensitivity were evaluated by the root locus method and implemented in a MATLAB environment. GSC-Synchronverter was evaluated through simulations in PSCAD/EMTDC, in a modified IEEE 14-bus system. DFIG was represented by an aggregate model of 165 MW and replaced synchronous machines of the same power. After simulating load step and frequency drop in the interconnected system, the results proved the effectiveness of the proposal, with the improvement of primary frequency support compared to traditional methods of virtual inertia.

**Keywords:** frequency support; DFIG; ancillary services; frequency compensation; synchronverter.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Esquema reduzido de um aerogerador baseado em <i>Doubly-fed induction generator</i> (DFIG). . . . .	25
Figura 2 – Curvas características de turbinas eólicas. . . . .	27
Figura 3 – Faixas de operação da central geradora em regime de frequência não nominal. . . . .	28
Figura 4 – Variação de potência x variação de frequência. . . . .	29
Figura 5 – Controle de sobrefrequência. . . . .	30
Figura 6 – Controles clássicos com inclusão de controles de frequência. . . . .	34
Figura 7 – Topologia do Sistema IEEE-14 Barras modificado. . . . .	44
Figura 8 – Correntes rms de curto-circuito trifásico nas barras 2 e 5. . . . .	48
Figura 9 – Desvio de frequência após degrau de carga. . . . .	49
Figura 10 – Esquemático do DFIG com o Synchronverter no CLR. . . . .	53
Figura 11 – Modelo genérico de uma turbina eólica. . . . .	54
Figura 12 – Modelo do sistema mecânico de duas massas. . . . .	55
Figura 13 – Diagrama do controle do ângulo de <i>pitch</i> . . . . .	57
Figura 14 – Circuito equivalente do DFIG com Conversor do Lado da Máquina (CLM). . . . .	58
Figura 15 – Diagrama de controle para o Conversor do Lado da Máquina . . . . .	64
Figura 16 – Diagrama do Conversor do Lado da Rede convencional. . . . .	67
Figura 17 – Diagrama do controle do Conversor do Lado da Rede convencional. . . . .	68
Figura 18 – Diagrama do Conversor do Lado da Rede adaptado para Synchronverter. . . . .	70
Figura 19 – Diagrama do Controle do CLR-Synchronverter. . . . .	70
Figura 20 – Diagrama do Filtro de saída do CLR-Synchronverter. . . . .	70
Figura 21 – Locais dos autovalores do sistema (3.46) para escorregamento variando de -20% a +20%. . . . .	80
Figura 22 – Locais dos autovalores do sistema (3.116) para a variação de $R_f$ . . . . .	81
Figura 23 – Locais dos autovalores do sistema (3.116) para a variação de $J_v$ . . . . .	81
Figura 24 – Locais dos autovalores do sistema (3.116) para a variação de $K_v$ . . . . .	82
Figura 25 – CLR-Synchronverter aprimorado com Resistor Virtual $R_{fv}$ . . . . .	83
Figura 26 – Desempenho do CLR-Synchronverter com resistor real $R_f$ . . . . .	84
Figura 27 – Desempenho do CLR-Synchronverter com resistor virtual $R_{fv}$ . . . . .	85
Figura 28 – Controle da tensão no barramento Corrente Contínua (CC) durante queda de frequência. . . . .	86

Figura 29 – Desempenho do CLR-Synchronverter com Resistor Virtual $R_{fv} = 0$ (instável).	87
Figura 30 – Desempenho do CLR-Synchronverter com Resistor Virtual $R_{fv} = 0.14 \Omega$ (estável).	87
Figura 31 – Trajeto das raízes com $R_{fv}$ variando de 0 a $1,0 \Omega$ .	88
Figura 32 – Desempenho do CLR-Synchronverter para $R_{fv}$ ( $0,014 \Omega$ ; $0,028 \Omega$ ; $0,14 \Omega$ e $0,28 \Omega$ ): (a) Potência ativa na saída, $P_g$ (MW); (b) Velocidade angular virtual $\omega_v$ (rad/s).	89
Figura 33 – Desempenho do CLR-Synchronverter para $R_{fv}$ ( $0,014 \Omega$ ; $0,028 \Omega$ ; $0,14 \Omega$ e $0,28 \Omega$ ): (a) Ângulo virtual $\theta_v$ ; (b) Sinal de controle $M_f I_f$ .	89
Figura 34 – Desempenho do CLR-Synchronverter para variação de $\tau_f$ : (a) Potência ativa na saída, $P_g$ (MW); (b) Sinal de controle $M_f I_f$ .	90
Figura 35 – Desempenho do CLR-Synchronverter para variação de $\tau_v$ : (a) Potência ativa na saída, $P_g$ (MW); (b) Sinal de controle $M_f I_f$ .	90
Figura 36 – Classificação da estabilidade em sistemas de potência.	94
Figura 37 – Ilustração da resposta de frequência de um sistema de potência a uma grande perda de geração.	95
Figura 38 – Resposta no tempo de uma unidade geradora dotada de um regulador com estatismo.	96
Figura 39 – Característica do controle de queda de velocidade ( <i>speed-droop control</i> ).	99
Figura 40 – Curvas de potência do DFIG com diferentes ângulos de <i>pitch</i> .	99
Figura 41 – Diagrama de blocos do controle de ângulo de <i>pitch</i> .	100
Figura 42 – Variação de frequência do sistema IEEE 14 Bus modificado sem eólicas (azul) e com eólica sem controle de frequência (vermelho).	102
Figura 43 – Variação de frequência sem controle de frequência (Vermelho), com Controle de <i>pitch</i> (Verde) e com Controle RSC-Synchronverter (Azul).	103
Figura 44 – Saída de potência do parque eólico sem controle de frequência (Vermelho), com Controle de <i>pitch</i> (Verde) e com Controle RSC-Synchronverter (Azul).	104
Figura 45 – Potência ativa dos geradores síncronos conectados às Barras 1 e 2.	105
Figura 46 – Velocidade do Rotor do DFIG.	105
Figura 47 – Comportamento do ângulo virtual, $\theta_v$ .	106
Figura 48 – Variação da tensão no elo CC <i>versus</i> Potência do CLR-Synchronverter durante o afundamento de frequência.	107

Figura 49 – Desempenho do DFIG baseado em CLR-Synchronverter: (a)Potência ativa (MW); (b) Potência reativa (Mvar); (c) Sinal de controle  $M_f I_f$ ; (d) Torque elétrico e Torque mecânico. . . . . 108

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Capacidade de geração do Brasil em 2023. . . . .	23
Tabela 2 – Capacidade de geração do Brasil em 2028. . . . .	23
Tabela 3 – Dados das Máquinas do Sistema de Teste IEEE - 14 Barras Modificado. . .	45
Tabela 4 – Parâmetros do Sistema - Gerador de Indução DFIG. . . . .	45
Tabela 5 – Dados de Linha do Sistema de Teste IEEE-14 Barras Modificado. . . . .	46
Tabela 6 – Cargas adicionadas ao barramento 5. . . . .	49
Tabela 7 – Parâmetros do sistema - Turbina eólica – Sistema mecânico . . . . .	78
Tabela 8 – Parâmetros do sistema - Gerador de indução DFIG . . . . .	78
Tabela 9 – Parâmetros do controle do CLM . . . . .	78
Tabela 10 – Parâmetros do CLR-Synchronverter + Filtro . . . . .	79
Tabela 11 – Autovalores do DFIG ( $v_{\omega} = 8,0$ m/s, $\omega_r = 376,99$ rad/s) . . . . .	79
Tabela 12 – Autovalores do CLR-Synchronverter com os parâmetros ajustados. . . . .	82
Tabela 13 – Resultado do desempenho das estratégias . . . . .	108



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AGC	<i>Automatic Generation Controller</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
AVR	<i>Automatic Voltage Regulator</i>
BDFIG	<i>Brushless Doubly Fed Induction Generator</i>
BDFRG	<i>Brushless Doubly Fed Reluctance Generator</i>
CAG	Controle Automático de Geração
CC	Corrente Contínua
CLM	Conversor do Lado da Máquina
CLR	Conversor do Lado da Rede
DFIG	<i>Doubly-Fed Induction Generator</i>
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
GD	Geração Distribuída
GS	Gerador Síncrono
HPF-FS	<i>High-Pass Filter - Frequency Support</i>
HVDC	<i>High-Voltage Direct Current</i>
IEA	<i>International Energy Agency</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
LPV	<i>Linear Parameter Varying</i>
LQR	<i>Linear Quadratic Regulator</i>
MPC-FS	<i>Model Predictive Control Frequency Support</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PCC	Ponto de Conexão Comum
PI	Controlador Proporcional Integral
PIB	Produto Interno Bruto
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PMSG	<i>Permanent Magnetic Synchronous Generator</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
RoCoF	<i>Rate of Change of Frequency</i>
SAC	<i>Switching Angle Controller</i>

SCEE	Sistemas de Conversão Eólicoelétricos
SCIG	<i>Squirrel-Cage Induction Generator</i>
SCL	<i>Short Circuit Level</i>
SCR	<i>Short Circuit Ratio</i>
SEP	Sistemas Elétricos de Potência
SIN	Sistema Interligado Nacional
TSR	<i>Tip Speed Ratio</i>
UG	Unidade Geradora
UHE	Usina hidroelétrica
WRSG	<i>Wound Rotor Synchronous Generator</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$A$	Área abrangida pelas pás do Rotor
$B(pu/m)$	Susceptância de Linha do Sistema de Teste IEEE-14 Barras Modificado em p.u./m
$C$	Capacitância do capacitor do elo CC
$C_f$	Capacitância do filtro de saída do CLR-Synchronverter
$C_p$	Coefficiente de potência
$D$	Constante de amortecimento do eixo da turbina
$D_p$	Coefficiente de queda de frequência
$D_q$	Coefficiente de queda de tensão
$e_{abc}$	Tensão na saída do CLR-Synchronverter nas coordenadas $abc$
$e_d$	Tensão na saída do CLR-Synchronverter no eixo direto
$E_p$	Tensão de pico na saída do CLR-Synchronverter
$e_q$	Tensão na saída do CLR-Synchronverter no eixo quadratura
$f_{ativacao}$	Frequência de ativação da inércia virtual definida nos Procedimentos de Rede
$f_n$	Frequência nominal
$f_{ref}$	Frequência de referência da rede
$f_s$	Frequência medida no estator
$H$	Inércia equivalente do sistema
$H_r$	Constante de inércia do rotor do gerador
$H_t$	Constante de inércia do rotor da turbina eólica
$i_{abc}$	Corrente nas coordenadas $abc$
$I_{cc}$	Corrente de curto-circuito
$I_{clm}$	Corrente média no elo CC do lado do conversor do lado da máquina
$I_{clr}$	Corrente média no elo CC do lado do conversor do lado da rede
$i_d$	Corrente na entrada do CLR no eixo direto
$i_{ms}$	Corrente de magnetização da máquina

$i_q$	Corrente na entrada do CLR no eixo quadratura
$\vec{i}_r$	Vetor corrente no rotor no referencial síncrono
$i_r$	Corrente no rotor
$i_{rd}$	Corrente no rotor no eixo direto
$i_{rq}$	Corrente no rotor no eixo quadratura
$\vec{i}_s$	Vetor corrente no estator no referencial síncrono
$i_s$	Corrente no estator
$i_{sd}$	Corrente no estator no eixo direto
$i_{sq}$	Corrente no estator no eixo quadratura
$J$	Momento angular de inércia
$J_v$	Momento de inércia mecânica (virtual)
$K_G$	Coefficiente de regulação de potência
$k_r$	Coefficiente de acoplamento do rotor
$k_s$	Coefficiente de acoplamento do estator
$K_t$	Rigidez total do eixo da turbina
$K_v$	Constante do ganho do <i>loop</i> de controle de tensão do CLR-Synchronverter
$L$	Indutância do filtro de saída do CLR convencional
$L_f$	Indutância do filtro de saída do CLR-Synchronverter
$L_g$	Indutância equivalente da rede
$L_{lr}$	Indutância de dispersão do rotor
$L_{ls}$	Indutância de dispersão do estator
$L_m$	Indutância de magnetização
$L_r$	Indutância própria do rotor
$L_s$	Indutância própria do estator
$m_1$	Índice de modulação
$M_f I_f$	Sinal de controle do CLR-Synchronverter
$N$	Relação de transformação de velocidades da caixa de engrenagens ( <i>gearbox</i> )
$P_{deload}$	Potência de referência no controle <i>de-load</i>

$P_g$	Potência ativa do CLR-Synchronverter
$P_{mech}$	Potência mecânica extraída por uma turbina eólica
$P_{MPPT}$	Potência de referência no ponto máximo da curva MPPT
$P_n$	Potência ativa nominal do DFIG
$P_{nom}$	Potência nominal de um aerogerador
$P_r$	Potência ativa no rotor
$P_s$	Potência ativa no estator
$P_t$	Potência extraída pela turbina
$P_\omega$	Potência disponível no vento
$Q_g$	Potência reativa do CLR-Synchronverter
$Q_r$	Potência reativa no rotor
$Q_s$	Potência reativa no estator
$r$	Raio da pá
$R$	Resistência do filtro de saída do CLR convencional
$r_a$	Resistência da armadura em p.u.
$R_f$	Resistência do filtro de saída do CLR-Synchronverter
$R_{fv}$	Resistência virtual do CLR-Synchronverter
$R_g$	Resistência equivalente da rede
$R(pu/m)$	Resistência de Linha do Sistema de Teste IEEE-14 Barras Modificado em p.u./m
$R_r$	Resistência nos enrolamentos do rotor
$R_s$	Resistência nos enrolamentos do estator
$T'_{do}$	Constante de tempo transitório do campo de eixo direto
$T''_{do}$	Constante de tempo sub transitório do campo de eixo direto
$T_e$	Torque eletromagnético
$T_{em}$	Torque eletromagnético produzido pelo DFIG
$T_m$	Torque mecânico
$T_{mech}$	Torque mecânico da turbina eólica

$T'_{qo}$	Constante de tempo transitório do campo de eixo quadratura
$T''_{qo}$	Constante de tempo sub transitório do campo de eixo quadratura
$T_{sh}$	Torque no eixo do rotor do aerogerador
$T_{\beta}$	Constante de tempo do controle de ângulo de <i>pitch</i>
$v_{abc}$	Tensão nas coordenadas <i>abc</i>
$v_{cap}$	Tensão no capacitor do elo CC
$v_{g(abc)}$	Tensão da rede nas coordenadas <i>abc</i>
$v_{gd}$	Tensão $v_{abc}$ no eixo direto
$v_{inv_d}$	Tensão na entrada do inversor no eixo direto
$v_{inv_q}$	Tensão na entrada do inversor no eixo quadratura
$v_n$	Tensão nominal no PCC
$v_{pcc_d}$	Tensão no PCC no eixo direto
$v_{pcc_q}$	Tensão no PCC no eixo quadratura
$\vec{v}_r$	Vetor tensão no rotor no referencial síncrono
$v_r$	Tensão no rotor
$v_{r(abc)}$	Tensão no rotor nas coordenadas <i>abc</i>
$v_{rd}$	Tensão no rotor no eixo direto
$v_{rq}$	Tensão no rotor no eixo quadratura
$\vec{v}_s$	Vetor tensão no estator no referencial síncrono
$v_s$	Tensão no estator
$v_{s(abc)}$	Tensão no PCC nas coordenadas <i>abc</i>
$v_{sd}$	Tensão no estator no eixo direto
$V_{sL-L}$	Tensão nominal eficaz de linha do estator
$v_{sq}$	Tensão no estator no eixo quadratura
$V_{th}$	Tensão equivalente de Thevenin
$v_{\omega}$	Velocidade do vento
$X(pu/m)$	Reatância de Linha do Sistema de Teste IEEE-14 Barras Modificado em p.u./m

$x_d$	Reatância de magnetização de eixo direto
$x_d'$	Reatância transitória de eixo direto
$x_d''$	Reatância sub transitória de eixo direto
$x_p$	Reatância de Potier
$x_q$	Reatância de magnetização de eixo quadratura
$x_q'$	Reatância transitória de eixo quadratura
$x_q''$	Reatância sub transitória de eixo quadratura
$Z_{th}$	Impedância equivalente de Thevenin
$\beta$	Ângulo de passo das pás ( <i>pitch</i> )
$\beta_o$	Ângulo de <i>pitch</i> ótimo
$\beta_{ref}$	Ângulo de <i>pitch</i> de referência
$\beta_{so}$	Ângulo de <i>pitch</i> sub-ótimo
$\delta$	Ângulo da tensão do CLR-Synchronverter em relação ao ângulo da tensão da rede
$\theta_r$	Posição do eixo do rotor
$\theta_s$	Posição do vetor Fluxo magnético estático
$\theta_{sh}$	Deslocamento angular entre as terminações do eixo da turbina para o rotor do gerador
$\theta_{sl}$	Ângulo de escorregamento da máquina
$\theta_t$	Posição do eixo da turbina
$\theta_v$	Ângulo virtual do CLR-Synchronverter / ângulo da tensão $e_{abc}$
$\lambda$	Razão de velocidade de ponta de pá
$\lambda_{opt}$	Razão de velocidade de ponta de pá ótima (para atingimento de $C_p$ máximo)
$\mu$	Deslocamento angular entre os referenciais do estator e síncrono
$\rho$	Densidade do ar
$\vec{\Psi}_r$	Vetor fluxo magnético rotórico no referencial síncrono
$\Psi_{rd}$	Fluxo magnético rotórico no eixo direto
$\Psi_{rq}$	Fluxo magnético rotórico no eixo quadratura

$\vec{\psi}_s$	Vetor fluxo magnético estático no referencial síncrono
$\psi_{sd}$	Fluxo magnético estático no eixo direto
$\psi_{sq}$	Fluxo magnético estático no eixo quadratura
$\omega_g$	Velocidade angular da tensão da rede $v_{abc}$
$\omega_n$	Velocidade angular nominal
$\omega_r$	Frequência angular do rotor
$\omega_{ref}$	Velocidade angular no ponto de máxima potência
$\omega_s$	Frequência angular do fluxo magnético estático (velocidade angular do estator)
$\omega_{sl}$	Frequência angular de escorregamento
$\omega_t$	Velocidade angular do eixo da turbina
$\omega_{tan}$	Velocidade angular tangencial da ponta da pá
$\omega_v$	Velocidade angular virtual da tensão $e_{abc}$ do inversor CLR-Synchronverter
$\sigma$	Coefficiente de dispersão
$\tau_f$	Constante de tempo do <i>loop</i> de frequência
$\tau_r$	Constante de tempo do rotor
$\tau_s$	Constante de tempo do estator
$\tau_v$	Constante de tempo do <i>loop</i> de tensão



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>21</b>
<b>1.1</b>	<b>Sistemas de Conversão Eólicoelétrica</b>	<b>24</b>
<b>1.2</b>	<b>Códigos de Rede no Brasil e Serviços Ancilares</b>	<b>27</b>
<b>1.2.1</b>	<i>Operação em Regime de Frequência Não Nominal</i>	<b>28</b>
<b>1.2.2</b>	<i>Inércia Sintética da Central Geradora Eólica</i>	<b>29</b>
<b>1.2.3</b>	<i>Participação no Controle de Sobrefrequência</i>	<b>29</b>
<b>1.3</b>	<b>Técnicas de Controle de Frequência em Aerogeradores</b>	<b>30</b>
<b>1.4</b>	<b>Revisão Bibliográfica</b>	<b>33</b>
<b>1.5</b>	<b>Identificação do Problema</b>	<b>38</b>
<b>1.6</b>	<b>Hipótese</b>	<b>39</b>
<b>1.7</b>	<b>Objetivos</b>	<b>40</b>
<b>1.8</b>	<b>Contribuições do Trabalho</b>	<b>40</b>
<b>1.9</b>	<b>Lista de Trabalhos Aceitos ou Publicados</b>	<b>41</b>
<b>2</b>	<b>SISTEMA DE TESTES IEEE - 14 BARRAS MODIFICADO</b>	<b>42</b>
<b>2.1</b>	<b>Modelo Dinâmico e Parâmetros do Sistema</b>	<b>43</b>
<b>2.2</b>	<b>Validação do Modelo Através de Simulações</b>	<b>46</b>
<b>2.3</b>	<b>Conclusões</b>	<b>50</b>
<b>3</b>	<b>CONTROLE DE FREQUÊNCIA EM AEROGERADORES DFIG</b>	<b>52</b>
<b>3.1</b>	<b>Modelagem de Aerogeradores Equipados com DFIG</b>	<b>52</b>
<b>3.1.1</b>	<i>Turbina eólica</i>	<b>53</b>
<b>3.1.2</b>	<i>Controle de Ângulo de Pitch</i>	<b>56</b>
<b>3.1.3</b>	<i>Gerador de Indução DFIG</i>	<b>58</b>
<b>3.1.4</b>	<i>Controle do CLM</i>	<b>63</b>
<b>3.1.5</b>	<i>Conversor do Lado da Rede baseado em Synchronverter</i>	<b>66</b>
<b>3.1.5.1</b>	<i>Controle do Conversor do Lado da Rede convencional</i>	<b>66</b>
<b>3.1.5.2</b>	<i>Conversor do Lado da Rede Baseado em Synchronverter (CLR-Synchronverter)</i>	<b>68</b>
<b>3.2</b>	<b>Análise de Estabilidade do DFIG Baseado em CLR-Synchronverter</b>	<b>77</b>
<b>3.3</b>	<b>Resistor Virtual no CLR-Synchronverter</b>	<b>82</b>
<b>3.4</b>	<b>Validação do CLR-Synchronverter através de Simulações</b>	<b>84</b>
<b>3.5</b>	<b>Conclusões</b>	<b>92</b>

<b>4</b>	<b>ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO DFIG BASEADO EM SYNCHRONVERTER DURANTE OSCILAÇÕES NA FREQUÊNCIA DO SISTEMA . . . . .</b>	<b>93</b>
<b>4.1</b>	<b>Estabilidade de Sistemas Elétricos de Potência - Perturbações de frequência . . . . .</b>	<b>94</b>
<b>4.2</b>	<b>Simulação de uma Usina Eólica Baseada em DFIG no Sistema IEEE - 14 Barras Modificado . . . . .</b>	<b>98</b>
<b>4.3</b>	<b>Cenários e Resultados de Simulações . . . . .</b>	<b>100</b>
<b>4.4</b>	<b>Conclusão do Capítulo . . . . .</b>	<b>108</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS . . . . .</b>	<b>110</b>
<b>5.1</b>	<b>Sugestões para Trabalhos Futuros . . . . .</b>	<b>112</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>113</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Devido a fatores amplamente divulgados atualmente, como a necessidade de incremento da potência de geração instalada das matrizes elétricas dos países, o uso de energias limpas em substituição da geração de eletricidade por meio de combustíveis fósseis, a abundância de fontes de energia renováveis, como o vento, o cumprimento de metas de energia renovável estabelecidas por governos em todo o mundo, dentre outros, observa-se que a presença de sistemas de geração de energia elétrica por meio de fontes novas renováveis vem tornando-se substancial nos Sistemas Elétricos de Potência (SEP) do Brasil e do mundo, com destaque para os sistemas de conversão eólioelétricos e fotovoltaicos.

Essa tendência tem se acelerado nos anos mais recentes, como afirma a *International Energy Agency* (IEA) em seu último relatório anual *World Energy Outlook 2022*. De acordo com IEA (2022), o mundo hoje vive a primeira crise energética verdadeiramente global, com impactos de longo alcance nos sistemas de energia, interrompendo os padrões de oferta e demanda que se farão sentir nos próximos anos, fortemente agravado pela guerra entre Rússia e Ucrânia. O cenário atual tem acelerado a busca por novas fontes de energia ao redor do mundo, principalmente em países desenvolvidos e em desenvolvimento. Na Europa, a dependência do gás natural da Rússia, a guerra e a necessidade de descarbonização têm alavancado as pesquisas e desenvolvimento de fontes renováveis de energia elétrica, especialmente eólicas e fotovoltaicas.

A agência destaca que o Brasil, que se tornou associado na IEA em 2017, responde por quase 7% da produção de energia renovável do planeta - ultrapassando sua participação de 3% na população global e 2% do Produto Interno Bruto (PIB) global - e há muito tempo é líder em biocombustíveis e tecnologias hidrelétricas. Além disso, prevê que para levar o mundo a um caminho de limitar o aumento da temperatura a 1,5°C, conforme compromisso de esforço firmado no Acordo de Paris, no ano de 2015, cerca de 55% do investimento global em energia limpa precisa ser aplicado em economias emergentes e em desenvolvimento, como a de nosso país (IEA, 2023). Portanto, espera-se que esses investimentos incentivem cada vez mais a pesquisa e desenvolvimento de tecnologias de geração de energia baseada em fontes renováveis.

Para se ter uma ideia do desenvolvimento dessas tecnologias limpas, em 2021, o mundo atingiu a marca de 28.334 TWh de geração de eletricidade. Estima-se que até 2030 chegue aos 34.834 TWh (+23%). Somente em energias renováveis, foram consumidos 8.060 TWh em 2021, com estimativa de quase duplicar esse valor até 2030, quando espera-se a produção de 15.073 TWh (+87%), passando a responder por 43% de toda a eletricidade gerada. Do montante

de renováveis, 4.604 TWh advirão da geração eólica, que hoje responde por 1.870 TWh. Ou seja, espera-se um aumento de 146% dessa fonte em comparação com os valores atuais, com destaque para o incremento em usinas *offshore*. Esse patamar somente é superado pela geração fotovoltaica, que em 2021 gerou 1.003 TWh e apresenta uma expectativa de 4.011 TWh em 2030. Nesse mesmo intervalo, espera-se uma redução substancial da produção e consumo de combustíveis poluentes, como gás natural, diesel e carvão (IEA, 2022).

Direcionando a discussão para a geração eólica, foco deste trabalho, tem-se que com o desenvolvimento das tecnologias de aerogeradores nas últimas duas décadas, o Brasil, que possui potencial eólico destacado em todo o mundo, especialmente nas regiões Nordeste e Sul, tem aumentado a capacidade instalada de forma consistente. As melhorias nas tecnologias de turbinas eólicas, geradores e plantas, aliadas ao modelo de expansão nacional da geração com base em leilões de energia, levaram à redução do preço final e contribuíram para o crescimento da exploração dessa fonte de energia.

Prova disso, em 2014, a capacidade instalada de usinas eólicas atingiu 4,4 GW, quando o Brasil entrou para o rol dos maiores produtores mundiais dessa energia (GOMES *et al.*, 2017). Em 2019, a fonte já ocupava a terceira posição na matriz elétrica brasileira, com 15,5 GW de potência instalada em operação, correspondendo a 9,3% do parque gerador. Atualmente, segundo ANEEL (2023), existem 919 usinas eólicas em operação, totalizando 26,1 GW instalados. Até 2028, já estão contratados 51,0 GW em eólicas, patamar que se aproximará dos 56,0 GW de usinas termelétricas, que hoje ocupa a segunda posição do ranking. Mais relevante que isso são as usinas fotovoltaicas. Se considerarmos somente as usinas de grande porte contratadas por meio de autorização da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), existem hoje 9,6 GW em operação. Além dessas usinas, a Geração Distribuída (GD) por meio da fonte fotovoltaica corresponde atualmente a 22,1 GW, que somadas às grandes UFVs totaliza 31,7 GW. Em 2028 as UFVs de grande porte alcançarão o impressionante montante de 124,5 GW, que somados aos 27,4 GW previstos de GD pela Empresa de Pesquisa Energética (EPE)(EPE, 2023), tornará essa fonte a maior em participação na matriz, ultrapassando a fonte hidráulica, com previsão de 111,8 GW. Ou seja, no horizonte de cinco anos já estão contratados no Brasil 175,5 GW de potência das fontes eólica e fotovoltaica somadas, mais 28,0 GW de GD previstos, o que corresponderá a uma preponderante participação de 54,2% na matriz elétrica, enquanto as usinas térmicas corresponderão a menos de um terço disso, com apenas 15,1% do total.

Portanto, está claro que as fontes baseadas na conversão de energia por meio de

eletrônica de potência e conversores estáticos irão atingir um patamar relevante e ao mesmo tempo desafiador em termos de estabilidade do sistema interligado e das tecnologias que deverão ser desenvolvidas para dar suporte à operação segura do Sistema Interligado Nacional (SIN). As Tabelas 1 e 2 apresentam, respectivamente, o resumo da matriz elétrica brasileira no ano de 2023 e a previsão para os próximos cinco anos com base em empreendimentos já contratados, em construção e previstos (no caso da GD), estratificadas por tipos e fontes e ordenadas da maior capacidade para a menor, conforme dados extraídos de ANEEL (2023) e EPE (2023). Ressalta-se que o quantitativo de usinas fotovoltaicas se refere às grandes usinas autorizadas. No caso de GD, já são mais de 2 milhões de unidades consumidoras instaladas, com previsão de 3,6 milhões em 2028.

Tabela 1 – Capacidade de geração do Brasil em 2023.

Empreendimentos em operação			
Tipo	Quantidade	Potência (MW)	%
Hidrelétrica (UHE)	215	103.175,52	47,38
Termelétrica (UTE)	3031	48.010,27	22,05
Fotovoltaica (UFV)	18158	31.716,80	14,57
Eolioelétrica (EOL)	932	26.157,44	12,01
Pequena Central Hidrelétrica (PCH)	426	5.770,46	2,65
Termonuclear (UTN)	2	1.990,00	0,91
Central Geradora Hidrelétrica (CGH)	707	934,15	0,43
Total		217.754,65	100,00

Fonte: (ANEEL, 2023; EPE, 2023)

Tabela 2 – Capacidade de geração do Brasil em 2028.

Empreendimentos em operação e em construção			
Tipo	Quantidade	Potência (MW)	%
Fotovoltaica (UFV)	20859	151.916,92	40,57
Hidrelétrica (UHE)	220	103.530,52	27,65
Termelétrica (UTE)	3118	56.371,83	15,05
Eolioelétrica (EOL)	1528	51.083,89	13,64
Pequena Central Hidrelétrica (PCH)	531	7.228,19	1,93
Termonuclear (UTN)	3	3.340,00	0,89
Central Geradora Hidrelétrica (CGH)	711	1.020,04	0,27
Total		374.491,39	100,00

Fonte: (ANEEL, 2023; EPE, 2023)

Falando-se em termos de tecnologia, os aerogeradores classificam-se como sendo de velocidade fixa e variável. Até o início dos anos 2000, as turbinas de velocidade fixa com máquina de indução de rotor curto-circuitado, *Squirrel-Cage Induction Generator* (SCIG), foram as mais utilizadas. Com base em Kim e Lu (2010), os SCIGs foram superados pelo *Doubly-Fed Induction Generator* (DFIG) a partir do ano de 2003, e no ano de 2010, segundo

os autores, os aerogeradores DFIG representavam 85% das máquinas usadas em turbinas de velocidade variável. Martens *et al.* (2015) afirma que os aerogeradores DFIG representam cerca de 50% das turbinas eólicas *offshore* e mais de 65% do mercado total de energia eólica. Outros tipos de máquinas empregadas em aerogeradores estão presentes no mercado e no campo das pesquisas, tais como: *Wound Rotor Synchronous Generator* (WRSG), *Brushless Doubly Fed Induction Generator* (BDFIG), *Brushless Doubly Fed Reluctance Generator* (BDFRG) e *Permanent Magnetic Synchronous Generator* (PMSG) (KIM; LU, 2010).

Como toda novidade vem acompanhada de saltos tecnológicos, tem-se que essa tendência de crescimento da penetração da geração de energia por meio de Sistemas de Conversão Eólicoelétricos (SCEE), cuja fonte primária, o vento, possui natureza intermitente, apresentou novos desafios para os mercados da eletricidade e operadores de sistema. Esses desafios incluem o estabelecimento de requisitos técnicos para conexão de geração, a mitigação do impacto da rápida perda de uma grande quantidade de tal geração, o controle mais rápido e mais eficaz da potência reativa, a gestão do aumento de reserva operativa do sistema e requisitos de serviços ancilares, dentre outros.

Em outras palavras, ao contrário do que ocorria nos primeiros parques eólicos, quando os aerogeradores poderiam ser desconectados do sistema em caso de distúrbios na rede, atualmente, os códigos de rede têm se tornado mais exigentes quanto à capacidade dessas unidades geradoras (UGs) se manterem conectadas e, ainda, de proverem suporte da mesma forma que as usinas de geração convencionais.

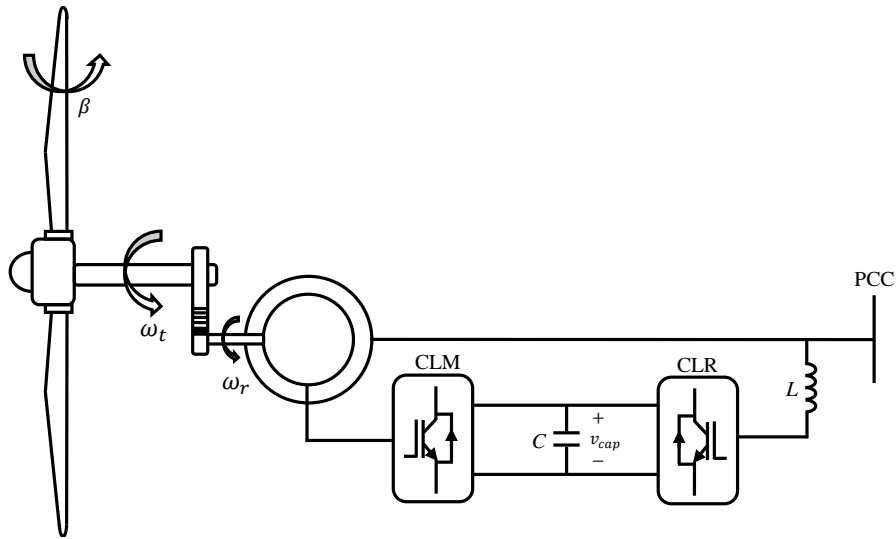
Portanto, considerando a superioridade do DFIG em relação a sua utilização em escala mundial, o que tem levado a academia a produzir pesquisas em grande quantidade para esse tipo de aerogerador, a perspectiva de ampliação de seu uso, e o impacto dessa ampliação na confiabilidade dos sistemas elétricos, justifica-se a pesquisa proposta nesta tese.

A Figura 1 apresenta um esquema resumido do aerogerador do tipo DFIG, ponto de partida deste estudo. Seu princípio de operação será detalhado no Capítulo 3 deste trabalho.

## **1.1 Sistemas de Conversão Eólicoelétrica**

O princípio básico da conversão eólicoelétrica consiste no uso de turbinas eólicas para converter a energia do vento em energia elétrica. Primeiramente, na turbina, a porção da energia cinética disponível para conversão em energia mecânica é extraída. Em seguida, o gerador recebe a energia mecânica e a converte em energia elétrica, que é então transmitida para a rede elétrica

Figura 1 – Esquema reduzido de um aerogerador baseado em *Doubly-fed induction generator* (DFIG).



Fonte: Próprio autor.

(PINTO *et al.*, 2013).

Os modelos atuais de turbina são capazes de mudar o ângulo das pás por intermédio do controle de passo (em inglês, *pitch control*) ao girar cada uma das pás em relação ao seu eixo longitudinal. Esse controle possibilita um melhor uso da constante variação da velocidade do vento, e conseqüentemente, otimiza o desempenho da turbina e a potência elétrica gerada. O eixo do rotor da turbina é conectado ao gerador diretamente, ou por meio de uma caixa de engrenagem, que tem a função de multiplicar o giro do rotor a uma taxa definida. O gerador, por sua vez, recebe a energia mecânica do eixo e a converte em energia elétrica para ser enviada à rede elétrica.

Nesta seção, passamos a apresentar brevemente e de forma introdutória as equações básicas da conversão eólicoelétrica. Outrossim, parte dessas equações serão rerepresentadas no Capítulo 3, quando será feita a modelagem completa de um aerogerador DFIG.

A energia “motriz” de um aerogerador advém da sua capacidade em converter a força exercida pelo vento num momento de força (provocado pelo movimento de rotação) que atua sobre as suas pás. A quantidade de energia que o vento transfere em cada segundo para o rotor depende diretamente da densidade do ar ( $\rho$ , medida em  $\text{kg/m}^3$ ), da velocidade do vento ( $v_\omega$ , em  $\text{m/s}$ ), e da área circular do rotor ( $A$ , em  $\text{m}^2$ ). De uma forma geral, a potência  $P_\omega$  é proporcional ao cubo da velocidade do vento disponibilizado a um cilindro de área  $A = \pi r^2$ , ao cruzá-lo perpendicularmente, onde  $r$  é o raio da pá (m), e é dada por Ackermann (2012):

$$P_\omega = \frac{1}{2} \rho A v_\omega^3. \quad (1.1)$$

Já a potência mecânica extraída por uma turbina eólica,  $P_{mech}$ , representa uma parcela da potência disponível no vento, e depende de seu desempenho aerodinâmico, cuja expressão é dada por:

$$P_{mech} = \frac{1}{2} \rho \pi r^2 C_p(\lambda, \beta) v_\omega^3, \quad (1.2)$$

onde  $C_p$  é o coeficiente de potência, cujo valor é normalmente determinado de forma experimental e uma expressão geral é dada por:

$$C_p(\lambda, \beta) = a_1 \left( \frac{a_2}{\lambda_i} - a_3 \beta - a_4 \beta^{a_5} - a_6 \right) e^{-\frac{a_7}{\lambda_i}} + a_8 \lambda$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + a_9 \beta} - \frac{a_{10}}{\beta^3 + 1}. \quad (1.3)$$

O termo  $\beta$ , em graus, é o ângulo de passo das pás (ou ângulo de *pitch*) e  $\lambda$  é a razão de velocidade de ponta de pá (do inglês, *Tip Speed Ratio* (TSR)). A expressão para o TSR é dada por:

$$\lambda = \frac{\omega_{tan} r}{v_\omega}, \quad (1.4)$$

onde  $\omega_{tan}$  é a velocidade angular tangencial em rad/s.

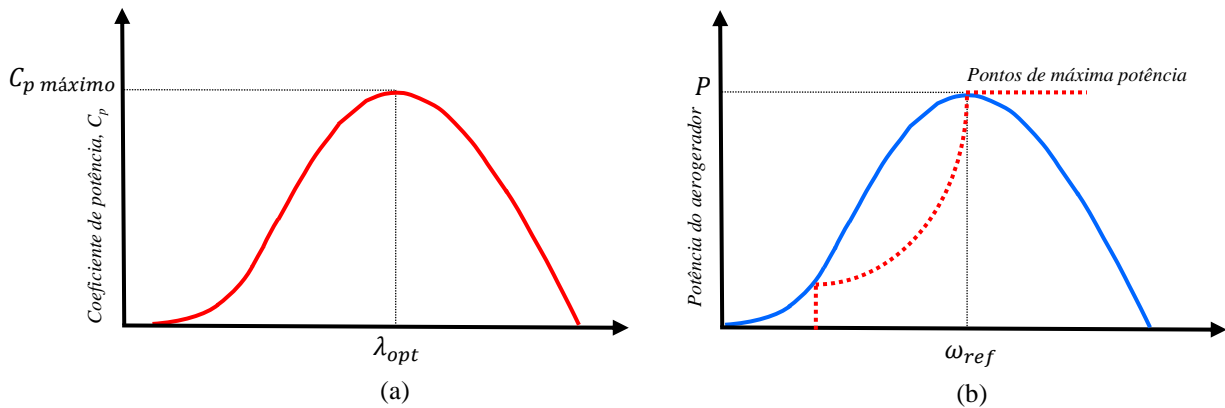
Portanto, como forma de otimizar a potência elétrica extraída de um aerogerador, busca-se obter um  $C_p$  maximizado, como representado na Figura 2(a), que pode ser alcançado a partir do dimensionamento das pás (raio do rotor) na etapa de projeto ou pela alteração do ângulo  $\beta$  durante a operação da máquina. De fato, o ajuste do ângulo  $\beta$  é uma das estratégias mais utilizadas nos estudos de controle de frequência em DFIGs, como será visto adiante.

Essas grandezas são relacionadas entre si por meio de curvas que se baseiam nas características da turbina para se determinar as referências de potências que serão empregadas no sistema de controle, e mostram o comportamento não linear entre a potência gerada pelo vento e a velocidade de rotação do eixo da turbina, para uma determinada velocidade do vento. Desta maneira, para distintas velocidades existirão diferentes curvas. O sistema de controle age, então, para que o ponto de operação da turbina esteja sempre sobre a linha tracejada, como indicado na Figura 2(b) (LIMA, 2009).

Portanto, os sistemas de conversão eolioelétricos existentes partem dessas curvas de referência para definir a potência elétrica a ser entregue pelo gerador acoplado à turbina, seja ele de qual tecnologia for. No caso deste estudo, a máquina elétrica utilizada é o DFIG e seu modelo completo é desenvolvida no Capítulo 3, que inclui a parte mecânica, composta pela turbina e



Figura 2 – Curvas características de turbinas eólicas.



Fonte: Próprio autor.

trem de força, e a parte elétrica, constituída do gerador DFIG, os controles dos conversores *back-to-back* conectados nos terminais do rotor e do estator da máquina e o filtro de saída que se conectará ao Ponto de Conexão Comum (PCC).

## 1.2 Códigos de Rede no Brasil e Serviços Ancilares

Com o processo de desverticalização das atividades de geração, transmissão e distribuição de energia ocorridos nos diversos países, surgiu a necessidade de repartição dos custos de operação entre os integrantes dessa cadeia, e em razão disso os códigos de rede passaram a definir e estabelecer os tipos de serviços prestados pelas empresas do setor elétrico. Assim surgiram os serviços ancilares, prestados essencialmente pelos empreendimentos de geração e transmissão, e definidos como aqueles que contribuem para a segurança, confiabilidade e qualidade do suprimento de energia elétrica, o que os tornam imprescindíveis à operação eficiente do sistema elétrico em um ambiente de mercado (SOUSA, 2006).

No Brasil, os serviços ancilares de geração e transmissão foram estabelecidos inicialmente por meio da Resolução ANEEL nº 265, de 10 de junho de 2003, e incluídos nos Procedimentos de Rede do Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) no ano seguinte. Na época, os primeiros requisitos técnicos para a conexão de geradores eólicos foram definidos de modo compatível com o grau de inserção dessa fonte, quando ainda não havia uma expectativa mais realista do seu crescimento. No entanto, com o aumento do nível de penetração da geração eólica no SIN e em função do maior potencial de seu impacto no desempenho do sistema, tem-se verificado que os requisitos técnicos vêm sendo analisados periodicamente, aperfeiçoados e estabelecidos novos requisitos (GOMES *et al.*, 2017).

A última atualização dos serviços ancilares e dos requisitos de desempenho das usinas de geração, incluindo eólicas e fotovoltaicas, foram publicadas por meio do Despacho ANEEL nº 2.852, de 3 de outubro de 2022, que revisou o Submódulo 2.10 - Requisitos técnicos mínimos para a conexão às instalações de transmissão (ONS, 2023a), dentre outros.

Embora não prestem serviços ancilares, como as usinas hidrelétricas e termelétricas, as usinas eólicas tiveram requisitos técnicos mínimos estabelecidos pelo Submódulo 2.10 a fim de assegurar o seu funcionamento seguro e confiável. Três requisitos técnicos exigidos no procedimento se referem ao desempenho em termos de frequência, e serão apresentados em seguida.

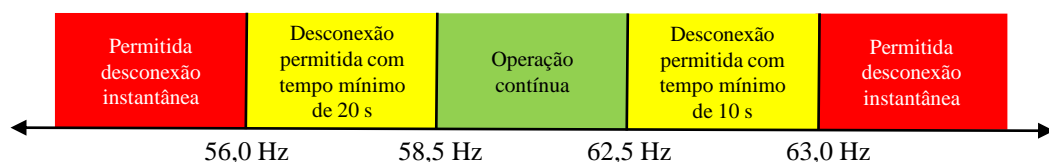
### 1.2.1 Operação em Regime de Frequência Não Nominal

Com o objetivo de minimizar o desligamento do gerador por subfrequência e sobre-frequência quando o sistema pode se recuperar pela sua capacidade própria de regulação, as usinas eólicas são obrigadas a operarem nas seguintes condições e faixas de operação em regime de frequência não nominal:

- Desligamento instantâneo permitido para operação abaixo de 56 Hz;
- Operação abaixo de 58,5 Hz por período de tempo mínimo de 20 segundos;
- Operação entre 58,5 e 62,5 Hz por tempo ilimitado;
- Operação acima de 62,5 Hz por período de tempo mínimo de 10 segundos;
- Desligamento instantâneo permitido para operação acima de 63 Hz.

A Figura 3 ilustra as condições e faixas de operação da central geradora em regime de frequência não nominal.

Figura 3 – Faixas de operação da central geradora em regime de frequência não nominal.



Fonte: Adaptado de ONS (2023a).

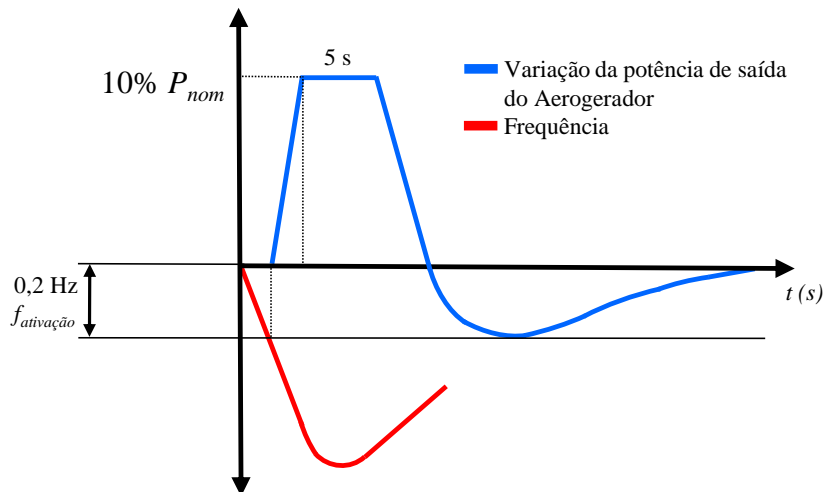
### 1.2.2 Inércia Sintética da Central Geradora Eólica

Conforme os Procedimento de Rede do ONS, as usinas eólicas devem contribuir para a regulação primária de frequência do SIN, sem comprometer o ponto ótimo de operação da central geradora.

Para isso, os aerogeradores de centrais com potência instalada superior a 10 MW deverão dispor de controladores sensíveis às variações de frequência, de modo a emular a inércia (inércia sintética) através de modulação transitória da potência de saída, contribuindo com pelo menos 10% de sua potência nominal, por um período mínimo de 5 segundos, quando em regime de subfrequência, para desvios de frequência superiores a 0,2 Hz. A injeção inicial de potência ativa deverá ser proporcional à variação da frequência, a uma taxa mínima de 0,8 p.u. da potência nominal do aerogerador para cada hertz de desvio da frequência. A provisão plena de inércia sintética deverá ser disponibilizada sempre que a potência ativa do aerogerador for igual ou superior a 25% de sua potência nominal.

A Figura 4 apresenta o comportamento da disponibilização de potência em função da variação de frequência.

Figura 4 – Variação de potência x variação de frequência.



Fonte: Adaptado de ONS (2023a).

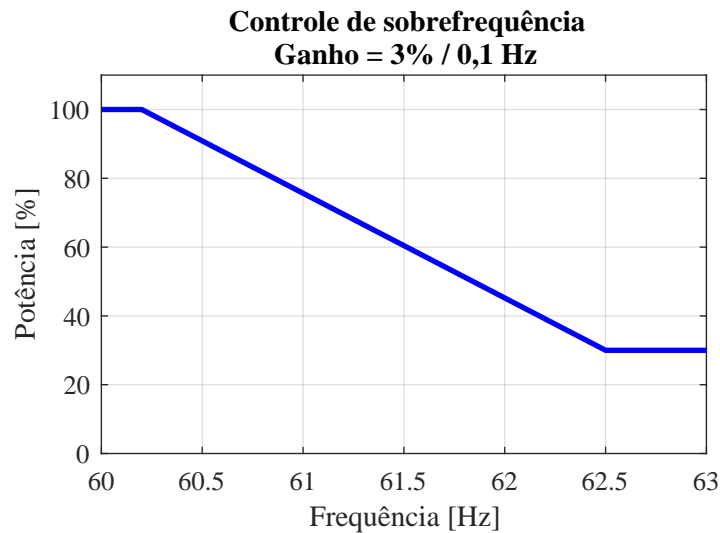
### 1.2.3 Participação no Controle de Sobrefrequência

Os aerogeradores com potência instalada superior a 10 MW deverão dispor de controladores sensíveis às variações de frequência que promovam a redução da potência de saída

quando em regime de sobrefrequência na faixa de frequências de 60,2 Hz a 62,5 Hz.

A Figura 5 mostra o comportamento necessário do controle, proporcional, com ganho de 3% / 0,1 Hz na base da potência disponível no aerogerador no momento da oscilação de frequência.

Figura 5 – Controle de sobrefrequência.



Fonte: Adaptado de ONS (2023a).

### 1.3 Técnicas de Controle de Frequência em Aerogeradores

Devido ao uso de conversores baseados em eletrônica de potência e ao desempenho do rastreamento de fase preciso dos *Phase Locked Loop* (PLL), os sistemas de geração de energia eólica de velocidade variável, como o DFIG, são imunes às excursões de frequência na rede elétrica. Esta característica implica no crescente enfraquecimento da estabilidade de frequência de sistemas convencionais de energia, baseados em geradores síncronos, à medida em que se aumenta a penetração de geração de energia eólica. Esse enfraquecimento resulta da redução da inércia do sistema em decorrência do desacoplamento entre os sistemas mecânicos e elétricos, causado pelo sistema de controle do DFIG. Para resolver esse problema, dois tipos de estratégias de controle de frequência são normalmente utilizados em geradores de energia eólica.

O primeiro grupo de métodos de controle permite que os geradores eólicos participem do controle primário de frequência pela operação com potência de saída reduzida (do inglês, *de-loading*), reservando parte da potência ativa ao invés de rastreamento e operarem no ponto de potência máxima. Assim, eles podem aumentar e diminuir suas saídas de potência ativa nos

eventos de variação de frequência para fornecer suporte de frequência à rede.

A operação em modo de potência reduzida normalmente é feita através das técnicas de *over-speeding* e técnicas de controle do ângulo de *pitch*. As técnicas de *over-speeding* reduzem a potência da Unidade Geradora (UG) acelerando seu rotor para um valor de velocidade maior que seu valor de rastreamento de potência máxima, como apresentado por Yingcheng e Nengling (2011), Vidyanandan e Senroy (2012), Zertek *et al.* (2012), dentre outros.

O princípio da técnica de controle do ângulo de *pitch* consiste em reduzir a potência (descarregar), aumentando o ângulo de inclinação  $\beta$  de forma que uma parte da potência ativa disponível seja reservada e uma margem de potência específica seja obtida. Exemplos dessa abordagem podem ser encontrados em Holdsworth *et al.* (2004) e Bousseau *et al.* (2006), nos quais se concluiu que o suporte de frequência primária de UGs pode ser alcançado pelo controle do ângulo de inclinação.

O segundo grupo de estratégias de controle é chamado de controle de inércia virtual (no inglês, *virtual inertia control*). Por meio dessa técnica, os aerogeradores são controlados para emular o comportamento de geradores síncronos em eventos de variação de frequência. O controle de inércia virtual também é comumente realizado com base na operação de descarregamento (*de-load*), pois o controle de frequência primário requer que as UGs aumentem sua saída de potência ativa quando a frequência do sistema for menor que seu valor nominal.

Embora a redução da potência de saída do aerogerador seja usual nessa estratégia, pode-se também adotar o controle baseado em inércia virtual em aerogeradores do tipo DFIG sem a necessidade de operação em potência reduzida, com o uso de uma fonte de energia adicional conectada ao elo de CC existente nos conversores *back-to-back* dessa máquina. Ao contrário das técnicas convencionais, que se utilizam somente de estratégias de controle para condicionar a potência de saída dos aerogeradores, essas fontes adicionais, que são dispositivos de armazenamento de energia, possibilitam que a resposta inercial dos geradores eólicos seja alcançada pelo controle de potência ativa bidirecional do inversor conectado ao PCC, injetando ou recebendo potência da rede elétrica conforme a necessidade. Em momentos de queda de frequência na rede, esse inversor irá emular o comportamento de um gerador síncrono e passará a fornecer a energia disponível no banco de baterias para dar suporte ao sistema. A desvantagem de usar dispositivos de armazenamento de energia para controle de frequência está em seu custo, entretanto, dadas as exigências dos novos códigos de rede e o melhor desempenho em comparação com as demais estratégias, esse método vem cada vez mais sendo considerado e

estudado pela academia.

Independente da estratégia, em termos gerais, as abordagens do controle de inércia virtual podem ser divididas em três categorias principais, quais sejam (RUTTLEDGE; FLYNN, 2015): i) Resposta  $\Delta f$ : depende do desvio na frequência do sistema em relação à nominal, com parâmetros e estratégias ajustáveis que definem a forma da resposta; ii) Resposta Fixa: desacoplada da frequência instantânea do sistema, isto é, para qualquer desvio na frequência além de um limite fixo, uma resposta fixa é acionada; e iii) Resposta  $df/dt$ : desencadeada pela taxa de alteração da frequência medida do sistema, emulando uma resposta síncrona do tipo inercial.

As estratégias de controle de frequência supracitadas quando aplicadas em aerogeradores, especialmente no DFIG, objeto deste trabalho, requerem a modificação da lógica de extração da potência do vento para a conversão em potência ativa na saída da máquina. Os três principais blocos que definem a potência gerada, já destacados na Figura 1, são: o controle do ângulo de *pitch* para extração da potência máxima disponível do vento; o controle do CLM; e o controle do Conversor do Lado da Rede (CLR).

O primeiro, controle de *pitch*, atua na definição do ângulo de passo das pás,  $\beta$ , que juntamente com a razão de velocidade de ponta de pá,  $\lambda$ , definem o coeficiente de potência  $C_p$  por (1.3). O coeficiente de potência máximo possibilita a extração de potência mecânica máxima para um determinado valor de velocidade do vento, como pode ser observado por (1.2) e visualizado na Figura 2(b). Facilmente se deduz a partir de (1.3) que o  $C_p$  máximo é obtido quando  $\beta = 0^\circ$ . Assim, esse controle pode ser modificado para aumentar o ângulo  $\beta$  e, conseqüentemente, reduzir a potência mecânica extraível do vento. Essa reserva de potência poderá ser resgatada com o retorno de  $\beta$  ao seu valor mínimo. Esse é o princípio da estratégia de operação com potência de saída reduzida (*de-loading*), já citado.

O segundo bloco, o CLM, recebe uma referência de potência ativa a ser extraída no estator, que normalmente advém de uma curva de rastreamento da potência máxima (do inglês, *Maximum Power Point Tracking* (MPPT)), a mesma curva obtida quando o ângulo  $\beta = 0^\circ$ , explicada no parágrafo anterior. Por isso, pode-se considerar que a estratégia *de-loading* se utiliza dos dois blocos, o do mecanismo de controle do ângulo de *pitch* e o do CLM. Entretanto, qualquer modificação no controle que sintetiza a referência de potência no CLM pode, potencialmente, definir a forma com que o DFIG irá disponibilizar potência ativa extra pelo lado do estator em situações de oscilação de frequência na rede. É nesse ponto que as técnicas de inércia

virtual citadas por Rutledge e Flynn (2015) podem ser aplicadas ( $\Delta f$ , Trajetória Fixa ou  $df/dt$ ). A desvantagem de atuar no CLM para a adoção de um método de controle de frequência é exatamente a limitação da potência máxima extraível, que corresponde à potência nominal da máquina.

O terceiro e último bloco é o do CLR. Nesse caso, na operação clássica, ele normalmente é responsável apenas por manter a tensão no elo CC do conversor *back-to-back* e repassar a potência ativa que flui pelos terminais do rotor da máquina, em qualquer sentido a depender do modo de operação (supersíncrono ou subsíncrono). Também é responsável por definir a potência reativa, que pode ser definida para zero. Essa desobrigação de atuar na definição da potência ativa do estator abre a possibilidade para a definição de uma referência de potência ativa do CLR que não seja somente aquela que advém do CLM ou aquela necessária para estabilizar a tensão no elo CC. E é nesse bloco que este trabalho propõe a substituição de seu controle juntamente com a inclusão de uma fonte de armazenamento no elo CC que disponibilizará energia para ser entregue ao sistema, imitando o comportamento de um gerador síncrono para prover suporte de frequência e também de tensão na ocorrência de distúrbios nessas grandezas. Essa é uma técnica baseada na inércia virtual, cujos detalhes serão apresentados daqui em diante.

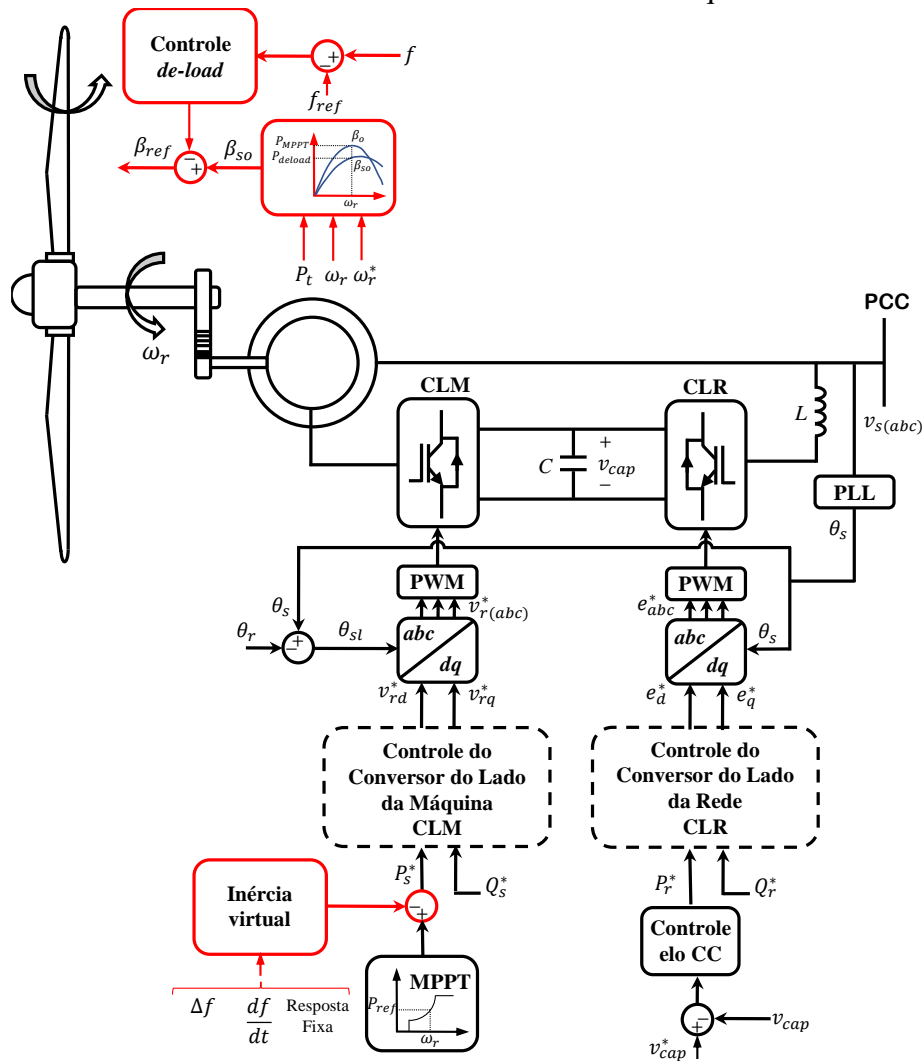
A Figura 6 apresenta o esquema básico de um DFIG com destaque para os blocos de controle frequência descritos (em vermelho), passíveis de modificação para a utilização de estratégias de controle de frequência.

#### 1.4 Revisão Bibliográfica

Esta seção tem como objetivo realizar uma revisão bibliográfica, apresentando estudos sobre o tema de controle de frequência em aerogeradores DFIG. Como exposto na seção anterior, o controle de frequência por aerogeradores foi dividido em duas estratégias bem definidas: o controle primário de frequência pela operação com potência de saída reduzida (*de-loading*), que se subdivide em técnicas de *over-speeding* e técnicas de controle do ângulo de *pitch*; e o controle baseado em inércia virtual. Nesta seção, serão mencionadas algumas referências e suas respectivas contribuições para o assunto em estudo.

Ekanayake e Jenkins (2004) apresentaram uma modificação no controle do DFIG com o objetivo de introduzir uma resposta de inércia virtual à turbina eólica. O controle apresentado se baseia na relação entre a velocidade angular do rotor e o torque da máquina e introduz um controle modificado com a inclusão de um *loop* suplementar para obtenção de uma

Figura 6 – Controles clássicos com inclusão de controles de frequência.



Fonte: Próprio autor.

resposta de inércia. A saída desse controle é a corrente  $i_{rq}$  de referência que alimenta a malha da potência no estator. Os resultados mostraram que para uma mudança exponencial na frequência do sistema de 50 Hz para 49,75 Hz em um DFIG de 2 MW, o controle proposto liberou energia cinética que correspondeu a uma potência adicional de 700 kW, ao invés dos 40 kW adicionados com o controle convencional do DFIG (sem a inércia virtual).

Zhong e Weiss (2010) definiram o termo synchronverter, apresentando a ideia de operar um inversor genérico para imitar um gerador síncrono. Em seu trabalho, a teoria de controle dos geradores síncronos poderia ser aplicada a inversores conectados a sistemas de potência de maneira a simular seu comportamento. Dessa forma, as potências ativa e reativa fornecidas pelos synchronverters puderam ser controladas de maneira a emular os conhecidos mecanismos de controle de queda de frequência e tensão. O estudo foi aprimorado e nos anos seguintes a estratégia do synchronverter passou a ser adotada em diversas aplicações, com



abordagem teórica em aerogeradores DFIG.

Zertek *et al.* (2012) adotaram estratégia que consiste em usar a energia cinética da turbina eólica no caso de queda de frequência, de modo que a combinação da potência extraída da inércia e a potência mecânica da turbina forneçam a quantidade necessária da reserva de energia. Para atingir esse objetivo, é feita uma combinação do controle de inércia virtual com o controle de *pitch*. Dois controladores são utilizados, um para o controle do ângulo de *pitch* e outro para controle da velocidade do rotor. Os resultados mostraram que, usando a estratégia de controle proposta, as turbinas eólicas podem fornecer eficientemente a quantidade necessária de reserva de energia por pelo menos 30 segundos. Após a energia cinética rotacional ter sido esgotada, a produção do aerogerador é reduzida para seu valor de pré-contingência mais a reserva de energia mecânica. A análise do rendimento energético mostrou que é possível obter economia de energia de até 2,79% a mais anualmente, em comparação com a estratégia de controle de frequência convencional.

Pandey e Bhongade (2014) propuseram um método para minimizar oscilações de frequência em uma área a partir do método de controle de inércia virtual com o uso de um Regulador Linear Quadrático (*Linear Quadratic Regulator* (LQR)) aplicado ao DFIG. Os resultados mostraram que a inserção do controlador LQR melhorou a resposta do DFIG ao amortecer as oscilações da frequência no ponto de conexão ao sistema.

Baccino *et al.* (2014) propuseram uma técnica de controle preditivo para melhorar a contribuição de geradores de energia eólica para a regulação de frequência primária em sistemas de energia elétrica. A técnica é chamada de *Model Predictive Control Frequency Support* (MPC-FS). Os resultados mostraram que o MPC-FS consegue limitar a variação de frequência mais do que o controlador convencional baseado em um filtro passa-alta (*High-Pass Filter - Frequency Support* (HPF-FS)), reduzindo a frequência mínima atingida em até 19% se comparado a um sistema sem nenhum suporte de frequência.

Wang *et al.* (2015) apresentaram uma estratégia integrada de controle de frequência que combina o controle inercial e o controle do ângulo de *pitch*, a partir de um único controlador para o conversor do lado da máquina e para o circuito do ângulo das pás. Os resultados mostraram que os DFIGs com a estratégia de controle proposta forneceram suporte eficaz à inércia e reduziram o erro estático da frequência da rede após a perturbação.

Liu *et al.* (2016) propuseram um controlador de ângulo de chaveamento (*Switching Angle Controller* (SAC)) e um controlador de geração automática (*Automatic Generation Con-*

*troller* (AGC)) para o DFIG. Os métodos de controle de frequência propostos trabalham com base na operação de descarga por meio da técnica de *pitching*. O SAC e o AGC servem como controladores complementares para o sistema convencional de controle vetorial de DFIGs. A entrada para o SAC é a diferença entre a frequência de carga e a frequência nominal do sistema e a saída é o chamado ângulo do rotor virtual, que então é somado ao ângulo de fase do estator medido pelo PLL. O valor resultante alimenta os controladores do lado da rede e do rotor do DFIG, aumentando assim a potência na saída do aerogerador. A técnica, então, consiste em fazer com que a saída de potência ativa do DFIG se comporte como a de um gerador síncrono. O controlador AGC também tem como entrada o erro entre a frequência nominal e a lida, gerando um valor adicional de potência que será somado à potência de referência para o controlador de ângulo de *pitch* da máquina.

Hazari *et al.* (2017) apresentaram um controle baseado em lógica *Fuzzy* para gerar uma referência de potência para o controlador do lado da máquina. O controlador *Fuzzy* recebe os dados de frequência e tensão e, após o processo de aprendizado, gera a resposta inercial em caso de oscilações na frequência da rede.

Nadour *et al.* (2019) propuseram uma estratégia de controle baseado em inércia virtual que permite ao sistema de conversão de energia eólica baseado no DFIG fornecer, no caso de uma variação de frequência, um suporte inercial para o sistema de energia através do uso simultâneo da energia cinética reservada nas massas rotativas da turbina e uma porção da energia reservada no capacitor do elo CC. Uma possível desvantagem dessa proposta está na redução do controle da tensão no elo CC, visto que a estratégia propõe definir a injeção de potência ativa pelo conversor do lado da rede. Isto é, o controle de tensão passa a ser realizado de forma indireta. Proposta semelhante já havia sido apresentada por Zhu *et al.* (2017).

Elmouhi *et al.* (2019) propuseram um controle baseado em inércia virtual em DFIG com seus conversores do lado da rede e da máquina controlados pela técnica *Backstepping*, baseada na Teoria de Lyapunov. A técnica consiste em organizar um sistema complexo de um processo em vários subsistemas em cascata. Para isso, uma função candidata Lyapunov é escolhida para garantir a estabilidade do primeiro subsistema e, em seguida, adiciona-se o segundo subsistema e escolhe-se a função candidata Lyapunov para a estabilidade do sistema aumentado, até que se encontre a expressão que pode estabilizar o sistema global.

Zhong (2020) aperfeiçoou o estudo dos *synchronverters*. A abordagem considera seu uso no DFIG nos conversores do lado da máquina (CLM) e do lado da rede (CLR), entretanto,

não utiliza fonte extra de energia e dispensa o uso do PLL. Observa-se pelos resultados do trabalho que a disponibilização de potência ao sistema é limitada em magnitude e duração, em razão de a única fonte de energia ser o capacitor do elo CC, que, por sua vez, deve ser controlado de modo a receber energia da rede em momentos de descarregamento.

Oliveira *et al.* (2023) apresentaram uma abordagem de controle de frequência que associa o conversor do lado da rede de um aerogerador DFIG com um Synchronverter e comparou seu desempenho com outras técnicas de controle de frequência baseadas em *de-load* e inércia virtual. O Synchronverter proposto foi baseado em estudos que o utilizaram em diversas aplicações, dentre elas usinas fotovoltaicas, sistemas *High-Voltage Direct Current* (HVDC), compensadores estáticos e outros conversores fonte de tensão, como em Aouini *et al.* (2015), Piya e Karimi-Ghartemani (2016), Rosso *et al.* (2017), Ferreira *et al.* (2019), Vetoshkin e Müller (2020), Ding *et al.* (2022) e Ramírez *et al.* (2022). Os resultados mostraram que a técnica CLR-Synchronverter apresentou melhor desempenho ao atenuar uma queda de frequência em até 45,7% a menos quando comparada com as estratégias convencionais.

Os trabalhos supracitados buscam encontrar uma solução para o fornecimento de potência ativa adicional como forma de dar suporte ao sistema elétrico em caso de oscilações de frequência, assim como fazem os geradores síncronos. No mercado, o método de operação com potência de saída reduzida, por meio das técnicas de *over-speeding* e técnicas de controle do ângulo de *pitch*, ainda são muito utilizados, principalmente esta última. Prova disso é que em Cavalcante *et al.* (2023), um estudo do comportamento de um aerogerador do tipo *Full-Converter* mostrou que o atendimento ao suporte de frequência por uma máquina real do fabricante ENERCON se dá por meio de um controle estático convencional de potência *versus* frequência ou de uma função de inércia sintética, que garante o fornecimento adicional de 10% da potência nominal por um período máximo de 10 segundos, com posterior redução de potência ativa no período pós-resposta inercial.

De fato, os últimos trabalhos publicados trazem o método de inércia virtual, também referenciado como inércia sintética, como mais apropriado e moderno. Neste método, destaca-se que o aerogerador também deve possuir uma reserva de potência, visto que o controle requer que as UGs entreguem potência adicional para suprir as quedas de frequência.

Também se percebe que há uma tendência de associação dos dois métodos (*de-load* e inércia virtual), utilizando-se de técnicas de controle mais atuais, como controle preditivo, além do uso de inteligência artificial para a geração de potências de referência aos conversores do

aerogerador.

Uma outra estratégia, que envolve o método de inércia virtual associado a equipamentos adicionais de armazenamento tem sido pouco explorada, mas já se observam trabalhos com o uso do Synchronverter, inicialmente sem suporte de fontes de armazenamento, e agora com a aplicação de baterias no elo CC de aerogeradores com conversores plenos e com conversores parciais, como o DFIG.

O baixo interesse inicial nessa técnica provavelmente se deve ao custo da implementação destes dispositivos, o que tornaria a solução menos atrativa. Entretanto, considerando as exigências atuais e a possibilidade de provisão de controle de frequência primária, entende-se necessária a abordagem de técnicas com aplicação de equipamentos de armazenamento de energia adicionais. Como será discorrido nas seções subsequentes, esta é uma lacuna ainda pouco preenchida no campo de estudo dos futuros serviços ancilares prestados por aerogeradores. Desta maneira, esse será o foco a ser abordado nesta tese.

## 1.5 Identificação do Problema

Embora os fabricantes de aerogeradores venham adequando suas máquinas aos códigos de rede atuais, o aumento do nível de penetração da geração eólica em nível mundial, bem como na rede brasileira, eleva o potencial de impacto desta fonte no desempenho do sistema. Para se ter uma ideia, IEA (2022) aponta que até o ano de 2050, 80% de toda a geração de eletricidade mundial será advinda de fontes renováveis, sendo 59% somente de fontes eólicas e fotovoltaicas, que se utilizam de eletrônica de potência para a conversão. No Brasil, como citado na introdução desta tese, esse patamar já estará próximo de ser alcançado até o ano de 2030. A maior participação dessas fontes tem levado os operadores de sistemas, como o ONS, a revisões periódicas dos requisitos técnicos, com aperfeiçoamento e estabelecimento de novas exigências.

Ao se confirmar essa previsão, as usinas eólicas e fotovoltaicas certamente deverão passar a prestar os serviços ancilares contratados, e pagos, pela ANEEL, como os definidos na Resolução ANEEL nº 14.084/2023, mais especificamente o Controle Secundário de Frequência. Isto porque os grandes geradores síncronos terão menos participação nos sistemas elétricos interligados. No cenário atual brasileiro, as usinas eólicas são obrigadas a dispor de suporte de frequência para controle primário por um tempo mínimo de 5 segundos. As técnicas mais antigas, como *de-load* e inércia virtual sem armazenamento extra, não são capazes de contribuir com o suporte por muito tempo, como já exposto. Por isso se mostra necessário o estudo e

desenvolvimento, ou mesmo o aperfeiçoamento, de técnicas para esse fim. Nesse cenário, o interesse na abordagem do Synchronverter se justifica, na medida em que novas técnicas de controle e ajuste nesse sistema poderão promover a adoção do controle primário de frequência com maior duração e magnitude para apoiar as grandes usinas hidrelétricas e seus geradores síncronos, que já se reduzem proporcionalmente na matriz elétrica brasileira a cada dia que se passa.

Ao longo deste trabalho serão apresentadas análises teóricas as quais nos levarão a desenvolver uma estratégia de controle que possibilite ao conversor do lado da rede injetar no PCC potência ativa adicional, além da potência nominal do aerogerador, de forma que seu comportamento imite o de um gerador síncrono convencional. A técnica irá incluir o estudo de um resistor virtual no controle que irá contribuir para estabilidade do sistema sem a necessidade de sua inclusão no filtro de saída, reduzindo as perdas do filtro em até 5% caso um resistor real fosse adicionado para esse fim. Os benefícios dessa estratégia serão verificados com a utilização de ferramentas de simulação a partir de dois modelos: o primeiro de um aerogerador baseado em DFIG conectado a uma fonte de tensão ideal (barramento infinito) para ajustes do modelo; e o segundo de uma usina eólica composta por DFIG baseado em CLR-Synchronverter, já com seus parâmetros ajustados, e conectada a um sistema do *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE), IEEE - 14 Barras modificado para análise do comportamento dinâmico em um cenário próximo da realidade.

## 1.6 Hipótese

Considera-se que o incremento das fontes baseadas na conversão de energia por meio de eletrônica de potência e conversores estáticos contribua para a perda da inércia dos sistemas interligados baseados em máquinas síncronas. Daí a necessidade de definir estratégias para a promoção da estabilidade dos sistemas e das tecnologias que deverão ser desenvolvidas para dar suporte a sua operação segura. Portanto, a hipótese é que a adoção de estratégias de suporte de potência ativa adicional por meio de aerogeradores contribui para a estabilidade dos sistemas durante excursões de frequência.

## 1.7 Objetivos

O objetivo geral desta tese é apresentar uma estratégia de prestação de serviços ancilares por meio de aerogeradores DFIG, com a modificação do controle do CLR, que passará a ser baseado na teoria dos Synchronverters, imitando assim os geradores síncronos na disponibilização de potência ativa adicional durante excursões de frequência no sistema.

Para o atingimento do objetivo geral, os objetivos específicos são apresentados a seguir:

- Consolidar um modelo em espaço de estados que possa representar o DFIG com o controle do conversor do lado da rede baseado em Synchronverter, para prestação de suporte de potência ativa frente a oscilações de frequência na rede elétrica;
- Apresentar a técnica de controle de frequência denominada CLR-Synchronverter que permita aos aerogeradores baseados em máquina de indução duplamente alimentada prestar suporte de frequência primária, atendendo e superando os novos requisitos impostos pelos operadores de sistemas de transmissão;
- Testar o modelo de controle do CLR-Synchronverter para suporte de frequência primária e avaliar a compatibilidade da resposta em frequência com as regras de código de rede dos operadores de sistemas de transmissão;

## 1.8 Contribuições do Trabalho

Este trabalho propõe, inicialmente, um modelo em espaço de estados que possa representar o aerogerador do tipo DFIG com o controle do conversor do lado da rede baseado em um conversor síncrono, que será chamado de CLR-Synchronverter, para fornecimento de potência ativa adicional, além da potência nominal da máquina, frente a oscilações de frequência na rede elétrica, de maneira que possa atender os requisitos do operador nacional do sistema elétrico de suporte primário de frequência. A potência adicional será obtida de uma fonte de energia (banco de baterias) conectada ao elo CC do conversor *back-to-back* de forma programada.

O DFIG baseado em CLR-Synchronverter terá sua estabilidade avaliada pelo método dos lugares das raízes e seus parâmetros estabelecidos para o desempenho desejado. Uma modificação no controle convencional do conversor irá incluir um resistor virtual, de maneira a evitar perdas no estágio de saída do filtro em até 5% caso um resistor real fosse adotado para fins de estabilizar o sistema, como será demonstrado.

Para a realização de simulações em ambiente PSCAD/EMTDC, o Sistema IEEE - 14 Barras será modificado para considerar o comportamento dinâmico no domínio do tempo, com a inclusão de uma usina eólica formada por aerogeradores DFIG equipados com o CLR-Synchronverter e de geradores síncronos com parâmetros de máquinas reais de uma usina hidrelétrica. Simulações com os modelos do DFIG baseado em CLR-Synchronverter e do sistema IEEE - 14 Barras modificado serão realizadas para cenários de distúrbios de frequência simulados a partir da entrada de blocos de carga em uma das barras do sistema interligado utilizado.

Essas ferramentas são utilizadas para validação da proposta desta tese, cuja contribuição principal é a adaptação de um synchronverter no conversor de um aerogerador DFIG para prestação de serviço ancilar de suporte de frequência primária ao sistema elétrico.

## **1.9 Lista de Trabalhos Aceitos ou Publicados**

Alguns dos resultados apresentados nesta tese foram publicados em revista especializada, conforme referência a seguir:

- OLIVEIRA, J. D. A. et al. Synchronverter-based frequency control technique applied in wind energy conversion systems based on the doubly-fed induction generator. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 214, p. 108820, 2023.

## 2 SISTEMA DE TESTES IEEE - 14 BARRAS MODIFICADO

O estudo de estratégias de suportabilidade de aerogeradores a distúrbios no sistema elétrico, como a operação em regime de frequência não nominal e subtensões (*fault ride-through*), requer ferramentas computacionais capazes de simular o comportamento dinâmico dos equipamentos quando inseridos em um sistema maior. O objetivo é investigar os fenômenos e a reação instantânea das máquinas nos primeiros ciclos após o distúrbio, aproximando-se o melhor possível da realidade, posto que são ocorrências de natureza transitória.

O sistema interligado nacional brasileiro é composto por 468 pontos de conexão, entre subestações com níveis de tensão de 69 kV a 800 kV, e um total de 179.311 km de linhas de transmissão, na maioria de 500/525 kV (70.044 km) e 230 kV (67.137 km) (ONS, 2023b). Portanto, representar esse sistema para a inclusão de uma usina eólica, por exemplo, seria uma tarefa muito difícil do ponto de vista computacional, principalmente se fôssemos incluir todas as máquinas elétricas (a geração). Por isso, os trabalhos acadêmicos que necessitam comprovar o comportamento dinâmico de suas propostas normalmente utilizam fontes de tensão ideais para representar o sistema conectado, alterando a impedância equivalente da fonte quando se pretende reduzir a potência de curto-circuito e se aproximando dos valores reais disponíveis. Essa estratégia, com uma única barra (a fonte de tensão ideal), tem a desvantagem de não contemplar a interação entre as diversas barras de um sistema interligado na ocorrência de distúrbios ou mesmo de não possibilitar a análise de fluxos de cargas entre regiões do sistema elétrico.

Uma forma mais realista de observar esses fenômenos é incluindo barras de carga, geração e balanço à simulação, cada uma com seu modelo equivalente. Considerando essa necessidade, membros do *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) publicaram padrões de sistemas interligados de diversas regiões, cada um com múltiplas barras e linhas de transmissão, bem como seus parâmetros elétricos, em um formato comum para troca de dados de fluxos de cargas resolvidos. Um desses sistemas bastante utilizado é o caso de teste IEEE - 14 Barras, que representa uma parte do *American Electric Power System* (no Meio-Oeste dos EUA), e se mostra adequado para o presente estudo, pois possui 14 barras, com 5 geradores e 11 cargas conectadas, conforme será detalhado adiante.

Entretanto, os modelos desse sistema disponíveis para uso em simuladores, em especial o PSCAD/EMTDC utilizado neste trabalho, incluem fontes de tensão ideais em substituição aos modelos de máquinas nas cinco barras de geração. Assim, não é possível avaliar o comportamento dinâmico da frequência elétrica frente a distúrbios como curtos-circuitos em



linhas, entrada e saída de blocos de carga, dentre outros, e sua recuperação promovida pelos geradores síncronos a partir de sua inércia. O que usualmente se faz é forçar a variação da frequência em degrau diretamente na fonte ideal.

Para contornar essa questão, resolveu-se criar, a partir de um modelo existente em PSCAD (2018), um sistema IEEE de 14 barras modificado, onde foram incluídos geradores síncronos em substituição aos modelos de fontes de tensão, cujos parâmetros adotados foram do modelo das máquinas da UHE Santo Antônio, no Brasil, incluindo o controlador de tensão (*Automatic Voltage Regulator (AVR)*) e o controlador de velocidade da turbina. Também foi incluída uma usina eólica na Barra 1 em paralelo com geradores síncronos, composta por aerogeradores DFIG, inicialmente com seus controles convencionais, ou seja, sem nenhuma estratégia de controle de frequência, o que será incluído mais adiante. A descrição detalhada deste modelo será apresentada neste capítulo, nas seções subsequentes.

## 2.1 Modelo Dinâmico e Parâmetros do Sistema

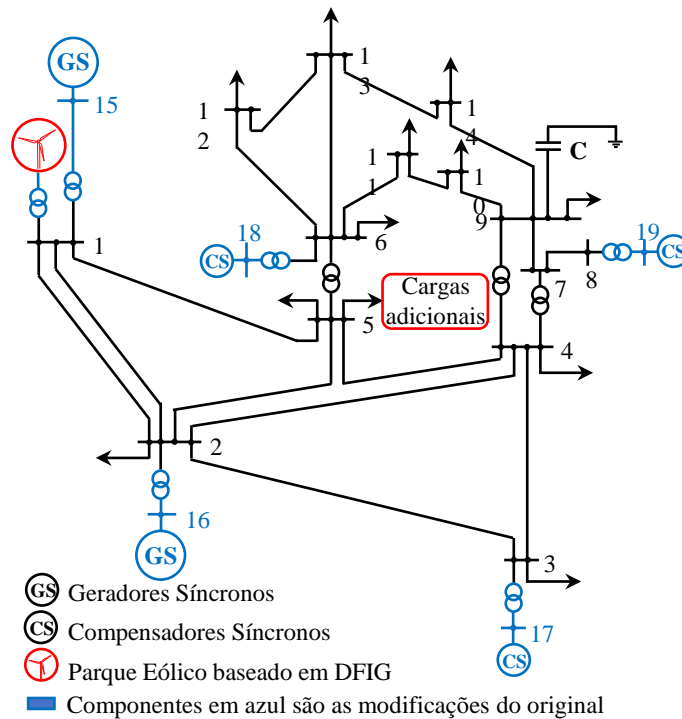
O modelo dinâmico do Sistema de teste IEEE - 14 Barras será alterado para incluir os parâmetros dos geradores síncronos e dos compensadores síncronos, além de uma usina eólica conectada à Barra 1. Para os compensadores síncronos, foram adotados os parâmetros disponíveis em Demetriou *et al.* (2015). No caso dos geradores síncronos, com o objetivo de refletir um sistema mais próximo do real, onde as características de inércia das máquinas influenciam fortemente o comportamento de todo o sistema frente a oscilações de frequência, foram utilizados os parâmetros e modelo das máquinas da UHE Santo Antônio, localizada no estado do Acre, no Brasil, incluindo o AVR e o controlador de velocidade da turbina, dispostos em EPE (2007).

Para adequar os níveis de tensão nominal dos geradores e compensadores síncronos, em 13,8 kV, com os do sistema IEEE de teste, em 138 kV, foram incluídos transformadores ideais e barramentos com os mesmos níveis de tensão das máquinas, numerados da Barra 15 a 19. A topologia do Sistema IEEE-14 Barras modificado é apresentada na Figura 7.

Os parâmetros das linhas de transmissão, transformadores, níveis de tensão e outros dados de estado permanente são considerados os mesmos que os apresentados em ICSEG (2013) e PSCAD (2018). A carga total demandada pelo Sistema é de 259,0 MW e 73,5 Mvar.

A usina eólica conectada à Barra 1 é composta por um modelo de aerogerador DFIG de 500 kW, tensão do estator de 690 V, com o rotor alimentado por um conversor controlado em

Figura 7 – Topologia do Sistema IEEE-14 Barras modificado.



Fonte: Próprio autor.

corrente, CLM, cuja estratégia utilizada é a do controle vetorial orientado pelo campo magnético do estator. O conversor que conecta a rede ao elo CC, CLR, utiliza a técnica de controle orientado pela tensão da rede. Ambos os conversores são chaveados a uma frequência de 10 kHz, por meio da técnica *Pulse-Width Modulation* (PWM) convencional seno-triângulo. O DFIG é conectado a um transformador 690 V/ 13,8 kV, que por sua vez se conecta ao barramento de 13,8 kV por meio de um componente de escala, que funciona como um multiplicador de corrente, usado para modelar um parque eólico de várias unidades. Para este trabalho, o parque eólico totaliza 165 MW de potência de geração, que irá substituir dois geradores síncronos conectados à Barra 1 durante os estudos de simulação, com potência de 165 MW, mantendo-se inalterada a potência total do sistema.

O sistema mecânico, composto pela turbina e pelo controlador de ângulo de *pitch*, extrai a potência máxima disponível do vento e produz o torque mecânico, que é entregue à máquina de indução e convertida em torque elétrico e potência elétrica. A operação básica do modelo consiste na medição do vento e definição da curva de MPPT, que dá a referência de potência ativa para o CLM, como definido em Anaya-Lara *et al.* (2011).

As Tabelas 3 a 5 fornecem os dados do sistema de teste, incluindo os do aerogerador DFIG. Os valores das potências de base da Tabela 3 são de 82,5 MVA para os geradores síncronos,

40 MVA para o compensador síncrono na barra 17 e 25 MVA para os compensadores síncronos das barras 18 e 19. A tensão de base é de 13,8 kV. Para o aerogerador DFIG (Tabela 4), a potência de base é de 500 kVA e tensão de base de 690 V. O sistema IEEE-14 Barras Modificado (Tabela 5), possui potência de base de 100 MVA e tensão de base de 138 kV.

Tabela 3 – Dados das Máquinas do Sistema de Teste IEEE - 14 Barras Modificado.

	Tipo de máquina			
	Ger. Sínc.	Ger. Sínc.	Comp. Sínc.	Comp. Sínc.
Nº Barra (Nova Barra)	1(15)	2(16)	3(17)	6(18), 8(19)
Potência Nominal (MVA)	247,5	165,0	40,0	25,0
Tensão Nominal (kV)	13,8	13,8	13,8	13,8
$H$ (s)	3,600	3,600	1,520	1,520
$r_a$ (p.u.)	0,002	0,003	0,000	0,003
$x_d$ (p.u.)	0,333	0,500	2,373	1,769
$x_q$ (p.u.)	0,220	0,330	1,172	0,580
$x'_d$ (p.u.)	0,123	0,185	0,343	0,304
$x'_q$ (p.u.)	0,153	0,230	1,172	0,228
$x''_d$ (p.u.)	0,097	0,145	0,231	0,204
$x''_q$ (p.u.)	0,097	0,145	0,231	0,204
$x_p$ (p.u.)	0,053	0,080	0,132	0,105
$T'_{d0}$ (s)	5,700	5,700	11,600	8,000
$T'_{q0}$ (s)	0,135	0,135	0,850	0,850
$T''_{d0}$ (s)	0,050	0,050	0,058	0,053
$T''_{q0}$ (s)	0,120	0,120	0,201	0,015

Fonte: (EPE, 2007)

Tabela 4 – Parâmetros do Sistema - Gerador de Indução DFIG.

Parâmetro	Valor
Velocidade síncrona nominal (rpm)	1800
Potência ativa nominal ( $P_n$ )	500 kW
Tensão nominal do estator ( $V_{sL-L}$ )	0,69 kV
Relação de espiras do estator/rotor	1,0
Frequência nominal ( $f_n$ )	60 Hz
Resistência do estator ( $R_s$ )	0,0054 p.u.
Indutância de dispersão do estator ( $L_{ls}$ )	0,108 p.u.
Resistência do rotor ( $R_r$ )	0,00607 p.u.
Indutância de dispersão do rotor ( $L_{lr}$ )	0,11 p.u.
Indutância de magnetização ( $L_m$ )	4,362 p.u.
Momento angular de inércia ( $J$ )	0,5 s
Tensão nominal do barramento CC ( $v_{cap}$ )	2,5 kV
Capacitor de barramento CC ( $C$ )	100,0 mF
Potência de saída mecânica nominal ( $P_{mech}$ )	500 kW

Fonte: (PSCAD, 2018)

Tabela 5 – Dados de Linha do Sistema de Teste IEEE-14 Barras Modificado.

Linha		$R$ (pu/m)	$X$ (pu/m)	$B$ (pu/m)
Da Barra	Para Barra			
1	2	0,0194	0,0592	0,0528
1	5	0,0540	0,2230	0,0492
2	3	0,0470	0,1980	0,0438
2	4	0,0581	0,1760	0,0340
2	5	0,0570	0,1740	0,0346
3	4	0,0670	0,1710	0,0128
4	5	0,0134	0,0421	0,0001
6	11	0,0950	0,1990	0,0001
6	12	0,1230	0,2560	0,0001
6	13	0,0662	0,1300	0,0001
7	8	0,0001	0,1760	0,0001
7	9	0,0001	0,1100	0,0001
9	10	0,0318	0,0845	0,0001
9	14	0,1270	0,2700	0,0001
10	11	0,0821	0,1920	0,0001
12	13	0,2210	0,2000	0,0001
13	14	0,1710	0,3480	0,0001

Fonte: (ICSEG, 2013)

## 2.2 Validação do Modelo Através de Simulações

Com o objetivo de verificar a aderência do sistema IEEE-14 Barras modificado ao comportamento real, foram calculadas as potências de curto-circuito nas Barras 2 e 5, onde são feitas as medidas de frequência do sistema frente a distúrbios e a inclusão de blocos de cargas, respectivamente. O objetivo da inclusão do degrau de cargas é avaliar o comportamento da frequência do sistema frente ao distúrbio, como será explanado adiante.

De acordo com Grainger (1999), através do Método de Componentes Simétricas e do cálculo das correntes de curto-circuito a partir das impedâncias de sequência, pode-se calcular a corrente de curto-circuito nas barras desejadas. Para este estudo, as correntes de curto-circuito simétricas, que são um caso particular de um caso mais geral, o das correntes de curto assimétricas, serão suficientes para se definir a potência de curto-circuito nas barras desejadas.

Para o cálculo das impedâncias equivalentes de Thevenin envolvidas, considera-se:

- Os geradores representados pela reatância subtransitória de eixo direto,  $x_d''$ ;
- O modelo de linha de transmissão média, representadas pelo modelo  $\pi$ ;
- As cargas são constantes e serão desprezadas para efeito de simplificação;
- Os transformadores são representados por sua reatância total de dispersão.

A potência de curto-circuito (*Short Circuit Level (SCL)*) em uma determinada barra

do sistema, que pode ser determinada reduzindo-se o sistema a um equivalente Thevenin cujas respectivas tensão e impedância são  $\dot{V}_{th} = 1,0 \angle 0$  e  $\dot{Z}_{th}$ , é calculada por:

$$SCL = \frac{V_{th}^2}{Z_{th}}, \quad (2.1)$$

onde  $Z_{th}$  é a impedância equivalente de Thevenin vista da barra onde ocorre o curto-circuito. Considerando que o sistema em análise é equilibrado, as impedâncias de sequência positiva dos diversos componentes do circuito são iguais às suas impedâncias reais. Utilizando-se o método da matriz impedância de barra, pode-se encontrar as impedâncias equivalentes de todo o sistema. Para isso, encontra-se a matriz de admitância nodal, e por meio de sua inversa determina-se a matriz impedância de barra, onde:

$$[\dot{Z}] = [\dot{Y}]^{-1} = \begin{bmatrix} \dot{Z}_{11} & \dot{Z}_{12} & \dots & \dot{Z}_{1n} \\ \dot{Z}_{21} & \dot{Z}_{22} & \dots & \dot{Z}_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{Z}_{n1} & \dot{Z}_{n2} & \dots & \dot{Z}_{nn} \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Considerando os dados das Tabelas 3 e 5, e aplicando-se o método descrito, chega-se aos valores das impedâncias de Thevenin nas barras 2 e 5.

$$Z_{22} = 0,0035 + j0,0455 \text{ p.u.} \quad (2.3)$$

$$Z_{55} = 0,0148 + j0,0851 \text{ p.u.} \quad (2.4)$$

As correntes de curto-circuito trifásico calculadas são:

$$I_{cc2} = 9,158 \text{ kA}, \quad (2.5)$$

$$I_{cc5} = 4,843 \text{ kA}. \quad (2.6)$$

Assim, de acordo com (2.1), as potências de curto-circuito nas barras 2 e 5 são:

$$SCL_{2pu} = \frac{V_{th}^2}{Z_{22}} = 1/0,0457 = 21,89 \text{ p.u.} \quad (2.7)$$

$$SCL_{5pu} = 1/0,0864 = 11,58 \text{ p.u.} \quad (2.8)$$

Portanto, as potências de curto-circuito nas respectivas barras, em MW, são:

$$SCL_2 = 2.188,2 \text{ MW}, \quad (2.9)$$

$$SCL_5 = 1.157,4 \text{ MW}. \quad (2.10)$$

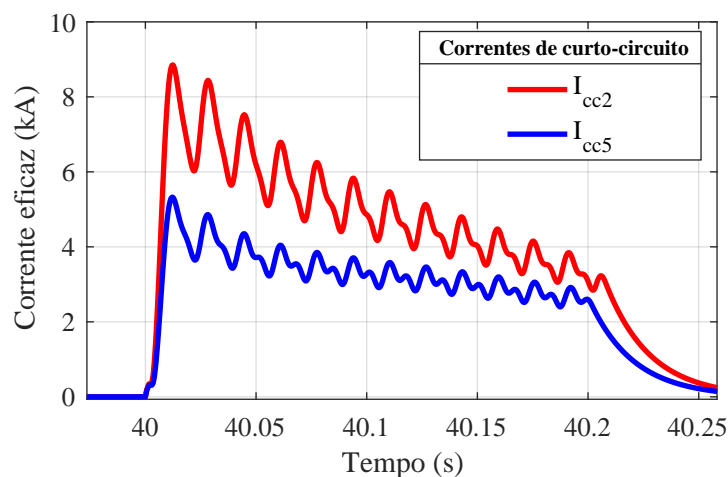
Considerando a potência disponível ( $P_d$ ) de 411,25 MW alimentando as cargas do sistema, a relação de curto-circuito (*Short Circuit Ratio (SCR)*) é:

$$SCR_2 = SCL_2/P_d = 2.188,2 \text{ MW}/411,25 \text{ MW} = 5,32. \quad (2.11)$$

$$SCR_5 = 1.157,4 \text{ MW}/411,25 \text{ MW} = 2,81. \quad (2.12)$$

As correntes de curto-circuito trifásico nas barras 2 e 5 foram simuladas no modelo PSCAD e seus valores máximos eficazes correspondem aos apresentados em (2.5) e (2.6). A Figura 8 apresenta as correntes eficazes nas barras 2 e 5.

Figura 8 – Correntes rms de curto-circuito trifásico nas barras 2 e 5.



Fonte: Próprio autor.

Como forma de avaliar o impacto do acréscimo de um bloco de cargas na frequência do sistema, foram simulados incrementos de carga no barramento 5 do sistema IEEE - 14 Barras modificado, sem a presença do parque eólico, em ambiente PSCAD/EMTDC. As cargas foram inseridas no tempo  $t = 40$  s, quando o transitório de inicialização do sistema e dos geradores

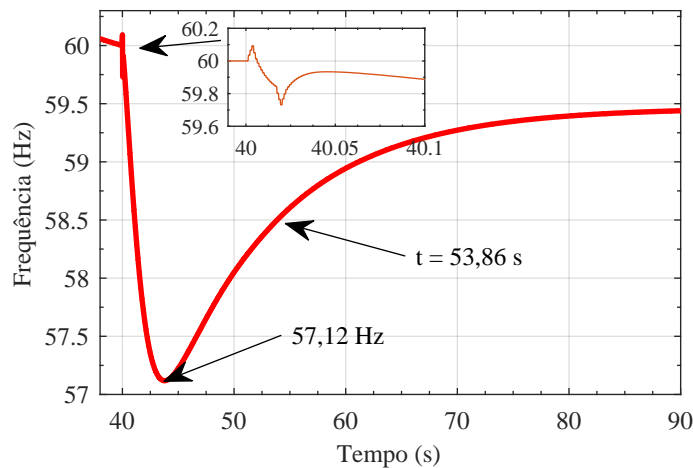
síncronos foi superado. A Tabela 6 apresenta os valores de carga adicionados em cada simulação, em MW/Mvar e em percentual da carga total do sistema de 259 MW e 73,5 Mvar. A Figura 9 apresenta o resultado da variação de frequência do sistema, medido no barramento 2 e seu comportamento para restabelecimento, para o cenário 4.

Tabela 6 – Cargas adicionadas ao barramento 5.

Cenário	Incremento de carga (MW / Mvar)	Incremento de carga (%MW / %Mvar)
1	9 / 3	3,47 / 4,08
2	15 / 3	5,79 / 4,08
3	30 / 6	11,58 / 8,16
4	60 / 12	23,16 / 16,32
5	90 / 15	34,75 / 20,41

Fonte: Próprio autor.

Figura 9 – Desvio de frequência após degrau de carga.



Fonte: Próprio autor.

Os resultados de simulação mostram que o cenário 4 (60 MW/12 Mvar) leva a frequência a excursionar até 57,12 Hz, com retorno para 59,44 Hz após 50 s. O retorno para o patamar de 58,5 Hz ocorreu em  $t = 53,86$  s, ou seja, após 13,86 s da entrada de carga. Considerando que, para atendimento aos procedimentos de rede, o tempo máximo de permanência nessa faixa (56,0 Hz a 58,5 Hz) deve ser de 20 s, esse cenário representa o mais severo sem que as proteções reais do sistema atuem por subfrequência. Portanto, ele será adotado nos estudos de simulação do Capítulo 4 deste trabalho.

A taxa de variação da mudança de frequência, do inglês *Rate of Change of Frequency* (RoCoF), definida como a derivada da frequência do sistema no tempo ( $df/dt$ ), quando da

ocorrência de um desbalanço carga/geração no sistema, é uma grandeza importante que reflete a robustez de uma rede elétrica, e pode ser calculada como (ENTSO-E, 2018):

$$RoCoF|_{t=0^+} = \frac{\Delta P_{\text{imbalance}}}{P_{\text{load}}} \cdot \frac{f_0}{2H}, \quad (2.13)$$

onde  $0^+$  é o momento logo após a desconexão da carga/geração,  $\Delta P_{\text{imbalance}}$  é a variação da carga/geração,  $P_{\text{load}}$  é a carga total do sistema antes do desbalanço,  $f_0$  é a frequência do sistema antes da desconexão e  $H$  é a inércia equivalente do sistema, em segundos.

Analisando-se (2.13), verifica-se que a baixa potência de curto-circuito verificada em (2.9) e (2.10), confirmada por (2.11) e (2.12), implica em uma baixa inércia  $H$ , que torna a razão  $f_0/2.H$  mais significativa. Aliando isso a uma variação de potência de 60 MW / 12 Mvar (Cenário 4) para uma carga total de 412,5 MW, que eleva o numerador da primeira parcela do lado direito de (2.13), tem-se um RoCoF elevado, o que justifica a queda acentuada na frequência verificada na Figura 9.

Assim, considera-se que o sistema, ao variar a frequência de 60 Hz para 57,12 Hz, pode ser considerado aderente à realidade, servindo ao propósito desta tese e como modelo para futuras análises de cenários de variação de frequência.

### 2.3 Conclusões

Considerando a necessidade de um sistema de testes para a realização das simulações desta tese nos capítulos subsequentes, foi desenvolvido neste capítulo um modelo dinâmico baseado no sistema de teste IEEE - 14 Barras, onde foram incluídos geradores síncronos, cujos parâmetros adotados foram os do modelo das máquinas da Usina hidroelétrica (UHE) Santo Antônio, no Brasil, incluindo o AVR e o controlador de velocidade da turbina. A adoção de sistemas de testes com parâmetros de geradores síncronos reais dá maior credibilidade e melhor compreensão dos fenômenos na rede elétrica, como transitórios de tensão e variação de frequência. Isso porque, como se sabe, a resposta de um gerador a um evento de curto-circuito, ou a uma variação de carga, não depende apenas da inércia do sistema, mas também das características do gerador (momento de inércia intrínseca, ajuste e características da excitatriz e do controle e robustez do sistema) e do seu ponto de operação.

O sistema modificado, que teve a potência de curto-circuito calculada em barras pré-definidas, foi validado frente a um evento de oscilação de frequência durante uma entrada de carga de 60 MW / 12 MVar na barra 5. A resposta da variação da frequência de 60 Hz para



57,12 Hz, pode ser considerada aderente à realidade, servindo ao propósito desta tese e como modelo para futuras análises de cenários de variação de frequência.

Nos capítulos seguintes, é apresentada a proposta do controle de frequência para o aerogerador DFIG baseado em Synchronverter e sua modelagem matemática. Finalizando esta tese, é avaliado, por meio de simulações, seu desempenho na prestação de suporte de potência ativa em situações de oscilação de frequência em um sistema interligado.

### 3 CONTROLE DE FREQUÊNCIA EM AEROGERADORES DFIG

Neste capítulo, é desenvolvida a proposta do controle de frequência em aerogerador DFIG baseado em Synchronverter. Para que se possa sintonizar os controles do aerogerador é necessário abordar e modelar todos os seus componentes, desde a parte mecânica até a saída da máquina nos terminais do estator e do rotor. Assim, passa-se a desenvolver esses modelos especificamente a partir de suas equações dinâmicas no domínio do tempo e sua representação em espaços de estados.

O objetivo é construir um modelo matemático para análise da operação do CLR-Synchronverter, objeto desta tese. Uma das principais contribuições para a melhoria desse controle é a adaptação do resistor virtual no controle do conversor do lado da rede, apresentado em Piya e Karimi-Ghartemani (2016) para um Synchronverter conectado a um elo CC com tensão constante. No caso do DFIG, o desafio está no fato de que o CLR-Synchronverter não só entregará uma potência definida na saída, assim como no trabalho citado, mas também deverá controlar a tensão no elo CC do conversor *back-to-back* existente, que influencia na dinâmica do sistema como um todo.

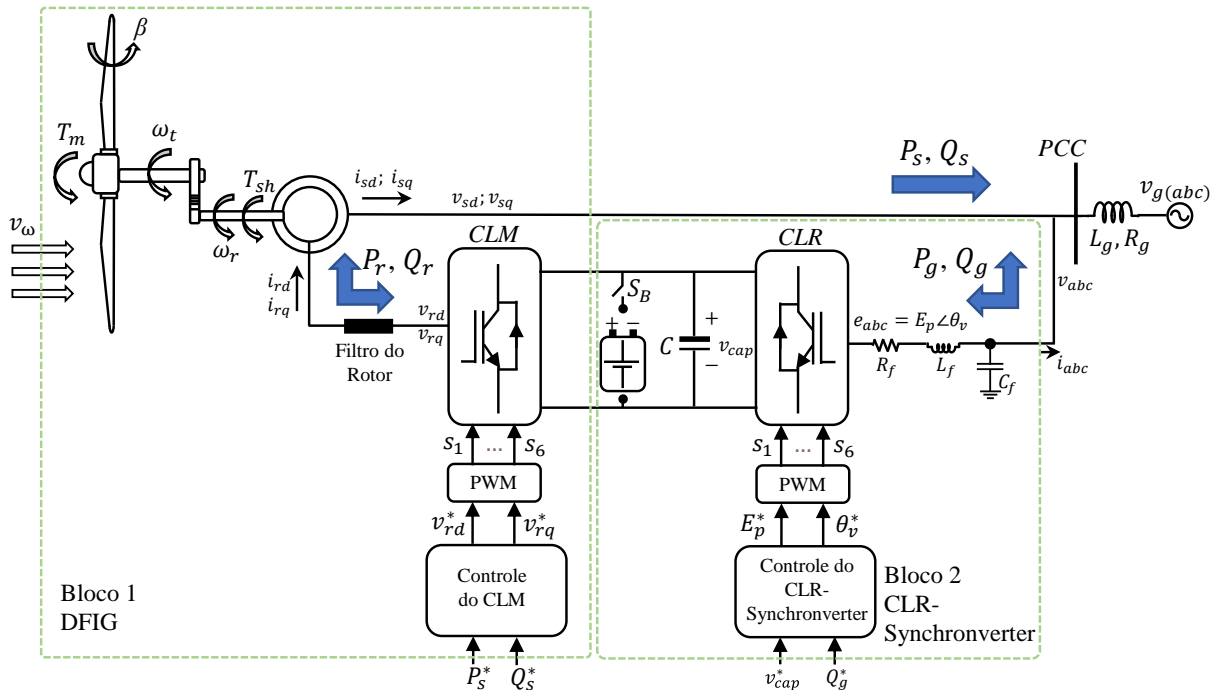
Para isso, um estudo detalhado dos modelos dinâmicos da máquina DFIG em espaços de estados, incluindo a parte mecânica e elétrica, será realizado. Em seguida, esses modelos não lineares serão reduzidos para o estudo de pequenos sinais e implementados em ambiente MATLAB. Assim, a análise por meio do lugar das raízes dará suporte à escolha das constantes de controle do CLR-Synchronverter. Após a modelagem, simulações em ambiente PSCAD/EMTDC serão realizadas em dois modelos, sendo o primeiro de um aerogerador DFIG de 500 kW conectado a uma fonte de tensão que representa o PCC, ainda neste capítulo. Esse modelo inicial servirá de apoio ao estudo dos parâmetros de operação e da demonstração de sua estabilidade. No próximo capítulo, será realizada a simulação de um cenário de entrada de cargas no sistema IEEE - 14 Barras modificado apresentado no Capítulo anterior, com a presença de um parque eólico de 165 MW equipado com o DFIG baseado em CLR-Synchronverter, apresentado em Oliveira *et al.* (2023), para confirmar a eficácia desta proposta.

#### 3.1 Modelagem de Aerogeradores Equipados com DFIG

A Figura 10 mostra o aerogerador DFIG dividido em dois blocos. No primeiro, estão presentes a parte mecânica (turbina e trem de força) e a parte elétrica (gerador DFIG e controle

do CLM). O segundo bloco é composto pelo CLR-Synchronverter e seu filtro de saída, que se conectam à rede elétrica a partir do PCC. Essa divisão tem por objetivo destacar a parte do aerogerador que se pretende modificar, que é o controle do CLR, por meio da substituição do controle clássico pelo controle baseado na técnica do Synchronverter. Além disso, nesta seção, será modelado todo o sistema em espaços de estados.

Figura 10 – Esquemático do DFIG com o Synchronverter no CLR.



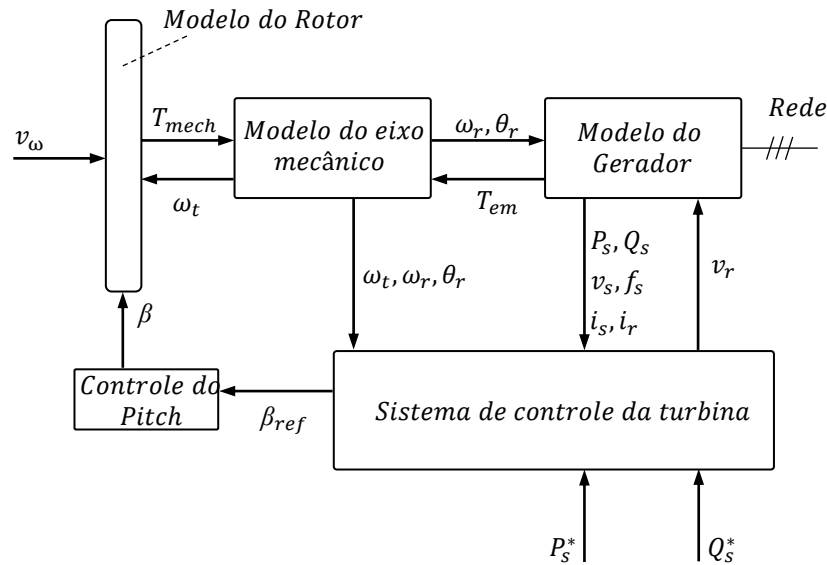
Fonte: Próprio autor.

### 3.1.1 Turbina eólica

As turbinas eólicas modernas são complexas e tecnologicamente avançadas, de maneira que os projetos e modelos dinâmicos podem ser diferentes entre si, dependendo dos propósitos específicos para os quais cada simulação é destinada. No entanto, na maioria dos casos, as turbinas eólicas podem ser representadas por um modelo genérico, como o da Figura 11, onde se destacam as entradas e saídas do modelo do rotor (sistema aerodinâmico) e do sistema mecânico de eixos.

Para o estudo da dinâmica da turbina eólica, serão avaliados nesta seção os blocos do sistema aerodinâmico e do sistema mecânico de eixos, compostos pelo rotor da turbina, eixos, caixa de engrenagem (*gearbox*) e rotor do gerador. O controle de *pitch* e do DFIG serão analisados nas seções seguintes.

Figura 11 – Modelo genérico de uma turbina eólica.



Fonte: Próprio autor.

O sistema aerodinâmico de uma turbina eólica é constituído do rotor da turbina, formado pelas pás e o *hub* de conexão, que tem como função reduzir a velocidade do ar e ao mesmo tempo transformar a energia cinética absorvida do ar em energia mecânica,  $P_{mech}$ , que em sistemas de velocidade variável, como o DFIG, é dada por (1.2), replicada aqui por questão didática:

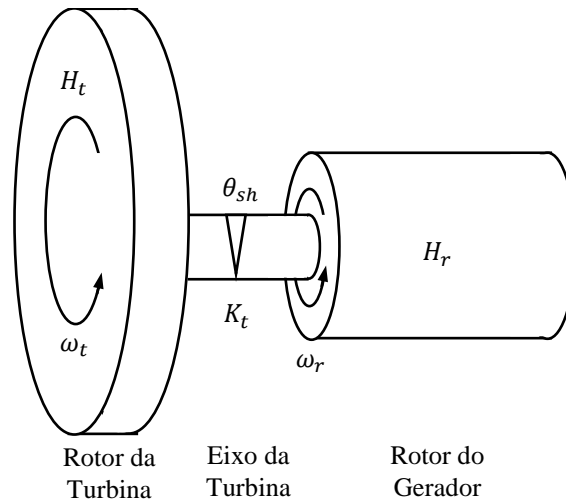
$$P_{mech} = 0,5\rho\pi r^2 C_p(\lambda, \beta) v_\omega^3. \quad (3.1)$$

Dependendo da modelagem, a saída do sistema aerodinâmico, que se liga ao sistema mecânico, será a potência mecânica,  $P_{mech}$ , ou o torque mecânico,  $T_{mech}$ , que estão relacionados entre si pela velocidade de rotação da turbina,  $\omega_t$ , como:

$$T_{mech} = \frac{0,5\rho\pi r^2 C_p(\lambda, \beta) v_\omega^3}{\omega_t}. \quad (3.2)$$

O sistema mecânico de uma turbina eólica (também chamado de trem de força - em inglês, *drive train*), é formado pelas massas rotativas (rotor da turbina e rotor do gerador) e os eixos de ligação, normalmente incluindo um sistema de engrenagens (*gearbox*). Dessas massas, as que possuem maior inércia são a turbina e o rotor do gerador, normalmente desprezando-se a caixa de engrenagens, mantendo-se apenas a relação de transformação de velocidades ( $N$ ). Assim, o modelo do sistema mecânico resultante é um modelo de duas massas com um eixo de conexão e com todos os elementos de inércia e eixo referidos ao mesmo lado da caixa de engrenagens (ACKERMANN, 2012). A Figura 12 é uma representação do modelo do sistema mecânico de duas massas, já considerando as variáveis a serem utilizadas no DFIG.

Figura 12 – Modelo do sistema mecânico de duas massas.



Fonte: Próprio autor.

Neste modelo,  $H_t$  e  $H_r$  são, respectivamente, as constantes de inércia do rotor da turbina eólica e do rotor do gerador, dada em segundos, calculadas a partir da inércia,  $J$  [kg.m<sup>2</sup>], pela relação  $H = J/2$ , se considerada em p.u. Os termos  $\omega_t$  e  $\omega_r$  são, respectivamente, as velocidades angulares do rotor da turbina eólica e do rotor do gerador, dadas em rad/s. A grandeza  $\theta_{sh} = (\theta_t - \theta_r)$  é o deslocamento angular entre as terminações do eixo, ou ângulo de torção do eixo, em radianos. A constante  $K_t$  representa a rigidez total do eixo, em [N.m/rad], calculada como uma conexão em paralelo das duas constantes de rigidez do eixo: a do lado de alta velocidade da caixa de engrenagens, conectada ao rotor do gerador, e a do lado de baixa velocidade, conectada ao rotor da turbina.

Assim, as equações mecânicas da turbina eólica e da máquina de indução DFIG podem ser representadas pelas expressões a seguir, desenvolvidas a partir de Yang *et al.* (2011) e Ackermann (2012).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\omega_t}{dt} = \frac{\omega_n}{2H_t} (T_{mech} - K_t\theta_t - D\omega_t + D\omega_r) \\ \frac{d\theta_{sh}}{dt} = \omega_n (\omega_t - \omega_r) \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{\omega_n}{2H_r} (T_{em} + K_t\theta_t + D\omega_t - D\omega_r) \end{array} \right. , \quad (3.3)$$

onde  $\omega_n$  é a velocidade angular nominal, correspondente a 376,99 rad/s para a frequência nominal  $f_n = 60$  Hz. O termo  $D$  é a constante de amortecimento do eixo, em [N.m/s], que representa o torque de amortecimento de ambos, turbina e rotor do gerador. O termo  $T_{em}$  é o torque eletromagnético produzido pelo DFIG, definido adiante por (3.43), e  $T_{mech}$  o torque mecânico produzido pela turbina eólica, dado por (3.2), que são as entradas do sistema.

Assim, o modelo em espaço de estados é representado na forma:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{dt} = \mathbf{A}_{dt}\mathbf{x}_{dt} + \mathbf{B}_{dt}\mathbf{u}_{dt} \\ \mathbf{y}_{dt} = \mathbf{C}_{dt}\mathbf{x}_{dt} + \mathbf{D}_{dt}\mathbf{u}_{dt} \end{cases}, \quad (3.4)$$

onde os vetores de estado, de entrada, e de saída são, respectivamente:

$$\mathbf{x}_{dt} = \begin{bmatrix} \omega_t \\ \theta_{sh} \\ \omega_r \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}_{dt} = \begin{bmatrix} T_{mech} \\ T_{em} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{y}_{dt} = [\omega_r]. \quad (3.5)$$

As matrizes  $\mathbf{A}_{dt}$ ,  $\mathbf{B}_{dt}$ ,  $\mathbf{C}_{dt}$  e  $\mathbf{D}_{dt}$  são:

$$\mathbf{A}_{dt} = \omega_N \begin{bmatrix} -\frac{D}{2H_t} & -\frac{K_t}{2H_t} & \frac{D}{2H_t} \\ 1 & 0 & -1 \\ \frac{D}{2H_r} & \frac{K_t}{2H_r} & -\frac{D}{2H_r} \end{bmatrix}, \quad (3.6)$$

$$\mathbf{B}_{dt} = \omega_N \begin{bmatrix} \frac{1}{2H_t} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2H_r} \end{bmatrix}, \quad (3.7)$$

$$\mathbf{C}_{dt} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

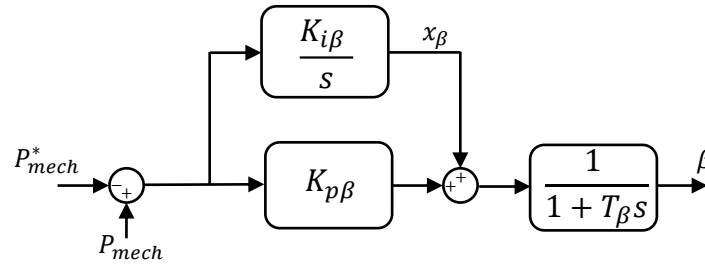
$$\mathbf{D}_{dt} = [\mathbf{0}]_{1 \times 2}. \quad (3.9)$$

### 3.1.2 Controle de Ângulo de Pitch

Tipicamente, o controle do ângulo de *Pitch* usa o mesmo valor comandado para as três pás. Isto é chamado Controle Coletivo de *Pitch* (*Collective Pitch Control* - CPC). Um outro tipo de controle de *Pitch* existente, com a finalidade específica de redução de carga, é o método do Controle Individual de Pitch (*Individual Pitch Control* - IPC) (MENEZES, 2016). Neste trabalho, o modelo do controle de ângulo de *Pitch* é baseado em Jiang *et al.* (2016), que considera o CPC, e é representado pela Figura 13.

Escrevendo as equações correspondentes, temos:

$$x_{\beta} = (P_{mech} - P_{mech}^*) \cdot \frac{K_{i\beta}}{s} \Rightarrow \dot{x}_{\beta} = P_{mech}K_{i\beta} - P_{mech}^*K_{i\beta}. \quad (3.10)$$

Figura 13 – Diagrama do controle do ângulo de *pitch*.

Fonte: Próprio autor.

$$\beta = \left( \frac{1}{1 + T_\beta s} \right) [x_\beta + K_{p\beta} (P_{mech} - P_{mech}^*)] \Rightarrow \dot{\beta} = \frac{1}{T_\beta} (x_\beta - \beta + K_{p\beta} P_{mech} - K_{p\beta} P_{mech}^*). \quad (3.11)$$

O modelo em espaço de estados é representado na forma:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{pt} = \mathbf{A}_{pt} \mathbf{x}_{pt} + \mathbf{B}_{pt} \mathbf{u}_{pt} \\ \mathbf{y}_{pt} = \mathbf{C}_{pt} \mathbf{x}_{pt} + \mathbf{D}_{pt} \mathbf{u}_{pt} \end{cases}. \quad (3.12)$$

A entrada  $P_{mech}$  é a potência mecânica gerada pela turbina, calculada por (3.1), e  $P_{mech}^*$  a potência mecânica de referência. Algumas estratégias podem utilizar também como referência a potência elétrica gerada pela máquina para realizar este controle, ou até mesmo uma combinação das duas. As variáveis de estado são  $x_\beta$  e  $\beta$ , sendo a primeira um estado auxiliar. A saída do controle é o ângulo  $\beta$ . Uma característica desse controle é que ele começa a atuar quando a velocidade do vento é maior que um valor de referência, que representa um valor máximo a partir do qual a turbina poderá sofrer danos, sendo, portanto, necessário desperdiçar parte do excesso de energia eólica disponível.

Os vetores de estado, de entrada, e de saída, respectivamente, são, portanto:

$$\mathbf{x}_{pt} = \begin{bmatrix} x_\beta \\ \beta \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}_{pt} = \begin{bmatrix} P_{mech} \\ P_{mech}^* \end{bmatrix}; \quad \mathbf{y}_{pt} = [\beta], \quad (3.13)$$

As matrizes  $\mathbf{A}_{pt}$ ,  $\mathbf{B}_{pt}$ ,  $\mathbf{C}_{pt}$  e  $\mathbf{D}_{pt}$  são:

$$\mathbf{A}_{pt} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{T_\beta} & -\frac{1}{T_\beta} \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

$$\mathbf{B}_{pt} = \begin{bmatrix} K_{i\beta} & -K_{i\beta} \\ \frac{K_{p\beta}}{T_\beta} & -\frac{K_{p\beta}}{T_\beta} \end{bmatrix}, \quad (3.15)$$

$$C_{pt} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.16)$$

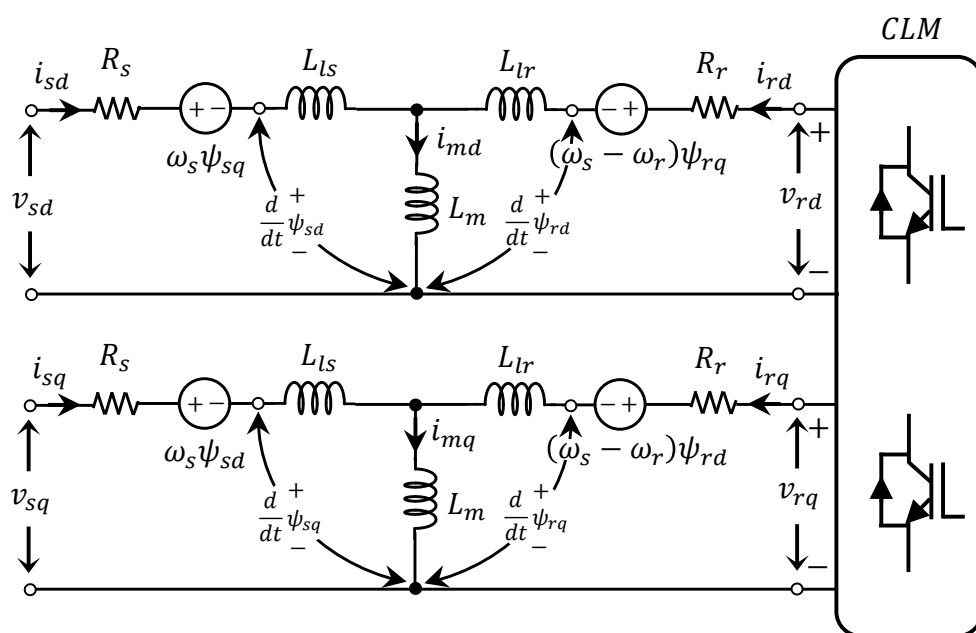
$$D_{pt} = [0]_{1 \times 2}. \quad (3.17)$$

### 3.1.3 Gerador de Indução DFIG

O gerador de indução aqui analisado tem sua representação baseada no modelo de 5ª ordem do DFIG, correspondente às equações diferenciais gerais do DFIG, discutido em Yaramasu e Wu (2016). Na análise do modelo de 5ª ordem do DFIG, o gerador de indução duplamente alimentado tem o rotor alimentado por um conversor controlado em corrente e a estratégia utilizada é a do controle orientado pelo campo do estator para o conversor do lado do rotor. Portanto, o sistema de referência é orientado de acordo com o vetor do fluxo magnético do estator.

A Figura 14 representa o modelo para a máquina de indução duplamente alimentada nos eixos dq, que pode ser dividido em dois circuitos equivalentes, um no eixo direto e outro no eixo em quadratura.

Figura 14 – Circuito equivalente do DFIG com CLM.



Fonte: Próprio autor.



As indutâncias de dispersão que aparecem nos dois circuitos são dadas por:

$$\begin{cases} L_{ls} = L_s - L_m \\ L_{lr} = L_r - L_m \end{cases}, \quad (3.18)$$

onde  $L_s$  é a indutância própria do estator,  $L_r$  é a indutância própria do rotor e  $L_m$  a indutância de magnetização.

A expressão da tensão do estator após conversão do referencial do estator para o referencial síncrono é dada por:

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} + j\omega_s \vec{\psi}_s, \quad (3.19)$$

onde  $\omega_s$  é a frequência angular do fluxo magnético estatórico. O que implica em:

$$\omega_s = \frac{d\mu}{dt}, \quad (3.20)$$

sendo  $\mu$  o deslocamento angular entre os referenciais do estator e síncrono.

A equação (3.19) dá origem às seguintes equações no referencial síncrono, nas coordenadas  $dq$ :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \quad (3.21)$$

e

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd}. \quad (3.22)$$

As expressões para os fluxos estatóricos nos eixos  $dq$  são dadas por:

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (3.23)$$

e

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq}. \quad (3.24)$$

A expressão da tensão do rotor convertida do referencial do rotor para o referencial síncrono é dada por:

$$\vec{v}_r = R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} + j\omega_{sl} \vec{\psi}_r, \quad (3.25)$$

onde  $\omega_{sl}$  é a frequência angular de escorregamento, definida por:

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \frac{d\theta_{sl}}{dt}. \quad (3.26)$$

Por sua vez, a equação (3.25) dá origem às seguintes equações no referencial síncrono, nas coordenadas  $dq$ :

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \psi_{rq} \quad (3.27)$$

e

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \psi_{rd}. \quad (3.28)$$

As expressões para os fluxos rotóricos nos eixos  $dq$  são dadas por:

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (3.29)$$

e

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq}. \quad (3.30)$$

Substituindo (3.23) e (3.24) em (3.21) e reorganizando, tem-se:

$$L_s \frac{di_{sd}}{dt} = -R_s i_{sd} - L_m \left( \frac{di_{rd}}{dt} \right) + \omega_s L_s i_{sq} + \omega_s L_m i_{rq} + v_{sd}. \quad (3.31)$$

Substituindo (3.23) e (3.24) em (3.22) e reorganizando, tem-se:

$$L_s \frac{di_{sq}}{dt} = -R_s i_{sq} - L_m \left( \frac{di_{rq}}{dt} \right) - \omega_s L_s i_{sd} - \omega_s L_m i_{rd} + v_{sq}. \quad (3.32)$$

Substituindo (3.29) e (3.30) em (3.27) e reorganizando, tem-se:

$$L_r \frac{di_{rd}}{dt} = -R_r i_{rd} - L_m \left( \frac{di_{sd}}{dt} \right) + \omega_{sl} L_r i_{rq} + \omega_{sl} L_m i_{sq} + v_{rd}. \quad (3.33)$$

Substituindo (3.29) e (3.30) em (3.28) e reorganizando, tem-se:

$$L_r \frac{di_{rq}}{dt} = -R_r i_{rq} - L_m \left( \frac{di_{sq}}{dt} \right) - \omega_{sl} L_r i_{rd} - \omega_{sl} L_m i_{sd} + v_{rq}. \quad (3.34)$$

Definindo as expressões das correntes de rotor e estator para o modelo de espaço de estados, e substituindo (3.31) em (3.33), tem-se:

$$\sigma \frac{di_{rd}}{dt} = -\omega_r \frac{L_m}{L_r} i_{sq} + \frac{L_m R_s}{L_s L_r} i_{sd} + [\sigma \omega_s - \omega_r] i_{rq} - \frac{R_r}{L_r} i_{rd} - \frac{L_m}{L_s L_r} v_{sd} + \frac{1}{L_r} v_{rd}. \quad (3.35)$$

Substituindo (3.32) em (3.34), tem-se:

$$\sigma \frac{di_{rq}}{dt} = \frac{L_m R_s}{L_s L_r} i_{sq} + \omega_r \frac{L_m}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} i_{rq} - [\sigma \omega_s - \omega_r] i_{rd} - \frac{L_m}{L_s L_r} v_{sq} + \frac{1}{L_r} v_{rq}. \quad (3.36)$$

Substituindo (3.33) em (3.31), tem-se:

$$\sigma \frac{di_{sd}}{dt} = \left[ \sigma \omega_s + \frac{L_m^2}{L_r L_s} \omega_r \right] i_{sq} - \frac{R_s}{L_s} i_{sd} + \omega_r \frac{L_m}{L_s} i_{rq} + \frac{L_m R_r}{L_r L_s} i_{rd} + \frac{1}{L_s} v_{sd} + \frac{L_m}{L_r L_s} v_{rd}. \quad (3.37)$$

Por fim, substituindo (3.34) em (3.32), tem-se:

$$\sigma \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sq} - \left[ \sigma \omega_s + \frac{L_m^2}{L_r L_s} \omega_r \right] i_{sd} + \frac{L_m R_r}{L_r L_s} i_{rq} - \omega_r \frac{L_m}{L_s} i_{rd} + \frac{1}{L_s} v_{sq} - \frac{L_m}{L_r L_s} v_{rd}, \quad (3.38)$$

considerando o coeficiente de dispersão como sendo:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r}. \quad (3.39)$$

Completando as expressões para a modelagem em espaço de estados, tem-se que as saídas esperadas do sistema são as potências ativa e reativa do estator,  $P_s$  e  $Q_s$ , representadas na Figura 10, que podem ser expressas por:

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} (i_{sd} \cdot v_{sd} + i_{sq} \cdot v_{sq}) \\ Q_s = \frac{3}{2} (i_{sd} \cdot v_{sq} - i_{sq} \cdot v_{sd}) \end{cases}. \quad (3.40)$$

Portanto, as saídas necessárias do sistema para que se possa calcular as potências em (3.40) são  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ . As tensões  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$  estão disponíveis na entrada através de medição direta. Ainda, considerando-se o controle vetorial orientado pelo campo no conversor do lado da máquina, cuja técnica consiste em posicionar o sistema de referências  $dq$  de tal forma que o eixo direto coincida com o vetor fluxo magnético do estator, fazendo com que a componente em quadratura do vetor fluxo magnético do estator seja nula ( $\psi_{sq} = 0$ ), assim como a componente direta da tensão no estator também se anule quando a resistência do estator é desprezada ( $v_{sd} = 0$ ), as potências de saída no estator podem ser controladas pelas correntes do rotor,  $i_{rd}$  e  $i_{rq}$ , a partir das seguintes expressões (LIMA, 2009):

$$P_s = -\frac{L_m}{L_s} v_{sq} i_{rq} \quad (3.41)$$

e

$$Q_s = -\frac{v_{sq}^2}{\omega_s L_s} + \frac{L_m}{L_s} v_{sq} i_{rd}. \quad (3.42)$$

Note que as tensões na saída do estator  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$  são as componentes  $dq$  da tensão no PCC. Essa tensão é a mesma da saída do CLR, conectado ao mesmo ponto pelo lado do circuito do rotor.

Finalmente, o torque eletromagnético na saída do DFIG, já considerando o controle vetorial citado, é dado pela expressão (LIMA, 2009; ABAD *et al.*, 2011):

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \text{Im} \left\{ \vec{\psi}_s \cdot \vec{i}_r^* \right\} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \psi_{sd} i_{rq}. \quad (3.43)$$

Então o sistema do DFIG pode ser representado em espaço de estados na forma

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{gi} = \mathbf{A}_{gi}(t) \mathbf{x}_{gi} + \mathbf{B}_{gi} \mathbf{u}_{gi} \\ \mathbf{y}_{gi} = \mathbf{C}_{gi} \mathbf{x}_{gi} + \mathbf{D}_{gi} \mathbf{u}_{gi} \end{cases}, \quad (3.44)$$

onde os vetores de estado, de entrada, e de saída, respectivamente, são:

$$\mathbf{x}_{gi} = \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}_{gi} = \begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \\ v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{y}_{gi} = \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}. \quad (3.45)$$

As matrizes  $\mathbf{A}_{gi}(t)$ ,  $\mathbf{B}_{gi}$ ,  $\mathbf{C}_{gi}$  e  $\mathbf{D}_{gi}$  são:

$$\mathbf{A}_{gi}(t) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma\tau_r} & (\omega_s - \frac{1}{\sigma}\omega_r) & \frac{k_r}{\sigma\tau_s} & -\frac{\omega_r k_r}{\sigma} \\ -(\omega_s - \frac{1}{\sigma}\omega_r) & -\frac{1}{\sigma\tau_r} & \frac{\omega_r k_r}{\sigma} & \frac{k_r}{\sigma\tau_s} \\ \frac{k_s}{\sigma\tau_r} & \frac{\omega_r k_s}{\sigma} & -\frac{1}{\sigma\tau_s} & (\omega_s + \frac{k_r k_s}{\sigma}\omega_r) \\ -\frac{\omega_r k_s}{\sigma} & \frac{k_s}{\sigma\tau_r} & -(\omega_s + \frac{k_r k_s}{\sigma}\omega_r) & -\frac{1}{\sigma\tau_s} \end{bmatrix}, \quad (3.46)$$

$$\mathbf{B}_{gi} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 & -\frac{k_r}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 & -\frac{k_r}{\sigma L_s} \\ -\frac{k_s}{\sigma L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{k_s}{\sigma L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}, \quad (3.47)$$

$$\mathbf{C}_{gi} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.48)$$

$$\mathbf{D}_{gi} = [0]. \quad (3.49)$$

As variáveis do DFIG utilizadas na construção de  $\mathbf{A}_{gi}(t)$  são definidas como se segue:

- Coeficientes de acoplamento do estator e do rotor:  $k_s = \frac{L_m}{L_s}$  e  $k_r = \frac{L_m}{L_r}$ .
- Coeficiente de dispersão total,  $\sigma = 1 - k_s k_r = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ .
- Constantes de tempo do rotor e do estator:  $\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$  (s) e  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$  (s).

Os modelos de espaço de estados nas Equações (3.46)-(3.49) são chamados de modelos dinâmicos diretos de correntes de rotor (YARAMASU; WU, 2016). O modelo dinâmico direto das correntes do rotor é do tipo linear variável no tempo (*linear time varying*) por causa de  $\omega_r(t)$  e  $\omega_s(t)$  na matriz de estado  $A_{gi}(t)$ .

### 3.1.4 Controle do CLM

O controle do CLM, conforme já exposto, define as potências ativa e reativa do estator da máquina. A técnica convencionalmente utilizada neste caso é a do controle vetorial orientado pelo campo. Portanto, o objetivo inicial é definir as potências ativa e reativa a serem ordenadas ao conversor. Em coordenadas  $dq$ , as potências, ativa e reativa, do estator são dadas por (3.41) e (3.42), de onde se observa que essas potências são possíveis de controlar pelo controle das componentes em quadratura e direta da corrente do rotor,  $i_{rq}$  e  $i_{rd}$ , respectivamente.

Nesta tese será considerado o modelo desacoplado do DFIG, como representado por Lima (2009), que demonstrou a existência de acoplamento entre as malhas de correntes no DFIG, em que a corrente do rotor no eixo  $d$  interfere na referência de tensão rotórica do eixo  $q$  e que, por sua vez, a corrente do rotor no eixo  $q$  interfere na referência de tensão do eixo  $d$ .

As expressões das tensões no rotor no referencial síncrono, representadas no domínio da frequência, e que demonstram esse acoplamento são dadas por (LIMA, 2009):

$$V_{rd}(s) = (\sigma L_r s + R_r) I_{rd}(s) - \sigma L_r \omega_{sl} I_{rq}(s), \quad (3.50)$$

e

$$V_{rq}(s) = (\sigma L_r s + R_r) I_{rq}(s) + \sigma L_r \omega_{sl} I_{rd}(s) + (1 - \sigma) L_r \omega_{sl} I_{ms}(s). \quad (3.51)$$

Na Equação (3.51),  $I_{ms}(s)$  é a transformada de Laplace da corrente de magnetização da máquina, dada por:

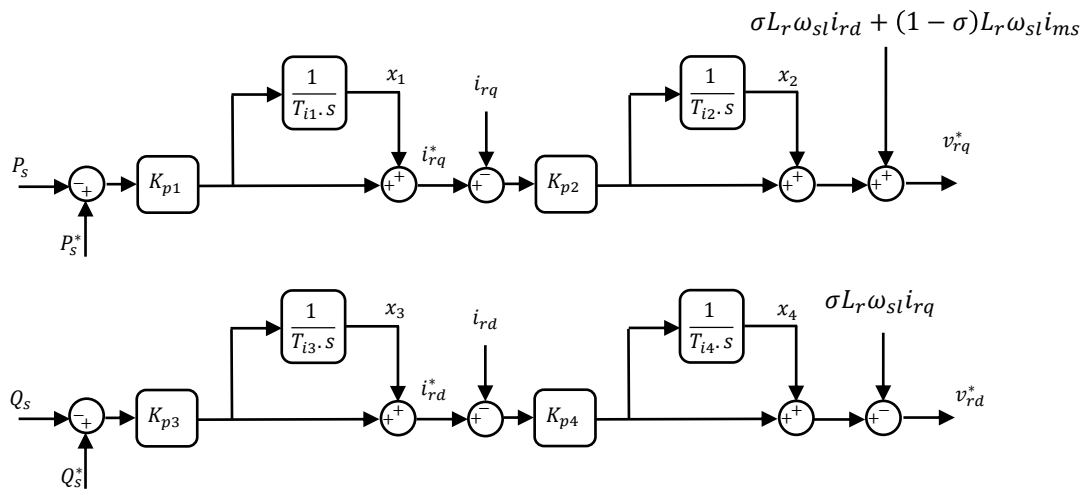
$$i_{ms} = \frac{\psi_{sd}}{L_m} = \frac{L_s i_{sd} + L_m i_{rd}}{L_m}. \quad (3.52)$$

Dado que as parcelas de acoplamento em (3.50) e (3.51) são proporcionais ao escorregamento da máquina, o qual pode chegar a 30% para o DFIG, faz-se sua compensação

por meio da inclusão dessa parcela no controlador CLM, garantindo maior desacoplamento entre os controles dos eixos ortogonais.

Para o projeto do controlador, tem-se que a relação entre as potências no estator,  $P_s$  e  $Q_s$ , e as correntes de rotor,  $i_{rq}$  e  $i_{rd}$ , representadas em (3.41) e (3.42), é obtida por meio de um Controlador Proporcional Integral (PI), que fornece as correntes de referência  $i_{rq}^*$  e  $i_{rd}^*$ . Já a relação entre essas correntes e as tensões de referência do rotor  $v_{rd}^*$  e  $v_{rq}^*$ , representadas em (3.50) e (3.51), são obtidas a partir de um segundo controlador PI, cuja saída é somada à parcela de compensação do acoplamento. A Figura 15 mostra um diagrama de blocos clássico para o controle do CLM, a ser considerado nesta tese.

Figura 15 – Diagrama de controle para o Conversor do Lado da Máquina .



Fonte: Próprio autor.

O modelo do controle do CLM da Figura 15 possui quatro controladores PI, cuja função de transferência é dada por:

$$G_{PI}(s) = K_{pn} \left( 1 + \frac{1}{T_{in} \cdot s} \right), \quad (3.53)$$

onde  $K_{pn}$ ,  $n = 1, 2, 3, 4$ , são as constantes de ganho proporcional e  $T_{in}$ ,  $n = 1, 2, 3, 4$ , são as constantes de tempo integrativo.

Da análise da Figura 15, as equações de estado podem ser escritas como:

$$\frac{dx_1}{dt} = \frac{K_{p1}}{T_{i1}} (P_s^* - P_s), \quad (3.54)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = \frac{K_{p2}}{T_{i2}} \left( -i_{rq} + (x_1 + K_{p1} (P_s^* - P_s)) \right), \quad (3.55)$$

$$\frac{dx_3}{dt} = \frac{K_{p3}}{T_{i3}} (Q_s^* - Q_s), \quad (3.56)$$

e

$$\frac{dx_4}{dt} = \frac{K_{p4}}{T_{i4}} (-i_{rd} + (x_3 + K_{p3} (Q_s^* - Q_s))). \quad (3.57)$$

As saídas do controlador são expressas por:

$$v_{rq}^* = [\sigma L_r \omega_{sl} i_{rd} + (1 - \sigma) L_r \omega_{sl} i_{ms}] + x_2 + K_{p2} (-i_{rq} + (x_1 + K_{p1} (P_s^* - P_s))). \quad (3.58)$$

Substituindo os valores de  $\sigma$  e  $i_{ms}$  em (3.58) pelas Equações (3.39) e (3.52), respectivamente, temos:

$$v_{rq}^* = [L_r \omega_{sl} i_{rd} + L_m \omega_{sl} i_{sd}] + x_2 + K_{p2} (-i_{rq} + (x_1 + K_{p1} (P_s^* - P_s))). \quad (3.59)$$

A referência de tensão do rotor no eixo direto é dada por:

$$v_{rd}^* = (-\sigma L_r \omega_{sl} i_{rq}) + x_4 + K_{p4} (-i_{rd} + (x_3 + K_{p3} (Q_s^* - Q_s))). \quad (3.60)$$

Então, as equações (3.54) a (3.57), (3.59) e (3.60) podem ser representadas em espaço de estados na forma:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{lm} = \mathbf{A}_{lm} \mathbf{x}_{lm} + \mathbf{B}_{lm} \mathbf{u}_{lm} \\ \mathbf{y}_{lm} = \mathbf{C}_{lm} \mathbf{x}_{lm} + \mathbf{D}_{lm} \mathbf{u}_{lm} \end{cases}, \quad (3.61)$$

onde os vetores de estado, de entrada, e de saída, respectivamente, são:

$$\mathbf{x}_{lm} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}_{lm} = \begin{bmatrix} P_s^* \\ P_s \\ Q_s^* \\ Q_s \\ i_{rq} \\ i_{rd} \\ i_{sd} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{y}_{lm} = \begin{bmatrix} v_{rq} \\ v_{rd} \end{bmatrix}. \quad (3.62)$$

As matrizes  $\mathbf{A}_{lm}$ ,  $\mathbf{B}_{lm}$ ,  $\mathbf{C}_{lm}$  e  $\mathbf{D}_{lm}$  são:

$$\mathbf{A}_{lm} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{K_{p2}}{T_{i2}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_{p4}}{T_{i4}} & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.63)$$

$$\mathbf{B}_{lm} = \begin{bmatrix} \frac{K_{p1}}{T_{i1}} & -\frac{K_{p1}}{T_{i1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{K_{p1} \cdot K_{p2}}{T_{i2}} & -\frac{K_{p1} \cdot K_{p2}}{T_{i2}} & 0 & 0 & -\frac{K_{p2}}{T_{i2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_{p3}}{T_{i3}} & -\frac{K_{p3}}{T_{i3}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_{p3} \cdot K_{p4}}{T_{i4}} & -\frac{K_{p3} \cdot K_{p4}}{T_{i4}} & 0 & -\frac{K_{p4}}{T_{i4}} \end{bmatrix}, \quad (3.64)$$

$$\mathbf{C}_{lm} = \begin{bmatrix} K_{p2} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{p4} & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.65)$$

$$\mathbf{D}_{lm} = \begin{bmatrix} K_{p1} \cdot K_{p2} & -K_{p1} \cdot K_{p2} & 0 & 0 & -K_{p2} & L_r \omega_{sl} & L_m \omega_{sl} \\ 0 & 0 & K_{p3} \cdot K_{p4} & -K_{p3} \cdot K_{p4} & -\sigma L_r \omega_{sl} & -K_{p4} & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.66)$$

### 3.1.5 Conversor do Lado da Rede baseado em Synchronverter

Antes de apresentar a proposta desta tese, que é o uso do CLR baseado na operação do Synchronverter, considera-se relevante apresentar o controle do CLR convencional, que utiliza a técnica de controle orientado pela tensão da rede. Logo em seguida, será apresentado o controle do CLR-Synchronverter e sua modelagem completa.

#### 3.1.5.1 Controle do Conversor do Lado da Rede convencional

O controle convencional do CLR, baseado na técnica de controle orientado pela tensão da rede, tem a função de controlar a tensão no elo CC, que fornece energia para o CLM. Adicionalmente, o controle do CLR também pode controlar a potência reativa injetada na rede por este conversor. A técnica consiste em definir as tensões no PCC em função das tensões  $dq$  no inversor, dadas por:

$$v_{pcc_d} = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_s Li_q + v_{inv_d} \quad (3.67)$$

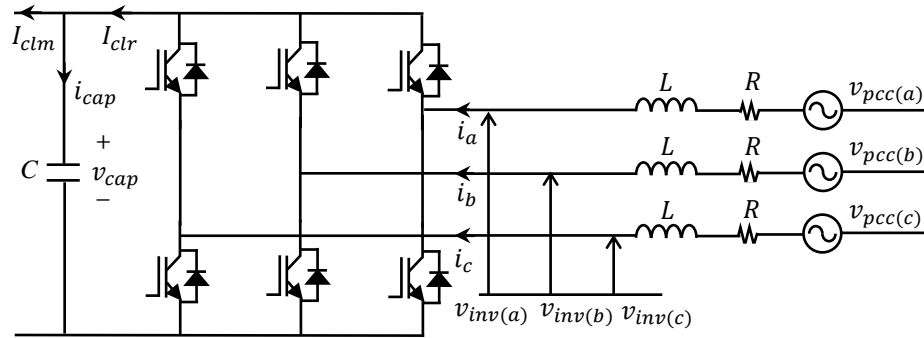
e

$$v_{pcc_q} = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} - \omega_s Li_d + v_{inv_q}, \quad (3.68)$$

onde  $R$  e  $L$  são a resistência e indutância do filtro de saída, e  $v_{inv_d}$ ,  $v_{inv_q}$ ,  $i_d$  e  $i_q$  são, respectivamente, as componentes, no referencial síncrono  $dq$ , das tensões  $v_{inv_a}$ ,  $v_{inv_b}$  e  $v_{inv_c}$ , e das correntes



Figura 16 – Diagrama do Conversor do Lado da Rede convencional.



Fonte: Próprio autor.

$i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  do conversor mostrado na Figura 16, que representa a conexão entre o conversor do lado da rede e a rede elétrica.

Manipulando-se (3.67) e (3.68), e alinhando o vetor tensão do PCC com o eixo direto ( $v_{pcc} = v_{pcc_d}$  e  $v_{pcc_q} = 0$ ), conforme a técnica do controle orientado pela tensão da rede, obtêm-se as tensões de referência para o CLR:

$$v_{inv_d}^* = v_{pcc_d} - Ri_d - L \frac{di_d}{dt} + \omega_s Li_q, \quad (3.69)$$

e

$$v_{inv_q}^* = -Ri_q - L \frac{di_q}{dt} - \omega_s Li_d. \quad (3.70)$$

Sobre a tensão no elo CC,  $v_{cap}$ , desprezando-se os harmônicos devido ao chaveamento, as perdas na máquina e no conversor, a potência ativa no conversor do lado da máquina pode ser escrita como (LIMA *et al.*, 2011):

$$P_r = v_{cap} I_{clr} = \frac{3}{2} v_{pcc_d} i_d, \quad (3.71)$$

onde  $v_{cap}$  e  $I_{clr}$  são, respectivamente, a tensão no capacitor do elo CC e a corrente contínua no barramento CC do lado do CLR. Expressando  $v_{pcc_d}$  em função do índice de modulação  $m_1$  e da tensão no capacitor  $v_{cap}$ , pode-se escrever:

$$v_{pcc_d} = \frac{m_1}{2\sqrt{2}} v_{cap}. \quad (3.72)$$

Combinando (3.71) e (3.72), obtêm-se um valor para  $I_{clr}$  como:

$$I_{clr} = \frac{3m_1}{4\sqrt{2}} i_d. \quad (3.73)$$

Aplicando-se LKC no nó do elo CC, tem-se:

$$C \frac{dv_{cap}}{dt} = I_{clr} - I_{clm} = \frac{3m_1}{4\sqrt{2}} i_d - I_{clm}. \quad (3.74)$$

A Equação (3.74), onde  $C$  representa o capacitor do elo CC e  $I_{clm}$  a corrente no barramento CC advinda do CLM, mostra que a tensão no elo CC pode ser controlada pela corrente  $i_d$ .

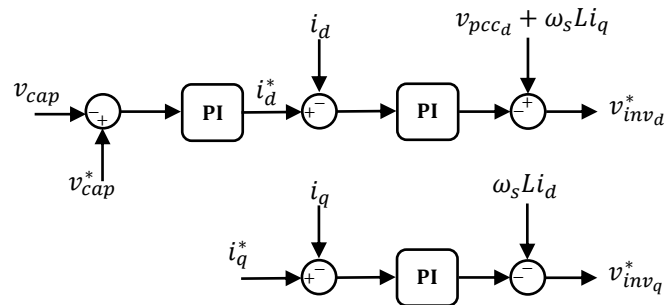
Já a potência reativa no CLR pode ser escrita, já considerando  $v_{pcc_q} = 0$ , como:

$$Q_r = \frac{3}{2} v_{pcc_d} i_q, \quad (3.75)$$

o que demonstra que a potência reativa pode ser controlada pela corrente  $i_q$ .

A Figura 17 apresenta o controle clássico do CLR baseado nas expressões acima. Como se observa, esse controle tem a capacidade de controlar a tensão no elo CC e a potência reativa a ser injetada no sistema. Ou seja, não há como dispor potência ativa adicional ao sistema se utilizada essa técnica. Na próxima seção, a proposta que permitirá o uso do CLR para prover suporte de frequência será apresentada, substituindo esse controle convencional. Maiores detalhes sobre a operação do CLR baseado em controle orientado pela tensão da rede podem ser obtidos em (LIMA, 2009).

Figura 17 – Diagrama do controle do Conversor do Lado da Rede convencional.



Fonte: Próprio autor.

### 3.1.5.2 Conversor do Lado da Rede Baseado em Synchronverter (CLR-Synchronverter)

O termo Synchronverter foi definido por Zhong e Weiss (2010), que apresentou a ideia de operar um inversor para imitar um Gerador Síncrono (GS). Assim, a teoria do controle dos GS poderia ser aplicada a inversores conectados a sistemas de potência de maneira a simular seu comportamento. Dessa forma, as potências ativa e reativa fornecidas pelos Synchronverters podem ser controladas de maneira a emular os conhecidos mecanismos de controle de queda de frequência e tensão (em inglês, *frequency drooping* e *voltage drooping mechanism*).

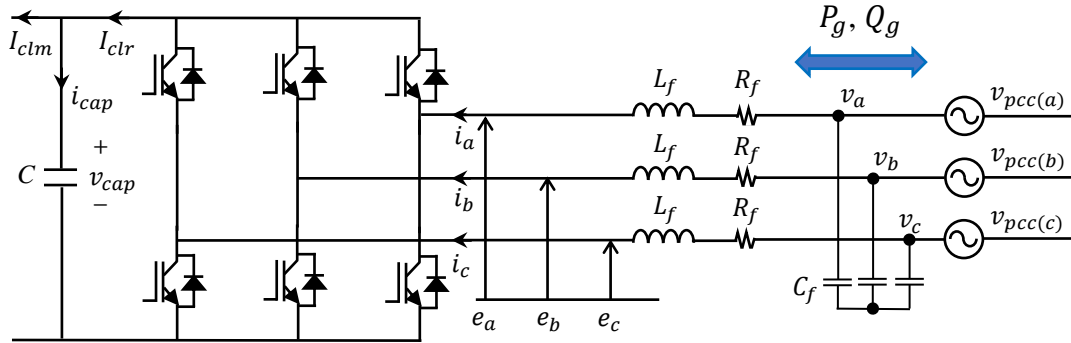
Portanto, esta tese propõe a utilização de um Synchronverter em substituição ao controle vetorial clássico do conversor do lado da rede (CLR) apresentado na seção anterior. A abordagem em Zhong (2020) considera o uso do Synchronverter também no CLM, entretanto, não utiliza fonte extra de energia e dispensa o uso do PLL. Observa-se pelos resultados do trabalho que a disponibilização de potência ao sistema é limitada, em razão de a única fonte de energia ser o capacitor do elo CC, que, por sua vez, deve ser controlado de modo a receber energia da rede em momentos de descarregamento. Nesta tese, propõe-se a utilização do Synchronverter apenas no CLR com o uso de um banco de baterias em paralelo ao elo CC, que será acionado nos momentos de afundamento de frequência, quando uma quantidade extra de potência ativa será injetada no PCC através do CLR, contribuindo para a manutenção da estabilidade do controle do CLM. Da mesma forma, o PLL foi mantido, visto que o controle do CLM requer seu uso e os fabricantes confiam na sua precisão de rastreamento, sendo mais viável a aplicação desta proposta em modelos de aerogeradores comerciais.

A modelagem da máquina síncrona, que é a base de implementação do Synchronverter, é dividida entre a parte elétrica e a parte mecânica, sendo bem conhecida na literatura. Portanto, optou-se por não replicar aqui o princípio de operação da máquina síncrona que serve de base à teoria do Synchronverter, podendo ser consultado com maiores detalhes em Oliveira *et al.* (2023).

Iniciando já a partir da estrutura do conversor do lado da rede baseado em Synchronverter, tem-se que o circuito de potência do inversor é semelhante ao do CLR convencional apresentado na Figura 17, com a inclusão de um filtro capacitivo na saída, como redesenhado na Figura 18. O filtro *RLC* trifásico é utilizado para atenuar os harmônicos causados pelo chaveamento, sendo que a resistência  $R_f$  e a indutância  $L_f$  correspondem à impedância dos enrolamentos da armadura do gerador síncrono virtual. As tensões  $e_{abc}$  são aquelas geradas pelo conversor e  $v_{abc}$  as tensões no banco de capacitor, com capacitância  $C_f$ .

Passando ao controle do CLR-Synchronverter, o modelo apresentado em Oliveira *et al.* (2023), e adaptado na Figura 19, contém uma malha da potência ativa e outra para a potência reativa, e sua saída, o sinal PWM, aciona as chaves estáticas do inversor da Figura 18, que, por sua vez, se conecta ao PCC por meio do filtro *RLC*. O PCC recebe também a conexão dos terminais do estator do DFIG, de onde se extraem as potências  $P_s$  e  $Q_s$ . A estrutura reduzida do inversor e do filtro são apresentadas na Figura 20. Uma análise em Piya e Karimi-Ghartemani (2016) demonstra que a operação estável do Synchronverter depende da existência do resistor  $R_f$

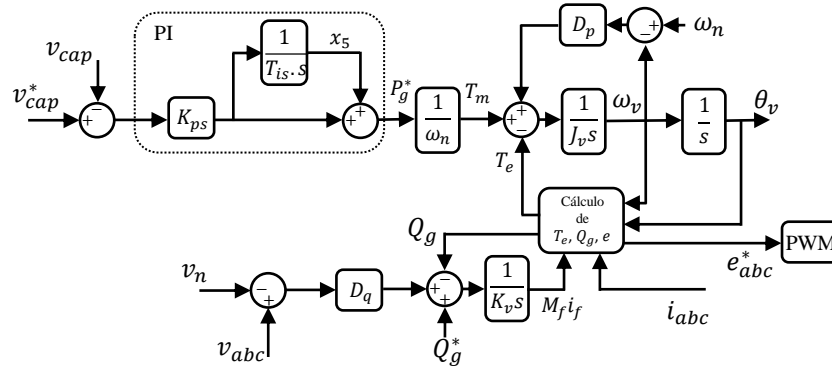
Figura 18 – Diagrama do Conversor do Lado da Rede adaptado para Synchronverter.



Fonte: Próprio autor.

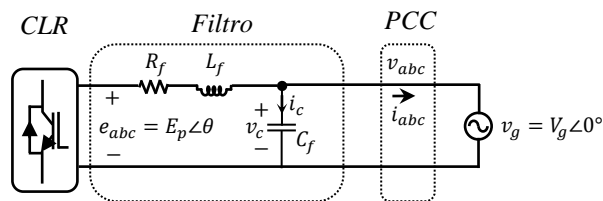
no filtro de saída, o que será validado nesta tese.

Figura 19 – Diagrama do Controle do CLR-Synchronverter.



Fonte: Próprio autor.

Figura 20 – Diagrama do Filtro de saída do CLR-Synchronverter.



Fonte: Próprio autor.

Iniciando a análise pela estrutura do controle do CLR-Synchronverter na Figura 19, tem-se que a malha de potência ativa emula o mecanismo de queda de frequência (“*frequency droop*”) do Gerador Síncrono por meio da equação de balanço (*swing equation*) modificada, a seguir, e considerando que o termo  $D_p(\omega_v - \omega_n)$  é análogo ao regulador de velocidade sem defasagem de tempo.

$$J_v \dot{\omega}_v = T_m - T_e - D_p(\omega_v - \omega_n), \quad (3.76)$$

onde  $T_m$  e  $T_e$  representam os torques mecânico e elétrico, respectivamente;  $e_{abc}$  é a tensão gerada pelo inversor trifásico e  $i_{abc}$  é a corrente que flui do filtro;  $\omega_g$  é velocidade angular da tensão da rede  $v_{abc}$ ;  $P_g$  e  $Q_g$  são as potências real e reativa nos terminais com tensão  $e_{abc}$ ;  $\theta_v$  é o ângulo virtual da tensão;  $J_v$  representa o momento de inércia mecânica (virtual) e  $M_f i_f$  representa a excitação do campo. A variável  $\omega_v = \dot{\theta}_v$  representa a velocidade angular da tensão do inversor.

As equações de  $T_e$ ,  $Q_g$  e  $e_{abc}$ , calculadas no controle e que representam o modelo do Synchronverter são dadas por:

$$T_e = \frac{P_g}{\omega_v} = M_f i_f \langle i_{abc}, \widetilde{\sin \theta_v} \rangle, \quad (3.77)$$

$$e_{abc} = \omega_v M_f i_f \widetilde{\sin \theta_v}, \quad (3.78)$$

$$Q_g = -\omega_v M_f i_f \langle i_{abc}, \widetilde{\cos \theta_v} \rangle, \quad (3.79)$$

onde

$$\widetilde{\sin \theta_v} = \begin{bmatrix} \sin \theta_v \\ \sin \left( \theta_v - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \left( \theta_v + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix}, \quad \widetilde{\cos \theta_v} = \begin{bmatrix} \cos \theta_v \\ \cos \left( \theta_v - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta_v + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix}, \quad (3.80)$$

e os símbolos  $\langle \cdot \rangle$  denotam o produto escalar.

O fator de amortecimento  $D_p$  em (3.76) se comporta como o coeficiente de queda de frequência, que é definido como a razão entre a mudança necessária de potência ativa,  $\Delta P_g$ , para a mudança de velocidade angular virtual  $\Delta \omega_v$ , escrito como:

$$D_p = \frac{\Delta P_g}{\Delta \omega_v}. \quad (3.81)$$

Definido o valor de  $D_p$  por (3.81), pode-se escolher o valor de  $J_v$  de acordo com a constante de tempo do loop de frequência,  $\tau_f$ , conforme a expressão:

$$J_v = D_p \tau_f. \quad (3.82)$$

O torque mecânico  $T_m$  em (3.76) pode ser relacionado diretamente à potência elétrica de referência  $P_g^*$  a partir da seguinte equação:

$$T_m = \frac{P_g^*}{\omega_n}, \quad (3.83)$$

onde  $\omega_n$  é a velocidade angular nominal.

Integrando  $\omega_v$ , obtém-se o ângulo virtual do rotor  $\theta_v$ , que será utilizado como referência para a geração da força eletromotriz virtual,  $E_p$ , que é a tensão sintetizada na saída do CLR-Synchronverter. Para pequenos desvios de  $\omega_v$  em relação ao valor nominal de referência, (3.76) pode ser reescrita, para pequenos sinais, como:

$$\dot{\omega}_v = \frac{P_g^*}{\omega_n J_v} - \frac{\omega_v}{J_v} D_p - \frac{P_g}{\omega_n J_v}. \quad (3.84)$$

Uma modificação no Synchronverter, quando utilizado como CLR no DFIG, acrescenta uma malha externa de controle de tensão no elo CC, que irá definir a potência de referência a ser sintetizada pelo inversor a partir da saída do controlador PI, após a comparação da tensão real do elo CC,  $v_{cap}$ , com a referência  $v_{cap}^*$ , cuja função de transferência é dada por:

$$G_{PI}(s) = K_{ps} \left( 1 + \frac{1}{T_{is} \cdot s} \right), \quad (3.85)$$

onde  $K_{ps}$  e  $T_{is}$  são, respectivamente, a constante proporcional e o tempo integrativo do PI do controle de tensão do elo CC.

A dinâmica da tensão do capacitor do elo CC,  $v_{cap}$ , é descrita a seguir:

$$\frac{dv_{cap}}{dt} = \frac{P_r - P_g}{C v_{cap}}, \quad (3.86)$$

onde  $C$  é a capacitância do barramento CC e  $P_r = sP_s$ , demonstrado em Lima (2009), é a potência produzida pelo circuito do rotor e advinda do CLM, relacionada diretamente à potência do estator pelo escorregamento da máquina,  $s$ . A potência injetada pelo CLR-Synchronverter,  $P_g$ , é dada por (3.102), a ser deduzida adiante.

A expressão da saída do controlador PI no domínio do tempo, que representa a potência ativa de referência a ser trocada com a rede,  $P_g^*$ , na entrada do Synchronverter é dada por:

$$P_g^* = x_5 + K_{ps} (\Delta v_{cap}), \quad (3.87)$$

sendo

$$\dot{x}_5 = \frac{K_{ps}}{T_{is}} \Delta v_{cap}, \quad (3.88)$$

onde

$$\Delta v_{cap} = v_{cap}^* - v_{cap}. \quad (3.89)$$

A variável de estado auxiliar  $x_5$  na saída do integrador do controlador é representada para descrever o sistema em espaço de estados, como será feito na sequência.

Note que, como não se define mais o valor constante de  $P_g^*$ , visto que a entrada agora é  $v_{cap}^*$ , deixa-se de ter a potência de referência como entrada, que passa a ser um estado. Já o termo  $P_g$  (potência lida na saída do CLR-Synchronverter), continua a ser entrada, pois será realimentado para comparação com a potência de referência  $P_g^*$ , na saída do PI, e com o termo advindo da variação da velocidade angular virtual,  $\omega_v$ , multiplicado pelo fator  $D_p$ . Portanto, para contemplar essa mudança de entradas e estados, substitui-se (3.87) em (3.84), obtendo-se a expressão da equação de estados para a malha de potência ativa:

$$\dot{\omega}_v = \frac{x_5 + K_{ps}(\Delta v_{cap})}{\omega_n J_v} - \frac{\omega_v}{J_v} D_p - \frac{P_g}{\omega_n J_v}. \quad (3.90)$$

Quanto à malha responsável pelo controle da potência reativa  $Q_g$ , parte inferior da Figura 19, não houve alteração em relação ao modelo do Synchronverter original, visto que continua a controlar a tensão no PCC,  $v_{abc}$ , por meio da potência reativa. A referência  $Q_g^*$  ainda pode ser mantida em zero ou definida de acordo com uma referência estabelecida.

O controle de potência reativa é feito de maneira semelhante ao de potência ativa para realizar o controle de tensão (*Voltage Droop Control*). Neste caso, o *voltage droop coefficient*,  $D_q$ , é definido como a razão da variação de potência reativa pela variação de tensão no PCC em relação à tensão nominal,  $v_n$ , dado por:

$$D_q = \frac{(Q_g^* - Q_g)}{(v_{abc} - v_n)} = \frac{\Delta Q_g}{\Delta v_{abc}}. \quad (3.91)$$

O resultado do produto de  $D_q$  por  $\Delta v_{abc}$  alimenta um integrador com um ganho de  $1/K_v$ , que gera o sinal de controle  $M_f I_f$ , proporcional à amplitude do sinal de saída do conversor,  $E_p$ . A constante  $K_v$  pode ser calculada por:

$$K_v = \omega_n D_q \tau_v, \quad (3.92)$$

onde  $\tau_v$  é a constante de tempo do *loop* de tensão.

Assim, o laço de potência reativa se utiliza da dependência direta da potência reativa na tensão terminal e é usado para realizar o controle de tensão (*Voltage Droop Control*). As expressões em (3.91) e (3.92) são representadas na expressão geral

$$M_f \dot{i}_f = \frac{1}{K_v} [(Q_g^* - Q_g) - D_q(v_{abc} - v_n)], \quad (3.93)$$

que pode ser reescrita como

$$M_f \dot{i}_f = \frac{Q_g^*}{K_v} - \frac{Q_g}{K_v} - \frac{\Delta v_{abc} D_q}{K_v}. \quad (3.94)$$

Complementando o modelo do CLR-Synchronverter para pequenos sinais, e considerando uma pequena variação de sinal de  $\theta_v$ , pode-se afirmar que

$$\dot{\theta}_v = \omega_v. \quad (3.95)$$

Realizada a análise do controle do CLR-Synchronverter, passa-se a avaliar a estrutura do filtro de saída. O inversor trifásico conectado à rede mostrado na Figura 20 tem seu sistema descrito pela equação

$$R_f \vec{i}_{abc} + L_f \frac{d\vec{i}_{abc}}{dt} = \vec{e}_{abc} - \vec{v}_{abc}, \quad (3.96)$$

onde  $v_{abc}$  é a tensão trifásica da rede no PCC e  $R_f$  a resistência série do filtro. Como já dito,  $e_{abc}$  é a tensão gerada pelo inversor trifásico e  $i_{abc}$  é a corrente que flui do filtro. A equação (3.96) dá origem às seguintes equações no referencial síncrono, nas coordenadas  $dq$ , considerando  $\theta_g$  o ângulo de fase da tensão da rede.

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_d + \omega_g i_q + \frac{1}{L_f} e_d - \frac{1}{L_f} v_{gd} \quad (3.97)$$

e

$$\frac{di_q}{dt} = -\omega_g i_d - \frac{R_f}{L_f} i_q + \frac{1}{L_f} e_q, \quad (3.98)$$

onde  $e_d$  e  $e_q$  são as tensões  $e_{abc}$  geradas na saída do inversor;  $i_d$  e  $i_q$  são as correntes  $i_{abc}$ , todas no referencial  $dq$ ; e  $v_{gd}$  e  $\omega_g$  são a magnitude e frequência da tensão da rede  $v_{abc}$ , com a componente da tensão posicionada no eixo  $d$ .

As equações (3.88), (3.90), (3.94), (3.95), (3.97) e (3.98), representam a dinâmica do CLR-Synchronverter e seu filtro de saída.

Agora, baseado em Piya e Karimi-Ghartemani (2016), passa-se a avaliar a estabilidade desse modelo a partir de um caso simplificado onde o inversor está operando em situação de rede conectada em regime permanente, sem oscilações ( $\Delta v_{cap} = 0$ ) e, portanto, com a referência de potência  $P_g^* = 0$ . Também se considera a referência de potência reativa  $Q_g^* = 0$ .

Considerando a velocidade angular virtual interna do inversor  $\dot{\theta}_v = \omega_v$  e definindo  $\theta_v = \omega_g t + \delta$ , onde  $\delta$  é o ângulo da tensão do inversor em relação ao ângulo da tensão da rede, tem-se:

$$\dot{\delta} = \omega_v - \omega_g. \quad (3.99)$$



A partir da Figura 19, e considerando  $T_e$  e  $T_m$  dados por (3.77) e (3.83),  $\dot{\omega}_v$  e  $M_{fi_f}$  podem ser apresentadas como

$$\dot{\omega}_v = \frac{1}{J_v} \left( \frac{P_g^*}{\omega_n} - \frac{P_g}{\omega_v} - D_p \omega_v + D_p \omega_g \right) \quad (3.100)$$

e

$$M_{fi_f} = \frac{1}{K_v} \int \{ Q_g^* - Q_g + D_q (V_n - V) \}. \quad (3.101)$$

As potências ativa e reativa,  $P_g$  e  $Q_g$ , na saída do inversor (nos terminais da tensão  $e_{abc}$ ) podem ser definidas no referencial  $dq$  como:

$$\begin{cases} P_g = \frac{3}{2} (e_d \cdot i_d + e_q \cdot i_q) \\ Q_g = \frac{3}{2} (e_q \cdot i_d - e_d \cdot i_q) \end{cases} \quad (3.102)$$

Se ignorado o termo  $D_q (V_n - V)$  na operação conectada à rede e em regime permanente e sem oscilações, o que implica em invariância da tensão no PCC, as equações (3.100) e (3.101) podem ser modificadas como:

$$\dot{\omega}_v = -\frac{3}{2J_v \omega_v} (e_d \cdot i_d + e_q \cdot i_q) - \frac{D_p}{J_v} \omega_v + \frac{D_p}{J_v} \omega_g, \quad (3.103)$$

e

$$\frac{d}{dt} (M_{fi_f}) = -\frac{3}{2K_v} (e_q \cdot i_d - e_d \cdot i_q). \quad (3.104)$$

Da equação (3.78), a magnitude da tensão do inversor  $e_{abc}$  é definida como  $E_p = \omega_v M_{fi_f}$ . A dinâmica do CLR-Synchronverter indica que  $M_{fi_f}$  é um sinal de mudança rápida, enquanto  $\omega_v$  é um sinal lento. Derivando  $E_p$ , negligenciando o termo resultante  $\dot{\omega}_v (M_{fi_f})$ , cuja validade foi demonstrada em Piya e Karimi-Ghartemani (2016), e substituindo o valor de  $\frac{d}{dt} (M_{fi_f})$  da equação (3.104), pode-se escrever a derivada da magnitude de  $e_{abc}$  como:

$$\dot{E}_p = -\frac{3\omega_v}{2K_v} (e_q \cdot i_d - e_d \cdot i_q). \quad (3.105)$$

A tensão do inversor no referencial  $dq$  é definida como  $e_d = E_p \cos \delta$  e  $e_q = E_p \sin \delta$ , onde  $E_p = \sqrt{e_d^2 + e_q^2}$  e  $\delta = \tan^{-1} \left( \frac{e_q}{e_d} \right)$ . Portanto, a dinâmica de  $e_d$  e  $e_q$  pode ser derivada como

$$\dot{e}_d = \dot{E} \cos \delta - \delta \dot{E} \sin \delta, \quad (3.106)$$

e

$$\dot{e}_q = \dot{E} \sin \delta + \delta \dot{E} \cos \delta. \quad (3.107)$$

Substituindo (3.99) e (3.105) em (3.106) e (3.107), tem-se

$$\dot{e}_d = -\frac{3\omega_v}{2K_v} (e_q i_d - e_d i_q) \cos\delta - (\omega_v - \omega_g) \sqrt{e_d^2 + e_q^2} \sin\delta, \quad (3.108)$$

e

$$\dot{e}_q = -\frac{3\omega_v}{2K_v} (e_q i_d - e_d i_q) \sin\delta + (\omega_v - \omega_g) \sqrt{e_d^2 + e_q^2} \cos\delta. \quad (3.109)$$

As equações (3.97), (3.98), (3.103), (3.108) e (3.109) apresentam o método de controle do CLR-Synchronverter, que são reordenados e resumidos como:

$$\dot{i}_d = -\frac{R_f}{L_f} i_d + \omega_g i_q + \frac{1}{L_f} e_d - \frac{1}{L_f} v_{gd}, \quad (3.110)$$

$$\dot{i}_q = -\omega_g i_d - \frac{R_f}{L_f} i_q + \frac{1}{L_f} e_q, \quad (3.111)$$

$$\dot{e}_d = -\frac{3\omega_v}{2K_v} (e_q i_d - e_d i_q) \cos\delta - (\omega_v - \omega_g) \sqrt{e_d^2 + e_q^2} \sin\delta, \quad (3.112)$$

$$\dot{e}_q = -\frac{3\omega_v}{2K_v} (e_q i_d - e_d i_q) \sin\delta + (\omega_v - \omega_g) \sqrt{e_d^2 + e_q^2} \cos\delta, \quad (3.113)$$

$$\dot{\omega}_v = -\frac{3}{2J_v \omega_v} (e_d \cdot i_d + e_q \cdot i_q) - \frac{D_p}{J_v} \omega_v + \frac{D_p}{J_v} \omega_g. \quad (3.114)$$

As equações (3.110) a (3.114) são equações diferenciais não lineares. Para realizar uma análise de estabilidade linear, procede-se com a linearização do sistema em torno do ponto de operação em que  $P_g^* = Q_g^* = 0$ , dado a seguir

$$(i_d^*, i_q^*, e_d^*, e_q^*, \omega_v^*) = (0, 0, v_{gd}, 0, \omega_g). \quad (3.115)$$

A linearização de (3.110) a (3.114) em torno do ponto de equilíbrio resulta no seguinte sistema linear

$$\dot{\mathbf{x}}_{synch} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega_g & \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ -\omega_g & -\frac{R_f}{L_f} & 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{3\omega_g v_{gd}}{2K_v} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & v_{gd} \\ -\frac{3v_{gd}}{2J_v \omega_v} & 0 & 0 & 0 & -\frac{D_p}{J_v} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{synch}, \quad (3.116)$$

onde  $\mathbf{x}_{synch} = [i_d, i_q, e_d, e_q, \omega_v]^T$ . Os parâmetros  $L_f$ ,  $R_f$ ,  $v_{gd}$  e  $\omega_g$  em (3.116) são constantes para um determinado inversor e rede. Os parâmetros  $D_p$ ,  $J_v$  e  $K_v$  são os parâmetros de controle calculados de acordo com (3.81), (3.82), (3.91) e (3.92).

### 3.2 Análise de Estabilidade do DFIG Baseado em CLR-Synchronverter

Na seção anterior foram definidos os modelos dinâmicos dos sistemas que compõem o DFIG com a proposta de inclusão do Synchronverter no controle do CLR. Os blocos compostos pela turbina eólica (sistema aerodinâmico e o sistema mecânico de eixos) do DFIG, controle de *pitch* e controle do CLM são responsáveis por definir a referência de potência ativa e reativa no estator da máquina a partir do controle das correntes no rotor, a serem definidas no CLM.

A modelagem e análise da estabilidade oscilatória e sensibilidade do DFIG convencional foram analisados em Yang *et al.* (2011) e ajustado nesta tese para o DFIG baseado em Synchronverter. Sobre esse subsistema, é sabido que o ajuste do controle do CLM é determinante para a estabilidade. Entretanto, para o estudo atual, verifica-se que a influência desse subsistema no comportamento do CLR-Synchronverter é limitada, visto que a este último cabe o controle indireto da tensão no barramento CC, por meio da potência ativa de referência, e o controle da potência reativa a ser injetada na rede pelo lado do circuito do rotor. Note-se que quando o sistema completo estiver em regime permanente, o CLR-Synchronverter passa a injetar na rede ou receber dela a potência do rotor ( $P_r$ ), na medida em que não há variação na tensão do elo CC e a corrente advinda do CLM flui integralmente para o circuito do CLR e vice-versa.

Ainda sobre o desempenho do DFIG, variando-se os valores de  $\omega_r$  de 301,6 rad/s a 425,4 rad/s (escorregamento de -20% a +20%), observa-se, por meio da análise do lugar das raízes, que os autovalores do sistema permanecem no semiplano esquerdo (negativo), com pequena variação dos valores reais e maior variação nos valores imaginários de dois autovalores, o que demonstra que dentro dessa faixa o gerador opera com estabilidade e possui uma baixa sensibilidade à variação de  $\omega_r$ . A sensibilidade do autovalor, definida como a taxa e a direção do movimento de autovalor no plano  $s$  devido à variação nos parâmetros do sistema, é uma ferramenta eficiente para projetar e parametrizar o sistema de controle, especialmente para os sistemas de ordem superior. A sensibilidade do autovalor pode ser em relação à entrada da matriz de estado ou a um parâmetro do sistema. Neste estudo, a avaliação da sensibilidade é em relação ao parâmetro  $\omega_r$ .

Para análise da estabilidade do DFIG baseado em Synchronverter desta tese, serão

realizadas simulações em MATLAB e PSCAD/EMTDC em uma máquina cujos parâmetros são apresentados nas Tabelas 7 a 10.

Tabela 7 – Parâmetros do sistema - Turbina eólica – Sistema mecânico

Potência de base ( $P_{base}$ )	500 kW
Velocidade angular nominal ( $\omega_n$ )	376,99 rad/s
Velocidade angular do estator ( $\omega_s$ )	376,99 rad/s
Diâmetro do rotor ( $2.r$ )	85,5 m
Área coberta pelo rotor	5,741 m <sup>2</sup>
Velocidade nominal do vento ( $v_\omega$ )	8,0 m/s
Frequência nominal ( $f_n$ )	60 Hz
Constante de inércia do rotor da turbina ( $H_t$ )	1,5 s
Constante de inércia do rotor do gerador ( $H_r$ )	0,25 s
Rigidez total do eixo ( $K_t$ )	0,3 p.u./el. rad
Constante de amortecimento do eixo ( $D$ )	0,001 pu
Constante integral do controle de pitch ( $K_{i\beta}$ )	0,01
Constante proporcional do controle de pitch ( $K_{p\beta}$ )	10,0
Constante de tempo do controlador de ângulo de pitch ( $T_\beta$ )	0,25

Fonte: (PSCAD, 2018)

Tabela 8 – Parâmetros do sistema - Gerador de indução DFIG

Velocidade síncrona nominal (rpm)	1800
Potência ativa nominal ( $P_n$ )	500 kW
Tensão nominal do estator ( $v_{sL-L}$ )	0,69 kV
Tensão nominal do rotor ( $v_{rL-L}$ )	0,69 kV
Relação de espiras do estator/rotor	1,0
Resistência do estator ( $R_s$ )	0,0054 p.u.
Indutância de dispersão do estator ( $L_{ls}$ )	0,108 p.u.
Resistência do rotor ( $R_r$ )	0,00607 p.u.
Indutância de dispersão do rotor ( $L_{lr}$ )	0,11 p.u.
Indutância de magnetização ( $L_m$ )	4,362 p.u.
Momento angular de inércia ( $J$ )	0,5 p.u.
Tensão nominal do barramento CC ( $v_{cap}$ )	2,5 kV
Capacitor do barramento CC ( $C$ )	100 mF
Potência mecânica nominal ( $P_{mech}$ )	500 kW

Fonte: (PSCAD, 2018)

Tabela 9 – Parâmetros do controle do CLM

$K_{p1}$	2,0
$K_{p2}$	2,0
$K_{p3}$	1,0
$K_{p4}$	2,0
$T_{i1}$	0,1
$T_{i2}$	0,01
$T_{i3}$	0,05
$T_{i4}$	0,01

Fonte: Próprio autor.

Tabela 10 – Parâmetros do CLR-Synchronverter + Filtro

Rede	Valor
Tensão nominal da rede de linha ( $V_g, V_n$ )	0,69 kV
Frequência nominal ( $f$ )	60 Hz
Relação de curto-circuito da rede ( $SCR$ )	10
Relação $X/R$ da rede	5
Resistência da rede ( $R_g$ )	0,0565 $\Omega$
Indutância da rede ( $L_g$ )	0,02 mH
CLR-Synchronverter e Filtro de saída	Valor
Potência ativa nominal ( $P_g$ )	150 kW
Indutância do filtro ( $L_f$ )	1,7 mH
Resistência do Filtro ( $R_f$ )	0,134 $\Omega$
Capacitância do filtro ( $C_f$ )	300 $\mu$ F
Capacitância do elo CC ( $C$ )	100 mF
Coefficiente de queda de frequência ( $D_p$ )	50 kW/Hz
Coefficiente de queda de tensão ( $D_q$ )	5 kvar/V
Constante de tempo do <i>loop</i> de frequência ( $\tau_f$ )	3,0 ms
Constante de tempo do <i>loop</i> de tensão ( $\tau_v$ )	50,0 ms
Tensão do elo CC ( $v_{cap}^*$ )	2,5 kV
Constantes do controlador PI ( $K_{ps}; T_{is}$ )	0,82; 0,1 s

Fonte: (PSCAD, 2018)

Os autovalores do sistema DFIG em (3.46) foram calculados para a velocidade nominal do vento ( $v_\omega = 8,0$  m/s,  $\omega_r = 376,99$  rad/s) e estão listados na Tabela 11. Os locais dos autovalores dos modos oscilatórios correspondentes são plotados na Figura 21 para a variação no escorregamento de -20% a +20% (da cor vermelha ao azul). Como dito, os autovalores  $\lambda_{1,2}$  praticamente não variam com a mudança em  $\omega_r$  e, conseqüentemente, no escorregamento. Já os autovalores  $\lambda_{3,4}$  variam a parte imaginária, indicando inversão na frequência de oscilação em razão da migração do modo supersíncrono para o subsíncrono, passando pelo modo síncrono quando a parte imaginária é igual a zero, indicando não haver módulo oscilatório nessa condição para esses autovalores. Portanto, o modelo apresenta polos complexos conjugados para escorregamento diferente de zero, com um modo oscilatório amortecido. Com  $s = 0$ , dois polos se tornam estáveis com modo não oscilatório.

Tabela 11 – Autovalores do DFIG ( $v_\omega = 8,0$  m/s,  $\omega_r = 376,99$  rad/s)

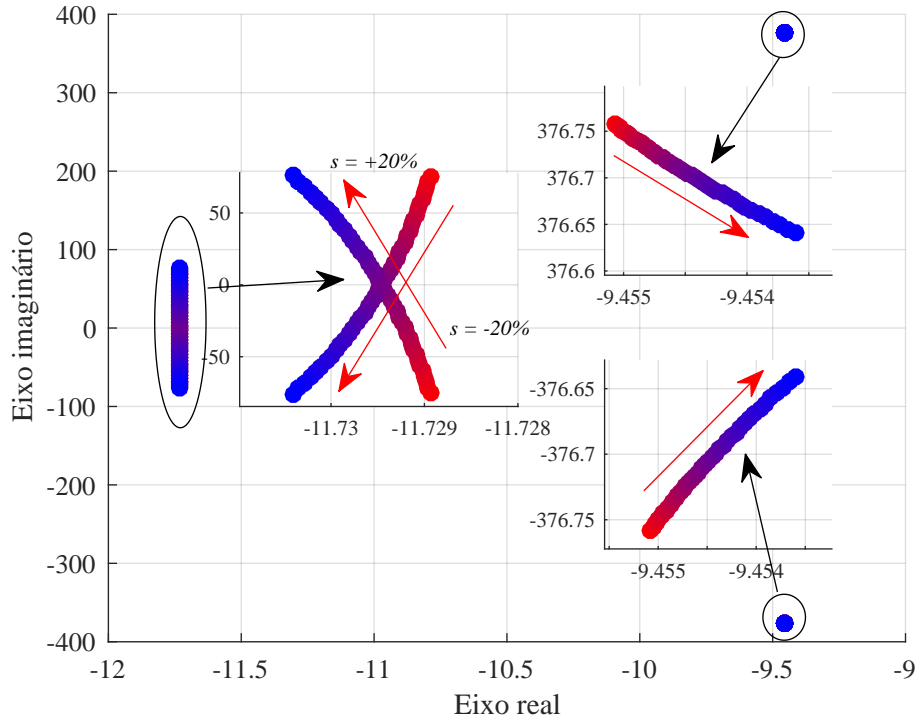
	$\lambda_1$	$\lambda_2$	$\lambda_3$	$\lambda_4$
$\lambda = \sigma \pm j\omega$	-9,45 + j376,71	-9,45 - j376,71	-11,73	-11,73

Fonte: Próprio autor.

Agora, passamos a analisar o desempenho do controle do CLR-Synchronverter e de seu filtro de saída, servindo a modelagem apresentada do sistema como um todo para estudos do comportamento de todo o aerogerador.

Os parâmetros de todos os sistemas acima descritos são baseados em um aerogerador

Figura 21 – Locais dos autovalores do sistema (3.46) para escorregamento variando de - 20% a +20%.



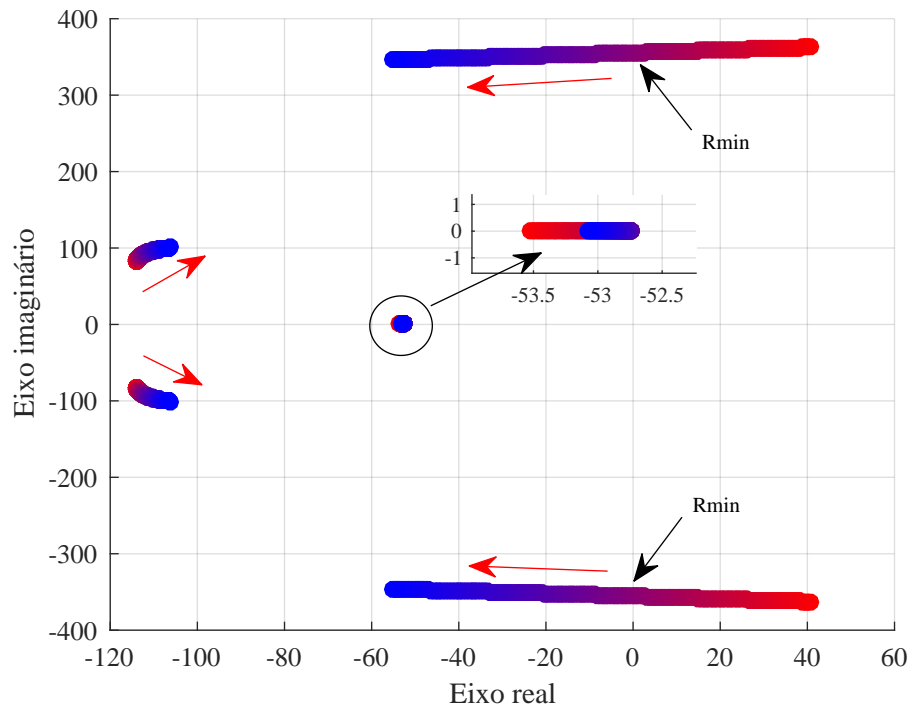
Fonte: Próprio autor.

DFIG de 500 kW, com tensão de linha do estator de 690 V conectado a um transformador 690 V/ 13,8 kV, com as mesmas grandezas apresentadas nas Tabelas 7 a 10.

Os resultados da análise dos autovalores do sistema (3.116) são plotados nas Figuras 22 a 24, onde a potência nominal do CLR-Synchronverter é  $S_{nom} = 150$  kVA (correspondente a 30 % da potência do DFIG), a tensão nominal eficaz de fase é  $V_{rms} = 398,4$  V,  $\omega_g = 2\pi 60$  rad/s,  $v_{gd} = \sqrt{2}V_{rms} = 563,4$  V, e o resistor do filtro,  $R_f$ , varia de zero a um valor positivo. A Fig. 22 mostra que para  $R_f = 0$ , dois autovalores do sistema (3.112) se encontram no semiplano direito. Quando  $R_f$  é aumentado, esses autovalores se movem para a esquerda e cruzam o eixo imaginário em  $R_{min} = \frac{1,28}{S_{nom}}$ . A Fig. 23 mostra que o aumento de  $J_v$  também levará dois autovalores para o semiplano direito. O mesmo comportamento se verifica para a variação de  $K_v$  na Fig. 24, que torna o sistema instável para valores menores. O conjunto de ajustes desses parâmetros leva ao melhor cenário de operação, de maneira que os valores escolhidos foram os elencados na Tabela 10. Lembrando que  $J_v$  e  $K_v$  são definidos em função das constantes de tempo  $\tau_f$  e  $\tau_v$ , em (3.82) e (3.92). Os autovalores do CLR-Synchronverter para  $R_f = 0,14 \Omega$ ,  $J_v = 0,211$  e  $K_v = 9424,8$  são apresentados na Tabela 12.

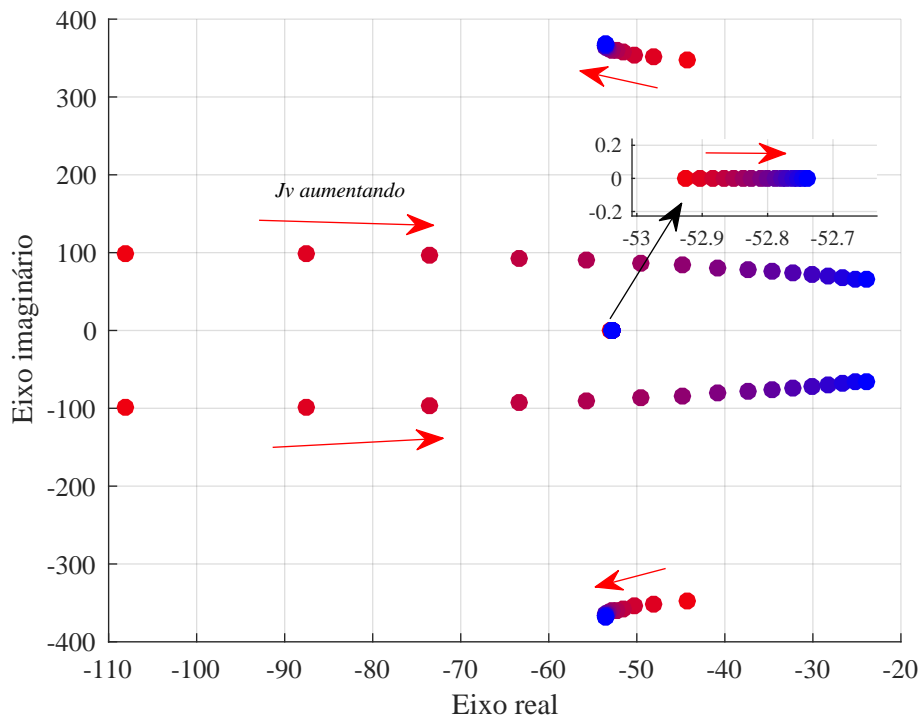
Os valores de  $R_{min}$  para diferentes valores de potência do inversor foi medido

Figura 22 – Locais dos autovalores do sistema (3.116) para a variação de  $R_f$ .



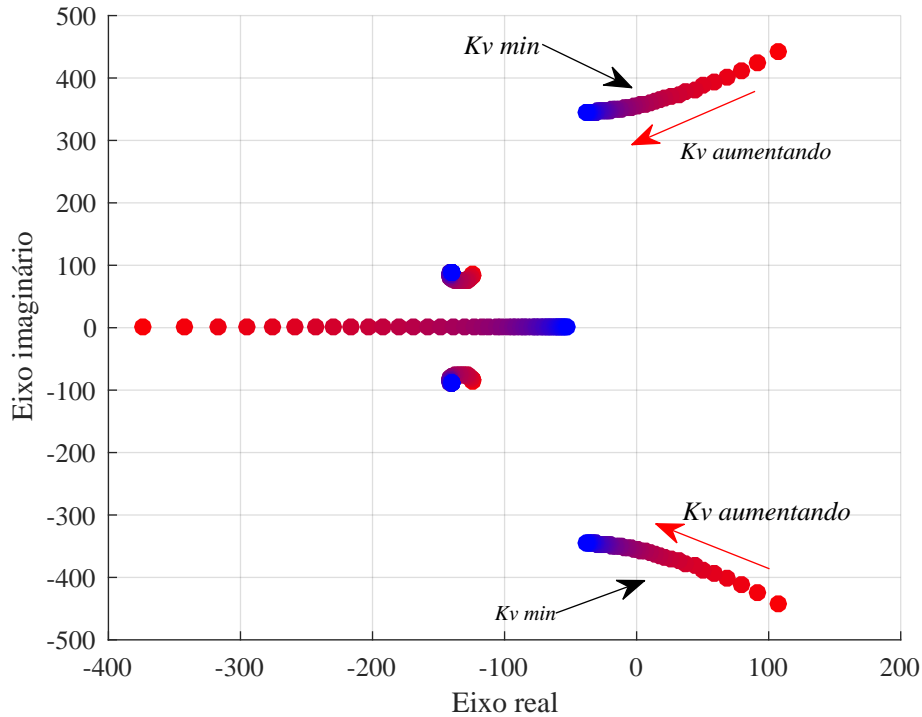
Fonte: Próprio autor.

Figura 23 – Locais dos autovalores do sistema (3.116) para a variação de  $J_v$ .



Fonte: Próprio autor.

Figura 24 – Locais dos autovalores do sistema (3.116) para a variação de  $K_v$ .



Fonte: Próprio autor.

Tabela 12 – Autovalores do CLR-Synchronverter com os parâmetros ajustados.

$\lambda$	$\lambda_1$	$\lambda_2$	$\lambda_3$	$\lambda_4$	$\lambda_5$
$\lambda = \sigma \pm j\omega$	$-52,80 + j360,61$	$-52,80 - j360,61$	$-52,8$	$-49,60 + j86,69$	$-49,60 - j86,69$

Fonte: Próprio autor.

através de simulações em Piya e Karimi-Ghartemani (2016), e apontam para um valor de  $R_f$  recomendável, que corresponde a

$$R_{rec} = \frac{2,15}{S(kVA)}. \quad (3.117)$$

### 3.3 Resistor Virtual no CLR-Synchronverter

Sabe-se que um valor mínimo de resistor do filtro,  $R_f$ , é necessário para a estabilidade do sistema, embora comercialmente não se use resistores nos filtros de saída de aerogeradores, sendo considerada nos modelos a resistência série equivalente (ESR) do indutor, que não pode ser removida, embora seja de valor considerado baixo. Portanto, para que opere de forma estável, deveria ser incluído um resistor real em série com a indutância. No caso deste estudo, o valor atribuído para esse resistor, que já considera a soma do ESR, seria de  $R_f = 0,14 \Omega$ . Assim, considerando a potência nominal do CLR-Synchronverter,  $S_g = 3V_{rms}I_{rms} = 150 \text{ kVA}$ , onde  $V_{rms}$  e  $I_{rms}$  são a tensão e corrente de fase da rede, caso fosse utilizado esse resistor real, a perda no



dispositivo seria calculada como:

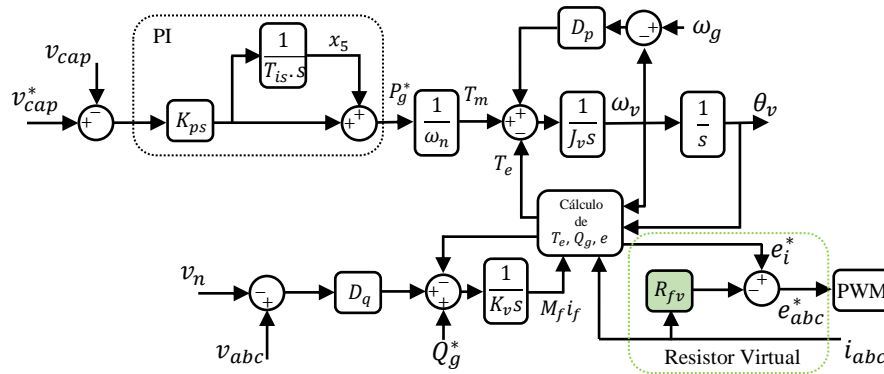
$$\frac{P_{loss}}{S_g} = \frac{3R_f I_{rms}^2}{3V_{rms} I_{rms}} = \frac{R_f I_{rms}}{V_{rms}} = \frac{R_f S_g}{3V_{rms}^2} = 4,4\%. \quad (3.118)$$

Considerando as perdas atuais dos inversores comerciais, que não possuem resistor real, esse valor se mostraria relevante. Uma solução para contornar essa questão, sem o uso de resistores no filtro de saída, é a introdução de um resistor virtual  $R_{fv}$  no controle, evitando a perda descrita em (3.118). Considerando o circuito de potência da Figura 20 sem o resistor físico  $R_f$ , pode-se definir a tensão do inversor com o resistor virtual como

$$e_i(t) = e_{abc}(t) + R_{fv} i_{abc}(t), \quad (3.119)$$

onde  $e_{abc}(t)$  é a tensão na saída do inversor e  $i_{abc}(t)$  é a corrente medida. Assim, a queda de tensão no resistor  $R_f$  passa ser emulada somente no *loop* de controle do CLR-Synchronverter, como demonstrado na Figura 25, que apresenta o controle com a resistência virtual incorporada.

Figura 25 – CLR-Synchronverter aprimorado com Resistor Virtual  $R_{fv}$ .



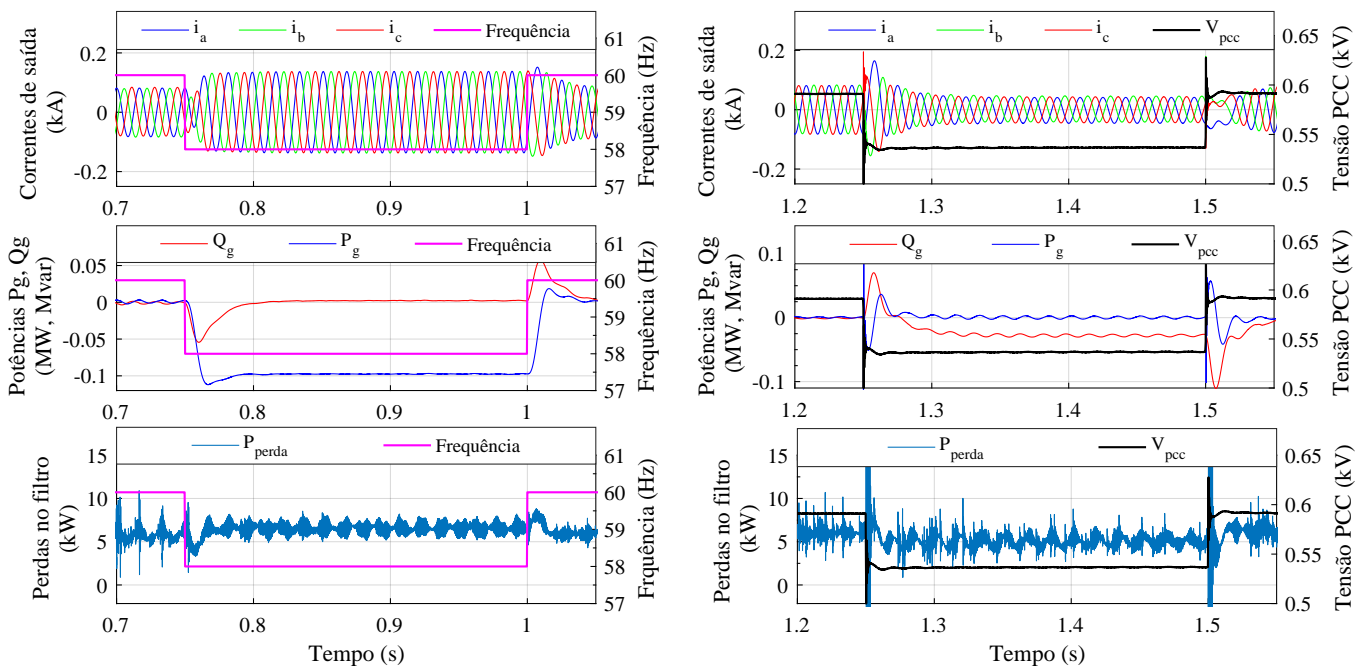
Fonte: Próprio autor.

Essa é uma das propostas desta tese. Destaca-se que em Piya e Karimi-Ghartemani (2016), o mesmo resistor virtual foi proposto, mas o conversor era alimentado por uma fonte constante de tensão CC, diferentemente do DFIG, o que não levou a uma análise da dinâmica dessa tensão existente aqui. Daí a necessidade de se observar o novo comportamento do Synchronverter no CLR do DFIG com essa mudança.

Para validação do resistor virtual do filtro, uma simulação em um DFIG de 500 kW foi realizada, com o CLR-Synchronverter de 150 kVA. Uma queda de frequência de 2 Hz é imposta em  $t = 0,75$  s e se mantém até  $t = 1,00$  s. Nesse intervalo, o conversor injeta 100,0 kW de potência ativa para dar suporte à rede (os valores da potência  $P_g$  do CLR serão apresentados com sinal negativo para potência injetada na rede devido à convenção de máquina do DFIG).

Em seguida, uma queda de tensão de 0,1 p.u. no PCC de  $t = 1,25$  s a  $t = 1,50$  s faz com que o CLR injete 30,0 kvar de potência reativa. Inicialmente, somente para efeito didático, um resistor real do filtro de  $R_f = 0,14 \Omega$  é inserido. Na outra simulação o resistor é removido do circuito de potência (mantendo o valor de ESR) e substituído por uma resistência virtual de mesmo valor dentro da malha de controle, reduzindo assim cerca de 5% de perda de potência. Os resultados são mostrados na Figura 26, para o resistor real simulado no filtro, e na Figura 27 com o uso da resistência virtual. As simulações mostram resultados idênticos em ambos os casos, o que confirma a eficácia do resistor virtual. Ainda, como dito, a Figura 26 mostra uma perda no filtro de 5 kW, equivalente a 5%, em razão da resistência real que seria incluída. O mesmo não correu quando o resistor virtual foi utilizado, como se vê na Figura 27.

Figura 26 – Desempenho do CLR-Synchronverter com resistor real  $R_f$ .

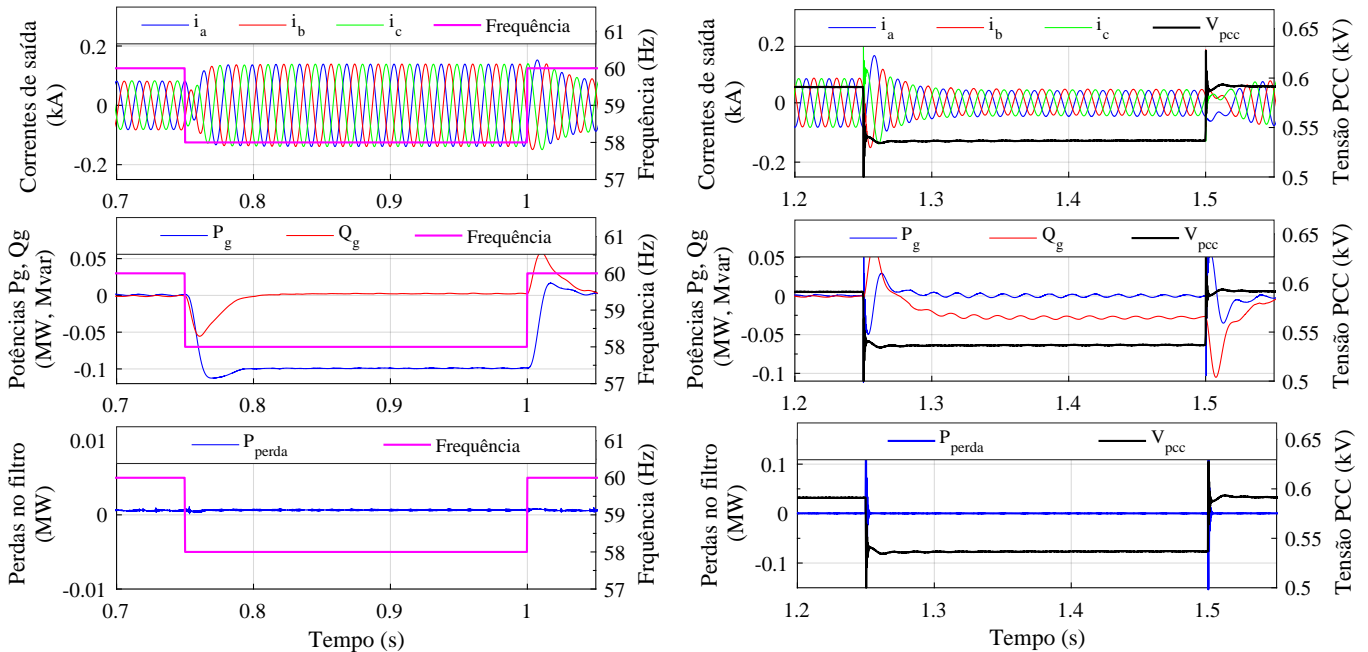


Fonte: Próprio autor.

### 3.4 Validação do CLR-Synchronverter através de Simulações

Para esta tese, foi desenvolvido um modelo de simulação em ambiente PSCAD/EMTDC de um aerogerador DFIG de 500 kW com o conversor do lado da rede baseado em Synchronverter. Após a validação deste modelo, será iniciado no próximo capítulo a simulação de um parque eólico composto pelo aerogerador proposto, dentro de um sistema de testes IEEE - 14 Barras

Figura 27 – Desempenho do CLR-Synchronverter com resistor virtual  $R_{fv}$ .



Fonte: Próprio autor.

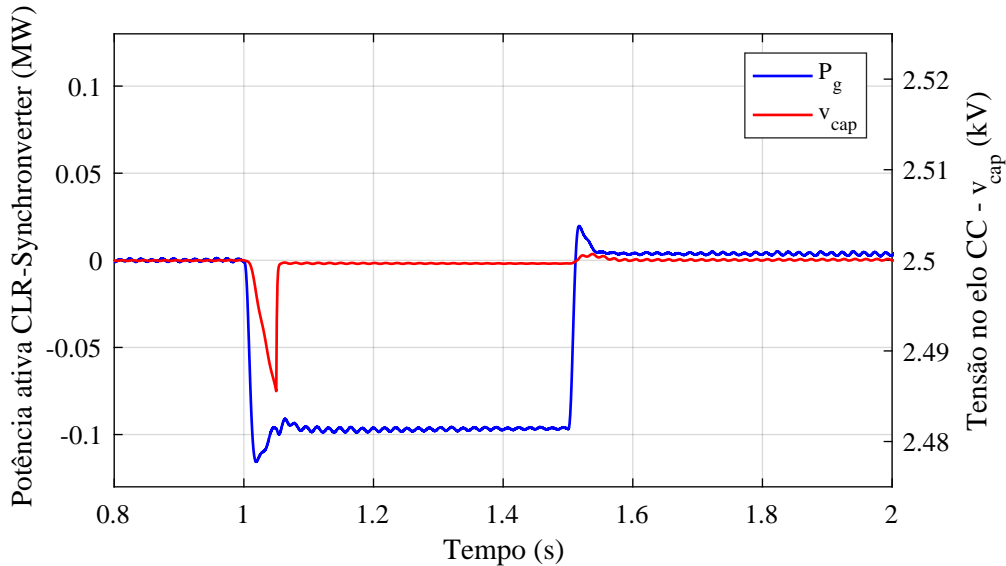
modificado. Mas antes disso, a avaliação da estabilidade será feita em uma única máquina, cujos parâmetros são definidos nas Tabelas 7 a 10, com frequência de comutação das chaves dos inversores CLM e CLR-Synchronverter de 10 kHz. Inicialmente, o DFIG será ligado a uma fonte com tensão nominal de linha  $V_g = 690$  V, resistência  $R_g = 0,0565$   $\Omega$ ,  $L_g = 0,02$  mH (potência de curto-circuito  $S_{cc} = 2,5$  p.u.).

Para verificar o comportamento do conversor, uma queda de frequência da rede de 60 Hz para 58 Hz em degrau é simulada no tempo  $t = 1,0$  s até  $t = 1,5$  s, o que implica em uma injeção de potência ativa de 100 kW, conforme parâmetros do ajustados. No momento do afundamento, o elo CC é suportado pelo banco de baterias conectado em paralelo, mantendo a tensão  $v_{cap} = 2,5$  kV constante.

A Figura 28 mostra o momento em que a frequência cai para 58 Hz e o banco de baterias é conectado ao barramento CC, o que ocorre quando o desvio de frequência é maior que 0,2 Hz (atendendo ao previsto no procedimento de rede). A entrada das baterias foi programada para acontecer 50 ms após a detecção do afundamento. Note que no momento da queda de frequência o CLR-Synchronverter passa injetar potência ativa na saída e a tensão no elo CC inicia uma queda em razão do descarregamento. Após a entrada do banco de baterias, a tensão no elo CC retorna ao valor nominal e as baterias passam a fornecer sua energia ativa ao sistema. Após a normalização da frequência, o banco será novamente desconectado, com um atraso a ser

definido em projeto, suficiente para promover a sua recarga.

Figura 28 – Controle da tensão no barramento CC durante queda de frequência.



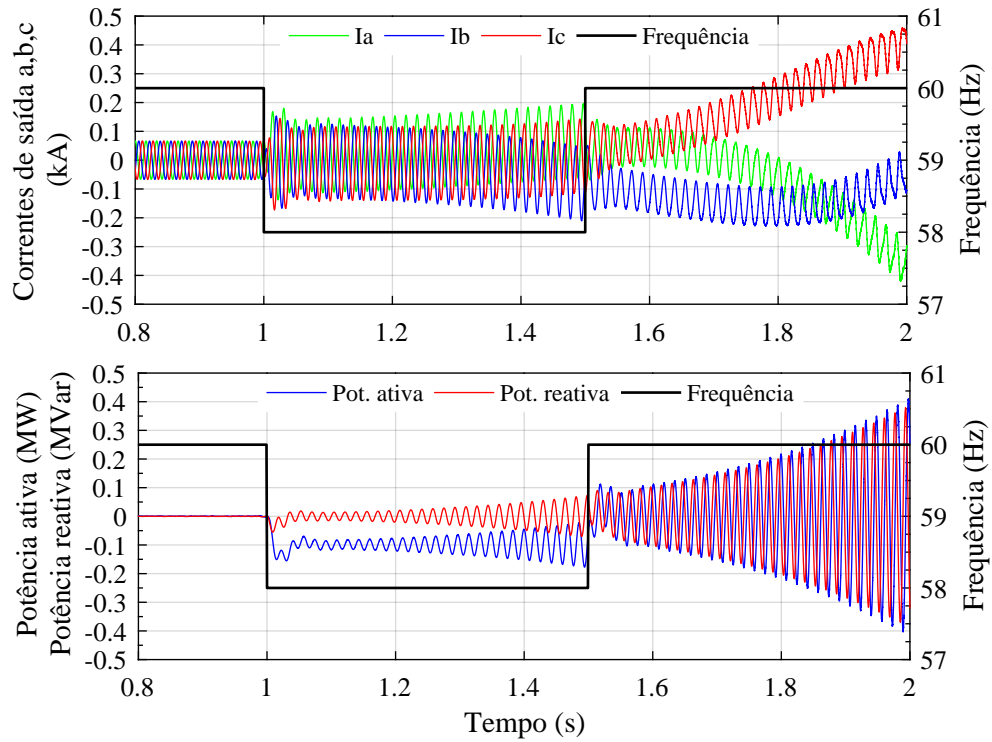
Fonte: Próprio autor.

Os parâmetros  $R_f = 0,14 \Omega$ ,  $J_v = 0,063$ ,  $\tau_f = 0,003$  s,  $K_v = 9424,8$ , e  $\tau_v = 0,05$  s, serão fixados com seus valores definidos para operação estável e serão variados um a um para efeito de verificação de sua contribuição para a estabilidade do sistema. A Figura 29 apresenta o resultado da simulação do CLR-Synchroverter quando  $R_f = 0 \Omega$ , o que mostra que o sistema está instável, com oscilação na potência e na corrente de saída. A Figura 30 mostra os resultados da simulação quando  $R_{fv} = 0,14 \Omega$ , passando a operar de acordo com o esperado, dentro da estabilidade. Destaca-se que com o uso da resistência virtual  $R_{fv}$  dentro da malha de controle e a remoção da resistência real do filtro  $R_f$ , que teria o mesmo valor, reduz-se em cerca de 5% a perda de potência.

Aumentando-se o valor de  $R_{fv}$  para  $1,0 \Omega$ , percebe-se que a resposta do sistema passa a ser muito oscilatória, com sobressinal de 100%, como era esperado, visto que os polos relacionados a  $R_{fv}$  se afastam para a esquerda do semiplano negativo e os polos  $\lambda_{4,5}$  se aproximam do eixo imaginário, tornando-se os polos dominantes  $\lambda_{4,5} = -19,03 \pm j38,11$ , e oscilando na frequência de 6 Hz. A Figura 31 mostra o trajeto das raízes com  $R_{fv}$  indo de  $0 \Omega$  a  $1,0 \Omega$ . Conclui-se que esse último valor não é viável para a operação do CLR, embora o sistema ainda não tenha se tornado instável.

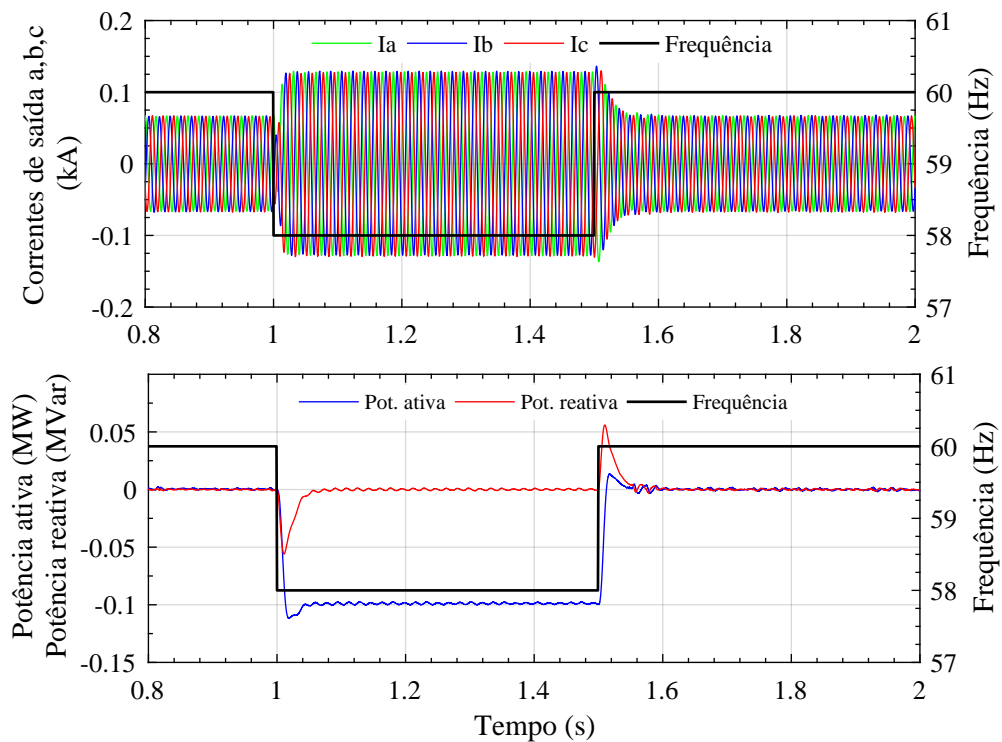
As Figuras 32 e 33 apresentam a resposta do sistema por meio dos parâmetros  $P_g$  e  $\omega_v$ ;  $\theta_v$  e  $M_f I_f$ , respectivamente, variando-se os valores de  $R_{fv}$  ( $0,014 \Omega$ ;  $0,028 \Omega$ ;  $0,14 \Omega$

Figura 29 – Desempenho do CLR-Synchronverter com Resistor Virtual  $R_{fv} = 0$  (instável).



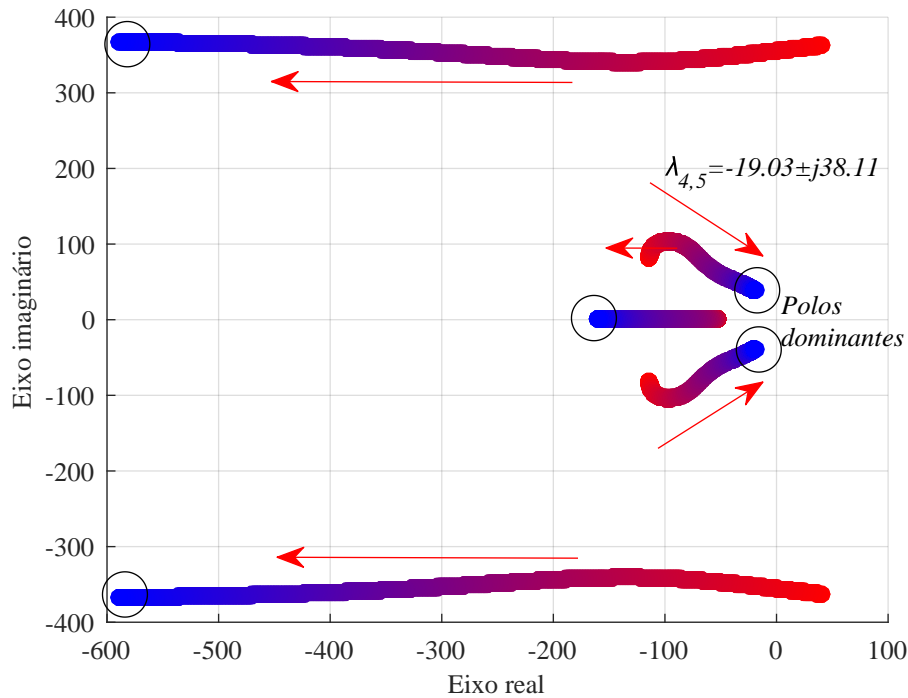
Fonte: Próprio autor.

Figura 30 – Desempenho do CLR-Synchronverter com Resistor Virtual  $R_{fv} = 0.14 \Omega$  (estável).



Fonte: Próprio autor.

Figura 31 – Trajeto das raízes com  $R_{fv}$  variando de 0 a 1,0  $\Omega$ .



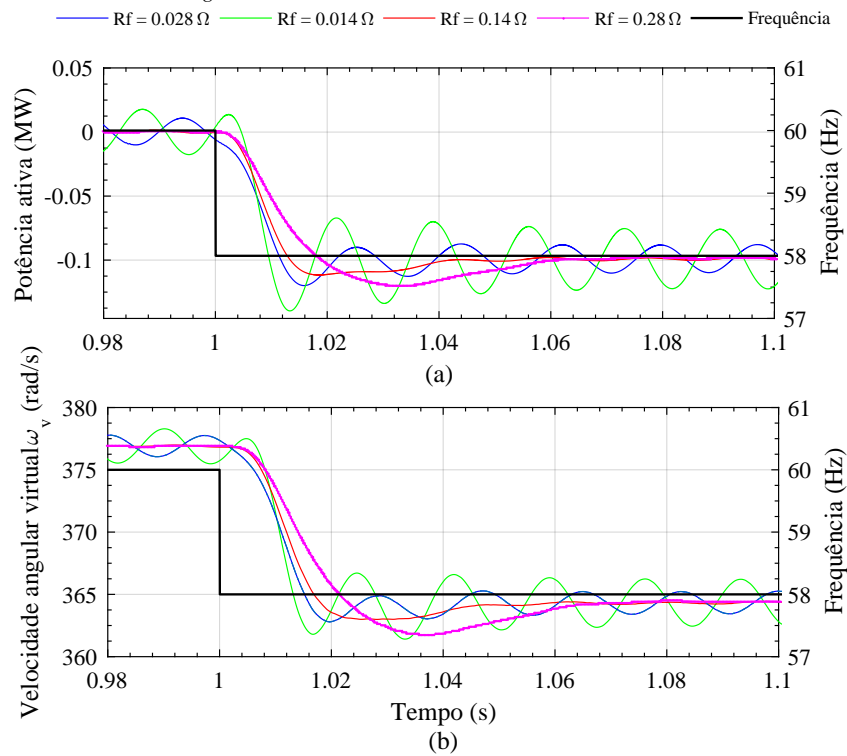
Fonte: Próprio autor.

e 0,28  $\Omega$ ). A análise gráfica dará suporte à escolha do resistor virtual do filtro. O valor de  $R_{fv} = 0,014 \Omega$  corresponde ao valor recomendável em (3.117) para a estabilidade. Entretanto, se nota que ainda há oscilação considerável na saída de potência ativa, na Figura 32(a). O valor escolhido, que apresenta melhor desempenho e sem oscilação é o de  $R_{fv} = 0,14 \Omega$ . Com  $R_{fv} = 0,28 \Omega$ , o dobro do valor escolhido, já se observa um sobressinal na potência de 58% e uma oscilação em 14 Hz.

As Figura 34 e 35 apresentam o comportamento do CLR, agora com a variação de  $\tau_f$  e  $\tau_v$ , que modificam os valores de  $J_v$  e  $K_v$ , conforme (3.82) e (3.92). Os parâmetros que ficam constantes em cada cenário são os mesmos já definidos ( $R_f = 0,14 \Omega$ ;  $J_v = 0,063$ ;  $\tau_f = 0,003$  s;  $K_v = 9424,8$  e  $\tau_v = 0,05$  s). O gráfico demonstra que a escolha correta desses parâmetros define a operação esperada do sistema, sendo o conhecido método de escolha do lugar das raízes apropriado para o ajuste desses parâmetros.

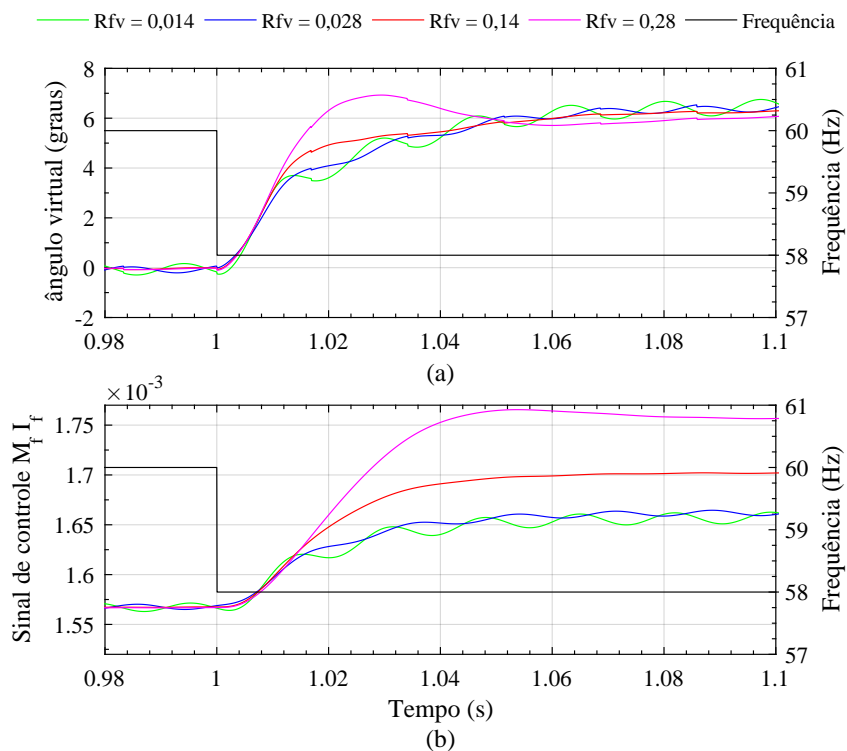
Os autovalores do sistema nas condições das Figuras 32 a 35 foram avaliados e verificou-se que para  $\tau_f = 0,002$  s, o sistema passa a possuir três autovalores reais, ao invés de apenas um autovalor real nos demais cenários. Nesse caso, observa-se o menor sobressinal na saída de potência (6%), que se eleva à medida que  $\tau_f$  aumenta. Verifica-se que para uma melhor relação entre estabilidade e sobressinal, o valor de  $\tau_f = 0,003$  s entrega o melhor desempenho,

Figura 32 – Desempenho do CLR-Synchronverter para  $R_{fv}$  (0,014  $\Omega$ ; 0,028  $\Omega$ ; 0,14  $\Omega$  e 0,28  $\Omega$ ): (a) Potência ativa na saída,  $P_g$  (MW); (b) Velocidade angular virtual  $\omega_v$  (rad/s).



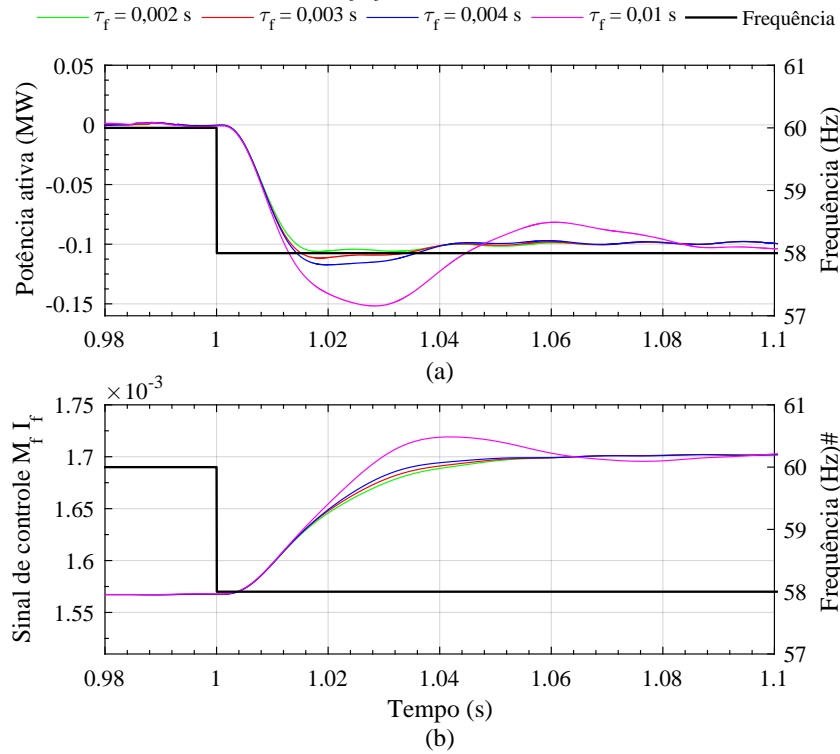
Fonte: Próprio autor.

Figura 33 – Desempenho do CLR-Synchronverter para  $R_{fv}$  (0,014  $\Omega$ ; 0,028  $\Omega$ ; 0,14  $\Omega$  e 0,28  $\Omega$ ): (a) Ângulo virtual  $\theta_v$ ; (b) Sinal de controle  $M_f I_f$ .



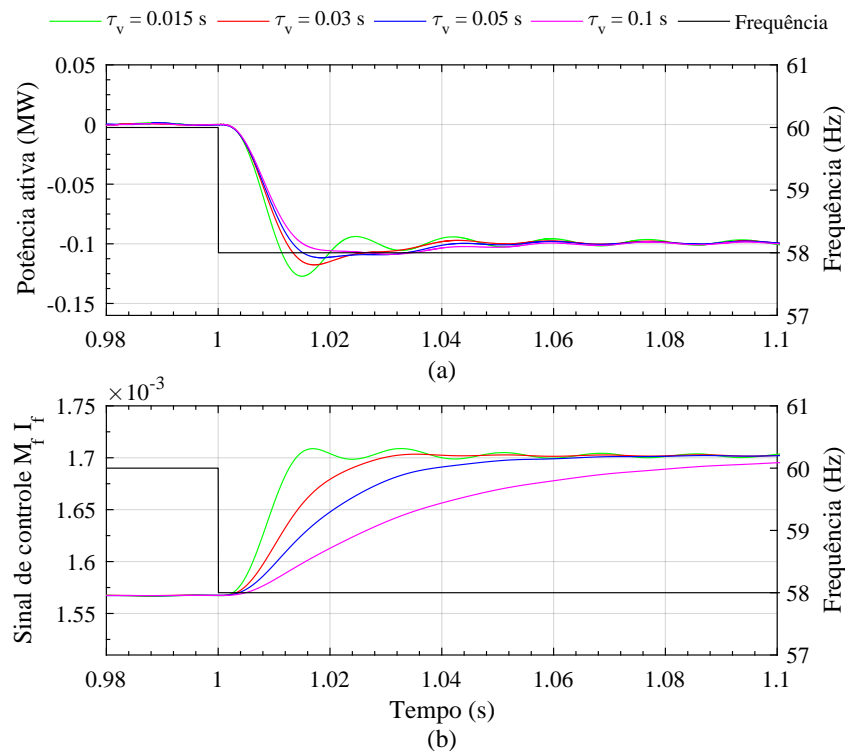
Fonte: Próprio autor.

Figura 34 – Desempenho do CLR-Synchronverter para variação de  $\tau_f$ : (a) Potência ativa na saída,  $P_g$  (MW); (b) Sinal de controle  $M_f I_f$ .



Fonte: Próprio autor.

Figura 35 – Desempenho do CLR-Synchronverter para variação de  $\tau_v$ : (a) Potência ativa na saída,  $P_g$  (MW); (b) Sinal de controle  $M_f I_f$ .



Fonte: Próprio autor.



com sobressinal de 11%. Portanto, esse valor será o escolhido para o CLR desta tese e para as simulações do próximo capítulo, além de  $R_{fv} = 0,14 \Omega$  e  $\tau_v = 0,05$  s. Os demais parâmetros são definidos em função dessas constantes, além de  $D_p$  e  $D_q$  (vide (3.82) e (3.92)).

### 3.5 Conclusões

Neste capítulo, foi avaliado o comportamento dinâmico de um aerogerador DFIG, incluindo a parte mecânica, composta pela turbina e trem de força, e a parte elétrica, constituída do gerador de indução duplamente alimentado e seus controles CLM e CLR. Para esse último, foi proposta e analisada a substituição do controle vetorial clássico pelo controle baseado em Synchronverter, que vem sendo estudado em diversas aplicações de conversores, como por exemplo em sistemas de conversão fotovoltaica. Nesta tese, o CLR-Synchronverter e seu filtro de saída foram modelados e uma adaptação foi proposta, que consiste na inclusão de um resistor virtual no bloco de controle, que mostrou comportamento adequado, comparável com a presença de um resistor real que seria utilizado para estabilizar o sistema, e com a vantagem de evitar perdas de até 5% no estágio de saída.

Após a modelagem de todo o sistema em pequenos sinais, uma análise dos lugares das raízes dos sistemas dinâmicos foi realizada em ambiente MATLAB, acompanhada de análise gráfica, que permitiu a escolha das constantes do controle do CLR-Synchronverter de modo a atingir o desempenho desejável. O sistema, em seguida, foi construído no ambiente de simulação PSCAD/EMTDC, com uma máquina DFIG de 500 kW conectada a um modelo de fonte de tensão representando o PCC. Em seguida, simulações com variação de frequência da fonte em degrau foram realizadas e confirmaram, através da análise dos sinais de saída, os parâmetros previamente propostos na fundamentação teórica e no MATLAB.

Os resultados revelaram que a estabilidade do CLR-Synchronverter está relacionada ao ajuste de três principais parâmetros, que são as constantes de tempo do *loop* de frequência ( $\tau_f$ ) e do *loop* de tensão ( $\tau_v$ ) e o valor da resistência do filtro de saída, que foi substituído por um resistor virtual implementado diretamente no controle. Os demais parâmetros, como os coeficientes de queda de frequência,  $D_p$ , e de queda de tensão,  $D_q$ , também influenciam na estabilidade e são definidos previamente de acordo com o projeto.

No próximo capítulo, esse modelo ajustado será implementado no sistema IEEE - 14 Barras modificado e seu desempenho será comparado a outra tecnologia de controle de frequência, finalizando esta tese.

#### 4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO DFIG BASEADO EM SYNCHRONVERTER DURANTE OSCILAÇÕES NA FREQUÊNCIA DO SISTEMA

Neste capítulo, é realizada a avaliação do aerogerador DFIG com conversor CLR baseado em Synchronverter para prestar suporte de potência ativa em situações de oscilação de frequência no sistema. Esse suporte se dá a partir da estratégia de controle primário de frequência implementada no DFIG. Portanto, para que se avalie o comportamento mais próximo de um evento real em um sistema interligado, a simulação do aerogerador ligado a uma fonte de tensão ideal com variação de frequência em degrau não seria suficiente para validar a estratégia. Daí a necessidade do uso de sistema de teste, como o caso IEEE - 14 Barras modificado abordado no Capítulo 2.

Utilizando-se esse sistema, representado na Figura 7, será incluído um parque eólico de 165 MW, simulado com um modelo agregado de aerogeradores DFIG conectado à Barra 1. Essa potência de geração irá substituir dois geradores síncronos conectados ao mesmo barramento, com potência total de 165 MW, mantendo-se inalterada a potência total do sistema de 412,5 MW e o equilíbrio de carga.

Os estudos de caso serão realizados em três condições, sempre considerando uma entrada de carga de 60 MW/12 Mvar, conforme escolha no Capítulo 2, a ser conectada ao barramento 5 no instante  $t = 70$  s, quando o transitório de partida do sistema IEEE - 14 Barras modificado é superado e a frequência do sistema se encontra em 60,0 Hz. Essa ocorrência provocará excursão da frequência, que chegaria ao mínimo de 57,12 Hz caso somente existissem geradores síncronos no sistema (vide Figura 9). No primeiro cenário, será avaliado o comportamento do parque eólico quando composto por aerogeradores sem nenhuma estratégia de controle de frequência, ou seja, com os conversores CLM e CLR convencionais. No segundo cenário, um controle de frequência convencional, do tipo *de-load*, será implementado e no terceiro, o DFIG com o CLR-Synchronverter será aplicado. Os resultados serão comparados e o melhor comportamento avaliado.

Considerando o uso do sistema IEEE - 14 Barras modificado e o comportamento da frequência, mostra-se relevante abordar brevemente a teoria sobre a estabilidade em sistemas elétricos, como será feito a seguir, para posterior apresentação dos estudos supracitados.

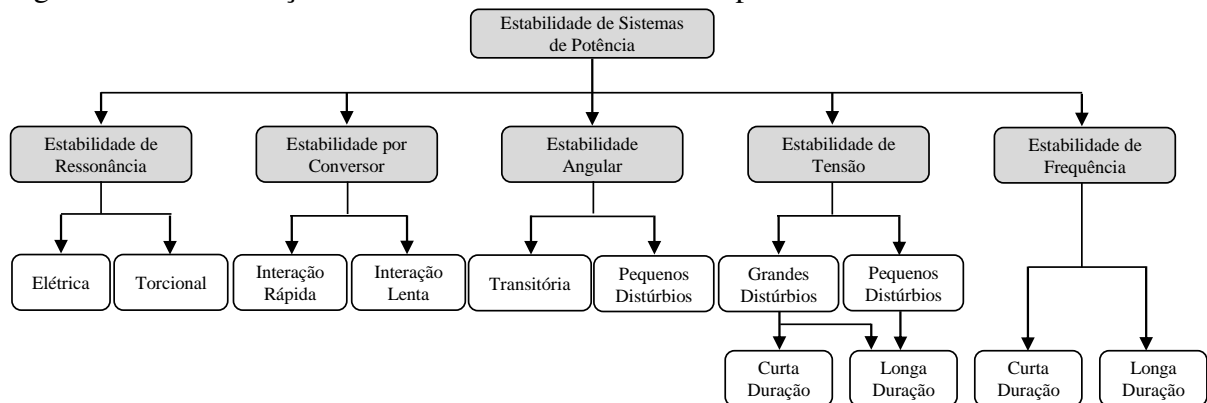
#### 4.1 Estabilidade de Sistemas Elétricos de Potência - Perturbações de frequência

De acordo com Hatziargyriou *et al.* (2020), o comportamento dinâmico dos sistemas de potência mudou gradualmente nos últimos anos devido à crescente integração de tecnologias de geração, cargas e dispositivos de transmissão baseados em conversores estáticos. Em reconhecimento a essa mudança, foram reexaminadas e estendidas as definições e classificações clássicas, abordadas em Kundur *et al.* (2004), dos termos básicos de estabilidade para incorporar os efeitos de dispositivos eletrônicos de potência.

Por definição, a estabilidade do sistema de potência é a capacidade de um sistema elétrico de potência, para uma dada condição inicial de operação, recuperar um estado de equilíbrio operacional após ser submetido a uma perturbação física, com a maioria das variáveis do sistema limitadas de forma que praticamente todo o sistema permaneça intacto (HATZIARGYRIOU *et al.*, 2020).

Atualmente, os tipos de estabilidade são classificados como angular, de frequência, de tensão, e duas novas classes, a saber, estabilidade governada por conversor e estabilidade de ressonância elétrica, adicionadas em razão da crescente penetração da geração baseada em conversores. A Figura 36 apresenta a nova classificação em detalhes.

Figura 36 – Classificação da estabilidade em sistemas de potência.



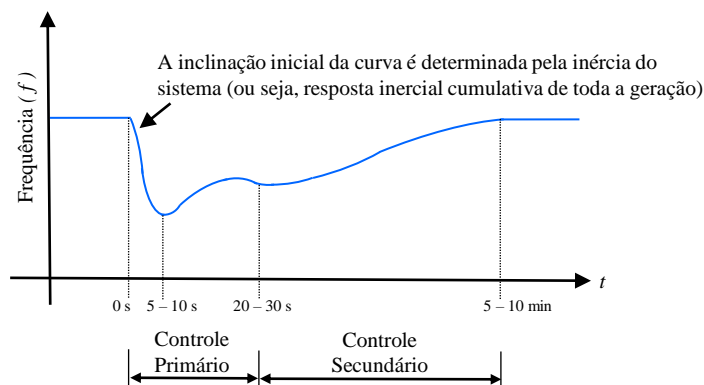
Fonte: Adaptado de Hatziargyriou *et al.* (2020).

O comportamento das perturbações que podem alterar cada uma das grandezas acima pode ser avaliado com detalhes em Hatziargyriou *et al.* (2020). Para esta tese, o interesse específico consiste na estabilidade de frequência, mais especificamente o controle “carga-frequência”. Uma premissa adotada em estudos de sistemas de potência é considerar a frequência do sistema constante. Entretanto, as cargas nos diversos barramentos variam a cada instante fazendo com que o estado de equilíbrio carga-geração seja sempre alterado, provocando alteração

na potência mecânica dos geradores do sistema para suprir a variação de carga pela energia cinética das massas girantes, o que provoca desvios de velocidade de rotação das máquinas e consequentemente desvios de frequência (ALMEIDA, 2004).

O controle de frequência em um sistema pode ser dividido em três etapas em termos de resposta e regulação, quais sejam: a regulação própria; a regulação primária; e a regulação secundária. A Figura 37 representa os três períodos distintos durante um evento que causa declínio na frequência em um sistema composto majoritariamente por geradores síncronos: (i) a resposta inercial inicial de geradores síncronos (regulação própria), (ii) a resposta primária de frequência de geradores e amortecimento de carga, e (iii) controles automáticos de geração, responsáveis por restabelecer a frequência ao seu valor nominal.

Figura 37 – Ilustração da resposta de frequência de um sistema de potência a uma grande perda de geração.



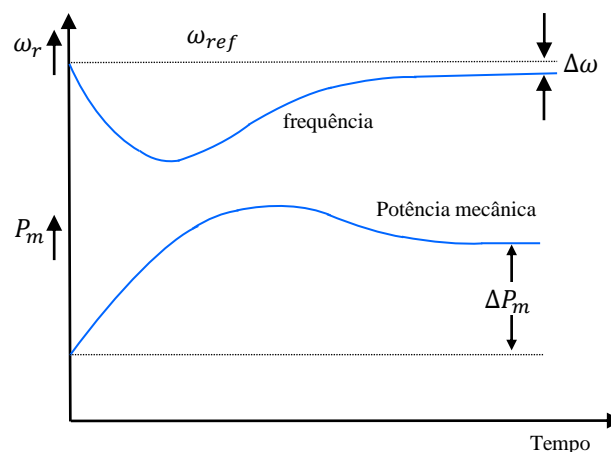
Fonte: Adaptado de Hatziargyriou *et al.* (2020).

A Regulação Própria corresponde à capacidade inerente de alcançar um novo estado de equilíbrio carga-geração. Nesse estágio inicial, a queda da frequência reduz o valor absoluto da carga, levando o próprio sistema a se autorregular. Essa característica é quantificada pelo coeficiente de amortecimento  $D$ , que relaciona a variação da carga sensível à frequência com a variação da frequência do sistema. Considerando um valor baixo de  $D$ , normalmente em torno de 1% a 2% em sistemas de grande porte, conclui-se que grandes variações de cargas levam a oscilações de frequência fora dos limites aceitáveis (KUNDUR *et al.*, 1994).

A Regulação Primária, ou controle primário de frequência, constitui o primeiro estágio de controle de velocidade em uma unidade geradora, que são mecanismos existentes nas máquinas para regulação de velocidade automática, atuando no sentido de aumentar ou reduzir a potência gerada quando a frequência se afasta de seu valor nominal. Esses reguladores de velocidade, normalmente aplicados a grandes geradores síncronos, possuem característica

de queda de velocidade (ou *speed-droop*, do inglês), e são utilizados em grandes sistemas interligados. Eles possuem uma malha de realimentação com ganho  $R$ , chamado de estatismo, que introduz um erro em regime permanente na saída de frequência, correspondente a  $-1/R$ , que pode ser visto na Figura 38, a qual mostra a resposta no tempo de uma unidade geradora dotada de um regulador com estatismo, quando submetida a um aumento de carga.

Figura 38 – Resposta no tempo de uma unidade geradora dotada de um regulador com estatismo.



Fonte: Adaptado de Kundur *et al.* (1994).

Considerando que a Regulação Primária introduz um erro de regime permanente na resposta da frequência, que gera impactos significativos às cargas, como os citados em Almeida (2004), torna-se necessário a introdução de um terceiro estágio de controle com o objetivo de restabelecer a frequência ao seu valor nominal. Esse é o controle secundário de frequência, responsável pela Regulação Secundária.

Para que o erro em regime permanente seja zerado, deve-se introduzir uma malha de controle que verifique o erro de frequência do sistema e atue no regulador de velocidade de modo a eliminar esse erro, o que pode ser feito com a adição de um controlador integral. Nos sistemas interligados, o controle secundário deve, também, manter o intercâmbio de potência entre áreas vizinhas dentro dos valores previamente programados. Como as cargas do sistema estão continuamente em mudança, é necessário que as saídas dos geradores mudem automaticamente suas saídas por meio do controle secundário. Essas funções são realizadas pelo conhecido Controle Automático de Geração (CAG)(KUNDUR *et al.*, 1994).

Considerando que não é objetivo específico desta tese aprofundar a teoria da estabilidade em sistemas elétricos, sugere-se consulta em Kundur *et al.* (1994) e Almeida (2004), dentre

diversos outros autores que abordam o tema.

Como se pode constatar, a regulação secundária envolve o esforço de controle para restabelecer a frequência de todo o sistema na ocorrência de um distúrbio, além de garantir o intercâmbio de potência entre áreas vizinhas, o que demanda larga capacidade de geração e em pontos estratégicos do sistema interligado. Por isso, o SIN dispõe de grandes hidrelétricas para compor o CAG, que totalizam apenas 23 usinas prestando o serviço ancilar para Controle Secundário de Frequência, todas listadas na Resolução ANEEL nº 14.084/2023.

Daí se conclui que a participação necessária de usinas de menor porte e mesmo das novas usinas baseadas em conversores estáticos, como eólicas e fotovoltaicas, aplica-se ao controle primário de frequência. Entretanto, sabe-se que as tecnologias de geração com interface através de conversor estático não fornecem inerentemente uma resposta inercial, mas podem contribuir com resposta de frequência primária a partir de estratégias como as apresentadas neste trabalho. Hatzargyriou *et al.* (2020) afirma que à medida que a penetração dos geradores com interface por conversores aumenta, é tecnicamente viável que eles contribuam decisivamente para o controle de frequência do sistema, principalmente no caso de armazenamento de energia em bateria.

Geradores baseados em eletrônica de potência podem fornecer resposta de frequência primária mais rapidamente e podem ter ajustes de parâmetros mais rápidos, como o coeficiente de queda de frequência, uma vez que o fator limitante em muitos casos (por exemplo, energia solar fotovoltaica e armazenamento de energia da bateria) é o tempo de resposta dos equipamentos eletrônicos/elétricos e não dos sistemas mecânicos (por exemplo, caldeiras e turbinas) (POURBEIK *et al.*, 2017; HATZIARGYRIOU *et al.*, 2020).

À medida que a penetração das fontes baseadas em eletrônica de potência aumenta nos sistemas de energia em todo o mundo, é provável que a resposta de frequência seja adotada em sistemas menores, o que coloca maior ênfase na necessidade e no ajuste dos controles associados ao controle primário de frequência, o que já vem sendo investigado e aperfeiçoado no caso de geradores eólicos, como as estratégias de controle de inércia virtual (MILLER *et al.*, 2017).

## 4.2 Simulação de uma Usina Eólica Baseada em DFIG no Sistema IEEE - 14 Barras Modificado

Nesta seção, passa-se a avaliar o comportamento da estratégia proposta, a do DFIG com CLR baseado em Synchronverter para participação no controle primário de frequência frente a distúrbios em um sistema elétrico interligado, neste caso, o caso IEEE de 14 barras modificado proposto e validado no Capítulo 2.

Essa configuração será comparada com uma estratégia de controle de frequência convencional, que consiste no controle do ângulo de *pitch*. Essa estratégia de operação com potência de saída reduzida (*de-loading*), diminui a potência de saída no estator da máquina através do aumento do ângulo de inclinação  $\beta$ , de forma que uma parte da potência ativa disponível seja reservada e uma margem de potência específica seja obtida.

A potência reservada equivale à potência mecânica disponível em geradores hidráulicos síncronos, que é controlada por meio de uma válvula de admissão. O gerenciamento dessa potência em função da variação de frequência no sistema é processado por meio do *speed-droop control*, que fornece uma parcela de potência proporcional à variação de frequência dada por (PRABHA, 2007):

$$\Delta P = -K_G * \Delta f, \quad (4.1)$$

onde o coeficiente de regulação de potência  $K_G$  é o inverso do parâmetro  $R$ , o estatismo citado na seção anterior, dado por:

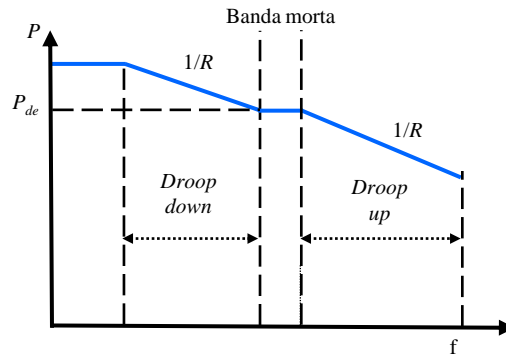
$$R = \frac{1}{K_G} = \frac{\Delta f}{\Delta P} \quad (4.2)$$

A Figura 39 apresenta o gráfico da potência *versus* frequência para um sistema com *speed-droop control*. A região de *droop down* é aquela onde a potência entregue pela máquina é aumentada durante quedas de frequência e a região de *droop up* é aquela em que a potência é reduzida durante o aumento da frequência.

A Figura 40 mostra o gráfico de operação do DFIG simulado neste trabalho na sua curva de máxima potência (*MPPT point*) quando o ângulo  $\beta_0 = 0^\circ$ , em função da velocidade angular do rotor  $\omega_r$ , em p.u. Ao alterar-se o ângulo para  $\beta_1 = 2^\circ$ , a curva de potência se modifica, reduzindo a potência extraível da máquina para a mesma velocidade de vento. A diferença  $\Delta P$  entre a potência  $P_{MPPT}$  e a nova potência *de-loaded*,  $P_{de}$ , representa a reserva do aerogerador a ser disponibilizada nos eventos de variação de frequência, que simula o *speed-droop control* de



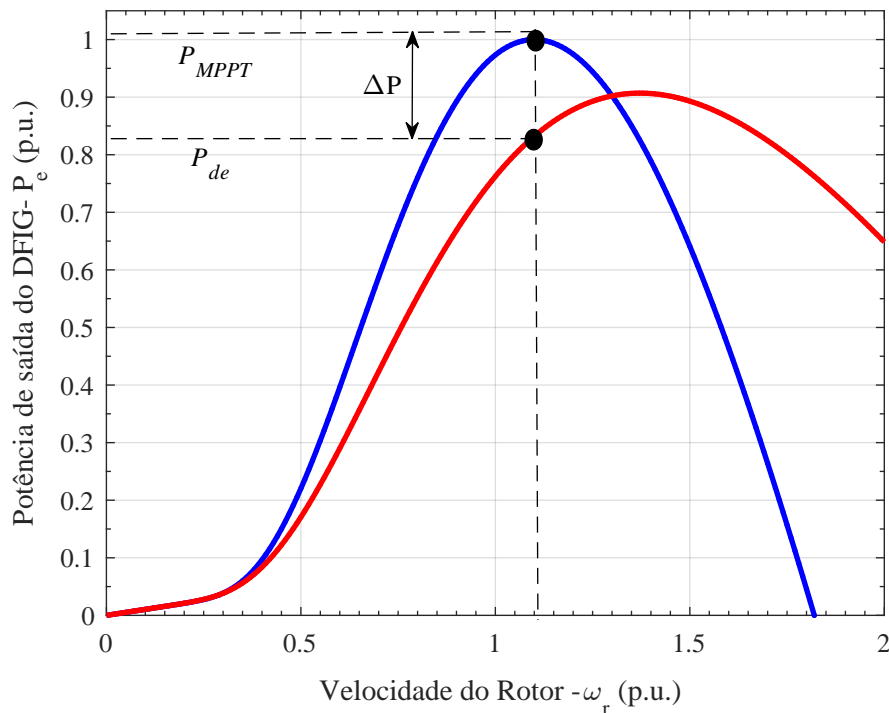
Figura 39 – Característica do controle de queda de velocidade (*speed-droop control*).



Fonte: Próprio autor.

máquinas síncronas, nesse caso, chamado de *pitch control*. Observa-se, para a simulação em estudo, que para  $\beta_0 = 0^\circ$ , a potência máxima extraível é de 1,0 pu em  $\omega_r = 1,1$  p.u. Quando o ângulo de *pitch* excursiona para  $\beta_1 = 2^\circ$ , a potência *de-loaded* é de 0,832 pu. Isto implica em uma diferença de potência de 0,168 pu., que corresponde a 84,0 kW no DFIG de 500 kW.

Figura 40 – Curvas de potência do DFIG com diferentes ângulos de *pitch*.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 41 apresenta um controlador de ângulo de *pitch* descrito em Wang *et al.* (2015), onde o ângulo de *pitch* é controlado a uma taxa de 2 graus/s na ocorrência de uma

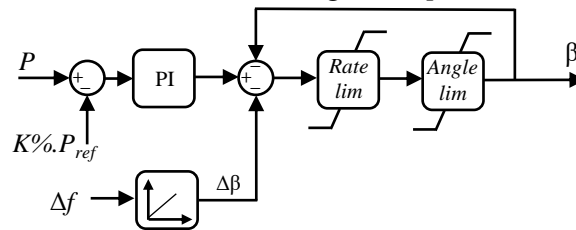
variação de frequência do sistema,  $\Delta f$ . A relação entre  $\Delta\beta$  e  $\Delta f$  pode ser expressa por:

$$\Delta\beta = K_\beta * \Delta f = K_\beta (f_{meas} - f_{ref}), \quad (4.3)$$

onde a constante  $K_\beta$  é um coeficiente proporcional e  $K\%$  expressa a relação entre a potência máxima ( $P_{MPPT}$ ) e a potência *de-loaded* ( $P_{de}$ ), podendo ser escrito como:

$$P_{de} = \left(1 - \frac{K\%}{100}\right) P_{MPPT}. \quad (4.4)$$

Figura 41 – Diagrama de blocos do controle de ângulo de *pitch*.



Fonte: Próprio autor.

O controlador mostrado na Figura 41 foi implementado no parque eólico simulado e incluído no sistema IEEE - 14 Barras modificado, para verificação da contribuição no momento de distúrbios de frequência. Deve-se destacar que este tipo de controle pode se mostrar mais lento do que o controle de inércia virtual em razão da necessidade de variação do ângulo de *pitch*, realizada por motores auxiliares acoplados a redutores mecânicos para giro das pás. Em projetos reais, a velocidade de giro de ângulo usual é de 1 a 5 graus/s, sendo mais rápida para baixos ângulos e mais lenta à medida em que o ângulo  $\beta$  aumenta.

Neste estudo, o ângulo inicial de *pitch* é ajustado em  $2^\circ$  para reduzir a potência inicial de saída. A velocidade de giro das pás é de  $2^\circ$  por segundo.

### 4.3 Cenários e Resultados de Simulações

A partir desta seção, passa-se a avaliar o desempenho da proposta do DFIG baseado em CLR-Synchronverter em comparação com o controle clássico da seção anterior, baseado na estratégia *de-load*, por meio de estudos de simulação no sistema de potência IEEE - 14 Barras modificado, introduzido no Capítulo 2.

O sistema IEEE será modificado com a inclusão de um parque eólico de 165 MW, simulado com um modelo agregado do DFIG, conectado ao barramento 1. Esta potência de geração irá substituir dois geradores síncronos conectados ao mesmo barramento, com potência

total de 165 MW, mantendo-se inalterada a potência total do sistema de 412,5 MW e o equilíbrio de carga. A saída de energia ativa do parque eólico é reduzida no controle por meio da técnica *de-load*, com o aumento do ângulo de *pitch* para 2° quando a frequência do sistema estiver em seu valor nominal de 60 Hz. Isto fará com que a potência na saída do parque eólico se mantenha em 137 MW, ou seja, uma redução de 16,8% em comparação com seu valor máximo. A potência reduzida pela usina será compensada pelos geradores síncronos, que aumentam sua geração para restabelecer o equilíbrio de carga-geração. No caso do DFIG com CLR-Synchronverter, como a energia extra necessária ao suporte de frequência se encontra nas baterias conectadas ao elo CC, não é necessário reduzir a sua potência de saída, mantendo o ângulo de inclinação em  $\beta = 0^\circ$  e operando em sua máxima potência, no total de 165 MW. Ademais, o modelo do CLR-Synchronverter proposto, incluiu a resistência virtual do filtro  $R_{fv}$  no controle, abordado no Capítulo 3.

Presume-se que a dinâmica do sistema satisfaça os requisitos de frequência do sistema interligado nacional brasileiro. Nomeadamente, no estado estacionário, a frequência da rede deve estar situada dentro das faixas descritas no Capítulo 1 deste trabalho, pelo tempo mínimo especificado de cada faixa.

O parque eólico de 165 MW pode fornecer 39,7% da carga total do sistema na geração de pico, representando mais que o dobro do percentual de penetração das fontes eólicas e fotovoltaicas, somadas, no sistema interligado brasileiro, que equivale atualmente a 17,7% (ANEEL, 2023).

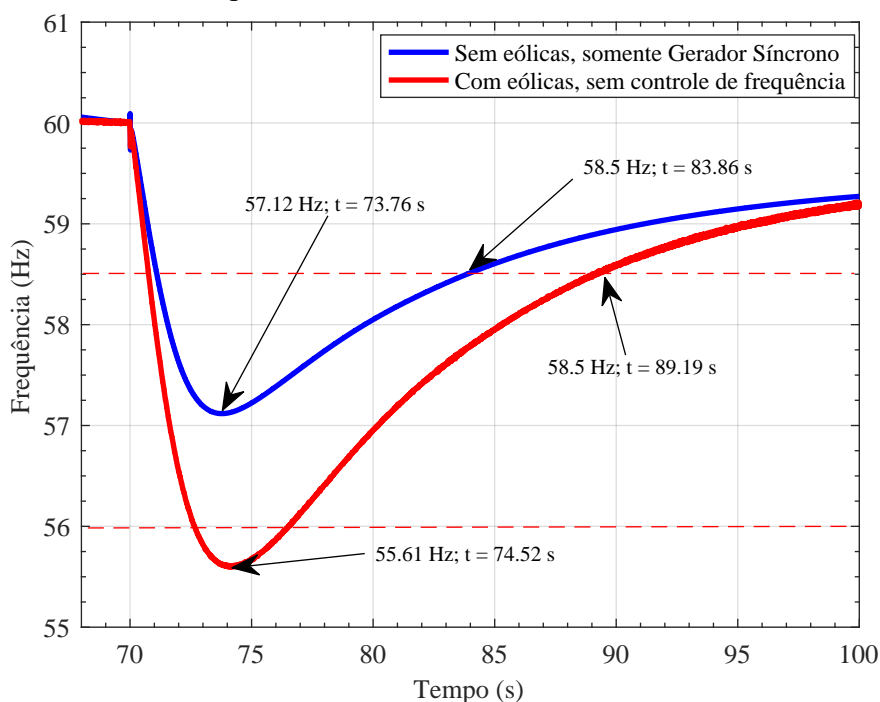
O sistema opera em condições de velocidade constante do vento,  $v_\omega = 8,0$  m/s. Uma carga de 60 MW/12 Mvar, conforme escolha no Capítulo 2, é conectada à Barra 5 em  $t = 70,0$  s, quando o transitório de partida do sistema é superado e a frequência do sistema se encontra em 60,0 Hz.

Os resultados de simulação do DFIG sem nenhum controlador de frequência são indicados por “original”, enquanto os obtidos com uma abordagem de controle de frequência são denotados por “*pitch control*” ou “CLR-Synchronverter”. No caso do Synchronverter, o banco de baterias é conectado quando a frequência do sistema cai abaixo de 59,8 Hz, para dar suporte ao controle, que injetará potência ativa a partir do CLR.

Passando-se à simulação, verifica-se que devido à mudança de carga dinâmica, a frequência do sistema cai em  $t = 70$  s, conforme ilustrado na Figura 42. Pode-se observar que sem nenhum dos controles propostos, a frequência atinge seu menor valor, chegando a 55,61 Hz

em  $t = 74,52$  s. Nessas condições, o parque eólico não apresenta suporte de frequência, levando ao desligamento do sistema por subfrequência. Nota-se que sem a existência do parque eólico, ou seja, somente com geradores síncronos, a oscilação de frequência seria menor, com valor mínimo de 57,12 Hz em  $t = 73,76$  s, o que não levaria à violação do valor mínimo de 56,0 Hz e ao desligamento do sistema. Além disso, o tempo em que a frequência ficaria abaixo de 58,5 Hz seria de 18,43 s (com o parque eólico) contra 13,1 s (somente GS). Ou seja, no cenário em que não há aerogeradores conectados ao sistema, mas somente GS, o degrau de carga imposto não levaria à violação do limite mínimo de 56,0 Hz e, conseqüentemente, ao desligamento do sistema. Ademais, o intervalo de tempo durante o qual a frequência está abaixo de 58,5 Hz com a presença do parque eólico é igual a 18,43 s, em vez de 13,1 s quando existem apenas geradores síncronos. Isso nos leva à primeira conclusão de que a introdução de usinas eólicas sem qualquer suporte de frequência torna o sistema mais vulnerável.

Figura 42 – Variação de frequência do sistema IEEE 14 Bus modificado sem eólicas (azul) e com eólica sem controle de frequência (vermelho).

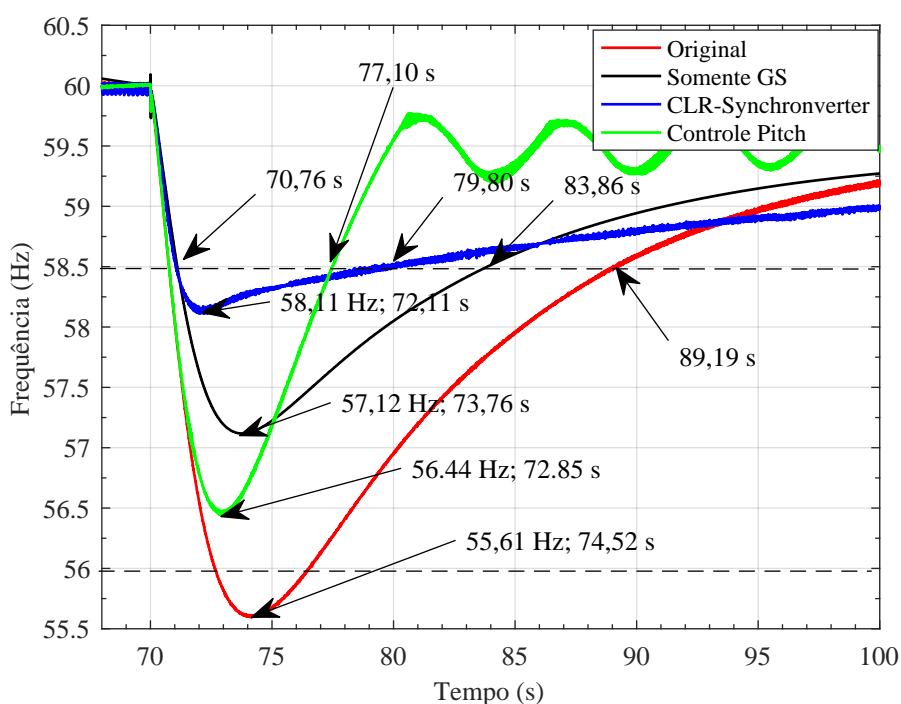


Fonte: Próprio autor.

Adotando-se o controle de *Pitch*, observa-se que há uma menor excursão de frequência, como mostra a Figura 43. O Controle de *Pitch* leva a frequência a 56,44 Hz, um afundamento de 5,9% em relação à frequência nominal, com retorno a 58,5 Hz em 6,74 s. Incluindo-se o CLR-Synchronverter na comparação, observa-se um desempenho muito superior em termos de

suporte ao afundamento de frequência. Nas mesmas condições a frequência caiu para 58,11 Hz, retornando ao patamar de 58,5 Hz em 9,04 s. Isso corresponde a um afundamento de 3,15% em relação à frequência nominal. Portanto, constata-se que quando o CLR-Synchronverter é implementado, o suporte de frequência é significativamente aprimorado, inclusive em relação ao cenário original, somente com os geradores síncronos (curva preta). Isto porque, a queda de frequência na presença do CLR-Synchronverter se mostrou ainda menor do que na ausência de qualquer fonte eólica, quando a frequência excursionou até 57,12 Hz, em comparação com os 58,11 Hz da proposta.

Figura 43 – Variação de frequência sem controle de frequência (Vermelho), com Controle de *pitch* (Verde) e com Controle RSC-Synchronverter (Azul).

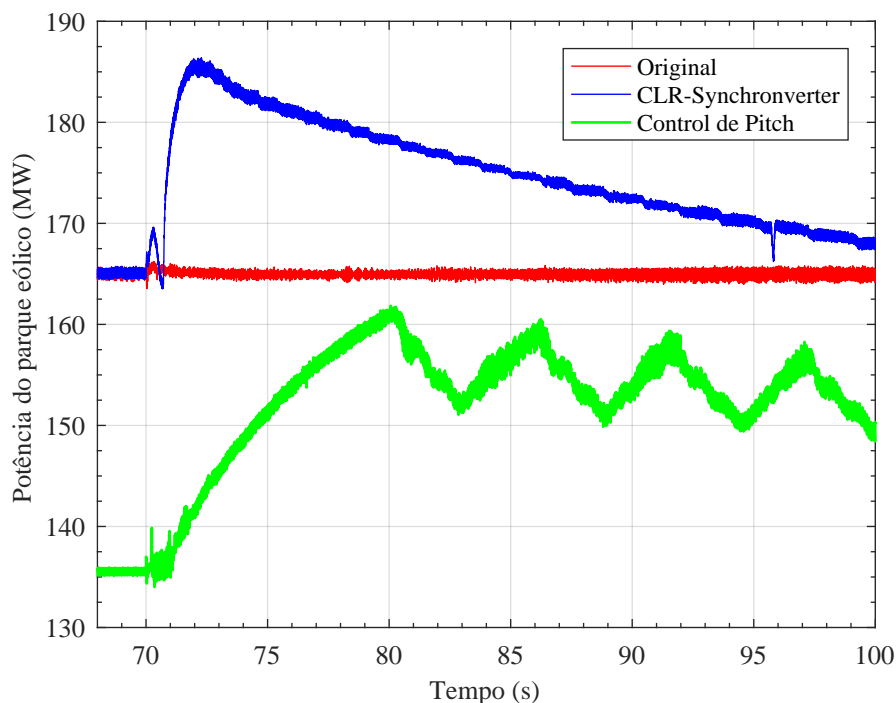


Fonte: Próprio autor.

A Figura 44 apresenta a resposta do DFIG nos três cenários. Observa-se uma maior oscilação na potência de saída no controle de *pitch* devido ao fato de a estratégia adotar valores discretos para o ângulo  $\beta$ , ou seja,  $2^\circ$  ou  $0^\circ$ . Como se vê, a estratégia do CLR-Synchronverter permite a entrega de 20 MW adicionais aos 165 MW do parque eólico. Como dito, o DFIG não necessitou operar com potência reduzida, o que permitiu um maior acréscimo de potência (dos bancos de baterias) quando demandado. O tempo rápido de resposta da estratégia também contribuiu para a menor variação de frequência, especialmente quando comparado ao controle de *pitch*. Neste aspecto, o CLR-Synchronverter também se mostra a melhor opção em relação ao

método convencional com *de-load*.

Figura 44 – Saída de potência do parque eólico sem controle de frequência (Vermelho), com Controle de *pitch* (Verde) e com Controle RSC-Synchronverter (Azul).



Fonte: Próprio autor.

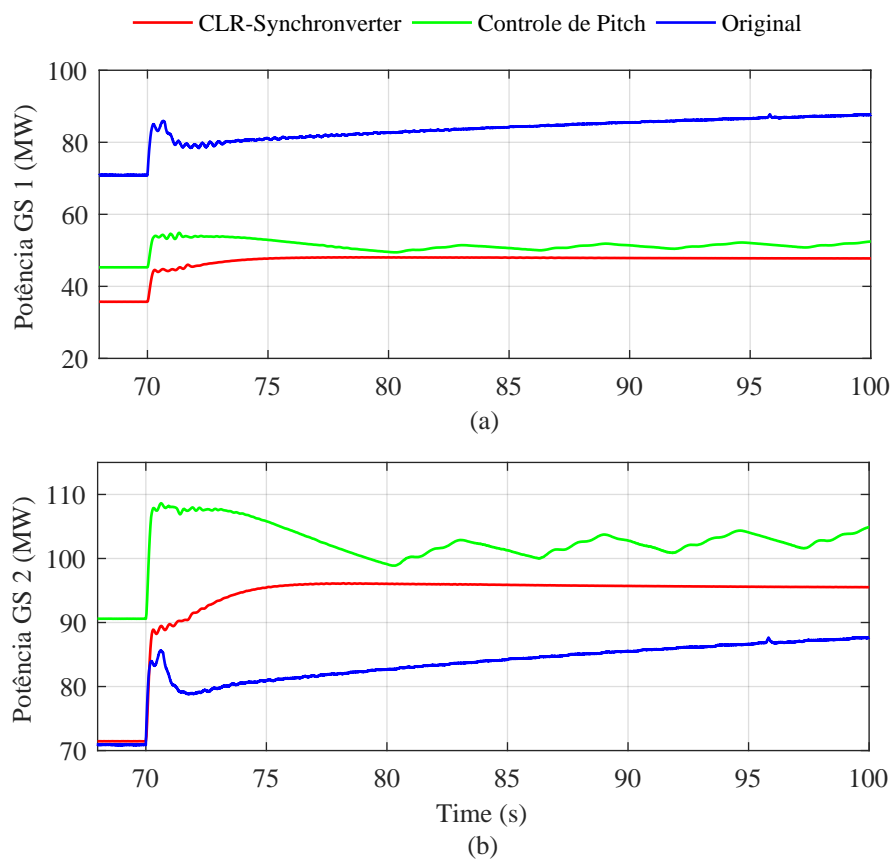
A Figura 45 mostra a variação de potência dos geradores síncronos em resposta a mudanças na geração de potência do parque eólico. A potência do GS1 corresponde aos geradores conectados à Barra 1 e a potência do GS2 aos conectados à Barra 2.

Verifica-se também que a velocidade do rotor DFIG varia de acordo com a sua potência ativa. A Figura 46 evidencia que o rotor desacelera para liberar energia cinética quando uma quantidade adicional de potência ativa é fornecida pelo parque eólico em  $t = 70$  s. Quando a frequência do sistema está próxima do valor nominal, o rotor acelera novamente para armazenar mais energia cinética. No CLR-Synchronverter não há variação na velocidade do rotor, visto que não é adotada estratégia *de-load*, mantendo-se a curva semelhante ao DFIG original.

A Figura 47 apresenta o comportamento do ângulo virtual  $\theta_v$ , em radianos. Note que na disponibilização de máxima potência, o ângulo chega a 0,075 rad, ou 4,3 graus, quando a frequência do sistema reverte a tendência de queda e passa a se recuperar. Nesse momento o DFIG passa a reduzir a potência entregue pelo CLR-Synchronverter.

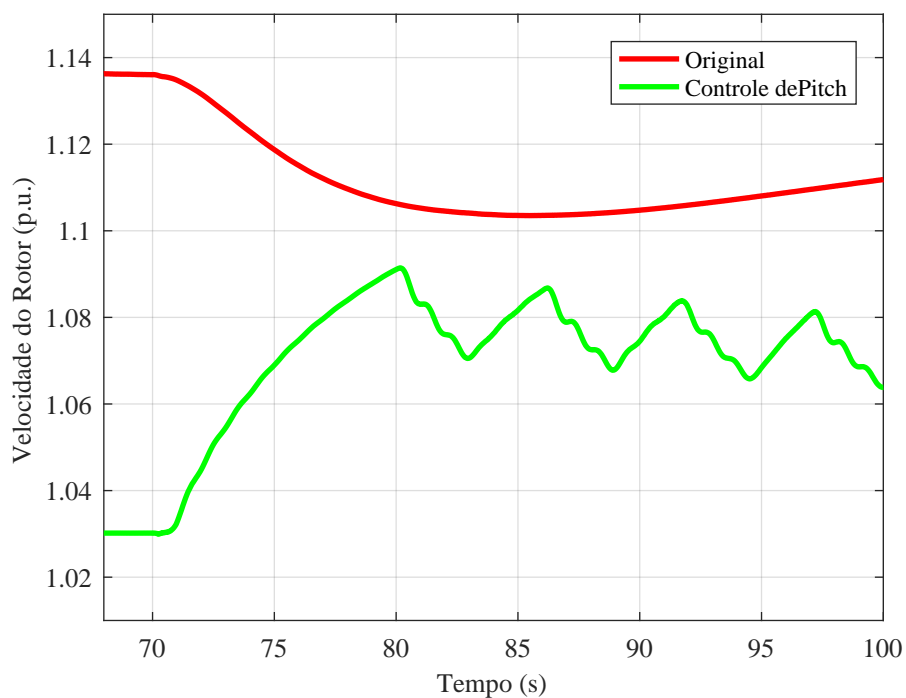
Importante destacar que, comparando-se as Figuras 42 e 43, ainda se observa que a variação de frequência, embora reduzida com o controle de *pitch*, se mantém maior do que

Figura 45 – Potência ativa dos geradores síncronos conectados às Barras 1 e 2.

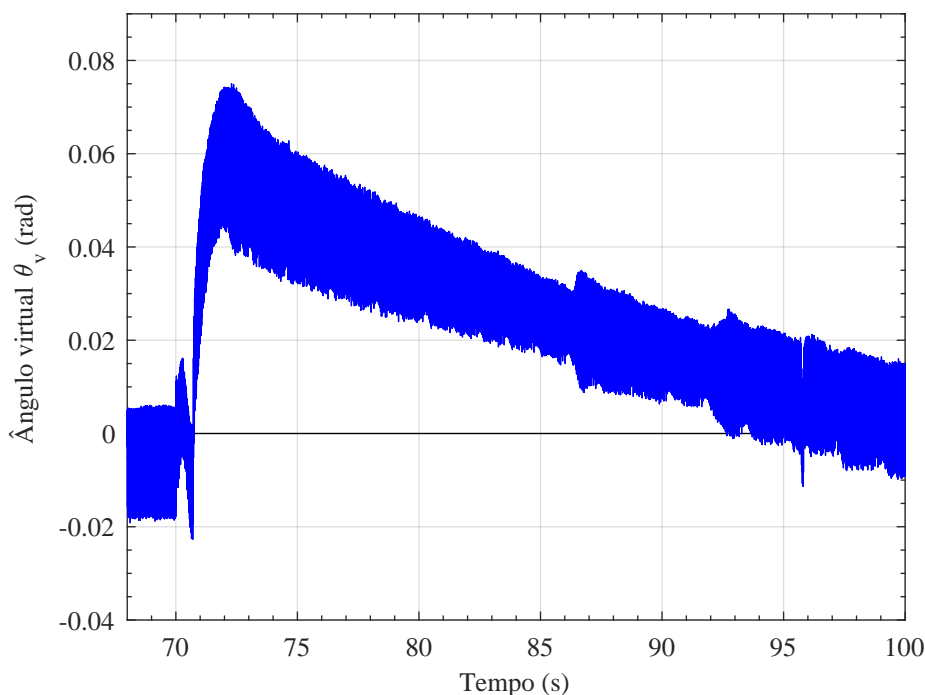


Fonte: Próprio autor.

Figura 46 – Velocidade do Rotor do DFIG.



Fonte: Próprio autor.

Figura 47 – Comportamento do ângulo virtual,  $\theta_v$ .

Fonte: Próprio autor.

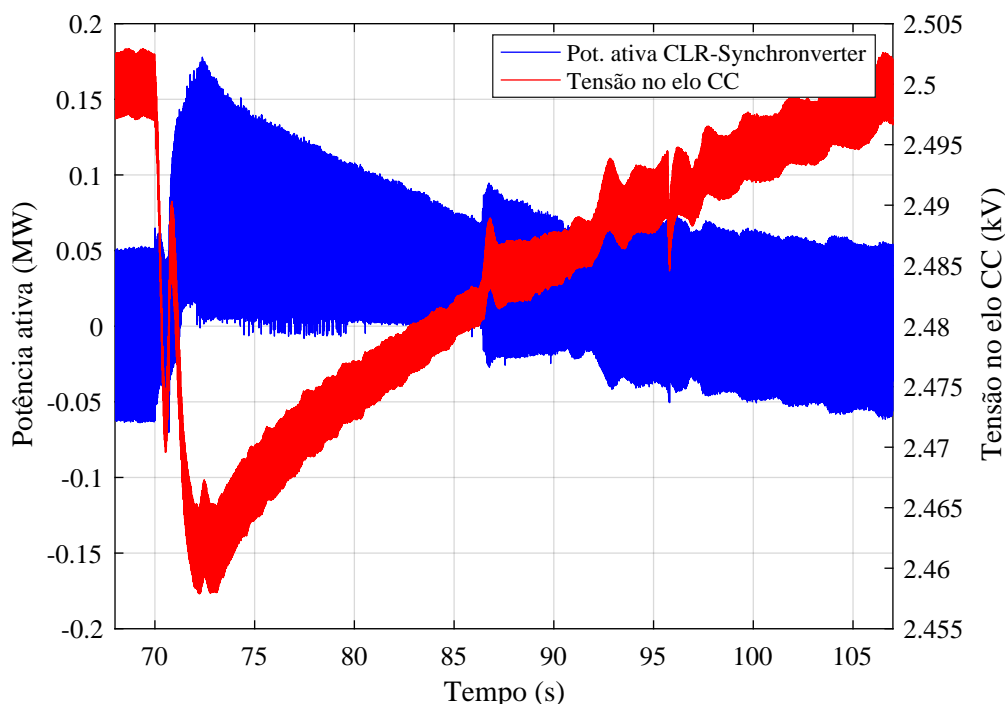
sem a presença do parque eólico. Este fato confirma a perda de inércia do sistema com a penetração de unidades geradoras baseadas em inversores, como usinas eólicas, quando utilizam técnicas de descarregamento (*de-load*). Por outro lado, percebe-se que ao utilizar a técnica CLR-Synchronverter, além de não ser necessário operar em potência reduzida, verificou-se que o afundamento de frequência foi menor que no caso onde somente existiam geradores síncronos. Isso mostra que, apesar de os GSs serem indispensáveis à estabilidade de grandes sistemas interligados, usinas eólicas que adotem a estratégia do Synchronverter podem imitá-los e ainda disponibilizar potência ativa durante distúrbios de forma mais rápida que os primeiros, pois não possuem as mesmas restrições de ordem mecânica e a inércia do sistema se resume a uma variável matemática.

Outra grandeza importante de se observar é a variação de tensão no elo CC durante as oscilações de frequência. Isto porque, como já dito, o controle do CLR-Synchronverter passa a exercer dupla função, pois além de controlar a tensão no elo CC do conversor *back-to-back* existente no DFIG, deve comandar a potência adicional na saída do conversor em caso de variações na frequência da rede. A Figura 48 mostra o comportamento da tensão no capacitor do elo e a potência injetada somente pelo circuito do rotor da máquina durante o afundamento de frequência no cenário em análise. Como se constata a partir da análise do gráfico, a tensão no elo CC iniciou uma queda após o CLR injetar potência ativa para atender à demanda da rede, no



valor máximo de 175 kW e uma média de 60 kW no momento de máxima disponibilização, que correspondeu a 20 MW na saída do parque eólico. No momento em que a frequência atingiu 59,8 kV, o banco de baterias foi acionado e restabeleceu a tensão, que havia caído apenas 40 V, chegando a 2,46 kV.

Figura 48 – Variação da tensão no elo CC *versus* Potência do CLR-Synchronverter durante o afundamento de frequência.

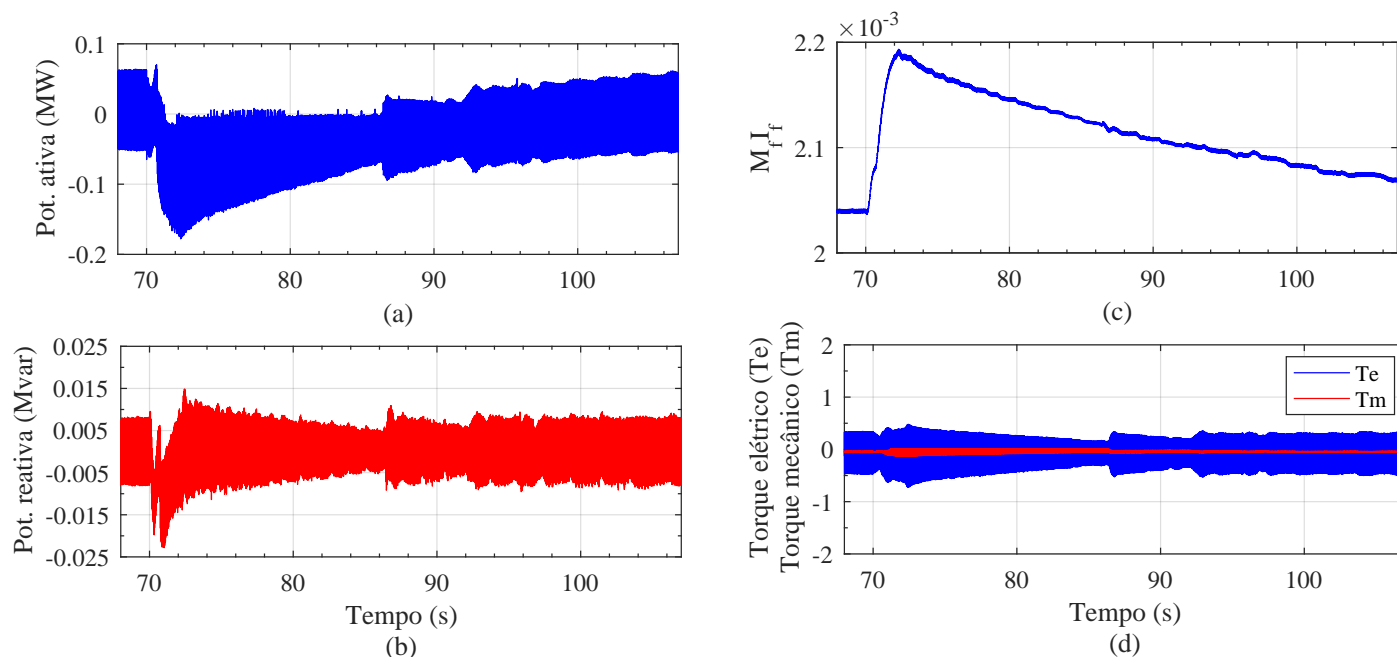


Fonte: Próprio autor.

Os gráficos da Figura 49 mostram o comportamento de outras grandezas relevantes para a operação segura e estável do RSC-Synchronverter. As Figura 49(a) e 49(b) mostram o efeito do acoplamento entre as potência ativa e reativa do CLR-Synchronverter durante o transitório de frequência. O sinal de controle  $M_f I_f$ , que determina a amplitude da tensão de saída do conversor, é apresentado na Figura 49(c). Na Figura 49(d) são apresentados o torque elétrico e o torque mecânico do DFIG.

Finalizando a apresentação dos resultados desta tese, a Tabela 13 traz um resumo e uma comparação entre o desempenho dos três cenários analisados, frente ao distúrbio provocado pelo incremento de carga de 60 MW/12 MVar em  $t = 70$  s. Conclui-se, portanto, que o desempenho do CLR-Synchronverter é superior ao método do controle do ângulo de *pitch*, pois promoveu menor excursão de frequência, menor tempo de atingimento da frequência mínima, maior provisão de potência adicional e tempo de resposta para atingir a potência máxima mais

Figura 49 – Desempenho do DFIG baseado em CLR-Synchronverter: (a) Potência ativa (MW); (b) Potência reativa (Mvar); (c) Sinal de controle  $M_f I_f$ ; (d) Torque elétrico e Torque mecânico.



Fonte: Próprio autor.

rápido que o método convencional.

Tabela 13 – Resultado do desempenho das estratégias

Parâmetro	Original	Pitch Control	Synchronverter
Frequência mínima ( <i>frequency nadir</i> ) (Hz)	55,61	56,44	58,11
Tempo para atingir frequência mínima (s)	4,52	2,85	2,50
RoCoF (Hz/s)	1,88	1,82	1,18
Tempo de permanência abaixo de 58,5 Hz (s)	18,43	6,74	9,04
Potência máxima em regime permanente (MW)	165	133	165
Potência máxima entregue durante o afundamento da frequência (MW)	165	160	185
Tempo para atingir potência máxima (s)	*	10,25	1,96

\* Na estratégia original não houve incremento de potência.

Fonte: Próprio autor.

#### 4.4 Conclusão do Capítulo

Neste capítulo, buscou-se a concepção e demonstração de uma nova estratégia de controle, capaz de possibilitar ao DFIG prestar suporte de potência ativa à rede elétrica durante afundamentos de frequência observados no PCC, por meio da modificação do controle do conversor do lado da rede, que passou a imitar o comportamento de um gerador síncrono e sua inércia associada. O método é baseado na estratégia conhecida como inércia virtual e o controle foi chamando de CLR-Synchronverter.

A partir da modelagem do DFIG no Capítulo 3, a estratégia foi proposta em substituição ao controle vetorial convencional, que habilita o conversor a controlar a tensão no elo CC do conversor *back-to-back*, por meio do balanço de potência ativa advinda do circuito do rotor, e também a definir a potência reativa a ser trocada com a rede elétrica. Com isso, o DFIG passou a monitorar a frequência e a comandar o fornecimento de potência ativa adicional ao sistema, advinda do banco de baterias conectado em paralelo com o capacitor do elo CC. Destaca-se que o CLR-Synchronverter e seu filtro de saída foram modelados com base em uma adaptação proposta, que consistiu na retirada do resistor do filtro de saída e a inclusão de um resistor virtual no bloco de controle, que mostrou comportamento adequado, comparável com a presença do resistor real, e com a vantagem de reduzir em até 5% as perdas no estágio de saída.

As simulações demonstraram que a potência adicional disponível no banco de baterias conectado ao elo CC do DFIG e entregue ao sistema de forma a imitar um gerador síncrono, possibilitou uma recuperação da frequência do sistema mais eficaz do que na condição de uma usina eólica sem nenhum tipo de suporte de frequência ou mesmo com suporte de frequência a partir da técnica de controle de ângulo de *pitch*. Mais ainda, a presença da fonte eólica com o CLR-Synchronverter propiciou melhor retomada de frequência em comparação com o cenário em que somente existem geradores síncronos com os parâmetros utilizados. Na presença do suporte do CLR-Synchronverter, a frequência caiu até 58,11 Hz, em comparação com os 57,12 Hz do sistema com fontes convencionais.

Portanto, os resultados matemáticos e de simulação mostraram ser relevante a adoção do modelo proposto, servindo esta tese para o desenvolvimento de novos cenários e de novos ajustes no CLR-Synchronverter a partir dos modelos dinâmicos apresentados. O desenvolvimento desta técnica poderá em curto intervalo de tempo permitir o aumento da penetração das energias renováveis, principalmente usinas eólicas e fotovoltaicas, sem a preocupação com a perda da inércia em sistemas interligados, antes promovida apenas por máquinas síncronas. Essa expectativa está alinhada às metas estabelecidas e promessas anunciadas por governos mundo afora, expostas no último relatório *International Energy Agency* – IEA, citado na motivação desta tese.

## 5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Considerando as necessidades atuais de ampliação das fontes renováveis nas matrizes elétricas, este trabalho apresenta uma proposta inovadora, de prestação de suporte de potência ativa por meio de aerogeradores DFIG a partir da modificação do controle do conversor do lado da rede. A diferenciação das estratégias já existentes, é que essa funcionalidade passa a ser entregue através da disponibilização da energia armazenada em um banco de baterias incluso no conversor *back-to-back* do gerador, instalado em paralelo ao elo de corrente contínua. Assim, a estratégia possibilita à máquina imitar o comportamento de um gerador síncrono, entregando suporte primário de frequência sem as limitações de outras estratégias que tentam extrair essa energia extra da massa rotativa da turbina ou do descarregamento da máquina.

O Capítulo 2 apresentou um modelo e validou um sistema de testes do IEEE de 14 barras modificado com a inclusão de geradores síncronos com parâmetros de uma máquina real, implementada na UHE Santo Antônio, localizada no estado do Acre. Essa plataforma, desenvolvida em PSCAD/EMTDC, foi fundamental para os testes do CLR-Synchronverter proposto. A partir dela, foi possível testar o desempenho do DFIG em condições simuladas próximas da realidade, quais sejam, a entrada de um grande bloco de cargas que gerou uma oscilação na frequência do sistema. As simulações mostraram que a estratégia utilizada reduziu a queda da frequência de um valor inicial de 55,6 Hz para uma queda para 58,11 Hz, resultando em melhora inclusive superior ao cenário em que somente existiam geradores síncronos. Isso mostra que a adoção dessa estratégia em grande escala pode contribuir com o SIN mesmo com a redução da participação das usinas hidrelétricas.

O Capítulo 3 apresentou a modelagem de todo o aerogerador DFIG, desde sua parte mecânica, composta pela turbina e trem de força, até a parte elétrica, constituída do gerador de indução duplamente alimentado e seus controles do CLM e CLR. Um estudo de pequenos sinais foi feito e todas as partes componentes da máquina foram modeladas por meio de suas equações dinâmicas de estado, o que se mostra uma contribuição importante para futuros estudos, como a proposição de outras estratégias modernas de controle digital, por exemplo. Ainda no Capítulo 3, foi apresentada a fundamentação teórica do CLR-Synchronverter e seu filtro de saída com uma adaptação proposta, que consistiu na retirada do resistor do filtro de saída e a inclusão de um resistor virtual no bloco de controle, reduzindo em até 5% as perdas no estágio de saída.

Com o intuito de apresentar uma forma prática de ajuste dos parâmetros do CLR-Synchronverter, uma análise dos lugares das raízes dos sistemas dinâmicos foi realizada em

ambiente MATLAB, acompanhada de análise gráfica, que permitiu a escolha das constantes do controle do CLR-Synchronverter de modo a atingir o desempenho desejável. Os resultados revelaram que a estabilidade do CLR-Synchronverter está relacionada ao ajuste de três principais parâmetros, que são as constantes de tempo do *loop* de frequência ( $\tau_f$ ) e do *loop* de tensão ( $\tau_v$ ) e o valor da resistência do filtro de saída, ou do resistor virtual implementado diretamente no controle. Os demais parâmetros, como os coeficientes de queda de frequência,  $D_p$ , e de queda de tensão,  $D_q$ , também influenciam na estabilidade, como se concluiu.

Pelo que foi exposto ao longo deste trabalho, pôde-se chegar às seguintes conclusões:

É possível utilizar em estudos futuros o modelo de sistema de testes IEEE de 14 barras modificado, proposto no Capítulo 2 deste trabalho, visto que a adoção de sistemas de testes com parâmetros de geradores síncronos reais dá maior credibilidade e melhor compreensão dos fenômenos na rede elétrica, como transitórios de tensão e variação de frequência. Isto porque, como se sabe, a resposta de um gerador a um evento de curto-circuito, ou a uma variação de carga, não depende apenas da inércia do sistema, mas também das características do gerador (momento de inércia intrínseca, ajuste e características da excitatriz e do controle e robustez do sistema) e do seu ponto de operação.

Com relação à prestação de serviço auxiliar de suporte a afundamentos de frequência em sistemas interligados, a estratégia proposta do CLR-Synchronverter garante que aerogeradores baseados em DFIG possam atender aos requisitos do ONS, mais especificamente à exigência de contribuição de inércia sintética para a regulação primária de frequência do SIN, sem comprometer o ponto ótimo de operação da central geradora e, diferentemente da maioria das estratégias utilizadas atualmente, sem a necessidade de operação com potência reduzida, o que gera perdas financeiras aos empreendedores e enfraquecimento do próprio sistema elétrico. Ademais, a estratégia comprovou que a potência ativa adicional injetada no sistema pôde ser mantida até que a frequência retornasse ao seu valor de referência, o que levou até 30 segundos. Ainda, no retorno à geração normal, o aerogerador não sofreu a redução de potência ativa no período pós-resposta inercial, como o verificado em Cavalcante *et al.* (2023). Embora não tenha sido o foco deste trabalho, também foi mostrado que o CLR-Synchronverter é naturalmente capaz de prestar suporte de potência reativa por meio de uma das suas malhas de controle em situações de afundamentos de tensão na rede elétrica, ou *low voltage ride-through*.

Por fim, através da utilização da estratégia de controle proposta nesta tese, aerogeradores equipados com DFIG podem contribuir efetivamente para a estabilidade transitória de

frequência com o uso do conversor baseado em Synchronverter, o CLR-Synchronverter.

## 5.1 Sugestões para Trabalhos Futuros

Com o objetivo de contribuir para futuros trabalhos ligados aos temas abordados nesta tese, sugere-se:

1. A implementação da estratégia de controle proposta nesta tese em bancada experimental, como a existente no LAPIS - Laboratório de Aplicações de Eletrônica de Potência & Integração a Sistemas de Energia da UFC, que possui protótipo experimental de potência reduzida de um DFIG de 8 kW, controlado por uma plataforma dSPACE 1103;
2. O estudo de métodos alternativos de sintonia dos parâmetros do CLR-Synchronverter;
3. A análise do comportamento do elo CC e das baterias conectadas para fornecimento da potência ativa e reativa em eventos de oscilação de frequência e tensão na rede elétrica;
4. A proposição de outras técnicas de controle modernas em comparação com os controladores PI utilizados neste trabalho, como a técnica de *gain-scheduling adaptive control*, a estratégia de controle *Linear Parameter Varying* (LPV), ou ainda técnicas de controle adaptativo preditivo.

## REFERÊNCIAS

- ABAD, G.; LOPEZ, J.; RODRIGUEZ, M.; MARROYO, L.; IWANSKI, G. **Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation**. [S. l.]: John Wiley & Sons, 2011.
- ACKERMANN, T. **Wind power in power systems**. [S. l.]: John Wiley & Sons, 2012.
- ALMEIDA, L. Análise de desempenho do controle automático de geração e do controle secundário de tensão. **Rio de Janeiro: Universidade Federal do Rio de Janeiro**, 2004.
- ANAYA-LARA, O.; JENKINS, N.; EKANAYAKE, J. B.; CARTWRIGHT, P.; HUGHES, M. **Wind energy generation: modelling and control**. [S. l.]: John Wiley & Sons, 2011.
- ANEEL: Sistema de informações de geração da aneel - siga. 2023. Disponível em: <https://bit.ly/2IGf4Q0>. Acesso em: 21 jun. 2023.
- AOUNI, R.; MARINESCU, B.; KILANI, K. B.; ELLEUCH, M. Improvement of transient stability in an ac/dc system with synchronverter based hvdc. In: IEEE. **2015 IEEE 12th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD15)**. [S. l.], 2015. p. 1–6.
- BACCINO, F.; CONTE, F.; GRILLO, S.; MASSUCCO, S.; SILVESTRO, F. An optimal model-based control technique to improve wind farm participation to frequency regulation. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, IEEE, v. 6, n. 3, p. 993–1003, 2014.
- BOUSSEAU, P.; BELHOMME, R.; MONNOT, E.; LAVERDURE, N.; BOËDA, D.; ROYE, D.; BACHA, S. Contribution of wind farms to ancillary services. **Cigre**, v. 21, p. 1–11, 2006.
- CAVALCANTE, F. P.; BRILHANTE, F. D. F.; PORTELA, J. G.; COSTA, L. F. L. d.; FERNANDES, L. M. C.; FONTENELE, L. A.; DINIZ, M. A. N.; SOUSA, M. D. d. A.; FONSECA, M. C. S. d.; SOUSA, P. C. Silva e *et al.* Novos procedimentos de rede do ons relativos a distúrbios de frequência e tensão aplicados a aerogeradores do tipo full-converter. **ENGENHARIAS-AUTOMAÇÃO, ROBÓTICA, METROLOGIA E ENERGIA: ESTUDOS E TENDÊNCIAS-VOLUME 1**, Editora Científica Digital, v. 1, n. 1, p. 171–188, 2023.
- DEMETRIOU, P.; ASPROU, M.; QUIROS-TORTOS, J.; KYRIAKIDES, E. Dynamic iee test systems for transient analysis. **IEEE Systems Journal**, IEEE, v. 11, n. 4, p. 2108–2117, 2015.
- DING, L.; ZHANG, Y.; ZHANG, F.; KONG, Y. Stability analysis and transient feedback compensation with virtual impedance-based method for parallel-connected synchronverters. In: IEEE. **2022 IEEE 31st International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S. l.], 2022. p. 380–387.
- EKANAYAKE, J.; JENKINS, N. Comparison of the response of doubly fed and fixed-speed induction generator wind turbines to changes in network frequency. **IEEE Transactions on Energy conversion**, IEEE, v. 19, n. 4, p. 800–802, 2004.
- ELMOUHI, N.; ESSADKI, A.; ELAIMANI, H.; CHAKIB, R. Evaluation of the inertial response of variable speed wind turbines based on dfig using backstepping for a frequency control. In: IEEE. **2019 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS)**. [S. l.], 2019. p. 1–6.

ENTSO-E. Guidance document for national implementation for network codes on grid connection. **Rate of Change of Frequency (RoCoF) withstand capability**, 2018.

EPE. **Report PE-DEE-RE-097/2007-r1 - AHE Santo Antônio - Estudo de Viabilidade - Otimização do Projeto de Engenharia**. Brasília - DF, Brasil, 2007.

EPE: Painel de dados de micro e minigeração distribuída - empresa de pesquisa energética - epe. 2023. Disponível em: <https://dashboard.epe.gov.br/apps/pggd/>. Acesso em: 27 jun. 2023.

FERREIRA, R. V.; SILVA, S. M.; ANTUNES, H. M.; VENKATARAMANAN, G. Dynamic analysis of grid-connected droop-controlled converters and synchronverters. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, Springer, v. 30, p. 741–753, 2019.

GOMES, P.; SARDINHA, S. L. A.; MUNIZ, M.; AQUINO, A.; QUINTÃO, P.; JR, A. A.; KLINGHERMAN, A.; LINS, F.; SILVA, A.; FREITAS, Y. *et al.* Uma visão geral sobre as questões relacionadas com a integração e operação de usinas de energia eólica no sistema elétrico interligado nacional–sin. **XXIV SNTPEE Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica**, 2017.

GRAINGER, J. J. **Power system analysis**. [S. l.]: McGraw-Hill, 1999.

HATZIARGYRIOU, N.; MILANOVIC, J.; RAHMANN, C.; AJJARAPU, V.; CANIZARES, C.; ERLICH, I.; HILL, D.; HISKENS, I.; KAMWA, I.; PAL, B. *et al.* Definition and classification of power system stability–revisited & extended. **IEEE Transactions on Power Systems**, IEEE, v. 36, n. 4, p. 3271–3281, 2020.

HAZARI, M. R.; MANNAN, M. A.; MUYEEN, S.; UMEMURA, A.; TAKAHASHI, R.; TAMURA, J. Transient stability augmentation of hybrid power system based on synthetic inertia control of dfig. In: IEEE. **2017 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)**. [S. l.], 2017. p. 1–6.

HOLDSWORTH, L.; EKANAYAKE, J. B.; JENKINS, N. Power system frequency response from fixed speed and doubly fed induction generator-based wind turbines. **Wind Energy: An International Journal for Progress and Applications in Wind Power Conversion Technology**, Wiley Online Library, v. 7, n. 1, p. 21–35, 2004.

ICSEG: Illinois center for a smarter electric grid. ieee 14-bus system. 2013. Disponível em: <https://icseg.iti.illinois.edu/ieee-14-bus-system/>. Acesso em: 05 mai. 2023.

IEA. **World Energy Outlook 2022**. [S. l.]: IEA, Paris, France, 2022.

IEA: Brazil aims to make a global impact on clean energy innovation. 2023. Disponível em: <https://www.iea.org/commentaries/brazil-aims-to-make-a-global-impact-on-clean-energy-innovation>. Acesso em: 12 abr. 2023.

JIANG, H.; LIU, H.; WU, L.; LI, Y. Comparisons on state space models of doubly fed induction genertors (dfig) for power system research. In: IEEE. **2016 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)**. [S. l.], 2016. p. 895–900.

KIM, H. S.; LU, D. D.-C. Review on wind turbine generators and power electronic converters with the grid-connection issues. In: IEEE. **2010 20th Australasian Universities Power Engineering Conference**. [S. l.], 2010. p. 1–6.



KUNDUR, P.; NEAL, J. B.; MARK, G. L. **Power System Stability and Control**. New York: McGraw-Hill, 1994.

KUNDUR, P.; PASERBA, J.; AJJARAPU, V.; ANDERSSON, G.; BOSE, A.; CANIZARES, C.; HATZIARGYRIOU, N.; HILL, D.; STANKOVIC, A.; TAYLOR, C. *et al.* Definition and classification of power system stability iee/cigre joint task force on stability terms and definitions. **IEEE transactions on Power Systems**, IEEE, v. 19, n. 3, p. 1387–1401, 2004.

LIMA, F. K. A. Aerogerador baseado em máquina de indução duplamente alimentada - suportabilidade para afundamento de tensão. **Tese de Doutorado, Programa de Engenharia Elétrica COPPE/UFRJ**, 2009.

LIMA, F. K. A.; WATANABE, E.; RODRÍGUEZ, P.; LUNA, A. Modelo simplificado para aerogeradores equipados com gerador de indução duplamente alimentado. **Eletrônica de Potência**, v. 16, n. 1, p. 4, 2011.

LIU, Y.; JIANG, L.; WU, Q.; ZHOU, X. Frequency control of dfig-based wind power penetrated power systems using switching angle controller and agc. **IEEE Transactions on Power Systems**, IEEE, v. 32, n. 2, p. 1553–1567, 2016.

MARTENS, S.; MIJATOVIC, N.; HOLBØLL, J.; SKRIMPAS, G. A.; SWEENEY, C. W. Simulation of electric faults in doubly-fed induction generators employing advanced mathematical modelling. In: **24th Nordic Insulation Symposium on Materials, Components and Diagnostics**. [S. l.: s. n.], 2015.

MENEZES, E. J. N. **Controle de turbinas eólicas: desenvolvimento, simulação e análise de sistemas de controle avançados para turbinas eólicas de grande porte**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco, 2016.

MILLER, N.; LEW, D.; PIWKO, R. Technology capabilities for fast frequency response. **GE Energy Consulting, Tech. Rep**, v. 3, p. 10–60, 2017.

NADOOR, M.; ESSADKI, A.; FDAILI, M.; NASSER, T. Advanced control of a dfig-based wind power plant for frequency regulation. In: IEEE. **2019 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS)**. [S. l.], 2019. p. 1–6.

OLIVEIRA, J. D. A.; LIMA, F. K. A.; TOFOLI, F. L.; BRANCO, C. G. C. Synchronverter-based frequency control technique applied in wind energy conversion systems based on the doubly-fed induction generator. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, v. 214, p. 108820, 2023.

ONS: Procedimentos de rede. 2023. Disponível em: <https://www.ons.org.br/paginas/sobre-o-ons/procedimentos-de-rede/vigentes>. Acesso em: 03 mai. 2023.

ONS: Sobre o sin. 2023. Disponível em: <https://www.ons.org.br/paginas/sobre-o-sin/o-sistema-em-numeros>. Acesso em: 21 abr. 2023.

PANDEY, G.; BHONGADE, S. Participation of dfig based wind turbine generator in load frequency control with linear quadratic regulator. In: IEEE. **2014 Annual IEEE India Conference (INDICON)**. [S. l.], 2014. p. 1–6.

PINTO, M. d. O. *et al.* Fundamentos de energia eólica. **Rio de Janeiro: LTC**, 2013.

PIYA, P.; KARIMI-GHARTEMANI, M. A stability analysis and efficiency improvement of synchronverter. In: IEEE. **2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S. l.], 2016. p. 3165–3171.

POURBEIK, P.; SONI, S.; GAIKWAD, A.; CHADLIEV, V. Providing primary frequency response from photovoltaic power plants. In: **Proc. CIGRE Symp.** [S. l.: s. n.], 2017. p. 1–10.

PRABHA, K. Power system stability. **Power system stability and control**, v. 10, 2007.

PSCAD: Manitoba hydro international ltd. ieee 14 bus system. 2018. Disponível em: <https://www.pscad.com/knowledge-base/download/>. Acesso em: 21 abr. 2023.

RAMÍREZ, J. S.; RAMÍREZ, J. H.; CRUZ, N. V.; GALLARDO, R. P. Bifurcation stability analysis of the synchronverter in a microgrid. **Energies**, MDPI, v. 15, n. 21, p. 7992, 2022.

ROSSO, R.; CASSOLI, J.; ENGELKEN, S.; BUTICCHI, G.; LISERRE, M. Analysis and design of lcl filter based synchronverter. In: IEEE. **2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S. l.], 2017. p. 5587–5594.

RUTTLEDGE, L.; FLYNN, D. Emulated inertial response from wind turbines: gain scheduling and resource coordination. **IEEE Transactions on Power Systems**, IEEE, v. 31, n. 5, p. 3747–3755, 2015.

SOUSA, T. **Valoração do fornecimento de serviços ancilares a partir de usinas hidroelétricas**. Tese (Doutorado) – Universidade de São Paulo, 2006.

VETOSHKIN, L.; MÜLLER, Z. A comparative study of synchronverter stability. In: IEEE. **2020 21st International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)**. [S. l.], 2020. p. 1–6.

VIDYANANDAN, K.; SENROY, N. Primary frequency regulation by deloaded wind turbines using variable droop. **IEEE transactions on Power Systems**, IEEE, v. 28, n. 2, p. 837–846, 2012.

WANG, T.; DING, L.; YIN, S.; JIANG, J.; CHENG, F.; SI, J. A new control strategy of dfig-based wind farms for power system frequency regulation. In: IEEE. **2015 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)**. [S. l.], 2015. p. 1–5.

YANG, L.; XU, Z.; ØSTERGAARD, J.; DONG, Z. Y.; WONG, K. P.; MA, X. Oscillatory stability and eigenvalue sensitivity analysis of a dfig wind turbine system. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, v. 26, n. 1, p. 328–339, 2011.

YARAMASU, V.; WU, B. **Model predictive control of wind energy conversion systems**. [S. l.]: John Wiley & Sons, 2016.

YINGCHENG, X.; NENGLING, T. Review of contribution to frequency control through variable speed wind turbine. **Renewable energy**, Elsevier, v. 36, n. 6, p. 1671–1677, 2011.

ZERTEK, A.; VERBIC, G.; PANTOS, M. A novel strategy for variable-speed wind turbines' participation in primary frequency control. **IEEE Transactions on sustainable energy**, IEEE, v. 3, n. 4, p. 791–799, 2012.

ZHONG, Q.-C. **Power electronics-enabled autonomous power systems: next generation smart grids**. [S. l.]: John Wiley & Sons, 2020.

ZHONG, Q.-C.; WEISS, G. Synchronverters: Inverters that mimic synchronous generators. **IEEE transactions on industrial electronics**, IEEE, v. 58, n. 4, p. 1259–1267, 2010.

ZHU, J.; HU, J.; HUNG, W.; WANG, C.; ZHANG, X.; BU, S.; LI, Q.; URDAL, H.; BOOTH, C. D. Synthetic inertia control strategy for doubly fed induction generator wind turbine generators using lithium-ion supercapacitors. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, v. 33, n. 2, p. 773–783, 2017.