



UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENERGIAS
RENOVÁVEIS



PEDRO HENRIQUE DE MORAIS MARTINS

**MODELAGEM E DESEMPENHO DE RECURSOS BASEADOS EM
INVERSORES SEGUIDORES DE REDE DIANTE DE
CURTOS-CIRCUITOS NA LINHA DE INTERCONEXÃO**

João Pessoa - PB

Julho de 2025

PEDRO HENRIQUE DE MORAIS MARTINS

**MODELAGEM E DESEMPENHO DE RECURSOS BASEADOS EM
INVERSORES SEGUIDORES DE REDE DIANTE DE
CURTOS-CIRCUITOS NA LINHA DE INTERCONEXÃO**

Dissertação de Mestrado apresentada à Universidade Federal da Paraíba, como parte das exigências do Programa de Pós-Graduação em Energias Renováveis, área de concentração em Energias Renováveis, para a obtenção do título de Mestre.

Orientador: Prof. Dr. Felipe Vigolvino Lopes
Coorientador: Prof. Dr. Luciano Sales Barros

João Pessoa - PB

Julho de 2025

© Pedro Henrique de Moraes Martins

**Catalogação na publicação
Seção de Catalogação e Classificação**

M386m Martins, Pedro Henrique de Moraes.

MODELAGEM E DESEMPENHO DE RECURSOS BASEADOS EM
INVERSORES SEGUIDORES DE REDE DIANTE DE
CURTOS-CIRCUITOS NA LINHA DE INTERCONEXÃO / Pedro
Henrique de Moraes Martins. - João Pessoa, 2025.
114 f.

Orientação: Felipe Vigolvino Lopes.

Coorientação: Luciano Sales Barros.

Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR.

1. curto-circuito. 2. IBR. 3. MSRF-PLL. 4.
QSG-SOGI-PLL. 5. SRF-PLL. I. Lopes, Felipe Vigolvino.
II. Barros, Luciano Sales. III. Título.

UFPB/BC

CDU (043)

Programa de Pós-graduação em Energias Renováveis – PPGER

**MODELAGEM E DESEMPENHO DE RECURSOS BASEADOS EM
INVERSORES SEGUIDORES DE REDE DIANTE DE CURTOS-
CIRCUITOS NA LINHA DE INTERCONEXÃO**
por

PEDRO HENRIQUE DE MORAIS MARTINS
Dissertação aprovada em 30 de julho de 2025



Prof. Dr. FELIPE VIGOLVINO LOPES
Orientador - UFPB


Prof. Dr. LUCIANO SALES BARROS
Coorientador - UFPB
Prof. Dr. RAPHAEL LEITE DE ANDRADE REIS
Examinador Interno - UFPB
Prof. Dr. KARCIUS MARCELUS COLAÇO DANTAS
Examinador Externo - UFCG

*João Pessoa – PB
2025*

Aos meus pais, minha irmã, minha avó paterna e meus avós maternos. Espero sempre
continuar orgulhando vocês.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer, primeiramente, aos meus pais, Benares e Martins. Sem eles, eu não seria nada.

Agradeço ao meu orientador, Prof. Felipe Lopes, que é um exemplo de professor, pesquisador e ser humano. Muito obrigado por toda a paciência e pelos aprendizados compartilhados. Também agradeço ao meu coorientador, Prof. Luciano Sales, pelo apoio durante essa jornada. Sou grato ao Prof. Ítalo, pelo conhecimento transmitido na área de energias renováveis, e ao Diego, da coordenação do programa, sempre solícito e prestativo. Exponho também meu agradecimento aos Profs. Raphael Leite e Karcius Dantas, pela disponibilidade em ler este trabalho e participar da banca.

Agradeço, ainda, aos meus tios, Nelbe e Marcos, por estarem sempre ao meu lado; à minha irmã Heloísa; e aos meus amigos mais próximos, que me acompanharam intensamente ao longo do mestrado: Danilo, Duda, Kananda, Júnior, Roceste e Geraldo.

Sou grato pelo apoio financeiro da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES).

Por fim, mas com especial importância, agradeço a Deus.

Resumo

Avalia-se neste trabalho a influência de diferentes estruturas de malhas de captura de fase (PLL) na resposta de fontes baseadas em inversores (IBRs) do tipo seguidor de rede a faltas na linha de interconexão, considerando os requisitos de suporte de tensão estabelecidos pelo Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS). Foi modelado um sistema representativo de um parque eólico de 100 MVA em quatro configurações: 50 unidades de 2 MVA, 20 de 5 MVA, 5 de 20 MVA e um modelo agregado equivalente. Três topologias de PLL foram analisadas — *Synchronous Reference Frame* (SRF), *Quadrature Signal Generator* com *Second-Order Generalized Integrator* (QSG-SOGI) e *Multiple SRF* (MSRF) — sob curtos-circuitos trifásicos, bifásicos e monofásicos aterrados, aplicados no centro da linha de interconexão, com resistências definidas segundo normas técnicas. Os resultados mostram que o desempenho dos PLLs influencia diretamente a resposta das IBRs, com comportamentos distintos conforme o tipo de curto-circuito, em função da não linearidade dos controladores e da presença de harmônicos e distorções nas formas de onda. O PLL SRF apresentou maior sensibilidade a essas distorções, com oscilações acentuadas na tensão estimada, variações abruptas na potência reativa injetada e maior conteúdo harmônico nas correntes, especialmente em faltas bifásicas. Por outro lado, os PLLs QSG-SOGI e MSRF demonstraram maior robustez, fornecendo estimativas mais estáveis e respostas mais confiáveis do sistema de controle. A análise em janelas curtas, principalmente nos primeiros 20 ms após a falta, revelou que erros de estimação no SRF-PLL podem comprometer a atuação das funções de proteção, reforçando a importância do conhecimento da topologia de PLL utilizada. As simulações também indicaram que modelos equivalentes de IBR com a mesma potência nominal apresentam respostas transitórias semelhantes quando usam a mesma estrutura de PLL, independentemente da quantidade ou porte das unidades, o que valida o uso de modelos agregados como alternativa eficiente para reduzir a carga computacional sem prejuízo à precisão dinâmica. Com base nessa conclusão, foram realizados novos estudos de curto-circuito com variação da posição da falta e da resistência de aterramento, sendo a falta trifásica a mais crítica, com efeitos mais intensos próximos ao terminal local. Já as faltas bifásica e monofásica apresentaram aumento moderado de corrente com a proximidade do terminal, sendo que a monofásica exibiu oscilações mais acentuadas. Conclui-se que a escolha adequada da topologia de PLL, aliada a uma modelagem representativa dos IBRs, é essencial para garantir a conformidade com os códigos de rede, a confiabilidade da proteção e a estabilidade de sistemas com alta penetração de fontes renováveis.

Palavras-chave: curto-circuito; IBR; MSRF-PLL; QSG-SOGI-PLL; SRF-PLL.

Abstract

This work evaluates the influence of different phase-locked loop (PLL) structures on the response of grid-following inverter-based resources (IBRs) under faults on the interconnection line, considering the voltage support requirements established by the Brazilian Transmission System Operator (TSO). A representative 100 MVA wind power plant was modeled in four configurations: 50 units of 2 MVA, 20 of 5 MVA, 5 of 20 MVA, and an equivalent aggregated model. Three PLL topologies were analyzed — *Synchronous Reference Frame* (SRF), *Quadrature Signal Generator with Second-Order Generalized Integrator* (QSG-SOGI), and *Multiple SRF* (MSRF) — under three-phase, two-phase, and single-phase grounded faults applied at the midpoint of the interconnection line, with resistances defined according to technical standards. The results show that PLL performance directly affects the IBR response to faults, with distinct behaviors depending on the fault type, due to the nonlinear nature of the controllers and the presence of harmonics and waveform distortions. The SRF-PLL showed greater sensitivity to these distortions, resulting in pronounced oscillations in the estimated voltage, abrupt variations in reactive power injection, and higher harmonic content in the injected currents, especially during two-phase faults. In contrast, QSG-SOGI and MSRF PLLs demonstrated greater robustness, providing more stable estimates and more reliable control system behavior. The short-time window analysis — particularly within the first 20 ms after the fault — revealed that estimation errors in the SRF-PLL can compromise the performance of protection functions, highlighting the importance of knowing the PLL topology used. Simulations also indicated that equivalent IBR models with the same nominal power present similar transient responses when using the same PLL structure, regardless of the number or size of the units. This confirms the effectiveness of using aggregated models or units with higher ratings as a strategy to reduce computational burden without compromising the accuracy of dynamic simulations during fault transients. Based on this conclusion, new fault studies were carried out, varying the fault location and grounding resistance. The three-phase fault was found to be the most critical, with more severe effects when it occurred closer to the local terminal. The two-phase and single-phase faults exhibited a moderate increase in current as the fault moved closer to the terminal, and the single-phase fault showed more pronounced oscillatory behavior. It is concluded that the appropriate selection of the PLL topology, together with representative modeling of IBRs, is essential to ensure compliance with grid codes, protection reliability, and the operational stability of systems with high renewable penetration.

Keywords: short-circuit; IBR; MSRF-PLL; QSG-SOGI-PLL; SRF-PLL.

Listas de ilustrações

Figura 1 – Evolução da Capacidade instalada no Sistema Interligado Nacional (SIN) - Julho 2025 / Dezembro 2029.	21
Figura 2 – Configuração tipo IV de sistema de energia eólica.	23
Figura 3 – Sistema de potência avaliado que representa a interconexão do sistema de IBR à rede elétrica.	39
Figura 4 – Curtos-circuitos aplicados na linha de interconexão de 500 kV: (a) Curto-circuito trifásico aterrado (ABC); (b) Curto-circuito monofásico aterrado (AT); (c) Curto-circuito bifásico (AB).	39
Figura 5 – Sistema equivalente de injeção de potência da IBR na rede elétrica. . . .	40
Figura 6 – Representação esquemática das Transformadas de Park e Clarke. . . .	46
Figura 7 – Diagrama de blocos de um sistema em malha fechada.	47
Figura 8 – Diagrama de blocos do sistema a ser controlado depois da inserção do controlador.	47
Figura 9 – Função de transferência simplificada.	48
Figura 10 – Exemplificação de diagrama de Bode.	49
Figura 11 – Representação do circuito da fase A quando o transistor q_a está fechado e transistor \bar{q}_a está aberto.	52
Figura 12 – Representação do circuito da fase A quando o transistor q_a está aberto e transistor \bar{q}_a está fechado.	52
Figura 13 – Sistema de controle.	57
Figura 14 – Curva para injeção de corrente reativa durante a falta.	58
Figura 15 – Fluxograma de controle da modulação SPWM com injeção da terceira harmônica para a fase a	59
Figura 16 – Diagrama de controle da tensão do barramento CC.	60
Figura 17 – Diagramas de Bode das funções de transferência de laço aberto compensadas para o modelo de IBR de 2 MVA.	61
Figura 18 – Diagramas de Bode das funções de transferência de laço aberto compensadas para o modelo de IBR de 5 MVA.	62
Figura 19 – Diagramas de Bode das funções de transferência de laço aberto compensadas para o modelo de IBR de 20 MVA.	62
Figura 20 – Diagrama de blocos do SRF-PLL.	64
Figura 21 – Modelo simplificado de PLL.	64
Figura 22 – Diagrama de blocos do QSG-SOGI-PLL.	67
Figura 23 – Diagrama de blocos do MSRF-PLL.	68
Figura 24 – Representação do escalonamento da potência de turbinas eólicas no software <i>PSCAD</i> [®]	69

Figura 25 – Modelo agregado de IBR.	70
Figura 26 – Resultados das simulações para um curto-circuito trifásico (ABC).	85
Figura 27 – Resultados das simulações para um curto-circuito bifásico (AB).	86
Figura 28 – Resultados das simulações para um curto-circuito monofásico-aterado (AT).	87
Figura 29 – Resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, visualizadas pelo relé no terminal local, para o sistema com PLL do tipo SRF durante uma falta trifásica. (a) Módulo da corrente. (b) Ângulo da corrente. (c) Módulo da tensão. (d) Ângulo da tensão.	88
Figura 30 – Resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, visualizadas pelo relé no terminal local, para o sistema com PLL do tipo QSG-SOGI durante uma falta trifásica. (a) Módulo da corrente. (b) Ângulo da corrente. (c) Módulo da tensão. (d) Ângulo da tensão.	89
Figura 31 – Resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, visualizadas pelo relé no terminal local, para o sistema com PLL do tipo MSRF durante uma falta trifásica. (a) Módulo da corrente. (b) Ângulo da corrente. (c) Módulo da tensão. (d) Ângulo da tensão.	90
Figura 32 – Resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, visualizadas pelo relé no terminal local, para o sistema com PLL do tipo SRF durante uma falta bifásica. (a) Módulo da corrente. (b) Ângulo da corrente. (c) Módulo da tensão. (d) Ângulo da tensão.	91
Figura 33 – Resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, visualizadas pelo relé no terminal local, para o sistema com PLL do tipo QSG-SOGI durante uma falta bifásica. (a) Módulo da corrente. (b) Ângulo da corrente. (c) Módulo da tensão. (d) Ângulo da tensão.	92
Figura 34 – Resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, visualizadas pelo relé no terminal local, para o sistema com PLL do tipo MSRF durante uma falta bifásica. (a) Módulo da corrente. (b) Ângulo da corrente. (c) Módulo da tensão. (d) Ângulo da tensão.	93
Figura 35 – Resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, visualizadas pelo relé no terminal local, para o sistema com PLL do tipo SRF durante uma falta monofásica. (a) Módulo da corrente. (b) Ângulo da corrente. (c) Módulo da tensão. (d) Ângulo da tensão.	94
Figura 36 – Resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, visualizadas pelo relé no terminal local, para o sistema com PLL do tipo QSG-SOGI durante uma falta monofásica. (a) Módulo da corrente. (b) Ângulo da corrente. (c) Módulo da tensão. (d) Ângulo da tensão.	95

Figura 37 – Resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, visualizadas pelo relé no terminal local, para o sistema com PLL do tipo MSRF durante uma falta monofásica. (a) Módulo da corrente. (b) Ângulo da corrente. (c) Módulo da tensão. (d) Ângulo da tensão. 96

Figura 38 – Processo de equivalência total da linha em apenas um nível de tensão. . 105

Lista de tabelas

Tabela 1 – Resumo da revisão da literatura referente ao estado de arte dos estudos envolvendo IBRs.	37
Tabela 2 – Vetores de tensão gerados pelo inversor trifásico de dois níveis.	41
Tabela 3 – Parâmetros do sistema avaliado.	72
Tabela 4 – Parâmetros do sistema de IBR com potência de 2 MVA.	73
Tabela 5 – Parâmetros do sistema de IBR com potência de 5 MVA.	73
Tabela 6 – Parâmetros do sistema de IBR com potência de 20 MVA.	74

Lista de abreviaturas e siglas

CA	Corrente Alternada;
CC	Corrente Contínua;
DF	Detector de Fase;
DSRF	<i>Dual SRF</i> ;
FM	Filtro de Malha;
FPB	Filtro Passa-Baixa;
FRE	Fonte Renovável de Energia;
IBR	<i>Inverter-Based Resource</i> ;
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> ;
GFL	<i>Grid-Following</i> ;
GFM	<i>Grid-Forming</i> ;
MMGD	Micro e Minigeração Distribuída;
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> ;
MSRF	<i>Multiple SRF</i> ;
OCT	Oscilador Controlado por Tensão;
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico;
PAC	Ponto de Acoplamento Comum;
PI	Proporcional-Integral;
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> ;
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> ;
QSG-SOGI	<i>Quadrature Signal Generator - Second-Order Generalized Integrator</i> ;
SIN	Sistema Interligado Nacional;
SIR	<i>Source Impedance Ratio</i> ;
SPWM	<i>Sinusoidal PWM</i> ;

SRF *Synchronous Reference Frame;*

THIPWM *Third Harmonic Injection PWM;*

VSI *Voltage Source Inverter.*

Lista de símbolos

A	Representação matricial do sistema de potência em espaço de estados;
B	Matriz de entrada do sistema em espaço de estados;
C	Matriz de saída do sistema em espaço de estados;
$C(s)$	Função de transferência de um controlador PI;
C_b	Capacitância base em F;
C_{DC}	Capacitância do barramento CC em F;
C_f	Capacitância do filtro LCL em F;
d	Razão entre o intervalo de comutação e o intervalo de condução da chave q_a ;
D	Matriz de transmissão direta do sistema em espaço de estados;
$e_{g,ll}$	Tensão de linha da rede em V para o equivalente do sistema de potência em um único nível de tensão;
e_g	Tensão de fase da rede em V para o equivalente do sistema de potência em um único nível de tensão;
f	Frequência da rede em Hz;
f_{res}	Frequência de ressonância do sistema de filtro LCL parâmetros da rede em Hz;
f_s	Frequência de comutação do inversor em Hz;
$FTC(s)$	Função de transferência de laço aberto compensada;
$FTCN(s)$	Função de transferência de laço aberto não compensada;
$G(s)$	Vetor de funções de transferência da planta do sistema de potência obtido a partir do sistema de espaço de estados;
$G_{pll}(s)$	Função de transferência de laço aberto de um PLL genérico;
$H_i(s)$	Função de transferência em malha fechada de um sistema controlado;
$H(s)$	Função de transferência em malha fechada de um PLL genérico;

i_{abc}	Correntes trifásicas entregues pelo inversor ao sistema de potência em A;
I	Matriz identidade de mesma ordem que a matriz A;
i_{cabc}	Correntes trifásicas dos capacitores do filtro LCL em A;
i_{gabc}	Correntes trifásicas entregues pelo filtro LCL ao sistema de potência em A;
i_{dq}	Componentes dq das correntes injetadas pelo inversor no sistema em A;
i_{dq}^*	Componentes dq de referência das correntes injetadas pelo inversor no sistema em A;
$I_{f(h)}$	Corrente harmônica na frequência de comutação da indutância L_f em A;
$I_{r(h)}$	Corrente harmônica na frequência de comutação da indutância L_r em A;
$i_{RL_{abc}}$	Correntes trifásicas medidas pelo relé no terminal local em A;
$i_{RR_{abc}}$	Correntes trifásicas medidas pelo relé no terminal remoto em A;
L	Indutância equivalente do lado da rede em H;
L_b	Indutância base em H;
L_f	Indutância do lado do conversor do filtro LCL em H;
L_g	Indutância da rede em H;
L_l	Indutância equivalente das linhas de transmissão e transformadores em H;
L_r	Indutância do lado da rede do filtro LCL em H;
MF	Margem de fase do sistema controlado em rad;
m_a	Índice de modulação;
k_{df}	Ganho do detector de fase de um PLL genérico;
k_i	Ganho integral do controlador PI de corrente;
k_{ipll}	Ganho integral do controlador PI dos PLLs;
k_{oct}	Ganho do oscilador controlado por tensão de um PLL genérico;

k_p	Ganho proporcional do controlador PI de corrente;
k_{ppll}	Ganho proporcional do controlador PI dos PLLs;
\bar{P}	Matriz de transformação de abc para odq ;
\bar{P}^{-1}	Matriz de transformação de odq para abc ;
P_{inv}	Potência do inversor em W;
P_{FRE}	Potência ativa injetada pela fonte renovável de energia em W;
P_{inj}	Potência ativa injetada no PAC em W;
Q_{inj}	Potência reativa injetada no PAC VAr;
q_{abc}	Estado de comutação das chaves superiores do inversor;
\bar{q}_{abc}	Estado de comutação das chaves inferiores do inversor;
q_n	Estado de comutação da chave superior do n-ésimo braço do inversor;
\bar{q}_n	Estado de comutação da chave inferior do n-ésimo braço do inversor;
r	relação entre as indutâncias L_f e L_r ;
R	Resistência equivalente do lado da rede em Ω ;
$R(s)$	Entrada do sistema;
$R(\omega)$	Parte real de $G(j\omega)$;
R_{ai}	Resistência de alta impedância em Ω ;
R_d	Resistência de amortecimento do filtro LCL em Ω ;
R_f	Resistência do filtro LCL do lado do conversor em Ω ;
R_f	Resistência de curto-circuito em Ω ;
R_g	Resistência da rede em Ω ;
R_l	Resistência equivalente das linhas de transmissão e transformadores em Ω ;
R_r	Resistência do filtro LCL do lado da rede em Ω ;
$ S $	Módulo da potência aparente no PAC em VA;
$u(t)$	Vetor de entradas do sistema do sistema em espaço de estados;

v	Sinal de entrada de um PLL genérico;
v'	Sinal de saída de um PLL genérico;
V^*	Tensão trifásica de referência enviada para a modulação PWM em V;
v_{0n}	Tensão entre o ponto central do barramento (0) e o neutro da fonte (n) em V;
V_{DC}	Tensão do barramento CC em V;
V_{DC}^*	Tensão de referência do barramento CC em V;
$ \hat{V}_g $	Módulo do fasor da tensão V_g em V;
V_g	vetor das tensão trifásicas de fase no PAC em V;
V_{gda}	Componentes dq da tensão V_g em V;
V_{gda}^*	Componente dq da tensão de referência de V_g em V;
\bar{v}_{fm}	Tensão de saída do filtro de malha de um PLL genérico;
V_{mn}	Tensão entre o ponto n da rede e o ponto m do filtro LCL em V;
v_{n0}	Tensão de modo comum em V;
V_{Nm}	Tensão entre o ponto N do inversor e o ponto m do filtro LCL em V;
v_{sabc}	Tensões trifásicas do inversor em V;
v_{sabc0}	Tensão trifásicas de polo do inversor em V;
$X(\omega)$	Parte imaginária de $G(j\omega)$;
$x(t)$	Vetor que contém as variáveis de estados do sistema em espaço de estados;
$\dot{x}(t)$	Derivada de primeira ordem do vetor que contém as variáveis de estados do sistema em espaço de estados;
x_{abc}	Matriz de 3 variáveis em abc ;
X_f	Percentual da potência reativa do filtro LCL;
x_{odq}	Matriz de 3 variáveis em odq ;
$Y(s)$	Saída do sistema;
$y(t)$	Vetor de saída da equação de espaço de estados;

Z_b	Impedância base em Ω ;
δ	Variável de referencial genérico;
$\Delta i_L(\%)$	Percentual máximo admissível para ondulação de corrente;
ΔI_{Lf}	Ondulação de corrente máxima tolerável em A ;
ε_{df}	Erro do detector de fase de um PLL genérico;
ϕ	Fase do sinal de entrada de um PLL genérico;
ϕ'	Fase do sinal de saída de um PLL genérico;
ϕ_G	Fase de $G(jw)$ em rad;
θ	Ângulo da tensão V_{ga} em rad;
θ'	Ângulo de saída do sinal de um PLL genérico;
ω	Frequência angular da rede em rad/s;
ω'	Frequência angular do sinal de saída de um PLL genérico em rad/s;
ω_c	Frequência de cruzamento do sistema controlado em rad/s;
ω_n	Frequência de corte do controlador do PLL genérico;
ω_z	Parâmetro do controlador PI que utiliza resposta em frequência;
ς	Fator de amortecimento do PLL genérico;
®	Marca registrada.

Sumário

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	Contextualização	21
1.2	Objetivos	26
1.2.1	Objetivos Gerais	26
1.2.2	Objetivos Específicos	26
1.3	Contribuições	27
1.4	Organização do Trabalho	28
2	REVISÃO DA LITERATURA	29
3	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	38
3.1	Visão Geral do Sistema	38
3.2	Modelo do Inversor	41
3.3	Filtro LCL	42
3.4	Transformadas de Park e Clarke	45
3.5	Projeto dos Parâmetros de um Controlador PI	46
3.6	Conclusões	50
4	MODELAGEM DO SISTEMA	51
4.1	Modelo da Planta	51
4.2	Modelo em Espaço de Estados	54
4.3	Sistema de Controle	56
4.4	Resposta em Frequência dos Sistemas Controlados	59
4.5	Malha de Captura de Fase - PLL	62
4.5.1	SRF-PLL	63
4.5.2	QSG-SOGI-PLL	66
4.5.3	MSRF-PLL	66
4.6	Modelo Agregado	67
4.7	Conclusões	69
5	RESULTADOS	71
5.1	Parâmetros de Simulação e Casos Analisados	71
5.2	Discussão dos Resultados	75
5.3	Avaliação do Sistema a partir de Variações nos Parâmetros de Curto-Círcuito da Rede	81
5.3.1	Falta Trifásica	81

5.3.2	Falta Bifásica	82
5.3.3	Falta Monofásica	82
5.4	Conclusões	82
6	CONCLUSÕES	97
	REFERÊNCIAS	100
	APÊNDICE A – CÁLCULO DA LINHA EQUIVALENTE	105
	APÊNDICE B – PROJETO DO FILTRO LCL	109
	APÊNDICE C – PROJETO DOS CONTROLADORES DE UMA UNIDADE DE IBR	110

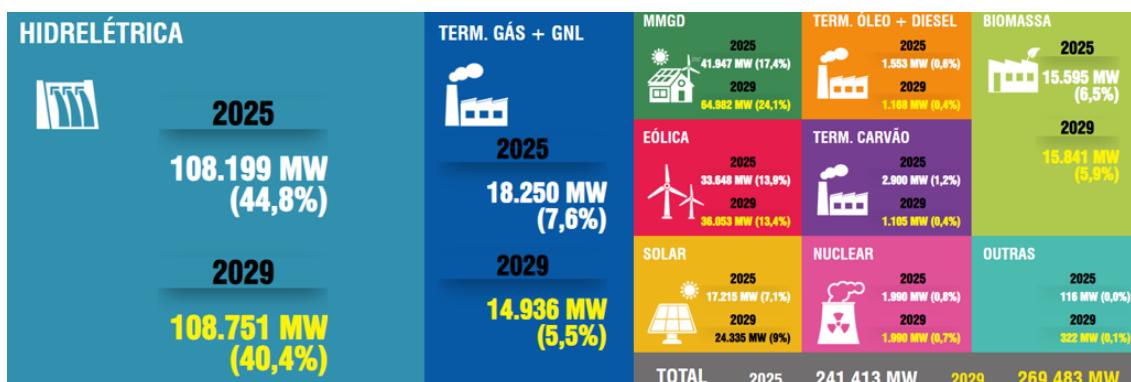
1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização

As fontes de energia podem ser classificadas entre renováveis e não renováveis. As fontes renováveis são aquelas que se encontram disponíveis de forma contínua ou se regeneram naturalmente em um curto período de tempo, sendo consideradas inesgotáveis. Por outro lado, as fontes não renováveis existem em quantidades limitadas na natureza e tendem a se esgotar com o uso contínuo. Entre as principais fontes de energia renovável, destacam-se: solar, hidrelétrica, eólica, biomassa, biogás e geotérmica. Já entre as fontes não renováveis, incluem-se: energia nuclear, combustíveis fósseis, gás natural, petróleo e carvão mineral (GARCEZ; GARCEZ, 2010).

De acordo com o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS), 89,7% da geração de energia elétrica no Brasil, em 2025, teve origem em fontes renováveis, conforme ilustrado na Figura 1, na qual é apresentada a evolução da capacidade instalada no Sistema Interligado Nacional (SIN), de julho de 2025 a dezembro de 2029. Para 2029, espera-se que esse percentual aumente para 92,8%. Trata-se de um valor bastante expressivo, o qual evidencia a crescente e relevante participação dessas fontes na matriz elétrica brasileira.

Figura 1 – Evolução da Capacidade instalada no Sistema Interligado Nacional (SIN) - Julho 2025/ Dezembro 2029.



Fonte: (Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS), 2025).

Nos últimos anos, observou-se um aumento significativo na integração de Recursos Baseados em Inversores (*Inverter-Based Resources* - IBRs) à rede elétrica. Esses recursos consistem em sistemas solares, eólicos e de armazenamento em baterias, todos conectados à rede elétrica por meio de inversores (WANG et al., 2020).

Conforme ilustrado na Figura 1, em 2025, a participação da energia eólica foi de

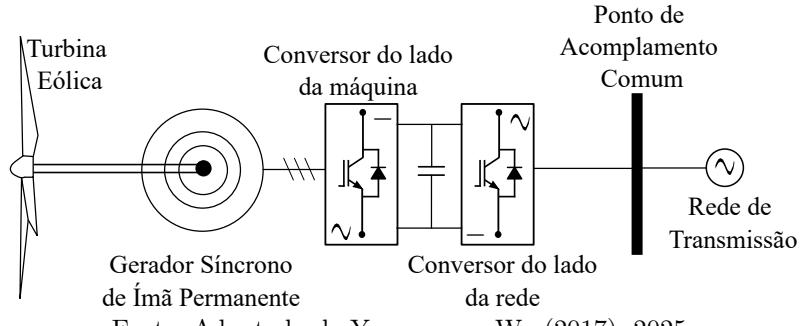
33.648 MW, representando 13,9% da matriz elétrica brasileira. Para 2029, a previsão é de um aumento na capacidade instalada para 36.053 MW, o que representa um crescimento de 1,07%. Entretanto, sua participação percentual na matriz deverá cair para 13,4%. No caso da energia solar, estima-se uma produção de 17.214 MW em 2025, correspondendo a 7,1% da matriz. Em 2029, a previsão é de que esse valor atinja 24.335 MW, um aumento de 41%, representando 9% da matriz elétrica nacional. Para a micro e minigeração distribuída (MMGD), estima-se uma capacidade de 41.947 MW em 2025, representando 17,4% da matriz elétrica. A projeção para 2029 é de 64.982 MW, um crescimento de 55%, com participação estimada em 24,1% da matriz. Dessa forma, pode-se inferir que os sistemas baseados em IBRs representam, no mínimo, 38,1% da matriz elétrica brasileira em 2025, podendo alcançar até 46,5% em 2029. Esses números evidenciam a importância crescente dessas fontes e reforçam a necessidade de estudos mais aprofundados sobre suas características e impactos no sistema elétrico.

A relevância da fonte de energia eólica ganha destaque ao se constatar que ela ocupou o terceiro lugar entre as principais fontes de geração de energia elétrica no Brasil durante o ano de 2025. O desenvolvimento dos sistemas eólicos foi viabilizado, em grande parte, pelos avanços nas tecnologias de materiais, que permitiram às turbinas eólicas suportar os esforços mecânicos exigidos para operar em alturas cada vez maiores, com o objetivo de captar ventos de maiores velocidades e, consequentemente, ampliar a capacidade de geração. Outro aspecto de grande importância foi o progresso nas tecnologias de Eletrônica de Potência e microcontroladores, responsáveis pelo controle do ângulo de *pitch* das pás, pelo alinhamento da direção da turbina em relação ao vento e pela regulação do fluxo de potência ativa e reativa entre o gerador e a rede elétrica trifásica. O conversor de potência — dispositivo baseado em Eletrônica de Potência — é, em geral, bidirecional em potência e desempenha um papel fundamental na conexão entre o gerador elétrico e a rede, controlando de forma precisa o fluxo de potência (YARAMASU; WU, 2017).

Yaramasu e Wu (2017) complementam a discussão ao classificar os sistemas de geração eólica na literatura como Tipos I a V. Os Tipos I e II, desenvolvidos na década de 1980, são atualmente considerados obsoletos, em razão de sua limitação em explorar de forma eficiente o potencial eólico disponível para a geração de energia. O Tipo V, por sua vez, adota um conversor mecânico, em vez de um conversor elétrico, para o controle da velocidade de rotação variável. Esse conceito é considerado antiquado e pouco utilizado nas turbinas eólicas modernas. Por outro lado, os Tipos III e IV são amplamente empregados nas turbinas comerciais atuais. O Tipo IV, escolhido para este trabalho, oferece flexibilidade na escolha do gerador elétrico, podendo ser síncrono ou de indução. Apresenta-se na Figura 2 uma representação esquemática da configuração de uma turbina eólica do Tipo IV.

Entre as principais vantagens do Tipo IV, destacam-se:

Figura 2 – Configuração tipo IV de sistema de energia eólica.



Fonte: Adaptado de Yaramasu e Wu (2017), 2025.

- Alta produção de energia, com operação em velocidade totalmente variável (0–100%), o que reduz os esforços sobre os componentes mecânicos;
- Controle independente de potência ativa e reativa, permitindo excelente conformidade com os requisitos de suporte à rede;
- Desacoplamento completo entre o gerador e a rede elétrica, possibilitando uma conexão suave por meio dos conversores de potência.

Entretanto, esse tipo também apresenta desvantagens:

- O uso de conversores de escala total eleva o custo inicial e exige maior espaço na nacela (estrutura localizada no topo da torre da turbina eólica, responsável por abrigar os principais componentes mecânicos e elétricos do aerogerador), além de aumentar a complexidade do sistema;
- As perdas de potência nos conversores reduzem a eficiência global do sistema;
- Elevada complexidade do projeto dos sistemas de controle digital para os conversores de potência.

Apesar dessas limitações, os sistemas eólicos do Tipo IV apresentam a maior eficiência de conversão de energia entre todos os tipos de turbinas. Sua elevada capacidade de geração compensa os custos associados aos conversores, bem como as perdas inerentes ao processo (YARAMASU; WU, 2017).

Os IBRs são classificados em dois tipos principais: (1) seguidores de rede (*grid-following* – GFL) e (2) formadores de rede (*grid-forming* – GFM). As unidades GFL controlam a corrente no lado de corrente alternada (CA) e acompanham o ângulo de fase da tensão da rede no ponto de acoplamento comum (PAC), utilizando uma malha de captura de fase (*Phase-Locked Loop* – PLL) (WANG et al., 2020). Por outro lado, as unidades GFM controlam a tensão no lado CA, operando como uma fonte de tensão e utilizando um controle de *droop* de frequência para sincronizar-se com o restante da

rede (MIAO et al., 2023). De acordo com Li, Gu e Green (2022) e Zhang et al. (2023), IBRs do tipo GFL são frequentemente utilizados na integração de parques eólicos e usinas solares à rede elétrica. No entanto, unidades do tipo GFM têm sido introduzidas com o objetivo de oferecer suporte à crescente penetração das fontes de energia renovável na matriz elétrica.

Uma das limitações intrínsecas a qualquer IBR é a baixa capacidade de fornecimento de sobrecorrente, decorrente da necessidade de limitar a corrente nos conversores. Enquanto os inversores comercialmente disponíveis normalmente suportam sobrecorrentes inferiores a 2 pu, os geradores síncronos convencionais podem fornecer sobrecorrentes superiores a 5 pu. Dessa forma, evidencia-se que o nível reduzido de sobrecorrente representa uma característica fraca dos terminais onde os IBRs estão conectados. Esse obstáculo pode impactar negativamente funções de proteção baseadas em sobrecorrente, as quais podem não ser acionadas diante de correntes de falta de baixa magnitude. Assim, apesar da possibilidade de ajuste dos parâmetros de disparo, permanece o desafio de distinguir faltas reais de correntes de carga transitórias, como aquelas geradas durante a energização de transformadores e a partida de motores (LI; NIE; WANG, 2022).

Além dos aspectos mencionados, as estratégias de controle dos IBRs empregadas nos inversores influenciam diretamente a resposta transitória desses sistemas, determinando seu comportamento durante faltas nas linhas de interconexão. Essa particularidade dos controles tem gerado desafios aos sistemas de proteção tradicionais, especialmente aos elementos de proteção por distância (DAVI; OLESKOVICZ; LOPES, 2023).

De acordo com Mutha et al. (2021), com o aumento da inserção de IBRs na rede de transmissão, esses sistemas devem assumir o papel das fontes convencionais na manutenção da estabilidade do sistema de potência durante condições de falta. Os códigos de rede, geralmente definidos pelo ONS, estabelecem os requisitos de suporte à tensão e à frequência para IBRs GFL, assim como as condições de suporte a faltas detalhando o comportamento esperado desses dispositivos durante tais eventos.

Nesse contexto, considerando as tecnologias GFL, há um consenso de que as malhas de captura de fase, do inglês *Phase-Locked Loop* (PLL), desempenham um papel fundamental no desempenho do sistema (MIAO et al., 2023). Segundo Teodorescu, Liserre e Rodriguez (2007), as técnicas de PLL são amplamente utilizadas em áreas como telecomunicações, computação e eletrônica moderna. Essas técnicas permitem gerar frequências estáveis sincronizadas com eventos periódicos externos, recuperar sinais relevantes a partir de fontes distorcidas ou distribuir pulsos de temporização em sistemas de controle complexos.

Um conversor de potência conectado à rede elétrica se alinha à filosofia de funcionamento de um PLL, pois deve operar em sincronia com a rede. Para isso, o conversor deve travar a fase de seu oscilador interno a um sinal específico da rede elétrica, de modo

a gerar um sinal interno coerente em amplitude e fase, utilizado por diferentes blocos do sistema de controle. Sistemas avançados de controle síncrono, baseados em PLLs rápidos e precisos, são aplicados a esses conversores. Se um controlador síncrono, operando na frequência fundamental da rede, for observado a partir de um referencial estacionário, não se espera a existência de diferença relativa entre a frequência das variáveis internas do controlador e as variáveis fundamentais da rede. Nessa condição, as variáveis da rede em CA passam a se comportar como variáveis de corrente contínua (CC) para um controlador síncrono devidamente sintonizado. Assim, controladores CC bem estabelecidos podem ser aplicados para regular grandezas CA que oscilam na frequência fundamental da rede, o que facilita o processo de sincronização (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2007).

O controle e a proteção de sistemas de potência exigem uma estimativa precisa da frequência e/ou de suas variações em tempo real. Essa estimativa tem se tornado cada vez mais relevante diante do aumento dos níveis de distorção e das maiores variações na frequência da rede. A estimativa de frequência é, por natureza, um problema não linear. Assim, métodos baseados em linearização não conseguem lidar de forma adequada com grandes desvios de frequência. Outro desafio importante está relacionado à presença de ruídos e distorções, que podem comprometer a precisão da estimativa (KARIMI; KARIMI-GHARTEMANI; IRAVANI, 2004).

Considerando a existência de várias topologias de PLLs, como apresentado em Golestan, Guerrero e Vasquez (2017), observa-se que a grande maioria dessas estruturas passa por um processo de linearização para operar em torno de um determinado ponto de tensão. Como consequência, esses PLLs podem apresentar comportamentos distintos sob distúrbios nas linhas de interconexão — como, por exemplo, durante curtos-circuitos — afetando diretamente a lógica de controle e o cumprimento dos códigos de suporte à rede.

É importante destacar que, segundo Karimi, Karimi-Ghartemani e Iravani (2004), os valores típicos de potência de aerogeradores disponíveis no mercado podem variar desde 100 W até cerca de 8 MW. Entretanto, os parques eólicos são compostos por diversas unidades conectadas ao PAC.

Como discutido anteriormente, as turbinas eólicas do tipo IV apresentam elevada complexidade no projeto dos sistemas de controle digital. Além disso, todo o processo de dimensionamento dos elementos elétricos e da lógica de controle é dependente da potência da unidade e não apresenta uma variação linear, como será analisado no Capítulo 3.

Supondo que se deseje dimensionar um parque com potência total de 100 MVA, utilizando unidades de 8 MVA, seriam necessárias, no mínimo, 13 unidades operando em paralelo. Caso seja necessária uma ampliação da potência do parque, cada unidade adicional implicará na replicação de seu respectivo sistema de controle, o que acarreta um aumento significativo na carga computacional. Em consequência, uma simulação de apenas 1 s em tempo real pode demandar várias horas de processamento.

Como alternativa para mitigar esse problema, a equipe do *software* de simulações PSCAD® utiliza uma solução baseada em escalonamento de potência por meio de fontes de corrente. Nessa abordagem, a corrente gerada por uma única unidade modelada de forma completa é replicada e injetada no PAC por outras fontes de corrente auxiliares, elevando a potência global do sistema simulado.

Contudo, essa técnica levanta questionamentos importantes: durante um curto-circuito, o sistema agregado apresentaria uma resposta dinâmica compatível com a de um conjunto real de unidades com potência nominal individual? Se forem modeladas unidades com potências ainda maiores, como se comportaria a resposta do controle? Esse aumento artificial da potência representada manteria uma equivalência válida em relação à resposta de unidades de potências reais durante eventos de falta? Essas questões serão investigadas neste trabalho.

Os estudos relacionados aos IBRs estão em consonância com o Objetivo de Desenvolvimento Sustentável (ODS) 7, estabelecido pela Organização das Nações Unidas (ONU), que visa garantir o acesso universal a uma energia acessível, confiável, sustentável e moderna, contribuindo para a descarbonização do setor elétrico. Nesse contexto, torna-se essencial investigar o escalonamento de potência de parques eólicos, com o objetivo de avaliar se diferentes estratégias de escalonamento e topologias de PLL influenciam de forma distinta a resposta do sistema frente a diversos tipos de curtos-circuitos na linha de interconexão.

1.2 Objetivos

Os objetivos dessa dissertação podem ser subdivididos em objetivos gerais e objetivos específicos.

1.2.1 Objetivos Gerais

Implementar um modelo detalhado de sistema de IBR contemplando três faixas de potência distintas — 2 MVA, 5 MVA e 20 MVA. A partir desses modelos, pretende-se investigar o efeito do escalonamento da potência em um parque eólico, a fim de verificar se variações no agrupamento das unidades e nas topologias de PLL resultam em comportamentos distintos diante de diferentes tipos de faltas na linha de interconexão.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Modelar as equações matemáticas associadas a uma unidade de IBR;

- Descrever uma metodologia eficaz para o dimensionamento do filtro LCL de uma unidade de IBR;
- Desenvolver a modelagem do IBR no formato de espaço de estados;
- Descrever uma estratégia de controle adequada para aplicações de IBR em sistemas de potência;
- Projetar de forma detalhada os parâmetros dos controladores presentes no sistema;
- Investigar topologias de PLL com bom desempenho sob condições de curto-circuito na linha de interconexão;
- Elaborar um modelo agregado representativo do parque eólico;
- Aplicar curtos-circuitos na linha de interconexão e avaliar as respostas do sistema.

1.3 Contribuições

Esta dissertação apresenta contribuições relevantes para o estudo, modelagem e simulação de IBRs, com foco na aplicação em parques eólicos conectados à rede de transmissão elétrica. Entre as principais contribuições, destacam-se: a análise comparativa de diferentes topologias de PLLs quanto ao desempenho durante curtos-circuitos na linha de interconexão; a implementação de modelos de IBR em três diferentes níveis de potência (2 MVA, 5 MVA e 20 MVA), possibilitando a investigação dos efeitos do escalonamento; e a avaliação de um modelo agregado para representar o comportamento de um parque eólico. Tais contribuições oferecem subsídios técnicos relevantes para o aprimoramento de estratégias de controle e proteção em sistemas de potência modernos, frente à crescente inserção de fontes renováveis.

Além disso, os estudos desenvolvidos ao longo deste trabalho possibilitaram a elaboração do artigo intitulado “*Evaluating the Influence of Phase-Locked Loops on the Response of Grid-Following Inverter-Based Resources to Interconnection Transmission Line Faults*”, de autoria de Pedro Henrique de Moraes Martins, Luciano Sales Barros e Felipe Vigolvino Lopes, apresentado no *9th Workshop on Communication Networks and Power Systems* (WCNPS 2024), realizado em Brasília. Essa publicação contribui para a disseminação do conhecimento técnico na área de sistemas de potência com penetração de IBRs.

É importante destacar que o mestrandoo, em conjunto com seus orientadores, elaborou um artigo técnico atualmente finalizado, que será submetido a um congresso ainda a ser definido. O título do artigo é “*Analyzing the Impact of Phase-Locked Loops on Voltage Support Grid Code from Grid-Following Inverter-Based Resources under Fault*

Conditions”. O trabalho investiga a influência de diferentes estruturas de PLLs na resposta a faltas de uma fonte IBR do tipo GFL, com ênfase nos requisitos do código de rede estabelecido pelo ONS. Conforme previsto nesse código, é exigido um suporte de tensão por meio da injeção ou absorção de potência reativa, em função da magnitude da tensão no PAC. O sistema analisado representa um parque eólico de 100 MVA, composto por 50 turbinas eólicas com conversores completos, cada uma com potência nominal de 2 MVA. Foram avaliadas três estruturas de PLL — SRF, QSG-SOGI e MSRF — sob diferentes condições de faltas aplicadas na linha de interconexão.

1.4 Organização do Trabalho

A estrutura do documento compreende seis capítulos distintos.

Capítulo 2: Apresenta uma revisão dos principais trabalhos da literatura sobre sistemas com IBRs, abordando temas como modelagem, estratégias de sincronização e impactos causados por distúrbios na rede elétrica.

Capítulo 3: Introduz os fundamentos para a implementação dos sistemas baseados em IBRs, incluindo a descrição do sistema de potência, os cenários de curto-circuito estudados, o modelo do inversor, o dimensionamento do filtro LCL e as transformadas de Clarke e Park. Por fim, aborda o projeto dos controladores PI aplicados na malha de controle.

Capítulo 4: Descreve os procedimentos de modelagem do sistema, iniciando pela obtenção do modelo da planta com base nas Leis de Kirchhoff e sua representação em espaço de estados. Em seguida, detalha o sistema de controle, o código de rede adotado, a técnica de modulação PWM com injeção do terceiro harmônico, as funções de transferência e suas respostas em frequência. Também introduz os modelos de PLL do tipo SRF, QSG-SOGI e MSRF, além da modelagem do sistema agregado.

Capítulo 5: Expõe os parâmetros dos modelos de IBR utilizados, bem como os critérios adotados para a representação dos sinais. Além disso, fornece e discute os resultados das simulações realizadas no *software* MATLAB/Simulink®, tanto para o sistema operando em condições normais e em regime permanente, quanto para curtos-circuitos trifásico, bifásico e monofásico, simulados com diferentes tipos de PLLs.

Capítulo 6: Apresenta as conclusões do trabalho, destacando as principais considerações, e sugere direções para estudos futuros.

2 REVISÃO DA LITERATURA

Este capítulo expõe trabalhos relevantes da literatura técnica sobre sistemas com IBRs, abordando artigos que tratam de aspectos relacionados à modelagem, aos métodos de sincronização e aos efeitos provocados por distúrbios na rede elétrica. Verifica-se que alguns trabalhos utilizam representações simplificadas e que há pouca ênfase em técnicas de sincronização mais robustas. Além disso, nem todos consideram a ocorrência de curtos-circuitos nas linhas de transmissão.

Os estudos envolvendo IBRs têm se destacado na literatura técnica recente, dada a crescente participação dessas fontes, especialmente associadas à geração eólica e solar, nos sistemas elétricos de potência. Em Chen et al. (2025), os autores discutem os desafios que esse cenário impõe às funções de proteção, destacando as diferenças entre os IBRs GFL e GFM, sendo que estes últimos apresentam maior capacidade de suporte à tensão e à frequência, particularmente em redes fracas. Durante curtos-circuitos, os IBRs devem atender aos requisitos estabelecidos por normas técnicas, como a IEEE 2800 (2022), o que exige estratégias eficientes de suporte à falta, com atuação sobre as componentes de sequência positiva e negativa, especialmente em faltas assimétricas.

Nesse contexto, o trabalho apresentado por Chen et al. (2025) propõe modelos fasoriais para o cálculo de curto-circuito que incorporam diferentes estratégias de suporte e dois tipos principais de limitadores de corrente: os baseados em saturação de corrente, aplicáveis tanto a IBRs GFL quanto GFM, e os baseados em impedância virtual, específicos para IBRs GFM. São ainda considerados quatro tipos de limitadores: instantâneo (mais conservador), por magnitude (mantém o ângulo da corrente), por prioridade (prioriza a injeção reativa) e um compatível com a norma IEEE 2800 (que coordena a injeção de potência ativa e reativa). A resolução do modelo é feita por meio de um algoritmo iterativo baseado no método de Newton-Raphson, garantindo robustez numérica mesmo em sistemas de grande porte com alta penetração de IBRs. A metodologia foi validada por meio de simulações EMT em uma versão modificada do sistema IEEE de 39 barras, demonstrando precisão na estimativa da contribuição de corrente e do suporte de tensão fornecido pelos IBRs durante faltas. Esses resultados reforçam a relevância do modelo proposto para o desenvolvimento de estratégias eficazes de suporte à falta e para estudos de proteção em redes modernas.

Em Furlaneto et al. (2021), os autores abordam o desafio de representar grandes sistemas elétricos com alta penetração de IBRs em estudos de curto-circuito. Os equivalentes de rede tradicionais, baseados em circuitos equivalentes de Thévenin, são adequados para sistemas dominados por geradores síncronos, mas tornam-se inadequados conforme cresce

a participação das fontes renováveis, que apresentam respostas de falta não lineares e dependentes das estratégias de controle. Para superar essas limitações, propõe-se o Equivalente de Rede Dependente de Tensão (VDNE), que modela o sistema como uma fonte de tensão de Thévenin em série com uma impedância, paralelamente a uma fonte de corrente não linear dependente da tensão, capaz de representar a contribuição de corrente durante faltas dessas fontes baseadas em inversores. Essa fonte de corrente é parametrizada por meio de medições de corrente de falta obtidas sob diferentes impedâncias, utilizando técnicas de identificação fundamentadas em simulações, e métodos de regressão são desenvolvidos para ajustar a relação tensão-corrente.

O modelo VDNE requer solução iterativa devido ao comportamento não linear da corrente dependente da tensão durante as faltas, e foi validado com simulações em um sistema teste de 315 kV com parques eólicos, demonstrando boa precisão na estimativa das correntes ativa e reativa em variadas condições. Comparado aos métodos tradicionais que tratam parques eólicos como geradores síncronos equivalentes, o VDNE fornece resultados mais realistas ao considerar os limitadores e controles dos conversores. O estudo ainda sugere futuras extensões para sequência negativa e otimização da identificação, contribuindo para análises aprimoradas de proteção e planejamento em redes com alta penetração de fontes renováveis (FURLANETO et al., 2021).

O artigo conduzido por Fan, Miao e Ramasubramanian (2024) analisa o controle de frequência em usinas baseadas em inversores, destacando os desafios para a estabilidade do sistema elétrico causados pela interação entre o controle de frequência em nível de usina, os controles nos inversores, o atraso na comunicação e PLLs. Embora o controle de frequência na usina pareça simples — ajustando a potência ativa a partir da frequência medida — o estudo demonstra que ganhos elevados no controle ou PLLs com baixo amortecimento podem provocar oscilações e instabilidades em múltiplas frequências, especialmente em redes elétricas fracas. Por meio de um modelo simplificado de realimentação e simulações eletromagnéticas, foram identificadas duas principais causas de instabilidade: ganhos elevados no controle de frequência e falta de amortecimento no PLL do nível da usina.

A análise orientada por dados utilizou medições em que o controle *droop f-P* no nível da usina foi desabilitado para identificar a relação entre o comando de potência e o ângulo do PLL. As simulações confirmaram a existência de dois tipos de instabilidade: oscilações de baixa frequência associadas a ganho elevado no controle *droop f-P*, e oscilações de alta frequência relacionadas ao amortecimento insuficiente do PLL e ao atraso de comunicação. Para diminuir essas instabilidades, propuseram-se duas estratégias: desacelerar a resposta do PLL no ponto de conexão e adicionar um controlador PI na realimentação de potência, que se mostrou eficaz para atenuar oscilações e permitir ganhos maiores sem perda de estabilidade. O trabalho enfatiza a importância do projeto cuidadoso do controle de frequência no nível da usina, considerando a fraqueza da rede, atrasos e características do

PLL, recomendando PLLs mais lentos e o uso combinado do controle *droop* com *feedback* PI para garantir estabilidade. Por fim, destaca que os resultados são aplicáveis a IBRs do tipo GFL, enquanto que IBRs GFM, devido às suas diferenças estruturais, demandam estudos específicos para avaliação da estabilidade (FAN; MIAO; RAMASUBRAMANIAN, 2024).

O trabalho desenvolvido em Davari et al. (2025) aborda o desafio da sincronização de IBRs em redes elétricas modernas, que apresentam características como desequilíbrio, baixa inércia e fraqueza na rede, dificultando o controle tradicional baseado no PLL. Para superar essas limitações, foi proposto uma metodologia inovadora que utiliza programação dinâmica adaptativa baseada em aprendizado por reforço, tornando o método de controle de sincronização mais inteligente e autoajustável. Essa abordagem permite a integração eficiente dos IBRs em diferentes tipos de redes, sem a necessidade de um modelo dinâmico exato do sistema. O artigo detalha a modelagem dinâmica do processo de sincronização, considerando todos os parâmetros e perturbações relevantes, e apresenta o desenvolvimento de um controlador baseado em programação dinâmica adaptativa, capaz de lidar com parâmetros incertos e sinais de perturbação desconhecidos, aplicando o princípio do modelo interno para rejeição dessas perturbações. Simulações e experimentos comparativos demonstram que o controlador proposto supera abordagens tradicionais, especialmente em condições transitórias e ambientes desafiadores, apresentando maior estabilidade, desempenho e adaptabilidade para sistemas de energia cada vez mais dependentes de IBRs em redes complexas.

O artigo proposto por Gu e Green (2023) discute como a crescente presença de IBRs está transformando significativamente a dinâmica dos sistemas elétricos, exigindo uma revisão das categorias clássicas de estabilidade — ângulo, frequência e tensão. Os inversores do tipo GFL e GFM apresentam comportamentos distintos: enquanto os GFM compartilham algumas semelhanças com geradores síncronos, os GFL operam com mecanismos diferentes de sincronização e controle de tensão. Essa diversidade de respostas introduz novas dinâmicas que não se enquadram facilmente nas definições tradicionais, sendo proposta a ideia de dinâmica de ângulo generalizada para descrever a interação entre IBRs e a rede. A estabilidade de tensão torna-se mais sensível às instabilidades rápidas, principalmente devido ao controle indireto dos GFL. Já a estabilidade de frequência é impactada pela baixa inércia e rápida resposta dos IBRs. Também é destacada a possibilidade de transição dos GFM para modo GFL durante faltas, comprometendo o suporte à estabilidade transitória.

Além disso, a análise de estabilidade proposta no artigo requer a adaptação das metodologias convencionais. Técnicas como Lyapunov, critério da área equivalente e modelos lineares em espaço de estados são utilizadas, com destaque para o uso de funções de transferência e análise de admitância como alternativas eficazes para compreender

o comportamento dos IBRs. O trabalho também aponta desafios em aberto, como a caracterização dos modos de interação entre IBRs, a dificuldade causada por mudanças abruptas de controle durante transitórios e a necessidade de novas métricas de estabilidade. Abordam-se ainda frentes promissoras como separação de escalas de tempo, modelagem baseada em dados e integração dos IBRs com dispositivos de proteção (GU; GREEN, 2023).

O artigo de Chu e Teng (2025) propõe uma metodologia abrangente para o planejamento coordenado de recursos em sistemas de transmissão com alta penetração de IBRs, visando mitigar os desafios de estabilidade de pequenos sinais e transitórios associados à redução da inércia e da capacidade de corrente de curto-circuito (SCC) em redes modernas. O estudo reconhece as limitações dos IBRs GFL em redes fracas, especialmente no que diz respeito à sincronização e à resposta durante distúrbios. Para superar essas limitações, são considerados recursos como condensadores síncronos (SCs), IBRs GFM com capacidade de sobrecarga e sistemas de armazenamento por baterias (BESSs). Um modelo de otimização proposto é formulado como um problema de programação linear inteira mista, incorporando restrições operacionais detalhadas, como balanço de potência, limites térmicos de geradores, restrições de fluxo de potência DC e dinâmica de carga e descarga dos BESSs.

Para representar as restrições de estabilidade de forma eficiente, o artigo desenvolve um algoritmo iterativo para o cálculo da SCC, considerando a interação entre a tensão terminal e a corrente injetada pelos IBRs. Além disso, propõe-se um processo de linearização orientado por dados, com um método de amostragem ativa que atualiza iterativamente o conjunto de dados com amostras mal classificadas, garantindo uma aproximação mais robusta das restrições não lineares. Estudos de caso realizados nos sistemas IEEE de 39 e 118 barras demonstram que o planejamento coordenado reduz significativamente os custos operacionais e de investimento em comparação a abordagens isoladas com apenas BESSs ou SCs. A metodologia também avalia o impacto da sobrecarga temporária dos IBRs, dos requisitos de SCC e da penetração eólica, evidenciando a importância de considerar simultaneamente os critérios de robustez do sistema e SCC no planejamento de redes com alta penetração de IBRs (CHU; TENG, 2025).

O artigo apresentado por Fan, Miao e Wang (2023) identifica e analisa um novo tipo de oscilação associada a IBRs conectadas a redes fracas, que se manifesta quando o nível de exportação de potência é reduzido. Diferentemente das oscilações típicas, que se intensificam com o aumento da potência injetada e o enfraquecimento da rede, esse fenômeno surge sob condições de baixa potência e fraca conexão. Por meio de simulações EMT e análise de autovalores, o estudo mostra que o modo dominante está associado ao controle de sincronismo via PLL, tornando-se mais estável à medida que a potência exportada aumenta. A análise baseada em diagramas de blocos evidencia que o atraso

de fase em baixas frequências pode favorecer a estabilidade do modo relacionado ao PLL, enquanto a aplicação de filtragens excessivas compromete o amortecimento e contribui para a instabilidade.

Além disso, compara-se esse novo tipo de oscilação com eventos similares relatados na literatura, destacando comportamentos espectrais característicos nas correntes de fase. A principal conclusão é que a estabilidade de sistemas com alta penetração de IBRs em redes fracas depende criticamente da interação entre o controle de tensão, a dinâmica do PLL e o perfil de exportação de potência ativa (FAN; MIAO; WANG, 2023).

Liao, Yu e Zhang (2025) apresentam uma estratégia de controle de potência direta linearizada para inversores trifásicos conectados à rede sob condições de tensão distorcida e desequilibrada, voltada para aplicações de baixa potência. A proposta utiliza a teoria da potência estendida combinada à teoria dos componentes simétricos no referencial estacionário, eliminando o uso de PLL. Essa abordagem permite transformar o sistema de potência, originalmente não linear e variante no tempo, em um sistema linear e invariante, reduzindo a complexidade de controle e aumentando a robustez frente a distorções e desequilíbrios da rede. Além disso, é incorporado um método de compensação de ripple no filtro LCL para atenuar oscilações de potência ativa e reativa. A eficácia da estratégia é validada por meio de simulações e implementação prática em um inversor de 1,5 kW, apresentando desempenho superior em termos de distorção harmônica e estabilidade de potência quando comparada a métodos convencionais.

Haddadi et al. (2020) investigaram os impactos dos IBRs no desempenho da proteção de linhas por comparação de fase. Essa proteção utiliza a comparação dos ângulos de fase das correntes nos terminais da linha para distinguir entre faltas internas e externas, presumindo características típicas dos geradores síncronos convencionais. Entretanto, os IBRs, incluindo turbinas eólicas dos tipos III e IV conectadas via interfaces eletrônicas, apresentam correntes de falta com ângulos de fase distintos, que podem ser resistivos, indutivos ou capacitivos, conforme o modo de controle, podendo induzir erros na identificação correta das faltas.

O estudo evidenciou que, devido a essas características, esquemas convencionais de comparação de fase, inclusive os baseados em sequência negativa e excitação mista, podem falhar ao classificar faltas internas como externas. A operação incorreta foi atribuída ao ângulo de fase distinto da corrente de sequência negativa dos IBRs sob controle convencional de sequência de pares. Para mitigar tais problemas, o controle do inversor das turbinas eólicas foi adaptado conforme as diretrizes do código alemão VDE-AR-N 4120, que exige a contribuição reativa durante faltas desequilibradas, simulando o comportamento dos geradores síncronos. A eficácia dessa solução foi avaliada por meio de simulações em um modelo detalhado de sistema de transmissão com múltiplos parques eólicos, utilizando modelos transitórios eletromagnéticos validados por medições de campo, demonstrando avanços significativos na confiabilidade da proteção por comparação de fase diante da

crescente integração dos IBRs nas redes elétricas (HADDADI et al., 2020).

Nas análises conduzidas por Reno et al. (2021), foi abordada a influência dos IBRs na proteção de microrredes em sistemas radiais de distribuição. Com o crescimento acelerado das microrredes e a crescente presença de IBRs, surgem novos desafios para os sistemas de proteção, uma vez que esses recursos alteram significativamente o comportamento da rede durante faltas. Entre os principais desafios identificados estão: a mudança na direção e magnitude das correntes de falta devido à presença de múltiplas fontes distribuídas; a limitação e não linearidade das correntes de falta dos IBRs, que dificultam a detecção por sobrecorrente; a supressão das componentes de sequência negativa, que pode tornar imprevisível o comportamento dos relés; e a presença de harmônicos e formas de onda mais planas, que afetam as análises convencionais de curto-círcuito.

Esses fatores comprometem o desempenho das proteções tradicionais, como a sobrecorrente, que pode falhar em microrredes operando em modo ilhado, a proteção direcional, sensível à imprevisibilidade da corrente de sequência negativa, e a coordenação entre dispositivos como fusíveis e religadores. Para contornar essas limitações, diversas soluções são propostas, como o aumento da corrente de falta disponível com o uso de inversores superdimensionados ou condensadores síncronos, a proteção por subtensão, a proteção de distância, a proteção diferencial (eficaz, porém restrita em sistemas com baixa corrente de falta), e a proteção adaptativa, que ajusta dinamicamente os parâmetros dos relés conforme alterações na topologia da rede, sendo especialmente útil durante a transição entre os modos conectado e ilhado (RENO et al., 2021).

Apesar de não existir uma exigência normativa para a implementação do controle de corrente de sequência negativa, esse tipo de controle pode trazer melhorias significativas para a atuação dos sistemas de proteção. A forma como os IBRs são modelados influencia diretamente as respostas observadas durante condições de falta. As estratégias de controle adotadas nos inversores afetam a resposta transitória do sistema, determinando o comportamento dos IBRs durante faltas nas linhas de interconexão. Essa característica tem gerado desafios para os sistemas de proteção tradicionais, especialmente para as funções de proteção de distância, conforme apontado por Davi, Oleskovicz e Lopes (2023). Os autores também analisaram o desempenho das funções direcionais de proteção instaladas no lado dos IBRs, comparando cenários com e sem o controle de corrente de sequência negativa. Os resultados indicam que a presença dessa corrente é fundamental para garantir a confiabilidade da proteção direcional em sistemas com IBRs.

No mesmo contexto, os autores realizaram outro estudo abordando os impactos de diferentes estruturas de PLL sobre a operação das funções de proteção de distância em sistemas de transmissão que interligam IBRs do tipo GFL. A análise considerou três configurações de PLL — convencional, proporcional e bloqueado — e avaliou seus efeitos sobre as funções autopolarizadas e polarizadas por memória em condições de distúrbio.

Os resultados mostraram que, devido à baixa inércia típica desses sistemas e à atuação inadequada do PLL, ocorrem desvios relevantes no alcance das zonas de proteção e nos comparadores de fase utilizados na detecção de faltas. Dentre os esquemas analisados, o PLL bloqueado apresentou os resultados mais estáveis, com melhorias relevantes para a atuação da proteção de distância. No entanto, os autores ressaltam que ainda há carência de padronização quanto à metodologia de implementação eficaz do bloqueio do PLL. Dessa maneira, considerando o aumento da inserção de IBRs nos sistemas elétricos, destaca-se a relevância de estudos semelhantes para aprofundar o entendimento sobre o impacto das estratégias de controle desses dispositivos na confiabilidade das funções de proteção (DAVI; OLESKOVICZ; LOPES, 2022).

Golestan, Guerrero e Vasquez (2017) destacam que, nos últimos anos, diversas tentativas têm sido realizadas no sentido de projetar PLLs trifásicos mais avançados. A maioria desses esforços tem se concentrado em aprimorar a capacidade de rejeição a distúrbios do SRF-PLL e de seus derivados, de modo que esses algoritmos sejam capazes de lidar com os crescentes desafios relacionados à qualidade de energia nos sistemas elétricos de potência.

Além disso, Freijedo et al. (2009) indicam que, sob condições ideais (sem distorções), o SRF-PLL pode ser considerado um algoritmo de alto desempenho, pois é capaz de operar com uma largura de banda elevada, fornecendo uma estimativa de ângulo de fase rápida e precisa. No entanto, sob condições distorcidas, essa largura de banda precisa ser consideravelmente reduzida para que seja possível atenuar as ondulações causadas pelas componentes harmônicas. As distorções presentes na rede CA devem, portanto, ser levadas em consideração no processo de ajuste do PLL, uma vez que há um compromisso entre a filtragem de ruídos e a resposta transitória do sistema.

Com o avanço dos dispositivos digitais discretos, diversas técnicas têm sido propostas para mitigar esse comprometimento, incluindo a inserção de filtros adicionais dentro da malha de controle ou antes do detector de fase, os chamados pré-filtros, bem como a adoção de estruturas de realimentação mais complexas. No entanto, observa-se que a inclusão de mecanismos de filtragem acarreta, inevitavelmente, uma redução na largura de banda do sistema e, consequentemente, uma resposta transitória mais lenta (FREIJEDO et al., 2009).

Golestan, Guerrero e Vasquez (2017) apresentam uma análise abrangente dos diversos tipos de PLLs e seus respectivos desempenhos, considerando diferentes critérios técnicos amplamente discutidos na literatura. Nesta dissertação, fundamentos de tensão na linha de interconexão são considerados como o principal desafio a ser enfrentado pelo sistema de controle. Diante desse cenário, foram escolhidos, além do SRF, os PLLs do tipo QSG-SOGI e MSRF para implementação, uma vez que ambos demonstram, segundo a literatura, desempenho satisfatório frente a esse tipo de distúrbio. Além disso, essas

estruturas apresentam como principais características: alta seletividade na rejeição a distúrbios, elevada capacidade de filtragem, eficiência na extração de harmônicas, rápida resposta dinâmica e boa imunidade a ruídos. Contudo, essas vantagens estão associadas a um maior esforço computacional.

Apresenta-se na Tabela 1 um resumo da revisão da literatura, composta por artigos relevantes relacionados ao estado da arte dos estudos com IBRs. Foi realizada uma análise dos principais trabalhos desenvolvidos sobre o tema, permitindo agrupá-los em três categorias principais: (i) sistemas que utilizam modelos de fonte renovável, (ii) estudos que destacam técnicas de sincronização com a rede, e (iii) pesquisas voltadas para a análise de distúrbios na rede elétrica.

Todos os trabalhos analisados adotam, de alguma forma, um modelo de fonte renovável. Contudo, dois deles utilizam representações simplificadas, seja por meio de funções de transferência, seja por modelos baseados em fontes de corrente para os IBRs. Neste trabalho, considera-se como sistema detalhado aquele que, em nível de simulação, contempla todas as etapas de utilização de um inversor e de um filtro para conexão à rede elétrica, bem como a presença de um sistema de controle. No que se refere às técnicas de sincronização, observa-se que os trabalhos focados em IBRs geralmente não apresentam uma análise aprofundada sobre o tipo de PLL empregado; tal aprofundamento é, em geral, encontrado normalmente em estudos dedicados especificamente a esse tema, desconsiderando-se, assim, abordagens cujo foco principal não seja o estudo isolado de PLLs.

Quanto aos distúrbios, a maioria dos artigos se dedica a estudar os impactos causados pelos próprios IBRs ou pela rede sobre esses dispositivos. Apenas alguns tratam especificamente de curtos-circuitos nas linhas de transmissão.

Diante disso, o presente trabalho propõe a utilização de um modelo detalhado de IBR, empregando técnicas de sincronização mais avançadas e avaliando seu desempenho durante faltas na linha de interconexão, com o objetivo de analisar o impacto da inserção de IBRs em eventos desse tipo.

Tabela 1 – Resumo da revisão da literatura referente ao estado de arte dos estudos envolvendo IBRs.

Referência	Conteúdo Abordado						
	MFR	SD	TS	SDS	DR	CC	OD
Chen et al. (2025)	✓	✓	-	-	✓	✓	-
Furlaneto et al. (2021)	✓	-	-	-	✓	✓	-
Fan, Miao e Ramasubramanian (2024)	✓	✓	✓	✓	-	-	✓
Davari et al. (2025)	✓	✓	✓	✓	-	-	✓
Gu e Green (2023)	✓	✓	-	-	✓	-	✓
Chu e Teng (2025)	✓	-	-	-	✓	-	✓
Fan, Miao e Wang (2023)	✓	✓	✓	✓	✓	-	✓
Liao, Yu e Zhang (2025)	✓	✓	✓	✓	✓	-	✓
Haddadi et al. (2020)	✓	✓	✓	-	✓	✓	-
Reno et al. (2021)	✓	✓	-	-	✓	✓	-
Davi, Oleskovicz e Lopes (2023)	✓	✓	✓	-	✓	✓	-
Davi, Oleskovicz e Lopes (2022)	✓	✓	✓	-	✓	✓	-
Golestan, Guerrero e Vasquez (2017)	-	-	✓	✓	-	-	-
Freijedo et al. (2009)	-	-	✓	✓	-	-	-
Esta Dissertação	✓	✓	✓	✓	✓	✓	-
Legendas: MFR - Modelo de Fonte Renovável SD - Sistema Detalhado	TS - Técnica de Sincronização SDS - Sistema Detalhado de Sincronização	DR - Distúrbios na Rede CC - Curto-Círcuito OD - Outros Distúrbios					

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo apresenta os fundamentos necessários para a implementação dos sistemas baseados em IBRs. Inicialmente, descreve-se o sistema de potência, juntamente com os cenários de curto-círcuito a serem simulados: trifásico, bifásico e monofásico. Em seguida, são detalhadas as equações que regem o funcionamento do inversor, bem como o procedimento de dimensionamento do filtro LCL utilizado no acoplamento com a rede. As transformadas de Clarke e Park também são introduzidas, por serem essenciais à implementação do sistema de controle. Por fim, descreve-se o processo de projeto dos controladores PI aplicados na malha de controle do inversor.

3.1 Visão Geral do Sistema

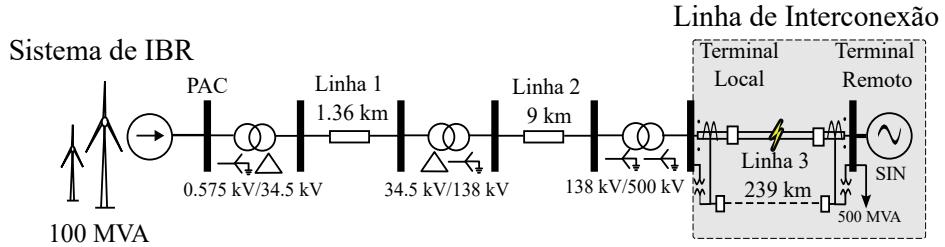
O sistema de potência avaliado é apresentado na Figura 3. Neste estudo, foram desenvolvidos quatro modelos representativos de IBRs. O primeiro modelo é composto por 50 turbinas eólicas, cada uma com potência nominal de 2 MVA, totalizando 100 MVA entregues à rede elétrica a 0,575 kV no ponto de acoplamento comum (PAC). O segundo modelo contém 20 turbinas eólicas de 5 MVA cada, também totalizando 100 MVA. O terceiro é formado por 5 turbinas, cada uma com potência nominal de 20 MVA, igualmente somando 100 MVA. O quarto modelo consiste em uma representação agregada, baseada em uma única fonte de 20 MVA, que também totaliza 100 MVA e será discutido na seção 4.6. O sistema inclui ainda duas linhas curtas intermediárias, operando em 34,5 kV e 138 kV, respectivamente, além de uma linha de interconexão de 500 kV/60 Hz, responsável por conectar o sistema de IBR a um equivalente do Sistema Interligado Nacional (SIN). Para as análises de interesse, considera-se que a linha de transmissão de 500 kV é monitorada por dois relés de proteção, um instalado no terminal local e outro no terminal remoto, ambos recebendo sinais de tensão e corrente da linha monitorada. No barramento do terminal remoto está conectada uma carga de 500 MVA.

Na linha de interconexão, foram considerados três tipos de curto-círcuito: trifásico (ABC), monofásico aterrado (AT) e bifásico (AB). A inclusão do curto monofásico justifica-se por sua maior frequência de ocorrência, enquanto os curtos bifásico e trifásico foram selecionados devido à sua maior criticidade em termos de impacto no desempenho dos PLLs (DAVI; OLESKOVICZ; LOPES, 2022). A Figura 4 apresenta a representação desses regimes de falta.

Em que:

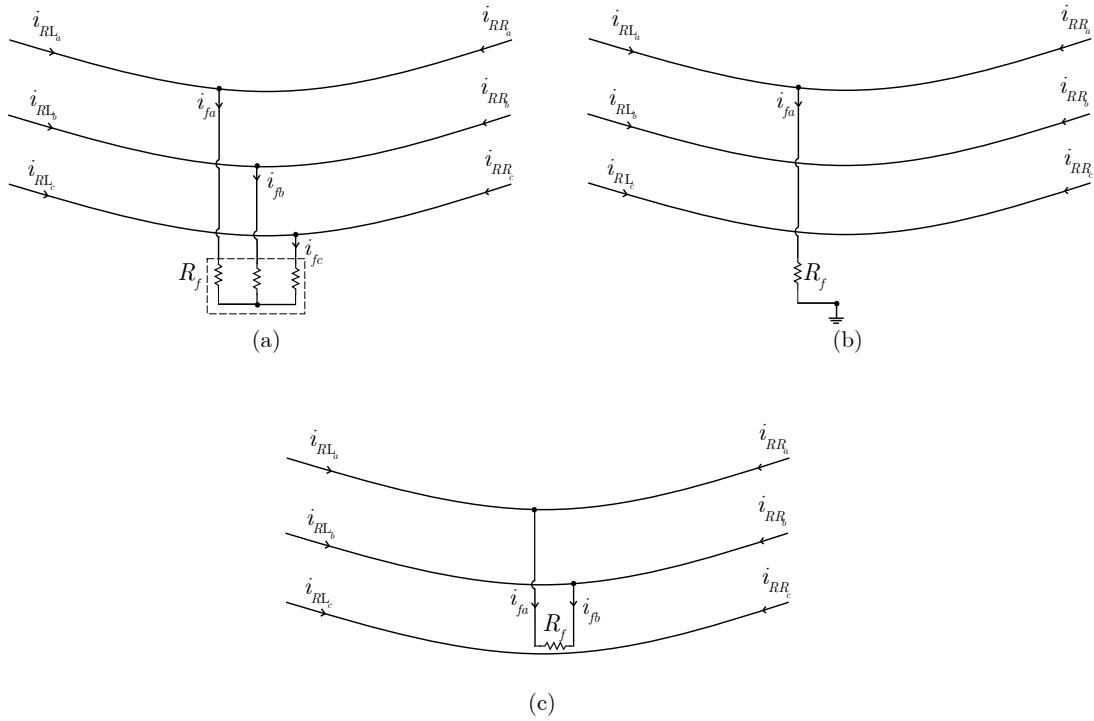
$i_{f_{abc}}$ são as correntes de curto-círcuito;

Figura 3 – Sistema de potência avaliado que representa a interconexão do sistema de IBR à rede elétrica.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 4 – Curtos-circuitos aplicados na linha de interconexão de 500 kV: (a) Curto-circuito trifásico aterrado (ABC); (b) Curto-circuito monofásico aterrado (AT); (c) Curto-circuito bifásico (AB).



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

$i_{RL_{abc}}$ são as correntes medidas pelo relé no terminal local;

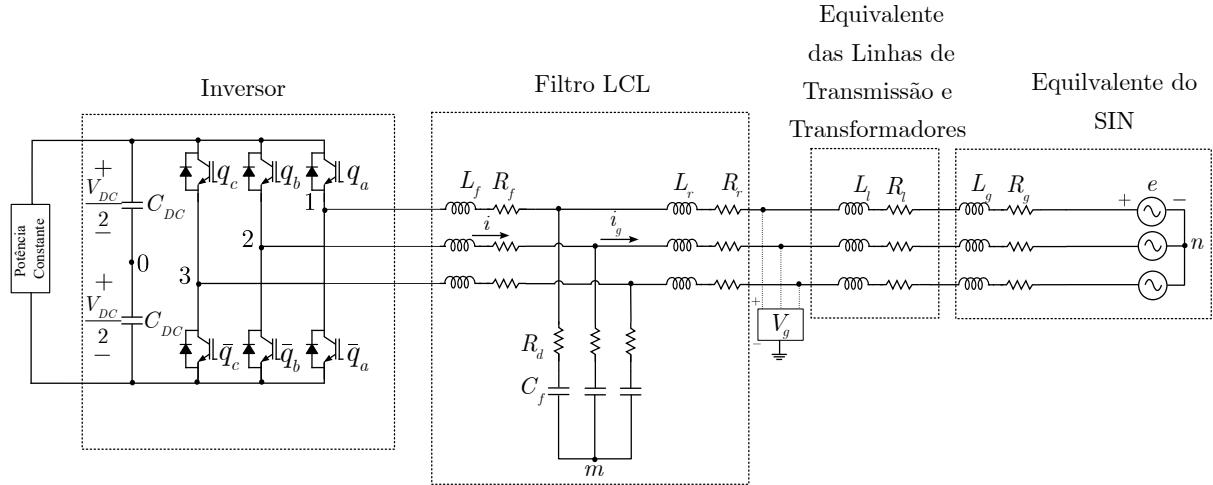
$i_{RR_{abc}}$ são as correntes medidas pelo relé no terminal remoto;

R_f é a resistência de curto-circuito.

Para a elaboração do modelo da planta no espaço de estados, bem como para o projeto dos controladores, foi necessário reduzir o sistema apresentado na Figura 3 a um equivalente, ilustrado na Figura 5. O processo de redução está descrito no Apêndice A. Ressalta-se que o circuito representado na Figura 5 foi utilizado no cálculo dos parâmetros dos controladores. Esse sistema equivalente é composto por um inversor trifásico, um filtro LCL, o equivalente das linhas de transmissão e transformadores, além da representação do SIN.

A relação de SIR (do inglês *Source Impedance Ratio*) é a razão entre a impedância da fonte e a impedância da linha. Para linhas de transmissão classificadas como longas, recomenda-se que o SIR seja inferior a 0,5. Neste estudo, foi adotado um valor de SIR igual a 0,1, conforme indicado em Thompson e Somani (2015).

Figura 5 – Sistema equivalente de injeção de potência da IBR na rede elétrica.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Em que:

C_{DC} é a capacidade do barramento CC;

C_f é a capacidade do filtro LCL;

e é a tensão de fase da rede;

i_{abc} é a corrente trifásica entregue pelo inversor ao sistema;

i_{gabc} é a corrente trifásica entregue pelo filtro LCL ao sistema;

L_f é a indutância do filtro LCL do lado do conversor;

L_g é a indutância da rede;

L_l é a indutância equivalente das linhas de transmissão e transformadores;

L_r é a indutância do filtro LCL do lado da rede;

q_{abc} e \bar{q}_{abc} são as chaves do inversor;

R_d é a resistência de amortecimento do filtro LCL;

R_f é a resistência do filtro LCL do lado do conversor;

R_g é a resistência da rede;

R_l é a resistência equivalente das linhas de transmissão e transformadores;

R_r é a resistência do filtro LCL do lado da rede;

V_{DC} é a tensão do barramento CC;

V_g é a tensão trifásica de fase no ponto de acoplamento do sistema do inversor e filtro com o sistema.

3.2 Modelo do Inversor

O inversor trifásico é um equipamento elétrico capaz de converter um sistema de corrente contínua (CC) em corrente alternada (CA) por meio do controle de chaveamento. O inversor trifásico adotado nesse trabalho é composto de transistores de potência bipolares do tipo *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT).

Conforme descrito por Jacobina (2005), o inversor de tensão trifásico de dois níveis é constituído por seis chaves q_a , q_b , q_c , \bar{q}_a , \bar{q}_b e \bar{q}_c , juntamente com seus respectivos diodos. As chaves \bar{q}_a , \bar{q}_b e \bar{q}_c operam de forma complementar a q_a , q_b e q_c , respectivamente. Quando são atribuídos valores binários às chaves, $q_n = 0$ (chave aberta) ou $q_n = 1$ (chave fechada), as chaves complementares operam de forma que $\bar{q}_a = 1 - q_a$, $\bar{q}_b = 1 - q_b$ e $\bar{q}_c = 1 - q_c$.

Os vetores de tensões aplicados pelo inversor dependem da configuração de q_a , q_b e q_c e dos seus respectivos valores binários. A Tabela 2 apresenta os oito possíveis vetores de tensão resultantes da combinação dos estados das chaves q_a , q_b e q_c .

Tabela 2 – Vetores de tensão gerados pelo inversor trifásico de dois níveis.

Vetor	$q_a q_b q_c$
V_0	000
V_1	100
V_2	110
V_3	010
V_4	011
V_5	001
V_6	101
V_7	111

Fonte: (JACOBINA, 2005).

Conforme a Tabela 2, o inversor é capaz de gerar seis vetores de tensão ativos e dois vetores nulos, sendo estes: V_0 (000) e V_7 (111) (JACOBINA, 2005).

As Equações (3.1)-(3.9) foram definidas em Jacobina (2005). Dessa forma, as tensões de fase nos terminais do inversor são:

$$v_{sa} = v_{sa0} + v_{0n} \quad (3.1)$$

$$v_{sb} = v_{sb0} + v_{0n} \quad (3.2)$$

$$v_{sc} = v_{sc0} + v_{0n} \quad (3.3)$$

As tensões de polo v_{sa0} , v_{sb0} e v_{sc0} são definidas por:

$$v_{sa0} = q_a \frac{V_{DC}}{2} - \bar{q}_a \frac{V_{DC}}{2} = (2q_a - 1) \frac{V_{DC}}{2} \quad (3.4)$$

$$v_{sb0} = q_b \frac{V_{DC}}{2} - \bar{q}_b \frac{V_{DC}}{2} = (2q_b - 1) \frac{V_{DC}}{2} \quad (3.5)$$

$$v_{sc0} = q_c \frac{V_{DC}}{2} - \bar{q}_c \frac{V_{DC}}{2} = (2q_c - 1) \frac{V_{DC}}{2} \quad (3.6)$$

Substituindo as expressões de v_{sa0} , v_{sb0} e v_{sc0} nas Equações (3.1)-(3.3), têm-se as tensões de fase nos terminais do inversor em função dos estados de chaveamento dos transistores:

$$v_{sa} = (2q_a - 1) \frac{V_{DC}}{2} + v_{0n} \quad (3.7)$$

$$v_{sb} = (2q_b - 1) \frac{V_{DC}}{2} + v_{0n} \quad (3.8)$$

$$v_{sc} = (2q_c - 1) \frac{V_{DC}}{2} + v_{0n} \quad (3.9)$$

Para o sistema estudado, a tensão de modo comum é definida como a tensão entre o neutro da rede n e o ponto central do barramento CC. Assim, a equação que descreve essa tensão é dada por:

$$v_{n0} = \frac{v_{sa0} + v_{sb0} + v_{sc0}}{3} \quad (3.10)$$

De acordo com Yaramasu e Wu (2017), o inversor de fonte de tensão conectado à rede opera com um índice de modulação, m_a . Para garantir um adequado funcionamento do inversor, a tensão do barramento CC, V_{DC} , deve ser superior ao pico da tensão de linha da rede no ponto de acoplamento, $V_{g,ll}$. Dessa forma, Yaramasu e Wu (2017) definem que a tensão de referência do barramento CC, V_{DC}^* , é selecionada de acordo com o índice de modulação e a tensão de fase da rede:

$$V_{DC}^* = \frac{V_{g,ll}}{m_a} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_g}{m_a}, 0 < m_a \leq 1 \quad (3.11)$$

Em que:

V_g é a tensão de fase da rede no ponto de acoplamento com o inversor.

A seleção da tensão de referência do barramento apropriada deve considerar as variações e os transitórios da tensão da rede durante as condições operacionais dinâmicas. O valor do índice de modulação, m_a , foi definido em 0,8, pois é razoável para permitir uma margem de 20% para ajuste durante os transitórios (YARAMASU; WU, 2017).

3.3 Filtro LCL

O acoplamento de sistemas de conversores de energia à rede tem diversas aplicações em serviços industriais, residenciais, na injeção de potência ativa na rede por meio de IBRs

etc. O acoplamento mais simples ocorre por meio de um filtro L. Entretanto, ao utilizar este filtro, é necessário operar o inversor em uma frequência de comutação mais alta para alcançar um volume aceitável do componente passivo e uma ondulação de corrente de saída adequada, o que resulta em aumento das perdas e redução da eficiência do sistema (SOSA et al., 2014).

Outro filtro passivo discutido na literatura é o filtro LCL, que proporciona maior atenuação de corrente harmônica com requisitos de parâmetros passivos mais baixos do que um filtro L, acarretando nas reduções de tamanho e custo. No filtro LCL, é sugerido o uso de amortecimento passivo para assegurar a estabilidade do sistema. Esse amortecimento passivo, em sua forma mais básica, envolve a inclusão de um resistor em série no ramo do capacitor, levando a uma significativa redução na amplitude de pico na frequência de ressonância característica. Contudo, este resistor de amortecimento causa perdas de energia e reduz a capacidade do filtro de atenuar harmônicos (SOSA et al., 2014).

O projeto do filtro LCL utilizado nesse trabalho foi baseado nas metodologias presentes em Krug, Malinowski e Bernet (2004), Liserre, Blaabjerg e Hansen (2005) e Pupo (2015). Com base nas especificações do sistema, as quais incluem: a potência ativa nominal do inversor P_{inv} ; tensão de linha $V_{g,ll}$; frequência da rede f ; e a frequência de comutação do inversor f_s ; determinam-se os valores de impedância base, Z_b , e capacitância base, C_b , utilizados para os cálculos dos componentes do filtro conforme as eqs. (3.12) e (3.13).

$$Z_b = \frac{V_{g,ll}^2}{P_{inv}} \quad (3.12)$$

$$C_b = \frac{1}{Z_b \cdot \omega} \quad (3.13)$$

Em que:

$\omega = 2\pi f$ é a frequência angular da rede.

Dessa forma, o projeto do filtro LCL é realizado com base em três critérios para alcançar valores aceitáveis dos seus parâmetros:

- A soma das indutâncias L_f e L_r não devem exceder 10% da indutância base $L_b = Z_b/\omega$ (SOSA et al., 2014);
- O valor da capacitância C_f do filtro é limitado de modo que a potência reativa absorvida da rede seja inferior a 5% em condições normais de operação do sistema (KIM; KIM, 2008);
- A frequência de ressonância, f_{res} , deve permanecer na faixa entre dez vezes a frequência da rede e metade da frequência de comutação, conforme a Equação (3.14), evitando, dessa maneira, problemas de ressonância (SOSA et al., 2014):

$$10f < f_{res} < \frac{f_s}{2} \quad (3.14)$$

Para determinar o indutor no lado do conversor, L_f , é necessário definir um percentual máximo admissível para a ondulação de corrente, $\Delta i_L(\%)$, sendo adotado neste estudo o valor de 10%. Esse valor, juntamente com a potência do inversor, P_{inv} , e a tensão nominal de fase da rede no ponto de acoplamento, V_g , permite calcular a ondulação máxima de corrente tolerável, representada por ΔI_{Lf} .

$$\Delta I_{Lf} = \Delta i_L(\%) \cdot \sqrt{2} \cdot \left(\frac{P_{inv}}{3V_g} \right) \quad (3.15)$$

Desse modo, o valor de L_f é obtido por meio da Equação (3.16):

$$L_f = \frac{V_{g,ll}}{2 \cdot \sqrt{6} \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lf}} \quad (3.16)$$

Para o cálculo do capacitor C_f , leva-se em consideração a potência reativa absorvida pelo filtro em condições nominais de operação, conforme expressa a Equação (3.17):

$$C_f = X_f \cdot C_b \quad (3.17)$$

Em que:

X_f representa o percentual da potência reativa absorvida, sendo considerado igual a 5%.

Além disso, o valor da indutância do lado da rede, L_r é calculado por meio da Equação (3.18):

$$L_r = r \cdot L_f \quad (3.18)$$

Na qual:

r representa a relação entre as indutâncias L_f e L_r .

É importante destacar que o valor de r é obtido por meio de um processo iterativo da Equação (3.19). Esse valor é ajustado de forma que a razão entre as correntes harmônicas, conforme definida na equação, seja igual a 20%, valor típico utilizado para garantir a atenuação adequada do *ripple* de corrente (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005).

$$\frac{I_{r(h)}}{I_{f(h)}} = \frac{1}{|1 + r \cdot (1 - C_f \cdot L_f \cdot (2\pi f_s)^2)|} \quad (3.19)$$

Em que:

$I_{f(h)}$ e $I_{r(h)}$ são correntes harmônicas na frequência de comutação dos indutores L_f e L_r , respectivamente.

Assim, com os valores calculados de indutância e capacitância, é possível determinar a frequência de ressonância, de acordo com a Equação (3.20) (PUPO, 2015):

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_f + L_r + L_l + L_g}{L_f \cdot (L_r + L_l + L_g) \cdot C_f}} \quad (3.20)$$

Adicionalmente, é possível calcular o valor da resistência em série com o capacitor, com o objetivo de implementar um amortecimento passivo no circuito, conforme apresentado na Equação (3.21) (PUPO, 2015):

$$R_d = \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f_{res} \cdot C_f} \quad (3.21)$$

Uma exemplificação da parametrização do filtro LCL para um IBR de 20 MVA está descrita no Apêndice B.

3.4 Transformadas de Park e Clarke

Para implementar os sistemas de controle propostos neste trabalho, é necessário realizar o estudo do modelo $0dq$, conhecido como Transformada de Park. O modelo $0dq$ possui três eixos: o eixo 0 (componente homopolar), o eixo d (componente real) e o eixo q (componente imaginária). Os eixos d e q representam as componentes ativa e reativa do sistema, enquanto que, por se tratar de um sistema trifilar e em equilíbrio, a componente homopolar (0) é nula. As Equações (3.22) e (3.23) representam, respectivamente, as transformações genéricas do referencial $0dq$ para abc e do referencial abc para $0dq$ (JACOBINA, 2005).

$$x_{abc} = \bar{P}x_{0dq} \quad (3.22)$$

$$x_{0dq} = \bar{P}^{-1}x_{abc} \quad (3.23)$$

Em que:

$$x_{abc} = [x_a \ x_b \ x_c]^T, \text{ no eixo } abc;$$

$$x_{0dq} = [x_o \ x_d \ x_q]^T, \text{ no eixo } 0dq;$$

\bar{P} é a matriz de transformação para representação invariante de potência.

$$\bar{P} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \text{sen}(\delta) & \text{cos}(\delta) \\ 1/\sqrt{2} & \text{sen}(\delta - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\delta - \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & \text{sen}(\delta - \frac{4\pi}{3}) & \text{cos}(\delta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Onde:

δ é a variável de referencial genérico.

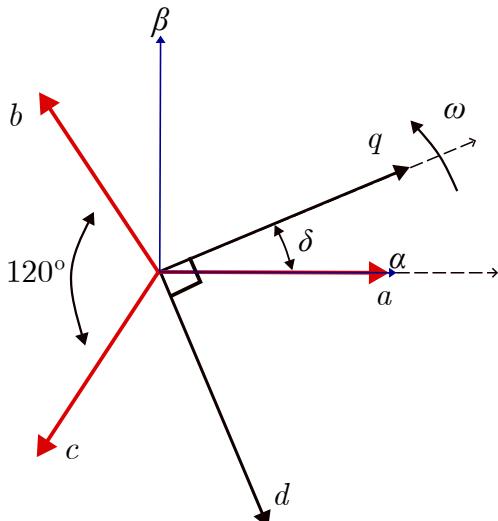
Para qualquer referencial adotado, observa-se que $\bar{P}^{-1} = \bar{P}^T$. Pode-se afirmar, portanto, que a matriz de transformação, além de ser regular (matriz quadrada que possui inversa), é ortogonal. Dessa forma, para realizar a transformação do referencial $0dq$ para abc , utiliza-se a matriz (3.25) (JACOBINA, 2005).

$$\bar{P}^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \text{sen}(\delta) & \text{sen}(\delta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\delta - \frac{4\pi}{3}) \\ \text{cos}(\delta) & \text{cos}(\delta - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\delta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

No caso do referencial estacionário, tem-se $\delta = 0^\circ$. Nessa condição, o sistema de transformação é conhecido como Transformada de Clarke, ou Transformada $\alpha\beta0$. Essa transformação converte circuitos trifásicos estacionários no domínio abc para um referencial estacionário bifásico $\alpha\beta0$. Em outras palavras, o sistema de tensões ou correntes senoidais trifásicas defasadas entre si de 120° no domínio abc passa a ser representado por duas componentes ortogonais no plano $\alpha\beta$, defasadas em 90° entre si, além da componente homopolar associada ao eixo zero.

Apresenta-se na Figura 6 a representação vetorial das transformações de Park e Clarke. Os eixos a , b e c representam o sistema trifásico original, que se encontra em um referencial estacionário. A Transformada de Clarke projeta esse sistema nos eixos ortogonais α e β , os quais também permanecem estacionários. A Transformada de Park realiza uma rotação desse referencial em torno do ângulo elétrico δ , resultando nos eixos d (direto) e q (de quadratura), que giram a uma velocidade angular ω .

Figura 6 – Representação esquemática das Transformadas de Park e Clarke.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

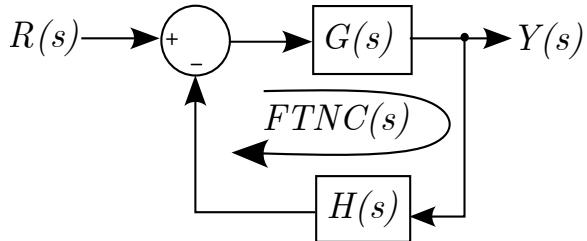
3.5 Projeto dos Parâmetros de um Controlador PI

O procedimento discutido nesta seção foi elaborado com base nas informações apresentadas em COELHO (2009) e Nise (2012).

Um sistema em malha fechada pode ser representado pela Figura 7, na qual $G(s)$ representa a função de transferência da planta e $H(s)$ representa a função de transferência do sistema de realimentação, $R(s)$ é o sinal de entrada do sistema e $Y(s)$ é a sua resposta.

A função de transferência de laço aberto não compensada é apresentada na Equação (3.26), correspondendo ao ganho equivalente obtido pela multiplicação das funções de

Figura 7 – Diagrama de blocos de um sistema em malha fechada.



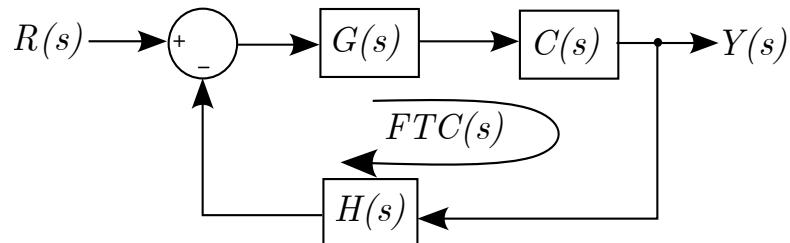
Fonte: Adaptado de (COELHO, 2009), 2025.

transferência presentes no laço de controle.

$$FTNC(s) = G(s) \cdot H(s) \quad (3.26)$$

Como $G(s)$ e $H(s)$ são funções conhecidas do sistema, o comportamento da função de transferência de laço aberto não compensada também pode ser determinado. No entanto, esse comportamento nem sempre é adequado do ponto de vista dinâmico ou estático. Dessa forma, torna-se necessário introduzir um compensador $C(s)$ em cascata com a planta $G(s)$, conforme ilustrado na Figura 8.

Figura 8 – Diagrama de blocos do sistema a ser controlado depois da inserção do controlador.



Fonte: Adaptado de (COELHO, 2009), 2025.

Com a introdução do controlador, o sistema passa a ser descrito pela função de transferência de laço aberto compensada, $FTC(s)$:

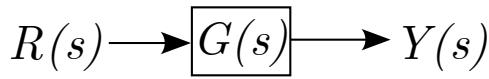
$$FTC(s) = C(s) \cdot G(s) \cdot H(s) = C(s) \cdot FTNC(s) \quad (3.27)$$

O projeto do controlador pode ser realizado com base na resposta em frequência do sistema, por meio do diagrama de Bode, ou a partir do lugar das raízes. Considerando que a resposta em frequência fornece uma interpretação mais clara dos parâmetros de projeto, essa abordagem foi a escolhida. Uma das principais vantagens desse método é a possibilidade de utilizar dados obtidos diretamente por meio de medições em sistemas físicos, sem a necessidade de recorrer a modelos matemáticos detalhados (NISE, 2012).

O sistema representado na Figura 9 consiste em um sistema linear, estável e invariante no tempo, com função de transferência $G(s)$. Quando a entrada, no domínio do

tempo, é um sinal senoidal, a saída em regime permanente também será senoidal, com a mesma frequência, porém com módulo e fase alterados em relação ao sinal de entrada. A função de transferência que descreve esse comportamento senoidal em regime permanente pode ser obtida por meio da substituição da variável s por $j\omega$ na função $G(s)$, resultando em uma função da variável complexa $j\omega$, a qual apresenta magnitude e ângulo.

Figura 9 – Função de transferência simplificada.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Além disso, $G(j\omega)$ pode ser representado em sua forma retangular, ou seja, com base em suas componentes real e imaginária:

$$G(j\omega) = R(\omega) + jX(\omega) \quad (3.28)$$

Ou, pode-se realizar a sua representação por uma magnitude e uma fase:

$$G(j\omega) = |G(j\omega)| \angle \phi_G(\omega) \quad (3.29)$$

De modo que:

$$\phi_G(\omega) = \tan^{-1} \left[\frac{X(\omega)}{R(\omega)} \right] \quad (3.30)$$

$$|G(j\omega)| = \sqrt{R(\omega)^2 + X(\omega)^2} \quad (3.31)$$

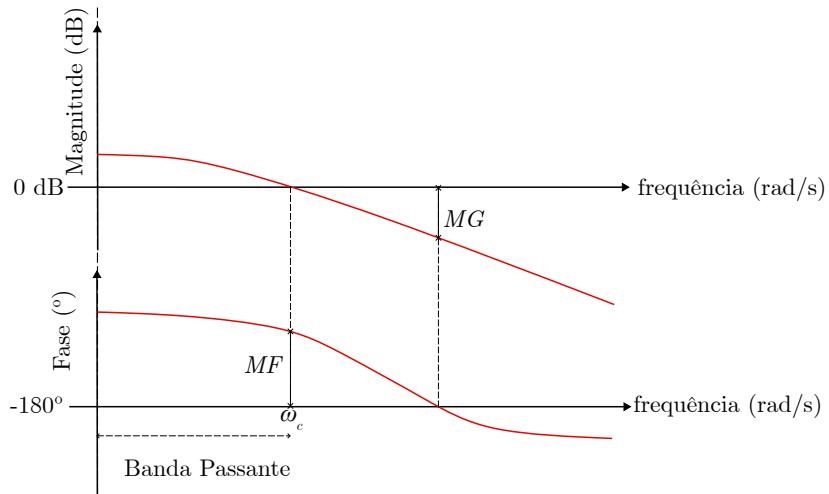
A representação gráfica do diagrama de Bode é obtida a partir da Equação (3.29), que gera dois gráficos distintos: um que relaciona o logaritmo da magnitude com a frequência, e outro que mostra o ângulo de fase em função da frequência. O ganho em escala logarítmica é calculado como $20 \cdot \log_{10} (|G(j\omega)|)$. A partir do diagrama de Bode, é possível analisar a resposta do sistema a diferentes frequências, projetar controladores que assegurem o desempenho desejado em malha fechada, bem como avaliar a estabilidade e a robustez do sistema frente a perturbações e variações paramétricas.

Alguns conceitos, que ilustrados graficamente na Figura 10, sobre o diagrama de Bode são importantes de serem destacados, conforme apresentado por Nise (2012):

- Frequência de cruzamento (ω_c): é a frequência em que o ganho é unitário, ou 0 dB;
- Margem de fase (MF): é a variação angular necessária para que o sistema atinja o limiar da instabilidade, descrita por: $MF = 180^\circ + \angle G(j\omega_c)$. Indica-se uma MF entre 45° e 90° para um desenvolvimento satisfatório;

- Margem de ganho (MG): é o recíproco do módulo da função de transferência em malha aberta no ponto em que o ângulo de fase atinge -180° , condição que leva o sistema ao limiar da instabilidade. Recomenda-se uma MG superior a 6 dB para assegurar um desempenho satisfatório do sistema;
- Banda passante: é o intervalo de frequência no qual o ganho de malha fechada permanece acima de 0 dB.

Figura 10 – Exemplificação de diagrama de Bode.



Fonte: Adaptado de (NISE, 2012), 2025.

Por se tratar de uma análise em resposta em frequência, a Equação (3.27), que representa a função de transferência de laço aberto compensada, pode ser expressa em função de $j\omega$:

$$FTC(j\omega) = C(j\omega) \cdot FTNC(j\omega) \quad (3.32)$$

A Equação (3.32) representa uma função complexa e, portanto, pode ser descrita em termos do seu módulo e da sua fase:

$$|FTC(j\omega)| = |C(j\omega)| \cdot |FTNC(j\omega)| \quad (3.33)$$

$$\angle FTC(j\omega) = \angle C(j\omega) + \angle FTNC(j\omega) \quad (3.34)$$

Considerando que o ganho na frequência de cruzamento (ω_c) é de 0 dB e o equacionamento da margem de fase:

$$|FTC(j\omega_c)| = 1 \quad (3.35)$$

$$MF = 180^\circ + \angle FTC(j\omega_c) \quad (3.36)$$

Ao substituir a Equação (3.35) na (3.33) e a (3.34) na (3.36), obtém-se as Equações (3.37) e (3.38), que resultam, respectivamente, nas Equações (3.39) e (3.40).

$$1 = |C(\omega_c)| \cdot |FTNC(j\omega_c)| \quad (3.37)$$

$$MF = 180^\circ + \angle FTNC(j\omega_c) + \angle C(j\omega_c) \quad (3.38)$$

$$|C(j\omega_c)| = \frac{1}{|FTNC(j\omega_c)|} \quad (3.39)$$

$$\angle C(j\omega_c) = MF - 180^\circ - \angle FTNC(j\omega_c) \quad (3.40)$$

A função de transferência do controlador PI é dada pela Equação (3.41):

$$C(s) = k_p + \left(\frac{k_i}{s} \right) = k_p \cdot \left(\frac{s + \omega_z}{s} \right) \quad (3.41)$$

Avaliando em $s = j\omega$, têm-se que:

$$|C(j\omega)| = \frac{k_p \cdot \sqrt{\omega^2 + \omega_z^2}}{\omega} \quad (3.42)$$

$$\angle C(j\omega) = \tan \left(\frac{\omega}{\omega_z} \right) - 90^\circ \quad (3.43)$$

Desse modo, substituindo as Equações (3.42) e (3.43) nas Equações (3.39) e (3.40), respectivamente, é possível calcular os ganhos dos controladores.

$$k_p = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2} |FTNC(j\omega_c)|} \quad (3.44)$$

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan[MF - 90^\circ - \angle FTNC(j\omega_c)]} \quad (3.45)$$

$$k_i = k_p \cdot \omega_z \quad (3.46)$$

3.6 Conclusões

Este capítulo apresentou os fundamentos necessários para a implementação dos sistemas baseados em IBRs. Inicialmente, foi descrito o sistema de potência, juntamente com os cenários de curto-circuito considerados, com o objetivo de contextualizar os fundamentos teóricos aplicados ao trabalho. Em seguida, foram desenvolvidas as equações que regem o funcionamento do inversor, por estarem diretamente associadas ao modelo da planta. Também foi detalhado o procedimento de dimensionamento de um filtro LCL adequado ao acoplamento do inversor com a rede.

As transformadas de Clarke e Park foram introduzidas devido à sua relevância tanto para o projeto dos controladores quanto para a implementação dos sistemas de PLL. Por fim, foi descrito o procedimento de análise da resposta em frequência, o qual, a partir da função de transferência da planta, permite projetar controladores do tipo PI capazes de garantir frequência de cruzamento, margem de fase e margem de ganho compatíveis com os critérios de estabilidade exigidos em sistemas de controle.

4 MODELAGEM DO SISTEMA

Este capítulo apresenta os procedimentos utilizados para a modelagem do sistema. O modelo da planta é obtido por meio da análise clássica das Leis de Kirchhoff das tensões e das correntes, aplicadas ao circuito equivalente, sendo descrito em termos de equações diferenciais. Em seguida, essas equações são representadas no formato de espaço de estados.

Na sequência, são apresentados o sistema de controle e o código de rede adotado neste trabalho, que compreendem o controle do barramento CC e das correntes nos eixos dq , obtidas por meio da Transformada de Park. Também é introduzida a técnica de Modulação Senoidal por Largura de Pulso com injeção do terceiro harmônico.

Posteriormente, são descritas as funções de transferência do sistema e as respectivas análises de resposta em frequência dos parâmetros controlados. Os modelos de PLL considerados — SRF, QSG-SOGI e MSRF — são apresentados juntamente com suas equações e funções de transferência associadas, considerando uma estrutura simplificada. Por fim, o capítulo encerra com a apresentação do modelo de sistema agregado.

4.1 Modelo da Planta

Para realizar a modelagem da planta do sistema reduzido, apresentado na Seção 3.1, é necessário analisar as equações de corrente e tensão do sistema. As análises a seguir são feitas a partir dos estudos presentes em Teodorescu, Liserre e Rodriguez (2007) e Melo (2024). A partir das Figuras 11 e 12, que representam os estados distintos de q_a e \bar{q}_a da fase a , é possível obter as equações desejadas e estender a análise para as demais fases. Ressalta-se que, para simplificação da modelagem, foi adotado um equivalente de resistência e indutância, conforme definido nas Equações (4.1) e (4.2).

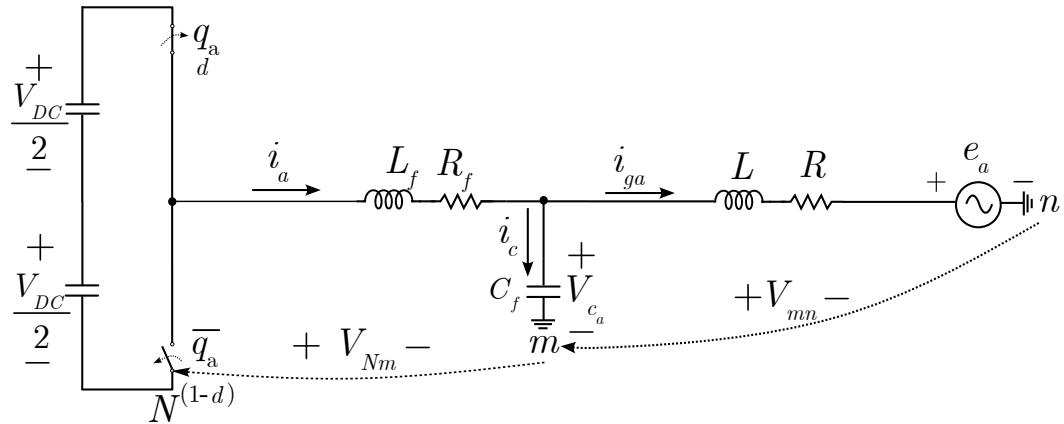
$$R = R_r + R_l + R_g \quad (4.1)$$

$$L = L_r + L_l + L_g \quad (4.2)$$

A Lei de Kirchhoff das Tensões foi aplicada ao circuito apresentado na Figura 11, bem como às demais fases. As Equações (4.3) e (4.4) representam, respectivamente: (1) a análise da malha que envolve o barramento CC, a seção do filtro LCL do lado do inversor e o capacitor do filtro LCL; e (2) a malha composta pelo capacitor do filtro LCL e pelo equivalente da rede. De forma análoga, as Equações (4.5) e (4.6) correspondem à aplicação da Lei de Kirchhoff das Tensões ao sistema representado na Figura 12. Em ambas as figuras, d representa a razão cíclica da chave q_a . As tensões de neutro são representadas

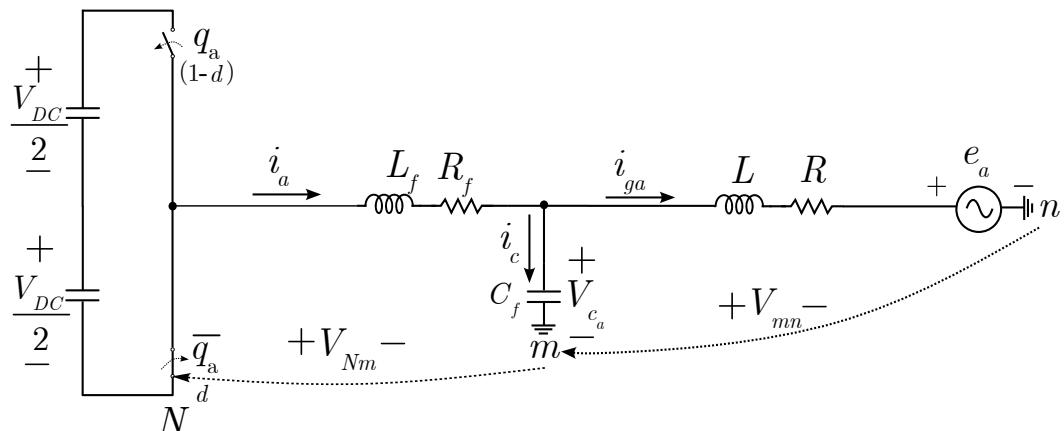
por V_{Nm} e V_{mn} . Quando a chave q_a está aberta e sua complementar \bar{q}_a está fechada, a tensão do barramento CC no ponto analisado é nula.

Figura 11 – Representação do circuito da fase A quando o transistor q_a está fechado e transistor \bar{q}_a está aberto.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 12 – Representação do circuito da fase A quando o transistor q_a está aberto e transistor \bar{q}_a está fechado.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

$$d \begin{cases} V_{c_a} = -R_f \cdot i_a - L_f \cdot \frac{di_a}{dt} + V_{DC} + V_{Nm} \\ V_{c_b} = -R_f \cdot i_b - L_f \cdot \frac{di_b}{dt} + V_{DC} + V_{Nm} \\ V_{c_c} = -R_f \cdot i_c - L_f \cdot \frac{di_c}{dt} + V_{DC} + V_{Nm} \end{cases} \quad (4.3)$$

$$d \begin{cases} e_a = -R \cdot i_{ga} - L \cdot \frac{di_{ga}}{dt} + V_{c_a} + V_{mn} \\ e_b = -R \cdot i_{gb} - L \cdot \frac{di_{gb}}{dt} + V_{c_b} + V_{mn} \\ e_c = -R \cdot i_{gc} - L \cdot \frac{di_{gc}}{dt} + V_{c_c} + V_{mn} \end{cases} \quad (4.4)$$

$$(1 - d) \begin{cases} V_{c_a} = -R_f \cdot i_a - L_f \cdot \frac{di_a}{dt} + 0 + V_{Nm} \\ V_{c_b} = -R_f \cdot i_b - L_f \cdot \frac{di_b}{dt} + 0 + V_{Nm} \\ V_{c_c} = -R_f \cdot i_c - L_f \cdot \frac{di_c}{dt} + 0 + V_{Nm} \end{cases} \quad (4.5)$$

$$(1 - d) \begin{cases} e_a = -R \cdot i_{ga} - L \cdot \frac{di_{ga}}{dt} + V_{ca} + V_{mn} \\ e_b = -R \cdot i_{gb} - L \cdot \frac{di_{gb}}{dt} + V_{cb} + V_{mn} \\ e_c = -R \cdot i_{gc} - L \cdot \frac{di_{gc}}{dt} + V_{cc} + V_{mn} \end{cases} \quad (4.6)$$

Quando o transistor q_a está em condução, a tensão de saída do inversor para a fase A, v_{sa} , aproxima-se da tensão do barramento CC. Dessa forma, é possível reescrever a Equação (4.3) em função da tensão de saída do inversor:

$$\begin{cases} V_{ca} = -R_f \cdot i_a - L_f \cdot \frac{di_a}{dt} + v_{sa} + V_{Nm} \\ V_{cb} = -R_f \cdot i_b - L_f \cdot \frac{di_b}{dt} + v_{sb} + V_{Nm} \\ V_{cc} = -R_f \cdot i_c - L_f \cdot \frac{di_c}{dt} + v_{sc} + V_{Nm} \end{cases} \quad (4.7)$$

Ademais, é possível verificar a relação entre as correntes que fluem pelos ramos do capacitor, do inversor e do filtro LCL, conforme apresentado na Equação (4.8). Além disso, a corrente do capacitor pode ser expressa em função da sua tensão, conforme a Equação (4.9).

$$i_c = i - i_g \quad (4.8)$$

$$i_c = C_f \frac{dV_c}{dt} \quad (4.9)$$

i_c representa o vetor de corrente trifásica que circula pelos ramos dos capacitores do filtro LCL.

Dessa forma, a Equação 4.10 apresenta as derivadas das tensões nos capacitores em função das correntes do inversor e do filtro LCL.

$$\begin{cases} \frac{dV_{ca}}{dt} = \frac{i_a}{C_f} - \frac{i_{ga}}{C_f} \\ \frac{dV_{cb}}{dt} = \frac{i_b}{C_f} - \frac{i_{gb}}{C_f} \\ \frac{dV_{cc}}{dt} = \frac{i_c}{C_f} - \frac{i_{gc}}{C_f} \end{cases} \quad (4.10)$$

Ao somar os termos presentes na Equação (4.7), obtém-se a Equação (4.11). De forma semelhante, somando os termos da Equação (4.4), resulta-se na Equação (4.12).

$$\sum V_{c_{abc}} = -R_f \cdot \sum i_{abc} - L_f \cdot \sum \frac{di_{abc}}{dt} + \sum v_{sabc} + 3V_{Nm} \quad (4.11)$$

$$\sum e_{abc} = -R \cdot \sum i_{gabc} - L \cdot \sum \frac{di_{gabc}}{dt} + \sum V_{c_{abc}} + 3V_{mn} \quad (4.12)$$

Considerando que o sistema é trifilar e opera em condições equilibradas, o somatório das correntes nos indutores é nulo, assim como o somatório de suas derivadas, conforme expressa a Equação 4.13. Dessa forma, as tensões V_{Nm} e V_{mn} podem ser descritas pelas Equações 4.14 e 4.15, respectivamente.

$$\begin{cases} \sum i_{abc} = 0 \\ \sum i_{gabc} = 0 \\ \sum \frac{di_{abc}}{dt} = 0 \\ \sum \frac{di_{gabc}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (4.13)$$

$$V_{Nm} = \frac{1}{3} \sum V_{c_{abc}} - \frac{1}{3} \sum v_{sabc} \quad (4.14)$$

$$V_{mn} = \frac{1}{3} \sum e_{abc} - \frac{1}{3} \sum V_{c_{abc}} \quad (4.15)$$

Substituindo as Equações (4.14), (4.15) e (4.10) em (4.7) e (4.4), formalizam-se as Equações (4.16), (4.17) e (4.18), as quais são fundamentais para a construção do modelo do sistema em espaço de estados.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ca} \\ V_{cb} \\ V_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_{ca}}{dt} \\ \frac{dV_{cb}}{dt} \\ \frac{dV_{cc}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ga}}{dt} \\ \frac{di_{gb}}{dt} \\ \frac{di_{gc}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} + \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ca} \\ V_{cb} \\ V_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

4.2 Modelo em Espaço de Estados

A forma geral da representação de um sistema em espaço de estados está apresentada na Equação (4.19) (NISE, 2012). O modelo em espaço de estados é fundamental para obter a função de transferência das variáveis a serem controladas, bem como para calcular os ganhos dos parâmetros dos controladores.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (4.19)$$

Nesse sistema em espaço de estados, têm-se:

A é a matriz de estado do sistema, detalhada na Equação (4.20);

B é a matriz de entrada do sistema, apresentada na Equação (4.21);

- C é a matriz de saída, descrita na Equação (4.22);
 D é a matriz de transmissão direta, conforme a Equação (4.23);
 $u(t)$ é o vetor de entradas do sistema, definido na Equação (4.24);
 $x(t)$ é o vetor de variáveis de estado, apresentado na Equação (4.25);
 $\dot{x}(t)$ é a derivada de primeira ordem do vetor de variáveis de estado, conforme a Equação (4.26);
 $y(t)$ é o vetor de saída do sistema em espaço de estados.

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_f}{L_f} & 0 & 0 & \frac{-2}{3L_f} & \frac{1}{3L_f} & \frac{1}{3L_f} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_f}{L_f} & 0 & \frac{1}{3L_f} & \frac{-2}{3L_f} & \frac{1}{3L_f} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R_f}{L_f} & \frac{1}{3L_f} & \frac{1}{3L_f} & \frac{-2}{3L_f} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_f} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{2}{3L} & \frac{-1}{3L} & \frac{-1}{3L} & \frac{-R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{3L} & \frac{2}{3L} & \frac{-1}{3L} & 0 & \frac{-R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{3L} & \frac{-1}{3L} & \frac{2}{3L} & 0 & 0 & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{2}{3L_f} & \frac{-1}{3L_f} & \frac{-1}{3L_f} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{3L_f} & \frac{2}{3L_f} & \frac{-1}{3L_f} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{3L_f} & \frac{-1}{3L_f} & \frac{2}{3L_f} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-2}{3L} & \frac{1}{3L} & \frac{1}{3L} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{3L} & \frac{-2}{3L} & \frac{1}{3L} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{3L} & \frac{1}{3L} & \frac{-2}{3L} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$C = [I]_{9 \times 9} \quad (4.22)$$

$$D = [0]_{9 \times 6} \quad (4.23)$$

$$u(t) = \begin{bmatrix} v_{sa} & v_{sb} & v_{sc} & e_a & e_b & e_c \end{bmatrix}^T \quad (4.24)$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c & V_{c_a} & V_{c_b} & V_{c_c} & i_{ga} & i_{gb} & i_{gc} \end{bmatrix}^T \quad (4.25)$$

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} & \frac{di_b}{dt} & \frac{di_c}{dt} & \frac{dV_{c_a}}{dt} & \frac{dV_{c_b}}{dt} & \frac{dV_{c_c}}{dt} & \frac{di_{ga}}{dt} & \frac{di_{gb}}{dt} & \frac{di_{gc}}{dt} \end{bmatrix}^T \quad (4.26)$$

Dessa forma, as funções de transferência da planta são obtidas por meio da Equação (4.27):

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (4.27)$$

Em que:

$G(s)$ é o vetor de funções de transferência;

I é a matriz identidade de mesma ordem que a matriz A .

4.3 Sistema de Controle

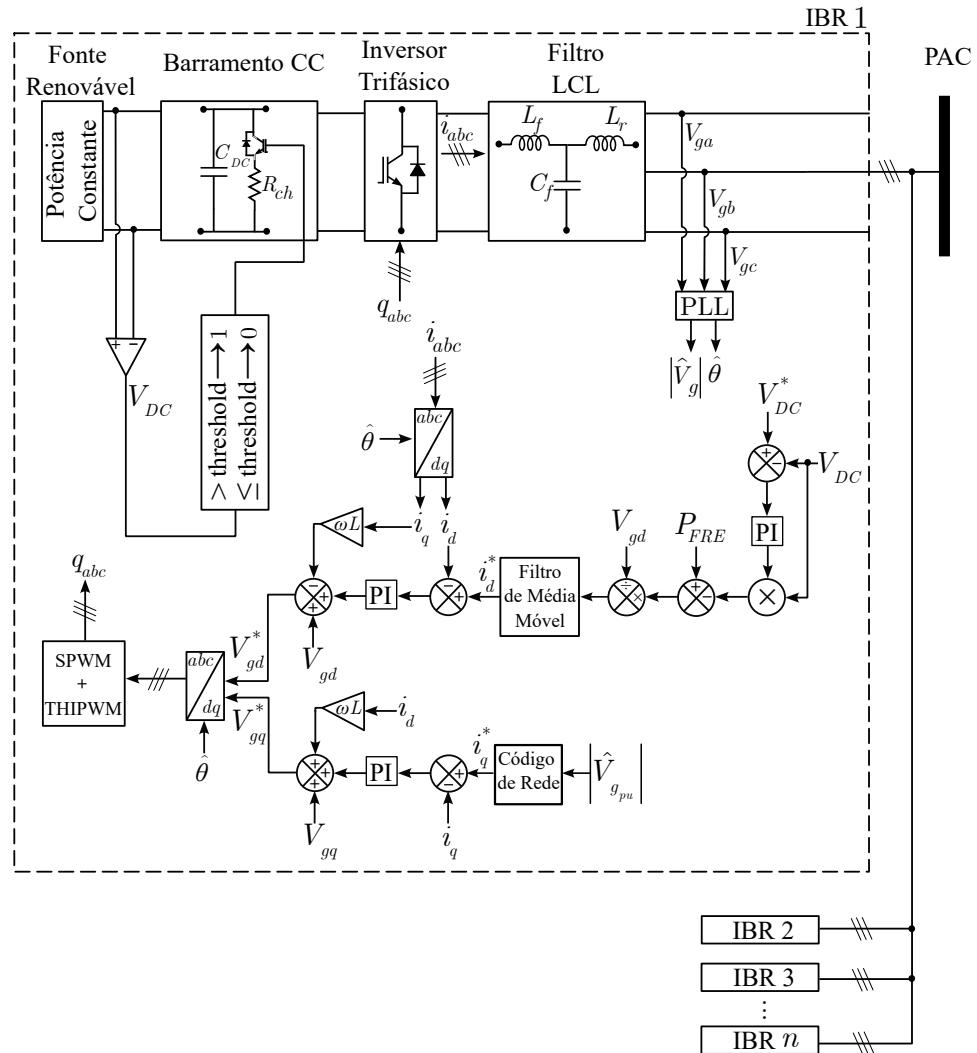
A Figura 13 apresenta o controle detalhado de cada unidade de IBR. Cada unidade representa uma turbina eólica do Tipo IV conectada a um inversor trifásico por meio de um barramento CC. A Fonte de Energia Renováveis (FER) foi modelada como uma fonte de potência constante, assumindo-se que a turbina eólica opera sob a estratégia de rastreamento do ponto de máxima potência, do inglês *Maximum Power Point Tracking* (MPPT) (YARAMASU; WU, 2017). Adicionalmente, um circuito de dissipação (*braking chopper*) está conectado em paralelo ao barramento CC. Esse circuito é composto por um resistor e um transistor IGBT, cuja função é limitar a tensão no barramento CC durante eventos de sobretensão. O circuito de dissipação é configurado para ser acionado sempre que a tensão exceder 1,2 pu.

A capacidade indicada por Yaramasu e Wu (2017) para o barramento CC é de 4 pu. A tensão do barramento CC é controlada por meio de um controlador PI. Nesse sistema, a tensão no PAC, V_g , é medida por uma estrutura de *Phase-Locked Loop* (PLL), a qual será discutida na seção 4.5. Nessa etapa, são extraídos o módulo do fasor da tensão V_g , o ângulo de fase da componente a e a frequência do sinal. Com o ângulo de V_g , realiza-se a conversão da corrente trifásica i para o referencial dq . Dessa forma, o controle da tensão do barramento CC fornece a corrente de referência no eixo- d para uma malha de controle de corrente interna, também baseada em um controlador PI (SAMKARI, 2023; YARAMASU; WU, 2017; AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007; ALASSAF et al., 2023). A potência reativa injetada por cada IBR é controlada em malha aberta, gerando uma referência de corrente no eixo- q , que é regulada por outro controlador PI (BARROS; BARROS, 2017).

A corrente de referência no eixo- d é sempre processada por um filtro de média móvel, que calcula a média dos últimos 500 valores processados, atualizando periodicamente essa média com novos dados. Quando o valor resultante ultrapassa 1,2 pu da corrente no eixo- d em condições normais, um limitador é acionado, fixando a corrente nesse eixo em 1,2 pu (GU et al., 2019). Além disso, esse limitador tem a função adicional de proteger o inversor de fonte de tensão (VSI).

Em que:

Figura 13 – Sistema de controle.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

i_d é a componente d da corrente injetada pelo inversor no sistema;

i_d^* é a componente d de referência da corrente injetada pelo inversor no sistema;

i_q é a componente q da corrente injetada pelo inversor no sistema;

i_q^* é a componente q de referência da corrente injetada pelo inversor no sistema;

$|\hat{V}_g|$ é o módulo do fasor da tensão V_g ;

P_{FRE} é a potência da fonte renovável de energia;

R_{ch} é a resistência de *chopper*;

V_{gabc} é a matriz de tensões trifásicas de fase no PAC;

V_{gd} é a componente d da tensão V_g ;

V_{gd}^* é a componente d da tensão de referência;

V_{gq} é a componente q da tensão V_g ;

V_{gq}^* é a componente q da tensão de referência;

$\hat{\theta}$ é o ângulo da tensão V_{ga} .

A potência ativa injetada no PAC, P_{inj} , é expressa pela Equação (4.28). Já a potência reativa injetada, Q_{inj} , é representada pela Equação (4.29). A potência aparente no PAC está descrita conforme a Equação (4.30).

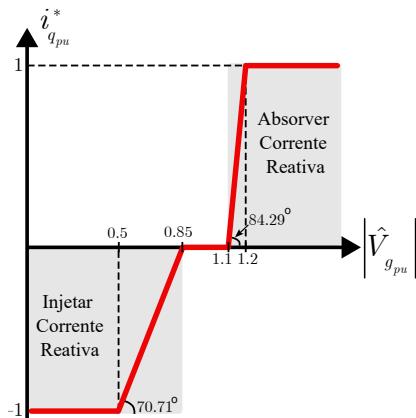
$$P_{inj} = V_{ga} \cdot i_{ga} + V_{gb} \cdot i_{gb} + V_{gc} \cdot i_{gc} \quad (4.28)$$

$$Q_{inj} = \frac{1}{\sqrt{3}}[(V_{gb} - V_{gc}) \cdot i_{ga} + (V_{gc} - V_{ga}) \cdot i_{gb} + (V_{ga} - V_{gb}) \cdot i_{gc}] \quad (4.29)$$

$$|S| = \sqrt{P_{inj}^2 + Q_{inj}^2} \quad (4.30)$$

De acordo com os procedimentos de rede brasileiros definidos pelo ONS, a corrente reativa i_q é controlada conforme ilustrado na Figura 14, em que as características exigidas pelo código da rede estão associadas à dinâmica do sistema (DAVI; OLESKOVICZ; LOPES, 2023). O sistema opera da seguinte forma: se a tensão da sequência positiva no PAC, $|\hat{V}_{g_{pu}}|$, for inferior a 50% do valor nominal, a corrente reativa de referência, $i_{q_{pu}}^*$, é fixada em -1 pu, para injetar a potência reativa máxima. Para valores de $|\hat{V}_{g_{pu}}|$ entre 50% e 85% do valor nominal, a injeção de potência reativa é mantida, porém com a magnitude de $i_{q_{pu}}^*$ decrescendo de forma linear, comportando-se como uma função com inclinação de $70,71^\circ$. Entre 85% e 110% do valor nominal, nenhuma ação é tomada. Para valores acima de 110%, o sistema começa a absorver potência reativa, com uma inclinação de $84,29^\circ$, até atingir o valor máximo de absorção ($i_{q_{pu}}^* = 1$ pu) para tensões superiores a 120% do valor nominal.

Figura 14 – Curva para injeção de corrente reativa durante a falta.

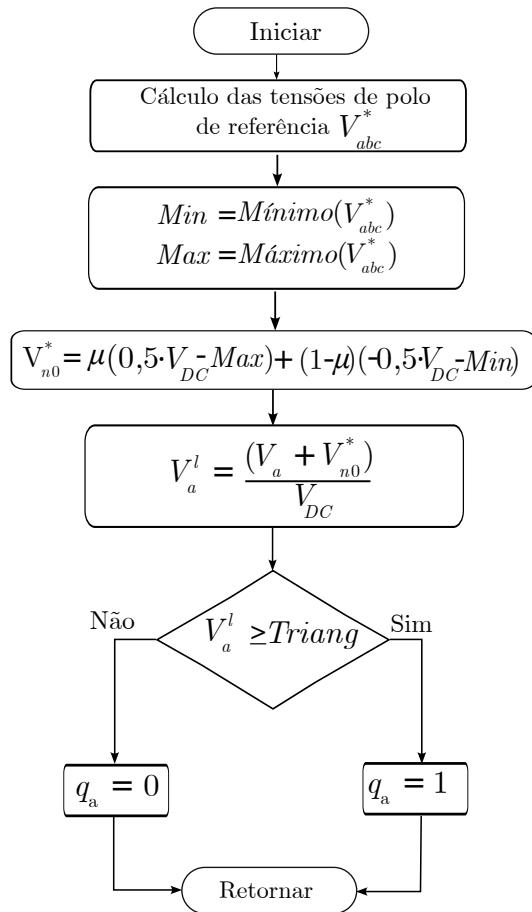


Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

A Modulação por Largura de Pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*) foi a estratégia escolhida para este trabalho. Nesse contexto, o sistema de controle fornece as tensões senoidais de referência no referencial dq , que são convertidas para o referencial abc e utilizadas na estratégia de Modulação por Largura de Pulso Senoidal (SPWM), apresentado na Figura 15. Adicionalmente, a técnica de SPWM é aprimorada por meio da técnica de Modulação por Largura de Pulso com Injeção de Terceira Harmônica (THIPWM), que permite aumentar a faixa de operação do inversor sem causar sobremodulação e melhorar a

qualidade da forma de onda de saída (SILVA; SANTOS; JACOBINA, 2011). O fluxograma inicia-se com a leitura das tensões de referência, a partir da qual são determinados os valores máximos e mínimos. Em seguida, aplica-se a equação apresentada na Figura 15 para calcular o valor de V_a^l , em que $\mu = 0,5$. Essa tensão calculada é comparada com uma portadora triangular de alta frequência (10 kHz). Se V_a^l for maior que o valor da portadora, a chave q_a é acionada para condução; caso contrário, permanece aberta (KAZMIERKOWSKI et al., 2011). O mesmo processo é aplicado, de forma análoga, às demais fases.

Figura 15 – Fluxograma de controle da modulação SPWM com injeção da terceira harmônica para a fase a .



Fonte: Adaptado de Kazmierkowski et al. (2011), Silva, Santos e Jacobina (2011), 2025.

4.4 Resposta em Frequência dos Sistemas Controlados

A função de transferência da malha interna de corrente é obtida por meio da Equação (4.27), a qual relaciona, no caso da fase a , a corrente de saída i_a com a tensão de

entrada v_{sa} , sendo:

$$G(s) = \frac{i_a(s)}{v_{sa}(s)} \quad (4.31)$$

$$\frac{i_a(s)}{v_{sa}(s)} = C(1,:) [(sI_{9 \times 9} - A)^{-1}] B(:,1) \quad (4.32)$$

Tem-se, dessa forma, que a razão entre $G(s)$ corresponde à própria função de transferência de laço aberto não compensado. Avaliando-a na frequência de cruzamento, $s = j\omega_c$, obtém-se:

$$FTNC(j\omega_c) = C(1,:) [(j\omega_c I_{9 \times 9} - A)^{-1}] B(:,1) \quad (4.33)$$

Com a inserção do controlador PI, o sistema passa a se comportar como um sistema em malha aberta compensada:

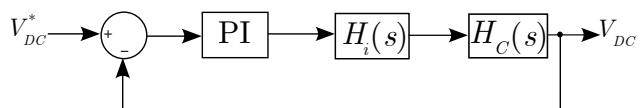
$$FTC(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \cdot FTNC(s) \quad (4.34)$$

Dessa forma, é necessário obter a função de transferência da malha fechada do sistema de controle de corrente, a fim de determinar a planta equivalente utilizada no projeto do controle de tensão do barramento CC:

$$H_i(s) = \frac{FTC(s)}{1 + FTC(s)} \quad (4.35)$$

O controle da tensão do barramento CC está representado na Figura 16. A partir do diagrama, observa-se a comparação entre a tensão de referência e a tensão medida do barramento CC. O erro resultante é processado por um controlador PI, que envia um sinal para a malha fechada de controle de corrente. Essa malha atua sobre a planta cuja função de transferência do barramento CC é dada por $H_c(s) = \frac{1}{sC_{DC}}$.

Figura 16 – Diagrama de controle da tensão do barramento CC.



Fonte: Adaptado de (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2007), 2025.

Os parâmetros de frequência de cruzamento e margem de fase foram definidos com base em recomendações da literatura e, a partir desses valores e da resposta do sistema, foram obtidas as curvas de resposta em frequência do sistema controlado. A validação é realizada verificando-se se as respostas apresentam comportamento estável. Para o modelo de 2 MVA, no controle de corrente, adotou-se uma frequência de cruzamento $\omega_c = \frac{2\pi f_s}{5}$ e uma margem de fase de 65° , enquanto, no controle da tensão do barramento CC, utilizou-se $\omega_c = \frac{2\pi f_s}{50}$ e uma margem de fase de 60° .

No modelo de 5 MVA, os parâmetros utilizados para o controle de corrente foram: frequência de cruzamento $\omega_c = \frac{2\pi f_s}{10}$ e margem de fase de 80° . Para o controle da tensão do barramento CC, a frequência de cruzamento foi $\omega_c = \frac{2\pi f_s}{150}$ com margem de fase de 60° .

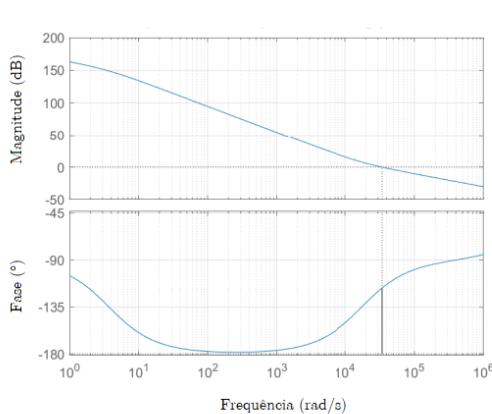
Já no modelo de 20 MVA, adotou-se para o controle de corrente a frequência de cruzamento $\omega_c = \frac{2\pi f_s}{15}$ e margem de fase de 89° . Para o controle da tensão do barramento CC, a frequência de cruzamento foi de $\omega_c = \frac{2\pi f_s}{250}$ com margem de fase de 65° .

As Figuras 17, 18 e 19 apresentam as curvas do diagrama de Bode dos modelos de 2 MVA, 5 MVA e 20 MVA, respectivamente, para: (a) função de transferência de laço aberto do sistema de controle de corrente compensada; e (b) função de transferência de laço aberto do sistema de controle de barramento compensada.

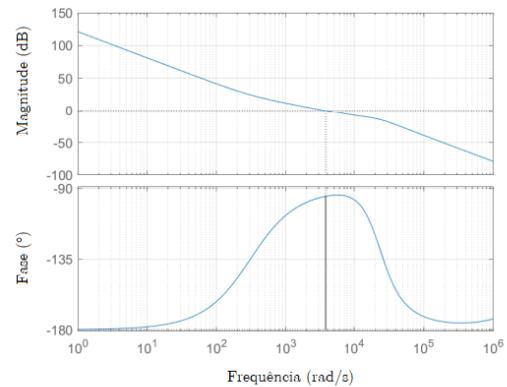
De forma geral, os sistemas com menor potência (2 MVA ou 5 MVA) apresentaram características físicas dos elementos elétricos que favorecem uma maior capacidade de controle, quando comparados ao sistema de maior potência, de 20 MVA. Observa-se, pelas curvas dos diagramas de Bode, que todos os sistemas permanecem estáveis, e os valores de margem de fase e frequência de cruzamento, após a compensação, estão em conformidade com os parâmetros de projeto.

Tentativas de modelagem para fontes com potências superiores foram realizadas, mas os parâmetros do filtro LCL, especialmente as indutâncias, assumiram valores tão baixos que comprometeram o desempenho do sistema de controle, dificultando o acompanhamento adequado das referências. Por esse motivo, a potência máxima considerada para uma unidade de IBR foi limitada a 20 MVA. Um exemplo de projeto dos controladores de um IBR de 20 MVA está apresentado no Apêndice C.

Figura 17 – Diagramas de Bode das funções de transferência de laço aberto compensadas para o modelo de IBR de 2 MVA.



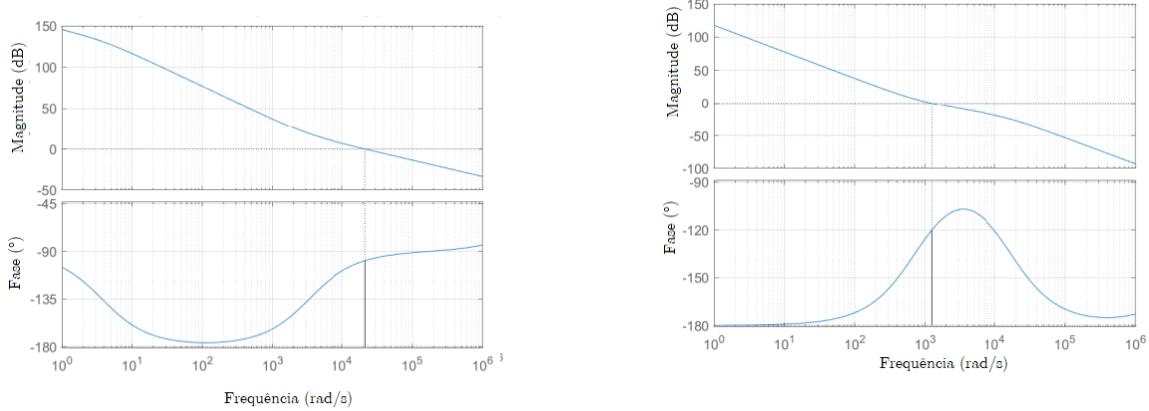
(a) Função de transferência de laço aberto do sistema de controle de corrente.



(b) Função de transferência de laço aberto do sistema de controle de barramento CC.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 18 – Diagramas de Bode das funções de transferência de laço aberto compensadas para o modelo de IBR de 5 MVA.

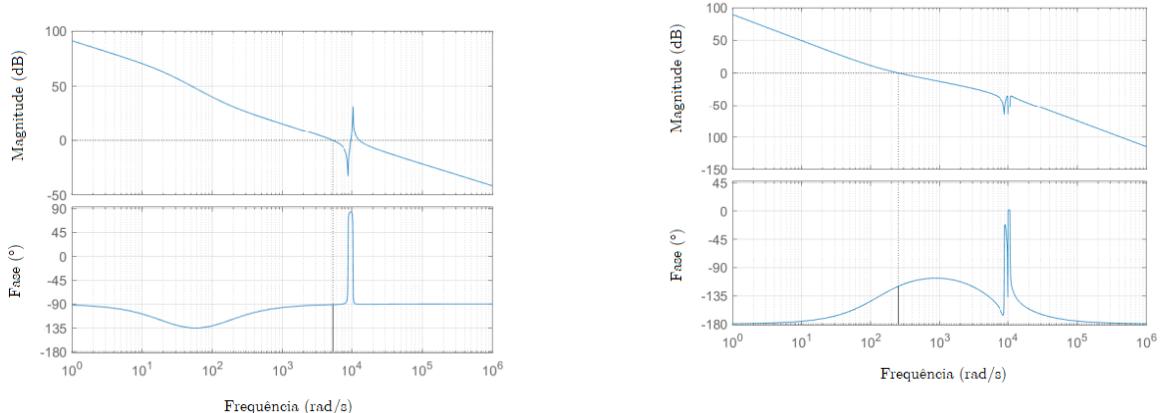


(a) Função de transferência de laço aberto do sistema de controle de corrente.

(b) Função de transferência de laço aberto do sistema de controle de barramento CC.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 19 – Diagramas de Bode das funções de transferência de laço aberto compensadas para o modelo de IBR de 20 MVA.



(a) Função de transferência de laço aberto do sistema de controle de corrente.

(b) Função de transferência de laço aberto do sistema de controle de barramento CC.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

4.5 Malha de Captura de Fase - PLL

Os sistemas de energia renovável seguidores de rede que utilizam inversores de frequência como mecanismo para injetar potência na rede elétrica precisam detectar com precisão a fase de cada uma das tensões trifásicas da rede (XU et al., 2022). Nesse contexto, a estrutura de Malha de Captura de Fase, do inglês *Phase Locked Loop* (PLL), tornou-se uma ferramenta amplamente utilizada para a sincronização com a rede elétrica, pois permite o rastreamento eficiente das informações da tensão elétrica.

A estrutura básica de um PLL trifásico geralmente consiste em três blocos principais: um detector de fase (DF), um filtro de malha (FM), também conhecido como controlador, e um oscilador controlado por tensão (OCT). Na etapa de DF, o sinal de entrada é comparado com a saída do OCT, gerando um sinal de erro. O FM é responsável por eliminar ruídos e outras distorções desse sinal. Por fim, o OCT produz um sinal senoidal que replica as características do sinal de referência de entrada, permitindo estimar $\hat{\theta}$, o ângulo da fase a (CARVALHO et al., 2021).

Neste trabalho, foram implementados três tipos distintos de PLL:

- SRF-PLL – *Synchronous Reference Frame*, em português, Referencial Síncrono;
- QSG-SOGI-PLL – *Quadrature Signal Generator–Second-Order Generalized Integrator*, em português, Gerador de Sinais em Quadratura com Integrador Generalizado de Segunda Ordem;
- MSRF-PLL – *Multiple Synchronous Reference Frame* ou *Dual Synchronous Reference Frame*, em português, Múltiplos Referenciais Síncronos ou Referencial Síncrono Duplo.

4.5.1 SRF-PLL

A Figura 20 apresenta o diagrama esquemático do PLL convencional SRF. Essa estrutura é considerada o padrão em aplicações trifásicas, servindo como ponto de partida para o desenvolvimento de PLLs mais avançados. Esse tipo de PLL destaca-se por sua simplicidade e resposta dinâmica rápida. A partir da estrutura do PLL, $\hat{\theta}$ representa o ângulo de fase detectado, e $|\hat{V}_g|$ corresponde à magnitude da tensão de fase.

O sistema de controle do SRF utiliza um controlador PI para forçar a tensão no eixo- q a zero. O controlador, por sua vez, fornece como saída uma frequência constante f . Em seguida, ao integrar a frequência angular ω , obtém-se o ângulo $\hat{\theta}$, que é utilizado no bloco de conversão abc/dq (MIAO et al., 2023).

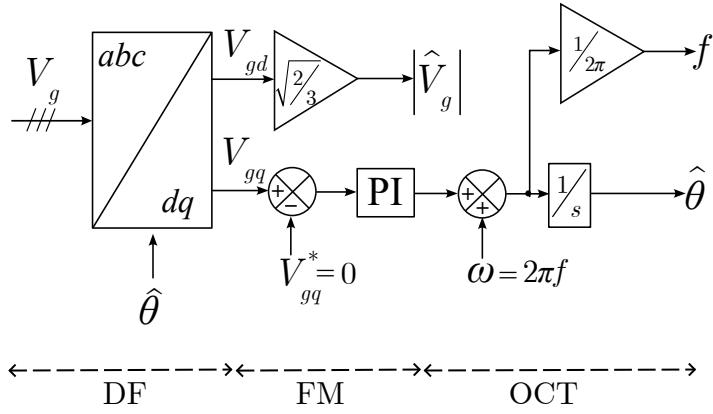
O sistema simplificado apresentado na Figura 21 foi utilizado como base para o projeto dos parâmetros do controlador PI. As Equações (4.36) e (4.37), representam, respectivamente, a tensão de entrada e a tensão de saída estimada a partir de informações de fase fornecidas pelo PLL.

$$v = V \operatorname{sen}(\theta) = V \operatorname{sen}(\omega t + \phi) \quad (4.36)$$

$$v' = \cos(\theta') = \cos(\omega t + \phi') \quad (4.37)$$

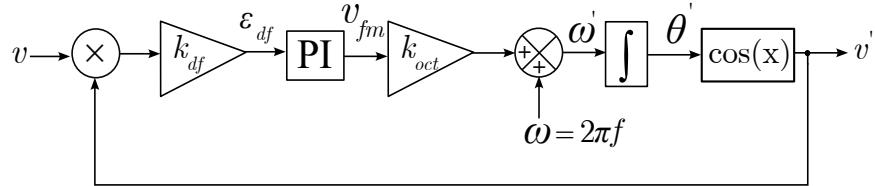
O bloco detector de fase fornece um sinal de erro, ε_{df} , obtido a partir do ganho k_{df}

Figura 20 – Diagrama de blocos do SRF-PLL.



Fonte: Adaptado de Golestan, Guerrero e Vasquez (2017), 2025.

Figura 21 – Modelo simplificado de PLL.



Fonte: Adaptado de Teodorescu, Liserre e Rodriguez (2007), 2025.

aplicado ao produto entre as duas tensões fornecidas anteriormente:

$$\varepsilon_{df} = V k_{df} \sin(\omega t + \phi) \cos(\omega' t + \phi') \quad (4.38)$$

Além disso, a Equação (4.38) pode ser decomposta em duas componentes: uma de baixa frequência, f_1 , e outra de alta frequência, f_2 :

$$\varepsilon_{df} = \frac{V k_{df}}{2} \left[\underbrace{\sin((\omega - \omega')t + (\phi - \phi'))}_{f_1} + \underbrace{\sin((\omega + \omega')t + (\phi + \phi'))}_{f_2} \right] \quad (4.39)$$

Como os componentes de alta frequência do sinal de erro do DF serão eliminados pelo FM, apenas o termo de baixa frequência será considerado a partir deste ponto:

$$\bar{\varepsilon}_{df} = \frac{V k_{df}}{2} \sin((\omega - \omega')t + (\phi - \phi')) \quad (4.40)$$

Assumindo que o OCT está bem sintonizado com a frequência do sinal de entrada, ou seja, com $\omega \approx \omega'$, o sinal de erro de fase pode ser aproximado por um termo contínuo:

$$\bar{\varepsilon}_{df} = \frac{V k_{df}}{2} \sin(\phi - \phi') \quad (4.41)$$

Pode-se observar na Equação (4.41) que o DF introduz um comportamento não linear devido à função senoidal. No entanto, quando o erro de fase é muito pequeno, ou

seja, quando $\phi \approx \phi'$, a saída do DF pode ser linearizada em torno desse ponto de operação, pois $\text{sen}(\phi - \phi') \approx \text{sen}(\theta - \theta') \approx \theta - \theta'$. Portanto, o termo relevante do sinal de erro de fase pode ser aproximado por:

$$\bar{\varepsilon}_{df} = \frac{V k_{df}}{2} (\theta - \theta') \quad (4.42)$$

Por sua vez, a frequência angular média do OCT é determinada por:

$$\bar{\omega}' = (\omega + \Delta\bar{\omega}') = (\omega + k_{oct}\bar{v}_{fm}) \quad (4.43)$$

Em que \bar{v}_{fm} é a tensão de saída do filtro de malha.

Já em questão de variações de pequenos sinais, a frequência angular média do OCT pode ser descrito como:

$$\tilde{\omega}' = k_{oct}\tilde{v}_{fm} \quad (4.44)$$

Dessa forma, as variações de frequência do ângulo de fase detectado pelo PLL podem ser escritas como:

$$\tilde{\theta}'(t) = \int \tilde{\omega}' dt = \int k_{oct}\tilde{v}_{fm} dt \quad (4.45)$$

A função de transferência de malha aberta do PLL, $G_{pll}(s)$, é apresentada por:

$$G_{pll}(s) = k_{df} \cdot \left(k_{ppll} + \frac{k_{ipll}}{s} \right) \cdot k_{oct} \frac{1}{s} \quad (4.46)$$

Em que:

k_{ipll} é o ganho integral do controlador;

k_{ppll} é o ganho proporcional do controlador.

Considerando que os ganhos do DF e OCT são unitários, tem-se:

$$G_{pll}(s) = \frac{k_{ppll}s + k_{ipll}}{s^2} \quad (4.47)$$

A função de transferência em malha fechada é representada por:

$$H(s) = \frac{G_{pll}(s)}{1 + G_{pll}(s)} = \frac{k_{ppll}s + k_{ipll}}{s^2 + k_{ppll}s + k_{ipll}} \quad (4.48)$$

Em Nise (2012), é apresentada uma metodologia para calcular os parâmetros de uma função de transferência de malha fechada de segunda ordem, a partir da análise de sua equação característica:

$$H(s) = \frac{2\zeta\omega_n + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2} \quad (4.49)$$

Em que:

ω_n é a frequência de corte do filtro do PLL, considerado no valor de $2\pi \cdot 25$ rad/s;
 ς é o fator de amortecimento, definido como $\frac{1}{\sqrt{2}}$.

Dessa forma, a seguinte relação pode ser estabelecida a partir da comparação entre as Equações (4.48) e (4.49):

$$\omega_n = \sqrt{k_{ipll}} \quad (4.50)$$

$$\varsigma = \frac{k_{ppll}}{2} \sqrt{\frac{1}{k_{ipll}}} \quad (4.51)$$

Em Rodriguez et al. (2007), os autores realizam uma compensação nos ganhos com base no nível de tensão em que o sistema está operando. Dessa forma, as Equações (4.51) e (4.51) podem ser reescritas como:

$$\omega_n = \sqrt{|V_g| k_{ipll}} \quad (4.52)$$

$$\varsigma = \frac{k_{ppll}}{2} \sqrt{\frac{|V_g|}{k_{ipll}}} \quad (4.53)$$

É importante destacar que os próximos modelos de PLL apresentados foram desenvolvidos com base na estrutura do SRF. Embora cada sistema apresente variações nos ganhos e nas respectivas funções de transferência, optou-se por utilizar os mesmos parâmetros de controle definidos para o modelo SRF. Tal escolha se justifica pelo fato de que as respostas obtidas — tanto no regime transitório quanto no regime permanente — foram satisfatórias.

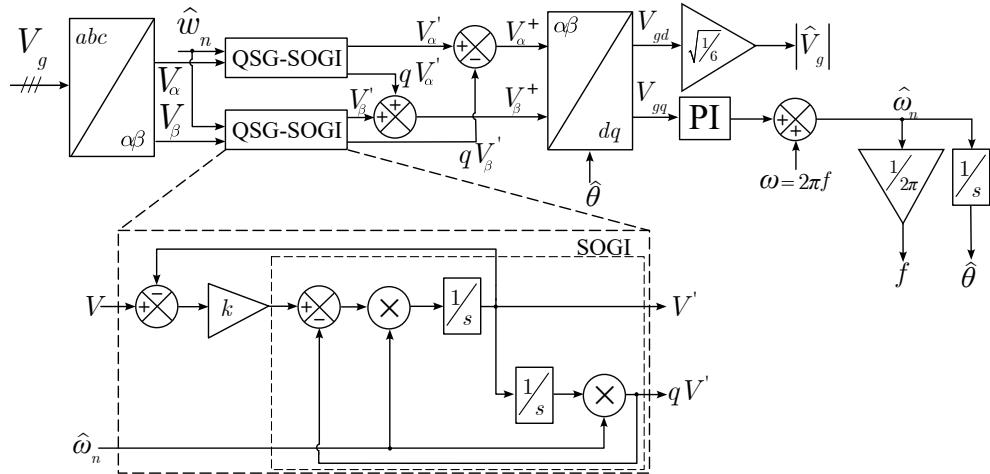
4.5.2 QSG-SOGI-PLL

O PLL do tipo SOGI atua como um integrador de sinais senoidais e pode ser configurado para operar como um gerador de sinal em quadratura (QSG) e como um filtro passa-faixa por meio da realimentação de seu sinal de saída, conforme mostrado na Figura 22. Essa estrutura atua como uma ferramenta valiosa para extrair e separar as componentes de sequência positiva e negativa da frequência fundamental a partir de sinais trifásicos. Assim, dois QSG-SOGIs são utilizados para extrair as versões filtradas em quadratura e em fase de V_α e V_β (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2017).

4.5.3 MSRF-PLL

A Figura 23 apresenta o diagrama esquemático do MSRF-PLL. Este tipo de PLL utiliza dois SRFs que giram na mesma velocidade angular, mas em direções opostas, e uma rede de realimentação cruzada para extrair e separar os componentes de sequência

Figura 22 – Diagrama de blocos do QSG-SOGI-PLL.



Fonte: Adaptado de Golestan, Guerrero e Vasquez (2017), 2025.

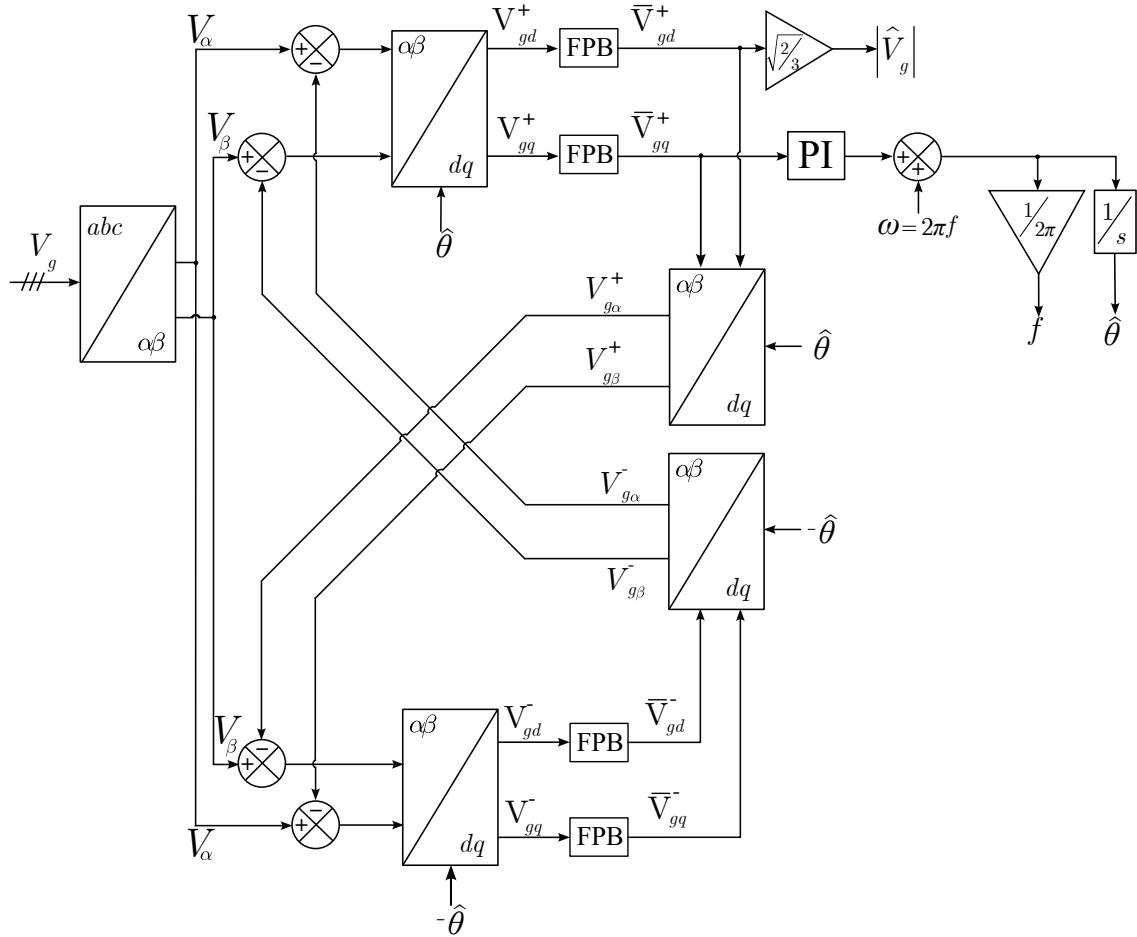
positiva da frequência fundamental e os componentes de sequência negativa da frequência fundamental. Dessa forma, o desequilíbrio da tensão da rede não tem efeito negativo, em estado estacionário, no desempenho do MSRF-PLL. No entanto, a presença de harmônicos na entrada do MSRF-PLL pode causar erros oscilatórios nas quantidades estimadas (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2017). No esquema mostrado, FPB é um filtro passa-baixa, e sua frequência de corte é a mesma da componente fundamental da rede.

4.6 Modelo Agregado

Neste trabalho foram realizados os cálculos dos parâmetros necessários para a simulação de sistemas IBR com potências nominais de 2 MVA, 5 MVA e 20 MVA. No entanto, a potência associada a um parque eólico real é significativamente superior à de uma única unidade geradora. No caso estudado, considerou-se uma potência total de 100 MVA, sendo necessário o uso de múltiplas fontes conectadas em paralelo para atingir a potência desejada.

Esse arranjo, contudo, impõe uma limitação importante relacionada à carga computacional, uma vez que cada unidade IBR precisa processar seu respectivo sistema de controle. Como referência, a simulação no *software MATLAB/Simulink*® de 50 fontes de 2 MVA conectadas em paralelo, para um intervalo de tempo de 0,6 s, apresentou um tempo médio de execução entre 14 e 16 horas. Neste estudo, foram implementados três tipos distintos de PLLs, avaliados sob três diferentes tipos de curtos-circuitos, totalizando nove casos por modelo, os quais serão discutidos no Capítulo 5. Dessa forma, o tempo total mínimo para execução de todos os casos de simulação superou 126 horas. Para o equivalente de 100 MVA formado por fontes de 5 MVA, o tempo médio de execução de cada simulação foi de aproximadamente 1,5 h, enquanto o equivalente de 100 MVA composto

Figura 23 – Diagrama de blocos do MSRF-PLL.



Fonte: Adaptado de Golestan, Guerrero e Vasquez (2017), 2025.

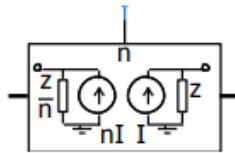
por fontes de 20 MVA apresentou um tempo médio de 30 minutos.

Com o intuito de mitigar esse elevado custo computacional, os desenvolvedores do *software PSCAD®* utilizam os modelos agregados de IBRs. Essa abordagem consiste em representar um conjunto de unidades por meio do escalonamento da corrente de saída de uma única turbina, cuja magnitude é multiplicada pelo número total de unidades equivalentes (PSCAD, 2018). A injeção dessa corrente no sistema é realizada por meio de fontes de corrente controladas, conforme ilustrado na Figura 24.

O modelo agregado utilizado neste trabalho está apresentado na Figura 25. O principal desafio para a implementação dessa representação está relacionado às limitações computacionais observadas no ambiente *MATLAB/Simulink®*. A corrente fornecida por uma fonte de 20 MVA é inicialmente lida por um sensor, sendo necessário aplicar um *delay* de um passo de cálculo ao sinal de entrada, a fim de garantir a estabilidade numérica da simulação.

A necessidade da introdução desse *delay* decorre da existência de um ciclo algébrico direto entre a medição da corrente de saída da fonte agregada e sua reinjeção no sistema por

Figura 24 – Representação do escalonamento da potência de turbinas eólicas no *software PSCAD*®.



Fonte: (PSCAD, 2018).

meio de uma fonte de corrente controlada. Esse tipo de conexão, sem a devida defasagem temporal, pode provocar instabilidades no solucionador numérico do *software*, resultando em erros do tipo *algebraic loop* ou até mesmo na interrupção da simulação.

Para contornar esse problema e permitir que o modelo seja corretamente interpretado pelo integrador do simulador, foi inserido um pequeno atraso no sinal de corrente. Esse atraso é suficientemente curto para não comprometer a resposta dinâmica do sistema, mas eficaz na eliminação dos efeitos algébricos.

Adicionalmente, foi necessário empregar uma resistência ($R_{ai} = 10^{10}\Omega$) de alta impedância e um transformador unitário. Esses elementos contribuem para a prevenção de laços algébricos e garantem maior robustez computacional ao modelo, sem comprometer significativamente a fidelidade da resposta simulada. A impedância desse transformador, no lado primário, é dada por $z = 0,596 \mu\Omega + j 37,699 \mu\Omega$, valor que representa um acoplamento suficiente para garantir a estabilidade numérica do modelo, porém sem interferir de forma relevante no comportamento elétrico do sistema.

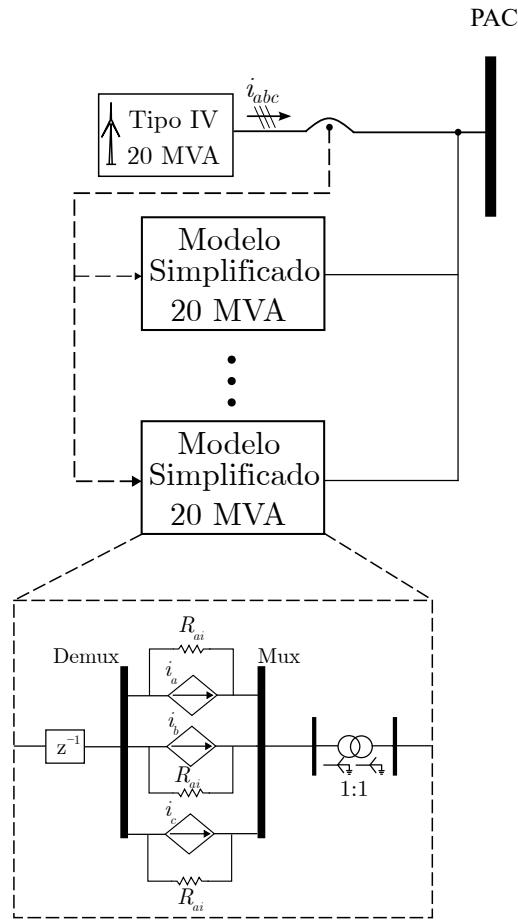
De maneira geral, o tempo de execução das simulações utilizando o modelo agregado foi ligeiramente inferior ao observado no equivalente de 20 MVA, situando-se em torno de 20 minutos. Dessa forma, esse tipo de sistema mostra-se vantajoso quando o objetivo é reduzir a carga computacional associada às simulações, especialmente em estudos que envolvem múltiplas unidades e diferentes cenários de operação.

4.7 Conclusões

Este capítulo apresentou a metodologia utilizada para a modelagem do sistema, com base em uma análise criteriosa das Leis de Kirchhoff das tensões e das correntes, com o objetivo de modelar a planta de controle das correntes nos eixos dq , bem como sua representação no formato de espaço de estados.

Ademais, foram discutidos o sistema de controle e o código de rede adotado, os

Figura 25 – Modelo agregado de IBR.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

quais englobam o controle do barramento CC e das correntes nos eixos dq , obtidas por meio da Transformada de Park. Também foi apresentada a técnica de Modulação Senoidal por Largura de Pulso com injeção do terceiro harmônico, a qual permite ampliar a faixa de operação do inversor sem causar sobremodulação, além de melhorar a qualidade da forma de onda de saída.

Na sequência, foram descritas as etapas para a obtenção das funções de transferência do sistema e suas respectivas análises de resposta em frequência, utilizando o diagrama de Bode.

Foi realizada ainda uma descrição matemática de um modelo simplificado de PLL, com a dedução da função de transferência e o projeto de seus ganhos, com base na equação característica de um sistema de segunda ordem. Por fim, apresentou-se o procedimento utilizado pelo *software* PSCAD® para escalar a potência de uma fonte renovável, visando simular um parque eólico de forma mais eficiente do ponto de vista computacional, além das adaptações necessárias para aplicar essa metodologia no *software* MATLAB/Simulink®.

5 RESULTADOS

Neste capítulo são detalhados os parâmetros dos modelos de IBR empregados nesta dissertação, assim como os critérios utilizados para representar os sinais. São apresentados e discutidos os resultados das simulações realizadas no *software* MATLAB/Simulink®, que abrangem o funcionamento do sistema em condições normais e regime permanente, além dos cenários de curto-círcuito trifásico, bifásico e monofásico, avaliados para diferentes tipos de PLLs.

5.1 Parâmetros de Simulação e Casos Analisados

O sistema de potência foi simulado no *software* MATLAB/Simulink®, considerando um período de observação de 600 ms. Os resultados são apresentados a partir do regime permanente, estabelecido no instante de 100 ms. O passo de cálculo adotado foi de 10 μ s, aplicado tanto ao sistema de potência quanto aos elementos de controle. A Tabela 3 apresenta os parâmetros do sistema, incluindo os dados do equivalente do SIN e das linhas de transmissão em termos de componentes de sequência positiva e zero, bem como os parâmetros dos transformadores, expressos pelas impedâncias nos lados de alta tensão (H) e baixa tensão (X).

Os curtos-circuitos foram aplicados na linha de interconexão de 500 kV (Figura 3), no instante de 200 ms. Para o monitoramento das linhas e a obtenção das medições, assumiram-se transformadores como instrumentos ideais. As Tabelas 4, 5 e 6 apresentam, respectivamente, os parâmetros dos sistemas com IBRs de 2 MVA, 5 MVA e 20 MVA.

Foram simulados os seguintes casos de curto-círcuito: falta trifásica (ABC) com resistência de 5 Ω , falta bifásica (AB) também com resistência de 5 Ω e falta monofásica à terra (AT) com resistência de 50 Ω . De acordo com Lopes et al. (2024), esses valores estão alinhados com estudos sobre resistências típicas associadas às faltas monofásicas aterradas. As resistências das faltas trifásica e bifásica foram definidas como 10% da resistência da falta monofásica. Consideraram-se faltas resistivas devido ao impacto significativo que exercem sobre o desempenho dos PLLs. Além disso, optou-se por simular faltas trifásicas e bifásicas sem aterramento, uma vez que não envolvem componentes de sequência zero, o que permite uma comparação mais precisa entre os modelos analisados. Essa abordagem também contribui para reduzir a influência do equivalente do SIN na estimativa da corrente de falta pelos relés de proteção.

De acordo com Horowitz e Phadke (2008), é desejável que uma falta seja eliminada do sistema de potência o mais rapidamente possível. No entanto, o relé deve tomar sua

Tabela 3 – Parâmetros do sistema avaliado.

Parâmetros	Valores
Transformador Dyn1 34.5 kV - 0.575 kV	$Z_H = 4.2921 \cdot 10^3 + j0.3417 \text{ m}\Omega$ $Z_X = 1.1922 + j0.0095 \mu\Omega$
Linha 1	$R_{+/0} = 0.0755/0.4231 \Omega / \text{km}$ $L_{+/0} = 1.1925/3.7765 \text{ mH/km}$ $C_{+/0} = 0.0056/0.0099 \text{ nF/km}$
Transformador YNd1 138kV - 34.5 kV	$Z_H = 0.0494 \cdot 10^3 + j3.9236 \text{ m}\Omega$ $Z_X = 3.0854 + j0.2452 \text{ m}\Omega$
Linha 2	$R_{+/0} = 0.0755/0.4231 \Omega / \text{km}$ $L_{+/0} = 1.1925/3.7765 \text{ mH/km}$ $C_{+/0} = 0.0056/0.0099 \text{ nF/km}$
Transformador YNyn 500 kV - 138 kV	$Z_H = 1.81 \cdot 10^3 + j0.6353 \text{ m}\Omega$ $Z_X = 140 + j0.0484 \text{ m}\Omega$
Linha 3	$R_{+/0} = 19.1/204.4 \text{ m}\Omega / \text{km}$ $L_{+/0} = 0.818/2.17 \text{ mH/km}$ $C_{+/0} = 14.2/9 \text{ nF/km}$
Equivalente do SIN	$R_{+/0} = 11.721/45.767 \Omega$ $L_{+/0} = 0.046/0.1141 \text{ mH}$

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

decisão com base nas formas de onda de tensão e corrente que se encontram severamente distorcidas devido aos fenômenos transitórios que ocorrem imediatamente após a incidência de uma falta. O relé precisa extraír dessas formas de onda informações significativas sobre as quais deve fundamentar uma decisão segura de atuação. Assim, tais considerações implicam que o relé leve um certo tempo para alcançar o grau de certeza necessário para a atuação. A relação entre o tempo de resposta do relé e seu nível de certeza é inversamente proporcional, sendo essa característica de operação uma das propriedades mais fundamentais dos sistemas de proteção.

Em Zubic, Gajic e Kralj (2021), são discutidas as diferentes gerações de relés de proteção. Os relés de primeira geração operam com baixa frequência de amostragem (inferior a 1 kHz até alguns kHz) e utilizam algoritmos no domínio fasorial, apresentando tempos de atuação geralmente entre 8 ms e 20 ms. Os relés de segunda geração utilizam frequências de amostragem mais elevadas (entre 4 kHz e 10 kHz) e aplicam algoritmos no domínio do tempo, geralmente baseados em grandezas incrementais e equações diferenciais, em substituição à abordagem fasorial. Nesses casos, os tempos de atuação situam-se na faixa de 3 ms a 8 ms. Por fim, os relés de terceira geração operam com alta frequência de amostragem ($\geq 1 \text{ MHz}$) e utilizam algoritmos baseados em ondas viajantes, possibilitando tempos de atuação ainda menores, geralmente entre 1,5 ms e 3 ms.

Ainda conforme Zubic, Gajic e Kralj (2021), foram analisados os tempos de abertura e de arco dos disjuntores, por constituírem os principais parâmetros que compõem o tempo

Tabela 4 – Parâmetros do sistema de IBR com potência de 2 MVA.

Parâmetros	Valores
V_{DC} - Tensão do barramento CC	1.200 V
C_{DC} - Capacitância do barramento CC	4.000 μ F
R_{ch} - Resistência de chopperr	0,8 Ω
L_f - Indutância do filtro LCL - lado do inversor	0,0938 mH
L_g - Indutância do filtro LCL - lado da rede	0,0019 mH
C_f - Capacitância do filtro LCL	353,68 μ F
R_d - Resistência de amortecimento do filtro LCL	0,0399 Ω
Ganhos para o controlador PI do barramento CC	$k_p = 9,3503$ $k_i = 205,3860$
Ganhos para o controladores PI dos PLLs	$k_p = 0,2821$ $k_i = 25,0657$
Ganhos para o controladores PI das correntes dq	$k_p = 21,6156$ $k_i = 2,3900 \cdot 10^4$
Tensão nominal do PAC e frequência	0,575 kV/60 Hz

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Tabela 5 – Parâmetros do sistema de IBR com potência de 5 MVA.

Parâmetros	Valores
V_{DC} - Tensão do barramento CC	1.200 V
C_{DC} - Capacitância do barramento CC	10.000 μ F
R_{ch} - Resistência de chopperr	0,35 Ω
L_f - Indutância do filtro LCL - lado do inversor	0,0375 mH
L_g - Indutância do filtro LCL - lado da rede	0,0008 mH
C_f - Capacitância do filtro LCL	884,19 μ F
R_d - Resistência de amortecimento do filtro LCL	0,0218 Ω
Ganhos para o controlador PI do barramento CC	$k_p = 38,6471$ $k_i = 160,0258$
Ganhos para o controladores PI dos PLLs	$k_p = 0,2821$ $k_i = 25,0657$
Ganhos para o controladores PI das correntes dq	$k_p = 14,0107$ $k_i = 1,4082 \cdot 10^3$
Tensão nominal do PAC e frequência	0,575 kV/60 Hz

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

total de eliminação da falta. Fenômenos mais complexos, como a física do arco e as tensões transitórias de restabelecimento, não foram considerados diretamente na análise. Uma abordagem estatística foi escolhida, utilizando distribuições representativas dos tempos de abertura e de arco para modelar o comportamento dos disjuntores. Dois cenários distintos foram considerados na avaliação: o primeiro, com base em ensaios de tipo de um disjuntor moderno (modelo de fábrica), e o segundo, fundamentado em dados reais de tempo

Tabela 6 – Parâmetros do sistema de IBR com potência de 20 MVA.

Parâmetros	Valores
V_{DC} - Tensão do barramento CC	1.200 V
C_{DC} - Capacitância do barramento CC	40.100 μ F
R_{ch} - Resistência de <i>chopperr</i>	0,1 Ω
L_f - Indutância do filtro LCL - lado do inversor	0,0094 mH
L_g - Indutância do filtro LCL - lado da rede	0,0002 mH
C_f - Capacitância do filtro LCL	3.500 μ F
R_d - Resistência de amortecimento do filtro LCL	0,0091 Ω
Ganhos para o controlador PI do barramento CC	$k_p = 154,5940$ $k_i = 638,9079$
Ganhos para o controladores PI dos PLLs	$k_p = 0,2821$ $k_i = 25,0657$
Ganhos para o controladores PI das correntes dq	$k_p = 3,8995$ $k_i = 546,9019$
Tensão nominal do PAC e frequência	0,575 kV/60 Hz

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

de interrupção registrados em operação de campo. No primeiro cenário, utilizou-se um disjuntor a SF₆, do tipo tanque vivo, amplamente empregado em sistemas de transmissão (420 kV, 63 kA), cujo tempo de abertura nominal é de 18 ± 2 ms. A faixa de tempo de arco utilizada no modelo foi definida com base na seleção do menor valor mínimo (7,6 ms) e do maior valor máximo (21,9 ms), adotando-se uma distribuição uniforme. A combinação desses tempos com a faixa de abertura nominal resultou em uma distribuição uniforme dos tempos totais de interrupção, variando entre 23,6 ms e 41,9 ms. Como os dados não indicavam o menor tempo real registrado, e considerando que os principais fabricantes seguem projetos semelhantes para disjuntores de 420 kV e 550 kV, adotou-se o valor mínimo de 23,6 ms, conforme o primeiro cenário. No segundo cenário, foram utilizados dados de um estudo realizado na *China Southern Grid*, em sistemas de 550 kV, que reuniu 2.710 registros de operação de disjuntores ao longo de vários anos, sendo o maior tempo de interrupção observado igual a 74 ms.

Outro fator relevante é que, conforme estabelece o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) (2024), nos casos de faltas sólidas sem falha de disjuntor, o tempo total para a eliminação da falta não deve ultrapassar 70 ms em sistemas com tensão superior a 230 kV. Com base nesse critério, a análise dos resultados foi realizada em uma janela temporal de 400 ms a partir do instante de ocorrência da falta, com o objetivo de avaliar os possíveis comportamentos associados à eventual não atuação das funções de proteção. Para cada caso analisado, apresenta-se uma janela de ampliação (*zoom*) de 20 ms após o início da falta, com o intuito de evidenciar, com maior precisão temporal, o comportamento do sistema em condições-limite de tempo de atuação de um relé de proteção.

5.2 Discussão dos Resultados

As faltas consideradas nas simulações desta seção foram aplicadas no centro das linhas de interconexão e estão apresentadas nas Figuras 26, 27 e 28, correspondendo, respectivamente, às faltas ABC, AB e AT. Cada gráfico apresenta o formato de onda para as seguintes situações: equivalente de 100 MVA formado por 50 fontes renováveis de 2 MVA; equivalente de 100 MVA formado por 20 fontes renováveis de 5 MVA; equivalente de 100 MVA formado por 5 fontes renováveis de 20 MVA; e equivalente de 100 MVA formado pelo modelo agregado. A tensão base para os resultados em pu é de 460 V e potência base é de 100 MVA. Além disso, em cada figura, os gráficos estão organizados da seguinte forma: (a) Tensão medida pelo SRF-PLL; (b) Tensão medida pelo QSG-SOGI-PLL; (c) Tensão medida pelo MSRF-PLL; (d) Frequência medida pelo SRF-PLL; (e) Frequência medida pelo QSG-SOGI-PLL; (f) Frequência medida pelo SRF-PLL; (g) Tensão no barramento CC – Sistema formado pelo PLL do tipo SRF; (h) Tensão no barramento CC – Sistema formado pelo PLL do tipo QSG-SOGI; (i) Tensão no barramento CC – Sistema formado pelo PLL do tipo MSRF; (j) Potência reativa no PAC – Sistema formado pelo PLL do tipo SRF; (k) Potência reativa no PAC – Sistema formado pelo PLL do tipo QSG-SOGI; (l) Potência reativa no PAC – Sistema formado pelo PLL do tipo MSRF; (m) Potência ativa no PAC – Sistema formado pelo PLL do tipo SRF; (n) Potência ativa no PAC – Sistema formado pelo PLL do tipo QSG-SOGI; (o) Potência ativa no PAC – Sistema formado pelo PLL do tipo MSRF; (p) Potência aparente no PAC – Sistema formado pelo PLL do tipo SRF; (q) Potência aparente no PAC – Sistema formado pelo PLL do tipo QSG-SOGI; (r) Potência aparente no PAC – Sistema formado pelo PLL do tipo MSRF; (s) Corrente no terminal local – Sistema formado pelo PLL do tipo SRF; (t) Corrente no terminal local – Sistema formado pelo PLL do tipo QSG-SOGI; (u) Corrente no terminal local – Sistema formado pelo PLL do tipo MSRF; (v) Módulo da corrente de fase A no terminal local, sintonizada para 60 Hz – Sistema formado pelo PLL do tipo SRF; (w) Módulo da corrente de fase A no terminal local, sintonizada para 60 Hz – Sistema formado pelo PLL do tipo QSG-SOGI; (x) Módulo da corrente de fase A no terminal local, sintonizada para 60 Hz – Sistema formado pelo PLL do tipo MSRF; (y) Fase da corrente de fase A no terminal local, sintonizada para 60 Hz – Sistema formado pelo PLL do tipo SRF; (z) Fase da corrente de fase A no terminal local, sintonizada para 60 Hz – Sistema formado pelo PLL do tipo QSG-SOGI; (A) Fase da corrente de fase A no terminal local, sintonizada para 60 Hz – Sistema formado pelo PLL do tipo MSRF.

Para simplificar, apenas uma fase em falta foi analisada, mesmo nos casos de faltas multifásicas. A magnitude da tensão e a frequência no PAC são obtidas diretamente dos PLLs, enquanto a magnitude e a fase da corrente no terminal local são estimados por meio de estimativa fasorial, de forma semelhante aos relés de proteção tradicionais. Um filtro

anti-aliasing com frequência de corte em 380 Hz foi aplicado, seguido de uma taxa de amostragem para 16 amostras por ciclo (taxa de amostragem de 960 Hz), a fim de emular o processo de amostragem de sinais. Em seguida, utilizou-se um filtro cosseno modificado para a estimativa fasorial (HART; NOVOSEL; SMITH, 2000).

A análise dos resultados pode ser dividida em quatro fases. A primeira corresponde ao intervalo entre 100 ms e 200 ms, durante o qual o sistema se encontra em regime permanente, sem a presença de faltas. A segunda fase abrange o período de 200 ms a 220 ms, correspondente ao tempo máximo esperado para a atuação do relé de proteção. A terceira fase, de 220 ms a 270 ms, representa o limite de tempo estabelecido pelo ONS para a eliminação da falta. Por fim, a quarta fase, entre 270 ms e 600 ms, contempla os efeitos no sistema caso nenhuma função de proteção seja acionada. Para os resultados cujo regime permanente se estende até momentos muito próximos da segunda ou da terceira fase, não foi necessário indicar explicitamente em qual fase o sistema se encontra.

As Figuras 26(a), 26(b) e 26(c) apresentam a tensão medida pelos PLLs dos tipos SRF, QSG-SOGI e MSRF, respectivamente, durante a ocorrência de um curto-círcuito ABC. Na primeira fase da análise, observou-se que os equivalentes formados por unidades de 2 MVA, 5 MVA e 20 MVA mantiveram a tensão próxima de 1 pu de forma contínua para os três tipos de PLLs. No entanto, no caso do modelo agregado com sistema baseado no PLL do tipo SRF, verificou-se um comportamento oscilatório da tensão em torno da frequência fundamental de 60 Hz, com variações entre 0,95 pu e 1,06 pu. Por outro lado, quando o modelo agregado utilizou PLLs dos tipos QSG-SOGI ou MSRF, a tensão apresentou comportamento mais estável e contínuo em 1 pu ao longo do mesmo intervalo. Considerando a natureza não linear dos PLLs e o fato de seus ganhos terem sido projetados para operar em torno de um determinado nível de tensão, verificou-se que, durante a ocorrência do curto-círcuito trifásico — considerado o mais severo em termos de distúrbio — o sistema com PLL do tipo SRF apresentou medições de tensão negativas, com valores variando de -0,7 pu (no equivalente de 2 MVA) até -1 pu (no equivalente de 5 MVA), exibindo comportamento oscilatório. Nessas condições, o sistema de controle interpretou que a tensão estava abaixo do limite de 0,85 pu, o que acionou a injeção de corrente reativa. Por outro lado, os PLLs dos tipos QSG-SOGI e MSRF não apresentaram medições negativas de tensão, embora também tenham solicitado a injeção de corrente reativa no primeiro momento. De modo geral, os diferentes modelos de equivalência do sistema apresentaram formas de onda semelhantes, com variações discretas. Observou-se, contudo, que a utilização do MSRF resultou em um decaimento mais rápido da tensão, atingindo um valor mínimo de 0,18 pu, enquanto o PLL QSG-SOGI apresentou uma resposta mais lenta, com mínimo de 0,2 pu.

Na terceira fase da análise, todos os tipos de PLLs e modelos analisados apresentaram comportamento semelhante. O sistema já havia iniciado a injeção de corrente reativa,

o que resultou na elevação do nível de tensão para valores próximos de 0,5 pu em todos os casos. Na última fase, a tensão mensurada aumentou gradualmente à medida que o sistema continuava a injetar corrente reativa, até atingir a zona de absorção dessa potência. O modelo equivalente de 2 MVA, utilizando o PLL do tipo SRF, apresentou oscilações expressivas, com variações entre 1,8 pu e -0,8 pu, alternando entre injeção e absorção de corrente reativa, o que representa um comportamento significativamente distinto tanto em relação aos outros modelos com o mesmo tipo de PLL quanto em relação aos modelos com PLLs de outros tipos. Em contraste, os demais modelos com PLL do tipo SRF exibiram um crescimento contínuo da tensão. Já para os PLLs dos tipos QSG-SOGI e MSRF, todos os modelos apresentaram uma elevação progressiva da tensão, sem oscilações significativas, até alcançarem a região de absorção de potência reativa.

As Figuras 27(a), 27(b) e 27(c) apresentam a tensão medida pelos PLLs dos tipos SRF, QSG-SOGI e MSRF, respectivamente, durante a ocorrência de um curto-circuito AB. Nesse tipo de falta, os modelos do sistema demonstraram formas de onda bastante similares entre si para cada tipo de PLL ao longo de toda a duração do evento. No caso do sistema com PLL do tipo SRF, as formas de onda apresentaram comportamento oscilatório e periódico, com frequência dominante em torno de 120 Hz. Nessa condição, a lógica de controle alternou entre a injeção de corrente reativa, a ausência de ação e a absorção de corrente reativa. Para o PLL QSG-SOGI, observou-se, em todos os modelos, um decaimento suave da tensão, com oscilações mínimas, até a estabilização em aproximadamente 0,625 pu. Já com o uso do PLL MSRF, verificou-se um comportamento semelhante ao do QSG-SOGI no regime permanente; no entanto, os modelos de 2 MVA e 5 MVA apresentaram quedas mais acentuadas na tensão estimada durante o transitório, atingindo aproximadamente 0,36 pu e 0,4 pu, respectivamente. Para os PLLs dos tipos QSG-SOGI e MSRF, a lógica de controle atuou exclusivamente por meio da solicitação de injeção de potência reativa. O MSRF atingiu o regime permanente mais rapidamente que o QSG-SOGI, e ambos apresentaram o mesmo valor final de tensão nesse regime.

As Figuras 28(a), 28(b) e 28(c) apresentaram a tensão medida pelos PLLs dos tipos SRF, QSG-SOGI e MSRF, respectivamente, durante a ocorrência de um curto-circuito AT. A análise da tensão estimada pelos PLLs para esse tipo de falta revelou um comportamento bastante semelhante ao observado nas faltas bifásicas. Para o Sistema formado pelo PLL do tipo SRF, identificou-se um padrão oscilatório, com frequência próxima de 120 Hz, no qual a lógica de controle alternou entre injeção de corrente reativa, ausência de ação e absorção de corrente reativa. Nos demais tipos de PLL, observou-se um decaimento seguido de estabilização da tensão em torno de 0,83 pu, o que levou à solicitação de injeção de corrente reativa pelo sistema de controle.

As Figuras 26(d), 26(e) e 26(f) ilustram, respectivamente, a frequência estimada pelos PLLs durante o curto-circuito trifásico. No período pré-falta, todos os PLLs e modelos

apresentaram uma frequência estável em 60 Hz. Nos primeiros 20 ms após a ocorrência da falta, o Sistema formado pelo PLL do tipo SRF apresentou um comportamento oscilatório, com variações entre 30 e 100 Hz. Após esse período, observou-se que a frequência estimada por todos os modelos evoluiu de forma semelhante a uma função de primeiro grau. Nesse cenário, o modelo equivalente de 2 MVA apresentou oscilações mais acentuadas em comparação aos demais, especialmente entre 310 e 400 ms. A partir dos 400 ms, notou-se uma diferença na inclinação da curva de frequência entre os modelos. Ao se analisarem os resultados obtidos com os demais tipos de PLLs, verificou-se um comportamento significativamente menos oscilatório. Durante os primeiros 20 ms, a frequência estimada permaneceu próxima de 60 Hz, passando a crescer somente após esse intervalo. No caso da falta bifásica, cujos resultados estão apresentados nas Figuras 27(d), 27(e) e 27(f) para os PLLs SRF, QSG-SOGI e MSRF, respectivamente, observou-se um comportamento periódico ao longo de toda a duração da falta. O PLL SRF manteve um padrão oscilatório, com frequência média de 120 Hz e variações entre 10 e 90 Hz. Por outro lado, os demais PLLs apresentaram uma variação máxima de frequência limitada a 65 Hz, estabilizando-se em 60 Hz após aproximadamente 70 ms. Por fim, no caso da falta monofásica aterrada, conforme ilustrado nas Figuras 28(d), 28(e) e 28(f), observou-se um comportamento bastante semelhante ao da falta bifásica. O PLL SRF continuou apresentando oscilações com frequência média de 120 Hz, enquanto os outros dois modelos apresentaram variações máximas de apenas 3 Hz na frequência estimada, estabilizando-se nos 60 Hz.

As Figuras 26(g), 26(h) e 26(i) representam, respectivamente, a tensão no barramento CC durante o curto-circuito trifásico para os casos com os PLLs SRF, QSG-SOGI e MSRF. A tensão de referência foi de 1.200 V para todos os cenários de pré-falta e pós-falta. Durante a ocorrência da falta, observou-se uma tendência de aumento da tensão no barramento CC, como resposta às exigências impostas pelo controle. No entanto, com a atuação da resistência de chopper — programada para ser ativada quando a tensão ultrapassa 1,2 pu — a tensão manteve-se estável em torno de 1.440 V em todos os casos. No curto-circuito bifásico, ilustrado nas Figuras 27(g), 27(h) e 27(i) para os PLLs SRF, QSG-SOGI e MSRF, respectivamente, observou-se um comportamento oscilatório com frequência dominante de 120 Hz em todas as situações. A principal particularidade foi observada no modelo de 2 MVA com o PLL SRF, que apresentou variações mínimas de tensão mais elevadas em comparação aos demais modelos, os quais exibiram formas de onda semelhantes. Para a falta monofásica, representada nas Figuras 28(g), 28(h) e 28(i), novamente considerando os modelos com PLLs SRF, QSG-SOGI e MSRF, observou-se o mesmo padrão oscilatório com frequência de 120 Hz em todos os casos. Um resultado relevante foi identificado ao se comparar a resposta do PLL SRF nos modelos de 20 MVA e no modelo agregado após 20 ms, evidenciando diferenças no comportamento da tensão do barramento, mesmo considerando que o modelo agregado foi construído a partir de uma fonte de 20 MVA.

As Figuras 26(j), 26(k) e 26(l) ilustram a potência reativa no PAC, utilizando os PLLs SRF, QSG-SOGI e MSRF, respectivamente, fornecida pelas fontes renováveis durante o curto-circuito trifásico. Na condição de pré-falta, a potência reativa foi nula, resultando em fornecimento de potência com fator de potência unitário. Com a ocorrência do curto-circuito, o sistema de controle, em conjunto com o inversor, passou a seguir a curva de fornecimento ou absorção de corrente reativa com base na tensão medida pelo PLL. Com o aumento da potência reativa injetada, observou-se também uma elevação da tensão no ponto de acoplamento. Em todos os cenários de PLL, após a ocorrência da falta, a potência reativa apresentou inicialmente um comportamento oscilatório, com variações em torno de -2 pu a 2 pu. Posteriormente, essas oscilações foram atenuadas, e observou-se uma elevação gradual da potência reativa até a estabilização em torno de 1 pu. Para os casos de curto-circuito bifásico, ilustrados nas Figuras 27(j), 27(k) e 27(l) para os PLLs SRF, QSG-SOGI e MSRF, respectivamente, observou-se um comportamento oscilatório com frequência dominante de 120 Hz, bastante semelhante entre os modelos. Entretanto, os PLLs QSG-SOGI e MSRF apresentaram formas de onda mais suaves, com oscilações e distorções menos acentuadas em comparação ao PLL SRF. No caso do curto-circuito monofásico, representado nas Figuras 28(j), 28(k) e 28(l), para os respectivos PLLs, a análise revelou comportamento semelhante ao observado no caso bifásico, com os PLLs do tipo QSG-SOGI e MSRF apresentando resultados com menores oscilações.

Em relação à potência ativa no PAC, as Figuras 26(m), 26(n) e 26(o) ilustram seu comportamento durante o curto-circuito trifásico para os PLLs SRF, QSG-SOGI e MSRF, respectivamente. No instante anterior à falta, a potência ativa total fornecida no PAC era de 1 pu. Após a ocorrência do curto-circuito trifásico, a resistência de *chopper* passou a atuar no sistema, fazendo com que parte da potência ativa gerada pela fonte renovável fosse dissipada nesse elemento. Para os casos de curto-circuito bifásico e monofásico, apresentados nas Figuras 27(m), 27(n) e 27(o), e nas Figuras 28(m), 28(n) e 28(o), respectivamente, observou-se que o comportamento da potência ativa esteve diretamente relacionado ao barramento CC, o qual apresentou uma forma de onda oscilatória e periódica, com frequência dominante de 120 Hz. Nessas duas situações de falta, o sistema de geração renovável continuou fornecendo potência ativa à rede, porém de forma variável ao longo do tempo. De modo geral, os PLLs QSG-SOGI e MSRF apresentaram resultados mais similares entre os modelos equivalentes, com menores distorções em comparação ao PLL do tipo SRF. O módulo da potência aparente no PAC foi obtido a partir da relação entre as potências ativa e reativa. As Figuras 26(p), 26(q) e 26(r) apresentam os formatos de onda durante o curto-circuito trifásico. As Figuras 27(p), 27(q) e 27(r) mostram os resultados para o curto-circuito bifásico, enquanto as Figuras 28(p), 28(q) e 28(r) correspondem ao caso de curto-circuito monofásico, para os PLLs SRF, QSG-SOGI e MSRF, respectivamente.

As Figuras 26(s), 26(t) e 26(u) apresentam os formatos de onda da corrente da fase A ao longo do tempo, após o processo de filtragem *anti-aliasing* e digitalização,

referentes aos PLLs do tipo SRF, QSG-SOGI e MSRF, respectivamente, para a situação de curto-círcuito trifásico. Nesse cenário, observou-se um aumento inicial da amplitude da corrente de 160 A para 240 A. Durante os primeiros 20 ms, a variação de frequência foi mínima. No entanto, à medida que a falta persiste e o sistema de código de rede passou a atuar, o sinal de corrente perdeu seu caráter senoidal. Como o relé estima o fasor com base no valor eficaz (RMS), considerando uma frequência nominal de 60 Hz, sua precisão de medição diminui à medida que a forma de onda da corrente se afasta dessa frequência.

Para a falta bifásica, a corrente estimada pelo SRF, conforme ilustrado na Figura 27(s), apresentou a presença da 3^a harmônica, especialmente acentuada no modelo equivalente de 2 MVA. Isso resultou em pequenas variações na amplitude da corrente entre os modelos analisados, como mostra a Figura 27(v). Por outro lado, os PLLs QSG-SOGI e MSRF apresentaram maior robustez frente a distúrbios: seus sinais não exibiram harmônicos significativos e as estimativas de corrente foram mais precisas, como evidenciado nas Figuras 27(w) e 27(x). A amplitude da corrente estimada pelo SRF foi cerca de 15% inferior à dos demais. Nota-se ainda que, para o equivalente de 2 MVA, houve uma leve diferença no módulo da corrente em comparação aos outros modelos. Além disso, no SRF, durante a falta, o relé interpretou que a corrente havia diminuído nesse modelo.

Conforme apresentado em Teodorescu, Liserre e Rodriguez (2007), o SRF-PLL opera a partir da medição da tensão trifásica, convertendo-a para o referencial síncrono $dq0$ por meio da Transformada de Park. Esse método assume equilíbrio e ausência de distorções no sistema. Em condições de falta ou presença de harmônicos, no entanto, o SRF-PLL apresenta dificuldades, pois a Transformada de Park gera componentes oscilatórias no referencial dq , especialmente no eixo q . Quando a tensão nesse eixo deixa de ser constante e passa a conter componentes de sequência negativa ou harmônicas, o controle sofre instabilidades que afetam a estimativa da fase e da frequência. Como resultado, surgem oscilações que se manifestam como harmônicos nos sinais do sistema, como a 3^a harmônica observada.

Durante a falta monofásica aterrada, a presença de corrente de componente zero oriunda da rede promoveu um alinhamento mais evidente entre os formatos de onda dos diferentes modelos, conforme mostram as Figuras 28(s), 28(t) e 28(u). Nessa condição, a corrente da fase A atingiu valores próximos de 550 A durante o transitório. Os modelos apresentaram resultados similares dentro de cada tipo de PLL, com diferença de cerca de 5% na amplitude da corrente estimada pelo SRF em relação aos demais.

Por fim, as Figuras (y), (z) e (A) apresentam a fase da corrente estimada pelo relé no terminal local durante os curtos trifásico, bifásico e monofásico, respectivamente. De modo geral, o curto trifásico apresentou distorções mais expressivas no ângulo devido à sua severidade. Para os curtos bifásico e monofásico, a estimativa angular tendeu à convergência em regime permanente, indicando comportamento estável do sistema de

medição.

5.3 Avaliação do Sistema a partir de Variações nos Parâmetros de Curto-Círcuito da Rede

Nesta seção, são analisadas variações na resistência de falta e na posição do curto-círcuito ao longo da linha de transmissão, com o objetivo de avaliar o comportamento do sistema de 100 MVA, obtido a partir da associação de equivalentes de 20 MVA. Parte-se da premissa, estabelecida na seção anterior, de que os sistemas equivalentes apresentam respostas transitórias semelhantes, desde que utilizem a mesma estrutura de PLL. Avalia-se, portanto, como esse sistema composto responde sob diferentes condições de falta e como o relé interpreta os sinais de corrente e tensão da fase A durante o período do distúrbio. Foram consideradas três localizações distintas para a aplicação da falta na linha de transmissão: a 25%, 50% e 75% do seu comprimento, considerando como referencial a partir do terminal local. Para cada uma dessas posições, foram analisados três tipos de falta, cada um com duas resistências distintas: falta trifásica com resistências de 5 Ω e 15 Ω ; falta bifásica com 5 Ω e 15 Ω ; e falta monofásica com 5 Ω e 50 Ω . O tempo de simulação pós-falta foi de 70 ms, de forma a atender à exigência estabelecida pelo ONS quanto ao tempo máximo permitido para a extinção da falta.

5.3.1 Falta Trifásica

Os resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, observadas pelo relé localizado no terminal local, estão apresentados nas Figuras 29, 30 e 31, respectivamente. Observa-se que a falta trifásica representa uma condição crítica para o sistema. Para curtos-circuitos aplicados a 25% e 50% da linha de transmissão, não foram identificadas variações significativas nos níveis de corrente, independentemente do valor de resistência adotado. No entanto, quando a falta ocorre a 75% da linha, os níveis de corrente tornam-se mais elevados. Isso ocorre porque, nesse ponto, o sistema tende a apresentar menor instabilidade, favorecendo o controle do IBR e, consequentemente, facilitando o cumprimento dos requisitos do código de rede.

Em relação à tensão, observa-se o comportamento esperado de afundamento do módulo, o qual se intensifica quanto mais próxima do terminal for a localização da falta e quanto menor for a resistência envolvida. Para o caso específico de uma falta trifásica em 75% da linha, com resistência de 5 Ω , nota-se ainda uma variação abrupta na fase da tensão.

5.3.2 Falta Bifásica

Já para a falta bifásica, os resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, observadas pelo relé localizado no terminal local, estão ilustrados nas Figuras 32, 33 e 34, respectivamente, correspondentes aos PLLs do tipo SRF, QSG-SOGI e MSRF. O PLL do tipo SRF apresentou maiores instabilidades relacionadas à presença de harmônicos, o que resulta em magnitudes menores na frequência de 60 Hz quando comparado aos outros dois tipos de PLL. De forma geral, observa-se que, para esse tipo de falta, quanto mais próximo o curto estiver do terminal, maior será o módulo da corrente. No entanto, esse crescimento é pequeno em termos percentuais, da ordem de aproximadamente 5%. O mesmo comportamento é observado na variação do ângulo. Em síntese, o sinal de corrente, tanto em módulo quanto em fase, apresentou um comportamento que se assemelha a uma resposta subamortecida.

5.3.3 Falta Monofásica

Para o último caso de curto-círcuito, referente à falta monofásica, os resultados estão apresentados nas Figuras 35, 36 e 37, correspondentes aos PLLs SRF, QSG-SOGI e MSRF, respectivamente. Observa-se que, assim como na falta bifásica, os módulos de corrente tendem a aumentar conforme a falta se aproxima do terminal onde as medições são realizadas. Entretanto, nesse tipo de falta, as correntes apresentaram comportamento oscilatório tanto em módulo quanto em fase, sendo as oscilações mais acentuadas quando a falta ocorre próxima ao terminal.

5.4 Conclusões

Este capítulo apresentou uma análise do comportamento de sistemas baseados em IBRs sob diferentes condições de curto-círcuito na linha de interconexão. Foram utilizados modelos com mesma potência, mas com diferentes configurações, e avaliadas as respostas dos sistemas a partir da alteração do tipo de PLL. Simularam-se faltas trifásicas, bifásicas e monofásicas aterradas, aplicadas no centro da linha, com resistências definidas com base em referências técnicas para garantir a representatividade dos cenários.

A análise demonstrou que o desempenho dos PLLs é fortemente influenciado pelas características das faltas, principalmente devido à natureza não linear dos controladores e à presença de harmônicos e distorções nas formas de onda. Os sistemas que utilizaram o PLL do tipo SRF apresentaram maior sensibilidade a essas distorções, resultando em oscilações acentuadas na tensão estimada nos três tipos de curto-círcuito, além de maior presença de componentes harmônicas na corrente injetada, especialmente em faltas

bifásicas. Esse comportamento afetou negativamente a lógica de controle de corrente reativa, comprometendo a estabilidade e o desempenho do sistema. Em contraste, os PLLs QSG-SOGI e MSRF demonstraram maior robustez, com respostas mais estáveis e menores oscilações, como já indicado pela literatura. Isso favoreceu uma estimativa mais precisa dos parâmetros elétricos e contribuiu para uma atuação mais confiável do sistema de controle.

Verificou-se, ainda, que a estimativa correta dos sinais elétricos pelo PLL é essencial para a tomada de decisão dos relés de proteção, especialmente em sistemas com alta penetração de fontes renováveis, dado que a lógica de proteção depende diretamente da parametrização do sistema. O uso de diferentes tipos de PLLs apresentou impactos significativos na estimativa de grandezas fundamentais para a proteção, como tensão, frequência e corrente, afetando diretamente o desempenho das lógicas de controle associadas ao inversor.

Do ponto de vista da proteção, a análise em janelas temporais específicas — principalmente nos primeiros 20 ms após a ocorrência da falta — mostrou-se especialmente relevante. Erros na estimativa fasorial durante esse intervalo, notadamente no SRF-PLL, podem comprometer a atuação adequada dos relés, exigindo atenção criteriosa na escolha do PLL.

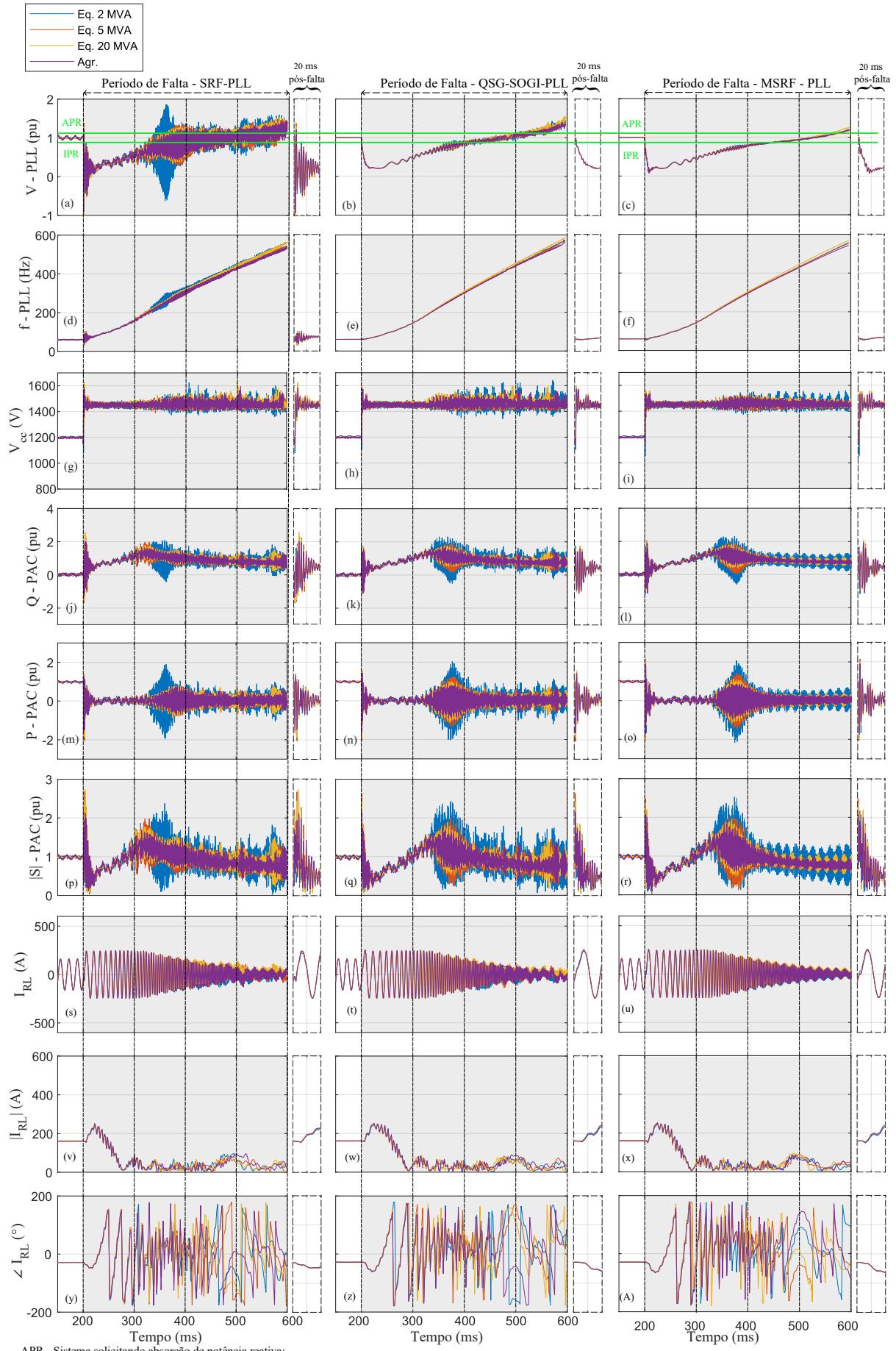
Dessa forma, os resultados obtidos reforçam que a escolha do tipo de PLL, associada a uma modelagem adequada do sistema e à consideração das dinâmicas transitórias, é decisiva para a operação segura de sistemas com alta penetração de IBRs.

As simulações também demonstraram que os modelos equivalentes de 100 MVA — compostos por 50 fontes de 2 MVA, 20 fontes de 5 MVA, 5 fontes de 20 MVA, além do modelo agregado — apresentaram respostas transitórias semelhantes entre si nos primeiros 20 ms, desde que operassem com o mesmo tipo de PLL. Isso indica que o aumento da potência das unidades IBRs em simulação, bem como o uso de modelos agregados, pode reduzir significativamente a carga computacional sem comprometer a fidelidade das respostas dinâmicas em períodos transitórios.

Além disso, foram realizadas simulações com um sistema equivalente de 100 MVA, formado por fontes de 20 MVA, com o objetivo de analisar as respostas transitórias para diferentes posições e resistências de falta. A falta trifásica revelou-se a condição mais crítica, com aumento da severidade conforme a proximidade da falta em relação ao terminal local. Para as faltas bifásica e monofásica, observou-se um crescimento moderado na corrente de contribuição de curto-circuito à medida que o curto se aproxima do terminal, sendo que a falta monofásica apresentou um comportamento oscilatório mais acentuado. O comportamento da tensão seguiu o esperado, com afundamentos mais intensos próximos ao terminal e para menores resistências. Esses resultados reforçam a importância da análise detalhada dos parâmetros de falta para garantir o desempenho adequado do sistema e a correta atuação dos relés.

Conclui-se, portanto, que a escolha apropriada da topologia de PLL, aliada à utilização de modelos de IBR robustos e representativos, é fundamental para garantir a estabilidade do sistema de potência. Os resultados reforçam a importância de se compreender detalhadamente o modelo de controle adotado, uma vez que diferentes estratégias podem levar a comportamentos substancialmente distintos frente às contingências analisadas.

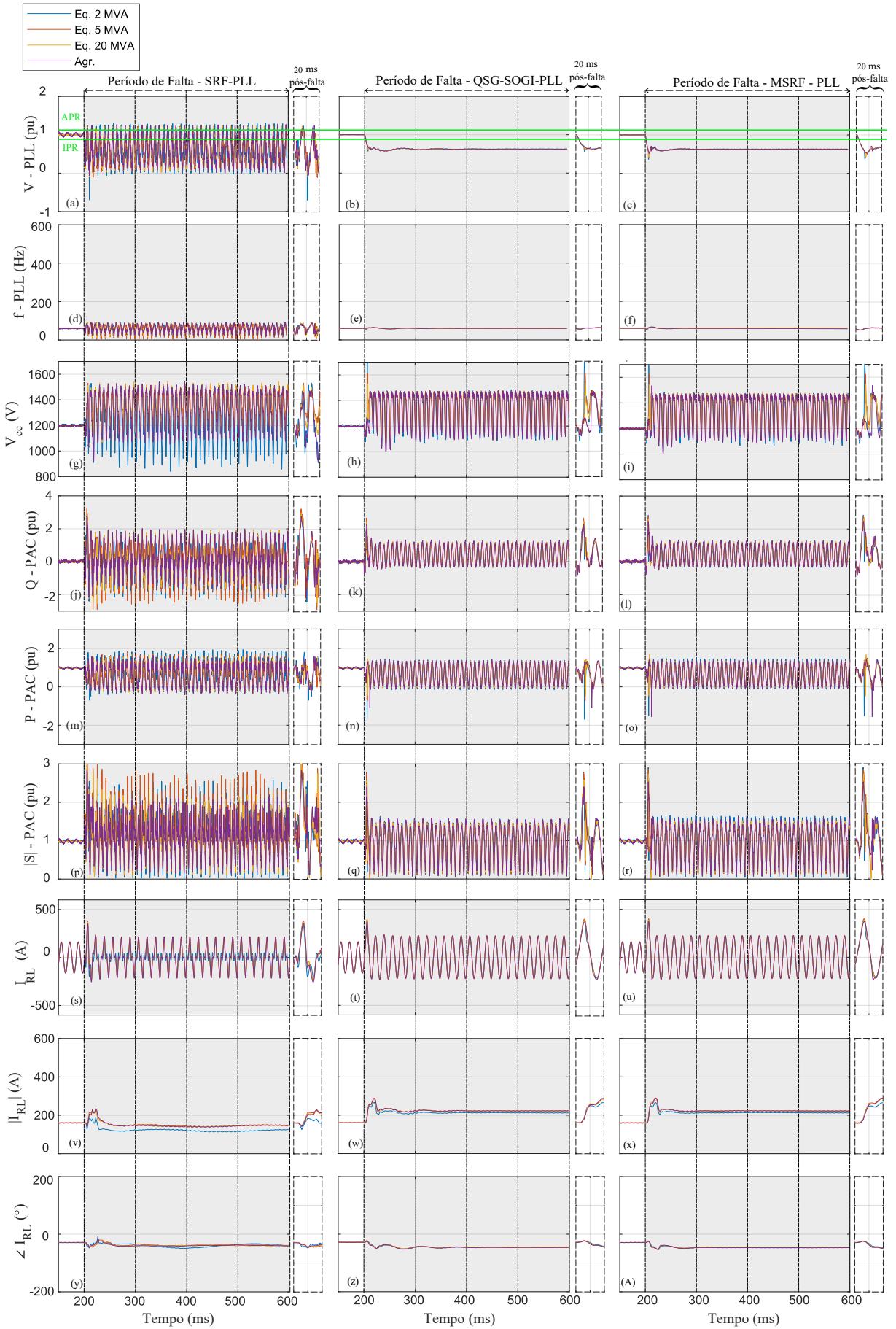
Figura 26 – Resultados das simulações para um curto-círcuito trifásico (ABC).



APR - Sistema solicitando absorção de potência reativa;
IPR - Sistema solicitando injeção de potência reativa.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

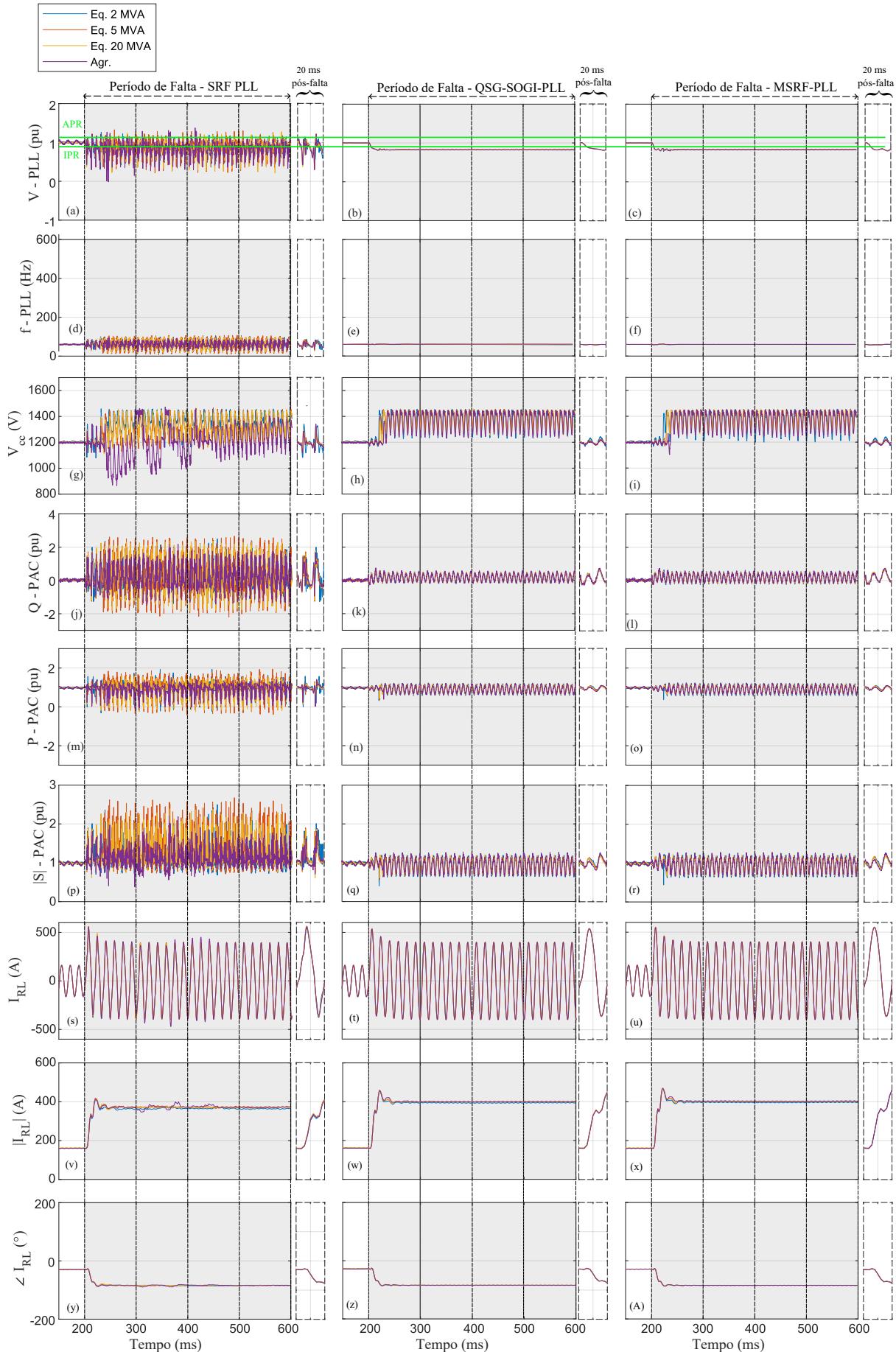
Figura 27 – Resultados das simulações para um curto-círcito bifásico (AB).



APR - Sistema solicitando absorção de potência reativa;
IPR - Sistema solicitando injeção de potência reativa.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

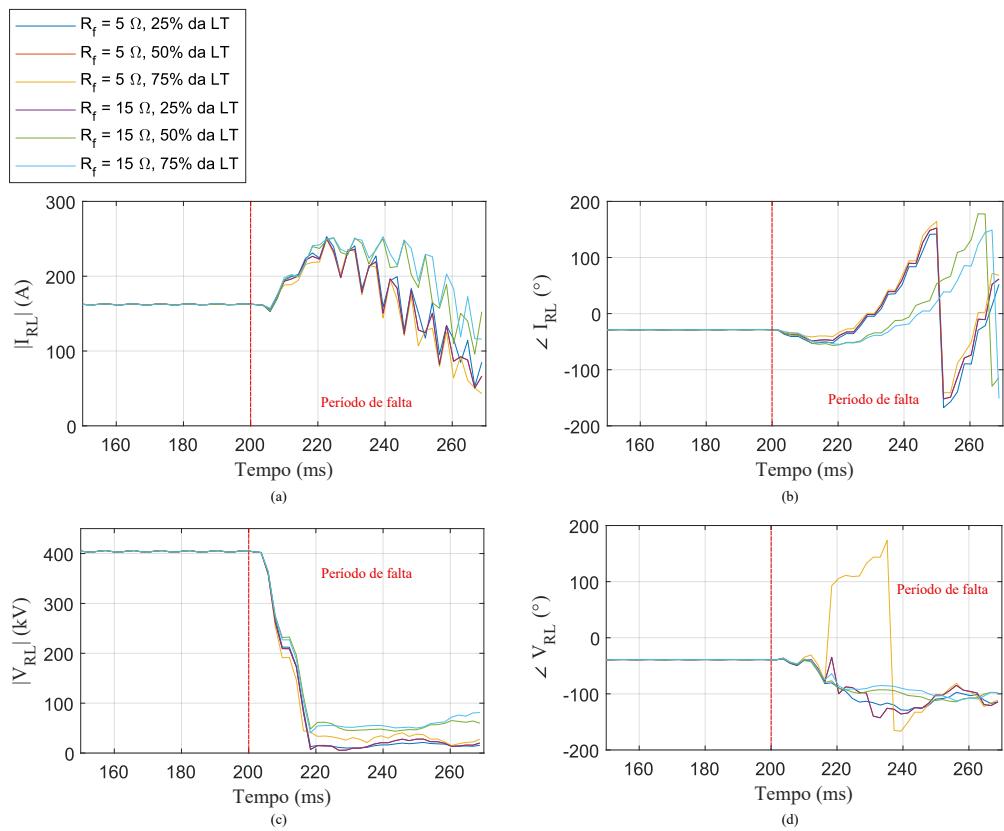
Figura 28 – Resultados das simulações para um curto-círcuito monofásico-aterado (AT).



APR - Sistema solicitando absorção de potência reativa;
IPR - Sistema solicitando injeção de potência reativa.

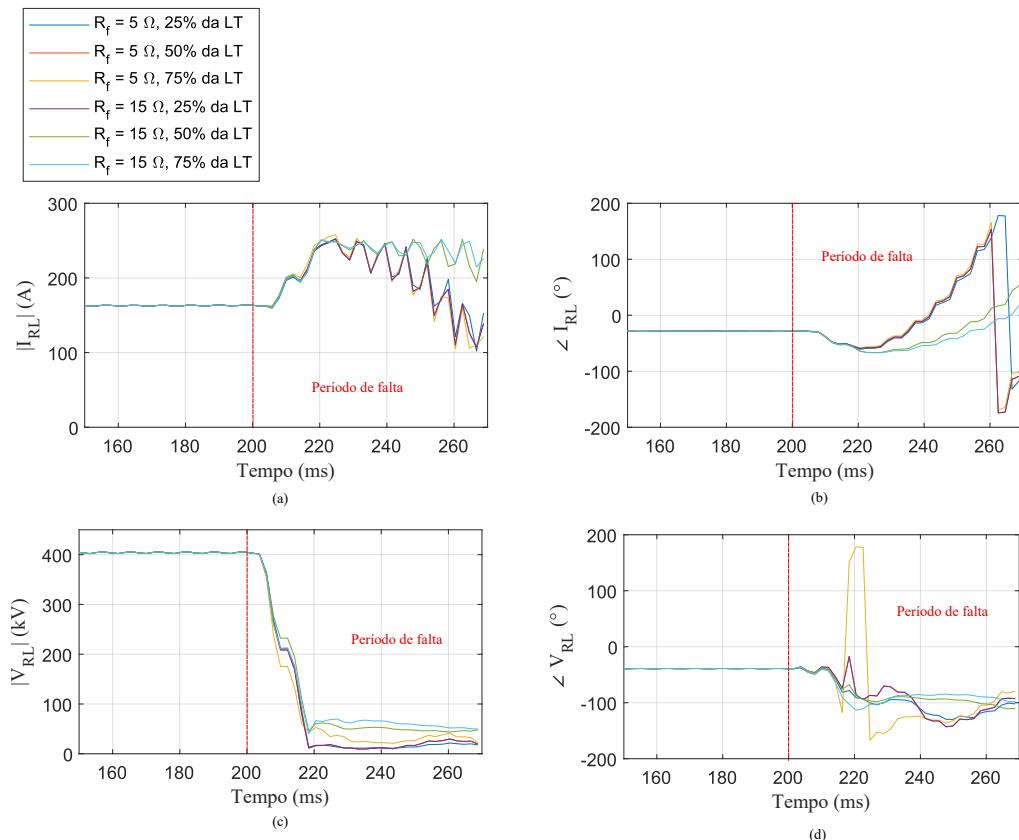
Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 29 – Resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, visualizadas pelo relé no terminal local, para o sistema com PLL do tipo SRF durante uma falta trifásica. (a) Módulo da corrente. (b) Ângulo da corrente. (c) Módulo da tensão. (d) Ângulo da tensão.



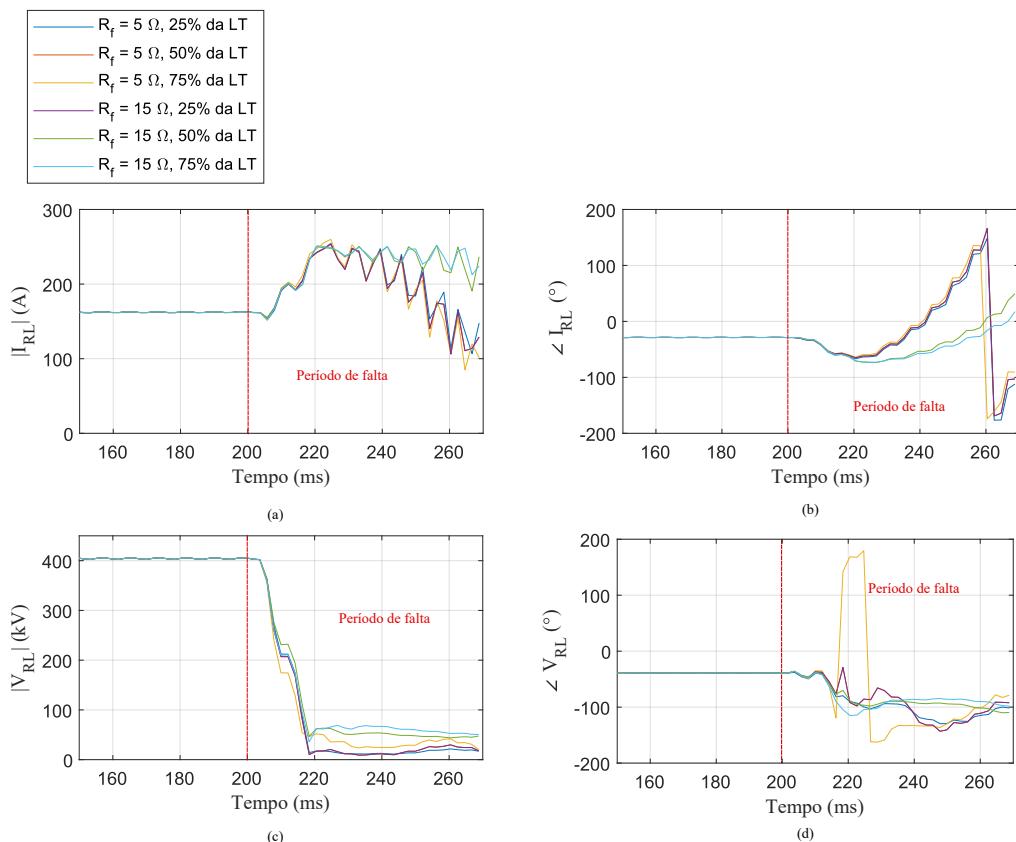
Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 30 – Resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, visualizadas pelo relé no terminal local, para o sistema com PLL do tipo QSG-SOGI durante uma falta trifásica. (a) Módulo da corrente. (b) Ângulo da corrente. (c) Módulo da tensão. (d) Ângulo da tensão.



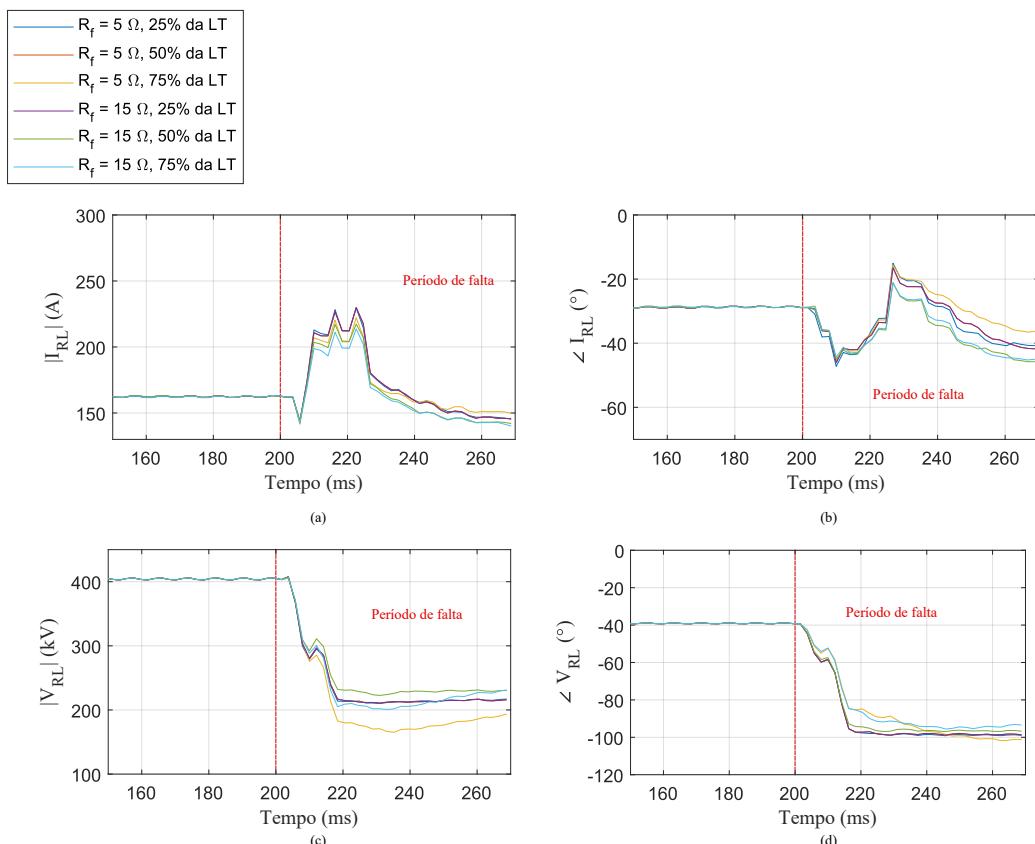
Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 31 – Resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, visualizadas pelo relé no terminal local, para o sistema com PLL do tipo MSRF durante uma falta trifásica. (a) Módulo da corrente. (b) Ângulo da corrente. (c) Módulo da tensão. (d) Ângulo da tensão.



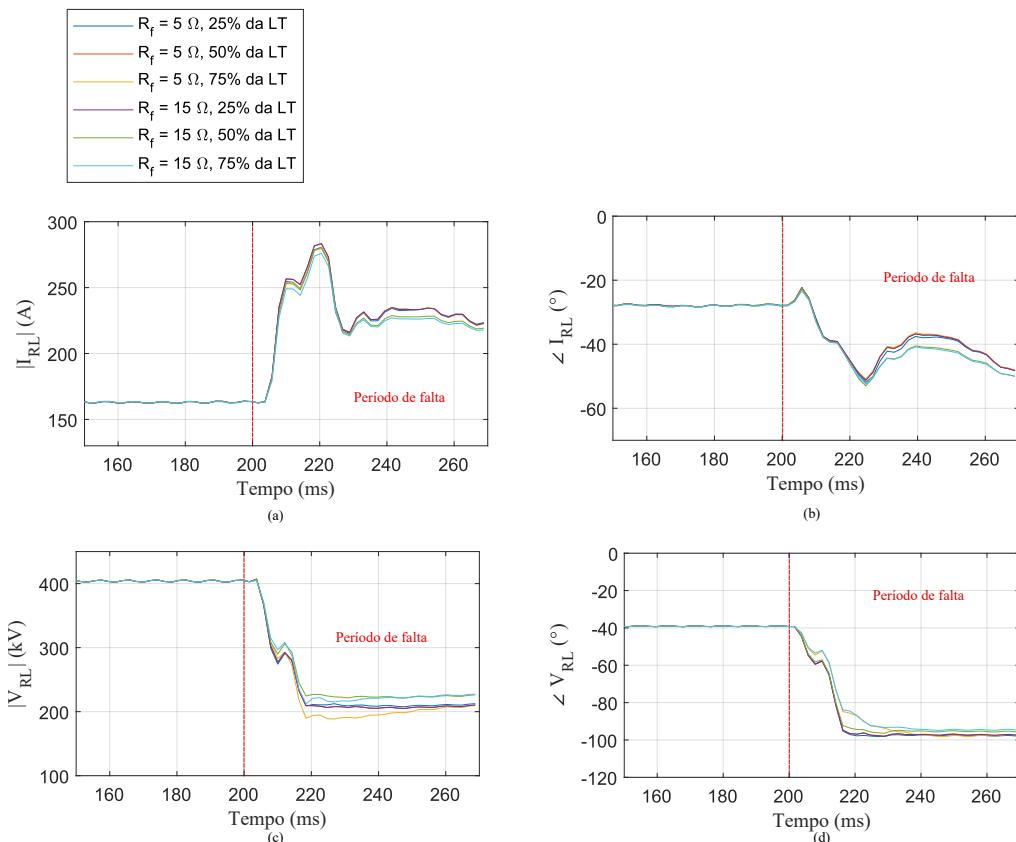
Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 32 – Resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, visualizadas pelo relé no terminal local, para o sistema com PLL do tipo SRF durante uma falta bifásica. (a) Módulo da corrente. (b) Ângulo da corrente. (c) Módulo da tensão. (d) Ângulo da tensão.



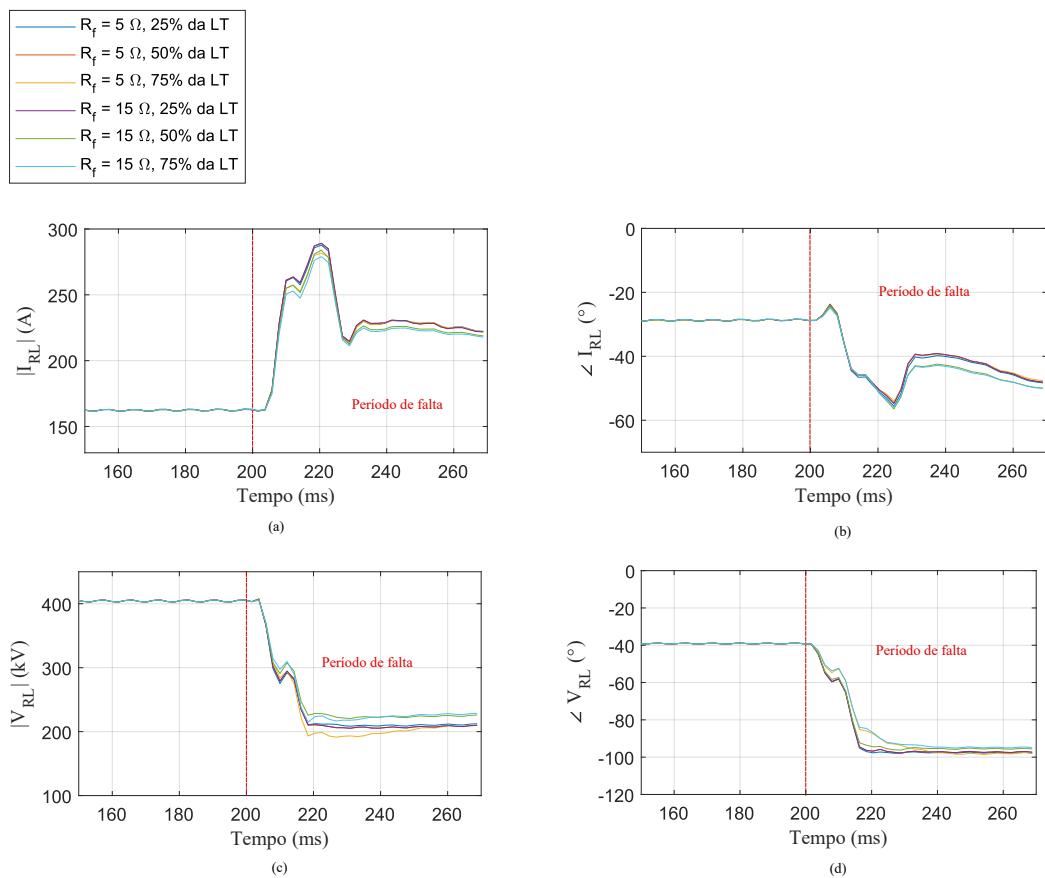
Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 33 – Resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, visualizadas pelo relé no terminal local, para o sistema com PLL do tipo QSG-SOGI durante uma falta bifásica. (a) Módulo da corrente. (b) Ângulo da corrente. (c) Módulo da tensão. (d) Ângulo da tensão.



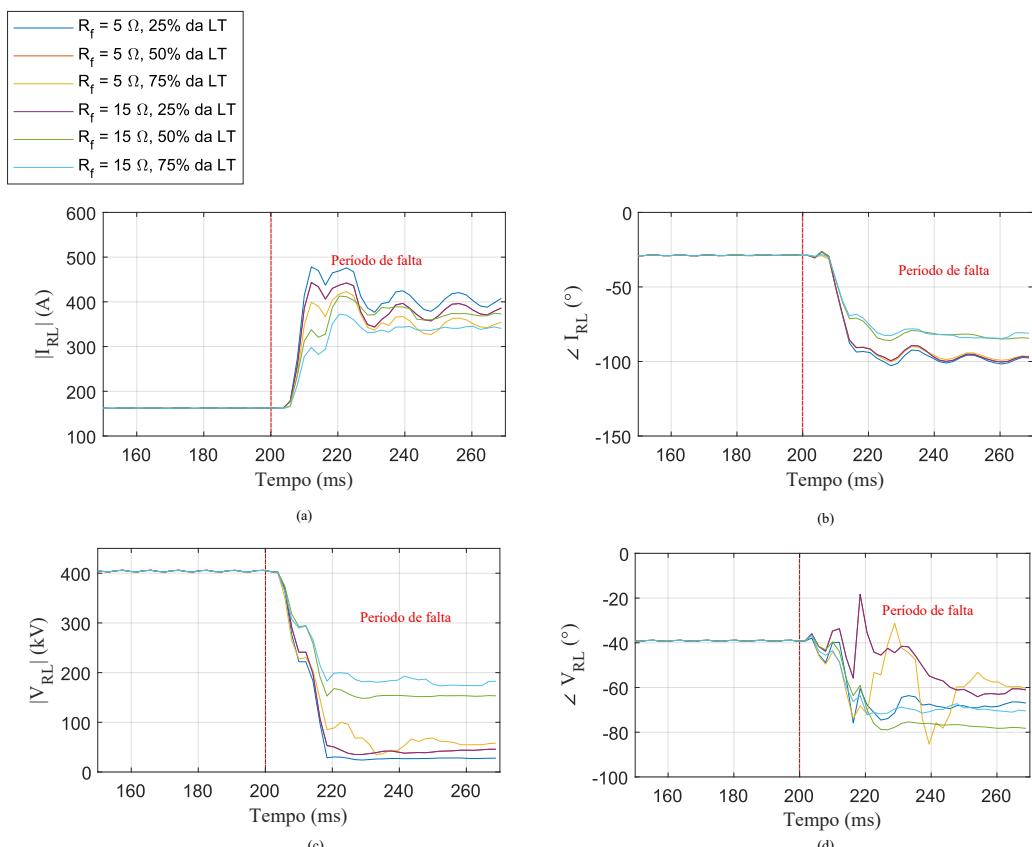
Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 34 – Resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, visualizadas pelo relé no terminal local, para o sistema com PLL do tipo MSRF durante uma falta bifásica. (a) Módulo da corrente. (b) Ângulo da corrente. (c) Módulo da tensão. (d) Ângulo da tensão.



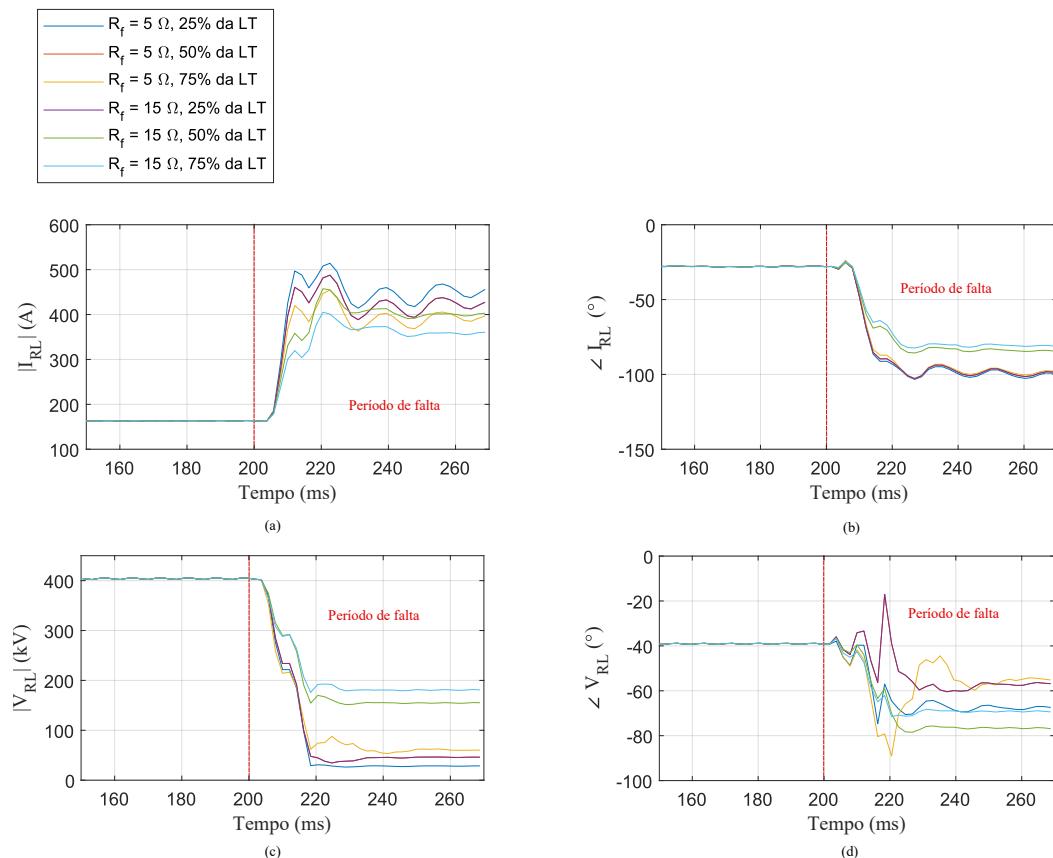
Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 35 – Resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, visualizadas pelo relé no terminal local, para o sistema com PLL do tipo SRF durante uma falta monofásica. (a) Módulo da corrente. (b) Ângulo da corrente. (c) Módulo da tensão. (d) Ângulo da tensão.



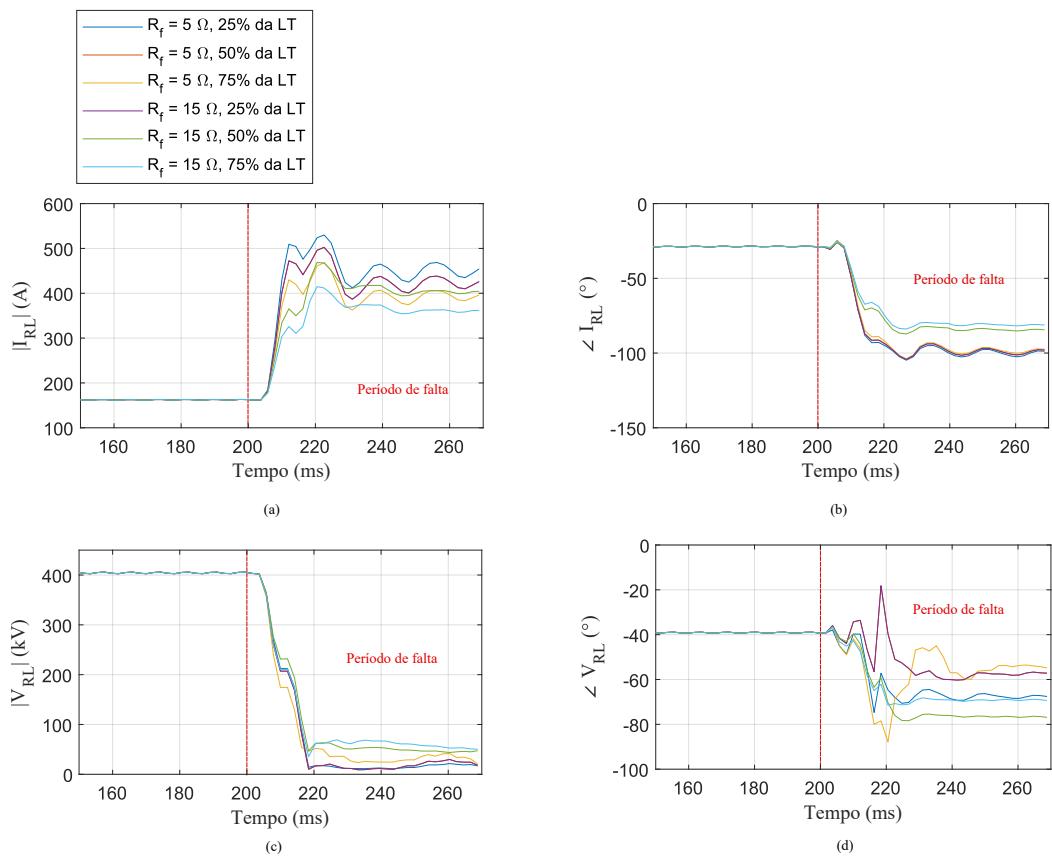
Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 36 – Resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, visualizadas pelo relé no terminal local, para o sistema com PLL do tipo QSG-SOGI durante uma falta monofásica. (a) Módulo da corrente. (b) Ângulo da corrente. (c) Módulo da tensão. (d) Ângulo da tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 37 – Resultados das formas de onda de corrente e tensão da fase A, visualizadas pelo relé no terminal local, para o sistema com PLL do tipo MSRF durante uma falta monofásica. (a) Módulo da corrente. (b) Ângulo da corrente. (c) Módulo da tensão. (d) Ângulo da tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

6 Conclusões

Esta dissertação investigou o comportamento de sistemas baseados em IBRs sob diferentes condições operativas, com ênfase em suas estratégias de controle, métodos de sincronização e impactos durante curtos-circuitos. Inicialmente, foi realizada uma revisão da literatura técnica que revelou lacunas, como a utilização de modelos simplificados, a baixa adoção de técnicas robustas de sincronização e a pouca consideração de faltas na linha de interconexão nos estudos analisados.

Esta dissertação apresentou a crescente participação e a relevância dos IBRs na matriz elétrica brasileira. Além disso, foram evidenciadas as singularidades que esses sistemas possuem quando comparados aos geradores síncronos, destacando-se suas particularidades de controle, dinâmica e resposta durante faltas de curto-circuito. Os temas de pesquisa relacionados aos IBRs são diversos e representam uma fonte extremamente valiosa para a análise de controle e proteção em sistemas elétricos modernos.

Foi realizada uma análise abrangente do comportamento de sistemas baseados em IBRs frente a diferentes tipos de curto-circuito, com ênfase na influência das topologias de PLL sobre a resposta dinâmica do sistema. Para isso, foi descrita uma metodologia detalhada de modelamento, abrangendo desde a representação do inversor e de seus componentes associados, como o filtro LCL, até a estrutura de controle do sistema, incluindo os controladores de corrente no referencial dq e o controle da tensão do barramento CC. Essa abordagem permitiu a construção de um modelo detalhado e representativo, adequado tanto para análises em regime permanente quanto para simulações em regime transitório, contribuindo significativamente para o entendimento do comportamento dos IBRs sob diferentes condições de operação.

A partir da metodologia aplicada, foram realizados estudos de curto-circuito em diversos cenários, incluindo faltas trifásicas, bifásicas e monofásicas aterradas, com diferentes topologias de PLL e configurações de potência. Os resultados evidenciaram que a escolha da topologia de PLL exerce influência direta sobre a estabilidade do sistema de controle, especialmente diante de distorções harmônicas e variações bruscas nas formas de onda. PLLs mais robustos, como o QSG-SOGI e o MSRF, apresentaram desempenho superior frente ao SRF, com estimativas mais estáveis e respostas menos suscetíveis a oscilações e incertezas.

As simulações mostraram que a escolha do PLL impacta diretamente a qualidade da sincronização, a estimativa de variáveis críticas (como tensão, corrente e frequência) e, consequentemente, a atuação dos relés de proteção. PLLs mais robustos, como o QSG-SOGI e o MSRF, demonstraram maior imunidade a distorções harmônicas e melhores respostas

durante os primeiros milissegundos após a ocorrência da falta — período crítico para a decisão dos sistemas de proteção.

Adicionalmente, foi verificado que o uso de modelos equivalentes ou agregados, mantendo-se a topologia de controle e o tipo de PLL, preserva o comportamento do sistema nos instantes iniciais do transitório. Essa constatação permite reduzir significativamente a carga computacional, viabilizando estudos em larga escala com fidelidade adequada para os objetivos de análise transitória e proteção.

Com base na constatação de que os equivalentes exibem respostas transitórias similares, foram conduzidos novos estudos de curto-círcuito, alterando-se a localização da falta e o valor da resistência de aterramento. A falta trifásica mostrou-se como a condição mais crítica, apresentando efeitos mais intensos quando localizada próxima ao terminal local. Por sua vez, as faltas bifásica e monofásica demonstraram um aumento moderado na corrente de curto-círcuito conforme a falta se aproxima do terminal.

Dessa forma, conclui-se que a combinação entre modelagem precisa, escolha criteriosa do método de sincronização e análise orientada para os períodos iniciais de contingências contribui significativamente para o entendimento do desempenho de IBRs em redes modernas. O trabalho reforça a importância de estratégias robustas de controle e sincronização para garantir estabilidade, seletividade e confiabilidade em sistemas com penetração de fontes renováveis.

Com base nas discussões realizadas nesta dissertação, identificam-se as seguintes possibilidades de continuidade e aprofundamento da pesquisa:

- Aprimorar o modelo de IBR desenvolvido, incorporando o controle de sequência negativa da corrente;
- Investigar e simular técnicas de controle que não precisem de PLL para injetar potência na rede elétrica;
- Realizar um estudo abrangente da literatura sobre as principais funções de proteção aplicadas a sistemas baseados em IBRs;
- Estudar as principais características técnicas e operacionais dos parques eólicos instalados no Brasil;
- Implementar lógicas de proteção nos relés que monitoram as linhas de interconexão;
- Simular curtos-circuitos em diferentes pontos das linhas de transmissão, avaliando a seletividade e sensibilidade dos relés de proteção;
- Simular variações da força da rede elétrica e analisar o desempenho das funções de proteção;

- Analisar os códigos de rede aplicáveis a IBRs adotados pelo ONS, considerando a inclusão do controle de sequência negativa da corrente;
- Propor melhorias nas funções de proteção e nos códigos de rede para sistemas com elevada penetração de IBRs.

Referências

2800, I. Ieee standard for interconnection and interoperability of inverter-based resources (ibrs) interconnecting with associated transmission electric power systems. *IEEE Std 2800-2022*, p. 1–180, 2022. Citado na página 29.

AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **The Instantaneous Power Theory**. [S.l.: s.n.], 2007. 41–107 p. Citado na página 56.

ALASSAF, A.; ALSALEH, I.; ALATEEQ, A.; ALAFNAN, H. Grid-following inverter-based resource: Numerical state-space modeling. **Sustainability**, v. 15, n. 10, 2023. ISSN 2071-1050. Citado na página 56.

BARROS, L.; BARROS, C. An internal model control for enhanced grid-connection of direct-driven pmsg-based wind generators. **Electric Power Systems Research**, v. 151, p. 440–450, 2017. ISSN 0378-7796. Citado na página 56.

CARVALHO, M. M. de; BESSA, I. V. de; MEDEIROS, R. L. P.; SILVA, L. E. S. e; JUNIOR, F. A. C. A.; JUNIOR, V. F. L. Comparative study of control methodologies and pll topologies to enhance the performance of the synchronization of grid-tied pv system. In: **2021 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 218–225. Citado na página 63.

CHEN, X.; HADDADI, A.; YANG, Z.; FARANTATOS, E.; KOCAR, I. Efficient, robust, and comprehensive fault calculation of ibr-rich systems considering diverse controls. **IEEE Open Access Journal of Power and Energy**, v. 12, p. 378–390, 2025. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 37.

CHU, Z.; TENG, F. Coordinated planning for stability enhancement in high ibr-penetrated systems. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 16, n. 1, p. 700–715, 2025. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 37.

COELHO, R. F. **Notas de aula: Princípios de Controle para Eletrônica de Potência**. [S.l.]: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 46 e 47.

DAVARI, M.; GAO, W.; AGHAZADEH, A.; BLAABJERG, F.; LEWIS, F. L. An optimal synchronization control method of pll utilizing adaptive dynamic programming to synchronize inverter-based resources with unbalanced, low-inertia, and very weak grids. **IEEE Transactions on Automation Science and Engineering**, v. 22, p. 24–42, 2025. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 37.

DAVI, M. J.; OLESKOVICZ, M.; LOPES, F. V. Study on ieee 2800-2022 standard benefits for transmission line protection in the presence of inverter-based resources. **Electric Power Systems Research**, v. 220, p. 109304, 2023. ISSN 0378-7796. Citado 3 vezes nas páginas 24, 34 e 37.

DAVI, M. J. B. B.; OLESKOVICZ, M.; LOPES, F. V. Impactos da estrutura do phase-locked loop de gerações baseadas em inversores do tipo grid-following sobre proteções de distância. In: WINDSOR BARRA HOTEL. **XVI Seminário Técnico de**

Proteção e Controle (STPC). Rio de Janeiro, RJ, 2022. 24 a 27 de outubro de 2022. Citado 3 vezes nas páginas 35, 37 e 38.

_____. Fault classification in interconnection lines of inverter-based generations: Unveiling the potential of machine learning methods. In: **2023 XV Brazilian Conference on Quality of Power (CBQEE)**. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–8. Citado na página 58.

FAN, L.; MIAO, Z.; RAMASUBRAMANIAN, D. Ibr power plant frequency control design consideration. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 15, n. 4, p. 2405–2416, 2024. Citado 3 vezes nas páginas 30, 31 e 37.

FAN, L.; MIAO, Z.; WANG, Z. A new type of weak grid ibr oscillations. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 38, n. 1, p. 988–991, 2023. Citado 3 vezes nas páginas 32, 33 e 37.

FREIJEDO, F. D.; DOVAL-GANDOY, J.; LOPEZ, O.; ACHA, E. Tuning of phase-locked loops for power converters under distorted utility conditions. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 45, n. 6, p. 2039–2047, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 37.

FURLANETO, R.; KOCAR, I.; GRILO-PAVANI, A.; KARAAGAC, U.; HADDADI, A.; FARANTATOS, E. Short circuit network equivalents of systems with inverter-based resources. **Electric Power Systems Research**, v. 199, p. 107314, 2021. ISSN 0378-7796. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779621002959>>. Citado 3 vezes nas páginas 29, 30 e 37.

GARCEZ, L.; GARCEZ, C. **Energia**. [S.l.]: 1. ed., São Paulo: Calis Ed.Geração de Energia., 2010. Citado na página 21.

GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C. Three-phase plls: A review of recent advances. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 3, p. 1894–1907, 2017. Citado 7 vezes nas páginas 25, 35, 37, 64, 66, 67 e 68.

GU, Y.; GREEN, T. C. Power system stability with a high penetration of inverter-based resources. **Proceedings of the IEEE**, v. 111, n. 7, p. 832–853, 2023. Citado 3 vezes nas páginas 31, 32 e 37.

GU, Y.; LIU, S.; WANG, D.; ZHANG, L. A generalized moving average filter for active power filter applications. In: **2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 428–433. Citado na página 56.

HADDADI, A.; KOCAR, I.; MAHSEREDJIAN, J.; KARAAGAC, U.; FARANTATOS, E. Performance of phase comparison line protection under inverter-based resources and impact of the german grid code. In: **2020 IEEE Power Energy Society General Meeting (PESGM)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–5. Citado 3 vezes nas páginas 33, 34 e 37.

HART, D. G.; NOVOSEL, D.; SMITH, R. A. **Modified Cosine Filters**. U. S. Patent 6154687. [S.l.], 2000. Citado na página 76.

HOROWITZ, S. H.; PHADKE, A. G. **Power System Relaying**. 3rd. ed. [S.l.]: Research Studies Press Limited, 2008. © 2008 Research Studies Press Limited. ISBN 978-0-470-05712-4. Citado na página 71.

- JACOBINA, C. B. **Sistemas de Acionamento Estático de Máquina Elétrica.** Campina Grande: UFPB. [S.l.]: v. 1., 2005. 106 p. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 45.
- KARIMI, H.; KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. Estimation of frequency and its rate of change for applications in power systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 19, n. 2, p. 472–480, 2004. Citado na página 25.
- KAZMIERKOWSKI, M. P.; FRANQUELO, L. G.; RODRIGUEZ, J.; PEREZ, M. A.; LEON, J. I. High-performance motor drives. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 5, n. 3, p. 6–26, 2011. Citado na página 59.
- KIM, H.; KIM, K.-H. Filter design for grid connected pv inverters. In: **2008 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1070–1075. Citado na página 43.
- KRUG, D.; MALINOWSKI, M.; BERNET, S. Design and comparison of medium voltage multi-level converters for industry applications. In: **Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 781–790 vol.2. Citado na página 43.
- LI, H.; NIE, C.; WANG, F. Grid strengthening ibr: An inverter-based resource enhanced by a co-located synchronous condenser for high overcurrent capability. **IEEE Open Journal of Power Electronics**, v. 3, p. 535–548, 2022. Citado na página 24.
- LI, Y.; GU, Y.; GREEN, T. C. Revisiting grid-forming and grid-following inverters: A duality theory. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 37, n. 6, p. 4541–4554, 2022. Citado na página 24.
- LIAO, Y.-H.; YU, M.-H.; ZHANG, H.-M. Distorted unbalanced grid voltage modulated direct power control for three-phase grid-connected inverters. **IEEE Open Journal of Power Electronics**, v. 6, p. 830–848, 2025. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 37.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 44.
- LOPES, F. V.; DAVI, M. J. B. B.; OLESKOVICZ, M.; HOOSHVAR, A.; DONG, X.; NETO, A. A. A. Maturity analysis of protection solutions for power systems near inverter-based resources. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 39, n. 5, p. 2630–2643, 2024. Citado na página 71.
- MELO, J. F. S. de. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação), **Estudo do Modelo e Controle de Conversor CC-CA Grid Following e Grid Forming Trifásico**. João Pessoa, PB: [s.n.], 2024. Orientadora: Profa. Dra. Camila Seibel Gehrke. Coorientador: M.Sc. Gustavo Pessoa de Pontes. Citado na página 51.
- MIAO, Z.; ZHOU, Y.; FAN, L.; WANG, Z. An alternative control structure for grid-following converters of inverter-based resources. **IEEE Open Access Journal of Power and Energy**, v. 10, p. 283–293, 2023. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 63.
- MUTHA, S. K.; SHRESTHA, A.; CECCHI, V.; MANJREKAR, M. Analysis of negative-sequence directional element for type-iv wind power plants under various control methodologies. In: **2020 52nd North American Power Symposium (NAPS)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–6. Citado na página 24.

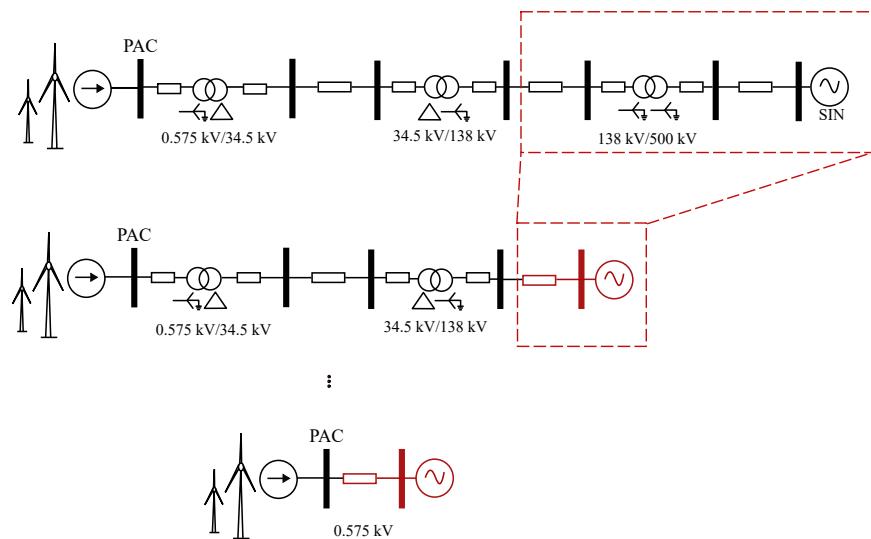
- NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 6. ed. [S.l.]: LTC, 2012. v. 1. Citado 6 vezes nas páginas 46, 47, 48, 49, 54 e 65.
- Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS). **Submódulo 2.6 – Requisitos mínimos para os sistemas de proteção e de telecomunicações**. 2024. <https://www2.aneel.gov.br/cedoc/adsp20241580_2_1.pdf>. Documento técnico do ONS. Citado na página 74.
- _____. **Evolução da Capacidade instalada no SIN - Julho 2025/ Dezembro 2029**. 2025. Citado na página 21.
- PSCAD. **Type-4 Wind Turbine Model: For PSCAD Version v4.6 and better**. [S.l.], 2018. Acesso em: maio de 2025. Disponível em: <https://www.pscad.com/knowledge-base/download/type_4_wind_turbine_model_v46.pdf>. Citado 2 vezes nas páginas 68 e 69.
- PUPO, A. D. **Estudo de metodologias de projeto para filtros de saída de inversores**. [S.l.]: Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2015. Citado 3 vezes nas páginas 43, 44 e 45.
- RENO, M. J.; BRAHMA, S.; BIDRAM, A.; ROPP, M. E. Influence of inverter-based resources on microgrid protection: Part 1: Microgrids in radial distribution systems. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 19, n. 3, p. 36–46, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 37.
- RODRIGUEZ, P.; POU, J.; BERGAS, J.; CANDELA, J. I.; BURGOS, R. P.; BOROYEVICH, D. Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 2, p. 584–592, 2007. Citado na página 66.
- SAMKARI, H. S. Ground fault detection for transmission lines connected to photovoltaic systems using inverters dc-link voltage. In: **2023 3rd International Conference on Computing and Information Technology (ICCIT)**. [S.l.: s.n.], 2023. p. 475–479. Citado na página 56.
- SILVA, E. R. C. da; SANTOS, E. C. dos; JACOBINA, B. Pulsewidth modulation strategies. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 5, n. 2, p. 37–45, 2011. Citado na página 59.
- SOSA, J. M.; ESCOBAR, G.; MARTÍNEZ-RODRÍGUEZ, P. R.; VÁZQUEZ, G.; JUÁREZ, M. A.; DIOSDADO, M. Comparative evaluation of l and lcl filters in transformerless grid tied converters for active power injection. In: **2014 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6. Citado na página 43.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. **Grid Converter Structures for Wind Turbine Systems**. [S.l.: s.n.], 2007. 123-143 p. Citado 6 vezes nas páginas 24, 25, 51, 60, 64 e 80.
- THOMPSON, M. J.; SOMANI, A. A tutorial on calculating source impedance ratios for determining line length. In: **2015 68th Annual Conference for Protective Relay Engineers**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 833–841. Citado na página 40.

- WANG, X.; TAUL, M. G.; WU, H.; LIAO, Y.; BLAABJERG, F.; HARNEFORS, L. Grid-synchronization stability of converter-based resources—an overview. **IEEE Open Journal of Industry Applications**, v. 1, p. 115–134, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 23.
- XU, J.; QIAN, H.; BIAN, S.; HU, Y.; XIE, S. Comparative study of single-phase phase-locked loops for grid-connected inverters under non-ideal grid conditions. **CSEE Journal of Power and Energy Systems**, v. 8, n. 1, p. 155–164, 2022. Citado na página 62.
- YARAMASU, V.; WU, B. **Model Predictive Control of Wind Energy Conversion Systems**. [S.l.]: John Wiley Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2017. Citado 4 vezes nas páginas 22, 23, 42 e 56.
- ZHANG, Y.; WIESE, N.; LIU, Z.; BRAUN, M. On the control interaction of synchronous machine and inverter-based resources during system-split situations. **International Journal of Electrical Power Energy Systems**, v. 152, p. 109227, 2023. ISSN 0142-0615. Citado na página 24.
- ZUBIC, S.; GAJIC, Z.; KRALJ, D. Line protection operate time: How fast shall it be? **IEEE Access**, v. 9, p. 75608–75616, 2021. Citado na página 72.

APÊNDICE A – CÁLCULO DA LINHA EQUIVALENTE

O processo de equivalência da linha para um único nível de tensão segue o procedimento ilustrado na Figura 38, sendo baseado na relação de transformação dos transformadores e considerando o tipo de ligação de cada um deles.

Figura 38 – Processo de equivalência total da linha em apenas um nível de tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

O memorial descritivo do cálculo está apresentado a seguir em formato de código do *MATLAB/Simulink*[®]:

```

%% Processo de obtencao da linha em apenas um nivel de tensao
%Autor: Pedro Henrique de Moraes Martins
clc, close all, clear all
%Referencia das impedancias

%% Para o trafo T1
%enrolamento primario
f = 60;
Sb = 1.03e9;
Vb_t1_p = 34.5e3;
R_pu = 0.00267;
L_pu = 0.08;
R_t1_p = Vb_t1_p^2/Sb*R_pu;
L_b = Vb_t1_p^2/(2*pi*f*Sb);

```

```

X_t1_p = L_b*L_pu*2*pi*f;
Z_t1_p = R_t1_p+X_t1_p*li;
Z_t1_p_m = Z_t1_p/3;

%enrolamento secundario
Vb_t1_s = 138e3;
R_pu_t1_s = 0.00267;
L_pu_t1_s = 0.08;
R_t1_s = Vb_t1_s^2/Sb*R_pu_t1_s;
X_t1_s = Vb_t1_s^2/(2*pi*f*Sb)*2*pi*f*L_pu_t1_s;
Z_t1_s = R_t1_s+X_t1_s*li;

%Para a linha de 138kV;
L_linhal = 9; %tamanho da linha
r1_11 = 0.0755*L_linhal;
r0_11 = 0.4231*L_linhal;
x1_11 = 2*pi*f*1.1925e-3*L_linhal;
x0_11 = 2*pi*f*3.7765e-3*L_linhal;
z1_11 = r1_11+x1_11*li;
z0_11 = r0_11+x0_11*li;
zs_11 = (z0_11+2*z1_11)/3; %proprio
zm_11 = (z0_11-z1_11)/3; %mutuo

%Para o segundo transformador
%enrolamento primario
R_t2_p = 140e-3;
X_t2_p = 18.24e-3;
Z_t2_p = R_t2_p+X_t2_p*li;
%enrolamento secundario:
R_t2_s = 1.81;
X_t2_s = 2*pi*60*239.5e-3;
Z_t2_s = R_t2_s+X_t2_s*li;

%Para a linha de 500 kV:
L_linha2 = 239; %tamanho da linha
r1_12 = 19.1e-3*L_linha2;
r0_12 = 204.4e-3*L_linha2;
x1_12 = 2*pi*f*0.818e-3*L_linha2;
x0_12 = 2*pi*f*2.17e-3*L_linha2;
z1_12 = r1_12+x1_12*li;
z0_12 = r0_12+x0_12*li;
zs_12 = (z0_12+2*z1_12)/3; %proprio
zm_12 = (z0_12-z1_12)/3; %mutua

%% Referindo os elementos da linha de 500 kV para 138 kV
Z_500k_s = Zs_12+Z_t2_s;
Z_500k_m = Zm_12;

```

```

a_500k = 138e3/500e3;
z_500k_s_p = a_500k^2*z_500k_s;
z_500k_m_p = a_500k^2*z_500k_m;

%A impedancia da linha de 138 kV eh:
z_138k_s_s = z_500k_s_p+z_t1_s+zs_11; %proprio
z_138k_m_s = z_500k_m_p + zm_11; %mutuo

%% Referindo os elementos da linha de 138 kV para 34.5 kV
a_138k = (34.5e3/sqrt(3))/(138e3);
z_138k_s_p = a_138k^2*z_138k_s_s;
z_138k_m_p = a_138k^2*z_138k_m_s;

z_eq_s = z_138k_s_p+z_t1_p_m; %proprio
z_eq_m = z_138k_m_p; %mutuo

%Para a linha de 34.5kV
L_linha3 = 1.36; %tamanho da linha
r1_13 = 115.3e-3*L_linha3;
r0_13 = 413.0e-3*L_linha3;
x1_13 = 2*pi*f*1.05e-3*L_linha3;
x0_13 = 2*pi*f*3.32e-3*L_linha3;
z1_13 = r1_13+x1_13*li;
z0_13 = r0_13+x0_13*li;
zs_13 = (z0_13+2*z1_13)/3; %proprio
zm_13 = (z0_13-z1_13)/3; %mutua
%Para o transformador de 0.575/34.5k

%% Para o trafo T3
%enrolamento primario
f = 60;
Sb_3 = 231e6;
Vb_t3_p = 0.575e3;
R_pu_t3_p = 0.000833;
L_pu_t3_p = 0.0250;
R_t3_p = Vb_t3_p^2/Sb_3*R_pu_t3_p;
L_b_3 = Vb_t3_p^2/(2*pi*f*Sb_3);
X_t3_p = L_b_3*L_pu_t3_p*2*pi*f;
z_t3_p = R_t3_p+X_t3_p*li;

%enrolamento secundario
Vb_t3_s = 34.5e3;
R_pu_t3_s = 0.000833;
L_pu_t3_s = 0.0250;
R_t3_s = Vb_t3_s^2/Sb_3*R_pu_t3_s;
X_t3_s = Vb_t3_s^2/(2*pi*f*Sb_3)*2*pi*f*L_pu_t3_s;
z_t3_s = (R_t3_s+X_t3_s*li)/3; %Ligacao Δ

```

```
z_34k_s_s = z_eq_s+zs_13+zt3_s; %proprio
z_34k_m_s = z_eq_m + zm_13; %mutuo
%% Referindo os elementos da linha de 34.5 kV para 0.575 kV
a_t3 = 0.575e3*sqrt(3)/(34.5e3);
%referindo ao primario
z_34k_s_p = a_t3^2*z_34k_s_s;
z_34k_m_p = a_t3^2*z_34k_m_s;
%Equivalente geral
z_eq_s_g = z_34k_s_p+zt3_p;
z_eq_m_g = z_34k_m_p;

%Rede
z_eq_rede = 0.1*z_eq_s_g;

z_GERAL = z_eq_s_g+z_eq_rede;

%Referindo todas impedancias para a linha de 500 kV:
z_rede_proprio = (((z_eq_rede/a_t3^2)/a_138k^2)/a_500k^2);
z_rede_mutuo = (((0.1*z_eq_m_g/a_t3^2)/a_138k^2)/a_500k^2);
```

APÊNDICE B – PROJETO DO FILTRO LCL

O dimensionamento do filtro LCL de uma unidade de IBR foi realizado no *MATLAB/Simulink®*, sendo sua estrutura apresentada a seguir:

```

%% Filtro LCL - 20 MVA
%Autor: Pedro Henrique de Moraes Martins
clc, close all, clear all
v_l = 0.575e3*sqrt(3);
P_out = 20e6;
fg = 60;
f_ch= 1e4;
z_b =v_l*v_l/P_out;
c_b = 1/(2*pi*60*z_b);
Δ_i = 0.1*sqrt(2)*P_out/(3*v_l/sqrt(3));
Lf = v_l/(2*sqrt(6)*f_ch*Δ_i);
Cf = 0.05*c_b; %capacitor do filtro
xc = Cf/c_b;
r = [0:0.0005:10];
[li,co] = size(r);
I_teste = zeros(1,co);
for i=1:co
I_teste(1,i) = 1/(abs(1+r(i)*(1-xc*Lf*c_b*(2*pi*1.5e4*2*pi*1.5e4)))); 
end
figure(1), plot(r,I_teste);
L_r = 0.001299258044413/(2*pi*60); %indutancia da rede
r_E = 0.0205000000000000;
Lg = r_E*Lf; %indutancia do lado da rede;
f_res = 1/(2*pi)*sqrt((Lf+L_r+Lg)/(Cf*Lf*(Lg+L_r)));
R_d = 1/(3*2*pi*f_res*Cf);
l_b = v_l^2/(2*pi*fg*P_out);
teste = (Lg+Lf)/l_b; %deve ser menor que 10%

```

APÊNDICE C – PROJETO DOS CONTROLADORES DE UMA UNIDADE DE IBR

O projeto dos controladores de uma unidade de IBR foi desenvolvido no *MATLAB/Simulink®* e está apresentado a seguir:

```
%% Projeto dos parametros dos controladores - IBR de 20 MVA:
%Autor: Pedro Henrique de Moraes Martins
clc, close all, clear all

Rf = 1.0e-6; %Resistencia do lado do inversor
Lf = 9.3750e-06; %Indutancia do lado do inversor
Cf = 0.0035; %Capacitancia filtro LCL
R_r = 0.000308142212931; %Resistencia lado da rede
L_r = 0.001299258044413/(2*pi*60); %Indutancia lado da rede
Rg = R_r+1e-6; %Rede+filtro
Lg = L_r+1.9219e-07; %rede+filtro
Lf_c = Lf+Lg; %indutancia de controle

A=[-Rf/Lf 0 0 -2/(3*Lf) 1/(3*Lf) 1/(3*Lf) 0 0 0;
   0 -Rf/Lf 0 1/(3*Lf) -2/(3*Lf) 1/(3*Lf) 0 0 0;
   0 0 -Rf/Lf 1/(3*Lf) 1/(3*Lf) -2/(3*Lf) 0 0 0;
   1/Cf 0 0 0 0 0 -1/Cf 0 0;
   0 1/Cf 0 0 0 0 0 -1/Cf 0;
   0 0 1/Cf 0 0 0 0 0 -1/Cf;
   0 0 0 2/(3*Lg) -1/(3*Lg) -1/(3*Lg) -Rg/Lg 0 0;
   0 0 0 -1/(3*Lg) 2/(3*Lg) -1/(3*Lg) 0 -Rg/Lg 0;
   0 0 0 -1/(3*Lg) -1/(3*Lg) 2/(3*Lg) 0 0 -Rg/Lg];
B = [2/(3*Lf) -1/(3*Lf) -1/(3*Lf) 0 0 0;
      -1/(3*Lf) 2/(3*Lf) -1/(3*Lf) 0 0 0;
      -1/(3*Lf) -1/(3*Lf) 2/(3*Lf) 0 0 0;
      0 0 0 0 0 0;
      0 0 0 0 0 0;
      0 0 0 0 0 0;
      0 0 0 2/(3*Lg) -1/(3*Lg) -1/(3*Lg);
      0 0 0 -1/(3*Lg) 2/(3*Lg) -1/(3*Lg);
      0 0 0 -1/(3*Lg) -1/(3*Lg) 2/(3*Lg)];
C = eye(9);
I = eye(9);
```

```

D = zeros(9,6);
s = tf('s');
G = C*(s*I - A)^-1*B+D;

%% Declara o de frequencias
fchav = 1e4;
frede = 60;
Wn = 2*pi*fchav/12; % Frequencia de cruzamento
teste = 0;
if (fchav>Wn/(2*pi))
    teste = 1;
else
    teste = 0;
end
wcg_ss = Wn*li; %freq de cruzamento de ganho usada nos c lculos
wrede=2*pi*frede;

%% funcao de transferencia a partir da representacao em espacos de estados:
Gs_ia_Vin = simplify(C(1, :) * ((s * eye(size(A)) - A)^-1) * B(:, 1));

%Para s = jWn (na freq de cruzamento):
Gjw_ia_Vin = C(1, :) * (wcg_ss * eye(size(A)) - A)^-1 * B(:, 1);

%% modulo e angulo da FT a partir do modelo de espacos de estados:
%Malha de Corrente If/Vin
%Modulo:
Mod_G_jw = abs(Gjw_ia_Vin);
%angulo em graus:
Angle_G_jw = angle(Gjw_ia_Vin)*180/pi;

%% Requisitos de Projeto
% MF entre 45 e 90
%Margem de Fase:
MF = 89;
%Calculo do angulo de fase do controlador (em graus)
Theta = -180+MF-Angle_G_jw;
%fator de amortecimento:
zeta = 0.707;

%% Ganhos Controlador PI
% Ganhos PI:
wz = Wn/(tand(MF-90-Angle_G_jw));
kc = Wn/((sqrt(wz^2+Wn^2)*Mod_G_jw));
kp_PI = kc
ki_PI = wz*kp_PI

%% funcao de transferencia do controle PI:

```

```

%FT do controlador PI:
C_s = tf([kp_PI ki_PI],[1 0])

%% funcao de transferencia da planta de corrente:
G_s = Gs_ia_Vin; %Malha de corrente

%% Controlador Projetado
C_G_s = series(C_s,G_s);
% Margem de Fase e Margem de Ganho da planta com controlador.
figure (1)
margin(C_G_s,{10^0,10^6})
grid on
hold on

%Inserindo a malha de controle de corrente:

G_int_MA = simplify(C(1, :) * ((s * eye(size(A)) - A)^-1) * B(:, ...
1)) * (kp_PI+ki_PI/s);
G_int_MF = simplify(G_int_MA/(1+G_int_MA));

%Funcao de transferencia do barramento cc:
V_b = 0.575e3; %tensao de linha
S_b = 20e6; %Potencia base
Z_b = V_b^2/S_b; %Impedancia base
C_cc = 1/(2*pi*60*Z_b*4); %Capacitancia do barramento cc
G_b_cc_s = 1/(s*C_cc);

Wn_cc = 2*pi*fchav/250;%frequencia de cruzamento - barramento cc
wc_cc = Wn_cc*li; %frequencia de cruzamento em jw

G_int_MA_jw = (C(1, :) * ((wc_cc * eye(size(A)) - A)^-1) * B(:, ...
1)) * (kp_PI+ki_PI/wc_cc);
G_int_MF_jw = (G_int_MA_jw/(1+G_int_MA_jw));
G_b_cc = 1/(wc_cc*C_cc);
G_t_CC = G_int_MF_jw*G_b_cc; %malha aberta de transferencia
%Modulo:
Mod_Gcc_jw = abs(G_t_CC);
%angulo em graus:
Angle_Gcc_jw = angle(G_t_CC)*180/pi;
%Margem de Fase:
MF_cc = 60;
%Calculo do angulo de fase do controlador (em graus)
Theta_cc = -180+MF_cc-Angle_Gcc_jw;
wz_cc = Wn_cc/(tand(MF_cc-90-Angle_Gcc_jw));
kc_cc = Wn_cc/((sqrt(wz_cc^2+Wn_cc^2)*Mod_Gcc_jw));
kp_PI_cc = kc_cc
ki_PI_cc = wz_cc*kp_PI_cc

```

```
C_scc = tf([kp_PI_cc ki_PI_cc],[1 0])
G_t = G_int_MF*G_b_cc_s; %Malha de corrente
G_Vcc = series(C_scc,G_t);

% Margem de Fase e Margem de Ganho da planta com controlador.
figure (2)
margin(G_Vcc,{10^0,10^6})
grid on
```