



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Eliabe Duarte Queiroz

**Controle de Corrente Auto-Sincronizante e
Detecção de Ilhamento Inspirados em *Droop*
Resistivo**

**Self-Synchronizing Current Control and
Islanding Detection Inspired in Resistive Droop**

Campinas

2023



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Eliabe Duarte Queiroz

Controle de Corrente Auto-Sincronizante e Detecção de Ilhamento Inspirados em *Droop* Resistivo

Self-Synchronizing Current Control and Islanding Detection Inspired in Resistive Droop

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, na Área de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. José Antenor Pomílio

Este trabalho corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno Eliabe Duarte Queiroz, e orientada pelo Prof. Dr. José Antenor Pomílio

Campinas

2023

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

Q32c Queiroz, Eliabe Duarte, 1988-
Controle de corrente auto-sincronizante e detecção de ilhamento inspirados em *droop* resistivo / Eliabe Duarte Queiroz. – Campinas, SP : [s.n.], 2023.

Orientador: José Antenor Pomilio.
Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Redes elétricas inteligentes. 2. Conversores de potência. 3. Detecção de ilhamento. 4. Acionamento elétrico - Controle automático. 5. Circuitos eletrônicos - Modelos matemáticos. 6. Análise de sistemas - Modelos matemáticos. I. Pomilio, José Antenor, 1960-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações Complementares

Título em outro idioma: Self-synchronizing current control and islanding detection inspired in resistive droop

Palavras-chave em inglês:

Smart grids

Power converters

Electric drivers - Automatic control

Electronic circuits - Mathematical models

System analysis - Mathematical models

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

José Antenor Pomilio [Orientador]

Lourenço Matakas Junior

Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho

Eduardo Verri Liberado

Tárcio André dos Santos Barros

Mateus Giesbrecht

Data de defesa: 13-07-2023

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Identificação e informações acadêmicas do(a) aluno(a)

- ORCID do autor: <https://orcid.org/0000-0003-3933-1133>

- Currículo Lattes do autor: <http://lattes.cnpq.br/7064509518000290>

COMISSÃO JULGADORA – TESE DE DOUTORADO

Candidato: Eliabe Duarte Queiroz RA: 091000

Data da Defesa: 13 de julho de 2023

Título da Tese: Controle de Corrente Auto-Sincronizante e Detecção de Ilhamento Inspirados em *Droop* Resistivo

Prof. Dr. José Antenor Pomilio

Prof. Dr. Lourenço Matakas Junior

Prof. Dr. Eduardo Verri Liberado

Prof. Dr. Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho

Prof. Dr. Tércio André dos Santos Barros

Prof. Dr. Mateus Giesbrecht

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no SIGA (Sistema de Fluxo de Dissertação/Tese) e na Secretaria de Pós-Graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

Dedico este trabalho ao meu pai, minha mãe, minha irmã e à minha avó Nadir Justino Duarte (in memoriam). Seus exemplos e lembranças acompanham a minha jornada. Estendo essa dedicatória aos meus amigos e companheiros de trabalho que dividem o desenrolar tanto de aventuras quanto de desventuras entremeadas em nossas existências.

Agradecimentos

Primeiramente, gostaria de agradecer ao professor José Antenor Pomilio pela orientação, paciência e pelos questionamentos que possibilitaram o desenvolvimento deste trabalho. Sem a sua orientação não teria adentrado ao estudo de redes inteligentes e esse trabalho não teria sido realizado.

Agradeço também às pessoas que fizeram e que fazem parte do Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica (LCEE) e do Laboratório de Redes Inteligentes (LabREI) da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC). Em especial, gostaria de agradecer a João Inácio Yutaka Ota pelas conversas ao longo da pandemia, além de questionamentos e das referências que serviram de base para este trabalho.

Agradeço à Unicamp e ao Instituto de Física Gleb Wataghin (IFGW) pela oportunidade de trabalho e pela experiência obtida sendo funcionário na instituição. Gostaria de expressar minha gratidão aos professores Ettore Segretto, Ana Amélia Bergamini Machado e Anderson Fauth pelas oportunidades de aprendizado que me proporcionaram, além de sua compreensão que possibilitou a conclusão deste trabalho. Também gostaria de agradecer ao Eng. Frederico Luciano Demolin e à Dra. Maria Emilia Seren Takahashi, meus superiores hierárquicos no Grupo de Apoio Técnico Especializado (GATE) do IFGW, pela paciência, apoio e dedicação ao longo desta jornada. Gostaria de expressar minha gratidão aos funcionários e terceirizados da FEEC pelo apoio administrativo e técnico prestado.

Meus sinceros agradecimentos à minha família pelo apoio constante, mesmo à distância. Em particular, gostaria de expressar minha profunda gratidão ao meu pai e minha mãe, Jesus e Madalena, pelo suporte durante todo o trabalho e ao longo da minha trajetória de estudos. Também gostaria de agradecer aos amigos que estiveram comigo nos momentos de descontração, às vezes no laboratório ou a caminho do café, mas também em outras atividades como forró, escalada ou karatê. Sem esses momentos, não seria possível encontrar o equilíbrio mental e emocional necessário para o desenvolvimento deste trabalho.

O presente trabalho foi realizado com apoio do CNPq, Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico – Brasil.

O presente trabalho foi realizado com apoio do processo nº 2016/08645-9, da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP).

Esse trabalho também recebeu apoio da Agência Nacional de Energia Elétrica

(ANEEL) através do projeto de pesquisa: Microgrids for Efficient, Reliable and Greener Energy (MERGE - PD-00063-3058/2019-PA3058).

“Lately I dreamed I was clutching at the face of a rock but it would not hold. Gravel gave way. I grasped for a shrub, but it pulled loose, and in cold terror I fell into the abyss... what I embody, the principle of life, cannot be destroyed ... It is written into the cosmic code, the order of the universe. As I continued to fall into the dark void, embraced by the vault of the heavens, I sang to the beauty of the stars and made my peace with the darkness.”

Tradução livre: “Dia desses eu sonhei que estava me segurando na face de uma rocha, mas ela cedia. As pedras se soltavam, tentei me segurar num arbusto, mas ele se soltou, e num terror gelado caí no abismo... O que eu incorporo, o princípio da vida, não pode ser destruído. Está escrito no código cósmico, na ordem do universo. Conforme eu caía no escuro vazio, abraçado pela abóbada celeste, eu cantava para a beleza das estrelas e fazia minha paz com a escuridão.”

Heinz R. Pagels

Resumo

Este trabalho explora a possibilidade de implementar um controle de corrente auto-sincronizante inspirado nas realimentações do *droop* resistivo. Ao contrário das estratégias mais tradicionais de *droop*, o controle não é baseado na realimentação do erro das potências, mas sim no erro das correntes que carregam as potências. Além disso, os controladores proporcionais tradicionais são substituídos por controladores proporcionais-integrais. Um valor transitório de tensão em quadratura é proposto como uma forma de melhorar a estabilidade do controle. Modelos matemáticos são desenvolvidos e linearizados, sendo utilizados para analisar a estabilidade e projetar os controladores para o conversor.

Com base nas dinâmicas do controle auto-sincronizante, a parte ativa de um método híbrido de detecção de ilhamento é proposta. Esse método injeta uma perturbação na frequência do conversor e observa a resposta do conversor a essa perturbação. Modelos matemáticos e simulações demonstram que a amplitude da resposta varia quando o conversor está conectado ou desconectado, permitindo a comparação com um valor limite para determinar se ocorreu uma desconexão do conversor.

A detecção de ilhamento é testada na presença de cargas com características distintas, e o método apresenta sucesso na detecção.

Palavras-chaves: Conversores conectados à rede; Auto-sincronização; Droop; Estabilidade; Detecção de ilhamento; Conversores trifásicos; Controle; Injeção de sinal.

Abstract

This work explores the possibility of implementing a self-synchronizing current control inspired by the feedback of resistive droop. Unlike traditional droop strategies, the control is not based on the feedback of power error signals, but rather on the error signals of currents that carry them. Additionally, the commonly used proportional gains are replaced by proportional-integral controllers. A transient value on the quadrature voltage is proposed to improve the stability of the control. Mathematical models are developed and linearized, which are used to analyze stability and design the controllers for the converter.

Based on the dynamics of self-synchronizing control, the active part of a hybrid method of islanding detection is proposed. This method injects a perturbation in the frequency of the converter and observes its response to this perturbation. Mathematical models and simulations demonstrate that the amplitude of the response varies when the converter is connected or disconnected, enabling comparison with a threshold value to determine if a disconnection has occurred.

The islanding detection is tested in circuits with loads of different characteristics, and the method successfully detects islanding events.

Keywords: Grid-connected converter; Self-synchronization; Droop; Stability; Islanding detection; Three-phase converters; Control; Signal injection.

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Tempos de operação padrões dos conversores com tensão fora dos limites nominais de amplitude (a) e frequência (b) no padrão IEEE 1547-2018.	30
Figura 2.1 – Esquemático de um inversor com filtro LCL.	35
Figura 2.2 – Tensões trifásicas defasadas de 120 graus e vetores resultantes: Os pontos destacados no gráfico e os vetores são representados no momento 1,94 ms.	36
Figura 2.3 – Tensões trifásicas representadas em referencial estacionário: Os pontos destacados no gráfico e os vetores são representados no momento 1,94 ms.	38
Figura 2.4 – Tensões trifásicas representadas em componentes síncronas: Os referencial rotaciona com a mesma frequência, mas o vetor se encontra a 35 graus do RS e a 55 graus do RE, que aconteceria em 2,86 ms.	40
Figura 2.5 – Representação do referencial do PLL em um referencial estacionário (a) e valores de frequência e fase do referencial do PLL e instantaneamente de tensões trifásicas com ruído (b): O PLL atua como filtro passa-baixas para ruídos na tensão.	43
Figura 2.6 – Sincronização com SRF-PLL e controle de corrente realizado por controladores PI em RS.	44
Figura 2.7 – Simulação de um conversor com sincronização por PLL e controle de corrente por controladores PIs com desacoplamento entre os eixos.	45
Figura 2.8 – Fonte de tensão (inversor) conectado a uma rede através de uma impedância formada pela sua impedância interna mais a da rede.	47
Figura 2.9 – Funções de <i>droop</i> de frequência e tensão para conversores com impedância de conexão à rede: indutiva, (a) e (b), resistiva, (c) e (d) e capacitiva, (e) e (f).	49
Figura 2.10 – Sincronização por controle de potência ativa (a) e reativa (b).	50
Figura 3.1 – Equivalente monofásico de um conversor com filtro LCL conectado à rede	57
Figura 3.2 – Equivalente do conversor simplificado para uma fonte de tensão e o indutor equivalente.	60
Figura 3.3 – Ângulos entre o RE e os RS. Os RSs do conversor (coordenadas d_c e q_c) e comum (coordenadas d_g e q_g) são referenciados respectivamente nas tensões $v_{\alpha\beta,i}$ e $v_{\alpha\beta,g}$.	62

Figura 3.4 – A sincronização se instabiliza para valores altos do ganho de realimentação na sincronização inspirada em <i>droop</i> indutivo: lugar nas raízes de A_{sd} (a) e de A_{sdi} para RCCs iguais a: 23,8 (b) 2,38 (c) e 0,238 (d).	67
Figura 3.5 – A sincronização para variação de constantes de tempo T_d iguais a 0,01 (a), 0,05 (b) e 0,25 (c), e as respectivas ampliações próximas a origem (d), (e), (f).	68
Figura 3.6 – A sincronização se mantém estável para ganhos de realimentação maiores numa estratégia inspirada em <i>droop</i> resistivo: Lugar das raízes de A_{sq} (a) e de A_{sqi} para RCCs iguais a: 23,8 (b), 2,38 (c) e 0,238 (d).	71
Figura 3.7 – A sincronização se mantém estável para variação de constantes de tempo iguais a 0,01 (a), 0,05 (b) e 0,25 (c) e as respectivas ampliações próximas a origem (c), (d) e (f).	72
Figura 3.8 – Esquemático do CCAS com proporcionais integrais e ganho proporcional na tensão em quadratura do conversor (a) e da estrutura de eletrônica de potência conectada a rede a ser controlada (b).	74
Figura 3.9 – Instabilidade devido aumento da corrente de eixo direto (potência ativa aumentando) no cascadeamento do controle auto-sincronizante com controle de da tensão do filtro LCL em cascata: correntes (a) e tensões (b) no RS.	77
Figura 3.10–Variação dos ganhos proporcional da corrente direta, K_{AC} , no sistema de sincronismo: potência ativa igual a -30kW (a) e 30kW (b) não apresenta impacto significativo na trajetória dos autovalores.	79
Figura 3.11–Variação do ganho proporcional da corrente em quadratura, K_{RC} : potência ativa igual a -30 kW (a) e 30 kW (b) mostra variação na trajetória dos autovalores no plano complexo.	80
Figura 3.12–Variação de K_{AQ} de 0.1 a 10: a potência ativa igual a 0 (a) e 30kW (b) não afeta significativamente a trajetório dos autovalores no plano complexo.	80
Figura 3.13–O aumento do ganho K_{AQ} aumenta o amortecimento dos transitórios na frequência e na corrente.	81
Figura 3.14–Variação das constantes de tempo T_{AC} de 0.01 a 1 com potência ativa igual -30kW (a) e 30kW (b).	81
Figura 3.15–Variação das constantes de tempo T_{RC} de 0.01 a 1 com potência ativa igual -30kW (a) e 30kW (b).	82
Figura 3.16–Simulações temporais do modelo linearizado no para variação de K_{AC} (a), K_{RC} (b) e K_{AQ} (c).	84

Figura 3.17–Variação dos índices de desempenho de sobre-elevação e tempo de acomodação para as correntes de eixo direto e quadratura e frequência do conversor.	86
Figura 3.18–Lugar das raízes da realimentação da corrente do eixo direto.	88
Figura 3.19–Lugar das raízes para variações do ganho K_{RC}	90
Figura 3.20–Após o projeto do conversor, a dinâmica do conversor e a posição dos autovalores mudam conforme os pontos de operação de corrente de eixo direto (a) e em quadratura (b).	92
Figura 3.21–Desvio angular causado por passagem de corrente através de uma impedância Z_{eq}	94
Figura 3.22–Esquemático da simulação no PSIM.	95
Figura 3.23–Esquemático da simulação no PSIM.	96
Figura 3.24–Montagem para simulação com o HIL: Typhoon HIL 604, Typhoon μ grid DSP interface, e o TMS320F28335.	97
Figura 3.25–Frequência na inicialização do conversor: pré-sincronização antes de 0 s, inicialização após 0 s, após 0,1 s as referências de corrente são aplicadas e causam transitório de frequência devido mudança na fase do referencial do conversor.	99
Figura 3.26–Correntes de saída na inicialização do conversor: pré-sincronização antes de 0 s, inicialização após 0 s, após 0,1 s referências de corrente sendo aplicadas.	100
Figura 3.27–Componentes de eixo direto, de quadratura e frequência da rede (a) e correntes de eixo direto, quadratura e referência de frequência do conversor (b): degrau na componente de eixo direto da tensão da rede.	101
Figura 3.28–FFTs das correntes do conversor em RS.	101
Figura 3.29–Componentes de eixo direto, de quadratura e frequência da rede (a) e correntes de eixo direto, quadratura e referência de frequência do conversor (b): degrau na componente em quadratura da tensão da rede.	102
Figura 3.30–Componentes de eixo direto, de quadratura e frequência da rede (a) e correntes de eixo direto, quadratura e referência de frequência do conversor (b): degrau na componente em quadratura da tensão da rede.	103
Figura 3.31–Tensão da rede (superior) e correntes de saída do conversor (inferior) durante o regime permanente nas simulações no HIL.	104
Figura 3.32–Tensões da rede com 2% de sequência negativa: tensão da rede (superior) e correntes de saída do conversor (inferior).	105
Figura 3.33–Tensões da rede (a) e correntes do conversor (b) em RS: os desbalanços são vistos como uma componente em 120 Hz no RS.	106

Figura 3.34–Frequência do conversor com tensões desbalanceadas: componentes de 120 Hz oriundas da corrente no RS.	107
Figura 3.35–FFT das tensões da rede (superior), na tensão no capacitor (meio) e nas correntes (inferior) sem desbalanços na tensão (a) e com desbalanços (b): Surgimento de uma componente em 180 Hz devido a presença de sequência negativa não nula.	107
Figura 3.36–Tensões da rede com 7,07% de 5 ^a , na sequência negativa, e 7 ^a harmônica, na positiva, (DHT de 10%) (superior), tensões no capacitor (meio) e correntes de saída do inversor (inferior): respostas temporais (a) e FFTs (b).	109
Figura 3.37–Tensões e correntes em RS: 5 ^a , na sequência negativa, e 7 ^a harmônicas, na sequência positiva na tensão, observadas em 360 Hz (10% de DHT) (b) e nas correntes do conversor (b).	110
Figura 3.38–Frequência do conversor com tensões de fase com componentes de quinta e sétima: A frequência apresenta uma variação em 360 Hz em decorrência dessa componente na corrente vista no RS.	110
Figura 3.39–Efeito das harmônicas de 5 ^a e 7 ^a na corrente de fase observadas em 360 Hz no RS.	111
Figura 3.40–A corrente no conversor é definida pela carga após a ocorrência de ilhamento quando alimentada por um conversor com controle auto-sincronizante: tensão na carga (cima), correntes na rede (meio), conversor (baixo).	112
Figura 4.1 – Modelo monofásico de conversor conectado a uma carga de teste e uma rede trifásica.	115
Figura 4.2 – Injeção de sinal e blocos para processamento de sinais para detecção de ilhamento no CCAS.	117
Figura 4.3 – Respostas em frequência do modelo para uma entrada $g(t)$ para uma saída ξ_q^c : Diagramas do sistema conectado ou desconectado (a), razão dos ganhos e diferença do sistema conectado ou desconectado (b).	119
Figura 4.4 – Etapas e blocos utilizados na seleção de sinais.	120
Figura 4.5 – Resposta frequência da associação do conjunto de filtros H_{not} com as respostas dos sistemas conectados (Con) e desconectados (Des) com controle de tensão em malha fechada.	121
Figura 4.6 – Obtenção de sinal proporcional à amplitude (y_{DI}) ou ao quadrado da amplitude $y_{DI,sq}$	121
Figura 4.7 – Resposta em frequência do filtro passa-baixa.	123
Figura 4.8 – Esquemático da parte de potência na simulação no PSIM.	124

Figura 4.9 – Na figura da esquerda (a): perturbação introduzida, corrente do eixo em quadratura e frequência do referencial do conversor. Na figura da direita (b): Tensões no capacitor do filtro LCL, e correntes no indutor externo do conversor e na chave $S1$	125
Figura 4.10–A Entrada, ξ_q^c , e os sinais y_{not} e y_{DI} num ilhamento com potência aproximadamente equilibrada (a) e com maiores desequilíbrios (b). Os sinais y_{not} e y_{DI} em azul são selecionados sem o FPA e em laranja com o FPA.	127
Figura 4.11–Mudança nas tensões e correntes na ocorrência de desconexão: tensão no capacitor do filtro LCL, correntes na rede, no conversor e na carga.	128
Figura 4.12–Antes da desconexão as correntes da rede são formadas principalmente por componentes de chaveamento: FFT das correntes do conversor, da rede e da carga. A fundamental (60 Hz), quinta (300 Hz) e sétima harmônicas (420 Hz) e a frequência de chaveamento (20 kHz) são sinalizadas em linhas pontilhadas verticais pretas, azul, vermelha e magenta.	129
Figura 4.13–Referência de frequência do conversor e sinal de detecção de ilhamento: amplitude do sinal y_{not} na frequência da perturbação decresce após a desconexão.	130
Figura 4.14–Mudança nas tensões e correntes na ocorrência de desconexão: tensão no capacitor do filtro LCL, correntes na rede, no conversor e na carga.	131
Figura 4.15–Referência de frequência do conversor e sinal de detecção de ilhamento: amplitude do sinal y_{not} na frequência da perturbação decresce após a desconexão.	132
Figura 4.16–Mudança nas correntes quando na ocorrência de desconexão: tensão na carga, correntes na rede, conversor e carga.	133
Figura 4.17–Antes da desconexão as correntes da rede são formadas principalmente por harmônicas na presença de carga não linear: FFT das correntes do conversor, da rede e da carga. A fundamental (60 Hz), quinta (300 Hz) e sétima harmônicas (420 Hz) e a frequência de chaveamento (20 kHz) são sinalizadas em linhas pontilhadas verticais pretas, azul, vermelha e magenta.	134
Figura 4.18–Adição de passa baixa para o sistema com tensão do conversor definida em malha única: aumento da atenuação de componentes harmônicas tanto para o sistema conectado (Con.) quanto desconectado (Desc.). . .	135
Figura 4.19–Referência de frequência do conversor e sinais da DI com retificador trifásico com carga resistiva de 20 kW: Decréscimo do sinal y_{not} se mantém após a desconexão.	135
Figura 4.20–Sinal y_{DI} para diferentes cargas	136

Figura 4.21–Tensões e correntes com uma fonte de tensão senoidal (a) e com 10% de DHT (b).	138
Figura 4.22–Sinais de detecção de ilhamento, com e sem harmônicas na tensão da rede: A presença de harmônicas na tensão não afetam a capacidade de atingir os limites para detecção de ilhamento.	138
Figura B.1 –Controlador de tensão em malha fechada em tempo contínuo.	157
Figura B.2 –Simulações no PSIM do controle de tensão em malha fechada: valores de tensão, corrente e referências em referencial estacionário (a) e natural (b).	160

Lista de tabelas

Tabela 3.1 – Parâmetros da parte de potência e do controlador para análises iniciais de modelos linearizados.	64
Tabela 3.2 – Tempos de acomodação e valores de sobre-elevação do sinal para os gráficos obtidos nas figuras 3.16a, 3.16b e 3.16c.	85
Tabela 3.3 – Valores e constantes de controladores do conversor do CCAS	91
Tabela 3.4 – Parâmetros da parte de potência e dos controladores do conversor. . .	94
Tabela 4.1 – Parâmetros dos filtros utilizados no processamento do sinal de ilhamento.	123
Tabela 4.2 – Parâmetros das cargas utilizadas nas simulações CIL para detecção de ilhamento.	136
Tabela B.1 – Ganhos do projeto do controlador de tensão.	159

Acrônimos

AFS	Deslocamento Ativo de Frequência - <i>Active Frequency Shift</i> .
CCAS	Controle de Corrente Auto-Sincronizante.
CEP	Conversor Eletrônico de Potência.
CFR	Conversor Formador de Rede.
CIL	<i>Controller-In-the-Loop</i> .
CSR	Conversor Seguidor de Rede.
DEEPR	Detecção de Erro de Exportação de Potência Reativa.
DFIG	Gerador de Indução Duplamente Alimentado - Doubly fed induction generator.
DHT	Distorção Harmônica Total.
DI	Detecção de Ilhamento.
DSOGI-PLL	PLL com integradores generalizados de segunda ordem.
FFT	Transformada Rápida de Fourier - Fast Fourier Transform.
FLL	Sincronismo Por Rastreamento de Frequência - <i>Frequency Locked Loop</i> .
FPA	Filtro Passa Alta.
FPB	Filtro Passa Baixa.
FPGA	Arranjo de Portas Lógicas Programáveis por Campo - Field-Programmable Gate Array.
FR	Filtro Ressonante.
GD	Geração Distribuída.
HIL	<i>Hardware-In-the-Loop</i> .
MIMO	Múltiplas Entradas Múltiplas Saídas - Multiple Inputs Multiple Outputs.
OFP/UFP	Proteção de Sobre e Sub Frequência - <i>Over/Under Frequency Protection</i> .
OVP/UVF	Proteção de Sobre e Sub Tensão - <i>Over/Under Voltage Protection</i> .
PAC	Ponto de Acoplamento Comum.

PI	proporcional-integral.
PLCC	Comunicação por Portadora em Comunicação por Linha - <i>Power Line Carrier Communication</i> .
PLL	Sincronismo por Rastreamento de Fase.
PPP	Perturbação da Fase do PLL - <i>Phase PLL Perturbation</i> .
PSC	Sincronismo por Controle de Potência - <i>Power-Synchronization Control</i> .
PWM	Modulação por Largura de Pulso - <i>Pulse Width Modulation</i> .
QEE	Qualidade de Energia Elétrica.
RCC	Razão de Curto Circuito.
RE	Referencial Estacionário.
RED	Recurso Energético Distribuído.
RN	Referencial Natural.
ROCOF	Taxa de Mudança de Frequência - <i>Rate Of Change Of Frequency</i> .
ROCOFOP	Taxa de Variação da Frequência em Relação à Potência - <i>Rate Of Change of Frequency Over Power</i> .
ROCOP	Taxa de Mudança de Potência - <i>Rate Of Change Of Power</i> .
RPSC	Sincronismo por Controle de Potência Reativa - <i>Reactive Power-Synchronization Control</i> .
RS	Referencial Síncrono.
SCADA	Controle Supervisório e Aquisição de Dados - <i>Supervisory Control And Data Aquisition</i> .
SFS	Deslocamento Ativo de Frequência com Realimentação Positiva - <i>Sandia Frequency Shift</i> .
SPD	Sinal Produzido por Desconexão.
SRF-PLL	PLL de referencial síncrono.
VSI	Inversor Fonte de Tensão - <i>Voltage Source Inverter</i> .
ZND	Zona de Não Detecção.

Lista de Símbolos

\mathbf{A}_{sd}	Matriz A do modelo em espaço de estados de (3.16).
\mathbf{A}_{sdi}	Matriz A do modelo em espaço de estados em (3.21).
\mathbf{A}_{sq}	Matriz A do modelo em espaço de estados de (3.22).
\mathbf{A}_{sqi}	Matriz A do modelo em espaço de estados de (3.27).
$\mathbf{B}_{ss,vg}$	Matriz B para entradas referentes as tensões no ponto de acoplamento do covnensor no modelo em espaço de estados de (4.5).
\mathbf{A}_{swl}	Matriz A do modelo em espaço de estados de (4.5).
\mathbf{A}_{tst}	Matriz A do modelo em espaço de estados de (4.4).
\mathbf{B}_{sdi}	Matriz B do modelo em espaço de estados em (3.21).
\mathbf{B}_{sq}	Matriz B do modelo em espaço de estados de (3.22).
\mathbf{B}_{sq}	Matriz B do modelo em espaço de estados de (3.27).
$\mathbf{B}_{ss,ref}$	Matriz B para entradas de variações nas referências das correntes de eixo direto e quadratura no modelo em espaço de estados de (4.5).
\mathbf{B}_{swl}	Matriz B do modelo em espaço de estados de (4.5).
\mathbf{B}_{tst}	Matriz B do modelo em espaço de estados de (4.4).
C_c	Capacitância do filtro LCL do conversor.
$C_d(s)$	Função de transferência do controlador da corrente de eixo direto.
$C_q(s)$	Função de transferência do controlador da corrente em quadratura.
\mathbf{C}_{ss}	Matriz C do modelo em espaço de estados de (4.5).
$\mathbf{C}_{ss,\xi}$	Matriz C do modelo em espaço de estados de (4.2).
\mathbf{C}_{swl}	Matriz C do modelo em espaço de estados de (4.5).
C_{tst}	Capacitância da carga de teste de ilhamento.
G_{hp}	Ganho do filtro passa altas utilizado no filtro de entrada da detecção de ilhamento.
$g(t)$	Perturbação introduzida na frequência do conversor para detecção de ilhamento.
$H_{lp}(s)$	Função de transferência do filtro passa baixa utilizado para obter a estimativa da amplitude do sinal utilizado para detecção de ilhamento.
$H_{not}(s)$	Função de transferência do filtro de entrada sobre a variável ξ_q na detecção de ilhamento.

i_d	Corrente direta genérica.
$i_{d,i}^g$	Corrente no indutor interno do filtro LCL na coordenada d do referencial síncrono comum.
$i_{d,o}^g$	Corrente no indutor externo do filtro LCL na coordenada d do referencial síncrono comum.
$\mathbf{i}_{dq,i}^g$	Correntes no indutor interno do filtro LCL no referencial síncrono comum.
$\mathbf{i}_{dq,o}^g$	Correntes no indutor externo do filtro LCL no referencial síncrono comum.
$\mathbf{i}_{dq,ref}^c$	Referências para as correntes no indutor externo no referencial síncrono do conversor.
$i_{d,ref}$	Referência para corrente de eixo direto no indutor externo.
$\mathbf{I}_{n \times n}$	Matriz identidade de ordem n .
i_q	Corrente em quadratura genérica.
$i_{q,i}^g$	Corrente no indutor interno do filtro LCL na coordenada q do referencial síncrono comum.
$i_{q,o}^g$	Corrente no indutor externo do filtro LCL na coordenada q do referencial síncrono comum.
$\mathbf{i}_{\alpha\beta,i}$	Correntes no indutor interno do filtro LCL em referencial estacionário.
$\mathbf{i}_{\alpha\beta,o}$	Correntes no indutor externo do filtro LCL em referencial estacionário.
$i_{\alpha,i}$	Corrente no indutor interno do filtro LCL na coordenada α do referencial estacionário.
$i_{\alpha,o}$	Corrente no indutor externo do filtro LCL na coordenada α do referencial estacionário.
$i_{\beta,i}$	Corrente no indutor interno do filtro LCL na coordenada β do referencial estacionário.
$i_{\beta,o}$	Corrente no indutor externo do filtro LCL na coordenada β do referencial estacionário.
\mathbf{J}	$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$. Matriz de acoplamento entre o eixos direto e quadratura.
K_{AC}	Constante proporcional do controle de potência ativa.
K_{aq}	Constante proporcional ao erro da corrente em quadratura: aplicada sobre a tensão de eixo em quadratura durante transitórios.
K_{pll}	Ganho proporcional do PLL.
K_{RC}	Constante proporcional do controle de potência reativa.

R_{ci}	Indutância do indutor interno do filtro LCL do conversor.
L_{co}	Indutância do indutor externo do filtro LCL do conversor.
L_{tst}	Indutância da carga de teste de ilhamento.
\mathbf{A}_{ss}	Matriz A do modelo em espaço de estados de (4.5).
N_{gtr}	Constante de projeto que indica o número de vezes que dinâmica da corrente em quadratura é mais rápida que malha de sincronização.
$O_s(x)$	Sobre-elevação de uma variável x .
p	Potência ativa.
P_0	Potência ativa nominal.
$P_{Cd,ma}$	Polo em malha aberta do controlador da corrente direta.
$p_{Cq,ma}$	Polo em malha aberta do controlador da corrente em quadratura.
$P_{Hd,ma}$	Polo em malha aberta da corrente no indutor no eixo direto.
$P_{d,mf}$	Polo em malha fechada do controle na corrente direta.
$P_{q,mf}$	Posição dos polos em malha fechada do controle na corrente em quadratura.
p_{ref}	Referência de potência ativa.
q	Potência reativa.
Q_0	Potência reativa nominal.
R_{ci}	Resistência do indutor interno do filtro LCL do conversor.
R_{co}	Resistência do indutor externo do filtro LCL do conversor.
R_{hil}	Resistência introduzida para simulação no HIL.
$\mathbf{R}(\theta_c)$	$\begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & \sin(\theta_c) \\ -\sin(\theta_c) & \cos(\theta_c) \end{bmatrix}$. Rotação de um ângulo θ de variáveis que podem ser descritas em um plano. Utilizada como transformação de Referencial Estacionário (RE) para Referencial Síncrono (RS), ou entre diferentes RSs.
$\mathbf{R}^\phi(\phi_c)$	$\frac{d\mathbf{R}(\phi_c)}{d\phi_c}$. Derivada da rotação das variáveis em referencial estacionário um referencial síncrono em relação a ϕ_c .
R_{tst}	Resistência da carga de teste de ilhamento.
s	Variável de Laplace.

\mathbf{S}_{11}	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$. Matriz que representa uma operação que é realizada somente sobre o eixo direto, numa equação matricial que descreve dinâmicas de duas variáveis, no caso do referencial síncrono, simultaneamente.
\mathbf{s}_2	$\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$. Vetor que representa uma operação que realizada somente sobre o eixo em quadratura, numa expressão que descreve apenas a dinâmica em uma variável..
\mathbf{S}_{22}	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$. Matriz que representa uma operação que realizada somente sobre o eixo em quadratura, numa equação matricial que descreve dinâmicas de duas variáveis, no caso do referencial síncrono, simultaneamente..
t	Tempo.
\cdot^T	Operador de transposição.
T_{AC}	Constante de tempo do controle de potência ativa.
$T_a(x)$	Tempo de acomodação de uma variável x ..
T_{pll}	Constante de tempo do PLL.
T_{RC}	Constante de tempo do controle de potência reativa.
$\mathbf{T}_{\alpha\beta,abc}$	Transformação do trifásico para o referencial estacionário.
V_0	Valor nominal da amplitude da tensão.
$\mathbf{v}_{abc,c}$	Tensões trifásicas no capacitor do filtro LCL do conversor.
$\mathbf{v}_{abc,g}$	Tensões trifásicas da rede.
$\mathbf{v}_{abc,i}$	Tensões trifásicas na ponte inversora do conversor.
$\mathbf{v}_{\alpha\beta,g}$	Tensões da rede em referencial estacionário.
v_d	Tensão direta genérica.
$v_{d,c}^g$	Tensão no capacitor do filtro LCL na coordenada d do referencial síncrono comum.
$v_{d,c}^g$	Tensão no inversor na coordenada d do referencial síncrono comum.
$\mathbf{v}_{dq,g}^g$	Tensões da rede no referencial síncrono comum.
$\mathbf{v}_{dq,i}^g$	Vetor de tensão no referencial síncrono comum.
$\mathbf{v}_{dq,ref}^c$	Referências de tensões da ponte inversora no referência síncrono do conversor.
$v_{d,ref}^c$	Referência para a tensão eixo direto da saída da ponte inversora no referencial síncrono do conversor.
v_q	Tensão em quadratura genérica.
$v_{q,c}^g$	Tensão no capacitor do filtro LCL na coordenada q do referencial síncrono comum.
$v_{q,g}^g$	Tensão da rede na coordenada d do referencial síncrono comum.
$v_{q,g}^g$	Tensão da rede na coordenada q do referencial síncrono comum.

$v_{d,c}^g$	Tensão no inversor na coordenada q do referencial síncrono comum.
$v_{q,ref}^c$	Referência para a tensão eixo em quadratura da saída da ponte inversora no referencial síncrono do conversor.
$\mathbf{v}_{\alpha\beta,c}$	Tensões no capacitor do filtro LCL do conversor em referencial estacionário.
$\mathbf{v}_{\alpha\beta,i}$	Tensões na ponte inversora do conversor em referencial estacionário.
$v_{\alpha,c}$	Tensão no capacitor do filtro LCL na coordenada α do referencial estacionário.
$v_{\beta,c}$	Tensão no capacitor do filtro LCL na coordenada β do referencial estacionário.
\mathbf{x}_{abc}	Variável genérica no trifásico.
X_{co}	Reatância do indutor externo do filtro LCL na frequência síncrona.
$\mathbf{x}_{\alpha\beta}$	Variável genérica no referencial estacionário.
$y_{DI,sq}$	Quadrado do Sinal de comparação para detecção de ilhamento. É o sinal y_{not} passado por um passa baixas..
y_{DI}	Sinal indicando a presença da rede: a ser utilizado na detecção de ilhamento para comparação com níveis limites.
y_{not}	Sinal de saída do filtro de entrada utilizado na detecção de ilhamento.
$y_{not,sq}$	Sinal do dobro do quadrado da saída do filtro de entrada utilizado na detecção de ilhamento.
$Z_{Cd,ma}$	Zero em malha aberta do controlador da corrente direta.
$z_{Cq,ma}$	Zero em malha aberta do controlador da corrente em quadratura.
$Z_{LCL}(s)$	Função de transferência representando a impedância do filtro LCL.
δ	Fração da constante de tempo do controle da potência ativa em que o polo dominante dessa malha estará localizado.
$\Delta(\lambda)$	$\Delta(\lambda) = \det(\lambda I_{n \times n} - A_{n \times n})$. Equação característica de uma matriz.
λ	Escalar definido em um campo.
τ	Tempo de integração.
ξ_d^c	Integral do erro da corrente de eixo direto.
ξ_q^c	Integral do erro da corrente de eixo em quadratura.
$\boldsymbol{\xi}_{dq}^c$	Integrais dos erros de corrente no referencial síncrono do conversor.
ϕ_c	Fase do referencial síncrono do conversor.
Ω_0	Frequência nominal.
ω_c	Frequência do conversor.

Sumário

1	Introdução	28
1.1	Objetivos	31
1.2	Métodos	31
1.3	Contribuições	32
1.4	Organização do texto	32
1.5	Produção acadêmica	33
2	Revisão teórica	34
2.1	Introdução	34
2.2	Representação em Referencial Natural	35
2.3	Representação em referencial estacionário	37
2.4	Representação em referencial síncrono	39
2.5	Algoritmos de sincronização	42
2.5.1	Sincronização e controle por rastreamento de fase (PLLs)	42
2.5.2	Sincronização por controle de potência (<i>droop</i>)	45
2.5.3	Desdobramentos em técnicas de sincronização por controle de potência: PSC e RPSC	50
2.6	Detecção de ilhamento	52
2.6.1	Métodos passivos	52
2.6.2	Métodos ativos	54
2.6.3	Métodos remotos	54
2.6.4	Desdobramentos para detecção de ilhamento utilizando a sincronização	55
2.7	Conclusões parciais	56
3	Controle de corrente auto-sincronizante	57
3.1	Introdução	57
3.2	Simplificação do filtro LCL para estudo de dinâmicas de sincronização	58
3.3	Descrição das dinâmicas de sincronização	60
3.4	Análise de estratégias de sincronização por corrente de eixo direto e quadratura do conversor desconsiderando fluxo de potência	63
3.4.1	Parâmetros para análises iniciais	64
3.4.2	Sincronização por corrente de eixo direto	64
3.4.3	Sincronização por corrente em quadratura	69
3.5	Modelo do controle de corrente auto-sincronizante considerando variação de potência	72

3.6	Estabilidade da sincronização e controle de potência considerando fluxos de potência ativa e variação de parâmetros	76
3.6.1	Análise do lugar das raízes para variações nos ganho proporcional K_{AC}	78
3.6.2	Análise do lugar das raízes para variações nos ganho proporcional K_{RC}	79
3.6.3	Análise do lugar das raízes para variações nos ganho proporcional K_{AQ}	79
3.6.4	Análise do lugar das raízes para variações na constante de tempo T_{AC}	80
3.6.5	Análise do lugar das raízes para variações na constante de tempo T_{RC}	81
3.6.6	Variação dos ganhos proporcionais K_{AC} , K_{RC} e K_{AQ} em simulações temporais dos modelos linearizados.	82
3.7	Projeto dos reguladores do CCAS	87
3.7.1	Projeto do controle da corrente de eixo direto	87
3.7.2	Projeto do controle da corrente de eixo em quadratura e sincronização	89
3.7.3	Projeto dos controladores nas simulações.	91
3.7.4	Variações nas dinâmicas do conversor devido às correntes de eixo direto e quadratura	92
3.8	Compensação de reativos do filtro LCL	93
3.9	Estratégias de simulação	94
3.10	Simulação: Inicialização do conversor com pré-sincronização pela corrente do capacitor	97
3.11	Comparações de simulações: lineares, no PSIM e no Typhoon HIL	99
3.11.1	Resposta ao degrau na componente de eixo direto da tensão da rede	100
3.11.2	Resposta ao degrau na componente em quadratura da tensão da rede	101
3.11.3	Resposta ao degrau na frequência da tensão da rede	102
3.11.4	Comparação das simulações lineares e não-lineares	103
3.12	CCAS sob tensões não ideais em simulações HIL	104
3.12.1	Operação com tensões desbalanceadas.	105
3.12.2	Operação com harmônicas nas tensões.	108
3.12.3	Controle auto-sincronizante durante desconexão com a rede	110
3.13	Conclusões sobre o controle auto-sincronizante	113
4	Detecção de ilhamento através da sincronização	114
4.1	Introdução	114
4.2	Utilização da sincronização numa estratégia de ilhamento híbrida	114
4.3	Modelo da sincronização quando conectado com a rede	116

4.4	Modelo da sincronização na desconexão com a rede	117
4.4.1	Sensibilidade do sistema de sincronismo ao ilhamento	118
4.4.2	Amplitude do sinal no integrador da resposta à perturbação na frequência	118
4.4.3	Processamento de sinais	119
4.5	Simulações no PSIM: Detecção de ilhamento por injeção de perturbação na frequência	124
4.6	Simulações no PSIM: Detecção de ilhamento na presença de transitórios lentos	126
4.7	Simulações com HIL	127
4.8	Detecção de ilhamento: geração injetada pelo conversor aproximadamente igual a demanda da carga linear	128
4.8.1	Detecção de ilhamento: carga se aproximando de um ponto de equi- líbrio devido às capacidades de operação com amplitude e frequência da tensão anômalas	130
4.8.2	Detecção de ilhamento: presença de cargas não-lineares	132
4.8.3	Detecção de ilhamento para diversas cargas	134
4.8.4	Detecção de ilhamento na presença de quinta e sétima harmônicas nas tensões	137
4.9	Conclusões sobre a DI utilizando o CCAS	139
5	Conclusões finais	141
5.1	Trabalhos futuros	142
	Referências	144
	ANEXO A Notação	155
	ANEXO B Controle de tensão em malha fechada	157
	ANEXO C Frequências em que a impedância do ramo do capacitor é maior que a dos ramos dos indutores no filtro LCL.	161

1 Introdução

Os Conversores Eletrônicos de Potência (CEPs) são frequentemente utilizados para conectar Recursos Energéticos Distribuídos (REDs) as redes elétricas. Dispositivos como bancos de baterias, volantes de inércia e outros armazenadores de energia podem ser combinados com a geração distribuída (GD), como as fontes eólicas e solares, para o intercâmbio de energia com a rede. Essas combinações de dispositivos podem aumentar a independência e estabilidade da potência em micro-redes conectadas à rede principal, além de desempenhar funções de absorção e injeção de potência, realizando a redução nos picos de demanda e facilitando a operação do sistema elétrico global [1–3].

As características da rede elétrica determinam as topologias de CEPs capazes de interconectar os REDs. Como muitos REDs geram saídas em corrente contínua (CC), em redes elétricas CC, normalmente conversores CC/CC são empregados para efetuar essa conexão. Quando uma rede CC, ou REDs isolados, precisam ser conectados diretamente a uma rede CA, conversores CC/CA são utilizados [4–6]. Portanto, diversas topologias de circuitos são empregadas para introduzir a energia elétrica gerada por REDs em uma rede, mantendo os padrões de qualidade de energia (Qualidade de Energia Elétrica (QEE)).

No contexto da conversão de energia eólica, conversores com entrada CA podem ser empregados para conectar a saída CA dos geradores em redes CA ou CC. Um conversor pode transformar a corrente CA gerada por uma máquina de ímãs permanentes em uma corrente CC e conectar o barramento de uma rede CC. Esse barramento ainda pode ser seguido por uma nova conversão CA para transmitir a energia elétrica à uma rede CA. Em outras aplicações, um Gerador de Indução Duplamente Alimentado - Doubly fed induction generator (DFIG) permite a conexão direta da geração eólica à rede. Para isso, um conversor CA/CA conectado à rede alimenta os enrolamentos de campo, sincronizando a força contra-eletromotriz do DFIG com a rede, possibilitando a injeção direta da energia eólica convertida [7, 8]. No entanto, as conexões de REDs geralmente fazem uso de conversores CC/CA, conhecidos como inversores de potência.

Tradicionalmente, as correntes e tensões de conversores formados por inversores são sincronizadas com a rede, utilizando como referência a tensão observada no ponto de acoplamento, enquanto a potência é controlada em função da disponibilidade do CEP e da variável controlada [9–12]. Para que a injeção de potência seja coordenada com os demais elementos da rede, o controle determina uma tensão na saída do inversor com amplitude, fase e frequência adequadas. Embora sejam tarefas relacionadas, a sincronização através da tensão separa as ações de controle e a sincronização em dois blocos distintos.

Na estratégia de sincronização por rastreamento da tensão, na sua execução em fase ou referencial estacionário, a referência de corrente pode reproduzir a forma da tensão, ou a sua componente fundamental. Quando em referenciais síncronos são utilizados, um Sincronismo por Rastreamento de Fase (PLL) ou Sincronismo Por Rastreamento de Frequência - *Frequency Locked Loop* (FLL) pode gerar um referencial com frequência e fase definidas no qual o controle pode ser realizado [13–18].

Por outro lado, existem CEPs que são controlados utilizando funções de *droop* de potência ativa e reativa. Esses CEPs são chamados de "formadores de rede" e operam mantendo uma micro-rede energizada em casos de desconexão, oferecendo suporte de tensão [9, 19–25].

Para a execução das funções de *droop*, as potências podem ser obtidas como o produto das correntes de saída pela tensão no ponto de acoplamento ou a tensão comandada na saída da ponte inversora [26]. Nesse último caso, a tarefa de sincronização e controle é obtida apenas com a medida da corrente de saída. As medidas de potência são utilizadas para controle, ao determinar a tensão do conversor, e para sincronização ao determinar a frequência, configurando um controle auto-sincronizante.

No entanto, as funções de controle e sincronização não são as únicas necessárias à operação dos conversores. Uma importante tarefa é a detecção de ilhamento [27, 28]. Ela é necessária para que o conversor realize as manobras necessárias, de desligamento ou mudança de operação, em intervalos de tempo de poucos segundos após a desconexão com a rede principal.

A detecção de ilhamento pode ser realizada através de um método passivo, em que não há ação do conversor. Esses métodos se utilizam de medidas de corrente, tensão e frequência para obter relações que indiquem a desconexão do conversor. Estratégias passivas simples podem ser realizadas através da operação do conversor em limites estabelecidos de amplitude e frequência [29, 30].

No entanto, uma dificuldade adicional para detecção passiva são os tempos de operação fora dos limites de operação contínua propostos no padrão IEEE 1547-2018 [31–33], como ilustrado nas Figuras 1.1a e 1.1b. Portanto, mesmo em situações com transitórios na desconexão, os mesmos podem ocorrer e resultar num novo ponto de operação com equilíbrio de potência entre carga e geração. Nessas situações, o conversor pode operar por dezenas de segundos, ou mesmo minutos após a desconexão, sem que os métodos passivos possam interromper a operação do conversor.

Métodos de Detecção de Ilhamento (DI) ativos introduzem ações do conversor e facilitam a detecção, mesmo em situações de equilíbrio entre geração e carga. Esses métodos podem garantir a detecção de ilhamento dentro de intervalos curtos com menores

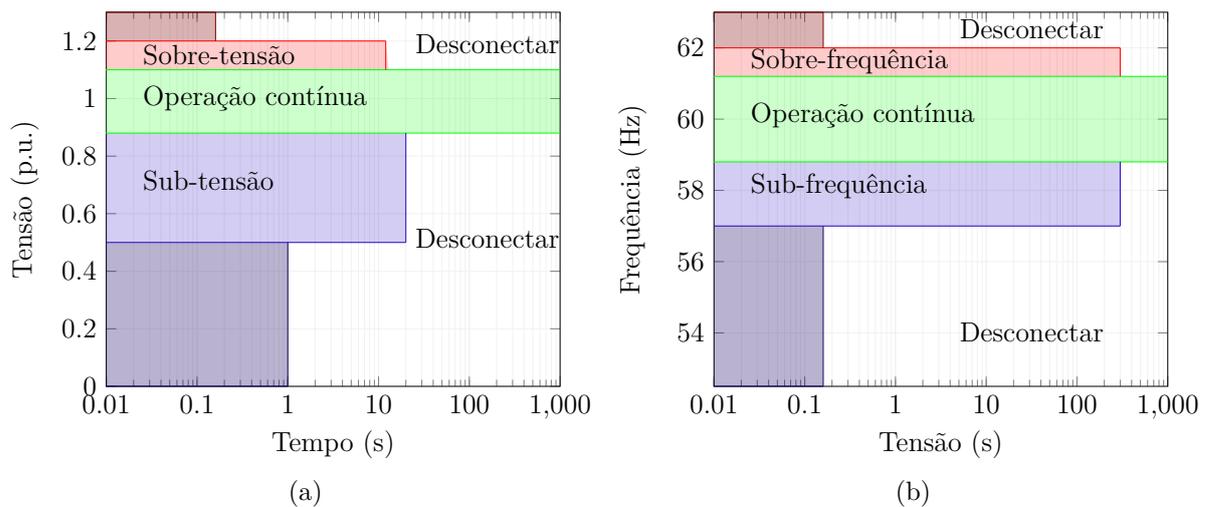


Figura 1.1 – Tempos de operação padrões dos conversores com tensão fora dos limites nominais de amplitude (a) e frequência (b) no padrão IEEE 1547-2018.

Zona de Não Detecção (ZND)

A combinação de conceitos de controle auto-sincronizante, oriundos de abordagens *droop* e de abordagens mais recentes [34, 35], com a detecção de ilhamento advém de desafios atuais. Um desses desafios é a transição entre os estados conectado e ilhado, na qual o controle precisa passar de uma operação conectada à rede para uma operação isolada da rede, enquanto mantém a estabilidade.

Dado que os objetivos do controle devem variar conforme os modos conectado e ilhado, a detecção de ilhamento desempenha um papel crucial, permitindo que o controle se adapte à nova condição da rede.

Alguns estudos têm abordado a integração de sincronização e detecção de ilhamento [36–39]. Portanto, é possível também considerar a integração de controle, sincronização e detecção de ilhamento.

Este trabalho investiga uma estratégia unificada para sincronização, controle de corrente e DI para um conversor trifásico conectado à rede elétrica, operando apenas com medidas de corrente. A operação apenas com medidas de corrente possibilita a redução do número de sensores e uma operação estável em situações em que medidas de tensão são difíceis de obter ou menos confiáveis. Ao mesmo tempo, este trabalho apresenta uma perspectiva das tarefas de detecção de ilhamento, controle de corrente do conversor e sua sincronização com a rede.

1.1 Objetivos

O objetivo desse trabalho é demonstrar a possibilidade de utilizar uma estrutura única para controle de corrente, sincronização e detecção de ilhamento, procurando agregar conhecimento relativos a:

- Descrição do controle de um inversor trifásico com filtro LCL apenas com medidas de corrente.
- Construção de modelos dinâmicos e avaliação de possibilidades de realimentação baseadas em estratégias de sincronização por controle de potência.
- Análise de estabilidade do sistema de sincronização com relação à variação de parâmetros de controle.
- Definição de uma estratégia de projeto para o sistema de sincronização.
- Verificação do funcionamento da estratégia de sincronização e controle de corrente com base em simulações em *software* e *Controller-In-the-Loop* (CIL).
- Estabelecer uma estratégia de DI com base no algoritmo de sincronização e controle de corrente.

1.2 Métodos

Esse trabalho é desenvolvido através de:

- Modelagem matemática para descrição do comportamento dinâmico do controle de potência e da sincronização. Para isso são utilizados:
 - Modelos em espaço de estados,
 - Funções de transferência.
- Análise de estabilidade através de:
 - lugar das raízes de funções de transferência e,
 - dos autovalores das matrizes do modelo em espaço de estados.
- Projeto de controladores através de simplificações dos modelos em espaço de estados.
- Averiguação dos resultados teóricos e modelos através de simulações numéricas e em CIL.

1.3 Contribuições

As principais contribuições desse trabalho são:

- Investigação de estabilidade nas realimentações de funções de *droop* indutivo e resistivo ao substituir os controladores proporcionais por proporcionais-integrais.
- Introdução de valores transitórios na tensão de eixo em quadratura na estrutura do Controle de Corrente Auto-Sincronizante (CCAS) para melhora do comportamento dinâmico de sincronização e do controle de corrente.
- Desenvolvimento de um método ativo para DI baseado em perturbação em frequência no do CCAS .
- Descrição do controle auto-sincronizante utilizado para detecção de ilhamento apenas com medidas de corrente num conversor trifásico com filtro LCL.
- Desenvolvimentos de modelos dinâmicos que verificam a viabilidade do método de DI.
- Simulações em PSIM e HIL que demonstram os procedimentos de controle de corrente, sincronização e detecção de ilhamento dessa estrutura.

1.4 Organização do texto

O texto está organizado da seguinte forma:

- Capítulo 2: Revisão de métodos para sincronização, controle de conversores e detecção de ilhamento.
- Capítulo 3: Modelagem matemática e análise de estabilidade das realimentações de *droop* indutivo e resistivo, e desenvolvimento de um sistema de sincronização e controle de corrente. Nesse capítulo também são mostrados os resultados de simulações no PSIM e no HIL desses algoritmos.
- Capítulo 4: Modelagem matemática e análise da introdução de uma perturbação na frequência do conversor e a resposta no integrador responsável pela sincronização. Resultados de simulação em PSIM e HIL.
- Capítulo 5: Considerações finais do trabalho.

Informação sobre a notação utilizada ao longo do trabalho pode ser encontrada no Anexo A.

1.5 Produção acadêmica

Os seguintes artigos foram escritos durante o período de doutorado:

- QUEIROZ, Eliabe Duarte; POMILIO, José Antenor. *Synchronous reference frame PLL frequency estimation under voltage variations*. In: 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC). IEEE, 2019. p. 1-6.
- QUEIROZ, Eliabe Duarte; POMILIO, José Antenor. *SRF-PLL influence on the stability of a current source converter in droop mode*. In: 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC). IEEE, 2019. p. 1-6.
- QUEIROZ, Eliabe Duarte; OTA, João Inácio Yutaka; POMILIO, José Antenor. *State-space representation model of phase-lock loop systems for stability analysis of grid-connected converters*. In: 2021 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON). IEEE, 2021. p. 387-394.
- QUEIROZ, Eliabe Duarte; OTA, João Inácio Yutaka; POMILIO, José Antenor. *Effect of pll on current distortion of droop-controlled converters in a control-in-the-loop simulation of a microgrid*. In: 2021 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP). IEEE, 2021. p. 1-8.
- QUEIROZ, Eliabe Duarte; OTA, João Inácio Yutaka; POMILIO, José Antenor. *Current Control for Three-Phase Grid-Connected Converters Through q-axis Self-Synchronization*. *Submetido para IEEE Transactions on Power Electronics*.

2 Revisão teórica

2.1 Introdução

O desenvolvimento das eletrônicas de potência e digital favoreceu a implementação de técnicas de controle e o desenvolvimento de CEPs mais flexíveis e com respostas dinâmicas melhoradas. Devido a isso, a alta penetração de REDs na rede elétrica se tornou possível, pois tipicamente, os CEPs são necessários para realizar a conexão desses elementos à rede elétrica [40–42].

Neste trabalho, a interconexão de um RED, com características de uma fonte de tensão constante, é conectada a uma rede CA. A topologia utilizada é o Inversor Fonte de Tensão - *Voltage Source Inverter* (VSI) na forma de uma ponte inversora trifásica. Essa estrutura é madura e apresenta eficiência e flexibilidade no controle de tensão e corrente do conversor.

O VSI trifásico recebe sinais de controle que determinam a condução das chaves superiores, u_a , u_b , e u_c , e das chaves inferiores b_a , b_b , e b_c . Os pulsos de acionamento são determinados por uma estratégia de modulação senoidal para acionamento do inversor [43].

Devido a saída modulada por Modulação por Largura de Pulso - *Pulse Width Modulation* (PWM), O VSI apresenta tensão na forma de uma onda retangular com componentes de alta frequência. Essa característica torna a tensão na saída do VSI inadequada para alimentar cargas, sendo necessária a sua filtragem para minimizar as componentes espectrais de alta frequência [42].

Os filtros mais comuns que viabilizam o controle de tensão são os filtros indutivo-capacitivos (LC) e indutivo-capacitivo-indutivo (LCL) [44, 45]. A opção com o filtro LC realiza a atenuação de ruídos de chaveamento, e a presença de um capacitor na saída limita as variações de tensão, facilitando a operação do conversor como fonte de tensão. A topologia LCL apresenta uma maior capacidade de atenuação de componentes em alta frequência, e a presença de um indutor na saída limita as variações da corrente absorvida do capacitor, evitando que dinâmicas bruscas ocorram na tensão do capacitor [46–48]. O esquemático da Figura 2.1 mostra o circuito utilizado para as simulações e desenvolvimento do controle e sincronização.

Embora existam topologias mais flexíveis disponíveis, o VSI de três braços é uma tecnologia amplamente desenvolvida e madura. Em cenários mais complexos, topo-

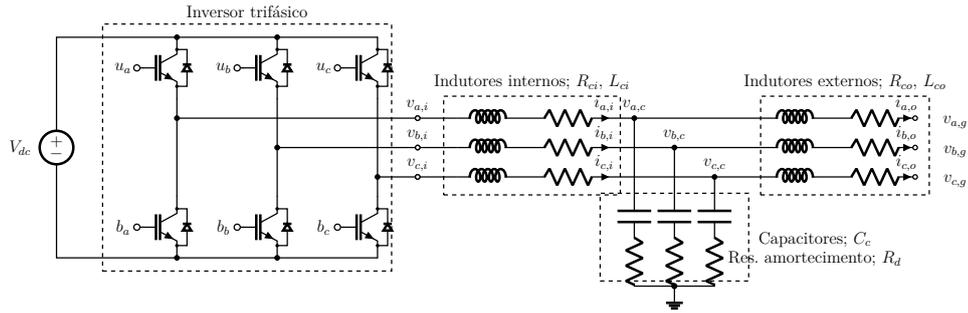


Figura 2.1 – Esquemático de um inversor com filtro LCL.

logias com quatro braços podem viabilizar o fornecimento e o controle da corrente de neutro. No entanto, para os estudos preliminares de controle, sincronização e detecção de ilhamento, a topologia de três braços é suficiente para realizar de maneira satisfatória o fornecimento de potência ativa e reativa, mesmo operando em sequência positiva apenas.

Neste trabalho, o filtro LCL opera em configuração estrela aterrada. No entanto, para os objetivos desejados, a operação em configuração delta não impactaria significativamente nos estudos.

Nesse trabalho, o controle desse circuito foi escolhido em malha única, utilizando apenas as medidas das correntes no indutor externo. Isso limita a capacidade do controle de atuar sobre as ressonâncias LC e devido a isso foram adicionados resistores R_d para amortecimento passivo. O valor calculado para o capacitor é arredondado para aproximadamente o cálculo proposto em [49].

No entanto, o desenvolvimento de técnicas de controle é realizado a partir de representações do comportamento dinâmico do circuito. Nas próximas seções, uma revisão de teoria aborda os possíveis referenciais para realização de modelos e controles.

A notação utilizada no texto é explicitada em no anexo A e consulta prévia pode facilitar a compreensão desse capítulo e dos subsequentes.

2.2 Representação em Referencial Natural

Considerando que todo o circuito é trifásico, a representação natural desse sistema é executada nas três fases. Se o circuito apresenta a mesma topologia em cada fase, tanto as tensões quanto as correntes em nós e ramos terão componentes nas três fases do Referencial Natural (RN).

Assim, as tensões podem ser reunidas em vetores que representam essas variáveis em nós equivalentes para cada fase. O mesmo pode ser feito com as correntes em ramos equivalentes.

As tensões da rede numa conexão trifásica podem ser reunidas em um vetor:

$$\mathbf{v}_{abc,g} = [v_{a,g} \quad v_{b,g} \quad v_{c,g}]^T$$

Similarmente, o mesmo pode ser feito com as correntes em ramos trifásicos.

Se a soma das tensões da rede for zero, $v_{a,g} + v_{b,g} + v_{c,g} = 0$, o vetor de três elementos pode ser representado em um plano.

Considerando os versores, $\hat{\mathbf{a}}$, $\hat{\mathbf{b}}$ e $\hat{\mathbf{c}}$, com defasagem de 120 graus entre si e apontando na direção dos eixos a, b e c, conforme a Figura 2.2b. Esses versores, podem ser utilizados para formar uma base que represente esses vetores em um plano, mesmo que sejam redundantes e resultem numa representação não mínima dos vetores espaciais. A soma desses elementos resulta em um vetor espacial dado por:

$$\vec{\mathbf{v}}_{abc,g} = v_{a,g}\hat{\mathbf{a}} + v_{b,g}\hat{\mathbf{b}} + v_{c,g}\hat{\mathbf{c}} \quad (2.1)$$

E uma vez que o vetor \mathbf{v}_{abc} , apresenta um elemento linearmente dependente um dos elementos pode ser representado apenas por duas variáveis, dando a origem a sua representação em RE. A direção dos versores $\hat{\mathbf{a}}$, $\hat{\mathbf{b}}$ e $\hat{\mathbf{c}}$ e o vetor girante formado por (2.1) das tensões da Figura 2.2a são mostrados na Figura 2.2b. Os vetores espaciais são representados no instante 1,94 ms.

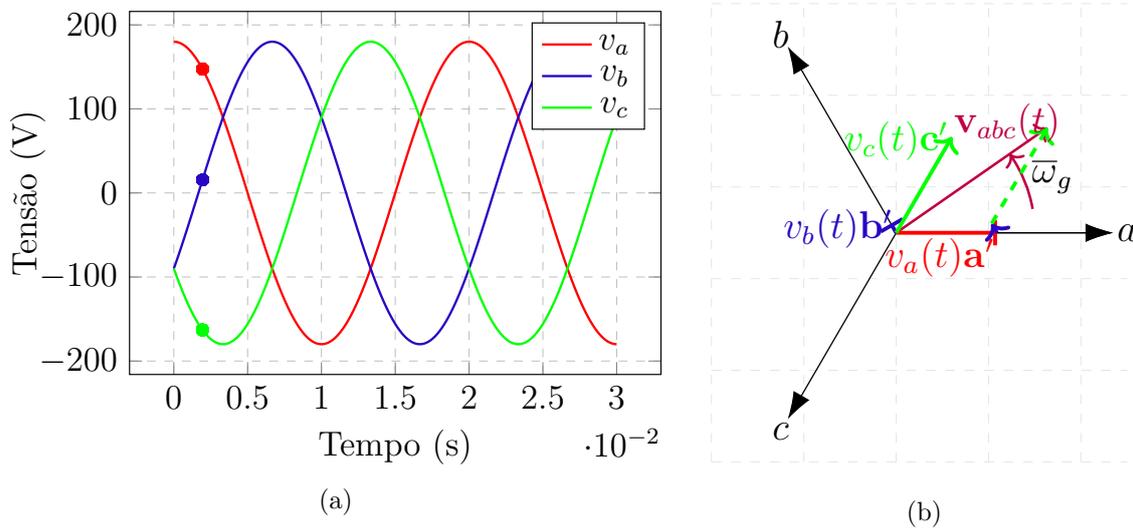


Figura 2.2 – Tensões trifásicas defasadas de 120 graus e vetores resultantes: Os pontos destacados no gráfico e os vetores são representados no momento 1,94 ms.

As dinâmicas dos elementos trifásicos presentes nos ramos podem ser descritas por meio de equações matriciais. Por exemplo, a lei de Ohm pode descrever a tensão como produto da resistência de um elemento por uma corrente. No caso trifásico, o produto das correntes trifásicas $\mathbf{i}_{abc,gen}$ por uma matriz de resistências \mathbf{R}_{gen} , que representa a resistência atravessada por essas correntes, resulta em uma tensão $\mathbf{v}_{abc,gen}$:

$$\mathbf{v}_{abc,gen} = \mathbf{R}_{gen} \mathbf{i}_{abc,gen}$$

Neste trabalho, consideramos circuitos equilibrados nas três fases. Portanto, um conjunto de resistências genéricas \mathbf{R}_{gen} é representado por:

$$\mathbf{R}_{gen} = R_{gen} \mathbf{I}_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} R_{gen} & 0 & 0 \\ 0 & R_{gen} & 0 \\ 0 & 0 & R_{gen} \end{bmatrix}$$

Para descrever o comportamento dinâmico dos circuitos, utilizamos a representação em espaço de estados. Por exemplo, o comportamento dinâmico da corrente no indutor externo do filtro LCL, onde a indutância externa é L_{co} , poderia ser descrito em coordenadas trifásicas da seguinte maneira:

$$\frac{d}{dt} \tilde{\mathbf{i}}_{abc,co} = \frac{1}{L_{co}} \mathbf{I}_{3 \times 3} \tilde{\mathbf{v}}_{abc,c} - \frac{1}{L_{co}} \mathbf{I}_{3 \times 3} \tilde{\mathbf{v}}_{abc,g} - \frac{R_{co}}{L_{co}} \mathbf{I}_{3 \times 3} \tilde{\mathbf{i}}_{abc,co}, \quad (2.2)$$

onde $\tilde{\mathbf{i}}_{abc,co}$, $\tilde{\mathbf{v}}_{abc,c}$ e $\tilde{\mathbf{v}}_{abc,g}$ são respectivamente a corrente no indutor externo e as tensão no capacitor do filtro LCL e a tensão da rede como visto na Figura 2.1.

Considerando que apenas duas variáveis são necessárias para descrever o comportamento de um circuito trifásico equilibrado, é possível representar essas variáveis de maneira mais simplificada em eixos perpendiculares, em um RE.

2.3 Representação em referencial estacionário

As tensões e correntes podem ser transformadas de um RN para um RE [50, 51]. Nesse referencial as coordenadas não apresentam dependência geométrica entre si. As dependências surgirem entre as correntes e tensões vão se dever as dinâmicas do circuito.

Um vetor de tensões da rede $\mathbf{v}_{\alpha\beta,g}$,

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta,g} = \begin{bmatrix} v_{\alpha,g} & v_{\beta,g} \end{bmatrix}^T,$$

pode ser descrito como vetor espacial através do produto de suas componentes com vetores $\hat{\boldsymbol{\alpha}}$ e $\hat{\boldsymbol{\beta}}$:

$$\vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,g} = v_{\alpha,g} \hat{\boldsymbol{\alpha}} + v_{\beta,g} \hat{\boldsymbol{\beta}} \quad (2.3)$$

A transformação que leva ao RE pode ser invariante na amplitude das componentes, ou em potência. Aqui, a transformação escolhida é invariante em amplitude, e transformação das variáveis é dada por:

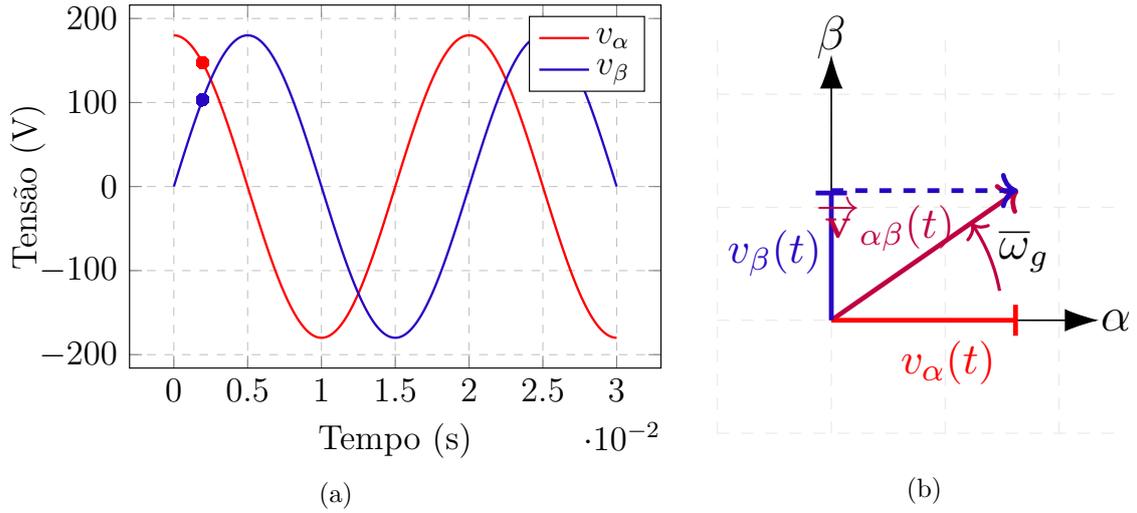


Figura 2.3 – Tensões trifásicas representadas em referencial estacionário: Os pontos destacados no gráfico e os vetores são representados no momento 1,94 ms.

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta,g} = \mathbf{T}_{\alpha\beta,abc} \mathbf{v}_{abc,g} \quad (2.4)$$

A matriz de transformação invariante em amplitude:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta,abc} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & \sqrt{2}/3 & -\sqrt{2}/3 \end{bmatrix}$$

A representação espacial desses vetores é dada por:

$$\vec{v}_{dq,g} = v_{d,g} \hat{\mathbf{d}} + v_{q,g} \hat{\mathbf{q}} \quad (2.5)$$

Variáveis definidas num referencial estacionário podem ser utilizadas para comandar referências no trifásico. Assim a inversa pode ser dada por:

$$\mathbf{T}_{abc,\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

A descrição do comportamento dinâmico da corrente no indutor externo, ainda é semelhante ao visto na seção anterior, reduzida a ordem o sistema:

$$\frac{d}{dt} \tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta,co} = \frac{1}{L_{co}} \mathbf{I}_{2 \times 2} \tilde{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,c} - \frac{1}{L_{co}} \mathbf{I}_{2 \times 2} \tilde{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,g} - \frac{R_{co}}{L_{co}} \mathbf{I}_{2 \times 2} \tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta,co} \quad (2.6)$$

A modelagem de sistemas trifásicos de elementos rotativos, como máquinas elétricas, é mais desafiadora em referenciais estacionários. Em tais elementos, há não só

assimetrias entre os eixos direto e quadratura, mas também ocorrem variações significativas de frequência [50, 52, 53].

Nesses casos, os controladores implementados em RN e RE necessitam de controles lineares com adaptação em frequência [54].

Para superar esses desafios de modelagem e controle, existe a opção de se utilizar um referencial rotativo, que está sincronizado com a frequência do vetor de tensão [50, 52, 53]. Neste referencial, os modelos que envolvem assimetrias entre os eixos aparecem como constantes, devido ao referencial acompanhar a rotação da máquina. Além disso, a adaptação em frequência é inerente ao referencial, por meio da adaptação da frequência de transformação, tornando desnecessária a adaptação dos controladores implementados neste referencial.

Como resultado dessa transformação, valores senoidais se tornam constantes e as linearizações em torno de um ponto de referência são mais facilmente compreendidas.

2.4 Representação em referencial síncrono

O RS gira com a mesma frequência das variáveis e mantém uma fase aproximadamente constante em regime permanente. Assim, do ponto de vista de um RS, as variáveis do sistema passam a apresentar valores aproximadamente constantes quando as componentes presentes são principalmente de sequência positiva [50, 51]. Contudo, a presença de sequência negativa deve introduzir componentes senoidais em duas vezes a frequência da transformação.

As Figuras 2.4a e 2.4b ilustram as componentes d e q e o vetor de tensão $\mathbf{v}_{dq,g}^g$, no caso em que há uma diferença de 35 graus entre o vetor e o RS onde está sendo representado. Neste referencial, as variáveis trifásicas equilibradas podem ser percebidas como tendo valores aproximadamente constantes. Dessa forma, é possível aplicar ampliações em torno dos valores de operação e observar transitórios pequenos em relação à amplitude da variação da tensão senoidal.

Num RS rotacionando com frequência ω_g o vetor de tensão da rede é representado como:

$$\mathbf{v}_{dq}^f = \begin{bmatrix} v_d^f & v_q^g \end{bmatrix}^T$$

Esse vetor é trazido de um RE para um RS utilizado em um conversor por uma rotação:

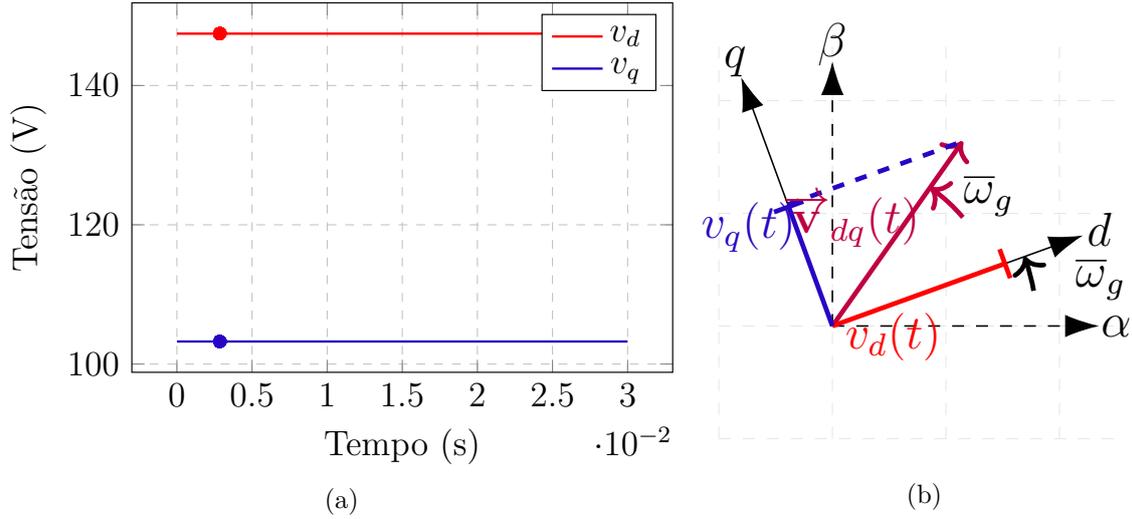


Figura 2.4 – Tensões trifásicas representadas em componentes síncronas: Os referencial rotaciona com a mesma frequência, mas o vetor se encontra a 35 graus do RS e a 55 graus do RE, que aconteceria em 2,86 ms.

$$\mathbf{v}_{dq,g}^c = \mathbf{R}(\theta_g) \mathbf{v}_{\alpha\beta,g} \quad (2.7)$$

A representação espacial do vetor é:

$$\mathbf{v}_{dq,g}^g = v_d^g \hat{\mathbf{d}}_g + v_q^g \hat{\mathbf{q}}_g, \quad (2.8)$$

em que $\hat{\mathbf{d}}_g$ e $\hat{\mathbf{q}}_g$ representam versores espaciais do RS comum. A matriz de rotação $\mathbf{R}(\theta_c)$ que leva as variáveis do RE para esse RS é:

$$\mathbf{R}(\theta_g) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_g) & \sin(\theta_g) \\ -\sin(\theta_g) & \cos(\theta_g) \end{bmatrix}$$

A transformação inversa é aplicada nas variáveis que, após serem definidas no RS, são aplicadas no estacionário:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta,g} = \mathbf{R}(-\theta_c) \mathbf{v}_{dq,g}^g = \mathbf{R}^{-1}(\theta_g) \mathbf{v}_{dq,g}^g \quad (2.9)$$

Até aqui foram mostradas variáveis representadas num RS que rotacionam com uma frequência ω_g , no entanto em conversores a frequência ω_c usualmente determinada por um algoritmo de sincronização é utilizada para realizar o controle de um conversor.

Para a descrição do comportamento das variáveis, aqui é utilizado um RS comum, rotacionando com frequência definida por algum algoritmo externo. Essa escolha pode ocorrer pela possível representação de múltiplos conversores operando com referenciais síncronos distintos, mas também se aplica na realização de experimentos em que

nem sempre é imediato retirar todas as informações do microcontrolador que realiza o controle. Portanto, ao tratar com referenciais síncronos neste texto, os sobrescritos *c* e *g* se referem usualmente a um RS em um conversor e um RS comum, respectivamente.

Considerando as transformações aplicadas a uma dinâmica como em (2.6), as dinâmicas num referencial síncrono são representadas dadas por:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq,o}^g &= \frac{d}{dt} \left(\mathbf{R}(\theta_g) \mathbf{i}_{\alpha\beta,o} \right) \\ &= \frac{d\mathbf{R}(\theta_g)}{d\theta_g} \frac{d\theta_g}{dt} \mathbf{i}_{\alpha\beta,o} + \mathbf{R}(\theta_c) \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta,o}}{dt} \\ &= -\mathbf{J}\omega_g R(\theta_g) \mathbf{i}_{\alpha\beta,o} + \mathbf{R}(\theta_c) \left(\frac{1}{L_{co}} \tilde{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,c} - \frac{1}{L_{co}} \tilde{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,g} - \frac{R_{co}}{L_{co}} \tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta,co} \right) \end{aligned} \quad (2.10)$$

em que $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$. Essa dedução é um equivalente matricial de materiais de estudos que podem ser encontrados em [50] e [51].

De (2.10) o comportamento dinâmico da corrente do indutor externo no RS geral pode ser dado por:

$$\frac{d}{dt} \tilde{\mathbf{i}}_{dq,co}^g = \frac{1}{L_{co}} \tilde{\mathbf{v}}_{dq,c}^g - \frac{1}{L_{co}} \tilde{\mathbf{v}}_{dq,g}^g - \frac{R_{co}}{L_{co}} \tilde{\mathbf{i}}_{dq,co}^g - \mathbf{J}\bar{\omega}_g \tilde{\mathbf{i}}_{dq,co}^g \quad (2.11)$$

em que (2.11), a matriz $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ contribui para formar o termo $-\mathbf{J}\bar{\omega}_g \tilde{\mathbf{i}}_{dq,co}^g$, que acopla o comportamento dinâmico das variáveis de eixo direto e em quadratura. Esse acoplamento faz com que o comportamento dinâmico em coordenadas síncronas tenha uma importante diferença quando comparado com (2.2) e (2.6).

Em um RN, ou mesmo em um RE, distúrbios provocados em uma fase, ou eixo, não são transmitidos para a outra fase. Diferentemente, em um RS, a rotação faz com que perturbações em uma coordenada apareçam na outra devido ao alinhamento periódico da componente síncrona com qualquer uma das três fases.

O acoplamento mostrado por essas variáveis é compensado em controles cuja sincronização é realizada por PLLs ou por medida direta de uma posição angular. As dinâmicas resultantes em RS continuam atreladas, apenas uma compensação antecipativa é introduzida. Exceto por compensação desse acoplamento, um distúrbio em uma componente é observável na outra.

No RS, o modelo de um sistema ou controle que exhibe diferenças entre os eixos direto e quadratura é mais facilmente compreendido. Essas diferenças aparecem em estratégias com sincronização e controle separados e em controles auto-sincronizantes, como PLL e *droop*, respectivamente. Nesse contexto, essa dinâmica é abordada em alguns estudos através da criação de referenciais estacionários distintos para as seqüências positiva e negativa, o que resulta em modelos mais complexos [55].

O processo de linearização em torno de um ponto de operação também é mais intuitivo. Portanto, o RS tem larga aplicação em modelagem e controle de máquinas elé-

tricas. Nelas, a frequência pode variar consideravelmente, inclusive invertendo o sentido de rotação em certas aplicações [50, 56]. Para essas situações, o RS oferece uma adaptação em frequência implícita para os elementos do controle que facilita o projeto dos controladores [57, 58].

Além dessa facilidade, em algumas máquinas síncronas, as diferenças nos parâmetros entre os eixos direto e em quadratura são mais facilmente representadas no RS. Explicações mais detalhadas podem ser encontradas em [51]

Devido a essas características, que facilitam a análise de sistemas de sincronização, o RS foi escolhido para o desenvolvimento do trabalho.

2.5 Algoritmos de sincronização

As estratégias de sincronização são amplamente exploradas na literatura. Duas das alternativas mais utilizadas em conversores seguidores e formadores de rede são o uso de PLL (Phase-Locked Loop) e *droop*.

O PLL é comumente empregado em conversores seguidores de rede, que têm a função de injetar potência na rede e realizar funções auxiliares. Geralmente, o PLL é utilizado em conversores controlados em corrente [13]. O funcionamento de um PLL em coordenadas síncronas consiste em rastrear o ângulo do vetor espacial de tensão da rede e criar um RS com base nessa informação [17, 59, 60].

Por outro lado, o *droop* é empregado em conversores formadores de rede, que possuem a capacidade de assumir o controle da rede quando necessário [9, 10]. Esses algoritmos utilizam a potência ativa (ou reativa) para sincronizar o conversor. Como a amplitude da tensão da rede são aproximadamente constante, os algoritmos derivados do *droop*, quando em coordenadas síncronas, utilizam principalmente as medições de corrente para a sincronização.

2.5.1 Sincronização e controle por rastreamento de fase (PLLs)

Existem diferentes maneiras de se obter um algoritmo de sincronismo. Partindo da ideia de um vetor espacial de tensão, a sincronização com esse vetor pode ser realizada através de um mecanismo de controle que rastreia a posição do vetor para sincronizar um dos eixos de um sistema de coordenadas. Na Figura 2.5a o eixo d é sincronizado com o vetor de tensão $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$. O erro observado entre a posição do vetor e o RS é aproximadamente proporcional à tensão em quadratura no referencial do PLL, $v_{q,g}^c$, e pode ser utilizado para controlar a fase e frequência do referencial. No PLL de referencial síncrono (SRF-PLL), a tensão em quadratura, v_q , é utilizada como sinal de erro para a função que gera

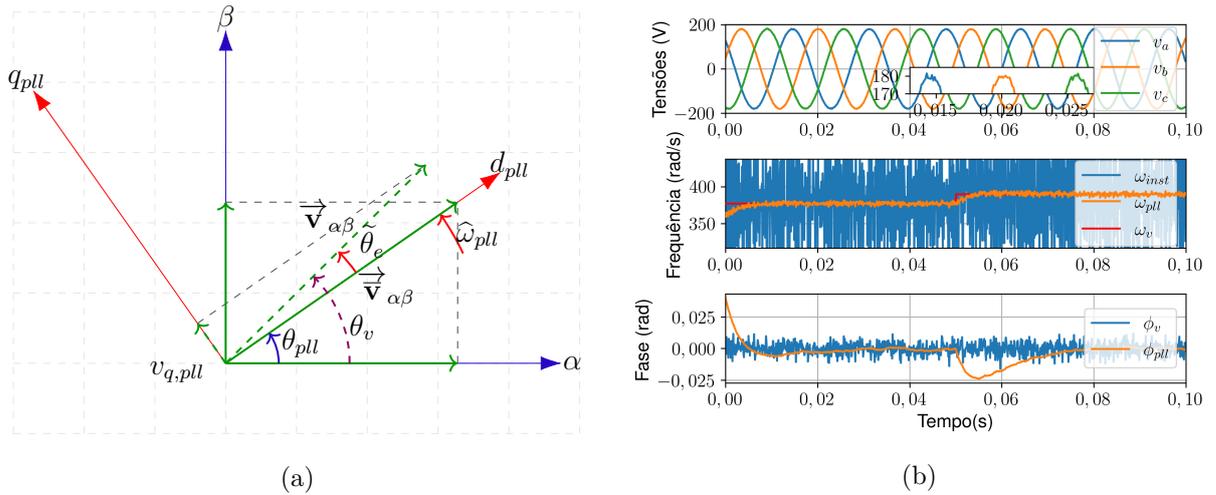


Figura 2.5 – Representação do referencial do PLL em um referencial estacionário (a) e valores de frequência e fase do referencial do PLL e instantaneamente de tensões trifásicas com ruído (b): O PLL atua como filtro passa-baixas para ruídos na tensão.

a referência de frequência do conversor, ω_c , em torno da frequência nominal, Ω_0 :

$$\omega_c = K_{pll} v_{q,g}^c + \frac{K_{pll}}{T_{pll}} \int_0^t v_{q,g}^c(\tau) d\tau + \Omega_0. \quad (2.12)$$

Considerando que o vetor girante de tensão, $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$, esteja em regime permanente, o RS irá se sincronizar perfeitamente com ele. Um efeito semelhante poderia ser obtido calculando-se a tangente do vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$, $\theta_c = \tan\left(\frac{v_{\beta,g}}{v_{\alpha,g}}\right)$, e utilizando a informação angular para criar um eixo de coordenadas instantaneamente sincronizado com esse vetor. No entanto, se a tensão $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$ é ruidosa, a posição angular do RS também se torna ruidosa e, por isso, os controles implementados nesse referencial também o são. O PLL fornece uma filtragem de fase e frequência do vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$, esse efeito pode ser visto na Figura 2.5b. Essa figura, obtida de uma simulação em Python mostra tensões senoidais com um ruído com desvio padrão de 1 V, e uma variação de 2 Hz em 0,05 s. A frequência e fase instantâneas do vetor de tensão são dados por ω_v e ϕ_v . A frequência e fase do referencial sincronizado por um SRF-PLL às tensões trifásicas são por ω_{pll} e ϕ_{pll} . As fases são dadas em relação ao regime permanente de $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$. O PLL fornece frequência e fases mais limpas, e a filtragem será quanto melhor quanto mais lenta a resposta do PLL. Portanto, controladores PLLs mais lentos tendem a ser mais estáveis [60].

No entanto, a dinâmica do PLL deve ser calibrada considerando o tipo de variações de frequência presentes no sistema. Isto é, um PLL mais lento deve ser dimensionado para evitar dessincronização devido a uma grande variação de fase quando ocorre mudança de frequência [10].

Outros PLLs, como, por exemplo, o PLL com integradores generalizados de segunda ordem (DSOGI-PLL), uma versão mais elaborada do SRF-PLL [15], também fa-

zem uso dessa ideia. Entretanto, no DSOGI-PLL as componentes no RE são processadas por integradores generalizados cujas saídas são combinadas de forma a obter a sequência negativa e evitar efeitos de desbalanços sobre o sinal de saída. Uma grande número de estratégias de PLLs implementados em diferentes referenciais, pode ser encontrado na literatura. Essas estratégias procuram maior robustez e resiliência a tensões com desbalanços, harmônicos e ruídos [61–64].

A utilização das tensões para a sincronização do conversor parte da premissa de que o mesmo se conecta a uma rede já formada. Para a maior parte das aplicações essa não é uma premissa tão restritiva. Entretanto, CEPs que tenham que operar tanto conectados quanto desconectados da rede principal podem requerer controles auto-sincronizantes devido à possibilidade de inexistência de uma fonte de tensão confiável para se sincronizar [10, 65, 66].

O controle da corrente do CEP pode ser realizado por controladores PI, ou outro controlador, no RS formado pelo PLL. Isso resulta num controle em dois blocos: o algoritmo de sincronização e o controlador de corrente. A sincronização faz uso das medidas das tensões no ponto de acoplamento e o controle, das medidas de corrente, como pode ser visto na Figura 2.6.

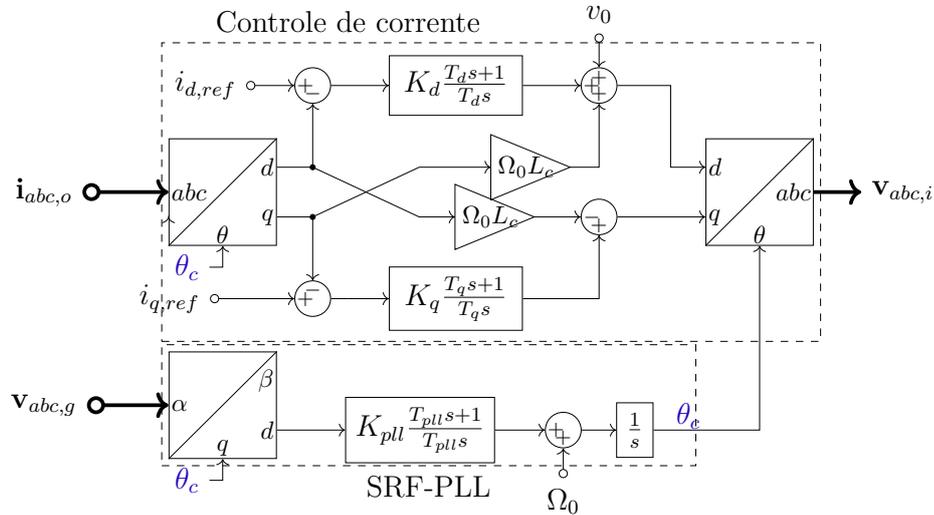


Figura 2.6 – Sincronização com SRF-PLL e controle de corrente realizado por controladores PI em RS.

Na Figura 2.7 é mostrado o resultado de simulação do controle de corrente utilizando a estrutura da Figura 2.6. O PLL, utilizando a tensão em quadratura como sinal de erro, cria um sistema de coordenadas sincronizado com o vetor girante de tensão formado pelas tensões na rede. Assim, a tensão da rede, formada pelas componentes $v_{d,g}^c$ e $v_{q,g}^c$, apresenta componente em quadratura nula no referencial do PLL, com exceção dos transitórios no PLL. As tensões $v_{d,i}^c$ e $v_{q,i}^c$ são o esforço do controle, formadas para regular

a corrente de saída do CEP. Diferentemente da tensão $v_{q,g}^c$ da rede, $v_{q,i}^c$ não é nula para garantir o valor da corrente em quadratura $i_{q,o}^c$.

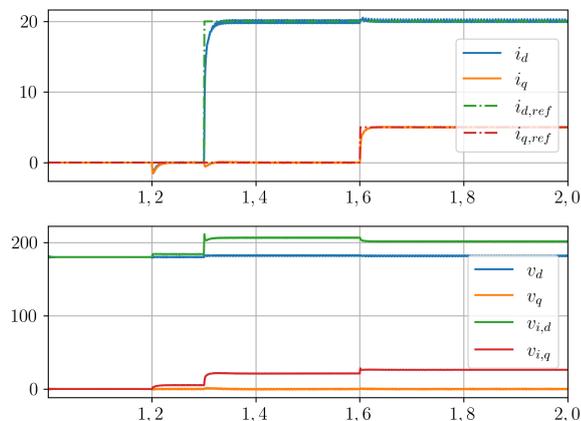


Figura 2.7 – Simulação de um conversor com sincronização por PLL e controle de corrente por controladores PIs com desacoplamento entre os eixos.

A presença de malhas específicas para sincronização e controle de corrente apresenta uma sensação de desacoplamento entre essas tarefas, o que é real quando não há impedância entre o conversor e a rede. No entanto, quando a impedância da rede aumenta, a influência das correntes sobre as tensões também aumenta.

Quando a tensão rastreada pelo PLL apresenta variações provocadas pelas correntes, o acoplamento criado entre controle e sincronização afeta o comportamento dinâmico do sistema. O comportamento fica menos estável porque esse acoplamento entre controle de corrente e sincronização usualmente não é previsto a priori.

Portanto, em redes fracas, os desafios para sincronização e controle com sincronização por PLL são maiores [67].

2.5.2 Sincronização por controle de potência (*droop*)

Em redes fracas, as estratégias de sincronização desenvolvidas através de *droop*, como o Sincronismo por Controle de Potência - *Power-Synchronization Control* (PSC), Sincronismo por Controle de Potência Reativa - *Reactive Power-Synchronization Control* (RPSC), e outras estratégias de controle sem PLL apresentam vantagens de estabilidade sobre os os conversores controlados com PLL [46]. Quando a impedância do filtro de saída do inversor somado à da rede cresce, as variações de corrente são limitadas e mais lentas, facilitando o controle por *droop*. Nessas estratégias o entrelaçamento entre o controle e a sincronização deve ser melhor considerado durante o projeto.

O controle e sincronização derivados de *droop* tradicionalmente utilizam cálculos de potência ativa e reativa [21, 61, 68], geralmente calculadas a partir das tensões

da rede e das correntes injetadas nela:

$$p = v_{d,g}^c i_{d,o}^c + v_{q,g}^c i_{q,o}^c \quad (2.13)$$

$$q = v_{q,g}^c i_{d,o}^c - v_{d,g}^c i_{q,o}^c \quad (2.14)$$

No entanto, quando realizados em RS, o valor da potência entregue depende principalmente da corrente, uma vez que, apesar das tensões apresentarem variações, elas são proporcionalmente muito menores do que as variações da corrente. Isto é, a tensão de eixo direto e em quadratura variam uma pequena porcentagem do valor nominal V_0 . Em contraste, a corrente pode apresentar valores nominais positivos ou negativos.

Em um RE, as medidas de tensão não são constantes, e as potências são calculadas como:

$$p = v_{\alpha,g} i_{\alpha,o} + v_{\beta,g} i_{\beta,o} \quad (2.15)$$

$$q = v_{\beta,g} i_{\alpha,o} - v_{\alpha,g} i_{\beta,o} \quad (2.16)$$

No entanto, com uma variação apenas devido aos ativos e reativos absorvidos pelo filtro de saída o cálculo da potência pode ter o valor da tensão substituído pela tensão comandada ao inversor:

$$p = v_{\alpha,i} i_{\alpha,o} + v_{\beta,i} i_{\beta,o} \quad (2.17)$$

$$q = v_{\beta,i} i_{\alpha,o} - v_{\alpha,i} i_{\beta,o}. \quad (2.18)$$

Em [26] o uso da tensão do conversor, ao invés da tensão na rede ser visto.

Assim, para as finalidades de controle e sincronização, a medida de tensão no ponto de acoplamento é desnecessária, o que reduz o número de sensores e diminui os custos. Isso é especialmente benéfico para conversores que operam em localidades distantes da rede principal, onde as medidas de tensão são sujeitas a valores maiores de impedâncias.

Em redes fortes, os CEPs com esse tipo de controle e sincronização têm maiores desafios para a estabilidade, requerendo estratégias adicionais como a introdução de impedâncias, reais ou virtuais. O resultado é um aumento proposital da impedância vista pelo controle com finalidade de melhorar a estabilidade da operação do conversor [69].

A sincronização por controle de potência regula a amplitude e frequência das tensões do conversor através da potência ativa ou reativa. Esse mecanismo de sincronização é derivado da operação em *droop* indutivo de conversores [70, 71]. A ideia é permitir a operação paralela e compartilhamento de carga entre conversores que atuam em conjunto

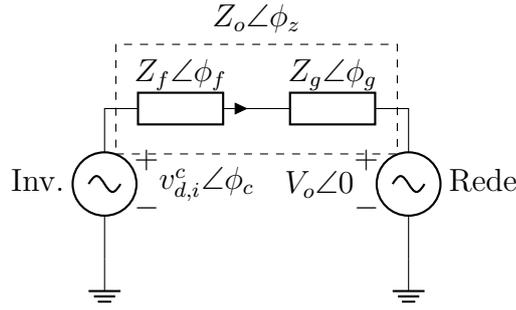


Figura 2.8 – Fonte de tensão (inversor) conectado a uma rede através de uma impedância formada pela sua impedância interna mais a da rede.

para formar a tensão de uma rede. Para isso, o comportamento de tensão e frequência são baseados nas características estáticas de transferência de potência sobre uma impedância.

Considere o sistema da Figura 2.8, em que uma fonte de tensão $v_{d,i}^c \angle \phi_c$ é conectada a uma rede com tensão $V_o \angle 0$ através de uma impedância $Z_o \angle \phi_z$. Sendo essa impedância uma soma da impedância do filtro do conversor ($Z_f \angle \phi_f$) com a impedância da rede ($Z_g \angle \phi_g$). A transferência das potências ativa e reativa entre as fontes pode ser dada por [71]:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\phi_z) & \cos(\phi_z) \\ -\cos(\phi_z) & \sin(\phi_z) \end{bmatrix} \mathbf{S}^* \quad (2.19)$$

$$\mathbf{S}^* = \begin{bmatrix} \frac{v_{d,i}^c V_o}{Z_o} \sin(\phi_c) \\ \frac{v_{d,i}^c V_o}{Z_o} \cos(\phi_c) - \frac{V_o^2}{Z_o} \end{bmatrix}$$

Em \mathbf{S}^* quando $\phi_c \approx 0$, $\sin \phi_c \approx \phi_c$ e $\cos \phi_c \approx 1$:

$$\mathbf{S}^* \approx \begin{bmatrix} \frac{v_{d,i}^c V_o}{Z_o} \phi_c \\ \frac{V_o}{Z_o} (v_{d,i}^c - V_o) \end{bmatrix}$$

Isso faz com que o primeiro termo de \mathbf{S}^* seja influenciado principalmente por ϕ_c , a fase da fonte de tensão, e o segundo termo pela amplitude da fonte de tensão $v_{d,i}^c$.

Conforme o ângulo da impedância ϕ_z (2.19) a relação entre a potência ativa, P , e reativa, Q , se alternam entre a amplitude e a fase da tensão do conversor. Na operação em *droop*, devido a fase ser uma medida relativa, a frequência é ajustada de forma a aumentar ou diminuir a fase do conversor.

Assim, na operação em *droop*, o valor instantâneo da frequência e da amplitude da tensão da fonte é definida por uma relação linear com a potência ativa (P) ou a potência reativa (Q) em torno de uma frequência nominal Ω_0 . Portanto, se a impedância formada pela associação da impedância do conversor e da rede tem característica:

1. Indutiva - A impedância Z_0 tem fase de 90 graus. De (2.19), as potências ativa e reativa são proporcionais à amplitude e fase:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \frac{v_{d,i}^c V_o}{Z_o} \phi_c \\ \frac{V_o}{Z_o} (v_{d,i}^c - V_o) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Para criar uma realimentação negativa, as funções de *droop* da frequência e da amplitude são definidas inversamente proporcionais às potência ativa e reativa, respectivamente, como em (2.21) e nas figuras 2.9a e 2.9b.

$$\begin{aligned} v_d &= V_0 - K_{RC}(q - Q_0) \\ \omega_c &= \Omega_0 - K_{AC}(p - P_0) \end{aligned} \quad (2.21)$$

2. Resistiva - A impedância Z tem fase de 0 graus. De (2.19), potência ativa é proporcional à amplitude e inversamente proporcional à fase:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \frac{V_o}{Z_o} (v_{d,i}^c - V_o) \\ -\frac{v_{d,i}^c V_o}{Z_o} \phi_c \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Assim, as funções de *droop*, são definidas como em (2.23), e nas figuras 2.9c e 2.9d.

$$\begin{aligned} v_d &= V_0 - K_{AC}(p - P_{ref}) \\ \omega_c &= \Omega_0 + K_{RC}(q - Q_{ref}) \end{aligned} \quad (2.23)$$

3. Capacitiva - A impedância Z tem fase de -90 graus. (2.19), as potências ativa e reativa são inversamente proporcionais à amplitude e fase, respectivamente:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} -\frac{v_{d,i}^c V_o}{Z_o} \phi_c \\ -\frac{V_o}{Z_o} (v_{d,i}^c - V_o) \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

A função que define a frequência e amplitude tem características diretamente proporcionais às potências ativa e reativa, respectivamente, como em (2.25) e nas figuras 2.9e e 2.9f.

$$\begin{aligned} v_d &= V_0 + K_{RC}(q - Q_{ref}) \\ \omega_c &= \Omega_0 + K_{AC}(p - P_{ref}) \end{aligned} \quad (2.25)$$

Nas equações anteriores, K_{AC} e K_{RC} são as proporções entre as variação de potência e a variação de frequência. Essas constantes dão as inclinações das curvas de *droop* vistas na Figura 2.9. Essas curvas mostram que as capacidades de variação de frequência e amplitude da tensão do conversor se deve a erros entre as referências de

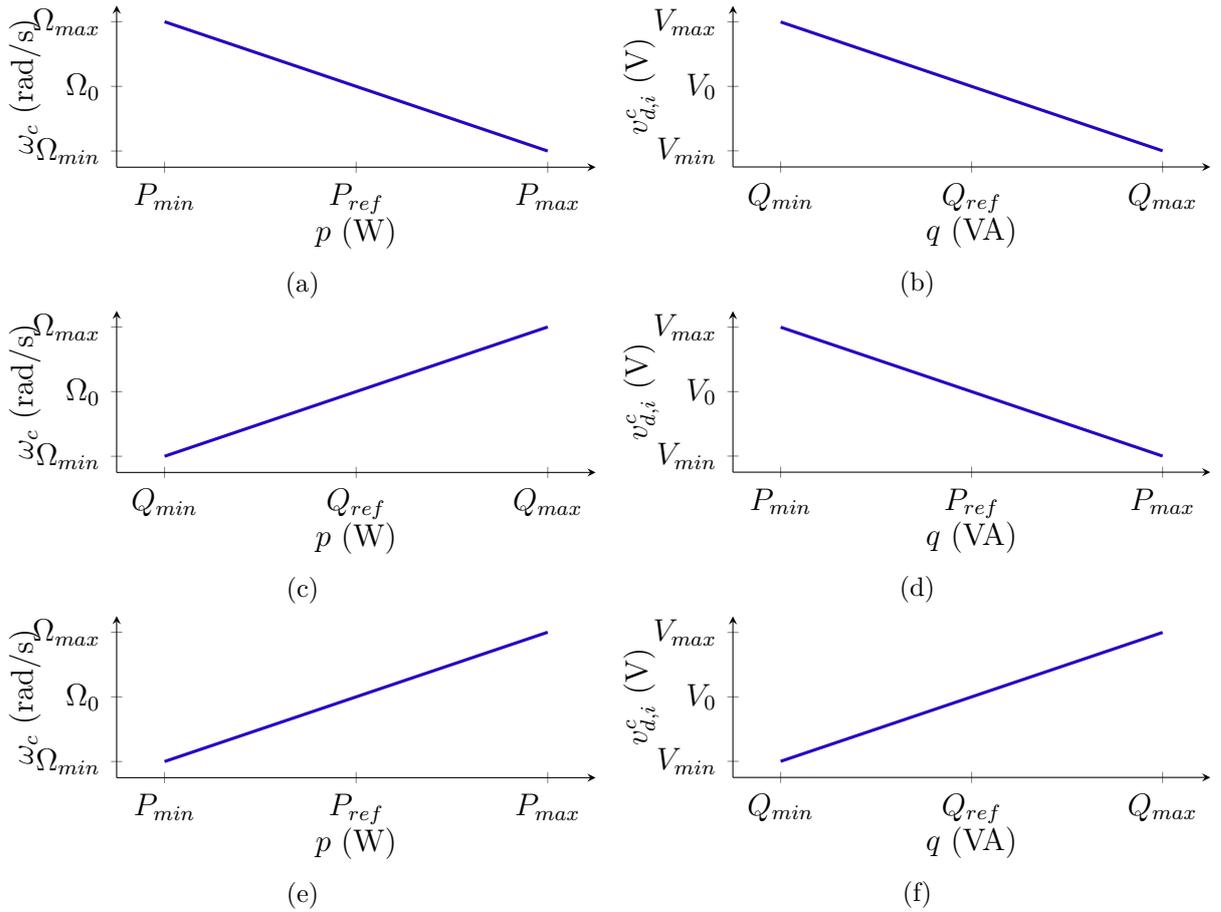


Figura 2.9 – Funções de *droop* de frequência e tensão para conversores com impedância de conexão à rede: indutiva, (a) e (b), resistiva, (c) e (d) e capacitiva, (e) e (f).

potência ativa e reativa nesses casos, P_0 e Q_0 , respectivamente, que são definidas como os valores centrais de potência ativa e reativa do conversor.

Essas relações são obtidas através do regime permanente do fluxo de potência em alimentadores que apresentam características puramente indutiva, capacitiva ou resistiva. Uma discussão importante observa que a estabilidade do *droop* depende da impedância da rede [69]. Assim, para manter a divisão de carga e mesmo a sincronização, pode ser necessário o conhecimento da impedância da rede para determinar a função de *droop* a ser utilizada, uma vez que, muito raramente, a impedância de conexão do conversor será composta puramente por termos reais ou imaginários.

As figuras 2.10a e 2.10b mostram as sincronizações que são referidas na literatura como *droop* ativo e resistivo das quais se originam, respectivamente, Sincronismo por Controle de Potência - *Power-Synchronization Control* (PSC) e Sincronismo por Controle de Potência Reativa - *Reactive Power-Synchronization Control* (RPSC).

Outra diferença em relação aos PLLs é que a sincronização e o controle de potência podem ser realizados sem as medidas da tensão no ponto de acoplamento [72].

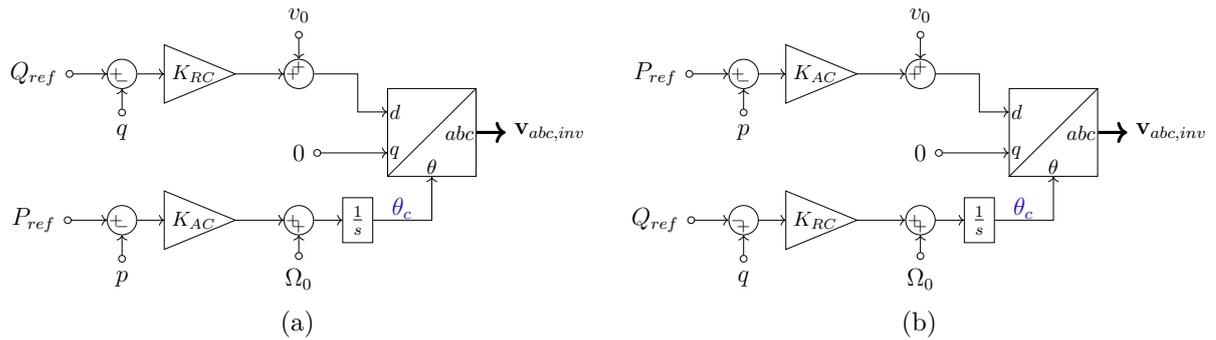


Figura 2.10 – Sincronização por controle de potência ativa (a) e reativa (b).

Nesse caso, as tensões comandadas no inversor devem ser utilizadas para realizar o cálculo das potências ativas e reativas injetadas.

A sincronização por PSC apresenta a característica de realizar simultaneamente o controle e a sincronização. Portanto, resulta num algoritmo de realização menos complexo. Uma desvantagem na sua forma original é que o rastreamento de referência de potência apresenta erros em regime permanente.

Um grande número de aplicações apresentam redes que cujas impedâncias de indutivas a capacitivas, devido essas características as formas de controle descritos acima serão preferidas na investigação de controles auto-sincronizantes.

2.5.3 Desdobramentos em técnicas de sincronização por controle de potência: PSC e RPSC

Os problemas relacionados à estabilidade, sincronização e realização de controles em conversores eletrônicos são temáticas relativamente antigas, mas ainda bastante discutidas.

A referência [10] dá uma visão global sobre problemas de sincronização e estabilidade em conversores eletrônicos. Os algoritmos analisados envolvem principalmente estratégias de PLLs e PSCs.

Em [72], é proposto um controlador “universal” e “robusto” para conversores eletrônicos. A estratégia de sincronização utilizada mescla sincronização por PLL e PSC. A estabilidade da operação do conversor é mantida devido o conversor operar como um formador de rede enquanto as suas capacidades de corrente e tensão não são excedidas. Na ocorrência de transitórios bruscos, capazes de provocar sobre-correntes e o desligamento do conversor, uma transição suave para o modo seguidor de rede acontece. A corrente é controlada, evitando sobre-correntes e o conversor mantém a operação. O mesmo volta ao modo formador de rede após o transitório.

Em [72], a transição entre formador e seguidor de rede provoca mudanças no sistema de sincronização. A sincronização é dada por:

$$\omega_c = \Omega_0 + K_{psc}(P_{ref} - v_{d,i}^c i_{d,o}^c - v_{q,i}^c i_{q,c}^c) - K_{pll} v_{q,q}^c, \quad (2.26)$$

em que P_{ref} é a referência de potência. Quando o controle de tensão está ativo, a tensão em quadratura é comandada igual a zero. Dessa forma, a sincronização fica a cargo da porção referente ao PSC. Quando o controle de formador de rede faz a transição para seguidor, a porção do controle relativa ao PLL passa a dominar a sincronização.

Em [73] é proposto um controle e sincronização adaptativos para conversores que possam operar tanto em modo conectado quanto em modo ilhado, sustentando a rede. Diferentemente dos trabalhos anteriores, o controle de potência e sincronização garante um erro zero em regime permanente para as potências ativas e reativas. Essa característica é obtida pela introdução de integradores que definem as referências de potência ativa e reativa para as equações de *droop*.

Nesse trabalho, na transição para o modo ilhado, a introdução de saturação na saída dos integradores evita que o sistema saia dos valores nominais de operação. Isto é, a introdução dos integradores faz com que os conversores variem frequência e tensão indefinidamente com o objetivo de zerar os erros de potência do conversor. Essa busca pelo erro zero em regime permanente, leva à perda da capacidade do Conversor Formador de Rede (CFR) de manter a tensão de saída dentro dos limites de operação.

Nesse caso, se uma saturação é introduzida para que o controle, inicialmente operando como um Conversor Seguidor de Rede (CSR), se torne um CFR. Quando a amplitude e frequência variam fora de determinados limites o conversor passa a limitar a variação, aceitando erros em regime permanente, mas mantendo a tensão do conversor próxima a limites nominais. Se o objetivo é a manutenção da energização de uma rede desconectada essa capacidade permite que a tensão do conversor tenha variações limitadas após a desconexão.

Em [10], [72], e [73], as estratégias para sincronização são realizadas utilizando a potência ativa. Essa estratégia deve-se principalmente à reprodução dos comportamentos dinâmicos de frequência e potência ativa existentes nas máquinas rotativas que ainda são o principal mecanismo de conversão de energia das redes elétricas.

Em [74] e [75], estratégias de sincronização e controle de potência RPSC são utilizadas. Os comportamentos dinâmicos escolhidos, entretanto, não garantem erro zero em regime permanente para o controle de potência ativa e reativa.

Como citado na introdução, o objetivo do trabalho é o projeto de um controle que possa injetar referências de corrente sem erro. Um controle com esse comportamento

permite igualmente a injeção de potências sem erro, como em [73]. Com esse objetivo, mas por um caminho diferente, a estratégia proposta aqui cria um CCAS inspirado em *droop* resistivo, por este apresentar características de estabilidade mais robustas que serão discutidas. Devido a eventual necessidade de transição entre modos de operação ilhado e conectados, foi levantada a necessidade de um estratégia de DI [76].

2.6 Detecção de ilhamento

A disponibilidade de injeção de potência na periferia da rede permite que porções da rede possam ter maior independência da geração centralizada, podendo se manter ilhadas e energizadas em caso de faltas, exportar e absorver energia para a rede quando conectadas.

Alguns problemas são introduzidos com a presença de Geração Distribuída (GD) onde antes havia apenas cargas. Frequentemente, os operadores comandam a abertura de chaves para desenergizar seções da rede. Essa operação se baseia num conceito de geração centralizada, na qual, desconectando regiões periféricas, da rede as mesmas se desenergizariam. Porém, com a capacidade dos REDs de manter a sua localidade energizada, mesmo na desconexão da periferia da rede, a injeção pode continuar e uma linha desconectada pode estar “viva”. Portanto, é necessário que os conversores tenham estratégias de detectar o ilhamento, se desligar, ou sinalizar a ocorrência de desconexão para coordenar manobras próprias e de outros conversores na seção da rede em que se encontram.

A Detecção de Ilhamento (DI) é o problema de detectar desconexão com a rede principal. É comumente separada em três classes de métodos: ativos, passivos e remotos. Frequentemente, métodos de classes distintas são combinados em estratégias híbridas para assegurar melhor desempenho na detecção.

2.6.1 Métodos passivos

Os métodos passivos funcionam a partir de medidas, estimativas e processamento de dados que permitem inferir se a rede está presente ou não. Esses métodos, em sua maioria, têm a desvantagem de apresentar uma ZND significativa. Alguns métodos mais frequentemente referenciados são [27–30]:

1. Proteção de Sobre e Sub Tensão - *Over/Under Voltage Protection* (OVP/UVP) e Proteção de Sobre e Sub Frequência - *Over/Under Frequency Protection* (OFP/UFP): Esse método é baseado em valores limites para tensão e frequência. Esses limites estabelecem uma região de operação do conversor. A detecção ocorre quando os valores de amplitude e frequência da tensão do conversor saem dessa região.

2. Detecção de salto de fase: Esse método é baseado na inspeção do ângulo da corrente de saída em relação à tensão no Ponto de Acoplamento Comum (PAC). Na ocorrência de um ilhamento, a fase da corrente varia em relação à tensão uma vez que, muito provavelmente, a potência reativa não estará balanceada. Nessa situação, a carga exige uma corrente diferente da referência para manter a amplitude e frequência da tensão fornecida pelo conversor [77].
3. Monitoramento das harmônicas da tensão e corrente do conversor [78]: as harmônicas da corrente e da tensão na rede variam quando ocorre o ilhamento, por duas razões principais:
 - As harmônicas introduzidas na corrente do conversor são absorvidas pela carga e aparecem na tensão no PAC.
 - Não linearidades em elementos magnéticos, como os transformadores introduzem harmônicas que podem ser observadas.
4. Taxa de Mudança de Frequência - *Rate Of Change Of Frequency* (ROCOF): Quando ocorre a desconexão, o desbalanço de potência faz com que haja um transitório que varia a frequência. Quando a variação é maior que uma determinada taxa, o ilhamento é detectado [79].
5. Taxa de Mudança de Potência - *Rate Of Change Of Power* (ROCOP): Esse método detecta um transitório de potência causado pela diferença entre geração e demanda. Se as variações de potência ativa e reativa são maiores que uma determinada taxa, a detecção acontece [80].
6. Taxa de Variação da Frequência em Relação à Potência - *Rate Of Change of Frequency Over Power* (ROCOFOP): Esse método verifica a taxa de variação da frequência em relação à variação de potência. Nesse método, a presença de indutância entre a rede e o conversor faz com que a variação do fluxo de potência modifique a fase do conversor e, portanto, a frequência. Quando conectado, as variações de potência representam variação de fase dentro de certas margens, variações atípicas podem indicar a ocorrência de desconexão da rede [81].
7. *Wavelets* - Filtros baseados em transformadas wavelet podem acompanhar variações temporais em algumas faixas de frequência com peso computacional limitado. A performance desse método passivo pode apresentar ZND nula [30].

Os métodos passivos tipicamente são utilizados em conjunto com métodos ativos para minimizar a ZND.

2.6.2 Métodos ativos

Os métodos ativos introduzem distúrbios na rede que permitem verificar a conexão com a mesma. Esses métodos têm a vantagem de operar mesmo quando a desconexão com a rede acontece em situações de equilíbrio entre geração e demanda e, portanto, não há a ocorrência de transitórios. Alguns métodos referenciados na literatura são:

1. Medição de impedância: Esse método injeta uma perturbação e a utiliza para calcular a impedância continuamente. Se detectada mudança que indique desconexão o ilhamento é detectado [82].
2. Deslocamento Ativo de Frequência - *Active Frequency Shift* (AFS): uma realimentação positiva de frequência é utilizada para fazer com que a frequência se desloque do valor nominal.
3. Deslocamento Ativo de Frequência com Realimentação Positiva - *Sandia Frequency Shift* (SFS): semelhante ao deslocamento ativo de frequência, mas a realimentação ativa é introduzida de forma a acelerar o desvio de frequência [39].
4. Detecção de Erro de Exportação de Potência Reativa (DEEPR): esse método introduz uma flutuação na exportação de potência reativa. Se a potência flutuante deixa de seguir a referência, esse erro sinaliza que a conexão com a rede principal cessou [83, 84].
5. Perturbação da Fase do PLL - *Phase PLL Perturbation* (PPP): Inserção de uma perturbação na fase do PLL e a verificação se essa perturbação aparece na tensão PAC. Se ela não aparece o conversor estaria ilhado. Esse método apresenta similaridades ao método a ser derivado nesse trabalho [85].

2.6.3 Métodos remotos

Os métodos remotos utilizam comunicação entre os dispositivos para sinalizar a ocorrência de ilhamento em determinada área. Usualmente, são sistemas mais caros devido à necessidade da comunicação entre conversores.

1. Comunicação por Portadora em Comunicação por Linha - *Power Line Carrier Communication* (PLCC): Os receptores monitoram um sinal injetado na linha por um transmissor. Na ausência do sinal, a linha que interliga o transmissor e receptor foi interrompida, sinalizando um ilhamento. Os sinal injetado deve ter frequência baixa o suficiente para passar pelos transformadores.

2. Sinal Produzido por Desconexão (SPD): Esse método é semelhante ao PLCC. No entanto, utiliza um meio de comunicação diferente: micro-ondas, conexão telefônica, e outras. O sinal é enviado quando ocorre o desligamento, comunicando a ocorrência do mesmo.
3. Controle Supervisório e Aquisição de Dados - *Supervisory Control And Data Acquisition* (SCADA): Um sistema supervisório monitora o estado das chaves na rede que podem indicar a ocorrência de ilhamento. É um método caro por necessidade de comunicação e muitos sensores. Em contrapartida é muito eficiente na DI.

Métodos remotos apesar de mais caros, eliminam a necessidade de processamento de sinal adicional ou estratégias de injeção de sinal ou instabilidades que afetam a QEE do sistema.

2.6.4 Desdobramentos para detecção de ilhamento utilizando a sincronização

A sincronização de um CSR geralmente é realizada por meio de estratégias de PLL. No entanto, outras abordagens de sincronização podem ser empregadas para sincronizar o conversor. No caso do DI que utiliza a informação da frequência da rede, as estimativas necessárias para detecção devem ser fornecidas por esse algoritmo.

Os métodos OFP/UFP, ROCOF e ROCOFOP são passivos e utilizam a frequência do conversor. Em [37], é empregada uma estratégia de PLL baseada em um arranjo de duplos integradores generalizados em cascata e filtro de média móvel para obter uma sincronização robusta e imune a harmônicos na rede. O ROCOFOP é utilizado para realizar o DI. Devido às características do filtro de média móvel, os valores de frequência são mais estáveis e menos propensos a detecções errôneas de ilhamento.

Métodos ativos também podem aproveitar o comportamento dinâmico de sincronização para realizar o sincronismo, como, por exemplo, AFS, SFS e PPP. O SFS é um algoritmo eficiente para detectar ilhamento. Com ajustes adequados, a ZND pode ser reduzida a zero e a variação de frequência provocada pela realimentação positiva faz com que, mesmo em conjunto, os conversores tendam a não se estabilizar [27, 39, 86]. Assim, individualmente ou em grupo, a frequência dos conversores desvia do valor nominal e o ilhamento pode ser detectado por OFP/UFP.

Entre os trabalhos mais recentes, [87] utiliza uma combinação de impedância virtual e PLL para realizar a DI. A introdução periódica de uma impedância virtual permite observar variações na rede. Caso ocorram variações maiores, isso indica que a tensão no PAC é consideravelmente menos robusta do que o esperado e a detecção é acionada.

Os trabalhos citados que empregam o sistema de sincronismo para detecção de ilhamento são realizados com PLLs. Pouca ou nenhuma literatura foi encontrada sobre DI utilizando sincronização por algoritmos baseados em controle auto-sincronizante, embora métodos como ROCOF, ROCOFOP e OFP/UFP sejam facilmente aplicáveis em conversores que operam com essa forma de sincronização.

2.7 Conclusões parciais

A sincronização por PLLs é uma tecnologia consideravelmente amadurecida e a estrutura mais simples de controle de corrente utilizando esse algoritmo é suficiente para a maioria das aplicações.

Por outro lado, os PSCs apresentam melhor estabilidade em redes fracas que os PLLs. Eles são utilizados para implementar formadores de rede, entretanto, podem ser modificados para implementações de seguidores de rede, com capacidade de seguir com erro nulo as referências de potência e utilizando menos sensores. De maneira semelhante, o desenvolvimento de algoritmos de DI utilizando os PSCs como base ainda são pouco investigados.

Também não se observou na literatura, referências a uma estrutura unificada para sincronização, controle de corrente e detecção de ilhamento.

Neste trabalho, são abordados e examinados os temas que unificam as atividades de sincronização, controle e detecção de ilhamento. Os mecanismos de auto-sincronização são investigados no próximo capítulo, enquanto a sua aplicação para detecção de ilhamento é explorada no capítulo subsequente.

características da impedância entre o conversor e outra fonte de tensão.

Nesse capítulo, são apresentadas modificações que podem ser introduzidas no controle e sincronização para melhorar o comportamento dinâmico do controle de potência e sincronização desses conversores.

Para simplificar os modelos de sincronização, assume-se que a tensão na saída do conversor é igual à referência, desconsiderando atrasos devido ao PWM. Assim, o facilita-se a compreensão sobre o sistema. Em regime permanente, a tensão do conversor é comandada sobre o eixo direto do referencial síncrono, o que significa que a tensão do conversor está em fase com a referência.

No estudo de *droop*, entender que a sincronização e o controle ocorrem principalmente devido às dinâmicas das corrente inseridas nos cálculos de potência, permite evitar não-linearidades indesejadas no sistema. Nesse caso, o valor em regime permanente da tensão de eixo direto do conversor é incluído nos ganhos de realimentação da corrente de saída e as dinâmicas da tensão são desprezadas, simplificando ainda mais a análise e o projeto do controle.

A ideia central desse capítulo é utilizar medidas de corrente para implementar o controle de potência e sincronização de maneira similar ao *droop*, melhorando o comportamento dinâmico do sistema e evitando não-linearidades associadas aos cálculos de potência. Criando uma estrutura de CCAS usando como ponto de partida as estratégias de *droop* indutivo e resistivo e análises de suas características de estabilidade quando inserindo modificações. Estas se referem principalmente à substituição dos controladores proporcionais nessas estratégias por PIs, e introdução de novas realimentações com objetivo de atingir melhor comportamento dinâmico.

3.2 Simplificação do filtro LCL para estudo de dinâmicas de sincronização

O resultado de um cálculo de potência não depende do referencial de sua implementação [50]. Em controles por *droop*, a tensão do conversor é comandada no eixo direto do referencial síncrono para alcançar a sincronização com outras fontes de tensão. Assim, é mais intuitivo raciocinar na estratégia de *droop* modulando a amplitude e a frequência de um vetor girante.

A descrição das dinâmicas de controle e sincronização pode ser implementada também em RE. Entretanto, devido a diferença entre as tensões comandadas no eixo direto e em quadratura do conversor e a possibilidade de frequência variável, a descrição nesse referencial se torna bastante mais complexa exigindo a representação em sequências

positivas e negativas [55, 88, 89].

A junção das características do cálculo de potência ser invariante em relação ao referencial e a estratégia de *droop* gerar um vetor girante com frequência variável favorece que, mesmo em sistemas em que o cálculo de potência é realizado em RE, o modelo dinâmicos desses sistemas seja mais facilmente descrito em RS.

De maneira semelhante, estratégias de sincronização por corrente que se originam das estratégias de *droop* podem ser melhores descritas no RS.

A sincronização geralmente ocorre com dinâmicas mais lentas que a frequência da rede. Nessas condições podemos considerar que:

$$Z_{co}(s) = sL_{co} + R_{co}, \quad (3.1)$$

$$Z_c(s) = \frac{sR_d C_c + 1}{sC_c}, \quad (3.2)$$

$$Z_{ci}(s) = sL_{ci} + R_{ci}. \quad (3.3)$$

em que $Z_{co}(s)$, $Z_c(s)$ e $Z_{ci}(s)$ são as impedâncias dos ramos do indutor externo, do capacitor e do indutor interno.

A impedância do filtro LCL do conversor vista pela rede é uma associação dessas impedâncias:

$$Z_{lcl}(s) = Z_{co}(s) + \frac{Z_c(s) + Z_{ci}(s)}{Z_c(s) + Z_{ci}(s)} \quad (3.4)$$

A impedância do ramo do capacitor só será menor do que as impedâncias dos ramos dos indutores após as ressonâncias ¹. Assim, para frequências muito menores que as ressonâncias LC, e que os corte dos RCs formados pela associação dessas impedâncias, Z_c é muito maior que Z_{co} e Z_{ci} e a impedância do filtro LCL do conversor vista pela rede pode ser aproximada por:

$$Z_{eq}(s) = Z_{co}(s) + Z_{ci}(s) \approx Z_{lcl}(s). \quad (3.5)$$

Assim, o filtro LCL pode ser representado por uma indutância equivalente L_{eq} e uma resistência equivalente R_{eq} :

$$L_{eq} = L_{ci} + L_{co},$$

$$R_{eq} = R_{ci} + R_{co},$$

resultando um sistema semelhante ao da Figura 3.2.

Como resultado, a descrição de um inversor com tensão $\mathbf{v}_{dq,i}^g$ se conectando através de um indutor à uma rede com tensão $\mathbf{v}_{dq,g}^g$ pode ser descrito nesse referencial.

¹ O desenvolvimento se encontra no anexo C

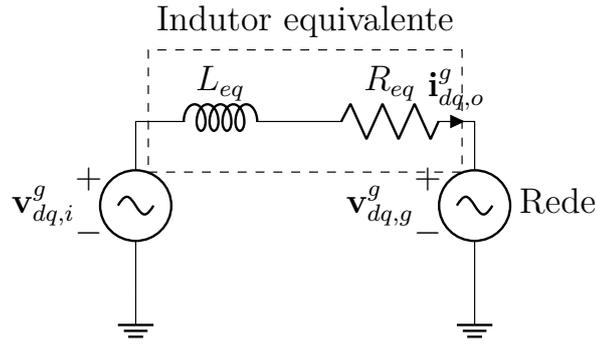


Figura 3.2 – Equivalente do conversor simplificado para uma fonte de tensão e o indutor equivalente.

3.3 Descrição das dinâmicas de sincronização

O comportamento da corrente de saída do conversor, considerando a dinâmica indutiva equivalente é:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_{abc,o} = \frac{\mathbf{v}_{abc,i} - \mathbf{v}_{abc,g} - R_{eq} \mathbf{i}_{abc,o}}{L_{eq}}. \quad (3.6)$$

Aqui, $\mathbf{i}_{abc,o}$, $\mathbf{v}_{abc,g}$ e $\mathbf{v}_{abc,i}$ representam as correntes de saída do conversor, a tensão da rede e a tensão do conversor nas fases a, b e c.

Essas dinâmicas podem ser expressas em um RE. Desconsiderando a sequência zero, isso resulta em:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_{\alpha\beta,o} = \frac{\mathbf{v}_{\alpha\beta,i} - \mathbf{v}_{\alpha\beta,g} - R_{eq} \mathbf{i}_{\alpha\beta,o}}{L_{eq}}. \quad (3.7)$$

em que:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{\alpha\beta,o} &= \mathbf{T}_{\alpha\beta,abc} \mathbf{i}_{abc,o} \\ \mathbf{v}_{\alpha\beta,g} &= \mathbf{T}_{\alpha\beta,abc} \mathbf{v}_{abc,g} \\ \mathbf{v}_{\alpha\beta,i} &= \mathbf{T}_{\alpha\beta,abc} \mathbf{v}_{abc,i}. \end{aligned}$$

No entanto, dinâmicas de sincronização e comportamento de frequência variável são mais facilmente observados em um referencial síncrono. Além disso, futuras investigações sobre a interação entre vários conversores requerem que o sistema possa ser descrito em um RS mais acessível que os RS internos dos conversores [90]. Em que a descrição é calculada de maneira similar a (2.11), mas retratando a corrente de saída num RS comum através de um indutor equivalente:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq,o}^g = \frac{\mathbf{v}_{dq,i}^g - \mathbf{v}_{dq,g}^g - R_{eq} \mathbf{i}_{dq,o}^g}{L_{eq}} - \omega_g \mathbf{J} \mathbf{i}_{dq,o}^g. \quad (3.8)$$

em que:

$$\begin{aligned}\mathbf{i}_{dq,o}^g &= \mathbf{R}(\theta_g)\mathbf{i}_{\alpha\beta,o} \\ \mathbf{v}_{dq,g}^g &= \mathbf{R}(\theta_g)\mathbf{v}_{\alpha\beta,g} \\ \mathbf{v}_{dq,i}^g &= \mathbf{R}(\theta_g)\mathbf{v}_{\alpha\beta,i}.\end{aligned}$$

Disso resultam as seguintes variáveis no referencial comum: $\mathbf{i}_{dq,o}^g$, que representa a corrente do indutor equivalente, $\mathbf{v}_{dq,g}^g$, que representa a tensão da rede, e $\mathbf{v}_{dq,i}^g$, que representa a tensão do conversor. Para obter as variáveis no RS comum, é necessário o ângulo desse referencial, θ_g , para a rotação $\mathbf{R}(\theta_g)$, que realiza a transformação do referencial do RE para o RS. Assumindo o ângulo do RS comum igual ao ângulo da tensão na rede:

$$\theta_g = \int_0^t \omega_g(\tau)d\tau + \theta_{g,0}, \quad (3.9)$$

onde θ_g é a integral da frequência da rede ω_g até o instante atual, somada ao ângulo inicial da tensão da rede, $\theta_{g,0}$. Essa abordagem é aplicada quando se deseja que a tensão da rede tenha componentes apenas no eixo direto, ou em quadratura. No entanto, o conversor acompanha a rotação das variáveis da rede através de um referencial síncrono próprio. Nesse referencial, as variáveis são transformadas do RE da seguinte maneira:

$$\begin{aligned}\mathbf{i}_{dq,o}^c &= \mathbf{R}(\theta_c)\mathbf{i}_{\alpha\beta,o} \\ \mathbf{v}_{dq,g}^c &= \mathbf{R}(\theta_c)\mathbf{v}_{\alpha\beta,g} \\ \mathbf{v}_{dq,i}^c &= \mathbf{R}(\theta_c)\mathbf{v}_{\alpha\beta,i}.\end{aligned}$$

Essa nova rotação utiliza o ângulo θ_c , que é obtido por cálculos do sistema de sincronização:

$$\theta_c = \int_0^t \omega_c(\tau)d\tau + \theta_{c,0}, \quad (3.10)$$

sendo $\theta_{c,0}$ o ângulo inicial do referencial do conversor e $\omega_c(t)$ a frequência do conversor.

Para representar a interação do conversor com a rede, a dinâmica das variáveis deve ser descrita em um mesmo sistema de equações, optando por um RS comum como referência. No entanto, devido à diferença angular entre esses referenciais causada por diferentes estratégias de sincronização, as componentes perpendiculares se diferenciam. Portanto, as componentes de um vetor no RS comum podem ser transformadas por meio de uma rotação angular com um ângulo de defasagem ϕ_c para o RS do conversor. Ao subtrair (3.9) de (3.10), obtemos a diferença de fase:

$$\phi_c = \theta_c - \theta_g = \int_0^t (\omega_c(\tau) - \omega_g(\tau)) d\tau + \phi_{c,0} \quad (3.11)$$

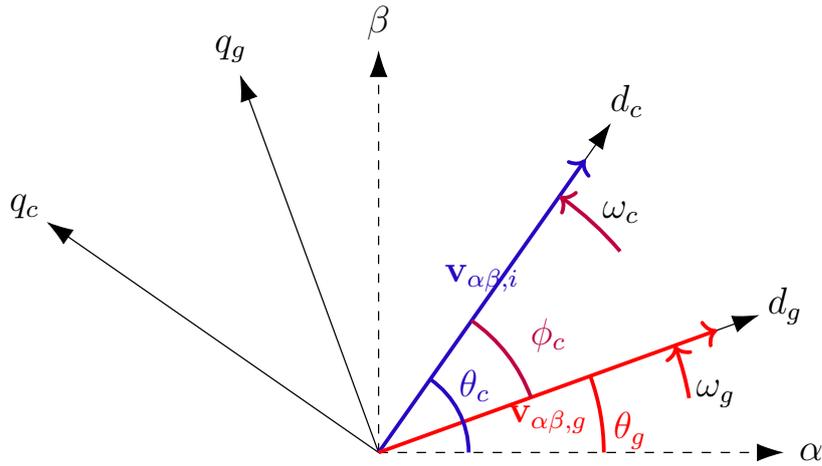


Figura 3.3 – Ângulos entre o RE e os RS. Os RSs do conversor (coordenadas d_c e q_c) e comum (coordenadas d_g e q_g) são referenciados respectivamente nas tensões $v_{\alpha\beta,i}$ e $v_{\alpha\beta,g}$.

onde $\phi_{c,0} = \theta_{c,0} - \theta_{g,0}$, representa a fase inicial do referencial do conversor em relação ao referencial geral. As relações angulares entre os referenciais θ_c , θ_g e ϕ_c podem ser vistas na Figura 3.3.

Aqui, é importante notar que uma consequência dessas transformações é que nas representações em RS, as variáveis sofrem transformações que envolvem a multiplicação por funções não lineares, como os senos e cossenos dos ângulos dos referenciais. Isso resulta na influência do comportamento dinâmico da sincronização nas dinâmicas das variáveis observadas em RSs.

Dessa forma, uma mesma variável vista por diferentes conversores pode apresentar comportamento dinâmico diverso, uma vez que a sincronização ocorre de maneiras distintas. Por outro lado, as variáveis em RE são equivalentes quando observadas por diferentes conversores. Portanto, ao aplicar as tensões do conversor em (3.8) no sistema trifásico representado em um RS comum, é necessário transformar a tensão do conversor determinada no RS do conversor para o RS comum em que o sistema trifásico é representado:

$$\mathbf{v}_{dq,i}^g = \mathbf{R}(-\phi_c)\mathbf{v}_{dq,i}^c. \quad (3.12)$$

De maneira semelhante, a obtenção de medidas das correntes trifásicas é representado como a transformação das variáveis do RS comum para o do conversor:

$$\mathbf{i}_{dq,o}^c = \mathbf{R}(\phi_c)\mathbf{i}_{dq,0}^g \quad (3.13)$$

E assim, as tarefas de controle e sincronização do conversor podem ser descritas.

A utilidade da adoção de um referencial comum vai além da modelagem de múltiplos conversores. Ela também permite o uso de medidas provenientes de fontes externas aos microcontroladores, tais como osciloscópios ou outros dispositivos de aquisição

de sinais. Isso se traduz em uma abordagem mais versátil para análises e validações, facilitando as opções de monitoramento e avaliação das dinâmicas do sistema.

3.4 Análise de estratégias de sincronização por corrente de eixo direto e quadratura do conversor desconsiderando fluxo de potência

A tensão do conversor é apresentada no RS do conversor com amplitude $\bar{v}_{d,i}^c$ e frequência $\omega_c(t)$. Essa tensão pode ser transformada para um referencial síncrono comum utilizando a diferença de fase ϕ_c entre esses referenciais. Nesse referencial comum, a tensão da rede apresenta amplitude V_0 e frequência ω_g .

As equações de sincronismo podem ser simplificadas ainda mais ao desconsiderar o fluxo de potência, ou seja, ao fazer $\bar{\mathbf{i}}_{dq,o}^g$ ser igual a zero para análises iniciais. Isso resulta em, em regime permanente:

$$\bar{\mathbf{v}}_{dq,g}^g = \bar{\mathbf{v}}_{dq,i}^g,$$

, ou seja, não há diferença de fase, amplitude e frequência entre essas grandezas. Ambas podem ter componentes apenas ao longo do eixo direto:

$$\bar{\mathbf{v}}_{dq,i}^g = \bar{\mathbf{v}}_{dq,g}^g = \begin{bmatrix} \bar{v}_{d,i}^g \\ 0 \end{bmatrix}$$

Quando $v_{d,i}^c$ não varia, as variações em $\mathbf{v}_{dq,c}^g$ se originam de alterações da fase do conversor, de maneira semelhante ao que ocorre em PLLs [67]. Partindo de (3.12), uma aproximação de primeira ordem para os efeitos das variações de fase sobre a tensão do conversor pode ser dada por:

$$\mathbf{v}_{dq,i}^g = \bar{\mathbf{v}}_{dq,i}^g - \mathbf{R}^\phi(-\tilde{\phi}_c)\bar{\mathbf{v}}_{dq,i}^g\tilde{\phi}_c = \bar{\mathbf{v}}_{dq,i}^g + \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{v}_{d,i}^c \end{bmatrix}\tilde{\phi}_c \quad (3.14)$$

em que $\mathbf{R}^\phi = \frac{d\mathbf{R}(\phi_c)}{d\phi_c}$.

Como demonstrado no capítulo anterior, é possível optar tanto pela potência ativa quanto reativa para sincronizar o conversor. Devido à consideração da dinâmica de potência ser principalmente influenciada pelas correntes do conversor, tanto a corrente de eixo direto quanto a corrente em quadratura podem ser utilizadas para a sincronização.

A primeira opção possui as características do *droop* indutivo, enquanto a utilização da corrente em quadratura assemelha-se ao *droop* resistivo. Essas estratégias sincronizam conversores com características de formadores de rede, permitindo erros nas

Tabela 3.1 – Parâmetros da parte de potência e do controlador para análises iniciais de modelos linearizados.

Nome	Variável	Valor	Unidade
Resist. interno	R_{ci}	0,1	Ω
Indutor interno	L_{ci}	625	μH
Resist. externo	R_{co}	0,1	Ω
Indutor externo	L_{ci}	625	μH
Capacitor	C_c	30	μF
Propor. eixo direto	K_{AC}	4	$V.A^{-1}$
Const. tempo eixo direto	T_{AC}	0,05	s
Propor. eixo quadratura	K_{RC}	1	$rad.s^{-1}.A^{-1}$
Const. tempo eixo quadratura	T_{RC}	0,05	s
Frequência nominal	Ω_0	377	$rad.s^{-1}$
Frequência de chaveamento	f_{chav}	20e3	Hz
Tensão do barramento CC	V_{cc}	500	V

potências de saída, uma vez que o ajuste de frequência e tensão do conversor dependem dos erros de potência ativa e reativa.

3.4.1 Parâmetros para análises iniciais

A tabela 3.1 mostram os parâmetros que serão utilizados nas próximas subseções. As características dos indutores foram obtidos de um conversor montado no Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica (LCEE). A capacitância do filtro LCL foi escolhida para que houvesse ressonância em aproximadamente 1,6kHz, garantindo assim mais de uma década para a frequência de chaveamento de 20 kHz, considerada nas simulações com HIL e PSIM.

A introdução de um resistor em série com o capacitor do filtro LCL não afeta significativamente o comportamento predominantemente indutivo em baixas frequências [49]. Além disso, essa modificação pode garantir estabilidade para valores de resistência menores do que os utilizados nesse desenvolvimento.

Quanto às constantes proporcionais e de tempo dos controladores, elas foram escolhidas inicialmente sem projeto, com o objetivo de analisar os efeitos das variações desses ganhos sobre o lugar das raízes.

3.4.2 Sincronização por corrente de eixo direto

Na sincronização com a corrente de eixo direto, realizada como o *droop* indutivo, ou PSC, um desvio na referência de potência ativa leva a uma frequência de operação diferente da nominal. Inicialmente, com o foco na estabilidade da malha de sincronização, só a frequência é controlada.

Assim, uma referência de corrente zero de eixo direto e o ganho K_{AC} podem ser utilizados para obter um ajuste de frequência através da corrente de eixo direto:

$$\omega_c = \Omega_0 - K_{AC} i_{d,o}^c \quad (3.15)$$

Substituindo (3.14) em (3.8) e agrupando as linearizações pode-se obter uma representação em espaço de estados:

$$\frac{d}{dt} \tilde{\mathbf{x}}_{sd} = \mathbf{A}_{sd} \tilde{\mathbf{x}}_{sd} + \mathbf{B}_{sd} \tilde{\mathbf{u}}_{sd} \quad (3.16)$$

Em que $\tilde{\mathbf{x}}_{sd} = [\tilde{i}_{d,o}^g \quad \tilde{i}_{q,o}^g \quad \tilde{\phi}_c]^T$ e $\tilde{\mathbf{u}}_{sd} = [\tilde{v}_{d,g}^g \quad \tilde{v}_{q,g}^g]^T$ e as matrizes:

$$\mathbf{A}_{sd} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \Omega_0 & 0 \\ -\Omega_0 & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \frac{\bar{v}_{d,i}}{L_{eq}} \\ -K_{AC} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{sd} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{eq}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{eq}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Para que a sincronização seja possível, o sistema deve ser estável em malha fechada. A estabilidade da realimentação pode ser avaliada pela análise do comportamento dinâmico em espaço de estados. Essa análise é realizada observando a posição dos autovalores da matriz \mathbf{A}_{sd} , que são raízes da equação característica:

$$\Delta_{sd}(\lambda) = \lambda^3 + \frac{2R_{eq}}{L_{eq}} \lambda^2 + \left(\frac{R_{eq}^2}{L_{eq}^2} + \Omega_0^2 \right) \lambda + \frac{K_{AC} \bar{v}_{d,i} \Omega_0}{L_{eq}} \quad (3.17)$$

O cálculo explícito de cada uma das raízes se torna complexo com o aumento do número dos estados. No entanto, o entendimento de como os autovalores se comportam com a variação dos ganhos pode ser obtido pelo lugar das raízes.

O lugar das raízes para a variação do ganho de sincronização é obtido através de um agrupamento da forma:

$$\Delta_{sd}(\lambda) = \text{den}(\lambda) + K_{AC} \text{num}(\lambda) = 0. \quad (3.18)$$

O aumento do K_{AC} faz com que os autovalores saiam da posição dos polos em direção aos zeros de uma função $H(\lambda)$ em malha aberta:

$$H(\lambda) = \frac{\text{num}(\lambda)}{\text{den}(\lambda)}.$$

Organizando a equação característica na forma de (3.18), é possível utilizar ferramentas de Matlab ou Python para analisar o lugar das raízes na realimentação formada pelo ganho K_{AC} . A figura 3.4a mostra o lugar das raízes da equação (3.18) para os dados da Tabela 3.1.

As posições dos autovalores em malha aberta se encontram em $\lambda_0 = 0$ e $\lambda_{1,2} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} \pm j\Omega_0$ quando $K_{AC} = 0$. Quando K_{AC} aumenta, o autovalor λ_0 se mantém na eixo real enquanto $\lambda_{1,2}$ derivam para o semiplano direito. Portanto, a sincronização utilizando a potência ativa é estável para um intervalo limitado de ganhos K_{AC} .

Quando se deseja controlar variáveis sem erros em regime permanente, a introdução de integradores nos controladores é necessária. Se o sincronismo é realizado pelo valor da corrente, a integração do erro deve garantir um erro nulo em relação à referência em um sistema assintoticamente estável. Dessa forma, a adição desse integrador ajusta a frequência até que a saída desejada seja alcançada:

$$\omega_c = \Omega_0 + K_{AC}(i_{d,ref} - i_{d,o}^c) + \frac{K_{AC}}{T_{AC}}\xi_d^c, \quad (3.19)$$

em que $\xi_d^c = \int_0^t (i_{d,ref} - i_{d,o}^c) d\tau$, $i_{d,ref}$ é a referência de corrente de eixo direto, e T_{AC} é a constante de tempo do controlador PI resultante.

Um controlador PI é utilizado para regular a tensão de eixo direto do conversor, a fim de obter a corrente em quadratura do conversor igual à referência. Isso resulta nas tensões do conversor iguais a:

$$\mathbf{v}_{dq,i}^c = \begin{bmatrix} V_0 + K_{RC}(i_{q,ref} - i_{q,o}^c) + \frac{K_{RC}}{T_{RC}}\xi_q^c \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.20)$$

em que $\xi_q^c = \int_0^t (i_{q,ref} - i_{q,o}^c) d\tau$, $i_{q,ref}$ é a referência de corrente em quadratura, que transporta a potência reativa, K_{RC} é o ganho relacionado ao ajuste de reativos e T_{RC} é a constante de tempo do PI.

Assim, o modelo linearizado em espaço de estados considerando (3.19) e (3.20) é:

$$\frac{d}{dt}\tilde{\mathbf{x}}_{sdi} = \mathbf{A}_{sdi}\tilde{\mathbf{x}}_{sdi} + \mathbf{B}_{sdi}\tilde{\mathbf{u}}_{sdi} \quad (3.21)$$

em que $\tilde{\mathbf{x}}_{sdi} = [\tilde{i}_{d,o}^g \quad \tilde{i}_{q,o}^g \quad \tilde{\phi}_c \quad \tilde{\xi}_d^c \quad \tilde{\xi}_q^c]^T$ e $\tilde{\mathbf{u}}_{sdi} = [\tilde{v}_{d,g}^g \quad \tilde{v}_{q,g}^g]^T$ e as matrizes:

$$\mathbf{A}_{sdi} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \frac{K_{RC}}{L_{eq}} + \Omega_0 & 0 & 0 & -\frac{K_{RC}}{T_{RC}L_{eq}} \\ -\Omega_0 & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \frac{\bar{v}_{d,i}}{L_{eq}} & 0 & 0 \\ -K_{AC} & 0 & 0 & \frac{K_{AC}}{T_{AC}} & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{sdi} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{eq}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{eq}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Com essas modificações, o conversor deve manter a corrente de saída igual à referência em regime permanente, independentemente dos valores de tensão e frequência da rede. No entanto, a capacidade de compartilhamento de carga entre diversos conversores é perdida. Essa propriedade não é necessária na operação conectada, mas pode ser de grande importância quando considerando a operação ilhada.

A estabilidade da sincronização depende da associação da impedância de saída do conversor e da rede. A Razão de Curto Circuito (RCC) dada pelo quociente dos valores de reatância e resistência e da associação de impedâncias, X_{eq}/R_{eq} em que $X_{eq} = \Omega_0 L_{eq}$ apresenta importante impacto sobre a estabilidade.

As figuras 3.4b, 3.4c e 3.4d mostram o lugar das raízes da equação característica da matriz A_{sdi} em (3.21). Nessas figuras, respectivamente, a RCC é igual a 23,8, 2,38 e 0,238.

Pode-se observar que, em todas as situações mencionadas, o aumento do ganho de realimentação K_{AC} resulta em autovalores localizados no semiplano direito. Portanto, a substituição dos termos proporcionais por controladores PI (Proporcional-Integral) no *droop* indutivo permite uma operação estável para ganhos de realimentação limitados. Se os valores dos ganhos excedem um limite determinado, o sistema se torna instável.

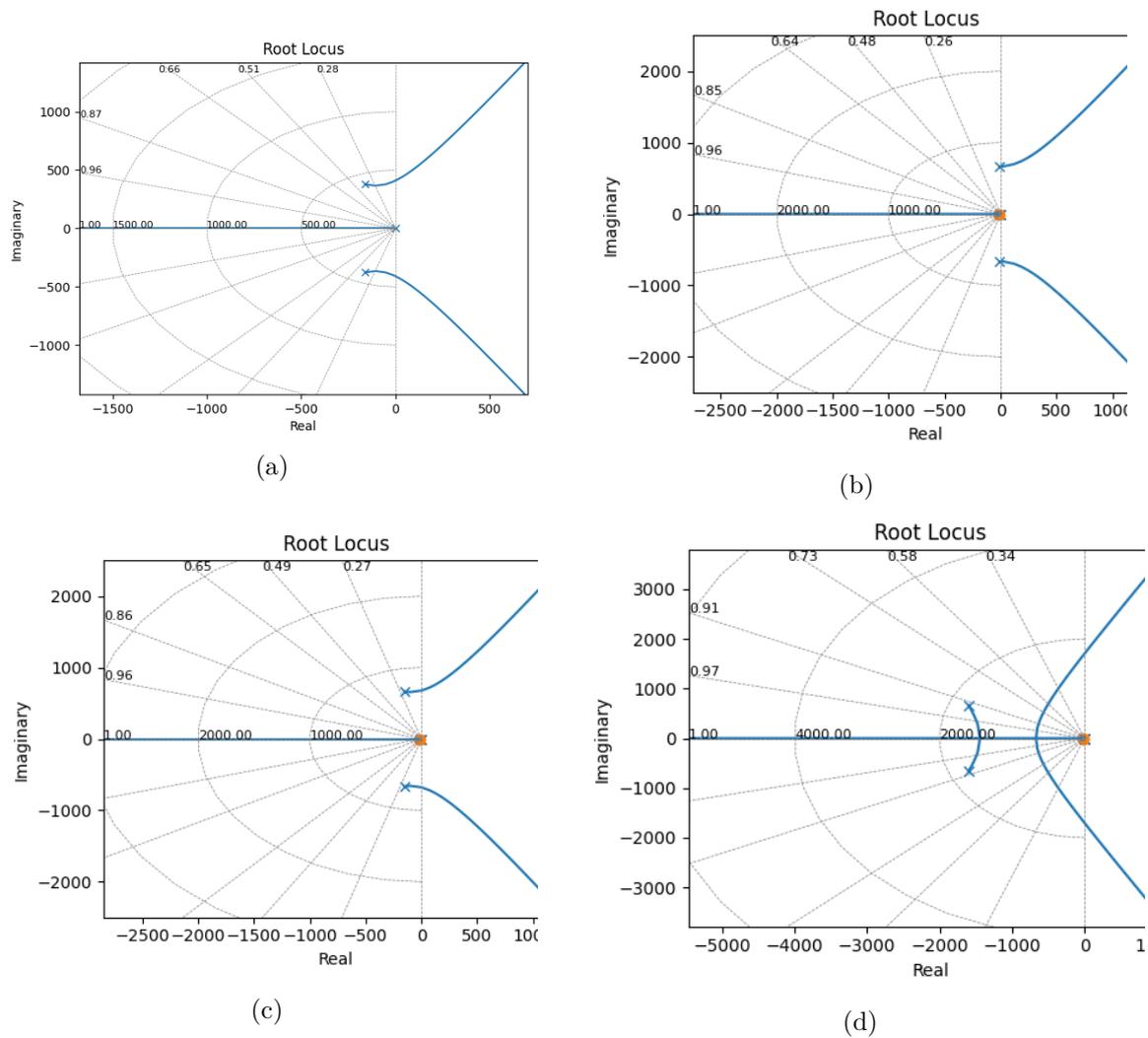


Figura 3.4 – A sincronização se instabiliza para valores altos do ganho de realimentação na sincronização inspirada em *droop* indutivo: lugar nas raízes de A_{sd} (a) e de A_{sdi} para RCCs iguais a: 23,8 (b) 2,38 (c) e 0,238 (d).

A utilização de técnicas derivadas de *droop* indutivo se deve principalmente à semelhança com o comportamento de sincronização das máquinas elétricas. Um conversor sincronizado dessa forma pode imitar o comportamento da geração central da rede, e estudos têm demonstrado melhoria na estabilidade de redes com alta penetração de conversores operando em *droop*. Portanto, a presença de REDs com essas funções de suporte pode contribuir para a estabilidade da rede, atenuando oscilações de tensão e frequência decorrentes das dinâmicas entre a carga e a geração centralizada [91, 92].

Nas figuras 3.5a, 3.5b e 3.5c a constantes de tempo T_{AC} é variada. As mudanças podem ser vistas principalmente nas baixas frequências, nas Figuras 3.5d, 3.5e e 3.5f que mostram ampliações próximas a origem. A variação das constantes de tempo variam a posição do zero relativo a sincronização, causando mudanças no lugar das raízes quando K_{AC} varia. No entanto, as mudanças não afetam consideravelmente as características de estabilidade do sistema, mas devem ser observadas por ocasião do projeto do sistema.

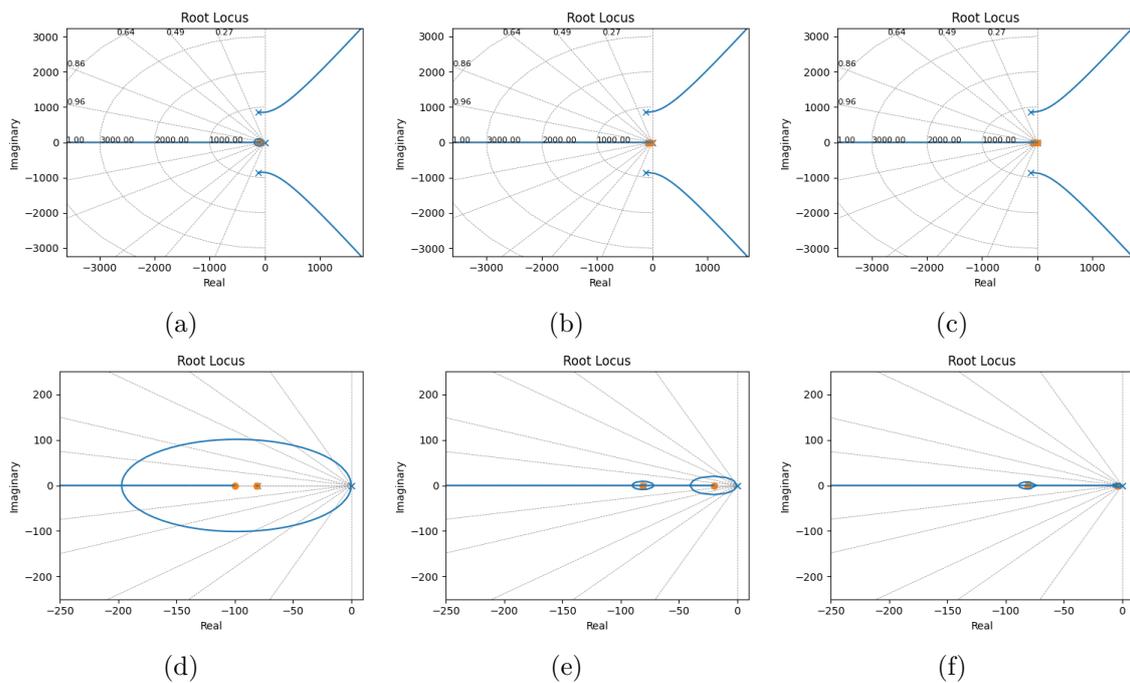


Figura 3.5 – A sincronização para variação de constantes de tempo T_d iguais a 0,01 (a), 0,05 (b) e 0,25 (c), e as respectivas ampliações próximas a origem (d), (e), (f).

A adição dos integradores elimina a característica de *droop*, perdendo-se assim a vantagem da similaridade com máquinas elétricas. No entanto, embora os conversores possam emular o comportamento de máquinas elétricas, eles não possuem o acúmulo de energia cinética que cria o comportamento dinâmico entre a frequência e a energia armazenada. Como resultado, a estabilidade para variações do ganho K_{AC} é reduzida.

Em redes indutivas, a capacidade de compartilhamento de carga é obtida através do *droop* indutivo, mas uma análise das Figuras 3.4b, 3.4c e 3.4d mostra que a sin-

cronização fica mais estável em redes resistivas devido ao aumento da negatividade dos autovalores em malha aberta, que se iniciam em R_{eq}/L_{eq} . Por essa característica, em [72], uma resistência virtual é adicionada aos controladores.

Do ponto de vista da estabilidade da sincronização do conversor, um sincronismo baseado em acoplamentos entre frequência e potência reativa, como o *droop* resistivo ou o RPSC, pode levar a um comportamento mais estável, como será discutido na próxima subseção.

3.4.3 Sincronização por corrente em quadratura

A sincronização também pode ser realizada utilizando a corrente em quadratura, associada à potência reativa, similar à sincronização por *droop* resistivo que apresenta melhores características de compartilhamento de carga em redes de característica resistiva [19–21] ou por RPSC [74, 75]. Nesse caso, a referência de frequência do conversor pode ser dada por:

$$\omega_c = \Omega_0 - K_{RC} i_{q,o}$$

Essa escolha de sincronização leva a um modelo em espaço de estados:

$$\frac{d}{dt} \tilde{\mathbf{x}}_{sq} = \mathbf{A}_{sq} \tilde{\mathbf{x}}_{sq} + \mathbf{B}_{sq} \tilde{\mathbf{u}}_{sq} \quad (3.22)$$

em que $\tilde{\mathbf{x}}_{sd} = [\tilde{v}_{d,o}^g \quad \tilde{i}_{q,o}^g \quad \tilde{\phi}_c]^T$ e $\tilde{\mathbf{u}}_{sd} = [\tilde{v}_{d,g}^g \quad \tilde{v}_{q,g}^g]^T$ e as matrizes:

$$\mathbf{A}_{sq} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \Omega_0 & 0 \\ -\Omega_0 & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \frac{\bar{v}_{d,i}}{L_{eq}} \\ 0 & -K_{RC} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{sq} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{eq}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{eq}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

E a equação característica de A_{sq} :

$$\Delta_{sq} = \lambda^3 + \frac{2R_{eq}}{L_{eq}} \lambda^2 + \left(\frac{R_{eq}^2}{L_{eq}^2} + \Omega_0^2 \right) \lambda + \frac{K_{RC} \bar{v}_{d,i}}{L_{eq}} \left(\lambda + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \right) \quad (3.23)$$

De maneira similar a (3.18), a realimentação para o ganho K_{RC} pode ser obtida:

$$\Delta_{sq}(\lambda) = \text{den}(\lambda) + K_{RC} \text{num}(\lambda) = 0 \quad (3.24)$$

Para a matriz \mathbf{A}_{sq} o lugar das raízes mostra uma situação em que os autovalores estão sempre no semiplano esquerdo. Nessa sincronização, o conversor utilizando a corrente em quadratura apresenta melhores condições de estabilidade.

Os controladores proporcionais podem ser substituídos por PIs nos controles das correntes de eixo direto e em quadratura. Uma constante K_{AQ} também pode ser adicionada para melhorar o comportamento dinâmico da sincronização. A adição dessa constante tem efeito similar à introdução de amortecimento ativo em baixa frequência como realizado com o PSC em [26]. As referências de tensão e frequência do conversor são dadas por:

$$\mathbf{v}_{dq,i}^c = \begin{bmatrix} V_0 + K_{AC}(i_{d,ref} - i_{d,o}^c) + \frac{K_{AC}}{T_{AC}} \xi_d^c \\ K_{AQ}(i_{q,ref} - i_{q,o}^c) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$\omega_c = \Omega_0 + K_{RC}(i_{q,ref} - i_{q,o}^c) + \frac{K_{RC}}{T_{RC}} \xi_q^c \quad (3.26)$$

O resultado é um modelo em espaço de estados:

$$\frac{d}{dt} \tilde{\mathbf{x}}_{sqi} = \mathbf{A}_{sqi} \tilde{\mathbf{x}}_{sqi} + \mathbf{B}_{sqi} \tilde{\mathbf{u}}_{sdi} \quad (3.27)$$

em que $\tilde{\mathbf{x}}_{sdi} = [\tilde{i}_{d,o}^g \quad \tilde{i}_{q,o}^g \quad \tilde{\phi}_c \quad \tilde{\xi}_d^c \quad \tilde{\xi}_q^c]^T$ e $\tilde{\mathbf{u}}_{sdi} = [\tilde{v}_{d,g} \quad \tilde{v}_{q,g}]^T$ e as matrizes:

$$\mathbf{A}_{sqi} = \begin{bmatrix} -\frac{K_{AC}+R_{eq}}{L_{eq}} & \Omega_0 & 0 & \frac{K_{AC}}{T_{AC}L_{eq}} & 0 \\ -\Omega_0 & -\frac{R_{eq}+K_{AQ}}{L_{eq}} & \frac{\tilde{v}_d}{L_{eq}} & 0 & 0 \\ 0 & -K_{RC} & 0 & 0 & \frac{K_{RC}}{T_{RC}} \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{sqi} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{eq}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{eq}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Inicialmente, para análise da estabilidade, o ganho K_{AQ} é feito igual a zero. Os lugares das raízes da equação característica A_{sqi} , em relação a realimentação de K_{RC} podem ser vistas nas figuras 3.6b, 3.6c e 3.6d. Elas têm níveis de curto circuito iguais a 23,8, 2,38 e 0,238. Quando esse valor é 23,8, a operação não é sempre estável. A matriz A_{sqi} passa a ter autovalores positivos para alguns valores de K_{RC} . Entretanto, mesmo com valores de K_{RC} estáveis, o sistema apresenta autovalores pouco amortecidos o que favorece o surgimento de comportamentos oscilatórios na interação com demais elementos e não idealidades do sistema. Essa característica pode ser percebida nos trabalhos das referências [74, 75].

Utilizar a corrente em quadratura para calcular a frequência permite sincronização mais estável dos conversores. Isso é investigado em trabalhos de Zhong, que denomina o *droop* resistivo de robusto [19, 20]. As melhores características de estabilidade se devem às realimentações imediatas entre os eixos do conversor. No *droop* indutivo, as dinâmicas se baseiam nos acoplamentos entre dinâmicas de eixo direto e quadratura, que apresentam menor importância nas dinâmicas do conversor.

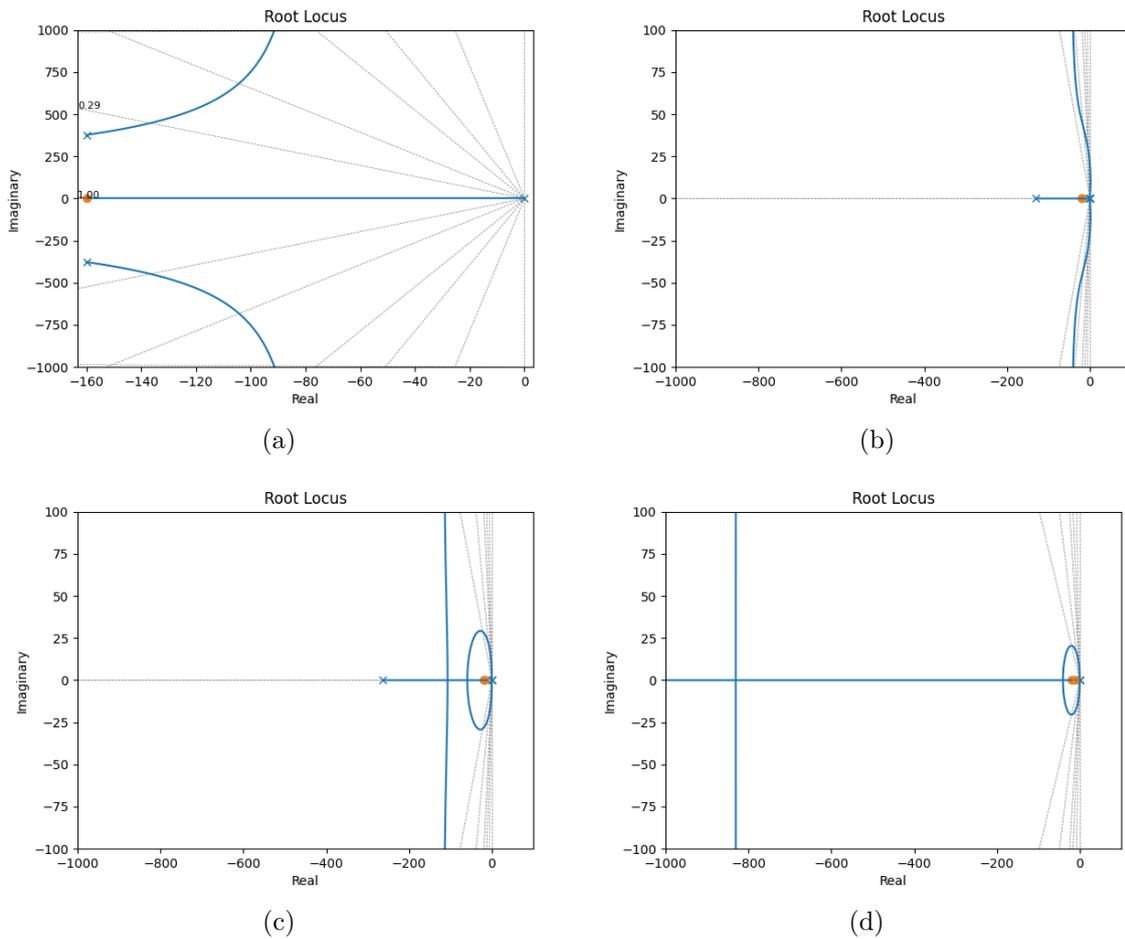


Figura 3.6 – A sincronização se mantém estável para ganhos de realimentação maiores numa estratégia inspirada em *droop* resistivo: Lugar das raízes de A_{sq} (a) e de A_{sqi} para RCCs iguais a: 23,8 (b), 2,38 (c) e 0,238 (d).

Nas Figuras 3.7a, 3.7b e 3.7c, a constantes de tempo T_{RC} é variada, e as mudanças são mais evidentes principalmente nas baixas frequências. Nas Figuras 3.7d, 3.7e e 3.7f, de maneira semelhante ao caso indutivo, as características devido o aumento do ganho K_{RC} quando os autovalores se afastam da origem não apresentam variações tão significativas. Em baixas frequências, a diminuição da constante de tempo faz com que o sistema perca a capacidade de exibir melhor amortecimento. A introdução de amortecimento ativo em baixas frequências pode melhorar essas características. obre

A sincronização baseada em *droop* indutivo é geralmente a escolha mais tradicional devido ser mais similar ao comportamento das máquinas elétricas. Entretanto, as máquinas elétricas apresentam inércia grande e energia rotacional armazenada que contribui para a sua estabilidade. Em conversores, o *droop* resistivo é uma escolha mais conservadora em termos de estabilidade.

Nessa seção, um modelo mais simplificado permitiu verificar a estabilidade da sincronização para situações em que o conversor não possui carga. Pode-se concluir que o

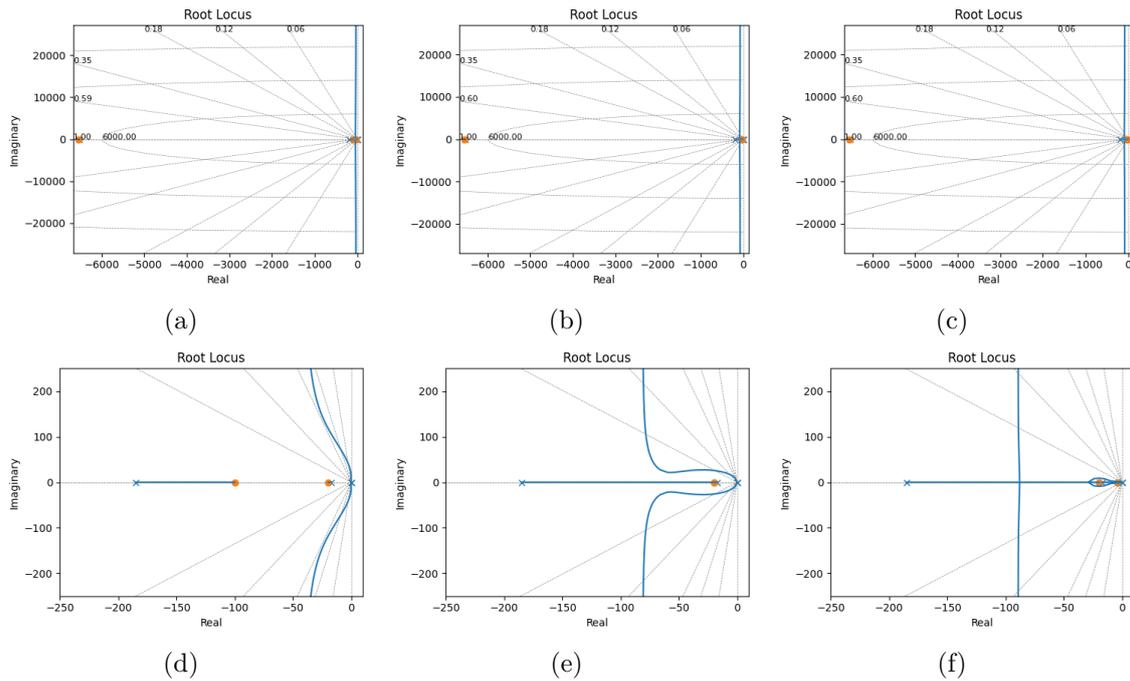


Figura 3.7 – A sincronização se mantém estável para variação de constantes de tempo iguais a 0,01 (a), 0,05 (b) e 0,25 (c) e as respectivas ampliações próximas a origem (c), (d) e (f).

droop resistivo e as realimentações de sincronização utilizando a corrente em quadratura apresentam melhores características de estabilidade.

Na próxima seção, um modelo mais complexo da sincronização por corrente de eixo em quadratura será desenvolvido considerando o fluxo de potência na saída do conversor e as rotações entre o RS comum do conversor. Esse modelo representa o controle auto-sincronizante formado pela adição dos integradores nas malhas de controle de corrente de eixo direto e em quadratura.

3.5 Modelo do controle de corrente auto-sincronizante considerando variação de potência

A introdução dos integradores afeta o comportamento dinâmico do controle do conversor, afetando a estabilidade. A variação no fluxo de potência afeta a estabilidade da sincronização por *droop*. Isso pode ser observado em modelos em espaço de estados por meio dos coeficientes das matrizes que variam conforme o ponto de operação [90].

Na representação em RS, a presença de correntes nos alimentadores e filtros provoca diferença de fase entre os nós da rede. Assim, considerando apenas o conversor e a rede, a circulação de corrente modifica a fase do conversor em relação ao referencial comum e rotações aparecem nos modelos. Elas representam as transformações do RE para

o síncrono, como em (3.28), (3.29) e (3.30). A inclusão de uma componente proporcional ao erro da corrente em quadratura do conversor, representada por K_{AQ} , na tensão do conversor no mesmo eixo, possibilita uma modificação no comportamento dinâmico de sincronização e melhora as características de estabilidade. A incorporação dessa realimentação contribui para amortecer as variações nas correntes em quadratura, prevenindo transições abruptas. Esse comportamento se assemelha à implementação de uma resistência virtual para aprimorar a estabilidade de um PSC mais robusto [46]. Na tensão do eixo direto, que é gerada pelo controle da corrente do conversor nesse mesmo eixo, K_{AC} representa um termo proporcional à corrente direta que influencia diretamente essa corrente, conforme expresso em (3.25). A estrutura de sincronização baseada no controle de corrente ilustrado na Figura 3.8a, é composto por:

1. Um controlador PI regula a corrente de eixo direto mediante variação da tensão de eixo direto do conversor.
2. A variável K_{AQ} introduz na tensão em quadratura do conversor um valor proporcional ao erro da corrente em quadratura apenas durante os transitórios. Em regime permanente não deve apresentar valores diferentes de zero.
3. Um controlador PI regula a corrente em quadratura determinando a referência de frequência do conversor.
4. Filtros nas tensões de eixo direto e em quadratura do conversor limitam o efeito dos ganhos proporcionais na frequência de ressonância.

A frequência de corte dos filtros nas tensões de eixo direto e em quadratura é escolhida um pouco abaixo da ressonância, para evitar atrasos nas dinâmicas em baixa frequência. Além disso, frequências muito baixas podem comprometer o amortecimento ativo introduzido por K_{AQ} . A presença desses filtros é importante, mesmo em controles realizados por PLL, pois ajuda a reduzir a influência da realimentação em alta frequência, que poderia excitar ressonâncias e comportamentos indesejados devido ao atraso na digitalização do conversor.

A topologia do conversor controlado, com as medidas das correntes de saída ($\mathbf{i}_{abc,o}$) podem ser vistas na Figura 3.8b. Por simplicidade o controle é aplicado sobre uma ponte trifásica simples. No entanto, futuros trabalhos podem considerar a expansão da estratégia de controle para regular as correntes na sequência zero. Os pulsos de PWM (u_a , u_b , u_c , b_a , b_b , b_c) controlam o conversor de forma a obter o valor da tensão comandada ($\mathbf{v}_{abc,i}$) na saída do inversor trifásico.

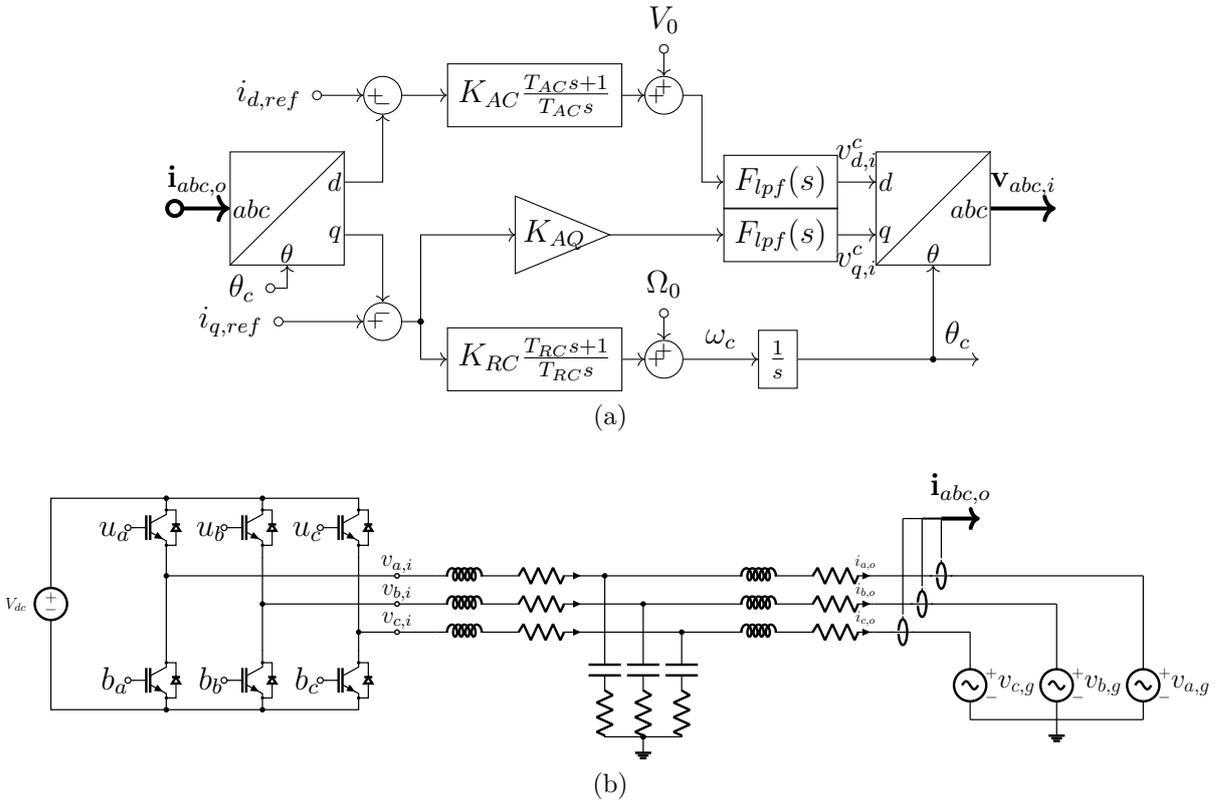


Figura 3.8 – Esquemático do CCAS com proporcionais integrais e ganho proporcional na tensão em quadratura do conversor (a) e da estrutura de eletrônica de potência conectada a rede a ser controlada (b).

O comportamento das tensões trifásicas geradas pelo controle, desprezando os efeitos dos filtros passa-baixa, leva a uma referência de tensão do conversor dada por:

$$\mathbf{v}_{dq,i}^g = \mathbf{K}_C \mathbf{i}_{dq,ref} - \mathbf{K}_C \mathbf{R}(\phi_c) \mathbf{i}_{dq,o}^g + \frac{K_{AC}}{T_{AC}} \mathbf{S}_{11} \boldsymbol{\xi}_{dq}^c \quad (3.28)$$

que consideram as rotações devido ao fluxo de potência. Aqui, $\mathbf{K}_C = \begin{bmatrix} K_{AC} & 0 \\ 0 & K_{AQ} \end{bmatrix}$ e $\mathbf{S}_{11} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ são matrizes utilizadas, respectivamente, para descrever os ganhos das correntes direta e em quadratura no referencial do conversor. As constantes proporcional, K_{AC} , e de tempo, T_{AC} , determinam a resposta dinâmica do controle da amplitude da tensão do conversor (no eixo direto), como uma função da corrente direta que carrega a potência ativa do conversor.

A sincronização faz com que a frequência seja definida como função da corrente em quadratura, através de um PI com constantes proporcional, K_{AC} , e de tempo, T_{AC} . A introdução do ganho K_{AQ} , aumenta o amortecimento da corrente em quadratura, como será demonstrado posteriormente.

As equações de sincronismo selecionam a componente em quadratura para a execução do algoritmo de sincronização através do vetor $\mathbf{s}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$.

$$\omega_c = \Omega_0 + K_{RC} \mathbf{s}_2 \mathbf{i}_{dq,ref} - K_{RC} \mathbf{s}_2 \mathbf{R}(\phi_c) \mathbf{i}_{dq}^g + \frac{K_{RC}}{T_{RC}} \mathbf{s}_2 \boldsymbol{\xi}_{dq}^c \quad (3.29)$$

$$\boldsymbol{\xi}_{dq}^c(t) = \int_0^t \left(\mathbf{i}_{dq,ref}(\tau) - \mathbf{R}(\phi_c(\tau)) \mathbf{i}_{dq,o}^g(\tau) \right) d\tau. \quad (3.30)$$

As tensões de eixo direto e quadratura são definidas no referencial síncrono do conversor e então transformadas para o RE. Nos modelos em coordenadas síncronas, isso equivale a uma transformação do RS do conversor para o comum:

$$\mathbf{v}_{dq,i}^g = \mathbf{R}(-\phi_c) \mathbf{v}_{dq,i}^c. \quad (3.31)$$

O comportamento dinâmico da corrente no indutor externo é dado por (3.8). Os valores em regime permanente das tensões e correntes dependem do ponto de operação. Portanto, se a injeção de potência reativa é nula ($Q = 0$), as tensões na rede são $\bar{\mathbf{v}}_{dq,g}^g{}^T = [V_0 \ 0]^T$. Na injeção de potência ativa (P) na rede, o valor em regime permanente da corrente no indutor de saída é, $\bar{\mathbf{i}}_{dq,o}^g{}^T = \left[\frac{2P}{3V_0} \ 0 \right]^T$ e a tensão em regime permanente no capacitor:

$$\bar{\mathbf{v}}_{dq,i}^g = \bar{\mathbf{v}}_{dq,g}^g + \left(R_{eq} \mathbf{I}_{2 \times 2} + \mathbf{J} \Omega_0 L_{eq} \right) \bar{\mathbf{i}}_{dq,o}^g = \begin{bmatrix} V_0 + R_{eq} \frac{2P}{3V_0} \\ \Omega_0 L_{eq} \frac{2P}{3V_0} \end{bmatrix}$$

O modelo em espaço de estados é descrito com entradas devidas às tensões da rede no PAC ($\mathbf{v}_{dq,g}$) e variações nas referências de corrente ($\mathbf{i}_{dq,ref}$) e com saídas devidas às correntes no indutor externo ($\mathbf{i}_{dq,o}$). Assim, considerando a injeção de um fluxo de potência ativa:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \tilde{\mathbf{x}}_{ss} &= \mathbf{A}_{ss} \tilde{\mathbf{x}}_{ss} + \mathbf{B}_{ss,vg} \tilde{\mathbf{v}}_{dq,g} + \mathbf{B}_{ss,ref} \tilde{\mathbf{i}}_{dq,ref} \\ \tilde{\mathbf{y}}_{ss} &= \mathbf{C}_{ss} \tilde{\mathbf{x}}_{ss} \end{cases} \quad (3.32)$$

Em que o vetor $\tilde{\mathbf{x}}_{ss} = [\tilde{i}_{d,o}^g \ \tilde{i}_{q,o}^g \ \tilde{\phi}_c \ \tilde{\xi}_d^c \ \tilde{\xi}_q^c]^T = [\tilde{\mathbf{i}}_{dq,o}^g{}^T \ \tilde{\phi}_c \ \tilde{\boldsymbol{\xi}}_{dq}^c{}^T]^T$, e as matrizes

$$\mathbf{A}_{ss} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{ss,11} & \mathbf{A}_{ss,12} & \mathbf{A}_{ss,13} \\ -K_{RC} \mathbf{s}_2 \mathbf{R}(\bar{\phi}_c) & -K_{RC} \mathbf{s}_2 \mathbf{R}^\phi(\bar{\phi}_c) \bar{\mathbf{i}}_{dq}^g & \frac{K_{RC}}{T_{RC}} \mathbf{s}_2 \\ -\mathbf{R}(\bar{\phi}_c) & -\mathbf{R}^\phi(\bar{\phi}_c) \bar{\mathbf{i}}_{dq}^g & \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{ss,vg} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{eq}} \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2}^T \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_{ss,ref} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eq}} \mathbf{K}_C \\ K_{RC} \mathbf{s}_2 \\ \mathbf{I}_{2 \times 2}^T \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{ss} = [\mathbf{I}_{2 \times 2} \ \mathbf{0}_{2 \times 1} \ \mathbf{0}_{2 \times 2}],$$

$$\mathbf{A}_{ss,11} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\mathbf{I}_{2 \times 2} - \frac{1}{L_{eq}}\mathbf{R}(-\bar{\phi}_c)\mathbf{K}_C\mathbf{R}(\bar{\phi}_c) - \mathbf{J}\Omega_0,$$

$$\mathbf{A}_{ss,12} = \frac{1}{L_{eq}}\left(\mathbf{J}\bar{\mathbf{v}}_{dq}^g - \mathbf{R}(-\bar{\phi}_c)\mathbf{K}_C\mathbf{R}^\phi(\bar{\phi}_c)\bar{\mathbf{i}}_{dq}^g\right),$$

$$\mathbf{A}_{ss,13} = \frac{K_{AC}}{T_{AC}L_{eq}}\mathbf{R}(-\bar{\phi}_c)\mathbf{S}_{11},$$

são as matrizes do modelo em espaço de estados.

Algumas igualdades são empregadas nas matrizes em espaço de estados para reduzir o número de fatores distintos nos coeficientes. Um exemplo é $\mathbf{i}_{dq,ref} = \mathbf{R}(\bar{\phi}_c)\bar{\mathbf{i}}_{dq,o}^g$. Isso pode ser observado em $\mathbf{A}_{ss,12}$, onde o segundo termo

$$-\mathbf{R}(-\bar{\phi}_c)\mathbf{K}_C\mathbf{R}^\phi(\bar{\phi}_c)\bar{\mathbf{i}}_{dq}^g$$

refere-se ao efeito da rotação das referências de corrente e do regime permanente das correntes devido a uma variação de fase do referencial do conversor.

A variação dos parâmetros da matriz \mathbf{A}_{ss} muda a posição dos autovalores no plano complexo e, portanto, estudar essas variações pode fornecer informações adicionais sobre a estabilidade do sistema.

3.6 Estabilidade da sincronização e controle de potência considerando fluxos de potência ativa e variação de parâmetros

O controle e sincronização do conversor são projetados para determinados parâmetros do circuito e do controle. Entretanto, não são raras as situações em que os parâmetros de projeto diferem dos da aplicação. Além disso, não-linearidades levam a comportamentos dinâmicos diversos para diferentes pontos de operação. Na presença dessas diferenças e não linearidades as margens de estabilidades desejadas inicialmente podem ser afetadas. O conhecimento do comportamento do circuito com relação a variações de parâmetros é importante para projetar o controle de maneira estável e segura.

Preliminarmente, foram observadas ocorrências de instabilidades em simulações no PSIM. As Figuras 3.9a e 3.9b mostram uma instabilidade que ocorreu nessas simulações. Essas instabilidades ocorreram com os parâmetros da Tabela 3.1, em que a componente proporcional à corrente é $K_{AQ} = 2$. Os resultados diferem das simulações subsequentes devido ao cascadeamento do controle auto-sincronizante com o controle de tensão em malha fechada.

O controle em malha fechada, implementado com controle linear por realimentação em espaço de estados, apresentava limitação na resposta. A banda de resposta desse controle se estende até aproximadamente 300 Hz. Mais informações a respeito desse controlador são apresentadas no anexo B.

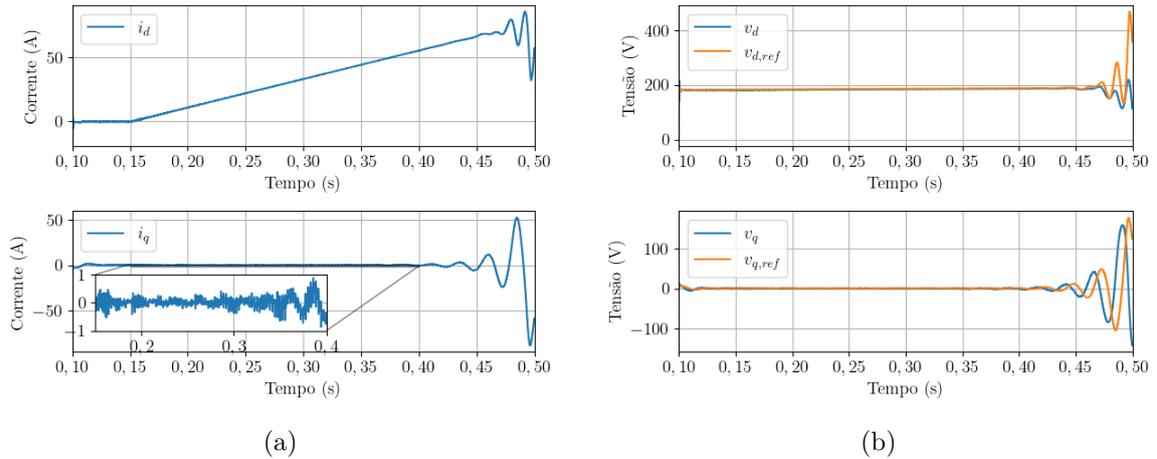


Figura 3.9 – Instabilidade devido aumento da corrente de eixo direto (potência ativa aumentando) no cascadeamento do controle auto-sincronizante com controle de da tensão do filtro LCL em cascata: correntes (a) e tensões (b) no RS.

Na Figura 3.9a, é possível perceber que o comportamento oscilatório surge quando a corrente de saída do conversor ultrapassa um valor de aproximadamente 50 A. Como o controle de tensão realizado por espaço de estados é linear, a variação da estabilidade só é possível devido a não linearidades no controle auto-sincronizante. Assim, fica demonstrado que há influência dos níveis de corrente sobre a estabilidade do CCAS.

No modelo linearizado, a mudança na amplitude da corrente de eixo direto altera a posição dos autovalores. Essa característica é explicitada pelo bloco na posição (2,2) da matriz \mathbf{A}_{ss} :

$$\mathbf{A}_{ss}(2,2) = -K_{RC} \mathbf{s}_2 \mathbf{R}^\phi(\bar{\phi}_c) \bar{\mathbf{i}}_{dq}^g. \quad (3.33)$$

Esse coeficiente, apresenta mesma polaridade que a corrente de saída do conversor, assim para valores positivos de corrente na diagonal principal. Esse coeficiente representa um autovalor no semiplano direito que é compensado pelas realimentações. A matriz $\mathbf{R}^\phi(\bar{\phi}_c)$ faz com que uma componente da corrente de eixo direto apareça em quadratura quando ocorre variação na fase do conversor. Essa componente atua no sentido contrário ao da sincronização e, quando a corrente de eixo direto é suficientemente grande, pode levar o conversor a instabilidade. Quando não é considerado fluxo de potência no conversor a corrente $\bar{\mathbf{i}}_{dq}^g$ é nula e essa componente não aparece.

Os termos da segunda coluna da matriz \mathbf{A}_{ss} ocorrem devido à interferência da variação angular nas variáveis de entrada e saída do conversor. Esse comportamento é o equivalente, no CCAS, do efeito que acontece no PLL como em [67] e se repete no comportamento dessa sincronização. Entretanto, dos comportamentos devido à segunda linha, o termo em $\mathbf{A}_{ss}(2,2)$ é o mais impactante quanto às dinâmicas de sincronização.

As oscilações crescentes nas correntes e nas tensões, figuras 3.9a e 3.9b, são causadas por um controle de tensão do conversor com resposta limitada. A limitação da resposta faz com que a resposta a uma determinada ação de controle seja atrasada e isso pode levar a instabilidade.

As discussões sobre a influência da posição dos autovalores no plano complexo com relação a variação do fluxo de potência e dos ganhos foram desenvolvidas devido à possibilidade de variações no comportamento do conversor de acordo com a variação da corrente de eixo direto. Para as seções que se seguem, são exploradas para variações nos ganhos proporcionais K_{AC} , K_{RC} e K_{AQ} as variações dos lugares das raízes no plano complexo.

A resposta dinâmica do sistema de sincronização depende principalmente das três realimentações:

1. Realimentação da componente de eixo direto da corrente de saída na tensão de eixo direto do conversor: controlador PI.
2. Realimentação da componente de eixo em quadratura da corrente de saída na tensão de eixo em quadratura do conversor: controlador PI.
3. Realimentação proporcional à corrente de eixo em quadratura: ganho K_{AQ} .
4. Constante de tempo do controlador PI da corrente de eixo direto do conversor.
5. Constante de tempo do controlador PI da corrente de eixo em quadratura do conversor.

A realimentação da corrente do conversor para a tensão em quadratura apresenta valores diferentes de zero apenas nos transitórios. Em regime permanente, o valor dessa corrente é dominado pelo comportamento da frequência, cujo controlador PI garante o erro nulo.

As figuras que se seguem analisam a posição dos autovalores nas variações dos ganhos K_{AC} e K_{RC} e realimentação proporcional K_{AQ} . Nessas figuras, a barra lateral associa a cor a um valor de constante: cores mais claras representam valores menores das constantes, e as cores mais escuras valores mais altos.

3.6.1 Análise do lugar das raízes para variações nos ganho proporcional K_{AC} .

A variação do ganho K_{AC} aumenta a negatividade dos autovalores em baixa frequência relacionados com o comportamento da corrente direta, como nas figuras 3.10a e 3.10b. Também ocorrem variações em autovalores em mais alta frequência. Alguns desses

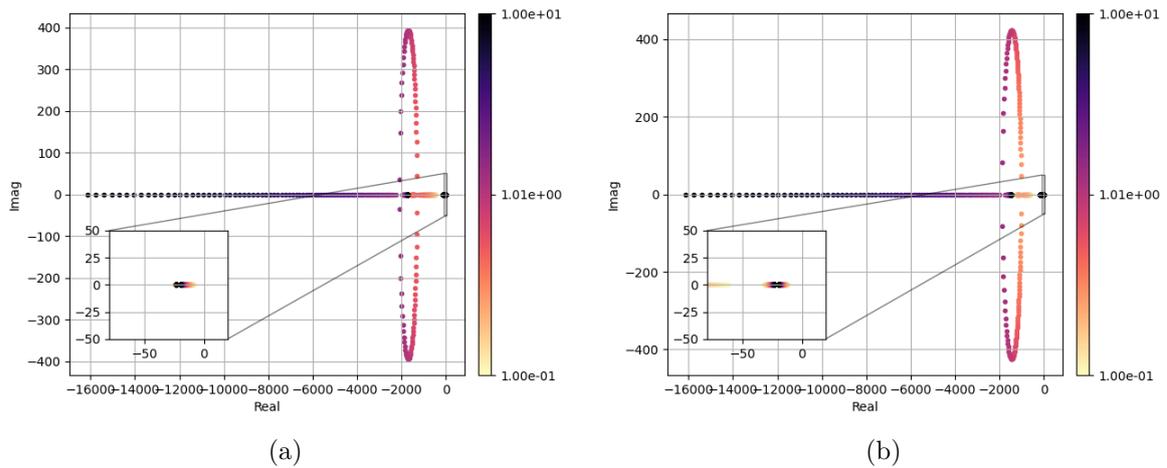


Figura 3.10 – Variação dos ganhos proporcional da corrente direta, K_{AC} , no sistema de sincronismo: potência ativa igual a -30kW (a) e 30kW (b) não apresenta impacto significativo na trajetória dos autovalores.

autovalores não dominantes apresentam partes imaginárias, entretanto o amortecimento ainda é grande. A variação da potência ativa não provoca mudanças muito importantes no caminhos formados pela variação do ganho K_{AC} .

3.6.2 Análise do lugar das raízes para variações nos ganho proporcional K_{RC} .

O ganho K_{RC} influencia os autovalores associados com a sincronização próximos a origem. Valores mais baixos de K_{RC} fazem com que esse sistema tenha autovalores dominantes complexos com baixo amortecimento. Durante transitórios, isso pode se refletir numa oscilação cujo tempo de acomodação é maior. Para valores maiores de K_{RC} , dois autovalores complexos conjugados surgem e se afastam do eixo real, como nas figuras, 3.11a e 3.11b. Quando a injeção de potência está em torno de 30 kW, na figura 3.11b, os autovalores complexos se afastam do eixo real e se aproximam do eixo imaginário, tendo uma tendência a se instabilizar. Quando a potência absorvida da rede atinge valores próximos de -30 kW, os autovalores também diminuem o amortecimento, mas os autovalores se afastam do eixo imaginário. Nesse caso, a perda de amortecimento é menos drástica.

3.6.3 Análise do lugar das raízes para variações nos ganho proporcional K_{AQ} .

Baixos valores de K_{AQ} fazem com que alguns autovalores se aproximem do eixo imaginário. O aumento desse ganho eleva o amortecimento desses autovalores, e afasta os polos em alta frequência do eixo imaginário. A introdução do ganho K_{AQ} acelera a resposta da corrente em quadratura e diminui a amplitude das oscilações na corrente oriundas de transitórios na tensão da rede, como na Figura 3.13. A frequência de operação do conversor é calculada utilizando medidas de corrente e os mesmos efeitos de aumento do amortecimento observados na corrente podem ser notados nela. A Figura 3.13 mostra

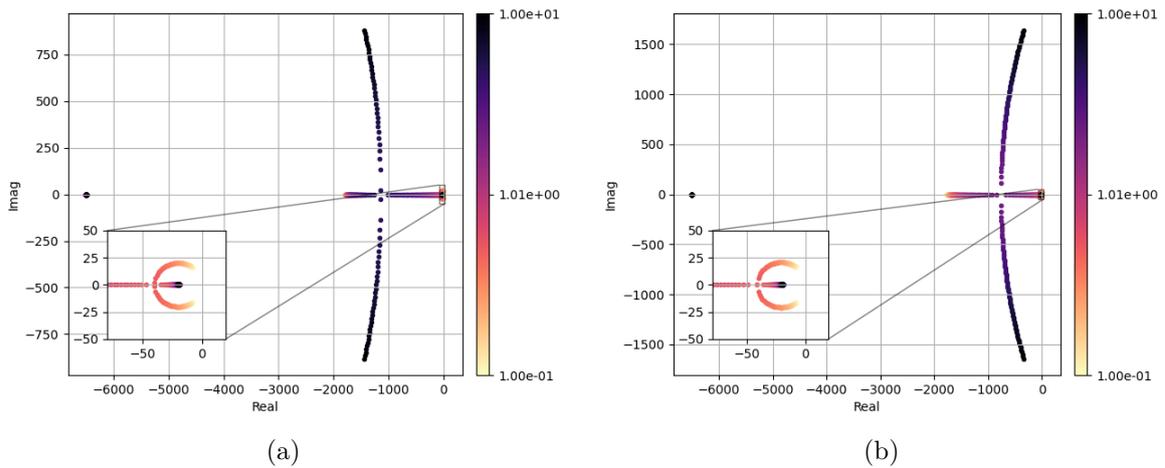


Figura 3.11 – Variação do ganho proporcional da corrente em quadratura, K_{RC} : potência ativa igual a -30 kW (a) e 30 kW (b) mostra variação na trajetória dos autovalores no plano complexo.

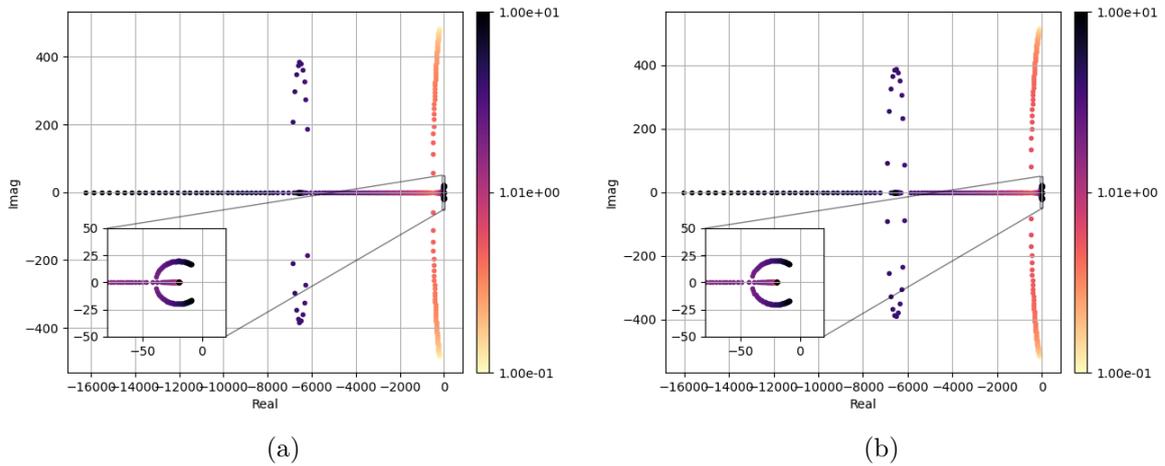


Figura 3.12 – Variação de K_{AQ} de 0.1 a 10: a potência ativa igual a 0 (a) e 30kW (b) não afeta significativamente a trajetório dos autovalores no plano complexo.

esses comportamentos na correntes em quadratura e na estimativa de frequência para diferentes ganhos de K_{AQ} , que podem ser vistos nas legendas de cada gráfico.

Os autovalores dominantes perdem amortecimento quando K_{AQ} se aproxima de 10, como nas ampliações nas figuras 3.12a e 3.12b. A perda de amortecimento ocorre devido ao ganho K_{RC} não ser o suficiente para manter os polos reais. Assim, há uma faixa em que os autovalores têm amortecimento alto, mas para valores muito baixos ou muito altos de K_{AQ} autovalores assumem valores complexos e ocorrem oscilações no sistema.

3.6.4 Análise do lugar das raízes para variações na constante de tempo T_{AC} .

Nas Figuras 3.14a e 3.14b, a mudança da constante de tempo T_{AC} provoca alterações modestas na posição dos autovalores em baixa frequência. A variação de potência também tem um impacto reduzido nessa malha de potência, mas pode-se observar

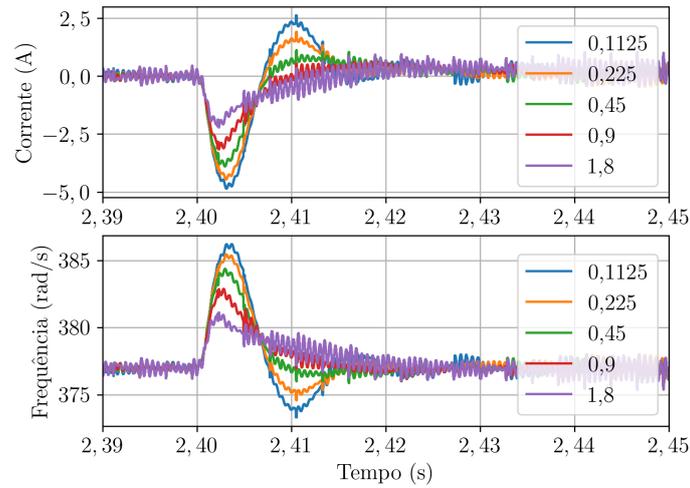


Figura 3.13 – O aumento do ganho K_{AQ} aumenta o amortecimento dos transitórios na frequência e na corrente.

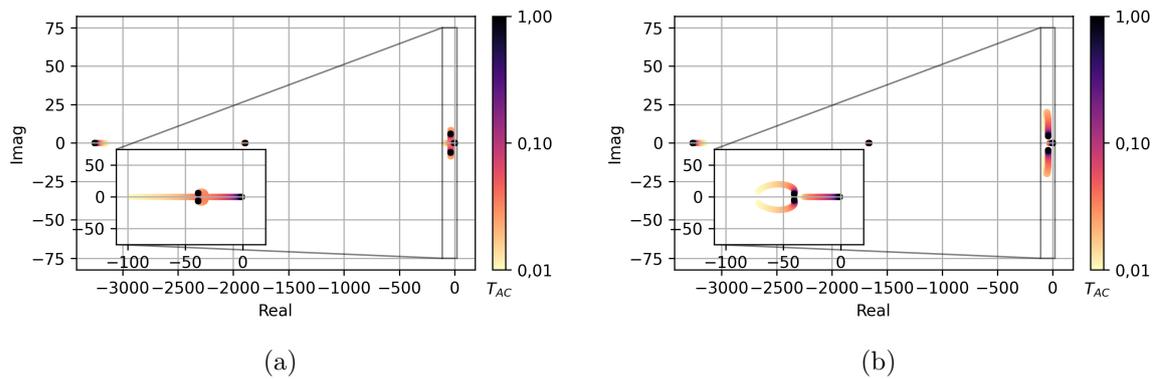


Figura 3.14 – Variação das constantes de tempo T_{AC} de 0.01 a 1 com potência ativa igual -30kW (a) e 30kW (b).

o aumento de um círculo descrito pelo lugar das raízes, indicando uma diminuição do amortecimento.

3.6.5 Análise do lugar das raízes para variações na constante de tempo T_{RC} .

Nas Figuras 3.15a e 3.15b, a mudança da constante de tempo T_{RC} apresenta mudanças mais impactantes no lugar das raízes. A diminuição dessa constante faz com que o ganho proporcional se torne menos significativo, levando o sistema para uma posição subamortecida. Portanto, o projeto do sistema de controle deve considerar a escolha da constante de tempo ao projetar o ganho proporcional.

De maneira semelhante ao que foi visto com o ganho proporcional K_{RC} , o aumento da potência de -30 kW para 30 kW diminui o amortecimento do sistema. Isso demonstra novamente que o projeto deve ser robusto para acomodar as variações de potência ativa.

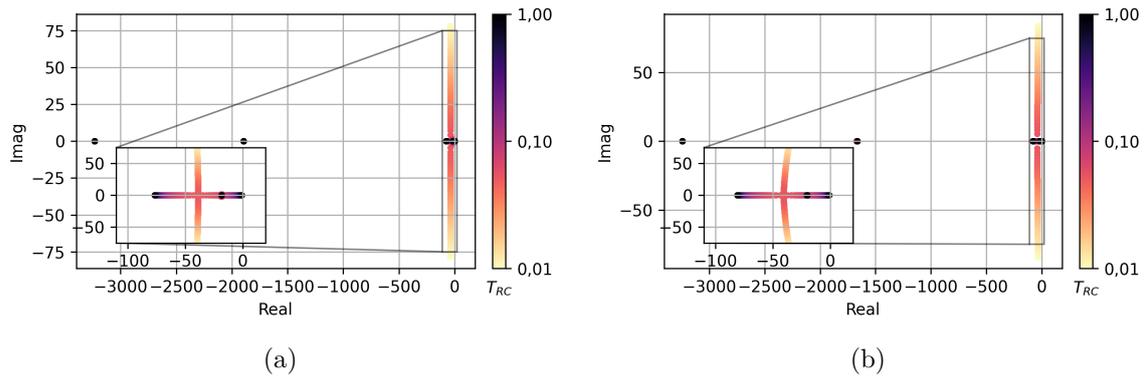


Figura 3.15 – Variação das constantes de tempo T_{RC} de 0.01 a 1 com potência ativa igual -30kW (a) e 30kW (b).

A variação das constantes de tempo apresenta mudanças mais significativas em relação às dinâmicas de frequências mais baixas. O efeito de variar as constantes de tempo é a mudança de posição de um dos zeros do controlador em baixa frequência. Assim, maiores mudanças podem ocorrer se os ganhos proporcionais se tornam muito subdimensionados para uma determinada escolha de constante de tempo, resultando em baixo amortecimento.

As situações com baixo amortecimento podem ser um problema. Na construção do modelo da sincronização foi assumido, para redução de complexidade, que a tensão $\mathbf{v}_{dq,i}$ é ideal. Isso não se reflete em sistemas chaveados, dado que há um atraso do PWM, além de dinâmicas do filtro LCL. Esses efeitos podem ser introduzidos tanto em representações contínuas ou discretas de espaço de estados. No entanto, em estudos iniciais aspectos relativos à comportamentos em alta-frequência foram desprezados, deixando essa abordagem para trabalhos futuros.

Como consequência de atrasos devido à não-idealidades na tensão do conversor, sistemas que idealmente seriam pouco amortecidos podem sofrer diminuição da margem de fase e se tornar instáveis. Uma não-idealidade da fonte de tensão pode ajudar a provocar as oscilações vistas nas figuras 3.9a e 3.9b.

3.6.6 Variação dos ganhos proporcionais K_{AC} , K_{RC} e K_{AQ} em simulações temporais dos modelos linearizados.

A variação das constantes de tempo dos controladores PI é importante para determinar os tempos de acomodação do sistema. A definição dessas constantes é equivalente à alocação de zeros no semiplano esquerdo. O posicionamento destes no lugar das raízes afeta o comportamento do sistema, mas o impacto na estabilidade e desempenho é principalmente influenciado pelos ganhos proporcionais, como observado nas subseções passadas. Técnicas derivadas do lugar das raízes se baseiam nessa ideia, e a análise dos

ganhos proporcionais permite compreensão das características dos controladores e das dinâmicas de sincronização.

Para alcançar um desempenho ótimo, o projeto de controladores utilizando otimização pode ser realizado expandindo o modelo para incorporar os efeitos dos filtros LCL e dos atrasos do PWM. No entanto, como um ponto de partida, esta subseção foca na análise das variações dos ganhos e seus efeitos nas dinâmicas de controle e sincronização.

Dado que o sistema em questão é Múltiplas Entradas Múltiplas Saídas - Multiple Inputs Multiple Outputs (MIMO), alterações em cada uma das entradas pode ter impacto em todas as saídas. Com o intuito de explorar as relações entre controle de variáveis e sincronização, o estudo se concentra na análise de variações após uma mudança na frequência. Portanto, as Figuras 3.16a, 3.16b e 3.16c ilustram o desempenho do sistema frente a uma variação de 1 Hz na frequência da rede, investigando as alterações em K_{AC} , K_{RC} e K_{AQ} , respectivamente. Os valores constantes foram mantidos conforme especificados na Tabela 3.1, com K_{AQ} fixo em 2.

Na Figura 3.16a, o aumento de K_{AC} tem um impacto predominante nas dinâmicas da corrente de eixo direto. Valores mais altos levam a um tempo de estabilização mais curto. A corrente em quadratura também é afetada devido ao acoplamento, porém a frequência, que é primariamente controlada pelo controlador composto por K_{RC} e o tempo T_{RC} , é menos sensível às oscilações na corrente. Conseqüentemente, o tempo de estabilização da frequência não sofre um impacto significativo.

Devido à distribuição dos polos no lugar das raízes, o tempo máximo de estabilização é principalmente determinado pela escolha de T_{AC} , como será discutido na seção dedicada ao projeto dos reguladores.

Na Figura 3.16b, para valores baixos de K_{RC} , tanto as dinâmicas de frequência quanto as de corrente mostram um amortecimento reduzido, como ilustrado. Isso indica que variações no ganho levam a uma sincronização mais lenta e pouco amortecida. Aumentar esse ganho resulta em tempos de estabilização mais curtos, embora essa melhoria seja limitada pela escolha de T_{RC} .

Na Figura 3.16c, o aumento do ganho K_{AQ} resulta no amortecimento dos autovalores próximos à frequência da rede. Esse efeito é particularmente evidenciado pelas oscilações em mais alta frequência. No entanto, para ganhos maiores que 1, o amortecimento dos autovalores em frequências mais baixas começa a reduzir. Isso leva a um aumento na sobrelevação tanto para a corrente em quadratura do conversor quanto para a frequência, quando comparando os casos com K_{AQ} iguais a 1 e 4. Essas observações também são refletidas na Tabela 3.2.

A Tabela 3.2 apresenta os tempos de acomodação, indicados como $T_a(\cdot)$, e as

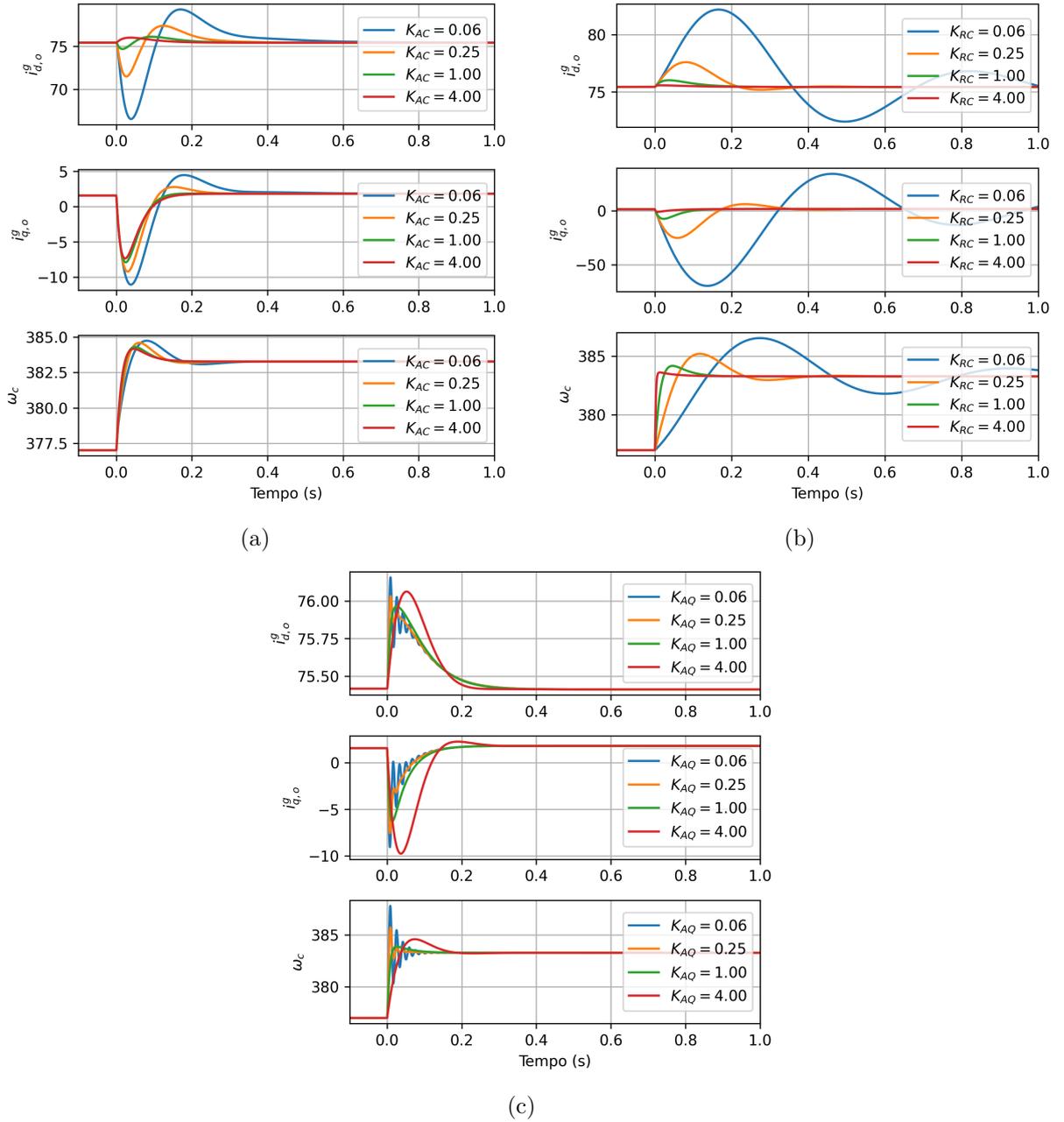


Figura 3.16 – Simulações temporais do modelo linearizado no para variação de K_{AC} (a), K_{RC} (b) e K_{AQ} (c).

sobrelevações, denotadas por $O_s(\cdot)$. Os valores de sobrelevação para as correntes de saída são definidos em relação ao regime permanente após uma mudança no sistema. Dessa forma, a sobrelevação das correntes representa a variação máxima do sinal após uma mudança degrau na frequência da rede no instante $t = 0$:

$$O_s(i_{d,o}^c) = \max\left\{\left|i_{d,o}^g(t) - \lim_{t \rightarrow \infty} i_{d,o}^c(t)\right| : 0 < t \leq \infty\right\} \quad (3.34)$$

e o tempo de acomodação é definido pelo tempo que demora para o transitório da corrente voltar para menos de 2% a máxima variação $O_s(i_{d,o}^c)$:

$$T_a(i_{d,o}^c) = \max\{t : |i_{d,o}^c| \geq O_s(i_{d,o}^c)e^{-4}\} \quad (3.35)$$

sendo o mesmo válido para a corrente em quadratura. Na frequência a referência é imposta pela rede, a sobre-elevação do sinal é definida como o máximo valor ultrapassado a referência:

$$O_s(\omega_c) = \max\{(\omega_c(t) - \omega_g(t)) : 0 < t \leq \infty\} \quad (3.36)$$

e o tempo de acomodação é o tempo que demora para o sinal se aproximar 98% do valor final:

$$T_a(\omega_c) = \max\{t : \omega_c(t) \geq (1 - e^{-4})\omega_g(+\delta t)\} \quad (3.37)$$

em que δt é um instante após a ocorrência do degrau na frequência. Esses dados são agrupados também na Figura 3.17 que possibilita uma interpretação gráfica dos dados.

Tabela 3.2 – Tempos de acomodação e valores de sobre-elevação do sinal para os gráficos obtidos nas figuras 3.16a, 3.16b e 3.16c.

K_{AC} [V/A]	K_{RC} [rad/(sA)]	K_{AQ} [V/A]	$T_a(i_{d,o}^c)$ [s]	$T_a(i_{q,o}^c)$ [s]	$T_a(\omega_c)$ [s]	$O_s(i_{d,o}^c)$ [A]	$O_s(i_{q,o}^c)$ [A]	$O_s(\omega_c)$ [rad/s]
0,06	1	2	0,57	0,39	0,17	8,84	12,88	1,47
0,25	1	2	0,38	0,24	0,13	3,91	11,03	1,33
1	1	2	0,36	0,14	0,13	0,73	9,70	1,03
4	1	2	0,29	0,17	0,13	0,59	9,17	0,89
4	0,06	2	1,85	1,86	1,69	6,79	70,91	3,29
4	0,25	2	0,47	0,46	0,23	2,18	26,87	1,92
4	1	2	0,29	0,17	0,13	0,59	9,17	0,89
4	4	2	0,31	0,19	0,06	0,14	2,80	0,33
4	1	0,06	0,29	0,17	0,09	0,74	10,87	4,53
4	1	0,25	0,30	0,18	0,05	0,62	9,38	2,46
4	1	1	0,30	0,19	0,10	0,55	8,08	0,61
4	1	4	0,23	0,24	0,17	0,65	11,58	1,32

A Figura 3.17 indica que o ganho proporcional mais impactante para os tempos de acomodação é o K_{RC} . Aumentar esse ganho resulta em tempos de estabilização mais curtos (pelo menos na faixa analisada). Isso pode ser atribuído ao fato de que as correntes, quando rastreando uma referência em referencial síncrono, não se estabilizam completamente até que o transiente de sincronização desse referencial tenha terminado.

O aumento do ganho K_{AC} também contribui para a redução dos tempos de acomodação, uma vez que as correntes acopladas apresentam contribuições dos transientes entre as malhas.

O ganho K_{RC} aumenta o amortecimento dos autovalores não-dominantes próximos à frequência da rede, como ilustrado nas figuras 3.12a e 3.12b. Isso melhora a estabilidade do sistema, uma vez que esses autovalores ficam mais distantes do eixo imaginário, reduzindo a probabilidade de dominar a resposta e eventualmente causar instabilidades, algo que é comum em redes que contêm conversores [93]. Entretanto, o aumento desse ga-

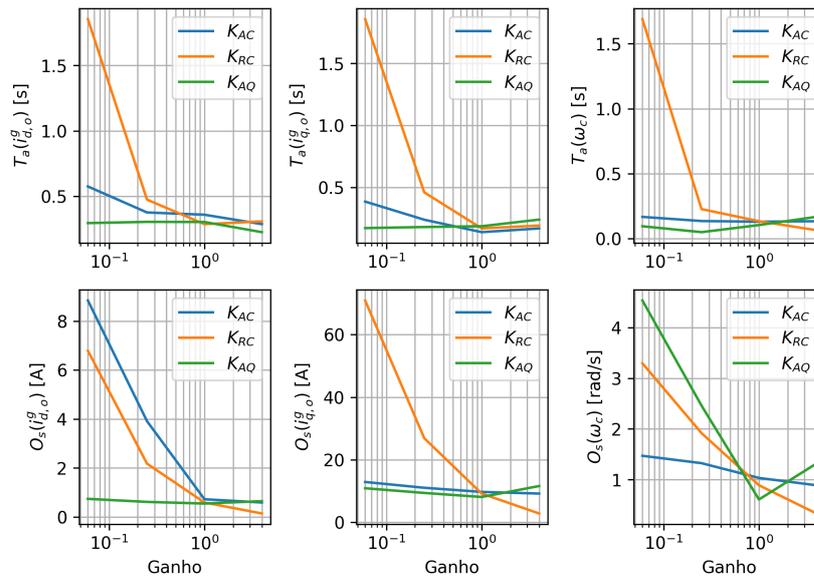


Figura 3.17 – Variação dos índices de desempenho de sobre-elevação e tempo de acomodação para as correntes de eixo direto e quadratura e frequência do conversor.

no não exerce um impacto significativo nos tempos de estabilização, que são governados pelos autovalores mais próximos do eixo imaginário.

As sobrelevações refletem as contribuições dos diferentes ganhos. Os ganhos K_{AC} e K_{RC} têm um papel importante na redução das sobrelevações na corrente de eixo direto do conversor. Por outro lado, a sobrelevação na corrente de eixo em quadratura é principalmente influenciada pelo ganho K_{RC} .

Quanto às sobrelevações na frequência, elas são melhoradas pelo aumento do ganho K_{AQ} . No entanto, existe um valor ótimo para esse ganho, uma vez que valores muito altos diminuem o amortecimento dos autovalores em baixas frequências, resultando em aumento das sobrelevações.

O projeto dos reguladores na próxima seção é fundamentado nas análises realizadas nesta seção, especialmente no que diz respeito à variação da potência ativa na saída do conversor. As análises indicam a viabilidade de operação dentro de faixas de potência entre -30 a 30 kW.

Além disso, os tempos de estabilização e as oscilações evidenciam uma relação dos amortecimentos de polos em baixa frequência e a localização dos autovalores dominantes no plano complexo. Isso pode simplificar o processo de projeto do conversor, uma vez que tais fatores podem ser utilizados para ajustar o desempenho do sistema.

3.7 Projeto dos reguladores do CCAS

O projeto pode ser simplificado utilizando-se as seguintes procedimentos:

1. Desconsiderar o valor de regime permanente da corrente de saída: exclui a influência sobre às posições dos autovalores e evita a diferença de fase entre conversor e a rede.
2. Desconsiderar o acoplamento entre as correntes de eixo direto e quadratura.
3. Manter a consideração de que a tensão $\mathbf{v}_{dq,i}^g$ pode ser definida instantaneamente.

Essas considerações levam a imprecisões. No entanto, se os autovalores são escolhidos com amortecimento alto, margens de ganho e fase podem permitir um sistema estável. Considerando isso, as escolhas nessa seção tem como objetivo sistemas criticamente amortecidos.

A segunda consideração permite o projeto isolado da realimentação das correntes de eixo direto e quadratura. A terceira consideração foi utilizada para os modelos desenvolvidos até o momento.

3.7.1 Projeto do controle da corrente de eixo direto

Desconsiderando o acoplamento entre as correntes de eixo direto e quadratura², a função de transferência da corrente de eixo direto em relação a tensão do conversor no mesmo eixo:

$$H_d(s) = \frac{i_{d,o}(s)}{v_{d,i}(s)} = \frac{1}{L_{eq}s + R_{eq}} \quad (3.38)$$

Essa planta tem um polo na posição $p_{H_d,ma} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}}$. A função de transferência do controlador proporcional-integral é:

$$C_d(s) = K_{AC} \frac{T_{RC}s + 1}{T_{RC}s} \quad (3.39)$$

Esse controlador tem um zero em malha aberta, $z_{C_d,ma} = -\frac{1}{T_{RC}}$, e um polo, $p_{C_d,ma} = 0$. A malha fechada de $C_d(s)$ e $H_d(s)$ gera a função de transferência $G_d(s)$:

² O desacoplamento entre os eixos resulta em uma tensão em quadratura do conversor em regime permanente, devido à presença da corrente de eixo direto do conversor. Esse fenômeno causa um desvio no vetor de tensão do conversor, que é utilizado como referência angular para o referencial do conversor, onde as dinâmicas de sincronismo são referenciadas. Devido a essa razão, a introdução de compensação dos acoplamentos foi descartada durante o desenvolvimento deste trabalho.

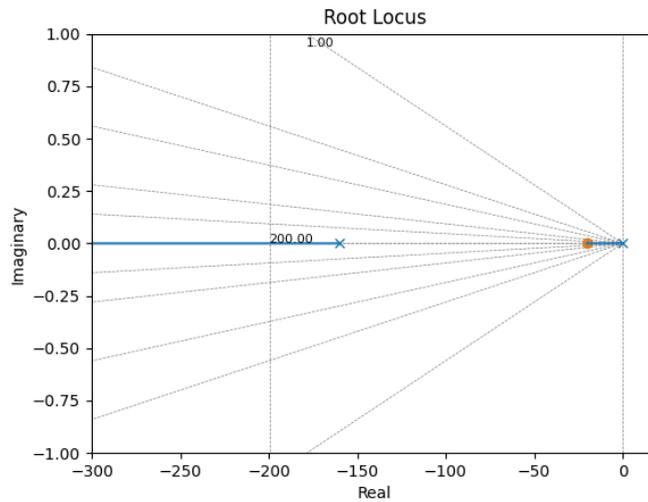


Figura 3.18 – Lugar das raízes da realimentação da corrente do eixo direto.

$$G_d(s) = \frac{C_d(s)H_d(s)}{1 + C_d(s)H_d(s)} \quad (3.40)$$

O lugar das raízes na Figura 3.18 mostra o deslocamento dos autovalores, mostrando que o ganho K_{AC} varia a posição de um autovalor dominante. Este se desloca entre a origem e o polo do controlador em $-1/T_{AC}$. Esse comportamento permite aproximações para derivar equações simples os ganhos dos controladores. Para aproximar os polos de (3.40) o zero pode ser escolhido numa posição específica. De acordo com a escolha, o lugar das raízes do polinômio em s pode ter três configurações diferentes:

1. $z_{Cd,ma} = \frac{1}{T_{RC}} < \frac{R_{eq}}{L_{eq}}$ - Zero menos negativo que o polo do indutor.
2. $z_{Cd,ma} = \frac{1}{T_{RC}} = \frac{R_{eq}}{L_{eq}}$ - Cancelamento do polo do indutor com o zero do controlador.
3. $z_{Cd,ma} = \frac{1}{T_{RC}} > \frac{R_{eq}}{L_{eq}}$ - O zero do controlador mais negativo que o polo do indutor.

Aqui apenas a primeira situação será considerada. A princípio não há problemas nos outros dois casos, exceto que o projeto deve variar um pouco. No entanto, um controle da corrente de eixo direto mais lento significa que as variações na amplitude serão mais lentas que a sincronização.

O lugar das raízes tem a aparência da Figura 3.18. Considerando que o comportamento dinâmico da corrente é mais rápido que a do PI, o polo em malha fechada que domina a resposta do sistema é aproximadamente a solução da equação:

$$1 + C_d(s)H_d(s) \approx 1 + K_{AC} \frac{T_{AC}s + 1}{R_{eq}T_{AC}s} = 0 \quad (3.41)$$

E o polo dominante pode ser aproximado por:

$$p_{d,mf} \approx -\frac{K_{AC}}{(R_{eq} + K_{AC})T_{AC}} \quad (3.42)$$

Se o interesse é fazer com que o polo se aproxime de uma fração δ do zero do controlador:

$$p_{d,mf} \approx -\frac{\delta}{T_{RC}} \quad (3.43)$$

O ganho K_{AC} pode ser aproximado por:

$$K_{AC} \approx \frac{R_{eq}}{1 - \delta} \quad (3.44)$$

O controlador da corrente de eixo direto pode ser projetado através das equações (3.43) e (3.44).

3.7.2 Projeto do controle da corrente de eixo em quadratura e sincronização

A função de transferência da fase do conversor para a corrente em quadratura considera as aproximações de $\phi_c \approx 0$ e $\sin(\phi_c) \approx \phi_c$.

Essa função de transferência é dada por:

$$H_q(s) = \frac{i_{q,o}(s)}{\phi_c(s)} = \frac{\bar{v}_{d,i}}{L_{eq}s + R_{eq} + K_{AQ}} \quad (3.45)$$

A introdução do termo com K_{AQ} permite uma convergência mais rápida da corrente por aumentar a negatividade do polo em malha aberta: $p_{Cq,ma} = -\frac{R_{eq} + K_{AQ}}{L_{eq}}$. A constante K_{AQ} exerce três funções:

- Faz a resposta dinâmica mais rápida de variações de fase para a corrente.
- Contribui para manter a corrente $i_{q,o}$ em valores menores.
- Melhora a estabilidade da sincronização.

Considerando isso, uma escolha do polo em malha aberta superior a um valor N_{gtr} vezes o polo desejado em malha fechada pode simplificar o projeto do controle. Assim, projeta-se polos dominantes em malha fechada com amortecimento crítico e, portanto, iguais a $p_{q,mf}$. É recomendado para um desacoplamento $N_{gtr} > 10$.

$$K_{AQ} = -L_{eq}N_{gtr}p_{q,mf} - R_{eq} \quad (3.46)$$

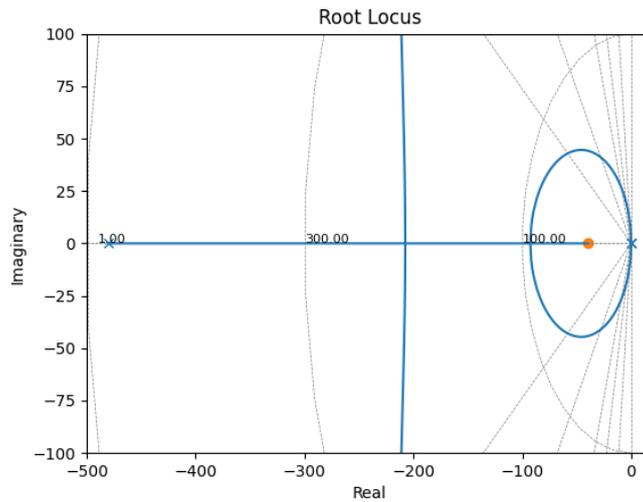


Figura 3.19 – Lugar das raízes para variações do ganho K_{RC} .

O controlador PI, utilizado para ajustar a referência de frequência do conversor, tem a função de transferência:

$$C_q(s) = K_{RC} \frac{T_{RC}s + 1}{T_{RC}s} \quad (3.47)$$

Esse controlador tem um zero em $z_{Cq,ma} = -\frac{1}{T_{RC}}$ e um polo na origem, $p_{Cq,ma} = 0$. Considerando que a frequência é integrada para a obtenção da fase, a função de transferência em malha fechada do sistema é dada por:

$$G_q(s) = \frac{\frac{C_q(s)H(s)}{s}}{1 + \frac{C_q(s)H(s)}{s}} \quad (3.48)$$

As posições dos autovalores em relação à variação do ganho K_{RC} devem apresentar configurações semelhantes ao lugar das raízes da Figura 3.19. Assim, se o zero do controlador $z_{Cd,ma}$ é, ao menos, 10 vezes mais lento que o polo de malha aberta da planta $p_{Cq,ma}$, a posição dos polos em malha aberta podem ser aproximados pela solução da equação:

$$1 + \frac{C_q(s)H(s)}{s} \approx 1 + \alpha_H \frac{T_{RC}s + 1}{T_{RC}s^2} \quad (3.49)$$

Em que $\alpha_H = \frac{K_{RC}\bar{v}_{d,i}}{R_{eq} + K_{ad}}$ dá a corrente em regime permanente para uma variação de ϕ_c . Para obter um tempo de estabilização que seja o mais rápido para uma determinada constante de tempo, os polos de (3.49) devem ser criticamente amortecidos.

Nessa situação, os polos dominantes em malha fechada são iguais a:

$$p_{q,mf} = -\frac{2}{T_{RC}} \quad (3.50)$$

E o ganho será igual a:

$$K_{RC} = \frac{4(R_{eq} + K_{AQ})}{\bar{v}_{d,i}T_{RC}} \quad (3.51)$$

O controlador do sistema de sincronização pode ser projetado através da escolha de uma atenuação da corrente em quadratura que permita uma banda de passagem alta. Isso pode ser realizado através de (3.46). O PI que determina a frequência de operação pode ser a sua constante de tempo, obtida de (3.50), e o ganho proporcional obtido de (3.51).

3.7.3 Projeto dos controladores nas simulações.

Considere os parâmetros de indutância e resistência do indutor externo da tabela 3.1, e polos dominantes dos controladores em 40 rad/s na malha de corrente e 80 rad/s na malha de frequência do conversor.

As constantes proporcional e de tempo do controle de corrente podem ser determinadas com uma escolha de δ variando de entre 0 e 1. Idealmente valores mais próximos de 1 são melhores porque garantem ganhos K_{AC} um pouco maiores e tornam o acoplamento entre os eixos menos importante. Se o valor 0,8 é escolhido, através de (3.44) e (3.43) tem-se os valores de $K_{AC} = 0,5$ e $T_{RC} = 0,02$.

As constantes do CCAS se utilizam do valor obtido em (3.46). Considerando que o polo em alta frequência da malha aberta é projetado com um $N_{gtr} = 20$, e o polo em baixa frequência é 80 rad/s, o valor de K_{AQ} é igual a 0,9. Com esse afastamento em frequência, através de (3.50) e (3.51), as constantes proporcional e de tempo são calculadas como $T_{RC} = 0,025$ e $K_{RC} = 0,8888$.

Os valores das constantes dos controladores do CCAS são obtidas através das equações deduzidas anteriormente e estão agrupados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Valores e constantes de controladores do conversor do CCAS .

Nome	Variável	Valor
Propor. eixo direto	K_{AC}	1
Const. tempo eixo direto	T_{AC}	0,02
Const. amort. ativo quadratura	K_{AQ}	1,8
Propor. eixo quadratura	K_{RC}	1,777
Const. tempo eixo quadratura	T_{RC}	0,025

Os valores apresentados na Tabela 3.3 proporcionam um amortecimento das oscilações em baixa frequência quando aplicados em malha única. Nesta seção, para facilitar o projeto do controle, são adotadas diversas simplificações, incluindo a suposição de que a corrente é nula. Na subseqüente seção, será examinada a variação das dinâmicas do conversor resultante da influência das correntes de saída.

3.7.4 Variações nas dinâmicas do conversor devido às correntes de eixo direto e quadratura

As Figuras 3.20a e 3.20b ilustram os autovalores obtidos no projeto do conversor. Os marcadores azuis indicam as posições dos autovalores com corrente zero. A escala de cores mostrada na coluna à direita representa os valores das correntes que levam a uma determinada posição dos autovalores, mudando o ponto de operação da corrente de eixo direto e em quadratura do conversor. As variações nas correntes de eixo direto e quadratura afetam as dinâmicas do conversor e a posição dos autovalores no plano complexo.

Ao comparar as duas figuras, observa-se que o conversor é mais sensível a variações na corrente de eixo direto do que na corrente em quadratura. Embora haja variações em frequências mais altas, o aumento na corrente de eixo direto do conversor diminui o amortecimento dos autovalores complexos conjugados em baixa frequência, que são predominantes na resposta do conversor.

O aumento do amortecimento proporcionado por K_{AQ} permite a operação estável do conversor no intervalo de corrente de -111 a 111 A, o que equivale a uma operação com potência ativa de -30 a 30 kW ou potência reativa de -30 a 30 kVA.

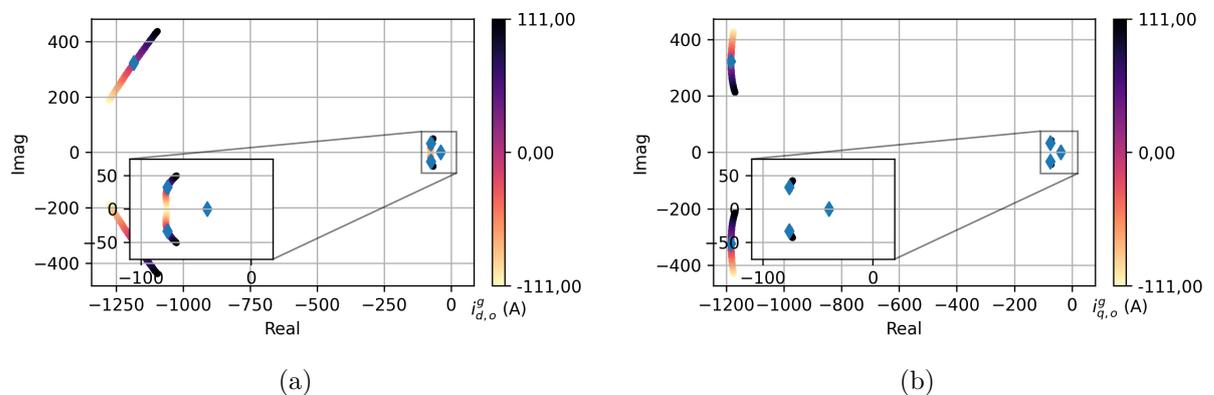


Figura 3.20 – Após o projeto do conversor, a dinâmica do conversor e a posição dos autovalores mudam conforme os pontos de operação de corrente de eixo direto (a) e em quadratura (b).

Uma vez que condições para a estabilidade do conversor são satisfeitas, problemas relativos ao fator de potência do conversor se tornam mais importantes. Nesse

contexto, uma rotação no RS do conversor devido a corrente do conversor provoca o surgimento de uma fase entre a corrente do conversor e a tensão da rede. Portanto, as compensações que são tratadas na próxima seção são importantes na operação do conversor.

3.8 Compensação de reativos do filtro LCL

Grande parte das aplicações procuram entregar corrente em fase com a tensão da rede para obter um fator de potência unitário. No entanto, esse controle apresenta o referencial síncrono orientado na tensão no conversor e as correntes são controladas em relação a esse referencial. Quando a potência ativa aumenta, o indutor do filtro, ou outros elementos da rede, fazem com que o referencial do conversor se adiante em relação à tensão da rede. Disso resulta a defasagem entre a tensão da rede e a corrente de saída do conversor, isto é, se apenas uma componente de eixo direto é comandada, ela terá a mesma fase do vetor de tensão $\mathbf{v}_{dq,i}^g$. Seguindo uma lógica semelhante a (3.5), considerando $\mathbf{v}_{dq,i}^c$ e $\mathbf{i}_{dq,o}^c$ com componentes apenas no eixo direto, a tensão da rede é:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{dq,g}^c &= \mathbf{v}_{dq,i}^c - R_{eq} \mathbf{i}_{dq,o}^c - \mathbf{J} \Omega_0 L_{eq} \mathbf{i}_{dq,o}^c \\ &= \begin{bmatrix} v_{d,i}^c - R_{eq} i_{d,o}^c \\ -\Omega_0 L_{eq} i_{q,o}^c \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.52)$$

Assim, se apenas uma corrente de eixo direto é comandada, há uma fase do conversor em relação à tensão da rede ϕ_c que causa diminuição do fator de potência.

$$\phi_c = -\arctan\left(\frac{-\Omega_0 L_{eq} i_{q,o}^c}{v_{d,i}^c - R_{eq} i_{d,o}^c}\right) \quad (3.53)$$

A solução para o efeito causado por essa defasagem é a introdução de uma referência de corrente em quadratura como função da referência da corrente direta, como ilustrado na Figura 3.21

$$i_{q,ref} = -\frac{i_{d,ref}^2 \Omega_0 L_{eq}}{\bar{v}_{d,i}^c} + i_{q,des} \quad (3.54)$$

em que $i_{q,des}$ é a componente em quadratura desejada da rede.

A introdução de uma componente da corrente em quadratura afeta o ângulo ϕ_c calculado em (3.53), mas não anula a rotação angular provocada. O objetivo dessa componente é fazer com que a corrente $\mathbf{i}_{dq,o}^g$ no ponto de conexão tenha aproximadamente a mesma fase da tensão $\mathbf{v}_{dq,g}^g$.

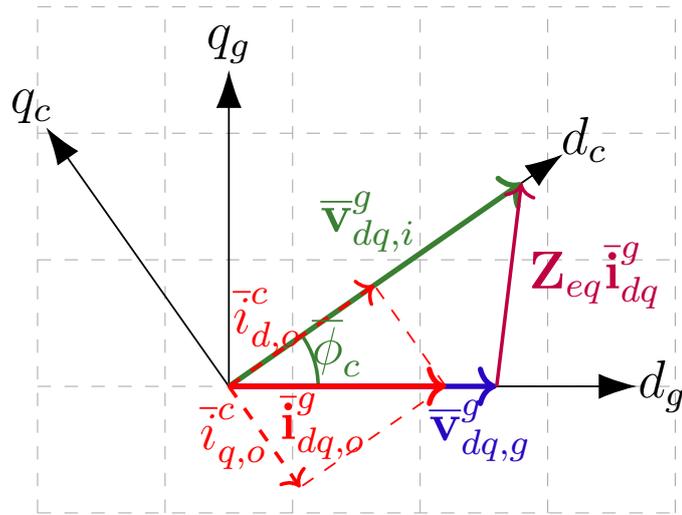


Figura 3.21 – Desvio angular causado por passagem de corrente através de uma impedância Z_{eq} .

Tabela 3.4 – Parâmetros da parte de potência e dos controladores do conversor.

Nome	Variável	Valor	Unidade
Resist. interno	R_{ci}	0,1	Ω
Indutor interno	L_{ci}	625	μH
Resist. externo	R_{co}	0,1	Ω
Indutor externo	L_{ci}	625	μH
Capacitor	C_c	30	μF
Resist. equivalente (sim. linear)	R_{eq}	0,2	Ω
Indutor equivalente (sim. linear)	L_{eq}	1250	μH
Propor. eixo tensão de eixo direto	K_{AC}	4	$V.A^{-1}$
Const. tempo tensão de eixo direto	T_{AC}	0,05	s
Propor. frequência	K_{RC}	1,77	$rad.s^{-1}.A^{-1}$
Const. tempo eixo frequência	T_{RC}	0,025	s
Propor. eixo tensão de eixo em quadratura	K_{AC}	1,8	$V.A^{-1}$
Frequência nominal	Ω_0	377	$rad.s^{-1}$
Frequência de chaveamento	f_{chav}	20e3	Hz
Tensão do barramento CC	V_{cc}	500	V

As comparações com os modelos lineares a serem realizadas nas próximas seções se utilizam dessa compensação de reativos.

3.9 Estratégias de simulação

As próximas seções mostram resultados de três estratégias distintas de simulação realizadas com os parâmetros da Tabela 3.4.

As seguintes estratégias de simulação foram utilizadas:

- (i) Modelos lineares.
- (ii) Simulações via software.
- (iii) Simulações com *Hardware-In-the-Loop* (HIL).

No item (i), a simulação é feita em Python usando a biblioteca `python-control`. Este tipo de simulação possui limitações devido à linearização em um ponto de operação específico. Contudo, modelos linearizados facilitam a utilização de ferramentas lineares, permitindo a investigação e criação de estratégias para sistemas mais intrincados.

No item (ii), a simulação via software permite introduzir não-linearidades associadas a transformações, chaveamentos, controles e outros efeitos derivados da discretização. O software PSIM, usado neste contexto, conta com uma funcionalidade de geração de código de controle, o que facilita a elaboração de códigos destinados a microcontroladores. Além disso, ele dispõe de blocos de código C, possibilitando um controle mais refinado do fluxo de código e a implementação de estratégias de controle diferenciadas. A representação esquemática pode ser observada na Figura 3.22.

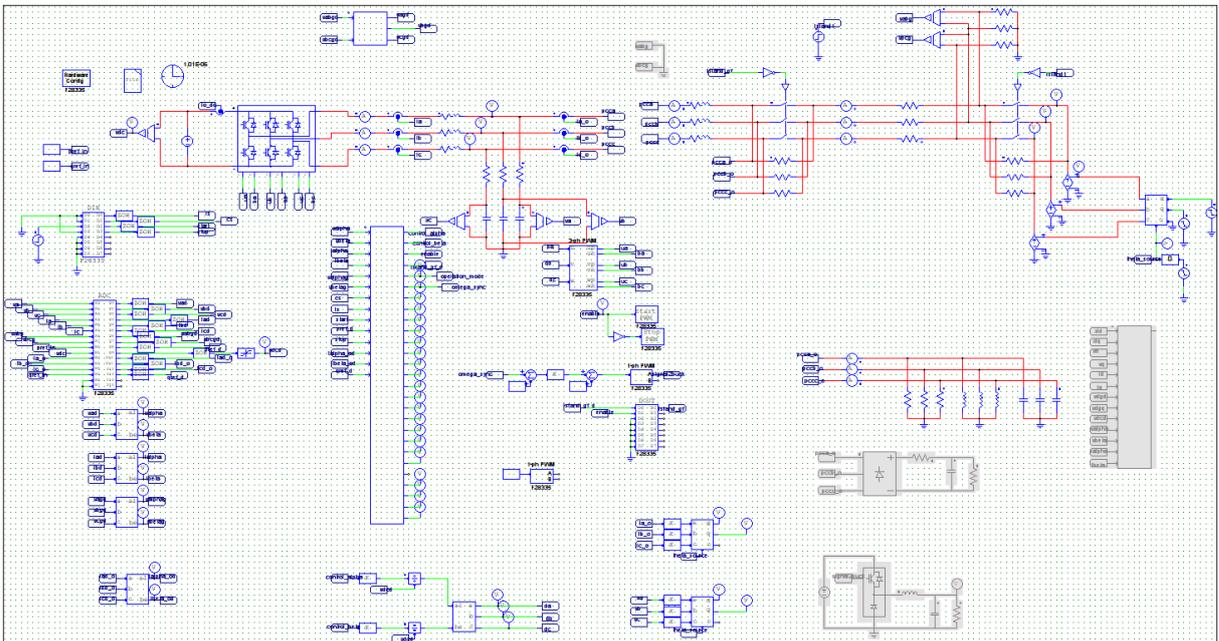


Figura 3.22 – Esquemático da simulação no PSIM.

A seção seguinte aborda um controle que utiliza uma estrutura de máquina de estados finitos codificada em C, permitindo o chaveamento entre diferentes modos de operação. Os códigos originados pelo PSIM são aplicados na simulação com o Typhoon-HIL.

Quanto à estratégia (iii), o Typhoon-HIL serve para desenvolver as simulações. Uma placa é usada para conectar o HIL a um microcontrolador TMS320F28335.

Neste microcontrolador, códigos provenientes do PSIM são carregados e controlam uma planta simulada no HIL, conforme ilustrado na Figura 3.23. Os dispositivos Typhoon HIL, TMS320F28335 e a placa μ grid interface estão exibidos na Figura 3.24.

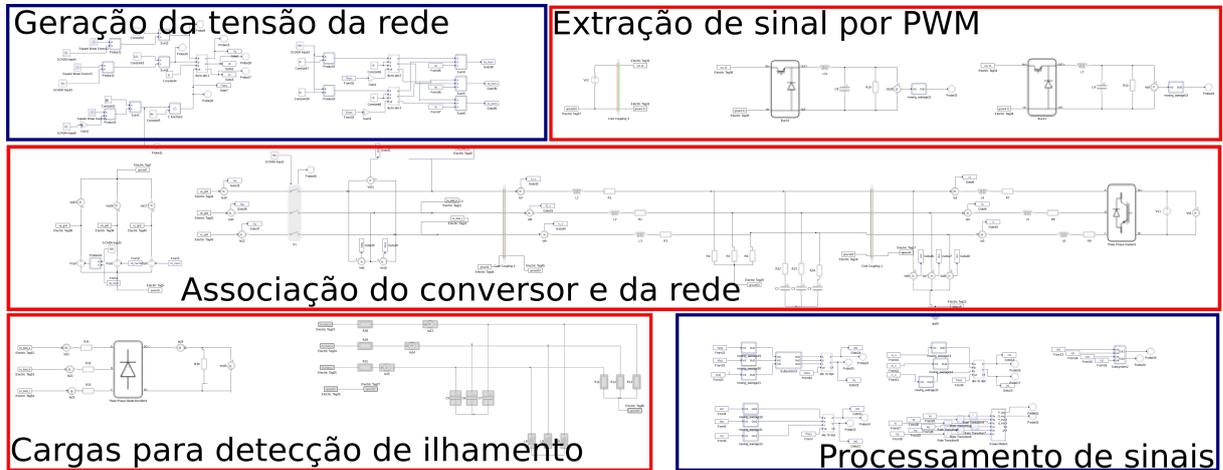


Figura 3.23 – Esquema da simulação no PSIM.

A parte de potência em vermelho na Figura 3.23, se divide em três componentes principais:

1. A associação do conversor com o filtro LCL e a rede. Chaves que possibilitam a desconexão do conversor com a rede também são adicionadas.
2. Cargas para realizar as simulações de detecção de ilhamento.
3. Conversores *buck* utilizados para extrair a modulante de sinais de PWM. Estes carregam sinais internos ao microcontrolador como ω_c , e outros sinais da detecção de ilhamento a ser abordada no próximo capítulo.

A parte de potência são é simulado nas unidades de Arranjo de Portas Lógicas Programáveis por Campo - Field-Programmable Gate Array (FPGA) presentes no Typhoon-HIL. Já o processamento de sinais, mostrado em azul, também é implementado, e se divide em duas partes:

1. Cálculo das tensões da rede: Simulando variações de amplitude, fase e frequência da tensão.
2. Processamento dos sinais: Conversão das medidas de fase para o RS comum e cálculos de potência ativa e reativa.

Diferentemente da parte de potência, o processamento de sinais é implementado nos núcleos ARM do Typhoon-HIL.



Figura 3.24 – Montagem para simulação com o HIL: Typhoon HIL 604, Typhoon μ grid DSP interface, e o TMS320F28335.

As simulações abordadas nas seções subsequentes e no Capítulo 4 fazem uso dos esquemas aqui introduzidos.

3.10 Simulação: Inicialização do conversor com pré-sincronização pela corrente do capacitor

Um momento importante da implementação de um controle é a sua inicialização, principalmente quando alguns estados do sistema são desconhecidos. Quando sensores de tensão não são utilizados no controle do conversor, a posição do vetor de tensão é desconhecida.

Inicializando o vetor de tensão do conversor, $\mathbf{v}_{abc,i}$, com uma posição diferente do vetor do ponto de acoplamento $\mathbf{v}_{abc,g}$, pode provocar derivadas de corrente altas devido uma diferença alta de tensão, como expresso em (3.8). Uma inicialização descuidada pode levar o conversor aos seus limites de operação em poucos milissegundos.

Para evitar transitórios grandes, nessa seção é proposta uma etapa de pré-sincronização. A corrente que passa pelo filtro LCL é utilizada para obter informação da posição do vetor de tensão. Alcançando sincronização, da tensão do conversor com a rede, antes de inicializar o controle.

Num conversor com filtro LCL, o capacitor conduz uma corrente quando conectado. Essa variável fornece uma indicação da posição angular do vetor de tensão.

Para uma frequência muito menor que a frequência de corte formada pelo sistema do filtro LC, a corrente $\mathbf{i}_{dq,o}^g$ será dada por:

$$\mathbf{i}_{dq,o}^g \approx -\mathbf{J}\omega_c C_c \mathbf{v}_{dq,g}^g = \begin{bmatrix} 0 \\ -\Omega_0 C_c \bar{v}_{d,g}^g \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Portanto, as correntes do conversor podem ser medidas e a componente de eixo direto minimizada no sentido de obter toda a componente no eixo em quadratura, no sentido negativo. Um PLL apenas com uma constante proporcional k_{id} aplicado sobre a corrente de eixo direto de saída pode sincronizar o eixo inicialmente:

$$\omega_c = \Omega_0 + k_{id}i_{d,o}^c \quad (3.56)$$

Após o tempo necessário para a sincronização desse PLL o controle auto-sincronizante pode ser inicializado.

Na Figura 3.25 é mostrada a inicialização do conversor. A inicialização ocorre em 3 etapas:

1. Antes do acionamento de qualquer sinal de PWM. Um PLL realizado conforme (3.56), com $k_{iq} = 80$, sincroniza o referencial síncrono do conversor. Na simulação do PSIM o vetor de tensão da rede inicia-se a 180 graus do RS do conversor. Devido a isso há um pico na referência de frequência do conversor durante a inicialização que ocorre a partir de $t = -0,1$ s.

Na Figura 3.26, é mostrado a corrente de saída, com componente principalmente em quadratura, que é utilizada para a sincronização inicial do RS. A referência de frequência do conversor em 3.25, na simulação no HIL apresenta um ruído alto devido a ruídos introduzidos pela amostragem, um PLL mais rebuscado pode ser utilizado para prover uma estimativa de frequência e posição angular mais filtrada. No entanto, na simulação no HIL o transitório inicial não existe. Isso se deve a uma escolha com o objetivo de depuração de erros na implementação do controle. A sincronização pelo PLL de corrente é mantida durante o estado ocioso do controlador para verificar se os eixos do conversor estão se alinhando com as medições de correntes de saída, e se estas estão dentro de valores esperados, assim como a frequência obtida por essa sincronização. Esses são dados importantes para observar se o conversor se sincronizou e se os valores da rede se encontram dentro de limites nominais. Cuidados que são necessários antes de iniciar o chaveamento do conversor.

2. Em 0 s o PWM é inicializado. Nesse estágio as referências para as componentes de eixo direto e quadratura da corrente de saída são mantidas iguais a zero. Após um período de transitório as correntes de saída se mantêm em torno de zero. Os vetores de tensão da rede e do conversor se encontram próximos no momento da conexão. Os ruídos observados decrescem devido a diminuição da constante proporcional que determina a referência de frequência do conversor. Quando operando com o PLL de

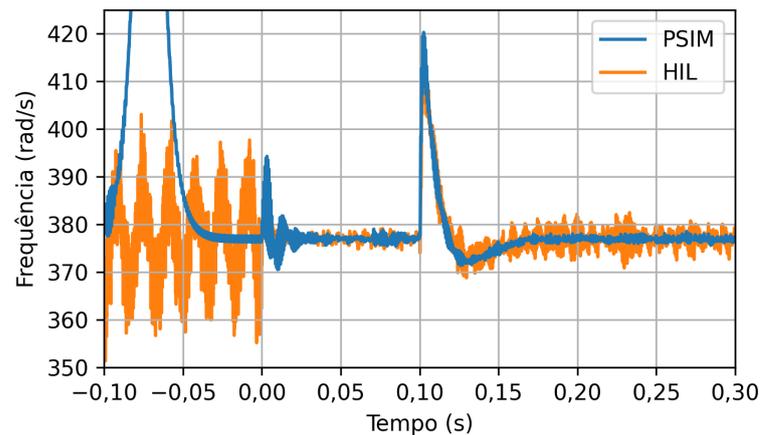


Figura 3.25 – Frequência na inicialização do conversor: pré-sincronização antes de 0 s, inicialização após 0 s, após 0,1 s as referências de corrente são aplicadas e causam transitório de frequência devido mudança na fase do referencial do conversor.

corrente esse valor é de 80, após o início do chaveamento esse valor decresce para 1,77.

- Após 0,1 s as referências de corrente são comandadas para valores que podem ser diferentes de zero. No caso, 74,1 A no eixo direto, a referência para uma potência de aproximadamente 20 kW. Um valor de corrente de saída em quadratura, como em (3.54) é comandada para compensar os reativos. Quando a corrente de saída cresce há uma variação de frequência devido o referencial síncrono do conversor estar apresentando uma variação da fase ϕ_c , semelhante ao que acontece em (3.53). Isto é, a fase do RS do conversor varia com a sua corrente de saída e a frequência varia para realizar esse ajuste.

As comparações com os modelos lineares na seção que se segue é realizada na operação do conversor após a inicialização, numa operação com referência de corrente de saída de aproximadamente 74 A.

3.11 Comparações de simulações: lineares, no PSIM e no Typhoon HIL

As próximas seções mostram simulações dos modelos lineares, realizadas em Python, e não lineares, realizadas no PSIM e no HIL. Para essas comparações são introduzidos degraus na tensão direta, em quadratura e na frequência da rede. Os pontos de operação antes de cada degrau são, respectivamente, 180 V, 0 V, e 377 rad/s.

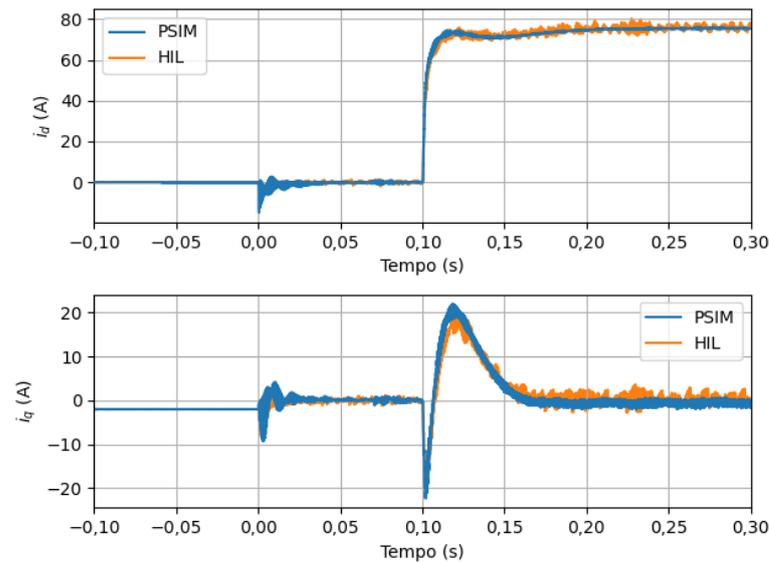


Figura 3.26 – Correntes de saída na inicialização do conversor: pré-sincronização antes de 0 s, inicialização após 0 s, após 0,1 s referências de corrente sendo aplicadas.

3.11.1 Resposta ao degrau na componente de eixo direto da tensão da rede

Um degrau de 5 V é aplicado no eixo direto da tensão da rede, como na figura 3.27a, os valores da na componente de eixo em quadratura e frequência são mantidas constantes.

Nesse evento, o impacto mais significativo ocorre sobre a componente de eixo direto da corrente de saída, conforme ilustrado na Figura 3.27b. Devido ao aumento na componente de eixo direto da tensão da rede, a corrente de saída diminui em resposta, resultando em um vale até que o controle alcance o regime permanente e mantenha a corrente em um nível semelhante ao antes da ocorrência do degrau.

Devido ao acoplamento entre as componentes de eixo direto e em quadratura, a corrente de saída em quadratura também sofre o efeito dessa variação, assim como a referência de frequência do conversor.

Esse resultado também indica os níveis de resiliência do conversor em relação às variações na amplitude da tensão. No caso mostrado aqui, uma variação de 5 V na amplitude da tensão da rede resulta em uma variação de aproximadamente 3 A na componente de eixo direto da corrente do conversor. Esse comportamento da corrente de saída se aproxima do esperado em um controle sincronizado por PLL sem compensação antecipativa da tensão.

As componentes de quinta, na sequência negativa, e sétima, na positiva, quando transformadas para RS, aparecem ambas na frequência de 360 Hz, na Figura 3.28. No entanto, na Figura 3.27b as oscilações vistas na simulação e no HIL são principalmente

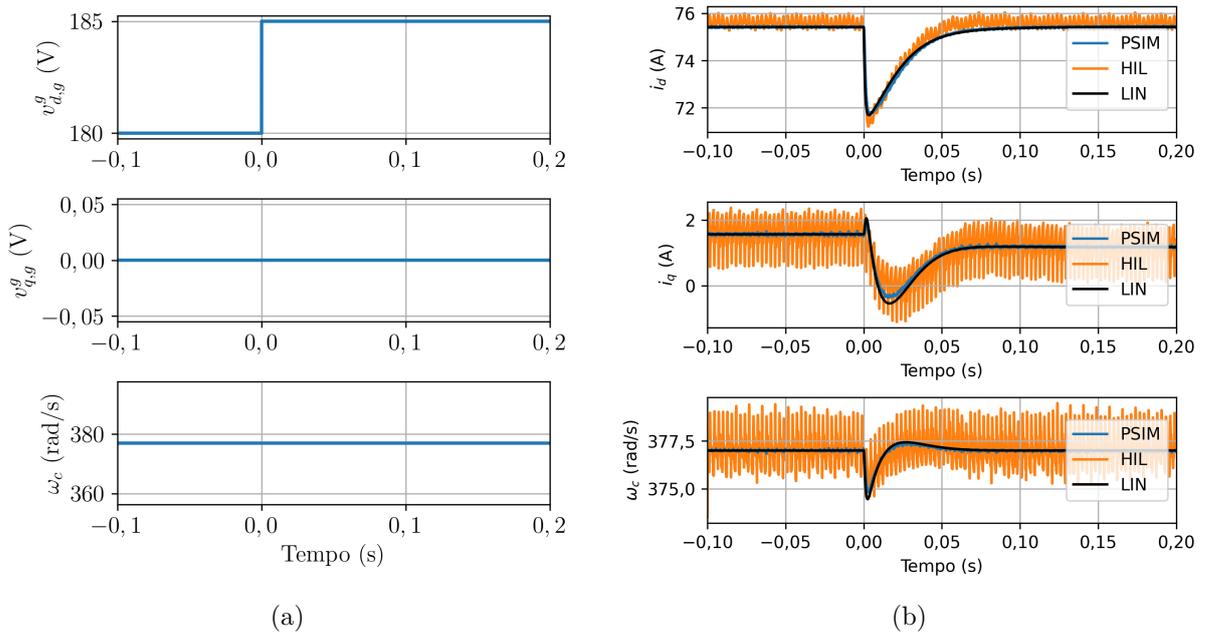


Figura 3.27 – Componentes de eixo direto, de quadratura e frequência da rede (a) e correntes de eixo direto, quadratura e referência de frequência do conversor (b): degrau na componente de eixo direto da tensão da rede.

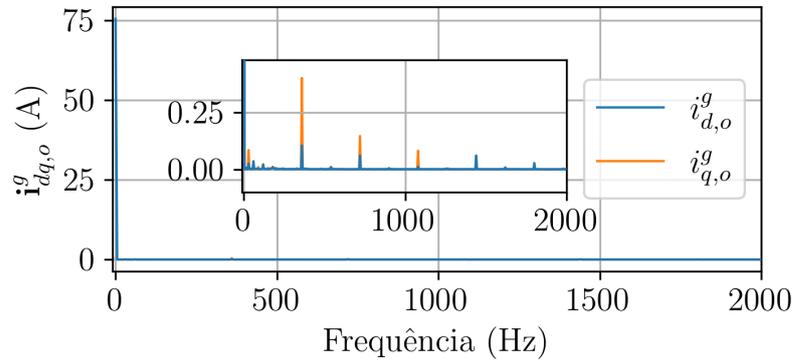


Figura 3.28 – FFTs das correntes do conversor em RS.

devidas a uma quinta e sétima harmônicas. Essas componentes devido ao tempo morto é comum no acionamento de conversores CA com modulação PWM [94].

3.11.2 Resposta ao degrau na componente em quadratura da tensão da rede

Diferentemente da Figura 3.27b, que representa uma variação de amplitude, essa simulação representa principalmente uma variação de fase da tensão da rede. Aqui, é aplicado um degrau de 5 V na tensão em quadratura, conforme mostrado na Figura 3.29a.

Na seção anterior, na Figura 3.27b, a componente em quadratura da corrente de saída retorna ao valor original. Na Figura 3.29b, a componente de eixo em quadratura

da corrente de saída apresenta um aumento no valor, devido a uma variação da fase da tensão da rede.

Essa variação de fase, decorre do degrau na tensão em quadratura. O sistema de sincronização responde acompanhando a nova fase da tensão da rede. Devido a isso, a corrente de saída apresenta a mesma variação de fase e a componente em quadratura passa a ter um valor diferente de zero. No entanto, isso não implica em uma redução do fator de potência, uma vez que a corrente de saída do conversor apenas acompanha a nova fase da tensão da rede.

Isto é, um degrau de 5 V na componente em quadratura da tensão do inversor em relação a 180 V de tensão de eixo direto, equivale a uma variação de $1,59^\circ$. Assim, uma rotação angular de mesma fase para uma corrente de 75 A equivale a 2,08 A de variação. Que condiz com os resultados de simulação mostrados na Figura 3.27b.

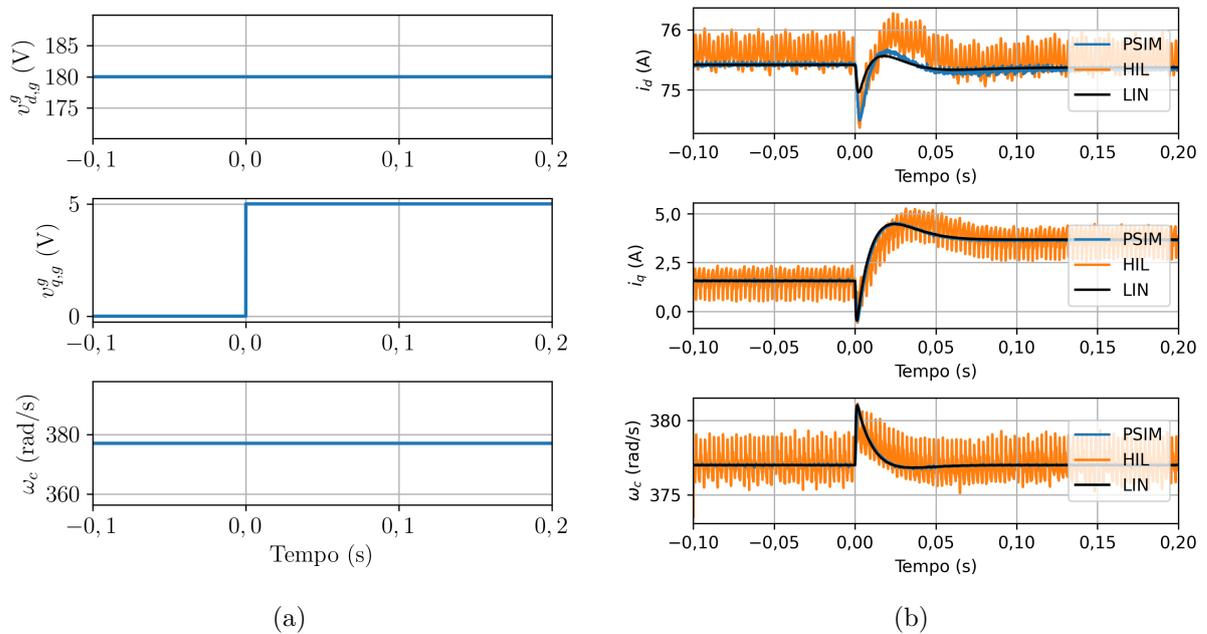


Figura 3.29 – Componentes de eixo direto, de quadratura e frequência da rede (a) e correntes de eixo direto, quadratura e referência de frequência do conversor (b): degrau na componente em quadratura da tensão da rede.

A frequência do conversor é calculada com base nas variações da componente em quadratura da corrente de saída. Essas variações ocorrem até que o RS do conversor se ajuste à nova fase do vetor de tensão da rede, momento em que o transitório termina e a frequência retorna ao valor nominal.

3.11.3 Resposta ao degrau na frequência da tensão da rede

A Figura 3.30a mostra o degrau de frequência da rede de 1 Hz. Esse degrau produz uma defasagem. Devido ao vetor de tensão da rede e da tensão do conversor esta-

rem em frequências diferentes, a fase aumenta provocando a diminuição da componente em quadratura da corrente de saída, como na Figura 3.30b. A variação nessa componente leva à correção da frequência, que simultaneamente corrige o erro da componente em quadratura.

Após os transitórios, as correntes de eixo direto na saída se encontram nos valores anteriores ao degrau, mas a frequência está ajustada para o novo valor.

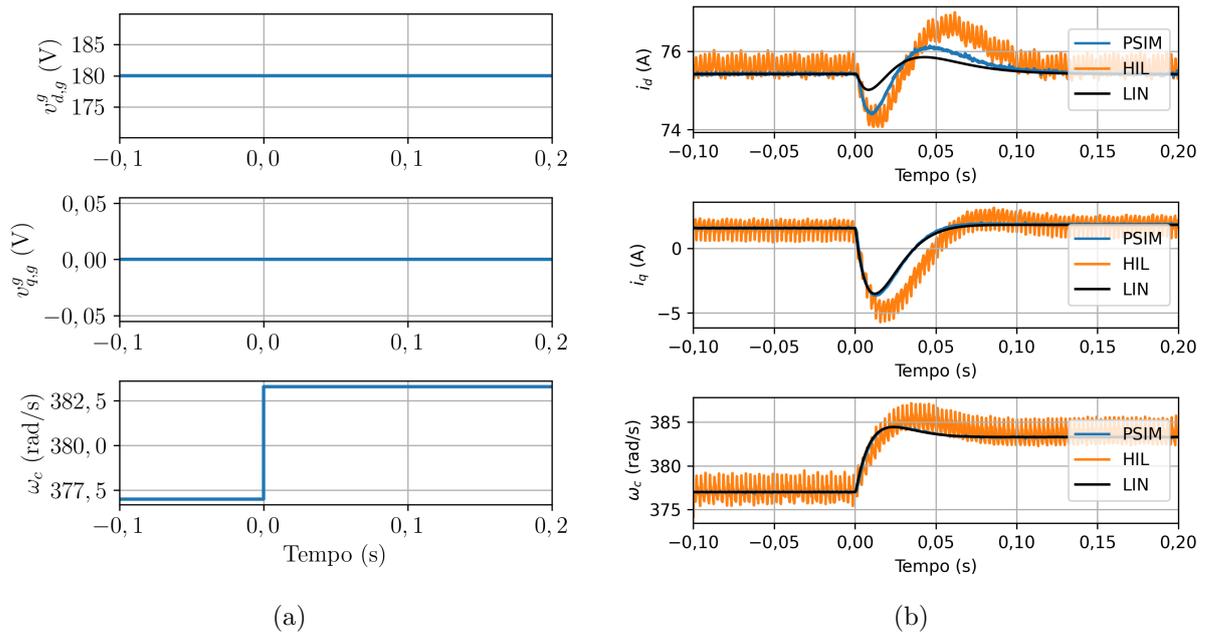


Figura 3.30 – Componentes de eixo direto, de quadratura e frequência da rede (a) e correntes de eixo direto, quadratura e referência de frequência do conversor (b): degrau na componente em quadratura da tensão da rede.

3.11.4 Comparação das simulações lineares e não-lineares

Os modelos lineares observados aqui apresentam uma boa reprodução dos efeitos vistos tanto no HIL quanto no PSIM. No entanto, a componente de eixo direto da corrente de saída apresenta diferenças maiores se comparadas as dinâmicas mostradas na componente em quadratura e na frequência, como pode ser visto nas figuras 3.29b e 3.30b.

Nas figuras 3.27b, 3.29b e 3.30b as simulações no HIL apresentam uma quinta harmônica devido muito provavelmente a influências de tempo morto [94]. Devido à particularidades do funcionamento do Typhoon HIL não é possível implementar de maneira acurada simulações sem tempo morto.

As harmônicas aparecem bastante destacadas quando observadas em um RS. Em parte, essa é uma das vantagens da observação de dinâmicas nesse referencial. É possível observar variações muito menores do que a amplitude da corrente de saída ou tensão

do conversor. Num RS é possível observar esses valores em torno de um valor específico das componentes de eixo direto e quadratura. Observando apenas as correntes das fases, ou um RE, variações relativamente pequenas são difíceis de observar, uma vez que o regime permanente abrange toda a amplitude do sinal. Na Figura 3.31, é ilustrada a tensão da rede e a corrente do conversor durante os momentos de operação em regime permanente na simulação HIL. É possível observar que a corrente do conversor não apresenta distorções visíveis e se assemelha a uma senoide quase perfeita. A medida da Distorção Harmônica Total (DHT), que quantifica essa distorção, é reduzida e atinge aproximadamente 0,65%. Portanto, é possível concluir que os valores das harmônicas observadas são pouco significativos quando comparados com a amplitude da corrente de saída do conversor.

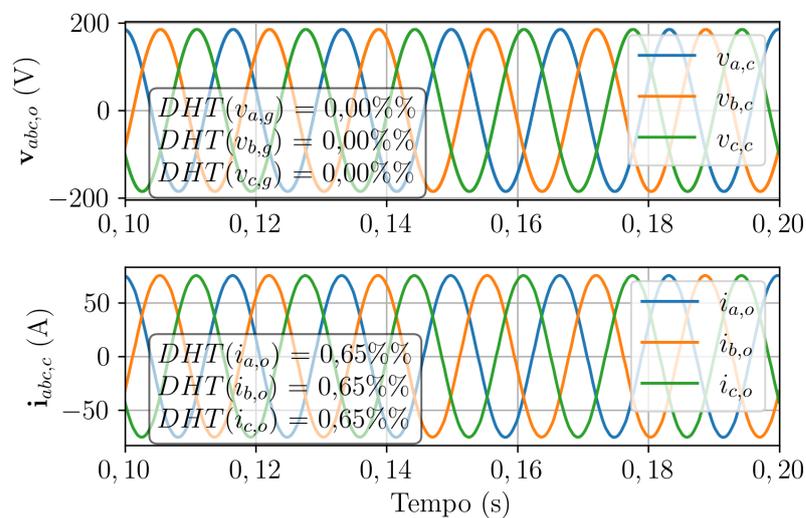


Figura 3.31 – Tensão da rede (superior) e correntes de saída do conversor (inferior) durante o regime permanente nas simulações no HIL.

A adição de tempo morto também pode ser a razão dos atrasos da resposta no HIL em relação as do modelo linear e do PSIM nas figuras 3.27b, 3.29b e 3.30b.

Apesar das diferenças, o modelo utilizado mostra acurácia que pode ser considerada o suficiente para as análises de estabilidade e projeto de controladores realizadas até o momento.

3.12 CCAS sob tensões não ideais em simulações HIL

A operação do conversor pode ser afetada por condições não-ideais da rede. Apesar da estabilidade ser garantida em torno de uma região de operação, a presença de desbalanços e harmônicas pode apresentar um impacto importante na operação do

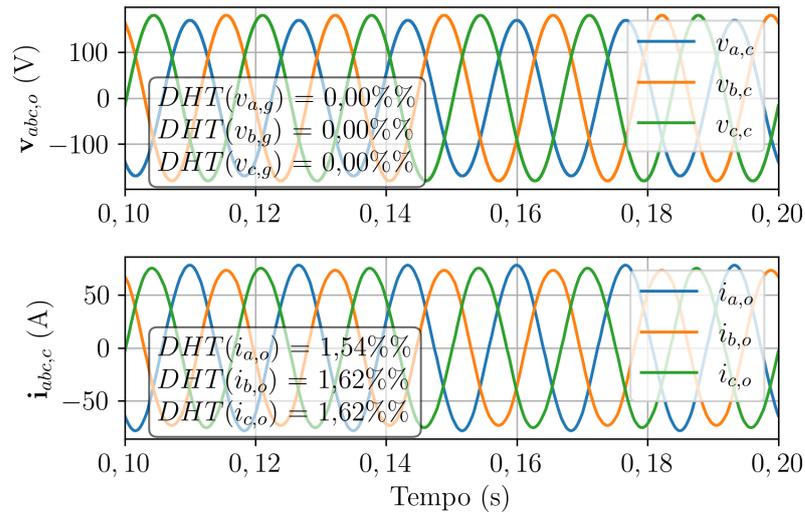


Figura 3.32 – Tensões da rede com 2% de sequência negativa: tensão da rede (superior) e correntes de saída do conversor (inferior).

conversor. Simulações HIL com tensões desbalanceadas foram realizadas para essa averiguação.

3.12.1 Operação com tensões desbalanceadas.

Para investigar o comportamento do controle diante da influência da sequência negativa, foi conduzida uma simulação com tensões desbalanceadas. A tensão nominal é de 180V. Entretanto, a fase A apresenta 94% desse valor, enquanto as tensões nas fases B e C permanecem no valor nominal, conforme ilustrado na Figura 3.32. Esses valores das tensões nas fases resultam em um desequilíbrio de 2% na sequência negativa.

Em situações de desequilíbrio entre as fases, é possível que as tensões apresentem amplitudes diferentes. Devido às limitações de resposta em frequência das bandas de passagem do controle, os integradores não conseguem acompanhar variações com períodos menores que um ciclo da rede. Isso resulta em correntes do conversor que são principalmente controladas pelas componentes proporcionais dos controladores e pela resistência dos indutores do filtro LCL. Como consequência, o sistema de sincronização gera um vetor girante de tensão com amplitude aproximadamente constante, uma vez que variações discretas em torno do valor nominal da tensão da rede garantem os valores de corrente de saída do conversor.

Os ganhos K_{AC} e K_{AQ} restringem as correntes que se afastam da referência, proporcionando um comportamento dinâmico que contribui para o amortecimento de oscilações nos erros de corrente. Essa dinâmica é semelhante ao comportamento de resistências. No entanto, esses ganhos não conseguem eliminar eficientemente as variações de

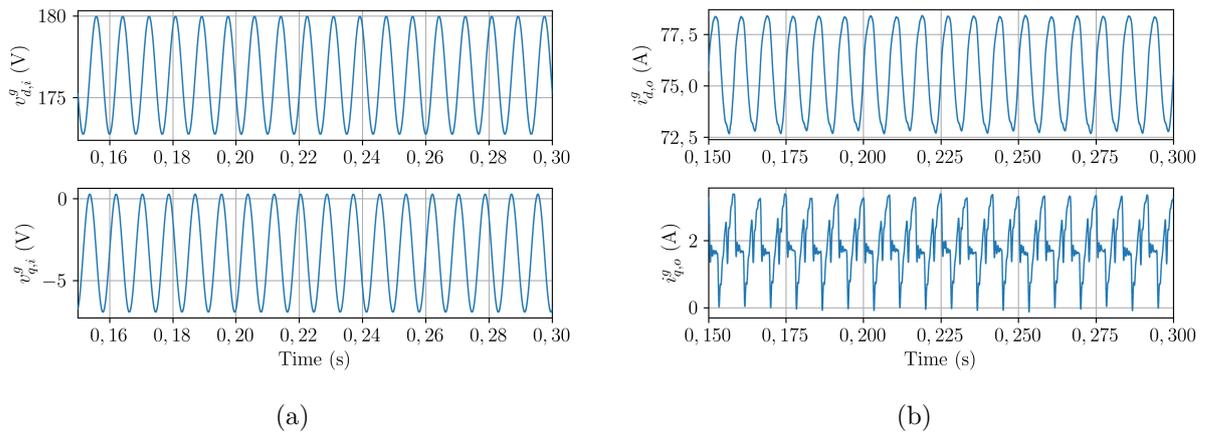


Figura 3.33 – Tensões da rede (a) e correntes do conversor (b) em RS: os desbalanços são vistos como uma componente em 120 Hz no RS.

corrente que ocorrem na frequência da rede. Portanto, em casos de quedas de tensão em uma das fases da rede, a fase com menor amplitude de tensão tende a apresentar correntes maiores do que as fases com tensões mais elevadas, como ilustrado na Figura 3.32.

Os desequilíbrios de tensão, quando observados em coordenadas síncronas, aparecem a 120 Hz, conforme mostrado na Figura 3.33a. Isso leva a uma componente semelhante na corrente. Em conversores seguidores de rede, a presença de uma compensação antecipativa da tensão e uma largura de banda mais ampla reduzem as sequências negativas na corrente. Entretanto, devido à falta de medição direta da tensão da rede neste caso, não é possível compensar antecipadamente a componente de sequência negativa. Pois a limitação na largura de banda faz com que o CCAS faça o conversor atuar aproximadamente como uma fonte de tensão trifásica senoidal.

Na Figura 3.33b, é observada a presença de uma componente de sequência negativa na corrente do conversor com frequência de 120 Hz. Essas oscilações afetam a sincronização do conversor, uma vez que a frequência é calculada com base na corrente em quadratura no referencial do conversor. Assim, na Figura 3.34 é observada uma referência de frequência que também essa oscilação em 120 Hz. Esses resultados são semelhantes aos obtidos em PLLs quando conectados a redes desbalanceadas [95–97].

Além disso, efeitos de tempo morto no acionamento das chaves podem ser observados, resultando em uma distorção da componente em 120 Hz na corrente $i_{q,o}^g$ e na frequência ω_c , conforme ilustrado nas figuras 3.33b e 3.34.

As harmônicas resultantes na tensão do capacitor, com e sem desbalanços podem ser vistas nas figuras 3.35a e 3.35b.

Apesar das oscilações no RS, a introdução de sequência negativa na tensão não afeta tão significativamente a qualidade da corrente de saída. As harmônicas na presença

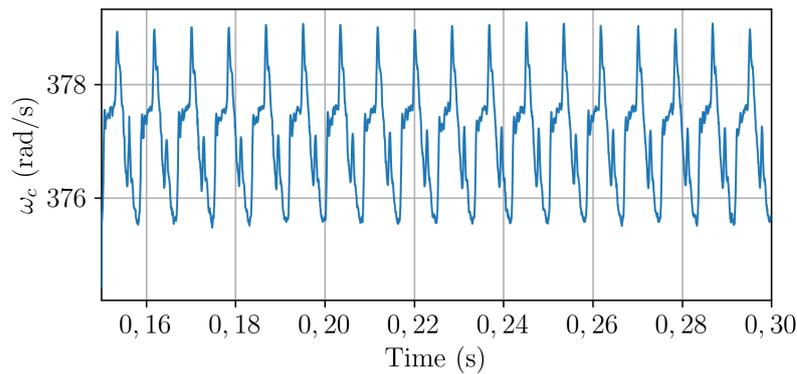


Figura 3.34 – Frequência do conversor com tensões desbalanceadas: componentes de 120 Hz oriundas da corrente no RS.

de tensões trifásicas equilibradas e com uma sequência negativa de 2% podem ser vistas, respectivamente, nas Figuras 3.35a e 3.35b.

A principal diferença entre essas duas figuras é o surgimento de uma componente em 180 Hz devido ao desbalanceamento. O mecanismo de surgimento dessa componente deve ser similar ao observado em [97].

No entanto, a introdução de sequência negativa na tensão afeta pouco a DHT, aumentando de 0,65% para 1,62%. Entretanto, esses valores de DHT se encontram muito abaixo de limites presentes no PRODIST [98].

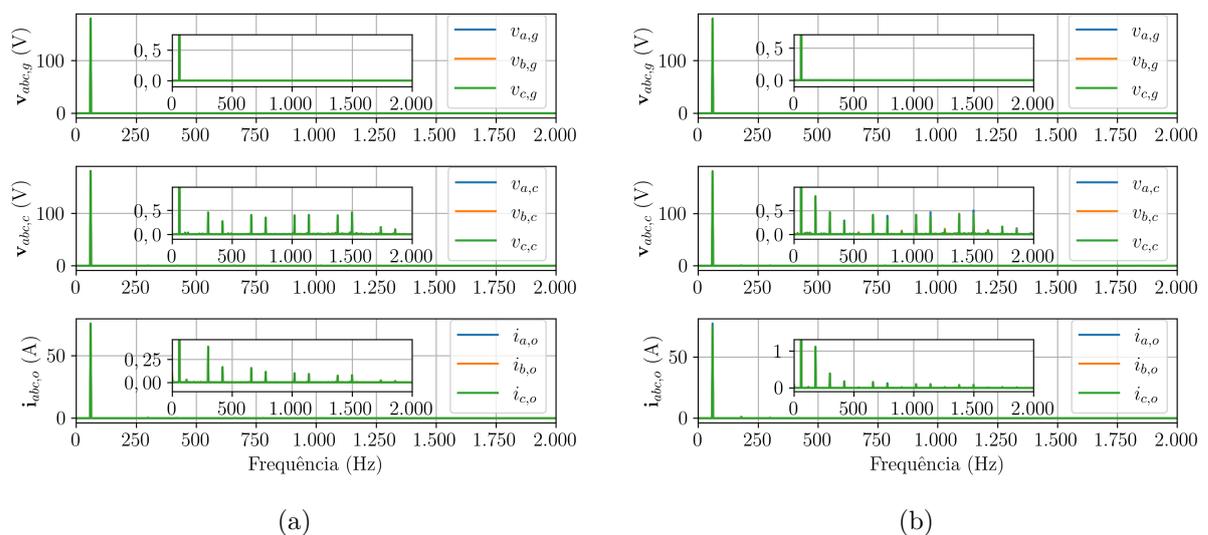


Figura 3.35 – FFT das tensões da rede (superior), na tensão no capacitor (meio) e nas correntes (inferior) sem desbalanços na tensão (a) e com desbalanços (b): Surgimento de uma componente em 180 Hz devido a presença de sequência negativa não nula.

3.12.2 Operação com harmônicas nas tensões.

Nesta simulação, investigamos a resposta do conversor a harmônicas presentes na rede. A tensão do conversor apresenta uma amplitude de 180 V em 60 Hz. Além da fundamental, componentes harmônicas de 5^a, na sequência negativa, e de 7^a, na sequência negativa, são adicionadas à tensão da rede.

Em controles que utilizam PLLs, as medidas de tensão para sincronização do conversor também permitem um controle antecipado de distúrbios nas tensões. Dessa forma, o regulador pode introduzir as harmônicas na tensão do conversor para que as correntes apresentem um conteúdo harmônico reduzido.

No CCAS, o conversor desempenha o papel de uma fonte de tensão quase senoidal. Os ajustes na tensão são baseados nos erros de corrente. Sem medidas de tensão, não é possível um controle antecipado. Portanto, é esperado que apareça conteúdo harmônico na corrente de saída do conversor.

As harmônicas detectadas na corrente de saída podem afetar a tensão do conversor devido às constantes proporcionais do controlador. Essas constantes trabalham no sentido de limitar a presença de harmônicas nas correntes, impedindo que desviem muito das referências estabelecidas. Como consequência, as harmônicas presentes nas correntes são transferidas para as tensões.

Devido às limitações na banda desse tipo de controle, apenas uma ação limitada é esperada sobre as harmônicas das correntes.

Para fins de comparação do conteúdo harmônico, considera-se a tensão do conversor senoidal e as limitações harmônicas da corrente impostas apenas pela impedância do filtro. Uma indutância com um valor de $L_{eq} = 1,25$ mH, sujeita a 7 % de quinta harmônica e 7 % de sétima harmônica de uma tensão de pico de 180 V na fundamental, resulta em uma corrente de aproximadamente 5,36 A na quinta harmônica e 3,82 A na sétima harmônica. Em conjunto, essas correntes representam uma DHT de 8,88 % em relação a uma corrente de 74,1 A.

Esse comportamento é mostrado na Figura 3.36. Quando a tensão da rede apresenta 10% de DHT, as correntes apresentam DHT de 8,88%, aproximadamente. Esses valores de harmônicas na corrente mostram que o conversor tem uma capacidade limitada de atuação sobre frequências acima da sua frequência de corte. De maneira similar, a sua capacidade de perturbar a qualidade de energia também é limitada nessas faixas de frequência.

A tensão no capacitor também apresenta conteúdo harmônico, com uma DHT de 5,71% que é um reflexo tanto das harmônicas da corrente na rede quanto da resposta

do controle a distorções na corrente. As Transformadas Rápidas de Fourier - Fast Fourier Transforms (FFTs) podem ser vistas na Figura 3.39. Ambos valores de DHT, tanto da corrente do conversor, quando da tensão no capacitor, se encontram dentro de limites aceitáveis de qualidade de energia estipulados pelo do PRODIST [98].

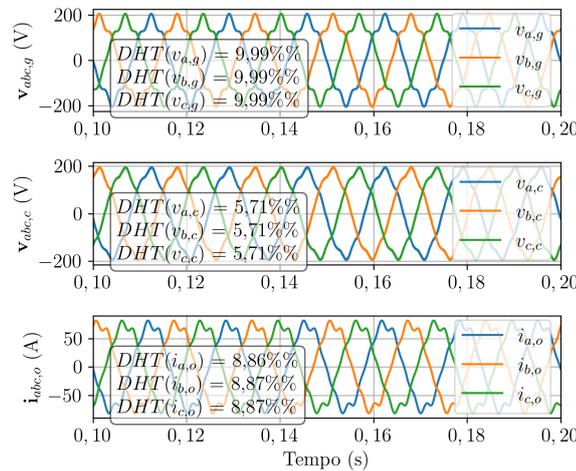


Figura 3.36 – Tensões da rede com 7,07% de 5^a, na seqüência negativa, e 7^a harmônica, na positiva, (DHT de 10%) (superior), tensões no capacitor (meio) e correntes de saída do inversor (inferior): respostas temporais (a) e FFTs (b).

As harmônicas da tensão da rede e correntes do conversor aparecem deslocadas em frequência quando observadas em RS. A quinta harmônica comumente é de seqüência negativa, enquanto a sétima é de seqüência positiva. Devido ao sentido das seqüências, elas aparecem juntas no referencial síncrono a uma frequência de 360 Hz, conforme ilustrado na Figura 3.37a.

Os controladores em RS não são capazes de diferenciar a quinta e a sétima harmônicas em seqüência negativa e positiva, respectivamente. Isso pode ser observado na Figura 3.39, que mostra a DHT das correntes no referencial síncrono, onde é evidenciado um pico único em 360 Hz. Portanto, ao tentar compensar os efeitos que ocorrem na quinta harmônica, a sétima também é afetada.

Exceto em situações em que o conteúdo de harmônicas de quinta e sétima, em seqüência positiva e negativa, se cancelam, essas harmônicas da corrente podem ser compensadas conjuntamente por um controlador ressonante. O acoplamento dessas harmônicas, na corrente ou tensão, é conhecido como harmônicas espelhadas e pode ter consequências na estabilidade do sistema [55].

A presença de harmônicas nas tensões da rede resultam em harmônicas de mesma frequência nas nas correntes do conversor, como na Figura 3.37b. A limitação das harmônicas na corrente é restrita principalmente à impedância do filtro de entrada, como nas situações com desbalanços.

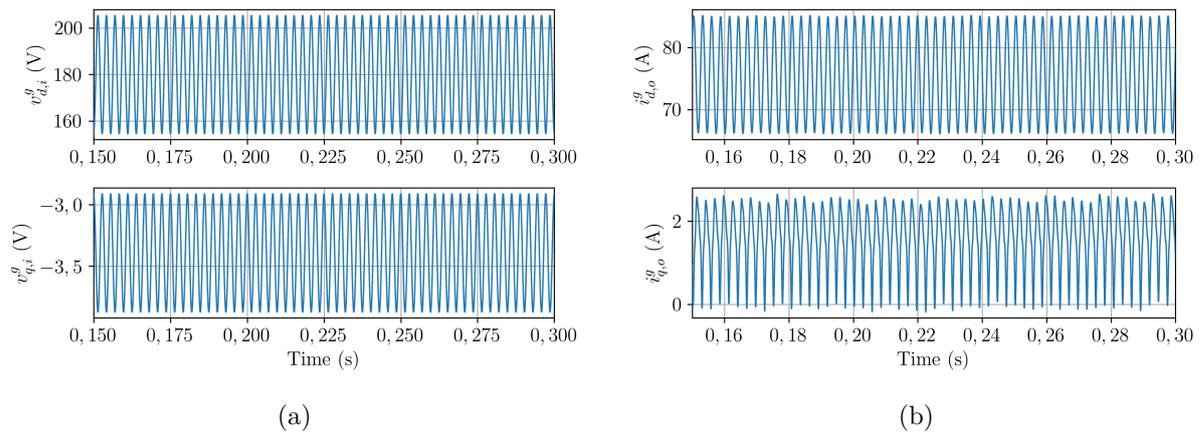


Figura 3.37 – Tensões e correntes em RS: 5^a, na sequência negativa, e 7^a harmônicas, na sequência positiva na tensão, observadas em 360 Hz (10% de DHT) (a) e nas correntes do conversor (b).

De modo similar ao que ocorre com os desbalanços, a referência de frequência do conversor também reproduz o conteúdo harmônico das correntes, como na Figura 3.38.

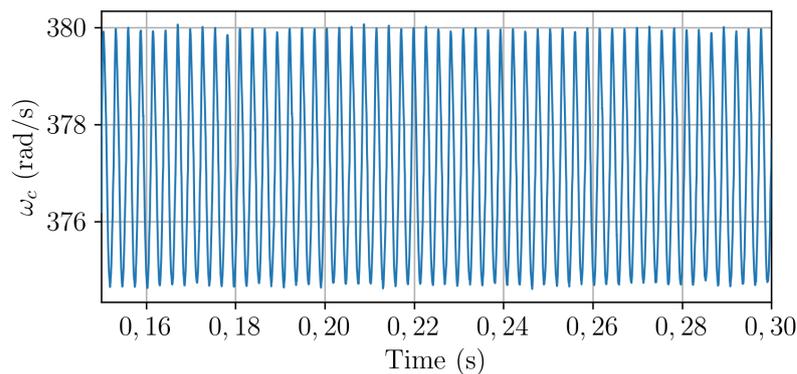


Figura 3.38 – Frequência do conversor com tensões de fase com componentes de quinta e sétima: A frequência apresenta uma variação em 360 Hz em decorrência dessa componente na corrente vista no RS.

Trabalhos futuros podem explorar o uso de controladores mais sofisticados e avançados para investigar a possibilidade de eliminar as componentes harmônicas presentes na corrente de saída durante o controle auto-sincronizante. Essa abordagem tem o potencial de melhorar significativamente a qualidade de energia fornecida pelo conversor.

A exploração de novas abordagens pode contribuir para aprimorar o desempenho, a confiabilidade e a eficiência do controle auto-sincronizante.

3.12.3 Controle auto-sincronizante durante desconexão com a rede

Apesar da limitada compensação de reativos e componentes de sequência negativas representar uma desvantagem para um controle preciso de corrente, esse controle

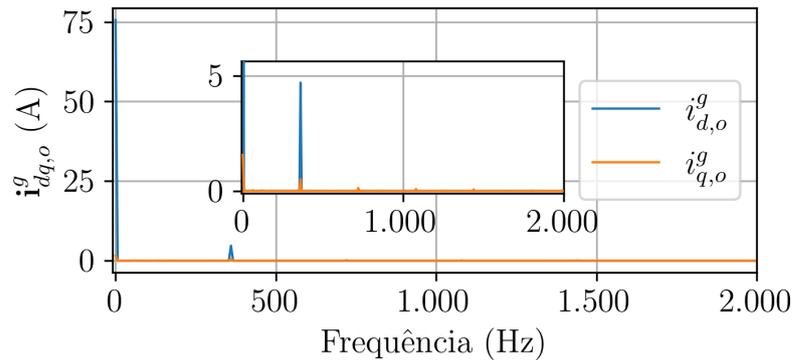


Figura 3.39 – Efeito das harmônicas de 5^a e 7^a na corrente de fase observadas em 360 Hz no RS.

auto-sincronizante apresenta uma vantagem significativa no controle de conversores que podem operar em transição entre os modos conectado e ilhado.

O controle auto-sincronizante permite que o conversor forneça uma tensão senoidal necessária para alimentar uma determinada corrente de saída. Isso é ilustrado na Figura 3.40. Essa figura é obtida de uma simulação em que um conversor e retificador trifásico com carga resistiva são conectados a rede. A potência fornecida pelo conversor é aproximadamente igual a da carga não-linear.

Nesse cenário em que o conversor é desconectado da rede em 0 s. Após a desconexão, o conversor, que anteriormente fornecia uma corrente senoidal para a rede, passa a fornecer a corrente requisitada pela carga, no caso um retificador trifásico.

Uma característica importante a ser destacada é que, exceto pelas quedas nas resistências e pelos ganhos proporcionais, a tensão do conversor é mantida em um formato senoidal após a desconexão. Assim, mesmo com a mudança na corrente do conversor, que passa a apresentar o formato da corrente na carga, a tensão na carga continua a se manter aproximadamente senoidal, mesmo sob a influência das correntes do retificador trifásico. Essa situação é notavelmente diferente dos conversores controlados por PLL, onde a presença de um controle antecipativo frequentemente leva a variações abruptas na tensão fornecida pelo conversor.

No caso do controle auto-sincronizante adotado neste trabalho, a tensão é idealmente representada como um vetor girante com amplitude aproximadamente constante. No entanto, sua frequência, fase e amplitude são influenciadas pelos ganhos proporcionais, enquanto a tensão na carga sofre quedas em relação a tensão no conversor devido à passagem de corrente pelo filtro de saída. É importante ressaltar que cargas não lineares que demandam mais potência podem afetar de maneira mais significativa a forma da tensão do conversor. A presença de harmônicas na corrente maiores também pode causar quedas

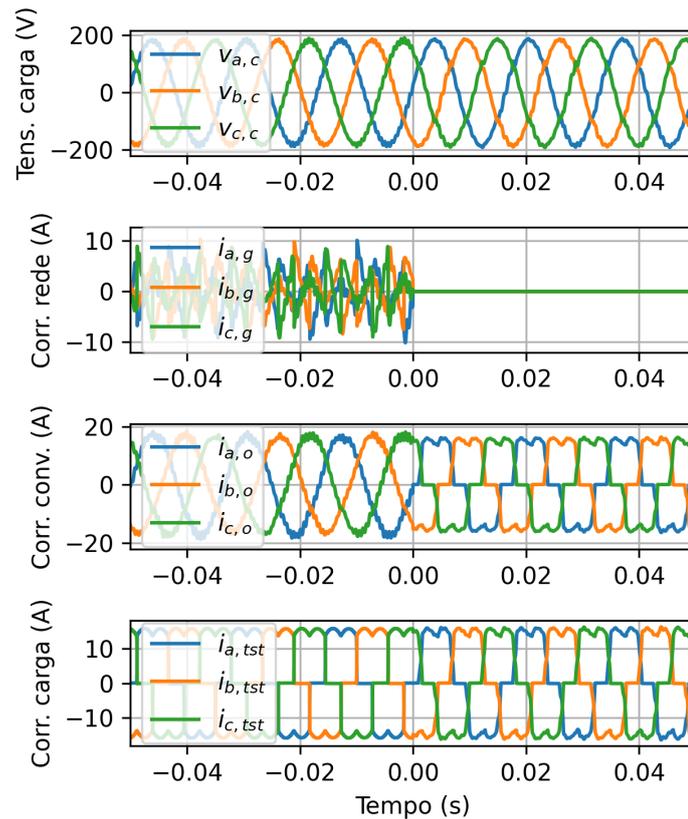


Figura 3.40 – A corrente no conversor é definida pela carga após a ocorrência de ilhamento quando alimentada por um conversor com controle auto-sincronizante: tensão na carga (cima), correntes na rede (meio), conversor (baixo).

de tensão mais pronunciadas. Além disso, os ganhos proporcionais têm o potencial de induzir variações mais acentuadas na amplitude, fase e frequência da tensão.

No entanto, a melhor capacidade de manter a forma de tensão evita a ocorrência de transitórios mais bruscos e o conversor pode continuar operando se o ilhamento for detectado e medidas adequadas forem tomadas. Essas medidas podem envolver mudanças na topologia de controle para manter a tensão da rede próxima dos valores nominais e para prover compartilhamento de carga entre diversos conversores, ao invés de gerar uma tensão para obter a referência de corrente desejada.

Isso significa que o controle auto-sincronizante tem potencial de manter a operação do conversor estável e confiável durante os períodos em que ocorreu ilhamento e a detecção ainda não foi realizada. Fornecendo a tensão e corrente adequadas para a carga durante o transitório de desconexão da rede.

3.13 Conclusões sobre o controle auto-sincronizante

Como discutido, o *droop* indutivo apresenta margens de estabilidade mais restritas se comparadas com o resistivo. Nas condições consideradas, adicionando controladores PI na realimentação, o *droop* indutivo apresenta autovalores que podem se deslocar para o semiplano direito. O *droop* resistivo apresenta melhor estabilidade, sendo possível adicionar integradores na realimentação sem instabilizar o sistema. Portanto, é possível utilizar um método de sincronização para conversores formadores de rede para gerar um controle e sincronização de um conversor que opera como seguidor de rede com a vantagem de não serem necessárias as medidas de tensão.

A estabilidade da estratégia resistiva é dependente do regime permanente da corrente do conversor. Isso acontece devido um coeficiente positivo na diagonal principal da matriz que caracteriza o sistema. Isso significa que a variação da potência de saída apresenta impactos sobre o comportamento do conversor, mesmo que não afete significativamente a estabilidade. A adição de um ganho K_{AQ} , no erro da corrente em quadratura de saída, sobre a componente de eixo em quadratura da tensão do conversor permite que o comportamento dinâmico e margens de estabilidade da sincronização sejam melhoradas.

Simulações do controle de tensão foram conduzidas no PSIM e em HIL. Os resultados de ambas simulações mostram dados bastante similares. O comportamento dinâmico do algoritmo de sincronismo pode ser verificado nessas simulações. Simultaneamente, os modelos lineares sobre os quais os estudos de estabilidade e o projeto do CCAS também se mostraram válidas.

O estudo da estabilidade do conversor considerando o modelo LCL completo ainda deve ser desenvolvido em trabalhos futuros.

A sincronização mantém estabilidade em situações com tensões da rede desbalanceadas e com harmônicas. Sob afundamentos de tensão na rede, a corrente da fase com o afundamento apresenta corrente mais alta que nas outras fases, sendo limitada pelas impedância do filtro, e pelas constantes proporcionais. Em referencial síncrono, ambas as componentes da corrente de saída do conversor e a estimativa de frequência apresentam componentes em 120 Hz. Devido às características de funcionamento do controle auto-sincronizante, o conversor passa a fornecer componentes de sequência negativa, que são limitadas pelas constantes proporcionais e impedância de saída do conversor.

A introdução de harmônicas na tensão provoca igualmente o componentes dessas frequências na corrente de saída.

4 Detecção de ilhamento através da sincronização

4.1 Introdução

A operação dos CEPs, sejam conectados à rede trifásica, ou desconectados, é um tema bastante consolidado. A injeção de potência usualmente é realizada por conversores controlados em corrente e sincronizados por alguma estratégia de sincronização: PLLs, FLLs [18], ou apenas reproduzir a forma da tensão da rede na corrente de saída.

O processo de aquisição de informação a respeito da rede, pode ser utilizado para realizar a detecção de ilhamento, necessária para manobras do conversor quando ocorre desconexão da rede principal. Nesses momentos, o procedimento padrão para os conversores é a detecção do ilhamento, e em seguida, o seu desligamento para evitar riscos durante manutenção da rede [33][99]. No entanto, outras manobras podem ser necessárias quando deseja-se manter uma região energizada, mesmo com a perda da rede principal [100, 101].

Esse capítulo irá investigar a utilização do CCAS como a parte ativa de um método híbrido de detecção de ilhamento. A parte passiva se utiliza de limites de operação de amplitude e frequência da tensão da rede como Proteção de Sobre e Sub Tensão - *Over/Under Voltage Protection* (OVP/UVP) e Proteção de Sobre e Sub Frequência - *Over/Under Frequency Protection* (OFP/UFP).

4.2 Utilização da sincronização numa estratégia de ilhamento híbrida

Os CSR são controlados em corrente. Considerando um conversor com filtro de saída LCL, se a tensão é definida no VSI, o filtro de saída pode ser aproximado por um indutor equivalente. Portanto, uma representação mais simples do conversor conectado à rede através de uma chave e uma carga RLC, como a utilizada para testes de DI, resulta em um circuito como o da Figura 4.1.

Um sistema de DI pode ser projetado considerando a presença de uma fonte resiliente de tensão: a rede principal. Na Figura 4.1, quando a chave $S1$ está fechada, a amplitude e frequência é imposta pela rede. Uma perturbação na referência de frequência do conversor em relação à da rede, resulta em transitórios indesejados nas correntes e

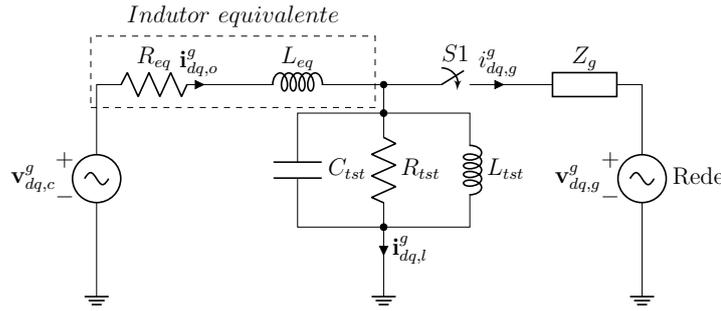


Figura 4.1 – Modelo monofásico de conversor conectado a uma carga de teste e uma rede trifásica.

tensões do conversor.

Isso requer atuação do CCAS para manter a correta operação do conversor. Os PLLs e os PSCs funcionam de maneira que uma perturbação seja compensada e a referência de frequência do conversor retornar ao valor da rede.

A frequência de sincronização utilizada em (3.27) é obtida observando-se as correntes de saída do conversor. O filtro de saída conecta o conversor, com tensão $\mathbf{v}_{dq,i}^c$, e a rede, com tensão $\mathbf{v}_{dq,g}^c$. Nesse caso, uma perturbação na frequência leva a uma mudança na fase da tensão do conversor. Decorre uma variação na corrente de saída em quadratura, que passa a apresentar um erro em relação à referência e, a frequência é atualizada. Inicialmente, se há erro de frequência, a parcela proporcional compensa. Quando se aproxima do regime permanente, a porção integral domina a resposta e a perturbação na frequência é compensada.

Quando a rede não está presente e há uma carga equilibrada em potência com a geração, a perturbação na frequência não é compensada porque a fase da corrente de saída acompanha a da tensão da rede. Se a amplitude e a fase da corrente na carga apresenta a mesma fase que a fornecida pelo conversor, então não há transitórios sensíveis e o conversor pode operar por intervalos mais longos de tempo. Essa é a situação mostrada em 3.12.3.

Nesses casos, a corrente da carga segue a fase da tensão, que é igual à do RS do conversor. Assim, a corrente de saída do conversor não se distancia da referência e, tanto a frequência quanto o valor do integrador, ξ_q , não são atualizados. Essa diferença no comportamento dinâmico fornece indícios de uma desconexão do conversor com a rede principal.

Assim, é possível introduzir uma perturbação $g(t)$ na referência de frequência do conversor com o objetivo de auxiliar na detecção de ilhamento:

$$\omega_c = \Omega_0 + K_{RC}(i_{q,ref} - i_{q,o}^c) + \frac{K_{RC}}{T_{RC}}\xi_{q,o}^c + g(t) \quad (4.1)$$

A introdução de uma perturbação na frequência, obtida do CCAS, se aproxima do método de detecção de ilhamento por Perturbação da Fase do PLL - *Phase PLL Perturbation* (PPP), uma das estratégias que utiliza o sistema de sincronismo para realizar a DI. Nesse sistema a fase de um PLL é perturbada diretamente e a corrente é observada. De maneira similar ao que vemos no CCAS, se o conversor esta conectado, a sua corrente apresenta um transitório devido a tensão da rede. Quando desconectado, a corrente apresenta a fase do referencial do conversor.

Assim no PPP a corrente é utilizada para realizar a detecção de ilhamento. No entanto, ela pode ser poluída por ruídos e harmônicas na corrente das cargas quando na ocorrência de desconexão deixando mais difícil a detecção de ilhamento.

No método proposto com o CCAS, o integrador utilizado para sincronização e controle da corrente em quadratura do conversor para realizar a DI.

O comportamento do sistema de sincronismo pode ser obtido verificando a resposta dessas variáveis em relação às perturbações introduzidas por $g(t)$ em (4.1).

4.3 Modelo da sincronização quando conectado com a rede

Na Figura 4.1, se a chave $S1$ está fechada, a carga apresenta influência limitada sobre a corrente do filtro de saída do conversor, e desconsiderada na descrição matemática do comportamento do conversor, que se mantém semelhante à (3.32).

Diferentes variáveis podem ser observadas para a DI: frequência (ω_c), corrente em quadratura ($i_{q,o}^c$) ou o integrador do erro em quadratura (ξ_q^c). A corrente em quadratura apresenta ruídos devidos ao chaveamento e as ressonâncias. A frequência apresenta componente proporcional à corrente e, portanto, também apresenta ruídos. Uma grandeza que contem perturbações reduzidas é a integral do erro da corrente em quadratura, pois o processo de integração atenua as frequências superiores à banda de passagem da malha de sincronização.

O diagrama resultante da junção do sistema de Detecção de Ilhamento (DI) com o de sincronização pode ser visto na Figura 4.2.

O sinal $g(t)$ em (4.1) é uma perturbação introduzida na estimativa de frequência e pode ser modelado como uma entrada para o sistema. A saída pode ser a variável ξ_q^c . O modelo em espaço de estados resultante é:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \tilde{\mathbf{x}}_{ss} &= \mathbf{A}_{ss} \tilde{\mathbf{x}}_{ss} + \mathbf{B}_{ss,g} \tilde{g}_\omega \\ \tilde{\xi}_q &= \mathbf{C}_{ss,\xi} \tilde{\mathbf{x}}_{ss} \end{cases} \quad (4.2)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \tilde{\mathbf{x}}_{swl} &= \mathbf{A}_{swl} \tilde{\mathbf{x}}_{swl} + \mathbf{B}_{swl} \tilde{g} \\ \tilde{\xi}_q &= \mathbf{C}_{swl,\xi} \tilde{\mathbf{x}}_{swl} \end{cases}, \quad (4.5)$$

em que: $\mathbf{A}_{swl} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{tst} & \mathbf{B}_{tst} \mathbf{C}_{ss} \\ \mathbf{B}_{ss,vg} \mathbf{C}_{tst} & \mathbf{A}_{ss} \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_{swl,g} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{4 \times 1} \\ \mathbf{B}_{ss,g} \end{bmatrix}$ e $\mathbf{C}_{swl,\xi} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{1 \times 4} & \mathbf{C}_{ss,\xi} \end{bmatrix}$.

A sua função de transferência pode ser calculada por:

$$H_{DI,des}(s) = \mathbf{C}_{swl,\xi} \left(s\mathbf{I}_{9 \times 9} - \mathbf{A}_{swl} \right)^{-1} \mathbf{B}_{swl,g} \quad (4.6)$$

$H_{DI,des}$ representa o comportamento da variável ξ_q^c com relação a uma perturbação $g(t)$ na frequência. A diferença entre os $H_{DI,con}$ e $H_{DI,des}$ pode permitir a detecção de ilhamento.

4.4.1 Sensibilidade do sistema de sincronismo ao ilhamento

Considerem-se os parâmetros da Tabela 3.3 e as funções de transferências dadas em (4.3) e (4.6), que representam o comportamento de ξ_q^c quando conectado e desconectado, respectivamente. As respostas em frequência do sistema conectado ou ilhado mostram que, para uma faixa grande de frequências, há uma sensível diferença na magnitude do sinal ξ_q^c . Isso pode ser visto na Figura 4.3a, que mostra os diagramas de Bode da resposta de uma entrada $g(t)$ para a saída do integrador ξ_q^c .

A Figura 4.3a mostra uma região em que há uma diferença de ganho quando o conversor está conectado ou desconectado, que se estende da frequência do zero adicionado no sistema de sincronismo, em 20 rad/s, até aproximadamente a frequência dada pelo polo formado pela realimentação de K_{AQ} em 2k rad/s.

Na Figura 4.3b, é mostrada a razão entre a amplitude de ξ_q^c quando conectado ou desconectado. As maiores razões chegam próximas a 10 vezes em torno de 200 rad/s e 600 rad/s. Devido ao distanciamento em relação às harmônicas, a injeção de um sinal em mais baixa frequência pode possibilitar informações menos ruidosas.

4.4.2 Amplitude do sinal no integrador da resposta à perturbação na frequência

Como o sistema de sincronização utiliza a corrente em quadratura para obter informações sobre a frequência do sistema, a perturbação na corrente deve ser pequena o suficiente para não afetar significativamente a QEE.

O projeto do sistema da DI pode ser obtido de uma relação entre a amplitude da perturbação na corrente em quadratura em relação ao sinal de entrada. Os modelos que dão essa relação podem ser construídos de maneira semelhante aos modelos dados em (4.2) e (4.5).

4.4.3 Processamento de sinais

A injeção de uma perturbação na referência de frequência do conversor, como em (4.1), força o sistema de sincronização a uma resposta. Parte dela vem da saída do integrador ξ_q^c , cujo sinal fornece um indício da presença, ou não, de uma fonte de tensão forte. Sendo assim, ξ_q^c pode ser processado para obter um sinal que indique a conexão do conversor com a rede observando o conteúdo na frequência da perturbação, ω_{DI} .

Para obter esse sinal, o processamento de sinais é composto de duas etapas, como mostrado na figura Figura 4.2 e em mais detalhes em Figura 4.4:

1. Seleção do conteúdo na frequência da perturbação, ω_{DI} : filtros podem ser utilizados para selecionar em frequência.
2. Obtenção de sinal proporcional à amplitude de ξ_q^c em resposta à perturbação.

A integração dos erros da corrente em quadratura do conversor, ξ_q^c , atenua frequências acima do corte da sincronização. Isso torna o sistema de DI menos suscetível a interferência de altas frequências na rede.

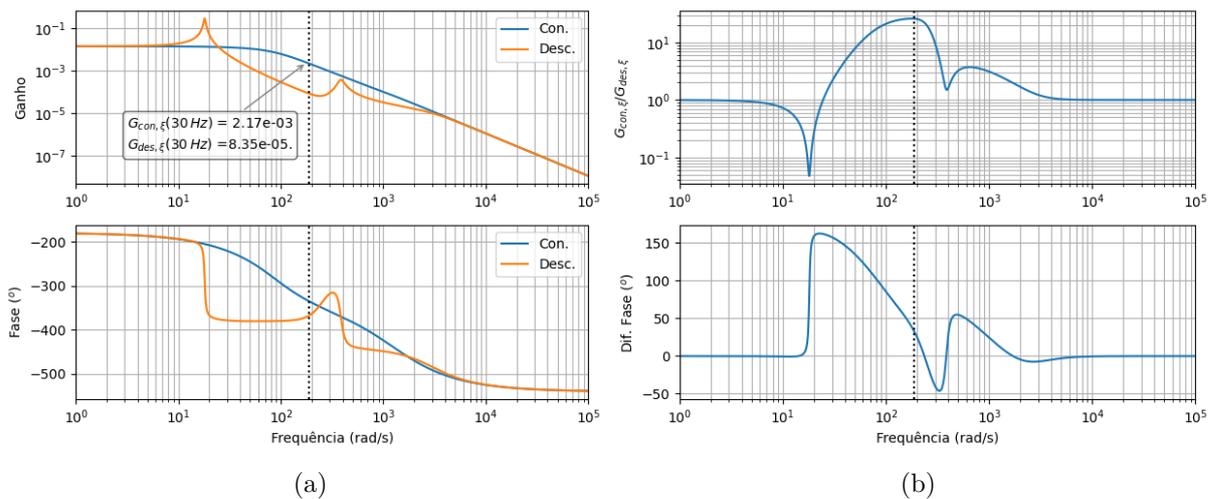


Figura 4.3 – Respostas em frequência do modelo para uma entrada $g(t)$ para uma saída ξ_q^c : Diagramas do sistema conectado ou desconectado (a), razão dos ganhos e diferença do sistema conectado ou desconectado (b).

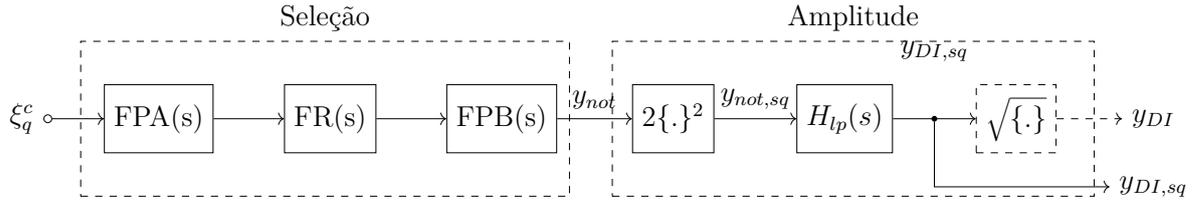


Figura 4.4 – Etapas e blocos utilizados na seleção de sinais.

A seleção do conteúdo em frequência é realizado por três filtros realizados em série, como na Figura 4.4:

1. Filtro Ressonante (FR) na frequência da perturbação $g(t)$.
2. Um Filtro Passa Alta (FPA) com uma frequência de passagem inferior à da perturbação.
3. Um Filtro Passa Baixa (FPB) para atenuar efeito de harmônicas da corrente do conversor no sinal acima da frequência da perturbação.

As funções de transferência da associação desses filtros é:

$$H_{not}(s) = \frac{G_{FPA}^{-1} s}{s + \omega_{FPA}} \frac{\omega_{PBR} s}{s^2 + \omega_{PBR} s + \omega_{DI}^2} \frac{\omega_{ILPF}^2}{s^2 + 2\omega_{ILPF} s + \omega_{ILPF}^2}, \quad (4.7)$$

em que $G_{FPA} = \omega_{DI} \left(\sqrt{\omega_{DI}^2 + \omega_{FPA}^2} \right)^{-1}$ é o ganho do FPA, com banda de passagem acima de ω_{FPA} , para a frequência da perturbação ω_{DI} . O FR é projetado com a ressonância igual a ω_{DI} e uma banda de passagem, ω_{PBR} , que deve ser projetada para contrabalancear a dinâmica e a seletividade do filtro ressonante.

Na Figura 4.5 é mostrada a resposta em frequência da injeção dos sinais de DI no conversor, conectado ou desconectado, com a associação dos filtros. O filtro ressonante adiciona ao sistema de sincronismo uma atenuação de 20 dB/década acima da frequência de corte superior da banda de passagem, e insere 20 dB/década abaixo da frequência de corte inferior. A adição do FPA adiciona mais 20 dB/década melhorando as características de seleção de frequência do sistema para frequências abaixo da frequência de corte inferior.

A presença de uma dupla atenuação para frequências abaixo da frequência de corte inferior permite rejeição de distúrbios em degrau e em rampa. A rejeição a distúrbios do tipo rampa possibilita a detecção de ilhamento durante transitórios lentos causados por desconexão. Além disso, esses transitórios induzem conteúdo em frequências inferiores à da perturbação, que é atenuado com o FPA.

Devido à possibilidade de cargas não lineares, a adição de um FPB é necessária para atenuar o conteúdo harmônico das correntes de saída do conversor. Esse efeito é observado na seção 4.8.2.

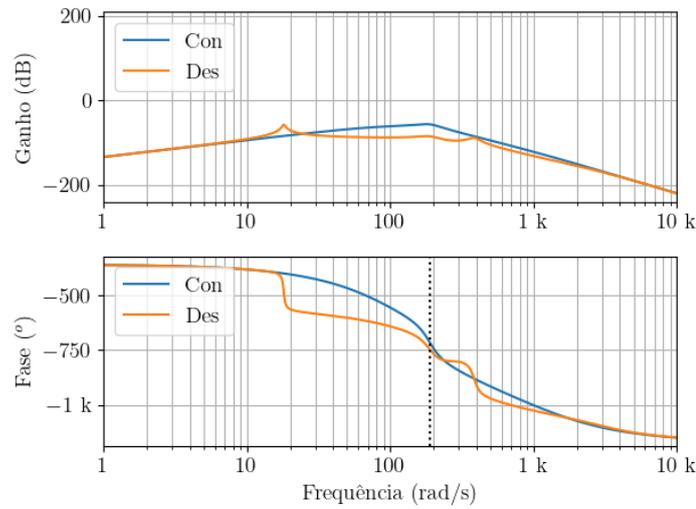


Figura 4.5 – Resposta frequência da associação do conjunto de filtros H_{not} com as respostas dos sistemas conectados (Con) e desconectados (Des) com controle de tensão em malha fechada.

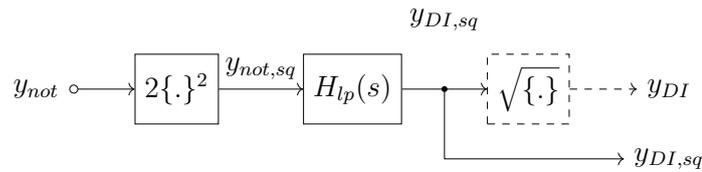


Figura 4.6 – Obtenção de sinal proporcional à amplitude (y_{DI}) ou ao quadrado da amplitude $y_{DI,sq}$.

O sinal de saída y_{not} é obtido com a passagem de ξ_q^c pela combinação do filtro ressonante com um passa altas e um passa baixas, que leva à função de transferência dada por:

$$y_{not}(s) = H_{not}(s)\xi_q^c(s) \tag{4.8}$$

As etapas relativas ao processamento de sinais podem ser subdividas como na Figura 4.6:

1. Elevar o sinal ao quadrado: para obtenção de um sinal alternado um sinal com nível médio diferente de zero.
2. Passar por um filtro passa baixas: remover as componentes oscilatórias para facilitar a comparação com um nível de detecção.
3. Realizar a raiz quadrada para obter uma informação proporcional a amplitude (opcional).

Supondo a perturbação $g(t)$ senoidal com amplitude A_{DI} :

$$g(t) = A_{DI} \cos(\omega_{DI}t) \quad (4.9)$$

desconsiderando as contribuições do FPB devido às harmônicas da corrente de saída que aparecem no sinal, a parcela de y_{not} devido a perturbação no sistema de identificação é dada por:

$$y_{not}(s) = H_{DI}(s)A_{DI}\frac{s}{s^2 + \omega_{DI}^2} \quad (4.10)$$

H_{DI} é:

$$\begin{cases} H_{DI}(s) &= H_{DI,con}(s), \text{ conectado} \\ H_{DI}(s) &= H_{DI,des}(s), \text{ ilhado,} \end{cases}$$

conforme deduzido nas equações (4.3) e (4.6) e indicado na Figura 4.3b.

O quadrado da componente de y_{not} é aproximadamente:

$$y_{not,sq}(t) = 2y_{not}^2(t) = 2|H_{DI}(j\omega_{DI})|^2 A_{DI}^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{\cos(2\omega_{DI}t + \phi_{DI})}{2} \right), \quad (4.11)$$

em que $\phi_{DI} = 2\angle H_{DI}(j\omega_{DI})$ é uma fase introduzida pelo sistema de sincronismo.

Utilizando um FPB é possível atenuar a parte oscilatória com frequência $2\omega_{DI}$. Considerando:

$$y_{not,sq}(s) = \mathcal{L}\{2y_{not}^2(t)\}$$

em que $\mathcal{L}\{\cdot\}$ é a transformada de Laplace.

$$y_{DI,sq}(s) = H_{lp}(s)y_{not,sq}(s), \quad (4.12)$$

em que $H_{lp}(s) = \frac{\omega_{FPB}^2}{s^2 + 2\omega_{FPB} + \omega_{FPB}^2}$.

A banda de passagem do FPB limita a resposta em frequência do sistema de DI. Portanto, é necessário contrabalancear níveis aceitáveis da componente oscilatória e a rapidez desejada na resposta da detecção.

É importante ressaltar que esse FPB apresenta uma contribuição distinta em relação ao filtro apresentado na seleção do sinal. Na seleção, o objetivo é atenuar altas frequências e componentes harmônicas oriundas da corrente de saída. Aqui, o objetivo do FPB é remover as componentes com frequências acima da frequência de corte, mantendo apenas o nível contínuo do sinal.

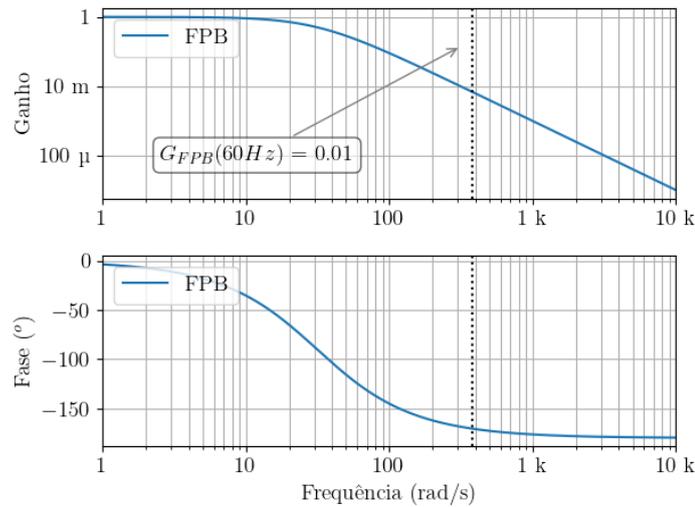


Figura 4.7 – Resposta em frequência do filtro passa-baixa.

Para evitar sobre-elevações resultantes de filtros subamortecidos, o que pode prejudicar a detecção de ilhamento, o filtro passa-baixas de segunda ordem deve ser projetado com amortecimento crítico.

Após a passagem pelo FPB, o sinal $y_{DI,sq}$ apresenta um nível contínuo igual a $A_{DI}^2 |H_{DI}(j\omega_{DI})|^2$, que pode ser comparado com limites que indiquem o ilhamento.

Opcionalmente, a raiz quadrada desse sinal pode ser utilizado para comparação com níveis de DI:

$$y_{DI}(t) = \sqrt{y_{DI,sq}(t)} \quad (4.13)$$

Após o cálculo da raiz, o nível médio do sinal y_{DI} é $A_{DI} |H_{DI}(j\omega_{DI})|$, que é a amplitude do sinal y_{not} . O resultado final depende da conexão do sistema com a rede e dos parâmetros da carga. Entretanto, como será demonstrado por simulações, o módulo do sinal y_{DI} deve ser sempre maior quando o conversor estiver conectado com a rede do que quando estiver conectado com a carga.

Os parâmetros dos filtros utilizados nas simulações estão na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros dos filtros utilizados no processamento do sinal de ilhamento.

Parâmetros	Símbolo	Valor [rad/s]	Valor [Hz]
Freq. de corte FPA	ω_{FPB}	125,6	20
Freq. de ressonância FR	ω_{DI}	188,5	30
Banda passagem FR	ω_{PBR}	62,8	10
Freq. de corte FPB harmônicos	ω_{ILPF}	377	60
Freq. de corte FPB	ω_{FPA}	15,7	2,5

A combinação da injeção do sinal e verificação da amplitude da resposta do

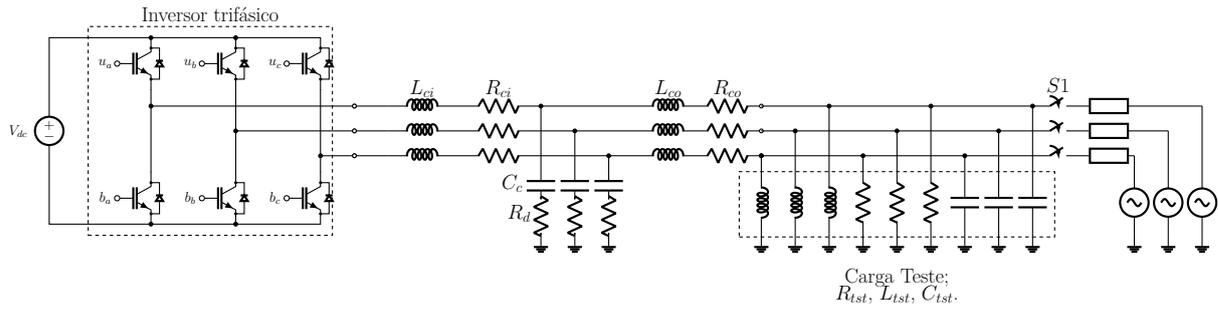


Figura 4.8 – Esquemático da parte de potência na simulação no PSIM.

sinusoidal de sincronismo são parte da estratégia ativa da detecção híbrida. Limites de operação para amplitude e frequência da tensão da rede, calculados com a amplitude e frequência da tensão no conversor, formam métodos de OVP/UVP e OFP/UFP que são a parte passiva dessa estratégia.

4.5 Simulações no PSIM: Detecção de ilhamento por injeção de perturbação na frequência

Simulações puramente computacionais permitem que variáveis do controle sejam acessadas facilmente. Em simulações com HIL, ou em um experimento, as variáveis internas do controle são de mais difícil acesso. Assim, para verificar dinâmicas internas ao controle foram realizadas simulações do circuito da Figura 4.8 no PSIM. Essa simulação reproduz as dinâmicas do CCAS e do circuito que aparece na Figura 4.1. A chave $S1$ é aberta em 2,5 s para observação das dinâmicas do controle após a desconexão.

Na Figura 4.9a, o gráfico superior ilustra o sinal $g(t)$ utilizado para perturbar a referência de frequência do conversor. A escolha de uma perturbação na forma de uma onda quadrada é motivada pela facilidade de implementação em código C, que pode ser realizado através de um contador que altera a polaridade da onda em um período específico.

Essa perturbação resulta em dinâmicas na corrente do conversor, conforme indicado no gráfico do meio, devido ao deslocamento angular que ocorre entre a tensão do conversor e a tensão da rede. A sincronização impõe que os valores de referência de frequência do conversor se aproximem do valor apresentado pela rede. Assim, o formato retangular da perturbação é distorcido devido à resposta das malhas de sincronização quando o conversor está conectado à rede.

Ainda na Figura 4.9a, após a desconexão em 2.5 s, as variações na corrente do conversor devidas à perturbação na frequência não são mais visíveis. Isso é uma consequência do conversor perder a fonte de tensão com a qual estava se sincronizando. Assim, a

frequência passa a apresentar o aspecto retangular perturbação injetada, devido ausência de uma reação por parte do controle.

A perturbação na componente em quadratura da corrente do conversor é relativamente pequena se comparada com a corrente de eixo direto do conversor aproximadamente 74,1 A, para uma potência de aproximadamente 20 kW. O distúrbio na corrente causado pela DI não pode ser percebido visualmente nas correntes na Figura 4.9b. Nessa figura são mostradas as tensões no capacitor do filtro LCL e as correntes no indutor externo e na chave $S1$ na conexão com a rede, elementos que aparecem no diagrama na Figura 4.8.

A corrente na chave $S1$, quando fechando a conexão com a rede, tem uma componente devido a uma diferença entre os reativos injetados pelo conversor e aqueles absorvidos pela carga. As variações na amplitude da corrente de saída são resultado da perturbação na frequência injetada para a DI. Quando a conexão com a rede é interrompida a corrente pela chave $S1$ vai para zero.

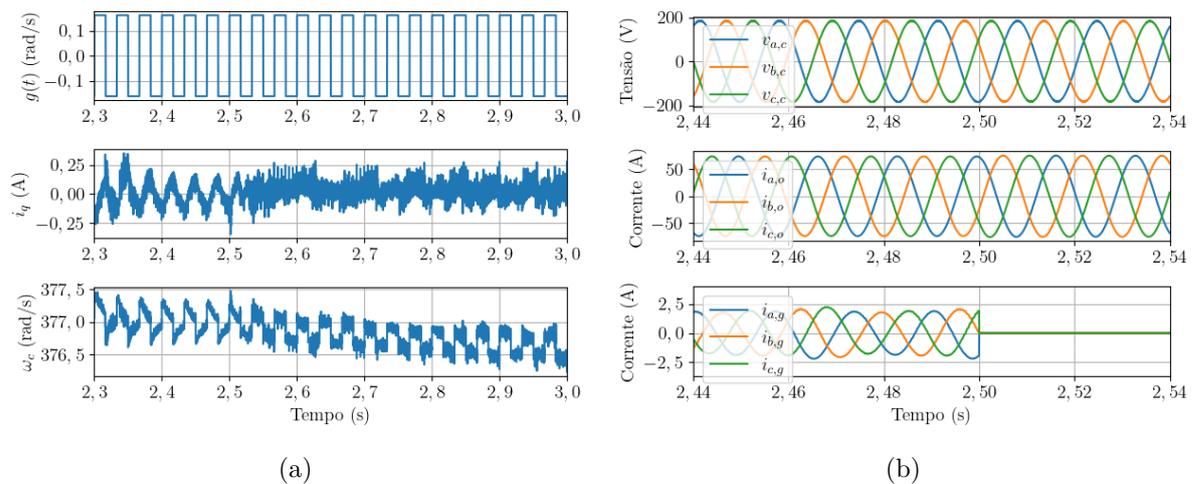


Figura 4.9 – Na figura da esquerda (a): perturbação introduzida, corrente do eixo em quadratura e frequência do referencial do conversor. Na figura da direita (b): Tensões no capacitor do filtro LCL, e correntes no indutor externo do conversor e na chave $S1$.

Na Figura 4.10a duas possibilidades de sinal y_{not} são mostradas: utilizando apenas os FR e FPB em série e quando esses são combinados com o FPA. Essa figura mostra o sinal do integrador ξ_q^c , entrada para o processamento de sinais da DI. A saída y_{not} contém majoritariamente as componentes na frequência da perturbação. A sua amplitude é aproximadamente $600 \mu\text{ Hz}$ quando a rede está conectada. Na desconexão, a amplitude do sinal y_{not} cai para 10% do valor inicial.

O gráfico inferior da Figura 4.10a mostra o sinal y_{DI} , filtrado de $y_{not,sq}$ por um FPB e extraída a raiz quadrada. O sinal y_{DI} é usado para verificar se o conversor se

encontra conectado ou desconectado através da comparação com um limite, y_{lim} , que no caso das figuras 4.10a e 4.10b é arbitrado em 1/4 do valor médio quando conectado.

4.6 Simulações no PSIM: Detecção de ilhamento na presença de transitórios lentos

Na Figura 4.10a, o sinal y_{DI} é obtido do processamento de ξ_q^c com um FR, ou em sua combinação com um FPA. O limite y_{lim} utilizado para a detecção de ilhamento é atingido por y_{DI} em aproximadamente 0,08 s. No entanto, essa performance se degrada na presença de componentes de frequência diferentes da perturbação. Nessa situação, o processamento de y_{not} não é uma estimativa adequada para a amplitude do sinal na frequência de ressonância.

Em situações com quase equilíbrio entre carga e geração, a diferença do sinal y_{not} , quando há um FPA na seleção do sinal ou não, é mais perceptível. Na desconexão, dinâmicas em baixa frequência provocam um nível médio diferente de zero, afetando a amplitude de y_{not} . Quando há apenas o FR, a Figura 4.5 mostra uma menor capacidade de seleção em frequência quando o conversor está desconectado. Pode-se observar na mesma figura que a introdução do FPA melhora significativamente essa característica.

Quando há diferença entre a geração injetada pelo conversor e a demanda da carga, ocorrem transitórios após a detecção. Em algumas situações eles podem não ser bruscos o suficiente para causar o acionamento de detecções passivas. Nesses casos, a detecção através desse método pode ser retardada por esses transitórios.

A Figura 4.10b mostra que y_{not} , na presença apenas do FR, apresenta uma componente CC com um transitório longo. Dentro de uma janela de 0,5 s após a ocorrência do ilhamento, o nível y_{lim} utilizado para a detecção não é atingido.

Assim, a DI utilizando apenas o FR, só seria possível após o transitório, ou de maneira passiva através de OVP/UVP ou OFP/UFP. A adição de um FPA reduz a influência dos transitórios e permite que o valor y_{DI} se reduza mais rapidamente e a detecção ocorre em tempo mais curto, aproximadamente 0,11 s.

Devido à atenuação dos sinais proporcionada pelo sistema de sincronização, pelo integrador e pelos filtros, a amplitude do sinal utilizado para detecção pode ser bastante reduzida. No caso de sistemas de ponto flutuante, esse problema pode afetar a detecção de ilhamento quando componentes muito grandes estão presentes em ξ_q^c , fazendo com que componentes pequenas sejam desprezadas. Isso ocorre especialmente se a frequência se desviar significativamente da frequência nominal.

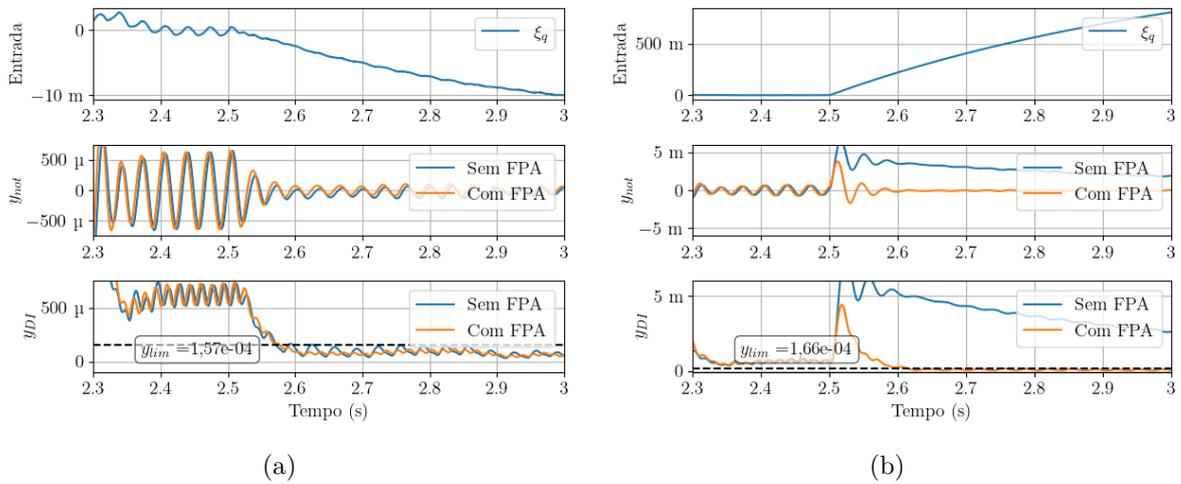


Figura 4.10 – A Entrada, ξ_q^c , e os sinais y_{not} e y_{DI} num ilhamento com potência aproximadamente equilibrada (a) e com maiores desequilíbrios (b). Os sinais y_{not} e y_{DI} em azul são selecionados sem o FPA e em laranja com o FPA.

No entanto, os filtros que seguem o sistema de detecção, quando implementados em ponto flutuante, geralmente conseguem gerar respostas satisfatórias, independentemente da amplitude do sinal, desde que não haja combinações entre sinais grandes e pequenos.

De maneira semelhante, o problema da precisão pode ocorrer em sistemas implementados em ponto fixo. No entanto, no caso do ponto fixo, o projetista deve ter cuidado com os limites máximos e mínimos que o sinal pode atingir. Um erro na escala do sinal pode fazer com que um sinal da ordem de 500 μ não seja detectado.

Vale ressaltar que, devido o TMS320F28335 permitir a implementação em ponto flutuante, preocupações relacionadas à escala não foram consideradas nas simulações com HIL. No entanto, preocupações relevantes sobre a detecção de ilhamento em situações com desvios significativos de frequência podem ser abordadas em trabalhos futuros.

4.7 Simulações com HIL

As simulações puramente computacionais possibilitam o acesso a um maior número de variáveis internas de controle; no entanto, simulações no HIL com microcontroladores proporcionam uma melhor aproximação de um ambiente experimental. Nesta seção, as simulações são realizadas no Typhoon HIL, e o controle é implementado em um TMS320F28335 da Texas Instruments.

4.8 Detecção de ilhamento: geração injetada pelo conversor aproximadamente igual a demanda da carga linear

O objetivo da simulação é analisar o comportamento da frequência e do sinal y_{not} , permitindo assim compreender o funcionamento do algoritmo DI.

O foco desta seção se concentra nas situações em que um ponto de equilíbrio entre carga e geração é alcançado. Caso o equilíbrio não seja atingido, a amplitude e a frequência da tensão controlada pelo conversor ultrapassam os limites de operação, resultando no desligamento do conversor pelos métodos UVP/OVP e UFP/OFP.

A Figura 4.11 ilustra os comportamentos das tensões e correntes durante o desligamento, após o instante 0 s. Quando S_1 está aberta, a corrente da rede se reduz a zero. A tensão na carga, corrente na carga, e corrente na saída do conversor não apresentam transitórios significativos.

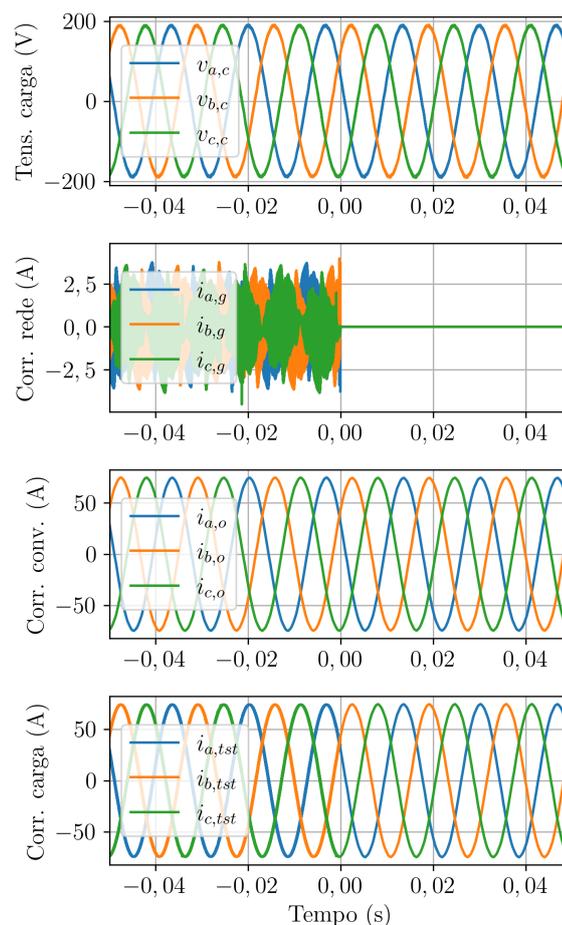


Figura 4.11 – Mudança nas tensões e correntes na ocorrência de desconexão: tensão no capacitor do filtro LCL, correntes na rede, no conversor e na carga.

Os transitórios não ocorrem porque em uma situação com carga e geração iguais, não há troca de potência entre os elementos locais e a rede. Nesta simulação,

a geração e a demanda de potência estão aproximadamente equilibradas, fazendo com que os módulos das correntes na carga e no conversor sejam muito maiores do que as correntes na rede. Portanto, os transitórios de amplitude e frequência da tensão no ponto de acoplamento tornam-se pouco relevantes.

As FFTs das correntes na Figura 4.11 são mostradas na Figura 4.12. A corrente do conversor apresenta principalmente a fundamental. As harmônicas são presentes, como visto no capítulo anterior, mas o módulo não é significativo se comparado com a fundamental. A corrente na carga é composta principalmente pela fundamental. Como resultado do quase equilíbrio com a carga na frequência fundamental, a corrente da rede apresenta um módulo significativamente menor do que o do conversor e da carga. Sua composição é principalmente de componentes de chaveamento e harmônicas na corrente geradas pela operação do conversor.

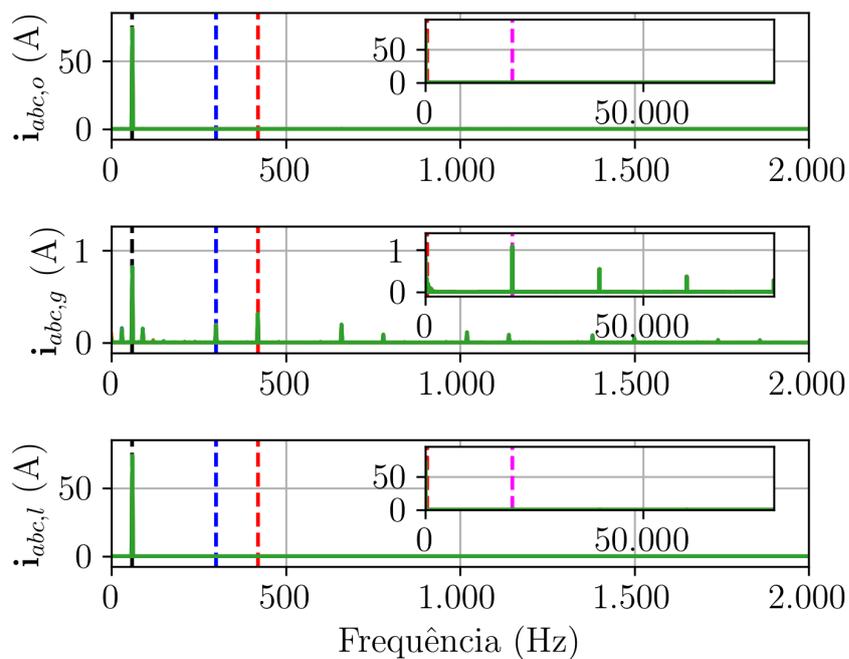


Figura 4.12 – Antes da desconexão as correntes da rede são formadas principalmente por componentes de chaveamento: FFT das correntes do conversor, da rede e da carga. A fundamental (60 Hz), quinta (300 Hz) e sétima harmônicas (420 Hz) e a frequência de chaveamento (20 kHz) são sinalizadas em linhas pontilhadas verticais pretas, azul, vermelha e magenta.

A Figura 4.13 mostra o sinal de frequência e o de DI. Os sinais ω_c e y_{not} são variáveis extraídas do microcontrolador através de um PWM: y_{not} é obtido após a etapa da seleção de sinais. Devido o número reduzido de PWMs disponíveis, a variável y_{DI} é reproduzida externamente, tendo como base o sinal y_{not} .

O sinal ω_c apresenta variações após a abertura da chave, o que indica pequeno

desbalanço entre os reativos da geração local e da carga. Esse desbalanço provoca um transitório que não atinge os níveis de detecção passiva. Entretanto, apesar dos transitórios, os sinais de DI apresentam diminuição da amplitude sinal y_{DI} . A DI durante transitórios mais suaves, concordam com os dados de simulação no PSIM vistos na Seção 4.6. O tempo necessário para atingir o limite de detecção $y_{lim} = 300\mu Hz$ é aproximadamente 0,2 s.

Na Figura 4.13, o sinal de frequência apresenta ruído devido a não linearidades, como tempo morto, podendo também ter contribuições de imprecisões numéricas do Typhoon HIL. Essas contribuições causam o surgimento de harmônicas na corrente do conversor, como visto no capítulo anterior. Portanto, há o aparecimento de conteúdos em frequências mais altas nos sinais de DI.

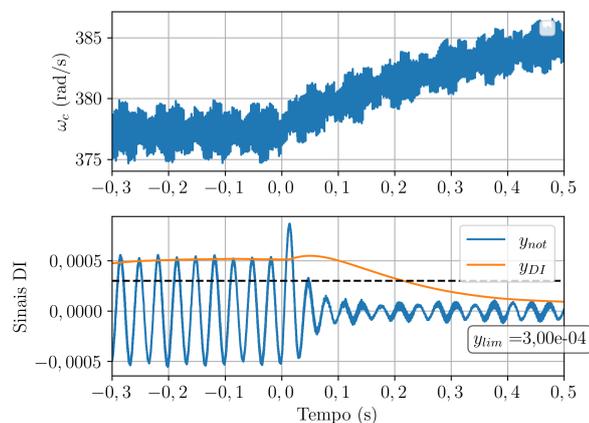


Figura 4.13 – Referência de frequência do conversor e sinal de detecção de ilhamento: amplitude do sinal y_{not} na frequência da perturbação decresce após a desconexão.

4.8.1 Detecção de ilhamento: carga se aproximando de um ponto de equilíbrio devido às capacidades de operação com amplitude e frequência da tensão anômalas

Padrões como o IEEE 1547-2018 propõem que os conversores tenham capacidade de resiliência a valores anômalos de tensão e frequência (“*ride-through*”). Essas capacidades permitem que os conversores operem por mais tempo desconectados, uma vez que há uma região maior em que a geração e a demanda de potência podem se equilibrar.

As Figuras 4.14 e 4.15 mostram a detecção de ilhamento em uma situação em que a carga apresenta uma demanda de 20 kW e o conversor fornece 10 kW, em resposta a uma referência de corrente de saída na componente de eixo direto de aproximadamente 74,1 A. Nessas condições, um conversor atendendo à norma IEEE 1547-2018 pode operar

por um tempo prolongado, chegando a vários segundos, sem que as proteções de sub-tensão atuem para desconectá-lo.

Na Figura 4.14, é possível observar que a tensão na carga decresce até aproximadamente a metade do seu valor inicial após a desconexão. Isso é uma resposta do controle a uma corrente de eixo direto maior que a referência. Diferentemente do caso anterior, a carga não é alimentada principalmente pelo conversor, pois a rede também fornece parte considerável da potência. Assim, a corrente da rede é aproximadamente 25 A, o mesmo valor da do conversor.

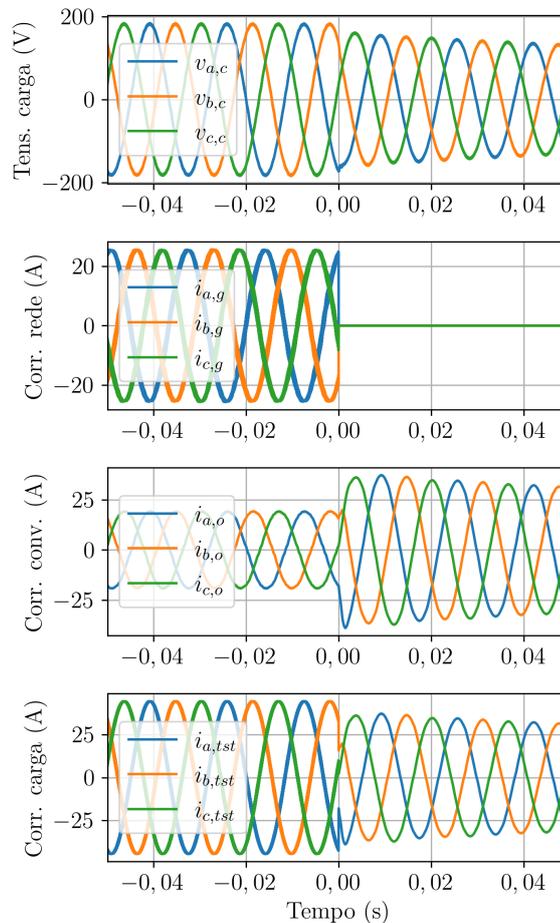


Figura 4.14 – Mudança nas tensões e correntes na ocorrência de desconexão: tensão no capacitor do filtro LCL, correntes na rede, no conversor e na carga.

Durante a desconexão, ocorre um transitório na frequência, como ilustrado na Figura 4.15, no qual o sistema se aproxima de um ponto de equilíbrio e o conversor mantém sua operação devido aos requisitos de resiliência às anormalidades na tensão. No entanto, a detecção de ilhamento ainda ocorre aproximadamente 0,3 s após a desconexão, quando o sinal y_{DI} atinge o limite de 300μ para a detecção de ilhamento.

A Figura 4.15 mostra que esse método ativo detecta o ilhamento em tempo curto, mesmo quando os transitórios levam o conversor para regiões de *ride-through*. A

detecção ocorre antes mesmo que os transitórios da desconexão tenham passado, como era esperado devido a introdução do FPA.

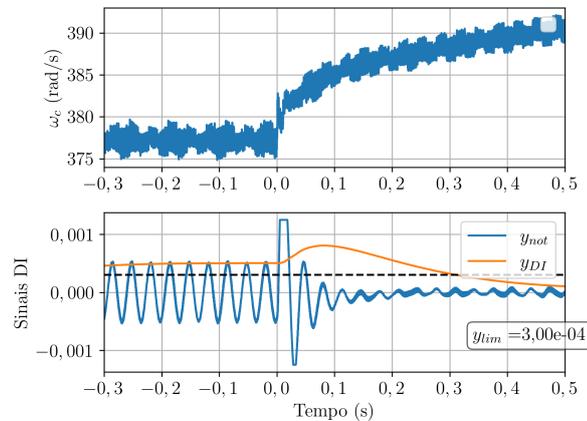


Figura 4.15 – Referência de frequência do conversor e sinal de detecção de ilhamento: amplitude do sinal y_{not} na frequência da perturbação decresce após a desconexão.

4.8.2 Detecção de ilhamento: presença de cargas não-lineares

Os CEPs usualmente têm impedância de saída maiores que a rede devido, principalmente, à necessidade de filtragem de componentes de chaveamento. Como a rede representa um caminho de menor impedância, na operação conectada, as cargas não lineares absorvem as harmônicas de sua corrente principalmente da rede.

Considerando a operação de um conversor controlado como uma fonte de tensão senoidal sincronizada com a rede, no momento da desconexão, os reativos e as harmônicas na corrente da carga deixam de ser fornecidas pela rede. Isso significa que durante a operação desconectada, o fator de potência da corrente do conversor é definido pela carga. Esses efeitos podem ser vistos na Figura 4.16. Inicialmente a potência ativa é fornecida pelo conversor, a corrente da rede contém as harmônicas da corrente da carga. Quando ocorre a desconexão, a corrente da rede cessa, e as harmônicas são agora fornecidas pelo conversor. Consequentemente, a corrente de saída do conversor deixa de ser senoidal e assume a forma exigida pela carga.

As harmônicas na corrente do conversor devido à carga, aparecem na corrente em quadratura na forma de oscilações que afetam o erro de corrente utilizado para formar a estimativa de frequência. O valor da integral do erro da corrente em quadratura, ξ_q^c , também é afetado e, portanto, o mesmo ocorre com a DI que se utiliza deste sinal.

Uma parte grande da eficiência da estratégia de detecção de ilhamento, se baseia na capacidade da pré-filtragem de separar o conteúdo na frequência do sinal injetado do restante do conteúdo. Como algumas harmônicas na corrente do conversor podem

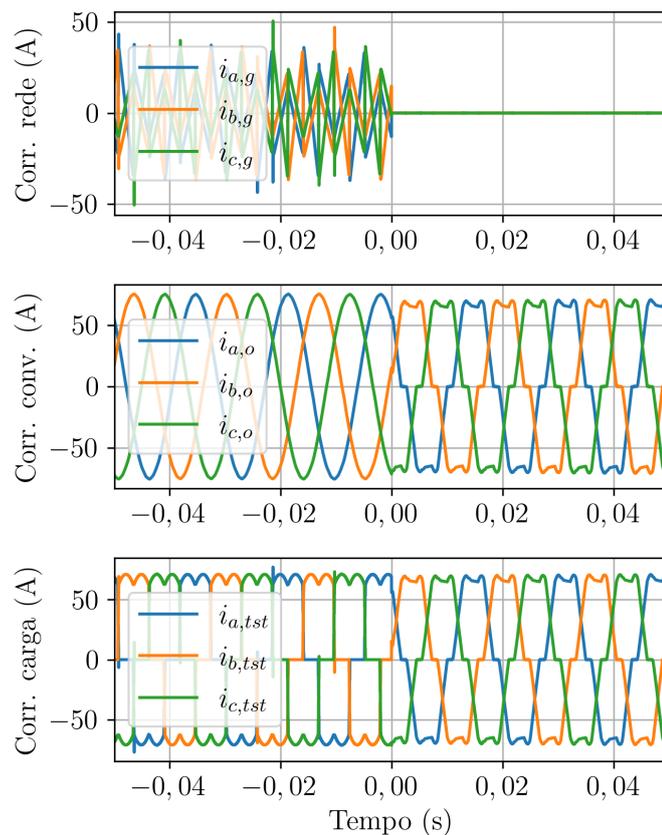


Figura 4.16 – Mudança nas correntes quando na ocorrência de desconexão: tensão na carga, correntes na rede, conversor e carga.

ter componentes bastante grandes, para atenuar o efeito delas sobre os sinais de DI, é necessário adicionar o filtro passa-baixas na etapa de seleção dos sinais.

O efeito da adição do FPB na etapa de seleção do sinal é mostrado na Figura 4.18. Esse filtro é representado pela equação (4.7) e é referido aqui como ILPF, fazendo referencia a filtragem do sinal injetado. Apesar da atenuação fornecida pela variável ξ_q^c , o nível de detecção pode não ser alcançado sem a utilização desse filtro.

O conteúdo harmônico presente no sinal do integrador, após a filtragem inicial, resulta em uma componente de nível CC devido à operação de elevação ao quadrado. Essa operação tem como objetivo obter um sinal com média diferente de zero. Após a elevação ao quadrado, todas as componentes em frequência contribuem para o valor médio do sinal de saída. Portanto, se o sinal não for suficientemente filtrado antes, a presença de outras componentes pode se sobrepôr ao sinal desejado e mascarar os momentos de ocorrência de desconexão.

Com a adição do filtro passa-baixas para diminuição de harmônicos, acima da frequência de corte desse filtro a atenuação é 40 db/década, e a filtragem das componentes de 5^a e 7^a harmônicas na corrente do conversor se torna mais adequada.

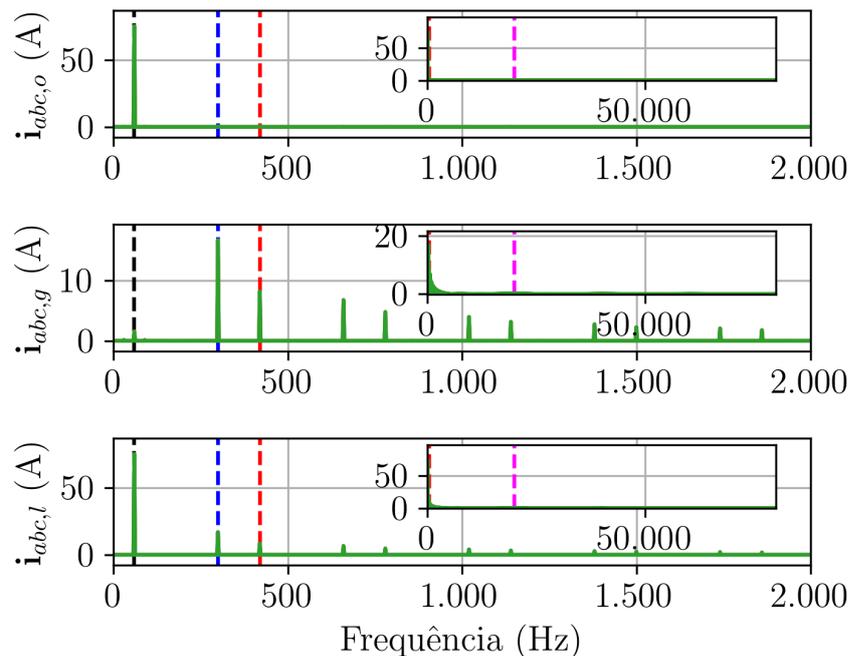


Figura 4.17 – Antes da desconexão as correntes da rede são formadas principalmente por harmônicas na presença de carga não linear: FFT das correntes do conversor, da rede e da carga. A fundamental (60 Hz), quinta (300 Hz) e sétima harmônicas (420 Hz) e a frequência de chaveamento (20 kHz) são sinalizadas em linhas pontilhadas verticais pretas, azul, vermelha e magenta.

A Figura 4.19 mostra o efeito das harmônicas da corrente de saída no sinal da frequência obtida pelo CCAS. A perturbação devido a tais componentes faz com que a frequência instantânea do conversor tenha variações que podem atingir alguns Hertz. Nessa simulação, a amplitude da perturbação na frequência chegou a 4 Hz. Devido à integração da frequência, essas variações são atenuadas e não provocam maiores problemas de qualidade de energia. Filtros adicionais para diminuir essa perturbação podem ser adicionados na malha de sincronização em trabalhos futuros.

Na configuração final de filtros, com os parâmetros dados pela Tabela 4.1, o limite de 300μ Hz é atingido em 0,2 segundos.

4.8.3 Detecção de ilhamento para diversas cargas

Para comparar a detecção de ilhamento na presença de cargas diversas, um número de simulações no HIL foi realizado. Três diferentes tipos de cargas são consideradas.

- Cargas trifásicas RLC, com ressonância em 60 Hz: A potência ativa injetada pelo capacitor é absorvida pelo indutor. O conversor injeta apenas potência ativa.

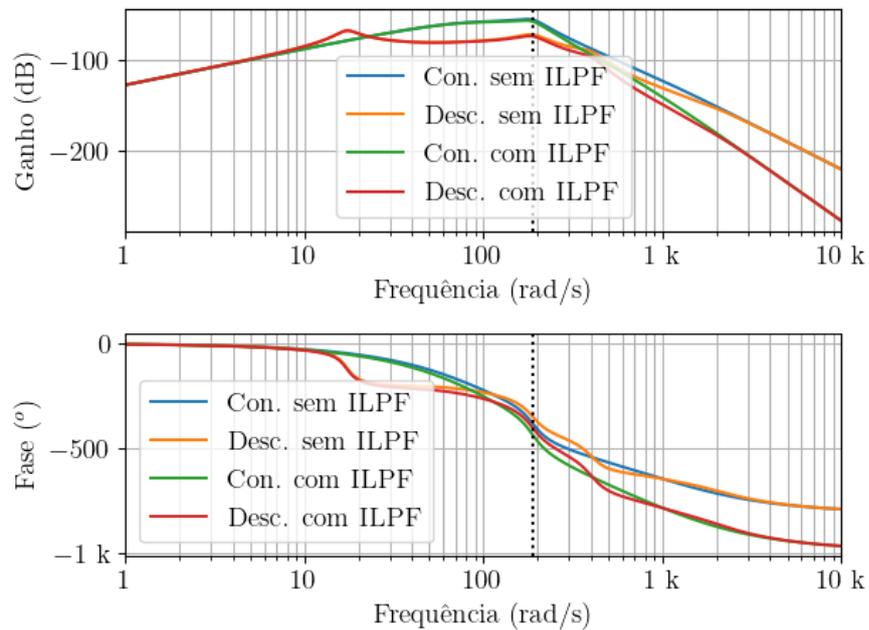


Figura 4.18 – Adição de passa baixa para o sistema com tensão do conversor definida em malha única: aumento da atenuação de componentes harmônicas tanto para o sistema conectado (Con.) quanto desconectado (Desc.).

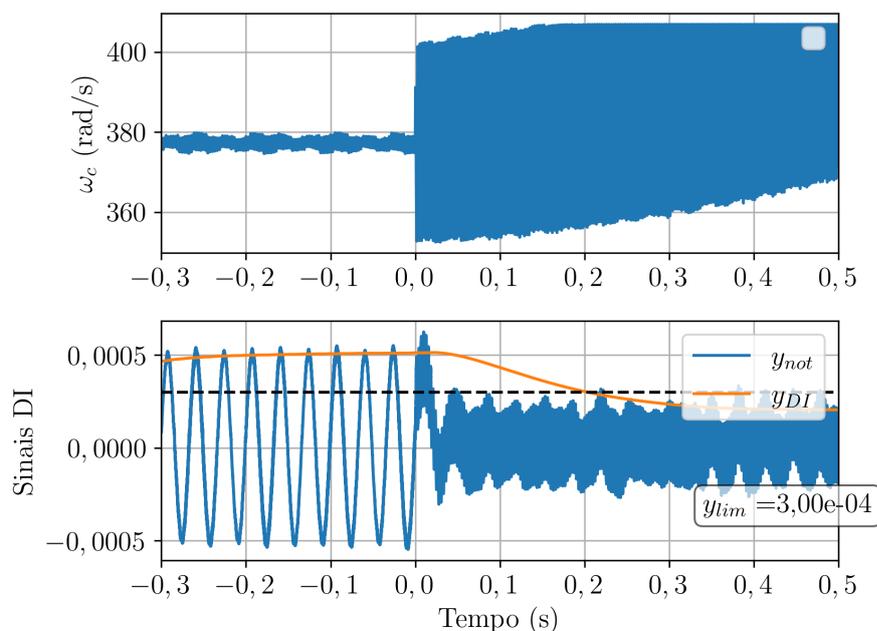
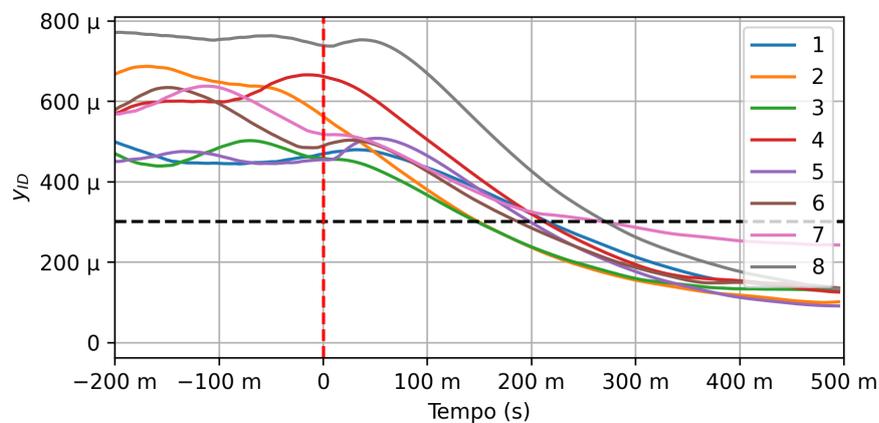


Figura 4.19 – Referência de frequência do conversor e sinais da DI com retificador trifásico com carga resistiva de 20 kW: Decréscimo do sinal y_{not} se mantém após a desconexão.

Tabela 4.2 – Parâmetros das cargas utilizadas nas simulações CIL para detecção de ilhamento.

Condição	Tipo da carga	P_{load}	Q_{load}
1	RLC	20 kW	8,8 kVA
2	RLC	20 kW	5 kVA
3	RLC	20 kW	2,5 kVA
4	RLC	20 kW	1,25 kVA
5	RLC	5 kW	312 W
6	RL	20 kW	8,8 kVA
7	NLL	20 kW	0
8	NLL	20 kW	0

Figura 4.20 – Sinal y_{DI} para diferentes cargas

- Uma carga trifásica RL de 20 kW e 8,8 kVA: o conversor fornece potência ativa e reativa.
- A carga não linear (NLL) é um retificador trifásico com carga resistiva.

A Figura 4.20 apresenta resultados para as cargas relacionadas acima. Diferentemente do esperado na teoria, observam-se diferentes valores do sinal y_{DI} . Isso pode ocorrer devido a não linearidades, provocando efeitos em baixa frequência, que não são atenuados suficientemente. No entanto, uma característica comum a todos os sinais é o decréscimo do módulo quando ocorre desconexão.

Uma situação em que falhas de detecção podem ocorrer é quando vários conversores interagem e competem entre si para formar a rede e alimentar a carga. Nesse cenário, se a demanda estiver equilibrada com a geração, a rede pode continuar sendo formada pelo grupo de conversores, onde cada um deles atua como uma fonte de tensão. Mesmo que menos resiliente que a rede principal.

A presença de múltiplas fontes pode afetar o sinal y_{DI} e potencialmente levar a falhas na detecção de ilhamento. Essa situação pode se tornar problemática quando

tal a operaçãoilhada não é esperada. No entanto, mesmo se a operação em modoilhado for desejada, pode acontecer de nenhum conversor detectar a desconexão e passar para o modo desconectado. Nesse caso, a tensão fornecida pelo conversor pode não ter sua qualidade garantida, configurando um problema para a rede.

Estudos futuros podem averiguar e aperfeiçoar o desempenho desse método quando na presença de vários conversores.

4.8.4 Detecção de ilhamento na presença de quinta e sétima harmônicas nas tensões

Considere-se o caso em que as tensões da rede não são senoidais. Para verificar o impacto das harmônicas sobre a detecção de ilhamento, foram realizadas duas simulações: uma com tensão ideal e outra com harmônicas. Na presença de harmônicas na tensão da rede, a DHT foi de 10%, dividida igualmente em 7% em quinta e sétima harmônicas. Os resultados podem ser vistos nas figuras 4.21a e 4.21b, respectivamente.

Na Figura 4.21a, a corrente do conversor é aproximadamente senoidal, apresentando oscilações devido ao comportamento do filtro LCL, nesse caso sem o amortecimento ativo. Já na Figura 4.21b, essa corrente apresenta quinta e sétima harmônicas como resposta à presença de harmônicas na tensão da rede. Em ambas as simulações, a corrente de saída do conversor apresenta formato senoidal após a desconexão, devido à carga ser linear.

Devido ao filtro passa-baixa no sistema de detecção de ilhamento, o sinal y_{DI} não é significativamente afetado pela presença de harmônicas na tensão. No entanto, não se espera que a tensão afete a detecção de ilhamento. O sinal ξ_q^c apresenta componentes adicionais, oriundas das correntes do conversor, quando uma fonte de tensão apresenta harmônicas, o que causa o aumento da amplitude do sinal y_{DI} . No entanto, o ilhamento é detectado através da diminuição de y_{DI} abaixo de um limite.

Essa diminuição aconteceria apenas na ausência da fonte de tensão, ou se essa fonte apresentasse as mesmas variações de frequência que o conversor. Assim, na ocorrência de desconexão, não importa se a tensão da rede tem componentes harmônicas ou não. A Figura 4.22 ilustra esse comportamento através de sinais de detecção que são bastante similares para os casos em que a rede apresenta tensão senoidal ideal ou com harmônicas. Portanto, a presença de harmônicas na tensão da rede não afeta o processo de detecção de ilhamento descrito neste capítulo.

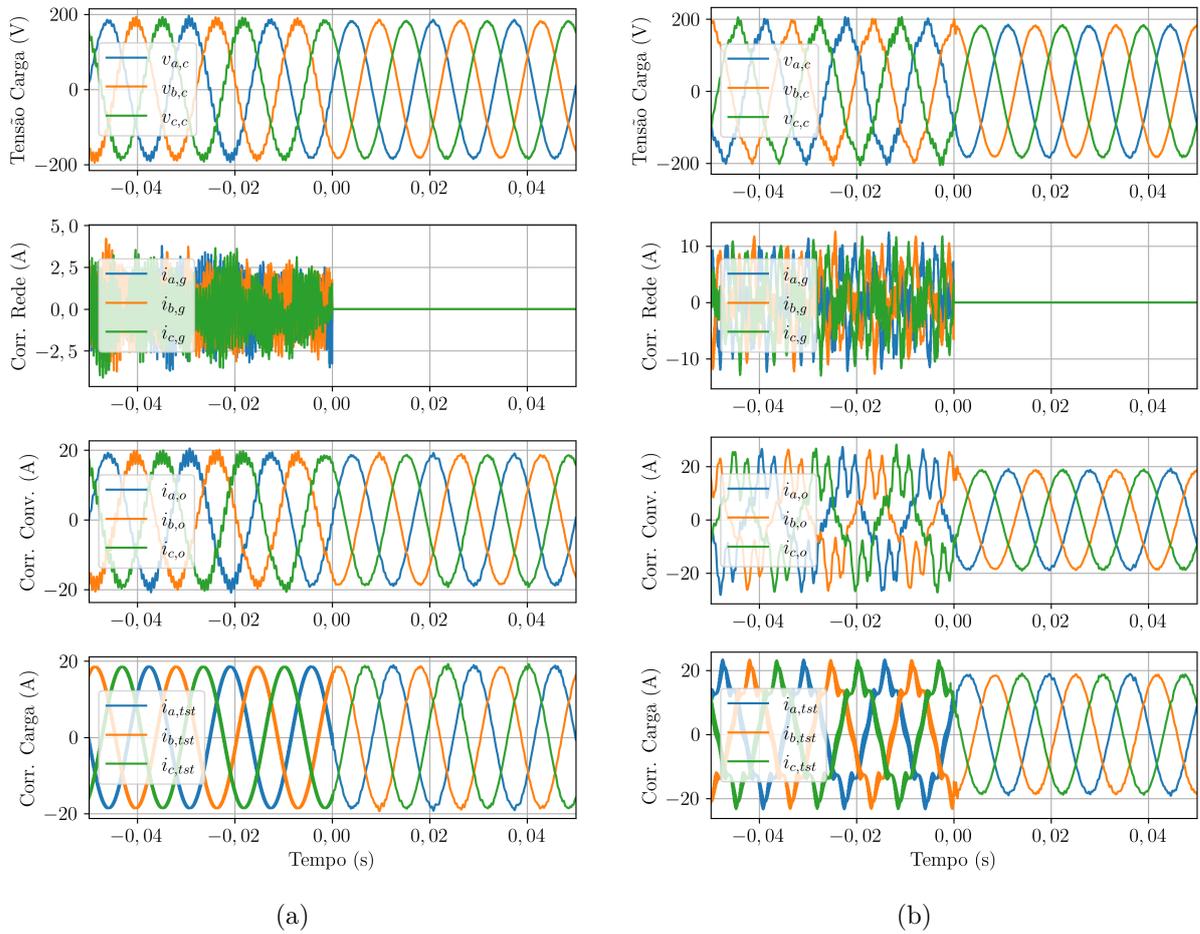


Figura 4.21 – Tensões e correntes com uma fonte de tensão senoidal (a) e com 10% de DHT (b).

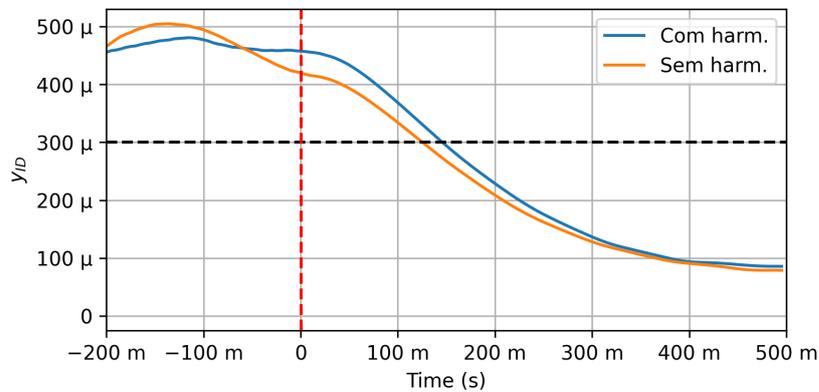


Figura 4.22 – Sinais de detecção de ilhamento, com e sem harmônicas na tensão da rede: A presença de harmônicas na tensão não afetam a capacidade de atingir os limites para detecção de ilhamento.

4.9 Conclusões sobre a DI utilizando o CCAS

Essa proposta de DI utiliza as dinâmicas de sincronização do CCAS para obter uma resposta do sistema diante da injeção de uma perturbação. Essa resposta indica a resiliência da tensão da rede. A combinação desse princípio com métodos passivos permite criar a parte ativa de uma estratégia de DI híbrida.

No CCAS, a injeção de uma perturbação no sinal na referência de frequência do conversor faz com que o sinal ξ_q^c apresente componentes na mesma frequência do sinal injetado. A seleção adequada das respostas às perturbações permite obter um sinal que varia a amplitude quando a rede é desconectada, mesmo em situações em que geração e demanda são equilibradas.

O processamento desse sinal permite a comparação com níveis que podem determinar se o conversor está conectado ou não à rede. A detecção de ilhamento acontece com cargas com diferentes características, incluindo cargas não lineares. Entretanto, a performance do processamento de sinais na presença dessas cargas é mais exigente se comparada a um sistema com cargas lineares apenas.

Assim, as dinâmicas de auto-sincronização do CCAS podem ser utilizadas para sincronização, controle e realização de DI. Situações com múltiplos conversores ou desbalanços grandes entre as cargas nas fases introduzem componentes em baixa frequência e podem exigir mais da filtragem utilizada. Futuras investigações podem verificar essas dinâmicas e buscar possíveis melhorias no mecanismo de detecção de ilhamento.

No entanto, devido à natureza do método baseado na injeção de sinal, a presença de vários conversores que injetam a perturbação com fases diferentes pode resultar no cancelamento dos sinais, comprometendo a precisão da DI.

A presença de conversores formadores na rede pode evitar a detecção de desconexão com a rede, uma vez que há um dispositivo conectado atuando como fonte de tensão. Além disso, outros dispositivos, como máquinas elétricas não interfaceadas por eletrônica de potência, podem causar falhas nesse método pelo mesmo motivo.

As máquinas elétricas geram uma tensão contra-eletromotriz dependente da rotação de um eixo mecânico com inércia. Essa tensão pode atuar como uma referência de frequência, forçando a sincronização do conversor. Assim, dispositivos desse tipo podem limitar a eficácia desse método de detecção, bem como de outros métodos, uma vez que há algo equivalente a uma fonte de tensão na rede.

De forma mais abrangente, esse método pode ser generalizado para redes em que a impedância da rede é menor do que a impedância de saída do conversor. Isso ocorre porque a impedância da rede não apresentaria influência mais importante que a do

filtro sobre a corrente da rede, permitindo uma clara diferença entre operação conectada e desconectada. Além disso, é importante que não haja fontes de tensão, inversores ou máquinas capazes de assumir a rede após uma desconexão.

Além de ser um método de DI, a estratégia proposta também investiga as relações entre auto-sincronização e DI. Conhecimento que pode ser explorado na criação de outros métodos.

5 Conclusões finais

Nesta pesquisa, foi verificada a viabilidade de utilizar uma técnica de sincronização por controle de potência para realizar o controle, sincronização e detecção de ilhamento de um conversor VSI com filtro LCL de saída sem a obtenção de medidas de tensão. Foi proposta uma modificação na técnica do *droop* resistivo, permitindo o controle da potência de saída ou de corrente com erro nulo no regime permanente. A introdução de realimentação da corrente em quadratura para uma tensão em quadratura durante os transitórios melhorou as características de estabilidade do conversor. Resultados de simulação mostraram que o aumento do ganho de realimentação K_{AQ} aumentou amortecimento de autovalores complexos, conforme predito pelos autovalores.

Foram desenvolvidas equações para projetar as constantes do CCAS, e simulações demonstraram características dinâmicas estáveis e comportamento amortecido nas baixas frequências. As simulações lineares apresentaram uma boa reprodução do comportamento dinâmico observado no conversor. Além disso, foi desenvolvida uma estratégia de inicialização para evitar transitórios iniciais instáveis ou com altos valores de corrente.

Diferente de um PLL, o sistema de sincronismo utilizado nessa técnica não rastreia a tensão da rede, mas sim a tensão na saída do inversor. Devido ao fluxo de potência há uma defasagem entre a tensão na saída do inversor e na rede. Por isso, a introdução de uma referência de corrente em quadratura, compensando a potência reativa absorvida pelo filtro de entrada, permitiu obter uma corrente em fase com a tensão. Assim, evitou-se maior redução do fator de potência.

Existem estratégias de controle auto-sincronizante com comportamentos semelhantes, permitindo a injeção de potência sem erro. No entanto, não foi encontrado conhecimento prévio de uma técnica direcionada ao desenvolvimento de um controle de corrente sem aquisição de medidas de tensão.

A parte ativa de uma estratégia híbrida de detecção de ilhamento foi projetada com base no comportamento dinâmico do CCAS. Simulações demonstraram a viabilidade e o desempenho do sistema. Tempos de detecção ficaram próximos a 300 ms, mesmo na presença de desbalanços entre geração e carga. O desenvolvimento de um modelo linear, capaz de representar a resposta do sistema a perturbações, possibilitou um entendimento dos resultados obtidos nas simulações. Foi possível observar dos gráficos regiões em que a resposta do sistema ao sinal injetado se diferencia nos modos conectado e desconectado.

Também foi possível detectar o ilhamento do sistema na presença de cargas não lineares. Isso exigiu a introdução de mais um filtro passa-baixa no processamento de

sinais para reduzir a influência de harmônicos na detecção.

A técnica de detecção de ilhamento proposta possui algumas limitações, mas seu aprimoramento e a derivação de técnicas similares podem ser explorados em trabalhos futuros. A comparação com outras técnicas de detecção de ilhamento ainda será realizada. No entanto, até onde meu conhecimento vai, não foi possível encontrar trabalhos que relacionem CCAS e detecção de ilhamento, especialmente em um sistema que possa ser implementado apenas com medidas de corrente alternada.

Além disso, embora haja espaço para ampliar e aprimorar o estudo, os objetivos deste trabalho foram alcançados de maneira satisfatória. Esses objetivos consistiam, de maneira resumida, em descrever e analisar as dinâmicas matemáticas do controle, sincronização e detecção de ilhamento do conversor. Além disso, também buscaram a viabilidade de utilizar somente medições de corrente para executar essas tarefas.

Em resumo, este estudo representa um caso exemplar da interligação das tarefas de sincronização, controle e detecção de ilhamento. Os resultados obtidos evidenciam a viabilidade e a eficácia das abordagens propostas, aplicadas a um conversor VSI com filtro LCL de saída conectado à rede.

5.1 Trabalhos futuros

Este trabalho aborda uma parte dos estudos realizados durante o doutorado. Uma série de estudos ainda podem ser conduzidos nessa linha de pesquisa. Entre eles, destacam-se:

- Avaliação da estabilidade considerando os modelos completos do filtro LCL e possíveis controles de tensão em malha fechada.
- Investigação de outros meios de detecção do ângulo do vetor de tensão para inicialização do conversor, operando apenas com medidas de corrente.
- Investigação de harmônicas espelhadas nesse tipo de controle, derivando modelos em coordenadas estacionárias, onde esses efeitos são melhores representados.
- Investigação da operação paralela de conversores com esse tipo de controle.
- Simulação da detecção de ilhamento de múltiplos conversores.
- Investigação da utilização de técnicas de detecção de ilhamento com princípios semelhantes.
- Comparações com outras técnicas de detecção de ilhamento.

- Análise do CCAS considerando dinâmicas do barramento CC.

Referências

- [1] Zhenpo Wang and Shuo Wang. Grid power peak shaving and valley filling using vehicle-to-grid systems. *IEEE Transactions on power delivery*, 28(3):1822–1829, 2013.
- [2] Alexandre Oudalov, Rachid Cherkaoui, and Antoine Beguin. Sizing and optimal operation of battery energy storage system for peak shaving application. In *2007 IEEE Lausanne Power Tech*, pages 621–625. IEEE, 2007.
- [3] Kein Huat Chua, Yun Seng Lim, and Stella Morris. Energy storage system for peak shaving. *International Journal of Energy Sector Management*, 10(1):3–18, 2016.
- [4] Adriel M. Rizzato Lede, Marcelo G. Molina, Maximiliano Martinez, and Pedro E. Mercado. Microgrid architectures for distributed generation: A brief review. In *2017 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America)*, pages 1–6, 2017.
- [5] Allal M Bouzid, Josep M Guerrero, Ahmed Cheriti, Mohamed Bouhamida, Pierre Sicard, and Mustapha Benghanem. A survey on control of electric power distributed generation systems for microgrid applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 44:751–766, 2015.
- [6] Chandan Chakraborty, Herbert Ho-Ching Iu, and Dylan Dah-Chuan Lu. Power converters, control, and energy management for distributed generation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(7):4466–4470, 2015.
- [7] Serhiy Bozhko, Ramon Blasko-Gimenez, Risheng Li, John C. Clare, and Greg M. Asher. Control of offshore dfig-based wind farm grid with line-commutated hvdc connection. In *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pages 1563–1568, 2006.
- [8] Jean Patric da Costa, Humberto Pinheiro, Thomas Degner, and Gunter Arnold. Robust controller for dfigs of grid-connected wind turbines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(9):4023–4038, 2011.
- [9] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez. Control of power converters in ac microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11):4734–4749, Nov 2012.

-
- [10] Xiongfei Wang, Mads Graungaard Taul, Heng Wu, Yicheng Liao, Frede Blaabjerg, and Lennart Harnefors. Grid-synchronization stability of converter-based resources—an overview. *IEEE Open Journal of Industry Applications*, 1:115–134, 2020.
- [11] Xiuqiang He and Hua Geng. Pll synchronization stability of grid-connected multiconverter systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 58(1):830–842, 2022.
- [12] R. M. Santos Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, L. A. B. Torres, and A. F. Souza. Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(8):2923–2932, Aug 2008.
- [13] S. Gao and M. Barnes. Phase-locked loops for grid-tied inverters: Comparison and testing. In *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, pages 1–6, 2016.
- [14] Pedro Rodríguez, Josep Pou, Joan Bergas, J Ignacio Candela, Rolando P Burgos, and Dushan Boroyevich. Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(2):584–592, 2007.
- [15] P. Rodríguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre, and F. Blaabjerg. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 1–7, 2006.
- [16] L. Shi and M. L. Crow. A novel pll system based on adaptive resonant filter. In *2008 40th North American Power Symposium*, pages 1–8, Sep. 2008.
- [17] V. Kaura and V. Blasko. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(1):58–63, 1997.
- [18] S. Golestan, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, A. M. Abusorrah, and Y. Al-Turki. A study on three-phase fls. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(1):213–224, Jan 2019.
- [19] Qing-Chang Zhong. Robust droop controller for accurate proportional load sharing among inverters operated in parallel. *IEEE Transactions on industrial Electronics*, 60(4):1281–1290, 2011.
- [20] Chen Qi, Keyou Wang, Qing-Chang Zhong, Jin Xu, and Guojie Li. Transient angle stability of inverters equipped with robust droop control. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, 2020.

-
- [21] Josep M. Guerrero, Jos Matas, Luis Garcia de Vicuna, Miguel Castilla, and Jaume Miret. Decentralized control for parallel operation of distributed generation inverters using resistive output impedance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(2):994–1004, 2007.
- [22] Ernane Antonio Alves Coelho, Porfirio Cabaleiro Cortizo, and Pedro Francisco Donoso Garcia. Small-signal stability for parallel-connected inverters in stand-alone ac supply systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(2):533–542, 2002.
- [23] Z. Liu, J. Liu, D. Boroyevich, R. Burgos, and T. Liu. Small-signal terminal-characteristics modeling of three-phase droop-controlled inverters. In *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 1–7, Sep. 2016.
- [24] Xuan Zhang, F. Wang, Wenchao Cao, and Yiwei Ma. Influence of voltage feed-forward control on small-signal stability of grid-tied inverters. In *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 1216–1221, March 2015.
- [25] S. Khongkhachat and S. Khomfoi. Droop control strategy of ac microgrid in islanding mode. In *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 2093–2098, Oct 2015.
- [26] Lennart Harnefors, Marko Hinkkanen, Usama Riaz, F. M. Mahafugur Rahman, and Lidong Zhang. Robust analytic design of power-synchronization control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(8):5810–5819, 2019.
- [27] Canbing Li, Chi Cao, Yijia Cao, Yonghong Kuang, Long Zeng, and Baling Fang. A review of islanding detection methods for microgrid. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 35:211–220, 2014.
- [28] B.K. Chaitanya, Anamika Yadav, Mohammad Pazoki, and Almoataz Y. Abdelaziz. Chapter 8 - a comprehensive review of islanding detection methods. In Ahmed F. Zobaa and Shady H.E. Abdel Aleem, editors, *Uncertainties in Modern Power Systems*, pages 211–256. Academic Press, 2021.
- [29] Pukar Mahat, Zhe Chen, and Birgitte Bak-Jensen. Review of islanding detection methods for distributed generation. In *2008 Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*, pages 2743–2748, 2008.
- [30] Ku Nurul Edhura Ku Ahmad, Jeyraj Selvaraj, and Nasrudin Abd Rahim. A review of the islanding detection methods in grid-connected pv inverters. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 21:756–766, 2013.

-
- [31] Ieee guide for using ieee std 1547 for interconnection of energy storage distributed energy resources with electric power systems. *IEEE Std 1547.9-2022*, pages 1–87, 2022.
- [32] *IEEE 1547-2018 DER Model: Version 1.0*.
- [33] IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces. *IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)*, pages 1–138, April 2018.
- [34] Joseph Latham, Moath Alqatamin, Zachary T. Smith, Brandon M. Grainger, and Michael McIntyre. Self-synchronizing current control of a three-phase grid-connected inverter in the presence of unknown grid parameters. In *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 793–797, 2020.
- [35] Roberto Rosso, Xiongfei Wang, Marco Liserre, Xiaonan Lu, and Soenke Engelken. Grid-forming converters: Control approaches, grid-synchronization, and future trends—a review. *IEEE Open Journal of Industry Applications*, 2:93–109, 2021.
- [36] Dong Dong, Bo Wen, Paolo Mattavelli, Dushan Boroyevich, and Yaosuo Xue. Modeling and design of islanding detection using phase-locked loops in three-phase grid-interface power converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2(4):1032–1040, 2014.
- [37] Sai Pranith, Shailendra Kumar, Bhim Singh, and TS Bhatti. Maf-dcqi based single-phase uninterrupted pv-battery system under unintentional islanding. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 37(1):36–49, 2021.
- [38] Sai Pranith, Shailendra Kumar, Bhim Singh, and TS Bhatti. Improved gaussian filter based solar pv-bes microgrid with pll based islanding detection and seamless transfer control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69(6):5815–5825, 2021.
- [39] H. H. Zeineldin and S. Kennedy. Sandia frequency-shift parameter selection to eliminate nondetection zones. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 24(1):486–487, 2009.
- [40] Ned Mohan, Tore M Undeland, and William P Robbins. *Power electronics: converters, applications, and design*. John wiley & sons, 2003.
- [41] Ivo Barbi. *Eletrônica de potência*. 2006.
- [42] José Antenor Pomilio. *Ee833 eletrônica de potência-graduação*.

- [43] Johann W Kolar, Hans Ertl, and Franz C Zach. Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a pwm converter system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(6):1063–1075, 1991.
- [44] Xingang Fu and Shuhui Li. A novel neural network vector control for single-phase grid-connected converters with l, lc and lcl filters. *Energies*, 9(5), 2016.
- [45] Javad Khazaei, Zhenghong Tu, Arash Asrari, and Wenxin Liu. Feedback linearization control of converters with lcl filter for weak ac grid integration. *IEEE Transactions on Power Systems*, 36(4):3740–3750, 2021.
- [46] G. Denis, T. Prevost, P. Panciatici, X. Kestelyn, F. Colas, and X. Guillaud. Improving robustness against grid stiffness, with internal control of an ac voltage-controlled vsc. In *2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*, pages 1–5, 2016.
- [47] Simone Buso, Tommaso Caldognetto, and Qing Liu. Analysis and experimental characterization of a large-bandwidth triple-loop controller for grid-tied inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(2):1936–1949, 2018.
- [48] Wei Du, Zhe Chen, Kevin P. Schneider, Robert H. Lasseter, Sai Pushpak Nandanoori, Francis K. Tuffner, and Soumya Kundu. A comparative study of two widely used grid-forming droop controls on microgrid small-signal stability. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 8(2):963–975, 2020.
- [49] Kahlane Abd El Wahid Hamza, Linda Hassaine, and Larbes Cherif. Lcl filter design with passive damping for photovoltaic grid connected systems. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 5 2015.
- [50] Edson Bim. *Máquinas elétricas e acionamento*, volume 3. Elsevier, 2012.
- [51] Lourenço Matakas Junior. *Implementação de controladores para conversores trifásicos, sem transformações de coordenadas: análise geométrica através de vetores espaciais*. PhD thesis, Universidade de São Paulo, 2012.
- [52] David G Taylor. Nonlinear control of electric machines: An overview. *IEEE Control Systems Magazine*, 14(6):41–51, 1994.
- [53] Oliver Benjak and Dieter Gerling. Review of position estimation methods for pmsm drives without a position sensor, part iii: Methods based on saliency and signal injection. In *2010 International Conference on Electrical Machines and Systems*, pages 873–878, 2010.

-
- [54] Antoni Arias, Jesus Caum, Edorta Ibarra, and Robert Grino. Reducing the cogging torque effects in hybrid stepper machines by means of resonant controllers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(4):2603–2612, 2018.
- [55] Marc Dokus and Axel Mertens. On the coupling of power-related and inner inverter control loops of grid-forming converter systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9:16173–16192, 2021.
- [56] Arthur Eugene Fitzgerald, Charles Kingsley, Stephen D Umans, and B James. *Electric machinery*, volume 5. McGraw-Hill New York, 2003.
- [57] Sakda Somkun. High performance current control of single-phase grid-connected converter with harmonic mitigation, power extraction and frequency adaptation capabilities. *IET Power Electronics*, 14(2):352–372, 2021.
- [58] Suparak Srita, Sakda Somkun, Tanakorn Kaewchum, Wattanapong Rakwichian, Peter Zacharias, Uthen Kamnarn, Jutturit Thongpron, Damrong Amorndechaphon, and Matheepot Phattanasak. Modeling, simulation and development of grid-connected voltage source converter with selective harmonic mitigation: Hil and experimental validations. *Energies*, 15(7), 2022.
- [59] E. D. Queiroz and J. Antenor Pomilio. SRF-PLL influence on the stability of a current source converter in droop mode. In *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pages 1–6, 2019.
- [60] Linbin Huang, Huanhai Xin, Zhiyi Li, Ping Ju, Hui Yuan, Zhou Lan, and Zhen Wang. Grid-synchronization stability analysis and loop shaping for pll-based power converters with different reactive power control. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 11(1):501–516, 2020.
- [61] Weiwei Li, Xinbo Ruan, Chenlei Bao, Donghua Pan, and Xuehua Wang. Grid synchronization systems of three-phase grid-connected power converters: A complex-vector-filter perspective. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(4):1855–1870, 2014.
- [62] Lenos Hadjidemetriou, Elias Kyriakides, and Frede Blaabjerg. A new hybrid pll for interconnecting renewable energy systems to the grid. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 49(6):2709–2719, 2013.
- [63] Saeed Golestan, Josep M. Guerrero, Juan C. Vasquez, Abdullah M. Abusorrah, and Yusuf Al-Turki. All-pass-filter-based pll systems: Linear modeling, analysis,

- and comparative evaluation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(4):3558–3572, 2020.
- [64] Fernando P Marafão, Sigmar M Deckmann, José A Pomilio, and Ricardo Q Machado. Metodologia de projeto e análise de algoritmos de sincronismo pll. *Eletrônica de Potência*, 10(1):7–14, 2005.
- [65] Roberto Rosso, Jair Cassoli, Giampaolo Buticchi, Soenke Engelken, and Marco Liserre. Robust stability analysis of lcl filter based synchronverter under different grid conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(6):5842–5853, 2019.
- [66] Jing Wang, Annabelle Pratt, and Murali Baggu. Integrated synchronization control of grid-forming inverters for smooth microgrid transition. In *2019 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM)*, pages 1–5, 2019.
- [67] B. Wen, D. Boroyevich, P. Mattavelli, Z. Shen, and R. Burgos. Influence of phase-locked loop on input admittance of three-phase voltage-source converters. In *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 897–904, March 2013.
- [68] Yasser Abdel-Rady Ibrahim Mohamed and Ehab F. El-Saadany. Adaptive decentralized droop controller to preserve power sharing stability of paralleled inverters in distributed generation microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(6):2806–2816, 2008.
- [69] Babak Keyvani-Boroujeni, Bahador Fani, Ghazanfar Shahgholian, and Hassan Haes Alhelou. Virtual impedance-based droop control scheme to avoid power quality and stability problems in vsi-dominated microgrids. *IEEE Access*, 9:144999–145011, 2021.
- [70] Lidong Zhang, Lennart Harnefors, and Hans-Peter Nee. Power-synchronization control of grid-connected voltage-source converters. *IEEE Transactions on Power systems*, 25(2):809–820, 2010.
- [71] Qing-Chang Zhong and Tomas Hornik. *Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration*, volume 97. John Wiley & Sons, 2012.
- [72] Lennart Harnefors, Jarno Kukkola, Mikko Routimo, Marko Hinkkanen, and Xiongfei Wang. A universal controller for grid-connected voltage-source converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9(5):5761–5770, 2021.

- [73] Lucas S. Araujo and Danilo I. Brandao. Self-adaptive control for grid-forming converter with smooth transition between microgrid operating modes. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 135:107479, 2022.
- [74] Andrés Peña Asensio, Santiago Arnaltes Gomez, Jose Luis Rodriguez-Amenedo, and Miguel Angel Cardiel-Álvarez. Reactive power synchronization method for voltage-sourced converters. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 10(3):1430–1438, 2019.
- [75] José Luis Rodríguez Amenedo, Santiago Arnaltes Gómez, Jaime Alonso-Martinez, and Marcial González De Armas. Grid-forming converters control based on the reactive power synchronization method for renewable power plants. *IEEE Access*, 9:67989–68007, 2021.
- [76] IEEE. Ieee standard for the specification of microgrid controllers, 2017.
- [77] A. S. Aljankawey, Walid G. Morsi, L. Chang, and C. P. Diduch. Passive method-based islanding detection of renewable-based distributed generation: The issues. In *2010 IEEE Electrical Power & Energy Conference*, pages 1–8, 2010.
- [78] Sung-Il Jang and Kwang-Ho Kim. An islanding detection method for distributed generations using voltage unbalance and total harmonic distortion of current. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 19(2):745–752, 2004.
- [79] Pankaj Gupta, R. S. Bhatia, and D. K. Jain. Active rocof relay for islanding detection. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 32(1):420–429, 2017.
- [80] Yasser Ahmed Elshrief, Dalal Hussien Helmi, Sameh Abd-Elhaleem, Belal Ahmed Abozalam, and Amin Danial Asham. Fast and accurate islanding detection technique for microgrid connected to photovoltaic system. *Journal of Radiation Research and Applied Sciences*, 14(1):210–221, 2021.
- [81] Shailendra Kumar, Bhim Singh, Sanjeev Singh, and Ujjwal K. Kalla. Multiple sinusoidal signal integrators and unintentional islanding controlled pv-bes system at unbalanced grid conditions. In *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pages 1–5, 2020.
- [82] Jia Ke, Zhu Zhengxuan, Zhao Qijuan, Yang Zhe, and Bi Tianshu. Islanding detection method of multi-port photovoltaic dc micro grid based on harmonic impedance measurement. *IET Renewable Power Generation*, 13(14):2604–2611, 2019.

-
- [83] J.E. Kim and J.S. Hwang. Islanding detection method of distributed generation units connected to power distribution system. In *PowerCon 2000. 2000 International Conference on Power System Technology. Proceedings (Cat. No.00EX409)*, volume 2, pages 643–647 vol.2, 2000.
- [84] MA Redfern, J Barrett, and O Usta. A new microprocessor based islanding protection algorithm for dispersed storage and generation units. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 10(3):1249–1254, 1995.
- [85] David Velasco, Cesar Trujillo, Gabriel Garcera, and Emilio Figueres. An active anti-islanding method based on phase-pll perturbation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(4):1056–1066, 2011.
- [86] HH Zeineldin and S Conti. Sandia frequency shift parameter selection for multi-inverter systems to eliminate non-detection zone. *IET Renewable Power Generation*, 5(2):175–183, 2011.
- [87] Wenbin Qiu, Yanjun Li, Ji Xiang, and Jie Yu. An islanding detection based on virtual impedance and phase-locked loop. In *2017 36th Chinese Control Conference (CCC)*, pages 10553–10558. IEEE, 2017.
- [88] Atle Rygg, Marta Molinas, Chen Zhang, and Xu Cai. On the equivalence and impact on stability of impedance modeling of power electronic converters in different domains. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 5:1444–1454, 12 2017.
- [89] Atle Rygg, Marta Molinas, Chen Zhang, and Xu Cai. A modified sequence-domain impedance definition and its equivalence to the dq-domain impedance definition for the stability analysis of ac power electronic systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 4:1383–1396, 12 2016.
- [90] Nagaraju Pogaku, Milan Prodanovic, and Timothy C. Green. Modeling, analysis and testing of autonomous operation of an inverter-based microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(2):613–625, 2007.
- [91] Anderson F Hoke, Austin A Nelson, Jin Tan, Rasel Mahmud, Vahan Gevorgian, Mohamed Elkhatab, Chris Antonio, Dean Arakawa, and Ken Fong. The frequency-watt function: simulation and testing for the hawaiian electric companies. Technical report, National Renewable Energy Lab.(NREL), Golden, CO (United States), 2017.
- [92] Dinesh Pattabiraman, Jin Tan, Vahan Gevorgian, Andy Hoke, Chris Antonio, and Dean Arakawa. Impact of frequency-watt control on the dynamics of a high der

- penetration power system. In *2018 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM)*, pages 1–5. IEEE, 2018.
- [93] Saeed Rezaee, Mehrdad Moallem, Jiacheng Wang, and Amr Ahmed A. Radwan. Assessment of dynamic instabilities in weak grids with high penetration of power electronic loads. In *2020 IEEE 8th International Conference on Smart Energy Grid Engineering (SEGE)*, pages 13–17, 2020.
- [94] CM Wu, Wing-Hong Lau, and H Shu-Hung Chung. Analytical technique for calculating the output harmonics of an h-bridge inverter with dead time. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 46(5):617–627, 1999.
- [95] Eliabe Duarte Queiroz and José Antenor Pomilio. Synchronous reference frame pll frequency estimation under voltage variations. In *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pages 1–6. IEEE, 2019.
- [96] Eliabe Duarte Queiroz, João Inácio Yutaka Ota, and José Antenor Pomilio. State-space representation model of phase-lock loop systems for stability analysis of grid-connected converters. In *2021 IEEE/IAS 14th International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, pages 1–8. IEEE/IAS, 2021.
- [97] Eliabe Duarte Queiroz, João Inácio Yutaka Ota, and José Antenor Pomilio. Effect of pll on current distortion of droop-controlled converters in a control-in-the-loop simulation of a microgrid. In *2021 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pages 1–8. IEEE, 2021.
- [98] PRODIST ANEEL. Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional, 2010.
- [99] Ieee application guide for ieee std 1547(tm), ieee standard for interconnecting distributed resources with electric power systems. *IEEE Std 1547.2-2008*, pages 1–217, 2009.
- [100] Jing Wang, Annabelle Pratt, and Murali Baggu. Design of a state machine for smooth microgrid transition operation. In *2018 IEEE Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*, pages 1–5. IEEE, 2018.
- [101] Mahmoud Saleh, Yusef Esa, and Ahmed Mohamed. Centralized control for dc microgrid using finite state machine. In *2017 IEEE Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*, pages 1–5, 2017.

-
- [102] Gene F Franklin, J David Powell, Michael L Workman, et al. *Digital control of dynamic systems*, volume 3. Addison-wesley Menlo Park, 1998.

ANEXO A – Notação

Esse trabalho apresenta um número grande de variáveis. Algumas delas podem ter dinâmicas não lineares, valores de regime permanente e variações em torno desse ponto. Dessa forma, para evitar redundâncias no texto e facilitar a descrição, majoritariamente serão apresentadas como se segue:

- Variáveis comuns. Uma variável x pode ter um valor em regime permanente, \bar{x} , e variações, \tilde{x} , em torno desse ponto:

$$x = \bar{x} + \tilde{x}$$

Subscritos podem simbolizar o referencial no qual a variável se encontra, e explicitar variáveis em diferentes pontos de um circuito ou controle.

- Vetores. Um vetor \mathbf{x} que agrupa n variáveis, de dimensão $1 \times n$. Esses vetores estão representados em minúsculas e igualmente podem ter notação indicando regime permanente e variações:

$$\mathbf{x} = \bar{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{x}}$$

- Constantes simples. Usualmente referidas em maiúsculas, por exemplo uma constante R_{ci} que pode ser a resistência do indutor interno de um conversor com filtro LCL.
- Matrizes. Referidas em letras maiúsculas em negrito. Usualmente é a representação de um sistemas em espaço de estados, que pode ter sido linearizado ou não. Os sistemas tem múltiplas entradas e múltiplas saídas. As múltiplas entradas podem vir de vetores oriundos de sistemas distintos. As saídas são colocadas em um único vetor de saída do sistema. Como por exemplo:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \mathbf{x}_y &= \mathbf{A}_y \mathbf{x}_y + \mathbf{B}_{y,u} \mathbf{u}_y + \mathbf{B}_{y,v} \mathbf{u}_v \\ \mathbf{y}_y &= \mathbf{C}_y \mathbf{x}_y + \mathbf{D}_{y,u} \mathbf{u}_y + \mathbf{D}_{y,v} \mathbf{u}_v \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

Que são matrizes de um sistema y que relacionam:

- A dinâmica dos estados em relação aos estados: \mathbf{A}_y .
- A dinâmica dos estados em relação a uma entrada u_y : $\mathbf{B}_{y,u}$.

- A dinâmica dos estados em relação a uma entrada u_v : $\mathbf{B}_{y,u}$.
- A dinâmica das saídas em relação aos estados: \mathbf{C}_y .
- A dinâmica das saídas em relação a uma entrada u_y : $\mathbf{D}_{y,u}$.
- A dinâmica das saídas em relação a uma entrada u_v : $\mathbf{D}_{y,u}$.

As matrizes são compostas por coeficientes constantes dados em torno de um ponto de operação. Não é considerada a possibilidade de uma matriz com coeficientes variáveis.

Os subscritos identificam o sistema de origem da variável e também podem representar o referencial em que essas variáveis são implementadas. Assim, um vetor $\mathbf{x}_{dq,a}$ de um subsistema a pode se relacionar com outro vetor $\mathbf{x}_{\alpha\beta,a}$ através de uma transformação de referencial $\mathbf{T}_{dq,\alpha\beta}$:

$$\mathbf{x}_{dq,a}^g = \mathbf{T}_{dq,\alpha\beta} \mathbf{x}_{\alpha\beta,a}$$

$$\mathbf{T}_{dq,\alpha\beta} = \mathbf{R}(\theta_g) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_g) & \sin(\theta_g) \\ -\sin(\theta_g) & \cos(\theta_g) \end{bmatrix}$$

Esses vetores usualmente podem ser representados em um plano e ter suas componentes dadas por: $\mathbf{x}_{dq,a}^g{}^T = [x_{d,a}^g \quad x_{q,a}^g]^T$ e $\mathbf{x}_{\alpha\beta,a}^T = [x_{\alpha,a} \quad x_{\beta,a}]^T$

O T subscrito como em $x_{fg,a}^T$ denota a transposta de $x_{fg,a}$.

Diferentes referenciais síncronos diferem entre si devido uma fase, e devido dinâmicas dessa fase. Portanto para sinais síncronos um sobrescrito é adicionado que indica a origem do referencial síncrono. A princípio dois referenciais são adotados, o referencial síncrono do conversor, sobrescrito c , e o referencial síncrono comum, sobrescrito g . A relação entre eles é dada por:

$$\mathbf{x}_{dq,a}^c = \mathbf{R}(\phi_c) \mathbf{x}_{dq,a}^g$$

em que ϕ_c é fase que difere o ângulo dos referenciais:

$$\phi_c = \theta_c - \theta_g$$

A rotação inversa será dada por:

$$\mathbf{x}_{dq,a}^g = \mathbf{R}(-\phi_c) \mathbf{x}_{dq,a}^c$$

Ao longo do texto as variáveis, matrizes de parâmetros e transformações são apresentadas.

ANEXO B – Controle de tensão utilizado em cascata com o CCAS

As figura 3.9a e 3.9b mostram uma instabilidade que surge da combinação do CCAS com um controle em malha fechada. Esse anexo explica o controlador utilizado e o projeto.‘

Esse controlador opera em um RE e deve seguir a referência de tensão $\mathbf{v}_{\alpha\beta,ref}$ sem erro em regime permanente. Essas referências estão na frequência nominal da rede ou em valores próximos. O controlador de tensão utiliza uma ressonância na frequência nominal, ω_0 , projetada de forma a sintonizar com a sequência positiva do conversor.

O diagrama de blocos do controle da tensão em malha fechada pode ser visualizado na Figura B.1. O modelo em espaço de estados é definido como:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\mathbf{x}_{\alpha\beta,vc} = \mathbf{A}_{vc}\mathbf{x}_{\alpha\beta,vc} + \mathbf{B}_{vc}\mathbf{u}_{\alpha\beta,vc} + \mathbf{B}_{vc,ref}\mathbf{v}_{\alpha\beta,ref} \\ \mathbf{y}_{\alpha\beta,vc} = \mathbf{C}_{vc}\mathbf{x}_{\alpha\beta,vc} + \mathbf{D}_{vc}\mathbf{u}_{\alpha\beta,vc} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

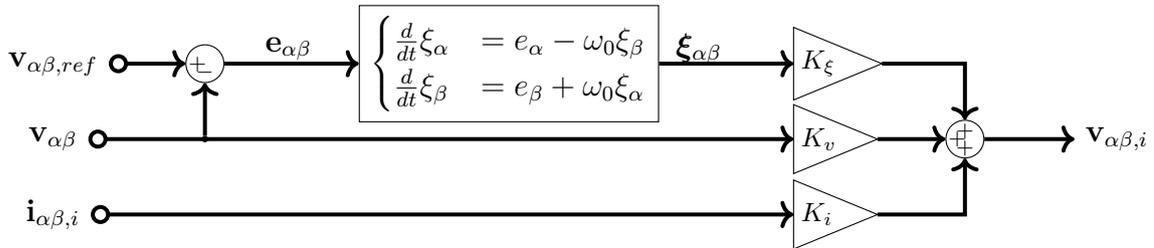


Figura B.1 – Controlador de tensão em malha fechada em tempo contínuo.

Em que $\mathbf{x}_{\alpha\beta,vc} = \boldsymbol{\xi}_{\alpha\beta,c}$, $\mathbf{u}_{\alpha\beta,c} = [\mathbf{v}_{\alpha\beta}^T, \mathbf{i}_{\alpha\beta}^T]^T$ e as matrizes dadas por $\mathbf{A}_{vc} = \mathbf{J}\omega_0$, $\mathbf{B}_{vc} = [-\mathbf{I}_{2 \times 2} \quad \mathbf{0}_{2 \times 2}]$, $\mathbf{B}_{vc,ref} = \mathbf{I}_{2 \times 2}$, $\mathbf{C}_{vc} = K_\xi \mathbf{I}_{2 \times 2}$ e $\mathbf{D}_{vc} = [K_v \mathbf{I}_{2 \times 2} \quad K_i \mathbf{I}_{2 \times 2}]$. Para projetar o sistema considerando um atraso de um período de amostragem, é necessário realizar o projeto em tempo discreto ou aproximar o atraso em tempo contínuo. Neste contexto, o projeto em tempo discreto é empregado, exigindo a utilização de métodos para discretização.

As matrizes \mathbf{A}_d , \mathbf{B}_d , \mathbf{C}_d e \mathbf{D}_d descrevem um sistema em espaço de estados discreto com um período de amostragem T_s , obtido por meio de uma transformação bilinear de um modelo contínuo em espaço de estados \mathbf{A}_c , \mathbf{B}_c , \mathbf{C}_c e \mathbf{D}_c , conforme a equação (B.2) [102]:

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_d &= \left(\mathbf{I} - \mathbf{A}_c \frac{T_s}{2} \right)^{-1} \left(\mathbf{I} + \mathbf{A}_c \frac{T_s}{2} \right) \\
\mathbf{B}_d &= \sqrt{T_s} \left(\mathbf{I} - \mathbf{A}_c \frac{T_s}{2} \right)^{-1} \mathbf{B}_{vc} \\
\mathbf{C}_d &= \sqrt{T_s} \mathbf{C}_c \left(\mathbf{I} - \mathbf{A}_c \frac{T_s}{2} \right)^{-1} \\
\mathbf{D}_d &= \frac{T_s}{2} \mathbf{C}_c \left(\mathbf{I} - \mathbf{A}_c \frac{T_s}{2} \right)^{-1} \mathbf{B}_c + \mathbf{D}_c
\end{aligned} \tag{B.2}$$

A saída do controlador definido em (B.1) sofre atrasos devido ao processamento computacional e à modulação por largura de pulso (PWM). Esses atrasos resultam na introdução de estados adicionais e em um novo modelo em espaço de estados, considerando esses atrasos na saída do controle.

$$\mathbf{y}_{\alpha\beta,dy}[k+1] = \mathbf{y}_{\alpha\beta,vc}[k]$$

As matrizes do sistema discretizado são \mathbf{A}_{vd} , \mathbf{B}_{vd} , $\mathbf{B}_{vd,ref}$, \mathbf{C}_{vd} e \mathbf{D}_{vd} . Elas são derivadas usando a discretização do sistema em (B.1), seguindo as equações em (B.2). Assim, o modelo final do controlador pode ser formulado:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{\alpha\beta,vcd}[k+1] &= \mathbf{A}_{vcd}\mathbf{x}_{\alpha\beta,vcd}[k] + \mathbf{B}_{vcd}\mathbf{u}_{\alpha\beta,vcd}[k] + \mathbf{B}_{vcd,ref}\mathbf{u}_{\alpha\beta,ref}[k] \\ \mathbf{y}_{\alpha\beta,vcd}[k] &= \mathbf{C}_{vcd}\mathbf{x}_{\alpha\beta,vcd}[k] \end{cases} \tag{B.3}$$

O vetor de estados passa a ser $\mathbf{x}_{\alpha\beta,vcd} = [\xi_{\alpha,d} \quad \xi_{\beta,d} \quad \xi_{\alpha,d}[k-1] \quad \xi_{\beta,d}[k-1]]^T$. As matrizes:

$$\mathbf{A}_{vcd} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{vd} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{C}_{vd} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{vcd} = [\mathbf{B}_{vd}^T \quad \mathbf{D}_{vd}^T]^T, \mathbf{B}_{vcd,ref} = [\mathbf{B}_{vc,ref}^T \quad \mathbf{0}_{2 \times 2}], \mathbf{C}_{vcd} = [\mathbf{0}_{2 \times 2} \quad \mathbf{I}_{2 \times 2}].$$

O modelo em espaço de estados da planta é dado por:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\mathbf{x}_{\alpha\beta,lc} &= \mathbf{A}_{lc}\mathbf{x}_{\alpha\beta,lc} + \mathbf{B}_{lc,v}\mathbf{v}_{\alpha\beta,vi} + \mathbf{B}_{lc,i}\mathbf{i}_{\alpha\beta,o} \\ \mathbf{y}_{\alpha\beta,lc} &= \mathbf{C}_{lc}\mathbf{x}_{\alpha\beta,lc} \end{cases} \tag{B.4}$$

Os vetores de estados são $\mathbf{x}_{\alpha\beta,lc} = [\mathbf{v}_{\alpha\beta}^T \quad \mathbf{i}_{\alpha\beta}^T]^T$, que é igual ao vetor de entradas $\mathbf{u}_{\alpha\beta,vc}$; ou seja, as tensões e correntes no filtro LC de saída são as entradas para o controlador. O vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta,vi}$ é igual a $\mathbf{y}_{\alpha\beta,vc}$, portanto, a tensão gerada pelo controlador é uma entrada para o circuito LC. O vetor $\mathbf{i}_{\alpha\beta,o}$ representa as correntes no indutor de saída. As outras matrizes:

Tabela B.1 – Ganhos do projeto do controlador de tensão.

Ganho	Valor
K_ξ	843.4
K_v	5.735
K_i	-3.062

$\mathbf{A}_{lc} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} & \frac{1}{C_c} \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ -\frac{1}{L_{ci}} \mathbf{I}_{2 \times 2} & -\frac{R_{ci}}{L_{ci}} \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_{lc,vi} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \frac{1}{L_{ci}} \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_{lc,vi} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_c} \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}$ e $\mathbf{C}_{lc} = \mathbf{I}_{4 \times 4}$, descrevem a interação entre os estados. Através do processo de discretização em (B.2) as matrizes \mathbf{A}_{lcd} , $\mathbf{B}_{lcd,vi}$, $\mathbf{B}_{lcd,i}$, \mathbf{C}_{lcd} e $\mathbf{D}_{lcd,vi}$ e $\mathbf{D}_{lcd,i}$ podem ser obtidas. O modelo em espaço de estados discreto do filtro capacitivo-indutivo e do controle contendo os atrasos:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta,dd}[k+1] = \mathbf{A}_{dd}\mathbf{x}_{\alpha\beta,dd}[k] + \mathbf{B}_{dd}\mathbf{u}_{\alpha\beta,dd}[k] + \mathbf{B}_{vcd,ref}\mathbf{u}_{\alpha\beta,ref}[k] \quad (\text{B.5})$$

As matrizes $\mathbf{A}_{dd} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{vcd} + \mathbf{B}_{vcd}\mathbf{D}_{lcd}\mathbf{C}_{vcd} & \mathbf{B}_{vcd}\mathbf{C}_{lcd} \\ \mathbf{B}_{lcd,vi}\mathbf{C}_{vcd} & \mathbf{A}_{lcd} \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_{dd,i} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{4 \times 2} & \mathbf{B}_{lcd,i} \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_{dd,ref} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{vcd,ref} & \mathbf{0}_{4 \times 2} \end{bmatrix}$.

A posição dos autovalores da matriz \mathbf{A}_{dd} fornece informações sobre a estabilidade e o comportamento dinâmico do conversor. O vetor de autovalores é dado por:

$$\boldsymbol{\lambda}_{dd}(K_\omega, K_v, K_i) = [\lambda_0 \quad \lambda_1 \quad \dots \quad \lambda_7]^T$$

e os autovalores que o compõem são funções dos ganhos K_ω , K_v e K_i . Através de um processo de otimização, é possível determinar esses ganhos de forma a permitir uma dinâmica o mais próxima possível da dinâmica desejada para esse circuito LC, levando em consideração os atrasos. A função utilizada para a minimização é o quadrado da distância entre os autovalores e uma posição λ_c escolhida como referência.

$$f(K_\omega, K_v, K_i) = \left(\boldsymbol{\lambda}_{dd}(K_\omega, K_v, K_i) - \lambda_c \right)^T \left(\boldsymbol{\lambda}_{dd}(K_\omega, K_v, K_i) - \lambda_c \right)^* \quad (\text{B.6})$$

em que $\boldsymbol{\lambda}_{dd}(K_\omega, K_v, K_i)$ é um vetor coluna contendo os autovalores de \mathbf{A}_{dd} e λ_c é escolhido como 0,5. O operador \mathbf{x}^* denota o complexo conjugado de \mathbf{x} .

As malhas de controle operam a uma frequência de aproximadamente 20 kHz. O controle da tensão sobre o filtro LC possui uma banda de passagem de cerca de 2 k rad/s, considerando os parâmetros do circuito fornecidos na tabela 3.1 juntamente com os ganhos da Tabela B.1.

Na simulação desse controle, a referência passa por um filtro passa-baixa (FPB) com uma banda de passagem de 1 kHz, implementado em um referencial síncrono com frequência de 60 Hz.

As figuras B.2a e B.2b exibem os resultados da simulação do controle. Considerando a localização dos polos em torno de 0.2, a banda de passagem estimada é de aproximadamente 318.3 Hz.

Esse resultado sugere um tempo de acomodação que pode ser aproximado em cerca de 4 vezes a constante de tempo do controle, resultando em um valor de aproximadamente 2 ms. Isso é consistente com o resultado apresentado na Figura B.2a.

A Figura B.2b apresenta os resultados da simulação no sistema trifásico.

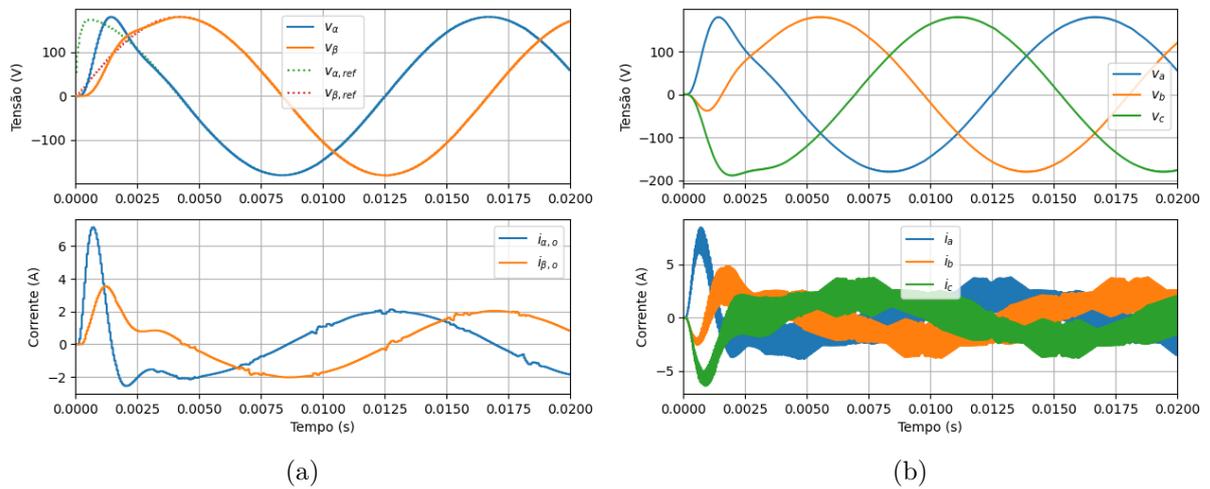


Figura B.2 – Simulações no PSIM do controle de tensão em malha fechada: valores de tensão, corrente e referências em referencial estacionário (a) e natural (b).

ANEXO C – Frequências em que a impedância do ramo do capacitor é maior que a dos ramos dos indutores no filtro LCL.

A proposta de utilizar um indutor equivalente só é possível enquanto o ramo do capacitor tem impedância suficientemente maior do que o ramo dos indutores.

As impedâncias Z_{co} e Z_{ci} , em (3.1) e (3.3), devem ser muito menores em módulo que Z_c em (3.2). Como Z_{ci} e Z_{co} tem equações similares, considerando apenas a comparação da impedância do ramo do capacitor com a do indutor externo:

$$Z_{co}(j\omega) = j\omega L_{co} + R_{co} \quad (\text{C.1})$$

$$Z_c(j\omega) = \frac{j\omega R_d C_c + 1}{j\omega C_c} \quad (\text{C.2})$$

Como o módulo de Z_{co} deve ser menor que o módulo de Z_c :

$$\omega^2 L_{co}^2 + R_{co}^2 < \frac{\omega^2 R_d^2 C_c^2 + 1}{\omega^2 C_c^2} \quad (\text{C.3})$$

Na equação de quarta ordem pode-se substituir ω^2 por ν . Que resulta numa equação de segunda ordem com a parábola voltada para cima. Assim a região em que Z_{co} é menor que Z_c se encontra entre os zeros da equação:

$$\nu^2 L_{co}^2 C_c^2 - \nu(R_d^2 - R_{co}^2) C_c^2 - 1 < 0 \quad (\text{C.4})$$

Sendo que $\nu_{1,2}$ são os zeros:

$$\nu_{1,2} = \frac{(R_d^2 - R_{co}^2)}{2L_{co}^2} \pm \frac{\sqrt{C^4(R_d^2 - R_{co}^2)^2 + 4L_{co}^2 C_c^2}}{2L_{co}^2 C_c^2} \quad (\text{C.5})$$

Nas situações consideradas, L_{co} e L_{ci} e C_c são muito menores que 1 e L_{co} e L_{ci} são aproximadamente uma ordem de grandeza maiores que C_c . Nessas condições:

$$\begin{aligned}\nu_{1,2} &\approx \frac{(R_d^2 - R_{co}^2)}{2L_{co}^2} \pm \frac{\sqrt{\left(\frac{C^4(R_d^2 - R_{co}^2)^2}{4L_{co}^2 C_c^2} + 1\right)} 4L_{co}^2 C_c^2}{2L_{co}^2 C_c^2} \\ &\approx \frac{(R_d^2 - R_{co}^2)}{2L_{co}^2} \pm \frac{1}{L_{co} C_c}\end{aligned}\quad (C.6)$$

Como só a solução positiva é relevante, (C.5) é menor que zero para:

$$\omega^2 < \frac{(R_d^2 - R_{co}^2)}{2L_{co}^2} + \frac{1}{L_{co} C_c} \quad (C.7)$$

Sendo que o segundo termo, $\frac{1}{L_{co} C_c}$, é muito maior do que o primeiro termo, $\frac{(R_d^2 - R_{co}^2)}{2L_{co}^2}$, mostrando que o momento em que Z_{co} se torna maior que Z_c acontece em torno da frequência de ressonância do LC ($1/\sqrt{L_{co} C_c}$). Sendo que o mesmo vale para o indutor interno:

$$\omega^2 < \frac{(R_d^2 - R_{ci}^2)}{2L_{ci}^2} + \frac{1}{L_{ci} C_c} \quad (C.8)$$