



UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

Diego Oliveira Cardoso

**Análise de estabilidade para inversores LCL
conectados à rede elétrica baseada em expressões
analíticas e estimativas de impedâncias no domínio
síncrono DQ**

Tese de Doutorado

Salvador, Bahia, Brasil
Agosto de 2024

Universidade Federal da Bahia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Diego Oliveira Cardoso

Análise de estabilidade para inversores LCL conectados à rede elétrica baseada em expressões analíticas e estimativas de impedâncias no domínio síncrono DQ

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Escola Politécnica, Universidade Federal da Bahia, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa

Área de Concentração: Processamento da Informação e Energia
Linha de Pesquisa: Sistemas de Potência

Salvador, Bahia, Brasil
Agosto de 2024

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Bernadete
Sinay Neves, Escola Politécnica – UFBA.

C268 Cardoso, Diego Oliveira.

Análise de estabilidade para inversores LCL conectados à rede elétrica baseada em expressões analíticas e estimativas de impedâncias no domínio síncrono DQ / Diego Oliveira Cardoso. – Salvador, 2024.

88f.: il. color.

Orientador: Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa.

Tese (doutorado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Escola Politécnica, Universidade Federal da Bahia, 2024.

1. Rede elétrica. 2. Inversor LCL. 3. Modelos de impedância. 4. Perturbações binárias pseudo-aleatórias. I. Costa, Fabiano Fragoso. II. Universidade Federal da Bahia. III. Título.

CDD: 621.319

Ata da Sessão Pública de Defesa de tese de Doutorado de Diego Oliveira Cardoso do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFBA

Ata de Sessão Pública de Defesa de tese de Doutorado de Diego Oliveira Cardoso, aluno do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFBA, realizada em dezesseis de Agosto de dois mil e vinte e quatro, às quatorze horas por meio de videoconferência (<https://meet.google.com/izz-gvrf-zny>), com a presença além do público em geral, da Comissão de Avaliação designada pela plenária do Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFBA, composta pelos professores: **Fabiano Fragoso Costa (orientador)**, **Eduardo Lenz Cesar**, **André Pires Nóbrega Tahim**, **Rogério Gaspar de Almeida** e **Darlan Alexandria Fernandes**. sendo o primeiro o presidente da sessão e orientador do candidato que apresenta a proposta, cujo título é "*Análise de estabilidade para inversores LCL conectados à rede elétrica baseada em expressões analíticas e estimativas de impedâncias no domínio síncrono DQ*". Instalada a Comissão de avaliação, foram esclarecidos os procedimentos e foi passada a palavra ao examinado para apresentação da sua proposta de dissertação. Ao final da apresentação, passou-se à arguição por parte da Comissão de Avaliação, que solicitou esclarecimentos por parte do proponente, e apresentou sugestões para aprimorar o trabalho do candidato. Na sequência, o presidente da sessão esclareceu aos presentes que **Diego Oliveira Cardoso**, concluiu mais um requisito parcial de seu curso e que para a conclusão do curso será necessário o cumprimento de mais dois requisitos parciais: (i) a entrega da versão final e (ii) a homologação da versão final da tese pela plenária do Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola Politécnica da Universidade Federal da Bahia. Enfatizou ainda que apenas após o cumprimento destes dois últimos requisitos parciais o candidato terá concluído o seu curso. Na sequência, nada mais havendo a tratar, foi encerrada a sessão, pela Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa, presidente da Banca Examinadora, tendo sido, logo a seguir, lavrada a presente Ata pela Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa, que assina abaixo juntamente com os demais membros da Banca Examinadora e pelo examinado.

Salvador, 16 de Agosto de 2024.

Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa

Documento assinado digitalmente
 **FABIANO FRAGOSO COSTA**
Data: 20/08/2024 10:52:22-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. André Pires Nóbrega Tahim

Documento assinado digitalmente
 **ANDRE PIRES NOBREGA TAHIM**
Data: 20/08/2024 11:07:27-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. Darlan Alexandria Fernandes

Documento assinado digitalmente
 **DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES**
Data: 19/08/2024 18:24:42-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. Eduardo Lenz Cesar

Documento assinado digitalmente
 **EDUARDO LENZ CESAR**
Data: 16/08/2024 18:10:15-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Diego Oliveira Cardoso

Documento assinado digitalmente
 **DIEGO OLIVEIRA CARDOSO**
Data: 20/08/2024 11:23:26-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. Rogério Gaspar de Almeida

Documento assinado digitalmente
 **ROGERIO GASPARD DE ALMEIDA**
Data: 19/08/2024 21:42:36-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Dedico este trabalho a Deus e a minha família.

*Tudo é possível àquele que crê.
(Marcos 9:23)*

Agradecimentos

Agradeço em primeiro lugar a Deus, que tem me escutado em todos os momentos. Obrigado por me dar condições para a realização de mais uma etapa em minha vida.

Quero agradecer aos meus amados pais, João Alves Cardoso e Silma Oliveira Cardoso (in memoriam), por todo o amor e apoio em minhas decisões.

Aos meus irmãos, Deivid Oliveira Cardoso e Franciele Oliveira Cardoso, por sempre caminharem ao meu lado e compartilharem vários momentos especiais em minha vida.

Aos meus sobrinhos, por me alegrarem em tantos momentos.

A todos os meus familiares, pela presença de cada um em minha vida.

À minha amada esposa, Brunah Mirelle Rocha Lima Cardoso. Obrigado por tudo o que você tem feito em minha vida.

À família da minha esposa, por todo apoio oferecido.

Aos colegas de laboratório, pelos conhecimentos compartilhados e pela amizade.

Em especial, agradeço ao professor Fabiano Fragoso Costa, pela oportunidade, colaboração, apoio, amizade e ensinamentos transmitidos durante o desenvolvimento deste trabalho.

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado da Bahia (FAPESB) pelo apoio financeiro no desenvolvimento do trabalho.

Resumo

A diversificação na matriz energética vem impulsionando o surgimento de novas formas de geração de energia elétrica, frequentemente integradas à rede elétrica por meio do inversor. O controle desse dispositivo é, normalmente, projetado sem considerar o impacto da conexão com a rede. Uma abordagem para avaliar estabilidade de sistemas conectados que empregam inversores controlados no referencial síncrono dq é aplicar o critério generalizado de Nyquist (CGN) ao produto entre a matriz de impedância da rede e o inverso da matriz de impedância do inversor. Neste trabalho, propõe-se a obtenção das matrizes de impedância do inversor LCL e da rede elétrica. A matriz das impedâncias do inversor LCL é estabelecida por meio de uma expressão analítica. A matriz é acoplada e seus componentes apresentam picos de ressonância causados pelos elementos filtrantes. É realizado o estudo do impacto de três controladores diferentes na impedância do inversor. Dois deles são melhorias em relação a uma técnica de controle padrão. Os resultados obtidos com um sistema *hardware-in-the-loop* e uma configuração experimental validam os modelos desenvolvidos. Eles confirmam que o componente Z_{qq} da matriz se comporta como um resistor negativo dentro da largura de banda da malha de captura de fase (PLL) de controle (CPLL), semelhante ao que é relatado para o inversor L. De maneira interessante, o componente Z_{qd} também apresenta esse comportamento, o que pode prejudicar ainda mais a estabilidade externa do sistema. A matriz de impedância da rede é estimada utilizando sinais de perturbação, com níveis de corrente de referência pseudoaleatórios binários, impostos pelo inversor. Análises no domínio da frequência revelam a necessidade de um PLL exclusivo (EPLL) para a estimação dessa matriz, cuja banda passante deve ser projetada dentro de uma faixa de frequência menor do que aquelas de interesse na estimação. A seleção de uma banda mais larga pode levar a avaliações incorretas sobre a estabilidade do sistema.

Palavras-chaves: Inversor LCL conectado à rede, Critério generalizado de Nyquist, Referencial síncrono dq , Modelos de impedância, Perturbações Binárias Pseudo-Aleatórias, Malhas de captura de fase.

Abstract

The diversification in the energy matrix has been driving the emergence of new forms of electricity generation, often integrated into the grid through the inverter. The control of this device is usually designed without considering the impact of the connection with the grid. One approach to assess the stability of systems employing inverters controlled in the synchronous dq reference frame is to apply the generalized Nyquist criterion (GNC) to the product between the grid impedance matrix and the inverse of the inverter impedance matrix. This work proposes obtaining the impedance matrices of the LCL inverter and the electrical grid. The impedance matrix of the LCL inverter is established through an analytical expression. The matrix is coupled, and its components exhibit resonance peaks caused by the filtering elements. The impact of three different controllers on the inverter impedance is studied. Two of them are improvements over a standard control technique. The results obtained with a hardware-in-the-loop (HIL) system and an experimental setup validate the developed models. They confirm that the Z_{qq} component of the matrix behaves like a negative resistor within the bandwidth of the control phase-locked loop (PLL), similar to what is reported for the L inverter. Interestingly, the Z_{qd} component also exhibits this behavior, which may further impair the external stability of the system. The grid impedance matrix is estimated using disturbance signals, with pseudo-random binary reference current levels imposed by the inverter. Frequency domain analyses reveal the need for an exclusive PLL (EPLL) for the estimation of this matrix, whose bandwidth must be designed within a frequency range lower than those of interest in the estimation. Selecting a wider bandwidth can lead to incorrect assessments of system stability.

Keywords: Grid-connected LCL inverter, Generalized Nyquist criterion, Synchronous dq reference frame, Impedance models, Pseudo-random binary disturbances, Phase-locked loops.

Sumário

Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xiii
Nomenclatura	xv
Lista de Abreviaturas e Siglas	xvi
1 Introdução	1
1.1 Objetivos e Contribuições	5
1.2 Publicações	6
1.3 Organização do Trabalho	6
2 Impedância de Saída para Inversores LCL Conectados à Rede	8
2.1 Circuitos do Inversor LCL Conectado à Rede e Diagramas de Controle . .	8
2.2 Impedância de Saída do Inversor do Estágio de Potência	9
2.3 Impacto do PLL nas Tensões do PAC, nas Correntes Medidas e no Ciclo de Trabalho do Controle Aplicado	16
2.4 Impedância de Saída do Inversor Considerando o Sistema de Controle de Corrente e Amortecimento Ativo	21
2.5 Controladores de Desacoplamento e Amortecimento para Inversores LCL Conectados à Rede	23
2.5.1 Controle Convencional	24
2.5.2 Controlador de Corrente Multivariável Pseudocontínuo	25
2.5.3 Controlador Otimizado de Alta Ordem	27

3	Metodologia para Estimação das Impedâncias da Rede Elétrica e do Inversor	30
3.1	Metodologia para Estimação das Impedâncias e Influência do EPLL nas Estimações	30
3.2	Sequência Binária Pseudoaleatória	36
4	Estabilidade do Inversor Conectado à Rede Elétrica Baseada em Modelos de Impedância	42
4.1	Análise de Estabilidade de Pequenos Sinais Baseada em Impedância . . .	42
4.2	Análise de Estabilidade Baseada em Impedância do Inversor Conectado à Rede Elétrica no Domínio DQ	45
5	Resultados	47
5.1	Resultados Obtidos com o Sistema <i>Hardware-In-The-Loop</i>	47
5.1.1	Modelos Analíticos das Impedâncias de Saída do Inversor	48
5.1.2	Estimação das Impedâncias da Rede Elétrica	54
5.1.3	Análise de Estabilidade	56
5.2	Resultados Obtidos com a Configuração Experimental	57
6	Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros	60
6.1	Conclusões Gerais	60
6.2	Trabalhos Futuros	61
	Referências Bibliográficas	62
A	Formulação de Z_o	71
B	Formulação de Z^e	73

Lista de Figuras

2.1	Inversor LCL conectado à rede controlado no modo fonte de corrente. . . .	9
2.2	Circuito monofásico do lado do inversor (a) e seu modelo médio (b). . . .	10
2.3	Circuito médio no domínio de fase do inversor LCL conectado à rede. . . .	11
2.4	Circuito médio no domínio dq do inversor LCL conectado à rede.	13
2.5	Circuito médio linearizado no domínio DQ do inversor LCL conectado à rede.	14
2.6	Diagrama de blocos da matriz da função de transferência do sistema de inversor LCL conectado à rede em malha aberta.	15
2.7	Rotação de eixos dq para a rede elétrica e o sistema de controle.	17
2.8	Diagrama de bloco do SRF-PLL.	19
2.9	Diagrama de bloco do SRF-PLL linearizado.	19
2.10	Diagrama de blocos do inverso LCL conectado à rede com dinâmica de PLL e controle de corrente padrão.	21
2.11	Diagrama estrutural do controle dq convencional.	25
2.12	Diagrama estrutural do controlador PMCC.	27
2.13	Estrutura do controlador HOOC.	29
3.1	Método para a estimação da matriz das impedâncias da rede.	32
3.2	Modelo de pequenos sinais no referencial dq do inversor conectado à rede elétrica.	33
3.3	Modelo de pequeno sinal no referencial dq aplicado à rede elétrica.	33
3.4	Método para a estimação impedâncias do inversor LCL.	34
3.5	Modelo de pequeno sinal no referencial dq aplicado ao inversor.	34

3.6	Geração de um sinal MLBS com comprimento $2^5 - 1 = 31$ períodos de amostragem.	36
3.7	Escolha da máxima duração de um pulso do MLBS.	38
3.8	MLBS e DIBS no domínio da frequência.	41
4.1	Representação de pequenos sinais de uma fonte de tensão com carga. . . .	43
4.2	Sistema em cascata conversor fonte de corrente e seu equivalente Norton. .	45
4.3	Circuito equivalente para o sistema conectado (inversor operando no modo fonte de corrente).	45
5.1	Configuração HIL.	48
5.2	Modelos de impedância: Analítico vs. Medição.	50
5.3	Modelo analítico de impedância para diferentes bandas do CPLL.	51
5.4	Funções de transferência em malha aberta produzidas por diferentes esquemas de controle.	51
5.5	Modelo de impedância: SC vs. PMCC vs. HOOC.	52
5.6	Acoplamento de corrente no domínio do tempo e da frequência para diferentes técnicas de controle.	53
5.7	Impedâncias de saída em relação à técnica de controle HOOC para diferentes larguras de banda do PLL.	53
5.8	Inversor LCL conectado à rede suprindo carga local - exemplo de estabilidade externa	54
5.9	Estimação da matriz de impedância com diferentes BP do EPLL.	56
5.10	Diagramas de Nyquist e correntes injetadas relacionadas às técnicas de controle SC, PMCC e HOCC com EPLL de BP igual a 1,9 Hz.	58
5.11	Diagrama de Nyquist relacionado à técnica SC com EPLL de BP igual a 60 Hz.	58
5.12	Configuração experimental.	58
5.13	Experimental: componentes dq das correntes injetadas na rede (SC). . . .	59
5.14	Experimental: componentes dq das correntes injetadas na rede (PMCC). .	59
5.15	Experimental: componentes dq das correntes injetadas na rede (HOOC). .	59

A.1 Diagrama de blocos do inverso LCL conectado à rede com dinâmica de
PLL e controle de corrente padrão. 71

Lista de Tabelas

3.1	Comprimento máximo de um MLBS.	37
5.1	Parâmetros do sistema.	48
5.2	Parâmetros da perturbação para as estimações das impedâncias de saída do inversor.	49
5.3	Parâmetros da perturbação para as estimações das impedâncias da rede elétrica.	55

Nomenclatura

$\bar{}$	Variável média
\mathbf{X}	Matriz x
θ	Fase de referência da tensão v_a
\tilde{X}	Variável x de pequenos sinais no domínio de frequência
\sim	Notação de pequenos sinais
$\vec{}$	Vetor
c	Sobrescrito do referencial de controle
e	Sobrescrito do referencial de estimação
s	Sobrescrito do referencial de sistema
$_{abc}$	Subscrito do domínio abc
$_{dq}$	Subscrito do domínio dq
C_f	Capacitor do filtro
d	Ciclos de trabalho fornecidos pelo controle
i	Correntes no ponto de acoplamento comum
i_1	Correntes no indutor do lado do inversor
i_2	Correntes no indutor do lado da rede
i_{c_f}	Correntes no capacitor do filtro

i_{dc}	Corrente fornecida pelo barramento DC
i_{ref}	Correntes de referência
k_d	Constante de amortecimento
L_1	Indutor do lado do inversor
L_2	Indutor do lado da rede
R_1	Resistência parasita associada a L_1
R_2	Resistência parasita associada a L_2
v	Tensões abc no ponto de acoplamento comum
v_{dc}	Tensão no barramento DC
v_g	Tensão da rede
ω_1	Frequência fundamental da rede
X	Ponto de operação da variável x
Z_g	Impedância da rede

Lista de Abreviaturas e Siglas

BP Banda Passante

CGN Critério Generalizado de Nyquist

DIBS *Discrete-Interval Binary Sequence*

CPLL PLL de controle

EPLL PLL de estimação

GD Geração Distribuída

HIL *Hardware-In-the-Loop*

HOOC *Higher-Order Multi-Input Multi-Output Current*

MLBS *Maximum-Length Binary Sequence*

OPRBS *Orthogonal Pseudo-Random Sequences*

PAC Ponto de Acoplamento Comum

PLL *Phase-Locked Loop*

PMCC *Pseudo-continuous Multivariable Current Controller*

PRBS Pseudo-random binary sequence

PWM *Pulse Width Modulation*

SRF *Synchronous Reference Frame*

SC *Standard Controller*

Capítulo 1

Introdução

A crescente demanda por energia elétrica, a escassez de combustíveis fósseis e a maior necessidade de reduzir fontes poluentes têm levado à diversificação da matriz energética global por meio do uso de fontes de energia renovável. Nessa evolução, destacam-se as fontes fotovoltaica [1] e eólica [2], principalmente na modalidade conectada à rede, formando sistemas de geração distribuída. Os inversores desempenham um papel fundamental na conexão de tais sistemas. Em uma geração distribuída (GD), eles são normalmente controlados no modo de fonte de corrente [3], o que significa que o sistema de controle impõe uma corrente de referência na rede. Vale ressaltar que os inversores conectados à rede também podem operar no modo fonte de tensão, fornecendo suporte de tensão para uma microrrede [4].

Os inversores são circuitos baseados em chaves semicondutoras acionadas por estratégias de modulação. Suas tensões de saída são caracterizadas pela presença de harmônicos gerados pelo processo de chaveamento [5]. Para mitigar esses harmônicos, é comum conectar filtros passivos no ponto de acoplamento comum (PAC) entre o inversor e a rede elétrica. Três topologias principais de filtros são encontradas na literatura: o filtro L [6], o filtro LC [7] e o filtro LCL [5, 7]. Este último é amplamente empregado devido a vantagens como volumes menores de indutores e queda de tensão reduzida entre os indutores em comparação com a topologia L [8, 9]. Além disso, a demanda de corrente para carregar o capacitor é menor em comparação com a topologia LC [5]. No entanto, o ganho da frequência de ressonância do filtro LCL pode levar o sistema à instabilidade dependendo de sua localização em relação à frequência de amostragem de controle [10,

11]. Esse problema é agravado em redes fracas [12]. Métodos de amortecimento são aplicados para mitigar tal problema [13, 7, 9].

Modelos de impedância, expressando equivalentes de Norton ou Thevenin, são adequados para projetar controladores de GD aprimorados em termos da qualidade da energia injetada ou margens de estabilidade [14, 15]. Uma vantagem de tais modelos é que eles podem ser estimados aplicando perturbações de pequena amplitude. Em relação à impedância da rede, as perturbações podem ser injetadas através do sistema de controle do inversor, permitindo que ela seja estimada online [16]. A estabilidade é garantida quando a razão da impedância de entrada da rede para a impedância de saída do inversor atende ao critério de estabilidade de Nyquist [17, 18]. Matematicamente, as impedâncias podem ser expressas em componentes de sequência ou em eixos síncronos dq . As duas abordagens são equivalentes em termos de avaliação de estabilidade [19], e a escolha entre uma ou outra geralmente está associada ao domínio de controle aplicado. Em ambos os domínios de sequência ou dq , a estabilidade pode ser avaliada aplicando o critério generalizado de Nyquist (CGN) ao produto da matriz de impedância da rede com a inversa da matriz de impedância do inversor [20, 21, 22, 23].

Um modelo analítico abrangente da impedância de saída dq para um inversor L, representado pela matriz \mathbf{Z}_o , é apresentado em [21]. O modelo considera tanto o efeito da malha de captura de fase (*phase-locked loop* - PLL) quanto dos controladores de corrente. Enfatiza-se que a impedância Z_{oqq} apresenta características semelhantes às de um resistor negativo dentro da largura de banda do PLL, o que pode impactar significativamente a estabilidade do sistema. Variações desse modelo são discutidas em vários trabalhos [24, 25, 26]. Por outro lado, modelos de impedância de saída para inversores LCL ligados à rede são menos explorados, especialmente no domínio dq .

Equacionar um modelo analítico da matriz de impedância de saída para um inversor LCL conectado à rede é uma tarefa desafiadora. A maior parte da dificuldade surge do efeito de acoplamento causado pelos indutores e pelo capacitor. Quando a modelagem de impedância é descrita no domínio de sequência, o acoplamento se manifesta em frequências espelhadas [27, 28]. Em [29], os autores modelam a impedância de saída em componentes de sequência positiva e negativa, considerando o efeito do PLL. O amortecimento de ressonância do filtro é executado com resistores. Outros trabalhos

aplicam modelos de impedância de sequência, ou a representação monofásica equivalente, para estudar a estabilização de inversores paralelos [30] ou avaliar a estabilidade de geradores eólicos baseados em *doubly-fed induction Generator* (DFIG) [31]. Porém, esses trabalhos não analisam a influência do PLL na impedância. Em [32], o PLL é levado em consideração para expressar a impedância do inversor em uma representação monofásica.

Em relação à descrição das impedâncias de saída para inversores LCL em eixos síncronos dq , os trabalhos são escassos na literatura. Esse tipo de representação é importante, visto que o uso de controladores nesse domínio é bastante comum para conversores trifásicos. Os autores de [33] desenvolveram um modelo para a admitância de saída no domínio dq , considerando a dinâmica do PLL. O artigo, no entanto, não considera qualquer procedimento de desacoplamento. Além disso, a expressão da impedância de saída é fornecida em termos de produtos de matrizes e inversões computacionalmente custosas. Outra desvantagem é que a dinâmica do PLL depende da amplitude de estado estacionário da corrente do capacitor, que não é medida diretamente e fornecida ao sistema de controle. Finalmente, as expressões analíticas obtidas não são validadas por varredura de frequência. Em [34], um procedimento de desacoplamento é considerado na modelagem de impedância de saída dq . Baseia-se numa compensação estática dos termos de acoplamento. Infelizmente, a expressão da impedância também depende de numerosos produtos e inversões de matrizes que tornam o seu cálculo custoso e propenso a ser mal condicionado. Além disso, a dinâmica do PLL é expressa em conexão com as tensões dos capacitores, novamente, não disponíveis diretamente ao sistema de controle. Ademais, algumas matrizes utilizadas não estão definidas, dificultando a reprodução dos resultados. Em todos os trabalhos mencionados anteriormente, a característica do resistor negativo da impedância Z_{qq} discutida em [21] não é verificada.

O sistema de controle de um inversor LCL compreende o controlador de corrente, a sincronização PLL, amortecimento e procedimentos de desacoplamento. Para projetar o controlador, uma estratégia comum é considerar apenas a função de transferência em malha aberta formada pelo produto do controlador e da planta. A planta, neste caso, é a admitância do filtro LCL e o ganho da modulação por largura de pulso (*pulse width modulation* - PWM). Ela é acoplada e apresenta ressonâncias causadas pelos componentes do filtro. Portanto, o projeto do controlador visa desacoplar os canais dq , amortecer

os picos de ressonância e garantir a estabilidade interna. Um aspecto fundamental deste trabalho é destacar a influência do sistema de controle na impedância de saída do inversor.

Para a obtenção das impedâncias de rede, o uso de métodos de estimação *in situ*, com o inversor em operação, tem se tornado uma alternativa viável, uma vez que o comportamento dessas impedâncias se altera ao longo do tempo. Essa abordagem foi considerada em [35, 36, 37, 38, 39, 40, 41]. Nesses trabalhos, comprovou-se a acurácia das estimativas, além da aplicabilidade da modelagem para aferição de estabilidade. No entanto, um ponto importante não foi considerado: a avaliação do PLL usado na estimação (EPLL), que pode alterar a resposta de frequência do sistema dentro da sua banda passante (BP), podendo levar a conclusões equivocadas na análise de estabilidade. Um segundo aspecto fundamental deste trabalho é o equacionamento da impedância da rede estimada, sugerindo a necessidade da utilização de um EPLL com uma BP inferior à do PLL usado no controle (CPLL).

Os estudos apresentados em [42, 43] investigaram o impacto do EPLL nas impedâncias de saída do inversor e para cargas trifásicas, respectivamente. Os resultados indicaram que o EPLL pode afetar as estimativas dentro da sua largura de banda. No entanto, não foi discutido o efeito do EPLL na estimação das impedâncias da rede elétrica vista por um inversor conectado à rede elétrica, e também não foi realizada qualquer análise do efeito do EPLL na aferição de estabilidade do sistema conectado.

Outro ponto importante a ser considerado é o sinal de perturbação utilizado durante a obtenção das impedâncias. Para o inversor conectado à rede elétrica, é importante escolher um sinal de perturbação que cause o mínimo de alteração na operação do sistema, mas que permita uma estimação rápida e precisa das impedâncias. A resposta ao impulso [44] e a varredura senoidal [45] são técnicas bastante conhecidas. No que se refere ao método impulsivo, a desvantagem é a amplitude elevada do sinal de perturbação [46]. Em relação à varredura senoidal, o excessivo tempo da estimação é o grande inconveniente [18, 23], principalmente em aplicações nas quais o controle deva ser ajustado com o sistema em operação [47]. Uma técnica que pode contornar esses problemas é a injeção de perturbações de baixa amplitude, compostas por uma sequência binária pseudoaleatória (*pseudo-random binary sequence* - PRBS) [42]. Nessa aborda-

gem, utiliza-se um sinal binário periódico com um largo conteúdo espectral. Por sua periodicidade, é possível injetar vários períodos do PRBS, de modo a aumentar a relação sinal/ruído das respostas estimadas. Diferentes sinais PRBS têm sido abordados no estudo de identificação de impedância: sequência binária de comprimento máximo (*maximum-length binary sequence* - MLBS) [48, 38], sequência pseudoaleatória ortogonal (*orthogonal pseudo-random sequence* - OPRBS) [39, 49] e sequência binária de intervalo discreto (*discrete-interval binary sequence* - DIBS) [46, 36]. Entre eles, o DIBS se destaca pela capacidade de maximizar a energia em harmônicos específicos [18], o que o torna adequado para aprimorar a estimação de impedâncias em faixas de frequências de maior interesse. Neste trabalho, a otimização do sinal DIBS pode ser realizada, por exemplo, na BP do CPLL ou mesmo na faixa de frequência que inclui a frequência de ressonância.

1.1 Objetivos e Contribuições

Dadas as discussões acima, o objetivo deste estudo é obter modelos de impedância do inversor LCL e da rede elétrica, que podem ser utilizados para a aferição de estabilidade do sistema conectado. Dessa forma, as contribuições deste trabalho são:

- Propõe-se um método para modelar a matriz das impedâncias de saída no domínio dq para um inversor LCL conectado à rede. O trabalho desenvolve uma expressão que pode ser facilmente usada para estudar como as técnicas de controle podem impactar sua resposta de frequência.
- Um comportamento de resistência negativa para o componente Z_{qq} é verificado dentro da largura de banda do PLL para todas as técnicas de controle investigadas neste trabalho. É o mesmo que acontece com inversores com filtros L.
- A característica de resistência negativa também é confirmada para os componentes Z_{qd} para técnicas que são versões melhoradas do controlador padrão em relação aos procedimentos de desacoplamento e amortecimento. Isso pode levar tais técnicas a ficarem sujeitas à instabilidade externa, ou seja, à estabilidade da conexão entre o inversor e a rede elétrica.

- Analisa-se matematicamente o efeito do EPLL nas estimativas das impedâncias da rede elétrica. A análise sugere um EPLL com BP inferior à do CPLL, de modo que a aferição de estabilidade não seja impactada.

1.2 Publicações

As seguintes publicações foram realizadas com base nas informações contidas neste trabalho:

- “Output Impedance for Grid-Connected LCL Inverters: Modelling and Control Impact in DQ-Domain”

Autores: Diego O. Cardoso, Luan A. C. Mendonça, Filipe A. C. Bahia, André P. N. Tahim, Antonio J. Marques Cardoso, Fabiano F. Costa.

Situação: Submetido em IEEE Transactions on Power Electronics, Maio de 2024.

- “Impacto do PLL para Estimação de Impedância de Rede e Avaliação de Estabilidade no Domínio DQ em Sistemas com Inversores Conectados”

Autores: Diego O. Cardoso, Hugo M. T. C. Gomes, Filipe A. da C. Bahia, André P. N. Tahim, José R. Pinheiro, Fabiano F. Costa.

Situação: Publicado em Revista Eletrônica de Potência, Junho de 2023.

1.3 Organização do Trabalho

Para alcançar o objetivo proposto acima, organizou-se este trabalho de acordo com os seguintes capítulos:

- No Capítulo 2, é desenvolvido o modelo das impedâncias de saída do inversor conectado à rede elétrica, considerando as influências do controlador de corrente, da sincronização do CPLL, do amortecimento e dos procedimentos de desacoplamento.
- No Capítulo 3, são apresentados os métodos de estimação das matrizes das impedâncias da rede elétrica e das impedâncias de saída do inversor. Discute-se a influência do EPLL nessas estimativas e como projetá-lo adequadamente para estimativas melhoradas.

- No Capítulo 4, apresenta-se a teoria para inferir a estabilidade para o inversor conectado à rede elétrica, baseada em modelos de impedâncias.
- No Capítulo 6, mostram-se os resultados obtidos durante a pesquisa.
- No Capítulo 7, são apresentadas as considerações finais do trabalho.

Capítulo 2

Impedância de Saída para Inversores LCL Conectados à Rede

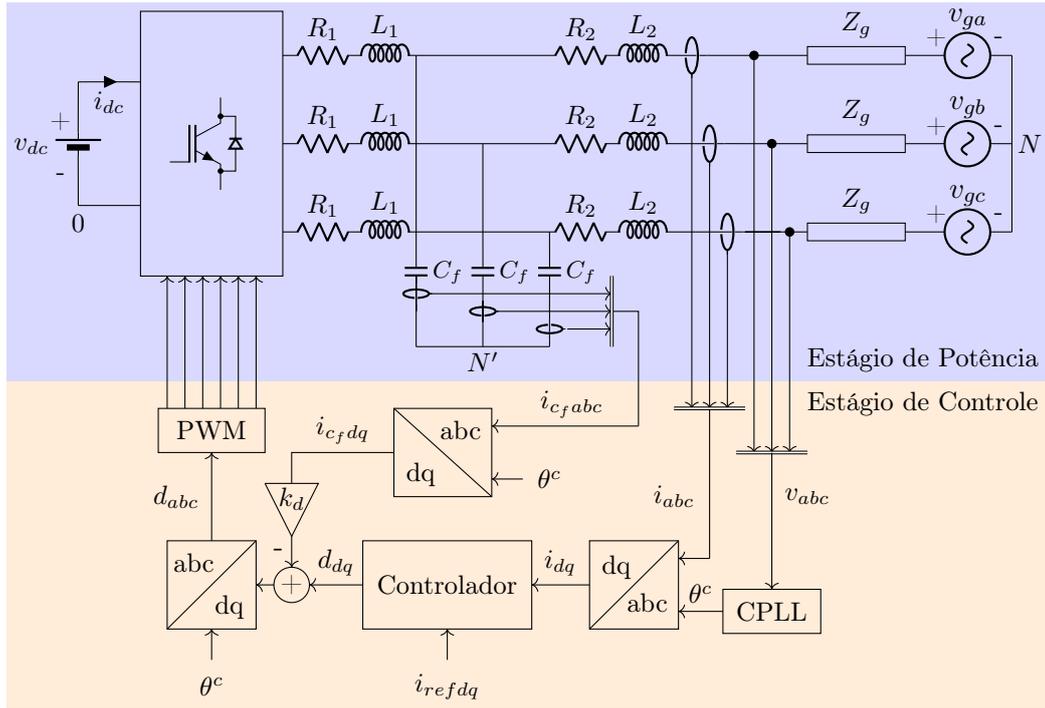
O controle de um inversor conectado à rede geralmente emprega um PLL para sincronizar a corrente injetada com a tensão no PAC. Além disso, para inversores LCL, é comum a utilização de algum tipo de método de amortecimento e desacoplamento de correntes, consistindo em malhas adicionais de realimentação. Tanto o PLL quanto o procedimento de amortecimento e desacoplamento impactam a impedância de saída do inversor LCL conectado à rede. Portanto, neste capítulo, é apresentado um modelo analítico para essa impedância que leva em conta esses sistemas de controle adicionais.

2.1 Circuitos do Inversor LCL Conectado à Rede e Diagramas de Controle

O inversor LCL conectado à rede estudado neste trabalho é mostrado na Figura 2.1. A tensão do barramento DC é denotada por v_{dc} . Ele alimenta uma corrente DC, i_{dc} , para o inversor. O inversor é conectado à rede elétrica através de um filtro LCL, sendo L_1 a indutância do lado do inversor, L_2 a indutância do lado da rede e C_f o capacitor intermediário. As resistências R_1 e R_2 são elementos parasitas associados às indutâncias. As correntes i_{abc} e as tensões v_{abc} são medidas no PAC. A rede é definida pela impedância Z_g e pela fonte de tensão trifásica v_{gabc} . O controle de corrente é realizado no referencial síncrono dq , fornecido por um CPLL. As tensões v_{dq} e as correntes

i_{dq} são obtidas através da transformação de Park de v_{abc} e i_{abc} , respectivamente. A fase θ^c é determinada pelo CPLL. O vetor de correntes i_{refdq} fornece as referências no referencial dq . O sistema de controle de corrente fornece o ciclo de trabalho trifásico d_{abc} a ser modulado e entregue ao inversor. As correntes do capacitor no domínio de fase e no referencial dq são $i_{c_f abc}$ e $i_{c_f dq}$. k_d é um fator de amortecimento.

Figura 2.1: Inversor LCL conectado à rede controlado no modo fonte de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

2.2 Impedância de Saída do Inversor do Estágio de Potência

O circuito monofásico do lado do inversor LCL conectado à rede é mostrado na Figura 2.2 (a). Seu modelo médio é mostrado na Figura 2.2 (b). O ciclo de trabalho d_ϕ ($\phi = a, b, c$) aciona a chave superior. A tensão média de pólo é representada por \bar{v}_ϕ e a corrente do lado do inversor por \bar{i}_ϕ . Levando em conta essa descrição, é possível descrever um modelo trifásico médio do sistema, conforme a Figura 2.3. Três conjuntos de equações são fornecidos, dois para as correntes do lado do inversor e o outro para as tensões do capacitor, como:

$$\frac{d \vec{i}_{1abc}}{dt} = -\frac{R_1 \vec{i}_{1abc}}{L_1} - \frac{1}{L_1} \vec{v}_{c_f abc} + \frac{\bar{v}_{dc}}{L_1} \vec{d}_{abc} - \frac{\bar{v}_{N'}}{L_1} \vec{u}_{cm}, \quad (2.1)$$

$$\frac{d \vec{i}_{2abc}}{dt} = -\frac{R_2 \vec{i}_{2abc}}{L_2} + \frac{1}{L_2} \vec{v}_{c_f abc} - \frac{1}{L_2} \vec{v}_{abc} - \left(\frac{\bar{v}_N - \bar{v}_{N'}}{L_2} \right) \vec{u}_{cm}, \quad (2.2)$$

$$\frac{d \vec{v}_{c_f abc}}{dt} = \frac{1}{C_f} \left(\vec{i}_{1abc} - \vec{i}_{2abc} \right), \quad (2.3)$$

em que a notação \vec{x}_{abc} representa uma grandeza vetorial média trifásica, que é equivalente

a:

$$\vec{x}_{abc} = \begin{bmatrix} \bar{x}_a \\ \bar{x}_b \\ \bar{x}_c \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

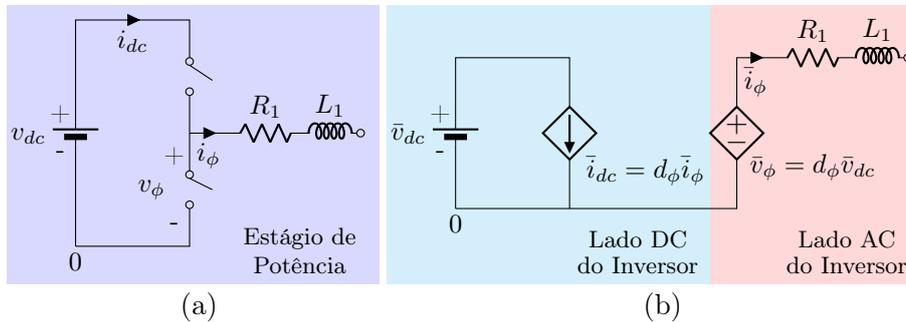
e

$$\vec{u}_{cm} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

Uma equação complementar para o lado DC do inversor é dada por:

$$i_{dc} = \left(\vec{d}_{abc} \right)^T \vec{i}_{1abc}, \quad (2.6)$$

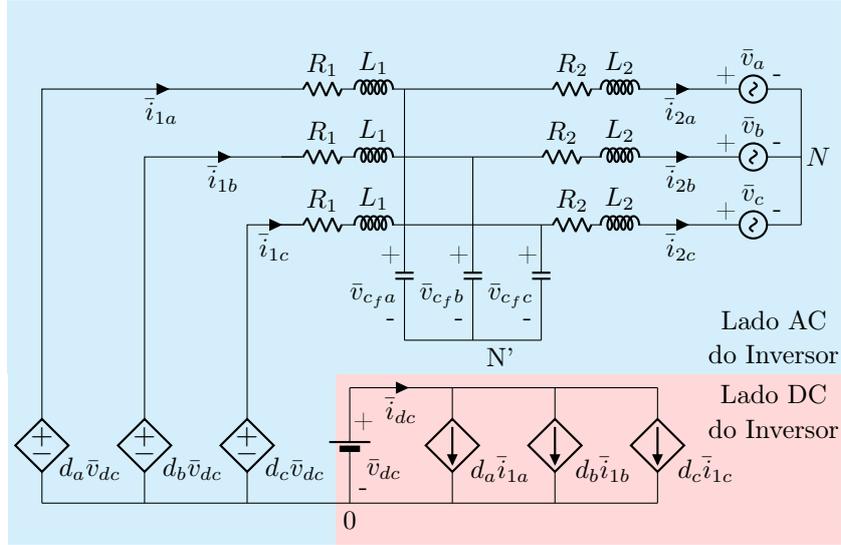
Figura 2.2: Circuito monofásico do lado do inversor (a) e seu modelo médio (b).



Fonte: Elaborado pelo autor com base em [50].

Um modelo médio do inversor LCL conectado à rede no referencial síncrono dq pode ser obtido aplicando a transformação de Park às variáveis de fase abc em (2.1) -

Figura 2.3: Circuito médio no domínio de fase do inversor LCL conectado à rede.



Fonte: Elaborado pelo autor com base em [50].

(2.6). A transformação para uma variável geral \vec{x}_{abc} é dada por:

$$\vec{x}_{dq}^s = \mathbf{T}(\theta^s) \vec{x}_{abc}, \quad (2.7)$$

em que,

$$\mathbf{T}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

A matriz de transformação \mathbf{T} não é quadrada porque as tensões e correntes de sequência zero são desprezadas neste trabalho. O sobrescrito s designa uma variável associada a um referencial dq sincronizado com a tensão da fase a no PAC entre o inversor e o sistema de potência. Essa nomenclatura é um contraponto a uma variável c , relacionada a um referencial dq produzido por um CPLL, conforme será detalhado em uma seção subsequente. Levando em consideração que cada vetor trifásico pode ser descrito como:

$$\vec{x}_{abc} = \mathbf{T}^T(\theta^s) \vec{x}_{dq}^s, \quad (2.9)$$

em que o sobrescrito T denota uma transposição de matriz, (2.1) - (2.3) pode ser reescrito

como:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \left(\mathbf{T}^T \vec{i}_{1dq}^s \right) &= -\frac{R_1}{L_1} \mathbf{T}^T \vec{i}_{1dq}^s - \frac{1}{L_1} \mathbf{T}^T \vec{v}_{cfdq}^s + \frac{\bar{v}_{dc}}{L_1} \mathbf{T}^T \vec{d}_{dq}^s - \frac{\bar{v}_{N'}}{L_1} \vec{u}_{cm} \\
\frac{d}{dt} \vec{i}_{1dq}^s &= - \left[\mathbf{T} \left(\frac{d}{dt} \mathbf{T}^T \right) + \frac{R_1}{L_1} \right] \vec{i}_{1dq}^s - \frac{1}{L_1} \vec{v}_{cfdq}^s + \frac{\bar{v}_{dc}}{L_1} \vec{d}_{dq}^s \\
&= \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & \omega_1 \\ -\omega_1 & -\frac{R_1}{L_1} \end{bmatrix} \vec{i}_{1dq}^s - \frac{1}{L_1} \vec{v}_{cfdq}^s + \frac{\bar{v}_{dc}}{L_1} \vec{d}_{dq}^s,
\end{aligned} \tag{2.10}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \left(\mathbf{T}^T \vec{i}_{2dq}^s \right) &= -\frac{R_2}{L_2} \mathbf{T}^T \vec{i}_{2dq}^s + \frac{1}{L_2} \mathbf{T}^T \vec{v}_{cfdq}^s - \frac{1}{L_2} \mathbf{T}^T \vec{v}_{dq}^s - \left(\frac{\bar{v}_N - \bar{v}_{N'}}{L_2} \right) \vec{u}_{cm} \\
\frac{d}{dt} \vec{i}_{2dq}^s &= - \left[\mathbf{T} \left(\frac{d}{dt} \mathbf{T}^T \right) + \frac{R_2}{L_2} \right] \vec{i}_{2dq}^s + \frac{1}{L_2} \vec{v}_{cfdq}^s - \frac{1}{L_2} \vec{v}_{dq}^s \\
&= \begin{bmatrix} -\frac{R_2}{L_2} & \omega_1 \\ -\omega_1 & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix} \vec{i}_{2dq}^s + \frac{1}{L_2} \vec{v}_{cfdq}^s - \frac{1}{L_2} \vec{v}_{dq}^s,
\end{aligned} \tag{2.11}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \left(\mathbf{T}^T \vec{v}_{cfdq}^s \right) &= \frac{1}{C_f} \left(\mathbf{T}^T \vec{i}_{1dq}^s - \mathbf{T}^T \vec{i}_{2dq}^s \right) \\
\frac{d}{dt} \vec{v}_{cfdq}^s &= - \mathbf{T} \left(\frac{d}{dt} \mathbf{T}^T \right) \vec{v}_{cfdq}^s + \frac{1}{C_f} \left(\vec{i}_{1dq}^s - \vec{i}_{2dq}^s \right) \\
&= \begin{bmatrix} 0 & \omega_1 \\ -\omega_1 & 0 \end{bmatrix} \vec{v}_{cfdq}^s + \frac{1}{C_f} \left(\vec{i}_{1dq}^s - \vec{i}_{2dq}^s \right),
\end{aligned} \tag{2.12}$$

em que,

$$\mathbf{T}^T \vec{u}_{cm} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \tag{2.13}$$

uma vez que \vec{u}_{cm} é uma variável unipolar.

Aplicando a transformação Park ao lado DC do inversor descrita em (2.6), obtém-se:

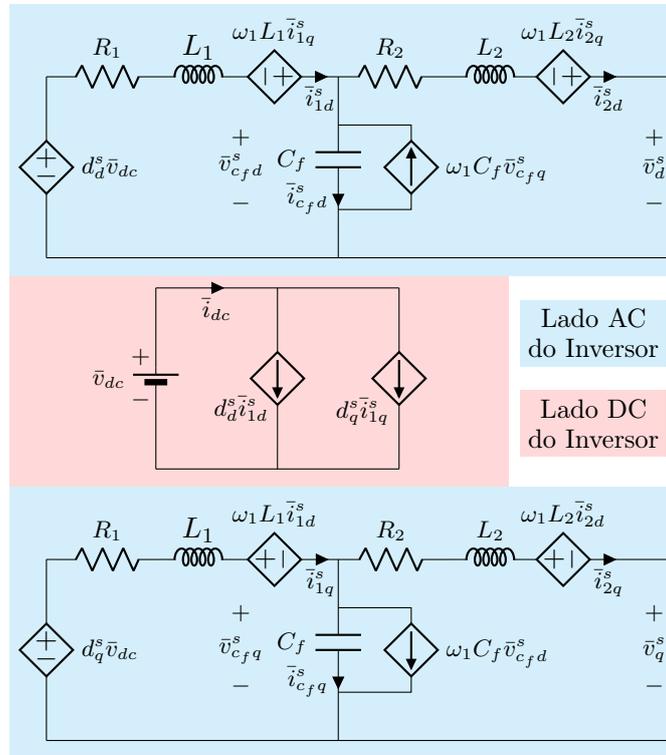
$$\begin{aligned}
i_{dc} &= \left(\mathbf{T}^T \vec{d}_{dq}^s \right)^T \mathbf{T}^T \vec{i}_{1dq}^s \\
&= \left(\vec{d}_{dq}^s \right)^T \vec{i}_{1dq}^s,
\end{aligned} \tag{2.14}$$

Usando (2.10, 2.11, 2.12, 2.14), é possível descrever um circuito médio equivalente no domínio síncrono dq para o inversor LCL conectado à rede. Este circuito é mostrado na Figura 2.4. Observa-se que os circuitos relacionados às correntes dq do lado do inversor podem ser inferidos de (2.10). Os circuitos relacionados às correntes dq do lado da rede são derivados de (2.11). O ramo no qual o capacitor está em paralelo com a fonte de corrente deriva de (2.12). Por fim, o circuito do inversor do lado DC é deduzido de (2.14). O circuito representado na Figura 2.4 não é linear, pois há produtos de variáveis, como ciclos de trabalho e correntes. Portanto, é necessário linearizar tais produtos. Para isso, cada variável pode ser definida como a soma de uma constante (um ponto de operação) e uma perturbação. Assim, pode-se escrever para uma variável arbitrária:

$$\vec{x}_{dq}^s = \vec{X}_{dq}^s + \vec{\tilde{x}}_{dq}^s, \quad (2.15)$$

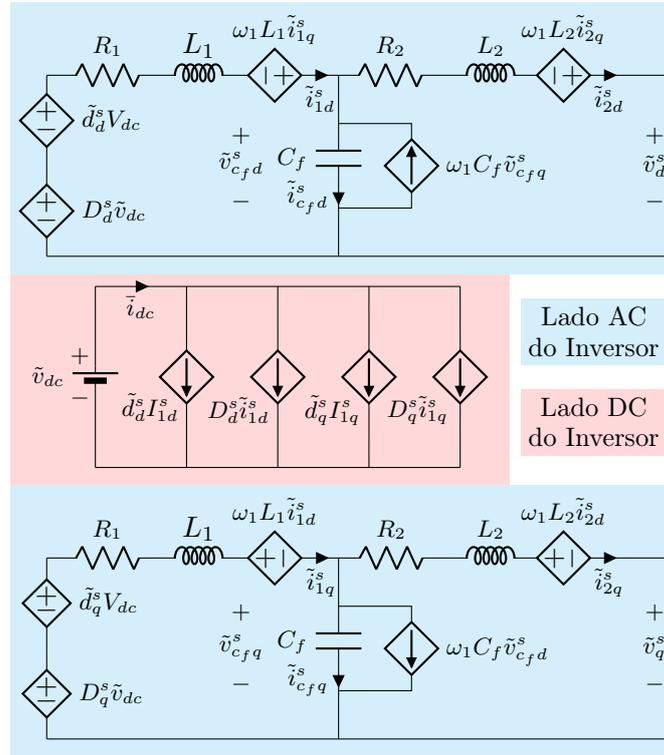
em que \tilde{x} denota uma pequena perturbação. Aplicando a linearização, obtém-se o circuito linearizado de pequenos sinais na Figura 2.5.

Figura 2.4: Circuito médio no domínio dq do inversor LCL conectado à rede.



Fonte: Elaborado pelo autor com base em [50].

Figura 2.5: Circuito médio linearizado no domínio DQ do inversor LCL conectado à rede.



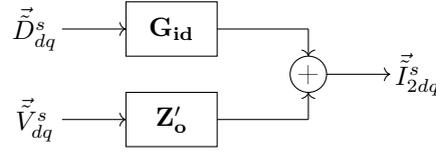
Fonte: Elaborado pelo autor com base em [50].

Considerando a tensão do barramento DC como uma constante, a dinâmica da corrente do lado da rede depende apenas do ciclo de trabalho \vec{D}_{dq} e das tensões \vec{V}_{dq}^s no PAC. Esta dependência é ilustrada na Figura 2.6, em que o diagrama de blocos da matriz da função de transferência do inversor LCL conectado à rede em malha aberta é representado. Nesta figura, \mathbf{G}_{id} é uma matriz de função de transferência que relaciona o ciclo de trabalho \vec{D}_{dq}^s às correntes do lado da rede \vec{I}_{2dq}^s . A matriz de função de transferência \mathbf{Z}'_o conecta as tensões \vec{V}_{dq}^s no PAC com as correntes do lado da rede. A descrição das variáveis em maiúsculas com o til na Figura 2.6 é usada para designar a resposta em frequência das variáveis.

Para obter a impedância de saída \mathbf{Z}'_o , pode-se anular a influência do ciclo de trabalho na Figura 2.5 e construir o seguinte conjunto de equações:

$$\vec{V}_{cfdq}^s = - \begin{bmatrix} sL_1 + R_1 & -\omega_1 L_1 \\ \omega_1 L_1 & sL_1 + R_1 \end{bmatrix} \vec{I}_{1dq}^s, \quad (2.16)$$

Figura 2.6: Diagrama de blocos da matriz da função de transferência do sistema de inversor LCL conectado à rede em malha aberta.



Fonte: Elaborado pelo autor.

$$\vec{V}_{cfdq}^s = \begin{bmatrix} sL_2 + R_2 & -\omega_1 L_2 \\ \omega_1 L_2 & sL_2 + R_2 \end{bmatrix} \vec{I}_{2dq}^s + \vec{V}_{dq}^s, \quad (2.17)$$

$$\vec{I}_{1dq}^s = \begin{bmatrix} sC_f & -\omega_1 C_f \\ \omega_1 C_f & sC_f \end{bmatrix} \vec{V}_{cfdq}^s + \vec{I}_{2dq}^s. \quad (2.18)$$

Substituindo (2.17) e (2.18) em (2.16), após algumas manipulações, chega-se:

$$\begin{bmatrix} A_{v11} & A_{v12} \\ A_{v21} & A_{v22} \end{bmatrix} \vec{V}_{dq}^s = \begin{bmatrix} A_{i11} & A_{i12} \\ A_{i21} & A_{i22} \end{bmatrix} \vec{I}_{2dq}^s, \quad (2.19)$$

em que:

$$\begin{cases} A_{v11} = s^2 L_1 C_f + s R_1 C_f + (1 - \omega_1^2 L_1 C_f) \\ A_{v12} = -(2s\omega_1 L_1 C_f + \omega_1 R_1 C_f) \\ A_{v21} = -A_{v12} \\ A_{v22} = A_{v11} \end{cases} \quad (2.20)$$

$$\begin{cases} A_{i11} = -s^3 L_1 L_2 C_f - s^2 (L_1 R_2 + L_2 R_1) C_f + s\omega_1^2 (3L_1 L_2 C_f - L_1 - L_2 - R_1 R_2 C_f) \\ \quad - [R_1 + R_2 - \omega_1^2 (L_1 R_2 + L_2 R_1) C_f] \\ A_{i12} = 3s^2 \omega_1 L_1 L_2 C_f + 2s\omega_1 (L_1 L_2 + L_1 R_2 + L_2 R_1) C_f \\ \quad + \omega_1 (L_1 + L_2 + R_1 R_2 C_f - \omega_1^2 L_1 L_2 C_f) \\ A_{i21} = -A_{i12} \\ A_{i22} = A_{i11} \end{cases} \quad (2.21)$$

Por consequência,

$$\vec{V}_{dq}^s = \mathbf{Z}'_o \vec{I}_{2dq}^s, \quad (2.22)$$

na qual,

$$\mathbf{Z}'_o = \begin{bmatrix} A_{v11} & A_{v12} \\ A_{v21} & A_{v22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A_{i11} & A_{i12} \\ A_{i21} & A_{i22} \end{bmatrix}. \quad (2.23)$$

Para obter \mathbf{G}_{id} , elimina-se a influência das tensões do PAC no circuito na Figura 2.5. Portanto, os seguintes conjuntos de equações são deduzidos:

$$\vec{V}_{cfdq}^s = - \begin{bmatrix} sL_1 + R_1 & -\omega_1 L_1 \\ \omega_1 L_1 & sL_1 + R_1 \end{bmatrix} \vec{I}_{1dq}^s + V_{dc} \vec{D}_{dq}^s, \quad (2.24)$$

$$\vec{V}_{cfdq}^s = \begin{bmatrix} sL_2 + R_2 & -\omega_1 L_2 \\ \omega_1 L_2 & sL_2 + R_2 \end{bmatrix} \vec{I}_{2dq}^s. \quad (2.25)$$

A equação nodal (2.18) é a mesma para esta situação. Substituindo (2.25) e (2.18) em (2.24), novamente após alguma manipulação, chega-se:

$$\begin{bmatrix} A_{i11} & A_{i12} \\ A_{i21} & A_{i22} \end{bmatrix} \vec{I}_{2dq}^s = -V_{dc} \vec{D}_{dq}^s. \quad (2.26)$$

Por consequência,

$$\vec{I}_{2dq}^s = \mathbf{G}_{id} \vec{D}_{dq}^s, \quad (2.27)$$

na qual,

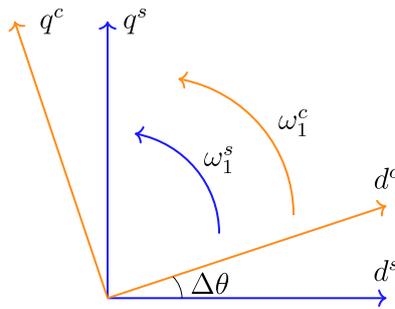
$$\mathbf{G}_{id} = -V_{dc} \begin{bmatrix} A_{i11} & A_{i12} \\ A_{i21} & A_{i22} \end{bmatrix}^{-1}. \quad (2.28)$$

2.3 Impacto do PLL nas Tensões do PAC, nas Correntes Medidas e no Ciclo de Trabalho do Controle Aplicado

Esta seção demonstra como o referencial síncrono (*synchronous reference frame* - SRF)-PLL afeta as tensões e correntes dq medidas no PAC e também o ciclo de trabalho produzido pelo sistema de controle do inversor. Isso é importante, por sua vez, para

determinar a impedância de saída do inversor. É importante observar a diferença entre variáveis de controle e de sistema descritas no referencial síncrono dq . As variáveis do sistema são aquelas descritas com um eixo de referência dq , enquanto as variáveis de controle são descritas em um eixo dq que é relacionado dinamicamente ao eixo do sistema pelo PLL atuando nas tensões medidas do PAC. Para observar esta relação, considera-se a Figura 2.7. Nessa figura, $\Delta\theta$ é a diferença de fase entre o eixo dq^s do sistema e o eixo de controle dq^c , calculada pelo PLL. O eixo dq^s é uma referência. Em condições estacionárias, ambos os eixos dq têm a mesma velocidade angular. ω_1 é definida como a frequência fundamental da rede.

Figura 2.7: Rotação de eixos dq para a rede elétrica e o sistema de controle.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A relação entre as variáveis dq de controle com as variáveis de fase do sistema é dada por:

$$\vec{x}_{dq}^c = \mathbf{T}(\theta^c)\vec{x}_{abc}, \quad (2.29)$$

em que \vec{x}_{dq}^c é um vetor contendo as variáveis dq , calculadas com a fase fornecida pelo PLL, e \vec{x}_{abc} é o vetor contendo as variáveis de fase abc medidas a partir do circuito trifásico de potência. Por outro lado, as mesmas variáveis de fase abc estão relacionadas às variáveis do sistema dq^s através de:

$$\vec{x}_{abc} = \mathbf{T}^T(\theta^s)\vec{x}_{dq}^s, \quad (2.30)$$

em que \vec{x}_{dq}^s é o vetor contendo variáveis de sistema dq^s .

Substituindo (2.30) em (2.29), chega-se:

$$\begin{aligned}\vec{x}_{dq}^c &= \mathbf{T}(\theta^c)\mathbf{T}^T(\theta^s)\vec{x}_{dq}^s \\ &= \mathbf{T}(\Delta\theta)\vec{x}_{dq}^s,\end{aligned}\tag{2.31}$$

em que $\mathbf{T}(\Delta\theta)$ é o produto entre $\mathbf{T}(\theta^c)$ e $\mathbf{T}^T(\theta^s)$. Essa matriz é dada por:

$$\mathbf{T}(\Delta\theta) = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix},\tag{2.32}$$

em que $\Delta\theta = \theta^c - \theta^s$.

Para estabelecer uma relação linear entre as variáveis dq^s e dq^c , considera-se que cada variável em (2.31) é descrita como:

$$\begin{cases} \vec{x}_{dq}^c = \vec{X}_{dq}^c + \tilde{\vec{x}}_{dq}^c \\ \vec{x}_{dq}^s = \vec{X}_{dq}^s + \tilde{\vec{x}}_{dq}^s, \\ \Delta\theta = \Delta\Theta + \Delta\tilde{\theta} \end{cases},\tag{2.33}$$

em que as variáveis em letras maiúsculas (sem o til) denotam pontos de operação estacionários no domínio do tempo. As variáveis de pequeno sinal são designadas pelo til sobrescrito. No regime estacionário, $\Delta\theta$ é zero, significando que o PLL sincroniza sua fase com a fase de referência do sistema de potência. Substituindo (2.33) em (2.31), após alguma manipulação, chega-se:

$$\vec{X}_{dq}^c \approx \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \vec{X}_{dq}^s + \begin{bmatrix} 0 & \Delta\tilde{\Theta} \\ -\Delta\tilde{\Theta} & 0 \end{bmatrix} \vec{X}_{dq}^s,\tag{2.34}$$

em que, mais uma vez, letras maiúsculas com o til denotam a resposta em frequência das variáveis.

A relação entre as variáveis nos eixos dq^c e dq^s , estabelecida em (2.34), depende de $\Delta\tilde{\Theta}$, que, por sua vez, é influenciada pelo sistema de controle do PLL. O SRF-PLL e seu modelo linearizado são mostrados nas Figuras 2.8 e 2.9. Considerando a Figura 2.9,

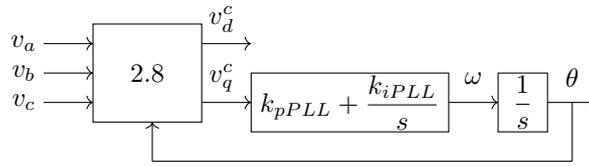
pode-se escrever:

$$\Delta\tilde{\Theta} = T_{PLL}\tilde{V}_q^c \frac{1}{s}, \quad (2.35)$$

em que,

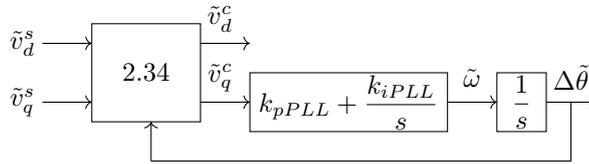
$$T_{PLL} = (k_{pPLL} + \frac{k_{iPLL}}{s}). \quad (2.36)$$

Figura 2.8: Diagrama de bloco do SRF-PLL.



Fonte: Elaborado pelo autor com base em [21].

Figura 2.9: Diagrama de bloco do SRF-PLL linearizado.



Fonte: Elaborado pelo autor com base em [21].

Considerando (2.35) e (2.34), pode-se formular uma relação entre as tensões no eixo dq^s do sistema e $\Delta\tilde{\Theta}$. Portanto, obtém-se:

$$\tilde{V}_q^c \approx \tilde{V}_q^s - \Delta\tilde{\Theta}V_d^s. \quad (2.37)$$

Substituindo \tilde{V}_q^c de (2.37) em (2.35), chega-se:

$$\Delta\tilde{\Theta} = G_{PLL}\tilde{V}_q^s, \quad (2.38)$$

em que,

$$G_{PLL} = \frac{T_{PLL}}{s + V_d^s T_{PLL}}. \quad (2.39)$$

Substituindo (2.38) em (2.34), obtém-se:

$$\vec{X}_{dq}^c \approx \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \vec{X}_{dq}^s + \begin{bmatrix} 0 & G_{PLL}X_q^s \\ 0 & -G_{PLL}X_d^s \end{bmatrix} \vec{V}_{dq}^s. \quad (2.40)$$

A equação (2.40) relaciona qualquer variável descrita pelo eixo dq^s do sistema com a equivalente no eixo dq^c do controle. Em relação às tensões do PAC, essa relação é expressa por:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{dq}^c &\approx \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \vec{V}_{dq}^s + \begin{bmatrix} 0 & G_{PLL}V_q^s \\ 0 & -G_{PLL}V_d^s \end{bmatrix} \vec{V}_{dq}^s \\ &= \begin{bmatrix} 1 & G_{PLL}V_q^s \\ 0 & 1 - G_{PLL}V_d^s \end{bmatrix} \vec{V}_{dq}^s \\ &= \mathbf{G}_{PLL}^v \vec{V}_{dq}^s, \end{aligned} \quad (2.41)$$

em que,

$$\mathbf{G}_{PLL}^v = \begin{bmatrix} 1 & G_{PLL}V_q^s \\ 0 & 1 - G_{PLL}V_d^s \end{bmatrix}. \quad (2.42)$$

Em relação às correntes, a mesma relação é escrita por:

$$\begin{aligned} \vec{I}_{dq}^c &\approx \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \vec{I}_{dq}^s + \begin{bmatrix} 0 & G_{PLL}I_q^s \\ 0 & -G_{PLL}I_d^s \end{bmatrix} \vec{V}_{dq}^s \\ &= \vec{I}_{dq}^s + \mathbf{G}_{PLL}^i \vec{V}_{dq}^s, \end{aligned} \quad (2.43)$$

em que,

$$\mathbf{G}_{PLL}^i = \begin{bmatrix} 0 & G_{PLL}I_q^s \\ 0 & -G_{PLL}I_d^s \end{bmatrix}. \quad (2.44)$$

Em relação aos ciclos de trabalho, a relação é:

$$\begin{aligned} \vec{D}_{dq}^s &\approx \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \vec{D}_{dq}^c + \begin{bmatrix} 0 & -G_{PLL}D_q^s \\ 0 & G_{PLL}D_d^s \end{bmatrix} \vec{V}_{dq}^s \\ &= \vec{D}_{dq}^c + \mathbf{G}_{PLL}^d \vec{V}_{dq}^s, \end{aligned} \quad (2.45)$$

A matriz \mathbf{G}_{cc} armazena os controladores proporcionais integrais (PI) para as correntes síncronas dq , dada por:

$$\mathbf{G}_{cc} = \begin{bmatrix} k_{pc} + \frac{k_{ic}}{s} & 0 \\ 0 & k_{pc} + \frac{k_{ic}}{s} \end{bmatrix}, \quad (2.47)$$

em que k_{pc} e k_{ic} são os ganhos proporcionais e integrais. Os controladores PI atuam separadamente nos erros das correntes i_d e i_q .

A matriz de desacoplamento, \mathbf{G}_{dec} , expressa por:

$$\mathbf{G}_{dec} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\omega_1(L_1 + L_2)}{V_{dc}} \\ \frac{\omega_1(L_1 + L_2)}{V_{dc}} & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.48)$$

Esta matriz é deduzida desprezando o efeito de desacoplamento relacionado aos capacitores [51]. Isso tende a ser verdade em faixas de baixa frequência.

A matriz que descreve o atraso causado pelas implementações de controle e PWM [52] é denotada por \mathbf{G}_{del} e é definida como:

$$\mathbf{G}_{del} = \begin{bmatrix} \frac{1 - 0,5sT_{del}}{1 + 0,5sT_{del}} & 0 \\ 0 & \frac{1 - 0,5sT_{del}}{1 + 0,5sT_{del}} \end{bmatrix}. \quad (2.49)$$

As matrizes \mathbf{Z}_{L2} , \mathbf{Y}_{cf} e \mathbf{G}_{kd} são usadas no procedimento de amortecimento para melhorar a estabilidade geral do sistema. A matriz \mathbf{Z}_{L2} fornece a queda de tensão $\vec{V}_{Z_{L2}}^c$ entre o PAC e o ponto de conexão do capacitor, usando as correntes injetadas \vec{I}_2^c . Esta matriz é dada por:

$$\mathbf{Z}_{L2} = \begin{bmatrix} sL_2 + R_2 & -\omega_1 L_2 \\ \omega_1 L_2 & sL_2 + R_2 \end{bmatrix}. \quad (2.50)$$

A matriz \mathbf{Y}_{cf} calcula as correntes dq que fluem através dos capacitores, usando suas tensões que são estimadas por \mathbf{Z}_{L2} . A expressão para essa matriz é dada por:

$$\mathbf{Y}_{cf} = \begin{bmatrix} sC_f & -\omega_1 C_f \\ \omega_1 C_f & sC_f \end{bmatrix}. \quad (2.51)$$

A matriz de amortecimento é realizada por termos não dinâmicos, k_d . Essa matriz é dada por:

$$\mathbf{G}_{\mathbf{k}d} = \begin{bmatrix} k_d & 0 \\ 0 & k_d \end{bmatrix}. \quad (2.52)$$

A Figura 2.10 ilustra toda a dinâmica do que é chamado aqui de controle padrão para um inversor LCL conectado à rede. Este controle utiliza uma técnica de amortecimento ativo baseada na realimentação da corrente do capacitor e um procedimento de desacoplamento baseado em termos não dinâmicos. Considerando a Figura 2.10, a impedância de saída para o inversor LCL conectado à rede, operando com o controle padrão, é dada como:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_o = & \{ \mathbf{Z}'_o{}^{-1} + \mathbf{G}_{\text{id}} \mathbf{G}_{\text{del}} [(-\mathbf{G}_{\text{cc}} + \mathbf{G}_{\text{dec}}) \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i - \mathbf{G}_{\text{kd}} \mathbf{Y}_{\text{cf}} (\mathbf{Z}_{\text{L2}} \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^v) + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^d] \}^{-1} \\ & \{ \mathbf{I} + \mathbf{G}_{\text{id}} \mathbf{G}_{\text{del}} [(\mathbf{G}_{\text{cc}} - \mathbf{G}_{\text{dec}}) + \mathbf{G}_{\text{kd}} \mathbf{Y}_{\text{cf}} \mathbf{Z}_{\text{L2}}] \}. \end{aligned} \quad (2.53)$$

2.5 Controladores de Desacoplamento e Amortecimento para Inversores LCL Conectados à Rede

Esta seção discute três esquemas de controle já propostos para o inversor LCL conectado à rede. Os dois primeiros controladores são ajustados desprezando a dinâmica do capacitor. Esta simplificação é usual [7, 9] e permite a adoção de controladores PI, projetados por métodos como o princípio do ótimo simétrico [51]. Por outro lado, esses controladores necessitam de malhas adicionais para amortecer os picos de ressonância e desacoplar a planta. O terceiro controlador é uma alternativa ao projeto de um controlador de corrente de desacoplamento e amortecimento com funções de transferência de alta ordem, substituindo a necessidade de malhas extras.

Todas as técnicas de controle mencionadas acima são baseadas em um projeto no qual apenas a função de transferência em malha aberta do sistema é considerada no processo de sintonia. Porém, sua influência na impedância de saída do inversor dificilmente é considerada. Isto pode ser problemático, uma vez que a impedância de saída é

um parâmetro principal para determinar a estabilidade externa, ou seja, a estabilidade no PAC. O diagrama de blocos exibido na Figura 2.10 e a expressão deduzida em (2.53) podem ser usados para explicar o impacto dos controladores na impedância de saída.

2.5.1 Controle Convencional

O primeiro controlador examinado nesta subseção é provavelmente o mais convencional [3]. Aqui, ele é chamado de controlador padrão (*standard controller* - SC). Sua definição é feita desprezando a dinâmica do capacitor no circuito apresentado na Figura 2.5. Com essa simplificação, chega-se:

$$V_{dc}\vec{D}_{dq} = \begin{bmatrix} sL_t + R_t & -\omega_1 L_t \\ \omega_1 L_t & sL_t + R_t \end{bmatrix} \vec{I}_{dq} + \vec{V}_{dq}, \quad (2.54)$$

em que $L_t = L_1 + L_2$ e $R_t = R_1 + R_2$. Nota-se aqui que os sobrescritos que diferenciam os eixos do sistema e de controle são desprezados, desconsiderando o efeito de sincronização do PLL para projeto do controlador. \vec{V}_{dq} é considerado fixo, podendo ser adicionado à saída do controlador como sinal de *feedforward*. A partir dessa equação, define-se a estratégia de controle para desacoplar as correntes \vec{I}_{dq} , de modo que:

$$\vec{D}_{dq} = \vec{U}_{cdq} + \mathbf{G}_{\text{dec}} \vec{I}_{dq}, \quad (2.55)$$

em que \vec{U}_{cdq} são sinais dos controladores de corrente e \mathbf{G}_{dec} é expressa em (2.48).

Substituindo (2.55) em (2.54), chega-se em uma equação desacoplada, dada por:

$$\vec{U}_{cdq} = \begin{bmatrix} \frac{sL_t + R_t}{V_{dc}} & 0 \\ 0 & \frac{sL_t + R_t}{V_{dc}} \end{bmatrix} \vec{I}_{dq}. \quad (2.56)$$

Logo, a função de transferência a ser controlada é dada por:

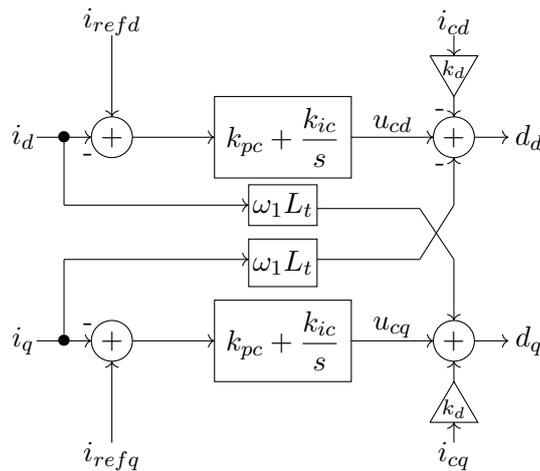
$$\mathbf{G}_{\text{SC}} = \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{sL_t + R_t} & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{sL_t + R_t} \end{bmatrix}. \quad (2.57)$$

Definida como um matriz de funções de transferência de primeira ordem, podendo ser

controlado também por controladores PI. Como na planta real existem mais pólos, essa abordagem pode ser insuficiente, fazendo com que seja necessária alguma estratégia extra de amortecimento.

A estrutura de controle SC pode ser visualizada na Figura 2.11, e o diagrama de blocos do controlador SC, em conjunto com a planta, está representado na Figura 2.10. Para esta abordagem, as chaves S_1 e S_2 estão fechadas. Termos não dinâmicos realizam o desacoplamento por meio de (2.48). O amortecimento é realizado pela estratégia de controle de corrente com dupla realimentação, em que a corrente do capacitor é realimentada para a saída do controlador de corrente [11]. Neste trabalho, as correntes dq do capacitor são estimadas pela matriz \mathbf{Z}_{L2} , avaliando-se primeiro a tensão do capacitor, e pela matriz \mathbf{Y}_{cf} . O amortecimento é realizado por \mathbf{G}_{kd} .

Figura 2.11: Diagrama estrutural do controle dq convencional.



Fonte: Elaborado pelo autor com base em [53].

2.5.2 Controlador de Corrente Multivariável Pseudocontínuo

O segundo controlador examinado nesta subseção, assim como o primeiro, tem sua definição feita desprezando a dinâmica do capacitor. Aqui, ele é chamado de controlador de corrente multivariável pseudocontínuo (*pseudo-continuous multivariable current controller* - PMCC). Para tanto, define-se a função de transferência complexa correspon-

dente à (2.54), dada por:

$$V_{dc}(\tilde{U}_{cd} + j\tilde{U}_{cq}) = (sL_t + R_t + j\omega_1 L_t)(\tilde{I}_d + j\tilde{I}_q) + (\tilde{V}_d + j\tilde{V}_q). \quad (2.58)$$

Aqui, a notação complexa é usada para agrupar as grandezas síncronas dq . \tilde{V}_{dq} é considerado fixo e pode ser adicionado à saída do controlador como sinal de *feedforward*. Assim, ao subtrair esse termo da equação, define-se uma função de transferência complexa do sistema, dada por:

$$G_{PMCC} = \frac{K_s}{1 + (s + j\omega_1 L_t)T_s}, \quad (2.59)$$

em que, $K_s = V_{dc}/R_t$ e $T_s = L_t/R_t$. A partir dessa equação, a função de transferência complexa de malha aberta do sistema é dada por:

$$O_{LPMCC} = G_{ccPMCC} G_{PWM} G_{PMCC}, \quad (2.60)$$

em que G_{ccPMCC} representa o controlador PMCC e G_{PWM} descreve o ganho PWM.

Para obter uma função de malha aberta sem o termo complexo, projeta-se o controlador de modo que:

$$G_{ccPMCC} = \frac{1 + (s + j\omega_1)T_s}{sT_i}. \quad (2.61)$$

Com essa definição, (2.60) é descrita por:

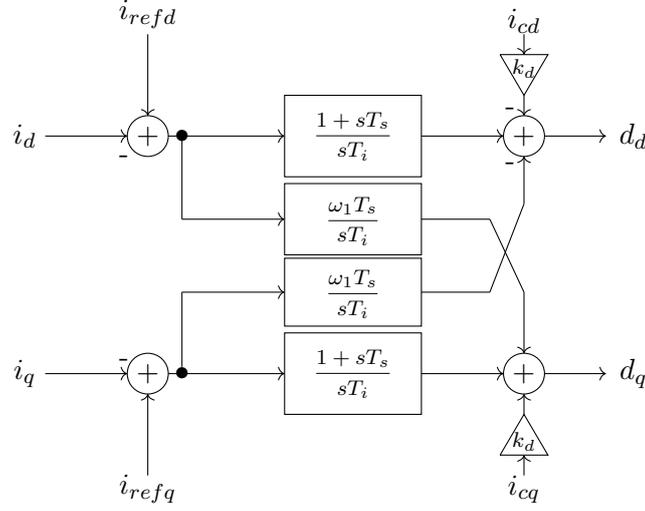
$$O_{LPMCC} = G_{PWM} \frac{K_s}{sT_i}. \quad (2.62)$$

Essa função é simplificada e desacoplada. O termo remanescente T_i é o parâmetro a ser projetado. Assim como estratégia de controle anteriormente discutida, essa abordagem simplificada pode ser insuficiente, fazendo com que seja necessária alguma estratégia extra de amortecimento.

A estrutura de controle PMCC pode ser visualizada na Figura 2.12, e o diagrama de blocos do controlador SC, em conjunto com a planta, está representado na Figura 2.10. Para esta abordagem, a chave S_1 está aberta, enquanto S_2 está fechada. Este estado de chave significa que não há matriz de desacoplamento para adicionar à saída de controle

de corrente.

Figura 2.12: Diagrama estrutural do controlador PMCC.



Fonte: Elaborado pelo autor com base em [54].

2.5.3 Controlador Otimizado de Alta Ordem

Uma desvantagem dos dois esquemas de controle mencionados anteriormente é que as não linearidades relacionadas aos ganhos PWM e às incertezas dos parâmetros do filtro são difíceis de levar em consideração. No terceiro esquema de controle, proposto em [55], a planta é uma resposta em frequência não paramétrica. Este controlador é aqui designado como controlador otimizado de alta ordem (*higher-order multi-input multi-output Current - HOOC*), definido por:

$$\mathbf{G}_{\text{ccHOOC}} = \begin{bmatrix} \frac{\sum_{k_1=1, k_2=0}^{6,5} \rho_{k_1} z^{-k_2}}{1 - z^{-1}} & \frac{\sum_{k_1=7, k_2=0}^{12,5} \rho_{k_1} z^{-k_2}}{1 - z^{-1}} \\ \frac{\sum_{k_1=13, k_2=5}^{18,5} \rho_{k_1} z^{-k_2}}{1 - z^{-1}} & \frac{\sum_{k_1=19, k_2=0}^{24,5} \rho_{k_1} z^{-k_2}}{1 - z^{-1}} \end{bmatrix}. \quad (2.63)$$

em que ρ_{k_1} são as constantes do controlador no domínio discreto.

A matriz de transferência de malha aberta do sistema é uma função dependente dos parâmetros ρ_{k_1} . Sua estrutura é definida por:

$$\mathbf{O}_{\text{LHOOC}}(j\omega, \rho) = \mathbf{G}_{\text{HOOC}}(j\omega) \mathbf{G}_{\text{ccHOOC}}(j\omega, \rho) = \begin{bmatrix} O_{\text{LHOOC}dd} & O_{\text{LHOOC}dq} \\ O_{\text{LHOOC}qd} & O_{\text{LHOOC}qq} \end{bmatrix}, \quad (2.64)$$

em que \mathbf{G}_{HOOC} é matriz de resposta em frequência da planta.

Para definição dos controladores, defini-se uma otimização com o objetivo de minimizar uma norma do erro entre a matriz das respostas em frequência e uma matriz de funções de transferências desejadas. Essa matriz desejada é definida para ter os termos da diagonal secundária nulos, de modo a minimizar o acoplamento entre eixos. Também são incluídas restrições para o problema, garantindo condições de robustez e estabilidade. O problema de otimização pode ser descrito como:

$$\min_{\rho} \sum_{k=1}^N \|\mathbf{O}_{\text{LHOOC}}(jw_k, \rho) - \mathbf{O}_{\text{LHOOC}D}(jw_k)\|_F \quad (2.65)$$

sujeito à:

$$|W(jw_k)[1 + O_{\text{LHOOC}Dq}(jw_k)] - \mathcal{R}([1 + O_{\text{LHOOC}Dq}(-jw_k)][1 + O_{\text{LHOOC}qq}(jw_k)])| < 0 \quad (2.66)$$

$$r_q(jw_k, \rho) - \frac{\mathcal{R}([1 + O_{\text{LHOOC}Dq}(-jw_k)][1 + O_{\text{LHOOC}qq}(jw_k)])}{|1 + O_{\text{LHOOC}Dq}(jw_k)|} < 0, \quad (2.67)$$

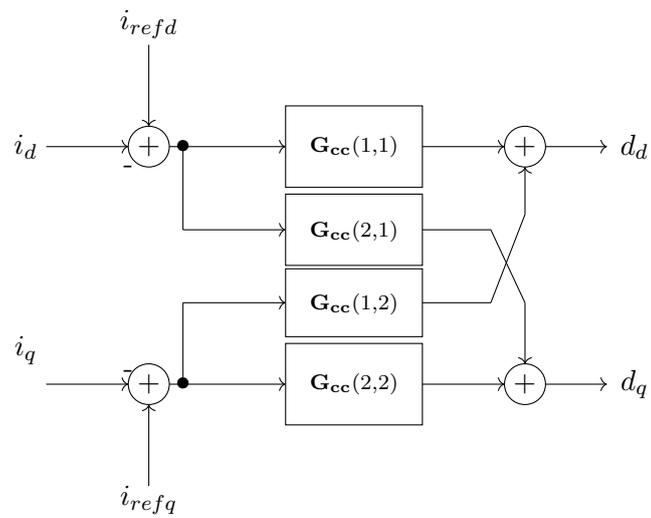
em que $k = 1, \dots, N$ e $q = 1, 2$. $\|\cdot\|_F$ é a norma de Froberius, W é um filtro de ponderação [56] e r_q é definido por:

$$r_1(w, \rho) = |O_{\text{LHOOC}qd}(jw, \rho)|, \quad (2.68)$$

$$r_2(w, \rho) = |O_{\text{LHOOC}dq}(jw, \rho)|. \quad (2.69)$$

A estrutura de controle HOOC pode ser visualizada na Figura 2.13, e o diagrama de blocos do controlador HOOC, em conjunto com a planta, está representado na Figura 2.10. As chaves S_1 e S_2 estão abertas para estabelecer a estrutura de controle dessa técnica. Este estado das chaves significa que não há matriz de desacoplamento para adicionar à saída de controle de corrente. Da mesma forma, não há malha adicional para amortecer os picos de ressonância do filtro.

Figura 2.13: Estrutura do controlador HOOC.



Fonte: Elaborado pelo autor com base em [55].

Capítulo 3

Metodologia para Estimação das Impedâncias da Rede Elétrica e do Inversor

A aferição da estabilidade do inversor conectado à rede elétrica pode ser feita por meio de modelos de impedância. Conforme o capítulo anterior, um modelo analítico da impedância de saída do inversor pode ser obtido, possibilitando seu ajuste de acordo com o ponto de operação do sistema. Para a rede elétrica, cujas impedâncias são alteradas ao longo do tempo, é apropriado definir um método para estimá-las. Neste capítulo, serão apresentados os métodos para estimação da matriz das impedâncias da rede elétrica e para validação dos modelos das impedâncias de saída do inversor. Além disso, será descrita a fundamentação teórica do sinal de perturbação utilizado nas estimações.

3.1 Metodologia para Estimação das Impedâncias e Influência do EPLL nas Estimações

Para o estudo de estabilidade do inversor conectado à rede elétrica, propõe-se analisar o CGN com as estimações das impedâncias síncronas da rede elétrica e os modelos síncronos analíticos das impedâncias do inversor. Na validação das estimativas das impedâncias da rede elétrica, serão utilizados os modelos definidos conforme o procedi-

mento apresentado em [57], enquanto a validação dos modelos analíticos das impedâncias de saída do inversor será feita por meio de estimativas. Novas análises de estabilidade do inversor conectado serão feitas com base em novas estimativas das impedâncias da rede e com a atualização dos modelos das impedâncias do inversor.

O método para estimação das impedâncias da rede elétrica é destacado na Figura 3.1. Nela, observa-se que sinais de perturbações DIBS são adicionados às referências de correntes i_{refdq} e as fornecidas pelo controlador. A descrição desse tipo de sinal será feita posteriormente.

A aplicação do DIBS nas diferentes posições garante a influência da perturbação dentro e fora da BP do controlador de corrente [23]. A constante de ganho α é empregada para ajustar a amplitude do sinal PRBS nas saídas do controlador, sendo calculada em função do nível de perturbação desejado a ser adicionado.

Nas estimações das impedâncias síncronas da rede elétrica são utilizadas as tensões e correntes síncronas medidas no PAC, v_{dq}^e e i_{dq}^e , respectivamente. O sobrescrito e define uma variável determinadas pelo ângulo fornecido pelo EPLL, que é exclusivamente utilizado para estimar as impedâncias. Em comparação com o CPLL, o EPLL tem uma largura de banda menor. A necessidade desta banda menor é discutida posteriormente.

A transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* - FFT) é aplicada em v_{dq}^e e i_{dq}^e , resultando nas informações de magnitude e fase de cada tensão e corrente na frequência perturbada. Com base nas informações de magnitude e fase, é utilizado o algoritmo desenvolvido em [58] para estimar a matriz de impedância da rede elétrica (\mathbf{Z}_g^e). A síntese do algoritmo é resultado da avaliação do modelo de circuitos de pequenos sinais do inversor conectado à rede elétrica, apresentado na Figura 3.2. A partir desse modelo, a rede elétrica pode ser representada conforme Figura 3.3. Nela, não são consideradas variações de pequenos sinais nas tensões da rede elétrica.

Para identificar todas as impedâncias do modelo apresentado na Figura 3.3, são necessárias quatro equações. Portanto, pelo menos duas perturbações independentes são necessárias. A primeira perturbação é feita em i_{refd} e d_d , resultando nos conjuntos de valores de tensões no PAC, \tilde{V}_{d1}^e e \tilde{V}_{q1}^e , e das correntes injetadas na rede elétrica, \tilde{I}_{gd1}^e e \tilde{I}_{gq1}^e .

Dessa forma,

$$\vec{V}_{dq1}^e = \begin{bmatrix} Z_{gdd}^e & Z_{gdq}^e \\ Z_{gqd}^e & Z_{gqq}^e \end{bmatrix} \vec{I}_{gdq1}^e. \quad (3.1)$$

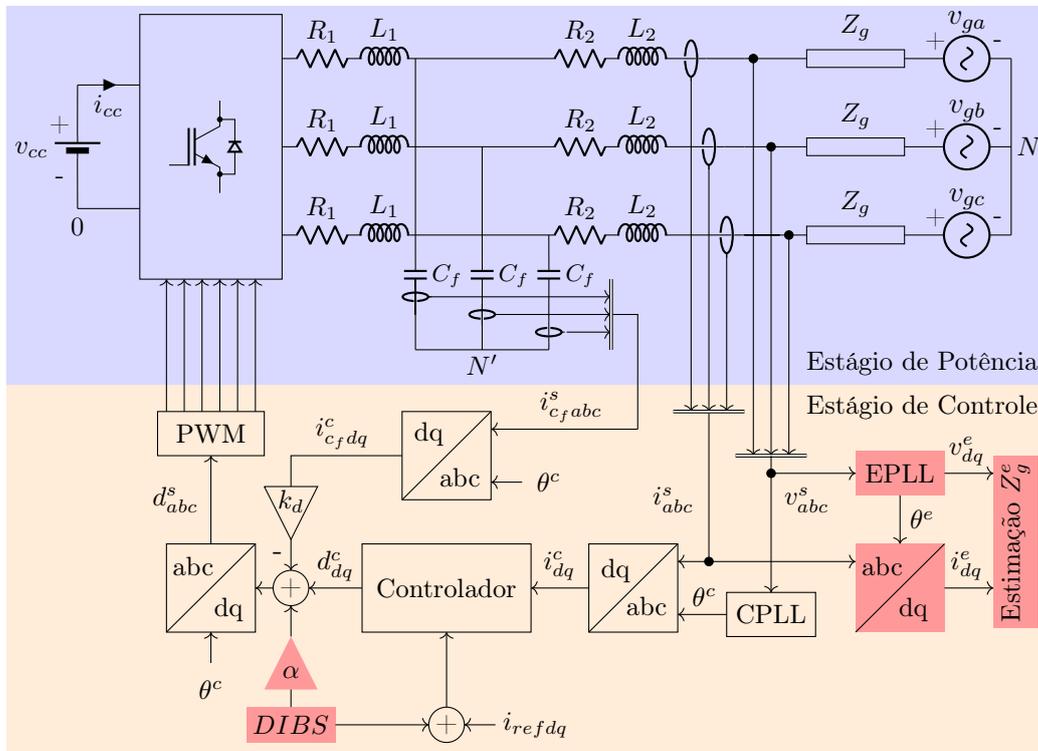
Aqui, omite-se o til das impedâncias. A segunda perturbação é feita em i_{refq} e d_q , resultando nos conjuntos de valores de tensões \tilde{V}_{d2}^e e \tilde{V}_{q2}^e e correntes \tilde{I}_{gd2}^e e \tilde{I}_{gq2}^e . Assim,

$$\vec{V}_{dq2}^e = \begin{bmatrix} Z_{gdd}^e & Z_{gdq}^e \\ Z_{gqd}^e & Z_{gqq}^e \end{bmatrix} \vec{I}_{gdq2}^e. \quad (3.2)$$

Considerando-se (3.1) e (3.2), a matriz de impedância de rede \mathbf{Z}_{gdq}^e é obtida por:

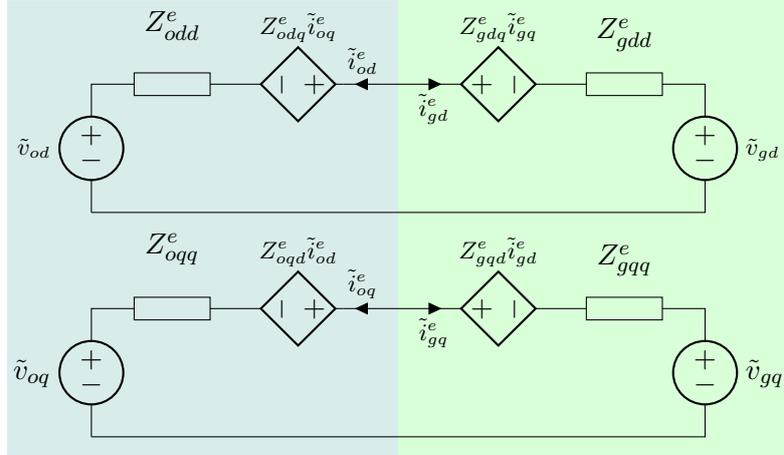
$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_{gdq}^e &= \begin{bmatrix} Z_{gdd}^e & Z_{gdq}^e \\ Z_{gqd}^e & Z_{gqq}^e \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \vec{V}_{dq1}^e & \vec{V}_{dq2}^e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I}_{gdq1}^e & \vec{I}_{gdq2}^e \end{bmatrix}^{-1}. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Figura 3.1: Método para a estimação da matriz das impedâncias da rede.



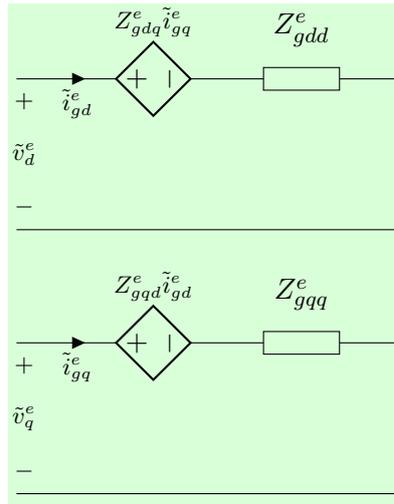
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 3.2: Modelo de pequenos sinais no referencial dq do inversor conectado à rede elétrica.



Fonte: Elaborado pelo autor.

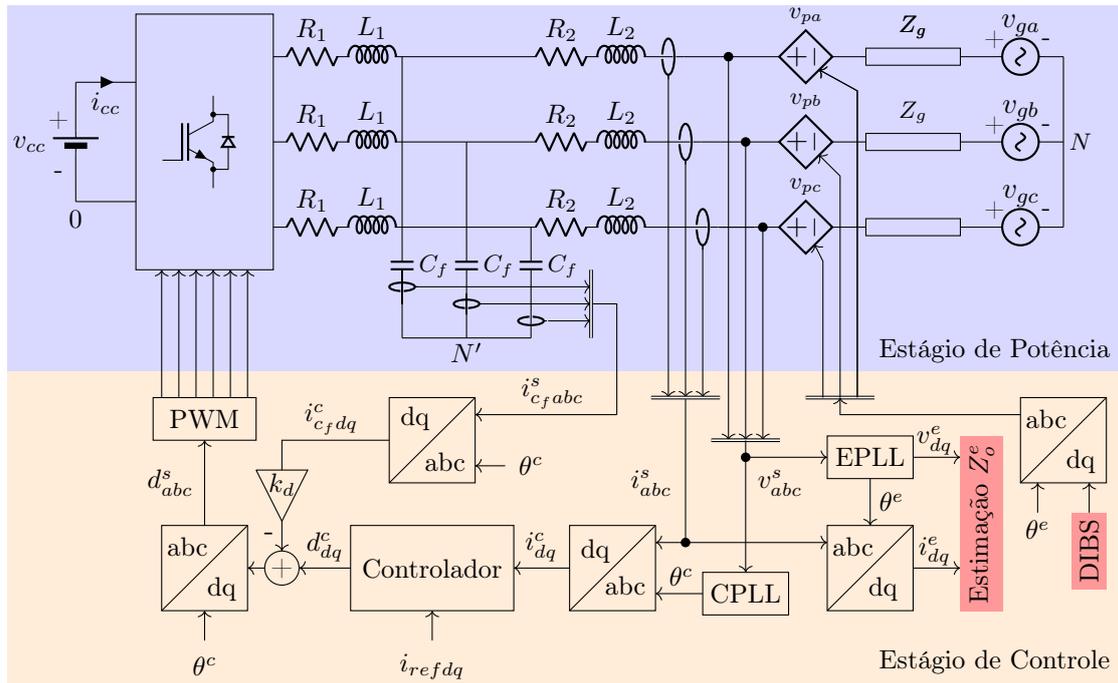
Figura 3.3: Modelo de pequeno sinal no referencial dq aplicado à rede elétrica.



Fonte: Elaborado pelo autor.

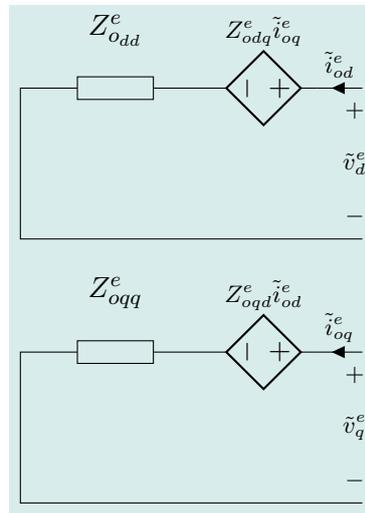
Na Figura 3.4 é destacado o método utilizado para estimar as impedâncias do inversor. Nesse método, os sinais DIBS são adicionados às referências de tensão no PAC. Para realizar a estimação, usam-se as tensões e correntes síncronas obtidas a partir do ângulo fornecido pelo EPLL. Após isso, a FFT é aplicada nessas medições e é utilizado o algoritmo desenvolvido em [58] para estimar a matriz de impedância de saída do inversor (\mathbf{Z}_{odq}^e). Com base no modelo mostrado na Figura 3.2, o inversor pode ser representado conforme a Figura 3.5, em que não são consideradas variações de pequenos sinais nas tensões de saída do inversor.

Figura 3.4: Método para a estimação impedâncias do inversor LCL.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 3.5: Modelo de pequeno sinal no referencial dq aplicado ao inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para identificar as impedâncias do modelo apresentado na Figura 3.5, são necessárias duas perturbações independentes. A primeira perturbação é feita no eixo d da tensão adicionada ao PAC, resultando nos conjuntos de valores de tensões no PAC, \tilde{V}_{d1}^e e \tilde{V}_{q1}^e , bem como nas correntes injetadas no inversor, \tilde{I}_{od1}^e e \tilde{I}_{oq1}^e . A segunda perturbação é feita

no eixo q da tensão adicionada ao PAC, resultando nos conjuntos de valores de tensões \tilde{V}_{d2}^e e \tilde{V}_{q2}^e e correntes \tilde{I}_{od2}^e e \tilde{I}_{oq2}^e . Logo:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_{\text{inv}}^e &= \begin{bmatrix} Z_{odd}^e & Z_{odq}^e \\ Z_{oqd}^e & Z_{oqq}^e \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \vec{V}_{dq1}^e & \vec{V}_{dq2}^e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I}_{odq1}^e & \vec{I}_{odq2}^e \end{bmatrix}^{-1}. \end{aligned} \quad (3.4)$$

Importante destacar que a estimação das impedâncias do inversor é utilizada apenas para validar seu modelo analítico, descrito no capítulo anterior. Além disso, as estimações das impedâncias síncronas da rede elétrica e do inversor são realizadas individualmente e separadamente, aplicando seus respectivos métodos de estimação.

É importante observar que nas estimações das impedâncias, tanto da rede quanto do inversor, são consideradas duas medições de tensões e correntes no PAC. A partir de (2.41) e (2.43) e assumindo que o sistema é inalterado durante as duas medições, a relação entre a matriz das impedâncias estimadas e a do sistema elétrico é dada por:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}^e &= \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^v \vec{V}_{dq1}^s & \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^v \vec{V}_{dq2}^s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I}_{dq1}^s + \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^i \vec{V}_{dq1}^s & \vec{I}_{dq2}^s + \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^i \vec{V}_{dq2}^s \end{bmatrix}^{-1} \\ &= \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^v \begin{bmatrix} \vec{V}_{dq1}^s & \vec{V}_{dq2}^s \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \vec{I}_{dq1}^s & \vec{I}_{dq2}^s \end{bmatrix} + \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^i \begin{bmatrix} \vec{V}_{dq1}^s & \vec{V}_{dq2}^s \end{bmatrix} \right)^{-1} \\ &= \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^v \left(\mathbf{Z}^{s-1} + \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^i \right)^{-1}. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Aqui, verifica-se a influência do EPLL nos resultados de estimações das impedâncias. Essa influência é minimizada quando o EPLL é projetado com uma BP abaixo da menor frequência estimada. Essa análise pode ser melhor interpretada quando é analisado o efeito do EPLL em (2.42) e (2.44). Nota-se que (2.42) tende à matriz identidade e (2.44) à matriz nula, para frequências acima da BP do EPLL, fazendo com que a matriz de impedância estimada \mathbf{Z}^e se aproxime da matriz real do sistema \mathbf{Z}^s .

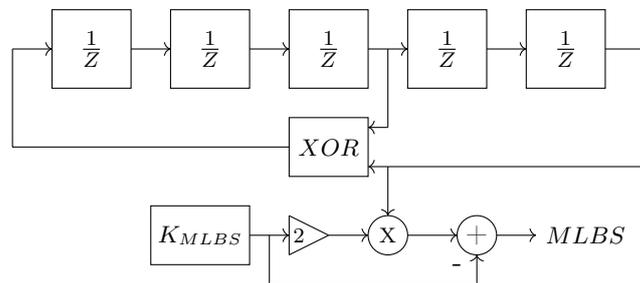
3.2 Sequência Binária Pseudoaleatória

Os sinais PRBS são sequências de pulsos retangulares, moduladas em largura de pulso, que se aproximam de um ruído branco no tempo discreto. Por isso, possuem um largo conteúdo espectral. O nome é atribuído ao fato de serem definidos como uma sequência de pulsos aleatórios, porém, ao decorrer de um longo horizonte de tempo, são periódicos [59].

O MLBS é uma das classes mais comuns de sinais PRBS. Eles são gerados usando uma sequência de comprimento máximo produzida por um registrador de deslocamento, com realimentação realizada por meio de uma operação XOR (OR exclusivo). O máximo tamanho da sequência é definido como $L = 2^N - 1$, em que N é o número de células do registrador de deslocamento.

Na Figura 3.6 é possível observar um diagrama de um registrador com cinco células para geração de uma sequência de 31 *bits*. A frequência de geração (f_{ger}) desta sequência é a frequência de atualização dos *bits* em cada célula do registrador (frequência de *clock* do registrador) [49]. K_{MLBS} é a amplitude do MLBS. É importante notar que a sequência se repete após seu elemento 31. A resolução de frequência do MLBS é calculada por $f_{res} = f_{ger}/L$. O espectro de potência do MLBS corresponde a função $sinc^2$ e a energia cai para zero na frequência de geração. Normalmente, a largura da banda de estimação é considerada até $0,45f_{ger}$ [38, 39].

Figura 3.6: Geração de um sinal MLBS com comprimento $2^5 - 1 = 31$ períodos de amostragem.



Fonte: Elaborado pelo autor com base em [59].

No diagrama mostrado na Figura 3.6, é importante observar a necessidade de se ter pelo menos um nível lógico diferente de 0 em umas das células (geralmente é atribuído o nível lógico 1 a todas as células). Essa necessidade é ocasionada pelas propriedades da

operação lógica. Na Tabela 3.1 é fornecida uma estrutura que permite gerar um MLBS com comprimento máximo para diferentes números de células.

Tabela 3.1: Comprimento máximo de um MLBS.

N	L	Bits adicionados
2	3	1 e 2
3	7	1 e 3
4	15	3 e 4
5	31	3 e 5
6	63	5 e 6
7	127	4 e 7
8	255	2,3,4 e 8
9	511	5 e 9
10	1023	7 e 10

Fonte: Elaborado pelo autor com base em [59].

Para identificar corretamente o ganho em regime estacionário do modelo dinâmico da planta, a duração de pelo menos um dos pulsos do MLBS deve ser maior que o tempo de subida T_R da planta [59]. Sendo NT_s a máxima duração do pulso, tem-se a condição ilustrada na Figura 3.7. Assim,

$$NT_s > T_R, \quad (3.6)$$

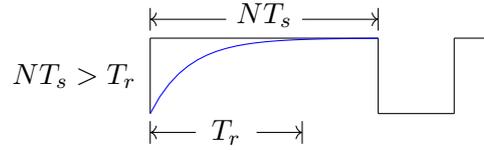
em que T_s é o período de amostragem do MLBS.

Por (3.6), determina-se N e conseqüentemente o comprimento da sequência. Além disso, para cobrir todo espectro de frequências gerado por um MLBS específico, é necessário que a duração de um teste (DT) seja pelo menos igual ao comprimento da sequência. Na maioria dos casos, DT é escolhida sendo igual ao comprimento da sequência. Caso seja especificado a duração do teste, deve-se garantir:

$$(2^N - 1)T_s \leq DT. \quad (3.7)$$

Observa-se que a condição apresentada em (3.6) pode resultar em valores grandes para N , resultando em comprimentos de sequências inviáveis. Por esse motivo, na maioria das situações, a frequência de geração da sequência é definida como um submúltiplo da

Figura 3.7: Escolha da máxima duração de um pulso do MLBS.



Fonte: Elaborado pelo autor com base em [59].

sua frequência de amostragem [59]. E se

$$f_{ger} = \frac{f_s}{p}, \quad (3.8)$$

em que $p = 1, 2, 3, \dots$. A condição (3.6) passa a ser dada por:

$$pNT_s > T_R. \quad (3.9)$$

Esta abordagem se torna mais interessante em relação ao aumento do comprimento da sequência, aumentando-se N na equação (3.6). De fato, se o número de células N passa para $N + 1$, a duração máxima do pulso se torna $(N + 1)T_s$, enquanto que a sequência é dobrada $L' = 2L$. Por outro lado, se $f_{ger} = f_s/2$ é escolhida, a máxima duração do pulso passa a ser $2NT_s$ para um comprimento de sequência duplicado. Comparando ambos os casos, a segunda abordagem permite obter um pulso de maior duração para o mesmo comprimento de sequência da abordagem anterior e, portanto, do teste. Dividir f_{ger} reduzirá a densidade espectral nas altas frequências e aumentará nas baixas frequências. De modo geral, este fato não prejudica a qualidade da identificação, uma vez que, na maioria dos casos, a planta a ser identificada possui um filtro passa-baixas ou porque a relação sinal/ruído, em altas frequências, pode ser compensada. No entanto, recomenda-se escolher $N \leq 4$ [59].

De acordo com [46] a aplicação das sequências MLBS para as estimativas pode ser ineficiente para condições de redes fortes, em que a resposta de tensão à perturbação de corrente é reduzida. Nessa condição, a energia da perturbação injetada precisa ser aumentada. Para isso, pode-se elevar a amplitude da injeção ou aplicar mais períodos dessa perturbação para reduzir os efeitos do ruído. Ambas as soluções podem ser difíceis na prática.

Um sinal que pode ser usado para superar as limitações do MLBS é a sequência DIBS. Essa sequência também faz parte da classe dos PRBS, conhecido como um sinal multifrequencial. Enquanto o MLBS distribui a energia em várias frequências harmônicas, a sequência DIBS é gerada por meio de um algoritmo de otimização que busca concentrar o máximo de energia nas frequências harmônicas específicas. A síntese do DIBS, apresentando mais detalhes sobre sua geração, pode ser encontrada em [36]. De modo que:

Seja $Ab(t)$ um sinal real, periódico e binário, em que A representa o coeficiente da amplitude, real e invariante no tempo e $b(t)$ periódico, com período T , e valores alternando entre -1 e 1 , exceto nos pontos de alternância, onde $b(t) = 0$. O coeficiente de Fourier do k -ésimo harmônico de $Ab(t)$ é definido por:

$$C_{bk} = \frac{A}{T} \int_0^T b(t) e^{-2\pi jkt/T} dt. \quad (3.10)$$

Então seja C_{dk} os coeficientes de Fourier desejados, com base em (3.10), com a representação de $d(t)$. Dessa forma, o procedimento de projeto pode ser representado como um problema de otimização com o objetivo de encontrar $\hat{A}\hat{b}(t)$ para todo $Ab(t)$, minimizando a seguinte expressão:

$$J = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |C_{dk} - C_{bk}|^2, \quad (3.11)$$

ou seja, o objetivo é encontrar uma sequência binária periódica cujos coeficientes de Fourier sejam os mais próximo possível de C_{dk} .

Sem considerar os ângulos de fase em C_{dk} , a sequência binária $\hat{A}\hat{b}(t)$ pode ser dada por [60]:

$$\hat{b}_n = \text{sgn}(d_n), \quad (3.12)$$

em que d_n e \hat{b}_n são os valores discretos de $d(t)$ e $\hat{b}(t)$, e $\text{sgn}(d_n)$ é definida por:

$$\text{sgn}(d_n) = \begin{cases} -1, & \text{se } d_n < 0 \\ 1, & \text{se } d_n > 0 \end{cases}, \quad (3.13)$$

e no caso de $d_n = 0$ a função pode assumir arbitrariamente os valores -1 ou 1.

$$\hat{A} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |d_n|. \quad (3.14)$$

A sequência $\hat{A}\hat{b}(t)$ obtida por (3.12) e (3.14) é para ângulos de fase arbitrários e fixos ϕ_{dk} em C_{dk} . A sequência pode ser melhor otimizada ajustando os ângulos de fase apropriadamente. Inicialmente, define-se os ângulos de fase ϕ_{dk} de C_{dk} . Dados por:

$$C_{dk} = |C_{dk}|e^{j\phi_{dk}}. \quad (3.15)$$

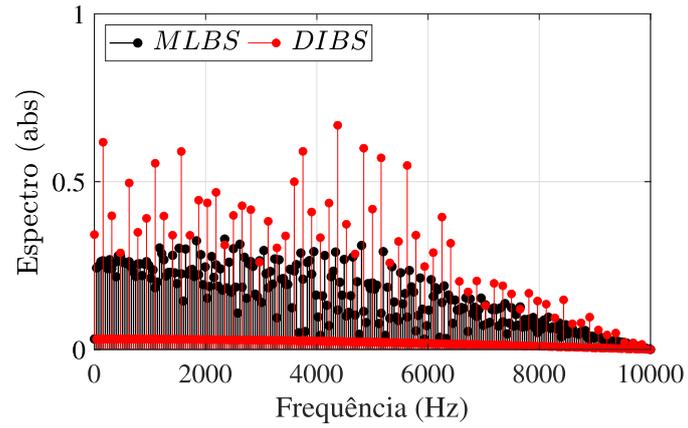
J em (3.11) foi minimizado para ϕ_d fixo e arbitrário. O problema de minimização é agora reformulado como minimizar J em relação a ϕ_d [60]. Iterativamente, a minimização de J é dada por [36]:

1. Definir $\phi_d^{(p)}$ como o vetor ϕ_d obtido na p -ésima iteração. A $(p + 1)$ -ésima iteração é então obtida aplicando os seguintes passos:
2. calcular a sequência $D_k^{(p)} = |D_k|e^{j\phi_{dk}^{(p)}}$, em que D_k é a transformada discreta de Fourier de d_n ,
3. calcular a sequência $d_n^{(p)}$, a transformada de Fourier discreta inversa de $D_k^{(p)}$,
4. calcular a sequência $\hat{b}_n^{(p)} = \text{sgn}(d_n^{(p)})$,
5. calcular a sequência $\hat{B}_k^{(p)}$, a transformada de Fourier discreta de $\hat{b}_n^{(p)}$,
6. calcular os ângulos de fase $\phi_{\hat{b}}^{(p)}$ de $\hat{B}_k^{(p)}$,
7. assumir $\phi_d^{(p+1)} = \phi_{\hat{b}}^{(p)}$ e retornar ao passo 2.

Na Figura 3.8 é possível visualizar o MLBS e o DIBS no domínio da frequência. Ambas as sequências possuem a mesma amplitude no domínio do tempo. O MLBS possui 255 *bits* e o DIBS 256 *bits*. Os dois sinais foram gerados com a mesma frequência,

10 kHz. Para o DIBS foram especificados 32 harmônicos para maximização da energia. Como pode ser observado, a energia nos harmônicos especificados do DIBS é maior que a energia nos harmônicos correspondentes do MLBS. Essa propriedade permite que o DIBS possa ser utilizado quando se busca melhorar a estimação em faixas de frequências especificadas.

Figura 3.8: MLBS e DIBS no domínio da frequência.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Capítulo 4

Estabilidade do Inversor Conectado à Rede Elétrica Baseada em Modelos de Impedância

O estudo de estabilidade para o inversor conectado à rede elétrica é um dos objetivos deste trabalho. Para tanto, neste capítulo, serão apresentados os conceitos básicos da teoria de estabilidade, que é baseada em modelos de impedância.

4.1 Análise de Estabilidade de Pequenos Sinais Baseada em Impedância

A formulação original da análise de estabilidade baseada em impedância, discutida em [61], emprega a representação de Thevenin de um circuito CA genérico (Figura 4.1 (a)), tendo uma fonte de tensão (V_s) em série com sua impedância de saída (Z_s) conectada a uma carga, representada pela sua impedância de entrada (Z_l). Como quase todos os circuitos eletrônicos de potência são não lineares, essa representação linear é válida apenas para análise de pequenos sinais [17]. Com o modelo assumido, a corrente I fluindo da fonte até a carga é dada por:

$$\tilde{I} = \frac{\tilde{V}_s}{Z_l + Z_s}, \quad (4.1)$$

que pode ser reescrito por:

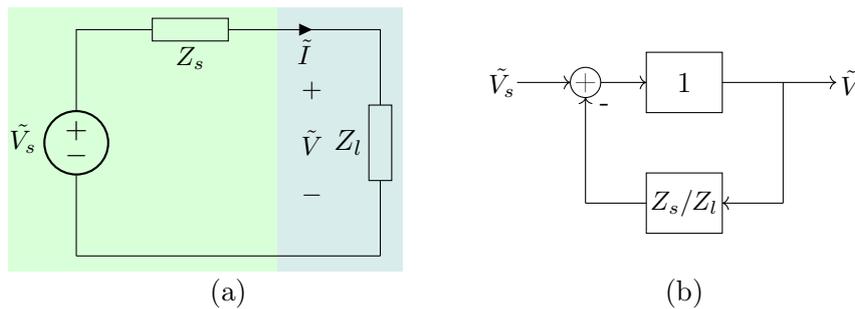
$$\tilde{I} = \frac{\tilde{V}_s}{Z_l (1 + Z_s/Z_l)}. \quad (4.2)$$

Tanto a fonte quanto a carga são projetadas com estabilidade, utilizando uma carga ideal e uma fonte ideal, respectivamente. Logo, \tilde{V}_s e $1/Z_l$ são estáveis, fazendo com que a estabilidade da corrente dependa apenas do termo do lado direito da equação, dado por:

$$T_1 = \frac{1}{(1 + Z_s/Z_l)}. \quad (4.3)$$

O critério de estabilidade baseado em impedância é fundamentado na observação de que T_1 se assemelha à função de transferência de malha fechada de um sistema de controle com realimentação negativa, em que o ganho direto é a unidade e o ganho de realimentação é Z_s/Z_l (Figura 4.1 (b)).

Figura 4.1: Representação de pequenos sinais de uma fonte de tensão com carga.



Fonte: Elaborado pelo autor com base em [22].

Pela teoria de controle linear, T_1 é estável se e somente se Z_s/Z_l satisfizer o critério de estabilidade de Nyquist. Na prática, a estabilidade do sistema é geralmente julgada apenas verificando se Z_s/Z_l circunda o ponto $(-1,0)$ [22].

Em [22] é justificado que além do critério de estabilidade de Nyquist, Middlebrook [61] também relatou uma "condição suficiente, mas mais do que necessária para a estabilidade do sistema, que $|T_1| = |Z_s/Z_l| \ll 1$ ". Este critério adicional é geralmente chamado de método de Middlebrook.

Posteriormente, um conceito de região proibida foi proposto com base na margem de fase (PM) e na margem de ganho (GM) desejadas no plano complexo, fora do qual o ganho de Z_s/Z_l deve permanecer [62, 63]. Tanto o método de Middlebrook quanto os

conceitos de região proibida consideram apenas se o contorno de Z_s/Z_l circunda o ponto $(-1,0)$. Isso ocorre porque não há pólo no semiplano direito (RHP) em Z_s/Z_l para os sistemas discutidos em [61, 62] e [63] se os subsistemas forem estáveis individualmente.

Ao contrário do modelo de Thevenin utilizado na formulação original de estabilidade, os inversores conectados à rede são normalmente controlados no modo de injeção de corrente, comportando-se de maneira diferente de uma fonte de tensão. Portanto, é necessário desenvolver um critério de estabilidade baseado em impedância para sistemas de fonte de corrente. Na Figura 4.2 (a) é mostrado um sistema em cascata com um conversor fonte de corrente. Este conversor pode ser caracterizado pela sua função de transferência de entrada para saída H_1 , sem o efeito da carga (*unterminated model*). O conversor carga é caracterizado pela sua função de transferência de entrada para saída H_2 . A função de transferência do sistema é dada por:

$$H = \frac{\tilde{V}_l}{\tilde{V}_s}. \quad (4.4)$$

Esta função de transferência é importante porque descreve a estabilidade global do sistema. A fonte pode ser substituída pelo seu circuito equivalente de Norton, como mostrado na Figura 4.2 (b). A partir da Figura 4.2, encontram-se:

$$\tilde{I}_{sc} = H_1 \tilde{V}_s \quad (4.5)$$

$$\tilde{V} = Z_l \tilde{I}_o \quad (4.6)$$

$$\tilde{V}_l = H_2 \tilde{I}_o \quad (4.7)$$

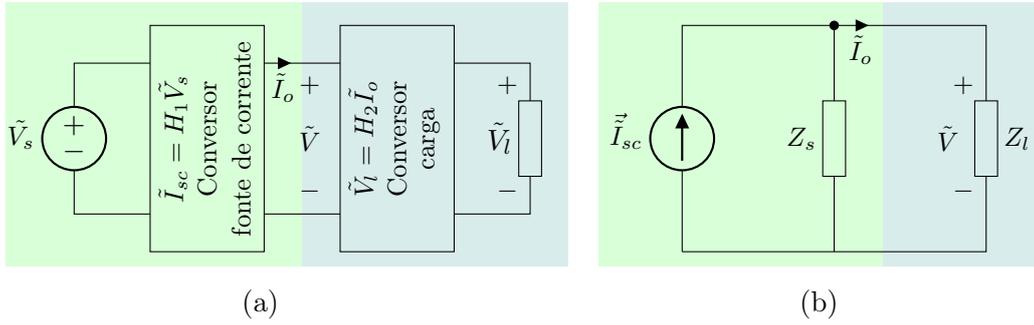
$$\tilde{I}_o = \tilde{I}_{sc} - \frac{\tilde{V}}{Z_s}. \quad (4.8)$$

A função geral de transferência de entrada para saída do sistema é dada por:

$$H = \frac{\tilde{V}_l}{\tilde{V}_s} = H_1 H_2 \frac{1}{(1 + Z_l/Z_s)}. \quad (4.9)$$

Se a fonte e a carga forem projetadas para serem estáveis individualmente, H_1 e H_2 não terão pólos no semiplano direito, e a estabilidade do sistema pode ser julgada aplicando

Figura 4.2: Sistema em cascata conversor fonte de corrente e seu equivalente Norton.



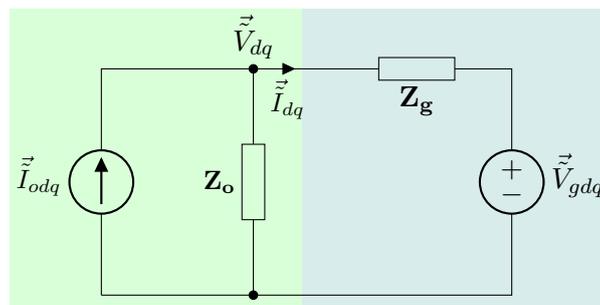
Fonte: Elaborado pelo autor com base em [22].

o critério de estabilidade de Nyquist a Z_l/Z_s .

4.2 Análise de Estabilidade Baseada em Impedância do Inversor Conectado à Rede Elétrica no Domínio DQ

A análise de estabilidade no domínio dq baseada em modelos de impedância é feita considerando o modelo de circuitos de pequenos sinais ilustrado na Figura 4.3. Nesse modelo, o inversor é representado pelo método de Norton, enquanto a rede elétrica é representada pelo método de Thévenin. A corrente do inversor é representada por \tilde{I}_{odq} , e sua impedância equivalente por \mathbf{Z}_o . A rede elétrica é representada por uma fonte de tensão \tilde{V}_{gdq} e uma impedância \mathbf{Z}_g . As tensões e correntes da rede no PAC com o inversor são representadas por \tilde{V}_{dq} e \tilde{I}_{gdq} . Este modelo permite a análise da estabilidade do sistema e a verificação de sua capacidade de manter sua operação de forma segura.

Figura 4.3: Circuito equivalente para o sistema conectado (inversor operando no modo fonte de corrente).



Fonte: Elaborado pelo autor com base em [22].

Usando a abordagem descrita em [22] para o circuito mostrado na Figura 4.3, a tensão no PAC é:

$$\begin{aligned}
 \vec{V}_{dq} &= (\mathbf{Z}_o^{-1} + \mathbf{Z}_g^{-1})^{-1} \vec{I}_{odq} + \mathbf{Z}_o (\mathbf{Z}_o + \mathbf{Z}_g)^{-1} \vec{V}_{gdq} \\
 &= (\mathbf{I} + \mathbf{Z}_o \mathbf{Z}_g^{-1})^{-1} \mathbf{Z}_o \vec{I}_{odq} + (\mathbf{I} + \mathbf{Z}_g \mathbf{Z}_o^{-1})^{-1} \vec{V}_{gdq} \\
 &= (\mathbf{I} + \mathbf{L}_1)^{-1} \mathbf{Z}_o \vec{I}_{odq} + (\mathbf{I} + \mathbf{L}_2)^{-1} \vec{V}_{gdq},
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

em que $L_1 = \mathbf{Z}_o \mathbf{Z}_g^{-1}$ e $L_2 = \mathbf{Z}_g \mathbf{Z}_o^{-1}$. Considerando-se que a rede é estável para uma carga ideal e o inversor é estável para uma rede ideal, a estabilidade do sistema pode ser avaliada aplicando o CGN [20, 64, 21, 22, 23, 65] ou o Critério Inverso Generalizado de Nyquist (CIGN) [17, 21, 66, 65] em \mathbf{L}_1 e \mathbf{L}_2 [22]. Como \mathbf{L}_1 é a inversa de \mathbf{L}_2 , os testes de estabilidade em ambas as matrizes são equivalentes [22]. Na prática, é suficiente aplicar o CGN para \mathbf{L}_2 [22, 23]. Dessa forma, o sistema mostrado na Figura 2.1 é estável em malha fechada, se e somente se, a soma líquida das circundações no sentido anti-horário em $(-1,0)$ pelo lugar característico dos autovalores de \mathbf{L}_2 for igual ao número total de pólos no semiplano direito (SPD) de \mathbf{Z}_g e \mathbf{Z}_o^{-1} [65]. Em [22] é justificada a inexistência de pólos de \mathbf{Z}_g e \mathbf{Z}_o^{-1} localizados no SPD. Dessa forma, para julgar a estabilidade do sistema, pode-se simplesmente descobrir se o lugar dos autovalores de \mathbf{L}_2 circunda o ponto crítico $(-1, 0)$ [22].

Quando a corrente no PAC é escolhida para a análise de estabilidade, tem-se:

$$\begin{aligned}
 \vec{I}_{dq} &= (\mathbf{Z}_o + \mathbf{Z}_g)^{-1} \mathbf{Z}_o \vec{I}_{odq} - (\mathbf{Z}_g + \mathbf{Z}_o)^{-1} \vec{V}_{gdq} \\
 &= (\mathbf{I} + \mathbf{Z}_o^{-1} \mathbf{Z}_g)^{-1} (\vec{I}_{odq} - \vec{V}_{gdq}) \\
 &= (\mathbf{I} + \mathbf{L}_3)^{-1} (\vec{I}_{odq} - \vec{V}_{gdq}).
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

A partir dessa equação, a avaliação de estabilidade pode ser feita aplicando o CGN ou CIGN em \mathbf{L}_3 . Como os autovalores de \mathbf{L}_3 são os autovalores de \mathbf{L}_2 , os testes de estabilidade que usam \mathbf{L}_3 e \mathbf{L}_2 são idênticos [22].

Capítulo 5

Resultados

Os resultados apresentados neste trabalho estão divididos em duas seções. A primeira seção é dividida em duas subseções. Na primeira subseção, os resultados são produzidos com um sistema HIL, utilizado para emular o controle do inversor LCL conectado à rede. O sistema HIL também foi utilizado para injetar perturbações no inversor e, através do procedimento apresentado na Figura 3.4, confirmar o modelo analítico desenvolvido em (3.1). Além disso, o modelo analítico foi utilizado para investigar o impacto de diferentes sistemas de controle do inversor na impedância de saída. Na segunda subseção, o sistema HIL é utilizado para perturbar o PAC e, através do procedimento apresentado na Figura 3.1, estima-se as impedâncias da rede elétrica. A segunda seção apresenta resultados para ilustrar a dinâmica dos sistemas de controle discutidos na primeira subseção.

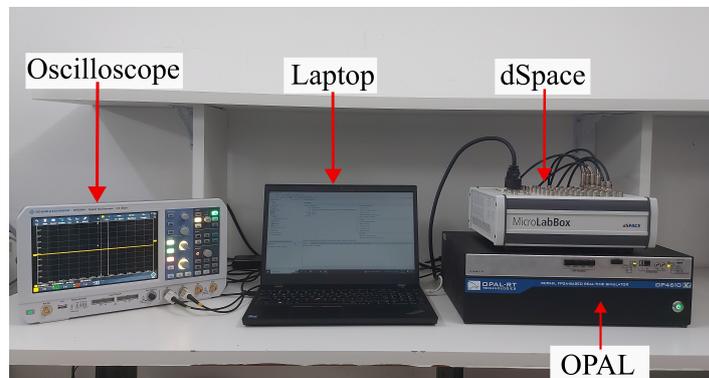
5.1 Resultados Obtidos com o Sistema *Hardware-In-The-Loop*

Um equipamento HIL OP4610XG, em conjunto com um controlador Dspace, foi usado neste trabalho para emular o sistema do inversor conectado à rede, mostrado na Figura 2.1. Na Tabela 5.1 são mostrados os principais parâmetros do sistema. O sistema OPAL pode operar em tempo real com uma taxa de amostragem de 250 ns. A taxa da frequência de amostragem para o controlador foi definida em 20 kHz. A configuração é mostrada na Figura 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros do sistema.

Símbolo	Descrição	Valor
V_{cc}	Tensão do barramento CC do inversor	450 V
V_d^s	Tensão da rede de canal d	220 V
V_q^s	Tensão da rede de canal q	0 V
i_{dref}	Corrente de referência de canal d	-10 A
i_{qref}	Corrente de referência de canal q	0 A
f	Frequência da rede	60 Hz
L_1	Indutor do filtro no lado do inversor	0,7 mH
C	Capacitor do filtro	15 μ F
R_1	Resistor do filtro no lado do inversor	100 m Ω
L_2	Indutor do filtro no lado da rede	0,5 mH
R_2	Resistor do filtro no lado da rede	100 m Ω
f_{sw}	Frequência de chaveamento	20 kHz
t_{del}	Atraso de tempo devido ao controle digital e PWM	$1,5/f_{sw}$
k_{pc}	Ganho proporcional do controlador de corrente	0,04
k_{ic}	Ganho integral do controlador de corrente	59,25
k_{pcpll}	Ganho proporcional do CPLL	0,5
k_{icpll}	Ganho integral do CPLL	314,79
k_d	Constante de amortecimento	25

Figura 5.1: Configuração HIL.



5.1.1 Modelos Analíticos das Impedâncias de Saída do Inversor

As respostas em frequência mostradas nesta seção foram obtidas aplicando a perturbação DIBS no inversor em operação. Os parâmetros para produção da perturbação estão especificados na Tabela 5.2. As amplitudes das perturbações injetadas foram definidas em 5% dos valores nominais das tensões dq no PAC. Essa porcentagem para os valores das amplitudes das perturbações é considerada como o melhor compromisso entre a precisão da medição e os efeitos na qualidade da energia [49].

Tabela 5.2: Parâmetros da perturbação para as estimações das impedâncias de saída do inversor.

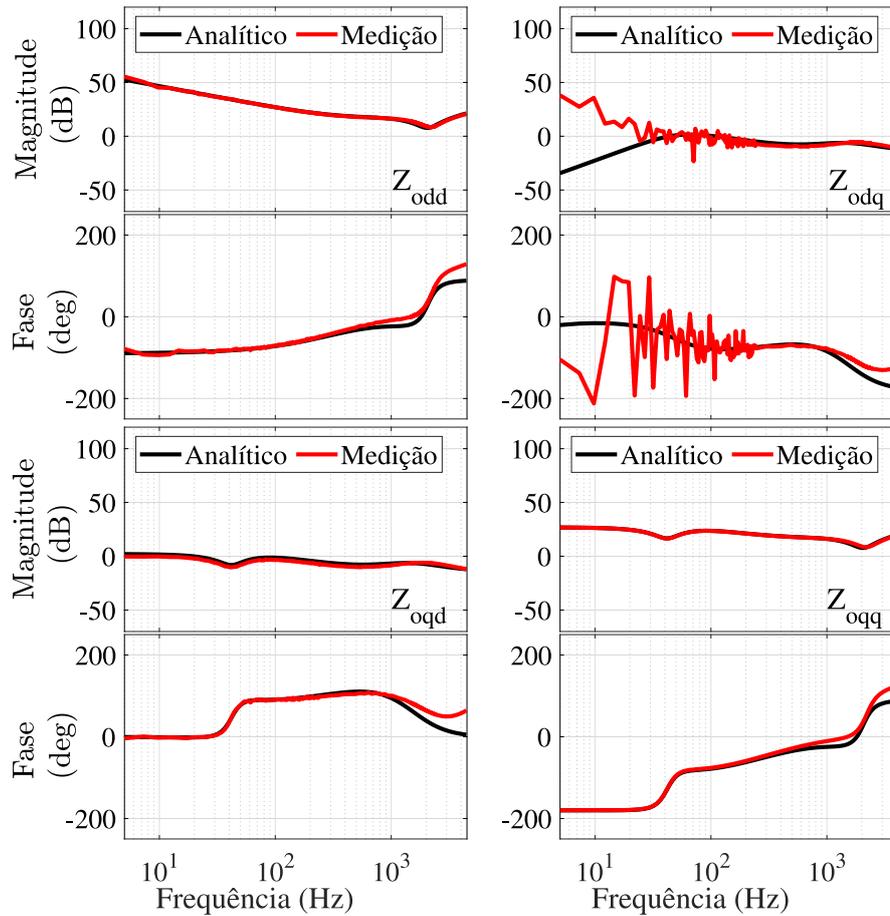
Símbolo	Descrição	Valor
L	Comprimento da sequência	4096 <i>bits</i>
n_h	Número de harmônicos	204
f_a	Frequência de amostragem	20 kHz
f_g	Frequência de geração	10 kHz
n_{pex}	Número de períodos de excitação	12
A_{DIBS}	Amplitude de Excitação do <i>DIBS</i>	11 V

O primeiro conjunto de resultados é utilizado para validar o modelo analítico definido em (3.1). A Figura 5.2 compara o modelo analítico com as medições realizadas pelo método de varredura em frequência para todos os componentes da impedância de saída do inversor, quando operado pelo controle padrão. Uma concordância notável entre modelo e medição é observável. Uma característica de resistência negativa é observada em Z_{oqq} . Este efeito está bem estabelecido para inversores L [21]. Além disso, pode-se notar que Z_{odq} apresenta uma resistência positiva. Ambos os efeitos ocorrem dentro da largura de banda projetada para o CPLL. Em baixas frequências, é perceptível uma discordância entre os resultados analíticos e experimentais para Z_{odq} . Isto pode ser atribuído às magnitudes muito baixas dessa impedância nessa faixa de frequência.

Para ilustrar ainda mais a influência do CPLL na impedância de saída do inversor, a Figura 5.3 apresenta os componentes da matriz de impedância calculados para três diferentes larguras de banda do CPLL. Em relação a Z_{odd} , a diferença não é perceptível. O nível de acoplamento diminui ligeiramente, pois a largura de banda é mais curta, conforme indicado por Z_{odq} . Observa-se que uma amplitude maior para essa impedância significa melhor desacoplamento. A impedância Z_{oqq} mostra claramente que o efeito negativo da resistência aumenta com a largura de banda do PLL. O mesmo efeito é observável para a resistência positiva exibida em Z_{oqd} .

Na Figura 5.4 são apresentadas às funções de transferência de malha aberta produzidas pelas técnicas SC, PMCC e HOCC, de modo a analisar suas capacidades de desacoplamento e amortecimento. É perceptível nos elementos dq e qd que o esquema HOCC atinge um nível de desacoplamento muito superior aos outros dois métodos. Este fato explica a estimativa da fase ruidosa associada a essas impedâncias de amplitude

Figura 5.2: Modelos de impedância: Analítico vs. Medição.



muito baixa. Além disso, na técnica HOOC o amortecimento da ressonância do pico é mais eficaz. Esses fatos tendem a garantir maiores margens de estabilidade interna para tal técnica.

As impedância de saída associada às três técnicas de controle podem ser visualizadas na Figura 5.5. Observando Z_{odq} e Z_{oqd} , percebe-se que os controladores PMCC e HOOC são vantajosos quanto às capacidades de desacoplamento em comparação com a técnica SC. Novamente, observa-se que amplitudes mais altas para essas impedâncias se traduzem em canais dq melhor desacoplados. Nessa figura, também é observável que a impedância Z_{oqq} apresenta uma notável característica do comportamento de resistência negativa dentro da banda do CPP. No entanto, ao contrário do controlador SC, esses controladores melhorados produzem um comportamento de resistência negativa para o componente Z_{oqd} . Essa resistência negativa pode prejudicar ainda mais a estabilidade externa do sistema.

Figura 5.3: Modelo analítico de impedância para diferentes bandas do CPLL.

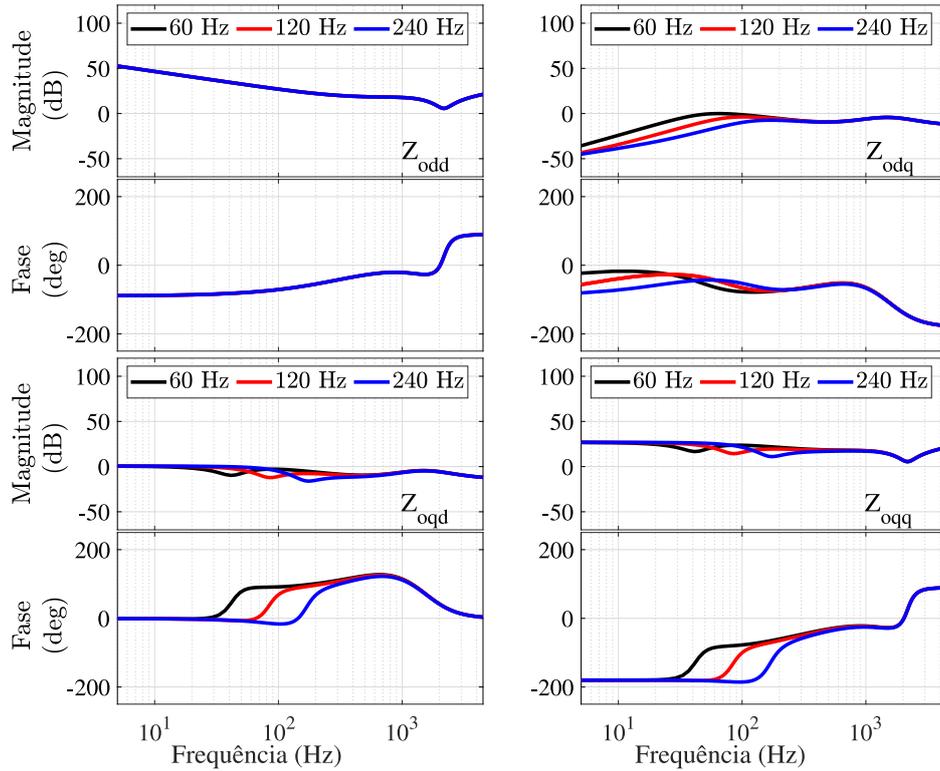


Figura 5.4: Funções de transferência em malha aberta produzidas por diferentes esquemas de controle.

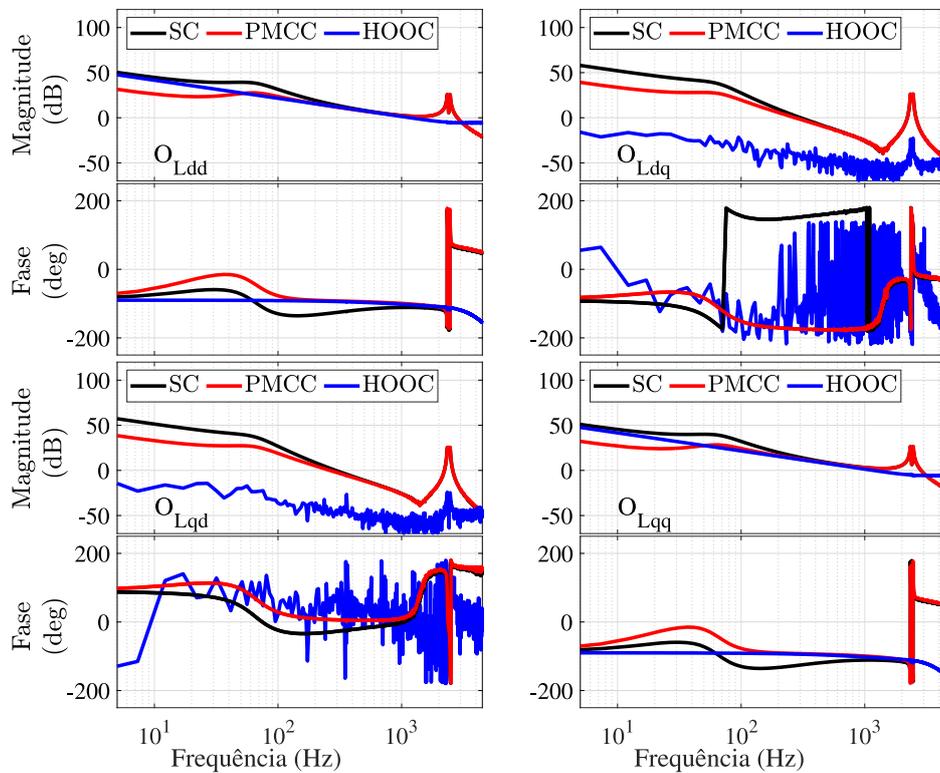
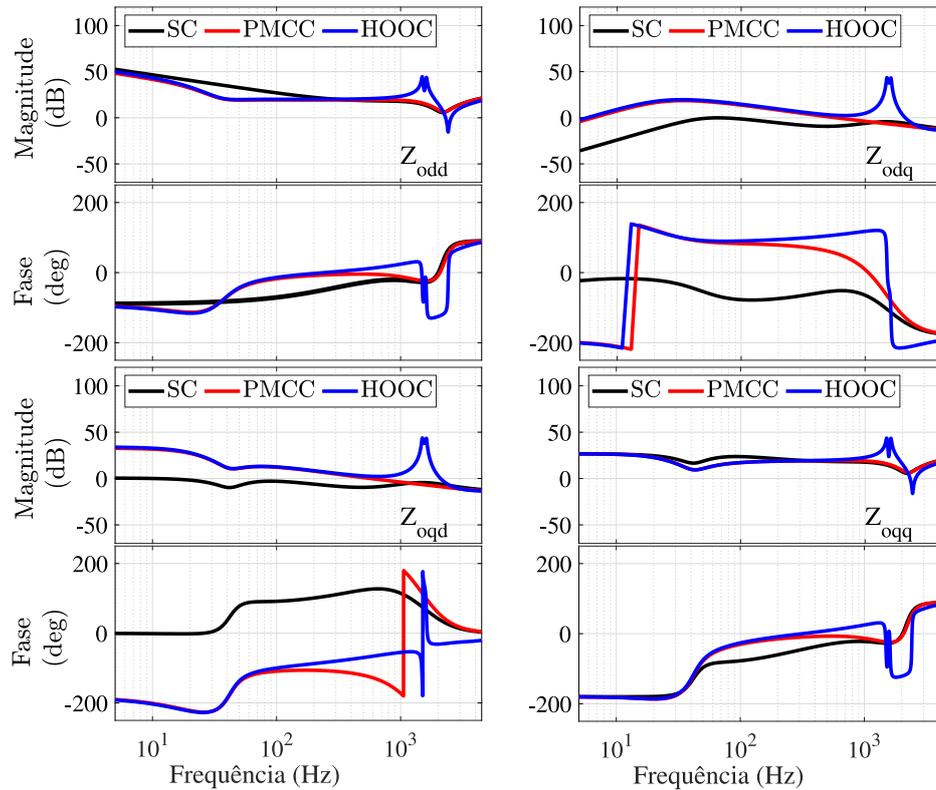


Figura 5.5: Modelo de impedância: SC vs. PMCC vs. HOOC.



Na Figura 5.6 são demonstradas as capacidades de desacoplamento para as três técnicas de controle consideradas neste trabalho. As correntes obtidas pelas simulações no domínio do tempo do sistema HIL são exibidas no lado esquerdo. A ideia é mudar a referência de controle da corrente em um dos canais dq e verificar o efeito sobre a corrente no outro canal. Esse efeito dificilmente é percebido nessas simulações. Porém, no lado direito da figura, mostra-se que o espectro de uma perturbação DIBS inserida no canal q para a corrente de referência (em vermelho) é mais atenuado no canal d (em preto) no caso da técnica HOOC. Além disso, o método PMCC também atenua melhor o acoplamento entre os canais em comparação com a técnica SC. Esses resultados são esperados, uma vez que o HOOC é a única técnica em que os parâmetros de controle são otimizados para desacoplar os canais. Apesar dessa vantagem, na Figura 5.7 é mostrada como a largura de banda do PLL afeta a impedância de saída produzida pela técnica HOOC. É claro que, à medida que a largura de banda aumenta, o efeito negativo tanto para Z_{qq} quanto para Z_{dq} aumenta. Isto pode prejudicar a estabilidade externa do inversor, especialmente em casos de redes fracas.

Figura 5.6: Acoplamento de corrente no domínio do tempo e da frequência para diferentes técnicas de controle.

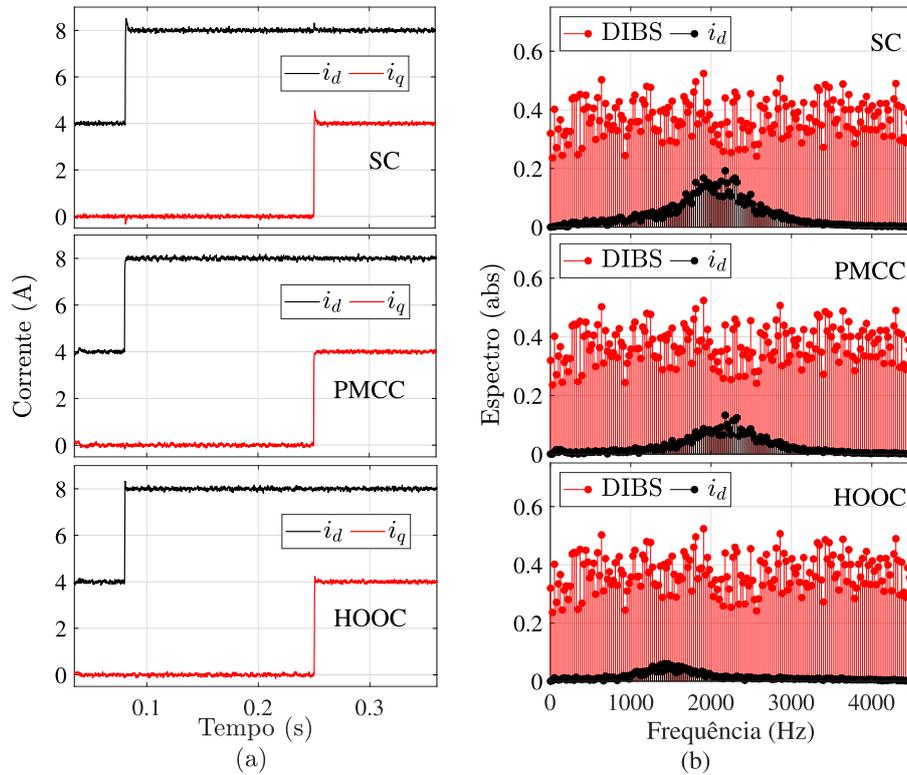
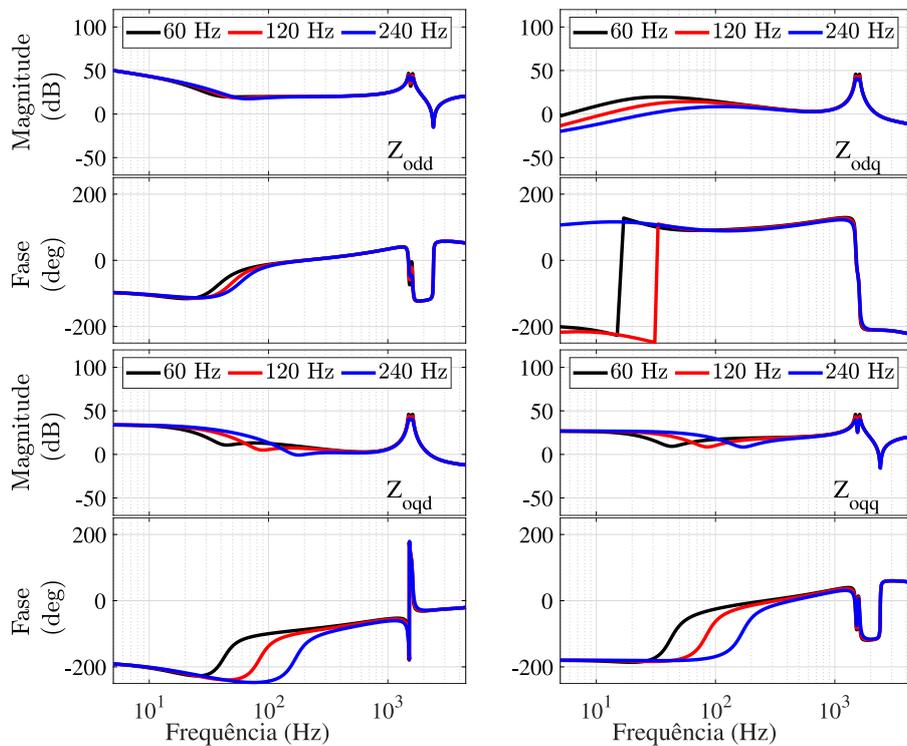


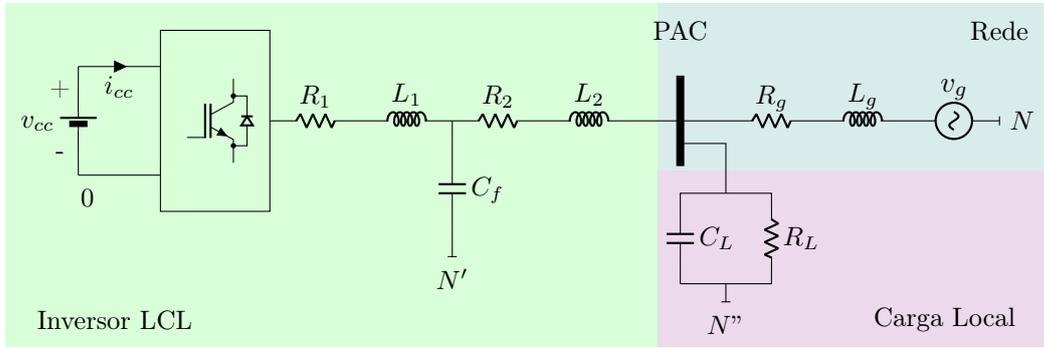
Figura 5.7: Impedâncias de saída em relação à técnica de controle HOOC para diferentes larguras de banda do PLL.



5.1.2 Estimação das Impedâncias da Rede Elétrica

Nos resultados apresentados nesta subsecção, deseja-se ilustrar o efeito da BP do EPLL na estimação da impedância da rede. Para tanto, considera-se o diagrama unifilar simplificado, apresentado na Figura 5.8. Os parâmetros da rede são $L_g = 2,5$ mH e $R_g = 200$ Ω . A carga local é composta pela capacitância $C_L = 250$ μ F e pelo resistor $R_L = 10$ Ω . A rede é forte, com razão de curto-circuito (SCR) maior que 20.

Figura 5.8: Inversor LCL conectado à rede suprimindo carga local - exemplo de estabilidade externa



A expressão analítica para \mathbf{Z}_g^s em dq é construída através do procedimento apresentado em [57], de modo que a representação dos resistores no referencial dq é:

$$\mathbf{Z}_{\mathbf{R}_L} = \begin{bmatrix} R_L & 0 \\ 0 & R_L \end{bmatrix}. \quad (5.1)$$

A representação dos capacitores é fornecida por:

$$\mathbf{Y}_{\mathbf{C}_L} = \begin{bmatrix} C_L s & -\omega_1 C_L \\ \omega_1 C_L & C_L s \end{bmatrix}, \quad (5.2)$$

e a representação da rede é:

$$\mathbf{Z}'_g = \begin{bmatrix} L_g s + R_g & -\omega_1 L_g \\ \omega_1 L_g & L_g s + R_g \end{bmatrix}. \quad (5.3)$$

Logo, a impedância vista pelo inversor é:

$$\mathbf{Z}_g^s = [(\mathbf{Z}'_g + \mathbf{Z}_R)^{-1} + \mathbf{Y}_{C_L}]^{-1}. \quad (5.4)$$

A estimação dessa impedância foi realizada através do procedimento apresentado na Figura 3.1, com as especificações mostradas na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Parâmetros da perturbação para as estimativas das impedâncias da rede elétrica.

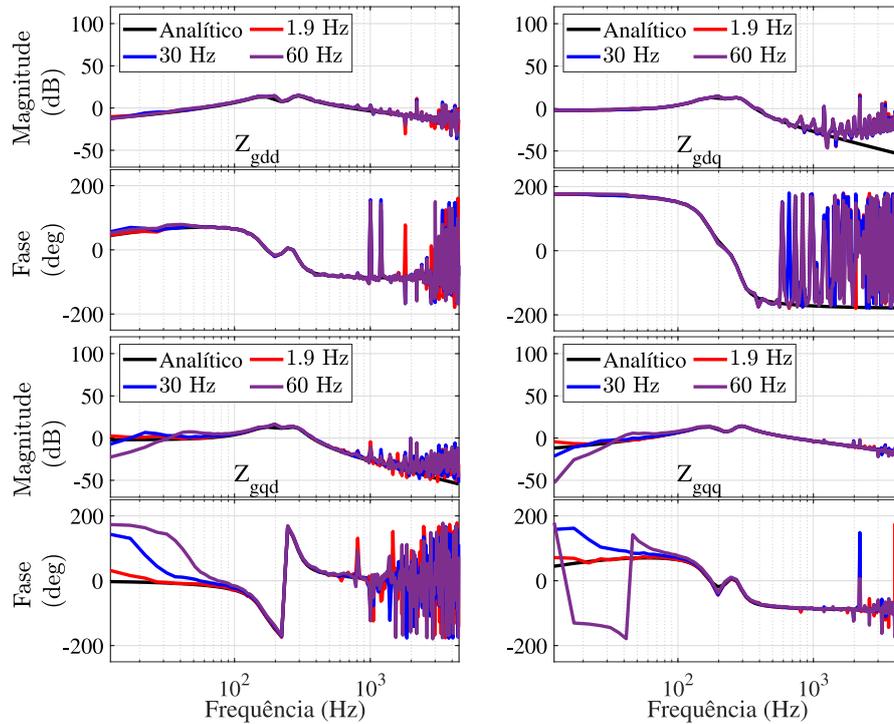
Símbolo	Descrição	Valor
L	Comprimento da sequência	4096 <i>bits</i>
n_h	Número de harmônicos	185
f_a	Frequência de amostragem	20 kHz
f_g	Frequência de geração	10 kHz
n_{pex}	Número de períodos de excitação	12
A_{DIBS}	Amplitude de Excitação do DIBS	0,5 A
α	Ganho para o DIBS	0,07 A

Na determinação da banda de frequência de interesse para as estimativas das impedâncias da rede, dois aspectos foram considerados. O primeiro deles é que em estudos de estabilidade para inversores conectados à rede elétrica que ignoram o impacto do CPLL, as bandas de frequência de interesse são na ordem de centenas de Hz até unidades de kHz. Nessa faixa, interações dinâmicas, na forma de ressonâncias, entre o sistema de controle de corrente, o filtro de saída do inversor e a impedância de rede podem ocorrer, principalmente em casos de inversores LCL [67, 68, 69, 70]. O segundo aspecto a ser ponderado é que o CPLL afeta o comportamento da impedância de saída do inversor em baixas frequências, conforme resultados discutidos na subseção anterior. Dessa forma, pode-se concluir que a estimativa da impedância na faixa entre unidades de Hz até unidades de kHz é adequada para a investigação de estabilidade proposta neste trabalho.

Na Figura 5.9 é possível observar os resultados para a estimação das impedâncias síncronas dq da rede elétrica. Nela, além do traçado da impedância analítica descrita por (5.4) pelas linhas sólidas em preto, desenham-se três curvas de impedâncias relacionadas a três diferentes BP do EPLL (1,9 Hz, 30 Hz e 60 Hz). Essas BP escolhidas foram limitadas à BP do CPLL (60 Hz), valor usualmente utilizado para os cenários que requerem CPLLs com BP reduzida. Essa BP do CPLL foi definida de modo a mostrar

que mesmo com uma BP estreita, o EPLL com essa BP pode alterar as conclusões de estabilidade. Foram escolhidas uma BP abaixo (1,9 Hz) e duas BP acima (30 Hz e 60 Hz) da menor frequência de interesse da impedância estimada (12,1 Hz). A curva em vermelho é a estimação das impedâncias usando o EPLL com BP igual à 1,9 Hz. Já as curvas em azul e roxo são as estimatóes das impedâncias com a utilização do EPLL com BP igual à 30 Hz e 60 Hz, respectivamente. Nota-se que a utilização do EPLL com BP reduzida de 1,9 Hz permite que os resultados estimados sejam bem próximos aos dos modelos analíticos adotados. Já para os casos em que se utiliza o EPLL com BP superior a menor frequência de interesse, as estimatóes de Z_{gqd}^e e Z_{gqq}^e são alteradas dentro dessa BP.

Figura 5.9: Estimatóe da matriz de impedância com diferentes BP do EPLL.



5.1.3 Análise de Estabilidade

Na análise de estabilidade, dois cenários são abordados. No primeiro, deseja-se verificar como as diferentes técnicas de controle, abordadas neste trabalho, influenciam a estabilidade do sistema conectado. Para isso, considera-se a matriz das impedâncias do inversor, apresentada em (3.1), e a estimativa do modelo de rede apresentada em (5.4),

com a utilização do EPLL com BP de 1,9 Hz. O resultado da análise é apresentado na Figura 5.10. Nela, em seu lado esquerdo, é mostrado o diagrama de Nyquist referente aos autovalores l_1 e l_2 da matriz formada pelo produto entre a impedância da rede e a admitância de saída do inversor. De acordo com o critério generalizado de Nyquist, as curvas para esses autovalores não podem circundar o ponto $(-1,0)$ para que a estabilidade seja garantida [65]. O lado direito da mesma figura exhibe as correntes injetadas. É evidente que, apesar de suas vantagens dinâmicas e de desacoplamento, os métodos PMCC e HOCC melhorados podem ser propensos à instabilidade externa.

No segundo cenário, deseja-se analisar como a seleção da BP do EPLL pode influenciar a aferição da estabilidade. Na análise feita, considerou-se o controlador SC que, conforme a Figura 5.10, apresenta correntes estáveis no PAC. Para a rede, adotou-se a estimativa feita com o EPLL de BP igual a 60 Hz. Na Figura 5.11 é mostrada a aferição da estabilidade para a BP adotada. Agora, o ponto crítico $(-1,0)$ é circundado, o que indica uma conclusão equivocada de que o sistema é instável. Dessa forma, chega-se à conclusão de que a utilização de um EPLL de maior BP pode induzir erros nas estimativas de impedância da rede e que este fato, por sua vez, pode levar a conclusões erradas sobre a estabilidade do inversor conectado.

5.2 Resultados Obtidos com a Configuração Experimental

Os resultados experimentais apresentados neste trabalho foram produzidos com os seguintes equipamentos: uma fonte de alimentação CA programável (6kVA ITECH modelo IT7906-340-90), usada para emular uma rede; uma fonte de alimentação DC programável (6kVA ITECH modelo IT6006C-500-40), alimentando o link DC do inversor; e um inversor LCL baseado em IGBT. A configuração experimental é mostrada na Figura. 5.12.

Na Figura 5.13, é mostrado o acoplamento entre os canais dq quando o inversor é controlado pelo método SC. Nela, é visível que a corrente i_q é perturbada quando a referência para a corrente i_d é alterada, e vice-versa. Nessa mesma figura, as correntes de fase são exibidas. É possível notar que a corrente da fase a é levemente afetada pelas alterações de referência. As figuras 5.14 e 5.15 mostram as mesmas curvas para

Figura 5.10: Diagramas de Nyquist e correntes injetadas relacionadas às técnicas de controle SC, PMCC e HOOC com EPLL de BP igual a 1,9 Hz.

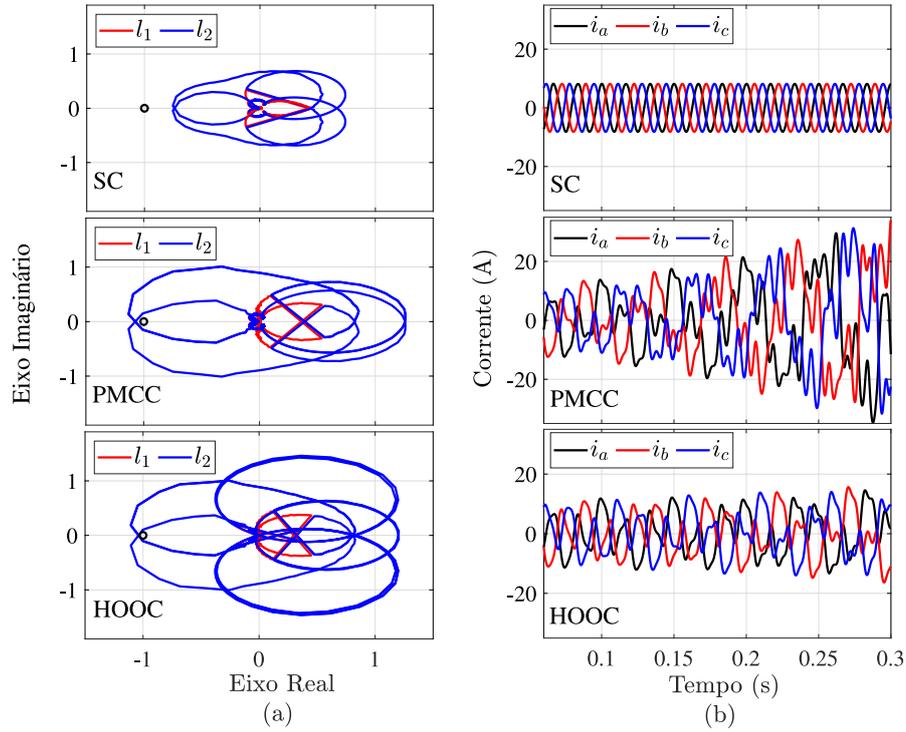


Figura 5.11: Diagrama de Nyquist relacionado à técnica SC com EPLL de BP igual a 60 Hz.

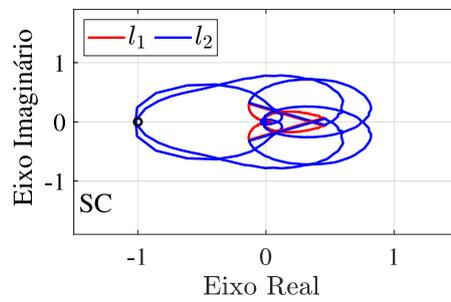
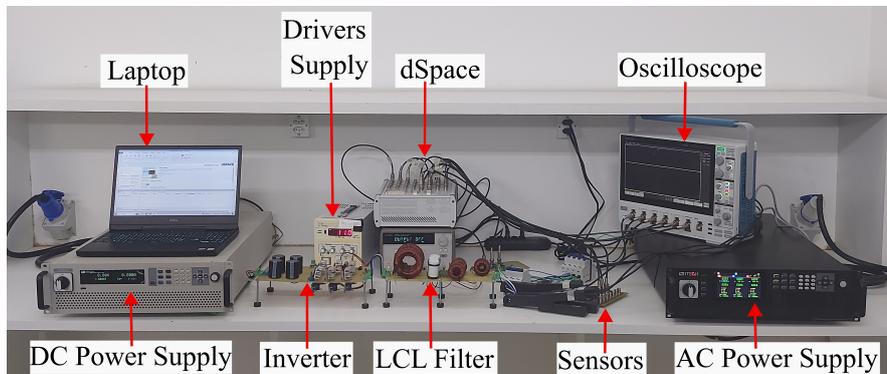


Figura 5.12: Configuração experimental.



as técnicas aprimoradas de PMCC e HOOC. Nessas figuras, fica novamente claro que o desacoplamento é mais eficaz do que o obtido com a técnica SC. Além disso, as correntes de fase são menos perturbadas quando as referências são alteradas.

Figura 5.13: Experimental: componentes dq das correntes injetadas na rede (SC).

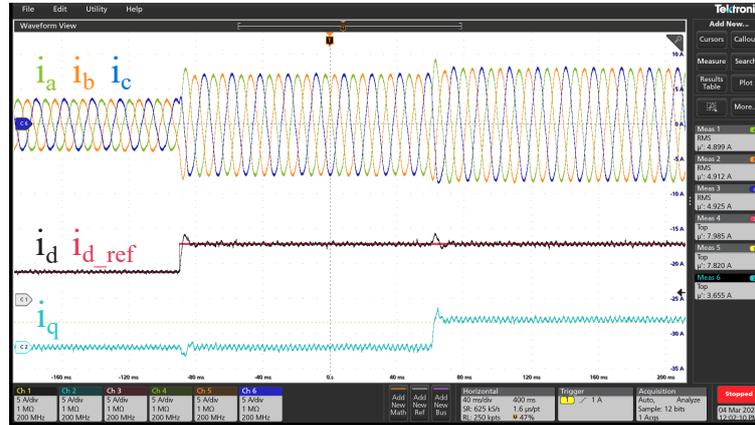


Figura 5.14: Experimental: componentes dq das correntes injetadas na rede (PMCC).

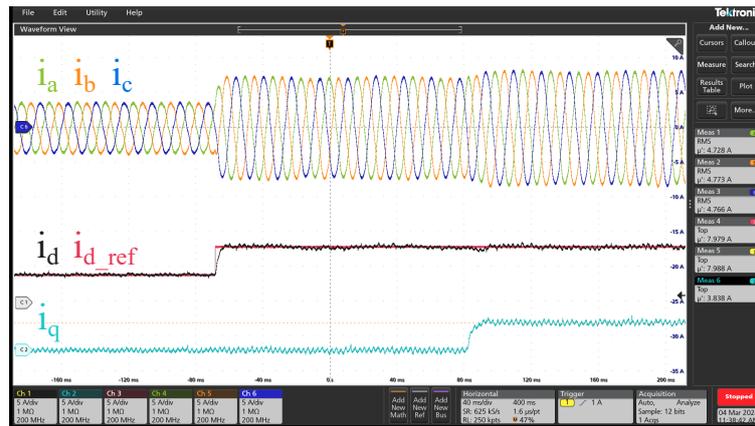
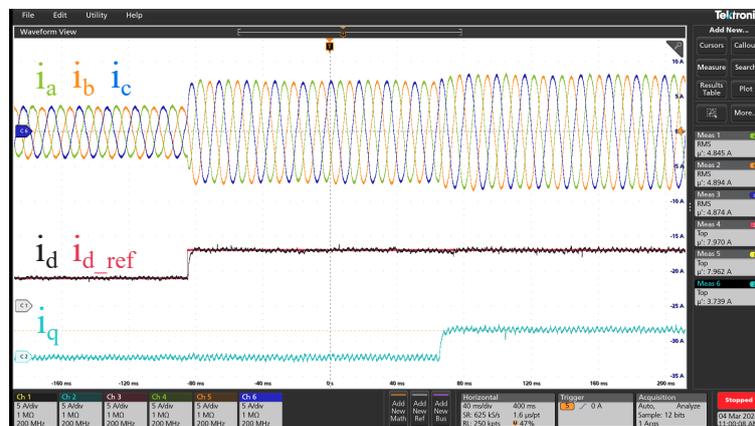


Figura 5.15: Experimental: componentes dq das correntes injetadas na rede (HOOC).



Capítulo 6

Conclusões Gerais e Trabalhos

Futuros

6.1 Conclusões Gerais

Neste trabalho, foi desenvolvida uma expressão analítica para a impedância de saída da matriz de um inversor LCL no domínio dq . A corrente do lado da rede é a variável controlada. A expressão na forma apresentada é uma contribuição deste trabalho. Três diferentes técnicas de controle foram investigadas quanto ao seu impacto na expressão desenvolvida. A primeira técnica aplica um método padrão com duas realimentações adicionais para desacoplamento e amortecimento. A segunda técnica tem a mesma estrutura da primeira, mas a dissociação é melhorada com o uso de termos dinâmicos. Na terceira técnica, um controlador de ordem superior é otimizado para desacoplar e amortecer as ressonâncias do filtro sem realimentação adicional. No trabalho, mostrou-se que, para todas as técnicas, o componente da matriz Z_{qq} se comporta como um resistor negativo dentro da largura de banda do CPLL, assim como acontece com o inversor L. No entanto, o componente Z_{qd} também é uma resistência negativa nos métodos de controle aprimorados. Assim, neste trabalho também é concluído que, apesar dos controladores melhorados serem vantajosos em termos de procedimentos de desacoplamento ou amortecimento, garantindo a estabilidade interna adequada, o seu impacto na impedância de saída pode afetar negativamente a estabilidade no PAC entre o inversor e

a rede. No presente trabalho, também foi desenvolvida uma técnica para a estimação da matriz de impedância síncrona dq de uma rede elétrica conectada a um inversor trifásico. Ela é baseada na injeção de perturbações binárias pseudo-aleatórias nas referências de corrente impostas pelo sistema de controle. Analisou-se o efeito do EPLL usado para as estimativas por meio de expressões analíticas que relacionam as variáveis estimadas e as reais do sistema. Por meio dessas expressões, verificou-se que o aumento da BP desse EPLL pode causar divergências para as impedâncias estimadas em relação aos modelos analíticos. Para mitigar esse efeito, observou-se a necessidade da utilização desse EPLL com uma BP inferior à menor frequência de interesse estimada. Nos resultados, obtidos pela plataforma HIL, evidenciou-se que as estimativas com o EPLL de maior BP divergem dos modelos dentro dessa BP. A estabilidade do sistema conectado também foi avaliada. Concluiu-se que os erros induzidos pela utilização do EPLL de maior BP podem levar a aferições errôneas sobre a estabilidade.

6.2 Trabalhos Futuros

Como continuação deste trabalho, propõe-se:

- Análise da variação do barramento CC nos modelos da matriz das impedâncias do inversor;
- Análise de novas técnicas de controle nos modelos da matriz das impedâncias do inversor;
- Estudo de diferentes condições de rede para estimação e aferição de estabilidade;
- Estudo da adaptação dos controladores considerando a razão das impedâncias;

Referências Bibliográficas

- [1] S.B. Kjaer, J.K. Pedersen, and F. Blaabjerg. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5):1292–1306, Sep./Oct. 2005.
- [2] Balduino Cezar Rabelo, Wilfried Hofmann, João Lucas da Silva, Rodrigo Gaiba de Oliveira, and Selênio Rocha Silva. Reactive power control in doubly-fed induction generators for wind turbines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(10):4154–4162, Oct. 2009.
- [3] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(5):1398–1409, Oct. 2006.
- [4] Jing Wang, Nicolás Chialin Prieto Chang, Xiaowei Feng, and Antonello Monti. Design of a generalized control algorithm for parallel inverters for smooth microgrid transition operation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(8):4900–4914, Aug. 2015.
- [5] M. Liserre, A. Dell’Aquila, and F. Blaabjerg. Stability improvements of an LCL-filter based three-phase active rectifier. In *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*, volume 3, pages 1195–1201 vol.3, Nov. 2002.
- [6] S. Ponnaluri, V. Krishnamurthy, and V. Kanetkar. Generalized system design and analysis of PWM based power electronic converters. In *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Me-*

- eting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, volume 3, pages 1972–1979 vol.3, Oct. 2000.
- [7] Rafael Peña-Alzola, Marco Liserre, Frede Blaabjerg, Martin Ordonez, and Yongheng Yang. LCL-filter design for robust active damping in grid-connected converters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 10(4):2192–2203, Nov. 2014.
- [8] Yi Tang, Poh Chiang Loh, Peng Wang, Fook Hoong Choo, Feng Gao, and Frede Blaabjerg. Generalized design of high performance shunt active power filter with output LCL filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(3):1443–1452, Mar. 2012.
- [9] Camilo Gomes, Allan Cupertino, and Pereira Heverton. Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on LCL filter: An overview. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81:116–135, Jan. 2018.
- [10] Stewart Geoffrey Parker, Brendan P. McGrath, and Donald Grahame Holmes. Regions of active damping control for LCL filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(1):424–432, Jan./Feb. 2014.
- [11] Zhen Xin, Xiongfei Wang, Poh Chiang Loh, and Frede Blaabjerg. Grid-current-feedback control for LCL-filtered grid converters with enhanced stability. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(4):3216–3228, Apr. 2017.
- [12] Adedotun J. Agbemuko, José Luis Domínguez-García, Oriol Gomis-Bellmunt, and Lennart Harnefors. Passivity-based analysis and performance enhancement of a vector controlled vsc connected to a weak ac grid. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 36(1):156–167, Feb. 2021.
- [13] Mehmet Büyük, Adnan Tan, Mehmet Tümay, and K. Çağatay Bayındır. Topologies, generalized designs, passive and active damping methods of switching ripple filters for voltage source inverter: A comprehensive review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 62:46–69, Sep. 2016.
- [14] Yuanbin He, Henry Shu-Hung Chung, Chun-Tak Lai, Xin Zhang, and Weimin Wu. Active cancelation of equivalent grid impedance for improving stability and inje-

- ted power quality of grid-connected inverter under variable grid condition. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(11):9387–9398, Nov. 2018.
- [15] Jian Sun. Small-signal methods for AC distributed power systems—A review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(11):2545–2554, Nov. 2009.
- [16] Matias Berg, Henrik Alenius, and Tomi Roinila. Rapid multivariable identification of grid impedance in dq domain considering impedance coupling. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 10(3):2710–2721, Jun. 2022.
- [17] Jian Sun. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(11):3075–3078, Nov. 2011.
- [18] Yang Han, Mengling Yang, Hong Li, Ping Yang, Lin Xu, Ernane Antônio Alves Coelho, and Josep M. Guerrero. Modeling and stability analysis of LCL-type grid-connected inverters: A comprehensive overview. *IEEE Access*, 7:114975–115001, Aug. 2019.
- [19] 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(4):1383–1396, Dec. 2016.
- [20] Bo Wen, Dushan Boroyevich, Rolando Burgos, Paolo Mattavelli, and Zhiyu Shen. Small-signal stability analysis of three-phase AC systems in the presence of constant power loads based on measured d-q frame impedances. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(10):5952–5963, Oct. 2015.
- [21] Bo Wen, Dushan Boroyevich, Rolando Burgos, Paolo Mattavelli, and Zhiyu Shen. Analysis of d-q small-signal impedance of grid-tied inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(1):675–687, Jan. 2016.
- [22] Bo Wen, Dushan Boroyevich, Rolando Burgos, Paolo Mattavelli, and Zhiyu Shen. Inverse Nyquist Stability Criterion for grid-tied inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(2):1548–1556, Feb. 2017.

- [23] Antonino Riccobono, Markus Mirz, and Antonello Monti. Noninvasive online parametric identification of three-phase AC power impedances to assess the stability of grid-tied power electronic inverters in LV networks. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 6(2):629–647, Jun. 2018.
- [24] Xiongfei Wang, Lennart Harnefors, and Frede Blaabjerg. Unified impedance model of grid-connected voltage-source converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(2):1775–1787, Feb. 2018.
- [25] Xianfu Lin, Jingrong Yu, Ruoxue Yu, Junhao Zhang, Zhongzong Yan, and He Wen. Improving small-signal stability of grid-connected inverter under weak grid by decoupling phase-lock loop and grid impedance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69(7):7040–7053, Jul. 2022.
- [26] Ming Li, Xing Zhang, Zixuan Guo, Jilei Wang, Yang Wang, Fei Li, and Wei Zhao. The control strategy for the grid-connected inverter through impedance reshaping in q-axis and its stability analysis under a weak grid. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9(3):3229–3242, Jun. 2021.
- [27] Mauricio Cespedes and Jian Sun. Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(3):1254–1261, Mar. 2014.
- [28] Junliang Liu, Xiong Du, Ying Shi, and Heng-Ming Tai. Impedance measurement of three-phase inverter in the stationary frame using frequency response analyzer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(9):9390–9401, Sep. 2020.
- [29] Yuncheng Wang, Xin Chen, Yang Zhang, Jie Chen, and Chunying Gong. Impedance modeling of three-phase grid-connected inverters and analysis of interaction stability in grid-connected system. In *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, pages 3606–3612, Jul. 2016.
- [30] Xianghua Peng and Honggeng Yang. Impedance-based stability criterion for the stable evaluation of grid-connected inverter systems with distributed parameter lines. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, 9(1):145–157, Jan. 2023.

- [31] Yipeng Song, Xiongfei Wang, and Frede Blaabjerg. High-frequency resonance damping of dfig-based wind power system under weak network. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(3):1927–1940, Mar. 2017.
- [32] Zhiwei Bian, Yuqi Peng, Yuanbin He, Lijun Hang, Xiaogao Xie, and Henry Shu-Hung Chung. Grid-connected inverter output impedance reshaping for passivity enhancement and disturbance rejection. *IEEE Access*, 9:118334–118345, Aug. 2021.
- [33] Ling Yang, Yandong Chen, An Luo, Zhiyong Chen, Leming Zhou, Xiaoping Zhou, Wenhua Wu, Wenjuan Tan, and Josep M Guerrero. Effect of phase-locked loop on small-signal perturbation modelling and stability analysis for three-phase LCL-type inverter connected to weak grid. *IET renewable power generation*, 13(1):86–93, Jan. 2019.
- [34] Hua Yang, Danni Xia, Xueguang Zhang, and Dianguo Xu. Impedance modeling and stability analysis of three-phase grid-connected inverter with LCL filter in dq-frame. In *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, pages P.1–P.10, Nov. 2019.
- [35] Tomi Roinila, Matti Vilkkö, and Jian Sun. Broadband methods for online grid impedance measurement. In *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 3003–3010, Oct. 2013.
- [36] Tomi Roinila, Matti Vilkkö, and Jian Sun. Online grid impedance measurement using discrete-interval binary sequence injection. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2(4):985–993, Dec. 2014.
- [37] Henrik Alenius, Roni Luhtala, and Tomi Roinila. Combination of orthogonal injections in impedance measurements of grid-connected systems. *IEEE Access*, 8:178085–178096, Sept. 2020.
- [38] Roni Luhtala, Tuomas Messo, and Tomi Roinila. Adaptive control of grid-voltage feedforward for grid-connected inverters based on real-time identification of grid impedance. In *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, pages 547–554, Oct. 2018.

- [39] Tomi Roinila, Tuomas Messo, and Enrico Santi. MIMO-identification techniques for rapid impedance-based stability assessment of three-phase systems in DQ domain. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(5):4015–4022, May 2018.
- [40] Tuomas Messo, Roni Luhtala, Tomi Roinila, Dongsheng Yang, Xiongfei Wang, and Frede Blaabjerg. Real-time impedance-based stability assessment of grid converter interactions. In *2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pages 1–8, Aug. 2017.
- [41] Hugo MTC Gomes, Leandro LO Carralero, José H Suárez, André PN Tahim, José Pinheiro Renes, and Fabiano F Costa. Estimativa de impedância para suporte de estabilidade e qualidade de energia em inversores conectados à rede. *Revista Eletrônica de Potência*, 27(2):165–176, Jun. 2022.
- [42] Hong Gong, Dongsheng Yang, and Xiongfei Wang. Impact analysis and mitigation of synchronization dynamics for DQ impedance measurement. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(9):8797–8807, Sep. 2019.
- [43] Zhiyu Shen, Marko Jaksic, Bo Zhou, Paolo Mattavelli, Dushan Boroyevich, Jacob Verhulst, and Mohamed Belkhatat. Analysis of phase locked loop (PLL) influence on DQ impedance measurement in three-phase ac systems. In *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 939–945, May 2013.
- [44] Mauricio Céspedes and Jian Sun. Online grid impedance identification for adaptive control of grid-connected inverters. In *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 914–921, Nov. 2012.
- [45] Juha Jokipii, Tuomas Messo, and Teuvo Suntio. Simple method for measuring output impedance of a three-phase inverter in dq-domain. In *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, pages 1466–1470, Aug. 2014.
- [46] Tomi Roinila, Matti Vilkkö, and Jian Sun. Online grid impedance measurement

- using discrete-interval binary sequence injection. In *2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pages 1–8, Oct. 2013.
- [47] Tomi Roinila, Tuomas Messo, Teuvo Suntio, and Matti Vilkkö. Pseudo-random sequences in dq-domain analysis of feedforward control in grid-connected inverters. *IFAC-PapersOnLine*, 48(28):1301–1306, Dec. 2015.
- [48] R. Luhtala, T. Messo, T. Reinikka, J. Sihvo, T. Roinila, and M. Vilkkö. Adaptive control of grid-connected inverters based on real-time measurements of grid impedance: Dq-domain approach. In *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 69–75, Nov. 2017.
- [49] Roni Luhtala, Tomi Roinila, and Tuomas Messo. Implementation of real-time impedance-based stability assessment of grid-connected systems using MIMO-identification techniques. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(5):5054–5063, Sep.-Oct. 2018.
- [50] Emilio Figueres, Gabriel Garcera, Jesús Sandia, Francisco Gonzalez-Espin, and Jesús Calvo Rubio. Sensitivity study of the dynamics of three-phase photovoltaic inverters with an LCL grid filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(3):706–717, Mar. 2009.
- [51] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Wiley-IEEE, Feb. 2011.
- [52] Paolo Mattavelli, Filippo Polo, Flavio Dal Lago, and Stefano Saggini. Analysis of control-delay reduction for the improvement of ups voltage-loop bandwidth. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(8):2903–2911, Aug. 2008.
- [53] C. Schauder and H. Mehta. Vector analysis and control of advanced static var compensators. *IEE Proceedings C - Generation, Transmission and Distribution*, 140(4):299–306, Jul. 1993.
- [54] Behrooz Bahrani, Alireza Karimi, Benoît Rey, and Alfred Rufer. Decoupled dq-current control of grid-tied voltage source converters using nonparametric models. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(4):1356–1366, Apr. 2013.

- [55] B. Bahrani, M. Vasiladiotis, and A. Rufer. High-order vector control of grid-connected voltage-source converters with LCL-filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(6):2767–2775, Jun. 2014.
- [56] Behrooz Bahrani, Michail Vasiladiotis, and Alfred Rufer. High-order vector control of grid-connected voltage-source converters with LCL-filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(6):2767–2775, Jun. 2014.
- [57] Mario Schweizer and Johann W. Kolar. Shifting input filter resonances - An intelligent converter behavior for maintaining system stability. In *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, pages 906–913, Aug. 2010.
- [58] Gerald Francis. *An algorithm and system for measuring impedance in dq coordinates*. PhD thesis, Virginia Tech, Jan. 2010.
- [59] Ioan Doré Landau, Rogelio Lozano, Mohammed M'Saad, and Alireza Karimi. *Adaptive control: algorithms, analysis and applications*. Springer Science & Business Media, Jun. 2011.
- [60] A VAN DEN BOS and RG Krol. Synthesis of discrete-interval binary signals with specified fourier amplitude spectra. *International Journal of Control*, 30(5):871–884, Mar. 1979.
- [61] R David Middlebrook. Input filter considerations in design and application of switching regulators. In *PESC'76, IEEE Power Electronics Specialists, Conference*, Oct. 1976.
- [62] C.M. Wildrick, F.C. Lee, B.H. Cho, and B. Choi. A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 10(3):280–285, May 1995.
- [63] Xiaogang Feng, Jinjun Liu, and F.C. Lee. Impedance specifications for stable dc distributed power systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(2):157–162, 2002.
- [64] Alistair GJ MacFarlane and Ian Postlethwaite. The generalized Nyquist stability

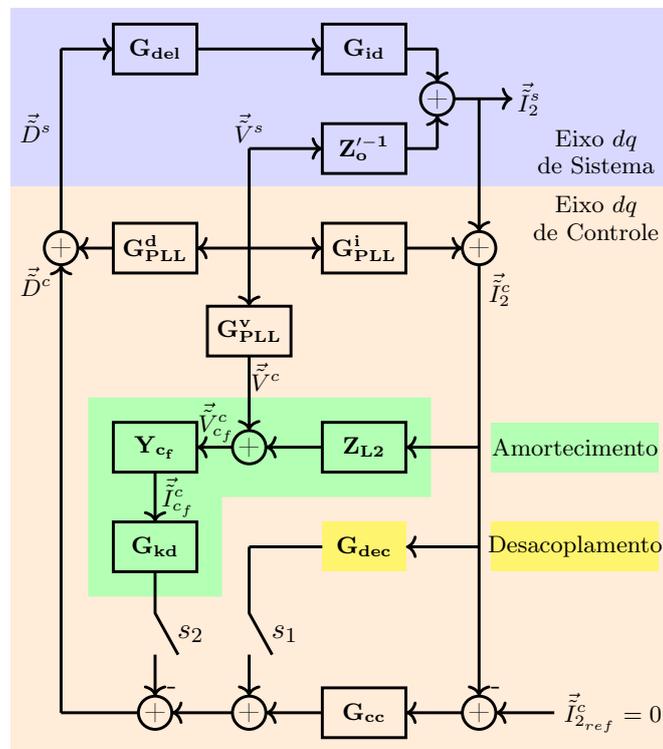
- criterion and multivariable root loci. *International Journal of Control*, 25(1):81–127, Jun. 1977.
- [65] Mohamed Belkhat. *Stability criteria for AC power systems with regulated loads*. PhD thesis, Purdue University, Dec. 1997.
- [66] I Postlethwaite. A generalized inverse Nyquist stability criterion. *International Journal of Control*, 26(3):325–340, Mar. 1977.
- [67] Jinming Xu, Binfeng Zhang, Qiang Qian, Xiaoli Meng, and Shaojun Xie. Robust control and design based on impedance-based stability criterion for improving stability and harmonics rejection of inverters in weak grid. In *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 3619–3624, May 2017.
- [68] Esmaeil Ebrahimzadeh, Frede Blaabjerg, Xiongfei Wang, and Claus Leth Bak. Harmonic stability and resonance analysis in large pmsg-based wind power plants. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 9(1):12–23, Jan. 2018.
- [69] Jinming Xu, Shaojun Xie, Binfeng Zhang, and Qiang Qian. Robust grid current control with impedance-phase shaping for LCL-filtered inverters in weak and distorted grid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(12):10240–10250, Dec. 2018.
- [70] Leming Zhou, Yandong Chen, An Luo, Josep M Guerrero, Xiaoping Zhou, Zhiyong Chen, and Wenhua Wu. Robust two degrees-of-freedom single-current control strategy for LCL-type grid-connected dg system under grid-frequency fluctuation and grid-impedance variation. *IET Power Electronics*, 9(14):2682–2691, Nov. 2016.

Apêndice A

Formulação de Z_o

Neste apêndice, será formulado o modelo da matriz de impedância de saída do inversor LCL conectado à rede, conforme mostrado em (2.53). Para isso, o diagrama de blocos do inversor, apresentado na Figura 2.10, será exibido novamente na Figura A.1.

Figura A.1: Diagrama de blocos do inversor LCL conectado à rede com dinâmica de PLL e controle de corrente padrão.



Fonte: Elaborado pelo autor com base em [21].

Considerando a Figura A.1, tem-se:

$$\vec{I}_2^c = \vec{I}_2^s + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i \vec{V}^s \quad (\text{A.1})$$

$$\begin{aligned} \vec{I}_{c_f}^c &= \mathbf{Y}_{c_f} (\mathbf{Z}_{\text{L2}} \vec{I}_2^c + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^v \vec{V}^s) \\ &= \mathbf{Y}_{c_f} [\mathbf{Z}_{\text{L2}} (\vec{I}_2^s + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i \vec{V}^s) + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^v \vec{V}^s] \\ &= \mathbf{Y}_{c_f} \mathbf{Z}_{\text{L2}} \vec{I}_2^s + \mathbf{Y}_{c_f} (\mathbf{Z}_{\text{L2}} \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^v) \vec{V}^s \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

$$\begin{aligned} \vec{D}^c &= (\mathbf{G}_{\text{dec}} - \mathbf{G}_{\text{cc}}) \vec{I}_2^c - \mathbf{G}_{\text{kd}} \vec{I}_{c_f}^c \\ &= (\mathbf{G}_{\text{dec}} - \mathbf{G}_{\text{cc}}) (\vec{I}_2^s + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i \vec{V}^s) - \mathbf{G}_{\text{kd}} [\mathbf{Y}_{c_f} \mathbf{Z}_{\text{L2}} \vec{I}_2^s + \mathbf{Y}_{c_f} (\mathbf{Z}_{\text{L2}} \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^v) \vec{V}^s] \\ &= [(\mathbf{G}_{\text{dec}} - \mathbf{G}_{\text{cc}}) - \mathbf{G}_{\text{kd}} \mathbf{Y}_{c_f} \mathbf{Z}_{\text{L2}}] \vec{I}_2^s + [(\mathbf{G}_{\text{dec}} - \mathbf{G}_{\text{cc}}) \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i \\ &\quad - \mathbf{G}_{\text{kd}} \mathbf{Y}_{c_f} (\mathbf{Z}_{\text{L2}} \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^v)] \vec{V}^s \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

$$\begin{aligned} \vec{D}^s &= \vec{D}^c + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^d \vec{V}^s \\ &= [(\mathbf{G}_{\text{dec}} - \mathbf{G}_{\text{cc}}) - \mathbf{G}_{\text{kd}} \mathbf{Y}_{c_f} \mathbf{Z}_{\text{L2}}] \vec{I}_2^s + [(\mathbf{G}_{\text{dec}} - \mathbf{G}_{\text{cc}}) \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i \\ &\quad - \mathbf{G}_{\text{kd}} \mathbf{Y}_{c_f} (\mathbf{Z}_{\text{L2}} \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^v) + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^d] \vec{V}^s \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

$$\begin{aligned} \vec{I}_2^s &= \mathbf{Z}'_o{}^{-1} \vec{V}^s + \mathbf{G}_{\text{id}} \mathbf{G}_{\text{del}} \vec{D}^s \\ &= \mathbf{Z}'_o{}^{-1} \vec{V}^s + \mathbf{G}_{\text{id}} \mathbf{G}_{\text{del}} \{ [(\mathbf{G}_{\text{dec}} - \mathbf{G}_{\text{cc}}) - \mathbf{G}_{\text{kd}} \mathbf{Y}_{c_f} \mathbf{Z}_{\text{L2}}] \vec{I}_2^s + [(\mathbf{G}_{\text{dec}} - \mathbf{G}_{\text{cc}}) \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i \\ &\quad - \mathbf{G}_{\text{kd}} \mathbf{Y}_{c_f} (\mathbf{Z}_{\text{L2}} \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^v) + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^d] \vec{V}^s \} \\ &= \mathbf{G}_{\text{id}} \mathbf{G}_{\text{del}} [(\mathbf{G}_{\text{dec}} - \mathbf{G}_{\text{cc}}) - \mathbf{G}_{\text{kd}} \mathbf{Y}_{c_f} \mathbf{Z}_{\text{L2}}] \vec{I}_2^s + \{ \mathbf{Z}'_o{}^{-1} + \mathbf{G}_{\text{id}} \mathbf{G}_{\text{del}} [(\mathbf{G}_{\text{dec}} - \mathbf{G}_{\text{cc}}) \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i \\ &\quad - \mathbf{G}_{\text{kd}} \mathbf{Y}_{c_f} (\mathbf{Z}_{\text{L2}} \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^v) + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^d] \} \vec{V}^s \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

$$\vec{V}^s = \mathbf{Z}_o \vec{I}_2^s \quad (\text{A.6})$$

$\mathbf{Z}_o =$

$$\begin{aligned} &\{ \mathbf{Z}'_o{}^{-1} + \mathbf{G}_{\text{id}} \mathbf{G}_{\text{del}} [(-\mathbf{G}_{\text{cc}} + \mathbf{G}_{\text{dec}}) \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i - \mathbf{G}_{\text{kd}} \mathbf{Y}_{c_f} (\mathbf{Z}_{\text{L2}} \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^v) + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^d] \}^{-1} \\ &\{ \mathbf{I} + \mathbf{G}_{\text{id}} \mathbf{G}_{\text{del}} [(\mathbf{G}_{\text{cc}} - \mathbf{G}_{\text{dec}}) + \mathbf{G}_{\text{kd}} \mathbf{Y}_{c_f} \mathbf{Z}_{\text{L2}}] \}. \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Apêndice B

Formulação de \mathbf{Z}^e

Neste apêndice, será formulada a relação entre a matriz das impedâncias estimadas e a do sistema elétrico. Essa relação é expressa por:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Z}^e &= \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^v \vec{V}_{dq1}^s & \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^v \vec{V}_{dq2}^s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I}_{dq1}^s + \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^i \vec{V}_{dq1}^s & \vec{I}_{dq2}^s + \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^i \vec{V}_{dq2}^s \end{bmatrix}^{-1} \\
 &= \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^v \begin{bmatrix} \vec{V}_{dq1}^s & \vec{V}_{dq2}^s \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \vec{I}_{dq1}^s & \vec{I}_{dq2}^s \end{bmatrix} + \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^i \begin{bmatrix} \vec{V}_{dq1}^s & \vec{V}_{dq2}^s \end{bmatrix} \right)^{-1} \\
 &= \left\{ \left(\begin{bmatrix} \vec{I}_{dq1}^s & \vec{I}_{dq2}^s \end{bmatrix} + \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^i \begin{bmatrix} \vec{V}_{dq1}^s & \vec{V}_{dq2}^s \end{bmatrix} \right) \left(\mathbf{G}_{\text{EPLL}}^v \begin{bmatrix} \vec{V}_{dq1}^s & \vec{V}_{dq2}^s \end{bmatrix} \right)^{-1} \right\}^{-1} \\
 &= \left\{ \left(\begin{bmatrix} \vec{I}_{dq1}^s & \vec{I}_{dq2}^s \end{bmatrix} + \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^i \begin{bmatrix} \vec{V}_{dq1}^s & \vec{V}_{dq2}^s \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \vec{V}_{dq1}^s & \vec{V}_{dq2}^s \end{bmatrix}^{-1} (\mathbf{G}_{\text{EPLL}}^v)^{-1} \right\}^{-1} \\
 &= \left(\begin{bmatrix} \vec{I}_{dq1}^s & \vec{I}_{dq2}^s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{V}_{dq1}^s & \vec{V}_{dq2}^s \end{bmatrix}^{-1} (\mathbf{G}_{\text{EPLL}}^v)^{-1} + \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^i (\mathbf{G}_{\text{EPLL}}^v)^{-1} \right)^{-1} \\
 &= \left[(\mathbf{Z}^{s-1} + \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^i) (\mathbf{G}_{\text{EPLL}}^v)^{-1} \right]^{-1} \\
 &= \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^v \left(\mathbf{Z}^{s-1} + \mathbf{G}_{\text{EPLL}}^i \right)^{-1}.
 \end{aligned} \tag{B.1}$$