



Universidade Federal da Bahia – UFBA

Escola Politécnica

Departamento de Engenharia Elétrica

Programa de Pós-Graduação

Controle de inversor trifásico conectado à rede elétrica com filtros LCL

Diego Oliveira Cardoso

Salvador - BA, Brasil

Maio de 2020

Diego Oliveira Cardoso

Controle de inversor trifásico conectado à rede elétrica com filtros LCL

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Universidade Federal da Bahia – UFBA

Escola Politécnica

Departamento de Engenharia Elétrica

Programa de Pós-Graduação

Orientador: Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa

Prof^{fa}. Dr^a. Luciana Martinez

Salvador-BA, Brasil

Maio de 2020

C268 Cardoso, Diego Oliveira.

Controle de inversor trifásico conectado à rede elétrica com
filtros LCL / Diego Oliveira Cardoso. – Salvador, 2020.

97 f. : il. color.

Orientador: Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa.

Coorientadora: Profa. Dra. Luciana Martinez.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal da Bahia.
Escola Politécnica, 2020.

1. Redes elétricas. 2. Inversores elétricos - controle. 3.
Filtro LCL. I. Costa, Fabiano Fragoso. II. Martinez, Luciana. III.
Universidade Federal da Bahia. IV. Título.

CDD.: 621.3192

Diego Oliveira Cardoso

**"Controle de inversos trifásico conectado à rede elétrica
com filtros LCL"**

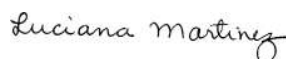
Dissertação apresentada à Universidade Federal da Bahia, como parte das exigências do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, para a obtenção do título de Mestre.

APROVADA em: 29 de maio de 2020.

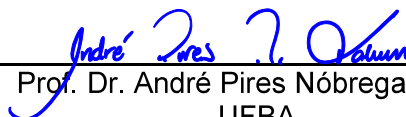
BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa
Orientador/UFBA



Prof^a. Dr^a. Luciana Martinez
Orientadora/UFBA



Prof. Dr. André Pires Nóbrega Tahim
UFBA



Prof. Dr. Darlan Alexandria Fernandes
UFPB

*À minha amada avó,
Maria Nogueira Santos (In memoriam).*

*“Trabalhe duro e em silêncio. Deixe
que seu sucesso faça o barulho”
(Dale Carnegie)*

AGRADECIMENTOS

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

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

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

Aos meus sobrinhos, por me alegrarem em tantos momentos.

Aos meus tios, tias, primos, primas, avó, cunhado, enfim, todos meus familiares, pela presença de cada um em minha vida.

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

À família da minha esposa, por todo apoio oferecido.

Em especial, agradeço aos meus orientadores, Luciana Martinez e Fabiano Fragoso Costa, pelas orientações, paciência, e por acreditarem na realização deste trabalho. Tenho certeza que sem suas ajudas nada disso seria possível.

Por fim, agradeço a Capes, pelo provimento da bolsa de estudos no âmbito do mestrado.

Controle de inversor trifásico conectado à rede elétrica com filtros LCL

Diego Oliveira Cardoso

Maio de 2020

Resumo

Este trabalho aborda estratégias de controle para a conexão do inversor trifásico à rede elétrica por meio de filtros LCL. Três métodos diferentes são apresentados: dq convencional, PI multivariável e otimizado. As duas primeiras propostas consideram a modelagem simplificada para a planta do sistema e por isso, negligenciam o fenômeno de ressonância, ocasionado com a utilização dos filtros de alta ordem. A garantia de estabilidade em malha fechada para essa simplificação se dá com o uso de técnicas extras de amortecimento. O método otimizado utiliza modelos não-paramétricos da planta e o controle é realizado com o uso de controladores de quinta ordem. As constantes desses controladores são determinadas com a solução de uma otimização restrita, que garante o desacoplamento e estabilidade do sistema. Foi possível verificar que a estratégia convencional garante a estabilidade da planta em malha fechada, porém, o desacoplamento das potências não é alcançado. Esse objetivo é atingido com os controles, PI multivariável e otimizado, apresentando estabilidade e desacoplamento. Dentre essas duas técnicas, apenas a otimizada conseguiu desacoplar as potências, mesmo com variações dos parâmetros da planta.

Palavras-chaves: Filtro LCL, otimização restrita, desacoplamento e amortecimento.

Three-phase inverter control connected to the grid with LCL filters

Diego Oliveira Cardoso

Maio de 2020

Abstract

This paper discusses control strategies for the connection of the three phase inverter to the grid through LCL filters. Three different methods are presented: conventional dq, multivariate and optimized PI. The first two proposals consider simplified modeling for the system plant and therefore neglect the resonance phenomenon caused by the use of high order filters. Closed-loop stability is guaranteed for this simplification through the use of extra cushioning strategies. The optimized method uses non-parametric models of the plant and the control is performed using fifth order controllers. The constants of these controllers are determined with the solution of a restricted optimization, which guarantees the decoupling and stability of the system. It was possible to verify that the conventional strategy guarantees the stability of the closed-loop plant, but the power decoupling is not achieved. This objective is achieved with the controls, multivariate and optimized PI, presenting stability and decoupling. Among these two techniques, only the optimized one was able to decouple the powers, even with variations of the plant parameters.

Keywords: LCL Filters, strict optimization, decoupling and damping.

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Estrutura básica para um SGD.	2
Figura 2.1 – Inversor trifásico convencional.	5
Figura 2.2 – Tensões de carga para cada etapa de funcionamento.	6
Figura 2.3 – Tensões em um inversor trifásico.	7
Figura 2.4 – Onda moduladora com injeção de terceiro harmônico.	9
Figura 2.5 – Estrutura de um <i>Synchronous Reference Frame PLL</i> (SRF-PLL).	10
Figura 2.6 – Abordagem para identificação de sistemas.	11
Figura 2.7 – Geração de um sinal PRBS com comprimento $2^5 - 1 = 31$ períodos de amostragem.	12
Figura 2.8 – Escolha da máxima duração de um pulso do PRBS.	13
Figura 2.9 – Sinal Binário Pseudo Aleatório (PRBS).	16
Figura 2.10 – Restrições convexas para performance robusta no diagrama de Nyquist.	17
Figura 2.11 – Restrições convexas para a generalização do critério de estabilidade de Nyquist.	21
Figura 2.12 – Estrutura do inversor com filtro LCL conectado à rede.	24
Figura 2.13 – Estrutura do sistema teste.	25
Figura 4.1 – Diagrama estrutural do controle dq convencional.	31
Figura 4.2 – Diagrama estrutural do controlador PI multivariável com o sinal <i>feed-forward</i> de tensão.	33
Figura 4.3 – Estrutura do controlador otimizado para o sistema apresentado na Figura 2.12.	35
Figura 5.1 – Função de transferência da planta, adotada no método convencional.	39
Figura 5.2 – Funções de transferências em malha aberta L e em malha fechada CL , para o método convencional.	40
Figura 5.3 – Correntes do lado da rede, com a estratégia convencional.	40
Figura 5.4 – Correntes do lado do inversor, com as estratégias convencional e PD.	41
Figura 5.5 – Correntes do lado da rede, com as estratégias convencional e PD.	41
Figura 5.6 – Valores das correntes de referências dq do lado da rede, com as estratégias convencional e PD.	41
Figura 5.7 – Funções de transferências em malha aberta L e em malha fechada CL , para o método PMCC.	42
Figura 5.8 – Correntes do lado do inversor, com a estratégia de controle PI multivariável.	43
Figura 5.9 – Correntes do lado da rede, com a estratégia de controle PI multivariável.	43
Figura 5.10 – Valores das correntes de referências dq do lado da rede, com a estratégia de controle PI multivariável.	43

Figura 5.11–Modelos não-paramétricos para o sistema da Figura 2.12.	45
Figura 5.12–Funções de transferências dos controladores obtidos.	46
Figura 5.13–Resposta em frequência da matriz das funções de transferência em malha fechada do sistema da Figura 2.12.	47
Figura 5.14–Correntes do lado do inversor, com a estratégia OMCC.	47
Figura 5.15–Correntes do lado da rede, com a estratégia OMCC.	48
Figura 5.16–Valores das correntes de referências dq do lado da rede, com a estratégia OMCC.	48
Figura 5.17–Modelos paramétricos para o sistema da Figura 2.12.	49
Figura 5.18–Funções de transferências dos controladores obtidos.	50
Figura 5.19–Funções de transferências dos controladores obtidos.	50
Figura 5.20–Correntes do lado da rede, com a estratégia OMCC (modelos paramétricos).	51
Figura 5.21–Valores das correntes de referências dq do lado da rede, com a estratégia OMCC (modelos paramétricos).	51
Figura 5.22–Correntes do lado da rede, com a estratégia convencional (variação nos parâmetros do filtro).	52
Figura 5.23–Valores das correntes de referências dq do lado da rede, com a estratégia convencional (variação nos parâmetros do filtro).	52
Figura 5.24–Correntes do lado da rede, com a estratégia PMCC (variação nos parâmetros do filtro).	53
Figura 5.25–Valores das correntes de referências dq do lado da rede, com a estratégia PMCC (variação nos parâmetros do filtro).	53
Figura 5.26–Correntes do lado da rede, com a estratégia OMCC (variação nos parâmetros do filtro).	54
Figura 5.27–Valores das correntes de referências dq do lado da rede, com a estratégia OMCC (variação nos parâmetros do filtro).	54
Figura A.1–Estrutura do inversor conectado à rede com a proposta convencional.	61
Figura B.1–Estrutura do inversor conectado à rede com a proposta PMCC.	62
Figura C.1–Estrutura do inversor conectado à rede com a proposta OMCC.	63

Lista de tabelas

Tabela 2.1 – Estratégia para comutação do inversor trifásico.	6
Tabela 2.2 – Níveis de tensões para o inversor trifásico.	8
Tabela 2.3 – Comprimento máximo de um PRBS.	13
Tabela 3.1 – Resumo das contribuições das pesquisas citadas durante o capítulo. . .	29
Tabela 5.1 – Parâmetros para simulação do sistema trifásico apresentado na Figura 2.12.	38
Tabela 5.2 – Variações das correntes de referências dq	38
Tabela 5.3 – Análise de THD das correntes.	52
Tabela 5.4 – Análise da resposta transitória.	53

Lista de abreviaturas e siglas

AD	Active Damping
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
LTI	Linear Time Invariante
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MPPT	Maximum Power Point Tracking
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PD	Passive Damping
PI	Proporcional Integral
PLL	Phase Locked Loop
PMCC	Pseudocontinuous Multivariable PI Current Controller
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence
PWM	Pulse Width Modulation
OMCC	Optimization-based Multivariable PI Current Controller
SDG	Sistema de Geração Distribuída
SeDuMi	SelfDual Minimization
SISO	Single Input Single Output
SPD	Semidefinite Programming
SRF	Synchronous Reference Frame
VSI	Voltege Source Inverters

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Contextualização	1
1.2	Motivação	2
1.3	Objetivos e contribuições	3
1.4	Estrutura do texto	4
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	5
2.1	Inversor trifásico	5
2.2	Estratégia PWM	7
2.3	Transformada de Park	9
2.4	<i>Phase Locked Loop</i> (PLL)	10
2.5	Identificação de sistemas	11
2.6	Sinal de entrada	12
2.6.1	Sequência binária pseudo aleatória	12
2.6.2	Geração do PRBS usando o <i>toolbox</i> de identificação de sistemas do Matlab	14
2.7	Projeto de Controle Otimizado para modelos espectrais MIMO	15
2.7.1	Abordagem para Sistemas SISO	16
2.7.2	Abordagem para sistemas MIMO	19
2.8	Otimização usando YALMIP	22
2.8.1	Definição das variáveis de decisão	22
2.8.2	Definição das restrições	22
2.8.3	Resolvendo problemas de otimização	23
2.8.4	SeDuMi	23
2.9	Descrição do problema de acoplamento dos eixos	23
2.10	Considerações	25
3	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	26
3.1	Propostas de controle para conexão do inversor à rede elétrica	26
3.2	Quadro sinóptico da revisão bibliográfica	28
3.3	Considerações	28
4	FUNDAMENTAÇÃO DAS TÉCNICAS	30
4.1	Controle dq convencional	30
4.1.1	Estrutura do controlador	30
4.2	Controle PI multivariável	31
4.2.1	Estrutura do controlador	31

4.3	Controlador de corrente multivariável baseado em otimização	34
4.3.1	Modelo não-paramétrico do sistema	34
4.3.2	Estrutura do controlador	35
4.3.3	Projeto do controlador baseado em otimização	36
4.4	Considerações	37
5	RESULTADOS E ANÁLISES	38
5.1	Resultados para o controlador convencional	39
5.2	Resultados para o controlador PI multivariável	42
5.3	Resultados para o controlador OMCC	44
5.3.1	Resultados do controlador OMCC baseados em modelos paramétricos . . .	45
5.4	Sensibilidade dos controladores à variações dos parâmetros do filtro	48
5.5	Análises quantitativas dos métodos	50
5.6	Considerações	52
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS, CONCLUSÕES E TRABALHOS FU- TUROS	55
6.1	Considerações finais	55
6.2	Conclusões	56
6.3	Trabalhos futuros	56
6.4	Publicações	57
6.5	Financiamento	57
	REFERÊNCIAS	58
A	INVERSOR TRIFÁSICO COM FILTRO LCL CONECTADO À REDE ELÉTRICA - CONTROLADOR CONVENCIONAL	61
B	INVERSOR TRIFÁSICO COM FILTRO LCL CONECTADO À REDE ELÉTRICA - CONTROLADOR PMCC	62
C	INVERSOR TRIFÁSICO COM FILTRO LCL CONECTADO À REDE ELÉTRICA - CONTROLADOR OMCC	63
D	CÓDIGO IMPLEMENTADO PARA OTIMIZAÇÃO DO CONTRO- LADOR	64
E	CÓDIGO IMPLEMENTADO PARA OTIMIZAÇÃO DO CONTRO- LADOR (MODELOS PARAMÉTRICOS)	66

1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização

Devido ao crescente aumento da demanda de energia elétrica, a necessidade da redução de fontes poluentes de geração e a escassez dos principais recursos das grandes centrais geradoras, tem crescido significativamente o conceito de geração a partir de fontes renováveis, como é o caso da geração eólica, fotovoltaica e biomassa (BLAABJERG et al., 2006).

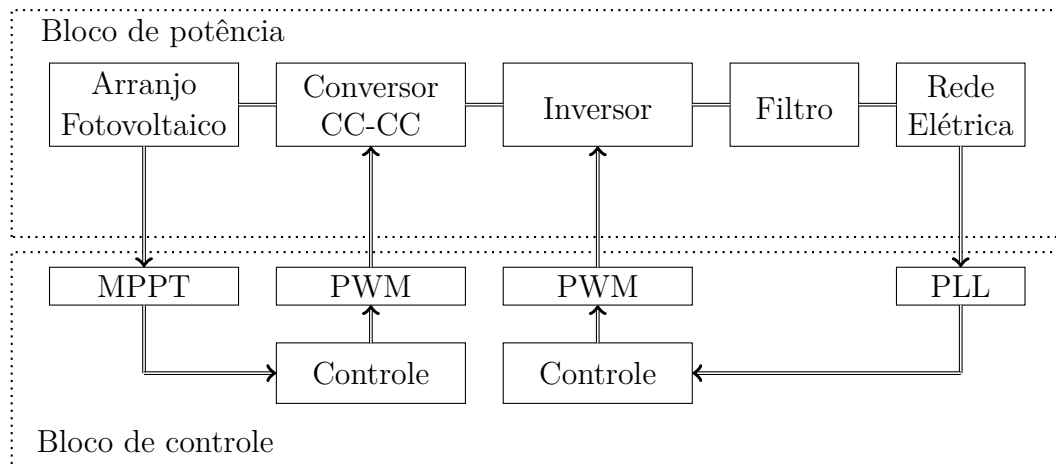
A busca contínua pela diversificação da matriz energética tem feito com que constantes investimentos estratégicos ocorram no setor elétrico. No Brasil, por exemplo, novos agentes do domínio privado estão sendo atraídos ao mercado de energias renováveis, decorrente das oportunidades oferecidas pelas novas resoluções de regulamentação do setor elétrico (REN ANEEL nº 687/2015 (ANEEL, 2015) e REN ANEEL nº 482/2012 (ANEEL, 2012)). Um dos grandes problemas dessas novas fontes de geração de energia é a limitação quanto a quantidade e continuidade da energia gerada. Com isso, a viabilidade econômica de utilização em larga escala dessas fontes de energia está ligada a inserção das mesmas na rede elétrica, denominado de Sistema de Geração Distribuída (SGD) (GOMES, 2016).

Na Figura 1.1 é possível observar a estrutura básica para um SGD. Esta estrutura é dividida em dois blocos fundamentais: o bloco de potência e o bloco de controle. O bloco de potência é composto pelo arranjo fotovoltaico, responsável pela conversão de energia luminosa para energia elétrica; o conversor CC-CC, utilizado para a adequação do nível de tensão do painel; o inversor, responsável pela inversão de potência (CC-CA); e o filtro, cuja finalidade é filtrar os harmônicos gerados pelos dispositivos de comutação. O bloco de controle é dividido em duas etapas: controle do conversor CC-CC e o controle do inversor. O controle do conversor CC-CC é composto do *Maximum Power Point Tracking* (MPPT), algoritmo de rastreamento do ponto máximo de potência fornecido pelo arranjo fotovoltaico; o controlador e o *Pulse Width Modulation* (PWM), que injeta o sinal de controle no dispositivo semicondutor. O controle do inversor é formado pelo *Phase Locked Loop* (PLL), que faz a sincronização com a rede; o controlado e o PWM.

A inserção do SGD à rede elétrica deve ser feita de modo a garantir especificação técnicas definidas, como por exemplo, a sincronização das tensões do Ponto de Acoplamento Comum (PAC), além de níveis de harmônicos aceitáveis. O alcance desses objetivos é feito, por exemplo, pela utilização de métodos eficientes de controle e do filtro utilizado para ligação à rede.

Dessa forma, é necessário buscar a eficiência na definição do controlador e do

Figura 1.1 – Estrutura básica para um SGD.



Fonte: Adaptada de (CUNHA, 2016).

filtro utilizado no SGD. Com isso, será possível obter uma inserção eficiente do inversor à rede elétrica, garantindo-se um baixo conteúdo harmônico e transitórios reduzidos das correntes injetados, fornecimento de potências independentes e sincronização com a rede elétrica.

1.2 Motivação

Com o rápido desenvolvimento das tecnologias relacionadas à energia renovável, os conversores de potência, com correntes de entrada reguladas, tem sido amplamente utilizados em sistemas interligados à rede elétrica, como por exemplo, aplicações de energia fotovoltaica (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005), filtros de potência (AKAGI, 2005), (CORASANITI et al., 2009), acionamentos elétricos (COROBAN-SCHRAMMEL et al., 2011) e sistemas de transmissão em corrente contínua (SAEEDIFARD; IRAVANI; POU, 2009).

Na maioria das aplicações do conversor de potência, a conexão com a rede elétrica é feita por meio de filtros, geralmente L ou LCL, que são responsáveis pela atenuação dos harmônicos gerados pela comutação dos dispositivos semicondutores presentes no inversor. Devido ao baixo custo e maior capacidade de atenuação dos harmônicos, os filtros LCL são preferidos quando comparados com os filtros L (BAHRANI; VASILADIOTIS; RUFER, 2014).

Independente da aplicação e do filtro utilizado, faz-se necessária uma estratégia de controle capaz de regular a corrente na saída do inversor. Diversas abordagens são descritas para o controle com filtro L (BAHRANI; KENZELMANN; RUFER, 2011), (BAHRANI et al., 2013). Entretanto, para o controle baseado em filtros LCL, existem estratégias bastantes específicas e restritas. Uma abordagem simplificada é fazer o negli-

genciamento da dinâmica dos capacitores e tratar o projeto de controle como o de um filtro L. Porém, como o caso real trata de sistema de terceira ordem, os filtros LCL podem resultar em uma dinâmica oscilatória e/ou instável, caso o sistema em malha fechada não seja devidamente amortecido (BAHRANI; VASILADIOTIS; RUFER, 2014). A solução desse problema é feita por meio de estratégias de amortecimento do sistema.

Dentre as estratégias de amortecimento, a *Passive Damping* (PD) (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011), (PEÑA-ALZOLA et al., 2013a) e a *Active Damping* (AD) (BLASKO; KAURA, 1996), (BIERHOFF; FUCHS, 2009) englobam a maioria dos métodos de controle. A estratégia PD é baseada na adição de um elemento resistivo no filtro LCL, permitindo a dissipação de energia, reduzindo o fenômeno de ressonância. Nesse método de amortecimento, a adição do elemento resistivo em série com o capacitor faz com que os polos instáveis sejam atraídos para dentro do círculo unitário no plano Z , garantindo a estabilidade do sistema. O principal problema dessa estratégia está relacionada as perdas geradas (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006). Na estratégia AD é realizado o monitoramento de um número maior de variáveis do sistema, fazendo com que pontos principais de ressonância sejam amortecidos, garantindo a estabilidade do sistema em malha fechada. Essa estratégia, porém, acrescenta novos sensores e aumenta a complexidade do controle.

Outro problema, relacionado a conexão do inversor à rede elétrica, é garantir a injeção desacoplada de potências. Para alcançar esse objetivo, alguns métodos de controle são propostos. As estratégias dq convencional e PI multivariável utilizam modelos simplificados do sistema, juntamente com a estratégia de amortecimento PD. No método otimizado, busca-se a solução para o acoplamento sem a necessidade de estratégias extras de amortecimento (BAHRANI; VASILADIOTIS; RUFER, 2014). Esse método tem como base a modelagem não-paramétrica das funções de transferências de malha aberta do sistema e a compara com funções de transferências desejadas. Resolvendo um problema de otimização restrito, as constantes dos controladores são determinados.

1.3 Objetivos e contribuições

Tendo como base o método proposto em (BAHRANI; VASILADIOTIS; RUFER, 2014), este trabalho tem como objetivo principal a investigação de diferentes técnicas de controle para a conexão do inversor trifásico à rede com filtros LCL. Buscou-se garantir o desacoplamento das injeções de potências pelo inversor, robustez dos controladores e estabilidade em malha fechada do sistema. Para tanto, projetou-se três técnicas diferentes de controle e foram feitas as devidas comparações entre seus desempenhos. Ainda, este trabalho teve como principais contribuições:

- Abordar outras estratégias de controle, além da proposta em (BAHRANI; VASI-

LADIOTIS; RUFER, 2014);

- Desenvolver os modelos não-paramétricos do sistema abordado;
- Definir a estratégia para a otimização da solução do problema proposto;
- Simular o inversor de potência com os diferentes controladores apresentados;
- Comparar os resultados obtidos com cada estratégia.

1.4 Estrutura do texto

O trabalho está dividido em seis capítulos. No capítulo 2 é apresentada uma revisão dos principais temas abordados, seguido da apresentação do problema base a ser solucionado.

No capítulo 3 é apresentada a revisão bibliográfica realizada a respeito dos principais trabalhos que motivaram este estudo.

No capítulo 4 são descritos os métodos de controle que foram utilizados neste trabalho.

Posteriormente, no capítulo 5, os resultados obtidos são apresentados, bem como as devidas análises e discussões.

Por fim, no capítulo 6 são apresentadas as conclusões e propostas de trabalhos futuros que foram extraídas a partir dos resultados obtidos no trabalho de dissertação desenvolvido.

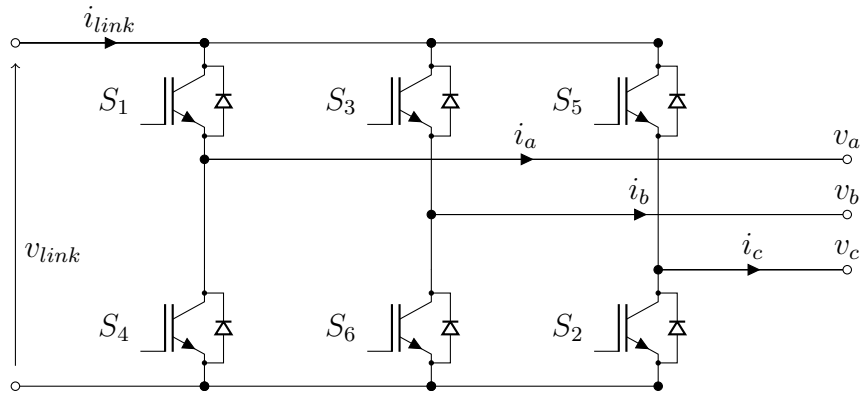
2 Fundamentação teórica

Neste capítulo é apresentada a fundamentação teórica necessária para o entendimento do tema proposto e das análises realizadas, seguido da apresentação do problema base a ser solucionado.

2.1 Inversor trifásico

O conversor CC-CA trifásico (inversor trifásico) de tensão, é uma estrutura de grande aplicação industrial, que possibilita a obtenção de parâmetros elétricos desejados. Sabendo-se que a maioria das cargas fazem o uso de tensões trifásicas equilibradas, com uma defasagem de 120° entre cada fase, é necessário que a comutação das chaves controladas resultem nessas características de interesse. A estrutura de um inversor trifásico pode ser visualizada na Figura 2.1.

Figura 2.1 – Inversor trifásico convencional.



Fonte: Próprio autor.

É possível fazer o controle do conversor de modo que as chaves sejam comutadas de acordo com a Tabela 2.1. Em cada intervalo, três chaves são acionadas, 2 do grupo positivo e 1 do grupo negativo, ou vice-versa. Cada chave mantém uma condução de 180° .

Também é possível deduzir as formas de ondas para as tensões de saída do inversor. Para isso, pode-se supor, por exemplo, uma carga ligada em Y e, para cada intervalo de condução é obtido um circuito resultante, conforme Figura 2.2.

As tensões de linhas são dados por:

$$v_{AB} = v_{AN} - v_{BN} \quad (2.1)$$

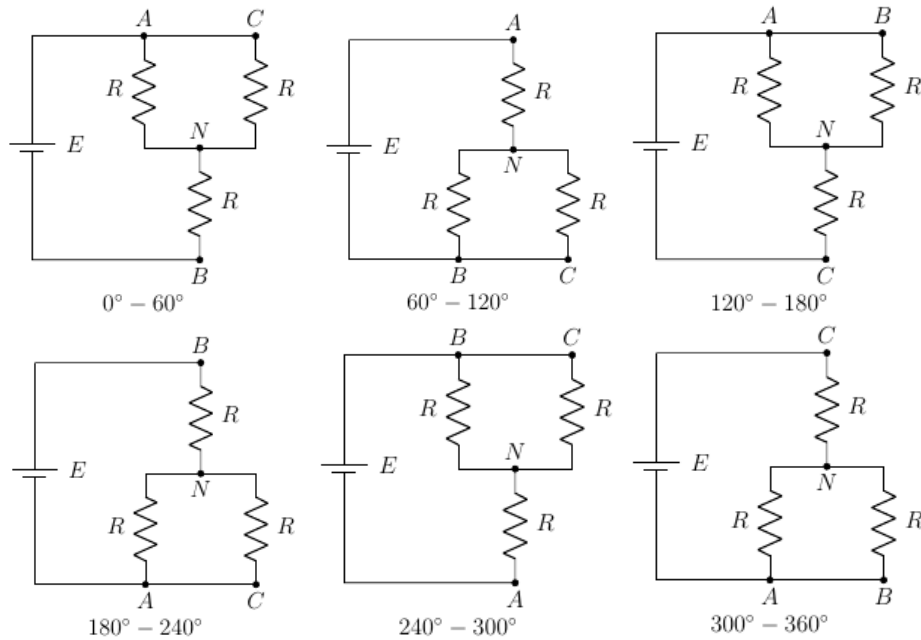
$$v_{BC} = v_{BN} - v_{CN} \quad (2.2)$$

Tabela 2.1 – Estratégia para comutação do inversor trifásico.

Intervalo	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
$0^\circ - 60^\circ$	Ligada	Desligada	Desligada	Desligada	Ligada	Ligada
$60^\circ - 120^\circ$	Ligada	Ligada	Desligada	Desligada	Desligada	Ligada
$120^\circ - 180^\circ$	Ligada	Ligada	Ligada	Desligada	Desligada	Desligada
$180^\circ - 240^\circ$	Desligada	Ligada	Ligada	Ligada	Desligada	Desligada
$240^\circ - 300^\circ$	Desligada	Desligada	Ligada	Ligada	Ligada	Desligada
$300^\circ - 360^\circ$	Desligada	Desligada	Desligada	Ligada	Ligada	Ligada

Fonte: Próprio autor.

Figura 2.2 – Tensões de carga para cada etapa de funcionamento.



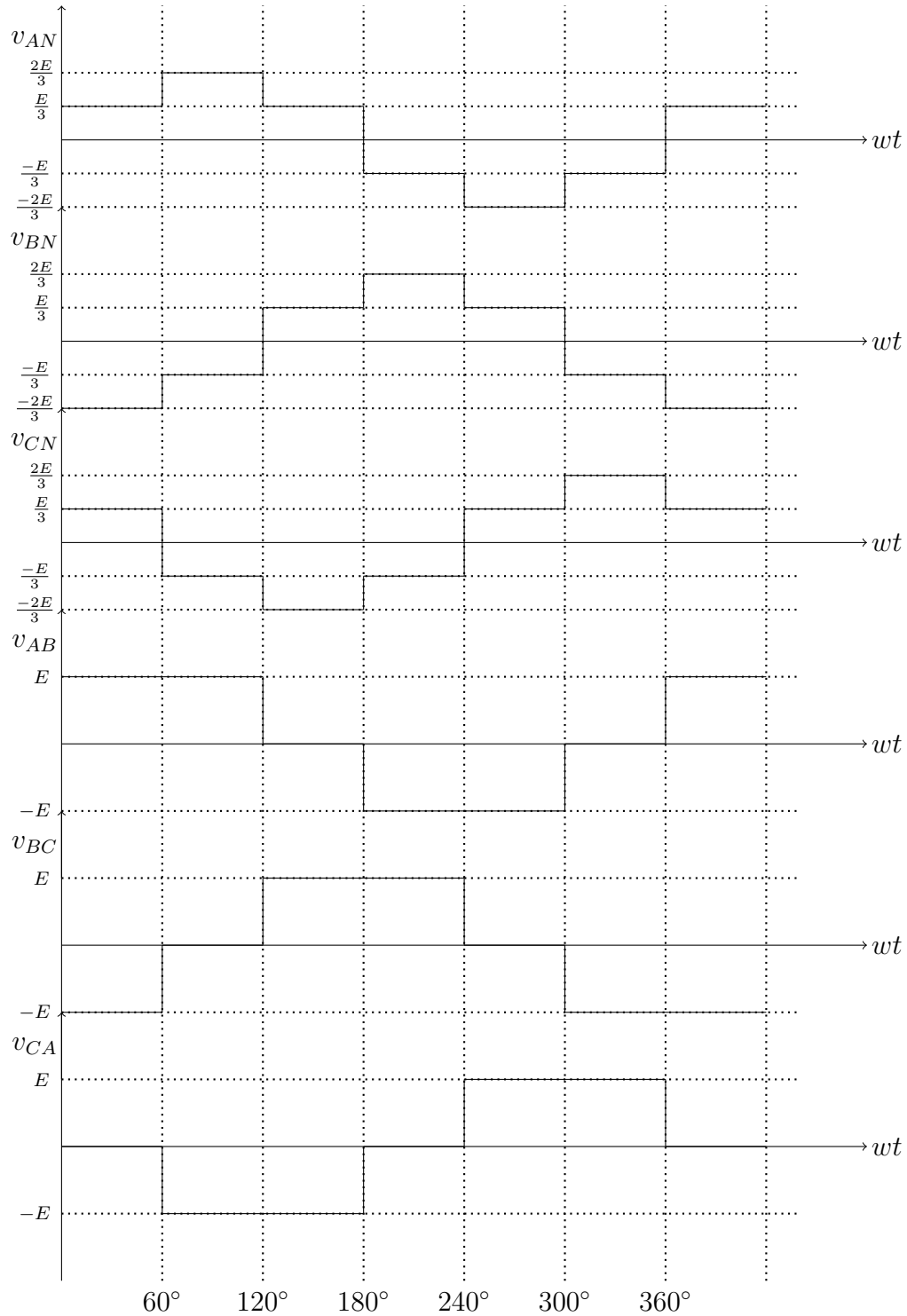
Fonte: Próprio autor.

$$v_{CA} = v_{CN} - v_{BN} \quad (2.3)$$

Os níveis para as tensões de fase e linha podem ser visualizados na Tabela 2.2. As formas de ondas podem ser observadas na Figura 2.3.

Didaticamente falando, esse controle das chaves é interessante, porém, não possibilita a mudança do valor de tensão fornecida. Por isso, faz-se necessária a aplicação de estratégias mais robustas, como a apresentada na seção a seguir.

Figura 2.3 – Tensões em um inversor trifásico.



Fonte: Próprio autor.

2.2 Estratégia PWM

As modulações PWM comumente empregadas nos VSI (*Voltage Source Inverters*) utilizam estratégias de controle escalar ou vetorial, tendo a primeira uma maior facilidade de implementação em *hardware*. Em (BLASKO; KAURA, 1996) é mostrada a equivalên-

Tabela 2.2 – Níveis de tensões para o inversor trifásico.

Intervalo	v_{AN}	v_{BN}	v_{CN}	v_{AB}	v_{BC}	v_{CA}
$0^\circ - 60^\circ$	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	E	-E	0
$60^\circ - 120^\circ$	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	E	0	-E
$120^\circ - 180^\circ$	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	0	E	-E
$180^\circ - 240^\circ$	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	-E	E	0
$240^\circ - 300^\circ$	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	-E	0	E
$300^\circ - 360^\circ$	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	0	-E	E

Fonte: Próprio autor.

cia nos resultados obtidos para os dois métodos, caso sejam injetados sinais de terceiro harmônico nos sinais de referências, para o PWM escalar.

De acordo com (JACOBINA et al., 2001) a injeção do terceiro harmônico nos sinais de referências é dado por:

$$v_{n0}^* = v_c^* \left(\mu - \frac{1}{2} \right) - \mu v_{\max}^* + (\mu - 1) v_{\min}^* \quad (2.4)$$

em que,

μ : Fator de distribuição;

v_c^* : Tensão total do Barramento CC;

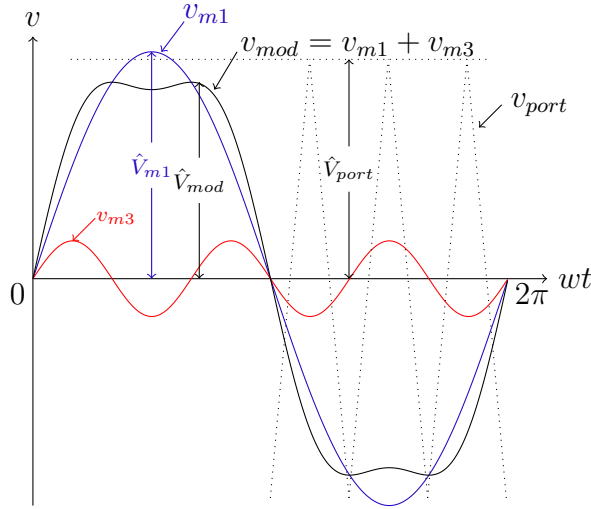
$v_{\max}^*$ e $-v_{\min}^*$: Máximo e mínimo das tensões de referência, respectivamente.

Como pode ser observado na Figura 2.4, a presença do 3^a harmônico permite que seja criada uma nova onda moduladora, possuindo um valor de pico inferior ao valor de pico da componente fundamental. Esse fato permite que não ocorra uma sobreposição do sinal de referência em relação as portadoras triangulares.

Para a Equação (2.4), define-se μ de maneira que seja possível distribuir as equações de polo de referência no interior da região linear do *PWM*. Este objetivo é assegurado considerando $0 \leq \mu \leq 1$. A mudança dos valores de μ modifica o sinal de sequência zero v_{n0}^* de forma a alterar a relação de aplicação dos vetores utilizados no início e fim de cada período de modulação.

Neste trabalho foi utilizado $\mu = 0,5$, garantindo-se a aplicação de valores de tempos iguais dos vetores no início e final do período de modulação.

Figura 2.4 – Onda moduladora com injeção de terceiro harmônico.



Fonte: Adaptada de (GUEDES, 2015).

2.3 Transformada de Park

A transformada de Park é definida de modo a relacionar os enrolamentos reais do estator da máquina síncrona e enrolamentos fictícios, chamados de direto (d), em quadratura (q) e homopolar (0). Essa transformação permite que os eixos fictícios se rotacionem juntos ao rotor da máquina, criando novas variáveis que são independentes do tempo.

A transformação de Park é definida da seguinte maneira:

$$i_{0dq} = \mathbf{P} i_{abc} \quad (2.5)$$

em que,

$$\mathbf{P} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Com a definição dessa transformação, todas as variáveis do enrolamento do estator podem ser representadas por meio dessas grandezas fictícias. Assim sendo,

$$v_{0dq} = \mathbf{P} v_{abc} \quad (2.7)$$

As definições de correntes e tensões nos enrolamentos reais em relação as variáveis fictícias são dadas por:

$$i_{abc} = \mathbf{P}^{-1} i_{0dq} \quad (2.8)$$

$$v_{abc} = \mathbf{P}^{-1} v_{0dq} \quad (2.9)$$

onde,

$$\mathbf{P}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\theta & \sin\theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Essa definição da matriz $\mathbf{P}$ possibilita a conservação da potência trifásica após a transformação. Essa é uma característica desejada, que pode ser facilmente demonstrada:

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_{abc}^T \cdot i_{abc} \quad (2.11)$$

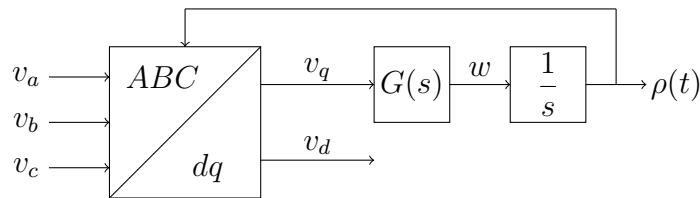
$$p = (\mathbf{P}^{-1} v_{0dq})^T \cdot (\mathbf{P}^{-1} i_{0dq}) = v_{0dq}^T \cdot i_{0dq} \quad (2.12)$$

2.4 Phase Locked Loop (PLL)

Um ponto muito importante na conexão das fontes renováveis à rede elétrica está relacionado com o sistema de sincronização. O controle do fator de potência desses sistemas requer informações precisas da fase e frequência (PEREIRA et al., 2013). Geralmente é usado um PLL para recuperar e sintetizar essas informações (CHUNG, 2000). A estrutura do PLL precisa ser insensível a distúrbios da rede, como quedas de tensão e harmônicos.

Na Figura 2.5 é apresentada uma estrutura básica de um PLL. Nesse diagrama, as tensões de referência v_{abc} são convertidas para as tensões de referências v_{dq} , usando a transformada de Park. A posição angular dos referenciais dq são controladas de modo a regular a componente q para zero.

Figura 2.5 – Estrutura de um *Synchronous Reference Frame PLL* (SRF-PLL).



Fonte: Adaptada de (PEREIRA et al., 2013).

Para um sistema balanceado, as componentes dq são dadas por:

$$\begin{cases} v_d = V_m \cos(\omega t + \theta_o - \rho(t)) \\ v_q = V_m \sin(\omega t + \theta_o - \rho(t)) \end{cases} \quad (2.13)$$

em que V_m é o pico da tensão, w é a frequência fundamental da rede, θ_o é o ângulo da componente fundamental da rede e $\rho(t)$ é o ângulo de sincronismo do sistema, calculado pelo PLL.

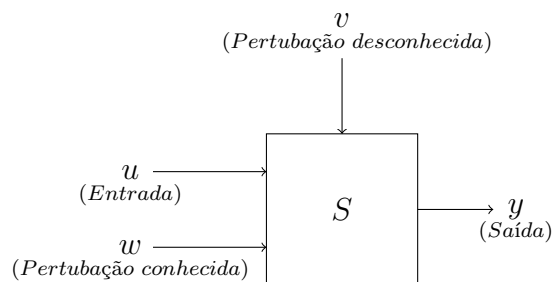
Nota-se que $v_d = V_m$ e $v_q = 0$, se $\rho(t) = wt + \theta_o$. Dessa forma, é projetado um controlador para anular v_q em regime estacionário.

2.5 Identificação de sistemas

A identificação e modelagem de sistemas é uma etapa fundamental para as estruturas de controle mais sofisticadas. Diversos métodos, como controle preditivo e robusto, além de ferramentas de otimização em tempo real, dedicam boa parte dos seus esforços para obter formas satisfatórias para descrever os sistemas que se desejam controlar ou otimizar (ORENSTEIN, 2013).

O processo para identificação consiste na construção de modelos matemáticos de sistemas dinâmicos, baseados em dados medidos. Pode-se realizar a identificação excitando o sistema com um determinado sinal de entrada e observando suas saídas. Essa abordagem é apresentada na Figura 2.6. Com posse dos dados obtidos, o primeiro passo é escolher o modelo apropriado e, posteriormente, usar algum método para determinação dos parâmetros desconhecidos. Na prática, a identificação é feita de modo iterativa. O modelo obtido é identificado e validado.

Figura 2.6 – Abordagem para identificação de sistemas.



Fonte: Próprio autor.

Uma alternativa para a identificação de um sistema é a utilização de modelos não-paramétricos, que visam determinar as respostas, não na forma de expressões matemáticas, mas, por meio de tabelas ou gráficos em função do tempo (resposta impulsiva) ou da frequência (resposta em frequência).

2.6 Sinal de entrada

Em (LANDAU et al., 2011) é mostrado que a correta estimação dos parâmetros de uma planta requer o uso de sinais de entrada específicos. Também foi mostrado que as sequências binárias pseudo aleatórias (PRBS) oferecem um sinal com um conteúdo espectral rico em frequências, que se aproxima de um ruído branco no tempo discreto.

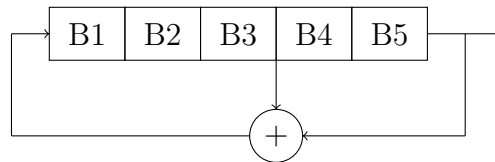
Nesta seção, será discutido como selecionar o PRBS para uma boa identificação, abordando as várias restrições encontradas na prática.

2.6.1 Sequência binária pseudo aleatória

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 conteúdo espectral rico em frequências. 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 (LANDAU et al., 2011).

Os PRBS são gerados por meio de um registrador de deslocamento, com realimentação realizada por meio de uma operação XOR (*Exclusive OR*). O máximo tamanho da sequência é definida com $2^N - 1$, em que N é o número de células do registrador de deslocamento. Na Figura 2.7 é apresentada a geração de um PRBS com tamanho $31 = 2^5 - 1$, obtido por meio de um registrador de deslocamento de 5 células.

Figura 2.7 – Geração de um sinal PRBS com comprimento $2^5 - 1 = 31$ períodos de amostragem.



Fonte: Adaptada de (LANDAU et al., 2011).

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 porta lógica. A Tabela 2.3 fornece uma estrutura que permite gerar um PRBS com comprimento máximo para diferentes números de células. Outra característica muito importante é que a duração de um pulso do PRBS é igual ao número de células N. Essa propriedade deve ser considerada na escolha de um PRBS para a identificação do sistema (LANDAU et al., 2011).

Para identificar corretamente o ganho em estado estacionário do modelo dinâmico da planta, a duração de pelo menos um dos pulsos do PRBS deve ser maior que o tempo

Tabela 2.3 – Comprimento máximo de um PRBS.

Número de células N	Comprimento da sequência $L = 2^N - 1$	Bits adicionados B_i e B_j
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: Adaptada de (LANDAU et al., 2011).

de subida T_R da planta. Sendo NT_s a máxima duração do pulso, tem-se a seguinte condição, ilustrada na Figura 2.8:

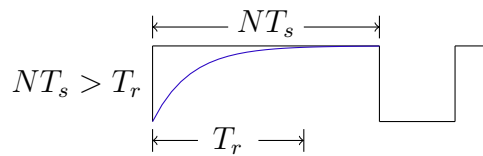
$$NT_s > T_R \quad (2.14)$$

Pela condição (2.14), determina-se N e, conseqüentemente o comprimento da sequência. Além disso, para cobrir todo espectro de frequências gerados por um PRBS específico, é necessário que a duração de um teste seja pelo menos igual ao comprimento da sequência. Na maioria dos casos, a duração do teste L é escolhida sendo igual ao comprimento da sequência. Caso seja especificado a duração do teste, deve-se garantir (LANDAU et al., 2011):

$$(2^N - 1)T_s < L \quad (2.15)$$

em que L é a duração do teste.

Figura 2.8 – Escolha da máxima duração de um pulso do PRBS.



Fonte: Adaptada de (LANDAU et al., 2011).

Observa-se que a condição apresentada em (2.14) pode resultar em valores grandes para N, resultando em comprimentos de sequências inviáveis. Por esse motivo, na maioria

das situações, a frequência de *clock* do registrador é definida como um submúltiplo da frequência de amostragem (LANDAU et al., 2011). E se:

$$f_{PRBS} = \frac{f_s}{p} \quad (2.16)$$

em que $p = 1, 2, 3, \dots$. A condição (2.14) passa a ser dada por:

$$pNT_s > T_R \quad (2.17)$$

Esta abordagem se torna mais interessante em relação ao aumento do comprimento da sequência, aumentando-se N na equação (2.14). De fato, se o número de células N passa para $N + 1$, a duração máxima do pulso de torna $(N + 1)T_s$, enquanto que a sequência é dobrada $L' = 2L$. Por outro lado, se $f_{PRBS} = f_s/2$ é escolhida, a máxima duração do pulso passa a ser $2NT_s$ para um comprimento de sequência duplicado, $L' = 2(2^N - 1)T_s$. 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 a frequência de *clock* do PRBS 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 $N \leq 4$ (LANDAU et al., 2011).

Além da escolha da comprimento da sequência e da frequência de *clock* do registrador, a magnitude do PRBS também deve ser considerada. Embora a magnitude possa ser baixa, deve-se produzir variações maiores que o nível do ruído. Se a relação sinal/ruído for baixa, a duração do teste dever ser aumentada para se obter uma estimativa satisfatória dos parâmetros.

2.6.2 Geração do PRBS usando o *toolbox* de identificação de sistemas do Matlab

O *software* Matlab permite a geração de diferentes sinais para identificação de sistemas usando a função `idinput`. Para isso, é considerada as seguintes sintaxes:

- **`u = idinput(N)`** - retorna um sinal de entrada binário aleatório de canal único e, comprimento N . As amplitudes do sinal gerado são -1 ou 1;
- **`u = idinput([N,Nu])`** - retorna um sinal de entrada binário aleatório de canal Nu , em que cada sinal de canal possui comprimento N . Os sinais em cada canal diferem um do outro;

- **u = idinput([Period,Nu,NumPeriod])** - retorna um sinal de entrada periódico, binário aleatório, de canal Nu, com período especificado e número de períodos. Cada sinal do canal de entrada tem comprimento *NumPeriod * Período*;
- **u = idinput(__,Type)** - especifica o tipo de sinal de entrada gerado. Os sinais podem ser da seguinte maneira:
 - **'rbs'** — *Random binary signal*;
 - **'rgs'** — *Random Gaussian signal*;
 - **'prbs'** — *Pseudorandom binary signal*;
 - **'sine'** — *Sum-of-sinusoids signal*.
- **u = idinput(__,Type,Band)** - especifica a banda de frequência do sinal. Para sinais binários pseudo-aleatórios (PRBS), Band especifica o inverso do período de *clock* do registrador;
- **u = idinput(__,Type,Band,Range)** - especifica a faixa de amplitude do sinal;
- **[u,freq] = idinput(__,'sine',Band,Range,SineData)** - especifica o tipo como um sinal de soma de senoides e especifica as características das ondas senoidais usadas para gerar o sinal no SineData. É possível especificar características como o número de ondas senoidais e sua separação de frequência. As frequências das ondas senoidais são retornadas em freq.

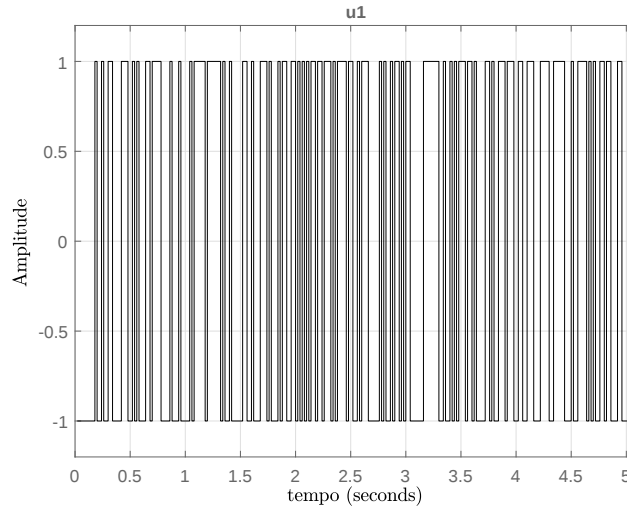
A seguir é mostrado um exemplo para a geração de um sinal PRBS não periódico, com comprimento $2^8 - 1 = 255$ e período de *clock* igual ao período de amostragem, 0.02 segundos. As amplitudes do sinal gerado são -1 ou 1. Este sinal pode ser visualizado na Figura 2.9.

```
N = 8; L = 2^N-1; T = 1; Range = [-1,1]; Band = [0 1];
PRBS = idinput([L,1,T], 'prbs', Band, Range);
PRBS = iddata([], PRBS, 0.02);
```

2.7 Projeto de Controle Otimizado para modelos espectrais MIMO

Nesta seção é apresentada a ideia principal do controlador H_∞ para sistemas *Single Input Single Output* (SISO). Posteriormente, a ideia do controlador robusto é estendido para sistemas *Multiple Input Multiple Output* (MIMO).

Figura 2.9 – Sinal Binário Pseudo Aleatório (PRBS).



Fonte: Próprio autor.

2.7.1 Abordagem para Sistemas SISO

Considera-se um sistema representado por um conjunto de modelos espectrais:

$$G = [G_1(jw), \dots, G_m(jw)] \quad (2.18)$$

Os modelos apresentados em (2.18) podem ser determinados por meio de um conjunto de dados entrada/saída via análise espectral. Para exemplificação, será considerado um modelo $G(jw)$ pertencente ao conjunto e, posteriormente, os resultados poderão ser estendidos para o caso de vários modelos e sistemas de tempos discretos.

O objetivo é projetar um controlador linearmente parametrizado dado por:

$$K(s) = \rho^T \phi(s) \quad (2.19)$$

em que

$$\rho^T = [\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_n] \quad (2.20)$$

$$\phi^T(s) = [\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_n] \quad (2.21)$$

n é o numero de parâmetros do controlador e $\phi_i(s)$, $i = 1, 2, \dots, n$, são funções de transferências estáveis, possivelmente com pólos no eixo imaginário. Uma propriedade dessa parametrização é que todos os pontos no diagrama de Nyquist de $L(jw) = K(jw)G(jw)$ pode ser escrito da seguinte maneira:

$$K(jw)G(jw) = \rho^T \phi(jw)G(jw) = \rho^T \mathcal{R}(w) + j\rho^T \mathcal{I}(w) \quad (2.22)$$

em que, $\mathcal{R}(w)$ e $\mathcal{I}(w)$ são as partes real e imaginária de $\phi(jw)G(jw)$, respectivamente.

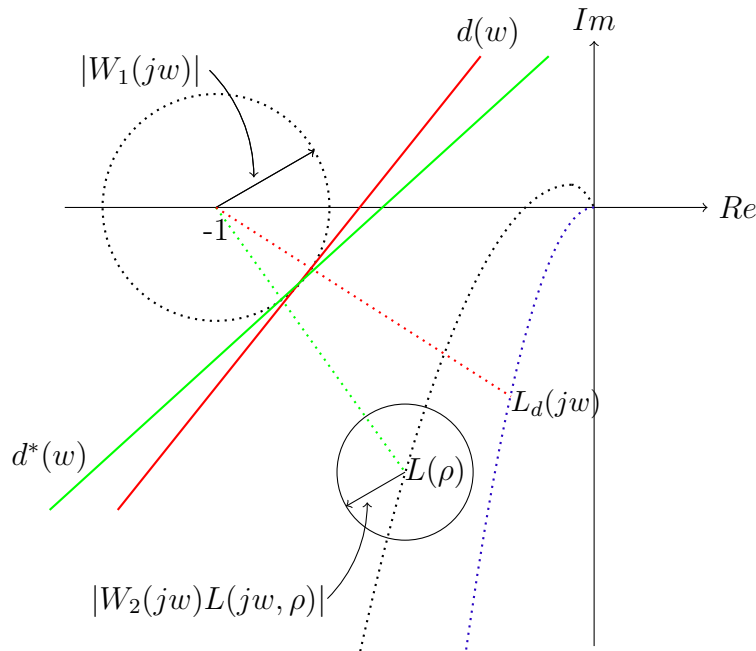
Normalmente, um controle robusto é projetado de modo a satisfazer $\|W_1 S\|_\infty < 1$ para um conjunto de modelos, onde W_1 é um filtro de ponderação e S é a função de sensibilidade. E, se o conjunto de modelos é representado pela incerteza multiplicativa, ou seja, $G'(s) = G(s)[1 + W_2(s)\Delta(s)]$, sendo $\Delta(s)$ uma função de transferência estável com $\|\Delta\|_\infty < 1$, a condição de desempenho robusto é dada por (DOYLE; FRANCIS; TANNENBAUM, 2013):

$$|W_1(jw)S(jw)| + |W_2(jw)\tau(jw)| < 1 \quad (2.23)$$

em que, $S(jw) = [1 + L(jw, \rho)]^{-1}$ é a função de sensibilidade e $\tau(jw) = L(jw, \rho)[1 + L(jw, \rho)]^{-1}$ é a complementar de sensibilidade.

Essa restrição é satisfeita se, e somente se, não houver interseção, no diagrama de Nyquist, entre o círculo de desempenho centrado no ponto crítico, com raio $|W_1(jw)|$, e os círculos de incerteza centrados em $L(jw)$, com raio $|W_2 L(jw)|$. Equivalentemente, essa condição é satisfeita se, e somente se, o círculo centrado em $L(jw)$ não intersectar a linha $d^*(w)$, tangente ao círculo com raio $|W_1(jw)|$ e, ortogonal à linha entre o ponto crítico e $L(jw)$, do lado direito de $d^*(w)$ na Figura 2.10. Esse critério gera restrições de desempenho robustas não convexas, uma vez que a linha $d^*(w)$ depende dos parâmetros do controlador (GALDOS; KARIMI; LONGCHAMP, 2009).

Figura 2.10 – Restrições convexas para performance robusta no diagrama de Nyquist.



Fonte: Adaptada de (GALDOS; KARIMI; LONGCHAMP, 2009).

A ideia básica é aproximar as restrições não convexas de (2.23) em restrições

convexas. A linha $d^*(w)$ pode ser aproximada pela linha $d(w)$, que também é tangente ao círculo de desempenho, porém, ortogonal à linha que conecta o ponto crítico ao ponto de $L_d(jw)$, que é uma função de transferência de malha aberta desejada. A ideia é que, se os círculos de incertezas estão do lado direito de $d(w)$, eles não têm interseção com o círculo de desempenho e, as restrições robustas de (2.23) são satisfeitas (GALDOS; KARIMI; LONGCHAMP, 2009).

Denotando-se x e y como as partes reais e imaginárias de um ponto no plano complexo, a linha $d(w)$ é definida como:

$$|W_1(jw)[1 + L_d(jw)]| - \mathcal{I}(L_d(jw))y - [1 + \mathcal{R}(L_d(jw))](1 + x) = 0 \quad (2.24)$$

Nota-se que a equação de $d(w)$ depende apenas de $W_1(jw)$ e $L_d(jw)$, que deveriam ser completamente conhecidos. Portanto, a próxima restrição linear garante que o ponto $L(jw, \rho)$ está no lado de $d(w)$ que exclui o ponto crítico:

$$|W_1(jw)[1 + L_d(jw)]| - \mathcal{I}(L_d(jw))\mathcal{I}(L(jw, \rho)) - [1 + \mathcal{R}(L_d(jw))](1 + \mathcal{R}(L(jw, \rho))) < 0 \quad (2.25)$$

Essa restrição linear pode ser aproximada por:

$$|W_1(jw)[1 + L_d(jw)]| - \mathcal{R}([1 + L_d(-jw)])[1 + \mathcal{R}(L(jw, \rho))] < 0 \quad (2.26)$$

Para garantir que todos os modelos dentro dos círculos de incertezas atendam à condição (2.26), o raio do filtro de desempenho é aumentado por $|W_2(jw)L(jw)|$, que fornece as seguintes restrições convexas:

$$|W_1(jw)[1 + L_d(jw)]| + |W_2(jw)L(jw, \rho)[1 + L_d(jw)]| - \mathcal{R}([1 + L_d(-jw)])[1 + \mathcal{R}(L(jw, \rho))] < 0 \quad (2.27)$$

Essas restrições é a aproximação convexa da condição de performance robusta em (2.23). O conservadorismo dessa aproximação depende da escolha de $L_d(jw)$. Uma vez que, a escolha de $L_d(jw)$ é feita de modo a garantir especificações de controle desejadas, é prudente minimizar um norma de $(L - L_d)$, garantindo as restrições convexas de desempenho robusto. Essa otimização passa a ser definida como problema de programação semi-infinita (SIP), tendo um número infinito de restrições e um número finito de variáveis:

$$\min_{\rho} \|L(\rho) - L_d\|$$

sujeito à

$$|W_1(jw)[1 + L_d(jw)]| + |W_2(jw)L(jw, \rho)[1 + L_d(jw)]| - \mathcal{R}([1 + L_d(-jw)])[1 + L(jw, \rho)] < 0 \quad (2.28)$$

2.7.2 Abordagem para sistemas MIMO

Nesta subseção é mostrada a extensão do projeto de controle otimizado para sistemas MIMO. Inicialmente, considera-se um conjunto G de modelos espectrais, com m LTI MIMO:

$$\mathfrak{G} = [\mathbf{G}_1(jw), \dots, \mathbf{G}_m(jw)] \quad (2.29)$$

em que, $\mathbf{G}_i$ é uma matriz, $n_o \times n_i$, de modelos espectrais, sendo n_i o número de entradas e n_o o número de saídas.

Os controladores multivariáveis são dados por uma matriz $\mathbf{K}(s)$ de dimensão $n_i \times n_o$, cujos elementos $K_{pq}(s)$ são linearmente parametrizados. Isso significa que $K_{pq}(s) = \rho_{pq}^T \phi_{pq}(s)$, em que ρ_{pq}^T é o vetor de parâmetros de $K_{pq}(s)$ e $\phi_{pq}(s)$ é o vetor das funções de transferências. A principal propriedade dessa parametrização é que todo componente da matriz $\mathbf{L}(jw) = \mathbf{K}(jw)\mathbf{G}(jw)$, no diagrama de Nyquist, pode ser descrito como uma função linear dos parâmetros do controlador ρ :

$$\rho^T = [\rho_{11}, \dots, \rho_{1n_i}, \dots, \rho_{n_o1}, \dots, \rho_{n_on_i}] \quad (2.30)$$

A generalização do critério de estabilidade de Nyquist mostra que o sistema realimentado será estável se, e somente se, a soma líquida dos contornos em torno do ponto crítico, formados pelos autovalores da matriz $\mathbf{L}(jw)$ é igual ao número total de pólos de $\mathbf{L}(jw)$ no semiplano direito (GALDOS; KARIMI; LONGCHAMP, 2009).

Os autovalores da matriz $\mathbf{L}(jw)$ em cada frequência são funções não convexas em relação aos parâmetros do controlador. Uma condição suficiente para estabilidade é obtida aproximando os autovalores usando as bandas de Gershgorin (GALDOS; KARIMI; LONGCHAMP, 2009). Seja $\mathbf{L}(jw, \rho)$ a matriz de malha aberta, $n_o \times n_o$, com elementos complexos $L_{pq}(jw, \rho)$. Para $q \in 1, \dots, n_o$ o seguinte parâmetro é definido:

$$r_q(w, \rho) = \sum_{p=1, p \neq q}^{n_o} |L_{pq}(jw, \rho)| \quad (2.31)$$

que é uma função convexa em relação aos parâmetros do controlador. Seja $D(L_{qq}(jw, \rho), r_q(w))$ um círculo centrado em $L_{qq}(jw, \rho)$ e raio $r_q(w)$. Esse círculo é chamado de banda de Gershgorin. Cada autovalor de $\mathbf{L}(jw, \rho)$ está dentro de pelo menos um círculo $D(L_{qq}(jw, \rho), r_q(w))$, para $q = 1, \dots, n_o$ (ROSENBROCK, 1970).

Proposição 1. ([ROSENBROCK, 1975](#)) Considere que os elementos da matriz $L(jw) = K(jw)G(jw)$, $n_o \times n_o$, satisfaçam

$$|r_q(w)| < |1 + L_{qq}(jw)| \quad (2.32)$$

para $q = 1, \dots, n_o$ e para todo w no contorno de Nyquist, em que

$$r_q(w) = \sum_{p=1, p \neq q}^{n_o} |L_{pq}(jw)| \quad (2.33)$$

Seja a q^{th} banda de Gershgorin de $L(jw)$, que são compostas por círculos centrados em $L_{qq}(jw)$ e raio $r_q(w)$, contornando o ponto crítico $(-1, j0)$ N_q vezes. Então, o sistema com realimentação negativa é estável se, e somente se

$$\sum_{q=1}^{n_o} N_q = P_o \quad (2.34)$$

onde, P_o é o número de polos instáveis de $L(s)$.

Portanto, para um sistema estável em malha aberta, a malha fechada é estável se o conjunto das bandas de Gershgorin, de raio $r_q(w)$, da matriz $\mathbf{L}(jw, \rho)$ está estritamente do lado direito de uma linha que passa pelo ponto crítico $(-1 + j0)$, $\forall w$ e $q = 1, \dots, n_o$. Uma linha $d_q(w)$ poderia ser usada para dividir o plano em dois semiplanos, tal como mostrada na Figura 2.11. A inclinação dessa linha pode ser alterada de modo a ampliar o conjunto de controladores admissíveis, se uma função de malha aberta desejada $L_{Dq}(jw)$ é definida para cada q^{th} componente diagonal. Em cada frequência w , a linha $d_q(w)$ é ortogonal à linha que liga o ponto crítico para $L_{Dq}(jw)$. Se todas as bandas de Gershgorin, $\forall w$, estiverem localizadas no mesmo lado de $L_{Dq}(jw)$, em relação às linhas $d_q(w)$, a estabilidade é garantida. Portanto, uma matriz desejada $\mathbf{L}_D$, $n_o \times n_o$, pode ser definida com L_{Dq} como o q^{th} elemento diagonal ([GALDOS; KARIMI; LONGCHAMP, 2009](#)).

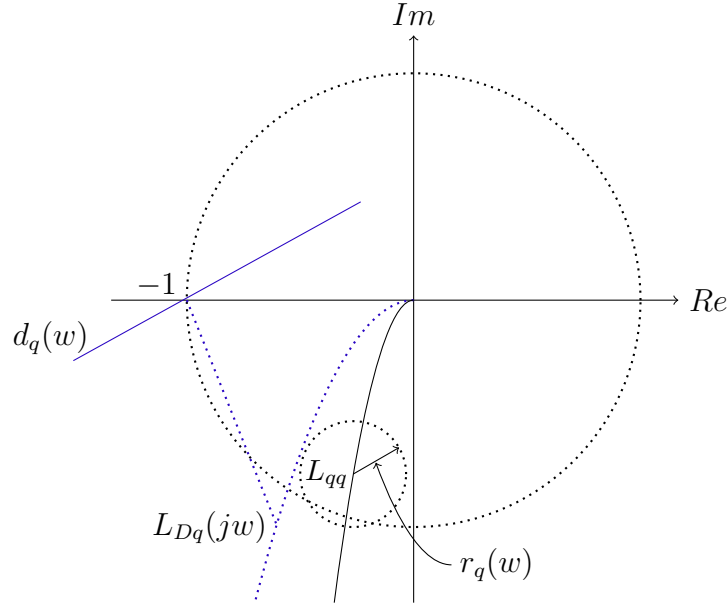
Como observado, essa abordagem também pode ser aplicada em sistemas instáveis. A principal condição é que $L_D(jw)$ seja uma matriz de funções de transferências estritamente apropriadas e o conjunto de seus autovalores deve envolver P_o vezes o ponto crítico de $G(s)$.

Teorema 1. ([GALDOS; KARIMI; LONGCHAMP, 2009](#)) Dado o modelo espectral $G(jw)$, o controlador linearmente parametrizado $K(s)$, definido nessa subseção, estabiliza o sistema em malha fechada se

$$|r_q(w, \rho)| - \frac{\Re([1 + L_{Dq}(-jw)][1 + L_{qq}(jw, \rho)])}{|1 + L_{Dq}(jw)|} < 0 \quad (2.35)$$

$\forall w$ e $q = 1, \dots, n_o$, onde a matriz diagonal é escolhida de modo que o número de contornos pelo ponto crítico de seus autovalores, no diagrama de Nyquist, é igual ao número de pólos instáveis de $G(s)$.

Figura 2.11 – Restrições convexas para a generalização do critério de estabilidade de Nyquist.



Fonte: Adaptada de (GALDOS; KARIMI; LONGCHAMP, 2009).

Prova. Como o valor real de um número complexo é menor ou igual à sua magnitude, tem-se:

$$\Re([1 + L_{Dq}(-jw)][1 + L_{qq}(jw, \rho)]) \leq |[1 + L_{Dq}(-jw)][1 + L_{qq}(jw, \rho)]| \quad (2.36)$$

Então, de (2.35), obtém-se:

$$|r_q(w, \rho)| - (1 + L_{qq}(jw, \rho)) < 0 \quad (2.37)$$

o que leva a (2.32).

Agora, deve-se mostrar que este controlador estabiliza o sistema. De (2.35), tem-se:

$$\Re([1 + L_{Dq}(-jw)][1 + L_{qq}(jw, \rho)]) > 0 \quad (2.38)$$

ou que $NC[1 + L_{Dq}(-jw)][1 + L_{qq}(jw, \rho)] = 0$, em que NC corresponde ao número de contorno em torno da origem. Deve-se mencionar que $L_{qq}(jw, \rho)$ é zero para o semicírculo de raio infinito do mapeamento de Nyquist. Portanto, $NC[1 + L_{qq}(jw, \rho)]$ depende apenas da variação de s no eixo imaginário. Por outro lado, como $L_{Dq}(jw)$ é uma função de transferência estritamente adequada, ela também é zero para esse semicírculo. Consequentemente, o $NC[1 + L_{Dq}(-jw)]$ também é determinado pela variação de s . Assim sendo:

$$\sum_{q=1}^{n_o} NC([1 + L_{Dq}(jw)]) = \sum_{q=1}^{n_o} NC([1 + L_{qq}(jw, \rho)]) \quad (2.39)$$

Como $\mathbf{L}_{Dq}(jw)$ satisfaz o critério generalizado de Nyquist, $\mathbf{L}(jw)$ também satisfará e todos os sistemas em malha fechada serão estáveis.

As restrições de estabilidade convexa mostradas em (2.35) adicionam algum conservadorismo à abordagem, já que a localização de um autovalor não é mais considerada em um ponto e sim, dentro de círculo $D(L_{qq}(jw, \rho), r_q(w))$. A fim de reduzir esse conservadorismo, o raio desse círculo $r_q(w)$ deve ser minimizado. Isso equivale a minimizar a magnitude das componentes fora da diagonal principal da matriz de transferência de malha aberta $L(jw, \rho)$. Dessa forma, é prudente minimizar o seguinte critério (GALDOS; KARIMI; LONGCHAMP, 2009):

$$J(\rho) = \|L(\rho) - L_D\|_2^2 \quad (2.40)$$

Dessa forma, os elementos fora da diagonal principal de $L(jw, \rho)$ serão minimizados, o que ajuda a desacoplar o sistema.

2.8 Otimização usando YALMIP

YALMIP é um *toolbox* que permite com que problemas envolvendo programação matemática seja representados de maneira simplificada ao MATLAB. É possível solucionar problemas de programação linear, programação inteira e mista, problemas de programação semi definida e desigualdades matriciais bilineares. Uma das principais vantagens desse *toolbox* é o suporte para vários *solvers*, como o LMILab (*solver LMI control toolbox*) e o SeDuMi (*Self-Dual-Minimization*).

A seguir, serão mostrados os comandos básicos para a utilização do SeDuMi.

2.8.1 Definição das variáveis de decisão

As variáveis de decisão são a base em problemas de otimização. Essas variáveis são representadas, no YALMIP, por objetos `sdpvar`. Usando a sintaxe do YALMIP, pode-se, por exemplo, definir uma matriz simétrica $P \in \mathbb{R}^n$ com o seguinte comando:

```
>> P = sdpvar(n, n, 'symmetric', 'real');
```

2.8.2 Definição das restrições

A definição das restrições no YALMIP é feita pela simples criação e concatenação das mesmas. Portanto, pode-se, por exemplo, criar uma matriz simétrica e uma restrição de definição positiva usando o seguinte código:

```
>> P = sdpvar(n,n,'symmetric','real');
>> C = [P>=0];
```

2.8.3 Resolvendo problemas de otimização

Após a definição das variáveis de decisão e restrições do problema, a otimização pode ser feita. Para exemplificação, com a posse das matrizes C , A e B é desejado minimizar $C^T x$, sujeito às restrições $Ax \leq b$ e $\sum x_i = 1$. O código YALMIP é descrito da seguinte maneira:

```
>> x = sdpvar(length(C),1);
>> rest = [A*x <= b; sum(x)==1];
>> optimize(rest,c'*x);
```

É possível definir o solucionador desejado para a otimização. Para isso, é utilizada a função 'sdpsettings', que faz a comunicação entre o YALMIP e o solucionador. Esta opção deve aparecer como terceiro argumento do comando *optimize*.

2.8.4 SeDuMi

SeDuMi é um solucionador, complemento para o MATLAB, que permite resolver problemas de otimização com restrições lineares, quadráticas e semi definidas. Neste *solver*, é possível trabalhar com dados complexos e solucionar problemas de otimização em larga escala (STURM, 1999).

2.9 Descrição do problema de acoplamento dos eixos

Nesta seção é desenvolvido o modelo matemático do sistema adotado neste trabalho. A partir do modelo desenvolvido, será possível verificar o termo de acoplamento dos eixos de referência.

Aplicando-se uma análise de circuito, e negligenciando-se a dinâmica do capacitor, a estrutura apresentada na Figura 2.12 pode ser descrita por meio da seguinte equação:

$$v_{t,abc} = R_t i_{t,abc} + L_t \frac{di_{t,abc}}{dt} + v_{g,abc} \quad (2.41)$$

em que,

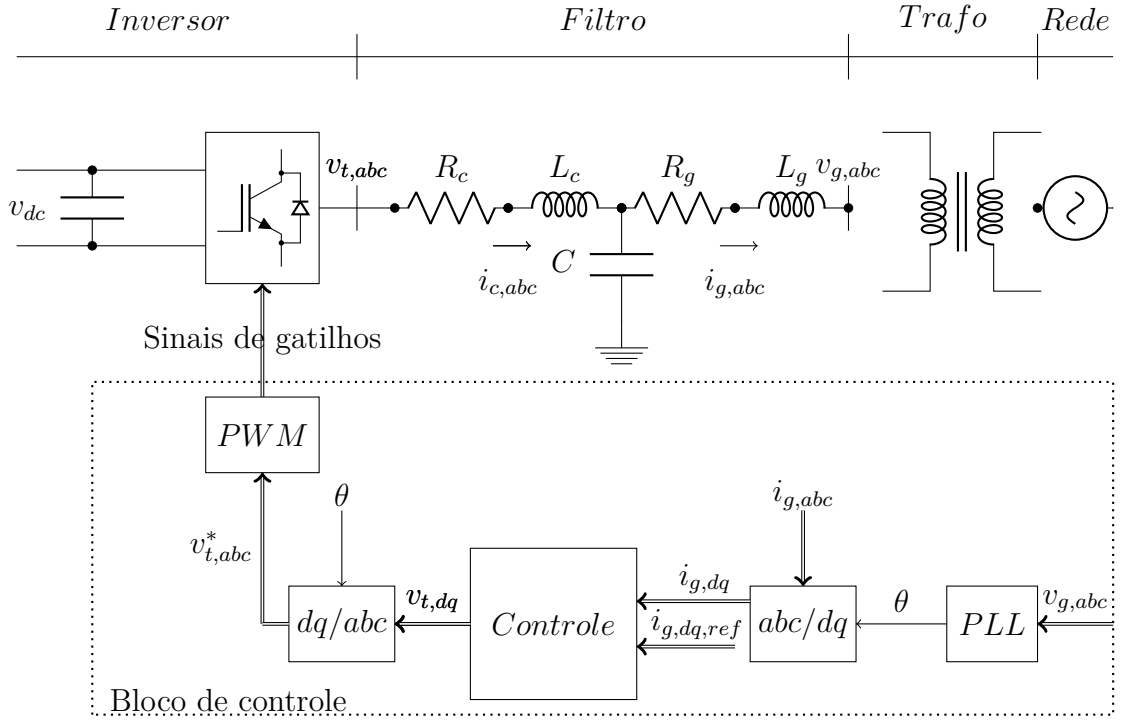
$v_{t,abc}$: tensões trifásicas na saída do inversor;

$L_t = L_c + L_g$: soma das indutâncias do lado do inversor e do lado da rede, respectivamente;

$R_t = R_c + R_g$: soma das resistências das indutâncias L_c e L_g ;

$i_{t,abc} = i_{c,abc} = i_{g,abc}$: correntes trifásicas do lado do inversor e do lado da rede, respectivamente;

Figura 2.12 – Estrutura do inversor com filtro LCL conectado à rede.



Fonte: Adaptada de (BAHRANI; VASILADIOTIS; RUFER, 2014).

$v_{t,abc}$: tensões trifásicas da rede.

Considerando-se o ângulo de fase de $v_{g,abc}$, a equação (2.41) é desenvolvida no domínio dq . Dessa forma, pode-se chegar à equação (2.42) (BAHRANI; KENZELMANN; RUFER, 2011).

$$v_{t,dq} = R_t i_{t,dq} + L_t \frac{di_{t,dq}}{dt} + jw_n L_t i_{t,dq} + v_{g,dq} \quad (2.42)$$

em que,

$v_{t,dq}$: tensão na saída do inversor, no domínio dq ;

$i_{t,dq}$: correntes do lado do inversor e do lado da rede, no domínio dq ;

w_n : frequência da rede;

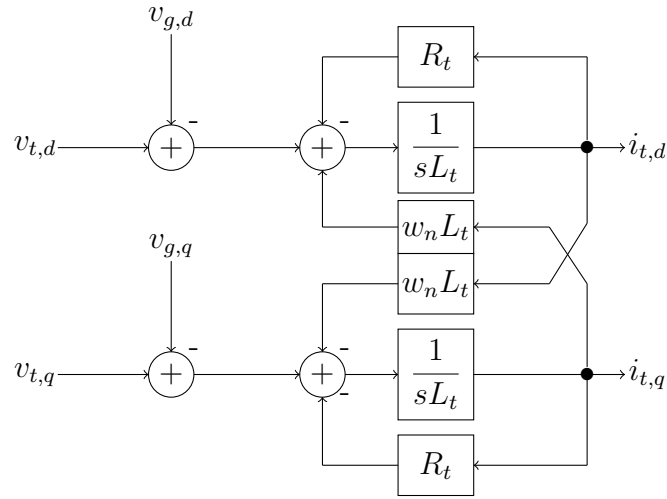
$v_{t,dq}$: tensão da rede, no domínio dq .

Separando a equação (2.42) em termos reais e imaginários, tem-se:

$$v_{t,d} + w_n L_t i_{t,q} - v_{g,d} = R_t i_{t,d} + L_t \frac{di_{t,d}}{dt} \quad (2.43)$$

$$v_{t,q} - w_n L_t i_{t,d} - v_{g,q} = R_t i_{t,q} + L_t \frac{di_{t,q}}{dt} \quad (2.44)$$

Figura 2.13 – Estrutura do sistema teste.



Fonte: Adaptada de (BAHRANI et al., 2013).

As equações (2.43) e (2.44) representam a relação entre os sinais de controle e as correntes de cada eixo. Observa-se que em cada equação existe um termo mútuo, comprovando o acoplamento dos eixos. É possível desenvolver diagramas, no domínio de Laplace, que representem essas equações, tal como apresentado na Figura 2.13. Projetando-se controladores apropriados é possível conseguir um sistema, em malha fechada, no qual esses termos de acoplamento sejam eliminados.

2.10 Considerações

Neste capítulo foi apresentada a base conceitual desta dissertação. As abordagens feitas facilitam o melhor entendimento das análises realizadas durante o texto. Foi mostrado um resumo de cada tópico estudado e, ao final do capítulo, descreveu-se um dos problemas a ser solucionado neste trabalho.

3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo são abordadas algumas contribuições importantes, relacionadas ao tema deste trabalho. As referências apresentadas servem de base para mostrar o desenvolvimento dos métodos de controle utilizados para conexão do inversor de potência à rede elétrica.

3.1 Propostas de controle para conexão do inversor à rede elétrica

Vários métodos de controle têm sido propostos, ao decorrer dos últimos anos, para a conexão do inversor de potência à rede elétrica. Um trabalho que ficou bastante conhecido foi apresentado por (SCHAUDER; MEHTA, 1993). Nesse trabalho os autores utilizam filtros L para a conexão do inversor com a rede e, o controle é feito utilizando os referenciais de eixos direto e quadratura (dq), controladores Proporcionais Integrais (PI) e sinais de *feedforward*. Os resultados obtidos se mostraram satisfatórios, porém, verificou-se que devido a imperfeição de rejeição de perturbação dos controladores, erros paramétricos e incompatibilidade de modelagem matemática, os eixos referenciais não puderam ser desacoplados.

Uma solução para o acoplamento é apresentada em (BAHRANI; KENZELMANN; RUFER, 2011), chamada de controle PI multivariável. Nesse trabalho, a conexão do inversor com a rede também é feita por meio de filtros L e, a técnica proposta é comparada a estratégia convencional, apresentada em (SCHAUDER; MEHTA, 1993). Os autores constataram a eficiência do método proposto. O mesmo não impõe uma complexidade estrutural excessiva, comparada com a abordagem convencional, conseguiu rastrear os sinais de referência com erro nulo em regime estacionário, foi tão rápido quanto o método anterior, teve uma capacidade de desacoplamento superior e apresentou menor sensibilidade às incertezas paramétricas do sistema. Entretanto, por ser dependente de um modelo paramétrico, o desacoplamento não é perfeito.

Outra solução para o acoplamento também pode ser alcançada se utilizada a metodologia apresentada em (GALDOS; KARIMI; LONGCHAMP, 2009). Nesse trabalho, são investigadas estratégias de controle robusto, baseados em otimização. São considerados sistemas lineares de múltiplas entradas e múltiplas saídas, invariantes no tempo, (LTI-MIMO), representados por conjuntos de valores complexos no domínio da frequência. O critério de estabilidade de Nyquist é aproximado por um conjunto de restrições convexas, relacionando os parâmetros de um controlador linearmente parametrizado. Os elementos das diagonais do controlador são ajustados para satisfazer os desempenhos desejados

e, simultaneamente, buscar o desacoplamento do sistema. Os resultados das simulações mostram a eficiência do método.

Com base no trabalho anterior, em (BAHRANI et al., 2013) é apresentada uma estratégia de controle para regular a corrente do inversor de potência com filtro L ligado à rede. Nessa proposta, o modelo não-paramétrico do sistema é obtido e, posteriormente, um controlador é derivado, resolvendo-se um problema restrito de otimização convexa. A solução busca minimizar a diferença entre as matrizes de malha aberta do sistema e uma matriz de malha aberta desejada, garantindo-se robustez e estabilidade em malha fechada. O método é capaz de desacoplar os eixos e permite obter melhor desempenho do inversor, comparado com propostas anteriores.

Uma melhoria na qualidade nos sinais entregues à rede é alcançada quando utilizados filtros superiores aos L. Nesse caso, é obtido uma maior atenuação dos harmônicos gerados pelo conversor. Entretanto, aumenta-se a complexidade de controle, já que são adicionados novos pólos ao sistema. Pensando nisso, (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006) investigam os problemas de estabilidade gerados quando a conexão é feita por meio de filtros LCL. Nesse trabalho, são analisadas diferentes condições do sistema, mostrando que as variações nos parâmetros da rede pode tornar o sistema instável. É comprovado que o uso de controladores ressonantes e a estratégia de amortecimento ativo resulta em um ótimo desempenho para o sistema.

Outro trabalho abordando a estratégia de amortecimento ativo é apresentado em (DANNEHL; LISERRE; FUCHS, 2011). Nesse trabalho é mostrado um estudo sistemático de amortecimento ativo baseado em filtro, com referência a largura de banda, robustez e complexidade. São feitas diferentes análises, destacando o desempenho da proposta e as limitações em caso de distintas posições para os sensores de correntes e frequências de ressonância. São discutidos os procedimentos de ajustes e o impacto no conteúdo harmônico para baixas e altas frequências. A solução utilizando o filtro adotado (*notch-filter*) é provada ser a mais flexível e o método mais eficaz de amortecimento ativo, mesmo que não seja necessário em todos os cenários abordados.

O problema de instabilidade em sistemas baseados em filtros LCL também é solucionado utilizando a estratégia de amortecimento passivo. Essa técnica é a mais adotada quando se busca garantir a estabilidade do conversor conectado à rede, uma vez que, não é necessário a utilização de novos sensores e nem alteração no controle para o caso dos filtros L. Um dos principais problemas para a abordagem desse tipo de amortecimento são as perdas adicionais que são geradas com a adição do elemento passivo. Pensando nesse problema, em (PEÑA-ALZOLA et al., 2013b) é feito um estudo para estimação do resistor usado para o amortecimento, de modo a garantir a estabilidade sem comprometer a eficiência do filtro. As análises fornecidas permitem selecionar o valor do resistor e estimar as perdas.

Outro trabalho abordando a estratégia de amortecimento passivo é apresentado em (WU et al., 2013). Nesse artigo os autores apresentam um novo esquema de amortecimento passivo, com baixas perdas, para filtros LLCL. É proposta uma técnica para otimização do resistor, sendo eficiente tanto para filtros LCL como LLCL. São feitas análises de controle e perdas para diferentes filtros. É comprovado que, comparado ao filtro LCL, a proposta do filtro LLCL com amortecimento passivo além de reduzir a indutância total e volume do filtro, também reduz as perdas geradas pela adição do elemento resistivo.

Considerando a melhoria da qualidade dos sinais entregues à rede com a utilização dos filtros de ordens superiores, em (BAHRANI; VASILADIOTIS; RUFER, 2014) é apresentada a extrapolação do método mostrado em (BAHRANI et al., 2013). Nesse trabalho, a estratégia de controle baseado em otimização é analisada para o inversor com filtro LCL. Os resultados mostraram que os controladores conseguiram desacoplar, de modo eficiente, os eixo dq , tiveram um ótimo rastreamento de referência e não houve necessidade de adicionar técnicas extras de amortecimento.

3.2 Quadro sinóptico da revisão bibliográfica

Os principais trabalhos que motivaram e serviram como base para esta dissertação foram apresentados na seção anterior. Com base na revisão bibliográfica, observa-se que várias publicações abordaram com sucesso diferentes técnicas de controle para conexão do inversor à rede elétrica por meio de filtros LCL. Como esse filtro apresentam dinâmicas que podem tornar o sistema instável, a maioria das propostas de controle fazem o uso de técnicas extras para o amortecimento em torno da frequência de ressonância do sistema. Outro ponto de interesse não abordado por boa parte dos trabalhos apresentados é o desacoplamento das potências injetados pelo inversor.

Pelo exposto, esta dissertação pretende contribuir com à análise de métodos de controle para a conexão do inversor à rede por meio de filtros de alta ordem. Estas abordagens objetivam o desacoplamento das potências, garantindo a estabilidade do sistema.

Na Tabela 3.1, as contribuições dos trabalhos citados são apresentadas de forma sumarizada. Além disso, a contribuição científica que se pretende alcançar é mencionada.

3.3 Considerações

Neste capítulo foi apresentada a revisão bibliográfica realizada neste trabalho. Foram apresentadas as principais contribuições já realizadas a respeito do tema tratado. Ao final, é mostrada a contribuição desta dissertação.

Tabela 3.1 – Resumo das contribuições das pesquisas citadas durante o capítulo.

Ano	Pesquisadores	Contribuição
1993	Schauder; Mehta	Apresentou-se a proposta para conexão do inversor por meio de filtros L, usando referenciais dq. Obteve-se um bom desempenho de controle, porém, não alcançou o desacoplamento das injeções de potências.
2006	Liserre; Teodorescu; Blaabjerg	Investigou-se a estabilidade do sistema para a conexão do inversor por meio de filtro LCL. Observou-se que o uso de controladores ressonantes e o amortecimento AD garante um bom desempenho para o sistema.
2009	Galdos; Karimi; Longchamp	Estudou-se a estratégia de controle robusto, baseada em otimização, para sistemas multivariáveis. Obteve-se estabilidade e desacoplamento dos eixos.
2011	Bahrani; Kenzelmann; Rufer	Analizou-se a conexão do inversor à rede com filtro L, utilizando o método de controle PI multivariável. A estratégia apresentou uma maior eficiência para o desacoplamento das potências, comparada a convencional.
2011	Dannehl; Liserre; Fuchs	Apresentou-se um estudo para a estratégia AD baseada em <i>notch-filter</i> . Provou-se a flexibilidade e eficiência do método.
2013	Bahrani et al.	Abordou-se a estratégia de controle otimizada para o inversor conectado à rede por meio de filtros L. Obteve-se o desacoplamento dos eixos e ótimo desempenho para o controle.
2013	Peña-Alxola et al.	Analizou-se a estabilidade de sistemas baseados em filtros LCL com a estratégia de amortecimento PD. Permitiu-se a seleção do valor ótimo para o resistor do filtro e a estimação das perdas.
2013	Wu et al.	Avaliou-se o amortecimento PD com a utilização de filtro LLCL. Comprovou-se a redução do filtro e perdas geradas.
2014	Bahrani et al.	Abordou-se a estratégia de controle otimizada para o inversor conectado com à rede por meio de filtros LCL. Obteve-se o desacoplamento dos eixos e ótimo desempenho para o controle.
2020	Este trabalho	Abordou-se diferentes controles para a conexão do inversor à rede por meio de filtros LCL. Focando-se no desacoplamento das potências injetadas e estabilidade do sistema, foram apresentadas as características para cada técnica abordada.

Fonte: Próprio autor.

4 FUNDAMENTAÇÃO DAS TÉCNICAS

Neste capítulo são abordados os três métodos de controle propostos para conexão do inversor trifásico à rede elétrica com filtros LCL. Inicialmente será desenvolvido o modelo do controlador convencional, baseado em uma simplificação do sistema. Posteriormente, será mostrada a estrutura para o controlador PI multivariável, que assim como o convencional, também se baseia em um modelo de primeira ordem. E por fim, será apresentado o controle baseado em otimização, definido por modelos não-paramétricos do sistema e controladores de quinta ordem.

4.1 Controle dq convencional

A estratégia de controle de corrente dq é bastante conhecida e estudada na literatura (SCHAUDER; MEHTA, 1993), (KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998) e (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006). Baseia-se em um modelo simplificado da planta e uma estratégia de controle que busca o desacoplamento dos eixos de referências.

4.1.1 Estrutura do controlador

Adotando-se as equações (2.43) e (2.44), é definida uma estratégia de controle para a tensão do inversor, de modo a se obter um controle desacoplado das correntes $i_{t,d}$ e $i_{t,q}$. Este controle é expresso pelas seguintes equações:

$$v_{t,d} = u_{c,d} - L_t \omega_n i_{t,q} + v_{g,d} \quad (4.1)$$

$$v_{t,q} = u_{c,q} - L_t \omega_n i_{t,d} + v_{g,q} \quad (4.2)$$

em que $u_{c,d}$ e $u_{c,q}$ são sinais de controle dos eixos d e q, respectivamente.

Substituindo $v_{t,d}$ e $v_{t,q}$, respectivamente, na equação (2.42), o sistema base é representado conforme a equação:

$$\begin{pmatrix} u_{c,d} \\ u_{c,q} \end{pmatrix} = L_t \begin{pmatrix} \frac{di_{t,d}}{dt} \\ \frac{di_{t,q}}{dt} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_t & 0 \\ 0 & R_t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{t,d} \\ i_{t,q} \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

Observa-se em (4.3) que a relação entre os sinais de controle e as correntes controladas é dada por um sistema desacoplado, tendo os elementos da diagonal secundária

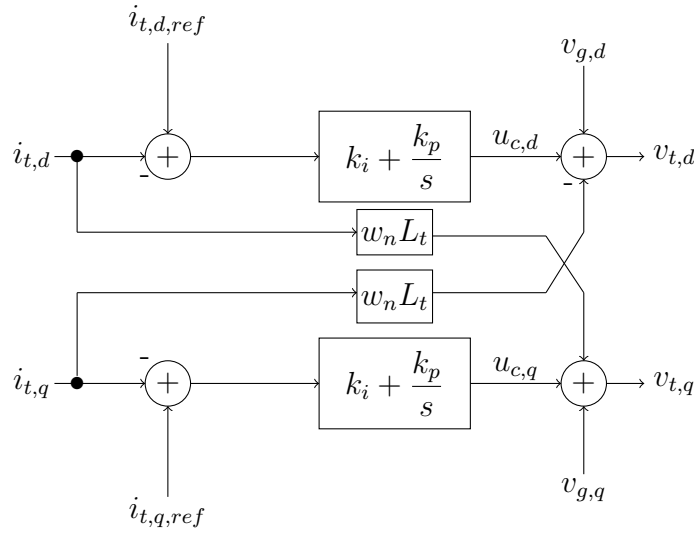
nulos. A função de transferência desse sistema é definido conforme a seguinte equação:

$$G_s(s) = \frac{K_s}{1 + sT_s} \quad (4.4)$$

em que $K_s = 1/R_t$ e $T_s = L_t/R_t$.

De acordo com (4.4), a relação de $i_{t,d}$ e $i_{t,q}$ com os sinais de controle $u_{c,d}$ e $u_{c,q}$ é definida por meio de uma simples função de transferência de primeira ordem. Dessa forma, as regras de controle de (4.1) e (4.2) são completadas com a definição dos sinais de *feedback* e controladores PI de primeira ordem (SCHAUDER; MEHTA, 1993). A estrutura de controle pode ser visualizada na Figura 4.1.

Figura 4.1 – Diagrama estrutural do controle dq convencional.



Fonte: Adaptada de (SCHAUDER; MEHTA, 1993).

4.2 Controle PI multivariável

Nesta seção é desenvolvido o projeto do *Pseudocontinuous Multivariable Current Controller* (PMCC) e, posteriormente, seu diagrama estrutural. Esse controlador é definido com base no modelo simplificado da planta e do bloco *Pulsewidth Modulation* (PWM). Buscando-se eliminar o termo de acoplamento dos eixos, o controlador é desenvolvido.

4.2.1 Estrutura do controlador

Inicialmente é aplicada a transformada de Laplace na equação descrita em (2.42), resultando em:

$$V_{t,dq}(s) = R_t I_{t,dq}(s) + L_t s I_{t,dq} + j w_n L_t I_{t,dq}(s) + V_{g,dq}(s) \quad (4.5)$$

Como a tensão $V_{g,dq}$ é fixa e imposta pela rede, pode-se adicioná-la à saída do controlador como sinal de *feedforward*, para eliminar seu efeito. Dessa forma, subtraindo o termo $V_{g,dq}$ da equação (4.5), é possível definir uma função de transferência complexa do sistema. Essa função relaciona $I_{t,dq}$ com $(V_{t,dq} - V_{g,dq})$, e é definida da seguinte maneira:

$$G_s(s) = \frac{K_s}{1 + (s + jw_n)T_s} \quad (4.6)$$

em que, $K_s = 1/R_t$ e $T_s = L_t/R_t$.

De acordo com (BAHRANI; KENZELMANN; RUFER, 2011) o bloco (*PWM*) pode ser modelado conforme:

$$G_{PWM}(s) = \frac{1}{1 + sT_{pE}} \quad (4.7)$$

em que T_{pE} representa o valor médio dos atrasos causados pelo conversor PWM, dispositivos de medições, etc.

Considerando-se as modelagens feitas, o sistema, em malha aberta, pode ser descrito conforme a seguinte equação:

$$G_o(s) = G_R(s) \left(\frac{1}{1 + sT_{pE}} \right) \left(\frac{K_s}{1 + (s + jw_n)T_s} \right) \quad (4.8)$$

em que $G_R(s)$ representa o controlador PI multivariável.

Buscando-se obter uma função sem o termo complexo, projeta-se o controlador de modo a anular tal termo. Dessa forma, $G_R(s)$ é descrita como:

$$G_R(s) = \frac{1 + (s + jw_n)T_s}{sT_i} \quad (4.9)$$

Considerando a descrição de $G_R(s)$, a função $G_o(s)$ passa a ser descrita da seguinte maneira:

$$G_o(s) = \frac{K_s}{sT_i(1 + sT_{pE})} \quad (4.10)$$

$G_o(s)$ é simplificada e não contém o termo de acoplamento dos eixos. O termo remanescente T_i é o parâmetro a ser projetado, e pode ser calculado usando o critério de margem de fase, por exemplo. De acordo com (BAHRANI; KENZELMANN; RUFER, 2011) a relação entre T_i e T_{pE} é dada pela seguinte equação:

$$T_i = 2K_sT_{pE} \quad (4.11)$$

O projeto do controlador PI multivariável, descrito em (4.9), é composto por termos reais e imaginários. Separando-se esses termos, o controlador é expresso de acordo com a seguinte equação:

$$Y_d + jY_q = \left(\frac{1 + sT_s}{sT_i} + j \frac{w_n T_s}{sT_i} \right) (I_{\epsilon,d} + jI_{\epsilon,q}) \quad (4.12)$$

Assim sendo,

$$Y_d = \frac{1 + sT_s}{sT_i} I_{\epsilon,d} - \frac{w_n T_s}{sT_i} I_{\epsilon,q} \quad (4.13)$$

$$Y_q = \frac{1 + sT_s}{sT_i} I_{\epsilon,q} + \frac{w_n T_s}{sT_i} I_{\epsilon,d} \quad (4.14)$$

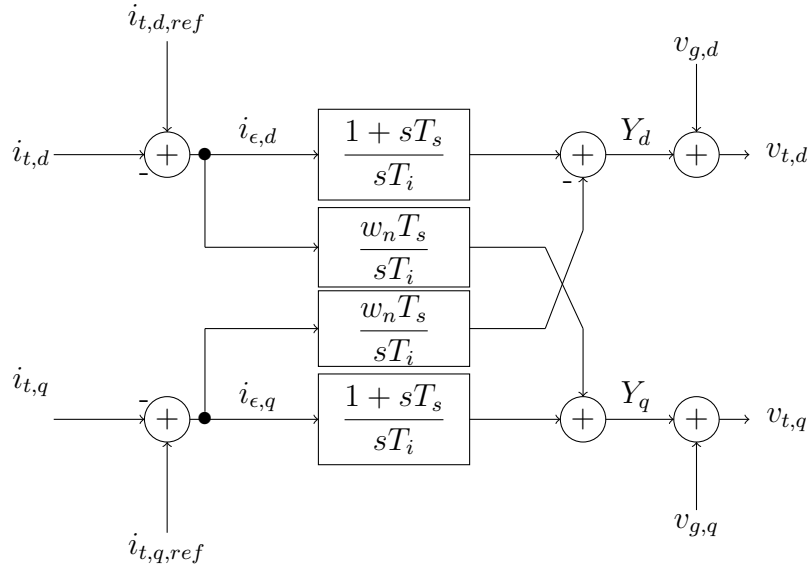
em que,

Y_d : saída, no eixo d, do controlador PI multivariável;

Y_q : saída, no eixo q, do controlador PI multivariável;

As equações (4.13) e (4.14) representam os sinais de controle de ambos os eixos, respectivamente e, em ambas as equações o termo de cruzamento está incluído. Na Figura 4.2 é possível visualizar o diagrama estrutural do controlador PI multivariável.

Figura 4.2 – Diagrama estrutural do controlador PI multivariável com o sinal *feedforward* de tensão.



Fonte: Adaptada de (BAHRANI et al., 2013).

4.3 Controlador de corrente multivariável baseado em otimização

Nesta seção é desenvolvido o projeto do Controlador de Corrente Multivariável Baseado em Otimização (OMCC) e, posteriormente, o diagrama estrutural correspondente. O controlador multivariável de corrente se baseia na solução de um problema de otimização restrita, buscando-se minimizar a diferença entre a matriz de malha aberta do sistema e uma matriz de malha aberta desejada. A minimização está sujeita à restrições convexas. Inicialmente são desenvolvidos modelos não-paramétricos do sistema, definido por uma matriz de dimensão 2x2 e em seguida, o controlador é calculado.

4.3.1 Modelo não-paramétrico do sistema

De acordo com (BAHRANI et al., 2013) o modelo do sistema é representado por uma matriz de transferência, dada por:

$$\begin{pmatrix} I_{g,d} \\ I_{g,q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{G}_{11} & \mathbf{G}_{12} \\ \mathbf{G}_{21} & \mathbf{G}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{t,d} \\ V_{t,q} \end{pmatrix} \quad (4.15)$$

Para alcançar o modelo não-paramétrico, pode-se, por exemplo, excitar o sistema através da aplicação de uma Sequência Binária Pseudoaleatória (PRBS) (LANDAU et al., 2011). O PRBS é definido como uma sequência de pulsos retangulares, com largura aleatória, com propriedades de um ruído branco no tempo discreto. No sistema, apresentado na Figura 2.12, excita-se $v_{t,d}$ com o PRBS e as funções de transferências G_{11} e G_{21} são encontradas, conforme as equações:

$$\mathbf{G}_{11} = \frac{\mathcal{F}(i_{g,d})}{\mathcal{F}(v_{t,d})} \quad (4.16)$$

$$\mathbf{G}_{21} = \frac{\mathcal{F}(i_{g,q})}{\mathcal{F}(v_{t,d})} \quad (4.17)$$

em que, $\mathcal{F}$ é a transformada de Fourier.

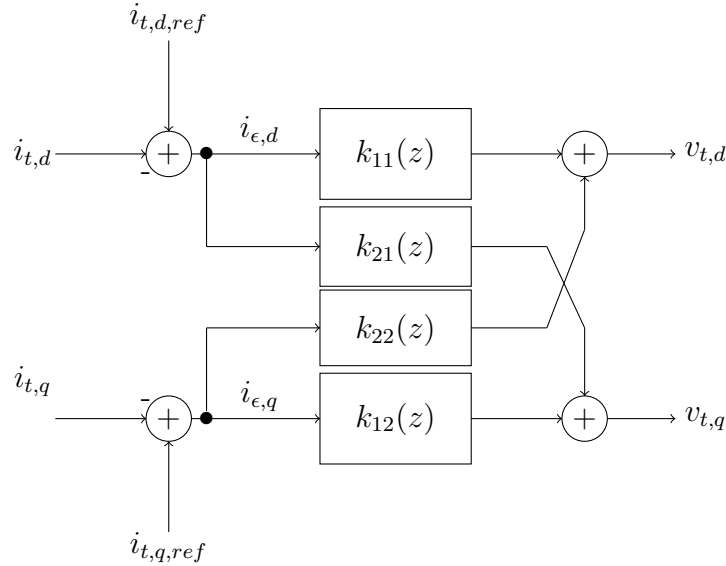
Para a identificação de $\mathbf{G}_{12}$ e $\mathbf{G}_{22}$ o sistema é excitado com $v_{t,q}$, e o processo é similar.

Para a identificação do sistema, recomenda-se que $v_{t,d}$ e $v_{t,q}$ tornem os valores das correntes iguais a zero, em regime estacionário e, posteriormente o PRBS é sobreposto a uma das entradas. Outro ponto importante é a seleção da amplitude do PRBS, que deve ser grande suficiente para excitar o sistema, sem violar os limites de operações (BAHRANI; KENZELMANN; RUFER, 2011).

4.3.2 Estrutura do controlador

O sistema teste, descrito na Figura 2.12, apresenta duas saídas, $i_{g,d}$ e $i_{g,q}$, que são controladas por $v_{t,d}$ e $v_{t,q}$, respectivamente. Um modelo típico de controle multivariável pode ser observado na Figura 4.3 (BAHRANI et al., 2013).

Figura 4.3 – Estrutura do controlador otimizado para o sistema apresentado na Figura 2.12.



Fonte: Adaptada de (BAHRANI; VASILADIOTIS; RUFER, 2014).

No projeto convencional de controle vetorial baseado em filtro L, os controladores PI são utilizados, uma vez que nesses sistemas existem apenas um pólo dominante, que pode ser facilmente compensado com o zero do controlador. Nos sistemas baseados em filtro LCL, entretanto, essa mesma abordagem não é eficiente, já que, nesses sistemas existem mais pólos. Assim, se for utilizado o controlador PI, nem todos os pólos existentes podem ser compensados, requerendo alguma estratégia extra de amortecimento. Dessa forma, para o controle do inversor baseado em filtro LCL, será utilizado um controlador de alta ordem. Esse controlador é capaz de compensar todos os pólos existentes no sistema, sem necessitar de estratégias de amortecimento (BAHRANI; VASILADIOTIS; RUFER, 2014).

$$\mathbf{K}(z, \rho) = \frac{\sum_{k=1}^n \rho_k z^{k-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.18)$$

em que ρ_k são as constantes do controlador no domínio discreto, com $n \geq 3$.

A matriz de transferência de malha aberta do sistema é uma função dependente

dos parâmetros ρ_k . A estrutura dessa matriz é definida da seguinte maneira:

$$\mathbf{L}(jw, \rho) = \mathbf{G}(jw, \rho)\mathbf{K}(jw, \rho) = \begin{pmatrix} \mathbf{L}_{11} & \mathbf{L}_{12} \\ \mathbf{L}_{21} & \mathbf{L}_{22} \end{pmatrix} \quad (4.19)$$

Assim sendo, como mostrado na seção (2.7), utilizando a teoria de otimização convexa e definindo restrições que garantem robustez e estabilidade do sistema em malha fechada, os coeficientes ótimos dos controladores são calculados (BAHRANI et al., 2013).

4.3.3 Projeto do controlador baseado em otimização

Como mostrado na subseção (2.7.2), o projeto do controlador OMCC foi definido buscando minimizar a segunda norma da diferença entre a matriz $\mathbf{L}(jw, \rho)$ e uma matriz do sistema em malha aberta desejada. Dessa forma, o projeto consistia na seguinte problema otimização:

$$\min_{\rho} \|\mathbf{L}(\rho) - \mathbf{L}_{\mathbf{D}}\|_2^2 \quad (4.20)$$

Nessa otimização, observa-se que a definição da matriz $\mathbf{L}_{\mathbf{D}}$ é de extrema importância. Sendo o desacoplamento dos eixos um dos objetivos do controlador, a matriz de transferência do sistema em malha aberta desejada é definida da seguinte maneira:

$$L_D = \begin{pmatrix} \mathbf{L}_{\mathbf{D}1} & 0 \\ 0 & \mathbf{L}_{\mathbf{D}2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{w_c}{s} & 0 \\ 0 & \frac{w_c}{s} \end{pmatrix} \quad (4.21)$$

A matriz $\mathbf{L}_{\mathbf{D}}$ garante o desacoplamento desejado do sistema, enquanto que o desempenho dinâmico de cada eixo é definido pela escolha de w_c . Para garantir robustez e estabilidade em malha fechada do sistema multivariável, as restrições desenvolvidas na seção (2.7) são utilizadas. Dessa forma, a seguinte otimização é definida:

$$\min_{\rho} \|\mathbf{L}(\rho) - \mathbf{L}_{\mathbf{D}}\|_2^2$$

sujeito à

$$|\mathbf{W1}(jw)[1 + \mathbf{L}_{\mathbf{D}\mathbf{q}}(jw)]| - \mathcal{R}([1 + \mathbf{L}_{\mathbf{D}\mathbf{q}}(-jw)][1 + \mathbf{L}_{\mathbf{q}\mathbf{q}}(jw)]) < 0$$

e

$$|\mathbf{r}_{\mathbf{q}}(w, \rho)| - \frac{\mathcal{R}([1 + \mathbf{L}_{\mathbf{D}\mathbf{q}}(-jw)][1 + \mathbf{L}_{\mathbf{q}\mathbf{q}}(jw)])}{|1 + \mathbf{L}_{\mathbf{D}\mathbf{q}}(jw)|} < 0$$

$\forall w \in \mathbb{R}$ e $q = 1, 2$.

Esse problema inclui um número infinito de restrições e um número finito de variáveis e é conhecido como problema de programação semi-infinito, possuindo uma solução

difícil de ser determinada. Uma solução prática para esse tipo de problema é negligenciar as frequências acima de uma dada frequência máxima, no qual o ganho da matriz de transferência em malha aberta é próximo a zero. Em sistemas de tempo discreto, a frequência máxima é escolhida como a frequência de Nyquist. Dessa forma, o intervalo de frequência adotado corresponde a $[0 \ w_{max}]$. Com a escolha de w_{max} , o problema de otimização passa a ser definido como um problema de Programação Semi-Definido (SPD) e, pode ser resolvido utilizando solucionadores padrão de SPD (BAHRANI; VASILADIOTIS; RUFER, 2014), como por exemplo o SeDuMI (STURM, 1999), utilizado nesse trabalho.

Fazendo a escolha de N frequências linearmente espaçadas no intervalo $[0 \ w_{max}] \in \mathbb{R}$, a função objetivo quadrática é aproximada por meio da próxima equação (BAHRANI et al., 2013). Essa aproximação garante uma função objetivo convexa (GALDOS; KARIMI; LONGCHAMP, 2009).

$$\min_{\rho} \|\mathbf{L}(\rho) - \mathbf{L}_D\|^2 = \min_{\rho} \sum_w \|\mathbf{L}(jw, \rho) - \mathbf{L}_D(jw)\|_F \quad (4.22)$$

em que $\|\cdot\|_F$ é a norma de Froberius.

Assim sendo, o projeto do OMCC é definido com a solução do seguinte problema de otimização:

$$\min_{\rho} \sum_{k=1}^N \|\mathbf{L}(jw_k, \rho) - \mathbf{L}_D(jw_k)\|_F$$

sujeito à

$$|\mathbf{W}\mathbf{1}(jw_k)[1 + \mathbf{L}_{Dq}(jw_k)]| - \Re([1 + \mathbf{L}_{Dq}(-jw_k)][1 + \mathbf{L}_{qq}(jw_k)]) < 0$$

e

$$|\mathbf{r}_q(jw_k, \rho)| - \frac{\Re([1 + \mathbf{L}_{Dq}(-jw_k)][1 + \mathbf{L}_{qq}(jw_k)])}{|1 + \mathbf{L}_{Dq}(jw_k)|} < 0$$

para $k = 1, \dots, N$ e $q = 1, 2$.

4.4 Considerações

Neste capítulo foram apresentados os métodos de controle abordados nesta dissertação. As propostas estudadas objetivam a estabilidade do sistema em malha fechada, além do desacoplamento das potências injetadas pelo inversor. As duas primeiras técnica utilizam uma descrição simplificado do sistema, não considerando o fenômeno de ressonância decorrente da utilização de filtros de alta ordem. O controle otimizado tem como base a modelagem não-paramétrica da planta e, utiliza controladores de quinta ordem, garantindo a compensação de todos os pólos que poderiam levar a instabilidade do sistema. As constantes desse controlador de alta ordem são calculados resolvendo um problema de otimização restrita.

5 RESULTADOS E ANÁLISES

Nesta seção são avaliadas as estratégias de controle propostas para a conexão do inversor trifásico à rede com filtros LCL. As análises são baseadas nas simulações feitas no MATLAB/Simulink. Os dados considerados são apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Parâmetros para simulação do sistema trifásico apresentado na Figura 2.12.

Grandeza	Valor	Descrição
L_c	1,5 mH	Indutância do filtro LCL (lado do inversor)
R_c	0,1 Ω	Resistência série de L_c
L_g	1,5 mH	Indutância do filtro LCL (lado da rede)
R_g	0,1 Ω	Resistência série de L_g
C	15 μF	Capacitância do filtro LCL
V_{dc}	120 V	Tensão do barramento CC
$V_{g,abc}$	60 V (rms)	Tensão da rede (fase-fase)
f_{sw}	5 kHz	Frequência do PWM
f_s	5 kHz	Frequência de amostragem
f	50 Hz	Frequência nominal do sistema
f_{res}	1500 Hz	Frequência de ressonância do filtro LCL

Fonte: Próprio autor.

Um dos objetivos deste trabalho é desacoplar as injeções de potências ativa e reativa. Para garantir esse objetivo, foram feitas variações em ambos os valores de referências das correntes. Essas variações ocorreram em instantes de tempo diferentes e assim, foi observado o comportamento de cada eixo no momento da mudança do outro. O cenário de simulação é apresentado na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Variações das correntes de referências dq .

Tempo (s)	$i_{g,d}$ (A)	$i_{g,q}$ (A)
0 - 0,15	10	10
0,15 - 0,25	20	10
0,25 - 0,30	20	20

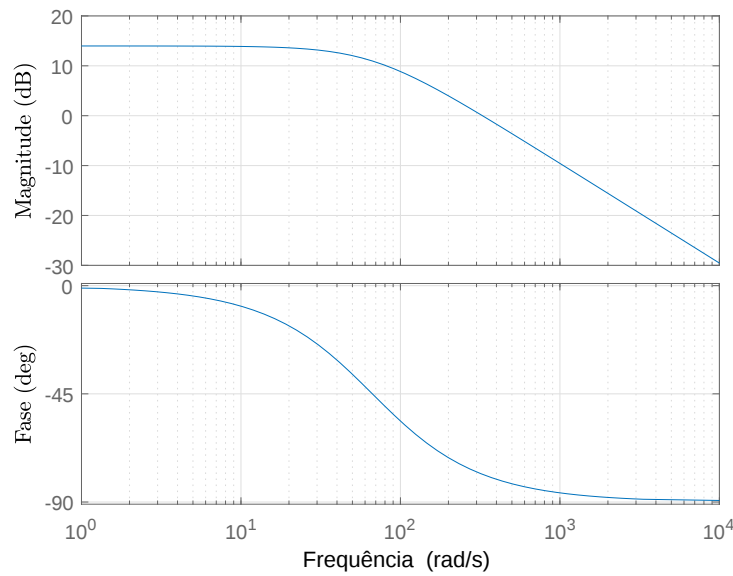
Fonte: Próprio autor.

Também é verificado o desempenho dos controladores operando fora do ponto de operação para o qual foram projetados. Para isso, são feitas variações paramétricas no filtro utilizado.

5.1 Resultados para o controlador convencional

Inicialmente são apresentados os resultados obtidos para o inversor trifásico conectado à rede elétrica com a estratégia de controle convencional. Os parâmetros do controlador foram projetados considerando a abordagem simplificada da planta adotada por esse método. A função de transferência, relacionando os sinais de controle e as correntes injetadas, é apresentada na Figura 5.1.

Figura 5.1 – Função de transferência da planta, adotada no método convencional.



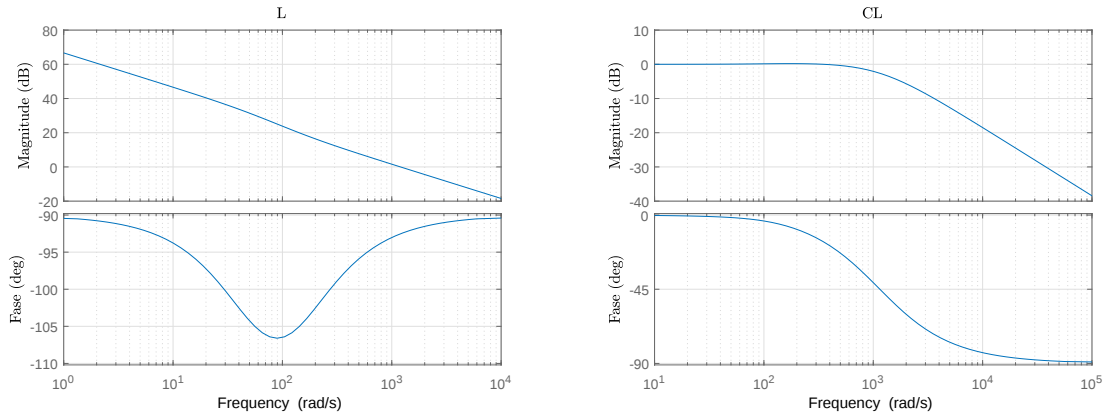
Fonte: Próprio autor.

O controlador foi projetado buscando obter uma frequência de corte $w_c = 1200 \text{ rad/s}$, abaixo da frequência de ressonância do sistema. De modo a manter a margem de fase inicial, o zero do controlador foi definido abaixo da frequência de corte projetada, $w_z = 120 \text{ rad/s}$. Para garantir a frequência de corte, o ganho do controlador foi definido como 3,5892. As funções de transferências em malha aberta L e em malha fechada CL são apresentadas na Figura 5.2.

Na Figura 5.3 são apresentados os resultados das correntes injetadas na rede com o controlador projetado. É observada a dinâmica oscilatória provocada pelo sistema de terceira ordem, não considerada pela proposta.

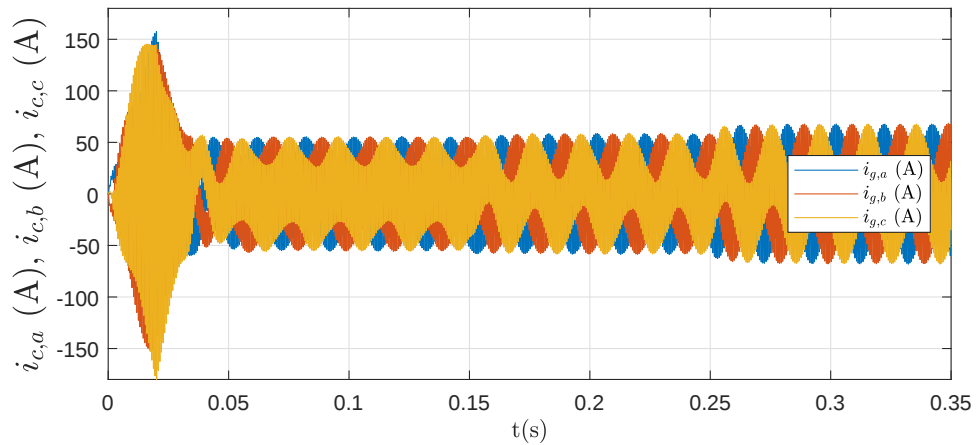
Como já descrito, uma alternativa para o problema apresentado é a utilização de estratégias extras de amortecimento. Dentre as estudadas, foi verificada que a *Passive Damping* apresenta uma implementação mais simples, fazendo o uso de elementos passivos no ramo do capacitor. Dessa forma, foram utilizados os mesmos valores de resistência para os três resistores em cada fase, 5Ω .

Figura 5.2 – Funções de transferências em malha aberta L e em malha fechada CL , para o método convencional.



Fonte: Próprio autor.

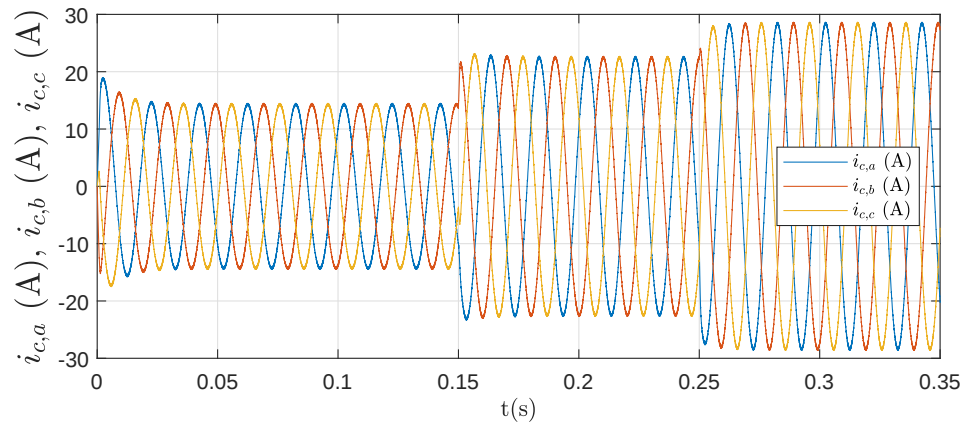
Figura 5.3 – Correntes do lado da rede, com a estratégia convencional.



Fonte: Próprio autor.

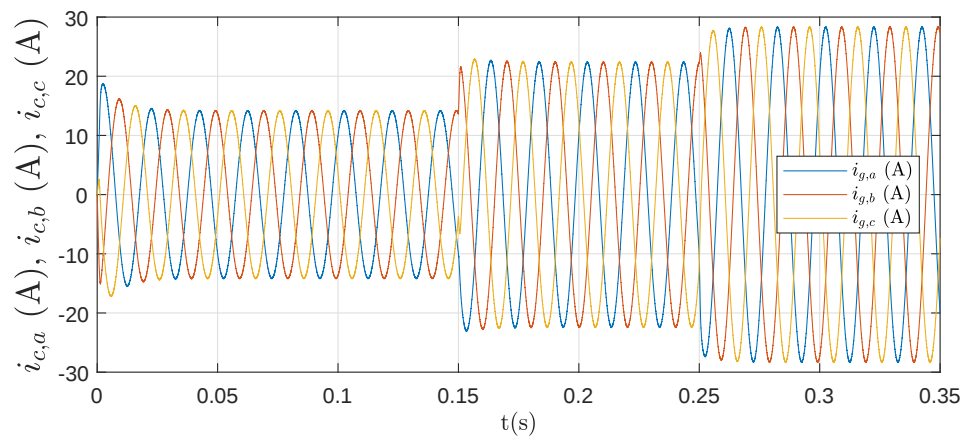
Nas Figuras 5.4 à 5.6 são apresentados os resultados obtidos para o inversor conectado à rede, com o método de controle convencional e a estratégia de amortecimento PD. Nas Figuras 5.4 e 5.5 são apresentadas as formas de ondas para as correntes do lado do inversor e do lado da rede elétrica, respectivamente. Na Figura 5.6 são apresentadas as formas de ondas para as correntes fixas dq do lado da rede elétrica. É possível observar que os controladores foram capazes de rastrear os valores de referências, com erro estacionário igual a zero. Entretanto, como descrito em (SCHAUDER; MEHTA, 1993), devido a imperfeição de rejeição do controlador, erros paramétricos e incompatibilidade de modelagem matemática, os eixos não foram totalmente desacoplados, uma vez que, como observado na Figura 5.6, durante o instante em que acontece a variação dos valores de referência em um dos eixos, ocorre um transitório no eixo ortogonal.

Figura 5.4 – Correntes do lado do inversor, com as estratégias convencional e PD.

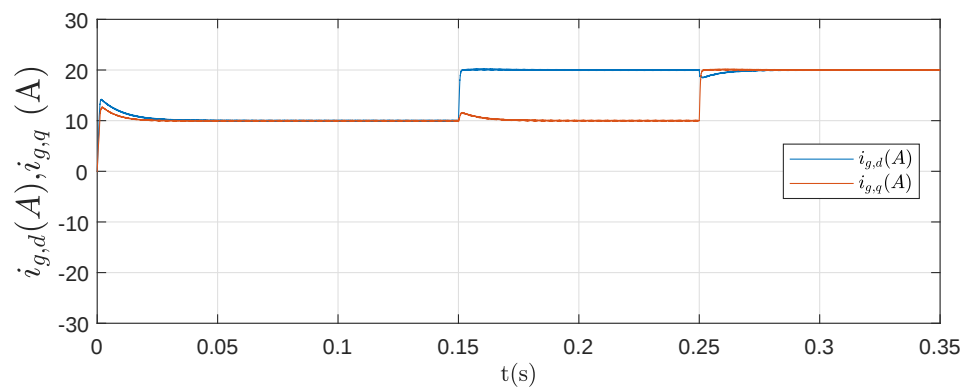


Fonte: Próprio autor.

Figura 5.5 – Correntes do lado da rede, com as estratégias convencional e PD.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.6 – Valores das correntes de referências dq do lado da rede, com as estratégias convencional e PD.

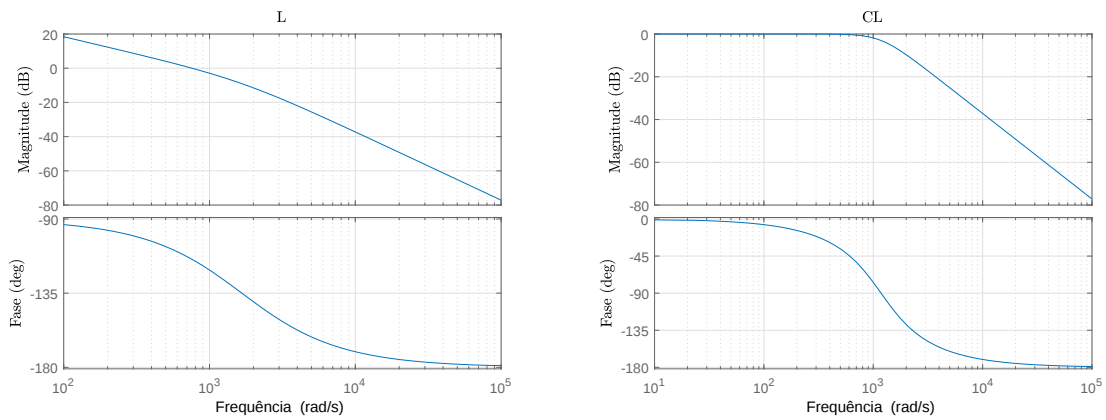
Fonte: Próprio autor.

5.2 Resultados para o controlador PI multivariável

Assim como no método convencional, foi demonstrado que a estratégia de controle PI multivariável é dependente de controladores de primeira ordem, que são projetados com a definição de uma única variável, T_i . Buscando obter comparações com parâmetros equivalentes, a constante T_i foi projetada para que a frequência de corte da planta em malha aberta tenha o mesmo valor da proposta convencional, ou seja, $w_c = 1200 \text{ rad/s}$. Desse modo, todos os controladores foram definidos com $T_i = 0,006$. A margem de fase obtida foi de $65,5^\circ$.

As funções de transferências em malha aberta L e em malha fechada CL são apresentadas na Figura 5.7.

Figura 5.7 – Funções de transferências em malha aberta L e em malha fechada CL , para o método PMCC.

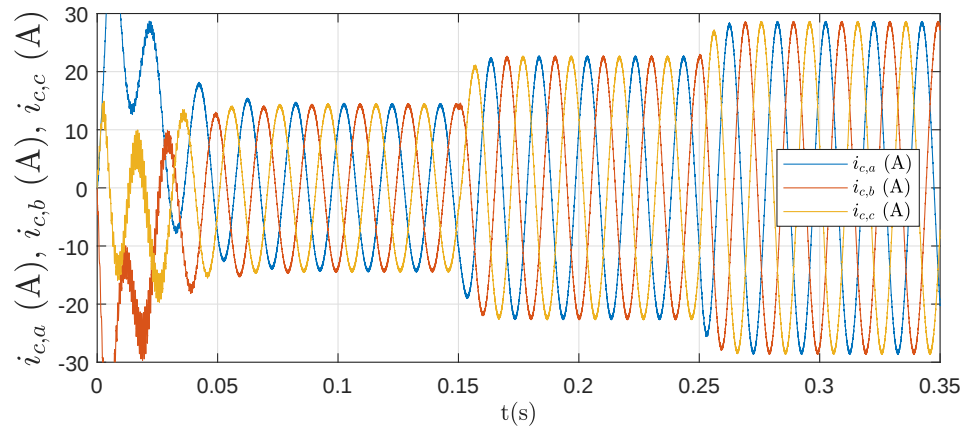


Fonte: Próprio autor.

Nas Figuras 5.8 à 5.10 são mostrados os resultados obtidos para o inversor conectado à rede elétrica, com a estratégia PMCC. É possível verificar que o controlador apresentou bons resultados, apesar de considerar o modelo simplificado da planta. Por isso, não foi utilizada a estratégia de amortecimento.

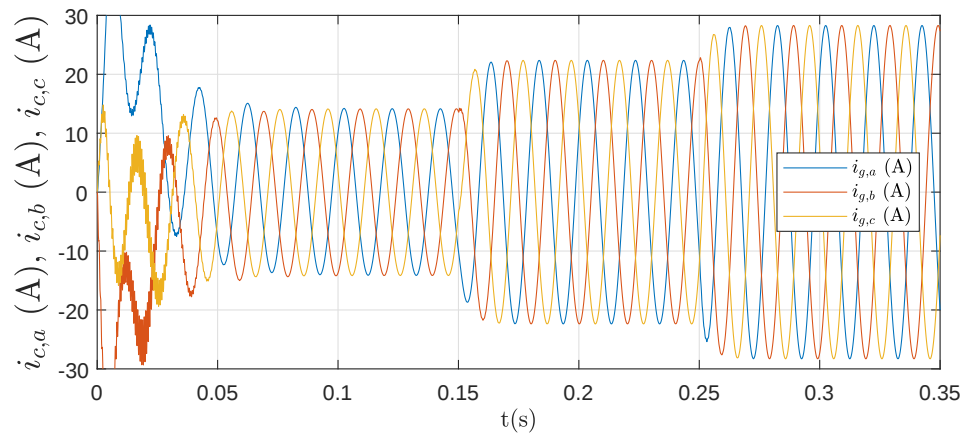
Nas Figuras 5.8 e 5.9 são apresentadas as formas de ondas para as correntes do lado do inversor e do lado da rede elétrica, respectivamente. Na Figura 5.10 são apresentadas as formas de ondas para as correntes fixas dq do lado da rede elétrica. É possível verificar que os controladores foram capazes de rastrear os valores de referências, com erro estacionário igual a zero. A estratégia PMCC também foi capaz de desacoplar, de maneira eficiente, os eixos dq .

Figura 5.8 – Correntes do lado do inversor, com a estratégia de controle PI multivariável.

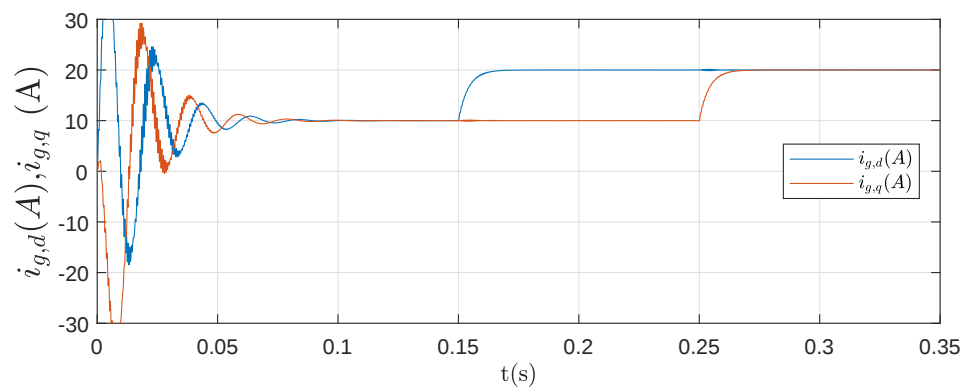


Fonte: Próprio autor.

Figura 5.9 – Correntes do lado da rede, com a estratégia de controle PI multivariável.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.10 – Valores das correntes de referências dq do lado da rede, com a estratégia de controle PI multivariável.

Fonte: Próprio autor.

5.3 Resultados para o controlador OMCC

O primeiro passo para o projeto do controlador OMCC é a determinação dos modelos não-paramétricos do sistema apresentado na Figura 2.12, com os dados mostrados na Tabela 5.1. Esses modelos podem ser visualizados na Figura 5.11. É possível confirmar o fenômeno da ressonância, prevista em $1500Hz$. Portanto, os controladores devem ser projetados de tal forma que o sistema em malha fechada tenha ganhos atenuados em torno dessa frequência.

Utilizando a ferramenta YALMIP, com o solver SeDuMi, foi possível solucionar o problema de otimização. Para a solução, foi definido os valor de $w_c = 1200 \text{ rad/s}$ em todos os controladores, valor abaixo da frequência de ressonância do sistema. Observa-se que $|\mathbf{W}_1(jw)| \in [0, 1]$ e que, a definição próximo ao extremo superior possibilita uma maior robustez do controlador, aumentando a complexidade de implementação, uma vez que, o raio do círculo de desempenho é maior, fazendo com que a margem de mapeamento da função em malha aberta se torne menor. Com a definição de $|\mathbf{W}_1(jw)|$ próximo ao extremo inferior, a complexidade de implementação é reduzida, porém a robustez do controlador também é menor. Dessa forma, foi definido $\mathbf{W}_1(jw) = 0,5$, garantindo uma margem de ganho de pelo menos 2 e uma margem de fase maior 29° (LANDAU et al., 2011).

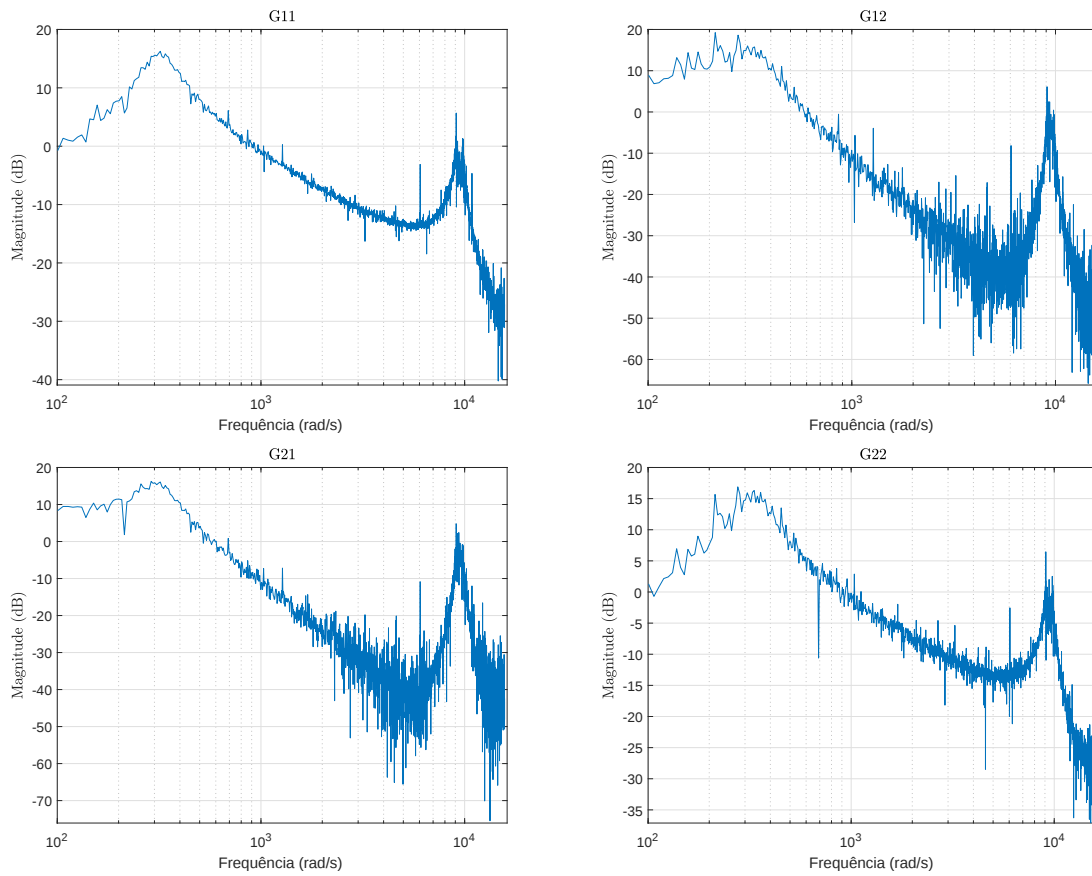
Diante dos resultados obtidos para as diferentes ordens do controlador, foi observado um melhor desempenho para o controlador de quinta ordem. Esse resultado é justificado, considerando que o controlador precisa compensar os pólos do filtro utilizado, o pólo do modelo do PWM, além dos possíveis zeros do sistema em malha aberta. As funções de transferência dos controladores são apresentadas abaixo:

$$\begin{cases} k_{11} = \frac{0,9701 - 0,9079z^{-1} + 0,6836z^{-2} - 0,9979z^{-3} + 0,4406z^{-4} - 0,1299z^{-5}}{1 - z^{-1}} \\ k_{12} = \frac{0,1287 - 0,3517z^{-1} + 0,4303z^{-2} - 0,4555z^{-3} + 0,4103z^{-4} - 0,2770z^{-5}}{1 - z^{-1}} \\ k_{21} = \frac{0,0053 + 0,1643z^{-1} - 0,1838z^{-2} + 0,2113z^{-3} - 0,2247z^{-4} + 0,1140z^{-5}}{1 - z^{-1}} \\ k_{22} = \frac{0,9505 - 0,9293z^{-1} + 0,6717z^{-2} - 1,0092z^{-3} + 0,4443z^{-4} - 0,1072z^{-5}}{1 - z^{-1}} \end{cases}$$

Os diagramas das funções de transferências dos controladores são apresentados na Figura 5.12. De fato, é observado a atenuação dos controladores em torno da frequência de ressonância, garantindo a estabilidade do sistema, sem a necessidade de estratégias extras de amortecimento.

As respostas em frequências para o sistema em malha fechada podem ser vistas na Figura 5.13. São apresentadas a comparação para as respostas de CL_{11} e CL_{22} com a função em malha fechada desejada para o sistema. Como pode ser visto, os controladores garantiram uma boa aproximação. Também são mostradas as respostas para as funções

Figura 5.11 – Modelos não-paramétricos para o sistema da Figura 2.12.



Fonte: Próprio autor.

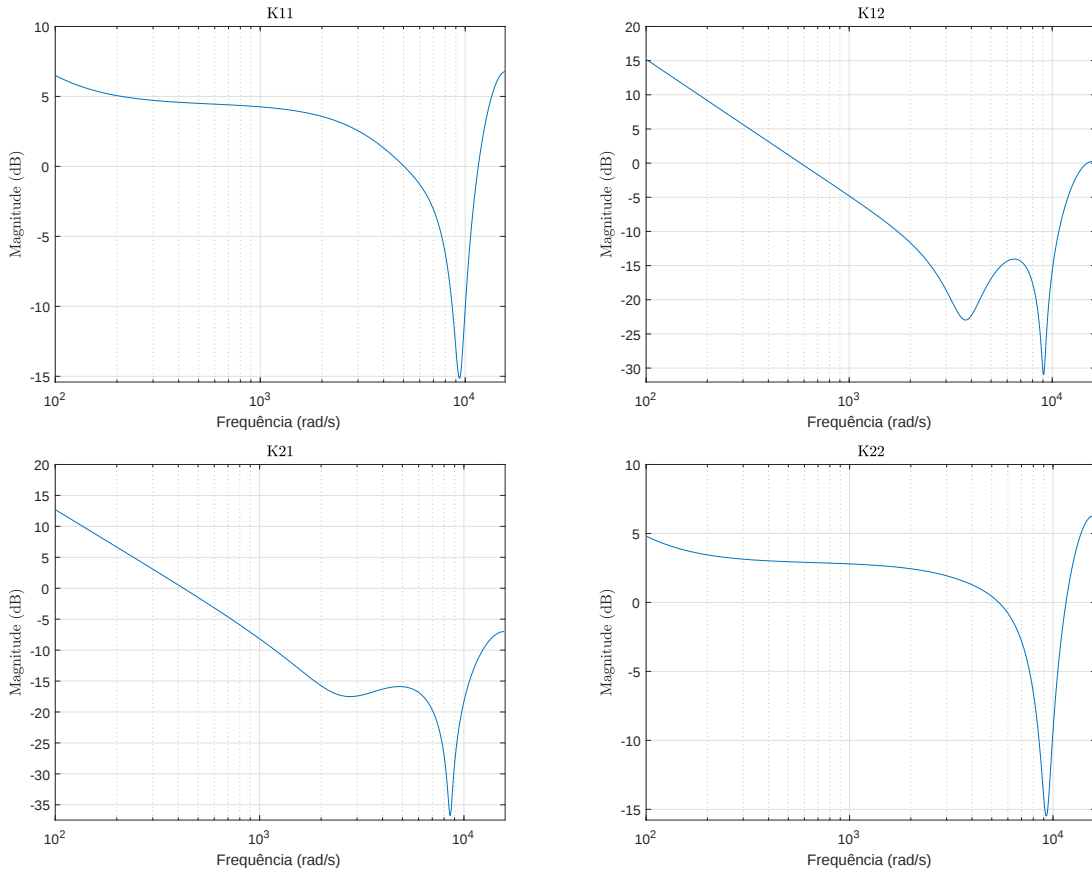
de acoplamento e, nesse caso, também é observado a atenuação em todo domínio da frequência, garantindo um ótimo desacoplamento.

Nas Figuras 5.14 à 5.16 são apresentados os resultados obtidos para o inversor conectado à rede, com a estratégia de controle OMCC. Nas Figuras 5.14 e 5.15 são apresentadas as formas de ondas para as correntes do lado do inversor e do lado da rede elétrica, respectivamente. Na Figura 5.16 são apresentadas as formas de ondas para as correntes fixas dq do lado da rede elétrica. É possível verificar que os controladores foram capazes de rastrear os valores de referências, com erro estacionário igual a zero. A estratégia OMCC também foi capaz de desacoplar, de maneira eficiente, os eixos dq .

5.3.1 Resultados do controlador OMCC baseados em modelos paramétricos

O projeto original para o controlador OMCC proposto em (BAHRANI; VASILADIOTIS; RUFER, 2014) se baseia em modelos não-paramétricos do sistema. Neste trabalho foi feita uma análise de desempenho dessa proposta utilizando modelos paramétricos da planta. A obtenção dos modelos se deu por meio do *toolbox* de identificação do Matlab (*systemIdentification*), utilizando o método ARX (*autoregressive exogenous*). Os

Figura 5.12 – Funções de transferências dos controladores obtidos.



Fonte: Próprio autor.

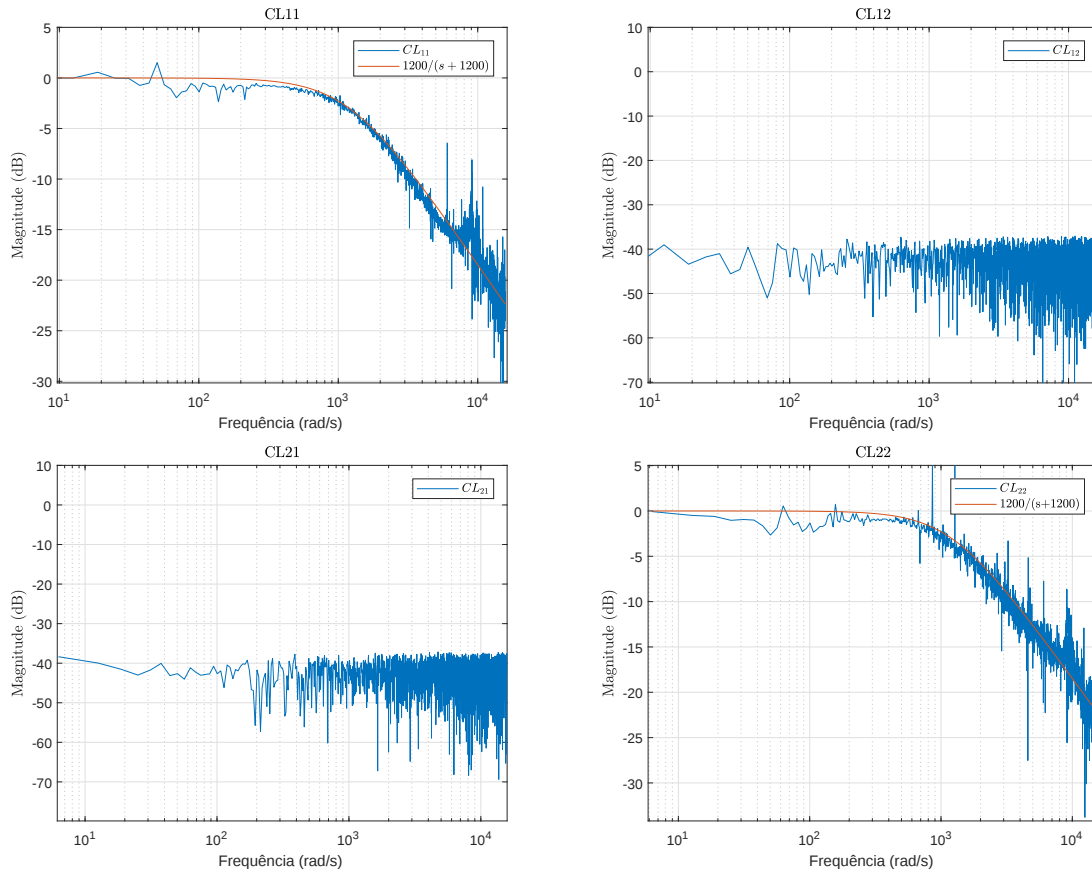
modelos paramétricos obtidos são apresentados na Figura 5.17.

Os controladores obtidos com os modelos paramétricos são apresentados a seguir. Foram utilizados os mesmos parâmetros para $W_1(jw)$ e w_c . Os diagramas das funções de transferências dos controladores são mostradas na Figura 5.18. Como pode ser visto, os controladores obtidos apresentam as mesmas características mostradas anteriormente, garantindo atenuações nas proximidades da frequência de ressonância.

$$\begin{cases} k_{11} = \frac{1.017 - 0.9749z^{-1} + 0.6612z^{-2} - 1.015z^{-3} + 0.4121z^{-4} - 0.07908z^{-5}}{1 - z^{-1}} \\ k_{12} = \frac{-0.02243 + 0.214z^{-1} - 0.2002z^{-2} + 0.2463z^{-3} - 0.226z^{-4} + 0.07617z^{-5}}{1 - z^{-1}} \\ k_{21} = \frac{0.04244 - 0.2557z^{-1} + 0.2751z^{-2} - 0.3097z^{-3} + 0.2973z^{-4} - 0.1489z^{-5}}{1 - z^{-1}} \\ k_{22} = \frac{0.9978 - 0.9495z^{-1} + 0.6296z^{-2} - 0.9792z^{-3} + 0.3825z^{-4} - 0.05899z^{-5}}{1 - z^{-1}} \end{cases}$$

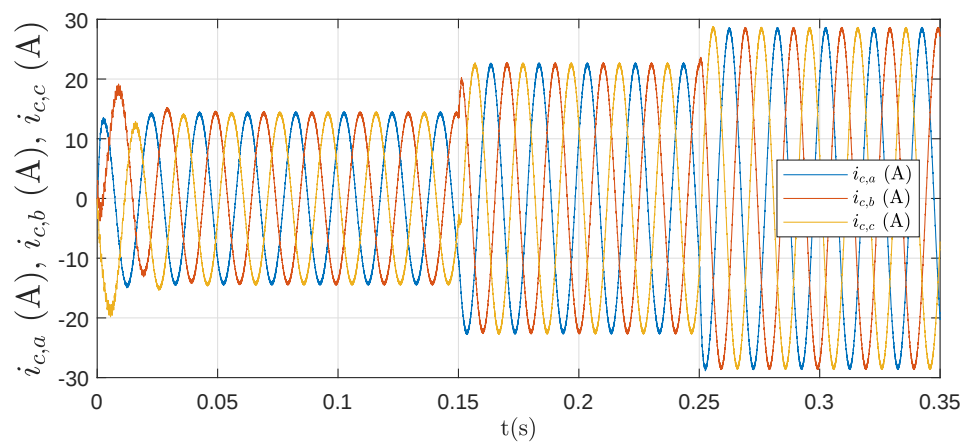
Na Figura 5.19 é possível observar os diagramas das funções de malha aberta do sistema controlado e as funções de malha aberta desejadas. Verifica-se a aproximação entre as funções, garantindo a frequência de corte desejada, rastreamento nas baixas frequências e o amortecimento na proximidade da frequência de ressonância.

Figura 5.13 – Resposta em frequência da matriz das funções de transferência em malha fechada do sistema da Figura 2.12.



Fonte: Próprio autor.

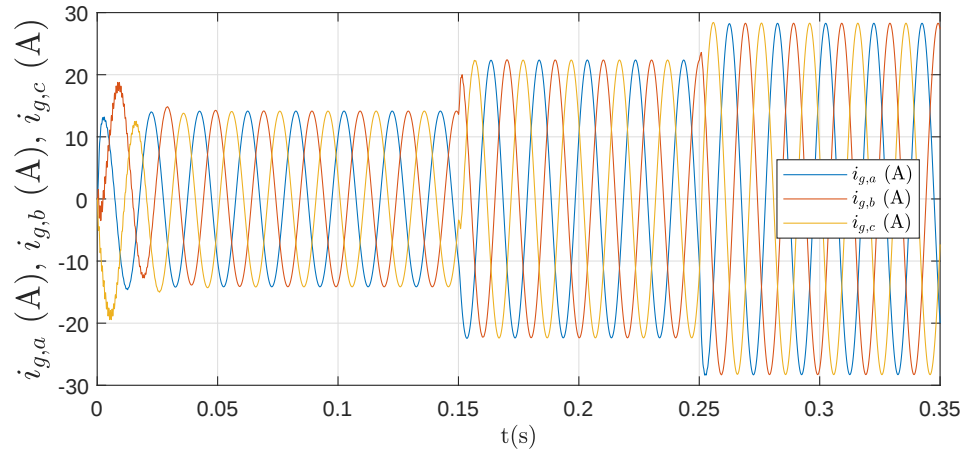
Figura 5.14 – Correntes do lado do inversor, com a estratégia OMCC.



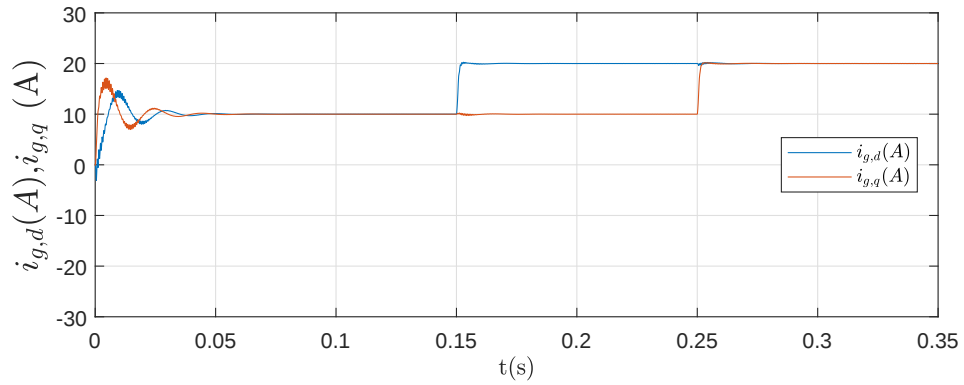
Fonte: Próprio autor.

Os resultados das correntes injetadas na rede, no domínio abc e dq , são apresentados nas Figuras 5.20 e 5.21. Como pode ser observado, os resultados obtidos com o controlador OMCC, baseado em modelos paramétricos, são similares aos obtidos com a

Figura 5.15 – Correntes do lado da rede, com a estratégia OMCC.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.16 – Valores das correntes de referências dq do lado da rede, com a estratégia OMCC.

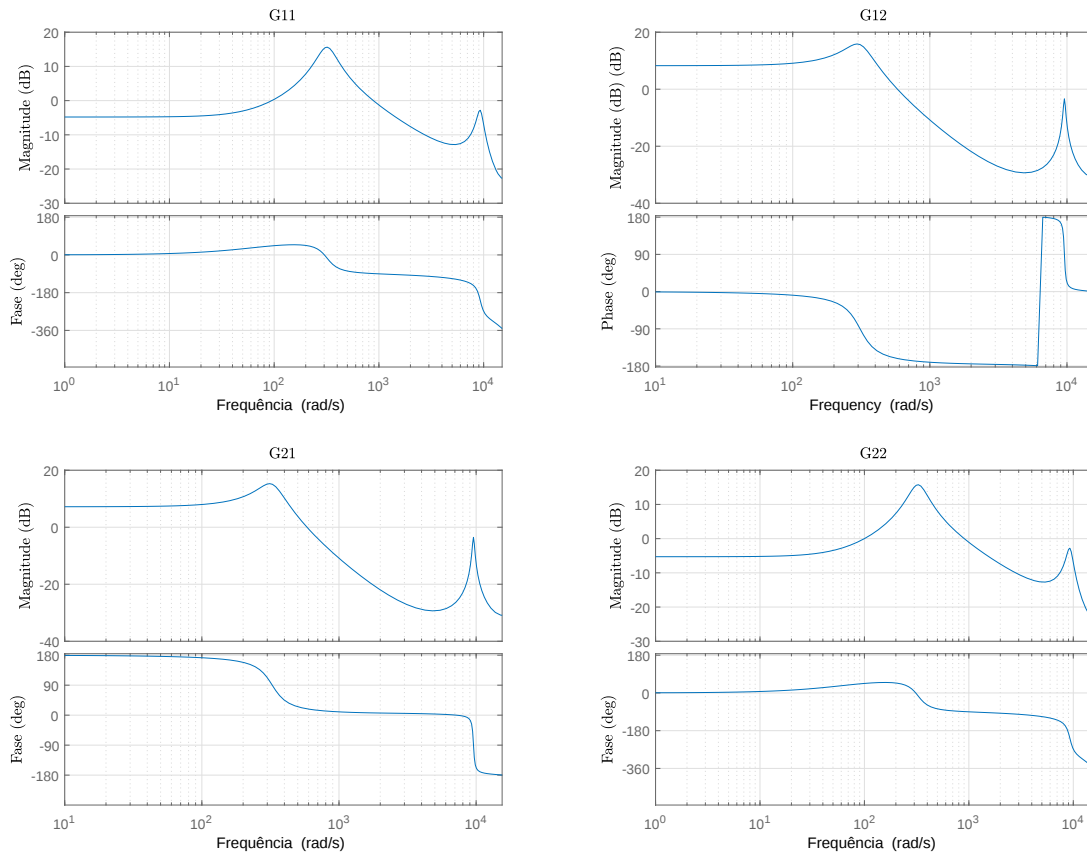
Fonte: Próprio autor.

modelagem não-paramétrica. Dessa maneira, percebe-se que em ambas as metodologias o controle proposto se mostrou eficiente.

5.4 Sensibilidade dos controladores à variações dos parâmetros do filtro

Para avaliar o desempenho dos controladores propostos, foram feitas variações nos parâmetros do filtro do sistema teste abordado. Foram feitas análises similares às anteriores, verificando-se a capacidade de rastreamento e desacoplamento dos eixos dq . Os parâmetros utilizados para as simulações são os mesmos apresentados na Tabela 5.1, com exceção dos filtros utilizados, que passam a ser: $L_c = 0.8 \text{ mH}$, $L_g = 0.8 \text{ mH}$ e $C = 10 \text{ }\mu\text{F}$. A nova frequência de ressonância do sistema é $f_{res} = 2516 \text{ Hz}$, maior que a frequência para a qual os controladores foram projetados.

Figura 5.17 – Modelos paramétricos para o sistema da Figura 2.12.



Fonte: Próprio autor.

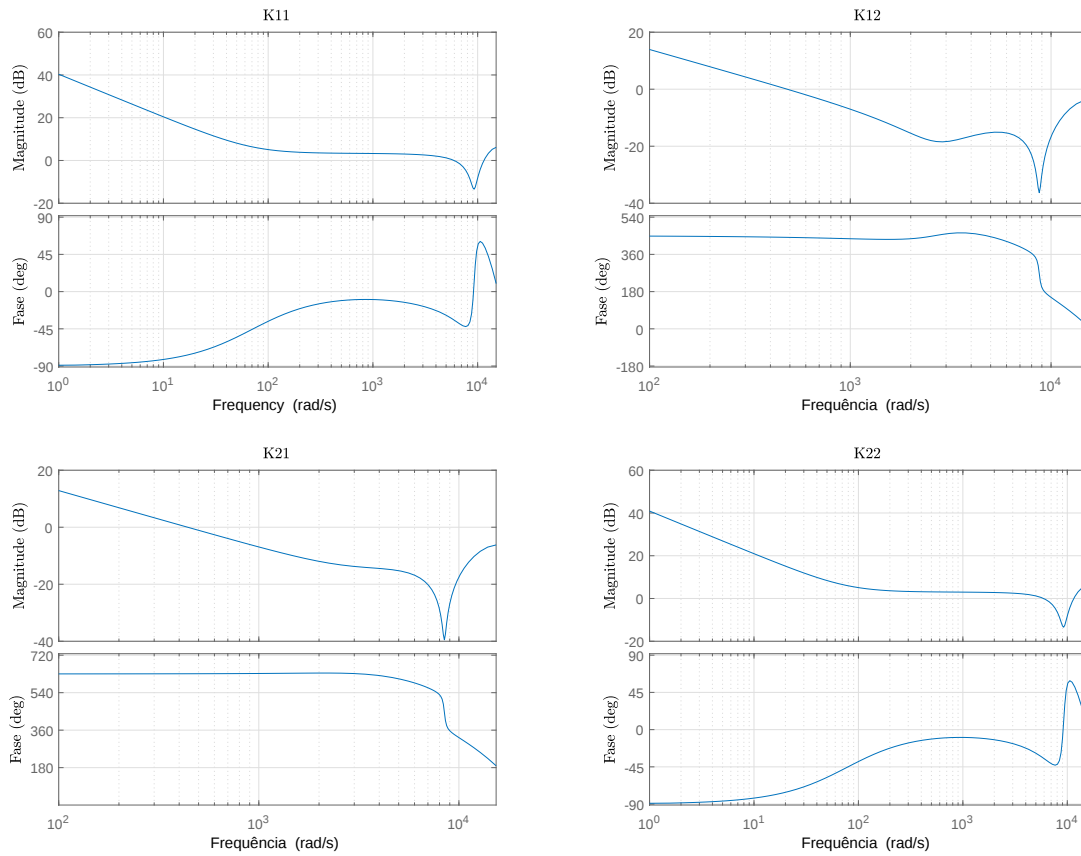
Para análise dos controladores são avaliadas as correntes injetadas na rede elétrica e as correntes de referências no domínio dq.

Nas Figuras 5.22 e 5.23 são apresentados os resultados obtidos para a estratégia convencional, com a variação dos parâmetros do filtro. O método, novamente, foi capaz de rastrear as referências em regime estacionário, mesmo com as variações do filtro. Como já esperado, não foi possível obter o desacoplamento dos eixos de referências.

Nas Figuras 5.24 e 5.25 são apresentados os resultados obtidos para a estratégia PMCC, com a variação dos parâmetros do filtro. O método, novamente, foi capaz de rastrear as referências em regime estacionário, mesmo com as variações do filtro. Porém, o desacoplamento dos eixos de referências não apresentou a mesma eficiência do ponto de operação para o qual os controladores foram projetados.

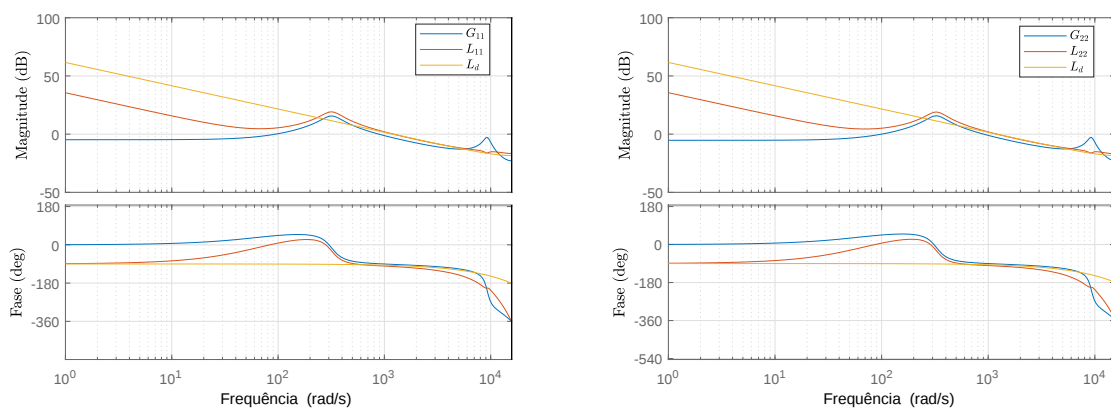
Nas Figuras 5.26 e 5.27 são apresentados os resultados obtidos para a estratégia OMCC, com a variação dos parâmetros do filtro. O método, assim como anteriormente, foi capaz de rastrear as referências em regime estacionário, mesmo com as variações do filtro. Novamente, o desacoplamento dos eixos de referências foi eficiente, mesmo operando fora do ponto de operação para os quais os controladores foram projetados.

Figura 5.18 – Funções de transferências dos controladores obtidos.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.19 – Funções de transferências dos controladores obtidos.

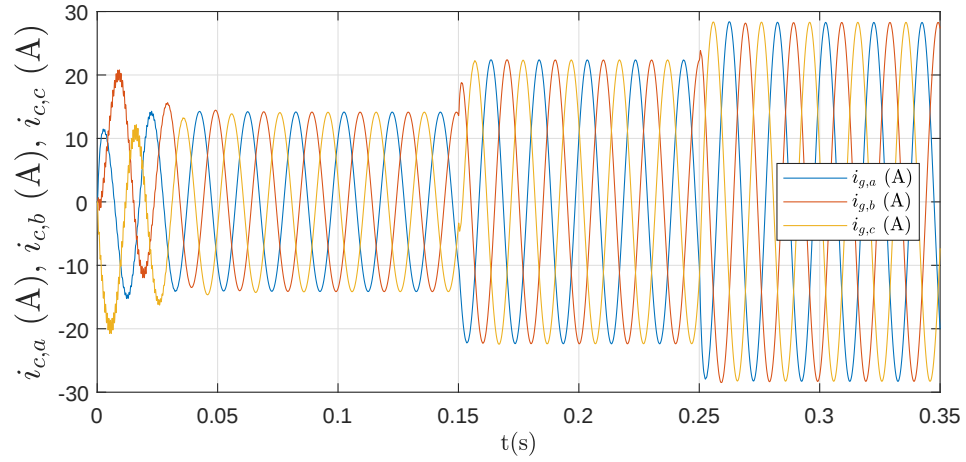


Fonte: Próprio autor.

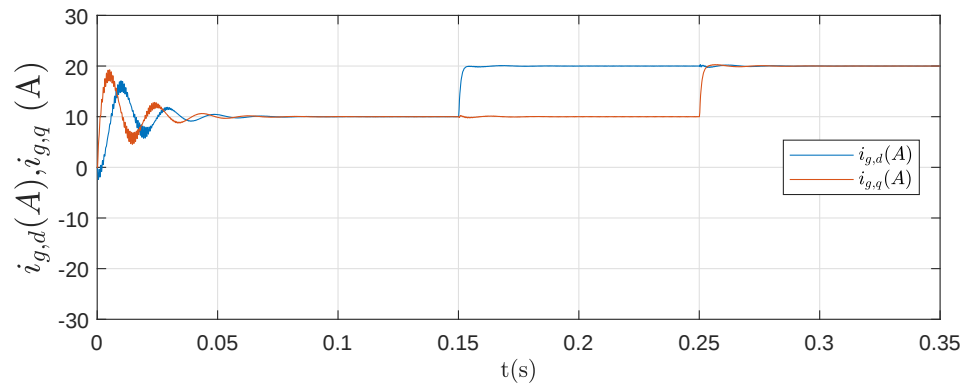
5.5 Análises quantitativas dos métodos

Para comparação de desempenho, foram feitas análises quantitativas para cada método considerado. As métricas são baseadas nos índices de distorções harmônicas das correntes injetadas, tempo de acomodação e *overshoot*.

Figura 5.20 – Correntes do lado da rede, com a estratégia OMCC (modelos paramétricos).



Fonte: Próprio autor.

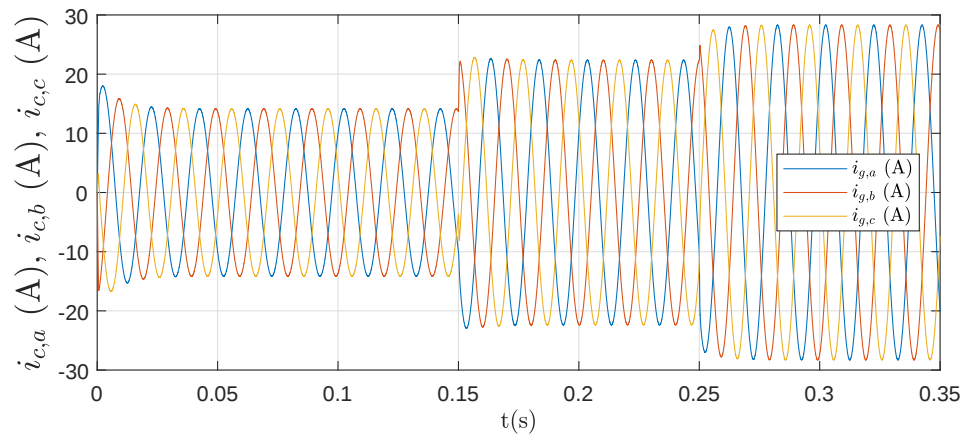
Figura 5.21 – Valores das correntes de referências dq do lado da rede, com a estratégia OMCC (modelos paramétricos).

Fonte: Próprio autor.

Na Tabela 5.3 são apresentados os resultados dos índices de distorção harmônica total para as correntes injetadas na rede para cada estratégia de controle estudada. Como pode ser visualizado, todas os métodos apresentaram índices baixos, inferiores aos critérios máximos estabelecidos por norma (5%) (IEEE..., 2014). Dentre os controladores, o convencional e o PMCC mostraram resultados semelhantes. Os índices para o controlador otimizado foram menores.

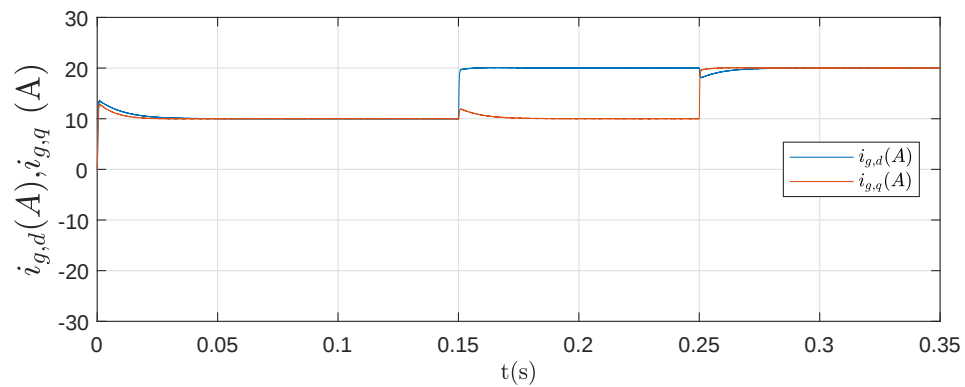
Na Tabela 5.4 são apresentadas algumas análises de resposta transitória para cada método abordado. É importante salientar que as análises são feitas no instante em que ocorre a mudança de referência, não considerando o transitório no instante inicial, decorrente das condições iniciais nulas. Dentre as propostas, o controlador PMCC apresentou os melhores resultados, tendo menores índices para o *overshoot* e tempo de acomodação. Já o método convencional mostrou os piores resultados para os dois índices estudados.

Figura 5.22 – Correntes do lado da rede, com a estratégia convencional (variação nos parâmetros do filtro).



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.23 – Valores das correntes de referências dq do lado da rede, com a estratégia convencional (variação nos parâmetros do filtro).



Fonte: Próprio autor.

Tabela 5.3 – Análise de THD das correntes.

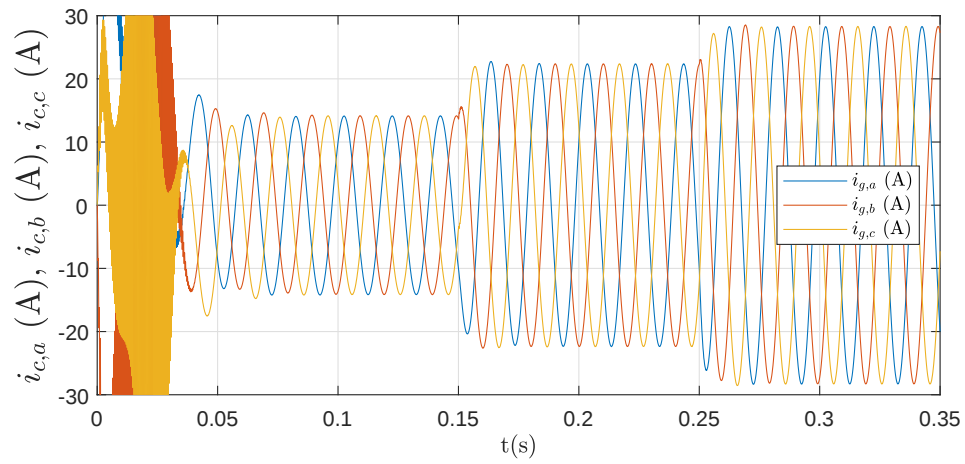
Estratégias	$I_a(\%)$	$I_b(\%)$	$I_c(\%)$
Convencional	0,10	0,10	0,12
PMCC	0,08	0,12	0,12
OMCC	0,05	0,04	0,05

Fonte: Próprio autor.

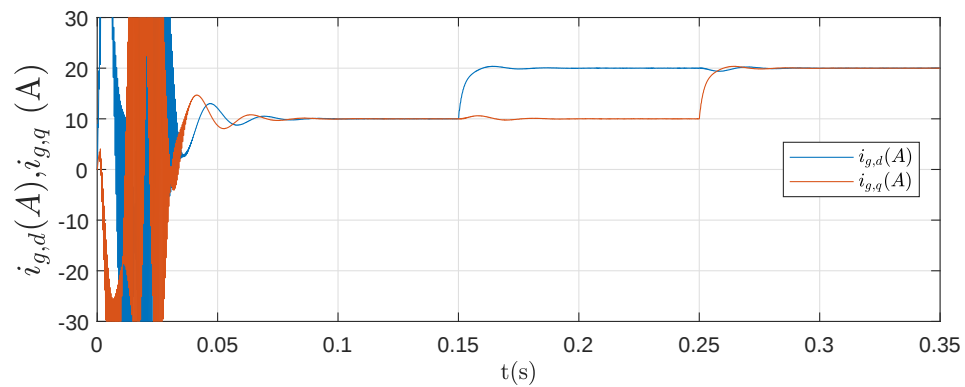
5.6 Considerações

Neste capítulo foram abordados os principais resultados obtidos durante a realização dos testes com as técnicas convencional, PMCC e OMCC. Inicialmente foram apresentados os dados utilizados para a realização das simulações e, em seguida foram mostrados

Figura 5.24 – Correntes do lado da rede, com a estratégia PMCC (variação nos parâmetros do filtro).



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.25 – Valores das correntes de referências dq do lado da rede, com a estratégia PMCC (variação nos parâmetros do filtro).

Fonte: Próprio autor.

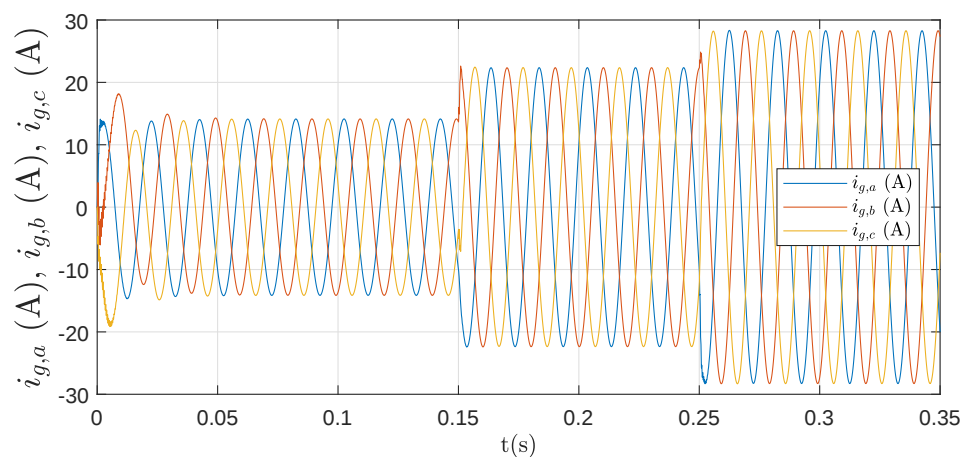
Tabela 5.4 – Análise da resposta transitória.

Estratégias	<i>overshoot</i> (%)	Tempo de acomodação (Critério de 2%)
Convencional	37,0561	0,0492
PMCC	0,3508	0,0139
OMCC	18,0555	0,0162

Fonte: Próprio autor.

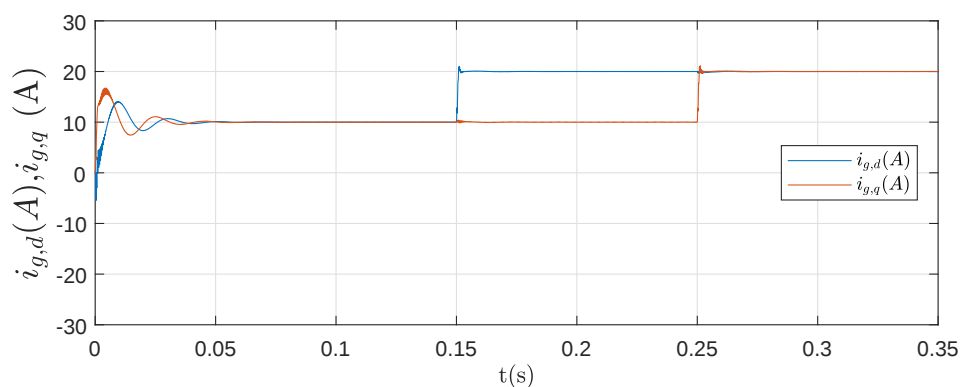
os tópicos utilizados para comparação de cada técnica considerada. Foram apontadas as características obtidas em cada método, enfatizando na eficiência ou ineficiência para a solução dos temas abordados. Pode-se perceber que dentre as técnicas abordadas, apenas o controlador convencional não garantiu os objetivos propostos. Os controladores, PI multivariável e otimizado, apresentaram desempenhos equivalentes, para o ponto de operação

Figura 5.26 – Correntes do lado da rede, com a estratégia OMCC (variação nos parâmetros do filtro).



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.27 – Valores das correntes de referências dq do lado da rede, com a estratégia OMCC (variação nos parâmetros do filtro).



Fonte: Próprio autor.

para o qual foram projetados. O método otimizado garantiu um melhor desempenho para variações dos parâmetros da planta.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS, CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste capítulo são apresentadas as considerações finais, conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

6.1 Considerações finais

Neste trabalho foram abordadas três diferentes técnicas de controle para a conexão do inversor trifásico à rede elétrica por meio de filtros LCL: Convencional, PMCC e OMCC. Para tanto, foram analisados, mediante simulações computacionais, os resultados apresentados para cada técnica considerada.

Os filtros LCL foram escolhidos para a conexão do inversor à rede. Essa escolha se deu pela capacidade superior, em relação aos filtros L, de atenuação dos harmônicos gerados. Seguindo essa abordagem, percebe-se que o uso de filtros de ordem maiores garante melhores conteúdos harmônicos entregues, porém, também foi constatado que o aumento da ordem do filtro faz requerer métodos de controles mais complexos, de modo a garantir a estabilidade do sistema.

Duas técnicas foram estudadas para a atenuação dos ganhos na frequência de ressonância, que ocorre com a utilização dos filtros de ordens superiores: amortecimento ativo e passivo. Foi verificado que o amortecimento passivo é uma abordagem mais simplificada e por isso, também é mais utilizada, objetivando a estabilidade do sistema. A principal desvantagem desse método são as perdas geradas pelo elemento resistivo adicionado ao filtro. Uma solução para esse problema é a utilização do amortecimento ativo, porém, a necessidade da avaliação de novos parâmetros aumenta o custo e a complexidade do controlador.

Além da estabilidade do sistema, também focou-se na possibilidade de desacoplamento dos controles de potência ativa e reativa injetadas pelo inversor. Dessa forma, as técnicas foram escolhidas objetivando os dois pontos abordados.

Dentre as estratégias, a convencional e a PI multivariável utilizam modelos de primeira ordem. A simplificação adotada por essas duas técnicas desconsidera a ressonância provocada pelo filtro LCL, o que pode levar a oscilações ou instabilidade do sistema. Apesar das limitações descritas, o controlador PI multivariável apresentou um bom desempenho, garantindo o desacoplamento e estabilidade do sistema. O controle convencional, por sua vez, se mostrou menos eficiente, não garantindo o desacoplamento

dos eixos dq. A estratégia de controle otimizado é baseada em um modelo não paramétrico da planta, descrito por sua resposta em frequência e em um controlador de quinta ordem. Por meio de simulações, constatou-se que essa estratégia garantiu desacoplamento dos controles de potências e estabilidade.

Os controladores também foram analisados operando fora do ponto de operação para o qual foram projetados. Nesse cenário, apenas o método otimizado conseguiu garantir estabilidade e desacoplamento das potências. As estratégias convencional e PI multivariável, apesar de não desacoplar os eixos, garantiu estabilidade.

6.2 Conclusões

- As estratégias de controle convencional e PI multivariável, por não considerar o fenômeno da ressonância, não garante estabilidade do sistema. A solução para esse problema é a adição de técnicas extras de amortecimento;
- O método de controle convencional não desacopla as injeções de potências, apesar de ser desenvolvido objetivando essa característica;
- O método de controle PI multivariável garante um bom desacoplamento das potências, trabalhando no ponto de operação para o qual foi projetado;
- O método de controle otimizado garante estabilidade e desacoplamento das potências, mesmo com pequenas variações nos parâmetros da planta.

Assim, a partir do trabalho desenvolvido, tem-se que, das técnicas analisadas, apenas a convencional não garantiu os objetivos propostos neste trabalho. As outras duas técnicas, PI multivariável e otimizada, garantiram tanto a estabilidade quanto o desacoplamento das potências, quando operando dentro do ponto de operação para o qual foram projetadas. Dessas duas, a baseada em controladores PI apresenta uma maior facilidade de implementação. Objetivando robustez dos controladores, o uso do método otimizado apresenta melhores resultados.

6.3 Trabalhos futuros

Como possibilidade de continuação para trabalhos futuros, propõe-se:

- Comparação da técnica otimizada com outros métodos de controle;
- Análises das propostas com filtros de ordem superiores;
- Estudo dos métodos de otimização para a solução do controlador otimizado;

- Outras abordagens de identificação de sistemas, para o aprimoramento das plantas.

6.4 Publicações

Como resultado dos estudos realizados durante o desenvolvimento desta dissertação, foram publicados os seguintes artigos que, direta ou indiretamente, estão relacionados ao tema deste trabalho:

- **Controle de inversor trifásico conectado à rede elétrica com filtros LCL**, dos autores: **Diego O. Cardoso**, Fabiano F. Costa, J. J. de O. Neto, Luciana Martinez. In: 12th Seminar on Power Electronics and Control, realizado em Natal, Rio Grande do Norte, Outubro de 2019.
- **A grid impedance estimation based on injected power variations and mathematical morphology**, dos autores: Fabiano F. Costa, Hugo Gomes, **Diego O. Cardoso**, Tayná Oliveira. In: 12th Seminar on Power Electronics and Control, realizado em Natal, Rio Grande do Norte, Outubro de 2019.

6.5 Financiamento

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES) – Código de Financiamento 001.

Referências

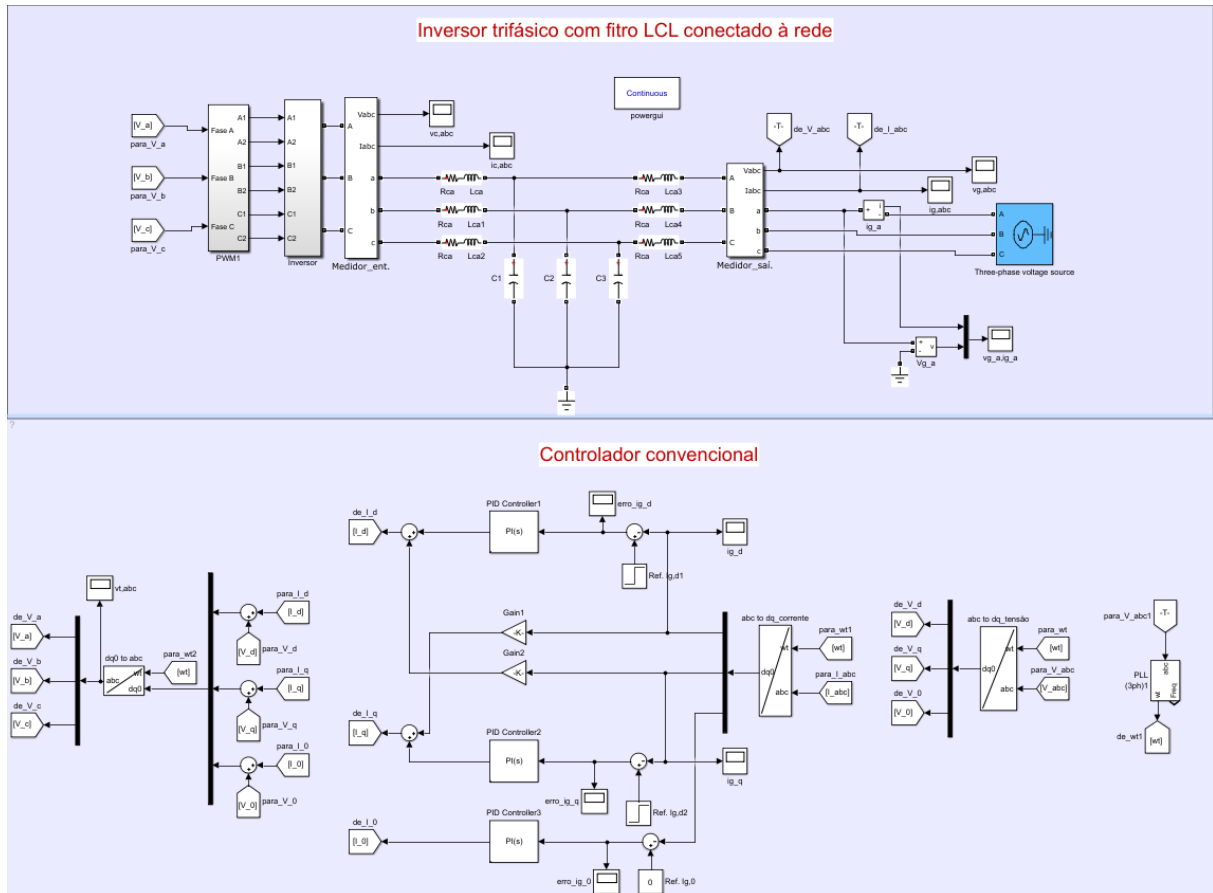
- AKAGI, H. Active harmonic filters. *Proceedings of the IEEE*, v. 93, n. 12, p. 2128–2141, Dec 2005. ISSN 0018-9219.
- ANEEL, R. N. N. 482. *Estabelece as condições gerais para o acesso de microgeração e mini-geração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica, o sistema de compensação de energia elétrica, e dá outras providências*, v. 17, 2012. [Online; acessado em 19 de setembro de 2018]. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>>.
- ANEEL, R. N. N. Resolução normativa n° 687, de 24 de novembro de 2015. *Altera a Resolução Normativa n° 482, de 17 de abril de 2012, e os Módulos 1 e 3 dos Procedimentos de Distribuição – PRODIST*, v. 25, 2015. [Online; acessado em 19 de setembro de 2018]. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2015687.pdf>>.
- BAHRANI, B. et al. Decoupled dq-current control of grid-tied voltage source converters using nonparametric models. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 4, p. 1356–1366, April 2013. ISSN 0278-0046.
- BAHRANI, B.; KENZELMANN, S.; RUFER, A. Multivariable-pi-based *dq* current control of voltage source converters with superior axis decoupling capability. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 7, p. 3016–3026, July 2011. ISSN 0278-0046.
- BAHRANI, B.; VASILADIOTIS, M.; RUFER, A. High-order vector control of grid-connected voltage-source converters with lcl-filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 6, p. 2767–2775, June 2014. ISSN 0278-0046.
- BIERHOFF, M. H.; FUCHS, F. W. Active damping for three-phase pwm rectifiers with high-order line-side filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 2, p. 371–379, Feb 2009. ISSN 0278-0046.
- BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, Oct 2006. ISSN 0278-0046.
- BLASKO, V.; KAURA, V. A novel control to actively damp resonance in input lc filter of a three phase voltage source converter. In: *Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 545–551 vol.2.
- CHUNG, S.-K. A phase tracking system for three phase utility interface inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 3, p. 431–438, May 2000. ISSN 1941-0107.
- CORASANITI, V. F. et al. Hybrid active filter for reactive and harmonics compensation in a distribution network. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 3, p. 670–677, March 2009. ISSN 0278-0046.
- COROBAN-SCHRAMMEL, V. et al. Active-flux-based motion-sensorless vector control of biaxial excitation generator/motor for automobiles. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, n. 2, p. 812–819, March 2011. ISSN 0093-9994.

- CUNHA, R. B. A. *Proposta de Sistema Fototolaico Monofásico Conectado à Rede Elétrica*. Dissertação (Mestrado), 2016. [Online; acessado em 19 de setembro de 2018]. Disponível em: <<http://www.ppgee.eng.ufba.br/teses/5bc6c944dfd1d1bf28a967385c684648.pdf>>.
- DANNEHL, J.; LISERRE, M.; FUCHS, F. W. Filter-based active damping of voltage source converters with *lcl* filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 8, p. 3623–3633, Aug 2011. ISSN 1557-9948.
- DOYLE, J. C.; FRANCIS, B. A.; TANNENBAUM, A. R. *Feedback control theory*. [S.l.]: Courier Corporation, 2013.
- GALDOS, G.; KARIMI, A.; LONGCHAMP, R. H-infinity controller design for spectral mimo models by convex optimization. In: *2009 European Control Conference (ECC)*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 2863–2868.
- GOMES, H. M. T. C. *Investigação e aprimoramento de técnica de sincronização aplicada no controle de conversores conectados à rede elétrica*. Dissertação (Mestrado), 2016. [Online; acessado em 28 de agosto de 2018]. Disponível em: <<http://www.ppgee.eng.ufba.br/teses/085c22c156ff7774d188a6f3fd1107ee.pdf>>.
- GUEDES, S. D. *Projeto de Inversor Trifásico Aplicado ao Acionamento de Motor de Indução*. [S.l.], 2015.
- IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, p. 1–29, June 2014. ISSN null.
- JACOBINA, C. B. et al. Digital scalar pulse-width modulation: A simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 16, n. 3, p. 351–359, 2001.
- KAZMIERKOWSKI, M. P.; MALESANI, L. Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 45, n. 5, p. 691–703, Oct 1998. ISSN 0278-0046.
- KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, Sept 2005. ISSN 0093-9994.
- LANDAU, I. D. et al. *Adaptive control: algorithms, analysis and applications*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2011.
- LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of pi-res current controller in a rotating frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 3, p. 836–841, May 2006. ISSN 0885-8993.
- ORENSTEIN, L. P. *Procedimento para identificação de sistemas dinâmicos em ambiente industrial*. [S.l.]: Rio de Janeiro: Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2013.
- PEÑA-ALZOLA, R. et al. Analysis of the passive damping losses in *lcl*-filter-based grid converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 6, p. 2642–2646, June 2013. ISSN 0885-8993.

- PEÑA-ALZOLA, R. et al. Analysis of the passive damping losses in lcl-filter-based grid converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 6, p. 2642–2646, June 2013.
- PEREIRA, H. A. et al. Influence of pll in wind parks harmonic emissions. In: *2013 IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Latin America)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–8. ISSN null.
- ROSENBROCK, H. H. State-space and multivariable theory. Nelson, 1970.
- ROSENBROCK, H. H. *Computer-aided control system design*. [S.l.]: Academic Press, 1975.
- SAEEDIFARD, M.; IRAVANI, R.; POUL, J. A space vector modulation strategy for a back-to-back five-level hvdc converter system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 2, p. 452–466, Feb 2009. ISSN 0278-0046.
- SCHAUDER, C.; MEHTA, H. Vector analysis and control of advanced static var compensators. *IEE Proceedings C - Generation, Transmission and Distribution*, v. 140, n. 4, p. 299–306, July 1993. ISSN 0143-7046.
- STURM, J. F. Using sedumi 1.02, a matlab toolbox for optimization over symmetric cones. *Optimization methods and software*, Taylor & Francis, v. 11, n. 1-4, p. 625–653, 1999.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. v. 29.
- WU, W. et al. A new design method for the passive damped lcl and llcl filter-based single-phase grid-tied inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 10, p. 4339–4350, Oct 2013.

A Inversor trifásico com filtro LCL conectado à rede elétrica - Controlador convencional

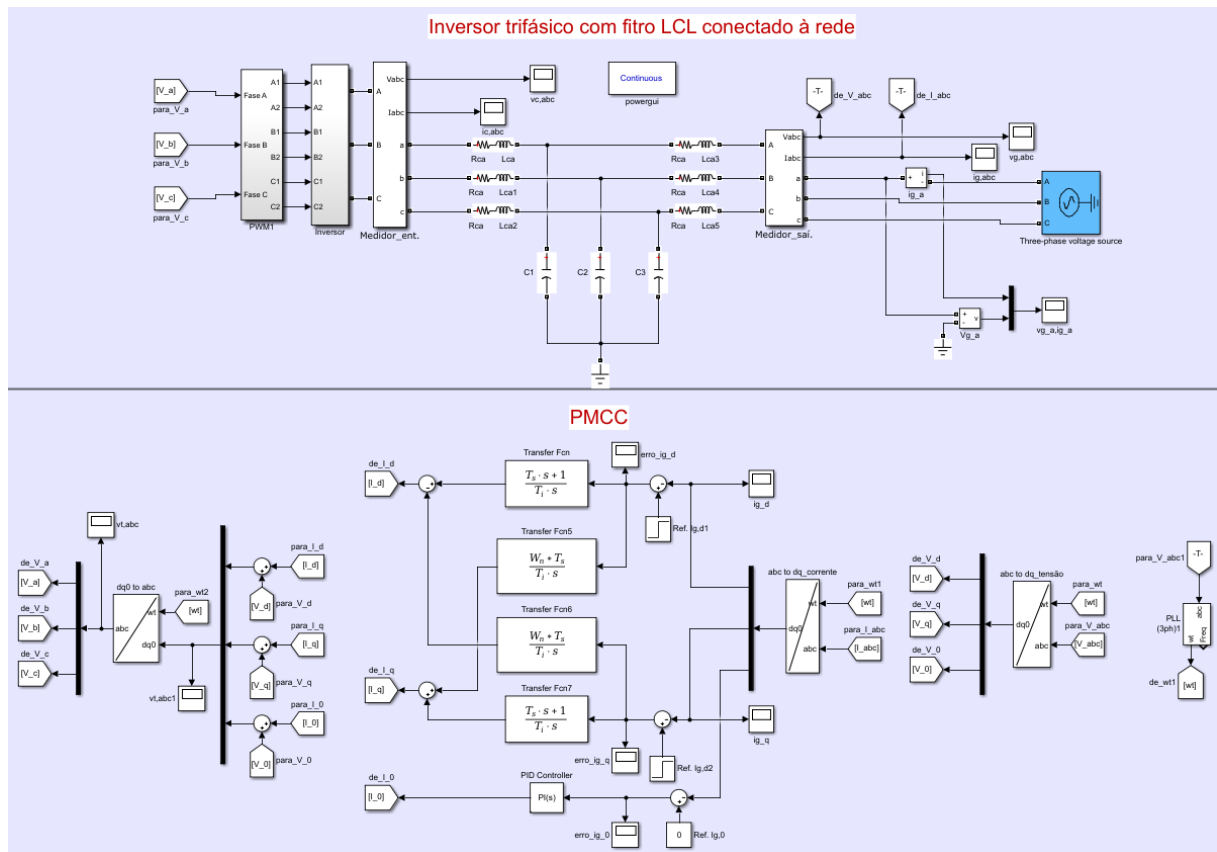
Figura A.1 – Estrutura do inversor conectado à rede com a proposta convencional.



Fonte: Próprio autor.

B Inversor trifásico com filtro LCL conectado à rede elétrica - Controlador PMCC

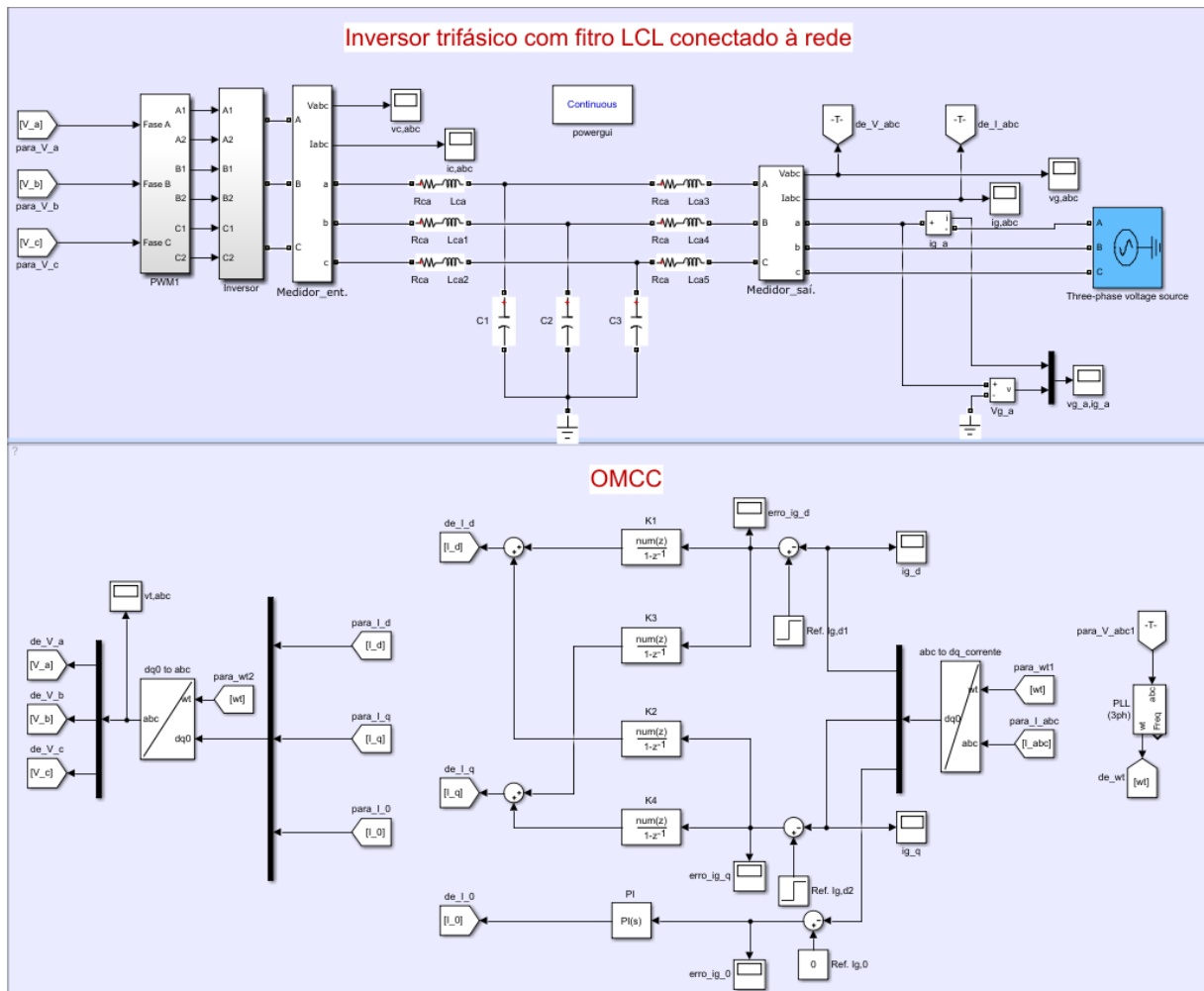
Figura B.1 – Estrutura do inversor conectado à rede com a proposta PMCC.



Fonte: Próprio autor.

C Inversor trifásico com filtro LCL conectado à rede elétrica - Controlador OMCC

Figura C.1 – Estrutura do inversor conectado à rede com a proposta OMCC.



Fonte: Próprio autor.

D Código implementado para otimização do controlador

```

G11 = fft(IDG_REF)./fft(VT_D);
G21 = fft(IQG_REF)./fft(VT_D);
G12 = fft(IDG_REF_1)./fft(VT_Q);
G22 = fft(IQG_REF_1)./fft(VT_Q);
L = length(G11); Fs = fmos; f = Fs*(0:(L/2))/L;
Ts = 1/Fs; w = 2*pi*f; N = length(w);
G11 = G11(1:L/2+1); G11(2:end-1) = G11(2:end-1);
G21 = G21(1:L/2+1); G21(2:end-1) = G21(2:end-1);
G12 = G12(1:L/2+1); G12(2:end-1) = G12(2:end-1);
G22 = G22(1:L/2+1); G22(2:end-1) = G22(2:end-1);
L_d = @(z) [(0.24/(z-1)) 0; 0 (0.24/(z-1))];
K = sdpvar(24,1);
F_K = @(z) [(K(1)+ K(2)*z^(-1)+K(3)*z^(-2)+K(4)*z^(-3)+K(5)*z^(-4)+K(6)*...
...z^(-5))/(1-z^(-1)) (K(7)+ K(8)*z^(-1)+K(9)*z^(-2)+K(10)*z^(-3)+K(11)*...
...z^(-4)+K(12)*z^(-5))/(1-z^(-1)); (K(13)+ K(14)*z^(-1)+K(15)*z^(-2)+...
...K(16)*z^(-3)+K(17)*z^(-4)+K(18)*z^(-5))/(1-z^(-1)) (K(19)+ K(20)*...
...z^(-1)+K(21)*z^(-2)+K(22)*z^(-3)+K(23)*z^(-4)+K(24)*z^(-5))/(1-z^(-1))];

rest_N = []; rest_1 = []; rest_2 = []; objective_function = [];
for k = 2:N
    L = F_K(exp(j*w(k)*Ts))*G(2*k-1:2*k,:);
    L_D = L_d(exp(j*w(k)*Ts));
    L_D_m = L_d(exp(-j*w(k)*Ts));
    W_1 = 0.5;

    for q = 1:2
        if q==1
            rest_1 = [rest_1; norm(L(2,1))*norm((1+L_D(q,q)))-...
...real((1+L_D_m(q,q))*(1+L(q,q)))<=0];
        end
        if q==2
            rest_2 = [rest_2; norm(L(1,2))*norm((1+L_D(q,q)))-...
...real((1+L_D_m(q,q))*(1+L(q,q)))<=0];
        end
    end
end

```

```

rest_N = [rest_N; norm(W_1*(1+L_D(q,q))-real((1+L_D_m(q,q))*...
...(1+L(q,q)))<=0];
end

objective_function = [objective_function (norm(L-L_D,'fro'))];
end
rest_N = [rest_1; rest_2; rest_N];
solver = sdpsettings('solver', 'sedumi', 'sedumi.eps', 1e-8, ...
'sedumi.cg.qprec', 1, 'sedumi.cg.maxiter', 49, ...
'sedumi.stepdif', 2);
optimize(rest_N,sum(objective_function),solver);
K = double(K); K_1 = K(1);K_2 = K(2); K_3 = K(3); K_4 = K(4);
K_5 = K(5); K_6 = K(6); K_7 = K(7); K_8 = K(8); K_9 = K(9);
K_10 = K(10); K_11 = K(11); K_12 = K(12); K_13 = K(13);
K_14 = K(14); K_15 = K(15); K_16 = K(16);K_17 = K(17);
K_18 = K(18); K_19 = K(19); K_20 = K(20); K_21 = K(21);
K_22 = K(22); K_23 = K(23); K_24 = K(24);

```

E Código implementado para otimização do controlador (modelos paramétricos)

```

L = length(G11); Fs = famos; f = Fs*(0:(L/2))/L;
Ts = 1/Fs; w = 2*pi*f; N = length(w);
G = @(z) [((0.08254*z^(-1) + 0.1822*z^(-2) - 0.2595*z^(-3))/...
... (1 - 1.48*z^(-1) + 0.7793*z^(-2) - 1.041*z^(-3) + 0.7508*z^(-4)))...
... ((-0.02819*z^(-1) + 0.08441*z^(-2) - 0.03088*z^(-3))/...
... (1 - 1.316*z^(-1) + 0.6233*z^(-2) - 1.211*z^(-3) + 0.9135*z^(-4)))...
... ((0.02784*z^(-1) - 0.08455*z^(-2) + 0.03201*z^(-3))/...
... (1 - 1.322*z^(-1) + 0.6345*z^(-2) - 1.214*z^(-3) + 0.9123*z^(-4)))...
... ((0.08567*z^(-1) + 0.1817*z^(-2) - 0.2622*z^(-3))/...
... (1 - 1.482*z^(-1) + 0.7817*z^(-2) - 1.039*z^(-3) + 0.7488*z^(-4)))];
L_d = @(z) [(0.24/(z-1)) 0; 0 (0.24/(z-1))];
K = sdpvar(24,1);
F_K = @(z) [(K(1)+ K(2)*z^(-1)+K(3)*z^(-2)+K(4)*z^(-3)+K(5)*z^(-4)+K(6)*...
...z^(-5))/(1-z^(-1)) (K(7)+ K(8)*z^(-1)+K(9)*z^(-2)+K(10)*z^(-3)+K(11)*...
...z^(-4)+K(12)*z^(-5))/(1-z^(-1)); (K(13)+ K(14)*z^(-1)+K(15)*z^(-2)+...
...K(16)*z^(-3)+K(17)*z^(-4)+K(18)*z^(-5))/(1-z^(-1)) (K(19)+ K(20)*...
...z^(-1)+K(21)*z^(-2)+K(22)*z^(-3)+K(23)*z^(-4)+K(24)*z^(-5))/(1-z^(-1))];

rest_N = []; rest_1 = []; rest_2 = []; objective_function = [];
for k = 2:N
L = F_K(exp(j*w(k)*Ts))*G(exp(j*w(k)*Ts));
L_D = L_d(exp(j*w(k)*Ts));
L_D_m = L_d(exp(-j*w(k)*Ts));
W_1 = 0.5;

for q = 1:2
if q==1
rest_1 = [rest_1; norm(L(2,1))*norm((1+L_D(q,q)))-...
...real((1+L_D_m(q,q))*(1+L(q,q)))<=0];
end
if q==2
rest_2 = [rest_2; norm(L(1,2))*norm((1+L_D(q,q)))-...
...real((1+L_D_m(q,q))*(1+L(q,q)))<=0];

```

end

```
rest_N = [rest_N; norm(W_1*(1+L_D(q,q))-real((1+L_D_m(q,q))*...  
...(1+L(q,q)))<=0];
```

end

```
objective_function = [objective_function (norm(L-L_D,'fro'))];
```

end

```
rest_N = [rest_1; rest_2; rest_N];
```

```
solver = sdpsettings('solver', 'sedumi', 'sedumi.eps', 1e-8, ...
```

```
'sedumi.cg.qprec', 1, 'sedumi.cg.maxiter', 49, ...
```

```
'sedumi.stepdif', 2);
```

```
optimize(rest_N,sum(objective_function),solver);
```

```
K = double(K); K_1 = K(1);K_2 = K(2); K_3 = K(3); K_4 = K(4);
```

```
K_5 = K(5); K_6 = K(6); K_7 = K(7); K_8 = K(8); K_9 = K(9);
```

```
K_10 = K(10); K_11 = K(11); K_12 = K(12); K_13 = K(13);
```

```
K_14 = K(14); K_15 = K(15); K_16 = K(16);K_17 = K(17);
```

```
K_18 = K(18); K_19 = K(19); K_20 = K(20); K_21 = K(21);
```

```
K_22 = K(22); K_23 = K(23); K_24 = K(24);
```